



REPÚBLICA DE CUBA

MINISTERIO DE EDUCACIÓN SUPERIOR

INSTITUTO SUPERIOR MINERO METALÚRGICO

“Dr. Antonio Núñez Jiménez”

FACULTAD DE METALURGIA - ELECTROMECAÁNICA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Trabajo de Diploma en Opción al Título Ingeniero Eléctrico

Título: Diseño y simulación de un Regulador de Tensión trifásico para el arranque suave de motores de inducción

Autor: José Ernesto Cantero González

Tutor(es): Ing. Roger Rafael Fonseca Bles

MSc. Wilbert Acuña Rodríguez

Moa, Holguín

Junio 2012

“Año 54 de la Revolución”

Declaración de autoridad

Yo, José Ernesto Cantero González, autor de este trabajo de diploma con título: “Diseño y simulación de un Regulador de Tensión trifásica para el arranque suave de motores de inducción”, certifico su propiedad intelectual a favor del **Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa “Dr. Antonio Núñez Jiménez”**, el cual podrá hacer uso del mismo con la finalidad que estime conveniente.

José Ernesto Cantero González
Diplomante

Ing. Roger Rafael Fonseca Bles
Tutor

MSc. Wilbert Acuña Rodríguez
Tutor

Pensamiento

Investigar es ver lo que todo el mundo ha visto, y pensar lo que nadie más ha pensado.

Albert SzentGyorgi. (1893-1986)

Dedicatoria

Dedico este trabajo de diploma a mi familia en especial a mis padres Inalvis y José Ramón y a mi hermano Hansel. A mi tío Wilbert Acuña que ha sido más que un tutor.

Agradecimientos

A todas las personas que de una forma u otra me han ayudado en la realización de este trabajo.

En especial a mis tutores Wilbert y Roger por sus largas horas de desvelo, por guiarme en esta tarea, orientarme siempre que los necesité y que hicieron suya esta investigación.

A mi familia Acuña por acogerme como si fuera su hijo durante estos últimos cinco años, que espero y trataré de que perdure para siempre.

A mis compañeros de estudio

A mis amigos de siempre Ismara, Toni, Gerardo, Luisín, Marcel, Alcides, Luis Miguel, Teresa y muchos más que no por menos importantes los dejo de mencionar.

A los trabajadores de la empresa eléctrica y a los de la Filial Universitaria pedagógica de Báguanos, por la ayuda oportuna

A mis padres y hermano que son la fuerza que me inspiran a seguir siempre adelante

A la Revolución por ser esta una de las muchísimas oportunidades que me ha dado a favor de mi crecimiento profesional y humano.

A todos Gracias

Resumen

En este trabajo, se realiza el diseño y la simulación de un regulador de tensión trifásico para el arranque suave de motores de inducción. El circuito es capaz de suministrar una tensión trifásica que aumenta desde cero hasta alcanzar el valor nominal de la tensión de alimentación. Esta variación se realiza de manera lineal, por medio de un potenciómetro que permite variar el tiempo para que el arranque se adecue a las características del sistema.

Se diseña un circuito de mando capaz de controlar el encendido de los tiristores que conforman el circuito de fuerza, con un ángulo de encendido α que varía automáticamente desde π hasta cero, con un tiempo que puede ser ajustado.

Este método de arranque de los motores de inducción tiene muchas ventajas con respecto a los métodos convencionales más empleados.

Abstract

In this work, a design and a simulation of a three-phase voltage governor for the gentle starting on induction engines it is accomplished. The circuit is able to supply a three-phase voltage that increases from zero up to reach the nominal value of the supplied voltage. This variation it is accomplished in a linear form, by means of a potentiometer that allows select the time so that the starting can be made suitable to the system characteristics.

It is designed a control circuit capable to command the thyristors starting on the power circuit, with a starting angle α that varies automatically from π to zero, with a time which can be adapted.

This method of induction engines starting has a lot of advantages in comparison to more used conventional methods.

Índice

Resumen	-
Introducción General.....	- 1 -
Capítulo I. Regulación de corriente alterna.....	- 5 -
1.1 Principio de funcionamiento	- 5 -
1.2 Formas de onda posibles a obtener, ventajas y desventajas.....	- 6 -
1.3 Diferentes esquemas de fuerza de los convertidores.....	- 10 -
1.4 Selección del convertidor de fuerza.....	- 16 -
1.5 Análisis de los diferentes métodos de arranque de los motores de inducción	- 18 -
1.5.1 Arranque directo	- 19 -
1.5.2 Arranque Estrella/Delta.....	- 21 -
1.5.3 Arranque por Autotransformador	- 23 -
1.5.4 Arranque suave.....	- 25 -
Capítulo II. El convertidor	- 28 -
2.1 Cálculo del convertidor de fuerza.....	- 28 -
2.2 Cálculo y selección de los semiconductores.....	- 29 -
2.3 Diseño del circuito de mando.....	- 31 -
2.3.1 Esquema en bloques del circuito de mando	- 31 -
2.3.2 El indicador de cero o detector de cruce por cero	- 33 -
2.3.3 El distribuidor de pulsos DP-1	- 35 -
2.3.4 El generador diente de sierra	- 36 -
2.3.5 El temporizador integrado 555	- 38 -
2.3.6 El comparador.....	- 42 -
2.3.7 El distribuidor de pulsos DP-2	- 44 -
2.3.8 El modulador y el amplificador	- 44 -
2.3.9 El desfasador	- 45 -
2.4 Simulación del circuito de mando	- 48 -
2.5 Simulación del esquema general	- 52 -
Capítulo III. Análisis de los resultados	- 54 -
3.1 Análisis de los resultados técnicos obtenidos	- 54 -
3.1.1 Ventajas de los arrancadores suaves.....	- 55 -
3.1.2 Valoración del circuito de mando.....	- 56 -

3.2 Valoración económica..... - 57 -
3.3 Valoración medio ambiental..... - 60 -
Conclusiones:..... - 61 -
Recomendaciones:..... - 62 -
Bibliografía.....
Anexo 1. Datasheet de los tiristores TGF 148-600B → 1200B
Anexo 2. Hoja de datos del optoacoplador 4N27 y del amplificador operacional LM741
Anexo 3. Hoja de datos de la 74AS32N (OR) y la 74AS04N (NOT)......
Anexo 4. Hoja de datos de la 74AS08N (AND) y la 74S02N (NOR)......
Anexo 5 . Esquema interno básico y hoja de datos del 555......
Anexo 6. Circuitos multivibradores.....

Introducción General

Con el desarrollo de la tecnología de los semiconductores de potencia, las capacidades de manejo de energía y la velocidad de conmutación de los dispositivos de potencia han mejorado en gran medida. La electrónica de potencia ha revolucionado la idea del control para la conversión de potencia y para el control de motores eléctricos, por lo que se sitúa en un lugar importante en la tecnología moderna.

Desde el comienzo de la historia de la electrónica de potencia en 1900, con la invención del rectificador de arco de mercurio, los dispositivos electrónicos se han desarrollado con una velocidad vertiginosa, pasando por la invención del transistor de silicio, que provocó la primera revolución electrónica iniciada en 1948 y la del tiristor comercial en 1958 que dio inicio a la segunda revolución electrónica. Desde entonces, se han introducido diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conmutación. El grado de desarrollo alcanzado por estos propicia su utilización en una gran diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, de iluminación, de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y de corriente directa de alta tensión.

Es por ello que resulta difícil trazar los límites de las aplicaciones de la electrónica de potencia, en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de los mismos. Una de las aplicaciones que más fuerza alcanza en la actualidad, es el control de motores de corriente alterna, sobre todo en el momento del arranque, con la aparición de los arrancadores suaves y en el control de la velocidad, con los variadores de velocidad.

En relación con esto, desde hace mucho tiempo se emplean diferentes formas de lograr el arranque suave de motores de inducción, por medio de aplicarle un valor de tensión reducido en el momento del arranque hasta que el motor alcanza la velocidad nominal, con el objetivo de reducir los valores de la corriente de arranque. Entre estos se destacan los arranques por autotransformador y estrella/delta. Sin embargo estos métodos tienen muchas desventajas, entre las que se encuentran: el desgaste de los elementos de transmisión y que la variación de la tensión de alimentación se realiza a saltos. Estas cuestiones se resuelven con la aplicación de dispositivos electrónicos de potencia.

Por medio de un Regulador de Tensión se puede alimentar un motor en el momento de arranque, con una tensión que varíe linealmente desde cero hasta alcanzar el valor nominal. Esta variación del valor de la tensión se realiza en un tiempo que se puede ajustar, para adecuarse a las características del motor y la carga.

Este método de arranque ofrece considerables ventajas para el funcionamiento del motor y del equipo en su conjunto, entre las que se destacan: altos valores de la corriente de arranque, golpes bruscos en los engranajes y elementos de transmisión y altos valores de aceleración que provocan procesos inestables.

Situación problemática:

Actualmente los sistemas de arranque de motores en Cuba son sustituidos por arrancadores suaves, sin embargo estos son importados de firmas y fabricantes reconocidos, lo que acarrea como inconveniente el alto costo de estos sistemas aparejado a un mantenimiento y reparación complejos. La asistencia técnica y estas actividades, en el mayor de los casos, quedan en manos de los fabricantes.

Problema:

No existen convertidores electrónicos para el arranque suave de motores de corriente alterna de producción nacional.

Objetivo:

Diseñar y simular un convertidor electrónico para el arranque suave de motores asincrónicos.

Hipótesis:

De lograr el diseño y la simulación del regulador de corriente alterna trifásico para el arranque suave de motores de inducción se podrá fabricar un convertidor electrónico de producción nacional con este fin y sustituir los sistemas tradicionales por tecnología propia avanzada.

Objeto:

El regulador estático de corriente alterna.

Objetivos específicos:

- Realizar búsqueda bibliográfica con respecto a la actualidad del tema.
- Diseñar circuitos de fuerza y de manto del convertidor.
- Calcular el esquema y seleccionar los semiconductores.
- Simular el circuito obtenido por medio del software profesional Multisim 11.

Resultados esperados:

- Desarrollo de una investigación profunda sobre la estructura y funcionamiento del regulador trifásico.
- Simulación y obtención precisa de las formas de onda del convertidor.

Capítulo I

Capítulo I. Regulación de corriente alterna

1.1 Principio de funcionamiento

Los reguladores de tensión alterna son convertidores estáticos de energía que permiten variar la potencia entregada a una determinada carga. En general, se controla la potencia mediante el control del valor eficaz de la tensión suministrada a la carga. De ahí el nombre de reguladores o controladores de tensión alterna. [13]

Los Reguladores Estáticos de Corriente Alterna (RET de CA) sólo varían el valor eficaz de la tensión de alimentación, la frecuencia de salida se mantiene igual a la de entrada.

Este no es más que un circuito electrónico de potencia que se conecta entre la fuente de alimentación y la carga y pueden ser monofásicos o polifásicos. [13]

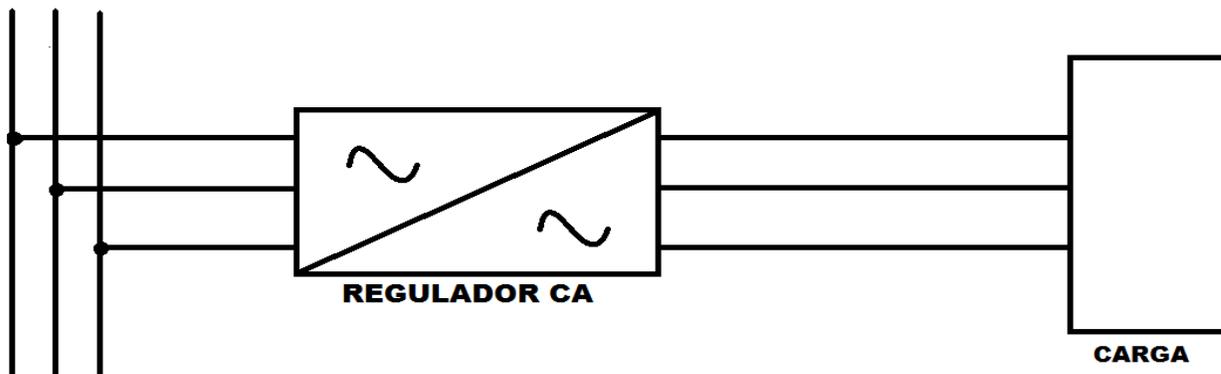


Figura 1.1 Esquema en bloques del Regulador Estático de Corriente Alterna

La figura 1.1 muestra el esquema en bloques de RET de CA. La configuración básica es la unión en antiparalelo de dos tiristores, dos transistores, un tiristor y un diodo, un triac, etc. de manera que la corriente circule en los dos sentidos. La tensión de salida se regula mediante la conmutación de los interruptores electrónicos por medio del circuito de mando. [13]

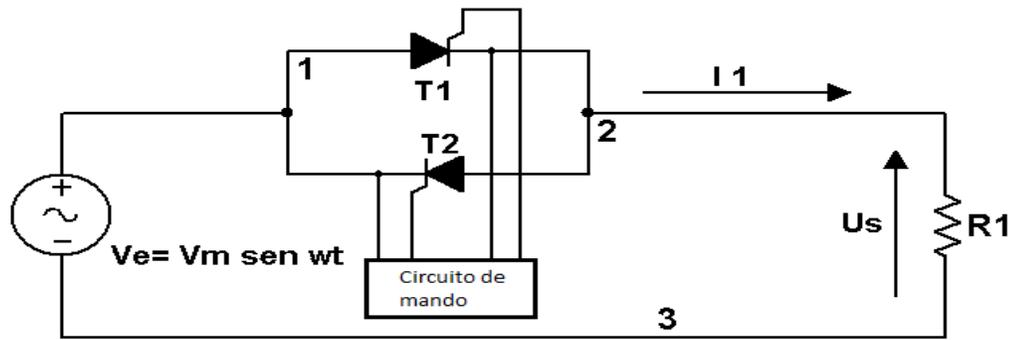
1.2 Formas de onda posibles a obtener, ventajas y desventajas

En los RET de CA lo único que interesa variar es el valor de la tensión, por lo que normalmente hay el mismo número de entradas que de salidas. Como por la carga a de circular corriente alterna, los interruptores deben ser capaces de permitir el paso de la corriente en las dos direcciones. Este condicionante lleva a la necesidad de que, para cada interruptor se deban utilizar dos tiristores o dos transistores en antiparalelo o también un triac, para el caso de un regulador de onda completa o controlado, que es el que actúa sobre los dos componentes de la tensión y permite una regulación desde 0 hasta el 100% de la tensión de entrada. Para el caso de los reguladores de media onda o semicontrolados, que actúan en uno de los dos componentes de la tensión, ya sea el positivo o el negativo, solo es necesario la unión en antiparalelo de un tiristor o un transistor con un diodo, este tipo de regulador permite variar el valor de la tensión de salida desde un 70 a un 100% de la tensión de entrada. [13]

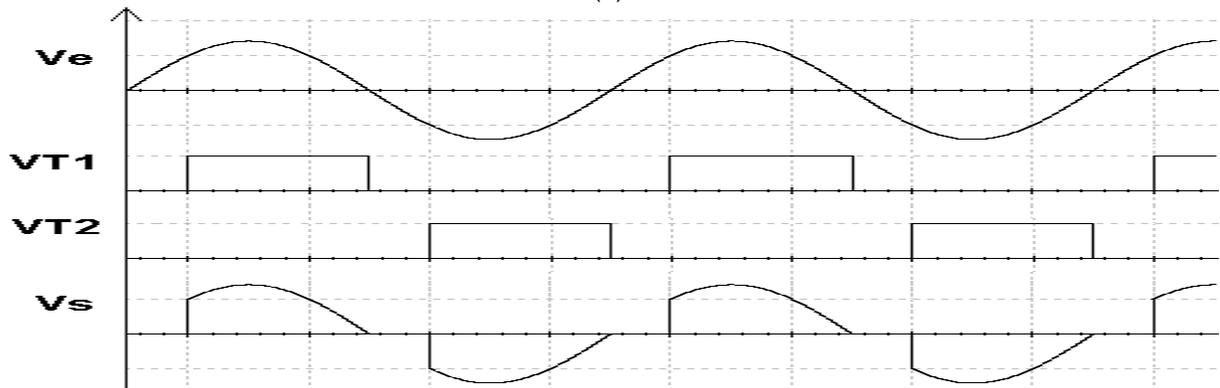
Hay diferentes formas de controlar el valor de la tensión de salida de un regulador, los más usados son: [6]

1. Control de ángulo de fase.
2. Control de abrir y cerrar.
3. Control de pulsos múltiples por ciclo.

En la figura 1.2 a) se muestra el circuito del regulador de onda completa, con control por fase o control del ángulo de fase. Si el tiristor T1 se dispara durante el semiciclo positivo de la tensión de entrada y el tiristor T2 durante el semiciclo negativo, ambos con un desfase α , las formas de onda de trabajo del regulador se pueden ver en la figura 1.2 b). En este caso el bloqueo de los tiristores es de forma natural con el paso por cero de la onda, pero también es posible hacer una conmutación forzada. [6]



(a)



(b)

Figura 1.2 a) Circuito para el control de ángulo de fase de onda completa
b) Formas de onda

Esta forma de onda de salida no es sinusoidal pura y hay contenido de armónicos. Es una de las más usadas y se puede emplear en muchas aplicaciones industriales como el control de velocidad de motores de inducción, el control de electroimanes, etc. [6]

También existe la posibilidad de que en vez de dos tiristores (T1 y T2), como en la figura 1.2 a), sea un tiristor y un diodo (T1 y D1) según la figura 1.3 a), en este caso el regulador sería de media onda o semicontrolado. En este circuito el tiristor puede ser disparado con un ángulo α pero el diodo siempre estará en conducción cuando la intensidad se invierta $\alpha = 0$, dando una onda asimétrica. Las formas de onda de este tipo de regulador se pueden ver en la figura 1.3 b).

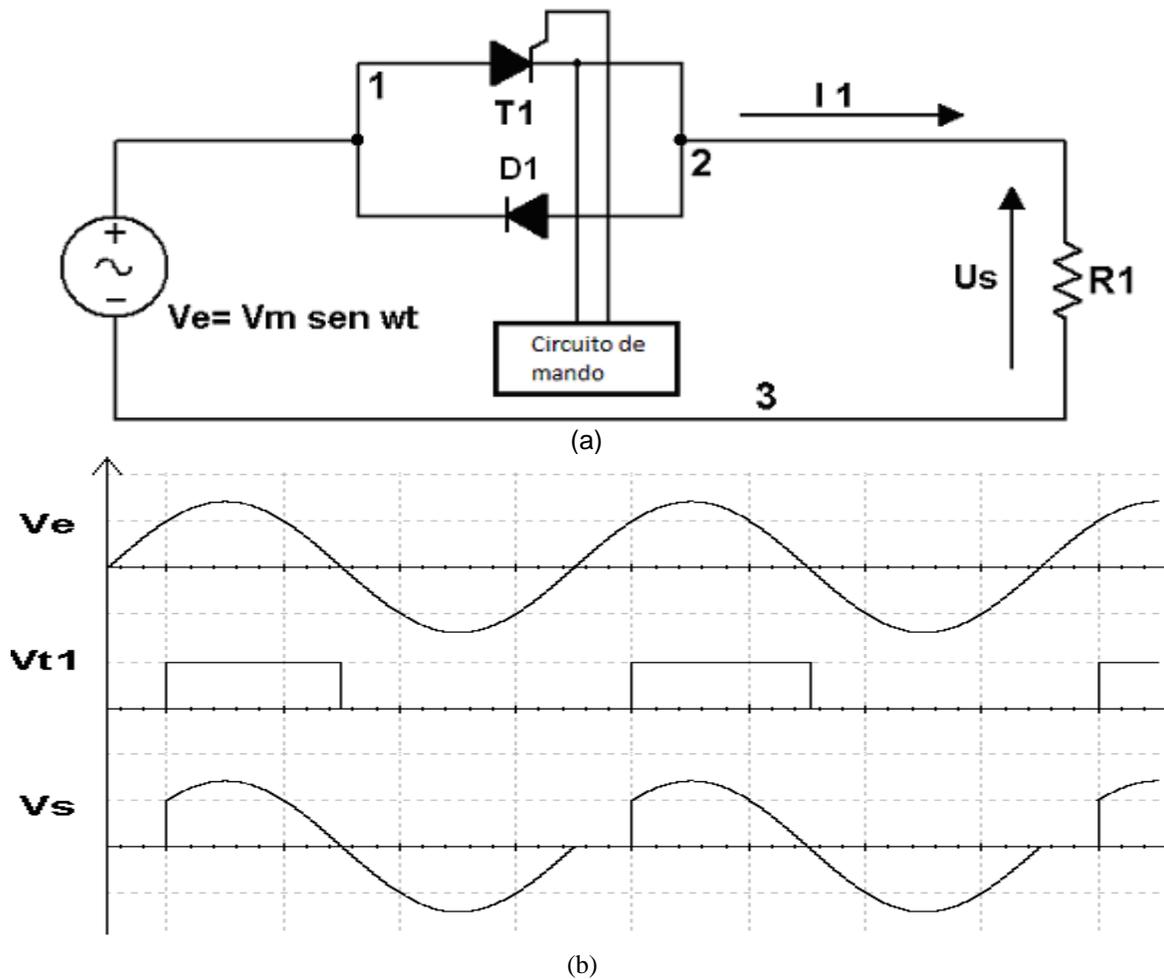


Figura 1.3. a) Circuito para el control por ángulo de fase de media onda
b) Formas de onda

La onda de salida de este tipo de control tiene una componente de corriente continua, (valor medio distinto de cero). Es adecuado solo para cargas resistivas de poca potencia, como son la calefacción industrial y la iluminación. [6]

El circuito que se muestra en la figura 1.2 a) se usa también para el control de abrir y cerrar o por ciclos completos. En este caso el regulador deja pasar uno o varios ciclos completos y después bloquea la cantidad necesaria para que la salida tenga el valor deseado. Las formas de onda del trabajo de este tipo de regulador se pueden ver en la figura 1.4.

