

CONTROL ESCALAR DE VELOCIDAD DE UN MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN

DANIEL FELIPE URRESTE

ELECTRONICA DE POTENCIA

Marco Teórico.

Cuando la corriente atraviesa los arrollamientos de las tres fases del motor, en el estator se origina un campo magnético que induce corriente en las barras del rotor.

Dicha corriente da origen a un flujo que al reaccionar con el flujo del campo magnético del estator, originará un par motor que pondrá en movimiento al rotor. Dicho movimiento es continuo, debido a las variaciones también continuas, de la corriente alterna trifásica.

Solo debe hacerse notar que el rotor no puede ir a la misma velocidad que la del campo magnético giratorio. Esto se debe a que a cada momento recibe impulsos del campo, pero al cesar el empuje, el rotor se retrasa. A este fenómeno se le llama deslizamiento.

Después de ese momento vendrá un nuevo empuje y un nuevo deslizamiento, y así sucesivamente. De esta manera se comprende que el rotor nunca logre alcanzar la misma velocidad del campo magnético giratorio.

Los motores de corriente alterna y los de corriente continua se basan en el mismo principio de funcionamiento, el cual establece que si un conductor por el que circula una corriente eléctrica se encuentra dentro de la acción de un campo magnético, éste tiende a desplazarse perpendicularmente a las líneas de acción del campo magnético.

El conductor tiende a funcionar como un electroimán debido a la corriente eléctrica que circula por el mismo adquiriendo de esta manera propiedades magnéticas, que provocan, debido a la interacción con los polos ubicados en el estator, el movimiento circular que se observa en el rotor del motor.

Partiendo del hecho de que cuando pasa corriente por un conductor produce un campo magnético, además si lo ponemos dentro de la acción de un campo magnético potente, el producto de la interacción de ambos campos magnéticos hace que el conductor tienda a desplazarse produciendo así la energía mecánica. Dicha energía es comunicada al exterior mediante un dispositivo llamado flecha.

PARTES Y FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR ELÉCTRICO TRIFÁSICO.

Independientemente del tipo de motor trifásico del que se trate, todos los motores trifásicos convierten la energía eléctrica en energía mecánica.

1. El estator: está constituido por un enchapado de hierro al silicio, introducido generalmente a presión, entre una carcasa de hierro colado. El enchapado es ranurado, lo cual sirve para insertar allí las bobinas,

que a su vez se construyen con alambre de cobre, de diferentes diámetros.

2. El rotor: es la parte móvil del motor. Está formado por el eje, el enchapado y unas barras de cobre o aluminio unidas en los extremos con tornillos. A este tipo de rotor se le llama de jaula de ardilla o en cortocircuito porque el anillo y las barras que son de aluminio, forman en realidad una jaula.

3. Los escudos: están hechos con hierro colado (la mayoría de veces). En el centro tienen cavidades donde se incrustan cojinetes de bolas sobre los cuales descansa el eje del rotor. Los escudos deben estar siempre bien ajustados con respecto al estator, porque de ello depende que el rotor gire libremente, o que tenga arrastres o fricciones.

TIPOS Y CARACTERÍSTICAS DEL MOTOR ELÉCTRICO TRIFÁSICO

Si el rotor tiene la misma velocidad de giro que la del campo magnético rotativo, se dice que el motor es síncrono. Si por el contrario, el rotor tiene una velocidad de giro mayor o menor que dicho campo magnético rotativo, el motor es asíncrono de inducción.

CONTROL ESCALAR DE VELOCIDAD

El control escalar es una forma común para los controles de velocidad de las unidades de frecuencia variable usados en la industria. En este control escalar el motor se alimenta con una frecuencia variable de las señales generadas por modulación de ancho de pulso de un inversor.

Al usar micro controlador la relación v/f se mantiene constante para obtener así un par constante en todo el rango de operación de los motores. Dado que las variables de entrada se controlan, se conoce esto como control escalar, esta solución se convierte en un recurso a bajo costo y fácil de implementar, siendo así el control escalar ampliamente utilizado.

VARIADORES DE VELOCIDAD

Un variador es un dispositivo electrónico que se encarga de variar al relación V/f , la cual permite regular el estado de un motor, mediante la alteración de esta relación.

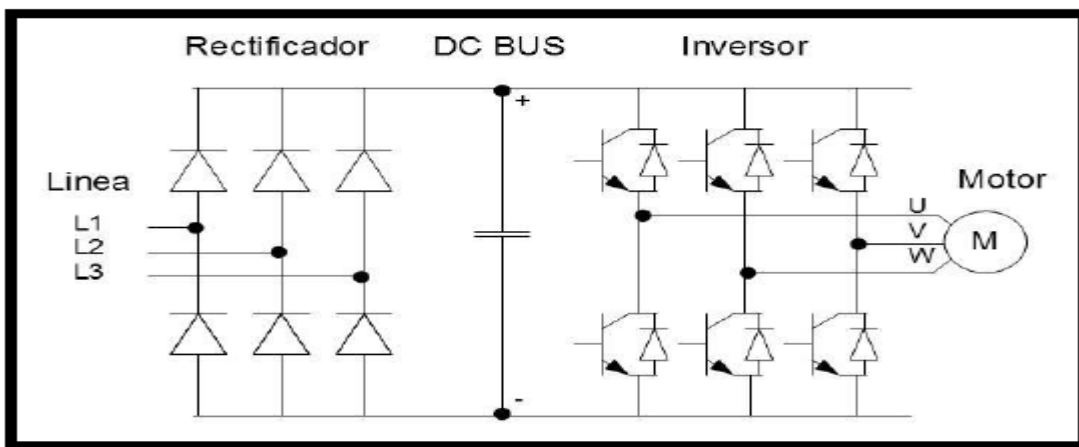
Funcionamiento; Su funcionamiento se basa en la siguiente fórmula:

$$\text{RPM} = 120 \cdot F/P$$

f = frecuencia de la fuente

p= número de polos

El sistema de variador de frecuencia es más comúnmente usado con motores trifásicos ya que le permite aprovechar toda la eficiencia al motor, generando una carga de trabajo adecuada. El siguiente es un diagrama de un variador y un motor trifásico.



CONTROL POR FRECUENCIA

A partir de la expresión de la velocidad sincrónica en un motor de inducción, se observa que esta puede variar en forma proporcional al cambio de la frecuencia del voltaje aplicado al motor.

$$120 \cdot f \cdot N \cdot S \cdot P$$

Donde f es la frecuencia del voltaje aplicado al motor, y P el número de polos. Es por esto que el uso de un inversor de frecuencia variable permitirá el control de velocidad del motor.

Con la variación de la frecuencia el flujo mutuo máximo también se ve afectado, pues varía inversamente proporcional a la frecuencia. Un trabajo a flujo distinto al nominal conlleva al aumento de pérdidas, por lo tanto se vuelve necesario mantenerlo constante. Esto se consigue variando el voltaje en forma proporcional a la frecuencia.

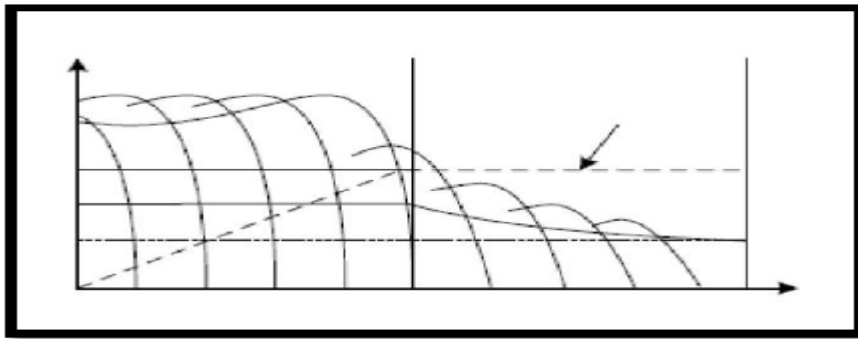
$$E = 4.44 \phi_m \cdot f \cdot K_n$$

$$V_1 \approx K \cdot \phi_m \cdot f$$

De esta forma se mantiene constante la relación entre la magnitud y la frecuencia del voltaje aplicado.

$$\frac{V_1}{f} = \text{CONSTANTE}$$

Una variación de la frecuencia implica un cambio de la velocidad sincrónica; como consecuencia la curva de torque se desplaza a lo largo del eje de la velocidad, consiguiendo así características paralelas al eje del torque, condición para un buen control de velocidad del motor. A continuación se muestra el comportamiento del torque al cambio de frecuencia.



Planteamiento del problema.

Diseñar y simular un control escalar de velocidad de un motor trifásico de inducción, desarrollando un módulo de características aplicables en la industria, permitiendo un amplio rango de control de velocidad. Se debe cumplir con los siguientes requerimientos:

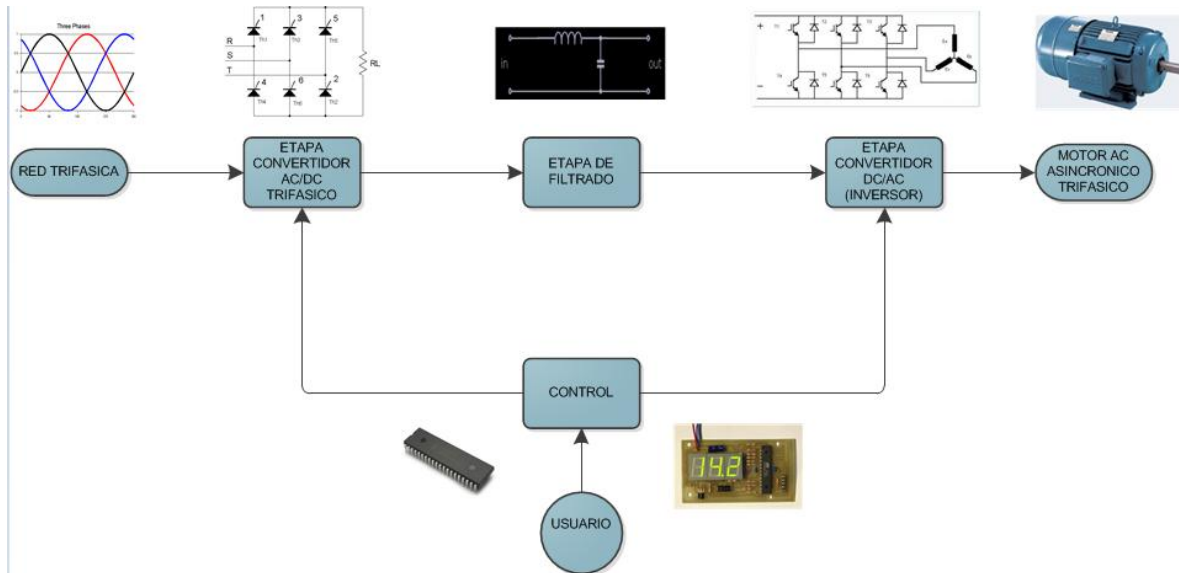
- El control de velocidad se debe realizar por medio del control de frecuencia.
- Se debe comprobar el funcionamiento del sistema en un rango comprendido entre los 3 Hz y los 60 Hertzios.

Propuesta de Solución.

El primer paso para dar solución al diseño del control de velocidades para el motor de inducción es realizar un diagrama de bloques que

muestre de manera general el comportamiento del circuito planteando como propuesta de solución, además del grado de relación entre las diferentes etapas que constituyen el circuito definitivo.

Diagrama de Bloques Circuito Propuesto.



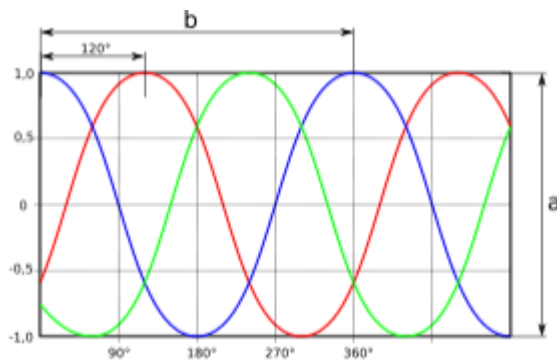
En el diagrama de bloques se observa que el circuito consta de cinco etapas, incluida la alimentación del mismo a través de la red trifásica, la explicación detallada del funcionamiento de cada etapa se desarrollará cuando se explique el desarrollo de cada etapa por separado, para atender de esta manera las sugerencias de la guía de actividades. De momento se menciona que la alimentación trifásica en corriente alterna es convertida en corriente continua a través del inversor, la señal de salida del inversor es filtrada por un filtro de onda completa en base a elementos SCR de potencia, para rectificar su señal de salida, a partir de ahí viene un circuito de variación de frecuencia, pues son precisamente las variaciones en frecuencia las que deben controlar de manera general la velocidad del motor de inducción, teniendo en cuenta que existe una relación directamente proporcional entre la frecuencia de salida del circuito variador de frecuencia y el voltaje de alimentación del motor de inducción, la cuarta etapa que interviene en el diseño es una etapa de control, donde se debe manejar el orden de disparo de los IGBT que componen la etapa de potencia o ganancia del circuito, que relaciona las etapas de filtrado y variación de frecuencia con la alimentación del motor propiamente dicha.

