三相三脚鉄心変圧器の他脚巻線間磁気結合

正員 稲垣 恵造* 正員 天野 直樹**

Magnetic Linkage between Other Leg Windings of a Three-Phase Three-Leg Core-Type Transformer

Keizo Inagaki*, Member, Naoki Amano**, Member

In this paper, the view of the magnetic linkage between other leg windings of a three-phase three-leg core-type transformer core is clarified. In a three-phase three-leg core-type transformer, even if the geomagnetically induced current of a quasi-direct current by the magnetic storm flows in, the asymmetrical DC magnetization of the core is not carried out at all. In a zigzag-Y connection transformer, it can restrict to a three-phase three-leg core transformer, and single-phase load can be taken between the terminal of a secondary Y connection, and a neutral point.

キーワード：三相三脚鉄心変圧器，他脚巻線，磁気結合，直流偏磁

Keywords: three-leg core-type transformer, other leg winding, magnetic linkage, DC magnetization

1. まえがき

電力用変圧器の一次および二次巻線は、通常同一鉄心脚に巻回配置され、定常運転状態では同一鉄心脚の巻線においてアンペアターンが平衡する。三相三脚鉄心、三相五脚鉄心などの三相鉄心構造の変圧器の場合、各相の巻線が巻回配置された3個の鉄心脚は磁氣的に結合しているが、この場合でも通常は同一鉄心脚の巻線においてアンペアターンが平衡するため、他脚巻線間の磁気結合を考慮する必要がない。

また、三相三脚鉄心変圧器は、零相または第3高調波磁束に対して高磁気抵抗を有し、第3高調波電圧の発生を抑制する効果があると従来から考えられている⁽¹⁾。しかしその効果および問題点が定量的に明確にされていないため、電力用変圧器では第3高調波電圧の発生を抑制して三相電圧の対称性を維持するために、鉄心構造に関わらず通常Δ巻線が備えられる。変圧器のΔ巻線は、第3高調波電流が環流することで第3高調波電圧の発生を抑制する効果があ

り、このために一般には鉄心構造の差による運転特性への影響を考慮する必要がなくなっている。

一方、電気炉用の漏洩変圧器のように、一次巻線と二次巻線を二脚鉄心の別脚に配置して一次巻線、二次巻線間の漏れリアクタンスを大きくし、電源装置として定電流特性をもたせたものがある。このような変圧器の他脚巻線間の漏れリアクタンスを計算する方法も報告されている⁽²⁾⁽³⁾。しかしこれは特殊な例であり、通常の電力用変圧器ではその必要性が薄いことから、他脚巻線間の磁気結合について定量的な検討はほとんどされていないのが実情である。

ところが、電力用変圧器においても、ある特殊な状況下においては、他脚巻線間の磁気結合が運転特性に重要な役割を果たす。本論文では、変圧器鉄心の他脚巻線間の磁気結合、および他脚の巻線も含めたアンペアターン平衡の考え方を明らかにし、二つの実例によってその考え方が妥当且つ有用であることを示した。

一つは、準直流電流である地磁気誘導電流による変圧器鉄心の偏磁の問題である。磁気嵐によって異なる地点に設置された変圧器のY巻線中性点接地電位に差を生じ、大地および電力系統を介して準直流電流が環流することで、変圧器鉄心が偏磁する現象である。このような状況でも、三相三脚鉄心変圧器では全く偏磁しない⁽⁴⁾⁽⁵⁾ことを理論的に示す。

他の一つは千鳥-Y結線変圧器の二次Y巻線の線路-中性点間の単相負荷に関する問題である⁽⁶⁾。三相四線式配電系統の場合、このような単相負荷がとられる。変圧器の千鳥結線はΔ結線と同じく、3線路並びに線路-中性点間の電

* (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-shi 316-8501
** (株) 日本 AE パワーシステムズ 変圧器事業部
〒361-8501 日立市国分町一丁目1番1号
Transformer Business Division, Japan AE Power Systems Corporation
1-1, Kokubu-cho 1-chome, Hitachi-shi 316-8501

圧、電流に対称性があり第3高調波電圧を生じない他、中性点電位が安定であることから、非接地系統の接地変圧器などに広く用いられている。千鳥-Y結線変圧器のY巻線の線路-中性点間に単相負荷をとる場合は、一般に Δ 巻線が必要とされている⁽¹⁾。三相三脚鉄心変圧器に限っては、 Δ 巻線がなくても、このような単相負荷を取れることを定量的に示す。

2. 変圧器の漏れインダクタンスと磁束との関係

図1に示す2巻線変圧器を考える。簡単のため、一次巻線および二次巻線の巻数 N_1 、 N_2 を等しいとし、巻線抵抗および鉄損などの抵抗分を無視する。2巻線変圧器の定常時のT形等価回路を図2に示す。内鉄形2巻線変圧器の概略磁束分布を図3に示す。

定常運転状態において、励磁電流 $I_0 = I_1 - I_2$ は一次および二次巻線の両方と鎖交する励磁磁束 Φ_m を作る。負荷電流成分は一次巻線または二次巻線の一方とのみ鎖交する漏れ磁束 Φ_k を作る。ここで、励磁電流 I_0 を無視すると、負荷

図1 2巻線変圧器

Fig. 1. Two-winding transformer.

