



ISSN 0325-0377

# **BOLETIN DE ELECTRONICA**

**Año XXI - III - 1975**

## Contenido

**Rectificación de potencia con  
diodos de silicio**

boletín de  
electrónica



editor: Lic. E. Carlos Alberto Lazzari

registro de la  
propiedad intelectual 1.292.772

Año XXI

Nº 3

Tercer bimestre 1975

## en este número

Se realiza un análisis descriptivo de los circuitos rectificadores monofásicos y trifásicos, que abarca desde el simple rectificador de media onda hasta el rectificador doble estrella con reactor interfásico. Asimismo, se discuten las ventajas y desventajas de los filtros de entrada a choke y a capacitor. Se examinan en detalle las potencialidades de las configuraciones circuitales posibles —empleando diodos rectificadores de silicio— indicándose su utilidad para aplicaciones de diseño en particular. Los niveles de potencia discutidos llegan hasta el orden de 1 MW o más. Se proporciona además una guía acerca de la operación en serie o en paralelo y la protección contra transitorios.

Se incluyen cálculos y procedimientos prácticos de diseño, con ejemplos y cifras de rendimiento, como así también una detallada tabla de referencias con características de los circuitos rectificadores.

Todo el estudio está limitado al campo de las bajas frecuencias ( $\leq 400$  c/s).

## el editor

Se autoriza la reproducción total o parcial de los artículos, previa notificación por escrito a los editores y con la mención de la procedencia. La publicación de cualquier información no presupone renuncia a ningún privilegio otorgado por patente. El hecho de utilizar determinados componentes en un circuito de aplicación no implica necesariamente su disponibilidad.

departamento de  
divulgación técnica



Fábrica Argentina de  
Productos Electrónicos S.A.I.C.

CORREO ARGENTINO Procedencia Central (B)	FRANQUEO PAGADO Concesión Nº 1597
	TARIFA REDUCIDA Concesión Nº 6496

# Rectificación de potencia con diodos de silicio \*

## INTRODUCCION

La teoría de la rectificación mediante válvulas de vacío y rectificadores de mercurio ha sido verificada durante muchos años a través de innumerables aplicaciones prácticas. El objeto de este Boletín es mostrar que dicha teoría es aplicable igualmente a los diodos rectificadores de silicio, y que es perfectamente posible diseñar equipos de alta potencia —del orden del megawatt o más— empleando estos elementos.

En todos los análisis se supone que los rectificadores son operados a bajas frecuencias, es decir hasta los 400 c/s, límite normalmente indicado para los datos publicados. En ciertas aplicaciones es necesario operar a los rectificadores en alta frecuencia, como ocurre por ejemplo en los circuitos inversores y convertidores. En estos casos la corriente media que puede soportar el rectificador diferirá de la correspondiente a frecuencias bajas, debido al efecto térmico causado por la corriente de portadores minoritarios que fluye durante el período de recuperación del rectificador. Por ello, deberá tenerse en cuenta que las discusiones siguientes son válidos sólo para frecuencias hasta los 400 c/s.

En este artículo se realiza además la suposición de que los rectificadores son ideales en la dirección inversa. Sin embargo, en la discusión de la operación en

serie se ha tomado en cuenta la influencia de la corriente de fuga de estos elementos.

Finalmente, en las páginas centrales puede encontrarse una detallada tabla que reúne las características principales de los circuitos rectificadores.

## RECTIFICADORES DE SILICIO

Dejando de lado las obvias ventajas de peso y tamaño, los diodos rectificadores de silicio han probado ser eficientes y confiables, requiriendo además muy poco mantenimiento. Sin embargo, tienen limitada capacidad de sobrecarga de corriente y son sensibles a picos de sobretensión, aún a los de corta duración. Por ello es necesario elegir cuidadosamente los rectificadores para cualquier aplicación en particular, teniendo siempre en cuenta los picos de tensión y corriente operacionales y/o transitorios que puedan ocurrir en el circuito.

## Características

En la figura 1 se muestra la característica tensión-corriente de un rectificador de silicio. La característica directa muestra que por debajo de una cierta tensión directa  $V_{FI}$  sólo fluye una corriente muy pequeña a través del rectificador. Esto se debe a que inicialmente —y como una primera aproximación— la corriente aumenta expo-

---

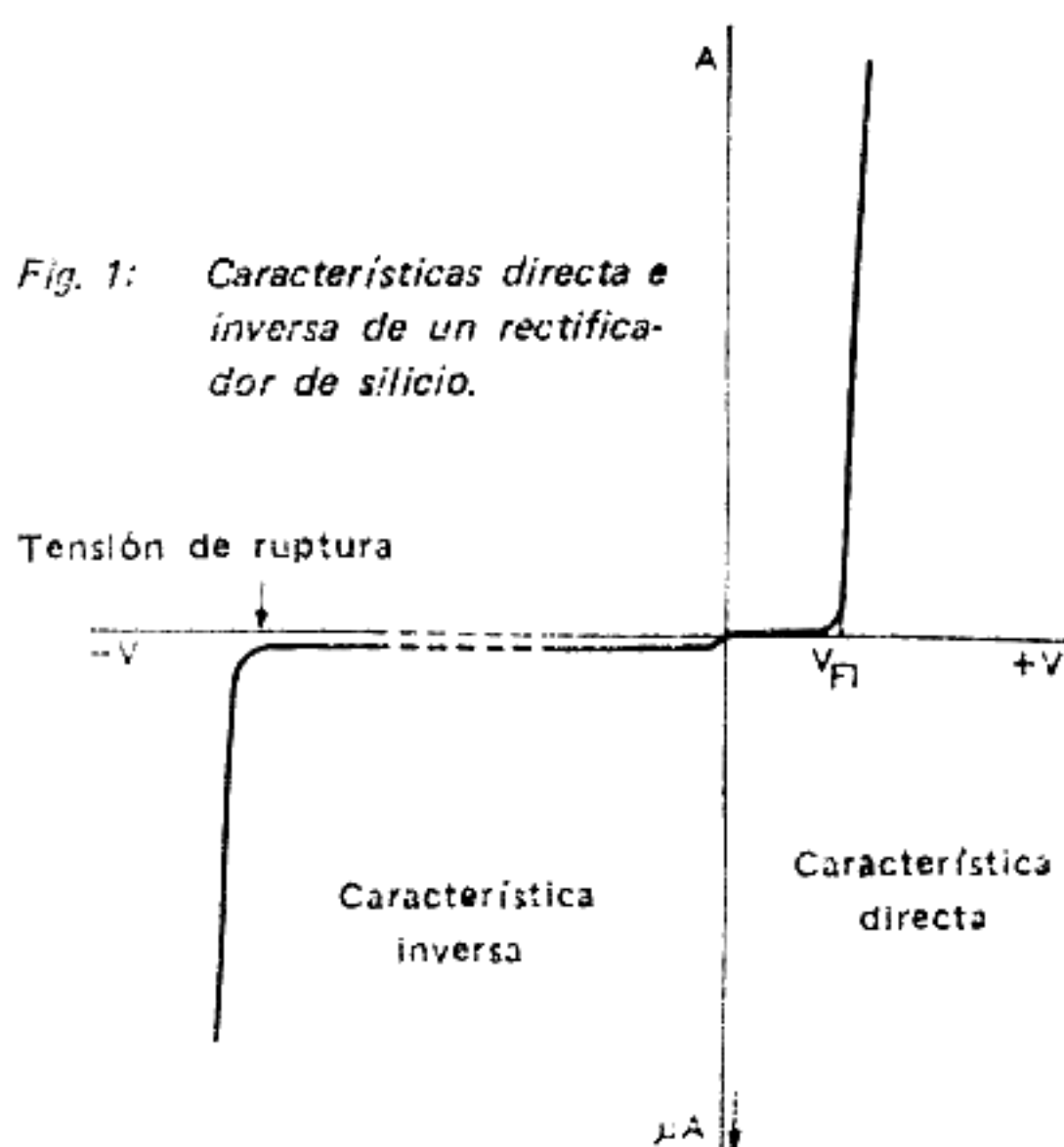
\* El autor de este artículo es el Sr. M. Dayal.

nencialmente con la tensión directa. Superada una cierta tensión —normalmente entre 0,5 y 1 V— la característica directa se hace prácticamente lineal, quedando la corriente limitada casi exclusivamente por la resistencia diferencial del diodo en esta parte de la curva. Esta resistencia diferencial es del orden de las centésimas de ohm, y a veces aún menor.

En inversa el rectificador presenta una impedancia muy alta, y por esta razón sólo puede fluir una corriente muy pequeña en esta dirección (microamperes o miliamperes). La característica inversa también se muestra —en escala expandida— en la figura 1. La corriente inversa aumenta ligeramente al aumentar la tensión inversa, situación que se mantiene hasta un determinado nivel conocido como tensión de ruptura. Superado este nivel, la corriente inversa comienza a crecer rápidamente y cualquier aumento ulterior de la tensión inversa, por pequeña que sea, provocará grandes corrientes inversas y la posible destrucción del diodo.

La componente  $V_{FI}$  de la caída de tensión directa sobre el rectificador disminuye levemente al aumentar la temperatura, y la componente óhmica aumenta. La corriente inversa y la tensión de ruptura también dependen de la temperatura, aumentando ambas al aumentar la temperatura. Sin embargo, por razones de estabilidad térmica, el régimen de tensión inversa del rectificador generalmente se reduce para altas temperaturas. La tensión de ruptura varía de un tipo de rectificador a otro, y su valor puede estar entre el centenar de volts y unos pocos kilovolts.

Fig. 1: Características directa e inversa de un rectificador de silicio.



### Régimen de tensión

El régimen de máxima tensión pico inversa no repetitiva del rectificador es la tensión que no debe ser exce-

dida por ningún transitorio de alimentación, y es menor que la tensión de ruptura. El régimen de máxima tensión pico inversa repetitiva nunca debe ser excedido por ninguna tensión repetitiva del circuito, y su duración no debe superar el límite dado en la hoja de especificaciones del rectificador.

Además, existe la especificación de la tensión de cresta inversa de trabajo  $V_{RW}$ , conocida anteriormente como la tensión pico inversa recurrente (PIV). Este es el valor de cresta de una onda sinusoidal idealizada aplicada al rectificador.

El usuario debe tener en cuenta la aparición de transitorios en la red de alimentación, dado que los picos de tensión que excedan los regímenes máximos pueden destruir al rectificador.

### Consideraciones térmicas

El área de la juntura de un rectificador de silicio es pequeña, y por ello opera con alta densidad de corriente, siendo esta la razón por la cual la capacidad térmica del dispositivo es pequeña. Para utilizar los rectificadores a altas potencias, es necesario aplicar algún tipo de enfriamiento para evacuar el calor de la juntura, y asegurar que no sea excedido el régimen de máxima temperatura de la base de montaje. Normalmente, ésto se logra atornillando uno de los terminales del dispositivo a un disipador enfriado por convección; aunque en equipos más grandes algunas veces se emplea enfriamiento forzado. En cualquier caso, el sistema de enfriamiento debe ser diseñado de tal forma que permita operar el rectificador a la máxima potencia requerida y a la temperatura ambiente de operación deseada, sin exceder por ello el régimen de máxima temperatura de la base de montaje.

### CIRCUITOS RECTIFICADORES MONOFÁSICOS CIRCUITOS RECTIFICADORES CON CARGA RESISTIVA

En las figuras 2 y 3 se muestran respectivamente los circuitos rectificadores monofásicos comúnmente usados y las formas de onda de la tensión de salida para esos circuitos cuando se los emplea con carga resistiva. Debe notarse que el símbolo del diodo indica el flujo de corriente convencional, desde el ánodo hacia el cátodo. La tensión secundaria de entrada aplicada al circuito es sinusoidal, y tiene un valor de cresta  $E_T(\max)$ . Para los tres circuitos de la figura 2 la tensión de cresta de salida es  $E_{\max} = E_T(\max)$ .

El circuito rectificador de media onda conduce durante el semiciclo positivo y se bloquea durante el semiciclo negativo de la tensión alterna aplicada.

En el circuito de onda completa con punto medio los rectificadores están montados de tal modo que el rectificador A conduce cuando el punto (x) se hace positivo, y el rectificador B lo hace cuando el punto (y) se hace positivo.

En el circuito puente de onda completa, los rectificadores 1 y 2 conducen durante el semiciclo positivo, y los rectificadores 3 y 4 durante el semiciclo negativo.

En cada uno de los tres circuitos mencionados anteriormente, la corriente que circula por la carga es unidireccional.

Si se supone que los rectificadores y transformadores empleados son ideales, puede calcularse el comportamiento de cualquiera de estos circuitos. Como ejemplo, realizaremos los cálculos para el circuito puente de onda completa con carga resistiva. El comportamiento de otros circuitos monofásicos podrá ser deducido en forma similar a la que se describe a continuación. Los valores obtenidos para cada uno de los circuitos vistos anteriormente están dados en la Tabla 1

### COMPORTAMIENTO DEL CIRCUITO PUENTE DE ONDA COMPLETA CON CARGA RESISTIVA

La tensión sinusoidal rectificada de un circuito rectificador en puente puede expresarse como una serie que contiene una componente continua y componentes armónicas.

$$e = \frac{2}{\pi} E_{\max} - \frac{4}{3\pi} E_{\max} \cos 2 \omega t - \frac{4}{15\pi} E_{\max} \cos 4 \omega t - \frac{4}{35\pi} E_{\max} \cos 6 \omega t \dots$$

Esta serie para la tensión rectificada se deduce de la siguiente forma:

La componente continua está dada por:

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi} 2 \int_0^{\pi} E_{\max} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2}{\pi} E_{\max}$$

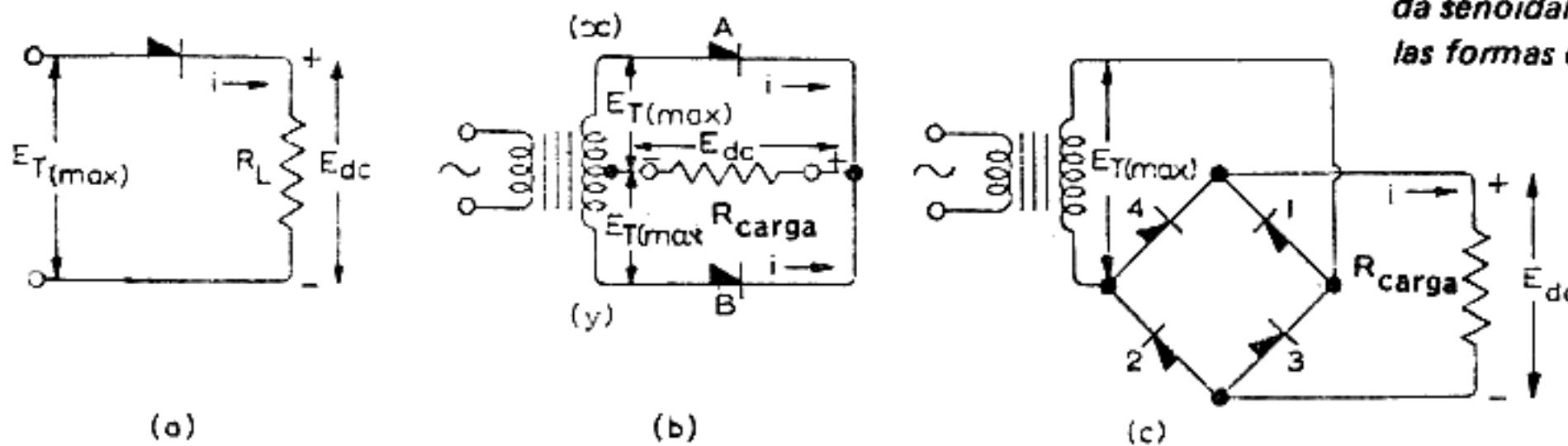


Fig. 2: Circuitos rectificadores monofásicos

(a) media onda      (b) onda completa c/punto medio      (c) puente de onda completa

El valor de las componentes de ripple, de frecuencia  $n\omega/2\pi$ , puede encontrarse mediante la serie de Fourier.

$$\begin{aligned} \text{Componentes de ripple} &= \frac{2 E_{\max}}{\pi} \int_0^{\pi} \cos n\omega t \sin \omega t d(\omega t) \\ &= \frac{2 E_{\max}}{\pi} \left[ \frac{\cos (n-1) \omega t}{2(n-1)} - \frac{\cos (n+1) \omega t}{2(n+1)} \right]_0^{\pi} \\ &= \frac{2 E_{\max}}{\pi} \frac{-2}{n^2 - 1} \end{aligned}$$

donde  $n = 2, 4, 6 \dots$

Si las componentes continua y de ripple se suman, la tensión rectificada puede reducirse a un término de c.c. más una armónica de frecuencia igual a la fundamental de ripple, suponiendo despreciables las amplitudes de las armónicas de mayor orden. Por lo tanto podemos escribir

$$e \approx \frac{2}{\pi} E_{\max} - \frac{4}{3\pi} E_{\max} \cos 2 \omega t \quad (1)$$

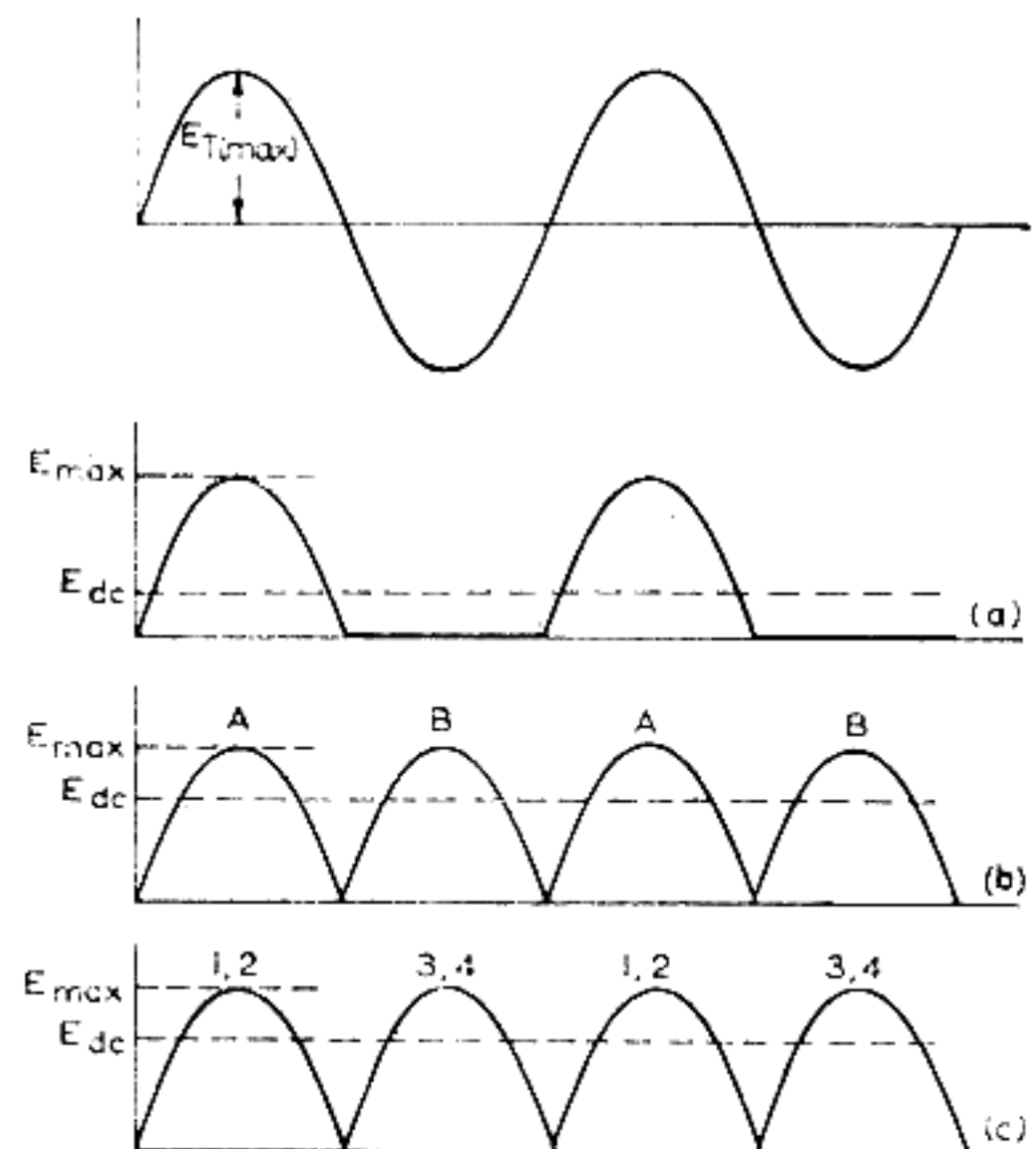


Fig. 3: Formas de onda para circuitos monofásicos. La entrada senoidal se muestra en la parte superior, y debajo las formas de onda de salida.

(a) media onda,  
(b) onda completa c/punto medio  
(c) puente de onda completa

## Relaciones de tensión

El valor pico de la tensión de salida  $E_{\max}$  es igual al valor pico de la tensión de entrada  $E_{T(\max)}$ . La tensión de salida  $E_{dc}$  en función de  $E_{\max}$  es, a partir de la ecuación (1)

$$E_{dc} = \frac{2}{\pi} E_{\max} = 0,636 E_{\max}$$

La tensión de salida  $E_{dc}$  en función de la tensión eficaz de salida  $E_{rms}$  se deduce de la expresión

$$\begin{aligned} E_{rms} &= \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{\max}^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t) \right\}} \\ &= E_{\max} \sqrt{\left\{ \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( \frac{1}{2} - \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) d(\omega t) \right\}} \\ &= \frac{E_{\max}}{\sqrt{2}} \end{aligned}$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = 0,636 \sqrt{2} E_{rms} = 0,9 E_{rms}$$

## Relaciones de corriente

Para carga resistiva, la forma de onda de la corriente de salida será igual a la forma de onda de la tensión de salida.

La corriente de salida  $I_{dc}$  en función de  $I_{pk}$  estará dada por

$$I_{dc} = \frac{2}{\pi} \frac{E_{\max}}{R_{carga}} = 0,636 I_{pk}$$

mientras que en función de  $I_{rms(\text{total})}$  queda expresada por

$$I_{dc} = 0,9 \frac{E_{rms}}{R_{carga}} = 0,9 I_{rms(\text{total})}$$

La corriente continua total está provista por dos pares de rectificadores, de manera que la corriente media por cada rama rectificadora será

$$I_o = \frac{1}{2} I_{dc}$$

En forma totalmente análoga la corriente eficaz por cada rama rectificadora será

$$I_{rms} = \frac{I_{rms(\text{total})}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{dc}}{0,9 \sqrt{2}} = 0,785 I_{dc}$$

Finalmente, la corriente pico por cada rama rectificadora queda expresada por

$$I_{pk} = \frac{E_{\max}}{R_{carga}} = \frac{I_{dc}}{0,636} = 1,57 I_{dc}$$

## Tensión de cresta de trabajo

La tensión eficaz total del secundario del transformador por rama está expresada como

$$E_{T(rms)} = \frac{E_{dc}}{0,9} = 1,11 E_{dc}$$

siendo entonces la tensión de cresta de trabajo

$$V_{RW} = \sqrt{2} E_{T(rms)} = 1,57 E_{dc}$$

y en función de  $E_{rms}$

$$V_{RW} = \sqrt{2} E_{rms} = 1,414 E_{rms} = 1,414 E_{T(rms)}$$

## Regímenes del transformador

La corriente eficaz en el secundario del transformador está dada por

$$I_{T(rms)} = \sqrt{2} I_{rms} = 1,11 I_{dc}$$

y por ello el producto volt-ampere del secundario es

$$VA_S = E_{T(rms)} \cdot I_{T(rms)} = 1,23 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Si la relación de transformación primario a secundario es  $N_p/N_s$ , podemos expresar el producto VA del primario como

$$\begin{aligned} VA_P &= E_{T(rms)} \frac{N_p}{N_s} I_{T(rms)} \frac{N_s}{N_p} \\ &= E_{T(rms)} \cdot I_{T(rms)} = 1,23 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

El factor de utilidad  $U$  se define como la relación entre la potencia de salida y el régimen volt-ampere del transformador. Este factor indica cuán eficientemente es usado el bobinado del transformador en un circuito en particular. Para el circuito puente de onda completa:

$$\text{Factor de utilidad del secundario } U_S = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_S} = 0,813$$

$$\text{Factor de utilidad del primario } U_P = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_P} = 0,813$$

## Porcentaje de ripple

Si se supone que las amplitudes de las armónicas de orden superior son pequeñas comparadas con la de la frecuencia fundamental  $f_r$ , entonces

$$V_R \% = \frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100 = \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

Teniendo en cuenta la ecuación (1), la componente eficaz a la frecuencia fundamental (que para este circuito es el doble de la frecuencia de red) será

$$\frac{4}{3\pi} \cdot \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

y por lo tanto

$$V_R \% = \frac{4}{3\pi} \cdot \frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \times 100 = 47,2$$

$$\frac{2}{\pi} E_{max}$$

### CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

En esta sección se discutirán los circuitos monofásicos de media onda, onda completa y dobladores de tensión.

#### Circuito de media onda

El circuito de media onda (figura 4) es el esquema de rectificación más simple que proporciona corriente de carga continua. En ausencia del capacitor C el rectificador entregará potencia a la carga durante el semiciclo positivo, y quedará bloqueado durante el semiciclo negativo. Esto implica que se tendrán valores discontinuos de tensión y corriente en la carga.

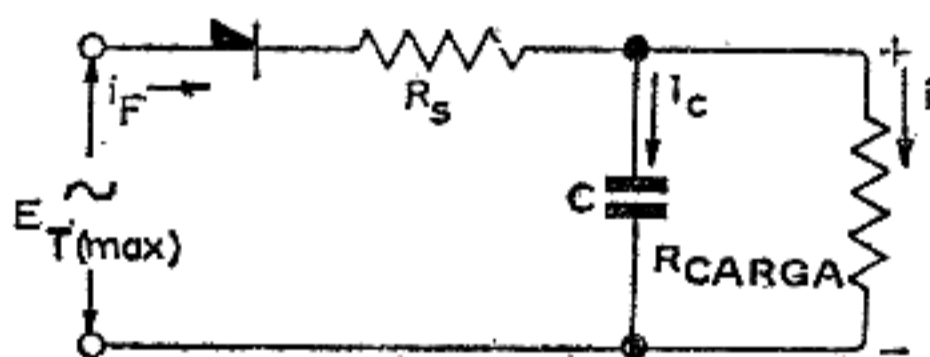


Fig. 4: Circuito monofásico de media onda

Con el capacitor C en el circuito, este elemento se carga al valor de cresta de la tensión aplicada en el primer semiciclo positivo. Cuando la tensión aplicada cae por debajo del valor de cresta, la tensión sobre el capacitor es superior a la tensión de entrada y por lo tanto el rectificador queda polarizado inversamente. En estas condiciones el capacitor se descarga sobre la resistencia de carga, hasta el momento en que la tensión aplicada excede nuevamente la tensión de C. En ese instante el rectificador queda polarizado directamente y vuelve a cargar al capacitor hasta el valor de cresta de la tensión aplicada. El rectificador deja entonces de con-

ducir —como se explicó previamente— y se repite el ciclo.

En la figura 5 se muestran las formas de onda idealizadas de corriente para este circuito, una vez alcanzado el régimen estacionario. En la práctica la corriente que circula por el rectificador no aumenta instantáneamente, debido a la constante de tiempo formada por el capacitor C, la resistencia interna de la fuente de C.A., la resistencia interna del rectificador y cualquier otra resistencia serie que pueda existir en el circuito.

El capacitor actúa almacenando energía durante el período en que el rectificador conduce. Por lo tanto, el valor de la corriente que circula por el rectificador será la suma de las corrientes del capacitor y de la carga.

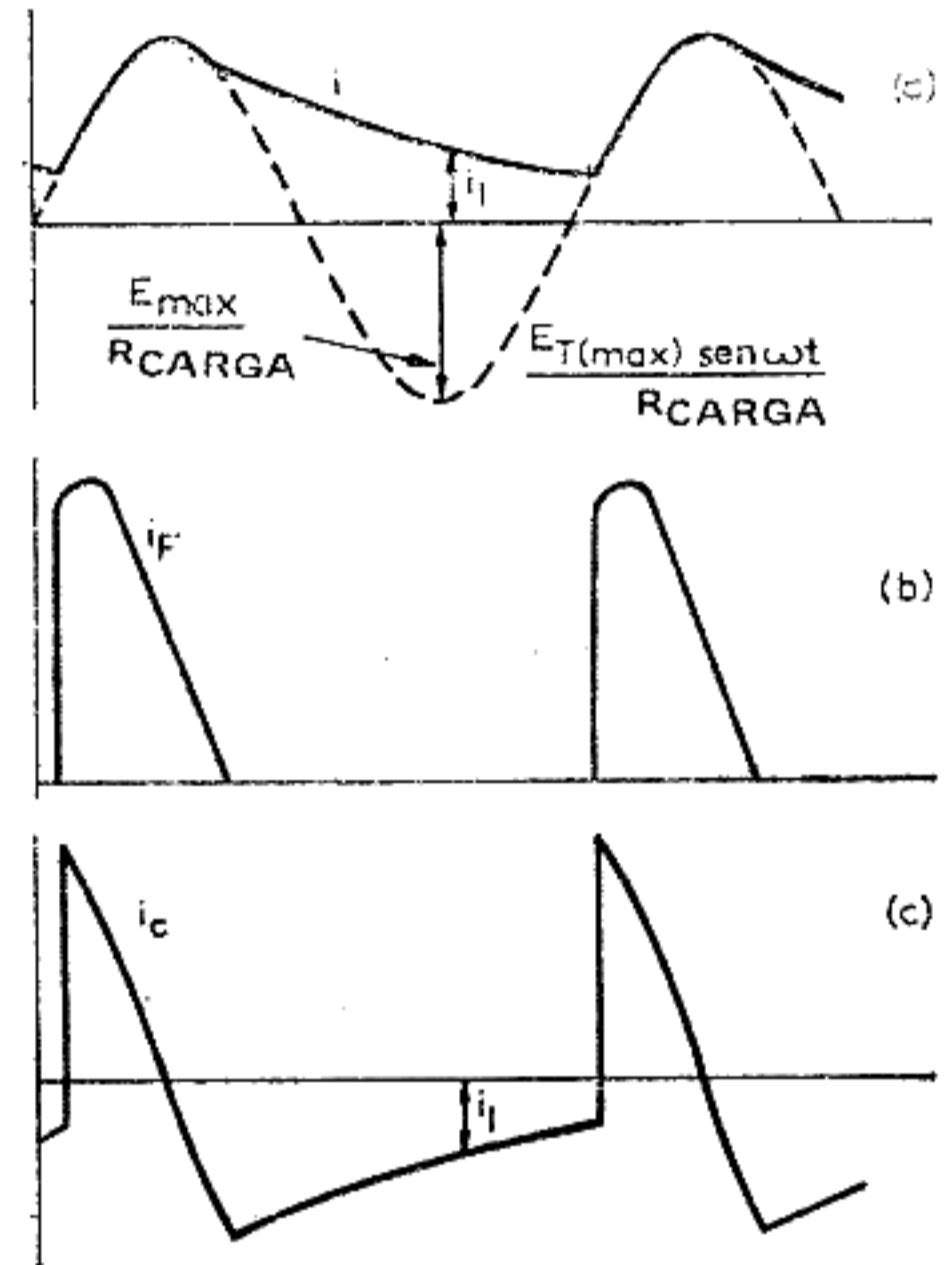


Fig. 5: Formas de onda para el circuito monofásico de media onda, una vez alcanzado el régimen estacionario.

