

ELECTRONICA DE POTENCIA

GUIA DE TRABAJOS PRACTICOS

Marcelo Arias
Armando Novello
Alberto Angelini

Ultima actualización y compaginación año 2004

A-5-36-1 ELECTIVA III - Electrónica de Potencia



Trabajos Prácticos

ELECTIVA III (Primer cuatrimestre)

- 1) **Fuente conmutada Flyback**
- 2) **Fuente conmutada Push – Pull**
- 3) **Inversor Trifásico a transistores MOSFET**
- 4) **Control de Motor de Inducción Trifásico con PWM**
- 5) **Calentamiento Inductivo**

Consideraciones para la realización de informes de Trabajos Prácticos:

- **Presentación** (hojas A4, ver carátula impresa)
- **Introducción** (comentario sobre el tema del trabajo práctico)
- **Objetivo** (idea de comportamiento del circuito implementado)
- **Circuitos** (dibujar los circuitos utilizados)
- **Ensayos** (pasos de todos los procedimientos realizados)
- **Mediciones y formas de onda**
- **Conclusiones** (logro del objetivo propuesto)

CONVERTIDOR FLYBACK

OBJETIVO:

Experimentar con un circuito convertidor CC / CC en configuración FlyBack. Analizar el funcionamiento y observar las formas de onda más significativas del circuito.

MATERIAL A UTILIZAR :

Placa con implementación del circuito a ensayar.

Fuente de alimentación de laboratorio, apta para suministrar 60Vcc a 1.5 A.

Resistencia de carga 100 ohms variable (100W).

Osciloscopio de doble canal

Puntas de prueba (2)

DESARROLLO DEL TRABAJO PRACTICO:

Las mediciones se harán en los puntos en el circuito de la figura 1.

Conectar como carga una resistencia de 50 ohms.

Mediante una fuentes de alimentación regulable alimentar el circuito con una tensión de 40 V, y ajustar el límite de corriente máxima en 1,5 A.

Verificar que no entre el límite de corriente de la fuente cuando se alimente el circuito.

MEDICIONES:

1. Visualizar en forma simultánea las formas de onda del oscilador (TP-1) y la de la salida de excitación (TP-2).
2. Manteniendo como fuente se disparo del osciloscopio la señal en TP-2 observar la tensión Drain-Source de Q2 (TP-6).
3. En forma similar al punto anterior observar la tensión en el circuito enclavador de tensión (TP-11). Expandir la base de tiempo del osciloscopio y observar en detalle el funcionamiento de dicho circuito.
4. En forma análoga al punto 2, observar la forma de onda de la corriente por Q2 midiendo la caída de tensión sobre R18 (TP-4).
5. Visualizar la forma de onda de corriente en el diodo de salida midiendo la caída de tensión sobre R20 (TP8 y TP-7).
6. Ver la forma de onda de tensión sobre L_{1P} (entre TP-6 y TP-12). Confirmar que el valor medio de la onda es nulo.
7. Observar la tensión de salida (TP-10). Con el osciloscopio acoplado en CA ver el ripple en TP-13 y TP10.
8. Variar la tensión de entrada entre 60V y 30V y observar como varía la forma de onda en el drain de Q2 (TP-6) y a la salida (TP-10).

DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

El circuito es un convertidor flyback convencional en su modalidad de doble arrollamiento (lo cual permite aislar la entrada de la salida).

El diagrama simplificado se muestra en la Fig. 2 mientras que en la Fig. 3 se muestran las formas de onda características de esta configuración.

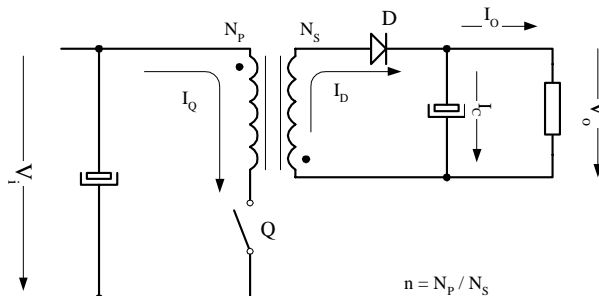


Fig. 2

Para el análisis de funcionamiento se harán las siguientes suposiciones :

- Las caídas de tensión en los semiconductores son nulas.
- La corriente por la inductancia es ininterrumpida.
- Los circuitos magnéticos no saturan.
- La tensión de entrada se supone constante durante el periodo de trabajo T del convertidor. Esta suposición es perfectamente aplicable en la práctica ya que la frecuencia de trabajo del convertidor es varios órdenes de magnitud superior a la frecuencia de la línea.
- La tensión de salida tiene un ripple despreciable frente al valor medio de salida, lo que permite suponer a la misma constante. Esta suposición también es válida en la práctica ya que se trata de tensiones del orden de milivoltios contra tensiones de salida del orden de voltios.

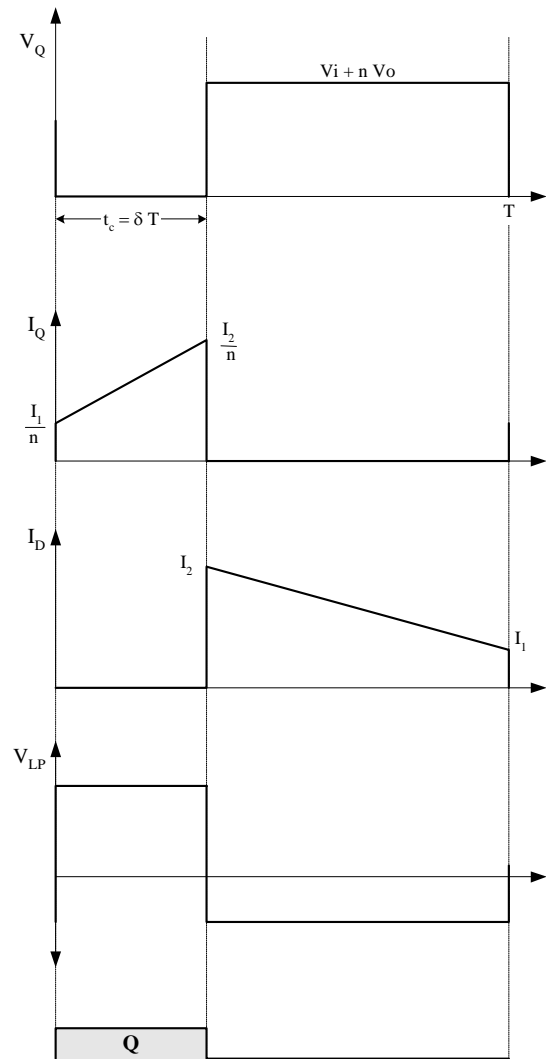


Fig. 3

Un punto conceptual en este convertidor es que, dada la homología de bornes, no existe conducción simultánea en ambos arrollamientos. Por lo tanto el circuito magnético se comporta como una inductancia con dos arrollamientos y no como un transformador. Al conducir Q se establece una corriente por el arrollamiento primario, mientras que no circulará corriente por devanado secundario ya que el diodo D se encuentra polarizado en forma inversa.

Durante el periodo δT , en el cual conduce Q , la corriente por el arrollamiento primario cumple con lo siguiente :

$$\frac{di}{dt} = \frac{L_p}{V_i}$$

Como se supuso $V_i = cte.$ dentro del periodo T , que los circuitos magnéticos no saturan (lo que implica que $L_p = cte.$) y que los semiconductores son ideales ($V_{Q_{cond}} = 0$), resulta que la derivada de la corriente es constante y por lo tanto la evolución de la misma resulta lineal. El devanado primario se encuentra sometido a una tensión V_i y dada la homología indicada y la relación de espiras el bobinado secundario se encuentra a $-V_i/n$.

Durante este tiempo de conducción de Q el diodo se encuentra cortado y la tensión de salida es mantenida por el capacitor C.

Al cortarse Q (luego del tiempo δT) la corriente por el primario se interrumpe y la tensión en el secundario se invierte, para mantener el flujo dentro del núcleo, hasta alcanzar V_o . En este punto comienza a conducir el diodo D y la energía almacenada en la inductancia es transferida a la carga y al capacitor de salida C.

En forma similar a lo explicado para la corriente por el primario, la corriente por el secundario cumple con la siguiente expresión :

$$\frac{di}{dt} = \frac{L_s}{V_o}$$

y por lo tanto su evolución también resulta lineal.

Durante este periodo la tensión reflejada en el primario es nV_o y por lo tanto Q debe soportar una tensión:

$$V_o = V_i + nV_o$$

Partiendo del hecho que la tensión media en el bobinado primario debe ser nula (de lo contrario se produciría una acumulación indefinida de energía en la bobina) se puede determinar la expresión de la tensión de salida que, para conducción ininterrumpida, resulta :

$$V_o = \frac{V_i}{n} \frac{\delta}{1 - \delta}$$

Las curvas de la Fig. 3 resumen lo expuesto anteriormente.

CONVERTIDOR PUSH-PULL

OBJETIVO:

Experimentar con un circuito convertidor CC / CC en configuración pushpull. Analizar el funcionamiento y observar las formas de onda más significativas del circuito.

MATERIAL A UTILIZAR :

Placa con implementación del circuito a ensayar.

Fuente de alimentación de laboratorio, apta para suministrar 12Vcc a 1.5 A.

Resistencia de carga 100 ohms variable (100W).

Osciloscopio de doble canal

Puntas de prueba (2)

DESARROLLO DEL TRABAJO PRACTICO:

Las mediciones se harán en los puntos en el circuito de la figura 1.

Conectar como carga una resistencia de 50 ohms.

Mediante una fuentes de alimentación regulable alimentar el circuito con una tensión de 12 V, y ajustar el límite de corriente máxima en 1,5 A.

