

**MODELOS DE ELEMENTOS DE RED PARA CALCULO DE
TRANSITORIOS ELECTROMAGNETICOS EN SISTEMAS DE
POTENCIA**

PARTE 2

MODELOS DE TRANSFORMADORES

INTRODUCCIÓN

Supongamos que queremos modelar en régimen un transformador monofásico de 2 devanados, con los siguientes datos básicos obtenidos de ensayos de laboratorio:

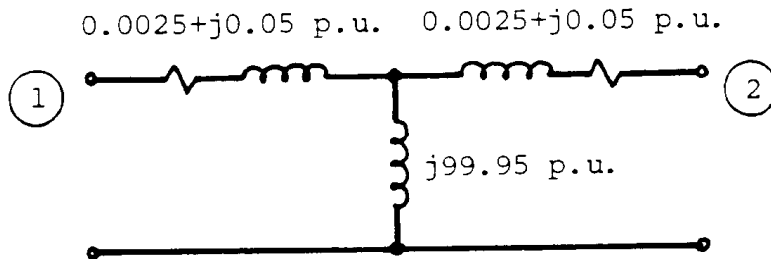
Reactancia de cortocircuito= 10 %

Pérdidas en carga= 0,5 %

Corriente de excitación=1 %

Los valores están dados en % de la potencia y tensiones nominales.

Si asumimos que la resistencia serie se reparte por igual entre los 2 devanados y despreciamos las pérdidas de vacío, el modelo clásico que resulta es:



Las correspondientes ecuaciones matriciales tensión-corriente en p.u son:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 0.0025 & 0 \\ 0 & 0.0025 \end{bmatrix} + j \begin{bmatrix} 100 & 99.95 \\ 99.95 & 100 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}$$

Con un razonamiento similar, el modelo transitorio (asumiendo la impedancia de magnetización lineal) sería de la forma :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = [R] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} di_1 / dt \\ di_2 / dt \end{bmatrix}, \text{ con :}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 0.0025 & 0 \\ 0 & 0.0025 \end{bmatrix} \quad [X] = \begin{bmatrix} 100 & 99.95 \\ 99.95 & 100 \end{bmatrix} \quad [L] = [X] / \omega$$

Ya hemos visto que las ecuaciones que resuelve el EMTP son en base nodal, por lo que para incorporar este modelo de transformador al conjunto de ecuaciones de la red es necesario invertir la matriz [L].

El ejemplo muestra que esto puede provocar dificultades numéricas, dado que la matriz [X] (o [L]) está “muy cerca” de ser no invertible. Observar también que el término 99,95 se obtuvo restando los valores de la reactancia de magnetización=100 p.u de la reactancia de cortocircuito=0.05 p.u. Estas 2 impedancias son de valores tan dispares que en caso de no hacer los cálculos con mucha precisión se corre el riesgo de “perder” la reactancia de cortocircuito en el proceso, parámetro que es de suma importancia en las simulaciones.

Estas dificultades prácticas motivan que los modelos de transformadores en EMTP se elaboren de una forma ligeramente distinta:

en vez de plantear un modelo $[v] = [R] [i] + [L][di/dt]$, e intentar invertir $[L]$

se plantea un modelo $[L]^{-1} [v] = [L]^{-1} [R] [i] + [di/dt]$, calculando directamente los valores de $[L]^{-1}$ a partir de los datos de ensayo de los transformadores.

Aun subsisten en algunas versiones del EMTP las rutinas desarrolladas para obtener los modelos $[L]$ - $[R]$ en base a los datos de ensayo (modelo XFORMER), pero hace tiempo han sido sustituidas con ventaja por los modelos $[L]^{-1}[R]$ (modelos TRANSFORMER y BCTRAN)

MODELOS $[L]^{-1}[R]$

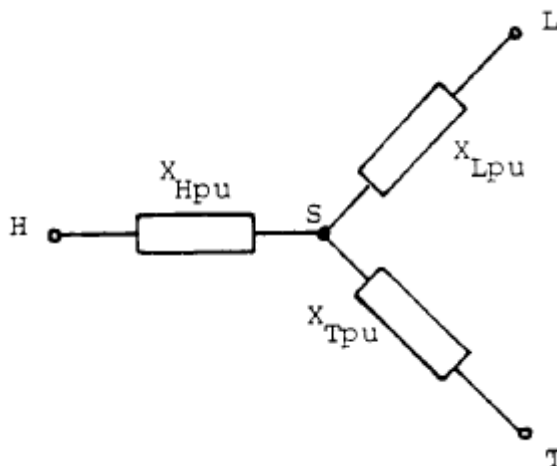
Transformadores monofásicos

A efectos de explicar como se arman estos modelos, desarrollaremos el caso del modelo de régimen de un transformador monofásico de 3 devanados.

Despreciaremos en primera instancia las corrientes de magnetización y las resistencias de los devanados, y más adelante veremos cómo se pueden contemplar en el modelo.

Partimos de las reactancias de cortocircuito obtenidas de los ensayos de cortocircuito realizados tomando los devanados de 2 en 2: X_{HL} , X_{HT} y X_{LT} . Suponemos que estas reactancias están en p.u, referidas a las tensiones nominales y a una potencia base común.

En estas condiciones, sabemos que es posible formar un modelo estrella de la forma:

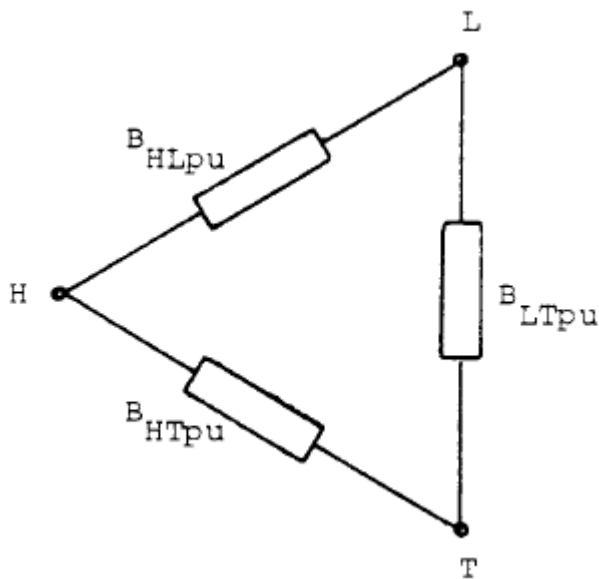


Siendo:

$$X_{Hpu} = 1/2 A - X_{LTpu} \quad X_{Lpu} = 1/2 A - X_{HTpu} \quad X_{Tpu} = 1/2 A - X_{HLpu}$$

$$A = X_{HL} + X_{HT} + X_{LT}$$

El paso siguiente es pasar a un modelo nodal en delta, a través de una transformación estrella-delta :



