無鉄心形超電導変圧器の特性解析

正員 山口 浩 (東工大)

正員 佐藤 之彦 (東工大)

正員 片岡 昭雄 (東工大)

Characteristics Analysis of Superconducting Power Transformer
without Iron CoreHiroshi Yamaguchi, Member, Yukihiro Sato, Member, Teruo Kataoka, Member
(Tokyo Institute of Technology)

With the advance of superconducting wires for a.c. power use, researches on superconducting power transformers are increasing. These transformers can be divided into two types; iron-core type⁽¹⁾⁽²⁾ and air-core type^{(3)~(9)}. The latter type has advantages such as absence of iron losses and magnetic saturation, and it has more possibility of reduction of size and weight. But the air-core transformer has a large magnetizing current due to the absence of iron core. Thus, researches have been carried out on the possibility of using the air-core transformer as a transformer that can also serve as a shunt reactor in a power transmission system. However, the operating characteristics of the air-core transformer, such as voltage regulation and reactance voltage, are not sure at present.

In this paper, the equivalent circuit without losses is first proposed. Since this equivalent circuit is expressed by means of the magnetic coupling factor and self-inductances of windings, the effect of these parameters on the transformer characteristics can be investigated with ease. Then, based on this equivalent circuit, the per-unit expressions for the air-core transformer characteristics are derived and the characteristics are analyzed in detail. The validity of the theoretical results are confirmed by experimental results obtained by the use of an experimental superconducting transformer.

キーワード：超電導変圧器，無鉄心，等価回路，磁気結合係数

1. ま え が き

交流用超電導線材の開発にともない，変圧器に対しても超電導化の検討が行われており，低損失化・小形軽量化が期待されている。現在検討されている超電導変圧器には，鉄心形⁽¹⁾⁽²⁾と無鉄心形^{(3)~(9)}の2種類があるが，著者らの注目する無鉄心形超電導変圧器は，鉄心形超電導変圧器に比べて，小形軽量化が一段と進展する可能性がある。また，高調波発生などの鉄心に起因する非線形現象もなく，無鉄損化によるいっそうの低損失化の可能性もある。

無鉄心形超電導変圧器は，励磁電流が大きいので，

ケーブル送電系統における充電電流を補償する分路リアクトルをかねた変圧器としての実現が考えられており，概念設計⁽⁴⁾⁽⁵⁾や単巻変圧器の試作⁽⁶⁾などが報告されている。しかし，変圧器の特性を特徴づける電圧変動率やリアクタンス電圧，分路リアクトルとして機能する変圧器励磁容量と定格容量の関係などに関する一般的検討は行われておらず，特性に関して不明確な点が多い。こうした観点から，本論文では，無鉄心形超電導変圧器の定常入出力特性を明らかにすることを目的とする。

定常運転時における無鉄心形超電導変圧器の損失は，ヒステリシス損失，結合損失，渦電流損失などの

交流損失が主であり、極めて小さい。従って、変圧器本体の定常入出力特性は、損失や効率の特性を除けば、損失を無視して扱ってもさしつかえないと考えられる。

そこで本論文では、損失や効率以外の定常入出力特性の把握を第一に考え、まず損失を無視した等価回路を提案する。この等価回路は、巻線の磁気結合係数と自己インダクタンスの二つの独立量に着目した等価回路であり、これらの値が変圧器の特性に与える影響を考察するのに便利な等価回路である。そして、この等価回路を基に、変圧器の特性式を単位法により一般化した形で導出し、これを用いて、規格化リアクタンスと磁気結合係数が変圧器の負荷特性に与える影響を明らかにする。また、リアクタンス電圧、無負荷励磁容量、一次定格値などと、磁気結合係数および規格化リアクタンスの関係を示し、考察を行う。更に、試作変圧器を用いた実験により、これらの検討結果の有効性を確認する。

2. 等価回路と理論特性の導出

〈2・1〉 等価回路の導出 損失を無視した変圧器は図1で表される。ここで、 $\dot{V}_1, \dot{I}_1; \dot{V}_2, \dot{I}_2$ はそれぞれ一次および二次の電圧、電流（フェーザ）である。また、(a)図の L_1, L_2 は一次巻線、二次巻線の自己インダクタンス、 M は両巻線間の相互インダクタンスであり、(b)図の L_a, L_b は直列巻線、分路巻線の自己インダクタンス、 M_{ab} は両巻線間の相互インダクタンスである。

(a)図より、2巻線変圧器の電圧・電流の関係は次式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

単巻変圧器の場合も、 $L_1 = L_a + L_b + 2M_{ab}, L_2 = L_b$,

図1 変圧器の解析モデル
Fig. 1. Model of power transformer.