Etapas del Diseño.

RED TRIFASICA.

La Red Trifásica es un sistema de producción, distribución y consumo de energía eléctrica generada a partir de un Alternador trifásico este equipo tiene 3 bobinados monofásicos espaciados de manera que la tensión inducida y la frecuencia en cualquiera de ellos tiene un desplazamiento de fase de 120 grados con respecto a las otras 2 fases. Las 3 fases son totalmente independientes.

El sistema Trifásico de voltaje es el sistema más utilizado en la industria en este momento, por su facilidad de instalación y el transporte de energía se hace más fácil elevando y reduciendo su voltaje por medio de transformadores trifásicos especialmente diseñados para estos propósitos.



En Colombia el estándar trifásico en baja tensión es 220VAC rms @ 60hz, y también 440VAC RMS@60Hz el cual es suministrado por un transformador que reduce el voltaje de transmisión generalmente en media tensión (13.6 KV).

Es importante conocer el nivel de potencia Reactiva (KVAR) de una empresa, ya que la empresa que suministra el servicio de energía penaliza económicamente el nivel de potencia reactiva elevada en una industria. Para esto se recomienda instalar un medidor de calidad de energía a la entrada de la red.

El nivel de potencia reactiva KVAR es generado por altas inductancias o capacitancias que están instaladas en la red, (Motores trifásicos, Bombillas Fluorescentes, UPS, fuentes de alimentación DC.)

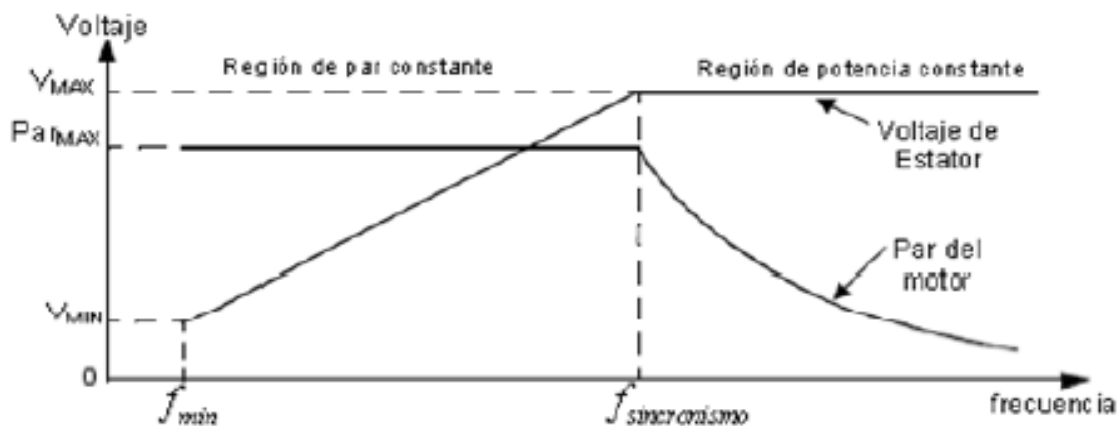
Es conocido que el gran porcentaje de potencia Reactiva KVAR es generada por los motores trifásicos por su construcción inductiva, es por eso que para contrarrestar el efecto inductivo en la red se instalan bancos de capacitores, acercando el FACTOR DE POTENCIA ($\cos \phi$) a 1.

Circuito convertidor AC/DC Trifásico.

Etapas de Carga

La carga utilizada fue un motor de inducción trifásico de jaula de ardilla de 1/3 de HP con un voltaje nominal de trabajo de 220Vrms y una corriente nominal de 3.3 amperios, con una velocidad máxima de giro de

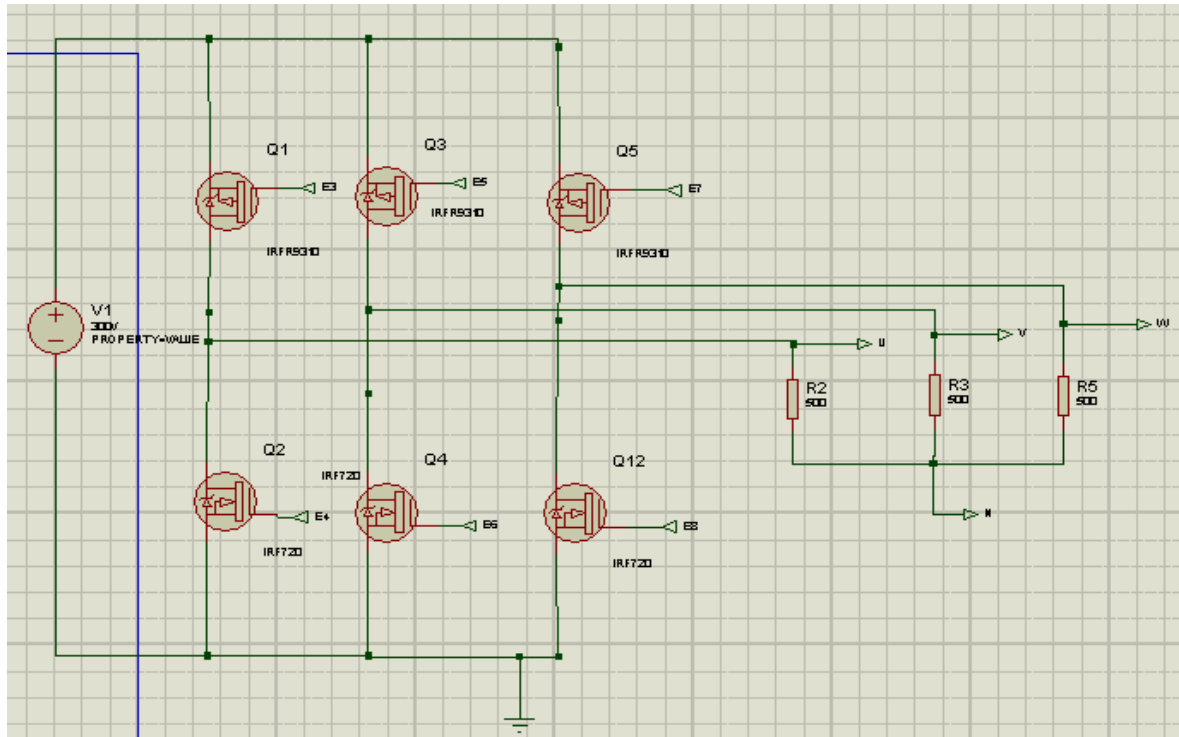
1720 RPM a una frecuencia de voltaje de trabajo de 60 Hertzios. Para llevar a cabo la variación de velocidad de este tipo de motor existen diferentes métodos descritos en el método utilizado en el desarrollo de este trabajo es el de Voltaje- Frecuencia constante; el cual consiste en mantener una relación constante entre la magnitud del voltaje del estator del motor y la frecuencia eléctrica del mismo, con la finalidad de conservar el par constante a través del rango de operación del motor. La curva del par inducido en el motor para una relación Voltaje-frecuencia (V/f) constante en un motor de inducción se muestra en la siguiente figura:



Circuito Propuesto.

El puente inversor seleccionado es un puente con 6 dispositivos MOSFET con la siguiente configuración.

Puente Inversor.



La carga final es un motor trifásico de las siguientes características

Specifications: EM3581T

SPEC. NUMBER:	05C001X122G1
CATALOG NUMBER:	EM3581T
FL AMPS:	3.1-3/1.5
208V AMPS:	3.1
BEARING-DRIVE-END:	6205
BEARING-OPP-DRIVE-END:	6203
DESIGN CODE:	B
DOE-CODE:	010A
FL EFFICIENCY:	85.5
ENCLOSURE:	TEFC
FRAME:	143T
HERTZ:	60
INSULATION-CLASS:	F
KVA-CODE:	L
SPEED [rpm]:	1760
OUTPUT [hp]:	1
PHASE:	3
POWER-FACTOR:	71
RATING:	40C AMB-CONT
SERIAL-NUMBER:	--
SERVICE FACTOR:	1.15
VOLTAGE:	208-230/460

En la especificación técnica anterior se especifica que la corriente por fase es de 3 Amperios para un voltaje de 220Vrms.

Entonces se escoge un MOSFET que soporte mínimo 6 veces la corriente nominal del motor ya que en el arranque del sistema la corriente puede subir hasta 6 veces la corriente nominal del motor.

$$3 \text{ Amperios} * 6 = 18 \text{ AMP}$$

Para que un MOSFET entre en el estado corte/saturación son necesarias las siguientes condiciones

Corte cuando $V_{GS} < V_{th}$

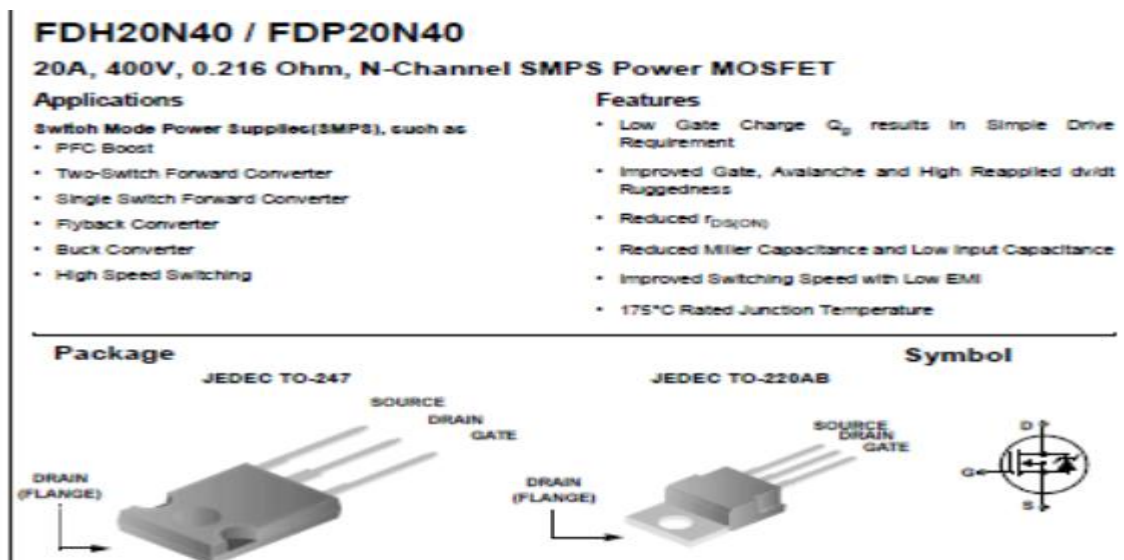
V_{GS} = Voltaje compuerta-fuente.

V_{th} = Voltaje umbral (voltaje mínimo para conducción).

En esta región el transistor se encuentra apagado, no hay conducción entre el surtidor y el drenador

Saturación Cuando $V_{GS} > V_{th}$ y $V_{DS} > (V_{GS} - V_{th})$

Cuando la tensión entre drenador y fuente supera cierto límite, el canal de conducción bajo la puerta sufre un estrangulamiento en las cercanías del drenador y desaparece. La corriente entre fuente y drenador no se interrumpe, ya que es debido al campo eléctrico entre ambos, pero se hace independiente de la diferencia de potencial entre ambos terminales.