Siendo:

$$B_{HLpu} = X_{Tpu} / X^2 \quad B_{HTpu} = X_{Lpu} / X^2 \quad B_{LTpu} = X_{Hpu} / X^2$$

$$X^2 = X_{Hpu} \cdot X_{Lpu} + X_{Hpu} \cdot X_{Tpu} + X_{Lpu} \cdot X_{Tpu}$$

Las ecuaciones de este modelo en régimen en base nodal resultan:

$[\omega L_{pu}]^{-1} [v] = [i]$, siendo $[\omega L_{pu}]^{-1}$ la correspondiente matriz de admitancias nodales:

$$[\omega L_{pu}]^{-1} = \begin{bmatrix} B_{HLpu} + B_{HTpu} & -B_{HLpu} & -B_{HTpu} \\ -B_{HLpu} & B_{HLpu} + B_{LTpu} & -B_{LTpu} \\ -B_{HTpu} & -B_{LTpu} & B_{HTpu} + B_{LTpu} \end{bmatrix}$$

Obviamente, el mismo método se utiliza para calcular la matriz $[L_{pu}]^{-1}$ a usar en el correspondiente modelo transitorio.

$$[L_{pu}]^{-1} [v] = [di/dt]$$

Las resistencias de los devanados se pueden incluir en el modelo simplemente armando

una matriz diagonal de resistencias nodales $[R] = \begin{bmatrix} R_{Hpu} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Lpu} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Tpu} \end{bmatrix}$, en que los

elementos de la matriz se obtienen a partir de medidas directas o aproximadamente (despreciando las pérdidas no óhmicas) a través de los resultados del ensayo de pérdidas en carga:

$$R_{Hpu} + R_{Lpu} = P_{HLpu} \quad R_{Hpu} + R_{Tpu} = P_{HTpu} \quad R_{Lpu} + R_{Tpu} = P_{LTpu}$$

P_{ABpu} = pérdidas en carga en p.u (respecto a la potencia base común) , obtenidas del ensayo de cortocircuito entre devanados A y B.

Extensión a transformadores de N devanados

El método se puede extender a transformadores monofásicos de cualquier número N de devanados. Si bien los transformadores de más de 3 devanados son poco frecuentes, en ciertos estudios (en los cuáles interesa representar en más detalle las conexiones internas del transformador) es útil disponer de este tipo de modelos.

Adicionalmente: el método general que se describirá permite en forma natural deducir los modelos a aplicar a los transformadores trifásicos.

El método a describir es el usado por la rutina auxiliar BCTRAN del EMTP.

Supondremos en primera instancia corriente de excitación y resistencias de devanados nulas.

1) Se comienza eligiendo al devanado “N” como devanado de referencia para plantear las ecuaciones tensión-corriente:

$$\begin{aligned} V_1 - V_N &= Z_{11} * I_1 + Z_{12} * I_2 + \dots\dots\dots Z_{1,N-1} * I_{N-1} \\ V_2 - V_N &= Z_{21} * I_1 + Z_{22} * I_2 + \dots\dots\dots Z_{2,N-1} * I_{N-1} \\ &\dots\dots\dots \\ V_{N-1} - V_N &= Z_{N-1,1} * I_1 + Z_{N-2,2} * I_2 + \dots\dots\dots Z_{N-1,N-1} * I_{N-1} \end{aligned}$$

En forma compacta, si llamamos $[V_{red}] = \begin{bmatrix} V_1 \\ \dots \\ V_{N-1} \end{bmatrix}$, $[I_{red}] = \begin{bmatrix} I_1 \\ \dots \\ I_{N-1} \end{bmatrix}$, $[Z^*] = ((Z^*_{ij}))$,

K_{N-1} al vector $\begin{bmatrix} 1 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}$ de dimensión N-1, las ecuaciones anteriores son de la forma

$$[V_{red}] - V_N K_{N-1} = [Z^*] [I_{red}], \text{ con } [Z^*] \text{ una matriz simétrica de dimensión N-1.}$$

Dado que estamos despreciando las corrientes magnetizantes, se cumplirá la relación adicional:

$$\sum_k I_k = 0$$

Comentario

Es necesario plantear las ecuaciones de tensión referidas a uno de los devanados porque si se plantearan las “N” ecuaciones de tensión de cada uno de los devanados respecto a tierra, la matriz de impedancias queda no invertible debido la hipótesis de que la corriente de excitación es despreciable (recordar que esto ya se observó en el ejemplo inicial de un transformador monofásico)

En efecto: si planteáramos esas “N” ecuaciones obtendríamos un sistema de la forma $[V] = [Z][I]$. Como además hay que respetar la relación $\sum I_k = 0$, la solución del sistema completo en $[I]$ no puede ser única.

2) Los elementos Z_{ik}^* se pueden calcular a partir de las reactancias de cortocircuito obtenidas de los ensayos de cortocircuito tomando los devanados de 2 en 2:

a) Sea Z_{iN}^{sh} la reactancia de cortocircuito medida en el ensayo de cortocircuito entre devanados i y N , expresada en p.u de una potencia base común.

En ese ensayo sólo I_i es no nula y $V_N=0$, por lo que la ecuación i -ésima es:

$$V_i = Z_{ii}^* I_i, \text{ de donde es inmediato que } Z_{ii}^* = Z_{iN}^{sh}$$

b) Midamos ahora la reactancia de cortocircuito Z_{ik}^{sh} en un ensayo de cortocircuito entre los devanados i y k . Las únicas corrientes no nulas en las ecuaciones son I_i e $I_k = -I_i$, y $V_k=0$ de donde:

$$V_i - V_N = (Z_{ii}^* - Z_{ik}^*) I_i$$

$$-V_N = (Z_{ki}^* - Z_{kk}^*) I_i$$

Restando estas 2 ecuaciones, y usando que $Z_{ki}^* = Z_{ik}^*$ resulta:

$$V_i = (Z_{ii}^* + Z_{kk}^* - 2Z_{ik}^*) I_i, \text{ de donde es inmediato que } Z_{ik}^{sh} = Z_{ii}^* + Z_{kk}^* - 2Z_{ik}^*$$

Por lo tanto:

$$Z_{ik}^* = 1/2 (Z_{iN}^{sh} + Z_{kN}^{sh} - Z_{ik}^{sh})$$

3) Si $[Y^*] = [Z^*]^{-1}$, invirtiendo la relación $[V_{red}] - V_N K_{N-1} = [Z^*] [I_{red}]$ se obtienen ecuaciones de la forma:

$$I_1 = Y_{11}^* V_1 + Y_{12}^* V_2 + \dots + Y_{1,N-1}^* V_{N-1} + (-Y_{11}^* - Y_{12}^* - \dots - Y_{1,N-1}^*) V_N$$

$$I_2 = Y_{21}^* V_1 + Y_{22}^* V_2 + \dots + Y_{2,N-1}^* V_{N-1} + (-Y_{21}^* - Y_{22}^* - \dots - Y_{2,N-1}^*) V_N$$

$$\dots$$

$$I_{N-1} = Y_{N-1,1}^* V_1 + Y_{N-1,2}^* V_2 + \dots + Y_{N-1,N-1}^* V_{N-1} + (-Y_{N-1,1}^* - Y_{N-1,2}^* - \dots - Y_{N-1,N-1}^*) V_N$$