$M = L_a + M_{ab}$ とおけば(1)式を満足するので、以下では(1)式よりT形等価回路を導出する。

ここで、二次側の量を一次側へ換算する換算係数 a を次式で定義する。

$$a^2 = L_1 / L_2 \quad (2)$$

この換算係数 a は、ソレノイド形巻線の場合、巻線断面積 S 、長岡係数 $\mathcal{L}$ 、高さ h 、巻数 N を用いて次式のように表される。ただし、添え字 1, 2 はそれぞれ一次巻線および二次巻線の量であることを示す。

$$a^2 = \frac{S_1 \mathcal{L}_1 / h_1}{S_2 \mathcal{L}_2 / h_2} \frac{N_1^2}{N_2^2} \quad (2')$$

上式に示されるように、本論文で用いる換算係数 a は巻線の巻数だけでなく、その形状をも考慮した係数である。

次に、 a を用いて、二次側の量を次のように換算する。ただし、' の付いた文字は一次側への換算値を示す。

$$\dot{V}_2' = a \dot{V}_2 \quad (3)$$

$$\dot{I}_2' = \dot{I}_2 / a \quad (4)$$

以上より、(1)式は基準巻線の自己インダクタンス $L (= L_1)$ と磁気結合係数 $K (= M / \sqrt{L_1 L_2})$ の独立した2変数を用いて次のように整理される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2' \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} L & KL \\ KL & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2' \end{bmatrix} \quad (5)$$

(5)式より、図2の等価回路が得られる。ただし、 $\dot{Z}_L' (= a^2 \dot{Z}_L)$ は一次側に換算された負荷のインピーダンスである。また、負荷特性を考えるのに都合が良いように、図2の $\dot{I}_2'$ の向きは(5)式の $\dot{I}_2'$ とは逆向きにとっている。

一般に、換算係数 a の選び方は(2)式以外にも可能であり、図2以外にも通常の変圧器に用いられる等価回路を含めて、種々の等価回路が存在する。しかし、無鉄心形変圧器は、一次・二次間の磁気結合が悪く、励磁電流も大きいなどの点で、通常の変圧器と異なる。従って、一次・二次間の磁気結合の程度を表す K と、励磁電流の大きさを支配する L との独立した

図2 提案するT形等価回路
Fig. 2. Proposed equivalent circuit.

2変数により変圧器特性を記述するのが便利であると考えられる。そこで本論文では、(2)式の換算係数を用いた図2の等価回路を無鉄心形変圧器の等価回路として提案し、以下、この回路に基づいて解析を進める。

〈2・2〉 理論特性式の導出 図2の等価回路の電流・電圧の関係を定格二次電圧 V_{2r} と定格二次電流 I_{2r} を基準値として単位法で表すと、次式が得られる。ただし、以下では添え字「 n 」は単位法表記の量を、「 r 」は定格量を示す。また、 $I_2/I_{2r}=I_2/I_{2r}$, $V_2/V_{2r}=V_2/V_{2r}$, $Z_L/(V_{2r}/I_{2r})=Z_L/(V_{2r}/I_{2r})$ であるので、一次換算値を表す'は、以下では特に付けない。

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{1n} \\ \dot{I}_{2n} \\ \dot{V}_{2n} \end{bmatrix} = \frac{\dot{V}_{1n}}{\dot{D}_n} \begin{bmatrix} jX_n + \dot{Z}_{Ln} \\ jKX_n \\ jKX_n \dot{Z}_{Ln} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ただし、 $X=\omega L$ であり、 $\dot{D}_n$ は次式で与えられる。

