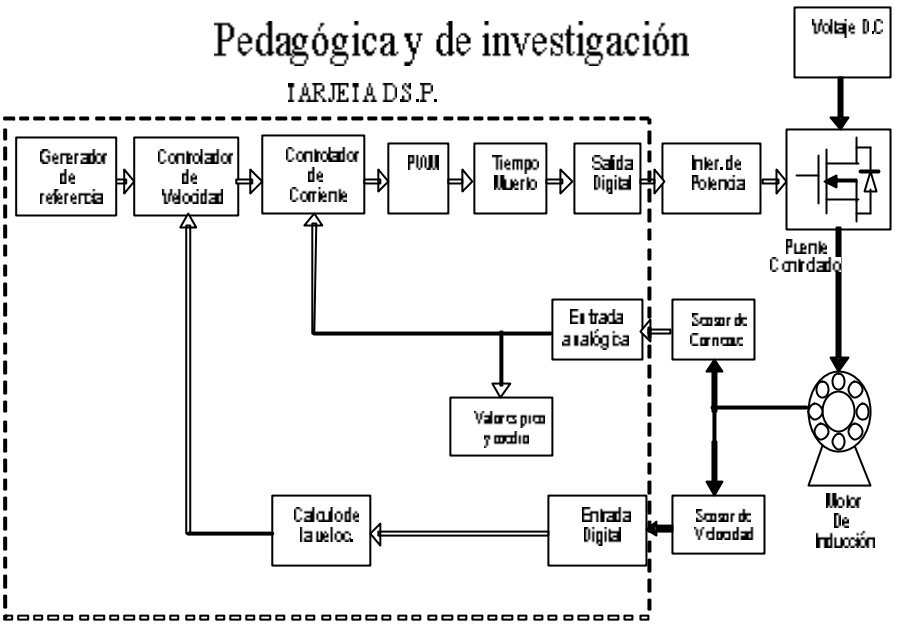
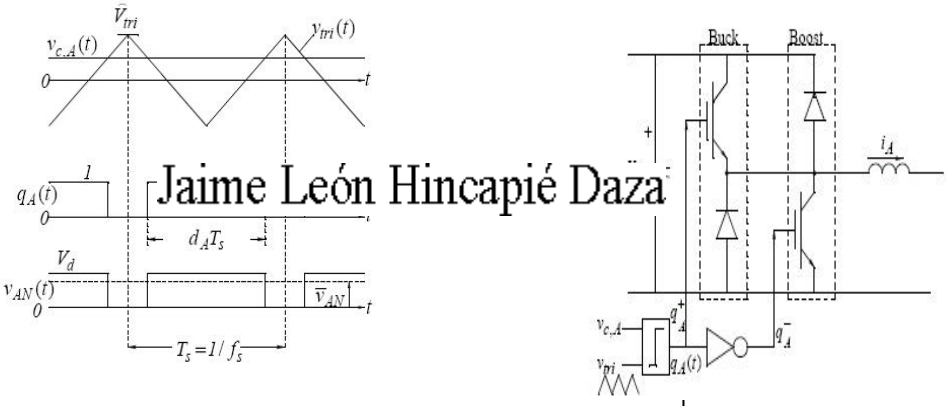
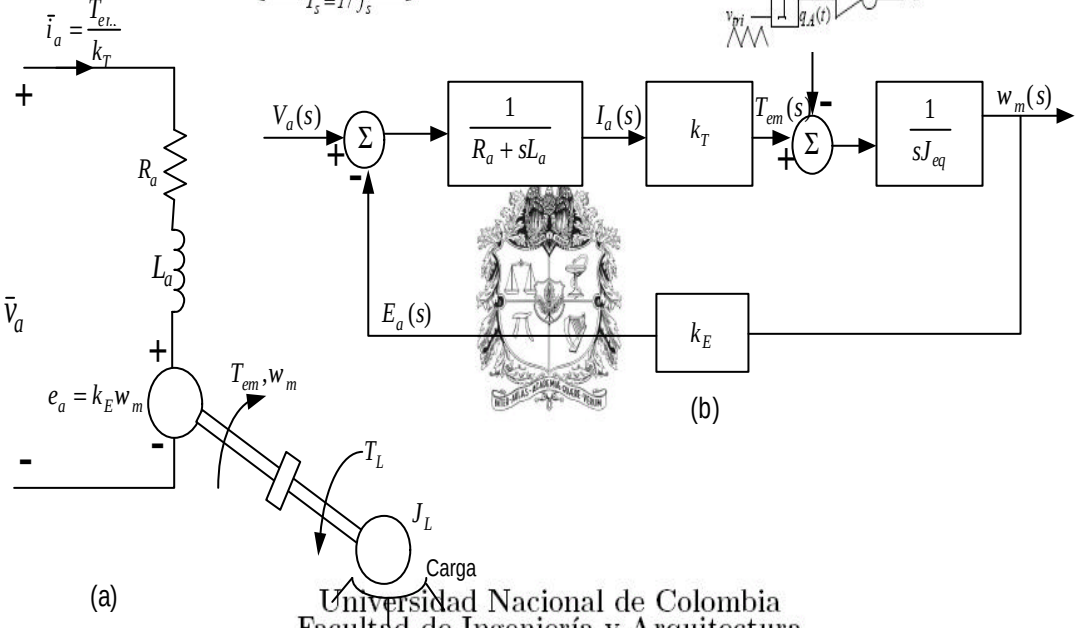
Construcción de un control RCP (Rapid Control Prototyping) para ser utilizado como herramienta Pedagógica y de investigación

Jaime León Hincapié Daza







Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales
2006

Construcción de un control RCP (Rapid Control Prototyping) para ser utilizado como herramienta Pedagógica y de investigación

Jaime León Hincapié Daza

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales
2006

Tesis de Grado para optar al Título de
Magíster en Ingeniería- Automatización Industrial

Director
Prof. Eduardo Cano Plata

Universidad Nacional de Colombia
Facultad de Ingeniería y Arquitectura
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación
Manizales
2006

Contenido

Contenido 4
Nomenclatura 6
Lista de tablas 7
Lista de figuras 8

Parte I – Preliminares 11

Introducción 12
1. El RCP 15
1.1 El sistema de desarrollo DSP 15
1.1.1 Elementos básicos de un sistema DSP 15
1.1.2 El sistema de desarrollo dSPACE 16
2. Interfaz de potencia 19
2.1 Introducción 19
2.2 Familiarización con la tarjeta 19
2.2.1 Inversores 19
2.2.2 Voltajes de alimentación 19
2.2.3 Medición de voltaje 19
2.2.4 Medición de corriente 21
2.2.5 Circuito de los excitadores de los inversores 24
2.2.6 PWM/Señales digitales 24
2.2.7 Protección contra fallas 24

Parte II – Marco teórico 25

3. Conversores dc-dc y dc-ac en modo de conmutación 26
3.1 Introducción 26
3.2 Unidades procesadoras de potencia PPUs 26
3.2.1 El rectificador 27
3.2.2 Conversores en modo de conmutación 27
3.3 Análisis de conversores en modo de conmutación 27
3.3.1 PWM para sintetizar el voltaje de salida 28
3.3.2 Análisis de un polo como bloque principal 29
3.3.3 Representación promedio del polo 30
3.3.3.1 Corrientes $\bar{i}_A(t)$ e $\bar{i}_{dA}(t)$ 32
3.3.3.2 Representación de un polo por un transformador ideal 33
3.4 Polo del conversor como conversor de dos cuadrantes 34
3.4.1 Operación por reducción “Buck” 35
3.4.2 Operación por elevación “Boost” 35
3.5 Implementación de interruptores biposicionales 36
3.6 Conversores en modo de conmutación para excitadores de motores de AC y DC 38

3.6.1 Conversores para motores DC (en cuatro cuadrantes) 38
3.6.2 Conversores para excitadores de motores trifásicos 40
Diseño de controladores realimentados para motores eléctricos 43
4.1 Introducción 43
4.2 Objetivos del control 43
4.3 Estructura del control en cascada 45
4.4 Pasos en el diseño del controlador realimentado 46
4.5 Representación de sistema para análisis de pequeñas señales 47
4.5.2 Modelado de la máquina DC y la carga 48
4.6 Diseño del controlador 50
4.6.1 Controladores PI 50
4.7 Diseño del control del torque 52
4.8 Diseño del lazo de control de velocidad 54
4.9 Diseño del lazo de control de posición 55
4.10 El efecto de los límites 56
4.11 La saturación integral 57

Parte III – Marco experimental 58

5. Montaje del RCP y comprobación experimental 59
5.1 Conversor DC de conmutación y monitoreo de motor sin carga 59
5.1.2 Simulación del conversor DC 60
5.1.2.1 Forma de onda triangular 60
5.1.2.2 Relación de trabajo y función de conmutación 61
5.1.2.3 Modelo del conversor de 2 polos 62
5.2 Implementación de un conversor DC de 2 polos 63
5.2.1 Modelo en Simulink para implementación en tiempo real 65
5.2.2 Creación de la interfaz del usuario 65
5.2.3 Resultados en tiempo real del conversor 66
5.3 Control en lazo abierto y monitoreo de un motor DC 69
5.3.2 Creación de la interfaz del usuario 70
5.3.3 Medición de corriente y toma de datos 71
5.4 Control de posición con un motor de DC 72
5.4.1 Diseño del controlador 72

Parte IV – Observaciones y conclusiones 80

Observaciones y conclusiones 81
6. Bibliografía 82

ANEXO 1: Guías de laboratorio para controlar motores de inducción y motores de DC utilizando un RCP (Rapid Control Prototyping) 84

Familiarización con el inversor trifásico 85
Creación de un modelo simple en Simulink 91
Creación de un modelo en tiempo real utilizando Simulink 98

Conversor DC de conmutación y chequeo del motor sin carga 116
Caracterización de una máquina de DC 129
Control de un motor de DC 148
Control de frecuencia para motores de AC 157

Nomenclatura

Siglas:

RCP: Rapid Control Prototyping

DSP: Digital Signal Processing (Procesamiento digital de señales)

PMW: Pulse Width Modulation (Modulación de ancho de pulso)

PPU: Power Processing Unit (Unidad Procesadora de Potencia)

HIL: Hardware in the Loop

MOSFET: Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor

LED: Ligth Emitting Diode

Parámetros y variables:

w : Velocidad angular

$\hat{V}_{tri}$: Voltaje de pico de la señal en diente de sierra para procesar el PWM