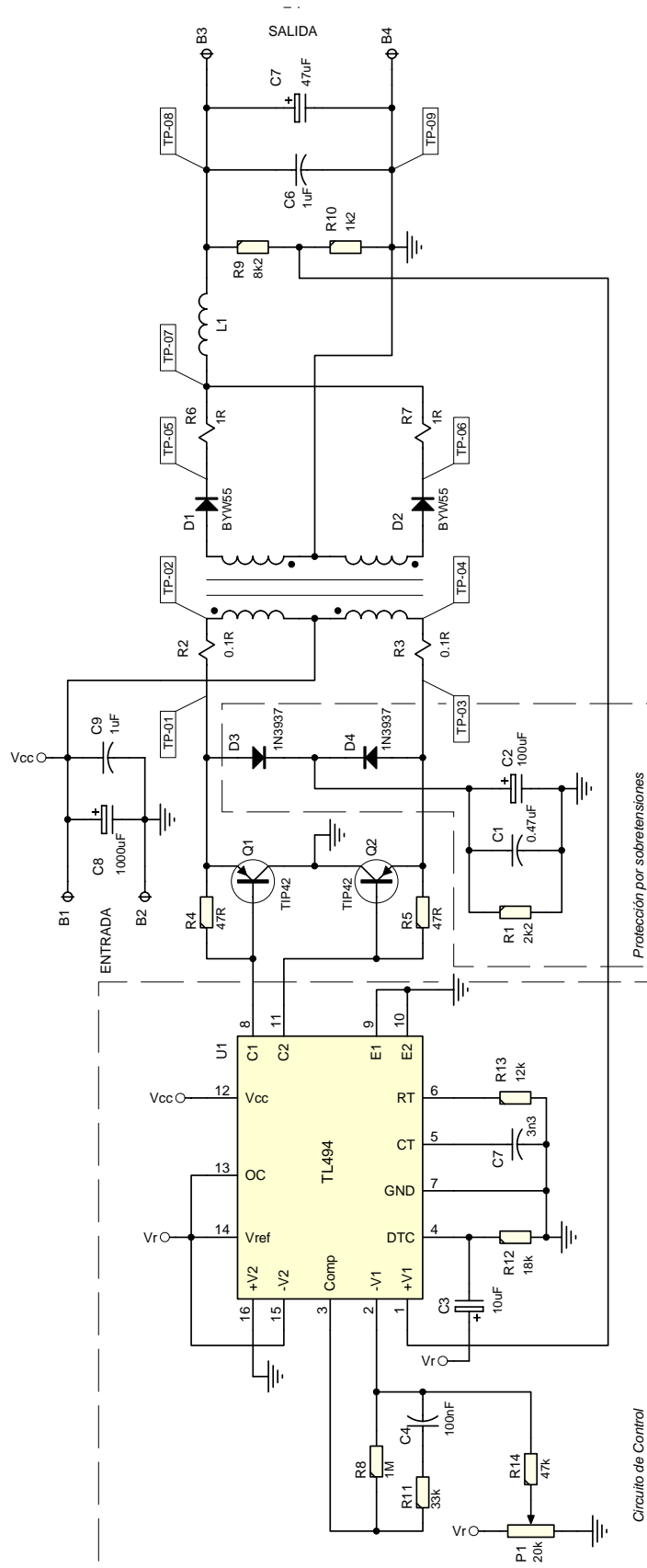
Verificar que no entre el límite de corriente de la fuente cuando se alimente el circuito.

MEDICIONES:

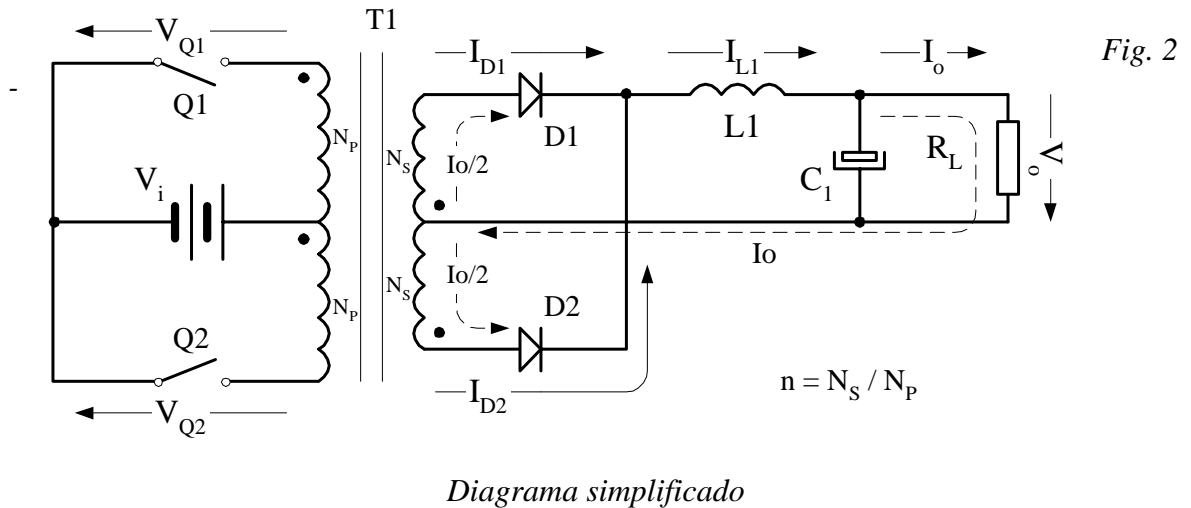
1. Visualizar y graficar las formas de onda en los emisores de Q1 y Q2 (puntos de prueba TP1 y TP2).
2. Visualizar y graficar las formas de onda de la corriente por Q1 y Q2 midiendo la caída de tensión sobre las resistencias de sensado R2 y R3 respectivamente.
3. Visualizar y graficar, en forma simultanea, las formas de onda de corriente por D3 y D4 midiendo la caída de tensión sobre las resistencias de sensado R6 y R7 respectivamente. Sumar ambas formas de onda, mediante la función que a tal efecto posee el osciloscopio, y verificar que la forma de onda obtenida sea la que corresponde a la corriente esperada por L1.
4. Visualizar y graficar la tensión de salida, tanto su componente de continua como su ripple.
5. Reducir la resistencia de carga a la mitad, observar y graficar las variaciones en la tensión de salida (componente de continua y ripple). Observar y graficar en forma simplificada como varía el ciclo de servicio.
6. Variar la tensión de alimentación entre 10 V y 15 V graficando en forma simplificada los resultados obtenidos.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

En la fig. 2 se muestra un diagrama simplificado del convertidor que se utilizará para explicar el principio de funcionamiento.



Las llaves Q1 y Q2 representan a los semiconductores que se utilizan en la práctica para lograr el funcionamiento de este convertidor. Para el estudio del funcionamiento del circuito se suponen todos elementos ideales.



FUNCIONAMIENTO:

Se puede demostrar que la expresión de la tensión de salida, para conducción ininterrumpida por L1 es :

$$V_o = 2n\delta V_i$$

donde n es la relación de transformación de T1 y δ es el ciclo de trabajo, es decir la relación entre el tiempo de conducción de una de las llaves y el periodo de trabajo del convertidor:

$$\delta = \frac{t_c}{T/2} \quad t_c \text{ tiempo de conducción de las llaves.}$$

Las señales de conducción de las llaves debe ser tal que nunca se produzca la conducción simultánea de ambas. Si esto ocurriese, dada la homología de bornes, se produciría la desmagnetización de T1 y por lo tanto desaparecería la autoinducción en los bobinados y estos se comportarían como un cortocircuito.

En el circuito del trabajo práctico la generación de estas señales se realiza por medio de un circuito integrado específico para este fin, el TL494.

Para el análisis de funcionamiento se harán las siguientes suposiciones :

- Las caídas de tensión en los semiconductores son nulas.
- Ningún circuito magnético se satura.
- La tensión de entrada se supone constante durante el periodo de trabajo T del convertidor. Esta suposición es perfectamente aplicable en la práctica ya que la frecuencia de trabajo del convertidor es varios órdenes de magnitud superior a la frecuencia de la línea.
- La tensión de salida tiene un ripple despreciable frente al valor medio de salida, lo que permite suponer a la misma constante. Esta suposición también es válida en la práctica ya que se trata de tensiones del orden de milivoltios contra tensiones de salida del orden de voltios.

Supongamos que conduce Q1.

En esta condición se tendrá en los arrollamientos del primario del transformador una tensión igual a la tensión aplicada V_i y sobre los bobinados secundarios se inducirán una tensión nV_i y de acuerdo a la homología de bornes el diodo D1 conducirá y D2 estará polarizado inversamente.

Debido a esto la tensión que debe soportar la llave Q2 será de $2V_i$ y el diodo D2 nV_i .

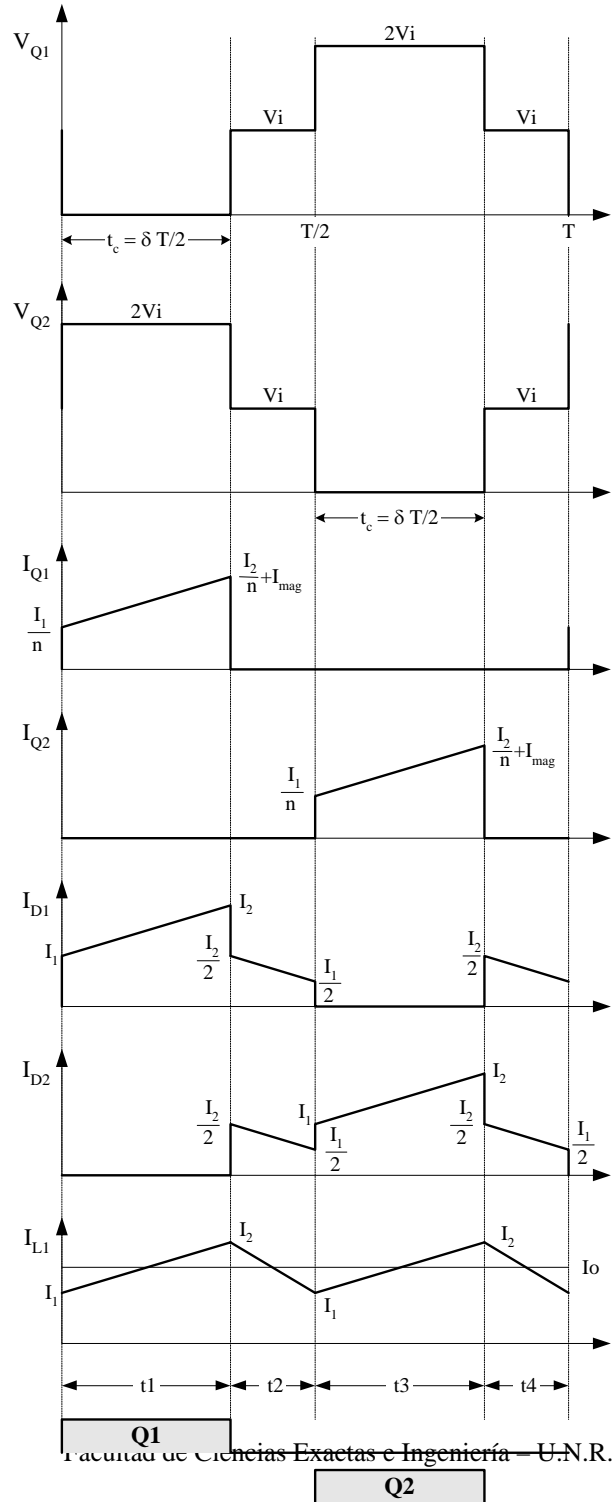
Durante el tiempo de conducción de Q1 (tiempo t_1) por D1 circulará la corriente necesaria para alimentar a la carga R_L y reponer la energía almacenada en L_1 .

