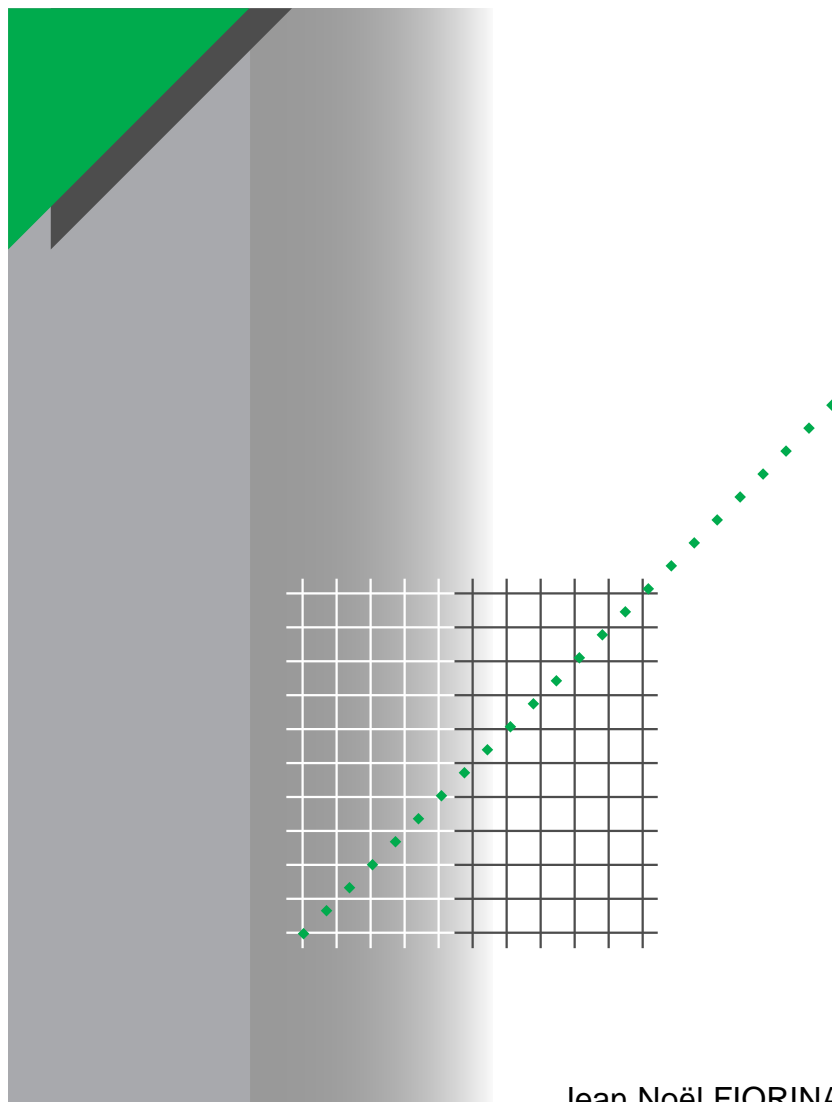


Cuaderno Técnico nº 159

Onduladores y armónicos (caso de cargas no lineales)



Jean Noël FIORINA

Merlin Gerin

Modicon

Square D

Telemecanique

Schneider
 **Electric**

La **Biblioteca Técnica** constituye una colección de títulos que recogen las novedades electrotécnicas y electrónicas. Están destinados a Ingenieros y Técnicos que precisen una información específica o más amplia, que complemente la de los catálogos, guías de producto o noticias técnicas.

Estos documentos ayudan a conocer mejor los fenómenos que se presentan en las instalaciones, los sistemas y equipos eléctricos. Cada uno trata en profundidad un tema concreto del campo de las redes eléctricas, protecciones, control y mando y de los automatismos industriales.

Puede accederse a estas publicaciones en Internet:
<http://www.schneiderelectric.es>

Igualmente pueden solicitarse ejemplares en cualquier delegación comercial de **Schneider Electric España S.A.**, o bien dirigirse a:

Centro de Formación Schneider
C/ Miquel i Badia, 8 bajos
08024 Barcelona

Telf. (93) 285 35 80
Fax: (93) 219 64 40
e-mail: formacion@schneiderelectric.es

La colección de **Cuadernos Técnicos** forma parte de la «Biblioteca Técnica» de **Schneider Electric España S.A.**

Advertencia

Los autores declinan toda responsabilidad derivada de la incorrecta utilización de las informaciones y esquemas reproducidos en la presente obra y no serán responsables de eventuales errores u omisiones, ni de las consecuencias de la aplicación de las informaciones o esquemas contenidos en la presente edición.

La reproducción total o parcial de este Cuaderno Técnico está autorizada haciendo la mención obligatoria: «Reproducción del Cuaderno Técnico nº 159 de Schneider Electric».



Jean Noël Fiorina

Entró en Merlin Gerin en 1968 como agente técnico de laboratorio del Departamento ACS (Alimentaciones y Convertidores Estáticos) y participó en la puesta a punto de diversos modelos de convertidores estáticos.

En 1977 se diplomó como Ingeniero del ENSERG después de tres años de cursos nocturnos, reingresando en el ACS.

Como Ingeniero, primero se encargó de desarrollo de diseños, después de desarrollo de proyectos y por fin pasó a responsable de diseño del Departamento EPS)(Electricity Power Supply). De alguna forma es el padre de los onduladores de media y gran potencia.

Actualmente está en la División de Alimentaciones, y, como responsable de nuevos proyectos, trabaja en las alimentaciones sin corte del mañana.

cuaderno técnico n° 159

Onduladores y armónicos (caso de cargas no lineales)

Por: Jean Noël Fiorina

Trad.: Elena de Castro

Edición francesa: junio 1992

Versión española: abril 1993

Merlin Gerin

Modicon

Square D

Telemecanique

Schneider
 **Electric**

Terminología

SAI	Sistemas de Alimentación Ininterrumpida
CEI	Comisión Electrotécnica Internacional
CIGREE	Conferencia Internacional de Grandes Redes Eléctricas y Electrónicas
PWM	Modulación del Ancho de Impulso
D	Tasa global de distorsión
H_n	Tasa individual de armónicos para el rango n
φ_n	Desfase de la componente armónica de rango n para t = 0
I_n	Corriente eficaz de la componente armónica de rango n
U_{ref.}	Tensión de referencia
v	Factor de deformación
V_n	Tensión eficaz de la componente armónica de rango n
Z_{sn}	Impedancia de salida para el armónico n

Onduladores y armónicos (caso de cargas no lineales)

Índice

1	Introducción	p. 6
2	Características de las magnitudes alternas no senoidales	p. 6
	Descomposición armónica de una función periódica	
	Valor eficaz de una magnitud alterna no senoidal	p. 6
	Tasa de distorsión	p. 6
	Factor de potencia y $\cos \varphi_1$	p. 7
	Factor de deformación de v	p. 7
	Factor de cresta	p. 7
	Relación entre distorsión de corriente y de tensión	p. 7
3	Impedancia de algunas fuentes usuales	p. 8
	Impedancia de un transformador	
	Impedancia de un alternador	p. 9
	Impedancia de salida de un ondulator	p. 9
	Impedancia de la línea	p. 13
4	Cargas de tipo micro y mini informática	p. 14
	Descripción	
	Influencia de la impedancia de la fuente	p. 15
	Cálculo de la potencia de la fuente cuando alimenta cargas de tipo RCD	p. 16
5	Conclusión	p. 18
	Anexo 1: Influencia de la impedancia de las líneas sobre las distorsiones	p. 18
	Anexo 2: Filtros de entrada de los equipos informáticos	p. 20
	Anexo 3: Bibliografía	p. 21

1 Introducción

Los Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (SAI) son generadores eléctricos casi perfectos.

Su **fiabilidad** es muy grande y por su naturaleza aseguran (dentro del límite de la autonomía de la batería) una **disponibilidad** de la energía eléctrica sin fallo.

A nivel de las características eléctricas, el ondulator, que constituye el generador del SAI, tiene unas características de **estabilidad** de la **frecuencia** y de la **tensión** que son mejores que las del sector. La única característica incierta en el espíritu de muchos técnicos es su aptitud de crear una tensión senoidal cualquiera que sea la forma de la corriente absorbida por la carga.

Este Cuaderno Técnico tiene por objeto aclarar este punto y demostrar que los onduladores modernos son excelentes generadores de tensión senoidal incluso cuando alimentan cargas no lineales. Esto es debido a que son aparatos concebidos y generalmente utilizados para alimentar ordenadores que absorben corrientes no senoidales.

2 Características de las magnitudes alternas no senoidales

Descomposición armónica de una función periódica

El teorema de Fourier indica que toda función periódica no senoidal se puede representar en forma de una suma de términos (serie) compuesta por:

- un término senoidal a frecuencia fundamental,
- términos senoidales cuyas frecuencias son múltiplos enteros de la fundamental (armónicos),
- y eventualmente una componente continua.

La fórmula correspondiente a la descomposición armónica de una función periódica es la siguiente:

$$y(t) = Y_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n \sqrt{2} \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

donde:

Y_0 : valor de la componente continua, generalmente nula.

Y_n : valor eficaz del armónico de rango n ,

ω : pulsación de la frecuencia fundamental,

φ_n : desfase de la componente armónica para $t = 0$.

Valor eficaz de una magnitud alterna no senoidal

Aplicando la fórmula general:

$$Y_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt}$$

dando para el caso de la representación armónica:

$$Y_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}$$

Tasa de distorsión

Tasa de armónicos

(según la definición dada por el diccionario CEI)

Este parámetro, llamado también distorsión armónica o factor de distorsión, representa la relación entre el valor eficaz de los armónicos ($n \geq 2$) y el valor eficaz de la magnitud alterna:

$$TDH\% = DF\% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}}$$

Tasa global de distorsión

(según la definición dada por la CIGREE)

Este parámetro representa la relación entre el valor eficaz de los armónicos y el valor eficaz de la fundamental:

$$D\% = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{Y_1}$$

Nota: Cuando la tasa de distorsión es baja, que es el caso más frecuente para la tensión, las dos definiciones conducen prácticamente al mismo resultado.

