

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

**DISEÑO DE UN SISTEMA DE ARRANQUE ELECTRÓNICO
PARA LA PUESTA EN MARCHA DE MOTORES SÍNCRONOS**

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Paúl Moisés Sedano Montes

ASESOR: Oscar Antonio Melgarejo Ponte

Lima, mayo del 2016

RESUMEN

En la actualidad el Perú se encuentra en un proceso de transformación debido al crecimiento económico que se está viviendo, el cual va acompañado de una creciente demanda de maquinaria asociada a la producción a consecuencia de que diversas plantas industriales se han consolidado o repotenciado, razón por la cual se escoge como materia de estudio las máquinas eléctricas, las cuales en sus diferentes presentaciones son una de las principales involucradas en los procesos de fabricación.

En los últimos años los motores eléctricos han pasado a tener un realce como eje en los distintos procesos de la industria en la que operan, es por ello que poco a poco se consideran más cuidados de estos en cuanto a su mantenimiento y estudios para las mejoras en sus arranques y durante su funcionamiento.

Los motores síncronos forman parte de un tipo de máquina eléctrica y se vio una oportunidad en la presente tesis de abordar como materia de estudio el arranque del motor.

Los ensayos característicos de máquinas eléctricas se desarrollan con el fin de conocer sus principios de funcionamiento, obtener sus circuitos eléctricos equivalentes y evaluar sus comportamientos frente a diferentes condiciones.

La presente tesis aborda en un principio el diseño y la simulación de los circuitos asociados para la puesta en marcha del motor síncrono. De la misma forma como parte de este diseño, se implementa la fuente de alimentación de tensión regulable para suministrar energía al circuito de campo del motor síncrono trifásico. Para este objetivo, en la presente tesis se realiza el estudio del motor síncrono trifásico; sus principios de funcionamiento y sus circuitos eléctricos equivalentes. También se aborda el estudio de las tecnologías actuales usadas en el diseño de las fuentes de alimentación lo que introduce a un análisis completo del diseño de las mismas. Por último, se muestran los resultados de las pruebas realizadas tanto para el arranque del motor como para la fuente implementada.

Dedicatoria

*A Dios por guiar mis pasos en los momentos de flaqueza y
permitirme levantarme y aprender de mis errores.*

*A mis padres Juan y Lovita por el esfuerzo que hasta el día de
hoy mueven sus pasos y me enseñaron el norte a seguir.*

*A mi esposa María por complementarme en esta vida, por
compartir mis logros y fracasos pero sobretodo por darme la
bendición que ahora ilumina nuestras vidas: Paula.*

*A mi asesor el profesor Oscar Melgarejo por su valioso apoyo y
tiempo compartido para la culminación de esta tesis.*

Siempre agradecido a todos uds.

ÍNDICE

Introducción	1
CAPÍTULO 1: SITUACIÓN Y PROBLEMÁTICA DE LOS SISTEMAS DE ARRANQUE DE MOTORES SÍNCRONOS EN LA ACTUALIDAD	2
1.1 Contexto General.....	2
1.2 Situación actual de los sistemas de arranque para motores síncronos	2
1.3 Soluciones de empresas proveedoras de los sistemas de arranque	3
1.3.1 Potencia destinada de trabajo o potencia útil	3
1.3.2 Resistencia al medio de trabajo sometido	4
1.3.3 Versatilidad de funciones	4
1.4 Empleo de microcontrolador	4
1.5 Empleo de dispositivos electrónicos de potencia	5
1.6 Planteamiento del marco problemático	5
1.6.1 Variables externas	6
1.6.2 Variables internas	7
1.7 Declaración del marco problemático	8
1.7.1 Fundamentación	8
 CAPÍTULO 2: TECNOLOGÍAS UTILIZADAS PARA EL ARRANQUE DE LOS MOTORES SÍNCRONOS.....	 10
2.1 Presentación del asunto de estudio	10
2.2 Estado de la investigación	10
2.2.1 Motores eléctricos.....	10
2.2.2 Motores síncronos	11
2.2.2.1 Características de funcionamiento	12
2.2.2.2 Procesos que involucran a los motores síncronos	12
2.2.3 Tipos de arranques empleados en la actualidad	13
2.2.3.1 Arranque del motor por reducción de frecuencia eléctrica.....	13
2.2.3.2 Empleo de un motor primario o primo externo.....	13
2.2.3.3 Empleo de devanados de amortiguamiento	13
2.2.4 Nuevas tendencias aplicadas en los métodos de arranque de motores síncronos	14
2.3 Conceptualizaciones generales	15
2.3.1 Máquinas eléctricas	15
2.3.2 Motores eléctricos.....	16
2.3.2.1 Motor eléctrico de corriente continua	16

2.3.2.2 Motor eléctrico de corriente alterna	16
2.3.3 Sistemas de arranque de motores	17
2.3.3.1 Arranque de motor asíncrono con rotor tipo jaula de ardilla	18
2.3.3.2 Arranque de motor asíncrono con rotor bobinado	18
2.3.3.3 Arranque de motores síncronos	18
2.3.3.4 Arranque de motores de corriente continua	18
2.3.4 Controladores	18
2.4 Modelo teórico	19
2.4.1 Factores influyentes en el modelo teórico de la tesis	21
2.5 Definiciones operativas	22
2.5.1 Indicadores cuantitativos.....	22
2.5.2 Indicadores cualitativos.....	23
2.5.2.1 Seguridad	23
2.5.2.2 Calidad del producto final.....	23
2.5.2.3 Compatibilidad	23
2.5.2.4 Satisfacción del usuario	24
2.6 Hipótesis de la investigación.....	24
2.6.1 Hipótesis principal.....	24
2.6.2 Hipótesis secundarias	24
CAPÍTULO 3: DISEÑO DEL SISTEMA DE ARRANQUE PARA MOTORES SÍNCRONOS	26
3.1 Objetivos de la investigación.....	26
3.1.1 Objetivo general.....	26
3.1.2 Objetivos específicos	26
3.2 Universo y muestra	26
3.3 Principio de funcionamiento del diseño	27
3.4 Etapas del circuito de arranque.....	33
3.5 Justificación del diseño de la fuente de alimentación para el circuito de campo....	34
3.5.1 Fuente de alimentación.....	35
3.5.1.1 Etapa de rectificación.....	35
3.5.1.2 Protección contra la corriente de irrupción	36
3.5.1.3 Etapa de filtrado.....	36
3.5.2 Conmutador	38
3.5.2.1 Disipador	39
3.5.3 Circuito de mando de compuerta	40
3.5.4 Circuito de protección contra la corriente de retorno	40

3.5.5 Microcontrolador	41
3.5.6 Fuentes auxiliares	41
3.6 Diseño de la fuente de alimentación para el circuito de campo del motor síncrono... ..	41
3.6.1 Etapas del diseño de la fuente de alimentación.....	42
3.6.1.1 Diseño de la etapa de rectificado	42
3.6.1.2 Diseño del circuito contra la corriente de irrupción	43
3.6.1.3 Diseño de la etapa de filtrado.....	47
3.6.2 Selección del conmutador.....	47
3.6.2.1 Análisis del disipador	48
3.6.3 Diseño del circuito de mando de compuerta del conmutador	49
3.6.4 Diseño del circuito contra la corriente de retorno	51
3.6.5 Selección del microcontrolador	52
3.6.6 Diagrama esquemático de la fuente para el circuito de campo del motor.....	53
3.6.7 Diagrama esquemático del circuito de control.....	54
3.6.8 Diagrama de flujo del programa de control de la fuente de alimentación	55
3.6.9 Costos	56
3.7 Diseño del circuito de sincronización del motor síncrono	56
3.7.1 Diseño del circuito de acondicionamiento del voltaje del rotor al microcontrolador	58
3.7.2 Justificación del diseño de la resistencia de descarga	60
3.7.3 Desarrollo del software en el microcontrolador	61
3.7.3.1 Programa de captura frecuencias	61
3.7.3.2 Programa principal.....	61
CAPÍTULO 4: PRUEBAS Y RESULTADOS	63
4.1 Introducción	63
4.2. Pruebas de la fuente de alimentación del circuito de campo.....	64
4.2.1 Pruebas de la variación de tensión DC con bombillas eléctricas.....	64
4.2.2 Pruebas con un motor DC.....	68
4.3 Simulaciones para el arranque del motor síncrono	71
4.3.1 Programación de señales para la simulación del arranque	71
4.3.2 Pruebas de entrada en sincronismo.....	73
4.3.3 Simulación de la variación de carga del motor	75
Conclusiones	77
Recomendaciones	78
Bibliografía.....	79

ÍNDICE DE GRÁFICOS

1.1 Esquema de variables internas involucradas en la tesis	6
1.2 Diagrama de flujo mostrando las variables internas	7
2.1 Devanados de amortiguamiento colocado en los polos del rotor de un motor síncrono	14
2.2 Motor eléctrico de corriente continua	16
2.3 Motor eléctrico síncrono marca Weg	17
2.4 Motor eléctrico asíncrono	17
2.5 Diagrama del modelo teórico	20
2.6 Diagrama de factores del modelo teórico	22
3.1 Esquema para el arranque de motores síncronos	27
3.2 Campo rotante estatórico en sincronismo con el campo del devanado de excitación	29
3.3 Influencia de la resistencia de descarga en el par de bloqueo T_b y el par de entrada $T_{entrada}$	31
3.4 Diagrama de flujo de las etapas del arranque de un motor síncrono	33
3.5 Diagrama de bloques del diseño del sistema de arranque del motor síncrono	34
3.6 Diagrama de bloques de las etapas del diseño de la fuente de alimentación del circuito de campo	35
3.7 Representación de voltaje y corriente que se obtienen a la salida de la fuente	38
3.8 Dispositivo con disipador	39
3.9 Primer circuito para la simulación de la corriente de irrupción	43
3.10 Gráficas resultado del primer circuito	43
3.11 Segundo circuito para la simulación de la corriente de irrupción	44
3.12 Gráficas resultado del segundo circuito	45
3.13 Circuito de protección contra la corriente de irrupción	45
3.14 Disipador con resistencia térmica de 20°C/W	49
3.15 Circuito de mando de compuerta	51
3.16 Diagrama esquemático de la fuente para el circuito de campo de motor	53
3.17 Diagrama esquemático del circuito de control	54
3.18 Diagrama de flujo del programa de control de la fuente regulable	55
3.19 Circuito de sincronización del motor a simular	58
3.20 Interfaz gráfica de simulación en SPICE ICAP/4	59
3.21 Comportamiento del circuito onda cuadrada que registrará el microcontrolador a través de la función Input capture	59

3.22 Toma de medición de resistencia del bobinado de campo del motor síncrono	60
3.23 Diagrama de flujo de la función de sensado de frecuencia	62
3.24 Diagrama de flujo del programa principal.....	62
4.1 Vista completa de la fuente implementada.....	63
4.2 Prueba con bombilla con onda PWM con 25% de ciclo de trabajo.....	65
4.3 Prueba con bombilla con onda PWM con 50% de ciclo de trabajo.....	66
4.4 Prueba con bombilla con onda PWM con 100% de ciclo de trabajo.....	67
4.5 Armado de prueba con el motor DC.....	68
4.6 Gráfico Voltaje vs. RPM de pruebas con corriente de campo de 0.3A	70
4.7 Gráfico Voltaje vs. RPM de pruebas con corriente de campo de 0.4A	70
4.8 Generador de Funciones BK PRECISION 3011B	71
4.9 Generador de funciones programado con onda cuadrada de amplitud 5 VDC y a 60 Hz de frecuencia	72
4.10 Lectura en osciloscopio de la onda de entrada que se ingresará por el pin ICP1 del microcontrolador.....	72
4.11 Generador de funciones simulando el instante inicial del arranque del motor síncrono con onda de 60 Hz	73
4.12 Salida del pin OC2 a 60 Hz.....	73
4.13 Generador de funciones con señal reducida a 5 Hz.....	74
4.14 Estado del pin OC2 al alcanzar la frecuencia síncrona	74
4.15 Onda generada por el puerto OC2 al simular una señal de 3 VDC por el puerto ADC0.....	75
4.16 Estado del ADC0 y del OC2 simulando un requerimiento máximo de corriente por la carga.....	76

ÍNDICE DE TABLAS

1.1 Variables internas	8
3.1 Datos de placa del motor síncrono.....	41
3.2 Comparación de características entre puentes rectificadores para la fuente a diseñar.....	42
3.3 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente de alimentación	47
3.4 Comparación entre diodos rápidos para la fuente de alimentación	52
3.5 Comparación entre microcontroladores	53
3.6 Consolidado de costos para la implementación de la fuente DC.....	56
4.1 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.3A	69
4.2 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.4A	69



INTRODUCCIÓN

En las dos últimas décadas, se ha visto una creciente demanda de motores eléctricos por parte de la industria nacional dado que estas máquinas toman relevancia en la mayoría de los procesos relacionados a la producción.

El empleo de los motores síncronos facilita realizar procesos donde otros tipos de motores no podrían desempeñarse favorablemente; por sus características inherentes como ofrecer una velocidad constante independiente del torque de la carga acoplada a su eje y su capacidad de mejorar el factor de potencia de la planta donde se encuentre instalado. Estas características hacen que cada vez sean más los proyectos de construcción que contemplan en sus diseños los motores síncronos como la fuerza motriz para accionar cargas. Si bien es cierto existen compañías especializadas en el campo de desarrollo de productos eléctricos proveen ya el sistema de arranque de motores síncronos, es objetivo de la tesis poner en práctica los conocimientos del tesista obtenidos en la rama eléctrica de la carrera para proponer un sistema alternativo.

El sistema de arranque del motor síncrono, que será desarrollado en esta tesis, comprende una etapa de registro de parámetros eléctricos, tales como la corriente y la frecuencia en el estator y del rotor y una etapa de potencia; en ambos casos, dicha tarea será desarrollada con el empleo de un microcontrolador. Sobre la base de lo anteriormente expuesto, se tratará en el primer capítulo, el contexto general de desarrollo de la tesis, de acuerdo a esto se forma una idea de cómo en los rubros industriales se implementan estos sistemas de arranques y se termina enunciando las problemáticas encontradas al momento de desarrollar la tesis.

En el segundo capítulo, luego de una introducción teórica a las máquinas eléctricas y especialmente a los motores síncronos, se hará una presentación de las tecnologías empleadas para la puesta en funcionamiento de estos tipos de motores. El tercer capítulo muestra los objetivos y las consideraciones técnicas para el diseño del sistema de arranque como componentes que se utilizarán, los cálculos, dimensionamientos y los criterios de selección tanto para los circuitos empleados en el arranque del motor síncrono como para la fuente de alimentación variable que se implementa.

El cuarto capítulo contiene los resultados de la simulación y de la implementación realizada a partir del diseño y los resultados obtenidos.

Al finalizar el documento, se encuentran las conclusiones y recomendaciones.

CAPÍTULO 1

SITUACIÓN Y PROBLEMÁTICA DE LOS SISTEMAS DE ARRANQUE DE MOTORES SÍNCRONOS EN LA ACTUALIDAD

1.1 CONTEXTO GENERAL

Los motores síncronos son una clase de motor no muy empleado en las industrias porque contemplan más requisitos al momento del arranque en comparación a los motores asíncronos los cuales son mucho más baratos y de fácil empleo además que no requieren de complicados sistemas para su puesta en marcha y su mantenimiento es sencillo para operaciones normales por lo que la industria los prefiere como la primera opción de diseño en los accionamientos de cargas. Los motores síncronos además de ser costosos debido a su especial y compleja construcción, requieren de sistemas adicionales de puesta en marcha, que en muchos casos son sistemas electromecánicos de bajas prestaciones o electrónicos cuyo precio si se trata de motores de baja potencia, hace su que su empleo sea inviable. Sin embargo debido a sus características de velocidad constante independiente de la carga en su eje, son únicos para ciertas aplicaciones.

Por ello, el presente trabajo durante sus contenidos, expone la versatilidad y características a favor de los motores síncronos para determinados usos. Adicionalmente la tesis estará orientada al desarrollo y diseño de un sistema de arranque para poner en funcionamiento un motor síncrono de determinada potencia, dado que estos motores síncronos no poseen la capacidad de ponerse en marcha sin un sistema de arranque propio la cual viene a ser la fase primaria para el empleo de estos motores.

1.2 SITUACIÓN ACTUAL DE LOS SISTEMAS DE ARRANQUE PARA MOTORES SÍNCRONOS

Actualmente la implementación de los clásicos métodos de arranque de los motores síncronos están siendo desplazados por otros más eficientes y precisos, que son implementados haciendo uso de tecnologías desarrolladas en torno a este fin, principalmente se menciona el empleo de microcontroladores como los dispositivos que deciden el momento de la puesta en marcha de los motores.

1.3 SOLUCIONES DE EMPRESAS PROVEEDORAS DE LOS SISTEMAS DE ARRANQUES

El desarrollo de sistemas de arranque no es de reciente aparición en el mercado.

Es conocido el interés de empresas transnacionales dedicados al rubro del control y la automatización por abarcar el campo del diseño de sistemas de arranque de motores y es por ello que el presente trabajo busca ofrecer un símil entre un producto ofrecido por las empresas referidas con el resultado de este proyecto.

Sin embargo cabe resaltar, que si se deseara competir con los sistemas de arranque ya existentes en el mercado el presente proyecto estaría en competencia desigual, dado que la producción realizada por dichas empresas es en serie, lo cual origina una gran disminución en sus costos, además de los años de respaldo con los que la mayoría de empresas cuenta, lo cual respalda la confianza del cliente en el producto que adquiere.

Es por ello que el presente trabajo no busca competir con las empresas dedicadas a este rubro, ni tampoco es de interés del tesista la de inventar un nuevo tipo de sistema de arranque sino aplicar los conocimientos para elaborar un diseño alternativo y que cumpla con los requerimientos especificados.

Las empresas proveedoras de los sistemas o control de arranque de motores síncronos crean diversas líneas de producción conforme las industrias compradoras lo requieran para poner en marcha su motor, de esta forma estas empresas clasifican sus productos para motores que van desde las bajas hasta los que entregan muy altas potencias.

A continuación se definen conceptos importantes para el entendimiento de los sistemas de arranque y funcionamiento de los motores.

1.3.1 Potencia Destinada de trabajo o potencia útil

La potencia útil de un motor es la que este suministra por su eje. Entre todos los valores de potencia posibles hay uno que proporciona las características del motor y es la potencia nominal, la cual se define como aquella potencia que puede suministrar el motor sin que la temperatura llegue a valores que son los límites admitidos por los materiales aislantes empleados para que no se deterioren. Cuando el motor trabaja en esta potencia se dice que opera a plena carga. Cuando un motor trabaja durante breves instantes a una potencia superior a la nominal se dice que está trabajando en sobrecarga. Por ello es imprescindible saber la potencia de trabajo a la que estará sometido el motor y con esto será posible dimensionar la clase de arrancador que se implementará [7].

1.3.2 Resistencia al medio de trabajo sometido

No todos los motores se ven sometidos a la misma condición ambiental de trabajo, esto es conocido por las empresas que producen sistemas de arranque y es por eso que fabrican sus modelos pensando en el medio ambiente en el que estarán expuestos sus arrancadores.

Los factores externos como son polución, humedad y calor generado, son elementos que incidirán directamente en el funcionamiento del arrancador y es por eso que se diseñan circuitos que puedan soportar estas inclemencias. Es por ello que se diferencian los grados de protección, hermeticidad bajos los cuales se encuentran clasificados los equipos eléctricos de acuerdo a las normas eléctricas establecidas por la IEC [7].

1.3.3 Versatilidad de funciones

La competencia entre las empresas distribuidoras de los métodos de arranque alientan para la industrias consumidoras de sus productos tengan la oportunidad de elegir cada uno de los modelos que son ofrecidos lo cual es traducido en que se contarán con mejoras y comparación de productos entre los competidores, ofreciéndoles otras opciones como facilidades en el manejo y operación de sus diseños. Ello le da la oportunidad a las industrias de escoger la mejor opción para su motor no solo por el tipo de arranque sino por las funciones adicionales para configuración y personalización que vienen con el producto y con un entorno más amigable para el operador quien puede ver en tiempo real otros parámetros de monitoreo como corrientes, voltajes y potencias al que está sometido el equipo [7].

1.4 EMPLEO DE MICROCONTROLADOR

Cada vez existen más productos donde incorporan un microcontrolador con el fin de aumentar sustancialmente las prestaciones en sus funciones, reducir su tamaño y costo, mejorar su fiabilidad y disminuir el consumo de energía en el proceso donde se desenvuelve.

Algunos fabricantes de microcontroladores superan el millón de unidades de un modelo determinado producidas en una semana. Este dato puede dar una idea de la masiva utilización de estos componentes.

Los microcontroladores están siendo empleados en una gran variedad de sistemas presentes en nuestra vida diaria que van desde juguetes, hornos microondas, frigoríficos, televisores, computadoras, impresoras, módems hasta sistemas más complejos como lo pueden ser un sistema de arranque de un vehículo.

El sistema de arranque motivo de esta tesis no es la excepción.

De acuerdo a lo expuesto, el diseño del sistema de arranque para motores síncronos, involucra el uso de un microcontrolador el que será el centro de control de las funciones que se implementaran para dicho fin.

El microcontrolador seleccionado deberá manejar funciones tales como interrupciones, temporizaciones, subrutinas, generación de onda PWM, conversor análogo-digital las cuales serán requeridas durante el proyecto.

1.5 EMPLEO DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA

El proyecto requiere del empleo de dispositivos de potencia para el manejo de magnitudes considerables tanto de corriente como de voltaje. Por ello, se elaborará el diseño teniendo como base las funcionalidades de los dispositivos electrónicos discretos de potencia, entre los cuales podremos escoger las distintas tecnologías ofrecidas en la actualidad descritas a continuación:

- IGBT (insulated gate bipolar transistor).
- Mosfet de potencia (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor).
- SCR (Silicon controlled rectifier).
- GTO (Gate Turn-Off Thyristor).
- JFET (Junction Field-Effect Transistor).

Entre los actualmente empleados y que ofrecen distintas características las cuales se aprovecharan al momento de realizar el diseño base de la tesis.

Se realizará la selección de acuerdo a la facilidad de encontrar el dispositivo en el mercado, a las características que más se ajusten al diseño y a la confiabilidad para realizar el trabajo durante su operación.

1.6 PLANTEAMIENTO DEL MARCO PROBLEMÁTICO

A continuación se mencionan las variables tanto externas como internas que afectan al desarrollo de la tesis en base a las cuales se ideará un plan de acción para salvar dichas dificultades.

Dentro de las variables externas indicadas en la figura 1.1, se enumeran de acuerdo a cada medio las dificultades encontradas desde un punto de vista periférico.

Como parte del planteamiento también se desarrollan las variables internas donde esquematiza mediante el diagrama de flujo de la figura 1.2, los pasos secuenciados que se irán siguiendo a lo largo del desarrollo de la tesis.

1.6.1 VARIABLES EXTERNAS

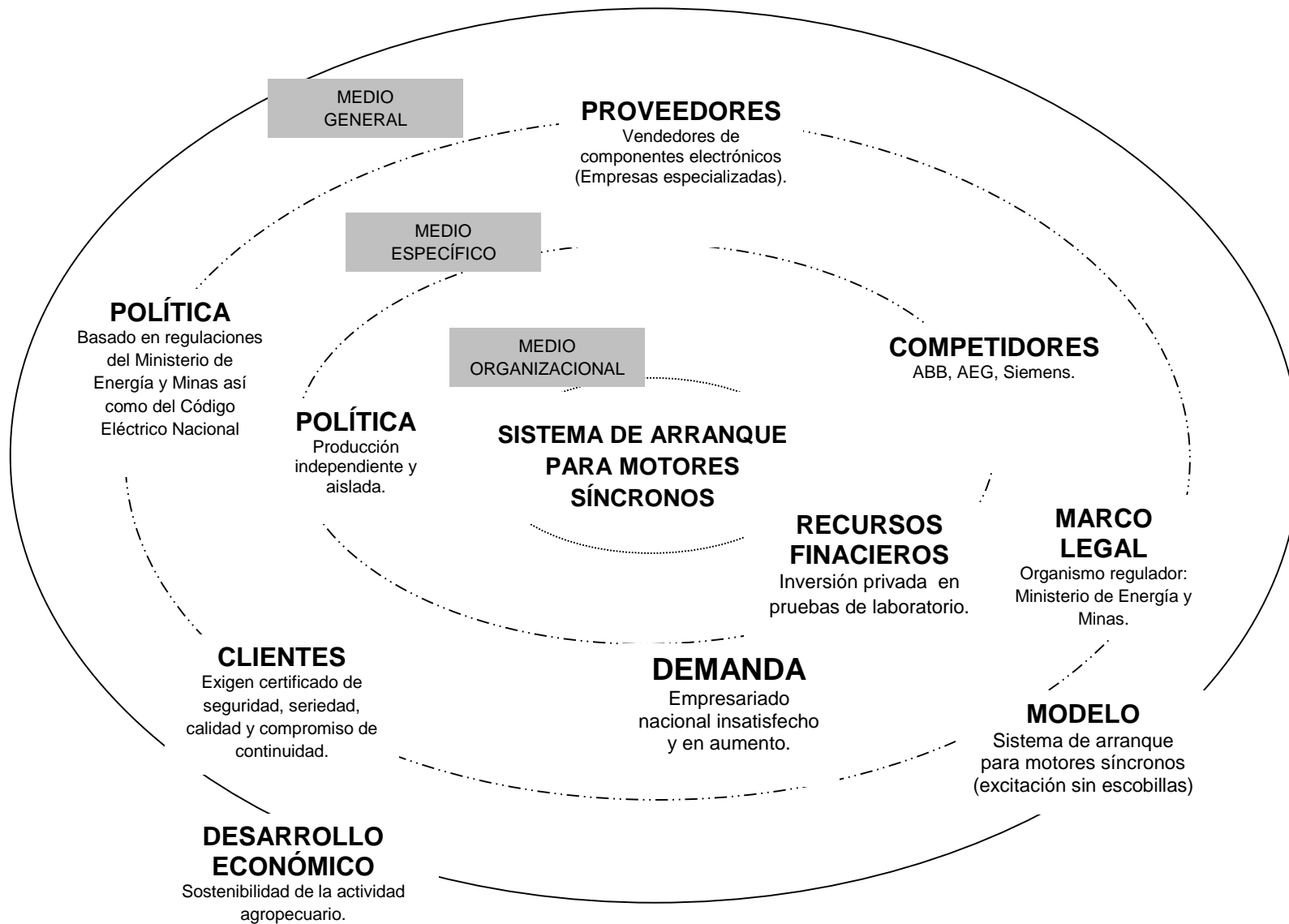


Figura 1.1 Esquema de variables internas involucradas en la tesis (Fuente: Propia).