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Rating	Units
V_{DS}	Drain to Source Voltage	400	V
V_{GS}	Gate to Source Voltage	± 30	V
I_D	Drain Current		
	Continuous ($T_C = 25^{\circ}\text{C}$, $V_{GS} = 10\text{V}$)	20	A
	Continuous ($T_C = 100^{\circ}\text{C}$, $V_{GS} = 10\text{V}$)	14	A
	Pulsed (Note 1)	80	A
P_D	Power dissipation	273	W
	Derate above 25°C	1.82	W/ $^{\circ}\text{C}$
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Temperature	-55 to 175	$^{\circ}\text{C}$
	Soldering Temperature for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	$^{\circ}\text{C}$
	Mounting Torque, 8-32 or M3 Screw	10lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Characteristics

$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance Junction to Case	0.55	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance Case to Sink, Flat, Greased Surface	0.24	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient (TC-247)	40	$^{\circ}\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance Junction to Ambient (TC-220)	62	$^{\circ}\text{C/W}$

Package Marking and Ordering Information						
Device Marking	Device	Package	Reel Size	Tape Width	Quantity	
FDH20N40	FDH20N40	TO-247	Tube	-	30	
FDP20N40	FDP20N40	TO-220	Tube	-	50	

Electrical Characteristics $T_C = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)						
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units

Statics

$B_{V_{DS}}$	Drain to Source Breakdown Voltage	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	400	-	-	V
$\Delta B_{V_{DS}}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	V_{GS} Reference to 25°C $I_D = 1\text{mA}$	-	0.43	-	
$r_{DS(ON)}$	Drain to Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 10\text{A}$	-	0.200	0.216	Ω
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	3.5	4.0	V
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 400\text{V}$ $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
I_{GSS}	Gate to Source Leakage Current	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA

Dynamics

g_m	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{V}$, $I_D = 10\text{A}$	10	-	-	S
$Q_{g(10V)}$	Total Gate Charge at 10V	$V_{GS} = 10\text{V}$	-	35	42	nC
Q_{gs}	Gate to Source Gate Charge	$V_{DS} = 330\text{V}$	-	10	12	nC
Q_{gd}	Gate to Drain "Miller" Charge	$I_D = 20\text{A}$	-	12	14.4	nC
$t_{D(ON)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DS} = 200\text{V}$	-	12.4	-	ns
t_r	Rise Time	$I_D = 20\text{A}$	-	32.5	-	ns
$t_{D(OFF)}$	Turn-Off Delay Time	$R_G = 10\Omega$	-	30	-	ns
t_f	Fall Time	$R_G = 15.4\Omega$	-	34	-	ns
C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	1840	-	pF
C_{oss}	Output Capacitance	$f = 1\text{MHz}$	-	245	-	pF
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance		-	18	-	pF

Avalanche Characteristics

E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (Note 2)	1100	-	-	mJ
I_{AR}	Avalanche Current	-	-	20	A

Drain-Source Diode Characteristics

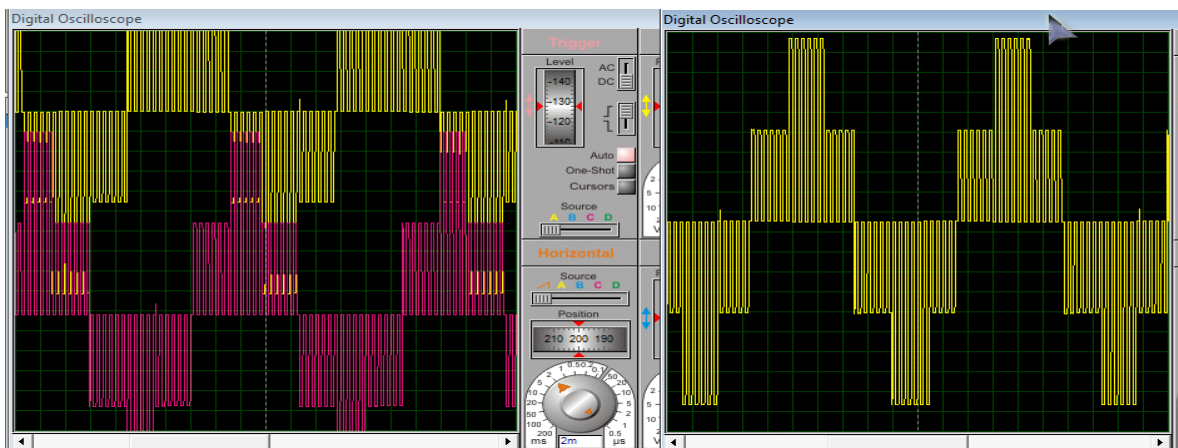
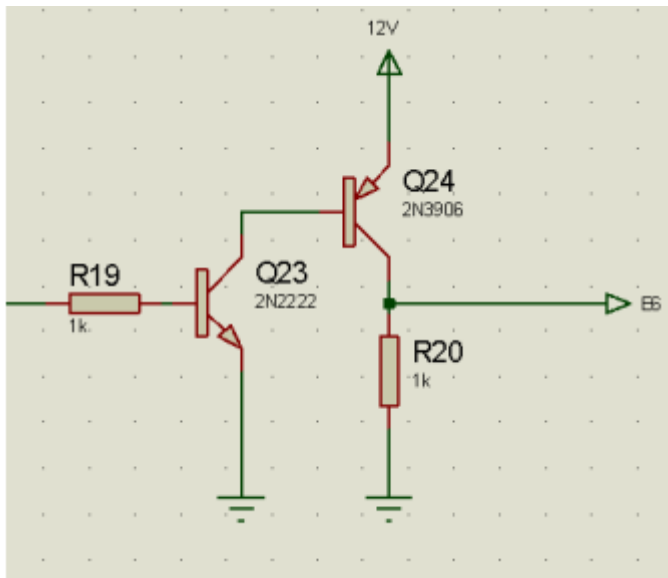
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.	-	-	20	A
I_{SM}	Pulsed Source Current (Note 1) (Body Diode)		-	-	80	A
V_{SD}	Source to Drain Diode Voltage	$I_{SD} = 20\text{A}$	-	0.9	1.2	V
t_r	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	351	456	ns
Q_{RR}	Reverse Recovered Charge	$I_{SD} = 20\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	4.5	5.85	μC

Notes:
1: Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature
2: Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 5.5\text{mH}$, $I_{AS} = 20\text{A}$

FDH20N40 / FDP20N40

Se evidencia con la ficha técnica anterior que la corriente máxima teórica (18 Amperios) es soportado por el MOSFET FDH20N40. Y además soporta un Voltaje máximo VDS de 400VDC.

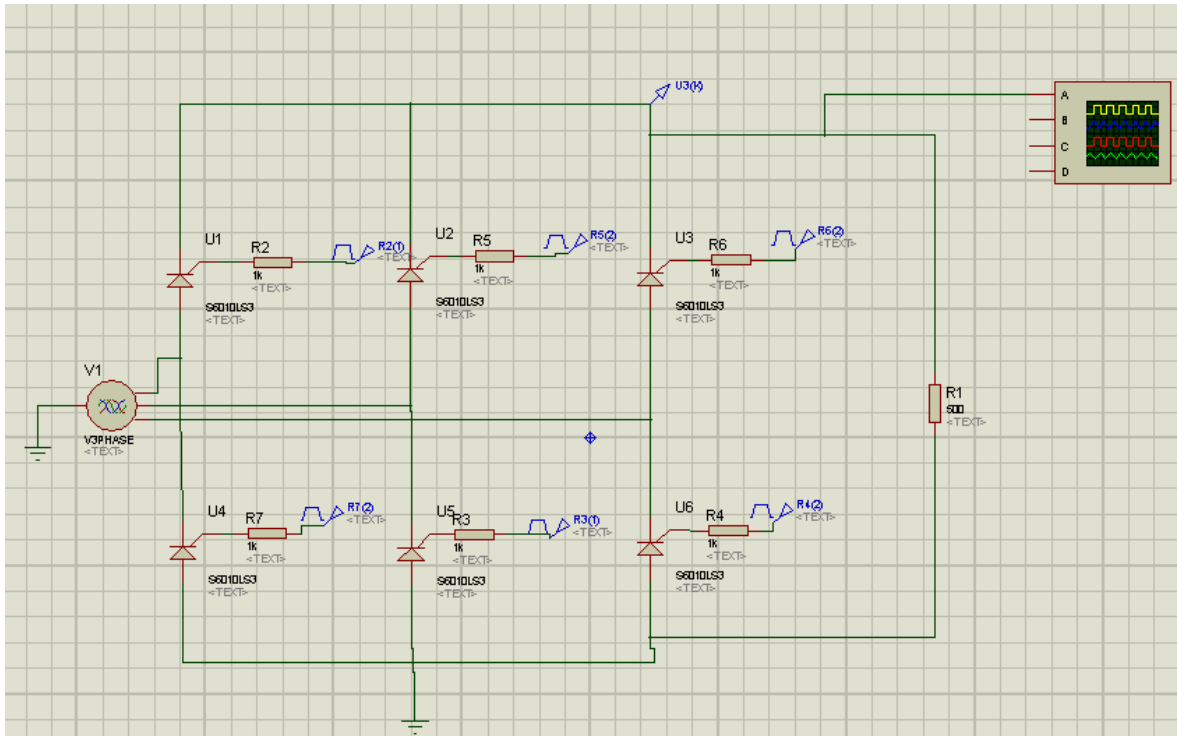
El voltaje de operación es suministrador por un sistema Predriver que además de amplificar la señal de control, aísla eléctricamente el bloque de potencia con el bloque de control.



El Predriver entrega a la compueta del MOSFET y una señal de control de 12VDC, está conformado por una configuración Darlington 2N2222 Y 2N3906.

Rectificador Trifásico de Onda completa.

La conversión de corriente alterna de la red de suministro eléctrico a un voltaje de corriente directa para la alimentación del puente inversor, debe realizarse mediante un rectificador trifásico no controlado con tiristores SCR en vez de diodos.



Teniendo en cuenta que un rectificador trifásico de onda completa tiene las siguientes características:

- Se emplean 6 Tiristores SCR.
- Dos diodos conducen al mismo tiempo y aplican a la carga tensiones de línea, no de fase, por lo tanto, el valor DC de la tensión en la carga será mayor que el producido por el puente rectificador de media onda.
- Cuando se emplea transformador, el secundario se conecta en estrella, para aumentar las tensiones de línea.
- Presenta menor tensión de rizado.
- La frecuencia es 6 veces mayor que la de la red, es decir que en Colombia, la frecuencia de la onda de salida de este tipo de rectificador es de 360 Hertzios.

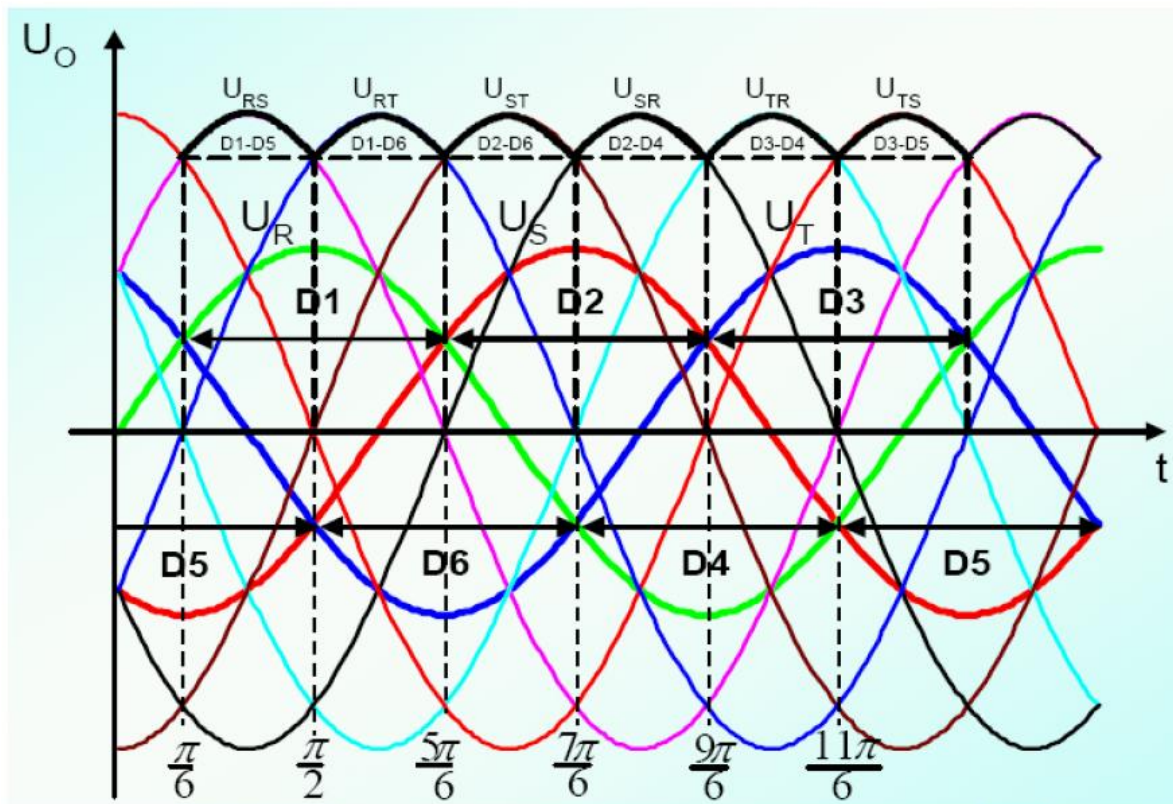
La secuencia de encendido de cada tiristor, se calcula teniendo como referencia un periodo determinado, teniendo en cuenta que la frecuencia de funcionamiento del circuito de control de velocidad debe trabajar para una frecuencia máxima de 60 Hertzios, se define mediante la siguiente fórmula que el tiempo de duración de un ciclo de trabajo para el circuito es:

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

Donde T es el periodo y f es la frecuencia.

