

**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA
SALESIANA**

**CARRERA DE INGENIERÍA
ELECTRÓNICA**

**Tesis para a obtención del
título de Ingeniero Electrónico.**

**“CONTROL DE POSICIÓN DE UN MOTOR
TRIFÁSICO CON CAJA REDUCTORA”**

AUTOR:

Leonardo Andres Sarmiento Moscoso

DIRECTOR:

Ing. Flavio Quizhpi

CUENCA, MARZO DEL 2015

DECLARATORIA DE RESPONSABILIDAD

Como autor declaro que soy el único responsable por los contenidos, conceptos, ideas, análisis, resultados investigativos y manifestados en la presente tesis “***Control de posición de un motor trifásico con caja reductora***”.

A través de la presente declaración cedo los derechos de propiedad intelectual correspondiente a este trabajo a la Universidad Politécnica Salesiana, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su reglamento y por la normativa institucional vigente.

Cuenca, Marzo del 2015



Leonardo Sarmiento M.

C.I. 0103503124

AUTOR

CERTIFICACIÓN

En calidad de DIRECTOR DE LA TESIS “*Control de posición de un motor trifásico con caja reductora.*”, elaborada por Leonardo Sarmiento, declaro y certifico la aprobación del presente trabajo de tesis basándose en la supervisión y revisión de su contenido.

Cuenca, Marzo del 2015



Ing. Flavio Quizhpi Palomeque

DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA

Dedico esta tesis a futuros estudiantes de la Universidad Politécnica Salesiana siendo un anhelo personal que este documento sirva de guía y motivación para que otros emprendan proyectos de investigación y desarrollo que oferten soluciones innovadoras para la sociedad.

Leonardo Sarmiento.

AGRADECIMIENTOS

Agradezco principalmente a Dios porque a pesar de mis tropiezos siempre está ahí guiándome y dándome una mano, agradezco a mi familia especialmente a mis padres por no escatimar esfuerzos al momento de apoyarme a alcanzar mis metas, agradezco a Andres Zuñiga quien con su ejemplo a motivado en mí desde temprana edad un interés por la ingeniería, agradezco a Gabriela Aplolo por apoyarme con su tiempo y trabajo en la elaboración del documento de tesis, agradezco a los docentes de la Universidad Politécnica Salesiana, a los miembros del grupo de investigación en Energía y especialmente al Ing. Flavio Quizhpi por el asesoramiento brindado en todas las fases de la elaboración del proyecto de tesis, agradezco a la empresa Juan Alvarez Cía. Ltda. especialmente a su gerente el Sr. Juan Alvarez por no solo apostarle a un proyecto de investigación y desarrollo sino también por participar activamente en él y agradezco al Tnlgo. Alberto Peralta que desde su posición de laboratorista y amigo supo dar una mano en el desarrollo del proyecto de tesis.

Leonardo Sarmiento.

RESUMEN

Existen soluciones para la industria que ameritan una alta inversión más que en su adquisición por ser en su mayoría soluciones basadas en productos importados, en su mantenimiento ya que no cuentan con asesoramiento local. Ello obliga a dar soluciones con productos diseñados dentro del país que se acomoden al mercado nacional brindando asesoramiento local que es en donde se busca la mayor reducción de costos para la industria.

Existen servomotores de alto torque usados en equipos CNC, en robots antropomórficos industriales u otras máquinas que requieran movimientos de precisión pero a su vez estén sujetos a un alto esfuerzo mecánico.

Se oferta mediante el control de posición de un motor de inducción trifásico con caja reductora y un encoder óptico adaptado a su eje, un producto de características y funcionalidad similar a un servomotor comercial pero de costo de adquisición y mantenimiento inferior, para que pueda ser utilizado en la construcción de máquinas que requieran precisión y torque a la vez.

El producto final tiene como características principales el de controlar la posición de un motor de inducción trifásico con caja reductora, variar el par mecánico del motor para evitar corrientes excesivas en el bobinado del motor, ser una solución con presentación comercial, fácil de instalar y capaz de trabajar en un ambiente industrial., y tener un precio que bajo un análisis económico genera rentabilidad y es inferior a una alternativa comercial.

El control de posición se realiza mediante el algoritmo de un PID adaptativo el cual esta implementado en un sistema microcontrolado con coprocesadores de procesamiento digital de señales el cual comanda un variador de frecuencia comercial que a su vez alimenta el motor.

El proyecto fue realizado con el auspicio y la colaboración de la empresa Juan Alvarez Cía. Ltda. La empresa desarrollo el diseño y construcción de lo acoples mecánicos requeridos para el proyecto.

INDICE GENERAL DE CONTENIDOS

CAPÍTULO 1: DISEÑO DEL SISTEMA DE POSICIONAMIENTO.....	1
1.1 Especificaciones.....	1
1.2 Sistema de control de par y posición.....	2
1.2.1. Bloque 1 o adquisición de señales	2
1.2.2. Bloque 2 o Controlador PID adaptativo	3
1.2.3. Bloque 3 o Variador de frecuencia.....	8
CAPÍTULO 2: CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE POSICIONAMIENTO	23
2.1 Parte mecánica	23
2.2 Sistema eléctrico	26
2.2.1 Dispositivo controlador	27
2.2.2 Variador de frecuencia	31
CAPITULO 3: PRUEBAS Y ANÁLISIS ECONÓMICO	33
3.1 Pruebas	33
3.1.1 Pruebas del sistema de control	33
3.1.2 Pruebas del comportamiento dinámico del mecanismo	35
3.2. Análisis financiero	36
3.2.1 Análisis económico	36
3.2.2 Análisis comparativo entre productos	39
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	41
REFERENCIAS	44

INDICE DE FIGURAS

Figura 1: Esquema simplificado de Bloques del control de par y posición	2
Figura 2: Sistema SISO con realimentación unitaria	4
Figura 3: Sistema SISO con realimentación unitaria con controlador detallado.....	5
Figura 4: Neurona artificial implementada en el controlador	6
Figura 5: Diagrama de flujo del funcionamiento del controlador	7
Figura 6: Señales de referencia, control, y retroalimentación de un motor de corriente continua.....	8
Figura 7: Esquema de un inversor conectado a un motor trifásico	9
Figura 8: Modulación SPWM	10
Figura 9: Ramales de un inversor.....	13
Figura 10: Diagrama de tiempo de un pulso PWM en un ramal del inversor	14
Figura 11: Aplicación de la técnica THIPWM1/6	15
Figura 12: Diagrama de flujo del algoritmo de control para el inversor.....	18
Figura 13: Modelo del inversor en SIMULINK.....	19
Figura 14: Tensión AB en el dominio del tiempo para frecuencia fija	19
Figura 15: Tensión AB en el dominio de la frecuencia para frecuencia fija.....	20
Figura 16: Corrientes A, B y C en dominio del tiempo para frecuencia fija.....	20
Figura 17: Tensión AB en el dominio del tiempo para frecuencia variable.....	21
Figura 18: Tensión AB en el dominio de la frecuencia para frecuencia variable	21
Figura 19: Corriente A en dominio del tiempo para frecuencia variable	22
Figura 20: Motor reductor modelo N2282. [13]	23
Figura 21: Encoder incremental óptico modelo 63R64. [14].....	23
Figura 22: Motor reductor acoplado a un encoder incremental.	24
Figura 23: Diagrama del sistema eléctrico.....	26
Figura 24: Variador de frecuencia SV-iG5A/1F [16]	31
Figura 25: Esquema de conexiones del variador de frecuencia SV-iG5A. [15]	32
Figura 26: Señales de referencia (color azul) y de retroalimentación (color rojo).....	33
Figura 27: Señal de control	34
Figura 28: Señal de error.....	34
Figura 29: Desplazamiento angular	35
Figura 30: Velocidad angular.....	35
Figura 31: Aceleración angular.....	36
Figura 32: Servomotor BDH 1083k [2]	40
Figura 33: Servo Driver Lexium15 [20]	40

INDICE DE TABLAS

Tabla 1: Costos de implementación del sistema mecánico	37
Tabla 2: Costos de implementación del sistema eléctrico.....	38
Tabla 3: Cuadro comparativo entre un producto comercial y el sistema de control de posición	40

INDICE DE LÁMINAS

Lámina 1: Acople de sensor de posición en motor reductor de 1/4 HP.....	25
Lámina 2: Esquemático sistema de posicionamiento	28
Lámina 3: PCB Sistema de posicionamiento.....	29
Lámina 4: Carcasa sistema de posicionamiento.....	30

CAPÍTULO 1: DISEÑO DEL SISTEMA DE POSICIONAMIENTO

1.1 Especificaciones

El sistema de posicionamiento consta de 2 partes. La primera se la denomina Servo mecanismo la cual consta de un motor trifásico de 1/4 HP a 1800 rpm acoplado a su eje una caja reductora de 1:30 y un encoder incremental. La segunda parte se la denomina Driver y consta de todo el sistema electrónico necesario para controlar el servomecanismo.

- Velocidad máxima

Se cuenta con un motor con velocidad máxima de 1800rpm con una caja reductora de 1 a 30 por lo tanto la velocidad máxima del sistema corresponde a **60rpm**.

- Torque máximo de operación continuo

El sistema tiene una potencia de 1/4 HP o 186.4249 vatios a una velocidad máxima de 60rpm o 6.2831rad/s por lo tanto según la ecuación 1 el par mecánico es de **29.67Nm** [1]

$$\tau = P/\omega \quad (1)$$

Donde:

τ : Par mecánico en Nm

ω : Velocidad angular en rad/s

P: Potencia en vatios

- Consumo de corriente a plena carga

1 amperio

- Consumo de potencia a plena carga y a velocidad máxima

220 vatios

- Alimentación del motor y sistema de potencia:

Tres fases de **220Vca/60Hz**

- Resolución de pasos por revolución

Resolución fija: **1280 pasos por revolución**

- Alimentación del Driver:

+5Vcd

1.2 Sistema de control de par y posición

Como se expresa en la Figura 1 el sistema de control de par y posición consta de tres bloques: El Bloque 1 o adquisición de señales, El Bloque 2 o Controlador PID adaptativo y el Bloque 3 o Variador de frecuencia.

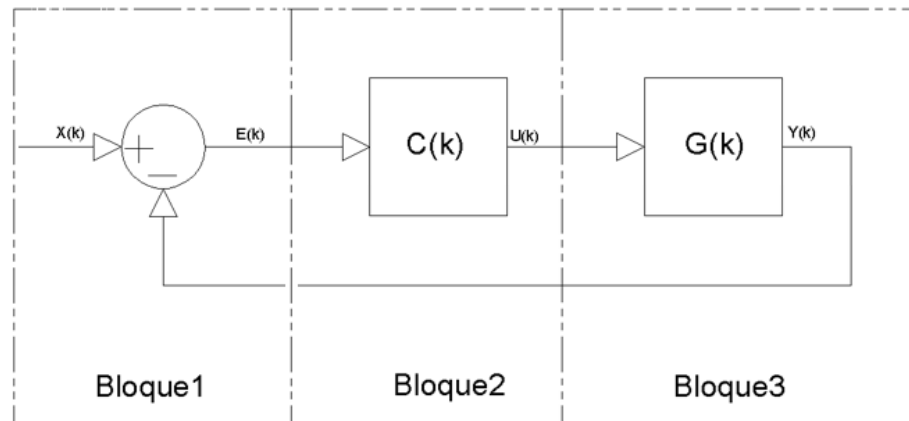


Figura 1: Esquema simplificado de Bloques del control de par y posición

1.2.1. Bloque 1 o adquisición de señales

El posicionamiento del sistema utiliza un estándar utilizado por drivers comerciales usados para comandar servomotores o motores paso a paso en la industria. Un servo driver que utiliza este estándar es el Lexium 15 de la marca Schneider, el servo driver cuenta con 3 señales de ingreso: 1 de habilitación, una de dirección y una de step. Su funcionamiento consta que en cada vez que el servo driver recibe un pulso en la señal

de step el servomotor comandado por el driver avanza o retrocede un ángulo anteriormente configurado según el estado lógico de la señal de dirección. [2]

Como se observa en la Figura 1 al Bloque 1 ingresa la señal $Y(k)$ que proviene de un encoder incremental e ingresa la señal $X(k)$ que representa la posición deseada. La posición deseada consta de una señal de habilitación, una de dirección y una de step. Las señales de la posición deseada y del encoder se suman respectivamente a dos registros internos del micro controlador y se restan entre sí para generar la señal de error $E(k)$.

