

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ
FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE FUENTES DE ALIMENTACIÓN
REGULABLES PARA SUMINISTRAR ENERGÍA A LOS CIRCUITOS
DE CAMPO Y ARMADURA DE UN MOTOR DC SHUNT Y AL
CIRCUITO DE CAMPO DE UN GENERADOR SÍNCRONO
TRIFÁSICO

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

Christian Enrique Gózar Pastor

ASESOR: Oscar Antonio Melgarejo Ponte

Lima, enero del 2013

Resumen

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. Para la puesta en marcha y en especial para la realización de los ensayos en máquinas que requieran de voltaje directo como los motores DC o los generadores de corriente alterna en su circuito de campo, se requieren fuentes de alimentación cuyo valor de voltaje pueda ser variable. Esto quiere decir que dichas fuentes no solo deben entregar una tensión continua del valor que se especifica en las características nominales de la máquina, sino también deben tener la capacidad de entregar valores de tensión menores. La presente tesis aborda el diseño y la implementación de fuentes de alimentación de tensión regulables para suministrar energía a los circuitos de campo y armadura de un motor DC shunt y al circuito de campo de un generador síncrono trifásico. Para este objetivo, en la presente tesis se realiza el estudio del motor DC y del generador síncrono trifásico; sus principios de funcionamiento, sus tipos 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 primeras pruebas realizadas a las fuentes implementadas.

ÍNDICE GENERAL

Introducción	1
CAPÍTULO 1: DESCRIPCIÓN DE LOS ENSAYOS DEL GENERADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO	2
1.1 Estudio del generador síncrono trifásico	2
1.1.1 Elementos del generador síncrono trifásico	3
1.1.2 Tipos de generadores síncronos trifásicos	5
1.1.3 Circuito equivalente de un generador síncrono trifásico	6
1.1.4 Ensayos del generador síncrono trifásico	7
1.2 Estudio del motor DC	9
1.2.1 Elementos del motor DC	10
1.2.2 Clasificación de motores DC	11
1.2.3 Circuito equivalente de un motor DC tipo shunt	12
1.3 Planteamiento	13
1.4 Formulación del problema	15
1.5 Objetivos del presente estudio	15
1.5.1 Objetivo general	15
1.5.2 Objetivos específicos	15
CAPÍTULO 2: FUENTES DE ALIMENTACIÓN	16
2.1 Estado del arte	16
2.1.1 Las fuentes de alimentación en la industria	16
2.1.2 Tecnologías usadas en las fuentes de alimentación	16
2.1.3 Comparación de los tipos de fuentes	20
2.1.4 Especificaciones en las fuentes de alimentación	21
2.1.5 Fuentes de alimentación en el mercado	22

CAPÍTULO 3: DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN	23
3.1 Descripción de sistema	23
3.2 Justificación del diseño	25
3.2.1 Fuente primaria	25
3.2.2 Conmutador	28
3.2.3 Circuito de mando de compuerta	29
3.2.4 Circuito de protección contra la corriente de retorno	30
3.2.5 Controlador	30
3.2.6 Fuentes auxiliares	31
3.3 Diseño de la fuente para el circuito de campo del generador	31
3.4 Diseño de la fuente para el circuito de campo del motor	44
3.5 Diseño de la fuente para el circuito de armadura del motor	49
3.6 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del generador	56
3.7 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del motor	56
3.8 Esquemático de la fuente para el circuito de armadura del motor	57
3.9 Esquemático del circuito de control	57
3.10 Diagrama de flujo del programa de control de lazo abierto	58
3.11 Costos	59
CAPÍTULO 4: PRUEBAS Y RESULTADOS	60
4.1 Introducción	60
4.2. Prueba de la variación de tensión DC con una bombilla eléctrica	61
4.2.1 Fuente para el circuito de campo del generador	61
4.2.2 Fuente para el circuito de campo del motor	62
4.2.3 Fuente para el circuito de armadura del motor	63
4.3 Prueba para visualizar la forma de la tensión DC de salida	64

4.4 Pruebas con un motor DC	65
Conclusiones	69
Recomendaciones	70
Bibliografía	71



Índice de figuras

1.1 Generador síncrono trifásico del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la PUCP	3
1.2 Campo o inductor de un generador síncrono en el rotor	4
1.3 Armadura o inducido de un generador síncrono en el estator	5
1.4 Circuito equivalente de generador síncrono trifásico	6
1.5 Curva característica de vacío	8
1.6 Curva característica de cortocircuito	9
1.7 Motor DC del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la PUCP	10
1.8 Circuito equivalente del motor DC shunt con excitación independiente	12
1.9 Diagrama de conexiones para los ensayos del generador síncrono	14
2.1 Tipos de fuentes de alimentación DC	17
2.2 Fuente de alimentación no regulada	18
2.3 Fuente de alimentación regulada linealmente	18
2.4 Fuente de alimentación conmutada en primario	20
3.1 Diagrama de bloques de la fuente de alimentación planteada	24
3.2 Gráficas de tensión y corriente a la salida de la fuente primaria	28
3.3 Dispositivo con disipador	29
3.4 Circuito 1 para la simulación de la corriente de irrupción	33
3.5 Gráficas resultado del circuito 1	34
3.6 Circuito 2 para la simulación de la corriente de irrupción	34
3.7 Gráficas resultado del circuito 2	35
3.8 Circuito de protección contra la corriente de irrupción	36
3.9 Circuito térmico	39
3.10 Disipador con resistencia térmica de $28^{\circ} \frac{C}{W}$	39
3.11 Circuito de mando de compuerta	41
3.12 Circuito de protección contra la corriente de retorno para la fuente 1	43
3.13 Disipador con resistencia térmica de $3.7^{\circ} \frac{C}{W}$	48
3.14 Disipador con resistencia térmica de $1.16^{\circ} \frac{C}{W}$	53
3.15 Circuito de protección contra la corriente de retorno para la fuente 3	55
3.16 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del generador	56

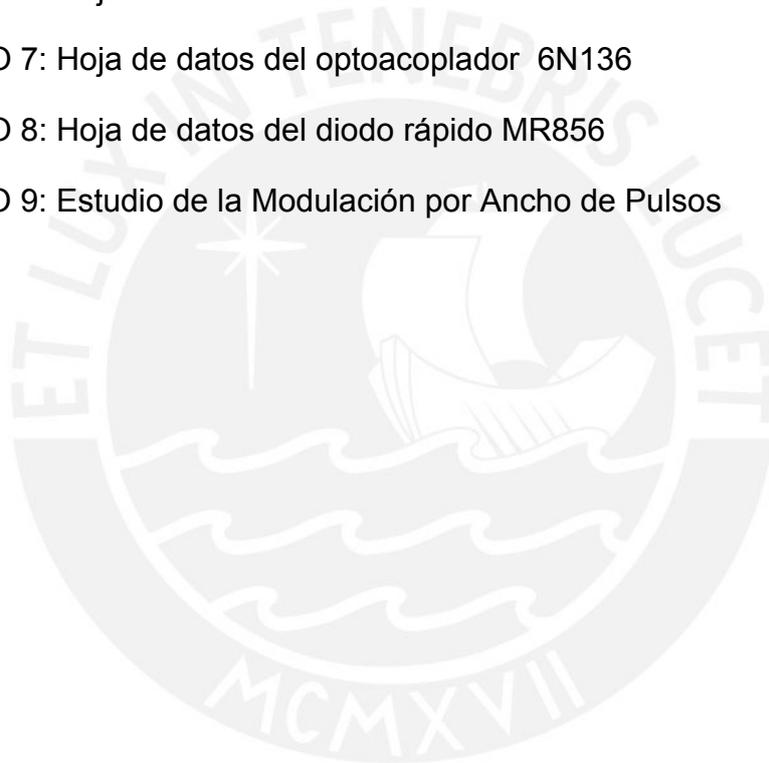
3.17 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del motor	56
3.18 Esquemático de la fuente para el circuito de armadura del motor	57
3.19 Esquemático del circuito de control	57
3.20 Diagrama de flujo del programa de control de lazo abierto	58
4.1 Vista completa de las tres fuentes implementadas	60
4.2 Prueba con bombilla 1 – fuente para el campo del generador	61
4.3 Prueba con bombilla 2 – fuente para el campo del generador	62
4.4 Prueba con bombilla 3 – fuente para el campo del generador	62
4.5 Prueba con bombilla 1 – fuente para el campo del motor	62
4.6 Prueba con bombilla 2 – fuente para el campo del motor	63
4.7 Prueba con bombilla 1 – fuente para la armadura del motor	63
4.8 Prueba con bombilla 2 – fuente para la armadura del motor	63
4.9 Prueba con bombilla 3 – fuente para la armadura del motor	64
4.10 Prueba con osciloscopio 1	64
4.11 Prueba con osciloscopio 2	65
4.12 Prueba con osciloscopio 3	65
4.13 Montaje para las pruebas con el motor DC	66

Índice de tablas

2.1 Comparación de distintos tipos de fuentes de alimentación	20
3.1 Datos de placa del generador síncrono	31
3.2 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 1	33
3.3 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 1	38
3.4 Comparación entre diodos rápidos para la fuente 1	42
3.5 Comparación entre microcontroladores	44
3.6 Datos de placa del motor DC	45
3.7 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 2	46
3.8 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 2	47
3.9 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 3	50
3.10 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 3	52
3.11 Detalle de costos del desarrollo de la presente tesis	59
4.1 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.3A	67
4.2 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.4A	67

Índice de anexos (en CD)

ANEXO 1: Hoja de datos del microcontrolador ATmega8	i
ANEXO 2: Hoja de datos del puente rectificador KBU4J	ii
ANEXO 3: Hoja de datos del puente rectificador D15XB60	iii
ANEXO 4: Hoja de datos del transistor MOSFET IRF720	iv
ANEXO 5: Hoja de datos del transistor MOSFET FQP10N20C	v
ANEXO 6: Hoja de datos del transistor MOSFET IRFP350	vi
ANEXO 7: Hoja de datos del optoacoplador 6N136	vii
ANEXO 8: Hoja de datos del diodo rápido MR856	viii
ANEXO 9: Estudio de la Modulación por Ancho de Pulsos	ix





Introducción:

Cuando en la industria se comenzaron a introducir los primeros equipos eléctricos estos no eran muy sofisticados, sus tensiones de entrada no tenían que ser muy exactas y soportaban sobretensiones; por lo tanto, casi no existían especificaciones para su alimentación. Luego se fueron introduciendo equipos de mayor complejidad muchos de ellos con tecnología electrónica los cuales ya eran sensibles a sobretensiones, ruido y cambios bruscos en las tensiones para su alimentación. Esto conllevó al diseño de equipos que proporcionen los niveles de tensión requeridos y a la vez garanticen su estabilidad. Estos equipos se conocen como fuentes de alimentación.

El desarrollo de fuentes de alimentación está muy relacionado con la electrónica de potencia; la cual es la encargada del control y la conversión de la energía eléctrica. El desarrollo de esta rama de la electrónica ha permitido que se puedan lograr conversiones de energía cada vez más eficientes basadas en el uso de dispositivos semiconductores de potencia como el SCR (rectificador controlado de silicio), IGBT (transistor bipolar de compuerta aislada), MOSFET (transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor), GTO (tiristor desactivado por compuerta) entre otros. Todo esto ha ayudado a satisfacer las necesidades crecientes de las aplicaciones industriales.

Concluimos que las fuentes de alimentación son equipos que se encargan de la conversión de la tensión alterna de la red de suministro a tensiones DC de niveles requeridos por la carga a suministrar energía.

CAPÍTULO 1

DESCRIPCIÓN DE LOS ENSAYOS DEL GENERADOR SÍNCRONO TRIFÁSICO

1.1 Estudio del generador síncrono trifásico

Las máquinas síncronas son llamadas así a causa de la relación exacta que se da entre las frecuencias de la corriente alterna de sus inducidos con la velocidad mecánica de su eje; esta relación está dada por la siguiente fórmula:

$$n_s = \frac{120 \cdot F}{P}$$

n_s = Velocidad angular del eje (RPM)

F = Frecuencia de la corriente alterna del inducido (Hz)

P = Número de pares de polos del inducido.

Cuando en el estator de un generador se dispone del arrollamiento inducido formado por tres bobinas independientes (o un número de bobinas múltiplo de tres) conectadas en tres grupos independientes de modo que las tensiones producidas sean iguales y los ángulos de desfase de las tensiones generadas estén entre sí a 120° , la máquina recibe el nombre de generador síncrono trifásico o alternador trifásico [2].

El generador síncrono trifásico tiene dos tipos de conexionado:

- **Estrella** En el tipo de conexión estrella se unen los tres conductores de cada arrollamiento en un mismo punto que se denomina neutro; el punto neutro está unido a tierra. A los otros tres terminales restantes de esta conexión se les denominan conductores de línea.
- **Triángulo** En el tipo de conexión triángulo los conectores se unen en serie cerrada; es decir, un terminal de salida de una fase se une al

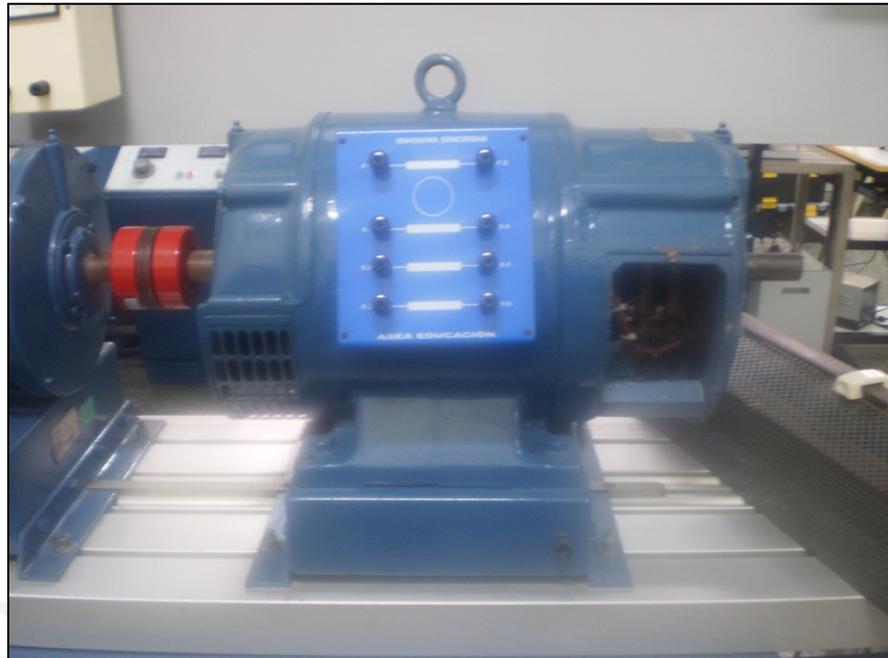


Figura 1.1 Generador síncrono trifásico del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la PUCP
(Fuente: Propia)

1.1.1 Elementos del generador síncrono trifásico

El generador síncrono se compone principalmente de dos partes:

a. Campo o Inductor

Por lo general se encuentra en el rotor. Es la parte giratoria de la máquina y la que se encarga de generar el campo magnético adecuado para que se induzcan tensiones en el estator. Se suele construir de una pieza para las máquinas de reducido número de polos o de núcleo central macizo.

Para generar campo magnético se necesita suministrar tensión DC al circuito de campo para lo cual existen dos formas comunes: usando anillos rozantes y escobillas o usando un generador pequeño de CA llamado excitatriz; los primeros suelen usarse en generadores pequeños mientras que el segundo, en generadores más grandes.

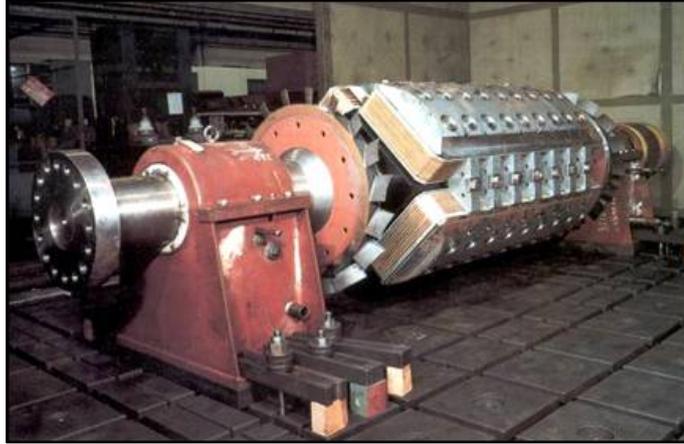


Figura 1.2 Campo o inductor de un generador síncrono en el rotor (Fuente: <http://www.monografias.com/trabajos82/generadores-sincronos/generadores-sincronos2.shtml#partesdeua>)

b. Armadura o Inducido

Por lo general se encuentra en el estator. Es la parte fija de la máquina y por él circula toda la energía eléctrica generada. Está compuesto por un núcleo de chapas de material ferromagnético sujetas formando un paquete. Estas chapas están aisladas entre sí con el fin de reducir las pérdidas por corrientes parásitas. Tienen ranuras en las que se alojan los conductores inducidos que reciben el nombre de bobinado del estator los cuales son diseñados teniendo en cuenta el número de polos y el número de ranuras del estator.



Figura 1.3 Armadura o inducido de un generador síncrono en el estator (Fuente: <http://www.monografias.com/trabajos82/generadores-sincronos/generadores-sincronos2.shtml#partesdeua>)

1.1.2 Tipos de generadores síncronos trifásicos

Estas máquinas eléctricas pueden clasificarse según el circuito (campo o armadura) que cumple la función de rotor de la siguiente manera:

a. De armadura giratoria

Este tipo son poco usados y solo en máquinas de baja potencia donde el campo magnético inductor se coloca en el estator. Los devanados de la armadura o inducido se construyen en el rotor razón por la que se necesitan anillos rozantes y carbones o escobillas para conectarse a la carga.

b. De campo giratorio

En este tipo el campo magnético inductor se coloca en el rotor y se necesitan dos anillos rozantes para suministrar energía DC al circuito de campo, en comparación al primer caso en donde se necesitan tres anillos para obtener la corriente alterna trifásica y cuatro anillos para incluir el neutro en la conexión estrella.

