多巻線変圧器の定常時および励磁突入時の特性とその等価回路

正 員 稲垣 恵造*

Inductance Characteristics of a Multi-Winding Transformer and its Equivalent Circuits under Steady State and Magnetizing Inrush Conditions

Keizo Inagaki*, Member

In this paper, the method of deriving the practical-use equivalent circuit of 3 winding transformer for calculating magnetizing inrush current of a transformer is shown. On the basis of this equivalent circuit, the simulation circuit for general-purpose programs, such as EMTP, can be derived. Reference is made also about the influence to a magnetizing inrush current calculation result by equivalent circuit constitution.

キーワード：変圧器，等価回路，漏れインダクタンス，励磁インダクタンス，励磁突入

Keywords: transformer, equivalent circuit, leakage inductance, exciting inductance, magnetizing inrush

1. まえがき

電力系統における変圧器のふるまいを EMTP⁽¹⁾などの汎用過渡現象解析プログラムで解析し、理解するためにはまず変圧器を等価回路で表現する必要がある。しかし広い周波数領域、定常状態から磁気飽和状態までの鉄心の非線形励磁特性等を考慮した、全ての場合に適用できる万能の等価回路は存在せず、適切に簡略化した等価回路を使わざるを得ない。ただしそのルールは明確ではない。

商用周波数領域においては、一般に浮遊静電容量は無視でき、例えば2巻線変圧器は漏れインダクタンスと励磁インダクタンスとから成るT形等価回路で表わすことが多い^{(2)~(4)}。T形等価回路では漏れインダクタンスを一次側と二次側とに分離して表現する。分離された漏れインダクタンスは鉄心の励磁状態で変化する非線形特性を有するので、T形等価回路を用いて変圧器の励磁突入現象などを解析する場合には、注意深い取扱が必要となる。これに対し2巻線変圧器の π 形等価回路では1個の漏れインダクタンス要素は線形として扱って良く、鉄心の非線形励磁現象を取り扱うのに適していることが著者によって明らかにされた⁽⁵⁾。

3巻線以上の多巻線変圧器では、T形等価回路の考え方が適用できず、 π 形等価回路の考え方を延長して適用しなければならぬ⁽⁶⁾⁽⁷⁾。ところが、多巻線変圧器においてT

形等価回路の考え方を誤って適用したり、変圧器の励磁現象を十分に理解しないまま誤った回路で解析している例が多い。EMTPのような汎用プログラムでは、データを入力すれば出力が得られるが、一般にプログラム内部はブラックボックスなので、解析結果の妥当性を十分に検討する必要がある。特に入力データを作成する元になる、等価回路の物理的な妥当性の検証が重要である。

一つの例として、EMTPの変圧器モデルの考え方では、3巻線変圧器の励磁突入現象を解析する場合、漏れインダクタンスをY形等価回路で表現し、3個の漏れインダクタンスの接合点と基準電位間に1個の非線形インダクタンスを挿入するようになっている。2巻線変圧器のT形等価回路を表面的に拡張したものとみられるが、原則的には3個の巻線から成るシステムは6個の独立なインダクタンス要素を持たねばならないので、この等価回路の適用範囲には十分に留意する必要があると考えられる。2巻線変圧器のT形等価回路の2個の漏れインダクタンスの接合点と、3巻線変圧器のY形等価回路の3個の漏れインダクタンスの接合点とは、物理的な意味が全く異なる。世界に流通している汎用プログラムを有効に活用する上でも、等価回路の物理的な妥当性を吟味し、実用等価回路を導出することが重要である。

本論文はEMTPなどの汎用プログラムで変圧器の励磁突入現象などを解析する場合の元になる、3巻線変圧器の等価回路の導出法を示したものである。4巻線以上の多巻線変圧器にも適用できるよう、方程式の導出にあたっては汎用性も考慮した。幾つかの等価回路を想定し、励磁突入現象解析結果に与える影響についても言及した。