1.2.2. Bloque 2 o Controlador PID adaptativo

El bloque 2 recibe del bloque 1 una señal de error $E(k)$ y entrega una señal de control $U(k)$ que representa la señal de control. Para ello utiliza un algoritmo de control PID adaptativo.

Algoritmo de control PID adaptativo.

Se desarrolla un algoritmo de un PID capaz de modificar sus constantes con el fin de adaptarse a diferentes plantas sin la necesidad de conocer la función de transferencia de lo que va a controlar.

Se prueba el algoritmo para probar su eficiencia en el control de velocidad de un motor DC.

Para diseñar un controlador se requiere conocer la planta que se va a controlar, para diseñar un controlador PID se necesita saber la función de transferencia de dicha planta, el objetivo del controlador PID adaptativo es controlar una planta con la estructura de un controlador PID convencional pero con la diferencia de que no conoce la función de transferencia de lo que va a controlar, esto lo consigue adaptando las constantes del controlador mientras está montado a la planta y dicha planta está en funcionamiento.

Desarrollo

Se diseña un controlador para un sistema SISO con realimentación unitaria.

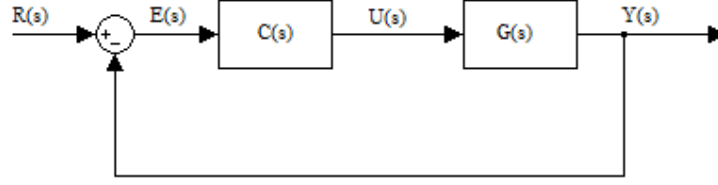


Figura 2: Sistema SISO con realimentación unitaria

Como controlador se plantea un PID convencional como punto de partida. [3]

$$C(s) = Kp + Ki * \frac{1}{s} + Kd * s \quad (2)$$

$$C(s) = \frac{Kd*s^2 + Kp*s + Ki}{s} \quad (3)$$

Se utiliza el concepto del retenedor de orden 0 para mapear el controlador del plano “s” al plano “z”. [4]

$$s = \frac{z^{-1}}{T*z} \quad (4)$$

$$C(z) = \frac{Kd*\left(\frac{z^{-1}}{T*z}\right)^2 + Kp*\left(\frac{z^{-1}}{T*z}\right) + Ki}{\frac{z^{-1}}{T*z}} \quad (5)$$

La salida de la función de transferencia C (z) es U (z) y la entrada E (z) por lo tanto:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} \quad (6)$$

Despejando la ecuación 4 se obtiene.

$$U(z) * (-z^{-1} + 1) = E(z) * \frac{Kd*z^{-2} + (-Kp*T - 2*Kd)*z^{-1} + (Ki*T^2 + Kp*T + Kd)}{T} \quad (7)$$

Se utiliza la transformada z inversa para mapear del plano de z a k. [5]

$$u_k = \frac{Ki*T^2 + Kp*T + Kd}{T} * e_k + \frac{-Kp*T - 2*Kd}{T} * e_{k-1} + \frac{Kd}{T} * e_{k-2} + u_{k-1} \quad (8)$$

Ya que Kp, Ki, Kd y T son constantes las podemos reemplazar por otras constantes.

$$W1 = \frac{Ki*T^2 + Kp*T + Kd}{T} \quad (9)$$

$$W2 = \frac{-Kp*T-2*Kd}{T} \quad (10)$$

$$W3 = \frac{Kd}{T} \quad (11)$$

Por lo tanto la ecuación 12 queda se puede reemplazar por la ecuación 12.

$$u_k = W1 * e_k + W2 * e_{k-1} + W3 * e_{k-2} + u_{k-1} \quad (12)$$

El objetivo del controlador es que aprenda en línea los valores de $W1$, $W2$ y $W3$ para controlar la planta a la que haya sido conectado para ello se usa una neurona artificial con función de transferencia ADALINE con la siguiente ecuación de salida.

$$NA_k = W1 * e_k + W2 * e_{k-1} + W3 * e_{k-2} \quad (13)$$

Por lo tanto la ecuación de salida del controlador es:

$$u_k = NA_k + u_{k-1} \quad (14)$$

La Figura 3 describe un esquema del sistema completo.

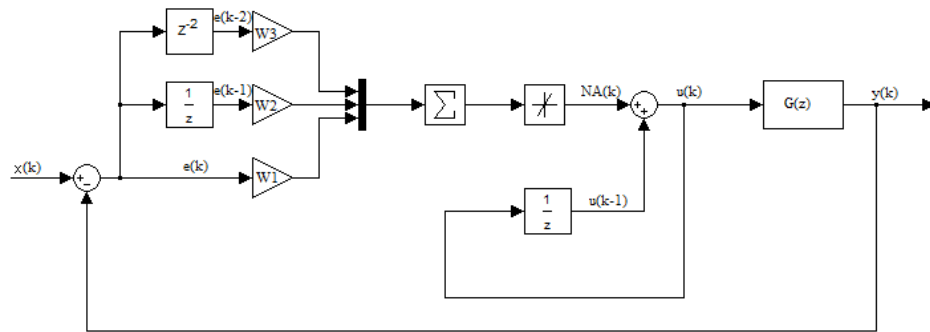


Figura 3: Sistema SISO con realimentación unitaria con controlador detallado

La Figura 4 muestra el esquema de la neurona artificial implementada en el controlador del sistema.

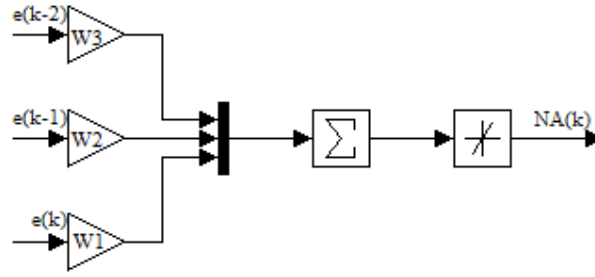


Figura 4: Neurona artificial implementada en el controlador

Se utiliza un algoritmo LMS de aprendizaje para corregir los pesos de las entradas de la neurona artificial. [12]

$$Wn_j = (d - s) * x_j * \alpha + Wa_j \quad (15)$$

Donde:

j : Indica de que entrada se va a modificar el peso.

x : Es el valor numérico que se encuentra en la entrada ese momento.

α : Es la constante de aprendizaje.

Wa : Es el peso actual.

Wn : Es el peso nuevo.

d : Es la salida deseada de ese instante.

s : Es la salida obtenida de ese instante.

Al restar d menos s se obtiene el error de la neurona pero si se plantea el error del sistema en lugar del error de la neurona en la ecuación (15) los pesos se corregirán para tratar de igualar la señal de referencia $x(k)$ a la de salida $y(k)$ en otras palabras que el error $e(k)$ se aproxime a cero controlando finalmente el sistema.

Por lo tanto las ecuaciones para corregir los pesos de la neurona en el controlador son:

$$W1_{k+1} = e_k * e_k * \alpha + W1_k \quad (16)$$

$$W2_{k+1} = e_k * e_{k-1} * \alpha + W2_k \quad (17)$$

$$W3_{k+1} = e_k * e_{k-2} * \alpha + W3_k \quad (18)$$

La figura 5 describe en un diagrama de flujo del funcionamiento del algoritmo de control PID Adaptivo.

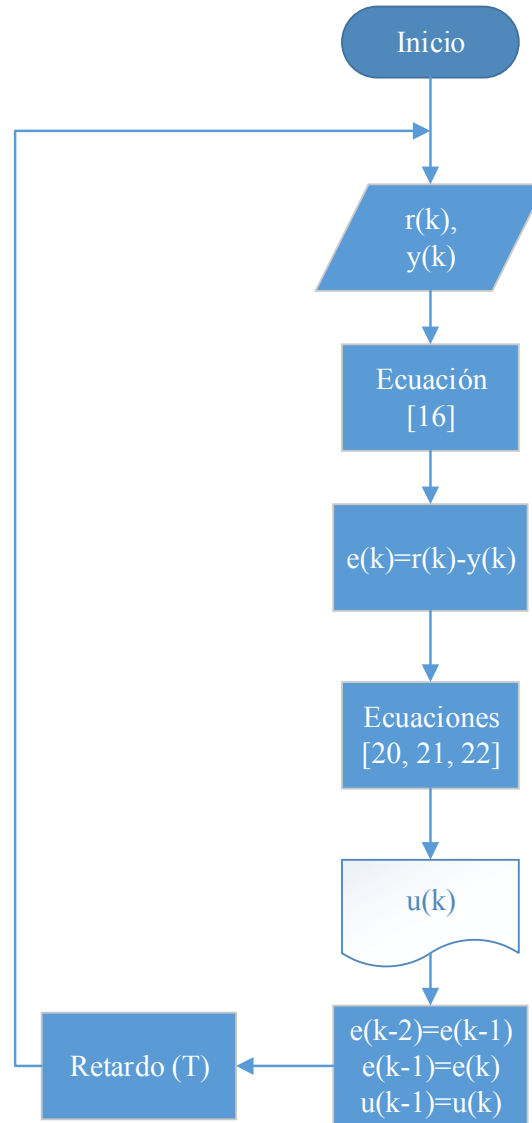


Figura 5: Diagrama de flujo del funcionamiento del controlador

Donde:

T : Es el tiempo que se demora entre cada interacción del controlador con la planta controlada.

Pruebas

Antes de implementar el algoritmo al sistema de par y posición se lo probó con éxito con una tarjeta de adquisición de datos y LABVIEW para el control de velocidad de un motor de corriente continua.

En la Figura 6 se observan los resultados.

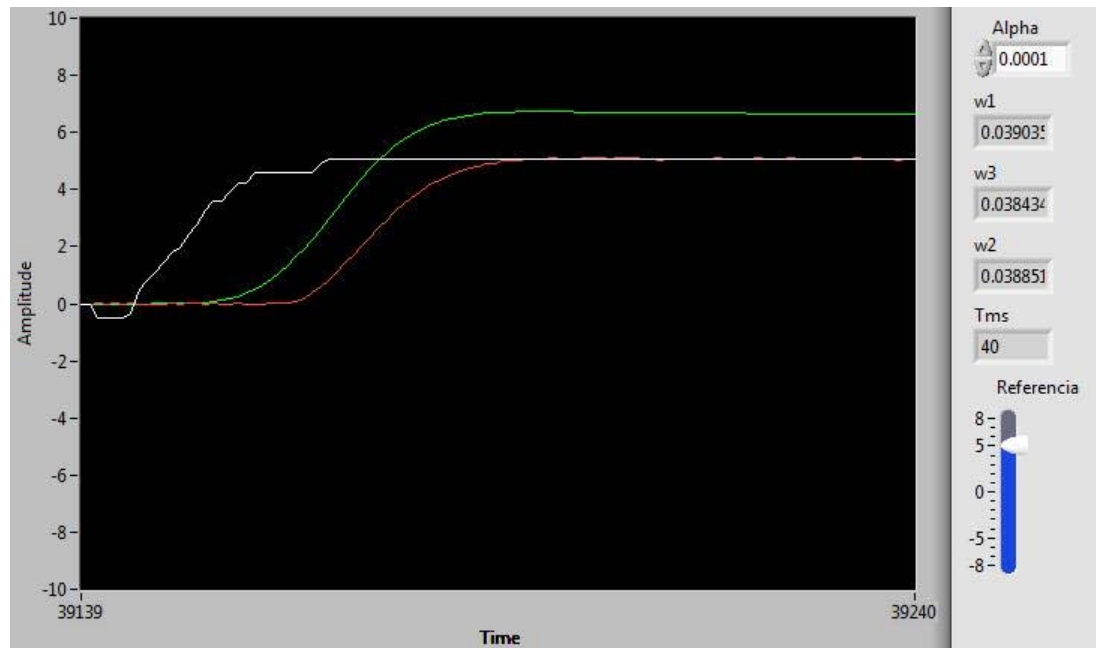


Figura 6: Señales de referencia, control, y retroalimentación de un motor de corriente continua

La línea de color blanco es la señal de referencia, la línea de color verde es la señal de control y la línea de color rojo es la señal de retroalimentación después de ser aplicada una perturbación.

1.2.3. Bloque 3 o Variador de frecuencia

Como se observa en la Figura 1 la señal de control $U(k)$ comanda un variador de frecuencia el cual contiene internamente la lógica de activación de transistores IGBT para que el variador de frecuencia reproduzca una señal de frecuencia y voltaje eficaz deseado para conservar el par mecánico del motor.

A continuación se desarrolla y se simula mediante el software Matlab un algoritmo que describe el funcionamiento de un variador de frecuencia para motores de inducción con conservación del par mecánico.

