



Scientia Et Technica

ISSN: 0122-1701

scientia@utp.edu.co

Universidad Tecnológica de Pereira

Colombia

GALLEGO R, RAMÓN ALFONSO; GALVIS MANSO, JUAN CARLOS; GARCÉS RUIZ, ALEJANDRO
MODELAMIENTO DE CARGAS NO LINEALES PARA ANÁLISIS ARMÓNICO

Scientia Et Technica, vol. X, núm. 26, diciembre, 2004, pp. 13-18

Universidad Tecnológica de Pereira

Pereira, Colombia

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=84911640004>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica

Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal

Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

MODELAMIENTO DE CARGAS NO LINEALES PARA ANÁLISIS ARMÓNICO

RESUMEN

Las cargas no lineales son las fuentes de emisión de armónicos en un sistema de energía eléctrica. El modelamiento de estas cargas requiere considerar la distorsión en la forma de onda para lograr una mejor descripción de la interacción con la red. Este aspecto no es llevado en cuenta en los modelos porcentuales que son habituales en el análisis armónico. En este documento se describen las principales metodologías de modelamiento de cargas no-lineales y se propone una técnica de solución por tramos para incluir la distorsión armónica; esto con el fin de agilizar los cálculos si los mismos son aplicados en la solución del problema de flujo de carga armónico.

PALABRAS CLAVES: Modelamiento, armónicos, flujo de carga armónico, cargas no-lineales, convertidores, TCR.

ABSTRACT

Non linear loads are harmonics sources in electrical network. The models of these loads should consider the distortion of the wave to get a major description about interaction with the network. This aspect is not included in the percentile model that is a common technical in harmonic analysis. In this paper it describes the principal methodologies about non linear loads and proposes a technique of solution by sections to consider the harmonic distortion. The purpose of this is to perform calculus more quickly to harmonic power flow.

KEYWORDS: Models, harmonics, harmonic power flow, non-linear loads, converters, TCR.

RAMÓN ALFONSO GALLEGOR
Profesor Titular
Facultad de Ingeniería Eléctrica U.T.P.
ralfonso@utp.edu.co

JUAN CARLOS GALVIS MANSO
Estudiante X semestre
Ingeniería eléctrica U.T.P.
juangalvis@ohm.utp.edu.co

ALEJANDRO GARCÉS RUIZ
Estudiante X semestre
Ingeniería Eléctrica U.T.P.
alejandrog@ohm.utp.edu.co

**Grupo de Investigación en
Planeamiento de Sistemas Eléctricos
Universidad Tecnológica de Pereira**

1. INTRODUCCIÓN

El modelamiento de cargas no lineales ha tomado especial interés en los análisis de flujo de carga armónico [2], [6], ya que se requieren técnicas de cálculo especializadas para determinar los armónicos inyectados por las cargas no lineales al sistema, de tal manera que no se comprometa el tiempo de cálculo y la convergencia.

En el flujo de carga convencional, los elementos del sistema son modelados considerando régimen sinusoidal permanente. Con la presencia de elementos no-lineales, las tensiones del sistema presentan distorsión armónica.

Para el estudio de las cargas no-lineales, ellas son clasificadas en tres grupos:

Electrónicas o con control electrónico.
Basadas en descargas o arcos.
Construidas con materiales ferromagnéticos.

En este documento se tratan las cargas del primer grupo porque la forma de onda de corriente que circula por ellas es estrictamente periódica y es posible realizar una descomposición en series de Fourier. Las cargas del segundo grupo no tienen una onda estrictamente periódica y los problemas de interarmónicos deben ser considerados. Para estas señales es más conveniente recurrir a otras técnicas matemáticas como la

Transformada de Wavelet o la transformada de Fourier de ventana móvil [3].

Las cargas del tercer grupo se modelan utilizando una combinación entre lo teórico y lo experimental ya que es importante conocer las características del material, forma de conexión, forma constructiva, etc., para poder establecer un modelo analítico [4].

La estructura del trabajo es como se describe a continuación: Inicialmente se presentan algunas metodologías utilizadas para modelar los elementos no lineales. Posteriormente se utiliza una técnica de cálculo por tramos para implementarla en dos tipos de cargas: El rectificador trifásico de 6 y 12 pulsos y el rectificador controlado por tiristores (TCR) de 6 y 12 pulsos; finalmente se muestran los resultados obtenidos y las conclusiones respectivas.

