

平面磁路形パラメトリック変圧器の磁気飽和特性近似方法

Considerations for Approximating the Magnetic Saturation Characteristics of a Planar Parametric Transformer

太田 勝・坂本禎智・村上孝一

八戸工業大学、八戸市大字妙字大開 88-1(〒031-8501)

M. Ohta, Y. Sakamoto, and K. Murakami

Hachinohe Inst. of Tech., 88-1, Obiraki, Myo, Hachinohe 031-8501

(1999年10月28日受理、2000年1月25日採録)

A planar parametric transformer has several desirable features, including voltage regulation, overload protection, and noise rejection. We have already analyzed the characteristics of the transformer using the harmonic balance method. The calculated characteristics of the transformer agreed approximately with the experimental ones. Because the magnetic saturation characteristic used for analysis is obtained from experimental results, however, in order to analyze a transformer made of another material or having another form, we must make a transformer and measure the magnetic saturation characteristic of that transformer. To solve this problem, we analyzed the characteristics of the transformer using the B-H characteristic of the material and the length and sectional area of the magnetic path.

Key words: parametric oscillation, planar parametric transformer, harmonic balance method, nonlinear magnetic application

1. 緒言

パラメトリック発振現象は、過負荷保護機能、雑音ろ波機能などの、実用上有利となる特長を有しており、パラメトリック変圧器やパラメトリックモータなどに応用されている。

筆者等は、平面磁路形パラメトリック変圧器について、小形化や特性改善などの検討を行ってきた¹⁾³⁾。その結果、この変圧器が他のパラメトリック変圧器と同様に、過負荷保護機能、雑音ろ波機能、定電圧特性などの実用上有利となる特長を有していることを確認した。さらに、変圧器の磁気回路モデルから動作解析を行ってきた⁴⁾⁵⁾。その結果、本解析方法の妥当性を確認し、さらに本変圧器の重要な設計要素となる共通磁路、および磁路狭窄部分の飽和特性と入出力電圧特性の関係について理論的に明らかにした⁶⁾。

しかし、解析に用いた磁路の飽和特性は、作製した変圧器の交流磁化特性の実測値から近似していたため、変圧器の形状、寸法が変化した場合の解析には、実際に変圧器を作製し、交流磁化特性を測定する必要がある。そこで筆者等は、材料自体のB-H特性と各部分の寸法から求めた磁

路の飽和特性を、変圧器の入出力電圧特性の算定に使えないかどうかの検討を行った。その結果、実測値と計算値の傾向がほぼ一致し、従来の算定方法と比較した場合、より実測値に近い計算値が得られることが確認できた。

本論文では、これらの検討結果について報告する。

2. 基本構成と動作原理

Fig.1は、解析に用いた平面磁路形パラメトリック変圧器の基本構成である。解析時において磁気異方性の影響を受け難くする目的と、本解析方法が商用周波数においても適用可能かどうかを確認する目的から、厚さ0.35 mmの無方向性珪素鋼板を40枚積層して変圧器を作製した。励磁周波数は50 Hz、巻線回数は $N_1 = N_2 = 500$ turnsとしている。磁路中央には、励磁側から共振側に流入する磁束を妨げるように溝を設けている。このため励磁巻線から励磁すると、発生磁束が共振側に流入し難くなり、主に共通磁路を通るようになる。さらに、共通磁路を他の磁路幅より狭く設計しているため、共通磁路が他の磁路よりも先に磁気飽和する。これにより、共振側から見たインダクタンスが周期的に変化し、この変化に対して同調用コンデンサCが同調してパラメトリック発振が生じる。

よって、共通磁路と磁路狭窄部分の形状や寸法は、パラメトリック発振の確立、および停止に大きく影響を与えることから、本変圧器において重要な設計要素となる。

3. 磁気回路と解析方法

Fig. 2は、平面磁路形パラメトリック変圧器の基本的な磁気回路である。励磁側、および共振側磁路の磁気抵抗を R_a 、共通磁路の磁気抵抗を R_b 、磁路狭窄部分の磁気抵抗を

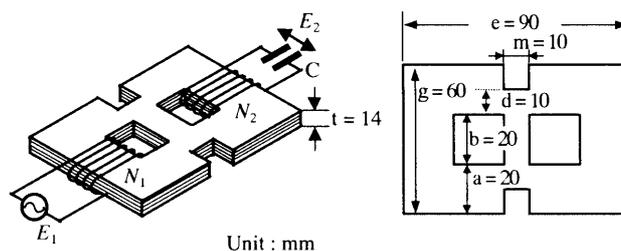


Fig.1 Outline of a planar parametric transformer.

