

## 交流電圧源に直接電力を供給する磁気発振を利用した 正弦波インバータの基礎特性

### Fundamental Characteristics of Sine-Wave Inverter Utilizing Magnetic Oscillation to Supply Electric Power Directly to AC Voltage Source

岡沼信一・竹村圭一・早坂明夫

福島大学教育学部, 福島市金谷川一番地 (〒960-1296)

S. Okanuma, K. Takemura, and A. Hayasaka

Faculty of Education, Fukushima University, 1-Kanayagawa, Fukushima 960-1296

In a previous paper, we presented a dc power-measuring circuit based on magnetic oscillation. The dc voltage to be measured is connected to the excitation winding of the magnetic oscillation circuit in a dc power-measuring circuit. In this paper, we propose a new sine-wave inverter utilizing the magnetic oscillation circuit, which is based on the same principle. Current flow through the excitation winding can be controlled by small signal-current flows through the control winding, according to the law of equal ampere-turns. The inverter is connected to a commercial-frequency voltage source and can send electric power directly to the voltage source. This paper describes operating principles and the fundamental characteristics of the inverter.

**Key words:** magnetic oscillation circuit, sine-wave inverter, commercial-frequency voltage source, equal ampere-turns law

#### 1. はじめに

太陽電池などからの発生電力を系統に供給する系統連係装置では、主に電圧型電流制御インバータ回路で、系統の電圧、電流、周波数及び位相を検出制御し、PWM スイッチング方式により正弦波電圧を発生させている。これに対して、筆者らは先に、可飽和磁心の励磁巻線と直列に信号電圧源を接続した磁気発振回路とブリッジ結合磁路<sup>1)</sup>を組み合わせれば、正負のパルス幅が異なる方形波出力電圧が得られること、及び出力電圧の平均値が信号電流値と、信号電圧値の積に比例するため、この磁気発振回路が電力測定回路として応用可能であることを報告した<sup>2)</sup>。一方、磁気発振回路の可飽和磁心に制御巻線を付加すれば、制御巻線電流により主励磁巻線を流れる電流の大きさ及び方向が制御可能である<sup>3)</sup>。

従って、可飽和磁心の主励磁巻線と直列に電圧源を接続し、制御巻線を付加して、磁気発振回路を構成すれば、制御巻線の電流により主励磁巻線と直列に接続された電圧源を流れる電流の大きさ及び電流の方向が制御可能であるため、この電圧源に電力を供給することが可能と考えられる。さらに、主励磁巻線と直列に商用周波数の交流電圧源を接続すれば、磁気発振のための直流電圧源から直接交流電源に電力供給が可能な、新しい形式の正弦波インバータの製作も期待できる。

本論文は、以上の考えに基づいて構成した磁気発振回路の基本動作と、これを利用した正弦波インバータの基礎特性について実

験ならびに検討を行った成果について報告するものである。

#### 2. 磁気発振回路の動作原理

Fig. 1に、磁気発振回路の基本回路を示す。図中、 $\alpha$ は可飽和磁心で、 $M_1$ は励磁巻線である。 $M_c$ は制御巻線で、直流電流  $I_c$  を流す。 $v_m$ は励磁巻線  $M_1$ の誘導電圧、 $i_a$ は  $M_1$ を流れる電流である。 $E_a$ は励磁巻線に直列に接続された直流電圧、 $E_1$ 及び  $E_2$ は磁気発振のための直流電圧である。 $M_1$ 及び  $M_2$ はスイッチング素子である。この磁気発振回路では、磁心 $\alpha$ の飽和・未飽和により、 $M_1$ 及び  $M_2$ が交互にオン、オフを繰り返す。

