平面磁路形パラメトリック変圧器の入出力電圧特性に関する検討 Input-Output Voltage 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, Ohiraki, Myo, Hachinohe 031-8501

(1998 年 10 月 14 日受理, 1998 年 12 月 4 日採録)

A planar parametric transformer previously proposed by the authors has various desirable features, including voltage regulation, overload protection, and noise rejection. The dimensions of the center leg and the narrow paths near the slots influence the performance characteristics of the transformer. In this paper, the relation between the input and output voltage of the transformer is analyzed for various magnetic saturation curves of the magnetic paths.

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

1. まえがき

筆者等はこれまでに、平面磁路形パラメトリック変圧器について小形化や設計法について種々の検討を行ってきた。その結果、5 mm×7 mmサイズの磁路においてパラメトリック発振を生じさせることに成功し、このデバイスが過負荷保護機能、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ている^{1)~4)}。

また、本変圧器の設計法の確立を目的として、本変圧器の磁気回路モデルと平面磁路形パラメトリック変圧器の基本回路より、2階の微分方程式を導出し、調波平衡法により動作解析を行った。その結果、入出力電圧特性、位相特性、負荷特性の計算値と実測値の傾向が一致し、本解析方法の妥当性が確認できた⁵⁾。

今回、この解析方法を用いて本変圧器において重要な設計要素となる、共通磁路、磁路狭窄部分の飽和特性が入出力電圧特性に与える影響について検討を行った。これらの部分の飽和特性はパラメトリック発振の安定性、および定電圧特性に大きく影響を与えることが実験的に確認されている^{1)~3)}。また、変圧器をさらに小形化した場合、励磁周波数を増大させた場合に飽和特性が大きく変化することが予想され、飽和特性と入出力電圧特性の関係を知っておくことは、本変圧器の設計上極めて重要となっている。

2. デバイスの構成と動作原理

Fig. 1 は平面磁路形パラメトリック変圧器の寸法、および回路構成である。材質は、厚さ 30 μm のアモルファス磁性材料であり、ワイヤカット放電加工機により材料の切り出しを行っている。これを 5 枚積層し、 N_1 と N_2 に各 30 turns の巻線を施してデバイスを構成している。以後、励磁巻線 N_1 を巻いている磁路を励磁側磁路、共振巻線 N_2 を

巻いている磁路を共振側磁路、二つの磁路の共有部分となる磁路を共通磁路と称することとする。

また、パラメトリック発振を生じさせるため、中央部分に溝を設け共振側に磁束の流入を防ぎ、共通磁路を他の磁路よりも狭く設計している。これにより、共通磁路が磁気飽和し、共振側から見たインダクタンスが周期的に変化し、パラメトリック発振が確立する。よって、共通磁路と溝によって狭くなった磁路狭窄部分の寸法や形状は、パラメトリック発振の確立に大きな影響を与える。

3. 磁気回路と回路方程式

励磁側、および共振側磁路の磁気抵抗を共に 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 R_c 、励磁側、および共振側の磁束と起磁力を ϕ_1 , ϕ_2 , F_1 , F_2 とすると、本変圧器の磁気回路モデルは Fig. 2 のように表すことができる⁵⁾。ただし、漏れ磁束は考慮していない。

いま簡単化のために、磁気抵抗 R_a と R_c の合成磁気抵抗を新たに R_0 と書くこととする。このとき、ヒステリシスを無視した磁気抵抗 R_b , R_c の飽和特性を磁束の 5 次式で表すと次のようになる。

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

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

(1), (2) 式を用いて起磁力 F_1 , F_2 を表すと次のようになる。

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

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

Fig. 3 は、本変圧器の共振側回路である。ただし、 r_2 は共振側の巻線抵抗、 R は負荷抵抗となっている。この回路

Fig. 1 Outline of a planar parametric transformer.

Fig. 2 Magnetic circuit model of the device.

Fig. 3 Secondary circuit of a planar parametric transformer.