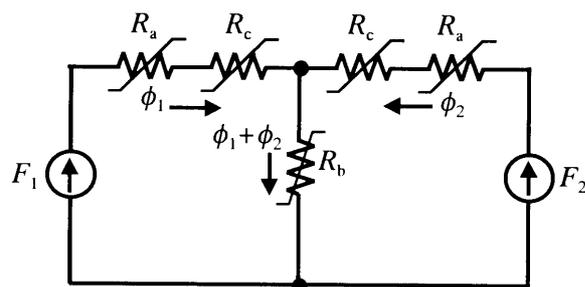


Fig. 2 Magnetic circuit model of the device.

R_c としており、漏れ磁束は考慮していない。ここで、磁気抵抗 R_a と R_c は直列となっているため、新たに R_a と R_c の和を R_c と定義し、ヒステリシスを無視した磁気抵抗 R_b と R_c の飽和特性 F_b, F_c を磁束の5次式で次のように表す。

$$F_c = f_c(\phi) = a_1\phi + a_3\phi^3 + a_5\phi^5 \quad (1)$$

$$F_b = f_b(\phi) = b_1\phi + b_3\phi^3 + b_5\phi^5 \quad (2)$$

これらの式を用いて起磁力 F_1, F_2 を表すと以下のような式で表される。

$$F_1 = N_1 i_1 = b_1(\phi_1 + \phi_2) + b_3(\phi_1 + \phi_2)^3 + b_5(\phi_1 + \phi_2)^5 + a_1\phi_1 + a_3\phi_1^3 + a_5\phi_1^5 \quad (3)$$

$$F_2 = N_2 i_2 = b_1(\phi_1 + \phi_2) + b_3(\phi_1 + \phi_2)^3 + b_5(\phi_1 + \phi_2)^5 + a_1\phi_2 + a_3\phi_2^3 + a_5\phi_2^5 \quad (4)$$

さらに、変圧器の共振側の回路から2階の微分方程式が得られ、この式に(4)式を代入して整理すると回路方程式が求められる。この回路方程式に基本波のみを考慮した調波平衡法を適用して、各パラメータにおける共振側の磁束 ϕ_2 の振幅と位相差を求めることにより、入出力電圧特性や位相特性、および負荷特性が理論的に求められる^{5), 6)}。

4. 飽和特性の算定法

数値計算を行う前に、磁気抵抗 R_b, R_c の飽和特性の係数 $a_i, b_i (i=1, 3, 5)$ の値を決定しなければならない。次に、従来の算定法と B-H 特性と磁路形状から係数を求める方法について説明する。

4.1 従来の算定法

作製した変圧器の交流磁化特性から飽和特性の係数を求めるために、(4)式に $\phi_1 = 0$ を代入し、次の式を得る。

$$N_2 i_2 = (a_1 + b_1)\phi_2 + (a_3 + b_3)\phi_2^3 + (a_5 + b_5)\phi_2^5 \quad (5)$$

この式に、作製した変圧器の励磁側を開放し、共振側から励磁して測定した交流磁化特性上の適当な3点を選び、実測値を代入することで $a_1 + b_1, a_3 + b_3, a_5 + b_5$ の値が決定される。Fig. 3 は、(5)式に $a_1 + b_1 = 1.97 \times 10^4$ AT/Wb, $a_3 + b_3 = -9.01 \times 10^{11}$ AT/Wb³, $a_5 + b_5 = 2.81 \times 10^{19}$ AT/Wb⁵ を代入して得られた近似曲線と変圧器の交流磁化特性である。