R_a : Resistencia de armadura

E_a : Voltaje contraelectromotriz inducido

V_d : Voltaje de dc a la entrada del conversor

f_s : Frecuencia de conmutación

v_{AN} : Voltaje de salida del conversor

d_A : Relación de trabajo

T_s : Período de la señal de salida = $\frac{1}{f_s}$

$v_{c,A}$: Voltaje de control del generador de PWM

Lista de Tablas

Tabla 2.1 Componentes de la tarjeta del inversor trifásico---------- 20

Tabla 2.2 Conector de 37 pines Dsub ----------23

CONTENIDO

Lista de figuras

Fig. 1 Control de velocidad de un motor de inducción utilizando RCP 13
Fig. 1.1 Procesamiento de una señal analógica 15
Fig. 1.2 Diagrama de bloques de un sistema DSP 16
Fig. 1.3 DS1104 R&D Controller Board de dSPACE 17
Fig. 2.4 Diagrama de bloques de la tarjeta de los inversores trifásicos 21
Fig. 2.5 Tarjeta de la interfaz de potencia 22
Fig. 3.1 Diagrama de bloques de una PPU 24
Fig. 3.2 Conversor en modo de conmutación para motores de AC y DC 28
Fig. 3.3 Polo-Formas de onda durante una conmutación 29
Fig. 3.4 Formas de onda de corriente en los dos polos 33
Fig. 3.5 Circuito equivalente de un polo simple con transformador ideal 34
Fig. 3.6 Conversor de 2 cuadrantes – Representación promedio 36
Fig. 3.7 Interruptor biposicional utilizando transistores 37
Fig. 3.8 Conversor de conmutación dc-dc y representación promedio 39
Fig. 3.9 Conversor en modo de conmutación para excitadores de AC 40
Fig. 4.1 Control realimentado de un motor eléctrico 43
Fig. 4.2 Representación simplificada de un sistema de control 44
Fig. 4.3 Margen de fase – Ancho de banda 45
Fig. 4.4 Control en cascada para un motor eléctrico 46
Fig. 4.5 Conversión en modo de conmutación para un motor eléctrico 48
Fig. 4.6 Motor y carga mecánica 49
Fig. 4.7Controlador PI 51
Fig. 4.8 Diseño del lazo de control del torque 52
Fig. 4.9 Diagrama de bloques del lazo de velocidad 54
Fig. 4.10 Diagrama de bloques de lazo de control de posición 56
Fig. 4.11 Límites del controlador PI 57
Fig. 5.1 Consola de trabajo para el RCP 60
Fig. 5.2 Generador de onda triangular 61
Fig. 5.3 Generación de la señal de conmutación para un inversor de un polo 63
Fig. 5.4 Modelo del conversor de conmutación de 2 polos en Simulink 64
Fig. 5.5 Modelo del conversor de conmutación de 2 polos en Simulink 65
Fig. 5.6 Ciclo de trabajo y voltaje de salida 66
Fig. 5.7 Ciclo de trabajo y voltaje de salida 66
Fig. 5.8 Ciclo de trabajo y voltaje de salida a=0 67
Fig. 5.9 Ciclo de trabajo y voltaje de salida a=25 67
Fig. 5.10 Ciclo de trabajo y voltaje de salida a= 42 68
Fig. 5.11 Formas de onda PWM y señal triangular 68
Fig. 5.12 Control de motor DC en lazo abierto 69
Fig. 5.12 Modelo en Simulink para control en lazo abierto 70
Fig.5.15 Interfaz de Control Desk para motor DC en lazo abierto 71

Fig. 5.16 Sistema mecánico para el control de posición 72
Fig. 5.17 Diagrama de bloques del control de posición 72
Fig. 5.18 Diagrama de Bode del control de posición en lazo abierto 73
Fig. 5.19 Diagrama de Bode del control de posición en lazo cerrado 73
Fig. 5.20 Modelo en Simulink del control de posición 74
Fig. 5.21 Configuración de parámetros para generación de código DSP 75
Fig. 5.22 Código DSP para el control de posición 76
Fig. 5.23 Creación de la interfaz de usuario en Control Desk 77
Fig. 5.24 Interfaz de usuario en Control Desk 78
Fig. 5.25 Control de posición con el RCP 79

Parte I
Preliminares

CONTENIDO

UNIVERSIDAD NACIONAL DE COLOMBIA SEDE MANIZALES

BIBLIOTECA ALFONSO CARVAJAL ESCOBAR

Resumen trabajo de Grado

CARRERA MAESTRÍA EN AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIAL		
1er Apellido HINCAPIÉ	**2º Apellido** DAZA	**Nombre** JAIME LEÓN
TITULO DEL TRABAJO: Construcción de un control RCP (Rapid Control Prototyping) para ser utilizado como herramienta Pedagógica y de investigación		
NOMBRE DEL DIRECTOR DEL TRABAJO EDUARDO CANO PLATA		

RESUMEN DEL CONTENIDO (ESPAÑOL)

El RCP (Rapid Control Prototyping) es un laboratorio de hardware configurado por software para ser utilizado en los cursos de electrónica de potencia, control y máquinas eléctricas .Una herramienta tan poderosa también tiene muchas posibilidades de ser utilizada en otros cursos de pregrado e investigación y desarrollo en ingeniería eléctrica, electrónica y mecánica.

Para llevar a cabo experimentos desde los más sencillos hasta los más sofisticados, el controlador se diseña en Simulink y después se envía a un DSP, el cual provee las señales necesarias para la tarjeta de electrónica de potencia.

El RCP es una herramienta invaluable para mostrar la correspondencia entre los resultados de la simulación y su verificación experimental en tópicos tales como control de campo orientado y control de torque en motores de inducción.

ABSTRACT

The RCP (Rapid Control Prototyping) is a software reconfigurable hardware laboratory to be used in power electronics, control and electric machines/drives courses. Such a powerful tool also has many possibilities for other undergraduate courses, research and development in electrical and mechanical engineering.

For experiments, from very simple to very sophisticated, the controller is designed in Simulink and then downloaded to a DSP, wich provides the switching signals to the power electronics board.

The RCP will be invaluable to show the correspondence between simulation results and their verification experimentally in topics like field-oriented control and direct torque control of induction motor drives.

PALABRAS CLAVES RCP, DSP, conversor, controlador, simulación

Introducción

Objetivo

El objetivo de este trabajo es dotar a la Universidad Nacional de una poderosa herramienta de desarrollo basada en tecnología DSP (Digital Signal Processing). .
Un software de simulación adecuado y un hardware de laboratorio reconfigurable por software [1] con base en una herramienta de desarrollo D.S.P. que utiliza la tecnología RCP (rapid control prototyping) [2] se utilizará como herramienta para lograr la modernización de los cursos de control, máquinas eléctricas y electrónica de potencia.
Además, será una gran ayuda para los investigadores y estudiantes de posgrado, ya que minimiza las dificultades de llevar a la práctica una determinada estrategia de control para un determinado sistema. Se utiliza como herramienta de desarrollo una tarjeta DS1104 R&D Controller Board de la firma dSPACE (Ver anexo1). Esta herramienta permite hacer emulaciones en tiempo real utilizando para ello, lenguaje de alto nivel, o la implementación de los algoritmos de una manera muy sencilla utilizando la herramienta Simulink de Matlab [3].

Mediante la utilización de sistemas de desarrollo D.S.P es posible simular y emular en tiempo real [4] un algoritmo de control y aplicarlo directamente a la planta. De este modo se puede hacer control de motores de corriente continua o motores de corriente alterna, controles de temperatura, de posición etc.

Esta tecnología plantea una estrategia sencilla y moderna para resolver el control de máquinas, donde, los algoritmos se plantean en lenguajes de alto nivel y son alojados y ejecutados en tiempo real en la tarjeta.

En ingeniería de control es muy raro encontrar algún tipo de controlador que no haya sido previamente simulado. El procedimiento típico es desarrollar un modelo de la planta y simularlo en un computador, después se implementa un controlador, se agrega a la simulación y se optimiza.

Mediante el uso de un RCP es posible pasar de la simulación en Simulink a la ejecución en tiempo real, de una manera muy rápida y con la posibilidad de hacer cambio de parámetros, (con el sistema funcionando) comprobar inmediatamente su efecto y hacer las modificaciones necesarias.

Existen dos enfoques distintos para ensayar estrategias de control, utilizando como herramientas de desarrollo una placa con tecnología ***DSP*** y el ***RTW*** *(Real Time Workshop)* de *Matlab.* Una de ellas se conoce como simulación ***HIL*** *(Hardware In the Loop)[5] [6]* y consiste en utilizar la tarjeta DSP para alojar los algoritmos que simulen en tiempo real el comportamiento de la planta, mientras que el controlador a ensayar es un prototipo físico (circuito real). La otra se conoce como simulación ***RCP*** *(Rapid Control Prototypìng)* y consiste en utilizar la tarjeta DSP para alojar los algoritmos que simulen en tiempo real el

comportamiento del controlador a ensayar, mientras que la planta es un sistema real. Se ha preferido trabajar con el enfoque que se plantea en la simulación ***RCP***, utilizando como controlador a probar, un lazo de control continuo de velocidad de un motor eléctrico (ver prácticas de laboratorio anexas). Se desarrollarán experimentos para motores de corriente continua y para motores de inducción tipo jaula de ardilla, sin embargo, el campo de aplicación de esta tecnología es tan amplio que puede utilizarse en el control de cualquier variable como temperatura, presión, flujo, etc. (ver figura 1).

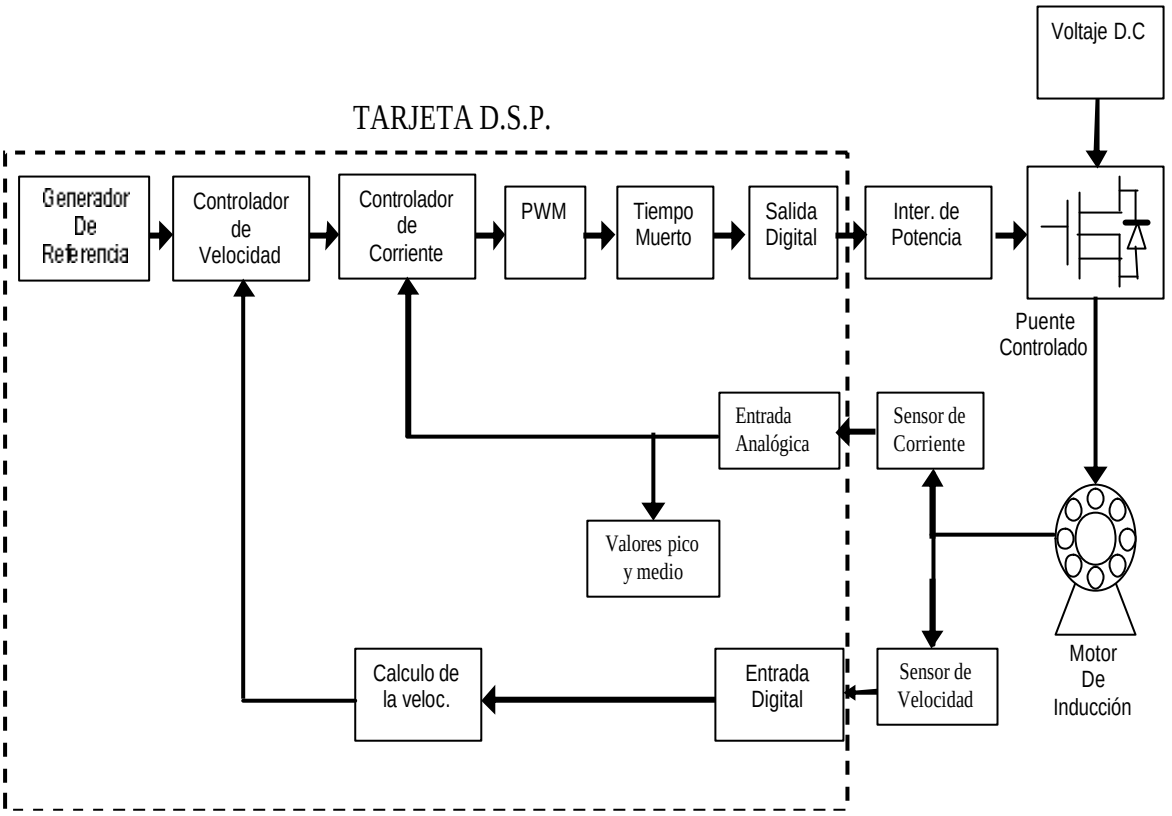


Figura 1: Control de velocidad de un motor de inducción utilizando RCP

Es bien sabido que las herramientas de simulación son de gran utilidad para los ingenieros de diseño y para todo aquel que pretenda incursionar en el campo de la automatización y el control. Con el advenimiento de los computadores personales, PC , los programas de simulación se hicieron populares, de tal manera que prácticamente todos los desarrollos en ingeniería de control son previamente simulados.

