二つの非線形磁気発振の結合特性を利用した 高周波パラメトリックインバータ

Magnetic High-Frequency Inverters Using the Coupling of Two Non-Linear Oscillations

三宅昌宏・永井道浩・山沢清人

信州大学工学部, 長野市若里 500 (〒380)

M. Miyake, M. Nagai and K. Yamasawa

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Shinshu University, 500, Wakasato, Nagano 380

The operations of self-oscillating type magnetic high-frequency inverters are described in this paper. The inverters utilize the coupling of two nonlinear oscillations which are generated on an orthogonal-flux type amorphous magnetic core, and consist of a Royer or Jensen circuit as an oscillator and the parametric oscillation circuit as an output transformer. The output of the inverters is 18 W at the high output frequency of 25 kHz, and excellent functions of output voltage regulation, overload protection and noise filtering are obtained.

1. ま え が き

近年, 高周波パワースイッチング素子の開発に伴い高速電動機などの駆動用電源の小型・軽量化, 低騒音化がすすめられ, 低損失の高周波インバータの利用が多くなっている。加えて, アモルファス磁性材料には, 外部磁界の印加に対して高い感応性を有する¹⁾とともに高周波励振時における損失が低くかつヒステリシスループの角形比も高く²⁾, 高周波領域まで角形ヒステリシスループが保持されている材料もある³⁾。したがって, アモルファス磁心に高周波の自励発振回路と出力変圧器回路を組み込むことにより, 部品数が少なくかつ堅牢であり, 定電圧特性および過負荷保護特性に優れる高機能型の高周波インバータの開発が可能となる。

ここでは, Co 基アモルファス磁性テープで構成した 4 脚形のアモルファス立体磁心⁴⁾に, ロイヤ回路⁵⁾とパラメトリック発振回路⁶⁾の二つの非線形磁気発振回路を組

み込み磁路一体形のパラメトリックインバータ^{7), 8)}とし, その動作を明らかにする。次いで, アモルファス環状磁心でジェンセン回路⁹⁾を構成し, 出力変圧器として立体磁心を用いる 2 磁心形パラメトリックインバータ¹⁰⁾を試作し, その実験結果について考察する。

2. 高周波磁気発振回路

まず, 非線形磁気特性を利用した高周波発振回路の動作について述べる。Fig. 1(a) と (b) には各々実験に用いたアモルファス立体磁心 (以下 #1 磁心と呼ぶ) の外観と構造を示す。また, Table 1 には磁心 #1 と環状磁心 #2 (以下 #2 磁心と呼ぶ) の諸元を示す。磁心 #1 は厚さ 18 μm で幅 5 mm の Co 基アモルファス磁性テープを層間絶縁を施さずに 4 つの脚に交互に巻き付けた構成であり, テープ層数は 170 である。磁心 #2 は厚さ 25 μm の Co 基アモルファス磁性テープを外径 21 mm, 内径 13 mm, 高さ 7 mm のトロイダル形とした磁心である。

Fig. 2(a) と (b) には各々ロイヤ発振回路とジェンセン回路の構成を示す。(a) 図のロイヤ発振回路は, 磁心 #1 の入力脚 A に主巻線 N_{e1} と N_{e2} および帰還巻線 N_{b1} と N_{b2} を施し, B 脚の巻線 N_L を出力として構成する。直流電源 E_s はトランジスタ T_{r1} と T_{r2} (2SD552) の開閉に

Fig. 1 Orthogonal-flux type amorphous core. (a) general view, (b) core structure.

Table 1 Core properties

	Core structure	Tape width	Tape thickness	Length of magnetic path	Number of layers
#1	orthogonal flux type	5 mm	18 μm	108	170
#2	toroidal	5	25	53.4	—

Fig. 2 Oscillating circuits. (a) Royer circuit, (b) Jensen circuit.