1.6.2 VARIABLES INTERNAS

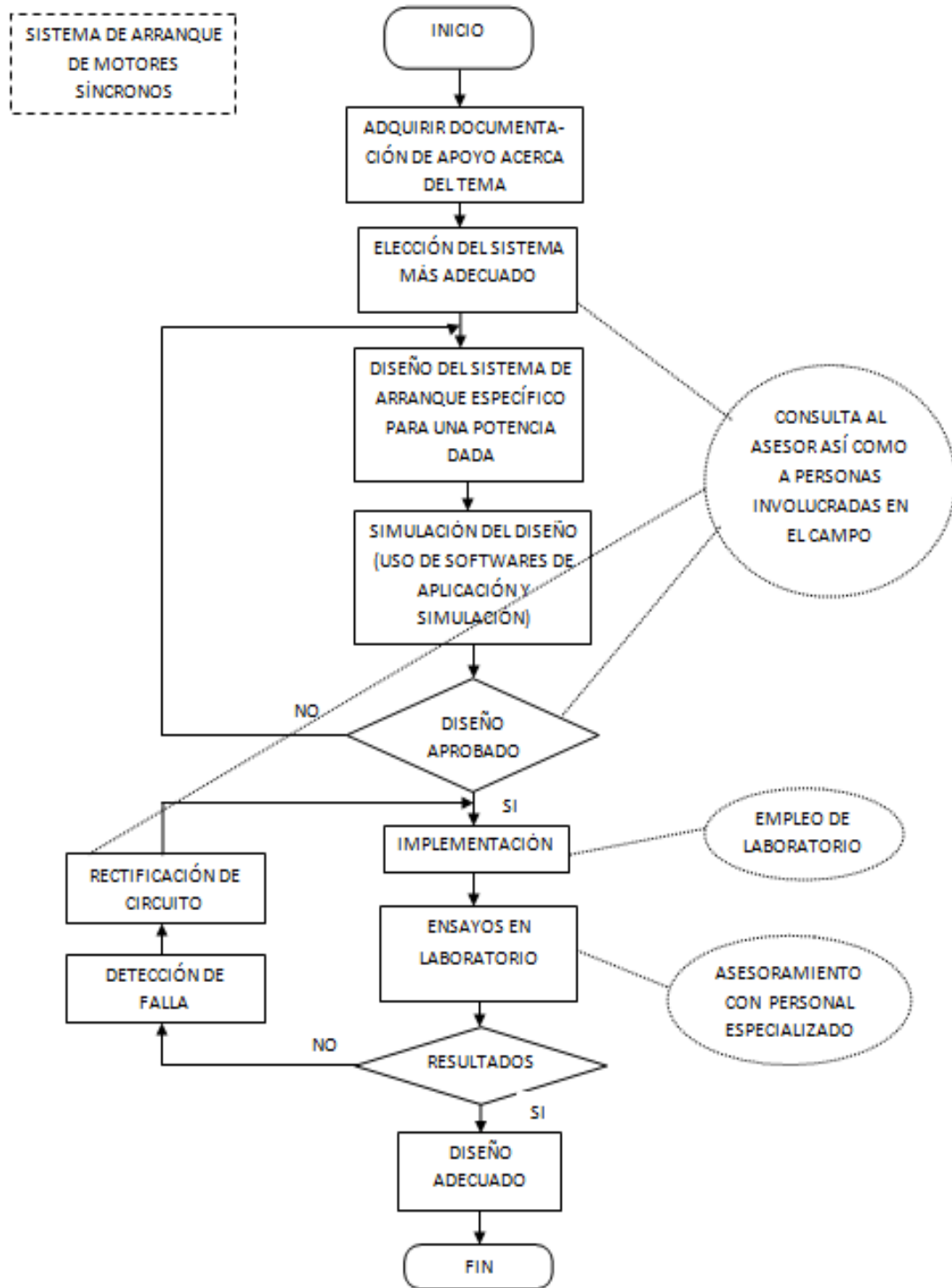


Figura 1.2 Diagrama de flujo mostrando las variables internas (Fuente: Propia).

PROBLEMAS	CAUSAS
Consulta al asesor así como a personas involucradas en el campo de desarrollo de la tesis.	Debe ser de interés del desarrollador de la tesis no solo acudir a las reuniones con el asesor sino contactar también a personas especializadas o familiarizadas con la rama eléctrica los cuales aportarán con sus conocimientos y experiencia en el desarrollo del proyecto.
Empleo de laboratorio.	Pedir permisos y averiguar a las horas de disponibilidad del Laboratorio de máquinas eléctricas de la sección de Mecánica, con el fin de implementar el diseño. Luego se coordinará la disponibilidad y el préstamo de materiales como multímetros, amperímetros, cables, terminales, entre otros, cuya obtención será de importancia para el registro en la implementación del diseño y la realización de pruebas.
Asesoramiento con el personal especializado.	Para puestas en marcha, así como pruebas y correcta ubicación de los equipos de medición se necesitará la supervisión del asesor o de un jefe de práctica que dé su conformidad en el momento de realizar las pruebas.

Tabla 1.1 Variables Internas (Fuente: Propia).

1.7 DECLARACIÓN DEL MARCO PROBLEMÁTICO

Los motores síncronos trifásicos detenidos, cuando se les conecta a la fuente de voltaje trifásico, no se pondrán en marcha, ya que no poseen torque de arranque, por ello existen varios métodos para poder arrancarlos. Estos se basan en el empleo de sistemas auxiliares externos o en las características adicionales incorporadas al diseño de los motores, lo que los convierte en medios poco precisos y confiables al momento de poner en funcionamiento estas máquinas, sobre todo si se no efectúa automáticamente. Es así como a largo plazo representan un proceso poco eficiente y costoso.

1.7.1 FUNDAMENTACIÓN

En un país como el nuestro, el cual se encuentra en vías de desarrollo, las

compañías están más dedicadas a que su proceso sea más rentable y de esta forma esperan resultados a corto plazo.

Bajo esta premisa vemos que la visión de los empresarios con respecto al ahorro consiste en dejar de destinar una parte del presupuesto de su empresa al mantenimiento de sus equipos y consecuentemente se dejan de lado también las mejoras en ingeniería (se puede citar a manera de ejemplo los sistemas de control de arranque de motores a desarrollar en esta tesis) las cuales a largo plazo representarán ahorros en gastos de reparación por deterioro del motor como consecuencia de su sistema de puesta en marcha.

Los motores síncronos en aplicaciones donde se requiere que su velocidad sea constante e independiente de su carga a accionar, cuentan con ventajas sobre los motores de inducción, cuya velocidad sí depende de su carga, sin embargo en el mercado actual resulta onerosa su adquisición debido a que requieren de un sistema de arranque el cual representa un costo adicional en comparación con los motores de jaula de ardilla.

Adicionalmente se desea dar mayor importancia al empleo de los motores síncronos debido a su característica principal la cual contempla el factor de potencia cercano a la unidad con lo cual los costos por la implementación de sistemas de compensación quedan suprimidos.

Es por ello que se considera este proyecto como un aporte con un gran beneficio, porque podría contribuir en la reducción de los costos de las empresas, pues ya no dependerían exclusivamente del mercado internacional.

En aspectos generales lo que se desea, son soluciones eficientes a problemas comunes en la industria y que quizás son contabilizados como poco relevantes, sin embargo estos temas son capaces de contribuir el mejoramiento de los procesos de producción. Teniendo además como disciplina importante en este rubro el mantenimiento de equipos de planta, el cual ya pasó de ser un tema rutinario a uno en el cual se ve el compromiso de la empresa por prever fallas y potenciales daños a las máquinas que se ven involucradas en la producción.

En el caso del diseño del sistema de arranque, se busca contribuir con la solución de éste problema conociendo la problemática planteada, de acuerdo a los requerimientos necesarios para el motor sobre el cual se realizaran el diseño y la simulación del sistema de arranque.

CAPÍTULO 2

TECNOLOGÍAS UTILIZADAS PARA EL ARRANQUE DE LOS MOTORES SÍNCRONOS

2.1 PRESENTACIÓN DEL ASUNTO DE ESTUDIO

El Perú es país con una diversidad de actividad industrial, minera y comercial, es por ello que se encuentra dentro de sus procesos el empleo de una considerable variedad de motores eléctricos involucrados en cada una de las actividades desarrolladas por cada sector.

Especialmente en estos últimos años, el sector de extracción con más ponderación en el mercado viene a ser la minería, la cual ha tomado un gran auge como actividad de extracción natural, y además tiene la ventaja sobre las otras actividades de tener un mercado con gran demanda a nivel mundial, actividad que resulta ser la más rentable en nuestro país. Como consecuencia de ello, la actividad minera es la que en estos momentos utiliza el mayor número de motores eléctricos y particularmente, por los procesos que se desarrollan en una mina, estos son los que más motores síncronos emplean para sus operaciones.

En el Perú, no hay empresas que desarrollan sistemas de arranque de motores síncronos, por lo que las empresas que lo requieren siempre optan por importarlos.

Por ello, y debido al alto grado de aplicación que tienen los motores síncronos en el ámbito productivo, especialmente minero, se planteó el presente tema de tesis.

Para tal fin, en el presente capítulo se explicarán los diversos sistemas que se usan actualmente para poner en marcha a un motor síncrono, además se explican cuáles son los factores determinantes para su diseño y el grado de desarrollo al que se ha llegado entorno a éstos sistemas mencionados.

2.2 ESTADO DE LA INVESTIGACIÓN

A continuación se citan los conceptos necesarios para entender el campo de desarrollo de la tesis.

2.2.1 MOTORES ELÉCTRICOS

Los motores eléctricos son máquinas eléctricas rotatorias que transforman la energía eléctrica en energía mecánica.

Debido a sus múltiples ventajas, entre las que podemos citar su economía, limpieza, comodidad y seguridad de funcionamiento; el motor eléctrico ha

reemplazado en gran parte a otras fuentes de energía, tanto en la industria como en el transporte, la minería, el comercio o el hogar.

Los motores eléctricos satisfacen una amplia gama de necesidades de servicio, desde arrancar, acelerar, mover, frenar, sostener y hasta detener una carga. Estos motores se fabrican en potencias que varían desde una pequeña fracción de caballos de fuerza hasta los varios miles y con una amplia variedad de velocidades que pueden ser tanto fijas como variables.

Los motores eléctricos pueden clasificarse por su modo de alimentación en motores de corriente directa y alterna, estos últimos a su vez en monofásicos y trifásicos.

Los motores trifásicos de corriente alterna se clasifican en síncronos y asíncronos, debido a que la tesis solo tiene como materia de desarrollo a los motores síncronos, solo definiremos características de estos [7].

2.2.2 MOTORES SÍNCRONOS

Los motores síncronos, tal como su nombre indica tienen como característica más destacada la del sincronismo, es decir, que su velocidad de rotación será constante, uniforme y estará regulada por la frecuencia de la corriente de alimentación.

Los motores síncronos tienen un devanado polifásico en el estator, llamado también armadura, y un devanado de campo en el rotor, que conduce una corriente constante.

Si en estas circunstancias, con el rotor parado, se alimenta el devanado del mismo con corriente continua se producirá un campo magnético rotórico fijo delante del cual pasa el campo magnético del estator. Los polos del rotor están sometidos ahora a atracciones y repulsiones en breves periodos de tiempo, por parte de los polos del estator pero el rotor no consigue girar, a lo sumo vibrará, para hacerlo girar se deben realizar una serie de maniobras los que se denomina sistema de arranque. Entonces, debido a que el campo magnético del estator gira, el campo magnético del rotor (y el rotor mismo) tratará constantemente de alcanzarlo. Mientras más grande sea el ángulo entre los dos campos magnéticos (hasta un ángulo máximo), mayor será el par en el rotor de la máquina. El principio básico de la operación de estos motores síncronos es que el rotor “persigue” al campo magnético giratorio del estator alrededor de un círculo y nunca lo alcanza.

Como se podrá apreciar, los motores síncronos no poseen arranque propio. Para ello con el paso del tiempo se han ido empleando diferentes métodos de arranque que con el surgimiento de otros se verificó su poca eficiencia y se le fue adecuando a cada motor un tipo de arranque dependiendo de su necesidad como lo son el bajo consumo de corriente, de voltaje, de potencia, entre otros[3].

2.2.2.1 CARACTERÍSTICAS DE FUNCIONAMIENTO

Los motores síncronos compiten directamente con los motores asíncronos y los motores de corriente directa, en el accionamiento de las cargas.

Sin embargo los motores síncronos mantienen su velocidad constante para cualquier porcentaje de carga, puesto que este parámetro solo depende de la frecuencia de la red de la que se abastece. Dicha característica le da una ventaja respecto a los demás motores mencionados, debido que tanto los motores de corriente directa como en los asíncronos su velocidad cambia con el torque de carga.

Particularmente estos motores son ampliamente usados en aquellas aplicaciones donde la velocidad es baja para valores de torque alto, aplicaciones como se podrán citar en el siguiente acápite.

Otra particularidad del motor síncrono es que cuando opera en forma sobrecargado consume potencia reactiva y mejora el factor de potencia de la planta donde está instalado.

2.2.2.2 PROCESOS QUE INVOLUCRAN A LOS MOTORES SÍNCRONOS

Conocidas las propiedades que califican al motor síncrono como una máquina eficiente para determinadas labores que involucren accionamientos que requieran de velocidad constante y torque variable, a continuación se enuncian algunas aplicaciones de estos tipos de motores en la industria.

- ❖ **Elevadores:** deberá ser posible contar con un torque variable a velocidad constante en el transporte de carga.
- ❖ **Fajas transportadoras:** Siguiendo el mismo principio de un elevador para determinados procesos industriales donde se varía la cantidad de carga a transportar y a la misma velocidad.
- ❖ **Molinos de plantas Mineras:** Utilizados principalmente en esta industria y la cementera para reducir las dimensiones de los muchos tipos de materiales ingresantes y que está sujeto al aumento o decremento de carga que ingresa, dicho proceso se efectúa a velocidad de giro constante del molino.
- ❖ **Chancadoras de mineral:** Aplicación que también forma parte también del proceso de reducción de volumen del material que ingresa, manteniéndose trabajando el equipo a una velocidad constante en su proceso.

Entre otros campos de operación del motor síncrono se resumen brevemente a continuación:

En la siderurgia se emplean en las laminadoras, ventiladores, bombas y compresores. En el procesamiento del papel y celulosa los vemos tomar acción en las extrusoras, picadores, desfibradores, entre otros.

Con estos ejemplos, vemos que en la industria existe una amplia gama de aplicaciones en sus distintos procesos de producción [3].

2.2.3 TIPOS DE ARRANQUES EMPLEADOS EN LA ACTUALIDAD

Es amplia la cantidad de métodos de arranque para los motores síncronos, estos se detallan a continuación.

2.2.3.1 Arranque del motor por reducción de la frecuencia eléctrica.

Mediante este método de arranque, se reduce la velocidad del campo magnético giratorio inducido en el estator a un valor lo suficientemente bajo como para que el rotor, que ya está energizado con corriente continua, pueda acelerar y fijarse a él. Logrado esto, será posible incrementar la velocidad del campo magnético del estator aumentando gradualmente la frecuencia de la red donde esté conectado hasta su valor nominal [3].

2.2.3.2 Empleo de un motor primario o primo externo.

En este método se cuenta con un motor adicional el cual es usado para acelerar el rotor del motor síncrono hasta la velocidad de sincronismo; es decir hasta la velocidad a la que gira el campo magnético del estator, donde se pasará por el procedimiento de entrada en sincronía y se convertirá la máquina por un instante en un generador. Luego se procederá a desconectar el motor primo para convertir la máquina síncrona en un motor [3].

2.2.3.3 Empleo de devanados de amortiguamiento.

Recibe el nombre de devanados de amortiguamiento a unas barras especiales dispuestas en ranuras hechas en la cara polar del rotor en un motor y en cortocircuito en cada extremo con un anillo. Esto crea un rotor del tipo jaula de ardilla y hará que el motor pueda arrancar como si fuera un motor asíncrono trifásico, cuya velocidad cuando funciona en vacío es muy próxima a la velocidad de sincronismo, el cual es aprovechado para poner en marcha los motores síncronos. Además, si el motor cuenta con devanados de amortiguamiento, se logrará incrementar su estabilidad durante los transitorios de carga, en la figura 2.1 se muestran estos elementos.

Este tipo de arranque es el más popular, y consiste en acelerar al motor hasta llevarlo cerca de la velocidad sincronismo antes de aplicar una corriente directa a sus devanados de campo [3].

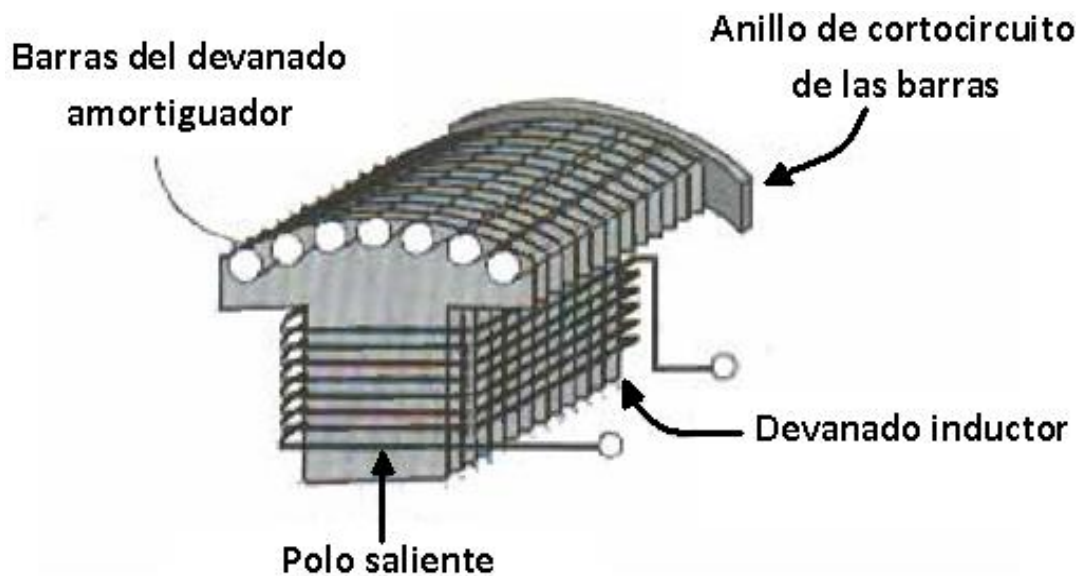


Figura 2.1 Devanado de amortiguamiento colocado en los polos del rotor de un motor síncrono (Fuente: [3])

2.2.4 NUEVAS TENDENCIAS APLICADAS EN LOS MÉTODOS DE ARRANQUE DE MOTORES SINCRONOS

No es necesario redundar en el continuo avance de la tecnología, de manera especial en la rama de la electrónica. Basta dar una mirada a la nueva generación de componentes que cada vez deponen a los anteriores en cuestión de funcionalidad, ahorro de espacio, mayor capacidad de tolerancia ante sobreexposiciones momentáneas, las cuales son cruciales para su tiempo de vida útil, tanto de corriente como de voltaje.

Es por ello que se distingue claramente la sustitución de los métodos de arranque tradicionales los cuales hacían uso de dispositivos electromecánicos por sistemas arrancadores de motores síncronos que para su control incorporan el uso de dispositivos electrónicos de potencia y el uso de microcontroladores.

En cuanto al uso de dispositivos electrónicos de potencia podemos nombrar las mejoras que se le vienen realizando al Tiristor desactivado por compuerta (GTO por sus siglas en inglés), el cual reduce drásticamente las diferencias en tiempo de retardo de prendido y apagado con el que normalmente contaba. A esta mejora se le suma la aparición del Transistor bipolar de puerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés) el cual ya está desplazando a los GTO con una construcción más barata y

mejores inversores con reducidos números de armónicos, cuentan también con tres atractivas ventajas donde se distinguen su mayor frecuencia de conmutación, un fácil y simple control de puerta y la no necesidad de circuitería compleja para su implementación. La transición del uso de GTO a IGBT toma lugar en controladores de baja y mediana potencia. Dependiendo de la configuración en la que se coloque, ya sea en serie o en paralelo, se podrá apreciar si es que los IGBT ofrecen iguales o mejores resultados al momento de su uso.

En cuanto se refiriere al uso de microcontroladores, es amplio el campo para la elección de uno específico [6].

Los microcontroladores por lo general ofrecen una rápida respuesta a determinada función, para ello son programados mediante un software. De esta forma generan acciones en pequeñas fracciones de milisegundos, por ello necesitan componentes de potencia que se activen o desactiven, mediante las señales enviadas por los microcontroladores a su puerta de control.

Así en la aplicación de la presente tesis, se complementan estas 2 tecnologías las cuales proveerán de un sistema de arranque preciso, de potencia y respaldado en la precisión de un microcontrolador.

2.3 CONCEPTUALIZACIONES GENERALES

Se enumeran a continuación los siguientes conceptos implicados en el desarrollo de la tesis.

2.3.1 MÁQUINAS ELÉCTRICAS

Son dispositivos que transforman un tipo de energía en otra pasando por una etapa de almacenamiento en un campo magnético.

Las máquinas eléctricas, para su mejor estudio, son divididas de acuerdo al tipo de trabajo que desempeñan, a continuación se mencionan algunos de los tipos de clasificaciones [3].

- ❖ **Generadores:** aquellas tipos de máquinas que transforman la energía mecánica en energía eléctrica.

- ❖ **Motores:** siguen el proceso inverso a los generadores convirtiendo la energía eléctrica en energía mecánica.

- ❖ **Transformadores:** conservan la forma de la energía pero transforman sus niveles de voltaje y corriente.

2.3.2 MOTORES ELÉCTRICOS

Máquina eléctrica que transforma energía eléctrica en energía mecánica por medio de interacciones electromagnéticas.

Una de las formas de clasificar estos motores se detalla a continuación.

2.3.2.1 Motor eléctrico de corriente continua

Se denominan así porque son alimentados por corriente directa.

Estos motores de corriente continua a su vez se clasifican en:

- Serie.
- Compound.
- Shunt.

Un modelo típico de esta clase de motores es el que se aprecia en la figura 2.2.

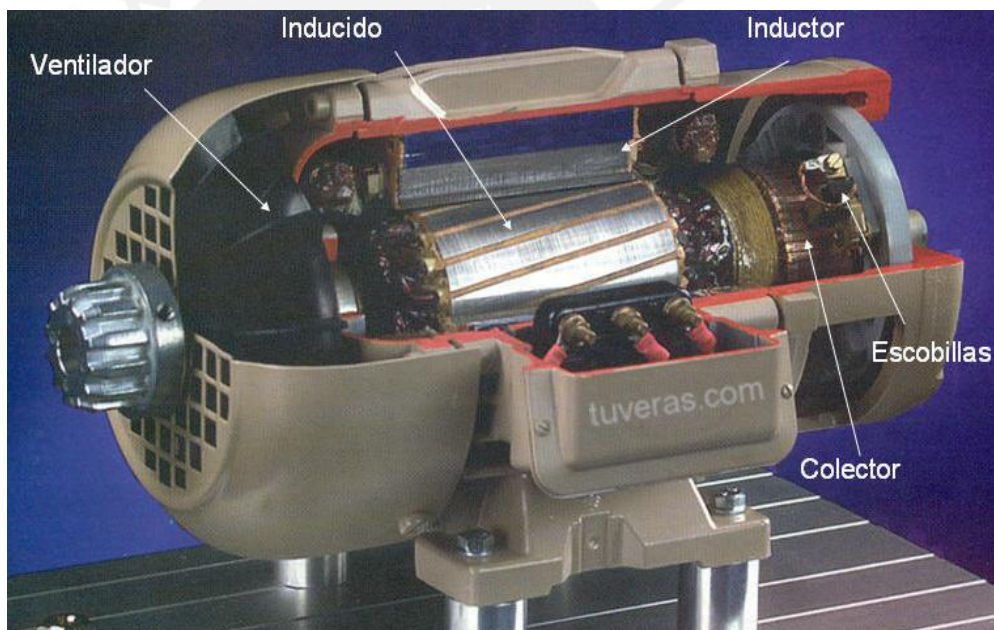


Figura 2.2 Motor eléctrico de corriente continua (Fuente: <http://motores.nichese.com/motor%20cc.htm>)

2.3.2.2 Motor eléctrico de corriente alterna

Se denominan así debido a que se alimentan de una fuente de tensión alterna y pueden ser monofásicos o trifásicos.

En este tipo de motores se encuentran las siguientes clasificaciones.

- Síncronos.

Barras de amortiguamiento



Figura 2.3 Motor eléctrico síncrono marca Weg (Fuente: <http://www.weg.net/pe/Productos-y-Servicios/Motores-Electricos>)

- Asíncronos.

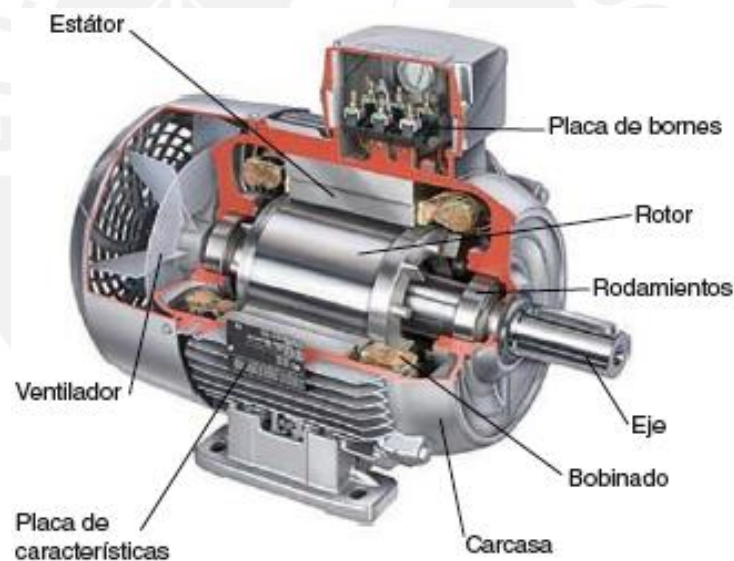


Figura 2.4 Motor eléctrico asíncrono (Fuente: <https://joyintechology.wordpress.com/2015/03/17/resumen-del-tema-electricidad-motores-electricos/>)

2.3.3 SISTEMAS DE ARRANQUE DE MOTORES

Se define un arranque como el régimen transitorio en el que se eleva la velocidad del motor desde el estado de detenido hasta el de motor girando a una velocidad de régimen permanente. A continuación se presentan los métodos de arranque

comúnmente empleados en las industrias dentro de los cuales solo se mencionarán los tipos de arranques para no profundizar en temas no relacionados a la tesis.

