

UNIVERSIDAD NACIONAL DE SAN ANTONIO ABAD DEL CUSCO

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA,
INFORMÁTICA Y MECÁNICA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



TESIS

**APLICACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES EN EL CONTROL
VECTORIAL DQX DEL MOTOR SINCRONO DE IMAN PERMANENTE BAJO
VARIACIONES DE CARGA**

PRESENTADO POR:

Br.: FREDY TAPIA HUISA

Br.: LIDER ROJAS CCASA

**PARA OPTAR AL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRICISTA**

ASESOR:

Dr. Ing. DONATO MAMANI PARI

CUSCO – PERÚ

2025

INFORME DE ORIGINALIDAD

(Aprobado por Resolución Nro.CU-303-2020-UNSAAC)

El que suscribe, **Asesor** del trabajo de investigación/tesis titulada: APLICACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES EN EL CONTROL VECTORIAL DQX DEL MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE BAJO VARIACIONES DE CARGA

Presentado por: FREDY TAPIA HUISA DNI N° 45473488

presentado por: LIDER ROTAS CCASA DNI N°: 46248290

Para optar el título profesional/grado académico de INGENIERO ELECTRICISTA

Informo que el trabajo de investigación ha sido sometido a revisión por 1 veces, mediante el Software Antiplagio, conforme al Art. 6° del **Reglamento para Uso de Sistema Antiplagio de la UNSAAC** y de la evaluación de originalidad se tiene un porcentaje de 5 %.

Evaluación y acciones del reporte de coincidencia para trabajos de investigación conducentes a grado académico o título profesional, tesis

Porcentaje	Evaluación y Acciones	Marque con una (X)
Del 1 al 10%	No se considera plagio.	X
Del 11 al 30 %	Devolver al usuario para las correcciones.	
Mayor a 31%	El responsable de la revisión del documento emite un informe al inmediato jerárquico, quien a su vez eleva el informe a la autoridad académica para que tome las acciones correspondientes. Sin perjuicio de las sanciones administrativas que correspondan de acuerdo a Ley.	

Por tanto, en mi condición de asesor, firmo el presente informe en señal de conformidad y **adjunto** las primeras páginas del reporte del Sistema Antiplagio.

Cusco, 21 de JULIO de 2025

Firma

Post firma Dr. Donato Mamani Poni

Nro. de DNI 23876507

ORCID del Asesor 0000-0002-0998-3124

Se adjunta:

1. Reporte generado por el Sistema Antiplagio.
2. Enlace del Reporte Generado por el Sistema Antiplagio: oid: 27259:473485763

FREDY-LIDER TAPIA-ROJAS

fredy&lider_tesis_REPOSITORIO.pdf

 Universidad Nacional San Antonio Abad del Cusco

Detalles del documento

Identificador de la entrega

trn:oid:::27259:473485763

Fecha de entrega

13 jul 2025, 5:39 a.m. GMT-5

Fecha de descarga

13 jul 2025, 5:59 a.m. GMT-5

Nombre de archivo

fredy&lider_tesis_REPOSITORIO.pdf

Tamaño de archivo

2.9 MB

157 Páginas

29.450 Palabras

167.827 Caracteres

5% Similitud general

El total combinado de todas las coincidencias, incluidas las fuentes superpuestas, para ca...

Filtrado desde el informe

- Coincidencias menores (menos de 20 palabras)
- Base de datos de Crossref
- Base de datos de contenido publicado de Crossref

Exclusiones

- N.º de fuentes excluidas
- N.º de coincidencias excluidas

Fuentes principales

- 5%  Fuentes de Internet
- 0%  Publicaciones
- 2%  Trabajos entregados (trabajos del estudiante)

Marcas de integridad

N.º de alertas de integridad para revisión

No se han detectado manipulaciones de texto sospechosas.

Los algoritmos de nuestro sistema analizan un documento en profundidad para buscar inconsistencias que permitirían distinguirlo de una entrega normal. Si advertimos algo extraño, lo marcamos como una alerta para que pueda revisarlo.

Una marca de alerta no es necesariamente un indicador de problemas. Sin embargo, recomendamos que preste atención y la revise.



DONATO MAMANI PARI
ASESOR DE TESIS

Presentación

Señor:

Decano de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Informática y Mecánica.

Señores Dictaminantes y Replicantes.

En concordancia y cumplimiento del reglamento de grados y títulos vigente y con el objeto de optar al título profesional de Ingeniero Electricista, se pone a su consideración la presente tesis intitulada:

**APLICACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES EN EL CONTROL
VECTORIAL DQX DEL MOTOR SINCRONO DE IMAN PERMANENTE BAJO
VARIACIONES DE CARGA**

Br. Fredy Tapia Huisa

Br. Líder Rojas Ccasa

Dedicatoria

A Dios, fuente inagotable de fortaleza y sabiduría, quien iluminó mi camino en los momentos de incertidumbre y me dio la perseverancia para superar cada desafío. Sin su guía, este logro no habría sido posible.

A mi querida familia, por ser el pilar fundamental en mi vida. A mis padres, por su amor incondicional, sus consejos sabios y su apoyo constante, incluso en los momentos más difíciles. A mis hermanos, por su aliento y motivación, recordándome siempre la importancia de esforzarme por mis metas.

Esta tesis es el reflejo de su confianza en mí, y a ellos les dedico este logro con todo mi amor y gratitud.

Fredy Tapia Huisa

A Dios, por ser mi faro en la oscuridad y la roca firme sobre la cual me sostengo. Su presencia en mi vida me ha brindado el valor y la esperanza necesarios para enfrentar este desafío.

A mi familia, por su amor infinito y su apoyo incondicional. A mis padres, que con su ejemplo me enseñaron el valor del esfuerzo y la perseverancia, y a mis seres queridos, cuya confianza en mí ha sido mi mayor motivación.

Este trabajo es un reflejo de su fe en mí y un tributo a todo lo que hemos construido juntos.

Líder Rojas Ccasa

Agradecimientos

En primer lugar, agradecemos a Dios, quien con su infinita bondad y sabiduría ha guiado cada paso en este arduo pero enriquecedor camino académico, dándome fortaleza y esperanza en los momentos más difíciles.

A nuestra familia, por ser el pilar fundamental en nuestra vida, por su amor incondicional, apoyo constante y confianza en nuestras capacidades. Su presencia ha sido nuestra mayor motivación para culminar este trabajo.

A nuestro asesor, Dr. Ing. Donato Mamani Parí, por su dedicación, paciencia y guía invaluable en cada etapa de esta tesis. Su conocimiento y orientación han sido esenciales para alcanzar este logro académico.

Finalmente, a nuestros amigos y compañeros, quienes han estado a mi lado brindándome palabras de aliento, compartiendo experiencias y demostrando que la verdadera amistad trasciende cualquier desafío.

A todos ustedes, mi más sincero agradecimiento por formar parte de este logro.

Los tesisistas.

Resumen

El presente trabajo tiene como objetivo aplicar una herramienta computacional de un sistema de control vectorial **aplicado en los ejes DQX**, adaptado para garantizar la **estabilidad angular** del **motor síncrono de imanes permanentes (PMSM)** bajo variaciones dinámicas de carga.

También aborda la aplicación de herramientas computacionales en el diseño, simulación y análisis del control vectorial DQX aplicado a motores síncronos de imán permanente (PMSM) en condiciones de variación de carga. Se emplean plataformas como MATLAB/Simulink para modelar el comportamiento dinámico del motor y validar el desempeño del control vectorial extendido DQX, el cual introduce una componente adicional (eje x) a la tradicional transformación DQ, permitiendo un control más preciso frente a perturbaciones. El enfoque computacional permite simular escenarios con cargas variables, evaluar la respuesta transitoria y verificar la estabilidad del sistema. Los resultados obtenidos muestran mejoras en la regulación de velocidad y par, así como una reducción del rizado de corriente, lo que valida la efectividad del uso de herramientas digitales para el desarrollo de estrategias de control avanzadas en sistemas de propulsión eléctrica de alta eficiencia.

A través de herramientas computacionales avanzadas como **MATLAB/Simulink**, se desarrolla un modelo que integra la representación matemática del motor y estrategias de control vectorial que permiten simular y optimizar el comportamiento dinámico del sistema en condiciones operativas reales. El enfoque **DQX** amplía el control tradicional en los ejes **D-Q**, incluyendo un tercer eje auxiliar para abordar los efectos de las perturbaciones de carga en la estabilidad angular.

Este diseño busca contribuir al avance de los sistemas de control de velocidad en motores eléctricos, mejorando su desempeño en aplicaciones industriales donde la estabilidad angular es crítica.

Palabras claves: Herramientas computacionales, Control vectorial DQX, variaciones de carga, motor síncrono, corrientes I_{qx} e I_{dx} .

Índice General

Resumen.....	5
Índice General	7
Índice de figuras.....	11
Índice de Tablas	13
Índice de abreviaturas	14
CAPÍTULO. I.....	17
1. Aspectos Generales	17
1.1 Introducción.....	17
1.2 Planteamiento del problema.....	18
1.3 Formulación del Problema	19
1.3.1 Problema General.	19
1.3.2 Problema Específicos.	19
1.4 Objetivos de la Tesis.....	19
1.4.1 Objetivo General.....	19
1.4.2 Objetivos específicos.....	19
1.5 Justificación del Estudio	20
1.5.1 Valor Teórico.....	20
1.5.2 Utilidad Metodológica.....	20
1.5.3 Implicancias Practicas.	21
1.5.4 Conveniencia.	22
1.6 Alcances y Limitaciones.....	22
1.6.1 Alcances.....	22
1.6.2 Limitaciones.	23
1.7 Hipótesis	23
1.7.1 Hipótesis general	23
1.7.2 hipótesis específicas	23
1.8 Variables e indicadores.....	24
1.8.1 Variables Dependientes	24
1.8.2 Variables Independientes.....	24
1.8.3 Indicadores.....	24
1.9 Método de la Investigación	24
1.9.1 Población y Muestra	25
1.9.2 Técnicas de Recolección y Análisis de Datos	25
1.9.3 Procesamiento de Datos.....	26

1.10	Matriz de Consistencia.....	28
1.11	Matriz de Operacionalización de Variables.....	29
CAPÍTULO. II		30
2.	Marco Teórico.....	30
2.1	Introducción.....	30
2.2	Definiciones Básicas.	31
2.3	Antecedentes.	32
2.3.1	Antecedentes Internacionales.	32
2.3.2	Antecedentes Nacionales	34
2.4	Maquina Síncrona.....	35
2.4.1	Estructura.....	36
2.4.2	Ventajas.	37
2.4.3	Desventajas.	37
2.4.4	Aplicaciones.	37
2.4.5	Principio de Funcionamiento de una Máquina Síncronica.....	38
2.4.6	Generación del Campo Magnético.	38
2.4.7	Excitación del Rotor.	39
2.4.7.1	Rotor	39
2.4.7.3	Producción de Torque.	39
2.4.7.4	Control de la Potencia Reactiva.....	40
2.5	Maquina Síncrona de Imán Permanente.	40
2.5.1	Estator.....	41
2.5.2	Rotor	41
2.5.3	Carcasa.....	43
2.5.4	Rodamientos	43
2.5.5	Sensores	44
2.5.6	Imanes Permanentes (Rotor)	44
2.6	Control Vectorial.....	45
2.6.1	Formación de los Vectores Espaciales y su Filosofía de Orientación Vectorial	46
2.6.2	Estructuras de Control Orientadas por Vectores para Sistemas que Utilizan Máquinas de CA Trifásicas.	49
2.7	Estabilidad Angular en Motores Síncronos	53
2.7.1	Principio de funcionamiento del motor síncrono	54
2.7.2	Estabilidad angular en motores síncronos	54
2.7.3	Comparación con generadores síncronos	56
2.7.4	Factores que Afectan la Estabilidad Angular en Máquinas Síncronas	56
2.7.5	Inercia del rotor	56
2.7.6	Torque mecánico y eléctrico.....	57
2.7.7	Condiciones operativas de la carga	58

2.7.8	Impedancias del sistema eléctrico	59
2.8	Introducción a la Simulación Computacional	59
2.8.1	Método de Integración Numérica.	60
2.8.2	Implementación del Control Vectorial DQX en Simulink	60
2.8.3	Algoritmo de Control en Simulink.	61
2.8.4	Análisis de Simulación Bajo Variaciones de Carga.	61
2.9	MATLAB y Simulación como Herramienta de Simulación.....	61
2.9.1	Modelado del Sistema en MATLAB/Simulink.	61
2.9.2	Implementación del Modelo en Simulink.	62
2.9.3	Resultados de Simulación en MATLAB	62
CAPÍTULO. III.....		63
3.	Control PID Aplicado a Maquinas Síncronas.....	63
3.1	Introduccion.....	63
3.2	Control PID.....	64
3.2.1	El Principio de Retroalimentación.....	64
3.2.2	Diagrama de Bloques.....	65
3.2.3	Importancia de la Retroalimentación.....	65
3.2.4	Control On-Off	66
3.2.5	CONTROL PROPORCIONAL (P).....	67
3.2.6	Análisis Estático de Sistemas de Realimentación	70
3.2.7	Estructura del control PID	73
3.2.8	Modulación Por Ancho de Pulsos (Pwm).....	84
CAPÍTULO. IV		107
4.	Modelamiento Matemático de la Maquina PMSM	107
4.1	Introducción.....	107
4.2	Transformada de Park y Clarke.....	108
4.2.1	Transformada de Clarke	108
4.2.2	Transformada de Clarke inversa.....	109
4.2.3	Transformada de park	111
4.2.4	Transformada inversa de park	111
4.3	Modelo abc de la máquina de imán permanente con imán en la superficie	114
4.4	Transformaciones de coordenadas y modelos vectoriales de la maquina.....	118
4.5	Aplicación de las Transformaciones de Coordenadas en el Modelo de la Máquina.	120
4.5.1	Aplicación de la Transformación $\alpha\beta 0$	120
4.5.2	Aplicación de la Transformación DQ con Ángulo de los Ejes DQ Igual al Ángulo del Rotor de la Máquina.	122
4.5.3	Implementación en Simulink.....	127

4.5.4 Obtención de las ganancias K_p y K_i	128
CAPÍTULO. V.....	139
5. Análisis y discusión de Resultados de Simulación.	139
5.1 Introducción.....	139
5.2 Caso de Estudio 1:	140
5.3 Caso de Estudio 2:	142
5.4 Estabilidad Angular Bajo Variaciones de Carga:	145
5.5 Discusión de Resultados - Simulación	148
CONCLUSIONES.....	150
RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS	151
BIBLIOGRAFIA.....	152
ANEXOS.....	154

Índice de figuras

Figura 1.1 Maquina Síncrona que se usa en Muestra.	25
Figura 2.1 Formación del vector de corriente del estator a partir de las corrientes de fase.....	46
Figura 2.2 Vector de las corrientes del estator de IM en el estator - coordenadas fijas y de campo.	47
Figura 2.3 Adquisición de los componentes de corriente sincrónica de campo.	51
Figura 2.4 Vectores de la corriente del estator y del rotor.....	52
figura 3.1 Diagrama de bloque de proceso.	66
figura 3.2 Características de control ideal A, Características modificados B. y con histéresis C. 67	
Figura 3.3 Característica de un controlador proporcional. La entrada es el error de control e y la salida es la señal de control u.....	70
Figura 3.4. Característica de processo estático. Muestra la salida del proceso como una función de la entrada del proceso en condiciones estáticas.	71
Figura 3.5 Determinación del equilibrio a partir de las características estáticas del proceso y del controlador.	72
Figura 3.6 Diagrama de bloques de un lazo de retroalimentación simple.	76
Figura 3.7 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional.	77
Figura 3.8 Implementación de la acción integral como una retroalimentación positiva alrededor de un retraso.....	79
Figura 3.9 Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional e integral. La función de transferencia del proceso es $GS = s + 1 - 3$ y la ganancia del controlador es K=1. 80	
Figura 3.10 Interpretación de la acción derivativa como control predictivo, donde la predicción se obtiene mediante extrapolación lineal.	82
Figura 3.11. Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional, $GS = s + 1 - 3$ integral y derivativo. La función de transferencia del proceso es, la ganancia del controlador es K=3, y el tiempo integral es $T_i=2$. El diagrama superior muestra el valor.....	83
Figura 3.12. Modulación PWM.	84
Figura 3.13 Distintos duty-cycle.....	87
Figura 3.14 Circuito ejemplo.	87
Figura 3.15 PWM1 y PWM2 activas a nivel alto sin tiempo muerto.....	89
Figura 3.16 Salidas PWM1 y PWM2 activas a nivel alto con tiempos muertos.	89

Figura 3.17 Salidas PWM1 y PWM2 activas a nivel bajo con tiempos muertos.	90
Figura 3.18 PWM1 (activa a nivel alto) y PWM2 (activas a nivel bajo) con tiempos muertos o viceversa.	90
Figura 3.19 PWM1 (activa a nivel bajo) y PWM2 (activas a nivel alto) con tiempos muertos o viceversa.	91
Figura 3.200 Inversor de puente medio.	100
Figura 3.21 Inversor de fase con dos dispositivos de potencia en serie.	103
Figura 3.22 Inversores monofásicos en puente.	106
Figura 4.1 Sistema trifásico y sistema de referencia $\alpha\beta$	110
figura 4.2 Marco de referencia $\alpha\beta$ y DQ.	112
figura 4.3 Sistema trifásico y sistema de referencia $\alpha\beta$	113
Figura 4.4 Maquina síncrona de imán permanente con ejes de referencia.	115
Figura 4.5 Implementación de control para corriente y velocidad.	127
Figura 5.1 Curva de velocidad de referencia y medida	140
Figura 5.2 Señal de torque.	140
Figura 5.3 Corriente aplicada a la máquina.	141
figura 5.4 Corriente i_{qx} e i_{dx}	142
Figura 5.5 Curva de velocidad de referencia y medida.	142
Figura 5.6 Curva de torque.	143
Figura 5.7 Corrientes en abc	144
Figura 5.8 Corrientes i_{dx} e i_{qx}	145
Figura 5.9 Curva de velocidad medida y de referencia.	146
Figura 5.10 Curva de torque.	146
Figura 5.11 comportamiento de las corrientes en abc.	147
figura 5.12 Comportamiento de las corrientes en DQX.	148

Índice de Tablas

Tabla 1.1 Matriz de Consistencia.....	28
Tabla 1.2 Matriz de Operacionalización de Variables.....	29
Tabla 3.1 Configuración de dispositivos de potencia - Configuración de salidas PWM	104

Índice de abreviaturas

PMSM: permanent magnet synchronus machine (Máquina Síncrona de Iman Permanente)	f = es la frecuencia en Hertz (Hz).
Vs - Tensión del Estator	P = es el número de polos de la máquina.
E - Fuerza Electromotriz (FEM) Inducida	u_s, u_r , voltajes del estator y rotor
Is - Corriente del Estator	ψ_r flujo del rotor
jXsIs - Reactancia Síncrona	ψ_p flujo del polo
RsIs - Caída de Tensión en la Resistencia del Estator	m_M : Par motor
Vt - Tensión Terminal	z_p : Número de pares de polos
δ - Ángulo de Carga	$\psi_{rd}, \psi_p = \psi_p$: Flujo del rotor y flujo del polo (para IM, PMSM)
θ - Ángulo de Desfase	i_{sd}, i_{sq} : Componentes directa y en cuadratura de la corriente del estator
FOC - Field-Oriented Control	L_m, L_r : Inductancia mutua e inductancia del rotor, Con $L_r = L_m + L_{rr}$ (L_{rr} : Inductancia de fuga del rotor)
i_q : corriente en el eje de cuadratura	T_r : Constante de tiempo del rotor con $T_r = L_r/R_r$ (R_r : Resistencia del rotor)
i_d : corriente en el eje directo	S : Operador de Laplace
VSI : inversor de fuente de voltaje	
Ns = velocidad sincrónica en revoluciones por minuto (rpm).	

$i_{s\alpha}$: corriente en el estator en el eje
alpha

$i_{s\beta}$: corriente en el estator en el eje
beta

DFIM: generador de inducción
doblemente exitado

m_G : Torque del generador

Ψ_{sq}, ψ_s : Flujo del estator

i_s : Vector de la corriente del estator

i_{rd}, i_{rq} : Componentes directas y en
cuadratura de la corriente del rotor

L_m, L_s : Inductancia mutua e
inductancia del estator, con $L_s = L_m + L_{\sigma s}$
($L_{\sigma s}$: inductancia de fuga del estator)

- V es la tensión aplicada al estator,

- E es la fuerza electromotriz inducida
en el rotor,

- X_s es la reactancia síncrona del
motor,

- δ es el ángulo de carga.

u_{max} y u_{min} : variable de control

K: Ganancia del controlador

Pb: Banda proporcional

u : característica del controlador

Y_{sp} : salida del proceso

K: ganancia del controlador

T_i : tiempo integral

T_d : tiempo derivativo

x : representa la variable del proceso

G_s : función de transferencia del
proceso

PWM: modulación por ancho de
pulso

Φ_{tsa} : flujo magnético de la fase a

F_{ra} : fuerza contra electromotriz

P_{rotor} : potencia mecánica
desarrollada en el rotor

ω_m : velocidad mecánica

$v_{\alpha\beta}$: tensión aplicada al estator representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $v_{\alpha} + jv_{\beta}$);

v_0 : componente cero de la tensión aplicada al estator;

$i_{\alpha\beta}$: corriente del estator representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $i_{\alpha} + ji_{\beta}$);

i_0 : componente cero de la corriente del estator;

$Fr_{\alpha\beta}$: forma de onda de FEM normalizada, representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $Fr_{\alpha} + jFr_{\beta}$);

Fr_0 : componente cero de la forma de onda de FEM normalizada.

vdq : tensión aplicada al estator representada en los ejes DQ (forma compleja: $vd + jvq$);

idq : corriente del estator representada en los ejes DQ (forma compleja: $id + jiq$);

$Frdq$: forma de onda de FEM normalizada, representada en los ejes DQ (forma compleja: $Frd + jFrq$).

v_{dqx} : tensión aplicada al estator representada en los ejes DQX (forma compleja: $vdx + jvqx$);

i_{dqx} : corriente del estator representada en los ejes DQX (forma compleja: $idx + jiqx$);

Fr_{dqx} : forma de onda de la FEM normalizada, representada en los ejes DQX (forma compleja: $Frdx + jFrqx$).

CAPÍTULO. I

1. Aspectos Generales

1.1 Introducción

En este capítulo se desarrollan los fundamentos necesarios para contextualizar y estructurar el estudio. Inicialmente, se presentan los aspectos generales que incluyen el planteamiento del problema, donde se describe la situación que da origen a la investigación y se formulan los problemas de estudio, tanto general como específicos.

Posteriormente, se establecen los objetivos de la investigación, diferenciando el objetivo general que guía el trabajo y los objetivos específicos que delimitan las metas puntuales a alcanzar.

La justificación del estudio aborda el valor teórico, la utilidad metodológica, las implicancias prácticas y la conveniencia de la investigación, destacando su relevancia en el campo de los motores eléctricos y los sistemas de control de velocidad avanzados.

Asimismo, se definen los alcances y limitaciones del proyecto, permitiendo comprender hasta dónde es posible extender los resultados y cuáles son las restricciones del estudio. Se presentan las hipótesis generales y específicas, que orientan la validación de los resultados esperados.

El capítulo también incluye la identificación de las variables independientes y dependientes, así como sus indicadores, esenciales para estructurar el análisis y la evaluación del sistema propuesto.

Por último, se describe el método de investigación utilizado, abarcando aspectos como la población y muestra, las técnicas de recolección y análisis de datos, y el procesamiento de los

mismos. Este apartado concluye con la matriz de consistencia, que sintetiza la relación entre los objetivos, hipótesis y variables del estudio.

De esta manera, este capítulo proporciona el marco necesario para comprender el enfoque de la investigación y su desarrollo en los capítulos posteriores.

1.2 Planteamiento del problema

En los sistemas eléctricos modernos, el control de velocidad de las máquinas síncronas de imán permanente (PMSM) es esencial para garantizar un funcionamiento eficiente y estable, especialmente en aplicaciones que requieren alta precisión y fiabilidad, como la generación de energía, la propulsión de vehículos eléctricos y los accionamientos industriales. Estas máquinas son muy apreciadas por su alta eficiencia energética y densidad de potencia, pero mantener la estabilidad angular del motor durante la operación es un desafío clave, especialmente frente a variaciones de carga que pueden inducir oscilaciones en el sistema.

El control de estas máquinas se complica cuando las cargas varían, lo cual es común en aplicaciones prácticas. Estas variaciones de carga pueden desestabilizar el sistema si no se gestionan adecuadamente, lo que podría llevar a fallos operativos. El control vectorial en el marco de referencia DQX se presenta como una solución eficaz para enfrentar estos desafíos, permitiendo un control preciso y estable de las corrientes y flujos magnéticos en la máquina, incluso bajo condiciones dinámicas y cambiantes.

La aplicación de herramientas computacionales en el sistema de control vectorial robusto en DQX requiere un análisis detallado y la implementación de algoritmos avanzados que puedan adaptarse rápidamente a las fluctuaciones de carga, asegurando así una operación estable y eficiente de la PMSM.

1.3 Formulación del Problema

1.3.1 Problema General.

¿Cómo aplicar las herramientas computacionales en un control vectorial DQX para un motor síncrono de imán permanente que opere con variaciones de carga?

1.3.2 Problema Específicos.

- 1) ¿Qué herramientas y ecuaciones se utilizarán para desarrollar la aplicación computacional en un control vectorial DQX?
- 2) ¿De qué manera las variaciones de carga afectan la estabilidad angular en el motor síncrono de imán permanente, y cómo puede el control vectorial DQX mitigar estos efectos?
- 3) ¿Cómo implementar un sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK que responda adecuadamente a variaciones de carga?

1.4 Objetivos de la Tesis.

1.4.1 Objetivo General.

Aplicar herramientas computacionalmente en un control vectorial DQX para un motor síncrono de imán permanente que opere con variaciones de carga.

1.4.2 Objetivos específicos.

- 1) Identificar las herramientas y ecuaciones que se utilizaran para desarrollar la aplicación computacional en un control vectorial DQX.

- 2) Evaluar cómo las variaciones de carga afectan la estabilidad angular en el motor síncrono de imán permanente y desarrollar métodos para que el control vectorial DQX mitigue estos efectos.
- 3) Implementar un sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK que responda adecuadamente a variaciones de carga.

1.5 Justificación del Estudio

1.5.1 Valor Teórico.

Este estudio tiene un valor teórico sobre el control vectorial DQX ya que contribuirá al cuerpo de conocimiento en el área de control de máquinas eléctricas, especialmente en el control vectorial de máquinas síncronas de imanes permanentes. El enfoque en la estabilidad angular en el motor bajo variaciones de carga es un aspecto clave en la teoría de control, ya que involucra la comprensión y modelado de las dinámicas no lineales de las máquinas eléctricas y la aplicación de técnicas avanzadas de control.

El desarrollo de la aplicación de herramientas computacionales para el control vectorial DQX proporcionará una base teórica sólida que puede ser utilizada para investigar y desarrollar nuevos métodos de control que sean más robustos y eficientes. Además, el estudio ofrece un marco teórico que puede ser utilizado para futuras investigaciones, no solo en el control de máquinas síncronas, sino también en otras áreas relacionadas con la estabilidad y control de sistemas dinámicos.

1.5.2 Utilidad Metodológica.

Este estudio proporciona una metodología clara y estructurada para el desarrollo, implementación y validación de un control vectorial DQX aplicado a motores síncronos de imanes

permanentes, enfocándose en la garantía de la estabilidad angular bajo variaciones de carga. La utilidad metodológica se manifiesta en varios aspectos.

En resumen, la metodología desarrollada en este estudio es una herramienta valiosa que puede ser aplicada, adaptada y extendida en diversos contextos de control de máquinas eléctricas, sirviendo tanto a investigadores como a ingenieros en la industria.

1.5.3 *Implicancias Practicas.*

La implementación de un control vectorial DQX en máquinas síncronas de imanes permanentes puede optimizar procesos industriales al mantener la estabilidad angular frente a variaciones de carga. Esto es esencial en aplicaciones donde la precisión y la continuidad operativa son cruciales, como en la automatización industrial, fabricación de alta precisión, y sistemas de transporte.

Un control vectorial DQX bien desarrollado puede mejorar la eficiencia energética de las máquinas síncronas, ya que ajusta dinámicamente el rendimiento del motor para minimizar las pérdidas energéticas y mantener la operación en un punto óptimo, incluso bajo condiciones de carga variables. Esto resulta en una reducción del consumo de energía y costos operativos, especialmente en aplicaciones que requieren un funcionamiento continuo y eficiente.

Al mejorar la estabilidad y eficiencia del sistema, se logra una operación más económica y sostenible. La reducción en las interrupciones, el mantenimiento y el consumo de energía se traduce en menores costos operacionales, lo cual es ventajoso para empresas que buscan maximizar sus márgenes de beneficio en mercados competitivos.

1.5.4 Conveniencia.

La aplicación de herramientas computacionales de un control vectorial DQX es altamente conveniente para industrias donde la estabilidad y la eficiencia de las máquinas eléctricas son cruciales. Aplicaciones como la generación de energía, vehículos eléctricos, robótica avanzada, y automatización industrial dependen de la estabilidad angular y la respuesta dinámica de las máquinas síncronas. Este estudio aborda directamente estas necesidades, proporcionando soluciones que pueden mejorar el rendimiento y la fiabilidad de estos sistemas.

1.6 Alcances y Limitaciones

1.6.1 Alcances

- Se espera desarrollar un modelo computacional robusto para la simulación y análisis de motores síncronos de imán permanente utilizando el control vectorial DQX. Este modelo permitirá analizar cómo las variaciones de carga afectan la estabilidad angular y cómo el control vectorial puede mitigar estos efectos.
- El estudio validará la eficacia del control vectorial DQX para mantener la estabilidad angular en PMSM bajo diferentes condiciones de carga. Esto proporcionará un marco teórico y práctico para el diseño de sistemas de control avanzados en aplicaciones industriales y de tracción.
- El uso de herramientas de simulación como MATLAB/Simulink permitirá optimizar los parámetros del control vectorial DQX para garantizar la estabilidad angular. Los resultados de la simulación podrán ser utilizados como referencia para futuros desarrollos en el diseño de sistemas de control para PMSM.

1.6.2 Limitaciones.

El uso de herramientas de simulación como MATLAB/Simulink permitirá optimizar los parámetros del control vectorial DQX para garantizar la estabilidad angular del motor. Los resultados de la simulación podrán ser utilizados como referencia para futuros desarrollos en el diseño de sistemas de control para PMSM.

El objetivo de este trabajo de tesis es desarrollar y analizar modelos de simulación para motores trifásicos síncronos de imán permanente que comprenden potencias de (0.5-1.5)KW. La investigación se enfocará exclusivamente en la simulación de estos motores, sin abordar el diseño físico o la implementación en hardware. Utilizaremos herramientas de software como MATLAB/Simulink para crear y evaluar modelos teóricos de motores síncronos, aplicando ecuaciones relacionadas con el análisis de su comportamiento dinámico y rendimiento.

1.7 Hipótesis

1.7.1 Hipótesis general

La aplicación de herramientas computacionales en el control vectorial de velocidad DQX del motor síncrono de imán permanente permitirá una operación estable ante variaciones de carga

1.7.2 hipótesis específicas

- 1) La aplicación computacional en un control vectorial DQX es desarrollado utilizando herramientas y ecuaciones diferenciales.
- 2) Las variaciones de carga en el motor síncrono de imán permanente serán mitigadas de manera efectiva mediante un control vectorial DQX, lo que garantizará que las perturbaciones no afecten la estabilidad angular del sistema.

- 3) La implementación del sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK responde adecuadamente ante variaciones de carga.

1.8 Variables e indicadores

1.8.1 Variables Dependientes

- Control Vectorial DQX

1.8.2 Variables Independientes

- Variaciones de carga en el motor síncrono de imán permanente

1.8.3 Indicadores

- Desviación angular.
- Variaciones de carga.
- Tipo de control vectorial.
- Implementación computacional.

1.9 Método de la Investigación

Según la presente investigación está basada en un estudio correlacional debido a que se logra identificar dos variables, una independiente y una variable dependiente.

El estudio correlacional tiene como finalidad conocer la relación o grado de asociación que existe entre dos o más conceptos, categorías o variables en una muestra o contexto particular, en este caso trataremos sobre la aplicación de herramientas computacionales para un control vectorial en el marco de referencia DQX para motores síncronos de imán permanente.

1.9.1 Población y Muestra

1.9.1.1 Población

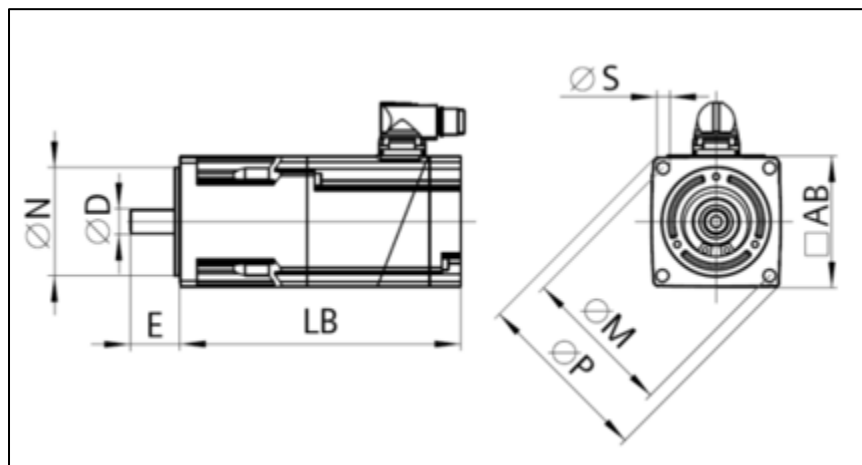
La población en este tipo de estudio se refiere a todas las máquinas síncronas de imán permanente (PMSM) que podrían beneficiarse del control vectorial DQX. Esto incluye máquinas utilizadas en diversas aplicaciones industriales, vehículos eléctricos, y sistemas de generación de energía, donde la estabilidad angular es crítica bajo condiciones variables de carga.