Así mismo, el rotor puede ser cilíndrico o de polos salientes. Los primeros se fabrican para un número pequeño de polos (entre dos y cuatro) y se prefieren usar cuando las velocidades son superiores a los 1800RPM. Su

estructura suele ser de menor diámetro pero mayor longitud que los de polos salientes para una potencia igual. Los segundos se fabrican para números mayores de polos (de cuatro a más) y se prefieren usar cuando las velocidades son menores a 1800RPM por ejemplo en las centrales hidroeléctricas [2].

1.1.3 Circuito equivalente de un generador síncrono trifásico

En la figura 1.4 se muestra el circuito equivalente de un generador síncrono trifásico:

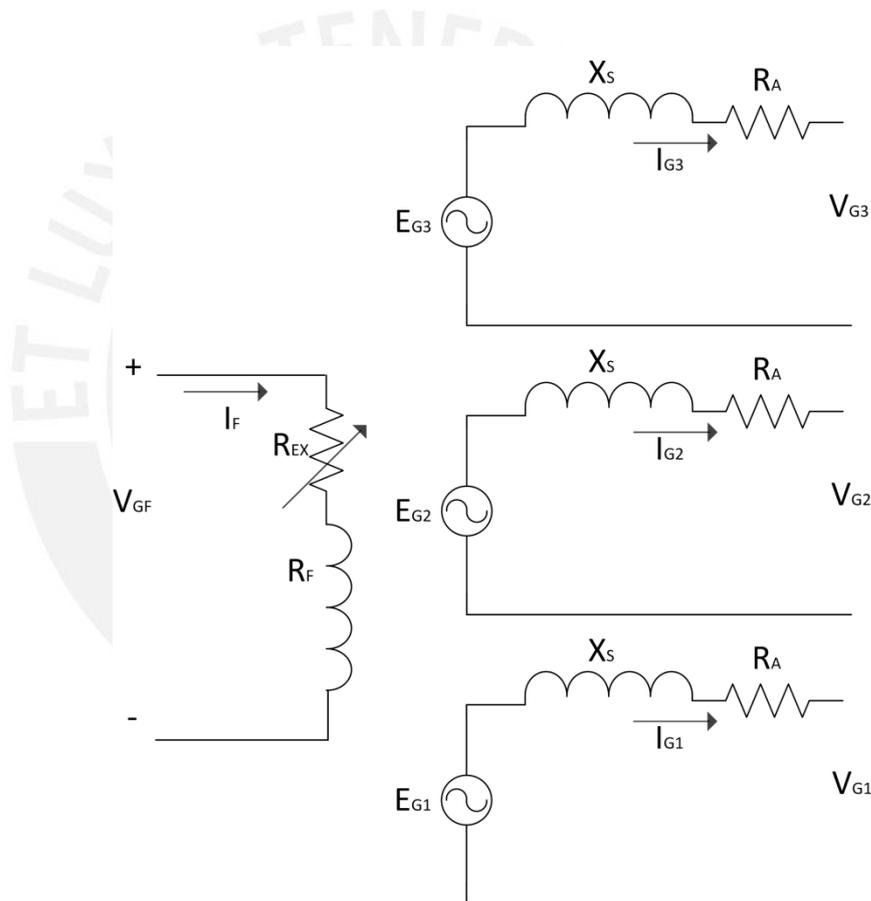


Figura 1.4 Circuito equivalente de generador síncrono trifásico (Fuente: Propia)

Donde:

I_F : Corriente de campo

I_G : Corriente de armadura

E_G : Fuerza electromotriz inducida

V_{GF} : Voltaje en el circuito de campo

R_A : Resistencia del circuito armadura

R_F : Resistencia de la bobina de campo

R_{EX} : Resistencia externa al circuito de campo

X_S : Reactancia de magnetización

V_G : Voltaje de carga

Las ecuaciones que gobiernan este generador son las siguientes:

$$I_f = \frac{V_{GF}}{R_{EX} + R_F}$$

$$V_G = E_G - I_G \cdot [(R_A) + jX_S]$$

$$E_G = K \cdot \phi \cdot \omega = KK' \cdot I_f \cdot \omega$$

Donde:

KK' : Constante del generador

ϕ : Flujo resultante

ω : Velocidad angular del eje

1.1.4 Ensayos del generador síncrono trifásico

Para la presente tesis, el generador a utilizar en los ensayos no cuenta con una excitatriz por lo que la corriente de excitación deberá ser suministrada por una fuente independiente. Además, para la realización de los ensayos, se utiliza una máquina eléctrica que suministra la potencia mecánica necesaria al generador llamado motor primo, entonces se utilizará un motor DC tipo shunt con excitación independiente cuyo estudio se abordará en la sección 1.2 del presente capítulo.

a. Ensayo en vacío

Por ensayo en vacío de un generador síncrono trifásico se entiende al funcionamiento sin carga cuyo resultado es la curva de la tensión alterna generada en el circuito de armadura (V_G) en función de la corriente de

excitación (I_F), girando el generador a velocidad constante. La tensión generada en armadura debe llegar hasta su tensión nominal.

En la figura 1.5 se representa la forma de la curva característica de vacío. En ella se observan dos tramos: el que corresponde a los valores crecientes y el que corresponde a los valores decrecientes, siendo éste último más elevado a causa de la histéresis del circuito magnético. Además V_{rem1} y V_{rem2} representan las tensiones remanentes.

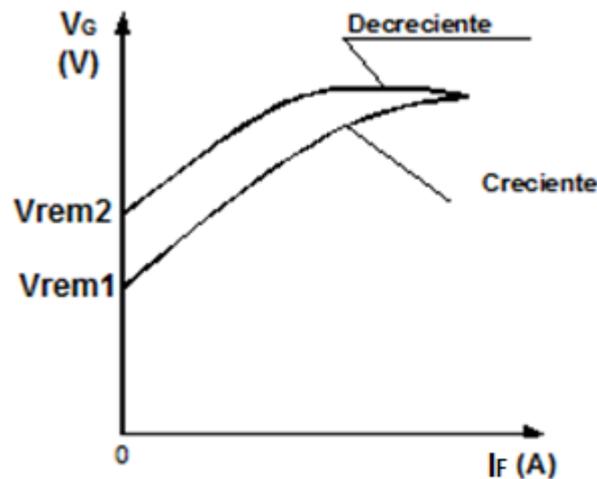


Figura 1.5 Curva característica de vacío (Fuente: [2])

b. Ensayo en cortocircuito

Para este ensayo se deben cortocircuitar los tres terminales del bobinado de la armadura. En el ensayo se miden la corriente de armadura (I_C) y la corriente de excitación (I_F) mientras que la velocidad del generador se mantiene constante. En este ensayo se proporciona un valor muy bajo de corriente de campo.

En la figura 1.6 se representa la forma de la curva característica de cortocircuito.

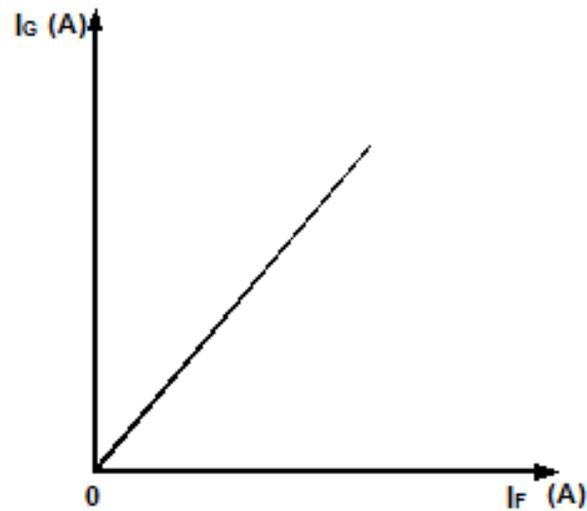


Figura 1.6 Curva característica de cortocircuito (Fuente: [2])

c. Ensayo en carga

El conjunto de curvas que describen el comportamiento del generador síncrono al aplicársele carga son:

- **Curva de regulación**

Conjuntos de curvas que permiten determinar la variación que ha de tener la corriente de excitación para mantener la tensión de línea constante, cualquiera que sea la carga y el factor de potencia.

- **Curva de características exteriores**

Conjuntos de curvas que permiten determinar la variación de la tensión en los bornes del generador, en función de la corriente suministrada por él para una velocidad, factor de potencia y corriente de excitación constante.

- **Curva de carga**

Conjuntos de curvas que permiten determinar la variación de la tensión en los bornes del generador en función de la corriente de excitación para una corriente suministrada, frecuencia y factor de potencia constante.

1.2 Estudio del motor DC

Las máquinas de corriente continua son elementos electromecánicos de conversión muy versátiles pues con solo cambiar la fuente de energía

primaria éstas podrían ser usadas como motores o como generadores. La principal ventaja de los motores de corriente continua (DC) es su fácil control de velocidad y torque por lo que su uso en aplicaciones de control y automatización se encuentra muy difundido; mientras que su principal inconveniente es su caro mantenimiento y construcción [1].

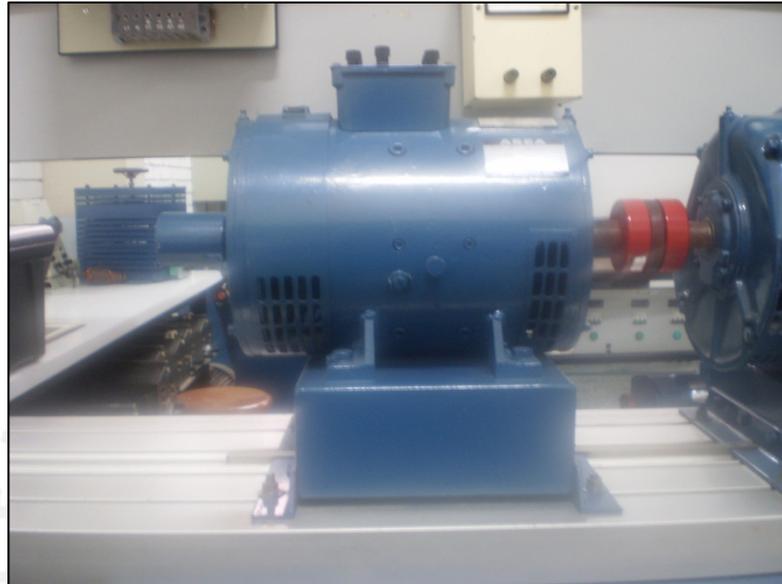


Figura 1.7 Motor DC del Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la PUCP (Fuente: Propia)

1.2.1 Elementos de un motor DC

El motor DC se compone principalmente de dos partes:

a. Campo o Inductor

Es el circuito encargado de producir el campo magnético necesario para crear las corrientes inducidas en la armadura del motor. Este campo puede ser producido por imanes permanentes o por electroimanes, los primeros son utilizados mayormente en motores DC pequeños pues su magnitud de campo magnético no puede ser variado; los segundos son utilizados en motores de mediana y gran potencia pues su magnitud de campo magnético puede variar.

Por lo general los electroimanes están montados sobre la carcasa de la máquina; es decir, en el estator. Se caracteriza porque se construye de alambre delgado y muchas vueltas.

b. Armadura o Inducido

Es el circuito encargado de entregar la potencia mecánica. Consta de un núcleo construido de láminas o chapas de acero al silicio aisladas entre sí por medio de un barniz con el objetivo de disminuir las corrientes de eddy que se producen en el núcleo y causan pérdidas.

El núcleo tiene ranuras donde se aloja el arrollamiento del inducido o devanados del inducido que es donde se produce la fuerza electromotriz a causa del flujo magnético inducido por el circuito inductor o campo. Se caracteriza porque su bobina se construye de alambre grueso y con pocas vueltas debido a esto su resistencia es baja.

1.2.2 Clasificación de motores DC

Los motores DC se pueden clasificar de la siguiente manera:

a. Shunt

Se denomina de esta forma cuando los circuitos de campo y armadura se conectan en paralelo. A su vez se divide en shunt de excitación independiente y shunt autoexcitado. En el shunt de excitación independiente, la fuente de tensión para el circuito de campo es diferente a la fuente de tensión para el circuito de armadura mientras que en el shunt autoexcitado ambos circuitos están conectados a la misma fuente, entonces del total de la intensidad de corriente exigida por la máquina parte atraviesa el circuito de campo y la diferencia el circuito de armadura.

b. Serie

Se denomina de esta forma cuando los circuitos de campo y armadura están conectados en serie. Entonces la intensidad de corriente que atraviesa al circuito de armadura es la misma que atraviesa al circuito de campo.

c. Compuesto

En este caso se puede decir que el motor es una combinación de las anteriores conexiones debido a que una de las bobinas inductoras está en serie con el inducido mientras que la otra está en paralelo con él. Dependiendo de cómo se realicen estas conexiones se dividen en compuesto de conexión corta y compuesto de conexión larga.

1.2.3 Circuito equivalente de un motor DC tipo shunt

A continuación, se desarrolla el circuito equivalente de un motor DC tipo shunt pues es el tipo de motor para el que se diseñan las fuentes en la presente tesis.

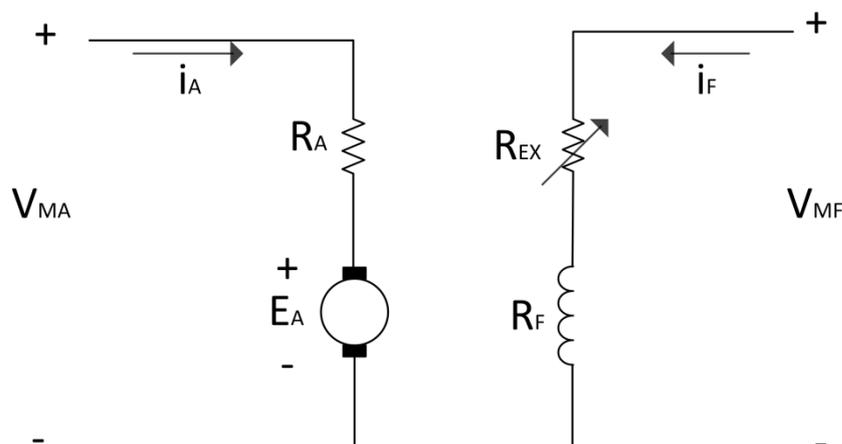


Figura 1.8 Circuito equivalente del motor DC shunt con excitación independiente (Fuente: Propia)

Donde:

i_F : Corriente de campo

i_A : Corriente de armadura

E_A : Fuerza contraelectromotriz

V_{MA} : Voltaje en el circuito de armadura

V_{MF} : Voltaje en el circuito de campo

R_A : Resistencia del circuito armadura

R_F : Resistencia del circuito campo

R_{EX} : Resistencia externa al circuito de campo

Las ecuaciones que gobiernan este tipo motor son las siguientes:

$$i_F = \frac{V_{MF}}{R_A + R_F}$$

$$V_{MA} = E_A + i_A \cdot R_A$$

$$E_A = K \cdot \phi \cdot \omega = KK' \cdot i_F \cdot \omega$$

Donde:

KK' : Constante del motor

ϕ : Flujo resultante

ω : Velocidad angular del eje

1.3 Planteamiento

Para la puesta en marcha y en especial la realización de los ensayos en máquinas que requieren de voltaje directo como los motores DC o los generadores de corriente alterna en su circuito de campo, se requieren de fuentes de alimentación cuyo valor de voltaje pueda ser cambiado; esto quiere decir que las fuentes no solo deben entregar una tensión continua del valor que se especifica en las características nominales de la máquina, sino también deben tener la capacidad de entregar valores menores.

Para el caso particular de los ensayos del generador síncrono trifásico, que se realizan en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas de la PUCP, se requieren de dos fuentes de alimentación de tensión variables para los circuitos de campo y armadura del motor DC shunt y una fuente de alimentación de tensión variable para el circuito de campo del generador.

La variación del voltaje de alimentación de los circuitos normalmente se logra con el empleo de reóstatos en los que al paso de corriente se produce una caída de potencial directamente proporcional al valor del reóstato lo cual introduce una pérdida de potencia que se traduce en una menor eficiencia en la operación de estas máquinas. Además los reóstatos son equipos independientes a las fuentes de alimentación; es decir, ocupan un espacio y requieren un mantenimiento aparte. Tampoco permiten realizar futuras aplicaciones de automatización debido a la naturaleza manual de su uso.

La figura 1.9 muestra el diagrama con el que se desarrollan los ensayos del generador síncrono trifásico actualmente en el Laboratorio de Máquinas Eléctricas. Se detallan los reóstatos utilizados para variar el voltaje DC en cada circuito.