1.2.3.1 Algoritmo de control de un inversor para motores de inducción.

Se desarrolla un algoritmo capaz de variar la frecuencia conservando el par mecánico en un motor de inducción trifásico.

Se describe los fundamentos matemáticos para llegar a las ecuaciones que utiliza el algoritmo. Mediante un diagrama de flujo se determina el comportamiento del algoritmo.

Se simula el variador de frecuencia para demostrar el funcionamiento del algoritmo y obtener resultados para su respectivo análisis.

Los motores de inducción para variar su velocidad debe variar la frecuencia de las tensiones que lo alimentan por lo que controlando un inversor de frecuencia y amplitud variable con el algoritmo adecuado se puede manipular la velocidad como la posición.

En aplicaciones del motor de inducción donde se requieren velocidades variables, la fuente de potencia debe suministrar voltajes con amplitud y frecuencia variables [6]; la solución más común para el accionamiento del motor es el uso de inversores como se observa en la Figura 7.

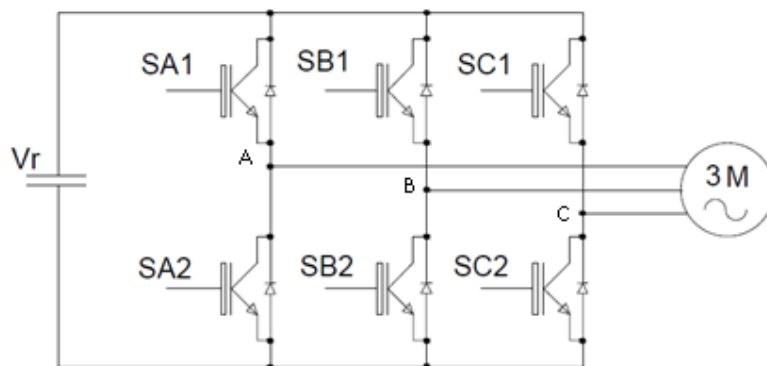


Figura 7: Esquema de un inversor conectado a un motor trifásico

Los motores de inducción trabajan con corrientes sinusoidales pero los transistores para altas potencias como los IGBT son digitales por lo que no tienen la capacidad de producir una señal sinusoidal directamente sino envían pulsos PWM correspondientes al voltaje eficaz que debe recibir el motor en una fracción de tiempo y como el motor trifásico presenta la característica de ser una carga inductiva actúa como filtro pasa bajo siendo la corriente del motor una señal sinusoidal sumada armónicos que mientras más alta sea la frecuencia de los pulsos PWM estos armónicos son de menor magnitud, como se observa en la Figura 8 donde de color verde se representa a la tensión AB de la figura 6 y en rojo la corriente en A. [7]

A la modulación de pulsos PWM variable en función de una señal moduladora sinusoidal se le llama SPWM. [8]

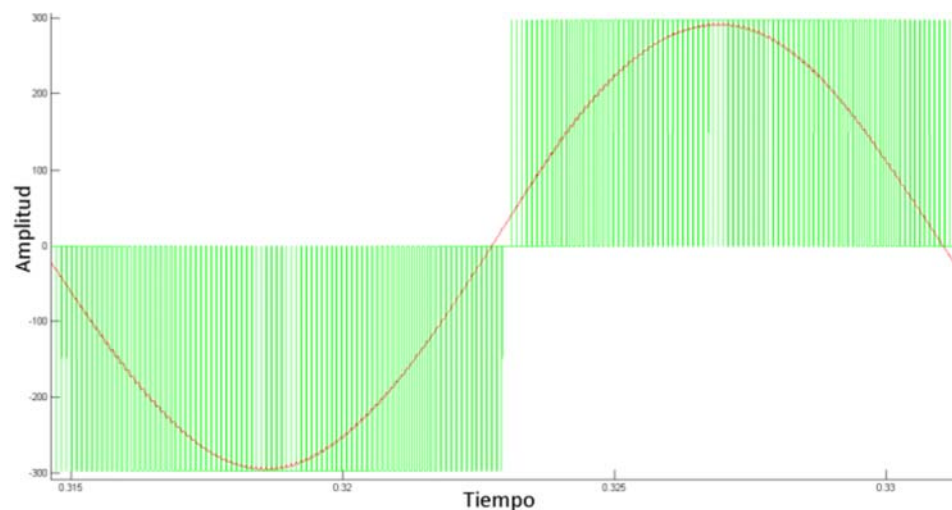


Figura 8: Modulación SPWM

Para poder regular la velocidad que es directamente proporcional a la frecuencia fundamental de la corriente en un motor de inducción se desarrolla un algoritmo capaz de inducir en el motor señales de corriente sinusoidales de frecuencia variable conmutando los IGBT de un inversor, dicho algoritmo se basa en fundamentos matemáticos que se desarrollan a continuación.

Fundamentos matemáticos

Para variar la velocidad de un motor de inducción se varía la frecuencia fundamental (f), pero también se debe variar proporcionalmente la tensión en los terminales del estator para que no fluyan corrientes excesivas en el motor calentándolo y reduciendo su vida útil, por ello se varía la amplitud de la tensión proporcionalmente con la frecuencia [6]. Por lo tanto la magnitud de la tensión de una señal depende de su frecuencia fundamental como se indica en la ecuación 19. [7]

$$\frac{V_{max} * f}{f_{max}} = V(f) \quad (19)$$

Donde Vmax es la magnitud conocida de una señal con frecuencia fundamental fmax igualmente conocida, por lo tanto las señales sinusoidales que se desean obtener en los bornes A, B y C de un motor de inducción son:

$$\overline{AB} = \frac{V_{max} * f}{f_{max}} * \sin(2\pi * f * t + \alpha) \quad (20)$$

$$\overline{BC} = \frac{V_{max} * f}{f_{max}} * \sin\left(2\pi * f * t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (21)$$

$$\overline{CA} = \frac{V_{max} * f}{f_{max}} * \sin\left(2\pi * f * t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (22)$$

Donde α es un desplazamiento angular que puede tomar cualquier valor mientras sea el mismo en las 3 señales.

Cada señal de línea es la diferencia de tensión entre las salidas de 2 ramales del inversor:

$$B - A = \overline{AB} \quad (23)$$

$$C - B = \overline{BC} \quad (24)$$

$$A - C = \overline{CA} \quad (25)$$

Donde al aplicar cálculo fasorial se obtiene:

$$A = \frac{V_{max} * \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin(2\pi * f * t + \beta) \quad (26)$$

$$B = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin \left(2\pi * f * t + \beta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (27)$$

$$C = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin \left(2\pi * f * t + \beta - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (28)$$

Donde:

$$\beta = \alpha - \frac{\pi}{6} \quad (29)$$

Como α puede tomar cualquier valor siempre y cuando sea el mismo en las 3 señales y no se requiere un control de fase de las señales, se asigna un valor de $\pi/6$ para simplificar las ecuaciones.

$$A = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin(2\pi * f * t) \quad (30)$$

$$B = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin \left(2\pi * f * t + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (31)$$

$$C = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin \left(2\pi * f * t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (32)$$

Se observa que las 3 señales son similares con un desplazamiento de fase diferente cada una por lo tanto las 3 tensiones se pueden generalizar en una ecuación:

$$R = \frac{V_{max} \cdot \sqrt{3}}{3} * \frac{f}{f_{max}} * \sin(2\pi * f * t + \mu) \quad (33)$$

Donde R es la tensión en un ramal del inversor y μ es 0 para A, $2\pi/3$ para B y $-2\pi/3$ para C.

Como se observa en la Figura 9 (A) El voltaje de entrada a cada ramal (V_r) es el voltaje medio máximo que puede entregar dicho ramal por PWM y el voltaje mínimo es 0 pero para tener un sistema simétrico se traslada la referencia momentáneamente a $V_r/2$ como se observa en la Figura 9 (B).

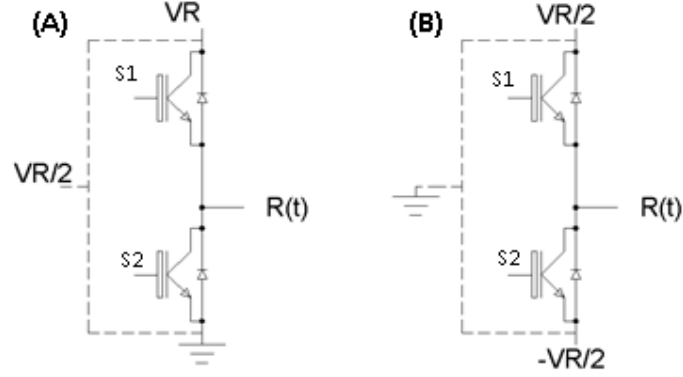


Figura 9: Ramales de un inversor

Este artificio matemático no altera el funcionamiento del inversor ya que al hacer la diferencia de 2 tensiones las referencias al ser constantes se eliminan, por ejemplo:

$$\left(B - \frac{Vr}{2}\right) - \left(A - \frac{Vr}{2}\right) = B - A = \overline{AB} \quad (34)$$

Se obtiene que los nuevos límites de $R(t)$ son:

$$-Vp \leq R(t) \leq Vp \quad (35)$$

$$Vp = \frac{Vr}{2} = \frac{Vmax * \sqrt{3}}{3} \quad (36)$$

Como Vp es el voltaje máximo que puede alcanzar un ramal se plantea:

$$R = Vp * \frac{f}{f_{max}} * \sin(2\pi * f * t + \mu) \quad (37)$$

Cada ramal tiene como objetivo reproducir una señal analógica R con pulsos digitales mediante modulación PWM; esto quiere decir que el voltaje medio de una señal pulsante P en un tiempo T debe ser igual al valor medio de R evaluada en T .

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} P dt = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} R dt \quad (38)$$

Se plantea que en un tiempo T solo se produce un pulso de PWM como se muestra la Figura 10, por lo que basándose en la Figura 9 se debe activar el transistor $S1$ y desactivar $S2$ para el tiempo ton y desactivar $S1$ y activar $S2$ para el tiempo $toff$.

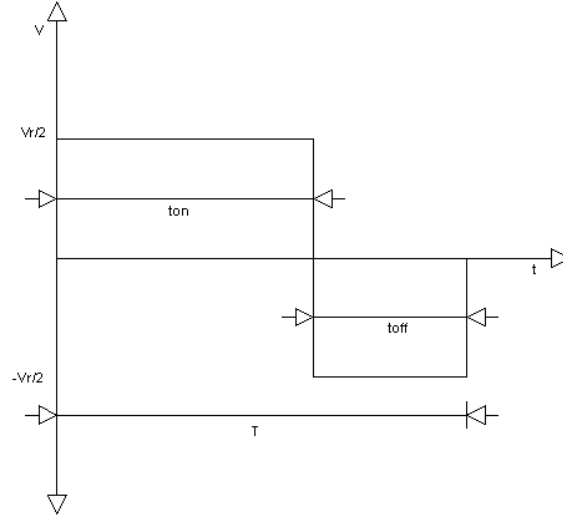


Figura 10: Diagrama de tiempo de un pulso PWM en un ramal del inversor

Donde V_r es el voltaje de salida del rectificador trifásico o voltaje de entrada del inversor, el voltaje medio de ese pulso es:

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} P dt = \frac{1}{T} (V_p * ton - V_p * toff) \quad (39)$$

$$toff = T - ton \quad (40)$$

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} P dt = V_p * \frac{1}{T} (2ton - T) \quad (41)$$

Si se relaciona la ecuación 38 con la ecuación 41 se observa que si el valor medio de R toma valores muy cercanos a V_p el tiempo $toff$ toma valores en el tiempo muy pequeños y en cambio cuando el valor medio de R toma valores muy cercanos a $-V_p$, ton a su vez toma valores muy pequeños, ello es un inconveniente para los IGBT que son elementos que tienen frecuencias de conmutación limitadas, para ello existe la técnica llamada inyección de señal de secuencia cero que consiste en sumar una señal idéntica $ZSS(t)$ a los 3 ramales; esta señal no produciría un efecto final en el sistema ya que las tensiones finales son la diferencia de las tensiones de los ramales por lo que ZSS se elimina pero esta técnica ayudaría a aumentar los tiempos de conmutación garantizando un buen desempeño de los IGBT.