Debido a las suposiciones hechas, de que no se produce saturación de los circuitos magnéticos y que las tensiones de salida se mantienen constantes durante el ciclo de trabajo del convertidor, la evolución de la corriente por L_1 será lineal de acuerdo a la siguiente expresión :

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{(nV_i - V_o)}{L_1}$$

Como se puede ver la derivada de I_L es constante y por lo tanto su evolución será lineal.

Por el hecho de suponer V_i constante la corriente de magnetización de T1 también tendrá una evolución lineal y por lo tanto la corriente a través de Q1 será lineal y estará formada por la suma de la corriente de



magnetización y la corriente reflejada del secundario.

Al cortarse Q1 (tiempo t_2) la carga es alimentada por medio de la energía almacenada en L1 (durante t_1). A partir de este momento la circulación de la corriente de carga será a través de L1 y RL retornando por el punto medio del secundario del transformador como se muestra en líneas de trazos en la Fig. 2.

Fig. 3 - Diagrama temporal

Ambos bobinados son prácticamente iguales, debido que por lo general se los bobina en forma bifilar, con lo cual se consigue que ambos tengan la misma longitud, trabajen a la misma temperatura y tengan reactancias de dispersión muy similares.

Los diodos son de características similares, incluso integrados dentro de una misma cápsula, hace que presenten caídas de tensión y características dinámicas muy parecidas entre si.

Debido a lo expresado anteriormente los dos caminos de circulación para la corriente de carga al llegar a punto medio del secundario son virtualmente iguales y por lo tanto la corriente se dividirá en dos circulando la mitad por cada arrollamiento secundario.

Dada la homología de T1 cada una de estas corrientes crea un flujo igual y de sentido contrario en T1 y como consecuencia de ello el flujo resultante es nulo y por lo tanto no se inducirán tensiones en los bobinados de T1.

En consecuencia la inductancia L1 estará sometida a una tensión V_o , que de acuerdo a lo supuesto se mantiene constante durante el periodo T, y la evolución de la corriente por ella estará dada por la siguiente expresión y su evolución será lineal.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_o}{L_1}$$

Por otra parte al no inducirse tensión en ningún bobinado en el tiempo t_2 la tensión que soportan ambas llaves será de V_i .

Por último como la corriente media por el capacitor de salida C1 es nula (de lo contrario variaría su tensión media) resulta que la corriente media por la bobina es igual a la corriente de carga.

En consecuencia se cumple :

$$I_o = \frac{(I_1 + I_2)}{2}$$

INVERSOR TRIFÁSICO

OBJETIVO:

Análisis de funcionamiento del circuito de excitación y etapa de potencia de un inversor trifásico con transistores mosfet.

INSTRUMENTOS :

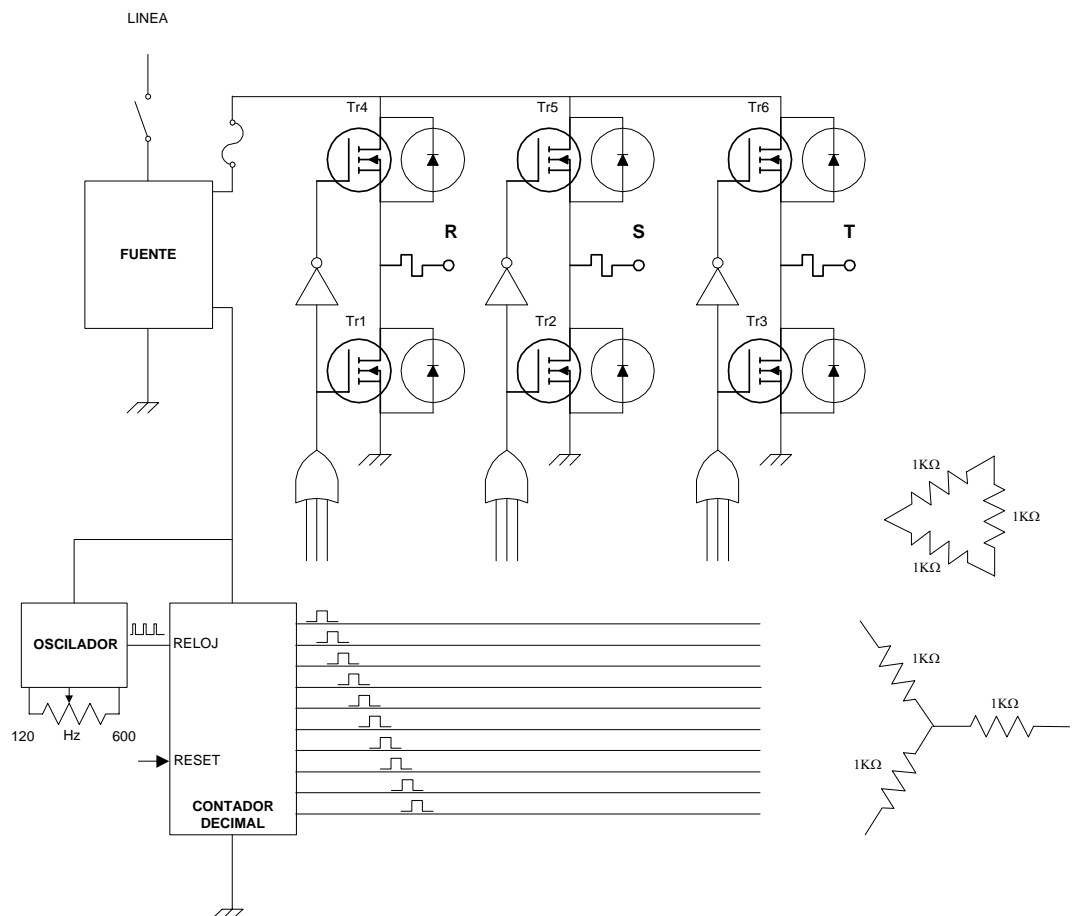
Osciloscopio 2 canales

Multímetro de verdadero valor eficaz

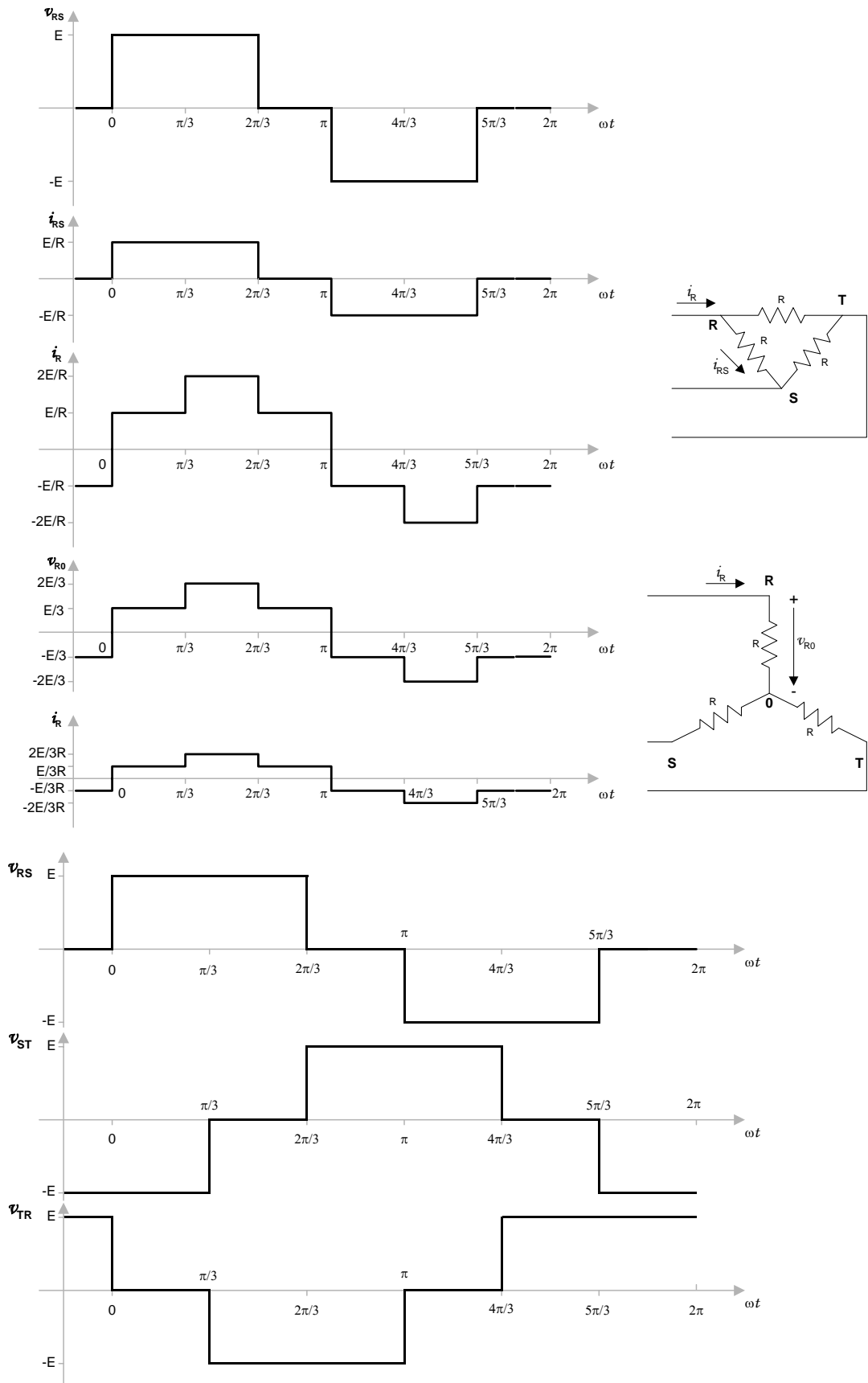
DESARROLLO

1. Determinación de la secuencia de pulsos para excitación de los transistores para ángulo de conducción 180°
2. Conexión de carga resistiva en triángulo. Observación de formas de onda de tensión y corriente.
3. Ídem para carga estrella.
4. Medir la tensión eficaz verdadera en una fase de la carga para ambos tipos de carga y compararlo con el valor analítico calculado a partir de la forma de onda respectiva.