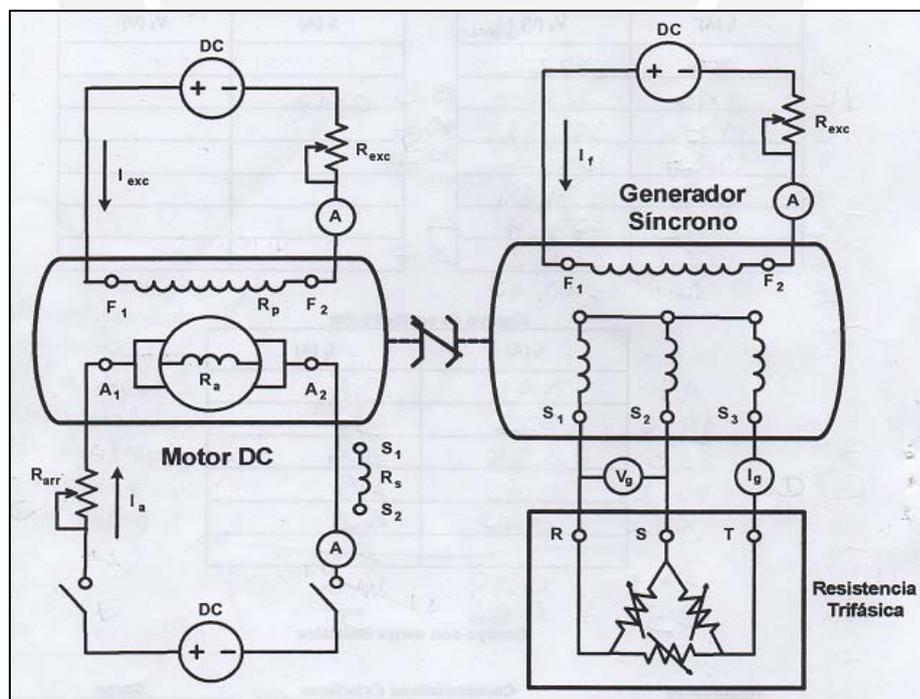


Figura 1.9 Diagrama de conexiones para los ensayos del generador síncrono (Fuente: [7])

1.4 Formulación del problema

Detalladas las condiciones del empleo de los reóstatos para la obtención de voltajes variables necesarios para los circuitos de máquinas eléctricas como es el caso en el desarrollo de los ensayos del generador síncrono trifásico se plantea encontrar una solución alternativa para lograr suministrar tensión DC de magnitud variable a dichos circuitos.

1.5 Objetivos del presente estudio

1.5.1 Objetivo general

Diseñar e implementar fuentes de alimentación regulables para suministrar tensión a los circuitos de campo y armadura de un motor DC shunt y al circuito de campo de un generador síncrono trifásico.

1.5.2 Objetivos específicos

- Las especificaciones de las fuentes a desarrollar son las siguientes:
 - 0 – 100VDC 2.5A para el circuito de campo del generador síncrono.
 - 0 – 311VDC 2A para el circuito de campo del motor DC.
 - 0 – 311VDC 10A para el circuito de armadura del motor DC.
- Seleccionar los componentes adecuados para la implementación de las fuentes de alimentación con base en los requerimientos de los circuitos a alimentar (tensión, corriente y velocidad de respuesta).
- Desarrollar un control de lazo abierto que permita variar las tensiones de las fuentes de alimentación.

CAPÍTULO 2

FUENTES DE ALIMENTACIÓN

2.1 Estado del arte

2.1.1 Las fuentes de alimentación en la industria

En las aplicaciones actuales de uso de la energía eléctrica, el uso de fuentes de alimentación DC reguladas para suministrar energía a sistemas eléctricos y electrónicos es necesario. El suministro adecuado de energía a estos sistemas es sumamente importante para su correcto funcionamiento de lo contrario se puede afectar la vida útil de estos equipos además de afectar gravemente la seguridad durante su uso.

En forma general se busca que los sistemas de alimentación cumplan con todas o la mayor parte de las siguientes especificaciones [4].

- Aislamiento entre fuente y carga.
- Alta densidad de potencia para reducción de tamaño y peso.
- Dirección controlada del flujo de potencia.
- Alta eficiencia de conversión.
- Formas de onda en la entrada y la salida con poca distorsión armónica total con el objetivo de que los filtros sean pequeños.

2.1.2 Tecnologías usadas en las fuentes de alimentación

Existen dos tipos principales de fuentes de alimentación: fuentes de alimentación reguladas y no reguladas. A su vez las fuentes reguladas se dividen en fuentes de alimentación reguladas linealmente y fuentes de alimentación conmutadas. Éstas últimas son las que tienen mayor aceptación en el mercado industrial debido a su capacidad de aceptar un amplio rango de entradas, su alto rendimiento y su diseño compacto. La figura 2.1 muestra los tipos de fuentes de alimentación DC.

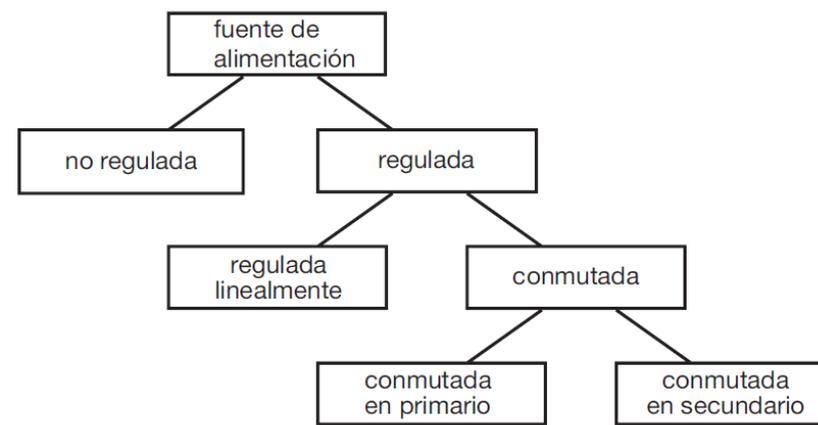


Figura 2.1 Tipos de fuentes de alimentación DC (Fuente: [5])

Con base en la figura 2.1 se explicará con mayor detalle los distintos tipos de tecnologías que se usan en las fuentes DC actualmente.

a. Fuentes no reguladas

Estas fuentes cuentan con un transformador a la entrada de la tensión AC para bajar su nivel de ser necesario o simplemente para aislar la entrada, la siguiente etapa consiste en una configuración de diodos rectificadores que se encargan de rectificar la tensión AC obtenida a la salida del transformador, la salida de esta etapa resulta una DC con rizado por lo que continúa una etapa de filtrado donde la señal se suaviza por el efecto de condensadores.

Con esta configuración la tensión de salida depende directamente de la tensión de entrada; es decir, las variaciones de nivel de voltaje en la entrada afectan a la salida dependiendo de la relación del transformador.

Este tipo de fuentes se usa para aplicaciones donde no se requiere un nivel de salida exacto. Debido a su transformador de baja frecuencia estas fuentes suelen ser de grandes tamaños aunque su eficiencia está en el orden del 80%. La figura 2.2 muestra un esquema de este tipo de fuente.

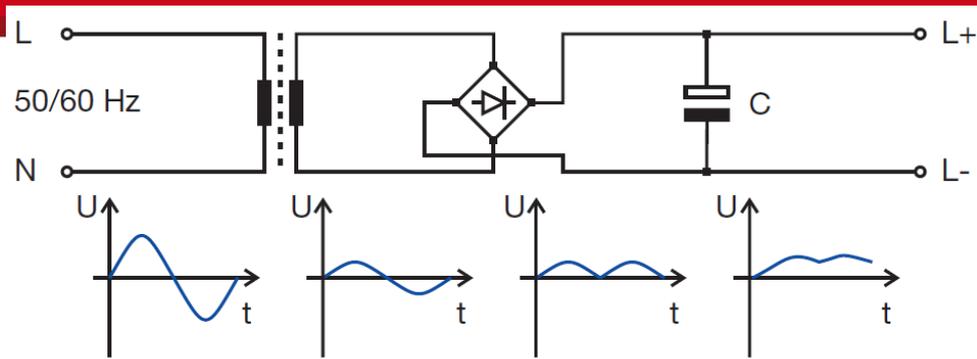


Figura 2.2 Fuente de alimentación no regulada (Fuente: [5])

b. Fuentes reguladas

Las fuentes reguladas son aquellas cuya tensión de salida no depende directamente de la tensión de entrada si no que ésta es regulada por dispositivos semiconductores.

- **Fuentes lineales**

Las fuentes convencionales para suministro de energía a equipos que requieren una tensión exacta son las fuentes reguladas linealmente. Éstas presentan ciertos inconvenientes como su bajo rendimiento, debido a las elevadas pérdidas en el transistor de potencia, y su gran tamaño, debido al transformador de baja frecuencia. Su rendimiento está en el orden del 50%. Una de sus ventajas es que no producen grandes EMI (interferencia electromagnética) con otros equipos. La figura 2.3 muestra un esquema de este tipo de fuentes.

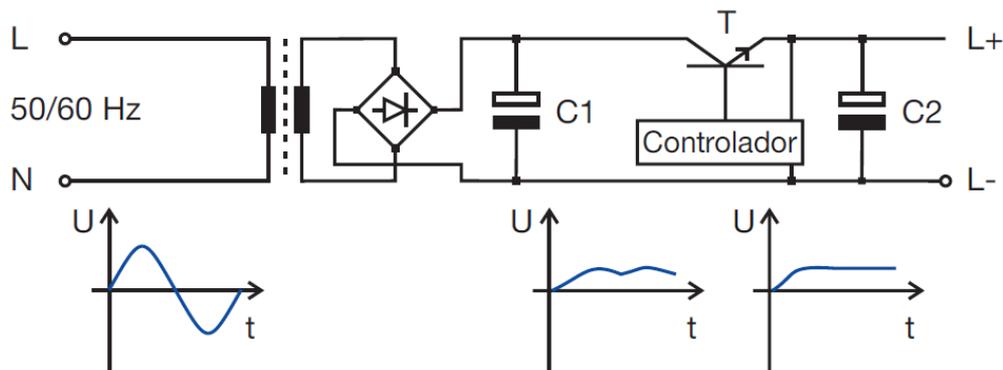


Figura 2.3 Fuente de alimentación regulada linealmente (Fuente: [5])

- **Fuentes conmutadas**

A diferencia de las fuentes reguladas linealmente, las fuentes conmutadas no presentan grandes pérdidas en el transistor de potencia, pues éste no actúa como una resistencia variable sino como un interruptor.

Como se observa en la figura 2.4 en las fuentes conmutadas en primario la tensión AC es rectificadas luego suavizada por efecto de un condensador y la tensión DC resultante es interrumpida periódicamente por acción de un transistor. La conmutación da como resultado una tensión DC con forma cuadrada la que se transforma al lado secundario por medio de un transformador de alta frecuencia. La cantidad de energía suministrada al circuito secundario para la carga depende directamente de la acción conmutadora del transistor; es decir, mientras más tiempo esté conduciendo más energía se estará entregando. Dado que la tensión de salida no depende directamente de la tensión de entrada estas fuentes pueden ser alimentadas con un amplio rango de tensiones de entrada e incluso con tensiones DC.

Es así que con las fuentes conmutadas en primario se puede responder a diversas necesidades de alimentación. Su rendimiento se encuentra en el rango de 85 y 95%.

Esquemáticamente, las fuentes conmutadas en secundario difieren tan solo en el lugar de conmutación de las fuentes conmutadas en primario; esto ocasiona que el transformador usado para este tipo de fuentes sea más grande.

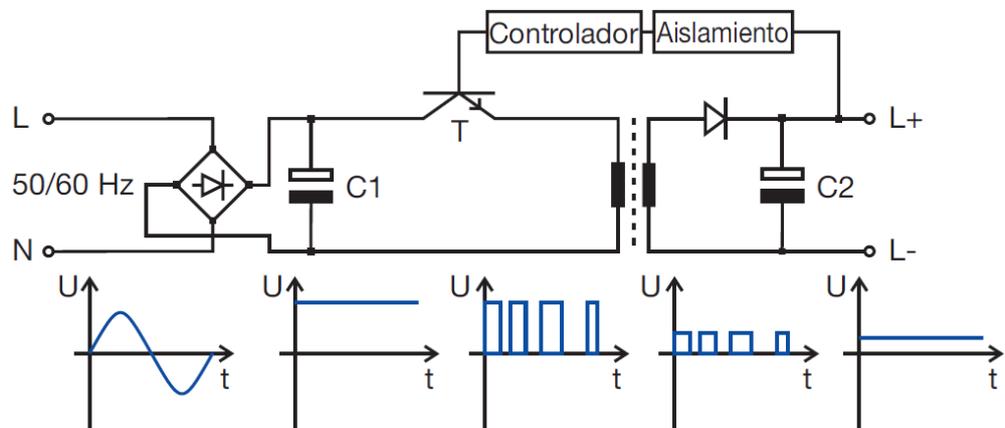


Figura 2.4 Fuente de alimentación conmutada en primario (Fuente: [5])

Debido a las características explicadas, las fuentes conmutadas en primario son actualmente la opción número uno para el diseño de fuentes DC.

2.1.3 Comparación de los tipos de fuentes

En la tabla 2.1 se comparan los distintos tipos de fuentes de alimentación, teniendo en cuenta sus características más importantes. En cada fila se comparan cualitativamente los tres tipos de fuentes respecto a las características que se encuentran en la primera columna.

Tabla 2.1 Comparación de distintos tipos de fuentes de alimentación

	No reguladas	Reguladas linealmente	Conmutadas en primario
Rendimiento	medio	bajo	alto

Tiempo de regulación	alto	bajo	medio
Peso y tamaño	alto	medio	bajo
Rizado residual	alto	bajo	medio
Costes	bajo	medio	alto
Ámbitos de aplicación	bajo	medio	alto

(Fuente: Adaptación de [5])

2.1.4 Especificaciones en las fuentes de alimentación

En el mercado, las fuentes de alimentación cuentan con especificaciones que sirven para evaluar de manera objetiva si éstas cumplen con los requerimientos para una aplicación determinada. A continuación, algunas de estas especificaciones:

- *Rango de entrada:* Un rango de tensión de entrada amplio nos permitirá aplicarlo a situaciones donde las tensiones de suministro son distintas.
- *Tensión de salida:* Tensión regulada de salida que alimenta la carga.
- *Intensidad de salida:* Corriente de salida de la fuente.
- *Rendimiento:* Consiste en el porcentaje de la potencia de entrada que ha sido convertida en potencia de salida efectiva para alimentar la carga.
- *Rizado y ruido:* Parámetro que nos obliga a elegir entre fuentes lineales o conmutadas, pues por su diseño las lineales ofrecen bajos niveles de este parámetro. Estos valores pueden ser poco relevante para fuentes de potencias elevadas. [8]
- *Respuesta a transitorios:* Consiste en la velocidad con que una fuente de alimentación es capaz de adaptarse a cambios de impedancia de carga, o en cómo responde la fuente a cambios rápidos de corriente. Cuando la corriente varía significativamente hace que la tensión de salida tienda a variar en un corto periodo de tiempo; a la par actúa el lazo de control tratando de recuperar el nivel de tensión ajustado. [8]
- *Tiempos de subida y caída de tensión:* Estos periodos de tiempo vienen determinados por los tiempos de carga y descarga de los

- *Regulación de carga:* Se trata del cambio de tensión permanente respecto a la tensión de ajuste debido a cambios continuos de demanda de corriente de salida desde la carga alimentada. [8]
- *Regulación de línea:* Especifica el porcentaje de fluctuación de la salida de DC en función de la fluctuación de la AC de entrada. [8]
- *Estabilidad:* Especifica la deriva de la salida de tensión y corriente a largo plazo. Nos da información acerca del comportamiento de la fuente si es que esta vuelve a ajustarse con precisión a los valores requeridos tras periodos de ajuste en distintos valores. [8]

2.1.5 Fuentes de alimentación en el mercado

Actualmente, existen diversas marcas en el mercado de las fuentes de alimentación y la gran mayoría de ellas están enfocadas al desarrollo de fuentes con niveles de salida regulada hasta 48V y 5A que son comúnmente usadas para suministrar energía a computadoras, impresoras, televisores, etc. No existe un mercado amplio de fuentes con niveles de salida de más de 100V ni mucho menos fuentes para un uso específico como es el de alimentar los circuitos de un motor DC y un generador síncrono.

CAPÍTULO 3

DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

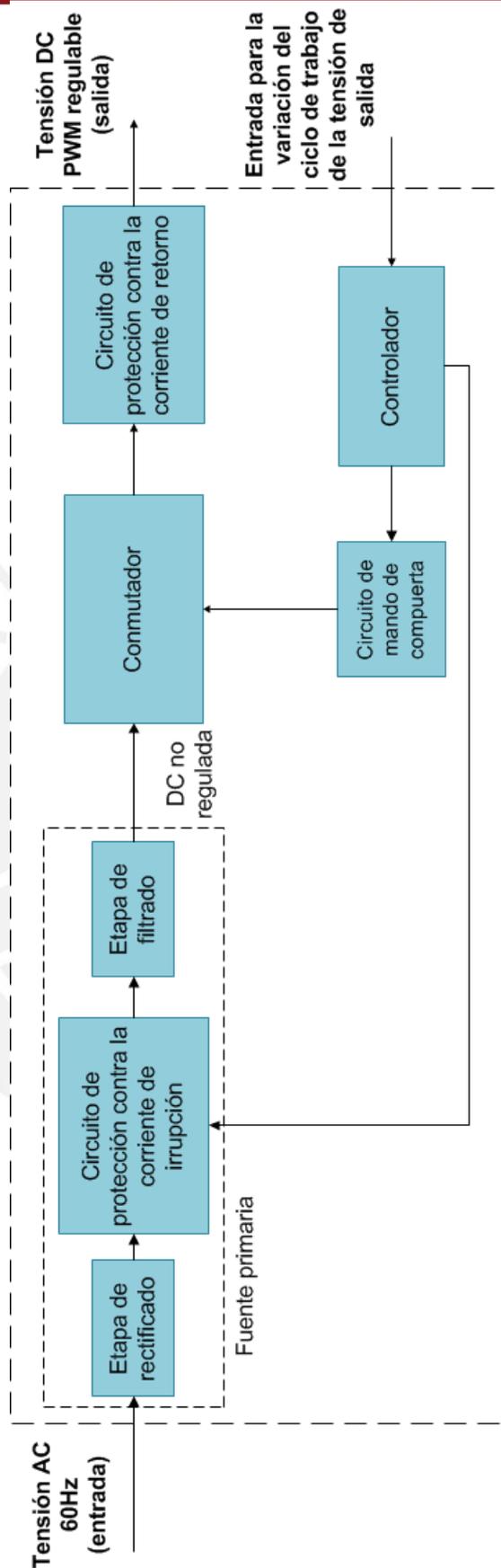
3.1. Descripción del sistema

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, SCRs, etc que operan como interruptores a velocidades de conmutación en el orden de los KHz; de esta forma la disipación de potencia es mucho menor, como se explicó en el capítulo 2. 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 las máquinas eléctricas responden de la misma manera a un suministro de tensión DC con la técnica de modulación por ancho de pulsos bajo una frecuencia adecuada cuyo estudio se aborda en el Anexo 9.