$$\dot{D}_n = jX_n \{ \dot{Z}_{Ln} + j(1-K^2)X_n \}$$

変圧器の特性解析に際して、一次側の定格電圧・電流を定義しておく必要がある。通常の鉄心形変圧器では、二次側の定格電流・定格電圧を与えれば、それらの一次換算値（ただし、このときの換算係数は巻数比である）が一次定格値となる。しかし、無鉄心形変圧器の場合、分路リアクトルとしての機能を考慮した定格の定義が必要であり、二次側の定格値を一次換算する通常の定義では不十分である。よって、本論文では、負荷力率角 $\varphi_L = \varphi_{Lr}$ （定格力率角）、 $V_{2n} = I_{2n} = 1$ pu となるときの（定格負荷状態）の一次電流を定格一次電流 I_{1nr} と定義し、そのときの一次電圧を定格一次電圧 V_{1nr} と定義する。この一次側の定格量はそれぞれ次式で定義される。

$$V_{1nr} = |\cos \varphi_{Lr} + j(\sin \varphi_{Lr} + (1-K^2)X_n)|/K \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$I_{1nr} = |\cos \varphi_{Lr} + j(\sin \varphi_{Lr} + X_n)|/KX_n \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここで、 φ_{Lr} が JEC⁽¹⁰⁾ で定義される定格力率から求められる定数であること、(7)、(8)式で定義される定格値が、それぞれ 1 pu より大きくなることに注意が必要である。

(6)式より、無負荷特性は以下の式で表される。

$$\dot{I}_{1n0} = \dot{V}_{1n}/jX_n \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\dot{V}_{2n0} = K\dot{V}_{1n} \quad \dots\dots\dots (10)$$

(10)式に示されるように、無負荷電圧比 V_{1n}/V_{2n0} （変圧比）は K に反比例する。また、(7)、(9)式より、定格一次電圧を印加したときの無負荷励磁容量 Q_{n0} は、次式で与えられる。

$$Q_{n0} = \frac{1+2(1-K^2)X_n \sin \varphi_{Lr} + (1-K^2)^2 X_n^2}{K^2 X_n} \quad \dots\dots\dots (11)$$

この Q_{n0} は、無鉄心形変圧器の一次側からみた分路リアクトルとしての容量と考えることができる。

二次側短絡時には、(6)式より以下の式が得られる。

$$\dot{I}_{1ns} = \dot{V}_{1n}/\{j(1-K^2)X_n\} \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\dot{I}_{2ns} = K\dot{I}_{1ns} \quad \dots\dots\dots (13)$$

上式において $I_{2ns} = 1$ pu となるときの一次電圧の大きさと、定格一次電圧との比からリアクタンス電圧 q を次のように定義する。

$$q = (1-K^2)X_n/(KV_{1nr}) \quad \dots\dots\dots (14)$$

一般の鉄心形変圧器の場合、インピーダンス電圧（抵抗分が無視できる場合はリアクタンス電圧）は、二次短絡時の一次電流が定格値に等しくなるときの一次電圧として決定され、このときの短絡二次電流も定格値に等しくなると考えられる。しかし、無鉄心形変圧器では、励磁電流や漏れ磁束の影響が大きいため、短絡二次電流が定格値に一致するときの一次電流は(13)式より $I_{1n} = 1/K$ となり、(8)式で定義される定格一次電流より小さい。従って、短絡一次電流が定格値に一致するときの二次電流は、定格値を超えてしまうことになる。このことから本論文では、前述のように、短絡二次電流が定格値に等しくなるときの一次電圧からリアクタンス電圧を定義する。

なお、 q を上述のように定義すると、次に述べる電圧変動率を考える上で都合が良い。また q の逆数は、(7)、(12)、(13)式より、定格一次電圧を印加したときの短絡二次電流に一致する。

(7)、(10)、(14)式より、電圧変動率 ε は、負荷力率角を φ_L とすると、次式で表される。

$$\begin{aligned} \varepsilon &= KV_{1nr} - 1 \\ &= \frac{1}{\sqrt{1-q^2 \cos^2 \varphi_L} - q \sin \varphi_L} - 1 \quad \dots\dots (15) \end{aligned}$$

このように、無鉄心形超電導変圧器の場合、 ε の式は、通常の変圧器に対して用いられる式よりも複雑な式になる。これも、励磁電流や漏れ磁束の影響が無視できないことによる。しかし、 q が十分小さい範囲では、(15)式を次式で近似することができる。

$$\varepsilon = q \sin \varphi_L + \frac{1}{2} q^2 \cos^2 \varphi_L \quad \dots\dots\dots (16)$$