Sumando todas las filas cambiadas de signo, y haciendo uso de la relación $\sum I_k = 0$, es posible agregar a las anteriores una última ecuación

$$I_N = (-Y_{11}^* - Y_{21}^* - \dots - Y_{N-1,1}^*) V_1 + \dots + (-Y_{1,N-1}^* - Y_{2,N-1}^* - \dots - Y_{N-1,N-1}^*) V_{N-1} + Y_{NN}^* V_N, \text{ en que } Y_{NN}^* = \sum_{i,j} Y_{ij}^*$$

Se consigue de esta forma expresar las ecuaciones del transformador en base nodal:

$[I] = [Y] [V]$, y en que es fácil verificar que $[Y]$ es una matriz simétrica.

Las ecuaciones así obtenidas se incorporan en forma inmediata al resto de las ecuaciones en base nodal con que el EMTP modela el resto de la red.

Comentario

El método descrito no es más que un tecnicismo “elegante” mediante el cuál se consigue modelar al transformador en base nodal (mediante una matriz de admitancias) pese a que la matriz de impedancias de la cuál se debería partir es no invertible.

Si se quiere incluir las resistencias en el modelo, se debe cuidar de separar la parte inductiva de la resistiva de los valores obtenidos del ensayo de cortocircuito:

$X_{ik}^{sh} = ((Z_{ik}^{sh})^2 - (R_{ik})^2)^{1/2}$. El método descrito se aplica a las componentes inductivas X_{ik}^{sh} , en tanto que las componentes resistivas R_{ik} se expresan como $R_{ik} = R_i + R_k$, en que R_i y R_k se obtienen por medida directa.

Si el transformador es de hasta 3 devanados también se pueden calcular, como hemos visto, haciendo uso de la medida de pérdidas en carga obtenida en el ensayo de cortocircuito.

Se obtienen de esta forma las matrices $[L]^{-1}$ y $[R]$ (matriz diagonal formada por las R_i) necesarias para plantear las ecuaciones transitorias del transformador en la forma vista $[L]^{-1} [v] = [L]^{-1} [R] [i] + [di/dt]$

Transformadores trifásicos

Si deseamos extender los desarrollos vistos a los transformadores trifásicos de N devanados, no es suficiente con aplicar el desarrollo visto a un transformador de 3N devanados, sino que es necesario también considerar los acoplamientos mutuos entre fases.

La forma de hacerlo en forma eficiente es sustituir cada impedancia Z^{*ij} escalar del desarrollo visto para transformadores de N devanados por una matriz de impedancias propias y mutuas de la forma:

$$\begin{bmatrix} Z_s & Z_m & Z_m \\ Z_m & Z_s & Z_m \\ Z_m & Z_m & Z_s \end{bmatrix}, \text{ en que } Z_s \text{ es la impedancia propia de cada devanado de fase y } Z_m \text{ la}$$

correspondiente impedancia mutua entre fases.

En la realidad, la matriz no es perfectamente balanceada, dado que las impedancias mutuas entre fases no son exactamente iguales (en un transformador tipo núcleo, por ejemplo, la impedancia mutua entre las fases de las columnas extremas no es exactamente igual a la impedancia mutua entre la fase de la columna central y las fases de las columnas extremas). No obstante, esta aproximación se considera razonable, y permite vincular los elementos Z_s y Z_m con los valores de impedancia de secuencia positiva y cero obtenidos de ensayos de laboratorio.

En efecto, la teoría de componentes simétricas nos dice que:

$Z_s = 1/3 (Z_0 + 2Z_1)$ $Z_m = 1/3 (Z_0 - Z_1)$, siendo Z_0 y Z_1 las correspondientes impedancias de cortocircuito obtenidas de los ensayos.

El procedimiento completo para el modelado de un transformador trifásico sería el siguiente:

a) Se calcula la matriz de resistencias $[R]$ en la forma vista, y asumiendo que las resistencias de las 3 fases de cada devanado son iguales.

b) Se calculan las reactancias de secuencia positiva y cero a partir de las medidas de impedancia de cortocircuito de secuencia positiva y cero.

c) Se calcula la matriz $[X^*]$ en la forma vista, haciendo uso exclusivamente de las reactancias de cortocircuito. Para ello se calculan a partir de las reactancias de cortocircuito los correspondientes valores de reactancia propia X_s y mutua X_m asociados a las 3 fases de cada devanado. La matriz $[X^*]$ es una matriz de $N \times N$ bloques de dimensión 3, y en que cada bloque es la matriz balanceada asociada a los X_s y X_m calculados.

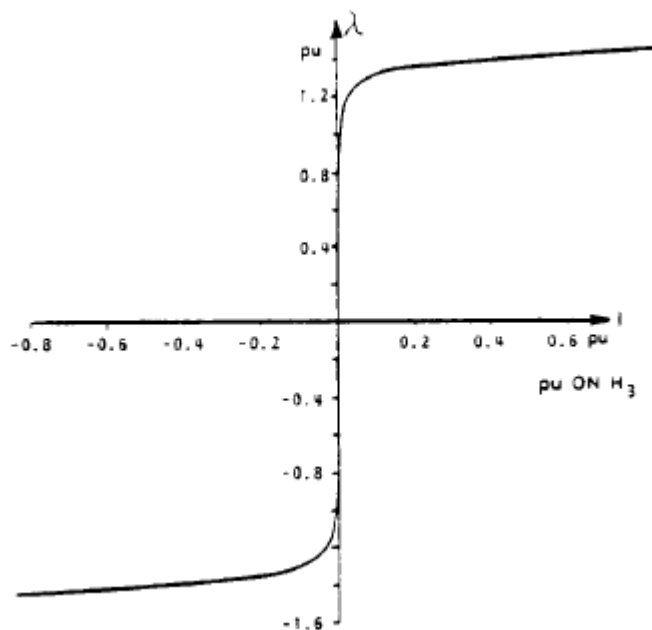
d) Una vez calculada $[X^*]$ el resto del procedimiento es similar al de los transformadores monofásicos.

Corriente de excitación

Los modelos anteriores no tienen en cuenta la corriente de excitación.

Esta aproximación es razonable en casi todos los estudios de régimen, en los cuáles la corriente de excitación es muy pequeña, pero no lo es en estudios de transitorios electromagnéticos, en los cuáles la situación habitual es que el núcleo entre en la zona de saturación.

Una curva típica de saturación flujo-corriente es como la siguiente:



Se hace necesario, por lo tanto, incorporar modelos de inductancias saturables a los modelos lineales descritos más arriba.