図2 T形等価回路

Fig. 2. T-type equivalent circuit.

図3 2巻線変圧器の概略磁束分布

Fig. 3. Approximate magnetic fields in a two-winding transformer.

電流 $I_1 = I_2$ が作る磁束は、図3(b)に示すように一次巻線または二次巻線の一方とのみ鎖交する漏れ磁束 Φ_k のみとなる。 Φ_k のうち一次巻線と鎖交する磁束成分と、二次巻線と鎖交する磁束成分との比は、鉄心の励磁状態によって異なる⁽⁷⁾。一般に変圧器の漏れインダクタンスの測定は、一方の巻線を短絡して行われる。二次巻線を短絡すると二次巻線電圧は零のため二次巻線と鎖交する磁束は零で、図3(c)に示すように漏れ磁束は全て一次巻線とのみ鎖交するようになる。このとき、一次巻線と二次巻線のアンペアターンは平衡している。

一般に定常運転状態の変圧器鉄心の透磁率は周囲の空間と比べて非常に大きいため、励磁磁束はほとんど閉磁路鉄心内を循環し、周囲の空間に漏れることはない。これに対し、一次巻線または二次巻線の一方とのみ鎖交する漏れ磁束は、必ず鉄心外の空間に漏れることになる。

ここで重要な概念が導き出せる

概念1：2巻線変圧器において、一次巻線と二次巻線に同大逆向きのアンペアターンを与えたとき、それによってできる磁束は一方の巻線とのみ鎖交する漏れ磁束である。

概念2：2巻線変圧器において、一次巻線または二次巻線の一方とのみ鎖交する漏れ磁束に関して、それを作っている一次巻線と二次巻線のアンペアターンは平衡している。

概念1は、従来から変圧器の漏れ磁界を計算するとき適用されている通常概念である。概念2は概念1を可逆的に表現したものであるが、他脚巻線間の磁気結合を論ずるときに重要となる。

空間の微小体積部分 dV の透磁率を μ 、その部分の磁束密度を B 、磁界の強さを H とすると、一般に漏れ磁束によって全空間 V に貯えられる総磁気エネルギー E は(1)式で表わせる。

$$E = \int_V \frac{BH}{2} dV = \int_V \frac{B^2}{2\mu} dV \dots \dots \dots (1)$$

総磁気エネルギーは、透磁率が大きい鉄心内ではなく、透磁率の小さい空間の漏れ磁束分布でほぼ決まることが分る。

一方、等価回路において負荷電流 $I=I_1=I_2$ によって総漏れインダクタンス $L_k=L_{k1}+L_{k2}$ に貯えられるエネルギーは、

$$E = L_k \frac{I^2}{2} \dots \dots \dots (2)$$

(1) 式と (2) 式の関係より、漏れインダクタンス L_k は漏れ磁束 Φ_k によって鉄心外の空間に貯えられる磁気エネルギーによって定まる。

3. 他脚巻線間の磁気結合と漏れインダクタンス

〈3・1〉 漏れ磁束分布との関係 三相内鉄形変圧器において、他脚巻線間の漏れインダクタンスを測定するために、脚 1 の巻線に電圧を印加し、脚 2 および脚 3 の巻線を短絡した場合の磁束分布を図 4 に示す。

短絡した巻線の電圧は零であるから、短絡した巻線脚には磁束は通らない。三相五脚鉄心の場合、脚 1 の巻線電圧に対応する磁束は、透磁率の高い左右の側脚を介して鉄心内を循環することになり、鉄心外の空間には漏れない。従って、電源からみたインダクタンスは励磁インダクタンス相当で、同じ脚に巻回配置された巻線間の漏れインダクタンスと比べると、非常に大きな値となる。即ち、三相五脚鉄心のように巻線が巻かれていない脚がある鉄心構造では、他脚巻線間磁気結合は非常に弱いと言える。

三相三脚鉄心の場合、脚 1 の巻線電圧に対応する磁束は脚 2 および脚 3 を通らず、全て鉄心外の空間に漏れることになる。従って (1) 式および (2) 式で定まる電源からみたインダクタンスは、三相五脚鉄心の場合の励磁インダクタンス相当と比べるとはるかに小さくなると考えられる。これを、三相三脚鉄心の他脚巻線間漏れインダクタンスと定義する。