2. METODOLOGÍAS DE MODELAMIENTO

2.1 Modelo de inyección de corrientes

En esta metodología la onda de corriente es descompuesta en series de Fourier y cada componente armónica es inyectada al sistema en forma de fuente de corriente; realizando un barrido en frecuencia se

determinan los valores de tensión armónica en cada uno de los nodos del sistema.

La ecuación (1) expresa el modelo de inyección de corrientes.

$$I_h = Y_{1h} \cdot V_1 \quad (1)$$

Y_{1h} es interpretada como la relación entre cada armónico de corriente y la componente fundamental de la tensión, y no es necesariamente lineal.

Existen diversas maneras para obtener los valores de inyecciones de corriente. El método más común es el modelo porcentual en el cual, suponiendo conocida la magnitud de la componente fundamental, se especifican las componentes armónicas como un porcentaje de la fundamental. Los porcentajes se conocen bien sea a partir de un análisis previo de la onda de corriente del elemento no-lineal o a partir de mediciones de campo.

2.2 Circuito equivalente de Norton

Una manera más precisa de modelar los elementos no lineales es mediante un circuito equivalente de Norton, el cual es representado en la figura 1. Allí, I_{1h} es la fuente de corriente para cada armónico y varía con la componente fundamental de tensión. La corriente I_h es la diferencia entre I_{1h} y la corriente absorbida por la admitancia para cada tensión armónica aplicada al barraje. Lo anterior es descrito mediante la siguiente relación.

$$I_h = Y_{1h} \cdot V_1 - Y_{hh} \cdot V_h \quad (2)$$

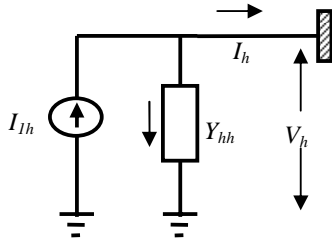


Figura 1. Equivalente de Norton de una carga no lineal

Donde $Y_{1h} \cdot V_1 = I_{1h}$ y Y_{hh} es la admitancia que modela el efecto del armónico h de tensión. De acuerdo a [2] Y_{hh} es obtenida de la siguiente manera: Aplicando una señal de tensión sinusoidal pura a la carga no lineal se obtiene Y_{1h} a partir de (1), posteriormente, superponiendo una perturbación V_h se calcula Y_{hh} a partir de (2)

Despejando Y_{hh} de (2) se obtiene que:

$$Y_{hh} = \frac{I_{1h} - I_h}{V_h} \quad (3)$$

Considerando que el sistema se encuentra con baja distorsión de voltaje, la variación de la carga no lineal depende principalmente de la componente fundamental de tensión; entonces I_{1h} e I_h son cantidades muy parecidas, luego el error cometido al intentar medir Y_{hh} puede llegar a ser apreciable, lo cual implica que no todas las cargas podrán ser representadas con este tipo de modelamiento.

Esta manera de modelar es vista como un caso particular de la forma:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ \vdots \\ I_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & \cdots & Y_{1h} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & \cdots & Y_{2h} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & \cdots & Y_{3h} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{h1} & Y_{h2} & Y_{h3} & \cdots & Y_{hh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ \vdots \\ V_h \end{bmatrix} \quad (4)$$

La expresión (4) ilustra como cada componente armónica de corriente de la carga no-lineal depende, en general, de cada componente armónica de tensión aplicada.

2.3 Matriz de acople armónico

Esta técnica es particularmente aplicada a los convertidores AC/DC que hacen parte de un sistema HVDC. La relación entre el sistema AC y DC es descrita mediante la expresión (5).

$$\begin{pmatrix} I_{ac} \\ V_{dc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ac} \\ I_{dc} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Con esta metodología se consideran no solamente los armónicos en la parte AC de la red sino también los armónicos que se están generando en el lado DC [1].

2.4 Simulación en el dominio del tiempo

Son métodos muy completos pero requieren mayor esfuerzo computacional. También existe una combinación de análisis en el dominio del tiempo y la frecuencia, la cual es ampliamente utilizada en algoritmos computacionales. Consiste básicamente en realizar análisis en el dominio del tiempo y convertir las expresiones obtenidas al dominio de la frecuencia para obtener la inyección de corrientes armónicas. Esta última metodología será implementada en este trabajo.