Parte lineal de la corriente de excitación

Caso monofásico

La parte lineal (no saturada) de la corriente de excitación se incorpora directamente al modelo lineal $[L^{-1}]-[R]$ descrito.

Se comienza por obtener la parte lineal de la inductancia de magnetización L_m a partir de ensayos de laboratorio.

Eventualmente, se puede tener en cuenta también la conductancia de magnetización G_m , obtenida del ensayo de pérdidas en vacío, aunque muchas veces se la desprecia.

A diferencia del modelo [L] -[R], en el cuál L_m se suele conectar al punto estrella del modelo en “T“, el modelo [L⁻¹]-[R] sólo permite acceder a los nodos externos del transformador. Es necesario por lo tanto conectar admitancias lineales adicionales $1/L_m$ en los nodos externos de alguno de los devanados.

Dado que L_m es mucho más grande que las inductancias de cortocircuito, en la práctica da lo mismo conectarla a cualquiera de los devanados (e incluso se puede conectar $2L_m$ a 2 devanados, o $3L_m$ a 3 devanados, etc.).

En lo que se refiere al cálculo de la matriz [L⁻¹], una vez elegido el devanado “i“ al cuál conectar la rama lineal de magnetización, basta con sumar $1/L_m$ al elemento diagonal (i,i) de la matriz (de esta forma, la parte lineal de la impedancia de magnetización queda “sumergida“ en el resto de la matriz de susceptancias nodales).

Si se desea incorporar también las conductancias, en cambio, es necesario agregar las correspondientes ramas resistivas adicionales G_m en el modelo.

Caso trifásico

La incorporación de las inductancias de magnetización a los modelos trifásicos usa esencialmente el mismo método descrito anteriormente.

Es necesario obtener (a través de ensayos o de parámetros teóricos de diseño) las inductancias de magnetización de secuencia positiva L_{m1} y de secuencia cero L_{m0} , y luego formar la matriz

$$\begin{bmatrix} B_s & B_m & B_m \\ B_m & B_s & B_m \\ B_m & B_m & B_s \end{bmatrix} \text{ con } B_s = 1/3 (1/L_{m0} + 2/L_{m1}) \quad B_m = 1/3 (1/L_{m0} - 1/L_{m1}), \text{ que se incorpora}$$

al modelo ya descrito en uno cualquiera de los terminales trifásicos del transformador.

Si se desea incorporar las conductancias, es necesario agregar en forma análoga una matriz de resistencias acopladas.

No siempre se dispone de los datos de ensayo necesarios para obtener L_{m0} , por lo que se puede hacer uso de valores típicos:

-Si el transformador tiene un devanado conectado en delta, el valor de L_{m0} no es relevante, dado que el devanado en delta cortocircuita las corrientes de secuencia cero.

Se suele tomar en estos casos $L_{m0} = L_{m1}$. Se recuerda al respecto que si en este caso se desea medir L_{m0} es necesario abrir el devanado en delta durante el ensayo.

-Si el transformador es tipo núcleo de 3 columnas, se suele tomar como valor típico una corriente de excitación de secuencia cero de 1 p.u .

-Si el transformador es tipo núcleo de 5 columnas, se suele tomar como valor típico una corriente de excitación de secuencia cero de 4 veces la corriente de excitación de secuencia positiva.

Las pérdidas de excitación se modelan en forma análoga mediante una matriz 3 x 3 de resistencias acopladas (modelo disponible en forma “standard” en el EMTP) que se conecta al mismo terminal del transformador en que se conectan las inductancias magnetizantes.

Saturación

El modelado de la saturación requiere en estos modelos el agregado de una inductancia externa no lineal.

Lo habitual es modelar estas inductancias con 2 rectas en el plano flujo-corriente: la primera recta corresponde a la parte propiamente lineal, y la segunda modela propiamente la saturación.

En caso de no disponer de datos reales, la pendiente de la parte saturada (la llamada “inductancia de núcleo de aire”) se asume igual al doble de la inductancia de cortocircuito para transformadores de devanados separados (sube a 3 a 4 veces si es autotransformador): $L_{air} = 2L_{short}$.

A diferencia de lo comentado para la parte lineal de la inductancia, ahora no es indiferente el punto en el cuál se conecta la inductancia no lineal, dado el bajo valor que toma en la zona saturada.

Idealmente: dado que esta inductancia modela completamente el flujo de excitación, debería cumplirse la relación $v = - \int \lambda dt = - \int L_m(i) i dt$, siendo λ el flujo por el núcleo y v la tensión en bornes de la inductancia.

Se necesita identificar, por lo tanto, un devanado con muy poco flujo de dispersión, de forma que “casi todo el flujo” circule por el núcleo.

Si bien la identificación de este devanado depende de aspectos constructivos del transformador, lo habitual es suponer que este devanado es el más cercano al núcleo.

La práctica habitual es, por lo tanto, conectar la inductancia de magnetización al devanado de tensión más baja. En el caso de los modelos trifásicos, esta práctica da buenos resultados en especial para transformadores tipo núcleo de 3 columnas, y no tanto para los “shell type” o los de 5 columnas. (en los cuáles sólo se mejora la precisión modelando en más detalle aspectos constructivos internos que condicionan los balances de flujo magnético)

Cabe destacar, asimismo, que si se opta por modelar la saturación lo habitual es modelar la inductancia no lineal por medio de las 2 pendientes (zona lineal y zona saturada) y conectarla en bornes del transformador. En tal caso, no se debe incluir la parte lineal de la inductancia dentro del modelo $[L^{-1}]$ en la forma vista anteriormente.

(Otra opción es mantener la parte lineal dentro de $[L^{-1}]$ y usar un modelo especial de inductancia no lineal en el cuál la primera recta es vertical).

Los transformadores trifásicos se modelan, simplemente, conectando 3 de estas inductancias saturables en los terminales del devanado elegido.

Por lo general estas 3 inductancias se toman iguales, si bien no hay restricciones en elegir las distintas si se desea modelar las características particulares del circuito magnético con más precisión.

Se hace notar que el modelado de la inductancia de magnetización saturable sólo requiere conectar estas 3 inductancias saturables (y no una matriz de inductancias acopladas), dado que se asume que no aparecen acoplamientos entre fases.

No obstante, existe un caso particular en el cuál el modelo de inductancia cambia en forma importante según que la corriente de excitación sea de secuencia positiva o cero. Este caso particular es el de los transformadores tipo núcleo de 3 columnas y sin devanados conectados en delta: cuando la corriente de excitación es de secuencia cero

los flujos en las 3 columnas deben necesariamente “cerrarse” por caminos en aire externos al circuito magnético de hierro.

El resultado práctico es que en estos casos la inductancia de magnetización homopolar se mantiene mucho más lineal en todo el rango de corrientes que la inductancia de magnetización positiva.