Matlab y Simulink son los paquetes de software más utilizados en el mundo para hacer desarrollos matemáticos, modelado y simulación. Matlab [7,8] es un sistema interactivo y un lenguaje de programación para computación científica y técnica. Su elemento básico de dato es una matriz que no requiere dimensionamiento. Esto permite la solución de muchos problemas numéricos en una fracción del tiempo que hubiera tomado escribir un programa en

un lenguaje como Basic, Fortran o C. Más aún, la solución a los problemas se expresa en Matlab casi de la misma manera como son escritas matemáticamente.
Estas son algunas de las aplicaciones típicas de Matlab:

- Matemáticas y computación
- Desarrollo de algoritmos
- Modelado simulación y desarrollo de prototipos
- Análisis de datos, exploración y visualización
- Gráficos científicos y de ingeniería
- Desarrollo de aplicaciones incluyendo la construcción de interfaces gráficas para el usuario.

Matlab es una plataforma de desarrollo donde conjuntos de herramientas "inteligentes" útiles para resolver problemas en áreas especializadas de aplicación llamadas Toolboxes pueden ser desarrolladas con relativa facilidad. Existen Toolboxes para áreas tales como procesamiento digital de señales, sistemas de control, redes neuronales etc.

Simulink [9] es un paquete de programas para planear, modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Soporta sistemas lineales y no lineales, continuos en el tiempo, discretos, con tiempos de muestreo, o un híbrido de los dos.

Para modelado, Simulink provee una interfaz gráfica del usuario (GUI) que permite la construcción de modelos como diagramas de bloques, utilizando operaciones de click y arrastre por medio del ratón del computador. Con esta interfaz se pueden dibujar los modelos tal como se dibujarían con lápiz y papel, esta es una mejora muy significativa con respecto a otros paquetes de simulación en los cuales era necesario formular las ecuaciones diferenciales en un lenguaje o programa.

Simulink incluye una librería que contiene fuentes, generadores de señales, componentes lineales y no lineales y conectores. Tiene además la posibilidad de que el usuario cree sus propios bloques.

Después de definir un modelo, se puede simular usando una escogencia de métodos de integración, bien sea desde el menú de Simulink o desde la ventana de comandos de Matlab. Usando visualizadores u otros bloques de visualización se pueden ver los resultados de la simulación mientras esta está corriendo. Adicionalmente se pueden cambiar los parámetros y ver inmediatamente que sucede. Los resultados de la simulación pueden ponerse en Matlab para postprocesamiento y visualización.

Las herramientas de análisis de modelos incluyen herramientas de linealización y ajuste fino, los cuales pueden ser accesados desde Matlab . Además, debido a que Simulink y Matlab están integrados se pueden simular, analizar y revisar los modelos en cualquiera de los dos ambientes en cualquier punto.

1. El RCP

El RCP (Rapid Control Prototyping) está compuesto por tres partes principales:

- El sistema de desarrollo DSP
- El interfaz de potencia (tarjeta con los inversores trifásicos).
- El sistema real a controlar

1.1 El sistema de desarrollo DSP

1.1.1 Elementos básicos de un sistema D.S.P

La mayor parte de las señales que aparecen en los ámbitos de la ciencia y la ingeniería son de naturaleza analógica, es decir, las señales son funciones de una variable continua, como el tiempo o el espacio y normalmente toman valores en un rango continuo. Tales señales pueden ser procesadas directamente por sistemas analógicos adecuados (como filtros o analizadores de frecuencia) o multiplicadores de frecuencia con el propósito de cambiar sus características o extraer cualquier información deseada.

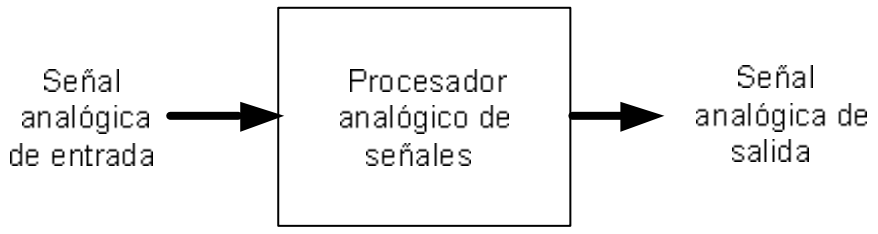


Figura 1.1: Procesamiento de una señal analógica

En tal caso decimos que la señal ha sido procesada directamente en forma analógica, como se ilustra en la figura 1.1. Tanto la señal de entrada como la de salida están en forma analógica .

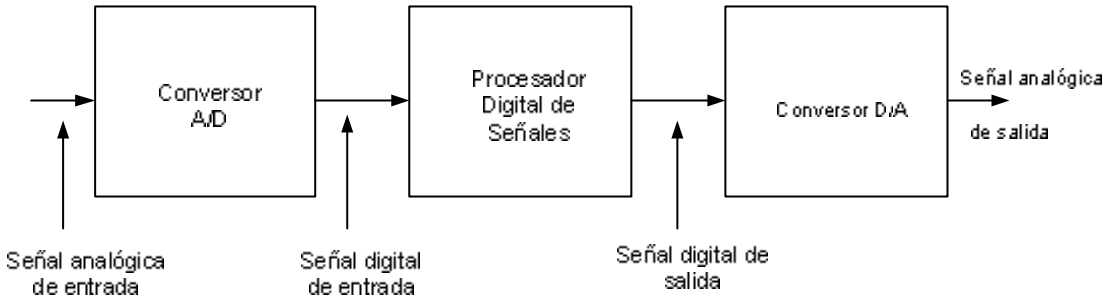


Figura 1.2: Diagrama de bloques de un sistema de procesamiento digital de señales

El procesamiento digital de señales proporciona un método alternativo para procesar una señal analógica, como se ilustra en la figura 1.2. Para realizar el procesamiento [10,11] digitalmente se necesita una interfaz entre la señal analógica y el procesador digital. Esta interfaz se denomina *conversor analógico – digital* (A/D). La salida del conversor analógico digital es una señal adecuada como entrada al procesador digital.

El procesador digital de señales puede ser un gran ordenador digital programable o un pequeño microprocesador programado para realizar las operaciones deseadas sobre la señal de entrada. También puede ser un procesador digital cableado configurado para efectuar un conjunto de operaciones sobre la señal de entrada. Las máquinas programables proporcionan la flexibilidad de cambiar las operaciones de procesamiento de señales mediante un cambio del software. En consecuencia, los procesadores programables de señales son de uso muy frecuente. Por otro lado, cuando las operaciones de procesamiento de señales están bien definidas se puede optimizar la implementación cableada de las operaciones, resultando un procesador más barato y habitualmente más rápido que su equivalente programable. En aplicaciones donde la salida digital del procesador digital de señales se ha de entregar en forma analógica, como en comunicaciones digitales, debemos proporcionar otra interfaz desde el dominio digital al analógico. Tal interfaz se lama *conversor digital – analógico* (D/A). De este modo, la señal se entrega al usuario en forma analógica como se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 1.2. No obstante, existen otras aplicaciones prácticas que requieren análisis de señales en las que la información deseada se encuentra en formato digital y no se requiere ningún conversor D/A.

1.1.2 Sistema de desarrollo dSPACE

El sistema de desarrollo DSP utilizado es la tarjeta DS 1104 R&D Controller Board (ver figura 2.1) producida por la firma dSPACE con las siguientes características:

- **Master PPC** representa el poder computacional de la tarjeta con varios canales de entrada y salida.

- **Slave DSP** tiene un bloque de generación de PWM y canales adicionales de entrada y salida.
- **Controlador de interrupciones** provee varias interrupciones por hardware y por software.
- **Memoria** contiene bloques de memoria DRAM y memoria FLASH.
- **Temporizadores** tiene temporizadores y contadores
- **Host interface** esta interfaz es útil para parametrizar la tarjeta DS1104, bajar y transferir programas desde y hacia el PC.

Existen 3 maneras diferentes de conectar equipos externos a la tarjeta DS1104:

1. Por medio del conector de 100 pines de la tarjeta.
2. Por medio del cable adaptador con 2 conectores P1 A y P1B.
3. Por medio del panel opcional de conectores CP1104

La unidad principal de proceso MPC 8240 tiene un microprocesador PowerPC 603e con las siguientes características:

- Frecuencia de reloj:250 Mhz
- 16Kbyte de memoria caché de datos.
- 16 Kbyte de memoria caché de instrucciones

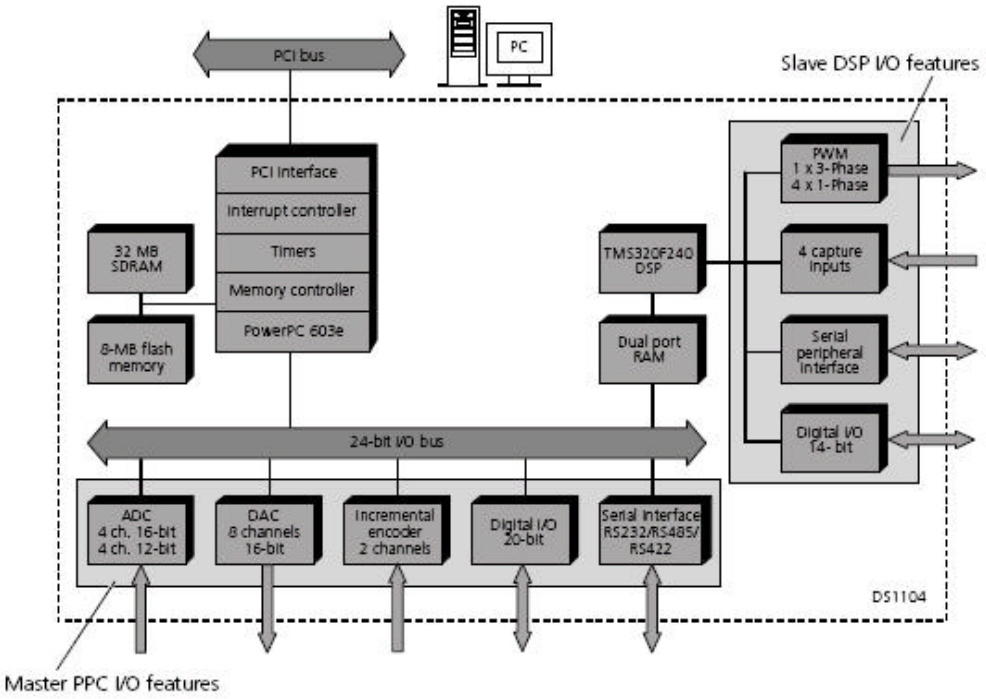


Figura 1.3: DS1104 R&D Controller Board de dSPACE

Además del microprocesador, la unidad principal de proceso tiene un controlador de interrupciones, un controlador sincrónico para la DRAM, varios temporizadores y una interfaz PCI.
El microprocesador controla las siguientes características de entrada/salida del DS1104:

- Unidad ADC.
- Unidad DAC
- Unidad de entrada/salida de bits
- Interfaz para el encoder incremental
- Interfaz serie

La tarjeta DS1104 dispone también de una unidad esclava de proceso cuyo núcleo consiste en un procesador DSP Texas Instruments TMS 320F240 DSP, trabajando a 20 Mhz con las siguientes características:

- Memoria de 4 Kx16 usada para comunicación con la unidad principal de proceso PPC.
- Unidad entrada/salida de bits
- Unidad de temporización entrada/salida
- Unidad de interfaz con los periféricos

Si está interesado en tener más información acerca de la tarjeta DS1104, refiérase al documento DS1104 R&D Controller Board Features de la firma dSPACE

2 Interfaz de Potencia

2.1 Introducción

La tarjeta con los inversores trifásicos para ser usada en el laboratorio de máquinas eléctricas ha sido diseñada para permitirnos la realización de una variedad de experimentos en máquinas AC/DC [12]. Las principales características de la tarjeta son:

- Dos inversores trifásicos PWM para un control completo y simultáneo de dos máquinas.
- Alimentación DC de bajo voltaje para reducir el peligro de choques eléctricos.
- Canales digitales de entrada PWM para control digital en tiempo real.
- Interfaz completa digital/análoga con la tarjeta dSPACE.