Por ejemplo, si:

$$\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2} = 10\% \text{ de } Y_1$$

La expresión CEI da:

$$TDH = DF = 100 \frac{\sqrt{0,1^2}}{\sqrt{1+(0,1)^2}} = 9,95\%$$

Cuando la expresión CIGREE da:

$$D\% = 100 \frac{0,1}{1} = 10\%$$

En consecuencia, utilizaremos para la tasa de distorsión, la expresión «D» que corresponde a una visión más analítica de la influencia de los armónicos sobre la onda no deformada.

Tasa individual de armónicos

Este parámetro representa la relación entre el valor eficaz de la magnitud alterna (según diccionario CEI) o el valor eficaz de la fundamental (según CIGREE);

■ según definición del diccionario CEI:

$$H_n\% = 100 \frac{Y_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} Y_n^2}}$$

■ según definición del diccionario CIGREE:

$$H_n\% = 100 \frac{Y_n}{Y_1}$$

Será esta última definición la que utilizaremos para el desarrollo del tema.

Factor de potencia y $\cos \varphi_1$

Según la CEI, el factor de potencia es el cociente entre la potencia activa P y la potencia aparente S:

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

Este factor de potencia no debe confundirse con el factor de desfase ($\cos \varphi_1$) que representa el coseno del ángulo formado por los fasores de las componentes fundamentales de la tensión y de la corriente:

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \frac{P_1}{S_1}$$

donde:

P_1 = potencia activa de la componente fundamental y

S_1 = potencia aparente de la componente fundamental.

Factor de deformación de v

La norma CEI 146-1-1, nos permite definir la relación entre el factor de potencia λ y el $\cos \varphi_1$ como:

$$v = \frac{\lambda}{\cos \varphi_1}$$

En el caso de que las corrientes y las tensiones sean perfectamente senoidales, el factor de deformación es 1 y el $\cos \varphi_1$ es igual al factor de potencia.

Factor de cresta

Según la definición dada por la CEI es el cociente entre el valor de cresta y el valor eficaz de una magnitud periódica.

Relación entre distorsión de corriente y de tensión

Para una fuente de tensión dada, siempre es posible definir una impedancia de salida, incluso si ésta depende de la frecuencia. En la medida que esta impedancia es independiente del valor de la corriente (linealidad) es posible, para cada armónico de corriente, calcular una tensión armónica correspondiente y deducir de ello la tasa individual de armónicos.

El valor eficaz de la tensión armónica de rango n vale:

$$U_n = Z_{sn} \cdot I_n$$

donde:

Z_{sn} : impedancia de salida para el armónico n, y

I_n : valor eficaz de la corriente armónica.

La tasa individual de armónicos de rango n vale pues para la tensión:

$$H_n = \frac{U_n}{U_1}$$

donde:

U_1 : valor eficaz de la fundamental.

La tasa global de distorsión de tensión se obtiene pues con la expresión:

$$D\% = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_n^2}}{U_1}$$

siendo también:

$$D\% = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2}$$

La impedancia de la fuente para las diferentes frecuencias armónicas juega por tanto un papel fundamental en la aparición de la distorsión de tensión. Cuanto más elevada sea la impedancia de la fuente, mayor será la tasa de distorsión de tensión, para una corriente no senoidal dada.

3 Impedancia de algunas fuentes usuales

Muy a menudo la impedancia Z_s (a 50 Hz) de un generador viene dada en % de la impedancia nominal de carga Z_c :

$$Z_s\% = 100 \frac{Z_s}{Z_c}$$

Para la corriente nominal, la caída de tensión que tendremos en esta impedancia representa pues, en porcentaje con relación a la tensión nominal, el valor de esta impedancia de la fuente:

$$\frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} \% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{U_n}$$

donde $Z_c \cdot I_n = U_n$

$$\frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} \% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{Z_c \cdot I_n} = 100 \frac{Z_s}{Z_c}$$

Impedancia de un transformador

Esquema equivalente de un transformador monofásico visto desde el secundario (**figura 1**).

La impedancia de un transformador está constituida por una inductancia L en serie con una resistencia R . Una equivalencia de la impedancia relativa viene dada por la tensión de cortocircuito del transformador (U_{cc}). En efecto, por definición, la tensión de cortocircuito es la tensión que hay que aplicar a un arrollamiento para que circule por él la corriente nominal, teniendo el otro arrollamiento cortocircuitado;

$$U_{cc}\% = 100 \frac{U_{cc}}{U_n}$$

$$U_{cc}\% = 100 \frac{Z_s \cdot I_n}{U_n} = 100 \frac{Z_s}{Z_c} = Z_s\%$$

Esta tensión de cortocircuito está constituida por dos términos U_{CCR} y U_{CCX} (**figura 2**).

■ para los transformadores de distribución o transformadores en general de potencias superiores a 1 kVA, el valor de U_{CCX} es del 4 al 6% mientras que U_{CCR} es del orden del 1% (siendo este último valor tanto más pequeño cuanto mayor es la potencia del transformador).

En la práctica, para los armónicos, como que sólo la impedancia de la inductancia depende de la frecuencia, es la inductancia la única que determina el comportamiento del transformador.

■ para los transformadores trifásicos, se han de tener en cuenta las diferentes conexiones de los arrollamientos primario y secundario, pues éstas influyen sobre la impedancia de la fuente para ciertos armónicos (en particular, para los de orden 3 y múltiplos de 3).

En efecto, si en un transformador circulan por cada uno de sus arrollamientos secundarios corrientes deformadas y equilibradas que contienen armónicos de rango 3 y múltiplos de 3, es posible escribir para cada una de las fases:

$$I_{1\ 3k} = I \sin 3k \omega t$$

$$I_{2\ 3k} = I \sin 3k \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$I_{3\ 3k} = I \sin 3k \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right)$$

es decir:

$$I_{1\ 3k} = I \sin 3k \omega t$$

$$I_{2\ 3k} = I \sin (3k \omega t - k 2 \pi)$$

$$I_{3\ 3k} = I \sin (3k \omega t - k 4 \pi)$$

Estas ecuaciones nos muestran que las tres corrientes están en fase, por lo que en el neutro de ciertas instalaciones (tubos fluorescentes

por ejemplo), las corrientes que circulan son más elevadas que las previstas.

El comportamiento del transformador en relación con estos armónicos depende pues de la impedancia homopolar Z_h del transformador (ver a este efecto, el Cuaderno Técnico nº 18 «Análisis de las redes trifásicas en régimen perturbado con la ayuda de las componentes simétricas»).

Existen dos tipos de conexiones para el secundario del transformador que permiten no amplificar o reducir las distorsiones armónicas:

■ secundario en estrella y neutro distribuido.

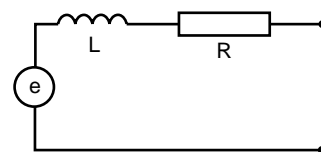


Fig. 1: Esquema equivalente de un transformador monofásico referido al secundario.

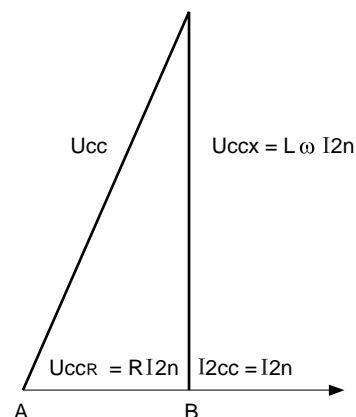


Fig. 2: Triángulo de Kapp de un transformador (valores referidos al secundario).

Si los arrollamientos primarios están conectados en triángulo o en estrella, con el neutro conectado al de la fuente (**figura 3**), las impedancias armónicas de rango 3 y múltiplos de 3 no son favorecidas ni desfavorecidas ($Z_h = Z_d$). El transformador se comporta como 3 transformadores monofásicos.

■ secundario en ZIG-ZAG

Estas conexiones permiten tener la mínima distorsión en el secundario. En efecto, en este caso, las corrientes armónicas de rango 3 k no circulan por el primario del transformador y la impedancia Z_s no depende más que de los arrollamientos secundarios. La inductancia es muy baja: $U_{ccx} \approx 1\%$ y la resistencia está poco más o menos disminuida a la mitad comparada con la de un transformador ΔY de igual potencia.

La **figura 4** y el cálculo desarrollado a continuación permiten comprender porqué las corrientes de pulsación 3ω no se encuentran en el primario del transformador (corriente homopolar nula).

Para una relación de transformación

$$\frac{N_2}{N_1}, \text{ la corriente que circula por}$$

ejemplo en el arrollamiento primario 1 vale:

$$\frac{N_2}{N_1}(i_1 - i_3)$$

donde

$$i_1 = I_{13k} = I \sin 3\omega t$$

$$i_3 = I_{33k} = I \sin 3k \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) =$$

$$= I \sin (3\omega t - 4\pi)$$

entonces vale:

$$\frac{N_2}{N_1}(i_1 - i_3) = 0$$

El arrollamiento secundario en ZIG-ZAG es pues un atenuador de los armónicos de rango $3k$. Este tipo de transformador es a menudo utilizado como transformador de salida para

los onduladores clásicos de gran potencia. Por regla general, deben evitarse el resto de conexiones, particularmente aquéllas que no permiten distribuir el neutro del secundario; en efecto, para ellas $Z_h = \infty$.

Impedancia de un alternador

Un alternador también puede representarse por una fuente de tensión en serie con una inductancia y una resistencia.