* (株)日本AEパワーシステムズ 開閉装置事業部
〒361-8501 日立市国分町一丁目1番1号
High Voltage Switchgear Business Division, Japan AE Power Systems Corporation
1-1, Kokubu-cho 1-chome, Hitachi 316-8501

2. 多巻線変圧器特性の汎用表現方法

図1に示す3巻線変圧器を考える。簡単のため、一次巻線、二次巻線および三次巻線の巻数 N_1 , N_2 , N_3 を等しいとし、巻線抵抗、鉄損などの抵抗分を無視する。一次巻線、二次巻線および三次巻線の電圧を V_1 , V_2 , V_3 , 電流を I_1 , I_2 , I_3 とすると一般に(1)式の関係が成立する。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_1/dt \\ dI_2/dt \\ dI_3/dt \end{bmatrix} \dots (1)$$

ただし、

L_{ii} : 巻線 i の自己インダクタンス

$L_{ij} = L_{ji}$: 巻線 i, j 間の相互インダクタンス

(1)式右辺のインダクタンス行列の逆行列を(1)式の左から掛け、微分形式から積分形式に変換すると、(2)式が得られる。

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} & L_{13} \\ L_{21} & L_{22} & L_{23} \\ L_{31} & L_{32} & L_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \int V_1 dt \\ \int V_2 dt \\ \int V_3 dt \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{e11}} & \frac{1}{L_{e12}} & \frac{1}{L_{e13}} \\ \frac{1}{L_{e21}} & \frac{1}{L_{e22}} & \frac{1}{L_{e23}} \\ \frac{1}{L_{e31}} & \frac{1}{L_{e32}} & \frac{1}{L_{e33}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int V_1 dt \\ \int V_2 dt \\ \int V_3 dt \end{bmatrix} \dots (2)$$

ここで

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{L_{10}} &= \frac{1}{L_{e11}} + \frac{1}{L_{e12}} + \frac{1}{L_{e13}} \\ \frac{1}{L_{20}} &= \frac{1}{L_{e21}} + \frac{1}{L_{e22}} + \frac{1}{L_{e23}} \\ \frac{1}{L_{30}} &= \frac{1}{L_{e31}} + \frac{1}{L_{e32}} + \frac{1}{L_{e33}} \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

とおくと、図2は(2)式を満足する3巻線変圧器の汎用等価回路であることを示そう。

図2の節点1にキルヒホッフの電流則を適用すると、(4)式が得られる。

$$\begin{aligned} I_1 &= I_{10} + I_{12} + I_{13} \\ &= \frac{1}{L_{10}} \int V_1 dt + \frac{1}{-L_{e12}} \int (V_1 - V_2) dt \\ &\quad + \frac{1}{-L_{e13}} \int (V_1 - V_3) dt \\ &= \left(\frac{1}{L_{10}} - \frac{1}{L_{e12}} - \frac{1}{L_{e13}} \right) \int V_1 dt \\ &\quad + \frac{1}{L_{e12}} \int V_2 dt + \frac{1}{L_{e13}} \int V_3 dt \end{aligned}$$

図1 3巻線変圧器

Fig. 1. Three-winding transformer.

図2 3巻線変圧器の汎用等価回路

Fig. 2. Universal equivalent circuit of a three-winding transformer.

$$= \frac{1}{L_{e11}} \int V_1 dt + \frac{1}{L_{e12}} \int V_2 dt + \frac{1}{L_{e13}} \int V_3 dt \dots (4)$$

(4)式は(2)式の第1式と同じである。同様に図2の節点2、節点3にキルヒホッフの電流則を適用すると、(2)式の第2式および第3式が得られる。即ち、図2は(2)式を満足する等価回路であると共に、図1の3巻線変圧器の汎用等価回路でもある。

変圧器の励磁突入現象を解析する場合、図2の等価回路を元に、例えばEMTPのような汎用回路解析プログラム用の模擬回路を導出することになる。

3. 定常時の等価回路

(3・1) 漏れインダクタンスとの関係 3巻線変圧器の場合を示すが、4巻線以上の変圧器にも汎用的に適用できるように、式は一般化して示す。定常運転中の変圧器の励磁電流は非常に小さく、(5)式の関係が成立する。