この式は、通常の変圧器に用いられる ε の式において抵抗電圧を無視した式と同じ形である。

以上、本章では巻線のインダクタンスと磁気結合係数に着目した等価回路を基に、単位法を用いて特性解

析の基礎となる電圧・電流の関係式を導出した。そして、この関係式から一次定格値を定義するとともに、変圧器の特性が規格化リアクタンス X_n と磁気結合係数 K で記述されることを明らかにした。これらの結果より、無鉄心形変圧器においては、 K , X_n を特性解析や設計における基本的なパラメータとして考えることができる。

3. 磁気結合係数と規格化リアクタンスの影響

前章に示したように、規格化リアクタンス X_n と磁気結合係数 K は変圧器の諸特性を決める重要な量で

(a) 二次電圧

(b) 一次電流

(c) 入力力率

図 3 磁気結合係数の影響 ($\varphi_L = \varphi_{Lr} = 0$, $X_n = 2.5$, $K = 0.95, 0.9, 0.85, 0.8, 0.75$)

Fig. 3. Effect of K .

ある。そこで本章では、この 2 変数の負荷特性への影響を考察する。なお、計算に際しては、負荷は最も基本的である純抵抗負荷とし、定格出力点 ($V_{2n} = I_{2n} = 1$ pu) を通るように $V_{1n} = V_{1nr}$ とした。ただし、 V_{1nr} の計算に際しては $\varphi_{Lr} = 0$ とした。計算結果を図 3, 図 4 に示す。

〈3・1〉 磁気結合係数の影響 図 3 は $X_n = 2.5$ で K を変化させた場合の負荷特性である。

(a) 図の二次電圧特性において、 $I_{2n} = 0$ のときの V_{2n} の値は (10), (15) 式より $\varepsilon + 1$ に一致するので、各曲線の電圧変動率の値は、この関係から直ちに求め

(a) 二次電圧

(b) 一次電流

(c) 入力力率

図 4 規格化リアクタンスの影響 ($\varphi_L = \varphi_{Lr} = 0$, $K = 0.95$, $X_n = 10, 7.5, 5, 2.5, 1$)

Fig. 4. Effect of X_n .

られる。図に示されるように、 K が大きいほど ε , すなわち V_{2n} の変動が小さいのは, (7), (10) 式より求められる無負荷二次電圧 KV_{1nr} が K が大きいほど小さいためである。このことは, (14) 式のリアクタンス電圧 q が K が大きいほど小さいことに対応する。また, (b) 図の一次電流は, K が大きいほど小さい。これは, (7) 式の定格一次電圧 V_{1nr} が K が大きいほど小さいためである。一方, (c) 図の入力力率は K が大きいほど全体的に良く, 最大値も大きい。一般に, 入力力率の最大値とそのときの二次電流値は, 負荷率角を φ_L とすると, (6) 式より以下の式で与えられる。

$$(\cos \varphi_L)_{\max} = \frac{K^2 \cos \varphi_L}{2 - K^2 + 2\sqrt{1 - K^2} \sin \varphi_L} \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$I_{2n} = \frac{KV_{1nr}}{X_n \sqrt{(1 - K^2)(2 - K^2 + 2 \sin \varphi_L)}} \quad \dots\dots\dots (18)$$

(17), (18) 式より, 入力力率の最大値は K が大きいほど大きく, そのときの二次電流も大きいことがわかる。また, 入力力率の最大値が K と φ_L だけで決まるという (17) 式の性質は, 興味深い性質といえる。

〈3・2〉 規格化リアクタンスの影響 図 4 は $K = 0.95$ で X_n を変化させた場合の負荷特性である。

(a) 図の二次電圧は, X_n が小さいほど変動が小さい。これは (7) 式からわかるように, X_n が小さいほど無負荷二次電圧 KV_{1nr} が小さいためであり, 図 3 の場合と同様に, X_n が小さいほど q が小さいことに対応している。また, 図 4(b) の一次電流と二次電流の関係は, X_n が大きいほど励磁電流の影響が小さくなるため比例関係に近づく。一方, (c) 図の入力力率は, (17), (18) 式に示されるように, 力率が最大となる二次電流値は X_n が小さいほど大きい, 最大値は φ_L, K だけで決まるため一定である。