3. TÉCNICA DE SOLUCIÓN POR TRAMOS

3.1 Rectificador trifásico de 6 pulsos

Los rectificadores trifásicos son uno de los componentes más utilizados en la industria para las situaciones en

donde se requiere energía DC; tales como máquinas de lavado industrial, trituradoras, aplicaciones en el endurecimiento de piezas de acero, equipos de tracción, controladores de velocidad, convertidores AC-DC. Por el nivel de potencia que maneja y la distorsión armónica que introduce al sistema es importante realizar un análisis detallado de este tipo de carga para estudiar su impacto en el sistema. Una topología típica es mostrada en la figura 2

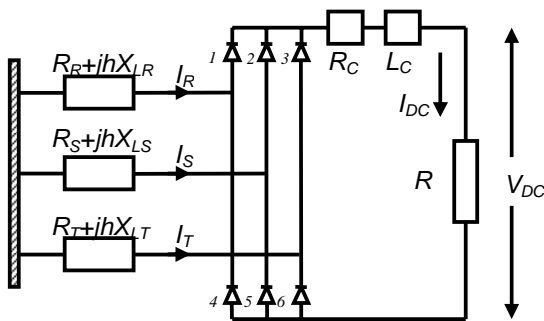


Figura 2. Diagrama del rectificador trifásico de 6 pulsos

En la figura anterior R_R y X_{LR} representan la impedancia de dispersión en la fase R del transformador conectado al rectificador o en su defecto la impedancia de la línea que comunica al barraje más próximo. R_C es la resistencia de la línea en el lado DC, L_C es la inductancia del lado DC y R es la carga.

La emisión de armónicos de este componente está regida por la regla: $h = p.k \pm 1$ $k \in \mathbb{Z}^+$, donde p es el número de pulsos del rectificador.

Se requiere encontrar una expresión para la forma de onda de la corriente de línea y partir de ella sus componentes armónicas. La manera de realizar esto es determinando la onda por tramos [2] o utilizando funciones de suicheo [5].

Las funciones de suicheo se ajustan mejor cuando se considera que la inductancia $L_C = \infty$. Esta condición es de gran importancia en sistemas de alto voltaje DC (HVDC) en donde se desea que el contenido armónico de corriente sea bajo en el lado DC; en éste la inductancia se comporta como un filtro pasa bajo.

En este trabajo se utiliza un desarrollo por tramos, por considerar que un análisis a partir del dominio del tiempo permite interpretar mejor los resultados obtenidos.

3.1.1 Condiciones del modelamiento

Los voltajes son simétricos y balanceados pero pueden presentar distorsión armónica.

Las impedancias de las fases R, S y T son de igual valor, es decir no existe desbalance.

Para la carga se considera que la corriente y el voltaje son continuos por lo que solamente una resistencia es modelada.

No se llevan en cuenta los períodos de traslape, es decir, las conmutaciones entre una fase y otra son instantáneas.

La inductancia del lado DC no es considerada, esto implica que la onda de corriente presenta el máximo rizado.

La corriente que circula por una fase del rectificador trifásico está dada por la expresión:

$$i(t) = \sum_{n=1}^{N_{\max}} a_n' \cos(n.w.t) + b_n' \sin(n.w.t) \quad (6)$$

La manera de obtener a_n' y b_n' es descrita en el apéndice y es de carácter general ya que se puede aplicar a cualquier carga del primer grupo (con control electrónico). Con el conocimiento de estas constantes, se determina el valor de la inyección de corriente para cada frecuencia armónica.

Para el cálculo de (6) es necesario conocer los parámetros del rectificador. Asumiendo que los parámetros del transformador son conocidos y si la corriente DC consumida por el rectificador es dada, la resistencia de carga es estimada por medio de (7):

$$R = \frac{V_{DC}}{I_{DC}} \quad \text{donde: } V_{DC} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_1}{\pi} \quad (7)$$

V_1 : Valor eficaz del voltaje línea neutro de frecuencia fundamental.

R_C es normalmente muy pequeño comparado con R y se puede despreciar. Para el caso en que la potencia activa consumida por el rectificador sea conocida la resistencia de carga es calculada a partir de (7) con la siguiente modificación

$$P_{DC} = P_1$$

$$I_{DC} = \frac{P_{DC}}{V_{DC}} \quad (8)$$

En (8) se ha considerado el hecho de que el puente rectificador no almacena ni disipa energía por lo que toda la potencia inyectada en el lado AC es transferida al sistema DC.