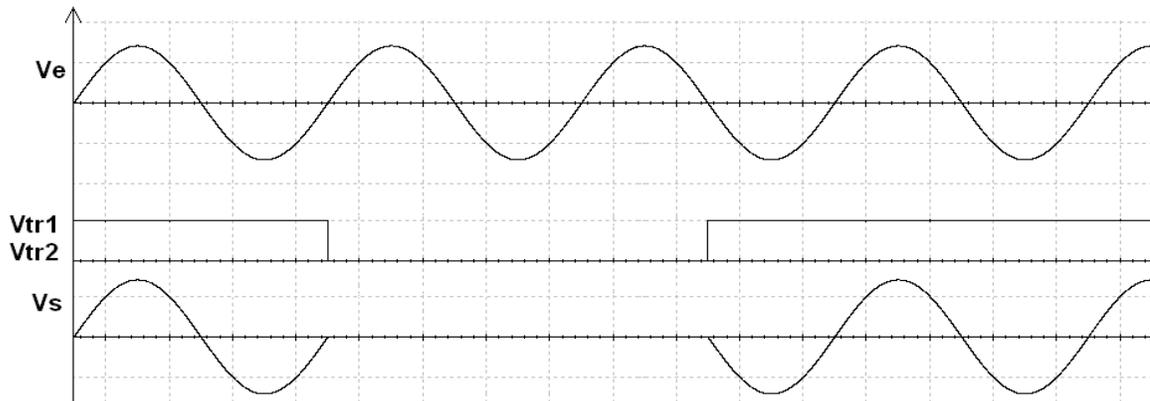
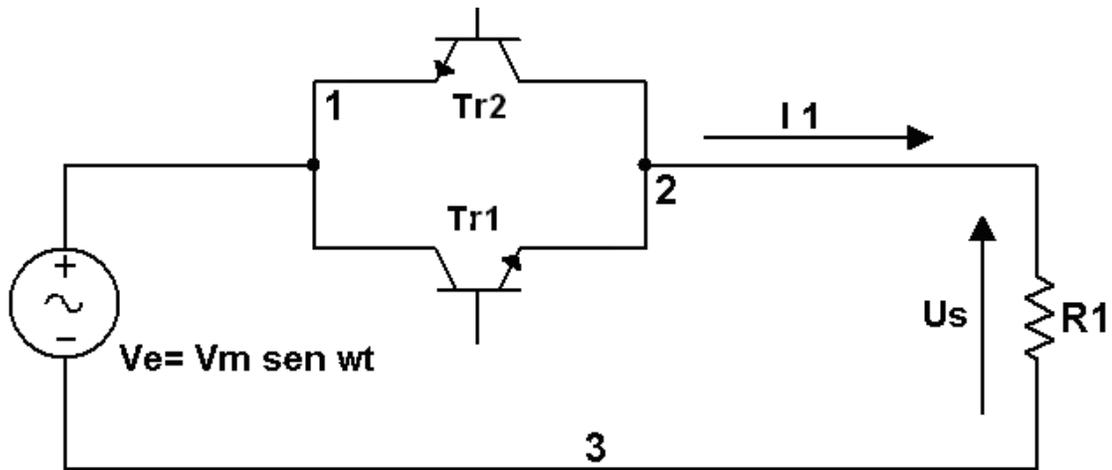


Figura 1.4 Formas de onda de un RET de CA con control de abrir y cerrar

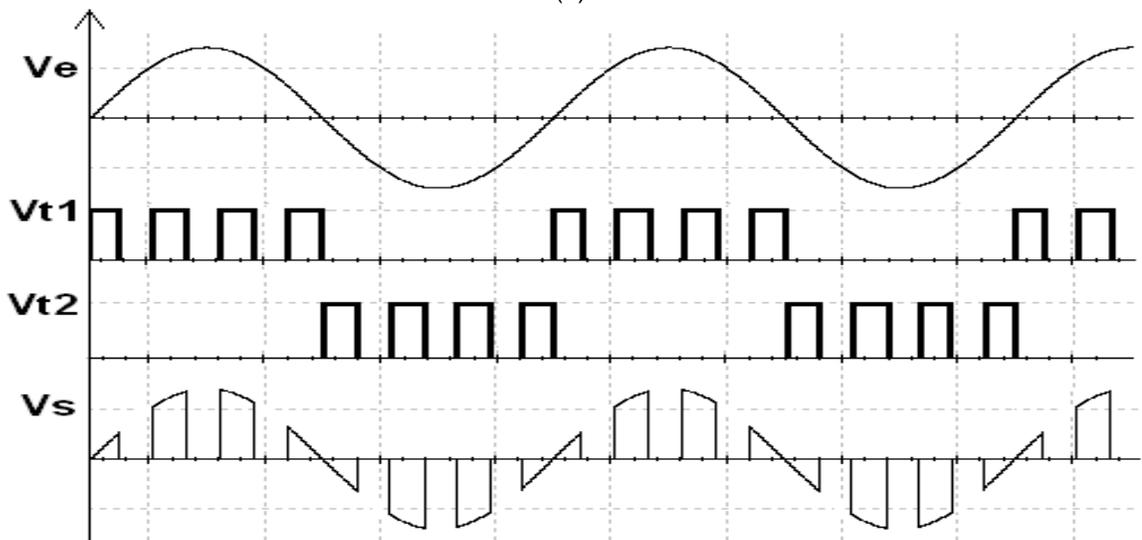
Este tipo de control se usa en aplicaciones industriales que tienen una alta inercia mecánica y una alta constante de tiempo térmica (por ejemplo, en el control de velocidad de motores y en la calefacción industrial). Debido a la conmutación en tensión y corriente cero de los tiristores, los armónicos generados por las acciones de conmutación son reducidos. El mismo tiene el inconveniente que la frecuencia de salida muchas veces es menor que la de entrada. [6]

En el control de pulsos múltiples por ciclo no son muy utilizados los tiristores porque es necesario que estos sean de muy alta velocidad de conmutación y además, necesitan un circuito adicional para la conmutación forzada. Para evitarse estos problemas se construyen con transistores como se ve en la figura 1.5 a). Las formas de onda se muestra en la figura 1.5 b), en este caso el control se realiza disparando varias veces los transistores en el mismo ciclo según corresponda. [6]

La construcción de transistores de mayor potencia y con más bajo precio hará que este regulador sea más utilizado, pues tiene la ventaja de que los armónicos que se producen son de mayor orden y por tanto de más fácil eliminación. [6]



(a)



(b)

Figura 1.5 a) Circuito de un RET de CA con control por pulsos múltiples.

b) Formas de onda.

1.3 Diferentes esquemas de fuerza de los convertidores

La forma más simple de obtener una tensión cuyos valores medios y eficaces sean variables, es mediante los circuitos de las figuras 1.6 y 1.7, que constituyen los más elementales reguladores monofásicos de onda completa o controlado y de media onda o semicontrolado. [6]

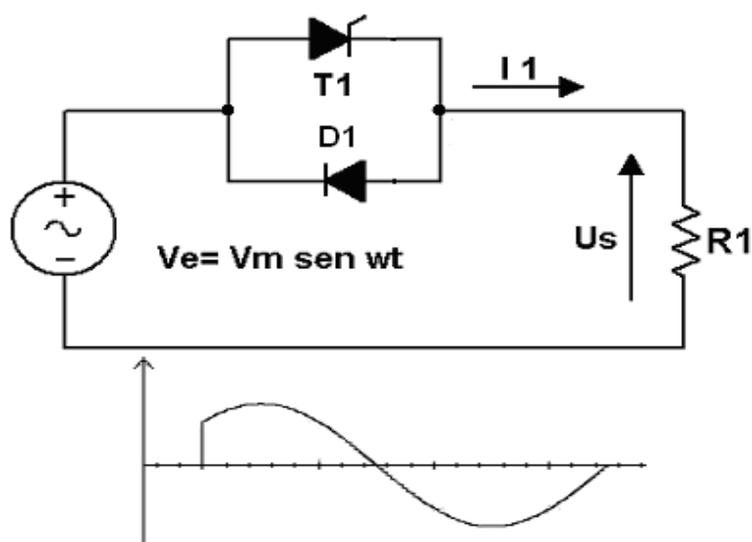


Figura 1.6. Regulador monofásico de media onda

En el regulador de media onda de la figura 1.6, por el tiristor T1 sólo circula corriente cuando, además, de estar en el semiciclo positivo de la tensión, se produce el disparo. Por el diodo D1 circulará corriente durante el semiciclo negativo. Tanto la corriente como la tensión de salida tendrán la forma de onda que se representa en la misma figura. [6]

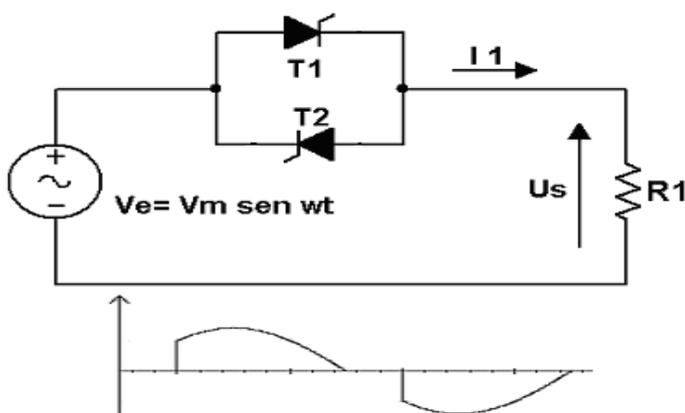


Figura 1.7. Regulador monofásico de onda completa

En el regulador de onda completa de la figura 1.7 sólo circulará corriente por la carga cuando T1, conduzca en el semiciclo positivo o cuando T2 conduzca en el semiciclo negativo, la forma de onda de la tensión y la corriente de salida será la representada en la misma figura. [6]

En la figura 1.7 los circuitos de compuerta de los tiristores T1 y T2 deben quedar aislados. Mediante la adicción de dos diodos es posible obtener un cátodo común para T1 y T2, tal y como aparece en la figura 1.8. Durante el semiciclo positivo T1 y D1 conducen juntos, T2 y D2 hacen lo mismo para el semiciclo negativo. Dado que este circuito tiene un terminal común para señales de compuerta de T1 y T2, sólo se requiere de un circuito de aislamiento, pero a costa de dos diodos de potencia. Las pérdidas de conducción en este circuito aumentan y la eficiencia se reduce, porque son dos los dispositivos que conducen simultáneamente. [6]

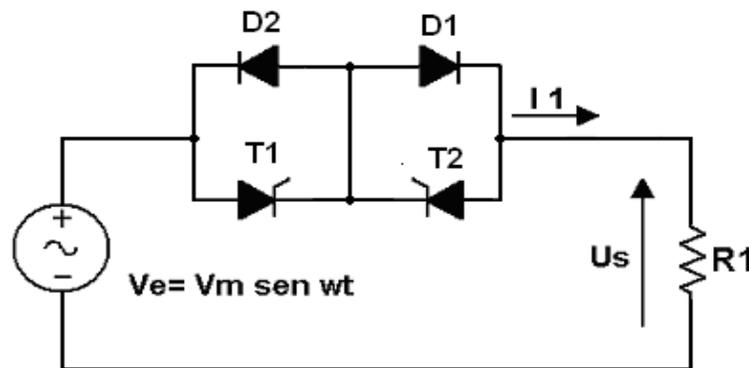


Figura 1.8. Regulador monofásico de onda completa con cátodo común

También se puede poner en práctica un regulador monofásico de onda completa con un tiristor y cuatro diodos, como se muestra en la figura 1.9. Los cuatro diodos funcionan como puente rectificador. La tensión a través del tiristor T1 y su corriente siempre serán unidireccionales. Con una carga resistiva, la corriente del tiristor se reducirá hasta cero cada medio ciclo, debido a la conmutación natural. Sin embargo si en el circuito existe una inductancia grande, el tiristor T1 puede no desactivarse en cada medio ciclo de la tensión de entrada, y esto puede producir la pérdida de control. En este caso, tres dispositivos de potencia conducen simultáneamente y la eficiencia se reduce. El puente rectificador y el tiristor (o transistor) actúan como un interruptor bidireccional, disponible en forma comercial como un solo dispositivo, con una pérdida por conducción en estado activo relativamente baja. [6]

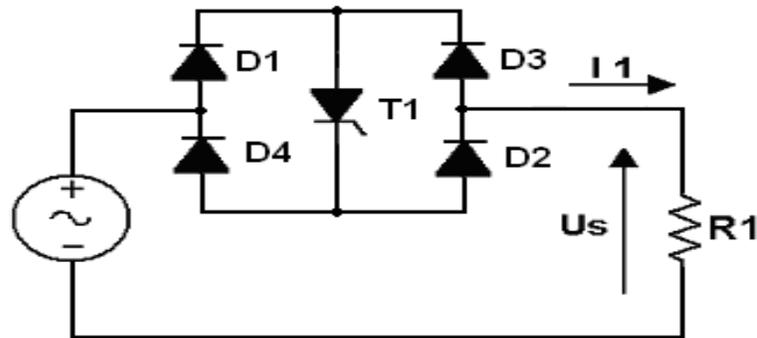


Figura 1.9. Regulador monofásico de onda completa con un tiristor

Los RET de CA trifásicos pueden tener diferentes montajes. Estos, al igual que los monofásicos pueden ser controlados o de onda completa y semicontrolados o de media onda.

En la figura 1.10 se pueden ver los montajes usados para alimentar una carga conectada en estrella. La diferencia entre estos dos circuitos es que el de la figura 1.10 a) es de media onda y el flujo de corriente hacia la carga está controlado mediante los tiristores T1, T3 y T5 y los diodos D2, D4 y D6 proporcionan la trayectoria de regreso, y el circuito que se muestra en la 1.10 b) es de onda completa, la operación de este regulador es similar al de media onda, excepto porque la trayectoria de la corriente de regreso está dada por los tiristores T2, T4 y T6 en vez de los diodos, la secuencia de encendido de los tiristores es T1, T2, T3, T4, T5 y T6. [13]

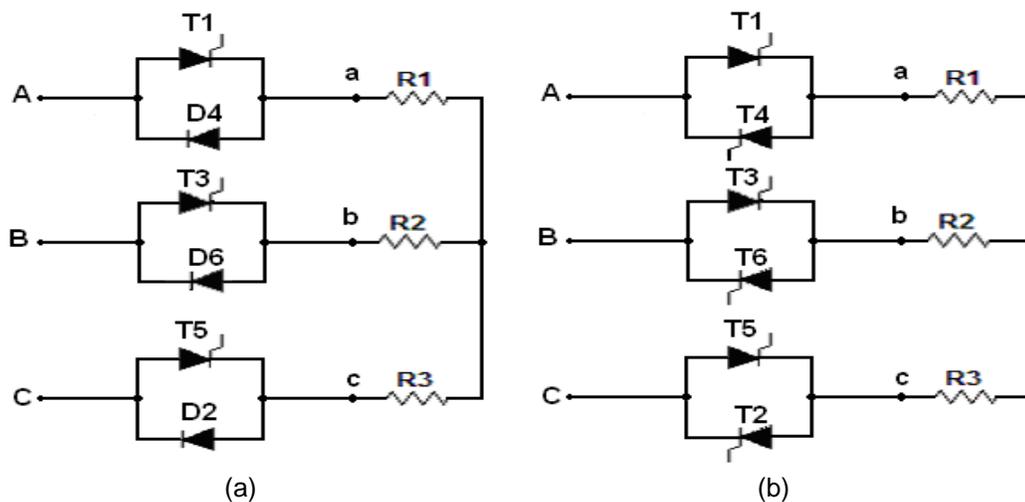


Figura 1.10 a) Regulador trifásico de media onda con carga conectada en estrella
b) Regulador trifásico de onda completa con carga conectada en estrella

Cuando la carga está conectada en delta se puede utilizar en circuito de la figura 1.11, en caso de que los terminales no se puedan abrir, o el de la figura 1.12 en caso de que estos terminales se puedan abrir independizando las tres ramas. Si en estos circuitos se sustituyen los tiristores T2, T4 y T6 por diodos se obtienen reguladores de media onda o semicontrolados. [13]

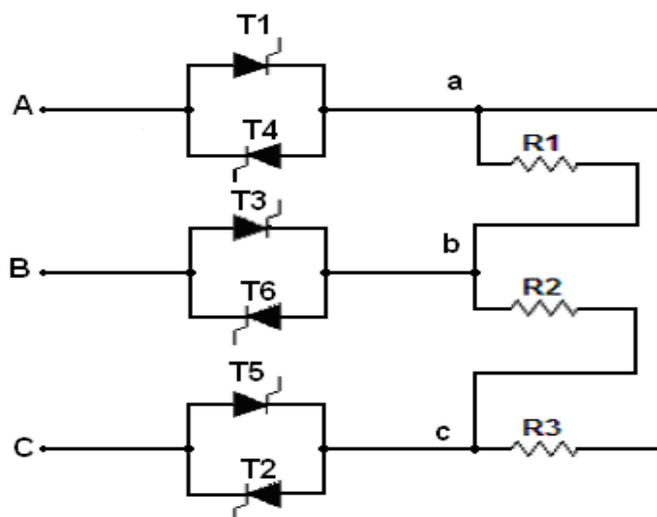


Figura 1.11 Regulador trifásico en delta. Terminales sin posibilidad de apertura

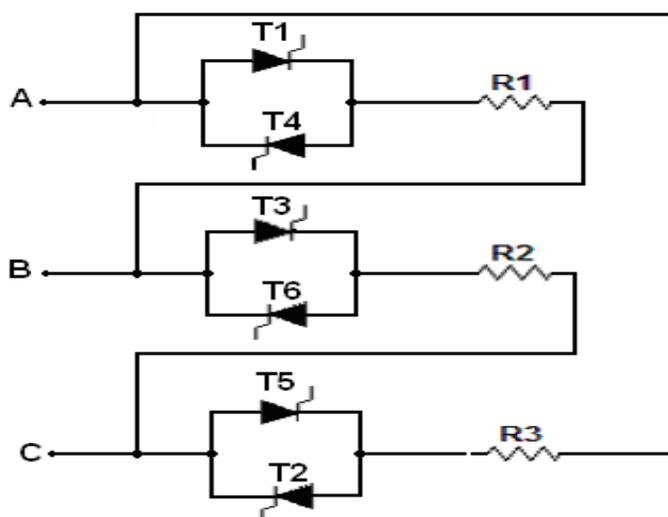


Figura 1.12 Regulador trifásico en delta. Terminales con la posibilidad de apertura

Por el circuito de la figura 1.11 circula corriente de línea mientras que por el de la figura 1.12 la corriente que circula es de fase.

Una forma alternativa de un regulador conectado en delta, que requiere únicamente de tres tiristores y simplifica el circuito de mando, aparece en la figura 1.13. Este arreglo también se conoce como regulador conectado en polígono. [13]

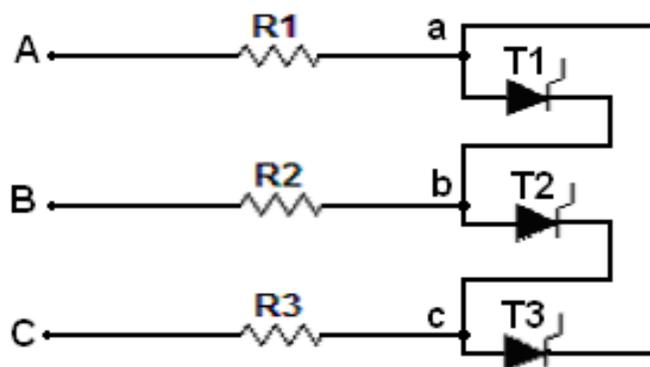


Figura 1.13 Arreglo para un regulador en polígono

Los dispositivos de potencia se pueden conectar juntos, tal y como aparece en la figura 1.14. Esta disposición, que permite un ensamble completo, sólo es posible si se tiene acceso al neutro de la carga. [13]

Este arreglo también se conoce como control de amarre. Si se sustituyen los tiristores T2, T4 y T6 por diodos se obtiene un circuito regulador semicontrolado.

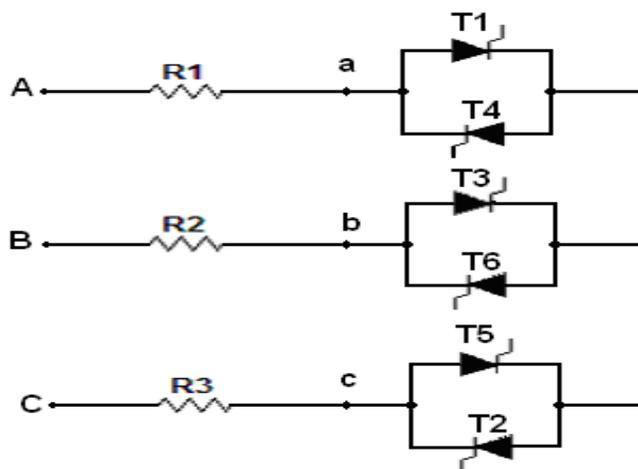


Figura 1.14 Arreglo para un control de amarre trifásico controlado

1.4 Selección del convertidor de fuerza

Los reguladores de media onda, que contiene una componente de corriente directa en la salida y un contenido de armónicos más alto debido a la naturaleza asimétrica de la forma de onda de la tensión de salida, no se utilizan normalmente en los impulsores para motores de corriente alterna; por lo general se utiliza control de onda completa. [13]

Después de estudiar las características de los RET de CA trifásicos y al tener en cuenta las ventajas y desventajas de cada uno de ellos se escoge el circuito que se muestra en la figura 1.15.