鉄心脚およびヨーク部分の透磁率は周囲の空間に対して非常に大きいので、図 4(b) の脚 1 の磁束はほとんどエネルギーを消費することなくヨーク部の隅から隅まで行き渡る。磁束が上部ヨーク部から鉄心外の空間に出るとすると、下部ヨーク部から鉄心内に入ってくることになるが、空間における漏れ磁束の分布は上部ヨークから下部ヨークまでの空間部分の磁気抵抗、即ち上部ヨークおよび下部ヨークの幾何学的配置でほぼ決まることになる。

図 4(b) において脚 2 の巻線に電圧を印加し、脚 1 およ

び脚 3 の巻線を短絡した場合を想定すると、脚 2 の巻線電圧に対応する磁束は脚 1 および脚 3 を通らず、全て鉄心外の空間に漏れることになる。透磁率が高い鉄心部分の磁気エネルギーは空間部分と比べて無視できるから、脚 2 の磁束はほとんどエネルギーを消費することなく、ヨーク部分の隅から隅まで行き渡る。この状況は前記した脚 1 の巻線に電圧を印加する図 4(b) の状況と全く同じであり、上下ヨーク間を鉄心外空間を介して渡る漏れ磁束分布は両者で同じになることを意味している。

即ち、三相三脚鉄心変圧器の他脚巻線間漏れインダクタンスは、どの脚の巻線に電圧を印加しても同じ値となる。

〈3・2〉 閉磁路巻線間でのアンペアターン平衡 図 4(b) の三相三脚鉄心における脚 1 の巻線と、脚 2 の巻線に着目すると、磁束は脚 1 の巻線とのみ鎖交する漏れ磁束成分のみである。従って概念 2 に従うと、両者の巻線のアンペアターンは平衡していることになる。脚 1 の巻線電流と脚 3 の巻線電流に関しても、同様にアンペアターンが平衡している。結局全ての巻線間でアンペアターンが平衡し、(3) 式が成立している。

$$I_1 = I_2 = I_3 \dots \dots \dots (3)$$

ここで、複数個の脚を有する三相鉄心について、次の重要な概念が導きだせる。

概念 3： 各脚に複数個の巻線が巻回されている複数個の脚を有する鉄心に関し、全ての脚において少なくとも 1 個の巻線は電源または負荷に接続されているとき、全ての閉磁路巻線間でアンペアターンが平衡する。

これは、従来考えられている同一脚巻線におけるアンペアターン平衡の概念を含む、より広い概念である。

定常に運転されている三相三脚鉄心変圧器では、勿論この条件が成立している。ただし通常は同一脚に巻回された巻線間でアンペアターンが平衡しているため、閉磁路巻線間でのアンペアターン平衡ということが表面には出てこない。同一脚巻線間でアンペアターンが平衡しないような状況下では、この概念が極めて重要となる。

〈3・3〉 零相インダクタンスとの関係 三相三脚鉄心変圧器での零相インダクタンス測定回路と零相磁束分布を

図 4 三相内鉄形鉄心変圧器の漏れインダクタンス測定時の磁束分布

Fig. 4. The flux distribution under leakage inductance measurement of a three-phase core-type transformer.

図 5 三相三脚鉄心の零相磁束

Fig. 5. Zero-sequence flux of a 3-phase 3-leg core.

図 5 に示す。

各脚の巻線には同一電圧 V_e が印加されているから、巻線との鎖交磁束は各脚で同じである。従って、3 個の脚を下から上に通る磁束は同じで、上部ヨーク部から鉄心外の空間に漏れるとすると、下部ヨーク部で鉄心内に入ってくることになる。従って、これらの磁束は 1 個の巻線とのみ鎖交する漏れ磁束である。概念 2 に従うと、これらの漏れ磁束を作っている各巻線のアンペアターンは等しいという結論が導き出せる。概念 3 に従えば、磁束分布を考察しなくても、同じ結論が導き出せる。

ここで、図 5 の 1 個の巻線に電圧を印加し、他の 2 個の巻線を短絡した回路を考える。脚 1 の巻線に電圧を印加する回路、脚 2 の巻線に電圧を印加する回路、脚 3 の巻線に電圧を印加する回路の 3 ケースの回路は、前記した他脚巻線間の漏れインダクタンスを測定する回路と同じになる。従って、各巻線の電流および電源からみたインダクタンスは 3 ケースの回路において等しい。

一方漏れ磁束に関して、図 5 は線形回路であり重畳の定理が成立する。従って前記 3 ケースの電流分布を重ねると、図 5 の各巻線の電流分布が得られる。結局、図 5 における各巻線の電流 I_z は、前記 3 ケースの各ケースにおける電流の 3 倍の値となる。