Las cargas que se muestran a continuación utilizan la misma metodología que se presentó para el rectificador trifásico de 6 pulsos, por lo que su desarrollo no aparece en este documento.

3.2 Rectificador trifásico de 12 pulsos

Una unidad de 12 pulsos consiste de 2 unidades de 6 pulsos conectadas en serie.

El rectificador de 12 pulsos tiene la ventaja de introducir menor distorsión armónica al sistema pero a un precio mayor al tener que utilizar dos transformadores.

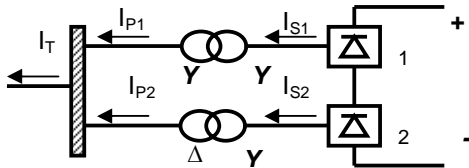


Figura 3. Rectificador de 12 pulsos

Por medio de una conexión YD o DY en uno de los transformadores se logra un desfase de $\pm 30^\circ$. Para el caso del quinto armónico, por ejemplo, el desfase es $\pm 30^\circ \cdot 5 = \pm 180^\circ$ lo que hace que quede en contrafase con el quinto armónico producido por el otro rectificador.

La tensión promedio del rectificador de 12 pulsos es el doble de la indicada en 7.

3.3 TCR de 6 pulsos

Este dispositivo es un compensador de potencia reactiva que consiste de un sistema de control basado en tiristores en serie con una inductancia. Los TCR comúnmente se disponen en arreglos en delta para eliminar los armónicos tripe-n como se muestra en la figura 4.

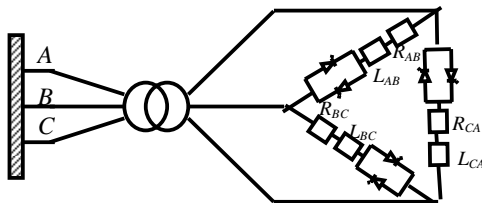


Figura 4. Arreglo en delta del TCR

3.4.3 TCR de 12 pulsos

La configuración de 12 pulsos se obtiene utilizando dos unidades de 6 pulsos operando en paralelo y realizando una conexión YD o DY para lograr la cancelación de armónicos. Los TCR siguen la misma regla de emisión de armónicos que los rectificadores.

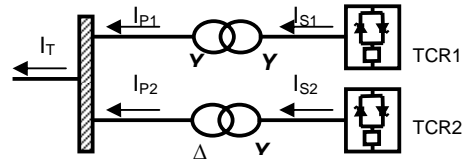


Figura 5. TCR de 12 pulsos

4. RESULTADOS OBTENIDOS

Se realizaron comparaciones entre los modelos propuestos y la simulación en el dominio del tiempo en Matlab/Simulink. Los datos de distorsión de tensión para las unidades de 6 pulsos se muestran en la tabla 1. Las unidades de 12 pulsos no incluyen los armónicos 5 y 7 de tensión. El TCR se simuló con un transformador ideal y un ángulo de disparo de 120° .

h	HD (%)	THDV ACUMULADO (%)	ÁNGULO (°)
1	0	0	0
5	8.5	8.5	-43
7	8	11.7	-70
11	5	12.3	-9
13	4	13.3	-61

Tabla 1. Distorsión armónica de tensión

CARGA	V _{LL} (KV)	R _{CC} (%)	X _{CC} (%)	P (MW)
Rect. 6 p.	13.8	0.3	3	5
Rect. 12 p.	13.8	0.3	3	5
CARGA	V _{LL} (KV)	L (mH)	R (Ω)	ALFA(°)
TCR 6 p.	13.8	100	0.5	120
TCR 12 p.	13.8	200	0.9	120

Tabla 2. Datos de las cargas no lineales

ARMÓNICO	AMPLITUD MÁXIMA (A)	
h	Modelo	Simulink
1	288.7	288.6
5	62.85	60.82
7	41.76	34.09
11	21.67	25.17
13	26.90	16.50
THDI	28.75%	26.31%

Tabla 3. Corriente del rectificador de 6 pulsos

ARMÓNICO	AMPLITUD MÁXIMA (A)	
h	Modelo	Simulink
1	288.48	292.7
5	0	0.10
7	0	0.09
11	21.23	25.18
13	18.73	18.43
THDI	9.82%	10.66%

Tabla 4. Corriente del rectificador de 12 pulsos.