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \dots (5)$$

一般に鉄心が磁気飽和していない定常時は、変圧器の励磁磁束は閉磁路鉄心内に閉じ込められており、鉄心外の空間にはほとんど漏れない。この励磁磁束は各巻線とほぼ等しく鎖交し、鎖交磁束数で定義される各巻線の自己インダク

タンスおよび各巻線間の相互インダクタンスはほぼ等しい値である。従って (1) 式右辺のインダクタンス行列の逆行列を求めることができない。そこで、各巻線間の漏れインダクタンスから各インダクタンス要素を求める方法を以下に示す。

(1) 式において、3 個の電流のうち 1 個は他の 2 個から求まるから、独立な方程式は 2 個である。そこで (2) 式における第 1 式および第 2 式と第 3 式との差をとって、2 個の式にする。

$$\begin{bmatrix} V_1 - V_3 \\ V_2 - V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} - L_{31} & L_{12} - L_{32} & L_{13} - L_{33} \\ L_{21} - L_{31} & L_{22} - L_{32} & L_{23} - L_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_1/dt \\ dI_2/dt \\ dI_3/dt \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

(5) 式から I_3 を求め、(6) 式の第 1 式に代入する。

$$\begin{aligned} V_1 - V_3 &= (L_{11} - L_{31}) \frac{dI_1}{dt} + (L_{12} - L_{32}) \frac{dI_2}{dt} \\ &\quad + (L_{13} - L_{33}) \frac{dI_3}{dt} \\ &= (L_{33} + L_{11} - L_{13} - L_{31}) \frac{dI_1}{dt} \\ &\quad + (L_{33} + L_{12} - L_{13} - L_{32}) \frac{dI_2}{dt} \\ &= (L_{33} + L_{11} - 2 \cdot L_{13}) \frac{dI_1}{dt} \\ &\quad + (L_{33} + L_{12} - L_{13} - L_{32}) \frac{dI_2}{dt} \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

同様に I_3 を (6) 式の第 2 式に代入すると

$$\begin{aligned} V_2 - V_3 &= (L_{33} + L_{21} - L_{23} - L_{31}) \frac{dI_1}{dt} \\ &\quad + (L_{33} + L_{22} - 2 \cdot L_{23}) \frac{dI_2}{dt} \quad \dots\dots\dots (8) \end{aligned}$$

行列形式で表わすと、

$$\begin{bmatrix} V_1 - V_3 \\ V_2 - V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{3(11)} & L_{3(12)} \\ L_{3(21)} & L_{3(22)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_1/dt \\ dI_2/dt \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (9)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} L_{3(ii)} &= L_{33} + L_{ii} - 2 \cdot L_{3i} \\ L_{3(ij)} &= L_{3(ji)} = L_{33} + L_{ij} - L_{3i} - L_{3j} \end{aligned} \right\} \dots\dots (10)$$

ここで、巻線①、②、③から成る 3 巻線変圧器の、基準巻数に換算した各巻線間の漏れインダクタンスを Lk_{31} 、

Lk_{32} および Lk_{12} とすると、一般に漏れインダクタンスと自己・相互インダクタンスとは (11) 式の関係がある。

$$\left. \begin{aligned} Lk_{31} &= L_{33} + L_{11} - 2 \cdot L_{31} = L_{3(11)} \\ Lk_{32} &= L_{33} + L_{22} - 2 \cdot L_{32} = L_{3(22)} \\ Lk_{12} &= L_{11} + L_{22} - 2 \cdot L_{12} \end{aligned} \right\} \dots\dots (11)$$

図 3 3 巻線変圧器の定常時 Y 形等価回路

Fig. 3. Y-type equivalent circuit of a three-winding transformer under steady state condition.