- (a) corriente por la carga
- (b) corriente por el rectificador
- (c) corriente por el capacitor

El capacitor pierde parte de su carga durante el período en que el rectificador no conduce, puesto que se descarga a través de la resistencia de carga. En consecuencia, la corriente que circula por la carga durante este período será igual a la corriente  $i_1$  del capacitor. Debido a este fenómeno, la tensión sobre el capacitor no permanecerá constante, siendo el ripple de la misma frecuencia que la de la tensión alterna aplicada.

El resistor serie  $R_s$  se incluye en el circuito a fin de limitar el pico de corriente que circula por el rectificador durante el encendido (ver página 82 "corriente de pico inicial").

## Rendimiento del circuito de media onda

La corriente de carga fluye desde el rectificador al capacitor en pulsos de gran amplitud. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada, y por lo tanto debe emplearse un capacitor de filtro relativamente costoso para reducir la tensión de ripple a valores aceptables.

Si se utiliza un transformador para proveer la potencia necesaria para el funcionamiento del circuito, sólo circulará corriente por el secundario durante el período de conducción del rectificador, siendo la misma unidireccional. Por ello, el transformador deberá ser especificado para la máxima corriente eficaz que fluirá a través del rectificador.

La corriente unidireccional que circula por el secundario del transformador puede producir la saturación del núcleo, lo cual a su vez provocará un aumento de la corriente de magnetización y de las pérdidas por histéresis, y la aparición de armónicas en la tensión secundaria.

La regulación y la eficiencia de conversión del circuito son bajas. Si se emplea un transformador, también será bajo el factor de utilidad del mismo. Debido a todas estas desventajas, este circuito normalmente se emplea alimentado directamente desde la red —sin transformador— y en aquellos casos en que el costo es de mayor importancia que la eficiencia.

## Circuito de onda completa

Existen dos tipos: el circuito puente rectificador de onda completa (fig. 6) y el circuito de onda completa con punto medio (fig. 7). El rendimiento de ambos es el mismo, con la salvedad de que si se emplean rectificadores con una determinada tensión de cresta de trabajo, la tensión continua disponible a la salida de un circuito puente es el doble que la obtenible a partir de un circuito con transformador con punto medio. Las formas de onda de tensión y de corriente para ambos circuitos se muestran en la figura 8.

En el circuito puente de onda completa la tensión alterna aplicada es rectificadada por el puente, y la salida se filtra con un capacitor de manera similar a la descrita para el circuito de media onda. En este caso se obtiene un filtrado más eficiente puesto que el capacitor debe mantener la corriente de la carga durante un período más corto, y por lo tanto la variación de la tensión sobre el capacitor será menor. Esto implica que la tensión continua disponible a la salida será mayor que la obtenida con el circuito de media onda y que la tensión de ripple será menor. La frecuencia de ripple es el doble de la frecuencia de la tensión alterna aplicada.

El circuito con punto medio opera de manera similar. Los rectificadores conducen alternativamente, y por lo tanto la corriente fluye también alternativamente, a través de cada mitad del secundario del transformador. Los

rectificadores deben soportar una tensión de cresta de trabajo igual al valor pico de la tensión aplicada sobre ambas mitades del secundario del transformador.

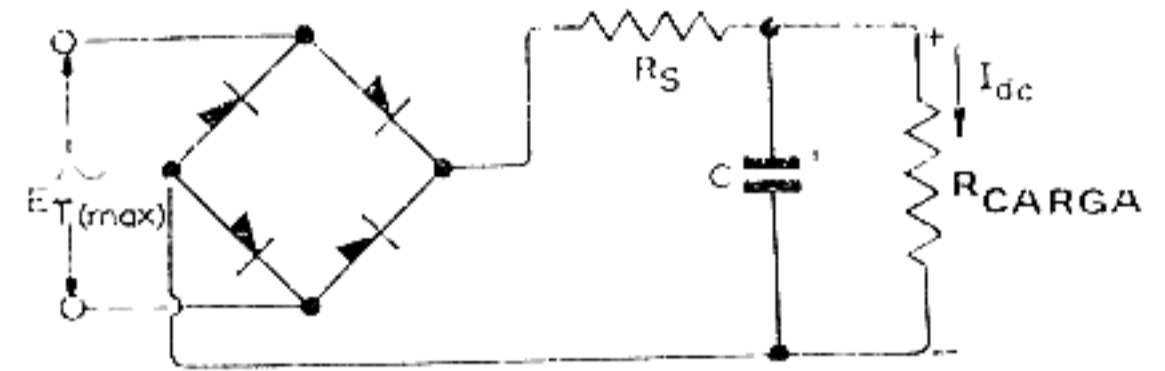


Fig. 6: Circuito puente monofásico de onda completa

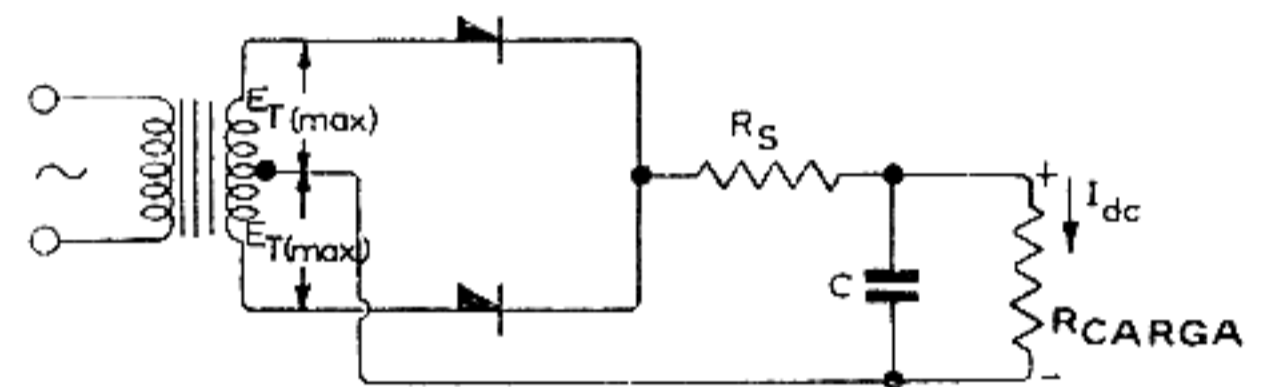


Fig. 7: Circuito monofásico de onda completa con punto medio (también conocido como bifásico de media onda)

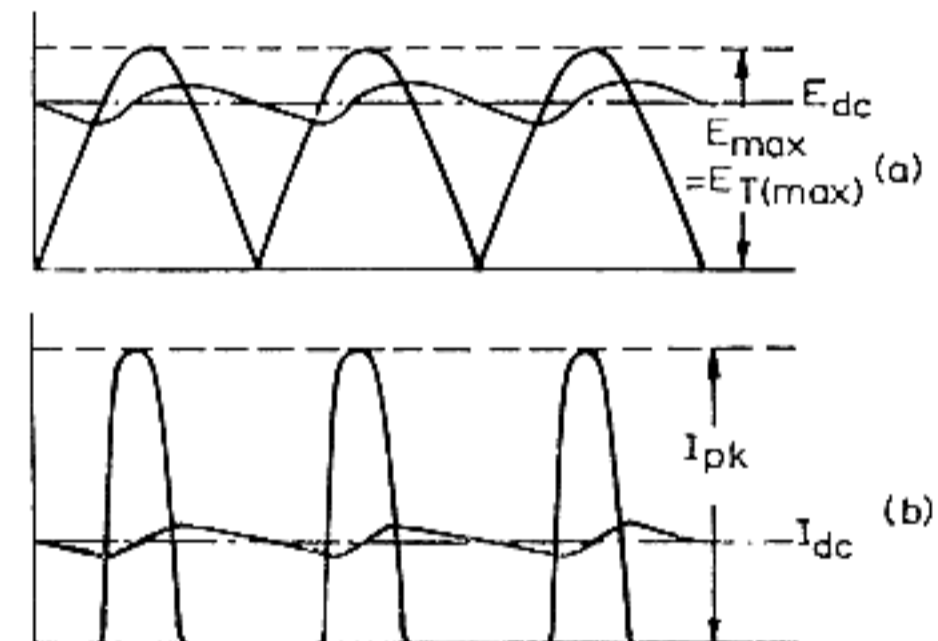


Fig. 8: Formas de onda para circuitos monofásicos de onda completa. (a) tensión (b) corriente

## Aplicación de los circuitos monofásicos de onda completa

La principal desventaja del circuito con punto medio es el costo del transformador. Este esquema nunca puede utilizarse sin un transformador, mientras que en ciertas circunstancias el circuito puente de onda completa puede ser alimentado directamente desde la red, si los rectificadores empleados están especificados para soportar la correspondiente tensión de cresta de trabajo. Por



otra parte, partiendo del circuito con punto medio, es fácil obtener una fuente de C.C. de tres conductores con un único transformador.

El puente rectificador es el más ampliamente usado de los circuitos de onda completa. Se lo emplea generalmente en aquellos casos en que la tensión de salida deseada es aproximadamente igual a la tensión eficaz aplicada. El circuito de onda completa con punto medio se emplea en aplicaciones de baja tensión y baja potencia donde además se desea poca tensión de ripple.

TABLA 2

Comparación entre los circuitos monofásicos de onda completa

	Puente (Fig. 6)	Punto medio (Fig. 7)
Nº de rectificadores	4	2
Frecuencia de ripple $f_r$	$f_r = 2f$	$f_r = 2f$
Amplitud de ripple	Pequeña comparada con el circuito de media onda	
Filtrado	Relativamente sencillo	
Tensión de cresta de trabajo	$E_{T(max)}$	$2E_{T(max)}$
Eficiencia de conversión	Relativamente alta, pero ligeramente inferior a la del circuito con punto medio, debido a la caída de tensión sobre el rectificador adicional.	Alta
Transformador	Bajo régimen VA del secundario del transformador	Alto régimen VA del secundario del transformador

Circuitos dobladores de tensión

Existen dos tipos: el simétrico y el circuito con terminal común.

Doblador de tensión simétrico

El doblador de tensión simétrico (Fig. 9) es esencialmente la combinación de dos circuitos rectificadores de media onda —con sus celdas de filtrado conectadas en serie— pero alimentados desde la misma fuente de C.A.

En la figura 10 se muestra la forma de onda de la tensión de salida resultante.

Cuando el punto (a) es positivo, la corriente que fluye a través de  $R_s$  y el rectificador A carga a  $C_1$ , uno de cuyos terminales está conectado al punto (b). Cuando este punto se hace positivo se carga  $C_2$ , y la circulación de corriente se verifica a través del rectificador B y  $R_s$ . Por lo tanto, cada capacitor se carga hasta el valor pico de la tensión aplicada. A su vez, los capacitores se descargan continuamente sobre la resistencia de carga, y actúan también como elementos de filtrado. Por todo lo anteriormente expuesto, la tensión de salida tenderá al doble del valor pico de la tensión aplicada, pero nunca alcanzará este nivel a menos que se desconecte  $R_{CARGA}$ .

Los rectificadores empleados deben ser capaces de soportar —en polarización inversa— el doble del valor pico de la tensión aplicada mientras que los capacitores deberán especificarse con una tensión de aislación por lo menos igual al valor pico de la tensión de entrada. Finalmente, la frecuencia de ripple del circuito será el doble de la correspondiente a la tensión aplicada,

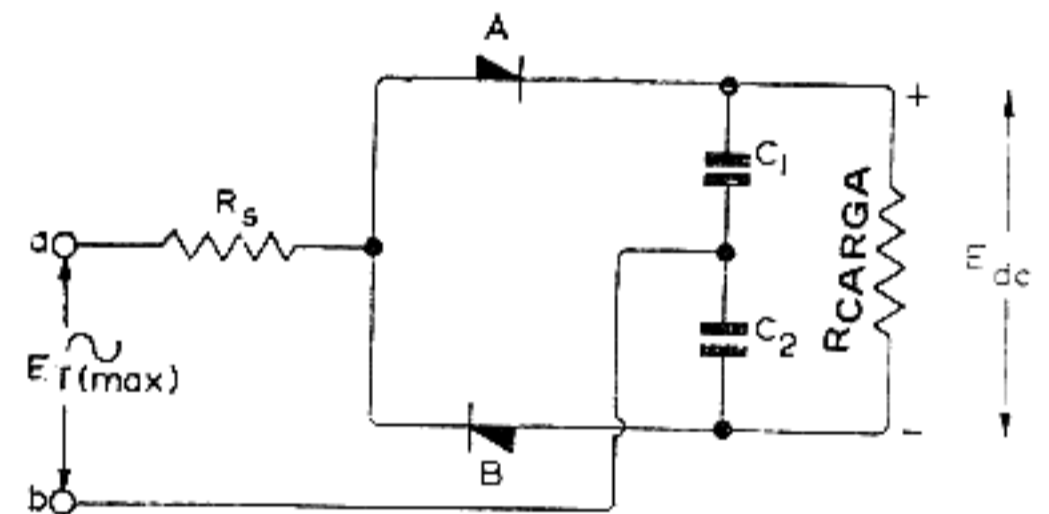


Fig. 9: Circuito doblador de tensión simétrico.

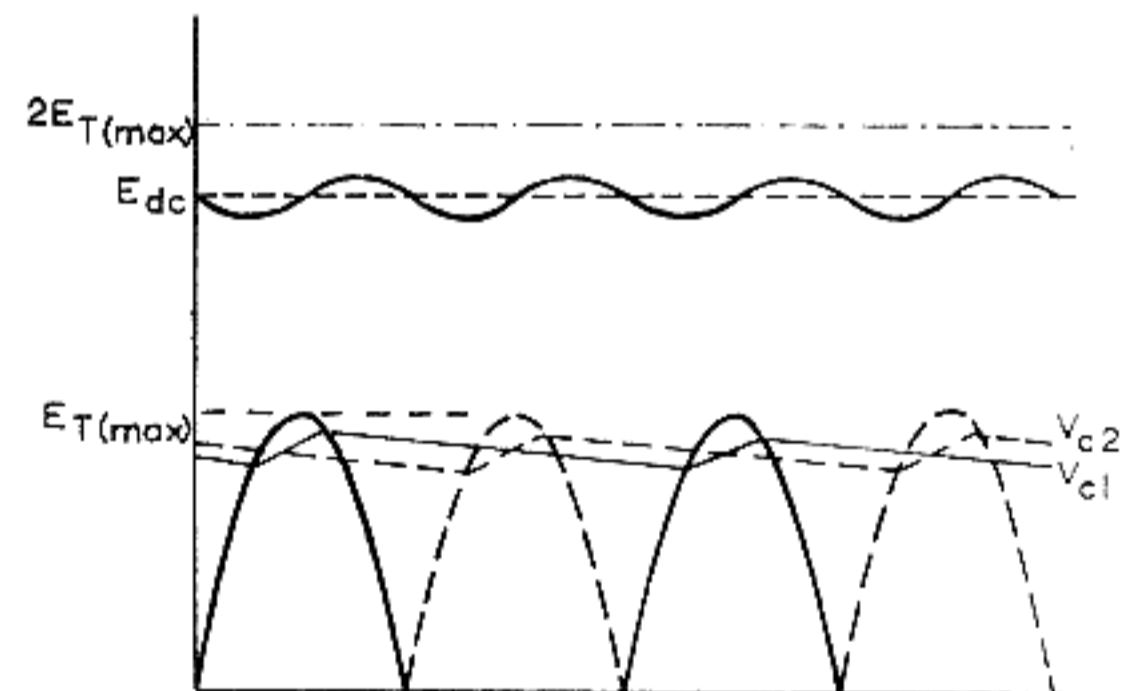


Fig. 10: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión simétrico.

Doblador de tensión con terminal común

El doblador de tensión con terminal común se muestra en la figura 11, mientras que la correspondiente forma de onda de la tensión de salida se muestra en la figura 12.

Durante el primer semiciclo negativo de la tensión aplicada,  $C_1$  se carga —a través del rectificador A—

hasta la tensión pico  $E_{T(max)}$ . Durante el siguiente semiciclo positivo, la tensión desarrollada sobre C1 queda en serie con la tensión aplicada, y por ello C2 se carga hasta el nivel  $2E_{T(max)}$  a través del rectificador B. El capacitor C1 pierde parte de su carga durante este proceso, pero se carga nuevamente hasta la tensión  $E_{T(max)}$  durante el siguiente semiciclo negativo, con lo cual se repite toda la operación.

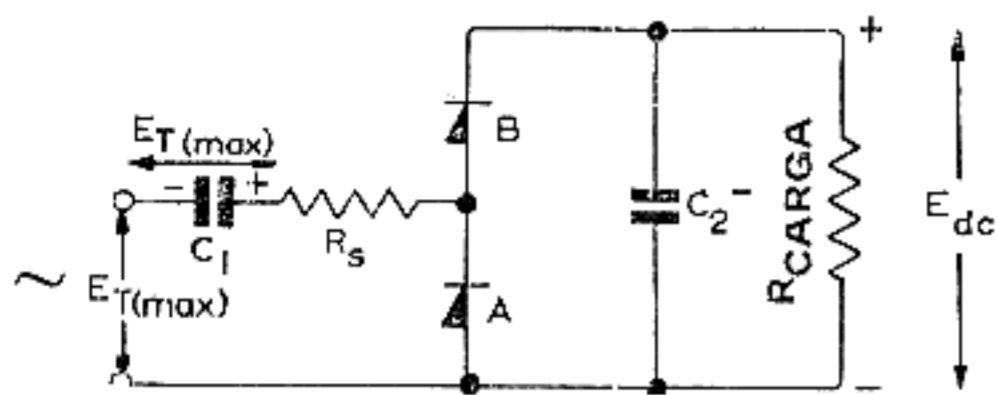


Fig. 11: Circuito doblador de tensión con terminal común.

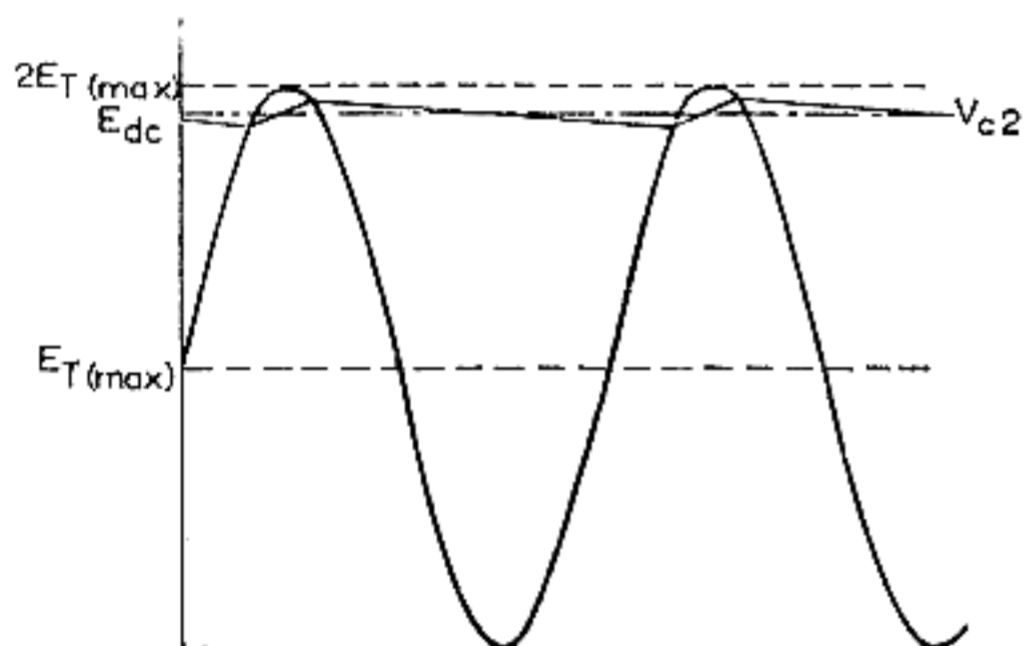


Fig. 12: Forma de onda de la tensión de salida para el doblador de tensión con terminal común.

La tensión sobre C2 no permanece constante en el valor  $2E_{T(max)}$ , puesto que este capacitor se descarga a través de  $R_{CARGA}$  durante el semiciclo en que el rectificador B no conduce. La frecuencia de ripple es la misma que la de la tensión aplicada. Tanto el capacitor C2 como los rectificadores empleados deberán soportar tensiones del orden del doble del valor pico de la tensión aplicada.

Aplicando un razonamiento similar es relativamente sencillo construir un triplicador o cuadruplicador de tensión, o cualquier circuito en el cual la tensión de salida sea múltiple de la tensión pico aplicada. Los aspectos fundamentales a tener en cuenta son (a) la máxima tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores, y (b) los regímenes de tensión de los capacitores.

### Aplicación de los circuitos dobladores de tensión

Es evidente la utilidad de un circuito rectificador capaz de suministrar una tensión continua superior al

TABLA 3

### Comparación entre los circuitos dobladores de tensión monofásicos

	Simétrico	Terminal común
Tensión de cresta de trabajo	$2E_{T(max)}$	$2E_{T(max)}$
Frecuencia de ripple $f_r$	$f_r = 2f$	$f_r = f$
Regímenes de los capacitores	Los regímenes de C1 y C2 deben ser iguales a la tensión pico aplicada.	El régimen de C1 debe ser igual a la tensión pico aplicada, y el de C2 igual al doble de dicha tensión. C1 debe especificarse para soportar la corriente de carga eficaz.
Regulación	Pobre, pero mejor que para el doblado con terminal común.	Pobre

valor pico de la tensión alterna aplicada. Estos circuitos pueden emplearse, por ejemplo, para proveer la alta tensión necesaria para el funcionamiento de los tubos para rayos X y osciloscopios.

En el doblador de tensión con terminal común, el capacitor de salida se carga hasta una tensión igual a la suma de la tensión desarrollada sobre C1 y el valor pico positivo de la tensión aplicada.

Es por ello que este circuito puede emplearse como indicador del valor pico a pico de formas de onda asimétricas, si se provee además de alguna forma de medir la tensión continua de salida sin apreciable drenaje de corriente.

La corriente continua que puede suministrar el doblador de tensión con terminal común está limitada por el hecho de que por C1 circulará la corriente de carga eficaz que fluye a través del rectificador B.

### PROCEDIMIENTO DE DISEÑO DE CIRCUITOS MONOFÁSICOS CON FILTRO DE ENTRADA A CAPACITOR

Los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor han sido investigados analíticamente por Wai-

delich, Roberts y muchos otros; y gráficamente por Schade. Ambos métodos de análisis son largos y complicados, pero afortunadamente conducen a resultados de simple utilización. Los análisis mencionados anteriormente fueron originalmente efectuados para diodos de alto vacío y de vapor de mercurio, pero también son válidos para rectificadores de silicio con pocas —o ninguna— modificaciones.

Los análisis gráficos efectuados por Schade han probado en la práctica que conducen a resultados suficientemente exactos, y además que el procedimiento de diseño derivado de ellos es el más simple, por lo cual ha sido tomado como base para el desarrollo que sigue.

La caída de tensión directa sobre el rectificador de silicio es pequeña, y varía ligeramente en función de la corriente directa.

El aumento de la caída de tensión directa puede despreciarse sin perder la exactitud de los cálculos, debido a que en la mayoría de los circuitos representa un porcentaje muy bajo respecto de la tensión de salida. Por ello, a los efectos del diseño la caída de tensión directa puede tomarse como aquella que ocurre en el rectificador cuando a través del mismo circula la máxima corriente media requerida.

## Factores a considerar

Al diseñar cualquier circuito rectificador es necesario verificar que no se sobrepasen los regímenes publicados para el rectificador. Las características principales que deben tomarse en cuenta en los circuitos con filtro de entrada a capacitor son:

- (1) Régimen de máxima tensión de cresta de trabajo del rectificador.
- (2) Corriente pico inicial que circula a través del rectificador durante el encendido.
- (3) Corriente pico repetitiva que circula a través del rectificador.
- (4) Corriente de ripple a través del capacitor.

## Máxima tensión de cresta de trabajo

Cuando se aplica una tensión alterna, el rectificador deberá soportar la tensión de cresta de trabajo para la cual está especificado. También deberá soportar la tensión pico transitoria —generalmente mayor que la tensión de cresta de trabajo— si se aplican transitorios de tensión al circuito. Tales transitorios ocurren en la red, y el diseñador deberá verificar que los rectificadores a emplear estén en condiciones de soportar aquellos transitorios de tensión cuya ocurrencia sea probable. Además, puede emplearse un circuito de amortiguación R-C serie para proteger parcialmente a los rectificadores

frente a este fenómeno. Los valores de R y C se calcularán de acuerdo a la información proporcionada por los datos publicados para el rectificador.

Al considerar los regímenes del rectificador, será necesario también tomar en cuenta las fluctuaciones de la tensión alterna aplicada, como así también la distorsión de la forma de onda de entrada debido a las armónicas.

## Corriente de pico inicial

Al emplear un filtro de entrada a capacitor, será inevitable el flujo de grandes corrientes en el instante inicial de encendido. Esto se debe a que en principio el capacitor se hallará descargado y la carga presentada al rectificador será efectivamente un cortocircuito. En estas condiciones, la corriente que circula por el rectificador quedará limitada exclusivamente por la resistencia presentada por la fuente de C.A. La corriente pico deberá mantenerse por debajo del valor especificado para el rectificador, puesto que ello evitará su destrucción.

Sin embargo, la resistencia de la fuente de C.A. no deberá ser demasiado grande porque provocaría una pérdida de eficiencia y un empeoramiento de la regulación, debido a la caída de tensión que se desarrolla sobre dicha resistencia.

## Corriente de pico repetitiva

La corriente pico repetitiva fluye a través del rectificador cada vez que éste conduce. El valor de esta corriente dependerá del valor del capacitor de filtrado. Por ello, una mejora en el filtrado —aumentando C— provocará una reducción en el ángulo de conducción del rectificador y el consiguiente aumento en la corriente pico repetitiva. Esta corriente pico repetitiva deberá ser limitada debajo de un valor especificado, a fin de evitar la destrucción del rectificador, o bien la disminución de su vida útil.

## Corriente de ripple

El capacitor empleado en el circuito deberá ser especificado de tal modo que pueda soportar la corriente de ripple que circulará a través del mismo. La corriente eficaz total  $I_{C(rms)}$  que pasará por el capacitor de filtrado puede calcularse partiendo de la corriente eficaz que circulará a través de cada rectificador  $I_{rms}$  y la corriente continua de salida  $I_{dc}$ .

Para los circuitos monofásicos de media onda y dobladores de tensión tendremos

$$I_{C(rms)} = \sqrt{(I_{rms}^2 - I_{dc}^2)} \quad (2)$$

En los circuitos rectificadores de onda completa fluye la mitad de la corriente eficaz total por cada rectificador, y por lo tanto será

$$I_C(rms) = \sqrt{(2I_{rms}^2 - I_{dc}^2)} \quad (3)$$

A partir de las consideraciones anteriores queda claro que los circuitos rectificadores que emplean capacitores de filtro estarán limitados en cuanto a su capacidad de manejo de corriente.

