

**UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**



**HORNO DE INDUCCIÓN ELÉCTRICO DE BAJA FRECUENCIA**

**INFORME DE SUFICIENCIA**

**PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:**

**INGENIERO ELECTRICISTA**

**PRESENTADO POR:**

**FAUSTO BARTOLOMEO RAFFO PIZZORNI**

**PROMOCIÓN**  
**1989 - I**

**LIMA – PERÚ**  
**2006**

**HORNO DE INDUCCIÓN ELÉCTRICO  
DE BAJA FRECUENCIA**

*Este informe de suficiencia se lo dedico a cinco personas que me apoyaron, me motivaron y me entusiasmaron a iniciar, continuar y concluir mis estudios universitarios que ahora se corona con este trabajo de ingeniería con el que pienso optar el título de ingeniero.*

*A mi madre: que siempre creyó en mí y veló por mi asiduidad en mi asistencia y adquisición de conocimientos durante mi carrera universitaria.*

*A mi esposa: que siempre me estimuló a seguir adelante sin desmayo soportando con dignidad mis ausencias y privaciones con ella en el estudio.*

*A mi padre: que a pesar que me dejó en los inicios de mis estudios universitarios vio con alegría mi decisión y posterior ingreso a la universidad... que descanse en paz.*

*A mi suegra: con agradecimiento y nostalgia.*

*A mi suegro: que hallé en él la motivación práctica de los estudios y la confirmación en los hechos de la teoría aprendida en las largas horas de clase.*

*A todos ellos... con mucho respeto y consideración.*

*Por último a la Universidad Nacional de Ingeniería que con su universo científico de ingenierías basadas en lo pragmático y demostrable me abrió un nuevo horizonte en mi filosofía personal para encarar la vida.*

## SUMARIO

El presente trabajo tiene como objetivo básico presentar las distintas conformaciones básicas de los Hornos de Inducción de Baja Frecuencia con Canalización y armadura ferromagnética, en sus dos versiones: monofásica y trifásica, aprovechando la construcción posible de máximo número de canales secundarios de material a fundir en torno a los lados que presenta el núcleo o armadura ferromagnética con colocación en dichos espacios de la respectiva bobina de inducción. También se hace una exposición de los dispositivos electrónicos de control (tiristores) con los cuales se hace funcionar y controlar estos hornos con sus respectivos condensadores correctadores del factor de potencia en sustitución de los elementos puramente eléctricos-autotransformadores- y contactores de potencia que son más voluminosos no se tiene una gran variedad de voltaje sin sacrificar espacio, tienen partes móviles y sufren desgaste al efectuar varias maniobras (refiriéndose a los contactores) y requiriendo mayor mantenimiento.

Luego se elige un método de control electrónico –el de apertura y cierre- por presentar menor tasa de armónicos y no obstante se hace también un enfoque de filtros pasivos a utilizar y bobina de choque –estos últimos insertados con los condensadores en serie para limitar las corrientes de inserción.

Finalmente se muestra las principales características del tiristor, tipo de encendido y protección a tener en cuenta y asimismo la metalurgia del Latón.

# ÍNDICE

<b>PRÓLOGO</b>	1
<b>CAPÍTULO I</b>	
<b>GENERALIDADES</b>	
1.1 El Tiristor	3
1.2 Filtros Pasivos	9
1.3 Controladores de Voltaje	16
<b>CAPÍTULO II</b>	
<b>EL HORNO EN USO DE INDUCCION ELECTRICO DE BAJA FRECUENCIA</b>	
2.1. Topología	29
2.2. El Latón	32
2.3. Principio de Funcionamiento	34
<b>CAPÍTULO III</b>	
<b>PROPUESTA DE MEJORA DEL HORNO DE INDUCCIÓN ELECTRICO CON CONTROL ELECTRONICO</b>	
3.1 Monofásico de doble Canalización	38
3.2 Trifásico de Triple Canalización	43
3.3 La Bobina de Choque	44

<b>CONCLUSIONES</b>	53
<b>ANEXO</b>	55
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	80

## PRÓLOGO

Desde su origen el hombre se ha interesado en trabajar los metales para provecho propio fundiéndolos, moldeándolos, labrándolos, etc., y diversos han sido los métodos para lograrlo siendo los más primitivos el uso del carbón y el fuelle para alimentar de oxígeno el fuego producido por el primero, luego este combustible fue reemplazado por el petróleo, gas, etc.

Con el advenimiento de la electricidad y dada las condiciones de conductividad eléctrica y permeabilidad magnética de los metales fue posible construir dispositivos que aprovechaban esta ventaja y es así que se ensayaron los primeros hornos de arco eléctrico (Moisson) y de inducción eléctrica por el siglo XIX (Hérault fue uno de los pioneros, luego le siguieron otros). Primero los hornos de inducción eléctrica fueron de baja frecuencia con o sin núcleo ferromagnético, luego con la llegada de la electrónica se ensayaron con los tiristores de potencia y transistores de onda corta perfeccionados, hornos de alta frecuencia (hornos de Northrut y Ribaud) alcanzándose una mayor penetración electromagnética de fundición, es decir los trozos a fundir no eran necesarios que fueran grandes.

Estos tipos de horno de inducción en alta y baja frecuencia son provechosos frente a los de arco y los de combustión porque son menos ruidosos, menos contaminantes y tienen una mayor eficiencia en la energía invertida para fundir así como la calidad del material o aleación resultante.

El objetivo de este informe es presentar alternativas electrónicas que requieran menos

mantenimiento y mejor resultado en su manejo que los sistemas eléctricos para el horno de inducción eléctrico de baja frecuencia y con núcleo ferromagnético.

En este informe de suficiencia se enfocan en el capítulo II las experiencias constructivas que ha tenido el autor con los Hornos de Inducción Eléctrica de Baja Frecuencia y sus propuestas electrónicas y de múltiple canalización para su mejor aprovechamiento.



# CAPÍTULO I

## GENERALIDADES

### 1.1. El tiristor

El tiristor es uno de los tipos más importantes de dispositivos semiconductores de potencia. Los tiristores se usan en forma extensa en los circuitos electrónicos de potencia. Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor. Para muchas aplicaciones se puede suponer que los tiristores son interruptores o conmutadores ideales, aunque los tiristores prácticos exhiben ciertas características y limitaciones.

#### 1.1.1 Características de los tiristores:

El tiristor es un dispositivo semiconductor de cuatro capas de estructura *pnpn* con tres uniones *pn*. Tiene tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. La siguiente figura 1.1 muestra el símbolo del tiristor y una sección recta de tres uniones *pn*. Los tiristores se fabrican por difusión.

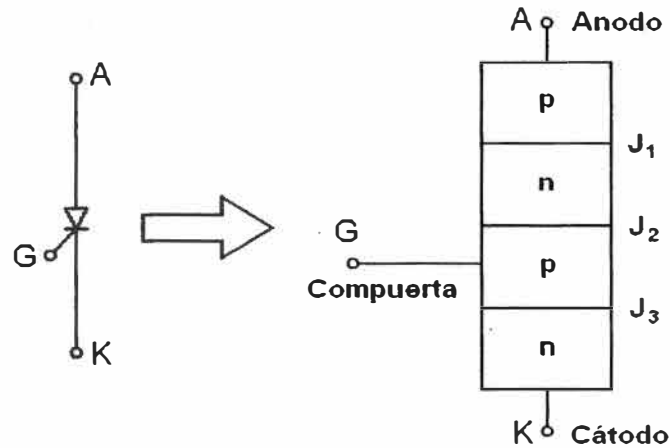


Fig. 1.1 SÍMBOLO DEL TIRISTOR Y TRES UNIONES *PN*

Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al cátodo, las uniones  $J_1$  y  $J_3$  tienen polarización directa o positiva.. La unión  $J_2$  tiene polarización inversa, y sólo fluirá una pequeña corriente de fuga del ánodo al cátodo. Se dice entonces que el tiristor está en condición de bloqueo directo o en estado desactivado llamándose a la corriente de fuga “corriente de estado inactivo  $I_D$ ”. Si el voltaje ánodo a cátodo  $V_{AK}$  se incrementa a un valor lo suficientemente grande la unión  $J_2$  polarizada inversamente entrará en ruptura. Esto se conoce como “ruptura por avalancha” y el voltaje correspondiente se llama “voltaje de ruptura directa  $V_{BO}$ ”. Dado que las uniones  $J_1$  y  $J_3$  tienen polarización directa, habrá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones, que provocará una gran corriente directa del ánodo. Se dice entonces que el dispositivo está en “estado de conducción o activado”. La caída de voltaje se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas y será pequeña, por lo común 1 V. En el estado activo, la corriente del ánodo está limitado por una impedancia o una resistencia externa,  $R_L$ , tal y como se muestra en la Fig. 1.2.

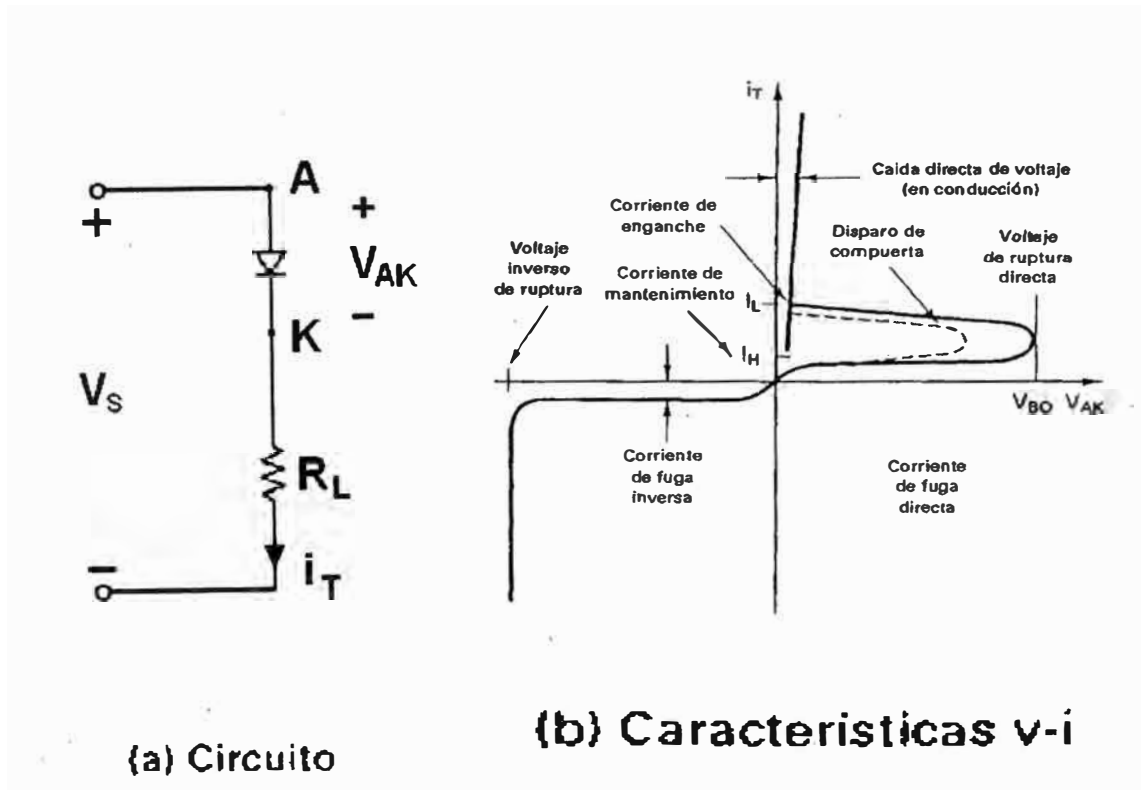


Fig. 1.2 CIRCUITO TIRISTOR Y CARACTERÍSTICAS V-I

La corriente del ánodo debe ser mayor que un valor conocido como “corriente de enganche  $I_L$ ”, a fin de mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión; de lo contrario, de reducirse el voltaje de ánodo a cátodo, el dispositivo regresará a la condición de bloqueo. La “corriente de enganche  $I_L$ ” es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el tiristor en estado de conducción, inmediatamente después de que ha sido activado y se ha retirado la señal de la compuerta. En la última Fig. 1.2.b, se muestra una característica v-i común de un tiristor.

Una vez que el tiristor es activado, se comporta como un diodo en conducción y ya no hay control sobre el dispositivo. El tiristor seguirá conduciendo, pero en la unión  $J_2$  no existe una capa de agotamiento debido a movimientos libres de los portadores. Sin embargo, si se reduce la corriente directa del ánodo por debajo de un nivel conocido como “corriente de mantenimiento  $I_H$ ”, se genera una región de agotamiento alrededor de la unión  $J_2$  debido al número reducido de portadores, el tiristor estará entonces en estado de bloqueo. La corriente de mantenimiento es del orden de los miliamperios y es menor que la corriente de enganche,  $I_L$ . Esto significa que  $I_L > I_H$ . La “corriente de mantenimiento  $I_H$ ” es

es la corriente del ánodo mínima para mantener al tiristor en estado de régimen permanente. La corriente de mantenimiento es menor que la corriente de enganche.

Cuando el voltaje del cátodo es positivo con respecto al ánodo, la unión  $J_2$  tiene polarización directa, pero las uniones  $J_1$  y  $J_3$  tienen polarización inversa. Esto es similar a dos diodos conectados en serie con un voltaje inverso a través de ellos. El tiristor estará en un estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa, conocida como “corriente inversa,  $I_R$ ”, fluirá a través del dispositivo.

El tiristor se puede activar aumentando el voltaje directo  $V_{AK}$  más allá de  $V_{BO}$ , pero esta forma de activarlo puede ser destructiva. En la práctica, el voltaje directo se mantiene por debajo de  $V_{BO}$  y el tiristor se activa mediante la aplicación de un voltaje positivo entre la compuerta y el cátodo. Esto se muestra en la Fig. 1.2.b con líneas punteadas. Una vez activado el tiristor mediante una señal de compuerta y una vez que la corriente del ánodo es mayor que la corriente de mantenimiento, el dispositivo continúa conduciendo, debido a una retroalimentación positiva, aún si se elimina la señal de compuerta. Un tiristor es un dispositivo de enganche.

### 1.1.2. Activación del tiristor:

Un tiristor se activa incrementando la corriente del ánodo. Esto se puede llevar a cabo mediante una de las siguientes formas:

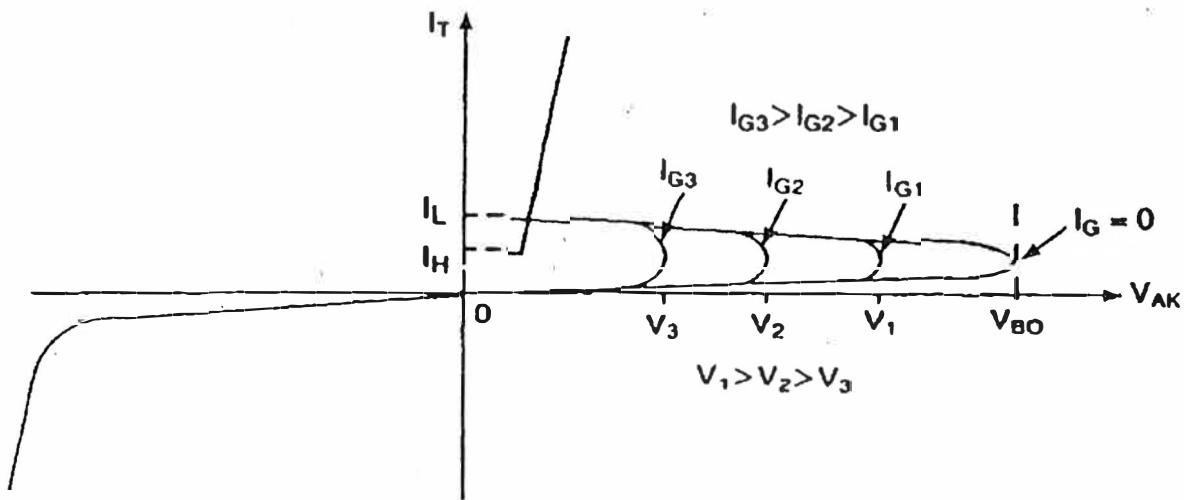
**Térmica:** si la temperatura de un tiristor es alta, habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga. Este tipo de activación puede causar una fuga térmica que por lo general se evita.

**Luz:** si se permite que la luz llegue a las uniones de un tiristor, aumentarán los pares electrón-hueco pudiéndose activar el tiristor. La activación de tiristores por luz se logra al permitir que ésta llegue a los discos de silicio.

**Alto voltaje:** si el voltaje directo ánodo-cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo  $V_{BO}$ , fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación puede resultar destructiva por lo que se debe evitar.

**Dv/dt:** si la velocidad de elevación del voltaje ánodo-cátodo es alta, la corriente de carga de las uniones capacitivas puede ser suficiente para activar el tiristor. Un valor alto de corriente de carga puede dañar el tiristor, por lo que el dispositivo debe protegerse contra un dv/dt alto. Los fabricantes especifican el dv/dt máximo permisible de los tiristores.

**Corriente de compuerta:** si un tiristor está polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y los terminales del cátodo activará el tiristor. Conforme aumenta la corriente de compuerta, se reduce el voltaje de bloqueo directo, tal como aparece en la siguiente figura 1.3.



**Fig. 1.3 EFECTOS DE LA CORRIENTE DE COMPUERTA SOBRE EL VOLTAJE DE BLOQUEO DIRECTO**

Se deben tomar en cuenta los siguientes puntos en el diseño de un circuito de control de compuerta:

1. La señal de compuerta debe eliminarse después de activarse el tiristor. Una señal continua de compuerta aumentaría la pérdida de potencia en la unión de la compuerta.
2. Mientras el tiristor esté con polarización inversa, no debe haber señal de compuerta, de lo contrario, el tiristor puede fallar debido a una corriente de fuga incrementada.
3. El ancho del pulso de la compuerta  $t_G$  debe ser mayor que el tiempo requerido para que la corriente del ánodo se eleve a valor de corriente de mantenimiento  $I_H$ . En la práctica, el ancho de pulso  $t_G$  por lo general se diseña mayor que el tiempo de activación  $t_{on}$  del tiristor.

### 1.1.3. Protección contra $di/dt$ elevados:

Un tiristor requiere de un tiempo mínimo para dispersar la conducción de la corriente en forma uniforme a través de las uniones. Si la velocidad de elevación de la corriente del ánodo es muy alta en comparación con la velocidad de dispersión del proceso de activación, aparecerá un punto de calentamiento, debido a la alta densidad de corriente, por lo que el dispositivo puede fallar, debido a una temperatura excesiva.

Esto ocurre mayormente cuando existen cargas capacitivas alimentadas por tiristores (ver figura 1.4 a continuación) en los que el disparo por la compuerta para su conducción ocurre en un instante en que la tensión remanente del condensador no es igual al de la fuente.

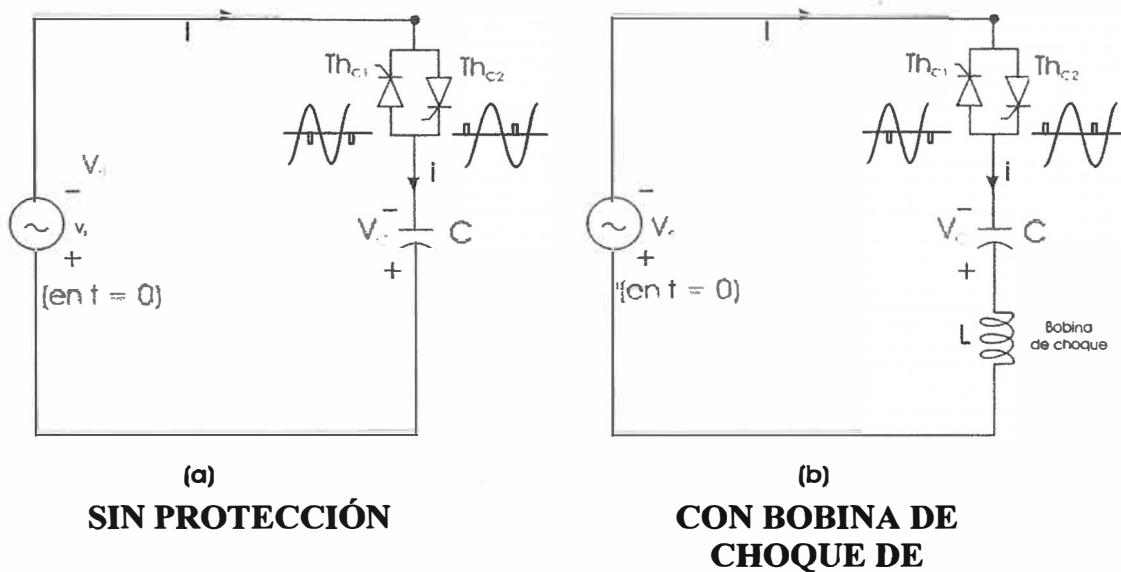


Fig. 1.4 CARGA CAPACITIVA ALIMENTADO POR TIRISTORES

Si  $V_c$  es la tensión del condensador y  $V_s$  es la tensión de la fuente ambas en el instante en que un disparo por la compuerta enciende el tiristor respectivo ( $t=0$ ), entonces la corriente de inserción sería de  $i = C(V_s - V_c)/t$  el cual resulta un valor muy elevado de corriente en un tiempo ( $t$ ) muy reducido, es decir un  $di/dt$  elevado. Esto se soluciona insertando una bobina denominada bobina de choque que aparece en la Fig. 1.4.b en la cual este dispositivo absorbería esta diferencia de voltaje ( $V_s - V_c$ ) siempre y cuando no sea muy notorio este resto a través de la ecuación  $di/dt = (V_s - V_c)/L$ , puesto que el valor de la inductancia "L" no debe ser muy alta para no interferir en el circuito.

### 1.1.4. Protección contra $dv/dt$ :

Si el interruptor  $S_1$  de la figura 1.5.a se cierra en  $t = 0$ , se aplicará un escalón de voltaje a través del tiristor  $T_1$  por lo que  $dv/dt$  puede ser lo suficientemente alto para activar el dispositivo. El  $dv/dt$  se puede limitar conectando el capacitor  $C_s$ , como aparece en la Fig. 1.5.a. Cuando el tiristor  $T_1$  se active, la corriente de descarga del capacitor estará limitado por el resistor  $R_s$ , como aparece en la Fig. 1.5.b.

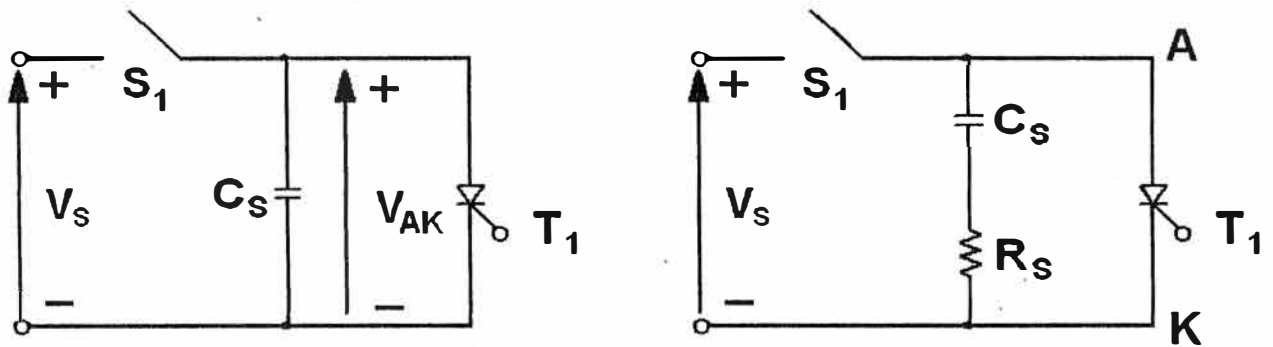


Fig. 1.5 CIRCUITO DE PROTECCIÓN DV/DT

## 1.2. Filtros pasivos

### 1.2.1 Filtros de primer orden de frecuencia única:

Estos filtros se utilizan para frecuencias armónicas bajas. Consta generalmente de un circuito RL en serie o en paralelo y conectados en serie al capacitor colocado en paralelo con la carga para mejorar el factor de potencia. Ver Fig. 1.6.

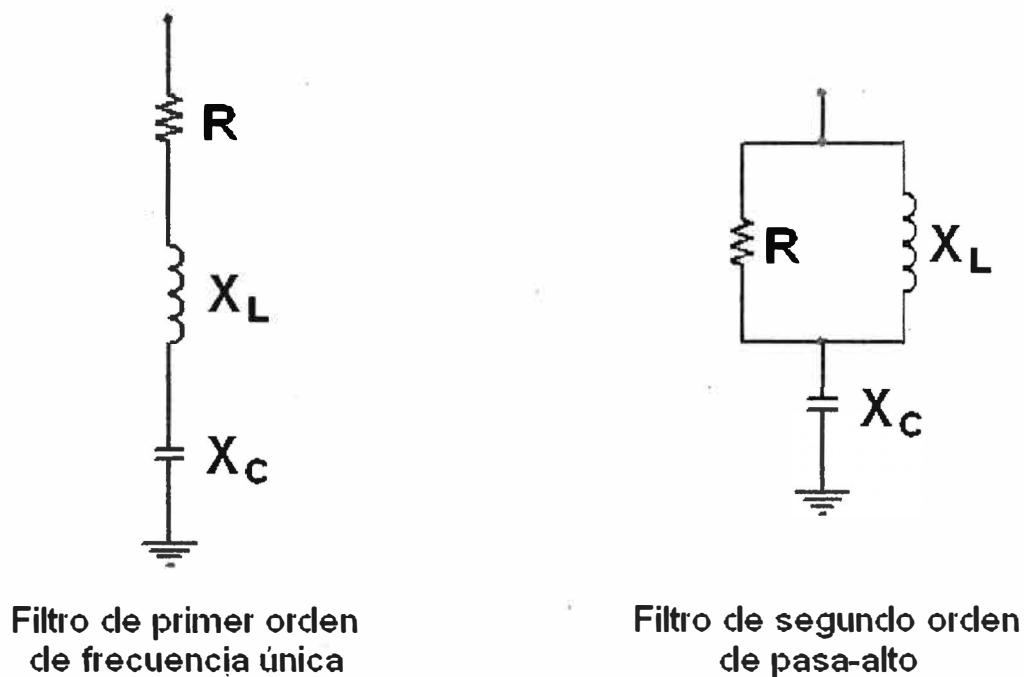


Fig. 1.6 CONFIGURACIÓN DE FILTRO PASIVO COMÚN

**Algunas características de los filtros de primer orden son los siguientes:**

- a) actúan como una trayectoria de impedancia muy baja en la frecuencia en la cual están sintonizados.
- b) Cuando la impedancia fuente es inductiva hay un pico resonante que siempre aparece en una frecuencia menor que la frecuencia en la cual se afina el filtro.
- c) Hay un marcado incremento de impedancia bajo la frecuencia sintonizada debido a la proximidad de la frecuencia resonante.
- d) La impedancia aumenta con la frecuencia para las frecuencias por encima de la frecuencia de sintonía.