また、巻線①、②、③から成る 3 巻線変圧器の、図 3 に示す Y 形等価回路において、

$$\begin{aligned} Lk_3 &= \frac{Lk_{31} + Lk_{32} - Lk_{12}}{2} \\ &= \frac{L_{33} + L_{11} - 2 \cdot L_{31}}{2} + \frac{L_{33} + L_{22} - 2 \cdot L_{32}}{2} \\ &\quad - \frac{L_{11} + L_{22} - 2 \cdot L_{12}}{2} \\ &= L_{33} + L_{12} - L_{31} - L_{32} \\ &= L_{3(12)} = L_{3(21)} \quad \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

即ち、(9) 式右辺の各インダクタンスは、(13) 式に示すように各巻線間の漏れインダクタンスから求めることができる。

$$\left. \begin{aligned} L_{3(11)} &= Lk_{31} \\ L_{3(22)} &= Lk_{32} \\ L_{3(12)} &= L_{3(21)} = \frac{Lk_{31} + Lk_{32} - Lk_{12}}{2} \end{aligned} \right\} \cdot (13)$$

4 巻線以上の変圧器に対しても、(9) 式と同様に次数を 1 個少なくした方程式を導出することができ、インダクタンス行列の各要素値は、各 3 個の巻線の組合せで得られる 3 巻線変圧器としての漏れインダクタンスから (13) 式と同様にして求めることができる。

〈3・2〉 等価回路の導出 (9) 式右辺のインダクタンス行列の逆行列を (9) 式の左から掛け、微分形式を積分形式に変換すると (14) 式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{3(11)} & L_{3(12)} \\ L_{3(21)} & L_{3(22)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \int (V_1 - V_3) dt \\ \int (V_2 - V_3) dt \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{Lb_{11}} & \frac{1}{Lb_{12}} \\ \frac{1}{Lb_{21}} & \frac{1}{Lb_{22}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int (V_1 - V_3) dt \\ \int (V_2 - V_3) dt \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (14) \end{aligned}$$

変形して、

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{Lb_{11}} \int (V_1 - V_3) dt + \frac{1}{Lb_{12}} \int (V_2 - V_3) dt \\ &= \frac{1}{Lb_{11}} \int V_1 dt + \frac{1}{Lb_{12}} \int V_2 dt \\ &\quad - \left(\frac{1}{Lb_{11}} + \frac{1}{Lb_{12}} \right) \int V_3 dt \quad \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

同様に、

$$I_2 = \frac{1}{L_{b21}} \int V_1 dt + \frac{1}{L_{b22}} \int V_2 dt - \left(\frac{1}{L_{b21}} + \frac{1}{L_{b22}} \right) \int V_3 dt \dots\dots\dots (16)$$

(5) 式より

$$\begin{aligned} I_3 &= -(I_1 + I_2) \\ &= -\left(\frac{1}{L_{b11}} + \frac{1}{L_{b21}} \right) \int V_1 dt \\ &\quad - \left(\frac{1}{L_{b12}} + \frac{1}{L_{b22}} \right) \int V_2 dt \\ &\quad + \left(\frac{1}{L_{b11}} + \frac{1}{L_{b21}} + \frac{1}{L_{b12}} + \frac{1}{L_{b22}} \right) \int V_3 dt \\ &\quad \dots\dots\dots (17) \end{aligned}$$

行列形式にして

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{b11}} & \frac{1}{L_{b12}} & \frac{1}{L_{b13}} \\ \frac{1}{L_{b21}} & \frac{1}{L_{b22}} & \frac{1}{L_{b23}} \\ \frac{1}{L_{b31}} & \frac{1}{L_{b32}} & \frac{1}{L_{b33}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \int V_1 dt \\ \int V_2 dt \\ \int V_3 dt \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{L_{b13}} &= \frac{1}{L_{b31}} \\ &= -\left(\frac{1}{L_{b11}} + \frac{1}{L_{b12}} \right) \\ \frac{1}{L_{b23}} &= \frac{1}{L_{b32}} \\ &= -\left(\frac{1}{L_{b21}} + \frac{1}{L_{b22}} \right) \\ \frac{1}{L_{b33}} &= \left(\frac{1}{L_{b11}} + \frac{1}{L_{b21}} + \frac{1}{L_{b12}} + \frac{1}{L_{b22}} \right) \\ &= -\left(\frac{1}{L_{b31}} + \frac{1}{L_{b32}} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

(18) 式は (2) 式と同じ形であり、図 4 はその等価回路である。ただし (19) 式の関係から、図 2 の L_{10} 、 L_{20} および L_{30} に対応するインダクタンスは無限大である。これは励

図 4 3巻線変圧器の定常時 Δ 形等価回路

Fig. 4. Δ -type equivalent circuit of a three-winding transformer under steady state condition.