図 5 の測定で得られる零相インダクタンスは、角周波数を ω とすると (4) 式で定義される。

$$L_z = \frac{V_e}{I_z} \cdot \frac{1}{\omega} \dots \dots \dots (4)$$

図 4(b) の漏れインダクタンス測定回路において、電源電圧を図 5 と同じ V_e とすると、各巻線電流は I_z の 1/3 となる。即ち、三相三脚鉄心変圧器の他脚巻線間漏れインダクタンスは、その鉄心自体の零相インダクタンスの 3 倍の値となる。

4. 他脚巻線間漏れインダクタンスの例

第 3 章で考察した事項の妥当性を検証するため、三相三脚鉄心モデルを用いて他脚巻線間漏れインダクタンスの測定値と計算値を比較した。検証に用いた三相三脚鉄心モデルを図 6 に示す。中央脚である V 脚巻線に電圧を印加し、

図 6 三相三脚鉄心モデル

Fig. 6. A 3-phase 3-leg core model.

a : 26(cm) または 29(cm)

図 7 他脚巻線間インダクタンス計算モデル

Fig. 7. Calculation models of inductance between other leg winding.

他の 2 脚の巻線を短絡して電源からみたインダクタンスを測定した。V 脚巻線から見たインダクタンスは、U 脚巻線および W 脚巻線の巻数には影響されないで、モデル製作の容易さから U 脚および W 脚巻線の巻数を V 脚巻線よりも少なくした。

前記したように、どの脚の巻線から電圧を印加しても漏れ磁束分布は同じになる筈である。このような漏れ磁束分布は巻線形状にもほとんど影響されず、三相三脚鉄心の外形寸法、即ち上下部ヨークの長さおよび上下部ヨーク間の距離に最も影響されると考えられる。従って、三相三脚鉄心の他脚巻線間漏れインダクタンスは、中央脚である V 脚を取り去った、U 脚と W 脚の 2 脚鉄心構造での他脚巻線間漏れインダクタンスと等価になると考えられる。

そこで、既に報告されている 2 脚鉄心の他脚巻線間漏れインダクタンス計算法⁽²⁾⁽³⁾を参照して、モデル鉄心の他脚巻線間漏れインダクタンスを計算することにした。計算モデルを図 7 に示す。比較のため、U 脚-V 脚モデルと、U 脚-W 脚モデルの両方で計算することとした。なお参照した計算法の計算仮定に従い、脚部およびヨーク部断面形状を近似的に正方形に置き換えている。鉄心断面形状を置き換えた

表 1 他脚巻線間漏れインダクタンスの比較

Table 1. Comparison of leakage inductance between the other leg windings.

		1118T換算 (H)	備考
測定値		5.55	図 6
計算値	U脚-W脚 (測定値に対応)	5.03	図 7(b) a=26cm
		5.40	図 7(b) a=29cm
	U脚-V脚 (参考)	3.38	図 7(a) a=26cm
		3.69	図 7(a) a=29cm

図 8 電力系統を流れる地磁気誘導電流

Fig. 8. The geomagnetically induced current which flows an electric power system.

影響を調べるため、図 7 において、寸法 a として 26 cm の場合、29 cm の場合の 2 ケースについて計算した。

測定値と計算値の比較を表 1 に示す。三相三脚鉄心変圧器の他脚巻線間漏れインダクタンスは、V 脚巻線に電圧を印加した場合でも V 脚を取り去った U 脚-W 脚の他脚巻線間漏れインダクタンスで決まる。U 脚-W 脚の他脚巻線間漏れインダクタンスは、 $a=26$ cm のとき約 90% の精度で、 $a=29$ cm のとき約 97% の精度で図 6 による測定値と一致している。図 7 の計算モデルは図 6 とは若干異なるが、他脚巻線間漏れインダクタンスの計算精度は少なくとも 90% 以上であり、正方形断面に置き換えて計算することができる。以上より、第 3 章で考察した事項の妥当性が検証された。U 脚-V 脚間の計算値は参考値であるが、測定値と一致しておらず、三相三脚鉄心の他脚巻線間漏れインダクタンスが U 脚-V 脚間ではなく、両端部の U 脚-W 脚間で決まることを裏付けている。

5. 地磁気誘導電流による偏磁現象

太陽表面の爆発による高速太陽風で磁気嵐が起こると、地表面に電位差を発生させ、地球表面に地磁気誘導電流と呼ばれる電流が流れる。地球表面の電位傾度の動揺は 30 秒から 30 分位の時定数のあることが知られており、これによる地磁気誘導電流の時定数も同程度である。地磁気誘導電流が変圧器の中性点を介して電力系統に流れる様子を図 8 に示す。商用周波数と比べて、地磁気誘導電流はほぼ直流とみなせ、変圧器鉄心を偏磁させる要因となる。