2.3.3.1 Arranque de motor asíncrono con rotor tipo jaula de ardilla.

En este tipo de motor se emplean los métodos de arranques que seguidamente se mencionan [3].

- Arranque directo.
- Arranque a tensión reducida: dentro de este tipo de arranque se distinguen:
 - ❖ Arranque por conmutación estrella-triángulo.
 - ❖ Arranque por autotransformador.
 - ❖ Arranque por dispositivos electrónicos.

2.3.3.2 Arranque de motor asíncrono con rotor bobinado.

Este tipo de arranque consiste en colocar una resistencia trifásica en serie con el bobinado del rotor [3].

2.3.3.3 Arranque de motores síncronos.

Se conocen los siguientes métodos de arranque [3].

- Empleo de motor primario externo.
- Por medio de reducción de la frecuencia eléctrica de alimentación del motor
- Instalación de devanados de amortiguamiento

2.3.3.4 Arranque de motores de corriente continua.

Se detallan los siguientes métodos de arranque en estos tipos de motores [3].

- Arranque por reóstatos.
- Arranque por dispositivos electrónicos.

2.3.4 CONTROLADORES

Se define controlador aquel dispositivo electrónico programable por el usuario. Se utiliza para controlar, dentro de un proceso, otros dispositivos o procesos lógicos y secuenciales. Para motivos del desarrollo de la tesis, este controlador suplirá las funciones de varios elementos analógicos que mediante el desarrollo de la tecnología vienen siendo reemplazados optimizando espacio y costo.

2.4 MODELO TEÓRICO

Desarrollar un sistema de arranque empleando un microcontrolador para la puesta en marcha de motores síncronos con devanados de amortiguamiento, que además permita la regulación de la corriente suministrada al inductor del motor para el control de torque. Se diferencian dos procesos.

- **Primero:** Definir el instante en el que se deberá conectar la fuente de corriente constante en bornes del inductor, esta acción es conocido como la puesta en sincronismo del motor después de que se puso en marcha por acción de los bobinados de amortiguamiento.
- **Segundo:** el continuo registro de la corriente de armadura para que esta no sea mayor al nominal del motor cuando esté impulsando una carga en su eje.

En el primer proceso tiene relevancia la resistencia de descarga de campo, el cual será explicado con mayor detalle en el capítulo 3, siendo un circuito diseñado el que nos permita tomar la señal de voltaje que previamente acondicionada es ingresada al microcontrolador en magnitudes mensurables por el mismo. La frecuencia de la tensión en este circuito será registrada cada cierto lapso de tiempo definido por el usuario y manejado por el microcontrolador.

Inicialmente se energizan los bobinados del estator del motor con la frecuencia de la red la cual es de 60 Hz para nuestro país, por el fenómeno de inducción se generan voltajes y corrientes en las barras de amortiguamiento lo que permite la puesta en marcha “asíncrona” del motor, las frecuencias de las magnitudes eléctricas en el rotor irán cambiando de valor, disminuyendo, hasta que se encuentre próximo a los 5 Hz. Por último se procederá a retirar del circuito de campo la resistencia de descarga y se energizará con voltaje directo al bobinado del rotor con una fuente diseñada e implementada por medio de empleo de onda PWM.

El segundo proceso se logra mediante el conversor análogo-digital del microcontrolador. Este conversor recibe mediante un proceso de transformación de la corriente que circula por una de las líneas del estator, una señal registrable por el microcontrolador el cual manejará mediante el algoritmo diseñado, el ciclo de trabajo de la onda PWM que se le suministra a la entrada del IGBT para que se regule la corriente que se le suministrará al campo inductor.

Para el presente proyecto se optará por el empleo del microcontrolador atmega8L de la familia ATMEL, debido a que sus características de operación satisfacen las

necesidades del proyecto, además debido a la facilidad de manejo que ofrece el lenguaje C, lo que lo hace idóneo al momento de plasmar el algoritmo en una programación con una lista de instrucciones conocidas por el desarrollador de la tesis.

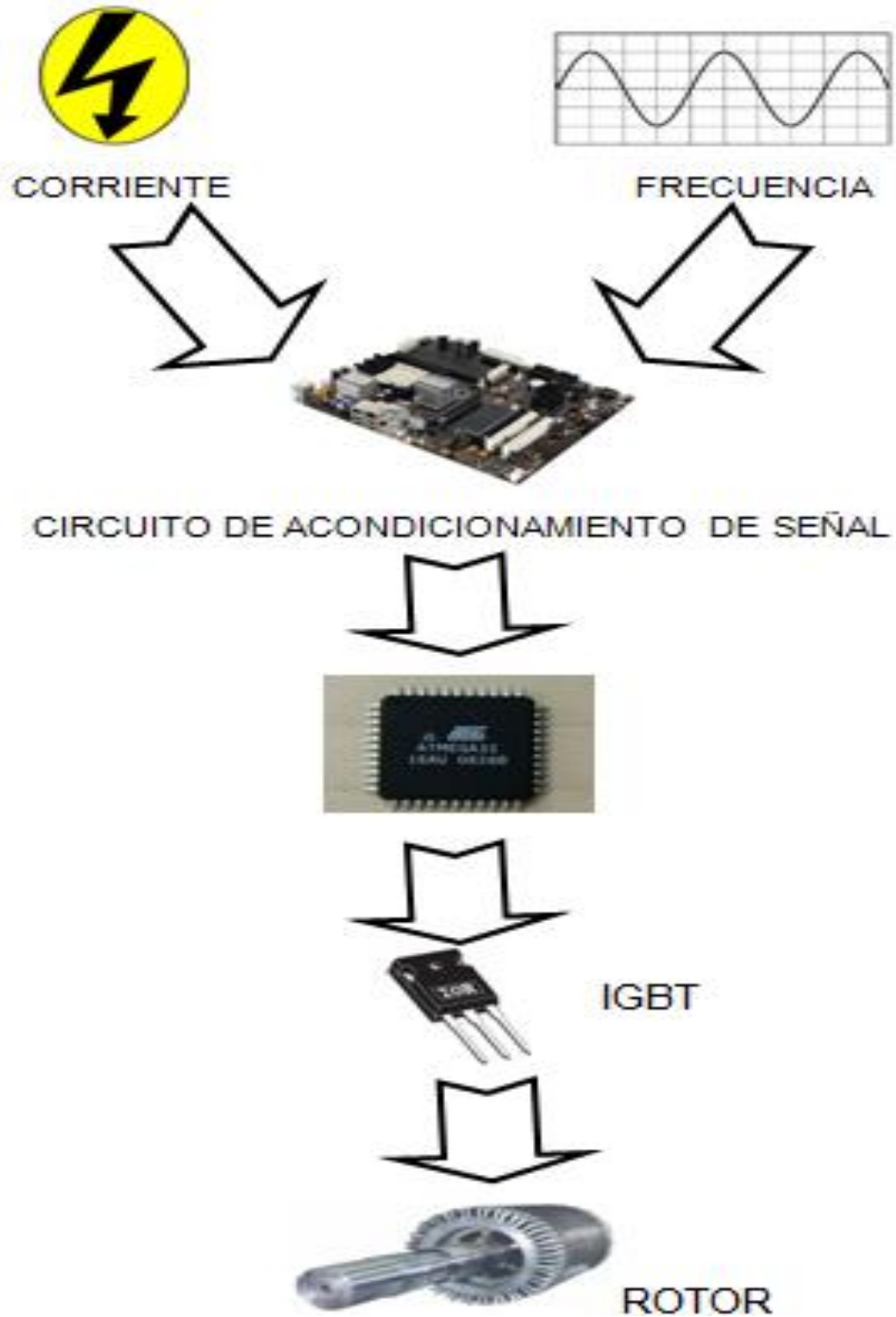


Figura 2.5 Diagrama del modelo teórico (Fuente: Propia).

Debido a que los motores están diseñados para funcionar sin sufrir daño alguno bajo parámetros eléctricos lo cual supone que funcionan con un determinado valor

de corriente y voltaje nominales entre los llamados “datos de placa”, que son indicados por fabricante, debemos diseñar el circuito de control conjuntamente con los componentes electrónicos del proyecto teniendo en cuenta estos valores con lo cual se evitará incurrir en sobredimensionamientos o subdimensionamientos del sistema de control, que puede ser causa de malas adquisiciones, además un erróneo dimensionamiento de componentes electrónicos podría significar un deterioro del circuito durante las pruebas lo que finalmente repercutirá en mayores costos para el proyecto.

El diseño del sistema de arranque para motores síncronos, involucra el empleo de un microcontrolador el cual toma el control del voltaje directo suministrado al rotor por medio del dispositivo IGBT, la magnitud de la tensión en bornes del bobinado de campo es controlado mediante una onda PWM que será generada en uno de los puertos del microcontrolador. Para ello se desarrollará un algoritmo de control que será grabado en dicho microcontrolador.

El circuito de potencia comprende además, la selección de una resistencia de descarga de campo, la cual entra en funcionamiento en los primeros momentos del funcionamiento del motor. Esta resistencia que se encuentra en serie con la bobina del rotor, sirve como una descarga del alto voltaje inducido entre sus bornes; este alto voltaje, se pudo comprobar mediante la experimentación que se efectuó en el laboratorio y se registró en un inicio un alto valor de potencial el cual conforme va adquiriendo rotación el eje registra un voltaje que gradualmente va disminuyendo [12]. La versatilidad de este sistema de arranque es de gran cobertura, ya que un mismo diseño sirve como base para el control en el arranque de motores de diferentes potencias, siempre y cuando cuenten con los devanados de amortiguamiento, donde la variación se basa principalmente en el dimensionamiento de los dispositivos de potencia en el sistema de sincronización.

La supervisión y seguimiento de cada etapa del diseño debe ser continua para facilitar la detección de fallas, por lo que en el proyecto se consideran los sistemas de protección necesarios.

El mayor costo en el proyecto dependerá principalmente de los componentes de mayor potencia, como lo son los casos del microcontrolador y componentes electrónicos analógicos.

2.4.1. FACTORES INFLUYENTES EN EL MODELO TEÓRICO DE LA TESIS

A continuación se presenta un diagrama de bloques conteniendo los factores más relevantes que inciden directamente en el desarrollo del modelo que teórico de esta tesis.

Dentro de la misma gráfica se presentan aquellos factores bajo los cuales se regirá para el desarrollo de este proyecto.

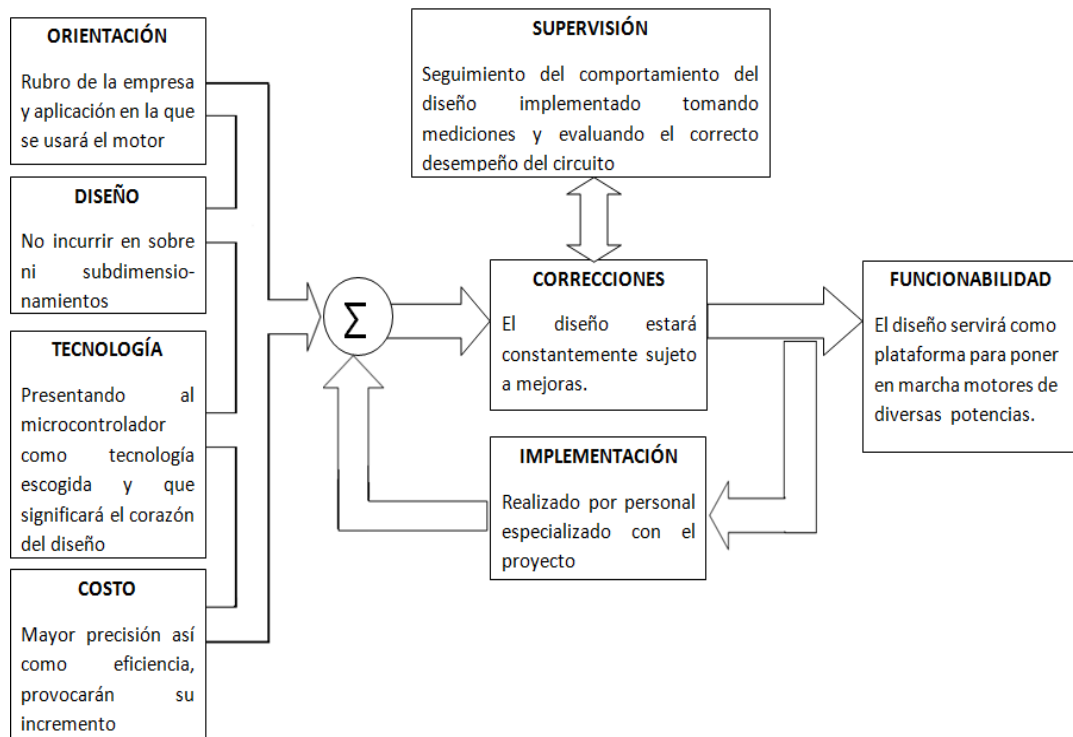


Figura 2.6 Diagrama de factores del modelo teórico (Fuente: Propia).

2.5 DEFINICIONES OPERATIVAS

Son los parámetros que condicionan un diseño. Se distinguen los parámetros cuantitativos que son valores mesurables y los parámetros cualitativos de los que debemos tener conocimientos para su implementación.

2.5.1 INDICADORES CUANTITATIVOS

Entre estos podemos enumerar los siguientes conceptos.

- ❖ **Potencia Mecánica (Hp):** Dato indicado en la placa de un motor, valor que es muy importante para dimensionar los componentes electrónicos del diseño.
- ❖ **Potencia Eléctrica:** Medida alternativa en caso de no figurar en los datos de placa el valor de HP, expresado en KW.
- ❖ **Voltaje de Suministro:** El cual deberá de coincidir con el voltaje nominal del motor. Ejemplos de valores: 220, 380, 440, 460, 480 VAC. Cabe resaltar que el empleo de estos valores de voltaje depende de la configuración en la que se

encuentra el bobinado del estator.

- ❖ **Corriente de alimentación (A):** indica el amperaje o intensidad de corriente eléctrica que absorberá el motor.
- ❖ **Frecuencia de red:** en el Perú este valor es de 60 ciclos por segundo y su unidad se mide en Hertz (Hz).
- ❖ **Revoluciones por minuto (rpm):** valor que nos indica el número de vueltas o revoluciones que realiza el eje del motor en un minuto y que está en función de la frecuencia de la red de alimentación eléctrica.

Es necesario indicar que estos parámetros no son los únicos que encontramos en la placa de un motor. Sin embargo si son los más relevantes en la ejecución del diseño, de estas características se podrán tomar en consideración al momento de realizar los cálculos para el diseño.

2.5.2 INDICADORES CUALITATIVOS

Forman parte de estos indicadores los siguientes conceptos.

2.5.2.1 Seguridad

Involucra el correcto funcionamiento bajo estándares de seguridad tanto para el operador como un correcto desempeño del sistema de arranque. Lo descrito resalta el hecho de que los operadores no deberían sufrir percances físicos en la puesta en marcha, situaciones injuriosas como chispazos, descargas, lesiones oculares deben darse por descartado al momento de probar el sistema.

2.5.2.2 Calidad del producto final

Este indicador es medido en base a la precisión con que realiza las funciones el microcontrolador de igual forma los periféricos y los componentes de potencia del sistema de arranque. Se mide además de acuerdo a una revisión de cada fase del circuito, sí que arroja los valores programados y también la verificación de las acciones que realiza el circuito diseñado de acuerdo a los pasos indicados en el modelo teórico.

2.5.2.3 Compatibilidad

Indica la capacidad del sistema para trabajar con diferentes dispositivos

electrónicos cuando se desee cambiar la potencia del motor pero siguiendo el mismo patrón del diseño.

2.5.2.4 Satisfacción del usuario

Se puede medir de acuerdo a la evaluación de las sugerencias que tengan los usuarios del sistema de arranque diseñado, acogiendo también sugerencias para el diseño las cuales repercutirán en una mejora posterior.

2.6 HIPÓTESIS DE LA INVESTIGACIÓN

2.6.1 HIPÓTESIS PRINCIPAL

Dado que en el Perú existe actualmente una considerable demanda por el empleo de los motores síncronos no solo por sus características las cuales fueron ya enumeradas en la operación sino por su robustez y capacidad de manejar un factor de potencia óptimo, entonces un diseño de arranque de motores síncronos, representa una alternativa para satisfacer esta necesidad al momento de accionarlos para su funcionamiento.

2.6.2 HIPÓTESIS SECUNDARIAS

1. El implementar un diseño de arranque para motores síncronos representa un costo adicional, el vender la idea de mejoras en producción a los empresarios deberá de ser necesario si es que se desea optimizar este proceso debido a que en el Perú, la mediana y pequeña industria continúan con las técnicas antiguas de arranque.
2. Los motores síncronos tienen una velocidad constante para distintos valores torque, he ahí donde radica la importancia de sus prestaciones en aplicaciones industriales.
3. El motor síncrono también cuenta con la ventaja de poder mejorar el factor de potencia, motivo por el cual conviene contar con ellos en los procesos industriales siendo las penalizaciones por exceso de facturación de energía reactiva el 30% del monto mensual a pagar por el usuario. Esta característica importante suprime el hecho de contar con bancos de condensadores agregados cada vez que se accionan motores de jaula de ardilla.

4. Un conocimiento riguroso en la electrónica de potencia es de carácter imperativo para diseñar este sistema así como una constante actualización tecnológica por parte del realizador de dicho diseño.
5. La necesidad de un algoritmo de control para la registrar la frecuencia a la que se encuentra el rotor así como para el manejo de mayor o menor corriente directa de rotor cuando se detecte variación de carga, resulta indispensable para la automatización del arranque dotándolo así de exactitud y eficiencia.
6. El empleo de IGBT como dispositivo de conmutación permitirá diseñar circuitos menos complejos actuando con una respuesta rápida ante lo comandado por el microcontrolador.



CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL SISTEMA DE ARRANQUE PARA MOTORES SÍNCRONOS

3.1 OBJETIVOS DE LA INVESTIGACIÓN

3.1.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar un sistema de arranque automático para un motor síncrono mediante el empleo un microcontrolador y la regulación de la corriente de excitación ante variaciones de cargas.

3.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

1. El diseño de sistemas de arranque del motor síncrono, con similares prestaciones de los sistemas comerciales, ofreciendo una alternativa de arranque a nivel local para emplearlos en los motores síncronos. El diseño se desarrollará a modo de un prototipo para el arranque de un motor síncrono cuyas características son: 2 KVA, 220 VAC trifásico, 60 Hz, 100 VDC excitación de campo, 1.6 A, 1500 rpm.
2. Implementar un algoritmo de control, de manera que se cumpla con los requisitos de la fuente de alimentación y la puesta en sincronismo de motor.
3. Implementar la fuente de alimentación del circuito de campo y diseñar la puesta en sincronismo del motor.
4. La implementación del diseño buscará tener el menor costo posible en comparación a los métodos de arranque conocidos ya enunciados en el capítulo 2.

3.2 UNIVERSO Y MUESTRA

El universo de la investigación consistirá en la variedad de documentos que existen acerca del tema; estos son libros, páginas web de interés, revistas, apuntes, tesis elaboradas en relación al tema y publicaciones. Toda esta documentación está dirigida a obtener información que conduzca a un desarrollo adecuado del proyecto y provean de una visión distinta del diseño mediante el empleo tecnologías

modernas de control.

La muestra que se utilizará para llevar a cabo este trabajo serán los resultados en el laboratorio, la toma de datos y el historial de mediciones que servirán para hacer un adecuado seguimiento al comportamiento del diseño implementado. Estas muestras se tomarán en el lugar de prueba siendo este el Laboratorio de Máquinas Eléctricas ubicado en la Facultad de Ingeniería Mecánica de la Pontificia Universidad Católica del Perú.

3.3 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL DISEÑO

Como se mencionó anteriormente, el motor síncrono no posee arranque propio, siendo el método de arranque por devanados de amortiguamiento el más empleado, razón por la cual en esta tesis será el que se diseñará.

Se desarrollará una breve descripción de la puesta en funcionamiento por este método.

En la Figura 3.1 muestra el diagrama básico del proyecto, en base a la cual podremos explicar la secuencia de pasos que se sucederán.

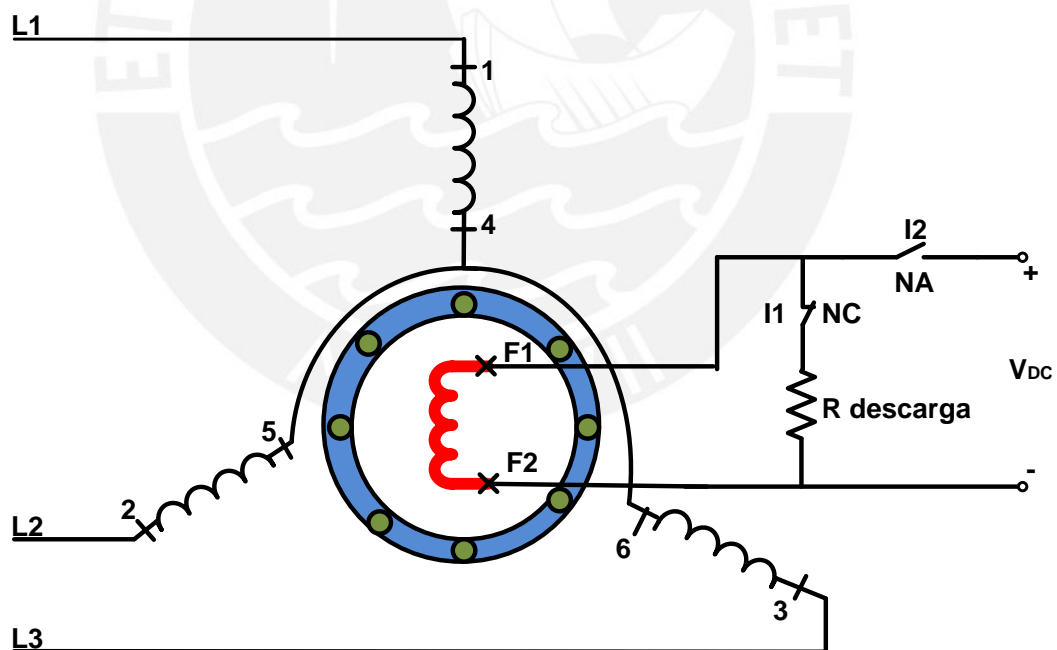


Figura 3.1 Esquema para el arranque de motores síncronos (Fuente: Propia).

La primera etapa se considera desde el momento en el que se efectúa la conexión del estator a la toma trifásica con el rotor detenido y el devanado de campo cerrado a través de una resistencia de descarga denotada como "R" de acuerdo a la figura 3.1, en el cual el campo magnético giratorio del estator genera un par asíncrono

sobre la “barras de amortiguamiento” como si se tratase de un motor de inducción y lo acelera hasta una velocidad menor de la de sincronismo. Se denominará “arranque como motor de inducción”.

La segunda etapa se realiza cuando se excita el bobinado del rotor con una corriente continua, generando un par adicional que lo llevará hasta la velocidad de sincronismo. A esta etapa se le denomina sincronización la cual es la más delicada y compleja del proceso [3].

Adicionalmente se tendrá un torque debido a las corrientes inducidas en el bobinado de campo cuando esta bobina está cerrada.

A continuación se mencionarán conceptos requeridos para esta etapa de arranque.

- ❖ Par de entrada al sincronismo (Pull-In Torque): Es el par que desarrolla en funcionamiento asíncrono sobre su rotor a la velocidad dada por la intersección de la característica mecánica del rotor y del par resistente y es a partir de la cual debe ser llevado al sincronismo [3].
- ❖ Par nominal de entrada al sincronismo (nominal Pull-In Torque): Es el par que desarrolla cuando opera al 95% de la velocidad de sincronismo, este es un dato que da el fabricante y sirve para comparar distintos motores. [3]
- ❖ Par de salida de sincronismo (Pull out torque): El máximo par sostenido que un motor sincrónico puede desarrollar a velocidad de sincronismo por un período de 1 minuto con valores nominales de la tensión la frecuencia y la corriente de excitación. Es mayor que el par crítico (el cual desarrolla sobre el rotor en el estado asíncrono de la primera etapa de arranque), determina la máxima magnitud de la carga que el motor puede soportar después de ser sincronizado, y también la máxima caída de tensión en bornes estáticos que el motor podrá soportar sin salirse de sincronismo. [3]
- ❖ Par nominal (Full-Load Torque): En este caso, es el par desarrollado a velocidad de sincronismo, con valores nominales de la tensión, corriente, frecuencia y corriente de excitación. [3]
- ❖ Par crítico (Breakdown Torque): El máximo par que un motor sincrónico funcionando en un estado asíncrono sobre el rotor, puede desarrollar sin que el rotor se desenganche del campo rotante. Podemos observar que esto

ocurre en un punto de la característica mecánica donde la velocidad es menor que la de sincronismo y aún menor que la de plena carga. [3]

- ❖ Par de bloqueo (Locked-Rotor Torque): El par desarrollado con el rotor en reposo con valores nominales de la tensión, frecuencia y corriente de excitación. [3]

Si la bobina de campo está cerrada, la corriente inducida en él generará un torque; un cuidadoso estudio de este torque es necesario para entender lo que ocurre durante el periodo de arranque.