CIRCUITO



FORMAS DE ONDA



DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO:

El **inversor** es un circuito convertidor que transforma energía proveniente de una fuente de corriente continua a otra de corriente alterna, para este caso, en un sistema trifásico simétrico, de pulso único, valor eficaz constante y frecuencia variable.

La fuente de alimentación es de baja tensión (aprox. 58 volt) para evitar riesgos en el desarrollo de los ensayos.

El **oscilador** principal está implementado con un circuito integrado trabajando como astable, (LM555) con posibilidad de ajuste manual de frecuencia de 120 a 600 Hz.

La conformación de la señal para el encendido de los transistores de potencia se logra seleccionando a través de compuertas **OR** (CD4075) de tres entradas, algunos de los pulsos que genera un **contador decimal** (CD4017), de manera de tener tres ondas simétricas desfasadas 120 grados, una de otra, independientemente de la variación de la frecuencia. Se obtiene así, una excitación en el rango de 20 a 100 Hz sobre la carga.

Se utilizó para el puente trifásico 6 transistores mosfet (IRF830) que se alimentan desde la fuente de CC.

Por el tipo de control usado siempre se encuentran en el puente tres transistores encendidos y tres apagados, de manera que el potencial de salida en cada fase puede tomar V_{cc} o bien cero.

Para no permitir la conducción simultánea de 2 transistores de la misma fase, lo que llevaría a un cortocircuito, existe un negador sobre las compuertas que impide esa condición. En la salida de cada fase hay una resistencia de sentido de bajo valor, para observar en forma cualitativa la corriente hacia la carga. Estas son de tipo resistivo con disposiciones en triángulo y estrella de 1 Kohm cada una.

CONTROL DE MOTOR DE CORRIENTE ALTERNA

OBJETIVO:

Experimentar con un dispositivo comercial para el control de velocidad de motores de corriente alterna basado en un circuito ondulator trifásico a transistores que emplea la técnica PWM para generar la tensión trifásica de alimentación. Ensayar la programación de las principales funciones y observar su funcionamiento sobre un motor de inducción de C.A.

MATERIAL A UTILIZAR :

Equipo a ensayar (Circuito Nro. 8)
Dispositivo Micro Master y Motor de C.A.
Tabla de Parámetros
Osciloscopio de doble canal
Puntas de prueba (2)

DESARROLLO DEL TRABAJO PRACTICO:

1 Parametrizar el motor (P081 – P084)

Almacenar a través de los pulsadores los datos de placa del motor

P081 frecuencia nominal de motor

P082 velocidad nominal

P083 corriente nominal

P084 tensión nominal

P085 potencia nominal

2 Control de parámetros

P009 = 3 se pueden ajustar todos los parámetros

3 Visualización de parámetros (P000)

Selección de dato a visualizar con P001

0 = frecuencia de salida

1 = frecuencia nominal

2 = corriente de motor

3 = tensión de circuito intermedio

4 = par de giro en %

4 Puesta en marcha (selección de control análogo con P006 = 1)

- ◆ *giro a derecha* (sentido horario, LED: si) para **50, 75** y **100%** de velocidad nominal
- ◆ *giro a izquierda*, para **40%, 80%** y (reajustar P013) **120%** de la velocidad nominal
- ◆ *aceleración* hasta velocidad nominal en **20** segundos (P002)
- ◆ *desaceleración* hasta parado en **30** segundos (P003)
- ◆ *inversión rápida de giro* (reducir aceleración y desaceleración a cero) a **60%** velocidad nominal

- ◆ frecuencia fija (P006=2), para **5, 10, 15, 20, 25, 30 y 35 Hz**
- ◆ centricidad , graficar frecuencia de salida vs. tiempo en los siguientes casos:
 - a) centricidad **0** segundos (P004) para aceleración en **60** segundos (P002) hasta velocidad nominal.
 - b) centricidad **30** segundos (P004) para aceleración en **30** segundos (P002) hasta velocidad nominal.

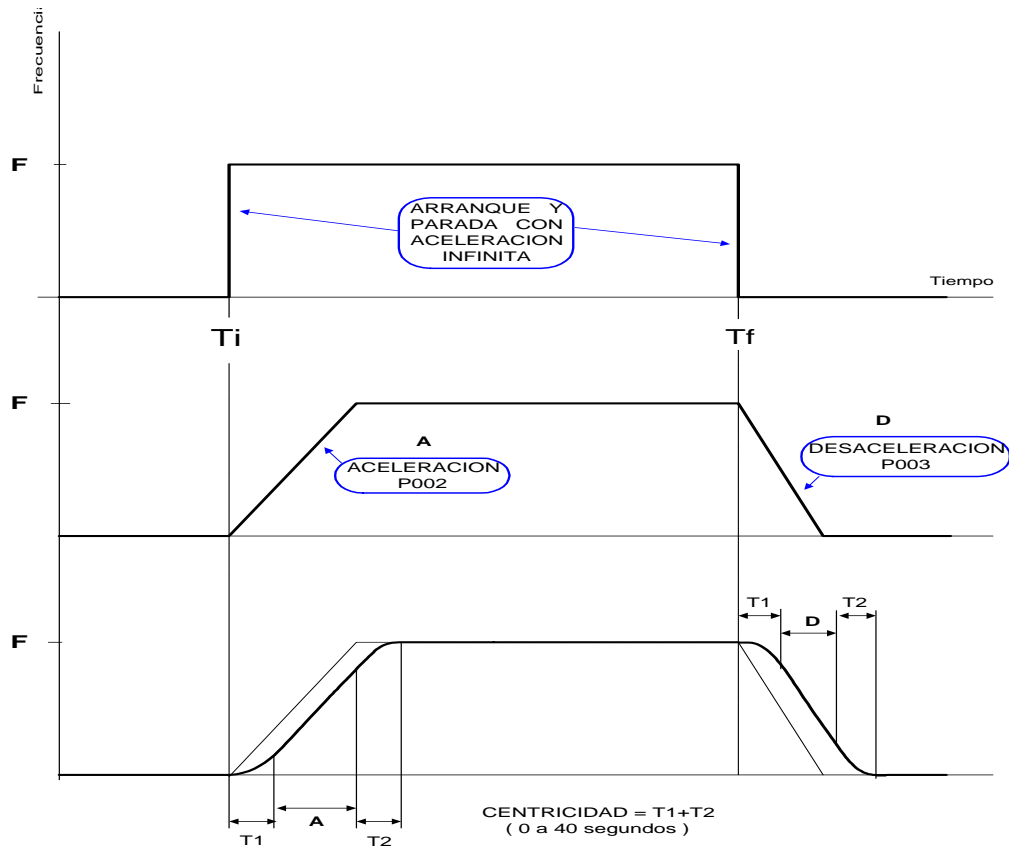


Fig. 1

5 Parada:

- ◆ entrada analógica de 0 Hz (frecuencia nula, rotor bloqueado)
- ◆ por corriente continua para **150%** Inominal, temporizar frenado (P073)
- ◆ por temperatura, simulación PTC (P087 = 1, activado)

6 Observación de tensión y corriente con ORC (Fig. 2)

- ◆ tensión entre líneas (punta atenuada x10). Tensión de pico de pulsos 310 volt
- ◆ corriente de fase (punta x1), para frecuencias **0 a nominal** y frenado con CC - Graficar

7 Parametrización original MicroMaster (P944=1)

Pone todos los parámetros a los valores de fábrica

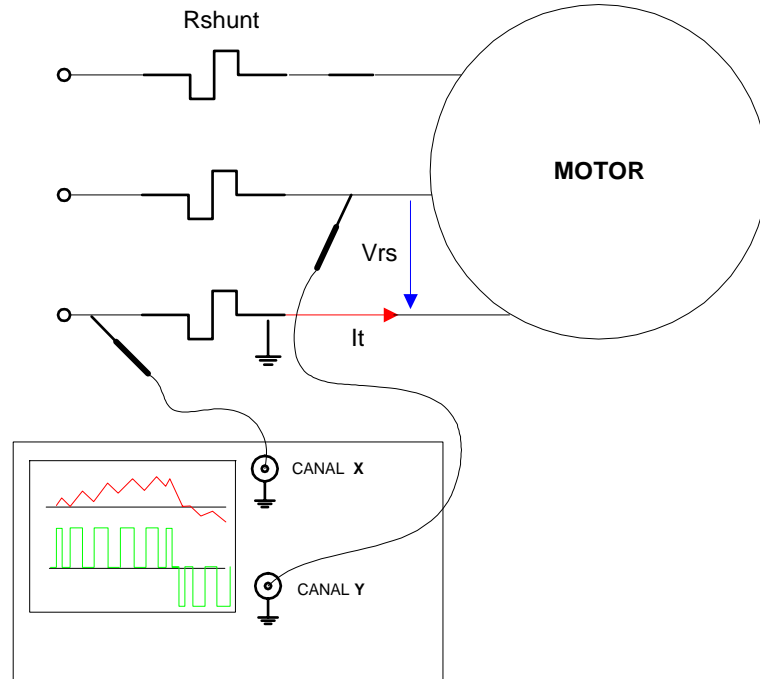


Fig. 2

DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

El dispositivo a ensayar es un circuito convertidor marca SIMOVERT MICRO MASTER fabricado por SIEMENS, que presenta una serie de modelos para el control de velocidad de motores trifásicos sincrónicos o asincrónicos de 220V nominales que van desde los 250W a los 2,2kW de potencia nominal.

En el trabajo práctico se ensayará el modelo MM25 para una aplicación de hasta 250W.