2.2Familiarización con la tarjeta.

El diagrama de bloques básico se muestra en la figura 2.4 y una fotografía de la tarjeta se muestra en la figura 2.5. Se anexa la identificación de varios componentes de la tarjeta en la tabla 2.1.

2.2.1Inversores

Cada inversor trifásico utiliza MOSFETS como elementos de conmutación. Las salidas trifásicas del primer inversor están marcadas A1, B1, C1 y los del segundo inversor están marcados A2, B2, C2.

2.2.2Voltajes de Alimentación

La alimentación de ± 12V se requiere para el manejo de las señales análogas. Esto se obtiene de una fuente aislada, la cual se acopla al conector J90. El interruptor S90 controla la potencia de la tarjeta. El led verde D70 indica si la tarjeta se encuentra debidamente alimentada. Los fusibles F90 y F95 sirven de protección para las fuentes de +12V y -12V respectivamente. Nótese que apagando el interruptor S90 las señales PWM que van a las compuertas de los inversores seguirán llegando.
La fuente de alimentación para los puentes trifásicos de los inversores se toma del bus de DC a través de un conversor Flyback.

2.2.3Medición de voltaje

Se han previsto puntos de prueba para observar los voltajes de salida de los inversores. El conector BNC VOLT DC se ha previsto para sensar el voltaje de DC del Bus de voltaje.

- Conecte un cable BNC al conector VOLT DC BNC.
- El factor de escalamiento del voltaje de entrada es 1/10

N°.	Componente	Código	Localización en la figura 2.5
1	Terminal + 42V	J1	A – 4
2	Terminal GND	J2	A – 3
3	Terminal fase A1	J3	D – 6
4	Terminal fase B1	J4	E – 6
5	Terminal fase C1	J5	G – 6
6	Terminal fase A2	J6	J – 6
7	Terminal fase B2	J7	K – 6
8	Terminal fase C2	J8	L – 6
9	Conector DIN para fuente ± 12V	J90	B – 2
10	Interruptor de alimentación	S90	C – 2
11	Fusible + 12V	F90	C – 2
12	Fusible -12V	F95	B – 2
13	Led indicador de alimentación	D70	C – 2
14	Led falla motor 1	D66	D – 2
15	Led falla motor 2	D67	L – 2
16	Led potencia digital	D68	I – 2
17	Interruptor principal	D69	B – 3
18	Inversor 1		D – 3 a G - 4
19	Inversor 2		I – 3 a L – 4
20	Condensador de acople DC inversor 1	C1	B – 5
21	Condensador de acople DC inversor 2	C2	G – 5
22	Driver IR2133 para inversor 1	U1	E – 2
23	Driver IR2133 para inversor 2	U3	J – 2
24	Fusible fuente digital	F2	G – 1
25	Conector de entrada dSPACE	P1	H – 1 e I – 1
26	Interruptor de reset	S1	L – 1
27	Sensor de corriente fase A1 (LEM)	CS2	C – 5
28	Sensor de corriente fase B1 (LEM)	CS3	D – 5
29	Sensor de corriente fase A2 (LEM)	CS5	H – 5
30	Sensor de corriente fase B2 (LEM)	CS6	J – 5
31	Sensor de corriente de acople de DC (LEM)	CS1	L – 5
32	Voltaje de DC	BNC5	B – 4
33	Corriente A1	BNC1	B – 3
34	Corriente B1	BNC2	C – 3
35	Corriente A2	BNC3	H – 3
36	Corriente B2	BNC4	I - 3

Tabla 2.1: Componentes de la tarjeta de los inversores trifásicos

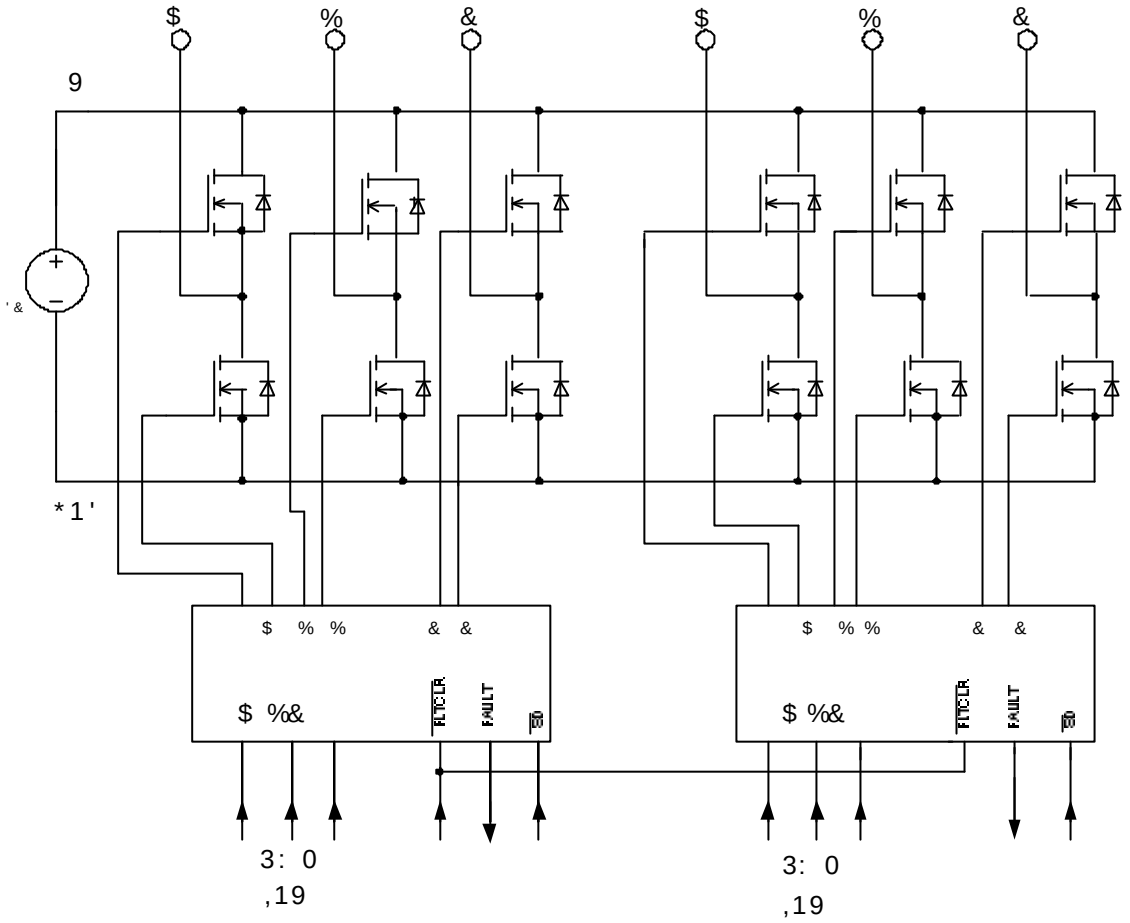


Figura 2.4: Diagrama de bloques de la tarjeta de los inversores trifásicos

2.2.4Medición de corriente

Se utilizan transformadores de corriente para medir la corriente de salida de los inversores. Solamente se sensan las corrientes de fase A y B. La corriente de la fase C Puede ser calculada usando la relación de corriente $I_a + I_b + I_c = 0$, Asumiendo que no hay conexión de neutro para las máquinas. La calibración del sensor de corriente es tal que cuando fluye 1 A por el mismo la salida es 0,5 V.
Para medir la corriente de fase A del inversor 1,