Por tanto para este caso particular $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 16.6mS$

Si se tiene además que $2\pi = T$, puede hallarse el tiempo de encendido de cada tiristor, usando como referencia la siguiente grafica general del comportamiento de un rectificador de onda completa:



La referencia para los cálculos es la curva negra que indica el periodo de funcionamiento de cada par de tiristores, por tanto para los tiristores D1 y D5 el tiempo de encendido se calcula como:

$$\frac{\pi}{6} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6mS}{360^\circ} = 1.38mS$$

El tiempo de encendido de los Tiristores D1 y D6, se calcula mediante la fórmula:

$$\frac{\pi}{2} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6mS}{360^\circ} = 4.15mS$$

El tiempo de encendido del tiristor D2 y D6, se calcula mediante la fórmula:

$$\frac{5\pi}{6} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6 \text{ mS}}{360^\circ} = 6.91 \text{ mS}$$

El tiempo de encendido del tiristor D2 y D4, se calcula mediante la fórmula:

$$\frac{7\pi}{6} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6 \text{ mS}}{360^\circ} = 9.68 \text{ mS}$$

El tiempo de encendido del tiristor D3 y D4, se calcula mediante la fórmula:

$$\frac{9\pi}{6} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6 \text{ mS}}{360^\circ} = 12.45 \text{ mS}$$

El tiempo de encendido del tiristor D3 y D5, se calcula mediante la fórmula:

$$\frac{11\pi}{6} \times \frac{180^\circ}{\pi} \times \frac{16.6 \text{ mS}}{360^\circ} = 15.21 \text{ mS}$$

Mediante consulta de las características de tiristores SCR más utilizados en la industria para este tipo de aplicaciones, se optó por escoger tiristores S6010LS3, que soportan valores de voltaje y tensión RMS de 600 Voltios y 10 Amperios, respectivamente.

Calculo de filtro a la salida del puente Rectificador Trifásico.

La salida del rectificador proporciona un voltaje de corriente directa pulsante, por lo que se debe filtrar para reducir el rizado. Para filtrar la salida del rectificador se utilizó un filtro capacitivo. Sin embargo, debido a que la carga es inductiva, en este caso un motor de inducción, se maneja potencia reactiva en el sistema, por lo que el sistema del inversor debe ser capaz de manejar esta potencia. El elemento encargado de esta tarea es el filtro capacitivo, que también reduce el rizado del voltaje de CD; el método utilizado para el cálculo del filtro se describe en los pasos siguientes:

- 1- Teniendo en cuenta las condiciones para el circuito regulador de velocidades, se define que su voltaje de operación RMS es de 220 Voltios, y para un motor de potencia de 1 HP se deberá contar con una corriente 3.3 Amperios RPM.
- 2- Calculo de la Capacitancia del filtro:
Para el cálculo de capacitancia de un filtro se hace necesario introducir el concepto de factor de potencia que se define como:

$$f.d.p. = \frac{P}{|S|} = \cos(\Phi)$$

Donde Φ es el ángulo entre la potencia activa P y el valor absoluto de la aparente S

Si las corrientes y tensiones son perfectamente senoidales se tiene la figura 1 y por lo tanto:

$$f.d.p. = \frac{P}{|S|} = \frac{V_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos(\angle V - \angle I)}{V_{\text{eff}} I_{\text{eff}}}$$

$$f.d.p. = \frac{P}{|S|} = \cos(\angle V - \angle I) = \cos(\angle Z)$$

Resultando que el f.d.p es el coseno del ángulo que forman los fasores de la corriente y la tensión. En este caso se puede observar que $\cos(\angle v - \angle I) = \cos(\angle Z)$ donde Z es la impedancia equivalente del sistema. A partir de esto se puede entender el $\cos\Phi$ como una medida de la habilidad del elemento Z para absorber potencia activa. Para una resistencia:

$$f.d.p. = \cos(0) = 1.$$

Para una inductancia y condensador:

$$f.d.p. = \cos(\pi/2) = 0$$

Para aplicaciones industriales de control de velocidad de motores trifásicos de inducción, es común usar factores de potencia cercanos 0.71.

El desfaseamiento en tiempo se obtiene del factor de potencia en la carga, partiendo de:

$$FP = \cos\varphi$$

Para $\varphi=0.71$.

$$\cos\varphi = 0.71$$

$$\varphi = \cos^{-1}(0.71) = 44.7^\circ$$

Tomando en cuenta que un ciclo completo de 60 Hertzios tiene un periodo de 16.667 ms.

Aplicando Regla de tres se tiene que:

$$360^\circ$$

$$16.6 \text{ ms}$$

$$44.76^\circ \quad x$$

$$x = 2.072 \text{ mS}$$

Si el área bajo la curva que relaciona el voltaje y la corriente en la carga, puede calcularse como:

$$A = \frac{bh}{2} = \frac{\text{corriente} \times \text{Tiempo de poeracion}}{2} = \frac{3.3 \text{ A} \times 2.072 \text{ mS}}{2} = 0.004488$$

Pero el área bajo la curva de la grafica voltaje vs corriente en la carga representa la corriente en la carga misma, entonces

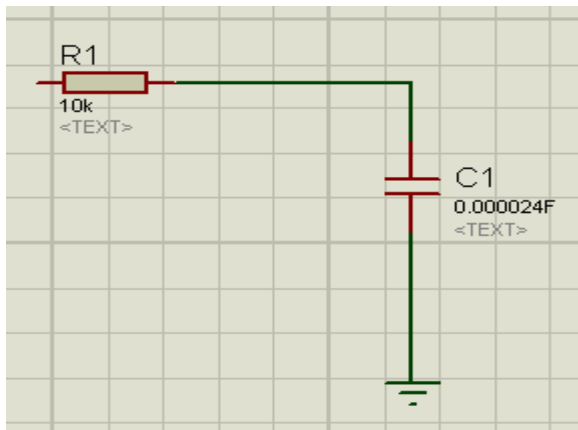
$$Q = 4.488 \times 10^{-3} \text{Coulombs}$$

Se sabe además que la capacitancia se define como:

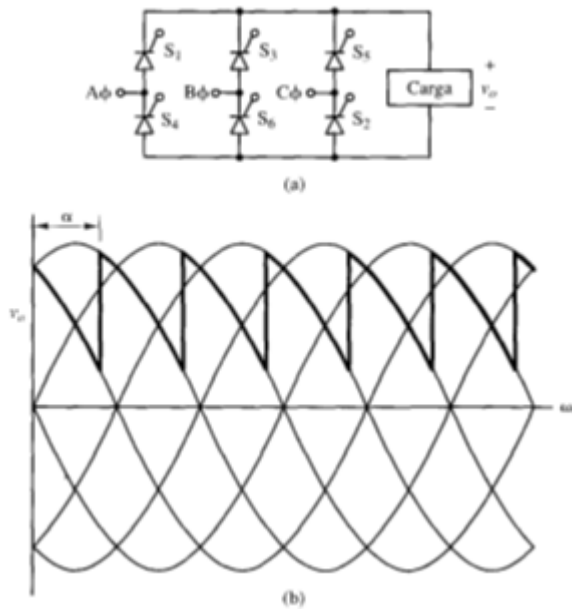
$$C = \frac{Q}{V} = \frac{4.488 \times 10^{-3} \text{Coulombs}}{220 \text{ Voltios}}$$

$$C = 2.04 \times 10^{-4} \text{F}$$

El diseño del filtro pasivo, filtro que sigue al puente rectificador tendría la siguiente forma:



Podemos controlar la salida del rectificador trifásico sustituyendo los SCR por diodos como puede ser un rectificador controlado por seis pulsos:



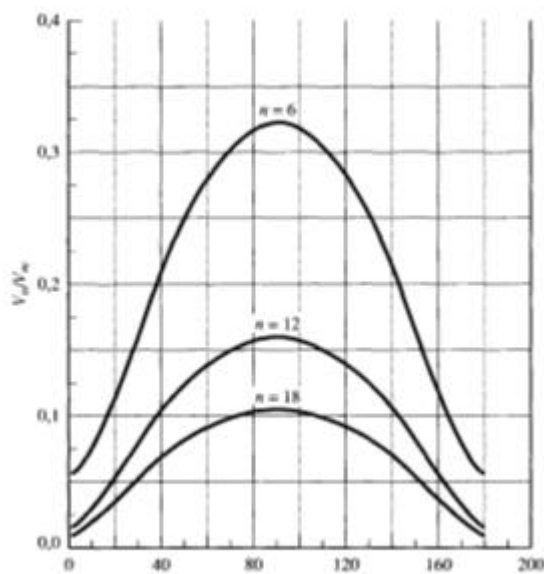
Cuando se utiliza un SCR, la conducción no se produce hasta que se aplica una señal de puerta estando el SCR polarizado en directa. Por tanto se puede retrasar la transición de la tensión de salida a la tensión instantánea máxima línea a línea del generador. El ángulo de disparo α está referenciado con respecto al punto donde comenzaría a conducir el SCR si fuera un diodo. El ángulo de disparo es el intervalo entre el momento en el cual se polariza el SCXR y el momento de la aplicación de la señal de puerta.

La tensión media de salida es:

$$V_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} V_{m,L-L} \sin(\omega t) d(\omega t) = \left(\frac{3V_{m,L-L}}{\pi} \right) \cos \alpha.$$

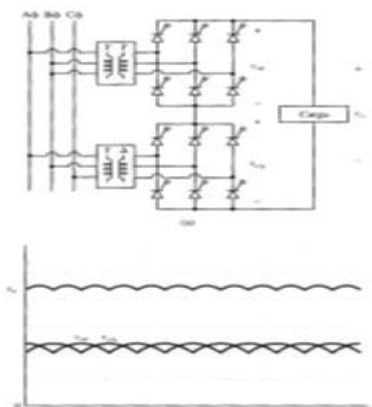
La ecuación nos muestra que la tensión media de salida disminuye al aumentar el ángulo de disparo α .

Los armónicos de la tensión de salida siguen siendo de orden $6K$, pero las amplitudes son funciones de α . En la siguiente figura se muestran las tres primeras amplitudes normalizadas de los armónicos:



Rectificadores de doce pulsos

El rectificador en puente trifásico de seis pulsos mejora en gran medida la calidad de la salida de continua, en comparación con el rectificador monofásico. Los armónicos de la tensión de salida son pequeños y se producen a frecuencias que son múltiplo de seis veces la frecuencia del generador. Se puede llevar a cabo una reducción mayor de los armónicos de salida utilizando dos puentes de seis pulsos como nos muestra la figura de abajo. Esta configuración se denomina convertidor de doce pulsos:



Uno de los puentes está conectado a un transformador Y-Y y el otro está conectado a un transformador Y-Δ o viceversa. El propósito de la conexión del transformador Y-Δ es introducir un desfase de 30° entre el generador y el puente. Esto produce una separación de 30°: La tensión total de salida es la suma de las salidas de los dos puentes. Los ángulos de disparo de los puentes pueden ser iguales. La salida de continua es la suma de salida de continua de cada puente:

$$V_o = V_{o,Y} + V_{o,\Delta} = \frac{3V_{m,L-L}}{\pi} \cos \alpha + \frac{3V_{m,L-L}}{\pi} \cos \alpha = \frac{6V_{m,L-L}}{\pi} \cos \alpha.$$

La salida de pico del convertidor de doce pulsos se produce a medio camino entre los picos alternos de los convertidores de seis pulsos. Al añadir las tensiones en ese puente para $\alpha=0$ se obtiene:

$$V_{o, \text{peak}} \approx 2V_{m,L-L} \cos(15^\circ) = 1,932V_{m,L-L}.$$

Dado que se produce una transición entre los SCR en conducción de 30°, hay un total de 12 transiciones para cada periodo del generador e alterna. La salida presenta frecuencias armónicas que es son múltiplo de 12 veces la frecuencia del generador ($12k$, $k=1,2,3,\dots$). El filtrado necesario para el rectificador de seis pulsos.