1.9.1.2 Muestra

La muestra será un motor trifásico síncrono de imán permanente de las siguientes características 1FK2104-5AF10-0MA0- SIMOTICS S-1FK2SIEMENS.

Figura 1.1

Maquina Síncrona que se usa en Muestra.



Fuente y elaborado por: Vector control of three – Phase AC Machines.

1.9.2 Técnicas de Recolección y Análisis de Datos

La recopilación de datos se dará a través del uso de fuentes secundarias, las cuales incluirán la utilización de bibliografía, sobre todo a datos de prueba y teóricos de un Motor Síncrono de

imán permanente en específico Wquattro 0.55 kW 6P 80 3Ph 230/400 V 50/60 Hz IC411 - TEFC - B3T fabricado por la empresa WEG.

1.9.3 *Procesamiento de Datos*

Describirás cómo se implementará el modelo de la máquina síncrona de imán permanente (PMSM) y el control vectorial DQX en un entorno de simulación, como MATLAB/Simulink. Esto incluye los pasos para definir las ecuaciones matemáticas que gobiernan el comportamiento del sistema y cómo se configuran las condiciones de simulación, como las variaciones de carga.

Detalla cómo se seleccionarán y ajustarán los parámetros del sistema de control (por ejemplo, ganancias de los controladores PI, parámetros de la máquina, etc.) en el entorno de simulación. Esto podría incluir la justificación de los valores iniciales y cómo se optimizarán durante las simulaciones.

Explica cómo se ejecutarán las simulaciones para diversas condiciones de operación. Por ejemplo, podrías correr simulaciones para diferentes niveles de carga y analizar cómo el control vectorial DQX afecta la estabilidad angular del motor.

Describe el proceso de recolección de los datos resultantes de las simulaciones. Esto puede incluir variables como la velocidad del rotor, ángulo de carga, par generado, y cualquier otro parámetro relevante que permita evaluar la estabilidad angular bajo diferentes condiciones de carga.

Explica cómo analizarás los datos recolectados para verificar la hipótesis. Esto podría incluir comparaciones de la respuesta dinámica del sistema con y sin el control vectorial DQX, análisis de estabilidad, y cómo las variaciones de carga afectan el comportamiento del sistema.

Por último, deberías mencionar cómo se presentarán los datos procesados, ya sea a través de gráficos, tablas, o informes detallados que muestren cómo el control vectorial DQX garantiza la estabilidad angular bajo las variaciones de carga simuladas.

1.10 Matriz de Consistencia

Tabla 1.1

Matriz de Consistencia

APLICACIÓN DE HERRAMIENTAS COMPUTACIONALES EN EL CONTROL VECTORIAL DQX DEL MOTOR SINCRONO DE IMAN PERMANENTE BAJO VARIACIONES DE CARGA								
Problema General	Objetivo General	Hipótesis General	Variables	Indicadores	Indice	Metodología		
¿Cómo aplicar las herramientas computacionales en un control vectorial DQX para un motor síncrono de imán permanente que opere con variaciones de carga?	Aplicar herramientas computacionalmente en un control vectorial DQX para un motor síncrono de imán permanente que opere con variaciones de carga.	La aplicación de herramientas computacionales en el control vectorial de velocidad DQX del motor síncrono de imán permanente permitirá una operación estable ante variaciones de carga.	Variable Independiente: Variaciones de carga en el motor síncrono de imán permanente	Desviación angular	Grados (°) o radianes (rad).	Enfoque		
						Cuantitativa		
						Diseño		
						experimental		
						Alcance		
						Descriptivo		
Problema Especifico	Objetivos Específicos	Hipótesis Especifica	Variable Dependiente. Control vectorial DQX	Variaciones de carga	Newton. Metro.	Técnica		
¿Qué herramientas y ecuaciones se utilizarán para desarrollar la aplicación computacional en un control vectorial DQX?	Identificar las herramientas y ecuaciones que se utilizaran para desarrollar la aplicación computacional en un control vectorial DQX	La aplicación computacional en un control vectorial DQX es desarrollado utilizando herramientas y ecuaciones diferenciales.				Probabilístico		
						Instrumento		
						MatLab Simulink		
¿De qué manera las variaciones de carga afectan la estabilidad angular en el motor síncrono de imán permanente, y cómo puede el control vectorial DQX mitigar estos efectos?	Evaluar cómo las variaciones de carga afectan la estabilidad angular en el motor síncrono de imán permanente y desarrollar métodos para que el control vectorial DQX mitigue estos efectos.	Las variaciones de carga en el motor síncrono de imán permanente serán mitigadas de manera efectiva mediante un control vectorial DQX, lo que garantizará que las perturbaciones no afecten la estabilidad angular del sistema.				Tipo de control Vectorial	Adimensional	Población:
								Todas las máquinas síncronas de imán permanente
¿Cómo implementar un sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK que responda adecuadamente a variaciones de carga?	Implementar un sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK que responda adecuadamente a variaciones de carga.	La implementación del sistema de control vectorial DQX en MATLAB/SIMULINK responde adecuadamente ante variaciones de carga.	Implementación computacional	Adimensional	Muestra			
					Motor síncrono de imán permanente			

Fuente y elaboración: Propia

1.11 Matriz de Operacionalización de Variables

Tabla 1.2

Matriz de Operacionalización de Variables.

OPERACIONALIZACIÓN DE VARIABLES				
VARIABLES		DEFINICIÓN CONCEPTUAL	INDICADORES	INDICE
VARIABLE DEPENDIENTE	CONTROL VECTORIAL DQX	El control vectorial D-Q-X es una técnica avanzada utilizada en el control de motores eléctricos, como los motores síncronos y asíncronos. En este enfoque, las corrientes del estator se descomponen en componentes ortogonales que se alinean con el flujo magnético del rotor (eje D) y la fuerza electromotriz inducida (eje Q), mientras que el eje x se considera una componente fuera del plano D-Q. .	Tipo de control Vectorial	Adimensional
			Implementación computacional	Adimensional
	VARIACIONES DE CARGA EN EL MOTOR SÍNCRONO DE IMÁN PERMANENTE	Se refieren a los cambios en la carga eléctrica aplicada a estas máquinas y cómo afectan su rendimiento, como el voltaje, la corriente y el par motor. Este concepto analiza la respuesta dinámica y la estabilidad del motor frente a fluctuaciones en la demanda de carga.	Desviación Angular	Grados (°) o radianes (rad).
			Variaciones de Carga	Newton. Metro.

Fuente y elaboración: Propia

CAPÍTULO. II

2. Marco Teórico

2.1 Introducción.

En la actualidad, los motores síncronos de imanes permanentes (PMSM, por sus siglas en inglés) se han consolidado como una opción preferida en diversas aplicaciones industriales debido a su alta eficiencia, densidad de potencia y capacidad para operar en un amplio rango de velocidades. Sin embargo, su desempeño puede verse comprometido ante variaciones de carga, lo que genera fluctuaciones en el torque y afecta la estabilidad angular del sistema.

El control vectorial en coordenadas $*DQ*$ ha sido ampliamente utilizado para optimizar el desempeño de los PMSM, ya que permite un control preciso del flujo y el torque mediante transformaciones matemáticas que simplifican el modelo del motor. No obstante, en escenarios donde las perturbaciones dinámicas son significativas, los métodos tradicionales pueden resultar insuficientes, requiriendo enfoques avanzados que incorporen técnicas adicionales para mejorar la estabilidad y el control.

En este contexto, el presente trabajo se centra en el diseño computacional de un $*control$ vectorial DQX , una extensión del control tradicional que introduce un tercer eje auxiliar (X). Este eje adicional busca abordar los desafíos asociados con las variaciones de carga, garantizando una respuesta dinámica robusta y mejorando la estabilidad angular del motor. Para ello, se utiliza el software $***MATLAB*$ como herramienta principal para modelar, simular y validar el desempeño del sistema propuesto.

Este documento presenta el desarrollo de la aplicación de herramientas computacionales, incluyendo la formulación matemática, las estrategias de simulación y los resultados obtenidos. Los aportes de este trabajo tienen implicancias prácticas en áreas como la robótica, el transporte

eléctrico y los sistemas de generación distribuida, donde la estabilidad angular y el control preciso son esenciales para el rendimiento y la confiabilidad del sistema.

2.2 Definiciones Básicas.

Motor Síncrono de Imanes Permanentes (PMSM): Máquina eléctrica en la que el campo magnético del rotor es generado por imanes permanentes, logrando un alto rendimiento y densidad de potencia.(Belda Hériz et al., 2020)

Control Vectorial DQ: Estrategia de control basada en la transformación de las corrientes trifásicas del motor a un sistema de coordenadas en cuadratura (D-Q), simplificando el control y mejorando el rendimiento dinámico.(Voronin et al., 2013)

Ejes D-Q: Sistema de referencia ortogonal rotativo utilizado en el control vectorial, donde el eje D representa el flujo magnético y el eje Q el torque.(Control David Fernando Barba Naranjo Andrés David Ron Sánchez, 2012)

Estabilidad Angular: Capacidad del motor para mantener un ángulo constante entre el rotor y el campo magnético giratorio durante variaciones de carga o perturbaciones.(Jesús Fraile Ardanuy Director & Pedro Zufiria Zatarain, 2003)

Margen de estabilidad angular (δ_{max}): Es el máximo ángulo eléctrico entre el rotor y el campo giratorio antes de perder sincronismo. Para muchos PMSM, esto suele estar entre: 30° a 90° eléctricos (0.52 a 1.57 radianes), esto depende de; Inercia del motor, par de carga, tipo de control y las características del inversor. (Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, 2002)

Variaciones de Carga: Cambios en el torque resistivo que enfrenta el motor durante su operación, afectando su rendimiento dinámico.(Garcia Padilla, 2013)

Transformación de Park: Herramienta matemática que convierte las corrientes trifásicas del estator a un sistema de coordenadas D-Q estacionarias o rotativas.(Vanfretti et al., 2005)

Ripple de Torque: Variación periódica en el torque generado por el motor, que puede causar vibraciones y reducir la eficiencia.(Vanfretti et al., 2005)

Modelo Matemático del Motor: Representación algebraica y diferencial que describe el comportamiento eléctrico, magnético y mecánico del motor.(Liu & Chen, 2013)

Control DQX: Extensión del control DQ tradicional, que incluye un eje adicional (X) para mejorar la estabilidad y el rendimiento en situaciones con perturbaciones o no linealidades.(Oliveira Jr J R B de A Monteiro M L Aguiar D P Gonzaga, n.d.)

MATLAB: Plataforma de programación y simulación utilizada para modelar, analizar y diseñar sistemas de control en motores eléctricos.(Yi et al., 2010)

2.3 Antecedentes.

2.3.1 Antecedentes Internacionales.

(Kumar Sharma et al., 2008)Vector Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor (Paper IEEE.) Kanpur India. El artículo presentada trata sobre el control vectorial de motores síncronos de imán permanente (PMSM). En el artículo son evaluadas investigaciones recientes que han indicado que el PMSM podría convertirse en un serio competidor del motor de inducción (IM) para aplicaciones de servomecanismos de alto rendimiento. Se desarrolla un modelo matemático de un PMSM con la ayuda de las transformaciones de Park y Clarke. El concepto de control vectorial se aplica al PMSM para obtener una dinámica lineal similar a la de un motor de corriente continua (DC). El modelo linealizado consta de dos lazos de control, a saber, el lazo de corriente y el lazo de velocidad. El objetivo del esquema de control es lograr una respuesta muy

rápida. El rendimiento del sistema de accionamiento del PMSM bajo diferentes entradas de referencia de velocidad se evalúa sobre la base de resultados de simulación y experimentales. Todos los experimentos se han realizado en un PMSM con la ayuda del DSP de control de motores ADMC-401 y un circuito inversor.

- (Minas & Raj, 2020) Se presenta una estrategia de control vectorial para motores síncronos de imán permanente (PMSM), donde se utiliza un controlador de corriente con un controlador de histéresis. El control vectorial ayuda en el control de velocidad del motor síncrono de imán permanente proporcionando la corriente de comando en el eje en cuadratura desde el controlador de velocidad. Se diseña el control de velocidad en lazo cerrado para el motor síncrono de imán permanente con un inversor de fuente de voltaje (VSI) y bloques de transformación de abc a DQ. El modelo presentado se construye en el entorno de Matlab/Simulink. Los resultados de simulación han demostrado que este método de control puede controlar con éxito el motor síncrono de imán permanente y proporcionar un mejor rendimiento.

- (Yadav et al., 2022) Investigating and Controlling the Speed Performance of Field Oriented Controlled Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor in the Constant Torque Region (Paper IEEE), Se presenta la aplicación de la técnica de control orientado al campo (FOC) o control vectorial en motores síncronos de imán permanente (PMSM). El enfoque principal del trabajo es el control del par y los componentes de campo de las corrientes del estator. El estudio desarrolla un modelo de simulación del accionamiento PMSM en MATLAB/Simulink, y compara los resultados obtenidos tanto del modelo simulado como del modelo de hardware. El control de la velocidad se realiza comparando la velocidad de referencia con la velocidad real del motor, y el controlador de velocidad genera una señal de corriente en el eje en cuadratura para regular el par y el flujo. Los resultados experimentales demostraron que el PMSM controlado mediante vector

mejora la estabilidad de la velocidad, incluso en rangos de velocidad muy baja, operando en la región de par constante.

- (Kamalaselvan & Lenin, 2014) “Modeling Simulation and Analysis of Closed LoopSpeed Control of PMSM Drive System . Se desarrolla un modelo de simulación avanzado de un motor síncrono de imán permanente (PMSM). Se implementa un esquema de control vectorial para el accionamiento del PMSM utilizando el modelo de simulación desarrollado. El modelo permite la monitorización y análisis efectivos de la velocidad, el par, así como de las tensiones y corrientes de los componentes del inversor de fuente de voltaje. La simulación se llevó a cabo en Matlab, y se analizó la respuesta dinámica del accionamiento PMSM en diferentes escenarios, como velocidad constante, par variable, y operación de par constante con velocidad variable. Además, se presentan los resultados de la simulación, los cuales fueron validados mediante la simulación de circuitos utilizando el bloque PMSM disponible en la biblioteca de Matlab/Simulink. Por lo tanto, se sugiere que el modelo de simulación desarrollado puede ser una herramienta útil para el diseño y desarrollo de accionamientos PMSM, permitiendo la evaluación de diferentes algoritmos de control y variaciones topológicas con tiempos de computación y tamaño de memoria reducidos.

2.3.2 Antecedentes Nacionales

(HURAC ROJAS, 2014), Se propone una técnica de control de orientación de campo aplicada a motores de inducción monofásicos, y se desarrolla un nuevo modelo matemático que permite la aplicación de esta técnica. Además, la tesis introduce un método para estimar la velocidad del rotor de motores de inducción monofásicos utilizando un Modelo de Referencia Adaptativo, basado en el cálculo de la potencia reactiva del motor. Se presentan los resultados de los estudios que validan esta técnica de estimación. Se optó por un controlador de velocidad PI

discreto, debido a la simplicidad de su implementación. Asimismo, se emplean dos controladores PI discretos adicionales para gestionar las corrientes. Finalmente, se exponen los resultados que corroboran la efectividad de las técnicas propuestas tanto en el control y medición de la velocidad, como en el control de velocidad sin sensores.

Lazo De la Vega Ponciano, Garci Nor, (2009) Diseño de un sistema de control vectorial de velocidad para un motor asíncrono tipo jaula de ardilla. En este trabajo, se busca controlar la velocidad de un motor asíncrono de jaula de ardilla utilizando el método de control vectorial de campo orientado (FOC, por sus siglas en inglés). Este método exige una descripción dinámica precisa del comportamiento del motor bajo control, por lo que se desarrollaron las ecuaciones dinámicas necesarias para su modelado matemático. Adicionalmente, se consideró esencial referenciar la dinámica del motor en diferentes sistemas de referencia para facilitar tanto el análisis como la síntesis del sistema de control de velocidad diseñado. Estos cambios de referencia se explican en detalle en el estudio. Para validar el sistema de control de velocidad desarrollado, se realizaron exhaustivas pruebas de simulación en el entorno de Simulink. Los bloques que componen el sistema se construyeron basándose en el modelo dinámico deducido. Los resultados de las simulaciones demostraron que el sistema de control de velocidad funciona satisfactoriamente bajo diversas condiciones de velocidad de referencia y carga de par.

2.4 Máquina Síncrona.

Las máquinas síncronas son dispositivos electromecánicos fundamentales en la generación y distribución de energía eléctrica. Su capacidad para operar a una velocidad constante, sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica, las convierte en componentes cruciales en diversas aplicaciones industriales y en la estabilidad de sistemas eléctricos. Este trabajo busca explorar en profundidad el funcionamiento, características, y aplicaciones de las máquinas

sincrónicas, así como sus ventajas y desventajas en comparación con otros tipos de máquinas eléctricas.

Una máquina síncrona es un tipo de generador o motor que opera de manera sincronizada con la frecuencia de la red eléctrica. A diferencia de las máquinas asíncronas, cuya velocidad de rotación puede variar, las máquinas síncronas mantienen una relación constante entre la velocidad del rotor y el campo magnético giratorio creado por la corriente alterna en el estator.

2.4.1 *Estructura.*

Las máquinas síncronas están compuestas principalmente por dos elementos:

- 1) **Estator:** Es la parte fija que contiene el devanado donde se genera el campo magnético. Suele ser de tipo trifásico, diseñado para maximizar la eficiencia en la conversión de energía.
- 2) **Rotor:** Es la parte móvil que puede ser de dos tipos: rotor de imanes permanentes o rotor de devanado, donde se suministra corriente continua. La elección del tipo de rotor influye en el comportamiento y las características de la máquina.

El principio de funcionamiento de las máquinas síncronas se basa en la interacción entre el campo magnético del estator y el rotor. Cuando se aplica una corriente alterna al estator, se genera un campo magnético rotativo. El rotor, al estar magnetizado, tiende a alinearse con este campo. A medida que el campo magnético del estator gira, el rotor sigue este movimiento, manteniendo una velocidad constante determinada por la frecuencia de la corriente alterna. Esta sincronización permite que las máquinas síncronas sean altamente eficientes en la conversión de energía eléctrica a mecánica y viceversa.

Las máquinas síncronas presentan varias características distintivas:

- 1) **Velocidad Constante:** Operan a una velocidad constante, lo que las hace ideales para aplicaciones donde se requiere precisión en la velocidad, como en generadores de energía.
- 2) **Regulación de Voltaje:** Son capaces de regular la tensión en la red eléctrica, contribuyendo a la estabilidad del sistema.
- 3) **Fase de Corriente:** Pueden ser diseñadas para operar en diferentes factores de potencia, lo que permite una mayor flexibilidad en su uso.
- 4) **Eficiencia:** Tienen un alto rendimiento, especialmente en aplicaciones de generación de energía.

2.4.2 *Ventajas.*

- 1) **Estabilidad:** Contribuyen a la estabilidad de la red eléctrica.
- 2) **Eficiencia Energética:** Altamente eficientes en la conversión de energía.
- 3) **Capacidad de Generación de Potencia Reactiva:** Pueden generar o absorber potencia reactiva, mejorando el factor de potencia del sistema.

2.4.3 *Desventajas.*

- 1) **Costos Iniciales:** Generalmente más costosas de fabricar e instalar que las máquinas asíncronas.
- 2) **Requerimientos de Mantenimiento:** Pueden requerir un mantenimiento más cuidadoso, especialmente en el caso de rotores de devanado.

2.4.4 *Aplicaciones.*

Las máquinas sincrónicas son ampliamente utilizadas en diversas aplicaciones:

- 1) **Generación de Energía Eléctrica:** En centrales hidroeléctricas, térmicas y eólicas, donde son empleadas como generadores.
- 2) **Accionamiento de Maquinaria Industrial:** En procesos donde se necesita un control preciso de la velocidad y el torque.
- 3) **Sistemas de Potencia:** En compensadores síncronos, que ayudan a mejorar el factor de potencia y estabilizar la red eléctrica.

Las máquinas síncronas son esenciales en el funcionamiento y la estabilidad de los sistemas eléctricos modernos. Su capacidad para operar de manera eficiente y estable, junto con su flexibilidad en diversas aplicaciones, las convierte en un componente clave en la generación y distribución de energía. A medida que se avanza hacia una mayor integración de fuentes de energía renovables, el papel de las máquinas síncronas se vuelve aún más crítico, subrayando la necesidad de un estudio continuo en su desarrollo y optimización.

2.4.5 Principio de Funcionamiento de una Máquina Síncrona

Una máquina síncrona, ya sea como generador o motor, opera bajo el principio de interacción entre un campo magnético rotatorio y un rotor magnetizado. Su funcionamiento se puede desglosar en las siguientes etapas:

2.4.6 Generación del Campo Magnético.

- **Estator:** Cuando se aplica corriente alterna (CA) a los devanados del estator, se genera un campo magnético rotativo. Este campo gira a una velocidad que depende de la frecuencia de la corriente alterna, determinada por la fórmula:

ecuación 1:

$$n_s = 120\left(\frac{f}{P}\right)$$

- n_s = es la velocidad sincrónica en revoluciones por minuto (rpm).
- f = es la frecuencia en Hertz (Hz).
- P = es el número de polos de la máquina.

2.4.7 Excitación del Rotor.

2.4.7.1 Rotor

En el caso de máquinas sincrónicas de rotor bobinado, se aplica corriente continua (CC) al devanado del rotor, generando un campo magnético constante. En máquinas de imán permanente, el campo magnético se crea mediante imanes permanentes.

2.4.7.2 Sincronización.

A medida que el campo magnético del estator gira, el rotor, al estar magnetizado, se alinea con el campo del estator. La velocidad de rotación del rotor se iguala a la velocidad del campo magnético rotativo, lo que se conoce como operación sincrónica.

2.4.7.3 Producción de Torque.

La interacción entre el campo del estator y el rotor produce un par (torque) que puede ser utilizado para realizar trabajo mecánico (en el caso de un motor) o para generar electricidad (en el caso de un generador). En un generador, el rotor gira debido a la energía mecánica suministrada (por una turbina, por ejemplo) y el movimiento del rotor en el campo magnético del estator induce una corriente eléctrica en los devanados del estator.

2.4.7.4 Control de la Potencia Reactiva.

Las máquinas sincrónicas pueden operar en diferentes condiciones de carga, regulando su capacidad de generar o absorber potencia reactiva, lo que les permite estabilizar la tensión en la red eléctrica.

2.5 Maquina Síncrona de Imán Permanente.

El motor de imanes permanentes es una máquina eléctrica rotativa que convierte energía eléctrica en mecánica mediante la interacción del campo magnético de los imanes permanentes (en el rotor) y el campo magnético giratorio producido por las corrientes alternas en el estator.

Principio de Funcionamiento:

- El estator genera un campo magnético giratorio al ser alimentado por una corriente alterna trifásica (o más fases en algunos casos).
- Los imanes permanentes, montados en la superficie del rotor, producen un campo magnético constante.
- Por interacción del campo giratorio del estator y el campo fijo del rotor, se genera un par electromagnético que hace girar el rotor.
- Si el motor está bien diseñado, el rotor girará a la misma velocidad que el campo giratorio del estator, es decir, a velocidad sincrónica. Por eso también se le llama motor síncrono de imanes permanentes (PMSM).

Los motores síncronos de imán permanente están compuestos por los principales componentes; estator, rotor, carcasa, rodamientos, sensores e imanes permanentes, a continuación, se detallada dichos componentes.

2.5.1 *Estator*

El estator es la parte fija del motor PMSM. Su función principal es generar un campo magnético giratorio cuando se le aplica una corriente alterna trifásica. Este campo interactúa con los imanes permanentes del rotor, lo que provoca el giro del motor.

En el PMSM, el estator cumple un papel crítico, ya que toda la energía electromagnética proviene de él, a diferencia de motores como el de inducción, donde parte del campo también se genera en el rotor.

Está compuesto por:

- Núcleo de hierro laminado: Generalmente hecho de acero al silicio para reducir pérdidas por histéresis y corrientes parásitas.
- Ranuras del núcleo: Alojamiento donde se insertan los bobinados trifásicos.
- Bobinados trifásicos: Son devanados de cobre embebidos en las ranuras del núcleo, al ser alimentados con corriente alterna trifásica, producen un campo giratorio, cuyo diseño puede ser del tipo distribuido y concentrado.
- Aislamiento térmico y eléctrico: Material aislante para evitar cortocircuitos entre fases o entre espiras, son de clase F o H para soportar altas temperaturas.

2.5.2 *Rotor*

El rotor de un motor síncrono de imán permanente (PMSM) es el componente rotativo encargado de transformar la energía electromagnética generada en el entrehierro en energía mecánica de rotación. Su característica fundamental es la inclusión de imanes permanentes, los cuales se encargan de generar un campo magnético constante que interactúa con el campo magnético giratorio producido por el estator, permitiendo el acoplamiento magnético directo sin

necesidad de corriente inducida ni elementos adicionales como anillos rozantes o devanados rotóricos.

A diferencia de otros tipos de motores eléctricos, el rotor de un PMSM no presenta deslizamiento con respecto al campo giratorio del estator, lo que significa que ambos giran a la misma velocidad angular (velocidad síncrona). Esto permite una operación más eficiente, precisa y con una mejor respuesta dinámica, siendo ideal para aplicaciones que requieren control avanzado de velocidad y posición, como en sistemas industriales automatizados, vehículos eléctricos o robótica.

Desde el punto de vista estructural, el rotor está conformado por los siguientes elementos principales:

- Eje: componente mecánico central que transmite el par hacia la carga externa.
- Núcleo ferromagnético: fabricado generalmente en acero laminado o acero sólido, proporciona el camino de baja reluctancia para el flujo magnético.
- Imanes permanentes: usualmente hechos de materiales como neodimio-hierro-boro (NdFeB) o samario-cobalto (SmCo), ubicados en la superficie del rotor (SPMSM) o embebidos en su interior, según el diseño.
- Cuerpo del rotor o cubo: estructura de soporte de los imanes y del eje.
- Anillos de retención o recubrimientos protectores (en alta velocidad): garantizan la fijación segura de los imanes ante esfuerzos centrífugos.

2.5.3 *Carcasa*

La carcasa de un motor síncrono de imán permanente es la estructura externa que encapsula y protege los componentes internos del motor, como el estator y el rotor. Su función principal es proporcionar soporte mecánico, disipación térmica y protección frente a agentes externos (polvo, humedad, impactos). Es un elemento clave tanto en la fiabilidad como en la eficiencia térmica del sistema.

La carcasa del motor está conformada por los siguientes elementos principales:

- **Cuerpo principal o bastidor:** Estructura metálica, usualmente de aluminio o hierro fundido, que alberga el estator y sirve de soporte estructural.
- **Aletas de enfriamiento (externas):** Superficies extendidas que aumentan el área de disipación térmica, facilitando la transferencia de calor al ambiente.
- **Tapas frontales:** Cubiertas que cierran el motor en ambos extremos, sostienen los rodamientos y ayudan a mantener la alineación del eje.
- **Ventiladores o conductos de refrigeración (según diseño):** Elementos que mejoran la convección forzada o líquida, aumentando la eficiencia del sistema de enfriamiento.
- **Orificios de montaje y conexiones eléctricas:** Facilitan la integración del motor al sistema mecánico y la conexión al controlador/inversor.

2.5.4 *Rodamientos*

Los rodamientos en un motor síncrono de imán permanente (PMSM) son componentes mecánicos esenciales que permiten el giro suave, alineado y con baja fricción del rotor dentro del estator, soportando además las cargas radiales y axiales generadas durante el funcionamiento. Son vitales para asegurar la estabilidad mecánica, la eficiencia y la durabilidad del motor.

Los rodamientos del motor están conformados por los siguientes elementos principales:

- Anillo interior: Fijo al eje del rotor, gira junto con él.
- Anillo exterior: Fijo a la carcasa del motor, permanece inmóvil.
- Elementos rodantes: Bolas o rodillos que reducen la fricción entre los anillos.
- Jaula o separador: Mantiene la posición equidistante de los elementos rodantes.
- Sellos o tapas: Protegen al rodamiento del polvo, humedad y contaminantes.
- Lubricante (grasa o aceite): Reduce la fricción y evita el desgaste prematuro.

2.5.5 *Sensores*

Los sensores en un motor síncrono de imán permanente (PMSM) son dispositivos encargados de monitorear variables críticas como la posición del rotor, la velocidad angular, la temperatura, la corriente y las vibraciones, con el fin de permitir un control preciso, una operación eficiente y un diagnóstico predictivo del sistema. Estos sensores son esenciales para el correcto funcionamiento de sistemas de control vectorial y para estrategias de mantenimiento avanzado.

Tipos principales de sensores utilizados en PMSM:

- Sensor de posición:
- Sensor de velocidad:
- Sensor de temperatura:
- Sensor de corriente:
- Sensor de vibración:

2.5.6 *Imanes Permanentes (Rotor)*

El imán permanente en un motor síncrono de imán permanente (PMSM) es el componente ubicado en el rotor, responsable de generar un campo magnético constante sin necesidad de alimentación externa. Este campo magnético interactúa con el campo giratorio del estator para

producir el par electromagnético que impulsa el motor. Gracias a los imanes permanentes, se elimina la necesidad de devanados rotóricos o anillos rozantes, aumentando la eficiencia y reduciendo el mantenimiento.

Partes o características del sistema de imanes permanentes:

- Imanes permanentes: Fabricados de materiales con alta coercitividad y densidad de flujo magnético como:
 - Neodimio-Hierro-Boro (NdFeB) – Alta densidad energética.
 - Samario-Cobalto (SmCo) – Alta estabilidad térmica.
- Portaimanes o cavidades en el rotor: Alojamiento mecánico que fija los imanes.
- Encapsulado o resina aislante: Protege contra la desmagnetización y vibraciones.
- Eje del rotor: Donde se ensamblan los imanes, ya sea en superficie o embebidos (rotor IPM).

2.6 Control Vectorial

En los principios de la ingeniería eléctrica se establece que las magnitudes trifásicas de las máquinas de CA trifásicas pueden simplificarse en vectores complejos. Estos vectores se representan en sistemas de coordenadas cartesianas, seleccionados específicamente para reflejar de manera adecuada las relaciones físicas de las máquinas. En el caso de los accionamientos de CA trifásicos, se utiliza un sistema de coordenadas orientado al campo, mientras que para los sistemas generadores se emplea uno orientado al voltaje de la red. El proceso de enfocar el modelado y diseño de los lazos de control en un vector particular se conoce como orientación vectorial.

2.6.1 Formación de los Vectores Espaciales y su Filosofía de Orientación Vectorial

Las tres corrientes de fase sinusoidales i_{su} , i_{sv} e i_{sw} de una máquina de CA trifásica con punto neutro aislado cumplen con la siguiente relación:

Ecuación 2:

$$i_{su}(t) + i_{sv}(t) + i_{sw}(t) = 0$$

Estas corrientes pueden combinarse en un vector $i_s(t)$ que circula con la frecuencia del estator $i_s(t)$ como se muestra en la Figura 2.1

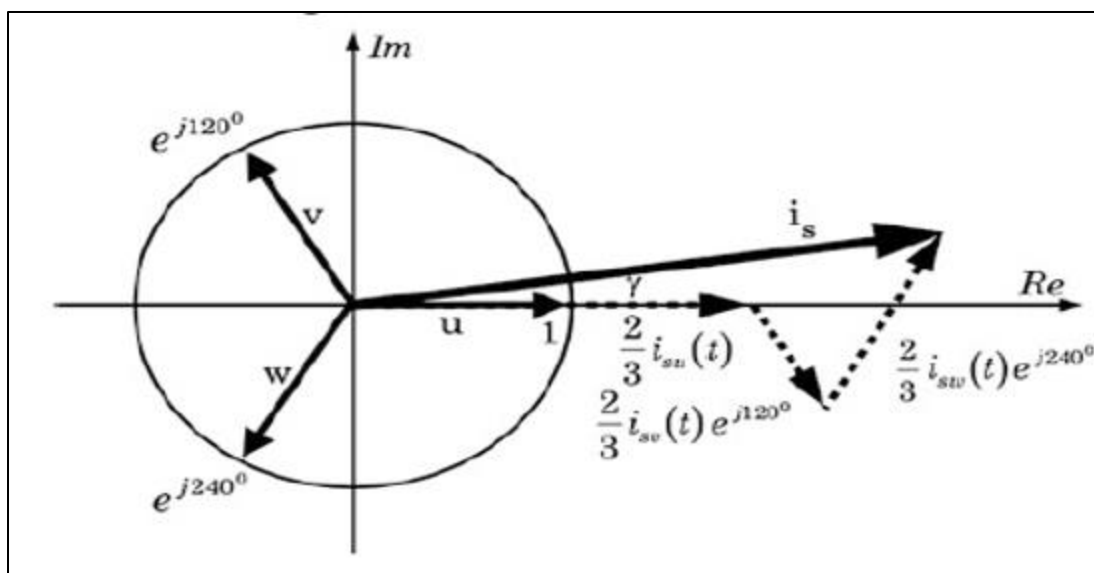
Ecuación 3:

$$i_s = \frac{2}{3} [i_{su}(t) + i_{sv}(t)e^{j\gamma} + i_{sw}(t)e^{j2\gamma}] \text{ con } \gamma = 2\pi/3$$

Las tres corrientes de fase ahora se interpretan como las proyecciones del vector i_s sobre los ejes de los devanados asociados. Aplicando este concepto a otras magnitudes trifásicas, se generan vectores complejos para los voltajes del estator y rotor u_s , u_r , así como para los enlaces de flujo del estator y rotor ψ_s , ψ_r . Todos estos vectores giran a la velocidad angular ω_s .