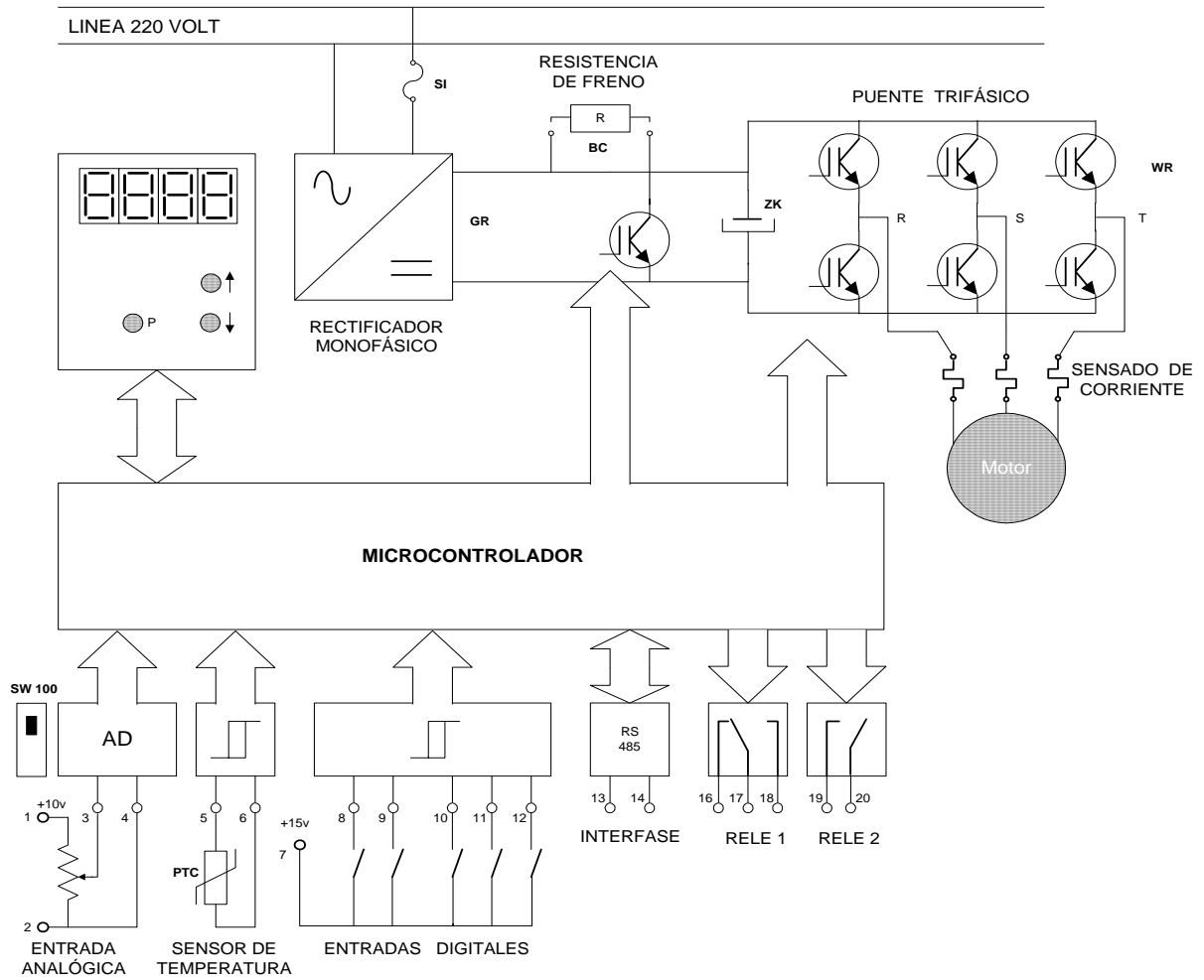
Se alimenta desde una tensión monofásica de 220V nominales que se rectifica y aplica a un puente ondulator a transistores controlado por un microprocesador que genera los impulsos de frecuencia y ancho variable para la conducción de los transistores MOS de potencia en el inversor.

Este control posee un set de parámetros programables desde el teclado para establecer las condiciones de funcionamiento del motor.

Tiene además cinco entradas binarias parametrizables para obtener otras prestaciones y una interfase serie RS485 para su conexión a redes de datos, pudiéndose vincular hasta 31 dispositivos en forma conjunta.

El equipo dispone de dos salidas de relé para avisos de fallas y del sistema.

En el esquema de la figura 3 se observan los distintos bloques que componen este dispositivo con sus bornes de conexión de control y de potencia



- | | | | |
|------------|--|-----------|-------------------------------------|
| PBE | Entrada binaria parametrizable | ↑↓ | Teclas de Aumento / Disminución |
| PTC | Resistencia de coeficiente de temperatura positivo | GR | Rectificador |
| PBA | Salida binaria parametrizable | BC | Chopper del freno |
| RS | Interfase en serie | ZK | Condensador del circuito intermedio |
| 485 | | WR | Ondulador |
| AD | Transductor analógico-digital | M | Motor |
| CPU | Unidad central de procesamiento | SI | Fusible |
| LED | Diodo indicador | | |
| P | Tecla "P" | | |

Fig. 3

El aparato se conecta directamente a la red sin ningún interruptor especial, efectuando entonces una autocomprobación de funciones. Si es detectado algún error, será indicado en el display. En el panel de mandos del Micro Master se pueden ajustar todos los valores de régimen (parámetros) necesarios con tres teclas. Dichos parámetros son indicados en el display de cuatro dígitos.

P = Conmutador entre número del parámetro (P000 a P944) y valor del parámetro (0000 a 9999)

↑ = Tecla para ajustar números y valores de parámetros más altos

↓ = Tecla para ajustar números y valores de parámetros más bajos

Pulsando brevemente las teclas ↑ o ↓, los valores se modifican gradualmente. Manteniendo pulsadas dichas teclas por más tiempo, se produce un avance rápido.

El valor del parámetro que se haya ajustado en cada caso queda memorizado automáticamente en la memoria interna.

El sentido de marcha del motor lo indica un diodo LED amarillo. Cuando se enciende el motor gira a la izquierda.

El aparato se parametriza en fábrica para usos estándar sobre la base de motores normalizados Siemens de 4 polos.

Si se utiliza otro tipo de motor se deberán ajustar los parámetros P081 a P085 con los datos indicados en la placa de características del motor.

Para ello previamente hay que ajustar el parámetro P009 que determina cuáles son los parámetros que pueden ser ajustados.

Los valores del parámetro P009 son:

- 0 = Sólo se pueden ajustar los parámetros P001 a P009.
- 1 = Sólo se pueden ajustar los parámetro P001 a P009 y sólo pueden ser leídos y ajustados los parámetros P011 a P0944.
- 2 = Pueden ajustarse todos los parámetros, pero al tener lugar la próxima desconexión/conexión, serán puestos automáticamente a "0".
- 3 = Todos os parámetros pueden ser ajustados incluso después de una desconexión intermedia.

La regulación de fábrica se puede restablecer a través del parámetro P944.

La frecuencia de salida del convertidor (valor nominal de la frecuencia) y, por consiguiente, el número de revoluciones del motor, se puede introducir y controlar de cinco formas diferentes:

1- Valor nominal digital

El valor de la frecuencia se ajusta con el parámetro P005 debiendo ser prefijado entre 0 y 650Hz.

2- Valor nominal análogo

El valor de la frecuencia se rige por una tensión externa que determina el valor mínimo de la frecuencia a 0V/0mA ó 2V/4mA y el valor máximo de la frecuencia a 10V/20mA. La entrada análoga se configura con los parámetros P021 a P024. El tipo de entrada análoga (corriente o tensión) se selecciona con el interruptor SW100 que solo es accesible retirando la tapa.

3- Potenciómetro del motor

Con esta función se puede aumentar o disminuir el valor nominal a través de las entradas binarias. Dicha función se activa con los parámetros P052 a P055. El valor nominal del potenciómetro del motor puede ser ajustado por si solo o sumándolo a otros valores nominales (frecuencias fijas) o al valor nominal análogo (ver P024).

4- Valor nominal ajustado de forma fija

Las frecuencias fijas se ajustan con los parámetros P041 a P045 y se rigen por los datos indicados en las respectivas tablas. El parámetro P045 se utiliza para determinar el sentido de giro de la frecuencia fija.

Ajuste	1ª frec. fija	2ª frec. fija	3ª frec. fija	4ª frec. fija
0	→	→	→	→
1	←	→	→	→
2	→	←	→	→
3	→	→	←	→
4	→	→	→	←
5	←	←	→	→
6	←	←	←	→
7	←	←	←	←

Valor fijo no invertido →

Valor fijo no invertido ←

Tabla 1

Las frecuencias fijas son activadas a través de las entradas digitales (bornes 9 a 12) (ver parámetros P052 a P055 y tabla 2 del manual).

5- Valor nominal mediante teletransmisión de datos

Corresponde al caso en el que el Micro Master es controlado a través de la interfase serie RS 485 y el dato que se transmite es un valor del 0 al 100%. El valor de la frecuencia que corresponde al 100% se ajusta con el parámetro P094.

La fuente del valor nominal se determina con el parámetro P006.

0 = Valor nominal digital (programación de fábrica)

1 = Valor nominal análogo

2 = Frecuencia fija o potenciómetro del motor dependiendo de la selección parametrización de las entradas binarias (bornes 10 a 12). Se pueden activar diversos valores nominales fijos según la combinación de bornes que sean activados. También se pueden parametrizar otros valores de frecuencia fija (ver parámetros P041 a P044).

Por razones de seguridad, en la programación de fábrica se ajusta el valor nominal digital de la frecuencia en 0,0 Hz. De esta forma se evita que se produzca un arranque involuntario del motor durante la primera puesta en marcha.

Para hacer arrancar al motor hay que introducir el valor nominal de la frecuencia a través del parámetro P005 o desde el parámetro P000 y con las teclas de aumento ↑ o de disminución ↓ de la velocidad.

La puesta en marcha se realiza actuando sobre las entradas digitales 8 o 9 de giro a la derecha o a la izquierda respectivamente (con los valores prefijados de fábrica en los parámetros P051 a P055). El motor comienza a girar siguiendo el régimen de aceleración de P002 hasta la frecuencia seleccionada según el modo programado en P006 (valor de P005 o de la entrada analógica en bornes 3 y 4 o de las entradas digitales 10 a 12).