Se define “Q” como la característica de sintonía del filtro o factor de calidad y está dada por  $Q = H.X_l/R$ , donde R es la resistencia del filtro, H la armónica sintonizada y  $X_l$  es la reactancia nominal del inductor. Por lo general R es el valor de la resistencia del inductor por lo que se obtiene un valor de Q alto. Se puede seleccionar R para un Q entre 20 y 30. Ver figura donde se muestra una reacción típica de este tipo de filtro para dos valores de Q y la misma frecuencia sintonizada  $f_t$ .



### 1.2.2. Filtros de segundo orden de pasa alto:

Se utilizan para corrientes armónicas de alto orden (11ava. 13ava y más). Estos filtros se nombran después de la característica de baja impedancia que observan sobre una frecuencia angular. El filtro desviará un porcentaje de armónicos por encima de la frecuencia angular. Normalmente se usa un filtro pasa alto para eliminar un rango de armónicos cuya frecuencia angular se ubica en la armónica más baja que la que se tiene intención de eliminar. Tiene dos desventajas:

- La impedancia mínima del filtro pasa alto nunca logra un valor comparable al filtro de frecuencia única en la frecuencia sincronizada
- La derivación de un porcentaje de toda la armónica del sistema mediante un filtro simple puede requerir que el filtro esté ampliamente sobreindicado a partir de la perspectiva de la frecuencia fundamental.

El factor de calidad  $Q$  en este caso está dado por  $Q = R/H.XI$

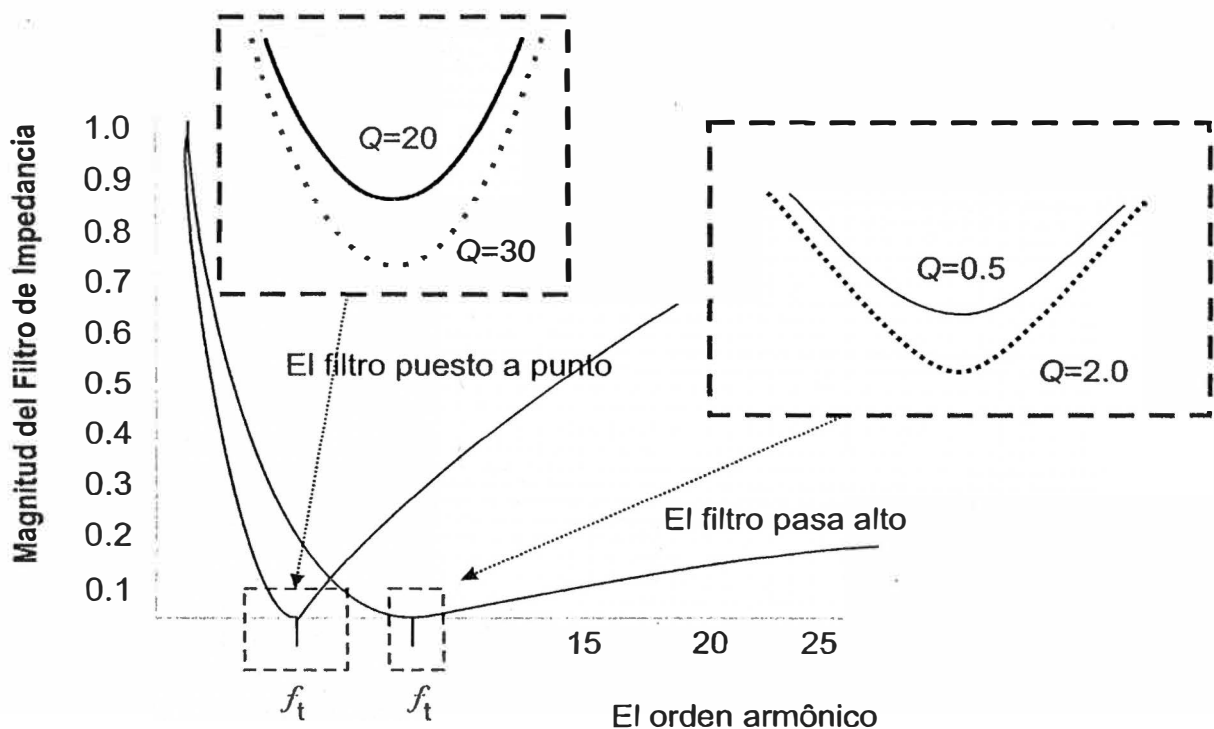


Fig. 1.7 LA RESPUESTA DE FRECUENCIA TÍPICA DE FILTROS

### 1.2.3. Diseño de filtros de primer orden:

Explicaremos cómo circulan las corrientes armónicas mediante la siguiente figura 1.8. Se tiene este circuito básico (incluido impedancias primarias del transformador de inducción).

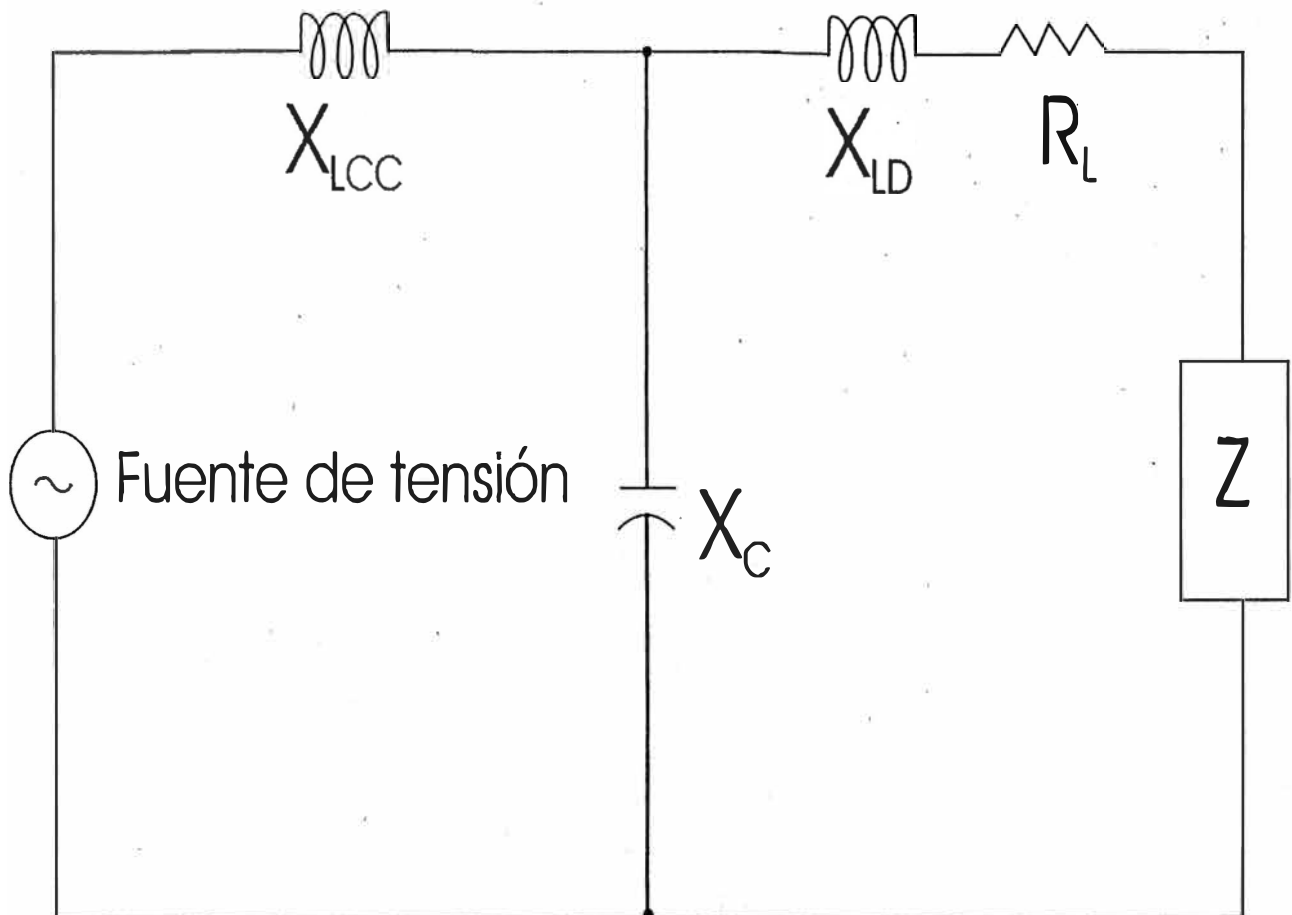
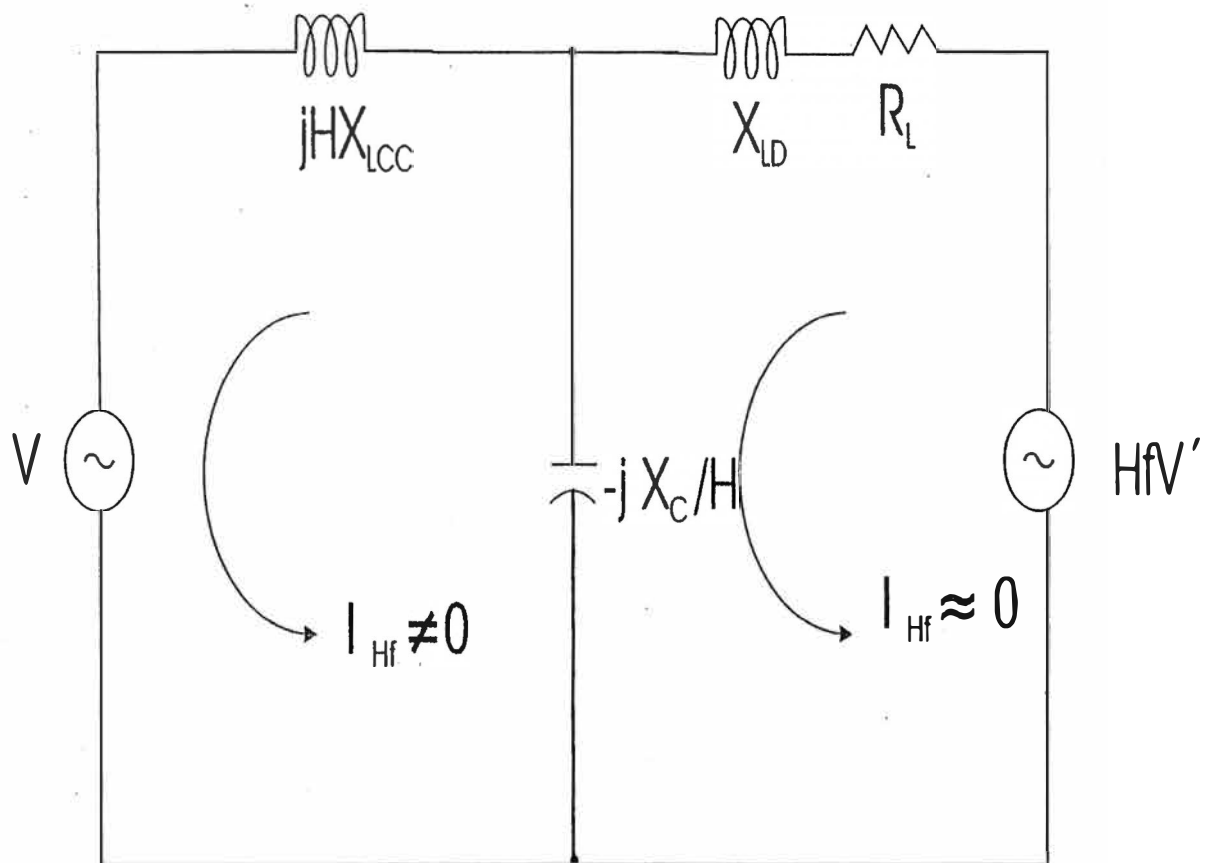


Fig. 1.8 CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE DEL HORNO INDUCCIÓN CON LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

**donde:**

- $X_{lcc}$  : impedancia inductiva de cortocircuito de la fuente,
- $X_c$  : impedancia capacitiva (mejora el factor de potencia),
- $R_l$  : resistencia de bobinado primario,
- $X_{ld}$  : impedancia del flujo de dispersión de bobinado primario.
- $Z$  : carga eléctrica.

Supongamos que la carga "Z" genera armónicos y actúa como una fuente de armónicos. Habrá un armónico H por el que  $H.X_{lcc} = X_c/H$  ( $X_{lcc}=\omega l$  y  $X_c=1/\omega c$ ) y entonces la corriente armónica estaría circulando entre  $X_{lcc}$ , la fuente y  $X_c$  debido a que por Thevenin:  $1/(1/jX_{lcc}.H - H/jX_c) = \text{infinito}$ .



**Fig. 1.9 CIRCUITO DE LA FIGURA 1.8 SIN FILTRO PASIVO DE PROTECCIÓN**

Por lo que se calcula  $H = \sqrt{(X_c/X_{lcc})}$

$X_{lcc} = Z\%V^2/(100S)$ ,  $X_c = V^2/Q$ , luego  $H = \sqrt{(100S/(Z\%.Q))}$ ,

S (potencia aparente del transformador de distribución).

Y por lo tanto la frecuencia resonante es  $f_r = f_o.H = f_o \cdot \sqrt{(100S/(Z\%.Q))}$ , se calcula ahora un  $X_{l''}$  intercalado en serie con  $X_c$  tal que  $X_c/H - X_{l''}.H = 0$  y se elimina el  $I_{fh}$  en la rama de la fuente absorbiendo toda esta corriente el capacitor  $X_c$  y  $X_{l''}$ .

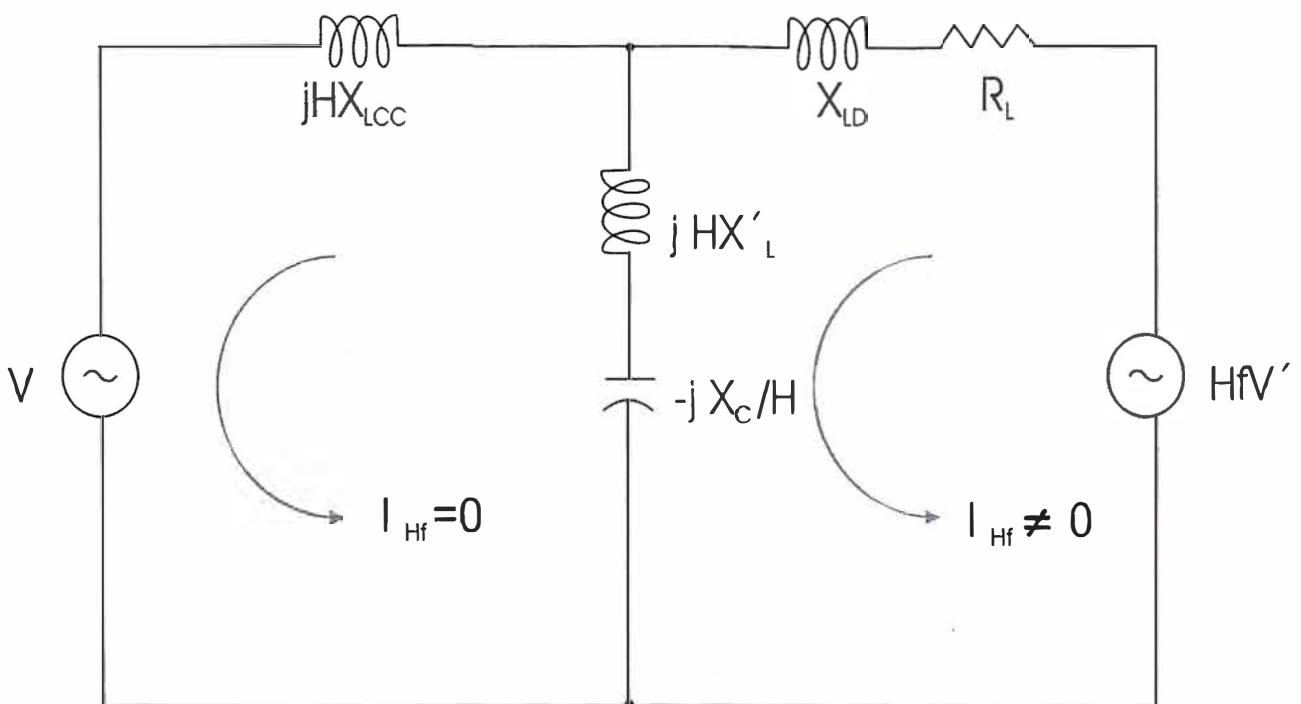


Fig. 1.10 CIRCUITO DE LA FIGURA 1.8 CON FILTRO PASIVO DE PROTECCIÓN.

$X_c$  se calcula a partir de  $Q$  de la siguiente forma:  $X_c = V^2/Q$ , luego  $X_{l''} = X_c/(rH)^2$

( $r$  es un valor de seguridad, es un número empírico menor que 1 que minimiza la posibilidad de resonancias armónicas indeseables); luego se calcula el nuevo  $Q''$  para la armónica fundamental:  $Q'' = V^2/(X_c - X_{l''})$  y un nuevo  $I''$  para esta rama:

$$I'' = Q''/(1.732V)$$

$$\text{Y un nuevo } I''' = \sqrt{(I''^2 + I_{hf}^2)}$$

$$V_c = 1.732 I'' \cdot X_c \text{ y } V_c'' = \sqrt{(V_c^2 + (1.732 I_{hf} \cdot X_c/H)^2)}$$

Como aplicación para el horno de inducción en cuestión, se tendría que calcular los  $X_l$  para distintos armónicos pues el banco de condensadores en aplicado a este dispositivo consta de ocho unidades conectados en paralelo con la carga y conectables y desconectables según sea la demanda en base al circuito que a continuación se muestra en la figura 1.11.

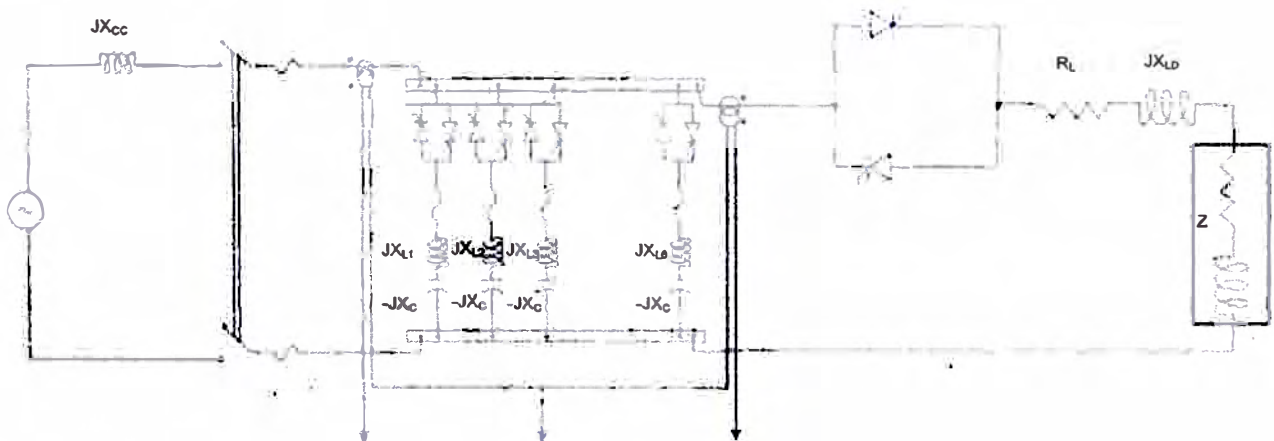


Fig. 1.11 APLICACIÓN DE FILTROS PASIVOS PARA EL CIRCUITO DE HORNO INDUCCIÓN CON CONTROLADORES ELECTRÓNICOS

La fuente es un transformador trifásico de “S” KVA , 60 Hz, 10KV/440 Voltios de salida, 5% de tensión de cc y la carga (tres monofásicas conectadas en tres fases) individual es monofásica con lo que  $X_{lcc} = 3\%V_n^2/(1000S)$ ,

Y los  $X_c = V_n^2/1000Q$  KVAR,

donde Q es la potencia reactiva monofásica en KVAR de cada unidad capacitiva, entonces

$$H_1 = \sqrt{(X_c/X_{lcc})}$$

y se calcula  $X_{l1} = jX_c/H_1^2$ .

Luego se calcula  $H_2 = \sqrt{(X_c/(2X_{lcc}))}$ , entonces  $X_{l2} = jX_c/H_2^2$ , y en general para el  $n$ ésimo capacitor el  $H_n = \sqrt{(X_c/(nX_{lcc}))}$  y su respectivo filtro  $X_{ln}$  será según esta fórmula:  $X_{ln} = X_c/H_n^2$ .

### 1.3. Controladores de voltaje ca/ca

Existen dos tipos de control de tiristores conectados entre la alimentación y la carga:

- 1) Control de ángulo de fase,
- 2) Control de apertura y cierre.

En el control de ángulo de fase la carga está conectada durante un tiempo en un ciclo de onda de tensión y desconectada otro tiempo en el mismo ciclo de onda, en cambio en el control de apertura y cierre la fuente está conectada a la carga durante unos ciclos completos de onda de tensión y desconectada durante otra cantidad de ciclos. Los controladores se clasifican en monofásicos y trifásicos y como la conmutación es por línea o natural no se necesitan de circuitos adicionales de conmutación.

#### 1.3.1. Principio de control de fase:

Nos referiremos aquí sólo para el controlador de onda completa con cargas resistivo-inductivas y de clase monofásico y trifásico.

- a) **Clase monofásica:** Aquí se tiene un pulso de disparo variable a voluntad en la onda de tensión y un apagado cuando cesa la corriente siempre dentro de un mismo ciclo. En la siguiente semionda de tensión se repite el ciclo sólo que con corriente eléctrica en el sentido inverso. En las cargas RL en serie el máximo ángulo de disparo viene dado por  $\alpha = \arctg X/R$ . Para ángulos de disparo menores a este valor no hay consecuencias notables pues está fuera del desfase natural entre tensión y

corriente y esta última cesa en la siguiente semionda a un valor mayor al " $\alpha$ " dado por lo que se precisa de varios pulsos o tren de pulsos a fin de coincidir con un ángulo de disparo posible igual o mayor a  $\arctg X/R$ . Con  $\alpha = \arctg X/R$  la onda de corriente aparece continua, para valores de " $\alpha$ " mayores a la última equivalencia la corriente aparece con tramos de valor cero o nulo.