Figura 2.1

Formación del vector de corriente del estator a partir de las corrientes de fase.



Fuente y elaborado por: Vector control of three – Phase AC Machines.

El siguiente paso es introducir un sistema de coordenadas cartesianas con ejes DQ, que rota de manera sincronizada con estos vectores. En este sistema, los vectores de corriente, voltaje y flujo pueden expresarse mediante dos componentes, d y q.

A continuación, se analizarán con mayor detalle los sistemas típicos de accionamiento eléctrico. Si el eje real d del sistema de coordenadas mostrado en la Figura 2.2, coincide con la dirección del flujo del rotor ψ_r (en el caso de una máquina de inducción) o con el flujo del polo ψ_p (en el caso de una máquina síncrona con imanes permanentes), la componente en cuadratura q del flujo desaparece. Esto facilita una representación clara y comprensible de las relaciones entre el par motor, el flujo y las componentes de la corriente, la cual puede expresarse directamente en las fórmulas que siguen.

Figura 2.2

Vector de las corrientes del estator de IM en el estator - coordenadas fijas y de campo.

- i_{sd}, i_{sq} : Componentes directa y en cuadratura de la corriente del estator
- L_m, L_r : Inductancia mutua e inductancia del rotor, Con $L_r = L_m + L_{rr}$ (L_{rr}): Inductancia de fuga del rotor)
- T_r : Constante de tiempo del rotor con $T_r = L_r/R_r$ (R_r): Resistencia del rotor).
- S : Operador de Laplace.

2.6.2 *Estructuras de Control Orientadas por Vectores para Sistemas que Utilizan Máquinas de CA Trifásicas.*

Las Ecuaciones (4) y (5) muestran que la componente i_{sd} de la corriente del estator puede utilizarse como una variable de control para el flujo del rotor ψ_{rd} . Si el flujo del rotor puede mantenerse constante con la ayuda de i_{sd} , entonces la componente cruzada i_{sq} actúa como la variable de control para el par motor m_M .

La relación lineal entre el par motor m_M y la componente en cuadratura i_{sd} es fácilmente reconocible para los dos tipos de máquinas. Si el flujo del rotor ψ_{rd} se mantiene constante (lo cual es el caso para la PMSM), i_{sq} representa el par motor m_M , de modo que la salida del controlador de velocidad puede utilizarse directamente como un punto de referencia para la componente en cuadratura i_{sq} . En el caso de la máquina de inducción (IM), el flujo del rotor ψ_{rd} puede considerarse casi constante debido a su lenta variabilidad en relación con el lazo de control interno de la corriente del estator. O bien, puede mantenerse realmente constante si el esquema de control incluye un lazo de control externo para el flujo. Esta filosofía se justifica en por el hecho de que el flujo del rotor ψ_{rd} solo puede ser influenciado por la componente directa i_{sd} , con un retraso en el rango de la constante de tiempo del rotor T_r , que es varias veces mayor que el período de muestreo

del lazo de control de corriente. Por lo tanto, el punto de referencia i_{ds} de esta componente formadora de campo puede ser proporcionado por la salida del controlador de flujo.

En el caso de la PMSM, el flujo del polo ψ_p se mantiene permanentemente, a diferencia de la IM. Por lo tanto, la PMSM debe controlarse de manera que la componente directa i_{sd} tenga el valor cero.

Si se selecciona el eje real d del sistema de coordenadas cartesianas DQ de manera que coincida con uno de los tres ejes de los devanados, como por ejemplo el eje del devanado u (ver Figura 2.2), este sistema pasa a llamarse sistema de coordenadas $\alpha\beta$. Así, se obtiene un sistema de coordenadas fijo en el estator. Dado que el sistema de tres devanados de una máquina de CA trifásica es inherentemente fijo, es posible realizar una transformación de este sistema de tres devanados a un sistema de dos devanados con los ejes α y β , para las corrientes $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$

Ecuación 6

$$i_{s\alpha} = i_{su}$$

Ecuación 7

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{su} + 2i_{sv})$$

En la ecuación (7), la tercera corriente de fase i_{sw} no es necesaria debido al punto neutro abierto (por definición) del motor. La Figura 2.2, muestra dos sistemas de coordenadas cartesianas con un origen común: el sistema con coordenadas $\alpha\beta$ es fijo, mientras que el sistema con coordenadas DQ gira con una velocidad angular $\omega_s = d\theta/dt$. La corriente i_s puede representarse en ambos sistemas de coordenadas de la siguiente manera.

$$\text{En } \alpha\beta \text{ coordenadas: } i_s^s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

$$\text{En DQ coordenadas: } i_s^f = i_{sd} + ji_{sq}$$

Teniendo en cuenta:

Ecuación 8:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos\vartheta_s + i_{s\beta} \sen\vartheta_s$$

Ecuación 9:

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sen\vartheta_s + i_{s\beta} \cos\vartheta_s$$

El vector de corrientes en el estator es obtenido como:

Ecuación 10:

$$i_s^f = [i_{s\alpha} \cos\vartheta_s + i_{s\beta} \sen\vartheta_s] + j[i_{s\beta} \cos\vartheta_s - i_{s\alpha} \sen\vartheta_s]$$

Ecuación 11:

$$i_s^f = [i_{s\alpha} + ji_{s\beta}] [\cos\vartheta_s - j\sen\vartheta_s] = i_s^s e^{-j\vartheta_s}$$

En general, se obtiene la siguiente fórmula general para transformar vectores complejos entre los sistemas de coordenadas:

$$v^s = v^f e^{j\vartheta_s} \quad \text{o} \quad v^f = v^s e^{-j\vartheta_s}$$

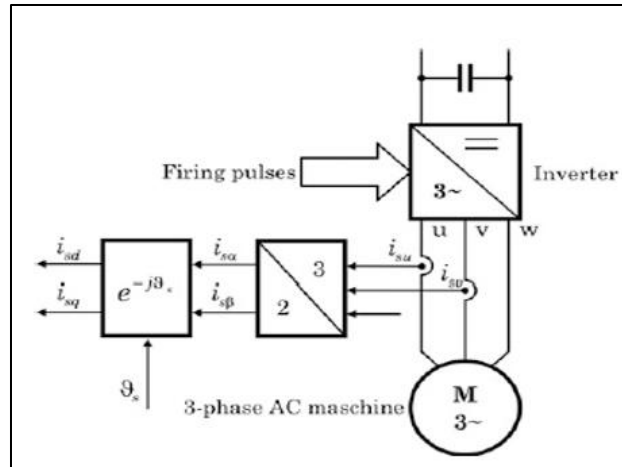
V: es un vector complejo arbitrario

La adquisición de las componentes de corriente sincrónicas con el campo, utilizando las Ecuaciones (6) , (8) y (9), se ilustra en la Figura 2.3

En los sistemas generadores, como las plantas eólicas con el estator conectado directamente a la red, el eje real del vector de voltaje de la red u_N puede elegirse como el eje d. Este tipo de sistemas a menudo utilizan máquinas de inducción doblemente alimentadas (DFIM) como generadores debido a varias ventajas económicas. En coordenadas cartesianas orientadas al vector de voltaje de la red, se obtienen las siguientes relaciones para la DFIM.

Figura 2.3

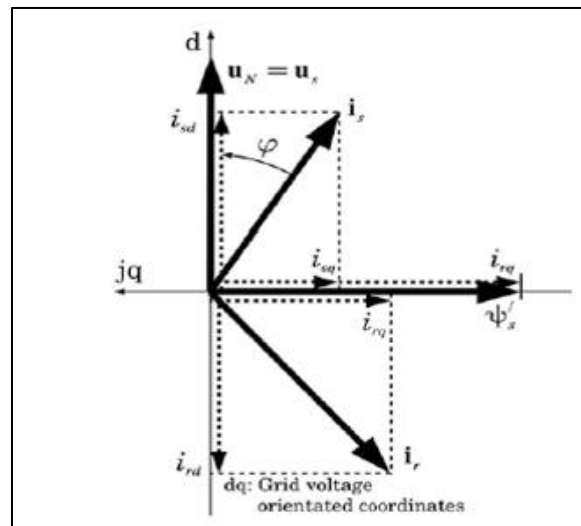
Adquisición de los componentes de corriente sincrónica de campo.



Fuente y elaborado por: Vector control of three – Phase AC Machines.

Figura 2.4

Vectores de la corriente del estator y del rotor.



Fuente y elaborado por: Vector control of three – Phase AC Machines.

Maquina síncrona de doble excitación

Ecuación 12:

$$\sin \varphi = \frac{\psi_s / (L_m - i_{rq})}{i_s}$$

Ecuación 13:

$$m_G = -\frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_s} \psi_{sq} i_{rd}$$

En la Ecuación (13), se utilizan los siguientes símbolos:

m_G : Torque del generador

ψ_{sq}, ψ_s : Flujo del estator

i_s : Vector de la corriente del estator

i_{rd}, i_{rq} : Componentes directas y en cuadratura de la corriente del rotor

L_m, L_s : Inductancia mutua e inductancia del estator, con $L_s = L_m + L_{\sigma s}$ ($L_{\sigma s}$: inductancia de fuga del estator)

φ : Ángulo entre los vectores de voltaje de la red y corriente del estator

Debido a que el flujo del estator ψ_s está determinado por el voltaje de la red y puede considerarse constante, la componente de corriente del rotor i_{rd} juega el papel de una variable de control para el torque del generador m_G y, por lo tanto, también para la potencia activa P. Este hecho se ilustra en la ecuación (13). La ecuación (13) significa que el factor de potencia $\cos \varphi$ o la potencia reactiva Q pueden controlarse mediante la variable de control i_{rq} .

2.7 Estabilidad Angular en Motores Síncronos

La estabilidad angular en máquinas síncronas es un tema crucial en la operación de sistemas eléctricos de potencia, ya que está relacionado con la capacidad de la máquina para mantener su sincronismo con el sistema eléctrico durante perturbaciones. En términos generales, la estabilidad angular se refiere a la habilidad de una máquina síncrona para permanecer en

sincronismo con la red tras una perturbación, como una falla eléctrica o un cambio brusco en la carga.

2.7.1 Principio de funcionamiento del motor síncrono

En un motor síncrono, el torque electromagnético (T_e) es generado por la interacción entre el campo magnético del rotor (creado por los imanes permanentes o por un devanado alimentado con corriente continua) y el campo magnético giratorio del estator (alimentado por corrientes alternas). La estabilidad angular depende de mantener el ángulo δ entre estos dos campos dentro de ciertos límites.

El torque desarrollado está dado por:

Ecuación 14:

$$T_e = \left(\frac{VE}{X_s} \right) * \text{sen}(\delta)$$

Donde:

- V es la tensión aplicada al estator,
- E es la fuerza electromotriz inducida en el rotor,
- X_s es la reactancia síncrona del motor,
- δ es el ángulo de carga.

2.7.2 Estabilidad angular en motores síncronos

La estabilidad angular en un motor síncrono es la capacidad del rotor para seguir girando de manera sincronizada con el campo del estator después de una perturbación, como una variación repentina en la carga.

2.7.2.1 Estabilidad de pequeña señal en motores síncronos

Cuando el motor experimenta una pequeña perturbación en la carga, el ángulo δ varía ligeramente. Si el sistema tiene suficiente amortiguamiento y la perturbación es pequeña, el motor recupera su estado sincrónico sin perder estabilidad. Esta recuperación está regida por la ecuación de swing, ajustada para el motor:

Ecuación 15:

$$J * \frac{d^2\delta}{dt^2} = T_m - T_e$$

Donde T_m es el torque mecánico impuesto por la carga y T_e es el torque electromagnético.

2.7.2.2 Estabilidad transitoria en motores síncronos

Cuando ocurre una perturbación severa, como un cambio abrupto de carga o una caída momentánea en la tensión de alimentación, el ángulo δ puede aumentar de manera significativa. El comportamiento transitorio del motor en estos casos se evalúa considerando las características no lineales del sistema:

Ecuación 16:

$$J * \frac{d^2\delta}{dt^2} = P_m - P_e$$

Donde P_m es la potencia mecánica absorbida por la carga y P_e es la potencia eléctrica generada por el campo del estator que proporciona el torque al rotor.

2.7.2.3 Impacto de la carga en la estabilidad angular del motor síncrono

El comportamiento de un motor síncrono ante cambios en la carga es fundamental para su estabilidad angular. Un aumento brusco en la carga provoca un incremento en el ángulo δ , lo que puede comprometer la estabilidad si este ángulo se acerca a los 90° . Si la carga supera el torque

que el motor puede desarrollar, el ángulo δ puede volverse tan grande que el motor pierde sincronismo.

2.7.3 *Comparación con generadores síncronos*

Aunque los principios de estabilidad angular son similares para motores y generadores síncronos, hay diferencias clave en cómo se aplican. En un generador síncrono, el torque mecánico es proporcionado por una turbina, y el generador entrega potencia eléctrica a la red. En el motor, el torque mecánico es la carga que debe ser superada mediante el torque electromagnético generado por el estator.

2.7.4 *Factores que Afectan la Estabilidad Angular en Máquinas Síncronas*

La estabilidad angular de las máquinas síncronas, incluyendo tanto motores como generadores, puede verse afectada por una serie de factores, que influyen en cómo el rotor responde ante perturbaciones. Estos factores pueden agruparse en tres grandes categorías: características de la máquina, condiciones operativas y condiciones del sistema eléctrico.

2.7.5 *Inercia del rotor*

El momento de inercia del rotor es uno de los factores más importantes que afectan la estabilidad angular. A mayor inercia, más energía cinética tiene el rotor, lo que le permite resistir mejor las variaciones de carga o perturbaciones. Las máquinas con una alta inercia tienen una mayor capacidad para mantener su sincronismo durante perturbaciones.

- **Ecuación relacionada:** La inercia se relaciona con la aceleración angular mediante la ecuación de swing mostrada en la ecuación (16):

Donde J es el momento de inercia. Un mayor J significa una menor aceleración angular por una perturbación dada, ayudando a la estabilidad.

2.7.6 Torque mecánico y eléctrico.

La estabilidad angular depende de la interacción entre el torque mecánico (producido por la carga en un motor o por la turbina en un generador) y el torque electromagnético generado por el campo del estator. Si hay una diferencia significativa entre el torque mecánico y el torque eléctrico tras una perturbación, el rotor experimentará aceleraciones o desaceleraciones.

- **Torque máximo disponible:** El torque máximo que puede desarrollar una máquina también es un factor limitante para la estabilidad. Si la carga excede la capacidad de torque del motor, el ángulo δ puede aumentar más allá del límite seguro, y el motor perderá sincronismo.

2.7.6.1 Amortiguamiento del sistema.

El **amortiguamiento** se refiere a la capacidad de la máquina para disipar energía durante oscilaciones angulares. Las máquinas con mayor amortiguamiento pueden reducir la amplitud de las oscilaciones después de una perturbación y retornar más rápidamente al estado estable.

- **Amortiguamiento del sistema:** El coeficiente de amortiguamiento D en la ecuación de swing ayuda a modelar el efecto de amortiguamiento en la estabilidad de la máquina.

Ecuación 17:

$$J \left(\frac{d^2 \delta}{dt^2} \right) + D \left(\frac{d\delta}{dt} \right) + K \delta$$

Donde D es el coeficiente de amortiguamiento. Un mayor valor de D reduce las oscilaciones y mejora la estabilidad angular.

2.7.7 Condiciones operativas de la carga

Los cambios en la carga mecánica que soporta el motor o generador afectan directamente la estabilidad angular. Un incremento brusco de carga (o una desconexión repentina de carga en el caso de un generador) provoca un cambio en el ángulo δ , lo que puede comprometer la estabilidad si este ángulo se acerca a los 90° .

Variaciones bruscas de carga: Si la carga aumenta repentinamente, el ángulo δ debe aumentar para generar el torque necesario. Si este ángulo se acerca a los 90° , el motor o generador puede perder sincronismo.

2.7.7.1 Tensión en la red.

La tensión del sistema eléctrico en el que está conectada la máquina es otro factor determinante. Si hay caídas significativas de tensión en la red, el torque desarrollado por la máquina puede disminuir, lo que incrementa el ángulo δ y afecta la estabilidad.

Tensión baja: Una tensión más baja reduce el torque electromagnético T_e que la máquina puede generar. Esto puede hacer que el rotor acelere o desacelere en exceso, poniendo en riesgo la estabilidad angular.

2.7.7.2 Frecuencia del sistema

La estabilidad angular está estrechamente vinculada con la frecuencia del sistema eléctrico. Un desbalance entre la frecuencia del rotor y la frecuencia de la red (especialmente durante perturbaciones) puede llevar a que la máquina pierda sincronismo.

Desviaciones en la frecuencia: Un aumento o disminución de la frecuencia del sistema puede provocar que el ángulo δ cambie rápidamente, comprometiendo la estabilidad angular.

2.7.8 Impedancias del sistema eléctrico

La impedancia del sistema eléctrico afecta la capacidad de la máquina para intercambiar potencia con la red. Si la impedancia es alta, será más difícil para la máquina mantener su sincronismo durante perturbaciones.

Impedancia alta: Si el sistema tiene una alta reactancia X_s , se reduce la capacidad de la máquina para transferir potencia, lo que disminuye la estabilidad angular.

2.7.8.1 Tiempo de respuesta de los controles.

Los sistemas de control de la máquina (como reguladores de velocidad o de tensión) también juegan un papel crucial en la estabilidad angular. Un sistema de control lento o ineficiente puede no ser capaz de corregir las desviaciones en el ángulo de rotor a tiempo.

- **Regulador de velocidad:** Controla el flujo de potencia mecánica, que afecta directamente el ángulo δ . Si el regulador no responde rápidamente a las variaciones de carga, la máquina puede perder sincronismo.
- **Excitador del generador:** En generadores síncronos, el sistema de excitación regula la tensión de salida. Si el excitador no compensa rápidamente las variaciones de tensión, puede afectar la estabilidad

2.8 Introducción a la Simulación Computacional

La simulación computacional es una herramienta fundamental en el diseño y análisis de sistemas de control para motores eléctricos, como los motores síncronos de imán permanente. Permite modelar y predecir el comportamiento dinámico del sistema bajo diferentes condiciones de operación, incluyendo variaciones de carga. En este capítulo, se presentarán diversas técnicas

de simulación utilizadas en la aplicación de herramientas computacionales del control vectorial DQX, destacando sus características, ventajas y desventajas.

2.8.1 *Método de Integración Numérica.*

Para obtener los resultados en las variables originales (abc), después de controlar el sistema en el marco DQX, se aplica la transformación de Park inversa. Este proceso es necesario para volver a las variables de referencia trifásica y obtener los valores reales de tensión y corriente aplicados a los terminales del motor.

Ecuación 18:

$$V_{abc} = T_{DQX}^{-1}(V_d, V_q, V_x)$$

Donde T_{DQX}^{-1} es la matriz de transformación inversa de Park.

2.8.2 *Implementación del Control Vectorial DQX en Simulink*

El control vectorial se implementa utilizando un controlador proporcional-integral (PI) en los lazos de corriente d y q, con un regulador de velocidad externo. El controlador PI digital sigue la fórmula.

Ecuación 19:

$$u(k) = u(k-1) + K_p[K_p[e(k) - e(k-1)] + K_i e(k)]$$

Donde $e(k)$ es el error en la referencia de corriente o velocidad, y K_p, K_i son los parámetros de ganancia proporcional e integral, respectivamente.

- El controlador en el eje d regula el flujo magnético.
- El controlador en el eje q regula el par.
- El eje x (en caso de un sistema con desbalance) compensa posibles distorsiones en la alimentación.

2.8.3 Algoritmo de Control en Simulink.

En Simulink, se implementa el control vectorial usando bloques de función y lazos de retroalimentación. Se modelan los sensores de corriente y posición del rotor, utilizando estimadores de flujo o encoders virtuales para simular la realimentación del sistema en la vida real.

2.8.4 Análisis de Simulación Bajo Variaciones de Carga.

Para validar el desempeño del sistema de control, se simulan distintos escenarios de carga en el PMSM.

- Variación escalonada de carga: Se simula un incremento brusco de la carga a mitad del ciclo para observar la respuesta del sistema.
- Ciclos de carga variable: El motor se somete a variaciones continuas de carga, simulando condiciones industriales.

2.9 MATLAB y Simulación como Herramienta de Simulación.

MATLAB es una herramienta de programación ampliamente utilizada en el análisis y diseño de sistemas de control, proporcionando un entorno robusto para simulaciones dinámicas. En este capítulo se abordará el uso de MATLAB y su entorno Simulink en la simulación del control vectorial DQX aplicado a un motor síncrono de imán permanente (PMSM), particularmente bajo variaciones de carga.

2.9.1 Modelado del Sistema en MATLAB/Simulink.

Se utilizarán las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del PMSM en el marco de referencia DQ. Estas ecuaciones se implementan en MATLAB a través de Simulink, que permite la simulación continua de sistemas dinámicos.

- La transformación de Park se utiliza para simplificar el análisis del motor.

- Los bloques de Simulink permiten la simulación precisa de las corrientes y tensiones en los ejes d, q y x, con el tiempo.

2.9.2 Implementación del Modelo en Simulink.

El motor se modela usando bloques de Simulink que representan las ecuaciones diferenciales del PMSM. Se conecta el modelo de control vectorial DQX para regular las variables de corriente y par. El esquema general del modelo incluye.

- Bloques de ecuaciones diferenciales del PMSM.
- Bloques de controladores PI para los ejes d y q.
- Sensores de retroalimentación simulada para las corrientes y la posición del rotor.

2.9.3 Resultados de Simulación en MATLAB

MATLAB/Simulink permite visualizar y analizar la respuesta transitoria del sistema. Los gráficos obtenidos de la simulación muestran el comportamiento de las corrientes, tensiones y el par bajo diferentes condiciones de carga. Los resultados incluyen:

- Gráficas de corriente y tensión en los ejes d y q.
- Respuesta del par electromagnético.
- Comparación entre el comportamiento del motor en distintas cargas.

CAPÍTULO. III

3. Control PID Aplicado a Maquinas Síncronas

3.1 Introduccion

En esta sección se presenta un análisis detallado del control PID (Proporcional, Integral, Derivativo), una herramienta fundamental en sistemas de control. Se aborda desde sus conceptos básicos hasta su implementación práctica, destacando su versatilidad en una amplia gama de aplicaciones industriales.

El capítulo inicia con el principio de retroalimentación, explicando su funcionamiento como base de los sistemas de control y su representación mediante diagramas de bloques. Se enfatiza la importancia de la retroalimentación, destacando cómo mejora la estabilidad y el rendimiento de los sistemas controlados.

Se introduce el concepto de control On-Off, una técnica básica de control, y se analiza el control proporcional (P), estableciendo las ventajas y limitaciones de cada método. Para profundizar, se incluye un análisis estático de sistemas de realimentación, proporcionando una base teórica sólida para comprender el comportamiento de los sistemas.

Posteriormente, se describe la estructura del control PID, detallando cómo cada componente (P, I y D) contribuye al ajuste fino del sistema y su desempeño en diferentes escenarios. Además, se explora la modulación por ancho de pulsos (PWM) como un método de implementación práctico y eficiente del control PID en sistemas electrónicos.

De esta manera, este capítulo no solo introduce los fundamentos del control PID, sino que también establece el contexto para su aplicación en sistemas más complejos, sentando las bases para el diseño y análisis de sistemas de control avanzados.

3.2 Control PID

El controlador PID es, con diferencia, el algoritmo de control más utilizado. La mayoría de los sistemas de retroalimentación se controlan mediante este algoritmo o pequeñas variaciones del mismo. Se implementa de diversas formas, ya sea como un controlador independiente o como parte de un paquete DDC (Control Digital Directo) o un sistema de control distribuido jerárquico de procesos. Miles de ingenieros de control e instrumentación de todo el mundo emplean controladores PID en su trabajo diario.

El algoritmo PID puede ser abordado desde varias perspectivas. Se puede ver como un dispositivo que opera con reglas simples o también desde un enfoque analítico.

Este capítulo ofrece una introducción al control PID, presentando el algoritmo básico y sus diferentes representaciones en detalle. También se describen las propiedades del controlador en un lazo cerrado basadas en argumentos intuitivos. Se discute el fenómeno del "reset windup" (acumulación excesiva de la acción integral), que ocurre cuando un controlador con acción integral está conectado a un proceso con un actuador que se satura, y se describen métodos para evitarlo.

Asimismo, se abordan aspectos importantes de la implementación digital de controladores PID, como el prefiltrado, las diferentes aproximaciones digitales, el filtrado de ruido y el código informático necesario para una buena implementación. También se tocan aspectos operacionales como la transferencia suave entre modos manual y automático y entre diferentes conjuntos de parámetros.

3.2.1 *El Principio de Retroalimentación.*

El principio de retroalimentación (feedback) es extremadamente sencillo, pero a la vez muy poderoso y ha tenido un impacto significativo en la tecnología. Su aplicación ha permitido avances

importantes en áreas como el control, la comunicación y la instrumentación, lo que ha generado numerosas patentes.

En términos simples, podemos suponer que el proceso es tal que la variable del proceso (PV) aumenta cuando se incrementa la variable manipulada (MV). El principio de retroalimentación se puede describir de la siguiente manera:

- Aumentar la variable manipulada cuando la variable del proceso es menor que el setpoint.
- Disminuir la variable manipulada cuando la variable del proceso es mayor que el setpoint.

Este tipo de retroalimentación se conoce como retroalimentación negativa, porque la variable manipulada se mueve en la dirección opuesta a la variable del proceso.

3.2.2 Diagrama de Bloques.

En un diagrama de bloques, tanto el proceso como el controlador se representan como cajas con flechas que indican las entradas y salidas. Un símbolo especial se usa para denotar la suma de señales. El diagrama de bloques muestra que el proceso y el controlador están conectados en un lazo cerrado de retroalimentación, y la presencia de un bloque que invierte el signo indica que la retroalimentación es negativa.

3.2.3 Importancia de la Retroalimentación.

El interés por los sistemas de retroalimentación radica en que, mediante la retroalimentación, la variable del proceso se mantiene cerca del setpoint a pesar de perturbaciones o variaciones en las características del proceso.

En resumen, el principio de retroalimentación negativa ayuda a reducir el error al ajustar continuamente la variable manipulada para mantener la variable del proceso lo más cerca posible del valor deseado, asegurando así la estabilidad y precisión del sistema.

3.2.4 Control On-Off

La retroalimentación se puede organizar de muchas maneras. Un mecanismo de retroalimentación simple se puede describir matemáticamente de la siguiente forma:

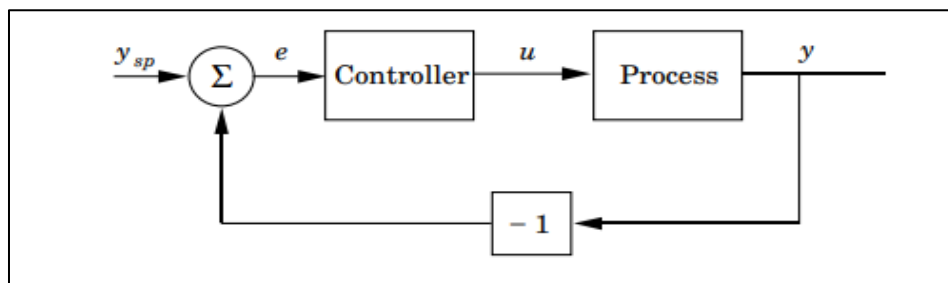
Ecuación 20:

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{if } e > 0 \\ u_{min} & \text{if } e < 0 \end{cases}$$

Donde $e = y_{sp} - y$ es el error del control. Esta ley de control implica que siempre se utiliza la máxima acción correctiva. La variable manipulada.

figura 3.1

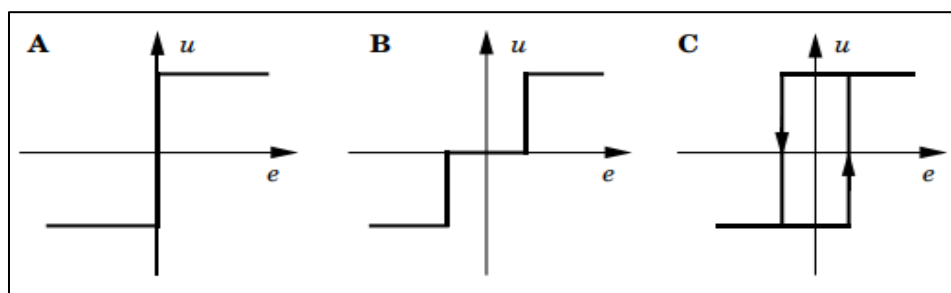
Diagrama de bloque de proceso.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

figura 3.2

Características de control ideal A, Características modificados B. y con histéresis C.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

Error es negativo. Este tipo de retroalimentación se denomina control On-Off. Es un mecanismo simple que no requiere la selección de parámetros. El control On-Off generalmente logra mantener la variable del proceso cerca del setpoint, pero típicamente resulta en un sistema donde las variables oscilan.

La variable de control no está definida cuando el error es cero. Es común introducir modificaciones, como histéresis o una zona muerta, para evitar cambios abruptos o conmutaciones rápidas, como se ilustra en la Figura 3.2.

3.2.5 CONTROL PROPORCIONAL (P)

La razón por la que el control On-Off suele generar oscilaciones es que el sistema tiende a sobre-reaccionar. Esto ocurre porque un pequeño cambio en el error provoca que la variable manipulada cambie a lo largo de todo su rango. Este efecto se evita en el control proporcional, donde la característica del controlador es proporcional al error de control cuando este es pequeño.

La Figura 3.3 muestra la característica de un controlador proporcional. En este caso, el controlador se caracteriza por una función no lineal $u = f_c(e)$, que depende del error.

Este enfoque proporcional proporciona un ajuste más gradual y reduce las oscilaciones al responder de manera menos abrupta a los pequeños cambios en el error, a diferencia del control On-Off que solo tiene dos estados (encendido o apagado), lo que conduce a oscilaciones constantes alrededor del setpoint.

Para describir la característica de un controlador proporcional, es necesario establecer los límites de la variable de control, que son u_{max} y u_{min} . El rango lineal del controlador se puede especificar de dos maneras: proporcionando la pendiente de la característica (que corresponde a la ganancia del controlador K) o indicando el rango en el que la característica es lineal, conocido como la banda proporcional (P_b).

Este rango lineal generalmente está centrado alrededor del setpoint. La banda proporcional y la ganancia del controlador están relacionadas a través de la siguiente fórmula:

Ecuación 21:

$$u_{max} - u_{min} = KP_b$$

Ganancia del controlador K : Mide la sensibilidad del controlador, es decir, cuánto cambia la salida en respuesta a un cambio en el error. Una ganancia más alta implica una respuesta más rápida y agresiva, pero puede causar inestabilidad.

Banda proporcional (P_b): Es el rango de error en el cual el controlador actúa de manera proporcional. Cuanto mayor es la banda proporcional, más suavemente responde el controlador a los cambios en el error, lo que puede ser útil para evitar oscilaciones bruscas.

De esta forma, el ajuste de estas dos propiedades define cómo responde el controlador proporcional a los errores del sistema.

Ecuación 22:

$$u_{max} - u_{min} = KP_b$$

Esto normalmente es asumido que $u_{max} - u_{min} = 100\%$ lo cual implica que,

Ecuación 23:

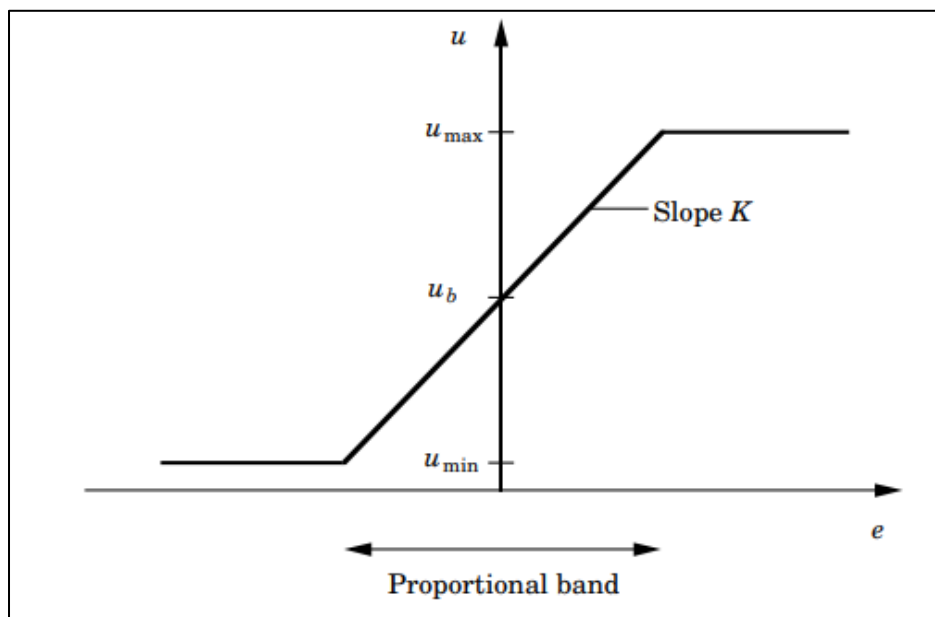
$$P_b = \frac{100}{K}$$

Cabe destacar que un controlador proporcional actúa de manera similar a un control On-Off cuando el error es grande. Esto sucede porque, para errores grandes, la salida del controlador alcanza rápidamente sus límites máximos o mínimos, y, por lo tanto, la respuesta tiende a ser todo o nada, como en el control On-Off. En este caso, la variable manipulada cambia a su valor máximo o mínimo, provocando una corrección rápida y abrupta, como ocurre en el control On-Off.