Otra ventaja que presenta el convertidor de doce pulsos con respecto al convertidor de seis pulsos es la reducción de armónicos que se produce en el sistema de alterna. La siguiente serie de Fourier representa la corriente de las líneas de alterna que alimenta al transformador Y-Y.

$$i_Y = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o(\cos \omega_0 t) - \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t - \dots).$$

La siguiente serie de Fourier representa la corriente de las líneas de alterna que alimenta al transformador Y-Δ

$$i_{\Delta}(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_o(\cos \omega_0 t) + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \frac{1}{7} \cos 7\omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t + \dots).$$

Las series de Fourier de las dos corrientes son similares, aunque algunos términos son de signos opuestos. La siguiente es la serie de Fourier de

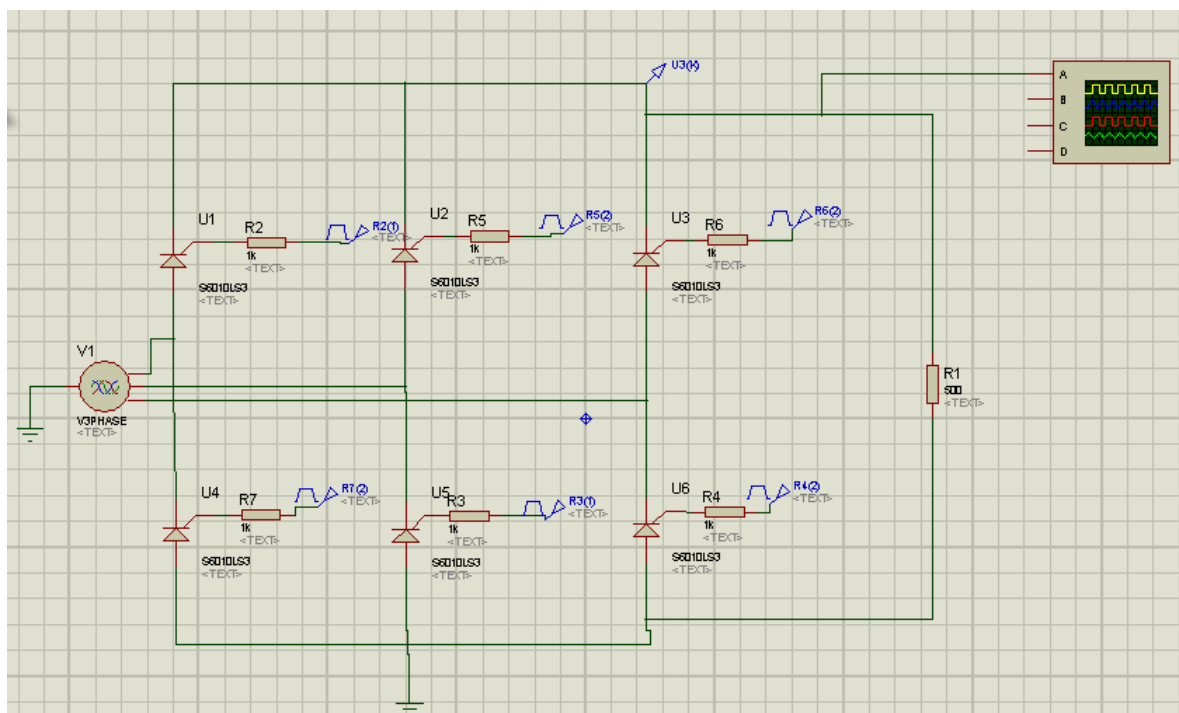
la corriente de alterna, que es la suma de dichas corrientes de transformador.

$$i_{ca}(t) = i_Y(t) + i_{\Delta}(t) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_o \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{11} \cos 11\omega_0 t + \frac{1}{13} \cos 13\omega_0 t \dots \right).$$

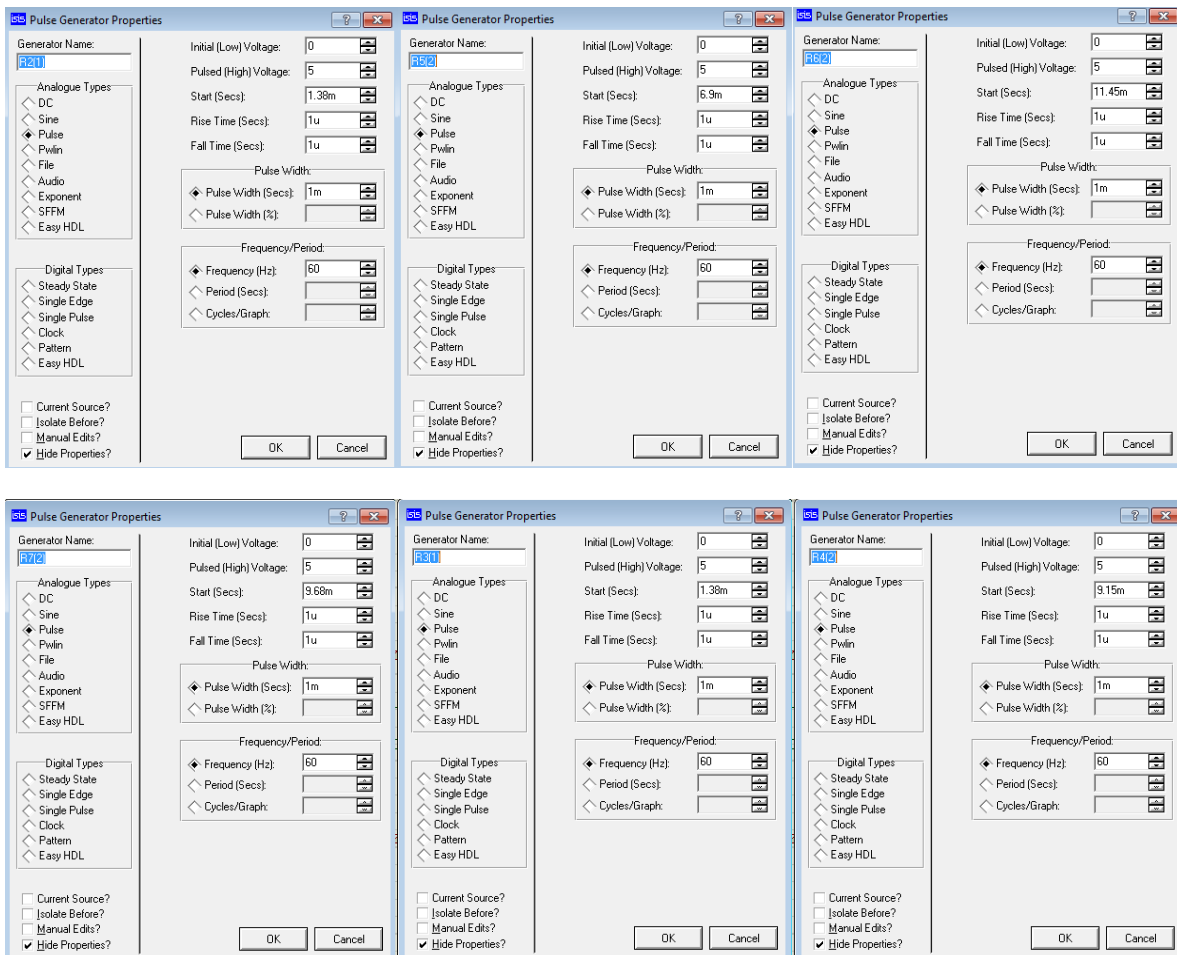
Por tanto, algunos de los armónicos de la parte de alterna se anularán utilizando el esquema de doce pulsos en lugar del esquema de seis pulsos. Los armónicos que permanecerán en el sistema de alterna son de orden $12K \pm 1$. Al utilizar esta configuración de transformador y convertidor se ha producido la anulación de los armónicos de orden $6(2n-1) \pm 1$.

Podemos extender este principio a conjuntos con un mayor número de pulsos, incorporando más convertidores de seis pulsos con transformadores que exhiban el desfase adecuado. Los armónicos de alterna características de un convertidor de p pulsos serán $pk \pm 1$, $k=1,2,3\dots$ Los convertidores de los sistemas de potencia tienen una limitación práctica de doce pulsos debido a los grandes costes asociados a la producción de transformadores de alta tensión que produzcan los desfases adecuados. Sin embargo, los sistemas industriales de baja tensión suelen contener convertidores de hasta 48 pulsos.

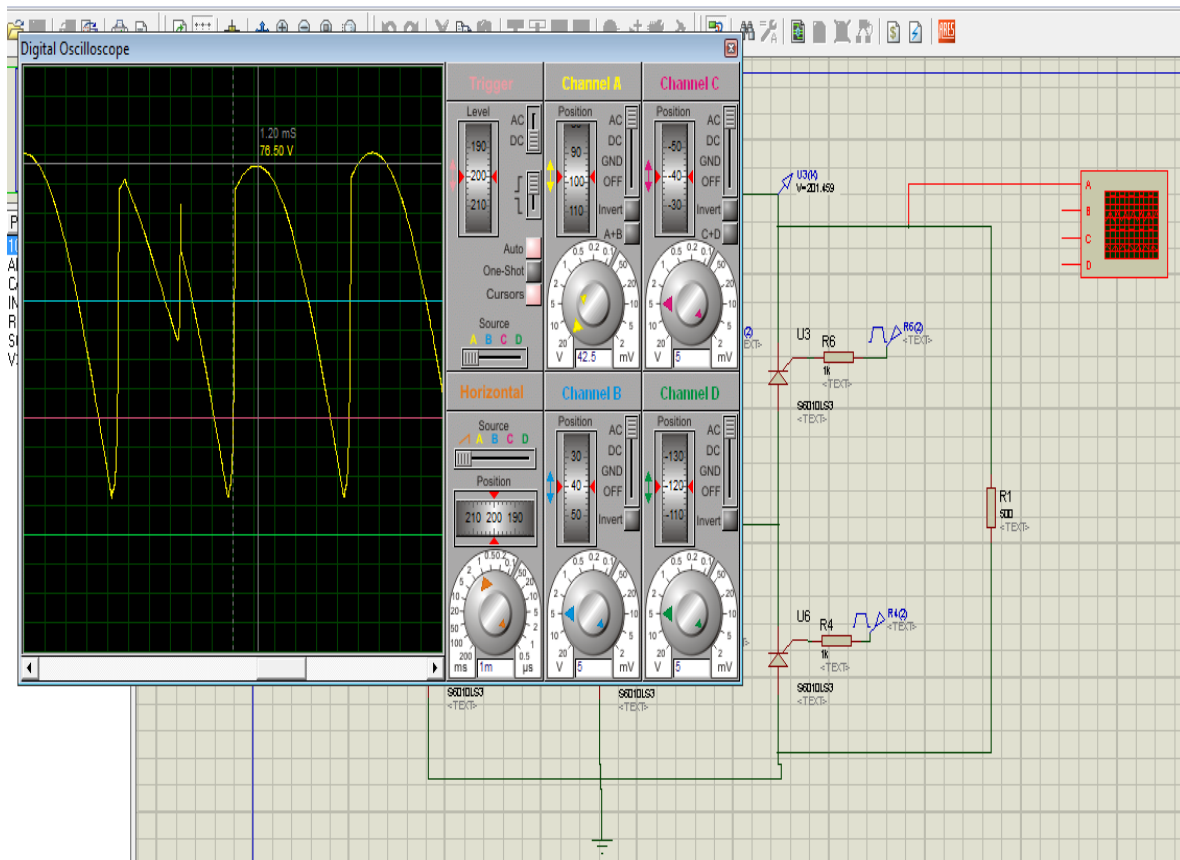
Circuito Propuesto.