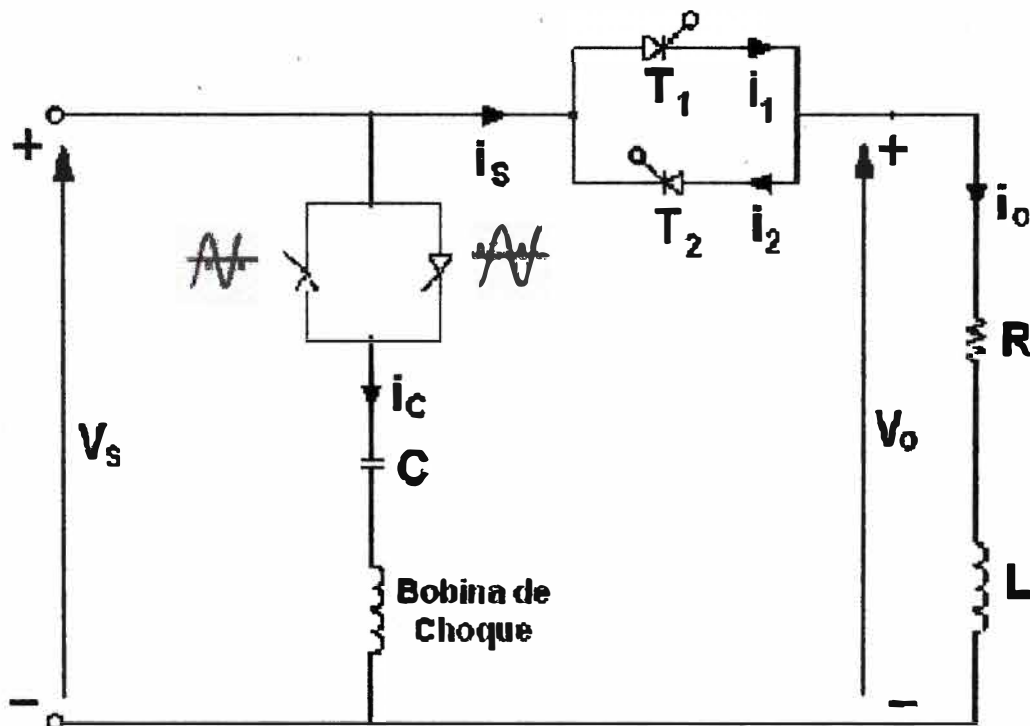
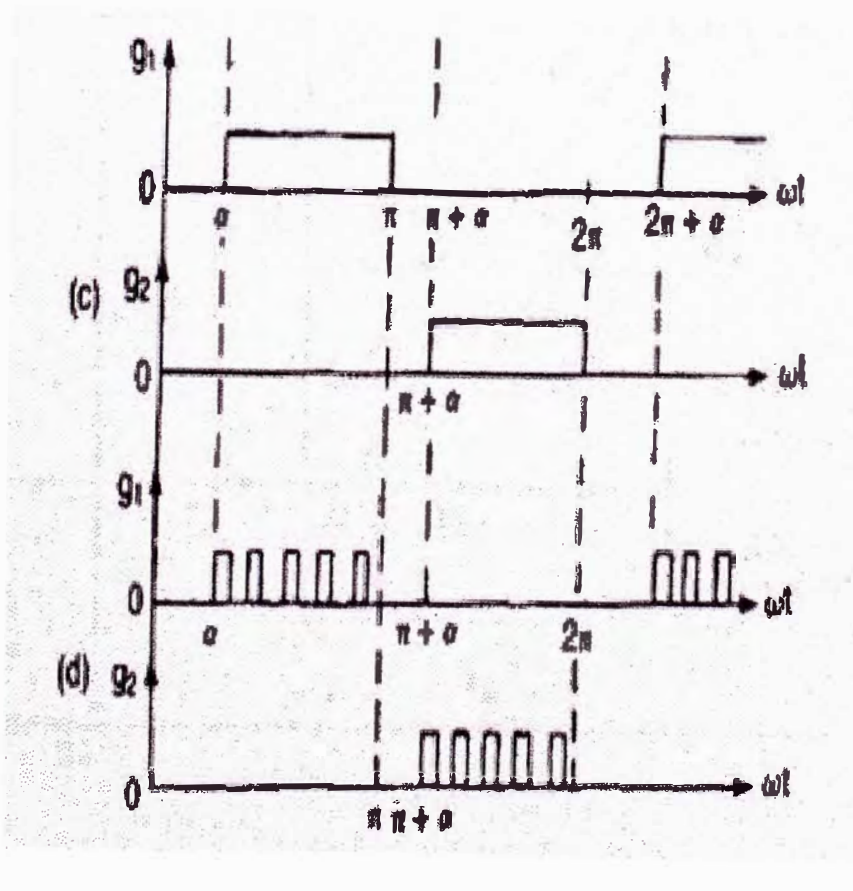
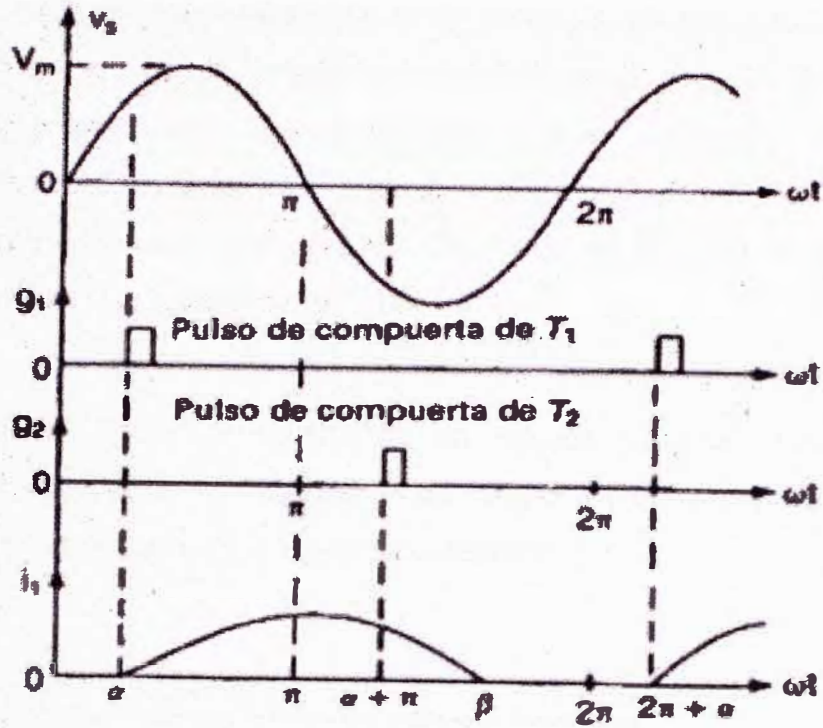


Fig. 1.12 CIRCUITO





Para utilizar condensadores con el fin de corregir el factor de potencia se emplearán también controladores de potencia conectados en serie con condensadores independientes uno del otro y en serie con sendas bobinas de choque (para evitar los  $di/dt$  elevados) y todo este conjunto en paralelo con la carga resistivo-inductiva  $RL$  y en este caso los controladores de potencia serán disparados siempre a un " $\alpha$ " =  $-\pi/2$  y  $+\pi/2$  en forma constante (previamente cargados con la máxima tensión negativa) y se utilizarán tantos condensadores como los necesarios para reducir el valor de la potencia reactiva total de la carga ( $Q$ ) tal como se muestra en la Fig. 1.12:

B) Clase trifásica: Si los terminales de un sistema trifásico están accesibles, los elementos de control (o los dispositivos de potencia) y la carga pueden conectarse en delta tal como se muestra en la figura a continuación:

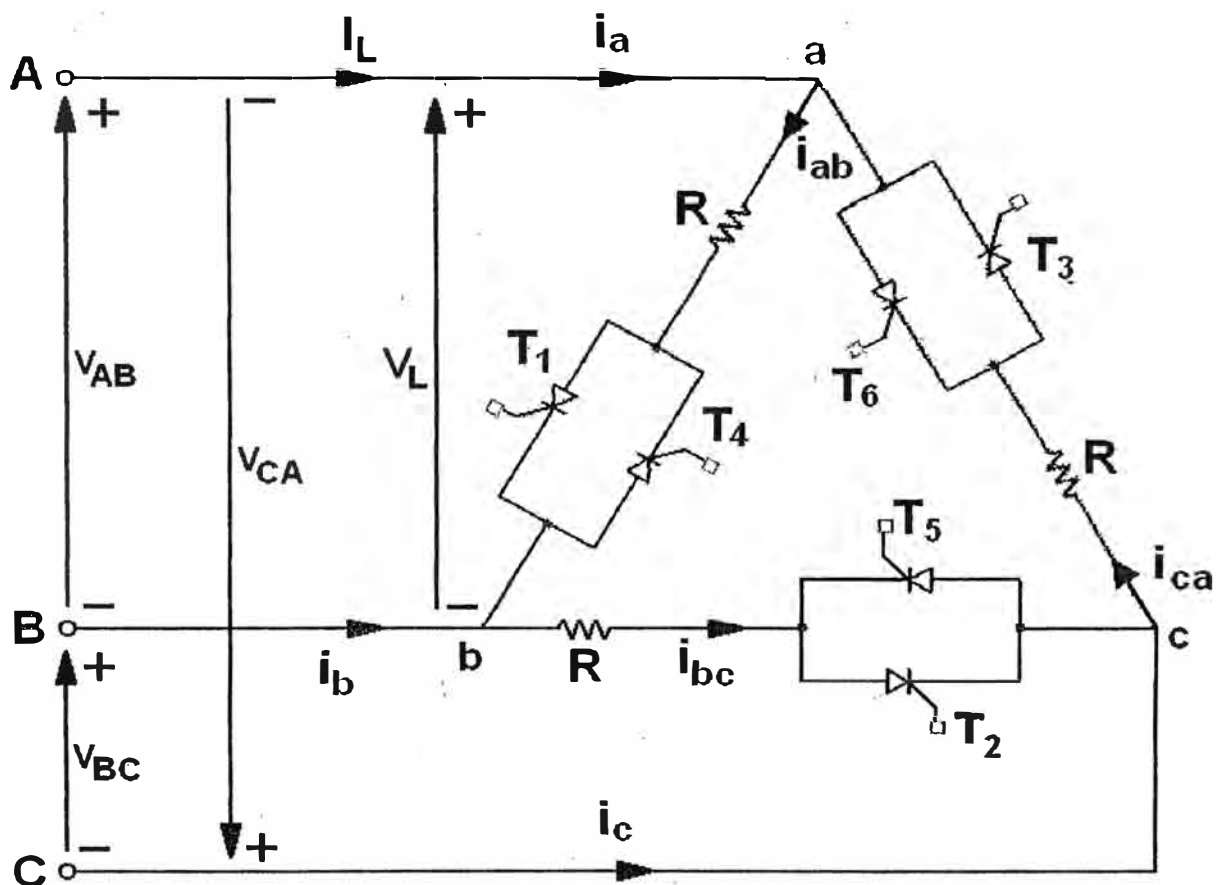


Fig. 1.15 CONTROLADOR TRIFÁSICO CONECTADO EN DELTA

Dado que la corriente de fase en un sistema trifásico normal es únicamente  $1/\sqrt{3}$  de la corriente de línea, las especificaciones de corriente de los tiristores serían menores que si los tiristores (o los elementos de control) se colocarían en la línea.

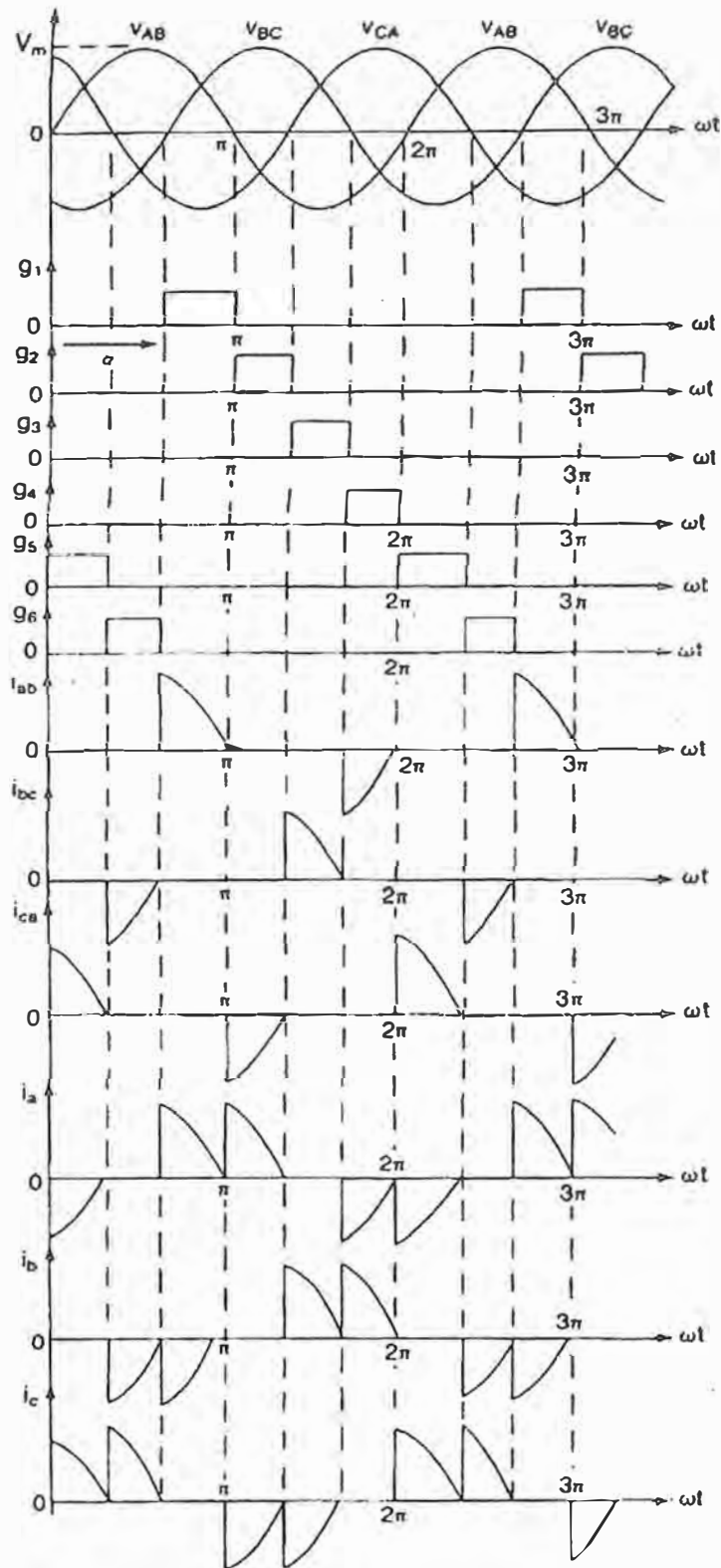
Supongamos que los voltajes instantáneos línea a línea son:

$$V_{ab} = \sqrt{2} \cdot V_s \text{ sen } \omega t \quad (1.1)$$

$$V_{bc} = \sqrt{2} \cdot V_s \text{ sen } (\omega t - 2A/3) \quad (1.2)$$

$$V_{ca} = \sqrt{2} \cdot V_s \text{ sen } (\omega t - 4A/3) \quad (1.3)$$

Los voltajes de línea de entrada, las corrientes de fase y de línea así como las señales de compuerta del tiristor se muestran en la siguiente Fig. 1.16 para  $\alpha = 120^\circ$  y una carga resistiva:



Para  $\alpha = 120^\circ$

Fig. 1.16 FORMAS DE ONDA PARA UN CONTROLADOR CONECTADO EN DELTA

Para las cargas resistivas, el voltaje rms por fase de salida se puede determinar a partir de:

$$\begin{aligned} V_o &= \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} v_{ab}^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 2 V_s^2 \operatorname{sen} \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\ &= V_s \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2} \right) \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (1.4)$$

El voltaje de salida máximo se obtendría cuando  $\forall = 0$ , y el rango del control del ángulo de retraso es:  $0 \# \forall \# A$

Las corrientes de línea, que se pueden determinar a partir de las corrientes de fase son:

$$I_a = i_{ab} - i_{ca} \quad (1.5)$$

$$I_b = i_{bc} - i_{ab} \quad (1.6)$$

$$I_c = i_{ca} - i_{bc} \quad (1.7)$$

Podemos notar a partir de la figura—que las corrientes de línea dependen del ángulo de retraso y pueden resultar discontinuas. Se puede determinar el valor rms de las corrientes de línea y de fase para los circuitos de carga mediante una resolución numérica o un análisis de Fourier. Si  $I_n$  es el valor rms de la  $n$ ésima componente armónica de una corriente de fase, el valor rms de la corriente de fase se puede determinar a partir de:

$$I_{ab} = (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_9^2 + I_{11}^2 + \dots + I_n^2)^{1/2} \quad (1.8)$$

Debido a la conexión en delta, las componentes armónicas múltiplos de tres ) es decir aquéllas de orden  $n = 3m$ , donde  $m$  es un entero impar de las corrientes de fase circularían alrededor de la delta y no aparecerían en la línea. Esto se debe a que las armónicas de secuencia cero están en fase en las tres fases de carga. La corriente rms de línea se convierte en:

$$I_a = (3)^{1/2} \cdot (I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2 + \dots + I_n^2)^{1/2} \quad (1.9)$$

Como resultado, el valor rms de la corriente de línea no seguirá la relación normal de un sistema trifásico tal que:

$$I_a < (3)^{1/2} \cdot I_{ab} \quad (1.10)$$

### 1.3.2. Principio del control de apertura y cierre:

Aquí se tiene un tiempo “t1” de funcionamiento o conducción de los tiristores, es decir, están cerrados y dejan pasar una corriente de alimentación siempre para cargas en serie RL que coincide con un número determinado de ciclos de tensión y un tiempo “t2” de apagado correspondiente a la no conducción de los tiristores también con otro número determinado de ciclos de tensión. Se inicia el encendido por lo general en el cruce por cero de la onda de tensión alterna (en 0°) y se apagan en el cruce por cero de la onda de corriente habiendo cesado previamente el pulso de disparo. También aquí se precisa de un tren de pulsos de disparo para los siguientes ciclos pues no se conoce con exactitud el ángulo de disparo igual a  $\arctg(\omega l/R)$  (ver circuito alfa) (Fig 1.17 y 1.18) de la carga. Pulsos positivos para el tiristor Thrl2 y negativos para el tiristor Thrl1 entre 0° y 90° para el primer caso y 180° y 270° para el segundo caso.

El cese de la corriente se producirá al anular los pulsos después de desarrollar ciclos completos. La añadidura de condensadores para mejorar el factor de potencia debe hacerse también de idéntica manera que la carga y que el arranque por fase descrito al comienzo, es decir con tiristores en antiparalelo en serie con éstos y con sedas bobinas de choque también para evitar los di/dt altos de inserción y en paralelo todo el conjunto con la carga y disparado con un solo pulso positivo en -90° para Thc2 y un solo pulso negativo de +90° para Thc1.

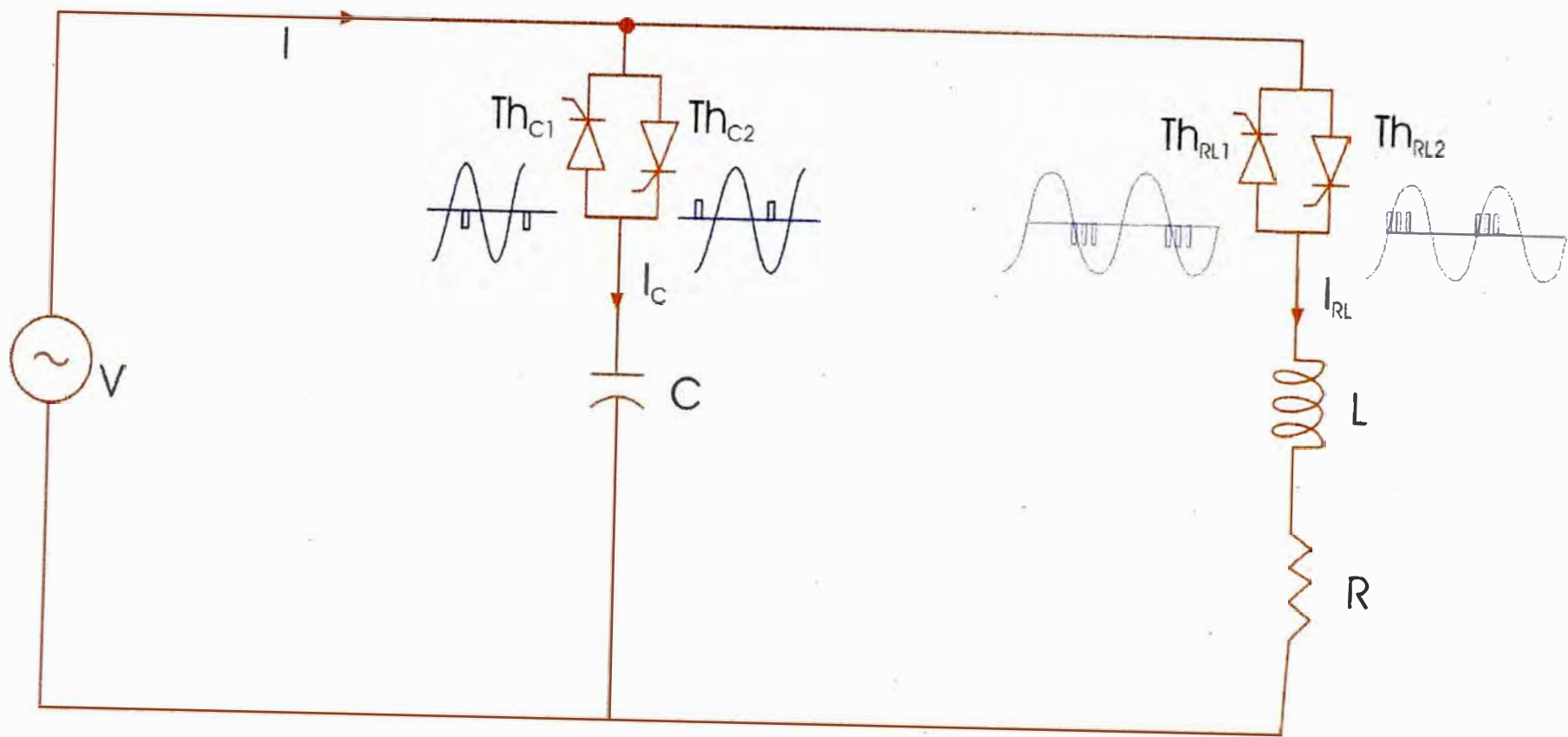
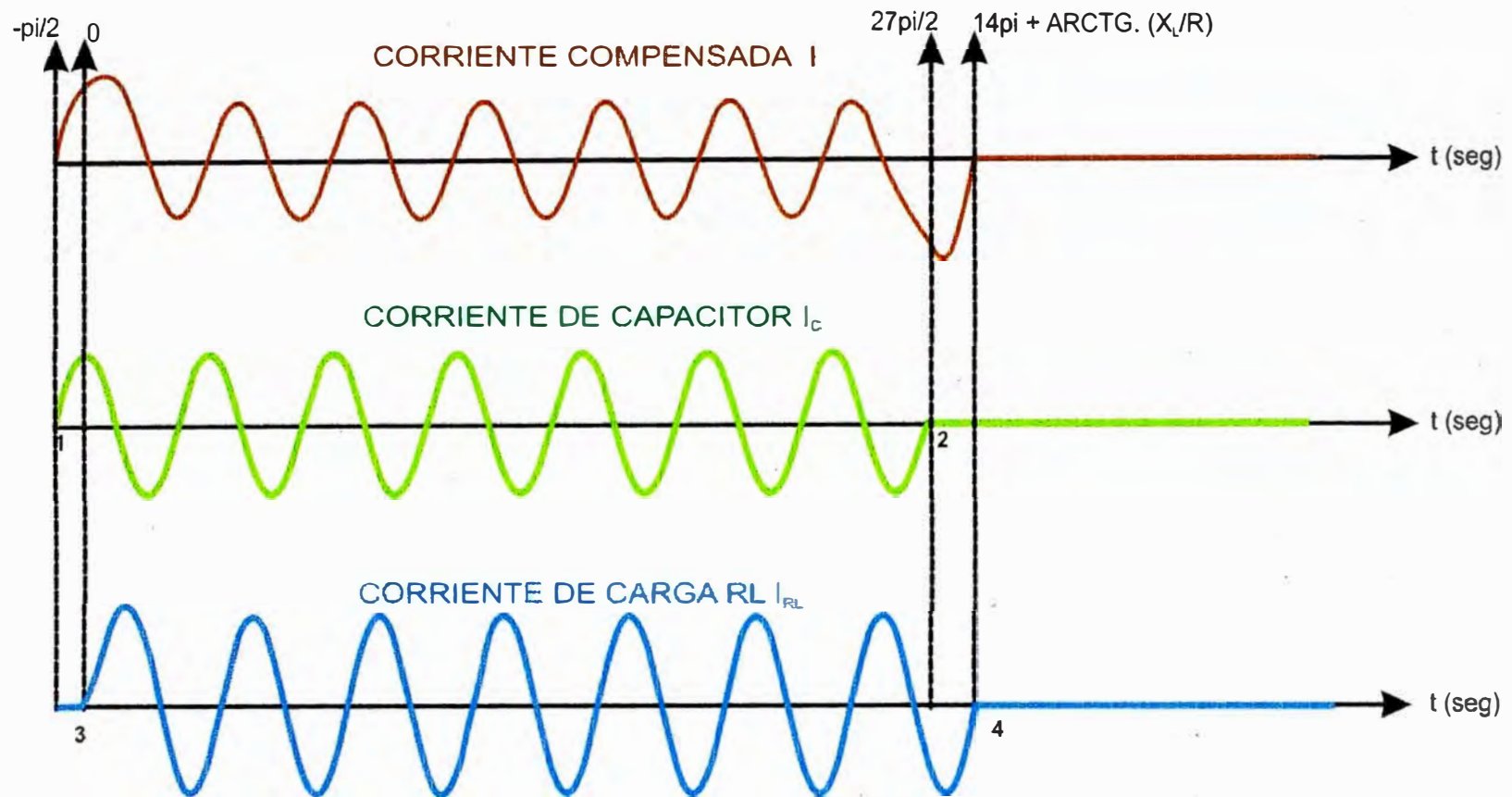


Fig. 1.17 CIRCUITO ALFA



1. PRIMER ENCENDIDO DEL CAPACITOR COMPENSADOR ( $-\pi/2$  RADIANTES)
2. APAGADO DEL CAPACITOR ( $27\pi/2$  RADIANTES)
3. ENCENDIDO DE LA CARGA RL (0 RADIANTES)
4. APAGADO DE LA CARGA RL ( $14\pi + \text{ARCTG.}(X_L/R)$  RADIANTES).

NOTA.-  $I = I_c + I_{RL}$

**Fig. 1.18 GRÁFICOS DE CORRIENTE DEL CIRCUITO ALFA CORRESPONDIENTE A 7 CICLOS DE APERTURA POR 3 DE APAGADO**

El apagado debe producirse después de haber cumplido una cantidad de ciclos completos regulado por el controlador electrónico en  $90^\circ + \arctg(wl/R)$  antes de apagarse los tiristores de la carga.

Cabe señalar que los condensadores deben ser previamente cargados con la máxima tensión negativa de la onda de tensión de alimentación de todo este dispositivo a través de un pulso de disparo en  $Thc1$  en la máxima cresta de tensión negativa cuya corriente de carga de para esta tensión se amortiguaría con una bobina de choque insertada en serie con el condensador C que no aparece en el gráfico alfa con lo que resistencias de descarga de los condensadores deben ser desacoplados de éstos al momento de iniciar la alimentación de todo este circuito y conectados para su descarga terminando la alimentación. Esto se hace así para producir una corriente de arranque positiva.

Los condensadores funcionarán así la misma cantidad de ciclos que la carga y apagados también la misma cantidad de ciclos, todo esto regulado por el controlador electrónico de potencia y sea cual sea la cantidad de ciclos activo e inactivo el factor de potencia resultante de todo el conjunto no varía si se mantiene constante los valores de R, L y C. Esta forma de encendido de los controladores de tensión posee menor cantidad de armónicos que los controladores por ángulo de fase pues no hay recortes en la onda de tensión. Este tipo de control podría ser utilizado para hornos de inducción eléctrico de baja frecuencia por presentar una alta constante de tiempo térmica en el metal que se desea fundir. Los tiempos “t1” y “t2” son variables a voluntad mediante la secuencia de pulsos de disparo. Por tratarse este informe de un horno de inducción nos abocaremos principalmente en la explicación del funcionamiento de este tipo de control a través de gráficos explicativos. El sistema trifásico para este tipo de encendido se puede analizar monofásicamente si se conectan los tiristores en antiparalelo en serie directa cada una con su respectiva carga monofásica tal como se describe en la parte trifásica del encendido por control de fase, es decir los terminales del sistema trifásico son accesibles.