La diferencia principal radica en que, para errores pequeños, el controlador proporcional ajusta la salida de manera continua y gradual, lo que evita las oscilaciones bruscas que son comunes en el control On-Off.

Figura 3.3

Característica de un controlador proporcional. La entrada es el error de control e y la salida es la señal de control u .



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

3.2.6 Análisis Estático de Sistemas de Realimentación

Algunos aspectos de un sistema de control pueden comprenderse mediante un análisis estático simple. Para ello, se introduce la característica de proceso estático, que es una curva que muestra el valor estacionario de la salida del proceso en función de la entrada del proceso, como se observa en la Figura 3.4. Cabe señalar que esta curva tiene una interpretación física únicamente para un proceso estable. La característica de proceso estático es fundamental, ya que permite determinar el rango de señales de control necesarias para ajustar la salida del proceso en el rango deseado, dimensionar los actuadores y seleccionar la resolución de los sensores. También puede ayudar a evaluar si las variaciones de ganancia estática son tan grandes que deben considerarse en el diseño de control.

Ecuación 24:

$$u = f_c(Y_{sp} - y)$$

Introduciendo la característica inversa del controlador f_c^{-1} , esto se puede expresar como

Ecuación 25:

$$y_{sp} - y = f_c^{-1}(u)$$

Además, introduciendo la característica de proceso estático,

Ecuación 26:

$$y = f_p(u)$$

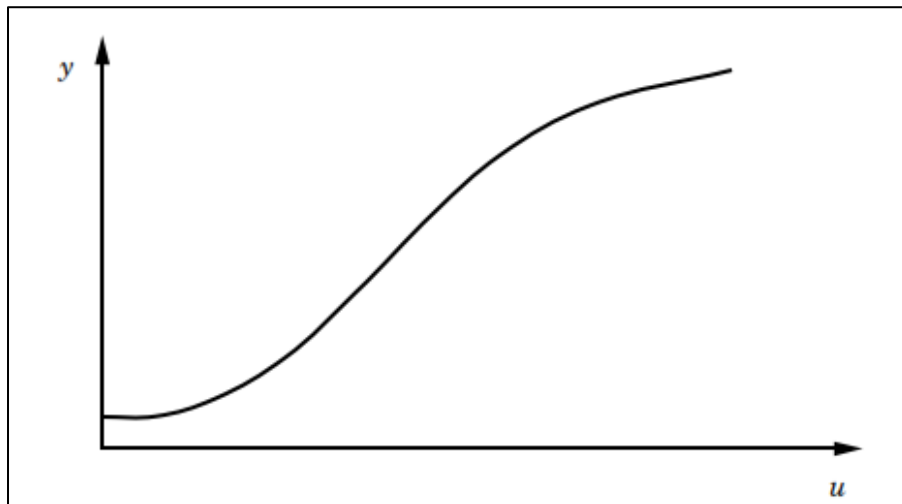
encontramos que el valor de equilibrio que satisface la ecuación

Ecuación 27:

$$y_{sp} - f_p^{-1}(u) = f_p(u)$$

Figura 3.4.

Característica de proceso estático. Muestra la salida del proceso como una función de la entrada del proceso en condiciones estáticas.



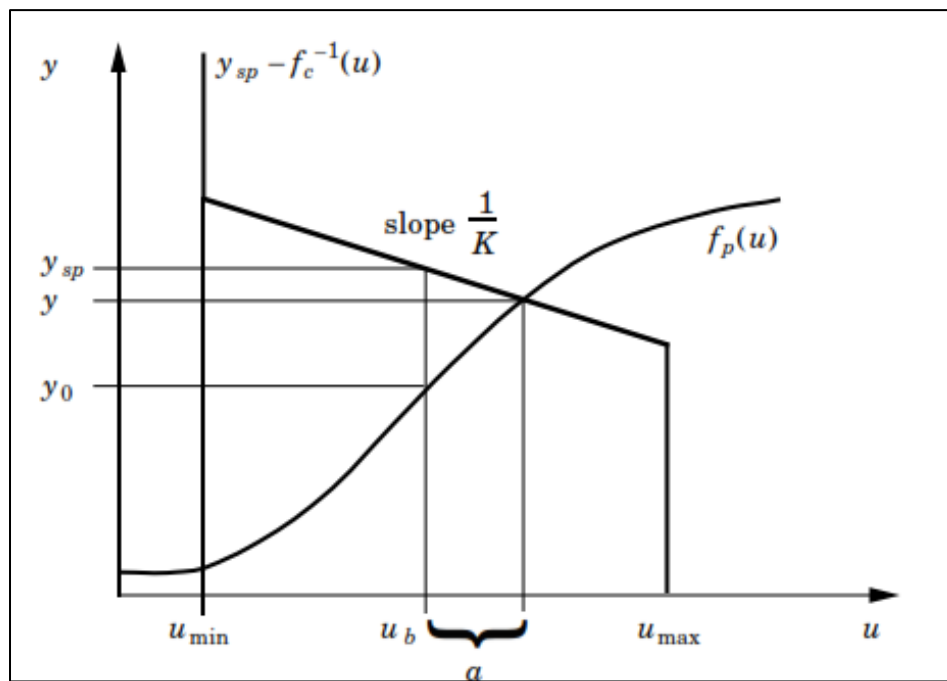
Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

Esta ecuación puede resolverse gráficamente al encontrar la intersección entre los gráficos de las funciones $f_p(u)$ y $y_{sp} - f_c^{-1}(u)$, como se muestra en la Figura 3.5. La intersección es única si las características estáticas son monótonas. El valor de equilibrio de la salida del proceso Y_{sp} se obtiene simplemente como la coordenada Y_0 de la intersección. En esta construcción gráfica, es fácil observar cómo el equilibrio es influenciado por el punto de referencia y la ganancia del controlador. El equilibrio coincide con el punto de referencia solo si

$$y_{sp} = y_0 = f_p(u_b)$$

Figura 3.5

Determinación del equilibrio a partir de las características estáticas del proceso y del controlador.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

Para todos los demás valores del punto de referencia, habrá una desviación. Si la característica del proceso se aproxima mediante una línea recta con pendiente K , y la ganancia del

controlador es K , la desviación se puede calcular fácilmente. Introduciendo el parámetro mostrado en la Figura 3.5, encontramos que:

Ecuación 28:

$$y_{sp} - y_0 = \left(K_P + \frac{1}{K}\right) a$$

Ecuación 29:

$$y_{sp} - y = \left(\frac{1}{K}\right) a$$

Esto implica que el error en régimen permanente está dado por

Ecuación 30

$$e = y_{sp} - y = \frac{1}{1 + K_P k} (y_{sp} - y_0)$$

Cuanto menor es la desviación, mayor es la ganancia del lazo $K_P k$

3.2.7 Estructura del control PID

En la sección anterior vimos que el control proporcional tiene la desventaja de que generalmente resulta en un error estático o de estado estacionario. Por lo tanto, los algoritmos de control utilizados en la práctica suelen ser más complejos que el controlador proporcional. Se ha encontrado empíricamente que una estructura conocida como controlador PID.

Ecuación 31:

$$u(t) = K \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right)$$

donde u es la variable de control y e , es el error de control ($e = y_{sp} - y$). La variable de control es, por lo tanto, la suma de tres términos: el término P-term (que es proporcional al error), el término I-term (que es proporcional a la integral del error) y el término D-term (que es

proporcional a la derivada del error). Los parámetros del controlador son: la ganancia proporcional K , el tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d

3.2.7.1 Acción Proporcional

En el caso del control proporcional puro, la ley de control de la Ecuación (39) se reduce a:

Ecuación 32

$$u(t) = Ke(t) + u_b$$

La acción de control es simplemente proporcional al error de control. La variable u_b es un sesgo o un valor de reinicio. Cuando el error de control e es cero, la variable de control toma el valor $u(t) = u_b$. El sesgo u_b a menudo se fija en $(u_{max} + u_{min})/2$, pero a veces puede ajustarse manualmente para que el error de control estacionario sea cero en un punto de ajuste dado.

3.2.7.2 Análisis Estático.

Las características del control proporcional pueden explicarse mediante un análisis basado únicamente en aspectos estáticos. Considere el sistema de retroalimentación simple mostrado en la Figura 3.6, que incluye un controlador y un proceso. Se asume que el controlador emplea acción proporcional y que el proceso se describe con un modelo estático.

Ecuación 33:

$$x = K_p(u + l)$$

Donde x representa la variable del proceso, u es la variable de control, l corresponde a una perturbación de carga, y K es la ganancia estática del proceso. A partir del diagrama de bloques, se derivan las siguientes ecuaciones.

Ecuación 34:

$$y = x + n$$

Ecuación 35:

$$x = K_p(u + l)$$

Ecuación 36:

$$u = K(Y_{sp} - Y) + U_b$$

Al eliminar las variables intermedias, se obtiene la siguiente relación entre la variable del proceso x , el punto de referencia y_{sp} , la perturbación de carga l y el ruido de medición n :

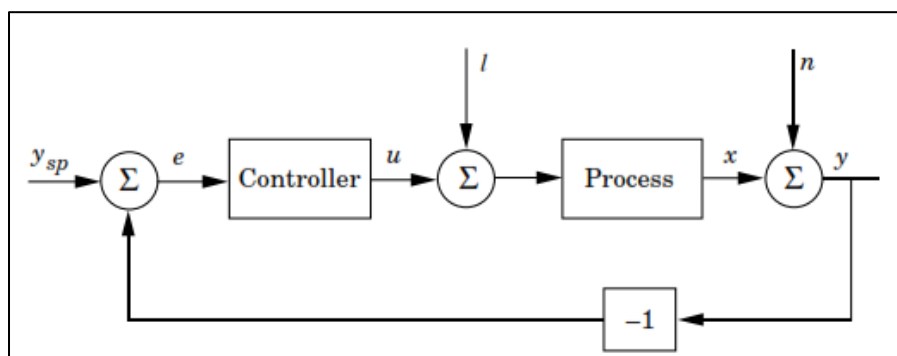
Ecuación 37:

$$x = \frac{KK_p}{1 + KK_p}(Y_{sp} - n) + \frac{K_p}{1 + KK_p}(l + u_b)$$

Compárese con la Ecuación (38) de la sección anterior. El producto KK_p es un número adimensional conocido como ganancia del lazo. De la Ecuación (37) pueden derivarse varias propiedades interesantes del sistema en lazo cerrado. Primero, suponga que n y U_b son iguales a cero. En este caso, la ganancia del lazo debe ser alta para garantizar que la salida del proceso x se aproxime al punto de referencia Y_{sp} . Un valor elevado de la ganancia del lazo también hará que el sistema sea menos sensible a las perturbaciones.

Figura 3.6

Diagrama de bloques de un lazo de retroalimentación simple.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

Sin embargo, si n no es cero, según la Ecuación (37), el ruido de medición n afecta la salida del proceso de manera similar al punto de referencia Y_{sp} . Para evitar que el sistema sea sensible al ruido de medición, la ganancia del lazo no debe ser excesivamente alta. Además, el sesgo del controlador U_b influye en el sistema de forma similar a una perturbación de carga. Por lo tanto, es evidente que el diseño de la ganancia del lazo implica un equilibrio entre distintos objetivos de control, y no existe una respuesta única sobre cuál es la ganancia óptima, ya que dependerá de cuál objetivo de control sea prioritario.

También se deduce de la Ecuación (37) que, en general, habrá un error en estado estacionario con control proporcional. Esto puede intuirse a partir de la Ecuación (36), que indica que el error de control es cero solo cuando $U = U_b$ en condiciones estacionarias. Por lo tanto, el error puede anularse en una condición operativa específica eligiendo adecuadamente el sesgo del controlador U_b .

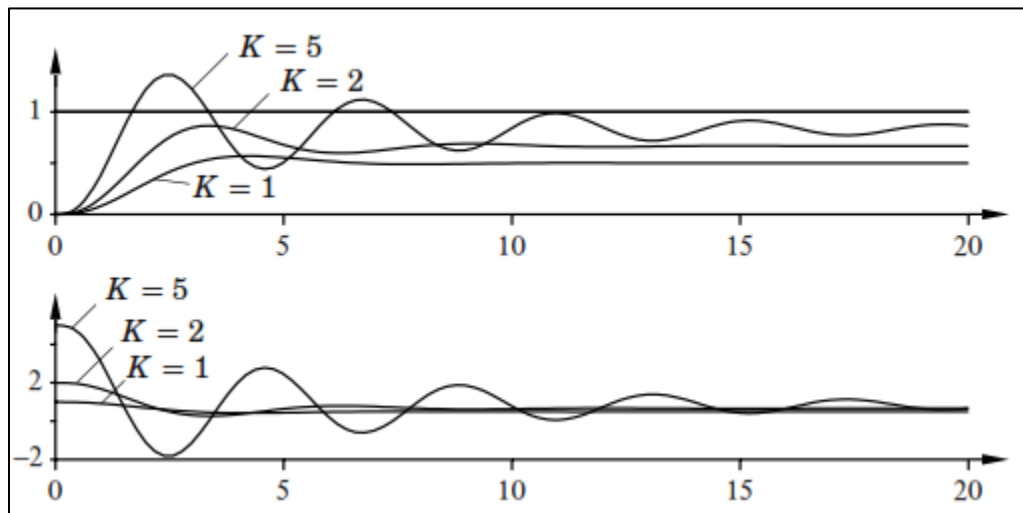
El análisis estático presentado anteriormente asume que el proceso puede describirse mediante un modelo estático, lo que excluye propiedades importantes de la dinámica del sistema en lazo cerrado. La más relevante es que, si se consideran las dinámicas del proceso, el sistema en

lazo cerrado normalmente será inestable con ganancias de lazo elevadas. En la práctica, la ganancia máxima del lazo está determinada por las dinámicas del proceso. Una forma de describir dichas dinámicas lleva a representaciones como la Ecuación (32), donde la ganancia del proceso depende de la frecuencia.

Un ejemplo típico de control proporcional se ilustra en la Figura 3.7, donde se muestra el comportamiento de la salida del proceso y su respuesta correspondiente.

Figura 3.7

Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

La función de transferencia del proceso es $G_S = (s + 1)^{-3}$. El diagrama superior muestra el valor de referencia igual a 1 y la salida del proceso $Y_{sp} = 1$ para diferentes valores de ganancia del controlador K . El diagrama inferior presenta la señal de control u correspondiente a distintos valores de la ganancia del controlador.

El controlador responde a un cambio escalón en el valor de referencia. El error en estado estacionario puede calcularse utilizando la Ecuación (36). En esta simulación, los términos de

sesgo Ub , carga l y ruido n se han considerado como cero. Con una ganancia del controlador $K=1$ y una ganancia estática del proceso $Kp = 1$, el error resultante es del 50%.

El gráfico muestra que el error en estado estacionario disminuye a medida que aumenta la ganancia del controlador, lo cual coincide con lo previsto por la Ecuación (36). Sin embargo, también se observa que la respuesta del sistema se vuelve más oscilatoria a medida que la ganancia del controlador aumenta. Esto se debe a la dinámica del proceso.

3.2.7.3 Acción integral

La principal función de la acción integral es garantizar que la salida del proceso coincida con el valor de referencia en estado estacionario. Con un control proporcional, generalmente existe un error de control en el estado estacionario. Sin embargo, con la acción integral, incluso un pequeño error positivo siempre provocará un incremento en la señal de control, mientras que un error negativo ocasionará una disminución en la señal de control, sin importar cuán pequeño sea el error.

Un razonamiento sencillo permite demostrar que el error en estado estacionario siempre será cero con acción integral. Supongamos que el sistema se encuentra en estado estacionario con una señal de control constante U_o y un error constante E_o . De acuerdo con la Ecuación (37), se deduce que la señal de control está determinada por:

Ecuación 38:

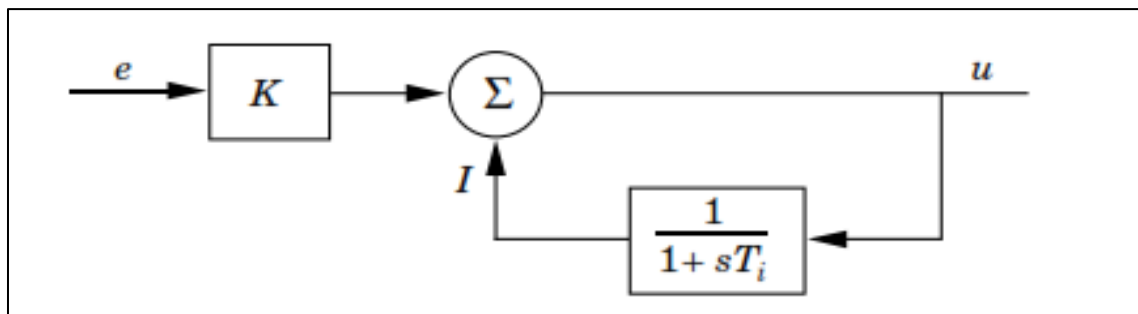
$$u_o = K(e_o + \frac{e_o}{T_i} t)$$

Mientras $e \neq 0$, esto contradice claramente la suposición de que la señal de control U_o es constante. Por lo tanto, un controlador con acción integral siempre garantizará un error en estado estacionario igual a cero.

La acción integral también puede interpretarse como un mecanismo que ajusta automáticamente el término de sesgo Ub de un controlador proporcional. Esto se ilustra en el diagrama de bloques de la Figura 3.8, que muestra un controlador proporcional con un ajuste de "reinicio" automático. Este ajuste se realiza retroalimentando una señal, que es un valor filtrado de la salida, hacia el punto de suma del controlador. De hecho, esta fue una de las primeras implementaciones de la acción integral, conocida también como "reinicio automático".

Figura 3.8

Implementación de la acción integral como una retroalimentación positiva alrededor de un retraso.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

La implementación mostrada en la Figura 3.8 sigue siendo utilizada por muchos fabricantes. Un cálculo sencillo demuestra que el controlador produce los resultados deseados. Las siguientes ecuaciones se derivan del diagrama de bloques:

Ecuación 39:

$$u = K_e + 1$$

Ecuación 40:

$$T_i \left(\frac{dI}{dt} \right) + I = u$$

Eliminando el termino u, tenemos:

Ecuación 41:

$$T_i \left(\frac{dl}{dt} + 1 \right) = K_e + I$$

Ecuación 42:

$$T_i \left(\frac{dl}{dt} \right) = K_e$$

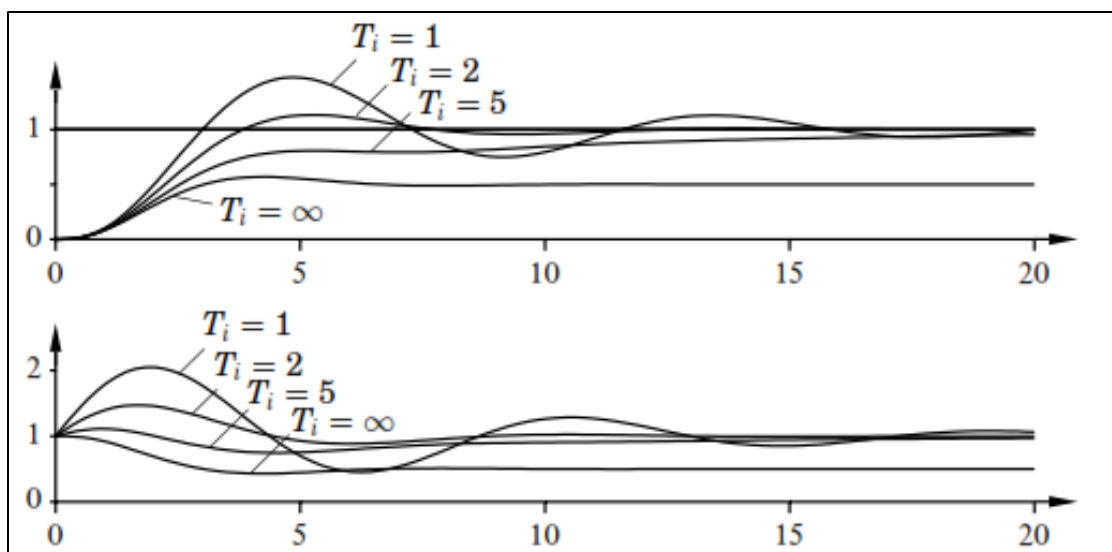
Esto demuestra que el controlador mostrado en la Figura 3.8 es, de hecho, un controlador PI. Las propiedades de la acción integral se ilustran en la Figura 3.9, que muestra una simulación de un sistema con control PI. En todas las curvas, la ganancia proporcional es constante $K=1$), mientras que el tiempo integral ($T_i = \infty$) varía.

El caso en que $T_i = \infty$ corresponde a un control puramente proporcional, idéntico al caso $K = 1$ en la Figura 3.7, donde el error en estado estacionario es del **50%**. Este error en estado estacionario desaparece cuando T_i toma valores finitos.

Para valores grandes de tiempo integral, la respuesta avanza lentamente hacia el valor de referencia, con una aproximación casi exponencial y una constante de tiempo aproximadamente igual a T_i/KK_p . A medida que el tiempo integral disminuye, el acercamiento es más rápido, pero también más oscilatorio.

Figura 3.9

Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional e integral. La función de transferencia del proceso es $G_S = (s + 1)^{-3}$ y la ganancia del controlador es $K=1$.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

El diagrama superior muestra el valor de referencia $Y_{sp} = 1$ y la salida del proceso y para diferentes valores del tiempo integral T_i .

3.2.7.4 Acción Derivativa

El propósito de la **acción derivativa** es mejorar la estabilidad del sistema en lazo cerrado. El mecanismo de inestabilidad se puede describir intuitivamente de la siguiente manera: debido a la dinámica del proceso, tomará algo de tiempo antes de que un cambio en la variable de control sea visible en la salida del proceso. Por lo tanto, el sistema de control corregirá el error con retraso. La acción de un controlador con control proporcional y derivativo puede interpretarse como si el control fuera proporcional a la salida del proceso predicha, donde la predicción se realiza extrapolando el error mediante la tangente de la curva de error. La estructura básica de un controlador PD es:

ecuación 43:

$$u(t) = K \left(e(t) + T_d \frac{d_e(t)}{dt} \right)$$

Una expansión en serie de Taylor de $e(t) + T_d$ obtenemos:

ecuación 44:

$$e(t + T_d) = e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}$$

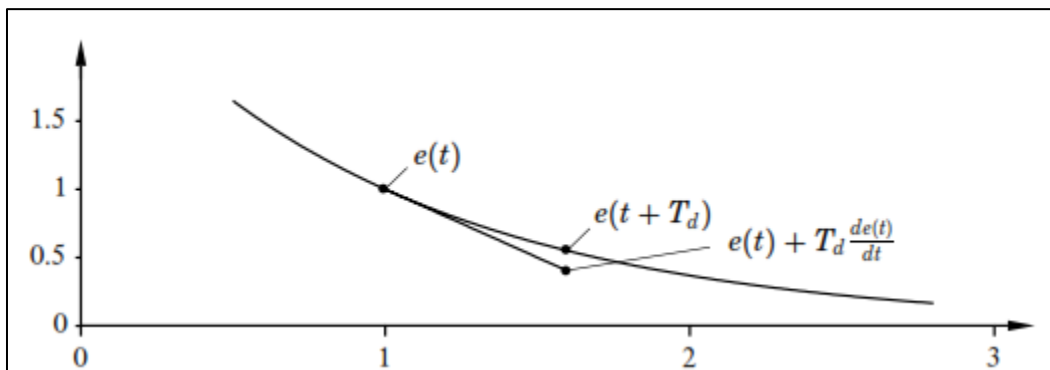
La señal de control es, por lo tanto, proporcional a una estimación del control futuro, donde la estimación se obtiene mediante extrapolación lineal del error en el tiempo T_d .

Las propiedades de la acción derivativa se ilustran en la Figura 3.10, que muestra una simulación de un sistema con control PID. La ganancia del controlador y el tiempo de integración se mantienen constantes $K=3$ y $T_i=2$, mientras que el tiempo derivativo T_d varía. Para $T_d=0$ se tiene un control puramente PI. El sistema en lazo cerrado presenta oscilaciones con los parámetros elegidos. Inicialmente, el amortiguamiento aumenta a medida que el tiempo derivativo aumenta, pero vuelve a disminuir cuando el tiempo derivativo es demasiado grande.

El controlador PID tiene tres términos. El término proporcional (**P**) corresponde al control proporcional. El término integral (**I**) proporciona un control que se ajusta en función del error acumulado a lo largo del tiempo, eliminando el error en estado estacionario.

Figura 3.10

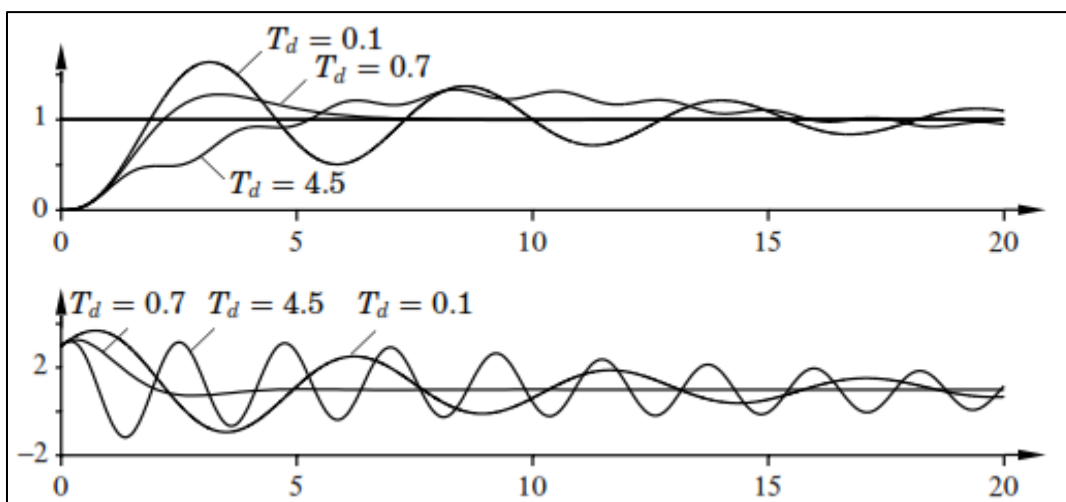
Interpretación de la acción derivativa como control predictivo, donde la predicción se obtiene mediante extrapolación lineal.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

Figura 3.11.

Simulación de un sistema en lazo cerrado con control proporcional, $G_S = (s + 1)^{-3}$ integral y derivativo. La función de transferencia del proceso es, la ganancia del controlador es $K=3$, y el tiempo integral es $T_i=2$. El diagrama superior muestra el valor



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

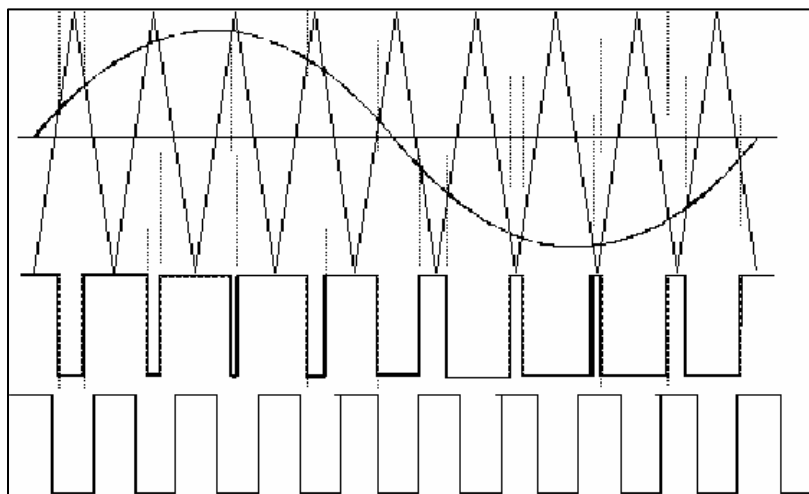
La acción integral es proporcional a la integral en el tiempo del error. Esto asegura que el error en estado estacionario se vuelva cero. El término derivativo (D) es proporcional a la derivada en el tiempo del error de control. Este término permite predecir el error futuro. Existen muchas variaciones del algoritmo básico PID que mejoran sustancialmente su rendimiento y funcionamiento. Estas variaciones se discuten en la siguiente sección.

3.2.8 Modulación Por Ancho de Pulsos (Pwm)

3.2.8.1 Modulación Pwm

Figura 3.12.

Modulación PWM.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

La modulación por ancho de pulsos o PWM (Pulse Width Modulation) es una técnica que se basa en, dada una señal de referencia (señal sinusoidal, por ejemplo), modular una segunda señal (señal triangular, por ejemplo), para tener una señal cuadrada de anchura variable en función de las dos señales anteriores.

La modulación de la anchura de pulsos es usada en diferentes aplicaciones, siendo las más comunes el control de servomotores o los sistemas de comunicación.

En el caso de control de servomotores, el funcionamiento es como sigue; la velocidad de rotación del motor será función de la anchura del pulso. Dado que la velocidad de rotación depende del valor medio de la tensión suministrada, cuanto más ancho sea el pulso, mayor será el valor medio de la tensión aplicada al motor y mayor velocidad de rotación tendremos. En caso de querer

disminuir la velocidad de este, solo debemos de aplicar pulsos más estrechos los cuales nos darán como resultado un valor medio neto de tensión aplicada al motor menor que en el caso anterior.

Como sistema de comunicación una clara aplicación es la transmisión de la información en forma de pulsos a través de un canal. Existen varias técnicas de modulación muy usadas hoy en día, modulación Delta, modulación de la posición del pulso PPM, (Pulse Position Modulation), modulación de la amplitud del pulso PAM (Pulse Amplitude Modulation), modulación del código del pulso PCM (Pulse Code Modulation), etc. Lo que tiende a hacerse es muestrear la señal modulada y con los datos obtenidos se modifican los parámetros de un tren de pulsos que posteriormente se transmitirá por el canal que sea.

La modulación PWM tiene gran interés desde el punto de vista del consumo de energía y del contenido espectral de la señal. La circuitería requerida para generar este tipo de señales es complicada, pero a la vez extremadamente importante conceptualmente hablando en cuanto hay mas razones para creer que las neuronas transmiten la información usando trenes de pulsos PWM.

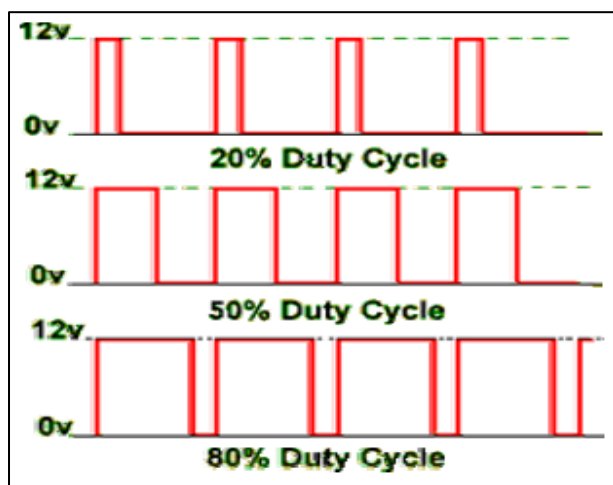
La modulación PWM es una técnica muy potente para el control de circuitos analógicos con salidas digitales de un procesador. Esta modulación, como antes se ha adelantado, se emplea en una extensa variedad de aplicaciones, desde las medidas o las comunicaciones hasta el control de potencia y la conversión. Controlando circuitos analógicos digitalmente, los costes del sistema y el consumo de potencia se ven drásticamente reducidos. O todavía más, muchos microcontroladores y DSPs incluyen en su propio chip controladores PWM haciendo más sencilla la implementación.

En resumidas cuentas, PWM es una forma de codificación digital de niveles de señales analógicas. Dado que son contadores de alta resolución, el duty-cycle de una onda cuadrada

(relación entre el tiempo en que el pulso está activo u ON y el periodo de la onda cuadrada) se modula para codificar un determinado nivel de señal analógico. La señal PWM es digital porque en cualquier instante de tiempo, la señal continua generada es completa o nula (ON/OFF). La tensión de la fuente de corriente se proporciona a la carga analógica por medio de una serie repetida de pulsos ON/OFF. Durante el tiempo que dura el pulso ON se proporciona una señal continua a la carga y durante el pulso OFF, no se alimenta la carga. Dando suficiente ancho de banda, cualquier valor analógico puede ser codificado usando PWM.

3.2.8.2 Ejemplo De Modulación Pwm

Veamos el siguiente ejemplo. En la figura se muestran tres señales diferentes; la primera se trata de una salida PWM con un duty cycle del 20% (el pulso ON dura el 20% del periodo y el OFF el 80%), la segunda del 50% y la tercera del 80%. Estas tres salidas PWM codifican tres niveles distintos de señal analógica como el 20%, 50% y 80% del valor máximo de la señal analógica. Si por ejemplo, la fuente es de 9V y el duty cycle es del 10%, un valor de 0.9V de señal analógica resulta codificado.

Figura 3.13*Distintos duty-cycle*

Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

La siguiente figura, muestra un simple circuito que podría ser tratado con PWM. Una batería de 9V, da potencia a una bombilla. Si cerramos el interruptor que conecta la batería y la bombilla durante 50 ms, la bombilla recibiría 9V durante ese intervalo de tiempo lógicamente. Si abriéramos el interruptor durante los próximos 50 ms, la bombilla recibiría 0V. Si repetimos este ciclo 10 veces cada segundo, la bombilla se encenderá como si estuviera conectada a una batería de 4.5V (50% de 9V). Decimos que el duty cycle es del 50% y le frecuencia moduladora es de 10Hz.

Figura 3.14

Circuito ejemplo.



