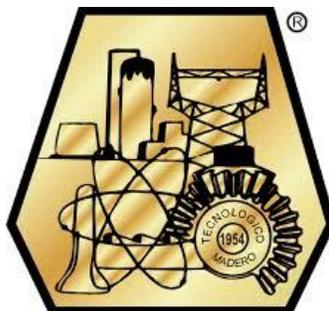


DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



"POR MI PATRIA Y POR MI BIEN"

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR DIGITAL
PARA EL LAZO P-F DE UN ARREGLO MOTOR GENERADOR”**

OPCIÓN I

TESIS PROFESIONAL

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:

MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. MARIO HUMBERTO RAMÍREZ LÍO

ASESOR:

M.C. RAFAEL CASTILLO GUTIÉRREZ

SEP

SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA



TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
Instituto Tecnológico de Ciudad Madero

Cd. Madero, Tamps; a **01 de Junio de 2016.**

OFICIO No.: U2.062/16
ÁREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

C. ING. MARIO HUMBERTO RAMÍREZ LÍO
NO. DE CONTROL G08071274
PRESENTE

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

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

Se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

**“DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR DIGITAL PARA EL LAZO P-F
DE UN ARREGLO MOTOR GENERADOR”**

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

ATENTAMENTE

“POR MI PATRIA Y POR MI BIEN”®

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



S.E.P.
DIVISION DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E
INVESTIGACION
I T C M

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



Ave. 1° de Mayo y Sor Juana I. de la Cruz Col. Los Mangos, C.P. 89440 Cd. Madero, Tam.
Tel. (833) 357 48 20. e-mail: itcm@itcm.edu.mx
www.itcm.edu.mx



AGRADECIMIENTOS

A Dios por darme la vida y estar siempre conmigo

A mis maestros que fueron una parte muy importante en mi desarrollo académico y profesional, así como a mi director de tesis M.C. Rafael Castillo Gutiérrez, por su apoyo a lo largo de mi estadía en la maestría.

A mis padres Emma y Magdaleno por siempre estar a mi lado y apoyándome en todo momento.

A mi hermano Sergio Daniel, que de alguna u otra manera siempre estuvo ahí dándome ánimos para seguir adelante.

A mis compañeros de la maestría por brindarme su amistad y su apoyo en esta etapa de mi vida.

Diseño e implementación de un controlador digital para el lazo P – f de un arreglo motor generador.

Ing. Mario Humberto Ramírez Lio

Resumen

El presente trabajo trata sobre el diseño de un controlador de potencia - frecuencia en un sistema de generación a escala. Este sistema está formado por un generador trifásico de 120 VA acoplado a un motor de corriente directa. Como la frecuencia producida por el generador depende de la velocidad de giro del eje del mismo y este a su vez está acoplado mecánicamente a un motor de CD, la frecuencia entonces depende de la velocidad del motor de CD, por lo tanto el mantener constante la velocidad del motor de CD es indispensable para este trabajo.

Para modificar la velocidad del motor de CD se requiere modificar el voltaje entre las terminales de este, pero como la fuente de alimentación del motor es una fuente constante de voltaje se requiere de una técnica especial para modificar el voltaje de esta, por esta razón, se escoge utilizar la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM) para modificar el voltaje aplicado a las terminales del motor.

El controlador mantiene la frecuencia de generación constante ante cualquier tipo de variación de carga (dentro de ciertos límites de operación) gracias a la acción de control PID que este realiza internamente. Esta acción PID lo que hace es modificar el ciclo de trabajo del PWM según la velocidad aumente o disminuya.

Design and implementation of a digital ALFC in a motor-generator arrangement.

Ing. Mario Humberto Ramírez Lio

Abstract

This paper presents the design of a digital ALFC in a small-scale generation system. This system consists of a three-phase generator of 120 VA coupled to a DC motor. Because the frequency produced by the generator depends on the rotation speed of its axis, which is in turn mechanically coupled to a DC motor, then the frequency depends on the speed of the DC motor, thus keeping the DC motor speed constant is essential for this work.

To change the speed of the DC motor it is required to modify the voltage between its terminals, but as the power supply of the motor is a constant voltage source, a special technique to modify its supply voltage is required, for this reason, the technique of pulse width modulation (PWM) is chosen to modify the voltage applied to the motor terminals.

The controller maintains the frequency produced by the generator constant, given any type of load variation (within certain operation limits) thanks to the PID action that it performs internally. The PID action modifies the duty cycle of the PWM as the speed increases or decreases.

Contenido

	<i>Página</i>
Resumen	i
Abstract	ii
Lista de Figuras	v
Lista de Tablas	vi
Capítulo 1: Introducción	1
1.1 Control P – f (ALFC)	2
1.2 Planteamiento del problema	4
1.3 Justificación	6
1.4 Objetivos	7
1.4.1 Objetivo General	7
1.4.2 Objetivos específicos	7
1.5 Hipótesis	8
1.6 Alcances	8
1.7 Limitaciones	8
Referencias del capítulo	9
Capítulo 2: Maquinaria Eléctrica	10
2.1 Máquina Síncrona	11
2.1.1 Descripción de la máquina síncrona	11
2.1.2 Modulo motor – generador trifásico síncrono de Lab – Volt	15
2.2 Motor de corriente directa	16
2.2.1 Motor en Derivación	16
2.2.2 Arranque de un motor de CD shunt	18
Referencias del capítulo	21
Capítulo 3: Dispositivos electrónicos y de potencia	22
3.1 MOSFET de Potencia	22
3.1.1 Estructura básica	23
3.1.2 Características $i - v$	26
3.1.3 Física de operación del MOSFET	28
3.1.4 Control de la compuerta del flujo de corriente a drenaje	31
3.1.5 Modelos de circuito del MOSFET	35
3.1.6 Conexión de MOSFET en paralelo	38
3.2 El manejador de compuerta de MOSFET MIC4421	39
3.2.1 Características	39
3.3 Optoacoplador H11N1-M	41
3.4 Microcontroladores MSP430	42
3.4.1 Principales características	42
3.5 Adaptador USB a puerto serie PL – 2303	44
Referencias del capítulo	45
Capítulo 4: Teoría de Control	46
4.1 Sistemas de control	47
4.1.1 Sistema de control en lazo cerrado	48
4.1.2 Sistemas de control en lazo abierto	48

4.2	Acciones básicas de control	48
4.3	Sintonización de controladores	52
	4.3.1 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID	52
	4.3.2 Reglas de Ziegler-Nichols modificada para sintonizar controladores PID	54
4.4	Control Digital	55
	4.4.1 Digitalización	56
	4.4.2 Control PID digital	57
	Referencias del capítulo	59
Capítulo 5: Diseño del Prototipo		60
5.1	Descripción del prototipo	62
5.2	Diseño del sensor de frecuencia	65
	5.2.1 Principio de operación	65
5.3	Diseño del sensor de velocidad	70
5.4	Diseño de la etapa de potencia	73
5.5	Diseño de la fuente de alimentación del prototipo	76
5.6	Computo del algoritmo de programación PID	78
5.7	Diseño de la interfaz de PC	82
	Referencias	86
Capítulo 6: Conclusiones		87
6.1	Conclusiones	88
6.2	Recomendaciones para trabajos futuros	89

Lista de Figura

	<i>Página</i>
Figura 2.1	<i>Generador trifásico elemental.....</i> 13
Figura 2.2	<i>Generador trifásico de rotor cilíndrico.....</i> 13
Figura 2.3	<i>Diagrama eléctrico de un motor de CD shunt.....</i> 17
Figura 2.4	<i>Modulación de ancho de pulso.....</i> 19
Figura 2.5	<i>Control de velocidad de un motor de CD mediante PWM.....</i> 20
Figura 3.1	<i>Sección transversal de un MOSFET de potencia.....</i> 24
Figura 3.2	<i>a) Símbolo MOSFET canal n, b) Símbolo MOSFET canal p.....</i> 26
Figura 3.3	<i>Características de corriente – tensión de un MOSFET de enriquecimiento de canal n: a) salida (característica de $i_D - v_{DS}$); b) curva de transferencia.....</i> 28
Figura 3.4	<i>a) Formación de la zona de degradación, b, c) Capa de inversión en la interconexión de Si-SiO₂ conforme aumenta la tensión de compuerta fuente.....</i> 29
Figura 3.5	<i>Cambio del espesor de la capa de inversión: de ser a) espacialmente uniforme en la corriente baja de drenaje a b) espacialmente no uniforme con mayores valores de corriente de drenaje.....</i> 32
Figura 3.6	<i>Velocidad de arrastre de electrones en silicio respecto la intensidad del campo eléctrico que ilustra la saturación de velocidad. La velocidad de electrones es la pendiente incremental de la velocidad en función de la curva del campo eléctrico.....</i> 35
Figura 3.7	<i>Vista transversal de un MOSFET de canal n del origen aproximado de las capacitancias parásitas que rigen la velocidad de conmutación del dispositivo.....</i> 36
Figura 3.8	<i>Modelos de circuito para MOSFET de análisis de transitorios: a) circuito equivalente MOSFET para el análisis de transitorios en las zonas de corte activa; b) circuito equivalente MOSFET en la zona óhmica; c) variación de la capacitancia de compuerta – drenaje con voltaje de drenaje – fuente.....</i> 36
Figura 3.9	<i>Conexión en paralelo de MOSFET. Se debe incluir una pequeña resistencia amortiguadora en serie con la compuerta de cada MOSFET a fin de minimizar cualquier oscilación de alta frecuencia.....</i> 38
Figura 3.10	<i>Diagrama Funcional del MIC4421.....</i> 40
Figura 3.11	<i>Configuración de Pines del MIC4421.....</i> 40
Figura 3.12	<i>Empaque y esquemático del C.I. H11NI-M.....</i> 41
Figura 4.1	<i>Diagrama de bloques de un controlador proporcional (P).....</i> 49
Figura 4.2	<i>(a) Diagrama de bloques de un controlador PI; (b) y (c) diagramas que muestran una entrada escalón unitario y la salida del controlador.....</i> 50
Figura 4.3	<i>(a) Diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo; (b) y (c) diagramas que muestran una entrada rampa unitaria y la salida del controlador.....</i> 51
Figura 4.4	<i>Método de sintonización de Ziegler Nichols.....</i> 52
Figura 4.5	<i>Diagrama a bloques de sistemas de control; (a) sistema continuo, (b) con una computadora digital.....</i> 55
Figura 4.6	<i>Diagrama a bloques del cálculo de la ecuación PID en una computadora digital.....</i> 58
Figura 5.1	<i>Diagrama electrónico de la etapa de control del controlador p – f.....</i> 61
Figura 5.2	<i>Diagrama del microcontrolador maestro.....</i> 62
Figura 5.3	<i>Diagrama del manejador de teclado hexadecimal con MSP430G2452.....</i> 63
Figura 5.4	<i>Diagrama a bloques del sensor de frecuencia.....</i> 66

Figura 5.5	<i>Diagrama electrónico del sensor de frecuencia.....</i>	66
Figura 5.6	<i>Diagrama de flujo del programa contenido en el microcontrolador del sensor de frecuencia.....</i>	70
Figura 5.7	<i>Diagrama de flujo del programa contenido en el microcontrolador del sensor de frecuencia.....</i>	72
Figura 5.8	<i>Circuito integrado DRV5023 usado para medir velocidad en el motor de CD.....</i>	72
Figura 5.9	<i>Diagrama de la etapa de control del prototipo.....</i>	74
Figura 5.10	<i>Forma de onda en el apagado del MOSFET.....</i>	74
Figura 5.11	<i>Diagrama de la fuente de alimentación de 3.3V.....</i>	77
Figura 5.12	<i>Diagrama de la fuente de alimentación de 5V.....</i>	77
Figura 5.13	<i>Fuente de alimentación de 12V.....</i>	77
Figura 5.14	<i>Respuesta escalón del sistema.....</i>	80
Figura 5.15	<i>Introducción de la ganancia K_p al sistema.....</i>	80
Figura 5.16	<i>Introducción de la ganancia K_i al sistema.....</i>	81
Figura 5.17	<i>Introducción de la ganancia K_d al sistema.....</i>	81
Figura 5.18	<i>USB – UART RS232 TTL.....</i>	82
Figura 5.19	<i>Interface de PC para el control ALFC.....</i>	83
Figura 5.20	<i>Configura el tipo de control y envía hacia el maestro.....</i>	84
Figura 5.21	<i>Pantalla de configuración de puerto COM y tasa de baudios.....</i>	85
Figura 5.22	<i>Conexión éxito con la tarjeta de control, muestra los valores de frecuencia y velocidad.....</i>	86
Figura 5.23	<i>Mensaje de error si se pulsa el botón “Conectar” antes de elegir la configuración del puerto COM.....</i>	87
Figura 5.24	<i>Configuración automática del controlador.....</i>	88
Figura 5.25	<i>Configuración de ganancias personalizadas.....</i>	89
Figura 5.26	<i>Sensado de la frecuencia de línea que entrega CFE.....</i>	90
Figura 5.27	<i>Sensado de Velocidad de un motor de CD.....</i>	91

Capítulo

1

Introducción

Este capítulo explica brevemente lo que se realizó en este trabajo de investigación. Inicia abordando el tema de control P – f o ALFC por sus siglas en inglés “Automatic Load Frequency Control”. Después toca los temas de planteamiento del problema y justificación, en donde se explica la problemática que existe en los SEP si no se cuenta con un controlador de este tipo y él porque es necesario. Acto seguido se muestran los objetivos de este trabajo de investigación así como la hipótesis, los alcances y las limitaciones.

1. Control P – f (ALFC).

Los sistemas de potencia son usados para convertir la energía de la naturaleza en energía eléctrica. Los sistemas de potencia transportan la electricidad a las fábricas y casas para satisfacer todo tipo de necesidades. Para optimizar el funcionamiento del equipo eléctrico, es importante mantener presente la calidad de la energía eléctrica. Es bien conocido que la corriente alterna trifásica (CA) es generalmente usada para transportar la electricidad. Durante el proceso de transportación, es de suma importancia el balance de la potencia activa y reactiva. Esos dos balances corresponden a dos puntos de equilibrio: frecuencia y voltaje. Cuando cualquiera de los dos balances es roto y llevado a un nuevo nivel, los puntos de equilibrio se romperán. Un buen sistema de energía eléctrica de calidad requiere que la frecuencia y voltaje permanezcan en valores estándar durante operación. En México y en otros países del continente Americano los valores de frecuencia y voltaje estandarizados son 60 Hz y 120V respectivamente. Sin embargo los usuarios de la energía eléctrica cambian las cargas aleatoriamente y momentáneamente. Sería imposible mantener el balance de las potencias activa y reactiva sin algún tipo de control. Como resultado de estas alteraciones de carga, los niveles de frecuencia y voltaje estarán variando. Entonces un sistema de control es esencial para cancelar los efectos de cambios de carga aleatorios manteniendo la frecuencia y el voltaje en valores estándar.

Como la frecuencia es altamente dependiente de la potencia activa y el voltaje es altamente dependiente de la potencia reactiva, entonces, se pueden dividir estos problemas en dos sistemas o lazos de control, “potencia activa – frecuencia” y “potencia reactiva – voltaje” abreviados P – f y Q – v respectivamente.[1]

La tarea más importante del control P – f es mantener la frecuencia constante ante cualquier perturbación aleatoria de potencia activa que se presente en cualquier tiempo determinado, y la del control Q – v es mantener la potencia reactiva y la magnitud de voltaje constantes ante cualquier perturbación presentada. En este trabajo únicamente se tratará con el lazo de control P – f en un sistema motor – generador.

2. Planteamiento del problema.

En los sistemas eléctricos de potencia es muy común encontrar lazos de control que mantengan tanto la frecuencia y el voltaje generado, estos dos tipos de lazos de control se conocen como lazos “P - f” y “Q - v” respectivamente, cabe destacar que estos lazos de control trabajan de manera independiente.

El grupo motor – generador del equipo LAB-VOLT es el sistema que se estudiará en el presente trabajo además de la implementación de un control “P - f” en dicho equipo.

Los sistemas de energía eléctrica funcionan a una frecuencia determinada dentro de cierta tolerancia. Los países Europeos han adoptado una frecuencia de 50 Hz, mientras que México y otros países del continente Americano utilizan una frecuencia de 60 Hz.[1]

Las variaciones de frecuencia en un sistema eléctrico se producen cuando ocurre una alteración del equilibrio entre carga y generación. La frecuencia en un sistema eléctrico de corriente alterna está directamente relacionada con la velocidad del giro del motor acoplado al generador.

El rango de variaciones de frecuencias que puede tolerarse en un sistema depende de las características de los aparatos de utilización, así como del funcionamiento del sistema mismo [2]. Por ejemplo, las cargas resistivas son insensibles ante las variaciones de frecuencia, pero en el caso de máquinas rotativas pueden producirse los siguientes fenómenos:

- Los motores transmiten más o menos potencia.
- Los filtros armónicos sufren un efecto distorsionador.
- Los equipos electrónicos que utilizan la frecuencia como referencia de tiempo se ven alterados.
- Las turbinas en las centrales eléctricas se encuentran sometidas a fuertes vibraciones que suponen un severo esfuerzo de fatiga. Etc.

Tomando en cuenta los problemas que causan las variaciones de frecuencia mencionados anteriormente puede concluirse que es necesario el control de frecuencia.

Con la ayuda de dispositivos digitales como microcontroladores, el uso de elementos de electrónica de potencia (transistores) y técnicas de control se realizará un controlador capaz de trabajar en estándares de regulación óptimos.

3. Justificación.

En los sistemas de potencia, la carga demandada cambia continuamente, por lo que la potencia activa también tiende a variar, esta variación afecta directamente a la velocidad de la turbina acoplada al generador (en el caso particular de este trabajo, a la velocidad del motor acoplada al generador), esta variación de velocidad afecta directamente a la frecuencia de generación. Para mantener una frecuencia constante de generación, es necesaria la implementación de un controlador el cual sea capaz de corregir las variaciones de frecuencia presentadas ante cualquier perturbación en el sistema, al cual se le conoce como controlador P – f. [2]

4. Objetivos.

4.1. Objetivo General.

Diseñar y construir un controlador digital para el lazo P – f de un arreglo motor-generador implementado en el equipo LAB-VOLT.

4.2. Objetivos específicos.

- Implementar el lazo de control P – f en forma digital.
- Analizar el comportamiento del mismo ante variaciones de carga.
- Desarrollar la etapa de adquisición de datos.
- Desarrollar la etapa de potencia capaz de controlar la velocidad del motor de CD.
- Analizar el comportamiento del sistema al implementar la acción de control PID para mantener la frecuencia del generador constante.

5. Hipótesis.

En sistemas de generación de energía eléctrica es posible controlar la variación de frecuencia de generación con la ayuda de controladores P-f.

El controlador P – f mantiene la frecuencia de generación dentro de un rango del 1% o 2% del valor nominal ante cualquier perturbación o variación de carga presente.

El controlador P – f implementa acciones de control P, PI y PID para mantener estable al sistema.

6. Alcances.

Utilizando componentes electrónicos más robustos, este controlador podría implementarse en un sistema motor-generador más grande.

Podría solicitarse la patente para este prototipo.

7. Limitaciones.

Está diseñado exclusivamente para un arreglo motor generador implementado en el equipo LAB-VOLT.

Referencias del capítulo.

- [1] J. Duncan Glover, Mulukutla S. Sarma, *Sistemas de Potencia, análisis y diseño*, tercera edición, Thompson 2004.
- [2] Peña Delgado Adrián Fermín, *diseño y construcción de un controlador de fase analógico de los parámetros frecuencia y voltaje de un grupo motor generador*. Cd. Madero Tamaulipas, México, Octubre 2001. Tesis maestría MIE ITCM.

Capítulo

2

Maquinaria Eléctrica

Este capítulo trata sobre la maquinaria eléctrica que se utilizó para crear el sistema de generación a escala. El sistema de generación propuesto consta de un motor de CD de 175W [1], el cual servirá como turbina, acoplado a un generador trifásico síncrono de 120 VA[2] Primero se tocan conceptos básicos sobre la maquina síncrona usada como generador, así como su funcionamiento y construcción. Después se habla sobre el motor de corriente directa, su constitución y las ecuaciones dinámicas que rigen el comportamiento del mismo.

2.1 Máquina Síncrona.

Los generadores sincrónicos o alternadores son máquinas eléctricas utilizadas para convertir la potencia mecánica en potencia eléctrica de CA; estos son por definición, sincrónicos, lo cual significa que la frecuencia eléctrica producida está fijada o sincronizada con la velocidad mecánica de rotación del generador [2]. Esta máquina es la principal fuente de generación de potencia eléctrica en el mundo [3].