さらに、ここで得られた値はそれぞれ a_i と $b_i (i=1, 3, 5)$

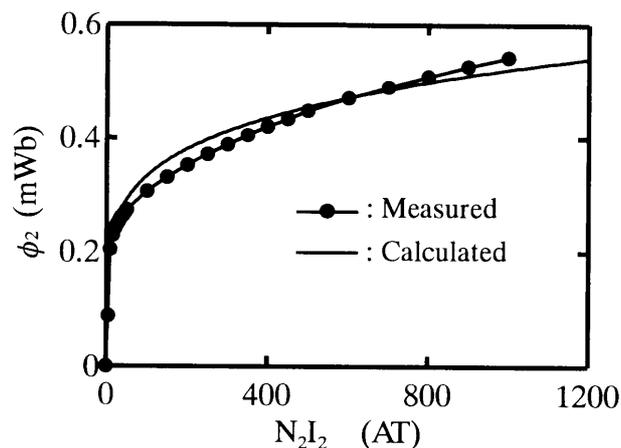


Fig. 3 Magnetic saturation curves of the transformer.

の和の形で得られるため、 a_i と b_i の値に分離する必要がある。これまでは、磁気抵抗 R_b と R_c が等しいと仮定して、得られた値を半分にしてきた。このため、磁気抵抗が等しくない場合には計算値に誤差が生じることになる。

4.2 B-H 特性を使用した算定法

次に、B-H 特性と磁路形状から飽和特性の係数を求める方法について説明する⁷⁾。まず、材料の B-H 特性を次式で表す。

$$H = A_1 B + A_3 B^3 + A_5 B^5 \quad (6)$$

ここで、 $H = Ni/l$, $B = \phi/S$ で表すことができ、磁気抵抗 R_a, R_b, R_c の磁路長をそれぞれ l_a, l_b, l_c とし、断面積を S_a, S_b, S_c とすると、各磁気抵抗の飽和特性 F_a, F_b, F_c は次のように表すことができる。

$$F_a = (A_1 l_a / S_a)\phi + (A_3 l_a / S_a^3)\phi^3 + (A_5 l_a / S_a^5)\phi^5 \quad (7)$$

$$F_b = (A_1 l_b / S_b)\phi + (A_3 l_b / S_b^3)\phi^3 + (A_5 l_b / S_b^5)\phi^5 \quad (8)$$

$$F_c = (A_1 l_c / S_c)\phi + (A_3 l_c / S_c^3)\phi^3 + (A_5 l_c / S_c^5)\phi^5 \quad (9)$$

よって、磁気抵抗 R_b と R_c の係数 $a_1, a_3, a_5, b_1, b_3, b_5$ は次のように表される。

$$a_1 = (A_1 l_a / S_a) + (A_1 l_c / S_c) \quad (10)$$

$$a_3 = (A_3 l_a / S_a^3) + (A_3 l_c / S_c^3) \quad (11)$$

$$a_5 = (A_5 l_a / S_a^5) + (A_5 l_c / S_c^5) \quad (12)$$

$$b_1 = A_1 l_b / S_b \quad (13)$$

$$b_3 = A_3 l_b / S_b^3 \quad (14)$$

$$b_5 = A_5 l_b / S_b^5 \quad (15)$$

この算定方法を使用すると、従来の算定方法では困難であった、磁気抵抗 R_b と R_c の係数の分離が容易になるため、溝の深さが変圧器特性に与える影響について定量的に検討できると考えられる。

Fig. 4 は、変圧器と同じ材質で作られた、環状磁心で測定した B-H 特性と、(6)式に $A_1 = 197$ Am/Wb, $A_3 = -217$ Am³/Wb³, $A_5 = 116$ Am⁵/Wb⁵ を代入して得られた近似曲線である。さらに、各部分の磁路長と断面積を Table 1 のようにすると、各