La fuerza electromotriz (fem) inducida por la acción rotacional del campo estático, genera en el motor una corriente que produce un campo pulsante cuyo eje magnético espacial es fijo al rotor, como se puede observar en la figura 3.2

$$\varphi = \varnothing \times \cos \omega_s t$$

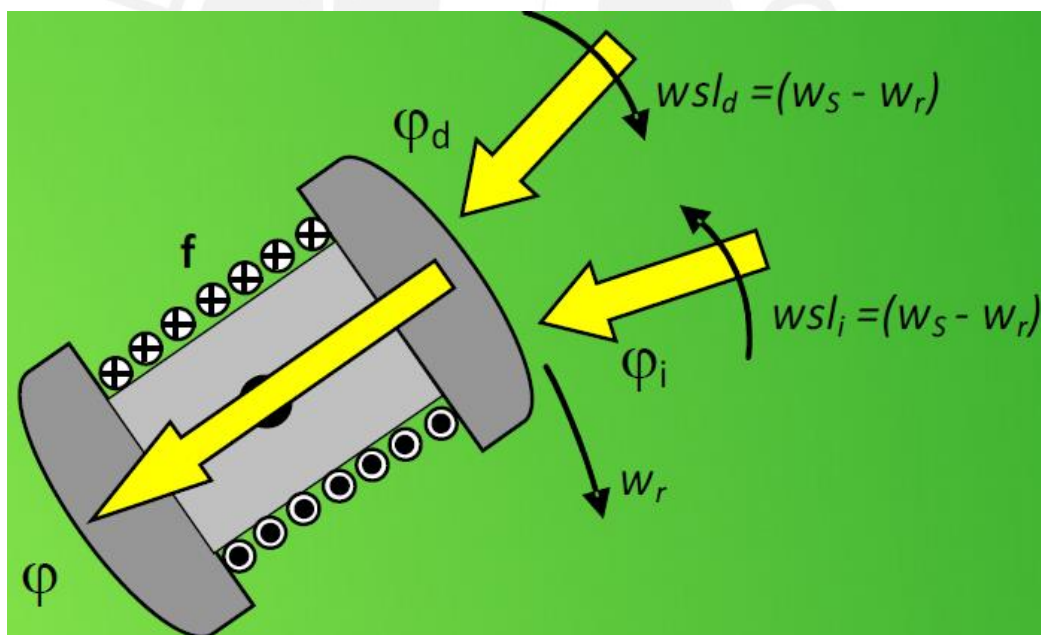


Figura 3.2 Campo rotante estático en sincronismo con el campo del devanado de excitación (Fuente: [3])

El flujo tendrá dos componentes; uno girando en el sentido de la secuencia directa (RST) de devanado del estator y otro en el sentido de la secuencia negativo (RTS).

Ahora el deslizamiento del motor es s y la velocidad de sincronismo se denota como n_s , el que se determina del modo siguiente:

$$n_s = \frac{120 \times f_e}{p}$$

Con:

f_e : Frecuencia de la fuente de alimentación (Hertz).

p : Número de polos del motor.

La frecuencia de la corriente del rotor será $(s \cdot f_e)$, donde f_e es la frecuencia de la fuente de alimentación y la velocidad del campo rotatorio relativo al rotor será $(s \cdot n)$ y la velocidad del rotor es $(1 - s) \cdot n$

Cuando la dirección del giro del rotor es de secuencia positiva la velocidad del campo rotatorio relativo al rotor es $(+s \cdot n)$, y en secuencia negativa $(-s \cdot n)$.

Entonces la velocidad del campo rotatorio del rotor en espacio será:

$$s \cdot n + (1 - s) \cdot n = n$$

$$-s \cdot n + (1 - s) \cdot n = (1 - 2 \cdot s) \cdot n.$$

A partir de estas ecuaciones podemos analizar los siguientes 03 casos de acuerdo al deslizamiento:

- Si $2s < 1$, w_i es decir la frecuencia del campo de secuencia inversa rotórico en el sistema de referencia del estator resulta positiva, esto ocurre cuando $s < \frac{1}{2}$ resultando el sentido de giro el mismo que el del rotor y del campo giratorio estático, por lo que el par electromagnético resulta motor.
- Si $2s = 1$, resulta $w_i = 0$, es decir la frecuencia del campo de secuencia inversa rotórico en el sistema de referencia del estator es nula. Esto ocurre cuando $s = \frac{1}{2}$, el campo de secuencia inversa es estacionario respecto al estator y no puede inducir ninguna FEM y por consiguiente no produce

corriente, por lo que el par electromagnético debido al campo inverso es nulo.

- Si $2s > 1$, entonces w_i y la frecuencia del campo de secuencia inversa rotórico en sistema de referencia del estator resulta negativa y el sentido de giro es opuesto al sentido de giro del rotor y del campo rotórico de secuencia directa por lo que el par electromagnético resulta frenante.

En el caso que el motor pueda arrancar, si el par resistente es menor que par de carga, entonces se acelerará.

Se suele emplear una resistencia de descarga, conectado al bobinado del rotor, cuya función es disipar la energía generada en este devanado.

El valor óptimo de la resistencia de arranque, deducido experimentalmente es de 7 veces la resistencia del devanado de excitación. [3]

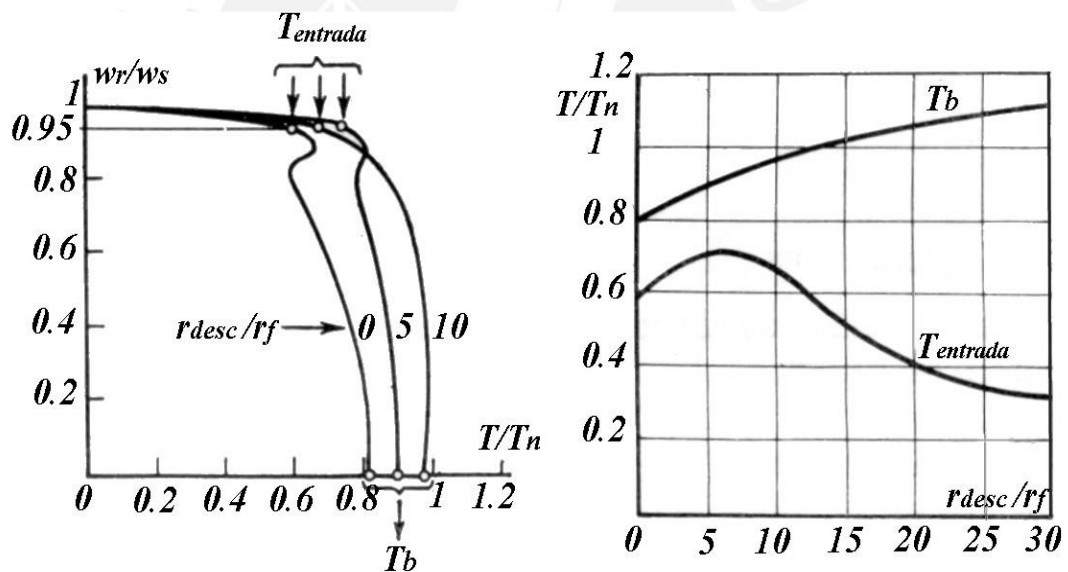


Figura 3.3 Influencia de la resistencia de descarga en el par de bloqueo T_b y el par de entrada $T_{entrada}$ (Fuente: [3])

Con respecto a la tensión inducida en el bobinado de rotor se podrá de donde proviene mediante las siguientes fórmulas:

$$e_i = (V \times B) \cdot L \cdot N$$

$$e_i = (n_s - n) \cdot B \cdot L \cdot N$$

Siendo:

e_i : fem inducida (voltios).

B : densidad de campo magnético (Wb/m^2).

L : longitud de la espira del rotor (m).

N : número de espiras del rotor (vueltas).

n_s : velocidad del campo magnético del estator (rpm).

n : velocidad del rotor (rpm).

El voltaje inducido en el bobinado del rotor tendrá un valor variable dado que depende de la velocidad relativa del rotor y la del campo magnético giratorio que le da origen.

En el primer instante, el valor de n es 0 RPM dado que no existe movimiento del rotor, por lo que el voltaje inducido llega a ser elevado y únicamente depende de n_s . Al poner en marcha al motor síncrono como un motor jaula de ardilla, aumentará gradualmente el valor de su velocidad (n) produciendo una disminución del voltaje inducido y su frecuencia.

Por lo que para determinar el momento de la puesta en sincronismo del motor, será necesario el empleo de un sensor que registrará la frecuencia de la corriente que circula por la resistencia de descarga de campo (RDC), siendo este sensor un frecuencímetro implementado en un programa del microcontrolador a partir del cual se efectuará el control del instante en que se debe conectar la fuente de alimentación implementada al bobinado del rotor habiendo antes retirado la resistencia de descarga de campo como parte del circuito..

Esta fuente de alimentación para la excitación del bobinado deberá ser conectada cuando la velocidad del rotor sea mayor al 90% de la velocidad de sincronismo. [15] El proceso de puesta en marcha del motor expuesto en un diagrama de flujo, se muestra en la figura 3.4.

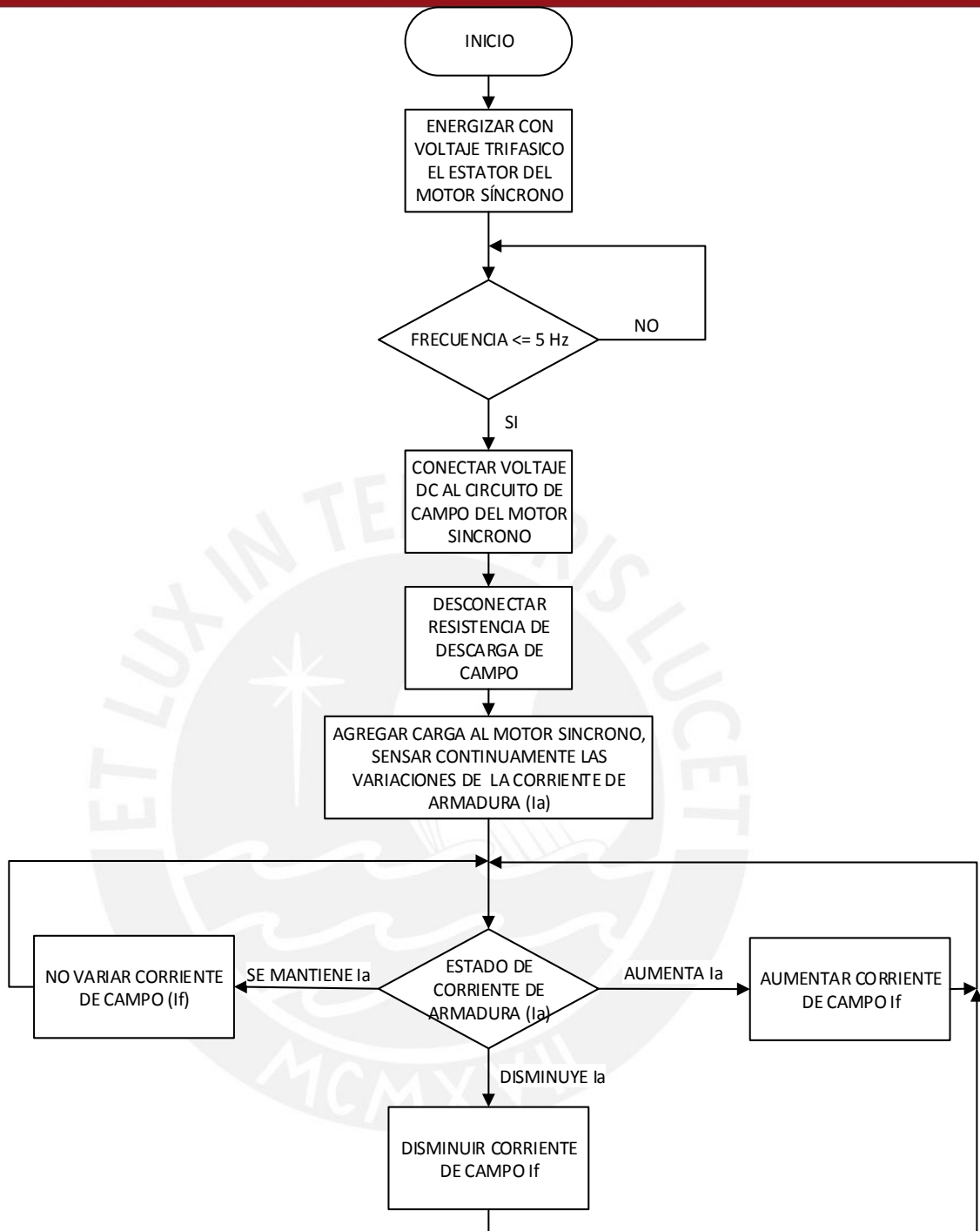


Figura 3.4 Diagrama de flujo de las etapas del arranque de un motor síncrono (Fuente: Propia).

3.4 ETAPAS DEL CIRCUITO DE ARRANQUE

En la siguiente figura se muestra, el diagrama de bloques de las etapas del diseño de la puesta en marcha o arranque de un motor trifásico síncrono.

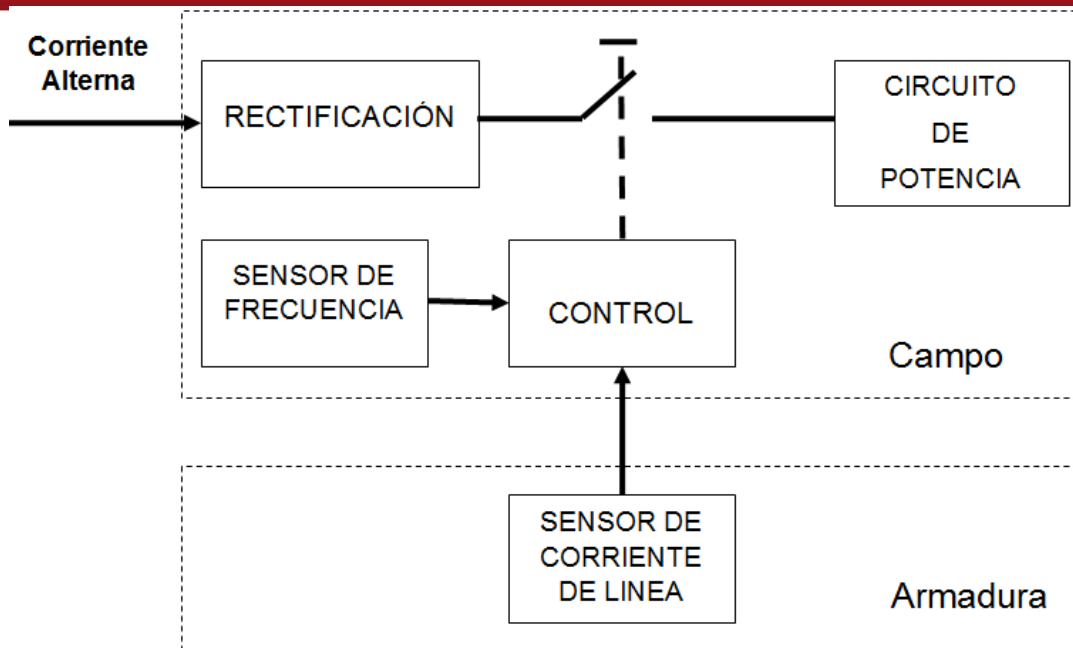


Figura 3.5 Diagrama de bloques del diseño del sistema de arranque del motor síncrono (Fuente: Propia).

3.5 JUSTIFICACIÓN DEL DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION PARA EL CIRCUITO DE CAMPO

Las fuentes de alimentación reguladas linealmente no resultan ser una buena alternativa si lo que se busca es un alto rendimiento y un tamaño reducido. A diferencia de éstas, las fuentes de alimentación conmutadas logran la transformación de un nivel DC a otro por medio de circuitos convertidores de DC-DC que utilizan dispositivos semiconductores como MOSFETs, IGBTs, SCR, entre otros, que operan como interruptores a velocidades de conmutación en el orden de los KHz; de esta forma la disipación de potencia es mucho menor. Otro aspecto importante a resaltar es que el rango de tensión de entrada es amplio pues la tensión de salida no depende directamente de su valor sino del control del tiempo de conducción del transistor conmutador.

Por estas razones las fuentes del tipo conmutadas han gozado de una especial aceptación en el campo de las aplicaciones industriales. Sin embargo, para la presente tesis el suministro de tensión DC a una magnitud constante no es necesario pues la máquina eléctrica responde de la misma manera a un suministro de tensión DC con la técnica de modulación por ancho de pulsos bajo una frecuencia adecuada.

La figura 3.6 muestra el diagrama de bloques para el diseño de la fuente de alimentación en la presente tesis. La entrada del sistema es una tensión AC, ésta pasa por una etapa de rectificado y filtrado de la cual se obtiene una tensión DC no regulada. La tensión DC no regulada es la tensión que recibe el dispositivo denominado conmutador que viene a ser un conjunto de IGBT que convierten la tensión DC en DC de valor regulable mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos. El diseño se explicará con mayor detalle en acápite 3.5.3 del capítulo 3 del documento. El periodo de conducción del dispositivo conmutador será definido por un programa de control de lazo abierto en el controlador a través del circuito de mando de compuerta.

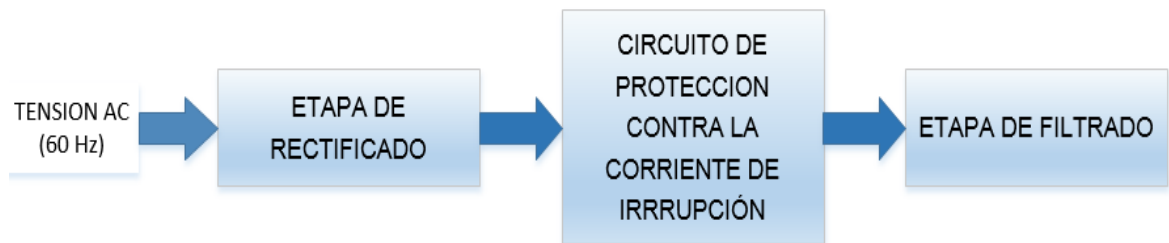


Figura 3.6 Diagrama de bloques de las etapas del diseño de la fuente de alimentación del circuito de campo (Fuente: Propia)

3.5.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Fuente encargada de rectificar tensión AC a una tensión DC no regulada (V_E). Dicha fuente alimentará al circuito de campo del motor una vez alcanzado el sincronismo.

$V_{entrada}$: Voltaje de entrada a la fuente primaria (AC)

V_E : Voltaje de salida de la fuente primaria (es la tensión de salida mínima requerida)

P_E : Potencia de salida requerida

3.5.1.1 ETAPA DE RECTIFICACIÓN

Esta etapa la constituye los diodos rectificadores que se encargan de rectificar la tensión AC del ingreso. La selección de estos componentes se realiza en función de los valores máximos de corriente y del valor de tensión inversa a los que deben estar sometidos. Para motivos de diseño se trabajarán con los valores nominales de corriente y voltaje que se encuentran en los datos placa del motor síncrono.

3.5.1.2 PROTECCIÓN CONTRA LA CORRIENTE DE IRUPCIÓN

La corriente de irrupción llamada en inglés “inrush current” es aquella que se genera en circuitos con condensadores, bombillas eléctricas, calentadores, entre otros cuando son encendidos y tiene una magnitud de hasta 100 veces la corriente normal [11].

Al momento de encender la fuente de alimentación se genera la corriente de irrupción a causa de los condensadores electrolíticos que se encuentran descargados en su estado inicial y cuyos comportamientos en ese estado se asemejan a la de varios cortos circuitos en paralelo. Esta corriente es en definitiva un potencial peligro para la fuente dado que puede dañar los componentes analógicos y en general afectando negativamente al funcionamiento dicha fuente.

Se plantea para el diseño de la fuente usar una resistencia para disminuir la corriente de irrupción y luego de un tiempo, cuando los condensadores estén cargados, y cuando la corriente que circula por la resistencia es casi nula, se cortocircuitará mediante un relé el cual será activado por una señal del microcontrolador. Dicha configuración viene detallada en el acápite 3.6 del presente capítulo.

3.5.1.3 ETAPA DE FILTRADO

Durante esta etapa, la tensión rectificadora obtenida del puente de diodos es suavizada por acción de condensadores durante su carga y descarga, de esta forma se obtiene lo que se denomina tensión DC no regulada.

Para hallar el valor del condensador con base en la figura 3.7 se plantea lo siguiente:

$$V_{in} = V_{imax} \times \sin(\omega t + \theta) \quad (\text{Ecuación general})$$

$$V_{min} = V_{pk} \times \sin(\omega t_c)$$

$$V_{min} = V_{pk} \times \sin\left(\omega\left[\left(\frac{T}{4} - t_c\right)_0\right]\right)$$

$$V_{min} = V_{pk} \times \sin\left(\frac{2\pi}{T}\left[\left(\frac{T}{4} - t_c\right)_0\right]\right)$$

$$V_{min} = V_{pk} \times \sin\left(\frac{\pi}{2} - \omega t_c\right)_0$$

A partir de esta última ecuación se calcula el valor del tiempo de recarga:

$$t_c = \frac{\arccos\left(\frac{V_{min}}{V_{pk}}\right)}{\omega}$$

El valor de la corriente a través de la carga en las condiciones extremas en función de la potencia de salida requerida está dado por la siguiente relación:

$$I_c = \frac{P_I}{V_{Imin}}$$

Siendo:

P_I : La potencia de salida requerida hacia la carga.

V_{Imin} : El voltaje mínimo de ingreso hacia la carga.

El valor I_c debe mantenerse durante el periodo completo de la señal rectificadora; para esto se da la aproximación a la corriente de recarga del condensador de filtro a un pulso rectangular visualizado en la figura 3.7. A partir de esta premisa se obtiene la siguiente igualdad:

$$I_c = \frac{t_c \times I_{pk}}{T_R} = \frac{P_I}{V_{Imin}}$$

Con T_R definido como el periodo de la onda rectificadora.

Asumiremos que la energía disipada en el condensador durante un periodo de la onda rectificadora es nula por lo tanto la corriente de carga es la misma que la de descarga. La corriente de descarga es la que se entrega a la carga.

$$T_R = \frac{T}{2}$$

El valor de la corriente pico la denotaremos con la siguiente igualdad:

$$I_{pk} = \frac{T_R \times P_I}{t_c \times V_{Imin}}$$

Usamos además la ecuación:

$$\Delta Q = C \times \Delta V = I_{pk} \times \Delta t$$

A partir de la igualdad anterior obtenemos los siguientes valores:

$$\Delta V = V_r$$

$$\Delta t = t_c$$

Teniendo en cuenta que V_r es el voltaje con el cual el condensador se carga durante t_c y por lo tanto es también el rizado a la salida de la fuente primaria como se observa en la figura 3.7.

El valor del condensador en función a las igualdades descritas anteriormente nos da como resultado:

$$C = \frac{T_R \times P_I}{V_r \times V_{Emin}}$$

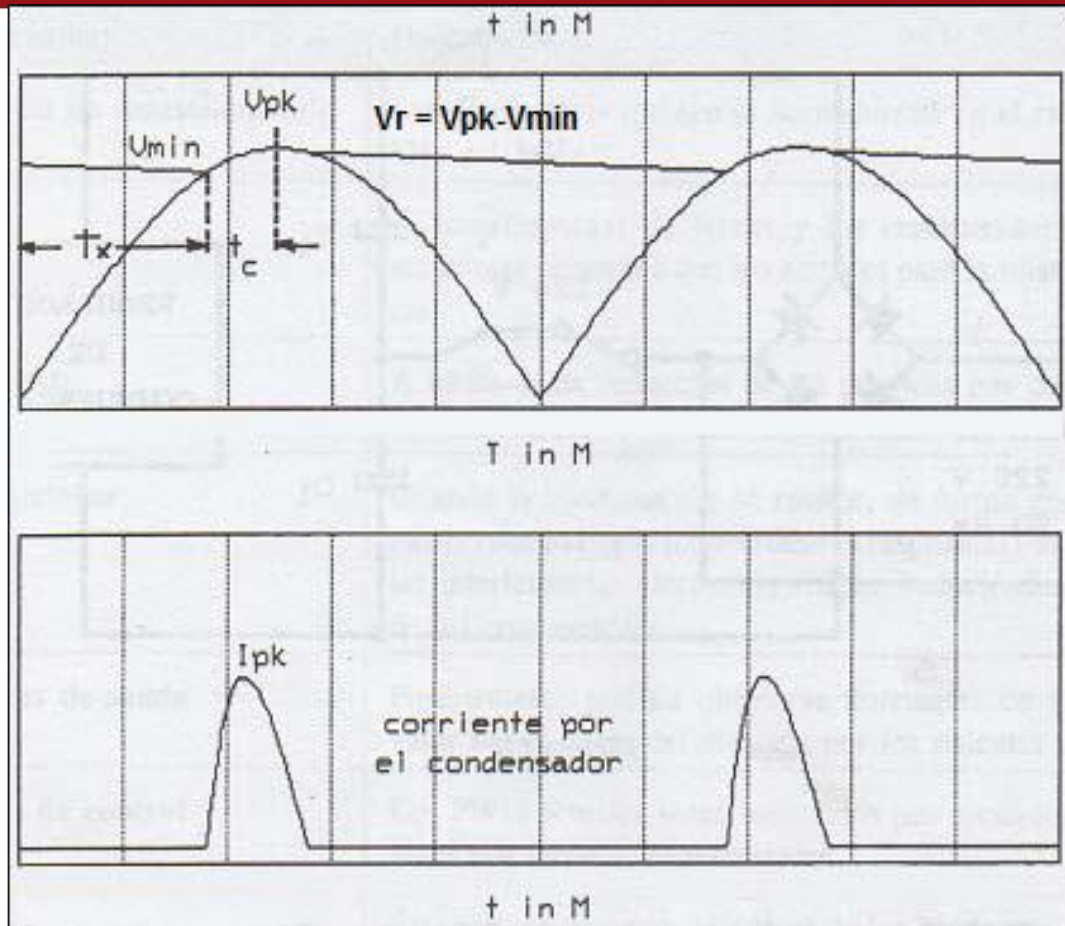


Figura 3.7 Representación de voltaje y corriente que se obtienen a la salida de la fuente (Fuente: [11])

3.5.2 CONMUTADOR

Se buscará un elemento con la capacidad de operar en régimen de conmutación y a altas frecuencias que cuente además con la capacidad de manejar magnitudes de corrientes altas, dentro de esta descripción encontramos dispositivos como MOSFETs, IGBTs, BJT, etc.

Para motivos de la presente tesis se evaluó la elección entre transistor MOSFET y transistor IGBT debido a la capacidad de ambos de controlar su conmutación por tensión en sus terminales de control.