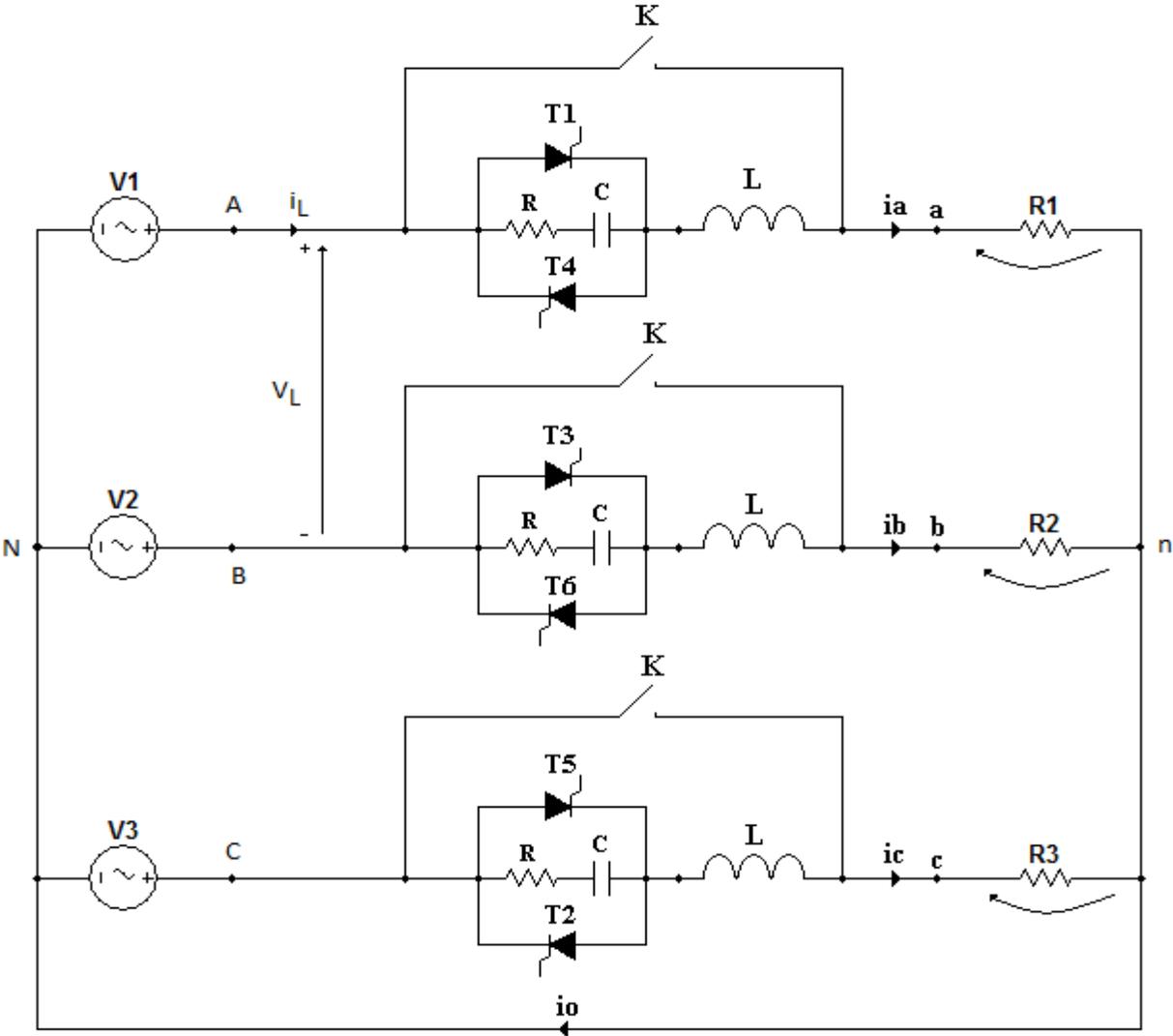


Figura.1.15 Regulador trifásico de onda completa con carga conectada en estrella con neutro

Este circuito se puede analizar como tres RET de CA monofásicos. Esta conexión es ventajosa desde el punto de vista de la tensión inversa aplicada a los tiristores, pero circula por el neutro una fuerte corriente debida a los armónicos.

Si definimos las tensiones instantáneas de entrada por fase como: [13]

$$V_{AN} = \sqrt{2}V_S \sin \omega t \quad (1.1)$$

$$V_{BN} = \sqrt{2}V_S \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (1.2)$$

$$V_{CN} = \sqrt{2}V_S \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \quad (1.3)$$

Las tensiones instantáneas de línea de entrada son:

$$V_{AB} = \sqrt{6}V_S \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \quad (1.4)$$

$$V_{BC} = \sqrt{6}V_S \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (1.5)$$

$$V_{CA} = \sqrt{6}V_S \sin \left(\omega t - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (1.6)$$

Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$, dos tiristores conducen inmediatamente antes del disparo de T1. Una vez disparado T1, conducen tres tiristores. Las condiciones se alternan entre dos y tres tiristores en conducción. Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$, sólo conducen dos tiristores en todo momento. Para $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$, aunque conducen dos tiristores en todo momento, existen períodos en los que ningún tiristor está activo. Para $\alpha \geq 150^\circ$, no hay ningún período para dos tiristores en conducción, haciéndose la tensión de salida cero en $\alpha = 150^\circ$. El rango del ángulo de retraso es $0 \leq \alpha < 150^\circ$. [13]

La expresión de la tensión de salida depende del rango de los ángulos de retraso. La tensión eficaz de salida para una carga conectada en estrella se puede determinar como sigue: [13]

Para $0 \leq \alpha < 60^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6}V_S \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]^{1/2} \quad (1.7)$$

Para $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6}V_S \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} - \frac{3\sin \alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (1.8)$$

Para $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$:

$$V_0 = \sqrt{6}V_S \left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3} \cos 2\alpha}{16} \right) \right]^{1/2} \quad (1.9)$$

Los pulsos de disparo dirigidos a las parejas de tiristores T1 T4, T3 T6 y T5 T2, de la misma fase deben estar desfasados entre sí un ángulo π y los de una fase con respecto al otro lo mismo que los generadores correspondientes, en este caso $2\pi/3$. De acuerdo con esto, si el ángulo de encendido de T1 es α , el del resto será: [6]

$$T1 \rightarrow \alpha \qquad T2 \rightarrow \alpha + \frac{4\pi}{3} + \pi = \alpha + \frac{\pi}{3}$$

$$T3 \rightarrow \alpha + \frac{2\pi}{3} \qquad T4 \rightarrow \alpha + \pi$$

$$T5 \rightarrow \alpha + \frac{4\pi}{3} \qquad T6 \rightarrow \alpha + \frac{2\pi}{3} + \pi = \alpha + \frac{5\pi}{3}$$

1.5 Análisis de los diferentes métodos de arranque de los motores de inducción

Se denomina arranque de un motor al régimen transitorio en el que se eleva la velocidad del mismo desde el estado de motor detenido hasta el de motor girando a la velocidad de régimen permanente.

El estudio del arranque de los motores tiene una gran importancia práctica, la elección correcta de las características de los motores eléctricos y arrancadores a instalar están basados en el conocimiento de las particularidades de este régimen transitorio.

Los motores de corriente alterna trifásicos con rotor en jaula de ardilla se pueden poner en marcha mediante los métodos de arranque directo o a tensión reducida. En ambos casos, la corriente de arranque resulta mayor que la nominal, lo que produce perturbaciones en la red de distribución. Estos inconvenientes no son tan importantes en motores pequeños, que pueden arrancar a tensión nominal.

1.5.1 Arranque directo

Se dice que un motor arranca en forma directa cuando en sus bornes se aplica directamente la tensión nominal de trabajo. Si el motor arranca a plena carga, el bobinado tiende a absorber una cantidad de corriente muy superior a la nominal, lo que hace que las líneas de alimentación incrementen considerablemente su carga y como consecuencia directa se produzca una caída de tensión.

La intensidad de corriente durante la fase de arranque puede tomar valores entre 4 a 8 veces mayores que la corriente nominal del motor, como se puede apreciar en la figura 1.16 a). Su principal ventaja es un elevado par de arranque: 1,5 veces el nominal, como se muestra en la figura 1.16 b).

Siempre que sea posible conviene arrancar los motores a plena tensión por el gran momento de arranque que se obtiene, pero si se tuvieran muchos motores de media y gran potencia que paran y arrancan en forma intermitente, se tendrá un gran problema de perturbaciones en la red eléctrica.

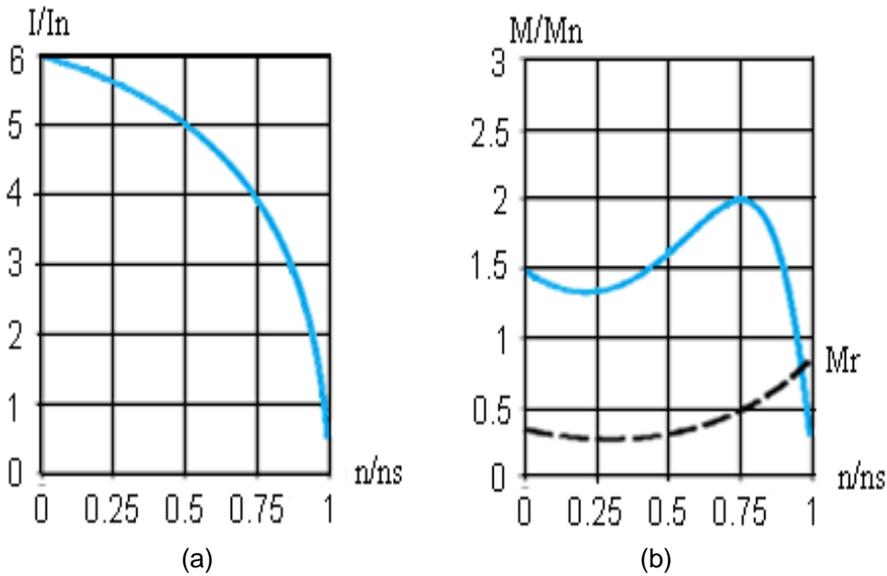


Figura 1.16 Curvas del arranque directo
a) Corriente de arranque
b) Par de arranque

Otra de las ventajas del arranque directo es que es de fácil conexión. Como se puede ver en la figura 1.17, solo es necesario un interruptor magnético, un contactor y un relé térmico, lo que facilita su instalación, manipulación y reparación.

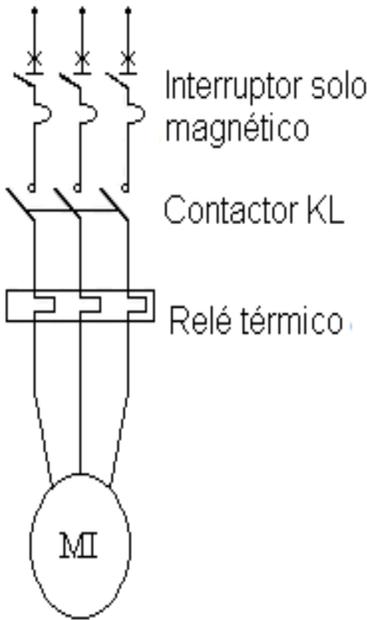


Figura 1.17 Esquema de conexión para el arranque directo

Otra cuestión que hay que tener en cuenta en el arranque directo es el golpe brusco que recibe la maquinaria en el momento de arranque. Por lo tanto, de existir algún inconveniente, se debe recurrir a alguno de los métodos de arranque por tensión reducida que se describen a continuación.

1.5.2 Arranque Estrella/Delta

El arranque estrella/delta es uno de los métodos más empleados en el arranque a tensión reducida debido a que su construcción es simple, su precio es reducido y tiene una buena confiabilidad. El procedimiento para reducir la tensión en el arranque consiste en conmutar las conexiones de los arrollamientos en los motores trifásicos previstos para trabajar conectados en delta en la red.

Los bobinados inicialmente se conectan en estrella, o sea que reciben la tensión de fase, y luego se conectan en delta a la tensión de línea; es decir que la tensión durante el arranque se reduce 1,73 veces. Por ser ésta una relación fija, y dado que la influencia de la tensión sobre la corriente y el momento es cuadrática, tanto la corriente como el par de arranque del motor se reducen en tres veces. Además, es necesario que el motor este construido para funcionar en delta y el estator tener sus seis bornes accesibles, situación que no se da en todos los motores. Para ello se abren los circuitos de las bobinas del estator y se las conecta al conmutador. En este caso al motor ingresan 6 cables, más el de puesta a tierra.

Los valores que toma la corriente de arranque se puede ver en la figura 1.18 a), en la que se aprecia que la corriente de arranque para el caso de un arrancador estrella/delta es menor que la corriente en el arranque directo representados en la misma figura, además, en esta se puede ver el pico de corriente en el momento de la conmutación de estrella para delta.

En la figura 1.18 b) se puede observar el par de arranque que desarrolla el motor para el arranque estrella/delta quedando este por debajo del alcanzado en el arranque directo, representado en la misma figura, además aparece un par transitorio perjudicial

en el momento de la conmutación de estrella a delta que se puede apreciar en la figura como un pico del valor del momento.

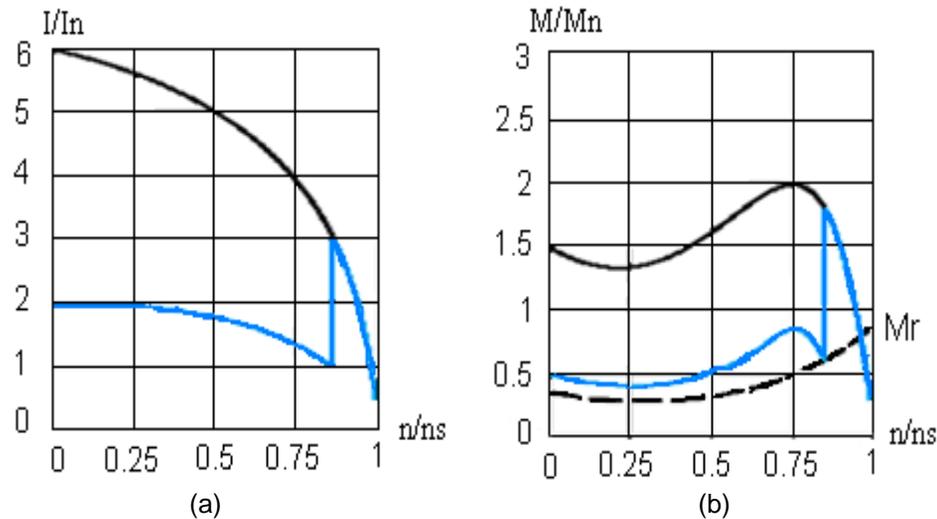


Figura 1.18 Curvas del arranque Estrella/Delta
 a) Corriente de arranque
 b) Par de arranque

Algunas indicaciones que se deben tener en cuenta sobre el punto de conmutación son: el pico de corriente que toma el motor al conectar a plena tensión (etapa de delta) debe ser el menor posible; por ello, la conmutación debe efectuarse cuando el motor este cercano a su velocidad nominal (95% de la misma), es decir cuando la corriente de arranque baje prácticamente a su valor normal en la etapa de estrella.

Habitualmente, un arranque normal puede durar hasta 10 segundos, si supera los 12 segundos, el pico de corriente que se produce al pasar a la etapa de delta es muy alto, perjudicando a los contactores, al motor y a la máquina accionada. El efecto es similar al de un arranque directo.

La presencia de varios contactores hace que este método de arranque más complicado que el arranque directo, y que su instalación y reparación sea más difícil. El esquema de conexión para el arranque estrella/delta se muestra en la figura 1.19.

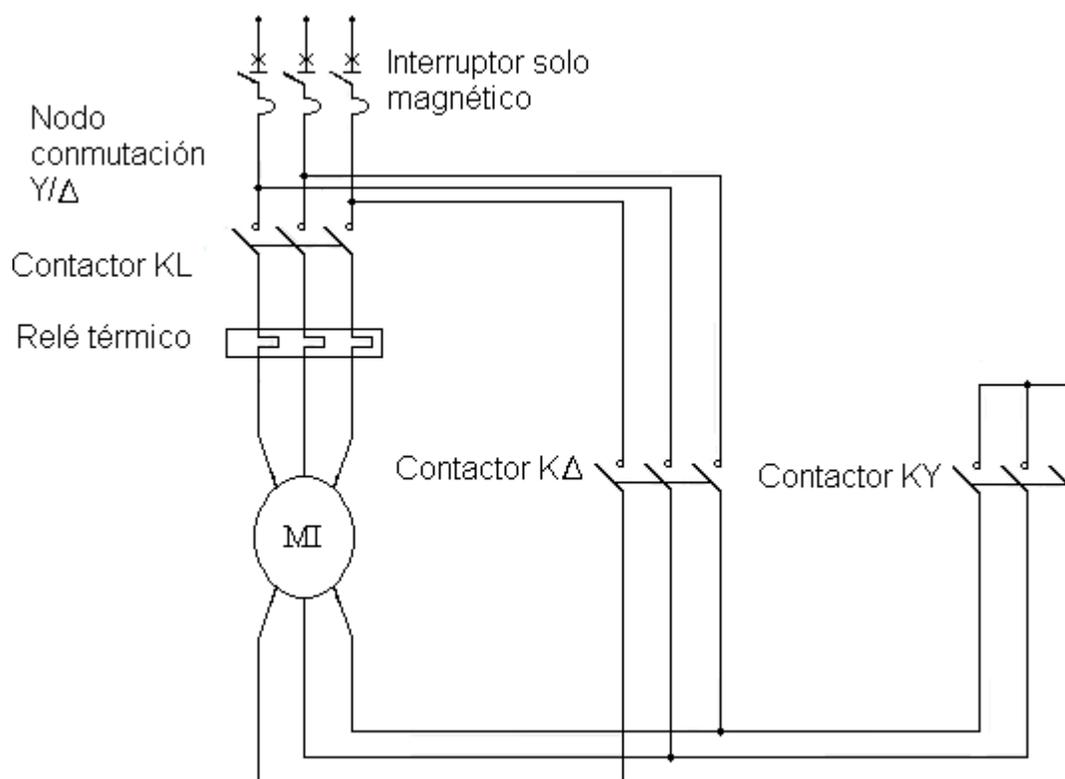


Figura 1.19 Esquema de conexión para el arranque Estrella/Delta

El dispositivo estrella/delta tiene el inconveniente de que el momento de arranque que se obtiene a veces no es suficiente para hacer arrancar máquinas con mucho momento de inercia, en cuyo caso se debe utilizar otro de los métodos de arranque por tensión reducida.

1.5.3 Arranque por Autotransformador

El autotransformador de arranque es un dispositivo que logra suministrar una tensión reducida en el momento del arranque por medio de bobinas auxiliares que permiten aumentar la tensión de forma escalonada.

Reduce la corriente de arranque de 1.7 a 4 veces la corriente nominal y además, permite cierto control de nivel de dicha corriente. Sin embargo, los arrancadores por autotransformador no eliminan el riesgo de un incremento brusco del par al cambiar el valor de la tensión.

En la figura 1.20 a) se puede apreciar los valores de corriente en el arranque por autotransformador, que son menores que en el caso del arranque directo representado en la misma figura. Este tipo de arranque también produce un pico de corriente en el momento en que se le aplica al motor el valor nominal de la tensión de alimentación, como se muestra en la misma figura.

Los valores del momento de arranque también son menores que en el caso del arranque directo como se puede apreciar en la figura 1.20 b), también se puede apreciar un par transitorio perjudicial en el momento que se le aplica en valor nominal de la tensión de alimentación con forma de pico en la figura.

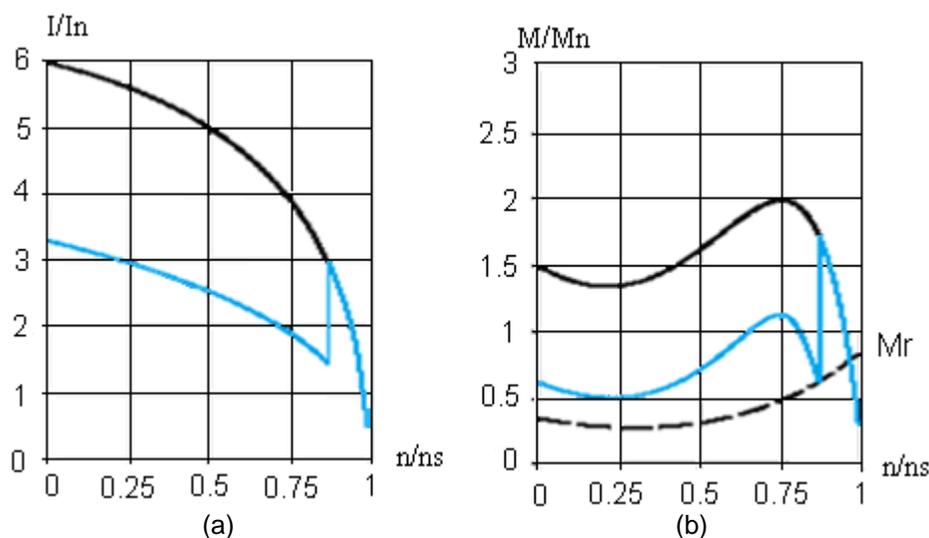


Figura 1.20 Curvas de arranque por autotransformador
a) Corriente de arranque
b) Par de arranque

El esquema de conexión para el arranque por autotransformador se muestra en la figura 1.21, este tienen el inconveniente de que el autotransformador es un equipo voluminoso, costoso y que requiere mantenimiento.