Fig. 2は、発振動作説明のため、磁心の磁気特性を理想的なものとした場合の、各部の電圧、電流及び磁束波形を示したものである。ただし、 $\phi$ は磁心の磁束であり、その飽和磁束値を $\pm\phi_s$ で示す。 $T_1$ はスイッチング素子  $M_1$ がオンの期間、 $T_2$ は  $M_2$ がオンの期間である。励磁巻線  $M_1$ の誘導電圧  $v_m$ は、 $M_1$ がオンの期間では  $E_1 - E_a$ であり、 $M_2$ がオンの期間では  $E_2 + E_a$ である。従って、 $E_a$ の値を大きくすると、 $E_1 = E_2$ の場合、図示のように  $T_1$ が  $T_2$ に比べて大となるため、正負のパルス幅が異なる方形波電圧  $v_p$ が得られる。一方、この  $T_1$ 及び  $T_2$ の期間中、スイッチング素子  $M_1$ 及び  $M_2$ のオン、オフが切り替わる瞬間を除いて、磁心が未飽和状態であるため、磁心及び巻線にアンペアターンの法則が成り立ち、励磁巻線  $M_1$ には次式に示す電流  $i_a$ が流れる。

$$i_a = (N_c / N_1) \cdot I_c. \quad (1)$$

この  $i_a$ は、Fig. 1に示すように、直流電圧  $E_a$ を充電する方向である。従って、本回路では、直流電流  $I_c$ の値により、直流電圧  $E_a$

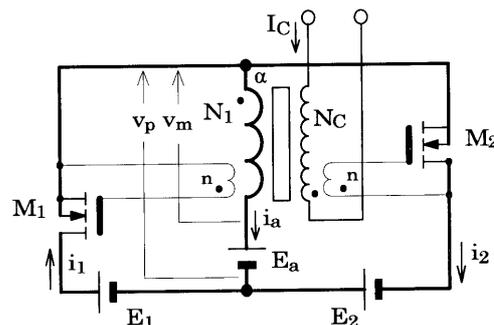


Fig. 1 Basic elements of magnetic oscillation circuit.

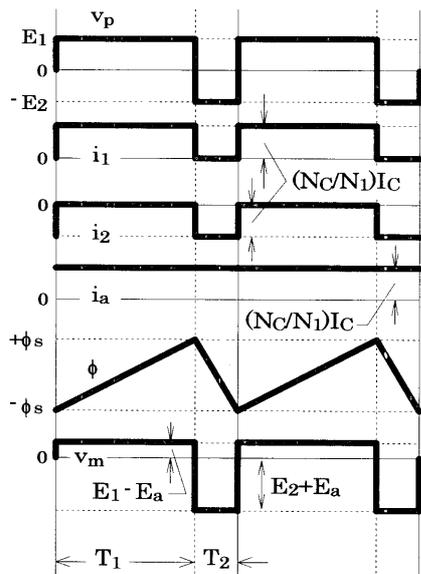


Fig. 2 Voltage, current, and flux waveforms.

に流れ込む電力を制御することが可能である。また、Fig. 2を見ると、 $T_2$ 期間の $i_2$ が負値となっているが、これは $I_c$ をFig. 1に示す矢印の向きに流したためである。 $I_c$ を負値とすれば、Fig. 2の $T_2$ 期間の $i_2$ が正値となり、 $T_1$ 期間の $i_1$ が負値となる。一方、本回路のままでは、上記の $M_1$ 及び $M_2$ のオン、オフが切り替わる期間、即ち磁心が飽和する期間に大きな飽和電流が流れるため、スイッチング素子の保護のためにも、この飽和電流を制限する必要がある。そこで、この飽和電流を制限し、かつアンペアターンの法則に従う電流を励磁巻線に流すために、次のような回路を考案した。

### 3. 飽和電流を制限する磁気発振回路

Fig. 3に、磁心の飽和電流を制限するための磁気発振回路を示す。図中、 $R$ は磁心飽和による電流を制限するための抵抗である。 $N_2$ はアンペアターンの法則に従う電流を得るための巻線で、新たに加えたスイッチング素子 $M_3$ 及び $M_4$ に接続される。 $L$ は発振電流を阻止するためのインダクタンス、 $L_c$ は制御回路に誘導される発振電流を阻止するためのインダクタンスである。この磁気発振回路では、 $M_1$ 、 $M_2$ 及び $M_3$ による磁気発振回路部と、 $M_3$ 、 $M_4$ 及び $N_2$ によるアンペアターンの法則に従う電流を得るための回路部とを分離することが可能である。