Se elige emplear el transistor MOSFET por ser un dispositivo más económico que el transistor IGBT pues la aplicación de este último está orientada a potencias más altas de trabajo que el transistor MOSFET.

Las características predominantes para optar por la selección de este componente residen en su capacidad de corriente durante la etapa de saturación y la tensión

máxima que puede soportar entre sus terminales de drenador y surtidor, denominado tensión de ruptura, durante la etapa de corte.

3.5.2.1 DISIPADOR

La relación entre la confiabilidad y la temperatura de operación de un dispositivo semiconductor de silicio típico muestra que la reducción en la temperatura corresponde a un incremento exponencial en la confiabilidad y la expectativa de vida del dispositivo. Por tal razón, la vida útil y el performance confiable de un componente pueden ser aseguradas controlando efectivamente la temperatura del dispositivo dentro de los límites indicados por el ingeniero de diseño del dispositivo [13].

Los dispositivos semiconductores de la fuente del presente estudio, como el transistor MOSFET y el puente de diodos, durante su funcionamiento puede que necesiten disminuir su resistencia térmica utilizando disipadores para funcionar sin riesgo de dañarse por la potencia disipada durante la conducción de ciertos niveles de intensidad de corriente. El disipador adecuado para motivos de esta tesis se elegirá a partir de cálculos basados en las hojas técnicas de los dispositivos. La figura 3.8 representa el caso general de uso del disipador.

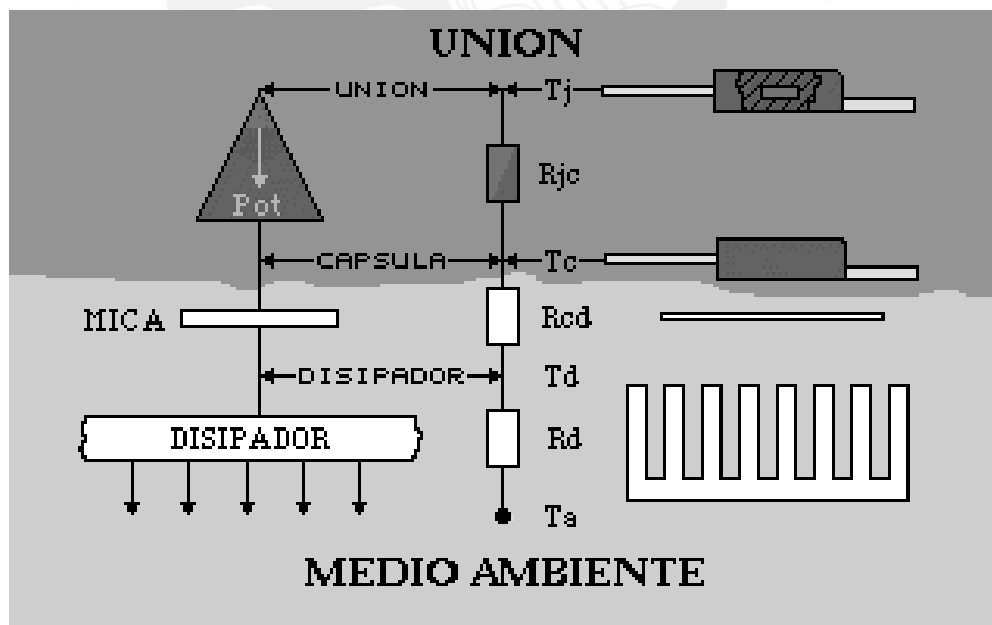


Figura 3.8 Dispositivo con disipador (Fuente: [14])

R_{jc} : resistencia unión – contenedor ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

R_{cd} : resistencia contenedor – disipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

T_d : temperatura del disipador ($^{\circ}\text{C}$).

R_d : resistencia del disipador ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$).

T_c : temperatura del contenedor ($^{\circ}\text{C}$).

T_a : temperatura ambiente ($^{\circ}\text{C}$).

T_j : temperatura de la unión ($^{\circ}\text{C}$).

Gobernado por la ecuación:

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{R_{sa} + R_{cs} + R_{jc}}$$

3.5.3 CIRCUITO DE MANDO DE COMPUERTA

Debido al distinto nivel de voltaje que el microcontrolador maneja a sus salidas, éste no es lo suficientemente necesario para activar el transistor de potencia que para la tesis viene a ser el MOSFET, por lo tanto este circuito tendrá la función de permitir activar el MOSFET a la orden del microcontrolador.

Para contar con el aislamiento necesario que debe existir entre la etapa de control con la de potencia, representado por el microcontrolador tanto como por el MOSFET respectivamente, es necesario contar con un dispositivo intermedio que asegure esta característica que además deba funcionar adecuadamente a la frecuencia de la conmutación del transistor cuyo rango de operación está en el orden de los KHz.

Para cubrir los requerimientos de aislamiento y velocidad de funcionamiento se utilizará un optoacoplador para altas frecuencias.

3.5.4 CIRCUITO DE PROTECCION CONTRA LA CORRIENTE DE RETORNO

El circuito de protección contra la corriente de retorno, cumple la función de descargar al circuito de impedancia inductiva RL, propio de las máquinas eléctricas, debido a que existe una circulación de corriente aún luego de retirar la tensión por el comportamiento característico de la bobina de no permitir cambios instantáneos en la corriente tanto en intensidad como en sentido; se plantea para este fin un par de diodos de recirculación en paralelo a la bobina de campo. También se debe asegurar que el sentido de la corriente sea de la fuente de tensión hacia la carga para lo cual también se usarán diodos. Ambos diodos, tanto para la descarga del circuito RL como para asegurar el sentido de su circulación, deben ser del tipo rápidos debido a la frecuencia elevada a la que se harán las conmutaciones pues se necesita de menores tiempos de respuesta que los diodos rectificadores estándar.

La selección de estos componentes se realiza en función de características como la velocidad de respuesta, los valores máximos de corriente y el valor de tensión

inversa que pueden soportar.

3.5.5 MICROCONTROLADOR

Este dispositivo es un circuito integrado que incluye en su interior las cuatro unidades funcionales de un computador: CPU, memoria, circuito temporizador y unidades de E/S; es decir, se trata de un computador completo en un solo circuito integrado. Debido a estas características, se utilizará para el controlar la funciones del sistema. La fuente de alimentación requiere que el microcontrolador se encargue de la lectura de la entrada de lazo abierto (a través del canal de conversión análogo digital), de la generación de la señal PWM para la regulación del ciclo de trabajo de la tensión de salida y del control del periférico que interviene en la desactivación del circuito de protección contra la corriente de irrupción (detallado en la sección 3.5.1.2 del presente capítulo).

3.5.6 FUENTES AUXILIARES

Denominadas de esta manera las fuentes adicionales que proporcionan niveles de tensión DC fijos.

Para alimentar el circuito del microcontrolador se requerirá de un nivel de tensión de 5VDC y para la excitación del transistor MOSFET de potencia se requerirá otro nivel de tensión de 18VDC.

3.6 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN PARA EL CIRCUITO DE CAMPO DEL MOTOR SÍNCRONO

Se diseñará la fuente de alimentación tomando como base los datos de la placa del motor síncrono registrados en la tabla 3.1

ASEA		
Gen. 3~	50Hz	IEC 34-1
2 KVA x 0.8		N° 6231 207
		1500 r/min
		Class. Stator F Rotor F
220V Y		5.25A
Exc 110V		Exc. 1.6A
		S21A
		100Kg

Tabla 3.1 Datos de placa del motor síncrono (Fuente: Propia)

Se detallan los datos nominales para el circuito de campo, conocido también como circuito de excitación, cuyos valores son 110VDC y 1.6A. Durante ensayos desarrollados en el laboratorio con el asesor de la tesis, se demostró que con un nivel de tensión de 80VDC ya se alcanza la corriente nominal de 1.6A en el circuito. Para la alimentación de este circuito se plantea diseñar una fuente para las siguientes especificaciones: 0 – 100 VDC / 2.5A.

Para obtener la excitación deseada para el circuito de campo y para lograr un mayor gobierno sobre la variación del nivel de tensión de la fuente, mediante la técnica de modulación por ancho de pulsos, se decide emplear un transformador a la entrada con especificación de 220 / 70 VAC 3A.

3.6.1 ETAPAS DEL DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

3.6.1.1 DISEÑO DE LA ETAPA DE RECTIFICADO

Se propone el uso de un puente rectificador encapsulado por ser una solución más compacta. Los criterios tomados en cuenta para la selección de este componente fueron:

- Valor de tensión inversa: $V_{inv} > V_{PKmax} = 70 \cdot \sqrt{2} = 100 \text{ VDC}$
- Corriente máxima de circulación: $I_{max} > 2.5 \text{ A}$
- Bajo costo

La tabla 3.2 muestra comparativamente puentes rectificadores que cumplen con los requerimientos mencionados.

Se elige el puente rectificador KBU4J por su bajo precio y por su V_{inv} alto a comparación de los puentes KBL02 y el GBU4D además de no encontrarse en el mercado.

Modelo	KBU4J	KBL02	GBU4D
Tensión inversa máxima	600V	200V	200V
Corriente máxima	4A	4A	4A
Costo	\$ 0.6	\$ 0.91*	\$ 0.88*

Tabla 3.2 Comparación de características entre puentes rectificadores para la fuente a diseñar (Fuente: Propia)

3.6.1.2 DISEÑO DE CIRCUITO CONTRA LA CORRIENTE DE IRRUPCIÓN

Para la simulación de los inconvenientes que produce este fenómeno en los componentes electrónicos de la fuente para el circuito de campo del motor síncrono., se hará empleo de simulaciones en el programa Proteus Professional Demonstration, versión limitada del programa original.

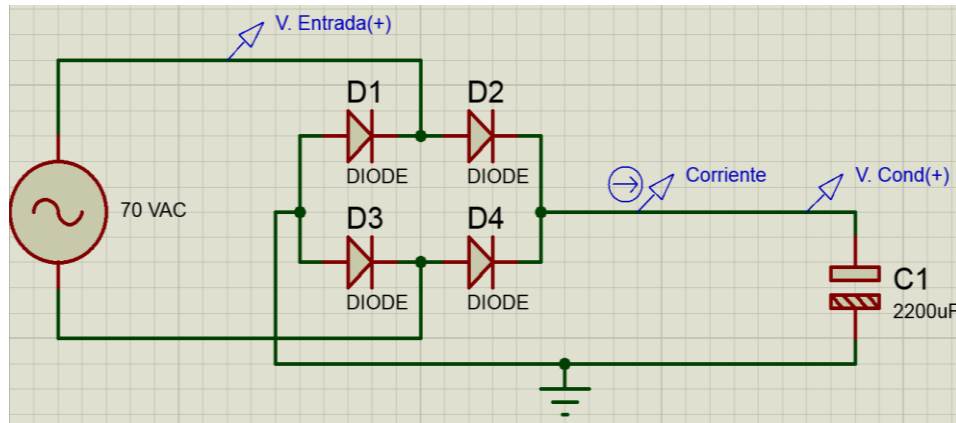


Figura 3.9 Primer circuito para la simulación de la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

En la figura 3.10 se muestra el resultado de la simulación donde se observa un transitorio de la corriente durante la carga del condensador (gráfica de color fucsia) con un pico de aproximadamente 60A. El transitorio se da en un tiempo de 4.20ms y podría afectar al puente rectificador.

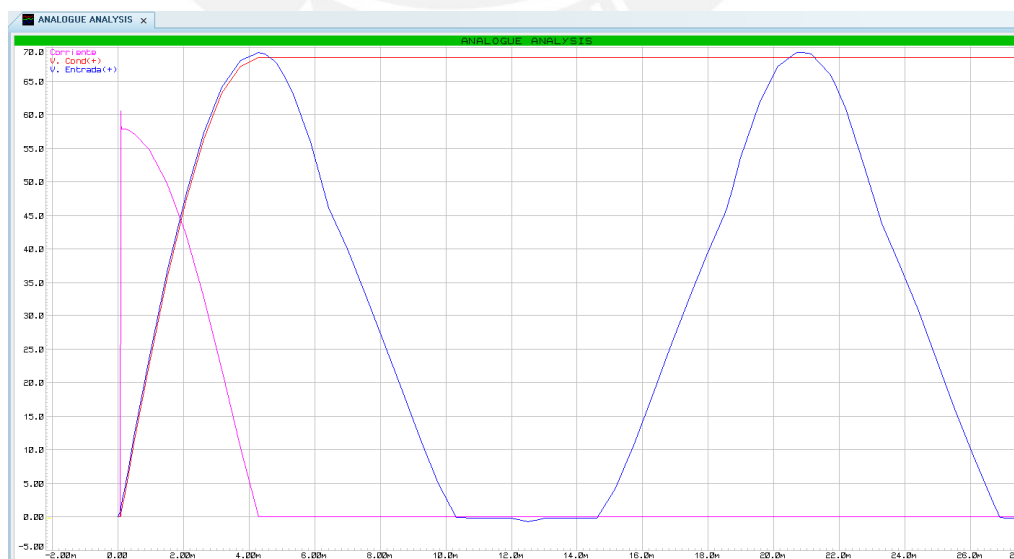


Figura 3.10 Gráficas resultado del primer circuito (Fuente: Propia)

Se propone añadir una resistencia de 10Ω de con una potencia de disipación de 10W para poder limitar este pico de corriente. El circuito a simular lo visualizamos en la figura 3.11

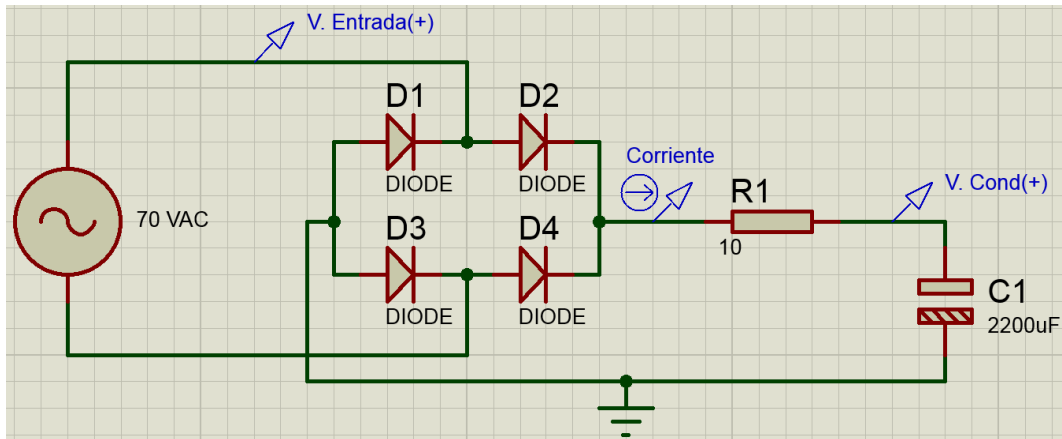


Figura 3.11 Segundo circuito para la simulación de la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

La figura 3.12 registra las gráficas como resultado de la adición de la resistencia. Se observa una atenuación de la corriente de irrupción que resulta aproximadamente 6A (12 veces menor a la corriente original debido a la división que ocasiona la resistencia de 10Ω por la Ley de voltaje de Kirchoff). Se puede apreciar además un mayor tiempo de carga del condensador el cual es aproximadamente:

$$5\tau = 5RC = 5 \times 10 \times 2200\mu F = 110 \text{ ms}$$

Si la resistencia permanece en el circuito durante el funcionamiento de la fuente, disipará potencia; por ello debe ser retirada o cortocircuitada luego de 5τ lo que equivale a decir cuando el condensador concluya su carga.

Para cortocircuitar la resistencia se plantea el uso de un relé cuya activación será por una señal del microcontrolador en el tiempo adecuado. El circuito para este propósito se detalla a continuación.

La figura 3.13 representa el circuito de protección contra la corriente de irrupción. En el diseño se observa un relé de código SRD-5VDC-SL-C de 5 terminales, dos para la excitación de la bobina y tres que corresponden a los contactos. De los contactos uno de ellos está normalmente cerrado y el otro normalmente abierto.

Por el terminal denominado DESACTIVAR ingresa la señal del microcontrolador junto con su referencia GND, mientras que los terminales CONMUTACIÓN (1) y CONMUTACIÓN (3) se conectan en paralelo a la resistencia de 10Ω ; se observa

que estos terminales están normalmente en estado abierto pero debido a la señal del microcontrolador de acuerdo al programa, éstos se cerrarán y se cortocircuitará la resistencia retirándola de esta forma del circuito.

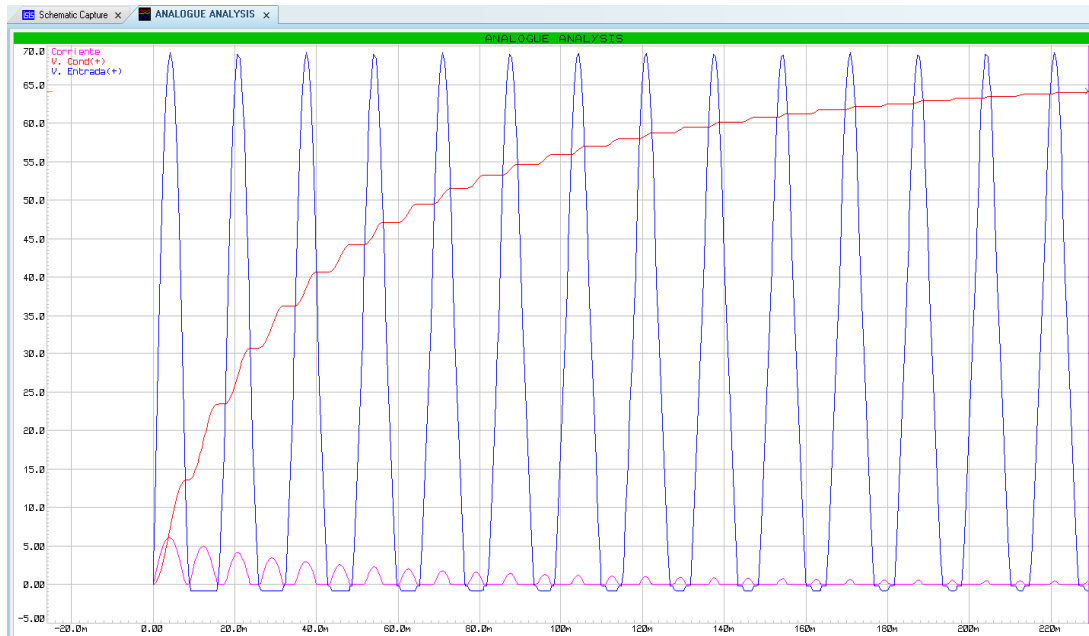


Figura 3.12 Gráficas resultado del segundo circuito (Fuente: Propia)

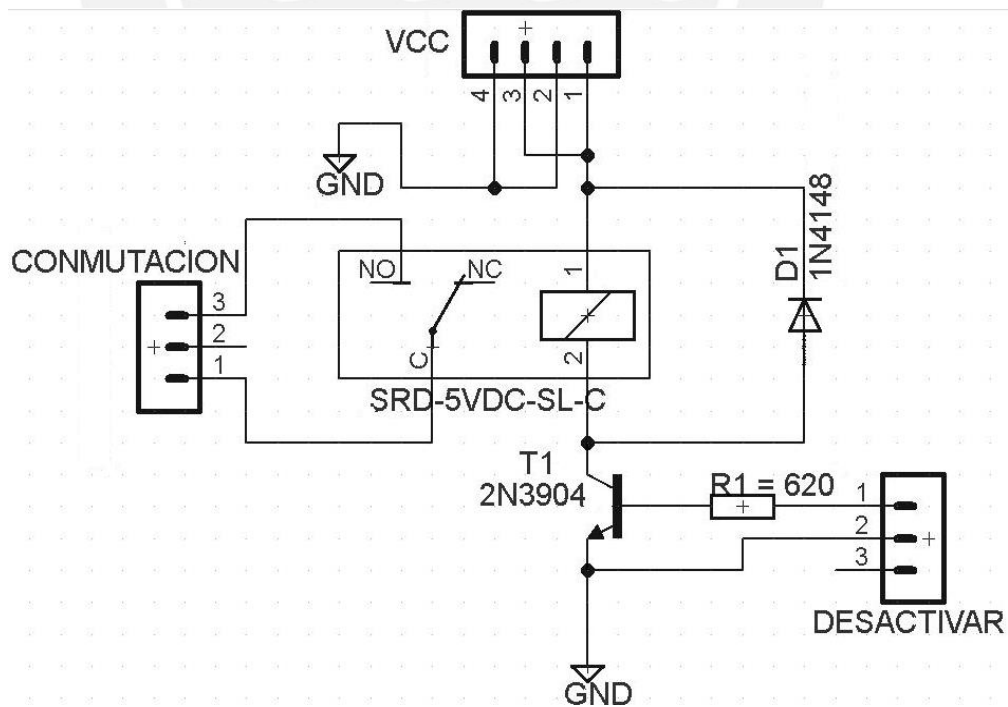


Figura 3.13 Circuito de protección contra la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

En la hoja técnica del relé SRD-5VDC-SL-C el fabricante informa que la bobina de dicho relé tiene un valor resistivo de 70Ω y debe ser atravesado por una corriente nominal de 71.4 mA para su accionamiento y conmutación. Como dato adicional se menciona que soporta una intensidad de corriente de 10A en sus contactos.

Las salidas del microcontrolador no llegan a suministrar directamente la corriente que necesita la bobina del relé para activarlo es por ello que se propone el empleo de un transistor de unión bipolar NPN 3904 a fin amplificar la corriente.

A continuación se plantea la ecuación de saturación del BJT 3904:

$$\frac{(V_{CC} - V_{CE})}{R_{BOB}} = I_C$$

Reemplazando valores obtenemos:

$$\frac{(5 - 0.2)}{70} = 68.57\text{ mA} = I_C$$

Experimentalmente se demostró que este valor de I_C es suficiente para que se realice la conmutación en los contactos del relé.

Para asegurar una buena saturación se recomienda que $\beta = 10$.

$$\text{Entonces } I_B = I_C / 10 = 6.857\text{ mA}$$

En la base del transistor BJT tenemos:

$$\frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_1} = 6.857\text{ mA}$$

Siendo:

$$V_{BE} = 0.7\text{ V}$$

Despejando se obtiene el valor de la resistencia:

$$R_1 = 627.09\ \Omega$$

La resistencia comercial más cercana es de 620Ω .

Adicionalmente, se conecta en paralelo a la bobina del relé un diodo rápido 4148 para la recirculación de corriente.

3.6.1.3 DISEÑO DE LA ETAPA DE FILTRADO

Del cálculo efectuado en la sección 3.5.1.3 del presente capítulo se hallan los siguientes valores:

$$T_R = \frac{T}{2}$$

$$P_E = 2.5 A \times 100 V = 250 W$$

$$V_r = 10\% \times 100 = 10 V \text{ (criterio de rizado entre 5\% y 10\% [11])}$$

$$V_{Emin} = 97 V$$

Se reemplazan los valores en la fórmula hallada

$$C = \frac{T_R \times P_E}{V_r \times V_{Emin}}$$

$$C = 2146.9 \mu F$$

Comercialmente se elegirá un valor del capacitor electrolítico de 2200 μ F a 200V.

3.6.2 SELECCIÓN DEL CONMUTADOR

Las características principales para realizar una selección del componente fueron las siguientes:

- Tensión de ruptura: $BV_{DSS} > 100V$.
- Capacidad de corriente en saturación: $I_D > 2.5A$.

La tabla 3.3 se muestra la comparación entre los transistores MOSFET que cumplen con los requerimientos señalados.

Modelo	IRF610PBF	FQP4N20L	FQP10N20C
Tensión de ruptura	200V	200V	200V
Capacidad de corriente	3.3 A	3.8 A	9.5 A

Tabla 3.3 Comparación entre características de los transistores MOSFET para la fuente de alimentación (Fuente: Propia).

Los transistores IRF610PBF y FQP4N20L a pesar de cumplir con los requisitos requeridos, no se encuentran en el mercado local es por ello que se opta por el FQP10N20C [10]. Debido a la característica de este transistor de tener una mayor capacidad de corriente entonces su resistencia entre drenador y surtidor en saturación ($R_{DS(on)}$) es menor que el de los otros transistores; por lo tanto, el disipador que requerirá será de menores dimensiones.

3.6.2.1 ANÁLISIS DEL DISIPADOR

Dentro de la hoja de datos del MOSFET FQP10N20C se encuentra la siguiente información que será relevante para el dimensionamiento del disipador:

$$T_j = -55 \text{ a } 150^\circ\text{C}$$

$$R_{DS(on)} = 0.36 \Omega$$

$$R_{jc} = 3.3^\circ\text{C/W}$$

$$R_{cd} = 0.5^\circ\text{C/W (típico)}$$

Se trabajará asumiendo una temperatura del ambiente de 45°C debido a la condición de estar dentro de un compartimento cuando el equipo esté terminado y una corriente que atraviese de 3.5A con el fin de sobredimensionar el disipador.

Se plantea la ecuación empleando la figura 3.8 antes enunciada:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_d + R_{cd} + R_{jc})$$

$$P = I^2 \cdot R_{ds(on)}$$

$$P = 3.5^2 \cdot 0.36 = 4.41 \text{ W}$$

Reemplazando los valores en la ecuación principal:

$$150 - 45 = 4.41 \times (R_{sa} + 0.5 + 3.3)$$

$$R_{sa} = 20.009^\circ\text{C/W}$$

Con el R_{sa} hallado se busca en una página web de ventas de electrónicas y se encuentra el disipador de la figura 3.15 con una resistencia térmica de 20°C/W el cual es un valor cercano al requerido; con las medidas de la figura se adquiere un disipador similar para el MOSFET FQP10N20C en el mercado local.

Se debe de corroborar que el disipador deba calzar con el tipo de empaquetadura del transistor MOSFET que para motivos de la tesis es el TO-220.