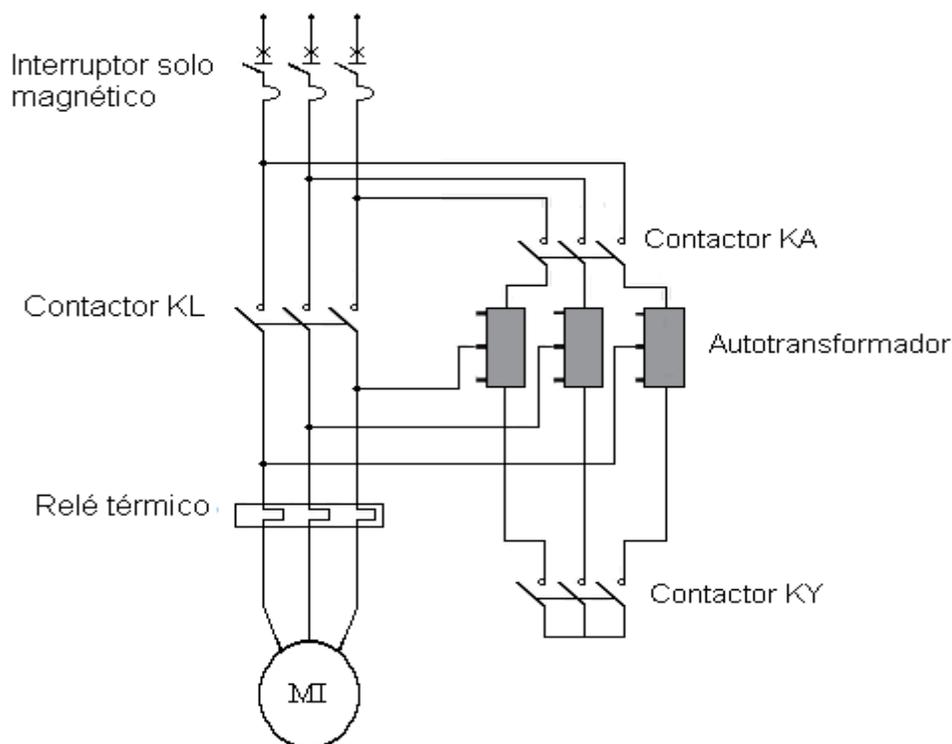


Figura 1.21 Esquema de conexión para el arranque por autotransformador

Su único inconveniente es que las conmutaciones de las etapas se realizan bruscamente, lo que produce en algunas ocasiones daños perjudiciales al sistema mecánico o a la máquina accionada. Por ejemplo, desgaste prematuro en los acoplamientos (correas, cadenas, engranajes o embragues de acoplamiento) o en casos extremos roturas por fatiga del eje o rodamientos del motor, producidos por los grandes esfuerzos realizados en el momento del arranque.

1.5.4 Arranque suave

Actualmente las tecnologías modernas en el arranque de motores de inducción han llegado al uso y explotación de convertidores electrónicos que realizan esta función de una manera más rápida, óptima y eficiente, esto se realiza utilizando arrancadores estáticos electrónicos comúnmente llamados arrancadores suaves. La utilización de estos dispositivos, con un esquema de conexión como el de la figura 1.22, permite reducir la corriente y fijar el tiempo de arranque; esto hace posible una alimentación muy gradual del motor que incrementa durante todo el procedimiento, a fin de obtener

un arranque lineal, evitando esfuerzos eléctricos o en las partes mecánicas que caracterizan en mayor o menor grado los arranques directos y por estrella/delta. El arrancador suave está constituido principalmente por dos partes: una unidad de potencia y una unidad de mando y control. Por lo general, la fase de arranque tiene lugar con KL cerrado y KB abierto de forma que el arrancador suave pueda controlar el arranque; acto seguido tiene lugar el cierre de KB con la exclusión de la parte de potencia interna del arrancador suave, dejando activa la parte de control.

El valor de la corriente para este tipo de arranque y para el arranque directo se puede apreciar en la figura 1.23 a), y en la figura 1.23 b) se muestra el comportamiento del par de arranque para diferentes valores de la tensión de alimentación.

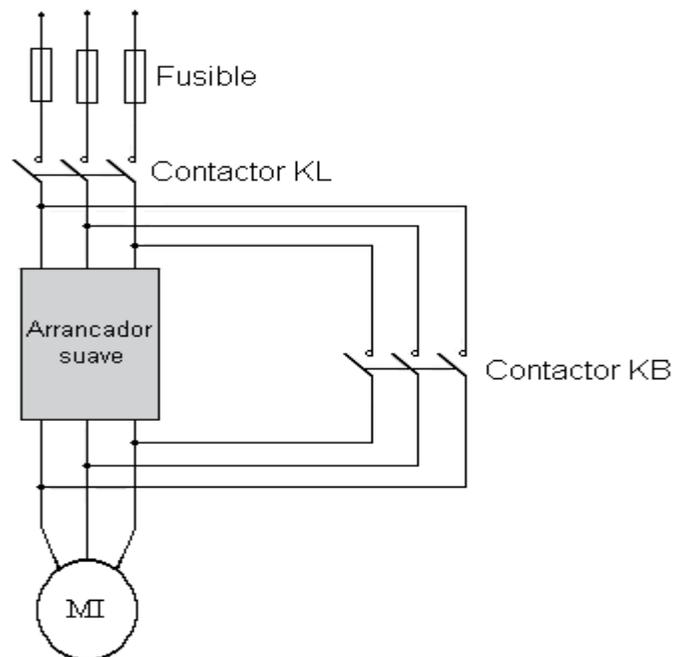


Figura 1.22 Esquema de conexión para el arranque suave

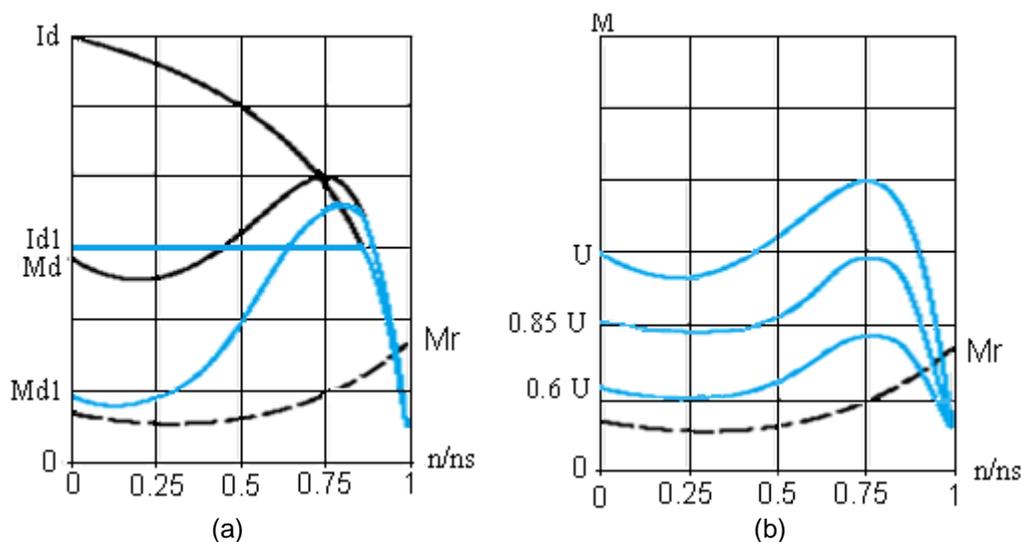


Figura.1.23 Curvas del arranque suave
 a) Corriente de arranque
 b) Tensión de alimentación y par de arranque

Este método de arranque tiene como ventaja en comparación con los otros que el aumento de la tensión de alimentación se realiza de forma lineal lo que posibilita un arranque suave sin golpes bruscos a la maquinaria accionada eliminando así el desgaste y los procesos inestables. Limita el valor de la corriente de arranque y evita las caídas de tensión en la red producidas por el arranque de los motores de inducción.

Capítulo II

Capítulo II. El convertidor

2.1 Cálculo del convertidor de fuerza

Como se explica en el capítulo I, el RET de CA seleccionado, que se muestra en la figura 1.15, se puede analizar como tres reguladores de media onda controlados, semejante al que se muestra en la figura 2.1, uno para cada una de las fases. La selección de estos convertidores monofásicos es igual para cada una de las fases y se realiza por medio de la expresión (2.4), que se obtiene resolviendo la ecuación (2.1).

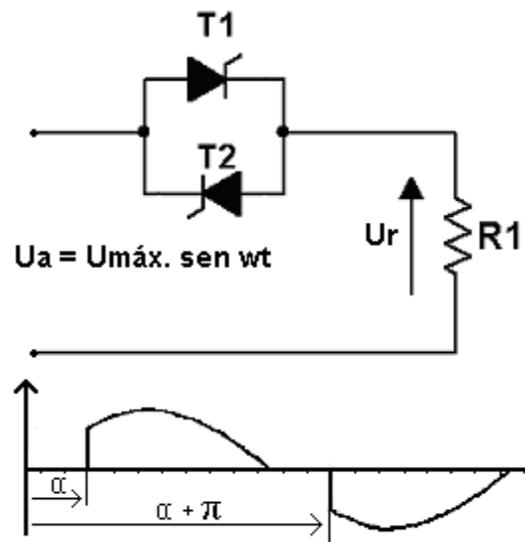


Figura 2.1. Regulador monofásico de onda completa con control de ángulo de fase

$$U_r = 2 \left[\frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\pi} U_{máx} \sin \omega t \, d\omega t \right] \quad (2.1)$$

Al sustituir la tensión máxima ($U_{máx}$) por $\sqrt{2}U_{ef}$ y sacarla de la integral, porque es una constante, se obtiene la expresión siguiente:

$$U_r = \frac{2\sqrt{2}U_{ef}}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t \quad (2.2)$$

Al integrar y simplificar la ecuación 2.2 se obtiene:

$$U_r = \frac{\sqrt{2}U_{ef}}{\pi} [-(\cos \pi - \cos \alpha)] \quad (2.3)$$

La reducción de la ecuación (2.3) por medio de la sustitución del valor de $\cos \pi$ da la ecuación necesaria para el cálculo de los convertidores de fuerza:

$$U_r = \frac{\sqrt{2}U_{ef}}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.4)$$

Dónde:

U_r : Tensión regulada

$U_{máx}$: Tensión máxima de alimentación

U_{ef} : Tensión eficaz

T : Período

2.2 Cálculo y selección de los semiconductores

Por los componentes de potencia que componen el RET de CA, en este caso tiristores, circularan altas corrientes y además, recibirán altos valores de tensión inversa aplicada a sus bornes que estos deben de resistir, por eso la correcta selección de los tiristores es muy importante. Altos valores de corriente pueden romperlo o ponerlo a conducir lo que evitaría el correcto trabajo de la instalación.

Para la selección de los tiristores se usan las ecuaciones (2.5), (2.6) y (2.7), cada una de ella es para uno de los parámetros principales a tener en cuenta a la hora de la selección.

$$I_{mt} \geq I_{Re} \quad (2.5)$$

$$U_{inv} \geq \sqrt{2}U_{ef} \quad (2.6)$$

$$f_k \geq f_{cm} \quad (2.7)$$

Dónde:

I_{mt} : Corriente máxima de trabajo

I_{Re} : Corriente regulada

U_{inv} : Tensión inversa

U_{ef} : Tensión eficaz

F_k : Frecuencia de conmutación

F_{cm} : Frecuencia de circuito de mando

Otro fenómeno a tener en cuenta es la pendiente de tensión o $\frac{du}{dt}$, fenómeno por el cual puede producirse el disparo en falso de los tiristores si haber tenido señal por la puerta. Esto consiste en, si aparece un salto de tensión brusca de ánodo de aproximadamente el 67 % de la tensión aplicada, entonces puede producirse disparo en falso. Esta se calcula por la ecuación siguiente y el circuito en cuestión no es más que una maya RC colocada en paralelo a los tiristores como se muestra en la figura 1.15.

$$\frac{du}{dt} = \frac{0.67 V_a}{\tau} \quad (2.8)$$

$$\tau = R * C \quad (2.9)$$

Aquí:

$\frac{du}{dt}$: Pendiente de tensión

V_a : Tensión de ánodo

τ : Constante de tiempo

R y C : Valores del resistor y del condensador que componen la maya, la pendiente de tensión es un dato suministrado por el fabricante del tiristor

Los datos de los tiristores seleccionados se pueden observar en el [anexo 1](#).

2.3 Diseño del circuito de mando

El circuito de mando es el encargado de encender los tiristores en dependencia del nivel de tensión que se desee en la carga. Su diseño depende del tipo de control a utilizar, que puede ser cualquiera de los que aparecen en el capítulo I, y del tipo de conexión de la carga.

En este caso el circuito de mando es para un regulador trifásico de onda completa con control del ángulo de fase para una carga conectada en estrella con neutro. El objetivo principal de este circuito es conmutar los tiristores del circuito de potencia de tal forma que en la salida se obtenga una tensión variable que comience desde cero y aumente hasta el valor de la tensión de alimentación y que permita variar el tiempo que toma esta variación de la tensión, para ajustar el tiempo de encendido de los motores de inducción.

2.3.1 Esquema en bloques del circuito de mando

El esquema en bloques del circuito de mando se muestra en la figura 2.2. Los bloques principales son el indicador de cero, los distribuidores de pulso 1 y 2, el generador diente de sierra, el comparador, los amplificadores, el desfasador y el generador de la señal de referencia. El generador de la señal de referencia y el de pulsos son comunes para los tres circuitos principales, cada uno para una fase, que conforman el circuito de mando. Hay un amplificado para cada uno de los tiristores, es decir, que hay un par de amplificadores para cada fase del circuito de mando.

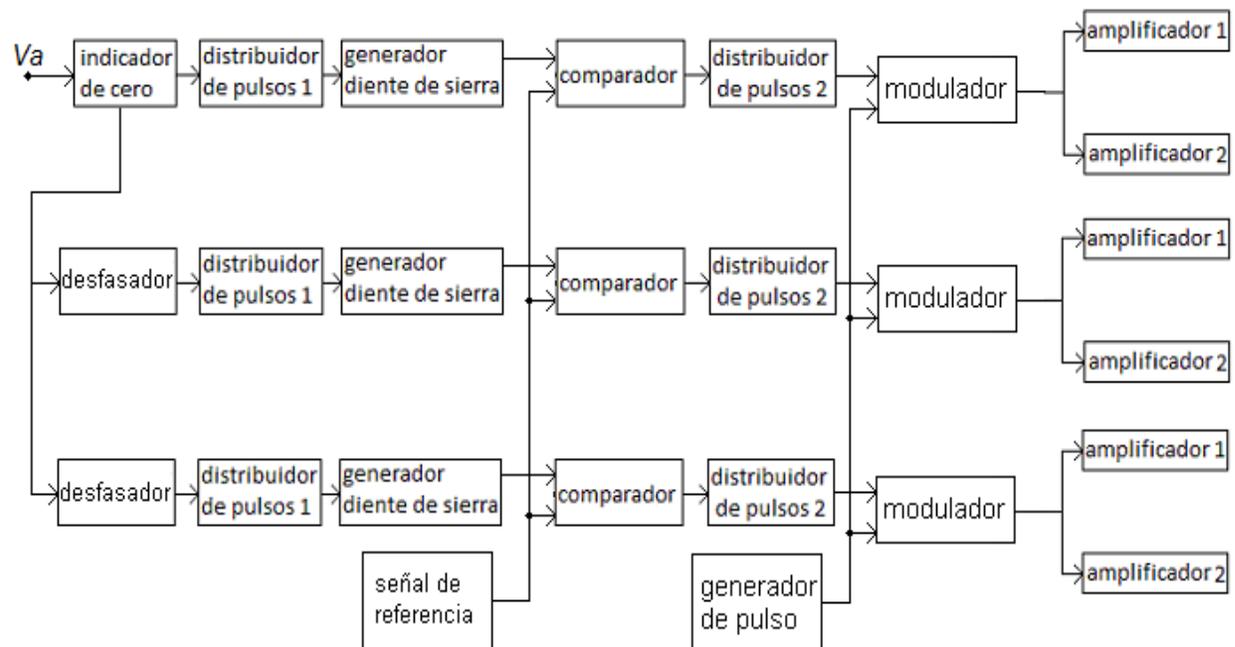


Figura 2.2 Esquema en bloques del circuito de mando

El funcionamiento de este circuito se basa en detectar el momento en que la onda de tensión de la fase A pasa por cero para generar un pulso cuadrado, por medio del circuito indicador de cero. Este pulso es diferenciado para generar un tren de pinchos que coinciden con los momentos en que la onda de tensión pasa por cero, por medio del distribuidor de pulsos 1, que se usa para generar un diente de sierra para cada uno de los semiciclos de la onda de tensión en el circuito generador diente de sierra, que se compara con una señal de referencia linealmente descendiente, producida en el generador de señal de referencia, en el circuito comparador, dando como salida una onda cuadrada para cada uno de los semiciclos, que varía para disminuir al ángulo de cebado de los tiristores.

En el circuito distribuidor de pulsos 2 se separan las ondas para disparar los tiristores en cada uno de los semiciclos. Para adecuar la señal que se le aplica a los tiristores a la salida del circuito distribuidor 2 se conectan dos amplificadores, uno para cada uno de los tiristores de esta fase. Las otras dos fases funcionan de la misma manera que la fase A con la excepción de que en vez de usar indicadores de cero desfasan la señal de la fase A, por medio del circuito desfasador, 120° en el caso de la fase B y 240° para la fase C.

2.3.2 El indicador de cero o detector de cruce por cero

Este circuito se utiliza para dar un pulso cuadrado a partir de la señal sinusoidal con la que se sincroniza el sistema, de forma tal que los frentes anterior y posterior del pulso coinciden en el tiempo con los instantes en que la señal sinusoidal pase por cero, y también se emplea para garantizar el aislamiento galvánico entre los circuitos de fuerza y control.

Esto es necesario para que el frente anterior o el posterior de este pulso sirva de referencia u origen, a partir del cual comienza a medirse el ángulo de disparo.

El circuito escogido para esta función se muestra en la figura 2.3, en la que además, aparecen los valores de los componentes utilizados y las formas de onda.

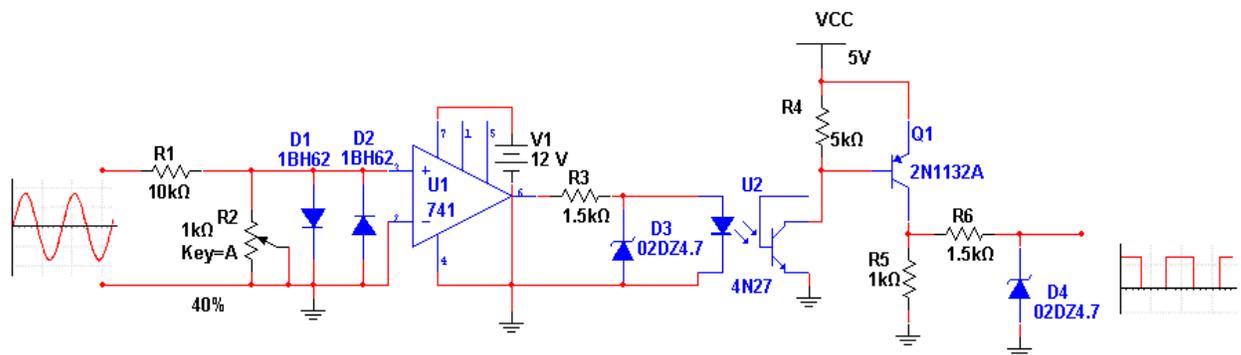


Figura 2.3. Indicador de cruce por cero

La tensión de entrada queda determinada por:

$$U_e = \frac{U_a \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.10)$$

U_e : Tensión de salida del divisor

U_a : Tensión alterna de entrada

El valor numérico de la resistencia R_3 para lograr en la entrada del optoacoplador el valor de tensión necesario se realiza por la siguiente ecuación:

$$R_3 = \frac{U_d - U_z}{I_z} \quad (2.11)$$

Dónde:

Iz: Corriente zener

Uz: Tensión estabilizada por el diodo Zener

La tensión de entrada al regulador (Ud) es la tensión de salida del amplificador operacional la cual se calcula de la siguiente manera:

$$U_d = V_{cc} - U_{sat}$$

(2.12)

Dónde:

U_{sat}: Tensión de saturación del amplificador

V_{cc}: Tensión de alimentación

U_{op} = Uz

La tensión de entrada al optoacoplador (U_{op}) debe ser igual a la tensión de salida de regulador paramétrico Uz.

La corriente del optoacoplador I_{c_{op}} es limitada por el resistor R4 y es calculada como:

$$I_{c\ op} = \frac{V_{cc}}{R_4} \quad (2.13)$$

El transistor Q1 tiene por función invertir la onda del colector del optoacoplador y ponerla en fase nuevamente con la entrada, su corriente de colector I_c es limitada por R5 y se calcula de la siguiente ecuación:

$$I_c = \frac{V_{cc}}{R_4} \quad (2.14)$$

Q1 es de propósito general y como trabaja en conmutación se desprecia su caída entre colector y emisor.

La malla compuesta por R6 D4 conforma otro estabilizador paramétrico como el utilizado a la entrada del optoacoplador, la forma de calcular es la misma ecuación 2.11, la diferencia es que la tensión de entrada en este caso es la tensión del resistor R5.

En la figura 2.3 las resistencias R1 y R2 funcionan como un divisor de tensión y los diodos D1 y D2 cortan la onda de tensión de salida del divisor a su valor de tensión umbral para proteger al amplificador operacional (AO) 741, [\(ver anexo 2\)](#) que entrega en su salida un pulso cuadrado que coincide con la parte positiva de la onda sinusoidal de entrada. El optoacoplador se emplea como aislamiento galvánico entre el circuito de fuerza y el de control, porque no hay contacto eléctrico entre la entrada y la salida de este. El mismo está compuesto por un diodo emisor de luz infrarroja (ILED) y un fototransistor, en un mismo bloque. En este caso se empleó el optoacoplador 4N27 [\(ver anexo 2\)](#).