Fuente y elaborado por: PID controllers, 2nd Edition, elaborado Karl J. Astrom

La mayoría de las cargas, inductivas y capacitivas indistintamente, requieren una frecuencia de modulación mucho mayor que 10Hz como se ha visto en el ejemplo anterior. Si imaginamos que nuestra bombilla se enciende durante 5 segundos y luego se apaga durante otros 5 segundos, y se repite este ciclo; el duty cycle seguiría siendo de 50% pero la bombilla aparecería encendida durante los primeros 5 segundos y apagada los siguientes 5 segundos. Para que la bombilla viera una tensión de 4.5V, el periodo del ciclo debería ser corto en relación al tiempo de respuesta de la carga para un cambio en el estado del interruptor. Para alcanzar el efecto deseado de un reductor de luz (aunque siempre con bombilla encendida), se necesita incrementar la frecuencia de modulación. Esto mismo es válido también en otras aplicaciones de PWM. Los más comunes rangos de frecuencia moduladora van de 1Khz a 200Khz.

La mayoría de microcontroladores incluyen, como adelantamos anteriormente, en el propio chip unidades PWM. Suelen traer configurables el tiempo de duración del pulso ON y el periodo (la frecuencia de modulación es su inversa). Para empezar una operación PWM, los datasheets del fabricante suelen sugerir que el software:

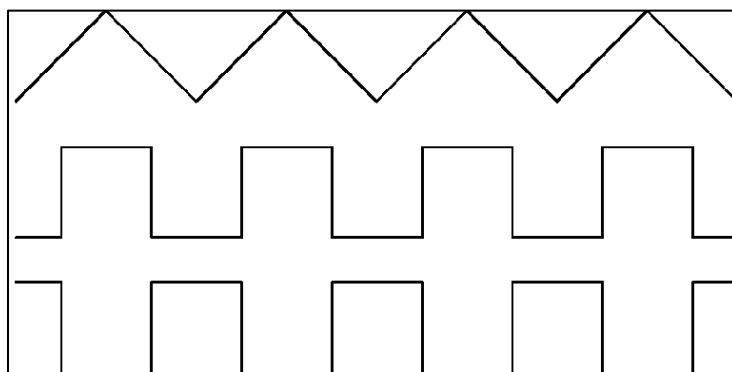
- Seleccione el periodo en el timer/contador del chip que proporciona la forma de onda moduladora cuadrada.
- Seleccione el tiempo de duración del pulso ON en el registro de control del PWM.
- Seleccione la dirección de la salida PWM, la cual es uno de los pines de propósito general de entrada/salida.
- Dé orden de comienzo del timer.
- Habilite el controlador PWM.

Aunque controladores específicos de PWM varían en detalles de programación, la idea básica es generalmente esta comentada anteriormente.

Veamos toda la gama de señales PWM que puede tenerse en una determinada aplicación:

Figura 3.15

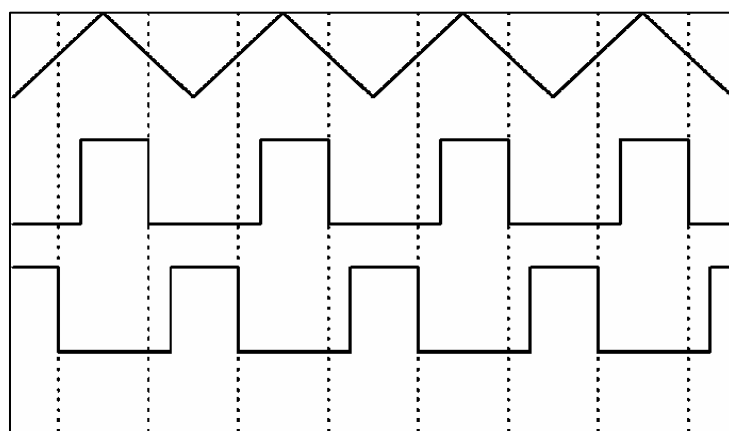
PWM1 y PWM2 activas a nivel alto sin tiempo muerto



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Figura 3.16

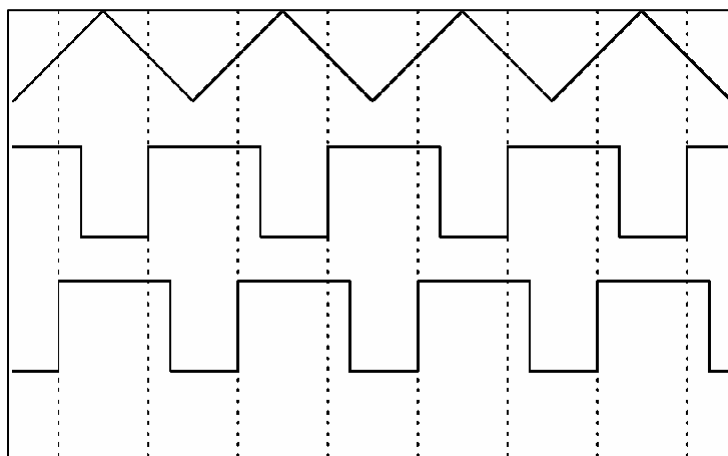
Salidas PWM1 y PWM2 activas a nivel alto con tiempos muertos.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Figura 3.17

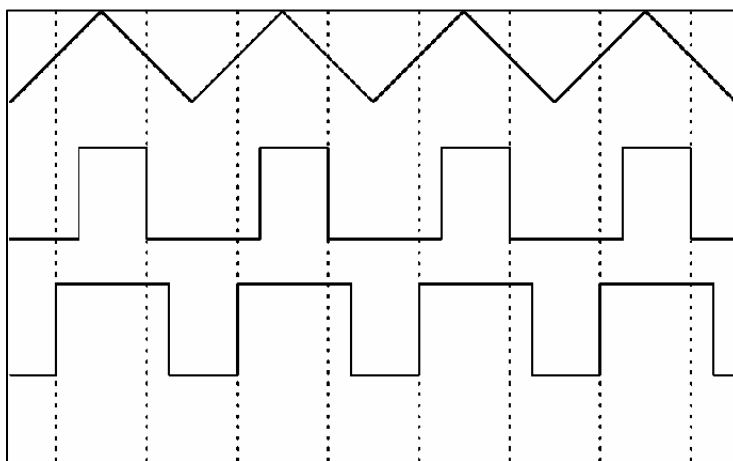
Salidas PWM1 y PWM2 activas a nivel bajo con tiempos muertos.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Figura 3.18

PWM1 (activa a nivel alto) y PWM2 (activas a nivel bajo) con tiempos muertos o viceversa.



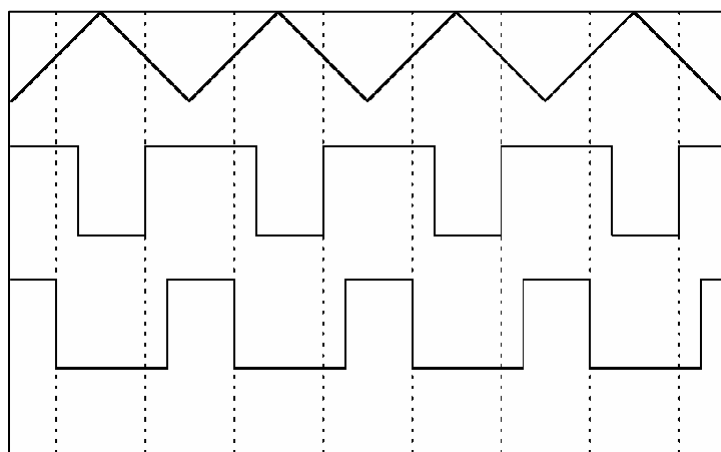
Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Aunque se hable de señales activas a nivel alto o activas a nivel bajo, esto no es cierto, sino que por abuso del lenguaje se habla de esta forma. En realidad, los que son activos a nivel alto o bajo son los interruptores a los que atacan las señales PWM generadas los cuales se cerrarán o abrirán en función de su propia naturaleza y de su diseño. Será con los tiempos muertos con los

que se juegue para que dos interruptores o más no estén simultáneamente abiertos o simultáneamente cerrados, sino que haya un tiempo para que cambien de estado.

Figura 3.19

PWM1 (activa a nivel bajo) y PWM2 (activas a nivel alto) con tiempos muertos o viceversa.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

3.2.8.3 Ventajas e Inconvenientes De Pwm

Una de las ventajas de PWM es que la señal permanece digital desde el procesador hasta el sistema controlado; no se necesita conversión analógico-digital. Manteniendo la señal digital, los efectos del ruido se minimizan. El ruido puede solo afectar una señal digital si es suficientemente fuerte para cambiar un '1' lógico por un '0' lógico o viceversa.

El aumento de la inmunidad frente al ruido es otra ventaja de elegir PWM como método de modulación sobre control analógico y es la principal razón por la cual PWM se usa para comunicaciones. Pasando de una señal analógica a una PWM podemos incrementar la longitud del canal de comunicaciones drásticamente. En el extremo receptor, una apropiada red RC o LC puede eliminar las altas frecuencias de la señal cuadrada moduladora y devolver la señal analógica original.

Otra ventaja se basa en que PWM tiene aplicación en una gran variedad de sistemas como ya se ha podido avanzar anteriormente.

Las señales PWM son ON/OFF y nunca parcialmente ON u OFF con lo cual menor potencia es gastada como calor y pueden usarse materiales menos resistentes a éste.

Con un circuito adecuado, hay poca pérdida de tensión en el transistor de salida, así que el valor final del rango de control cae más cerca de la tensión suministrada que en reguladores lineales.

3.2.8.4 Modulación Pwm Analógica Versus Pwm Digital

La forma de realizar una modulación de ancho de pulso mediante técnicas analógicas es muy conocida y su base es la comparación de la señal senoidal de referencia con una señal triangular de mayor frecuencia, denominada portadora. La intersección entre ambas señales determina los instantes de conmutación de la salida

PWM. El espectro armónico de esta señal muestra un primer armónico de frecuencia igual a la de la señal de referencia y una serie de armónicos en bandas alrededor de múltiplos de la frecuencia de la portadora.

La relación entre la amplitud de la señal de control y la amplitud de la portadora se denomina índice de modulación de amplitud. Cuando este índice es menor que la unidad, se dice que la modulación es lineal, siendo la amplitud del primer armónico de la onda PWM proporcional a la amplitud de la señal de control. Cuando el índice de modulación de amplitud es mayor que la unidad, el sistema entra en un estado de saturación denominado sobre modulación, donde ya no se verifica la relación anterior, y la señal PWM de salida tiene una mayor tasa de armónicos.

La relación entre la frecuencia de la portadora y de la señal de control se denomina índice de modulación de frecuencia. La forma más simple de realizar la modulación consiste en utilizar una portadora de frecuencia fija, es decir, trabajar con un índice de modulación de frecuencia variable. Esta técnica de modulación se denomina modulación asíncrona. Para conseguir armónicos de alta frecuencia, que sean fáciles de filtrar, interesará trabajar a frecuencias de conmutación elevadas, aunque, por otro lado, esto supone aumentar las pérdidas por conmutación en los semiconductores de potencia.

Otra forma de realizar la modulación PWM consiste en utilizar un índice de modulación entero, impar y múltiplo de 3, sincronizando la señal de control y la portadora de manera que se corten en los pasos por cero de la primera con pendiente opuesta. De esta forma puede conseguirse una tasa de armónicos razonable con un índice de modulación de frecuencia de 15 o 21. Esta técnica se denomina modulación síncrona, y presenta la complejidad de tener que sincronizar la portadora con una señal de control de frecuencia variable.

La realización del método de modulación descrito mediante técnicas digitales supone comparar una señal de referencia muestreada con la cuenta proporcionada por un contador, que hace la función de portadora. Este método se denomina muestreo natural.

La comparación de estas dos señales es una tarea que requiere un tiempo de cálculo considerable, puesto que debe realizarse a la frecuencia del contador, que deberá ser elevada para obtener una resolución apropiada. Para liberar al microcontrolador de esta tarea, esta función se puede realizar mediante un hardware específico implementado en el mismo chip del microcontrolador. Por ello, los microcontroladores modernos incluyen unidades de comparación que generan señales digitales de control PWM trifásicas a partir de los tiempos de conmutación suministrados por la CPU.

De esta forma, la realización de una modulación PWM mediante un microcontrolador se reduce al cálculo de los tiempos de conmutación y la descarga de estos valores en los registros de la unidad de comparación. Un método de cálculo, denominado muestreo uniforme simétrico, consiste en muestrear la señal de control senoidal a una frecuencia de la portadora $f_c=1/T_c$. Los tiempos de conmutación se calculan en tiempo real a partir del valor de la señal de referencia muestreada mediante las expresiones:

Ecuación 45:

$$t_{off} = \frac{T_c}{4} + \frac{t_c}{4} m_a \sin(nT_c)$$

Ecuación 46:

$$t_{on} = \frac{3T_c}{4} - \frac{t_c}{4} m_a \sin(nT_c)$$

donde t_{off} y t_{on} son, respectivamente, los instantes en que se producen los flancos de bajada y de subida de los pulsos de la señal PWM y m_a es el índice de modulación de amplitud.

Otro método, denominado muestreo uniforme asimétrico, consiste en muestrear la señal senoidal de referencia a una frecuencia doble de la frecuencia de la portadora. De esta manera se mejora la respuesta dinámica del convertidor de potencia y se reduce la tasa de distorsión armónica. Los tiempos de conmutación vienen dados por las siguientes expresiones:

Ecuación 47:

$$t_{off} = \frac{T_c}{4} + \frac{t_c}{4} m_a \sin\left(\frac{nT_c}{2}\right)$$

Ecuación 48:

$$t_{on} = \frac{T_c}{4} + \frac{t_c}{4} m_a \sin(n+1)\left(\frac{T_c}{2}\right)$$

3.2.8.5 Consideraciones Prácticas

La realización de un sistema de modulación PWM digital deberá tener en cuenta ciertas consideraciones de índole práctica, que se citan a continuación. Dependiendo de la sofisticación del sistema digital empleado en la realización, puede que éstas hayan sido tenidas en cuenta en la implementación del hardware de las unidades PWM de salida. Si esto no es así, será necesario tenerlas en cuenta en el programa de modulación. Otras veces, las consideraciones relativas al tiempo muerto y a la eliminación de pulsos son tenidas en cuenta en el driver de acondicionamiento de los pulsos de disparo de los interruptores de potencia, por lo que no es necesario considerarlas en la realización digital de la modulación.

Se puede demostrar que usando una modulación no senoidal se puede mejorar considerablemente el espectro armónico de la salida PWM. Concretamente, añadiendo un tercer armónico a la señal senoidal de referencia, se minimizan los componentes armónicos de señal de salida. Además, se consigue que la zona de modulación lineal se extienda por encima de un índice de modulación de amplitud $m_a=1.15$, lo cual redundará en un mejor aprovechamiento de la tensión continua del inversor.

Existen dos maneras básicas de distribuir los tiempos de conducción en un ciclo de modulación, calculados para cada interruptor; dando lugar a pulsos alineados o pulsos centrados. Si el encendido de los interruptores superiores de cada rama del inversor se realiza al inicio del ciclo, se obtendrán pulsos alineados. Si el tiempo de conducción se distribuye simétricamente en el ciclo de modulación, se obtendrán pulsos centrados. Se comprueba fácilmente que la primera forma de aplicar el pulso lleva consigo una asimetría que origina una mayor tasa de armónicos.

Dado que la conmutación de los semiconductores de potencia no es instantánea, es de sobra conocida la necesidad de dejar un tiempo muerto desde que se corta un semiconductor hasta que

se aplica la señal de disparo al semiconductor complementario. Evidentemente, estos tiempos muertos van a provocar un aumento del contenido de armónicos de la señal PWM. Por estas mismas razones, y dado que cuando el índice de modulación de amplitud es pequeño o cercano a la unidad, la anchura de algunos pulsos puede ser de un tiempo excesivamente corto, será necesario incluir algún mecanismo de eliminación de pulsos, que evite aplicar pulsos de disparo demasiado cortos a los interruptores de potencia.

3.2.8.6 Realización De Un Sistema De Modulación Pwm Digital

La realización de un sistema de modulación senoidal PWM con técnicas digitales puede hacerse fundamentalmente de dos formas: mediante circuitos integrados específicos (ASIC) o mediante microcontroladores. La opción de usar un ASIC es la más sencilla, pero el uso de un microcontrolador permite realizar un diseño más flexible y mejor adaptado a las necesidades de cada aplicación particular.

Si se opta por usar un ASIC, existen varios de estos integrados en el mercado. Por lo general, disponen de una serie de registros de configuración y control en los cuales se definen los parámetros de la modulación que van a ser fijos durante todo el proceso, como pueden ser la frecuencia de conmutación, la frecuencia máxima de salida, el valor de los tiempos muertos, o si se permite o no sobremodulación. Dependiendo del componente elegido, existen más o menos opciones de configuración. Los registros de control son los que se encargan de establecer fundamentalmente la frecuencia y el valor eficaz de la tensión de salida, y el sentido de giro del motor.

La puesta en marcha de este tipo de dispositivos es muy simple. Tanto los parámetros de configuración como los de control se suelen cargar mediante un puerto de entrada, los primeros en la inicialización del circuito y los segundos en función de las referencias generadas por un

controlador superior. Esto hace que sean fácilmente integrables en un sistema global de control mediante microcontrolador.

El uso de microcontroladores para realizar la modulación permite una mejor adaptación a cada aplicación particular, a cambio de una mayor complejidad en la puesta en marcha. Existen básicamente dos formas de implementar la modulación en un microcontrolador: mediante tablas en las que se encuentran almacenados los patrones PWM, o mediante la generación de estos patrones “on line”.

Si el microcontrolador es de bajas prestaciones, la única solución factible será hallar los patrones PWM “off-line” y almacenarlos en una tabla. En tiempo de ejecución, el programa recorrerá la tabla a una frecuencia que dependerá de la frecuencia de salida. Por ejemplo, si la frecuencia de salida es f y la tabla tiene n elementos, habrá que actualizar las salidas digitales cada $T=1/(nf)$ segundos. La implementación práctica es muy sencilla, tan solo es necesario un temporizador que cada T segundos genere una interrupción que se encargue de actualizar las salidas. En este sentido, hay que indicar que la eficiencia del proceso aumentará considerablemente si el microcontrolador incluye DMA.

Evidentemente, la implementación anterior permite variar la frecuencia de la señal de salida, pero no así su amplitud, que será la misma a cualquier frecuencia. Si se desea, por el contrario, variar la amplitud de señal de salida será necesario disponer de una tabla para cada valor de amplitud. El número de tablas que se pueden almacenar va a depender fundamentalmente de la memoria disponible y del tamaño de cada tabla. Nótese que para utilizar la menor cantidad de memoria posible es suficiente con almacenar el patrón PWM de un cuarto de ciclo de la onda senoidal de referencia. Por otro lado, con el fin de obtener una resolución adecuada de amplitud, habrá que elegir el mayor número de tablas posible.

Cuando la capacidad de cálculo del microcontrolador lo permita se pueden calcular los tiempos de conducción de cada interrupción del puente en tiempo real, utilizando alguno de los algoritmos vistos anteriormente. Una vez calculados estos tiempos de conducción, su valor se cargará en los registros de las unidades de salida PWM que incorporan muchos microcontroladores. Estas unidades de salida PWM, denominadas de comparación, incluyen un registro de configuración donde se carga el período PWM, y se encargan, sin intervención de la CPU, de generar los pulsos PWM de salida.

Dependiendo de la sofisticación de la unidad de comparación, ésta podrá generar los pulsos centrados o alineados, e incluso incluir la generación del tiempo muerto de conmutación y la eliminación de pulsos, en cuyo caso incorporará dos registros donde cargue estos valores.

Si el microcontrolador no incluye unidades de comparación para generar las salidas PWM, será necesario realizar la modulación mediante un programa que haga uso de los temporizadores del microcontrolador. En este sentido, es conveniente que el microcontrolador incorpore cuatro temporizadores, uno para realizar cuenta del periodo PWM y los otros tres para realizar la cuenta del ancho del pulso en cada rama del puente. No obstante, aunque con bastantes limitaciones, la modulación también podría realizarse con un solo temporizador.

3.2.8.7 Inversores monofásicos Relación con PWM

Los convertidores de dc-ac se conocen como inversores. La función de un inversor es cambiar un voltaje de entrada en dc a un voltaje simétrico de salida en ac, con la magnitud y frecuencia deseadas. Tanto el voltaje de salida como la frecuencia pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada dc y la ganancia del inversor se mantiene constante, es posible obtener voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo

general se hace controlando la modulación del ancho del pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en ac y el voltaje de entrada en dc.

En los inversores ideales, las formas de onda del voltaje de salida deberían ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertos armónicos.

3.2.8.8 Principio de Operación.

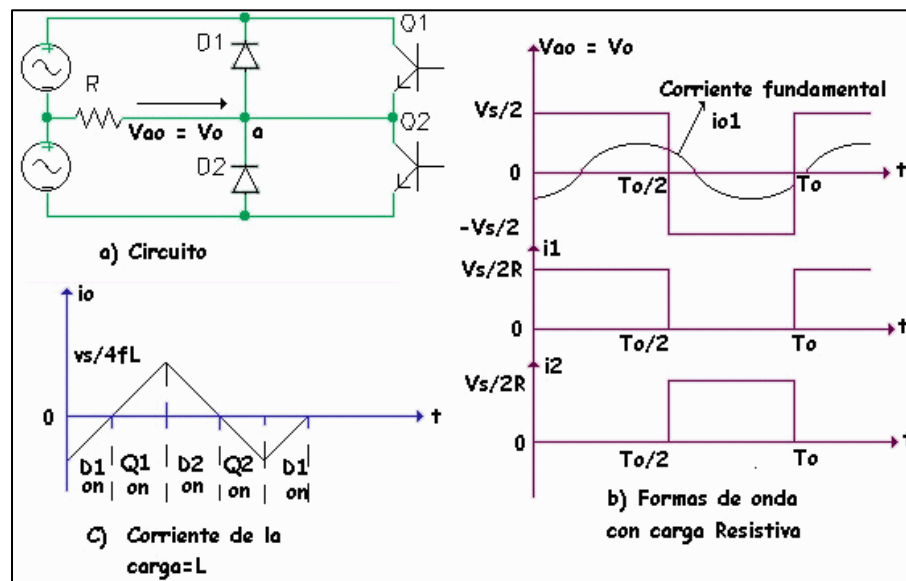
En la siguiente figura se puede observar un inversor monofásico de medio puente, está formado por dos interruptores. Cuando sólo el transistor Q1 está activo durante el tiempo $T_o/2$, el voltaje instantáneo a través de la carga V_o es $V_s/2$. Si sólo el transistor Q2 está activo durante el tiempo $T_o/2$, aparece el voltaje $-V_s/2$ a través de la carga. En la figura se ven las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes de los transistores en el caso de una carga resistiva. Este inversor requiere de una fuente DC de tres conductores, cuando un transistor está inductivo, su voltaje inverso es V_s , en vez de $V_s/2$. Este inversor se conoce como inversor de medio puente.

Observamos cómo se produce el hecho de que bien conduce el diodo D1 o bien lo hace el D2 pero nunca ambos simultáneamente. Los diodos pueden estar los dos abiertos, pero nunca los dos cerrados porque cortocircuitarían a la fuente de alimentación y como estos no pasan inmediatamente de abiertos a cerrados, cuando uno está cerrado, antes de cerrar el otro, debemos abrir este que estaba abierto. Por tanto, habrá un determinado instante de tiempo (más o menos grande) en que ninguno conduzca y estén, por tanto, los dos interruptores abiertos. Este instante se denomina tiempo muerto y es una característica muy importante de los inversores. Normalmente, los fabricantes dan un valor de tiempo muerto que es el mínimo para que el inversor pueda tener un correcto funcionamiento y le dé lugar a conmutar a los interruptores. Podemos ver cómo este valor tiene una vital importancia puesto que hay un determinado tiempo que el inversor

deja de funcionar. Tendrá que ser suficientemente bajo como para que no se lleve inactivo mucho tiempo, pero suficiente como para que dé tiempo a los interruptores a que conmuten. En función de las necesidades, como sucede siempre, ajustaremos más o menos estos parámetros.

Figura 3.200

Inversor de puente medio.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Observamos cómo se produce el hecho de que bien conduce el diodo D1 o bien lo hace el D2 pero nunca ambos simultáneamente. Los diodos pueden estar los dos abiertos, pero nunca los dos cerrados porque cortocircuitarían a la fuente de alimentación y como estos no pasan inmediatamente de abiertos a cerrados, cuando uno está cerrado, antes de cerrar el otro, debemos abrir este que estaba abierto. Por tanto, habrá un determinado instante de tiempo (más o menos grande) en que ninguno conduzca y estén, por tanto, los dos interruptores abiertos. Este instante se denomina tiempo muerto y es una característica muy importante de los inversores. Normalmente, los fabricantes dan un valor de tiempo muerto que es el mínimo para que el inversor pueda tener un correcto funcionamiento y le dé lugar a conmutar a los interruptores. Podemos ver

cómo este valor tiene una vital importancia puesto que hay un determinado tiempo que el inversor deja de funcionar. Tendrá que ser suficientemente bajo como para que no se lleve inactivo mucho tiempo, pero suficiente como para que dé tiempo a los interruptores a que conmuten. En función de las necesidades, como sucede siempre, ajustaremos más o menos estos parámetros.

Ecuación 49:

$$V_o = \left(\frac{2}{T_o} \int_0^{T_o/2} \frac{V_x^2}{2} dt \right)^{1/2} = \frac{V_x}{2}$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como:

Ecuación 50:

$$V_o = \sum_n^x \frac{2V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) = 0$$

De donde $\omega = 2\pi f_o$ es la frecuencia del voltaje de salida en radianes por segundo. Para $n=1$, la ecuación proporciona el valor RMS de la componente fundamental como:

Ecuación 51:

$$V_1 = \frac{2V_s}{\pi\sqrt{2}} = 0.45V_s$$

Para una carga inductiva, la corriente de la carga no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida. Si Q1 es desactivado en $t = T_o/2$, la corriente de la carga seguirá fluyendo a través de D2, la carga y la mitad inferior de la fuente de DC, hasta que la corriente llegue a cero. En forma similar, cuando Q2 se desactiva en $t=T_o$, la corriente de la carga fluye a través de D1, la carga y la mitad inferior de la fuente de DC. Cuando cualquiera de los dos diodos conduce, la energía es retroalimentada por la fuente de DC por lo que se conocen como diodos de retroalimentación.

Para una carga RL, la corriente instantánea de la carga i_o , se puede determinar a partir de:

Ecuación 52:

$$\sum_{n=1.3.5,\dots}^x 2V_s/n\pi\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \operatorname{sen}(n\omega t - \theta_n)$$

Donde $\theta_n = \tan^{-1}(n\omega L/R)$ Si I_o es la corriente rms la componente fundamental de la carga, la potencia de la componente fundamental de salida ($n=1$) es:

Ecuación 53:

$$P_{01} = V_1 I_{01} \cos \theta_1 = I_{01} R$$

Ecuación 54:

$$P_{01} = \left(\frac{2V_s}{\pi\sqrt{2}(\sqrt{R^2 + (\omega L)^2})} \right)^2 R$$

Aunque antes se ha adelantado algo sobre lo que son los tiempos muertos en PWM, dado que tienen una vital importancia, haremos aquí una descripción algo más exhaustiva de ellos.

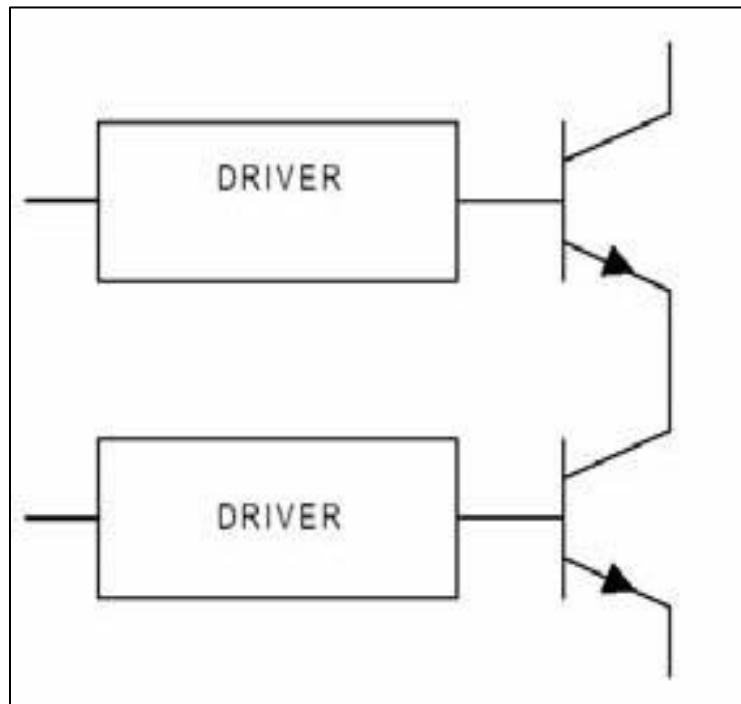
Los tiempos muertos están diseñados para prevenir un solapamiento bajo alguna situación determinada de operación entre el periodo de señal “activa” entre los dispositivos controlados a nivel alto y bajo por las dos señales asociadas de cada unidad de comparación. Esto incluye situaciones cuando el usuario ha cargado un valor de tiempo muerto superior al valor del duty-cycle y cuando el mismo es del 100% o incluso del 0%. Como resultado, la salida PWM asociada con una unidad de comparación no pasa a un estado inactivo al final del periodo cuando el tiempo muerto está habilitado por la unidad de comparación.

En muchas aplicaciones de motores y de electrónica de potencia, dos dispositivos de potencia uno activo a nivel alto y otro activo a nivel bajo, son colocados en serie en lo que es un solo ramal de convertidor de potencia. Los periodos de activación de los dos dispositivos no deben solaparse con el otro para evitar problemas de disparo entre ambos. Entonces, será necesaria una pareja de señales PWM no solapadas para la correcta activación y desactivación de los dos

dispositivos. Un tiempo muerto suele colocarse entre la desactivación de un transistor y la activación del otro. Este retardo nos permite completar la desactivación de un transistor antes del encendido del otro. El tiempo de espera requerido está especificado por las características de encendido y apagado de los transistores de potencia y las características de carga de una aplicación específica.

Figura 3.21

Inversor de fase con dos dispositivos de potencia en serie.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Las distintas alternativas que se pueden plantear para la actuación sobre estos interruptores es la que se mostró en un apartado anterior en el que se presentaron todas las alternativas posibles en cuanto a configuraciones de señales PWM.

Tabla 3.1*Configuración de dispositivos de potencia - Configuración de salidas PWM*

CONFIGURACIÓN DE DISPOSITIVOS DE POTENCIA				CONFIGURACIÓN DE SALIDAS PWM			
PARA ENCENDER EL INTERRUPTOR SUPERIOR SE NECESITAN TENSIONES		PARA ENCENDER EL INTERRUPTOR INFERIOR SE NECESITAN TENSIONES		POLARIDAD DE PWM _x x=1,2,3		POLARIDAD DE PWM _y y=2,4,6	
ALTO	BAJO	ALTO	BAJO	ACTIVO ALTO	ACTIVO BAJO	ACTIVO ALTO	ACTIVO BAJO
X		X		X			X
	X		X		X	X	
X			X	X		X	
	X	X			X		X

Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Un generador de tiempos muertos protege a los semiconductores de potencia durante la conmutación. El tiempo muerto es programable entre 0 y 102 microsegundos. Este rango de tiempo es suficientemente para todo tipo de semiconductores de potencia (MOSFET, IGBT, BIPOLARES Y TIRISTORES) en un amplio rango de kW o caballos de vapor.

El DSP TMS320F241 separa los flancos de transición en dos señales: salida y su complementaria, en un intervalo de tiempo determinado. Este intervalo de tiempo es programable. El tiempo muerto puede solo ser usado con las salidas en modo comparación completa.

Este modo tiene dos salidas por canal, una fase “verdadera” y otra fase “falsa”. Estas salidas permiten al dispositivo llevar directamente las mitades superior e inferior de un puente H. Para acomodar cualquier combinación de los tipos de transistores y polaridades en el puente H, el estado de las salidas en las ranuras de tiempos activas e inactivas será programable. Por consiguiente, no es necesario seguir a rajatabla esto, en las salidas duales de los canales de comparación, las salidas de fase “verdadera” y “falsa” son eléctricamente complementarias. Además, no será verdad que cuando una salida es activa, la otra es inactiva y viceversa.

Lo que ha de quedarnos más claro es que las dos salidas para la fase (“verdadera” y “falsa”) usan la misma definición para las ranuras de tiempo activas e inactivas. El estado eléctrico de los pines de salida se determinará por el valor programado en el registro de acción ACTR para el estado activo. De hecho, la única diferencia entre las salidas “verdadera” y “falsa” es la generación del tiempo muerto. Esta generación se completa mediante la cuenta digital del número de ciclos entre los flancos de generación de las salidas “verdaderas” y “falsas” debido al evento de comparación (trigger). El retardo generado comienza cuando se da el evento de comparación.