En modelos más precisos de estos transformadores, por lo tanto, se agrega al modelo lineal $[L^{-1}]$ una matriz 3x 3 de inductancias acopladas conectada a los terminales del devanado elegido .

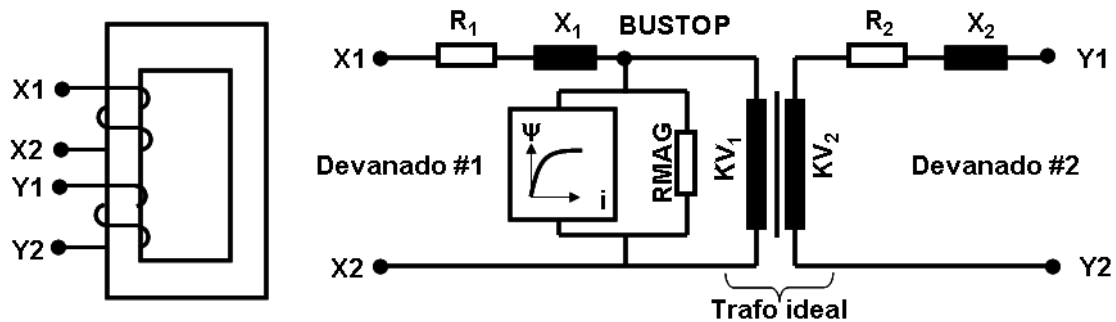
Esta matriz se suma al bloque diagonal del devanado correspondiente, y se obtiene haciendo $1/L_{positiva}=0$, $1/L_{cero}=\text{valor adecuado}$ para reproducir la inductancia de excitación homopolar.

El modelo de transformador saturable (TRANSFORMER)

El modelo que acabamos de describir es muy general y, en principio aplicable a cualquier tipo de transformador y número de devanados.

El EMTP dispone también de un modelo más simplificado (el modelo “Transformador saturable”), aplicable con buenos resultados a todo tipo de transformador, a excepción de los transformadores trifásicos tipo núcleo de 3 columnas, y sin devanados en delta.

El modelo de transformador monofásico no difiere mayormente del modelo BCTRAN descrito anteriormente:



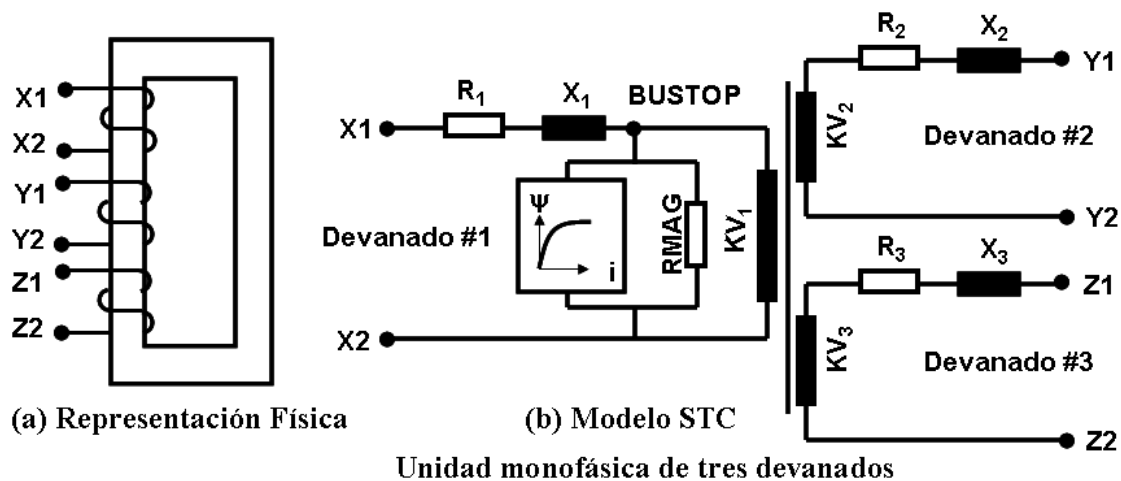
(a) Representación Física

(b) Modelo STC

Unidad Monofásica de dos devanados

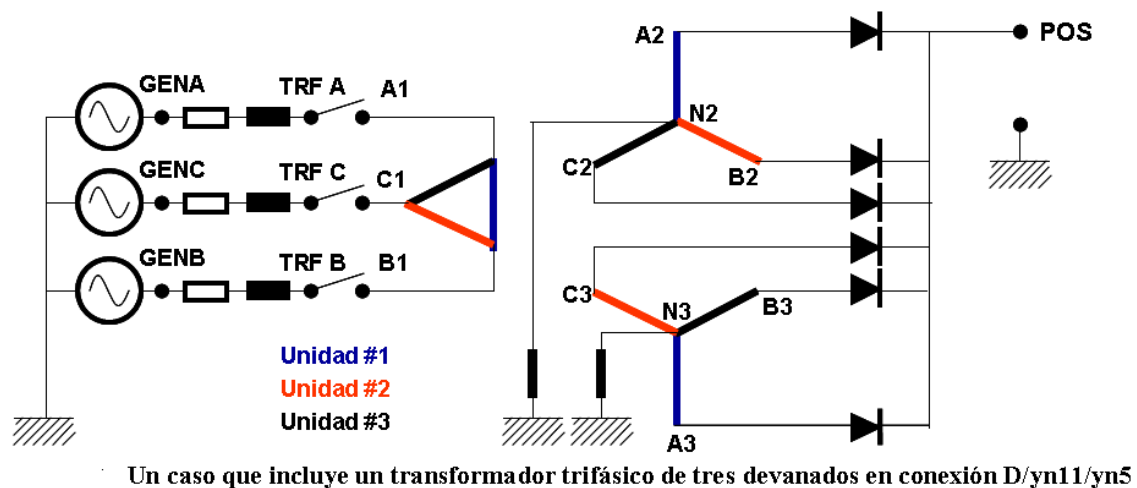
La principal diferencia con el modelo BCTRAN es que la inductancia y resistencia de magnetización ya están “incorporadas” al modelo, y no es necesario conectarlas “por fuera” .Esta facilidad práctica para el armado del modelo en EMTP es, no obstante, una fuente de imprecisión: el modelo TRANSFORMER reserva automáticamente un nodo interno (BUSTOP en la figura) para conectar la rama magnetizante, por lo que no es posible seleccionar el devanado más adecuado (el de menor flujo de dispersión, que suele ser el de más baja tensión) para conectar esta rama.

El modelo de transformador monofásico de 3 devanados es análogo:



Cabe destacar que este modelo “estrella” es sólo válido para transformadores de hasta 3 devanados.