## DISEÑO GRAFICO DE LOS CIRCUITOS QUE EMPLEAN FILTROS DE ENTRADA A CAPACITOR

En las figuras 13 a 18 se presenta la solución gráfica de un circuito rectificador con filtro de entrada a capacitor, tal como fue propuesto por Schade. La resis-

tencia pico  $R_s$  introducida por Schade para considerar

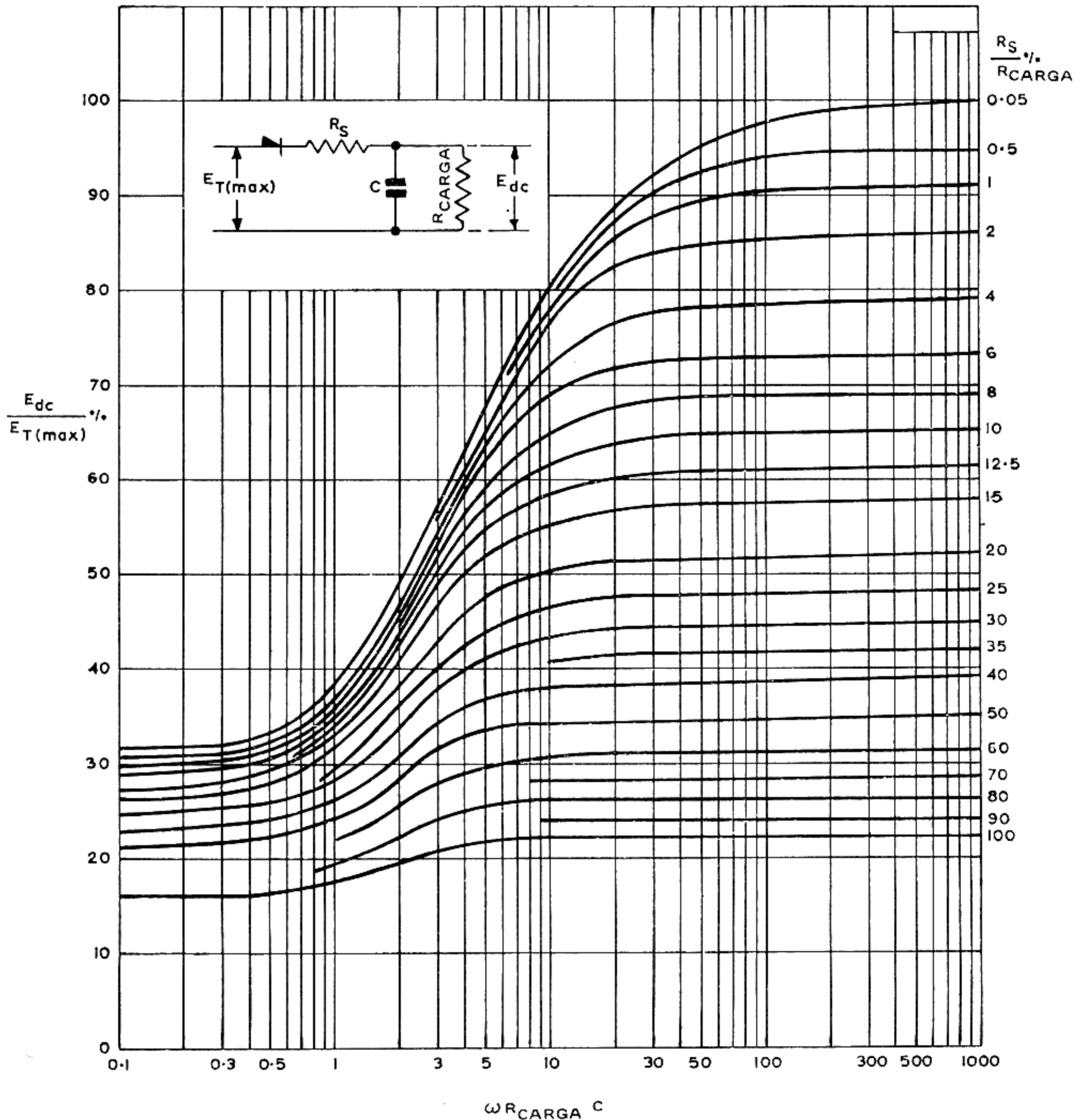


Fig. 13:  $E_{dc}/E_T(max) \%$  en función de  $\omega R_{CARGA} C$  para los circuitos de media onda.  
 $C$  en F, y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$   $\omega = 2\pi f$

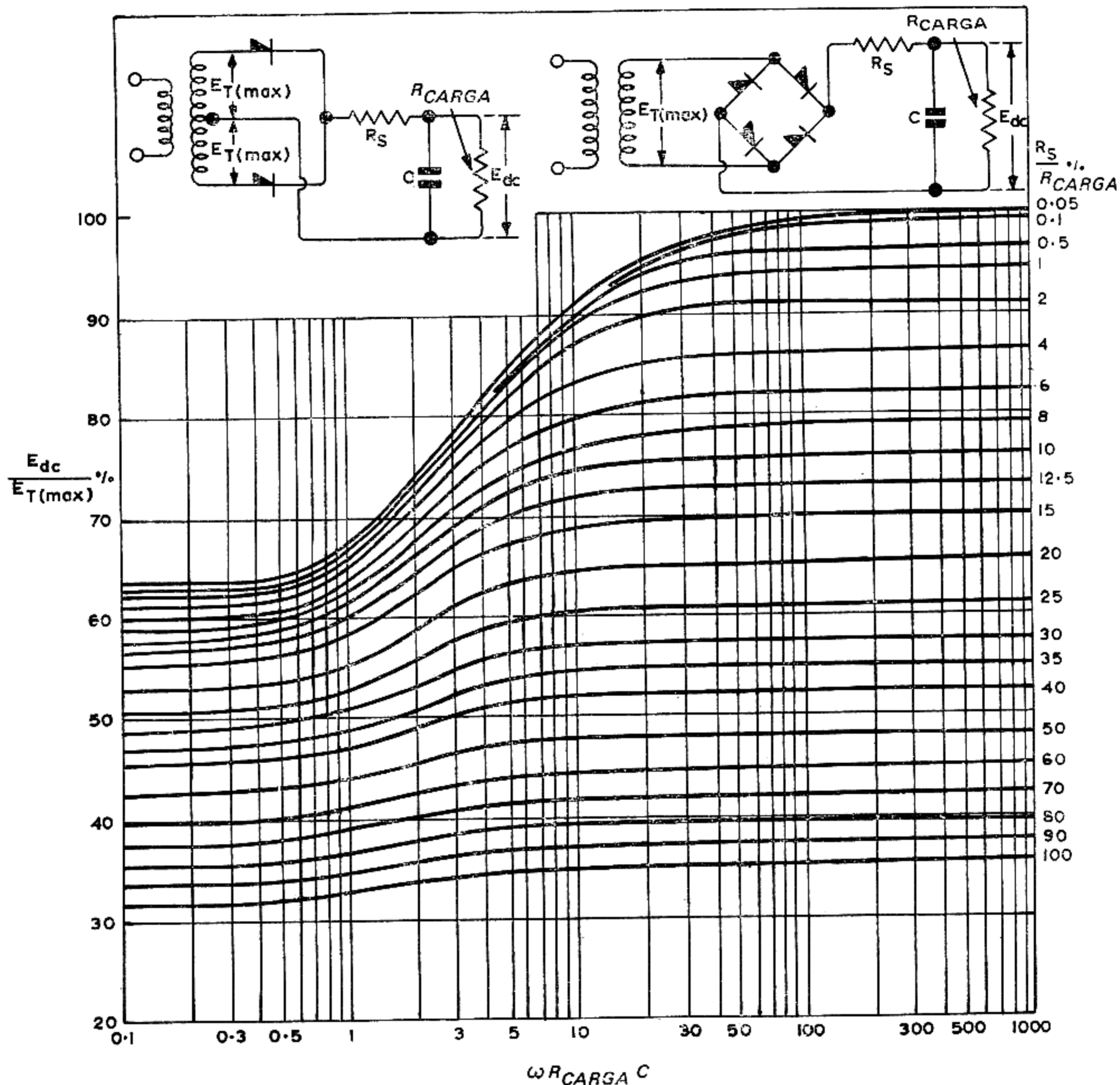


Fig. 14:  $E_{dc}/E_T(max)$  % en función de  $\omega R_{CARGA} C$  para los circuitos de onda completa.  
 $C$  en F. y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$   $\omega = 2\pi f$

la resistencia pico de la válvula, ha sido reemplazada por la resistencia de fuente  $R_s$ , que incluye las resistencias del bobinado del transformador y la del rectificador, y la resistencia serie agregada para limitar la corriente pico inicial del rectificador.

Las figuras 13, 14 y 15 proporcionan la relación de conversión  $E_{dc}/E_T(max)$  en función de  $\omega R_{CARGA} C$  para los circuitos de media onda, onda completa y dobladores de

tensión respectivamente. Esta relación de conversión depende del valor de  $(R_s/R_{CARGA} \%)$ . Para obtener una operación confiable, el valor de  $\omega R_{CARGA} C$  debe ser seleccionado de modo tal que permita la operación en la porción plana de las curvas.

La figura 16 indica el valor mínimo de  $\omega R_{CARGA} C$  que debe emplearse para reducir el porcentaje de ripple a valores razonables.

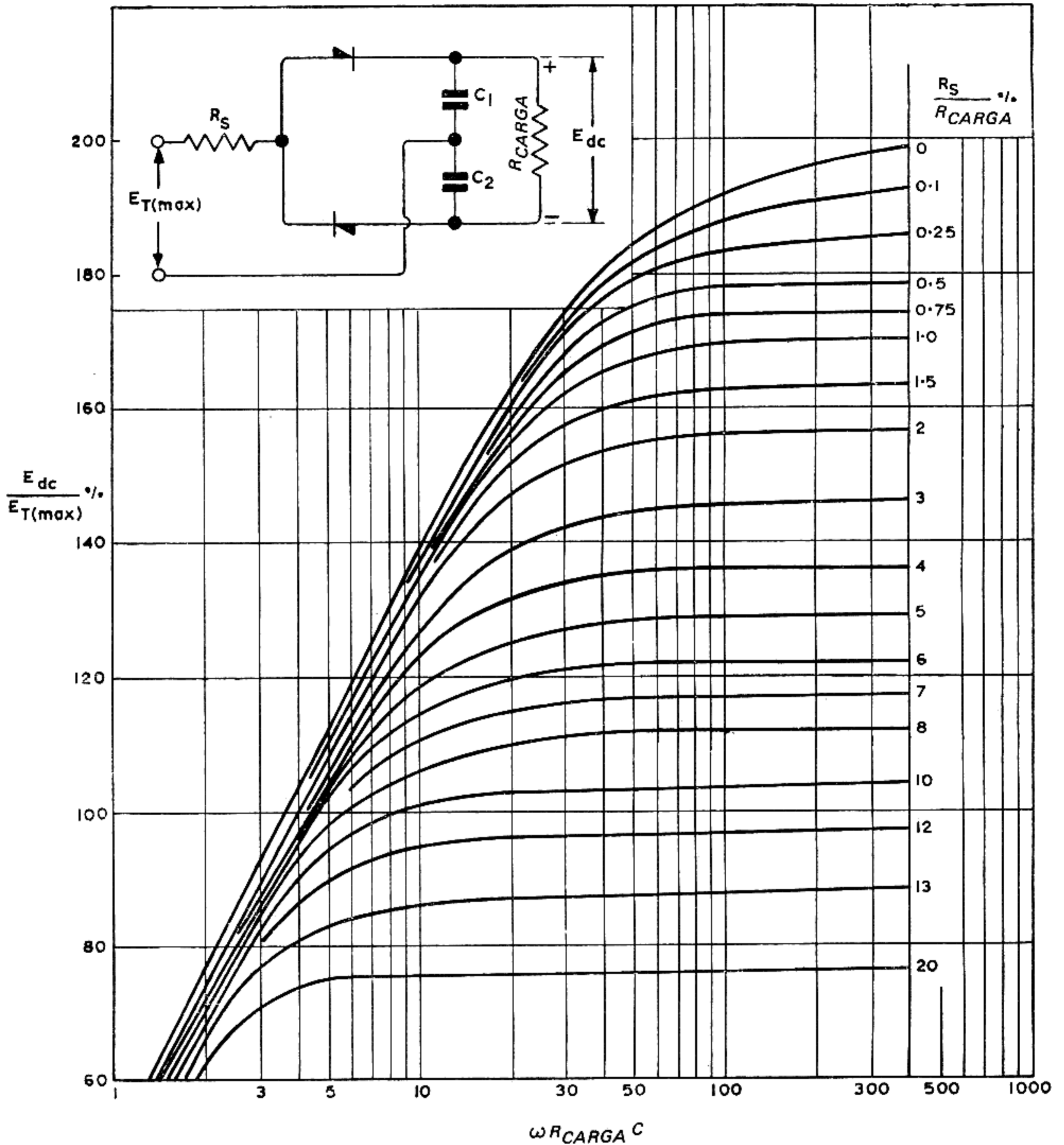


Fig. 15:  $E_{dc}/E_T(max) \%$  en función de  $\omega R_{CARGA} C$  para los circuitos dobladores de tensión.  $C$  en F, y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$ .  $\omega = 2\pi f$

Las figuras 17 y 18 dan respectivamente la relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador; y la relación entre la corriente pico repetitiva del rectificador y la corriente media por rectificador, estando ambas relaciones dibujadas en fun-

ción de  $n \omega R_{CARGA} C$ . Estas relaciones dependen del valor de  $R_s/n R_{CARGA} \%$ .

En el procedimiento de diseño no ha sido tomada en cuenta la reactancia parásita del transformador. Sin em-

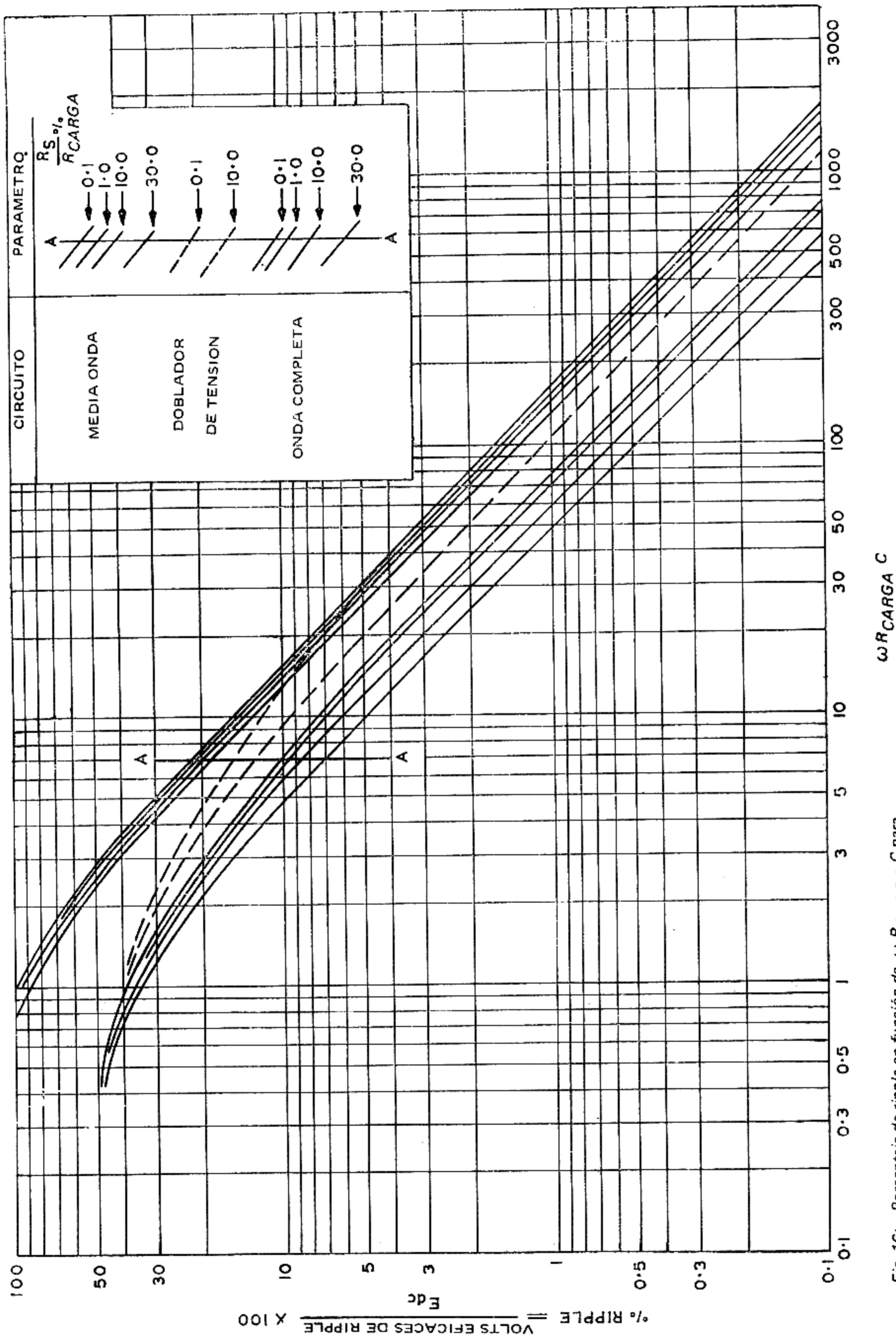


Fig. 16: Porcentaje de ripple en función de  $\omega RCARGA C$  para

el filtro de entrada a capacitor

$C$  en  $F$ , y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$

$\omega = 2\pi f$

$f$  = frecuencia de línea

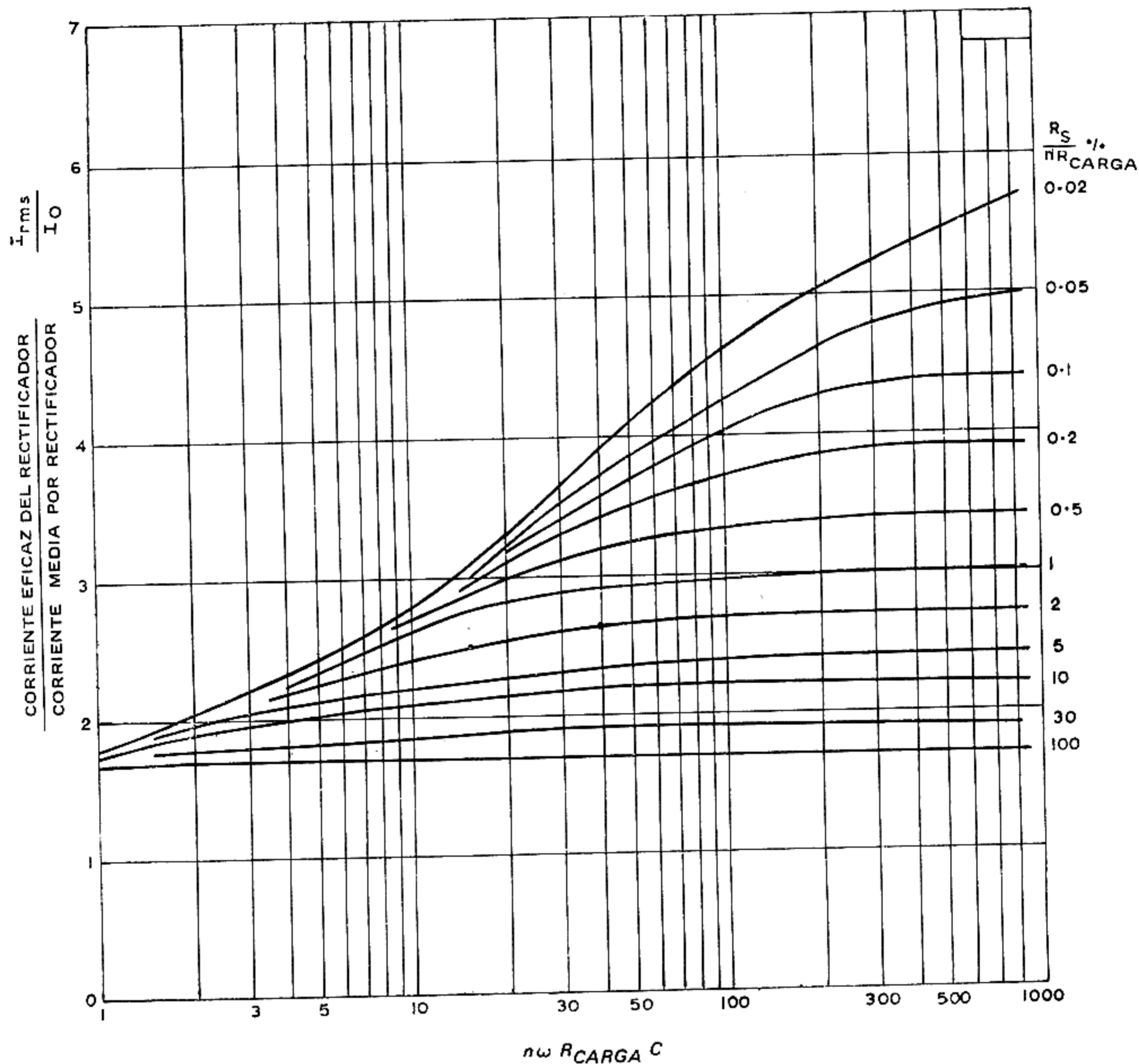


Fig. 17: Relación entre la corriente eficaz del rectificador y la corriente media por rectificador, en función de  $n\omega R_{CARGA} C$ .  
 $C$  en F, y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$   
 $n = 1$  para media onda  
 $n = 2$  para onda completa  
 $n = 0,5$  para doblador de tensión.

bargo, este parámetro tiende a reducir la corriente pico del rectificador, y por lo tanto ayuda a la limitación de la misma.

### Procedimiento de diseño

Para el diseño de circuitos rectificadores monofásicos con filtro de entrada a capacitor, se recomienda el siguiente procedimiento:

- (1) Determinar el valor de  $R_{CARGA}$ .
- (2) Adoptar un valor para  $R_s$  (generalmente entre el 1 y el 10 % de  $R_{CARGA}$ ).
- (3) Calcular  $R_s/R_{CARGA}$  %.
- (4) A partir del gráfico que muestra el porcentaje de ripple en función de  $\omega R_{CARGA} C$  (Fig. 16), determinar el valor de  $\omega R_{CARGA} C$  necesario para reducir el ripple al valor deseado, teniendo en



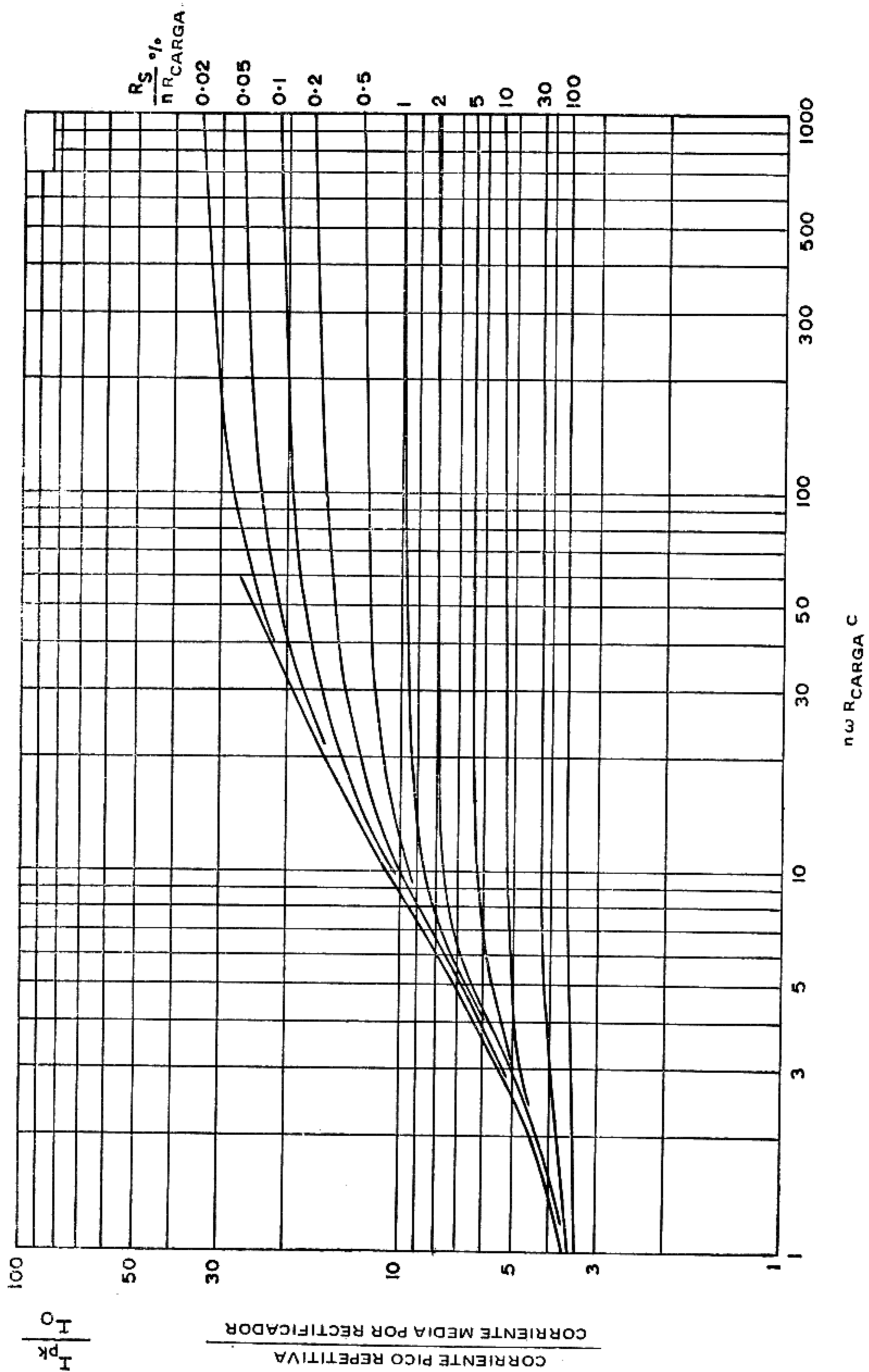


Fig. 18: Relación entre la corriente pico repetitiva y la corriente media por rectificador, en función de  $n\omega R_{CARGA} C$ .

- $C$  en F, y  $R_{CARGA}$  en  $\Omega$ .  $\omega = 2\pi f$
- $f$  = frecuencia de línea
  - $n = 1$  para media onda
  - $n = 2$  para onda completa
  - $n = 0,5$  para doblador de tensión

cuenta al valor de  $R_s/R_{CARGA} \%$  determinado en (3). Calcular el valor de C requerido.

- (5) De las curvas que dan  $E_{dc}/E_T(\max) \%$  en función de  $\omega R_{CARGA} C$  para el circuito considerado (Fig. 13, 14 ó 15), determinar la relación de conversión para el valor de  $\omega R_{CARGA} C$  hallado en (4) y  $R_s/R_{CARGA} \%$  hallado en (3).
- (6) Determinar los valores de  $E_T(\max)$  y  $E_T(\text{rms})$  que deben aplicarse al circuito, utilizando los datos encontrados en (5).
- (7) Determinar la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores.
- (8) Determinar, a partir de la figura 17, el valor de la corriente eficaz por rectificador.
- (9) Elegir los rectificadores a emplear.
- (10) Verificar la corriente pico repetitiva por rectificador, a partir de la figura 18.
- (11) Verificar la corriente inicial de encendido  $I_{on}$  dada por  $E_T(\max)/R_s$ . Si el valor obtenido excede al especificado para el rectificador, deberá incrementarse  $R_s$  y repetir el procedimiento de diseño.
- (12) Diseñar el transformador y ajustar en consecuencia el valor de  $R_s$ , tomando en cuenta la resistencia del transformador y la resistencia directa del diodo para la corriente media de operación.
- (13) Verificar la corriente eficaz de ripple que circulará por el capacitor.
- (14) Diseñar el circuito de amortiguación R-C tal como sea recomendado en la información publicada para el rectificador.
- (15) Determinar las dimensiones del disipador necesario para permitir la operación de los rectificadores a la temperatura deseada (emplear los datos publicados para el rectificador elegido).

### Ejemplo de diseño

En la Tabla 4 se muestra el diseño de los cuatro tipos de circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor. En todos los casos se ha seguido el procedimiento descrito anteriormente.

### Circuito de amortiguación R-C

El circuito de amortiguación R-C para los cuatro ejemplos descritos puede diseñarse mediante el procedimiento que se detalla a continuación. Puede conectarse tanto al primario como al secundario del transformador (ver datos del BYZ10).

Los componentes del circuito de amortiguación determinados por las expresiones que se darán más abajo son

adecuados para reducir los transitorios de tensión a valores menores que  $2V_{RW}$ . Consideremos el circuito puente rectificador de onda completa. Si el circuito de amortiguación se conecta al primario del transformador, entonces

$$C_1 = 200 \frac{I_{mag}}{V} \mu F \text{ y } R_1 = \frac{150}{C_1} \Omega$$

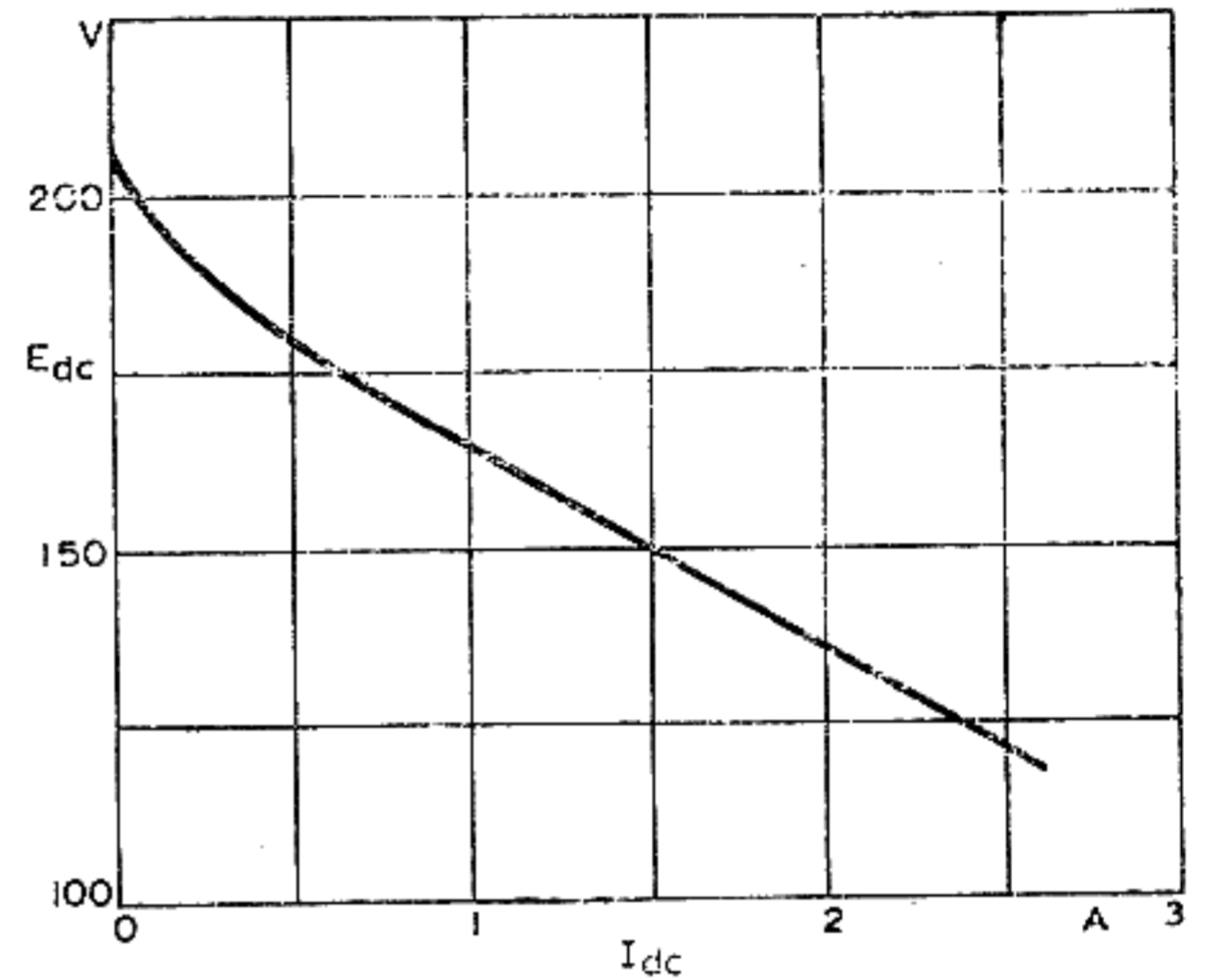


Fig. 19: Regulación de tensión del circuito monofásico de media onda con filtro de entrada a capacitor.