以上, 本章では, 磁気結合係数 K と規格化リアクタンス X_n が変圧器の負荷特性に与える影響を検討した。その結果は, 以下のようにまとめられる。

(1) 一定の X_n に対しては, K が大きいほど電圧変動や一次電流が小さく, 入力力率の特性も向上し, 全般的に特性が良くなる。

(2) 一定の K に対しては, X_n が小さいほど, 二次電圧変動は小さい。しかし, 一次電流 (特に無負荷一次電流) は X_n が小さくなると大きく増加する。

以上の結果より, 無鉄心形超電導変圧器の設計に際しては, K と X_n をどのように選ぶかが重要な問題と

なることがわかる。

4. 変圧器巻線が具備すべき条件

前章までの検討で, X_n と K が変圧器の特性に与える影響が定性的に明らかになった。そこで, 本章では X_n と K で決まる平面を用いて, リアクタンス電圧, 無負荷励磁容量, 一次側定格値などと, X_n, K の関係を示すとともに, 入出力仕様から変圧器巻線が具備すべき条件を決定する方法を明らかにする。図 5~図 8 は, 上記諸量を X_n-K 平面に表示したものである。図中の実線は $\varphi_{Lr} = 0$ として求めた計算値であり, ○印はこれまでの報告例 ($A^{(5)}, B^{(3)}, C^{(4)}$: 表 1), および次章で詳しく説明する試作変圧器 (1, 2, 5, 6, 7: 表 4; ただし, 定格二次電圧 $V_{2r} = 50$ V, 定格二次電流 $I_{2r} = 50$ A) の設計点を示している。なお, A, B, C の設計点は, 報告されている仕様を本論文で提案する特性記述式に適用して求めた結果である。

図 5 は (14) 式の q (リアクタンス電圧: 右上りの曲線群) を 0.05 ごとに, (11) 式の Q_{n0} (無負荷励磁容量: 右下がりの曲線群) を 0.1 ごとに示したものである。図に示されるように, q は平面上を右下に向かうほど増加し, Q_{n0} は平面上を左下に向かうほど増加する。また, q と Q_{n0} の値を指定することにより, $X_n,$

図 7 無負荷一次電流と定格一次電流の比
Fig. 7. Ratio of I_{lno} and I_{lnr} .

図 8 一次定格容量
Fig. 8. $(VI)_{lnr}$.

表 1 これまでの報告例

Table 1. Examples of reported transformer.

結線	定格電圧		出力容量	K	X_n
	一次	二次			
A	$\frac{132}{\sqrt{3}}$ kV	$\frac{66}{\sqrt{3}}$ kV	100 MVA	0.94	1.34
B	330 V	150 V	3 kVA	0.93	1.95
C	$\frac{500}{\sqrt{3}}$ kV	$\frac{66}{\sqrt{3}}$ kV	300 MVA	0.96	3.25

K の値が一意に定まる。

q の値としては、比較的大容量の概念設計例である A, C が $q=0.15\sim0.25$ の範囲にあることから、この程度の範囲が比較的現実的と考えられる。B および 1, 2, 6 も小容量ではあるが、 q がほぼこの範囲内にある結線である。

図 6 は (7), (8) 式により定義される一次定格の特性を、それぞれ 0.05 ごとに示したものである。定格一次電圧 V_{lnr} (右上がりの曲線群) は平面上を右下へ向かうに従い増加するが、図 5 の q の値からみた現実的結線 (A, B, C, 1, 2, 6) では $1.05\sim1.1$ pu 程度である。一方、定格一次電流 I_{lnr} (右下りの曲線群) は、平面上を左下へ向かうに従い大きくなる。この増加は設計点により大きく異なり、 X_n が比較的大きな

図 9 巻線諸量の決定
Fig. 9. Determination of winding values.