Los devanados de las máquinas síncrona polifásicas constituyen un grupo de circuitos eléctricos acoplado inductivamente, algunos de los cuales se encuentran en rotación relativa respecto a otros, por lo que las inductancias mutuas son variables. Las ecuaciones generales desarrolladas para los enlaces de flujo de los diversos devanados son aplicables al estado estable y al análisis transitorio. Solo se consideran los circuitos magnéticos lineales sin tomar en cuenta la saturación. Esto permitirá, cuando sea conveniente, el referirse por separado al flujo y a los enlaces de flujo producidos por una componente de la fuerza magnetomotriz (fmm); aunque en cualquier máquina eléctrica solo se presenta el flujo físico total debido a la fmm resultante de todas las fuentes magnetizantes. Se desarrollan circuitos equivalentes simplificados que permiten visualizar relaciones físicas importantes dentro de la máquina. Por lo tanto, se tratará la máquina síncrona de manera que se tenga la suficiente claridad en el circuito equivalente. [3].

2.1.1 Descripción de la máquina síncrona.

Las dos partes principales de una máquina síncrona son estructuras ferromagnéticas. La parte estacionaria, que es esencialmente un cilindro hueco, se llama estator o armadura, y tiene ranuras longitudinales en las que hay bobinas del devanado de armadura. Estos devanados llevan la corriente suministrada a la carga eléctrica por el generador, o la corriente recibida por un motor desde una fuente de CA. El rotor es la parte de la máquina que se monta sobre una flecha y rota dentro del estator hueco. El devanado sobre el rotor, llamado devanado de campo se combina con la fmm producida por las corrientes en los devanados de

la armadura. El flujo resultante en el entrehierro, o espacio de aire que hay entre estator y rotor, genera voltajes en las bobinas de los devanados de la armadura y da el par electromagnético entre el estator y el rotor [3].

Se suministra la corriente de CD al devanado de campo por medio de un excitador, que puede ser un generador montado sobre la misma flecha y una fuente de CD separada conectada a los devanados de campo por medio de escobillas sobre anillos deslizantes. Generalmente, los grandes generadores de CA tienen excitadores que consisten en una fuente de CA con rectificadores de estado sólido [3].

Si la máquina es un generador, la flecha es impulsada por una fuente de energía mecánica, que por lo general es una turbina de vapor o hidráulica. El par electromagnético desarrollado en el generador cuando entrega potencia se opone al par de la fuente de energía mecánica. La diferencia entre estos dos pares se debe a las pérdidas en el núcleo de acero y a la fricción. En un motor, el par electromagnético que se desarrolla en la máquina (excepto por las pérdidas por fricción y núcleo) se convierte en el par de la flecha que impulsa la carga mecánica [3].

En la figura 2.1 se muestra un generador trifásico muy elemental. El devanado de campo (indicado por la bobina f) da lugar a los polos señalados como N y S. El eje de los polos de campo se llama eje directo o eje d , mientras la línea en el centro del espacio entre polos se denomina eje de cuadratura o simplemente eje q . Como se muestra, la dirección positiva a lo largo del eje d adelanta 90° a la dirección positiva a lo largo del eje q . El generador de la figura 2.2 se llama máquina no saliente o de rotor cilíndrico porque tiene un rotor con esta forma. En las máquinas reales, los devanados tienen un gran número de vueltas distribuidas en las ranuras alrededor de la circunferencia del rotor. El intenso campo magnético producido enlaza las bobinas del estator para inducir un voltaje en los devanados de la armadura en la medida que la flecha es impulsada por la fuente de energía mecánica [3].

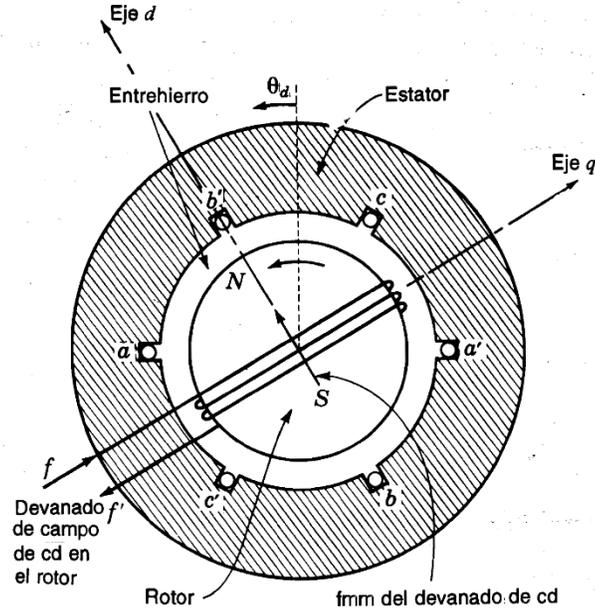


Figura 2.1 Generador trifásico elemental.

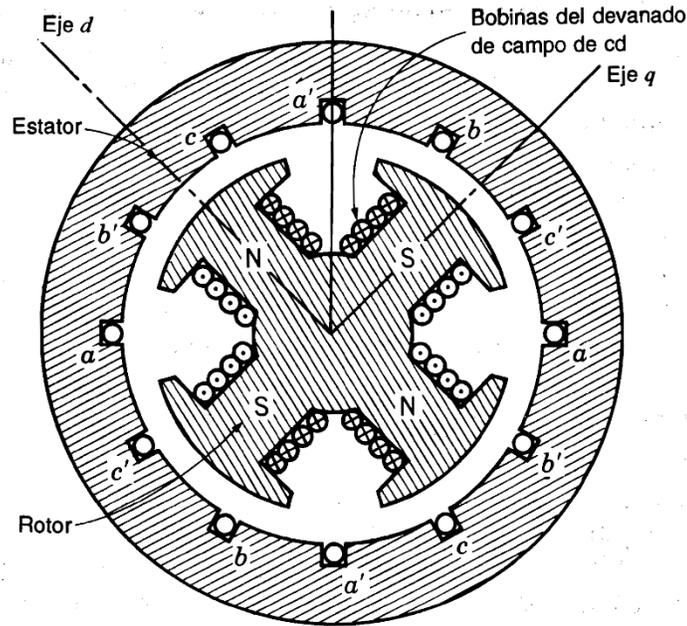


Figura 2.2. Generador trifásico de rotor cilíndrico.

La sección transversal del estator se muestra en la figura 2.1. Los lados opuestos de una bobina que casi es rectangular están en las ranuras a y a' separadas 180°. Bobinas similares están en las ranuras b y b', c y c'. Los lados de las bobinas en las ranuras a, b y c están separadas 120°. Los conductores mostrados en las ranuras indican una bobina de solo

una vuelta, pero puede tener muchas vueltas y, por lo general, está en serie con bobinas idénticas en ranuras adyacentes para formar un devanado con las terminales designadas como a y a' . Los devanados con las terminales designadas $b - b'$ y $c - c'$ son iguales al devanado $a - a'$ excepto por su localización simétrica alrededor de la armadura en los ángulos de 120° y 240° , respectivamente [3].

En la figura 2.2 se muestra una máquina de polos salientes que tiene 4 polos. Los lados opuestos de una bobina de la armadura están separados 90° , así que hay dos bobinas para cada fase. Los lados de las bobinas a , b y c de bobinas adyacentes están separadas 60° . Las dos bobinas de cada fase se pueden conectar en serie o en paralelo. Aunque no se muestra en la figura 2.2 las máquinas de polos salientes tienen devanados amortiguadores que consisten en barras de cobre cortocircuitadas y que son similares, a través de la cara polar, a parte de un devanado de tipo “jaula de ardilla” de un motor de inducción. El propósito de devanado amortiguador es el de reducir oscilaciones mecánicas del rotor hasta la velocidad síncrona, que es determinada por el número de polos de la máquina y la frecuencia del sistema a la que está conectada [3].

En la máquina de dos polos, se genera un ciclo de voltaje por cada revolución del rotor de dos polos. En la máquina de cuatro polos se genera dos ciclos en cada bobina por revolución. Como el número de ciclos por revolución es igual al número de pares de polos, la frecuencia del voltaje generado es:

$$f = \frac{P}{2} \frac{N}{60} = \frac{P}{2} F_m \text{ Hz} \quad 2.1$$

Donde f = frecuencia eléctrica en Hz

P = número de polos

N = velocidad del rotor en revoluciones por minuto (rpm).

$F_m = N/60$, frecuencia mecánica en revoluciones por segundo (rps)

La ecuación 2.1 establece que una máquina de dos polos y 60 Hz opera a 3600 rpm, mientras que una de cuatro polos lo hace a 1800 rpm. Por lo general, los turbogeneradores de vapor que queman combustibles fósiles son máquinas de dos polos, mientras las unidades hidrogenadoras son máquinas más lentas con muchos pares de polos [3].

Debido a que un ciclo de voltaje (360° de la onda de voltaje) se genera cada vez que un par de polos pasa por una bobina, se debe distinguir entre los grados eléctricos usados para expresar el voltaje y la corriente, y los grados mecánicos usados para expresar la posición del rotor. En una máquina de dos polos, estos grados son iguales. Como puede observarse al multiplicar ambos lados de la ecuación (2.1) por 2π , para cualquier maquina el número de grados eléctricos o radianes es igual a $P/2$ veces el número de grados mecánicos o radianes. Por lo tanto, en una máquina de cuatro polos, se producen dos ciclos o 720 grados eléctricos por revolución de 360 grados mecánicos [3].

2.1.2 Modulo: Motor – Generador trifásico síncrono de Lab - Volt

El generador trifásico síncrono utilizado en este trabajo es el modelo 8241 de Lab – Volt, cada fase de los devanados de estator de esa máquina esta independientemente terminada e identificada en la cara frontal del módulo, lo cual permite configuraciones delta o estrella según el criterio del usuario. El rotor de esta máquina está equipado con un amortiguador de jaula de ardilla. Una excitación de CD variable es alimentada a través de los anillos deslizantes y escobillas las cuales están pre conectadas a un reóstato y a un switch de control todo esto montado en la cara frontal del módulo.[1]

2.2 Motor de Corriente Directa.

Los motores de corriente directa transforman la energía eléctrica en energía mecánica. Impulsan dispositivos tales como malacates, ventiladores, bombas, calandrias, carros, etc. Estos dispositivos pueden tener una característica de par o momento de torsión-velocidad muy definida (como una bomba o un ventilador) o una extremadamente variable (como un malacate o un automóvil). La característica de par o de momento de torsión-velocidad del motor debe ser adaptada al tipo de carga que tiene que impulsar y este requerimiento ha dado lugar a varios tipos básicos de motores[4]:

1. Motores en derivación (o shunt)
2. Motores en serie
3. Motores compuestos

Los motores de corriente directa rara vez se utilizan en aplicaciones industriales ordinarias ya que todos los sistemas eléctricos suministran corriente alterna. Sin embargo, en aplicaciones especiales, como fábricas de acero, minas y trenes eléctricos, en ocasiones es conveniente transformar la corriente alterna en corriente directa para utilizar motores de CD. La razón es que las características de par o momento de torsión-velocidad de los motores de CD pueden ser variadas dentro de un amplio intervalo sin perder su alta eficiencia [4].

De los motores de CD antes mencionados solo se analizará el motor en derivación.

2.2.1 Motor en Derivación.

La figura 2.3.1 muestra un motor de CD en derivación, cuyo modelo matemático en espacio de estado es:

$$\frac{di_f}{dt} = -\frac{r_f}{L_{ff}} i_f + \frac{1}{L_{ff}} v_f$$

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{r_a}{L_{AA}} i_a - \frac{L_{AF}}{L_{AA}} i_f \omega_r + \frac{1}{L_{AA}} v_a$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B_m}{J} \omega_r + \frac{L_{AF}}{J} i_f i_a - \frac{1}{J} T_L$$

Donde:

i_f = corriente de campo.

i_a = corriente de armadura.

w_r = velocidad.

r_f = resistencia de campo.

v_f = voltaje de campo.

L_{ff} = inductancia de campo.

r_a = resistencia de armadura.

L_{AA} = inductancia de armadura.

B_m = coeficiente de fricción.

L_{AF} = inductancia mutua.

T_L = par mecánico.

J = inercia.

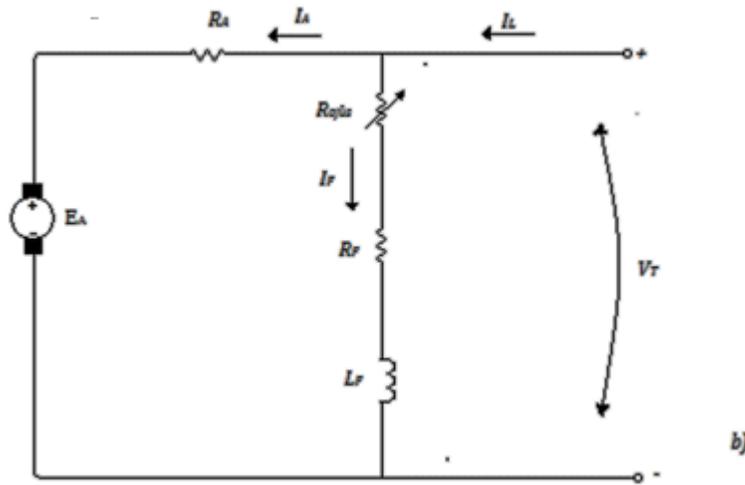


Figura 2.3. Diagrama eléctrico de un motor de CD shunt.

2.3.2. Arranque de un motor de CD shunt.

Si aplicamos un voltaje completo a un motor en derivación (shunt) estacionario, la corriente de arranque en la armadura será muy alta y corremos el riesgo de [5]

- Quemar la armadura.
- Dañar el conmutador y las escobillas, a causa de la intensa producción de chispas.
- Sobrecargar el alimentador.
- Romper el eje a causa de un choque mecánico.
- Dañar el equipo impulsado por causa del repentino golpe mecánico.

Por lo tanto, todos los motores de cd deben tener una forma de limitar la corriente de arranque a valores razonables, por lo general entre 1.5 y dos veces la corriente a plena carga. Una solución es conectar un reóstato en serie a la armadura. La resistencia se reduce gradualmente a medida que el motor se acelera, y desaparece por completo cuando la máquina alcanza su velocidad tope.[5]

Hoy en día, con frecuencia se utilizan métodos electrónicos para limitar la corriente de arranque y para controlar la velocidad. A continuación se presenta uno de ellos.

Control de la velocidad del motor de CD mediante la modulación de ancho de pulso PWM (Pulse Wide Modulation)

En un motor de CD la velocidad se modifica variando la corriente de la armadura o la de campo; en general es la primera que se modifica. Por lo tanto, para controlar la velocidad se puede utilizar el control de voltaje que se aplica a la armadura, sin embargo, dado que el empleo de fuentes de voltaje de valor fijo es frecuente, el voltaje variable se logra mediante un circuito electrónico. [5]

El método utilizado para regular el voltaje en una fuente de corriente directa fija se llama modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en ingles) y lo que hace es seccionar el voltaje de la fuente para que varíe su valor promedio como se muestra en la figura 2.4.[5]

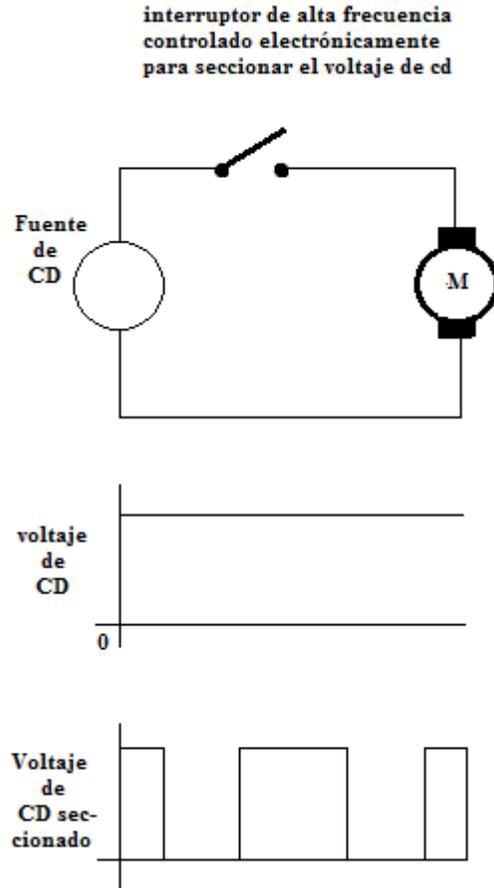


Figura 2.4. *Modulación de ancho de pulso*

La figura 2.4 muestra cómo obtener la PWM utilizando un circuito básico con MOSFET. El MOSFET se activa y desactiva con mediante la señal que se le aplica en su compuerta. El diodo tiene por objeto servir como de trayectoria a la corriente que surge cuando el transistor se desconecta, debido a que el motor se comporta como generador.[5]

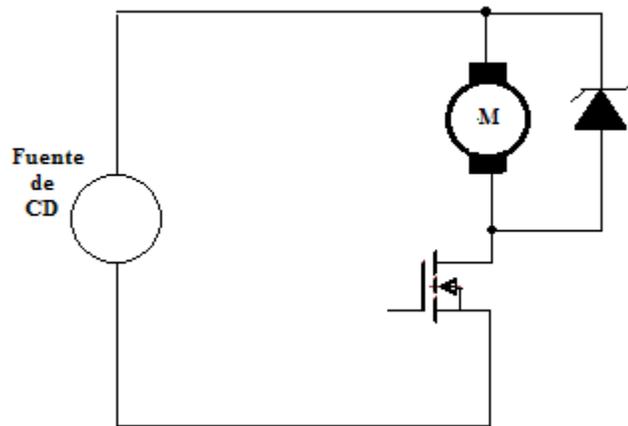


Figura 2.5 Control de velocidad de un motor de CD mediante PWM.

Referencias del capítulo.

Capítulo

3

Dispositivos electrónicos y de potencia

Este capítulo presenta el funcionamiento de los dispositivos electrónicos que esenciales para la realización del presente proyecto de investigación. Primero se toca el tema de los MOSFET's de potencia, se explica la física de este dispositivo así como su estructura básica y su principio de operación. Después se presenta algunas características del manejador de compuerta de MOSFET, el opto acoplador y el microcontrolador utilizado en el presente proyecto.

3.1 MOSFET de Potencia [1]

3.1.1 Estructura básica

Un MOSFET de potencia tiene una estructura de orientación vertical del dopaje alterno de tipo p y tipo n que se muestra en la figura 3.1.1a para una celda individual de las múltiples celdas paralelas de un dispositivo completo. La estructura $n^+ pn^- n^+$ se denomina MOSFET de canal n de modo de intensificación (por razones que pronto serán obvias). También se fabrica una estructura con el perfil opuesto: MOSFET de canal p . El dopaje en las dos capas extremas n^+ , llamadas fuente y drenaje en la figura 3.1.1, es aproximadamente igual en ambas capas y muy grande, por lo general de 10^{19} cm^{-3} . La capa central de tipo p suele llamarse cuerpo y es la zona donde se establece el canal (que veremos en la siguiente sección) entre fuente y drenaje, y por lo común se dopa con 10^{16} cm^{-3} . La capa n^- es la región de arrastre de drenaje y suele doparse con $10^{14} - 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Esta región de arrastre determina la tensión de ruptura del dispositivo.

A primera vista parece que no hay manera de que fluya la corriente entre las terminales del dispositivo, porque una de las uniones pn (ya sea la unión de cuerpo-fuente o la unión drenaje-cuerpo) se pondrá en polarización inversa por una de las polaridades de tensión aplicada entre el drenaje y la fuente. No puede haber inyección de portadores minoritarios en la zona del cuerpo por medio de la terminal de compuerta porque la compuerta está aislada del cuerpo por medio de una capa de dióxido de silicio (a menudo denominado óxido de compuerta y con un espesor común de más o menos 1 000 Å [angstroms]) que es un muy buen aislante y, por tanto, no hay operación de BJT. Sin embargo, la aplicación de una tensión que polariza el positivo de la compuerta respecto de la fuente convierte la superficie de silicio debajo del óxido de compuerta en una capa o canal de tipo n , lo que conecta la fuente con el drenaje y permite el flujo de corrientes apreciables. El espesor del óxido de compuerta, el ancho de la compuerta (como se diagrama en la figura 3.1) y el número de zonas de compuerta/fuente conectadas eléctricamente en paralelo son importantes para determinar la cantidad de corriente que fluirá para una tensión de compuerta a fuente dada.