一般に変圧器は直流電流を変換できないため直流電流は変圧器にとっては励磁電流となり、単相変圧器の三相バンク構成、三相五脚鉄心変圧器などでは鉄心を直流偏磁させ

る。ところが、三相三脚鉄心変圧器に限っては、このような準直流である地磁気誘導電流によっては全く偏磁されないことを次に示す。

三相三脚鉄心変圧器において、地磁気誘導電流が Y 巻線の中性点から流入し、各脚の巻線に分流する様子を図 9 に示す。変圧器の巻線抵抗および送電線の抵抗は三相ではほぼ等しいため、中性点から流入した地磁気誘導電流は各脚の巻線に等しく分流する。

つまり、三相三脚鉄心の各閉磁路巻線において、アンペアターンが平衡しているが、これは前記した概念 3 の状況である。閉磁路において 2 個の巻線のアンペアターンが平衡しているとき、概念 1 から、これらの電流による磁束は 1 個の巻線とのみ鎖交する漏れ磁束となる。このような電流および漏れ磁束の状況は、図 5 の零相磁束が発生している状況と全く同じである。

他脚巻線間にしろアンペアターンが平衡しているということは、これらの電流が励磁電流ではなく、負荷電流であるということを意味している。従って、準直流の負荷電流によって準直流の漏れ磁束は発生するが、励磁電流ではないから鉄心を直流偏磁させることはない。即ち、三相三脚鉄心変圧器は磁気嵐に起因する準直流電流によって鉄心が直流偏磁することではなく、鉄心過熱などの問題を生じない。

6. 千鳥-Y 結線変圧器の単相負荷特性

〈6・1〉 負荷電流分布 非接地系統の接地用変圧器として用いられる千鳥-Y 結線変圧器の二次 Y 巻線の線路-中性点間に単相負荷をとれるかどうかを検討する。

△ 巻線がある場合の単相負荷時のアンペアターン分布を図 10 に示す。二次 Y 巻線の u 相線路と中性点間に単相負

図 9 三相 3 脚鉄心における地磁気誘導電流

Fig. 9. The geomagnetically induced current in a three-phase three-leg core.

図 10 Δ 巻線がある場合の単相負荷時のアンペアターン分布

Fig. 10. The ampere turn distribution under single-phase load in a zigzag winding transformer with a delta winding.

荷をとる場合、 Δ 巻線に循環電流が流れ、一次千鳥巻線の U 相から V 相に負荷電流が流れることで、各相の巻線においてアンペアターンが平衡する。一次 W 相には負荷電流は流れない。 Δ 巻線がある場合は、鉄心構造に関係なく二次 Y 巻線の線路と中性点間に単相負荷をとることができる。

Δ 巻線がない場合はどうであろうか。二次 Y 巻線の u 相線路と中性点間に単相負荷をとる場合の回路を図 11 に示す。 Δ 巻線がある場合と同様に、負荷電流は一次千鳥巻線の U 相から V 相に流れるとし、一次 W 相には負荷電流は流れないとする。

従来の一般的な考え方では、記号①を付した一次側の 2 個の巻線と記号②を付した二次側の u 相巻線は同じ鉄心脚に巻回配置されており、アンペアターンが平衡する。記号③および④を付した一次側の 2 個の巻線は、①および②の巻線とはそれぞれ別の鉄心脚に巻回配置されており、同じ鉄心脚の巻線同士ではアンペアターンが平衡しない。従って三相三脚鉄心以外の鉄心構造の変圧器では、③および④の巻線に関しては励磁インピーダンス相当となるため、図 10 のような負荷電流が流れることができない。即ち、二次 Y 巻線の線路と中性点間に単相負荷をとることができない。

図 11 単相負荷時の回路

Fig. 11. Circuit under single-phase load.

図 12 各巻線の電圧と電流

Fig. 12. Voltage and current of each winding.

〈6・2〉 他脚巻線間のアンペアターン平衡 図 11 の巻線①～④の三相三脚鉄心における配置と、各巻線の電圧と電流とを図 12 に示す。一次側千鳥結線の各巻線の巻数を N_1 、二次 Y 巻線の巻数を N_2 とする。図 12 の巻線①は図 11 の 2 個の巻線を直列接続して表現しており、巻数は $2N_1$ である。巻線②の巻数は N_2 、巻線③および④の巻数は N_1 である。

一つの脚の巻線の電圧を残し、他の脚の巻線を短絡した 3 種類の回路を図 13 に示す。線形回路であるから重量の定理が成立し、図 13 の 3 個の回路の電流分布を重量すると、図 12 の回路の電流分布が得られることになる。

図 13(a) の回路 1 では、U 脚に巻回配置された巻線①と巻線②との間でアンペアターンが平衡するから、巻線③と巻線④には負荷電流は流れない。図 13(b) の回路 2 では、U 脚-V 脚、U 脚-W 脚、V 脚-W 脚の各閉磁路の巻線間でアンペアターンが平衡する。図 13(c) の回路 3 でも同様に各閉磁路巻線間でアンペアターンが平衡する。従って、回路 1～回路 3 の重量である図 12 の回路においても各閉磁路の巻線間でアンペアターンが平衡する。即ち、二次 Y 巻線の線路と中性点間に単相負荷がとれることになる。