から次のような2階の微分方程式が得られる。

$$N_2(d^2\phi_2/dt^2) + (N_2/CR)(d\phi_2/dt) + r_2(di_2/dt) + (r_2/CR + 1/C)i_2 = 0 \quad (5)$$

この式に、(4)式を代入して整理すれば、次の回路方程式が得られる。

$$\begin{aligned} & d^2\phi_2/dt^2 + (1/CR)(d\phi_2/dt) \\ & + (r_2/N_2^2)[\{b_1 + 3b_3(\phi_1 + \phi_2)^2 + 5b_5(\phi_1 + \phi_2)^4\} \\ & \times (d\phi_1/dt + d\phi_2/dt) + (a_1 + 3a_3\phi_2^2 + 5a_5\phi_2^4)(d\phi_2/dt)] \\ & + (1/N_2^2C)(1 + r_2/R)\{b_1(\phi_1 + \phi_2) + b_3(\phi_1 + \phi_2)^3 \\ & + b_5(\phi_1 + \phi_2)^5 + a_1\phi_2 + a_3\phi_2^3 + a_5\phi_2^5\} = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

ここで、電源電圧を $e_1 = \sqrt{2} \sin \omega t$ とし、 N_1 の巻線抵抗を小さいものとして無視すると、励磁側の磁束 ϕ_1 は(7)式で近似される。また、共振電圧 E_2 が正弦波状であることから共振側の磁束 ϕ_2 を(8)式のように仮定する。

$$\phi_1 = -\Phi_1 \cos \omega t \quad (\Phi_1 = \sqrt{2} E_1 / \omega N_1) \quad (7)$$

$$\phi_2 = -\Phi_2 \cos(\omega t + \varphi) \quad (\Phi_2 = \sqrt{2} E_2 / \omega N_2) \quad (8)$$

(7)、(8)式を(6)式に代入して、基本波のみを考慮した調波平衡法を適用し、共振側磁束 ϕ_2 の振幅 Φ_2 と位相 φ を求める。

4. 飽和特性

Table 1 は、計算に用いた基本となる回路定数である。ここで、 $a_i, b_i (i=1, 3, 5)$ は励磁巻線 N_1 を開放にして、共振巻線から励磁して測定した交流磁化特性から近似して得られる値である。また、解析を簡単にするために、磁気抵抗 R_b と R_c が等しいものとしている。これらの定数を用いて算定した入出力電圧特性、位相特性、負荷特性はその傾向が実測値と良好な一致を示し、本解析方法の妥当性が確認できている⁵⁾。今後、この係数を用いた飽和特性を基準

Table 1 Circuit constants.

a_1, b_1 (AT/Wb)	a_3, b_3 (AT/Wb ³)	a_5, b_5 (AT/Wb ⁵)	f (kHz)	r_2 (Ω)	N_2 (turns)
1.16×10^7	-3.32×10^{21}	4.16×10^{35}	500	12.2	30

Table 2 Constants of the magnetic saturation curve.

No.	a_i, b_i (AT/Wb)	a_3, b_3 (AT/Wb ³)	a_5, b_5 (AT/Wb ⁵)
1-1	2.32×10^7	-3.32×10^{21}	4.16×10^{35}
1-2	3.47×10^7	-3.32×10^{21}	4.16×10^{35}
1-3	4.63×10^7	-3.32×10^{21}	4.16×10^{35}
1-4	5.79×10^7	-3.32×10^{21}	4.16×10^{35}
3-1	1.16×10^7	0	4.16×10^{35}
3-2	1.16×10^7	3.32×10^{21}	4.16×10^{35}
3-3	1.16×10^7	6.63×10^{21}	4.16×10^{35}
3-4	1.16×10^7	9.95×10^{21}	4.16×10^{35}
5-1	1.16×10^7	-3.32×10^{21}	8.33×10^{35}
5-2	1.16×10^7	-3.32×10^{21}	1.25×10^{36}
5-3	1.16×10^7	-3.32×10^{21}	1.67×10^{36}
5-4	1.16×10^7	-3.32×10^{21}	2.08×10^{36}

飽和特性と称することとする。この基本飽和特性の係数を1次、3次、5次とそれぞれ増加させ、入出力電圧特性に与える影響について検討を行う。Table 2 は、検討に使用した飽和特性の係数である。No. i-j の i は、1, 3, 5 次の次数を示す。

Fig. 4(a) は基本飽和特性の1次の係数を増大させた場合の飽和特性である。1次は線形の成分のため、増大していくと飽和特性の立ち上がりは緩やかになり、最終的に飽和特性は直線になる。Fig. 4(b) は3次の係数を増大させた場合の飽和特性である。1次の係数を増大させた場合に比べ曲線の形状には変化が少く、飽和磁束が減少している。また、ある程度係数を増大させると変化が少なくなり、収束に向かうことが分かる。Fig. 4(c) は5次の係数を増大した場合の飽和特性である。3次の場合と同様に、収束に向かうことが分かる。