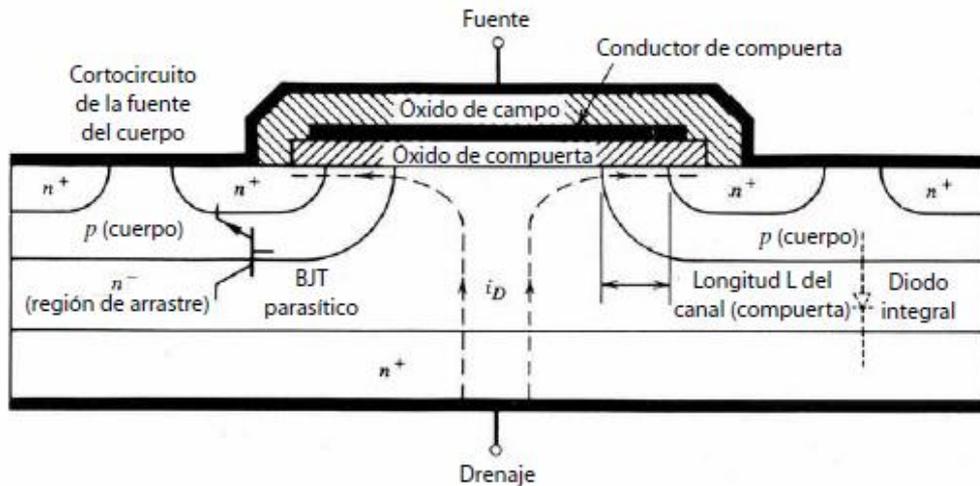


Figura 3.1 Sección transversal de un MOSFET de potencia

La estructura de la figura 3.1 suele denominarse VDMOS, que significa MOSFET de difusión vertical. El nombre describe en forma burda la secuencia de fabricación del dispositivo. El sustrato inicial es por lo general el drenaje n^+ sobre el cual se cultiva de manera epitaxial la región de arrastre n^- de espesor específico. Luego, la zona del cuerpo de tipo p se difunde en el chip desde el lado de la fuente del chip, seguida por la difusión de la fuente n^+ . Estas dos difusiones son enmascaradas, lo que significa que algunas partes del chip están protegidas por dióxido de silicio, de modo que los dopantes no lleguen al chip donde se dejó el SiO_2 . Los pasos restantes implican la deposición de la metalización de compuerta y fuente y los pasos finales de embalaje.

Se deben notar otros aspectos de la estructura MOSFET de la figura 3.1. Primero, la fuente está construida con muchos miles de pequeñas áreas de manera poligonal conectadas en paralelo y rodeadas por la zona de la compuerta. La forma geométrica de las zonas de la fuente influye hasta cierto grado en la resistencia en estado activo del MOSFET.

La razón fundamental para las múltiples zonas pequeñas de fuente es maximizar la anchura (la dimensión lateral perpendicular al sentido de flujo de la corriente en el canal) de la zona de compuerta en comparación con su longitud (la longitud del canal). El ancho de la compuerta W del MOSFET es la longitud periférica de cada celda multiplicada por el número de celdas que constituyen el dispositivo. Es deseable una

relación muy grande entre el ancho y el largo de la compuerta, pues así se maximiza la ganancia del dispositivo.

En segundo término, hay un BJT *npn* parasito entre los contactos de fuente y drenaje, como se muestra en la figura 3.1, donde la zona de cuerpo de tipo *p* sirve como base del BJT parasito. Para reducir la posibilidad de que este transistor jamás se encienda, la zona de cuerpo de tipo *p* se pone en cortocircuito con la zona de fuente mediante el traslape de la metalización de fuente sobre la zona del cuerpo de tipo *p*, como en la figura 3.1. Como resultado de este cortocircuito del cuerpo hay un diodo parasito conectado entre drenaje y fuente del MOSFET, como se muestra en la figura 3.1. Este diodo integral sirve en convertidores de semipunto y de puente completo.

En tercer término, ya está el traslape de la metalización de compuerta a través de la región de arrastre n^- , donde sobresale hacia la superficie del chip. Este traslape de la metalización de la compuerta tiene dos propósitos. Primero, tiende a intensificar la conductividad de la región de arrastre en la interconexión n^- - SiO₂ al formar una capa de acumulación, como se muestra en la figura 3.1, lo que ayuda a disminuir la resistencia en estado activo. En segundo lugar, la metalización tiende a actuar como placa de campo cuando el MOSFET está apagado, lo que impide que el radio de curvatura de la zona de desdoblamiento del drenaje-cuerpo *pn* se reduzca demasiado y de este modo también la tensión de ruptura del dispositivo.

El símbolo de circuito para un MOSFET de canal *n* se muestra en la figura 3.2a, y para un MOSFET de canal *p*, en la figura 3.2b. El sentido de la flecha en el cable que va a la zona del cuerpo indica el sentido del flujo de corriente si la unión *pn* de cuerpo-fuente es de polarización directa por romper el cortocircuito entre las dos y se aplica una tensión de polarización. Así, la flecha de un MOSFET de canal *n* con una zona de cuerpo de tipo *p* apunta hacia el símbolo del MOSFET, como se muestra en la figura 3.2, y la flecha apunta hacia fuera para un dispositivo de tipo *p*.

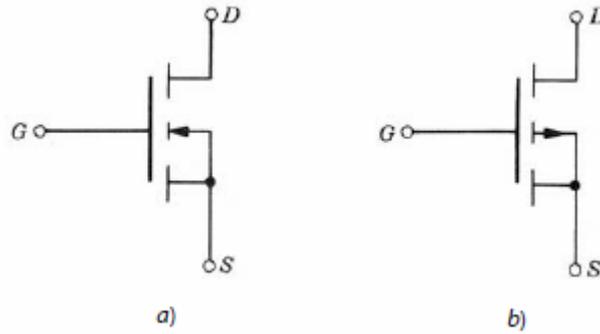


Figura 3.2. a) Símbolo MOSFET canal n , b) Símbolo MOSFET canal p

3.1.2 Características $i - v$

El MOSFET, como el BJT, es un dispositivo de tres terminales donde la entrada, la compuerta en el caso del MOSFET, controla el flujo de corriente entre las terminales de salida, la fuente y el drenaje. La terminal de la fuente es común entre la entrada y la salida de un MOSFET. Las características de la salida, la corriente de drenaje i_D como función del voltaje drenaje a fuente v_{DS} con el voltaje compuerta a fuente V_{GS} como parámetro, se muestran en la figura 3.3a para un MOSFET de canal n . Las características de la salida para un dispositivo de canal p son las mismas, excepto que las polaridades de corriente y tensión están invertidas, de modo que las características para el dispositivo de canal p aparecen en el tercer cuadrante del plano $i_D - v_{DS}$ y no en el primero, como las características de la figura 3.3a.

En aplicaciones de electrónica de potencia, el MOSFET sirve como interruptor para controlar el flujo de potencia a la carga de una manera análoga al BJT. En estas aplicaciones, el MOSFET atraviesa las características de $i_D - v_{DS}$ desde el corte a través de la zona activa hasta la zona óhmica conforme se enciende el dispositivo, y de nuevo cuando se apaga. Las zonas del corte, activa y óhmica de las características se muestran en la figura 3.3a.

El MOSFET está en estrangulamiento cuando la tensión de compuerta-fuente es menor que la tensión de umbral $V_{GS(th)}$, que suele ser de unos cuantos voltios en la mayoría de los MOSFET de potencia. El dispositivo es un circuito abierto y debe rechazar la tensión de la fuente de alimentación aplicada al circuito. Esto significa que la tensión de ruptura de drenaje-fuente BV_{DSS} que se muestra en la figura 3.3 debe ser mayor que la

tensión aplicada de drenaje-fuente para evitar la ruptura y la disipación alta de potencia que conlleva. Cuando ocurre una ruptura, se debe a la ruptura de avalancha de la unión de drenaje-cuerpo.

Cuando el dispositivo se acciona por una tensión grande de compuerta-fuente, se lleva a la zona óhmica, donde el voltaje de drenaje-fuente $V_{DS(enc)}$ es pequeño. En esta zona, la disipación de potencia se mantiene dentro de límites razonables cuando se minimiza $V_{DS(enc)}$, aunque la corriente de drenaje sea muy grande. El MOSFET está en la zona óhmica cuando

$$v_{GS} - V_{GS(th)} > V_{DS} > 0 \quad 3.1$$

En la zona activa, la corriente de drenaje es independiente de la tensión de drenaje-fuente y solo depende de la tensión de compuerta-fuente. Se dice que a veces la corriente se satura, y por consiguiente esta zona se llama a veces zona de saturación o zona del pentodo (zona activa). La simple teoría del primer orden pronostica que, en la zona activa, la corriente de drenaje está dada aproximadamente por

$$i_D = K(v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad 3.2$$

Donde K es una constante que depende de la geometría del dispositivo. En el límite entre la zona óhmica y la zona activa, donde $V_{GS} - V_{GS(th)} = v_{DS}$, la ecuación 3.1.2 se convierte en

$$i_D = K v_{DS}^2 \quad 3.3$$

que es una manera conveniente de delinear el límite entre las dos zonas, como en la figura 3.3a.

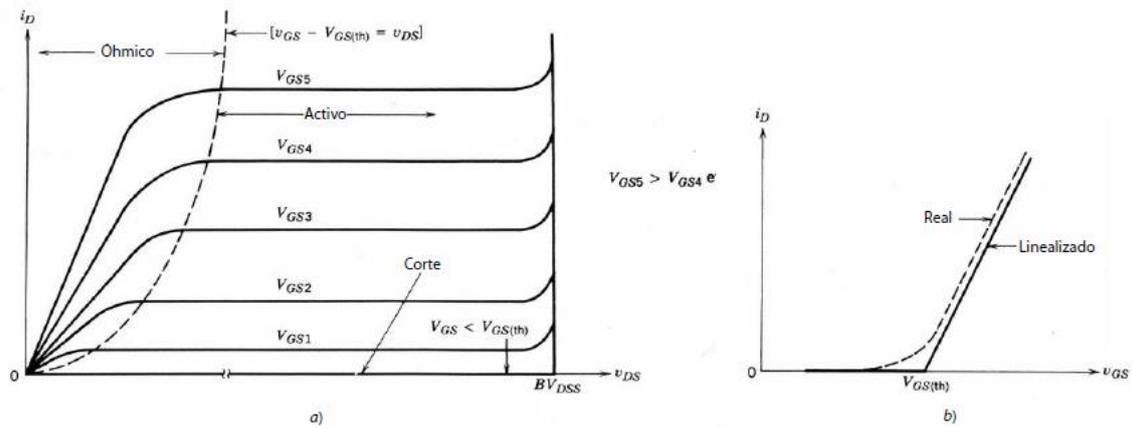


Figura 3.3 Características de corriente – tensión de un MOSFET de enriquecimiento de canal n: a) salida (característica de $i_D - v_{DS}$); b) curva de transferencia.

Los MOSFET del nivel lógico siguen razonablemente bien la relación que expresa la ecuación 3.3. Sin embargo, un dibujo de i_D versus v_{GS} (con el MOSFET en la zona activa) en la figura 3.3b, por lo general denominada curva de transferencia, muestra que a esta ecuación solo se observa en valores bajos de la corriente de drenaje en los MOSFET de potencia. En general, la curva de transferencia de un MOSFET de potencia es muy lineal, en contraste con la curva de transferencia parabólica del dispositivo de nivel lógico.

3.1.3 Física de operación del MOSFET

3.1.3.1 Capas de inversión y efecto del campo

La parte de la compuerta de la estructura MOSFET de la figura 3.1 es la clave para entender cómo trabaja el MOSFET. La parte de la compuerta consta de la metalización de la compuerta, el dióxido de silicio debajo del conductor, que se denomina óxido de la compuerta, y el silicio debajo del óxido. Esta zona forma un condensador (o capacitor) de alta calidad, como se muestra en la figura 3.4, y a veces se le denomina condensador MOS. Aunque el condensador que se muestra suele estar compuesto por metalización de aluminio, aislante SiO_2 y una capa de fondo de silicio, la misma estructura básica se fabrica en otros semiconductores, como arseniuro de galio, y se usan otros aislantes, como nitruro de aluminio o nitruro de silicio, para el aislante. La capa superior de metalización también puede ser algún material conductor diferente. El

polisilicio, metales refractorios como el tungsteno y otros metales se han usado en dispositivos MOSFET.

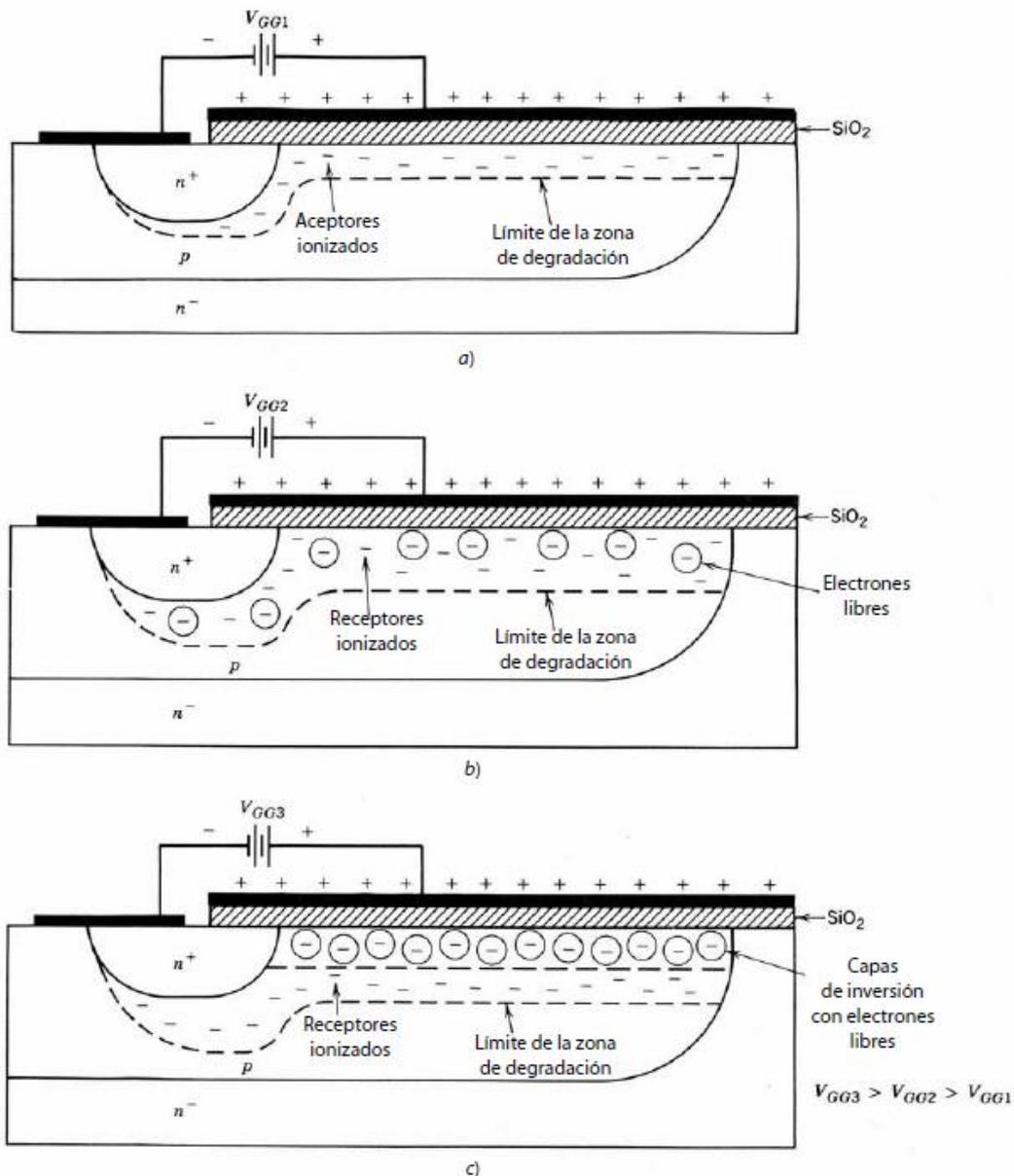


Figura 3.4. a) Formación de la zona de degradación, b, c) Capa de inversión en la interconexión de SiO_2 conforme aumenta la tensión de compuerta fuente.

Cuando se aplica una tensión positiva pequeña de compuerta-fuente a la estructura del capacitor en el diagrama simplificado del MOSFET de canal n de la figura 3.4a, se forma una zona de degradación en la interconexión entre el SiO_2 y el silicio. La carga positiva inducida en la metalización superior (el lado de la compuerta) por la tensión aplicada requiere una carga negativa igual en la placa inferior, que es el lado de silicio del óxido de la compuerta. El campo eléctrico desde la carga positiva repele los huecos

de portadores mayoritarios de la zona de interconexión y de esta manera expone a los receptores de carga negativa, con lo que se crea una zona de degradación.

Los incrementos adicionales en v_{GS} causan que la zona de degradación aumente su espesor, como se muestra en la figura 3.4b, para proporcionar la carga negativa adicional. Cuando se incrementa la tensión, el campo eléctrico en la interconexión de óxido-silicio aumenta de tamaño y empieza a atraer electrones libres así como a repeler huecos libres. La fuente inmediata de los electrones es la generación de electrones-huecos mediante la ionización térmica, mientras que se empuja a los huecos libres al bulto del semiconductor delante de la zona de degradación. Los electrones atraídos por la fuente n^+ debido a la carga positiva de los huecos neutralizan a los huecos excedentes.

A la larga, conforme se incrementa la tensión de polarización, la densidad de los electrones libres en la interconexión será igual a la densidad de los huecos libres en el bulto de la zona de cuerpo lejano a la zona de degradación. La capa de electrones libres en la interconexión es muy conductiva y tiene todas las propiedades de un semiconductor de tipo n . En este punto, la capa de electrones libres se llama capa de inversión, como se ilustra en la figura 3.4c. Esta capa de tipo n es una ruta o canal conductivo entre el drenaje de n^+ y las zonas de fuente (de donde proviene el término *canal*), que permite el flujo de corriente entre fuente y drenaje. Esta capacidad de modificar el tipo de conductividad del semiconductor inmediatamente inferior al aislante de la compuerta por medio de una tensión aplicada o campo eléctrico se llama efecto de campo. El efecto de campo intensifica la conductividad de la interconexión y por eso se le llama transistor de modo de intensificación del efecto de campo, que se basa en este mecanismo.

El valor de v_{GS} donde se considera que se forma la capa de inversión se denomina tensión de umbral $V_{GS(th)}$. Conforme v_{GS} excede $V_{GS(th)}$, la capa de inversión se espesa un poco y, más importante aún, adquiere más conductividad conforme la densidad de los electrones libres crece en tanto aumenta la tensión de polarización. La capa de inversión protege a su zona de degradación contigua de los incrementos adicionales de la tensión de polarización, de modo que el espesor de la zona de degradación ahora permanece constante. El valor de la tensión de umbral es una función de varios factores. Un factor importante es la capacitancia de óxido por unidad de superficie C_{ox} , dada por

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad 3.4$$

Donde ϵ_{ox} es la constancia dieléctrica del dióxido de silicio (1.05×10^{-12} F/cm) t_{ox} es el espesor del óxido de compuerta (por lo general 1000\AA). La tensión de umbral es inversamente proporcional a C_{ox} . Otros factores que influyen en $V_{GS(th)}$ son las funciones de trabajo del silicio y el metal de la compuerta, cualquier carga ligada o atrapada en el dióxido de silicio e impurezas en la interconexión o en el dióxido de silicio, entre otros. A pesar del complejo arreglo de factores que influyen en $V_{GS(th)}$, los fabricantes de dispositivos ajustan su valor a cualquier valor deseado (por lo común, unos cuantos voltios). Se hacen ajustes mayores por medio de la selección de la metalización de la compuerta, la densidad de dopaje de la zona del cuerpo y el espesor del óxido de la compuerta. Los ajustes menores de la tensión de umbral durante la fabricación se hacen por medio de la implantación de iones de impurezas en la zona del cuerpo justo debajo del óxido de la compuerta.

3.1.4 Control de la compuerta del flujo de corriente de drenaje

Ahora integramos el MOSFET de canal n de la figura 3.4 en el circuito que se muestra en la figura 3.5, que tiene tanto una alimentación V_{GS} de compuerta-fuente como una alimentación V_{DD} de drenaje-fuente. Al principio se supone que V_{GS} es mayor que $V_{GS(th)}$ y que V^{DD} es pequeño. El MOSFET está en la zona óhmica con un valor relativamente pequeño de I_D , y la capa de inversión tiene un espesor espacialmente uniforme, como se muestra en la figura 3.5a. Ahora V_{DD} se incrementa poco a poco hasta valores cada vez mayores, mientras V_{GS} se mantiene constante. La corriente de drenaje se incrementará inicialmente en proporción al aumento de V_{DD} , pues la capa de inversión aparece como resistencia óhmica que conecta el drenaje a la fuente. Este aumento de la corriente causa una caída de tensión a lo largo del canal, lo que se muestra en la figura 3.5a como $V_{CS}(x)$ (tensión de canal a fuente), donde x es la distancia desde la fuente hasta la ubicación x en el canal donde se especifica la tensión.