La técnica THIPWM1/6 consiste en sumar una ZSS sinusoidal del triple de la frecuencia de la señal de un ramal y un sexto de su amplitud como se muestra en la ecuación 42. [9]

$$ZSS = \frac{V_p}{6} * \frac{f}{f_{max}} * \sin(6\pi * f * t) \quad (42)$$

Las nuevas tensiones que deben reproducir los ramales quedan de la siguiente forma:

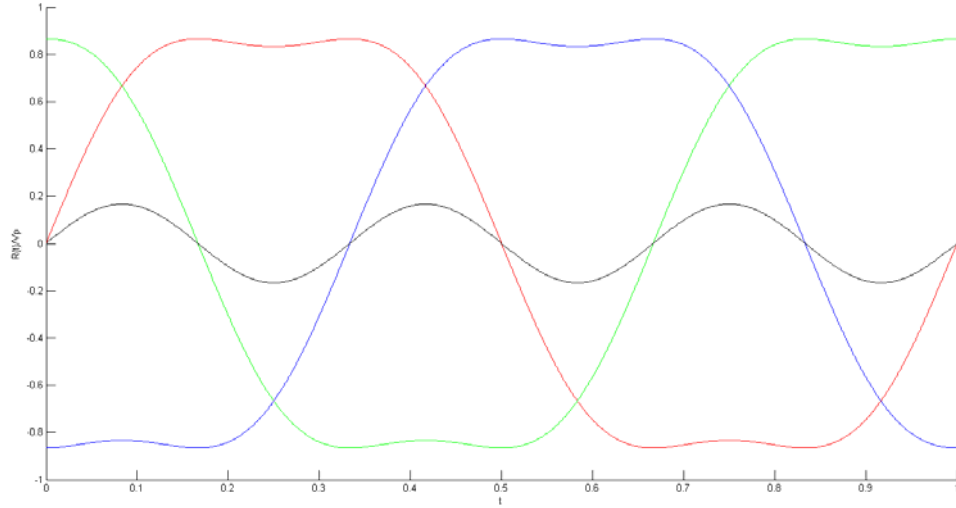


Figura 11: Aplicación de la técnica THIPWM1/6

Donde ZSS es la señal de color negro y las otras son las tensiones de los ramales expresados en la ecuación 37 más la ZSS como se muestra en la ecuación 43.

$$R(t, f) = V_p * \frac{f}{f_{max}} * r(t, f) \quad (43)$$

$$r(t, f) = \sin(2\pi * f * t + \mu) + \frac{1}{6} * \sin(6\pi * f * t) \quad (44)$$

La señal ZSS redujo el valor de la tensión máxima y mínima de cada ramal (en f_{max} que es el caso más crítico redujo de V_p a $0.87V_p$).

La señal $r(t, f)$ es periódica por lo que si se toma un periodo de la señal y se divide para N número de muestras el valor de cada muestra seria el mismo para todos los valores de frecuencia (f).

$$T(f) = \frac{1}{f * N} \quad (45)$$

Por lo tanto el voltaje medio de $r(t, f)$ evaluado en $T(f)$ se puede dejar en función de un vector $r(k)$ que sería igual para cualquier frecuencia.

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T(f)} R(t, f) dt = Vp * \frac{f}{f_{max}} * \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T(f)} r(t, f) dt \quad (46)$$

$$\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T(f)} R(t, f) dt = Vp * \frac{f}{f_{max}} * r(k) \quad (47)$$

Al conocer la relación de la ecuación 38, se puede remplazar ambos lados de la ecuación por las ecuaciones 45 y 47.

$$Vp * \frac{1}{T(f)} (2ton - T(f)) = Vp * \frac{f}{f_{max}} * r(k) \quad (48)$$

Despejando la ecuación 45 en la 48 se determina:

$$f * N * (2ton - T(f)) = \frac{f}{f_{max}} * r(k) \quad (49)$$

$$ton(f, k) = \frac{r(k)}{2 * f_{max} * N} + \frac{T(f)}{2} \quad (50)$$

Hay que notar que $r(k)$ en realidad es una expresión generalizada que representa tres vectores uno por ramal (como se explica en la ecuación 33 y se complementa con la ecuación 44 por lo tanto se desglosa $r(k)$ en tres señales $a(k)$, $b(k)$ y $c(k)$ que son similares con la diferencia que sus muestras se encuentran desfasadas 120 grados por lo tanto el tiempo en alto de un pulso de PWM para los ramales A, B, C es.

$$Aton(f, k) = C * a(k) + \frac{T(f)}{2} \quad (51)$$

$$Bton(f, k) = C * b(k) + \frac{T(f)}{2} \quad (52)$$

$$Cton(f, k) = C * c(k) + \frac{T(f)}{2} \quad (53)$$

Donde:

$$C = \frac{1}{2 * f_{max} * N} \quad (54)$$

Cabe destacar $a(k)$, $b(k)$, $c(k)$ son vectores calculados de una función previa y lo mismo se puede hacer con $T(f)$, la ventaja de trabajar con vectores y no con funciones está en ahorrar tiempo de procesamiento que es algo importante cuando se trabaja con algoritmos que requieren trabajar a altas frecuencias.

Desarrollo de Algoritmo

Se plantea un algoritmo que trabaja con 4 temporizadores (T1, T2, T3, T4) que tiene como parámetro de entrada la frecuencia fundamental (f) de la corriente que se desea obtener en los devanados del motor y como salida los pulsos de conmutación de los IGBT (SA1, SA2, SB1, SB2, SC1, SC2) como se detalla en la Figura 12.

Para cambiar el sentido de giro en un motor de inducción se debe invertir en el eje del tiempo las señales de tensión que le llegan al mismo, aquello se consigue alternando el sentido conteo de la variable k y en el algoritmo eso se produce si se ingresa una frecuencia negativa como parámetro de entrada.

Simulación del algoritmo

Para demostrar el funcionamiento del algoritmo se lo simuló con ayuda del software SIMULINK de MATLAB como se muestra en la Figura 13.

Para la simulación los vectores $a(k)$, $b(k)$ y $c(k)$ se les da un tamaño de N igual a 325 posiciones y el vector $T(f)$ toma un tamaño de 256. El inversor esta alimentado con una tensión rectificada de 311V.

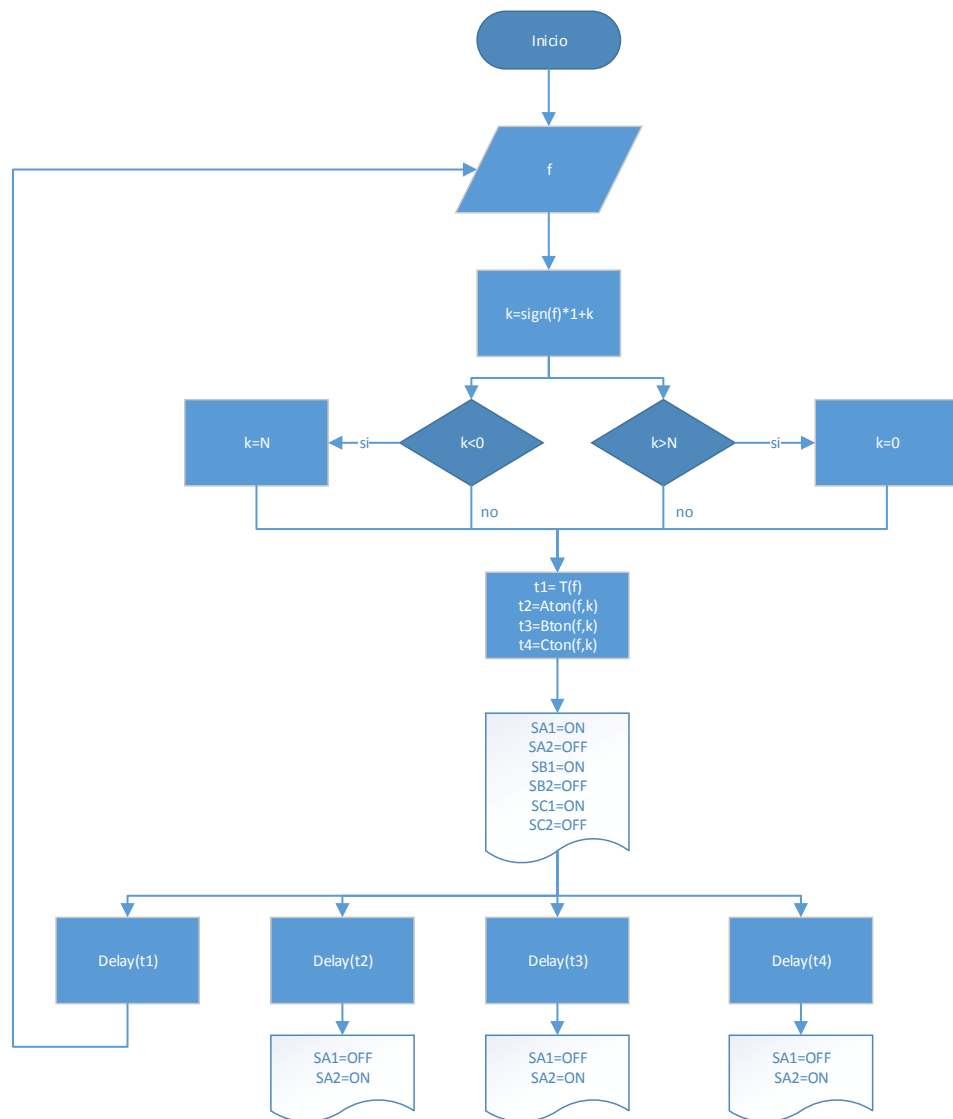


Figura 12: Diagrama de flujo del algoritmo de control para el inversor

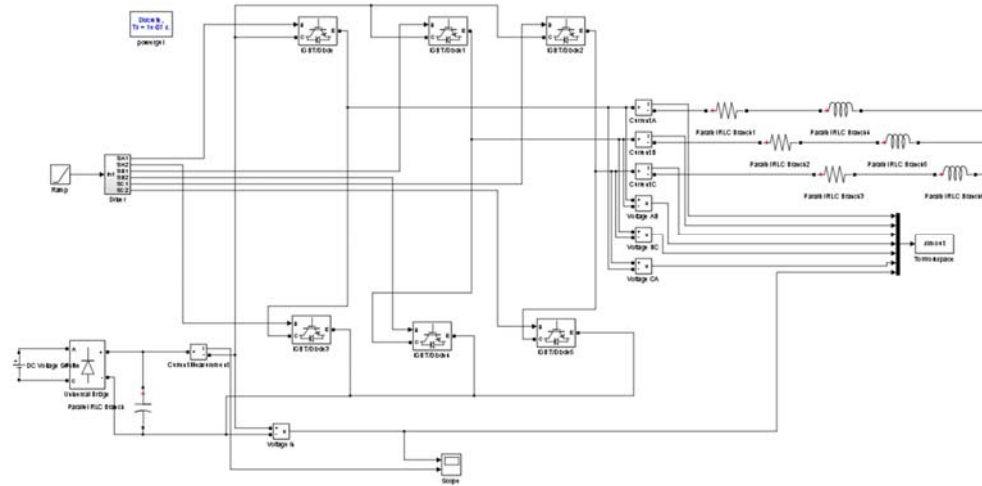


Figura 13: Modelo del inversor en SIMULINK

Primero se probó el algoritmo con una frecuencia fija de 60 Hertz y se obtuvo la siguiente tensión AB.

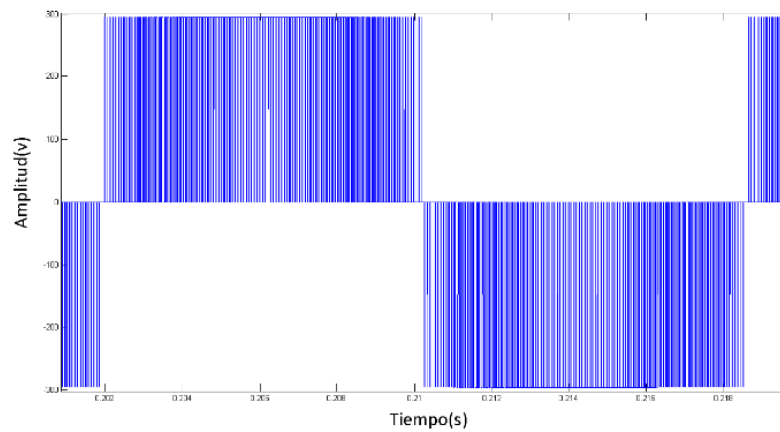


Figura 14: Tensión AB en el dominio del tiempo para frecuencia fija

En la Figura 15 se observa nuevamente la tensión AB pero en el dominio de la frecuencia, se puede ver que la frecuencia fundamental de la tensión está alrededor de los 60 Hertz y que los primeros armónicos están alrededor de los 19.5 KH que coincide con la frecuencia de conmutación de los IGBT según la ecuación 45 y los demás armónicos son múltiplos de esta frecuencia.