よって主巻線に印加され、出力は矩形波電圧となる。出力周波数は電源電圧に比例し、動作磁束量に反比例する⁵⁾。また、(b)図のジェンセン回路は磁心#2を駆動用磁心とし、磁心#1を出力磁心とする構成で、トランジスタ \$T_{r1}\$ と \$T_{r2}\$ (2SC3159) の開閉は帰還巻線 \$N_f\$ の誘起電圧の正負によって制御される。このため、発振周波数は電源電圧に比例し、磁心#2の最大磁束値と帰還巻数に反比例する^{9), 10)}。

Fig. 3 には発振周波数 \$f\$ 対電源電圧 \$E_s\$ 特性を示す。ただし、ロイヤ発振回路の測定条件は \$N_e=40, N_b=3, R_b=20\text{ k}\Omega\$ であり、またジェンセン回路では \$N_e=40, R_b=300\text{ }\Omega\$, 帰還抵抗 \$R_f=2\text{ k}\Omega\$ である。これより、両発振回路の発振周波数は入力電圧の増加に伴ない直線的に増

Fig. 3 Oscillating frequency vs. supply voltage characteristics.

Fig. 4 Parametric inverter. (a) circuit configuration, (b) winding arrangement.

大すること、およびロイヤ回路ではコレクタ電流の増大のために高周波発振が困難であるが、ジェンセン回路では発振周波数を高くとれることがわかる。

3. インバータ回路

(1) 回路構成

Fig. 4(a) には実験に用いたインバータ回路を示す。磁心 #1 の \$A_1\$ 脚と \$A_2\$ 脚を入力脚とし、これにロイヤ発振回路では主巻線 \$N_e\$ と帰還巻線 \$N_b\$ を施し、またジェンセン回路では主巻線 \$N_e\$ を巻くことによって発振回路を組み込み、1次側を構成する。磁心 #1 の \$B_1\$ 脚と \$B_2\$ 脚は出力脚とし、巻線 \$N_{B1}\$ と \$N_{B2}\$ を直列に接続して出力巻線とする。さらに、出力巻線と並列に同調用コンデンサ \$C_s\$ と負荷抵抗 \$R_L\$ を接続し、パラメトリック発振を生じさせる。すなわち、磁心 #1 の入力脚では矩形波の自励形発振が生じ、出力脚ではパラメトリック発振が持続する。この時、磁心は磁束飽和領域まで励磁され、かつその磁路は周期的に変化するという2つの非線形磁気発振回路の結合状態で出力を得ることになる。また、同図(b)には立体磁心 #1 の巻線の接続方法を示す。実線と破線の矢印は(a)図の矢印で示す方向に電流が流れたと仮定した場合の、起磁力の発生方向を示す¹¹⁾。

(2) 入出力電圧特性

Fig. 5(a) にはロイヤ回路励振形パラメトリック (以下、R-P 発振形と略す) インバータの無負荷時における入出力電圧特性および発振周波数の入力電圧依存性を示す。ただし、同調用コンデンサ \$C_s=0.69\text{ }\mu\text{F}\$, 帰還抵抗 \$R_b=20\text{ k}\Omega\$ である。これより、\$E_s=6\text{ V}\$ においてロイヤ発振とパラメトリック発振が同時に確立して出力電圧が出現すること、および発振確立後は出力電圧と出力周波数は入力とともに増大し、\$E_s=16\text{ V}\$ において \$f=18.5\text{ kHz}\$ と比較的高い発振周波数が得られていることがわかる。なお、入力電圧の増減に対して入出力電圧特性のヒステリシス現象は観測されなかった。また、同図(b)には

Fig. 5 No-load characteristics. (a) Royer-type, (b) Jensen-type.

Fig. 6 Operations of Royer-type parametric inverter. (a) load characteristics, (b) waveforms at no-load, (c) waveforms at full-load.