No obstante, esta inductancia toma valores muy diferentes en función de la velocidad de variación de la corriente.

Durante una variación de corriente, la reactancia equivalente pasa progresivamente de un valor llamado subtransitorio a su valor síncrono pasando por un valor transitorio.

Estos diferentes valores corresponden a la evolución del flujo magnético de la máquina.

Para los armónicos de corriente, únicamente debe considerarse la reactancia subtransitoria para todo fenómeno que dure menos de 10 ms. Esta reactancia, llamada reactancia subtransitoria longitudinal de la máquina, se representa como X''_d .

Para un alternador de fabricación corriente, esta reactancia es del orden del 15 al 20%.

Con máquinas tradicionales, pero de concepción optimizada a este efecto, puede alcanzarse un valor del 12%.

Por último, con máquinas especiales, algunos constructores anuncian que estos valores pueden descender hasta el 6%.

En conclusión, debemos pues retener que, salvo casos muy particulares, la impedancia de salida de un alternador es muy superior a la de un transformador; en consecuencia, la tasa de distorsión en tensión es la misma en presencia de corrientes deformadas.

Impedancia de salida de un ondulador

La impedancia de un ondulador depende esencialmente de la impedancia de salida de su filtro y del tipo de regulación utilizado.

Principio de un ondulador

Un ondulador consta en primer lugar de un convertidor llamado conmutador que transforma la tensión continua entregada por un rectificador o una batería en tensión alterna.

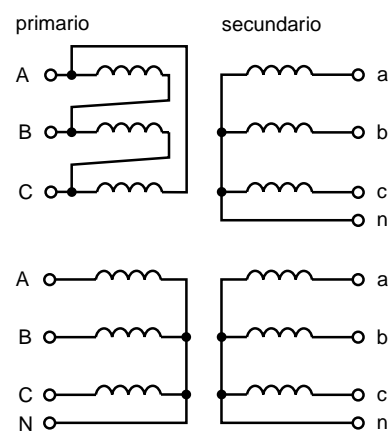


Fig. 3: Conexión de los arrollamientos de un transformador trifásico que tiene una impedancia homopolar (Z_h) igual a la impedancia directa (Z_d).

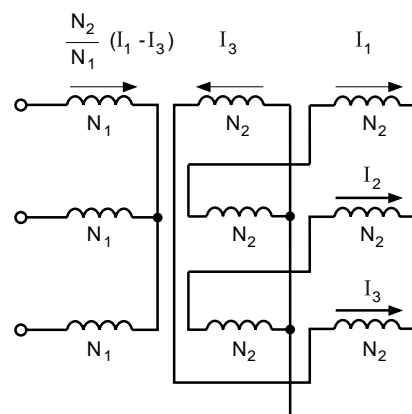


Fig. 4: Transformador con secundario en ZIG-ZAG y atenuación de los armónicos de rango $3k$.

Para un aparato monofásico, hay dos maneras de realizar esta conversión:

- montaje en semi-puente (**figura 5a**),
- montaje en puente (**figura 5b**).

La tensión rectangular obtenida entre A y B es a continuación filtrada para obtener a la salida del aparato una tensión senoidal con una baja tasa de distorsión.

En la práctica, el conmutador entrega a la salida muchos impulsos rectangulares positivos y negativos (**figura 6**), lo que permite disminuir la importancia del filtro y tener un regulador de tensión muy rápido.

Regulando los tiempos relativos de conducción y bloqueo, es posible «repartir» la tensión a lo largo del período de manera que prácticamente el tiempo de conducción de un interruptor sea proporcional al valor instantáneo de la fundamental.

Este principio se llama Modulación del Ancho de Impulso y se abrevia como PWM (en inglés).

El filtro, situado detrás del ondulator, es generalmente de tipo L, C (**figura 7**).

El ondulator es pues una fuente de tensión, en serie, con la impedancia del filtro.

La tensión V es la tensión medida en vacío, y la impedancia, constituida por elementos L y C en paralelo, es la impedancia medida cortocircuitando los puentes A y B (aplicando el teorema de Thevenin, **figura 8**).

Onduladores clásicos

Cuando la frecuencia de conmutación es baja, la regulación puede:

- hacer frente a las variaciones de la corriente absorbida por la carga,
- compensar las variaciones de la tensión de la batería (o del rectificador),
- pero difícilmente se adapta permanentemente a las variaciones de corriente debidas a los armónicos en un semiperíodo.

Para estos onduladores la impedancia de salida es igual a la impedancia de su filtro. Pueden ser

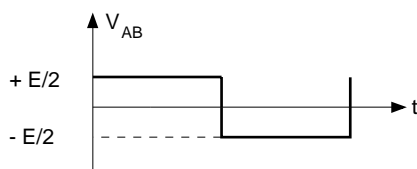
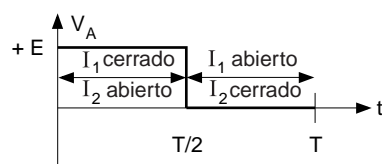
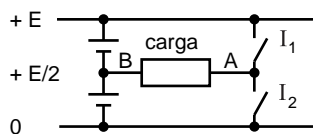


Fig. 5a: Principio de un mutador en semipuente.

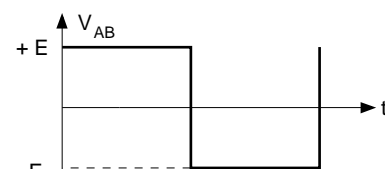
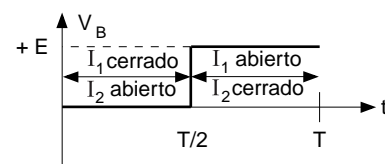
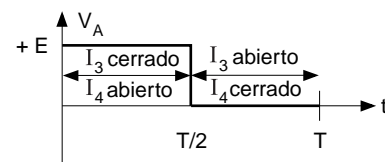
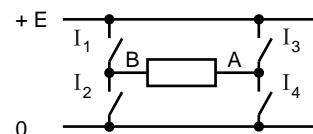


Fig. 5b: Principio de un mutador en puente.

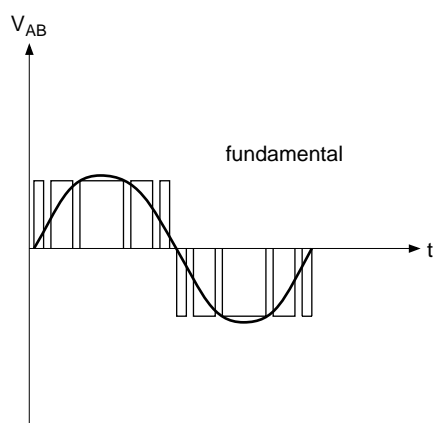


Fig. 6: Tensión de salida de un conmutador con 5 impulsos rectangulares por semi-período.

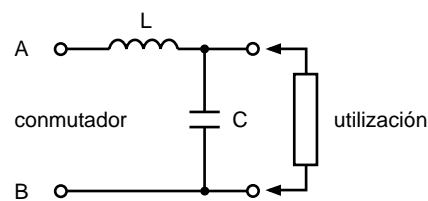


Fig. 7: Filtro de salida de un ondulator.

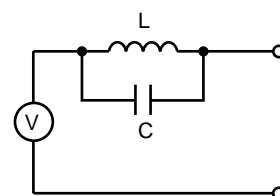


Fig. 8: Esquema equivalente de un ondulator visto desde la salida.

calificados de onduladores clásicos ya que de esta manera funcionaban los primeros aparatos (debido a la capacidad limitada de los semi-conductores para trabajar a altas frecuencias).

La impedancia de salida de estos onduladores depende pues de la frecuencia y puede ser representada por el diagrama de la **figura 9**.

■ para bajas frecuencias, la impedancia del filtro es aproximadamente igual a $L\omega$,

■ para altas frecuencias, la impedancia del filtro difiere poco de

$$\frac{1}{C\omega},$$

■ a la frecuencia de resonancia

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

la impedancia del filtro toma un valor elevado, pudiendo llegar a ser, como orden de magnitud, la impedancia nominal de carga del aparato ($Z_s = 100\%$ de Z_c).

En la práctica, la frecuencia F_0 debe ser escogida de manera que no coincida con la de un posible armónico de corriente, por ejemplo 210 Hz, (las corrientes armónicas de rango 4 no existen o son de pequeña amplitud).

Los constructores han imaginado diferentes astucias para disminuir la impedancia de salida.

A título de ejemplo:

■ filtros suplementarios,

■ conexiones particulares para el transformador situado tras el ondulator trifásico.

Como primera aproximación, los onduladores clásicos tienen un comportamiento frente a las corrientes armónicas comparable al de un alternador bien concebido, pero peor que el de los transformadores.

Onduladores de Modulación del Ancho de Impulso (PWM) y regulación propia

Cuando la frecuencia de troceado del conmutador es alta (a partir de algunos kHz), y el principio de regulación permite intervenir rápidamente modificando el ancho de los impulsos a lo largo de un

mismo período, debe mantener la tensión de salida del ondulator dentro de las tolerancias de distorsión, incluso cuando las corrientes son muy deformadas.

El diagrama de bloques de este ondulator, representado en la **figura 10**, es el siguiente:

La tensión de salida V_s es comparada permanentemente con una tensión de referencia U_{ref} , que es una senoide con una tasa de distorsión muy baja ($< 1\%$).

La diferencia de tensión ε es tratada a continuación por un corrector de función de transferencia $C(p)$ destinado a garantizar los resultados y la estabilidad de la realimentación. La tensión a la salida de este corrector es a continuación amplificada por el conmutador propiamente dicho y se regula con una ganancia A .

La tensión V_m entregada por el conmutador es corregida por el filtro representado aquí por los elementos L y C para dar una tensión de salida V_s .

