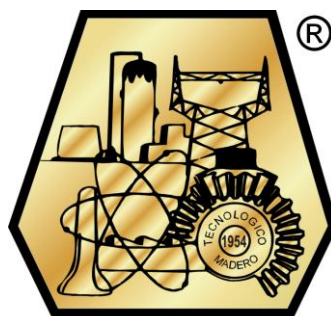


**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RELEVADOR
PROTECTOR DE CARGAS TRIFÁSICAS”**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

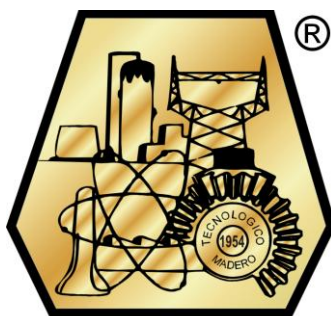
PRESENTA:

ING. ARTURO CANTÚ PORTALES

DIRECTOR DE TESIS:

M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RELEVADOR
PROTECTOR DE CARGAS TRIFÁSICAS”**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. ARTURO CANTÚ PORTALES

JURADO:

PRESIDENTE: M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SECRETARIO: M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
VOCAL: M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
SUPLENTE: DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ



"2014, Año de Octavio Paz"

Cd. Madero, Tamps; a **07 de Noviembre de 2014.**

OFICIO No.: U2.191/14
AREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

C. ING. ARTURO CANTÚ PORTALES.
NO. DE CONTROL G07071048
PRESENTE

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestría en Ingeniería Eléctrica, el cual está integrado por los siguientes catedráticos:

PRESIDENTE :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ
SECRETARIO :	M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ
VOCAL :	M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS
SUPLENTE:	DR. GASTÓN HERNÁNDEZ MARTÍNEZ
DIRECTOR DE TESIS :	M.C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN RELEVADOR PROTECTOR DE CARGAS TRIFÁSICAS"

Es muy satisfactorio para esta División compartir con Usted el logro de esta meta, esperando que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTAMENTE

"Por mi patria y por mi bien"®

M. P. María Yolanda Chávez Cinco
M. P. MARIA YOLANDA CHÁVEZ CINCO
JEFA DE LA DIVISIÓN



S.E.P.
DIVISION DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E
INVESTIGACION
ITCM

c.c.p.- Minuta
Archivo
MYCHC 'HCV' jar



Diseño y construcción de un relevador protector de cargas trifásicas.

Ing. Arturo Cantú Portales

Resumen

En este trabajo se desarrolla un dispositivo electrónico para la protección de motores de corriente alterna trifásicos con una demanda de corriente de hasta 10 amperes, es capaz de proteger a un motor ante fallas por bajo voltaje, sobretensión y sobrecarga. Todo esto mediante el monitoreo de voltaje y corriente en cada fase de alimentación.

La lógica de protección se lleva a cabo implementando un microcontrolador, mediante el cual se procesan las señales recibidas a través de sensores. La medición de voltaje se realiza mediante el uso de transformadores reductores de voltaje; por otra parte, la medición de corriente se realiza mediante sensores de efecto Hall.

El dispositivo de protección cuenta con una interfaz humana, la cual está integrada por un teclado matricial y un display LCD. El usuario es capaz de modificar los valores máximos y mínimos de voltaje, estableciendo con esto un rango de voltaje que considere adecuado para una operación normal. Fuera de estos límites la protección desconecta al motor de la red de suministro eléctrico mediante un sistema de conexión-desconexión comprendido por relevadores.

Ante una falla, el dispositivo muestra mediante un letrero en el display LCD el tipo de falla registrada y bloquea el arranque del motor hasta que los valores de voltaje estén dentro del rango definido. La protección por sobrecarga cuenta con un pequeño retardo para evitar la operación de disparo ante la elevada demanda de corriente presente en el arranque de un motor.

Design and construction of a three-phase load protective relay.

Ing. Arturo Cantú Portales

Abstract

In this thesis, an electronic device for the protection of three-phase alternating current motors with a current demand up to 10 amperes is developed, it is capable to protect an AC motor versus low voltage, overvoltage and overcurrent faults; all this, by monitoring voltage and current in each phase of the electrical supply.

Protection logic is carried out by implementing a microcontroller, whereby the signals received by sensors are processed. Voltage measurement is performed by using voltage step-down transformers; moreover, the current measurement is performed using Hall Effect sensors.

The protection device has a human interface, which consists of a matrix keyboard and LCD display. The user is able to modify the maximum and minimum voltage values, establishing with this, a voltage range considered adequate for a normal operation. Outside these limits, the protection device disconnects the motor from the electrical power grid through a connection-disconnection system composed by relays.

Faced a failure, the type of failure registered is shown by a sign on the LCD display and the motor start is blocked until the voltages are within the defined range. The overload protection has a small delay to prevent a trip operation due to the inrush current drawn when an AC motor is first energized.

Contenido

	<i>Página</i>
Resumen	ii
Abstract	iii
Lista de Figuras	ix
Lista de Tablas	xii
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	1
1.1. ANTECEDENTES	2
1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	3
1.3. JUSTIFICACIÓN	4
1.4. OBJETIVOS	5
1.4.1. Objetivo General	5
1.4.2. Objetivos Específicos	5
1.5. HIPÓTESIS	6
1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.....	7
CAPÍTULO 2: MARCO TEÓRICO	8
2.1. PROBLEMÁTICA DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN	9
2.1.1. Suministro Eléctrico	9
2.1.2. Desbalance de Voltaje	10
2.1.3. Pérdida de Una Fase	12
2.1.4. Bajo Voltaje	14
2.1.5. Sobretensión	14
2.1.6. Trabajo Mecánico Asociado al Motor	16

2.1.7.	Falla por Rotor Bloqueado	19
2.1.8.	Condiciones de la Instalación Eléctrica	19
2.1.8.1	Sub-dimensionamiento del Cableado	20
2.1.8.2.	Incorporación de Nuevas Cargas al Suministro Eléctrico	20
2.1.9.	Problemas Inherentes a la Construcción del Motor	20
2.1.9.1.	Problemas en los Conectores	21
2.1.9.2.	Degradación de los Rodamientos	21
2.2.	CLASES DE DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN	22
2.2.1.	Diseño Clase A	22
2.2.2.	Diseño Clase B	23
2.2.3.	Diseño Clase C	23
2.2.4	Diseño Clase D	24
2.3.	EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	25
2.3.1.	Características Ideales de un Amplificador Operacional	25
2.3.2.	Resistencia de Entrada y de Salida de un Amplificador	26
2.3.3.	Ganancia de Tensión	27
2.3.4.	Respuesta de Frecuencia	28
2.3.5.	Sensibilidad a la Temperatura	28
2.3.6.	Alimentación del Amplificador Operacional	28
2.4.	DIFERENTES CONFIGURACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	28
2.4.1.	Sin Retroalimentación	28
2.4.2.	Con Retroalimentación Positiva	29
2.4.3.	Con Retroalimentación Negativa	30
2.5.	EL AMPLIFICADOR INVERSOR	31
2.6.	EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR	32
2.7.	EL AMPLIFICADOR SUMADOR	34
2.8.	Arquitectura del Microcontrolador Atmega8535	35
2.8.1.	Características del Microcontrolador	35
2.8.2.	Modos de Operación del ATmega8535	39
2.8.3.	Núcleo del Microcontrolador	40

2.8.4.	Reset Externo	42
2.8.5.	Puertos Paralelos	42
2.8.5.1.	Puertos como Entradas/Salidas Digitales	44
2.8.5.2.	Configuración de la Terminal	45
2.8.5.3.	Funciones Alternas del Puerto A	46
2.8.6	Convertidor Análogo Digital	46
2.8.6.1.	Operación del ADC	48
2.8.6.2.	Inicio de una Conversión	50
2.8.6.3	División de Frecuencia y Temporización de una Conversión	50
2.8.6.4.	Voltaje de Referencia del ADC	51
2.8.6.5.	Resultado de una Conversión	52
 CAPÍTULO 3: PROTECCIÓN DE MOTORES ASÍNCRONOS TRIFÁSICOS		53
3.1.	SELECCIÓN DEL SISTEMA DE ARRANQUE	54
3.1.1.	Arrancadores para Motores de Corriente Alterna	54
3.1.2.	Arrancadores Directos	55
3.1.3.	Arrancadores de Corriente Alterna con Tensión Reducida	55
3.1.4.	Arrancadores en Estrella – Delta	55
3.1.5.	Arrancador Combinado	56
3.1.6.	Arrancador Protegido	56
3.1.6.1.	Contactador	56
3.1.6.2.	Relé de Protección de Sobrecarga	56
3.2.	PRINCIPALES PRESCRIPCIONES NORMATIVAS RELATIVAS A LA COORDINACIÓN	57
3.2.1.	Arranque Normal y Pesado	58
3.3.	PRINCIPALES MODALIDADES DE ARRANQUE DE UN MOTOR ASÍNCRONO CON ROTOR JAULA DE ARDILLA	61
3.3.1.	Arranque Directo	61
3.3.2.	Arranque a Tensión Reducida	62
3.3.3.	Arranque en Estrella – Delta Y/ Δ	63

3.3.3.1.	Fase de Estrella (Y)	64
3.3.3.2.	Fase de Conmutación	64
3.3.3.3.	Fase de Delta (Δ)	65
3.3.4.	Arranque con Autotransformador	66
3.3.5.	Arranque con Reactores Estat3ricos	67
3.3.6.	Arranque con Arrancador Suave	68
CAPÍTULO 4: DESARROLLO DEL PROYECTO		71
4.1.	ETAPA DE SENSADO DE VOLTAJE	72
4.1.1.	Requerimientos del Sensor de Voltaje	72
4.1.2.	Selecci3n del Sensor de Voltaje	73
4.1.3.	Implicaciones en la Implementaci3n del Transformador	74
4.2.	ETAPA DE SENSADO DE CORRIENTE	79
4.2.1.	Requerimientos para el Sensor de Corriente	79
4.2.1.1.	Sensor Resistivo	79
4.2.1.2.	Transformador de Corriente	80
4.2.1.3.	Sensor de Efecto Hall	81
4.2.2.	Selecci3n del Sensor de Corriente	82
4.2.3.	Implicaciones en la Implementaci3n del Sensor de Efecto Hall	84
4.3.	ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL	85
4.3.1.	Circuito Convertidor CA – CD	86
4.3.2.	Pre Amplificador en la Señal de Corriente	87
4.4.	SEÑAL EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR ANÁLOGO – DIGITAL	88
4.5.	INTERFAZ DE USUARIO	91
4.5.1.	Teclado Matricial	91
4.5.2.	Codificador de Teclado	92
4.5.3.	M3dulo LCD	93
4.6.	ELABORACI3N DEL CIRCUITO IMPRESO DEL ATMEGA 8535	94
4.7.	CIRCUITO DE CONEXI3N – DESCONEXI3N	96

4.8. FUENTE DE ALIMENTACIÓN	99
CAPÍTULO 5: RESULTADOS Y CONCLUSIONES	101
5.1. RESULTADOS	102
5.2. CONCLUSIÓN	107
Apéndice A: Hojas de Datos de los Componentes Utilizados	108
Referencias	122

Lista de Figuras

	<i>Página</i>
Figura 2.1	Gráfica de voltajes en función del tiempo..... 9
Figura 2.2	Diagrama de fasores 10
Figura 2.3	Desbalance de voltajes..... 10
Figura 2.4	Ampliación del sistema con cargas conectadas en L2 – L3 11
Figura 2.5	Daño en bobinados a causa del desbalance de voltaje 11
Figura 2.6	Pérdida de una fase en diagrama fasorial 12
Figura 2.7	Pérdida de una fase 12
Figura 2.8	Daño por pérdida de una fase en un motor conectado en estrella 13
Figura 2.9	Daño por pérdida de una fase en motor conectado en delta 13
Figura 2.10	Bajo Voltaje en diagrama de fasores 14
Figura 2.11	Diagrama fasorial de un sobre voltaje 15
Figura 2.12	Daño en el aislamiento a causa de un sobre voltaje 15
Figura 2.13	Tiempo de falla Vs Nivel de sobrecarga (Motor Clase 10) 17
Figura 2.14	Vida del motor Vs Temperatura del motor 17
Figura 2.15	Daño en el aislamiento causado por una sobrecarga 18
Figura 2.16	Daño en el aislamiento del bobinado por rotor bloqueado 19
Figura 2.17	Curvas características típicas para diferentes diseños de rotores 25
Figura 2.18	Modelo de una fuente alimentando a un amplificador operacional 26
Figura 2.19	Amplificador operacional sin retroalimentación 27
Figura 2.20	Amplificador operacional con retroalimentación positiva 29
Figura 2.21	Amplificador operacional con retroalimentación negativa 30
Figura 2.22	Configuración del amplificador inversor 31
Figura 2.23	Amplificador en configuración de no inversor 33
Figura 2.24	Configuración de un amplificador sumador 34

Figura 2.25	Terminales del ATmega8535	37
Figura 2.26	Diagrama de bloques del ATmega8535	38
Figura 2.27	Diagrama de bloques de la arquitectura del Microcontrolador	41
Figura 2.28	Reset externo durante la operación	42
Figura 2.29	Diagrama esquemático equivalente de la terminal I/O	43
Figura 2.30	Entrada/Salida digital de propósito general	44
Figura 2.31	Diagrama de bloques del convertidor análogo – digital	49
Figura 3.1	Curvas de disparo de un relé térmico para diversas clases de arranque	60
Figura 3.2	Esquema del principio de arranque directo	62
Figura 3.3	Esquema del principio de arranque estrella – delta	63
Figura 3.4	Esquema del principio de arranque con autotransformador	66
Figura 3.5	Esquema del principio de arranque con reactores o resistencias estatóricas	68
Figura 3.6	Esquema del principio de arranque con arrancador suave	69
Figura 3.7	Comportamiento de la corriente y del par para diversas modalidades de arranque	70
Figura 4.1	Características del transformador 127/12 V	73
Figura 4.2	Medición de la resistencia en el primario del transformador	74
Figura 4.3	Medición de la corriente en vacío en el primario del transformador ..	75
Figura 4.4	Circuito equivalente del divisor de tensión	76
Figura 4.5	Voltaje en el primario del transformador	78
Figura 4.6	Ejemplo de un sensor resistivo	80
Figura 4.7	Transformador de corriente tipo dona	81
Figura 4.8	Diagrama del Efecto Hall	82
Figura 4.9	Sensor de Efecto Hall ACS712	83
Figura 4.10	Diagrama de conexión del Sensor Hall ACS712	83
Figura 4.11	Componente de CD presente en el sensor ACS712	84
Figura 4.12	Señal de corriente alterna montada sobre la componente de CD	84
Figura 4.13	Circuito convertidos CA – CD	86
Figura 4.14	Pre amplificador de señal	87

Figura 4.15	Voltaje en la salida del sensor hall con 0.91 A de corriente	87
Figura 4.16	Voltaje en la salida del pre amplificador	88
Figura 4.17	Señal en la entrada y salida del circuito de valor medio absoluto	88
Figura 4.18	Voltaje en la salida del convertidor CA – CD del sensor de efecto hall	89
Figura 4.19	Voltaje en la entrada del convertidor CA – CD del sensor de voltaje	90
Figura 4.20	Voltaje en la salida del convertidor CA – CD del sensor de voltaje ...	91
Figura 4.21	Configuración de los botones del teclado matricial	92
Figura 4.22	Conexión del teclado al codificador MM74C922	92
Figura 4.23	Vista posterior de un display LCD	93
Figura 4.24	Diseño impreso en papel transfer	94
Figura 4.25	Transferencia del tóner de la hoja a la placa	94
Figura 4.26	Reacción del cloruro férrico en el cobre	95
Figura 4.27	Perforado de la placa fenólica	95
Figura 4.28	PCB Prototipo del microcontrolador	96
Figura 4.29	Partes que componen un relevador	97
Figura 4.30	Relevador SUN HOLD RAS – 1215	97
Figura 4.31	PCB del circuito de conexión – desconexión	98
Figura 4.32	Ejemplo de aplicación del LM2575	99
Figura 4.33	Fuente de alimentación	100
Figura 5.1	Conexión del Relevador Protector de Cargas Trifásicas al equipo de Lab – Volt	102
Figura 5.2	Prueba de sobretensión.....	103
Figura 5.3	Letrero de Sobrevoltaje en el display	103
Figura 5.4	Letrero de motor en funcionamiento	104
Figura 5.5	Letrero de Sobrecorriente	105
Figura 5.6	Fusibles en la entrada de alimentación de la carga	105
Figura 5.7	Relevador en operación con un voltaje de 84 V	106
Figura 5.8	Relevador en operación con un voltaje de 150 V	106

Lista de Tablas

		<i>Página</i>
Tabla 2.1	Funciones alternas de las terminales del puerto A	46
Tabla 3.1	Categorías de utilización de arrancadores	57
Tabla 3.2	Clases de arranque de motores de corriente alterna	59
Tabla 4.1	Características de los sensores de voltaje	73
Tabla 4.2	Características de los sensores de corriente	82
Tabla 4.3	Descripción de los pines de un LCD 2x16	93

Capítulo

1

Introducción

En este capítulo se presenta la problemática en la protección de los motores de baja capacidad, se muestra un panorama general de las razones por la cual se desarrolla el proyecto a raíz de la necesidad de aumentar la confiabilidad en la operación de los motores trifásicos en la industria.

Se presentan los objetivos generales y específicos de lo que se quiere lograr, así como también, los alcances y limitación del proyecto.

1.1. ANTECEDENTES.

Actualmente, en el ámbito industrial, el control de motores es primordial ya que los motores son las piezas claves en la realización de los procesos, se debe garantizar la confiabilidad y eficiencia en la operación de dichos motores.

Es asumible que en condiciones ideales, cuando los motores han sido adecuadamente planificados y dimensionados, aunados a una buena instalación, operación y mantenimiento, no han de sufrir averías. En la vida real, sin embargo, dichas condiciones no siempre se cumplen. La frecuencia de averías de los diferentes motores depende de las diferentes condiciones específicas de funcionamiento.

Se han de observar unos puntos claves para garantizar un trabajo libre de averías, en lo posible, por parte de un motor eléctrico.

- ✓ Se debe contar con un diseño adecuado seleccionando el motor adecuado para cada aplicación, con esto también aseguramos una mayor eficiencia en la operación de los motores.
- ✓ Se requiere de una instalación profesional, así como también se debe realizar el mantenimiento necesario para una óptima operación del motor.
- ✓ Es necesario seleccionar una adecuada protección cubriendo los posibles rangos de problemas.
 - No se debe de disparar antes de que el motor se encuentre en una situación de riesgo.
 - Cuando dicha situación se presente, el dispositivo de protección debe activarse antes de que se produzca cualquier daño
 - Si el daño es imprevisible, el dispositivo de protección deberá activarse rápidamente para restringir el al máximo posible la extensión de los daños¹.

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Desde hace varios años, la mayoría de los fabricantes de equipo eléctrico han ofrecido en el mercado, dispositivos para la protección de motores trifásicos de gran capacidad, empleados en las grandes industrias. Sin embargo, se ha dejado de lado a un amplio número de aplicaciones en donde se utilizan motores trifásicos de mediana capacidad en el rango de 200 a 480 volts.

Generalmente los motores de baja capacidad se instalan junto con dispositivos básicos de protección como lo son los fusibles, estos tienen la ventaja de ser económicos y son una buena protección contra cortocircuitos y sobrecargas. El problema relacionado con los fusibles es que dejan de lado la protección contra sobretensiones y en algunos casos los fusibles mal coordinados no son capaces de proteger eficientemente a un motor contra las sobrecargas y tienen problemas al presentarse disturbios tales como pérdidas de fases entre otros.

Existen diversas aplicaciones en donde se requiere una adecuada protección para los motores de más baja capacidad, para asegurar la confiabilidad en la operación de dichos procesos y prolongar su vida útil.

Se propone diseñar un relevador protector de cargas trifásicas, con la finalidad de evitar daños a causa de las fallas más frecuentes que se presentan en los motores trifásicos.

1.3. JUSTIFICACIÓN.

Actualmente en la industria, se requiere operar con motores de mediana capacidad; pero generalmente se presta menos atención en cuestión de fallas a estos motores, ya que su sistema de protección consiste en dispositivos simples tales como fusibles o interruptores termo-magnéticos.

El problema de proteger los motores solo con fusibles se presenta cuando exista una sobrecarga tal que eleve la temperatura lo suficiente en el motor como para dañar sus devanados, este problema puede derivar de una mala coordinación de la protección. Los fusibles son más eficientes para fallas en las que se presente cortocircuito, además de que no protegen a los motores contra disturbios en el voltaje de entrada tales como desbalance de fases o sobre-voltajes y en ocasiones presentan el problema de pérdida de fase.

Otra alternativa común para la protección de los motores eléctricos es la implementación de interruptores termo-magnéticos. Estos interruptores son eficientes para proteger ante fallas de sobre-corriente causadas por diversos factores tales como sobrecarga, pero presentan el problema, al igual que los fusibles, de no detectar variaciones peligrosas en el voltaje como desbalances de fases o sobre-voltajes las cuales derivan en un sobrecalentamiento innecesario de los devanados del motor pudiendo dañarlos.

Con esto se puede concluir con la necesidad de proteger adecuadamente a estos motores contra las diversas fallas como sobrecarga, sobre-voltaje y bajo voltaje mediante un dispositivo de protección más completo como un relevador de protección aumentando el margen de confiabilidad en la operación de los motores.

1.4. OBJETIVOS.

1.4.1. Objetivo General.

Diseñar y construir un dispositivo para proteger a los motores trifásicos de pequeña y mediana capacidad, el cual pueda proteger al motor contra sobre-voltajes, bajos voltajes. Este dispositivo está enfocado también a ser de bajo costo, puesto que se seleccionarán las piezas y componentes que brinden las características necesarias para el proyecto a un bajo costo para que la implementación de este dispositivo como protección sea factible económicamente.

1.4.2. Objetivos Específicos.

- El relevador de protección deberá proteger contra sobrecarga, sobre-voltaje y bajo voltaje.
- Deberá ser un dispositivo de fácil operación.
- El dispositivo tendrá un rango de operación de 200 a 480 Volts de tensión nominal.
- Podrá operar en un rango de corriente nominal de hasta 10 Amperes.
- El usuario tendrá la posibilidad de ajustar a su criterio el:
 - ✓ Voltaje máximo (sobretensión)
 - ✓ Voltaje mínimo (bajo voltaje)
 - ✓ Corriente máxima (sobre-corriente)
- Contará con un retardo para evitar que el relevador opere cuando exista una sobrecorriente derivada del arranque del motor.

1.5. HIPÓTESIS.

Será posible realizar el diseño y construcción de un dispositivo de protección para motores de inducción de baja potencia dentro del rango de voltaje de 200 a 480 Volts.

Será posible desarrollar un diseño implementando componentes electrónicos comunes en el mercado para el sensado de voltajes y corrientes, que sean económicos para garantizar un bajo costo de construcción.

Es posible diseñar una interfaz de usuario sencilla para garantizar su fácil operación y monitoreo.

1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.

El dispositivo de protección estará diseñado para motores de corriente alterna, trifásicos que operen con una corriente nominal no mayor a 10 Amperes y con un voltaje de alimentación dentro del rango de 200 a 480 Volts.

Se protegerá al motor contra sobre-corriente, sobretensión y bajo voltaje. No se contempla la protección por temperatura ni cambio de presión atmosférica, por usarse a nivel del mar o en zonas con altitudes mayores. Por ello, queda a criterio del usuario, la selección de los valores que considere críticos de voltaje y corriente.

Capítulo

2

Marco Teórico

Este capítulo contiene información de referencia acerca de los principales problemas en la alimentación eléctrica de los motores trifásicos de corriente alterna, así como los daños que estos pueden provocar en los componentes del motor. También se muestra información referente a los amplificadores operacionales y sus diferentes configuraciones. Por último se expone información referente al microcontrolador ATmega 8535, su configuración de terminales y principales características.

La información presente en este capítulo nos proporciona los fundamentos teóricos para comprender el diseño y funcionamiento del prototipo.

2.1. PROBLEMÁTICA DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN.[1]

Los motores eléctricos de inducción en corriente alterna, son los dispositivos más usados cotidianamente para la ejecución de trabajos mecánicos. Los encontramos en todo tipo de aplicación: ventilación, refrigeración, aire acondicionado, bombeo, molinos, medios transportadores, etc. Las principales causas por las que estos dispositivos sufren daños irreparables, se deben a las alteraciones del suministro eléctrico, exceso de trabajo mecánico asociado y problemas en la instalación eléctrica que alimenta al motor. En un segundo plano se encuentran los problemas asociados al deterioro de las partes que componen el motor. Tanto los motores monofásicos como los trifásicos son susceptibles a desperfectos debido a las causas antes mencionadas.

2.1.1. Suministro Eléctrico [2].

La distribución de energía eléctrica consiste en el suministro de energía, mediante tres ondas de tensión sinusoidales desfasadas una de la otra en 120 grados. Una manera de representar estas formas de onda es la gráfica de voltaje en función del tiempo.

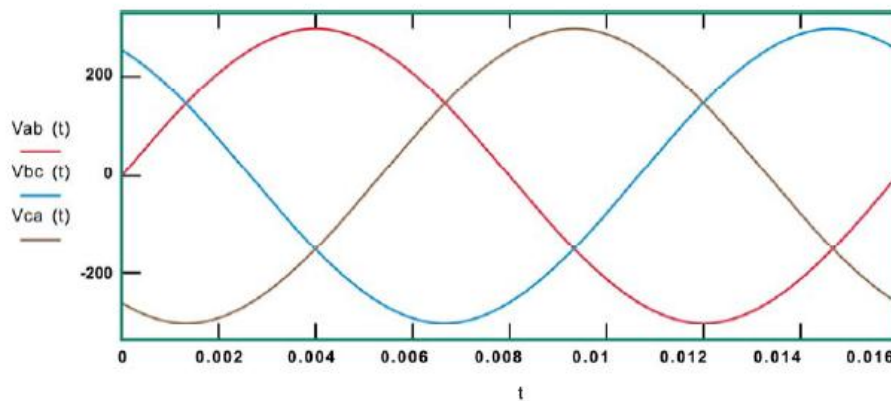


Figura 2.1. Gráfica de voltajes en función del tiempo.

Otra forma de representar estas ondas, es usando vectores para cada una de ellas (Fasores). Con ello representamos la tensión entre cada línea de distribución de energía y el neutro, llamándose estos voltajes de red (V_1, V_2, V_3) o llamándolos voltajes de línea (V_a, V_b, V_c) si representamos la tensión entre las fases.

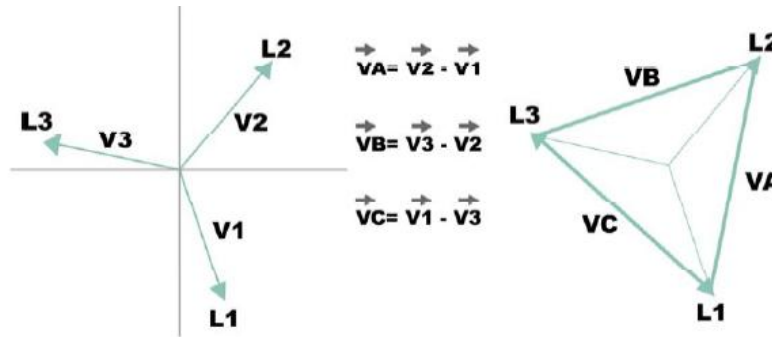


Figura 2.2. Diagrama de fasores.

2.1.2. Desbalance de Voltaje [2,3].

El desbalance de voltaje (VUB) es la alteración del suministro eléctrico más dañina a la que puede estar sometido un motor eléctrico. Aparece con la incorporación desbalanceada de cargas monofásicas a las líneas, provocando que unas tengan más o menos carga que otras. Esta incorporación asimétrica de cargas monofásicas, provocará valores de voltaje distintos entre las fases como se muestra en la Figura 2.3.

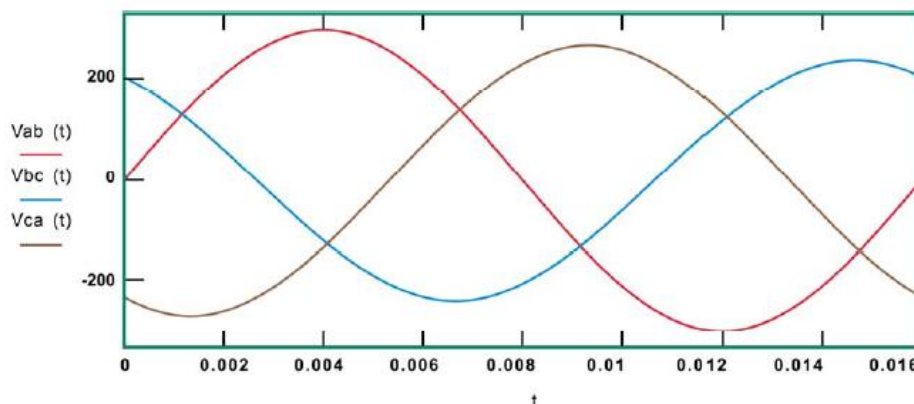


Figura 2.3. Desbalance de voltajes.