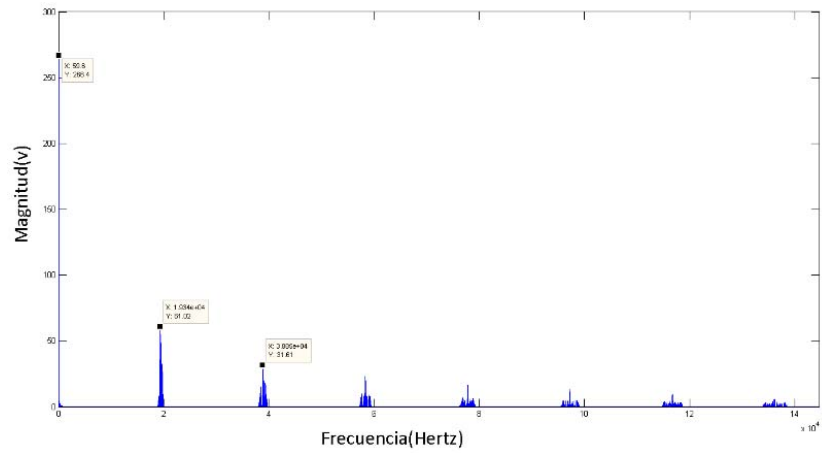


Figura 15: Tensión AB en el dominio de la frecuencia para frecuencia fija

La corriente de un motor de inducción se encuentra filtrada por un filtro pasa bajo con respecto a su tensión, por lo que mientras más altos en frecuencia sean los armónicos se tendrá una mejor respuesta en corriente como se aprecia en la figura 16.

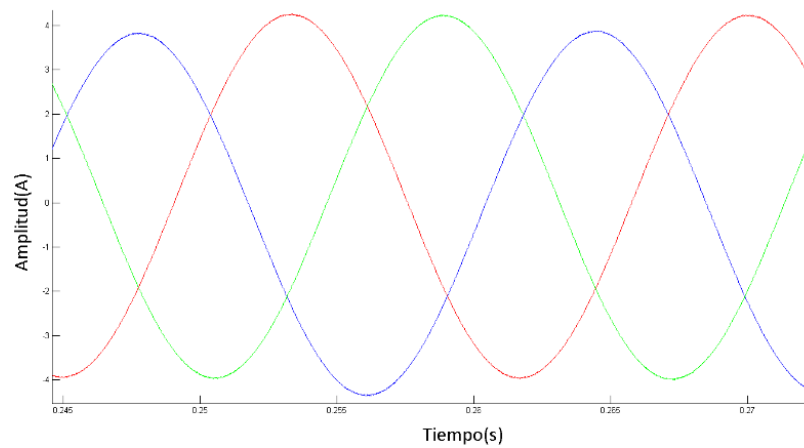


Figura 16: Corrientes A, B y C en dominio del tiempo para frecuencia fija

Se realizó otra prueba donde la frecuencia varía linealmente de 0 a 60 Hertz en un segundo, obteniendo una tensión AB en dominio del tiempo como se muestra en la Figura 17.

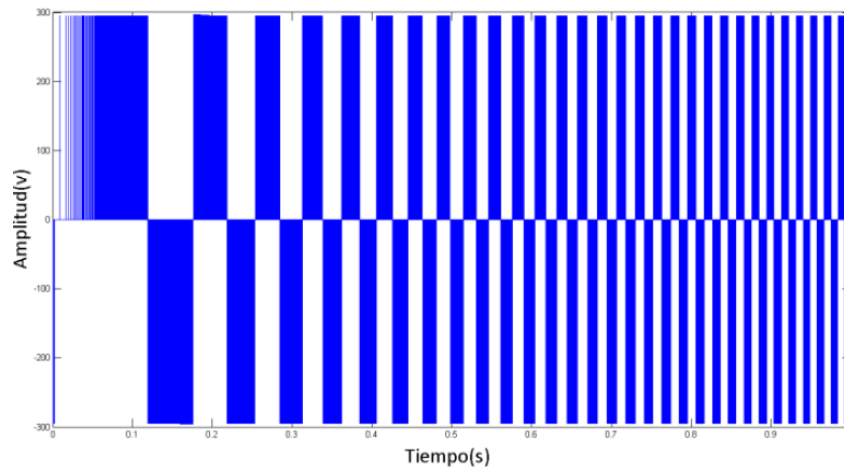


Figura 17: Tensión AB en el dominio del tiempo para frecuencia variable

Se puede observar en la Figura 17 como la frecuencia varia sin saltos bruscos aunque en la Figura 18 que es la misma tensión AB pero en el dominio de frecuencia se observa que la magnitud de la tensión varía proporcionalmente con la frecuencia lo que es una característica importante de este variador de frecuencia.

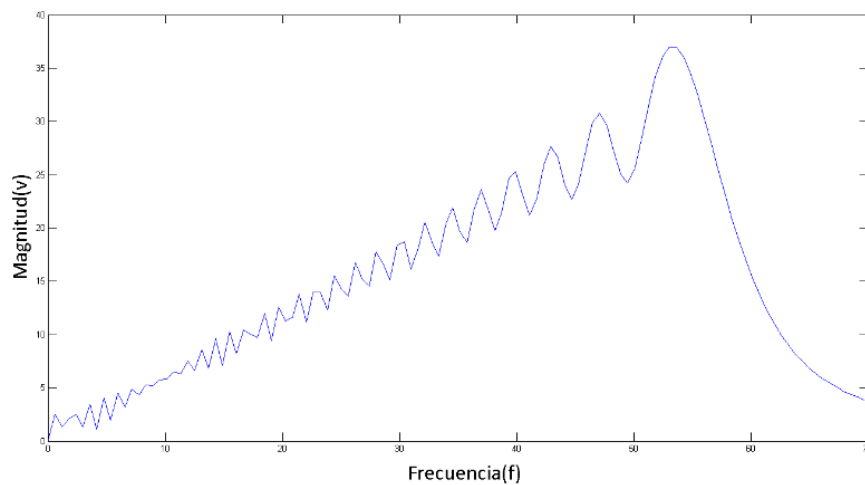


Figura 18: Tensión AB en el dominio de la frecuencia para frecuencia variable

En la Figura 19 se distingue que la magnitud de la corriente se mantiene constante, ello se debe a que el flujo eléctrico en el núcleo de un motor de inducción es directamente proporcional a la tensión e inversamente proporcional a la frecuencia, por lo que si se mantiene constante la relación tensión-frecuencia la magnitud de la corriente también lo será.

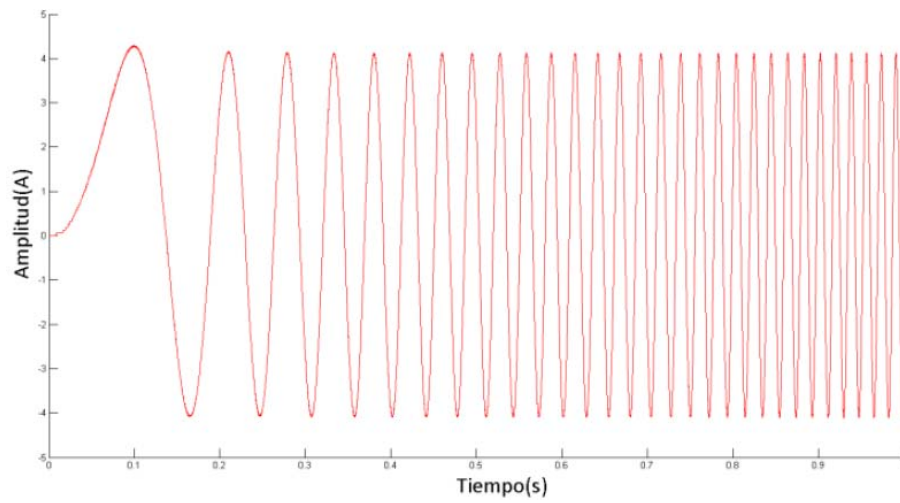


Figura 19: Corriente A en dominio del tiempo para frecuencia variable

CAPÍTULO 2: CONSTRUCCIÓN DEL SISTEMA DE POSICIONAMIENTO

2.1 Parte mecánica

Mecánicamente el sistema de control de posición consta de un motor reductor de un 1/4 HP de potencia y una velocidad en su eje de 60 rpm de la marca Bodine Electric, modelo N2282. [13]



Figura 20: Motor reductor modelo N2282. [13]

Al eje del motor reductor se adapta un encoder óptico incremental que su función es retroalimentar al sistema con la posición actual del motor reductor.

El encoder utilizado es el 63R64 de la marca Grayhill que tiene una resolución 4x de 256 pasos por revolución. [14].



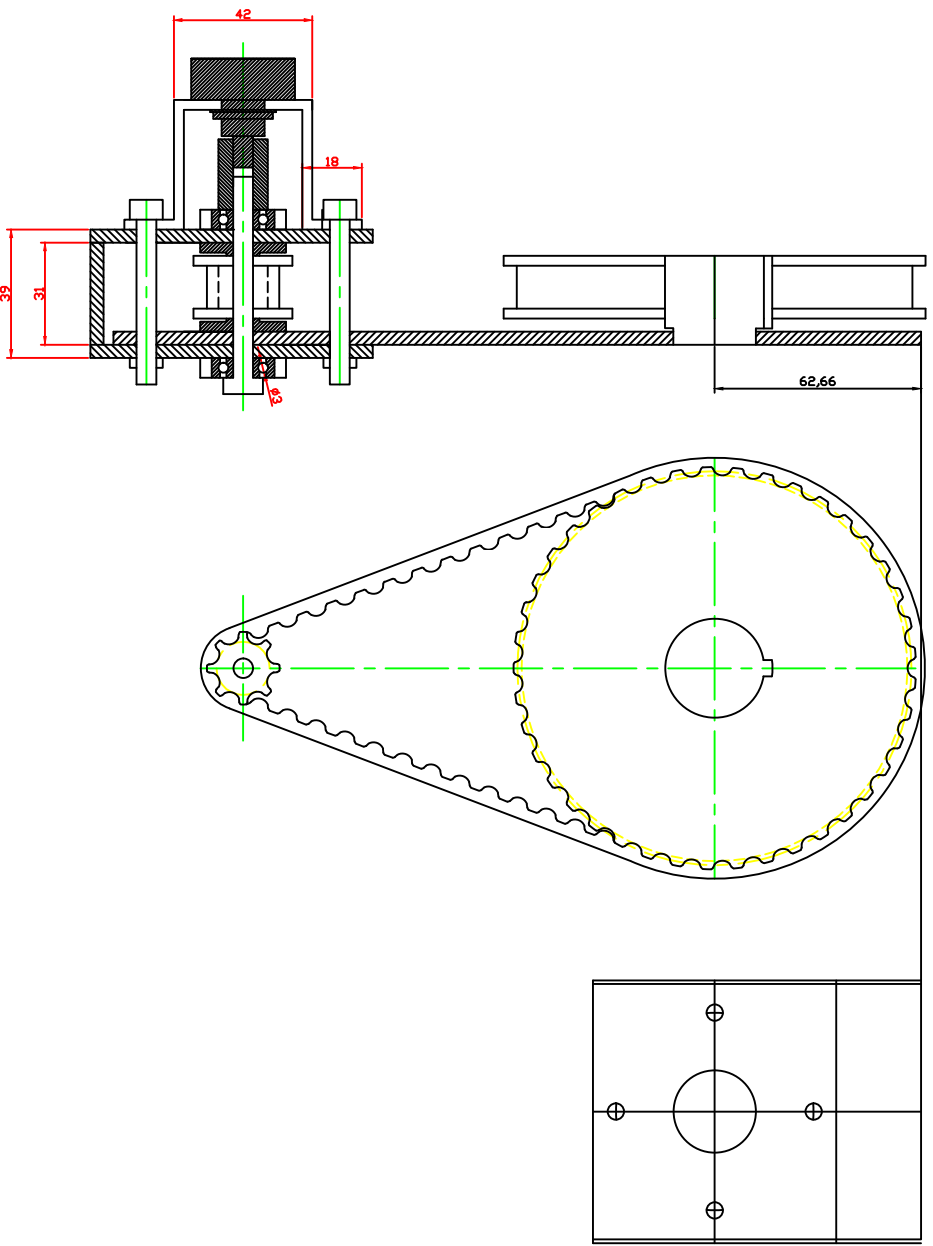
Figura 21: Encoder incremental óptico modelo 63R64. [14]

El acoplo del sensor con el motor reductor se realizó en la instalaciones de la empresa Juan Alvarez Cia. Ltda. por el personal de la misma empresa.