En la práctica, se ha de tener en cuenta:

■ la impedancia del transformador, cuando éste está presente, para tener el valor total de la inductancia

(a menudo la inductancia del filtro puede estar integrada con la del transformador, por lo que no aparece en los esquemas),

■ la impedancia de salida del ondulator, que según los casos, no es forzosamente negligible.

En el caso general, es útil representar el conjunto de salida (conmutador + filtro) como una impedancia serie Z_1 y una impedancia entre paralelo Z_2 (**figura 11**).

El teorema de Thévenin nos permite transformar este esquema en otro equivalente según se representa en la **figura 12**.

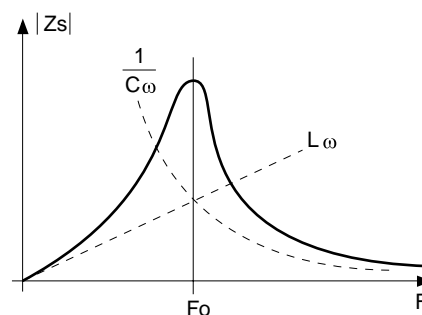


Fig. 9: Variación de la impedancia de salida de un ondulator en función de la frecuencia.

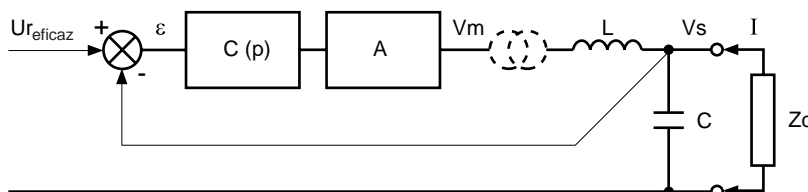


Fig. 10: Diagrama de bloques de un ondulator PWM.

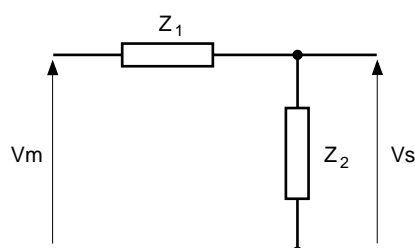


Fig. 11: Esquema equivalente de un mutador visto desde la salida.

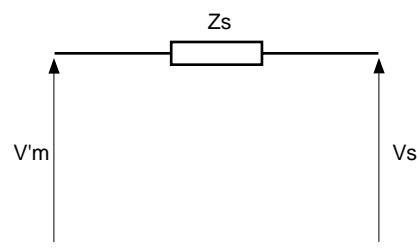


Fig. 12: Esquema equivalente transformado de un mutador visto desde la salida.

$V'm$ = tensión medida en vacío, es decir:

$$V'm = V_m \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Z_s = impedancia medida a la salida cortocircuitando $V'm$, es decir:

$$Z_s = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

El cociente $\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$ es la función de transferencia del filtro, es decir $H(p)$:

$$H(p) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Para simplificar la escritura, es más cómodo sustituir el producto $C(p) \times A$ por $\mu(p)$ que representa la función de transferencia de la cadena de acción.

El esquema equivalente se convierte pues en el representado en la **figura 13**, donde Z_s = impedancia de salida en ausencia de regulación como en el caso del ondulator clásico.

En presencia de una corriente demandada por la carga, aparece una caída de tensión en los bornes de la impedancia de salida Z_s , tal que:

$$V_1 - V_s = Z_s I$$

Haciendo el desarrollo matemático correspondiente:

$$V_1 = \varepsilon \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

$$\varepsilon = V_{ref} - V_s$$

$$V_1 = (V_{ref} - V_s) \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

$$V_1 = V_s + Z_s I$$

$$V_s + Z_s I = (V_{ref} - V_s) \cdot \mu(p) \cdot H(p)$$

de donde:

$$V_s [1 + \mu(p) \cdot H(p)] =$$

$$= V_{ref} \cdot \mu(p) \cdot H(p) - Z_s I$$

por tanto:

$$V_s = V_{ref} \cdot \frac{\mu(p) \cdot H(p)}{1 + \mu(p) \cdot H(p)} - \frac{Z_s I}{1 + \mu(p) \cdot H(p)}$$

El primer término representa el resultado obtenido para una realimentación normal cuando no interviene ninguna perturbación. Aquí la perturbación es introducida por la circulación de la corriente I a través de la impedancia interna Z_s .

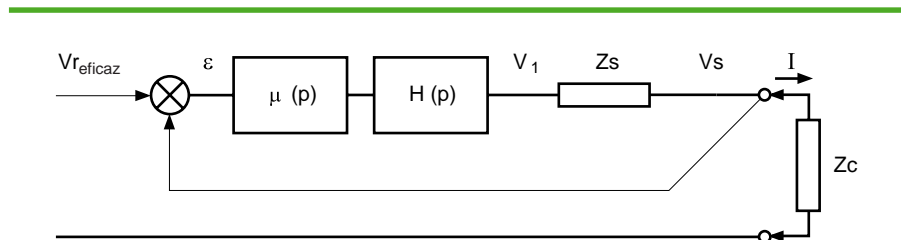


Fig. 13: Diagrama de bloques equivalentes de un ondulator PWM.

En ausencia de regulación, el término de perturbación habría tenido como valor $Z_s I$.

Con la regulación, esta perturbación está limitada a :

$$\frac{Z_s I}{1 + \mu(p) \cdot H(p)}$$

Todo sucede como si la impedancia de salida del ondulator estuviera dividida por $1 + \mu(p) \cdot H(p)$.

En la banda pasante de la regulación, es conveniente hacer algunos cálculos suplementarios.

En la banda pasante de la regulación, siendo el producto $\mu(p) \cdot H(p) \geq 1$, los cálculos son los siguientes:

$$1 + \mu(p) \cdot H(p) \approx \mu(p) \cdot H(p)$$

$$Z's \approx \frac{Z_s}{\mu(p) \cdot H(p)} \quad \text{o}$$

$$Z_s = \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad \text{y}$$

$$H(p) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

por tanto

$$Z's \approx \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_1 + Z_2} \cdot \frac{1}{\mu(p)} \cdot \frac{Z_1 + Z_2}{Z_2}$$

de donde

$$Z's \approx \frac{Z_1}{\mu(p)}$$

esto significa que, en la banda pasante de regulación, la impedancia de salida del ondulator es igual a la impedancia serie del filtro del conjunto de salida dividida por la ganancia de la cadena de acción.

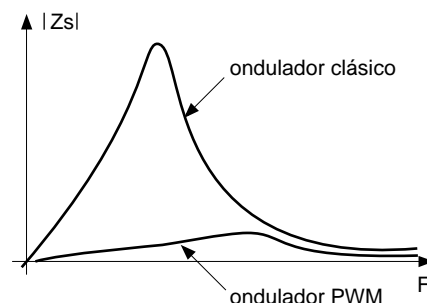


Fig. 14: Comparación entre las impedancias de salida de un ondulator PWM en función de la frecuencia.

Más allá de la banda pasante de la regulación, la impedancia de salida vuelve a ser la del filtro pero entonces se comporta como un condensador que presenta una baja impedancia para frecuencias elevadas. De donde el aspecto de la impedancia de salida en función de la frecuencia es el de la **figura 14**.

Con los ondulators PWM, la impedancia de salida es muy baja incluso a frecuencias elevadas y la distorsión de la tensión de salida debida a la circulación de corrientes, igualmente muy deformadas, es negligible.

Limitación de la corriente

Los semiconductores utilizados para realizar el conmutador pueden garantizar una corriente máxima más allá de la cual sus características no están muy garantizadas. Conviene pues limitar la corriente a este valor para asegurar un funcionamiento fiable.

Tan pronto como la corriente absorbida por la carga sobrepasa el valor máximo asignado al ondulator, éste se transforma en generador de corriente constante

hasta que la intensidad absorbida por la carga descendiendo por debajo del umbral fijado.

En estas condiciones, la tensión de salida no tiene el aspecto de la tensión de referencia y, durante el tiempo que existe limitación de corriente, está deformada.

Esta distorsión de la tensión es tanto más importante cuanto mayor es la duración de la limitación.

Este caso se da especialmente con cargas monofásicas constituidas por un rectificador con condensador en cabeza, para las que el factor de cresta es importante. Normalmente es de orden 3 (valor de cresta ≈ 3 veces el valor eficaz de la corriente) a pesar de que este factor es

solamente $\sqrt{2}$ con una senoide pura.

El comportamiento del ondulator PWM, ante este tipo de carga, se tratará en el apartado 4.

Impedancia de la línea

Existe siempre una longitud más o menos importante de cable entre la fuente de tensión y cada una de las cargas.

Valor de la impedancia de la línea

Esta impedancia se compone fundamentalmente de una inductancia L en serie con una resistencia R (figura 15). El valor de la inductancia prácticamente no depende de la sección de los conductores y el valor habitualmente



Fig. 15: Esquema equivalente de una línea.

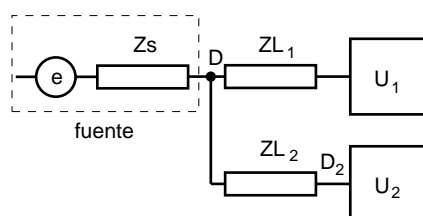


Fig. 16: Alimentación de un receptor perturbador (U_2) mediante una línea especial.

utilizado para estos cálculos es $0,1 \Omega/\text{km}$ a 50 Hz, que corresponde aproximadamente a $0,3 \mu\text{H}$ por metro.

El valor de la resistencia depende de la sección del cable y su valor es:

$r = 20 \Omega/\text{km}$ para 1 mm^2 .

Por ejemplo, un cable de 16 mm^2 presenta una resistencia de $1,25 \Omega$ por km, cuando su reactancia vale $0,1 \Omega$.