La figura 3.1 muestra el diagrama de bloques para el diseño de las fuentes planteadas en la presente tesis. La entrada del sistema es una tensión AC,

ésta primero
etapa de
filtrado de la cual
tensión DC no
tensión DC no
tensión que
dispositivo
entonces de
tensión y a los
conducción del
conmutador se
tensión DC a la
técnica de
ancho de pulsos.
conducción del
conmutador son
programa de
abierto en el
través del
mando de



pasa por una
rectificado y
se obtiene una
regulada. La
regulada es la
recibe el
conmutador,
acuerdo a esta
periodos de
dispositivo
genera una
salida con la
modulación por
Los periodos de
dispositivo
definidos por un
control de lazo
controlador a
circuito de
compuerta.



Figura 3.1 Diagrama de bloques de la fuente de alimentación planteada (Fuente: Propia)

3.2. Justificación del diseño

3.2.1 Fuente primaria

Se encarga de rectificar y filtrar la tensión AC que recibe como entrada desde la línea de la red o de un transformador para entregar una tensión DC no regulada (V_E) .

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

V_E : Voltaje de salida de la fuente primaria (V_{Emin} es la tensión de salida mínima requerida)

P_E : Potencia de salida requerida

a. Etapa de rectificado

Basada en diodos rectificadores que se encargan de rectificar la tensión AC de ingreso. La selección de estos componentes se realiza en función de los valores máximos de corriente y del valor de tensión inversa que deben soportar. En el presente diseño, se toma en cuenta los valores nominales de corriente y voltaje que se encuentran en los datos placa de las máquinas eléctricas.

b. Circuito de protección contra la corriente de irrupción

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 [10].

Al encendido de las fuentes de alimentación se genera la corriente de irrupción debido a los condensadores descargados cuyos comportamientos en ese estado se asemejan a la de varios cortos circuitos en paralelo. Esta corriente puede dañar al puente de diodos y por lo tanto afectar negativamente al funcionamiento de la fuente.

Para limitar esta corriente transitoria, se ha visto en equipos comerciales el uso de resistencias de bajo valor óhmico y alta potencia así como el uso de termistores de potencia ICL (limitador de corriente de irrupción). Debido a que en el mercado local no se encuentran estos últimos se plantea para el diseño de las fuentes usar una resistencia para disminuir esta corriente y luego de un tiempo, en donde los condensadores ya se han cargado y por lo tanto la corriente que circula por esa resistencia es casi nula, cortocircuitarla mediante el empleo de un relé activado por una señal proveniente del microcontrolador. Esta configuración se estudiará en la parte a de la sección 3.3 del presente capítulo.

c. Etapa de filtrado

En esta etapa, la tensión rectificadora obtenida a la salida de los diodos es suavizada por acción de condensadores para obtener lo que se llama tensión DC no regulada como se indica en la figura 3.1.

Para hallar el valor del condensador con base en la figura 3.2 se plantea lo siguiente:

$$V_{\text{entrada}} = V_{\text{emax}} \times \text{sen}(wt + \theta) \quad (\text{Ecuación general})$$

$$V_{\text{min}} = V_{\text{pk}} \times \text{sen}(wt_x)$$

$$V_{\text{min}} = V_{\text{pk}} \times \text{sen}\left(w \left[\frac{T}{4} - t_{\text{rc}}\right]\right)$$

$$V_{\text{min}} = V_{\text{pk}} \times \text{sen}\left(\frac{2\pi}{T} \left(\frac{T}{4} - t_{\text{rc}}\right)\right)$$

$$V_{\text{min}} = V_{\text{pk}} \times \text{sen}\left[\left(\frac{\pi}{2} - wt_{\text{rc}}\right)\right]$$

Entonces se calcula el valor del tiempo de recarga.

$$t_{\text{rc}} = \frac{\arccos\left(\frac{V_{\text{min}}}{V_{\text{pk}}}\right)}{w}$$

La corriente a través de la carga en las peores condiciones en función de la potencia de salida requerida está dada por la siguiente relación:

$$I_{\text{z}} = \frac{P_{\text{E}}}{V_{\text{Emin}}}$$

Este valor debe mantenerse durante el periodo completo de la señal rectificadora; para esto se aproxima la corriente de recarga del condensador de filtro a un pulso rectangular (figura 3.2). Entonces el valor de I_{z} debe ser igual a:

$$I_{\text{z}} = \frac{t_{\text{rc}} \times I_{\text{pk}}}{T_{\text{R}}} = \frac{P_{\text{E}}}{V_{\text{Emin}}}$$

Ya que la energía disipada en el condensador en un periodo de la onda rectificadora es nula entonces la corriente de carga es la misma que la de descarga. La corriente de descarga es la que se entrega a la carga.

Donde T_R es el periodo de la onda rectificada.

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

El valor de la corriente pico.

$$I_{pk} = \frac{T_R \times F_E}{t_c \times V_{Emin}}$$

Usamos la ecuación:

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

Donde se hacen las siguientes igualdades:

$$\Delta V = V_r$$

$$\Delta t = t_c$$

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 3.2.

La expresión de cálculo del condensador luego de sustituir las igualdades resulta:

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

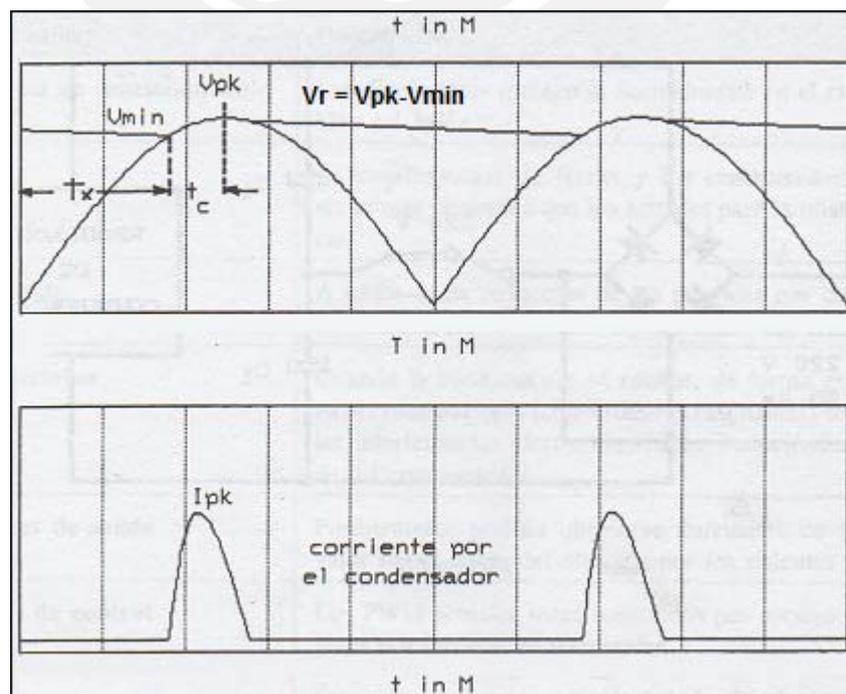


Figura 3.2 Gráficas de tensión y corriente a la salida de la fuente primaria (Fuente: [9])

3.2.2 Conmutador

Básicamente, está formado por un elemento con la capacidad de operar en régimen de conmutación como los MOSFETs, IGBTs, BJTs, etc.

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

Se eligió usar transistores MOSFET por ser dispositivos más económicos que los transistores IGBT pues la aplicación de estos últimos está orientada a potencias más altas de trabajo que los transistores MOSFET.

La selección de este componente se realiza tomando en cuenta su capacidad de corriente durante la etapa de saturación y la tensión máxima que puede soportar entre sus terminales de drenador y surtidor (tensión de ruptura) durante la etapa de corte. La elección de los transistores MOSFET se realiza en las secciones 3.3, 3.4 y 3.5 del presente capítulo.

- **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 [11].

Los dispositivos semiconductores de las fuentes del presente estudio, como el transistor MOSFET y el puente de diodos, durante su funcionamiento

puede que necesiten disminuir su resistencia térmica utilizando dispositivos llamados disipadores o radiadores para funcionar sin riesgo de dañarse por la potencia disipada a ciertos niveles de intensidad de corriente. El disipador adecuado se define a partir de cálculos basados en las hojas técnicas de los dispositivos. La figura 3.3 representa el caso general de uso del disipador.

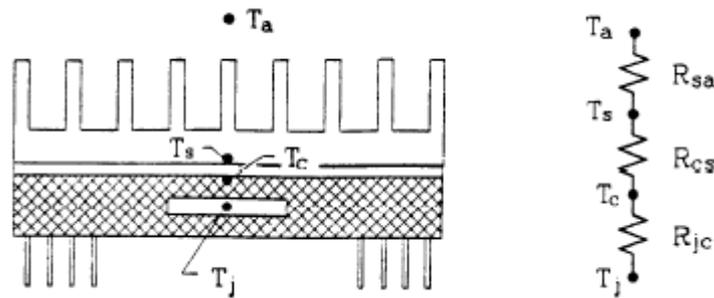


Figura 3.3 Dispositivo con disipador (Fuente: [11])

Su ecuación:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_{sa} + R_{cs} + R_{jc})$$

3.2.3 Circuito de mando de compuerta

Debido a que el microcontrolador no es capaz de ofrecer en sus salidas el voltaje necesario para activar el transistor de potencia, en este caso el MOSFET, este circuito tiene la función de permitir activar el MOSFET a la orden del microcontrolador.

Los transistores de conmutación pertenecen a la etapa de potencia de las fuentes y el microcontrolador a la de control, entonces este circuito debe brindar el aislamiento necesario; así también el circuito debe funcionar adecuadamente a las frecuencias de las conmutaciones de los transistores (en el orden de los KHz). Por los requerimientos de aislamiento y velocidad de funcionamiento expuestos se utilizará un optoacoplador del tipo rápido.

3.2.4 Circuito de protección contra la corriente de retorno

Este circuito de protección cumple la función de descargar al circuito 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 un diodo de recirculación (o un conjunto de ellos) en paralelo a la carga a alimentar. También se debe asegurar que el sentido de la corriente sea de la fuente de tensión a la carga para lo cual también se usarán diodos. Ambos diodos (o conjuntos de ellos), 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 mejores tiempos de respuesta que los diodos rectificadores estándar.

La selección de estos componentes se realiza en función de la velocidad de respuesta, de los valores máximos de corriente y del valor de tensión inversa que pueden soportar.

3.2.5 Controlador

El microcontrolador 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 un microcontrolador para el control del sistema.

Las fuentes de alimentación requieren que el microcontrolador se encargue de la lectura de las entradas de lazo abierto (a través de canales de conversión análogo digital), de la generación de señales PWM para la regulación de los ciclos de trabajo de las tensiones de salida y del control de los periféricos que intervienen en la desactivación de los circuitos de protección contra las corrientes de irrupción (este circuito se detalla en la parte b de la sección 3.2.1 del presente capítulo).

3.2.6 Fuentes auxiliares

Para los circuitos diseñados se necesitarán de fuentes auxiliares que proporcionen niveles de tensión DC fijos. Un nivel de tensión de 5VDC para alimentar el circuito del microcontrolador y tres niveles de tensión de 18VDC para la excitación de los tres transistores MOSFET de potencia.

3.3 Diseño de la fuente para el circuito de campo del generador

Los datos de placa del generador síncrono trifásico se registran en la tabla 3.1.

Tabla 3.1 Datos de placa del generador síncrono

ASEA	
Gen. 3 ^φ 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

(Fuente: Propia)

Se observan en los datos nominales que para el circuito de campo (o conocido también como circuito de excitación) los valores son 110VDC y 1.6A. Durante ensayos desarrollados con el asesor de la presente 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 – 100VDC/2.5A.

Con el objetivo de un mayor gobierno sobre la variación del nivel de tensión de la fuente, mediante la técnica de PWM, se plantea usar un transformador a la entrada con especificación de 220/70 VAC 3A.

a. Diseño de la fuente primaria

- **Etapa de rectificando**

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

- $V_{inv} > V_{PKmax} = 70 \cdot \sqrt{2} = 100VDC$
- $I_{max} > 2.5A$
- Bajo costo

La tabla 3.3 muestra comparativamente puentes rectificadores que cumplen con los requerimientos mencionados.

Se elige el puente rectificador KBU4J por su bajo precio. El KBL02 y el GBU4D no se encuentran en el mercado local lo cual incrementaría su precio si se desearía importarlos.

Tabla 3.2 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 1

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

*Precios basados en una web de ventas electrónicas.

(Fuente: Propia)

- **Diseño del circuito de protección contra la corriente de irrupción**

La figura 3.4 representa el circuito esquemático de una simulación en el programa Proteus Professional Demonstration, versión limitada del programa original. La simulación tiene como objetivo observar el comportamiento de la corriente de irrupción en la fuente para el circuito de campo del generador.

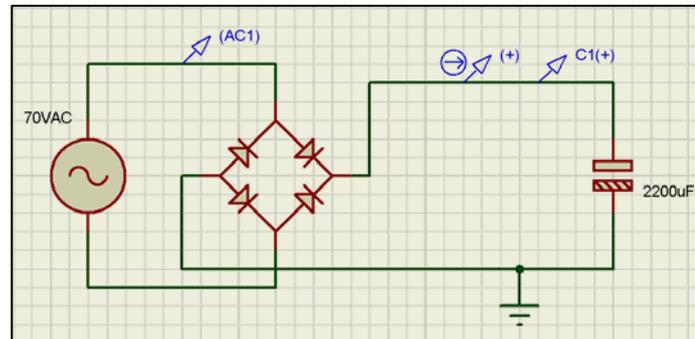


Figura 3.4 Circuito 1 para la simulación de la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

La figura 3.5 muestra gráficamente el resultado de la simulación donde se observa un transitorio de la corriente durante la carga del condensador con un pico de aproximadamente 80A. El transitorio se da en un tiempo de 4.16ms y podría afectar al puente rectificador.

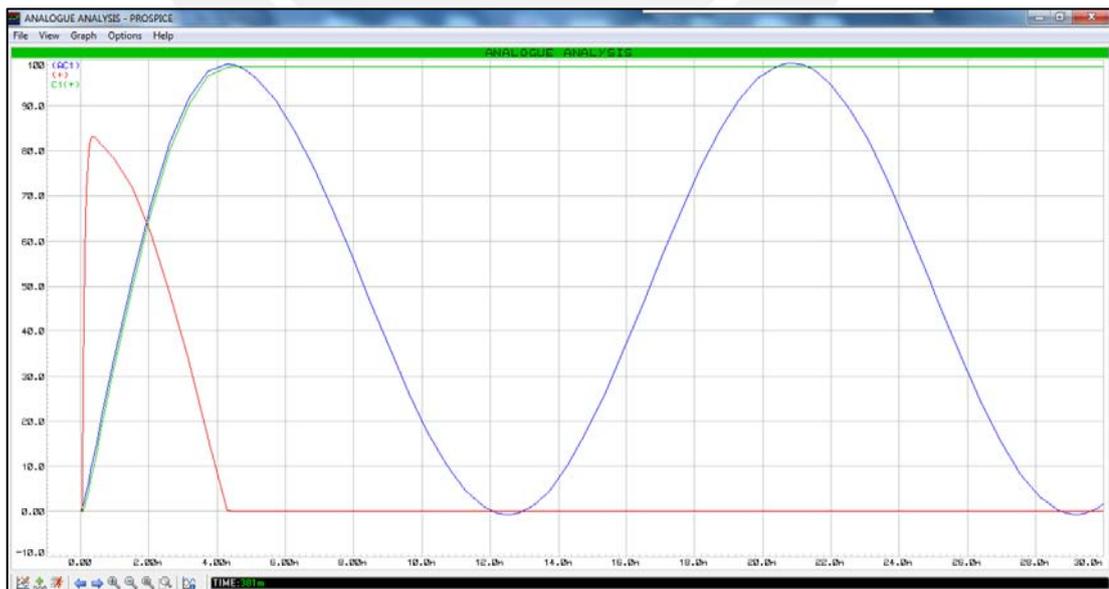


Figura 3.5 Gráficas resultado del circuito 1 (Fuente: Propia)

Se plantea añadir una resistencia de 10Ω de $10W$ para limitar esta corriente. El circuito a simular se observa en la figura 3.6

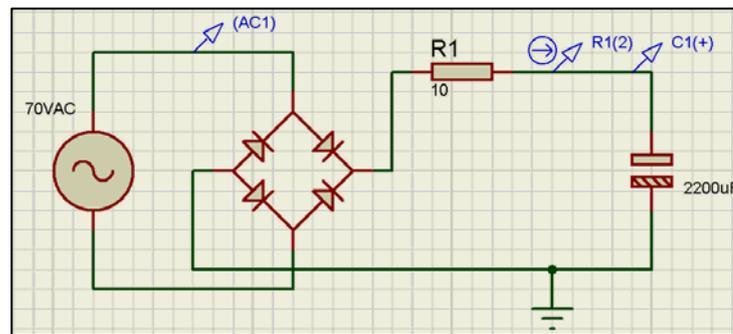


Figura 3.6 Circuito 2 para la simulación de la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

La figura 3.7 registra las gráficas resultado. Donde se observa una atenuación de la corriente de irrupción que resulta aproximadamente $8A$ (10 veces menor a la corriente original debido a la división que ocasiona la resistencia de 10Ω por la Ley de Ohm). Se observa además un mayor tiempo de carga del condensador el cual es aproximadamente $5\tau = 5RC = 5 \times 10 \times 2200\mu F = 110ms$.