磁気抵抗の飽和特性の係数は Table 2 のようになる。

5. 計算結果

Fig. 5 は、入出力電圧特性の実測値と計算値である。(a)が実測値であり、(b)が磁性材料の B-H 特性と各部分の寸法から求めた係数による計算値であり、(c)が変圧器作製後の交流磁化特性から近似して求めた係数による計算値である。実測値を見るとパラメトリック発振確立電圧と停止電圧に差があり、履歴特性となっている。さらに、パラメトリック発振確立後は共振電圧 E_2 がほぼ定電圧になっている。計算値は実測値に比べ、発振電圧 E_2 や履歴幅が大きくなっているが、基本的な傾向はほぼ一致している。

また交流磁化特性から近似して求めた係数より、B-H 特性から求めた係数で計算した方が実測値により近くなっている。この理由は、交流磁化特性を近似して求めた係数が、共通磁路と磁路狭窄部分の磁気抵抗を等しいと仮定しているためと考えられる。B-H 特性から求めた係数による

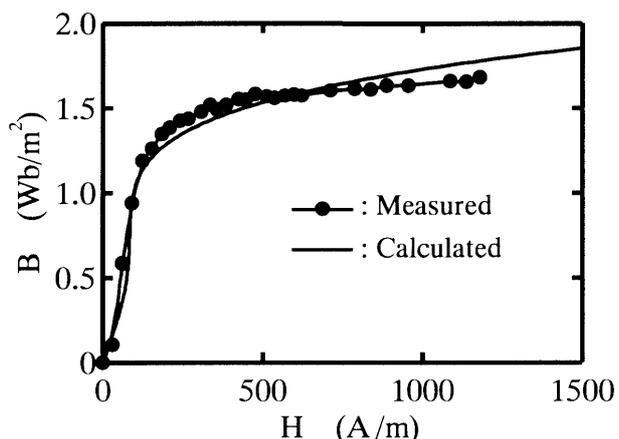


Fig. 4 B-H curves of the material.

Table 1 Geometry of magnetic path.

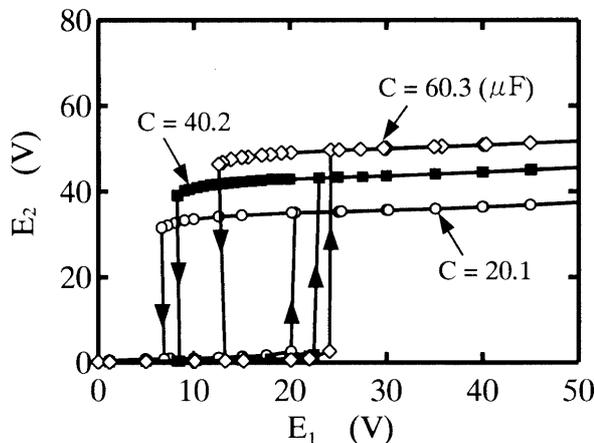
Reluctance	Length of magnetic circuit (m)	Sectional area (m ²)
R_n	0.1	2.8×10^{-4}
R_b	0.03	1.4×10^{-4}
R_c	0.01	1.4×10^{-4}

Table 2 Coefficients of the magnetic saturation curve of the transformer.

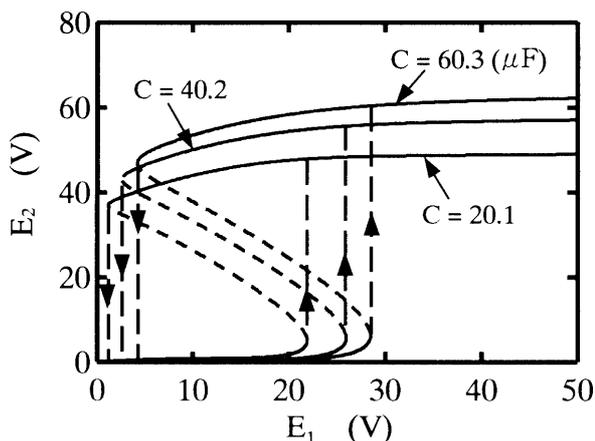
Reluctance	First order (AT/Wb)	Third order (AT/Wb ³)	Fifth order (AT/Wb ⁵)
R_n	7.03×10^4	-9.91×10^{11}	6.74×10^{18}
R_b	4.22×10^4	-2.38×10^{12}	6.47×10^{19}
R_c	1.41×10^4	-7.93×10^{11}	2.16×10^{19}