- Conecte el conector BNC a CURR A1

Para medir la corriente de salida de la fase B del inversor 1,

- Conecte el conector BNC a CURR B1

Para medir la corriente de salida de la fase A del inversor 2,

- Conecte el conector BNC a CURR A2

Para medir la corriente de salida de la fase B del inversor 2,

- Conecte el conector BNC a CURR B2

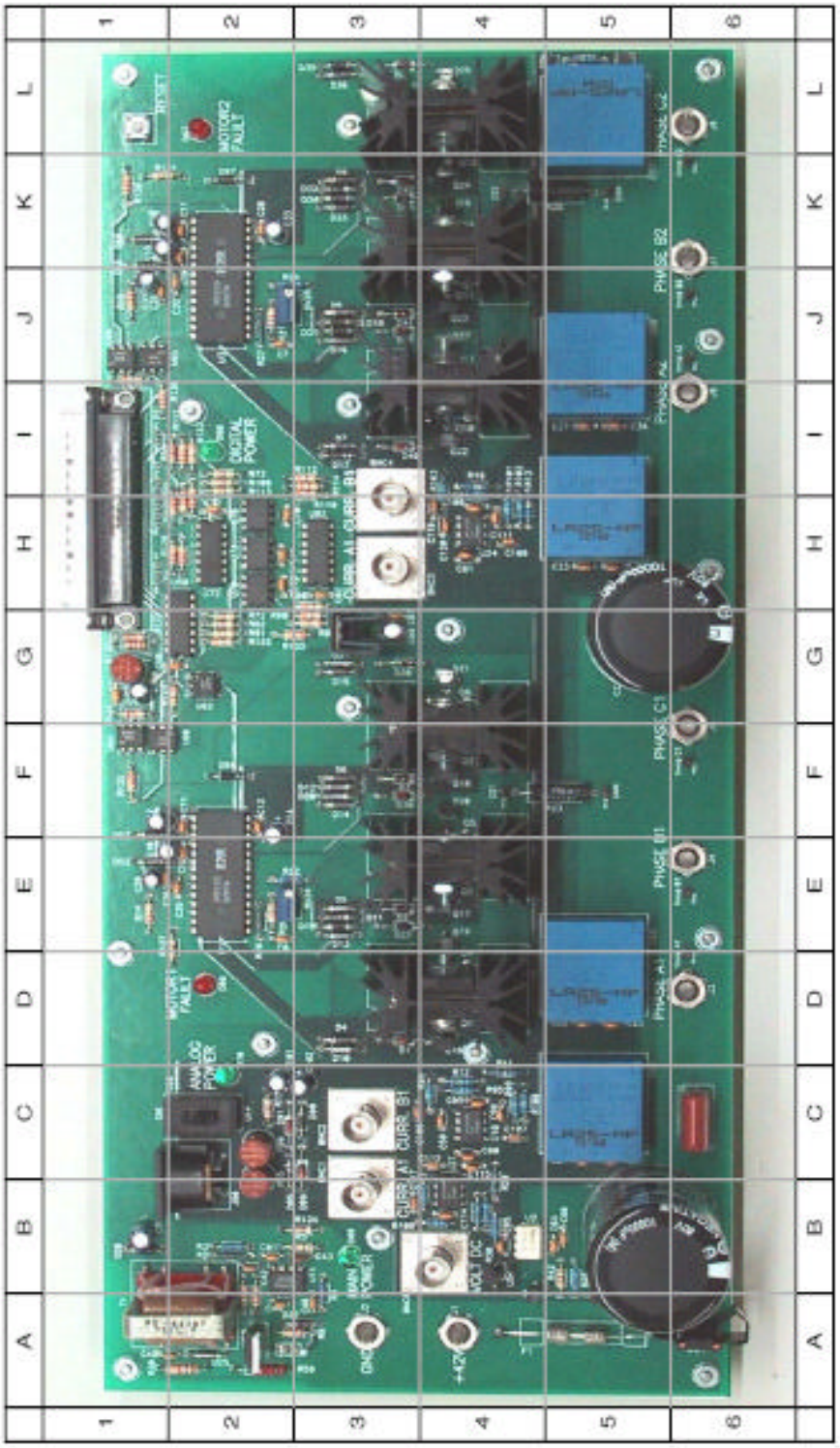


Figura 2.5: Tarjeta de la interfaz de potencia

Nº.	Identificación	Descripción
1	GND Digital	Tierra digital
2	FAULT 1	Falla en la salida del inversor 1
3	NC	Sin conexión
4	GND-Digital	Tierra digital
5	NC	Sin conexión
6	GND Digital	Tierra digital
7	PWM A1	Señal de la fase A del inversor 1
8	PWM B1	Señal de la fase B del inversor 1
9	PWM C1	Señal de la fase C del inversor 1
10	PWM A2	Señal de la fase A del inversor 2
11	PWM C2	Señal de la fase C del inversor 2
12	GND Digital	Tierra digital
13	GND Digital	Tierra digital
14	GND Digital	Tierra digital
15	GND Digital	Tierra digital
16	$\overline{SD_1}$	Señal de apagado para el inversor 1
17	$\overline{FLTCLR-IN}$	Señal de borrado de falla
18	VCC	
19	VCC	
20	GND Digital	Tierra digital
21	FAULT 2	Falla en la salida del inversor 2
22	NC	Sin conexión
23	NC	Sin conexión
24	NC	Sin conexión
25	GND Digital	Tierra digital
26	NC	Sin conexión
27	NC	Sin conexión
28	NC	Sin conexión
29	PWM B2	Señal de la fase B del inversor 2
30	GND Digital	Tierra digital
31	GND Digital	Tierra digital
32	GND Digital	Tierra digital
33	GND Digital	Tierra digital
34	NC	Sin conexión
35	$\overline{SD_2}$	Señal de apagado para el inversor 2
36	GND Digital	Tierra digital
37	GND Digital	Tierra digital

Tabla 2.2: Conector de 37 pines DSUB

2.2.5 Circuito de los excitadores de los inversores

Los inversores están manejados por los excitadores de puentes trifásicos. Las entradas PWM se aís lan antes de ser alimentadas a los excitadores.

2.2.6PWM / Señales digitales

El PWM y otras señales digitales para la tarjeta se suministran al conector de 37 pines DSUB. Para información sobre el conector ver la tabla 2.2

2.2.7Protección contra fallas

La tarjeta tiene protecciones de sobrecorriente para cada inversor. Una falla de sobrecorriente que ocurra en el inversor número 1 se indica por el led rojo “MOTOR FAULT 1”, mientras que una falla de sobrecorriente en el inversor número 2 se indica por el led rojo “MOTOR FAULT 2”. Cada vez que ocurra una falla se debe activar el interruptor de reset. Todas las fallas son reseteadas mediante este interruptor.

Parte II
Marco Teórico

3. Conversores dc-dc y dc-ac en modo de conmutación

3.1 Introducción

Dado que los conversores dc-dc y dc-ac y sus respectivos controladores son de vital importancia para poder entender y por lo tanto poder hacer desarrollos con el RCP, vamos a hacer un análisis teórico básico de los mismos.
Todos los excitadores de potencia requieren Unidades Procesadoras de Potencia (Power Processing Units -PPU) para convertir eficientemente el voltaje de entrada en un voltaje de salida con la amplitud la corriente y la frecuencia adecuada para alimentar motores eléctricos. Igual que en los amplificadores lineales, las unidades procesadoras de potencia amplifican las señales de control de entrada. Sin embargo, a diferencia de los amplificadores lineales las PPU utilizadas en los excitadores de potencia utilizan principios de electrónica de potencia de conmutación para alcanzar una gran eficiencia de energía, bajo costo, tamaño y peso. En este capítulo examinaremos los principios básicos del modo de conmutación, topologías y control para el procesamiento de la potencia eléctrica de una manera eficiente.

3.2 Unidades procesadoras de potencia (PPUs)

La figura 3.1 muestra el diagrama de bloques de la estructura más generalizada de las PPUs. La estructura consiste en un diodo rectificador seguido por un condensador de filtro para convertir el voltaje alterno de línea en DC. El conversor en modo de conmutación bajo la dirección del controlador suministra al motor los voltajes y corrientes de la forma adecuada (AC o DC).

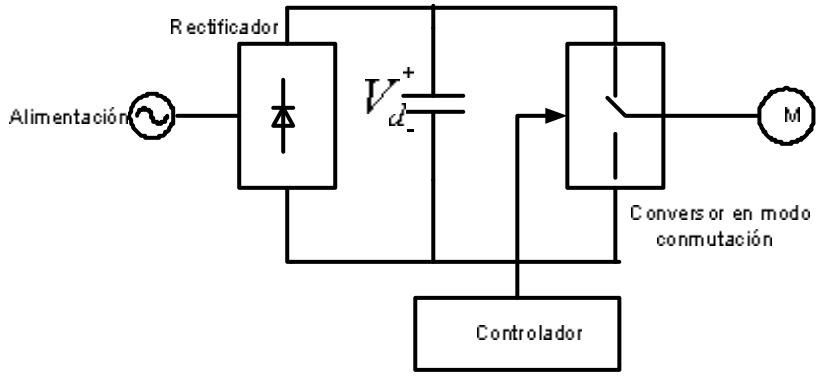


Figura 3.1: Diagrama de bloques de una PPU

3.2.1: El Rectificador

En el diagrama de bloques de la figura 3.1, el trabajo del rectificador es convertir el voltaje de AC (monofásico o trifásico)en un voltaje de DC sin ningún control sobre su magnitud. El condensador actúa como un filtro que reduce el rizado en el voltaje de salida Vd, el cual se asumirá como constante para nuestro análisis. La eficiencia de energía de este bloque es muy alta, aproximadamente del 99%.

La combinación rectificador-condensador puede ser vista como un circuito que se carga al voltaje de pico. Por lo tanto las formas de onda de la corriente que suministra la fuente de AC son muy distorsionadas.

3.2.2Conversores en modo de conmutación

El voltaje de DC, Vd (se asume constante), producido por la combinación rectificador-filtro se usa como voltaje de entrada para el conversor en modo de conmutación de la figura 3.1. La tarea de este conversor [13], dependiendo del tipo de motor, es suministrar una magnitud ajustable de voltaje de DC o AC sinusoidal al motor, amplificando la señal del controlador con una ganancia constante. El flujo de potencia a través del conversor conmutado, debe estar en capacidad de ser reversible. En conversores en modo de conmutación, como su nombre lo indica, los transistores son operados como interruptores: en corte o saturación.

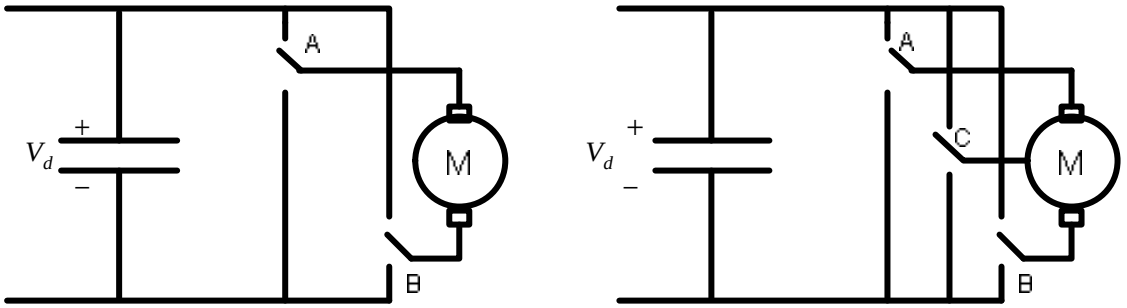
Los conversores en modo de conmutación usados para manejar motores de DC o AC pueden ser ilustrados sencillamente tal como aparecen en la figura 3.2a y 3.2b respectivamente donde cada interruptor de dos posiciones constituye un polo. El conversor DC-DC para motores DC de la figura 3.2a está compuesto por dos polos, mientras que el inversor DC a tres fases de la figura 3.2b para motores de AC está compuesto por tres polos.

Típicamente, las eficiencias de las PPU exceden el 95% y aun el 98% cuando se manejan grandes potencias. Por lo tanto, la eficiencia de la energía cuando se hacen excitadores de velocidad ajustable es comparable a la eficiencia obtenida cuando se conecta un motor directamente a la red.

3.3Análisis de conversores en modo de conmutación

Es suficiente concentrarnos en uno de los polos, por ejemplo el polo A de la figura 3.2. Tal como se ve en la figura 3.3 un polo puede ser considerado, el bloque básico de los conversores en modo de conmutación. Cada polo consiste en un interruptor de dos posiciones

(bien sea arriba o abajo) cuya implementación por medio de dos transistores y dos diodos será descrita más tarde.
El polo mostrado en la figura 3.3a tiene dos puertos: en un lado hay un puerto de voltaje a través del condensador, cuyo voltaje Vd no puede variar instantáneamente; además hay un puerto de corriente con el inductor serie cuya corriente Ia tampoco puede variar instantáneamente.