Fig. 4に、直流電流 $I_c$ の値を変化させた場合の、電圧 $v_p$ 及び励磁巻線電流 $i_a$ の観測波形例を示す。ただし、磁心はアモルファス( $Fe_{47}Co_{70.3}Si_{15}B_{10}$ )を使用した断面積 $3.192 \times 10^{-5} m^2$ 、平均磁路長 $0.02084 m$ のトロイダル磁心であり、 $N_1=50$ 、 $N_2=10$ 、 $N_c=100$ 、 $n=30$ 及び $E_1=E_2=50 V$ 、 $L=0.9 mH$ 、 $L_c=12.5 mH$ 、 $R=50 \Omega$ とした。 $E_a=12 V$ の場合である。発振周波数は $I_c=0$ の場合に約 $17 kHz$ である。これを見ると、電圧 $v_p$ は正負のパルス幅が異なる方形波電圧であること、及び直流電流 $I_c$ の値を増加させると、 $i_a$ の値も増大する傾向にあることがわかる。また磁心飽和による短絡電流は、完全ではないが程度制限されていることが了解される。またこの波形を見ると、 $I_c$ 値を増大させると $v_p$ の正值の期間

が拡大しているが、これは巻線 $N_1$ に $I_c$ に起因する僅かな電流が流れ、この電流による抵抗 $R$ の電圧降下が増大するためである。この電圧降下は $E_a$ 値を増大させたと同様の現象を生じさせる。

Fig. 5に、直流電流 $I_c$ の値に対する、直流電圧 $E_1$ 、 $E_2$ 及び $E_a$ を流れる電流の平均値の関係を示す。ただし、 $I_1$ 、 $I_2$ 及び $I_a$ は各々、Fig. 3に示す矢印の向きを正方向とする、 $i_1$ 、 $i_2$ 及び $i_a$ の平均値である。 $E_a=6.5 V$ の場合である。これを見ると、各電流値は、直流電

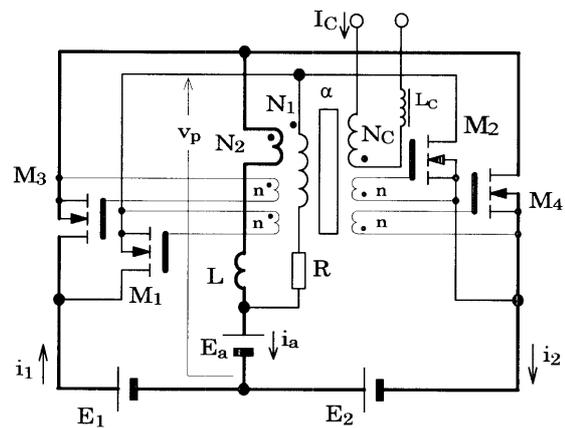
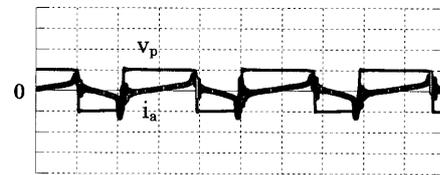
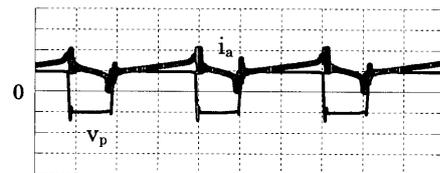


Fig. 3 Magnetic oscillation circuit to limit short-circuit current caused by magnetic saturation.

( $i_a: 2.5 A/div, v_p: 50 V/div, 20 \mu s/div$ )



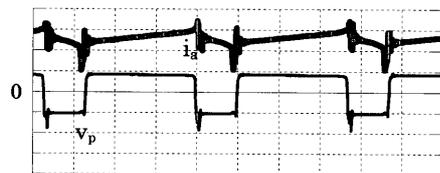
$I_c = 0$



$I_c = 0.3 A$



$I_c = 0.5 A$



$I_c = 0.7 A$

( $E_a=12 V$ )

Fig. 4 Observed voltage and current waveforms.