### **Modulación del voltaje:**

Con este modelo de disparo se obtiene una variación discreta de tensión sobre la carga a través de una división escalonada del potenciómetro que posee el controlador electrónico

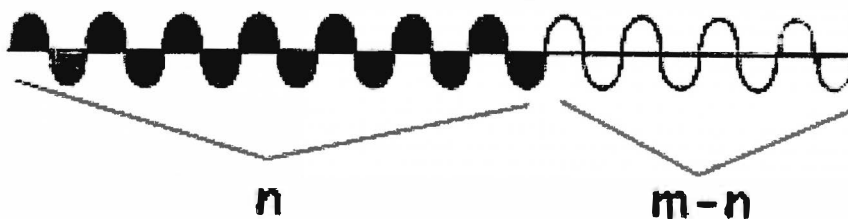


de potencia de los tiristores (regulado manualmente) en “n” pasos siendo n la cantidad de ciclos de activación y “m-n” la cantidad de ciclos de desactivación. Obviamente “m” es la cantidad de ciclos de operación. Dentro de un escalón del potenciómetro se tendrá una cantidad “n” de ciclos de activación constante, pasado este escalón se subirá o se bajará a otro valor de n’ distinto del anterior según como se avance o se retroceda con el cursor del potenciómetro. Mientras mayor sea el valor de “n” mayor aproximación a la continuidad (banda más estrecha) de variación de tensión se tendrá. A continuación haremos el cálculo de la variación discreta de tensión en función de “n”:

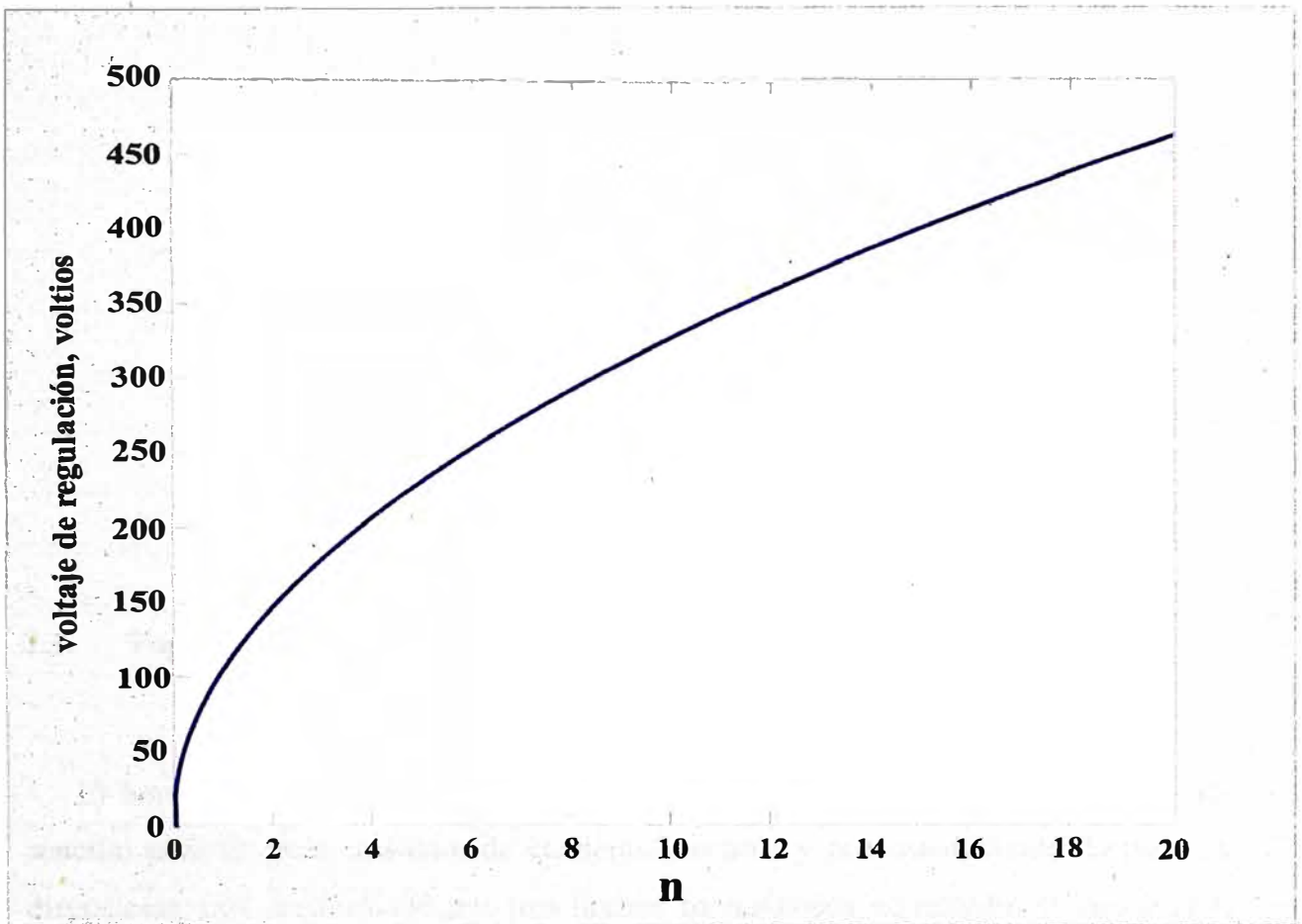
$$\begin{aligned}
 V_o &= \left[ \frac{n}{2\pi \cdot (m)} \int_0^{2\pi} 2V_s^2 \text{sen}^2 \omega t d(\omega t) \right]^{1/2} \\
 &= V_s \sqrt{\frac{n}{m}} = V_s \sqrt{k}
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

Donde  $k = n/m$  se conoce como ciclo de trabajo. Ver figura 1.19 a continuación donde se muestra la variación de la tensión de la carga RL en función de “n”.

**“n” ciclo en conducción y “m-n” ciclos apagados**



**Fig. 1.19 “N” CICLO EN CONDUCCIÓN Y “M-N” CICLOS APAGADOS**



**Fig. 1.20 VARIACIÓN DE LA TENSIÓN EFICAZ DE SALIDA HACIA LA CARGA RL AL VARIAR “N”**

Donde “ $V_0$ ” es el voltaje de regulación y “ $V_s$ ” está calculado para 460 voltios, “m” se le ha ajustado al valor de 20 ciclo y obviamente “n” varía de 0 a 20 ciclos discretamente.

## **CAPÍTULO II**

### **EL HORNO EN USO DE INDUCCIÓN ELÉCTRICO**

#### **DE BAJA FRECUENCIA**

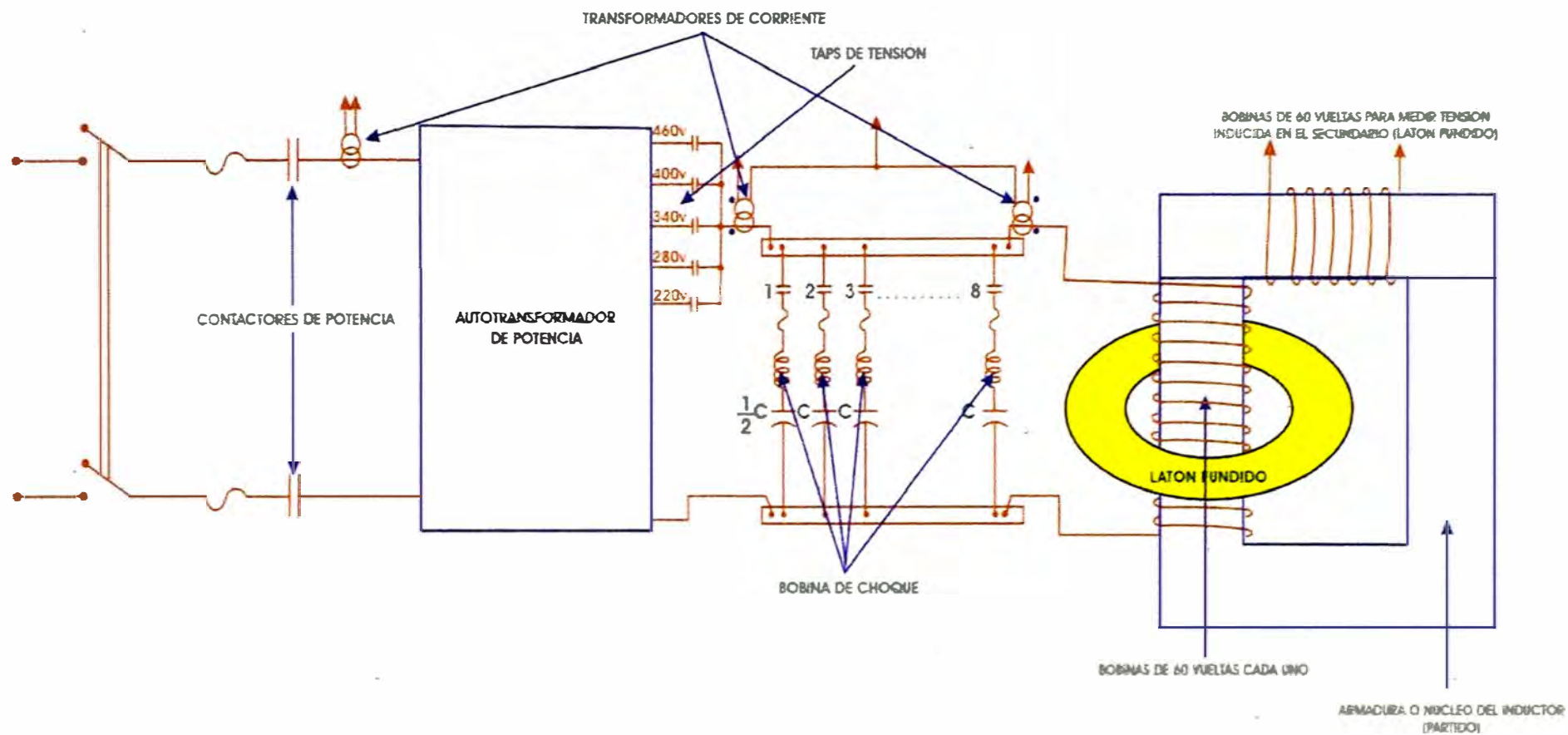
##### **2.1. Topología**

El horno de inducción eléctrico que está en uso se compone de un circuito eléctrico sencillo pero de gran consumo de corriente eléctrica y por consiguiente de potencia. La disposición está conformada por tres hornos monofásicos conectados trifásicamente en delta. Sus principales elementos básicos son el autotransformador monofásico de 90 KVA y 5% de tensión de corto circuito el cual se utiliza no sólo para variar la tensión discretamente sino también para disminuir el valor de corriente eléctrica de consumo del horno diseñándose así contactores de potencia mas compactos lo mismo que conductores más delgados.

La tensión de entrada es de 220 voltios, 60 hertz. Tanto en la entrada y en la salida se dispone de contactores trifásicos de potencia para la inserción y apertura del auto transformador y las cargas (los cuales se utilizan los tres canales para una misma línea triplicándose así su capacidad) , dos en el primario de 185 Amperios cada uno y bobina de 220 voltios, 65 Amperios para la línea de 280 voltios y de 80 Amperios para las tres líneas restantes de 340, 400 y 460 voltios, partiendo del hecho que la impedancia de la carga para

una misma temperatura de calentamiento es constante y su corriente proporcional a la tensión aplicada discretamente en el secundario del autotransformador, y por último todos con bobina de 220 voltios y 60 hertz. Luego siguiendo la línea del secundario del autotransformador y conectados a una barra en paralelo se encuentra dispuesto el banco de condensadores monofásicos de potencia que son ocho en total por cada horno en total por cada horno monofásico y diseñados para la tensión máxima de aplicación, por lo tanto la potencia reactiva entregados por estos condensadores será proporcional al cuadrado de la tensión aplicada. Las ocho unidades se componen así : siete de 460 voltios, 60 Hertz y 21 Kvar ,y uno de 460 voltios, 60 Hertz y 10.5 Kvar , controlados manualmente o con un regulador de potencia reactiva, fijándose el C/K de este último como el valor de Q del condensador de menor potencia reactiva calculado a 460 voltios. Se colocan los condensadores en el secundario y no en el primario del autotransformador a fin de no cargar la potencia reactiva y sobrecargarlos de corriente extra al autotransformador y a los contactores de potencia. (Ver Fig. 2.1)

Siguiendo la misma línea del secundario y conectado en paralelo viene la parte final de todos los componentes y el corazón de todo el sistema es la armadura o núcleo del transformador inductor de diseño partido, es decir consta de una estructura en forma de U acoplado a un puente horizontal para cerrar el circuito magnético, en este puente va arrollada una bobina de 60 vueltas conectado a un transformador de precisión de relación 450/7.5 voltios y de allí a un voltímetro de 0 a 10 voltios para medir la tensión inducida en el secundario neta, es decir descontando las pérdidas en el primario por dispersión y por resistencia.



**Fig. 2.1 Horno monofásico de inducción eléctrica de simple canalización**

Esta U se instala horizontalmente a la estructura del horno y atravesándolo uno de sus lados donde está arrollada la bobina de 60 vueltas del primario de este transformador por un túnel o bushing revestido de plancha de fierro que lo separa del material refractario con que está compuesto el interior del horno. Por este túnel circula aire proveniente de un motosoplador que sirve para refrigerar la bobina del primario. Los lados de esta armadura están suficientemente diseñados para permitir el arrollamiento en su interior de una única vuelta que constituiría el secundario de este núcleo de un canal por donde se desplaza el material (latón) a fundir. Este canal en forma de “C” echada se conecta en la parte superior con el resto de la colada ubicada en un crisol de forma rectangular el cual cerraría de esta manera el circuito eléctrico.

Por último dos de los hornos son de fundición y se encuentran ambos en un nivel superior con respecto al tercero que es de mantenimiento y que es alimentado por los dos primeros de material fundido basculándose y a través de unas canaletas diseñadas especialmente para este propósito. Todo el material fundido se extrae del horno de mantenimiento desde el crisol rectangular por unos orificios rectangulares si se quiere extraer en forma de cinta o circular si se quiere extraer en forma de barra (ambas continuas, de ahí el nombre de colada continua). Estos orificios son como túneles revestidos interiormente de grafito y exteriormente de planchas gruesas de cobre con canales en su interior por donde circula agua ablandada para su refrigeración antes que el material pueda ser extraído ya solidificado pero todavía caliente. (Ver Fig. 3.1 y 3.3). Como detalle final la carcasa de los hornos presentan en la parte inferior de la canalización particiones rellenas con material aislante eléctrico con el fin de evitar corrientes inducidas por el núcleo del transformador inductor en el metal de la carcasa.

## **2.2. El latón**

Los latones ordinarios son sin duda los más útiles y los más aplicados de todas las aleaciones base-cobre. Se emplea zinc en cantidades substanciales en más de cincuenta o grandes tipos de aleaciones. Hay latones preparados para trabajo en frío y con mayor contenido de zinc se facilita el trabajado en caliente. La adición de zinc baja el punto de

fusión (el cobre, componente principal del latón, tiene mayor punto de fusión, conductividad eléctrica, módulo de elasticidad y densidad que su segundo componente, el zinc), la densidad, la conductividad eléctrica y el módulo de elasticidad. Incrementa el coeficiente de dilatación, la resistencia y la dureza.

También el endurecimiento por medios mecánicos se incrementa con el contenido de zinc. Una aleación promedio es 69% de cobre, 30% de zinc y 1% de plomo. Los latones de bajo contenido en zinc (20% ó menos) tienen excelente resistencia a la corrosión, son altamente resistentes al agrietamiento por corrosión bajo tensiones y no pueden deszincarse. Todos los latones de bajo contenido de zinc se usan con amplitud en los casos en que son necesarias estas propiedades, junto con buenas características de conformación y resistencia moderada a la rotura. El bronce comercial es la aleación normal para tamices domésticos, bandas rotativas en revestimiento de hornos y bandas resistentes a la intemperie. El latón rojo tiene alta resistencia a la corrosión, aún más que el cobre en muchos casos, y se emplea para tubos condensadores y tuberías en procesos químicos. Los latones tienen un color agradable, y su escala varía desde rojo de cobre pasando por colores bronce y oro, hasta amarillo de los latones de alto contenido de zinc.

La aleación del 87.5% de cobre, 12.5% de zinc tiene un color muy similar al del oro de 14 quilates, y los latones de bajo contenido de zinc se emplean especialmente en bisutería, para tapones roscados, y en otros materiales decorativos. Los latones de alto contenido de zinc, latón de cartuchería y latón amarillo, tienen excelente ductilidad y alta resistencia, poseyendo innumerables aplicaciones para piezas estructurales y decorativas que se fabrican por estirado, estampado, estampación en frío de cabezas de tornillos, entallado y grabado.

El latón de cartuchería es capaz de resistir severo trabajo en frío, en todas las operaciones de fabricación. Su nombre deriva de las operaciones de embuticiones profundas, necesarias en cajas de municiones de armas pequeñas, para lo que es muy apropiado. El metal Muntz es sobre todo una aleación de trabajado en caliente, y en frío se elabora con dificultad. Se emplea en aplicaciones en las que no es necesario laminado, estirado o recalado en frío. Una típica aplicación de metal Muntz es para placa de tubos condensadores.

### 2.3. Principio de funcionamiento

El horno de inducción en cuestión funciona como cualquier transformador de potencia, es decir tensión en la bobina secundaria de una vuelta inducida por un campo magnético variable y periódica en el tiempo que atraviesa el núcleo ferromagnético de la armadura y que es producida por la corriente también periódica y variable en el tiempo de la bobina primaria de 60 vueltas.

Esta tensión inducida en el secundario moviliza los electrones libres creando una alta corriente equilibrada por la resistencia y autoinductancia de esta bobina cortocircuitada. Se precisa de núcleo puesto que es baja frecuencia (60 hertz) y por lo tanto se necesita de un flujo magnético alto y de poca corriente magnetizante para este fin comparada con la corriente nominal del transformador de inducción.

Ahora, este transformador de inducción acoplado con los demás elementos descritos en la topología de este horno es la siguiente: al momento de arrancar este horno es preciso cebar el canal o secundario de una sola vuelta de los tres transformadores de inducción, los dos de fundición y el único de mantenimiento hasta llenar parte del crisol para cerrar el circuito eléctrico con latón derretido o fundido previamente con otros medios, luego se selecciona el tap del auto transformador a trabajar, puede ser 400 ó 460 voltios a fin de hacerle producir una corriente dentro del circuito de latón fundido capaz de mantener o aumentar la temperatura en espera del ingreso de más material sólido a fundir, material que los obreros lo ingresan en forma de barra (zinc), rollos de alambre o tuberías (cobre) o reciclamiento de cintas troqueladas (latón) en los dos hornos de fundición y éstos, después de algunas horas de fundición se basculan vertiendo la colada a través de canaletas especiales hacia el horno de mantenimiento, luego el material sale de este último a través de una matriz refrigerada ya descrita en la topología en forma de barras o cintas continuas.

Ahora bien, todo este proceso transcurre ininterrumpidamente durante quince o veinte días las 24 horas, tiempo después del cual en proceso se detiene y deja dentro del crisol de los hornos material suficiente sólo para cerrar el circuito eléctrico del secundario para arranques posteriores. Después del mantenimiento respectivo que dura de siete a diez días



se procede al nuevo arranque, de aquí en adelante se arrancará siempre en forma similar y distinto al primer arranque de estreno del horno. Como quiera que este secundario presenta en serie una resistencia, variable marcadamente con la temperatura, con una inductancia o autoinductancia de dispersión cuasi constante se debe elegir un tap de alimentación del autotransformador bajo, entre 220 ó 280 voltios a fin de que la corriente no sea excesivamente alta puesto que la resistencia eléctrica en frío del material es muy baja primando la impedancia inductiva siendo aquí el cosfi de 0.4 a 0.45 y los ocho condensadores de potencia monofásicos por horno conectados a esta tensión no satisface completamente la potencia reactiva pues el cosfi en estas circunstancias no llega a uno.

Cuidando de tapar bien estos hornos a fin de no dejar escapar el calor y monitoreando la temperatura se espera una seis a ocho horas de calentamiento y a medida que el material comienza a fundirse la resistencia eléctrica comienza a subir, el cosfi mejora y la corriente disminuye, momento en el cual se debe elevar el tap a 340 voltios con el propósito de conservar la corriente de fusión y seguir elevando la temperatura, las cosas siguen avanzando, se retira de la colada las escorias cuidadosamente, se agregan fundentes y cuando la temperatura supera los mil grados centígrados se varía el tap del auto transformador a 400 ó 460 voltios según se quiera mayor temperatura. Aquí con sólo zinc o de los ochos condensadores de potencia monofásicos conectados a esta tensión bastan para hacer llegar el cosfi a uno.

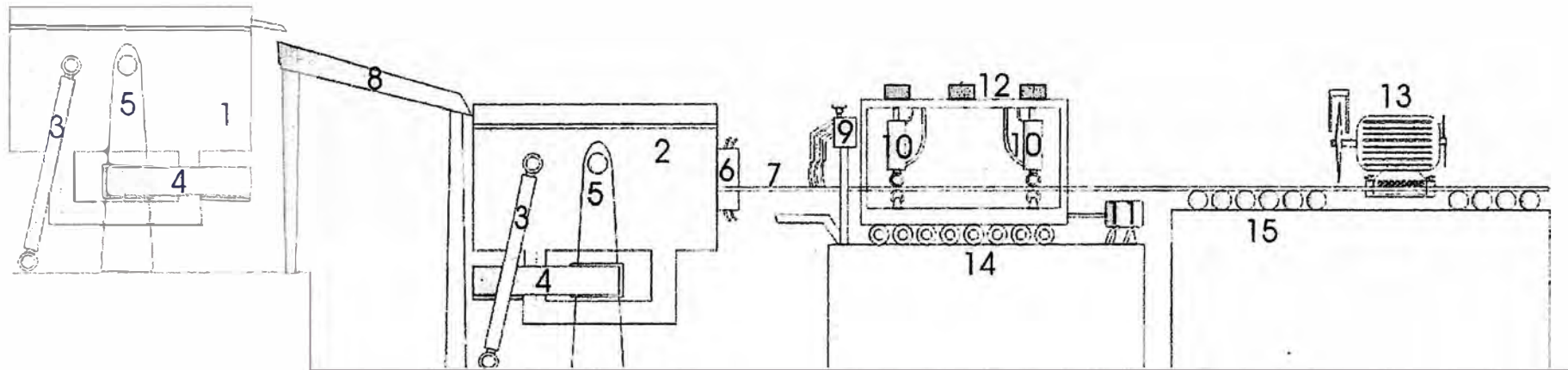
Llegado a la temperatura descrita y después de algunas horas se procede a la extracción continua del material del horno de mantenimiento a través de unos pistones extractores y este horno es a su vez cargado de material por los dos hornos de fundición en la manera ya descrita. Este horno presenta durante su funcionamiento algunos problemas tales como el corte de la vena o canal del secundario de material fundido cayendo la corriente a valores muy bajos, problema que lo solucionan inyectándole calor con soplete a gas y golpeando el interior de la vena con barreta a fin de fundir el tramo que ha abierto el circuito eléctrico.

Otro problema un tanto grave desde el punto de vista eléctrico son los cortes temporales de vena de este secundario. Ello ocurre a altas temperaturas y con el tap a 400 ó 460 voltios, durante tres o cuatro segundos por cada vez debido al caos térmico en el

interior de la vena dentro de ésta el material se separa cortando el circuito eléctrico, la corriente por la bobina del primario del transformador de inducción cae bruscamente pero no la del secundario del autotransformador que es igual a la carga de los condensadores de potencia conectados a esa tensión con el fin de mejorar el cos $\phi$  y que se ve incrementada pues al no haber en ese instante de interrupción carga inductiva los condensadores de potencia tienden a incrementar significativamente la tensión aumentando la corriente capacitiva, luego del tiempo de corte mencionado el material se vuelve a unir cerrando el circuito, nivelando así las tensiones y la potencia reactiva y repitiéndose otra vez el corte al cabo de dos o tres minutos durante toda la colada.

Este problema se solucionó en parte colocando un relay de sobretensión en el primario regulado a 232 voltios en acción con un temporizador producido el corte de vena la tensión se eleva por acción de los condensadores a través de sus respectivos contactores de potencia y el temporizador que ya empezó a funcionar con el relay los mantiene así cortados durante unos cincuenta o sesenta segundos, tiempo en el cual se asigna empíricamente que el fenómeno ya cesó y que los condensadores pueden ser repuestos a través de sus contactores de potencia.

Con este procedimiento no se evitan los cortes de vena pero se puede al menos frenar la elevación brusca de tensión tanto en el primario como en el secundario del autotransformador de potencia. Para evitar la alta corriente de inserción de los condensadores de potencia al empalmarse de golpe todas las unidades conectadas en ese instante luego de caducar el tiempo en el temporizador mencionado y haber cesado el corte de vena se ha colocado en serie en cada una de estas unidades capacitivas sendas bobinas denominadas de choque de 60 vueltas cada una con núcleo de aire y arrolladas alrededor de un tubo de acrílico de cuatro pulgadas de diámetro.