ARMÓNICO	AMPLITUD MÁXIMA (A)	
h	Modelo	Simulink
1	375.51	350.6
5	35.16	33.72
7	6.63	17.56
11	8.97	2.44
13	1.92	2.23
THDI	9.84%	10.88%

Tabla 5. Corriente del TCR de 6 pulsos

ARMÓNICO	AMPLITUD MÁXIMA (A)	
H	Modelo	Simulink
1	351.19	345.4
5	0	0
7	0	0
11	6.75	1.89
13	3.28	2.20
THDI	2.14%	0.84%

Tabla 6. Corriente del TCR de 12 pulsos

5. CONCLUSIONES

Se presentó una metodología que para el caso sinusoidal y, en general, para condiciones de baja distorsión, se aproxima a las simulaciones en el dominio del tiempo realizadas en Matlab/Simulink y con un tiempo de cálculo mucho menor.

Si las unidades de 12 pulsos se someten a un voltaje cuya distorsión contiene armónicos que no están incluidos en los armónicos de corriente y que fueron causados por otro elemento no lineal presente en el sistema; no se sigue la regla de emisión que los caracteriza. Esto se debe a que la cancelación de armónicos por desfase ya no es perfecta.

El algoritmo puede ser mejorado si se implementan subrutinas que determinen cada cruce por cero para la onda de tensión y de corriente y así obtener una mejor aproximación; pero esto puede resultar problemático si las señales presentan demasiadas oscilaciones alrededor de cero.

6. BIBLIOGRAFÍA

[1] ARRILLAGA, Jose. et al. Power system harmonic análisis. Jhon Wiley & Sons. 1997.

[2] BOIX ARAGONÈS, Oriol. Estudio y modelización en régimen permanente de cargas no lineales para el análisis armónico de redes eléctricas. Barcelona. 1996. 276p. Tesis doctoral. Universidad politécnica de Cataluña. Departamento de ingeniería eléctrica.

[3] HERRAIZ JARAMILLO, Sergio. Aportaciones al estudio del flujo armónico de cargas. Barcelona. 2002. 218p. Tesis doctoral. Universidad politécnica de Cataluña. Departamento de ingeniería eléctrica.

[4] LÓPEZ GARCÍA, Ricardo. Desarrollo y validación de modelos de transformadores monofásicos y trifásicos con saturación, para el análisis de armónicos en sistemas de potencia. Noviembre 2000. Tesis Doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Departamento de ingeniería Eléctrica.

[5] M. Sakui and H Fujita, An Analytical Method For Calculating Harmonic Currents of a Three-Phase Diode-Bridge Rectifier with dc Filter. IEEE Transaction on Power Electronic, Vol 9, No. 6, pp. 631-637, November, 1994.

[6] XU, Wilsun. et al. A Three-Phase Converter Model For Harmonic Analysis Of HVDC Systems. IEEE Transaction on Power Delivery. Vol. 9, No. 3, July 1994.

7. APÉNDICE

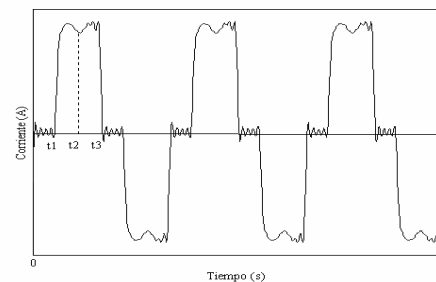


Figura 6. Corriente de línea de la fase S del rectificador trifásico

Entre:

$0 < t < t_1$ no existe conducción en la fase S

$t_1 < t < t_2$ conducción entre las fases S y T (tramo 1)

$t_2 < t < t_3$ conducción entre las fases S y R (tramo 2)

Sean los voltajes de fase V_R , V_S y V_T :

$$\begin{aligned}
 V_R &= \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} V_h \cos(h\omega t + \varphi_h) \\
 V_S &= \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} V_h \cos(h\omega(t - T/3) + \varphi_h) \\
 V_T &= \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} V_h \cos(h\omega(t + T/3) + \varphi_h)
 \end{aligned} \quad (9)$$