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 .

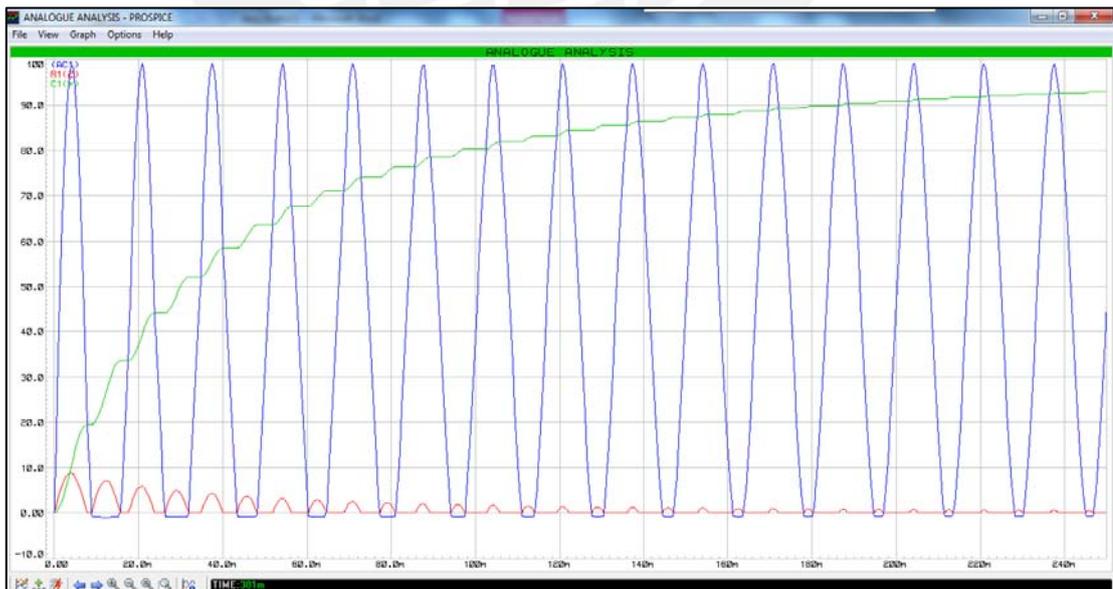


Figura 3.7 Gráficas resultado del circuito 2 (Fuente: Propia)

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 3.8 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 DESACTIVACION ingresa la señal del microcontrolador junto con su referencia GND, mientras que los terminales ACTUADOR-1 y ACTUADOR-2 se conectan en paralelo a la resistencia de 10Ω ; se observa que estos terminales están abiertos pero a la señal del microcontrolador se cerrarán y se cortocircuitará la resistencia.

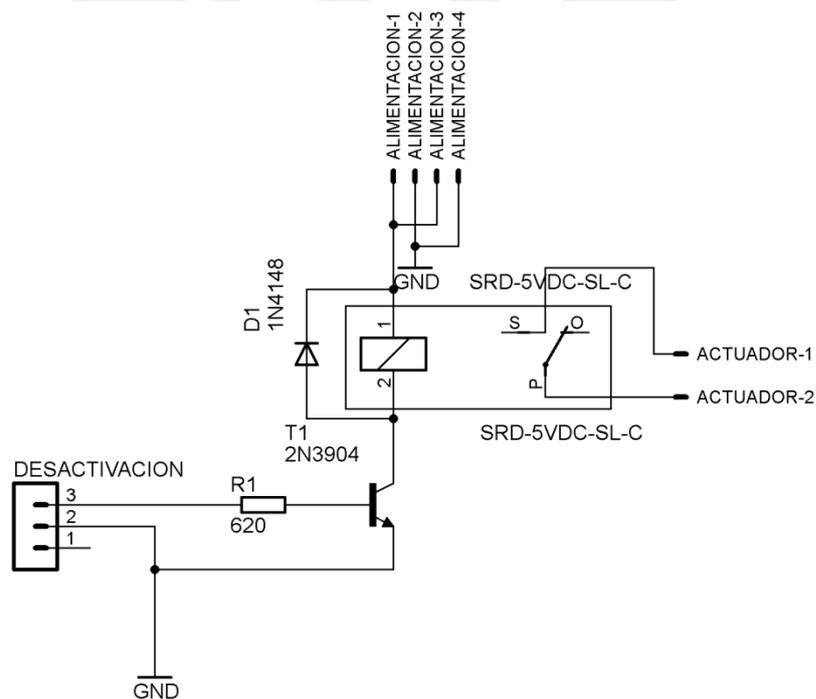


Figura 3.8 Circuito de protección contra la corriente de irrupción (Fuente: Propia)

En la hoja técnica del SRD-5VDC-SL-C se puede corroborar que el fabricante informa que el valor resistivo de la bobina del relé es 70Ω y debe ser atravesado por una corriente nominal de $71.4mA$. También se menciona que soporta una intensidad de corriente de 10A en sus contactos.

Las salidas del microcontrolador no pueden entregar directamente la corriente que necesita la bobina del relé para activarlo entonces se usa un transistor de unión bipolar NPN 3904 para amplificar la corriente.

Planteamos las ecuaciones de saturación del BJT 3904:

$$\frac{(VCC - VCE)}{R_{bob}} = I_c$$

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

Las pruebas realizadas demuestran que este valor de I_c es suficiente para que se realice la conmutación en los contactos del relé.

Para una buena saturación se recomienda que $\beta = 10$. Entonces $I_b = I_c / 10 = 6.857mA$.

En la base del transistor BJT tenemos:

$$\frac{(VCC - VBE)}{R1} = 0.857mA$$

Con $VBE = 0.7V$

$$R1 = 627.09\Omega$$

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.

- **Etapas de filtrado**

Del cálculo efectuado en la parte c de la sección 3.2.1 del presente capítulo se hallan los siguientes valores:

$$T_R = \frac{T}{2} = 6.33 \text{ms}$$

$$P_E = 2.5 \text{A} \times 100 \text{V} = 250 \text{W}$$

$V_r = 10\% \times 100 = 10 \text{V}$ (criterio razonable para la tensión de rizado entre 5 y 10% [9])

$$V_{Emín} = 97 \text{V}$$

Se rempazan los valores en la fórmula hallada.

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

$$C = 2146.9 \mu\text{F}$$

El valor comercial más cercano es el de 2200uF a 200V.

b. Elección del conmutador

Los criterios tomados en cuenta para la selección de este componente fueron:

- Tensión de ruptura mayor a 100V
- Capacidad de corriente en saturación mayor 2.5A.

La tabla 3.3 muestra comparativamente transistores MOSFET que cumplen con los requerimientos mencionados.

Tabla 3.3 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 1

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

(Fuente: Propia)

Tanto el IRF610PBF como el FQP4N20L no se encuentran en el mercado local entonces se elige el FQP10N20C. Este transistor tiene una mayor capacidad de corriente entonces su resistencia entre drenador y surtidor en saturación ($R_{D(sat)}$) es menor que el de los otros transistores; por lo tanto, necesitará un disipador de menor tamaño en comparación a ellos.

- **Cálculo de disipadores**

Para el MOSFET FQP10N20C la hoja de datos del fabricante nos da la siguiente información:

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

$$R_{cs} = 0.5 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} (\text{típico})$$

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

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

Asumimos una temperatura del ambiente de 40°C debido a la condición de estar dentro de una caja cuando el equipo esté terminado y una corriente que atraviese de 3A con el fin de sobredimensionar el disipador.

Con ayuda de la figura 3.9 planteamos la ecuación:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_{sa} + R_{cs} + R_{jc})$$

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

$$P = 3^2 \times 0.36 = 3.24\text{W}$$

$$150 - 40 = 3.24 \times (R_{sa} + 0.5 + 3.3)$$

$$R_{sa} = 31.71 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$$



Figura 3.9 Circuito térmico (Fuente: Propia)

Con el R_{ca} hallado se busca en una página web de ventas de electrónicas y se encuentra el disipador de la figura 3.10 con una resistencia térmica de $\frac{28^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ (mejor que lo calculado); con las medidas de la figura se adquiere un disipador similar para el MOSFET FQP10N20C en el mercado local.

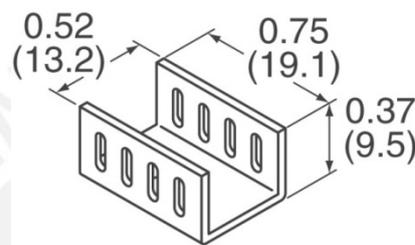


Figura 3.10 Disipador con resistencia térmica de $\frac{28^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$ (Fuente: <http://media.digikey.com/pdf/Catalog%20Drawings/Heat%20Shrink/274-1AB.jpg>)

c. Diseño del circuito de mando de compuerta

La figura 3.11 representa el circuito de mando de compuerta. Por el terminal denominado S_CONTROL ingresa la señal PWM proveniente del microcontrolador junto con su VCC de 5V y su GND. El punto 3 de S_CONTROL corresponde a los 5V con que es alimentando el microcontrolador, el punto 2 corresponde a la señal PWM obtenida de uno de los terminales del microcontrolador (para esta fuente el OC1A) y el punto 1 corresponde a la referencia a tierra de la alimentación del microcontrolador.

En la hoja técnica del optoacoplador rápido 6N136 se puede corroborar que el fabricante recomienda una corriente que atraviese el diodo led de hasta 25mA a la vez informa de una caída de tensión típica de 1.45V y máxima de 1.7V en el mismo.

Las terminales del microcontrolador no pueden entregar directamente la corriente que necesita el diodo led del optoacoplador rápido para activarlo entonces se usa un transistor de unión bipolar NPN 3904 para amplificar la corriente.

Planteamos las ecuaciones de saturación del BJT 3904:

$$\frac{(V_{CC} - V_{F_{LED}} - V_{CE})}{R_{13}} = 20mA = I_c$$

$$\frac{(5 - 1.7 - 0.2)}{R_{13}} = 20mA$$

$$R_{13} = 155\Omega$$

La resistencia comercial más cercana es de 150Ω .

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

$$I_b = I_c / 10 = 2mA.$$

En la base del transistor BJT tenemos:

$$\frac{(V_{CC} - V_{BE})}{R_6} = 2mA$$

$$\frac{(5 - 0.7)}{R_6} = 2mA$$

$$R_6 = 2150\Omega$$

La resistencia comercial más cercana es de $2K\Omega$.

En el lado del receptor, 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 Q3 y Q4 funcionan de la misma manera que el transistor anterior Q2; es decir, en corte y saturación sólo que en este caso cuando Q3 esté en corte Q4 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. Aplicando ecuaciones como para el caso de Q2 se hallan para Q3 y Q4:

$$R_5 = 5.6K\Omega$$

$$R_{11} = 5K\Omega$$

$$R_7 = 30K\Omega$$

- $V_{inv} > 100VDC$
- $I_{max} > 2.5A$

La tabla 3.4 muestra comparativamente diodos rápidos que cumplen con los requerimientos mencionados.

Tabla 3.4 Comparación entre diodos rápidos para la fuente 1

Modelo	NTE588	MR852
Velocidad de respuesta	35ns	100ns
Tensión inversa máxima	150V	200V
Corriente máxima	3A	3A

(Fuente: Propia)

En el mercado local no se encontró ninguno de los diodos anteriores pero sí el MR856 que pertenece a la familia del MR852 con la diferencia de que la tensión inversa que soporta es de 600V lo cual no resulta ningún inconveniente para su uso en esta aplicación.

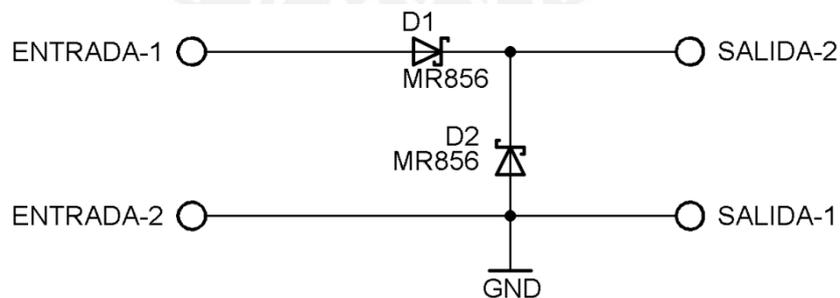


Figura 3.12 Circuito de protección contra la corriente de retorno para la fuente 1 (Fuente: Propia)

e. Elección del controlador

Se seleccionará un microcontrolador de la compañía ATMEL debido al conocimiento previo de la programación en esta familia de microcontroladores.

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

- Bajo costo.
- Por lo menos tres canales ADC (convertidor análogo digital).
- Por lo menos tres puertos de Entrada/Salida para controlar los circuitos de protección contra la corriente de irrupción.
- Tres canales de generación de ondas PWM.

Con base en la tabla 3.5, se observa que los tres microcontroladores cumplen con los requerimientos; sin embargo, se eligió el ATmega8 por el conocimiento previo de su programación, su bajo costo y además porque se cuenta con herramientas de desarrollo para su implementación como es su programador. Es importante mencionar que este microcontrolador desarrollará las funciones especificadas en la sección 3.2.5 del presente capítulo para las tres fuentes de la presente tesis.

Tabla 3.5 Comparación entre microcontroladores

Dispositivo	Atmel ATmega8	Atmel ATmega88	Atmel ATmega16
Canales ADC	6	6	8
Canales PWM	3	6	4
Puertos E/S	23	23	32
Voltaje de operación	4.5V – 5.5V	2.7V – 5.5V	4.5V – 5.5V

Costo	\$3.32	\$2.24	\$4.75
--------------	--------	--------	--------

(Fuente: Propia)

Para esta fuente en particular, el ATmega8 generará la señal PWM de control por el terminal OC1A a 9KHz (nivel de frecuencia que está dentro del rango especificado en el Anexo 9), usará 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.

3.4 Diseño de la fuente para el circuito de campo del motor

Los datos de placa del motor DC se registran en la tabla 3.6.

Se observan en los datos de placa que para el circuito de campo (o conocido también como circuito de excitación) no se registran explícitamente los valores nominales. Durante ensayos desarrollados con el asesor de la presente tesis con el motor shunt en excitación independiente se concluyó que este circuito requería un voltaje máximo de 220VDC a una corriente de 0.9A.

Tabla 3.6 Datos de placa del motor DC

ASEA	
MOTOR - SHUNT	Cat. no.
LAT 132	N° 2157809
1.5KW	1100 r/min
60 MIN. D	Class. B
220V	9A
Exc V	Exc A

(Fuente: Propia)

Para la alimentación de este circuito se plantea diseñar una fuente para las siguientes especificaciones: 0 – 311VDC 2A.

a. Diseño de la fuente primaria

- Etapa de rectificado

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

- $V_{inv} > V_{PKmax} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311VDC$
- $I_{max} > 2A$
- Bajo costo

Se elige el puente rectificador KBU4J por su bajo precio. El KBL04 y el RS404GL no se encuentran en el mercado local lo cual incrementaría su precio si se desearía importarlos.

La tabla 3.7 muestra comparativamente puentes rectificadores que cumplen con los requerimientos mencionados.

Tabla 3.7 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 2

Modelo	KBU4J	KBL04	RS404GL
Tensión inversa máxima	600V	400V	400V
Corriente máxima	4A	4A	4A
Precio	\$ 0.6	\$ 0.91*	\$ 1.33*

*Precios basados en una web de ventas electrónicas.

(Fuente: Propia)

- Diseño del circuito de protección contra la corriente de irrupción

El diseño es el mismo que el planteado para la fuente de campo del generador.

- **Etapas de filtrado**

Del cálculo efectuado en la parte c de la sección 3.2.1 del presente capítulo se hallan los siguientes valores:

$$T_R = \frac{T}{2} = 8.33ms$$

$$P_E = 2A \times 311V = 622W$$

$$V_r = 5\% \times 311 = 15.5V \quad (\text{criterio razonable para la tensión de rizado entre 5 a 10\% [9]})$$

$$V_{Emín} = 305V$$

Se reemplazan los valores en la fórmula hallada.

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

$$C = 1095.98\mu F$$

No existe valor comercial cercano entonces se utilizarán 2 condensadores de 680 μ F a 400V en paralelo con lo que se obtiene 1360 μ F.

b. Elección del conmutador

Los criterios tomados en cuenta para la selección de este componente fueron:

- Tensión de ruptura mayor a 311V
- Capacidad de corriente en saturación mayor 2A.

La tabla 3.8 muestra comparativamente transistores MOSFET que cumplen con los requerimientos mencionados.

Tabla 3.8 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 2

Modelo	FQP5N40	IRF734	IRF720
--------	---------	--------	--------

Tensión de ruptura	400	450	400V
Capacidad de corriente	4.5A	4.9A	3.3A

(Fuente: Propia)

Si bien el FQP5N40 y el IRF734 tienen una mayor capacidad de corriente que el IRF720, estos no se encuentran en el mercado local. El IRF720 es el MOSFET elegido.

- **Cálculo de disipadores**

Para el MOSFET IRF720 la hoja de datos del fabricante nos da la siguiente información:

$$R_{jc} = 2.5^{\circ} \frac{C}{W}$$

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

$$R_{ds(on)} = 1.8 \text{ ohm}$$

No dan un valor para R_{cs} pero típicamente se usa $0.5^{\circ} \frac{C}{W}$.

Asumimos una temperatura del ambiente de $40^{\circ}C$ debido a la condición de estar encerrado dentro de una caja cuando el equipo esté terminado y una corriente que atraviese de 3A con el fin de sobredimensionar el disipador.