- |   |  |
|---|--|
| 1 Horno Inductivo de Fundición                    | 10 Pistones de prensado vertical         |
| 2 Horno Inductivo de Mantenimiento                | 11 Pistones de arrastre horizontal       |
| 3 Pistones de Basculación                         | 12 Carrito transportador de cinta        |
| 4 Núcleo o armadura ferromagnetica                | 13 Motosierra seccionadora de cinta      |
| 5 Soportes Pivotantes de ambos hornos             | 14 Rodamientos del carrito transportador |
| 6 Radiador de grafito enfriado por agua           | 15 Rodillos                              |
| 7 Cinta continua de latón                         |  |
| 8 Rampa de transvase de colada entre ambos hornos |  |
| 9 Surtidores de enfriamiento de agua              |  |

**Fig. 2.1** REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE COLADA CONTINUA

## **CAPÍTULO III**

### **PROPUESTA DE MEJORA DEL HORNO DE INDUCCIÓN ELÉCTRICO CON CONTROL ELECTRÓNICO**

#### **3.1. Horno monofásico de doble canalización**

Este nuevo horno consta de un controlador electrónico que regula a dos tiristores de potencia en antiparalelo encendidos por un tren de pulsos de  $0^\circ$  a  $90^\circ$  para el tiristor de corriente con semionda positiva y de  $180^\circ$  a  $270^\circ$  para el tiristor de corriente con semionda negativa. Esto es así debido a que la carga es resistivo inductivo y no se sabe con exactitud en qué punto de la siguiente semionda de tensión se apagará el tiristor ( $I=0$ ) encendido en la semionda anterior y más si se tiene en cuenta que como ya se dijo en la descripción del horno el valor resistivo equivalente del secundario del horno (latón fundido) varía con la temperatura con lo cual el ángulo de disparo también varía.

El apagado se producirá al cesar el tren de pulsos. El tipo de encendido que se utilizará es el de apertura y apagado por presentar menos armónicos. En serie con estos tiristores en antiparalelo se encuentra el transformador inductor con la bobina primaria (carga RL) de 60 vueltas y el secundario con una sola vuelta de latón fundido, El banco de condensadores en este caso se instalará antes de los tiristores en antiparalelo de la carga y conectado cada uno de ellos en serie a dos tiristores en antiparalelo y regulados estos últimos por el controlador electrónico de los tiristores conectados a la carga RL y sincronizados con la

apagado de éstos en  $-90^\circ$  para el encendido con un solo pulso en cada semionda de tensión que proporciona corriente positiva y  $+90^\circ$  en cada semionda de tensión que entrega corriente negativa cada uno de éstos con el tiristor respectivo que entrega las corrientes con polaridad mencionadas y su apagado se producirá al cesar estos pulsos en  $90^\circ + \arctg XI/R$  antes del apagado de la corriente de la carga. ( $XI$  y  $R$  son los parámetros inductivo y resistivo equivalentes de la carga). Mayor explicación de esto se detalla en el capítulo correspondiente a los controladores AC/AC.

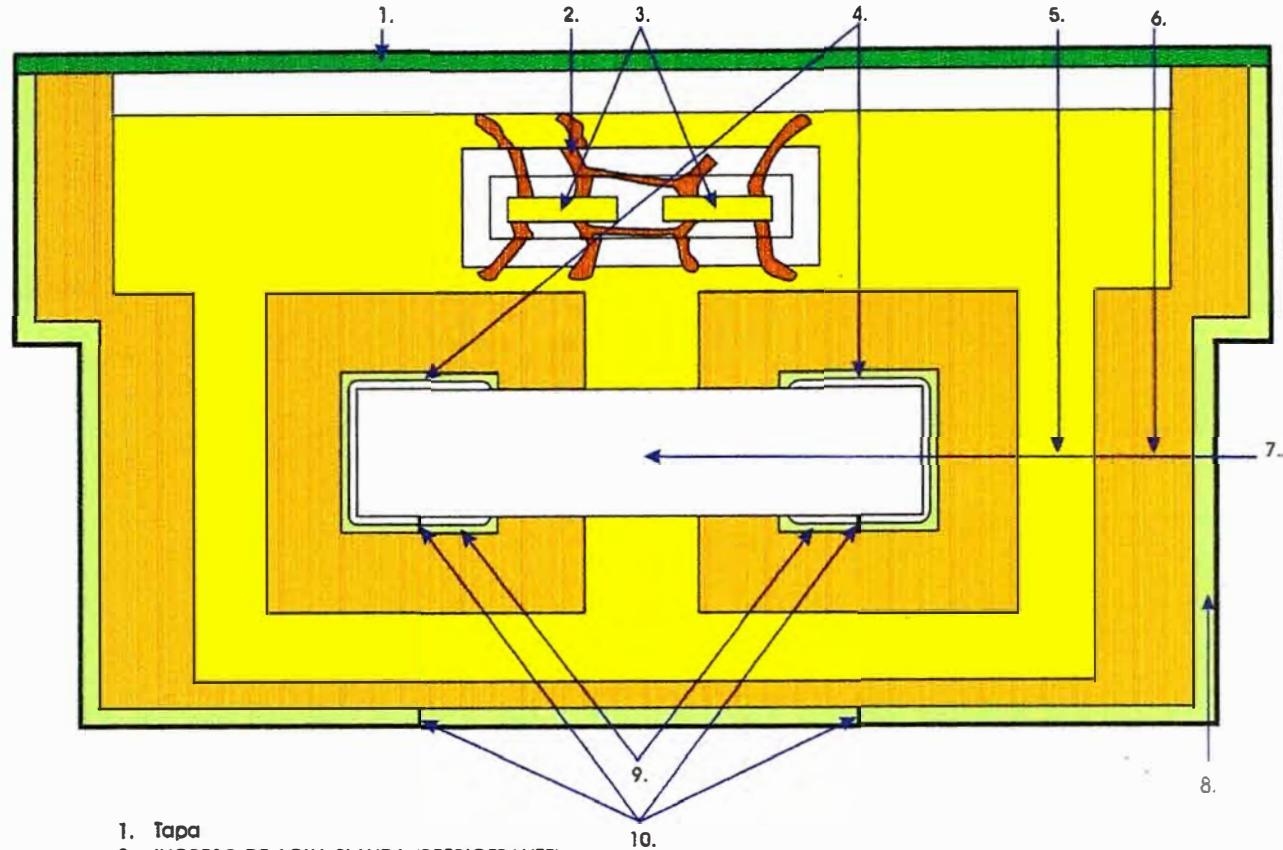
Con este modelo se eliminan pues tanto los contactores como el autotransformador de potencia y se obtiene una variación discreta pero de banda más estrecha (pues se dispondría de más escalones de tensión –podrían ser unos veinte pasos por ejemplo- en lugar de zinc o de tensión y corrientes eléctricas como con el modelo eléctrico). Todo el encendido y variación de la magnitud de la tensión de alimentación al transformador inductor está supeditado al manejo de un potenciómetro que determina el de disparo del tren de pulsos de los tiristores y la cantidad de ciclos de tensión en que estarán encendidos y apagados los tiristores tanto de la carga como de los condensadores.

Este controlador trabajará en una línea de 440 voltios a fin de duplicar la potencia por la doble canalización del secundario en el horno pero conservando la magnitud de la corriente a fin de no cambiar los alimentadores, llave de conmutación a G.E., interruptores termomagnéticos de potencia, llaves eléctricas de encendido y la totalidad de los condensadores de potencia (que son de 460 voltios) que pueden trabajar a la nueva tensión duplicada de 440 voltios pero no si se aumentara la corriente.

Los condensadores de potencia se aumentará en unidades pues la potencia del horno al ser duplicada aumentaría en la misma proporción la potencia reactiva. En el transformador inductor se instalarán dos bobinas primarias de 60 vueltas cada una en ambos lados de la U alimentadas en paralelo convenientemente por el controlador electrónicos y los que quedarán envueltos por dos canales laterales o exteriores y uno central que penetra la ventana de la U y que constituirá la suma de las corrientes de los canales exteriores por lo que el área de la sección transversal de este canal central será el doble que los laterales

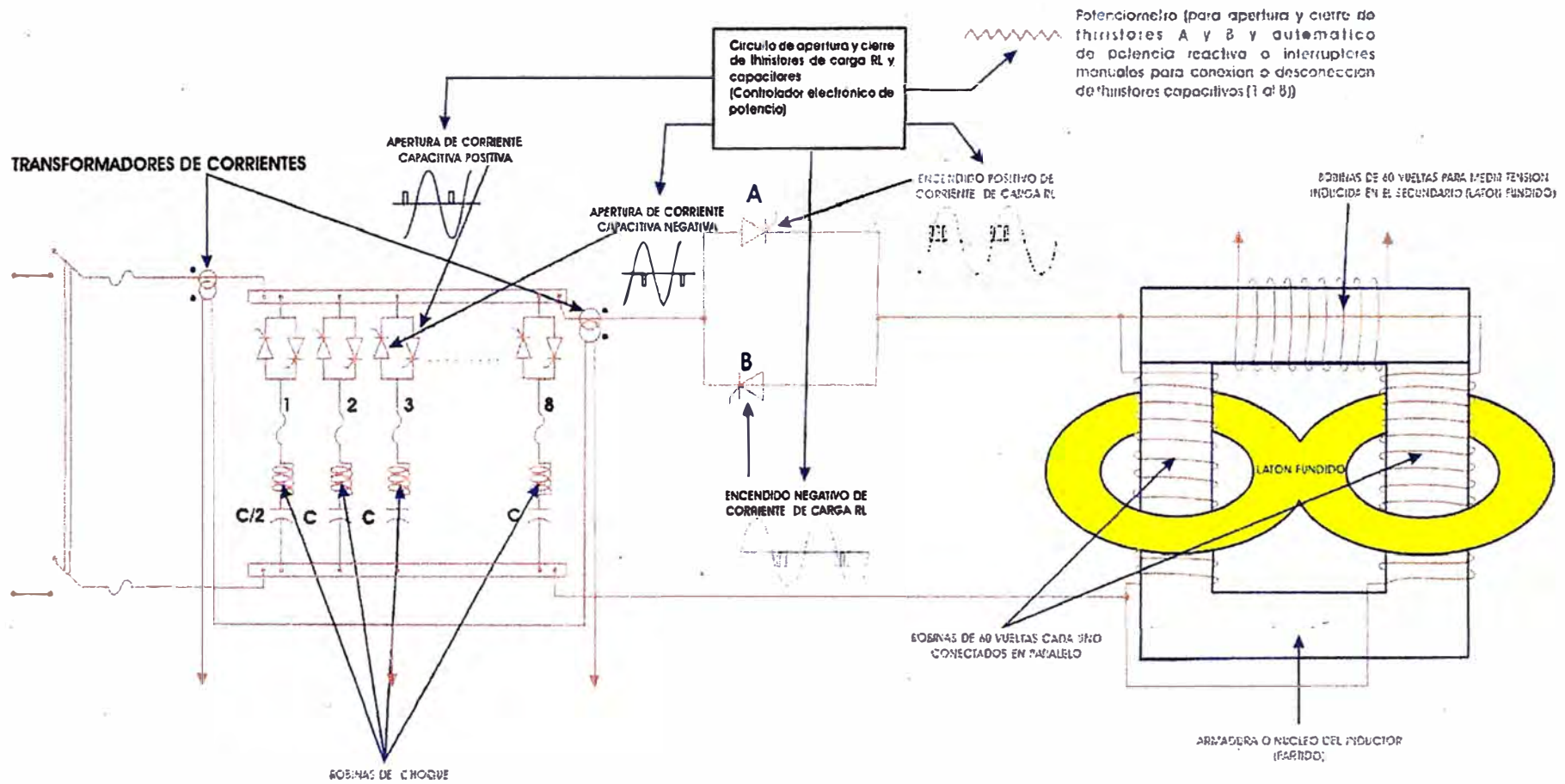
De este modo se lograría una duplicación en cuanto a producción ( se duplicarían las salidas continuas del material a extraer ) y en cuanto a potencia eléctrica en términos de tensión. Los canales laterales tendrían la misma área transversal que el canal simple cuando era controlado por contactores y auto transformador de potencia.

Los circuitos de medición y los medidores utilizados en esta propuesta electrónica (voltímetros, amperímetros, frecuencímetros, vatímetros y cosfímetros) serían casi los mismos que en el control eléctrico solo que de mayor tensión de alimentación y mayor escala de potencia. Los condensadores de potencia se insertarían a través de un regulador de potencia reactiva si se quiere automatizar, u observando el varímetro e insertando manualmente con interruptores pequeños y que en ambos casos se conectarán y darán una señal al controlador electrónico de apertura y apagado de los tiristores para activar el respectivo par de tiristores en antiparalelo del condensador que se desea activar a fin de reducir a cero la potencia reactiva. Los tiristores del controlador de potencia de la carga y de los condensadores se diseñarán para soportar una tensión mayor a los 440 voltios a fin de evitar encendidos indeseados por elevación de tensión superior al mencionado.



1. Tapa
2. INGRESO DE AGUA BLANDA (REFRIGERANTE)
3. EXTRACCIÓN CON TINA DE LATON SOLIDIFICADO
4. BOBINAS PRIMARIAS (60 VUELTAS)
5. SECUNDARIO (LATON FUNDIDO) CON DOBLE CANALIZACIÓN
6. MATERIAL REFRACTARIO
7. NÚCLEO O ARMADURA INDUCTORA EN POSICIÓN HORIZONTAL
8. CARCASA DEL HORNO
9. PARED DEL TÚNEL (CARCASA)
10. PARTICIÓN DE LA CARCASA METÁLICA CON MATERIAL AISLANTE (PARA EVITAR CORRIENTES INDUCIDAS EN LA CARCASA)

**Fig. 3.1** CORTE TRANSVERSAL DE HORNO DE INDUCCIÓN DE DOBLE CANALIZACIÓN (MONOFASICO)



**Fig 3.2 PROPUESTA DE NUEVO HORNO MONOFÁSICO DE INDUCCIÓN CON CONTROLADOR ELECTRÓNICO (THIRISTORES) Y DOBLE CANALIZACIÓN**



Deberán poseer circuitos RC en paralelo con el controlador a fin de protegerlos contra elevaciones bruscas de tensión ( $dV/dT$ ) y no será necesario protegerla contra los  $dI/dT$  puesto que la carga es altamente inductiva. También aquí el puente del transformador inductor poseerá la bobina de 60 vueltas para medir la tensión inducida en los dos secundarios de la doble canalización. Por último el sistema constaría de tres hornos monofásicos (uno por cada par de fases) lo cual constituiría en global en una carga trifásica.

También aquí se contará con la acción de un relay de sobretensión, el cual producido el corte de vena del secundario descrito en la versión eléctrica —que significa una elevación de voltaje por acción solitaria de los condensadores— actuará sobre el controlador electrónico que suspenderá inmediatamente los pulsos de disparo de los condensadores (procurando dejarlos cargado negativamente para su reencendido) y tras un lapso de tiempo breve —en el cual se reintegra la vena— un temporizador dará la orden al controlador de retomar los pulsos de disparo. (Ver Fig. 3.2)

### **3.2. Trifásico de triple canalización**

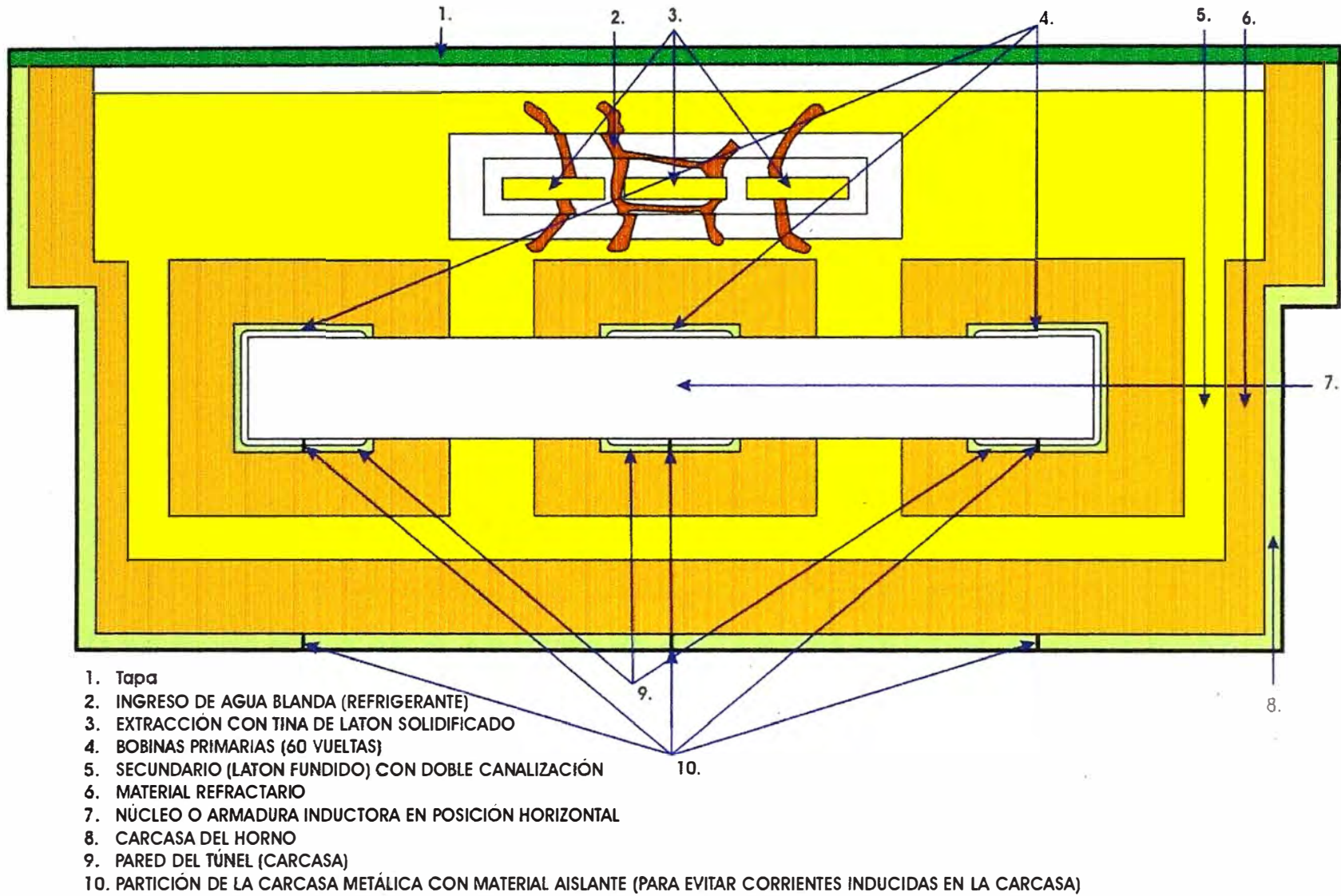
Una propuesta interesante con el cual se triplicaría la potencia y la producción con respecto al horno de inducción eléctrico con autotransformador monofásico sería con controlador electrónico de potencia trifásico acoplado a un transformador inductor en W con triple canalización como secundario de material fundido y tres bobinas primarias de potencia de 60 vueltas cada uno, es decir una carga perfectamente trifásica. Los condensadores al igual que en el caso monofásico irían instalados en delta antes de la carga y de los controladores electrónicos de potencia. Cada unidad controladora de tiristores (tres unidades en total) se colocaría en serie en con una de las bobinas primarias y de los bloques (controlador mas bobina primaria o carga) se montaría en delta en forma alterna.

Las dos canalizaciones centrales del secundario serían 1,732 veces más de área de sección transversal que las dos laterales por presentarse allí la diferencia fasorial de dos corrientes inducidas secundarias. (ver gráficos). La alimentación sería trifásica, de 440 voltios ( para no tener alimentadores tan gruesos ) y de 60 Hz. (Ver Fig. 3.4).

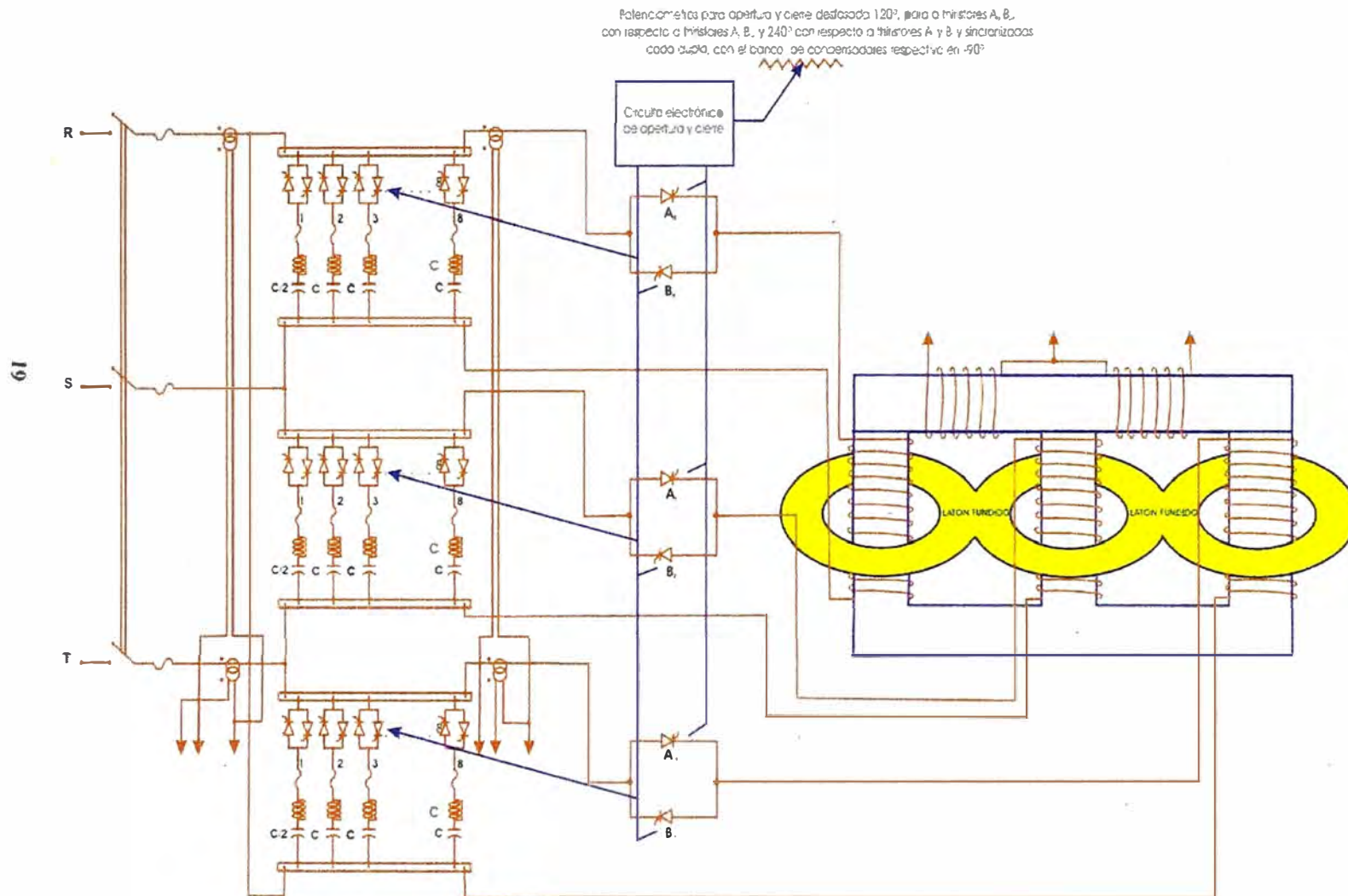
### **3.3. Bobina de choque**

#### **3.3.1. Capacitor conectado al tiristor (tsc):**

En la figura aparece un capacitor conectado a un tiristor monofásico (TSC). Consta de un capacitor, una válvula de tiristor bidireccional y un reactor limitador de corriente inicial relativamente corta. Este reactor se requiere principalmente para limitar la corriente inicial de la válvula del tiristor bajo operaciones operativas anormales (por ejemplo, controlar el mal funcionamiento que hace que el capacitor se conecte en el “momento equivocado” cuando no se satisfacen las condiciones de conexión libre de tránsito). También puede servir para evitar resonancias con la impedancia del sistema de corriente alterna en frecuencias particulares.