Generalmente, en las instalaciones nuevas se pone especial cuidado en balancear la distribución de las cargas en cada fase. Sin embargo, a medida que se incorporan nuevos equipos monofásicos al suministro eléctrico comienza a presentarse el desbalance de voltaje.

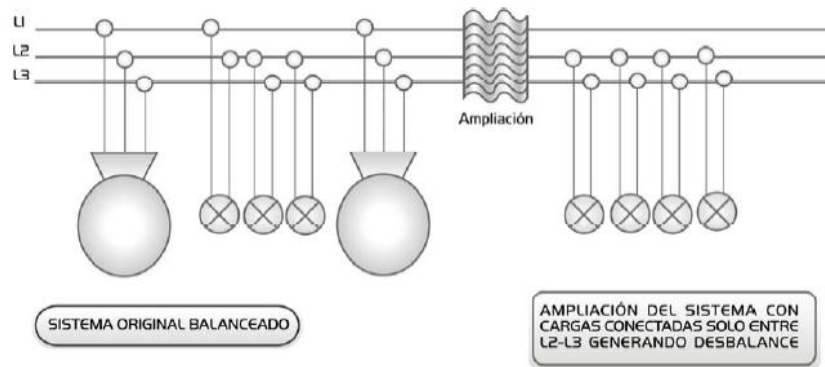


Figura 2.4. Ampliación del sistema con cargas conectadas en L2-L3.

Un 1% de desbalance de voltajes, puede resultar en un 6% a 10% de desbalance en las corrientes. También puede ser causa de malos contactos en la bornera. En la Figura 2.5 se nota que los grupos de bobinados de una fase están "muy quemados", los de otra "levemente quemados" y los de la tercera "recalentados".

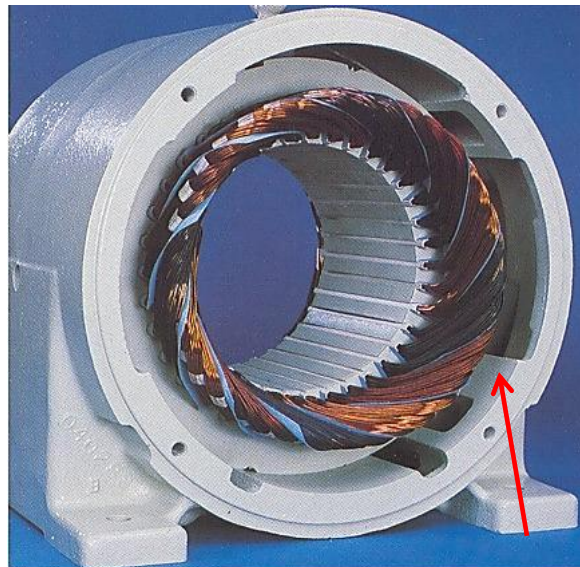


Figura 2.5. Daño en bobinados a cause del desbalance de voltaje.

2.1.3. Pérdida de Una Fase [2,3].

La pérdida de una fase (VSP) se considera como el caso extremo de un desbalance de voltaje.

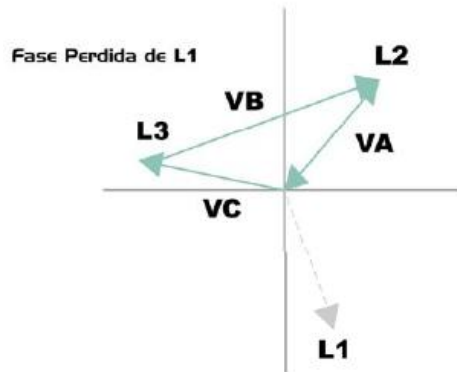


Figura 2.6. Pérdida de una fase en diagrama fasorial.

Un motor trifásico en marcha que pierda una fase (VSP), continuará girando obteniendo la energía que requiere de las dos fases restantes, esto se traduce en un aumento significativo de las corrientes en las fases restantes y en consecuencia de la temperatura de los arrollados del motor. En muchos casos, dependiendo de la carga asociada, el motor es capaz de regenerar la fase perdida, en la gráfica de la Figura 2.7 se muestra una pérdida de fase.

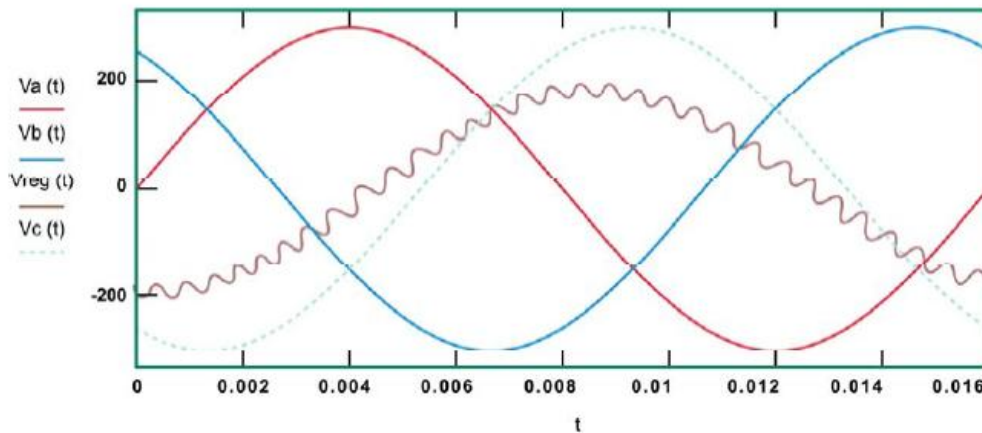


Figura 2.7. Pérdida de una fase.

La frecuencia Fundamental de la onda regenerada es la misma, pero la amplitud y la fase varían. Para reconocer una onda regenerada se hace necesario detectar la desviación del ángulo de fase de dicha onda y la variación del desbalance del sistema.

Al poner en marcha un motor trifásico en ausencia de una fase, este consumirá en las dos fases restantes, una corriente equivalente a la denominada como rotor bloqueado (LRA). Dicha corriente generará un sobrecalentamiento de tal magnitud, que en pocos segundos destruirán completamente los arrollados del motor. En la Figura 2.8 se puede observar los daños a las bobinas en 2 fases de un motor con conexión en estrella, En el motor conectado en delta se observa el daño a las bobinas en una fase del motor.



Figura 2.8. Daño por pérdida de una fase en un motor conectado en estrella.

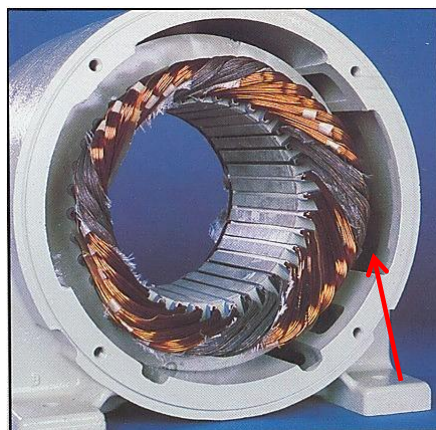


Figura 2.9. Daño por pérdida de una fase en motor conectado en delta.

2.1.4. Bajo Voltaje [3].

Las condiciones de bajo voltaje (UV) y sobretensión (OV) se deben principalmente a sobrecarga de los circuitos y/o regulación defectuosa. Un motor eléctrico que opere en presencia de bajo voltaje (UV), aumentará las corrientes de trabajo y en consecuencia se sobrecalentarán sus arrollados. Una combinación de voltaje bajo (UV) y desbalance de voltaje (VUB) producirá un mayor sobrecalentamiento del que producen estas alteraciones por separado.

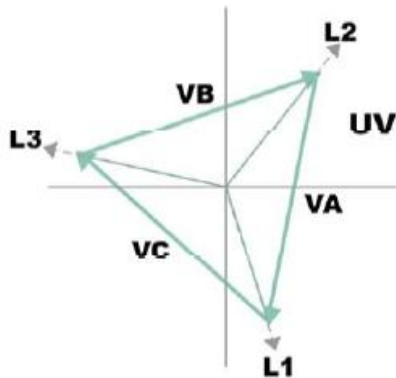


Figura 2.10. Bajo Voltaje en diagrama de fasores.

Una variación del -10% del voltaje de operación especificado por el fabricante del motor, se traducirá en un peligroso incremento de las corrientes y un sobrecalentamiento de los arrollados del mismo. Un 1% de desbalance de voltajes, puede resultar en un 6% a 10% de desbalance en las corrientes.

2.1.5. Sobretensión [2,3].

Un motor eléctrico que opere en presencia de sobretensión (OV) se sobrecalentará innecesariamente. Esta condición es especialmente peligrosa si aunado al sobre-voltaje el motor se encuentra a rotor bloqueado, la corriente que consumirá será superior a la corriente a rotor bloqueado (LRA).

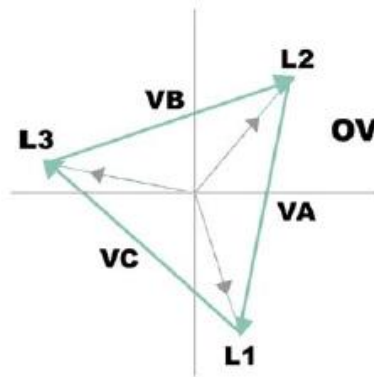


Figura 2.11. Diagrama fasorial de un sobre voltaje.

Una variación +10%, del voltaje especificado por el fabricante del motor, se traducirá en un peligroso e innecesario sobrecalentamiento de los arrollados. Si el motor, bajo esta condición de sobre-voltaje, se llega a encontrar mecánicamente bloqueado, incrementará el valor de su corriente de rotor bloqueado (LRA). En la Figura 2.12 se puede observar los daños en el aislamiento a causa de un sobre-voltaje.

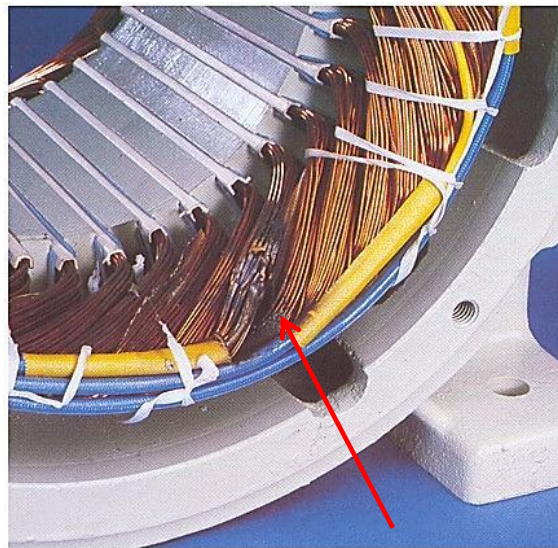


Figura 2.12. Daño en el aislamiento a causa de un sobre-voltaje.

2.1.6. Trabajo Mecánico Asociado al Motor [3].

El trabajo mecánico asociado a un motor eléctrico posee múltiples naturalezas: compresión de gases, ventilación, bombeo de líquidos, transporte de cargas, etc.

En todos estas aplicaciones, la energía consumida siempre es eléctrica y el consumo será mayor o menor dependiendo del esfuerzo al que sea sometido el motor. La energía consumida fluirá hacia el motor con las corrientes de trabajo, estas pueden variar, a mayor esfuerzo mayor corriente, a menor esfuerzo menor corriente.

Todo motor, posee una corriente nominal de trabajo (I_n o RLA) inherente a su construcción y al esfuerzo que sea capaz de desempeñar (HP). La corriente nominal (I_n o RLA), es la necesaria para que el motor realice el esfuerzo nominal (HP) especificado por el fabricante.

La mayoría de los motores permiten exigirles un esfuerzo mecánico adicional sin poner en peligro su integridad física. Esa capacidad de sobre esforzarse sin peligro alguno, se llama factor de servicio. Tal sobre esfuerzo provocará que la corriente de trabajo sea mayor que la corriente nominal (I_n o RLA). Esta se conoce como corriente de factor de servicio (FLA).

Un motor que opere con una corriente superior a la corriente de factor de servicio, estará sometido a una sobrecarga (OC) e incrementará el calor de sus devanados peligrosamente.

Si dicho evento es sostenido en el tiempo, el motor se calentará por encima de su temperatura máxima permitida. Esto afectará la integridad sus devanados de manera irreversible. El tiempo que tarda un motor, trabajando con una sobrecarga (OC), en calentarse hasta el punto en que se destruyan sus devanados, es variable y dependerá del valor de la corriente que este consumiendo producto del sobre esfuerzo. Si la sobrecarga

mecánica es lo suficiente alta como para que el motor no pueda girar (rotor bloqueado), este consumirá una corriente seis veces superior a la corriente nominal. Esta corriente se llama corriente a rotor bloqueado (LRA). La integridad de los arrollamientos depende de la duración y magnitud de la sobrecarga como se muestra en la gráfica de la Figura 2.13.

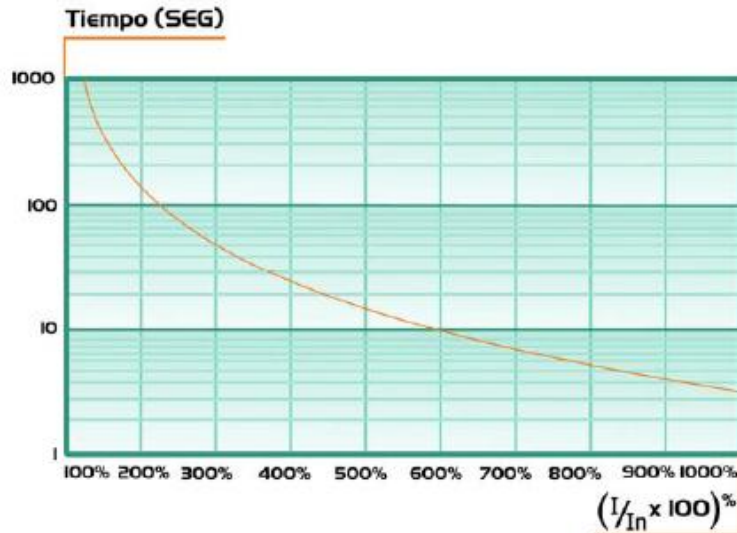


Figura 2.13. Tiempo de falla Vs Nivel de sobrecarga (Motor Clase 10).

La vida útil e integridad de los arrollados del motor, depende del aislamiento que posee el alambre de cobre con que están contruidos. La temperatura es el principal enemigo del aislamiento. La vida útil del aislante se reduce a la mitad por cada 10 grados centígrados adicionales a la temperatura máxima de operación especificada por el fabricante del motor.

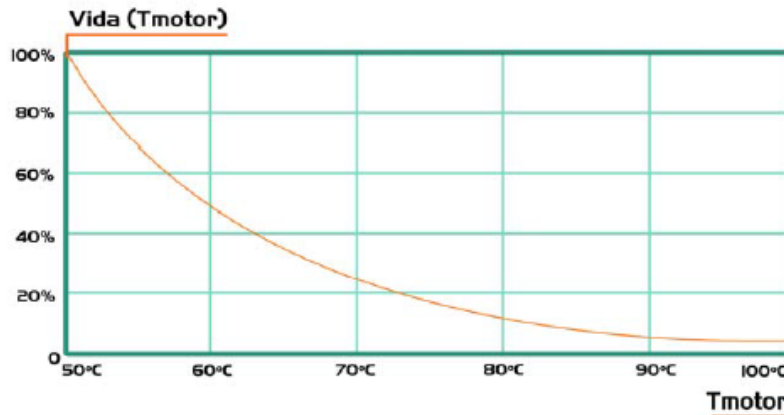


Figura 2.14. Vida del motor Vs Temperatura del motor.

El aumento en los valores de la corriente del motor, también ocurre debido a situaciones en donde el motor opere con bajo voltaje o sobre-voltaje. Estas situaciones indeseables, provocarán un aumento de las corrientes de trabajo del motor y de la temperatura de sus arrollados. Un motor que trabaje simultáneamente con sobrecarga y bajo voltaje o sobre-voltaje, aumentará aún más sus corrientes de trabajo, en comparación con cualquiera de dichas condiciones por separado, y la temperatura interna alcanzará aceleradamente los niveles máximos permitidos.

El desbalance de voltaje provocará un calentamiento extra del motor, independiente del esfuerzo mecánico que pueda estar desempeñando. Un motor operando con una corriente cercana a la de factor de servicio y que esté en presencia de desbalance de voltaje, incrementará su temperatura interna a niveles peligrosos. En esta condición la temperatura sobrepasará la máxima permitida, sin que el motor este mecánicamente sobre esforzado, destruyéndose en breve tiempo sus devanados. En la Figura 2.15 se presenta un daño en el aislamiento del estator causado por una sobrecarga.



Figura 2.15. *Daño en el aislamiento causado por una sobrecarga.*

2.1.7. Falla por Rotor Bloqueado [2].

Un severo deterioro térmico del aislamiento en las tres fases del motor es causado por corrientes excesivamente altas debido a la operación a rotor bloqueado o semi-bloqueado (falla en rodamientos). Esto también puede ocurrir por arranques o reversión de giro excesivos (fuera del rango permitido). En la Figura 2.16 se observa el exceso de calor generado en el estator y rotor a causa de la falla, a tal grado que puede derretir partes del rotor.



Figura 2.16. *Daño en el aislamiento del bobinado por rotor bloqueado (metal derretido).*

2.1.8. Condiciones de la Instalación Eléctrica [3].

La degradación de los dispositivos de control, el sub-dimensionamiento del cableado que energiza el motor y la incorporación de nuevas cargas al suministro eléctrico, son los principales problemas inherentes a la instalación eléctrica que atentan contra la vida útil del motor.

2.1.8.1. Sub-dimensionamiento del Cableado.

Un cableado con una capacidad conductiva igual o menor a la corriente nominal del motor, provocará situaciones de bajo voltaje justo en los segundos iniciales, entre el arranque del motor y el momento en que este alcance su velocidad nominal de trabajo (RPM). También ocurrirá lo mismo si con dicho cableado el motor opera con una corriente igual a la del factor de servicio. La magnitud de la caída de voltaje dependerá de la capacidad conductiva del cable, la longitud del cableado y del valor de la corriente de trabajo del motor.

En esta condición de sub-dimensionamiento del cableado, si el motor arranca con carga, consumirá corrientes mayores a la del factor de servicio y estará en presencia de una sobrecarga (OC). Si el motor nunca llega a alcanzar su velocidad nominal de trabajo, en pocos segundos se sobrecalentará hasta su temperatura máxima de operación.

2.1.8.2. Incorporación de Nuevas Cargas al Suministro Eléctrico.

De no planificar correctamente la incorporación de nuevas cargas a la red, se ocasionarán situaciones de bajo voltaje y desbalance de voltaje. En estas condiciones el motor sufrirá recalentamientos innecesarios que podrían dañarlo irreversiblemente.

2.1.9. Problemas Inherentes a la Construcción del Motor [3].

Los motores eléctricos de inducción son máquinas sencillas en su construcción, partes propias pueden afectar su desempeño y su vida útil. Los puntos más sensibles del motor a sufrir deterioros con el uso son los conectores (bornes), la ventilación y los rodamientos.

2.1.9.1. Problemas en los Conectores.

Los puntos de conexión del motor (bornes), se dañarán si este es sometido a múltiples arranques en breves intervalos tiempo. Existen varias conexiones por las que fluye corriente cuando energizamos un motor. Las de la bornera con los conductores que lo energizan y las de la bornera con los arrollados del motor.

A estas conexiones, se les conoce con el nombre de puntos calientes. La bornera es una parte del motor llena de puntos calientes.

Cuando arrancamos un motor a carga nominal, la corriente, por muy poco tiempo, será más alta que la corriente nominal (I_n o RLA). Una vez que el motor alcance su velocidad de trabajo (RPM), la corriente será igual a la nominal (I_n o RLA). Durante el arranque la bornera se calentará intensamente, una vez el motor alcance su velocidad nominal de trabajo, la temperatura de la bornera se estabilizará a un valor o igual o superior a la de los arrollados, sin que ello ocasione daño alguno en los bornes.

Un motor sometido a múltiples arranques en breves intervalos de tiempo, nunca podrá estabilizar la temperatura de su bornera a niveles seguros, pudiendo destruirse así los conectores. De dañarse un borne el motor se lesionará irreversiblemente, ya que operará tan solo con dos fases (CSP). Con dos o tres bornes destruidos, el motor se detendrá y tendrá que reconstruirse la bornera.

2.1.9.2. Degradación de los Rodamientos.

Un motor eléctrico, por lo general, posee dos rodamientos que soportan el eje del rotor. Los rodamientos tienen un tiempo vida útil y su degradación siempre terminará bloqueando el rotor del motor.

Un rodamiento degradado pasará por un lapso, de duración variable e incierta, con alto roce haciendo que el motor gire con sobre esfuerzo, para posteriormente atascarse definitivamente y dejar el motor a rotor bloqueado.

Tanto en la etapa donde el motor gira con sobre esfuerzo, debido al alto roce en el rodamiento y luego ya con este último atascado, el motor estará en presencia de una sobrecarga (OC). Primero, con una corriente superior a la del factor de servicio y luego, con una corriente seis veces mayor a la nominal (corriente a rotor bloqueado LRA). Bajo estas condiciones el motor se dañará irremediablemente.

2.2. CLASES DE DISEÑO DE MOTORES DE INDUCCIÓN [4].

Es posible producir gran variedad de curvas par-velocidad cambiando las características del rotor de los motores de inducción. Para ayudar a la industria a seleccionar de modo adecuado los motores destinados a diversas aplicaciones en el rango completo de caballos de fuerza, la NEMA –en los Estados Unidos de América- y la International Electrotechnical Commission (IEC) –en Europa-, han definido una serie de diseños estándar con diferentes curvas par-velocidad. Estos diseños estándar se relacionan con las clases de diseño, de modo que un motor individual puede ser relacionado con un motor de diseño clase X.

2.2.1. Diseño Clase A.

Los motores de diseño clase A son de diseño estándar: con un par de arranque normal, corriente de arranque normal y bajo deslizamiento. El deslizamiento a plena carga de los motores de diseño clase A deben ser menor de 5% y menor que el del motor de tamaño equivalente de diseño clase B. El par máximo equivale a entre 200% y 300% del par de plena carga y ocurre a un bajo deslizamiento (menor de 20%). El par de arranque de este diseño equivale por lo menos, al nominal de los motores grandes y es 200% o más del

par nominal de los motores pequeños. El problema principal de esta clase de diseño es la *extremadamente alta corriente de irrupción en el arranque*. Los flujos de corriente en el arranque equivalen a entre 500% y 800% de la corriente nominal. Si la potencia sobrepasa 7.5 HP, se debe utilizar alguna forma de voltaje reducido en el arranque de estos motores, para evitar problemas de caída de voltaje en el sistema de potencia al cual se hallan conectados. En el pasado, los motores de diseño clase A fueron de diseño estándar para la mayoría de las aplicaciones que no sobrepasaban 7.5 HP y hasta cerca de 200 HP, pero han sido reemplazados por motores de diseño clase B en los últimos años. Estos motores se utilizan en ventiladores, sopladores, bombas, tornos y otras máquinas herramientas.

2.2.2. Diseño Clase B.

Los motores de diseño clase B tienen par de arranque normal, *baja corriente de arranque* y bajo deslizamiento. Este motor produce casi el mismo par de arranque que el motor clase A con cerca de 25% menos corriente. El par máximo es mayor o igual a 200% del par de carga nominal, pero menor que el de diseño clase A, debido al aumento de la reactancia del rotor. El deslizamiento del rotor es relativamente bajo (menor del 5%), aun a plena carga. Las aplicaciones son similares a las de los motores de diseño clase A, pero los de diseño clase B son preferidos debido a que requieren poca corriente de arranque. Los motores de diseño clase B han reemplazado ampliamente a los motores de diseño clase A en las nuevas instalaciones.

2.2.3. Diseño Clase C.

Los motores de diseño clase C tienen *alto par de arranque con bajas corrientes de arranque* y bajo deslizamiento (menor del 5%) a plena carga. El par máximo es un poco menor que el de los motores de clase A, mientras que el par de arranque es de hasta 250% del par de plena carga. Estos motores son construidos con rotores de doble jaula; por tanto,

son más costosos que los motores de las clases ya indicadas. Se utilizan para cargas con alto par de arranque, como bombas, compresores y transportadoras.

2.2.4. Diseño Clase D.

Los motores de diseño clase D tienen alto par de arranque (275% o más del par nominal) y una *baja corriente de arranque*, pero también tienen alto deslizamiento a plena carga. En esencia son motores de inducción de clase A comunes, pero las barras del rotor son más pequeñas y la resistencia del material más elevada. La alta resistencia del rotor desplaza el par máximo hacia una velocidad muy baja. También es posible que el par máximo ocurra a velocidad cero (100% de deslizamiento). En estos motores, el deslizamiento a plena carga es bastante alto debido a la alta resistencia rotórica. Está típicamente entre 7 y 11%, pero puede llegar a 17% o más. Estos motores se utilizan en aplicaciones que requieren acelerar cargas de inercias muy altas, en especial grandes volantes utilizados en troqueladoras o en cortadoras. En tales aplicaciones, estos motores aceleran un gran volante de modo gradual hasta alcanzar su plena velocidad, que luego se transmite a la troqueladora. Después de la operación de troquelado, el motor acelera el volante durante un moderado tiempo hasta la próxima operación.

Además de estas cuatro clases de diseño, la NEMA reconoció las clases de diseño E y F que fueron llamados motores de inducción de *arranque suave*. Estos diseños se distinguieron por tener *muy bajas corrientes de arranque* y se utilizaron para cargas de bajo par de arranque en situaciones en que las corrientes de arranque eran un problema. Estos diseños están obsoletos hoy en día. En la Figura 2.17 se puede observar una comparación gráfica de las curvas Par-Velocidad que caracterizan a las diferentes clases de diseño.

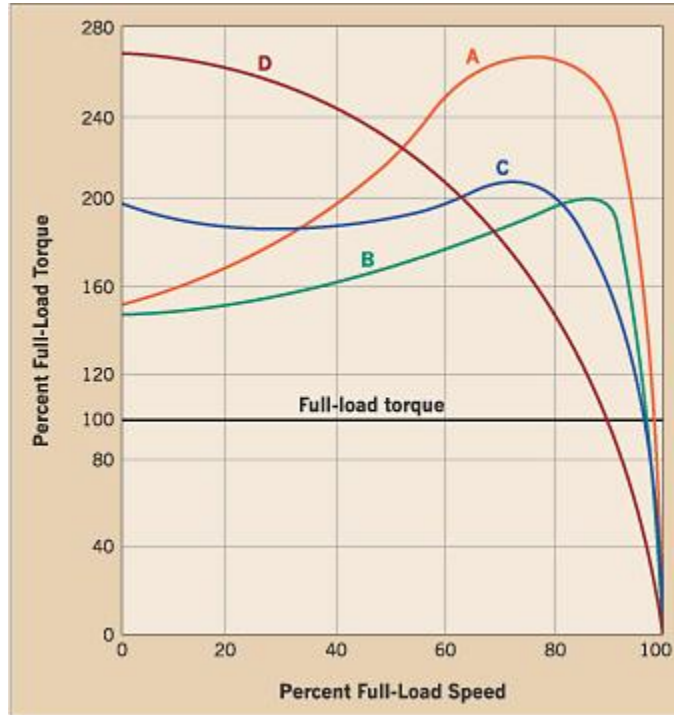


Figura 2.17. Curvas características típicas para diferentes diseños de rotores.

2.3. EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL [5].

El amplificador operacional es un amplificador CC multietapa con entrada diferencial, cuyas características se aproximan a las de un amplificador ideal.

2.3.1. Características Ideales de un Amplificador Operacional.

- a) Resistencia de entrada infinita.
- b) Resistencia de salida nula.
- c) Ganancia de tensión infinita.
- d) Respuesta de frecuencia infinita (CC a infinitos Hz).
- e) Insensibilidad a la temperatura (DRIFT nulo).

2.3.2. Resistencia de Entrada y de Salida de un Amplificador.

Considerando la Figura 2.18 la cual representa el modelo de una fuente alimentando un amplificador y, a su vez, alimentando una carga.

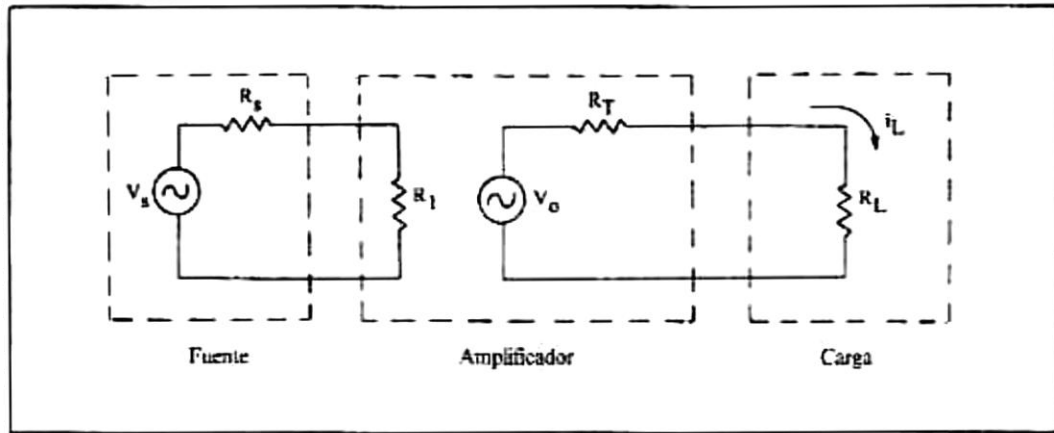


Figura 2.18. Modelo de una fuente alimentando a un amplificador operacional.