Las reglas para la generación de los tiempos muertos son:

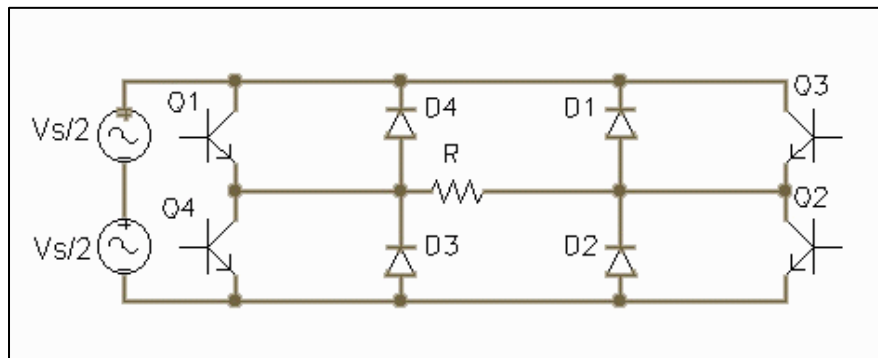
- Cuando un evento de comparación se da, para entrar en el intervalo de tiempo en que la señal PWM está activa, la salida “falsa” cambia del estado inactivo al estado activo inmediatamente. La salida “verdadera” espera el tiempo correspondiente al tiempo muerto antes de cambiar de estado inactivo a estado activo.
- Cuando una comparación o un periodo sucede, para entrar en el intervalo de tiempo inactivo del ciclo PWM, la salida “verdadera” cambia del estado activo

al inactivo de manera inmediata mientras la salida “falsa” cambia después del tiempo correspondiente al tiempo muerto.

- Si el intervalo de tiempo se resetea al estado inactivo en un evento underflow (solo en el modo simétrico), ambas salidas se van al estado inactivo inmediatamente y no se generan tiempos muertos.

Figura 3.22

Inversores monofásicos en puente.



Fuente y elaborado por: Diseño e Implementación TMS3320F241

Un inversor monofásico en puente como el de la figura anterior está formado por cuatro pulsadores. Cuando los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y adquiere el valor $-V_s$.

CAPÍTULO. IV

4. Modelamiento Matemático de la Máquina PMSM

4.1 Introducción.

En este capítulo se desarrolló el modelamiento matemático de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM), destacando la importancia de las transformaciones de Park y Clarke para simplificar y comprender el comportamiento dinámico de la máquina. La Transformada de Clarke y su inversa permitieron la representación de las corrientes trifásicas en un sistema bidimensional α, β , mientras que la transformada de Park y su inversa facilitaron la conversión al sistema rotativo DQ, alineado con el eje del rotor, esencial para estrategias de control avanzadas.

El modelo abc de la máquina, considerando imanes en la superficie del rotor, sirvió como base para aplicar estas transformaciones, ofreciendo una descripción precisa del sistema eléctrico y magnético. Además, se exploraron las aplicaciones prácticas de las transformaciones de coordenadas en el modelamiento vectorial, mostrando su utilidad en la simplificación del diseño de control. Finalmente, se implementaron estas teorías en Simulink, validando la aplicabilidad de los modelos desarrollados y estableciendo una base sólida para los análisis posteriores de control vectorial.

El modelamiento matemático de la máquina síncrona de imanes permanentes (PMSM) se basa en la representación de su comportamiento dinámico a través de ecuaciones diferenciales que describen las interacciones electromagnéticas entre el estator y el rotor. Este modelo utiliza el sistema de coordenadas DQ, transformando las magnitudes trifásicas del estator en variables de eje directo (d) y cuadratura (q), lo que simplifica el análisis al eliminar componentes oscilatorias. Las ecuaciones fundamentales incluyen la ley de Faraday, la relación entre el torque y la corriente,

y las ecuaciones de equilibrio mecánico, permitiendo predecir el desempeño de la máquina bajo diversas condiciones de operación.

4.2 Transformada de Park y Clarke

Las transformaciones de Clarke-Park son métodos matemáticos básicos que se utilizan para facilitar el análisis de sistemas trifásicos. La transformación de Clarke reduce señales trifásicas 3D al espacio 2D $\alpha\beta$. La transformación de Clarke ofrece una reducción de dimensionalidad espacial, lo que proporciona un marco de referencia estacionario. La transformación de Park reduce aún más el espacio $\alpha\beta$ a solo dos constantes, los ejes DQ. Los ejes DQ son ortogonales entre sí, y el marco de referencia DQ también se denomina marco de referencia rotacional.

4.2.1 Transformada de Clarke

La transformación de Clarke, que también se conoce como la transformación $\alpha\beta$, se utiliza para convertir un sistema trifásico, como se muestra en la Ecuación (55), en un marco de referencia bifásico fijo.

Ecuación 55:

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega t) \\ V_B = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Los valores de V_α , V_β y V_0 se obtienen mediante la matriz de Clarke. Las expresiones matemáticas de la transformación se presentan en la Ecuación (55), y la representación matricial de la transformación de Clarke se muestra en la Ecuación (56).

Ecuación 56:

$$\begin{cases} V_{\alpha} = \frac{2}{3} \left(1V_A - \frac{1}{2}V_B - \frac{1}{2}V_C \right) \\ V_{\beta} = \frac{2}{3} \left(0V_A - \frac{\sqrt{3}}{2}V_B - \frac{\sqrt{3}}{2}V_C \right) \\ V_0 = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{2}V_A + \frac{1}{2}V_B + \frac{1}{2}V_C \right) \end{cases}$$

Ecuación 57:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

Mientras que las señales V_{α} y V_{β} indican las secuencias α y β , el valor de secuencia cero especificado por la señal c se determina estableciendo $V_0 = 0$ en sistemas trifásicos balanceados. Por esta razón, se utiliza la matriz de Clarke reducida que se muestra en la Ecuación (66) al analizar sistemas trifásicos balanceados.

4.2.2 Transformada de Clarke inversa

La transformación inversa de Clarke se utiliza para obtener el marco de referencia trifásico a partir del marco de referencia bifásico fijo. Las ecuaciones matemáticas de la transformación inversa de Clarke se presentan en la Ecuación (58).

Ecuación 58:

$$\begin{cases} V_A = 1V_{\alpha} + 0V_{\beta} \\ V_B = -\frac{1}{2}V_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{\beta} \\ V_C = -\frac{1}{2}V_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{\beta} \end{cases}$$

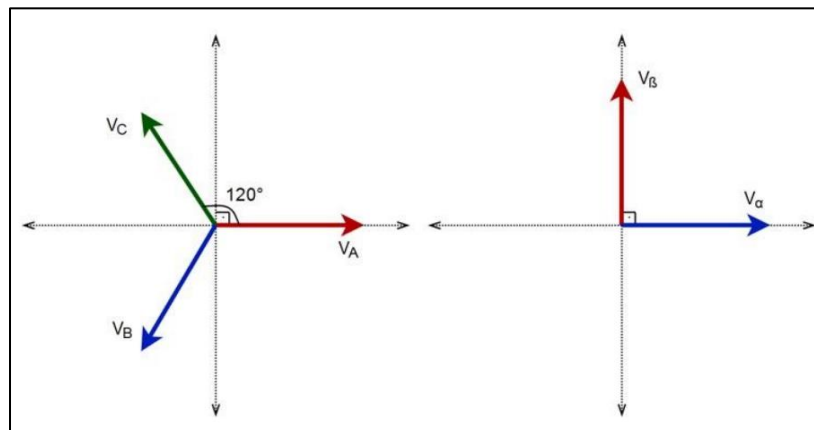
Dado que V_0 es igual a 0 para sistemas trifásicos balanceados, los valores de V_A , V_B y V_C dependen de los valores de V_α y V_β . La expresión matricial de la transformación inversa de Clarke se presenta en la Ecuación (59). Los sistemas de referencia trifásico y $\alpha\beta$ se muestran en la Figura 4.1, respectivamente.

Ecuación 59:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

Figura 4.1

Sistema trifásico y sistema de referencia $\alpha\beta$.



Fuente y elaborado por: Graphical User Interface for Asynchronous Motors Clarke-Park

Transforms Using LabVIEW, Mehmet Yilmaz, Serdar Tezgel.

Se puede observar que hay una diferencia de fase de 90° entre V_α y V_β , lo que significa que también hay una diferencia de fase de 90° entre las señales sinusoidales en las secuencias α y β .

4.2.3 Transformada de park

Las transformaciones de Park, también conocidas como transformaciones directo-cuadratura ($d - q$), se utilizan para transformar el marco de referencia bifásico fijo al marco de referencia bifásico rotacional. El marco de referencia bifásico fijo obtenido mediante la transformación de Clarke se utiliza al realizar la transformación de Park. Las expresiones matemáticas de la transformación se presentan en la Ecuación (60), y la representación matricial de la transformación se muestra en la Ecuación (61).

Ecuación 60

$$\begin{cases} V_d = \cos \theta V_\alpha + \sin \theta V_\beta \\ V_q = -\sin \theta V_\alpha + \cos \theta V_\beta \end{cases}$$

Ecuación 61

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

Al realizar la transformación de Park, se utilizan los valores de V_α y V_β para obtener el ángulo de referencia. θ se puede calcular en función de V_α y V_β , como se muestra en la Ecuación (62).

Ecuación 62:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right)$$

4.2.4 Transformada inversa de park

Las transformaciones inversas de Park se utilizan para convertir un marco de referencia bifásico dependiente del tiempo a un marco de referencia bifásico fijo. Las ecuaciones de la transformación inversa de Park se presentan en la Ecuación (63), y la expresión matricial se

muestra en la Ecuación (64). La frecuencia del sistema se utiliza para obtener el ángulo. La expresión para encontrar el ángulo de referencia se presenta en la Ecuación (65).

Ecuación 63:

$$\begin{cases} V_\alpha = \cos\theta V_d - \sin\theta V_q \\ V_\beta = \sin\theta V_d + \cos\theta V_q \end{cases}$$

Ecuación 64:

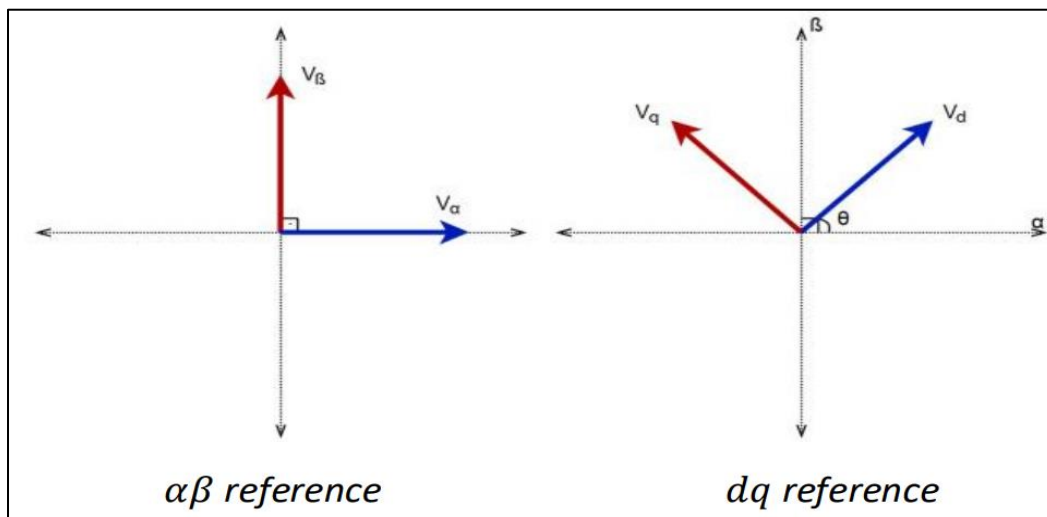
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

Ecuación 65:

$$\theta = \frac{\pi}{2} - 2\pi ft$$

figura 4.2

Marco de referencia $\alpha\beta$ y DQ.



Fuente y elaborado por: Graphical User Interface for Asynchronous Motors Clarke-Park Transforms Using LabVIEW, Mehmet Yilmaz, Serdar Tezgel.

Al analizar sistemas trifásicos, las referencias trifásicas pueden expresarse directamente en términos de las señales de referencia DQ. La transformación $ABC - DQ$ se presenta

matemáticamente en la Ecuación (66), y la expresión matricial de las transformaciones de Clarke-Park se muestra en la Ecuación (67). Los sistemas de referencia trifásico y DQ se muestran respectivamente en la Figura 4.3.

Ecuación 66:

$$\begin{cases} V_d = \frac{2}{3} \left(\cos(\theta) V_A + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) V_B + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) V_C \right) \\ V_q = \frac{2}{3} \left(\sin(\theta) V_A + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) V_B + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) V_C \right) \end{cases}$$

Ecuación 67:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

La Ecuación (68) se utiliza para obtener el marco de referencia trifásico a partir del marco de referencia bifásico rotacional, y la Ecuación (69) se utiliza para convertir el marco de referencia bifásico en un marco de referencia trifásico.

Ecuación 68:

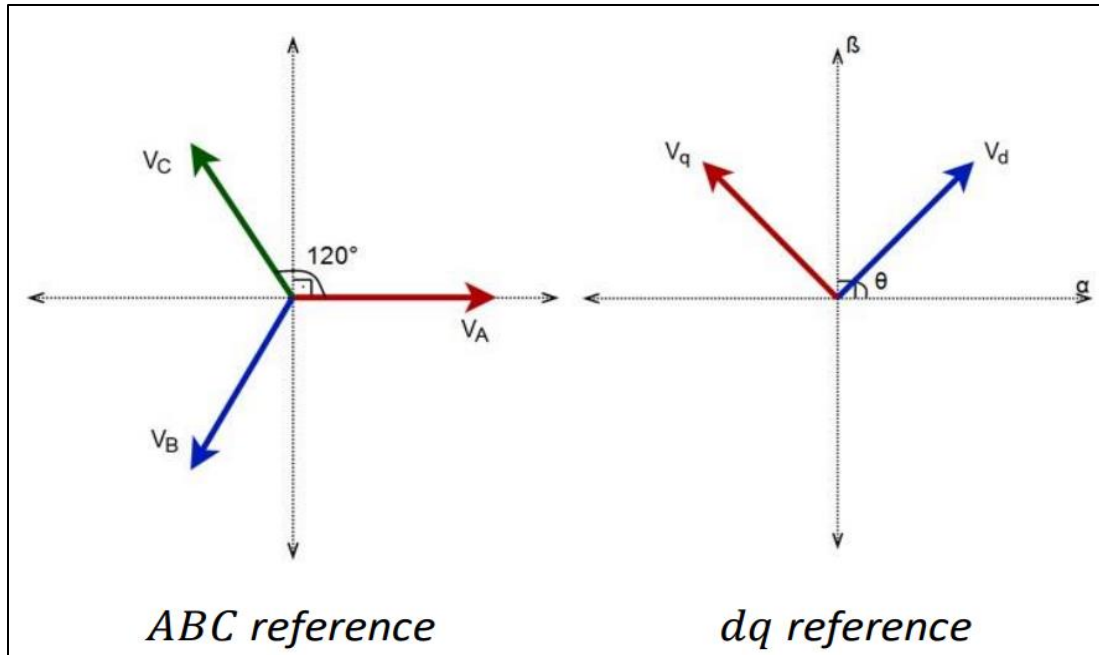
$$\begin{cases} V_A = \cos \theta V_d - \sin \theta V_q \\ V_B = \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) V_d + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) V_q \\ V_C = \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) V_d + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) V_q \end{cases}$$

Ecuación 69:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}$$

figura 4.3

Sistema trifásico y sistema de referencia $\alpha\beta$



Fuente y elaborado por: Graphical User Interface for Asynchronous Motors Clarke-Park Transforms Using LabVIEW, Mehmet Yilmaz, Serdar Tezgel.

4.3 Modelo abc de la máquina de imán permanente con imán en la superficie

De acuerdo al circuito equivalente podemos obtener la siguiente expresión,

ecuación 70

$$V_a = R_s I_a + L_s \frac{dI_a}{dt} + E_a$$

Donde,

V_a es la tensión aplicada en la fase a,

I_a es la corriente en la fase a,

L_s es la inductancia del estator por fase,

E_a es la fuerza contra – electromotriz (back-EMF) generada por los imanes permanentes en la fase a,

ecuación 71

$$V_b = R_s I_b + L_s \frac{dI_b}{dt} + E_b$$

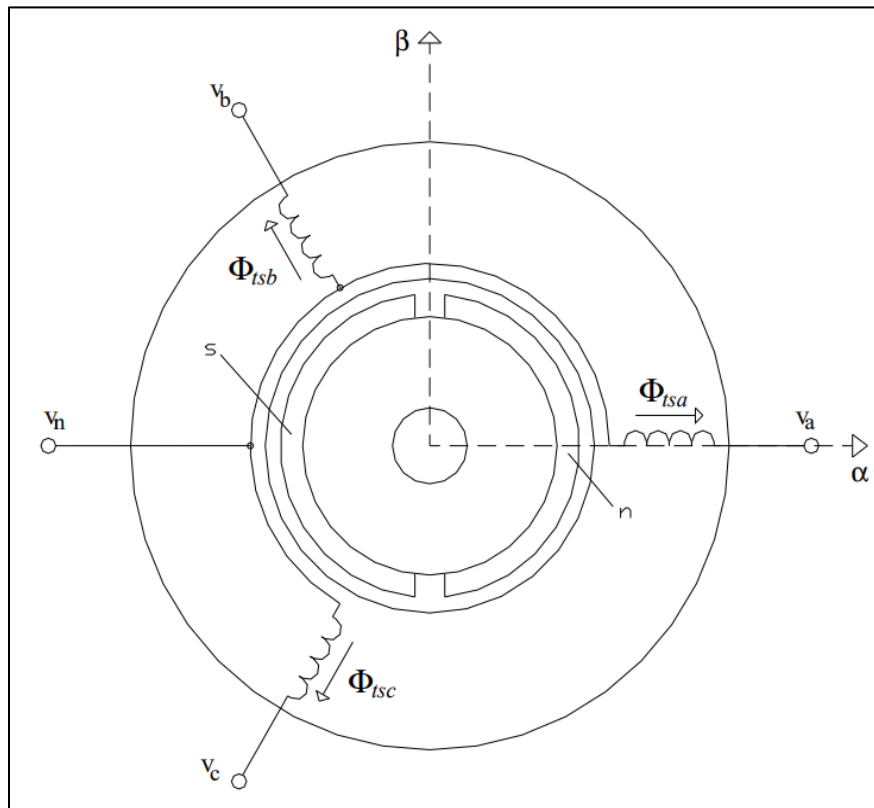
ecuación 72

$$V_c = R_s I_c + L_s \frac{dI_c}{dt} + E_c$$

Comprendidas las ecuaciones mostradas podemos escribir de forma matricial las ecuaciones que engloban el análisis de la máquina de imán permanente

Figura 4.4

Maquina síncrona de imán permanente con ejes de referencia.



Fuente y elaborado por: Vector control of three – Phase AC Machines.

Ecuación 73:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{tsa} \\ \Phi_{tsb} \\ \Phi_{tsc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \right)$$

Ya que los flujos magnéticos producidos por el estator pueden ser descritos por la ecuación siguiente,

Ecuación 74:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, la ecuación eléctrica de la maquina puede ser escrita mediante,

Ecuación 75:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Los flujos magnéticos producidos por el rotor y concatenados en el estator puede reescribirse de la siguiente manera,

Ecuación 76:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, podemos reescribir esta ecuación de la siguiente forma

Ecuación 77:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \omega_r \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

De la ecuación anterior mostrada, los términos Φ_{ra} , Φ_{rb} , Φ_{rc} que dependen del ángulo del rotor es decir de la posición del rotor, y no dependen de la velocidad de la máquina, por supuesto considerando que operan en una región lineal es decir sin considerar saturación magnética. Estos

términos pueden ser normalizados de tal forma que el factor Φ_m sea escogido haciendo que las formas de onda F_{ra}, F_{rb}, F_{rc} posean un valor máximo igual a 1 y valor mínimo a -1, por lo tanto,

Ecuación 78

$$\frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix}$$

Entonces, por lo tanto

Ecuación 79:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix}$$

Por lo tanto, la ecuación eléctrica podemos escribir de la siguiente manera

Ecuación 80:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

O también podemos expresar como,

Ecuación 81:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix}$$

Analizando la ecuación 80. se concluye que la potencia transferida al rotor de la maquina es dada por la siguiente ecuación,

Ecuación 82:

$$P_{rotor} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}$$

La potencia mecánica desarrollada por la maquina en el eje del rotor es dado por la ecuación,

Ecuación 83:

$$P_{rotor} = T_{el} \cdot \omega_m$$

Donde, ω_m es la velocidad mecánica del rotor en rad/s , por lo que relacionando con la velocidad eléctrica ω_r tenemos,

Ecuación 84:

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{z_p}$$

De esa forma es posible escribir,

Ecuación 85:

$$T_{el}\omega_m = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \left(\omega_r \Phi_m \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix} \right)$$

Por lo tanto, la ecuación final del torque podemos expresar mediante,

Ecuación 86:

$$T_{el} = z_p \Phi_m \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} F_{ra} \\ F_{rb} \\ F_{rc} \end{bmatrix}$$

4.4 Transformaciones de coordenadas y modelos vectoriales de la maquina

Para el modelo vectorial de la máquina, se considerarán algunas transformaciones de coordenadas. La primera transformación de coordenadas considerada es la Transformación 01, expresada en las ecuaciones 89 y 90, en sus formas complejas.

Ecuación 87:

$$x_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Ecuación 88:

$$x_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Donde:

x : magnitudes representadas en los ejes $\alpha\beta$, en su forma compleja;

x_0 : componente cero;

x_a , x_b y x_c : magnitudes representadas en las fases a, b y c, respectivamente.

También es posible presentarlo de forma matricial

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \rightarrow T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

La otra transformación considerada es la Transformación DQ, con el ángulo de los ejes DQ (θ_{dq}) igual al ángulo del rotor (θ_r),

Ecuación 89

$$x_{\alpha\beta} = e^{j\theta_r} x_{dq}$$

Donde:

x_{dq} : Magnitudes representadas en los ejes dq , en su forma compleja.

Esta transformación se emplea en máquinas síncronas de imanes permanentes (MSIP) con flujo de entrehierro senoidal, ya que el ángulo del rotor es igual al ángulo del campo de la máquina. Las transformaciones de coordenadas mencionadas anteriormente se aplican a las ecuaciones de

fase de la máquina (ecuaciones 81 y 87) con el fin de obtener las ecuaciones vectoriales de la misma.

Con respecto a la transformación DQ, se pueden utilizar algunas variaciones de la misma. Se puede considerar que el ángulo de los ejes DQ es igual al ángulo del rotor de la máquina (como es el caso de la transformación de la ecuación 89), o también se puede considerar el ángulo de los ejes DQ como un valor arbitrario, como se presenta en (Grenier & Louis, 1995). En este caso, la transformación DQ se expresa como en la ecuación 90, donde el ángulo de la transformación se indica simplemente como θ_{dq} .

Ecuación 90:

$$x_{\alpha\beta} = e^{j\theta_{dq}} x_{dq}$$

4.5 Aplicación de las Transformaciones de Coordenadas en el Modelo de la Máquina.

La transformación $\alpha\beta 0$ se aplica a las ecuaciones eléctricas y de torque electromagnético (ecuaciones 80 y 86). En las ecuaciones resultantes, se aplica ya sea la transformación dada por la ecuación 80 (para el caso senoidal) o la transformación dada por la ecuación 90 (para el caso no senoidal).

4.5.1 Aplicación de la Transformación $\alpha\beta 0$

Al aplicar la transformación $\alpha\beta 0$ en las ecuaciones eléctricas y de torque electromagnético (ecuaciones 80 y 86), se obtienen las ecuaciones 91, 92 y 93.

Ecuación 91

$$v_{\alpha\beta} = R_s i_{\alpha\beta} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta} + \omega_r \Phi_m F_{ra\beta}$$

Ecuación 92

$$v_0 = R_s i_0 + (L_s + 2M_s) \frac{d}{dt} i_0 + \omega_r \Phi_m F_{r0} + \sqrt{3} v_n$$

Ecuación 93

$$T_{el} = z_p \Phi_m (i_\alpha F_{r\alpha} + i_\beta F_{r\beta} + i_0 F_{r0})$$

Donde:

$v_{\alpha\beta}$: tensión aplicada al estator representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $v_\alpha + jv_\beta$);

v_0 : componente cero de la tensión aplicada al estator;

$i_{\alpha\beta}$: corriente del estator representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $i_\alpha + ji_\beta$);

i_0 : componente cero de la corriente del estator;

$F_{r\alpha\beta}$: forma de onda de FEM normalizada, representada en los ejes $\alpha\beta$ (forma compleja: $F_{r\alpha} + jF_{r\beta}$);

F_{r0} : componente cero de la forma de onda de FEM normalizada.

Normalmente, las máquinas no tienen conexión del terminal central, por lo tanto, la corriente de componente cero es nula ($i_0 = 0$). De este modo, la ecuación del torque electromagnético (ecuación 93) pasa a ser expresada por la ecuación 94.

Ecuación 94

$$T_{el} = z_p \Phi_m (i_\alpha F_{r\alpha} + i_\beta F_{r\beta})$$

4.5.2 Aplicación de la Transformación DQ con Ángulo de los Ejes DQ Igual al Ángulo del Rotor de la Máquina.

Esta transformación se utiliza en máquinas síncronas de imanes permanentes (MSIP) con forma de onda de FEM senoidal. Al aplicar la transformación dada por la ecuación 90 a las ecuaciones obtenidas con la aplicación de la transformación $\alpha\beta$ (ecuaciones 91 y 93), se obtiene la ecuación 95 en su forma compleja, y la ecuación 96 para el torque electromagnético.

Ecuación 95

$$v_{dq} = R_s i_{dq} + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_{dq} + j(L_s - M_s) \omega_r i_{dq} + \omega_r \Phi_m F_{rdq}$$

Ecuación 96

$$T_{el} = z_p \Phi_m (i_d F_{rd} + i_q F_{rq})$$

Donde:

v_{dq} : tensión aplicada al estator representada en los ejes DQ (forma compleja: $vd + jvq$);

i_{dq} : corriente del estator representada en los ejes DQ (forma compleja: $id + jq$);

F_{rdq} : forma de onda de FEM normalizada, representada en los ejes DQ (forma compleja: $F_{rd} + jF_{rq}$).

Siendo la forma del flujo en el entrehierro senoidal tenemos,

Ecuación 97

$$\begin{cases} \Phi_{ra} = \Phi_m \cos(\theta_r) \\ \Phi_{rb} = \Phi_m \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_{rc} = \Phi_m \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Entonces la fuerza electromotriz podemos expresar de la forma,

Ecuación 98

$$\begin{cases} F_{ra} = -\Phi_m \omega_r \text{sen}(\theta_r) \\ F_{rb} = -\Phi_m \omega_r \text{sen}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ F_{rc} = -\Phi_m \omega_r \text{sen}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases}$$

Eso implica que

Ecuación 99

$$F_{rdq} = j \sqrt{\frac{3}{2}}$$

Quiere decir que: $F_{rd} = 0$ y $F_{rq} = \sqrt{\frac{3}{2}}$

De esta forma, las ecuaciones eléctricas (en su forma real) y de torque electromagnético para una máquina síncrona de imanes permanentes (MSIP) con forma de onda de flujo de entrehierro senoidal se presentan en las ecuaciones 100, 101 y 102.

Ecuación 100

$$v_d = R_s i_d + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_d - (L_s - M_s) \omega_r i_q$$

Ecuación 101

$$v_q = R_s i_q + (L_s - M_s) \frac{d}{dt} i_q + (L_s - M_s) \omega_r i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m \omega_r$$

Ecuación 102

$$T_{el} = z_p \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_q$$

Finalmente, de la misma manera que se aplica la matriz de transformación DQ aplicamos la matriz de transformación DQX que es utilizado en (MONTEIRO). Obteniendo así el modelo vectorial final,

Para desarrollar el modelo vectorial de la MSIP, se requiere aplicar dos transformaciones de coordenadas a las ecuaciones de fase de la máquina. La primera transformación que se debe realizar es la transformación $\alpha\beta 0$, seguida de la transformación DQ.

Así como es mostrado en la ecuación 89, utilizamos dicha matriz para llevar al eje de referencia $\alpha\beta 0$, es importante mencionar que la ecuación 98 no será utilizada pues la máquina no posee un terminal central conectado por lo tanto $i_0 = 0$,

Para obtener las ecuaciones del modelo vectorial propuesto en este trabajo, se aplica la transformación DQ no sinusoidal a las ecuaciones 91 y 94. Al aplicar la transformación DQ no sinusoidal (ecuación 90) a las ecuaciones de fase de la máquina, se obtienen las ecuaciones 103 y 104.

Ecuación 103

$$v_{dqx} = R_s i_{dqx} + (L_s - M_s) \left(\frac{d}{dt} i_{dqx} + \omega_r i_{dqx} + \left(j + \frac{1}{c_x} \frac{dc_x}{c_{\theta_r}} \right) \right) + \omega_r \Phi_m F_{rdqx}$$

Ecuación 104

$$T_{el} = z_p a_x^2 \Phi_m (i_{dx} F_{rdx} + i_{qx} F_{rqx})$$

Donde:

- v_{dqx} : tensión aplicada al estator representada en los ejes DQX (forma compleja: $v_{dx} + jv_{qx}$);

- i_{dqx} : corriente del estator representada en los ejes DQX (forma compleja: $i_{dx} + ji_{qx}$);

- F_{rdqx} : forma de onda de la FEM normalizada, representada en los ejes DQX (forma compleja: $F_{rdx} + jF_{rqx}$).

Además, no es necesario que las formas de onda de la FEM sean simétricas entre sí, ya que las transformaciones de coordenadas permiten esa condición. Tampoco es obligatorio que las formas de onda de la FEM sean simétricas de un par de polos a otro, ya que se puede utilizar la posición mecánica (θ_m) en lugar de la posición eléctrica del rotor (θ_r) para las magnitudes que dependen de la posición del rotor.

Expandiendo el termino c_x para $a_x e^{j\theta}$, se obtiene la ecuación 105,

Ecuación 105

$$v_{dqx} = R_s i_{dqx} + (L_s - M_s) \left(\frac{d}{dt} i_{dqx} + \omega_r i_{dqx} \left(\frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} + j \left(1 + \frac{d\theta}{\theta} \right) \right) \right) + \omega_r \Phi_m F_{rdqx}$$

Con el objetivo de simplificar la ecuación obtenida para el torque electromagnético de la máquina, ecuación 104, se establece la siguiente condición:

Ecuación 106

$$F_{rdx} = 0$$

Así, la ecuación del torque electromagnético de la máquina (ecuación 104) se simplifica, quedando únicamente en función de las variables correspondientes al eje qx. Esto implica que la orientación de los ejes DQX se ajusta de manera que se cumpla la condición de que F_{rdx} sea igual a cero. Como consecuencia, θ_x debe definirse como una función relacionada con el ángulo del rotor (θ_r), cuya solución se detalla en la ecuación 107. Es importante resaltar que θ_x está directamente vinculada a la posición angular del rotor (θ_r).

Ecuación 107

$$\theta_x = \arctan\left(-\frac{F_{r\alpha}}{F_{r\beta}}\right) - \theta_r$$

La siguiente restricción aplicada a la ecuación del torque electromagnético (ecuación 104) se define en la ecuación 108. Esta restricción se introduce para derivar una ecuación del torque electromagnético que sea equivalente a la que se usa para la MSIP con comportamiento sinusoidal

Ecuación 108

$$a_x^2 F_{rqx} = \sqrt{\frac{3}{2}}$$

La ecuación 108 también puede reescribirse como la ecuación 107 con la finalidad que a_x sea una función que dependa de θ_r , por lo tanto, tenemos,

Ecuación 109

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}}$$

Debido a que existen diferentes tipos de formas de onda de FEM para MSIPs no sinusoidales, como se detalla en los trabajos de Monteiro (1997) y se aplica en los estudios de Grenier & Louis (1995), Miller (1993) y Berendsen et al. (1993), las variables a_x y θ_x varían según el tipo específico de MSIP no sinusoidal. Esto se debe a que dichas variables dependen directamente de la forma particular de la onda de FEM que presenta la máquina.

Finalmente teniendo las ecuaciones 107 y 109 podemos deducir las ecuaciones eléctricas y de torque en el eje de referencia DQX por lo tanto tenemos,

Ecuación 110

$$v_{dx} = R_s i_{dx} + (L_s - M_s) \left(\frac{d}{dt} i_{dx} + \omega_r \left(\frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} i_{dx} - \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) i_{qx} \right) \right)$$

Ecuación 111

$$v_{qx} = R_s i_{qx} + (L_s - M_s) \left(\frac{d}{dt} i_{qx} + \omega_r \left(\frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} i_{qx} - \left(1 + \frac{d\theta_x}{d\theta_r} \right) i_{dx} \right) \right) + \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m \frac{1}{a_x^2} \omega_r$$

Ecuación 112

$$T_{el} = z_p \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m i_{qx}$$

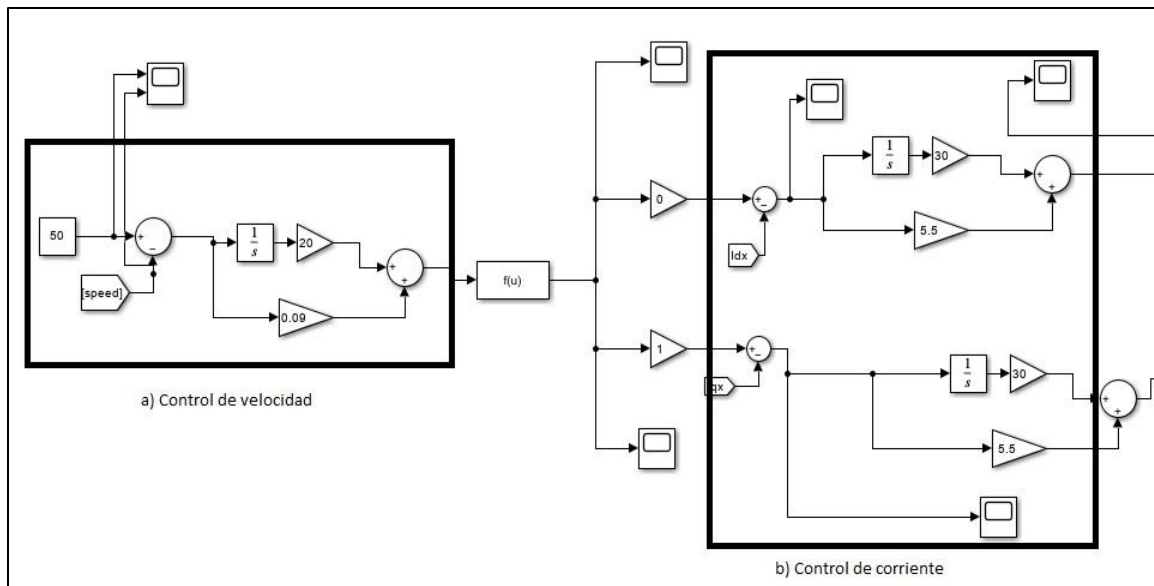
Estas ecuaciones en el eje de referencia DQX serán utilizadas para el control de la maquina considerando una maquina con FCEM trapezoidal y estimando los parámetros correspondientes que serán explicados en el siguiente capítulo de implementación computacional.