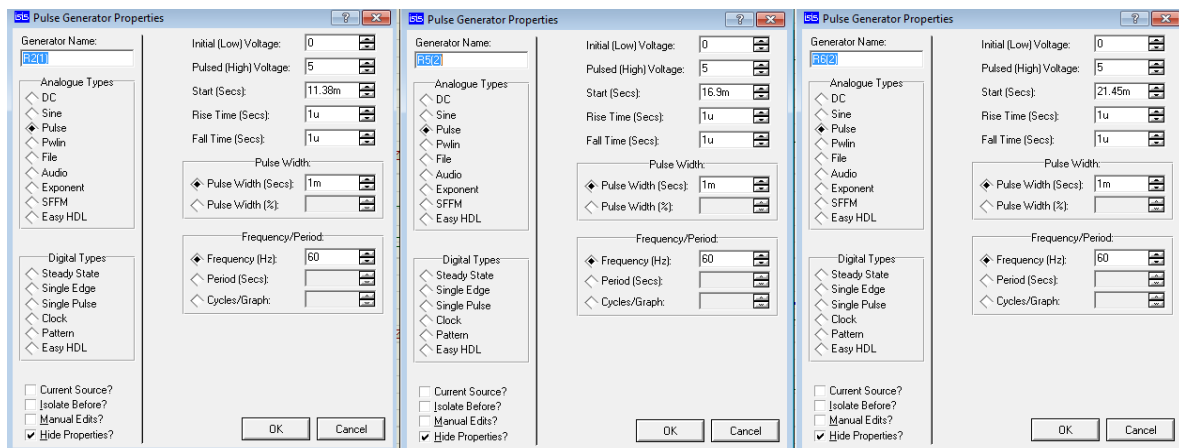
En las siguientes imágenes se explica el funcionamiento general de este circuito, al variar los tiempos de encendido y apagado de los SCR se varía el voltaje de la onda de salida del puente rectificador, es ese voltaje el encargado del cambio de velocidad del motor. En las siguientes simulaciones se hará un corrimiento hacia la derecha del tiempo de encendido de los diferentes pares de SCR, partiendo de los tiempos calculados anteriormente.

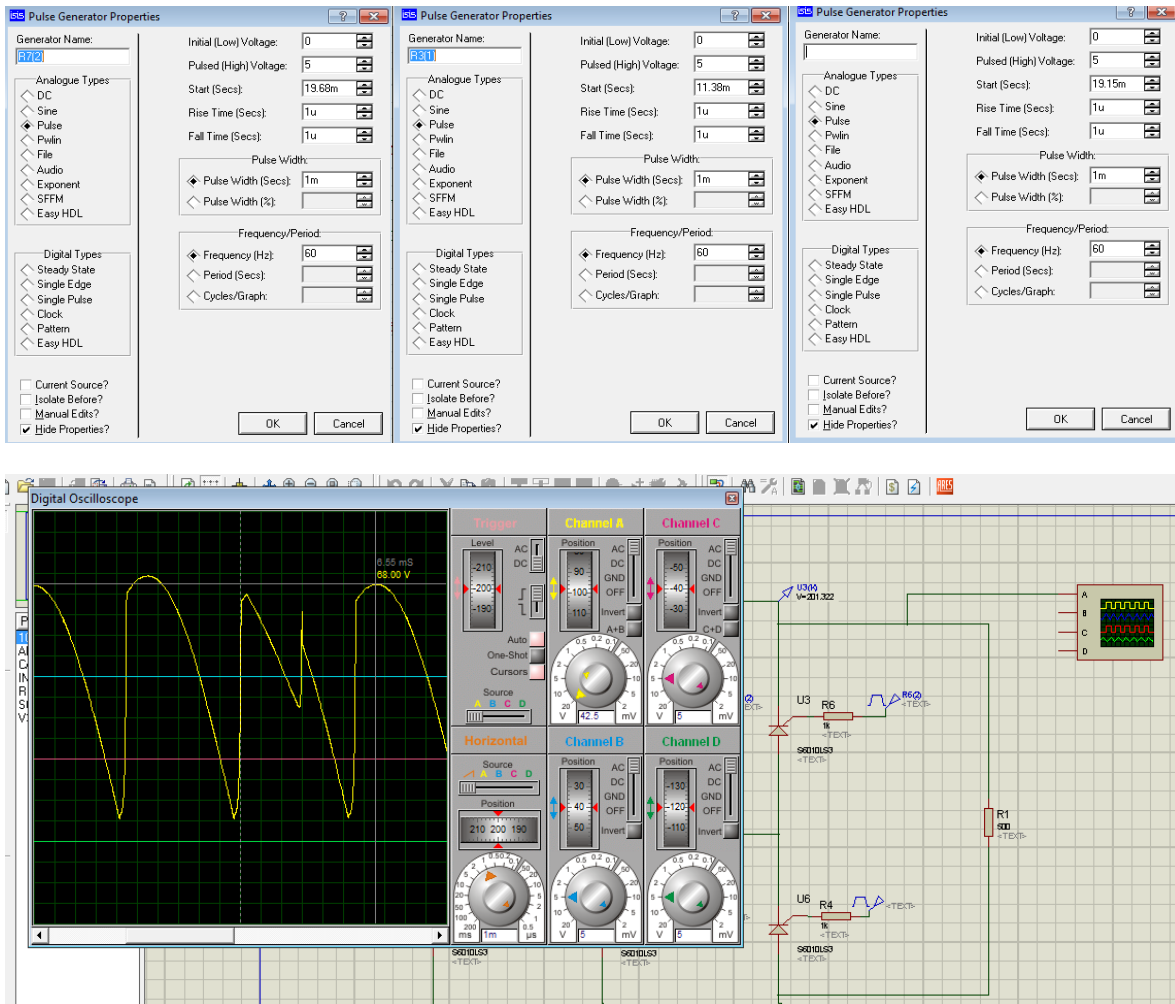


Respuesta del circuito para la secuencia de encendido y apagado descrita en las graficas anteriores.

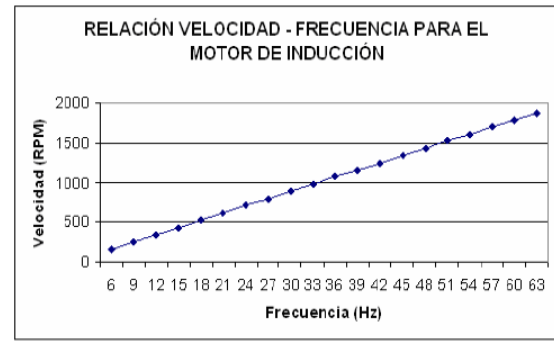
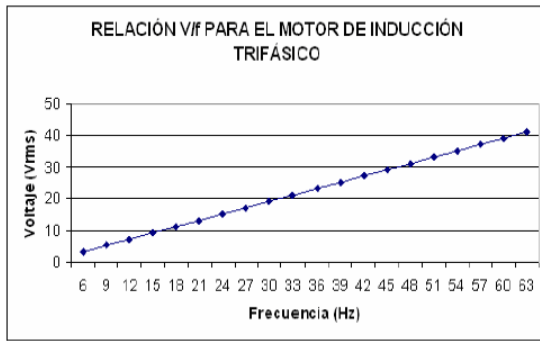


Corriendo el tiempo de encendido de los tiristores SCR 10 ms a la derecha se obtiene el siguiente resultado.



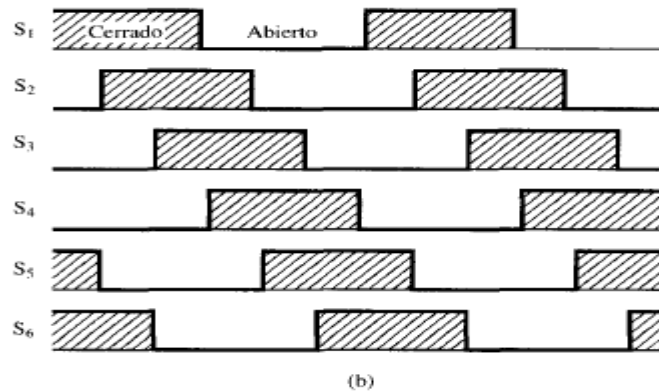
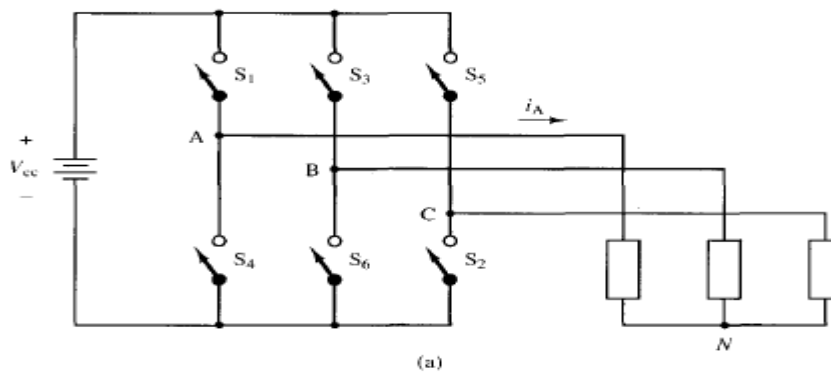


En las simulaciones anteriores se observa que al aumentar el tiempo de encendido de los tiristores se disminuye el voltaje de salida del circuito, situación correcta con la relación velocidad frecuencia, pues el tiempo es inversamente proporcional a la frecuencia, y el voltaje y la frecuencia de salida del rectificador son directamente proporcionales, como se observa en la siguiente grafica.



Etapas de control.

Planteamiento del código fuente que realiza el control de encendido y apagado de los Tiristores SCR, a través de los cuales se varia la frecuencia y el voltaje de entrada al motor linealmente proporcional a la frecuencia.

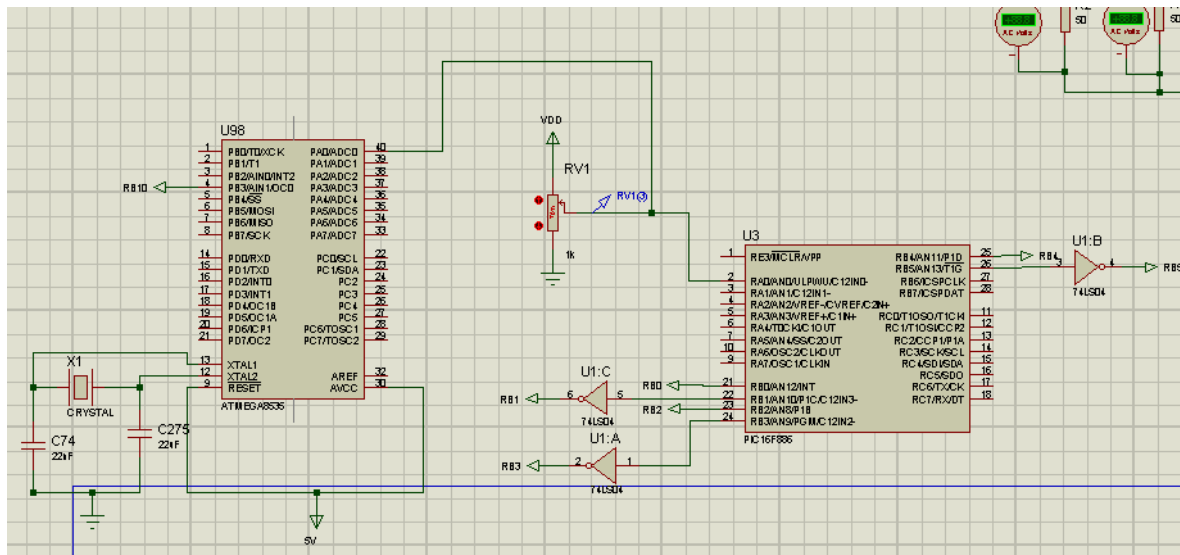


De acuerdo con la grafica anterior debe hacerse un secuenciador que varié la velocidad de conmutación y les conmute en la secuencia adecuada. Teniendo en cuenta lo siguiente:

estado	Valor hex	S1(rb0)	S2	S3	S4	S5	S6(rb5)
1	31	1	0	0	0	1	1
2	23	1	1	0	0	0	1
3	07	1	1	1	0	0	0
4	0E	0	1	1	1	0	0
5	1C	0	0	1	1	1	0
6	38	0	0	0	1	1	1

NOTESE QUE EL BIT DE MENOR PESO ESTA A LA IZQUIERDA POR LO QUE DEBE LEERSE AL REVES PARA CALCULAR LOS VALORES EN HEX.

Para el control del circuito variador de velocidades se hace uso de dos microcontroladores, en primer lugar se hace uso de un circuito integrado PIC16F886.