Del circuito de la Figura 2.18 se obtiene la siguiente ecuación:

$$V_{R_i} = \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} \quad (2-1)$$

Analizando la ecuación 2-1 se puede deducir lo siguiente:

$$R_i \rightarrow \infty \rightarrow V_{R_i} = V_s \quad (2-2)$$

Cuanto mayor es R_i en relación a R_s , mayor será la proporción de V_s aplicada sobre R_i . Así, para minimizar la atenuación de la señal aplicada en la entrada del amplificador es necesario que su resistencia de entrada sea muy alta en relación a la resistencia de salida de la fuente.

Por otra parte, para obtener toda la señal de salida sobre la carga es necesario que la resistencia de salida del amplificador sea muy baja.

$$V_{RL} = V_O - i_L \cdot R_T$$

Suponiendo $R_T = 0$, se tiene:

$$V_{RL} = V_O \quad (2-3)$$

En estas condiciones la corriente i_L está limitada por el valor de R_L . Evidentemente existe un valor máximo de i_L que puede ser suministrado por el amplificador.

En el caso del AOP 741 esta corriente máxima se denomina corriente de cortocircuito de salida y su valor típico es de 25mA.

La ecuación anterior muestra que sobre R_L se tendrá exactamente la tensión de entrada V_O , siempre que la resistencia de salida R_T sea nula.

Nótese que la prioridad no es la máxima transferencia de potencia, pero si la máxima transferencia de señal sobre R_L . En la mayoría de las aplicaciones de los AOP's esta característica es más útil.

2.3.3. Ganancia de Tensión.

Para que el amplificador sea viable, incluso para señales de poca amplitud, como por ejemplo, las procedentes de transductores o sensores, es necesario que el amplificador posea una ganancia de tensión alta. Lo ideal sería que fuera infinita.

2.3.4. Respuesta de Frecuencia.

Es necesario que un amplificador tenga un ancho de banda muy amplio, de modo que una señal de cualquier frecuencia pueda ser amplificada sin sufrir corte o atenuación. Idealmente la respuesta de frecuencia debería extenderse desde cero hasta infinitos Hertz.

2.3.5. Sensibilidad a la Temperatura.

Las variaciones térmicas pueden provocar en las características eléctricas del amplificador alteraciones acentuadas. Se le llama a este fenómeno DRIFT. Lo ideal sería que un AOP no presentase sensibilidad a tales variaciones.

2.3.6. Alimentación del Amplificador Operacional

Normalmente los AOP's están proyectados para ser alimentados simétricamente. En algunos casos podemos utilizar los AOP's con alimentación única. Existen, incluso, AOP's fabricados expresamente para trabajar de esta manera. Cuando no se dispone de fuentes simétricas se puede improvisarlas utilizando fuentes sencillas.

2.4. DIFERENTES CONFIGURACIONES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL [5].

Básicamente el AOP trabaja de tres formas:

2.4.1. Sin Retroalimentación.

Denominada también configuración en lazo abierto. La ganancia del AOP viene determinada por el propio fabricante, por tanto, no se tienen ningún control sobre ella. Este

tipo de configuración es muy útil en circuitos comparadores. En la Figura 2.19 se tiene un AOP en lazo abierto.

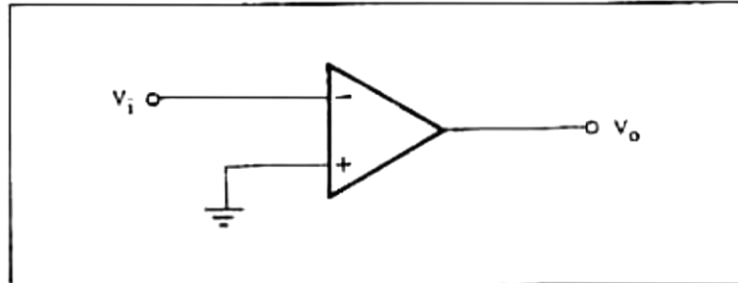


Figura 2.19. Amplificador operacional sin retroalimentación.

2.4.2. Con Retroalimentación Positiva.

Este tipo de configuración se denomina en lazo cerrado y tiene el inconveniente de desestabilizar el circuito. Una aplicación práctica de la retroalimentación positiva se da en los circuitos osciladores. La Figura 2.20 ilustra esta forma de configuración.

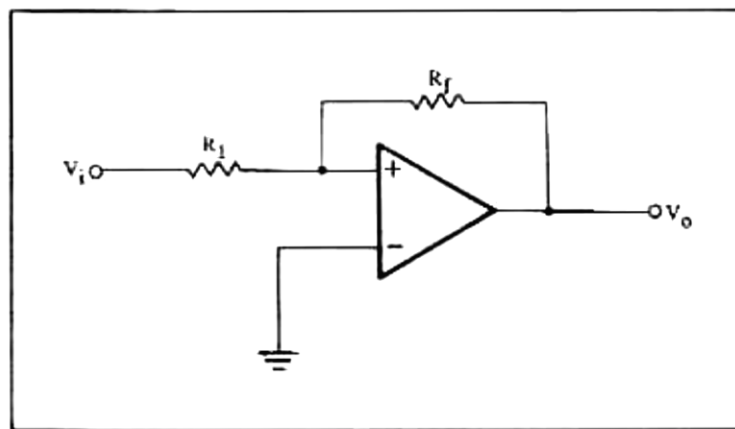


Figura 2.20. Amplificador operacional con retroalimentación positiva.

2.4.3. Con Retroalimentación Negativa.

Es el modo de configuración más importante en circuitos con AOP's. En la Figura 2.21 se tiene un AOP de esta manera.

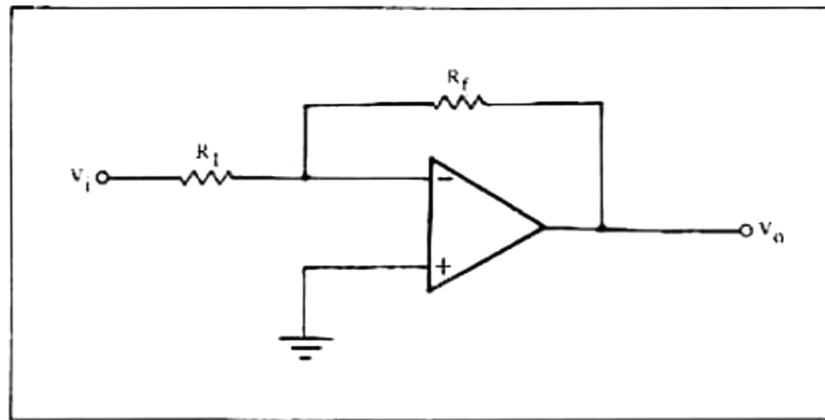


Figura 2.21. Amplificador operacional con retroalimentación negativa.

Nótese que la salida está aplicada a la entrada inversora del AOP a través de R_f . Las aplicaciones de los AOP's con RN son numerosas:

- Amplificador no inversor.
- Amplificador inversor.
- Sumador.
- Amplificador diferencial.
- Diferenciador.
- Integrador.
- Filtros activos, etc.

2.5. EL AMPLIFICADOR INVERSOR [5].

Denominado así por estar desfasada la señal 180° con relación a la entrada. En la Figura 2.22 se puede observar el modelo de este amplificador.

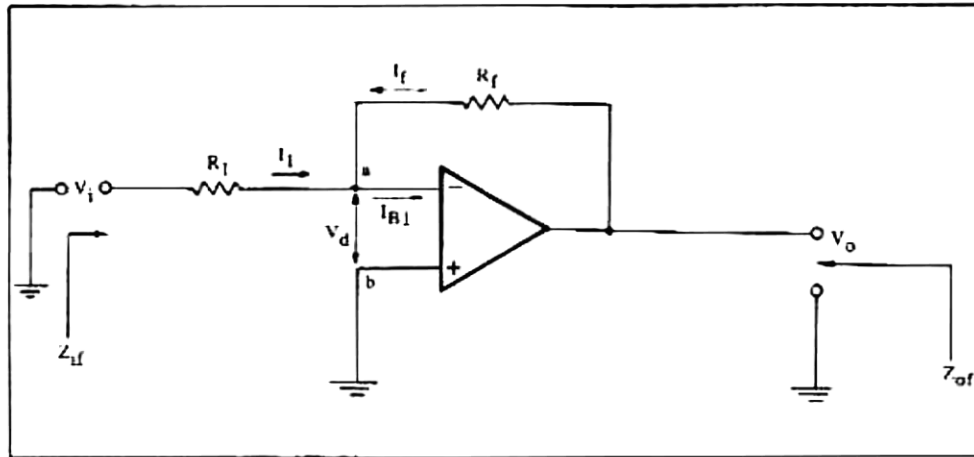


Figura 2.22. Configuración del amplificador inversor.

Aplicando la ley de Kirchhoff en el punto a se tiene:

$$I_1 + I_r = I_{B1}$$

Suponiendo el AOP ideal,

$$I_{B1} = 0$$

Luego

$$\frac{V_i - V_a}{R_1} + \frac{V_o - V_a}{R_f} = 0$$

Por otro lado, en el punto a tenemos tierra virtual, es decir,

$$V_a = 0$$

Por tanto,

$$\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o}{R_f} = 0$$

Y, finalmente,

$$A_{VF} = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (2-4)$$

Un inconveniente del amplificador inversor es que su impedancia de entrada Z_{if} está determinada únicamente por el valor de R_1 .

$$Z_{if} \approx R_1 \quad (2-5)$$

2.6. EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR [5].

En este amplificador la señal de salida no presenta desfase.

$$Z_{if} = R_1 (1 + B A_{vo})$$

$$Z_{of} = \frac{R_o}{R_1 + R_f}$$

Se puede deducir, por tanto, que el amplificador no inversor tiene impedancia de entrada alta, ya que es igual al producto de la resistencia de entrada del AOP (R_i) por un factor grande. Se puede admitir la siguiente relación:

$$B = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (2-6)$$

Relación idéntica a la del amplificador inversor.

Aplicando la ley de Kirchhoff en el punto a se tiene:

$$\frac{0 - V_a}{R_1} + \frac{V_o - V_a}{R_f} = 0$$

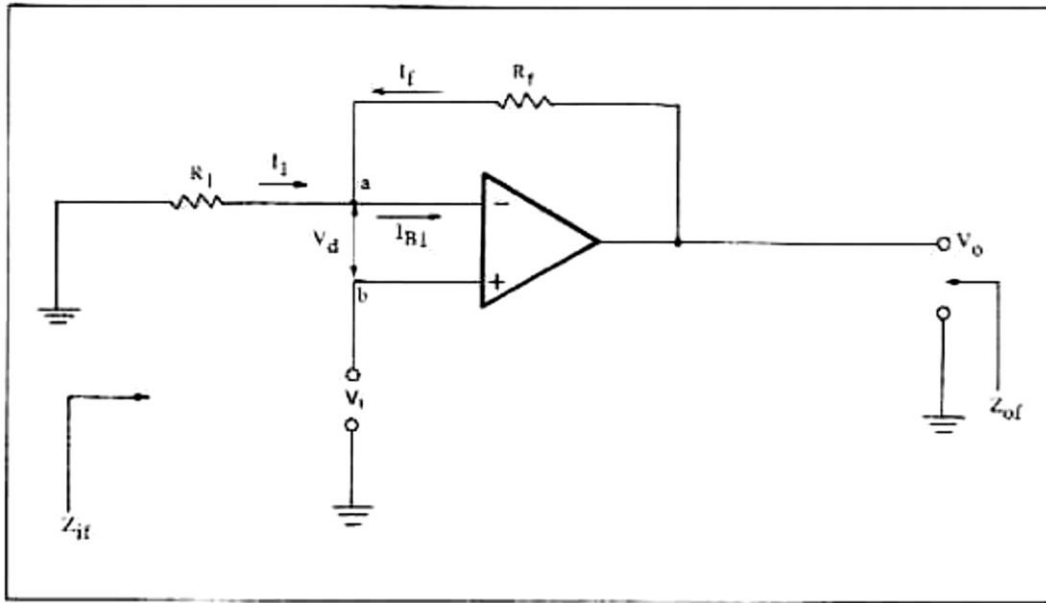


Figura 2.23. Amplificador en configuración de no inversor.

En este caso $V_a = V_i$, pues $V_d = 0$, de donde:

$$-\frac{V_i}{R_1} + \frac{V_o - V_i}{R_f} = 0$$

Luego

$$A_{vf} = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2-7)$$

2.7. EL AMPLIFICADOR SUMADOR [6].

En el circuito de la Figura 2.24 es un amplificador sumador con tres entradas. Evidentemente el número de entradas puede variar. En el caso particular de que exista sólo una tendremos el amplificador inversor.

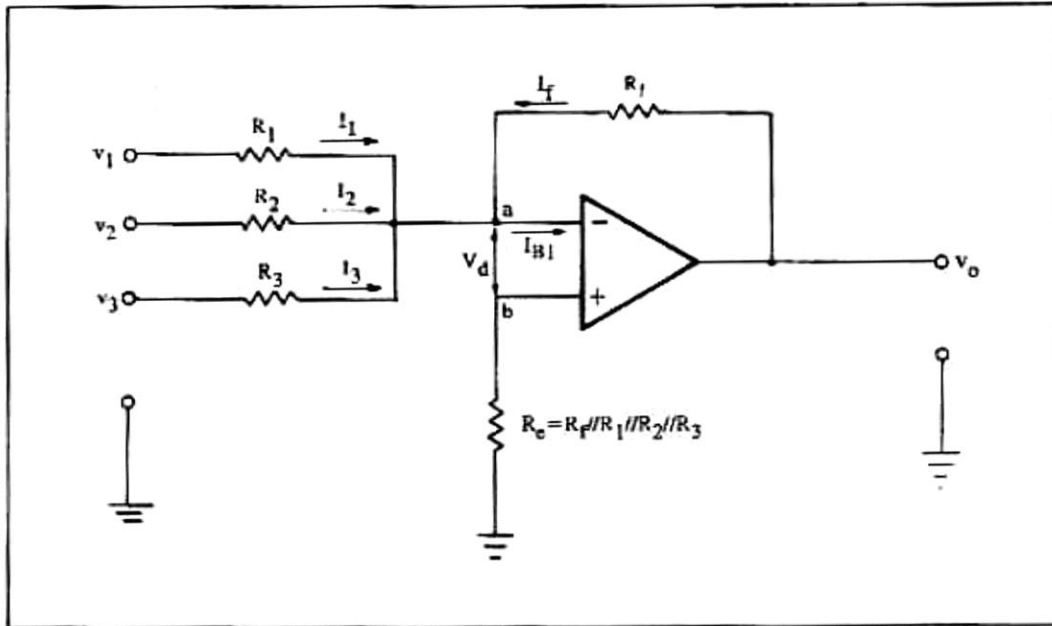


Figura 2.24. Configuración de un amplificador sumador.

Aplicando la ley de Kirchhoff en el punto a:

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} + \frac{V_o}{R_f} = 0$$

Es decir,

$$V_o = -R_f \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \quad (2-8)$$

El circuito proporciona la media aritmética (en valor absoluto) de las señales aplicadas.

2.8. ARQUITECTURA DEL MICROCONTROLADOR ATMEGA8535 [7].

2.8.1. Características del microcontrolador.

- Microcontrolador AVR ® de 8-Bits de Alto Rendimiento, y Baja Potencia
- Avanzada Arquitectura RISC
 - 130 Potentes Instrucciones - La mayoría se ejecutan en un solo ciclo de reloj.
 - 32 x 8 Registros de Trabajo de Propósito General.
 - Operación Totalmente Estática.
 - Rendimiento de Hasta 16 MIPS (Millones de Instrucciones Por Segundo) a 16 MHz.
 - Chip multiplicador de 2-ciclos.

- Memorias de Datos y de Programa No Volátiles.
 - 8K Bytes de Memoria Flash Auto-programable en Sistema.
 - Resistencia: 10.000 Ciclos de Escritura / Borrado.
 - Sección Opcional para Código de Arranque con Bits de Bloqueo Independientes para Lectura de Código no Autorizada.
 - Programación en Sistema mediante el Programa de Arranque Integrado.
 - 512 Bytes de EEPROM.
 - Resistencia: 100.000 Ciclos de Escritura / Borrado.
 - 512 Bytes de SRAM interna.
 - Programación de Bits de Bloqueo para Seguridad del Software.

- Características Periféricas

- Dos Temporizadores/Contadores de 8-bits con Divisor separado y Modos de Comparación.
- Un Temporizador/Contador de 16-bit con Divisor separado, Modo de comparación y Modo de Captura.
- Contador de Tiempo Real con Oscilador Separado.
- Cuatro canales PWM.

- Convertidor Análogo Digital de 8-Canales y 10-Bits de Resolución
- 8 Canales con Referencia a una sola terminal común de tierra (Single-ended)
- 7 Canales Diferenciales solo para el encapsulado TQFP.
- Interfaz Serial a Dos Hilos tipo “Byte-orientado” (TWI).
- USART Serie Programable.
- Interfaz Serie SPI Maestro / Esclavo.
- Temporizador de Vigilancia Programable (Timer Watchdog) con Oscilador Separado Integrado en el Chip.
- Comparador Análogo Integrado en el Chip.

- Características Especiales del Microcontrolador

- Re Inicialización al Energizarse (Power On Reset) y Detección Programable de Bajo Voltaje de Alimentación (Brown-Out).
- Oscilador RC Calibrado Interno.
- Fuentes de Interrupciones Externas e Internas.
- Seis Modos de Ahorro de Energía: Inactivo (Idle), Reducción de ruido del ADC, Ahorro de Energía (Power-Save), Reducción de Potencia (Power-Down), Modo de Espera (Standby) y Modo de Espera Extendido (Extended Standby).

- Encapsulados y Terminales de Entrada/Salida (E / S)

- 32 Líneas Programables de E / S.

- 40-terminales PDIP, 44-terminales TQFP, 44- terminales PLCC, y 44- terminales QFN / FML.

- Voltajes de operación

- 2,7 - 5.5V para el ATmega8535L

- 4.5 - 5.5V para el ATmega8535

- Grados de Velocidad

a) 0 - 8 MHz para el ATmega8535L

b) 0 - 16 MHz para el ATmega8535

- Configuración y descripción de Terminales

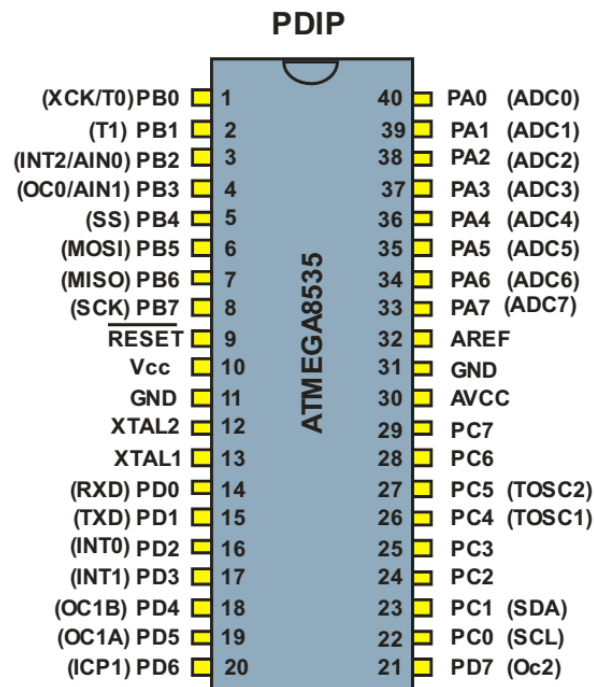


Figura 2.25. Terminales del ATmega8535.

El ATmega8535 es un microcontrolador CMOS de baja potencia, de 8-bits, basado en la arquitectura mejorada AVR RISC. Mediante la ejecución de instrucciones en un solo ciclo de reloj, el ATmega8535 logra acercarse al procesamiento de Un Millón

de Instrucciones Por Segundo (MIPS) por MHz permitiendo al diseñador del sistema optimizar el consumo de energía versus velocidad de procesamiento.

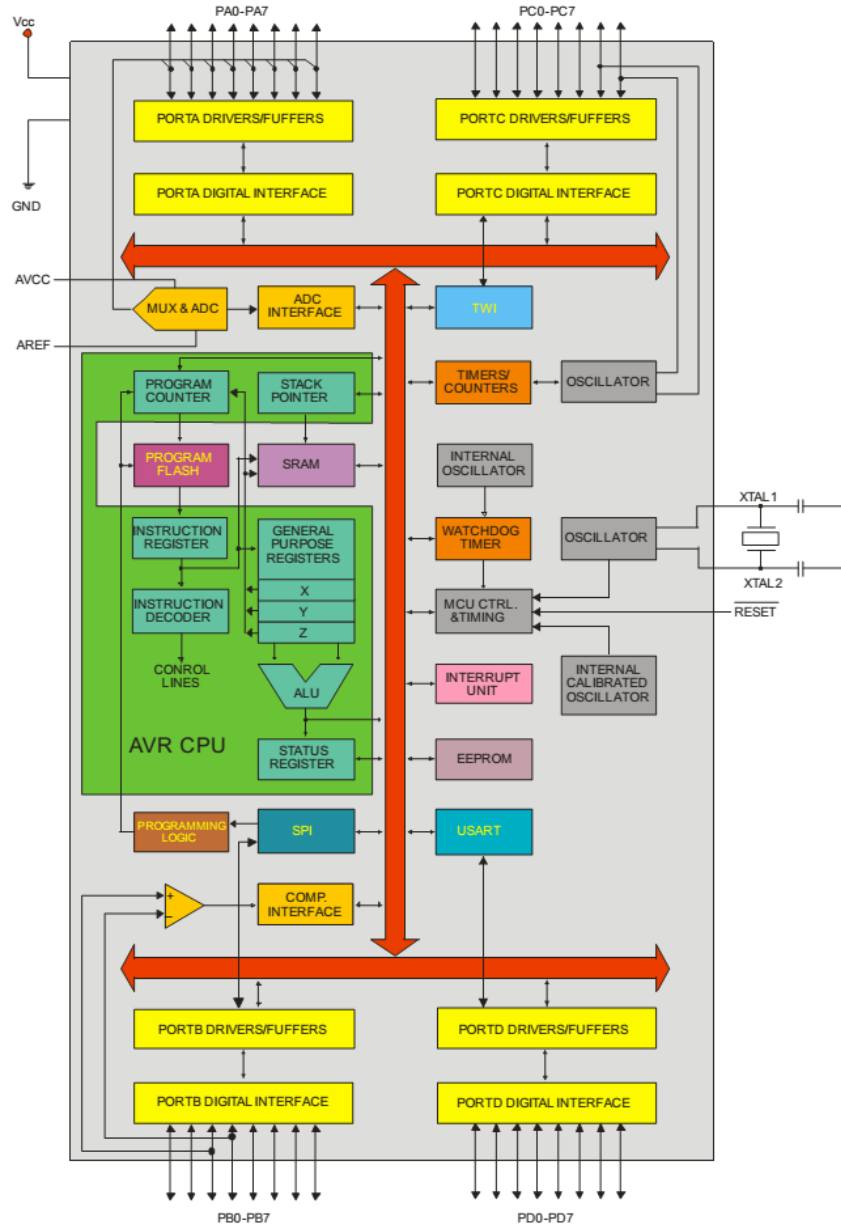


Figura 2.26. Diagrama de bloques del ATmega8535.

El núcleo AVR[®] combina un rico conjunto de instrucciones con 32 registros de trabajo de propósito general. Los 32 registros están conectados directamente a la unidad aritmética y lógica (ALU), permitiendo que dos registros independientes sean

accedidos en una sola instrucción ejecutada en un ciclo de reloj. La arquitectura resultante genera un código más eficiente mientras que el logro de procesamiento es hasta diez veces más rápido que en los microcontroladores CISC convencionales.

2.8.2. Modos de Operación del ATmega8535 [7].

El ATmega8535 proporciona las siguientes características: 8K bytes de Memoria Flash Programable En-Sistema con capacidad de Escribir-Mientras-Lee, 512 bytes de EEPROM, 512 bytes de SRAM, 32 líneas de E / S de propósito general, 32 registros de trabajo de propósito general, tres flexibles Temporizadores/Contadores con modos de comparación, interrupciones internas y externas, un puerto serie programable USART, una interfaz serie byte-orientada de Dos Hilos, un ADC de 8-canales y 10 bits de resolución con etapa opcional de entrada diferencial con ganancia programable en encapsulados TQFP, un Temporizador de vigilancia programable con oscilador interno, un puerto serie SPI, y seis modos de ahorro de energía seleccionables por software.

- El Modo Inactivo (Idle) detiene el CPU pero permite que la SRAM, los temporizadores/Contadores, el puerto SPI, y el sistema de interrupciones siga funcionando.
- El Modo Reducción de Potencia (Power-Down) guarda el contenido de los registros, pero congela el oscilador, desactivando todas las otras funciones del chip hasta la siguiente interrupción o un restablecimiento por hardware.
- En el modo de ahorro de energía (Power-Save), el temporizador asíncrono sigue funcionando, lo que permite al usuario mantener una base de tiempo, mientras que el resto del dispositivo está durmiendo.

- El Modo Reducción de Ruido del ADC, detiene al CPU y a todos los módulos de E/S excepto al temporizador asíncrono y al ADC, para reducir al mínimo el ruido de conmutación en las conversiones del ADC.
- En el Modo de Espera (Standby), el oscilador a cristal/resonador permanece funcionando, mientras que el resto del dispositivo está durmiendo. Esto permite una muy rápida puesta en marcha en combinación con un bajo consumo de potencia.
- En el Modo de Espera Extendido, tanto el oscilador principal como el temporizador asíncrono seguirán funcionando.

2.8.3. Núcleo del Microcontrolador [7].

Esta sección discute de forma general la arquitectura del núcleo AVR[®]. La función principal del núcleo del CPU es asegurar la correcta ejecución de los programas. El procesador debe ser capaz de acceder memorias, realizar cálculos, controlar periféricos, y manejar las interrupciones.

Con el fin de maximizar el rendimiento y el paralelismo, el AVR[®] usa una arquitectura Harvard - con memorias y buses separados para programas y datos. Las instrucciones en la memoria de programa se ejecutan con un solo nivel tubular. Mientras que una instrucción se está ejecutando, la siguiente instrucción es pre-buscada desde la memoria de programa. Este concepto permite que las instrucciones sean ejecutadas en cada ciclo de reloj. La memoria del programa es una memoria Flash Re-Programable En Sistema.

El archivo de registros de rápido acceso contiene 32 registros de trabajo de propósito general de 8-bits con un tiempo de acceso de un solo ciclo de reloj. Esto permite la operación de la unidad aritmética lógica (ALU) en un solo ciclo. En una operación típica

de la ALU, dos operandos son sacados del Archivo de Registros, la operación es ejecutada, y el resultado se regresa al Archivo de Registros - en un solo ciclo de reloj.

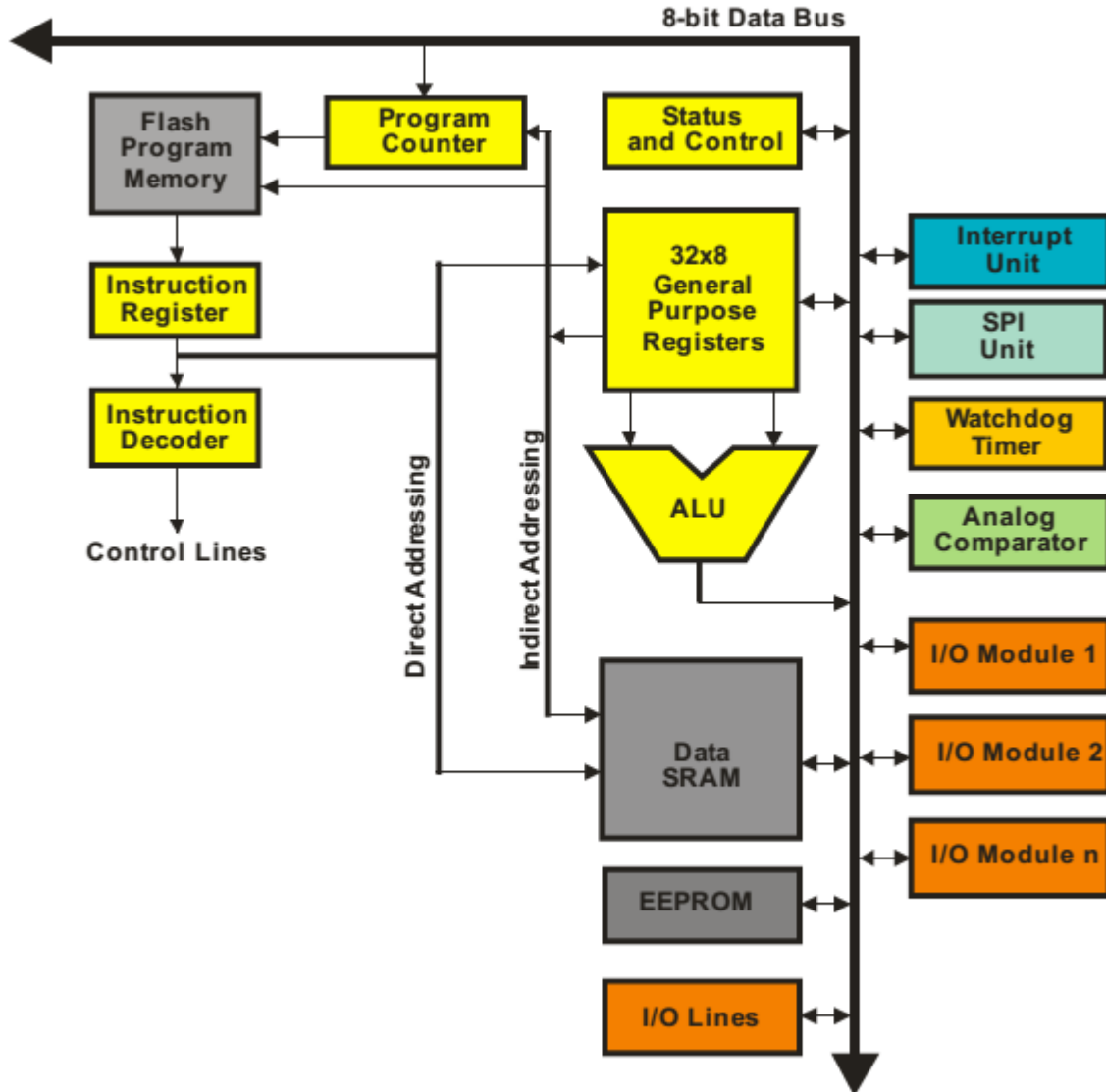


Figura 2.27. Diagrama de bloques de la arquitectura del Microcontrolador.