ジェンセン回路励振形パラメトリック（以下、J-P 発振形と略す）インバータの、入出力電圧特性と入力電圧対発振周波数特性を示す。ただし、 $C_s = 0.33 \mu\text{F}$, $R_b = 300 \Omega$, $R_f = 2 \text{ k}\Omega$ である。これより、 $E_s = 19 \text{ V}$ でパラメトリック発振が確立すること、 $E_s = 30 \text{ V}$ で $f = 24.8 \text{ kHz}$ と可聴周波数を越えた発振となることがわかる。

(3) 負荷特性

Fig. 6(a) には R-P 発振形インバータの負荷特性を示す。図中、 P_1 , P_2 , η および E_2 は各々入力電力、出力電力、効率および出力電圧を示す。ただし、測定条件は $E_s = 16 \text{ V}$ 一定、 $C_s = 0.69 \mu\text{F}$ である。これより、 $I_L = 0.4 \text{ A}$ 以上の過負荷では発振は停止して出力電圧は零となる過負荷保護機能を持つこと、および最大負荷の 70% 範囲における電圧変動率は $\varepsilon = 0.05\%$ と定電圧性に優れていることがわかる。また、効率の最大値は $\eta = 47\%$ と高い値となり、発振周波数も最大負荷時で $f = 18.0 \text{ kHz}$ と比較的高くかつ負荷の増減による周波数の変動は 3% 以内と少ない。

Fig. 6(b) と (c) には無負荷時および最大負荷時の各部波形を示す。出力電圧は、磁心の飽和の影響が見られるものの、矩形波入力に比べて正弦波に近い電圧となっている。また、1 次側で見られるトランジスタのスイッチング雑音は立体磁心で波され、2 次側では観測されていない。

Fig. 7(a) には $E_s = 30 \text{ V}$, $C_s = 0.33 \mu\text{F}$ とした場合の J-P 発振形インバータの負荷特性を示す。最大負荷時における発振周波数は $f = 24 \text{ kHz}$ と可聴周波数を越え、負荷の増減に対する周波数の変動も 4% 以内と少ない。 $I_L = 0.25 \text{ A}$ 以上の過電流に対して保護機能を示し、かつ最大負荷の 10~70% 範囲において電圧変動率は $\varepsilon = 0.04\%$ と小さい。しかし、効率は最大で $\eta = 17.5\%$ と低くかつ入力電力 P_1 は負荷を大きくすると減少する傾向があり、入力側から出力側への電力の伝達は不十分であ

Fig. 7 Operations of Jensen-type parametric inverter. (a) load characteristics, (b) waveforms at no-load, (c) waveforms at full-load.

ると考えられる。

Fig. 7(b) と (c) には無負荷時および最大負荷時の各部波形を示す。2 次電圧の波形は磁心の飽和の影響が見られるものの、矩形波入力に比べて正弦波に近い電圧となる。また、トランジスタのスイッチング雑音は 2 次側では観測されていない。

(4) R-P 発振形インバータと J-P 発振形インバータとの特性比較

まず、自励発振形である両インバータの特性を磁心 #1 を出力変圧器とする他励式（以下、P 発振形と略す）パラメトリックインバータと比較しよう。Fig. 8 には周波数 $f = 15 \text{ kHz}$ の矩形波電源で励振した場合の P 発振形インバータの負荷特性を示す。これより、出力電力の増加に伴ない入力電力は増加し、磁心 #1 を介して電力が 1 次側から 2 次側に遅滞なく送られていること、および矩形波電源の損失を除いて計算した効率は R-P 発振形とはほぼ同じ大きさとなることがわかる。

次に、R-P 発振形と J-P 発振形の特性を比較しよう。Table 2 には 2 つのインバータの最大負荷時における入出力、効率、損失などを示す。なお、他励式の P 発振形の特性も併記してある。ここで、 η_c と η は各々出力変圧器である磁心 #1 の電力変換効率、およびインバータの総合変換効率である。これを見ると、発振周波数は若干

Fig. 8 Load characteristics of separately-controlled parametric inverter.