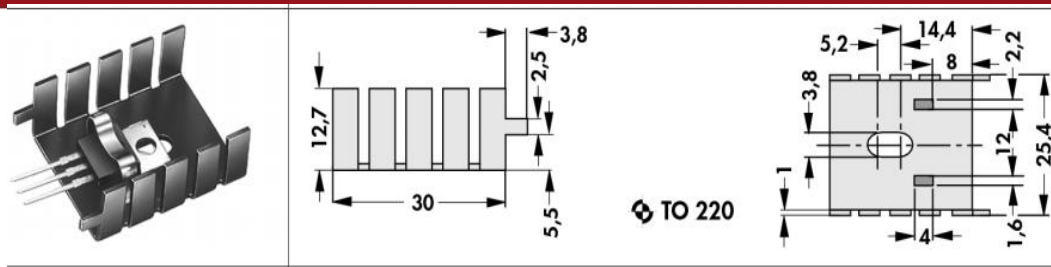


Figura 3.14 Disipador con resistencia térmica de 20°C/W (Fuente: <http://www.farnell.com/datasheets/17597.pdf>)

3.6.3 DISEÑO DEL CIRCUITO DE MANDO DE COMPUERTA DEL CONMUTADOR

En la figura 3.16 se encuentra esquematizado mediante el programa EAGLE, versión limitada del programa oficial, el circuito de mando de compuerta del MOSFET. Mediante la bornera P.CONTROL es posible suministrar al circuito de los siguientes valores detallados a continuación:

- ❖ Terminal 1: perteneciente a la referencia GND de la alimentación del microcontrolador.
- ❖ Terminal 2: perteneciente al ingreso de la señal PWM proveniente de la salida OC1A del microcontrolador.
- ❖ Terminal 3: alimentación con 5VDC para el microcontrolador.

El fabricante especifica mediante su hoja técnica que para el optoacoplador rápido 6N136 debe contar con una corriente que atraviese el diodo led de hasta 25mA, también señala una caída de tensión típica de 1.45V y máxima de 1.7V para su dispositivo.

Debido a que los terminales del microcontrolador entregan una corriente escasa a comparación de la que necesita el diodo led del optoacoplador para ser activado entonces se usa un transistor de unión bipolar NPN 3904 para amplificar la corriente.

Planteamos las ecuaciones de saturación del BJT 3904:

$$\frac{(V_{CC} - V_{P_{led}} - V_{CE})}{R7} = 20 \text{ mA} = I_C$$

$$\frac{(5 - 1.7 - 0.2)}{R7} = 20 \text{ mA}$$

$$R7 = 155 \Omega$$

Se elige la resistencia comercial más cercana siendo 150Ω

Para aseguramiento de buena saturación del transistor T2 se recomienda que $\beta = 10$.

$$\text{Entonces } I_B = I_C / 10 = 2 \text{ mA}$$

En la base del transistor T2 tenemos:

$$\frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R3} = 2 \text{ mA}$$

$$\frac{(5 - 0.7)}{R3} = 2 \text{ mA}$$

$$R3 = 2150 \Omega$$

Se elige la resistencia comercial más cercana que es de $2 \text{ K}\Omega$.

Por el otro lado del optoacoplador, se tiene una fuente lineal de 18VDC encargada de conmutar al MOSFET de acuerdo a la señal PWM de ingreso por el emisor. Los transistores T1 y Q1 funcionan de la misma manera que el transistor anterior T2; es decir, en corte y saturación sólo que en este caso cuando T1 esté en corte Q1 estará en saturación y viceversa esto con el objetivo de descargar la capacitancia existente entre compuerta y surtidor pues de no hacerse la señal de ingreso por esos terminales se ve distorsionada.

Se aplicarán las mismas ecuaciones tanto de ley de voltaje como de criterio de saturación de la misma forma que se emplearon para el caso de T2, se consigue hallar los valores para T1 y Q1:

$$R2 = 5.6 \text{ K}\Omega$$

$$R6 = 5 \text{ K}\Omega$$

$$R4 = 30 \text{ K}\Omega$$

Se visualiza que la resistencia R5 está conectada entre los terminales de compuerta y surtidor del transistor MOSFET; ésta será utilizada para analizar la señal de ingreso entre estos terminales a través de un osciloscopio. Se conoce que el valor resistivo entre los terminales de compuerta y surtidor está en el orden de los megaohmios. Para conocer el estado del MOSFET, se requiere la resistencia R5 pues debido a que su valor es mucho menor que la resistencia entre compuerta y surtidor cada vez que se mide la resistencia entre esos puntos se registra prácticamente el valor de la resistencia R5, caso contrario el valor de la resistencia entre compuerta y surtidor del MOSFET habría cambiado lo que sería un indicio de

que el transistor se ha dañado. Elegimos un valor comercial que sea menor a la resistencia entre compuerta y surtidor: $R5 = 2 K\Omega$.

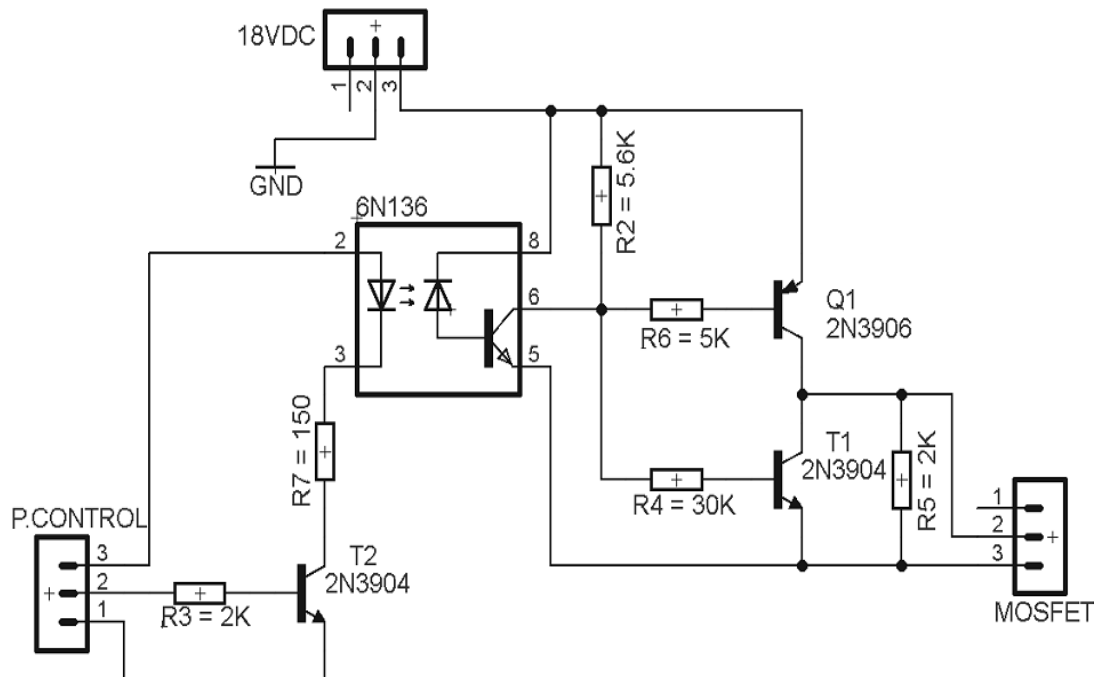


Figura 3.15 Circuito de mando de compuerta (Fuente: Propia)

3.6.4 DISEÑO DEL CIRCUITO CONTRA LA CORRIENTE DE RETORNO

En la figura 3.16 se puede ubicar específicamente en la parte inferior derecha denotado como D1 y D2 el circuito de protección contra la corriente de retorno.

El diodo rápido D1 es el encargado de que el sentido de la corriente sea de la fuente hacia la carga y el diodo D2 sirve para la descarga del circuito RL durante los periodos bajos de la tensión PWM suministrada.

Los criterios tomados en cuenta para la elección de estos dispositivos fueron:

- Velocidad para pasar de conducción en polarización directa a no conducción en polarización inversa o velocidad de respuesta menor a $111.11\mu s$ ($= 9 KHz^{-1}$).
- Tensión inversa: $V_{inv} > 100 VDC$.
- Corriente máxima de circulación: $I_{max} > 2.5 A$.

A continuación se muestra en la tabla 3.4 la comparación entre diodos rápidos que cumplen con los requerimientos mencionados.

Modelo	NTE588	MR856
Corriente máxima	3A	3A
Velocidad de respuesta	35ns	100ns
Tensión inversa máxima	150V	600V

Tabla 3.4 Comparación entre diodos rápidos para la fuente de alimentación
(Fuente: Propia)

Se opta por elegir el diodo modelo MR856 por ser el único disponible en el mercado local además de cumplir con las características deseadas.

3.6.5 SELECCIÓN DEL MICROCONTROLADOR

La elección del microcontrolador se realiza en base a los conocimientos previos de la programación, es por ello que se elegirá un microcontrolador que pertenezca a la familia ATMEL.

Durante la elección del microcontrolador para el presente estudio se tuvo como requerimientos utilizar uno con las siguientes características:

- Un canal de generación de onda PWM.
- Bajo costo.
- Presencia de canal ADC (convertidor análogo digital), por lo menos 1 canal.
- Por lo menos un puerto de Entrada/Salida para controlar el circuito de protección contra la corriente de irrupción.
- El dispositivo deberá de ser comercial en el mercado local.

De acuerdo a la tabla 3.5, los tres microcontroladores cumplen con los requerimientos del diseño; sin embargo, se eligió el ATmega8 por el conocimiento previo del tesista en su programación, por contar con el compilador gratuito a disposición AVR para la facilidad de la programación, su bajo costo y además porque se cuenta con herramientas de desarrollo para su implementación. Es importante mencionar que este microcontrolador desarrollará las funciones especificadas a lo largo del capítulo 3 de la presente tesis como es la activación de puertos para generar onda PWM, activar el circuito de protección contra la corriente de irrupción, entre otras funciones.

Modelo - Controlador	Atmel ATmega8	Atmel ATmega88	Atmel ATmega16
Canales ADC	6	6	8
Canales PWM	3	6	4
Puertos E/S	23	23	32
Tension de Suministro	4.5V – 5.5V	2.7V – 5.5V	4.5V – 5.5V
Costo	\$3.32	\$2.24	\$4.75

Tabla 3.5 Comparación entre modelos de microcontroladores (Fuente: Propia)

Para la fuente de alimentación a implementar, el microcontrolador ATmega8 generará la señal PWM de control por el terminal OC1A a una frecuencia configurada de 9KHz (este nivel de frecuencia que está dentro del rango especificado en los anexos de la tesis), además empleará el canal de conversión análogo digital ADC5 y enviará la señal de desactivación al circuito de protección contra la corriente de irrupción por el terminal PC2.

3.6.6 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE LA FUENTE PARA EL CIRCUITO DE CAMPO DEL MOTOR

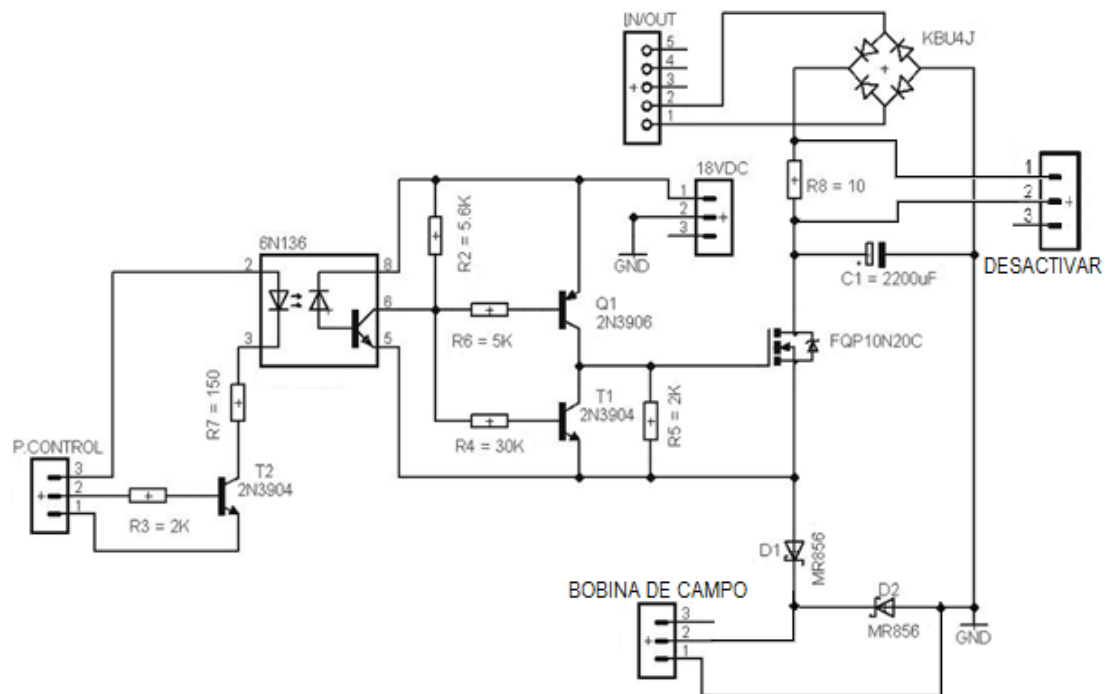


Figura 3.16 Esquemático de la fuente para el circuito de campo de motor. (Fuente: Propia)

El diagrama esquemático representado en la figura 3.16 muestra el circuito de control que permite que el mosfet pueda ser regulado mediante la onda PWM.

La bornera “DESACTIVAR” muestra la salida del circuito representado en la figura 3.13, mediante el cual una vez cumplida la función la resistencia R8 se procede a cortocircuitarla.

La bornera “BOBINA DE CAMPO” representa la salida hacia los bornes del circuito de campo del motor síncrono el cual viene a ser el equivalente a la carga.

3.6.7 DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO DE CONTROL

En la figura 3.17 se muestra el diagrama esquemático perteneciente a la tarjeta de control de la fuente de alimentación para el circuito de campo del motor síncrono.

Entre las borneras que se muestran en el esquemático mencionaremos las borneras de conexión hacia las tarjetas de protección contra la corriente de irrupción (denotada como “DESACTIVAR”) y la bornera “P_CONTROL” la cual envía hacia el mosfet la señal PWM cuyo desarrollo se vio detallado en la figura 3.15.

Adicionalmente se muestra la entrada hacia el conversor análogo digital ADC5 por medio de una resistencia variable con la cual se regula manualmente el ciclo de trabajo de la onda PWM.

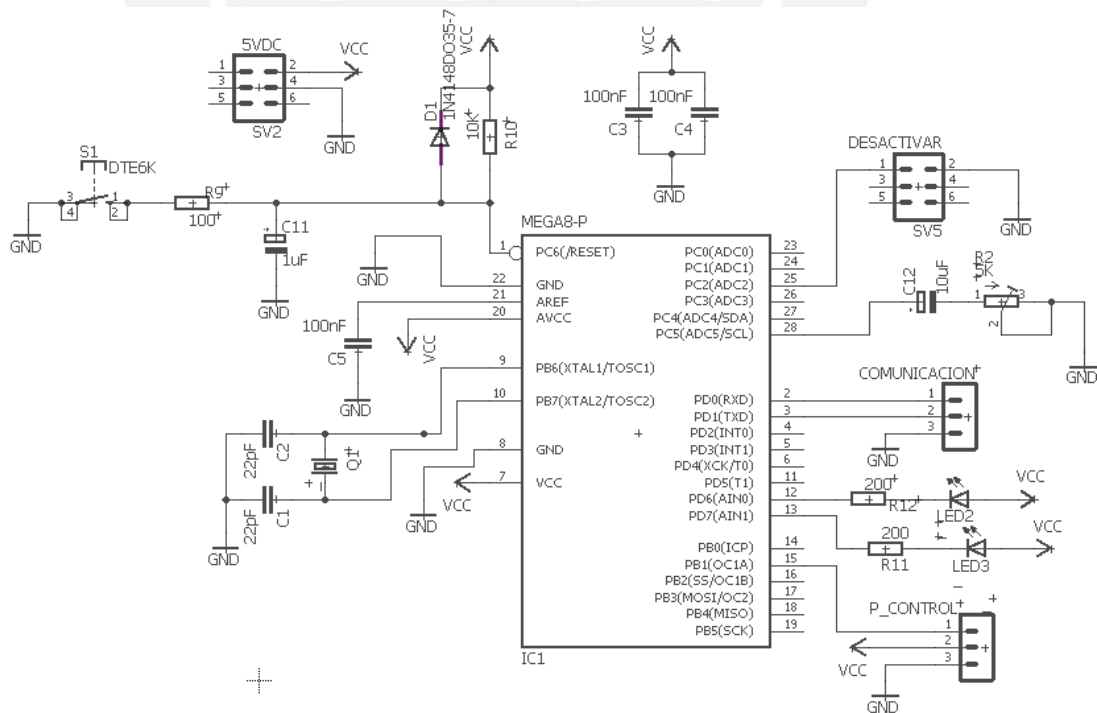


Figura 3.17 Diagrama esquemático del circuito de control (Fuente: Propia).

3.6.8 DIAGRAMA DE FLUJO DEL PROGRAMA DE CONTROL DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

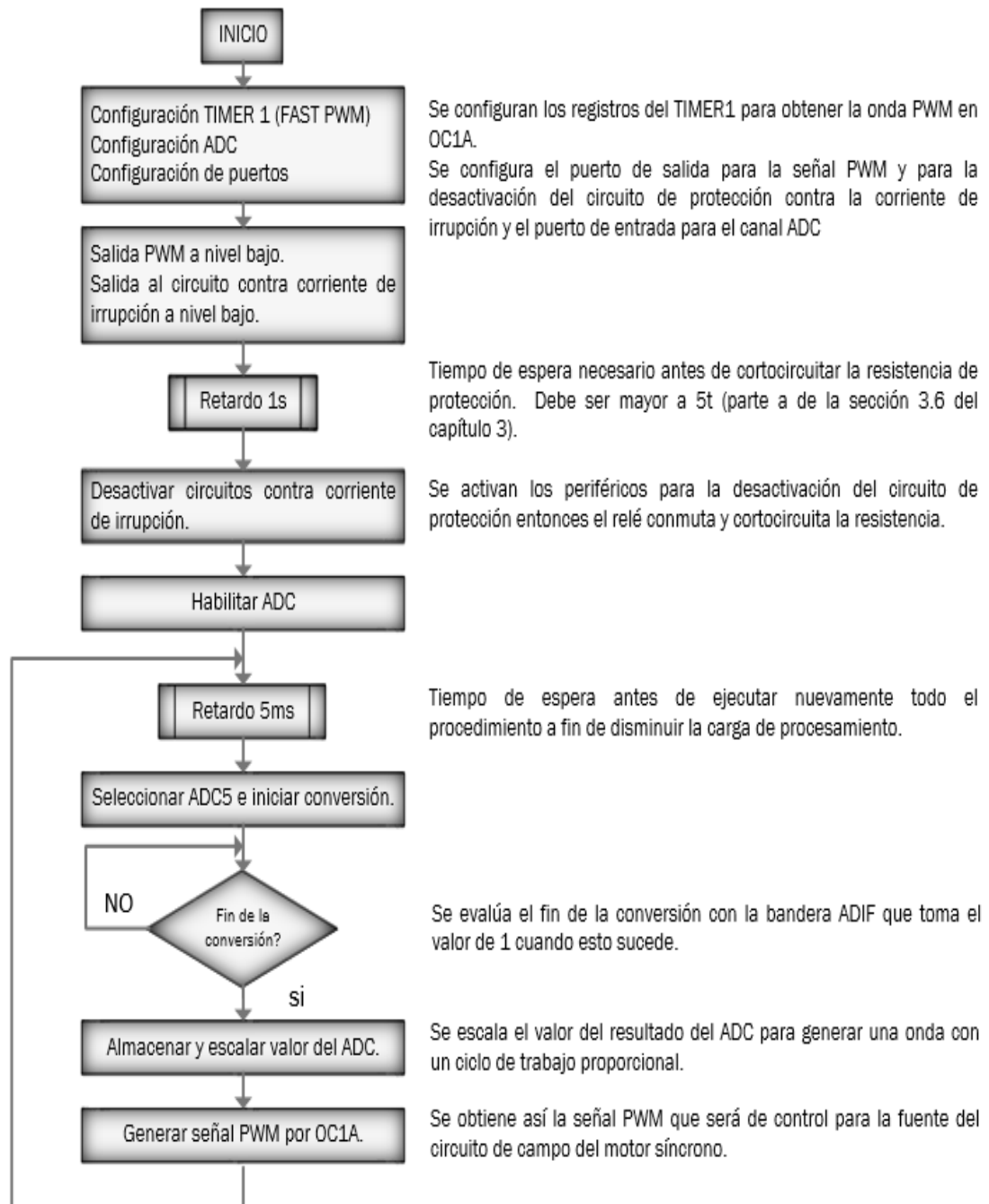


Figura 3.18 Diagrama de flujo del programa de control de la fuente regulable
(Fuente: Propia)

3.6.9 COSTOS

El proyecto de tesis desarrollado requiere de la inversión detallada en la tabla 3.6.

Cantidad	Descripción	Costo (S/.)
1	Transistor MOSFET FQP10N20C	7
1	Puente rectificador KBU4J	2
1	Optoacoplador 6N136	4
1	Relé SRD-5VDC-SL-C	2
1	Condensador (200V)	8
1	Transformador 220/70 VAC 3A	115
1	Microcontrolador ATmega8	10
	Dispositivos electrónicos en general (resistencias, condensadores, fusibles, interruptores, leds, etc.)	25
	Circuitos impresos	15
	Chasis de madera	15
	Investigación y desarrollo	1500
	Total	1703

Tabla 3.6 Consolidado de costos para la implementación de la fuente DC (Fuente: Propia).

3.7 DISEÑO DEL CIRCUITO DE SINCRONIZACIÓN DEL MOTOR SÍNCRONO

Teniendo como base la fundamentación teórica descrita en el capítulo 3 (sección 3.3) además del diagrama de flujo contemplando las partes detalladas de cómo se sucederán las etapas del arranque del motor síncrono, se procede a esquematizar el circuito general a simular en la figura 3.20, a partir de este circuito se disgregarán las funciones que se simularán por separado y cuyos resultados mostrarán detallados en el capítulo 4.

En la figura 3.20 observamos el bobinado de campo del motor síncrono denotado como una inductancia la que en un principio se encuentra conectada al IGBT Q2 en serie con la resistencia de descarga,

La resistencia de descarga se encontrará conectada en paralelo con un transformador reductor de voltaje con relación de transformación 20/1.

De acuerdo a la experiencia en laboratorio, se comprobó que cuando se pone en funcionamiento el motor como jaula de ardilla, se induce en los bornes del rotor bobinado un voltaje que alcanza los 200 VAC en un principio y va decayendo conforme toma más velocidad el rotor, a partir de éste valor es que se elige el transformador que arroje a su salida 10 VAC por ser un valor que se acondicionará mediante el circuito diseñado reflejado en las figuras 3.21 y 3.22 el cual permite registrar la onda de voltaje a la entrada y transformarla a una onda cuadrada registrable para el microcontrolador y que mediante el algoritmo usado con la función input capture se permitirá conocer el instante en que alcance, el rotor, la frecuencia de 5Hz.

Una vez alcanzada la frecuencia de sincronismo, el algoritmo del microcontrolador coloca en corte al IGBT Q2 y activa al IGBT Q1 permitiendo de esta forma la alimentación con 100 VDC al bobinado de campo dejando de ser parte del circuito la resistencia de descarga.

Debido al algoritmo del microcontrolador, por defecto se genera hacia el IGBT Q1 una onda PWM con 50% de ciclo de trabajo ya que se asumirá que el eje del motor síncrono se encuentra sin carga.

Conforme se vaya acoplando carga al motor síncrono, el bobinado de campo exigirá más corriente a la fuente DC.

Un transformador de corriente de 10/1 que estará ubicado entre la fuente de alimentación DC y el bobinado de campo, permite conocer la exigencia de la carga a la fuente DC.

El microcontrolador recibe a través del transformador de corriente la variación y la exigencia de corriente de la carga y es el circuito implementado mostrado en las figuras 3.23 y 3.24 el que recibe la señal de corriente del secundario del transformador y la convierte en un voltaje manejable por el conversor análogo digital del microcontrolador.

Con la señal ingresada al microcontrolador, el programa interno designa proporcionalmente cuanto será el valor del ciclo de trabajo que le corresponderá de acuerdo a los rangos de corriente que se ingresen a consideración de la exigencia de la carga que se desee accionar, de esta forma como se mencionó en un inicio el ciclo de trabajo será 50% con el motor sin carga y conforme se vaya acoplando más carga este ciclo irá aumentado proporcionalmente hasta llegar a su plena carga, lo cual significará que el microcontrolador entregue una onda PWM de 100%.

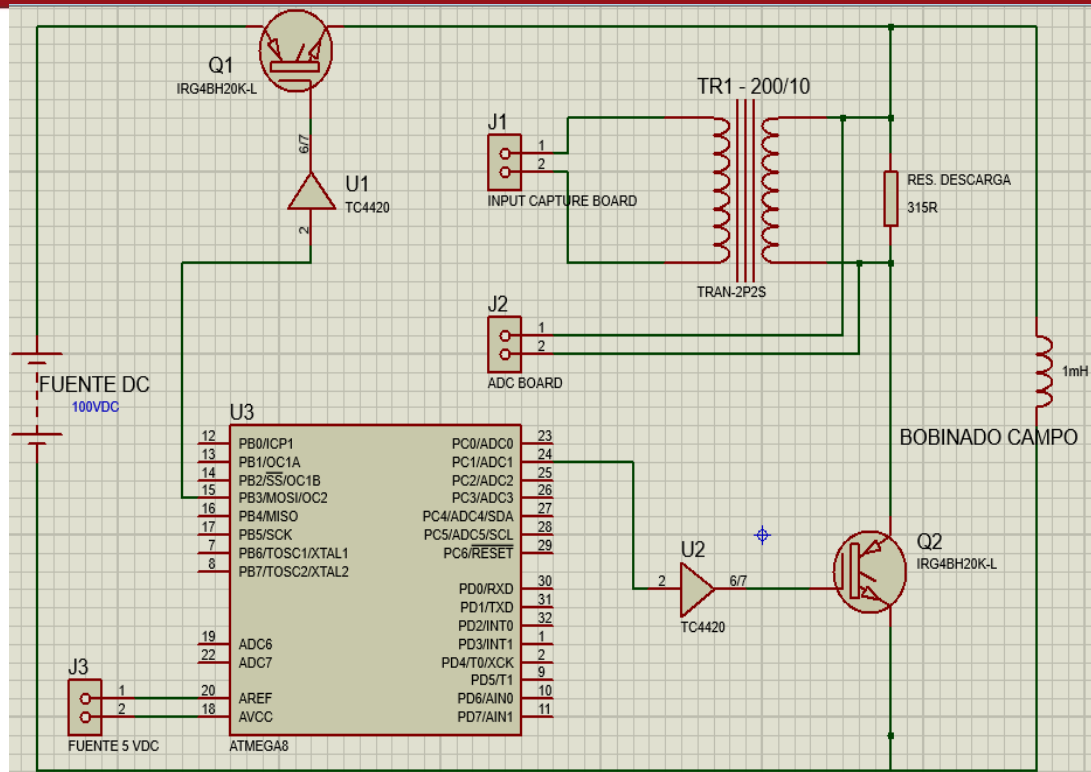


Figura 3.19 Circuito de sincronización del motor a simular (Fuente: Propia).