2.8.4. Reset Externo [7].

Un Reset Externo es generado por un nivel bajo en la terminal de RESET. Pulsos de Reset mayores que el mínimo ancho de pulso generará un reset, incluso si el oscilador está detenido. Pulsos cortos no garantizan la generación de un reset.

Cuando la señal aplicada alcanza el Voltaje de Umbral de Reset - V_{RST} en su borde positivo, el contador de retardo arranca al MCU después de que el tiempo de espera t_{TOUT} ha caducado.

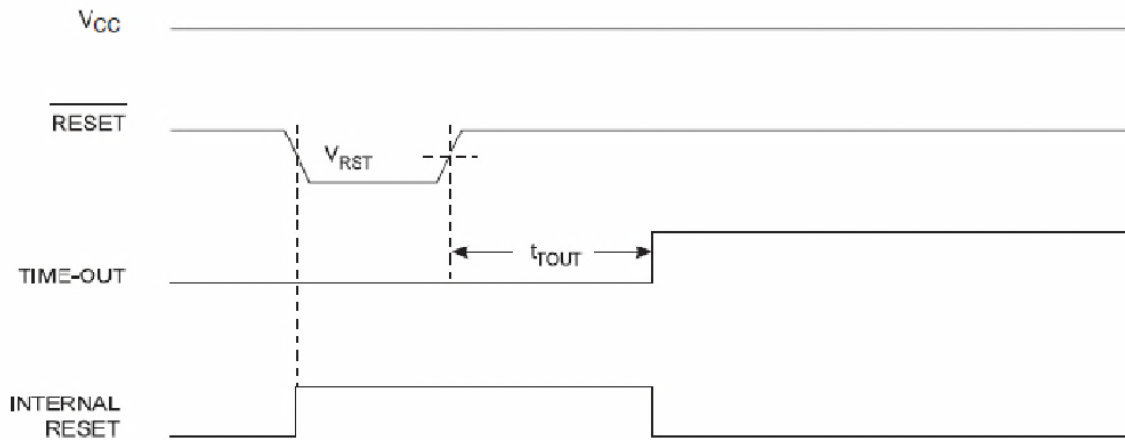


Figura 2.28. Reset externo durante la operación.

2.8.5. Puertos Paralelos.

Todos los puertos paralelos tienen la función verdadera Leer-Modificar-Escribir cuando se usan como puertos de I/O digitales. Esto significa que la dirección de una terminal del puerto puede ser cambiada sin que intencionalmente cambie la dirección de cualquier otra terminal con las instrucciones SBI y CBI. Lo mismo se aplica cuando se cambian los valores de los drivers (si son configurados como salida) o cuando se habilitan/deshabilitan las resistencias de pull-up (si son configurados como entradas). Cada buffer de salida tiene un drive con características simétricas con ambas capacidades;

entregar o recibir corriente. Los drivers de las terminales tienen la capacidad de manejar directamente displays de leds. Todas las terminales de los puertos tienen resistencias de pull-up seleccionables individualmente con un voltaje de alimentación de resistencia invariante. Todas las terminales de I/O tienen diodos de protección hacia tierra y V_{cc} como se muestra en la Figura 2.29.

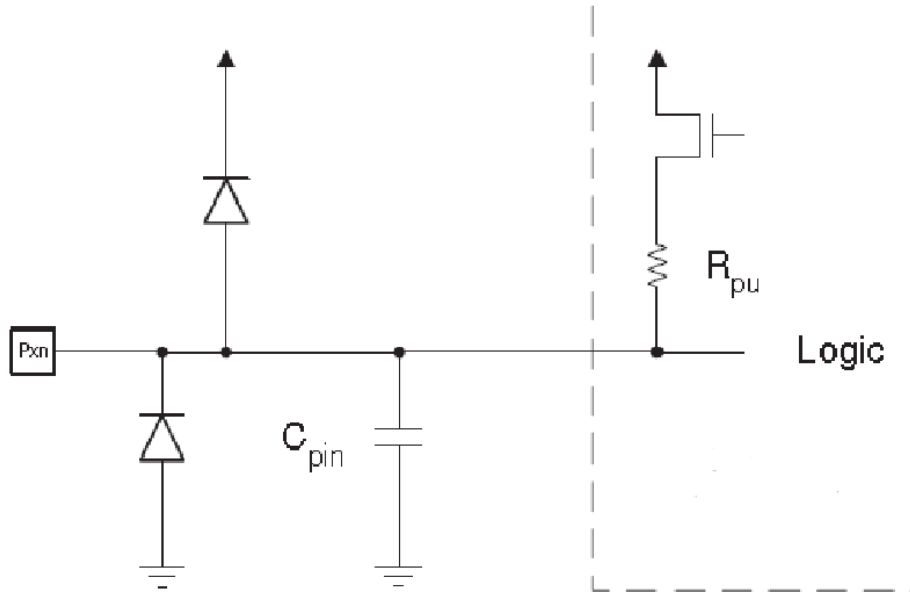


Figura 2.29. Diagrama esquemático equivalente de la terminal de I/O.

Todas las referencias a los Registros y a los Bits en esta sección estarán escritas de forma general. Una “x” minúscula representará la letra que describe al puerto, y una “n” minúscula representará el número de bit del Registro. Sin embargo, cuando se use un bit o un registro dentro de un programa, se deberá de usar la forma adecuada. Por ejemplo para indicar el bit 3 del puerto B se escribiría PORTB3 y de la forma general sería PORTxn.

Cada puerto tiene asignadas tres direcciones en la memoria de I/O, para cada uno de los tres registros que componen el puerto. Estos registros son: el Registro de Datos (PORTx), el Registro de Dirección de Datos (DDRx), y el Registro de Entrada de las Terminales o simplemente el Registro de Entrada (PINx). El Registro de Entrada es de solo lectura, mientras que el Registro de Datos y el Registro de Dirección de Datos son de

lectura/escritura. Además, el bit deshabilitación de pull-ups PUD en el Registro SFIOR deshabilita la función de pull-up en todas las terminales de todos los puertos cuando es puesto en uno.

Se debe tener en cuenta que al usar algunas de las terminales de los puertos en sus funciones alternas, esto no afecta el uso de las terminales que se estén utilizando como terminales de I/O digitales de propósito general.

2.8.5.1. Puertos como Entradas/Salidas Digitales.

Los puertos, son puertos de entrada salida bidireccionales con resistencias de pull-up opcionales. La Figura 2.30 muestra un diagrama de la terminal de un puerto, genéricamente llamado Pxn.

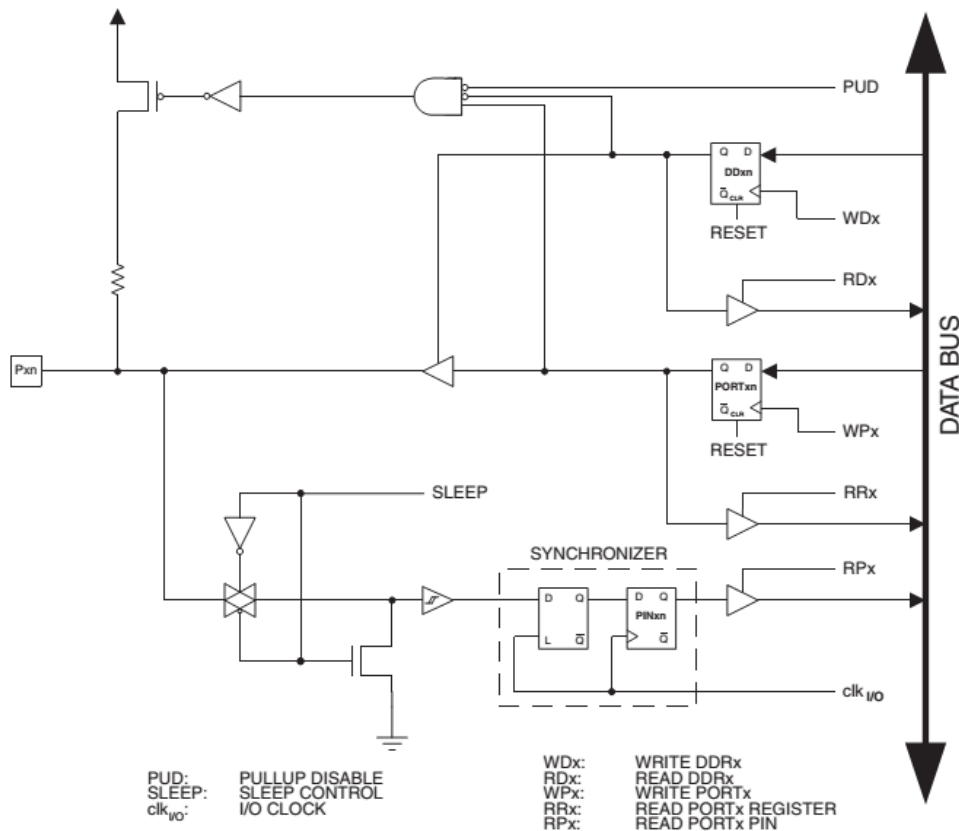


Figura 2.30. Entrada/Salida digital de propósito general.

2.8.5.2. Configuración de la Terminal.

Cada terminal de un puerto consiste de tres bits en tres registros distintos: DDxn, PORTxn, y PINxn como se muestra en “Descripción de los Registros de I/O”, los bits DDxn son accedidos en la dirección de I/ODDRx, los bits PORTxn son accedidos en la dirección de I/O PORTx, y los bits PINxn en la dirección PINx.

El bit DDxn en el Registro DDRx, selecciona la dirección de la terminal. Si DDxn es escrito con un uno, Pxn es configurada como Salida. Si DDxn es escrito con un cero, Pxn es configurada como entrada.

Si el bit PORTxn es escrito con un uno, cuando la terminal es configurada como entrada, se activa la resistencia de pull-up. Para desactivar la resistencia de pull-up, el bit PORTxn tiene que ser escrito con un cero lógico o la terminal tiene que ser configurada como salida. Las terminales de los puertos son de tres estados cuando se activa una condición de reset, aun si no hay señal de reloj.

Si el bit PORTxn es escrito con un uno cuando la terminal es configurada como salida, aparecerá físicamente un uno en la terminal de salida. Si el bit PORTxn es escrito con un cero cuando la terminal es configurada como salida, aparecerá físicamente un cero en la terminal de salida.

La mayoría de las terminales de los puertos tienen funciones alternas además de ser terminales de I/O digitales.

2.8.5.3. *Funciones Alternas del Puerto A.*

El Puerto A tiene la función alterna de entradas análogas del Convertidor Análogo Digital como se muestra en la Tabla 2.1. Si algunas terminales del Puerto A son configuradas como salidas, es esencial que estas no conmuten cuando está en progreso una conversión. Esto puede corromper la conversión.

Tabla 2.1. *Funciones alternas de las terminales del puerto A.*

Terminal del Puerto	Función Alterna
PA7	ADC7 (Entrada Analógica 7 al ADC)
PA6	ADC7 (Entrada Analógica 6 al ADC)
PA5	ADC7 (Entrada Analógica 5 al ADC)
PA4	ADC7 (Entrada Analógica 4 al ADC)
PA3	ADC7 (Entrada Analógica 3 al ADC)
PA2	ADC7 (Entrada Analógica 2 al ADC)
PA1	ADC7 (Entrada Analógica 1 al ADC)
PA0	ADC7 (Entrada Analógica 0 al ADC)

2.8.6. Convertidor Análogo Digital [7].

- Resolución de 10-bits.
- Integrador no Lineal 0.5 LSB.
- Precisión Absoluta de ± 2 LSB.
- Tiempo de Conversión de 65 - 260 μ s.
- Máxima Resolución por encima de 15 KSPS.
- 8 Canales Multiplexados con Referencia a tierra.
- 7 Canales de Entrada Diferencial.
- Ajuste opcional hacia la Izquierda del valor digital en los registros ADCH y ADCL.
- Rango de Voltaje de Entrada del ADC: 0 –Vcc.
- Voltaje de Referencia del ADC Seleccionable de 2.56V o Vcc.

- Modo de Conversión Continua (Free Running) o de Una Sola Conversión.
- Inicio de Conversión del ADC por Auto-disparo o mediante alguna Fuente de Interrupción.
- Activación de Interrupción al finalizar la Conversión ADC.
- Cancelador de ruido En Modo Sleep.

El ATmega8535 cuenta con un ADC de aproximaciones sucesivas. El ADC está conectado a un Multiplexor Análogo de 8-canales el cual permite ocho entradas de voltaje con referencia a tierra desde las terminales del Puerto A.

El dispositivo también soporta 16 combinaciones de entrada de voltaje diferencial. Dos de estas entradas diferenciales (ADC1, ADC0 y ADC3, ADC2) están equipadas con una etapa de ganancia programable, proveyendo pasos de amplificación de 0dB (1x), 20 dB (10x), o 46 dB (200x) en la entrada de voltaje diferencial antes de la conversión análoga a digital. Siete canales análogos de entrada diferencial comparten una terminal común negativa (ADC1), mientras que las otras entradas del ADC pueden ser seleccionadas como la terminal de entrada positiva. Si es usada una ganancia de 1x o 10x, se puede esperar una resolución de 8-bits. Si se usa una ganancia de 200x entonces se espera una resolución de 7-bits.

El ADC tiene una terminal de alimentación separada, AVCC. AVCC no debe diferir en 0.3V de Vcc.

Los voltajes de referencia internos nominales de 2.56V o AVCC son provistos en el chip. El voltaje de referencia puede ser desacoplado externamente en la terminal AREF mediante un capacitor para mejorar la inmunidad al ruido.

2.8.6.1. Operación del ADC.

El ADC convierte un voltaje de entrada análogo a un valor digital de 10-bits a través del método de aproximaciones sucesivas. El valor mínimo representa a GND y el valor máximo representa el voltaje en la terminal AREF menos 1LSB. Opcionalmente, puede ser conectado en la terminal AREF el voltaje de referencia interno de 2.56V o externamente el voltaje AVCC. El voltaje de referencia interno por lo tanto puede ser desacoplado por un capacitor externo en la terminal AREF, para mejorar la inmunidad al ruido.

El canal de entrada análogo y la ganancia diferencial pueden ser seleccionados escribiendo en los bits MUX del registro ADMUX. Cualquiera de las terminales de entrada del ADC, así como GND y un voltaje de referencia fijo tipo bandgap, pueden ser seleccionados como entradas con referencia a tierra. Las terminales de entrada al ADC pueden ser seleccionadas como entradas positivas o negativas al amplificador de ganancia diferencial.

Si son seleccionados los canales diferenciales, la etapa de ganancia diferencial amplifica la diferencia de voltaje entre el par de canales de entrada por el factor de ganancia seleccionado. Este valor amplificado se convierte entonces en la entrada análoga al ADC. Si son usados los canales con referencia a tierra, el amplificador de ganancia siempre es omitido.

El ADC es habilitado poniendo en uno al bit de “habilitación del ADC”, ADEN en el registro ADCSRA. La selección del voltaje de referencia y el canal de entrada no tendrá efecto hasta que sea puesto en uno ADEN. El ADC no consume energía cuando ADEN está en cero, así que se recomienda apagar el ADC antes de entrar en algún modo de ahorro de energía.

El ADC genera un resultado de 10-bits el cual es almacenado en los Registros de Datos del ADC, ADCH y ADCL. Por defecto, el resultado es ajustado hacia la

derecha, pero opcionalmente puede ser ajustado hacia la izquierda poniendo en uno el bit ADLAR en el registro ADMUX.

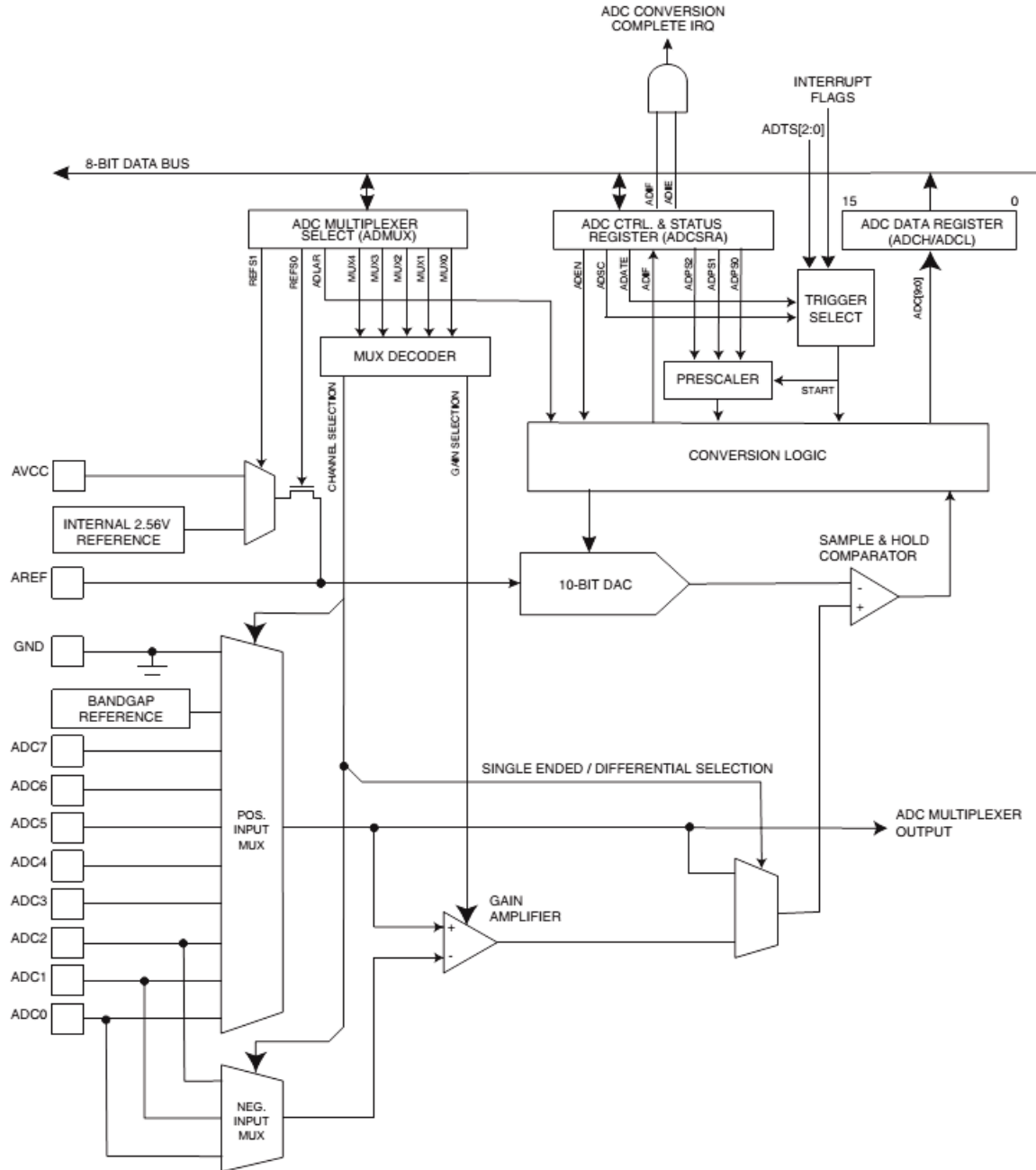


Figura 2.31. Diagrama de bloques del convertidor análogo-digital.

2.8.6.2. Inicio de una Conversión.

Una sola conversión es iniciada en el ADC escribiendo un uno en el bit de “Inicio de Conversión” (ADSC).

Este bit permanece en uno tanto tiempo como esté en progreso la conversión y después por hardware será puesto en cero cuando se complete la conversión. Si es seleccionado un canal de datos diferente cuando una conversión está en progreso, el ADC terminará la conversión actual antes de ejecutar el cambio de canal.

Alternativamente, una conversión puede ser disparada automáticamente por varias fuentes. El auto disparo es habilitado por el bit ADATE en el registro ADCSRA. La fuente de disparo es seleccionada por la configuración de los bits ADTS en el registro SFIOR (vea la descripción de los bits ADTS para una lista de las fuentes de disparo). Cuando ocurre una transición positiva en la señal de disparo seleccionada, el divisor de frecuencia (prescaler) del ADC es reseteado y es iniciada una conversión. Esto provee un método de inicio de conversión a intervalos fijos. Si la señal de disparo se configura cuando se completa una conversión, no será iniciada una nueva conversión. Si ocurre otra transición positiva en la señal de disparo durante la conversión, la transición será ignorada. Tenga en cuenta que la bandera de interrupción será puesta en uno aun si la interrupción específica es deshabilitada o si el bit I (bit de habilitación global de interrupción) en el registro SREG está en cero. Entonces puede ser disparada una conversión sin causar una interrupción. Sin embargo, la bandera de interrupción debe ser borrada a fin de activar una nueva conversión en el próximo evento de interrupción.

2.8.6.3. División de Frecuencia y Temporización de una Conversión.

Por defecto, la circuitería de aproximaciones sucesivas requiere de una frecuencia de reloj de entre 50khz y 200khz para dar la máxima resolución. Si se necesita una resolución menor a 10-bits, la frecuencia de reloj para el ADC puede ser mayor a 200khz para dar una mayor razón de muestreo.

El módulo ADC contiene un divisor de frecuencia, el cual genera una frecuencia de reloj aceptable para el ADC desde cualquier frecuencia del CPU que esté arriba de 100khz. El divisor de frecuencia es configurado con los bits ADPS en el registro ADCSRA. El divisor inicia el conteo desde el momento en que el ADC es encendido con el bit ADEN en el registro ADCSRA. El divisor se mantiene funcionando tanto tiempo como el bit ADEN estén uno, y es continuamente reseteado cuando ADEN tiene un cero.

Cuando se inicia una conversión con referencia a tierra por la configuración del bit ADSC en ADCSRA, la conversión inicia después de la transición positiva del ciclo de reloj del ADC.

Una conversión normal toma 13 ciclos de reloj del ADC. La primera conversión después de que el ADC es encendido ($ADEN = 1$) toma 25 ciclos de reloj del ADC con el fin de inicializar los circuitos analógicos.

El muestreo y retención actual toma lugar 1.5 ciclos de reloj del ADC después del inicio de una conversión normal y 13.5 ciclos de reloj del ADC después de una primera conversión. Cuando se completa una conversión, el resultado es escrito en los Registros de Datos del ADC, y la bandera ADIF es puesta en uno. En el modo de una sola conversión, el bit ADSC es borrado simultáneamente. Por lo tanto mediante programación se tiene que poner en uno al bit ADSC nuevamente, para iniciar una nueva conversión en la primera transición positiva de reloj del ADC.

2.8.6.4. Voltaje de Referencia del ADC.

El voltaje de referencia para el ADC (V_{REF}) indica el rango de conversión para el ADC. Canales con referencia a tierra que excedan V_{REF} darán como resultado códigos cercanos a 0x3FF. V_{REF} puede ser seleccionado como A_{VCC} , un voltaje de referencia interno de 2.56V, o un voltaje de referencia externo en la terminal A_{REF} .

A_{VCC} es conectado al ADC a través de un interruptor pasivo. El voltaje de referencia interno de 2.56V es generado desde una referencia interna tipo banda prohibida (V_{BG}) a través de un amplificador interno. En cualquier caso, la terminal externa A_{REF} es conectada directamente al ADC, y el voltaje de referencia puede hacerse más inmune al ruido conectando un capacitor entre la terminal A_{REF} y tierra. V_{REF} también puede ser medido en la terminal A_{REF} con un voltímetro de alta impedancia. Tenga en cuenta que V_{REF} es una fuente de alta impedancia, y solamente deberá ser conectada una carga capacitiva en el sistema.

Si el usuario tiene conectada una fuente de voltaje fija en la terminal A_{REF} , el usuario no puede usar las otras opciones de referencias de voltaje en la aplicación, ya que estas serán desconectadas. Si no se aplica externamente un voltaje de referencia en la terminal A_{REF} , entonces el usuario puede conmutar entre los voltajes de referencia A_{VCC} y 2.56V. El resultado de la primera conversión del ADC después de conmutar a una fuente de voltaje de referencia puede ser impreciso, y se le sugiere al usuario descartar este resultado.

2.8.6.5. Resultado de una Conversión.

Después que termina la conversión ($ADIF$ está en “1”), el resultado de la conversión puede encontrarse en el Registro de Resultado del ADC ($ADCL$, $ADCH$) donde 0x00 representa el valor más bajo (GND), y 0x3FF representa el voltaje más alto (V_{ref}).

$$ADC = \frac{V_{IN} \cdot 1024}{V_{REF}} \quad (2-9)$$

Dónde:

ADC = Es el resultado de la conversión.

V_{IN} = Es el voltaje de entrada en el canal seleccionado.

V_{REF} = Es el voltaje de referencia seleccionado.

Protección de Motores Asíncronos Trifásicos

El contenido de este capítulo trata de la información necesaria acerca de la protección de motores, se hace referencia a algunos puntos importantes a tomar en cuenta en el diseño de los sistemas de protección de los motores y sus componentes principales.

Se enlistan diferentes configuraciones en los sistemas de protección y sus principales características.

3.1. SELECCIÓN DEL SISTEMA DE ARRANQUE [8].

Un aspecto importante que se ha de tener en cuenta en la selección y la realización del sistema para el arranque y el control del motor es el relativo a la seguridad y a la fiabilidad de la solución realizada. Las principales causas de defecto en los motores se deben al cortocircuito que ocurre, por ejemplo, debido a la humedad, la grasa, el polvo entre los devanados o por una sobrecarga. Las sobreintensidades que resultan del defecto provocan sobretensiones que pueden dañar el motor de forma irreversible y pueden también originar incendios en el entorno.

El arranque constituye por tanto una fase particularmente crítica para el motor y para la instalación que lo alimenta, e incluso el funcionamiento nominal necesita ser monitorizado y protegido adecuadamente frente a posibles anomalías de funcionamiento. Con este objetivo es necesario e importante dimensionar y escoger correctamente los aparatos eléctricos que realizan el arranque y la maniobra del motor. Se hace referencia a la norma que compete a este tema, la IEC 60947-4-1 "*Contactores y arrancadores electromecánicos*", que se aplica a los contactores de corriente alterna y de corriente continua y a los arrancadores cuyos contactos principales están destinados a conectarse a circuitos cuya tensión nominal no supere 1000 Vca o 1500 Vcc.

3.1.1. Arrancadores para Motores de Corriente Alterna.

Asociación de aparatos destinados a: arrancar y acelerar los motores hasta su velocidad de régimen, asegurar su funcionamiento continuo, desconectarlos de la red de alimentación y asegurar la protección de los propios motores y de los circuitos asociados a los mismos contra sobrecargas de funcionamiento.

3.1.2. Arrancadores Directos.

Arrancadores que aplican la tensión de línea a los terminales del motor en una sola operación; están destinados a arrancar y acelerar motores hasta su velocidad de régimen. Deben asegurar las funciones de maniobra y protección como en la definición general. Además, se introducen dos puntualizaciones adicionales basadas en la modalidad de maniobra admitida para el motor y, en particular, para la inversión del sentido de rotación.

3.1.3. Arrancadores de Corriente Alterna con Tensión Reducida.

Arrancadores de corriente alterna con tensión reducida destinados a arrancar y acelerar motores hasta su velocidad de régimen, conectando la tensión de línea a los terminales del motor a escalones sucesivos, o aumentando gradualmente la tensión aplicada a los terminales. Deben asegurar las funciones de maniobra y protección como en la definición general. Para controlar las maniobras sucesivas de un escalón al siguiente pueden utilizarse, por ejemplo, contactores, relés temporizados o productos similares.