結線 1 では約 1.05 pu であるが、 X_n が小さい結線 A では、分路リアクトルとしての機能が大きいので、約 1.33 pu となる。

図 7 は定格一次電流 I_{lnr} に対する無負荷一次電流 (無負荷励磁電流) I_{lno} の比を示している。図に示されるように、無負荷励磁電流の割合は X_n が小さくなるに従い 1 に近づき、結線 A では定格の約 60% (約 0.8 pu) もの無負荷一次電流が流れる。

図 8 に示す一次定格容量 $(VI)_{lnr}$, すなわち一次巻線容量も、図 6 の一次定格値の増加のため、二次巻線容量 (出力容量) に比べ大きくなり、ここで示した例では、一次巻線容量が二次巻線容量に比べ 0.1~0.4 pu 程度増加する。従って、一次巻線の設計に際しては、この容量増加の考慮が必要である。

図 5~図 8 を用いると、変圧器巻線が具備すべき条件を求めることができる。すなわち、変圧器の入出力仕様から K, X_n の値を決定し、巻線定格などを決めることができる。この手順を図 9 に示す。

まず、二次定格量 V_{2r}, I_{2r} と定格負荷力率角 φ_{Lr} , 定格一次電圧 V_{1r} を指定する。これらは、変圧器で接続しようとする系統の仕様から決まる量である。そして、無負荷励磁容量 (分路リアクトル容量) Q_{n0} と出力特性の指標であるリアクタンス電圧 q の値を決める (①)。次に、図 5 を用いて q, Q_{n0} の曲線を求め、その交点から K, X_n の値を決定する (②)。そして、図 6 を用いて一次定格 V_{lnr}, I_{lnr} を求める。同様に、図 7 から電流比 I_{lno}/I_{lnr} が、図 8 から一次巻線容量 $(VI)_{lnr}$ が求められる (③)。

次に、(3) 式より、換算係数 a を次式で決定する (④)。

$$a = V_{1r} / (V_{2r} V_{1nr}) \dots\dots\dots (19)$$

(19)式より、すべての単位法表記の量が実際の値に換算され、定格一次電流や定格一次容量などの値が求められる(⑤)。このとき、巻線の自己インダクタンスおよび相互インダクタンスは以下の式より求められる。

$$\omega L_1 = a^2 X_n (V_{2r} / I_{2r}) \dots\dots\dots (20)$$

$$\omega L_2 = X_n (V_{2r} / I_{2r}) \dots\dots\dots (21)$$

$$\omega M = a K X_n (V_{2r} / I_{2r}) \dots\dots\dots (22)$$

以上の結果より、⑤で求められた巻線定格と(20)～(22)式より求められるインダクタンス値を満たす巻線を設計すれば、所望の特性をもつ無鉄心形変圧器が得られる。ただし、実際の変圧器の設計においては、ここで求められた巻線定格やインダクタンス値を、絶縁や冷却の確保などをふまえたうえで実現する必要があり、別途、より詳細な検討が必要である。

以上、本章では、 X_n, K で表される平面を用いて、試作変圧器を含むこれまでの報告例の一次巻線の定格値や無負荷励磁電流の定格電流に対する割合などについて、定量的に明らかにした。そして、リアクタンス電圧 q と無負荷励磁容量 Q_{n0} から X_n, K を求め、巻線が具備すべき条件を決定できることを明らかにした。これらの結果は、無鉄心形変圧器の設計の指針となると考えられる。

5. 理論特性と実験結果の比較および考察

以上示した解析の有効性を確認し、無鉄心形超電導変圧器の特性を明らかにするため、本章では試作超電導変圧器を用いて行った実負荷試験、短絡試験の結果を示す。なお、以下の測定の前には、50 Hz の商用電源を用いた。また、電圧の検出は、電流リード(銅)の抵抗の影響を除くため、超電導線と常電導線の接続部で行い、電流の検出は CT により行った。

〈5・1〉 試作変圧器の仕様 試作変圧器の断面図を図 10 に、使用している超電導線材の仕様を表 2 に、巻線の仕様を表 3 に示す。

試作変圧器は四つの独立した巻線を持ち、各巻線は外側から巻線 1、巻線 2、巻線 3、巻線 4 の順に、同心状 4 重に配置されている。このため、巻線を適宜選択して結線することにより、磁気結合係数 K などの値を変えた実験が可能である。また、試作変圧器は細長の構造になっているが、これは巻線が発生した磁束が広がり、クライオスタットなどに鎖交することを極力防ぐためである。巻線は、絶縁を施したより線を密巻に巻き、層間には FRP スペース (0.5 mm) を挿入

図 10 試作変圧器の断面
Fig. 10. Experimental power transformer.