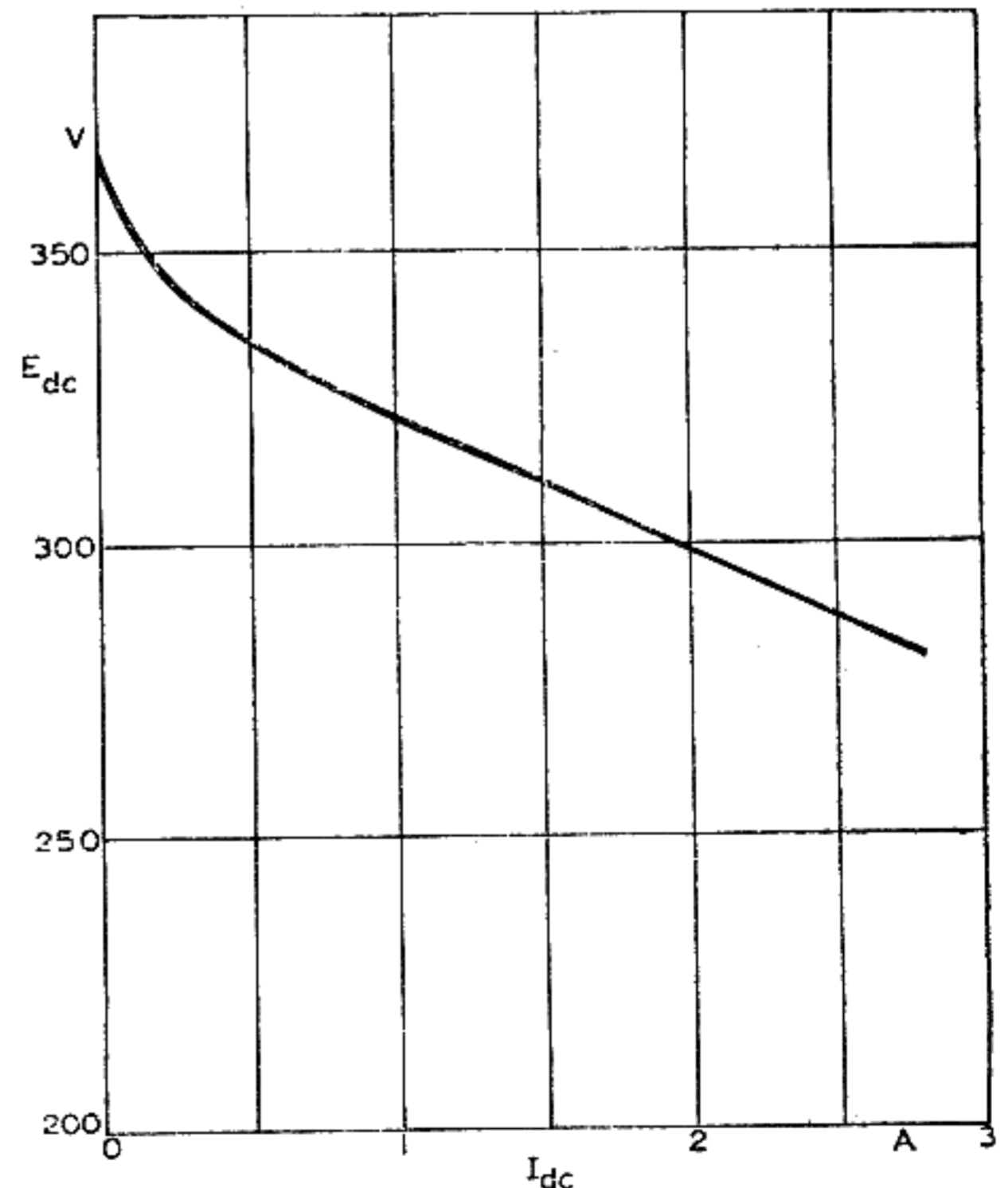


Fig. 20: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a capacitor.

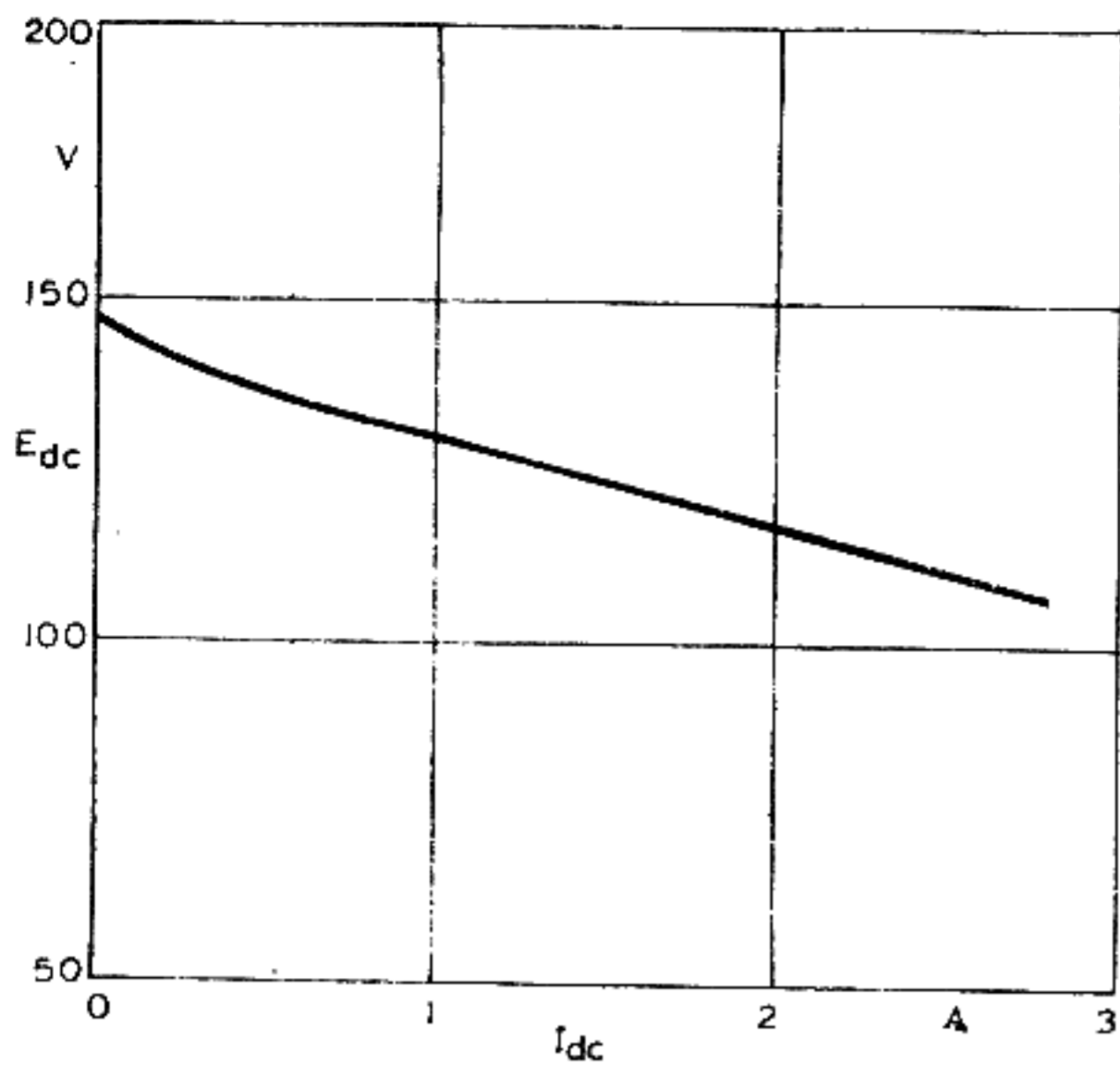


Fig. 21: Regulación de tensión del circuito monofásico con punto medio, y filtro de entrada a capacitor.

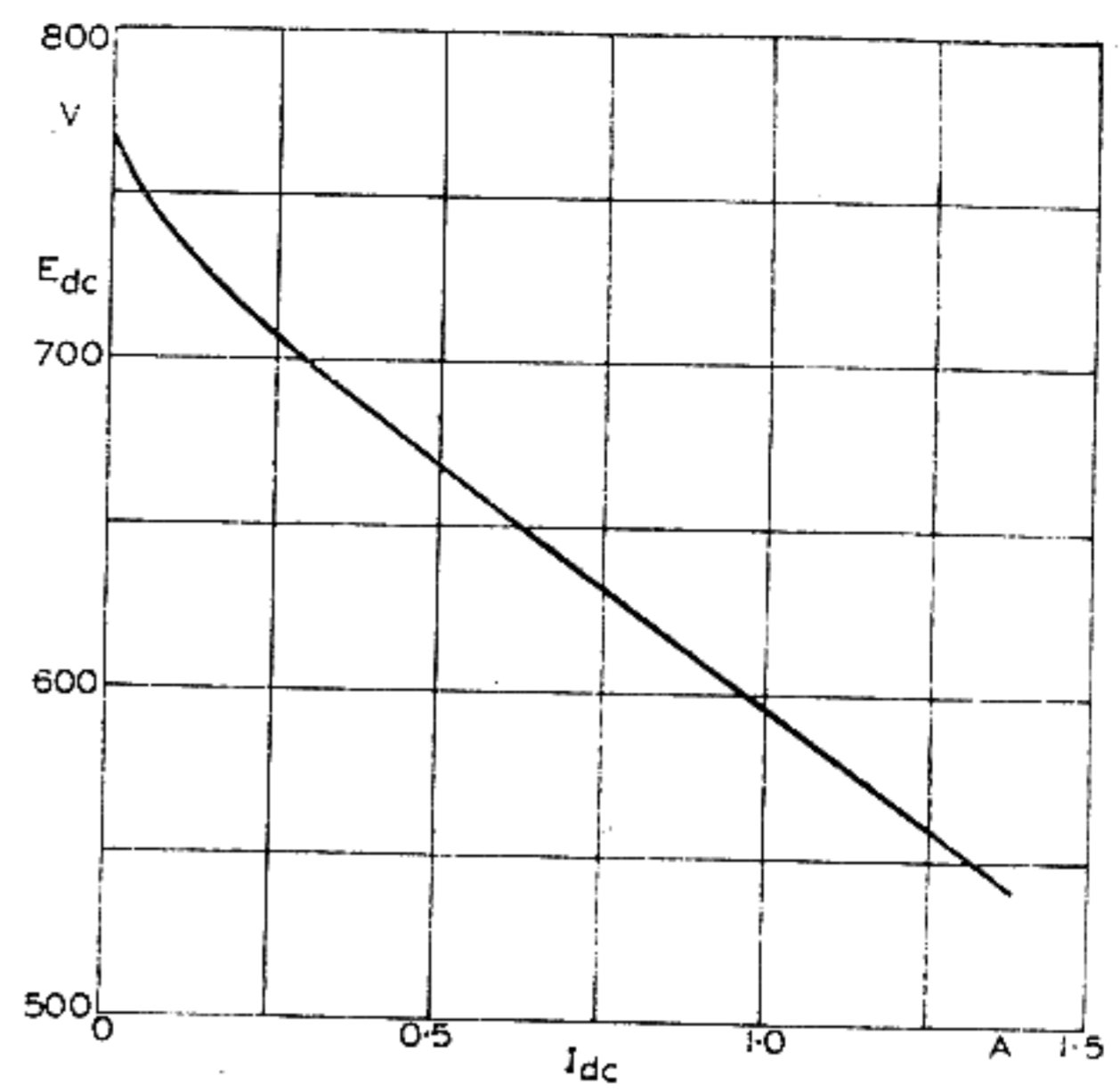


Fig. 22: Regulación de tensión del circuito monofásico doblador de tensión con filtro de entrada a capacitor.

**TABLA 4**  
Ejemplos de diseño para circuitos monofásicos con filtro de entrada a capacitor

Requisitos	Circuito rectificador			
	Media onda	Puente de onda completa	Onda completa con punto medio	Doblador de tensión
$E_{dc}$	150V	300V	120V	600V
$I_{dc}$	1.5A	2.0A	2.0A	1.0A
$V_R$ % ripple	$\leq 1\%$	$\leq 1\%$	$\leq 1.3\%$	$\leq 1\%$
f	50c/s	50c/s	50c/s	50c/s
<b>Solution</b>				
(1) Resistencia de carga $R_{CARGA} = E_{dc}/I_{dc}$	100 $\Omega$	150 $\Omega$	60 $\Omega$	600 $\Omega$
(2) Adoptando la resistencia de fuente $R_s$ igual a	6 $\Omega$	9 $\Omega$	3.6 $\Omega$	12 $\Omega$
(3) $R_s/R_{CARGA}$ %	6%	6%	6%	2%
(4) Valor de $\omega R_{CARGA} C$ - Fig. 16	150	66	50	$\approx 150$
$C = \frac{(\omega R_{CARGA} C)}{2\pi 50 R_{CARGA}}$	4780 $\mu F$	1400 $\mu F$	2660 $\mu F$	795 $\mu F$
Valor práctico de C	5000 $\mu F$	1800 $\mu F$	3000 $\mu F$	1000 $\mu F$
Nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$	157	85	56.5	188
(5) Relación de conversión $E_{dc}/E_T(max)$ usando % $R_s/R_{CARGA}$ obtenido en (3) y el nuevo valor de $\omega R_{CARGA} C$ hallado en (4)	De Fig. 13 0.73	De Fig. 14 0.82	De Fig. 14 0.82	De Fig. 15 1.56
(6) $E_{T(max)} = \frac{E_{dc}}{\text{Relación de conversión}}$	205V	366V	146.5V	385V
$E_{rms} = \frac{E_{T(max)}}{\sqrt{2}}$	145V	258V	103.5V	272V

TABLA 4

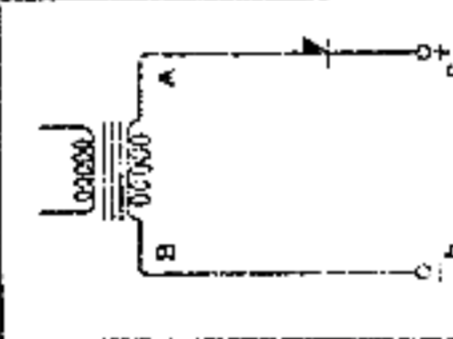
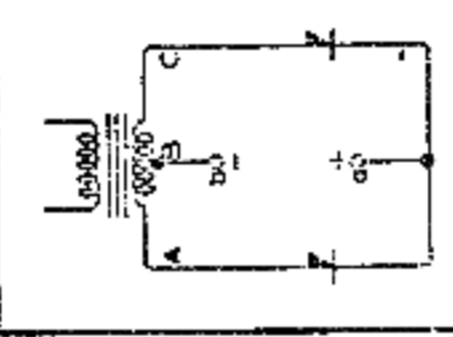
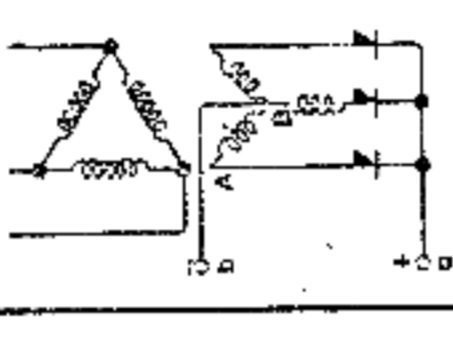
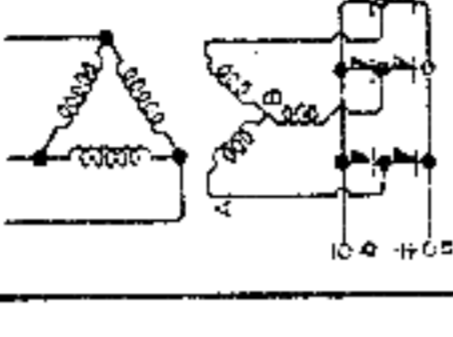
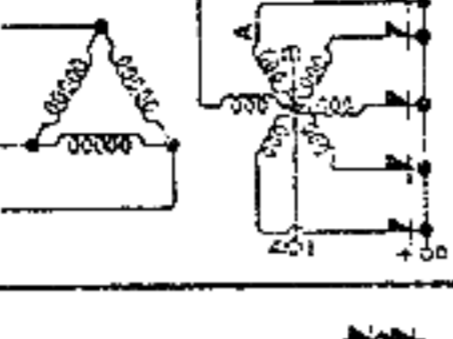

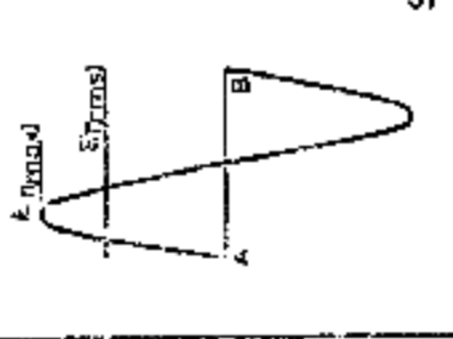
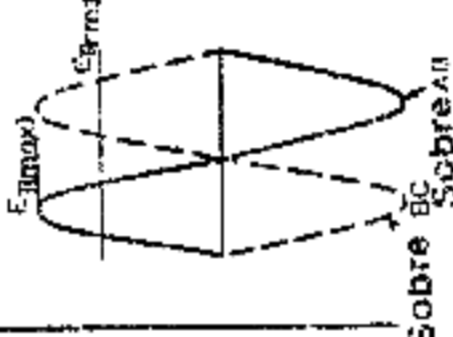
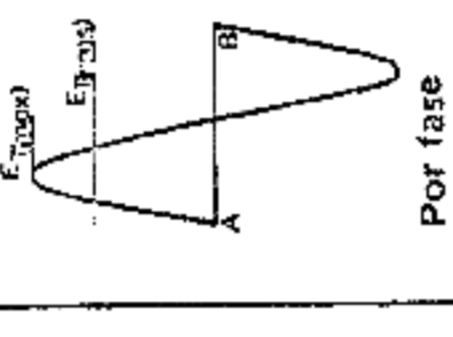
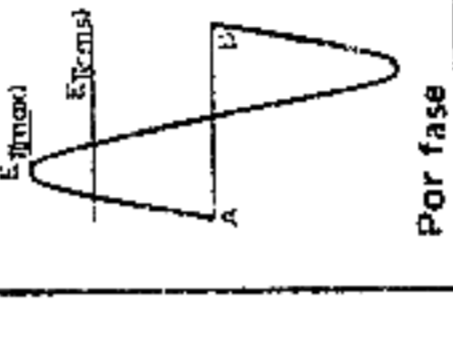
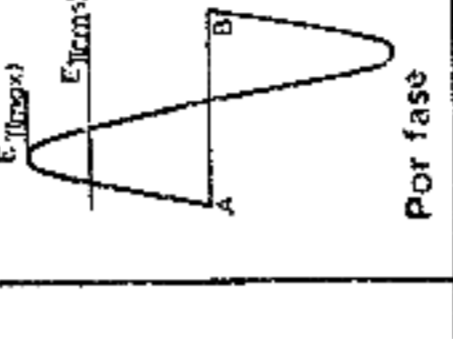
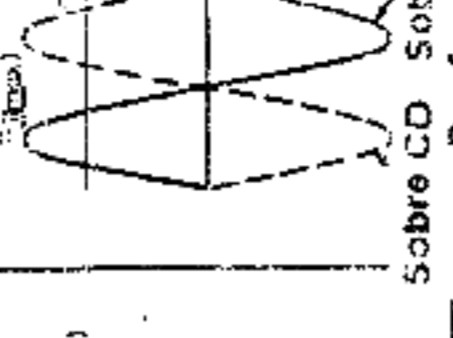
Continuación

Circuito rectificador

	Media onda	Puente de onda completa	Onda completa con punto medio	Doblador de tensión
(7) Tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores	205V	366V	293V	770V
(8) corriente eficaz por rectificador $I_{rms}$ , de la Fig. 17, para $n\omega R_{CARGA} C$ $R_S/n R_{CARGA}$ % $I_{rms}/I_0$ Corriente media por rectificador $I_0$ por lo tanto $I_{rms}$	157 6% 2.34 1.5A 3.51A	170 3% 2.6 1.0A 2.6A	113 3% 2.6 1.0A 2.6A	94 4% 2.5 1.0A 2.5A
(9) Rectificadores adecuados, con margen para transitorios	BYZ12	BYZ10	BYZ11	2 x BYZ10 en serie
(10) Tomando los valores de $n\omega R_{CARGA}$ y $R_S/n R_{CARGA}$ % de (B); y empleando la Fig. 18, resulta $I_{pk}/I_0$ Por lo tanto $I_{pk}$	6.2 9.3A	7.5 7.5A	7.5 7.5A	6.9 6.9A
(11) Corriente inicial de encendido $I_{on}$ $E_T(max)/R_S$ Comparar este valor con el régimen de sobre corriente de los rectificadores elegidos.	34.2A	40.7A	41.2A	32A
(12) Diseño del transformador Para tensión de red de 230 V, la relación de transformación primario a secundario es $N = 230/E_T(rms)$	1.585	0.892	2.22 (medio secundario)	0.845
Si la resistencia del arrollamiento primario es y la resistencia del secundario es	1.5Ω 2.0Ω	1.6Ω 2.0Ω	1.6Ω 1.2Ω (medio secundario)	1.5Ω 2.0Ω
entonces la resistencia del transformador referida al secundario es $r_s + (r_p/N^2)$ Caída de tensión $V_D$ sobre el rectificador a la corriente media $I_0$ por lo tanto, la resistencia del rectificador en el circuito a la corriente media es $r_r = V_D/I_0$ Resistencia total en el circuito secundario $= r_s + (r_p/N^2) + r_r = r_{tot}$ La resistencia serie externa debe ser $R_s - r_{tot}$ Adoptamos $R_s - r_{tot}$ Corriente eficaz del secundario $I_T(rms)$	2.6Ω 1.0V 0.67Ω 3.27Ω 2.73Ω 3.0Ω 3.51A	4.0Ω 0.95V 2 x 0.95Ω 5.9Ω 3.1Ω 3.0Ω $\sqrt{2} \times 2.6 = 3.68A$	1.5Ω 0.95V 0.95Ω 2.45Ω 1.15Ω 1.0Ω 2.6A (medio secundario)	4.1Ω 0.95V 2 x 0.95Ω 6.0Ω 6.0Ω 6.0Ω $\sqrt{2} \times 2.5 = 3.55A$
Tensión eficaz del secundario $E_T(rms)$ Régimen VA del secundario $VA_s = E_T(rms) \cdot I_T(rms)$ Régimen de potencia del resistor serie	145V 508VA 37W	258V 950VA 40.6W	103.5V 269 + 269VA 13.6W	272V 963VA 75W
(13) Corriente eficaz de ripple $I_c(rms)$	3.18A (Ec. 2)	3.54A (Ec. 3)	3.09A (Ec. 3)	2.29A (Ec. 2)

TABLA 1

RENDIMIENTO DE LOS CIRCUITOS RECTIFICADORES IDEALIZADOS

Tipo de circuito rectificador	Monofásicos		Trifásicos			
	Media onda	Onda completa con punto medio completa	Media onda	Puente de onda completa	Punto medio	Doble estrella
Tensión de entrada secundaria por fase	 $E_{rms}$	 $E_{rms}$	 $E_{rms}$	 $E_{rms}$	 $E_{rms}$	 $E_{rms}$
Tensión de salida sobre a-b	 $E_{max} = E_{rms}$ $E_{rms} = 0.707 E_{max}$	 $E_{max} = E_{rms}$ $E_{rms} = E_{max}$	 $E_{max} = E_{rms}$ $E_{rms} = 0.5 E_{max}$	 $E_{max} = \sqrt{2} E_{rms}$ $E_{rms} = 0.707 E_{max}$	 $E_{max} = E_{rms}$ $E_{rms} = 0.5 E_{max}$	 $E_{max} = 0.866 E_{rms}$ $E_{rms} = 1.154 E_{max}$
Tensión de salida sobre E_dc	$0.45 E_{rms}$	$0.90 E_{rms}$	$0.17 E_{rms}$	$2.34 E_{rms}$	$1.35 E_{rms}$	$1.17 E_{rms}$
Tensión eficaz de salida E_dc	$0.318 E_{max}$	$0.636 E_{max}$	$0.826 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$
Tensión pico de salida E_dc	$1.57 E_{dc}$	$1.11 E_{dc}$	$1.02 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$
Tensión eficaz de salida E_rms en función de E_dc	$3.14 E_{dc}$	$1.57 E_{dc}$	$1.21 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$
Número de pulsos (N) de tensión de salida por ciclo	1	2	3	6	6	6

TENSION DE SALIDA

$E_{dc}$ en función de la $E_{ef}$ de entrada por fase $E_{rms}$	$0.45 E_{rms}$	$0.90 E_{rms}$	$0.17 E_{rms}$	$2.34 E_{rms}$	$1.35 E_{rms}$	$1.17 E_{rms}$
$E_{dc}$ en función de la tensión eficaz de salida $E_{rms}$	$0.636 E_{rms}$	$0.90 E_{rms}$	$0.98 E_{rms}$	$E_{rms}$	$E_{rms}$	$E_{rms}$
$E_{dc}$ en función de la tensión pico de salida $E_{max}$	$0.318 E_{max}$	$0.636 E_{max}$	$0.826 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$	$0.955 E_{max}$
Tensión pico de salida $E_{max}$ en función de $E_{dc}$	$1.57 E_{dc}$	$1.11 E_{dc}$	$1.02 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$	$1.00 E_{dc}$
Tensión eficaz de salida $E_{rms}$ en función de $E_{dc}$	$3.14 E_{dc}$	$1.57 E_{dc}$	$1.21 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$	$1.05 E_{dc}$

**CORRIENTE DE SALIDA**

Corriente media $I_0$ por rama rectificadora	$I_{dc}$	$0.5I_{dc}$	$0.33I_{dc}$	$0.167I_{dc}$	$0.167I_{dc}$
$I_{rms}$ por rama rectificadora	R	$0.785I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L	$0.707I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
$I_{pk}$ por rama rectificadora	R	$1.57I_{dc}$	$1.21I_{dc}$	$1.05I_{dc}$	$0.525I_{dc}$
	L	$I_{dc}$	$I_{dc}$	$I_{dc}$	$0.5I_{dc}$

**REGIMENES DEL TRANSFORMADOR**

Tensión eficaz secundaria por rama del transformador $E_T$ (rms)	$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$ (a punto medio)	$1.11E_{dc}$ (total)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)	$0.74E_{dc}$ (a neutral)	$0.855E_{dc}$ (a neutral)
Corriente eficaz secundaria por rama del transformador $I_T$ (rms)	R	$1.57I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.293I_{dc}$
	L	$0.707I_{dc}$	$I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$	$0.289I_{dc}$
Volt-Amp del secundario VA <sub>s</sub>	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.74E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L	$1.57E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.81E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.48E_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del secundario	R	$0.287$	$0.574$	$0.666$	$0.95$	$0.666$
	L		$0.636$	$0.675$	$0.95$	$0.675$
Tensión primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)	$2.22E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$1.11E_{dc}$	$0.855E_{dc}$	$0.74E_{dc}$	$0.855E_{dc}$
Corriente primaria por rama del transformador (Relación de transformación 1:1)	R	$1.57I_{dc}$	$1.11I_{dc}$	$0.588I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
	L	$I_{dc}$	$I_{dc}$	$0.471I_{dc}$	$0.577I_{dc}$	$0.408I_{dc}$
Volt-Amp. del primario	R	$3.48E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.23E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.50E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
	L	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.11E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.21E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.28E_{dc} \cdot I_{dc}$	$1.05E_{dc} \cdot I_{dc}$
Factor de utilidad del primario $U_p$	R	$0.287$	$0.813$	$0.666$	$0.78$	$0.95$
	L		$0.90$	$0.827$	$0.78$	$0.95$

Frecuencia fundamental de ripple $f_r$	$f$	$2f$	$2f$	$3f$	$6f$	$6f$
% Ripple = $\frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100$	111	47.2	47.2	17.7	4.0	4.0
Tensión de cresta de trabajo En función de $E_{dc}$ En función de $E_T$ (rms)		$3.14E_{dc}$	$1.57E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$2.09E_{dc}$	$2.42E_{dc}$
		$1.41E_{T(rms)}$	$2.82E_{T(rms)}$	$2.45E_{T(rms)}$	$2.83E_{T(rms)}$	$2.83E_{T(rms)}$

R = Carga resistiva. L = Carga inductiva. f = Frecuencia de la red c/s

En los cálculos presentados se han despreciado la caída de tensión directa del rectificador y la impedancia del transformador. El régimen volt-amperere del primario del transformador no toma en cuenta la corriente de magnetización correspondiente a dicho arrollamiento.