La figura 21 muestra una imagen del motor acoplado el sensor y la lámina 1 describe el plano utilizado para su construcción.



Figura 22: Motor reductor acoplado a un encoder incremental.



	Fecha	Nombre	JUAN ALVAREZ CIA. LTDA.
Dibujado	15/10/2014	Sr. Alex Piña	
Comprobado	17/10/2014	Sr. Juan Alvarez	
Escala: 1:4	ACOPLE DE SENSOR DE POSICIÓN EN MOTORREDUCTOR DE 1/4 HP		Lámina n. 1

2.2 Sistema eléctrico

Para realizar el control de posición utilizando el sistema mecánico descrito en la figura 21 se desarrolló un dispositivo controlador que recibe la posición deseada o señal de referencia y la posición actual del motor o señal de retroalimentación y envía a un variador de frecuencia una señal de control que representa la frecuencia instantánea a la que debe funcionar el motor para controlar su posición.

El sistema eléctrico se describe en la figura 23.

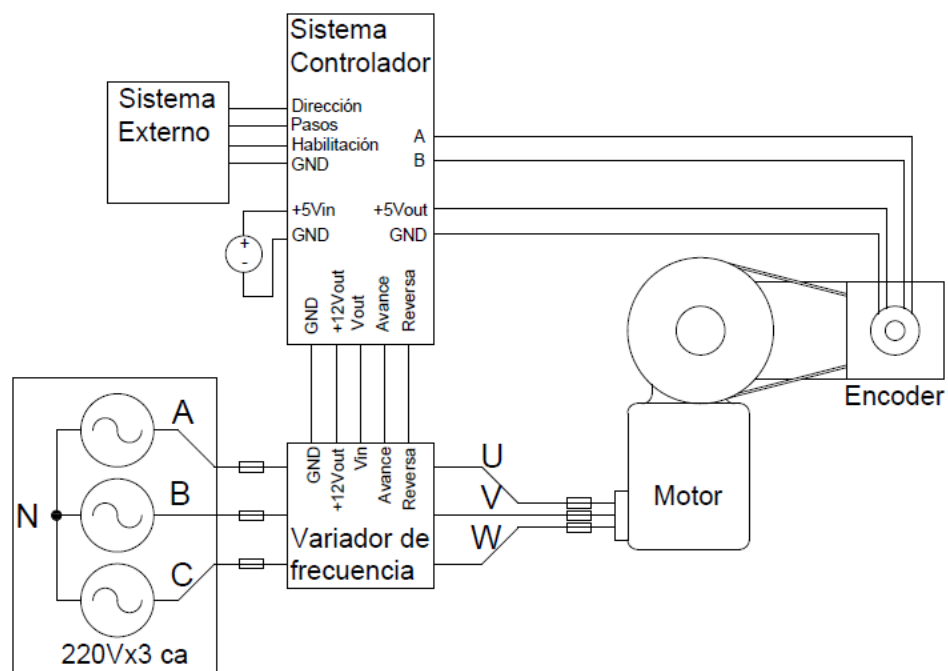


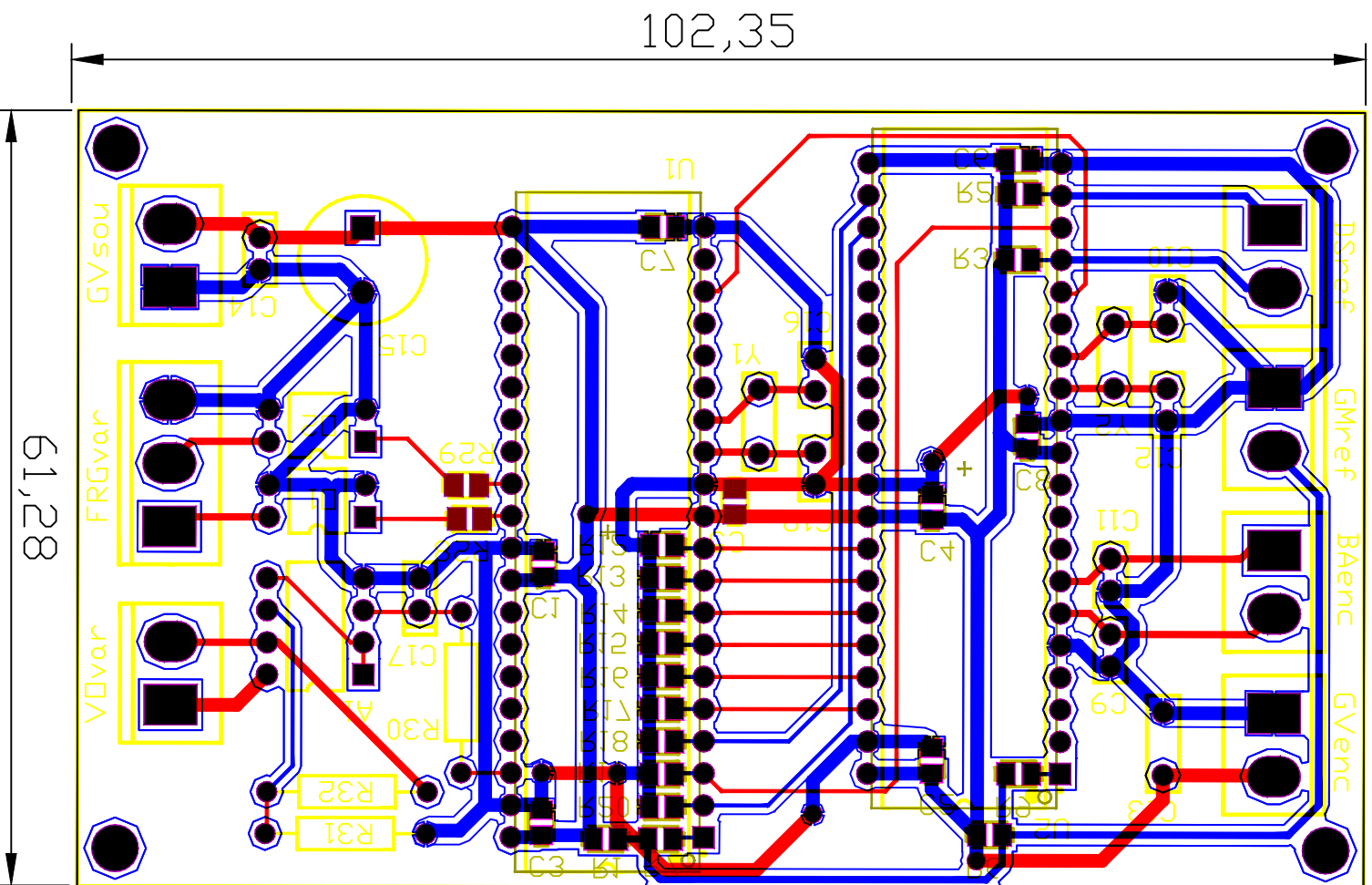
Figura 1: Diagrama del sistema eléctrico

Es de suma importancia usar fusibles a la entrada de alimentación trifásica del variador de frecuencia y a la entrada de alimentación del motor para proteger a estos dos equipos de corrientes excesivas que pueden ser causados por aceleraciones o frenados bruscos. Se proponen fusibles tipo cartucho con cubierta de cristal de 1.5 amperios ya que el consumo del motor a plena carga es de 1 amperio.

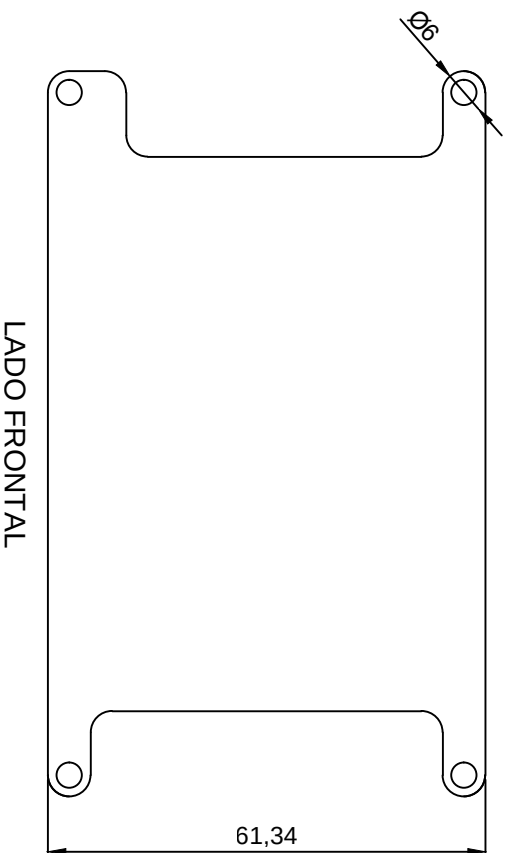
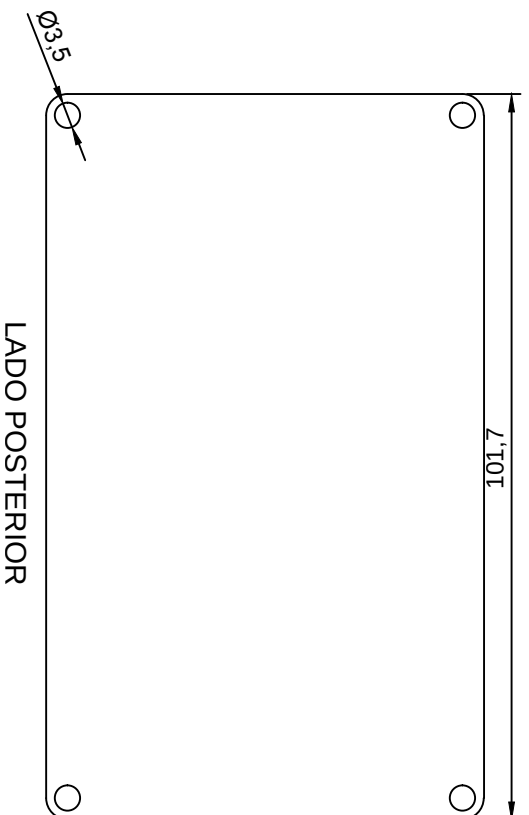
2.2.1 Dispositivo controlador

El dispositivo controlador es un equipo capaz de leer una señal de retroalimentación de un encoder incremental y de recibir una señal de referencia de un usuario manteniendo el estándar usado por equipos comerciales como el Lexium15. El dispositivo es un sistema que trabaja en el plano discreto que consta básicamente de 2 microcontroladores DSPIC30F4011 donde el primer microcontrolador recibe la señal de referencia y la de retroalimentación, restan las dos señales y genera una señal de error; el segundo microcontrolador recibe la señal de error y genera una señal de control mediante el algoritmo descrito en el diagrama de flujo de la figura 5. El dispositivo controlador tiene dos salidas digitales (GND-Alta impedancia) y una salida analógica (0v a 10v) que se conecta a un variador de frecuencia. Las dos salidas digitales son para indicar el sentido de giro en el motor y la salida analógica para indicar la frecuencia de operación del motor.

La lamina 2 describe el plano esquemático, la lámina 3 muestra el diseño de la placa impresa y la lámina 4 el diseño de la carcasa del dispositivo controlador.



	Fecha	Nombre	UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
Dibujado	04/03/2015	Sr. Leonardo Sarmiento	
Comprobado	10/03/2015	Ing. Flavio Quizhpi	
Escala:			
2:1	PCB SISTEMA DE POSICIONAMIENTO		Lámina n. 3



	Fecha	Nombre	UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
Dibujado	04/03/2015	Sr. Leonardo Sarmiento	
Comprobado	10/03/2015	Ing. Flavio Quizhpi	
Escala: 2:1	CARCASA SISTEMA DE POSICIONAMIENTO		
			Lámina n. 4

2.2.2 Variador de frecuencia

Se utiliza un variador de frecuencia comercial (modelo SV-iG5A/1F) de la marca LSIS. El variador controla la corriente que circula por el motor a medida que varía la frecuencia con el objetivo de controlar el par mecánico y evitar daños en el bobinado. [15]



Figura 1: Variador de frecuencia SV-iG5A/1F [16]

El variador de frecuencia permite el ingreso de señales eléctricas lo cual lo hace un producto apto para acoplarse al sistema controlador. Las señales que puede recibir y emitir el variador a través de una configuración previa se encuentran descritas en la figura 25. Las señales que se utilizan son P1, P2 para dar el sentido del motor y V1 para enviar la frecuencia de funcionamiento del motor.