Como primera aproximación, un cable podrá pues representarse únicamente por su resistencia para alimentaciones de pequeña y mediana potencia que utilicen conductores de secciones pequeñas.

Nota: para las frecuencias armónicas, puede ser necesario tener en cuenta el efecto corona.

A este efecto, hay que recordar que para un conductor de cobre el espesor de conducción equivalente, llamado espesor pelicular o corona, viene dado por la fórmula:

$$a \text{ (mm)} = \frac{66}{\sqrt{F \text{ (Hz)}}}$$

Así, a 50 Hz el espesor pelicular es 9,3 mm, cuando a 1 kHz no es más que 2,1 mm.

Conviene pues tener en cuenta el efecto pelicular para los conductores de sección importante que están destinados a conducir las corrientes armónicas de rango elevado.

Influencia de la impedancia de la línea sobre la distorsión de tensión

La impedancia de la línea se ha de añadir a la impedancia de la fuente y hace aumentar la tasa de distorsión de tensión al nivel de las corrientes deformadas absorbidas por las cargas.

Referente al ejemplo de la figura 16, cuando la carga U_2 absorbe una corriente fuertemente deformada, la tasa de distorsión medida sobre sus

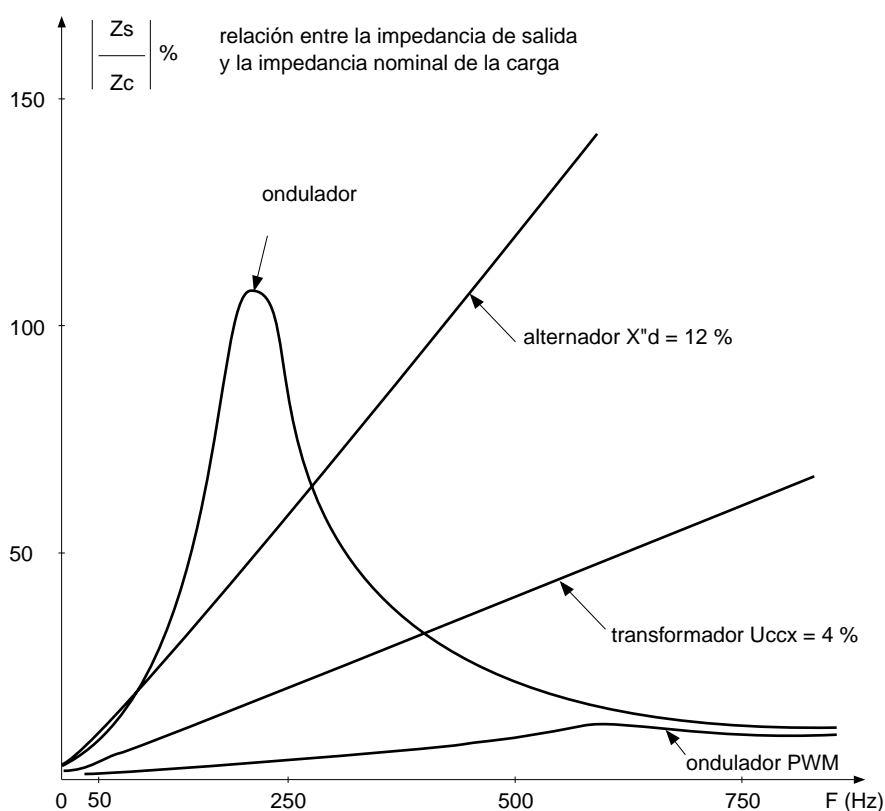


Fig. 17: Impedancia de salida de las diferentes fuentes en función de la frecuencia.

bornes de entrada vale D_2 ; por la presencia del divisor de impedancia constituido por Z_s y Z_{L2} hay una tasa de distorsión D a la salida de la fuente, inferior a D_2 .

En consecuencia, para minimizar la influencia de los receptores que generan corrientes armónicas sobre otros receptores, es aconsejable alimentarlos a través de una línea especial.

El lector interesado en ello podrá remitirse al anexo 1.

Conclusión

La **figura 17** muestra cómo evolucionan las impedancias de salida de diversas fuentes, de igual potencia, en función de la frecuencia.

Parece claro que el ondulator PWM constituye la fuente que presenta

con diferencia la impedancia de salida más baja. Para fijar mejor las ideas, la **figura 18** muestra tres fuentes que presentan la misma impedancia a 150 Hz.

Es pues evidente que la impedancia de un transformador clásico así como la de la línea de alimentación deben tenerse en cuenta cuando se

trata de alimentar una carga con corrientes deformadas.

El ondulator PWM es con mucho, el mejor generador del mercado en lo que se refiere a su aptitud de minimizar la distorsión armónica de tensión. Es 5 ó 6 veces mejor que un transformador de idéntica potencia.

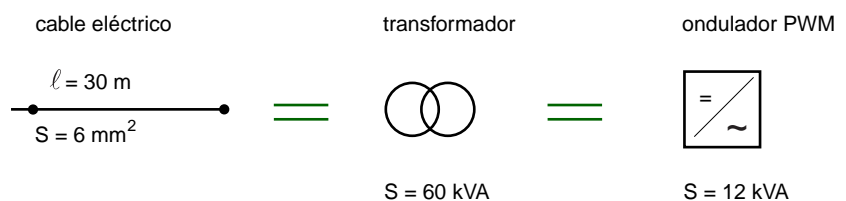


Fig. 18: Fuentes que presentan la misma impedancia a 150 Hz.

4 Cargas de tipo micro y mini informática

Descripción

Estas cargas monofásicas, como muchos otros aparatos electrónicos, utilizan alimentaciones estáticas.

La carga de tipo RCD incluye un rectificador en puente de Graetz con un condensador en cabeza. Este condensador sirve de reserva de energía para alimentar la carga entre dos crestas consecutivas de la tensión rectificada.

La fuente de alimentación está representada por una tensión e y una impedancia de salida Z_s .

En los ejemplos de este apartado, la constante de tiempo de descarga del condensador está fijada a 125 ms (**figura 19**).

La corriente i se establece cuando la tensión e pasa a ser superior a la tensión continua U y circula durante un tiempo relativamente breve para cargar el condensador a su tensión nominal.

La **figura 20** muestra las tensiones y corrientes obtenidas con una impedancia de la fuente relativamente baja compuesta por una inductancia y una resistencia tales que sus tensiones de cortocircuito referidas a la potencia de la carga son respectivamente: $U_{CCX} = 2\%$ y $U_{CCR} = 2\%$.

Cabe remarcar que la tasa de distorsión de la tensión v a la entrada del rectificador es importante ya que alcanza un valor del 7,5% a pesar de tener la fuente una impedancia baja.

La corriente i se establece en el momento en que la tensión e pasa a ser superior a la tensión continua U pero su velocidad de subida está limitada por la inductancia de la fuente.

Esta inductancia prolonga el tiempo de circulación de la corriente cuando la tensión e pasa a ser inferior a v . Es pues fundamentalmente el valor

de la inductancia de la fuente el que determina el comportamiento de la corriente i .

Parece que la corriente está fuertemente deformada respecto a una senoide perfecta y que, además, está ligeramente desfasada respecto a la tensión de la fuente. El factor de potencia es igual a 0,72 en este ejemplo.

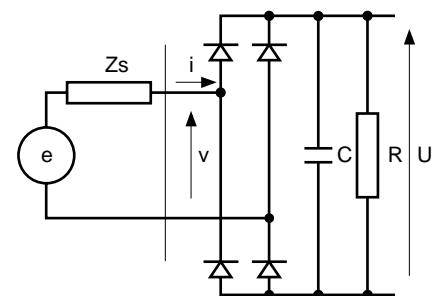


Fig. 19: Esquema de principio de una carga de tipo informática.

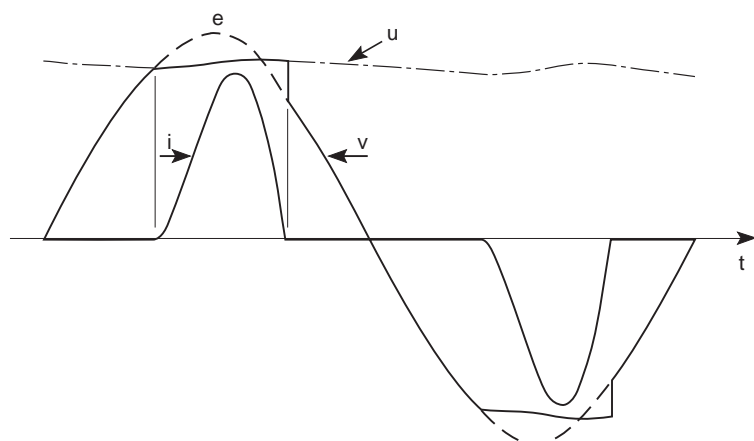


Fig. 20: Corrientes y tensiones de una carga de tipo informática de 1 kW con una fuente tal que $U_{CCX} = 2\%$ y $U_{CCR} = 2\%$.

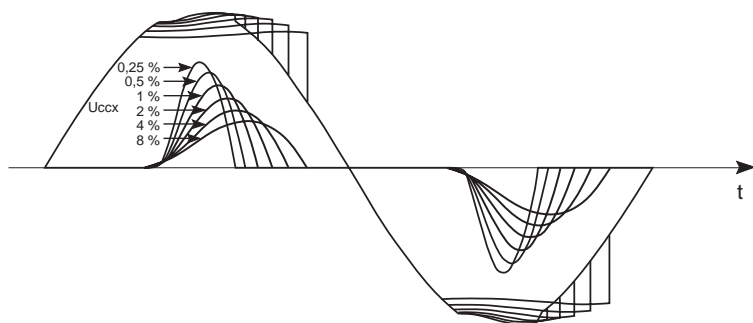


Fig. 21: Evolución de la corriente y la tensión de entrada de una carga de tipo informático cuando la tensión de cortocircuito por inductancia U_{CCX} varía entre un 0,25% y un 8% para una tensión de cortocircuito óhmica U_{CCR} constante e igual a un 2%.