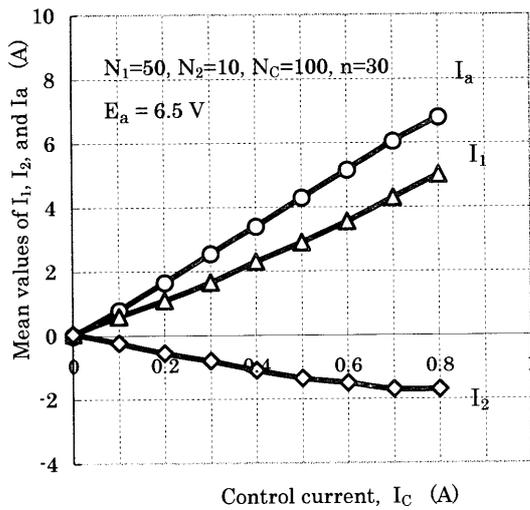


Fig. 5 Relationship between mean values of current flow through dc voltage supplies and dc control current.

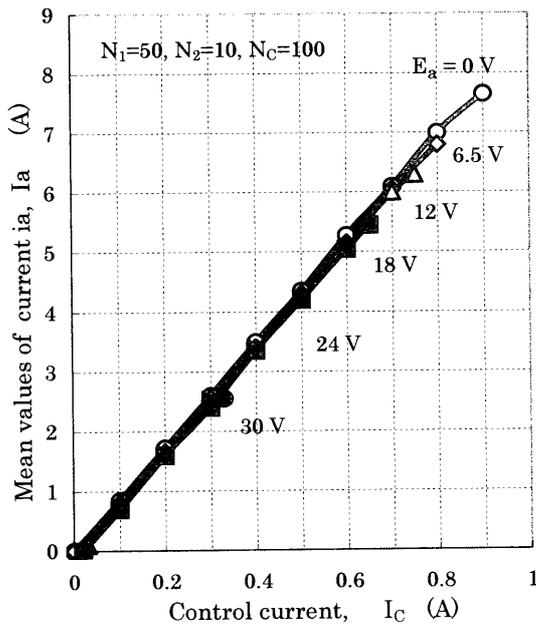


Fig. 6 Relationship between mean value of  $i_a$  and control current  $I_c$ , for various values of  $E_a$ .

流  $I_c$  の値に対してほぼ直線的に変化していること、及び、Fig. 3 に示す電流の方向から、直流電圧  $E_1$  では放電、 $E_a$  と  $E_2$  では充電されていることがわかる。

Fig. 6 に、種々の直流電圧  $E_a$  の値に対して、直流電流  $I_c$  と  $i_a$  の平均値  $I_a$  の測定例を示す。これを見ると、 $E_a$  値を大きくすると制御可能な  $I_a$  値の範囲が減少する傾向にあるが、特性の傾きは、 $E_a$  値に無関係にほぼ一定であることがわかる。

Fig. 7 は、種々の直流電圧  $E_a$  の値を一定とし、直流電流  $I_c$  に対する  $E_a$  に流れ込む電力、即ち  $E_a$  値と  $I_a$  値の積の関係を示したものである。これを見ると、 $E_a$  値を一定として  $I_c$  の値を増加させた