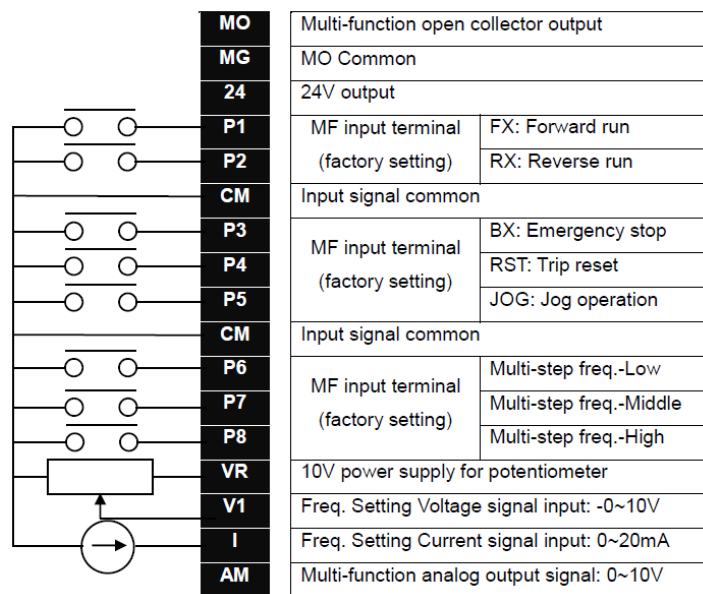


Figura 2: Esquema de conexiones del variador de frecuencia SV-iG5A. [15]

CAPITULO 3: PRUEBAS Y ANÁLISIS ECONÓMICO

3.1 Pruebas

3.1.1 Pruebas del sistema de control

Se realizó una prueba con el sistema donde se envía una señal de referencia que aumenta en 1 cada 4.5ms y se observa el comportamiento del motor reductor en la señal de retroalimentación como se muestra en la figura 26.

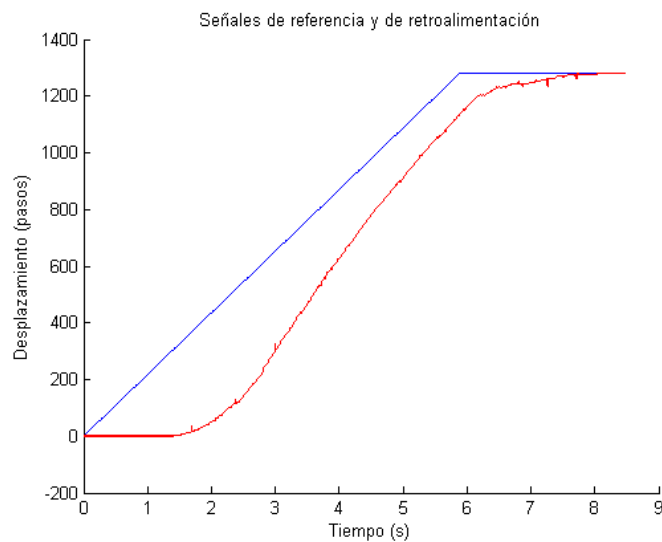


Figura 3: Señales de referencia (color azul) y de retroalimentación (color rojo)

Como se puede observar en la figura 26 la planta presenta un tiempo muerto de 1.5 segundos porque el valor de frecuencia que llega al motor requiere pasar un umbral de 5 HZ para que el mecanismo empiece a girar esto se puede corroborar con la figura 27.

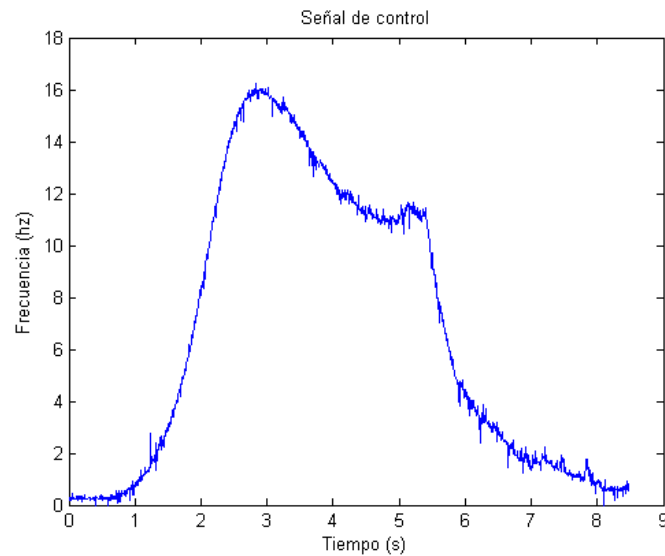


Figura 4: Señal de control

La señal de error mostrada en la figura 28 presenta un cambio brusco a los 5.7 segundos esto se debe a que la señal de referencia se estabiliza en ese instante y también se puede observar en el error que la planta se estabiliza a los 8 segundos por lo se concluye que para este caso el tiempo de levantamiento es de 2.3 segundos. También se observa que el error nunca cambia de signo lo cual indica que el sistema no tiene sobrepaso lo cual es una característica indispensable si el sistema se utilizara para mover una maquina CNC.

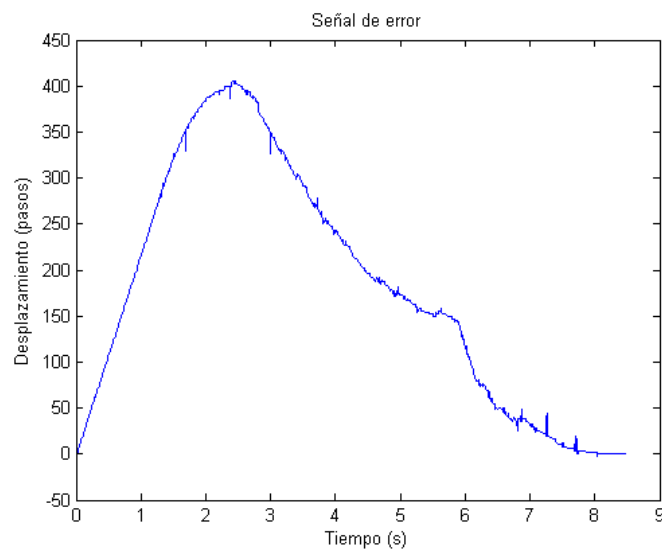


Figura 5: Señal de error

3.1.2 Pruebas del comportamiento dinámico del mecanismo

Conociendo que un giro del sistema equivale a 1280 pasos de la señal de retroalimentación se deduce el desplazamiento angular de la planta en radianes y se lo expresa en la figura 29.

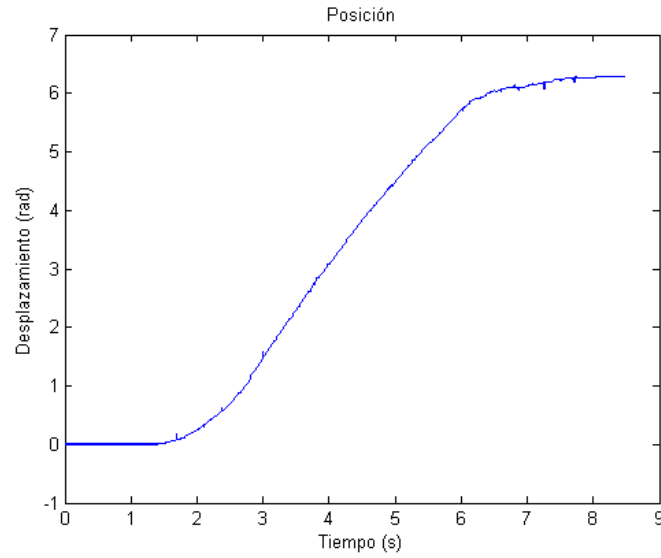


Figura 6: Desplazamiento angular

Mediante la derivada discreta se puede obtener la velocidad y aceleración angular como se expresa en la figura 30 y figura 31. [4]

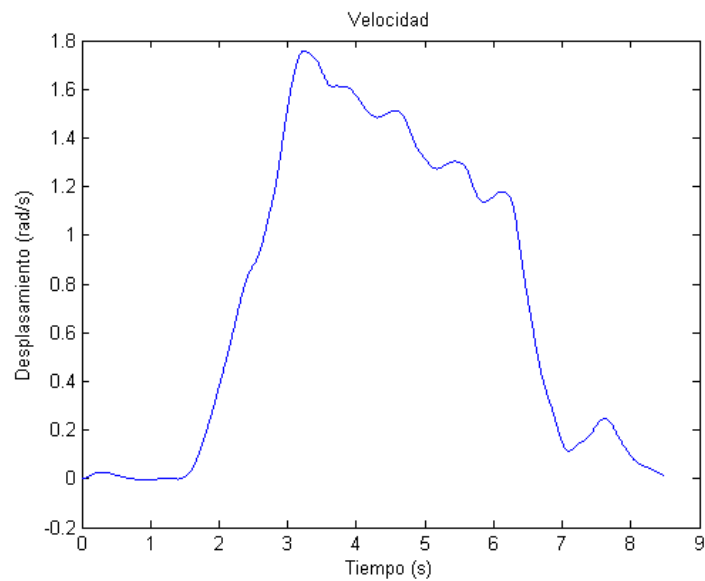


Figura 7: Velocidad angular

La forma de la figura 27 es similar al de la figura 30 lo que significa que la frecuencia en un motor de corriente alterna la frecuencia de operación es proporcional a la velocidad de funcionamiento.

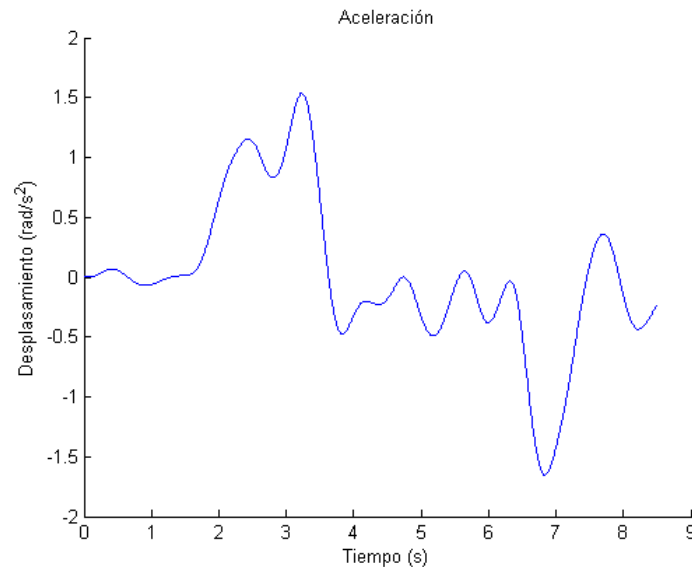


Figura 8: Aceleración angular

Como se observa en la figura 31 no hay cambios bruscos en la aceleración lo que garantiza mayor vida útil al motor y a los mecanismos que estén conectados a su eje.

3.2. Análisis financiero

3.2.1 Análisis económico

El análisis económico mediante el análisis financiero permite concluir que tan rentable es un proyecto y el análisis comparativo de productos ayuda a decidir el precio que puede tener un producto en el mercado.

3.2.1.1 Costo de implementación

El costo de implementación del sistema mecánico es de 550\$ y del sistema eléctrico es de 300\$ dando un costo total de **850\$**. Los costos desglosados se expresan en las tablas 1 y 2.

Elemento	Cantidad	Costo total \$
Piñón grande diámetro 122mm	1	2.5
Piñón pequeño diámetro 22mm.	1	1.5
Banda dentada	1	7
Eje principal hexagonal	1	11
Arandela piñón grande	1	0.5
Soporte bases	1	3.5
Bujes para bases	3	9
Bases tensoras	2	12.5
Alojamientos para rodamiento	2	2.5
Bujes separadores de bronce	2	10
Eje de piñón pequeño	1	4.5
Pernos para sujeción	8	0.5
Encoder 63R64	1	65
Motor reductor	1	400
Mano de obra (Horas)	4	20
	Total	550

Tabla 1: Costos de implementación del sistema mecánico

Elemento	Cantidad	Costo total \$
DSPIC39F4011	2	20
Sócalo 40pins	2	0.4
PC817	2	0.8
LM358N	1	0.5
XTAL 7.3728MHZ	2	1
Conectores	7	3.5
Condensadores	17	1.7
Resistencias	21	2.1
Fabricación PCB	1	40
Soldado de elementos	1	5
Carcasa de acrílico	1	15
Variador de frecuencia	1	205
Mano de obra (Horas)	1	5
	Total	300

Tabla 2: Costos de implementación del sistema eléctrico

3.2.1.2 Indicadores de rentabilidad

Existe una demanda para el año 2015 de tres unidades del sistema de control de posición de un motor trifásico con caja reductora para la empresa Juan Alvarez Cia. Ltda. por lo que para cálculos de indicadores de rentabilidad se plantea un periodo (n) de un año y un flujo de unidades por año (V_t) de 3 y se plantea un precio competitivo por unidad de **1200\$**.