Influencia de la impedancia de la fuente

El ejemplo anterior muestra que la carga no puede ser considerada como un generador de corriente armónica, pero al contrario que la corriente, depende fuertemente de la impedancia de la fuente.

La **figura 21** representa la evolución de la corriente i y de la tensión v a la entrada del rectificador cuando la impedancia de la fuente varía de $U_{CCX} = 0,25\%$ a $U_{CCX} = 8\%$, con una parte resistiva, fijada arbitrariamente a un valor $U_{CCR} = 2\%$.

Para estos diferentes valores de la impedancia, la tabla de la **figura 22** pone de manifiesto la evolución de los diferentes parámetros característicos de la corriente y de la tensión: cuando la impedancia de la fuente aumenta, el factor de potencia mejora mientras que la tasa de distorsión (página 5) de la tensión a la entrada de la carga aumenta.

Es el valor de la tasa de distorsión el que condiciona la elección de la fuente. Una tasa de distorsión del 5% es frecuentemente el valor límite admisible para los receptores perturbadores y perturbados.

U_{CCX}	factor de cresta	factor de potencia	espectro de corrientes						tasa global de distorsión de la tensión
%	$\frac{I_{cresta}}{I_{ef.}}$	$\lambda = \frac{P}{S}$	$H_n\% = 100 \frac{I_n}{I_1}$						
			H3	H5	H7	H9	H11	H13	
0,25	2,7	0,64	87	64	38	15	1	7	2,8
0,5	2,63	0,65	85	60	33	11	4	7	3,5
1	2,51	0,68	81	52	24	6	7	6	5,4
2	2,35	0,72	76	42	14	7	6	3	7,5
4	2,19	0,75	69	29	8	8	4	4	11,2
6	21	0,77	63	21	8	6	3	3	14,2
8	2	0,78	59	17	8	5	3	2	16,8

Fig. 22: Evolución de los principales parámetros característicos de la corriente y de la tensión para una carga de tipo informática alimentada por una fuente de U_{CCR} constante e igual al 2% para valores de U_{CCX} que varíen entre 0,25% y 8%.

Las curvas de la **figura 23** representan la evolución de la tasa global de distorsión de la tensión a la entrada del rectificador en función de dos parámetros:

■ cuando la tensión de cortocircuito de la fuente varía de 0 al 8%,

■ para 3 valores de tensión de cortocircuito óhmica ($U_{CCR} = 0$; $U_{CCR} = 2\%$ y $U_{CCR} = 4\%$).

Estas curvas nos muestran que en la práctica es la tensión de cortocircuito inductiva la que determina la tasa de distorsión en tensión salvo cuando $U_{CCX} < 1\%$.

Cálculo de la potencia de la fuente cuando alimenta cargas de tipo RCD

Se trata de escoger correctamente la fuente de alimentación de potencia P_s , conociendo la potencia activa absorbida por un rectificador.

En este desarrollo, la impedancia de la línea de alimentación es

despreciable (o bien está integrada en la U_{CC} de la fuente).

Una primera indicación viene dada por el factor de potencia:

$$\lambda = \frac{P}{S}$$

Éste depende de la tensión de cortocircuito total aguas arriba del rectificador, pero podemos utilizar un valor medio del orden de 0,7.

Con este primer criterio, la potencia de la fuente debe ser pues como mínimo igual a la potencia activa absorbida por el rectificador,

multiplicada por $\frac{1}{0,7}$, es decir 1,43.

El segundo criterio hace referencia a la tasa de distorsión aceptable:

■ si se considera una tasa de distorsión del 5%, podemos admitir una tensión inductiva de cortocircuito del orden del 1% (según la **figura 23**),

■ para una tasa de distorsión del 10%, debemos admitir una tensión de cortocircuito del orden del 3%.

Para un transformador

■ Si $U_{CCX} = 4\%$

□ para $D = 5\%$ una relación de potencias de:

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{4\%}{1\%} = 4 \text{ es suficiente,}$$

□ para $D = 10\%$ la relación de potencias será:

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{4\%}{3\%} = 1,33$$

pero el factor de potencia exige un valor al menos igual a 1,43.

■ Si $U_{CCX} = 6\%$

□ para $D = 5\%$ una relación de potencias de:

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{6\%}{1\%} = 6 \text{ es necesario,}$$

□ para $D = 10\%$ la relación de potencias igual a 2.

Nota: para un transformador, es a menudo necesario tomar una relación de potencias muy superior teniendo en cuenta que las distorsiones pueden ya existir sobre la red.

Una tasa de distorsión del 3% debida únicamente al funcionamiento de los rectificadores nos conduce a admitir una tensión inductiva de cortocircuito del 0,45% (**figura 23**), esto resulta de multiplicar por 2,2 las potencias de los transformadores para una tasa de distorsión del 5%.

Para un alternador

Las tasas de distorsión del 5% y del 10% nos conducen a unas tensiones inductivas de cortocircuito del 1% y del 3% respectivamente, la relación de potencias del alternador y del

rectificador es igual a $\frac{U_{CCX}}{1\%}$ y

$\frac{U_{CCX}}{3\%}$ respectivamente.

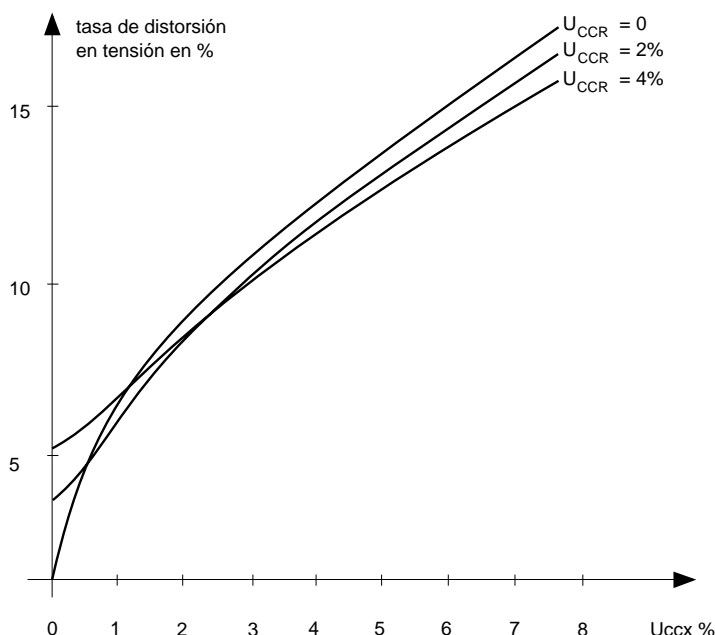


Fig. 23: Evolución de la tasa de distorsión en tensión a la entrada de una carga informática en función de U_{CCX} y de varios valores de U_{CCR} de la fuente.

Con una $U_{CCX} = 18\%$ será preciso:

■ para $D = 5\%$ una relación de potencias de:

$$\frac{P_s}{P_r} = 18$$

■ para $D = 10\%$ una relación de potencias de:

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{18\%}{3\%} = 6$$

Para un ondulator

■ ondulator clásico

Como ya hemos explicado en el estudio de la impedancia de la fuente, este tipo de ondulator monofásico presenta una impedancia comparable a la de un alternador «de buena factura», (con U_{CCX} del orden del 12%).

Como generalmente la distorsión en tensión a la salida de un ondulator está limitada al 5%, habremos de considerar una relación de potencias del orden de 12.

Actualmente los onduladores clásicos son generalmente trifásicos.

Para éstos, y siempre para una tasa de distorsión del 5%, la relación de potencias es 7, teniendo en cuenta utilizar un transformador con secundario en ZIG-ZAG.

■ ondulator PWM con regulación «apropiada»

(observación: su impedancia es más o menos 5 veces más pequeña que la de un transformador por lo que la potencia debe ser multiplicada por 4).

Mientras la corriente absorbida por la carga presenta un valor de cresta inferior al umbral de limitación del aparato, la tasa de distorsión es baja e inferior al 5%. Cuando se alcanza el umbral de limitación, la tensión entregada por el ondulator se deforma, (se pierde la cresta de la senoide) y la tasa de distorsión de la tensión aumenta.

La experiencia demuestra que para no superar un 5% de distorsión en tensión, es necesario ajustar el umbral de limitación de la corriente a 1,5 veces el valor de cresta de la corriente nominal del ondulator, es decir:

$$I_{\text{limitación}} = 1,5 \sqrt{2} I_{ef}$$

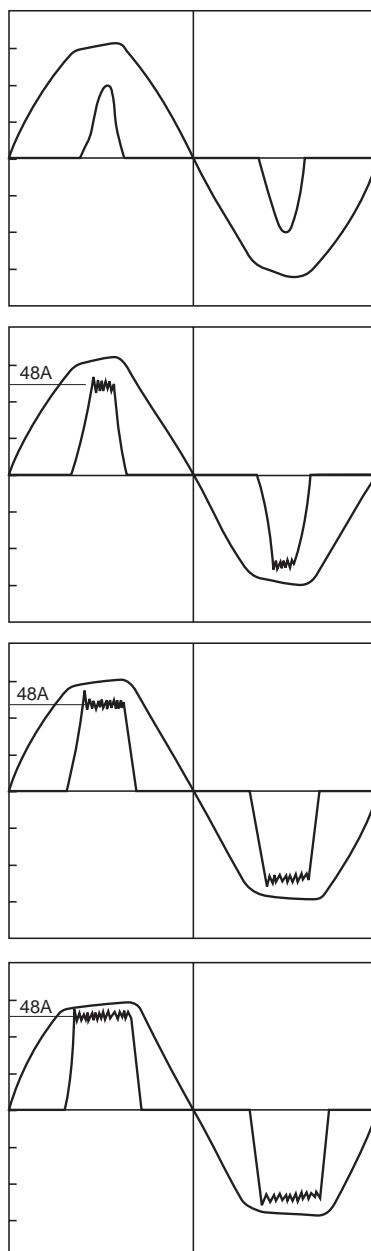
El factor de cresta de la corriente es pues igual a $1,5\sqrt{2}$ es decir 2,12.