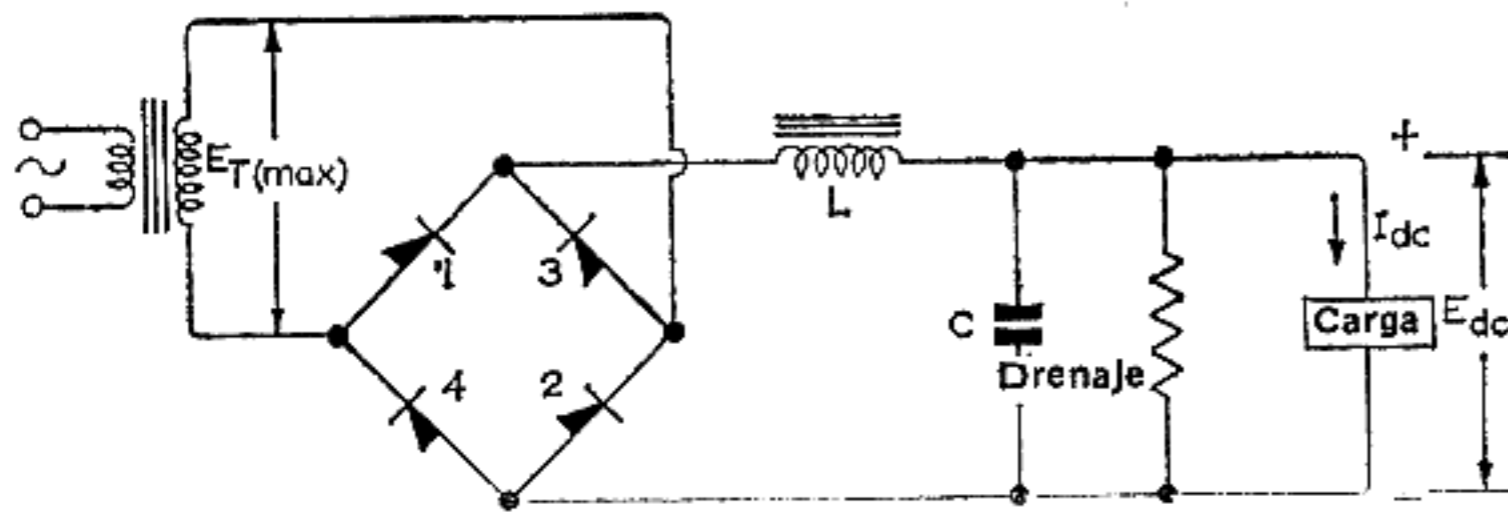


Fig. 23: Circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a choke.

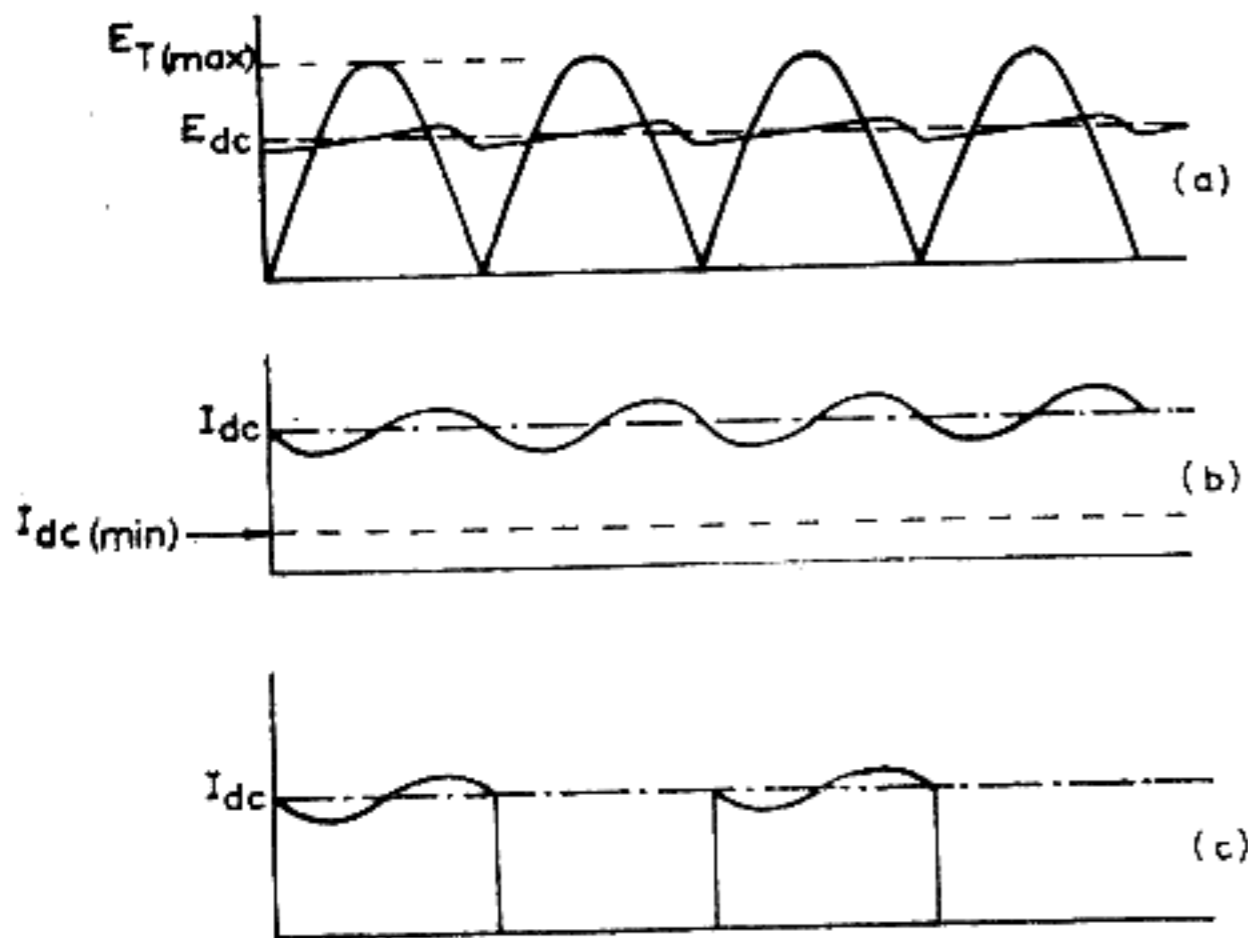


Fig. 24: Formas de onda para el circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke.

(a) tensión de salida.

(b) corriente a través del choke.

(c) corriente a través de los rectificadores (1 y 2) ó (3 y 4)

donde

$V$  = tensión eficaz del primario del transformador  
 $I_{mag}$  = corriente eficaz de magnetización del primario (A).

De la Tabla 4, la corriente eficaz del primario es  $3,68/0,892 = 4,13$  A.

Si  $I_{mag} = 10\%$  de la corriente eficaz del primario, entonces

$$C_1 = 200 (0,413/230) = 0,36 \mu F$$

y adoptando  $C_1 = 0,5 \mu F$  resulta

$$R_1 = 150/0,5 = 300 \Omega$$

Si el circuito de amortiguación está conectado al secundario,

$$C_2 = \frac{225 (I_{mag} T^2)}{V} \mu F \text{ y } R_2 = \frac{200}{C_2} \Omega$$

donde

$$T = \frac{\text{tensión eficaz del primario del transformador}}{\text{tensión eficaz del secundario del transformador}}$$

Por lo tanto

$$C_2 = \frac{225 \times 0,413}{230} \left( \frac{230}{258} \right)^2 = 0,31 \mu F$$

y haciendo  $C_2 = 0,5 \mu F$  resulta  $R_2 = 400 \Omega$ .

### Diseño de los disipadores

Los disipadores para los cuatro circuitos que estamos tratando pueden diseñarse a partir de la información provista por los datos del rectificador. Para ilustrar el procedimiento a seguir, determinaremos las dimensiones del disipador necesario para el puente rectificador de onda completa.

De los datos del BYZ 10 y tomando una corriente media de 1 A, vemos que si se monta el rectificador sobre un disipador que tenga una resistencia térmica de  $14,4^\circ C/W$  ( $\theta_{j-i} + \theta_{j-h} = 15^\circ C/W$ ), éste podrá operar hasta una temperatura ambiente de  $63^\circ C$ . Si los disipadores se ensamblan para producir un conjunto rectificador en puente, el área del disipador deberá ser del orden de los  $30 \text{ cm}^2$  (una cara). Será suficiente contar con un disipador de  $6 \text{ cm} \times 6 \text{ cm}$ .

### Rendimiento

Las curvas de regulación para los cuatro ejemplos están dadas en las figuras 19 a 22. De las mismas puede verse que la tensión de salida a la corriente requerida está dentro del  $2\%$  del valor especificado.

### PROCEDIMIENTO DE DISEÑO PARA CIRCUITOS RECTIFICADORES CON FILTRO DE ENTRADA A CHOKE

El análisis de los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor ha demostrado que para cualquier conversión de alta corriente los circuitos requieren capacitores de filtro de alto valor, que además deben soportar grandes corrientes de ripple.

Asimismo se ha visto que en estos casos circularán grandes corrientes iniciales y pico repetitivas a través de los rectificadores. Estas limitaciones quedan superadas mediante el empleo de los filtros de entrada a choke.

El circuito monofásico de media onda (fig. 4) no puede ser utilizado con un filtro de entrada a choke, puesto que requeriría un valor infinito de inductancia para causar el flujo de corriente durante todo el ciclo.

Para los circuitos puente de onda completa (fig. 6) y de onda completa con punto medio (fig. 7),  $R_s$  debe reemplazarse por un choke  $L$  en serie.

El circuito puente de onda completa con filtro de entrada a choke resultante se muestra en la figura 23, y las formas de onda de tensión y de corriente correspondientes pueden verse en la figura 24. La acción del choke reduce tanto el valor pico como el valor eficaz de la corriente, y también reduce la tensión de ripple. Sin embargo, el circuito con filtro de entrada a choke requiere una mayor tensión aplicada que el circuito con filtro de entrada a capacitor, para producir la misma tensión de salida.

### Circuito de filtrado

El filtro de entrada a choke debe —en el caso ideal— dejar pasar una única frecuencia, que vale cero, y atenuar todas las demás. El filtro debe permitir el flujo de la corriente continua hacia la carga sin excesiva pérdida de potencia, presentando al mismo tiempo una alta impedancia a la fundamental y otras frecuencias de ripple. El capacitor en paralelo con la carga deriva las corrientes armónicas, que de otro modo circularían por la carga.

El factor de atenuación  $K$  del filtro con el choke  $L$  en serie y el capacitor  $C$  en paralelo, se define como la relación entre la impedancia de entrada total del filtro y la impedancia de la combinación en paralelo del capacitor  $C$  y la carga  $R_{CARGA}$ . Para que el filtro de entrada a choke sea eficiente la reactancia del choke a la frecuencia fundamental de ripple  $f_r$  debe ser mucho mayor que su resistencia para la corriente continua, y la reactancia del capacitor debe ser mucho menor que la mínima resistencia de carga utilizada.

Si se supone que la inductancia del choke es  $L$ , debe ser

$$2\pi f_r L \gg \text{resistencia del choke } R_L$$

y además

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA}(\text{min})$$

de donde resulta

$$K = \frac{\frac{1}{2\pi f_r L} - \frac{1}{2\pi f_r C}}{1 - \frac{1}{2\pi f_r C}}$$

Operando con esta expresión obtenemos finalmente

$$K = 4\pi^2 f_r^2 LC - 1 \quad (4)$$

El valor de la inductancia  $L$  utilizada en el circuito debe ser tal que permita la conducción de los rectificadores durante más de un ciclo de la frecuencia fundamental de ripple. Si el período de conducción de los rectificadores es inferior a este lapso, el comportamiento del filtro de entrada a choke será semejante al de un filtro de entrada a capacitor. Esto provocará un aumento de la corriente pico repetitiva que circula a través de los rectificadores y un empeoramiento de la regulación.

El empleo de un valor suficiente de inductancia permitirá que los rectificadores conduzcan durante un tiempo superior al ciclo completo; mientras que el filtro de entrada a capacitor sólo permite la conducción del rectificador durante una fracción de ciclo. De todo lo anterior surge inmediatamente que, para una corriente dada, habrá un cierto valor de inductancia para el cual el rectificador dejará de conducir antes de la terminación del ciclo. Este valor se denomina inductancia crítica  $L_{crit}$ .

### Tensión de salida

Consideremos el circuito puente monofásico de onda completa mostrado en la figura 23, y las correspondientes formas de onda de tensión y corriente de la figura 24. La tensión rectificadora aplicada al filtro de entrada a choke puede expresarse como una serie que contenga una componente de C.C. y componentes armónicas, tal como quedó expresado en la página 76. El valor de cresta  $E_{max}$  de la tensión de salida es en este circuito igual a  $E_T(\text{max})$ .

Suponiendo despreciables las componentes armónicas de orden superior, la tensión rectificadora puede expresarse en forma aproximada como un término de C.C. más una armónica a la frecuencia fundamental de ripple. De este modo, tal como se realizó en la página 76 (ecuación 1), obtenemos

$$e \approx \frac{2}{\pi} E_{max} - \frac{4}{3\pi} E_{max} \cos 2\omega t$$

### Inductancia crítica

De la figura 24 puede verse que para que el rectificador conduzca durante todo el ciclo de ripple fundamental, la corriente pico de ripple —en sentido negativo— suministrada por el rectificador no debe exceder la mínima corriente continua, que ocurre con una carga de valor  $R_{CARGA}(\text{max})$ . Por lo tanto tendremos

$$I_{dc}(\text{min}) = \frac{E_{dc}}{R_{CARGA}(\text{max})} = \frac{2E_{max}}{\pi} \cdot \frac{1}{R_{CARGA}(\text{max})} \quad (5)$$



Si  $2\pi f_r L \gg R_L$  y

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(\min)}$$

resulta

$$\text{corriente alterna pico} = \frac{4}{3\pi} E_{\max} \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (6)$$

La inductancia crítica será aquella con la cual la corriente alterna pico sea igual a la corriente continua. Por lo tanto

$$\frac{4}{3\pi} E_{\max} \frac{1}{2\pi f_r L_{\text{crit}}} = \frac{2 E_{\max}}{\pi} \frac{1}{R_{CARGA(\max)}}$$

de donde surge

$$L_{\text{crit}} = \frac{R_{CARGA(\max)}}{3\pi f_r} \quad (7)$$

Para una frecuencia de red de 50 c/s y rectificación de onda completa, es  $f_r = 100$  c/s, por lo cual

$$L_{\text{crit}} = \frac{R_{CARGA(\max)}}{943} \quad (8)$$

Debido a las aproximaciones realizadas será necesario emplear un valor de inductancia algo mayor que  $L_{\text{crit}}$ . En la práctica se ha comprobado que para obtener una operación satisfactoria y confiable, la inductancia óptima que debe ser empleada tendrá el doble del valor de  $L_{\text{crit}}$ .

Es obvio que debido a la naturaleza del circuito no será posible mantener el valor crítico de la inductancia en todo el rango de valores posibles de la corriente de carga. Esto requeriría, por ejemplo, un valor infinito de inductancia para valores nulos de la corriente de carga. Sin embargo, se dispone de dos métodos para asegurar el flujo de corriente a lo largo de todo el ciclo y mantener además una buena regulación en un amplio rango de corrientes de carga. Estos métodos se basan en el empleo de una resistencia de drenaje o bien de un choke variable.

## Resistencia de drenaje

Se conecta una resistencia de drenaje de valor adecuado en paralelo con el capacitor, a fin de mantener la corriente mínima que satisface la condición de inductancia crítica aún cuando la carga esté desconectada. El uso de una resistencia de drenaje evitará que la tensión de salida aumente —en ausencia de carga— hasta el valor pico de la tensión aplicada.

## Choke variable

El método del choke variable se basa en el hecho de que la inductancia de un inductor con núcleo de hierro depende parcialmente del valor de la corriente continua que circula a través del mismo.

El choke variable se diseña de manera que tenga un alto valor de inductancia a bajas corrientes, por la cual dicho valor de inductancia disminuirá a medida que aumente la corriente continua tomada por la carga. Por lo tanto, el empleo del choke variable es muy satisfactorio para mantener una buena regulación en un amplio rango de corriente de carga, y es más eficiente que el método de la resistencia de drenaje.

Dado que la inductancia varía continuamente con la corriente de carga, la tensión de ripple dependerá ahora de dicha corriente. Al emplear el choke variable es necesario verificar que la inductancia no llegue a valores muy bajos para la máxima corriente de carga, puesto que se producirían altas corrientes pico repetitivas. En la práctica, el valor de inductancia a plena carga ( $L_F$ ) deberá ser

$$L_F = 2 R_{CARGA(\min)} / 943$$

## Tensión y corriente de ripple

Si  $2\pi f_r L \gg R_L$ ,

$$\frac{1}{2\pi f_r C} \ll R_{CARGA(\min)}$$

y

$$2\pi f_r L \gg \frac{1}{2\pi f_r C}$$

entonces la corriente eficaz de ripple será

$$I_{C(\text{rms})} = \left( \frac{4}{3} \cdot \frac{E_{\max}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \frac{1}{2\pi f_r L}$$

Como

$$E_{dc} = \frac{2}{\pi} E_{\max}$$

$$I_{C(\text{rms})} = \frac{\sqrt{2}}{3} E_{dc} \frac{1}{2\pi f_r L} \quad (9)$$

% ripple = % ripple antes del filtrado  $\times 1/K$ .

De la Tabla 1, es % ripple antes del filtrado = 47,2 %.

En la ecuación (4), si

$$4\pi^2 f_r^2 LC \gg 1 \text{ obtenemos}$$

$$K \approx 4\pi^2 f_r^2 LC$$

$$\% \text{ ripple} = \frac{47,2}{4\pi^2 f_r^2 LC} = \frac{1,193}{f_r^2 LC} \quad (10)$$

Para frecuencia de red de 50 c/s, y rectificación de onda completa es  $f_r = 100$  c/s, con lo cual resulta

$$\% \text{ ripple} = 119,3/LC \quad (11)$$

donde L está expresada en henrios y C en  $\mu\text{F}$ .

## Valor mínimo de la capacitancia paralelo

Al evaluar el porcentaje de ripple y el factor de atenuación del filtro, se supuso que la reactancia del capacitor a la frecuencia fundamental de ripple era mucho menor que la mínima impedancia de carga. En la práctica se ha demostrado que es posible obtener resultados satisfactorios cuando se emplea un capacitor cuya reactancia es inferior a un quinto de la mínima resistencia de carga, es decir:

$$\frac{1}{2\pi fr C} \leq R_{\text{CARGA}(\text{min})} / 5$$

De esta última expresión obtenemos

$$C \geq \frac{5 \times 10^6}{2\pi} \frac{1}{fr R_{\text{CARGA}(\text{min})}} \mu\text{F}$$

$$\geq \frac{796.000}{fr R_{\text{CARGA}(\text{min})}} \mu\text{F} \quad (12)$$

Debido a la naturaleza del circuito, el capacitor entrará en resonancia con el inductor a una cierta frecuencia. A esta frecuencia la impedancia de salida será mayor que la reactancia del capacitor. Es por esta razón que cuando se emplee una carga alineal deberán tomarse ciertas precauciones para asegurar que la impedancia de salida del filtro sea de bajo valor a la frecuencia de la corriente tomada por la carga.

## Secciones de filtrado adicionales

Cuando es necesario reducir a muy bajos valores la tensión de ripple desarrollada sobre la carga, un filtro de entrada a choke de una sola etapa requiere altos valores de inductancia y capacidad, con la cual resulta un diseño poco económico. En este caso pueden obtenerse los mismos resultados empleando un filtro multi-etapa con valores razonables de capacidad e inductancia. Puede demostrarse que se obtiene un filtro óptimo cuando todas las etapas son idénticas.

La figura 25 muestra el factor de atenuación K en función de  $fr^2LC$  para filtros de 1, 2 y 3 etapas. Estudiando las características de los filtros podrá ahora elegir la combinación más adecuada a cada diseño en particular. Para un factor K entre 23 y 160, es más económico el filtro de dos etapas, mientras que para un factor K superior a 160 es más adecuado emplear un filtro de tres etapas.

## Ejemplo de un circuito puente rectificador de onda completa con filtro de entrada a choke.

Supongamos que se requiere un puente de onda completa que suministre una tensión de salida de 200 V,

para consumos desde 0 hasta 4 amperes. La tensión de ripple deberá ser menor que el 0,5 %, la frecuencia de red es  $f = 50$  c/s. y como datos adicionales se estima la resistencia del choke en 7,5 ohms y la caída de tensión sobre cada rectificador en el orden de 1 V.

Adoptando un drenaje de corriente = 0,5 A, la resistencia de drenaje será  $R_b = 200/0,5 = 400 \Omega$ .

La carga externa para máxima corriente tendrá el valor  $R_{\text{CARGA}(\text{min})} = 200/4 = 50 \Omega$ .

Para corriente de carga nula, la resistencia total del circuito resulta aproximadamente  $400 + 7,5 = 407,5 \Omega$ .

De la ecuación (8)

$$L_{\text{crit}} = R_{\text{CARGA}(\text{max})} / 943 = 407,5 / 943 = 0,432 \text{ H.}$$

y por lo discutido anteriormente el valor óptimo será 0,864 H.

En la Tabla I se dan las relaciones entre las tensiones y corrientes alternas y continuas, para circuitos sin filtros. Los valores indicados para los circuitos con carga inductiva pueden también ser usados para los circuitos con filtro de entrada a choke.

Para emplear las relaciones dadas para los circuitos idealizados (Tabla 1), el valor de  $E_{dc}$  deberá incrementarse por encima de la tensión continua de salida, requerida a fin de tener en cuenta las caídas de tensión sobre el choke y los rectificadores. Por lo tanto se tendrá

$$E_{dc} = \text{tensión continua de salida requerida} + \text{caída de tensión sobre el choke} + \text{caída de tensión sobre los rectificadores.}$$

Aplicando los valores del ejemplo

$$E_{dc} = 2,00 + 7,5 (4 + 0,5) + (2 \times 1) \approx 236 \text{ V}$$

De la Tabla 1:

$$E_{\text{rms}} = 1,11 E_{dc} = 262 \text{ V.}$$

De la ecuación (12):

$$C \geq \frac{796.000}{fr R_{\text{CARGA}(\text{min})}}$$

Para un circuito rectificador en puente es  $fr = 100$  c/s, por lo cual obtenemos

$$C \geq \frac{796.000}{100 \times 50} \geq 160 \mu\text{F}$$

De la ecuación (11), para que el ripple sea inferior al 0,5 % debe cumplirse

$$LC \geq 119,3/0,5$$

y por lo tanto

$$LC \geq 238,6$$

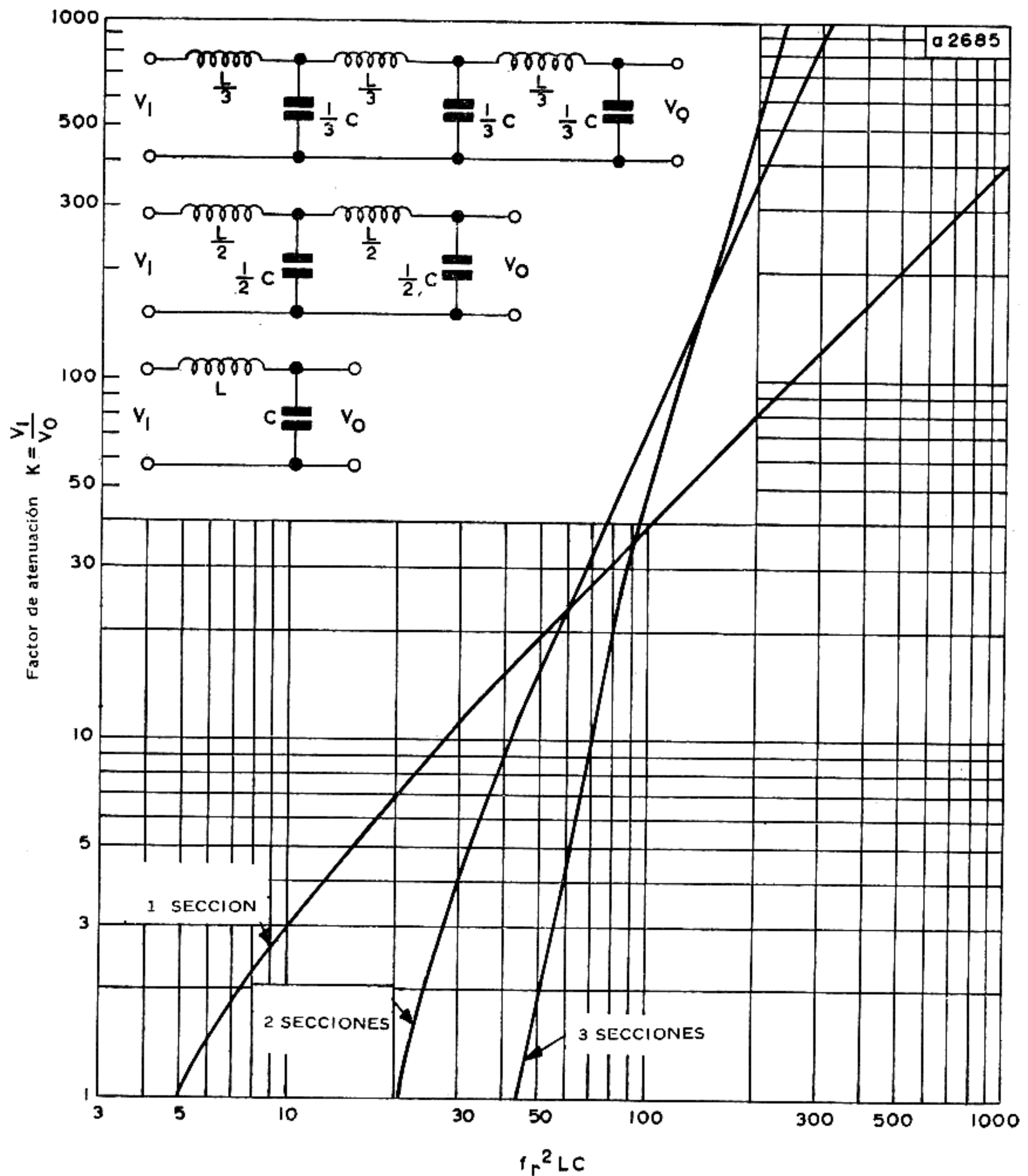


Fig. 25: Características de los filtros de entrada a choke  
L en H, y C en  $\mu\text{F}$

Si  $L = 1 \text{ H}$ , entonces  $C \geq 238,6 \mu\text{F}$ , por lo cual adoptamos el valor práctico  $C = 250 \mu\text{F}$ .

De la Tabla 1, la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores será:

$$1,57 E_{dc} = 1,57 \times 236 = 370 \text{ V.}$$

Dejando cierta tolerancia para contemplar los transitorios que pudieran ocurrir en el circuito, pueden utilizarse aquí los rectificadores BYZ10 puesto que satisfacen los requisitos del mismo.

De la Tabla 1 resulta  $I_{pk} = I_{dc}$  para carga puramente inductiva.

En este caso puede verse en la figura 24 que  $I_{pk}$  es mayor que  $I_{dc}$ , pero de todos modos no es tan grande como la corriente pico que se produce con carga resistiva o capacitiva.

La máxima corriente pico repetitiva por rectificador es  $I_{pk} < 1,57 I_{dc}$  y por lo tanto

$$I_{pk} < 1,57 \times 4,5 < 7,6 \text{ A.}$$

El régimen del transformador puede determinarse mediante un procedimiento similar al empleado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor (página 91). Deberá tomarse en cuenta la resistencia del transformador, y la relación de espiras adecuada será aquella que permita obtener 262 V eficaces en el secundario.

Para una tensión de red de 230 V, resistencia del bobinado primario =  $1 \Omega$ , y resistencia del bobinado secundario =  $1 \Omega$ , la relación de transformación es:

$$N = \frac{V_p}{V_s} = \frac{230}{262 + \left( r_s + \frac{r_p}{N^2} \right) I_{dc}} = 0,843$$

Régimen volt-ampere del secundario

$$= \frac{230}{0,843} I_{dc} = 1.230 \text{ VA.}$$

El circuito R-C de amortiguación y el disipador deberán diseñarse de acuerdo al procedimiento dado para los circuitos rectificadores con filtro de entrada a capacitor (página 89).

En la figura 26 se muestra la curva de regulación de tensión de un circuito construido con estos componentes. En la misma, puede verse que la tensión de salida a plena carga está dentro del 2% del valor especificado, y que además la resistencia de drenaje está funcionando correctamente. Esto se deduce al ver que la

corriente a la cual comienza a aumentar rápidamente la tensión de salida es aproximadamente la mitad de la corriente de drenaje.

## CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFASICOS

### Consideraciones generales

Cuando se requiere conversión de alta potencia, es muy ventajoso el empleo de un sistema rectificador polifásico. El objeto es superponer más tensiones del mismo valor pico pero en diferente relación de tiempos entre sí. Un aumento en el número de fases conduce a las siguientes mejoras:

- (I) Mayor tensión de salida  $E_{dc}$  para la misma tensión de entrada.
- (II) Mayor frecuencia fundamental de ripple y menor amplitud de la tensión de ripple.
- (III) Mayor eficiencia total.

En los circuitos trifásicos, un bobinado del transformador está generalmente en conexión delta, a fin de suprimir las armónicas (con la excepción especial del segundo circuito doble-estrella mostrado en la página 103. En la explicación de los circuitos de la próxima sección, el bobinado secundario está siempre en conexión estrella; pero en el circuito puente rectificador de onda completa puede también emplearse la conexión delta.

## TIPOS DE CIRCUITOS TRIFASICOS

### Media onda trifásica

La disposición trifásica de media onda es el circuito rectificador trifásico más simple posible (ver figura 27). El bobinado secundario está en conexión estrella, y el punto estrella se emplea como terminal común para la carga. Las formas de onda de tensión y de corriente para este circuito pueden verse en la figura 28.

La operación del rectificador trifásico de media onda puede comprenderse con claridad analizando las formas de onda idealizadas. Supongamos que la tensión desarrollada sobre la fase R es la más positiva. En ese caso el rectificador 1 conducirá cuando  $\omega t = \pi/6$ , y la corriente fluirá a través de la carga y retornará al transformador por el punto neutral. El rectificador 1 continuará conduciendo hasta que la tensión sobre la fase Y se haga más positiva que la de la fase R, cuando  $\omega t = 5\pi/6$ . La corriente será transferida del rectificador 1 al rectificador 2, que conducirá durante los siguientes  $120^\circ$ . Luego de ese lapso, la corriente circulará por el rectificador 3 nuevamente durante  $120^\circ$ . En esta forma, cada rectificador conduce alternativamente durante  $120^\circ$ .