磁電流を無視した定常運転時の等価回路であることと対応している。

4. 等価回路の実例

図 5 に示す三相 300 MVA 内鉄形変圧器を対象として、励磁突入電流解析用等価回路を導出してみよう。一次/二次/三次の結線は Y/Y/ Δ 、定格電圧は 275/66/21 kV である。鉄心脚に近い内層側から三次巻線、二次巻線、一次巻線が同心状に巻回配置されている。

簡単のため巻線抵抗等は無視し、インダクタンスのみの模擬法を示し、各インダクタンス値は一次換算値で示す。

〈4・1〉鉄心未飽和時の等価回路 測定で得られた一次換算のインダクタンス値を次に示す。

- ・励磁インダクタンス $L_0 = 160$ (H)
- ・漏れインダクタンス
 - 一次～二次間 $L_{k12} = 0.1756$ (H)
 - 一次～三次間 $L_{k13} = 0.287$ (H)
 - 二次～三次間 $L_{k23} = 0.0963$ (H)

励磁インダクタンスは定格電圧で励磁したときの励磁電流実効値から求めた値で、三相の平均値とした。

(13), (14), (19) 式からインダクタンスを求めると、(20) 式が得られる

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{b11}} & \frac{1}{L_{b12}} & \frac{1}{L_{b13}} \\ \frac{1}{L_{b21}} & \frac{1}{L_{b22}} & \frac{1}{L_{b23}} \\ \frac{1}{L_{b31}} & \frac{1}{L_{b32}} & \frac{1}{L_{b33}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{0.1749} & \frac{1}{-0.1621} & \frac{1}{2.217} \\ \frac{1}{-0.1621} & \frac{1}{0.0587} & \frac{1}{-0.0920} \\ \frac{1}{2.217} & \frac{1}{-0.0920} & \frac{1}{0.0960} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

これより、励磁インダクタンスも考慮して得られた未飽和時の等価回路 A を図 6 に示す。図 6 の Δ 部分を Δ /Y 変換した未飽和時の等価回路 B を図 7 に示す。

なお励磁インダクタンスの三相の平均値が 160 (H) につき、各端子と共通電位間に挿入される 3 個の並列インダク

図 5 3巻線変圧器の構造例

Fig. 5. An example structure of a 3-winding transformer.

図 6 未飽和時の等価回路 A

Fig. 6. An equivalent circuit A under non-saturated condition.

図 7 未飽和時の等価回路 B

Fig. 7. An equivalent circuit B under non-saturated condition.

タンスの値は、ある端子から励磁されたときの励磁インダクタンスが 160 (H) になるように 3 倍の 480 (H) とした。

実は図 7 の未飽和時の等価回路 B における漏れインダクタンスに関する Y の部分のインダクタンス要素は、以上のような変換をしなくても、3 巻線変圧器の等価回路要素を求める方法として良く知られた (21) 式で求めることができる。

$$\left. \begin{aligned} Lk_1 &= (Lk_{12} + Lk_{13} - Lk_{23})/2 \\ Lk_2 &= (Lk_{12} - Lk_{13} + Lk_{23})/2 \\ Lk_3 &= (-Lk_{12} + Lk_{13} + Lk_{23})/2 \end{aligned} \right\} \dots\dots (21)$$

ただし、(21) 式は 4 巻線以上の変圧器に汎用的に適用できるものではなく、その適用は 3 巻線変圧器のみに限定される。これに対して、前記の等価回路導出過程は、4 巻線以上の多巻線変圧器に汎用的に適用できるものである。