La detención del motor puede tener lugar de diversas formas:

Descenso a 0 Hz. del valor nominal de la frecuencia con la tecla ↓.

Retirada de la orden de marcha (entradas 8 o 9) siguiendo el régimen de desaceleración de P003

Frenado de corriente continua hasta el 250 % del valor nominal (P073) lo cual produce una parada abrupta manteniendo el rotor bloqueado durante el tiempo programado en P003.

Cuando se aparece un fallo o error se produce la desconexión del motor y en el visor aparece el código de fallo. Puede resetearse el equipo apretando dos veces el pulsador P (una vez para visualizar el parámetro P000 y la segunda para confirmar el fallo).

Explicación de los principales parámetros :

P000 : Indicación del valor de régimen seleccionado con P001. También se visualizan los códigos de avisos de errores cuando se produce alguna falla. Si se ha elegido en P001 la frecuencia de salida, el valor nominal existente será indicado, en estado de desconexión, cada 1,5 segundos.

P001 : Selección del valor a indicar en el display con el parámetro P000

- 0 = Frecuencia de salida
- 1 = Valor nominal de la frecuencia
- 2 = Corriente del motor (amperes)
- 3 = Tensión del circuito intermedio (voltios)
- 4 = Par de giro del motor (porcentaje)

P012 : Frecuencia mínima, ajustable de 0 a 650 Hz.

P013 : Frecuencia máxima, ajustable de 0 a 650 Hz.

P002 : Tiempo de aceleración (de 0 a $f_{m\acute{a}x}$)

P003 : Tiempo de desaceleración (de $f_{m\acute{a}x}$ a 0)

P004 : Tiempo de 0 a 40 segundos hasta que la aceleración máxima es activada o desactivada mediante la centricidad de los flancos (ver figura xx)

P021 : Frecuencia para el mínimo valor en la entrada analógica (0V/0mA ó 2V/4mA según P0023).

P022 : Frecuencia para el máximo valor en la entrada analógica (10V/20mA).

Puede ajustarse P021 mayor que P022 o viceversa.

P051 a P054 : Selección de la función de mando de las entradas digitales.

En el trabajo práctico se ajustan estos valores para las siguientes funciones:

- Entrada 8 : Giro a la derecha (P051 = 1)
- Entrada 9 : Giro a la izquierda (P052 = 2)
- Entradas 10 a 12 : Frecuencias fijas (P053, P054 y P055 = 6)

VALOR	FUNCION	P051	P052	P053	P054	P055
1	Giro a la derecha					
2	Giro a la izquierda					
6	Frecuencia fija					

Para otras programaciones ver la tabla 2 en la sección “Puesta en marcha para usos especiales” del manual.

P041 a P043 : Frecuencias fijas asociadas con las entradas digitales 10 a 12.

P045 : Con este parámetro puede determinarse el sentido de giro de la frecuencia fija (ver Tabla 1).

P073 : Corriente de frenado, del 0 al 250% de la corriente nominal del motor, utilizada para el freno de corriente continua. El tiempo de frenado se ajusta mediante P003.

P076 : Con este parámetro se determina la frecuencia de los pulsos de salida de 3 a 16 KHz. y el tipo de modulación PWM para la tensión de salida. En caso de no ser necesario un funcionamiento sin ruidos, conviene utilizar frecuencias bajas para reducir las pérdidas en el convertidor y en el motor, así como también la emisión de interferencias. El tipo de modulación 1 produce una mejor marcha concéntrica del motor a frecuencias muy bajas, mientras que el tipo de modulación 2 reduce al mínimo las pérdidas en el motor y en el convertidor.

Ajuste	Frecuencia	Tipo de Modulación
0	16 KHz	1
1	16 KHz	2
2	8 KHz	1
3	8 KHz	2
4	4 KHz	1
5	4 KHz	2

Ajuste	Frecuencia	Tipo de Modulación
6	3 KHz	1
7	3 KHz	2
8	3 – 16 KHz	3
9	4 – 8 KHz	3
10	3 – 4 KHz	3

P081 a P085 : Estos parámetros se ajustan con los datos del motor a controlar

P081 : Frecuencia nominal del motor

P082 : Velocidad nominal del motor

P083 : Corriente nominal del motor

P084 : Tensión nominal del motor

P085 : Potencia nominal del motor

P087 : Activación del PTC externo (entradas 5 y 6)

0 = Inactivo

1 = PTC externo activado

P930 : Código del último error o falla que se ha detectado. Ver la tabla “Fallos/Avisos de errores” del manual para conocer la descripción del mismo.

P944 : Poniendo este parámetro en 1 se restablecen todos los parámetros a su valor de ajuste de fábrica.



PRECAUCIÓN: TRABAJO PRÁCTICO SOBRE LINEA DE 220 VOLT

CALENTAMIENTO INDUCTIVO

OBJETIVO:

Experimentar con un circuito convertidor a tiristores con oscilador en paralelo aplicado al calentamiento inductivo de metales. Analizar el funcionamiento y observar las formas de onda más significativas del circuito.

MATERIAL A UTILIZAR :

Equipo a ensayar (Circuito Nro. 7)
Osciloscopio de doble canal
Puntas de prueba (2)

DESARROLLO DEL TRABAJO PRACTICO:

Las mediciones se harán sobre el circuito esquematizado en la figura 1 (impreso en el frente del equipo a ensayar), donde se ha indicado además la conexión de la fuente de alimentación.

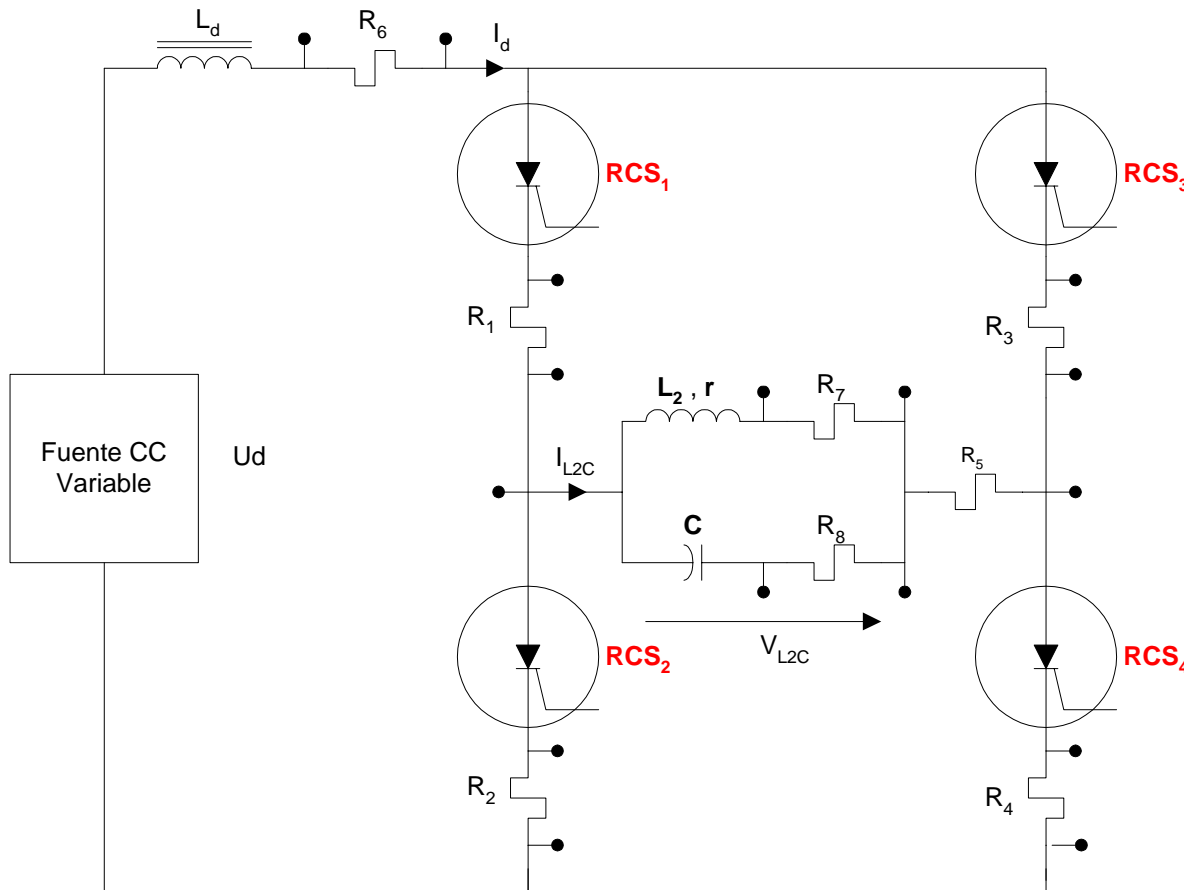


Fig. 1

Componentes:

R1 a R8 : resistencias de medición $10\text{ m}\Omega \pm 5\%$

$L_{2,r}$: inductancia del circuito tanque (crisol)

C : condensador del circuito tanque

SCR₁ a SCR₄ : Tiristores del potencia (C35D)

MEDICIONES:

1) Al oprimir el pulsador de ARRANQUE el circuito convertidor comenzará a funcionar con una frecuencia de oscilación superior a la natural del circuito tanque. En estas condiciones y hasta tanto el sistema no evoluciones hasta su frecuencia de trabajo, medir con un ORC y graficar sobre un mismo eje de ordenadas las siguientes magnitudes:

V_{L2C} (Usada como sincronismo)

I_{L2C} (sobre R4)

2) Determinar la frecuencia de oscilación y explicar las formas de onda graficadas.

3) Observando V_{L2C} se notará que luego de transcurrido un cierto tiempo el circuito evolucionar hacia una frecuencia inferior próxima a la de resonancia del circuito tanque. Graficar:

V_{L2C}

$V_{AK\ RSC1}$

$V_{AK\ RSC2}$

I_{L2C} (Sobre R5)

I_{RSC1} (Sobre R₁)

I_{RSC2} (Sobre R₂)

I_d (Sobre R₆)

4) Medir la frecuencia de operación y explicar el cambio en la forma de onda de V_{L2C} .