**Fig. 3.3** CORTE TRANSVERSAL DE HORNO DE INDUCCIÓN DE TRIPLE CANALIZACIÓN (TRIFASICO)



**Fig. 3.4 PROPUESTA DE NUEVO HORNO TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN CON CONTROLADOR ELECTRÓNICO (THIRISTORES) Y TRIPLE CANALIZACIÓN**

Bajo condiciones constantes, cuando la válvula del tiristor se cierra y la rama de derivación del capacitor conectado al tiristor se conecta a una fuente sinusoidal de voltaje de corriente alterna,  $v = V \sin \omega t$ , la corriente de la derivación es dada por:

$$I(\omega t) = \frac{V n^2}{n^2 - 1} \omega C \cos \omega t \quad (3.1)$$

donde:

$$n = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 LC}} = \sqrt{X_C / X_L} \quad (3.2)$$

La amplitud del voltaje a través del capacitor es

$$V_C = \frac{n^2 V}{n^2 - 1} \quad (3.3)$$

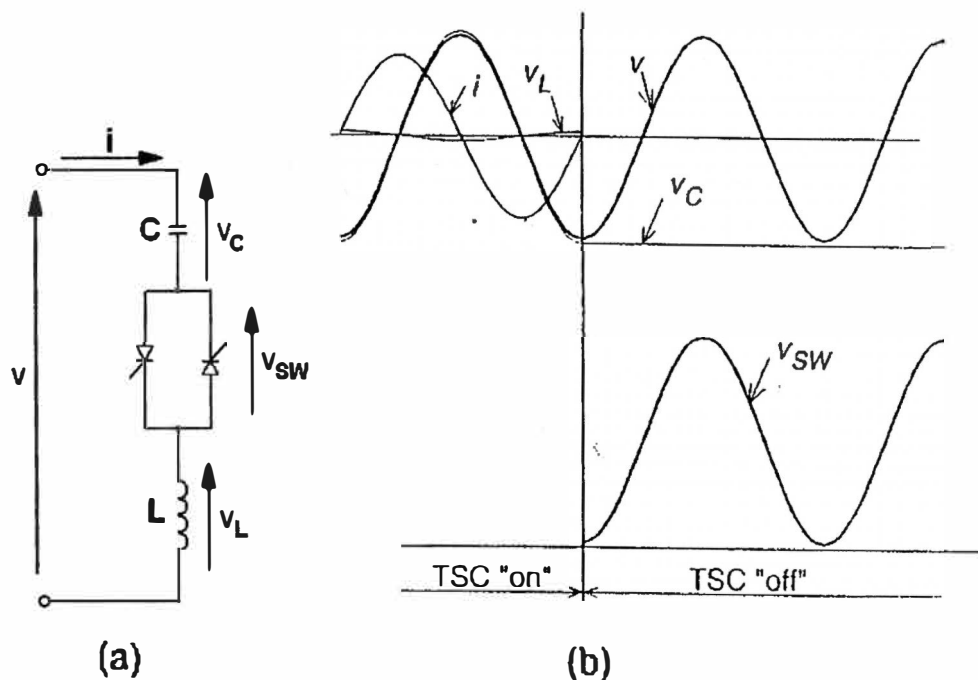
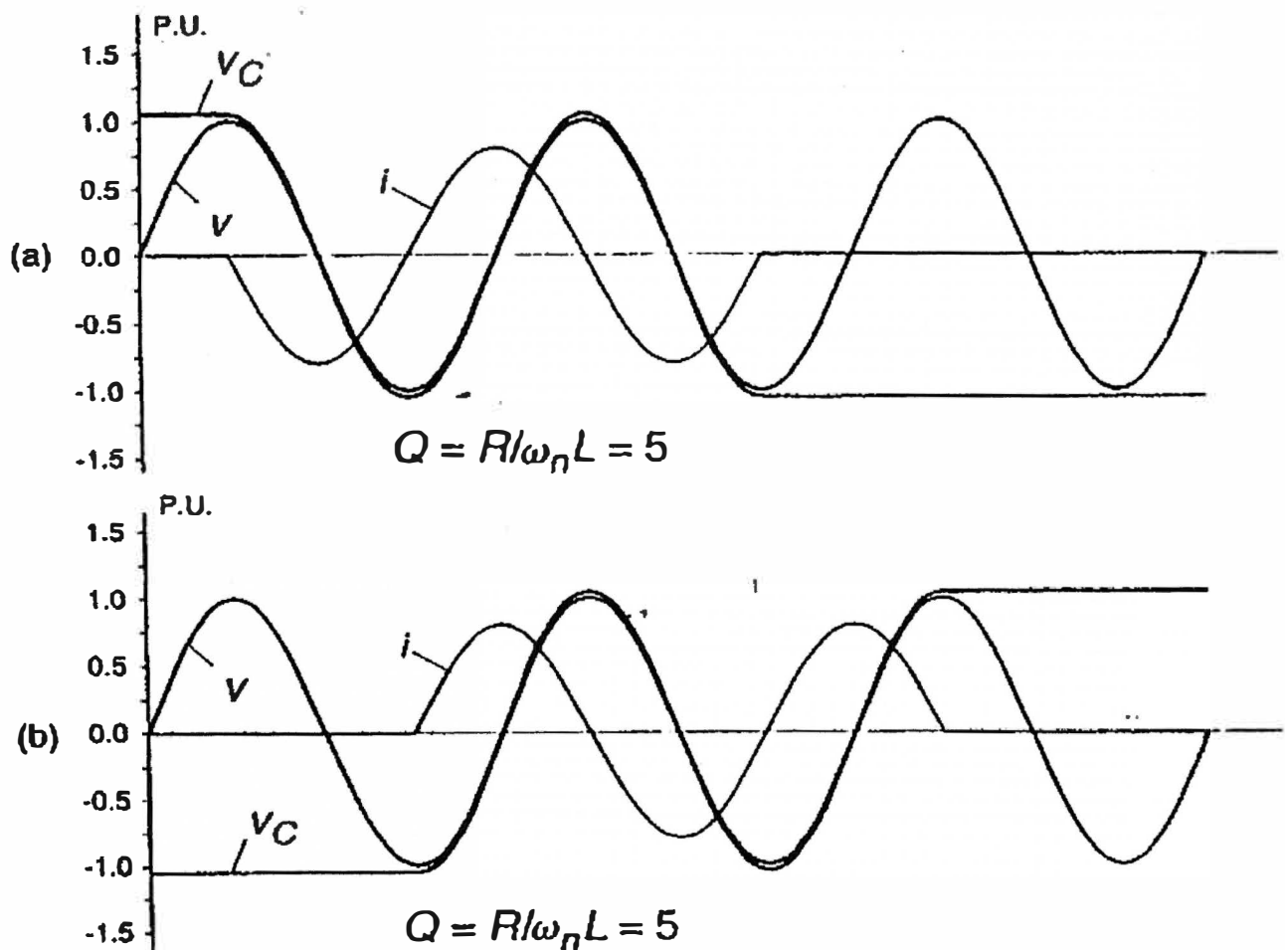


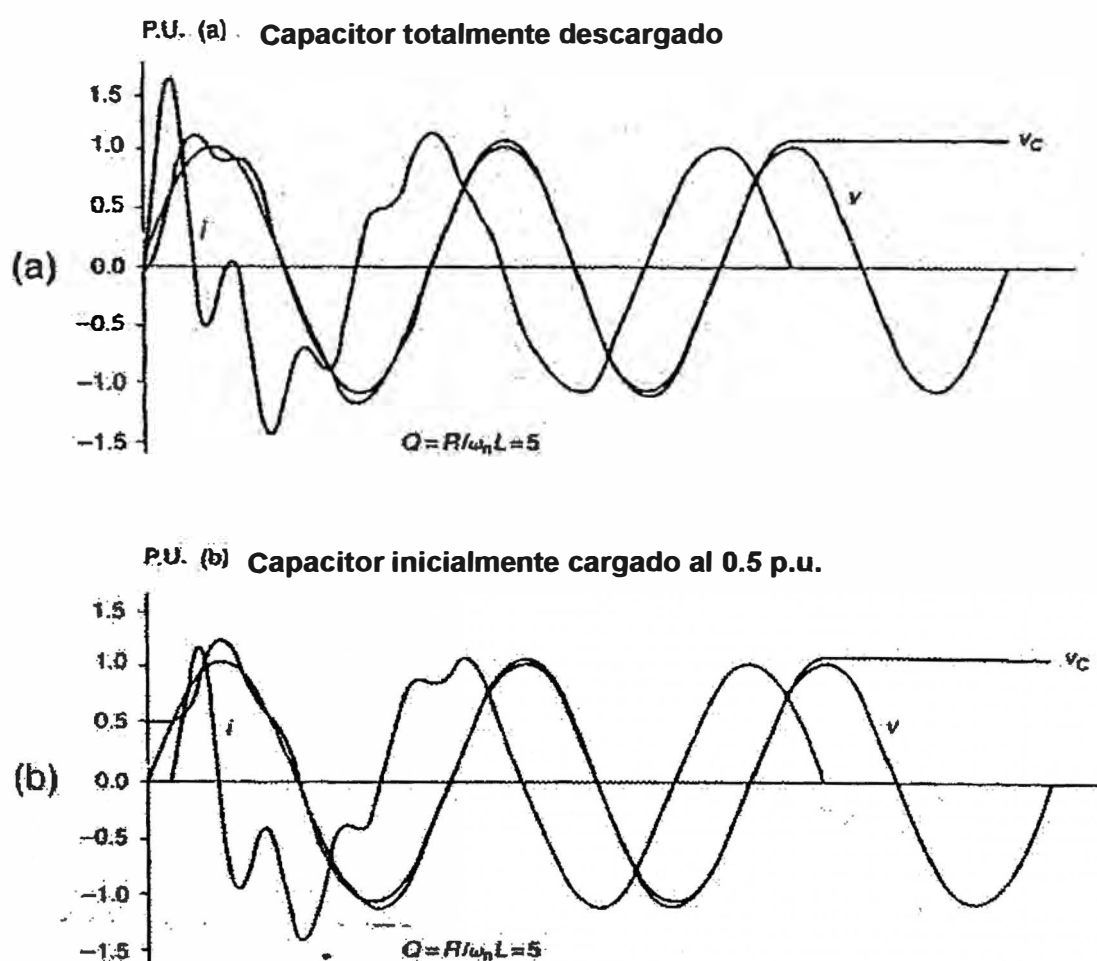
Fig. 3.1 VOLTAJE EN BORNES DE TIRISTORES CON CAPACITOR INICIALMENTE CARGADO

La derivación del capacitor conectado al tiristor se puede desconectar (“apagar”) en cualquier corriente cero removiendo primero el conductor de la compuerta en la válvula del tiristor. En el cruce de corriente cero, el voltaje del capacitor está en su valor pico  $V_c$  (Ecuación 3.3). El capacitor desconectado sigue cargado en su voltaje. En consecuencia, el voltaje a través de la válvula del tiristor no conductor varía entre cero y el valor de pico a pico del voltaje de corriente alterna aplicada, tal como se ilustra en la siguiente Fig. 3.1. Si el voltaje a través del capacitor desconectado siguió inalterable, el banco del capacitor conectado al tiristor se pudo volver a conectar, sin ninguna oscilación en el pico apropiado del voltaje aplicado de corriente alterna como se ilustran en las dos Fig. 3.2 :



**Fig. 3.2 ILUSTRACIÓN DE FORMAS DE ONDAS INTERRUMPIDAS  
POR UN TIRISTOR CONECTADO A UN CAPACITOR**

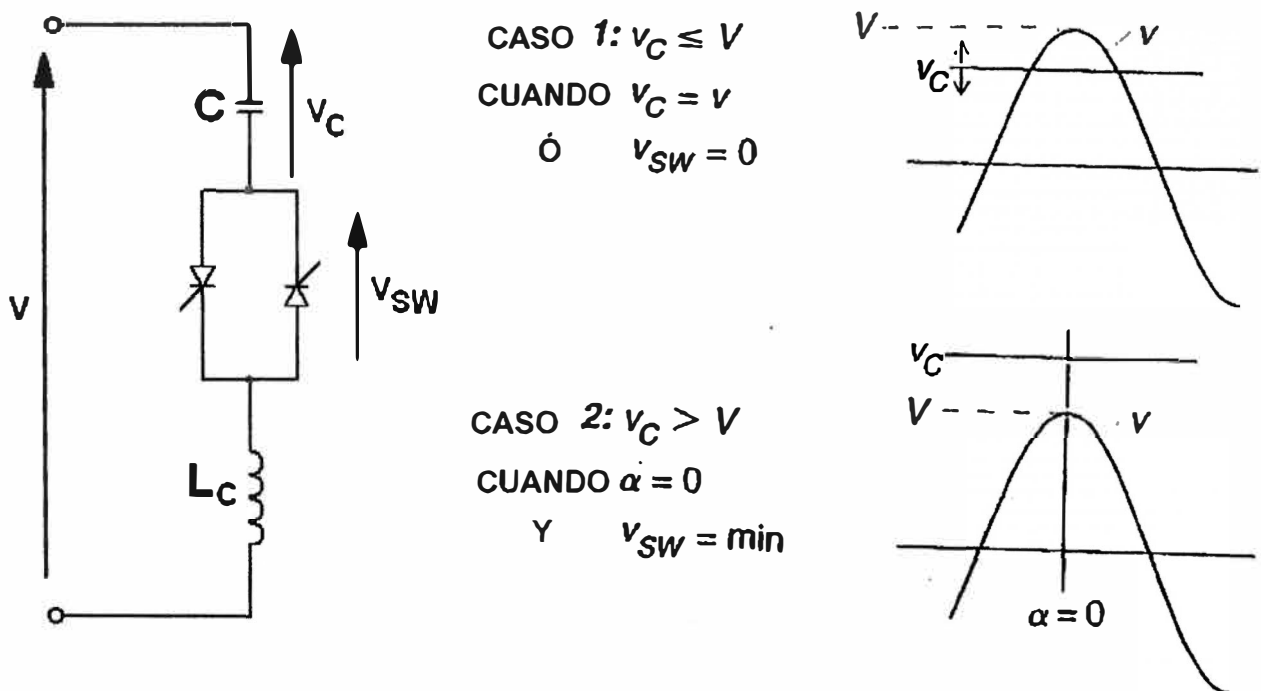
para un capacitor con carga positiva y negativa. Por lo general, el banco del capacitor se descarga después de la desconexión. Así la reconexión del capacitor es posible que se tenga que ejecutar con algún voltaje residual del capacitor entre cero y  $Vn^2/(n^2-1)$ , lo que puede lograrse con el menor disturbio de oscilación posible si la válvula del tiristor se enciende en los instantes donde el voltaje residual del capacitor y el voltaje de corriente alterna aplicado son iguales, es decir, cuando el voltaje a través de la válvula del tiristor es cero. Las siguientes figuras ilustran los tránsitos de conexión obtenidos con un capacitor descargado total y parcialmente:



**Fig. 3.3 ILUSTRACIÓN DE FORMAS DE ONDAS DE INTERRUPCIÓN DE TRANSITORIOS CON EL TIRISTOR CONECTADO AL CAPACITOR PLENAMENTE DESCARGADO (A) O PARCIALMENTE CARGADO (B)**

Estos tránsitos son causados por el  $dv/dt$  no cero al instante de la conexión, lo que produciría una corriente instantánea de  $i_c = Cdv/dt$  en el capacitor, sin el reactor en serie. (Esta corriente representa el valor instantáneo de la corriente constante del capacitor al momento de la conexión) La interacción entre el capacitor y el reactor limitador de la corriente (y  $di/dt$ ), con la resistencia amortiguadora, produce tránsitos oscilatorios visibles en las ondas de corriente y voltaje (Vea que el tránsito de conexión es mayor para el capacitor totalmente descargado en comparación con el capacitor parcialmente descargado porque el  $dv/dt$  del voltaje aplicado (sinusoidal) llega al máximo en el punto de conexión cero).

Las condiciones de la conexión "transitorio" de un capacitor se resumen en la siguiente figura:

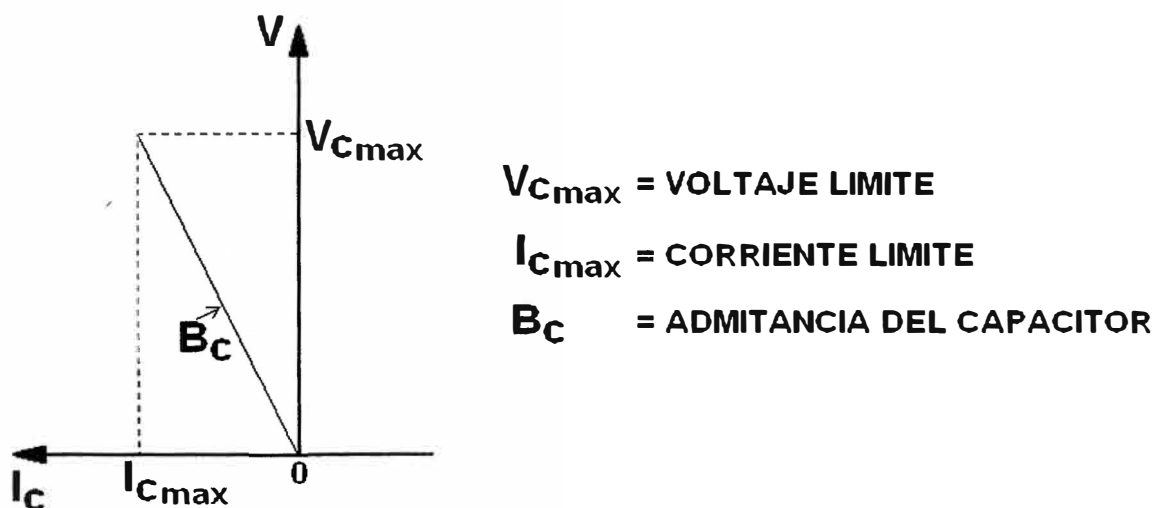


**Fig. 3.4 CONDICIONES DE CONEXIÓN TRANSITORIA DEL CAPACITOR CONECTADO AL TIRISTOR CON DIFERENTES VOLTAJES RESIDUALES**



Como se ve, dos reglas simples abarcan todos los casos posibles: (1) si el voltaje residual del capacitor es menor que el voltaje pico de CA ( $V_c < V$ ), entonces el instante correcto de conexión es cuando el voltaje instantáneo de CA se iguala al voltaje del capacitor; y (2) si el voltaje residual del capacitor equivale o supera al voltaje pico de CA ( $V_c$  es mayor ó igual a  $V$ ). Entonces la conexión correcta se encuentra en el pico del voltaje de CA donde el voltaje de la válvula del tiristor es mínimo. De lo anterior se deduce que la máxima demora posible al conectar un banco de capacitor es un ciclo total del voltaje aplicado de CA, es decir el intervalo de un pico positivo (negativo) al siguiente pico positivo (negativo).

También se deduce que el control del ángulo de retraso de saturación no se aplica a los capacitores; la conexión del capacitor debe tener lugar en el instante específico de cada ciclo donde se satisfacen las condiciones de tránsitos mínimos, es decir, cuando el voltaje a través de la válvula del tiristor es cero o mínimo. Por esta razón, una derivación del capacitor conectado al tiristor puede dar solo un cambio repentino de carga en la corriente reactiva que maneja (de máximo a cero). En otras palabras, la derivación del capacitor conectado al tiristor representa una admisión capacitiva simple que está conectada o desconectada del sistema de corriente alterna (CA). La corriente de derivación del capacitor conectado al tiristor (TSC) varía linealmente con el voltaje aplicado, de acuerdo con la admisión del capacitor, según ilustración del gráfico V-I de la siguiente figura:



**Fig. 3.4 ÁREA OPERATIVA V-4 DE UNA DERIVACIÓN DEL CAPACITOR CONECTADO AL TIRISTOR**

El voltaje máximo aplicable y la corriente respectiva están limitadas por las clasificaciones de los componentes de una derivación del capacitor conectado al tiristor (TSC) (capacitor y válvula del tiristor). Para aproximar la variación de corriente continua, se pueden emplear varias derivaciones del capacitor conectado al tiristor en forma paralela (lo que incrementaría repentinamente la admisión capacitiva), o, hay que complementar las derivaciones del capacitor conectado al tiristor (TSC) como un reactor controlado por un tiristor (TSR).

## CONCLUSIONES

1. El Horno de Inducción Eléctrico, presenta un circuito sencillo pero requiere de espacio en el interior del tablero eléctrico si se quiere disponer de múltiples voltajes de selección del autotransformador dada la cantidad de contactores de potencias a utilizar.
2. También este horno eléctrico necesita de un mayor mantenimiento que el horno de funcionamiento electrónico pues las partes móviles de los contactores (contactores de plata) tienden a deteriorarse por el picado que presenta en su superficie al insertar o cortar la corriente de la carga RL o de los condensadores. Asimismo el auto transformador requiere de un chequeo por lo menos de una vez al año del estado del aceite refrigerante y eléctrico si este no es de tipo seco.
3. Los hornos de funcionamiento electrónico necesitan de una buena ventilación y de unos buenos relays electrónico de sobre corriente de acción rápida para proteger los tiristores contra sobrecargas y corto circuitos.
4. El horno de inducción eléctrico presente como ventaja la no producción de armónicos salvo las creadas por el corte de vena del secundario descrito ampliamente en el

Capítulo II (2.3), que también afectan a los de funcionamiento electrónico.

5. En cuanto a las dos clases de horno de funcionamiento electrónico el de control de fase presenta una selección continua de voltaje, que no tendría el de control de apertura y cierre ni el horno de funcionamiento eléctrico, pero el de control de apertura y cierre muestra una mayor selección de tensiones que el horno eléctrico sin requerir mayor espacio físico eligiendo una cantidad de ciclos de operación grande para permitir mayor variedad de selección.
6. El modo de control de apertura y cierre presenta es sí una menor cantidad de armónicos por tener menos recortes cada ciclo de tensión debido al disparo cíclico que el que presenta el de control de fase. Estos armónicos a la larga producen distorsión y fallas en las fuentes eléctricas de servicios.
7. En el horno de tipo eléctrico y el de control de apertura y cierre no necesita variar mucho la cantidad de condensadores a insertar (una vez alcanzado el equilibrio térmico que se traduce en una resistencia  $R$  equivalente de la carga constante pues esta varía con la temperatura y que a fin de cuentas resulta en un factor de potencia constante. El equilibrio térmico se alcanza cuando se llega a la temperatura de fusión es decir 1000 a 1100°C) al variar el número de ciclos de conducción en el segundo caso o los taps de tensión en el primero, pues en los condensadores también tendrá esa misma variación al funcionar éstos con interruptores estáticos. En cambio el control de fase requiere de una modificación en la cantidad de condensadores al variar la fase del ángulo disparo de los tiristores de la carga pues los tiristores que alimentan a los condensadores funcionan como ya se dijo como interruptores estáticos y están ligados al ángulo de disparo de los tiristores que alimentan a la carga RL.

# **ANEXO**

## **HORNOS DE INDUCCIÓN**

### **HORNOS DE INDUCCIÓN DE BAJA FRECUENCIA**

#### **Generalidades**

Los hornos de inducción de baja frecuencia se emplean, generalmente, para la fusión de metales no ferreos, como aluminio, cobre, zinc, plomo y sus aleaciones, alcanzando como temperaturas máximas, de 1200 a 1300°C.

Para la fundición (de aceros especiales el más indicado es el horno de inducción, el cual ha de tener una construcción u pie le permita soportar la alta temperatura necesaria en la fusión del acero.

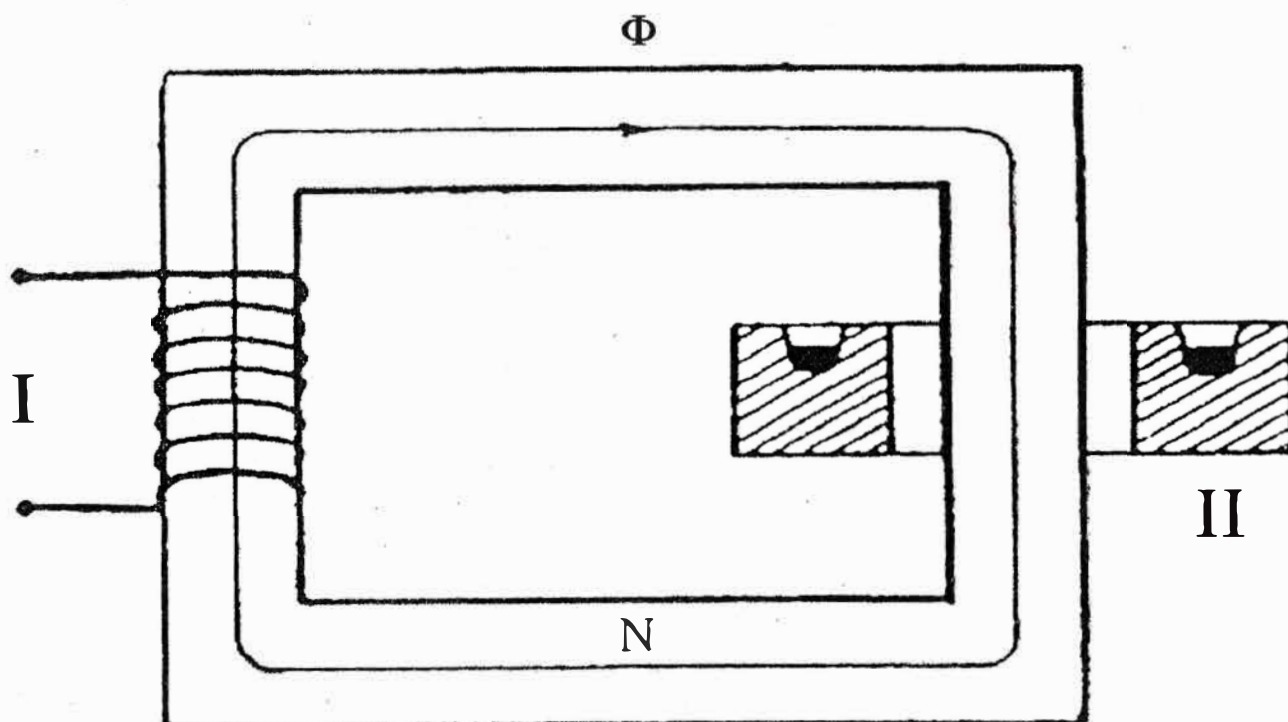
Con el empleo de este tipo de horno se evitan las reacciones químicas que sufrirán los aceros en contacto con los gases de los hornos de combustión o con el arco voltaico. La fusión de los metales en los hornos de inducción se produce por el calor que desarrolla una corriente eléctrica, circulante por el metal; esta corriente se induce por el bobinado primario de un transformador de potencia.

La cantidad de calor entregada al metal para su fusión, depende de la resistencia  $k$  del metal, del cuadrado de la corriente  $I$  y del tiempo  $t$ . Este calor se calcula según la ley de Joule y con la constante de equivalencia entre calorías (kilocalorías) y la energía eléctrica, según la ecuación:

$$\text{Calor } Q = \frac{860 \times R \times I^2 \times t}{1000}$$

expresando t el tiempo en horas, durante el cual ha circulado la corriente I Amp. por el metal. El número 860 es el factor de equivalencia entre calorías y kilowatt/horas.

Aconsejamos al lector, leer algún tratado referente a las Nociones Elementales de Electrotecnia, que le será útil para el estudio de los hornos eléctricos.