表 2 超電導線の仕様
Table 2. Specification of wire.

素線	より線
マトリックス比 CuNi: Cu: NbTi = 2.2: 0.15: 1	素線本数 7 本
フィラメント数 21,336 本	絶 縁 エポキシ系塗装
フィラメント径 約 0.57 μm	絶縁外径 0.7 mm
絶 縁 な し	

表 3 巻線の仕様
Table 3. Specification of windings.

巻線	内径 (mm)	外径 (mm)	巻数	インダクタンス (mH)
1	78.6	81.6	584	12.18
2	69.1	74.8	610	11.32
3	60.1	68.1	811	15.99
4	50.9	59.1	810	11.99

*巻線の高さは全巻線とも 129.5 mm である。

し、冷媒(液体ヘリウム)の通路と層間絶縁を確保している。

この試作変圧器の巻線の電流定格は、定格電流の最大値が直流臨界電流の半分になるように 50 A とし、電圧定格は定格電圧印加時に巻線の最大経験磁束密度が約 0.1 T となるように 50 V とした。

実験に用いた変圧器の結線は、一次巻線として 2 巻線を直列結線したものを用い、二次巻線には 1 巻線だけを用いた降圧結線の変圧器である。巻線の組合せと K, X_n の値を表 4 に示す。なお、試作変圧器の K, X_n の値は、基準正弦波電源を用いて無負荷励磁試験を行った結果から求めた。表 4 に示すように、単巻結線 (1, 2, 5, 7) の磁気結合係数 K は、0.9815～0.9456 と、どの結線でも大きな値が得られたが、絶縁 2 巻線結線 (3, 4, 6, 8) では、0.9625～0.7401 となり、巻線の位置関係により大きく異なる。

表 4 試作変圧器の結線
Table 4. Connection of windings.

結線	一次巻線	二次巻線	K	X_n
1	巻線 1+巻線 2	巻線 1	0.9815	3.826
2		巻線 2	0.9801	3.556
3		巻線 3	0.8782	5.023
4		巻線 4	0.7401	3.767
5	巻線 1+巻線 3	巻線 1	0.9456	3.826
6		巻線 2	0.9625	3.556
7		巻線 3	0.9589	5.023
8		巻線 4	0.8330	3.767

* 一次巻線の欄の“+”は、巻線の直列接続を示す。

図 11 実負荷特性
Fig. 11. Load characteristics.

〈5・2〉 実負荷試験 図 11 に、結線 1 の純抵抗負荷時の実負荷特性の例を示す。なお、実線は(6)式を基に求めた理論値である。

この結線の場合、 q が 0.1387 と小さいため、二次電圧変動は小さい。また、励磁電流の影響により、一次電流は二次電流に比例せず、入力率も 1 より小さい。図 11 において、測定値と理論値はおおむね一致しており、理論式の有効性が確認できるが、定格負荷付近では、二次電圧に若干のずれが見られる。これは、表 4 に示した等価回路定数の測定誤差や、超電導線と常電導線の接続部にわずかに存在する接続抵抗の影響と考えられる。この接続抵抗の影響が現れる原因は、接続部の構造上の制約から電圧検出線を接続部の常電導側から取り出さざるをえなかったためである。なお、図 11 に示した以外の結線についての実験結果からも、理論式の有効性が確認された。

図 12 に実負荷試験の結果より得た電圧変動率を示す。実線は(15)式より求めた理論値を、○印は測定された ε と(14)式から求めた q を図示したものである。数字は表 4 の結線番号である。測定値と理論値はほぼ一致しているが、ばらつきが生じている。これは、図 11 の場合と同様に、等価回路定数の測定誤差や超電導線と常電導線の接続抵抗の影響と考えられる。

図 12 電圧変動率
Fig. 12. Voltage regulation.

図 13 リアクタンス電圧
Fig. 13. Reactance voltage.