〈4・2〉 鉄心飽和時の等価回路 鉄心が完全に磁気飽和した状態では、鉄心の透磁率は空心状態と同じになる。各巻線の寸法から計算で求めた各巻線の一次換算空心自己・相互インダクタンス行列を次に示す。

$$[L_{ij}] = \begin{bmatrix} 0.3689 & 0.2176 & 0.1339 \\ 0.2176 & 0.2293 & 0.1473 \\ 0.1339 & 0.1473 & 0.1528 \end{bmatrix} \text{ (H)} \dots\dots (22)$$

(22) 式の逆行列をとると、(23) 式が得られる。

図 8 飽和時の等価回路 A

Fig. 8. An equivalent circuit A under saturated condition.

図 9 飽和時の等価回路 B

Fig. 9. An equivalent circuit B under saturated condition.

$$[L_{ij}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 \\ Le_{ij} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0.1618 & -0.1596 & 1.600 \\ 1 & 1 & 1 \\ -0.1596 & 0.0561 & -0.0856 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1.600 & -0.0856 & 0.0580 \end{bmatrix} \dots\dots (23)$$

(3) 式の関係より

$$\left. \begin{aligned} 1/L_{10} &= 1/1.855 \\ 1/L_{20} &= -1/7.35 \\ 1/L_{30} &= 1/0.161 \end{aligned} \right\} \dots\dots (24)$$

以上より得られる飽和時の等価回路 A を図 8 に示す。図 8 の Δ の部分を Δ/Y 変換して求めた飽和時の等価回路 B を図 9 に示す。

〈4・3〉 励磁突入現象解析用等価回路 励磁突入現象を解析するには、図 6 又は図 7 の未飽和時の等価回路と、図 8 又は図 9 の飽和時の等価回路の両方を考慮する必要がある。

図 6～図 9 の等価回路における Δ または Y の部分は、未飽和時と飽和時とでインダクタンス値の差が小さい。この部分は漏れ磁束特性と関係するインダクタンス要素であるが、2 巻線変圧器ではそのインダクタンス値は鉄心の励

磁状態にはほとんど影響されないことが示されている⁽⁶⁾。未飽和時の等価回路は測定された漏れインダクタンス値から導出され、飽和時の等価回路は空心として計算された自己・相互インダクタンスから導出されたものであり、若干の測定・計算誤差があるものと考え、漏れインダクタンスは鉄心の励磁状態によっては変化しないと仮定する。そこで、励磁突入現象解析用等価回路における Δ または Y の部分は、鉄心未飽和時の値を代表して用いることにする。

等価回路中の並列インダクタンス L_{10} , L_{20} および L_{30} には励磁電流が流れるが、図 8 および図 9 の飽和時の等価回路における L_{20} は負の値になっている。實際上、負の非線形励磁インダクタンスを模擬するのは難しい。ここで、各インダクタンスの大きさを見てみると、次の関係があることが分る。

$$L_{30} \ll L_{10} \ll |L_{20}| \dots \dots \dots (25)$$

即ち、励磁突入電流の大きさに最も影響するのは三次巻線の端子に挿入されるインダクタンス L_{30} で、次に影響するのは一次巻線の端子に挿入されるインダクタンス L_{10} である。二次巻線の端子に挿入されるインダクタンス L_{20} は絶対値が大きく、励磁突入電流に対する影響は小さい。三次巻線は最内層に巻回配置されて L_{30} は鉄心脚部の励磁に関係し、一次巻線は最外層に巻回配置されて L_{10} は鉄心ヨーク部の励磁に関係している。二次巻線は中間層であり、鉄心の励磁に寄与する割合が小さいと言える。