La resistencia R3 y el diodo zener D3 funcionan como regulador paramétrico, para reducir el valor de tensión de salida del AO y evitar que pueda sobrepasar los niveles admisibles por el optoacoplador. Las resistencias R4 y R5 junto al transistor Q1 funcionan como amplificador y la resistencia R6 y el diodo zener D4 funcionan igual que R3 y D3 para evitar que los valores de tensión de salida de este circuito rompan las compuertas lógicas que conforman el siguiente circuito.

2.3.3 El distribuidor de pulsos DP-1

El distribuidor de pulsos DP-1 está destinado para dar los pulsos de arranque al generador diente de sierra cada vez que la señal de sincronización pasa por cero. Esto se logra acoplando la entrada E a la salida del bloque indicador de cero, y la salida S a la entrada del generador diente de sierra. El esquema de este circuito se muestra en la figura 2.4.

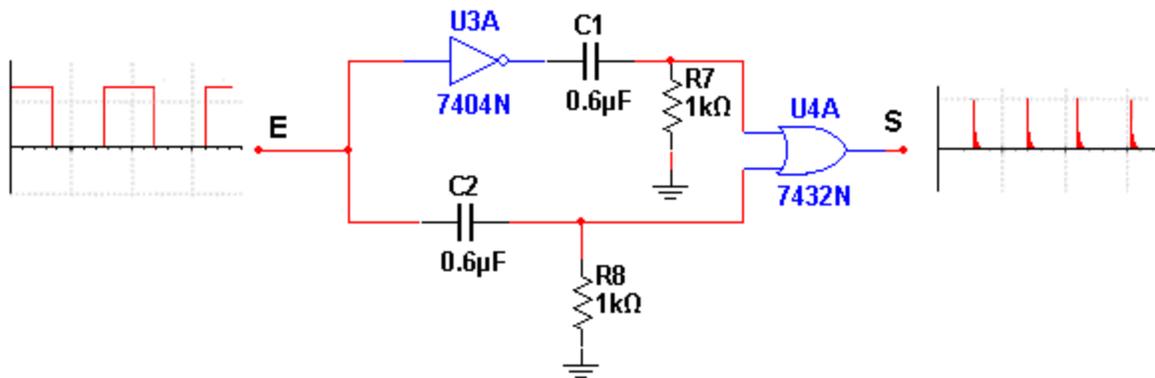


Figura 2.4 Distribuidor de pulsos DP-1

Cuando en la entrada S aparece el frente anterior de un pulso positivo de diferencia por medio de la red diferenciadora R7 C1, imponiendo un uno lógico en la salida de la compuerta sumadora U4A ([ver anexo 3](#)) lo que garantiza un pulso positivo en la salida S. Cuando el pulso de entrada cae a cero, la compuerta negadora U3A ([ver anexo 3](#)) lo niega y da un uno lógico en su salida, el cual se diferencia mediante la red diferenciadora R8 C2, y da por tanto un pulso positivo en la salida S.

De esta forma se logra un tren de pulsos de corta duración, que coinciden en el tiempo con los puntos en que la onda de tensión de sincronización pasa por cero. Este se utiliza para generar un diente de sierra en cada semiciclo.

2.3.4 El generador diente de sierra

Con el fin de poder variar el ángulo de disparo del circuito de potencia, es necesario obtener una señal de tensión que comience a generarse en la referencia de ángulo cero y que vaya aumentando su amplitud proporcionalmente al incremento del ángulo de la señal de sincronización.

El circuito capaz de realizar esta función es el generador diente de sierra, el cual a su salida puede dar una onda de tensión cuya amplitud varía linealmente con el tiempo. Está a su vez es directamente proporcional al ángulo que la señal de sincronización va tomando.

Debido a la buena linealidad que tiene en la onda de salida el generador diente de sierra utilizado, es el comúnmente conocido como integrador Miller o generador Miller.

Capítulo II. El convertidor

El circuito de este integrador, el valor de los componentes utilizados y las formas de onda de entrada y salida aparecen en la figura 2.5.

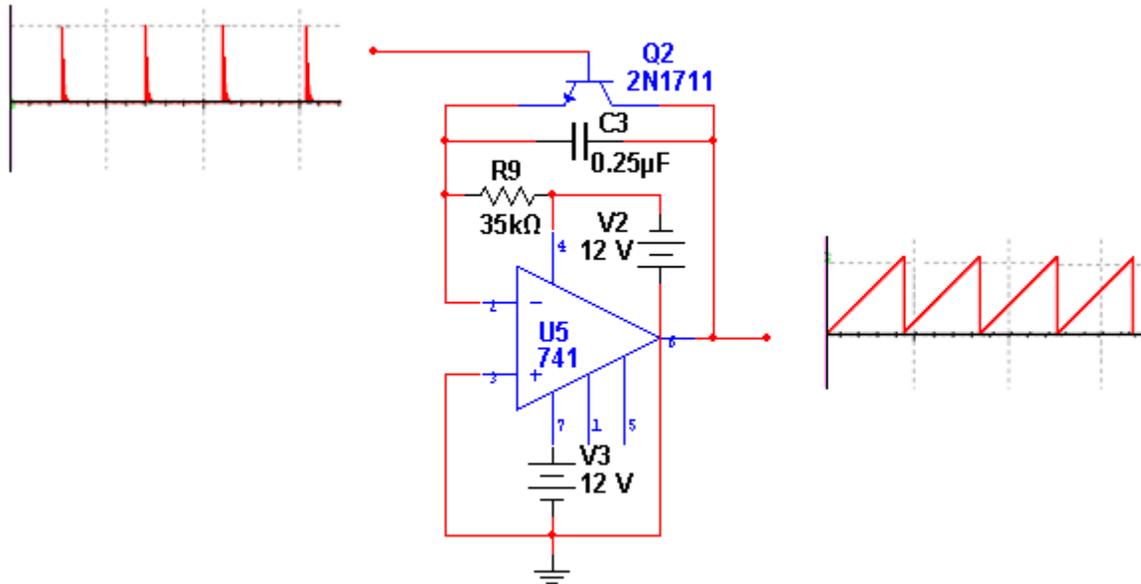


Figura 2.5 Generador diente de sierra

La ecuación que rige el funcionamiento de este esquema es:

$$U_s = \frac{1}{R_9 C_3} \int U_e dt \quad (2.15)$$

Dónde:

U_s : Tensión de salida

U_e : Tensión de entrada

R_9 y C_3 : determinan el tiempo de la pendiente del diente de sierra

El principio de funcionamiento se basa en mantener constante la corriente de carga del condensador C_3 . Para lograr esto el amplificador debe comportarse como un generador variable, cuya salida va tomando el mismo valor de tensión que va alcanzando C_3 . Si esto ocurre, la ganancia del amplificador debe ser teóricamente infinita, debido a que la

entrada del AO se comporta como una tierra virtual y la tensión de entrada es cero. En la práctica el circuito trabaja bien si la ganancia y la impedancia de entrada son grandes y si la impedancia de salida es pequeña.

El transistor Q2 hace la función de interruptor, y permite controlar la función del generador diente de sierra y sincronizarlo con la señal de entrada de que se dispone. Cuando el transistor se satura a causa de un pulso positivo de entrada, le brinda al condensador una constante de tiempo de descarga rápida, obligándolo de este modo a que se descargue hasta un valor de tensión colector-emisor de saturación. En este caso la salida tomará también el valor de tensión colector-emisor de saturación del transistor.

Cuando el pulso positivo de entrada desaparece, el transistor se corta y el condensador comienza a cargarse con corriente constante, hasta que llegue un nuevo pulso, o el amplificador alcance la saturación. Como la corriente de carga del condensador es constante la tensión en sus terminales aumenta linealmente con el tiempo, lo mismo que la salida del amplificador.

2.3.5 El temporizador integrado 555

En este trabajo se emplea en circuito integrado LM555CN ([ver anexo 5](#)) como multivibrador monoestable y astable ([ver anexo 6](#)). En el caso del multivibrador astable se emplea como generador de pulsos para la modulación de la señal de disparo que se le envía a los tiristores. En la figura 2.6 se puede ver el circuito empleado.

La modulación de la señal de disparo de los tiristores se realiza con el objetivo de minimizar las pérdidas por conmutación, además, disminuye los armónicos y facilita el cebado de los tiristores al garantizar el encendido seguro.

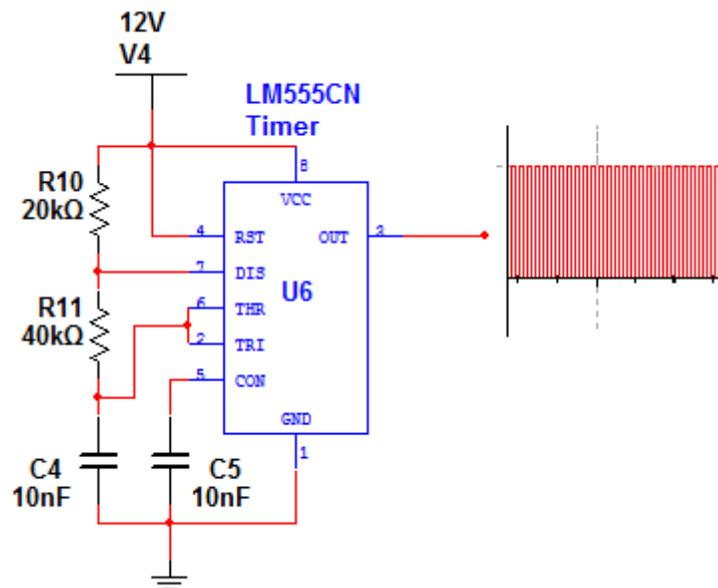


Figura 2.6 Generador de pulsos con LM555CN en modo astable

La frecuencia de oscilación de la salida de este circuito se calcula por la ecuación (2.16)

$$f = \frac{1}{0.693 \cdot C_4 \cdot (R_{10} + 2R_{11})} = \frac{1}{0.693 \cdot 1 \cdot 10^{-8} \cdot (20000 + 2 \cdot 40000)} = 1.443 \text{ kHz} \quad (2.16)$$

El multivibrador monoestable es empleado para generar una señal de compuerta para ser utilizada como referencia, con la cual comparar el diente de sierra para variar automáticamente el ángulo de disparo de los tiristores que conforman el circuito de fuerza y además, como interruptor para dar el momento de arranque. El circuito usado en este caso se muestra en la figura 2.7.

El tiempo de duración de la señal de compuerta se calcula por la expresión (2.17). Para simplificar el funcionamiento del circuito este tiempo está ajustado internamente por el potenciómetro R13 y el condensador C6 a 60 segundos. En la realización de este ajuste se toma un valor de C6 y se despeja la resistencia R13 de la ecuación 2.17 y se obtiene la expresión 2.18.

$$T = 1.1 \cdot (R_{13} \cdot C_6) \quad (2.17)$$

$$R_{13} = \frac{t}{1.1 \cdot C_6} = \frac{60}{1.1 \cdot 10^{-6}} = 1.16 \text{ M}\Omega \quad (2.18)$$

La resistencia R13 es de ajuste, utilizada para fijar el valor de cálculo y lograr así el tiempo con mayor precisión. Una vez realizado el ajuste se puede sellar su funcionamiento, a esta no tiene acceso el usuario, es sólo de operación para el diseñador o personal de mantenimiento.

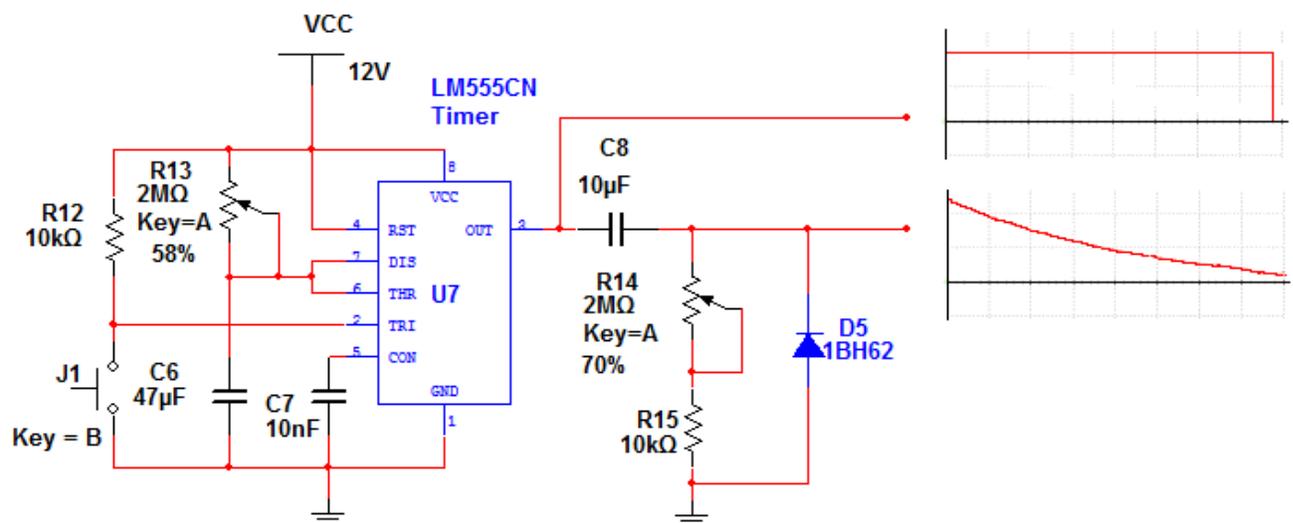


Figura 2.7 Generador de la señal de referencia

El pulso de salida del multivibrador es diferenciado por medio de la red diferenciadora R14 C8, dando como resultado una onda linealmente descendiente, que se puede variar con el reóstato R14, y que se emplea como señal de referencia para ajustar el tiempo de arranque del motor y adecuarlo a las características del sistema. La resistencia R15 ajusta el tiempo mínimo de arranque con el objetivo de proteger el circuito en caso de una mala manipulación y quede el reóstato R14 en cero por ciento de resistencia.

Esta señal de referencia es usada para ajustar el tiempo que demora la salida del regulador en alcanzar el mismo valor de tensión que la entrada. En la figura 2.8 se

puede ver un ejemplo de la señal de referencia ajustada para que encender un motor en 3 ciclos completos de tensión y en la figura 2.9 para hacerlo en 6 ciclos completos.

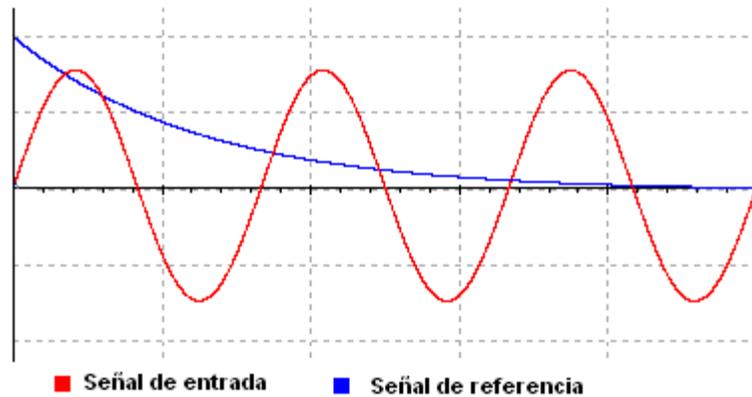


Figura 2.8 Señal de referencia para 3 ciclos completos de la onda de tensión

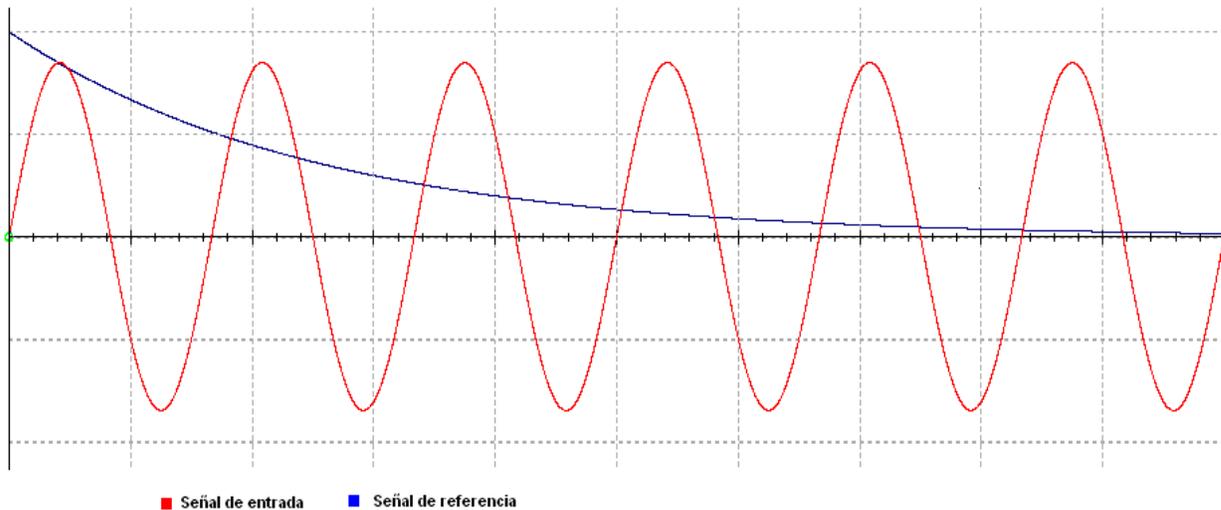


Figura 2.9 Señal de referencia para 6 ciclos completos de la tensión

Para ajustar el tiempo de encendido de un motor de inducción se emplea la tabla 2.1. El mismo está expresado en números de ciclos completos que demora un motor en alcanzar su velocidad nominal y para seleccionar el valor deseado se ajusta el porcentaje necesario del valor del reóstato R14. Un ciclo completo de la onda de tensión dura 16 ms.

Capítulo II. El convertidor

Tabla 2.1 Valores de ajuste y regulación del tiempo de arranque

R12 (%)	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90	95	100
# Ciclos de la tensión a frecuencia fundamental	18	102	192	276	366	450	546	636	714	798	888	978	1062	1152	1242	1332	1428	1518	1602	1698	1788
Tiempo de arranque (s)	0.3	1.7	3.2	4.6	6.1	7.5	9.1	10.6	11.9	13.3	14.8	16.3	17.7	19.2	20.7	22.2	23.8	25.3	26.7	28.3	30

La casilla marcada con color en la tabla 2.1 corresponde al tiempo de arranque normal de los motores de indicción de forma directa.

2.3.6 El comparador

Una vez obtenida la onda de tensión que varía en amplitud linealmente con el tiempo, es necesario compararla con un nivel de referencia, el cual varíe con el fin de disminuir el ángulo de disparo de los tiristores que conforman el circuito de fuerza de forma automática. A su vez debe ser capaz de dar un pulso rectangular en su salida cuyo frente anterior coincida con el instante en que se igualan la referencia y la salida del generador diente de sierra y el posterior con la terminación de la misma. La duración de este pulso coincide con el tiempo de conducción del tiristor en cada semiperíodo.

La función de este circuito es comparar la salida del generador diente de sierra con una señal de referencia que varía linealmente desde 12 V hasta 0, se logra de esta forma variar el punto de coincidencia del nivel de referencia, con la onda de salida del generador de diente de sierra, por lo que se desplaza el punto anterior del pulso desde 180° hasta 0, queda también desplazado el ángulo de disparo de los circuitos de potencia.

El circuito utilizado puede observarse en la figura 2.10 donde, además, aparecen los valores de los componentes utilizados y las formas de onda de entrada y salida.

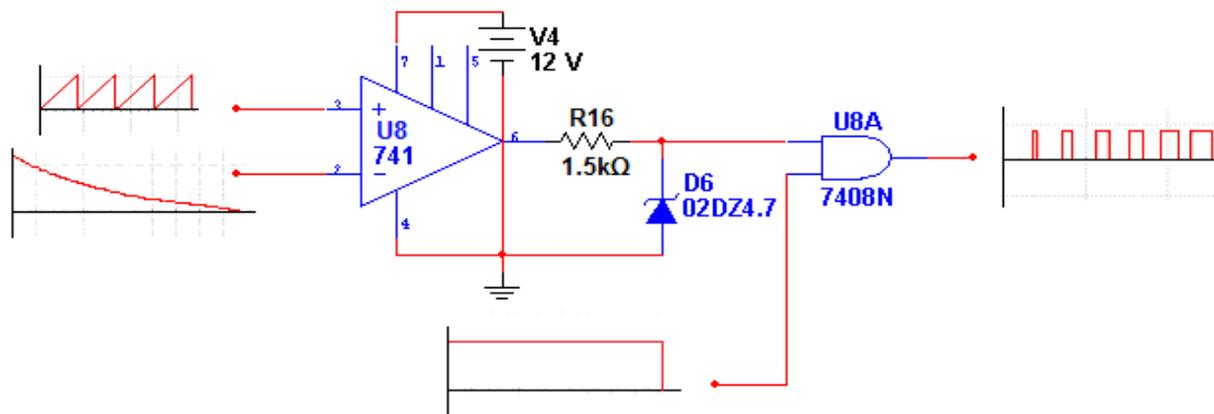


Figura 2.10 Comparador

En caso de que no exista señal de referencia, y el circuito esté energizado, la señal del diente de sierra es comparada con respecto a la tierra, y a la salida del comparador se obtiene una señal que dispararía los tiristores en $\alpha = 0$. Para evitar esto se coloca la compuerta lógica multiplicadora U8A ([ver anexo 4](#)), que sólo dará señal a la salida el tiempo que dure el pulso de compuerta, que se obtiene en el generador de la señal de referencia. Es decir que el pulso para el arranque del motor se da por medio del circuito generador de la señal de referencia.