5. 計算結果および考察

以上の飽和特性を用いて入出力電圧特性の計算を行うが、入出力電圧特性においてパラメトリック発振確立電圧、発振停止電圧、履歴幅の3項目が重要となる。この理由としてまず、DC-DCコンバータなどに応用した場合、低い入力電圧が望まれるため、パラメトリック発振確立電圧はできるだけ低い方が望ましいと考えられる。次に、パラメトリック発振停止電圧も動作範囲が広がるため、低い方が望ましい。さらに発振確立電圧と発振停止電圧の差である履歴幅は、その幅が狭いと入力電圧の変動に対して発振が停止しやすくなるため、広い方が望ましい。よって、この3項目を中心に比較検討を行う。

5.1 a_i を変化させた場合

Fig. 5 は共通磁路の飽和特性を基準飽和特性とし、磁路

(a) Changing the first-order coefficient

(a) Changing a_1

(b) Changing the third-order coefficient

(b) Changing a_3

(c) Changing the fifth-order coefficient

(c) Changing a_5

Fig. 4 Magnetic saturation curves for several values of the constants.

狭窄部分の飽和特性の係数 a_1 , a_3 , a_5 をそれぞれ Table 2 に従って変化させた場合の入出力電圧特性である。まず、パラメトリック発振確立電圧を比較する。 a_1 を増大させると確立電圧は減少するが、 a_3 , a_5 の増大に対しては、確立電圧が変化しないことが分かる。次にパラメトリック発振停止電圧を比較する。 a_1 を増加させた場合は、停止電圧はほぼ等間隔で増大している。これに対して a_3 , a_5 を増大させた場合は、停止電圧は増加するものの、ある電圧値に収束する傾向にある。これは、飽和特性の収束によるものと

Fig. 5 Relations between voltages E_1 and E_2 for several values of the constants a_i ($i = 1, 3, 5$).

考えられる。さらに、入出力電圧特性の履歴幅について比較してみると、その幅の変化は次数の大きい係数ほど少ないことが分かる。

5.2 b_i を変化させた場合

Fig. 6 は、磁路狭窄部分の飽和特性を基準飽和特性とし、共通磁路の飽和特性の係数 b_1 , b_3 , b_5 をそれぞれ Table 2 に従って変化させた場合の入出力電圧特性である。発振確立電圧を比較すると、 b_1 を増加させた場合は、確立電圧はほぼ等間隔で減少している。これに対して b_3 , b_5 の場合

(a) Changing b_1

(b) Changing b_3

(c) Changing b_5

Fig. 6 Relations between voltages E_1 and E_2 for several values of the constants b_i ($i = 1, 3, 5$).

は、確立電圧は減少するが、ある電圧値に収束する傾向がある。発振停止電圧を比較すると、発振確立電圧と同様の傾向が見られる。履歴幅について見ると、 a_i を変化させた場合と同様に、次数の大きい係数ほど幅の変化が少ないことが分かる。

また、Fig. 5を含めてこれらの入出力電圧特性を見ると、 b_1 を増大させた場合のみ、パラメトリック発振が確立する以前の共振電圧 E_2 が増大している。これは、 b_1 が線形の成分であるため、これを増大するとパラメトリック発振確立以前の変圧器成分が増大するためと考えられる。また b_1 を変化させても、発振確立後の共振電圧 E_2 にはほとんど変化がないことが分かる。

6. あとがき

共通磁路と磁路狭窄部分の飽和特性が入出力電圧特性に与える影響について検討した結果、次のことが明らかになった。

- (1) 飽和特性の係数の増大は、入出力電圧特性の履歴幅の減少につながる。
- (2) 飽和特性の係数の次数が大きいほど、係数の変化に対して履歴幅の変化が少ない。
- (3) パラメトリック発振時の共振電圧 E_2 の振幅は共通磁路の飽和特性に関係なく、磁路狭窄部分の飽和特性によって決定される。

本論文の結果は、今後のデバイスの設計や、材料の決定に役立つ有用な成果と考えられる。

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. Natsusaka, M. Ohta, K. Murakami, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, 31, 4238 (1995).
- 3) Y. Sakamoto, M. Ohta, M. Natsusaka, K. Murakami: *IEEE Trans. Magn.*, 32, 4995 (1995).
- 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, 村上孝一: 日本応用磁気学会誌, 22, 717 (1998).