Con ayuda de la figura 3.9 planteamos la ecuación:

$$T_j - T_a = P_i (R_{sa} + R_{cs} + R_{jc})$$

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

$$P = 3^2 \times 1.8 = 16.2W$$

$$150 - 40 = 16.2 \times (R_{sa} + 0.5 + 2.5)$$

$$R_{sa} = 3.79^{\circ} \frac{C}{W}$$

Con el $R_{\theta sa}$ hallado se busca en una página web de ventas electrónicas y se encuentra el disipador de la figura 3.13 con una resistencia térmica de $3.7^{\circ}\frac{C}{W}$ (mejor que lo calculado); con las medidas de la figura se adquiere un disipador similar para el MOSFET IRF720 en el mercado local.

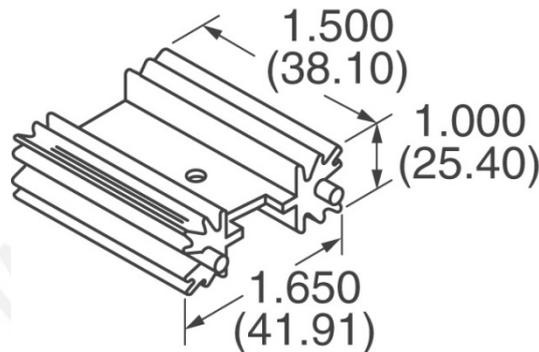


Figura 3.13 Disipador con resistencia térmica de $3.7^{\circ}\frac{C}{W}$

(Fuente: <http://media.digikey.com/pdf/Catalog%20Drawings/Heat%20Shrink/52980%281,2%29B02500G.jpg>)

c. Diseño del circuito de mando de compuerta

El diseño es el mismo que el planteado para la fuente de campo del generador. Según la hoja técnica del IRF720, el valor de V_{GS} puede ser hasta 20VDC.

d. Diseño del circuito de protección contra la corriente de retorno

Los criterios tomados en cuenta para la elección de los diodos rápidos fueron:

- Velocidad de respuesta menor a $111.11\mu s$ ($= 9KHz^{-1}$). Es decir la velocidad para pasar de conducción en polarización directa a no conducción en polarización inversa.
- $V_{inv} > 311VDC$
- $I_{max} > 2A$

El circuito diseñado para la fuente de campo del generador basado en el diodo MR856 cumple con los requerimientos entonces se utilizará el mismo diseño para esta fuente.

e. Elección del controlador

El microcontrolador ATmega8 controlará las tres fuentes planteadas en la presente tesis.

Para esta fuente en particular, el ATmega8 generará la señal PWM de control por el terminal OC1B a 9KHz (nivel de frecuencia que está dentro del rango especificado en el Anexo 9), usará el canal de conversión análogo digital ADC4 y enviará la señal de desactivación al circuito de protección contra la corriente de irrupción por el pin PC1.

3.5 Diseño de la fuente para el circuito de armadura del motor

En la tabla 3.6 se registran los datos de placa del motor DC.

Se observa que los datos nominales para el circuito de armadura son 220VDC y 9A.

Para la alimentación de este circuito se plantea diseñar una fuente bajo las siguientes especificaciones: 0 – 311VDC 10A.

a. Diseño de la fuente primaria

- Etapas de rectificado

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

- $V_{inv} > V_{PKmax} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311VDC$
- $I_{max} > 10$

La tabla 3.9 muestra comparativamente puentes rectificadores que cumplen con los requerimientos mencionados.

Tabla 3.9 Comparación entre puentes rectificadores para la fuente 3

Modelo	GBU15G	GBJ1504G	D15XB60
Tensión inversa máxima	400V	400V	600V
Corriente máxima	15A	15A	15A

(Fuente: Propia)

Se elige el puente rectificador D15XB60 debido a su disponibilidad en el mercado local, mientras que no ocurre lo mismo con el GBJ1504G y el GBU15G.

- **Diseño del circuito de protección contra la corriente de irrupción**

El diseño es el mismo que el planteado para la fuente de campo del generador. El relé SRD-5VDC-SL-C soporta una intensidad de corriente de 10A en sus contactos lo cual cumple con exactitud con el requerimiento de esta fuente. Debido a que no se encontró un relé con mayor capacidad de corriente en el mercado local se usará el SRD-5VDC-SL-C; sin embargo, es una recomendación adquirir uno con mayor capacidad de corriente.

- **Etapas de filtrado**

Del cálculo efectuado en la sección 3.2.2 del presente capítulo se hallan los siguientes valores:

$$T_R = \frac{T}{2} = 8.33\text{ms}$$

$$P_E = 10 \times 311\text{V} = 3110\text{W}$$

$V_r = 7\% \times 311 = 21.77\text{V}$ (criterio razonable para la tensión de rizado entre 5 y 10% [9])

$$V_{Emax} = 305\text{V}$$

Se reemplazan los valores en la fórmula hallada.

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

$$C = 3901,63 \mu F$$

No existe valor comercial cercano entonces se utilizarán 6 condensadores de 680 μ F a 400V en paralelo con lo que se obtiene 4080 μ F.

b. Elección del conmutador

Los criterios tomados en cuenta para la selección de este componente fueron:

- Tensión de ruptura mayor a 311V
- Capacidad de corriente en saturación mayor 10A.

La tabla 3.10 muestra comparativamente transistores MOSFET que cumplen con los requerimientos mencionados.

El IRFP350 es el MOSFET elegido pues es el único que se encuentra en el mercado local y además tiene una mayor capacidad de corriente.

Tabla 3.10 Comparación entre transistores MOSFET para la fuente 3

Modelo	FDP15N40	STP17NK40Z	IRFP350
Tensión de ruptura	400	400	400
Capacidad de corriente	15A	15A	16A

(Fuente: Propia)

- Cálculo de disipadores

Para el MOSFET IRFP350 la hoja de datos del fabricante nos da la siguiente información:

$$R_{jc} = 0.65^{\circ} \frac{C}{W}$$

$$R_{cs} = 0.24^{\circ} \frac{C}{W}$$

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

$$R_{ds(on)} = 0.3ohm$$

Asumimos una temperatura del ambiente de $40^{\circ}C$ debido a la condición de estar encerrado dentro de una caja cuando el equipo esté terminado y una corriente que atraviese de 12A con el fin de sobredimensionar el disipador.

Con ayuda de la figura 3.9 planteamos la ecuación:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_{sa} + R_{cs} + R_{jc})$$

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

$$P = 12^2 \times 0.3 = 43.2W$$

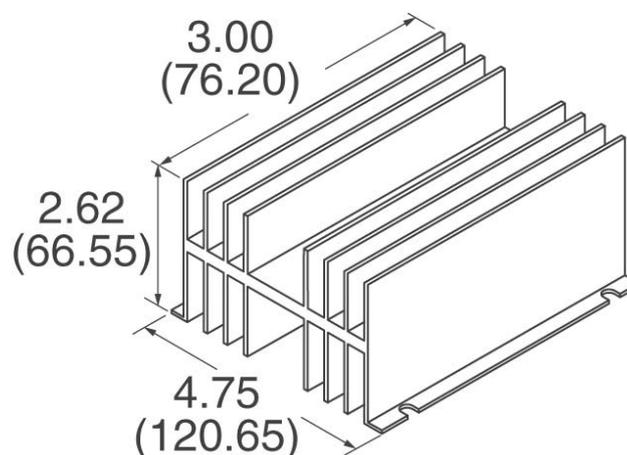
$$150 - 40 = 43.2 \times (R_{sa} + 0.24 + 0.65)$$

$$R_{sa} = 1.65^{\circ} \frac{C}{W}$$

Con el R_{sa} hallado se busca en una página web de ventas electrónicas y se encuentra el disipador de la figura 3.14 con una resistencia térmica de

$$1.16^{\circ} \frac{C}{W}$$

las
figura se
disipador
IRFP350
local.



(mejor que lo
calculado); con
medidas de la
adquiere un
similar para el
MOSFET
en el mercado

Figura 3.14 Disipador con resistencia térmica de $1.16^{\circ}\frac{C}{W}$ (Fuente: <http://media.digikey.com/pdf/Catalog%20Drawings/Heat%20Shrink/421K.jpg>)

Para el puente rectificador D15XB60 la hoja de datos del fabricante nos da la siguiente información:

$$R_{jc} = 1.5^{\circ}\frac{C}{W}$$

$$T_j = -40 \text{ a } 150^{\circ}C$$

$$V_F = 1.1V$$

No se da un valor para R_{cs} pero típicamente se usa $0.5^{\circ}\frac{C}{W}$. La sección del puente que tiene contacto con el disipador es de un material distinto al metal entonces por seguridad asumimos $R_{cs} = 1^{\circ}\frac{C}{W}$.

Asumimos una temperatura del ambiente de $40^{\circ}C$ debido a la condición de estar encerrado dentro de una caja cuando el equipo esté terminado y una corriente que atraviese de 12A con el fin de sobredimensionar el disipador.

Con ayuda de la figura 3.9 planteamos la ecuación:

$$T_j - T_a = P \cdot (R_{sa} + R_{cs} + R_{jc})$$

$$P = 2 \cdot I \cdot V_F$$

$$P = 2 \times 12 \times 1.1 = 26.4W$$

$$150 - 40 = 26.4 \times (R_{\text{ca}} + 1 + 1.5)$$

$$R_{\text{ca}} = 1.66 \frac{C}{W}$$

Con el R_{ca} hallado el puente rectificador puede usar el mismo disipador que el MOSFET IRFP350.

c. Diseño del circuito de mando de compuerta

El diseño es el mismo que el planteado para la fuente de campo del generador. Según la hoja técnica del IRFP350, el valor de V_{GS} puede ser hasta 20VDC.

d. Diseño del circuito de protección contra la corriente de retorno

Los criterios tomados en cuenta para la elección de los diodos rápidos fueron:

- Velocidad de respuesta menor a 128.2us ($= 7.8\text{KHz}^{-1}$). Es decir la velocidad para pasar de conducción en polarización directa a no conducción en polarización inversa.
- $V_{\text{inv}} > 311\text{VDC}$
- $I_{\text{max}} > 10\text{A}$

El circuito diseñado para la fuente de campo del generador basado en el diodo MR856 cumple con los requerimientos de voltaje y velocidad pero no de corriente. Se plantea conectar 4 de estos diodos en paralelo para obtener una capacidad máxima de corriente de 12A. La figura 3.15 muestra el circuito planteado.

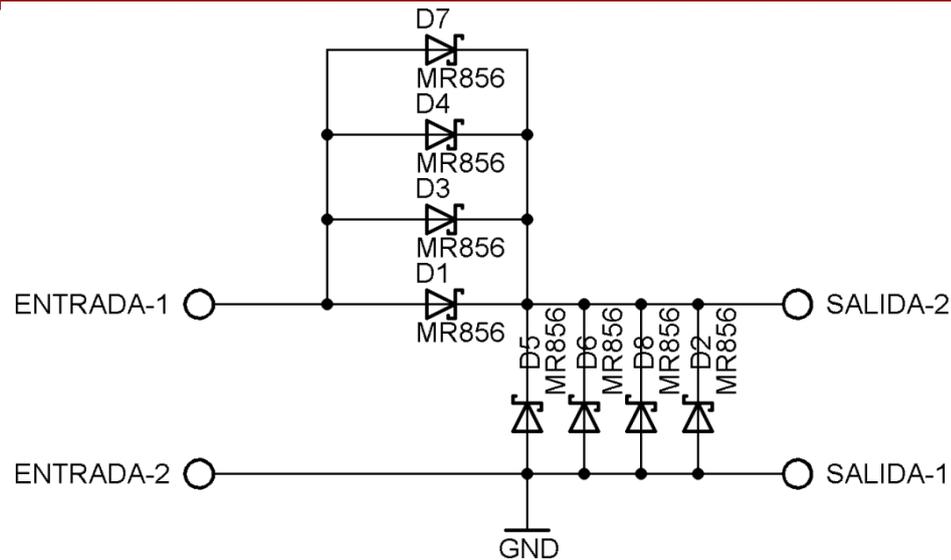


Figura 3.15 Circuito de protección contra la corriente de retorno para la fuente 3 (Fuente: Propia)

e. Elección del controlador

El microcontrolador ATmega8 controlará las tres fuentes planteadas en el presente estudio.

Para esta fuente en particular, el ATmega8 generará la señal PWM de control por el terminal OC2 a 7.8KHz (nivel de frecuencia que está dentro del rango especificado en el Anexo 9), usará el canal de conversión análogo digital ADC3 y enviará la señal de desactivación al circuito de protección contra la corriente de irrupción por el terminal PC0.

3.6 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del generador

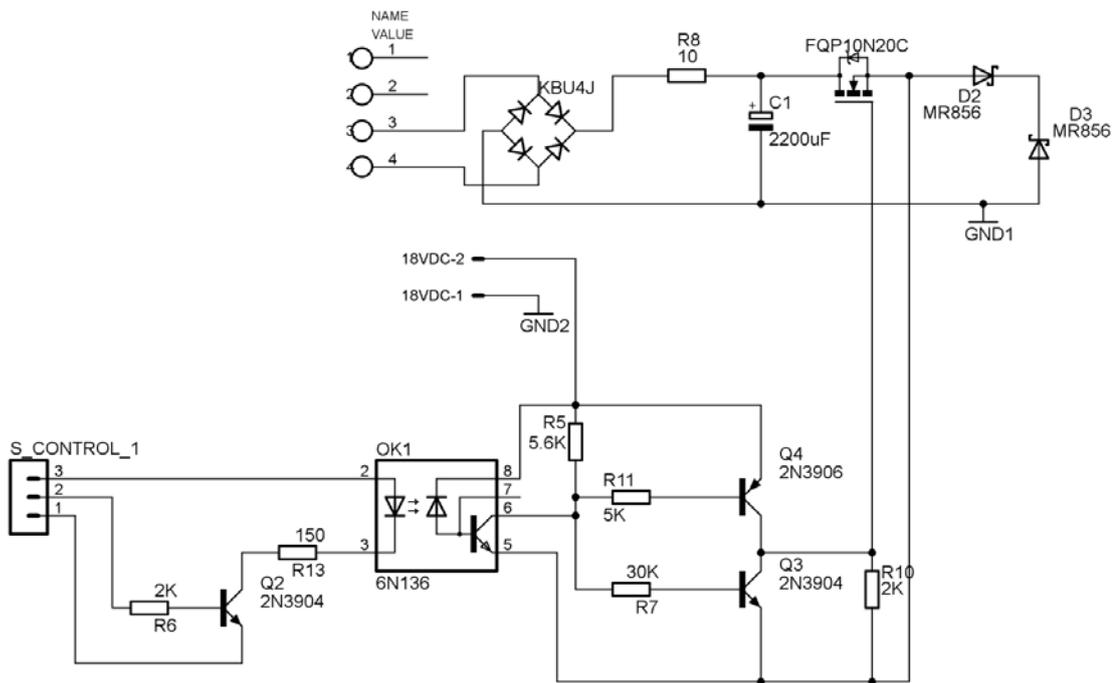


Figura 3.16 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del generador (Fuente: Propia)

No se incluye el circuito de protección contra la corriente de irrupción.

3.7 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del motor

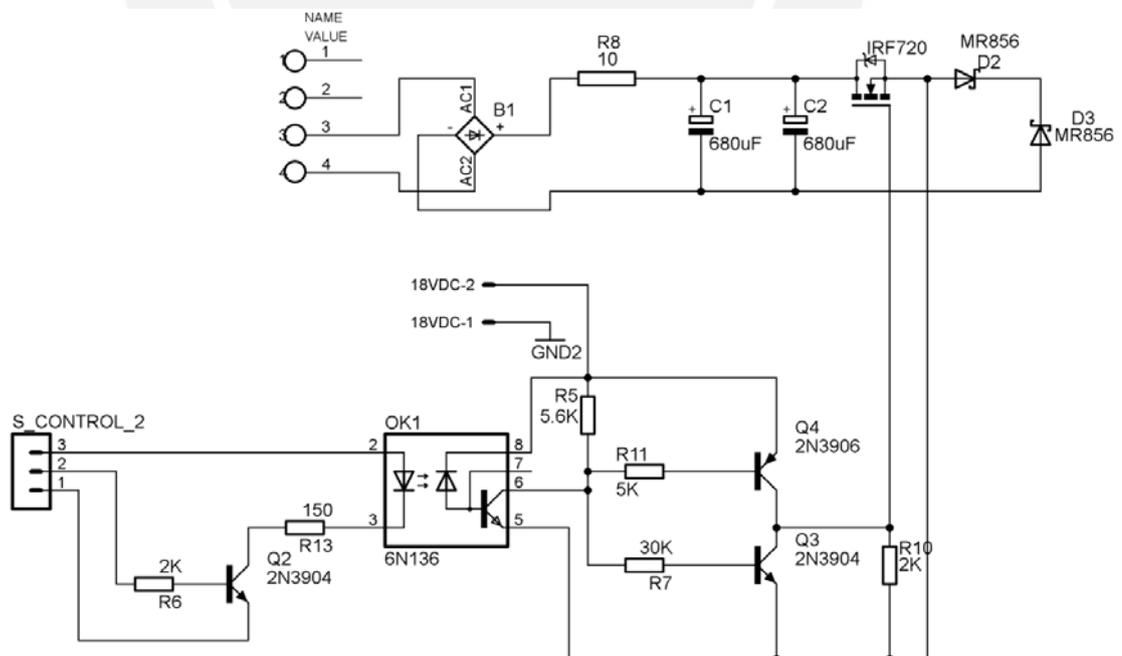


Figura 3.17 Esquemático de la fuente para el circuito de campo del motor (Fuente: Propia)

No se incluye el circuito para la protección contra la corriente de irrupción.