Para un mejor entendimiento del funcionamiento del comparador se muestra la figura 2.11 en la que se puede ver como varía el punto de coincidencia entre el diente de sierra y la señal de referencia, lo que da como resultado un pulso cuadrado en el que aumenta de forma paulatina el punto anterior.

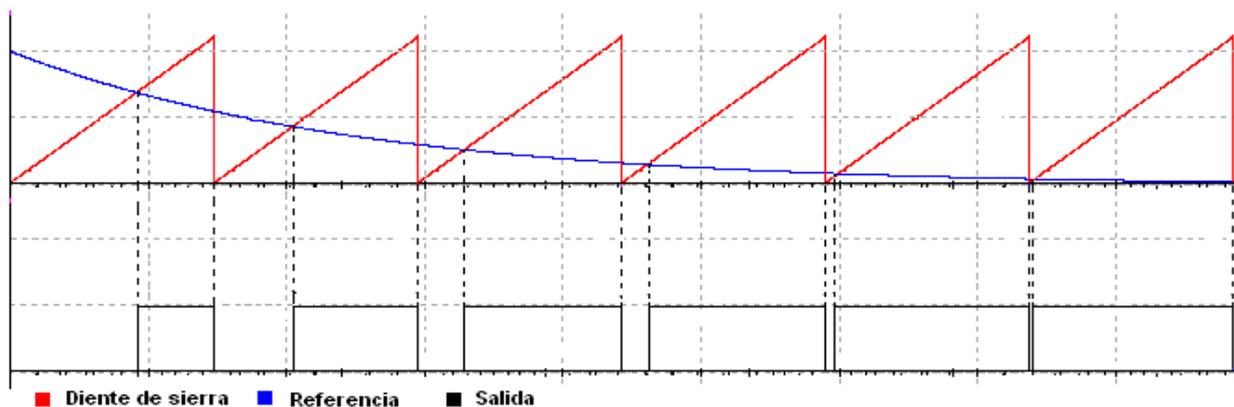


Figura 2.11 Señales de entrada y salida del bloque comparador

2.3.7 El distribuidor de pulsos DP-2

El distribuidor de pulsos DP-2 es capaz de seleccionar los pulsos que se entregan a los amplificadores de potencia en sincronización con el tensión aplicado al circuito de fuerza.

El esquema usado para este fin se muestra en la figura 2.12, al cual se le conecta a la entrada E1 la salida del comparador, a la entrada E2 la salida del distribuidor de pulsos 1 y a la entrada E3 la del indicador de cero, por lo que el nivel de las salidas S1 y S2 dependen de como coinciden en el tiempo los niveles de estas entradas.

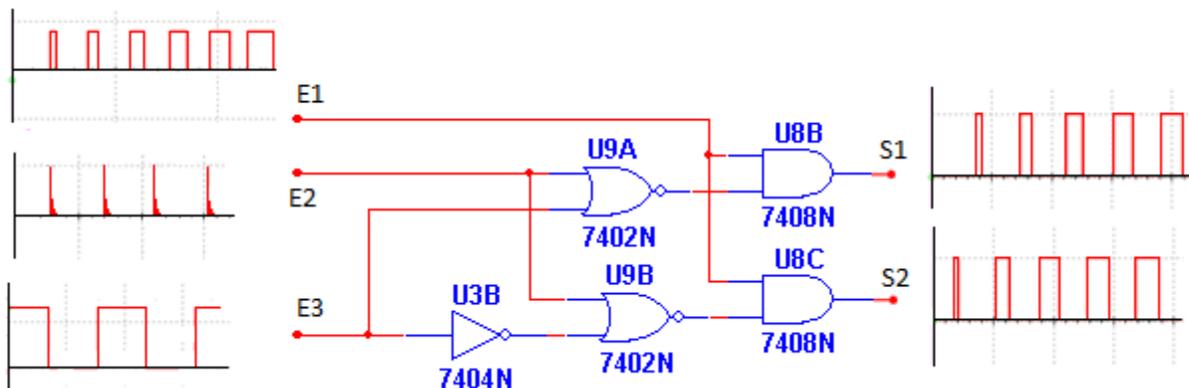


Figura 2.12 Distribuidor de pulsos DP-2

El pulso que se emplea para separar la señal de salida del comparador en dos señales, una para cada uno de los tiristores, se obtiene a partir de la suma, por medio de las compuertas sumadoras con salida negada U9A y U9B ([ver anexo 4](#)), del pulso cuadrado de salida del indicador de cero con el tren de pinchos de salida del distribuidor de pulsos 1.

2.3.8 El modulador y el amplificador

El bloque modulador y el amplificador se emplean para adecuar la señal de control a las necesidades de los tiristores y además, para generar aislamiento galvánico entre los circuitos de mando y control. El circuito empleado para esta función se muestra en la figura 2.13.

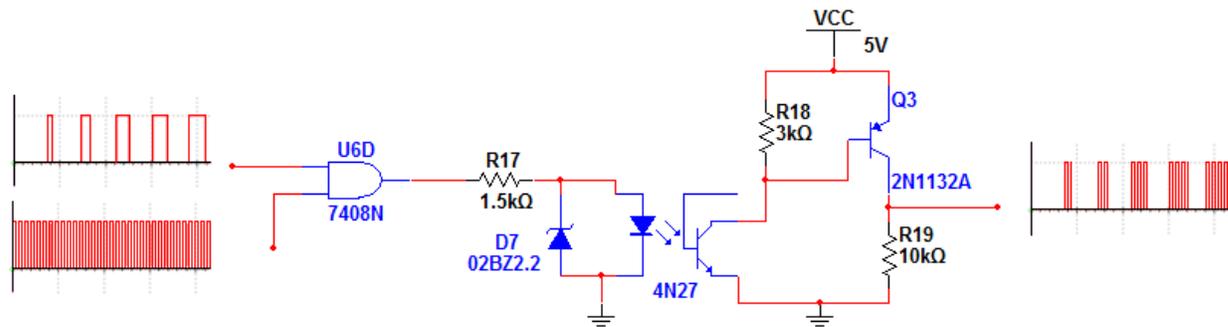


Figura 2.13 El amplificador

El optoacoplador se emplea como aislamiento galvánico, el diodo D7 y R17 se usan como regulador paramétrico, para reducir la tensión de salida del distribuidor de pulsos de 5 V a 2.2 V y evitar que se rompa el optoacoplador y se calcula por medio de la ecuación (2.11). El transistor Q3 y las resistencias R18 y R19 se utilizan para amplificar la salida del optoacoplador y adecuarla para el disparo de los tiristores. Los cálculos respectivos pueden hacerse por medio de las ecuaciones (2.13) y (2.14).

La compuerta multiplicador U6D se emplea para modular la señal proveniente del distribuidor de pulsos por medio de la señal que sale del circuito generador de pulsos.

Cada una de las fases cuenta con dos amplificadores iguales, uno para cada uno de los tiristores.

2.3.9 El desfasador

El circuito desfasador se emplea para simplificar el circuito de mando porque elimina la necesidad de tener un detector de cruce por cero para cada una de las fases. El circuito empleado para esta función se muestra en la figura 2.14.

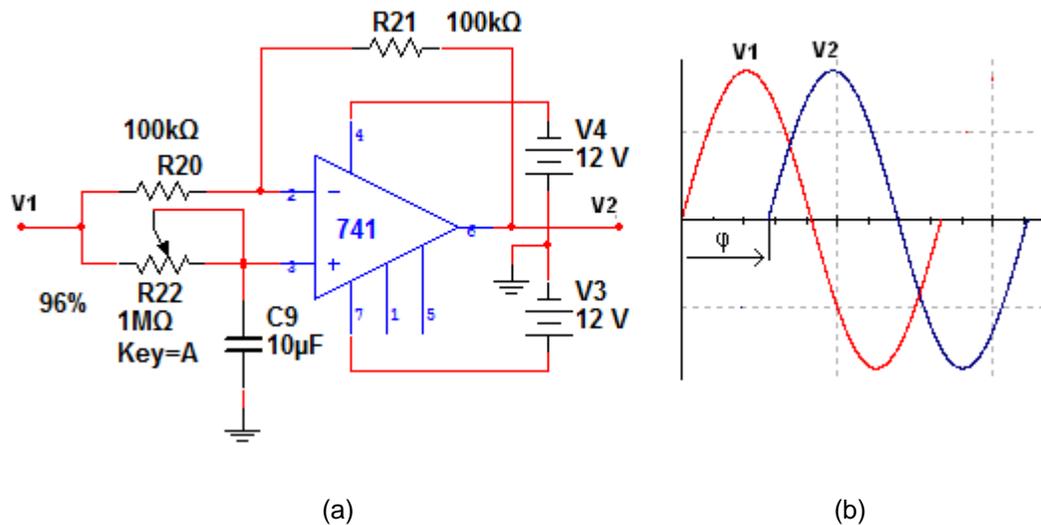


Figura 2.14 a) Circuito desfasador
b) Formas de onda de entrada y salida

Este circuito es empleado para desfasar la señal censada por el detector de cruce por cero de la fase A, el circuito de mando cuenta con dos bloques desfasadores, el primero para la fase B con un ángulo de 120° y el segundo para la fase C con un ángulo de 240° . El ángulo que desfasa este circuito se calcula por la ecuación 2.19.

$$\varphi = 2 \tan^{-1} 2\pi fRC \quad (2.19)$$

Si se despeja de la ecuación (2.19) la resistencia R se obtiene la ecuación (2.20), en la cual se toma C como $10\mu\text{F}$ y se calcula R22 para un ángulo de 120° y en la ecuación (2.21) para 240° .

$$R_{22} = \frac{\varphi}{2 \cdot \tan^{-1}(2\pi C)} = \frac{120}{2 \cdot \tan^{-1}(2 \cdot 3.14 \cdot 10^{-6})} = 955.4 \text{ k}\Omega \quad (2.20)$$

$$R_{22} = \frac{\varphi}{2 \cdot \tan^{-1}(2\pi C)} = \frac{240}{2 \cdot \tan^{-1}(2 \cdot 3.14 \cdot 10^{-6})} = 1.9 \text{ M}\Omega \quad (2.21)$$

Como se puede ver en las formas de onda del circuito desfasador en la figura 2. 13 b) las tensiones tienen valores máximos iguales, pero están desfasadas un ángulo φ , por

que la ganancia del amplificador operacional calculada mediante la fórmula (2.22) es 1 debido a que las resistencias R20 y R21 tienen el mismo valor.

$$A = -\frac{R_{21}}{R_{20}} \quad (2.22)$$

Para simplificar el circuito de mando el desfaseador se ajusta para que su salida sea un pulso cuadrado, esto se logra si se lleva la ganancia del AO de 1 a 10, por medio de aumentar el valor de R21 a 1MΩ y dejar el mismo valor de R20 en la ecuación (2.22).

Para el aislamiento galvánico de las fases B y C, a la salida de los desfaseadores se conecta un circuito como el que se muestra en la figura 2.15.

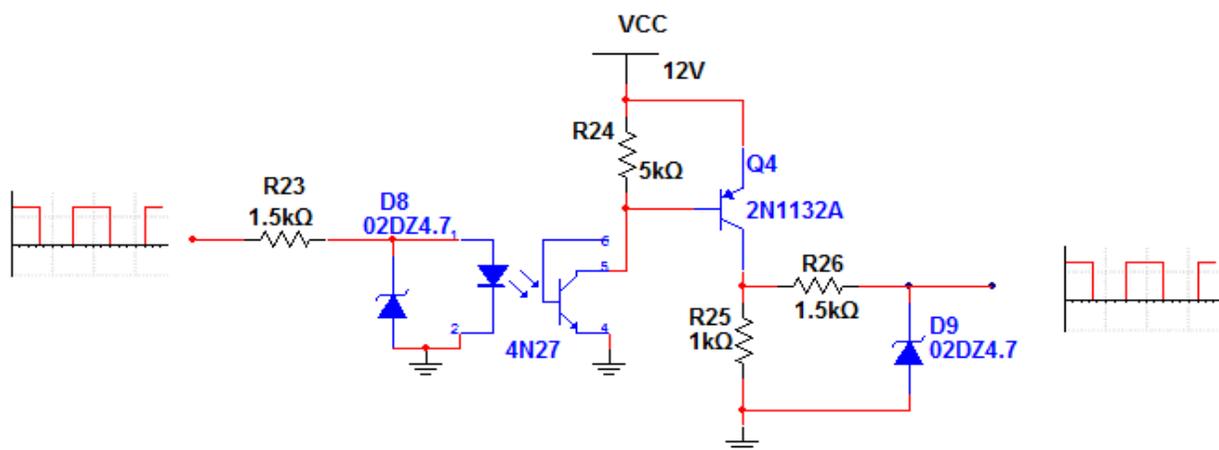


Figura 2.15. Circuito de aislamiento para las fases B y C

En la entrada se tiene un tren de pulsos cuadrados que se obtiene después de ajustada la ganancia del AO en el circuito desfaseador mostrado en la figura 2.14 a). El pulso de salida que se muestra en la figura 2.15 b) es igual que el de la entrada pero está aislado galvánicamente del circuito de fuerza por medio del optoacoplador. Este circuito cuenta con dos reguladores paramétricos, uno en la entrada formado por el diodo zener D8 y la resistencia R23, y otro a la salida con el diodo zener D9 y la resistencia R26 para evitar que se rompa el optoacoplador y las compuertas del siguiente circuito respectivamente. Estos se calculan por medio de la ecuación (2.11). El transistor Q4 y las resistencias

R24 y R25 funcionan de manera semejante al transistor Q1 y las resistencias R4 y R5 en el circuito indicador de cero y se calculan por las ecuaciones (2.13) y (2.14).

2.4 Simulación del circuito de mando

Después de realizar el diseño del circuito de mando se pasa a la simulación del mismo en el software profesional Multisim 11, el cual permite un análisis detallado del mismo, a partir del cual se pueden obtener los valores de tensión y corriente en cada uno de los nodos del circuito así como las formas de ondas.

Todas las formas de ondas que aparecen en este capítulo forman parte de las obtenidas en las simulaciones, lo que constituye una forma de comprobar el correcto funcionamiento del mismo.

En la figura 2.15 se muestra el oscilograma o carta de tiempo del circuito de mando, donde se muestran las formas de onda, en los principales puntos del circuito, obtenidas en las simulaciones. Esta es una forma fácil de entender el principio de funcionamiento del circuito de mando.

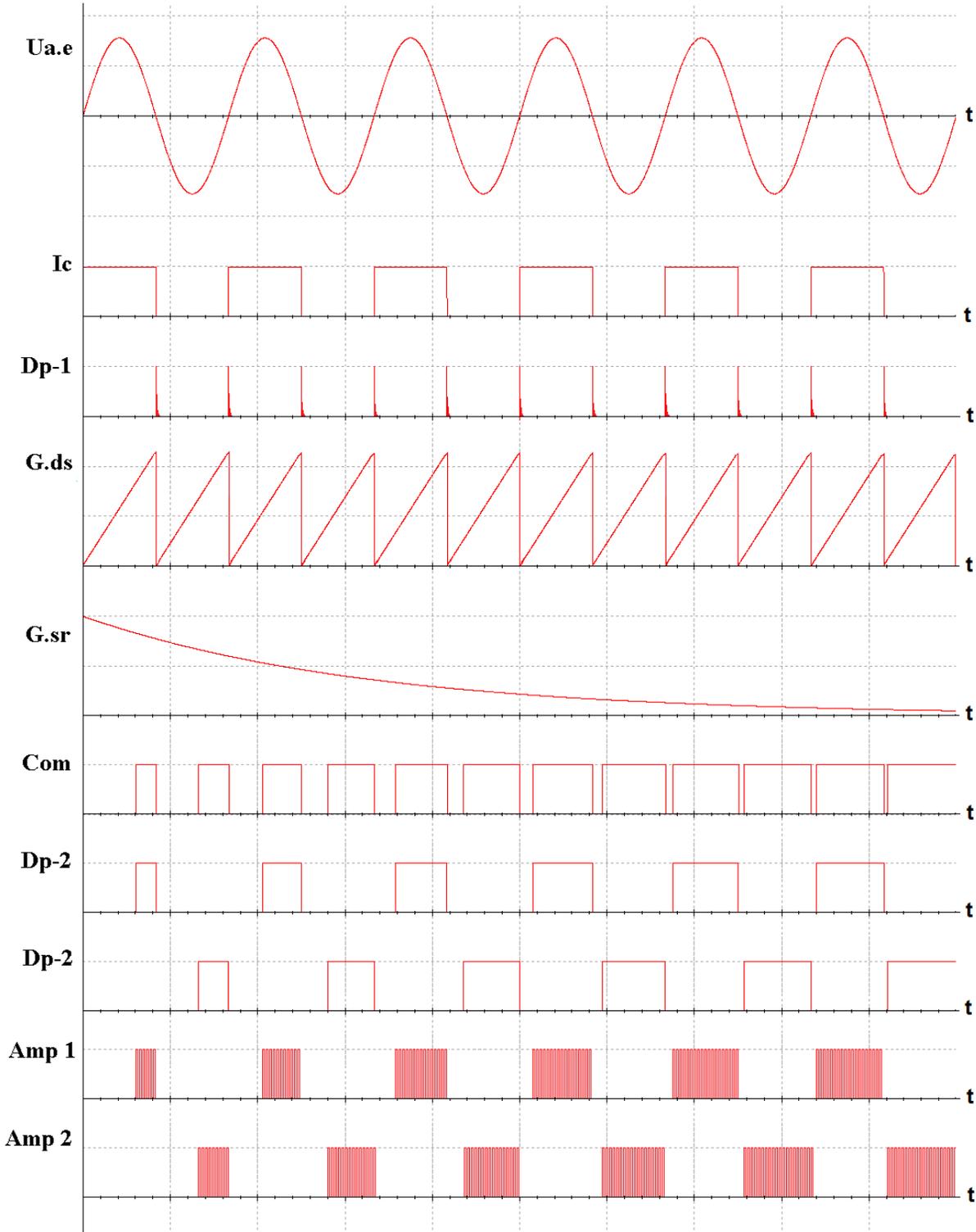


Figura.2.15 Oscilograma del circuito de mando

La figura 2.15 se puede explicar partiendo desde el momento en que el semiciclo positivo de la tensión alterna de entrada ($U_{a.e}$) pasa por el indicador de cruce por cero (I_c) y da como resultado un pulso cuadrado para la sincronización del sistema a partir del cual se obtiene un pincho en el momento en que la tensión cruza por cero en el circuito distribuidor de pulsos 1 ($Dp-1$) para generar un diente de sierra para cada uno de los semiciclos de la tensión de entrada en el generador diente de sierra ($G.ds$) que cuando se compara con la señal proveniente del generador de la señal de referencia ($G.sr$), en el comparador (Com), da como resultado un tren de pulsos cuadrados en el que están incluidos los pulsos de disparo para los dos tiristores, el circuito distribuidor de pulsos 2 ($Dp-2$) es el encargado de separar los pulsos que salen del comparador para cada uno de los tiristores, para mejorar los pulsos de disparo de cada uno de los tiristores que salen de $Dp-2$ se emplean los amplificadores ($Amp1$ y $Amp2$).

En la figura se puede observar el circuito de mando para una fase del regulador de tensión simulado en el software profesional Multisim 11, está compuesto por los bloques mencionados a lo largo de todo el capítulo. Las formas de onda mostradas en estos provienen de las simulaciones de este circuito.

En la figura 2.16 se muestra el circuito de mando para una fase y en la 2.17 el trifásico para un regulador de onda completa con control por ángulo de fase.