5) Medir el tiempo t_γ durante el cual permanecen los tiristores con tensión opuesta.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO:

El circuito se compone de tres bloques principales (figura 3):

- La fuente de alimentación
- El oscilador de potencia
- El circuito de control

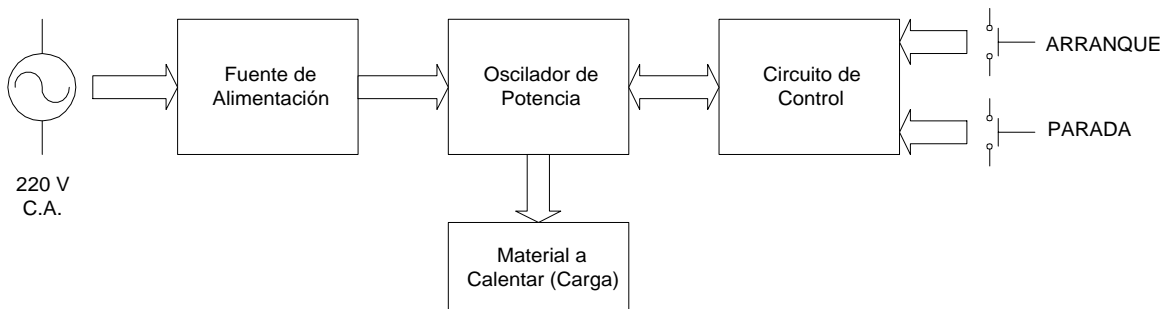


Fig. 3

El oscilador de potencia está formado por un puente de tiristores y un circuito oscilante LC paralelo. Los tiristores se encienden sucesivamente de dos en dos haciendo conmutar la corriente de una diagonal a la otra.

El material a calentar se ubica físicamente dentro de un contenedor cilíndrico (crisol) sobre el cual está dispuesta la inductancia L.

La fuente de alimentación se compone de un transformador monofásico con un variador de tensión sobre el arrollamiento primario, un rectificador y un circuito de protección contra sobrecargas.

Puesto que el circuito paralelo no admite variaciones bruscas de tensión, se coloca una inductancia de alisado L_d haciendo que la fuente entregue al circuito tanque bloques de corriente constante y la tensión de oscilación resulte prácticamente senoidal.

La frecuencia a la que se hace trabajar al puente ondulator se denomina frecuencia de servicio f_B y la establece el circuito de control tomando como referencia la frecuencia natural del circuito tanque f_o y las condiciones necesarias para el correcto funcionamiento del circuito. Los pulsadores de ARRANQUE y PARADA se utilizan para iniciar y detener el funcionamiento del oscilador de potencia.

FUNCIONAMIENTO:

Para optimizar la transferencia de energía a la carga (material a calentar) es conveniente que la frecuencia de trabajo del ondulator sea igual a la frecuencia de resonancia del circuito RLC, la cual varía con el tipo y volumen del material a calentar y con la temperatura del mismo ya que incide en la permeabilidad magnética que determina el valor de L .

Pero para que los tiristores puedan conmutar sin necesidad de circuitos de apagado adicionales es necesario mantener un ángulo φ de defasaje entre tensión y corriente de modo tal que en el momento de la conmutación quede aplicada una tensión ánodo-cátodo negativa sobre los tiristores que deben dejar de conducir durante un tiempo superior al de apagado (T_{off}) en todo el rango de frecuencia de trabajo.

Este defasaje, en el que la corriente debe adelantar a la tensión, se consigue haciendo que la frecuencia de servicio f_B sea superior a la frecuencia natural de modo que el circuito se comporte como una impedancia capacitiva. Para ello se incluye un circuito de control que tiene como misión establecer una condición segura de arranque y de funcionamiento eficiente bajo distintas condiciones de carga en el crisol.

En el arranque el oscilador debe trabajar a una frecuencia superior a la máxima frecuencia de resonancia posible para asegurar el comportamiento capacitivo del circuito RLC, y luego disminuirla hasta ajustarse al valor que permita mantener el defasaje φ deseado entre tensión y corriente, pero siempre superior a la frecuencia de resonancia para toda condición de carga del circuito.

De acuerdo al diagrama en bloques de la figura 3 y al esquema eléctrico de la figura 8, el circuito de control es comandado por dos grupos de señales:

- a) Señales de Arranque – Parada
- b) Señales analógicas A y B

La señal A es proporcional a la corriente del circuito tanque I_{L2C} sensada a través de la resistencia R_5 (ver figura 1) y acoplada por medio de un transformador de aislación. La señal B es proporcional a la tensión V_{L2C} del circuito tanque y también es acoplada por medio de un transformador reductor de aislación.

Ambas señales ingresan al circuito de control a través de los bloques B1 y B2 que son conformadores de señal. Los circuitos integrados IC1a e IC1b son comparadores de tensión con salida a colector abierto y resistencias de carga R_3 y R_8 respectivamente. Para evitar transiciones

por ruido, se ha previsto un pequeño nivel de histéresis en la entrada de ambos. Las compuertas IC2a e IC2b contribuyen a adaptar los niveles de salida y cuadrar aún más la señal.

El bloque B3 recibe ambas señales conformadas y entrega una tensión que es proporcional al defasaje entre ambas. Está formado por un detector sincrónico y un filtro activo pasabajos de segundo orden. El amplificador operacional IC3a y el FET canal N pertenecen al detector sincrónico (D.S.), y el IC3b al filtro pasabajos.

En la figura 5 se muestran las salidas de los bloques B1 y B2, y la salida del detector sincrónico. En la figura 6 se muestra la salida del bloque B3 en función del defasaje entre corriente y tensión.

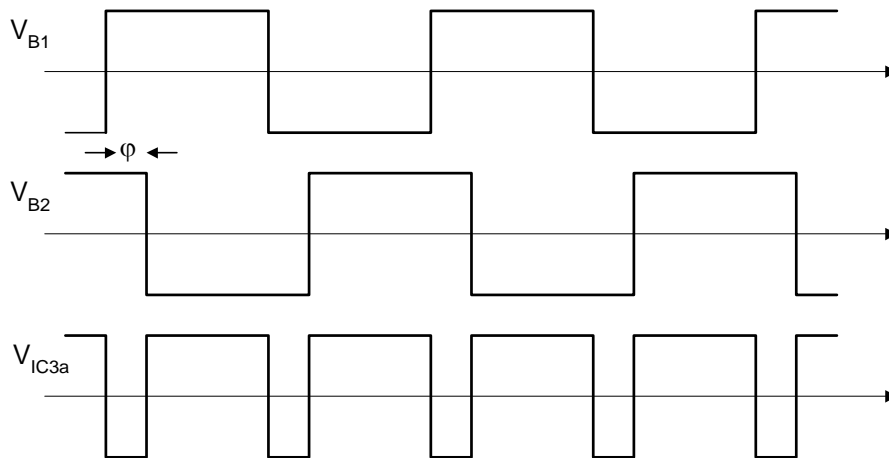


Fig. 5

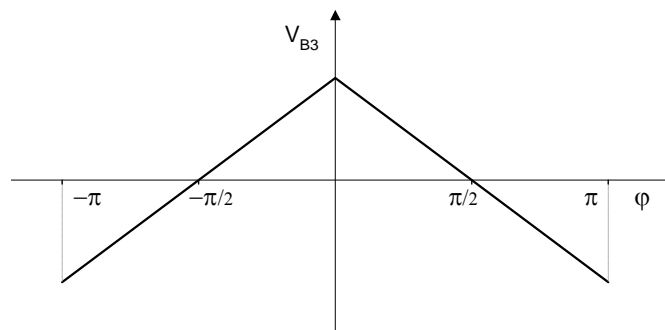


Fig. 6

El bloque B4 compara la diferencia de fase medida en el bloque anterior con un valor de referencia V_{ref} ajustado con el preset P3 y la diferencia entre ambos, si es positiva, se aplica al bloque B7 que actúa como integrador.

A este último también ingresa la salida del bloque B5 que tiene como finalidad crear las condiciones necesarias para el arranque del circuito oscilador (comportamiento capacitivo).

El bloque B8 es un oscilador controlado por tensión (VCO) que tiene característica de transferencia negativa y salida senoidal (Figura 7).

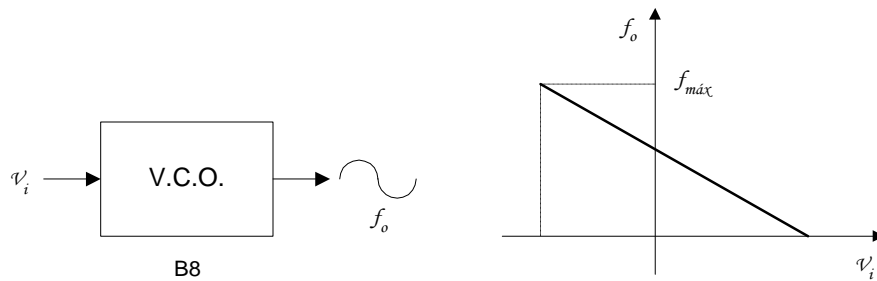


Fig. 7

En el bloque B9, se separan los semiciclos positivos y negativos de la salida del VCO para generar los pulsos de disparo de los tiristores que forman el puente oscilador, cerrando así el lazo de realimentación.

El amplificador inversor formado por IC6a y D4 del bloque B6 sólo permite el paso de los semiciclos negativos de la salida del VCO. Por el contrario, el amplificador no inversor IC6b y D5 sólo permite el paso de los semiciclos positivos. Ambas señales provocan la transición alternativa de IC7a e IC7c, cuyas salidas son invertidas por Tr3 y Tr2 respectivamente. Asimismo cada semiciclo provoca la conmutación a un nivel alto de IC7b cuando aquellas señales superan el nivel de comparación fijado con P5. En consecuencia, con este preset se puede ajustar el ancho del pulso positivo de salida de IC7b.

Los flip-flop IC9 a y b y las compuertas IC8c y d forman el circuito de arranque y parada del oscilador. Inicialmente las salidas Q de ambos flip-flop están en nivel bajo

Al pulsar el botón de ARRANQUE y estando la salida de IC7c en nivel alto, se dispara el flip-flop IC1a ($Q=1$). La transición negativa de IC7c dispara el flip-flop IC9b que habilita las compuertas IC8a e IC8b. La acción conjunta de IC7a, b y c permite el disparo alternativo de una diagonal a otra.

De esta manera se elimina el arranque manual indeterminado y aleatorio y el primer grupo de tiristores disparados es siempre SCR2 y SCR3.