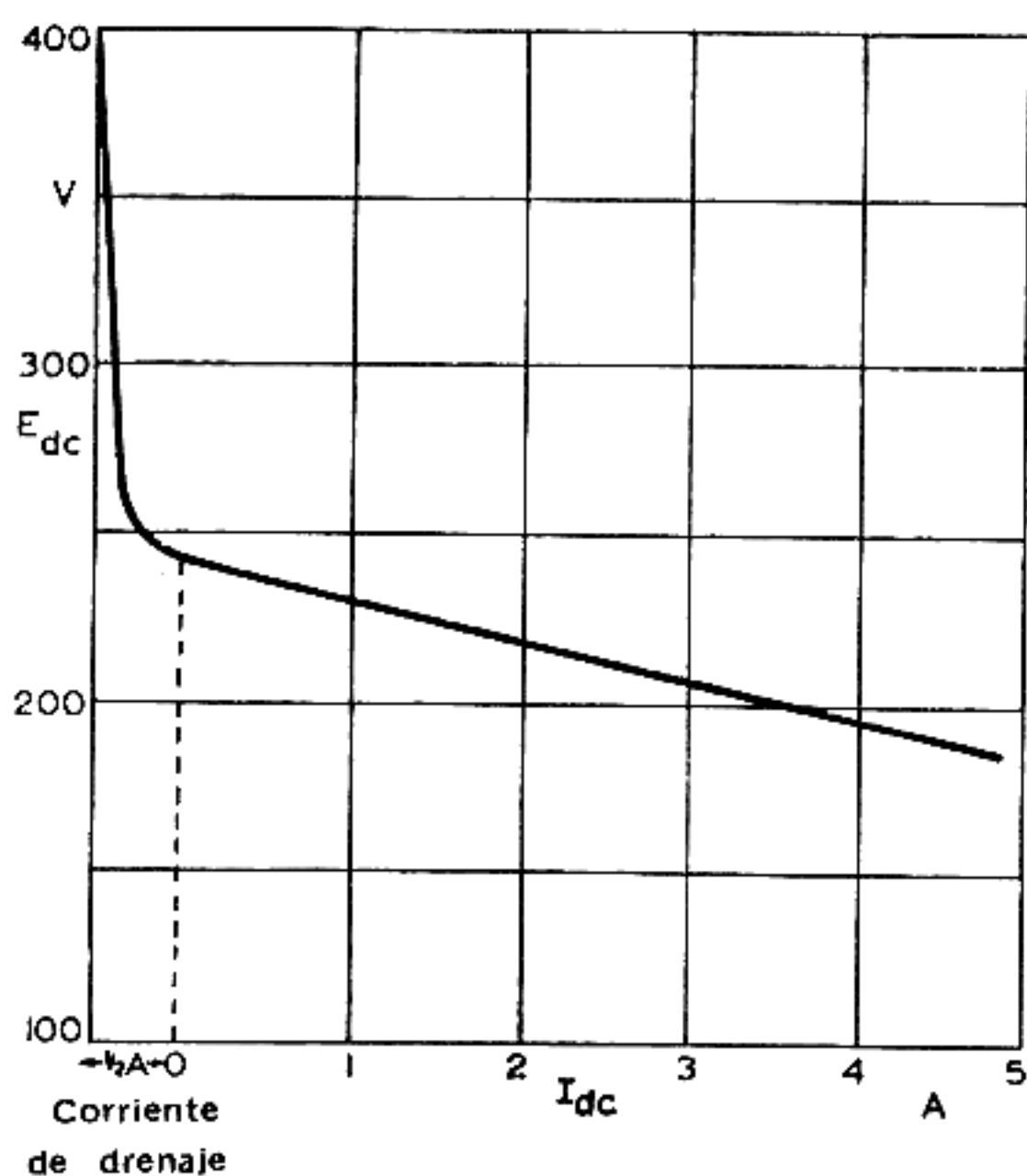


Fig. 26: Regulación de tensión del circuito puente monofásico de onda completa con filtro de entrada a choke.

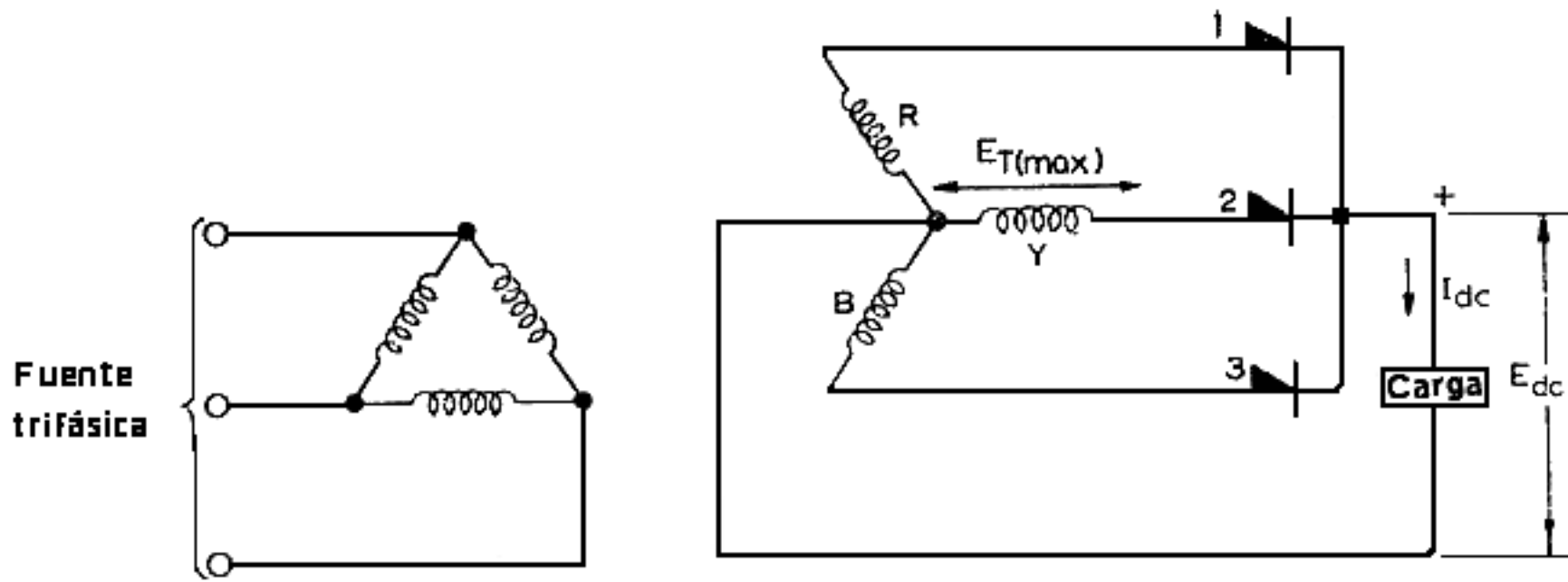


Fig. 27: Circuito trifásico de media onda

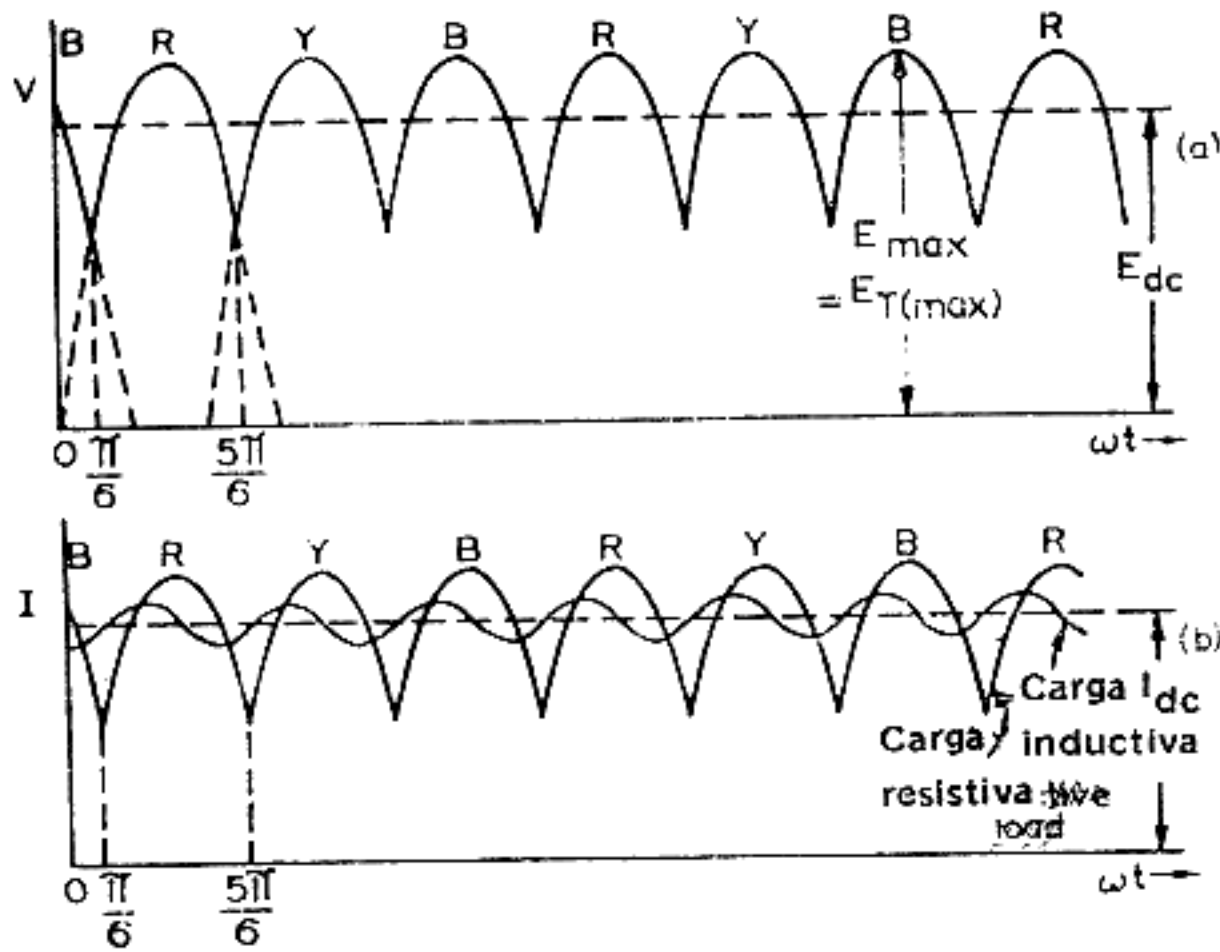


Fig. 28: Formas de onda para el circuito trifásico de media onda (a) tensión (b) corriente

La frecuencia de ripple es el triple de la frecuencia de red, y la tensión de cresta de trabajo que deben soportar los rectificadores está dada por

$$2 E_T (\max) \cos \frac{\pi}{6} = \sqrt{3} E_T (\max)$$

La eficiencia de conversión de este circuito es alta comparada con la de los circuitos monofásicos, y la tensión de ripple se reduce a algo más de un tercio de la obtenida con el circuito monofásico de onda completa. Sin embargo, el factor de utilidad del transformador es pobre comparado con el del puente rectificador trifásico de onda completa, y este circuito sólo se emplea cuando se requiere conversión de baja tensión.

### Circuito puente rectificador de onda completa

El circuito puente rectificador trifásico de onda completa se muestra en la figura 29. Es uno de los circuitos más ampliamente utilizados para la conversión de alta potencia, cuando se emplean rectificadores de estado sólido.

Consideremos este circuito conjuntamente con las formas de onda mostradas en la figura 30. Si R es la fase

más positiva, el rectificador 1 comenzará a conducir cuando  $\omega t = \pi/6$ . La corriente fluye a través del rectificador 1 a la carga, y retorna al transformador por el rectificador 5 ó el 6, según que fase —Y o B— sea la más negativa. Para  $\omega t = \pi/6$  la fase Y es la más negativa y por lo tanto la corriente fluirá por el rectificador 5. Para  $\omega t = \pi/2$  la fase B es la más negativa y ahora la corriente circulará a través del rectificador 6.

A  $\omega t = 5\pi/6$ , la fase Y es la más positiva y la corriente es transferida del rectificador 1 al rectificador 2.

Cada rectificador conduce durante  $120^\circ$  por ciclo mientras que la corriente es transferida de un rectificador a otro cada  $60^\circ$ .

Como en el caso del circuito puente monofásico (fig. 6), la tensión de cresta de trabajo dada por la Tabla 1 aparece aplicada sobre dos rectificadores. La tensión de ripple es pequeña, y la frecuencia de ripple es seis veces mayor que la frecuencia de red.

Este circuito tiene el más alto factor de utilidad del transformador, y por lo tanto requiere menor potencia alterna para obtener los valores deseados de tensión y corriente continua.

Se lo emplea en los cargadores de baterías de alta tensión, fuentes de alimentación industriales, operación de plantas electrolíticas de cualquier tensión (excepto valores muy bajos), y generalmente en todas aquellas aplicaciones en donde se necesita la conversión de alta potencia en forma eficiente y económica.

### Circuito doble puente

El circuito doble puente puede utilizarse en todos aquellos casos en que se requiera una muy baja tensión de ripple. El bobinado primario se dispone en conexión delta o estrella, y hay dos juegos de bobinados secundarios. Un juego está conectado en estrella y el otro en delta. A su vez, cada juego de bobinados alimenta a un puente rectificador trifásico de onda completa (circuito de la figura 29), y los terminales de salida de los dos puentes están conectados en paralelo. Si se necesita una fuente de c.c. de tres conductores (con masa central), los terminales de salida mencionados se conectan en serie.

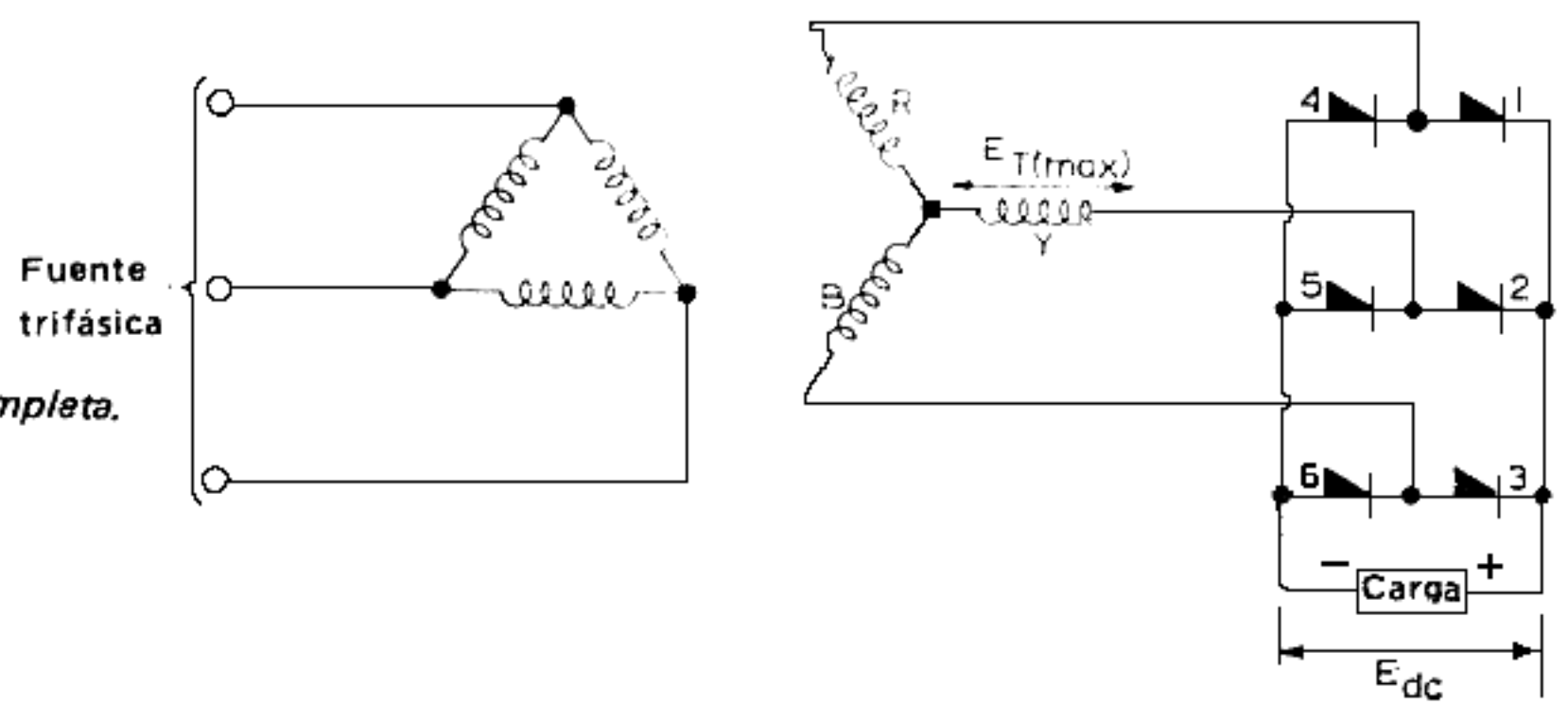


Fig. 29: Circuito puente trifásico de onda completa.

La tensión de fase del bobinado secundario conectado en delta es  $\sqrt{3}$  veces la tensión de fase del bobinado secundario conectado en estrella, de manera que las amplitudes de las tensiones de salida de ambos puentes rectificadores son iguales. Sin embargo, la fase de la tensión de salida del circuito delta está desplazada en  $\pi/6$  con respecto a la tensión de salida del circuito estrella. Por lo tanto, la frecuencia de ripple será doce veces la frecuencia de red. Además, el porcentaje de ripple estará aproximadamente en el 0,985 % y la tensión de salida tendrá el valor  $E_{dc} = 0,99 E_{max}$  o  $1,71 E_T(max)$ .

### Circuito con punto medio

La figura 31 muestra el circuito del sistema trifásico con punto medio, también conocido como circuito diamétrico hexafásico. El punto medio del transformador divide a la fuente trifásica para transformarla en una fuente exafásica. Las formas de onda para este circuito están dadas en la figura 32.

Cada rectificador conduce durante  $60^\circ$ , y la frecuencia de ripple es seis veces la frecuencia de red. Este sistema tiene mayor eficiencia de conversión que el circuito trifásico de media onda, pero sin embargo el factor de utilidad del secundario es el más bajo de cualquiera de los circuitos trifásicos. La eficiencia de conversión es elevada, e igual a la del puente trifásico.

El principal atractivo de este circuito es que todos los rectificadores están conectados a un terminal común, y por lo tanto pueden montarse con extrema simplicidad sobre un único disipador.

Debido al bajo factor de utilidad del secundario, este circuito se emplea únicamente para conversión de baja potencia.

### Circuito doble estrella con reactor interfásico

Este circuito se muestra en la figura 33. Puede verse en efecto que tiene dos secundarios conectados en estrella, y las tensiones de estas dos conexiones estrella

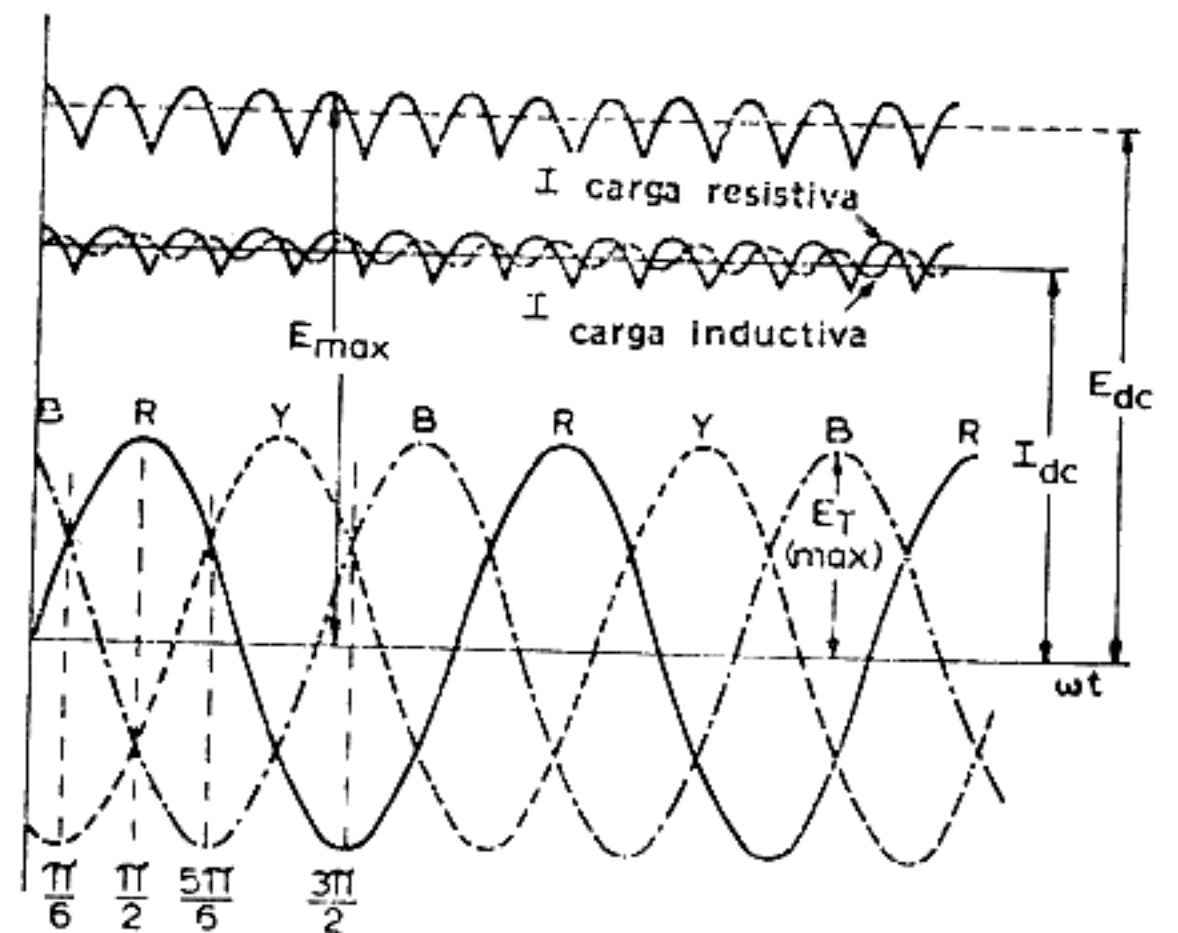


Fig. 30: Formas de onda para el circuito puente trifásico de onda completa.

están desfasadas  $180^\circ$  entre sí. Los puntos neutros de los dos bobinados están unidos a través de un reactor interfásico con punto medio.

En la figura 34 se muestran las corrientes instantáneas que circulan en las dos fases (una en cada estrella). La corriente de retorno se divide entre los dos secundarios debido a la presencia del reactor interfásico. De este modo, la tensión instantánea de salida será el promedio de las tensiones instantáneas de los dos secundarios que estén conduciendo. La variación de la corriente continua produce una f.e.m. de tercera armónica sobre cada mitad del reactor interfásico, que se suma a la f.e.m. de un ánodo y se resta a la del otro, manteniendo así a ambos electrodos en una tensión común. Para bajas corrientes continuas se alcanza un punto de transición en el cual la corriente es demasiado pequeña como para producir la f.e.m. de tercera armónica, y el circuito se convierte en el sistema trifásico con punto medio, con lo cual se provoca un aumento repentino de la tensión de salida.

El circuito tiene un ripple exafásico, pero una relación de tensiones trifásica. Su empleo reduce la corriente de línea aproximadamente a la mitad de la necesaria para el circuito trifásico con punto medio, por lo cual

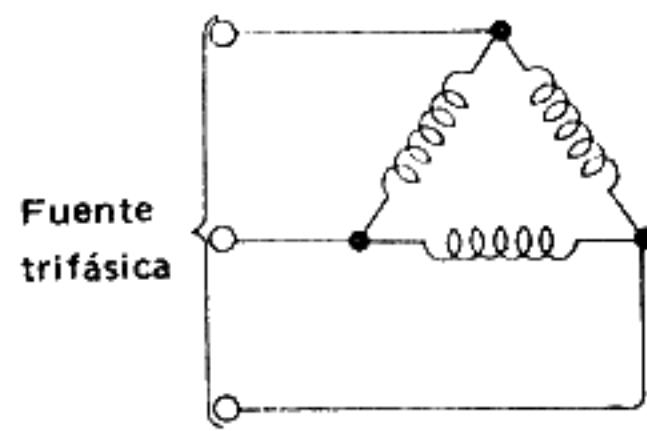
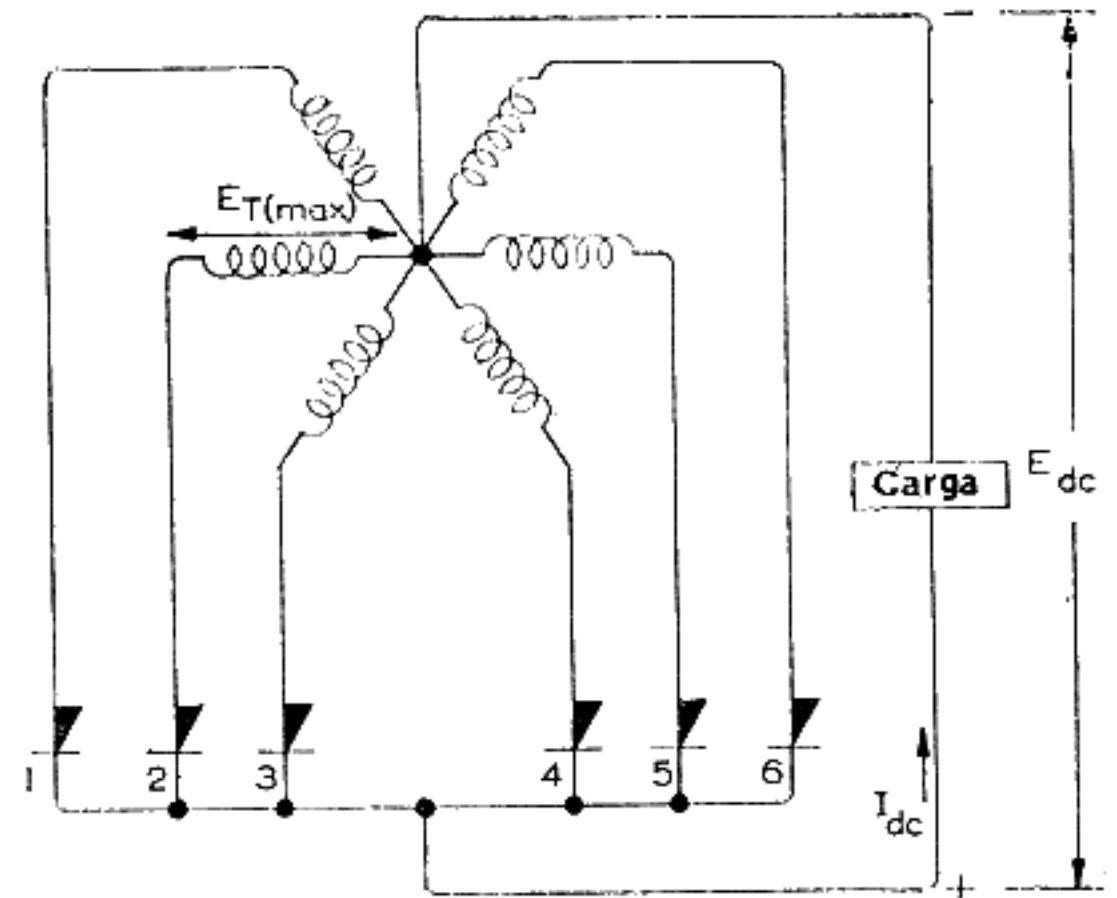


Fig. 31: Circuito trifásico de onda completa con punto medio.



pueden emplearse rectificadores con menor régimen de corriente pico. Sin embargo, la tensión pico inversa que deben soportar los rectificadores es algo mayor.

Esta disposición circuital puede utilizarse en aquellos casos en donde el costo del reactor interfásico está compensado por el empleo de rectificadores con regímenes de corriente relativamente bajos. Se lo emplea frecuentemente en plantas electrolíticas de baja tensión y alta corriente. Los factores de utilidad del primario y del secundario son elevados, pero el del secundario es inferior en  $\sqrt{2}$  al del circuito puente trifásico.

### Circuito doble estrella sin reactor interfásico

El propósito del reactor interfásico en el circuito discutido anteriormente era proporcionar una f.e.m. de tercera armónica que permitiera la conducción de los dos rectificadores al mismo tiempo. Puede producirse un efecto similar empleando un transformador con un primario conectado en estrella y un secundario con punto medio también conectado en estrella (del tipo mostrado en la figura 31). Los dos puntos estrella no deben conectarse.

Con este tipo de disposición la transición de la operación doble estrella trifásica a la operación exafásica ocurre a corrientes más altas, a menos que se tome especial cuidado en el diseño del transformador para proveer una alta reactancia a la secuencia de fase cero. Una forma de lograr esto es utilizar un núcleo de cinco brazos con los bobinados en los tres brazos centrales.

El circuito se emplea en plantas electrolíticas de baja tensión que no operen con corrientes inferiores al 25% de la corriente a plena carga.

### Filtrado de la salida de los circuitos trifásicos

Con las potencias manejadas por los circuitos trifásicos que emplean rectificadores de estado sólido se

hace prohibitivo el uso de cualquier circuito de filtrado. En aquellos casos en que se requieran corrientes de bajo valor podría utilizarse un filtro de entrada a choke, pero en altas corrientes el capacitor paralelo necesario sería de un tamaño excesivo, y tendría que soportar altas corrientes de ripple.

A fin de completar la descripción, en la Tabla 5 se dan los valores de la inductancia crítica y distintos detalles de importancia. Estos valores pueden deducirse mediante un procedimiento similar al descrito anteriormente.

### ANÁLISIS IDEALIZADO DE LOS CIRCUITOS POLIFÁSICOS

En esta sección se discutirán las relaciones de tensión y corriente, ripple y regímenes del transformador y del reactor interfásico para los circuitos polifásicos.