El tipo de arrancador con tensión reducida más común es el arrancador en estrella-delta.

3.1.4. Arrancadores en Estrella – Delta.

Arrancadores destinados a arrancar un motor trifásico con los devanados del estator conectados en estrella y a asegurar el funcionamiento continuo con los devanados del estator conectados en triángulo. Deben asegurar las funciones de maniobra y protección como en la definición general.

3.1.5. Arrancador Combinado.

Equipo que consiste en un arrancador y un dispositivo de protección contra cortocircuitos, montado y cableado en una envolvente específica. El dispositivo de maniobra y protección contra cortocircuitos puede ser una unidad combinada con fusibles, un seccionador con fusibles o un interruptor automático con o sin funciones de seccionamiento.

3.1.6. Arrancador Protegido.

Equipo que consiste en un arrancador y un dispositivo de protección contra cortocircuitos, descubierto o en envolvente, montado y cableado siguiendo las instrucciones del fabricante del arrancador. El dispositivo de maniobra controlado manualmente y el dispositivo de protección contra cortocircuitos pueden estar constituidos por un único dispositivo y pueden tener incorporada también la protección contra sobrecargas.

3.1.6.1. Contactor.

Aparato mecánico de maniobra con una sola posición de reposo, de accionamiento no manual, capaz de establecer, soportar e interrumpir corrientes en condiciones normales del circuito, incluidas las condiciones de sobrecarga de maniobra.

3.1.6.2. Relé de Protección de Sobrecarga.

Relé multipolar de protección de sobrecarga térmico que interviene en caso de sobrecorrientes de carácter moderado (sobrecargas) sobre el circuito que alimenta el motor.

Para la aplicación a menudo se requiere de un aparato que intervenga incluso en el caso de falta de fase, según las prescripciones especificadas, de manera que se asegure la protección del motor que estuviera funcionando en condiciones anómalas.

Tabla 3.1. *Categorías de utilización de arrancadores.*

Categoría de utilización	Aplicaciones típicas
AC-1	Cargas no inductivas o ligeramente inductivas, hornos de resistencia
AC-2	Motores de anillos: arranque, paro
AC-3	Motores de jaula de ardilla: arranque, paro del motor durante la marcha
AC-4	Motores de jaula de ardilla: arranque, frenado a contracorriente, maniobra por impulsos
AC-5a	Control de lámparas de descarga
AC-5b	Control de lámparas incandescentes
AC-6a	Control de transformadores
AC-6b	Control de baterías de condensadores
AC-7a	Cargas ligeramente inductivas en aplicaciones domésticas y similares
AC-7b	Cargas de motores en aplicaciones domésticas
AC-8a	Control de motores para compresores herméticos de frigoríficos con rearme manual del relé de sobrecarga
AC-8b	Control de motores para compresores herméticos de frigoríficos con rearme automático del relé de sobrecarga

3.2. PRINCIPALES PRESCRIPCIONES NORMATIVAS RELATIVAS A LA COORDINACIÓN [8].

Los aparatos que se pueden identificar a partir de las definiciones precedentes y que se utilizan comúnmente para realizar un arrancador protegido son:

- un dispositivo de protección contra cortocircuitos, por lo general un interruptor magnético (pueden utilizarse fusibles),
- un dispositivo de maniobra como el contactor,
- un dispositivo de protección contra las sobrecargas, como el relé térmico.

Estos aparatos deben escogerse adecuadamente para realizar la correcta maniobra y protección del motor pero también de forma coordinada entre sí, para asegurar la protección de los elementos del arrancador con el objetivo de mantener la seguridad de la instalación. Las prestaciones del dispositivo de protección contra cortocircuitos deben ser adecuadas y verificadas en relación con las características de los componentes utilizados en cada aplicación.

Una coordinación para arranque de motor (entendido como interruptor + contactor + relé térmico), además de referirse a la intensidad nominal del motor que debe maniobrarse y de tener validez para una determinada tensión y corriente de cortocircuito, se clasifica como "normal" o "pesado" y de "tipo 1" o "tipo 2".

En una primera clasificación puede decirse que la distinción entre arranque normal o pesado está ligada al tiempo de arranque y a la característica de disparo de la protección térmica, mientras que la existente entre coordinación de tipo 1 o 2 está ligada a cómo el dispositivo de protección contra cortocircuitos protege los aparatos de maniobra (contactor) y de protección contra las sobrecargas (relé térmico externo).

3.2.1. Arranque Normal y Pesado.

Una clasificación de los tipos de arranque está ligada a las características de carga y del consiguiente comportamiento del relé térmico. Con relación al hecho de que el relé térmico esté o no compensado térmicamente (normalmente se emplean relés térmicos compensados, es decir, un principio funcional según el cual el desempeño permanece inalterado cuando varía la temperatura de trabajo), la norma indica prescripciones a las que deben responder los relés y que caracterizan la curva de disparo, pero en particular proporciona los tiempos de disparo correspondientes a $7,2 \times I_r$ (I_r = corriente de ajuste de la protección térmica) a partir de los cuales se introduce el concepto de clase de disparo o clase de arranque.

Tabla 3.2. *Clases de arranque de motores de corriente alterna.*

Clases de disparo	Tiempo de disparo Ti[s] para 7.2 x Ir	Tiempo de disparo Ti[s] para 7.2 x Ir (Banda E)
2	-	$Ti \leq 2$
3	-	$2 < Ti \leq 3$
5	$0.5 < Ti \leq 5$	$3 < Ti \leq 5$
10A	$2 < Ti \leq 10$	-
10	$4 < Ti \leq 10$	$5 < Ti \leq 10$
20	$6 < Ti \leq 20$	$10 < Ti \leq 20$
30	$0.5 < Ti \leq 30$	$20 < Ti \leq 30$
40	-	$30 < Ti \leq 40$

El significado de los términos que aparecen en la tabla se puede entender mejor con las siguientes consideraciones. El parámetro $7,2 \times I_r$ representa el múltiplo de la corriente ajustada en el relé de protección, y el factor multiplicativo 7,2 lo fija la norma del producto. Normalmente "Ir" coincide con la intensidad nominal del motor "Ie", y el valor de $7,2 \times I_r$ puede considerarse la corriente que absorbe el motor durante su fase de arranque.

Las clases de disparo consideradas normalmente y utilizadas más a menudo son las 10A – 10 – 20 – 30 en referencia al tiempo "Ti" de la columna central. Es práctica común hablar de arranque normal al que se asocian las clases de arranque 10A y 10, o de arranque pesado refiriéndose en este caso a las clases 20 y 30. Las otras clases de disparo y el tiempo de disparo indicado con la banda "E" han sido introducidos recientemente por la norma IEC 60947-4-1 y se caracterizan por un campo de disparo más limitado para elevar el tiempo mínimo de no disparo. Los límites indicados por "Ti", que es el tiempo genérico de disparo de la protección térmica, tienen el siguiente significado:

- el límite inferior es el tiempo mínimo por debajo del cual el relé no debe disparar para no interferir en la fase de arranque;
- el límite superior es el tiempo en el que el relé debe disparar con seguridad. Este límite se fija en referencia a las características estándar de la máquina que permiten a los devanados del estator o al motor en general soportar la corriente de arranque y los efectos térmicos generados por la misma durante tiempos relativamente breves.

Con un simple ejemplo numérico puede resultar más claro el significado de la información presentada en la tabla. Supongamos que tenemos un motor que se utiliza para una aplicación específica que necesita de un tiempo de arranque de 5 s; la elección de un dispositivo de protección térmica que forme parte de la clase de disparo 10A y 10 no sería idónea, ya que teóricamente en la fase de arranque a 2 s o 4 s podría ya intervenir, por lo que se debe escoger necesariamente un relé de la clase 20 que no interviene hasta los 6 s, consintiendo el arranque completo de la máquina.

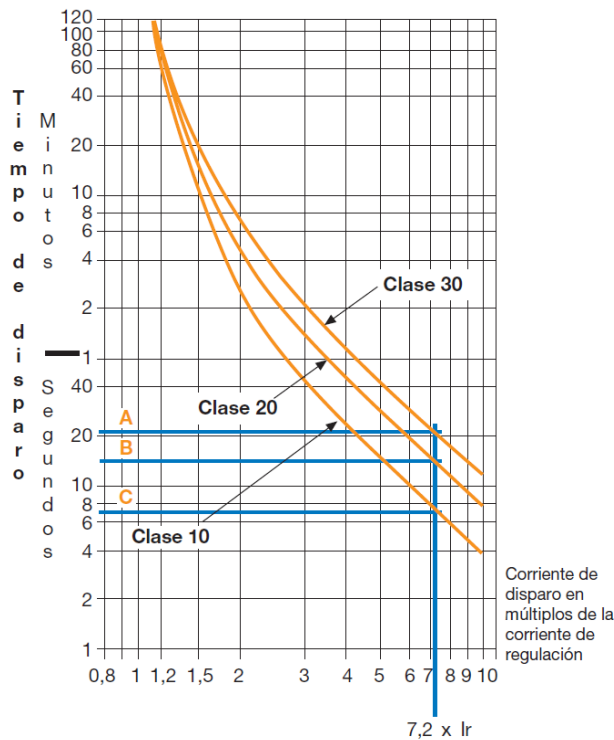


Figura 3.1. Curvas de disparo de un relé térmico para diversas clases de arranque.

3.3. PRINCIPALES MODALIDADES DE ARRANQUE DE UN MOTOR ASÍNCRONO CON ROTOR DE JAULA DE ARDILLA [8].

El arranque de un motor asíncrono trifásico, para las aplicaciones en las que no se necesite una variación de la velocidad de las máquinas, puede realizarse mediante diversas soluciones de instalación que se diferencian por el modo en que se les aplica la tensión a los devanados del estator y por el valor de los parámetros eléctricos y mecánicos que producen, por ejemplo, esfuerzos más o menos violentos sobre la máquina eléctrica, pero que ponen a disposición parámetros de par inicial de arranque de valores muy diversos.

3.3.1. Arranque Directo.

El sistema de arranque directo es quizás el más tradicional y consiste en conectar el motor directamente a la red de alimentación eléctrica ejecutando, por lo tanto, un arranque a plena tensión. Prevé, como se muestra en la Figura 3.2, la conexión directa a la red de alimentación y, por lo tanto, el arranque tiene lugar a plena tensión y con frecuencia constante, desarrollando un par de arranque elevado con tiempos de aceleración de media muy reducidos. Las aplicaciones típicas son relativas a motores de poca potencia incluso con arranque a plena carga.

Estas ventajas llevan intrínsecas algunos problemas, como por ejemplo la elevada corriente inicial de arranque, que puede alcanzar en los primeros instantes valores de hasta 10 ó 12 veces la intensidad nominal, para decrecer después a valores cercanos a las 6 u 8 veces y permanecer en este rango hasta alcanzar la velocidad de par máxima.

Los efectos de dicha corriente pueden identificarse en los elevados esfuerzos electrodinámicos de los cables de conexión al motor y podrían afectar incluso a los devanados del propio motor; además, los elevados pares iniciales de arranque pueden dar lugar a violentas aceleraciones que repercuten en esfuerzos sobre los elementos de transmisión (correas y juntas mecánicas) generando problemas en la distribución con la

consecuente reducción de la vida mecánica de los componentes. Finalmente, han de tenerse en cuenta eventuales problemas de naturaleza eléctrica por caídas de la tensión en la línea de alimentación del motor o del equipo conectada a la misma.

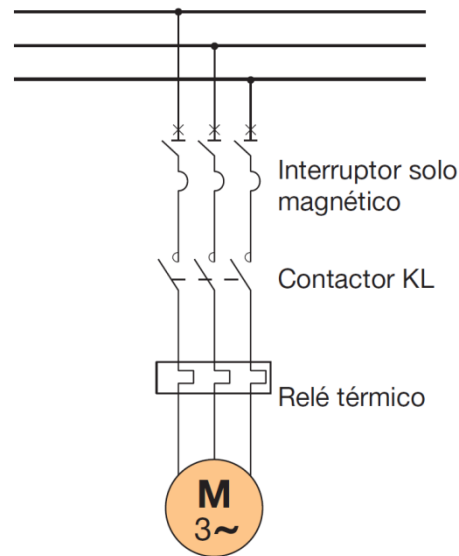


Figura 3.2. Esquema del principio de arranque directo.

3.3.2. Arranque con Tensión Reducida.

Los sistemas de arranque con tensión reducida consisten en conectar el motor a la red de alimentación eléctrica indirectamente. Esto no sólo comporta una reducción de la corriente de arranque, sino también la reducción del par inicial de arranque. Los tipos más comunes de arranque son el arranque con reactores o resistencias estatóricas, el arranque en estrella-delta, el arranque con autotransformador y el arranque con arrancador suave, que interviene en la curva de par del motor con el fin de adaptarla a las características de la carga.

3.3.3. Arranque en Estrella – Delta Y/Δ.

El arranque en estrella-delta es el más conocido y quizás el más utilizado entre los métodos de arranque con tensión reducida y sirve para arrancar el motor reduciendo los esfuerzos mecánicos y limitando las corrientes durante el arranque; por contra, pone a disposición, como ya se ha mencionado, un par inicial de arranque reducido.

Puede utilizarse para motores dotados de una placa con 6 bornes y con doble tensión de alimentación. Resulta especialmente idóneo para arranque en vacío o con cargas de par bajo y constante o ligeramente creciente, como es el caso de ventiladores o bombas centrífugas de poca potencia. En referencia al esquema eléctrico de la figura 6, la modalidad de arranque prevé la fase inicial de arranque con conexión de los devanados en estrella que se realiza con el cierre del interruptor, del contactor de línea KL y de estrella KY. Tras un periodo de tiempo idóneo y debidamente calibrado se pasa a la conexión de los devanados en Δ a través de la apertura del contactor KY y el cierre de KΔ, que es también la configuración de la marcha de régimen. Estos aparatos se ven afectados por corrientes, relativas a las diversas fases de arranque, que son inferiores a la intensidad nominal del motor.

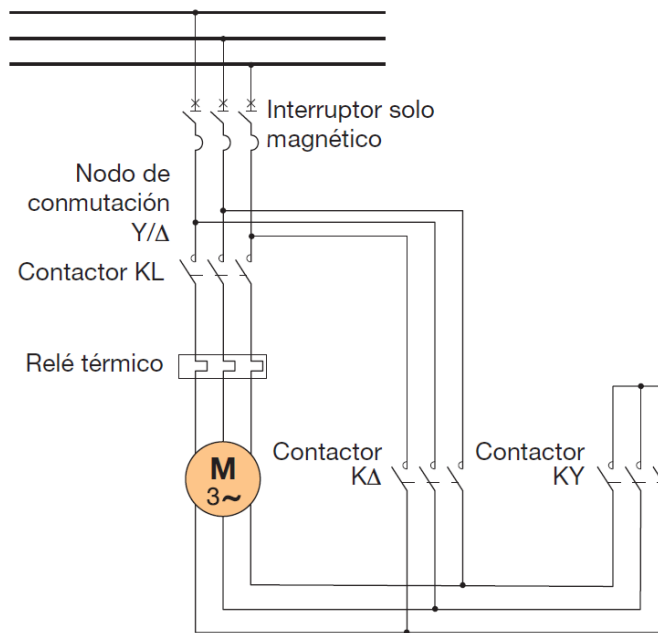


Figura 3.3. Esquema del principio de arranque en estrella – delta.

Incluso la protección térmica, que normalmente se coloca aguas abajo del nodo de conmutación Y/ Δ , deberá fijarse para una corriente inferior respecto de la intensidad nominal del motor. Además, la protección térmica instalada en esta posición es sensible a las corrientes de tercer armónico que se generan por la saturación del hierro y que permanecen encerradas en el circuito de triángulo.

3.3.3.1. Fase de Estrella (Y)

Es la fase de arranque en la que los devanados del motor están conectados en estrella y por tanto con tensión $\frac{V_L}{\sqrt{3}}$. La corriente resultante en los devanados del motor y en la línea es $I_{MY} = \frac{V_L}{\sqrt{3} \times Z_W}$. Con Z_w se indica la impedancia del devanado.

Esta fase del arranque coincide con la fase de aceleración y su duración debe ser tal que se alcance casi la velocidad de régimen.

Una duración demasiado breve no conseguiría obtener la reducción de los esfuerzos que caracteriza a este tipo de arranque y que, por lo tanto, se presentarían en la sucesiva fase de triángulo, reproduciendo condiciones de arranque similares a las del arranque directo.

3.3.3.2. Fase de Conmutación.

Es la fase en la que, con las maniobras de apertura y cierre de los contactores específicos, se pasa de la fase de estrella a la de delta. Son importantes la duración y la regulación de la conmutación; de hecho, el tiempo de transición debe permitir la extinción del arco eléctrico sobre el contactor de estrella e impedir un cierre prematuro del contactor de delta que cause una condición de cortocircuito. Sin embargo, un tiempo excesivamente

elevado de paso de Y a Δ provocaría la deceleración del motor, con los consiguientes picos de corriente que se formarían en la fase de delta.

La conmutación se regula con temporizadores analógicos o digitales y, a título orientativo, el tiempo de conmutación puede fijarse en aproximadamente 50 ms. En el temporizador se fija también el tiempo de duración de la fase de estrella, es decir, el tiempo de aceleración o de arranque que, con carácter general, puede considerarse una función de la diferencia entre el par medio del motor y el par de resistencia medio del conjunto motor-máquina.

Una buena conmutación, necesaria para que las ventajas que teóricamente caracterizan al arranque Y/ Δ sean efectivas, debe realizarse teniendo también en cuenta el sentido de rotación y la secuencia de las conexiones de los devanados, que se realizan en los bornes del motor, en el paso de Y a Δ . Si la conmutación tuviera lugar en un momento en el que el magnetismo residual del rotor se encontrase en oposición de fase con el campo magnético generado por la corriente del estator, la demanda de corriente podría ser a su vez muy elevada, con valores que podrían alcanzar hasta 20 veces la intensidad nominal. Las consecuencias derivadas de una conmutación incorrectamente calibrada afectan, además del motor, al comportamiento de los aparatos destinados a la coordinación, provocando un funcionamiento no idóneo e imprevisible.

3.3.3.3. Fase de Delta (Δ).

La conmutación que ha tenido lugar continúa en la fase final del proceso de arranque, que representa también la condición de marcha de régimen en la que los devanados de estator se conectan en triángulo y son sometidos a la tensión total de red V_L y el motor recobra el par completo, mientras que la corriente que atraviesa los devanados es:

$$I_{M\Delta} = \frac{V_L}{Z_W} \quad (3-1)$$

Y la corriente que absorbe de la línea (intensidad nominal “Ie” del motor) es:

$$I_{LMA} = \frac{V_L}{Z_W} \times \sqrt{3} \quad (3-2)$$

3.3.4. Arranque con Autotransformador.

La reducción de la tensión de alimentación se realiza mediante un autotransformador con toma fija o con uno más costoso de varias tomas, o incluso con tensión variable con continuidad.

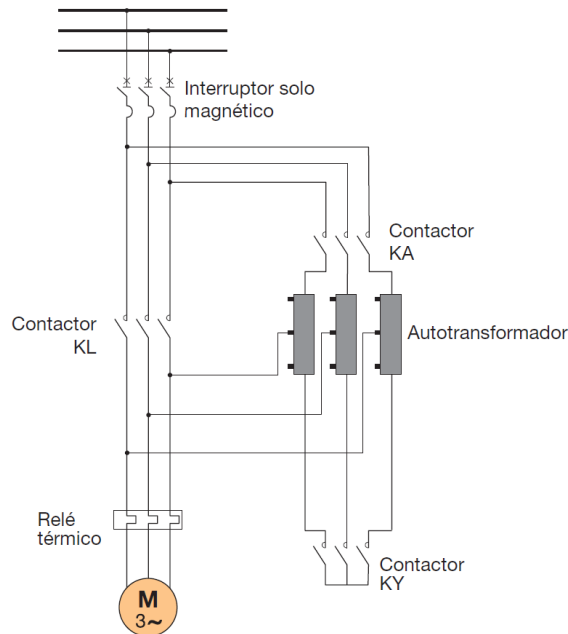


Figura 3.4. Esquema del principio de arranque con autotransformador.

Durante el arranque con autotransformador, como se aprecia en el esquema de la Figura 3.4, el motor está conectado a una de las tomas del autotransformador (interruptor magnético cerrado, KA cerrado, KY cerrado) que reduce la tensión de red "k veces" y que requiere en el motor una corriente reducida de factor similar al que el motor absorbería si

fuese alimentado directamente con toda la tensión. La corriente en el primario del autotransformador, y también en la línea, se reduce " k^2 veces". Como consecuencia de la reducción de la tensión en el factor " k " veces, también el par inicial de arranque se reducirá " k^2 " veces respecto del arranque a plena tensión.

Cuando el motor ha alcanzado indicativamente el 80% - 90% de su velocidad de régimen, el contactor KY se abre y el motor continúa siendo alimentado con tensión reducida por la inductancia de los devanados del auto autotransformador. En este momento se cierra el contactor KL y se abre el contactor KA de forma que el motor se alimenta directamente de la red. El arranque con autotransformador se considera bastante costoso, seguramente más que el arranque Y/ Δ , y tiene aplicaciones en motores de jaula de ardilla de potencia media o alta con inercia elevada.

3.3.5. Arranque con Reactores o Resistencias Estatóricas.

Este tipo de arranque, cuyo esquema de conexión está representado en la Figura 3.5, es idóneo para rotores de jaula de ardilla, y la caída de la tensión se produce por reactores o resistencias colocados en serie con el estator en la fase de arranque (KL cerrado, KB abierto); consecuentemente, la tensión que alimenta al motor en la fase inicial disminuye " k " veces respecto a la tensión de red, a la que corresponde una disminución del par de " k^2 " veces. La corriente inicial de arranque queda limitada a la mitad de la que se obtendría con el arranque a plena tensión. Una vez completada la fase de aceleración, los reactores o las resistencias son excluidos (cierre de KB) y el motor vuelve a poseer los parámetros relativos a la tensión plena.

Pueden realizarse incluso más exclusiones graduales de los reactores o de las resistencias mediante comandos temporizados. Este método acarrea algunas consecuencias, presentes en la fase de arranque, como el notable descenso del factor de potencia a causa de las reactancias o un elevado recalentamiento producido por la disipación de potencia en las resistencias.

Es un sistema adoptado típicamente por máquinas con gran inercia que no necesitan de valores de par y corriente particularmente altos durante el arranque.

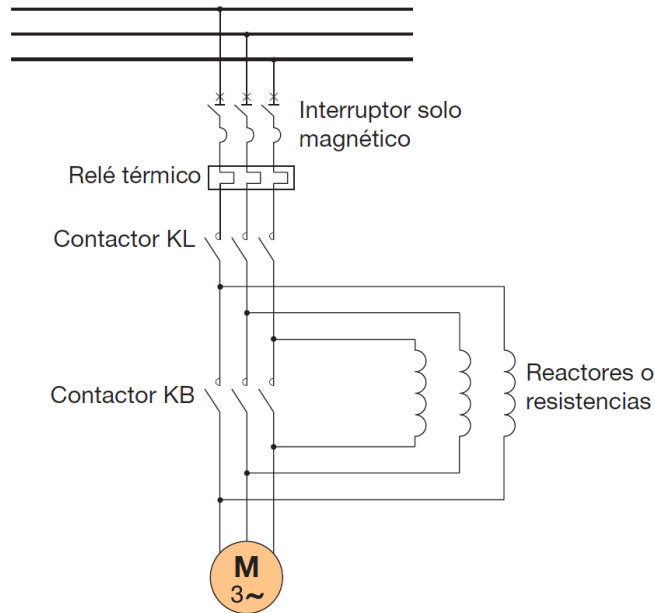


Figura 3.5. Esquema del principio de arranque con reactores o resistencias estáticas.

3.3.6. Arranque con Arrancador Suave.

Un método moderno para realizar el arranque, que puede que todavía requiera de una inversión económica inicial considerable, consiste en utilizar arrancadores estáticos electrónicos comúnmente llamados soft starters o arrancadores suaves. La utilización de estos dispositivos, con un esquema de conexión como el de la Figura 3.6, permite reducir la corriente de arranque, determinar el par y fijar el tiempo de arranque; esto hace posible una alimentación muy gradual del motor que incrementa durante todo el procedimiento, a fin de obtener un arranque lineal, evitando esfuerzos eléctricos o en las partes mecánicas que caracterizan en mayor o menor grado los arranques directos y en Y/ Δ . El arrancador suave está constituido principalmente por dos partes: una unidad de potencia y una unidad de mando y control.

Los principales componentes de la unidad de potencia son el disipador térmico y los tiristores, controlados por la lógica implementada sobre una tarjeta de control, que constituye la unidad de mando, generalmente con microprocesador.

El esquema de conexión típico utilizado es el que se presenta a continuación y que se define como "en línea". A menudo los fusibles pueden sustituirse por un interruptor, pero éste no permite realizar la protección de los tiristores de forma apropiada en caso de cortocircuito; además, cuando el tipo de arrancador suave no incorpora una protección térmica en su interior, es necesario el uso de un relé térmico externo instalado aguas arriba del nodo de bypass. En referencia al esquema de conexión en Y/ Δ , el arrancador suave también podría insertarse en el interior del nodo de conmutación con una conexión definida "en delta". Por lo general, la fase de arranque tiene lugar con KL cerrado y KB abierto de forma que el arrancador suave pueda controlar el arranque; acto seguido tiene lugar el cierre de KB con la exclusión de la parte de potencia interna del arrancador suave, dejando activa la parte de control.

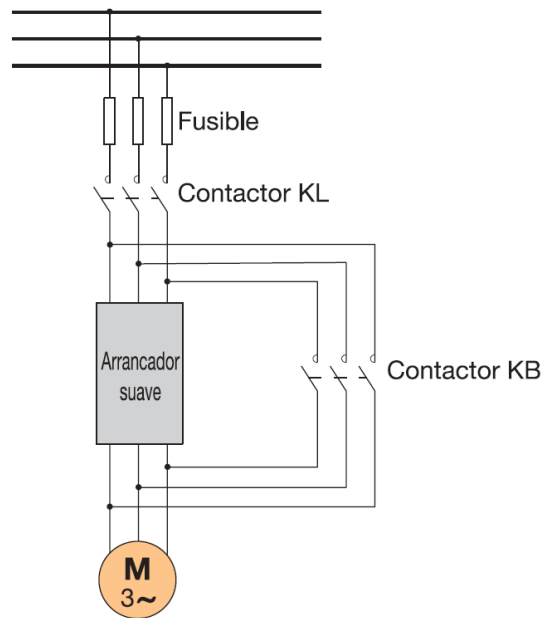


Figura 3.6. Esquema del principio de arranque con arrancador suave.

En la Figura 3.7 se aprecia claramente cómo el arranque directo constituye la modalidad más costosa en términos de corriente pero con mayor rendimiento en cuanto al par, y cómo con el arranque en Y/ Δ se corre el riesgo de reducir la corriente de arranque, incluso si en el momento de la conmutación se presenta un valor de pico muy elevado, todo ello con un valor de par inicial discreto. Probablemente el arranque más equilibrado sea el arranque con arrancador suave.

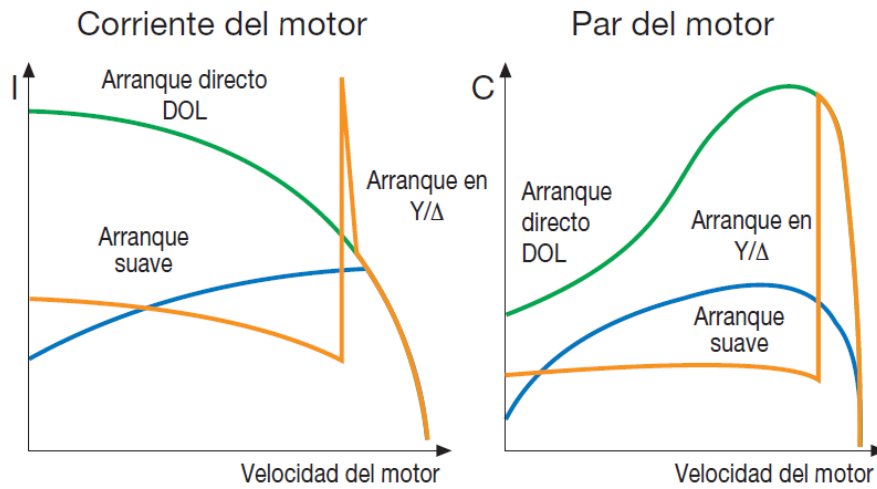


Figura 3.7. Comportamiento de la corriente y del par para diversas modalidades de arranque.

Capítulo

4

Desarrollo del Proyecto

Este capítulo contiene la información de todo lo referente al desarrollo del proyecto, cuáles son sus componentes principales y cuestiones de diseño. También se exponen algunas implicaciones en la construcción del prototipo así como el procedimiento de armado.

4.1. ETAPA DE SENSADO DE VOLTAJE.

Cuando se tiene un sistema del cual se requiere un monitoreo constante de sus condiciones operativas, es necesario convertir señales físicas a una representación eléctrica interpretable por un sistema eléctrico – electrónico. Ya sea que se requiera percibir diferentes condiciones como temperatura, voltaje, corriente, etc., se puede lograr mediante los diferentes tipos de sensores disponibles en la actualidad.