〈5・3〉 短絡試験 図 13 に q の測定例を示す。図中の○印は測定値であり、数字は表 4 の結線番号を示している。また、実線は(14)式より求めた理論値である。このように、理論値と測定値はよく一致し、(14)式の妥当性が確認できる。なお、ここに示した以外の結線についても同様の結果が得られた。

6. ま と め

以上、本論文では、損失特性や効率以外の定常入力特性の解明を目的とした無鉄心形超電導変圧器の等価回路を提案し、この等価回路を用いた解析により、一次定格と二次定格の関係を示すと同時に、変圧器を特徴づける量であるリアクタンス電圧 q や電圧変動率 ε 、分路リアクトルとしての容量と考えられる無負荷励磁容量 Q_{m0} などの理論式を示した。そして、これらが規格化リアクタンス X_n 、磁気結合係数 K で記述されることを明らかにした。また、 X_n, K が、変圧器の特性に与える影響について詳細に検討するとともに、入出力仕様から巻線が具備すべき条件を決める方法を示した。これらは設計などの指針を与えるものであると考えられる。更に、試作超電導変圧器を用いた種々の実験により、これらの解析結果の有効性を確認した。

今回の考察では、超電導変圧器の損失は十分小さいと考え、損失を無視している。しかし、実際の超電導変圧器では損失が発生し、付属冷凍機が不可欠である。従って、この冷凍機の冷却効率(1/500~1/1,000)を考えると、変圧器の損失を把握することは非常に重要である。損失も考慮した等価回路、効率や損失の特性については、おつて報告を行う予定である。

また、今回の考察では、超電導変圧器が正常に動作する範囲を取り扱い、巻線のクエンチ現象については対象外とした。従って、この点に関する検討も今後の課題である。

最後に、共同実験者で本学修士課程学生 林 眞一君、森本 肇君、学部学生 高田 徹君に謝意を表する。(平成4年10月23日受付、同5年5月6日再受付)

文 献

- (1) H. Riemersma, P. W. Eckels: "Application of Superconducting Technology to Power Transformers", *IEEE Trans. Power Apparatus Syst.*, PAS-100, 3398 (1981)
- (2) 岸田・垣内・原口・守田・藤原・久保・中村・山田: 「Nb₃Sn 超電導線を用いた実験用外鉄心超電導変圧器の製作」, 平4 電気学会全大, 923
- (3) 石郷岡・岡田・上條・山本: 「超電導空心単巻変圧器の試作と試験」, 電気学会研資, SA-90-6 (平2)
- (4) 秋田: 「空心超電導変圧器の可能性について」, 同上, SA-90-7 (平2)
- (5) 山本・石郷岡: 「超電導変圧器の無鉄心化の可能性について」, 同上, SA-88-47 (昭63)
- (6) 石郷岡・岡田・上條・山本: 「超電導空心単巻変圧器の試作とその基本特性」, 電学論 B, 111, 448 (平3-4)
- (7) 山口・佐藤・片岡: 「無鉄心超電導変圧器の基本特性」, 同上 D, 111, 101 (平3-1)
- (8) 片岡・山口・林・佐藤: 「無鉄心形超電導変圧器の等価回路」, 平3 電気学会全大, 947
- (9) 山口・佐藤・林・片岡: 「損失を考慮した無鉄心形超電導変圧器の等価回路」, 電気学会研資, SA-91-62 (平3)
- (10) 「JEC-204-1978: 変圧器」, 電気学会電気規格調査会標準規格

山 口 浩 (正員)

昭和41年1月11日生。平成元年3月東京工業大学工学部電気・電子工学科卒業。3年3月同大学大学院修士課程(電気・電子工学専攻)修了。現在、同博士後期課程在学中。超電導応用に関する研究に従事。低温工学会会員。

佐 藤 之 彦 (正員)

昭和38年9月3日生。61年3月東京工業大学工学部電気・電子工学科卒業。63年3月同大学大学院修士課程(電気・電子工学専攻)修了。現在、同大学工学部電気・電子工学科助手。この間、半導体電力変換器の解析と制御法、超電導応用、交流可変速制御などの研究に従事。IEEE 会員。

片 岡 昭 雄 (正員)

昭和11年12月5日生。35年3月東京工業大学理工学部電気工学科卒業。40年3月同大学大学院博士課程(電気工学専攻)修了。同年4月同大学理工学部電気工学科助手、42年11月同助教授を経て、現在、同大学工学部電気・電子工学科教授。電機変換工学講座担当。工学博士。63年度、平成元年度電気学会編修理事。5年度より同学会本部代表評議員。昭和54年電気学会論文賞、1982年 IEEE-IAS 論文賞受賞。IEEE Fellow。