〈6・3〉 等価回路と方程式の導出 図 13 中に各巻線間の漏れリアクタンスを示している。漏れリアクタンスは全て巻数 N_1 換算値 (Ω) とする。他脚巻線間の漏れリアクタンスは、個々の巻線間というよりも三相三脚鉄心の構造で決まるものである。そこで、各他脚巻線間の漏れリアクタンスはほぼ等しいと仮定し、(5) 式のようにおく。

$$X_{t13} \approx X_{t14} \approx X_{t23} \approx X_{t24} \approx X_{t34} = X_t \dots (5)$$

図 13 回路の分離

Fig. 13. Separation of a circuit.

図 14 巻数 N_1 換算等価回路

Fig. 14. Equivalent circuits converted into turns N_1 .

図 15 1 脚分の巻線配置

Fig. 15. Winding arrangement for one leg.

図 12 における U 脚-V 脚の閉磁路には巻線①、②および③の 3 個の巻線があり、3 巻線変圧器と考えることができる。また V 脚-W 脚の閉磁路には巻線③および④の 2 個の巻線があり、2 巻線変圧器と考えることができる。3 巻線変圧器としての U 脚-V 脚閉磁路の等価回路、および 2 巻線変圧器としての V 脚-W 脚閉磁路の等価回路を図 14 に示す。なお、 a は巻数比で、

$$a = \frac{N_1}{N_2} \dots\dots\dots (6)$$

図 11 の一次 U-V 間の電源電圧を E_{UV} とすると、(7) 式が成立する。

$$E_{UV} = V_U + V_{V1} + V_{W2} \dots\dots\dots (7)$$

図 14(a) の等価回路から、

$$3 \cdot I_p = \frac{I_s}{a} \dots\dots\dots (8)$$

$$-a \cdot V_u + j \frac{X_{k12}}{2} \left(2 \cdot I_p + \frac{I_s}{a} \right) = \frac{V_U}{2} \dots\dots\dots (9)$$

図 14(b) の等価回路から、

$$V_{V1} - jX_t \cdot I_p = -V_{W2} \dots\dots\dots (10)$$

(7)~(10) 式より、単相負荷特性を表わす (11) 式が得られる。

$$E_{UV} = j(X_t + 5 \cdot X_{k12})I_p - 2a \cdot V_u \dots\dots\dots (11)$$

また、単相負荷時の二次 Y 巻線から見た変圧器の漏れリアクタンスは、

$$X_s = \left\{ \frac{V_u}{jI_s} \right\}_{E_{UV}=0} = \frac{1}{6a^2} (X_t + 5 \cdot X_{k12}) \dots\dots\dots (12)$$

〈6・4〉 単相負荷特性計算例 三相三脚 200kVA 20kV/380V 千鳥/Y 結線変圧器での検討例を示す。図 11 において記号①を付した一次側千鳥巻線の線路側巻線 U1、中性点側巻線 U2、および記号②を付した二次側巻線 u の 1 脚分巻線配置を図 15 に示す。

一次側各巻線の巻数 N_1 と二次巻線の巻数 N_2 の比は、

$$a = \frac{N_1}{N_2} = 30.44 \dots\dots\dots (13)$$

同一脚に巻回配置された 3 個の巻線間の、巻数 N_1 に換算した漏れリアクタンス測定値は設計値とほぼ等しく次の値であった。

$$\text{巻線 } U_1 \sim \text{巻線 } U_2 \text{ 間 } X_{12} = 48.7 (\Omega)$$

$$\text{巻線 } U_1 \sim \text{巻線 } u \text{ 間 } X_{13} = 88.2 (\Omega)$$

$$\text{巻線 } U_2 \sim \text{巻線 } u \text{ 間 } X_{23} = 29.6 (\Omega)$$

図 13(a) 中に示した漏れリアクタンス X_{k12} は、巻線 U_1 と巻線 U_2 とを直列にした巻線と二次巻線 u 間の漏れリアクタンスであり、巻数 N_1 換算値として (14) 式の値が得られる。

$$X_{k12} = \frac{2(X_{13} + X_{23}) - X_{12}}{4} = 46.7(\Omega) \dots\dots (14)$$

次は他脚巻線間漏れリアクタンスの導出である。中央脚である V 脚を取り去った U 脚-W 脚の 2 脚鉄心において、既に報告されている 2 脚鉄心の他脚巻線間漏れリアクタンス計算法⁽²⁾⁽³⁾を参照することとした。U 脚と W 脚巻線間の漏れリアクタンス概算値は、巻数 N_1 換算で次の値となった。

$$X_t = 637(\Omega) \dots\dots\dots (15)$$

表 2 二次換算漏れリアクタンスの比較

Table 2. Comparison of leakage reactance converted into secondary.