En el análisis de la formación de la capa de inversión en la sección anterior, la tensión de compuerta a cuerpo (que es la caída de tensión a través del óxido) fue más

grande que $V_{GS(th)}$. También se supuso en forma implícita que esta tensión estuvo espacialmente uniforme a lo largo de la longitud del óxido de fuente a drenaje, de modo que también sería uniforme el espesor de la capa de inversión. Pero, en la estructura de la figura 3.5, el voltaje del óxido en realidad es $V_{GS} - V_{CS}(x)$, como se indica en la figura. Conforme aumenta I_D , $V_{CS}(x)$ también aumenta y disminuye el voltaje a través del óxido en la posición x . Como $V_{CS}(x)$ tiene su mayor valor, V_{DS} , en $x = L$ (el extremo de drenaje del canal), la caída de tensión a través del óxido, que determina los parámetros de la capa de inversión, tendrá su menor valor de $V_{GS} - V_{DS}$. La disminución del voltaje de óxido desde la fuente hasta el drenaje cuando fluye I_D significa que el espesor de la capa de inversión también debe disminuir desde la fuente hasta el drenaje, como indica la figura 3.5b.

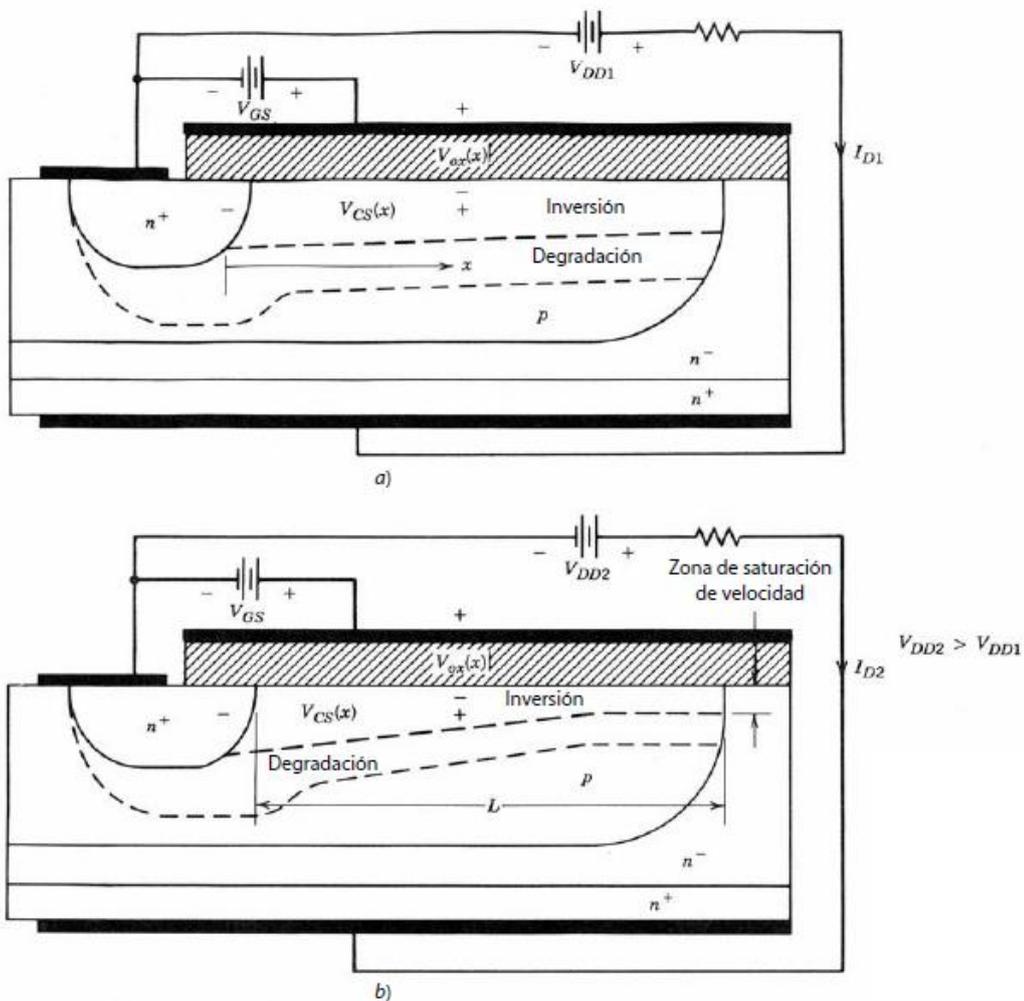


Figura 3.5. Cambio del espesor de la capa de inversión: de ser a) espacialmente uniforme en la corriente baja de drenaje a b) espacialmente no uniforme con mayores valores de corriente de drenaje.

Conforme se adelgaza la capa de inversión en el extremo de drenaje del canal, su resistencia aumenta y empieza a allanarse la curva de I_D versus V_{DS} para una constante V_{GS} , como lo muestra la figura 3.3a. Esto produce la curvatura cóncava en las curvas de la zona óhmica de la figura 3.3a. Entre más crezca la corriente de drenaje más plana será la característica de I_D versus V_{DS} .

Pero ahora surge un dilema. Si I_D aumenta lo suficiente, $V_{GS} - V_{DS}$ disminuye a $V_{GS(th)}$. La capa de inversión en esencia desaparecería en el extremo de drenaje y no fluiría ninguna corriente. En realidad, la situación es más complicada. Conforme aumenta I_D , adelgaza el espesor de la capa de inversión, como se indica. Sin embargo, como la corriente total es la misma en todas partes en el canal, la densidad de la corriente en el extremo del drenaje es más alta, pues el espesor de la capa de inversión es menor. Como la corriente fluye por deriva (no hay inyección de portadores minoritarios porque las uniones se ponen en cortocircuito por la capa de inversión), el campo eléctrico paralelo al flujo de la corriente también es más grande en el extremo del drenaje. (Recuerde que $J = \sigma E$ y σ es constante).

Este campo eléctrico mas grande en el extremo del drenaje es importante por dos motivos. En primer lugar, conforme crece, el campo eléctrico (debido a V_{GS}) a través del óxido de la puerta en el extremo del drenaje se reduce demasiado para mantener la capa de inversión. El campo eléctrico grande debido al área restringida del flujo de corriente se encarga de mantener un espesor mínimo de la capa de inversión en el extremo del drenaje y así evita el dilema que mencionamos en el párrafo anterior. En segundo lugar, la velocidad de los portadores de carga es una función del campo eléctrico donde la velocidad se satura con un valor constante conforme se incrementa el campo, como se indica en la figura 3.6. En el punto donde el campo en el extremo del drenaje es lo bastante grande para saturar la velocidad de los portadores, el voltaje del óxido se aproxima a su valor de umbral, de modo que $V_{GS} - V_{DS} = V_{GS(th)}$ y el dispositivo está a punto de entrar en la zona activa. Los incrementos adicionales de V_{DD} aumentan el campo eléctrico en la parte más angosta del canal y producen el crecimiento de la longitud de la zona de espesor mínimo del canal hacia la fuente, como se diagrama en la figura 3.5b. La caída de tensión a través del óxido permanece fija, igual que el espesor de la capa de inversión. Por tanto, cuando $V_{DS} > V_{GS} - V_{GS(th)}$, la corriente de drenaje permanece relativamente constante, como se indica en la característica de $i - v$ de la figura 3.3.

Si V_{GS} es más grande, el espesor de la capa de inversión también lo es y se requiere una mayor corriente total antes de que el campo eléctrico en el extremo del drenaje aumente lo suficiente para saturar la velocidad de los portadores. Mediante cálculos teóricos sencillos del primer orden observamos que, en la zona activa, i_D está dada por la ecuación 3.2, donde la constante K está dada por

$$K = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} \quad 3.5$$

Donde μ_n es la movilidad de portadores mayoritarios de la capa de inversión y los otros parámetros se definen a continuación. Esta ecuación señala una de las consideraciones de diseño más importantes en la fabricación de MOSFET: a fin de obtener una ganancia apreciable, es esencial que el ancho de la compuerta W sea mucho más grande que la longitud del canal L . En MOSFET de potencia modernos, la longitud L se mantiene al mínimo, consistente con los requerimientos de la tensión de ruptura, a fin de reducir las pérdidas en estado activo (las longitudes normales del canal son unos cuantos micrómetros). La relación W/L suele ser de 10^5 o más, y esto se logra mediante muchos miles de pequeñas zonas de fuentes, como se indica en la figura 3.1. El ancho efectivo de la compuerta en esta estructura es la distancia periférica total alrededor de todas las zonas de fuentes.

La relación de la ley cuadrada $i_D - v_{GS}$ no se mantiene con valores mayores de corriente de drenaje, sino, a su vez, se convierte en una relación lineal, como se indica en la figura 3.3. La razón del cambio a una relación lineal es que la movilidad de la ecuación 3.5 no permanece constante según se incrementa i_D , sino disminuye conforme aumenta el campo eléctrico en la capa de inversión con la corriente creciente. La movilidad disminuye debido a la relación entre la velocidad y el campo eléctrico diagramada en la figura 3.6 y porque los valores mayores de V_{GS} incrementan la densidad de los electrones libres en el canal. Con intensidades mayores, la movilidad disminuye debido a la llamada dispersión de portador-portador.

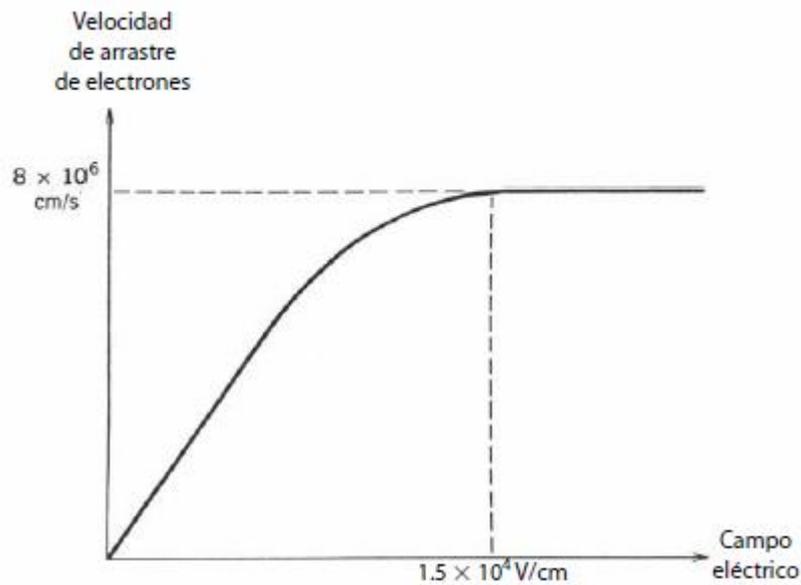


Figura 3.6. Velocidad de arrastre de electrones en silicio respecto la intensidad del campo eléctrico que ilustra la saturación de velocidad. La velocidad de electrones es la pendiente incremental de la velocidad en función de la curva del campo eléctrico.

3.1.5 Modelos de circuitos de MOSFET

Los MOSFET son intrínsecamente más rápidos que los dispositivos bipolares porque no tienen portadores minoritarios excedentes que se deban introducir o sacar del dispositivo cuando se enciende o apaga. Las únicas cargas que se tienen que mover son las que están en las capacitancias de disipación y las capacitancias de las zonas de degradación que se muestran en la sección transversal del MOSFET de la figura 3.7.

Estas capacitancias se modelan con el circuito equivalente de la figura 3.8a, que es válido cuando el MOSFET está en corte o en la zona activa. Se necesitan modelos de circuitos como este para un estudio detallado de las características de encendido y apagado del MOSFET de modo que se diseñen los circuitos de accionamiento de compuerta correspondientes.

La capacitancia de drenaje-fuente que se muestra en la figura 3.7 no se incluye en el circuito equivalente porque no afecta materialmente a ninguna de las características de conmutación ni a las formas de onda.

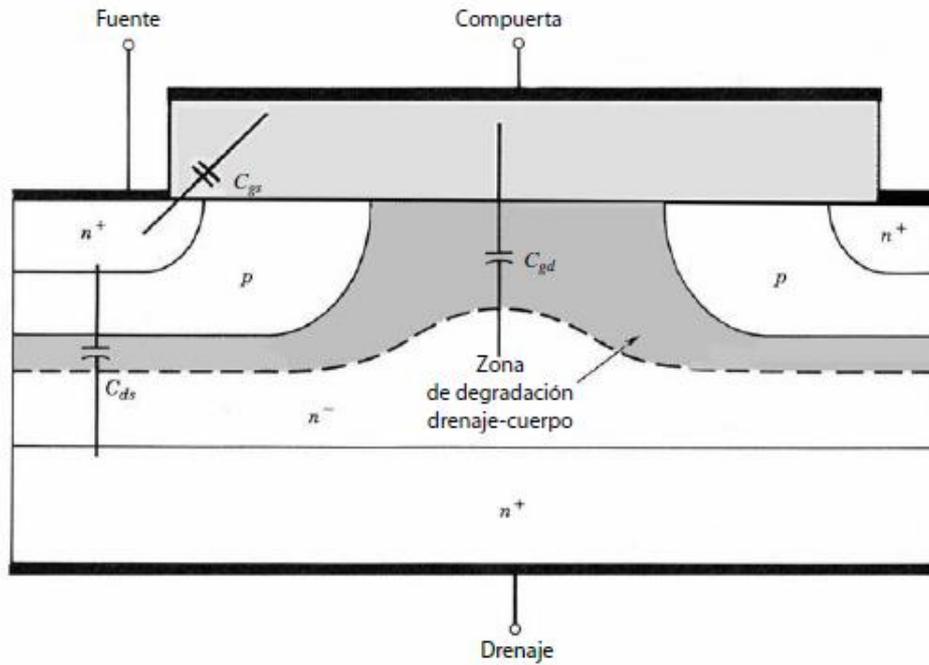


Figura 3.7. Vista transversal de un MOSFET de canal n del origen aproximado de las capacitancias parásitas que rigen la velocidad de conmutación del dispositivo.

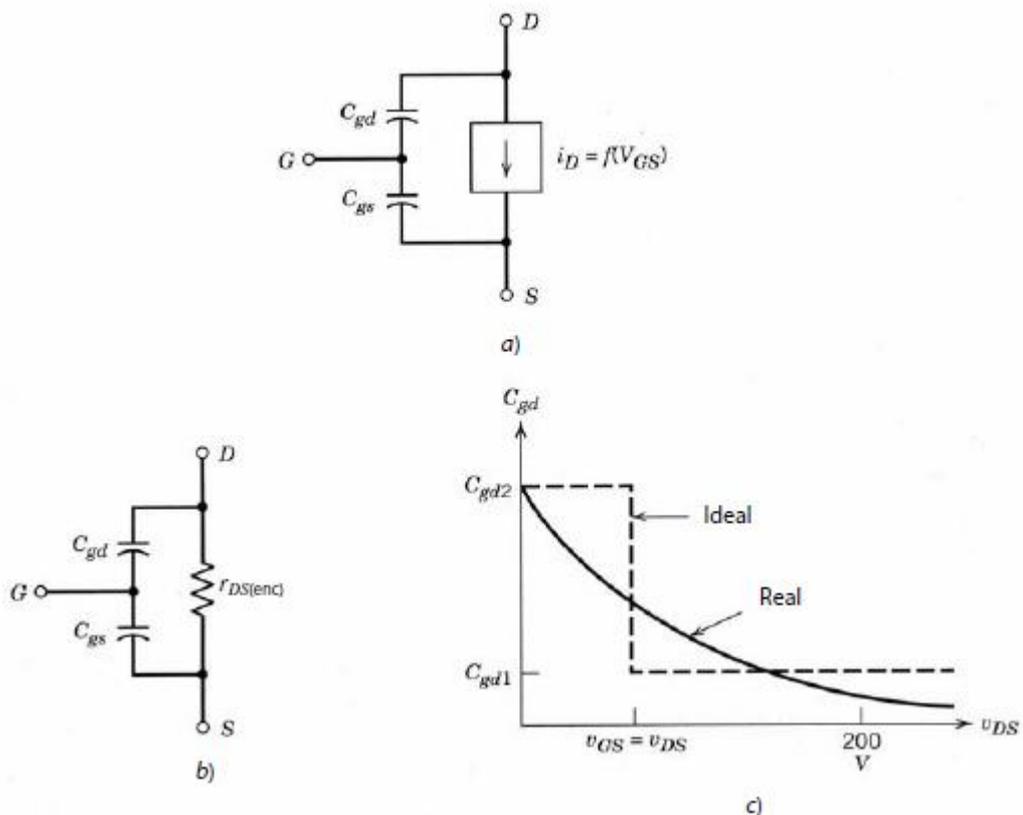


Figura 3.8. Modelos de circuito para MOSFET de análisis de transitorios: a) circuito equivalente MOSFET para el análisis de transitorios en las zonas de corte activa; b) circuito equivalente MOSFET en la zona óhmica; c) variación de la capacitancia de compuerta – drenaje con voltaje de drenaje – fuente.

La fuente de corriente controlada por tensión de la compuerta que se muestra en el circuito equivalente es igual a cero cuando $v_{GS} < V_{GS(th)}$ y es igual a $g_m(v_{GS} - V_{GS(th)})$ cuando el dispositivo está en la zona activa. Este método de explicar el flujo de la corriente de drenaje en la zona activa se corrige porque la característica de transferencia de la figura 3.3b es lineal sobre la mayor parte de este rango. La pendiente de la característica de transferencia en la zona activa es la transconductancia g_m .

El MOSFET entra en la zona óhmica cuando v_{DS} es igual o menor que $v_{GS} - V_{GS(th)}$. En aplicaciones de poder de modo conmutado, $v_{GS} \gg V_{GS(th)}$ cuando el dispositivo está encendido, de modo que los criterios para entrar en la zona óhmica se simplifican a $v_{DS} < v_{GS}$. En la zona óhmica, el modelo de la fuente de corriente dependiente ya no es válido porque la capa de inversión ya casi no está estrangulada en el extremo de drenaje del canal, sino que tiene un espesor casi espacialmente uniforme, pues v_{DS} es muy pequeño. La capa de inversión esencialmente pone en cortocircuito el drenaje de la fuente, y así el extremo de drenaje de C_{gd} se muestra en el circuito equivalente de la zona óhmica de la figura 3.8b como puesto a tierra. Se agrega una resistencia de estado activo $r_{DS(enc)}$ al circuito equivalente para dar cuenta de las pérdidas óhmicas que surgen sobre todo de la zona de arrastre del drenaje. Hay otras contribuciones a la resistencia en estado activo, como pérdidas óhmicas en el canal, pero por lo regular son pequeñas en comparación con la contribución de la zona de arrastre del drenaje, con la excepción de dispositivos de tensión de ruptura.

Observe que las capacitancias C_{gs} y C_{gd} no son constantes, sino que varían con la tensión a través de ellas porque una parte de la capacitancia proviene de zonas de degradación. Por ejemplo, la capacitancia de compuerta-fuente es la combinación de la capacitancia electrostática de la capa de óxido en serie con la capacitancia de la zona de degradación que se forma en la interfaz de Si-SiO₂. El cambio más significativo en la capacitancia ocurre en C_{gd} porque el cambio de voltaje a través de él, v_{DS} , es mucho más grande que el cambio de voltaje a través de C_{gs} . El cambio en C_{gd} con $v_{DG} (\approx v_{DS})$, que se diagrama en la figura 3.8c, llega a ser tan grande como un factor de 10 a 100. Para cálculos aproximados de formas de onda de conmutación, C_{gd} se aproxima por los dos valores discretos C_{gd1} y C_{gd2} que se muestran en la figura 3.8c, donde el cambio del valor ocurre en $v_{DS} = v_{GS}$ y el MOSFET entra o sale de la zona óhmica. Supondremos que la capacitancia de compuerta-fuente es constante.

3.1.6 Conexión de MOSFET en paralelo

Los MOSFET se conectan muy fácilmente en paralelo, como los dos que se muestran en la figura 3.9, debido al coeficiente positivo de temperatura de su resistencia en estado activo. Para la misma temperatura de unión, si $r_{DS(enc)}$ de T_2 excede la de T_1 , entonces, durante el estado activo, T_1 tiene una corriente más alta y por ende una mayor pérdida de potencia que T_2 , pues aparece la misma tensión a través de ambos transistores. Por tanto, la temperatura de unión de T_1 aumentará junto con su resistencia en estado activo. Esto causa que su parte de la corriente disminuya y, por tanto, haya un efecto de estabilización térmica.

Durante la conmutación, la corriente de cada MOSFET se determina por la característica de transferencia. La variación de las características de transferencia de un dispositivo a otro del mismo número de parte es moderada. Por tanto, lo mejor es mantener igual la tensión de compuerta-fuente de los transistores en paralelo durante la conmutación. Sin embargo, las compuertas no se pueden conectar en forma directa entre sí, sino que se debe usar una pequeña resistencia o perla de ferrita en serie con las conexiones individuales de las compuertas, como en la figura 3.9. Esto es así porque las entradas de las compuertas son altamente capacitivas y casi no tienen pérdidas, aunque siempre hay alguna inductancia parasita. Las inductancias parasitas en combinación con las capacitancias de la compuerta pueden generar oscilaciones de alta frecuencia no deseadas en los MOSFET, y se evitan por medio de la resistencia amortiguadora de la figura 3.9. Otra consideración que se debe tener en cuenta mientras se conectan MOSFET en paralelo es que su disposición debe ser simétrica.