3.8 Esquemático de la fuente para el circuito de armadura del motor

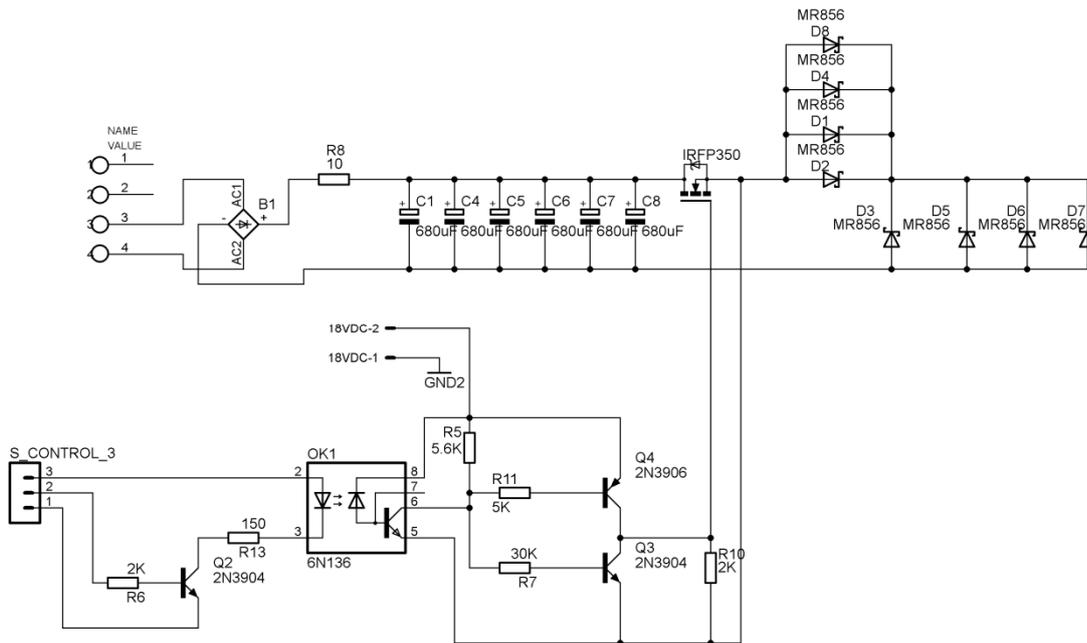


Figura 3.18 Esquemático de la fuente para el circuito de armadura del motor (Fuente: Propia)

No se incluye el circuito de protección contra la corriente de irrupción.

3.9 Esquemático del circuito de control

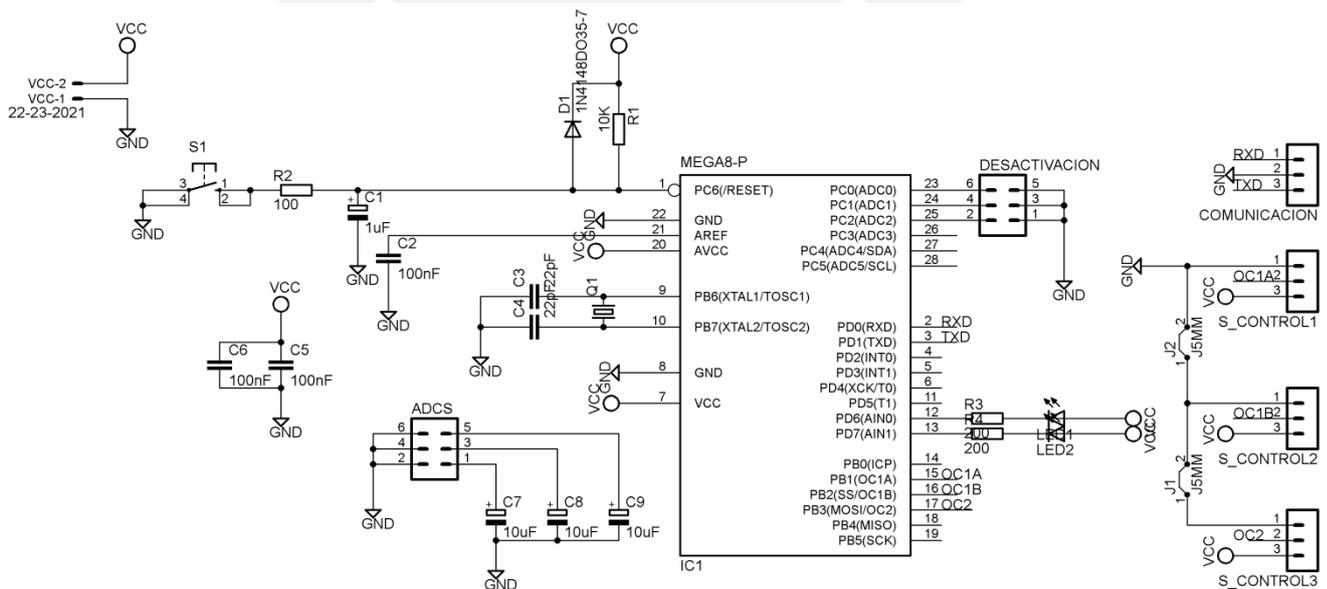


Figura 3.19 Esquemático del circuito de control (Fuente: Propia)

3.10 Diagrama de flujo del programa de control de lazo abierto

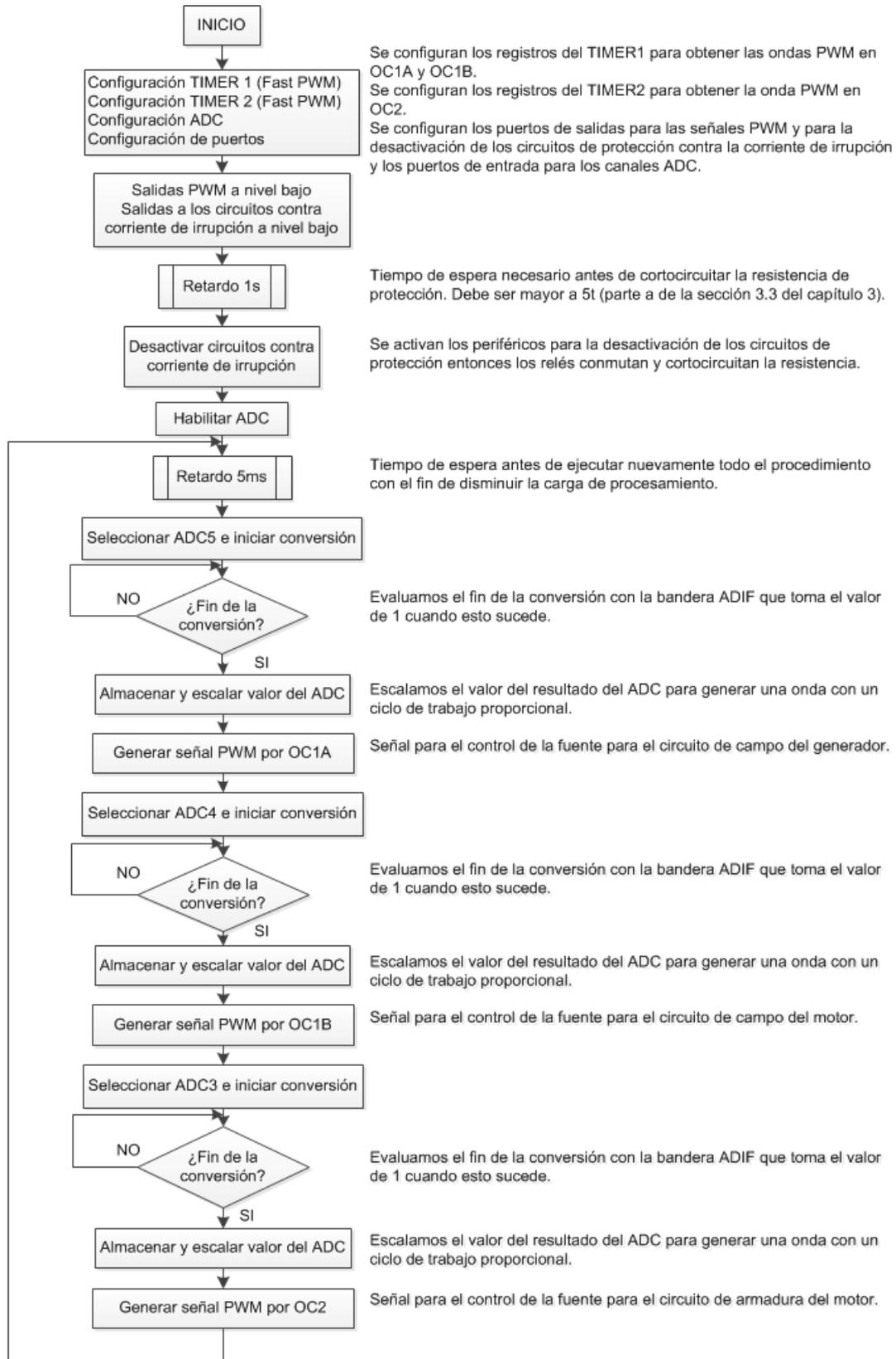


Figura 3.20 Diagrama de flujo del programa de control de lazo abierto (Fuente: Propia)

3.11 Costos

El proyecto de tesis desarrollado requiere de la inversión detallada en la tabla 3.11.

Tabla 3.11 Detalle de costos del desarrollo de la presente tesis

Cantidad	Detalle	Costo (S/.)
1	Transistor MOSFET FQP10N20C	7
1	Transistor MOSFET IRFP350	12
1	Transistor MOSFET IRF720	5
2	Puente rectificador KBU4J	3
1	Puente rectificador D15XB60	8
3	Optoacoplador 6N136	12
12	Diodo rápido MR856	84
3	Relé SRD-5VDC-SL-C	4.5
9	Condensadores (400V, 200V)	108
1	Transformador 220/70 VAC 3A	115
1	Microcontrolador ATmega8	10
	Dispositivos electrónicos en general (resistencias, condensadores, fusibles, interruptores, leds, etc.)	80
	Circuitos impresos	40
	Chasis de madera	20
	Investigación y desarrollo	2000
	Total	2508.5

(Fuente: Propia)

CAPÍTULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 Introducción

Este capítulo tiene por finalidad mostrar las primeras pruebas realizadas con las tres fuentes diseñadas e implementadas en la presente tesis. Éstas son:

- Prueba de la variación de tensión DC con una bombilla eléctrica.
- Prueba para visualizar la forma de la tensión DC de salida.
- Pruebas con un motor DC.

Se detalló en la sección 3.2.1 del capítulo 3 que el control de las tres fuentes 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; este procedimiento es para las tres fuentes.

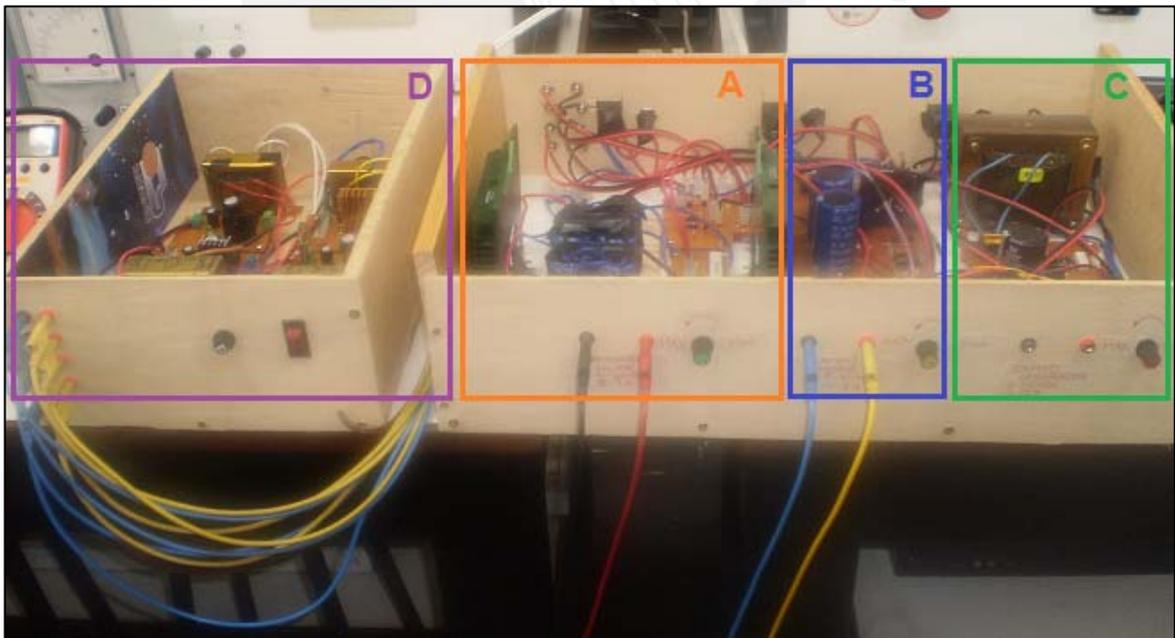


Figura 4.1 Vista completa de las tres fuentes implementadas (Fuente: Propia)

En la figura 4.1 identificamos las tres fuentes implementadas y las fuentes auxiliares. El marco identificado con la letra A corresponde a la fuente para el circuito de armadura del motor, el marco identificado con la letra B corresponde a la fuente para el circuito de campo del motor, el marco identificado con la letra C corresponde a la fuente para el circuito de campo del generador y el marco identificado con la letra D corresponde a las fuentes auxiliares que se detallaron en la sección 3.2.8 del capítulo 3.

4.2. Prueba de la variación de tensión DC con una bombilla eléctrica

Con esta prueba se busca demostrar visualmente que las tres fuentes tienen la capacidad 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 los canales ADC respectivos de cada fuente.

4.2.1 Fuente para el circuito de campo del generador

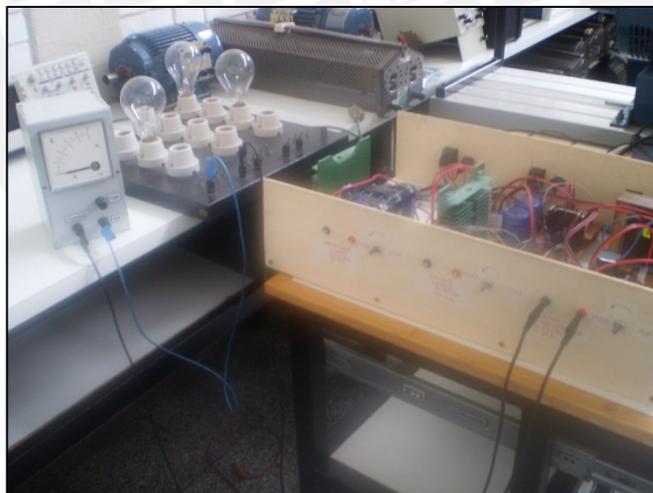


Figura 4.2 Prueba con bombilla 1 – fuente para el campo del generador (Fuente: Propia)

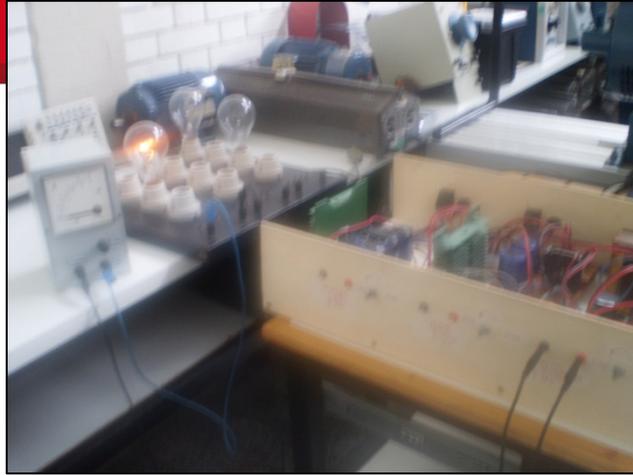


Figura 4.3 Prueba con bombilla 2 – fuente para el campo del generador (Fuente: Propia)

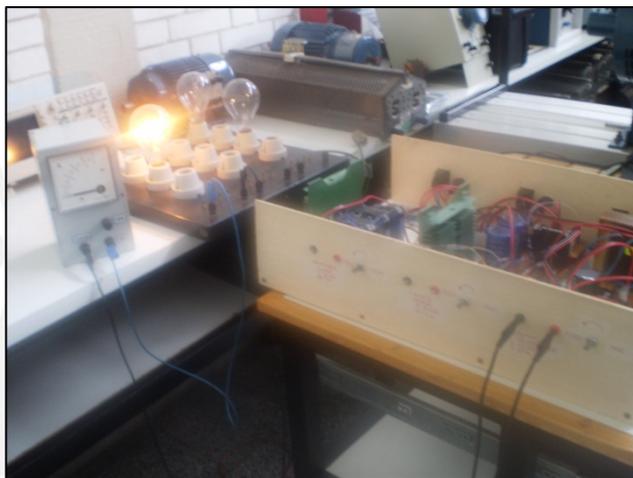


Figura 4.4 Prueba con bombilla 3 – fuente para el campo del generador (Fuente: Propia)

4.2.2 Fuente para el circuito de campo del motor

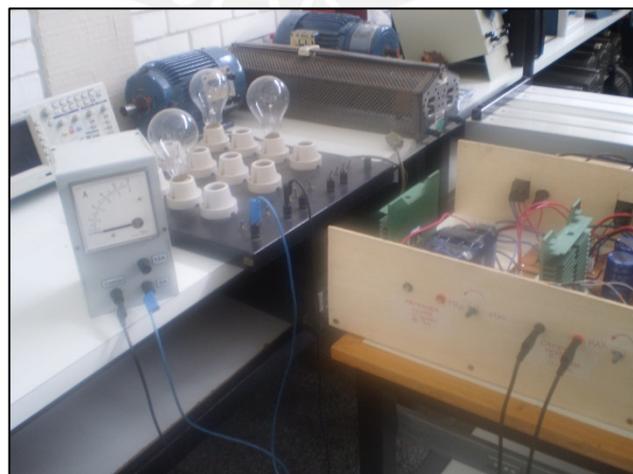


Figura 4.5 Prueba con bombilla 1 – fuente para el campo del motor (Fuente: Propia)



Figura 4.6 Prueba con bombilla 2 – fuente para el campo del motor (Fuente: Propia)