3.7.1 DISEÑO DE CIRCUITO DE ACONDICIONAMIENTO DEL VOLTAJE DEL ROTOR AL MICROCONTROLADOR

El programa SPICE ICAP/4 de la compañía Intusoft es un software que se utilizará para la simulación de la onda cuadrada que se emplea en el diseño de la etapa de sensado de frecuencia y de control del IGBT. Específicamente se mide la señal que se ingresa al microcontrolador, es decir, la señal que mediante un acondicionamiento le es posible manejar a éste debido a que sin este proceso previo no le sería posible sensar estas magnitudes directamente.

Se procede a simular la generación de la onda cuadrada que registrará el microcontrolador.

Este circuito buscará transformar la onda senoidal del voltaje que se genera en la resistencia de descarga de campo a una onda de amplitud manejable por el microcontrolador que está dentro del rango entre 0 a 5 VDC sin variar la frecuencia de la señal original.

Luego esta señal acondicionada, entrará por el puerto de Input capture (PB0) del microcontrolador.

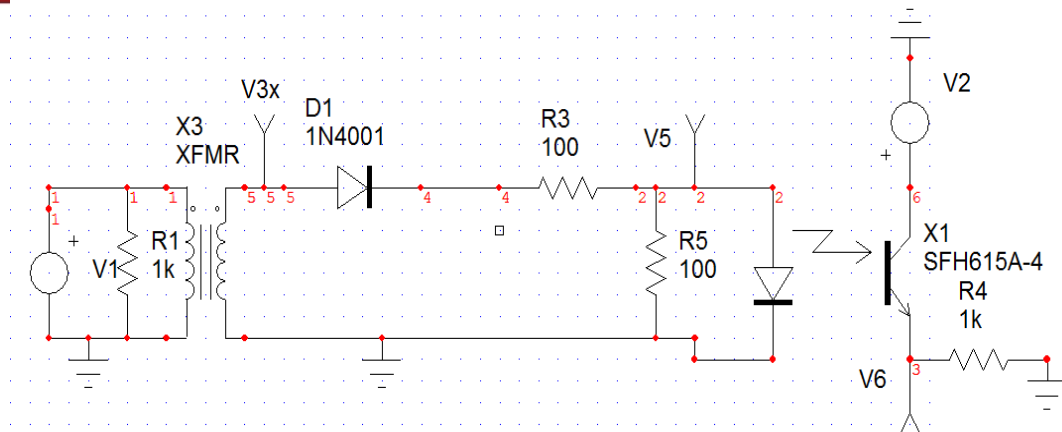


Figura 3.20 Interfaz gráfica de simulación en SPICE ICAP/4 (Fuente: Propia).

Se simula el circuito de la figura 4.9 y nos arroja las ondas mostradas en la figura 4.10. De esta manera se comprueba que el voltaje en la resistencia de descarga (R5) es reducida en amplitud por el transformador (X3) y cambiada a onda cuadrada medible por el microcontrolador el cual a partir de esta onda podrá discriminar si la frecuencia alcanzó el valor deseado que para fines de este proyecto es 5 Hz

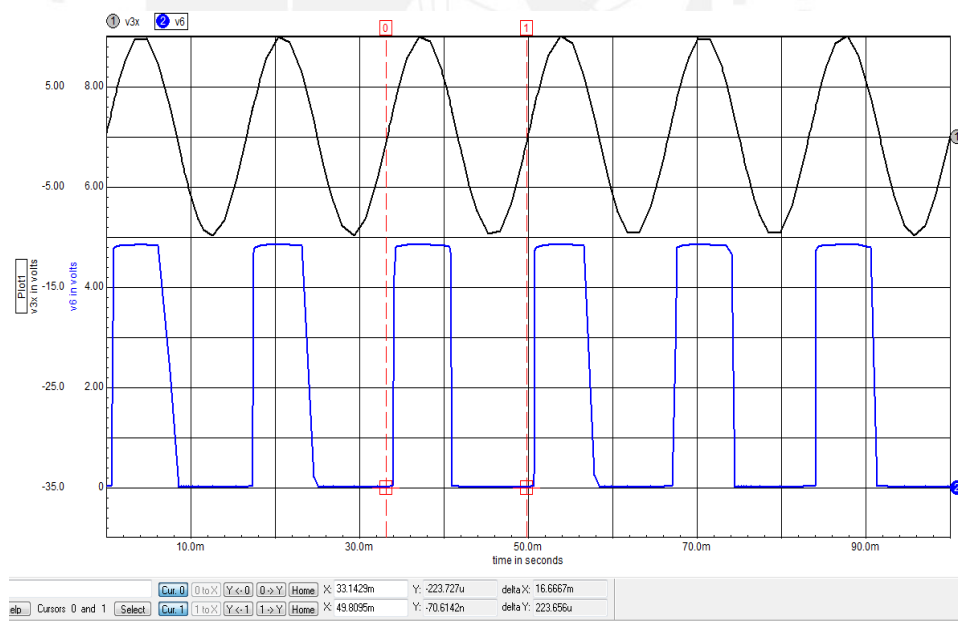


Figura 3.21 Comportamiento del circuito onda cuadrada que registrará el microcontrolador a través de la función Input capture (Fuente: Propia).

En la figura 4.10 es posible observar la amplitud de la onda senoidal que es 10VAC que es la onda que sale del transformador de voltaje. En la parte inferior de la

misma figura se observa la señal de voltaje senoidal convertida a onda cuadrada con valores mesurables para el microcontrolador de 5 VDC a partir de la cual tomará los flancos de subida para poder calcular la frecuencia que tiene dicha onda lo cual será explicado con mayor detalle en el acápite 4.3.3.

3.7.2 JUSTIFICACIÓN DEL DISEÑO DE LA RESISTENCIA DE DESCARGA

La resistencia de descarga es parte de la etapa inicial de arranque del motor síncrono y es empleada en la puesta en marcha del motor hasta que se alcance la frecuencia de sincronismo. Una vez alcanzada esta frecuencia, la resistencia deja de tomar parte en el funcionamiento del motor.

Sin embargo durante el tiempo en que se encuentra formando parte del circuito de arranque, cumple la función de proveer un medio de descarga de la energía almacenada en la bobinado del rotor, el cual puede llegar a tener un valor considerable, debido a que se induce entre sus bornes un voltaje muy elevado y sin éste dispositivo de descarga, provocaría daños en el aislamiento del motor específicamente en su bobinado.

Para la elección de esta resistencia, nos basaremos en la recomendación hallada en los diferentes materiales consultados sobre su empleo [3] [7], donde se recomienda como valor óptimo una resistencia de 7 veces la resistencia del devanado de excitación.

Teniendo en cuenta que el valor de la resistencia del bobinado de campo medido es 45Ω (ver figura 3.25) el valor de la resistencia de descarga será de 315Ω .

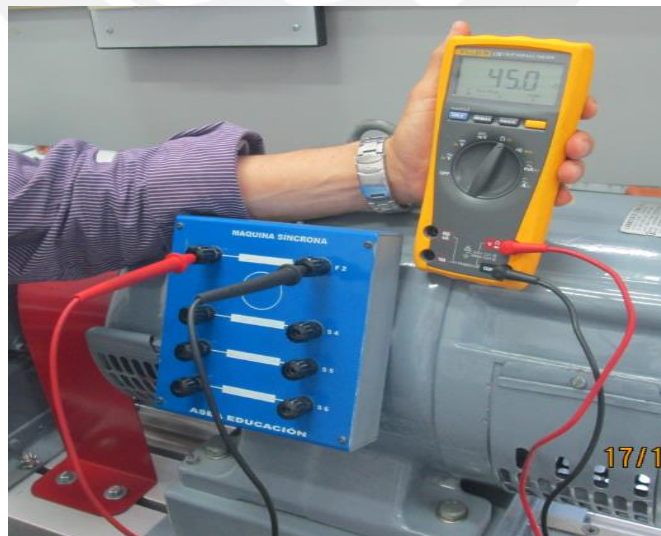


Figura 3.22 Toma de medición de resistencia del bobinado de campo del motor síncrono (Fuente: Propia)

3.7.3 DESARROLLO DEL SOFTWARE EN EL MICROCONTROLADOR

Se describen respectivamente las funciones y el programa principal que se grabarán en el microcontrolador con la finalidad de realizar las acciones descritas en el presente capítulo en la sección 3.7

3.7.3.1 PROGRAMA DE CAPTURA FRECUENCIAS

El temporizador 1 empieza un conteo hasta 500ms, en este lapso la señal cuadrada que proviene del circuito acondicionador de señal, entra por el pin 0 del puerto B configurado para que se produzca interrupción en el programa por cada flanco de subida que tenga la señal cuadrada, al finalizar la cuenta de 500ms, compara el número de flancos obtenidos en ese lapso con el periodo de la onda de 5Hz (al cual se le añade una tolerancia de 2% superior e inferior a esta frecuencia), si no es igual a la frecuencia requerida, sale de la subrutina de interrupción manteniendo la salida de la onda PWM de OC2 en baja; en caso contrario se activa una variable que se leerá en el programa principal para ejecutar la rutina de conversión análogo-digital

3.7.3.2 PROGRAMA PRINCIPAL

Lo realizado por el programa es sensor constantemente una variable proveniente de la interrupción del Input Capture, la cual le indicará cuando se llegó a la frecuencia de 5Hz en el rotor.

Una vez alcanzado el sincronismo, se procede al escalamiento de la señal proveniente por el ADC0 mediante el conversor análogo-digital. El escalamiento se realiza de la siguiente manera:

- Cuando se detecte 0VDC (motor en vacío), se configura el Timer 2 para la generación de la onda PWM con un ciclo de trabajo de 50%.
- Cuando se detecte 5VDC (motor a plena carga), se configura el Timer 2 para la generación de la onda PWM con un ciclo de trabajo de 100%.
- Para los rangos intermedios se obtendrá una onda PWM de acuerdo a la siguiente fórmula:

$$(0.5 * ADC) + 128$$

Siendo:

ADC: valor convertido de la señal de entrada almacenado en registro ADCH.

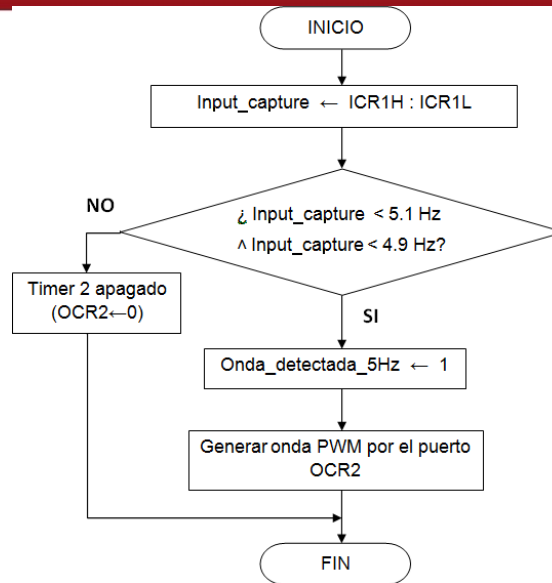


Figura 3.23 Diagrama de flujo de la función de sensado de frecuencia (Fuente: Propia).

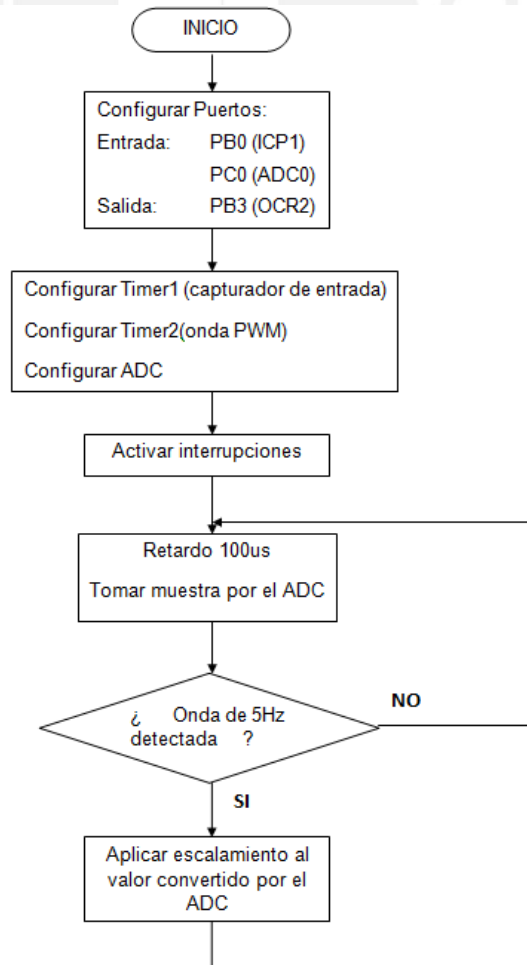


Figura 3.24 Diagrama de flujo del programa principal (Fuente: Propia).

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 INTRODUCCIÓN

En el presente capítulo se mostrarán las pruebas realizadas con la fuente diseñada e implementada además de simular el arranque del motor síncrono.

Las pruebas para la fuente DC corresponderán a:

- Prueba de la variación de tensión DC con 04 bombillas eléctricas.
- Pruebas con un motor DC.

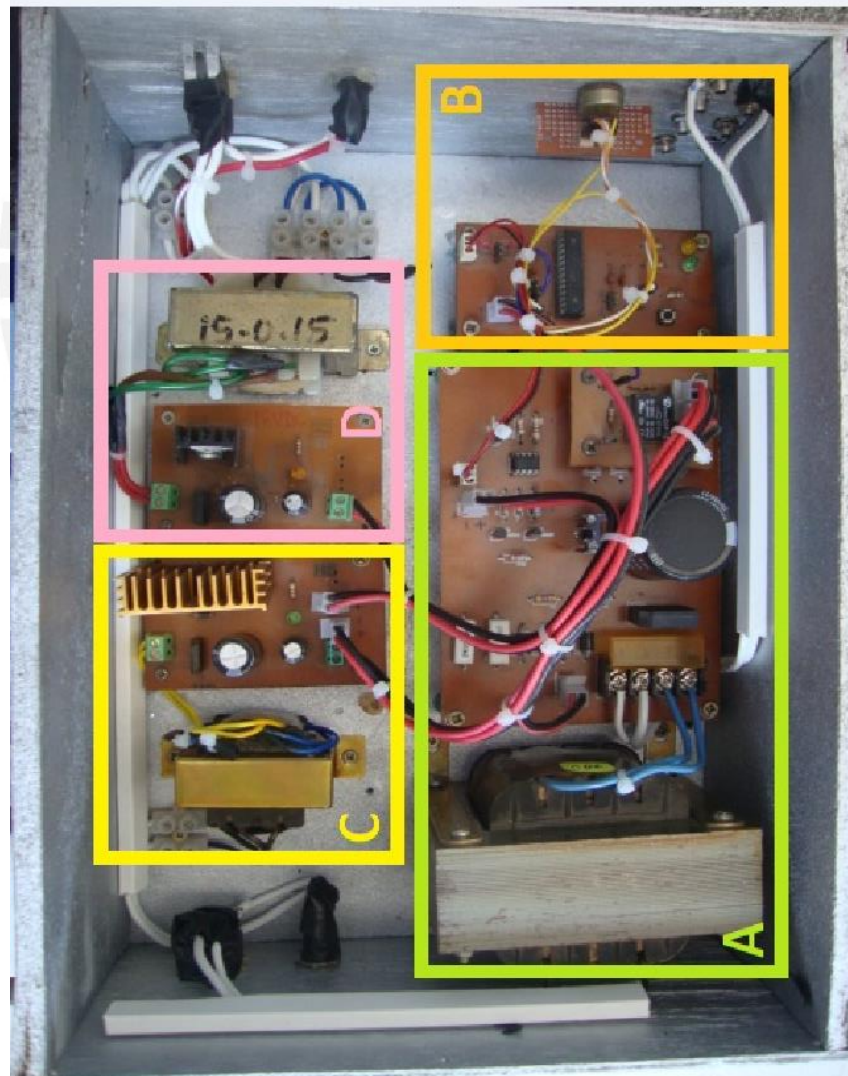


Figura 4.1 Vista completa de la fuente implementada (Fuente: Propia).

Como se detalló en el capítulo 3, el control de la fuente lo desarrolla el microcontrolador ATmega8. El microcontrolador recibe una señal de entrada por un potenciómetro a través de un canal ADC y de acuerdo al programa de lazo abierto incrementa o disminuye el ciclo de trabajo de la tensión de salida.

En la figura 4.1 identificamos las partes de la fuente implementada.

- El marco de la letra A corresponde a la tarjeta de potencia.
- El marco con la letra B corresponde a la tarjeta de control.
- El marco con la letra C corresponde a la fuente auxiliar de 5 VDC.
- El marco identificado con la letra D corresponde a la fuente auxiliar de 18 VDC.

Las tarjetas mencionadas se encuentran mencionadas en el capítulo 3 con sus respectivos diseños.

Luego de las pruebas con la fuente implementada, se presentará las simulaciones del arranque del motor síncrono con los circuitos diseñados en el capítulo 3 que contemplan:

- Simulación del programa de captura de frecuencias.
- Simulación del programa de variación de corriente ante demanda de carga.

4.2 PRUEBAS DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN DEL CIRCUITO DE CAMPO.

A continuación se enumeran las pruebas que se realizaron a la fuente variable en el laboratorio y se muestran los resultados obtenidos.

4.2.1 PRUEBAS DE LA VARIACIÓN DE TENSIÓN DC CON BOMBILLAS ELÉCTRICAS

En esta prueba se demuestra la capacidad de la fuente de generar tensión variable a través de la técnica de modulación de ancho de pulso.

Mediante el movimiento de la perilla del potenciómetro se incrementará el nivel de tensión en el canal ADC de la fuente y se registrará la señal de control en un osciloscopio.

Visualmente se podrá apreciar que conforme vaya aumentándose el valor de la onda PWM, los focos aumentarán gradualmente el brillo.

Los focos son del tipo comercial de 75 Watts con voltaje nominal especificado para 220VAC dispuestos en un módulo de pruebas que los dispone en serie.

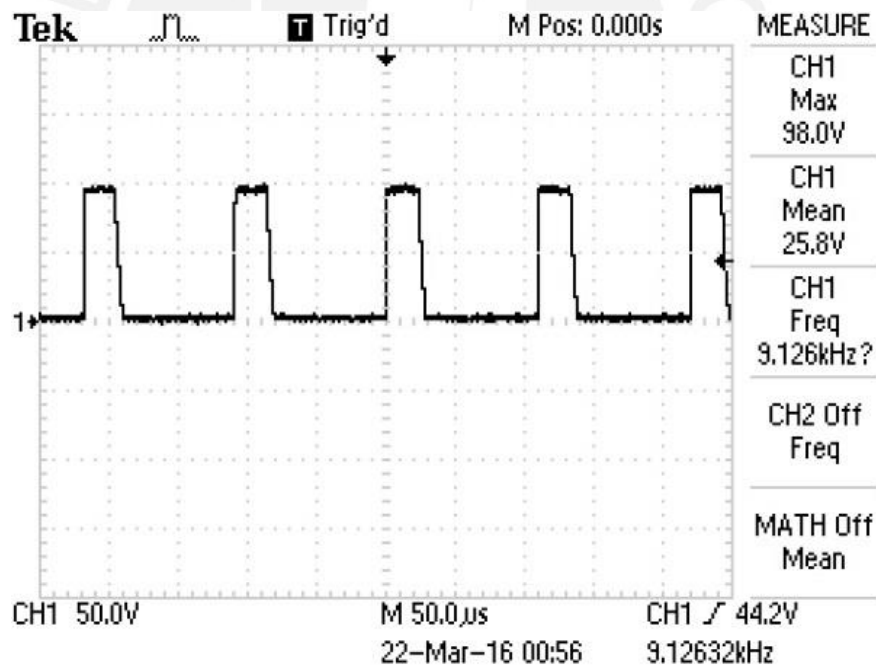
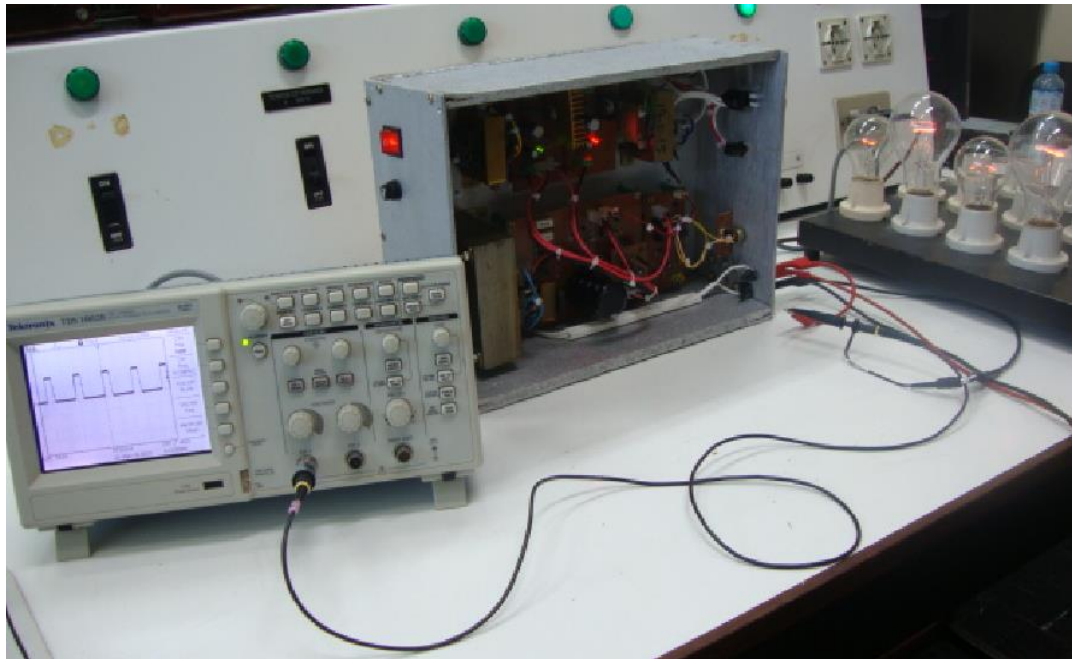


Figura 4.2 Prueba con bombilla con onda PWM con 25% de ciclo de trabajo (Fuente: Propia).

En la figura 4.2 la tensión promedio que registra el osciloscopio es de 25.8 V correspondiente a un ciclo de trabajo aproximado de 25%.

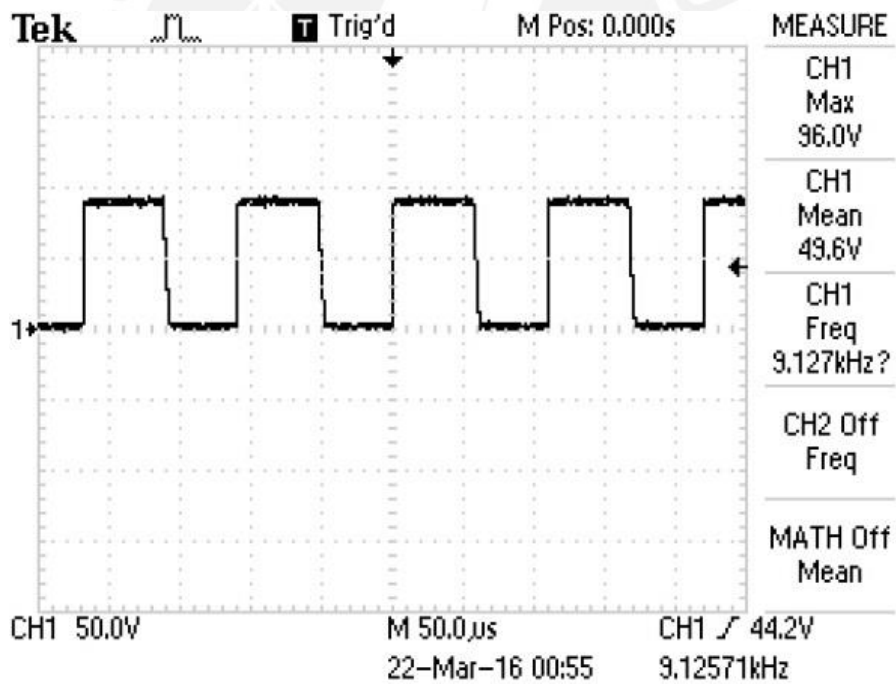


Figura 4.3 Prueba con bombilla con onda PWM con 50% de ciclo de trabajo (Fuente: Propia).

En la figura 4.3 la tensión promedio que registra el osciloscopio es de 49.6 V correspondiente a un ciclo de trabajo aproximado de 50%.