Encargado de producir un tren de pulsos de ondas cuadradas cuya frecuencia varía según el encendido de los tiristores, el Código fuente de control para este propósito es el siguiente:

;SECUENCIADOR GENERICO

;CEAD PALMIRA

LIST P=16F886

INCLUDE P16F886.INC

ERRORLEVEL -302

```
__CONFIG _CONFIG1, _INTOSCIO & _WDT_OFF & _PWRTE_OFF &  
_MCLRE_OFF & _CP_OFF & _CPD_OFF & _BOREN_ON & _IESO_OFF &  
_FCMEN_OFF & _LVP_OFF & _DEBUG_OFF  
__CONFIG _CONFIG2, _BOR40V & _WRT_OFF
```

CBLOCK 0X20

PDel0, VALORAD,Contador,Contador1,Contador2

ENDC

ORG 00

GOTO CONFIGURA

```
;=====
```

;AQUI INICIA LA SECUENCIA SE PUEDE CAMBIAR COMO QUIERA HASTA
UN MAXIMO DE 255 RETLW

;ES DECIR USTED PUEDE CAMBIAR SUS SECUENCIAS A VOLUNTAD.

secuencia: ;

addwf PCL,1 ; Se incrementa el contador del programa.-

;

retlw 31 ; 0

retlw 23;

retlw 07; 2

retlw 0E ; 3

retlw 1C ; 4

retlw 38 ; 5

clrf Contador ; Si LLEGA A LA ULTIMA SECUENCIA , se resetea
contador

reTURN

;FIN DE LA SECUENCIA

;
=====

RETAD movlw .123 ; 1 set number of repetitions

movwf PDel0 ; 1 |

PLoop0 clrwdt ; 1 clear watchdog

decfsz PDel0, 1 ; 1 + (1) is the time over?

goto PLoop0 ; 2 no, loop

PDeL1 goto PDeL2 ; 2 cycles delay

PDeL2 clrwdt ; 1 cycle delay

return ; 2+2 Done

CONFIGURA CLRFB PORTB

BANKSEL OSCCON

MOVLW B'01101100'

MOVWF OSCCON

BANKSEL ADCON1

MOVLW B'00000000' ; 7 justifica a la izq, 5 Vss ref, 4 Vdd ref

MOVWF ADCON1

BANKSEL TRISA

MOVLW B'00000001'

MOVWF TRISA

MOVLW B'00000000'

MOVWF TRISB

MOVLW B'00000000'

MOVWF TRISC

BANKSEL ANSEL

MOVLW B'00000001'

MOVWF ANSEL

CLRF ANSELH

BANKSEL ADCON0

MOVLW B'11000001' ;7:6 FCR clock, 5:2 canal, 1 go, 0 AD ON

MOVWF ADCON0

CLRF Contador

forever movf Contador,0

call secuencia

```

movwf PORTB
call retardo
    INCF Contador,1
goto forever
retardo
    BSF ADCON0,GO
    CALL RETAD
END_AD BTFSC ADCON0,GO
    GOTO END_AD
    MOVF ADRESH,W
    MOVWF VALORAD
a200 call Demora_20ms ;
    decfsz VALORAD,1
    goto a200

;**** Demora ****
Demora_20ms
    movlw 0x3F ;
    movwf Contador1 ; Iniciamos contador1.-
Repeticion1
    movlw 0x19 ;
    movwf Contador2 ; Iniciamos contador2
Repeticion2
    decfsz Contador2,1 ; Decrementa Contador2 y si es 0 sale.-

```

```
goto Repeticion2 ; Si no es 0 repetimos ciclo.-  
decfsz Contador1,1 ; Decrementa Contador1.-  
goto Repeticion1 ; Si no es cero repetimos ciclo.-  
return ; Regresa de la subrutina.-  
end;
```

Además del PIC16F886 se hace uso de un integrado ATMEGA8535, encargado del control PWM, su código fuente es el siguiente:

(Código desarrollado en lenguaje de programación C++)

```
#include<avr/io.h>
```

```
#include<delay.h>
```

```
#include<adc.h>
```

```
//#include<uart.h>
```

```
void main()
```

```
{
```

```
    unsigned char pot=0;
```

```
    adc_init();
```

```
    SREG=SREG|0x80; //global interrupt enable
```

```
    DDRB=0XFF;
```

```
    DDRD=0XFF;
```

```
    //TIMSK=TIMSK|0x03; //enable interrupt
```

```
    TCCR0=TCCR0|0x72; // timer 0 in phase correcting pwm,inverting  
mode,8 prescaler
```

```
    TCCR2=TCCR2|0x62; // timer 2 in phase correcting pwm,non-  
inverting mode,8 prescaler
```



```

while(1)
{
delaysms(10);

pot=getdata(0); //read adc 1

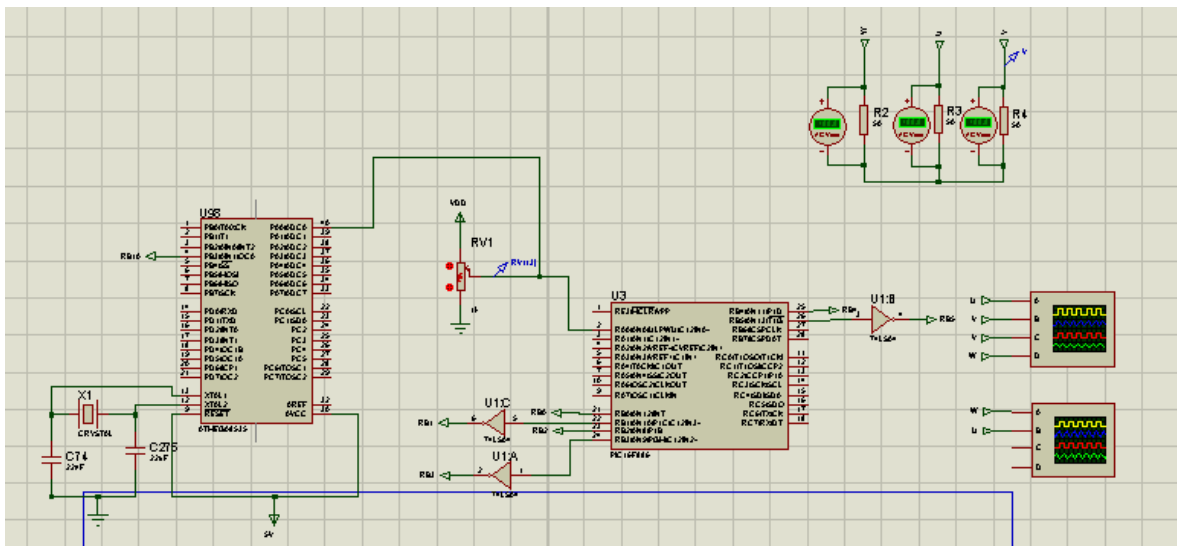
OCR0= 130+(pot/2); //adjustment

OCR2= 130-(pot/2); //adjustment

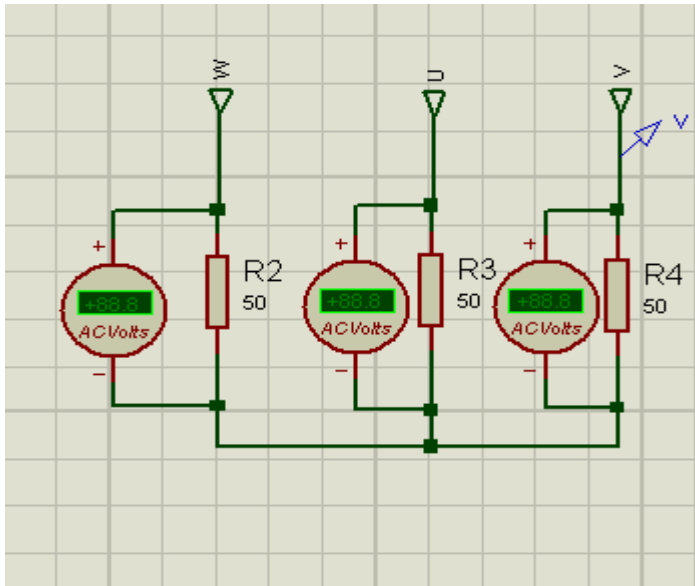
}
}

```

Circuito propuesto.

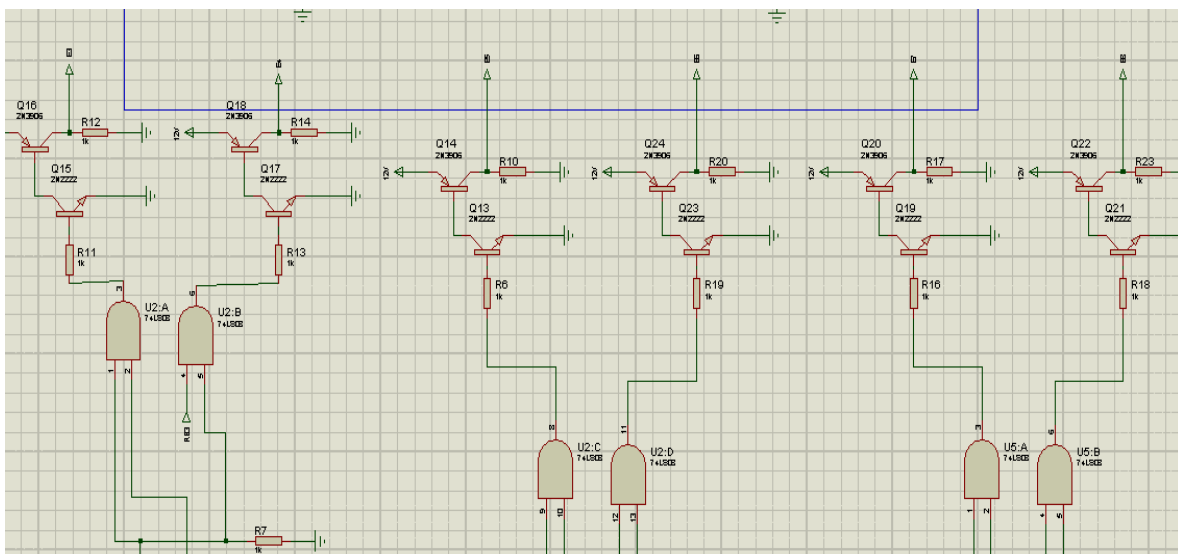


Para simular el motor eléctrico se implementan tres resistencias de 50 Ω cada uno, dotadas con un voltímetro, la idea del principio de esta propuesta es que como se está haciendo un control escalar y a medida que aumenta la frecuencia aumenta el voltaje, un aumento de voltaje se traduce en un aumento de velocidad del motor.



Cada resistencia corresponde a una fase del motor a simular.