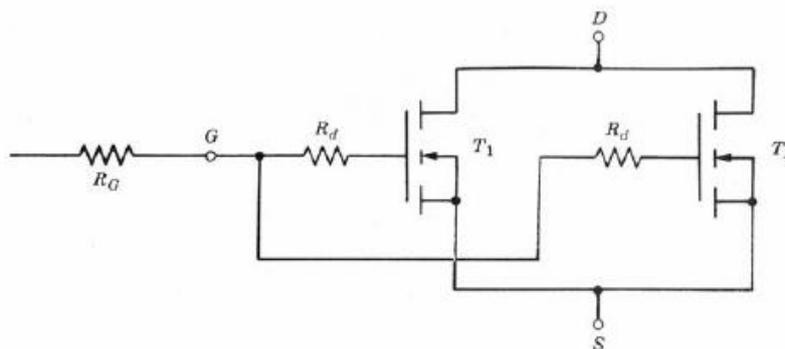


Figura 3.9 Conexión en paralelo de MOSFET. Se debe incluir una pequeña resistencia amortiguadora en serie con la compuerta de cada MOSFET a fin de minimizar cualquier oscilación de alta frecuencia.

3.2 El manejador de compuerta de MOSFET MIC4421 [2]

El manejador de compuerta MIC4421 es robusto, eficiente y fácil de usar. El MIC4421 es un manejador inversor. Este manejador de compuerta es capaz de proporcionar 9 Amperes picos y puede manejar MOSFETS de gran capacidad de forma muy segura. EL MIC4421 acepta cualquier entrada lógica desde 2.4V hasta Vs sin alguna red de capacitores o resistencias, además posee circuitos protectores contra daños por descargas electrostáticas.

EL MIC4421 puede reemplazar fácilmente 3 o más componentes discretos reduciendo considerablemente el área de la placa PCB simplificando el diseño de la misma y reduciendo costo de ensamblado.

3.2.1 Características

- Construcción Bipolar/CMOS/DMOS
- A prueba de latch-up.
- La entrada soporta oscilaciones negativas de hasta 5V
- Tiempos de conmutacion de 25 ns
- Manejo de grandes picos de corriente (9 A)
- Amplio rango de operación 4.5V a 18V
- Bajo tiempo de retardo 30 ns
- Entrada lógica desde 2.4V a Vs
- Baja corriente de suministro 450 μ A
- Baja impedancia de salida 1.5 Ω
- Etc.

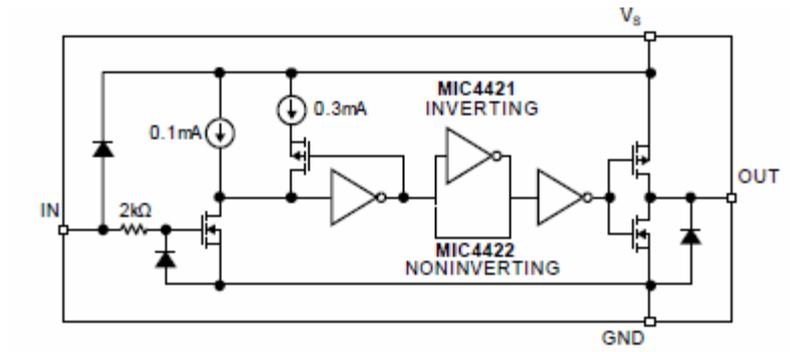


Figura 3.10. Diagrama Funcional del MIC4421

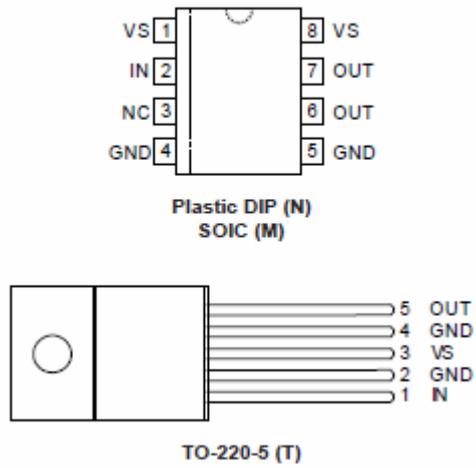


Figura 3.11. Configuración de Pines del MIC4421.

3.3 Opto acoplador H11N1-M [3]

La serie H1Nx-M posee un detector de alta velocidad ópticamente acoplado a un AlGaAs diodo infrarrojo emisor de luz. La salida de este integrado incorpora una compuerta Schmitt trigger, la cual provee histéresis e inmunidad al ruido. El circuito detector esta optimizado para una simplicidad de operación y utiliza una salida de colector abierto para una máxima flexibilidad de aplicación.

3.3.1 Características

- Alta velocidad en transferencia de datos, 5MHz típicamente.
- Compatible con microprocesadores.
- Compatible con todos los populares sistemas lógicos por su amplio rango de voltaje de alimentación.
- Conmutación rápida $t_r=7.5ns$ típicamente, $t_f=12ns$ típicamente.

3.3.2 Aplicaciones

- Aislador lógico – lógico.
- Sensor de nivel de corriente programable.
- Receptor de línea – elimina ruido y problemas por transitorios.
- Conversión de A.C. a TTL, etc.

La figura siguiente muestra el C.I. H11N1-M.

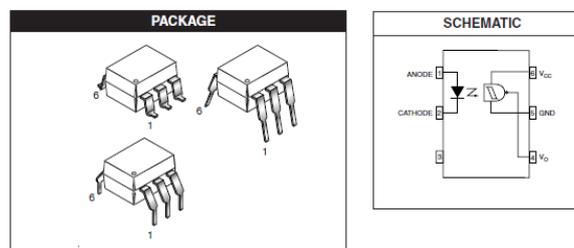


Figura 3.12. Empaque y esquemático del C.I. H11N1-M

3.4 Microcontroladores MSP430 [4]

La familia MSP430 de Texas Instruments son procesadores de ultra bajo consumo que ofrecen diferentes conjuntos de periféricos específicos para diversas aplicaciones. La arquitectura, junto con 5 modos de bajo consumo, se ha optimizado para lograr una vida prolongada de la batería en aplicaciones autosuficientes de medición. El dispositivo cuenta con una poderosa CPU RISC de 16 bits, y generadores de constantes que contribuyen a la eficiencia máxima del código. El oscilador controlado digitalmente (DCO) permite despertar desde los modos de bajo consumo al modo activo en menos de 1 us.

Las series MSP430G2x21/2x31 son microcontroladores de ultra baja potencia con un temporizador interno de 16-bits y diez pines de entrada y salida. Los microprocesadores de la familia MSP430G2x31 tienen un convertidor A/D de 10-bits y capacidad integrada de comunicación mediante protocolos sincrónicos (SPI o I2C).

Las aplicaciones típicas a las que están orientadas incluyen sistemas de sensores de bajo coste que captan señales analógicas, las convierten en valores digitales para luego procesar los datos para su visualización o para la transmisión a un sistema anfitrión.

3.4.1 Principales características.

- Bajo voltaje de funcionamiento (de 1.8 V a 3.6 V)
- Bajo consumo de energía:
- Modo activo: 220 uA en 1 MHz, 2.2 V.
- Modo de espera: 0.5 uA
- Modo off (detención de RAM) 0.1 uA.
- 5 modos de ahorro de energía
- Ultra rápido despertar del modo de espera, menos de 1us
- Arquitectura RISC de 16-bits, 62.5ns de tiempo de ciclo de instrucción.
- Configuraciones básicas del módulo de reloj:
- Frecuencia interna de hasta 16 MHz
- Oscilador interno de baja potencia
- Cristal de 32 kHz.

- Fuente de reloj externa digital.
- Temporizador de 16 bits con 2 registros de captura/compara.
- Interfaz serial universal (USI) soporta SPI y I2C
- Convertidor análogo digital de 10 bits con referencia interna, muestreo y retención y auto escaneo. Etc.

3.5 Adaptador USB a puerto serie PL-2303[5]

El adaptador USB a puerto serie PL – 2303 es un accesorio conveniente para conectar dispositivos con puerto serie (RS-232) a una computadora equipada con puertos USB y con Windows. Este dispositivo provee una conexión puente entre un conector serie DB9 en un extremo con un conector USB tipo A en el otro extremo. Este dispositivo permite una fácil y simple manera de agregar conexiones series a una computadora sin tener conectada a esta una tarjeta de puertos serie tradicional.

Este adaptador USB a puerto serie es ideal para conectar módems, celulares, PDAs, y otros dispositivos series a la computadora. Este adaptador brinda conexiones via puerto serial de hasya 1 Mbps de taza de transferencia.

3.5.1 Características y especificaciones.

- Interface inteligente USB a RS-232
- Soporta varios dispositivos que trabajen mediante puerto serie.
- Fácil instalación Plug and play.
- Compatible completamente con USB 1.1.
- Soporta la interface serial estándar RS-232.
- Trabaja hasta 1 Mbps de taza de transferencia. Etc.

Referencias del Capítulo

[1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *Electrónica de Potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, tercera edición, McGRAW-HILL/INTERAMERICANA EDITORES, S.A DE CV. 2009

Direcciones electrónicas

[2] Disponible en: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/mic4421-22.pdf>
(Agosto 2005) MICREL INC. USA

[3] Disponible en <http://datasheet.octopart.com/H11N3-M-Fairchild-datasheet16075.pdf>
(2005) Fairchild Semiconductor Corporation.

[4] Disponible en <http://www.ti.com/lit/ug/slau144j/slau144j.pdf> (Julio 2013), Texas Instruments, USA

[5] Disponible en <http://www.picaxe.com/docs/usb010.pdf> (Agosto 2002).

Capítulo

4

Teoría de Control

Este capítulo aborda temas de la teoría de control que se ocupó en la realización de este trabajo.

4.1 Sistemas de control

El control automático ha desempeñado una función vital en el avance de la ingeniería y la ciencia. Además de su extrema importancia en los sistemas de vehículos espaciales, de guiado de misiles, robóticos y similares; el control automático se ha vuelto una parte importante e integral de los procesos modernos industriales y de manufactura. Por ejemplo, el control automático es esencial en el control numérico de las maquinas-herramientas de las industrias de manufactura, en el diseño de sistemas de pilotos automáticos en la industria aeroespacial, y en el diseño de automóviles y camiones en la industria automotriz. También es esencial en las operaciones industriales como el control de presión, temperatura, humedad, viscosidad y flujo de las industrias de proceso.[1]

Debido a que los avances en la teoría y la práctica del control automático aportan los medios para obtener un desempeño óptimo de los sistemas dinámicos, mejorar la productividad, aligerar la carga de muchas operaciones manuales repetitivas y rutinarias, así como de otras actividades, casi todos los ingenieros y científicos deben tener un buen conocimiento de este campo.[1]

4.1.1 Sistema de control en lazo cerrado.

Los sistemas de control retroalimentados se denominan también sistemas de control en lazo cerrado. En la práctica, los términos control retroalimentado y control en lazo cerrado se usan indistintamente. En un sistema de control en lazo cerrado, se alimenta al controlador la señal de error de actuación, que es la diferencia entre la señal de entrada y la señal de retroalimentación (que puede ser la señal de salida misma o una función de la señal de salida y sus derivadas y/o integrales), a fin de reducir el error y llevar la salida del sistema a un valor conveniente. El término control en lazo cerrado siempre implica el uso de una acción de control retroalimentado para reducir el error del sistema.[1]

4.1.2 Sistema de control en lazo abierto.

Los sistemas en los cuales la salida no afecta la acción de control se denominan sistemas de control en lazo abierto. En otras palabras, en un sistema de control en lazo abierto no se mide la salida ni se retroalimenta para compararla con la entrada. Un ejemplo práctico es una lavadora. El remojo, el lavado y el enjuague en la lavadora operan con una base de tiempo. La máquina no mide la señal de salida que es la limpieza de la ropa.[1]

En cualquier sistema de control en lazo abierto, la salida no se compara con la entrada de referencia. Por tanto, a cada entrada de referencia le corresponde una condición operativa fija; como resultado, la precisión del sistema depende de la calibración. Ante la presencia de perturbaciones, un sistema de control en lazo abierto no realiza la tarea deseada. En la práctica el control en lazo abierto sólo se usa si se conoce la relación entre la entrada y la salida y si no hay perturbaciones internas ni externas. Es evidente que estos sistemas no son de control retroalimentado. Observe que cualquier sistema de control que opere con una base de tiempo es en lazo abierto. Por ejemplo, el control del tránsito mediante señales operadas con una base de tiempo es otro ejemplo de control en lazo abierto.[1]

4.2 Acciones básicas de control.

Un controlador automático compara el valor real de la salida de una planta con la entrada de referencia (el valor deseado), determina la desviación y produce una señal de control que reducirá la desviación a cero o a un valor pequeño. La manera en la cual el controlador automático produce la señal de control se denomina **acción de control**. [1]

Acción de control proporcional (P). Para un controlador con acción de control proporcional, la relación entre la salida del controlador $u(t)$ y la señal de error $e(t)$ es:

$$u(t) = K_p * e(t) \quad 4.1$$

O bien, en cantidades transformadas por el método de Laplace,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \quad 4.2$$

en donde K_p se considera la ganancia proporcional.

Cualquiera que sea el mecanismo real y la forma de la potencia de operación, el controlador proporcional es, en esencia, un amplificador con una ganancia ajustable. En la figura 4.1 se presenta un diagrama de bloques de tal controlador.[1]

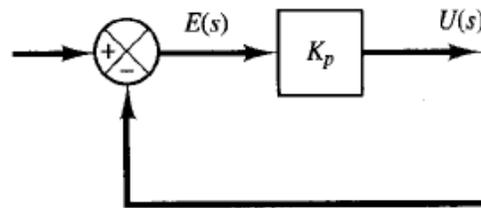


Figura 4.1. Diagrama de bloques de un controlador proporcional (P).

Acción de control proporcional-integral (PI). La acción de control de un controlador proporcional-integral (PI) se define mediante

$$u(t) = K_p * e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad 4.3$$

o la función de transferencia del controlador es

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad 4.4$$

en donde K_p es la ganancia proporcional y T_i se denomina **tiempo integral**. Tanto K_p como T_i son ajustables. El tiempo integral ajusta la acción de control integral, mientras que un cambio en el valor de K_p afecta las partes integral y proporcional de la acción de control.[1]

El inverso del tiempo integral T_i se denomina **velocidad de reajuste**. La velocidad de reajuste es la cantidad de veces por minuto que se duplica la parte proporcional de la acción de control. La velocidad de reajuste se mide en términos de las repeticiones por minuto. La figura 4.2(a) muestra un diagrama de bloques de un controlador proporcional más integral.[1]

Si la señal de error $e(t)$ es una función escalón unitario, como se aprecia en la figura 4.2(b), la salida del controlador $u(t)$ se convierte en lo que se muestra en la figura 4.2(c).

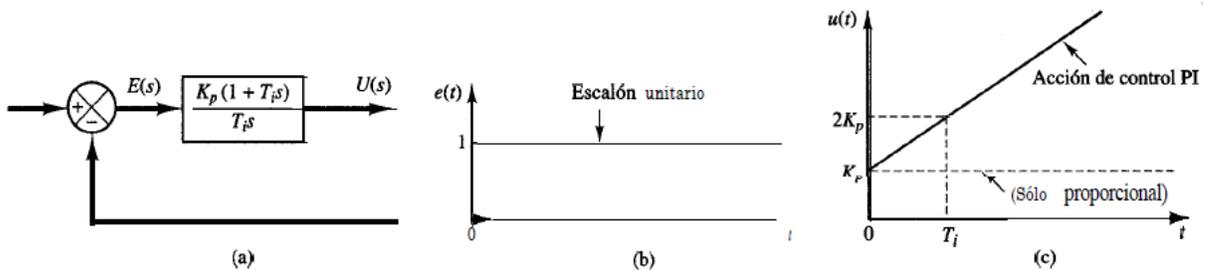


Figura 4.2 (a) Diagrama de bloques de un controlador PI; (b) y (c) diagramas que muestran una entrada escalón unitario y la salida del controlador.

Acción de control proporcional-integral-derivativa (PID). La combinación de una acción de control proporcional, una acción de control integral y una acción de control derivativa se denomina acción de control proporcional-integral-derivativa (PID). Esta acción combinada tiene las ventajas de cada una de las tres acciones de control individuales. La ecuación de un controlador con esta acción combinada se obtiene mediante

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad 4.5$$

O la función de transferencia es

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad 4.6$$

en donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral y T_d es el tiempo derivativo.

El diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo aparece en la figura 4.3 (a). Si $e(t)$ es una función rampa unitaria, como la que se observa en la figura 4.3(b), la salida del controlador $u(t)$ se convierte en la de la figura 4.3(c).[1]

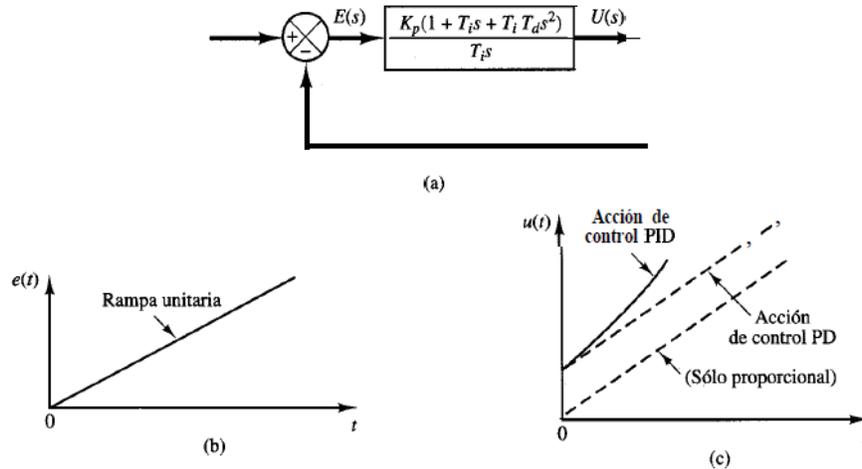


Figura 4.3 (a) Diagrama de bloques de un controlador proporcional-integral-derivativo; (b) y (c) diagramas que muestran una entrada rampa unitaria y la salida del controlador.

4.3 Sintonización de controladores.

4.3.1 Reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID.

Ziegler y Nichols propusieron reglas para determinar los valores de la ganancia proporcional K_p , del tiempo integral T_i y del tiempo derivativo T_d , basándose en las características de respuesta transitoria de una planta dada. Tal determinación de los parámetros de los controladores PID o sintonía de controladores PID la pueden realizar los ingenieros mediante experimentos sobre la planta. (Después de la propuesta inicial de Ziegler-Nichols han aparecido numerosas reglas de sintonía de controladores PID. Estas reglas están disponibles tanto en publicaciones técnicas como de los fabricantes de estos controladores).[2]

Hay dos métodos denominados reglas de sintonía de Ziegler-Nichols: el primero y el segundo método. A continuación se hace una breve presentación de estos dos métodos.

Primer método. En el primer método, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental, tal como se muestra en la Figura 4.4.[2]

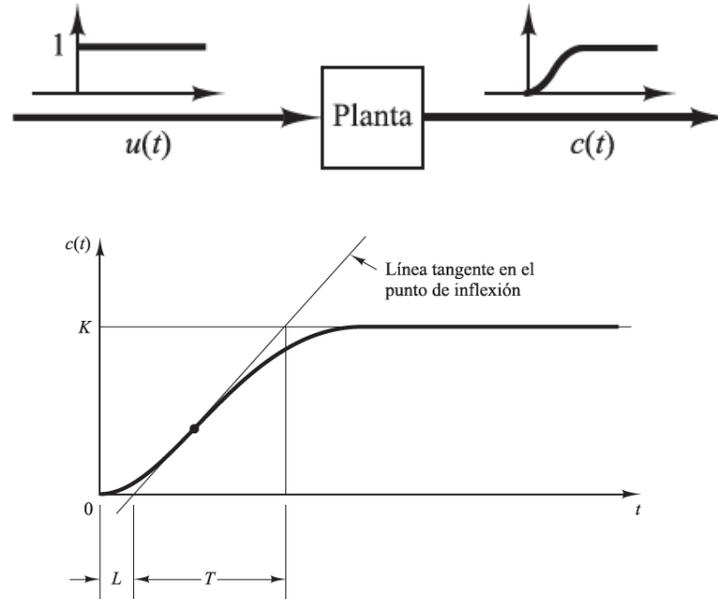


Figura 4.4. Método de sintonización de Ziegler Nichols.