La señal de salida de un sistema de medición en general se debe procesar de una forma adecuada para la siguiente etapa de operación. La señal puede ser demasiado pequeña y sería necesario amplificarla o podría contener interferencias que sería necesario eliminar, es por esto que se requiere un acondicionamiento de señales para que estas puedan ser posteriormente procesadas.

En este caso, se requiere sensar voltaje y corriente en las 3 fases que alimentan a un motor de inducción trifásico.

4.1.1. Requerimientos del Sensor de Voltaje.

- El sensor de voltaje se debe aplicar de manera no invasiva.
- La señal de salida deberá conservar en lo posible las características de la señal sensada.
- La señal de salida del sensor deberá poder ser acondicionada a un nivel de voltaje compatible con el convertidor análogo – digital.

Para la etapa de sensado de voltaje se consideran dos opciones que se pueden implementar:

- Divisor de Voltaje
- Transformador de Voltaje

Tabla 4.1. Características de los sensores de voltaje.

Características	Divisor de Voltaje	Transformador de Voltaje
Linealidad en el rango de la medición	Muy Buena	Buena
Capacidad de medición en alta potencia	No	Si
Consumo de potencia	Alto	Bajo
Saturación de corriente DC	No	Si
Variación de la salida con respecto a la temperatura	Medio	Bajo
Problema de saturación e histéresis	No	Si
Ancho de banda	Pasa Banda	Alta Frecuencia
Aislamiento con respecto a la fuente de tensión	No	Si
Costo	Muy Bajo	Medio
Disponibilidad en el mercado	Alta	Alta

4.1.2. Selección del Sensor de Voltaje.

Para la medición de voltajes de alimentación del motor se emplearon transformadores de voltaje, puesto que de esta manera disponemos de aislamiento con respecto a la fuente de tensión. Este es un punto importante debido a las características del sistema con el que se está trabajando, ya que estarán presentes voltajes elevados que pueden ser peligrosos para las personas y dispositivos que puedan entrar en contacto con partes no aisladas del circuito, además de poseer bajo consumo de potencia.



Figura 4.1. Características del transformador 127/12 V.

4.1.3. Implicaciones en la Implementación del Transformador.

Por factores económicos y de disponibilidad se implementaron transformadores de voltaje con una relación 127/12 V y con una capacidad de 120 mA. Puesto que la carga es trifásica, es necesario sensar el voltaje de línea a línea en donde los niveles de voltaje son del orden de 220 V. Por este motivo es necesario realizar modificaciones al circuito para poder utilizar un transformador de menor capacidad de voltaje.

Se implementó un divisor de tensión por medio de impedancias, por lo cual es necesario conocer la impedancia del transformador en cuestión. Se estimó la resistencia que presenta el transformador realizando una medición con multímetro.

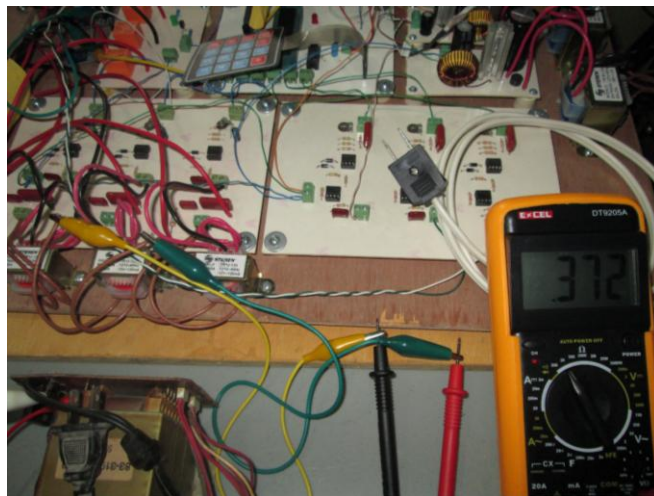


Figura 4.2. *Medición de la resistencia en el primario del transformador.*

La medición proporcionó un valor de 372 Ω de resistencia en el devanado primario. Posteriormente mediante la medición de la corriente en vacío del transformador se puede realizar una aproximación del valor de su impedancia.

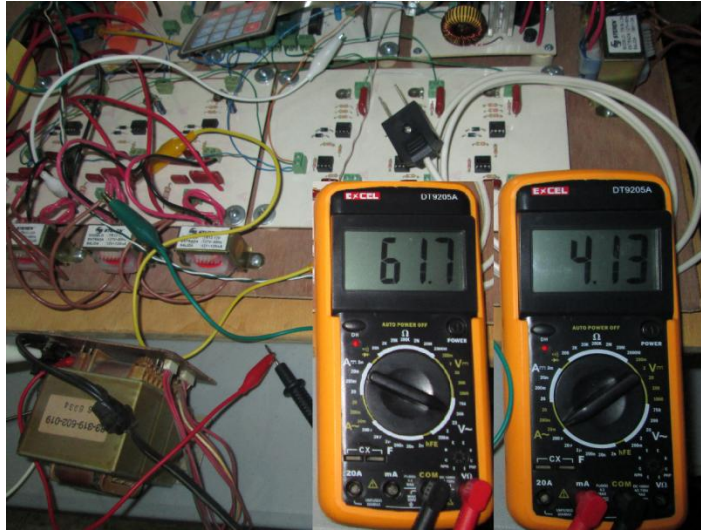


Figura 4.3. Medición de la corriente en vacío en el primario del transformador.

Dado que en la entrada del circuito sensor de voltaje se puede llegar a tener valores de voltaje de 480 V, se fijó un voltaje objetivo de 50 V en el arreglo reductor de voltaje de entrada. Se realizó la prueba de corriente en vacío del transformador a un voltaje de 61.7 V en el primario del transformador, el cual es cercano al voltaje objetivo. En el transformador circulan 4.13 mA a 61.7 V en el devanado primario.

Con estos datos se puede hacer una estimación de la impedancia en el primario del transformador.

$$V = Z \cdot I \quad (4-1)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (4-2)$$

Despejando Z de (4-1) y sustituyendo valores:

$$Z = \frac{61.7}{4.13 \times 10^{-3}}$$

$$Z = 14,939.46 \, \Omega$$

Despejando X de (4-2) y sustituyendo valores para obtener la reactancia inductiva:

$$X_L = \sqrt{14939.46^2 - 372^2}$$

$$X_L = 14,934.83 \Omega$$

Se calcula el valor del inductor en Henrios:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \tag{4-3}$$

Despejando L de (4-3) y sustituyendo valores:

$$L = \frac{14939.46}{2\pi \cdot 60} = 39.63 \text{ H}$$

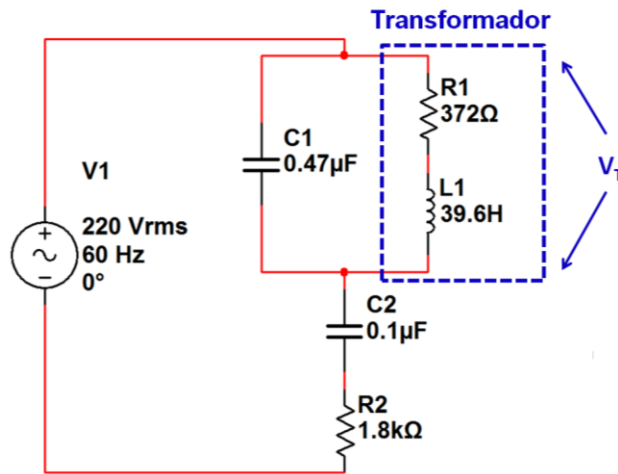


Figura 4.4. Circuito equivalente del divisor de tensión.

Se puede representar al transformador como una resistencia y una inductancia en serie. Como se encuentra en paralelo con un capacitor de 0.47 μF , se puede reducir el circuito para tener una configuración de 2 impedancias como divisor de tensión.

Se calculan las reactancias capacitivas:

$$X_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4-1)$$

$$X_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot (470 \times 10^{-9})} = 5,643.79 \Omega$$

$$X_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot 60 \cdot (100 \times 10^{-9})} = 26,525.82 \Omega$$

Se calculan las impedancias:

$$Z_1 = \frac{(372 + j14934.83) \times (-j5643.79)}{(372 + j14934.83) + (-j5643.79)} = 137.04 - j9,066.59$$

$$Z_2 = 1800 - j26,525.82$$

Se calcula el divisor de tensión:

$$V_T = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} V_e \quad (4-3)$$

$$V_T = \frac{137.04 - j9066.59}{(137.04 - j9066.59) + (1800 - j26525.82)} \times 220$$

$$V_T \approx 55.96 \angle -2.25^\circ$$

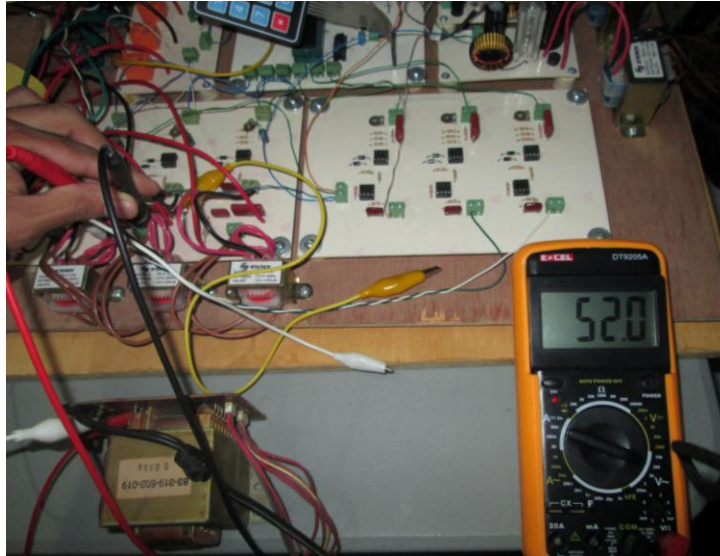


Figura 4.5. *Voltaje en el primario del transformador.*

En la práctica el resultado es muy cercano al voltaje calculado (56 Volts calculados vs. 52 Volts medidos). La diferencia es aceptable y es causada por la tolerancia en el valor de los componentes electrónicos como resistencias, condensadores y el porcentaje de error en el equipo de medición.

Este arreglo proporciona como resultado un voltaje aceptable el cual está dentro del rango de trabajo del transformador y en caso de ser necesario puede tolerar hasta 480 Volts en la entrada de alimentación.

4.2. ETAPA DE SENSADO DE CORRIENTE.

Para el sensado de corriente es necesario convertir la corriente circulante por los conductores de alimentación de la carga trifásica a una señal de voltaje.

4.2.1. Requerimientos para el Sensor de Corriente.

- El sensor se debe aplicar de manera no invasiva.
- La señal de salida deberá conservar en lo posible las características de la señal sensada.
- Deberá poder medir un rango de corriente de al menos la nominal o a plena carga del motor evaluado.

Para la etapa de sensado de corrientes se consideran tres opciones que se puede implementar:

- Sensor Resistivo
- Transformador de Corriente
- Sensor de Efecto Hall

4.2.1.1. Sensor Resistivo.

El sensor resistivo es uno de los dispositivos más simples y económicos que se puede encontrar en el mercado, su linealidad en el rango de medición y su ausencia de problemas de saturación e histéresis son algunas de sus mayores ventajas. El problema al usar este tipo de sensores sale a relucir cuando se requiere una gran demanda de potencia en el equipo que se requiere monitorear. También es importante señalar que utilizando estos tipos de sensores no se tiene aislamiento con respecto a la fuente de alimentación y en términos de consumo de potencia no son muy eficientes.



Figura 4.6. *Ejemplo de un sensor resistivo.*

4.2.1.2. Transformador de Corriente.

Son aquellos transformadores cuya función principal es cambiar el valor de la corriente de uno más elevado a otro (1 a 5 Amperes regularmente) con el cual se puedan alimentar instrumentos de medición, control o protección.

Su construcción es similar a cualquier transformador, su capacidad es relativamente baja, son de tamaño reducido pero deben tener un aislamiento de muy buena calidad, donde los materiales pueden ser de resina sintética, aceite o líquidos no inflamables. Normalmente están conectados a sistemas trifásicos, por tanto, se pueden realizar las conexiones trifásicas conocidas en los transformadores convencionales.

Los transformadores de corriente tipo dona son aquellos donde su corriente es relativamente baja, por tanto no tienen un devanado primario, ya que este lo constituye la línea a la que van a conectarse.

Este tipo de transformadores tiene alta capacidad de medición de potencia, tienen aislamiento con respecto a la fuente de tensión, su linealidad en el rango de medición es buena y muestran una baja variación de salida con respecto a la temperatura. Presentan el inconveniente de saturación de corriente CD y sobre todo tienen un costo alto.



Figura 4.7. *Transformador de corriente tipo dona.*

4.2.1.3. Sensor de Efecto Hall.

Este sensor se sirve del efecto Hall para la medición de campos magnéticos o corrientes o para la determinación de la posición.

Cuando por un material conductor o semiconductor, circula una corriente eléctrica, y estando este mismo material en el seno de un campo magnético, se comprueba que aparece una fuerza magnética en los portadores de carga que los reagrupa dentro del material, esto es, los portadores de carga se desvían y agrupan a un lado del material conductor o semiconductor, apareciendo así un campo eléctrico perpendicular al campo magnético y al propio campo eléctrico generado por la batería F_m . Este campo eléctrico es el denominado campo Hall E_H , y ligado a él aparece la tensión Hall.

Si fluye corriente por un sensor Hall y se aproxima a un campo magnético que fluye en dirección vertical al sensor, entonces el sensor crea un voltaje saliente proporcional al producto de la fuerza del campo magnético y de la corriente. Si se conoce el valor de la corriente, entonces se puede calcular la fuerza del campo magnético; si se crea el campo magnético por medio de corriente que circula por una bobina o un conductor, entonces se puede medir el valor de la corriente en el conductor o bobina.

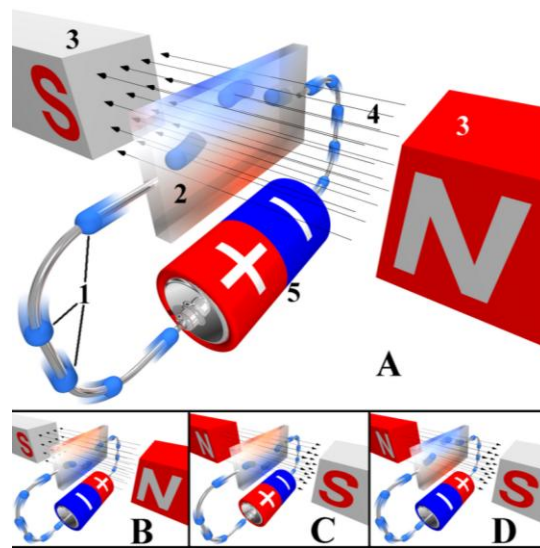


Figura 4.8. Diagrama del Efecto Hall.

4.2.2. Selección del Sensor de Corriente.

Tabla 4.2. Características de los sensores de corriente.

Características	Sensor Resistivo	Transformador de Corriente	Sensor de Efecto Hall
Linealidad en el rango de la medición	Muy buena	Buena	Buena
Capacidad de medición en alta potencia	Bajo	Alto	Alto
Consumo de potencia	Alto	Bajo	Bajo
Saturación de corriente CD	No	Si	Si
Variación de la salida con respecto a la temperatura	Medio	Bajo	Alto
Problema de saturación e histéresis	No	Si	Si
Aislamiento con respecto a la fuente de tensión	No	Si	Si
Costo	Muy Bajo	Alto	Medio
Disponibilidad en el mercado	Alta	Media	Media

De la Tabla 4.2 se puede obtener información sobre las principales características, ventajas y desventajas de cada uno de los tipos de sensores de corriente anteriormente descritos.

Para la medición de corriente de entrada al motor se optó por la implementación de un sensor de efecto hall ACS712, ya que tiene una buena relación costo-beneficio y con el cual se puede obtener una tensión proporcional a una corriente eléctrica y un campo magnético aplicado.

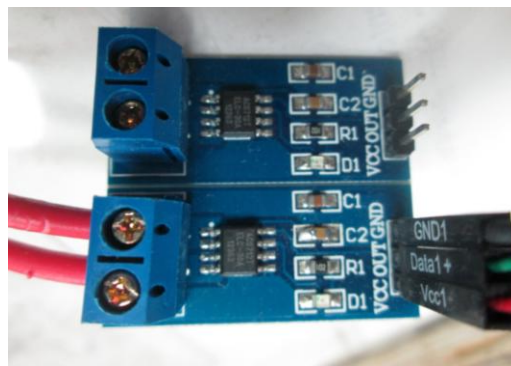


Figura 4.9. Sensor de Efecto Hall ACS712.

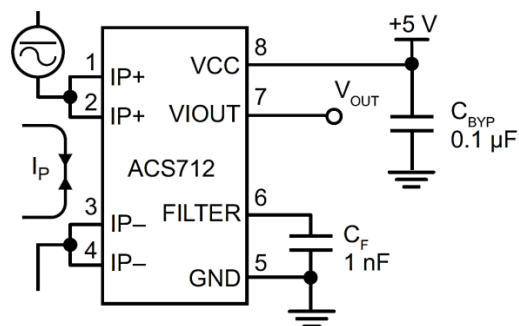


Figura 4.10. Diagrama de conexión del Sensor Hall ACS712.

En este caso el sensor tiene una sensibilidad típica de 66 mV/A, el sensor en vacío nos proporciona una componente de CD con un valor de $V_{cc}/2$ la cual puede aumentar o disminuir a una relación de 66 mV por cada ampere de carga dependiendo del sentido de la corriente.

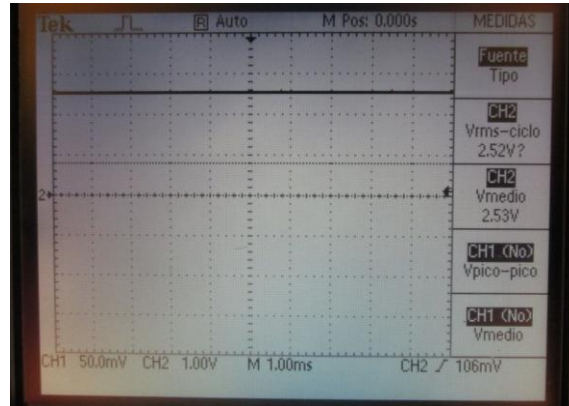


Figura 4.11. Componente de CD presente en el sensor ACS712.

Dado que la señal que se quiere sensar es de corriente alterna, dicha señal se representará montada sobre una componente de CD y puesto que $V_{cc} = 5$, se obtiene una señal senoidal con un valor RMS de 66 mV/A montada sobre una componente de CD con magnitud de 2.5 V.

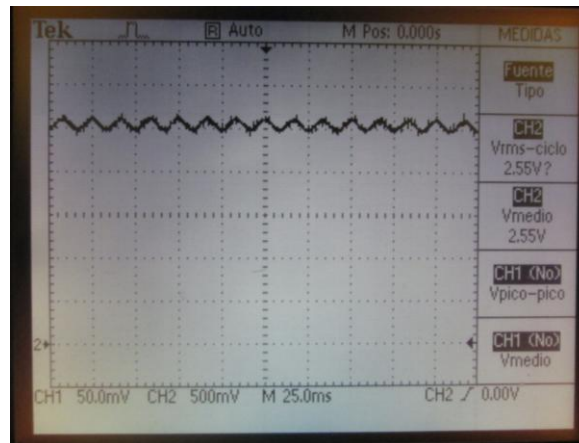


Figura 4.12. Señal de corriente alterna montada sobre la componente de CD.

4.2.3. Implicaciones en la Implementación del Sensor de Efecto Hall.

Debido a lo antes mencionado es necesario filtrar dicha componente de CD para obtener una señal pura de CA con la cual se pueda trabajar. Se puede filtrar la componente de CD añadiendo un filtro de paso alto a la entrada de la etapa siguiente.

Se obtiene la constante de tiempo para una frecuencia de 5 Hz.

$$RC = \frac{1}{2\pi f} \quad (4-4)$$

$$RC = \frac{1}{2\pi(5)} = 0.0318\text{s}$$

Se propone un valor del condensador de 0.1 μF .

$$C = 0.1 \mu\text{F}$$

Para obtener el valor de la resistencia se despeja R y se sustituyen valores.

$$R = \frac{0.0318}{1 \times 10^{-7}} = 318 \text{ K}\Omega \approx 330 \text{ K}\Omega \text{ (valor comercial)}$$

4.3. ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL.

Una vez filtradas las señales que no son de interés y ajustando el voltaje de entrada en niveles tolerables por el convertidor análogo-digital, es necesario rectificar este voltaje para poder digitalizarlo. El ADC del ATmega8535 acepta señales de corriente continua de hasta 5 V. Para el acondicionamiento de la señal se puede implementar un circuito convertidor CA-CD.

4.3.1. Circuito Convertidor de CA – CD.

Este circuito, llamado de valor medio absoluto o convertidor de CA a CD. Un rectificador de precisión de onda completa transmite una polaridad de una señal de entrada alterna e invierte la otra. Se le denomina “circuito de valor absoluto”, dado que el valor de la salida tiene una sola polaridad. En estos rectificadores de precisión, la polaridad de la salida dependerá de cómo se conecten los diodos involucrados.

El circuito de valor medio absoluto es un rectificador de precisión con entrada referida a tierra con la variante que se le ha colocado un capacitor en paralelo con R6; esta modificación convierte al segundo AOP en un circuito sumador integrador por lo tanto en la salida se obtiene el valor promedio de la señal alterna rectificada.

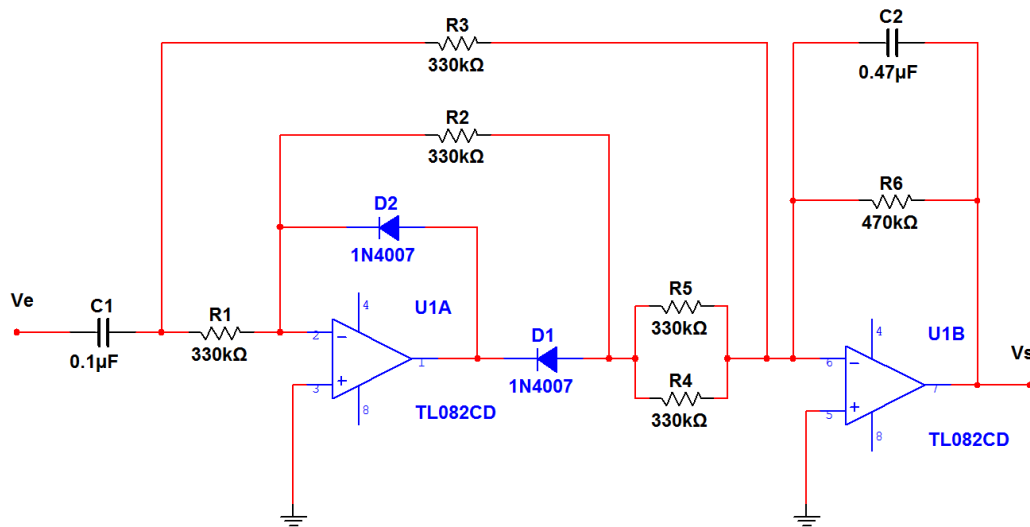


Figura 4.13. Circuito convertidor CA – CD.

Al variar R6 se puede modificar la ganancia en el circuito, en este caso se está amplificando un poco la señal en la salida.

4.3.2. Pre Amplificación en la Señal de Corriente.

Debido a que el sensor hall entrega una señal muy débil, se optó por pre amplificar dicha señal antes de la entrada al circuito convertidor CA – CD.

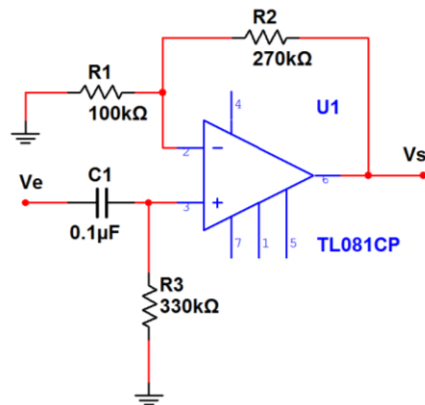


Figura 4.14. Pre amplificador de señal.

De la ecuación (2-7) se sustituyen los valores para obtener la ganancia.

$$A = 1 + \frac{270}{100} = 3.7$$

Con este arreglo la señal en la entrada del circuito convertidor CA – CD será 3.7 veces mayor que en la salida del sensor hall.

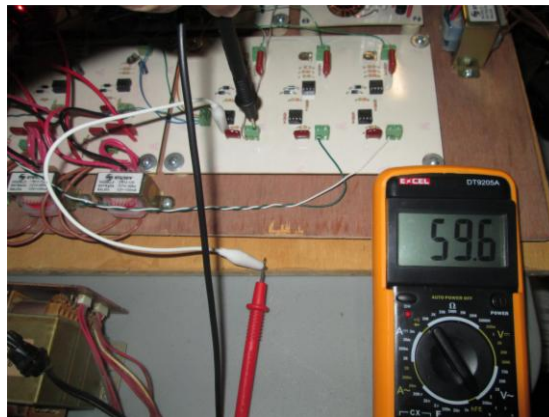


Figura 4.15. Voltaje en la salida del sensor hall con 0.91 A de corriente.

En la entrada del preamplificador se tiene un voltaje de 59.6 mV con una corriente de carga de 0.91 A. El circuito pre amplificador aumenta este voltaje 3.7 veces para tener un aproximado de 220 mV en la entrada del convertidor CA – CD.

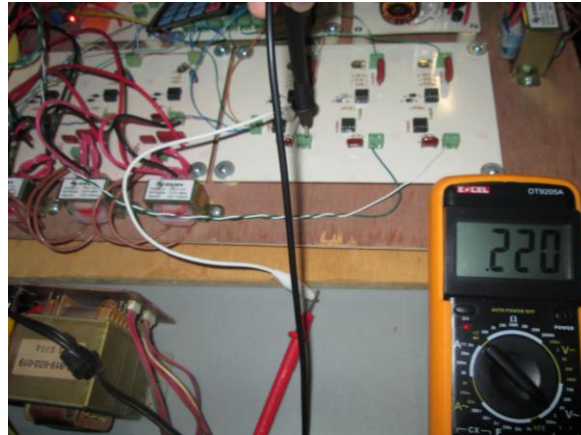


Figura 4.16. Voltaje en la salida del pre amplificador.

4.4. SEÑAL EN LA ENTRADA DEL CONVERTIDOR ANÁLOGO – DIGITAL.

En la salida del circuito convertidor CA – CD de la señal de corriente se espera un valor medio absoluto de $2/\pi V_m$. El valor máximo en la entrada del rectificador es de aproximadamente 311 mV, este voltaje es rectificado y promediado.

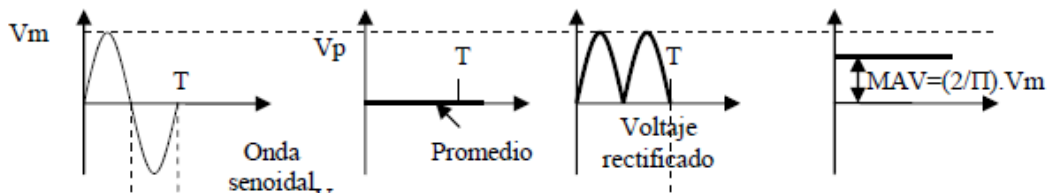


Figura 4.17. Señal en la entrada y salida del circuito de valor medio absoluto.

$$V_{MAV} = \frac{2}{\pi} V_m \quad (4-5)$$

Sustituyendo valores.

$$V_{MAV} = \frac{2}{\pi} \cdot 311 = 198 \text{ mV}$$

El voltaje en la salida del rectificador es 198 mVCD sin amplificar, pero se colocó una resistencia de 680 kΩ en R6 que modifica su ganancia.

$$A = \frac{R_2}{R_1} \quad (4-6)$$

De la ecuación de ganancia del AOP inversor se sustituyen los valores para obtener la ganancia de salida en el convertidor CA – CD.

$$A = \frac{680}{330} = 2.06$$

En la entrada del ADC se tendrá un voltaje de aproximadamente 410 mVCD cuando circula una corriente en la carga de 0.91 A.

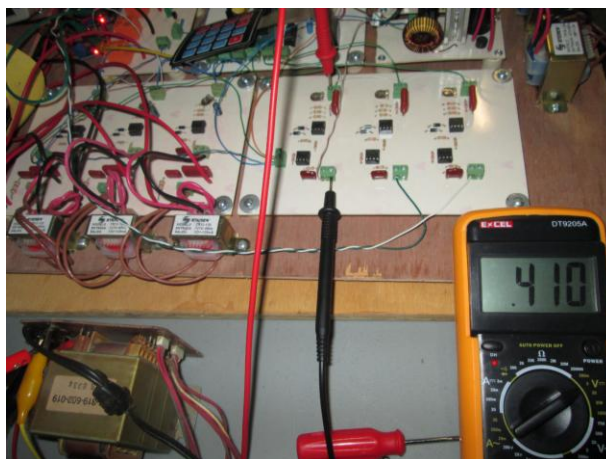


Figura 4.18. Voltaje en la salida del convertidor CA – CD del sensor de efecto hall.