Los indicadores de rentabilidad que se requieren conocer son la tasa interna de retorno (TIR), El valor neto actual (VAN) y la tasa mínima aceptable de retorno (TMAR).

Tasa mínima aceptable de retorno

El TMAR se compone de la suma de la inflación anual que es del 4.05%, más el riesgo del país que es del 5.69% y más la tasa de interés pasiva que es del 5.31% dando un total del **15.05%**. [18]

Tasa interna de retorno

El TIR que representa la tasa de ganancia se obtiene de la ecuación 55. Donde I es el desembolso inicial por periodo que para el caso en estudio representa el costo de implementación de 3 unidades o 2550\$. [17]

$$\sum_{t=1}^n \frac{V_t}{(1+TIR)^t} - I = 0 \quad (55)$$

El TIR para el caso en estudio es de **41.18%**.

Valor actual neto

El VAN se obtiene de la ecuación 56. Donde k es la tasa de interés que equivale al coste de oportunidad. Para el caso en estudio k toma un valor del 5.31% que representa guardar dinero en un banco en lugar de invertirlo en el proyecto en cuestión. [17,19]

$$VAN = \sum_{t=1}^n \frac{V_t}{(1+k)^t} - I \quad (56)$$

El VAN para el caso en estudio es de **289.49**.

Para determinar si un proyecto es rentable el TIR debe ser mayor al TMR y el VAN tiene que ser mayor a 0. El proyecto en cuestión cumple con las dos condiciones por lo para el escenario planteado se concluye que es rentable.

3.2.2 Análisis comparativo entre productos

3.2.2.1 Principal competidor

Gerardo Mogrovejo E Hijos Cía. Ltda. que se encuentra ubicado en la ciudad de Cuenca distribuyen los servomotores BDH 1083k (con un costo de 2600\$) que para funcionar requieren de un driver como el Lexium15 que también tienen a la venta (con un costo de 600\$). Los dos equipos forman un sistema que tiene la misma funcionalidad que el sistema de control de posición de un motor trifásico con caja reductora. [2, 20]

La figura 31 y 32 muestran las alternativas comerciales al producto planteado.



Figura 9: Servomotor BDH 1083k [2]



Figura 10: Servo Driver Lexium15 [20]

3.2.2.2 Comparación entre productos

Como se observa en la tabla 3 el sistema de control de posición tiene una desventaja en la velocidad con respecto a su alternativa comercial por lo que la solución planteada es una solución viable y rentable en aplicaciones que no requieren altas velocidades.

	Solución Planteada	Solución comercial
Torque	29.67Nm	22.9Nm
Resolución	1280 pasos/rev	1024 pasos/rev
Velocidad	60rpm	6000rpm
Precio	1200\$	3200\$

Tabla 3: Cuadro comparativo entre un producto comercial y el sistema de control de posición

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Existen soluciones para la industria que ameritan una alta inversión más que en su adquisición por ser en su mayoría soluciones basadas en productos importados, en su mantenimiento ya que no cuentan con asesoramiento local por lo que si un producto de una marca extranjera sufre daños paralizando la producción de una fábrica por ejemplo se debe esperar que un técnico de la empresa que proveyó el producto llegue al país a arreglar el problema, eso significa pérdidas económicas a más del costo que se debe cancelar a dicho técnico. Ello obliga a dar soluciones con productos diseñadas dentro del país que se acomoden al mercado nacional pero no de calidad inferior con la ventaja del asesoramiento local que es en donde se busca la mayor reducción de costos para la industria.

El sistema de control de posición de un motor de inducción trifásico con caja reductora es un producto de características y funcionalidad similar a un servomotor industrial pero de costo de adquisición y mantenimiento inferior, para que pueda ser utilizado en la construcción de máquinas que requieran precisión y torque a la vez.

El sistema de control de posición de un motor de inducción trifásico con caja reductora tiene una presentación comercial fácil de instalar y capaz de trabajar en un ambiente industrial.

En el algoritmo del PID Adaptativo si se modifica la constante de aprendizaje el controlador se va a adaptar a diferente velocidad modificando parámetros del estado transitorio de la planta como el tiempo de levantamiento y el sobrepaso máximo. En cambio sí modifica el periodo de acción del controlador se altera la controlabilidad del sistema y eso se percibe como cambios en el estado estacionario de la planta como el tiempo de estabilización y el comportamiento por ejemplo se es oscilante o inestable.

El trabajo en equipo en un proyecto maximiza las fortalezas de cada individuo y minimiza sus falencias esto se demostró al trabajar conjuntamente con el departamento de diseño mecánico y matricería de la empresa Juan Alvarez Cía. Ltda. quienes colaboraron con el diseño y construcción de las adaptaciones mecánicas requeridas para el correcto funcionamiento del proyecto y con el asesoramiento técnico necesario para la compra del motor reductor.

En el sistema eléctrico es de suma importancia usar fusibles a la entrada de alimentación trifásica del variador frecuencia y a la entrada de alimentación del motor para proteger a estos dos equipos de corrientes excesivas que pueden ser causados por aceleraciones o frenados bruscos.

Para el diseño de placas electrónicas es importante tomar en cuenta la optimización de espacio y la correcta elección de componentes ya una placa electrónica mal optimizada representa una diferencia de costos que podría hasta triplicar el costo de su construcción. Otros parámetros que deben ser considerados en el diseño es la deposición de los conectores y el diseño de la carcasa de la placa si no se tiene cuidado con estos parámetros al momento del diseño se puede encontrar inconvenientes y aumento de los costos al momento de integrar todo el proyecto en cambio si se consideran estos parámetros el sistema tendrá una buena apariencia y será de fácil manipulación estas características son importantes al momento de comercializar un producto. Para el correcto funcionamiento de una placa electrónica es importante considerar las normas IPC (Association Connecting Electronics Industries) como por ejemplo el ancho de pistas según la corriente de circulación y el uso de resistencias de pull-up y pull-down para pistas de alta frecuencia.

En el proyecto en cuestión es más económico en tiempo y dinero el uso de un variador de frecuencia comercial que el diseño de fabricación de uno propio por ello es importante conocer poder manipular equipos comerciales para que en el momento de emprender un proyecto no tener la necesidad de desarrollar todo el dispositivo sino que se pueda acoplar equipos comerciales con el fin de un mejor funcionamiento y una mayor rentabilidad.

El motor reductor utilizado en el sistema de control de posición no presenta cambios bruscos en la aceleración lo que garantiza mayor vida útil al motor porque se evita picos altos de corriente y a los mecanismos que conectados a su eje porque se reducen las vibraciones.

El tiempo de estabilización del motor reductor se considera alto por lo que se debe trabajar en algoritmo del PID adaptativo para mejorar los tiempos de respuesta.

Con un precio de mercado de 1200\$ gracias a un análisis de indicadores de rentabilidad se determina que el proyecto en cuestión es viable económicamente y comparado con un producto comercial de similares características el sistema de control de posición es un 37.5% más económico.

El sistema de control de posición funciona a una velocidad menor con respecto a su alternativa comercial por lo que la solución planteada es una solución viable y rentable en aplicaciones que no requieren altas velocidades.

Se sintetizan una serie de recomendaciones en:

1. Los docentes de la Universidad Politécnica Salesiana enfatizan en el modelamiento matemático y en la simulación especialmente maquinas eléctricas ya que es importante manejar esos conocimientos para entender y emprender una investigación.
2. Seguir trabajando en el algoritmo del PID adaptativo no solo para el control de posición sino también en otras plantas ya que como las constantes del controlador se adaptan en tiempo real se tiene altas expectativas de que pueda controlar sistemas no lineales.
3. Trabajo futuro trabajar con motores de alta reluctancia ya que al poseer imanes permanentes tienen una mayor controlabilidad por lo que se podría diseñar un servomotor que funcione a altas velocidades.
4. Cambiar el encoder óptico actual (63R64) por uno de 4 veces mayor resolución (63R256) para aumentar la precisión.

REFERENCIAS

- [1] Stephen J. Chapman, “Movimiento rotatorio, ley de Newton y relaciones de potencia”, *Maquinas Eléctricas*, McGraw-Hill Interamericana, 2005, pp 7.
- [2] Manual del Servo driver Lexium disponible en: <http://static.schneider-electric.us/docs/Motor%20Control/Motion%20Controllers/Lexium%20Drives%20and%20Motors/Lexium%2015/LXM15MP%20instal%20manual%20usa.pdf>
- [3] León Galarza, Christopher Felipe. Diseño e implementación del control PID de velocidad para un motor DC utilizando la tarjeta FPGA Spartan 3E y Labview para los laboratorios de la carrera de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica Salesiana, Tesis UPS, 2011.
- [4] Benjamin C. Kuo, “Propiedades en el dominio del tiempo de sistemas en tiempo discreto”, *Sistemas de control automático*, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., pp 437.
- [5] Benjamin C. Kuo, “Transformada z inversa”, *Sistemas de control automático*, Prentice Hall Hispanoamericana, S.A., pp 64.
- [6] López D., Camacho G., Díaz J., Gaviria A. Modulación PWM aplicada a inversores trifásicos dentro del esquema de accionamientos eléctricos AC.
- [7] Álzate A., Murillo D., González M. Speed Control Using Voltage-Frequency Relation
- [8] Carpio Alemán, Marco Alexander; Flores Vázquez, Carlos Alberto; Dávila Carrera, Marcos Santiago. Modulación senoidal de ancho de pulso (SPWM) como etapa de control en módulos de pequeña y gran escala, para aplicaciones en variadores de frecuencia, Tesis UPS, 2009.
- [9] King, K. (1974). A three phase transistor class-b inverter with sinewave output and high efficiency. In : Institute of Electronic Engineering Publication #123.

- [10] Bocker Joachim, State of Art of Induction Motor Control, Electric Machines & Drives Conference, IEEE, May 2007.
- [11] Narayanan, G. (1999). Synchronised Pulsewidth Modulation Strategies based on Space Vector Approach for Induction Motor Drives . Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy. Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Science. Bangalore.
- [12] Erdogmus, D., & Principe, J. C. (2003). Convergence properties and data efficiency of the minimum error entropy criterion in adaline training. Signal Processing, IEEE Transactions on, 51(7), 1966-1978.
- [13] Motor redactor BODINE ELECTRIC COMPANY 48R-5H <http://www.bodine-electric.com/Asp/ProductModel.asp?Context=6&Name=Pacesetter+48R-5H+Right+Angle+AC+Inverter+Duty+Gearmotor&Model=N2282>
- [14] Datasheet, Encoder óptico 63R64, Disponible en: http://lgrws01.grayhill.com/web1/images/ProductImages/Opt_Encoder_63R.pdf
- [15] Datasheet, Variador de frecuencia SV-iG5A, Disponible en: http://h2flow.net/h2flow/assets/File/iG5A_manual_V2_4_%20100506.pdf
- [16] Imagen del Variador de frecuencia SV-iG5A, Disponible en: http://www.morek.eu/?id=910&product_cat_id=68
- [17] Sánchez, M. D. J. Z., Industria, I., Sánchez, A. Z., Aguilar, S. H., Galván, F. S., & del Ángel, F. G. P. Evaluación económica de un nuevo producto llamado BASM (Chaleco de seguridad para motociclistas).
- [18] Indicadores de rentabilidad, Banco Central, Disponible: <http://www.bce.fin.ec/index.php/indicadores-economicos>
- [19] Tasas de interés, Banco Nacional de Fomento, Disponible en: <http://contenido.bce.fin.ec/docs.php?path=/documentos/Estadisticas/SectorMonFin/TasasInteres/Indice.htm>
- [20] Schneider Servomotor catalog, Disponible: http://www.mtcontrol.com/mtcontrol/UserFiles/File/guide_lexium15.pdf

[21] Andrada, P. E. R. E., Blaque, B. A. L. D. U. Í., Castellana, F. R. A. N. C. E. S. C., Martinez, E. U. S. E. B. I., Perat, J. I., Torrent, M., & Sanchez, J. A. (2004). El motor de reluctancia autoconmutado. Técnica industrial.