Si la planta no contiene integradores ni polos dominantes complejos conjugados, la curva de respuesta escalón unitario puede tener forma de S, como se observa en la Figura 4.4. Este método se puede aplicar si la respuesta muestra una curva con forma de S. Tales curvas de respuesta escalón se pueden generar experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta. La curva con forma de S se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva con forma de S y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y con la línea $c(t)=K$, tal como se muestra en la Figura 4.4. En este caso, la función de transferencia $C(s)/U(s)$ se aproxima mediante un sistema de primer orden con un retardo del modo siguiente:[2]

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad 4.7$$

Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que se muestra en la Tabla 4.1. Obsérvese que el controlador PID sintonizado mediante el primer método de las reglas de Ziegler-Nichols produce

$$\begin{aligned} G_c(s) &= K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \\ &= 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls \right) \\ &= 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \end{aligned}$$

Por tanto, el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -1/L$.

Tabla 4.1. Fórmulas para sintonización de controladores PID de Ziegler y Nichols

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

4.3.2 Reglas de Ziegler-Nichols modificada para sintonizar controladores PID.

Las reglas modificadas de Ziegler-Nichols usadas por Chien – Hrones – Reswick (CHR) para sintonizar controladores PID se enfatizan en la regulación del set point. Comparada con las reglas tradicionales el método CHR usa la constante de tiempo T de la planta explícitamente. Las fórmulas para la sintonización de controladores PID CHR se muestran en la tabla siguiente:[2]

Tabla 4.2. Fórmulas para la sintonización de controladores PID CHR

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$0.7/a$	∞	0
PI	$0.6/a$	T	0
PID	$0.95/a$	$1.4T$	$0.47T$

Donde $a = KL/T$

4.4 Control Digital

En la actualidad la mayoría de los sistemas de control usan computadoras digitales (usualmente microprocesadores o microcontroladores) con el hardware de entrada y salida necesario para implementar el controlador. A diferencia de la electrónica analógica, la computadora digital no puede integrar. Sin embargo, para resolver una ecuación diferencial en una computadora, la ecuación debe ser aproximada reduciéndola en una ecuación algebraica que contenga sumas y productos únicamente. Esas técnicas de aproximación son a menudo referidas como integración numérica.[3]

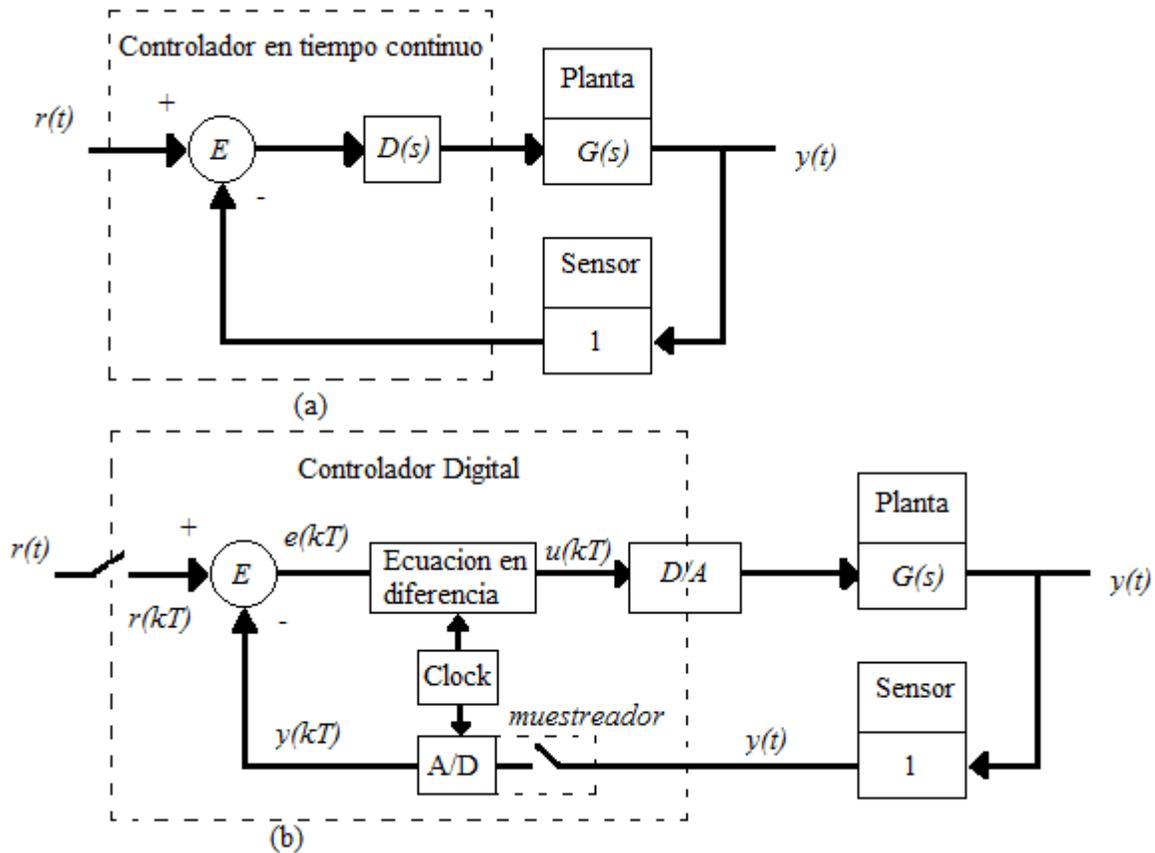


Figura 4.5. Diagrama a bloques de sistemas de control; (a) sistema continuo, (b) con una computadora digital.

4.4.1 Digitalización

La Figura 4.5 (a) muestra la topología de un típico sistema continuo. El cómputo de la señal de error e y la dinámica de compensación $D(s)$ puede ser llevada a una computadora digital como se muestra en la figura 4.5 (b). La principal diferencia entre las dos implementaciones es que el sistema digital opera en muestras censadas de la salida de la planta y que la dinámica representada por $D(s)$ es implementada por ecuaciones recursivas algebraicas llamadas ecuaciones en diferencias.[3]

Un convertidor analógico a digital (A/D) es un dispositivo que actúa sobre una variable física, comúnmente un voltaje eléctrico, y lo convierte en un número binario que

usualmente consiste de 10 o 12 bits. Un número binario de 10 bits puede tomar hasta $2^{10} = 1024$ valores; por otro lado, un convertidor A/D con 10 bits tiene una resolución de 0.1%. La conversión de la señal analógica $y(t)$ ocurre repetitivamente en instantes de tiempo T (en segundos), T es llamado periodo de muestreo y $1/T$ es la frecuencia de muestreo en ciclos por segundo o Hz (algunas veces es dado en radianes/segundos o $2\pi/T$). La señal muestreada es $y(kT)$, donde k toma cualquier valor entero. A menudo esto es escrito como $y(k)$. Se nombra a este tipo de variable una señal discreta para distinguirla de alguna variable continua como $y(t)$, la cual cambia continuamente en el tiempo.[3]

Existe también un muestreador y un convertidor A/D para la señal de entrada $r(t)$, el cual produce la señal discreta $r(kT)$ y esta a su vez es restada de la señal $y(kT)$ para obtener el error discreto de la señal $e(kT)$. La ecuación diferencial de la compensación en tiempo continuo es aproximada por una ecuación en diferencia, la cual es la aproximación discreta de la ecuación diferencial y puede ser hecha para aproximarse al comportamiento dinámico de $D(s)$ si el periodo de muestreo es lo suficientemente pequeño. El resultado de la ecuación en diferencia es una señal discreta $u(kT)$ en cada instante de muestreo. Esta señal es convertida en una señal continua $u(t)$ utilizando un convertidor digital análogo (D/A). El D/A convierte un número binario en un voltaje analógico, y un zero-order-hold (ZOH) mantiene ese valor. La resultante $u(t)$ es aplicado a un actuador de la misma manera que en una implementación continua.[3]

4.4.2 Control PID digital

Para representar en una computadora digital la ecuación PID (4.5) es necesario discretizarla, en el caso del término proporcional la discretización es la siguiente:

$$u(k) = K_p * e(k) \quad 4.8$$

Para el caso del término integral es necesaria aplicar una aproximación numérica, si se aplica la regla rectangular [4][5] el término integral puede calcularse con:

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_p}{T_i} * T * e(k) \quad 4.9$$

De la misma manera que en el término integral, en el término derivativo se debe aplicar una aproximación numérica, si se aplica la técnica de diferencia hacia atrás[4][5] se tiene

$$u(k) = \frac{K_p * T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \quad 4.10$$

La figura 4.6 representa el diagrama a bloques que realiza una computadora digital para calcular la salida de la ecuación PID.

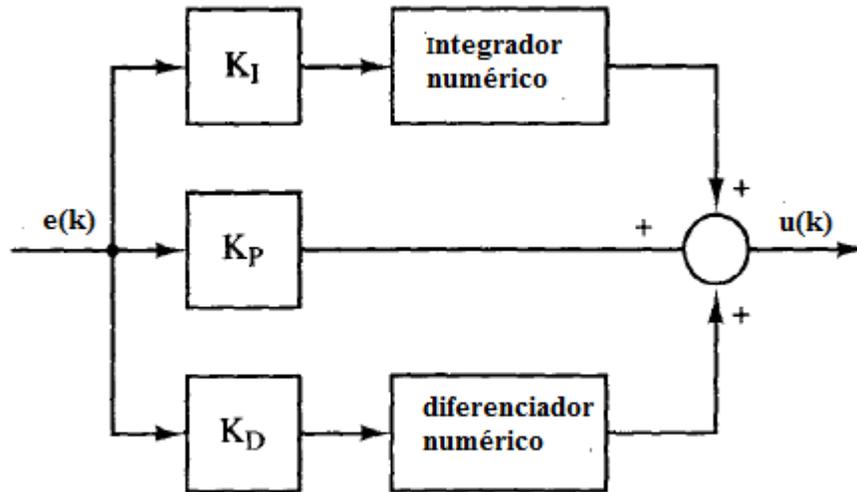


Figura 4.6 Diagrama a bloques del cálculo de la ecuación PID en una computadora digital.

Referencias del Capítulo.

- [1] Katsujiko Ogata, *Ingeniería de control moderna*, quinta edición, Pearson education S.A. Madrid. 2010.
- [2] Rohit G. Kanojiya, P.M. Meshram, “*Optimal Tuning of PI controller for speed control of DC motor drive using particle swarm optimization*”, en *Proc IEEE Int. Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET), International Conference on*, Mylavaram, Andhra Pradesh, 2012
- [3] Gene F. Franklin, J. David Powell, Michael L. Workman, *Digital control of Dynamic Systems*, tercera edición, Addison Wesley Longman, Inc, 1998.
- [4] Charles L. Philips, H. Troy Nagle, “*Digital control system Analysis and Design*”, tercera edición, Prentice Hall Inc, New Yersey, 1995.
- [5] Åström K., Hängglund T., *PID COntrollers: Theory, Design, and Tunning*, segunda edición. Instrumental Society of America, USA, 1995.

Capítulo

5

Diseño del Prototipo

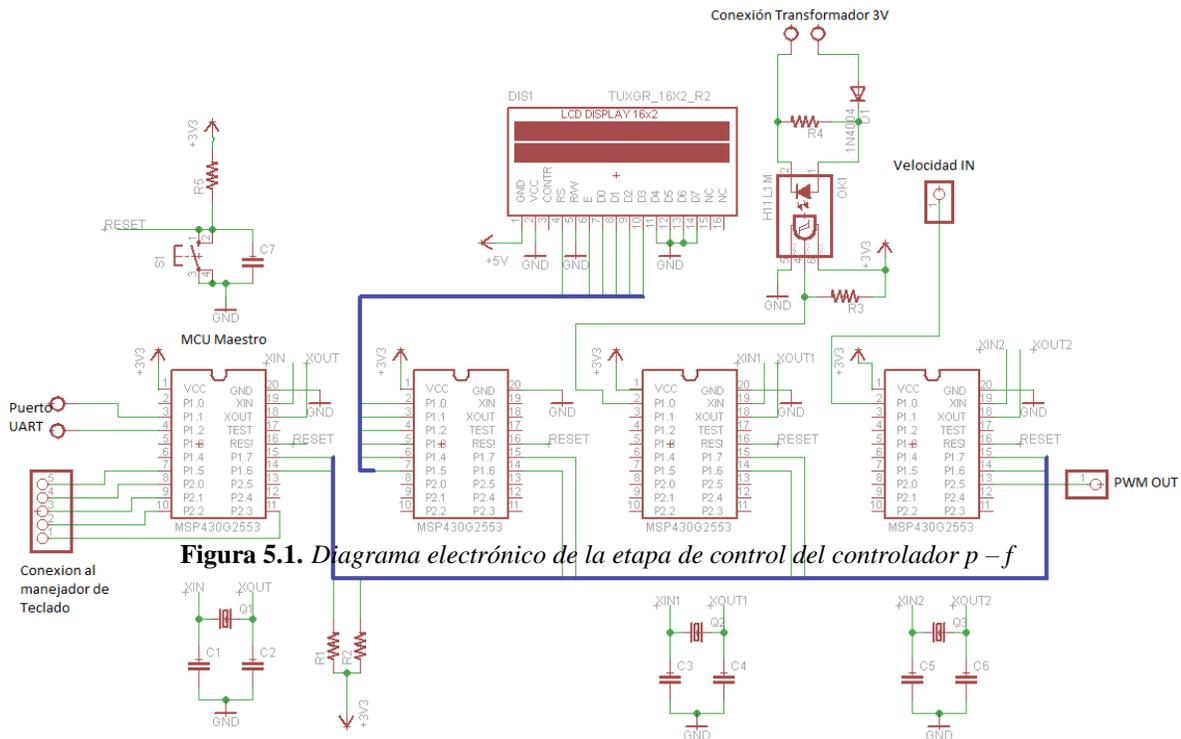
Este capítulo trata sobre el diseño del controlador potencia – frecuencia.

5 Diseño del Prototipo

El controlador Potencia – frecuencia diseñado consta de las siguientes partes:

- 1 Sensor de velocidad
- 1 Sensor de Frecuencia
- 1 Etapa de potencia que controla la velocidad de un motor de CD de 175W, mediante la técnica PWM.
- 1 Etapa que muestra la frecuencia, y velocidad en un display LCD.

La figura 5.1 muestra el diagrama electrónico del controlador realizado en el software eagle.



intercambiar información con otros dispositivos a través del puerto UART. Adicionalmente las patas 7, 8, 9, 10 y 11 están conectadas a una tira de pines que permitirá conectar un teclado matricial para que el usuario pueda configurar el prototipo. El manejador del teclado matricial se realizó tomando como base el microcontrolador MSP430G2452 de Texas Instruments ya que es más barato implementarlo de este modo que comprando el circuito integrado manejador de teclado. La figura 5.3 muestra el diagrama del manejador de teclado realizado.

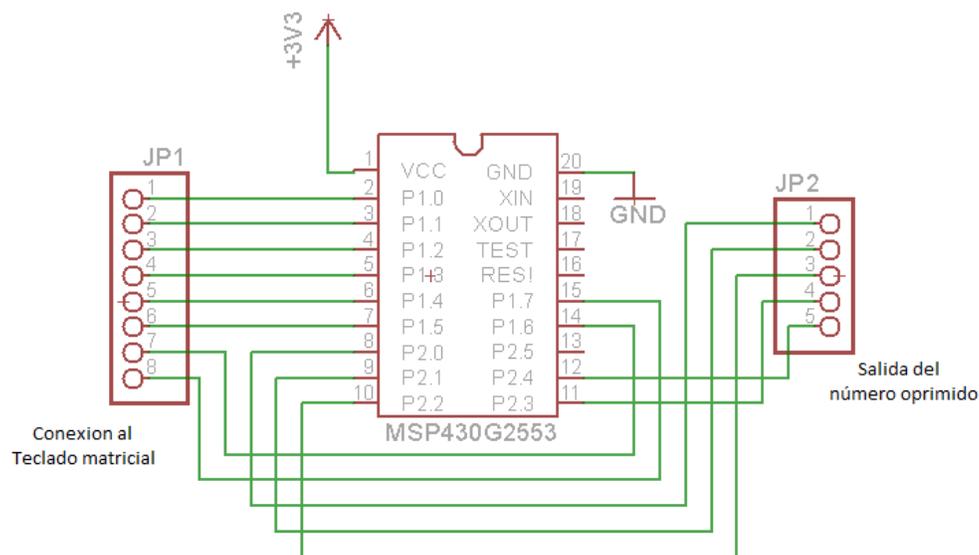


Figura 5.3. Diagrama del manejador de teclado hexadecimal con MSP430G2452.

La conexión hacia el puerto UART del microcontrolador maestro sirve para comunicar esta tarjeta con otro microcontrolador, interfaz de PC o hasta con un teléfono celular, todo esto pensándose para que este prototipo pueda intercambiar información con otro sistema, por ejemplo un lazo Q – V o algún sincronizador automático potencia. Nótese que en el circuito de la figura 5.2 se muestra su circuito de reset y su cristal oscilador, el cual es esencial para generar tiempos de lo más preciso posible.

El trabajo del microcontrolador maestro es el siguiente:

- Al encender el sistema éste espera que el usuario realice las configuraciones deseadas en este, estas pueden ser, configuración manual, el usuario usará el prototipo manualmente usando los comandos mostrados en la pantalla LCD y además, una

perilla para controlar la velocidad del motor de CD, es decir, en este modo el microcontrolador encargado de resolver la ley de control la ignorará y solo atenderá a modificar la señal PWM de acuerdo a la posición de la perilla conectada en una de las patas del microcontrolador maestro; o modo automático, en donde el maestro dará instrucciones cada cierto tiempo a los esclavos ya sea para leer la información recopilada por estos y posteriormente realizar la acción de mostrar dichos datos en un pantalla LCD. Además, en este modo el microcontrolador encargado de resolver la ley de control realizará ésta y no le importará la posición de la perilla conectada en el microcontrolador maestro.

- Cada segundo el maestro pedirá a los esclavos la información leída por estos, es decir, el valor de la frecuencia generada y el valor de la velocidad del motor de CD. Cuando los esclavos manden dicha información, inmediatamente el microcontrolador maestro se la enviará al microcontrolador esclavo encargado de mostrar en display dicha información, y así seguirá trabajando hasta que el usuario modifique su configuración.

5.2 Diseño del sensor de Frecuencia.

El sensor de frecuencia que se realizó es capaz de medir frecuencias en el rango de 1 a 100 Hz con una gran precisión. Este rango de frecuencias es más que suficiente para el controlador p –f, ya que este controlador como ya se ha mencionado anteriormente mantiene la frecuencia de generación a 60 Hz constante.

5.2.1 Principio de Operación

La figura 5.4 muestra el diagrama a bloques del sensor de frecuencia. Como se aprecia en esta figura en la entrada del sensor se conecta un transformador de potencial para reducir el voltaje sinusoidal de generación a un rango de ± 6 volts pico, posteriormente esta señal de voltaje pasa a través de un rectificador de media onda, en donde se elimina el semiciclo negativo de la señal senoidal. Después, esta señal rectificada llega a un circuito acondicionador de señal, el cual convierte la señal de rectificada en una señal cuadrada de 3.3V de amplitud y de la misma frecuencia que la señal sinusoidal de entrada. Esta señal cuadrada es conectada a una terminal de microcontrolador, el cual está configurado para leer el periodo de este tipo de señales y con este calcular su frecuencia sabiendo que la frecuencia de una señal es:

$$f = \frac{1}{T} \quad 5.1$$

Donde f = frecuencia y T es el periodo de la señal.

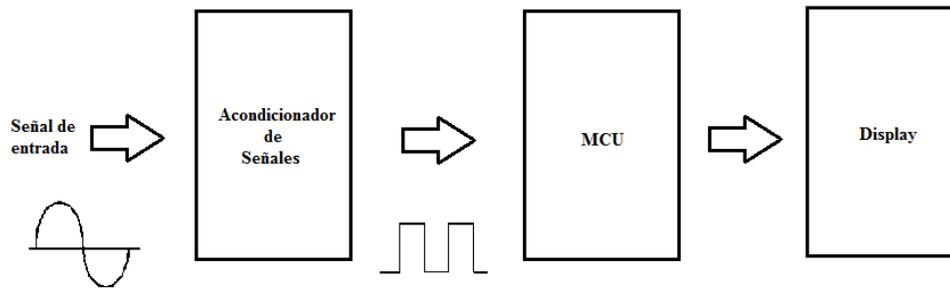


Figura 5.4. Diagrama a bloques del sensor de frecuencia.

5.2.1.1 Circuitería del sensor.

La figura 5.3 muestra el circuito completo del sensor de frecuencia.