Table 2 Characteristics of parametric inverters

	P_1 [W]	P_2 [W]	η_c [%]	η [%]	Total loss	Excitation loss	Core loss	Condenser loss
R-P type	39.0	18.3	56.1	47.0	20.7 (100)	6.2 (29.9)	14.4 (69.6)	0.09 (0.5)
J-P type	74.5	13.0	20.4	17.5	61.5 (100)	5.7 (9.3)	54.0 (87.7)	1.8 (3.0)
P type	54.9	30.3	55.4	55.1	24.6	—	24.5	0.09

loss unit: [W], (): [%]

Table 3 Evaluation of inverter-operations

Items	Inverter type	
	R-P	J-P
Number of core	1	2
Operating frequency	low	high
Exciting loss	high	low
Output power	high	low
Efficiency	high	(low)
Overcurrent protection	yes	yes
Constant output voltage	yes	yes
Filtering	yes	yes

異なるものの、J-P 発振形に比べ R-P 発振形の総合変換効率は 2 倍以上高くなっていること、立体磁心 #1 の変換効率は R-P 発振形で $\eta=56.1\%$ 、J-P 発振形で $\eta=20.4\%$ 、P 発振形で $\eta=55.4\%$ となり、J-P 発振形の出力変圧器の電力伝達が不十分であることがわかる。この J-P 発振形の低効率の原因についてまだ不明な点が多いが、磁心 #2 と回路の損失が大きくなりパラメトリック発振の確立に十分な磁束を供給できないことによるものと考えられる。また、最大負荷時の回路損失は両回路とも 6~7 W であるが、磁心 #1 の損失は 14.4 W と R-P 発振形が小さくなってはいるものの、全損失に対してはいずれも 70~80% と大きい割合となる。

以上より、両インバータの特性を評価すると Table 3 に示す結果が得られる。R-P 発振形インバータは出力、効率に優れかつ過負荷保護機能、定電圧性、雑音ろ波などの機能性に富む。しかし磁束飽和を利用するロイヤ回路励振であるため、励磁損失は多く、動作周波数は低くなる。したがって、R-P 発振形インバータは、低損失のアモルファス磁性材料が得られれば、動作周波数が 20 kHz 程度で、出力が kW 容量の比較的大型のインバー

タへの応用が期待できる。

一方、J-P 発振形インバータは出力は小さいものの、高周波駆動が可能であるため、動作周波数が 100 kHz 以上で、出力が 100 W 容量の比較的小型のインバータへの応用が考えられる。しかし、駆動用磁心から出力磁心への電力伝達の機構に不明な点が多く、動作の詳細な解明が必要と考えられる。

4. む す び

アモルファス磁心の非線形磁気発振を利用した高周波パラメトリックインバータは、最大出力は制限されるが、定電圧特性、過負荷保護特性などの優れた出力特性を有することが明らかとなった。今後、材料特性の改良によって立体磁心の損失が低下すれば、実用の高周波インバータの開発が可能になると考えられる。

立体磁心用磁性材料の選択について貴重な御助言を頂いた岐阜大学佐々木 堂教授並びに日立製作所日立研究所恩田謙一氏に謝意を表するとともに、アモルファス磁性テープ (ACO-5SH) を供与された日立金属(株)磁性材料研究所山内清隆氏に深謝する。

文 献

- 1) K. Murakami, T. Watanabe and A. Goto: *IEEE Trans Magn.*, **MAG-14**, 966 (1978).
- 2) Y. Sakaki and T. Sato: *ibid.*, **MAG-20**, 1478 (1984).
- 3) S. Nakajima, Y. Yoshizawa, K. Yamauchi and Y. Matsumoto: *ibid.*, **MAG-3**, 3272 (1987).
- 4) 山沢: 電気学会マグネティックス研究会資料, **MAG-81-51** (1981).
- 5) G. H. Royer: *Trans AIEE*, **74**, 322 (1955).
- 6) S. D. Wanlass, et al.: *IEEE Wescon Tech. Papers*, **Pt2**, 12 (1986).
- 7) K. Murakami and E. Miyazawa: *IEEE Trans. Magn.*, **MAG-10**, 1129 (1974).
- 8) 山沢, 三宅, 小木曾: 電気関係学会東海支部連大 131 (1987).
- 9) 例えば, 久保: トランジスタ回路の簡易設計, p. 395, CQ 出版社 (1977).
- 10) 三宅, 小木曾, 山沢: 電気学会マグネティックス研究会資料, **MAG-87-189** (1987).
- 11) 山沢, 清水: 電気学会マグネティックス研究会資料, **MAG-85-144** (1985).

1988 年 11 月 28 日受理, 1989 年 2 月 10 日採録