負荷状態		漏れリアクタンス
三相对称負荷(計算)		0.0548 Ω (7.6%)
単相負荷	計算	0.157 Ω (21.7%)
	測定	0.156 Ω (21.6%)

同一脚巻線間の漏れリアクタンスと比べると、約7倍～約20倍程度の値である。

以上の値を(12)式に代入して、単相負荷時の二次Y巻線から見た変圧器の漏れリアクタンス計算値として、次の値を得た。

$$X_s = \frac{637 + 5 \times 46.7}{6 \times 30.44^2} = 0.157(\Omega) \dots \dots \dots (16)$$

これに対して、測定で得た X_s の値は0.156(Ω)で、両者は非常に良く一致した。三相对称負荷時も含めて、漏れリアクタンスの比較を表2に示す。

単相負荷時の漏れリアクタンスは三相負荷時よりも大きく約22%となり、電圧変動は大きくなるものの、十分に単相負荷をとれると考えられる。また単相負荷時の漏れリアクタンス計算値と測定値が良く一致したことから、本論文での三相三脚変圧器の他脚巻線間漏れリアクタンスの考え方が正しいことが実証された。

7. ま と め

変圧器鉄心の他脚巻線間の磁気結合、および他脚の巻線も含めたアンペアターン平衡の考え方を明らかにした。準直流電流である地磁気誘導電流が変圧器のY結線の中性点から流入しても、三相三脚鉄心変圧器は直流偏磁することはない。また千鳥-Y結線変圧器に関して、三相三脚変圧器に限っては、Δ巻線がなくても二次Y巻線の線路と中性点間に単相負荷をとることができる。

(平成14年5月31日受付, 平成14年10月8日再受付)

文 献

- (1) L.F. Blume, A. Boyajian, G. Camilli, T.C. Lennox, S. Minnici, and V.M. Montsinger: "Transformer Engineering", John Wiley & Sons, Inc., New York (1938)
 - (2) L. Cigánek: "Der Streublindwiderstand des Transformators mit getrennter primärer und sekundärer Wicklung", E. u. M., 56. Jahrg., Heft 10, 6. März 1938, S119-124
 - (3) 宮本・和田:「一次、二次巻線を離隔した変圧器における漏れリアクタンス(2)の抄訳」, 電学雑, 58, 599, pp.161-162 (1938-6) (本書は64年前の発行であり一般に参照不可能であるので、付録に掲載した)
 - (4) 萬屋鶴夫・高須伸夫・斉藤 達・浜館良夫・稲垣恵造・前島正明:「小規模変圧器による直流偏磁現象の基礎検討」, 平成3年電気学会全国大会, No.902 (1991-3)
 - (5) N. Takasu, F. Miyawaki, S. Sadamu, and Y. Fujiwara: "DC Excitation of Transformer Cores due to Geomagnetically-Induced Currents", T. IEE Japan, Vol.113-B, No.4, pp.435-444 (1993-4) (in Japanese)
- 高須伸夫・宮脇文彦・斉藤 達・藤原康夫:「地磁気誘導電流によ

る変圧器の直流偏磁現象の検討」, 電学論 B, 113, 4, pp.435-444 (1993-4)

- (6) 稲垣恵造・天野直樹:「千鳥-Y結線変圧器の単相負荷特性」, 昭和56年電気学会全国大会, No.656 (1981-3)
 - (7) 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)
- 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)

付 録

宮本・和田:一次、二次巻線を離隔した変圧器における漏れリアクタンス(文献(2)の抄訳)

一次巻線と二次巻線を別の鉄心脚に配置したアーク溶接用変圧器の漏れリアクタンスは、普通の変圧器と同様の方法で計算することができない。本論文はしかる変圧器の漏れリアクタンスをLehmannの図式解法を基にして解析的に求める方法を示したものである。

変圧器の漏れリアクタンスは、漏れ磁束が巻線 w_1 全部と鎖交すると仮定すれば

$$X = \frac{8\pi^2}{10} \cdot f \cdot w_1^2 \sum P \cdot 10^{-8}$$

ただし

f =周波数

P =漏れ磁束の存在する空間の各部分における導磁率(導磁率:磁気抵抗の逆数)

で示される。従って P を求めれば良いことになる。

第1図に示すごとく漏れ磁束は一方の継鉄から他方の継鉄へとあらゆる方向をとっているが、その通路は各々円を描いていると考え、また全体の漏れ磁束を図示のごとく Φ_1 , Φ_2 , Φ_3 の3部分に分け、XZ平面におけるこれら3部分の固有導磁率(Y方向1cmに対する導磁率)を各々 λ_1 , λ_2 , λ_3 とする。継鉄断面が一辺 b なる正方形の場合には、等磁位線および磁力線を全て円で表わしうのようにこの正方形を等面積の円(半径 $r=b/\sqrt{\pi}$)に置換え、更に正方形の各頂点における磁力線は辺に対して 45° をなし、且つ円周は各磁力線と直交するとすれば、第2図に示すごとく円の中心の座標は $\sqrt{g^2+r^2}$ で、 $g=\frac{1}{2}\sqrt{d^2+2db-b^2}$ になることは簡単な幾何学的作図によって分る。