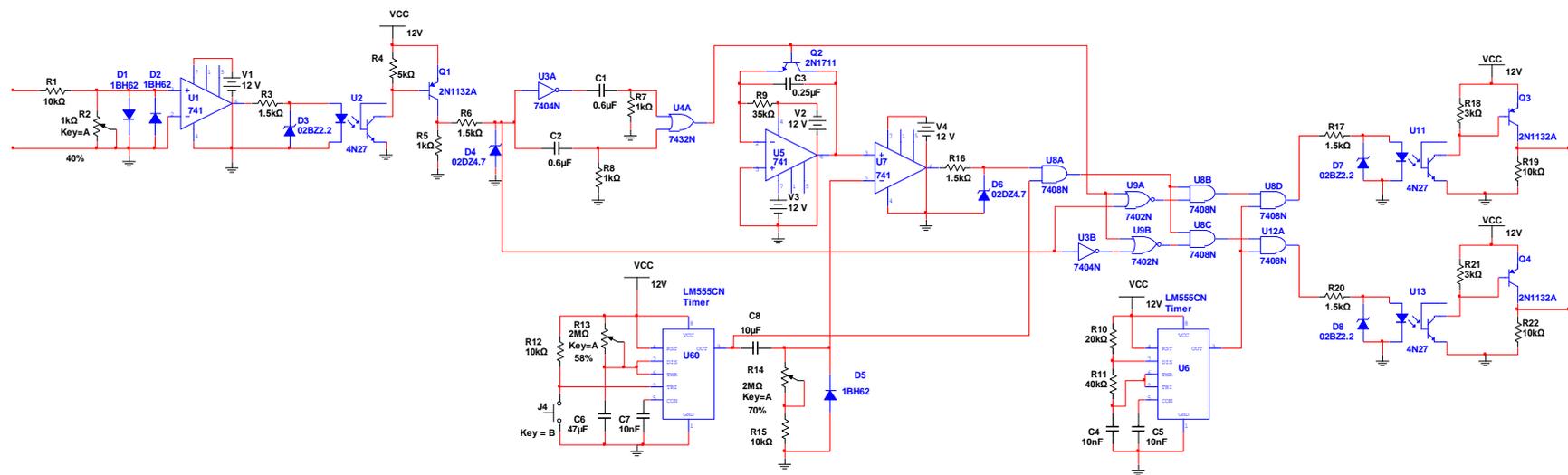


Figura 2.16 Circuito de mando para una fase

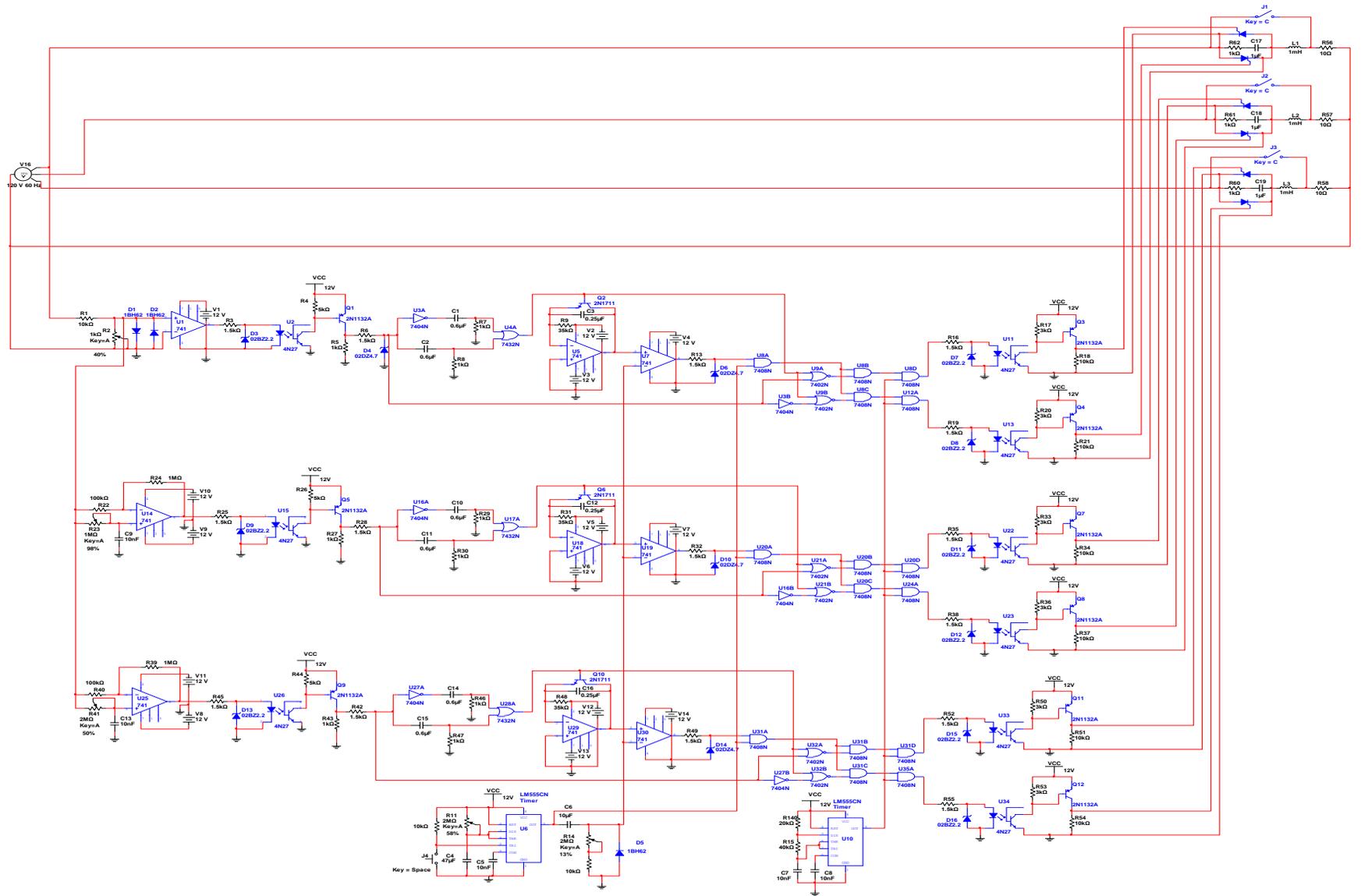


Fig.2.17 Circuito de mando trifásico para un regulador de onda completa con control por ángulo de fase

2.5 Simulación del esquema general

La simulación en el software profesional Multisim 11 del Regulador de Tensión monofásico con el circuito de mando permite obtener el oscilograma o carta de tiempo que se muestra en la figura 2.18. En esta se pueden apreciar la forma de onda de la tensión de entrada ($U_{a.e}$) y de salida ($U_{a.s}$) y de los pulsos de disparo de los tiristores de cada una de las fases (U_{g1} y U_{g2}).

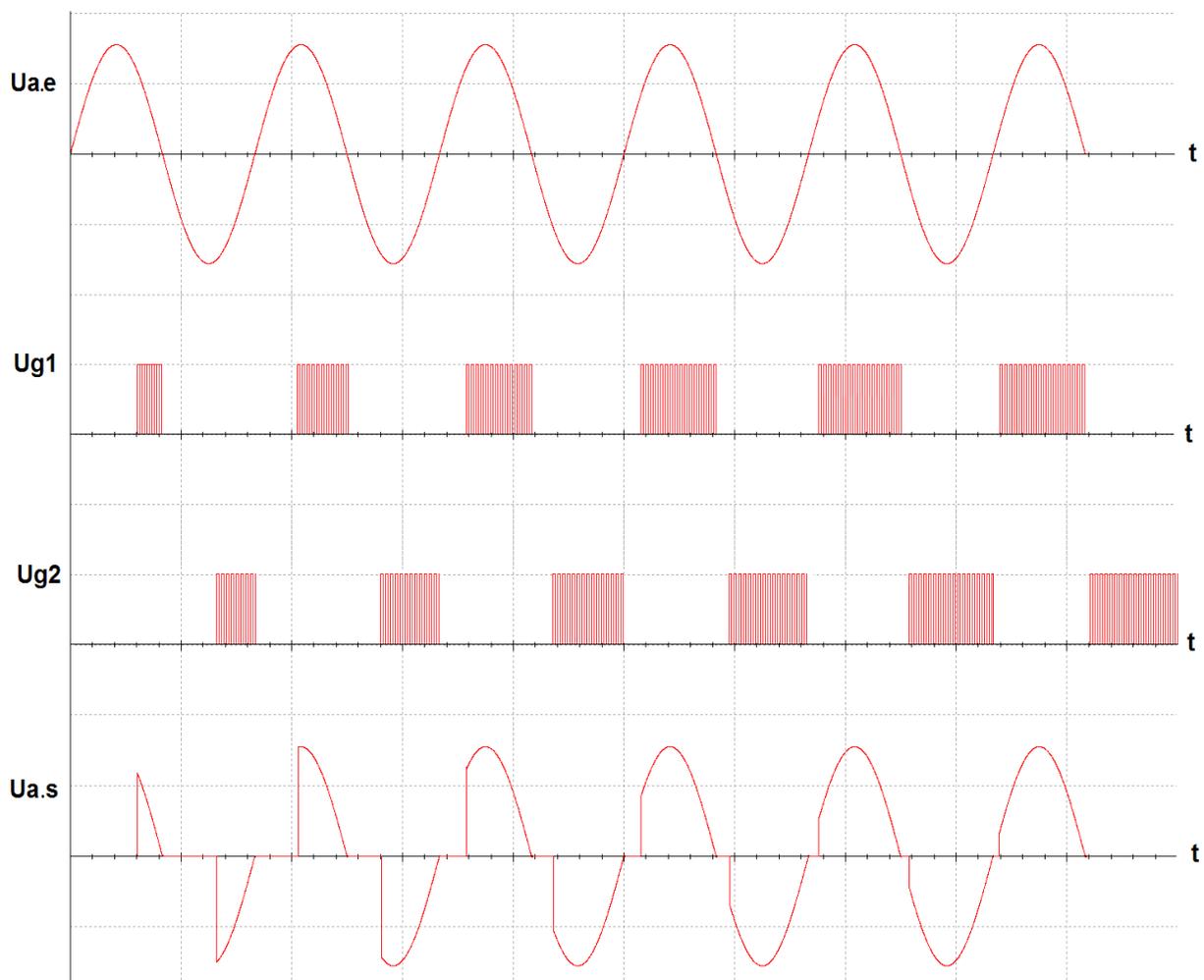


Figura.2.18 Oscilograma del circuito de fuerza

La última forma de onda de la figura 2.18 es la tensión en la carga, aquí se puede apreciar que según pasa el tiempo cada semiciclo comienza a crecer desde 180° hasta 0° lo que permite un crecimiento constante de ambos semiciclos en un tiempo dado o programable, este es el tiempo de arranque, el cual puede variarse por medio del ajuste del resistor variable R14, hasta completar la onda completa por esta vía se ha estado variando permanentemente el valor eficaz de la tensión de entrada durante todo el tiempo de ajuste, una vez transcurrido este, el motor tendrá el valor nominal de la tensión de red en sus bornes y por tanto marcha a velocidad y potencia nominal.

Capítulo III

Capítulo III. Análisis de los resultados

Capítulo III. Análisis de los resultados

3.1 Análisis de los resultados técnicos obtenidos

El circuito de mando diseñado para el control de un Regulador de Tensión permite obtener una tensión de salida que varíe desde cero hasta alcanzar el valor de la tensión de alimentación. Esta tensión aumenta linealmente y el tiempo que tarda el aumento desde cero hasta el valor de la tensión de entrada se puede ajustar.

Esta tensión regulada se puede emplear para el arranque suave de motores de inducción, con el objetivo de limitar los valores de corriente en el momento del arranque.

El circuito de mando propuesto puede gobernar cualquier potencia, sólo si se remplazan los tiristores previamente bien calculados y seleccionados en función de las exigencias propias de la carga, específicamente su corriente, es decir se puede emplear para distintos tipos de motores indistintamente de la potencia de estos con el cambio y la correcta selección de los tiristores que conforman el circuito de fuerza.

Las características técnicas de este circuito son numerosas entre las que se destacan:

$$U_a = 110/220 \text{ V}$$

$$f = 60 \text{ Hz}$$

$$t_{\text{mín}} = 0.3 \text{ s}$$

$$t_{\text{máx}} = 30 \text{ s}$$

$$\# \text{ fases} = 3$$

$$U_c = 12 \text{ V DC}$$

$$P = 18 \text{ kW}$$

Dónde:

$t_{\text{mín}}$: Tiempo mínimo de arranque

$t_{\text{máx}}$: Tiempo máximo de arranque

Capítulo III. Análisis de los resultados

3.1.1 Ventajas de los arrancadores suaves

A diferencia de las soluciones tradicionales, los arrancadores suaves ofrecen un gran número de ventajas para el funcionamiento del motor y del equipo en su conjunto, entre las que se pueden mencionar.

- Control flexible de la corriente y el par de arranque.
- Control suave de la corriente y de la tensión sin escalones ni períodos transitorios.
- Posibilidad de realizar frecuentes operaciones de arranque sin que se produzca daños mecánicos.
- Flexibilidad para introducir cambios en las condiciones de arranque, aumentando así también la flexibilidad en la aplicación.

Los arrancadores suaves son la mejor solución para problemas relacionados con el arranque en directo de un motor de corriente alterna, tales como:

- Elevada corriente de arranque que con frecuencia representa una carga inaceptable para la red.
- Golpes bruscos en engranajes y otros elementos de transmisión que provocan un desgaste innecesario de las piezas mecánicas.
- Altos valores de la aceleración y desaceleración que originan situaciones inestables en los procesos, por ejemplo en cintas transportadoras.

Tradicionalmente, los arrancadores estrella/delta y por autotransformador se han considerado soluciones válidas para estos problemas. Sin embargo, ambas opciones presentan inconvenientes y ninguna soluciona los problemas debidos al desgaste por uso de elementos de transmisión y las condiciones inestables de los procesos.

Capítulo III. Análisis de los resultados

3.1.2 Valoración del circuito de mando

El análisis técnico del circuito de mando parte del hecho que este cuenta con la innovación de que el aislamiento galvánico se realiza por medio de optoacopladores, esto se puede observar en el circuito indicador de cero mostrado en la figura 2.3 y en el circuito amplificador mostrado en la figura 2.13, en sustitución de los transformadores usualmente empleados. Los optoacopladores con respecto a los transformadores tienen unas cuantas ventajas entre las que se destacan que son más baratos, más pequeños lo que reduce el tamaño del circuito de manera considerable, más rápidos, no deforman linealmente la onda y no emiten ruido.

En la figura 2.17 se puede apreciar que la forma de onda de la tensión alterna regulada (Ua.s) tiene el inconveniente de que nunca llega a ser del todo sinusoidal, en esta α no llega a ser cero aunque está muy cerca. Esto se origina en el distribuidor de pulsos 2 como residuo de la eliminación de un problema mayor. El distribuidor de pulsos 2 puede ser tan simple como el que se muestra en la figura 3.1, pero tiene el inconveniente de que en las salidas queda un estrecho pulso (pincho) del excedente del diente de sierra que sale en el mismo momento del cruce por cero, como se puede ver en las formas de onda de salida. Este pulso se genera porque el diente de sierra es ligeramente más largo que el pulso cuadrado del indicador de cruce por cero.

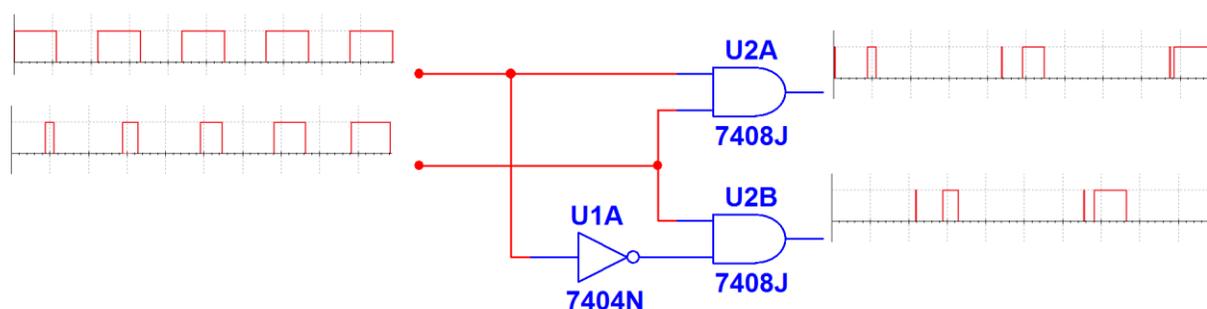


Figura.3.1 Circuito distribuidor de pulsos 2 más simple

Para eliminar el pulso indeseable en el circuito distribuidor de pulsos se propone el esquema que se muestra en la figura 2.12, resultado propio de este trabajo; el pulso cuadrado empleado para separar la señal que sale del comparador que va para cada tiristor, está conformado por la suma del pulso cuadrado de salida del indicador de

Capítulo III. Análisis de los resultados

cruce por cero con los pulsos del distribuidor de pulsos 1, para separar el pulso para el tiristor que conduce cuando la tensión de alimentación toma valores negativos es necesario primero invertir el pulso del indicador de cero para después sumarle el pincho de salida del distribuidor de pulsos 1.

3.2 Valoración económica

Como en todo trabajo científico-técnico es necesaria una valoración económica que sirva para determinar si es factible la implementación o construcción del mismo. Este trabajo sirve como base para posteriores investigaciones en las que se puede llevar a la práctica el circuito propuesto para una mejor valoración de su aplicación.

La valoración técnico-económica del trabajo se realiza por el método de preestimación, que es una de las formas de cálculo económico para estudiar los costos. Es un método muy utilizado que permite comprobar si es factible o no económicamente el trabajo propuesto, cuestión importante a la hora de determinar la ejecución o no del proyecto en cuestión.

En el costo total del montaje del circuito hay dos cuestiones que hay que tener en cuenta, una es el precio de los componentes en el mercado, que está sujeta a pequeños cambios, y la otra el costo de la mano de obra para la fabricación.

Para realizar el análisis del valor de los componentes se emplea la tabla 3.1, en la que aparece la lista de los componentes y elementos a utilizar para la construcción del circuito de mando para un regulador de tensión trifásico para el arranque suave de motores de inducción, el costo por unidad y el costo total.

Tabla 3.1. Lista de los componentes

Elemento	Cantidad	Costo unitario (CUC)	Costo total (CUC)
LM555CN	2	1.25	2.50
Diodos IBH62	3	0.15	0.45
Zener 02DZ4.7	4	0.20	0.80
Zener 02DZ2.2	9	0.20	1.80

Capítulo III. Análisis de los resultados

741(AO)	9	0.40	3.60
Optoacoplador 4N27	9	1.60	14.40
Transistor (pnp) 2N1132A	9	0.95	8.55
Transistor (nnp) 2N1711	3	1.05	3.15
Resistencia 1 k Ω	9	0.03	0.27
Resistencia 1.5 k Ω	15	0.05	0.75
Resistencia 3 k Ω	6	0.06	0.36
Resistencia 5 k Ω	3	0.09	0.27
Resistencia 10 k Ω	8	0.15	0.12
Resistencia 20 k Ω	1	0.18	0.18
Resistencia 35 k Ω	3	0.18	0.54
Resistencia 40 k Ω	1	0.20	0.20
Resistencia 100 k Ω	2	0.25	0.50
Resistencia 1 M Ω	2	0.35	0.70
Potenciómetro 1 k Ω	1	0.85	0.85
Potenciómetro 1 M Ω	1	1.10	2.20
Potenciómetro 2 M Ω	3	1.25	3.75
Condensador 10 nF	5	0.15	0.75
Condensador 0.25 μ F	3	0.40	1.20
Condensador 0.6 μ F	6	0.35	2.10
Condensador 10 μ F	1	0.37	0.37
Condensador 47 μ F	1	0.40	0.40
74LS08N (AND)	4	0.10	0.40
74LS04N (NOT)	2	0.08	0.16
74LS32N (OR)	1	0.11	0.11
74LS02N (NOR)	2	0.10	0.20
SCR TGF148_1000B	6	1.90	11.44
Total			116.53

Capítulo III. Análisis de los resultados

Una vez obtenido el costo total de los componentes por medio de los datos que se muestran en la tabla 3.1 hay que pasar al cálculo del valor de la mano de obra para el montaje. Para esto se necesita la participación de un técnico medio en electrónica que realice el montaje y un ingeniero eléctrico que lo ajuste. Al tener en cuenta que solo tienen que realizar el montaje y ajuste del circuito, porque el diseño está completo, el tiempo necesario no debe pasar de dos jornadas de trabajo (16 h). Si el salario por horas del ingeniero es de \$3.15 y el técnico \$2.75, se realiza el cálculo del costo salarial como se muestra a continuación:

$$Cs.i = (3.15 \text{ \$/h}) * 16 = \$ 50.24$$

$$Cs.t = (2.75\text{\$/h}) * 16 = \$ 44.00$$

$$Cs = Cs.i + Cs.t = \$ 94.24$$

Como el costo de los componentes está en CUC y el del salario está en CUP, para el cálculo del costo total del montaje es necesario expresarlos en el mismo tipo de moneda, para esto se convierte el costo de los componentes a CUP con una tasa de cambio de \$ 1.00 CUC por \$ 25.00 CUP.

$$Cc = 116.53 * 25 = \$ 2913.25$$

El costo total (Ct) es la suma del costo de los componentes (Cc) y el salario de los trabajadores (Cs).

$$Ct = Cc + Cs$$

$$Ct = \$2913.25 + \$ 94.24 = \$ 3007.49 \text{ CUP } \text{ ó } \$ 120.30 \text{ CUC}$$

De esta manera se puede tener una idea de cuánto costaría fabricar un arrancador como el propuesto y poder establecer comparaciones de selección con los arrancadores existentes en el mercado, atendiendo sobre todo al precio de comercialización, asistencia técnica y reparaciones. El precio de un arrancador en el

Capítulo III. Análisis de los resultados

mercado oscila entre 1kW cotizado a un precio de € 947 hasta 225 kW a un precio de € 58 567 fabricados y distribuidos por Siemens. Los precios de los arrancadores suaves Altistart de Telemecanique oscilan entre € 540 y € 55 600 para una gama de motores con una potencia que va desde 1.5 kW hasta los 300 kW.

El arrancador propuesto cuesta \$ 120.30 CUC considerablemente menos que los importados con lo que se evidencia un considerable ahorro.

3.3 Valoración medio ambiental

Actualmente el tema de la contaminación medioambiental es tan delicado atendiendo al estado del ecosistema mundial que no sólo deben considerarse las grandes industrias químicas como principales fuentes de contaminación al medio, sino todo lo que anómalo al hombre en su habidad le sea. En el caso de la industria electrónica parte de materias primas preelaboradas para la fabricación de sus componentes que no inciden directamente sobre el medio aunque en algún momento haya sido. Al ingeniero le corresponde analizar sólo lo que en otras dimensiones pudieran causar la aplicación y el fin de los medios y aparatos creados a base de estos componentes.

En cuanto al aspecto medio ambiental el circuito diseñado en el trabajo no produce ruido electromecánico, magnético ni por conmutación, debido a que es completamente a base de física de estado sólido y las frecuencias de trabajo son muy bajas, principalmente la de la propia red, no desprende sustancias toxicas, no crea interferencia en los sistemas de comunicaciones, de radio, televisión, teléfonos, etc. Además que, no genera vibraciones mecánicas, ni produce calentamiento excesivo considerable que pueda contribuir al calentamiento global o al efecto invernadero, su uso como máximo se estima que sea de solo 60 s, a pesar que los semiconductores de potencia deben fijarse a disipadores de calor; luego se pasa a trabajo convencional por contactores magnéticos.