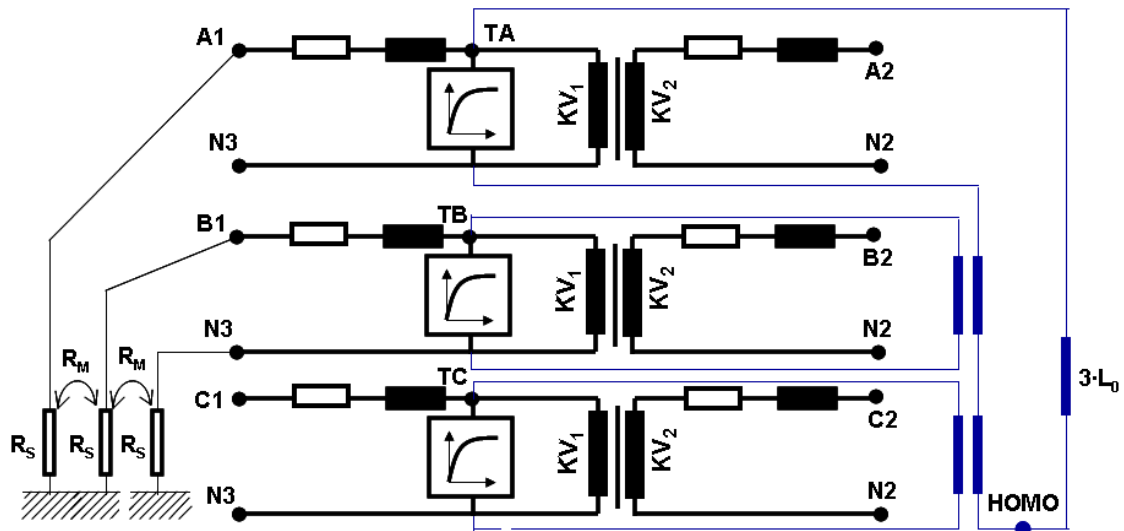
Los transformadores trifásicos se modelan, simplemente, conectando 3 modelos monofásicos. La forma en que se conectan los nodos terminales debe ser la adecuada para reproducir correctamente el grupo de conexión del transformador.



Se observa, por lo tanto, que los transformadores trifásicos se modelan siempre como bancos de transformadores monofásicos, por lo que el modelo no tiene en cuenta los posibles acoplamientos magnéticos entre fases.

Esta aproximación no es demasiado imprecisa cuando la corriente de magnetización es muy baja, cualquiera sea la secuencia de tensiones (directa u homopolar) impuesta. Como ya se ha observado más arriba, esta situación no se da en el caso de los transformadores tipo núcleo de 3 columnas sin devanados en delta, para los cuáles la corriente de magnetización homopolar es muy alta.

Para estos casos se ha desarrollado una adaptación del modelo de transformador saturable (modelo TRANSFORMER THREE PHASE):



La inductancia lineal de magnetización homopolar se modela a través de un devanado en delta ficticio como el indicado en la figura, y que sólo afecta al modelo cuando éste es excitado con corrientes homopolares.

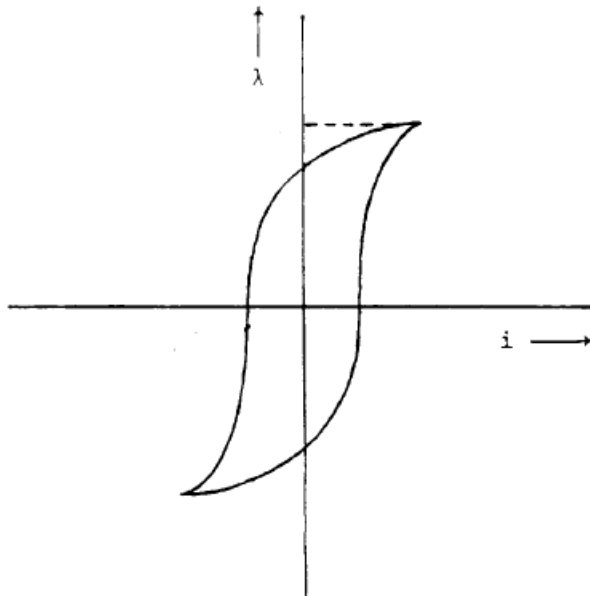
Se indica también el modelado de las pérdidas de excitación, que se hace en forma análoga a como se describió para el modelo BCTRAN, mediante una matriz de resistencias acopladas conectada “por fuera”.

Este modelo es poco usado, y en estos casos se prefiere utilizar el modelo más preciso BCTRAN.

Otros aspectos vinculados al modelado de transformadores en EMTP

Flujo residual

Como es sabido, los núcleos de hierro de los transformadores se caracterizan por seguir un ciclo de histéresis de acuerdo a las variaciones de tensión y corriente a las cuáles están sometidos. Esto significa que el modelado del núcleo de inductancias saturables no es totalmente preciso, dado que estos modelos no pueden reproducir exactamente los distintos valores de inductancia que se dan en condiciones de flujo decreciente respecto a las condiciones de flujo creciente.



Flux-current loop

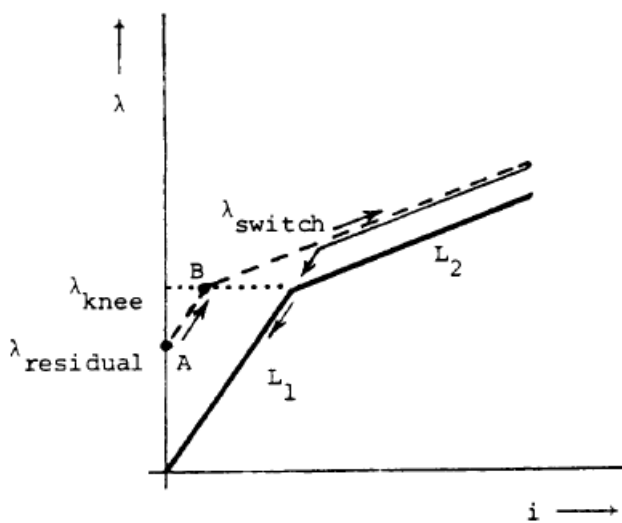
La principal consecuencia práctica de la existencia del ciclo de histéresis es que cuando un transformador se conecta a la red puede tener “atrapado” en su núcleo un flujo remanente originado por una maniobra previa de desconexión.

Este flujo residual tiene una influencia importante en el valor de la corriente de “inrush” a la que queda sometido el transformador cuando se produce la reenergización.

El EMTP dispone actualmente de rutinas que pueden modelar aproximadamente el ciclo de histéresis completo.

Una alternativa al uso de estas rutinas es definir en forma arbitraria flujos residuales de valores conservadores e introducirlos “a mano” en el modelo EMTP.

En relación a la inductancia saturable que modela la excitación, el EMTP maneja estos flujos residuales de la siguiente forma:



Starting from residual flux

A partir del flujo residual $\lambda_{\text{residual}}$, al crecer el flujo se recorre la parte lineal de la inductancia (pendiente L_1) hasta el umbral de saturación λ_{knee} . A partir de allí, se recorre la parte saturada de la inductancia (pendiente L_2).