(a) (b)

Figura 3.2: Conversores en modo de conmutación para motores de (a) DC y (b) AC

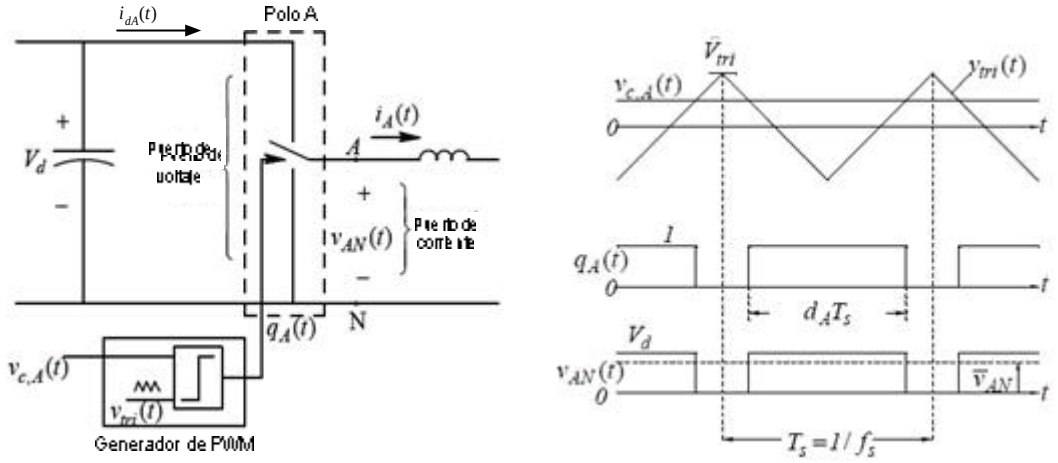
3.3.1 Modulación del ancho del pulso (PWM) para sintetizar el voltaje de salida

El objetivo del polo del conversor de la figura 3.3 es alcanzar el voltaje de salida (en el puerto de corriente) de tal manera que su valor promedio tenga el valor deseado. Como veremos más adelante, el polo tiene una ganancia constante, la cual amplifica el voltaje de control $V_{c,A}$, produciéndose así el voltaje de salida. Enseguida se explicará como se consigue esto [14,15].

El interruptor de dos posiciones recorta el voltaje DC de entrada convirtiéndolo en un tren de pulsos de voltaje como se ve en la forma de onda v_{AN} de la figura 3.3b, conmutando arriba o abajo a una rata de repetición constante (llamada frecuencia de conmutación f_S) típicamente en el rango de unos pocos kHz hasta 50 kHz. El valor promedio de esta forma de onda depende del ancho del pulso o duración (cuando v_{AN} es igual a Vd) en cada período de tiempo ($=\frac{1}{T_s}$). Sin embargo, el ancho del pulso como se discutirá más adelante depende del voltaje de control $V_{c,A}$. Dado que el voltaje de control modula el ancho del pulso, este proceso se llama modulación del ancho del pulso o PWM. De este modo, el voltaje promedio de salida del polo en la figura 4.3a depende del voltaje de control amplificado con una ganancia constante.

A pesar de la naturaleza pulsatoria (discontinua) del valor instantáneo del voltaje de salida v_{AN}(t), la inductancia serie en la salida del polo asegura que estos saltos de corriente $i_A(t)$ se disminuyan (se vuelve continua).

El proceso de modulación del ancho del pulso es muy sencillo, tal como se muestra en la figura 3.3a , el voltaje de control $V_{c,A}$ se compara con una señal triangular. El voltaje de control del nivel de la señal $V_{c,A}$ es generado por el controlador realimentado responsable de asegurar que el excitador suministre el torque necesario, la velocidad y la posición a la carga.



(a) (b)

Figura 3.3 (a) Polo A; (b) Formas de onda durante una conmutación

La señal triangular $v_{tri}(t)$ mostrada en las figuras 4.3a y 4.3b es producida por el generador de PWM. La frecuencia f_s de la señal triangular establece la frecuencia de conmutación del inversor. Los dos f_s y la amplitud $\hat{V}_{tri}$ de la señal triangular normalmente permanecen constantes.

3.3.2Análisis de un polo como bloque principal

Como muestra la figura 3.3a, el voltaje de control $v_{c,A}(t)$ se compara con una señal triangular generada internamente $v_{tri}(t)$. Basado en la salida del comparador de la figura 3.3a, la compuerta del excitador (no se muestra) hace que la conmutación del polo esté arriba si $v_{c,A}(t) > v_{tri}(t)$; de otra manera, el interruptor estará en la posición inferior. La salida del comparador puede ser descrita matemáticamente por medio de una función de conmutación $q_A(t)$, mostrada en la figura 3.3b la cual asume dos valores: 1 o 0. La comparación de las formas de onda de las señales de nivel $v_{c,A}$ y v_{tri} da como resultado la función matemática de conmutación $q_A(t)$, la cual genera el voltaje de salida del polo de la siguiente manera:

Si:

$$v_{c,A}(t) > v_{tri}(t) \Rightarrow q_A(t) = 1 \Rightarrow arriba \Rightarrow v_{AN}(t) = V_d \tag{3.1}$$

De otro modo:

$$q_A(t) = 0 \Rightarrow abajo \Rightarrow v_{AN}(t) = 0$$

De la ecuación 3.1 el voltaje de salida puede ser expresado simplemente como:

$$v_{AN}(t) = q_A(t) V_d \tag{3.2}$$

En el polo de la figura 3.3a, la corriente en el puerto de voltaje, i_{dA} es igual a i_A en la posición superior del interruptor, de otro modo es cero. De este modo, la función matemática de conmutación $q_A(t)$ relaciona la corriente de salida $i_A(t)$ con $i_{dA}(t)$ de la siguiente manera:

$$i_{dA}(t) = q_A(t)\, i_A(t) \tag{3.3}$$

Las ecuaciones 3.2 y 3.3 confirman que en los dos puertos de la figura 3.3a, las variables dependientes $v_{AN}(t)$ y $i_{dA}(t)$ están relacionadas con las respectivas variables independientes V_d e $i_A(t)$ por la función de conmutación $q_A(t)$.

3.3.3 Representación promedio del polo

En la figura 3.3b definimos la relación de trabajo (duty ratio) d_A del polo A como la relación del ancho del pulso (el intervalo durante el cual $q_A(t) = 1$ y el interruptor está en la posición de arriba) con el tiempo del período de conmutación T_s. Asumiendo que el voltaje V_d es constante, el valor promedio del voltaje de salida, el cual se muestra punteado en la figura 3.3b, se puede obtener integrando v_{AN} sobre el período de tiempo de conmutación y después dividiendo la integral por T_s:

$$\bar{v}_{AN} = \frac{1}{T_s}\int_{T_s} v_{AN}(t)dt = \frac{1}{T_s}\left[\int_0^{d_A T_s} V_d .dt + \int_{d_A T_s}^{T_s} 0.dt\right] = d_A V_d \tag{3.4}$$

Donde la barra "-" encima de v_{AN} indica que es el valor promedio del voltaje de salida durante el ciclo de conmutación. Este voltaje promedio depende linealmente de la relación de trabajo d_A. ¿Pero cómo este valor promedio depende del voltaje de control $v_{c,A}$? Nosotros podemos responder esta pregunta si podemos determinar de qué manera la relación de trabajo d_A depende del voltaje de control. En la figura 3.3b note que si $v_{c,A}(t) = \hat{V}_{tri}$, el interruptor estará en la posición de arriba durante todo el tiempo del período de conmutación. De este modo podemos escribir que si

$$v_{c,A}(t) = \hat{V}_{tri} \Rightarrow d_A = 1 \Rightarrow \overline{v}_{AN} = V_d \tag{3.5a}$$

En contraste, si $v_{c,A}(t) = -\hat{V}_{tri}$, el interruptor estaría "abajo" durante todo el período, de modo que si

$$v_{c,A}(t) = -\hat{V}_{tri} \Rightarrow d_A = 0 \Rightarrow \overline{v}_{AN} = 0 \tag{3.5b}$$

En el rango lineal, el voltaje de control permanece entre los picos positivos y negativos de la señal triangular $(-\hat{V}_{tri} \le v_{c,A} \le \hat{V}_{tri})$, dando como resultado una señal lineal a pedazos. De este modo, podemos utilizar los resultados de los dos puntos de operación obtenidos arriba para deducir una relación general entre el voltaje de control y la relación de trabajo del interruptor. Note de las ecuaciones 3.5a y 3.5b que la relación de trabajo cambia en una unidad para un cambio en el voltaje de control de $2\hat{V}_{tri}$ (de $-\hat{V}_{tri}$ a $\hat{V}_{tri}$). Esto define la pendiente de esta relación como:

$$\frac{\Delta d_A}{\Delta v_{c,A}} = \underbrace{\left(\frac{1}{2\hat{V}_{tri}}\right)}_{pendiente} \tag{3.6a}$$

Que nos permite expresar la relación lineal entre la relación de trabajo y el voltaje de control como:

$$d_A = \underbrace{\left(\frac{1}{2\hat{V}_{tri}}\right)}_{pendiente} v_{c,A} + offset \qquad (-\hat{V}_{tri} \le v_{c,A} \le \hat{V}_{tri}) \tag{3.6b}$$

Sustituyendo los resultados de uno de los puntos de operación (por ejemplo en la ecuación 3.5a, $v_{c,A} = \hat{V}_{tri}$ corresponde a $d_A = 1$) en la ecuación 3.6b, el offset puede ser calculado como ½. Sustituyendo el valor del offset en la ecuación 3.6b, tenemos la relación en el rango lineal de la variación del voltaje de control:

$$d_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{v_{c,A}}{\hat{V}_{tri}} \qquad (0 \le d_A \le 1) \tag{3.7}$$

Sustituyendo d_A de la ecuación 3.7 en la ecuación 3.4,

$$\overline{v}_{AN} = \underbrace{\left(\frac{V_d}{2}\right)}_{offset-dc} + \underbrace{\left(\frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}}\right)}_{k_{polo}} v_{c,A} \tag{3.8}$$

La ecuación 3.8 muestra que el voltaje de salida promedio en el puerto de corriente tiene un offset de $V_d / 2$ y que el polo amplifica la señal de control de entrada $v_{c,A}$ con una ganancia constante de

$$k_{polo} = \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}} \tag{3.9}$$

Combinando las ecuaciones 3.7 y 3.8 se confirma la ecuación 3.4 lo que muestra que el voltaje promedio de salida en el puerto de corriente puede ser controlado por la relación de trabajo d_A (la cual, a su vez depende del voltaje de control). Usualmente (por ejemplo sintetizando una señal sinusoidal de salida) el voltaje de control varía continuamente en el tiempo, pero muy lentamente si lo comparamos con la frecuencia de conmutación v_{tri}. Por lo tanto, la relación de trabajo en la ecuación 3.7 y el voltaje promedio de salida en la ecuación 3.8 pueden ser tratados como funciones continuas en el tiempo $d_A(t)$ y $\overline{v}_{AN}(t)$. Esto nos permite expresar 3.4 como:

$$v_{AN}(t) = d_A(t) V_d \tag{3.10}$$

Si se diseñan estos sistemas, debemos ser conscientes del hecho de que el valor instantáneo del voltaje de salida, además de su valor promedio contiene un componente de rizado de alta frecuencia (la frecuencia de conmutación). Debido a la inductancia del motor mostrada en la figura 3.3a en el puerto de corriente, la corriente resultante i_A es casi "plana" -una función continua del tiempo.

3.3.3.1 Corrientes $\overline{i}_A(t)$ y $\overline{i}_{dA}(t)$

Debido a la inductancia en serie en el puerto de corriente, la forma de onda de la corriente $i_A(t)$ es relativamente "plana" y consiste en segmentos lineales como se muestra en la figura 3.4a.

Con relación al valor promedio $\overline{i}_A(t)$ que se muestra punteada en la figura 3.4a, el valor pico a pico del rizado en $i_A(t)$ debe mantenerse bajo, de otra manera, esta sería una causa de pérdidas de potencia excesivas, y "pulsaciones" del torque en el motor.