**Fig. A-1 REPRESENTACIÓN ESQUEMÁTICA DE UN HORNO DE INDUCCIÓN EN UNA FORMACIÓN SIMPLIFICADA**

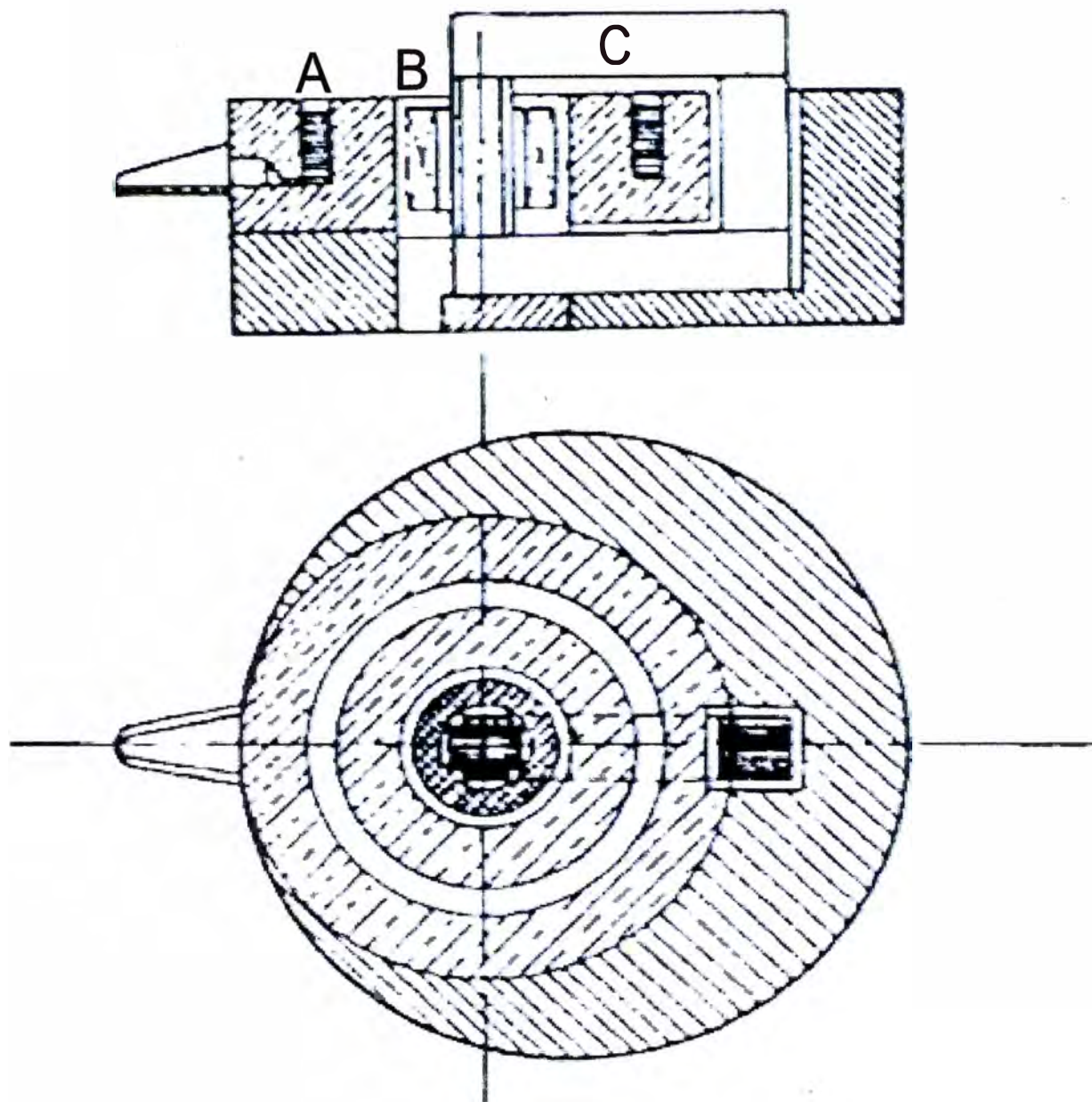
I	:	Bobina Primaria
II	:	Espira secundaria, formada por el metal que se quiere fundir en un recipiente refractario.
N	:	Núcleo de hierro silicio, laminado
$\Phi$	:	Flujo magnético

La construcción y el funcionamiento de los hornos de inducción se basan en un transformador estático de potencia eléctrica. Las partes principales de un horno de inducción: son las siguientes:

- a) Un crisol o recipiente refractario en el cual se funde el metal éste representa el bobinado secundario del transformador de potencia. La bobina secundaria consta de una sola espira, formada por el metal que se quiere fundir. Por lo tanto, la corriente secundaria de este transformador es muy grande y su tensión muy baja.
- b) Un bobinado primario de frecuencia normal, por ejemplo de 50 per/seg, produce el flujo magnético alterno por medio de cual se transmite al metal la energía eléctrica tomada de la red.
- c) Un núcleo de tierra silicio laminado, por el cual se cierran las líneas magnéticas del flujo que acopla la bobina primaria con la espira secundaria.

En la Fig. A-2 se indica esquemáticamente el núcleo con la bobina primaria y la espira secundaria, todo lo cual representa e circuito eléctrico y magnético de los hornos de inducción. El transformador de potencia eléctrica aplicado en los hornos de inducción debe tener una amplia dispersión magnética, es decir, una alta característica de cortocircuito, basta un 50%, para poder amortiguar los golpes de corriente que ocurran durante la fusión del metal.





**Fig. A-2 UNO DE LOS PRIMEROS HORNOS DE INDUCCIÓN CONSTRUIDO  
EN EL AÑO 1890 POR KJELIN**

A	Metal a fundir
B	Bobinado primario
C	Núcleo de Hierro

El uso de los primeros hornos de inducción se remonta al año 1887, habiendo evolucionado grandemente su construcción por los sucesivos ensayos realizados hasta la fecha. Las Fig. A-3, A-4 y A-5 muestran algunos ejemplos de este tipo de horno. En la Fig. A-4, puede observarse un horno construido en el año 1905, que permite fundir hasta cuatro toneladas de metal. Este horno está hecho, tornando como modelo el que aparece en la Fig. A-3.

No hemos de ocuparnos de las construcciones hechas en diferentes países y en distintas épocas, porque sería útil estudio demasiado largo. Sólo detallaremos aquí, los hornos de inducción modernos.

**Características generales:** En los hornos de inducción el calor se desarrolla directamente en el metal que se quiere fundir, evitándose de este modo muchas pérdidas por radiación y conducción del calor, que son inevitables en los hornos de arco o de resistencia. Se estima, por lo general, que el rendimiento de los hornos de inducción es un 15% mayor que el rendimiento de los demás hornos:

En la tabla siguiente, indicamos para algunos metales no férreos, las cantidades de energía expresada en kWh, y su equivalente en kilocalorías (calorías grandes) necesarias para fundir una tanda de metal. Se entiende que la energía suministrada cubre todas las pérdidas de la transformación electromagnética y las pérdidas de calor por radiación y conducción. Son valores término medio basados en la experiencia y varían con los distintos tipos de hornos.

**ENERGÍA NECESARIA PARA LA FUNDICIÓN DE DIFERENTES METALES**

Tabla A-1 **ENERGÍA NECESARIA PARA LA FUNDICIÓN DE DIFERENTES METALES**

<b>METAL</b>	<b>Forma en que se suministra el metal al horno</b>	<b>Energía consumida kWh por 1 ton.</b>	<b>Calor total kilocalorías por 1 ton.</b>
Bronce Rojo	Recortes grandes	250	21.500
Bronce Amarillo	Recortes grandes y material nuevo	195	16.750
Bronce para vapor 87% Cu + 6% Sn + 2% Pb + 5% Zn	Lingotes	260	22.350
Bronce 95,5% Cu + 4,5% Sn	½ lingotes y ½ recortes	285	24.450
Cobre	Recortes grandes y lingotes	300	25.800
Zinc	Lingotes	90	7.740

Los hornos de inducción ofrecen una gran ventaja en la fundición de los metales y especialmente tratándose de aleaciones, ventaja ésta que no tienen los hornos de arco o de resistencia. Debido a las fuerzas electromagnéticas desarrolladas por la corriente que pasa por el metal, éste va circulando continuamente, mezclándose durante todo el tiempo, mientras el transformador está excitado. Esta circulación del metal fundido permite una distribución uniforme de sus partículas, de modo que tanto las primeras coladas como las últimas, tienen idénticas características físicas.

Además, debido a la circulación del metal, las impurezas y cuerpos extraños son empujados hacia la superficie, de donde pueden retirarse con facilidad.

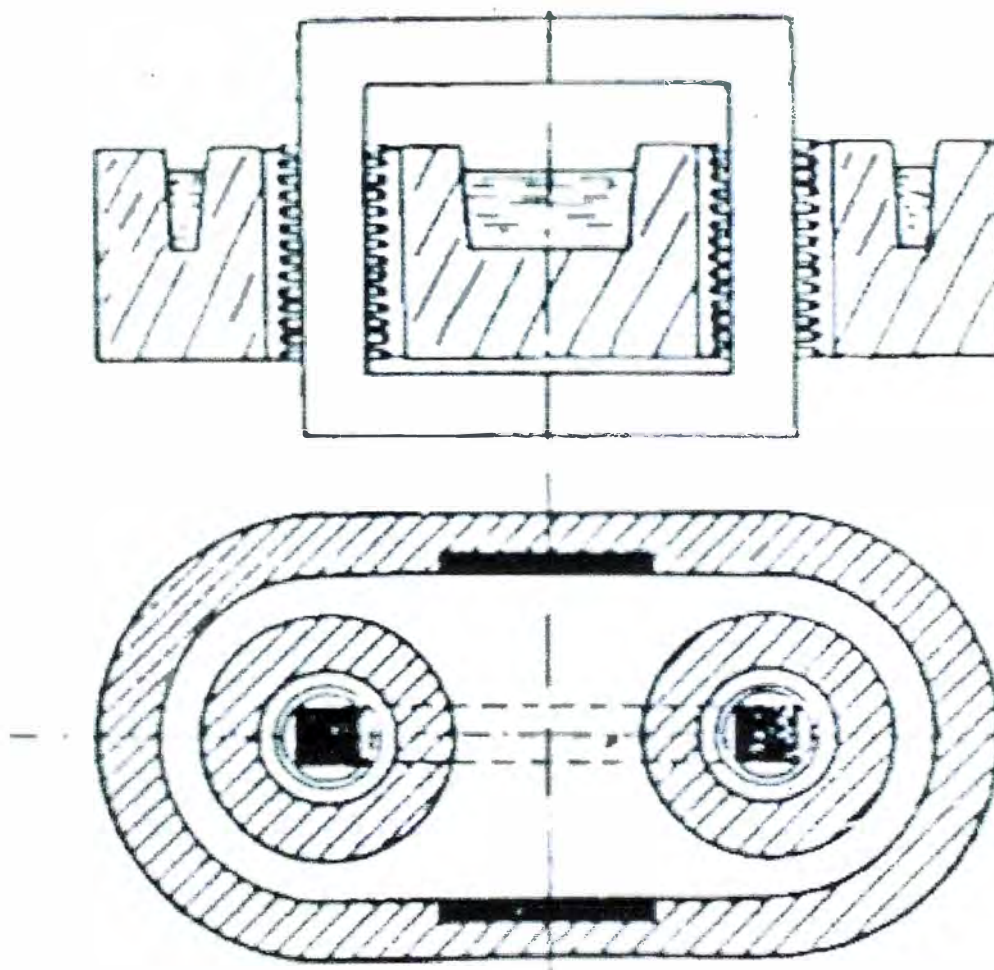


Fig. A-3

**HORNO DE INDUCCIÓN, SEGÚN LA CONSTRUCCIÓN DE RÖCHLING – RODEHAUSER, EL AÑO 1905, QUE ESTA BASADO EN LOS MISMOS PRINCIPIOS QUE EL HORNO DE LA FIG. 83**



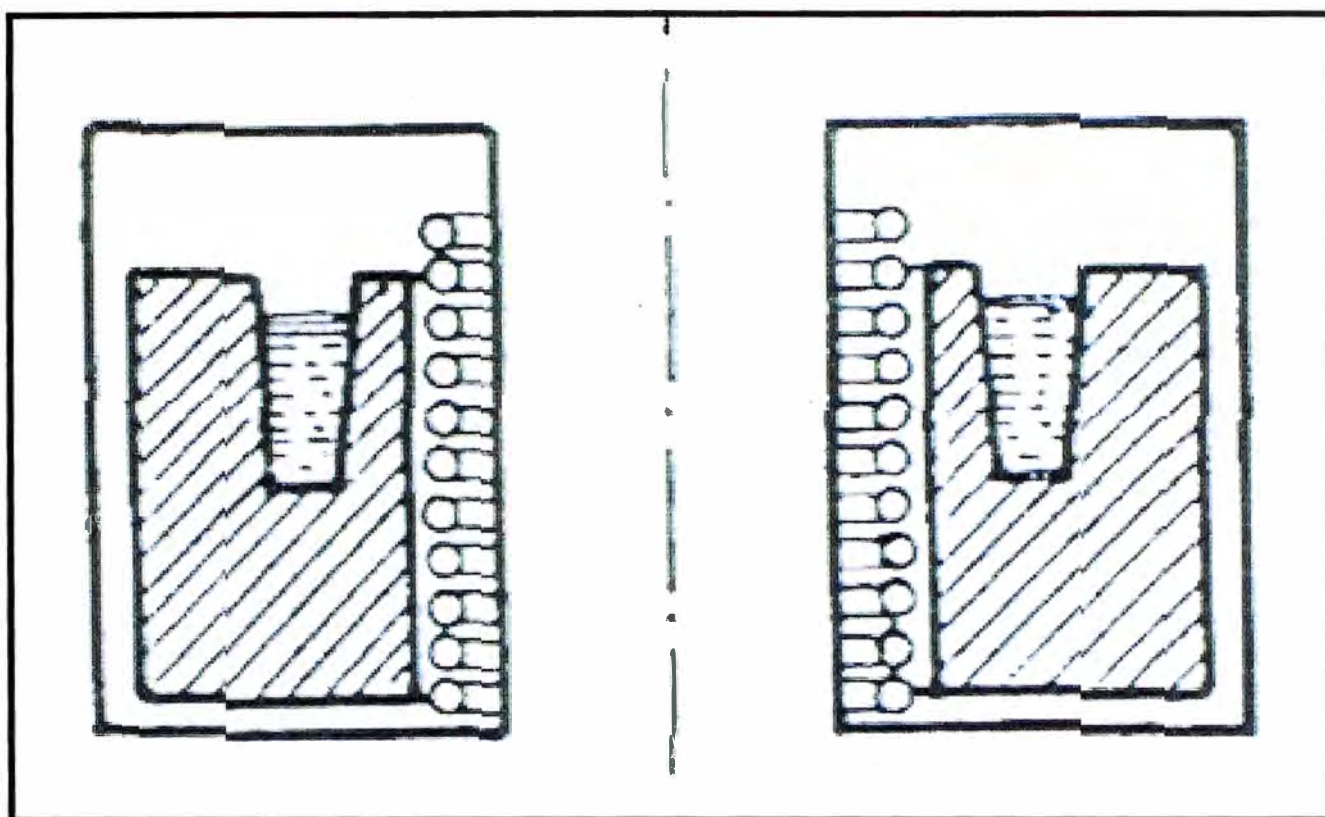
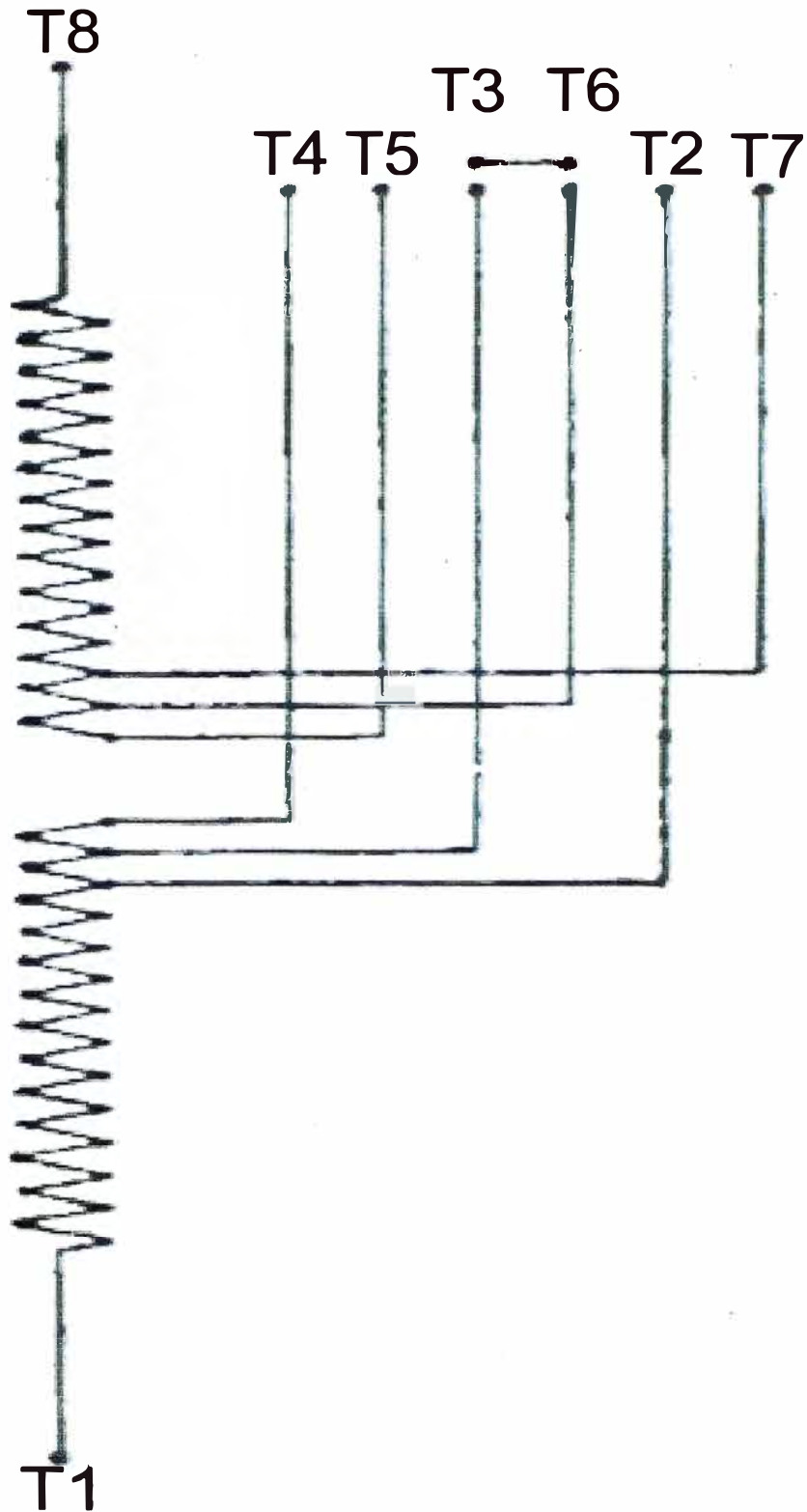


Fig. A-4

**UN TIPO DE HORNO QUE POR SU CONSTRUCCIÓN SE PUEDE CONSIDERAR COMO EL MÁS PARECIDO A LOS HORNOS MODERNOS.**

La regulación de la temperatura puede efectuarse con mayor exactitud que en todos los demás tipos de hornos. En los hornos de inducción no tiene lugar la volatilización y el recalentamiento local del metal por exceso de temperatura en el ambiente, como ocurre en los hornos de arto y de resistencia, donde las paredes del horno y su ambiente interior deben tener una temperatura más alta que el metal. Regulando la tensión en el bobinado primario del transformador por medio de derivaciones, Fig. A-5, se puede variar la corriente secundaria, y por lo tanto, la temperatura y duración de la fusión del metal, de una manera sencilla y segura.



**Fig. A-5 DERIVACIONES DEL BOBINADO DE AT O DE BT, DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA.**

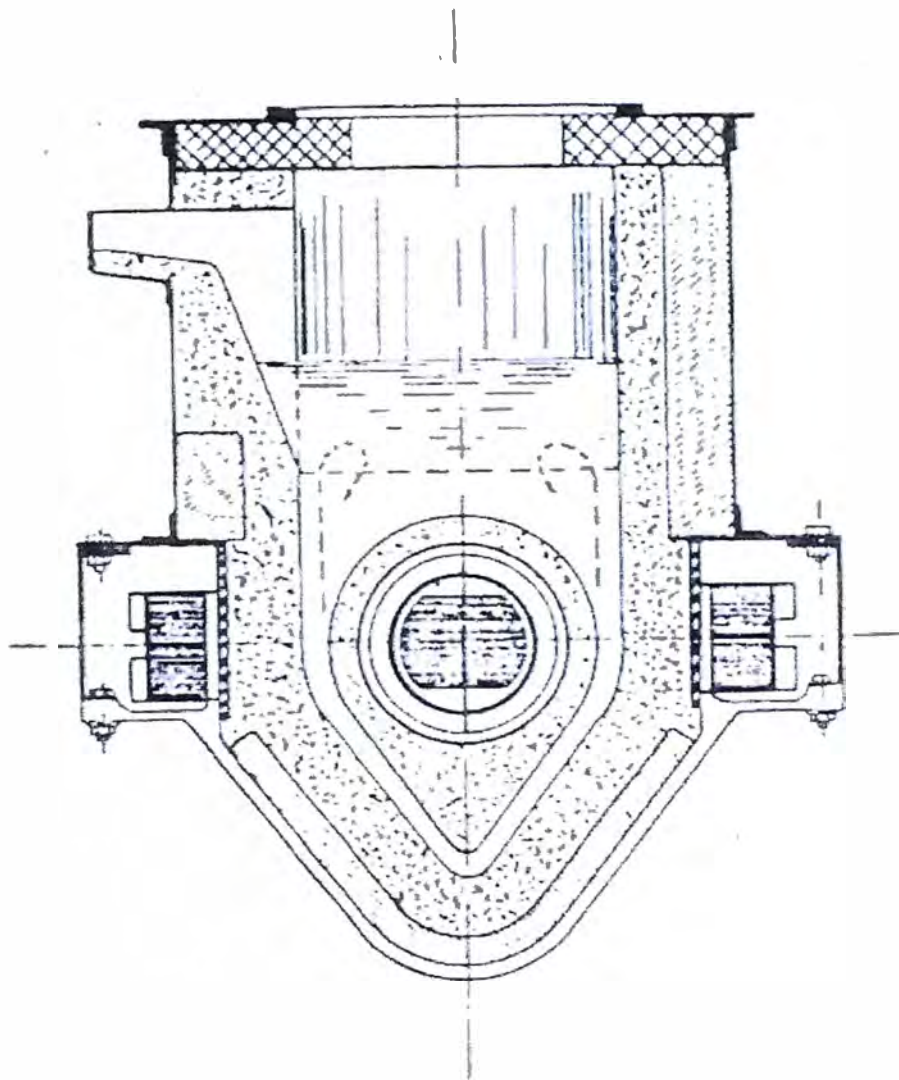
**AT (ALTA TENSIÓN)**

**BT (BAJA TENSIÓN)**

Todas estas propiedades del horno de inducción permiten un manejo fácil, que puede confiarse a personal no especializado con la consiguiente economía de mano de obra.

Los gastos para el mantenimiento y re puestas son insignificantes, porque la construcción de los hornos de inducción, que es sencilla, no tiene piezas complicadas y costosas.

Para su buena y larga conservación, es necesario un trabajo continuado, evitando bruscos cambios de temperatura, que provocan esfuerzos internos en los materiales refractarios, con la consiguiente rotura.



**Fig. A-6 HORNO DE INDUCCIÓN, TIPO AJAX - WYATT**

## CONSTRUCCIÓN Y FUNCIONAMIENTO DE UN HORNO MODERNO TIPO “AJAX – WYATT”

Construcción y funcionamiento de un horno moderno tipo “Ajax-Wyatt”. El máximo aprovechamiento del flujo magnético producido por el bobinado primario del transformador, se obtiene cuando el secundario está situado lo más cerca posible del primario. Esta aproximación del metal a fundir, que es el bobinado secundario, se puede conseguir en la mejor forma posible con la construcción de hornos Ajax – Wyatt, que se indica en la Fig. A-6 La espira secundaria en forma de V contiene sólo una parte del metal fundido, mientras que la mayor parte del mismo está en el crisol que se comunica directamente con la espira Y. Esta construcción permite una circulación muy intensa del metal, desarrollada por las fuerzas electromagnéticas.

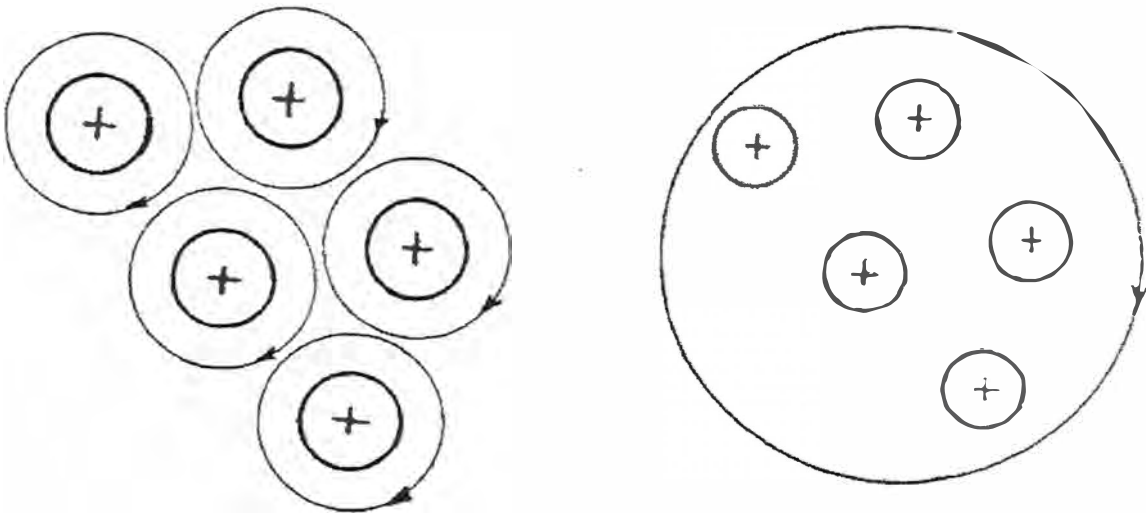
La sección del canal de la espira Y, y, por consiguiente, la cantidad de metal contenida en la misma, se calcula según la corriente eléctrica necesaria para la fundición. Admitiéndose, por lo general, una densidad de corriente limitada, que está dada por la fórmula;

$$i = 895 \frac{p}{a}$$



donde  $i$  es la densidad de corriente,  $p$  el peso específico del metal fundido y  $a$  altura del metal en el horno.