図 9 の等価回路 B において、Y の部分の midpoint から基準電位に至る 3 個の回路のインダクタンスの逆数を比較してみよう。 L_{30} の回路のインダクタンスの逆数 $1/0.262$ を基準にすると、 L_{10} の回路のインダクタンスの逆数 $1/2.044$ は約 13%、 L_{20} の回路のインダクタンスの逆数 $-1/7.36$ は約 -3.6% である。インダクタンスの逆数の比は各回路に流れる励磁電流の比を表わしていると考えられるので、 L_{20} の回路を無視した場合、励磁電流の大きさへの影響は数%程度とみなせる。

これらの状況より、励磁突入現象解析においては中間層巻線に関する並列インダクタンス L_{20} は実用上無視しても良いと考えられる。

図 10 励磁突入電流解析用等価回路 C

Fig.10. An equivalent circuit C for analysis of magnetizing inrush phenomena.

励磁突入現象解析用実用等価回路を図 10 に示す。

EMTP で解析することを想定して、漏れインダクタンスは Y 形の等価回路で示した。

図 10 の等価回路に基づいて EMTP 用の模擬回路を作成すれば、汎用的に励磁突入現象を解析することができる。

5. 励磁突入現象解析例

図 10 の等価回路を元にし、U, V, W 各相の残留磁束を定格磁束のそれぞれ 80%, -80%, 0% とし、U 相の励磁突入電流が大になる条件として U 相の電圧位相 0° で一次側遮断器を投入したときの励磁突入電流を EMTP で解析した例を図 11 に示す。

変圧器の励磁突入電流解析用の等価回路は種々考えられる。図 10 で示した等価回路 C のほか、下記に示す 3 種類の等価回路を元にした励磁突入電流解析を行い、比較検討した。

(1) 3 巻線変圧器の Y 形等価回路の midpoint に非線形励磁インダクタンスを 1 個挿入した等価回路。EMTP の変圧器要素で採用されている模擬法である。物理的にはこのような等価回路を導出することはできないが、比較のために用いた。飽和時の非線形インダクタンス L_0 の値は、図 12 に示すように L_{k1} と L_0 の和が一次巻線の空心インダクタンスとなるように定めた。

(2) 2 巻線変圧器の π 形等価回路⁽⁵⁾。二次側の Y 巻線を省略して、一次巻線/三次巻線の 2 巻線変圧器として等価回路を導出したもの。各インダクタンス値を図 13 に示す。

(3) 2 巻線変圧器の T 形等価回路⁽⁵⁾。一次側および三次側の漏れインダクタンスの総和は不変と仮定し、一次巻線と三次巻線の空心インダクタンス条件を満足するように導出した T 形等価回路。各インダクタンス値を図 14 に示す。

各等価回路を元に EMTP 用の模擬回路を導出し、図 11 と同一条件で解析した結果を表 1 に示す。

図 12 の等価回路 D を元にした解析結果は、他の等価回路を元にした解析結果に対して、特に中性点電流 I_n の大き

図 11 三相 300MVA 変圧器の励磁突入電流解析例

Fig.11. Examples of calculated magnetizing inrush current.

図 12 励磁突入電流解析用等価回路 D

Fig. 12. An equivalent circuit D for analysis of magnetizing inrush phenomena.

図 13 励磁突入現象解析用 π 形等価回路

Fig. 13. π type equivalent circuit for analysis of magnetizing inrush phenomena.

図 14 励磁突入現象解析用 T 形等価回路

Fig. 14. T type equivalent circuit for analysis of magnetizing inrush phenomena.

表 1 解析結果の比較

Table 1. Comparison of calculation result.

等価回路		(Ap)			
3 巻線	等価回路 C	I _u	I _v	I _w	I _n
	等価回路 D	2760	-2150	-1060	390
2 巻線	π 形等価回路	2730	-2090	-820	1040
	T 形等価回路	2700	-2100	-1050	380
2 巻線	T 形等価回路	2720	-2080	-1070	440

さが大きく異なっている。3 巻線変圧器の Y 形等価回路の中性点は、鉄心の励磁条件とは無関係に各巻線間の漏れインダクタンスの関係から定まっており、図 12 のようにこの点に非線形インダクタンスを挿入して良い物理的根拠はなく、解析結果の妥当性も検証できない。従って、等価回路 D は中性点電流の大きさを問題にするような場合の、励磁突入電流解析用等価回路としては適切ではないと言える。