Por su parte, el circuito convertidor CA – CD de voltajes tiene un voltaje de entrada de 2.85 VCA con un valor máximo de 4.03 V.

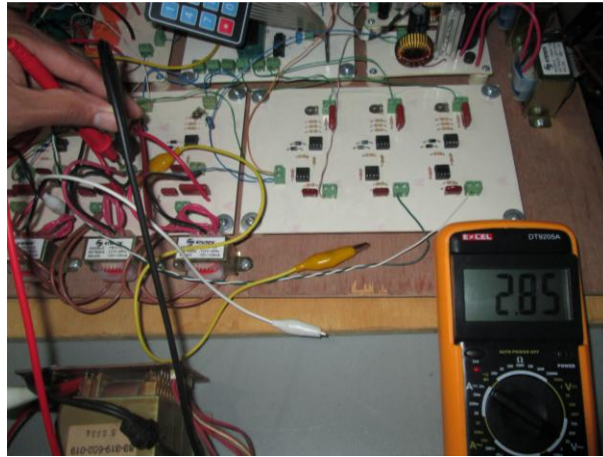


Figura 4.19. *Voltaje en la entrada del convertidor CA – CD del sensor de voltaje.*

Sustituyendo valores en la ecuación (4-5) se encuentra el voltaje medio absoluto.

$$V_{MAV} = \frac{2}{\pi} \cdot 4.03 = 2.57 \text{ V}$$

El circuito rectificador del sensor de voltaje incorpora una resistencia R6 con un valor de 470 k Ω , sustituyendo valores en la ecuación (4-6) se calcula su ganancia.

$$A = \frac{470}{330} = 1.42$$

En la salida del convertidor CA – CD del sensor de voltaje se estima un voltaje de 3.65 VCD, pero también hay que tomar en cuenta la resistencia de ajuste. Se ajustó la ganancia de salida para que el voltaje en la entrada del ADC se acercara a 4 VCD cuando el voltaje de alimentación fuera de aproximadamente 220 VCA.

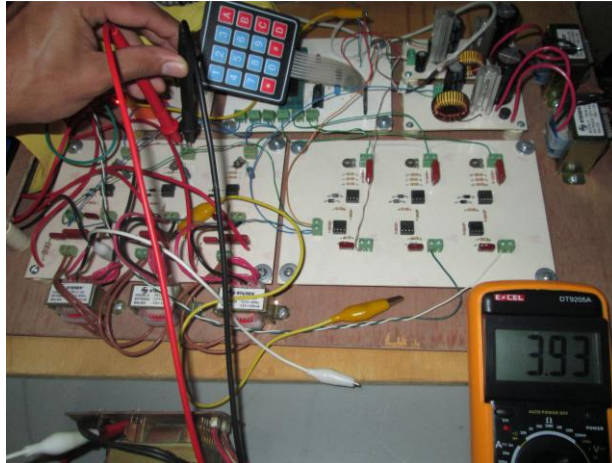


Figura 4.20. *Voltaje en la salida del convertidor CA – CD del sensor de voltaje.*

4.5. INTERFAZ DE USUARIO.

Para que el usuario pueda introducir los datos a la máquina, es necesario utilizar dispositivos que nos permitan la comunicación con la misma, como lo son interruptores, botones, teclados, etc.

4.5.1. Teclado Matricial.

El teclado matricial 4x4 está constituido por una matriz de pulsadores dispuestos en filas (A, B, C, D) y columnas (1, 2, 3, 4), con la intención de reducir el número de pines necesarios para su conexión. Las 16 teclas necesitan sólo 8 pines del microcontrolador, en lugar de los 16 pines que se requerirían para la conexión de 16 teclas independientes. Dispone de un conector SIL (Single In Line) macho de 8 pines.

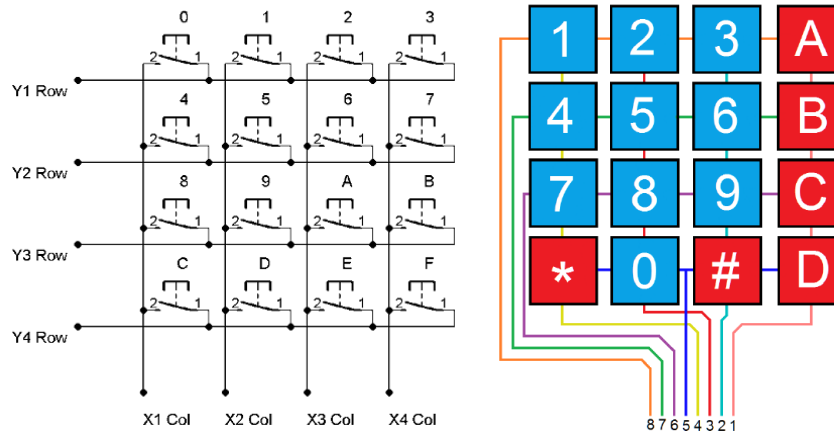


Figura 4.21. Configuración de los botones del teclado matricial.

4.5.2. Codificador de Teclado.

El codificador MM74C922 es un dispositivo que puede controlar fácilmente y sin necesidad de ninguna librería un teclado 4X4, ampliable fácilmente a 2 teclados 4X4.

Básicamente el circuito consta de ocho entradas (x1 a x4, y1 a y4), donde se conectan las cuatro filas y columnas del teclado. La salida en función de la tecla pulsada se tendrá en formato binario en los pines A, B, C y D. Una de sus características es que el valor de la tecla pulsada se mantiene hasta que se pulsa otra y sobrescribe el antiguo valor.

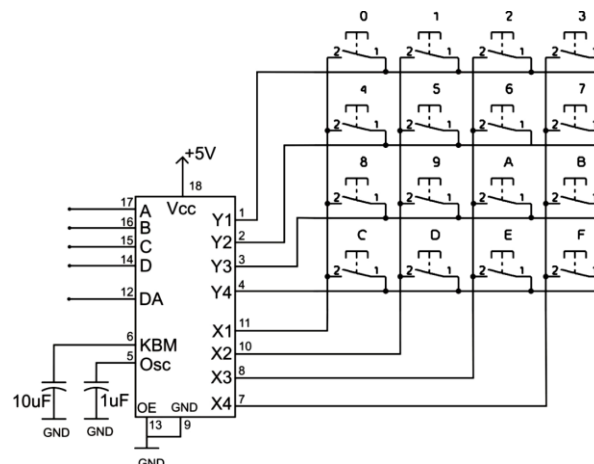


Figura 4.22. Conexión del teclado al codificador MM74C922.

4.5.3. Módulo LCD

Un display alfanumérico de matriz de puntos es un dispositivo de interfaz humana formado por una pantalla de cristal líquido o LCD sobre la que se pueden mostrar mensajes formados por distintos caracteres: letras, números, símbolos, etc. Se encuentran en distintos formatos, por ejemplo, 2x8, 2x16, 4x20, etc.

Estos dispositivos vienen gobernados por un microcontrolador, que normalmente va incorporado sobre la misma placa de circuito impreso que soporta el LCD. En el mercado es muy habitual encontrarse con el controlador HD44780 de Hitachi, como en este caso.



Figura 4.23. Vista posterior de un display LCD.

El número de pines de un display alfanumérico es normalmente de 14 o 16 si el LCD es retroiluminado. En la Tabla 4.3 se muestra el significado de las señales de cada pin. Hay tres tipos de señales en el LCD: de alimentación, de control y de datos.

Tabla 4.3. Descripción de los pines de un LCD 2x16.

Nº Pin	Símbolo	Descripción
1	V _{SS}	Alimentación negativa (tierra)
2	V _{DD}	Alimentación positiva (+5Vcd)
3	V _O	Ajuste del contraste
4	RS	Selección de registro
5	R/W	Lectura / Escritura
6	E	Habilitación del display
7 - 14	DB[0..7]	Pines del 0 al 7 del bus de datos bidireccional

4.6. ELABORACIÓN DEL CIRCUITO IMPRESO DEL ATMEGA8535.

Para el diseño de la placa/circuito impreso se recurrió a un programa especializado como lo es PCB Wizard para posteriormente mediante la técnica del planchado transferir el circuito a la placa.

Una vez que se tiene el diseño realizado en PCB Wizard se procede a imprimirlo en papel transfer.

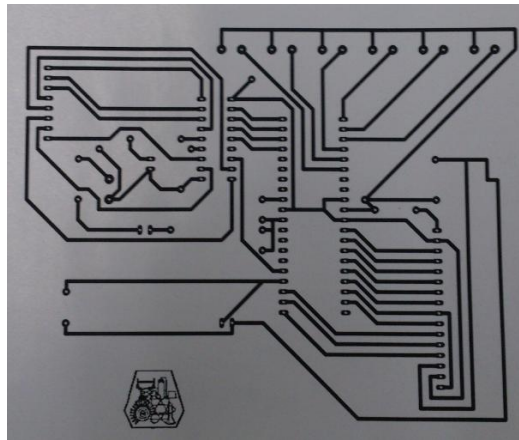


Figura 4.24. *Diseño impreso en papel transfer.*

Posteriormente por medio de la aplicación de calor con la plancha transferir el tóner a la placa fenólica.



Figura 4.25. *Transferencia del tóner de la hoja a la placa.*

Cuando todo el tóner se ha transferido y se ha retirado el residuo de papel se disuelve el cobre que no se necesita aplicando una solución de cloruro férrico.

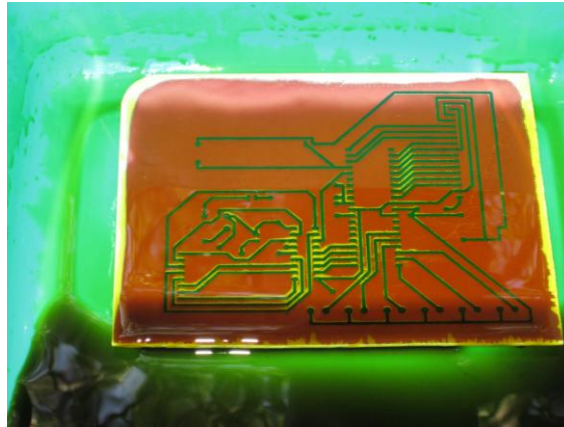


Figura 4.26. *Reacción del cloruro férrico en el cobre.*

Teniendo listo el diseño en la placa fenólica es necesario realizar las perforaciones para la inserción de los componentes electrónicos.



Figura 4.27. *Perforado de la placa fenólica.*

Por último se deben soldar los componentes a las pistas de cobre para finalizar con la construcción del prototipo.

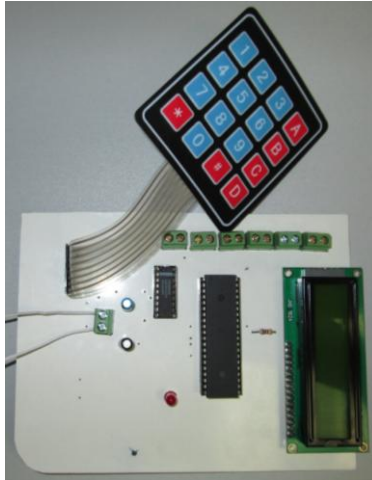


Figura 4.28. PCB Prototipo del microcontrolador.

4.7. CIRCUITO DE CONEXIÓN – DESCONEJIÓN.

Para poder realizar el accionamiento e interrupción de la carga a conectar es necesario utilizar equipos auxiliares que sean capaces de soportar la corriente a la que será sometido. Por tal motivo se recurrió al uso de relevadores.

El relevador es un dispositivo electromecánico. Funciona como un interruptor controlado por un circuito eléctrico en el que, por medio de una bobina y un electroimán, se acciona un juego de uno o varios contactos que permiten abrir o cerrar otros circuitos eléctricos independientes.

Cuando por la bobina circula una corriente pequeña, el núcleo de hierro se magnetiza creando así un electroimán. Esto hace bajar la armadura, y se cierra o abre un interruptor.

La gran ventaja de los relés electromagnéticos es la completa separación eléctrica entre la corriente de accionamiento, la que circula por la bobina del electroimán, y los circuitos controlados por los contactos, lo que hace que se puedan manejar altos voltajes o elevadas potencias con pequeñas tensiones de control.

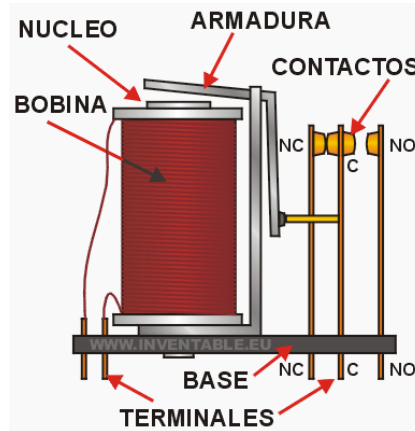


Figura 4.29. Partes que componen un relevador.

Se requiere que el relevador soporte un máximo de 10 A de corriente nominal a 220 VCA, que la bobina tenga un voltaje de operación de 12 VCD y que se pueda usar una configuración de contactos normalmente abiertos (N.A.). Se utilizaron relevadores SUNHOLD RAS-1215, los cuales cumplen con los requerimientos.



Figura 4.30. Relevador SUN HOLD RAS – 1215.

Para evitar sobrecargar la salida del microcontrolador y para poder utilizar 12 VCD en las bobinas de los relevadores se utilizó un transistor 2N2222. La bobina del relevador consume una corriente de 30 mA, se tiene un consumo total de 90 mA en los tres relevadores, se propone un valor de 120 mA para asegurar el contacto. Se requiere encontrar la corriente de base del transistor.

$$I_b = \frac{I_C}{h_{FE}} \quad (4-7)$$

De la hoja de datos del transistor se tiene una ganancia mínima de 100 con $I_c = 150$ mA.

Sustituyendo valores en la ec. (4-7)

$$I_b = \frac{120}{100} = 1.2 \text{ mA}$$

Con la corriente de base solo resta calcular la resistencia de base a un voltaje de 5 VCD que es la tensión en la salida del microcontrolador.

$$R_b = \frac{V_{CC} - 0.7}{I_b} \quad (4-8)$$

Sustituyendo se obtiene:

$$R_b = \frac{5 - 0.7}{1.2 \times 10^{-3}} = 3.583.33 \approx 3.3 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial)}$$

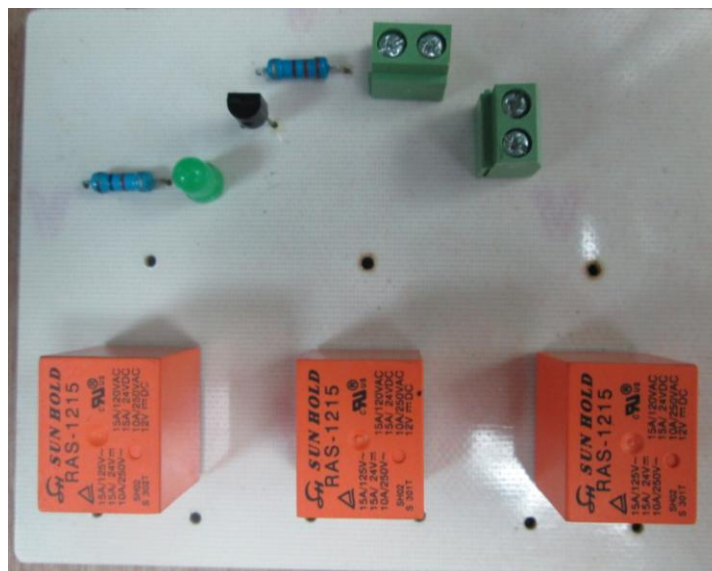


Figura 4.31. PCB del circuito de conexión – desconexión.

4.8. FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

Para el funcionamiento de todas las etapas del relevador protector de cargas trifásicas se requiere convertir de la entrada de voltaje de corriente alterna en varios voltajes de corriente directa.

Puesto que la fuente de voltaje tiene soportar variaciones considerables en el voltaje de entrada se consideró la opción de utilizar circuitos integrados que proporcionan las funciones de un convertidor buck.

El regulador LM2575 es un circuito integrado monolítico que nos proporciona las características de un regulador conmutado step down, capaz de entregar una corriente de 1 A y soportar variaciones en el voltaje de entrada de 15 a 37 VCD.

Se utilizaron transformadores de 127/18 VCA de 1.2 A. El voltaje rectificado en la entrada del LM2575 es de aproximadamente 30 VCD lo cual da un margen dentro del rango de operación.

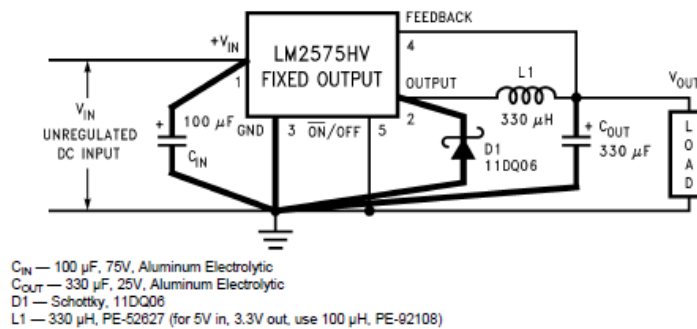


Figura 4.32. Ejemplo de aplicación del LM2575.

Se construyeron 2 fuentes de alimentación de 12 VCD, una de ellas dispone de un regulador lineal LM7805 para la alimentación exclusivamente del microcontrolador. Las etapas de sensado de voltajes y corrientes, y el circuito de conexión y desconexión se alimentan de la salida de 12 VCD.



Figura 4.33. Fuente de alimentación.

Se utilizaron condensadores de 4700 μF en la entrada para disminuir el rizo de voltaje, se puentearon las salidas positiva y común para obtener -12 VCD, de negativo a referencia, para poder alimentar a los amplificadores operacionales.

En las pruebas realizadas, la fuente operó correctamente en el rango de 80 a 150 VCA en su entrada. Esto supone una variación de más del 35% en el voltaje de la red suministradora en la cual se espera una variación típica de $\pm 10\%$.

Resultados y Conclusiones

En este capítulo se exponen los resultados obtenidos de las pruebas experimentales realizadas al prototipo, se analiza el desempeño que se obtuvo ante los diferentes escenarios de operación en el que puede estar presente como lo son variaciones de voltaje y sobrecarga.

Por último se presenta las conclusiones a las que se llegó mostrando las principales cualidades de este proyecto.

5.1. RESULTADOS.

El Relevador Protector de Cargas Trifásicas debe proteger a equipos trifásicos ante variaciones en el suministro eléctrico tales que puedan resultar en un daño en el equipo, estas variaciones pueden ser tanto de alto voltaje como bajo voltaje. El relevador también debe proteger al equipo ante sobrecargas antes de que provoquen un daño irreversible en el equipo.

El relevador fue sometido a varias pruebas para comprobar su funcionamiento. Las pruebas se realizaron con el equipo de Lab-Volt. En las pruebas realizadas se utilizó un motor trifásico 4 polos con rotor jaula de ardilla como carga trifásica.

Para simular las variaciones en el suministro eléctrico se utilizó la fuente de alimentación trifásica variable, con la cual se pudo variar el voltaje de 0% a 100%. La sobrecarga se pudo realizar utilizando el módulo de freno prony junto con el módulo de medición de corriente para monitorear la corriente de consumo en el motor.

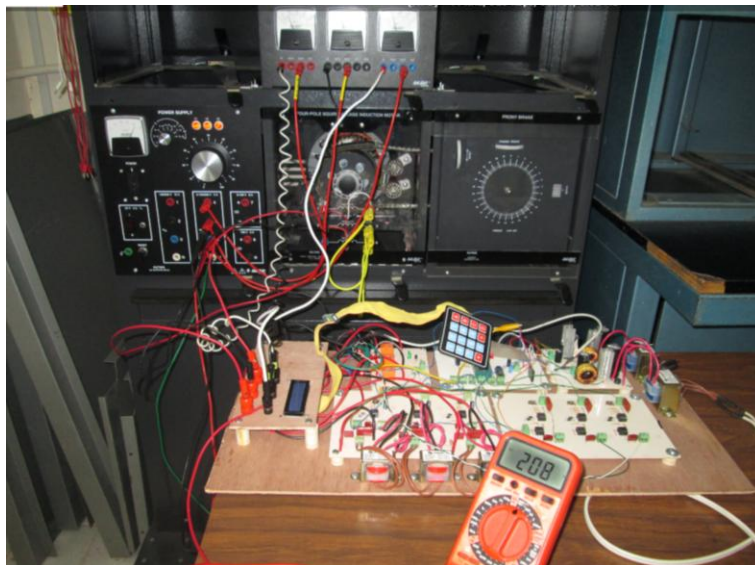


Figura 5.1. *Conexión del Relevador Protector de Cargas Trifásicas al equipo de Lab – Volt.*

Primero se programaron los límites de bajo voltaje y sobretensión, en la primera prueba se seleccionó un voltaje máximo de aproximadamente 212 V.

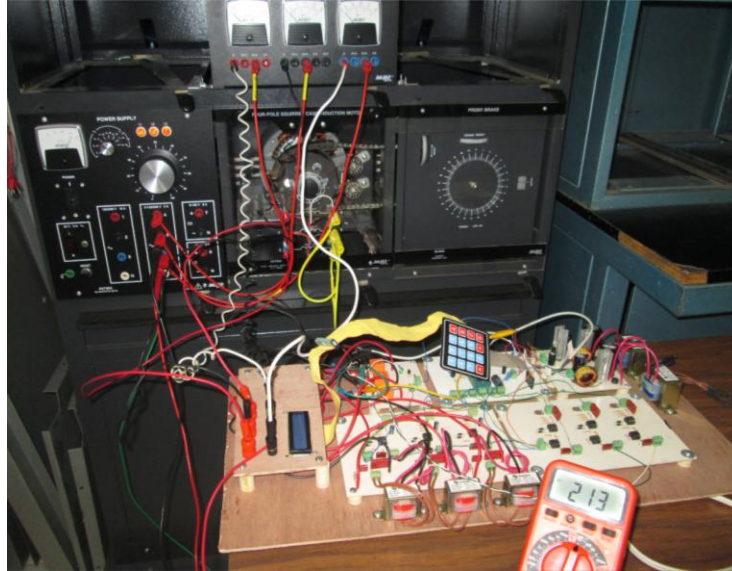


Figura 5.2. Prueba de sobretensión.

Al pasar de este límite de voltaje el relevador operó casi instantáneamente mostrando el letrero de “Sobrevoltaje” en el display LCD. El relevador se mantiene bloqueado si el voltaje no regresa a algún valor dentro del rango por lo cual no es posible energizarlo de nueva cuenta.

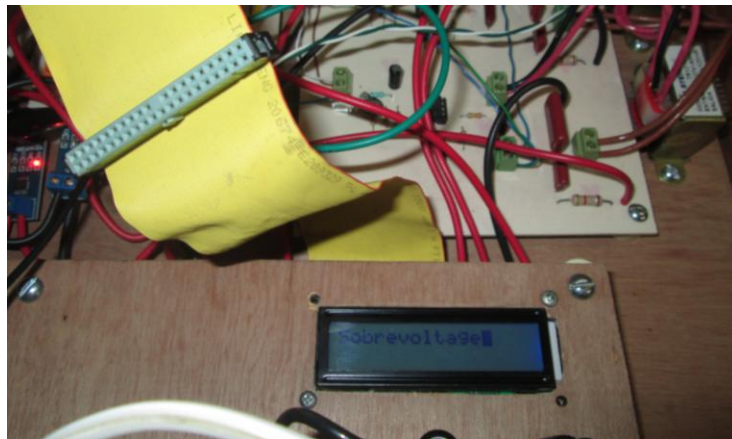


Figura 5.3. Letrero de Sobrevoltaje en el display.

Posteriormente se redujo el voltaje de entrada paulatinamente hasta que llegó al límite de bajo voltaje. El motor se desconectó de la fuente de alimentación y se bloqueó el arranque y el letrero de “Bajo Voltaje” se mostró en el display. Cabe señalar que la transición del voltaje no es instantánea puesto que el condensador en la salida del circuito de valor medio absoluto es de un valor elevado, el relevador tarda poco menos de 1 segundo en operar. En esta prueba se observó que esta característica es favorable ante la caída de tensión en los conductores producto de la alta demanda de corriente en el arranque del motor. Si se fija un rango reducido de operación del motor, el relevador no opera ante la caída de tensión momentánea de aproximadamente 2 V en esta prueba.

Se regresó a un voltaje dentro del rango y se probó de nuevo el arranque del motor.



Figura 5.4. *Letrero de motor en funcionamiento.*

Para la prueba de sobrecarga se sometió al motor a un exceso de carga mediante el freno prony, la corriente nominal de trabajo del motor es de 1.5 A. Se seleccionó un valor de corriente máxima de 1 A y se aumentó la carga en el motor hasta llegar a aproximadamente 1.1 A. Dado que las corrientes estaban un poco desbalanceadas la corriente en la fase “C” fue la primera en sobrepasar el límite por lo que el relevador operó después de 5 segundos debido al retardo programado para evitar que el relevador opere en el arranque ante la elevada corriente de demanda.



Figura 5.5. *Letrero de Sobrecorriente.*

Adicionalmente a la protección de sobrecarga con retardo de tiempo se instalaron fusibles de 15 A en la entrada de alimentación del motor. Con esto se protege al motor y al propio relevador ante una sobrecarga que pueda dañar alguno de sus componentes y además provee de una protección eficaz en el caso de un corto-circuito.

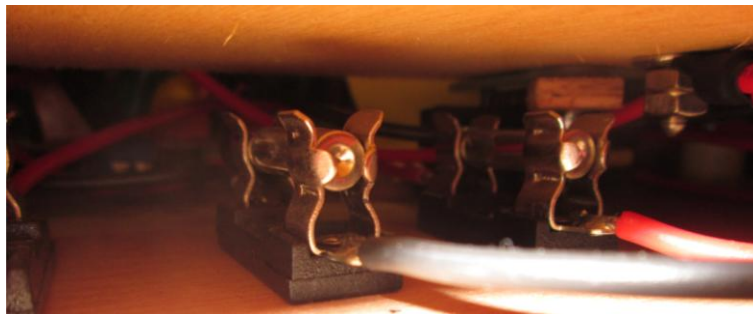


Figura 5.6. *Fusibles en la entrada de alimentación de la carga.*

Por último se realizó una prueba de operación del relevador en condiciones de alto y bajo voltaje con variaciones del 35% en el voltaje de entrada.

Se bajó el voltaje de entrada a la fuente de alimentación hasta 84 V y el relevador siguió en operación.

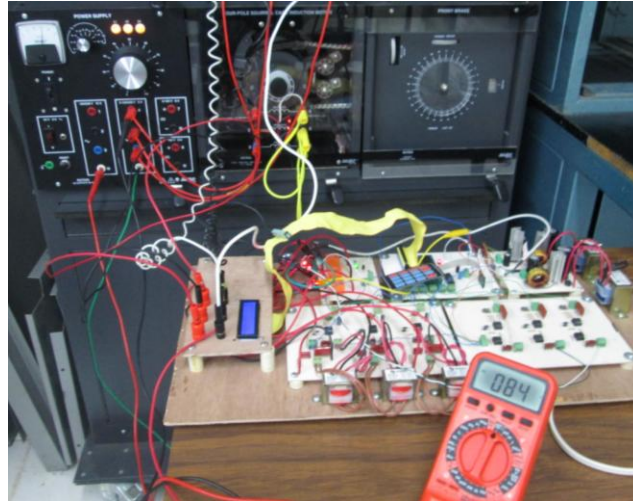


Figura 5.7. Relevador en operación con un voltaje de 84 V.

El circuito de conexión – desconexión se diseñó con una configuración de contactos normalmente abiertos para que en caso de un bajo voltaje extremo en donde no se tenga el voltaje necesario para la operación de los componentes electrónicos del relevador no se comprometiera al motor. En este escenario el motor se desconecta de la red cuando dejan de operar las bobinas de los relevadores.

Se aumentó el voltaje de entrada a la alimentación del relevador hasta llegar a los 150 V resultando en un aumento del 35% sobre su voltaje nominal de operación, el relevador continuó operando.

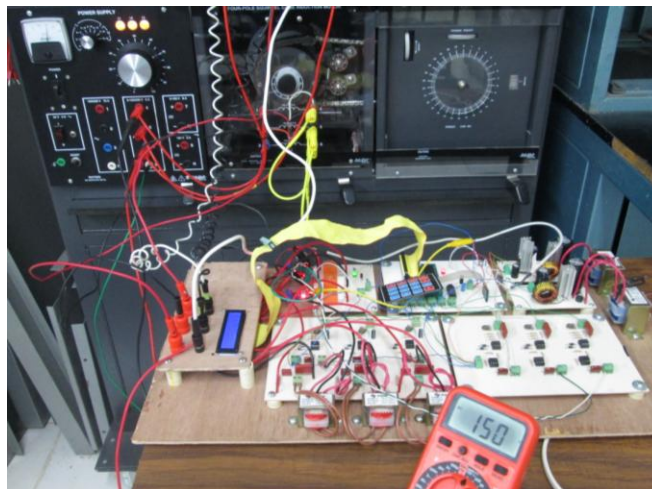


Figura 5.8. Relevador en operación con un voltaje de 150 V.