Conclusiones
Y
Recomendaciones

Conclusiones y Recomendaciones

Conclusiones:

1. Se logró diseñar y simular el circuito de un Regulador de Tensión trifásico para el arranque suave de motores de inducción, usando control por ángulo de fase, que permite suministrarle al motor, en el momento del arranque, una tensión que aumenta desde cero hasta el valor nominal de la tensión en un tiempo que se puede ajustar para adecuarse a las características de motor y de la carga que tiene conectada.
2. Las formas de onda obtenidas en la simulación coinciden con las esperadas en el diseño.
3. El análisis técnico de este método de arranque de los motores de inducción demuestra que tiene muchas ventajas en comparación con los métodos convencionales de arranque por autotransformador y estrella/delta.
4. Desde el punto de vista económico la fabricación del arrancador es viable, ya que los componentes empleados aparecen con facilidad y bajo costo en el mercado, siendo más barato que adquirir uno en el mercado internacional.
5. Los componentes que forman el circuito no dañan al medio ambiente.

Conclusiones y Recomendaciones

Recomendaciones:

- Realizar el montaje del circuito a escala de laboratorio.
- Realizar el estudio detallado de onda de salida del regulador para determinar el porcentaje de distorsión armónica.
- Calcular las inductancias propuestas en serie con los tiristores a la entrada del motor con el objetivo de controlar la corriente en el arranque.
- Proponer a la industria la fabricación del primer prototipo cubano de arrancador suave basado en este esquema.
- Continuar por parte del departamento de ingeniería eléctrica del ISMM investigaciones sobre el tema tomando este trabajo como base.

Bibliografía

Bibliografía

1. COUGHLIN R. F. Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales. Prentice –Hall, Hispanoamericana, Segunda Edición. {S. A} - - 391p.
2. DÍAZ, J. Electrónica digital 1. - - La Habana. Editorial Pueblo y Educación. 1989. - - 351p.
3. Farnell Electronic Components. - - International Edition 2. {S. A}, - - 859p.
4. FITZGERALD. A. E; KINGSLEY. CH y D. UMANS, S. Máquinas eléctricas. - - México. Editorial S. A de C. V. 2005. - - 675p.
5. FONSECA, R. R. Circuito de mando para el control de la excitación del generador asincrónico en régimen autónomo. - - 2010 - - 44h. --Trabajo de diploma en Opción al Título Ingeniero Eléctrico. –Instituto Superior Minero Metalúrgico. 2010.
6. HERRANTZ A. Electrónica Industrial. Componentes circuitos y sistema de potencia. Parte II. - -Ciudad de La Habana. Editorial Pueblo y Educación. 1991. - - 726p.
7. KOSTENKO M. P. Y PROTROVSKI L. M. Máquinas Eléctricas. - - La Habana. Editorial Pueblo y Educación 1979. - - 713p.
8. LORENZO, M. E. Práctica de circuitos electrónicos. - - La Habana. Ministerio de Educación Superior. 1985. - - 77p.
9. MCPHERSON. G. y LARAMORE. R. D. An introduction to electrical machines and transformers.- - La Habana. Editorial Félix Varela. 2006. - - 571p.
10. MILLMAN, J.; GRABEL, A. Microelectrónica. - - España. Editorial Hispano Europea, S.A. 1993, - -939p.
11. MOHAN N. UNDERLAND T.M. y ROBBINS W.P. “Power Electronics, converters, applications and design”. Tercera Edición. Wiley 2003.
12. RANGEL, M y CORREA, A. Electrónica de potencia. {SE}, {SA}. - - 230p.
13. RASHID, M. Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. {SE}, {SA}. Tomo 1. - - 702p.
14. _____. Power Electronics Handbook. Academic Press, San Diego, California, 2001. - -892p.

Bibliografía

15. RODRÍGUEZ, J. Electrónica Industrial. - - Chile. Editorial Valparaíso, 2000. - - 123p.
16. RUIZ, G. A. Electrónica Básica para Ingenieros. - - España. Editorial Santander, 2001. - - 290p.
17. SUEKER, K. H. Power electronics design: a practitioner's guide. SciTech Publishing, Newnes. 2005. - - 272p.
18. VIÑAS, L. P. Circuitos y dispositivos electrónicos. - -Barcelona, España. Edición UPC., 1999. - - 452p.
19. WILLIAM H. Análisis de Circuitos en Ingeniería. Parte 1. Sexta Edición - - La Habana. Editorial Félix Varela. 2008.- - 833p.
20. _____. Análisis de Circuitos en Ingeniería. Parte 3. Sexta Edición - - La Habana. Editorial Félix Varela. 2008. 835p.

Sitios Web

1. http://es.wikipedia.org/wiki/Circuito_integrado_555
2. <http://www.doctronics.co.uk/555.htm>
3. <http://www.monografias.com>
4. <http://electronicausac.foroactivo.com/f1-electronica-basica>
5. <http://www.quedelibros.com/>

Anexos

Anexo 1. Datasheet de los tiristores TGF 148-600B → 1200B



[\(Volver\)](#)

ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state Current (1)	$T_C = 65\text{ °C}$	63	A
$I_{T(AV)}$	Mean on-state Current (1)	$T_C = 65\text{ °C}$	40	A
I_{TSM}	Non Repetitive Surge Peak on-state Current (T_J initial $\leq 125\text{ °C}$) (2)	$t = 8.3\text{ ms}$	700	A
		$t = 10\text{ ms}$	670	
I^2t	I^2t Value for Fusing	$t = 10\text{ ms}$	2245	A^2s
di/dt	Critical Rate of Rise of on-state Current (3)		200	$A/\mu s$
T_{stg} T_J	Storage and Operating Junction Temperature Range		- 40 to 150 - 40 to 125	$^{\circ}C$ $^{\circ}C$

Symbol	Parameter	TGF148-						Unit	
		600B	700B	800B	900B	1000B	1100B		1200B
V_{DRM} V_{RRM}	Repetitive Peak off-state Voltage (4)	600	700	800	900	1000	1100	1200	V

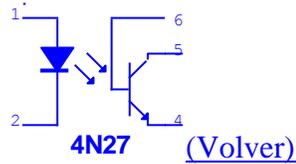
- (1) Single phase circuit, 180° conduction angle.
 (2) Half sine wave.
 (3) $I_G = 1\text{ A}$ $di/dt = 1\text{ A}/\mu s$.
 (4) $T_J = 125\text{ °C}$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

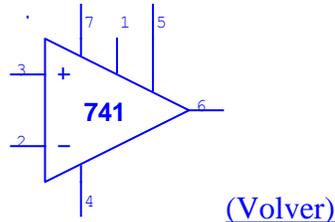
Symbol	Test Conditions			Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{GT}	$T_J = 25\text{ °C}$ Pulse Duration $> 20\ \mu s$	$V_D = 12\text{ V}$	$R_L = 33\ \Omega$			150	mA
V_{GT}	$T_J = 25\text{ °C}$ Pulse Duration $> 20\ \mu s$	$V_D = 12\text{ V}$	$R_L = 33\ \Omega$			1.5	V
V_{GD}	$T_J = 125\text{ °C}$	$V_D = V_{DRM}$	$R_L = 3.3\text{ k}\Omega$	0.2			V
I_H	$T_J = 25\text{ °C}$	$I_T = 500\text{ mA}$	Gate Open			200	mA
I_L	$T_J = 25\text{ °C}$ Pulse Duration $> 20\ \mu s$	$V_D = 12\text{ V}$	$I_G = 300\text{ mA}$			400	mA
V_{TM}	$T_J = 25\text{ °C}$	$I_{TM} = 500\text{ A}$	$t_p = 10\text{ ms}$			4	V
I_{DRM}	$T_J = 125\text{ °C}$	V_{DRM} Specified				12	mA
I_{RRM}	$T_J = 125\text{ °C}$	V_{RRM} Specified				12	mA
t_{gt}	$T_J = 25\text{ °C}$ $I_G = 1\text{ A}$	$V_D = V_{DRM}$ $di_G/dt = 10\text{ A}/\mu s$	$I_T = 500\text{ A}$		2		μs
t_q	$T_J = 125\text{ °C}$ $V_D = 67\% V_{DRM}$ $dv/dt = 20\text{ V}/\mu s$	$I_T = 500\text{ A}$ $di/dt = 30\text{ A}/\mu s$ Gate Open	$V_R = 50\text{ V}$			40	μs
dv/dt^*	$T_J = 125\text{ °C}$	Gate Open Linear Slope up to $V_D = 67\% V_{DRM}$		200			$V/\mu s$

* For higher guaranteed values, please consult us.

Anexo 2. Hoja de datos del optoacoplador 4N27 y del amplificador operacional LM741



Family Group : Misc
Family : OPTOCOUPLER
Name : 4N27
Description : Viso=7500
: Vr=3
: If=0.06
: Vceo=30
: Veco=7
: Vcbo=70
: Ic=0.15
: Pd=0.25
: Package=CASE730A-02
Thermal resistance junction : 0.00
Thermal resistance case : 0.00
Power dissipation : 0.25
Derating Knee Point : 25.00
Min Operating Temp : -55.00
Max Operating Temp : 100.00
ESD : 0.00



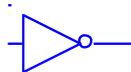
Family Group : Analog
Family : OPAMP
Name : 741
Description : Input_Voffset=6000.00
: Input_Ibias=500.00
: Gain_BW=0.437
: Slew_Rate=0.50
: Number=1
: Package=NONE
Thermal resistance junction : 100.00
Thermal resistance case : 0.00
Power dissipation : 0.50
Derating Knee Point : 0.00
Min Operating Temp : 0.00
Max OperatingTemp : 70.00

Anexo 3. Hoja de datos de la 74AS32N (OR) y la 74AS04N (NOT).



7432N ([Volver](#))

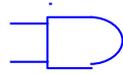
Family Group: TTL
Family: 74STD
Name: 7432N
Function: QUAD 2-INPUT OR
Section: 4
Description: Number=4
: Package=N014
Thermal resistance junction : 0.00
Thermal resistance case: 0.00
Power dissipation: 0.10
Derating Knee Point: 0.00
Min Operating Temp: 0.00
Max Operating Temp:70.00
ESD: 0.00



74AS04N ([Volver](#))

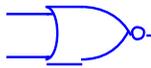
Family Group : TTL
Family : 74AS
Name : 74AS04N
Function : HEX INVERTER
Description : Package=N14A
Thermal resistance junction : 0.00
Thermal resistance case : 84.50
Power dissipation : 0.01
Derating Knee Point : 0.00
Min Operating Temp : 0.00
Max Operating Temp : 70.00
ESD : 0.00

Anexo 4. Hoja de datos de la 74AS08N (AND) y la 74S02N (NOR).



74AS08N ([Volver](#))

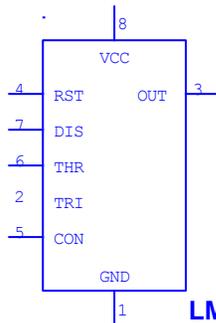
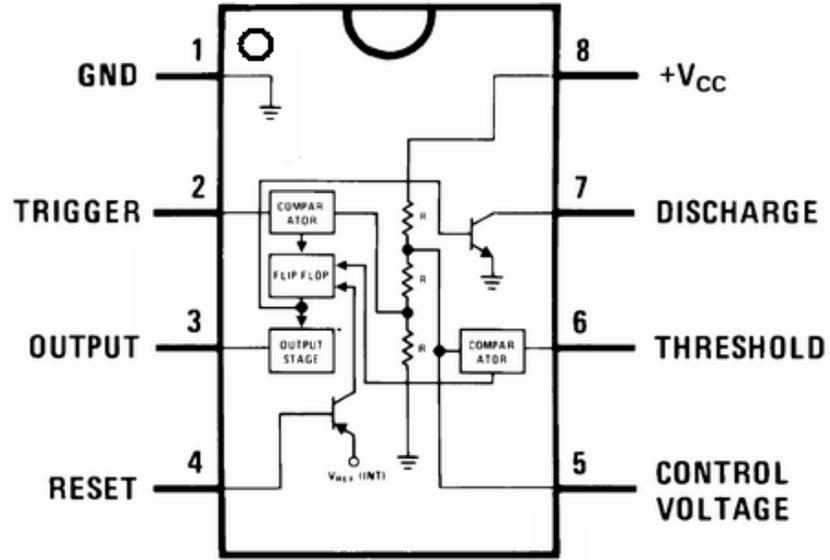
Family Group : TTL
Family : 74AS
Name : 74AS08N
Function : QUAD 2-INPUT AND
Description : Package=N14A
Thermal resistance junction : 0.00
Thermal resistance case : 84.00
Power dissipation : 0.02
Derating Knee Point : 0.00
Min Operating Temp : 0.00
Max OperatingTemp : 70.00
ESD : 0.00



7402N ([Volver](#))

Database Name: Master Database
Family Group: TTL
Family: 74STD
Name: 7402N
Function: QUAD 2-INPUT NOR
Section: 4
Description: Number=4
: Package=N014
Thermal resistance junction: 0.00
Thermal resistance case: 0.00
Power dissipation: 0.06
Derating Knee Point: 0.00
Min Operating Temp: 0.00
Max Operating Temp: 70.00
ESD: 0.00

Anexo 5. Esquema interno básico y hoja de datos del 555.



LM555CN
Timer [\(Volver\)](#)

Family Group	: Mixed
Family	: TIMER
Name	: LM555CN
Function	: 555 TIMER TTL
Thermal resistance junction	: 0.00
Thermal resistance case	: 0.00
Power dissipation	: 1.18
Derating Knee Point	: 0.00
Min Operating Temp	: 0.00
Max Operating Temp	: 70.00
ESD	: 0.00

Anexo 6. Circuitos multivibradores

[\(Volver\)](#)

Los circuitos multivibradores forman parte de casi todos los sistemas digitales, bien en una u otra de sus formas. Estos circuitos se clasifican en tres tipos y cada uno de ellos realiza una función diferente dentro del sistema digital:

1. multivibrador biestable o flip-flop.
2. multivibrador monoestable.
3. multivibrador astable.

Las aplicaciones de estos multivibradores que más nos interesan son la monoestable, que es empleada para general pulsos de compuerta (pulsos anchos) de duración controlable o como circuito de demora y el astable (oscilador), como generador de pulsos.

Un generador monolítico que puede operar tanto de forma astable como monoestable, muy utilizado en sistemas digitales, es el LM 555. El mismo puede producir demoras de gran precisión desde el rango de microsegundos hasta horas: usando un capacitor y una resistencia externos al circuito integrado. El circuito provee entradas de disparo y restauración en los instantes deseados. Básicamente este circuito integrado está compuesto por dos comparadores que controlan el estado de salida de un flip-flop que guía un transistor de descarga de la capacidad C, y el estado de salida del temporizador.

➤ El multivibrador astable:

El multivibrador astable es un circuito que posee dos estados que se llaman semiestables entre los cuales permanece oscilando sin necesidad de agente externo, es decir, no necesita señal a la entrada para generar un tren de pulsos. Su principal aplicación será precisamente esta, como generador de un tren de pulsos cuyo ciclo útil

y período se pueden variar a través del control de la constante de tiempo de carga y descarga de una capacidad C.

Si el circuito LM555CN es conectado como se muestra en la figura 4.1 actúa como oscilador, generando un tren de pulsos, cuya frecuencia dependerá de la carga y descarga del condensador C1 de atiemppamiento.

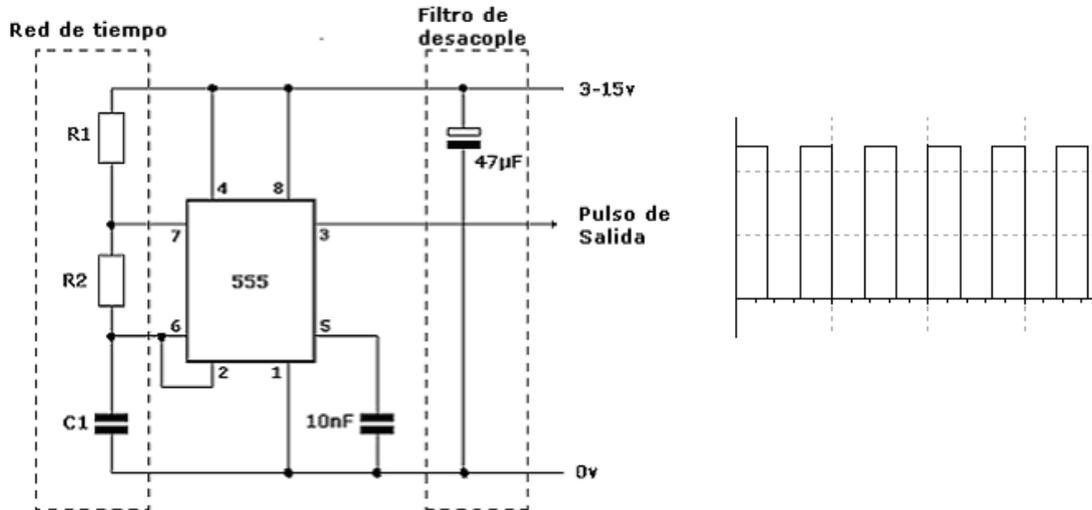


Figura.4.1 Circuito oscilador astable con LM555CN

Para el análisis del funcionamiento del circuito se parte del instante en que el condensador se ha descargado a través del transistor saturado hasta $1/3 V_{cc}$, la salida estará en su nivel bajo de tensión. Al alcanzar el capacitor una tensión de $1/3 V_{cc}$ en su descarga, el flip-flop se setea, con lo que el transistor de descarga se corta, la salida pasa a un estado alto y se mantiene en el mientras el capacitor de atiemppamiento se va cargando a través de la combinación serie R_1 y R_2 tendiendo a V_{cc} , al alcanzar una tensión ligeramente mayor que $2/3 V_{cc}$, la salida del comparador 2 cambia y resetea el flip-flop, lo que hace que la vuelva al nivel bajo de tensión , el capacitor se descarga a través de R_2 ahora y se repite el ciclo nuevamente.

A la salida del circuito se obtiene una onda rectangular, el tiempo del nivel alto de la señal (TA) y el bajo (TB) se calculas por las expresiones 4.1 y 4.2 respectivamente.

$$T_A = 0.693 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C \quad (4.1)$$

$$T_B = 0.693 \cdot R_2 \cdot C \quad (4.2)$$

La frecuencia de oscilación de la salida del circuito se calcula por la ecuación (4.3):

$$f = \frac{1}{0.693 * C * (R_1 + 2R_2)} \quad (4.3)$$

➤ Multivibrador monoestable:

Un multivibrador monoestable es un circuito que posee dos estados uno estable y otro semiestable, para pasar del estado estable al semiestable, necesita la aplicación de una señal externa; pasa al estado semiestable donde se mantiene por un tiempo T mucho mayor que el tiempo de transición y después retorna por si solo al estado estable original.

Como en su operación genera un pulso ancho (pulso de compuerta) también se le llama generador de pulsos de compuerta, y esta es una de sus aplicaciones. También como genera una transición brusca de tiempo T después de aplicada la señal de excitación se utiliza como circuito de demora.

El circuito de la figura 4.2 está conformado para que se comporte como un multivibrador monoestable. Dentro del circuito integrado el transistor de descarga mantiene descargado el condensador C inicialmente. Cuando un pulso negativo de disparo es aplicado a I terminar 2, el flip-flop interno se setea, lo que permita que C se cargue y esto causa una salida alta en el terminal 3 (terminal de salida).

La salida a través del comparador aumenta exponencialmente con la constante de tiempo $t = R1 * C$

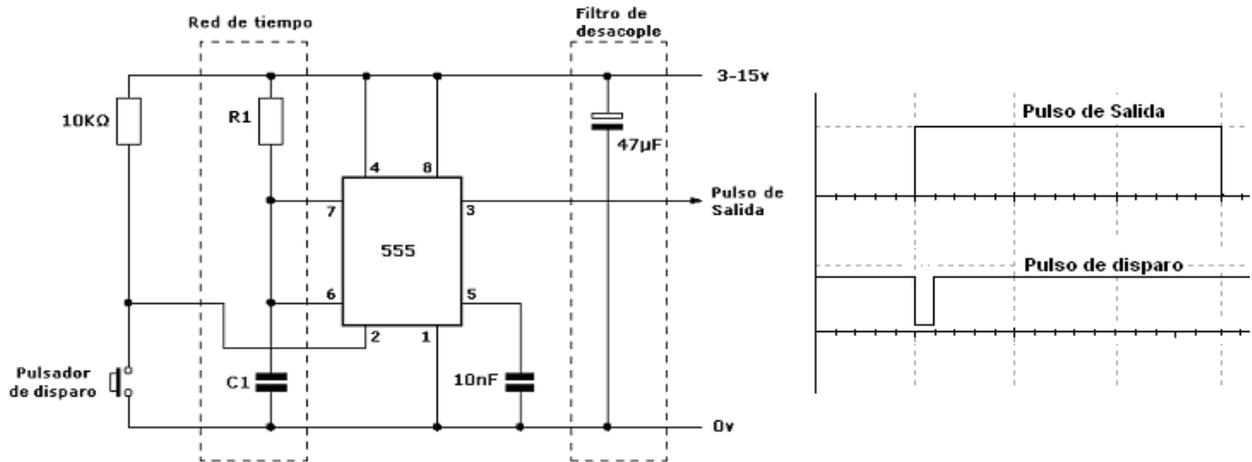


Figura.4.2 Multivibrador monoestable

Cuando la tensión a través de C es igual a $\frac{2}{3} V_{cc}$ el comparador interno del 555 resetea el flip-flop, que entonces descarga el capacitor C rápidamente y lleva al terminal de salida a su nivel bajo. Una vez disparado, el circuito permanece en ese estado hasta que pase el tiempo de seteo, aun si se vuelve a disparar el circuito.

La duración del estado alto en el circuito está dada por la ecuación (4.4).

$$T = 1.1 \cdot (R1 \cdot C) \tag{4.4}$$