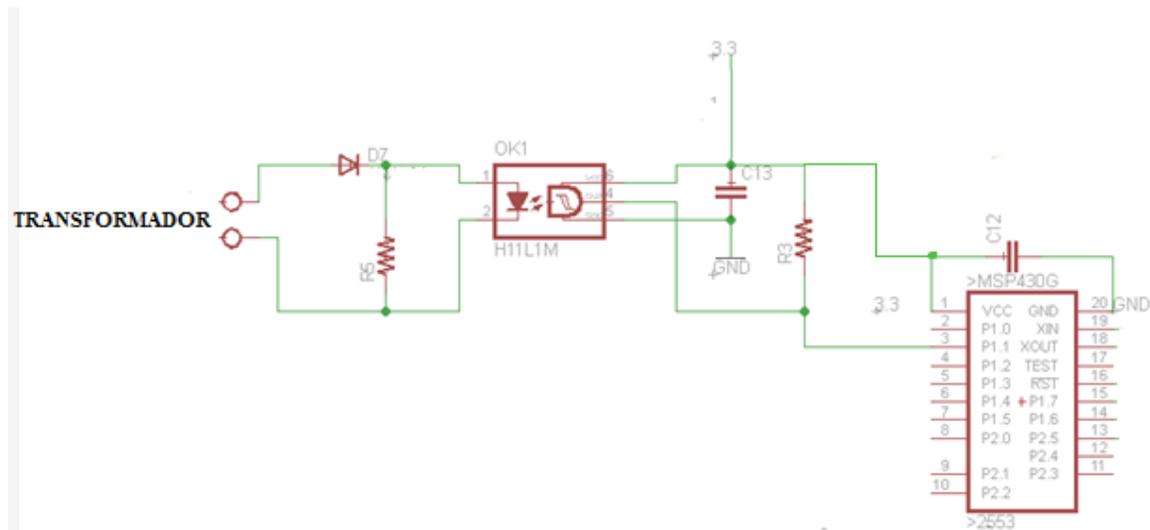


Figura 5.5. Diagrama electrónico del sensor de frecuencia

Como se observa en la figura 5.5, las entradas del diagrama corresponden a la conexión de un transformador de voltaje de 127V a 6V con derivación central. Este transformador va conectado a un rectificador monofásico de media onda formado por el diodo D7 y la resistencia R5 y con este se elimina el semi ciclo negativo de la señal que sale del transformador. Dicho voltaje rectificado se conecta en las terminales del opto acoplador H11N1, que gracias a las características de este, convierte dicha señal rectificada de media onda en una señal cuadrada de la misma frecuencia y de magnitud 3.3V. Nótese que las patas 5 y 6 del H11N1 corresponden al GND y VCC respectivamente y, entre ellos el fabricante

recomienda un capacitor de bypass de 0.1 μ F; la patita 4 corresponde a la salida del opto acoplador, en la cual debe conectarse una resistencia de pull up, en este caso es la resistencia R3 del diagrama anterior. La salida del opto acoplador está directamente conectada a la pata P1.1, del microcontrolador y este está configurado para leer el periodo de la señal saliente del opto acoplador. En secciones posteriores se hablará de la configuración del microcontrolador y del algoritmo que resuelve para calcular la frecuencia.

5.1.1.2 Breve descripción de los modos de operación del Timer A.

Los microcontroladores de la familia MSP430 de Texas Instruments tienen al menos 1 timer de 16 bits de resolución, el cual es esencial para implementar el sensor de frecuencia.

El timer_A del microcontrolador tiene los siguientes registros de 16 bits cada uno:

- TACTL: registro de control del timer_A
- TACCTLx: registro de control de los modos captura/compara
- TAR: contador del timer_A
- TACCRx: registro de captura/compara

El timer_A del microcontrolador puede funcionar de dos modos:

- Modo de comparación: se utiliza para generar señales PWM.
- Modo de captura: se utiliza para medición de tiempo.

De los modos de funcionamiento del timer antes mencionados, el modo de captura es el que se utiliza para interpretar la frecuencia de una señal.

5.1.1.2.1 Modo Captura

El modo captura funciona de la siguiente manera:

1. La señal a procesar se debe conectar a los pines CCIxA o CCIxB del microcontrolador cuyas entradas anteriores se seleccionan configurando los bits CCISx del registro TACCTLx.

2. Los bits CMx del registro TACCTLx seleccionan las transiciones (positivas, negativas o ambas) en la cual el timer va a operar.
3. Una captura ocurrirá cuando ocurra alguna transición seleccionada previamente y pasará lo siguiente:
 - El valor de la cuenta del timer_A se copiará al registro TACCRx.
 - La bandera de interrupción CCIFG se pondrá en 1.

Además se debe configurar el bit SCS=1 del registro TACCTLx para que la señal a capturar se sincronice con la fuente de reloj del timer_A.

5.2.1.2 Algoritmo de programación del MCU para el sensor de frecuencia.

Como ya se explicó anteriormente, el microcontrolador registra el periodo de la señal conectada en su puerto 1.1 y con este periodo calcula la frecuencia de dicha señal. La ecuación que realiza el microcontrolador para calcular la frecuencia de la señal de entrada es la sig:

$$Frecuencia = \frac{frecuencia\ del\ Timer_A}{TA0CCR0} = \frac{32768}{TA0CCR0} \quad 5.2$$

De la ecuación anterior se tomó como frecuencia de alimentación del Timer_A 32768 porque esta cantidad corresponde a la frecuencia del cristal de reloj conectado en las patas XIN y XOUT del microcontrolador y además, este cristal es tomado como señal de reloj del

Timer_A. La siguiente figura muestra el algoritmo del programa contenido dentro del microcontrolador.

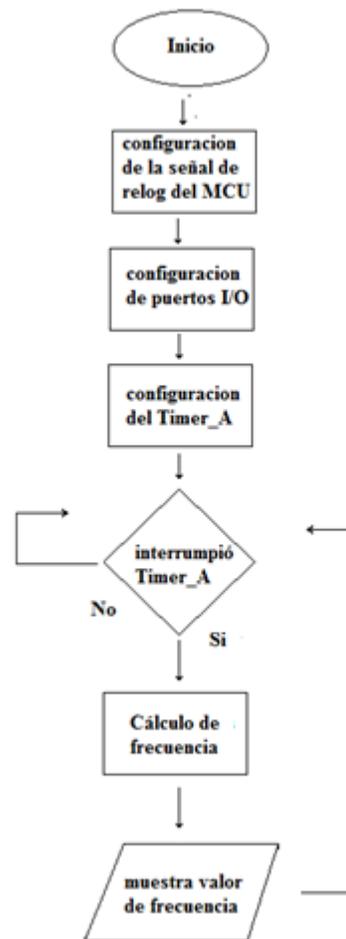


Figura 5.6. Diagrama de flujo del programa contenido en el microcontrolador del sensor de frecuencia.

5.3 Diseño del sensor de velocidad.

El sensor de velocidad que se diseñó solo se usa para medir la velocidad del motor de CD. El sensor es bastante simple, este consta un sensor de efecto hall DRV5023, el cual cuando detecta un flujo magnético manda un pulso positivo a su salida. Entonces para detectar la velocidad del motor simplemente se le adapta un pequeño imán al eje del motor y el DRV5023 se coloca cerca de este, como el motor está girando continuamente en la salida del DRV5023 aparecerán pulsos positivos de 0 a 3.3V, estos pulsos formaran una señal de

determinada frecuencia, la cual el microcontrolador leerá y procesará para calcular la velocidad.

El algoritmo y la configuración de este sensor es prácticamente el mismo que realiza el sensor de frecuencia, lo único que cambia es la ecuación de cálculo de la velocidad del motor la cual es:

$$velocidad_{rpm} = \frac{frecuencia\ del\ Timer_A}{TAOCCR0} * 60s = \frac{32768}{TAOCTL0} * 60s \quad 5.3$$

Nótese que la ecuación anterior es para el cálculo de la velocidad en revoluciones por minuto (rpm), primero se calcula la frecuencia de la señal generada por el sensor de efecto hall la cual es equivalente a las revoluciones que el motor da en un segundo y después se multiplica por 60 segundos para obtener las revoluciones que daría en 1 minuto.

La figura 5.7 muestra el diagrama de flujo del sensor de velocidad

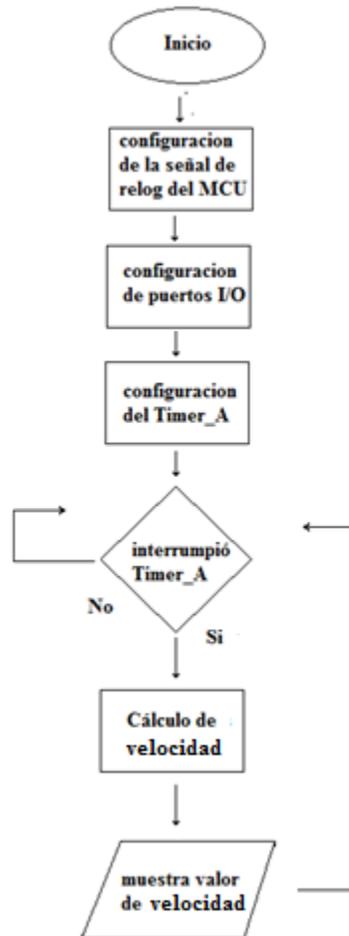


Figura 5.7. Diagrama de flujo del programa contenido en el microcontrolador del sensor de frecuencia.

Como se observa en la figura 5.4 y 5.5 los diagramas de flujo tanto del sensor de velocidad como el de frecuencia son prácticamente idénticos ya que se usa el mismo principio de operación para medir ambos.

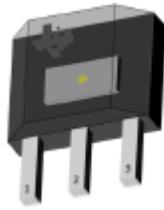


Figura 5.8 Circuito integrado DRV5023 usado para medir velocidad en el motor de CD.

5.4 Diseño de la etapa de potencia.

Como se vio en capítulos anteriores existen varias técnicas para controlar la velocidad de un motor de CD. La técnica que se escogió en el momento del diseño de este prototipo es la de controlar la velocidad modificando el voltaje en la armadura del motor de CD, como la fuente de voltaje utilizada es una fuente constante, se optó por aplicar la técnica de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) para variar el voltaje aplicado en las terminales del motor de CD. El dispositivo que crea la PWM es nuevamente un microcontrolador MSP430G2553, como ya se ha mencionado, este microcontrolador trabaja con voltajes muy bajos (3.3V) por lo que es incapaz de controlar un motor de 175W por sí solo, para esto se diseñó una etapa de potencia con la cual este dispositivo se apoya para controlar dicho motor.

La etapa de potencia con la cual se controla la velocidad del motor de CD se muestra en la figura 5.7, como se puede apreciar en dicha figura en esta etapa también se utilizó el opto acoplador H11N1 para aislarla de la etapa de control, la salida de este opto acoplador está conectado con el circuito manejador de compuerta de MOSFET MIC4421. El dispositivo semiconductor de potencia utilizado para controlar la velocidad del motor es un MOSFET (IRF840) y la técnica utilizada para modificar el voltaje entre terminales del motor es la PWM.

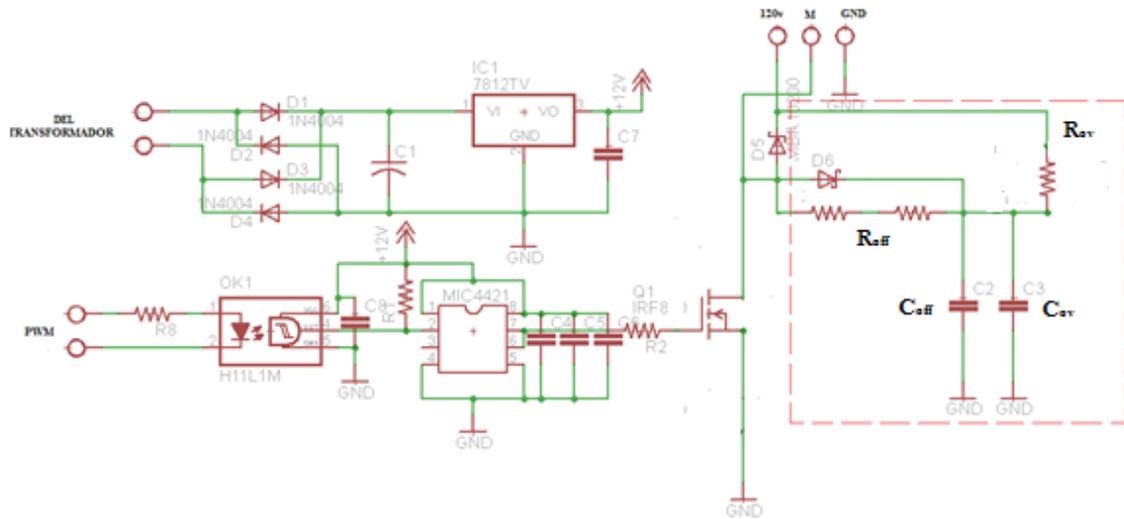


Figura 5.9 Diagrama de la etapa de control del prototipo

Como se observa en la figura 5.9, fue necesaria la implementación de una red de amortiguamiento para el MOSFET por que al momento de realizar pruebas se observó una sobretensión en este como la de la figura 5.10, la cual causaba un sobre estrés a este dispositivo; la red de amortiguación o snubber[1][2] (indicada entre el rectángulo rojo de la figura 5.9) únicamente actúa en el apagado del MOSFET ya que fue el único momento en el que se presentó problemas. Esta red es a menudo llamada snubber RCD de apagado ya que los dispositivos que utilizan son resistencias, capacitores y diodos.

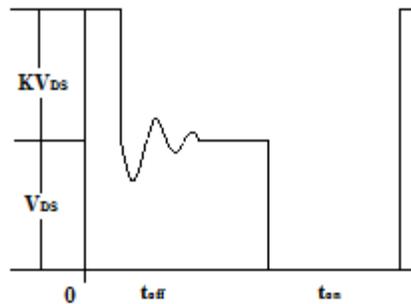


Figura 5.10 Forma de onda en el apagado del MOSFET

El cálculo para obtener el valor del capacitor de apagado es el siguiente [1][2].

$$C_{\text{off}} = \frac{I_o t_f}{2V_d} \quad 5.4$$

Donde C_{off} es el capacitor de apagado, I_o la corriente en la carga, t_f el tiempo en el que se apaga el MOSFET y V_d el voltaje aplicado a la carga. Realizando algunas pruebas con distintos valores de capacitancias se eligió por conveniencia un C_{off} de .01uF.

La resistencia R_{off} se elige de tal forma que la descarga del capacitor ocurra antes del siguiente tiempo de apagado del MOSFET, tres o cinco constantes de tiempo se pueden asumir para la descargar del condensador. Si se asume 5 constantes de tiempo la ecuación para el cálculo de la resistencia es: [2] 5.5

$$R_{off} < \frac{t_{on}}{5C_{off}}$$

Como el tiempo t_{on} mínimo en el que el MOSFET estará conduciendo es 3×10^{-5} , sustituyendo este valor en la ecuación 5.5 se obtuvo que el valor de la R_{off} debe ser menor a 600Ω , por lo tanto se eligió una R_{off} de 440Ω .

La potencia disipada por la resistencia R_{off} está dada por la siguiente ecuación [2]

$$P_{R_{off}} = \frac{C_{off} V_D^2 f}{2} \quad 5.6$$

Donde f es la frecuencia de conmutación. Sustituyendo valores en ecuación 5.6 y resolviendo se tiene que la potencia disipada en R_{off} es de 0.72W.

El cálculo para obtener el valor del capacitor C_{ov} está dado por la ecuación 5.7 [1] si se admite una sobretensión de $0.1V_D$

$$C_{ov} = \frac{100KI_o t_f}{V_D} \quad 5.7$$

Donde $K=1.5$, $I_o = 2.8$, $t_f = 20ns$, $V_D = 120V$;

Por lo tanto el valor de C_{ov} aproximado es de 0.1uF.

El valor de R_{ov} se debe elegir de tal manera que la constante de descarga del condensador $R_{ov} * C_{ov}$ sea lo bastante pequeña para que el voltaje en el condensador disminuya a V_D antes del siguiente apagado del transistor [1], por ende se eligió una resistencia de 20Ω .

5.5 Diseño de la fuente de alimentación del prototipo.

Para que este prototipo funcione de forma correcta es necesario tener fuentes de alimentación de 3.3V , 5V y 12V, la fuente de 3.3V se utiliza para alimentar los microcontroladores, la fuente de 5V se utiliza para alimentar la pantalla LCD y la fuente de 12V se utiliza para alimentar la etapa de potencia.

Para el diseño de la fuente de 3.3V y la de 5V se realizó un convertidor step down utilizando el circuito integrado LM2675 en sus versiones de 3.3V y 5V. Para la realización de estas fuentes se siguió el algoritmo de diseño que el fabricante propone en la hoja de datos de este circuito integrado [3]. Para la fuente de 12V, se utilizó el circuito integrado L7812 cuyo diagrama se muestra en la figura 5.13.

La figura 5.11 y 5.12 muestran la circuitería de la fuente de alimentación de 3.3V y 5V.

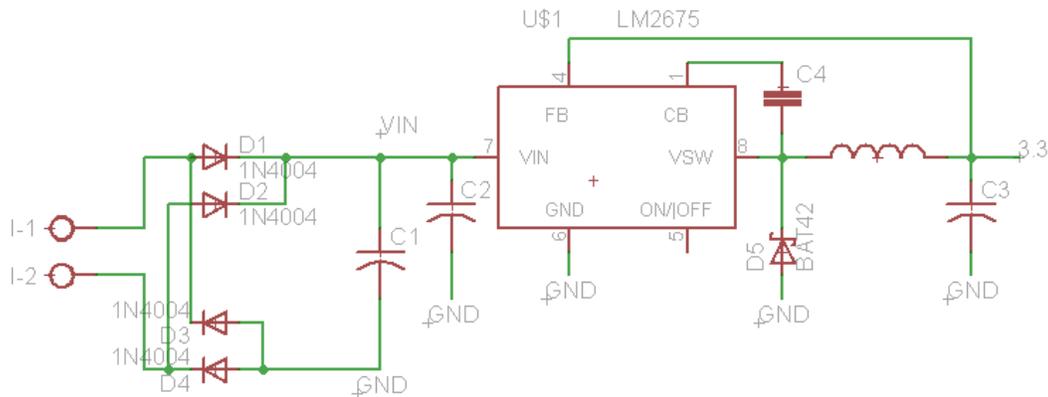


Figura 5.11 Diagrama de la fuente de alimentación de 3.3V

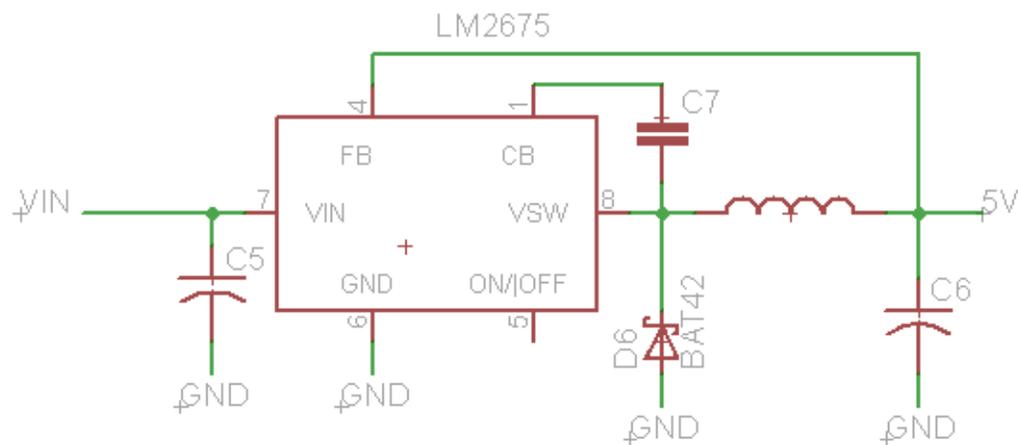


Figura 5.12 Diagrama de la fuente de alimentación de 5V

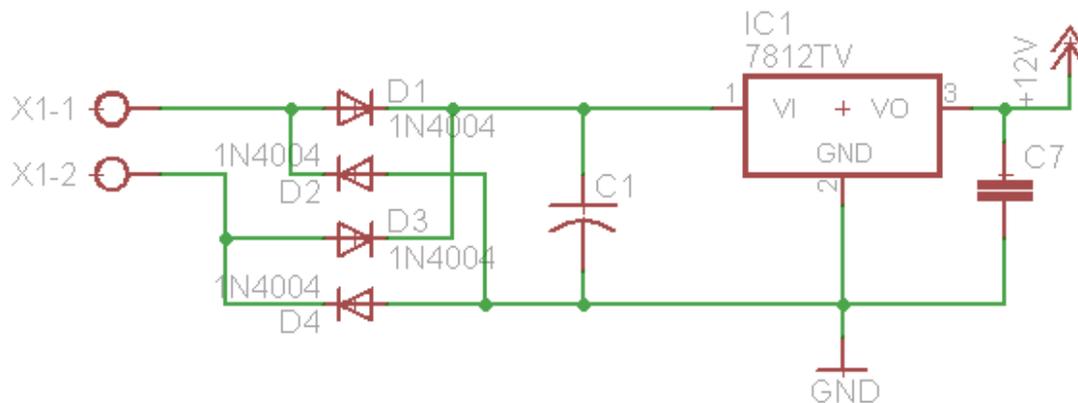


Figura 5.13 Fuente de alimentación de 12V

5.6 Computo del algoritmo de programación PID

Existen diferentes maneras de realizar un algoritmo PID en una computadora digital, una de las formas es la manera en la que Ogata en su libro *Sistemas de control en tiempo discreto*[4] propone discretizando la ecuación PID, para el cálculo del término integral utiliza la aproximación trapezoidal y para el término derivativo la diferencia de dos puntos, otra forma de implementarlo es la manera en la que se presenta en el libro *Digital Control of dynamic Systems* [5] el cual obviamente discretiza la ecuación PID y utiliza el método de Euler para resolverla. Como el microcontrolador que se está utilizando no posee un hardware multiplicador interno es ampliamente recomendable que este no realiza extensas operaciones matemáticas por lo que se utilizarán las ecuaciones vistas en el capítulo 4.