Haciendo referencia a la figura 2, para el período en el cual la tensión de línea ST alcanza un valor positivo tal que hace que los diodos 2 y 6 entren en conducción se obtiene el siguiente circuito equivalente:

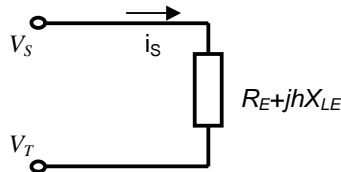


Figura 7. Circuito equivalente del tramo 1

Donde i_s es la corriente de línea de la fase S y:

$$R_e = R_s + R_T + R_C + R$$

$$X_{Le} = X_{LS} + X_{LT}$$

$$Z_{eh} = R_e + jhX_{Le}$$

En [2] X_{Le} contiene un término adicional que corresponde a X_{LC} . Sin embargo, debe observarse que incluir la inductancia del lado DC constituye un error puesto que por ésta circula corriente DC y no debe ser modelada como una impedancia en régimen sinusoidal permanente.

$$Y_{eh} = \frac{1}{Z_{eh}} = |Y_{eh}| \angle \psi_h \quad (10)$$

Para el circuito de la figura anterior es planteada la siguiente ecuación:

$$V_{ST}(t) = R_e * i_s(t) + L_e * \frac{di_s(t)}{dt} \quad (11)$$

$$V_{ST}(t) = V_s - V_T = \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} V_{LLSTh} \cos(hwt + \delta_{STh})$$

$$i_s = i_H + i_P \quad (12)$$

La solución homogénea para el tramo 1 es:

$$i_{H1} = K1.e^{\frac{\text{Re}}{Le}.t} \quad (13)$$

La solución particular para el armónico h de corriente en el tramo 1 es

$$I_{P1h} \angle \theta_{1h} = |Y_{eh} \cdot V_{LLSTh}| \angle (\delta_{STh} + \psi_h) \quad (14)$$

$$i_{p1}(t) = \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} \cdot I_{P1h} \cos(hwt + \theta_{1h})$$

$$i_{s1} = K1.e^{\frac{\text{Re}}{Le}.t} + \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} I_{P1h} \cos(hwt + \theta_{1h}) \quad (15)$$

$$K1 = e^{\frac{\text{Re}}{Le}.t1} \left[- \sum_{h=1}^{H_{\max}} \sqrt{2} \cdot I_{P1h} \cos(h.w.t_1 + \theta_{1h}) \right] \quad (16)$$

$$t_1 = \frac{\frac{\pi}{3} - \angle \phi_1}{w} \quad (17)$$

Para el siguiente intervalo (tramo 2) la conducción de la fase S se mantiene pero la tensión de línea más positiva

es ahora V_{SR} . Entonces el razonamiento es igual que en el caso anterior; el instante inicial en el tramo 2 considerando simetría es t_2

$$t_2 = t_1 + \frac{\pi}{3} \quad (18)$$

Así, la constante K2 es determinada para $t = t_2$ donde el valor inicial de i_{s2} es $i_{s1}(t_2)$

El final de la conducción en la fase S se presenta en:

$$t_3 = t_2 + \frac{\pi}{3} \quad (19)$$

Después de esto la corriente de línea i_s se mantiene en cero durante $\pi/3$ y el ciclo se reinicia pero con i_s negativo.

El desarrollo en series de Fourier para la corriente del tramo 1 se obtiene como:

Para el tramo 1:

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_{s1} * \cos(nwt) dt$$

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_{s1} * \sin(nwt) dt$$

n: armónico de corriente

De idéntica manera se obtienen los coeficientes para el tramo 2.

Los coeficientes de la serie de Fourier para medio período de la onda de corriente son:

$$a_n = a_{n1} + a_{n2} \quad (20)$$

$$b_n = b_{n1} + b_{n2}$$

Para un período completo

$$a_n' = 2.a_n \quad (21)$$

$$b_n' = 2.b_n$$

De tal forma que la onda de corriente de la fase S es obtenida como:

$$i_s(t) = \sum_{n=1}^{N_{\max}} a_n' \cos(n.w.t) + b_n' \sin(n.w.t) \quad (22)$$

La expresión 22 no debe contener armónicos pares ni múltiplos de 3. Los coeficientes de $i_R(t)$ e $i_T(t)$ se obtienen desfasando $i_s(t)$ en $2\pi/3$ y $-2\pi/3$ respectivamente.