#### Relaciones de tensión

La tensión polifásica rectificada de salida obtenida a partir de una fuente sinusoidal puede representarse por la serie:

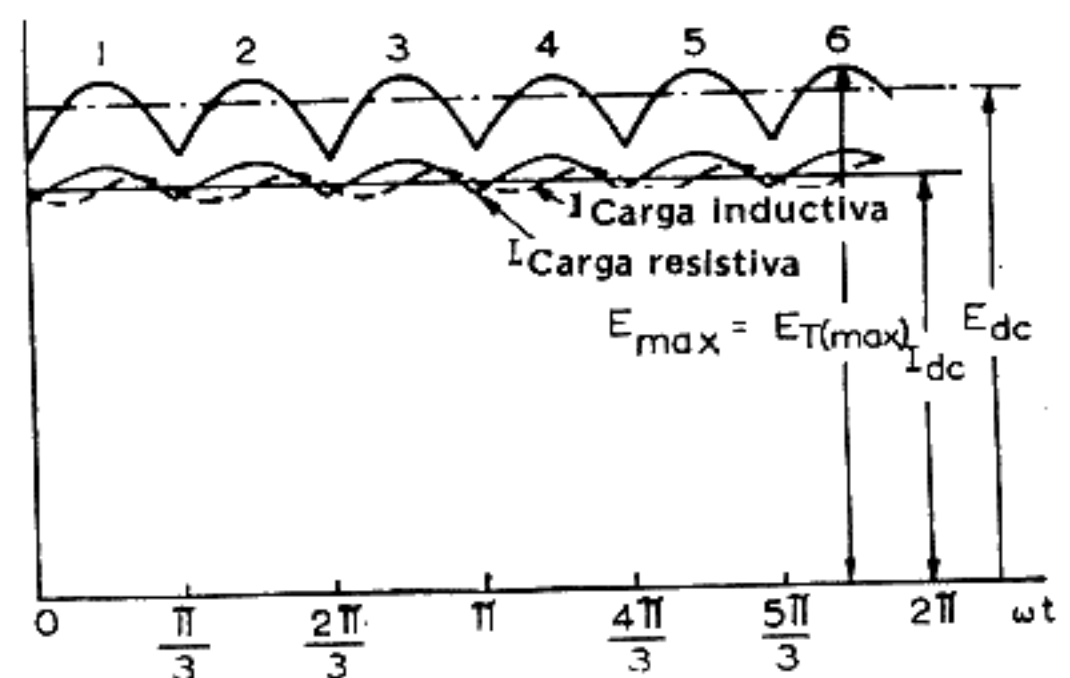


Fig. 32: Formas de onda para el circuito trifásico de onda completa con punto medio.

$$e = E_{\max} \frac{N}{\pi} \sin \frac{\pi}{N} \left[ 1 + \frac{2 \cos N\theta}{N^2 - 1} - \frac{2 \cos 2N\theta}{4N^2 - 1} + \frac{2 \cos 3N\theta}{9N^2 - 1} \dots \right] \quad (13)$$

donde

$$E_{\max} = \text{tensión pico de salida}$$

y

$N$  = número de pulsos de tensión de salida por ciclo de la tensión de la fuente sinusoidal.

En los circuitos trifásicos analizados anteriormente,  $N$  tiene los siguientes valores:

media onda	$N = 3$
punto medio	$N = 6$
doble estrella	$N = 6$

La discusión que realizaremos aquí es válida para los cuatro circuitos trifásicos mencionados. Donde sea necesario, se indicarán las modificaciones requeridas para aplicar el análisis general a un circuito en particular.

Consideremos la forma de onda mostrada en la figura 35, donde

$$E_{dc} = \frac{1}{2\pi/N} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} E_{\max} \sin \omega t \, d(\omega t)$$

y por lo tanto

$$E_{dc} = \frac{N}{\pi} E_{\max} \sin \frac{\pi}{N}$$

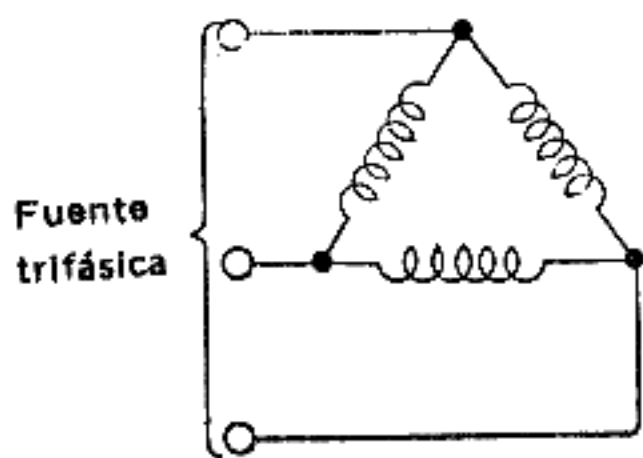


Fig. 33: Circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

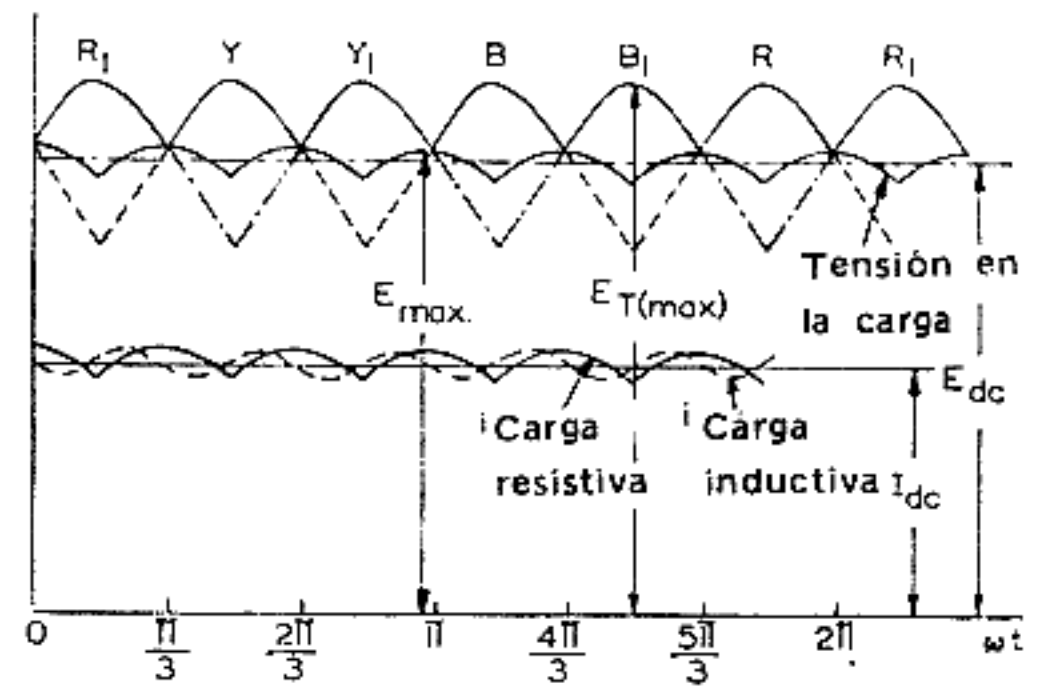


Fig. 34: Formas de onda para el circuito trifásico doble estrella con reactor interfásico.

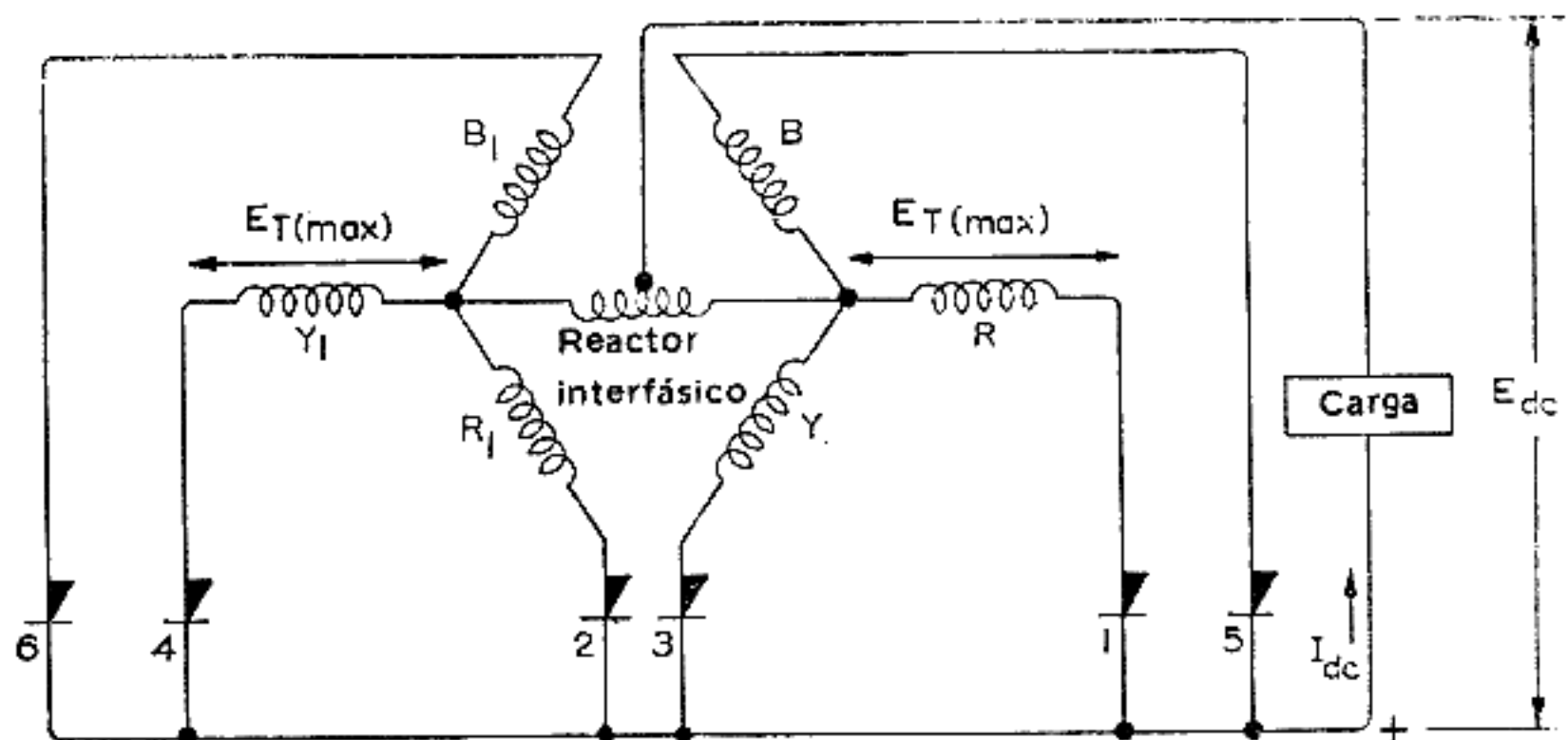
Este valor puede obtenerse directamente de la ecuación (13), en donde el primer término representa a  $E_{dc}$ .

La tensión eficaz de salida está dada por

$$E_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi/N} E_{\max}^2 \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{N}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{N}} \sin^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

de lo cual resulta

$$E_{rms} = \frac{\pi}{N} \frac{E_{dc}}{\sin \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left( \frac{\pi}{N} + \frac{\sin \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \quad (14)$$





**TABLA 5**

**Rendimiento del filtro de entrada a choke**

	Porcentaje de ripple $V_R$ %		Inductancia crítica $L_{crit}$ (Henrios)		Corriente eficaz de ripple $I_c$ (rms) (amps)	
	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s	Fórmula general	Frecuencia de red 50 c/s
<b>Monofásico onda completa</b>	$\frac{1.193}{f_r^2 LC}$	$\frac{119.3}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{3\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{943}$	$\frac{E_{dc}}{13.3 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{1330L}$
<b>Trifásico media onda</b>	$\frac{0.45}{f_r^2 LC}$	$\frac{20}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{8\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{3770}$	$\frac{E_{dc}}{35.5 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{5310L}$
<b>Puente trifásico onda completa</b>	$\frac{0.102}{f_r^2 LC}$	$\frac{1.133}{LC}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{35\pi f_r}$	$\frac{R_{CARGA} (max)}{33\ 000}$	$\frac{E_{dc}}{155 f_r L}$	$\frac{E_{dc}}{46\ 500L}$

$R_{CARGA} (max)$  en  $\Omega$ , C en  $\mu F$ , y L en henrios

**Relaciones de corriente**

Para una carga resistiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N}}$$

Para que esta ecuación sea válida para los cuatro circuitos son necesarias algunas modificaciones. Definiendo a  $I_{rms}$  como

$$I_{rms} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \tag{15}$$

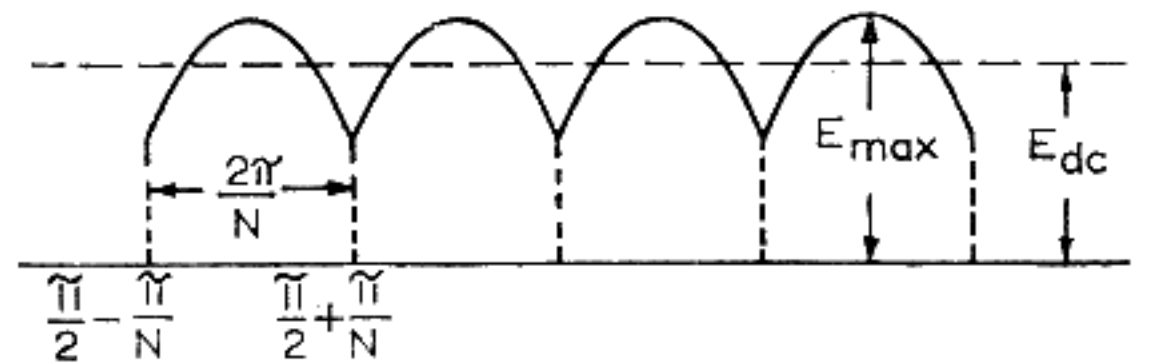
de la ecuación (14) resulta

$$I_{rms} = \left[ \frac{\pi}{N} \frac{I_{dc}}{\text{sen} \frac{\pi}{N}} \sqrt{\frac{N}{2\pi} \left( \frac{\pi}{N} - \frac{\text{sen} \frac{2\pi}{N}}{2} \right)} \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} \tag{16}$$

En esta ecuación, el término  $1/\sqrt{N'}$  tiene un denominador apropiado para la configuración circuital empleada. Así, para media onda trifásica  $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$ , para el puente trifásico de onda completa  $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$ , para punto medio trifásico  $\sqrt{N'} = \sqrt{6}$  y para la doble estrella trifásica  $\sqrt{N'} = 2\sqrt{3}$ .

Debe notarse que en el circuito puente trifásico de onda completa conducen dos rectificadores en cada instante, por lo cual es  $\sqrt{N'} = \sqrt{3}$  y no  $\sqrt{6}$ .

En el circuito trifásico doble estrella, la corriente continua está provista por dos bobinados estrella separados,



*Fig. 35: Forma de onda de la tensión de salida para el circuito trifásico.*

y por lo tanto  $\sqrt{N'} = 2\sqrt{3}$ .

Para una carga inductiva,

$$I_{rms} \text{ por rama rectificadora} = I_{dc} / \sqrt{N'} \tag{17}$$

donde también se aplican los valores de  $\sqrt{N'}$  dados para la ecuación (16).

La corriente media por rama rectificadora es  $I_0 = I_{dc}/N$ . Esta ecuación es válida para todos los circuitos rectificadores trifásicos, con excepción del puente trifásico de onda completa.

Para este circuito es  $N = 3$ , debido a la conducción simultánea de dos rectificadores en cada instante.

**Régimen del transformador**

La tensión de fase secundaria del transformador es  $E_{T(rms)} = E_{max} / \sqrt{2}$ .

Para que esta ecuación sea válida para los cuatro circuitos tratados son necesarios ciertas modificaciones.

Definiendo a  $E_{T(rms)}$  como

$$E_{T(rms)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{E_{max}}{\sqrt{2}}$$

de la ecuación (13), resulta

$$E_{T(rms)} = \frac{1}{K} \cdot \frac{\pi}{\sqrt{2} N} \cdot \frac{1}{\text{Sen} \frac{\pi}{N}} E_{dc} \quad (18)$$

donde para media onda trifásica  $K = 1$ , para el puente trifásico de onda completa  $K = \sqrt{3}$ , para punto medio trifásico  $K = 1$  y para la doble estrella trifásica  $K = \sqrt{3}/2$ .

Para el circuito puente trifásico de onda completa es  $K = \sqrt{3}$ , debido a que la tensión de salida  $E_{max}$  está suministrada por la tensión de la línea trifásica.

Para el circuito doble estrella trifásico es  $K = \sqrt{3}/2$  porque

$$E_{max} = E_{T(max)} \cos 30 = \frac{\sqrt{3}}{2} E_{T(max)}$$

La corriente eficaz del secundario del transformador será  $I_{T(rms)} = I_{rms}$ . Esta expresión debe modificarse para que sea válida para el circuito rectificador puente de onda completa.

Si definimos a  $I_{T(rms)}$  como

$$I_{T(rms)} = M I_{rms} \quad (19)$$

tendremos para media onda trifásica  $M = 1$ , para el puente trifásico de onda completa  $M = \sqrt{2}$ , para punto medio trifásico  $M = 1$ , y para la doble estrella trifásica  $M = 1$ .

Para el circuito puente trifásico es  $M = \sqrt{2}$  debido a que cada bobinado del transformador suministra corriente al circuito dos veces por cada ciclo.

El régimen volt-ampere del secundario es

$$VA_S = n (E_{T(rms)} \cdot I_{T(rms)}) \quad (20)$$

donde  $n =$  número de bobinados secundarios.

Finalmente, tenemos

$$\text{Factor de utilidad del secundario} = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{VA_S} \quad (21)$$

## Porcentaje de ripple

El porcentaje de ripple está dado por

$$\% \text{ ripple} = \frac{\text{Tensión eficaz de ripple fundamental}}{E_{dc}} \times 100$$

De la ecuación (13), si se ignoran todas las frecuencias de ripple excepto la fundamental

$$\% \text{ ripple} = \frac{2}{N^2 - 1} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 100 = \frac{141}{N^2 - 1} \quad (22)$$

La frecuencia fundamental de ripple es

$$f_r = Nf, \quad (23)$$

siendo  $f$  la frecuencia de red.

## Régimen del reactor interfásico

La rectificación mediante el circuito doble estrella requiere un reactor interfásico, cuyo régimen puede calcularse como se describe a continuación.

Suponiendo que durante el proceso de mantener las tensiones de fase de los dos circuitos estrella en un valor común aparece sobre el reactor una forma de onda triangular, el valor de cresta de la misma será  $V_{max}$ , y su frecuencia el triple de la frecuencia de red. La tensión sobre el reactor alcanzará su máximo valor cuando también sea máxima la tensión de fase de una de las conexiones estrella. La tensión de fase de la otra estrella estará desplazada en  $\pi/3$ , y por ello tendrá la mitad de su valor máximo cuando sobre el reactor se desarrolle la tensión máxima. Por lo tanto

$$\begin{aligned} V_{max} &= E_{T(max)} - \frac{E_{T(max)}}{2} = \\ &= \frac{E_{T(max)}}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} E_{T(rms)} \end{aligned}$$

La forma de onda triangular puede también representarse mediante una serie sinusoidal

$$v = V_{max} \frac{8}{\pi^2} \left( \begin{aligned} &\text{sen } \theta - \frac{1}{9} \text{sen } 3\theta + \frac{1}{25} \text{sen } 5\theta \\ &- \dots \end{aligned} \right) \quad (24)$$

Ignorando la tercera armónica y las de orden superior, el valor pico de una onda senoidal equivalente sería  $E_{eq(max)}$ . Por ello

$$E_{eq(max)} = \frac{8}{\pi^2} V_{max} = \frac{8}{\pi^2} \frac{\sqrt{2}}{2} E_{T(rms)}$$

y en consecuencia

$$E_{eq(rms)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} E_{T(rms)} \right) = \frac{4}{\pi^2} E_{T(rms)}$$

El factor de forma para una onda triangular es valor eficaz / valor medio = 1,16, y por lo tanto el régimen de tensión eficaz del reactor es

$$\frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{E_{dc}}{1,16}$$

Asimismo, la corriente que circula a través del reactor es  $I_{dc}/2$ , y por ello el régimen del reactor será

$$\frac{4}{\pi^2 \times 1,16 \times 2} E_{dc} \cdot I_{dc} = 0,174 E_{dc} \cdot I_{dc} \quad (25)$$

## COMPARACION ENTRE LOS RENDIMIENTOS DE LOS CIRCUITOS TRIFASICOS

La Tabla 1 incluye los rendimientos de los circuitos trifásicos comunmente empleados. Al evaluar los resultados de esta tabla se han supuesto ideales los transformadores y rectificadores empleados. A pesar de esto, la tabla proporciona una buena indicación de los méritos relativos de los circuitos, y puede utilizarse para seleccionar el mejor circuito para cada aplicación en particular.

Puede también usarse para comparar los kilowatts por rectificador que proporcionan los distintos circuitos. Esto quedará mejor ilustrado mediante un ejemplo.

Consideremos los circuitos puente rectificadores de onda completa monofásicos y trifásicos, y supongamos que se dispone de rectificadores especificados para una tensión de cresta de trabajo de 400 V y con un régimen de corriente de 20 A. En la Tabla 6 se presentan los rendimientos que se pueden esperar de ambos circuitos.

De los cálculos anteriores, surge que los rectificadores propuestos están mejor aprovechados en el circuito puente trifásico.

## Análisis idealizado del circuito puente trifásico

Se analizará el circuito puente trifásico a fin de presentar un ejemplo del cálculo de los distintos valores presentados en la Tabla 1.

La forma de onda de la tensión de salida está representada por la ecuación (13), siendo el número de pulsos de tensión por ciclo de la tensión de red  $N = 6$ . Por lo tanto

$$e = \frac{3}{\pi} E_{max} \left[ 1 + \frac{2}{35} \cos 6 \theta - \frac{2}{143} \cos 12 \theta + \dots \right]$$

y

$$E_{dc} = \frac{3}{\pi} E_{max} = 0,955 E_{max}$$

o bien

$$E_{max} = \frac{E_{dc}}{0,955} = 1,05 E_{dc}$$

De la ecuación (14)

$$E_{rms} = \frac{\pi}{3} E_{dc} \sqrt{\left( \frac{6}{2\pi} \left( \frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \right) \right)^2}$$

y por ello

$$E_{rms} = 1,0 E_{dc}$$

La corriente media de salida por rama rectificadora será  $I_{dc}/3 = 0,33 I_{dc}$ .

La corriente eficaz por rama rectificadora para carga resistiva es, de la ecuación (15)

$$I_{rms} = \frac{E_{rms}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} = \frac{E_{dc}}{R} \cdot \frac{1}{\sqrt{N'}} = I_{dc} \frac{1}{\sqrt{3}}$$

**TABLA 6**

### Comparación entre circuitos rectificadores tipo puente

	Puente monofásico	Puente trifásico
Número de rectificadores De la Tabla 1	4	6
Tensión de salida $E_{dc}$	$\frac{400}{1,57} = 255V$	$\frac{400}{1,05} = 380V$
Corriente de salida $I_{dc}$	$2 \times 20 = 40A$	$3 \times 20 = 60A$
Potencia disponible $E_{dc} I_{dc}$	$255 \times 40 = 10,2kW$	$380 \times 60 = 22,8kW$
Kilowatts por rectificador	$\frac{10,2}{4} = 2,55kW$	$\frac{22,8}{6} = 3,8kW$

de lo cual resulta

$$I_{rms} = 0,577 I_{dc}$$

Con carga inductiva

$$I_{rms} = \frac{I_{dc}}{\sqrt{N'}} = 0,577 I_{dc}$$

La corriente pico por rama rectificadora para carga resistiva es

$$I_{pk} = \frac{E_{max}}{R} = \frac{1,05 E_{dc}}{R} = 1,05 I_{dc}$$

y con carga inductiva resulta

$$I_{pk} = I_{dc}$$

La corriente eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (19)

$$I_{T(rms)} = \sqrt{2} I_{rms} = 0,816 I_{dc}$$

La tensión eficaz del secundario del transformador es, de la ecuación (18)

$$E_{T(rms)} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\pi}{6\sqrt{2}} 2 E_{dc} = 0,428 E_{dc}$$

por lo tanto el régimen volt-ampere total del secundario del transformador es, de la ecuación (20)

$$\begin{aligned} VA_S &= (E_{T(rms)} \cdot I_{T(rms)})^3 \\ &= (0,428 \times 0,816) 3 E_{dc} \cdot I_{dc} \\ &= 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc} \end{aligned}$$

El factor de utilidad del secundario puede calcularse a partir de la ecuación (21)

$$U_S = \frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}} = 0,95$$

Dado que en este circuito la corriente de red es simétrica podemos escribir

Corriente eficaz de fase primaria = corriente eficaz de fase secundaria x relación de vueltas =  $0,816 I_{dc} (N_s/N_p)$

La tensión eficaz de fase primaria es =

$$= E_{T(rms)} \frac{N_p}{N_s} = 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s}$$

de donde obtenemos los siguientes resultados:

régimen volt-ampere del primario  $V A_p = 0,816 I_{dc} \frac{N_s}{N_p} \times \dot{\lambda} \times$

$$\times 0,428 E_{dc} \frac{N_p}{N_s} = 1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}$$

Factor de utilidad del primario =  $\frac{E_{dc} \cdot I_{dc}}{1,05 E_{dc} \cdot I_{dc}} = 0,95$

Frecuencia fundamental de ripple =  $6f$  (de la ecuación (23))

Porcentaje de ripple  $V_R \% = \frac{141}{6^2 - 1} = 4,03 \%$  (de la ecuación (22))

Tensión de cresta de trabajo =  $2 E_{T(max)} \cos \frac{5\pi}{6} = 2 \sqrt{2} \frac{\sqrt{3}}{2} E_{T(rms)} = 2,45 E_{T(rms)}$

o bien

tensión de cresta de trabajo =  $2,45 \times 0,428 E_{dc} = 1,05 E_{dc}$

## PERDIDAS EN LOS CIRCUITOS TRIFASICOS

La tensión de salida en un circuito rectificador práctico es inferior al valor ideal debido a la regulación. La regulación de tensión de un sistema trifásico depende de tres factores: las pérdidas en el hierro del transformador, la caída de tensión en los rectificadores y la caída de tensión debida a la conmutación.

### Pérdidas en el hierro

La reducción de la tensión de salida debido a las pérdidas en el hierro del transformador puede calcularse de la siguiente forma:

Caída de tensión debido a las pérdidas en el hierro  $E_K = \frac{\text{Pérdidas } P_K \text{ en el hierro del transformador (en watts)}}{I_{dc}}$  (26)

El valor de  $P_K$  puede obtenerse a partir de la prueba en cortocircuito del transformador. (Ref. 7).

### Caída de tensión directa en el rectificador

Las pérdidas debidas a la caída de tensión directa en el rectificador son generalmente pequeñas, especialmente con los diodos de silicio, que tienen una caída de tensión de uno o dos volt. El valor exacto de este parámetro para un determinado tipo en particular puede obtenerse de la característica directa tensión/corriente del rectificador.

Los efectos de esta pérdida dependen del número de rectificadores que se empleen en serie. En particular, debe notarse que en cualquier circuito-puente con un rectificador por rama, la caída de tensión directa será debida a dos rectificadores en serie.

### Pérdidas por conmutación

La inductancia del bobinado del transformador evita que la corriente sea transferida en forma instantánea des-

de una fase a la siguiente, y por esta razón los dos rectificadores conducirán simultáneamente durante un cierto período. En el transcurso del mismo la tensión de salida rectificada será el promedio de las tensiones instantáneas de las dos fases. Debido a ello habrá una reducción en la tensión de salida, tal como está indicado por la parte sombreada de la figura 36.

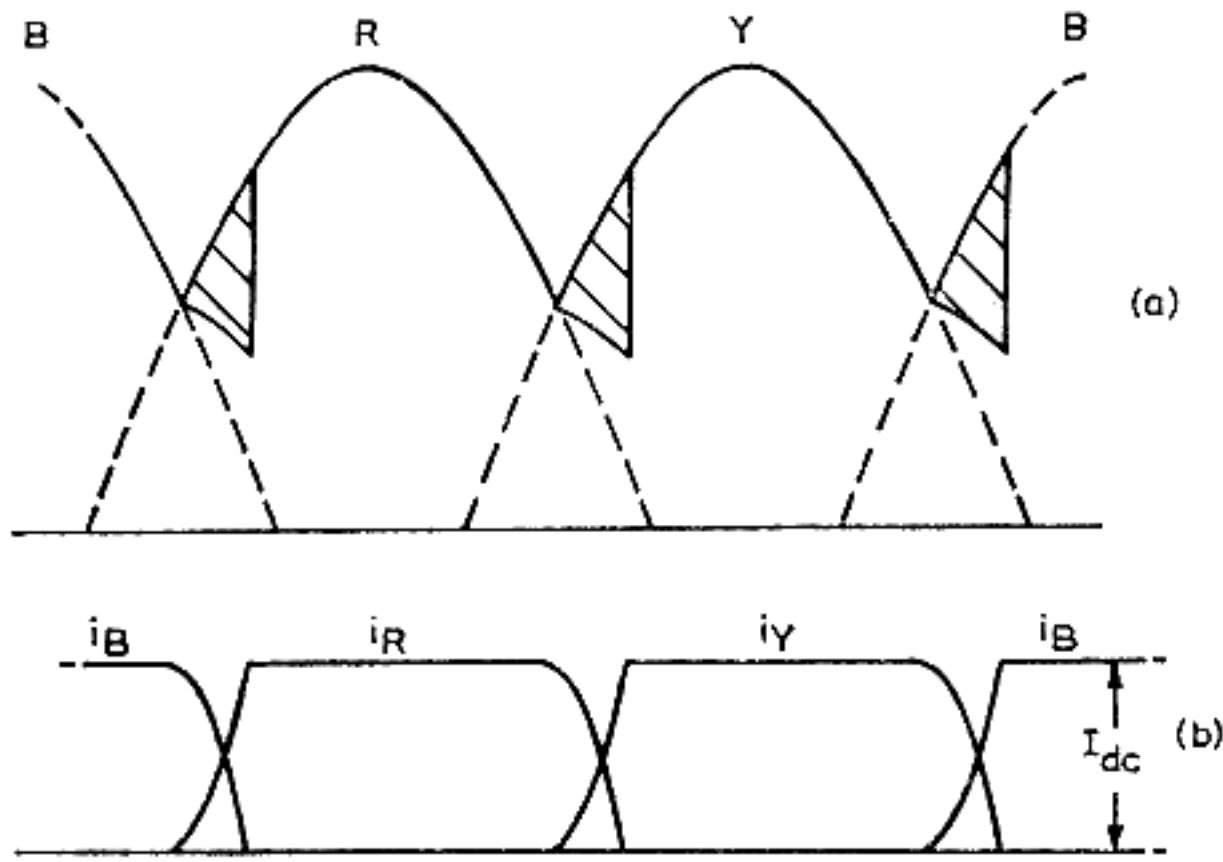


Fig. 36: Pérdida de conmutación debido a la reactancia del transformador  
(a) tensión (b) corriente

Durante el período de conmutación, la corriente continua será la suma de la corriente —que va en aumento— del rectificador que comienza a conducir, más la corriente —que tiende a cero— del rectificador que estaba conduciendo previamente. El período de conmutación finaliza cuando se anula corriente del rectificador que estaba conduciendo en primer término, puesto que no podrá pasar corriente alguna en sentido inverso.