En el sentido de los flujos decrecientes, la característica pasa a recorrer la curva de saturación normal que pasa por el origen cuando $\lambda <$ un cierto valor λ_{switch} .

Referencia de tensión para devanados en delta

En el caso particular de los transformadores que tienen devanados en delta, es necesario cuidar de que cada uno de sus terminales tenga una adecuada referencia de tensión a tierra, dado que el EMTP siempre calcula las tensiones de nodo a tierra.

Si el devanado en delta está conectado a una red de cables, p.ej, es de esperar que en el modelo EMTP aparezcan sus capacidades a tierra, por lo que la referencia de tensión está automáticamente incluida en la red.

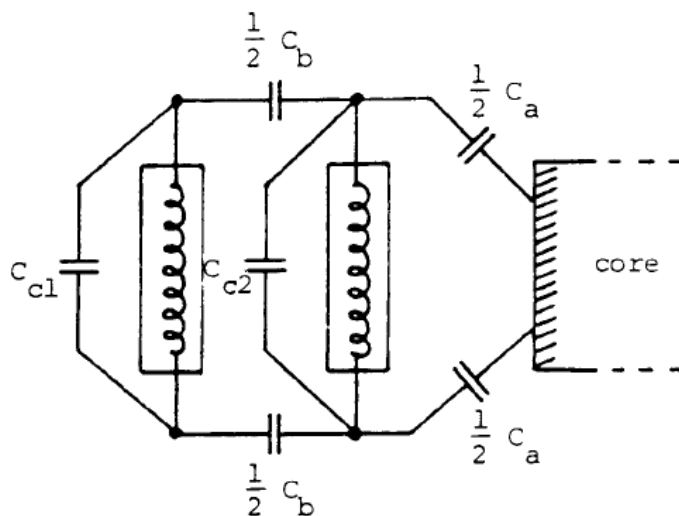
Si no se da esta situación, es necesario agregar en los vértices del devanado en delta resistencias (muy grandes) o capacitancias (muy pequeñas) a tierra ficticias para cumplir con este requisito. Los valores de resistencia o capacidad ficticia deben ser lo suficientemente grandes o pequeños para evitar alterar los resultados de la simulación, pero no tanto como para no evitar que la matriz de admitancias nodales que modela la red sea singular.

Un valor típico de capacidad ficticia a tierra es $0,003 \mu\text{F}$.

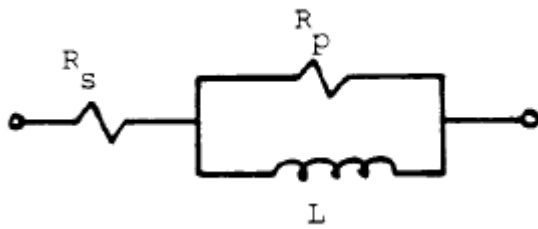
Modelo para altas frecuencias

Si se desea modelar un transformador para un estudio de sobretensiones de rayo o de transitorios que involucren frecuencias aun mayores, no es posible despreciar el efecto de las capacidades eléctricas entre devanados y a tierra.

Los modelos descritos se complementan, por lo tanto, agregando “por fuera” estas capacidades concentradas, cuyos valores se obtienen normalmente de los ensayos de tipo del transformador.



Es posible también tener en cuenta el efecto de la frecuencia sobre la resistencia de los devanados mediante modelos obtenidos por CIGRE en los cuáles se agrega una resistencia en paralelo con la inductancia de cortocircuito:



Las resistencias en paralelo se agregan “por fuera”, y estos modelos se usan habitualmente cuando se quiere estudiar con mucha precisión fenómenos de frecuencias de algunos kHz o más.

OTROS MODELOS

Generadores

Para estudios de sobretensiones de maniobra y de rayo los generadores se modelan como simples fuentes de tensión atrás de la reactancia subtransitoria, dado que los intervalos de tiempo de estudio hacen innecesario un modelado más sofisticado.

En el caso de las sobretensiones temporarias, el modelo de fuente de tensión también es adecuado para la mayoría de los estudios vinculados a la coordinación de aislación de líneas (efecto Ferranti, faltas fase-tierra), en los cuáles es suficiente un modelado de “régimen” o del tipo que se usa en los estudios convencionales de cortocircuito.

Una excepción la constituyen los estudios de rechazo de carga en los que juega un papel importante la sobrevelocidad que adquieren las máquinas durante el período de estudio.

Para estos casos, el EMTP dispone de modelos de máquinas similares a los que se usan en los estudios convencionales de estabilidad transitoria.

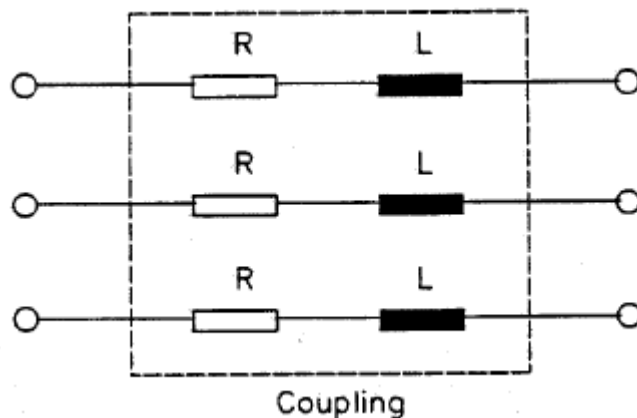
Equivalentes de red

Una regla “práctica” para evitar tener que modelar partes extensas de la red en los estudios de transitorios de maniobra y temporarias es modelar en detalle la red hasta una o (preferentemente) dos barras hacia atrás de la zona del sistema en estudio.

En tales casos, la parte del sistema no modelada se suele considerar incorporando equivalentes de Thévenin.

Estos equivalentes trifásicos suelen modelarse por medio de las impedancias de cortocircuito de secuencia positiva y cero obtenidas de un programa de cortocircuito.

El EMTP dispone de modelos de elementos concentrados trifásicos R-L (matrices R-L, con acoplamiento entre fases), en que se pueden ingresar directamente como datos las impedancias de secuencia.