4.5.3 Implementación en Simulink

Obtenido el modelo en el eje de referencia DQX, implementamos las ecuaciones en el software simulink/MATLAB, inicialmente es implementado el control PI que se muestra en la figura 4.5, el cuadro señalado en la figura 4.5 refiere al control de velocidad y de corriente de la máquina. Utilizando el control PI es comparada las señales de referencia y medida para tener un control de la maquina a una determinada velocidad.

Figura 4.5

Implementación de control para corriente y velocidad.



Fuente y elaborado por: propia

4.5.4 Obtención de las ganancias K_p y K_i .

El diseño de un controlador PI en un control vectorial DQX para un motor síncrono de imán permanente (PMSM) requiere determinar las ganancias y de manera que se garantice estabilidad y una respuesta óptima del sistema ante variaciones de carga.

La obtención de las ganancias proporcional (K_p) e integral (K_i) para el control de un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) usando el PID Tuner de MATLAB se realiza generalmente en el contexto de un controlador PI en lazo cerrado, especialmente en los lazos de corriente y/o velocidad dentro de un esquema FOC (Field Oriented Control).

A continuación, detallamos la obtención de la función de transferencia que representa a la PMSM en función de sus parámetros de Resistencia (2.3 Ohmios) e Inductancia (0.0124 Henrios).

Figura 4.6

Determinación de la Función de Transferencia.

```

>> R=2.3;
>> L=0.0124;
>> sys = tf(1, [L R])

sys =

      1
-----
0.0124 s + 2.3

Continuous-time transfer function.
Model Properties
>> g=sys*50

g =

      50
-----
0.0124 s + 2.3

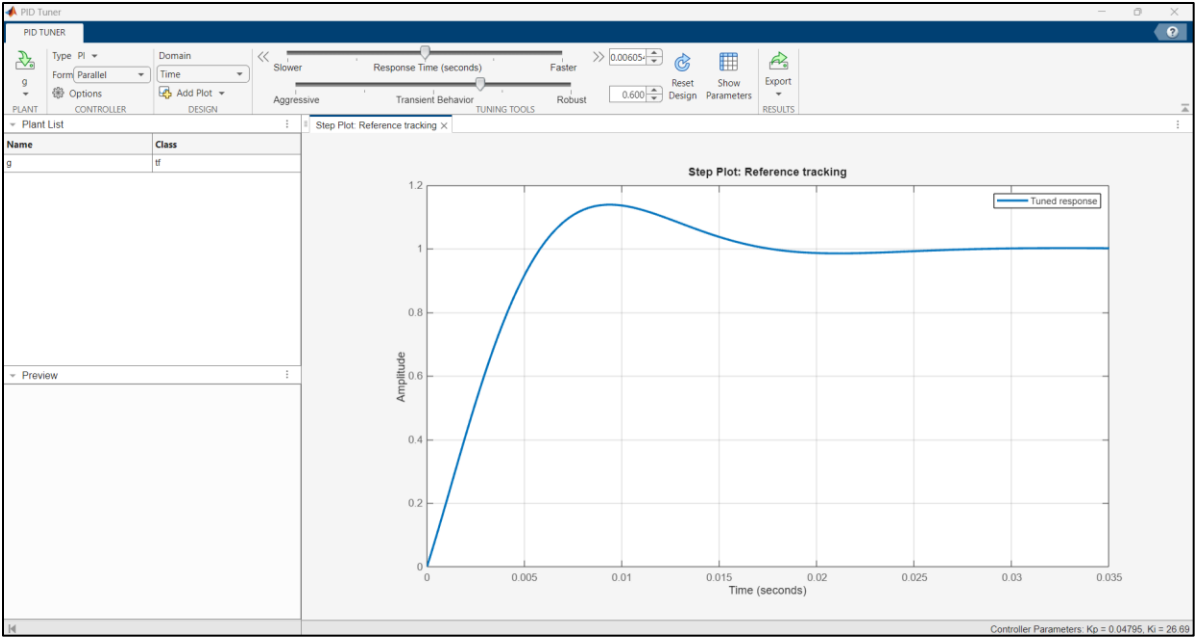
```

Fuente y elaborado por: propia

Posteriormente teniendo la función de transferencia utilizamos la herramienta Computacional PID Tuner de Matlab donde nos muestra un punto de operación sugerido por la herramienta.

Figura 4.7

Respuesta del sistema en PID Tuner.



Fuente y elaborado por: propia

Valores de las ganancias sugeridas por la herramienta Computacional, tal como se muestra en la Figura 4.8.

Figura 4.8

Obtención de las Ganancias K_p y K_i .

	Tuned
K_p	0.047951
K_i	26.6924
K_d	n/a
T_f	n/a

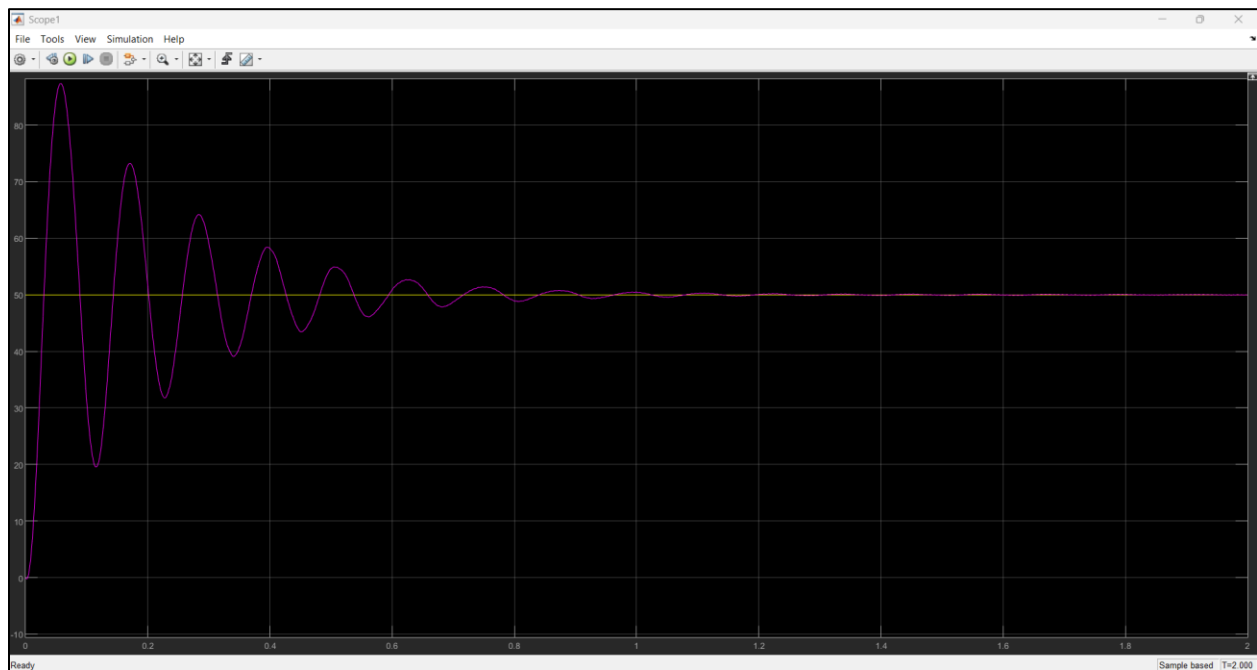
Fuente y elaborado por: propia

El tiempo de convergencia en un sistema de control PI aplicado al lazo de velocidad de un motor síncrono de imán permanente (PMSM) representa el intervalo requerido para que la velocidad angular del motor alcance y se mantenga dentro de una banda de tolerancia aceptable alrededor del valor de referencia. Este parámetro es crítico para evaluar la eficiencia dinámica del controlador, ya que refleja la rapidez con la cual el sistema responde a perturbaciones o cambios en la consigna de velocidad.

Con las ganancias obtenidas en la Herramienta PID Tuner se simula en el modelo completo para ver el comportamiento del sistema, presenciando que se estabiliza en un tiempo de 1.2 segundos tal como se visualiza en la Figura 4.9.

Figura 4.9

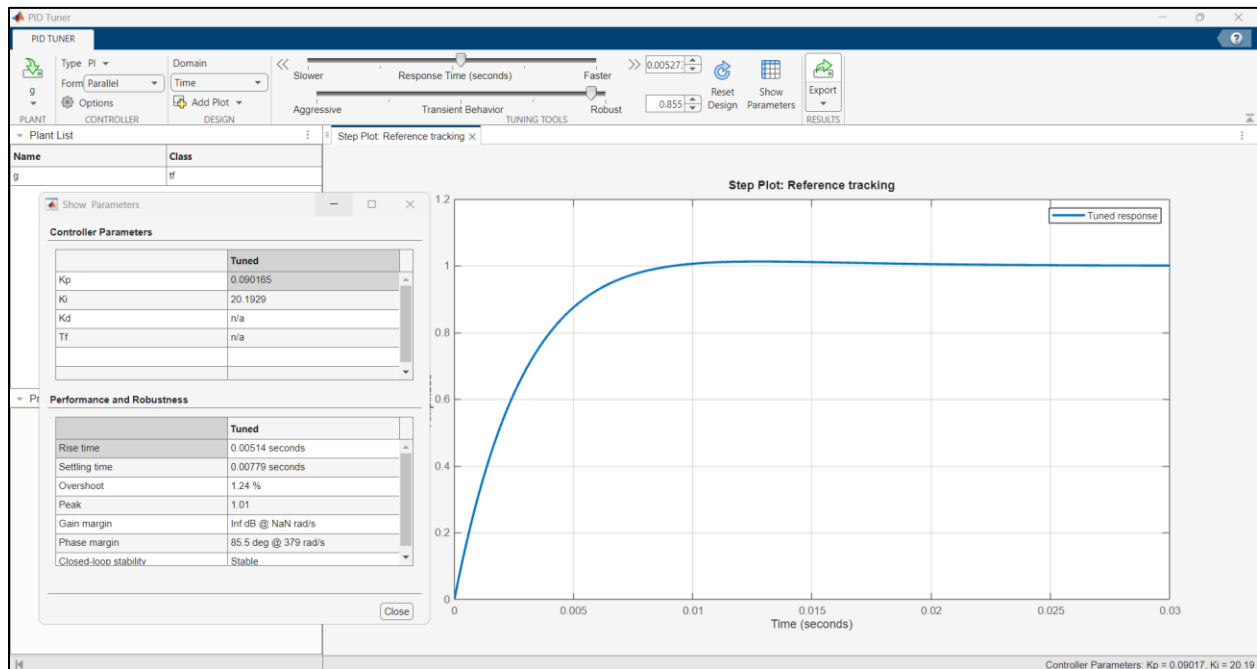
Tiempo de estabilización según las ganancias sugeridas.



Fuente y elaborado por: propia

A través de sintonizaciones en el PID Tuner se ajusta los valores obtenidos de K_p y K_i para reducir el tiempo de respuesta en el transitorio, optimizando así el desempeño del controlador hasta lograr las adecuadas ganancias que respondan al sistema tal como se muestra en la Figura 4.10.

Figura 4.10
Sintonización de las Ganancias.



Fuente y elaborado por: propia

Este proceso permite garantizar una respuesta más ágil y estable, esencial en aplicaciones de alta exigencia dinámica donde la precisión y la velocidad de respuesta son factores determinantes para el rendimiento global del sistema, obteniendo las siguientes ganancias.

$$K_p = 0.09$$

$$K_i = 20$$

En conclusión, en las simulaciones realizadas se observó que, cuando el tiempo de convergencia supera 1 segundo, el sistema presenta una respuesta más lenta, lo cual puede comprometer la

eficiencia del control de velocidad en aplicaciones donde se requiere una dinámica rápida. Este comportamiento puede estar asociado a una sintonización inadecuada de las ganancias del controlador PI o a la presencia de perturbaciones externas. Por tanto, se estableció como criterio de optimización reducir el tiempo de establecimiento por debajo de 1 segundo, asegurando así una respuesta más ágil, una mayor precisión en el seguimiento de la consigna y un mejor desempeño del sistema ante variaciones de carga.

El proceso para la obtención de las ganancias K_p y K_i para el control de corriente mostrado en la figura 4.5, fueron determinadas de la misma forma para las ganancias de la velocidad; por consiguiente, dichas ganancias son las siguientes:

$$K_p = 30$$

$$K_i = 5.5$$

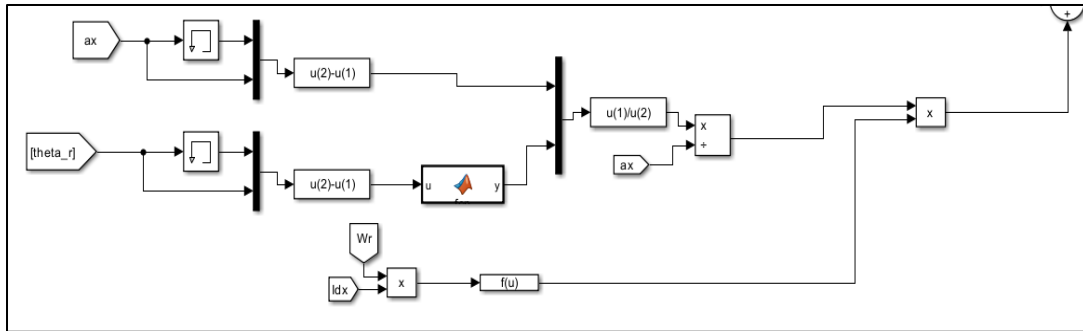
Seguidamente es implementado los términos mostrados en la ecuación 110, donde, primeramente, es implementado el termino siguiente:

Ecuación 113

$$\omega_r \frac{1}{a_x} \frac{da_x}{d\theta_r} i_{dx}$$

Figura 4.11

Primer término implementado.



Fuente y elaborado por: propia

El termino siguiente a implementar es el segundo término de la ecuación 110 definido como,

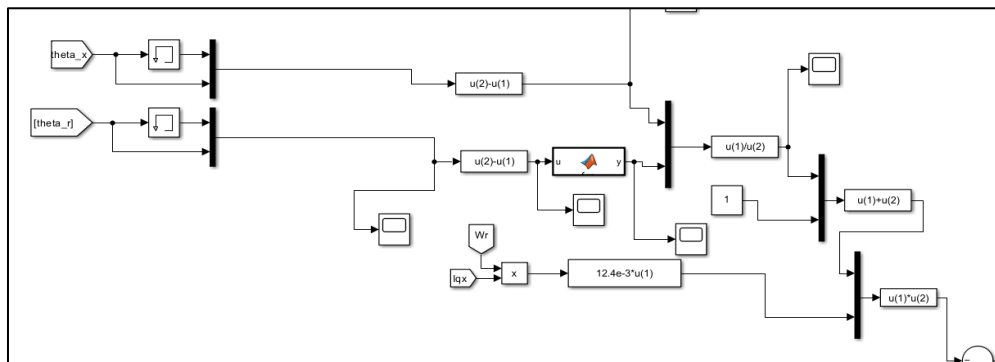
Ecuación: 114

$$\omega_r \left(1 + \frac{d\theta}{d\theta_r} \right) i_{qx}$$

Por lo tanto, la implementación computacional es mostrada en la figura

figura 4.12

Implementación del segundo término de la ecuación 110.



Fuente y elaborado por: propia

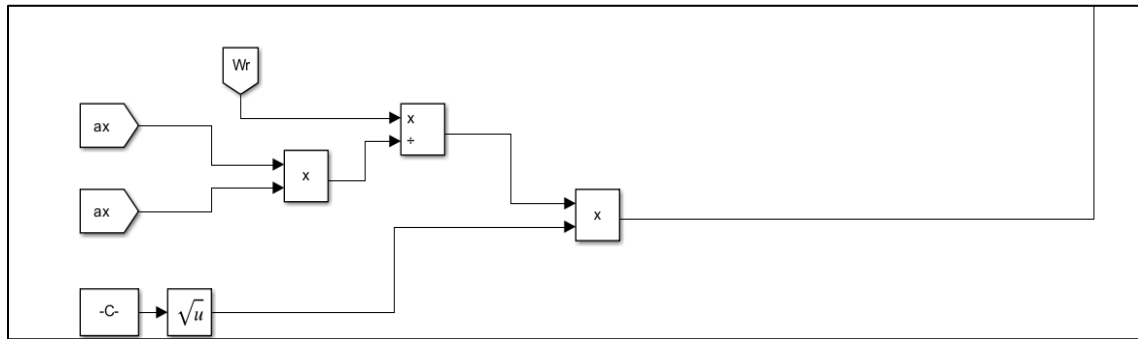
Continuándose con la implementación computacional tenemos la ecuación 111, se observa que los términos ya implementados en la ecuación 109 sin embargo, la ecuación 111 tiene un término a mas que es expresado como:

$$\sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_m \frac{1}{a_x^2} \omega_r$$

Por lo tanto, en la implementación computacional es implementado como se muestra en la figura 4.13.

Figura 4.13

Implementación del término faltante de la expresión.



Fuente y elaborado por: propia

El siguiente paso fundamental para la implementación es el cálculo de las ecuaciones 107 y 109 que se refieren a las siguientes:

$$\theta_x = \arctan\left(-\frac{F_{r\alpha}}{F_{r\beta}}\right) - \theta_r$$

$$a_x = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\sqrt{F_{r\alpha}^2 + F_{r\beta}^2}}$$

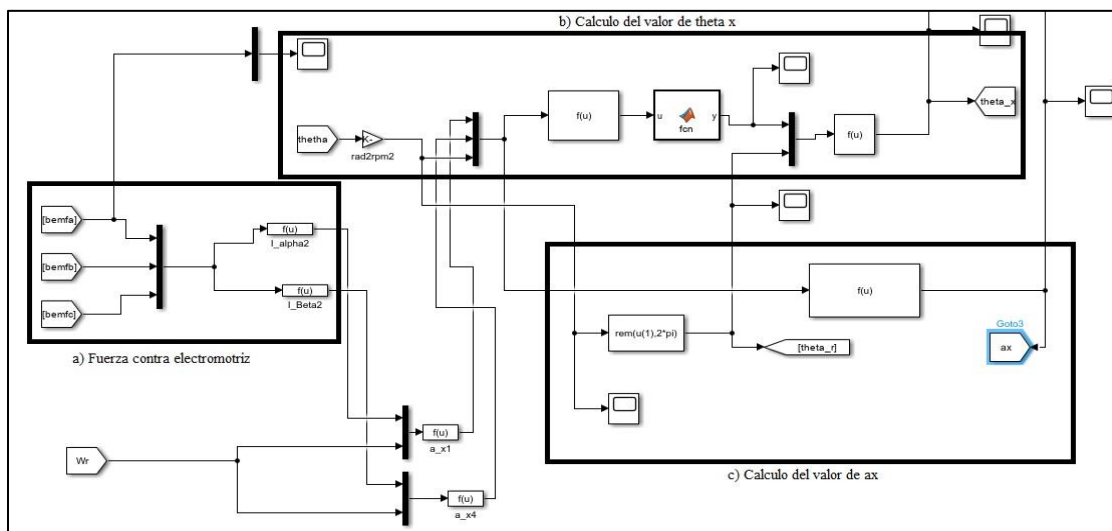
Por lo que primeramente se considera idealmente una fuerza contra electromotriz trapezoidal, que es entregado por el modelo de la máquina, en este trabajo se utiliza el modelo padrón de que dispone el software de Matlab simulink.

En la figura 4.14 se muestra la fuerza contra electromotriz definida como “bemfa” respectivamente para cada fase, consecuentemente se obtiene la figura 4.15 que muestra la fuerza contra electromotriz de forma trapezoidal considerada para este trabajo.

Seguidamente la figura 4.14 muestra la implementación de la ecuación 107 que refiere al valor de θ_x por otro lado, la figura 4.14, muestra la implementación del valor de a_x expresada en la ecuación 118.

figura 4.14

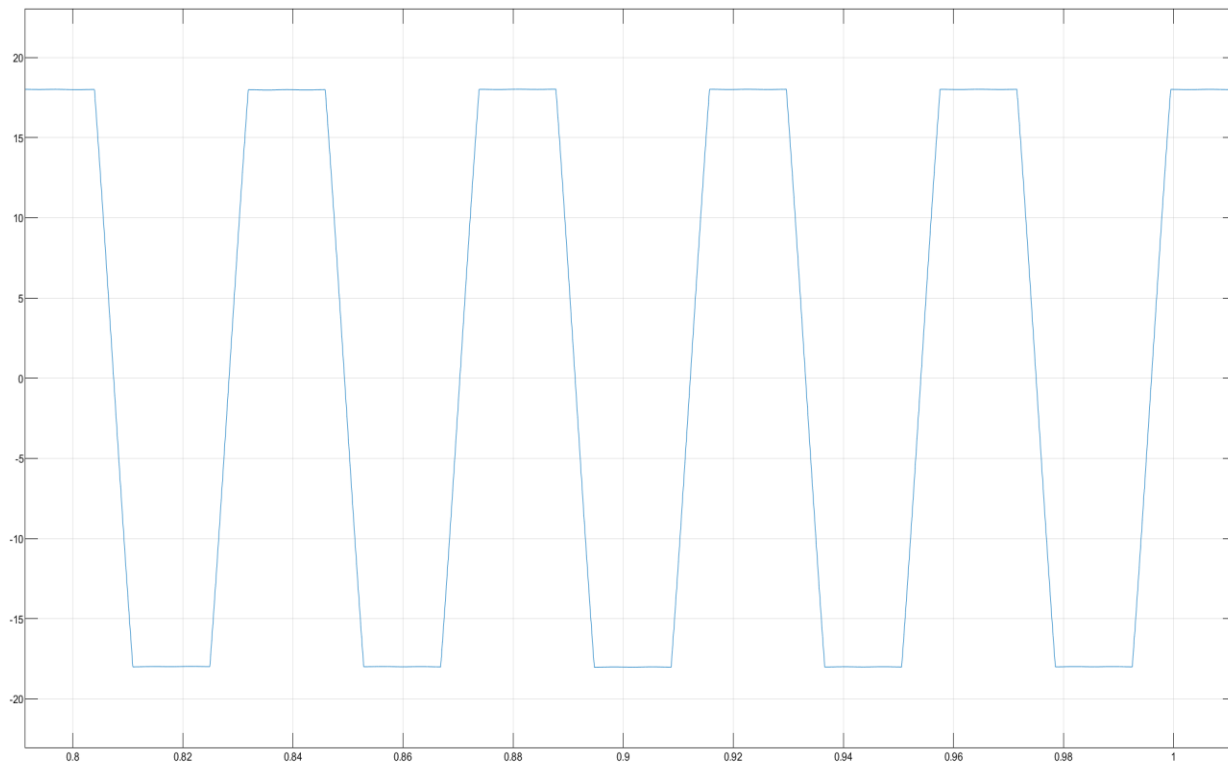
Implementación para el cálculo de θ_x y a_x .



Fuente y elaborado por: propia

figura 4.15

Fuerza contra electromotriz de forma trapezoidal.

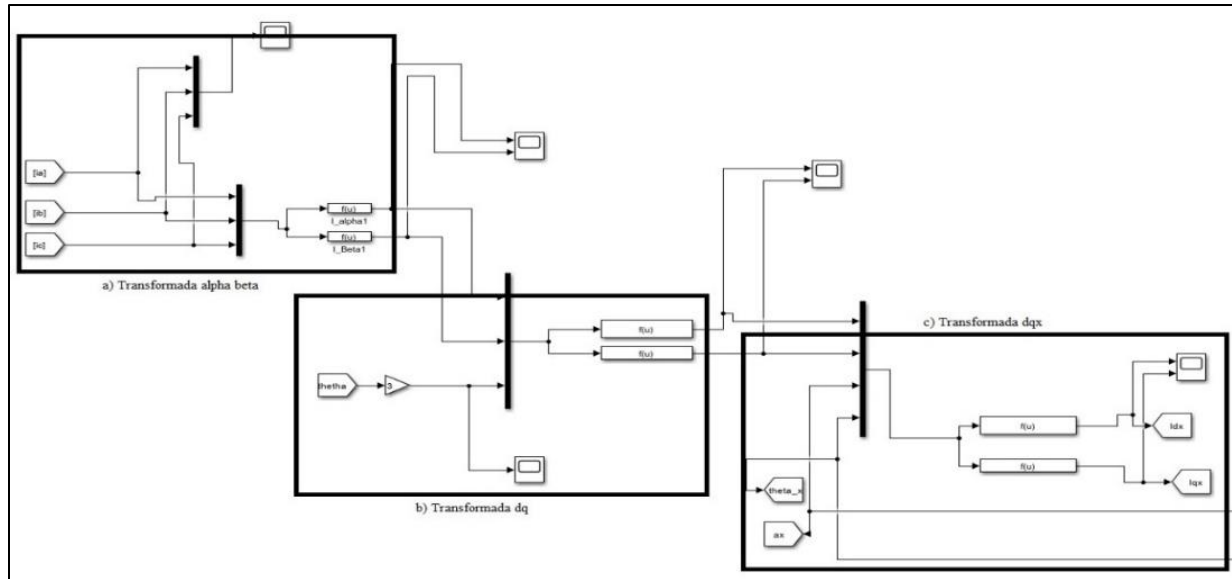


Fuente y elaborado por: propia

Finalmente se obtiene el cálculo de las corrientes en el eje de referencia DQX, la implementación de este fenómeno es mostrado en la figura 4.16a que refiere a la transformada de Alpha y beta, mientras que la figura 4.16b muestra la implementación en DQ, utilizando el valor de theta, es decir la posición del rotor, y finalmente la figura 4.16c muestra la transformación en DQX considerando los valores de θ_x y a_x .

Figura 4.16

Transformadas para las corrientes.



Fuente y elaborado por: propia

CAPÍTULO. V

5. Análisis y discusión de Resultados de Simulación.

5.1 Introducción.

En este capítulo se presentan y analizan los resultados obtenidos mediante las simulaciones realizadas para evaluar el desempeño de la aplicación de las herramientas computacionales en el control vectorial DQX . Se utilizan casos de estudio específicos que permiten validar la efectividad del control vectorial DQX en un motor síncrono de imanes permanentes (PMSM), con especial énfasis en la estabilidad angular bajo variaciones de carga.

El capítulo comienza con el análisis del Caso de Estudio 1, donde se examinan las condiciones iniciales de operación y se evalúa la respuesta dinámica del sistema en un escenario controlado. A continuación, en el Caso de Estudio 2, se exploran situaciones más complejas con variaciones significativas en los parámetros de carga, permitiendo verificar la adaptabilidad del sistema.

Finalmente, se profundiza en el análisis de la estabilidad angular bajo variaciones de carga, destacando cómo el uso de las herramientas computacionales del control DQX logra mitigar las perturbaciones y mantener un comportamiento estable del motor. Este apartado incluye un estudio comparativo entre las condiciones controladas y las no controladas, proporcionando una visión integral del impacto del sistema propuesto.

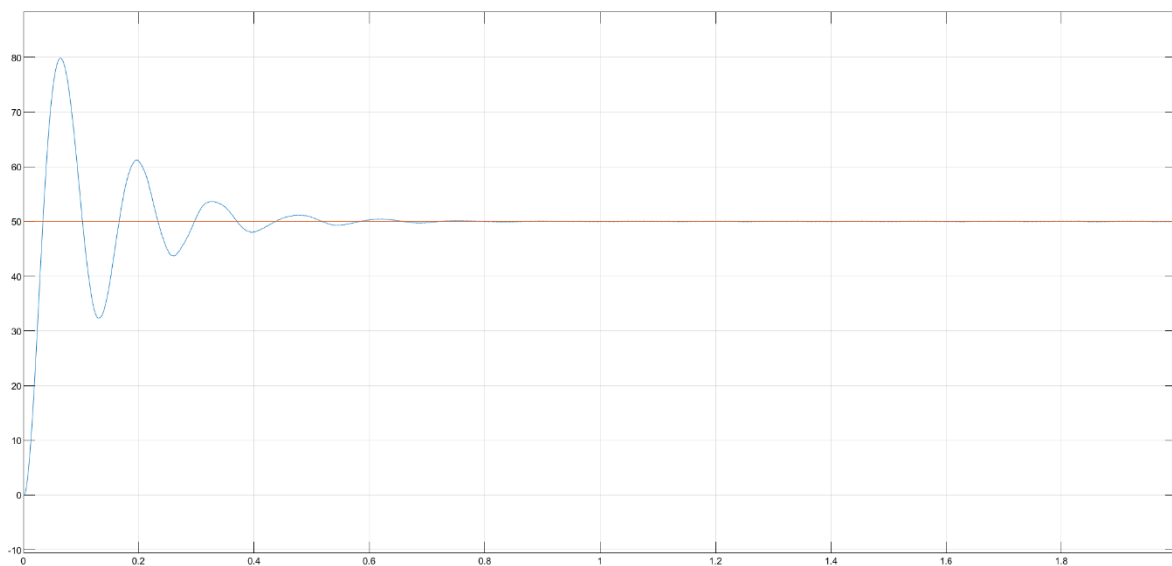
De este modo, este capítulo reúne los datos y análisis necesarios para validar las hipótesis planteadas y establecer conclusiones sólidas sobre la eficacia del diseño computacional desarrollado.

5.2 Caso de Estudio 1:

Simulación con carga constante de 1N.m y velocidad de 50 rpm, la figura 5.1 muestra la velocidad de la maquina donde la curva de color amarillo es la señal de referencia y la curva de color morado es la señal de la velocidad medida, puede observarse que el transitorio tiene una duración de aproximadamente 0.5 segundos hasta que llega a tener estabilidad, además de ser un indicador de que el sistema llega a una estabilidad es un indicador de que las ganancias obtenidas para el controlador funcionan adecuadamente.

Figura 5.1

Curva de velocidad de referencia y medida

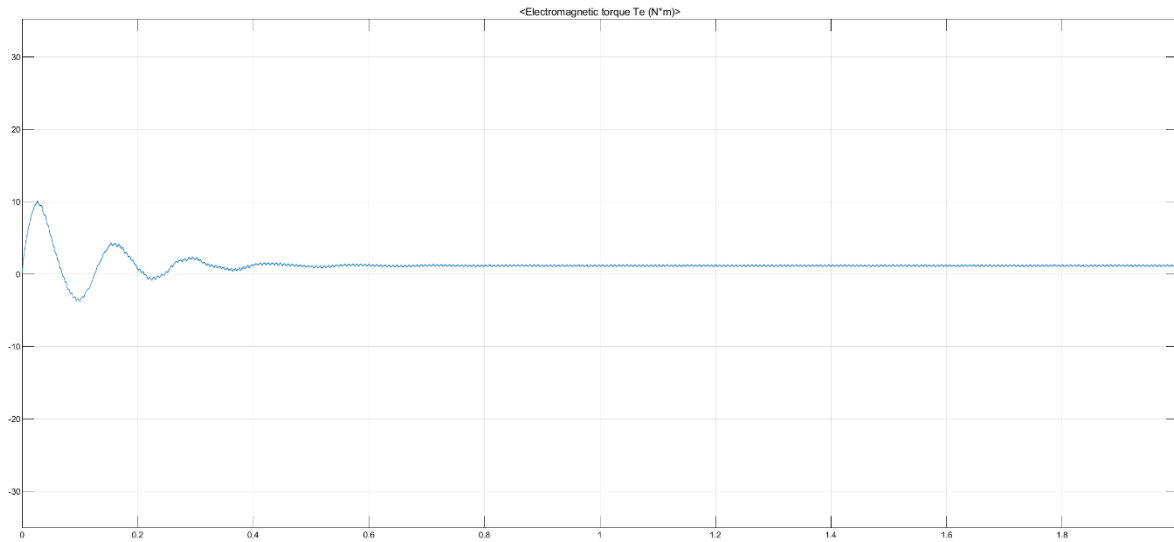


Fuente y elaborado por: propia

La figura 5.2 muestra el torque electromagnético que produce la máquina, de la misma manera que la velocidad también presenta una estabilidad a partir de los 0.5 segundos, el torque presenta un valor medio de 1.15 N.m.

Figura 5.2

Señal de torque.