次に第2図における等価円KおよびX軸を、KはそのままでX軸がKと同心円になるように反転すれば、X軸の反転像なる円 X' の半径は

$$R = g + \sqrt{g^2 + r^2}$$

となる。(第3図) 従って K' と X' の間の導磁率を求めればKとXの間の導磁率を求め得ることになる。 K' と X' の間の磁気抵抗は

$$\rho = \int_r^R \frac{dy}{2\pi y} = \frac{1}{2\pi} \ln \frac{R}{r}$$

であるから、固有導磁率は

$$\lambda = \frac{2\pi}{\ln(R/r)}$$

第1図

第2図

第3図

となる。しかしながらこの値は継鉄間の距離の半分について求めたものであるから、継鉄間の固有導磁率は

$$\lambda_Q = \frac{\pi}{\ln \frac{R}{r}} = \frac{\pi}{\ln \frac{g + \sqrt{g^2 + r^2}}{r}}$$

となる。従って λ_1 は、E が E' に反転されているから

$$\lambda_1 = \lambda_Q \frac{\alpha}{\pi} = \frac{\alpha}{\ln(R/r)}$$

$$\frac{\alpha}{2} = \tan^{-1} \frac{\overline{OE}}{\overline{OP}} = \tan^{-1} \frac{0.207d + 0.5b}{g}$$

同様に λ_3 は F が F' に反転されているから

$$\lambda_3 = \lambda_Q \frac{\beta}{\pi} = \frac{\beta}{\ln(R/r)}$$

$$\frac{\beta}{2} = \tan^{-1} \frac{\overline{OF}}{\overline{OP}} = \tan^{-1} \frac{0.207d - 0.086b}{g}$$

従って

第4図

$$\lambda_2 = \lambda_Q - (\lambda_1 + \lambda_3) = \frac{\pi - (\alpha + \beta)}{\ln(R/r)}$$

継鉄の断面が横に長い矩形の場合には、2辺を b, c (b < c) とし Z 軸を (c - b)/2 だけ平行移動すれば第1の空間の固有導磁率 λ_{1R} はおよそ近似的に

$$\lambda_{1R} = \lambda_{1Q} + \frac{c - b}{d}$$

となり、第2の空間の λ_{2R} は正方形断面の場合と同じく

$$\lambda_{2R} = \lambda_{2Q}$$

第3の空間の λ_{3R} は

$$\lambda_{3R} = \kappa \lambda_{3Q}$$

で示される。 λ_{3R} の係数 κ は

$$\kappa = \frac{T \sin^{-1} \frac{p}{T} + \frac{c-b}{2}}{T \sin^{-1} \frac{p}{T}}$$

ただし

$$T = \sqrt{2r(r + \sqrt{r^2 + g^2})}$$

$$p = C \cdot z + \sqrt{C^2 \cdot z^2 + C \cdot g^2}$$

$$z = (d + 3b)/2$$

$$C = T^2 / (T^2 + g^2 + z^2)$$

次に第4図に示す寸法の変圧器について各空間の λ の Y 方向の和を求めれば、第1の空間については

$$P_1 = a \lambda_1$$

第2の空間は継鉄および脚の一部分に及んでいるので平均長を求め

$$P_2 = \lambda_2(a + 2b + \pi m + c)$$

ただし

$$m = b(A - 1)/2 + \sqrt{A^2 \cdot b^2/4 + A \cdot g^2}$$

$$A = T^2 / (T^2 + g^2 + b^2/4)$$

第3の空間についても同様に

$$P_3 = \lambda_3(a + b + \pi n + c)$$

ただし

$$n = B \cdot y + \sqrt{B^2 \cdot y^2 + B \cdot g^2} - b/2$$

$$y = 1.207d + 2.941b$$

$$B = T^2 / (T^2 + g^2 + y^2)$$

従って求める ΣP は

$$\sum P = P_1 + P_2 + P_3$$

となる。

$a=24\text{ cm}$, $b=6\text{ cm}$, $c=9\text{ cm}$, $d=24\text{ cm}$, $w_1=233$ の変圧器について本方法を用いて漏れリアクタンスを計算した結果は 16.5Ω , 実測値は 17.4Ω で略合っている。

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。

天野 直樹 (正員) 1955年1月23日生まれ。77年3月東京大学工学部卒業。同年4月(株)日立製作所入社。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)にて変圧器の設計, 開発に従事。CIGRE 会員。IEEE 会員。