La **figura 24** muestra la evolución de la tensión y de la corriente para un aparato de 5 kVA cuyo umbral de limitación está ajustado a:

$$\frac{5000}{220} \cdot 1,5 \sqrt{2} = 48 \text{ A}$$

Se alcanza una tasa de distorsión en tensión del 5% para una potencia aparente de 5,2 kVA, es decir un poco superior al valor de 5 kVA para la cual el aparato ha sido dimensionado.

El factor de potencia de la carga RCD es en este caso muy próximo a 0,8 (0,79). El ondulator no ha de estar pues sobredimensionado para



Uef:	220 V
Ief:	11 A
factor de potencia:	0,61
factor de cresta:	3,6
tasa de distorsión:	2,7 %
potencia aparente:	2,4 kVA
potencia activa:	1,5 kW

Uef:	220 V
Ief:	20 A
factor de potencia:	0,69
factor de cresta:	2,4
tasa de distorsión:	3%
potencia aparente:	4,4 kVA
potencia activa:	3 kW

Uef:	220 V
Ief:	24 A
factor de potencia:	0,79
factor de cresta:	2
tasa de distorsión:	5%
potencia aparente:	5,2 kVA
potencia activa:	4,17 kW

Uef:	220 V
Ief:	29 A
factor de potencia:	0,82
factor de cresta:	1,64
tasa de distorsión:	10 %
potencia aparente:	6,3 kVA
potencia activa:	5,2 kW

Fig. 24: Evolución de la tensión de salida de un ondulator de 5 kVA cuyo umbral de limitación está regulado a 48 A.

alimentar este tipo de carga, (salvo si la distancia entre el ondulator y las cargas es relativamente importante, pero esto es verdad para todas las fuentes).

En el ejemplo de la **figura 24**, el ondulator de 5 kVA puede alimentar un rectificador de 4 kW con una tasa de distorsión inferior al 5%, ya que:

$$P_{\text{ondulator}} = \frac{P_R}{0,8} = 1,25 P_R$$

Debe notarse que el hecho de limitar la corriente mejora el factor de potencia.

Ya se ha visto en el apartado en el que se habla de transformadores que si el factor de potencia del rectificador es del orden de 0,7 es necesario, tomar un transformador cuya potencia sea al menos igual a $1,43 P_R$.

El ondulator PWM aparece como la fuente de tensión ideal para alimentar cargas de tipo RCD, pero

también para todos los receptores generadores de corrientes armónicas (cargas no lineales).

En la expresión precedente, se ha tratado el caso de ondulatores y de cargas monofásicas, pero se aplica el mismo razonamiento para los aparatos trifásicos con la condición de que tengan una regulación independiente para cada una de las fases, (este suele ser el caso tipo que encontraremos).

5 Conclusión

Los ondulatores que utilizan la técnica de Modulación del Ancho de Impulso (PWM) son fuentes de tensión casi perfectas.

Otra de sus características es la estabilidad de la tensión que

entregan y de la frecuencia, por lo que son los mejores generadores del mercado para la alimentación de cargas electrónicas e informáticas. La velocidad de su sistema de regulación hace que tengan una

«impedancia armónica» muy baja; esto les permite alimentar, para una tensión con poca distorsión, receptores que son generadores de corrientes armónicas (cargas no lineales).

Anexo 1: influencia de la impedancia de las líneas sobre las distorsiones en tensión

El final del apartado 3 pone en evidencia que es deseable alimentar a través de líneas especiales los receptores generadores de corrientes armónicas.

Esto es cierto para las cargas tipo «RCD», pero también para todos los receptores que utilizan la electrónica de potencia tales como rectificadores, cargadores de batería, variadores de velocidad, etc. Utilizar una línea especial permite un «acoplamiento» por impedancia (**figura 25**).

Para el receptor lineal

Si la impedancia del receptor (Z_p) es preponderante frente a la impedancia de la línea Z_1 la tasa de distorsión D_1 es prácticamente igual a D .

Para el receptor no lineal

D_2 es tanto más bajo cuanto más pequeña sea la suma $Z_2 + Z_s$; en otras palabras, que el receptor no lineal tendrá una potencia baja frente a su alimentación.

El ejemplo nos muestra precisamente la influencia de Z_2 sobre D y D_2 .

Un conjunto de micro ordenadores absorben 10 kW a 230 V y está alimentado por un cable de 100 m

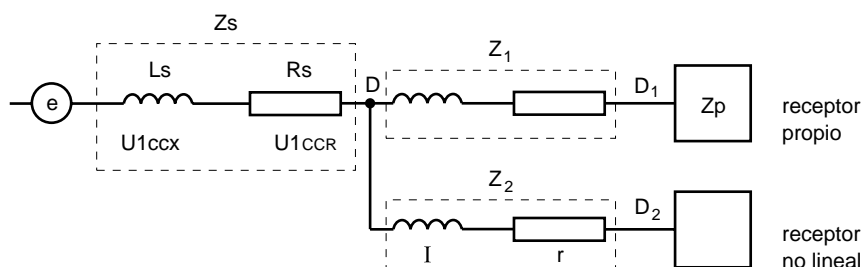


Fig. 25: Alimentación de un receptor, generador de corrientes armónicas, por una línea específica.

de longitud conectado a un transformador.

■ características del cable:

□ sección: 10 mm²

□ $L\omega = 0,1 \Omega$ por km a 50 Hz,

□ $r = 20 \Omega$ por km para una sección de 1 mm².

■ características del transformador:

50 kVA

(con $U_{CCX} = 4\%$ y $U_{CCR} = 2\%$).

Es preciso calcular las impedancias de cortocircuito inductiva y resistiva del transformador, referidas a la potencia activa de los microordenadores, es decir:

$$U'1_{CCX} = U1_{CCX} \cdot \frac{P_R}{P_s}$$

$$U'1_{CCR} = U1_{CCR} \cdot \frac{P_R}{P_s}$$

Por tanto:

$$U'1_{CCX} = 4\% \cdot \frac{10}{50} = 0,8\%$$

$$U'1_{CCR} = 2\% \cdot \frac{10}{50} = 0,4\%$$

■ suponiendo como primera aproximación que $Z_2 = 0$ (carga muy próxima al transformador).

Las curvas de la **figura 23** nos dan $D = 4,6\% = D_2$.

■ es necesario calcular D y D_2 con la línea 100 m/10 mm²:

□ impedancias de cortocircuito de la línea referidas a P_R :

$$U'2_{CCX} = L \omega \cdot \frac{P_R}{U_n^2} \cdot 100$$

$$U'2_{CCR} = R \cdot \frac{P_R}{U_n^2} \cdot 10$$

es decir, con:

$$I\omega = 0,1 \cdot \frac{100}{1000} = 10 \text{ m}\Omega$$

$$r = 20 \cdot \frac{100}{1000} \cdot \frac{1}{10} = 0,2 \Omega$$

$$U'2_{CCX} = 10 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{10^4}{(230)^2} \cdot 100 = 0,19\%$$

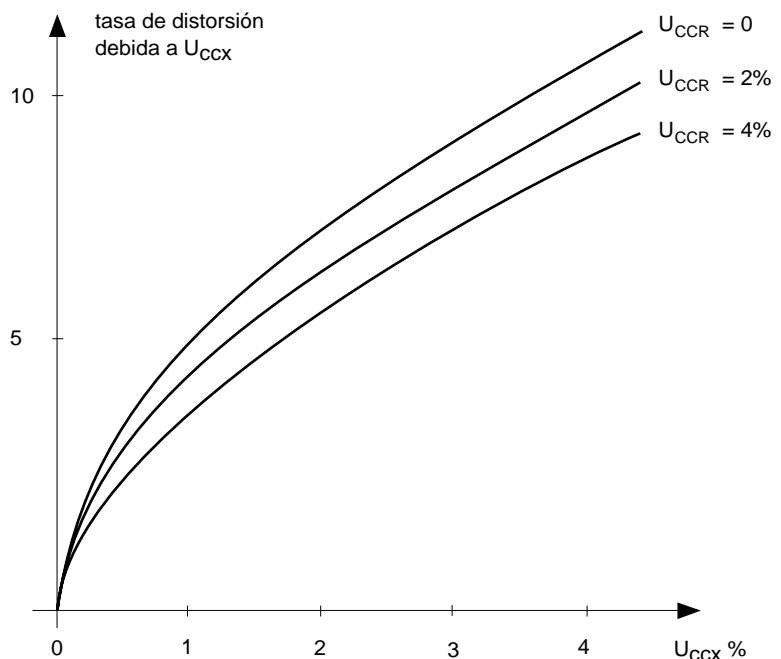


Fig. 26a: Tasa de distorsión en tensión debida a U_{CCX} para diversos valores de U_{CCR} .