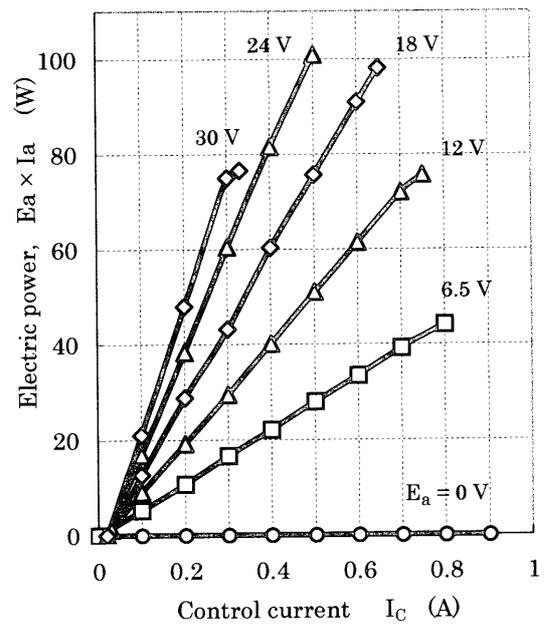


Fig. 7 Relationship between electric power and control current  $I_c$ , for various values of  $E_a$ .

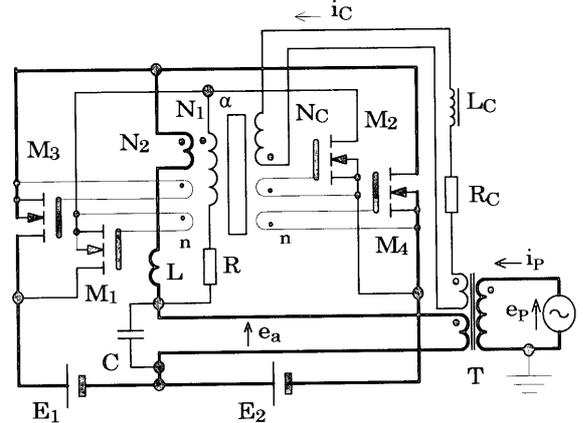


Fig. 8 Circuit configuration of a sine-wave inverter utilizing the magnetic oscillation circuit.

場合、及び  $I_c$  値を一定として  $E_a$  の値を増加させた場合、いずれの場合も  $E_a$  に流れ込む電力は増大していることがわかる。

従って、本磁気発振回路において、 $E_a$  及び  $I_c$  を各々同一位相の商用周波数交流電圧及び電流とすれば、交流電源に直接電力を供給できる正弦波インバータの製作が可能と考えられる。

#### 4. 正弦波インバータの基礎特性

Fig. 8 に、以上の考察に基づいて構成した、正弦波インバータの回路構成図を示す。図中、 $e_p$  は商用周波数の交流電圧、 $i_p$  は交流電流である。T は変圧器で、磁気発振回路に  $e_a$  及び制御回路に  $i_c$  を供給する。 $R_c$  は  $i_c$  を  $e_a$  と同位相にするための位相調整用抵抗、C は磁気発振により生ずるノイズを吸収するためのコンデンサで

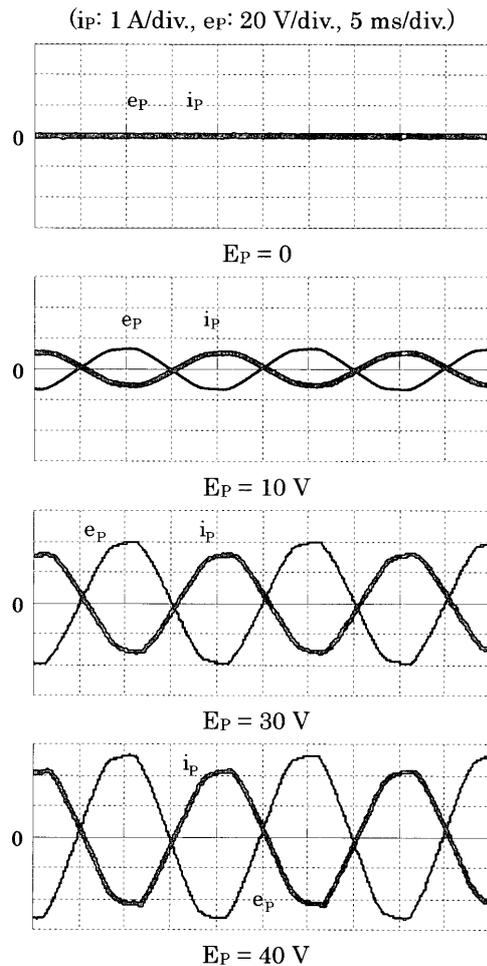


Fig. 9 Observed voltage and current waveforms of commercial-frequency voltage source.