Como una primera aproximación, podemos despreciar este rizado, lo cual nos permite asumir que el valor instantáneo de la corriente $i_A(t)$ es igual al valor promedio $\overline{i}_A(t)$, como se muestra en la figura 3.4b. En concordancia con la ecuación 3.3, la forma de onda de $i_{dA}(t)$ se muestra en la figura 3.4b.

Por lo tanto, siguiendo el procedimiento que nos lleva a las ecuaciones 4.4 y 4.10 podemos deducir una ecuación para el valor promedio $\overline{i}_{dA}$ en términos de $\overline{i}_A$ en la figura 3.4b:

$$\overline{i}_{dA}(t) = d_A(t) . \overline{i}_A(t) \tag{3.11}$$

Este valor promedio se muestra como una línea punteada en la figura 3.4b. Es posible mostrar que la relación en la ecuación 3.11 también es válida en la presencia de rizado en $i_A(t)$; el rizado se desprecia solamente para hacer la discusión un poco más sencilla.

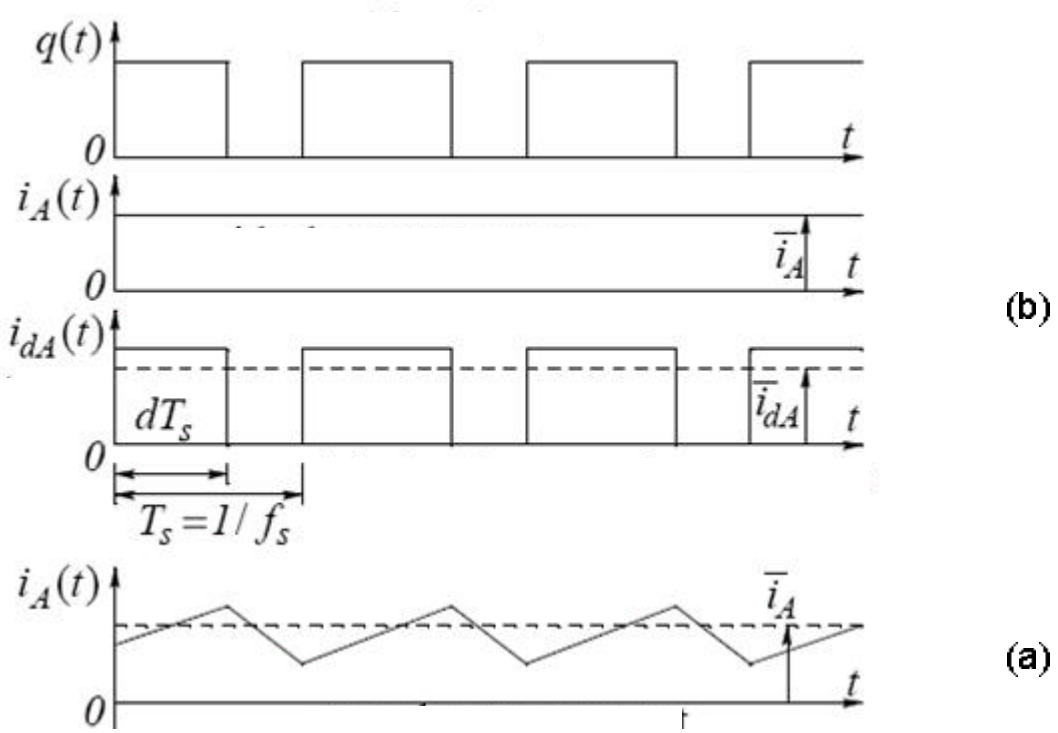


Figura 3.4: Formas de onda de corriente en los dos polos

3.3.3.2 Representación de un polo por un transformador ideal

Las ecuaciones 3.10 y 3.11 muestran que los voltajes y corrientes promedio en los dos puertos de un polo están relacionados por la relación de trabajo d_A. Por lo tanto, el polo de conmutación mostrado en la figura 3.5 puede ser representado en una base promedio, por medio de un transformador ideal mostrado en la figura 3.5b, donde los voltajes y corrientes de los dos lados están relacionados por la relación de transformación, similar a las ecuaciones 3.10 y 3.11.

La relación de transformación 1: $d_A(t)$ de este transformador electrónico puede ser variada continuamente en el tiempo, teniendo en cuenta que $d_A(t)$ en la ecuación 3.7 depende de la señal de control de entrada $v_{c,A}(t)$. Note que este no es un transformador real y es posible transmitir voltajes y corrientes de dc y de ac a través de él.

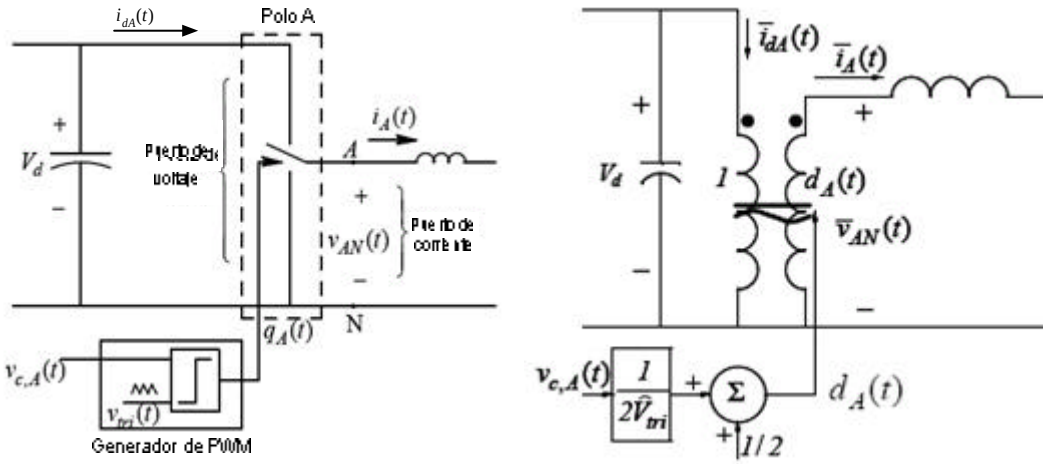
Este sencillo circuito equivalente de un transformador nos permite concentrarnos en los valores promedio que son del mayor interés. Sin embargo, nuevamente, no debemos perder de vista que estamos trabajando con un inversor en modo de conmutación, donde en cada ciclo de conmutación, el valor instantáneo del voltaje de salida $v_{AN}(t)$ y la corriente de entrada i_{dA} son pulsantes y además, son funciones discontinuas en el tiempo.

3.4 Polo del conversor como conversor de dos cuadrantes

En el conversor de un polo de la figura 3.5a, los voltajes v_{AN} y V_d no pueden tener polaridad inversa pero las corrientes i_A e i_{dA} pueden reversar su dirección. Este hecho hace del polo en la figura 3.5a un conversor de dos cuadrantes como se discutirá enseguida.

Para lograr una operación de cuatro cuadrantes (donde tanto el voltaje como la corriente de salida pueden cambiar de sentido) se necesita utilizar dos o tres de estos polos como se muestra en los conversores de la figura 3.2.

Para examinar la operación en dos cuadrantes, consideremos el polo conversor conectado al circuito de la figura 3.6a, el cual consiste en una fuente de voltaje E_a en serie con una inductancia L_A y una resistencia R_A en el puerto de corriente.



(a) (b)

Figura 3.5 Circuito equivalente de un polo simple, con un transformador ideal

Mientras examinamos esta operación en dos cuadrantes no estamos interesados en los componentes del rizado. Por lo tanto haremos uso de la representación promedio. De hecho, asumiremos que el sistema está operando en dc en estado estable; es decir, el voltaje de control y por lo tanto, el voltaje promedio de salida y E_a no están cambiando con el tiempo. En este estado estable de dc, como se muestra en la figura 3.6b, los valores promedio son representados con letras mayúsculas donde

$$I_a = \frac{V_{AN} - E_A}{R_a} = \frac{d_A V_d - E_a}{R_a} \tag{3.12}$$

Dado que $E_a > V_d$, como es siempre el caso, es posible controlar d_a (y por lo tanto V_{AN}) para hacer I_A positiva o negativa (es decir que fluya en los dos sentidos).

3.4.1 Operación por reducción "Buck"

La corriente positiva I_A (con $V_{AN} > E_a$) corresponde al flujo promedio de potencia en la dirección considerada positiva. Bajo estas condiciones, el inversor es en el modo de operación "buck". La expresión inglesa buck (corcoveo) se debe a que el voltaje de entrada es recortado o "tumbado" (bucked) por el conversor para producir un voltaje más bajo, y la potencia fluye del voltaje más grande V_d al voltaje más pequeño V_{AN} (y E_a).

3.4.2 Operación por elevación "Boost"

Ajustando el conmutador de la relación de trabajo d_a de tal modo que $V_{AN} > E_a$, I_A cambia de dirección y el flujo de potencia promedio es desde un voltaje más pequeño E_a (y V_{AN}) hacia un voltaje más grande V_d, implicando de este modo una operación "boost".

En cualquier caso, la representación promedio de un polo conversor de conmutación, en la figura 3.6 por un transformador ideal, es válida.

La discusión inmediatamente anterior nos muestra que el polo conversor de la figura 3.6a es capaz de operar en ambos modos: "buck y boost".