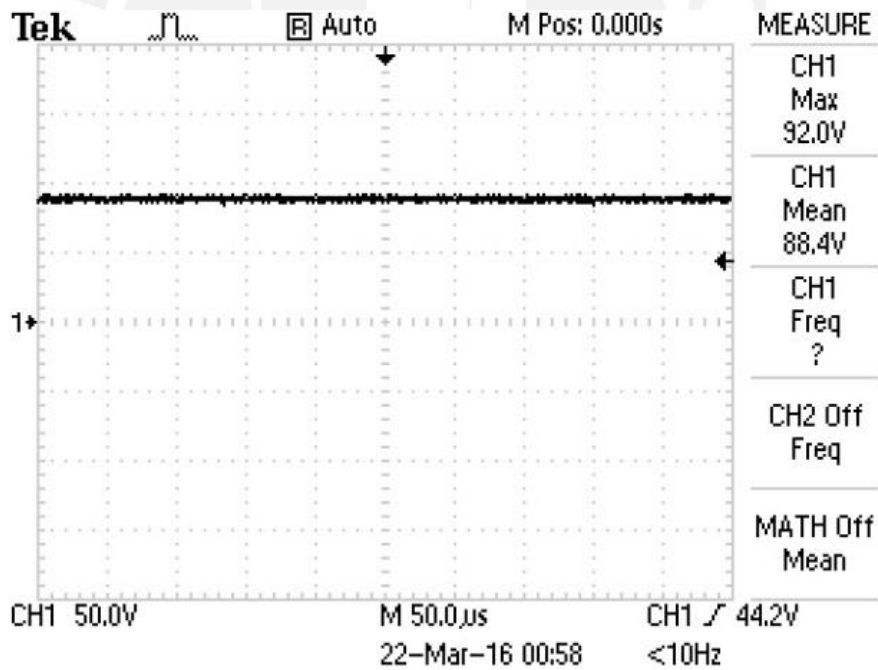
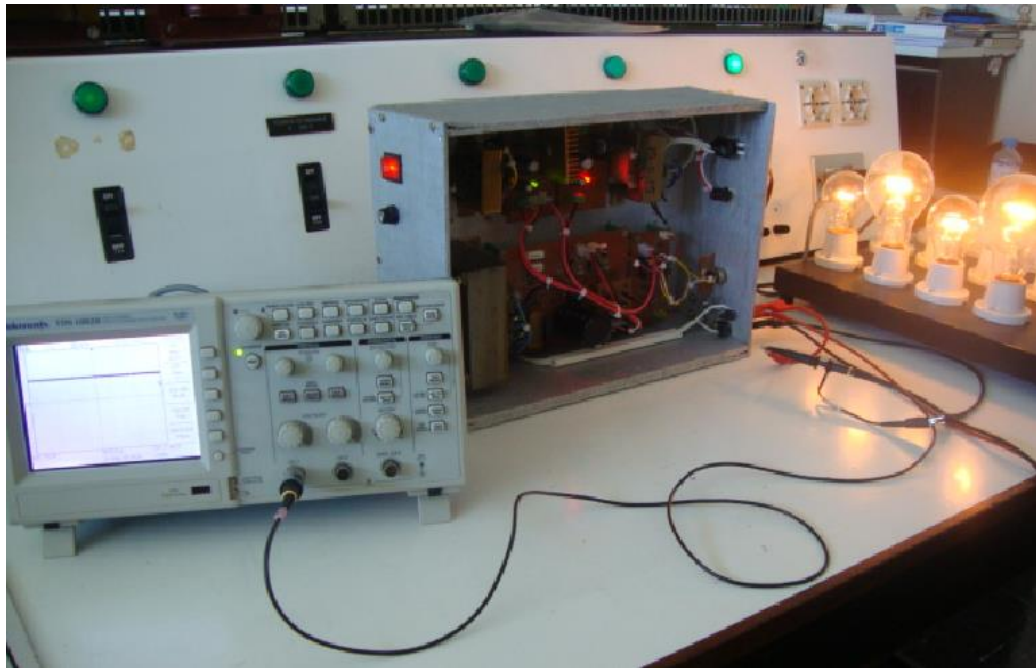


Figura 4.4 Prueba con bombilla con onda PWM con 100% de ciclo de trabajo (Fuente: Propia).

En la figura 4.4 la tensión promedio que registra el osciloscopio es de 88.4 V, se observa que el ciclo de trabajo de la señal de control en esta prueba es del 100%

4.2.2 PRUEBAS CON UN MOTOR DC

En esta sección se desarrollan pruebas para condiciones de vacío con un motor DC a través de suministrar voltaje al circuito de campo; de esta manera se puede comprobar el funcionamiento de la fuente con carga del tipo RL.

Los datos de placa del motor DC ensayado indican sus valores nominales en armadura: 190V y 3.5A.



Figura 4.5 Armado de prueba con el motor DC (Fuente: Propia).

Para las pruebas con el motor DC se usa un freno electromagnético, del cual obtendremos experimentalmente el voltaje inducido en sus bornes. A partir de este voltaje obtenido mediante la relación dada a continuación se podrá conocer el valor de la velocidad a la que gira el freno que viene a ser la misma del motor por estar ambos ejes unidos y sin carga.

$$n = \frac{V_{freno}}{0.06} \text{ (rpm)}$$

Donde V_{freno} es el voltaje en los terminales del freno electromagnético.

A continuación las tablas 4.1 y 4.2 mostrarán los valores obtenidos experimentalmente en el laboratorio.

I_{campo} (A)	V_{campo} (V)	V_{freno} (V)	n (RPM)
0.3	25	10.6	176.67
	40.3	18.04	300.67
	55.8	25.69	428.17
	64.62	30.07	501.17
	75.72	35.53	592.17
	90.1	42.84	714.00
	94.16	44.82	747.00

Tabla 4.1 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.3A
(Fuente: Propia).

I_{campo} (A)	V_{campo} (V)	V_{freno} (V)	n (RPM)
0.4	25.44	8.765	146.08
	41.17	15.136	252.27
	55.23	20.712	345.20
	64.85	20.666	344.43
	75.73	29.008	483.47
	90.56	35.087	584.78
	95.29	36.994	616.57

Tabla 4.2 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.4A (Fuente: Propia).

Las pruebas se realizaron en el laboratorio de sistemas eléctricos con la asesoría y dirección del asesor de tesis. En la tabla 4.1 se registran las mediciones para una corriente de campo de 0.3A y se denota como V_{campo} el voltaje que se ingresa gradualmente con la fuente implementada al bobinado de campo del motor síncrono ante lo cual obtenemos los valores de voltaje inducidos en el freno y se puede calcular la velocidad a la que gira el motor en los rangos de voltaje mostrados, estos resultados se aprecian en las figuras 4.6 y 4.7 para cada una de las pruebas con corrientes de campo de 0.3A y 0.4A respectivamente.

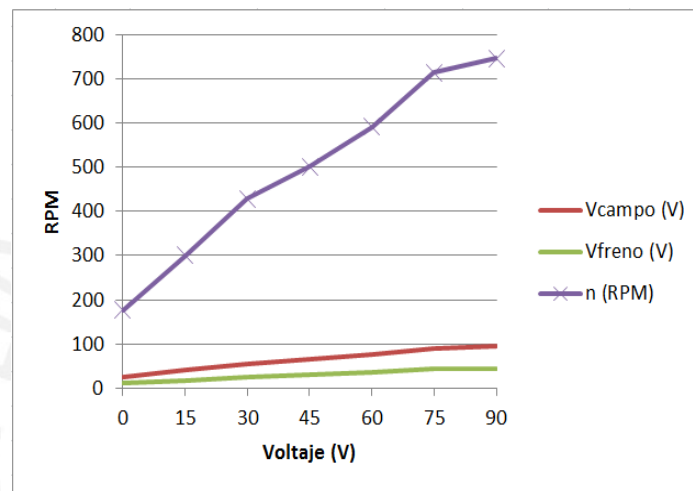


Figura 4.6 Gráfico Voltaje vs. RPM de pruebas con corriente de campo de 0.3A
(Fuente: Propia).

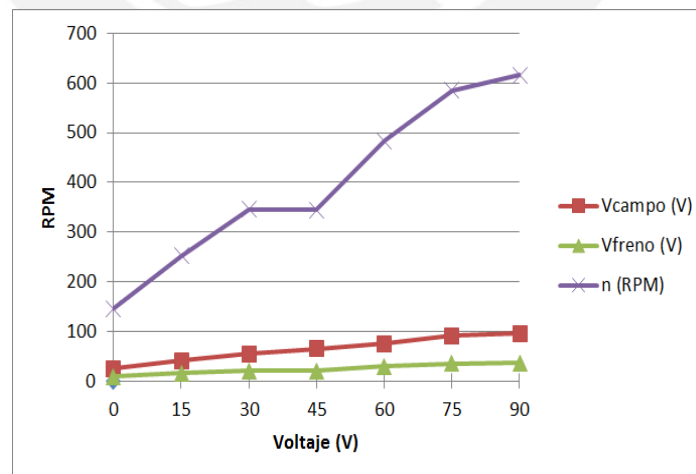


Figura 4.7 Gráfico Voltaje vs. RPM de pruebas con corriente de campo de 0.4A
(Fuente: Propia).

4.3 SIMULACIONES PARA EL ARRANQUE DEL MOTOR SÍNCRONO

Para la simulación del diseño se realizó empleando un Generador de Funciones, un osciloscopio, empleo de tarjeta con el microcontrolador ATmega8L y el empleo del software de simulación de circuitos PSPICE.

Para la simulación mediante la generación de señales, se utilizó el Generador de Funciones de la marca BK PRECISION modelo 3011 B mostrado en la figura 4.8, el cual tiene por objetivo de proveer de señales cuadradas de entrada por puerto PB0 (ICP1) del ATmega8L y simular de esta manera:

- Entrada de onda de voltaje en rangos registrables por el microcontrolador para cumplir con el sensado de la frecuencia.
- Entrada de corriente de la carga en los rangos mesurables por el microcontrolador a fin de que genere la onda PWM correspondiente.

La respuesta del microcontrolador ante las entradas entregadas por el generador de funciones, se verá registrada en un osciloscopio.



Figura 4.8 Generador de Funciones BK PRECISION 3011B (Fuente: Propia).

4.3.1 PROGRAMACIÓN DE SEÑALES PARA SIMULACIÓN DE ARRANQUE

Tanto para la etapa de detección de frecuencia como para la simulación de variación de corriente en el estator se requerirá de la generación de estas señales mediante el Generador de Funciones.

Será necesario producir 2 tipos de señales con este instrumento:

- Para la detección de la frecuencia de sincronismo: generar una señal cuadrada con amplitud de 5 VDC a una frecuencia inicial de 60 Hz, la cual se distingue en la figura 4.9 y 4.10.



Figura 4.9 Generador de funciones programado con onda cuadrada de amplitud 5 VDC y a 60 Hz de frecuencia (Fuente: Propia).



Figura 4.10 Lectura en osciloscopio de la onda de entrada que se ingresará por el pin ICP1 del microcontrolador (Fuente: Propia).

- Para la simulación del trabajo con carga del motor se genera una señal cuadrada a la que se le modificará la amplitud, simulando el trabajo en vacío con mínima amplitud de onda, luego se simulará el trabajo con carga del motor con la máxima amplitud de onda debido a que la carga exige la mayor corriente a la fuente.

4.3.2 PRUEBAS DE ENTRADA EN SINCRONISMO

Para realizar el suministro desde la fuente de alimentación DC al circuito de campo y así mantener la velocidad de sincronismo del motor, es necesario determinar ésta frecuencia de sincronismo, que como se explicó en el capítulo 3, llega a ser alrededor de los 5 Hz para lo cual se configuró en software una tolerancia superior e inferior de 0.2% dado que la frecuencia tiende a variar constantemente. Para esto, se diseñó un programa que permita obtener esta frecuencia utilizando el periférico del ATmega8L. En la figura 4.11 se visualiza el comienzo del arranque de motor síncrono el cual es simulado como una onda con frecuencia inicial de 60 Hz.

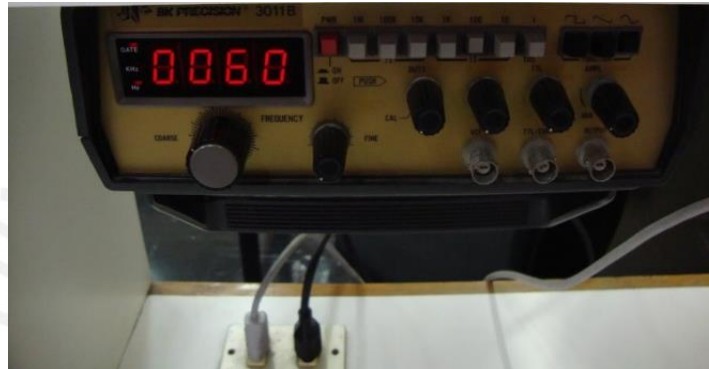


Figura 4.11 Generador de funciones simulando el instante inicial del arranque del motor síncrono con onda de 60 Hz. (Fuente: Propia).

Se corrobora que la fuente de alimentación implementada no entraría aún a alimentar al circuito de campo mientras no se alcance la frecuencia de sincronismo, como lo demuestra la figura 4.12, donde se aprecia una lectura en baja que es la salida del microcontrolador para la compuerta del IGBT el cual lo coloca en corte.

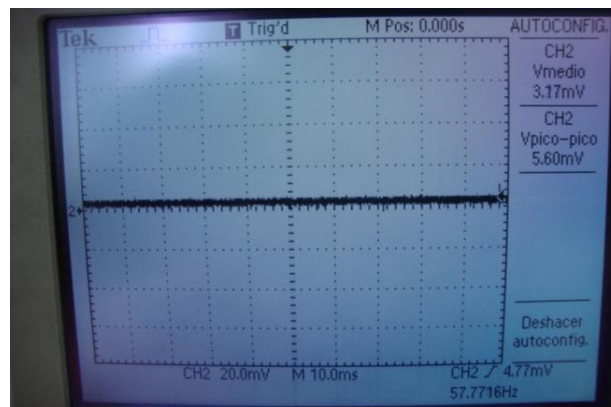


Figura 4.12 Salida del pin OC2 a 60 Hz (Fuente: Propia).

En la figura 4.13 se observa el generador de funciones programado para entregar onda de 5 Hz, de esta manera se verifica que el programa en el microcontrolador obedece a lo requerido, al comprobar que una vez alcanzada la frecuencia de sincronismo, se obtiene a la salida del pin OC2 una onda PWM con un ciclo de trabajo de 50% de acuerdo a lo medido por el osciloscopio y registrado en la figura 4.14. Entre las características de la onda PWM que se genera por el OC2, está la amplitud que alcanza los 5 VDC, valor suficiente para que sature al IGBT mediante el driver diseñado en el simulador de circuitos ICAP/4. Se aprecia además que efectivamente, la onda generada trabaja a una frecuencia cercana a la configurada en el programa del microcontrolador siendo esta última 3.9KHz y la obtenida experimentalmente 3.847KHz.



Figura 4.13 Generador de funciones con señal reducida a 5 Hz (Fuente: Propia).

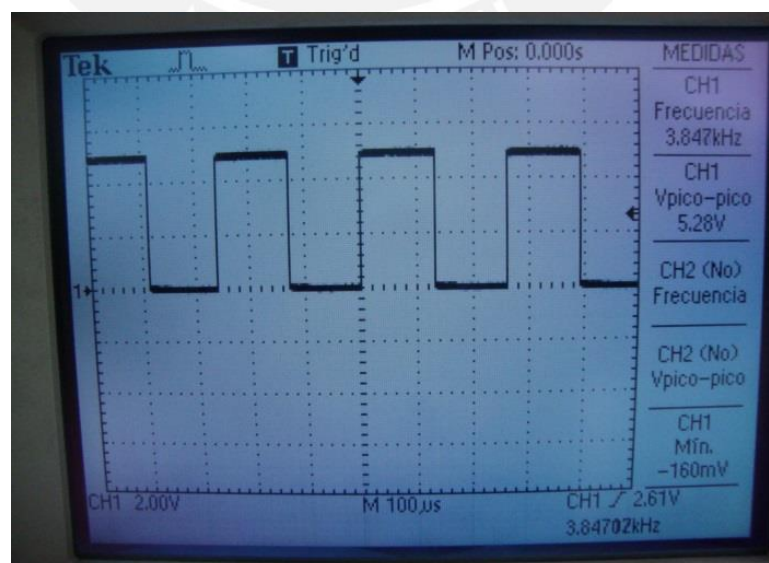


Figura 4.14 Estado del pin OC2 al alcanzar la frecuencia síncrona (Fuente: Propia).

4.3.3 PRUEBAS DE LA VARIACIÓN DE CARGA DEL MOTOR

Una vez que se sincronizan el rotor con el estator, es posible graduar la corriente directa que se le suministrará al rotor por medio de la fuente de alimentación DC a fin de entregar la potencia requerida cuando aumente la carga en el motor síncrono. Para realizar esta función se empleará el conversor análogo digital, el cual por medio del puerto ADC0 permite al microcontrolador sensar la corriente que varía en la línea de alimentación del estator conforme se le agregue carga al motor.

El valor del ciclo de trabajo que entregará el puerto OC2 está en función del valor leído por el conversor ADC.

Al empezar este segundo proceso el motor trabaja en vacío, para ello el programa está configurado para que cuando el valor de 0 VDC sea ingresado al ADC, arroje un valor de ciclo de trabajo igual a 50% como se observó en la figura 4.14.

Conforme se le vaya agregando la carga al motor, el valor del ciclo de trabajo aumentará; lo que provocará que el IGBT deje pasar mayor corriente directa (I_{ds}) a través de él.

Se hace la prueba colocando una carga que sea detectada por el ADC, con una amplitud de 3 VDC. Esto llevará a que el microcontrolador entregue un valor aproximado de 80% del ciclo de trabajo al IGBT tal como se muestra en la figura 4.15

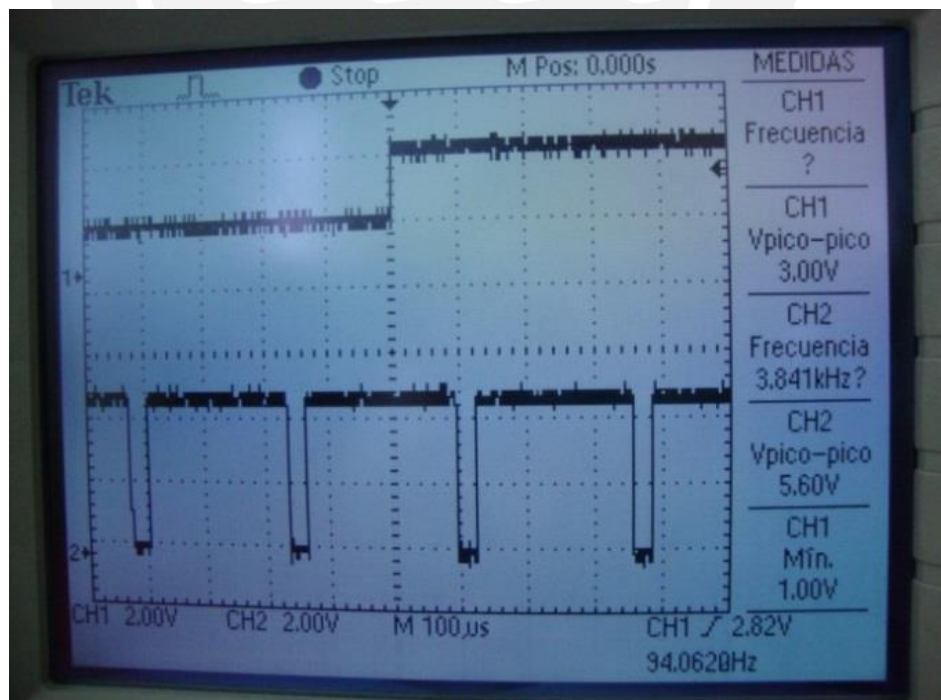


Figura 4.15 Onda generada por el puerto OC2 (señal inferior) al simular una señal de 3VDC por el puerto ADC0 (señal superior) (Fuente: Propia).

Al alcanzar la plena carga el motor, éste pedirá a la fuente de voltaje directa la máxima corriente que le pueda entregar, por ello es que el ADC asigna para este requerimiento 5 VDC (valor máximo permitido por este puerto) e interpretado por el programa del microcontrolador como la generación de una onda PWM con el máximo ciclo de trabajo.

Seguidamente como se aprecia en la figura 4.16, se comprueba exitosamente que al máximo valor registrado por el conversor análogo-digital, se entrega el máximo valor de ciclo de trabajo, es decir el 100%, con lo cual el IGBT está en la capacidad de entregar el total de la corriente directa de suministro.

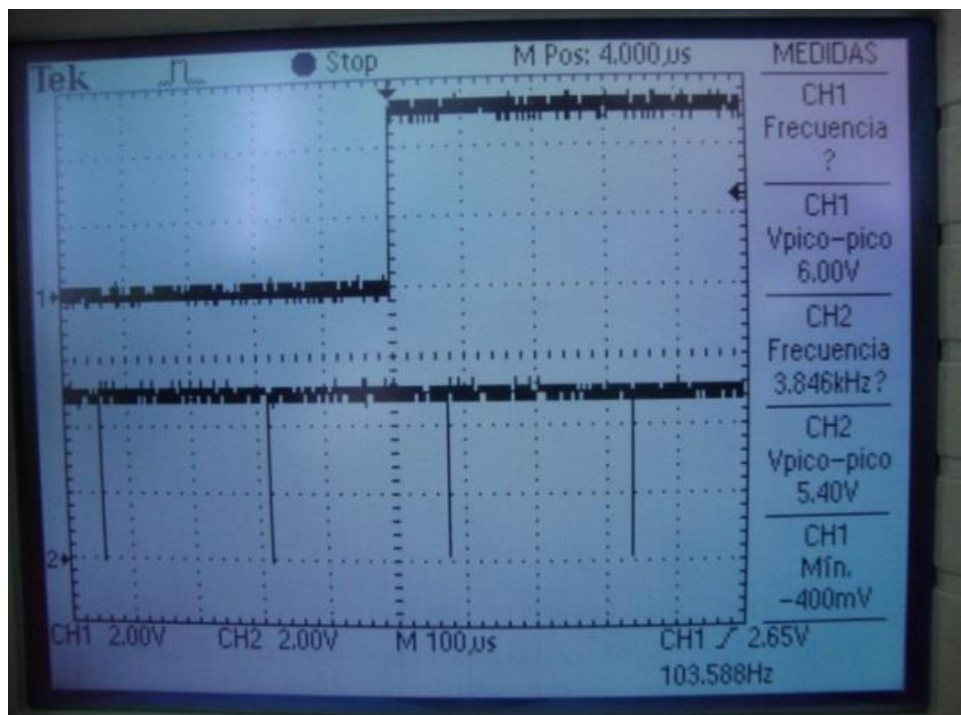


Figura 4.16 Estado del ADC0 (señal superior) y del OC2 (señal inferior) simulando un requerimiento máximo de corriente por la carga (Fuente: Propia).

CONCLUSIONES

- Se puede afirmar que se ha cumplido el objetivo general el cual es haber diseñado y simulado un sistema de arranque automatizado para un motor síncrono mediante el empleo de un microcontrolador y la regulación de su corriente de excitación ante variaciones de cargas.
- Se logra además regular la corriente de excitación que alimentará al circuito de campo ante las variaciones de carga una vez que se alcanzó la frecuencia de sincronismo tal como se mostró en el capítulo 4.
- Se logró implementar el algoritmo de control correspondiente tanto para la fuente de alimentación DC regulable como para la puesta en sincronismo del motor.
- Se diseñó e implementó la fuente de alimentación de tensión regulable para el circuito de campo de un motor síncrono trifásico con especificación de 0 – 100VDC, 2.5A obteniéndose resultados satisfactorios.
- Al emplear un microcontrolador para el desarrollo de la tesis, se obtienen valores precisos puesto que son calculados previamente por la CPU del mismo y experimentalmente se corroboran los resultados siendo los esperados.

RECOMENDACIONES

- Se recomienda desarrollar un sistema redundante para la etapa de control de la fuente de alimentación. En caso que dejara de funcionar o fallara el microcontrolador por su uso continuado, un sistema redundante tomaría su lugar para realizar las tareas del anterior.
- Si se deseara accionar mayores potencias de motores síncronos, se recomienda utilizar un transistor IGBT siendo un dispositivo de mejora al diseño propuesto en la fuente de alimentación dada su capacidad de funcionar adecuadamente a con mayores magnitudes de potencia a comparación del transistor MOSFET.
- Se recomienda desarrollar un sistema de control de lazo cerrado para la fuente variable. Este sistema evitará las caídas de tensión que se producen debido al incremento de la demanda de corriente.
- Se recomienda para la fuente de voltaje implementada, realizar más pruebas durante un tiempo mayor a fin de que demuestren la eficiencia de la fuente en el desarrollo de los ensayos característicos del motor síncrono trifásico.
- Se puede implementar en otro proyecto el monitoreo de más parámetros de funcionamiento de los motores síncronos tales como potencia aparente, potencia activa, energía consumida y detección de diversas fallas mediante el uso de un solo microcontrolador llevando un registro y mostrando estos parámetros en tiempo real.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] MELGAREJO PONTE, Oscar (profesor)
2010 Máquinas de corriente continua [diapositivas]. Material de enseñanza. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería.
- [2] FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA
2012 Generador Síncrono Trifásico [manual de laboratorio]. Material de enseñanza. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería, Sección de Electricidad y Electrónica.
- [3] CHAPMAN, Stephen
2005 Máquinas Eléctricas. Cuarta Edición. México: McGraw-Hill Interamericana.
- [4] MOHAN, Ned
2009 Electrónica de potencia: convertidores, aplicaciones y diseño. México: McGraw-Hill Interamericana.
- [5] ABB
2006 Fuentes de alimentación. Manual de aplicación. Heidelberg, pp. 5-10.
- [6] RASHID, Muhammad
2004 Electrónica de Potencia: circuitos, dispositivos y aplicaciones. México: Pearson Education.
- [7] FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA
2011 Máquinas Eléctricas 1 [manual de laboratorio]. Material de enseñanza. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería, Sección de Electricidad y Electrónica.
- [8] Consideraciones al especificar una fuente de alimentación DC.
2011 Revista española de electrónica. Adler Instrumentos. Noviembre, No. 652, pp. 58-59.
- [9] MUÑOZ, José
1997 Sistemas de alimentación conmutados. España: Paraninfo

[10] Mosfet canal N FQP10N20C

<https://www.fairchildsemi.com/datasheets/FQ/FQP10N20C.pdf>

[11] FLORES, Domingo (profesor)

2010 Cálculos de disipadores [diapositivas]. Material de enseñanza. Lima: Pontificia Universidad Católica del Perú, Facultad de Ciencias e Ingeniería.

[12] Motor Síncrono

2005 Electrotecnia. Argentina: Universidad Nacional de Córdoba. Mayo, Unidad 12, pp. 6-7.

[13] Power Thermistor MARK Datasheet

[14] Cálculo del disipador

2002 Sistema de control de motores de d.c. basado en el microcontrolador LM629. España: Salesianos Loyola. Abril, pp. 68-80.

[15] KOSTENKO, M; PIOTROVSKI, L.

1979 Máquinas eléctricas. Volumen 1. España: Montaner y Simón.