図 10 の等価回路 C を元にした解析結果は、図 13 の 2 巻線変圧器の π 形等価回路を元にした解析結果と線路電流、中性点電流ともよく一致している。図 13 の π 形等価回路は 2 巻線変圧器の励磁突入電流解析用等価回路としては妥当と考えられており、等価回路 C は 3 巻線変圧器の励磁突入電流解析用の等価回路として実用的と言える。

図 14 の 2 巻線変圧器の T 形等価回路を元にした解析結

果は、中性点電流が若干異なるものの、 π 形等価回路を元にした解析結果とはほぼ一致しており、2 巻線変圧器の実用等価回路として有用と言える。

以上より、本論文で導出した等価回路 C は 3 巻線変圧器の励磁突入現象解析用の実用的な等価回路として、適していると考えられる。

6. まとめ

変圧器の励磁突入現象を解析する場合の多巻線変圧器の模擬法の考え方を明らかにした。3 巻線以上の多巻線変圧器では、鉄心脚部、ヨーク部などの励磁に対応した複数の非線形励磁インダクタンスを設定する必要があり、従来用いられている 1 個の非線形インダクタンスで模擬する方法は、中性点電流の大きさを問題にしない場合などに適用が限定されると考えられる。2 巻線変圧器に限っては π 形等価回路の他に、実用的に T 形等価回路の考え方を適用できるので、3 巻線以上の多巻線変圧器であっても無負荷の Y 接続巻線を省略した 2 巻線変圧器として模擬するのが望ましいと言える。

(平成 14 年 5 月 8 日受付, 平成 14 年 10 月 23 日再受付)

文 献

- (1) BPA: Electromagnetic Transients Program (EMTP) Rule Book (1980-9)
- (2) L.F. Blume, A. Boyajian, G. Camilli, T.C. Lennox, S. Minneci, and V.M. Montsinger: "Transformer Engineering", John Wiley & Sons, Inc., New York (1938)
- (3) E.E. Staff of M.I.T.: Magnetic Circuits and Transformers, John Wiley & Sons, Inc., New York (1943)
- (4) 稲垣恵造: 「高精度の変圧器模擬法を用いた電気回路網の解析」, 電気学会情報処理研究, IP-81-40 (1981-9)
- (5) K. Inagaki: "Inductance Characteristics of a Transformer and its Equivalent Circuits under Steady State and Magnetizing Inrush Conditions", *T. IEE Japan*, Vol.122-B, No.6, pp.739-747 (2002-6) (in Japanese)
- (6) 稲垣恵造: 「電力用変圧器の定常時および励磁突入時の特性とその等価回路」, 電学論 B, **122**, 6, pp.739-747 (2002-6)
- (7) K. Inagaki, M. Higaki, Y. Matsui, K. Kurita, M. Suzuki, K. Yoshida, and T. Maeda: "Digital Protection Method for Power Transformers Based on an Equivalent Circuit Composed of Inverse Inductance", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol.3, No.4, pp.1501-1510 (1988-10)
- (8) K. Inagaki, Y. Inui, and R. Nakatake: "Admittance Characteristics of Transformer Equivalent Circuit", The Papers of Technical Meeting on Static Apparatus, IEE Japan, SA-85-70 (1985-11) (in Japanese)
- (9) 稲垣恵造・乾 芳彰・中武良二: 「変圧器等価回路のアドミッタンス特性」, 電気学会静止器研究, SA-85-70 (1985-11)

稲垣 恵 造 (正員) 1945 年 2 月 18 日生まれ。63 年 3 月山口県立宇部工業高等学校卒業。同年 4 月 (株) 日立製作所入社。同社日立研究所にて主として変圧器の電磁気回路現象解析研究に従事。92 年 2 月より同社国分工場 (現株式会社日本 AE パワーシステムズ変圧器事業部) に勤務し, UHV 変圧器開発関係を担当。工学博士。IEEE 会員。