El pulsador PARADA pone las salidas $Q=0$ en ambos flip-flop e inhibe el disparo de los tiristores.

Antes de dar arranque al equipo, las señales A y B son nulas pues el circuito tanque no está excitado. En estas condiciones la salida de B4 es negativa y se mantiene bloqueada por D3.

Además, al no haber señal en A, en el bloque B5 la tensión en el capacitor C4 es nula y la salida del comparador IC1c (colector abierto) se mantiene positiva a través de la resistencia R13. Esta tensión provoca la excursión a saturación negativa del integrador B7 y mantiene al VCO oscilando a la frecuencia de trabajo más alta que es el objetivo buscado para iniciar el funcionamiento del ondulator.

Cuando se actúa sobre el pulsador de arranque se habilita el encendido de los tiristores y el circuito ondulator comienza a oscilar a la frecuencia forzada por el VCO.

Las salidas de B1 y B2 son ondas cuadradas con un defasaje cercano a los 90° (comportamiento capacitivo) por lo que la salida de B3 es próxima a cero y la de B4 continúa siendo negativa.

Luego de un tiempo τ , los pulsos de B1 hacen que la tensión sobre C4 crezca y la salida de B5 conmute iniciando la descarga progresiva de C3 y la salida de B7 de saturación negativa. La tensión a la entrada del VCO crece y la frecuencia de oscilación disminuye haciendo evolucionar al circuito ondulator hacia frecuencias inferiores de operación aproximándose a la de resonancia. El valor de φ se reduce y la salida de B3 crece hasta que comparada con V_{ref} y amplificada en B4 se adicione al integrador y equilibre el lazo de realimentación, fijando así la frecuencia del VCO levemente por encima de la de resonancia y con un defasaje φ entre tensión y corriente ajustable con V_{ref} . Este estado de equilibrio se verifica cuando la corriente que ingresa a B7 por R31 (que depende del defasaje φ) se iguala a la que absorbe B5 a través de R32. Una incremento parcial en la carga del crisol provoca un aumento en el valor de L2 y por ende la disminución de la frecuencia de resonancia. Como el valor de φ aumenta, disminuye la salida de B3 y el efecto negativo de B5 contribuye a reducir la frecuencia de operación. El valor de φ ahora se reduce hasta que se alcanza una nueva situación de equilibrio conservando el defasaje inicial a una frecuencia de trabajo menor. Análogo razonamiento se aplica al provocar una descarga parcial del crisol.

APENDICE:

La frecuencia natural del circuito LC sin carga ($R = 0$)

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

se denomina **frecuencia característica**.

La frecuencia natural f_R del circuito con carga en oscilación libre, con factor de amortiguación δ es:

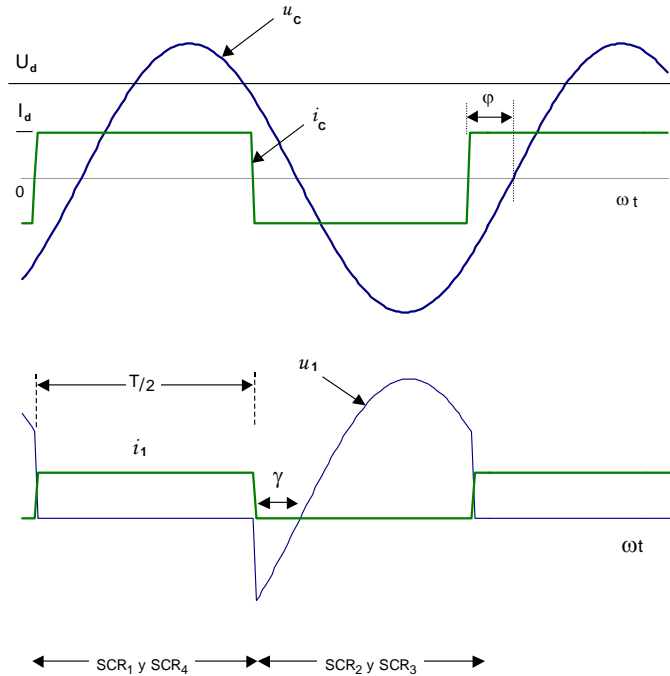
$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \delta^2}$$

Siendo

$$\delta = \frac{R}{2\omega_o L} \quad \text{y} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

La **frecuencia de servicio** f_B con la que se hace trabajar a un ondulator con circuito oscilante viene prefijada por el circuito de control. Con el objeto de que el circuito oscilante presente una impedancia predominantemente capacitiva, la frecuencia de servicio f_B debe ser superior a la frecuencia natural.

Puesto que el circuito oscilante en paralelo no admite variaciones bruscas de tensión, el inversor precisa una inductancia de alisado L_d a la entrada. La tensión u_c del lado de la carga es aproximadamente senoidal y la corriente conmuta de una diagonal a la otra. La corriente de carga es rectangular y está adelantada en un ángulo φ respecto de la tensión de carga. Esto es necesario para asegurar el ángulo de apagado γ de los tiristores.



Admitiendo de u_2 es prácticamente senoidal

$$u_2 = \hat{U}_2 \text{sen}\omega t$$

Se puede establecer una relación entre el lado de corriente continua del inversor y el lado de c.a. del mismo. Aplicando conservación de la energía en un semiperíodo

$$U_d \cdot I_d \cdot \frac{T}{2} = \int_{-\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{\pi-\varphi}{\omega}} u_2 \cdot i_2 dt = I_d \cdot \hat{U}_2 \int_{-\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{\pi-\varphi}{\omega}} \text{sen}\omega t dt = I_d \cdot \hat{U}_2 \cdot \frac{2 \cdot \cos \varphi}{\omega}$$

$$\therefore \hat{U}_2 = \frac{U_d \cdot \pi}{2 \cos \varphi}$$

Un aumento del ángulo de apagado da lugar a un aumento de la tensión en la carga si se mantiene constante a la tensión de entrada U_d . Esto último, ha supuesto, para ángulos pequeños de apagado o sea próximos a la resonancia del circuito de carga, donde vale la suposición de la forma de onda senoidal.

De las ecuaciones anteriores la potencia entregada a la carga es (despreciando pérdidas):

$$P = U_d \cdot I_d = \frac{2}{\pi} \cdot I_d \cdot \hat{U}_2 \cdot \cos \varphi$$

De aquí se deduce que para valores pequeños de φ donde el producto $\hat{U}_2 \cdot \cos \varphi = cte$ la potencia debe regularse por la variación de la tensión continua U_d

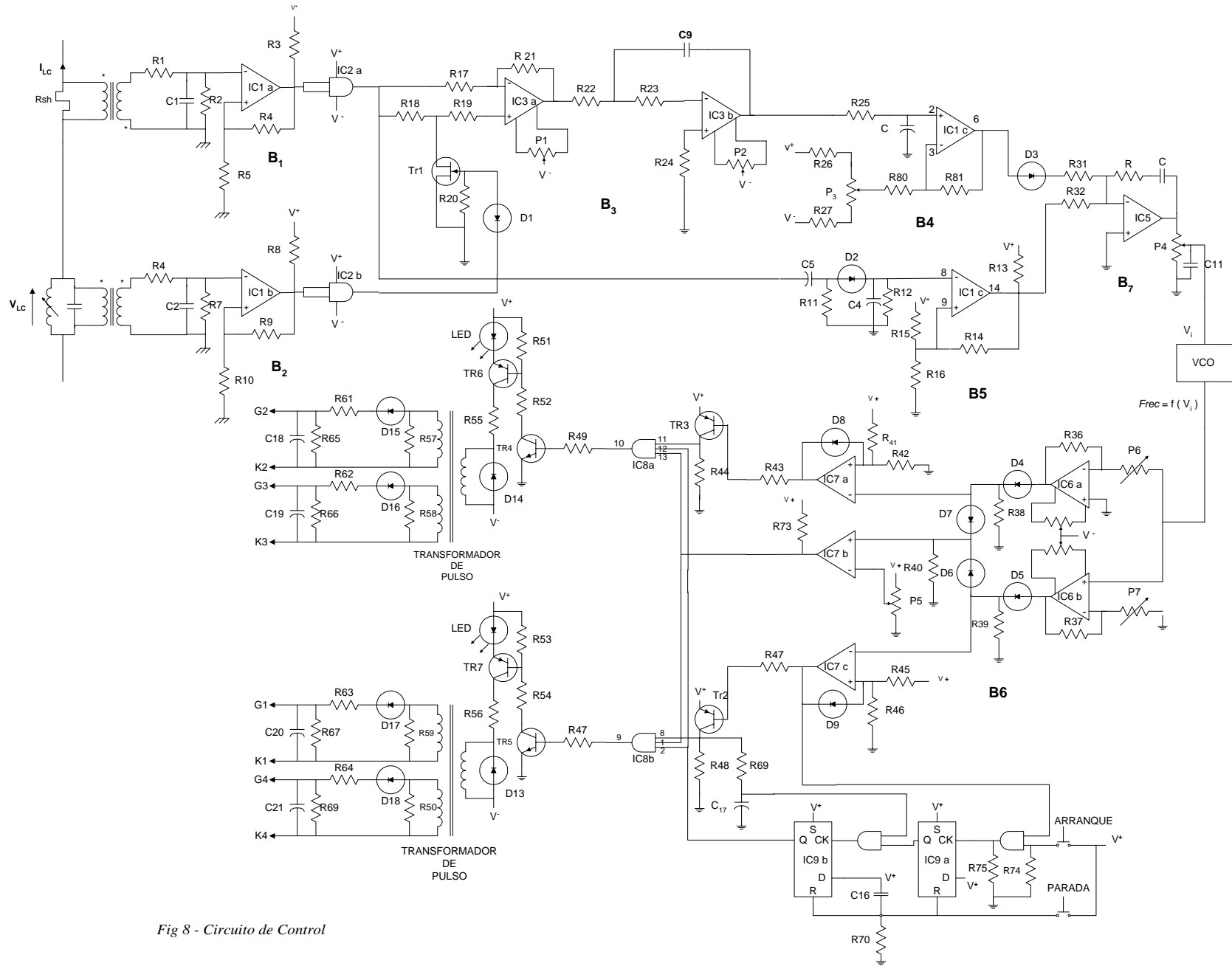


Fig 8 - Circuito de Control