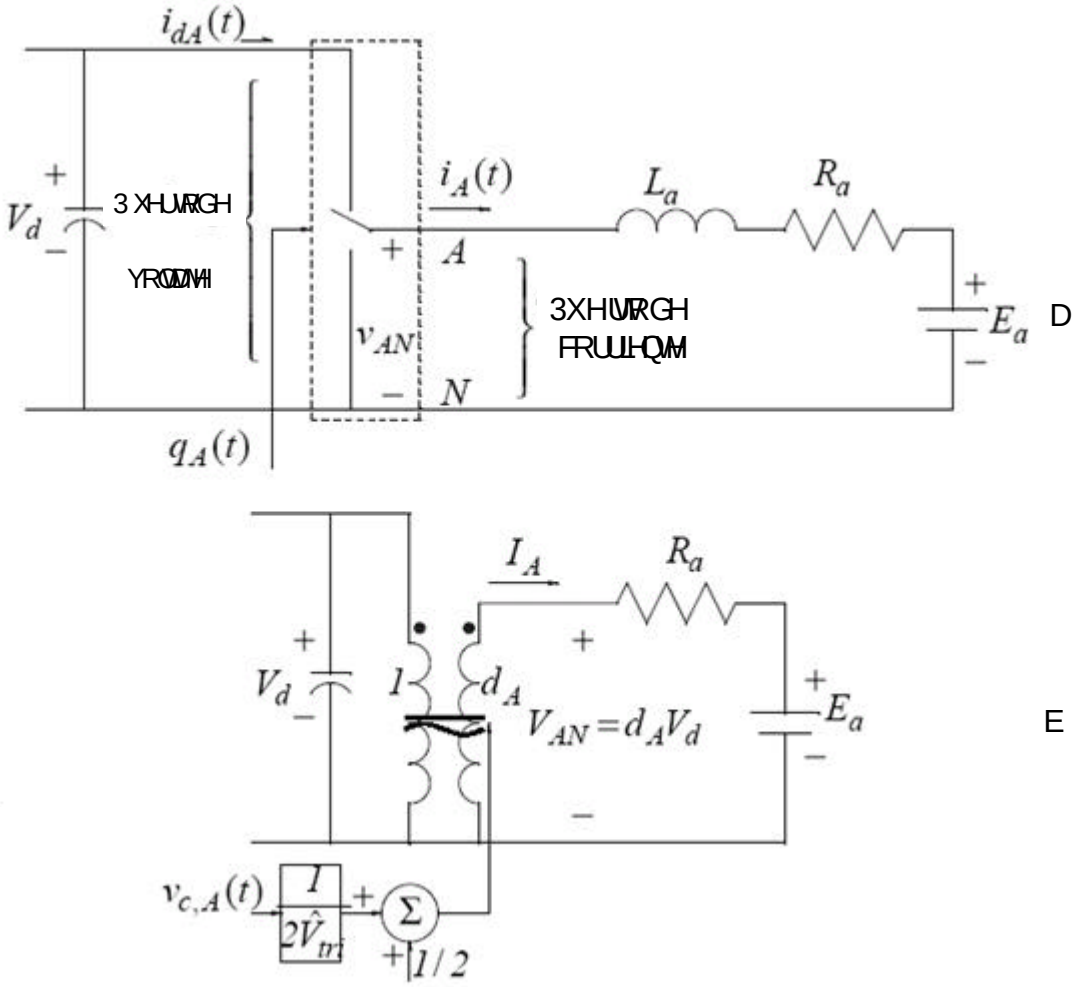


Figura 3.6: (a) Conversor de 2 cuadrantes; (b) Representación promedio

3.5Implementación de interruptores biposicionales

Hasta el momento hemos asumido para nuestra discusión interruptores biposicionales hipotéticos los cuales le dan al polo inversor una capacidad de flujo de potencia bidireccional operando en cualquiera de los dos modos (buck o boost). Este interruptor biposicional es implementado como se muestra en la figura 3.7a, donde el circuito de comando de la compuerta se omite por simplificación. En los transistores mostrados, si se les da la orden de conducir en la compuerta, la corriente puede fluir solamente en la dirección de la flecha.

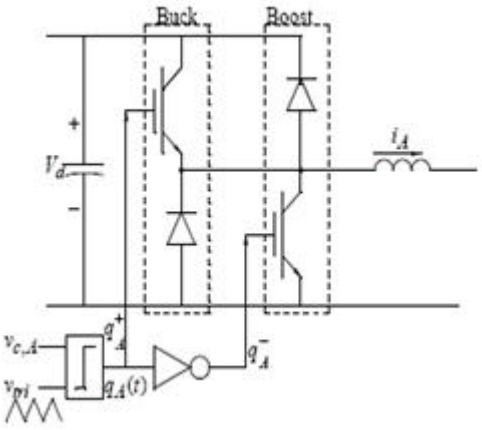
La combinación diodo-transistor mostrada en el lado izquierdo de la figura 3.7a, facilita la operación en modo de operación por recorte (buck) cuando i_A es positiva. La combinación diodo-transistor mostrada en el lado derecho de la figura 3.7a facilita la operación en modo boost cuando I_A es negativa. La función de conmutación $q_A(t)$ definida previamente deberá ahora ser considerada un conjunto de dos señales complementarias en el sentido de que:

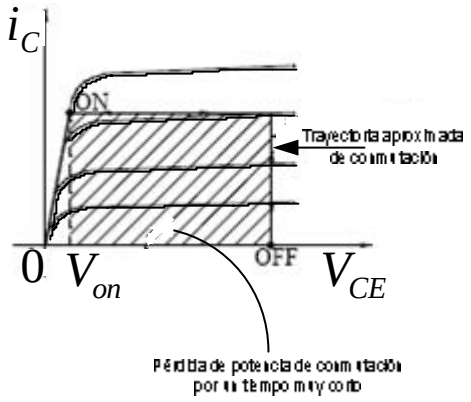
$$q_A^+(t) = q_A(t) \tag{3.16a}$$

Y

$$q_A^-(t) = \text{el complemento de } q_A(t) = 1 - q_A(t) \tag{3.16b}$$

Donde $q_A^+ = q_A$ controla la compuerta del transistor superior haciéndolo conducir cuando $q_A^+ = 1$, de otra manera, estará en corte. Similarmente, $q_A^-(t) = 1 - q_A$ controla el transistor inferior. Un pequeño "tiempo de blanqueo" introducido entre las dos señales complementarias de compuerta para evitar disparos accidentales será dejado de lado en nuestra discusión idealizada.





3.6Conversores en modo de conmutación para excitadores de . motores de AC y DC

Los conversores usados en excitadores de motores de DC y motores trifásicos consisten en dos polos y tres polos respectivamente, como se muestra en la figura 3.2. Utilizando la representación promedio de un polo discutida anteriormente podemos rápidamente describir los principios básicos de operación de esos conversores.

3.6.1 Conversores para motores de DC (cuatro cuadrantes)

El conversor-excitador de DC con dos polos se muestra en la figura 3.8a donde $v_c(t)$ es el voltaje de control suministrado por el control realimentado.

Para el polo A el voltaje de control es el mismo $v_c(t)$; esto es, $v_{c,A}(t) = v_c(t)$. Para el polo B el voltaje de control se hace igual al negativo de $v_c(t)$; o sea, $v_{c,B}(t) = -v_c(t)$. Comparando estos voltajes de control con la misma señal triangular nos da como resultado las funciones de conmutación $q_A(t)$ y $q_B(t)$, y las siguientes relaciones de trabajo para los dos polos: $d_A(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{v_c(t)}{\hat{V}_{tri}}$ y $d_B(t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}\frac{v_c(t)}{\hat{V}_{tri}}$ (3.17)

El inversor en términos de cantidades promedio se muestra en la figura 3.11, donde

$$\bar{v}_{AN}(t) = \frac{V_d}{2} + \frac{V_d(t)}{2\hat{V}_{tri}} \quad \text{y} \quad \bar{v}_{BN}(t) = \frac{V_d}{2} - \frac{V_d}{2\hat{V}_{tri}} v_c(t) \tag{3.18}$$

En los terminales de salida, el voltaje de salida es la diferencia entre los voltajes de salida del polo. Por lo tanto, como se muestra en la figura 3.8c:

$$\bar{v}_o(t) = \bar{v}_{AN}(t) - \bar{v}_{BN}(t) = \underbrace{\left(\frac{V_d}{\hat{V}_{tri}}\right)}_{k_{PWM}} v_c(t)$$

O

$$\bar{v}_o(t) = k_{PWM} v_c(t) \tag{3.19}$$

Donde en un conversor dc-dc para excitadores de motores de dc, la ganancia constante $\frac{\bar{v}_o}{v_c}$ es

$$k_{PWM} = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} \tag{3.20}$$

Para determinar la relación de transformación en la representación combinada de dos polos en la figura 3.8, podemos definir la relación de trabajo d(t) donde

$$d(t) = d_A(t) - d_B(t) = \frac{v_c(t)}{\hat{V}_{tri}} \qquad (-1 \le d(t) \le 1) \qquad (3.21)$$

Los ciclos de trabajo d_A y d_B están limitados al rango de 0 a 1 por su definición física, pero la relación de trabajo deducida tiene un rango de -1 a +1.

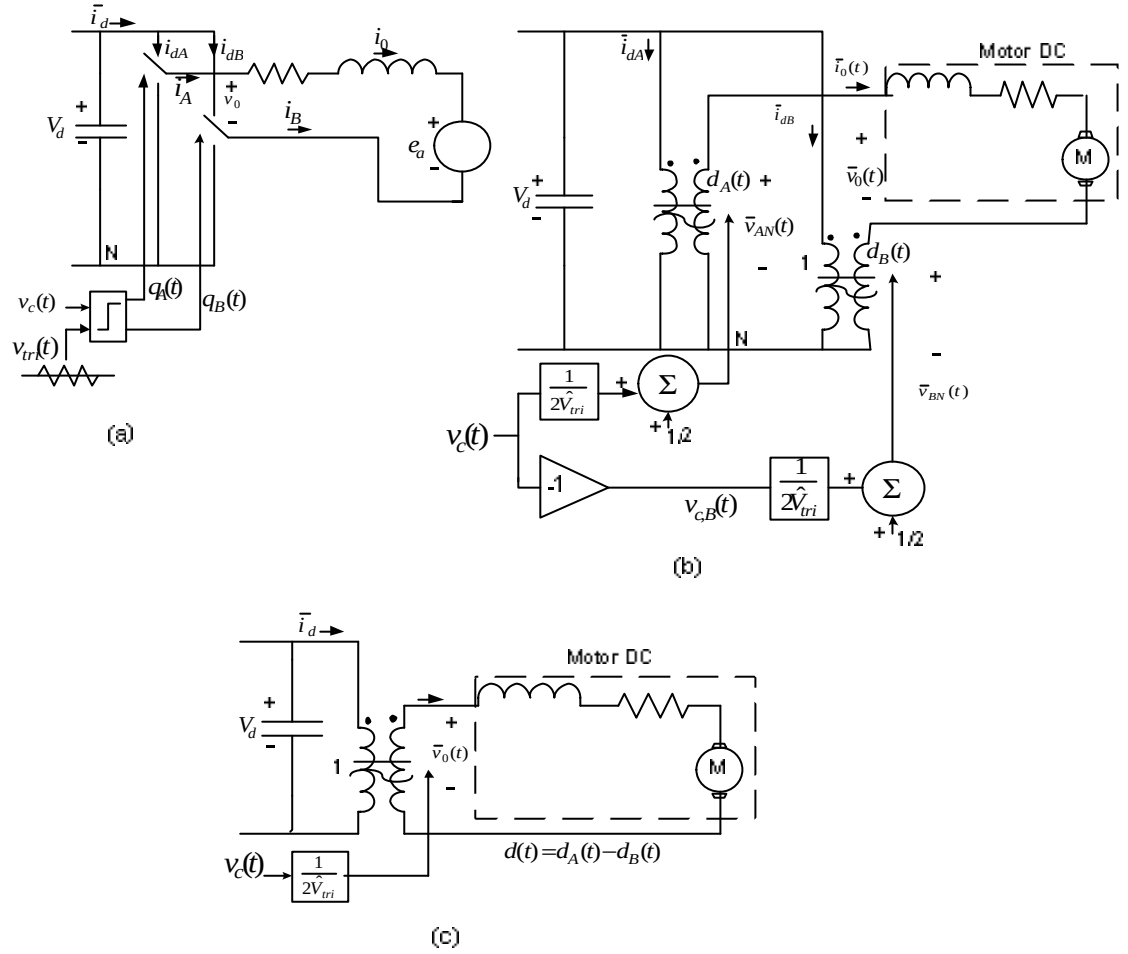


Figura 3.8: (a) Conversor de conmutación dc-dc para motores dc; (b) y (c) su representación promedio.

Las ecuaciones 3.19 y 3.20 muestran que el inversor dc-dc amplifica el voltaje de control con una ganancia constante k_{PWM} para producir un voltaje promedio de salida. Este voltaje promedio de salida puede ser positivo o negativo, dependiendo del voltaje de control. Aunque no se ha discutido específicamente la salida de corriente en el inversor de la figura 3.8 nosotros sabemos, de nuestra discusión previa que la corriente en un polo puede fluir en cualquier dirección independientemente de la polaridad del voltaje de salida.
Esto le da al inversor una capacidad de cuatro cuadrantes para excitar una máquina de dc con inversión de giro, trabajando como motor o como freno en modo regenerativo.