計算値は、変圧器の寸法から係数を求めているために、このような誤差は少ないと考えられる。

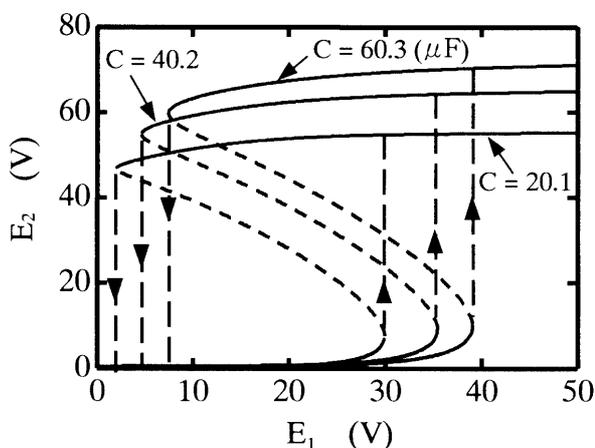
さらに別の理由として、共振側に流入する励磁側からの磁束の存在が挙げられる。この共振側に流入する磁束の量



(a) Measured characteristics.



(b) Calculated characteristics using B-H characteristics.



(c) Calculated characteristics using magnetic saturation curve.

Fig. 5 Voltage characteristics.

は、中央の溝形状や寸法、および変圧器材料によっても変わってくる。これまでに検討してきたマイクロ変圧器の場合、この磁束の量は少なかったため交流磁化特性で近似した場合でも、パラメトリック発振確立電圧などは、実測値に近い値が得られていた⁹⁾。しかし、共振側への流入磁束が多い場合、少ない場合と比べて実測による交流磁化特性の飽和磁束密度が大きくなり、それにともない計算に用いる共通磁路、および磁路狭窄部分の飽和特性の飽和磁束密度も大きくなる。よって、実測値よりもパラメトリック発振確立電圧が高くなり、磁路狭窄部分の飽和特性によって決まる共振電圧も高くなったものと考えられる。

B-H 特性から求めた係数による計算値についても実測値との違いが見られるが、これは漏れ磁束や鉄損を考慮していないためにこのような違いがでたものと考えられる。

6. 結言

以上、平面磁路形パラメトリック変圧器の解析に用いる磁気飽和特性近似方法について検討を行った。その結果、変圧器の入出力電圧特性の計算値と実測値の傾向がほぼ一致し、従来の算定方法と比較した場合、より実測値に近い計算値が得られることが明らかになった。また、計算精度については、まだ検討の余地があり、今後、磁路の飽

和特性近似式の次数を上げて検討を行う予定である。

本論文の結果は、今後本変圧器を設計する際に、最適材質の選定、および最適形状、寸法の決定に役立つ有用な成果である。

参考文献

- 1) 坂本禎智, 夏坂光男, 村上孝一, 一ノ倉 理: 日本応用磁気学会誌, **19**, 573 (1995)
- 2) Y. Sakamoto, M. Natusaka, M. Ohta, K. Murakami, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, **31**, 4238 (1995)
- 3) Y. Sakamoto, M. Ohta, M. Natusaka, and K. Murakami: *IEEE Trans. Magn.*, **32**, 4995 (1996)
- 4) 坂本禎智, 太田 勝, 夏坂光男, 村上孝一: 電気学会論文誌 A, **117**, 134 (1997)
- 5) 太田 勝, 坂本禎智, 夏坂光男, 村上孝一: 日本応用磁気学会誌, **22**, 717 (1998)
- 6) 太田 勝, 坂本禎智, 村上孝一: 日本応用磁気学会誌, **23**, 1501 (1999)
- 7) 佐藤孝平, 田島克文, 穴澤義久, 小向敏彦, 坂本禎智, 一ノ倉理: 電気学会回転機研究会資料, RM-98-136 (1998)