El término proporcional resulta exactamente como en la ecuación 5.8

$$u(k) = K_p * e(k) \quad 5.8$$

El término integral resulta como en la ecuación 4.9

$$u(k) = u(k-1) + \frac{K_p}{T_i} * T * e(k)$$

Como ya se había comentado es necesario que el microcontrolador no realice muchas operaciones matemáticas extensas por lo tanto la ecuación 5.9 se reduce a

$$u(k) = u(k-1) + K_i * e(k) \quad 5.9$$

donde $K_i = K_p * T / T_i$, siempre y cuando el tiempo de muestreo T sea constante.

y el término derivativo resulta como en la ecuación 5.10.

$$u(k) = \frac{K_p * T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \quad 5.10$$

ó

$$u(k) = K_d [e(k) - e(k-1)] \quad 5.11$$

donde $K_d = K_p * T_d / T$, siempre y cuando T sea constante.

Una consideración importante al implementar un algoritmo PID en una computadora digital o en un microcontrolador es el hecho de que estos dispositivos están limitados a cierto número que puede representar su salida. Por ejemplo, en este caso la salida de nuestro sistema es una señal PWM en la cual su máximo valor es 1 en término de ciclo de trabajo por lo tanto es necesario agregarle al código un permisivo el cual si detecta una salida mayor a la que se puede representar este reescriba la salida al límite máximo que pueda ser representado, y lo mismo ocurriría cuando se haga el cómputo del término integral y derivativo.

Las ganancias K_p , T_i y T_d se encontraron utilizando el método de Ziegler – Nichols [6] [7] del cual se habló en el capítulo 4 de este trabajo. La figura 5.14 representa la respuesta escalón del sistema. Para la elección del tiempo de muestreo se toma en cuenta el método tradicional el cual dice que este debe ser diez veces mayor a la constante de tiempo del sistema [8], para este caso la constante de tiempo es aproximadamente 0.37s, por lo tanto, el tiempo de muestreo debe ser mayor o igual a 0.037s, en este caso se eligió un tiempo de muestreo de 10ms. Los valores de ganancia K_p , T_i y T_d que se encontraron siguiendo el

método de Ziegler – Nichols fueron las preliminares para la sintonización del controlador, sin embargo, para encontrar las más óptimas estas se fueron cambiando y viendo la respuesta del sistema, de las pruebas realizadas se encontraron los siguientes valores de ganancias, $K_p=2$, $K_i=2$, $K_d = 0.016$, esto no quiere decir que esas ganancias son las más adecuadas para el sistema, simplemente se eligieron por conveniencia. Si en algún momento se quisiera optimizar el sistema, el usuario solo debe cambiar estos valores de ganancias a los que más le convenga, para este caso se creó un menú en el cual el usuario al momento de energizar el prototipo este puede configurar las ganancias a su preferencia [ver figuras 5.15, 5.16 y 5.17].

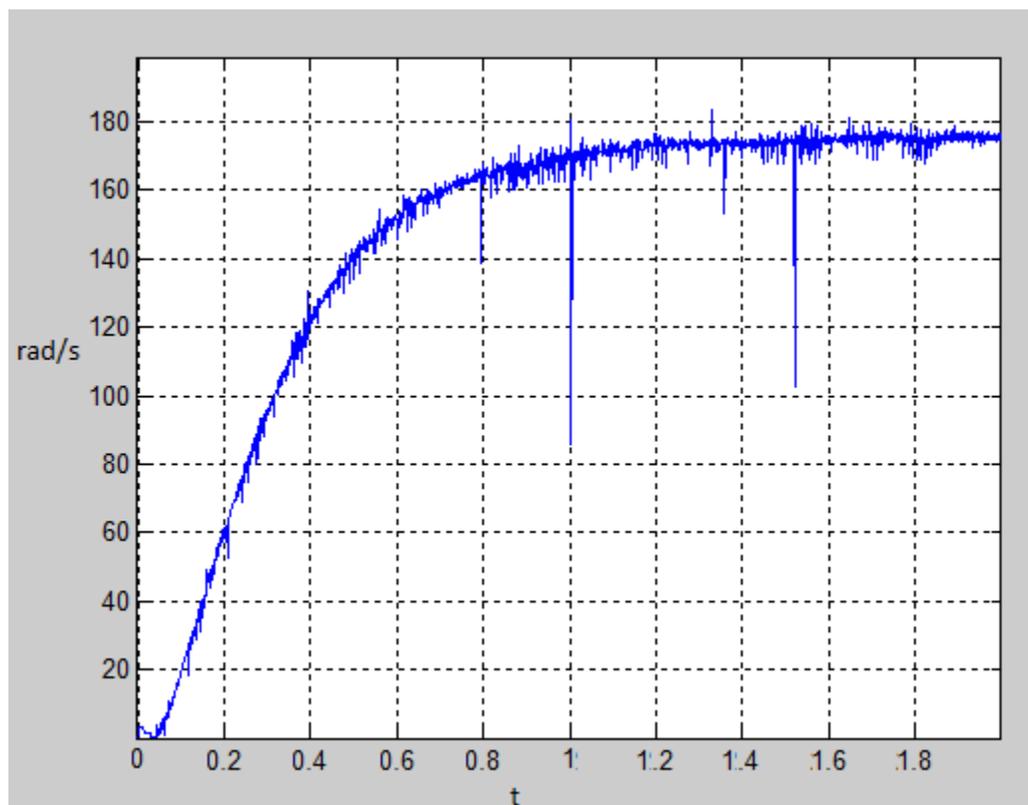


Figura 5.14. Respuesta escalón del sistema.



Figura 5.15. *Introducción de la ganancia K_p al sistema.*

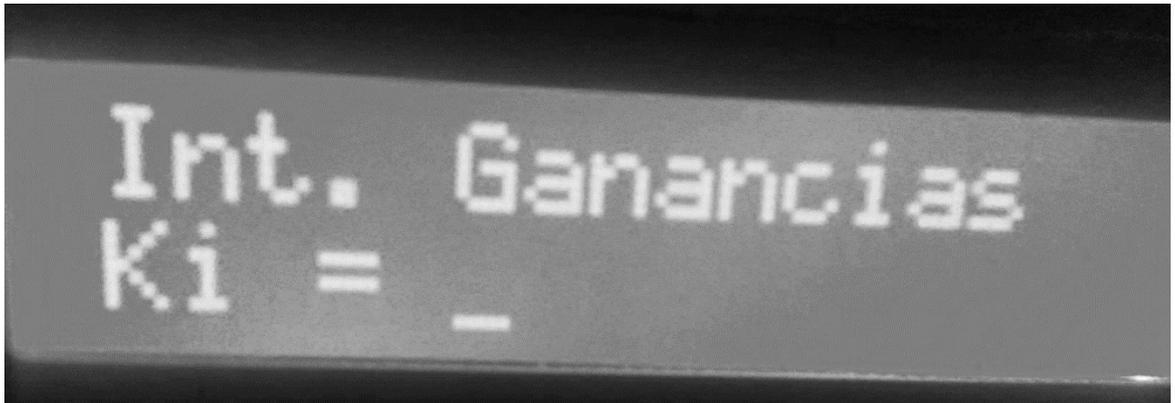


Figura 5.16. *Introducción de la ganancia K_i al sistema.*



Figura 5.17. *Introducción de la ganancia K_d al sistema.*

5.7 Diseño de la interfaz de PC.

Adicionalmente se creó una interface de PC para mostrar los valores sensados por la tarjeta del controlador P – f y además configurar la tarjeta mediante esta interface. La interface se realizó en la plataforma de Visual Studio [9] y a esta se le llamó Control ALFC. La comunicación entre el PC y la tarjeta de control se realiza mediante el puerto serie tanto de la PC como de la tarjeta de control, pero como es bien conocido, las computadoras actuales ya no tienen incorporados puertos serie, por lo que se utilizó un circuito convertidor de usb a puerto serie. La figura 5.18 muestra el convertidor USB – UART RS232 TTL [10]. La figura 5.16 muestra la imagen de inicio del programa Control ALFC

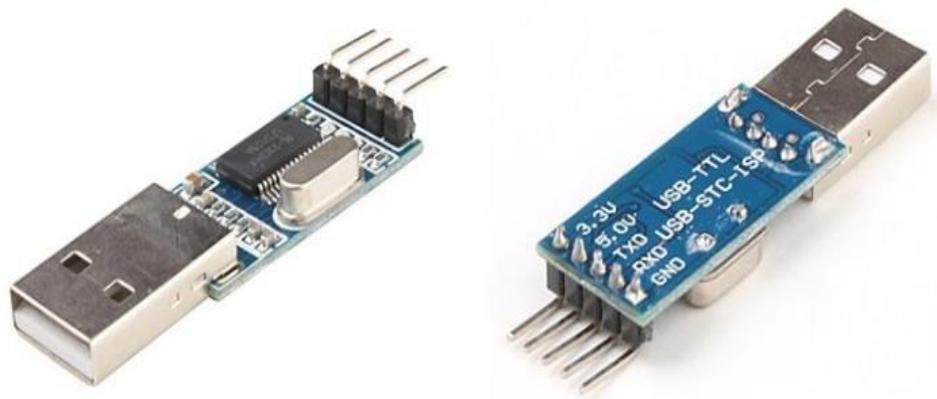


Figura 5.18 USB – UART RS232 TTL



Figura 5.19. Interface de PC para el control ALFC.

Como se puede apreciar en la figura 5.19 al inicio el programa Control ALFC nos pide indicar el tipo de control que se utilizará ya sea el manual o automático, el usuario debe elegir cualquiera de las 2 opciones de acuerdo a las necesidades de este. Al momento de que el usuario oprima cualquiera de las 2 opciones aparecerá una imagen como la de la figura 5.20, lo que significa que estará enviando al microcontrolador maestro de la tarjeta el tipo de control a realizar.

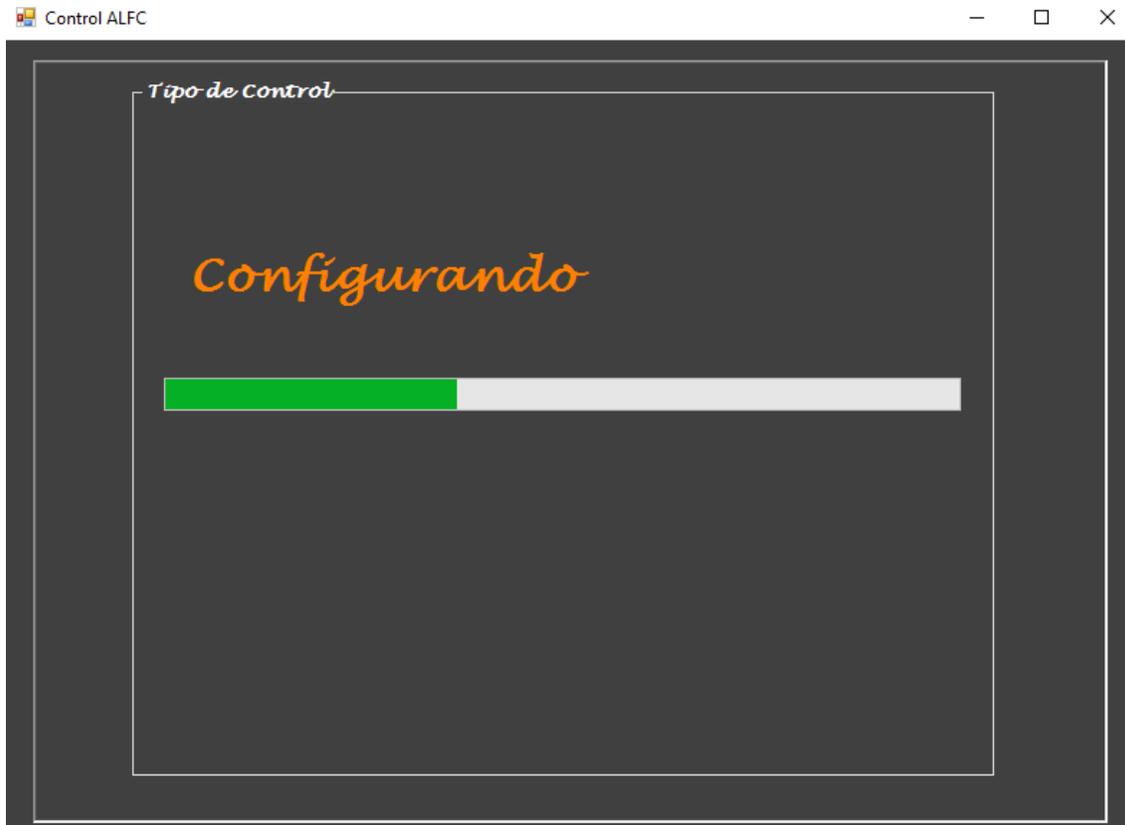


Figura 5.20. Configura el tipo de control y envía hacia el maestro.

Cuando termina de enviar el tipo de configuración al maestro aparece la imagen de la figura 5.21, en donde mediante los combobox el usuario configura el puerto COM al que pertenece la conexión con la tarjeta y la tasa de baudios que debe corresponder a la misma con la que se configuró la tarjeta de control (en este caso tiene la configuración por default que es la de 9600). Al momento de elegir el puerto COM y la tasa de baudios se debe presionar el botón “Conectar” para que el pc se comuniquen con la tarjeta de control. Si la conexión con la tarjeta de control ha sido exitosa aparecerá una pantalla como la de la figura 5.22., en donde se empezará a mostrar los valores de frecuencia y velocidad si los sensores están trabajando, además, el botón “Conectar” en ese momento cambia a “desconectar”, lo cual significa que si lo presionamos desconectará la tarjeta de control con la interfaz de pc y cerrará el puerto COM especificado. Si por alguna razón se oprime el botón conectar antes de elegir el puerto COM o el baudrate se mostrará un mensaje en la caja de texto que se encuentra debajo del botón “Conectar” vea la figura 5.23.



Figura 5.21. Pantalla de configuración de puerto COM y tasa de baudios



Figura 5.22. Conexión éxito con la tarjeta de control, muestra los valores de frecuencia y velocidad.



Figura 5.23. Mensaje de error si se pulsa el botón “Conectar” antes de elegir la configuración del puerto COM.

En la figura 5.22 en la parte superior izquierda aparece un scrollbar lo que significa que al inicio de la configuración de la interfaz se eligió el modo manual, en este modo la velocidad del motor se controla moviendo el scrollbar hacia la derecha para aumentar la velocidad o hacia la izquierda para disminuirla, debajo de este scrollbar aparece un label el cual marca la posición de dicho scrollbar y esta posición corresponde al porcentaje de voltaje de alimentación hacia las terminales del motor. En la figura 5.22 también se puede apreciar un botón, de bajo del label donde se muestra el error de configuración mencionado anteriormente, el cual se llama “Cambia a automático”, esto quiere decir que si lo presionamos, el control cambiará de manual a automático, obviamente la velocidad del motor se queda sativa con el ultimo valor que leyó del scrollbar hasta que se configuren las ganancias del controlador y se envíen a la tarjeta. La figura 5.24 muestra la pantalla de cambio de configuración automática.



Figura 5.24. Configuración automática del controlador.

En la figura 5.24 se aprecian los cambios que se realizaron de la configuración manual a automática, el scrollbar con el que se controlaba la velocidad del motor desaparece y en su lugar aparecen dos radio buttons con los cuales se configurarán las ganancias del controlador PID. Además el botón con el que se cambió de modo manual a automático desapareció y ahora muestra otro botón para regresar a modo manual.

Si el usuario desea elegir las ganancias precargadas que se mostraron en la sección anterior lo único que debe hacer es seleccionar la opción “predeterminada” que se encuentra en la parte superior izquierda de la interfaz. Al momento de presionar esta opción, el PC le dirá a la tarjeta de control que use las ganancias predeterminadas cargadas previamente en la memoria de esta tarjeta.

Si el usuario desea utilizar otras ganancias esto con fines de tuning, simplemente debe seleccionar la opción “personalizada” como se muestra en la figura 5.25.



Figura 5.25. Configuración de ganancias personalizadas.

Como se muestra en la figura 5.25 al momento de seleccionar la opción “personalizada” aparecen 3 textbox y 1 boton llamada “configurar” en donde se configuran las nuevas ganancias y se envían a la tarjeta de control.

La figura 5.26 muestra la medición de la frecuencia de línea que entrega CFE a nuestros hogares y la figura 5.27 muestra la medición de la velocidad de un motor de CD.



Figura 5.26. Sensado de la frecuencia de línea que entrega CFE.



Figura 5.27. Sensado de Velocidad de un motor de CD.

Referencias

- [1] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *Electrónica de Potencia: convertidores, aplicaciones y diseño*, tercera edición, McGRAW-HILL/INTERAMERICANA EDITORES, S.A DE CV. 2009
- [2] Daniel W. Hart, *Power Electronics*, McGRAW-HILL Companies, 2011.
- [3] Hoja de datos del LM2675.
- [4] Katsujiko Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, segunda edición, Prentice Hall. 1996
- [5] Gene F. Franklin, J. David Powell, Michael L. Workman, *Digital control of Dynamic Systems*, tercera edición, Addison Wesley Longman, Inc, 1998.
- [6] Katsujiko Ogata, *Ingeniería de control moderna*, quinta edición, Pearson education S.A. Madrid. 2010.
- [7] Rohit G. Kanojiya, P.M. Meshram, “*Optimal Tuning of PI controller for speed control of DC motor drive using particle swarm optimization*”, en *Proc IEEE Int. Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET), International Conference on*, Mylavaram, Andhra Pradesh, 2012

Direcciones electrónicas

- [8] Disponible en <http://controlguru.com/sample-time-is-a-fundamental-design-and-tuning-specification/> (2006)
- [9] Disponible en <https://www.visualstudio.com/> Microsoft (2016)
- [10] Disponible en <http://www.picaxe.com/docs/usb010.pdf> (Agosto 2002).

Capítulo

6

Conclusiones

En este capítulo se presentan las conclusiones y algunas recomendaciones para trabajos futuros.

6.1 Conclusiones:

En la siguiente tabla se muestran algunos resultados obtenidos al probar este controlador conectado a un dinamómetro con el cual se simuló el generador trifásico, utilizando las ganancias $K_p=2$, $K_i = 2$, $K_d = 0.016$;

Tabla 5.1 Resultados obtenidos en pruebas realizadas al prototipo.

Carga	Velocidad pico (rpm)	Velocidad estable (rpm)	Ciclo de trabajo del PWM
0		1800	0.8
0.1 nm	1775	1800	0.9
Al desconectar la carga			
0	1833	1800	0.79
Al conectar carga nuevamente			
0.19	1751	1800	1
Al desconectar la carga			
0	1857	1800	0.8

La tabla anterior demuestra el correcto funcionamiento del controlador utilizando las ganancias $K_p = 2$, $K_i = 2$ y $K_d = 0.016$, obviamente el usuario puede introducir nuevas ganancias si este no está conforme con el tiempo de respuesta del controlador.

Una limitante que se encontró fue que la máxima carga soportada por el motor sin exceder sus condiciones nominales es de 0.2 n.m, si se llegase a meter un poco más de esta carga el controlador no podrá llegar al set point programado ya que al introducir esta cantidad de carga el ciclo de trabajo del PWM se establece en 1 (al máximo), es decir, el circuito de potencia entrega el máximo voltaje que soporta el motor. Obviamente si al motor se le aumentara el voltaje de alimentación a este se le podría meter más carga, pero si esto pasara, el motor podría sufrir daños muy severos.

6.2 Recomendaciones para trabajos futuros.

Este prototipo se diseñó para que en un futuro pueda comunicarse con un sincronizador automático, para ello se dejaron libres algunas patas de comunicación para que pueda intercambiar información e incluso trabajar como esclavo de un sincronizador automático.

La etapa de control de este prototipo es fácilmente adaptable a otros circuitos de potencia que trabajen con señales de control PWM para así poder controlar motores de mayor o menor capacidad que con el que se trabajó.