ある。ただし、各巻線の極性はFig. 3と同一である。この回路において、 $e_p$ 及び $i_p$ の観測波形をFig. 9に示す。ただし、 $e_p$ 及び $i_p$ の正方向をFig. 8に示す矢印の向きとする。 $E_p$ は交流電圧 $e_p$ の実効値である。 $E_1 = E_2 = 60$  V,  $C = 3 \mu\text{F}$ とした。Fig. 9を見ると、 $i_p$ は $e_p$ との位相差がほぼ180度の正弦波交流であり、磁気発振回路から交流電源側に電力が移動していること、即ち本回路は正弦波インバータとして動作していることがわかる。また、これを見ると、交流側の電圧及び電流にはほとんど磁気発振によるノイズが混入してないことも了解される。

Fig. 10は、交流電圧実効値 $E_p$ の値に対する、交流側に移動した電力 $P_r$ の関係を示したものである。これを見ると、 $E_p$ 値を増大させると、制御回路の交流電流 $i_c$ の振幅値も大きくなるため、 $P_r$ 値はほぼ $E_p$ 値の二乗に比例して増大する傾向にあること、及び発

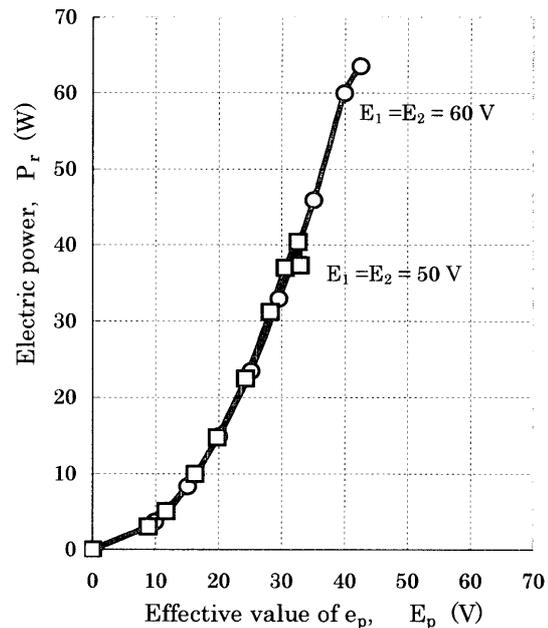


Fig. 10 Relationship between electric power  $P_r$  and effective value of  $e_p$ .

振回路の直流電圧 $E_1$ ,  $E_2$ 値を大きくすると、 $P_r$ の最大値も増大する傾向にあることがわかる。本実験では、 $E_1 = E_2 = 60$  Vにおける $P_r$ の最大値は64 W,  $P_r$ 最大値における電力変換効率 $\eta$ は71%, この場合の制御回路の抵抗 $R_c$ で消費される電力は約2.8 Wであった。

## 5. まとめ

以上、磁気発振回路を利用した正弦波インバータの基礎特性について実験ならびに検討を行った結果について報告した。この磁気発振回路は、主励磁巻線回路に直列に商用周波数の交流電源を接続し、制御回路に電圧と同位相の微小な交流電流を流すことにより、直流電源から直接交流電源に電力供給が可能であること、さらに、交流電源を流れる電流も比較的良好的な正弦波であることなどの特徴を有するため、正弦波インバータとして構造が簡単な直流交流系統連係装置などへの応用が期待できると考えられる。

## 文 献

- 1) K. Murakami, T. Watanabe, A. Goto: *IEEE Trans. Magn.*, Vol. MAG-14, No. 5, 966 (1978).
- 2) S. Okanuma, O. Ichinokura, K. Murakami: *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 27, No. 6, 5268 (1991).
- 3) K. Harada, H. Sakamoto: *IEEE Trans. Magn.*, MAG-23, 5, 2776 (1987).

2002年10月4日受理, 2003年1月17日採録