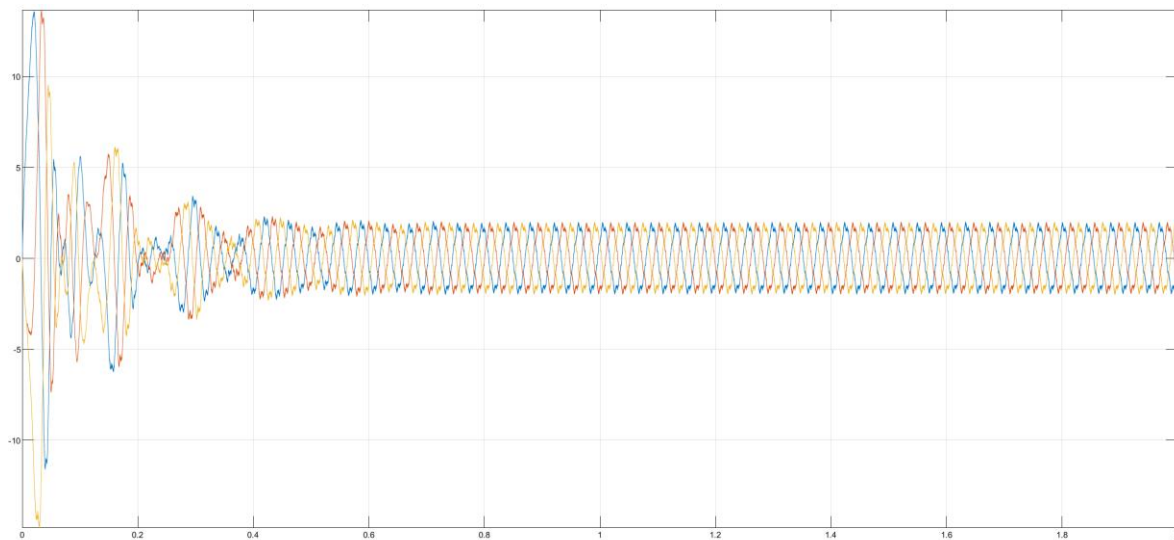


Fuente y elaborado por: propia

La figura 5.3 muestra las corrientes en abc de la maquina donde es importante observar el transitorio producido, importante resaltar que al momento de producir un transitorio la corriente alcanza un valor de 14 amperios lo cual es perjudicial para el sistema de aislamiento y de protección, sin embargo, el fenómeno no es producido por mucho tiempo.

Figura 5.3

Corriente aplicada a la máquina.

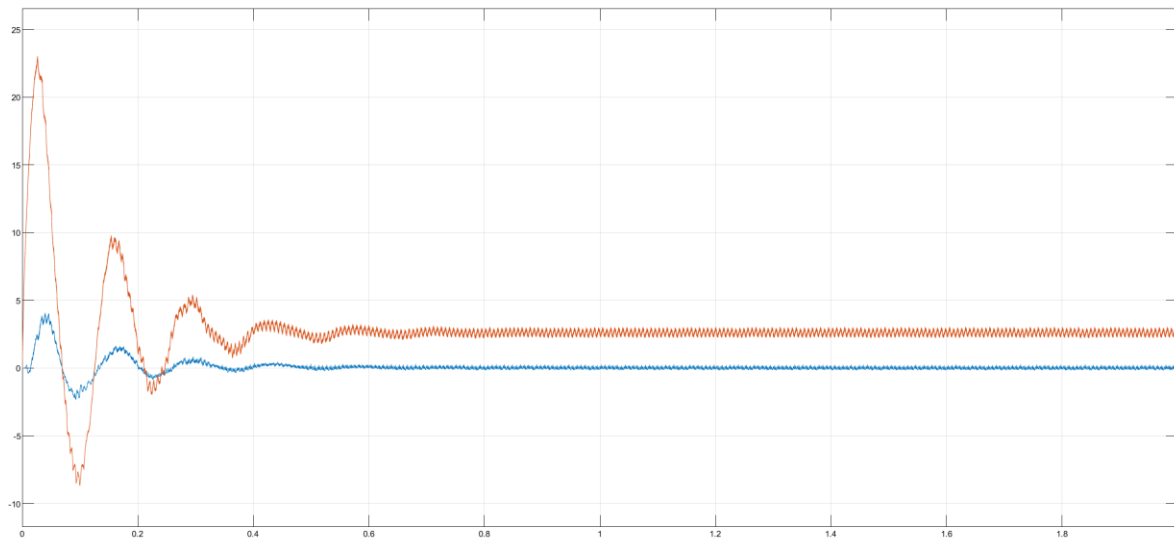


Fuente y elaborado por: propia

La figura 5.4 muestra las corrientes i_{qx} e i_{dx} que son controladas indirectamente por el modelo DQX del control de la maquina mostrado anteriormente.

figura 5.4

Corriente i_{qx} e i_{dx} .



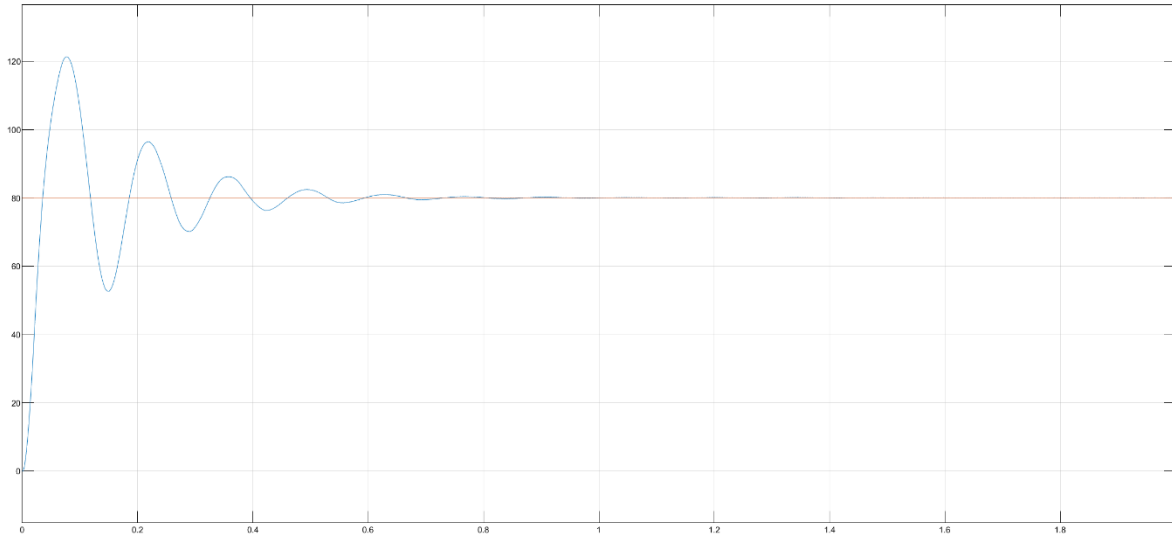
Fuente y elaborado por: propia

5.3 Caso de Estudio 2:

Simulación con carga constante de 1N.m y velocidad de 80 rpm, la Figura 5.5 muestra el control aplicado a la señal de referencia de color amarillo y la señal medida de la máquina, en comparación con el caso de estudio 1 la señal de referencia se encuentra en 80 rpm además que el transitorio producido presenta el mismo tiempo que el ocurrido en el caso 1.

Figura 5.5

Curva de velocidad de referencia y medida.

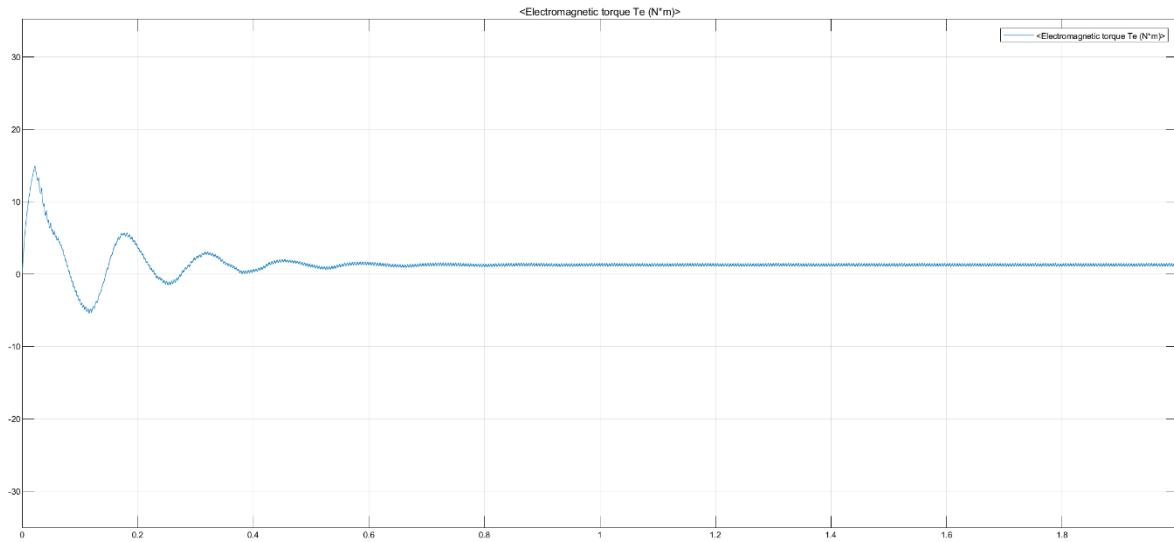


Fuente y elaborado por: propia

La figura 5.6 muestra el torque producido por la maquina resultando en un valor de 1.18 N.m, en comparación con el caso de estudio 1 este valor no tiene un cambio elevado como el de la velocidad, esto quiere decir que el control aplicado a la maquina también puede ser controlado con el torque, es decir controlar la máquina para un determinado torque sin que afecte la velocidad o sin que la velocidad sufra cambios abruptos, sin embargo en este tema de investigación estamos enfocados en el control de velocidad frente a variaciones de carga mecánica.

Figura 5.6

Curva de torque.

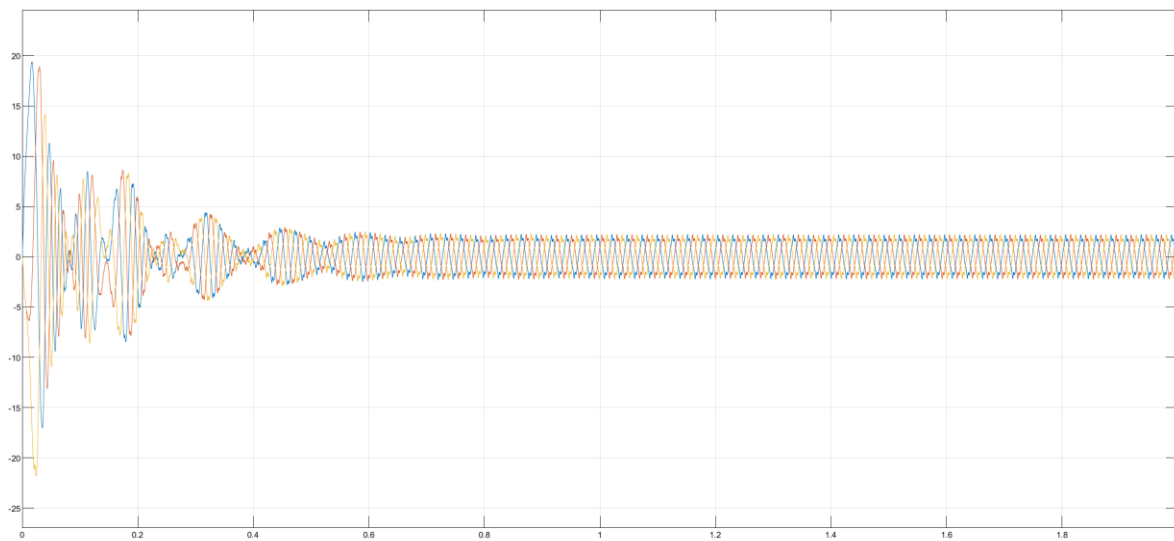


Fuente y elaborado por: propia

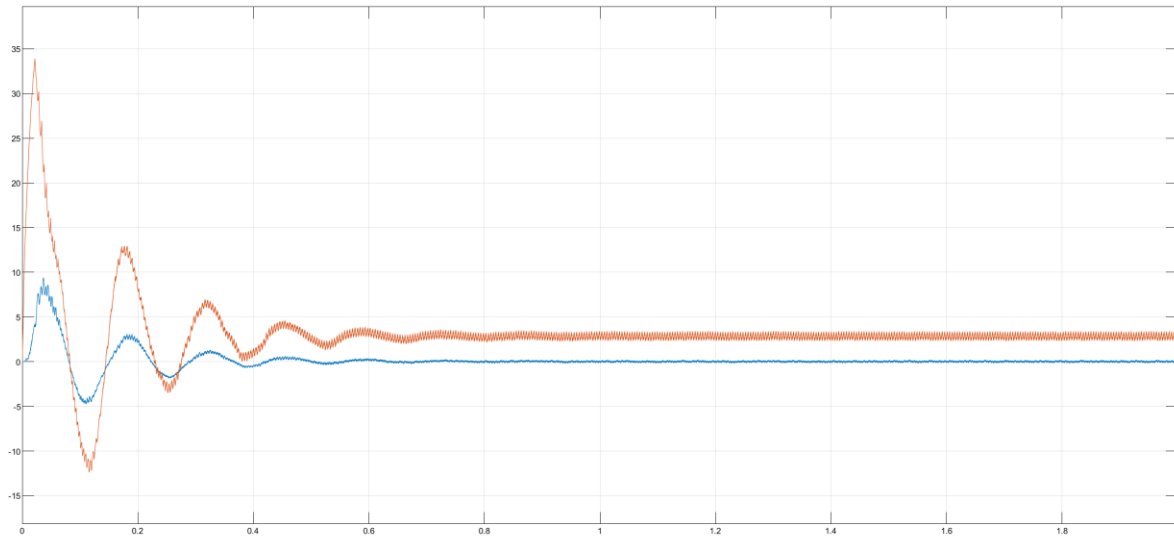
La figura 5.7 y 5.8 muestran las corrientes en abc y en el eje de referencia DQX, estas corrientes son controladas indirectamente de acuerdo al modelo de control presentado, por otro lado, es importante resaltar que a comparación del caso de estudio 1 se tiene un transitorio con más tiempo, esto debido a la inercia de la máquina.

Figura 5.7

Corrientes en abc



Fuente y elaborado por: propia

Figura 5.8*Corrientes i_{dx} e i_{qx}* **Fuente y elaborado por:** propia

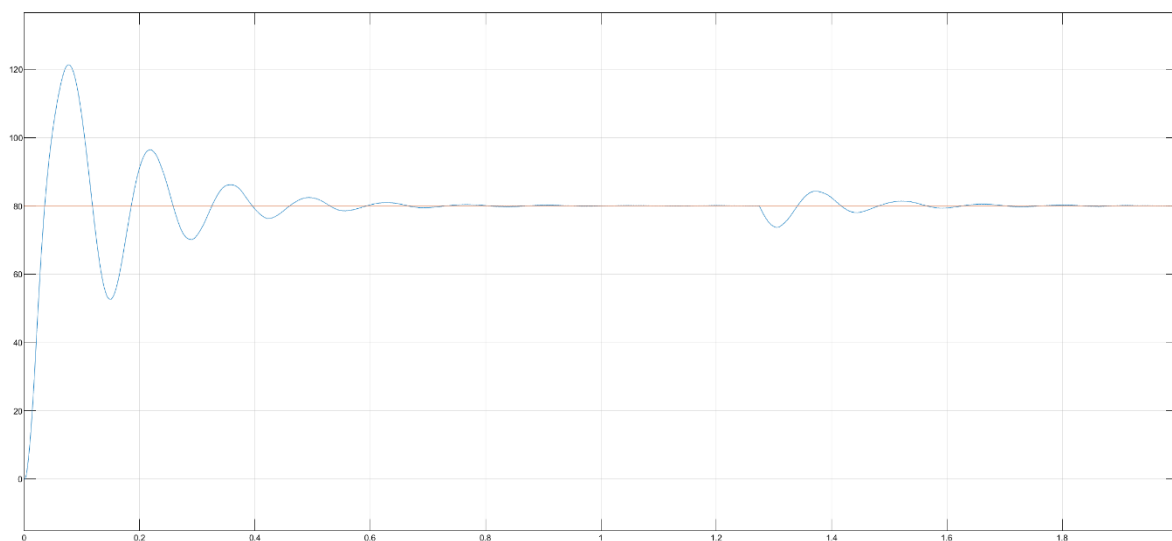
5.4 Estabilidad Angular Bajo Variaciones de Carga:

En este caso de estudio es analizado el funcionamiento del sistema de control, inicialmente con una carga de 1 N.m hasta que el sistema se encuentre en régimen permanente, seguidamente se conecta una carga de 2.5 N.m con la finalidad de observar la estabilidad de la velocidad en el sistema de control analizado.

Como muestra la figura 5.9 la curva de velocidad muestra una estabilidad al aplicar la carga de 2.5 N.m como es de esperarse se produce un transitorio con duración aproximada de 0.5 segundos, además es importante observar que después de producido el transitorio la señal de velocidad medida consigue estabilizarse en el valor que se desea que es 80 rpm, esto quiere decir que el control tiene un correcto funcionamiento en presencia de variaciones de carga. Como muestra la figura 5.10, la maquina presenta un aumento del torque, con valor medio de 2.8 N.m este valor es necesario para atender a la carga de 2.5 N.m colocado por supuesto sin variar la velocidad.

Figura 5.9

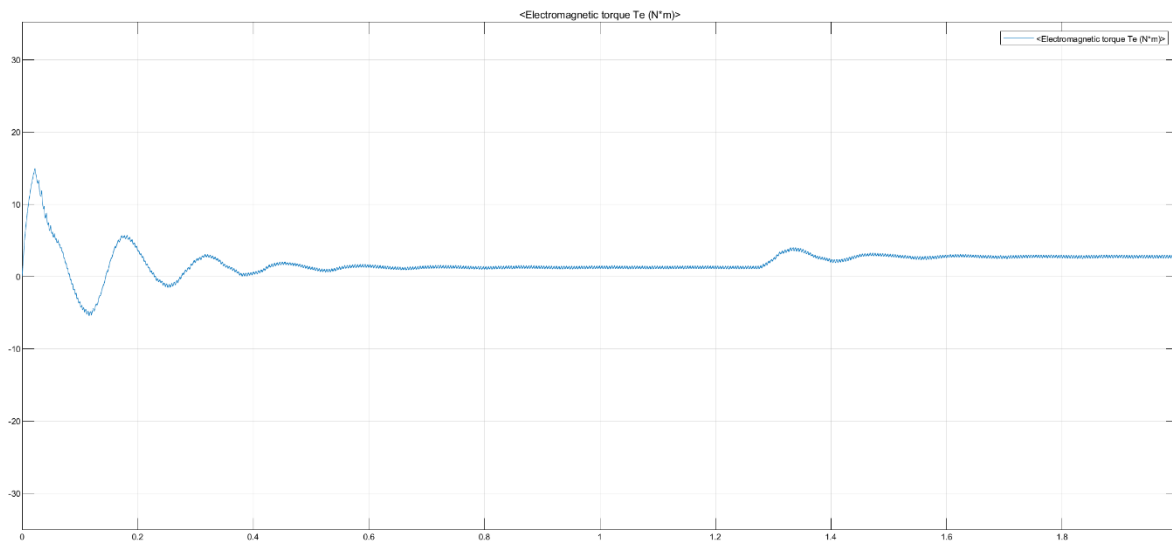
Curva de velocidad medida y de referencia.



Fuente y elaborado por: propia

Figura 5.10

Curva de torque.



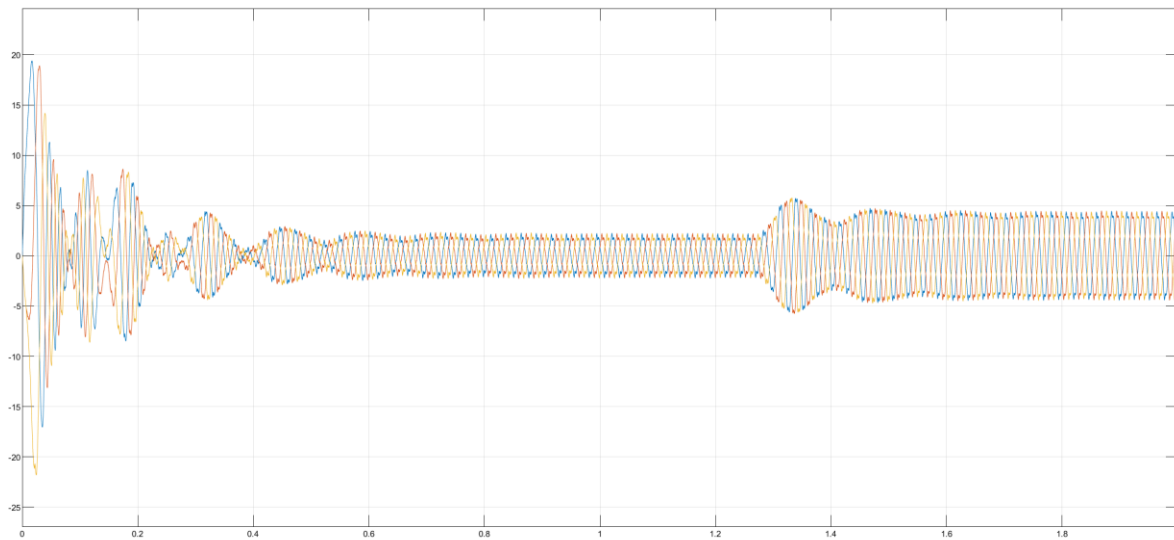
Fuente y elaborado por: propia

La corriente tiene el comportamiento mostrado en la figura 5.11 donde se aprecia el transitorio producido por el cambio de carga mecánica, quiere decir que el sistema de control mostrado atiende a las exigencias del sistema, es importante mencionar que se tiene que tomar en

cuenta los valores nominales de corriente de la maquina sin embargo estos datos son mostrados por el fabricante.

Figura 5.11

comportamiento de las corrientes en abc.

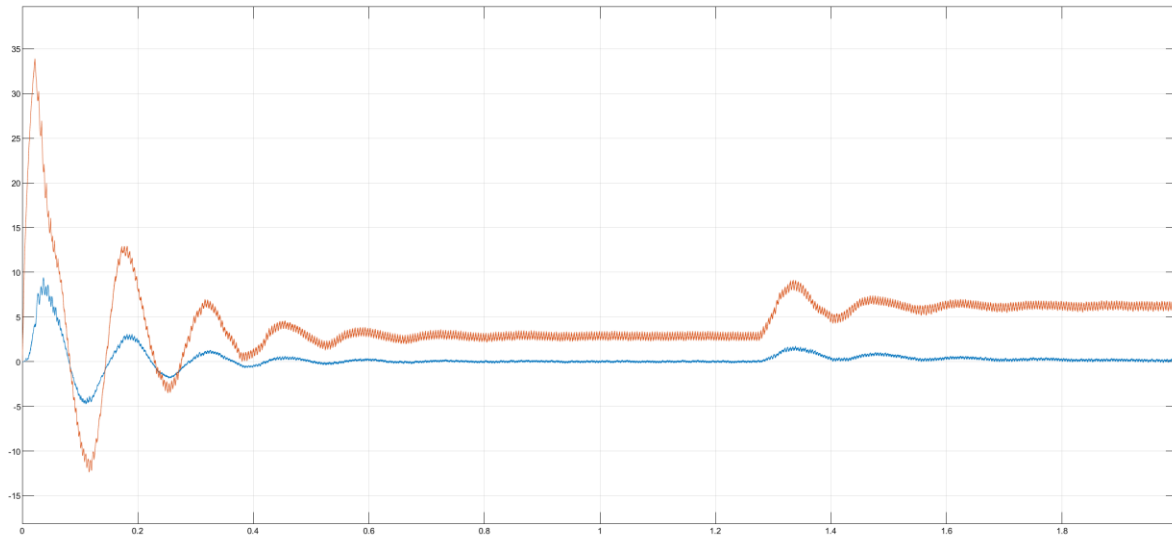


Fuente y elaborado por: propia

De la misma manera las corrientes en el eje de referencia DQX se muestran en la figura 50, importante resaltar que el valor de la corriente i_{dx} siempre se mantiene en 0, esto debido a que solo inyectamos corriente en el eje q, quiere decir que colocamos esta corriente en fase con la fuerza contra electromotriz.

figura 5.12

Comportamiento de las corrientes en DQX.



Fuente y elaborado por: propia

5.5 Discusión de Resultados - Simulación

Los resultados obtenidos en este trabajo muestran la efectividad del control vectorial **DQX** en el manejo de las variaciones de carga en motores síncronos de imanes permanentes (PMSM). Al evaluar el desempeño del sistema bajo diferentes escenarios operativos, se evidenció que el eje auxiliar **X** introducido en el modelo contribuye significativamente a mejorar la estabilidad angular, reduciendo las oscilaciones en el torque y en la velocidad del rotor.

En comparación con el control vectorial tradicional **DQ**, el enfoque **DQX** demostró una respuesta más robusta frente a perturbaciones dinámicas, con tiempos de estabilización más cortos y menores desviaciones angulares. Esto se atribuye a la capacidad del eje **X** para compensar los efectos de las no linealidades y las fluctuaciones de carga, optimizando el flujo magnético y la distribución del torque.

Además, los análisis de simulación confirmaron una reducción notable en el **ripple de torque**, lo que no solo mejora la eficiencia energética, sino que también disminuye el desgaste

mecánico del motor, prolongando su vida útil. Sin embargo, se observó que el desempeño del sistema depende de una calibración adecuada de los parámetros del controlador, lo cual representa un área de mejora para optimizar su implementación en aplicaciones prácticas.

A pesar de los resultados prometedores, el estudio está limitado al entorno de simulación, por lo que es necesario validar estos hallazgos en pruebas experimentales. Esto permitirá analizar factores adicionales, como la influencia de los armónicos del inversor y las condiciones ambientales, para robustecer aún más el estudio propuesto.

En general, el control vectorial DQX se posiciona como una solución innovadora y eficaz para abordar las demandas dinámicas de los PMSM, con aplicaciones potenciales en sectores como la robótica, el transporte eléctrico y la generación distribuida.

CONCLUSIONES

1. Se ha logrado aplicar herramientas computacionales en el control vectorial DQX del motor síncrono de imán permanente operando con variaciones de carga. Con ello, se demostró ser una herramienta efectiva para garantizar la operación estable. Los resultados de simulación confirmaron que la estrategia propuesta es capaz de mantener la estabilidad angular del sistema, mitigando los efectos negativos de las perturbaciones dinámicas.
2. Se ha logrado desarrollar e identificar las herramientas y ecuaciones diferenciales que modelan de manera precisa los sistemas dinámicos del PMSM, con ellos se permitió representar fielmente el comportamiento eléctrico y mecánico del motor, integrando transformaciones matemáticas como las de Park y Clarke.
3. Se ha logrado evaluar como las variaciones de carga afectan la estabilidad angular en el motor síncrono de imán permanente, donde se desarrolla métodos para que el control vectorial DQX mitigue estos efectos, asimismo, las perturbaciones no afecten significativamente la estabilidad angular del motor. El resultado resalta la ventaja del eje auxiliar X del control actuando como compensador dinámico en condiciones de operación fluctuantes.
4. Se ha logrado implementar un sistema de control vectorial DQX utilizando simulaciones computacionales en Matlab Simulink, donde se confirma la eficacia del estudio propuesto, mostrando que es posible alcanzar una estabilidad angular frente a variaciones de carga sin la necesidad de realizar pruebas físicas extensivas, esto evidencia que las herramientas computacionales son una alternativa confiable y económica para evaluar y optimizar sistemas de controles avanzados.

RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

1. Implementación experimental en sistemas reales

Se sugiere llevar este estudio computacional propuesto a una implementación práctica en prototipos de motores síncronos de imanes permanentes. Esto permitirá validar el desempeño del control vectorial *DQX* en condiciones operativas reales, evaluando su robustez frente a fluctuaciones de carga y otros factores externos como temperatura y vibraciones.

2. *Optimización del controlador mediante algoritmos metaheurísticos

Es recomendable explorar el uso de técnicas avanzadas de optimización, como algoritmos genéticos, PSO (Particle Swarm Optimization) o Grey Wolf Optimization, para ajustar automáticamente los parámetros del controlador *DQX* y mejorar su desempeño dinámico y eficiencia energética.

3. Análisis multivariable de estabilidad angular

Ampliar el estudio hacia un análisis multivariable que considere no solo las variaciones de carga, sino también la interacción de factores como la rigidez mecánica del sistema, los armónicos del inversor y las características del material magnético del rotor, para optimizar aún más la estabilidad angular.

4. Integración con sistemas de control predictivo

Incorporar estrategias de control predictivo basado en modelos (MPC, por sus siglas en inglés) para anticipar las variaciones de carga y ajustar dinámicamente el control vectorial *DQX*, mejorando la respuesta del motor frente a transitorios y evitando picos de corriente y torque.

BIBLIOGRAFIA

Belda Hériz, F., Blázquez, F., Universidad, G., & De Madrid, P. (2020). DISEÑO DE UN MOTOR SÍNCRONO DE IMANES PERMANENTES PARA PROPULSIÓN AÉREA DE APARATOS MULTIRROTOR DE ALA ROTATORIA.

Control David Fernando Barba Naranjo Andrés David Ron Sánchez, E. Y. (2012). ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA CONTRUCCIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL SISTEMA DE CONTROL VECTORIAL DE ORIENTACIÓN DE CAMPO DIRECTO (DFOC) PARA UN MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN.

Garcia Padilla, J. (2013). Sistema para cambiar la geometría de un motor.

HURAC ROJAS, D. (2014). ANALISIS DE LA UTILIZACION DE UN SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD EN LOS MOTORES DE INDUCCIÓN MONOFÁSICOS, SIN SENSORES DE VELOCIDAD.

Jesús Fraile Ardanuy Director, D. J., & Pedro Zufiria Zatarain, D. J. (2003). DISEÑO DE UN ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTENCIA NEURO-BORROSO ADAPTATIVO AJUSTADO MEDIANTE ALGORITMOS GENÉTICOS.

Kamalaselvan, A., & Lenin, S. (2014). Modeling Simulation and Analysis of Closed Loop Speed Control of PMSM Drive System.

Kumar Sharma, R., Sanadhaya, V., Laxmidhar, B., & Bhattacharya, S. (2008). Vector Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor. IEEE.

Liu, J., & Chen, W. (2013). Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 2013 1st International.

Minas, N., & Raj, P. (2020). VECTOR CONTROL OF PERMENANT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR. International Research Journal of Engineering and Technology. www.irjet.net

Oliveira Jr J R B de A Monteiro M L Aguiar D P Gonzaga, A. A. (n.d.). Extended DQ Transformation for Vectorial Control Applications of Non-sinusoidal Permanent Magnet Synchronous Machines.

Vanfretti, L., Asesorado, F., Gustavo, I., Orozco Godínez Guatemala, B., & De, M. (2005). Modelación y simulación de la máquina síncrona y su operación en sistemas de potencia.

Voronin, S. G., Kurnosov, D. A., & Kul'Mukhametova, A. S. (2013). Vector control of permanent-magnet synchronous motors. Russian Electrical Engineering, 84(10), 581–585. <https://doi.org/10.3103/S106837121310012X>

Yadav, D. S., Manisha, & Ali, J. (2022). Investigating and Controlling the Speed Performance of Field Oriented Controlled Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor in the Constant Torque Region. IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference, R10-HTC, 2022-September, 173–177. <https://doi.org/10.1109/R10-HTC54060.2022.9929621>

Yi, Hang., Wen, Desheng., & Sandhu, P. S. . (2010). Proceedings, 2010 3rd IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology : July 9-11, 2010 Chengdu, China. IEEE.

ANEXOS

ANEXO 01

Datos nominales de la maquina utilizada

SIEMENS

Data sheet for SIMOTICS S-1FK2

Article No. : **1FK2104-5AF10-0MA0**

Client order no. :
Order no. :
Offer no. :
Remarks :

Item no. :
Consignment no. :
Project :

Figure similar



Basic motor data	
Motor type	Permanent-magnet synchronous motor, Natural cooling, IP64
Motor type	High Dynamic
Static torque	2.40 Nm
Static current	2.1 A
Maximum current	7.6 A
Maximum speed	6,700 rpm
Rotor moment of inertia	0.6500 kgcm ²
Weight	3.7 kg
Rated data	

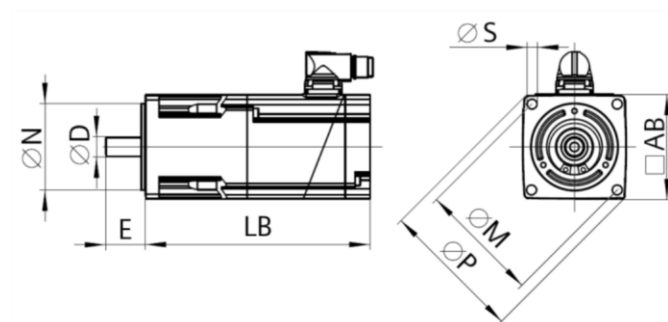
Mechanical data	
Design acc. to Code I	IM B5 (IM V1, IM V3)
Vibration severity grade	Grade A
Shaft height	40
Flange size (AB)	80 mm
Hole circle (M)	90 mm
Screw-on hole (S)	6.5 mm
Overall length (LB)	170 mm
Diameter of shaft (D)	19 mm
Length of shaft (E)	40 mm
Length of flange diagonal (P)	105 mm
Shaft end	Plain shaft
Color of the housing	Standard (Anthracite, similar to RAL 7016)

SINAMICS S210 3AC

Rated	3000
Rated	2.4
Rated	2
Rated	0.7

Encoder system	
Encoder	Encoder AM22DOC: Absolute 2 bit + 12 bit
Motor connection	
Connection	OCC for
Connector	M1

Maximum torque 7.50 Nm



Centering ring (N)

Holding brake
70 mm

Holding torque	3.30 Nm
Average dynamic torque	3.30 Nm
Opening time	50 ms
Closing time	40 ms
Maximum single switching energy ¹⁾	270 J
Service life, operating energy	120,000 J
Holding current ²⁾	0.2 A
Break-induced current for 500 ms ²⁾	1.2 A

¹⁾Up to three consecutive emergency stops and up to 25% of all emergency stops as a Wmax high energy stop possible.

²⁾Typical value for 20°C ambient temperature. At -15°C the break-induced currents can be increased by up to 30%.