4.2.3 Fuente para el circuito de armadura del motor

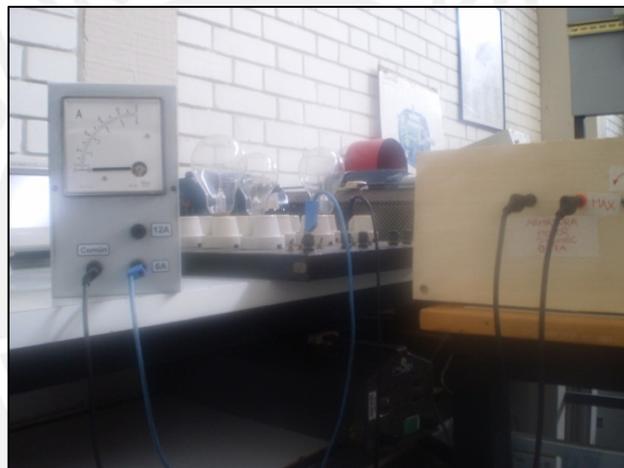


Figura 4.7 Prueba con bombilla 1 – fuente para la armadura del motor (Fuente: Propia)

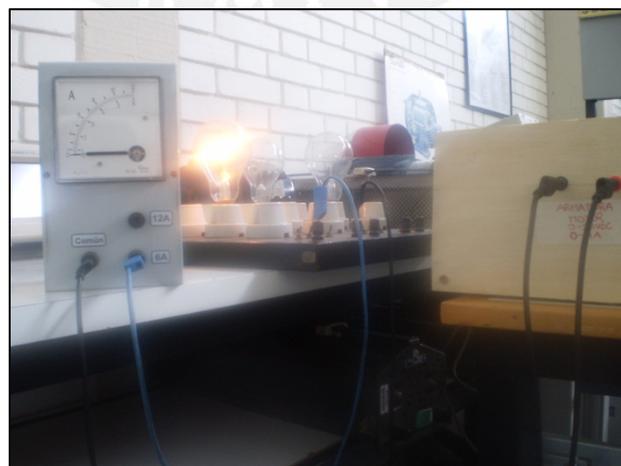


Figura 4.8 Prueba con bombilla 2 – fuente para la armadura del motor (Fuente: Propia)

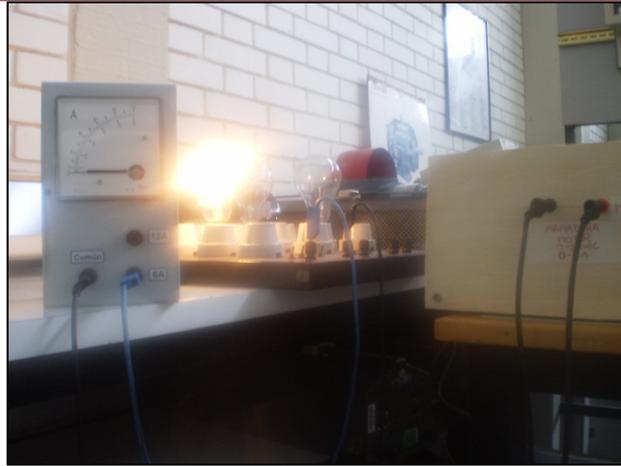


Figura 4.9 Prueba con bombilla 3 – fuente para la armadura del motor (Fuente: Propia)

4.3 Prueba para visualizar la forma de la tensión DC de salida

Con esta prueba se busca observar a través de un osciloscopio la tensión generada por las fuentes. Las pruebas se realizaron con la fuente de campo del generador y con una resistencia de 500Ω de 25W.

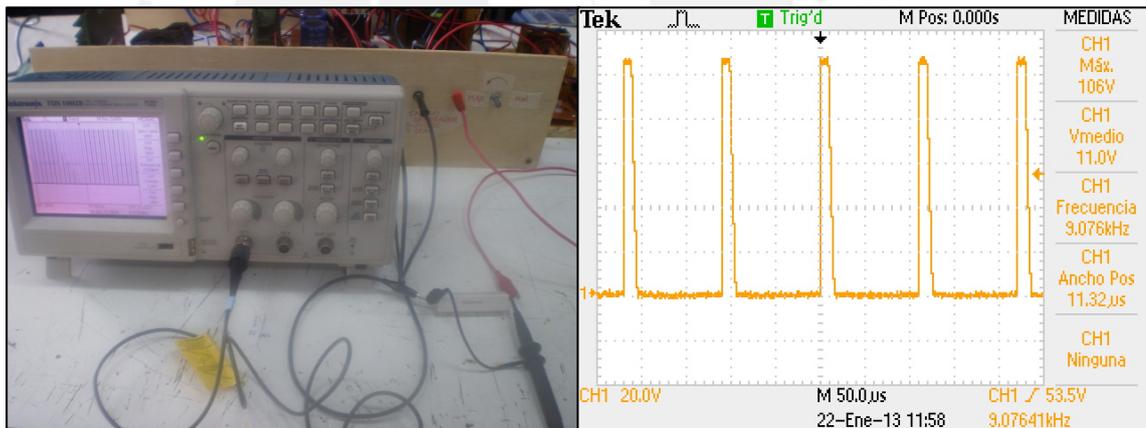


Figura 4.10 Prueba con osciloscopio 1 (Fuente: Propia)

En la figura 4.10 la tensión promedio que registra el osciloscopio es 11V

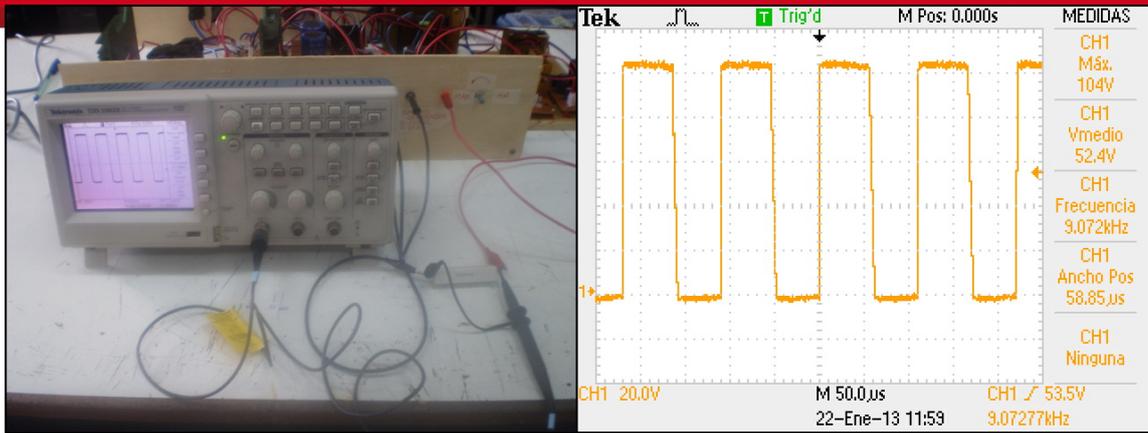


Figura 4.11 Prueba con osciloscopio 2 (Fuente: Propia)

En la figura 4.11 la tensión promedio que registra el osciloscopio es 52.4V.

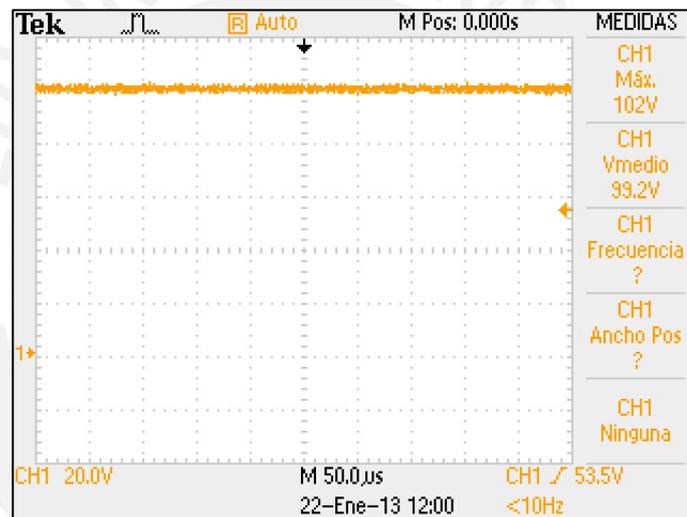


Figura 4.12 Prueba con osciloscopio 3 (Fuente: Propia)

En la figura 4.12 la tensión promedio que registra el osciloscopio es 99.2V, se observa que el ciclo de trabajo de la señal de control en esta prueba es del 100%.

4.4 Pruebas con un motor DC

En esta sección se desarrollan pruebas para condiciones de vacío y carga de un motor DC a través de suministrar voltaje a los circuitos de campo y armadura; de esta manera se puede comprobar el funcionamiento de las fuentes con cargas del tipo RL.

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

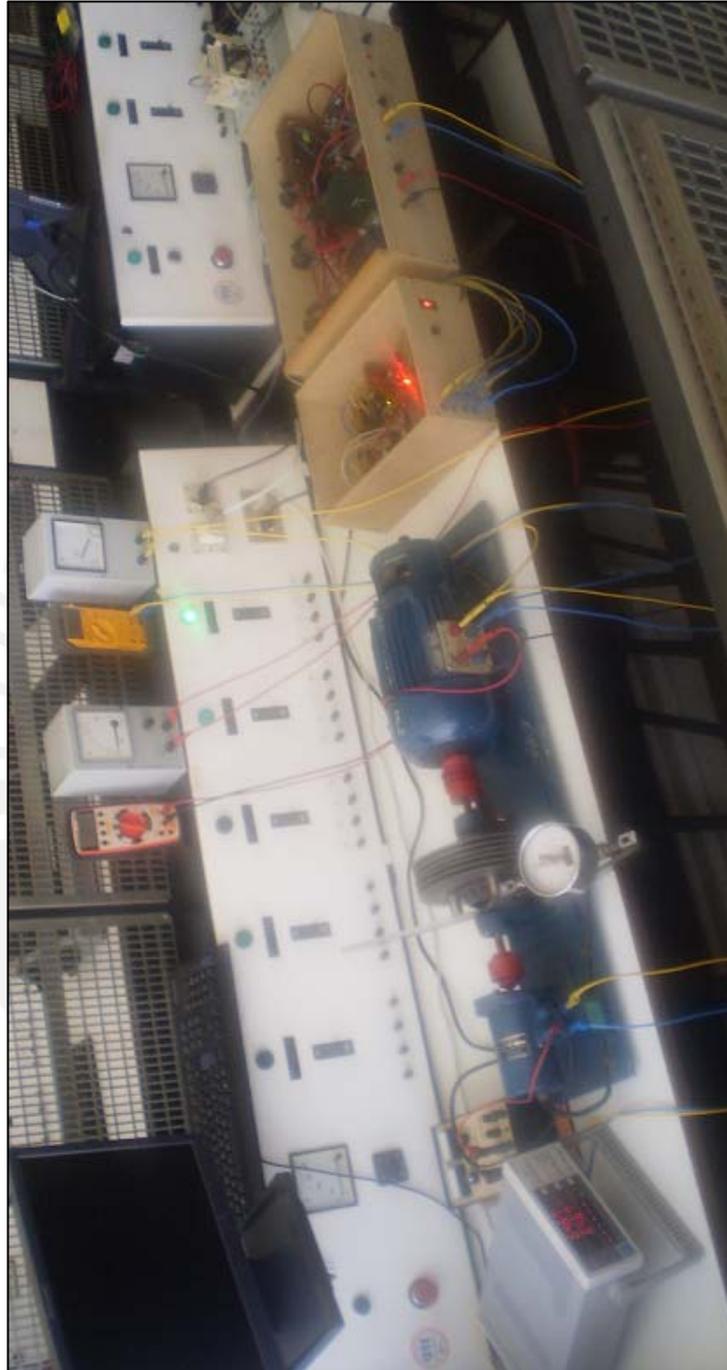


Figura 4.13 Montaje para las pruebas con el motor DC (Fuente: Propia)

Para las pruebas con carga se usa un freno electromagnético, del cual también obtenemos el torque y la velocidad de giro del motor; ésta última a través de la siguiente relación dada en sus datos de placa:

$$N = \frac{V_f}{0.06} \text{ (RPM)}$$

Donde V_f es el voltaje en los terminales de salida del freno electromagnético. Las tablas 4.1 y 4.2 muestran los resultados de las pruebas.

Tabla 4.1 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.3A

I_f (A)	V_f (V)	I_a (A)	V_a (V)	N (RPM)	T (N.m)	%Variación V_f	%Variación V_a
0.3	174	0	190	1206	0	-	-
	184	1	190	1067	1.5	0	0
	184	1.3	188	1000	2.5	0	1.05
	185	1.5	185	960	4	0.54	2.63
	185	2	184	895	6	0.54	3.16

(Fuente: Propia)

Tabla 4.2 Mediciones realizadas para una corriente de campo de 0.4A

I_f (A)	V_f (V)	I_a (A)	V_a (V)	N (RPM)	T (N.m)	%Variación V_f	%Variación V_a
0.4	215	1	189	970	1.5	0	0
	216.3	1.3	186	906	3.5	0.6	1.59
	215	1.5	186	867	5	0	1.59
	215	2	185	808	7	0	2.12

(Fuente: Propia)

Las pruebas se realizaron con la asesoría y dirección del asesor de la presente tesis. La primera fila de la tabla 4.1 se aproxima al comportamiento en vacío del motor DC pues al freno electromagnético no se le suministra tensión alguna para que actúe como carga sobre el eje del motor; las demás filas corresponden a ensayos con carga, incluidas las de la tabla 4.2.

Los ensayos con carga de la tabla 4.1 demuestran una variación máxima del 0.54% en la tensión suministrada al circuito de campo durante todo el ensayo mientras que la variación máxima en la tensión suministrada al

circuito de armadura es del 3.16% esto debido al aumento de la demanda de corriente durante el ensayo como se observa en la tabla.

Los ensayos con carga de la tabla 4.2 demuestran una variación máxima del 0.6% en la tensión suministrada al circuito de campo durante todo el ensayo mientras que la variación máxima en la tensión suministrada al circuito de armadura es del 2.12% esto debido al aumento de la demanda de corriente durante el ensayo como se observa en la tabla.

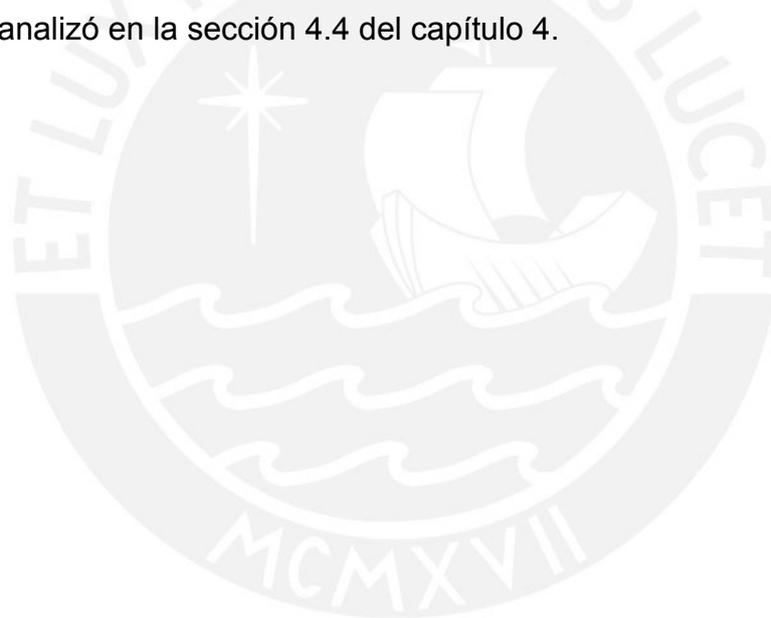


Conclusiones

- Se diseñó e implementó dos fuentes de alimentación de tensión regulables para los circuitos de campo y armadura de un motor DC shunt con especificaciones de 0 – 311VDC 2A y 0 – 311VDC 10A, respectivamente y una fuente de alimentación de tensión regulable para el circuito de campo de un generador síncrono trifásico, con especificación de 0 – 100VDC 2.5A. Las fuentes fueron probadas con resultados satisfactorios; sin embargo, deben hacerse más pruebas que demuestren la eficiencia de las fuentes en el desarrollo de los ensayos característicos del generador síncrono trifásico.
- Para la implementación de las tres fuentes se usaron componentes como transistores MOSFET, rectificadores tipo puente, diodos rápidos, entre otros; lo cuales se eligieron con base en los requerimientos de los circuitos a alimentar (tensión, corriente y velocidad de respuesta). Es importante mencionar que la temperatura de trabajo de los dispositivos semiconductores puede afectar notablemente su vida útil; por lo tanto, la elección adecuada de los dispositivos y el cálculo de sus disipadores con base en la información obtenida de las hojas técnicas es fundamental.
- Se desarrolló en el microcontrolador ATmega8 un control de lazo abierto que permite variar los niveles de tensión de las tres fuentes. Estas fuentes tienen la capacidad de ser usadas en distintas aplicaciones como la automatización pues su funcionamiento está basado en la programación que se desarrolle en el microcontrolador.

Recomendaciones

- Se recomienda utilizar transistores IGBT en mejoras al diseño propuesto en la presente tesis por su capacidad de funcionar adecuadamente a mayores potencias que los transistores MOSFET.
- Se recomienda desarrollar un sistema redundante para la etapa de control. 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.
- Se recomienda desarrollar un sistema de control de lazo cerrado para las fuentes. Este sistema evitará las caídas de tensión que se producen debido al incremento de la demanda de corriente como se analizó en la sección 4.4 del capítulo 4.



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.

2009 Revista española de electrónica -- No. 652

[9] MUÑOZ, José

1997 Sistemas de alimentación conmutados. España: Paraninfo

[10] Power Thermistor MARK Datasheet

[11] FLORES, Domingo (profesor)

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