Para estudios de sobretensiones de rayo, en cambio, suele bastar con modelar la zona en estudio (normalmente el vano de la línea de transmisión en que cae el rayo, y uno o dos vanos adicionales a cada lado), sin necesidad de incluir ningún modelo adicional del sistema externo, a excepción de una fuente de tensión a frecuencia industrial

Comentario:

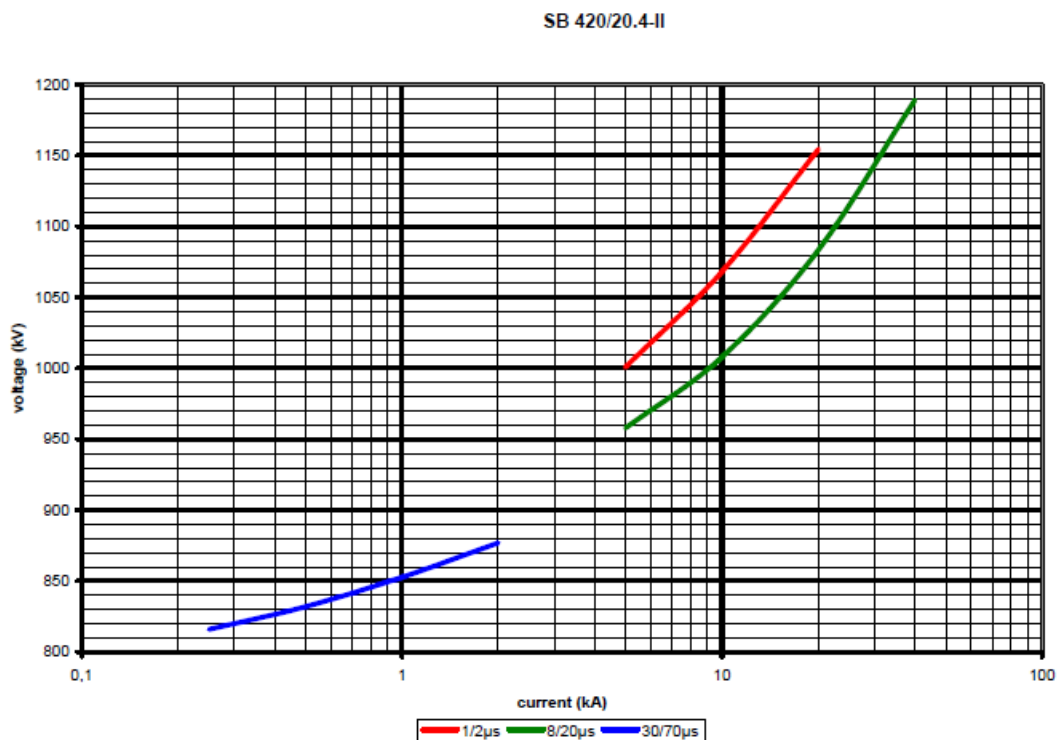
Para mejorar la precisión de los estudios de sobretensiones de maniobra, puede ser necesario representar la red externa con más precisión en lo que tiene que ver con la variación de las impedancias con la frecuencia.

En tales casos, es necesario calcular la función $Z(\omega)$ de la impedancia vista hacia la red (en secuencia positiva y secuencia cero) en función de la frecuencia. Se debe sintetizar luego un circuito equivalente de parámetros concentrados con ramas R-C y L-C en paralelo (equivalente Foster), cuya respuesta en frecuencia reproduce aproximadamente la de $Z(\omega)$.

Este circuito de parámetros concentrados se incorpora a la red en estudio por medio de los modelos de parámetros concentrados convencionales del EMTP.

Descargadores de ZnO

Los descargadores de ZnO se modelan como resistencias no-lineales, a través de las curvas v-i que suministran los fabricantes (Ver curva adjunta de un descargador de 420 kV).



A partir de esta curva el EMTP (rutina “ZnO Fitter”) modela los descargadores mediante una función de la forma:

$i=p.(v/vref)^q$, en que vref es un factor de escala arbitrario (dado por el usuario) que suele elegirse \approx dos veces la tensión nominal del descargador.

Para tensiones inferiores a la tensión de operación continua el descargador drena corrientes muy pequeñas (del orden de algunos mA), y en esta zona el EMTP simplifica la curva v-i por medio de una recta, a efectos de mejorar la precisión del modelado en la zona de corrientes más altas (que es la zona de interés).

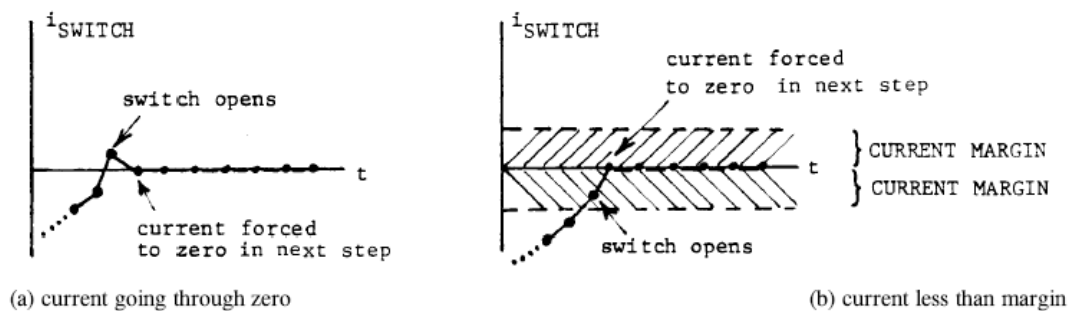
Comentario: Las curvas v-i (tensión residual-corriente) suelen diferir ligeramente según que el descargador se ensaye con ondas de maniobra o de rayo.

Al modelar en EMTP podría cambiarse el modelo de descargador, por lo tanto, según el tipo de estudio que se está realizando. En la mayoría de los casos no se justifica esta precisión, y se suele trabajar con cualquiera de las curvas v-i disponibles.

Disyuntores

En los estudios vinculados a la coordinación de aislación de líneas los disyuntores se modelan como llaves ideales: pasan de impedancia nula entre bornes a impedancia infinita en el momento de la apertura.

El instante de tiempo en que se desea abrir o cerrar el disyuntor es un dato del modelo. La apertura se produce en el momento en que la corriente pasa por cero (en rigor: en el paso de cálculo siguiente a aquél en que la corriente pasa por cero luego del instante de apertura) o (en otro modelo de disyuntor) cuando la corriente es inferior (en módulo) a un límite dado.



Para estudios estadísticos de energización de líneas el EMTP dispone de un modelo de “llave estadística” en el cuál el tiempo de cierre se puede ir variando en pasos uniformes, de forma de simular todos los posibles instantes de cierre dentro de un ciclo de frecuencia industrial de la onda de tensión.

Es posible, asimismo, considerar la dispersión estadística que siempre existe en torno al instante de cierre programado.

Para ello: se considera que el instante de cierre programado t_c es el valor medio de una distribución gaussiana de tiempos de cierre.

La correspondiente desviación “standard” σ se obtiene a partir del llamado “pole span” (máxima diferencia de tiempo entre el primer y último polo que cierra en un conjunto trifásico), que es un dato que se obtiene de los fabricantes.

Asumiendo que el máximo y mínimo tiempo de cierre son $t_c+3\sigma$ y $t_c-3\sigma$ respectivamente, resultará: $\sigma = \text{Pole span}/6$.

En base a esta información el programa “sortea” en cada energización el instante exacto de cierre.

En el caso en que el disyuntor tenga resistencia de preinserción el método se aplica en forma similar para el disyuntor auxiliar que conecta la resistencia de preinserción (ver figura).