Si la densidad de corriente fuese dos o tres veces mayor que la calculada según esta fórmula, podría ocurrir un estrangulamiento del metal en la espiral  $V$ , debido a efecto conocido bajo el nombre de pinch effect. Este efecto consiste en lo siguiente: al pasar en un mismo sentido corriente por dos o varios conductores paralelos, entre éstos se producen fuerzas electromagnéticas que tienden a aproximarlos todos juntos, Fig. A-7 El metal fundido de la espira  $Y$  puede considerarse como una infinidad de conductores paralelos, recorridos por corrientes en un mismo sentido. Sucede entonces, si las fuerzas electromagnéticas son muy grandes, que el metal líquido se contrae en una parte, produciéndose un estrangulamiento que interrumpe la corriente secundaria. Este estrangulamiento está contrarrestado por el peso del metal del crisol.



**Fig. A-7 LÍNEAS MAGNÉTICAS ALREDEDOR DE VARIOS CONDUCTORES PARALELOS POR LOS CUALES CIRCULAN CORRIENTES ELÉCTRICAS EN EL MISMO SENTIDO. SE FORMA UN FLUJO COMÚN QUE TIENDE A APROXIMAR A TODOS ESTOS CONDUCTORES.**

Si se mantiene una densidad determinada dentro de los límites que se establecen según la fórmula indicada más arriba, y se redondean los cantos superiores de la espiral, según la Fig. A-7, se puede evitar dicho estrangulamiento. En el arranque de estos hornos, la resistencia del metal es muy grande, porque en la espiral cabe poco material suelto. Al desconectar el horno para dejarlo enfriar, es necesario vaciarlo por completo porque el metal de la espira V al enfriarse y luego calentarse. Desarrolla grandes esfuerzos sobre el material refractario y lo destruye. Por dicha razón estos hornos trabajan casi siempre con un determinado metal, en forma continua, con muy pocas interrupciones. El horno del tipo Ajax – Wyatt se usa especialmente para la fundición de cobre, níquel, zinc, y sus aleaciones, habiendo dado muy buenos resultados en la fundición de latón.

Para la fundición de aluminio, el horno de Ajax-Wyatt tiene el Inconveniente de que el metal oxidado forma Incrustaciones en el canal Vy en poco tiempo se obstruye la circulación del metal. Para evitar este inconveniente, se construye un horno destinado especialmente a la fundición de aluminio, que es en realidad una modificación del horno Ajax-Wyatt. En la Fig. A-8 representamos esquemáticamente dicho horno.

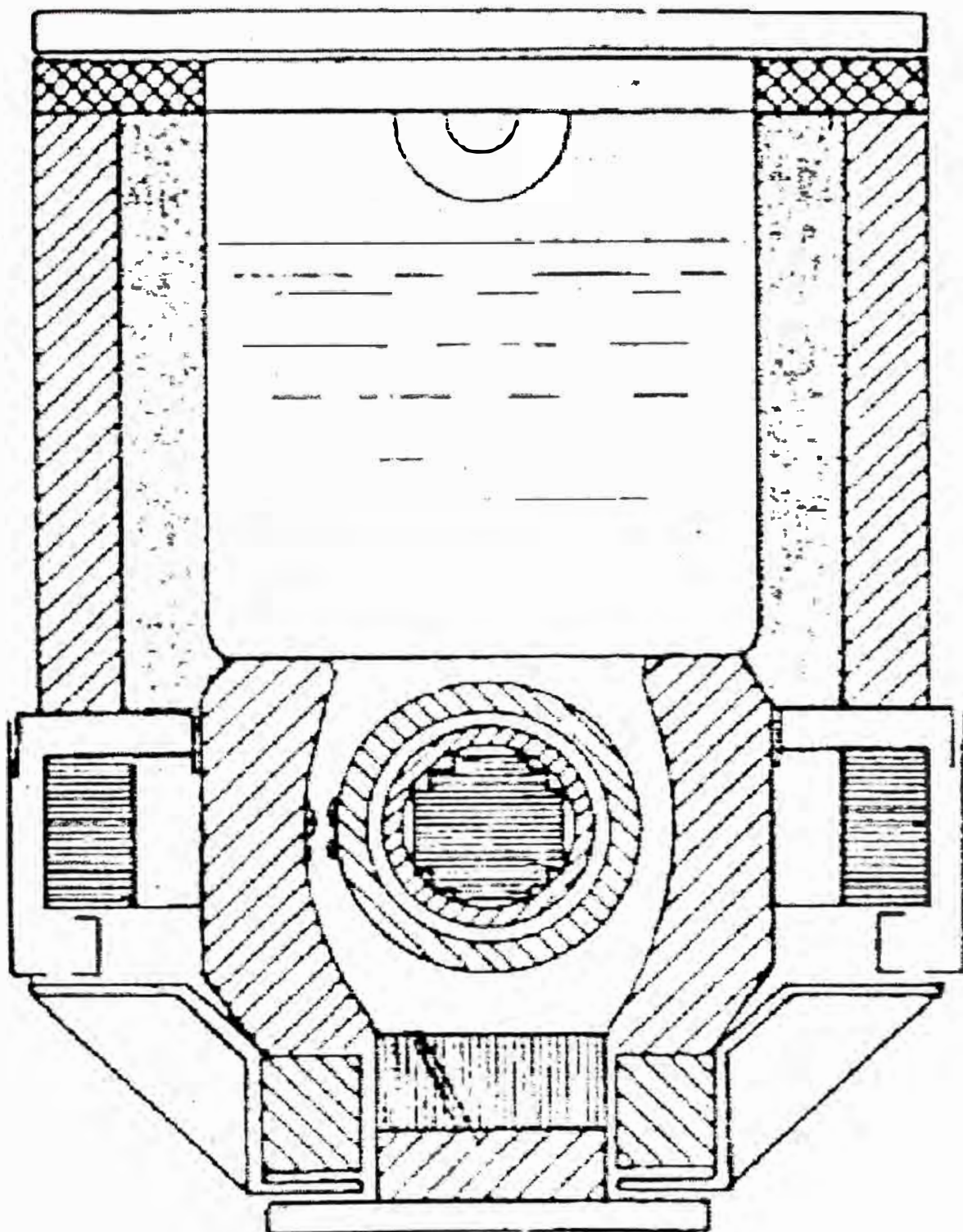


Fig. A-8 HORNO DE INDUCCIÓN PARA LA FUSIÓN DE ALUMINIO

La modificación consiste en la colocación de un tapón refractario en el fondo del canal y que, después de vaciar el horno, se abre para limpiar este conducto luego se coloca un nuevo ladrillo refractario del lado interior y se cierra el tapón, quedando el horno listo para una nueva carga. La oxidación del metal en los hornos de inducción es más reducida que en los hornos de petróleo, o de resistencia.

En los hornos de inducción de baja frecuencia, la oxidación es de un 0,8 % del total de la carga. En los hornos de petróleo alcanza un 1,5 % y en los de resistencia eléctrica 1,2%.

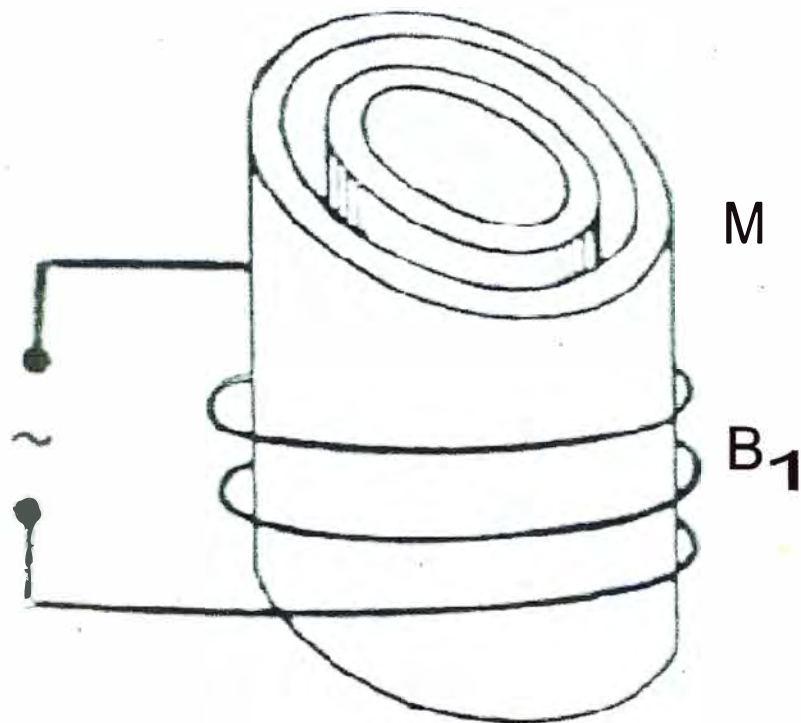
## HORNOS DE INDUCCIÓN DE BAJA FRECUENCIA

### Principio de funcionamiento

Los hornos de inducción que hemos tratado en estas últimas páginas, funcionan teniendo como base el mismo principio que cualquier transformador de potencia de frecuencia industrial.

Dichos hornos y transformadores poseen un núcleo de hierro, por el cual se cierra el flujo magnético alterno. El calentamiento y la fusión de los metales, en los hornos de inducción de frecuencia industrial, se produce por la corriente que el flujo magnético del núcleo de hierro induce en el metal.

Ahora bien, suponiendo que el transformador de potencia no tuviera núcleo de hierro, e su bobinado secundario se induciría igualmente una fuerza electromotriz, pero ésta sería mucho mas pequeña que en el transformador con dicha fuerza electromotriz aumenta, a medida que aumenta la frecuencia. En esta forma, si el transformador no lleva núcleo de hierro, pero es excitado por una fuente eléctrica de alta frecuencia, de varios o muchos miles de periodos por segundo, puede inducirse en su bobinado secundario una alta tensión o corriente, la que tendría la misma frecuencia que la fuente primaria.



**Fig. A-9 Principio de construcción de los hornos de alta frecuencia**

**B1** Bobina primaria, conectada a una fuente de alta frecuencia

**M** Metal que se quiere fundir, el cual forma la bobina secundaria

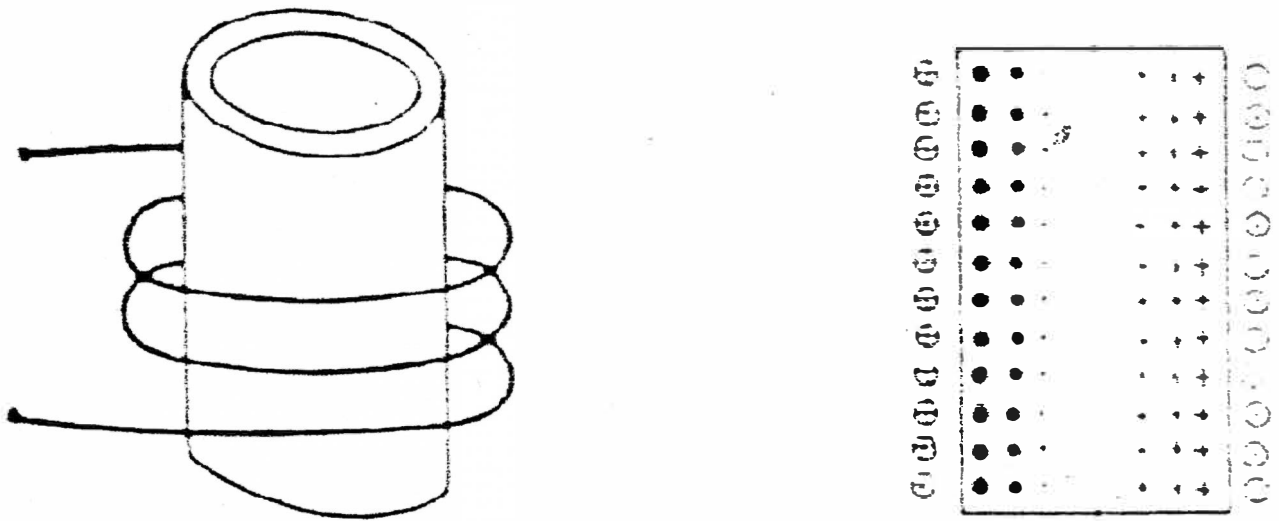
En el transformador de alta frecuencia, resultaría contraproducente un núcleo de hierro laminado, por cuanto las rápidas alternativas del flujo magnético producirían en el hierro pérdidas enormes, que absorberían la mayor parte de la energía suministrada.

Refiriéndonos siempre al transformador excitado con alta frecuencia a suponer que, en lugar de tener una bobina secundaria, en el interior de la bobina primaria se coloca un cilindro de cobre, hierro u otro metal, según se indica en la Fig. 9. Las líneas magnéticas de la bobina son muy concentradas en el interior, donde está colocado el cilindro metálico, dispersándose fuera de la bobina, donde encuentran mucho espacio para cerrarse. Las líneas magnéticas atraviesan el cilindro metálico en sentido axial e inducen en el mismo sentido a las fuerzas electromotrices, que producen corrientes de frecuencia igual a la que tiene la de

la bobina primaria. Tenemos, pues otra vez un transformador con una bobina secundaria conectada en cortocircuito (el cilindro metálico). El mismo cilindro metálico y el aire, por dentro y por fuera del conjunto, forman el camino magnético. El cilindro metálico representa el metal que quiere calentar o fundir.

Con esta disposición se obtiene una gran ventaja sobre los hornos inducción de baja frecuencia, en los cuales el metal que desea fundirse se encuentra del lado de afuera de la bobina primaria, en donde flujo magnético es menos denso que en el interior.

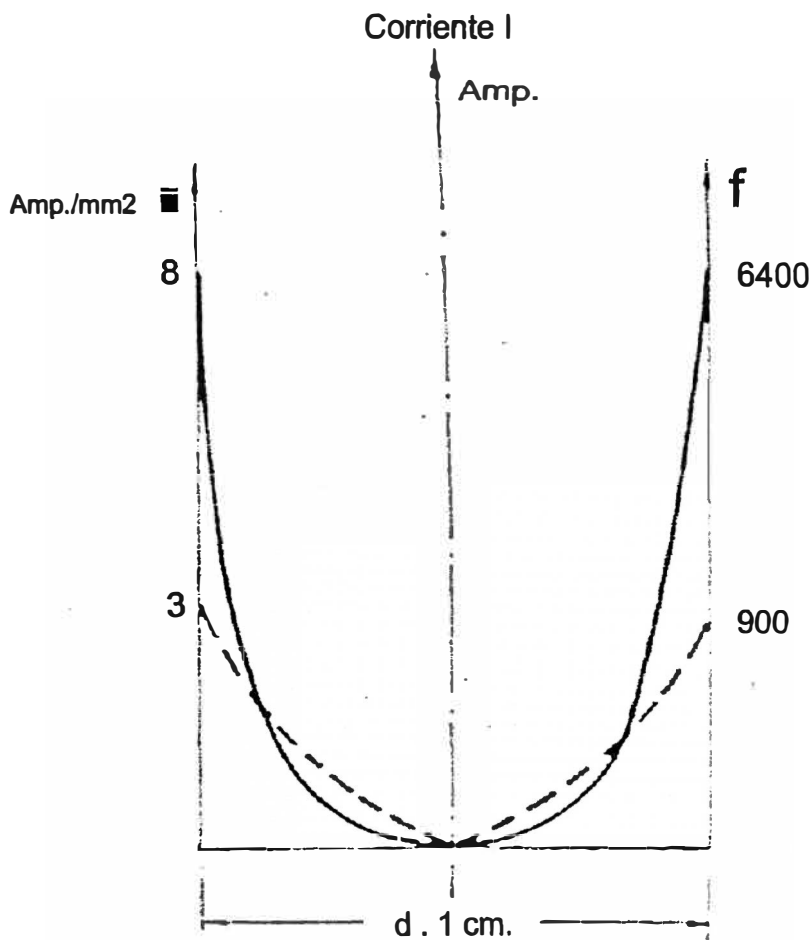
La disposición que se indica esquemáticamente en la Fig. A-9, básica para estas construcciones y de acuerdo con ella funcionan hornos de inducción de alta frecuencia.



**Fig. A-10 DISTRIBUCIÓN ESQUEMÁTICA DE LA CORRIENTE DE ALTA FRECUENCIA INDUCIDA EN EL METAL DE LOS HORNOS DE INDUCCIÓN DE ALTA FRECUENCIA**

La corriente que circula por el cilindro metálico del interior de la bobina primaria, produce, por su parte, un flujo que es contrario al de la bobina. Por esta razón, en el centro de dicho cilindro queda un resto del flujo primario muy debilitado.

Si colocáramos otro cilindro metálico concéntrico al primero, según la Fig. A-9, en éste también se induciría cierta corriente, la cual se ha mucho más débil que la circulante en el cilindro exterior. Así podemos llegar a la conclusión de que la corriente inducida en el metal depositado en el interior de la bobina primaria se reparte en forma desigual: concentrándose en la superficie del metal que se encuentra cerca de ésta y siendo casi nula en el centro, Fig. A-10. Cuanto más alta sea la frecuencia de la corriente primaria, tanto más pronunciada será la concentración de la corriente en la superficie exterior del metal. Este fenómeno se conoce con el nombre de efecto peculiar o efecto Skin.



**Fig. A-11 REPARTICIÓN DE LA DENSIDAD DE CORRIENTE (I) EN LA ACCIÓN DE UN BULÓN DE 1 CM. DE DIÁMETRO A DISTANCIAS FRECUENCIA (F)**



En la Fig. A-11 se indica la relación entre la corriente inducida en un bulón de cobre de 1 cm. de diámetro y la frecuencia de la corriente primaria circulante por una bobina, que abarca dicho bulón.

Comprobándose que, con una frecuencia más alta, la densidad de corriente es mayor en la superficie, y disminuye hacia el centro del bulón en una forma mucho más pronunciada que a baja frecuencia.

### **Realización Práctica**

La idea de la construcción de hornos de inducción de alta frecuencia, data de 1903. Pero recién en los últimos 10 ó 15 años y especialmente en el lapso de la última guerra, & calentamiento por media de la corriente eléctrica de alta frecuencia ha conquistado un lugar importante en los laboratorios y en la industria.

En la construcción de alta frecuencia, ha de colocarse la bobina primaria lo mas cerca posible del metal que se quiera fundir, para poder aprovechar el trabajo útil, al máximo de líneas del flujo magnético. Con tal propósito, la bobina primaria formase, en la mayoría de los casos, de ti sola capa de espiras.

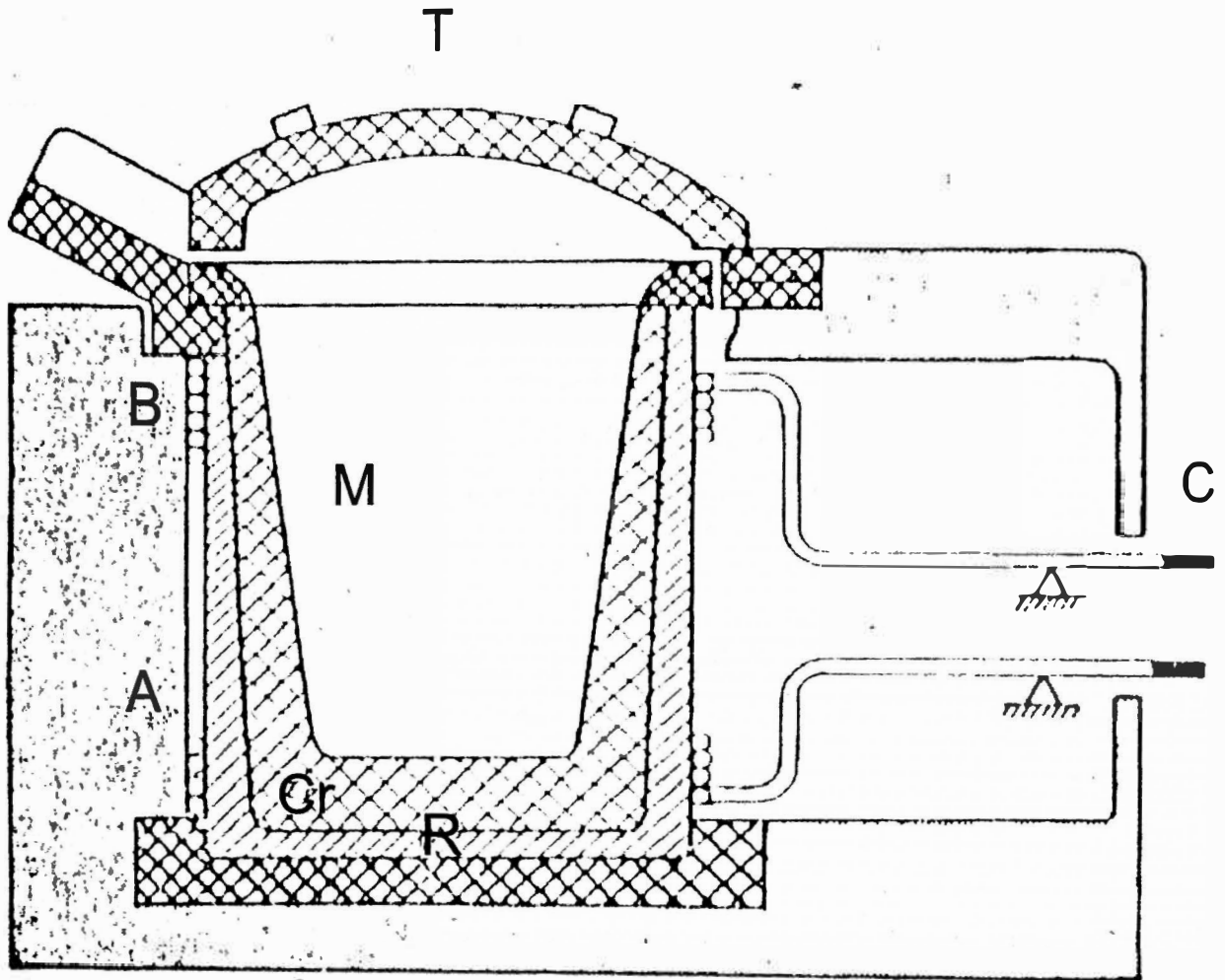


Fig. A-12 Horno a inducción de alta frecuencia

- C Conexiones eléctricas
- M Metal a fundir
- R Revestimiento aislante a calor
- B Bobina Primaria
- A Armazón no metálico
- Cr Crisol
- T Tapa

Tanto las paredes refractarias del crisol, como su aislamiento térmico entre éste y la bobina primaria, deben tener un pequeño espesor. Para satisfacer estas condiciones, es necesario refrigerar las espiras de la bobina que se calientan por la corriente que circula en ellas y por el calor irradiado del crisol.

La refrigeración de la bobina primaria se hace con agua. Los conductores de esta bobina son caños de cobre, dentro de los cuales se hace circular el agua de refrigeración.

No debe haber metal en la estructura del horno, porque este se calentaría excesivamente, por la misma causa por la cual se funde el metal en el crisol. Por lo tanto el crisol. Por lo tanto, el crisol es soportado por la bobina primaria y el material aislante.

El conjunto del horno va montado en una sólida armazón de materiales que no se calentaran con la frecuencia aplicada para la fundición del metal. Puede emplearse fibrocemento, amianto o madera. Estos últimos se calientan con frecuencia aplicada para la fundición de los metales.

En la figura A-12 se indica en líneas generales la construcción de un horno de alta frecuencia, sin detalles para la refrigeración y el dispositivo de balanceo por medio del cual se evacua el metal fundido.

### **Circuito eléctrico**

La corriente eléctrica de alta frecuencia se suministra por una maquina (si aquella es menor de 10.000 per/seg) o por un dispositivo con chispometro, si es menor de 100.000 per/seg. Para la producción de frecuencias mas altas se usan aparatos con válvulas electrónicas de ondas cortas.

La Fig. A-13 muestra el esquema eléctrico de una maquina para que se aplique en los hornos para fundición de trozos de metal de unos centímetros de tamaño para los cuales es suficiente una frecuencia de unos 5000 per/seg

En la tabla siguiente se indican las frecuencias con las cuales se obtiene convenientemente el calentamiento o fusión de varios materiales de distintos tamaños.

**Tabla A-2 DIÁMETROS EXTERIORES EN CM. QUE SON MÁS CONVENIENTES PARA EL CALENTAMIENTO O FUSIÓN DE METAL, U OTROS MATERIALES, CON CORRIENTE INDUCIDA DE MEDIANA Y ALTA FRECUENCIA**

Material	Conductibilidad eléctrica en $\frac{1}{\text{ohm}} \times \frac{1}{\text{cm}}$	Diámetro exterior en cm. para una frecuencia de:				
		50 per/seg	500 per/seg	5.000 per/seg	50.000 per/seg	500.000 per/seg
Cobre frío	$5 \cdot 10^6$	3,6	1,13	0,36	0,113	0,036
Hierro, frío	$1 \cdot 10^3$	8,0	2,5	0,8	0,25	0,08
Plomo o cobre fundido	$5 \cdot 10^6$	11,3	3,6	1,13	0,36	0,113
Hierro a 800°C	$1 \cdot 10^4$	25	8,0	2,5	0,8	0,25
Grafito	$1 \cdot 10^3$	80	25	8	2,5	0,8

De la observación de esta tabla se desprende que, con altas frecuencias, el diámetro disminuye mucho, por lo que, en lo práctica, rinde más aplicar frecuencias bajas o medianas. En todo caso hay que ajustar la frecuencia según el material y las dimensiones de las piezas, En los hornos de inducción de alta frecuencia conviene más fundir piezas chicas que grandes. No resulta provechoso, por ejemplo, fundir metal compacto que equivale a una pieza de diámetro grande, para el cual debe disponerse de de una frecuencia muy baja siendo, por lo tanto, más económico el horno de inducción de baja frecuencia.

## **BIBLIOGRAFÍA**

1. **Muhammad H. Rashid.** “Electrónica de Potencia, Circuitos dispositivos”  
2da. Edición. 1995
2. **Diccionarios de materiales y procesos de Ingeniería** “Editorial Labor S.A. 1970.
3. **Enrique Acha, Manuel Madrigal** “Power Systems Harmonics”  
Editorial John Wiley and Sons Ltd. 2001