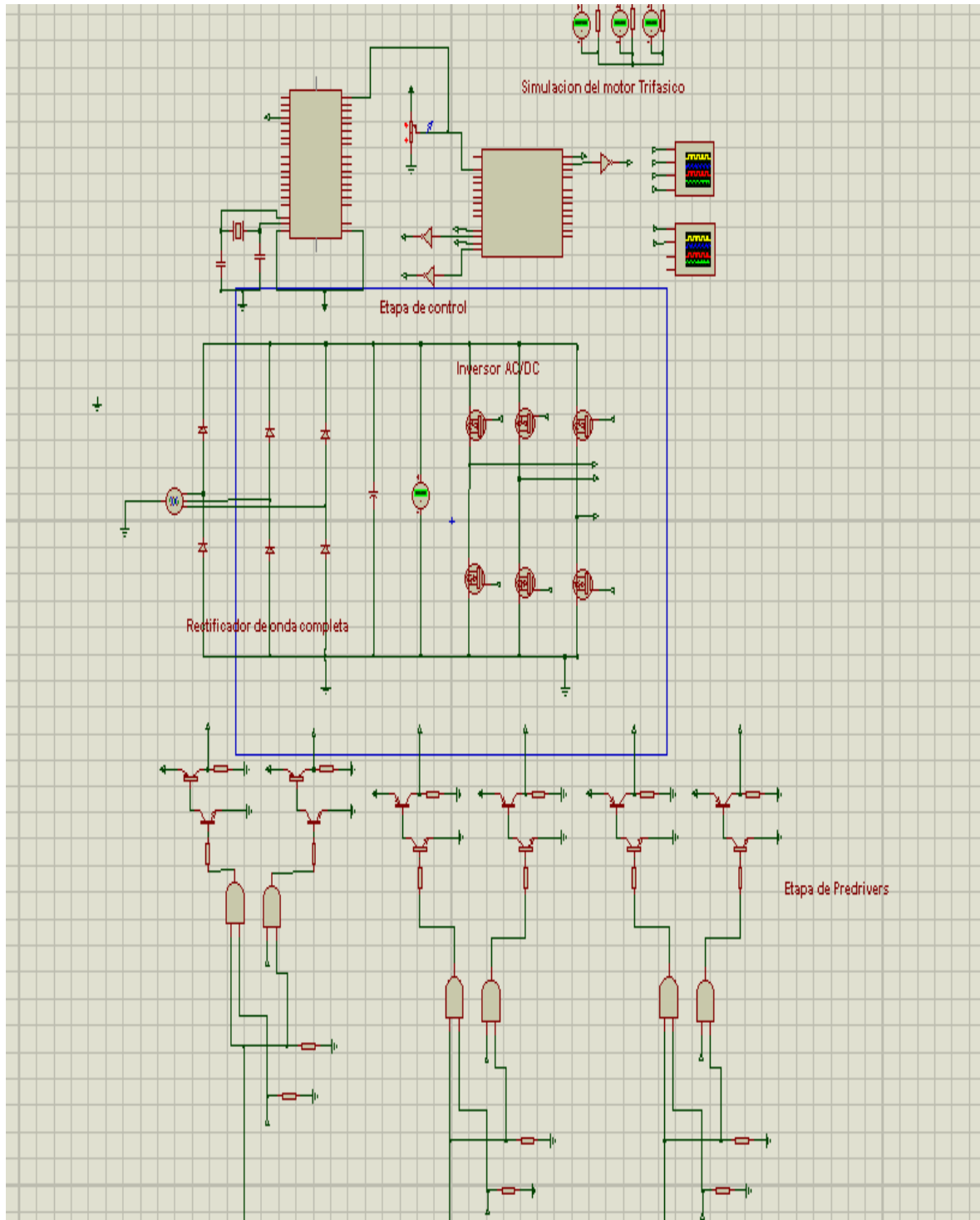
Etapas Adicionales del circuito.



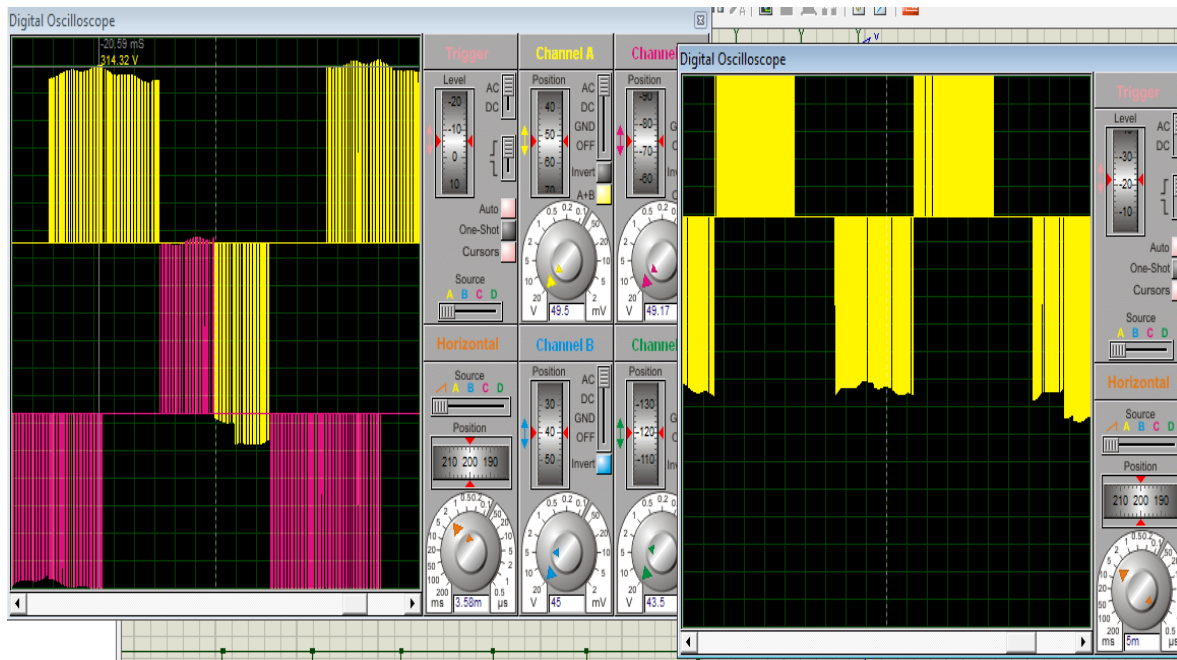
La etapa mostrada en la grafica anterior es la encargada de regular la alimentación de los mosfet de la etapa inversora , pues debe tenerse en cuenta que la alimentación de estos debe hacerse a 5 Voltios, esta etapa además es la encargada de aislar la etapa de potencia, o motor de inducción de la etapa de control constituida por los microcontroladores, la implementación de esta etapa es opcional pero generalmente se hace necesaria para garantizar el buen funcionamiento del circuito de control

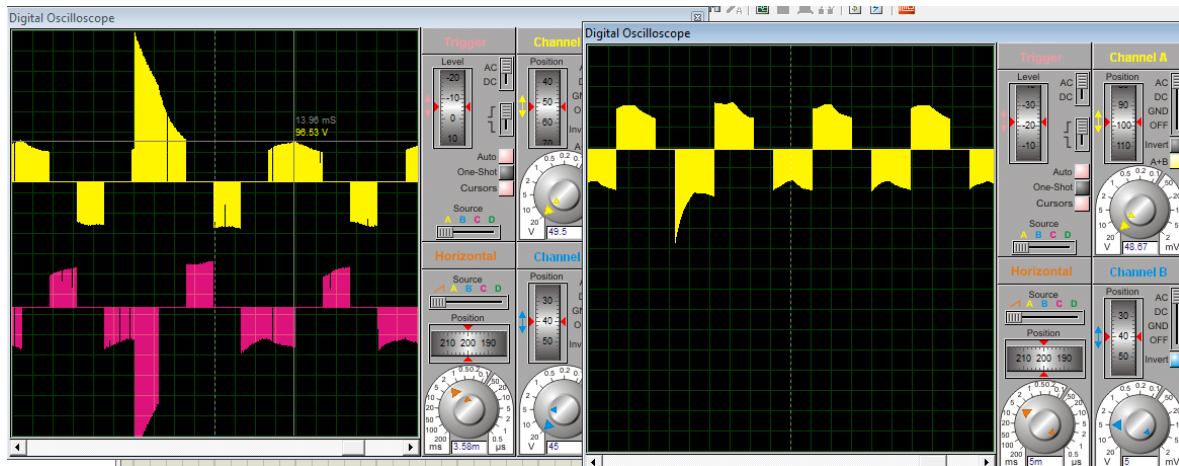
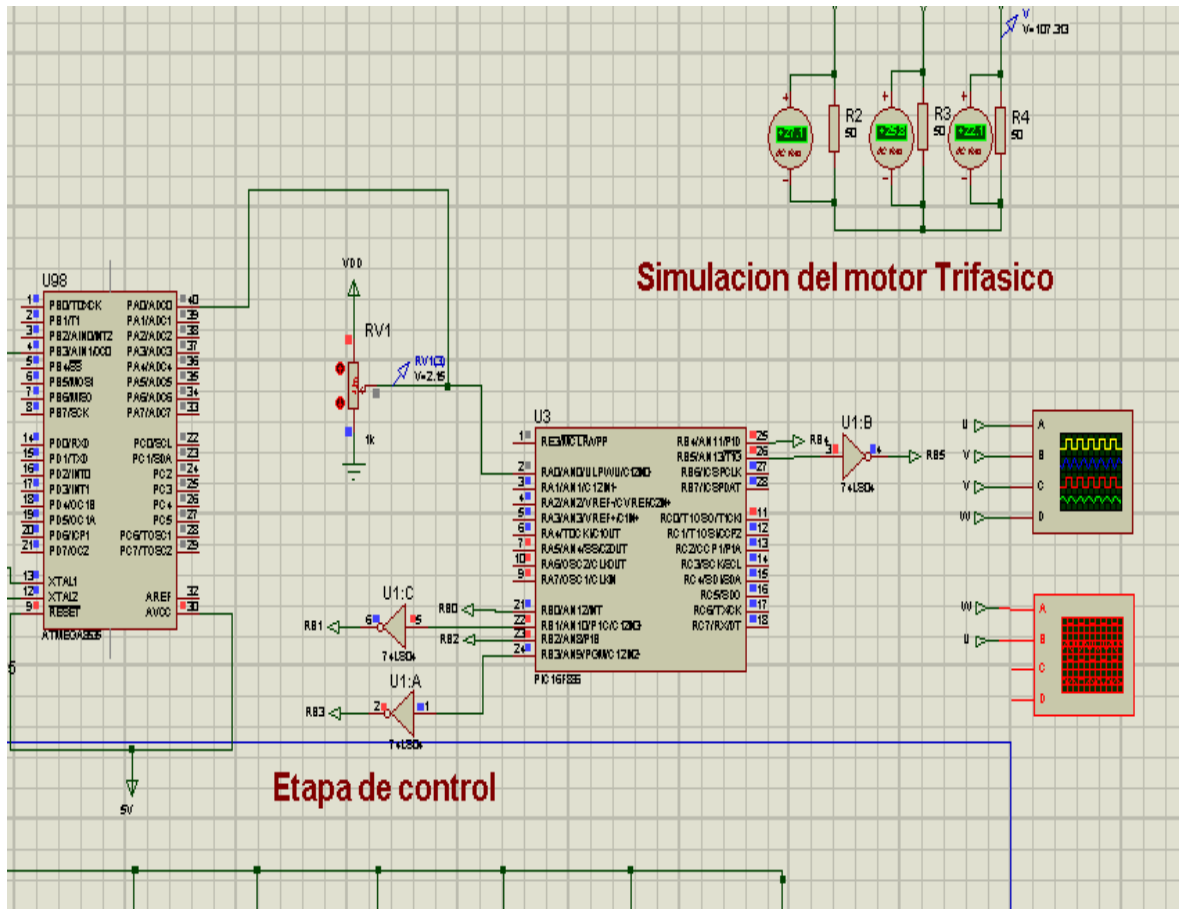
de velocidades. Esta etapa es identificada en la grafica general del circuito como predrivers.

Circuito General.



The figure consists of two side-by-side screenshots of a digital oscilloscope interface. The left screenshot shows a single channel (yellow) and a dual channel (yellow and magenta) waveforms. The right screenshot shows a multi-channel setup with three channels (yellow, blue, and green) displaying complex, multi-peaked waveforms. Both screenshots show the oscilloscope's control panel with various settings like Level, Position, Source, and Horizontal scale.





La primera simulación es para 3 voltios en el potenciómetro, al aumentar en la segunda simulación este valor hasta 4,5 Voltios se observa un aumento en el voltaje que llega al banco de batería que simula al motor trifásico, para la tercera simulación se reduce el voltaje del potenciómetro hasta 2,5 voltios generando así un descenso en voltaje que llega hasta el banco de baterías, las variaciones de voltaje

conservan en términos generales cierta linealidad, siendo acordes con la teoría de control escalar para un motor trifásico.

Conclusiones.

- La electrónica de potencia es una de las áreas más utilizadas en el campo industrial por sus ventajas de darnos grandes potencias con unos pequeños componentes electrónicos como son transistores transformadores condensadores resistencias.
- El control por frecuencia es uno de los métodos que presenta características ideales para el control de velocidad del motor de inducción. Para el diseño del inversor de frecuencia variable, es necesario disponer de una parte de potencia, la misma que ha sido debidamente dimensionada de acuerdo a la potencia con que se va a trabajar.
- La construcción fraccionada del proyecto final, permite entender la interrelación de elementos electrónicos y su papel en un determinado circuito, además de la intrincada relación entre las diferentes etapas de un circuito eléctrico complejo.
- La construcción del trabajo final del curso Electrónica Industrial permitió al grupo colaborativo repasar las temáticas contenidas en el modulo académico del curso, permitiéndoles consolidar los conocimientos personales a través de debates significativos en pos de alcanzar metas comunes de aprendizaje.

Referencias Bibliográficas.

- Quintero, Jorge. Módulo de electrónica industrial. (2008).Bogotá. Universidad Nacional Abierta y a distancia-UNAD
- RASHID MUHAMMAD H. Electrónica de potencia, Editorial Ruentice- Hall International.