La caída de tensión debida a la conmutación — $E_{com}$ — aumenta con el número de fases y con el aumento de la corriente de carga. Para minimizar las pérdidas por conmutación, la reactancia de conmutación deberá limitarse a valores bajos. Sin embargo, deberá tenerse en cuenta que en condiciones de cortocircuito la corriente estará limitada por la reactancia de conmutación mencionada, y nunca deberá exceder el régimen de sobrecorriente del rectificador. La pérdida por conmutación está dada por

$$E_{com} = \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} \dots (27)$$

donde

- $n$  = número de fases
- $X_L$  = reactancia del transformador por fase
- $I_{dc}$  = corriente continua de carga.

Tomando en cuenta todas estas pérdidas, la tensión continua que aparece sobre la carga es  $E_{dc}$  (real):

$$E_{dc} \text{ (real)} = E_{dc} \text{ (idealizada)} - \frac{n X_L I_{dc}}{2\pi} - \frac{P_K}{I_{dc}}$$

—  $V_D$  x número de rectificadores en serie  
donde  $V_D$  es la caída de tensión directa por rectificador.

## EJEMPLOS DE CIRCUITOS RECTIFICADORES TRIFÁSICOS

Supongamos que se requiere un circuito rectificador trifásico que suministra 90 A, y se dispone de rectificadores con un régimen de tensión de cresta de trabajo de 400 V. El transformador que se utilizará tiene una reactancia porcentual del 5 %, y las pérdidas en el hierro son de 900 W.

En la tabla 7 están resumidos los valores de diseño de los circuitos puente y punto medio adecuados a esta aplicación.

## REACTANCIA DEL TRANSFORMADOR Y EFICIENCIA DEL CIRCUITO

La regulación de los circuitos trifásicos depende principalmente del rendimiento del transformador. Para estimar este rendimiento, es necesario efectuar una prueba de cortocircuito y otra a circuito abierto en el transformador. A continuación expondremos el objeto de cada prueba, pero para una descripción detallada de las mismas deberá consultarse la literatura apropiada (Ref. 7).

### Prueba a circuito abierto

Con el primario y el secundario a circuito abierto, se miden la corriente y la potencia a la frecuencia normal de trabajo. La corriente  $I_o/c$  será la suma de las componentes debidas a la magnetización y a las pérdidas en el núcleo. La potencia indicada  $W_o/c$  representa asimismo las pérdidas en el núcleo y en el cobre. Este último parámetro es pequeño y puede despreciarse, puesto que  $I_o/c$  es pequeña comparada con la corriente a plena carga.

### Prueba en cortocircuito

En la prueba de cortocircuito, se cortocircuita el primario o el secundario, y se incrementa gradualmente la tensión hasta que circule por el bobinado la corriente de régimen. En esas condiciones se mide la tensión de cortocircuito  $V_s/o$  necesaria para hacer circular la corriente correspondiente a plena carga. La lectura de potencia  $W_s/c$  representa en esta prueba las pérdidas en el cobre  $I^2R$  y una pequeña pérdida en el núcleo que puede despreciarse.

## Cálculos

A partir de las dos pruebas descritas, puede calcularse el rendimiento del transformador de la siguiente forma:

**TABLA 7**

**Diseño de circuitos trifásicos**

	<b>Puente trifásico</b>	<b>Trifásico con punto medio</b>
De la Tabla 1:		
Máxima tensión alterna eficaz (por fase) que puede aplicarse	$400/2.45 = 163V$	$400/2.83 = 141.4V$
Tensión continua idealizada de salida	$163/0.428 = 380V$	$141.4/0.74 = 191.2V$
Corriente media por rama rectificadora	$90/3 = 30A$	$90/6 = 15A$
Rectificador adecuado	BYY15	BYX13-800
Caída de tensión total -a la corriente media- debida a los rectificadores	$0.98 \times 2 = 1.96V$	0.96V
Caída de tensión debida a la conmutación (Ec (27))	$\frac{3 \times 0.05 \times 163}{2\pi} = 3.9V$	$\frac{6 \times 0.05 \times 141.4}{2\pi} = 6.75V$
Caída de tensión debida a las pérdidas en el cobre	$900/90 = 10V$	$900/90 = 10V$
Tensión aproximada disponible en los terminales de salida	$380 - 1.96 - 3.9 - 10 = 364V$	$191.2 - 0.96 - 6.75 - 10 = 173V$
Potencia de salida $E_{dc} \cdot I_{dc}$	$364 \times 90 = 32.8kW$	$173 \times 90 = 15.6kW$

Régimen del transformador M volt-amperes  
 Conexión del transformador Delta-estrella  
 Tensión primaria normal  $E_p$  volts  
 Tensión secundaria normal  $E_s$  volts

Por lo tanto, la reactancia porcentual será =

$$= \frac{E_x}{E_p} \cdot 100 = X \% \quad (29)$$

Prueba a circuito abierto en el extremo estrella, para tensión normal  $E_s$

Eficiencia del circuito

$$\text{eficiencia \%} = \frac{\text{Salida}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \cdot 100 =$$

$$= \left( 1 - \frac{\text{pérdidas}}{\text{salida} + \text{pérdidas}} \right) 100 \quad (30)$$

Pérdidas en el núcleo =  $W_o/c$  Corriente sin carga =  $I_o/c$

Prueba en cortocircuito en el extremo estrella, con el secundario cortocircuitado

donde

Tensión de cortocircuito  $V_s/c$  Pérdidas en el cobre  $P_K = W_s/c$  watts a la corriente de régimen

$$\text{pérdidas totales} = W_o/c + W_s/c + I_{dc} \cdot V_D \times \text{número de rectificadores en serie.}$$

$$\text{Corriente primaria de red} = I_p = \frac{M}{\sqrt{3} E_p}$$

$$\text{Corriente de fase primaria} = I_p/\sqrt{3}$$

$$\text{Pérdidas en el cobre por fase} = \frac{W_s/c}{3} \text{ watts}$$

F.e.m. de reactancia por fase a la corriente

$$I_p/\sqrt{3} = E_x = \sqrt{\left[ V_s/c^2 \cdot \left( \frac{W_s/c}{3} \cdot \frac{\sqrt{3}}{I_p} \right)^2 \right]}$$

**CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE EL USO DE RECTIFICADORES**

En esta sección final, se considerará la operación de los diodos rectificadores de silicio en serie y en paralelo, así como los aspectos generales de la protección de los rectificadores frente a fallas circuitales y tensiones transitorias.

**RECTIFICADORES EN PARALELO**

Los rectificadores se conectan en paralelo en aquellos casos en donde los requisitos de corriente exce-

den el régimen de corriente individual de cada uno de los rectificadores disponibles. Para corrientes de muy alto valor, será necesario conectar más de dos rectificadores en paralelo.

La dispersión de las características directas de los rectificadores provocará una desigual distribución de corriente entre los rectificadores conectados en paralelo. Esto a su vez implica el riesgo de que sean excedidos los regímenes de corriente y temperatura de los rectificadores.

Para lograr una equipartición de la corriente que circula a través de los rectificadores, pueden emplearse los métodos o combinación de métodos que se describen a continuación.

### Elección de las características de corriente

Se eligen los rectificadores de modo tal que en aquel rectificador que tenga la mejor característica de corriente no se exceda la corriente de régimen, cuando está conectado en paralelo con rectificadores de peor característica directa.

### Elección de las características de temperatura

Los rectificadores pueden emplearse a pleno régimen de corriente, siempre que se reduzca la resistencia térmica desde la base de montaje al ambiente de modo tal que no se sobrepase el régimen máximo de temperatura.

### Acoplamiento térmico

Se minimiza la divergencia entre las características directas, montando a los rectificadores sobre el mismo disipador, a fin de equalizar las temperaturas de las bases de montaje de los mismos.

### Resistores en serie

Puede lograrse una equipartición de corriente entre los rectificadores insertando una pequeña resistencia en serie con cada uno de ellos. Esto tiende a reducir la dispersión de las características directas de los semiconductores empleados.

### Transformadores de balance

Se colocan en serie con los rectificadores bobinas con un núcleo común, de manera tal que la f.e.m. inducida debido a la diferencia de corrientes tenderá a balancear las corrientes que circulan a través de los rectificadores.

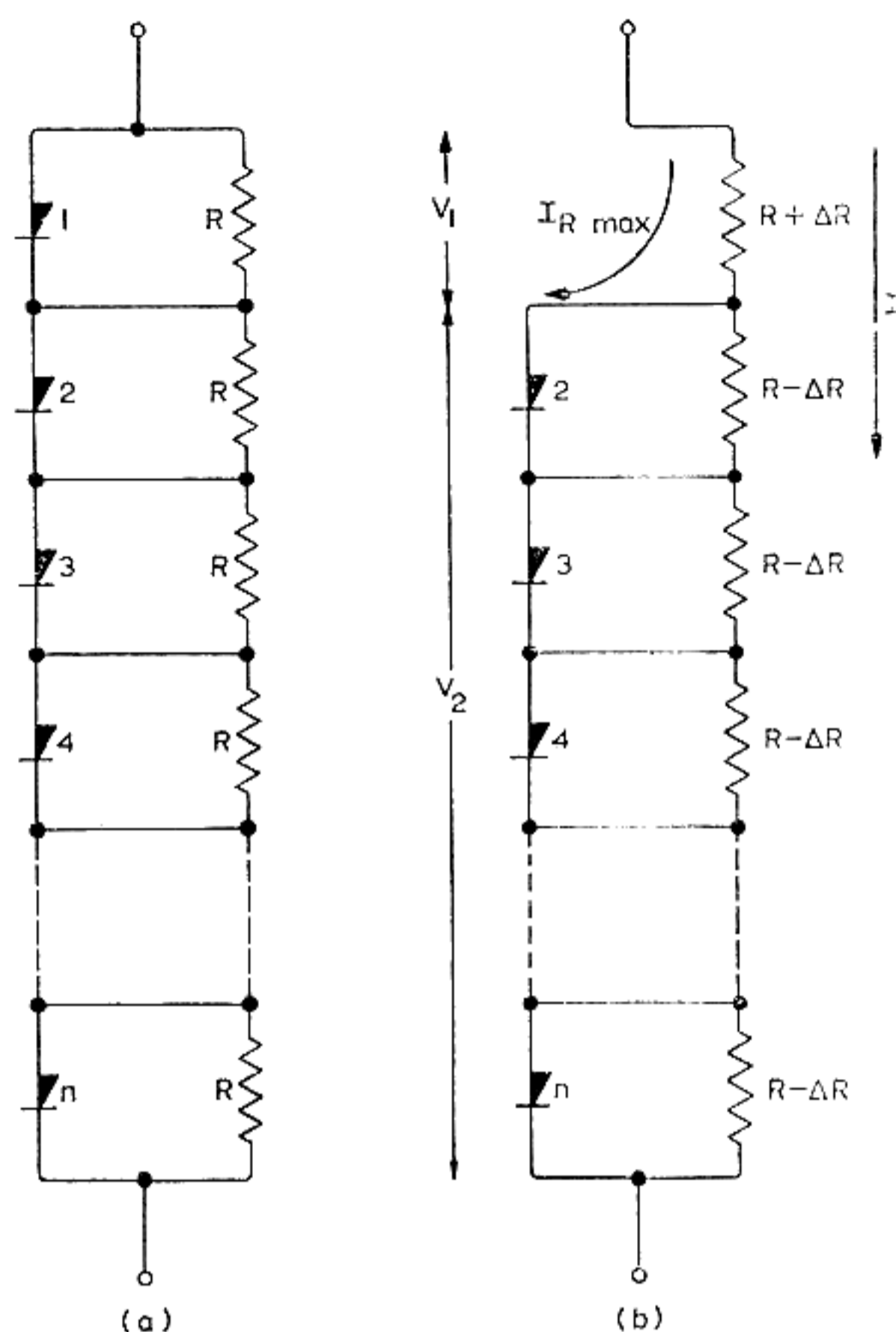


Fig. 37: Determinación del resistor de partición de tensión

### Selección de los rectificadores

Se balancean las corrientes en los rectificadores limitando la dispersión de las características directas de los mismos.

### RECTIFICADORES EN SERIE

Los rectificadores se conectan en serie en aquellos casos en donde la tensión de salida requerida excede el régimen de tensión individual de cada uno de los rectificadores disponibles. Para aplicaciones de alta tensión, será necesario conectar dos o más rectificadores en serie.

En sentido directo, cada rectificador conduce la misma corriente.

Cuando los rectificadores estén bloqueados, la tensión desarrollada sobre cada uno de ellos dependerá de la corriente de fuga. Puesto que existe una dispersión en el régimen de corriente de fuga de los rectificadores, será necesario conectar un resistor  $R$  en paralelo con cada rectificador para evitar que sea excedida la tensión de cresta de trabajo de régimen.

Si el rectificador queda polarizado inversamente inmediatamente después de haber estado conduciendo corriente en sentido directo, requerirá un tiempo finito para alcanzar su estado de bloqueo. Este tiempo dependerá de la carga almacenada, que varía de un rectificador a otro. Por lo tanto, si se aplica una tensión inversa a un conjunto de rectificadores conectados en serie, el rectificador con menor carga almacenada llegará primero a su estado de bloqueo y soportará por lo tanto la totalidad de la tensión aplicada. Esta situación puede dañar a uno o más rectificadores, y por lo tanto se coloca un capacitor C en paralelo con cada uno de ellos para protegerlos contra transitorios de tensión.

Cuando sólo se conectan dos rectificadores en serie, el valor instantáneo de la tensión aplicada —inmediatamente después del bloqueo— generalmente no excede el régimen de tensión individual de los rectificadores y por lo tanto puede prescindirse de los capacitores en paralelo.

### Determinación del resistor de equipartición de la tensión inversa

En la figura 37a se muestra una cadena de n rectificadores conectados en serie. Sobre cada uno de ellos está conectado un resistor R con una tolerancia de  $\pm \Delta R$ .

Supongamos que el rectificador 1 es ideal (es decir, sin corriente de fuga), y que el resto de los rectificadores tiene una corriente máxima de fuga  $I_{R(max)}$  a la máxima temperatura de juntura. La máxima tensión  $V_1$  que deberá soportar el rectificador 1 ocurrirá cuando el resistor correspondiente a dicho elemento tenga el valor  $(R + \Delta R)$  y los correspondientes a los demás rectificadores  $(R - \Delta R)$ . Esta condición se muestra en la figura 37b, en la cual puede verse que la tensión sobre el rectificador 1 es

$$V_1 = (I_1 + I_{R(max)}) (R + \Delta R) \quad (31)$$

mientras que sobre los demás rectificadores se desarrollará una tensión

$$V_2 = I_1 (R - \Delta R) (n - 1) \quad (32)$$

por lo tanto

$$I_1 = \frac{V_2}{(R - \Delta R) (n - 1)} \quad (33)$$

Substituyendo la ecuación (33) en la (31) resulta

$$V_1 = \left[ \frac{V_2}{(R - \Delta R) (n - 1)} + I_{R(max)} \right] (R + \Delta R) \quad (34)$$

y multiplicando la (34) por  $\frac{R}{R + \Delta R}$  nos queda

$$\frac{V_1 R}{R + \Delta R} = \frac{V_2 R}{(R - \Delta R) (n - 1)} + I_{R(max)} R \quad (35)$$

Si  $\beta = \Delta R/R$ , la ecuación (35) se transforma en

$$\frac{V_1}{1 + \beta} = \frac{V_2}{(1 - \beta) (n - 1)} + I_{R(max)} R \quad (36)$$

Como  $V_1 + V_2 =$  tensión inversa aplicada  $V_R$

$$R = \frac{1}{I_{R(max)}} \left[ \frac{V_1}{1 + \beta} - \frac{V_R - V_1}{(1 - \beta) (n - 1)} \right] \quad (37)$$

El valor máximo de  $V_1$  permitido deberá ser igual al régimen de tensión de cresta de trabajo del rectificador  $V_{RW}$  y por lo tanto

$$R \leq \frac{1}{I_{R(max)}} \left[ \frac{V_{RW}}{1 + \beta} - \frac{V_R - V_{RW}}{(1 - \beta) (n - 1)} \right] \quad (38)$$

Para que esta ecuación proporcione valores prácticos de R, debe cumplirse

$$\frac{V_{RW}}{1 + \beta} > \frac{V_R - V_{RW}}{(1 - \beta) (n - 1)}$$

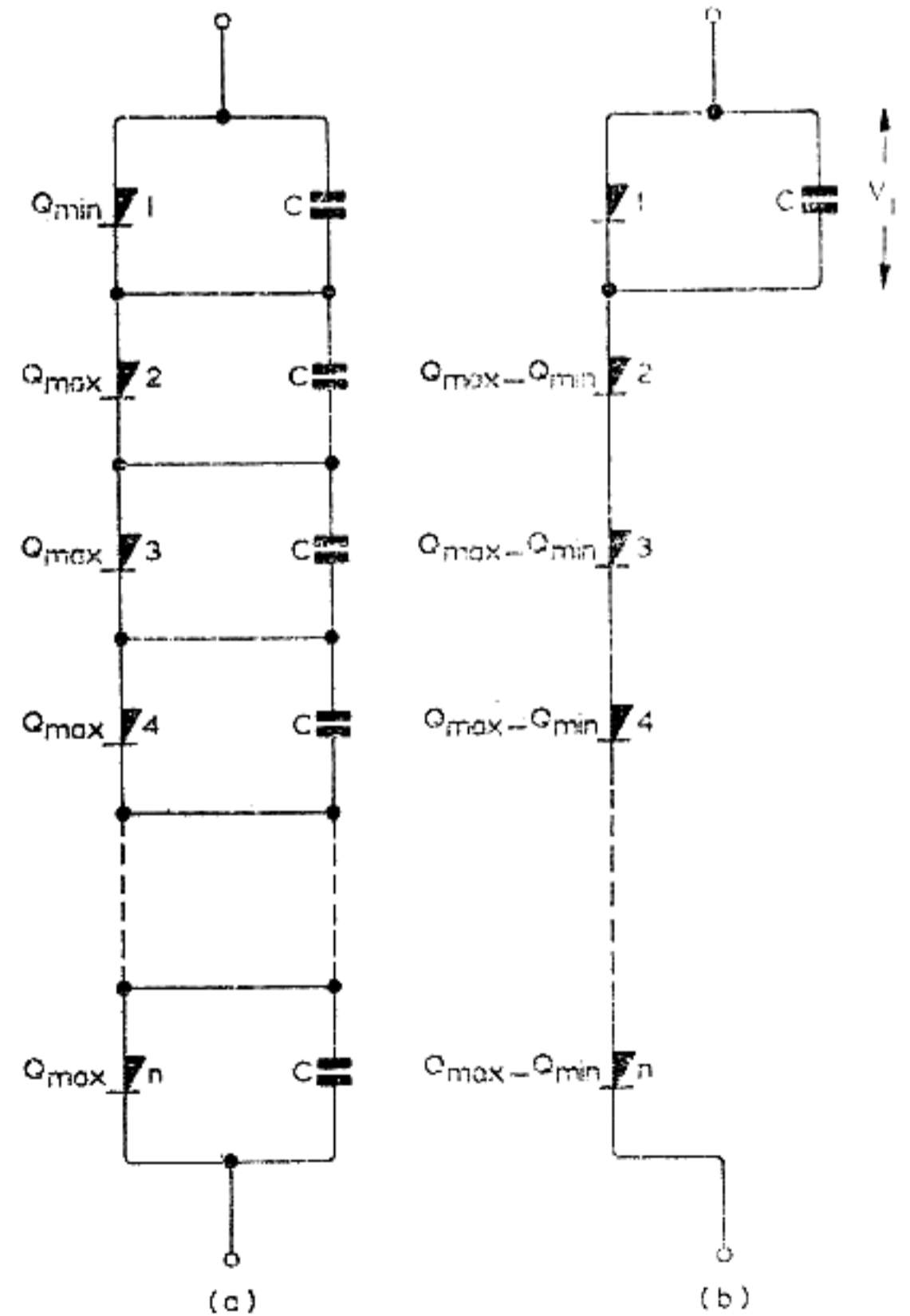


Fig. 38: Determinación del capacitor de partición de transitorios de tensión.



o bien

$$n - 1 > \frac{V_R - V_{RW}}{V_{RW}} \cdot \frac{1 + \beta}{1 - \beta}$$

por lo cual obtenemos finalmente

$$n > 1 + \frac{V_R - V_{RW}}{V_{RW}} \cdot \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \quad (39)$$

La ecuación (39) indica el mínimo número posible de rectificadores que deben conectarse en serie para una dada tolerancia  $\beta$  del resistor.

### Ejemplo

Se desea determinar el número de rectificadores BYZ10 que deben conectarse en serie, y el valor de A que debe conectarse en paralelo con cada rectificador, para operación trifásica de onda completa en la cual cada rama del puente debe soportar una tensión pico inversa  $V_R$  de 3.600 V.

Para los rectificadores BYZ10, empleamos  $V_{RW} = 400$  V e  $I_{R(\max)} = 600 \mu\text{A}$ . Supongamos además que la tolerancia del resistor R es del 5 %.

De la ecuación (39)

$$n > 1 + \frac{3.600 - 400}{400} \cdot \frac{1 + 0,05}{1 - 0,05} > 9,88$$

Adoptamos  $n = 10$ . En consecuencia, de la ecuación (38)

$$R \leq \frac{1}{600 \times 10^{-6}} \left[ \frac{400}{1 + 0,05} - \frac{3.600 - 400}{(1 - 0,05) 9} \right] \leq 10 \text{ K}\Omega$$

La potencia disipada  $P_R$  en el resistor R en un puente trifásico de onda completa está dada por

$$P_R \approx \frac{0,402 V_{RW}^2}{R} \\ \approx \frac{0,402 (400)^2}{10 \times 10^3} \approx 6,43 \text{ W}$$

Si esta disipación no es tolerable, deberá aumentarse n. Adoptando  $n = 11$  obtenemos

$$R \leq \frac{1}{600 \times 10^{-6}} \left[ \frac{400}{1 + 0,05} - \frac{3.600 - 400}{(1 - 0,05) 10} \right] \leq 73,3 \text{ K}\Omega$$

Elegimos  $R = 68 \text{ K}\Omega \pm 5 \%$ . La potencia disipada en R será entonces

$$P_R \approx \frac{0,402 (400)^2}{71,4 \times 10^3} \approx 0,9 \text{ W}$$

De este modo, se obtiene una solución adecuada conectando en serie once rectificadores BYZ10 en cada rama del puente, con  $68 \text{ K}\Omega \pm 5 \%$  en paralelo con cada rectificador.

### Determinación del capacitor para la equipartición de tensiones transitorias

La figura 38a muestra una cadena de rectificadores conectados en serie. En paralelo con cada rectificador se conecta un capacitor C para protegerlo contra transitorios de tensión.

La peor condición se alcanzará cuando el rectificador 1 haya almacenado una carga mínima  $Q_{\min}$ , y el resto de los rectificadores tengan almacenada una carga máxima  $Q_{\max}$ . Cuando se aplica a la cadena una tensión inversa —inmediatamente después de la conducción directa— el rectificador con menor carga almacenada será el primero en llegar al bloqueo, y deberá soportar una cierta tensión  $V_1$ . Esta tensión  $V_1$  nunca deberá exceder el régimen de máxima tensión inversa pico repetitiva del rectificador ( $V_{RR}$ ). Esta condición se muestra en la figura 38b.

Pero

$$Q_{\max} - Q_{\min} = C V_1$$

y como  $V_1 \leq V_{RR}$

$$C \geq \frac{Q_{\max} - Q_{\min}}{V_{RR}} \quad (40)$$

En la deducción de la expresión anterior, se ha supuesto que el tiempo de recombinación de los rectificadores es aproximadamente el mismo para todos los elementos.

Una vez que los demás rectificadores se hayan recuperado (es decir, alcanzado el estado de bloqueo) la tensión transitoria se repartirá igualmente entre todos los elementos, siempre que el valor de C obtenido a partir de la ecuación (40) sea por lo menos diez veces mayor que la capacitancia de juntura. Generalmente, el valor de C obtenido en dicha ecuación es muy superior a la capacitancia de juntura.

### PROTECCION DE LOS RECTIFICADORES

El diseño de la protección del circuito rectificador debe encararse cuidadosamente, puesto que en ciertos equipos la falla de un elemento puede producir la destrucción del resto de los rectificadores del circuito (Ref. 9).

Para evitar la destrucción de los rectificadores en caso de cortocircuito, puede recurrirse a la protección mediante fusibles.

El fusible debe actuar antes de que sea excedido el régimen de sobrecorriente del rectificador. Por lo tanto,

habrá que seleccionar el fusible correcto prestando debida atención al régimen de sobrecorriente del rectificador (Refs. 9 y 10).

Asimismo los rectificadores pueden ser dañados por sobretensiones que ocurran en la red o sean generadas dentro del mismo equipo.

Generalmente, los transitorios de tensión son máximos cuando el equipo no tiene conectada la carga o tiene un filtro de entrada y choke. A continuación enumeraremos las fuentes más comunes de transitorios de tensión:

- (i) Interrupción de la corriente de magnetización del transformador.
- (ii) Conexión de energía al primario del transformador.
- (iii) Cargas inductivas en paralelo con la entrada del rectificador.
- (iv) Conmutación de la carga en el extremo de c.c. del rectificador.
- (v) Conexión de energía a un transformador reductor.
- (vi) Fenómenos de recuperación de almacenamiento de lagunas.
- (vii) Apertura de un fusible individual en elementos conectados en paralelo.

La mayoría de los transitorios de tensión puede reducirse mediante la aplicación de capacitores adecuados, o el empleo de resistores y capacitores en serie (Refs. 9, 10 y 11). La posición de los elementos mencionados depende en gran medida del tipo de transitorio que se desee eliminar.

Los avances en el campo de los semiconductores han llevado al desarrollo de los llamados rectificadores de avalancha controlada, que poseen una característica inversa similar a la de los diodos Zener, pero que ocurre a tensiones mucho mayores. Esta característica permite

que el rectificador absorba una cantidad limitada de energía transitoria.

Esta característica de avalancha resulta particularmente útil cuando los rectificadores están conectados en serie, puesto que mejorará las propiedades de equipartición de tensiones transitorias y estacionarias de dichos elementos.

Sin embargo, parecería casi cierto que los rectificadores de avalancha deberán emplearse en combinación con los diodos rectificadores convencionales, puesto que la capacidad de absorción de potencia de los primeros es limitada, y no es adecuada para absorber toda la energía contenida en las sobretensiones que ocurren en las redes normales de alimentación de baja impedancia.

## RESUMEN

En este artículo se ha tratado de ilustrar la gran potencialidad de los rectificadores de potencia de silicio.

Para rectificación monofásica, el filtro de entrada a choke es más adecuado que el simple filtro a capacitor, especialmente cuando la regulación de tensión es un factor importante. Sin embargo, es aceptable emplear el filtro de entrada a capacitor hasta un determinado nivel de potencia, particularmente en aquellos casos en que se requiera una fuente de tensión continua con un consumo de corriente determinado, y donde el peso del equipo necesite ser minimizado. El factor limitativo es en este caso la máxima corriente de ripple que puede soportar el capacitor.

Los circuitos rectificadores trifásicos pueden emplearse con buenos resultados para suministrar grandes cantidades de potencia, siempre que se incluya en el circuito una adecuada protección para los rectificadores. La mayor confiabilidad, menores costos de mantenimiento y el costo relativamente bajo de los rectificadores de silicio, los hacen aparecer como una alternativa económica en las aplicaciones en donde se manejen altas corrientes.

## REFERENCIAS

1. CROWTHER, G. O. y SPEARMAN, B. R.: "Mains Overvoltages: Protection and Monitoring Circuits". Mullard Technical Communications, Vol. 5, Nº 47, Marzo 1961, pp. 301 a 304, y Vol. 6, Nº 51, Setiembre 1961, pp. 12 a 21.
2. TULEY, J. H.: "Design of Cooling Fins for Silicon Power Rectifiers". Mullard Technical Communications, Vol. 5, Nº 44, Junio 1960, pp. 118 a 130.
3. WAIDELICH, D. L.: "Diode Rectifying Circuits with Capacitance Filters". Trans. A.I.E.E., Vol. 60, 1941, pp. 1161 a 1167.
4. WAIDELICH, D. L.: "Voltage Multiplier Circuits". Electronics, Vol. XIV, Nº 5, Mayo 1941, pp. 28 a 29.
5. ROBERTS, N. H.: "The Diode as Half-wave, Full-wave and Voltage-doubling Rectifier, with Special Reference to the Voltage Output and Current Input". Wireless Engineer, Vol. XIII, Nº 154, Julio 1936, pp. 351 a 362, y Vol. XIII, Nº 155, Agosto 1936, pp. 423 a 430.
6. SCHADE, O. H.: "Analysis of Rectifier Operation". Proc. I.R.E., Vol. 31, Nº 7, Julio 1943, pp. 341 a 361.
7. SAY, M. G.: "The Performance and Design of Alternating Current Machines". Pitman, Londres, 1948.
8. TOBISCH, G. J.: "Parallel Operation of Silicon Diode Rectifiers". Mullard Technical Communications.
9. CORBYN, D. B. y POTTER, N. L.: "The Characteristics and Protection of Semiconductor Rectifiers". Proc. I.E.E., Vol. 107, Parte A, Nº 33, Junio 1960, pp. 255 a 272.
10. GUTZWILLER, F. W.: "The Current-limiting Fuse as Fault Protection for Semiconductor Rectifiers". Trans. A.I.E.E. (Parte 1, Communication and Electronics), Nº 35, Noviembre 1958, pp. 751 a 755.
11. GUTZWILLER, F. W.: "Rectifier Voltage Transients: Causes, Detection and Reduction". Electrical Manufacturing, Vol. 64 Nº 12, Diciembre 1959, pp. 167 a 173.