5.2. CONCLUSIONES.

Este proyecto se realizó debido a la necesidad de contar con una mayor protección ante variaciones de voltaje y sobrecarga en motores de baja capacidad de hasta 10 A, el cual se requería que fuera de bajo costo y con componentes electrónicos comunes en el mercado.

Al realizar las pruebas del relevador se cumplieron satisfactoriamente estos requerimientos ya que el relevador protector de cargas trifásicas es capaz de proteger a los motores ante sobre-voltajes y bajo voltajes, cuyos límites pueden ser seleccionados a voluntad por el usuario. Se cuenta con una selectividad ante fallas de bajo voltaje y sobre-corriente al contar con un retardo de tiempo evitando la operación innecesaria en el arranque del motor.

Cuenta con una interfaz sencilla y fácil de operar en donde se puede monitorear el estado del motor, ya sea si se encuentra en funcionamiento o si se presentó un evento fuera del rango normal de operación. El usuario será capaz de distinguir la naturaleza de la falla y así poder llegar al origen del problema y comprobar el estado del suministro eléctrico antes de energizar el motor.

Se puede concluir que el Relevador Protector de Cargas Trifásicas cumple satisfactoriamente con los objetivos presentados en este trabajo. Se llevó a cabo el diseño y construcción de un prototipo que resuelve el problema de la necesidad de proteger motores de baja capacidad ante las fallas más comunes que son las causantes de la mayoría de los daños permanentes en los motores trifásicos.

Apéndice

A

Hojas de datos de los componentes utilizados

TL082 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

Check for Samples: TL082-N

FEATURES

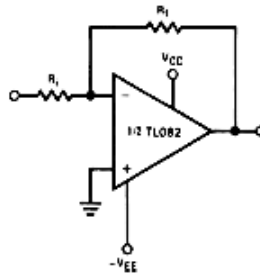
- Internally Trimmed Offset Voltage: 15 mV
- Low Input Bias Current: 50 pA
- Low Input Noise Voltage: 16nV/√Hz
- Low Input Noise Current: 0.01 pA/√Hz
- Wide Gain Bandwidth: 4 MHz
- High Slew Rate: 13 V/μs
- Low Supply Current: 3.6 mA
- High Input Impedance: $10^{12}\Omega$
- Low Total Harmonic Distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f Noise Corner: 50 Hz
- Fast Settling Time to 0.01%: 2 μs

DESCRIPTION

These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The TL082 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and most LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Typical Connection



Connection Diagram

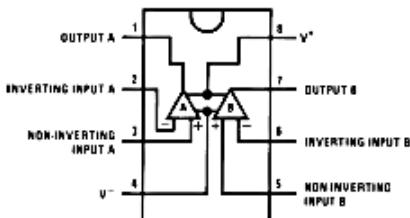


Figure 1. PDIP/SOIC Package (Top View)
See Package Number D0008A or P0008E



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

BI-FET II is a trademark of dcl_owner.

All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1998–2013, Texas Instruments Incorporated

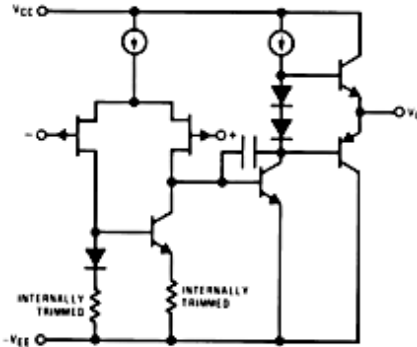
TL082-N



SNOSBW5C –APRIL 1998–REVISED APRIL 2013

www.ti.com

Simplified Schematic



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

Absolute Maximum Ratings ⁽¹⁾⁽²⁾

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation ⁽³⁾	⁽⁴⁾
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range ⁽⁵⁾	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	260°C
ESD rating to be determined.	

- (1) "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.
- (4) For operating at elevated temperature, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W junction to ambient for the P0008E package.
- (5) Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

DC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	15	mV
					20	mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, ⁽¹⁾ ⁽²⁾ T _J ≤ 70°C		25	200	pA
					4	nA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, ⁽¹⁾ ⁽²⁾ T _J ≤ 70°C		50	400	pA
					8	nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C, V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	25	100		V/mV
			15			V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10 kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	⁽³⁾	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	5.6	mA

- (1) These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.
- (2) The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.
- (3) Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V_S = ±6V to ±15V.

AC Electrical Characteristics ⁽¹⁾

Symbol	Parameter	Conditions	TL082C			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A = 25°C, f = 1Hz-20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C	8	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C		4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000 Hz		25		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000 Hz		0.01		pA/√Hz
THD	Total Harmonic Distortion	A _V = +10, R _L = 10k, V _O = 20 V _p - p, BW = 20 Hz-20 kHz		<0.02		%

- (1) These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.



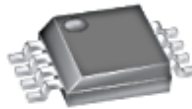
ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5 μ s output rise time in response to step input current
- 50 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at $T_A = 25^\circ\text{C}$, and 4% at -40°C to 85°C
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m Ω internal conductor resistance
- 2.1 kV_{RMS} minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1

Description

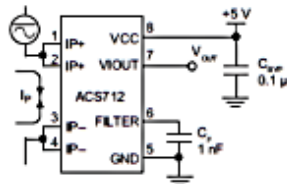
The Allegro® ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ($>V_{IOUT(Q)}$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m Ω typical, providing low power

Continued on the next page...

Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal, V_{OUT} , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current, I_p , within the range specified. C_f is recommended for noise management, with values that depend on the application.

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

Description (continued)

loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to 5× overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 5 through 8). This allows the ACS712 current sensor to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The ACS712 is provided in a small, surface mount SOIC8 package. The leadframe is plated with 100% matte tin, which is compatible with standard lead (Pb) free printed circuit board assembly processes. Internally, the device is Pb-free, except for flip-chip high-temperature Pb-based solder balls, currently exempt from RoHS. The device is fully calibrated prior to shipment from the factory.

Selection Guide

Part Number	Packing*	T _{OP} (°C)	Optimized Range, I _p (A)	Sensitivity, Sens (Typ) (mV/A)
ACS712ELCTR-05B-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±5	185
ACS712ELCTR-20A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±20	100
ACS712ELCTR-30A-T	Tape and reel, 3000 pieces/reel	-40 to 85	±30	66

*Contact Allegro for additional packing options.

Absolute Maximum Ratings

Characteristic	Symbol	Notes	Rating	Units
Supply Voltage	V _{CC}		8	V
Reverse Supply Voltage	V _{RCC}		-0.1	V
Output Voltage	V _{OUT}		8	V
Reverse Output Voltage	V _{RIOUT}		-0.1	V
Output Current Source	I _{OUT(SOURCE)}		3	mA
Output Current Sink	I _{OUT(SINK)}		10	mA
Overcurrent Transient Tolerance	I _p	100 total pulses, 250 ms duration each, applied at a rate of 1 pulse every 100 seconds.	60	A
Maximum Transient Sensed Current	I _{R(max)}	Junction Temperature, T _J < T _{J(max)}	60	A
Nominal Operating Ambient Temperature	T _A	Range E	-40 to 85	°C
Maximum Junction	T _{J(max)}		165	°C
Storage Temperature	T _{stg}		-65 to 170	°C



TÜV America
Certificate Number:
U8V 06 05 54214 0 10

Parameter	Specification
Fire and Electric Shock	CAN/CSA-C22.2 No. 60950-1-03 UL 60950-1:2003 EN 60950-1:2001



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff, Box 15036
Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000
www.allegromicro.com

ACS712

Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kVRMS Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor

x05A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-5	-	5	A
Sensitivity ²	$Sens_{TA}$	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	185	-	mV/A
	$Sens_{TOP}$	Over full range of I_P	178	-	193	mV/A
Noise	$V_{NOISE(PP)}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 4.7\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 20 kHz bandwidth	-	45	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	20	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 185 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 1\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 50 kHz bandwidth	-	75	-	mV
Electrical Offset Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-40	-	40	mV
Total Output Error ³	E_{TOT}	$I_P = \pm 5\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_{OP} , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(max)}$, is not exceeded.

²At -40°C Sensitivity may shift as much 9% outside of the datasheet limits.

³Percentage of I_P , with $I_P = 5\text{ A}$. Output filtered.

x20A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-20	-	20	A
Sensitivity ²	$Sens_{TA}$	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	100	-	mV/A
	$Sens_{TOP}$	Over full range of I_P	97	-	103	mV/A
Noise	$V_{NOISE(PP)}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 4.7\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 20 kHz bandwidth	-	24	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	10	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 100 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 1\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 50 kHz bandwidth	-	40	-	mV
Electrical Offset Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-30	-	30	mV
Total Output Error ³	E_{TOT}	$I_P = \pm 20\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_{OP} , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(max)}$, is not exceeded.

²At -40°C Sensitivity may shift as much 9% outside of the datasheet limits.

³Percentage of I_P , with $I_P = 20\text{ A}$. Output filtered.

x30A PERFORMANCE CHARACTERISTICS $T_{OP} = -40^{\circ}\text{C}$ to 85°C ¹, $C_F = 1\text{ nF}$, and $V_{CC} = 5\text{ V}$, unless otherwise specified

Characteristic	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Optimized Accuracy Range	I_P		-30	-	30	A
Sensitivity ²	$Sens_{TA}$	Over full range of I_P , $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	66	-	mV/A
	$Sens_{TOP}$	Over full range of I_P	64	-	68	mV/A
Noise	$V_{NOISE(PP)}$	Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 4.7\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 20 kHz bandwidth	-	20	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 47\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 2 kHz bandwidth	-	7	-	mV
		Peak-to-peak, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$, 66 mV/A programmed Sensitivity, $C_F = 1\text{ nF}$, $C_{OUT} = \text{open}$, 50 kHz bandwidth	-	35	-	mV
Electrical Offset Voltage	V_{OE}	$I_P = 0\text{ A}$	-30	-	30	mV
Total Output Error ³	E_{TOT}	$I_P = \pm 30\text{ A}$, $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	-	± 1.5	-	%

¹Device may be operated at higher primary current levels, I_P , and ambient temperatures, T_{OP} , provided that the Maximum Junction Temperature, $T_{J(max)}$, is not exceeded.

²At -40°C Sensitivity may shift as much 9% outside of the datasheet limits.

³Percentage of I_P , with $I_P = 30\text{ A}$. Output filtered.



Allegro MicroSystems, Inc.
115 Northeast Cutoff, Box 15036
Worcester, Massachusetts 01615-0036 (508) 853-5000
www.allegromicro.com



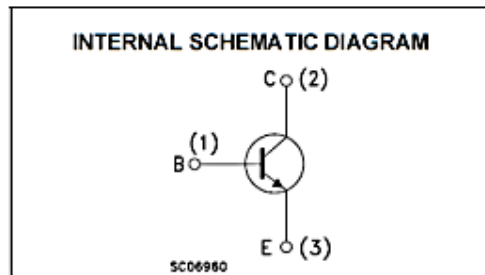
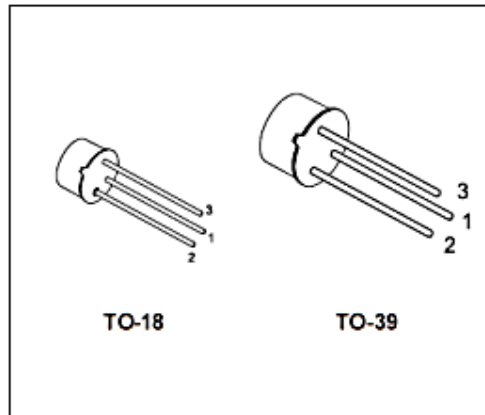
2N2219A
2N2222A

HIGH SPEED SWITCHES

PRELIMINARY DATA

DESCRIPTION

The 2N2219A and 2N2222A are silicon Planar Epitaxial NPN transistors in Jedec TO-39 (for 2N2219A) and in Jedec TO-18 (for 2N2222A) metal case. They are designed for high speed switching application at collector current up to 500mA, and feature useful current gain over a wide range of collector current, low leakage currents and low saturation voltage.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{CB0}	Collector-Base Voltage (I _E = 0)	75	V
V _{CE0}	Collector-Emitter Voltage (I _B = 0)	40	V
V _{EB0}	Emitter-Base Voltage (I _C = 0)	6	V
I _C	Collector Current	0.6	A
I _{CM}	Collector Peak Current (t _p < 5 ms)	0.8	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _{amb} ≤ 25 °C for 2N 2219A for 2N 2222A at T _C ≤ 25 °C for 2N 2219A for 2N 2222A	0.8	W
		0.5	W
		3	W
		1.8	W
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 175	°C
T _J	Max. Operating Junction Temperature	175	°C

2N2219A / 2N2222A

THERMAL DATA

		TO-39	TO-18	
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-Case	50	83.3	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	187.5	300	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{CBO}	Collector Cut-off Current ($I_E = 0$)	$V_{CB} = 60\text{ V}$ $V_{CB} = 60\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$			10 10	nA μA
I_{CEX}	Collector Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{ V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			10	nA
I_{BEX}	Base Cut-off Current ($V_{BE} = -3\text{ V}$)	$V_{CE} = 60\text{ V}$			20	nA
I_{EBO}	Emitter Cut-off Current ($I_C = 0$)	$V_{EB} = 3\text{ V}$			10	nA
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0$)	$I_C = 10\text{ }\mu\text{A}$	75			V
$V_{(BR)CEO}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_B = 0$)	$I_C = 10\text{ mA}$	40			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0$)	$I_E = 10\text{ }\mu\text{A}$	6			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$			0.3 1	V V
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 150\text{ mA}$ $I_B = 15\text{ mA}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $I_B = 50\text{ mA}$	0.6		1.2 2	V V
h_{FE}^*	DC Current Gain	$I_C = 0.1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 500\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $I_C = 150\text{ mA}$ $V_{CE} = 1\text{ V}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $T_{amb} = -55\text{ }^{\circ}\text{C}$	35 50 75 100 40 50 35		300	
h_{fe}^*	Small Signal Current Gain	$I_C = 1\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ KHz}$ $I_C = 10\text{ mA}$ $V_{CE} = 10\text{ V}$ $f = 1\text{ KHz}$	50 75		300 375	
f_T	Transition Frequency	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 100\text{ MHz}$		300		MHz
C_{EBO}	Emitter-Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			25	pF
C_{CBO}	Collector-Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10\text{ V}$ $f = 100\text{ KHz}$			8	pF
$R_{e(hie)}$	Real Part of Input Impedance	$I_C = 20\text{ mA}$ $V_{CE} = 20\text{ V}$ $f = 300\text{ MHz}$			60	Ω

* Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle $\leq 1\%$



RAS SERIES

ORDER CODE
RAS-12-10-A

C: 1c
 A: 1a
 B: 1b
 M: Automobile Relay

10:10A 03:DC 3V
 15:15A 05:DC 5V
 20:20A(M type) 06:DC 6V
 09:DC 9V
COIL VOLTAGE 12:DC 12V
 18:DC 18V
 24:DC 24V
 36:DC 36V
TYPE 48:DC 48V

Main Features:

- UL, CUR & TUV safety approval.
- Heavy current up to 15 amps available, and special 20amps for using on the car.
- Epoxy seal type and flux free.
- Satisfying all requirements for use in car and household electric appliances.

COIL RATING(at 20°C)

NOMINAL VOLTAGE (VDC)	COIL RESISTANCE (Ω)(±10%)	POWER CONSUMPT -ION(W)	NOMINAL CURRENT (mA)(±10%)	PULL IN VOLTAGE (VDC)	DROP OUT VOLTAGE (VDC)	MAX.ALLOWABLE VOLTAGE (VDC)
3V	25 Ω	0.36W	120mA	75% MAX.	10% MIN.	130%
5V	69 Ω		72mA			
6V	100 Ω		60mA			
9V	225 Ω		40mA			
12V	400 Ω		30mA			
18V	900 Ω		20mA			
24V	1600 Ω		15mA			
36V	3600 Ω		10mA			
48V	4500 Ω	0.51W	10.6mA			
12V (M type)	225 Ω	0.64W	53.3mA	65%	8%	110%

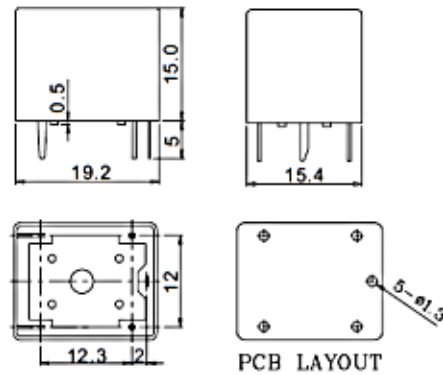
PERFORMANCE(at intial value)

Item	Type	10A	15A	20A
Contact Resistance		50mΩ Max. (Initial value)		
Operate Time		10msec Max.		
Release Time		5msec Max.		
Dielectric Strength between coil & contact between contact		AC1500V(1min) AC750V(1min)		
Insulation Resistance		100MΩ Min.(DC500V)		
Operating Ambient Temperature		-30°C~ +80°C		
Humidity		35 to 85% RH		
Vibration Resistance		10G (10~55Hz)(Dual amplitude:1.5mm)		
Shock Resistance		10G		
Life Expectancy Mechanically Electrically		10,000,000 ops. Min.(1800 ops./h) 100,000 ops. Min.(1200 ops./h)		
Weight		9.5g(about)		

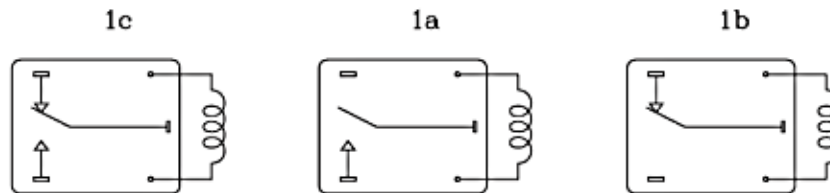
CONTACT RATING

Item \ Type	10A	15A	20A
Rated Carrying Current	AC120V 10A AC250V 7A DC24V 10A	AC125V 15A AC250V 10A DC24V 15A	DC14V 20A DC30V 15A AC120V 15A
Max. Allowable Current	15A	20A	20A
Max. Allowable Voltage	AC 240V DC 110V		
Max. Current (continual)	10A	15A	20A
Contact Material	Ag alloy		

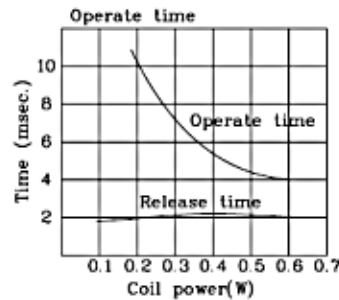
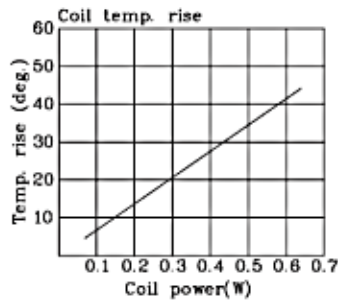
DIMENSIONS(Unit: mm)



WIRING DIAGRAMS(Bottom View)



REFERENCE DATA





LM1575/LM2575/LM2575HV SIMPLE SWITCHER® 1A Step-Down Voltage Regulator

Check for Samples: LM1575, LM2575-N, LM2575HV

FEATURES

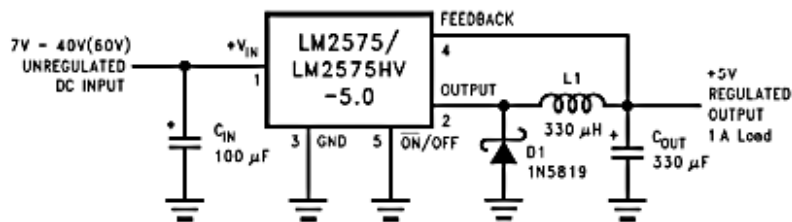
- 3.3V, 5V, 12V, 15V, and Adjustable Output Versions
- Adjustable Version Output Voltage Range,
 - 1.23V to 37V (57V for HV Version) $\pm 4\%$ Max Over
 - Line and Load Conditions
- Specified 1A Output Current
- Wide Input Voltage Range, 40V up to 60V for HV Version
- Requires Only 4 External Components
- 52 kHz Fixed Frequency Internal Oscillator
- TTL Shutdown Capability, Low Power Standby Mode
- High Efficiency
- Uses Readily Available Standard Inductors
- Thermal Shutdown and Current Limit Protection
- P* Product Enhancement Tested

APPLICATIONS

- Simple High-Efficiency Step-Down (Buck) Regulator
- Efficient Pre-Regulator for Linear Regulators
- On-Card Switching Regulators
- Positive to Negative Converter (Buck-Boost)

Typical Application

(Fixed Output Voltage Versions)



Pin numbers are for the TO-220 package.

DESCRIPTION

The LM2575 series of regulators are monolithic integrated circuits that provide all the active functions for a step-down (buck) switching regulator, capable of driving a 1A load with excellent line and load regulation. These devices are available in fixed output voltages of 3.3V, 5V, 12V, 15V, and an adjustable output version.

Requiring a minimum number of external components, these regulators are simple to use and include internal frequency compensation and a fixed-frequency oscillator.

The LM2575 series offers a high-efficiency replacement for popular three-terminal linear regulators. It substantially reduces the size of the heat sink, and in many cases no heat sink is required.

A standard series of inductors optimized for use with the LM2575 are available from several different manufacturers. This feature greatly simplifies the design of switch-mode power supplies.

Other features include a specified $\pm 4\%$ tolerance on output voltage within specified input voltages and output load conditions, and $\pm 10\%$ on the oscillator frequency. External shutdown is included, featuring 50 μA (typical) standby current. The output switch includes cycle-by-cycle current limiting, as well as thermal shutdown for full protection under fault conditions.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

SIMPLE SWITCHER is a registered trademark of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1999–2013, Texas Instruments Incorporated

LM1575, LM2575-N, LM2575HV



SNVS106E –MAY 1999–REVISED APRIL 2013

www.ti.com



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

Maximum Supply Voltage	LM1575/LM2575	45V
	LM2575HV	63V
ON/OFF Pin Input Voltage		$-0.3V \leq V \leq +V_{IN}$
Output Voltage to Ground	(Steady State)	-1V
Power Dissipation		Internally Limited
Storage Temperature Range		-65°C to +150°C
Maximum Junction Temperature		150°C
Minimum ESD Rating	(C = 100 pF, R = 1.5 kΩ)	2 kV
Lead Temperature	(Soldering, 10 sec.)	260°C

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not ensure specific performance limits. For specified specifications and test conditions, see [Electrical Characteristics](#).
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the TI Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) Refer to RETS LM1575J for current revision of military RETS/SMD.

OPERATING RATINGS

Temperature Range	LM1575	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$
	LM2575/LM2575HV	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$
Supply Voltage	LM1575/LM2575	40V
	LM2575HV	60V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LM1575-3.3, LM2575-3.3, LM2575HV-3.3

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, and those with bold type apply over full Operating Temperature Range .

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM1575-3.3	LM2575-3.3	Units (Limits)
				Limit ⁽¹⁾	Limit ⁽²⁾	
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit Figure 25 and Figure 26 ⁽³⁾						
V _{OUT}	Output Voltage	V _{IN} = 12V, I _{LOAD} = 0.2A Circuit Figure 25 and Figure 26	3.3	3.267	3.234	V
				3.333	3.366	V(Min) V(Max)
V _{OUT}	Output Voltage LM1575/LM2575	4.75V ≤ V _{IN} ≤ 40V, 0.2A ≤ I _{LOAD} ≤ 1A Circuit Figure 25 and Figure 26	3.3	3.200/3.168	3.168/3.135	V
				3.400/3.432	3.432/3.465	V(Min) V(Max)
V _{OUT}	Output Voltage LM2575HV	4.75V ≤ V _{IN} ≤ 60V, 0.2A ≤ I _{LOAD} ≤ 1A Circuit Figure 25 and Figure 26	3.3	3.200/3.168	3.168/3.135	V
				3.416/3.450	3.450/3.482	V(Min) V(Max)
η	Efficiency	V _{IN} = 12V, I _{LOAD} = 1A	75			%

- (1) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All limits are used to calculate Average Outgoing Quality Level, and all are 100% production tested.
- (2) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are specified via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (3) External components such as the catch diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator system performance. When the LM1575/LM2575 is used as shown in the test circuit [Figure 25](#) and [Figure 26](#), system performance will be as shown in system parameters of [Electrical Characteristics](#).

LM1575, LM2575-N, LM2575HV



SNVS106E –MAY 1999– REVISED APRIL 2013

www.ti.com

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LM1575-15, LM2575-15, LM2575HV-15

Specifications with standard type face are for $T_j = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range .

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM1575-15	LM2575-15 LM2575HV-15	Units (Limits)
				Limit ⁽¹⁾	Limit ⁽²⁾	
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit Figure 25 and Figure 26 ⁽³⁾						
V_{OUT}	Output Voltage	$V_{IN} = 30\text{V}$, $I_{LOAD} = 0.2\text{A}$ Circuit Figure 25 and Figure 26	15	14.85 15.15	14.70 15.30	V V(Min) V(Max)
V_{OUT}	Output Voltage LM1575/LM2575	$0.2\text{A} \leq I_{LOAD} \leq 1\text{A}$, $18\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ Circuit Figure 25 and Figure 26	15	14.55/14.40 15.45/15.60	14.40/14.25 15.60/15.75	V V(Min) V(Max)
V_{OUT}	Output Voltage LM2575HV	$0.2\text{A} \leq I_{LOAD} \leq 1\text{A}$, $18\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ Circuit Figure 25 and Figure 26	15	14.55/14.40 15.525/15.675	14.40/14.25 15.68/15.83	V V(Min) V(Max)
η	Efficiency	$V_{IN} = 18\text{V}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$	88			%

- (1) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All limits are used to calculate Average Outgoing Quality Level, and all are 100% production tested.
- (2) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are specified via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (3) External components such as the catch diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator system performance. When the LM1575/LM2575 is used as shown in the test circuit [Figure 25](#) and [Figure 26](#), system performance will be as shown in system parameters of [Electrical Characteristics](#).

ELECTRICAL CHARACTERISTICS LM1575-ADJ, LM2575-ADJ, LM2575HV-ADJ

Specifications with standard type face are for $T_j = 25^\circ\text{C}$, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LM1575-ADJ	LM2575-ADJ LM2575HV-ADJ	Units (Limits)
				Limit ⁽¹⁾	Limit ⁽²⁾	
SYSTEM PARAMETERS Test Circuit Figure 25 and Figure 26 ⁽³⁾						
V_{OUT}	Feedback Voltage	$V_{IN} = 12\text{V}$, $I_{LOAD} = 0.2\text{A}$ $V_{OUT} = 5\text{V}$ Circuit Figure 25 and Figure 26	1.230	1.217 1.243	1.217 1.243	V V(Min) V(Max)
V_{OUT}	Feedback Voltage LM1575/LM2575	$0.2\text{A} \leq I_{LOAD} \leq 1\text{A}$, $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 40\text{V}$ $V_{OUT} = 5\text{V}$, Circuit Figure 25 and Figure 26	1.230	1.205/1.193 1.255/1.267	1.193/1.180 1.267/1.280	V V(Min) V(Max)
V_{OUT}	Feedback Voltage LM2575HV	$0.2\text{A} \leq I_{LOAD} \leq 1\text{A}$, $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$ $V_{OUT} = 5\text{V}$, Circuit Figure 25 and Figure 26	1.230	1.205/1.193 1.261/1.273	1.193/1.180 1.273/1.286	V V(Min) V(Max)
η	Efficiency	$V_{IN} = 12\text{V}$, $I_{LOAD} = 1\text{A}$, $V_{OUT} = 5\text{V}$	77			%

- (1) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All limits are used to calculate Average Outgoing Quality Level, and all are 100% production tested.
- (2) All limits specified at room temperature (standard type face) and at temperature extremes (bold type face). All room temperature limits are 100% production tested. All limits at temperature extremes are specified via correlation using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.
- (3) External components such as the catch diode, inductor, input and output capacitors can affect switching regulator system performance. When the LM1575/LM2575 is used as shown in the test circuit [Figure 25](#) and [Figure 26](#), system performance will be as shown in system parameters of [Electrical Characteristics](#).

Referencias

- [1] Rockwell Automation, *Fundamentos de Protección de Motores, 1997, Rockwell Automation AG.*
- [2] Hidalgo Juan C., *Análisis de las zonas de falla de motores eléctricos*, Grupo Termogram, San José Costa Rica.
- [3] Disponible en: http://biblioteca.relesgenius.com.ve/C_001.pdf. Genius, Manual de Protección de motores.
- [4] Stephen J. Chapman, *Máquinas Eléctricas*. Tercera Edición, Editorial McGraw Hill 2000.
- [5] Antonio Pertence Junior, *Amplificadores Operacionales y Filtros Activos. Teoría, Proyectos y Aplicaciones Prácticas*, Editorial McGraw Hill.
- [6] Robert F. Coughlin, Frederick F. Driscoll, *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*, Prentice-Hall Hispanoamericana S.A.
- [7] Muhammad Ali Mazidi, Sarmad Naimi, and Sepher Naimi, *The AVR Microcontroller and Embedded Systems Using Assembly and C*, Prentice-Hall.
- [8] IEC 60947-4-1, *Low-Voltage Switchgear and Controlgear Part 4 Contactors and Motor-Starters*, IEC Standard 2000.