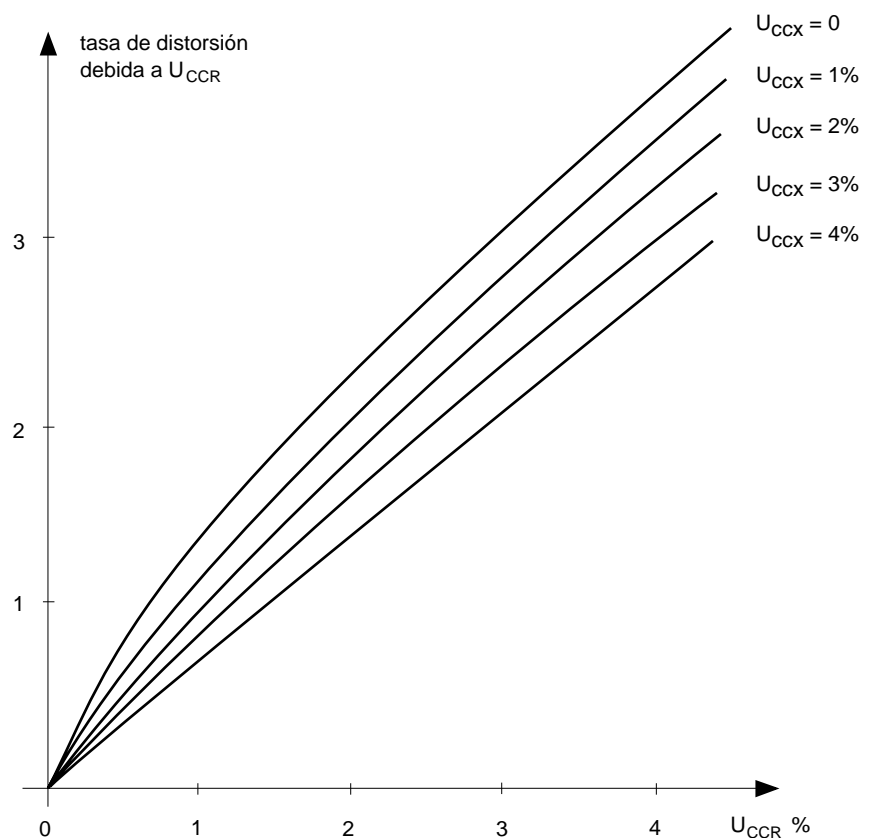


Fig. 26b: Tasa de distorsión en tensión debida a U_{CCR} para diversos valores de U_{CCX} .

$$U'2_{CCR} = 0,2 \cdot \frac{10^4}{(230)^2} \cdot 100 = 3,8\%$$

□ «impedancias» totales de cortocircuito:

$$U'_{CCX} = 0,8\% + 0,19\% = 0,99\%$$

$$U'_{CCR} = 0,4\% + 3,8\% = 4,2\%$$

es decir

$$U'_{CCX} = U'1_{CCX} + U'2_{CCX}$$

$$U'_{CCR} = U'1_{CCR} + U'2_{CCR}$$

□ la tasa de distorsión en tensión D'_L y D'_R relativa a las «impedancias» de cortocircuito inductivas y resistivas. Estos valores vienen dados en las **figuras 26a** y **26b** y son respectivamente

$$D'_L = 3,9\%,$$

$$D'_R = 3,9\%.$$

□ tasa de distorsión a la entrada de los micro-ordenadores:

$$D_2 = \sqrt{(3,9\%)^2 + (3,9\%)^2} = 5,52\%$$

□ tasa de distorsión en tensión D_L y D_R al nivel de la fuente:

$$D_L = D'_L \cdot \frac{U'1_{CCX}}{U'1_{CCR}}$$

$$D_R = D'_R \cdot \frac{U'1_{CCR}}{U'1_{CCR}}$$

donde:

$$D_L = 3,9\% \cdot \frac{0,8}{0,99} = 3,15\%$$

$$D_R = 3,9\% \cdot \frac{0,4}{4,2} = 0,37\%$$

□ tasa de distorsión en tensión D al nivel de la fuente

$$D = \sqrt{D_L^2 + D_R^2}$$

$$D = \sqrt{(3,15\%)^2 + (0,37\%)^2} = 3,17\%$$

□ en este ejemplo, la línea de alimentación hace pasar a D de 4,6% a 3,17%, y a D_2 de 4,6% a 5,52%.

Anexo 2: filtros de entrada de los equipos informáticos

Tienen como objeto participar en la atenuación de ciertas perturbaciones provocadas por las alimentaciones estáticas o presentes en la red por otros motivos y que pueden alterar el funcionamiento de otros equipos que sean sensibles a ellas, como equipos informáticos o electrónicos. La cuestión es averiguar si estos filtros atenúan las corrientes armónicas generadas por la alimentación RCD.

Inyección de parásitos en la red

Con el fin de reducir el tamaño y el peso del o de los transformadores, las alimentaciones estáticas utilizan el acoplamiento a alta frecuencia.

En el esquema de la **figura 27**, un transformador y su carga sustituyen la resistencia de carga R del montaje básico (**figura 19**); en este caso la corriente de línea es la misma debido a la presencia del condensador C .

La frecuencia de troceado es siempre alta y en todo caso superior a 20 kHz para que el funcionamiento sea inaudible.

Los tiempos de conmutación del transistor (paso del bloqueo a

conducción y viceversa) son muy cortos y pueden, en ciertos casos, ser inferiores a algunas decenas de nano segundos.

Estas conmutaciones a alta frecuencia son generadoras de parásitos HF que se propagan por conducción y radiación. De ello se deduce la presencia de parásitos aguas arriba de la alimentación estática (referente a esto, se puede consultar el Cuaderno Técnico nº 149 «La compatibilidad electromagnética»).

Para limitar la circulación de estas corrientes a alta frecuencia, los constructores de equipos

informáticos sitúan aguas arriba de la alimentación estática filtros cuya estructura general se representa en la **figura 28**.

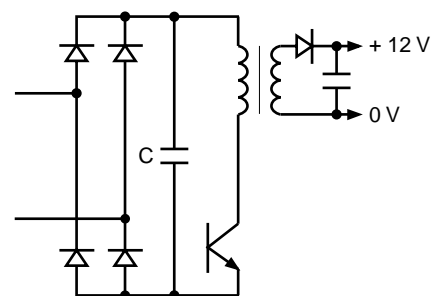


Fig. 27: Esquema de principio de una alimentación estática (RDC).

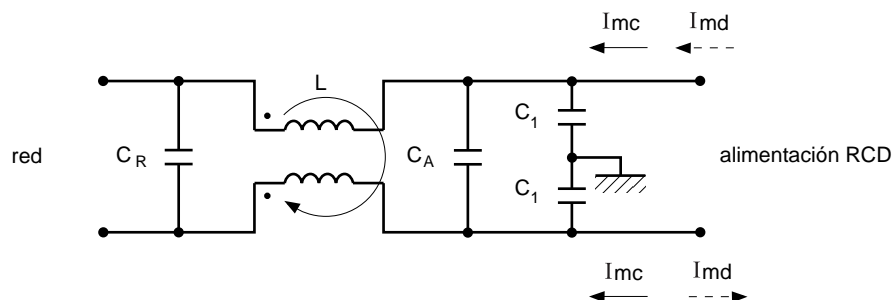


Fig. 28: Esquema de base de un filtro antiparásito.

Estos filtros atenúan las perturbaciones:

- de modo común que afectan de la misma manera los dos conductores respecto a tierra,

- diferenciales que están presentes entre los dos conductores.

La inductancia L presenta una alta impedancia para las corrientes de modo común (imc) pero prácticamente nula para las corrientes diferenciales (Imd) ya que sus arrollamientos presentan polaridades opuestas.

Las perturbaciones de modo común se derivan a tierra a través de los condensadores C_1 y son bloqueadas por la inductancia L.

Las perturbaciones de modo diferencial son atenuadas por los condensadores C_A y C_R que, en alta frecuencia, presentan una baja impedancia entre los conductores.

Protección de la alimentación estática

El filtro situado entre la red de alterna y la alimentación RCD asegura una segunda función: protege a éstas contra sobretensiones tipo impulso o frente escarpado y contra los parásitos HF de modo diferencial y de modo común que están presentes en el sector.

Fugas a tierra

La presencia de los condensadores C_1 provoca una corriente de fuga a 50 Hz a tierra.

Las normas de construcción generalmente indican los valores de corriente de fuga que no deben sobrepasarse (algunos mA para aparatos conectados a una toma de corriente).

Por ejemplo, la norma CEI 950 relativa a equipos de tratamiento de información indica que estas

corrientes deben ser inferiores a 3,5 mA para aparatos conectados a las tomas de corriente. En realidad, la UTE ha medido corrientes del orden de 1 a 2 mA.

Si una línea alimenta numerosos equipos informáticos y electrónicos, la suma de las corrientes de fuga puede provocar el disparo del diferencial de alta sensibilidad (30 mA) instalado en la línea.

Filtraje de armónicos

Los filtros situados entre el sector y la alimentación RCD son eficaces en la banda de frecuencia de 10 kHz a 100 MHz.

Estos filtros no son capaces de filtrar las corrientes armónicas en la red. Esto se debe a que las corrientes armónicas producidas por las alimentaciones RCD son de frecuencia relativamente baja: 1 kHz corresponde a un armónico de orden 20 para una fundamental a 50 Hz.

Anexo 3: bibliografía

Normas

- CEI 146-1-1

Convertisseurs à semiconducteurs. Spécifications communes et convertisseurs commutés par le réseau - partie 1-1: spécifications des caluses techniques de bases.

- CEI 950

Sécurité des matériels de traitement de l'information y compris les matériels de bureau électriques. (NF C 77-210)

(Modification 1 incorporée).

- NF C 42-810

Alimentations sans interruption, de puissance nominale inférieure à 3 kVA.

Cuadernos Técnicos Merlin Gerin

- «Análisis de las redes trifásicas en régimen perturbado con ayuda de las componentes simétricas».

C.T. nº 18 (B. De Metz-Noblat)

- La compatibilidad electromagnética

C.T. nº 149 (F. Vaillant)