単相ブリッジ形インバータのパルス幅による出力制御

水 野 誠 一*

Output Control by Pulsewidth Adjustment of Single-Phase Bridge Inverter

Seiichi MIZUNO*

A single-phase bridge inverter with series diodes has a simple construction, but it is impossible to apply a pulsewidth control method to it. In order to make up for this weak point, one device, which is similar to this type and has an adjustable pulsewidth of voltage, is proposed. Its commutating inductance can be reduced by half the value of the single-phase bridge inverter with series diodes.

In this device, the couple of diodes connected to a commutating capacitor are replaced with a couple of thyristors so that each of the two branches has two thyristors. When these two thyristors on the branch are fired by gate signals with a phase difference, the output voltage can be kept at zero during the phase difference between the two thyristors. The time duration adjustment of this interval provides the device with the function of the output control.

The operation of this inverter with some inductive loads is illustrated. The approximate solutions of the reversebiased time and the peak currents of the thyristors at the commutation interval are given. Using these solutions, it is easy to decide the optimum values of commutating capacitors and inductors.

1. ま え が き

Verhoef の転流方式の分類によると¹⁾, ダイオードを直列にもつブリッジ形インバータ (Fig. 1(a)参照) の転流回路は, 主サイリスタ (負荷電流を断続するサイリスタ) に並列に挿入された電圧転流源による転流回路方式に属する。そして, この転流回路の補助サイリスタが, ほかのブリッジ辺の主サイリスタを兼用する構造となっている。このため, 補助転流回路つきのものに比較してインバータの構造が, 非常に簡単にな

るという特長がある。しかし, ブリッジ辺の互いに向かいあった一対のサイリスタのいずれか一方が, 常に導通状態に保たれているので, 出力電圧のパルス幅制御を行なうことはできない。一方 McMurray-Bedford のブリッジ形インバータ (Fig. 1(b)参照) は, 主サイリスタに直列に挿入された電圧転流源による転流回路方式であり, パルス幅制御も行なうことができる。が, 各ブリッジ辺ごとに, 漏れリアクタンスが小さく飽和をおこさないセンタータップ付のリアクトルを必要とする。

そこで, 直列ダイオードをもつインバータと類似の構成で, 出力電圧のパルス幅制御も可能であり, 転流インダクタンスの大きさも半減できる回路方式を提案し, その動作原理より, 転流時の突入ピーク電流でもってリアクトルが飽和をおこさない範囲内でできるだけ小さい容量のものにするため, サイリスタの転流時の逆バイアス時間 (転流余裕時間) とその突入ピーク電流より, 回路素子を選定する方法を述べる。

2. 回 路 動 作

この方式を Fig. 1(c) に示す。この方式は, 直列ダイオードをもつブリッジ形単相インバータの回路において, 向かいあった一対のダイオードを図のようにサイリスタ S_3, S_4 で置換し, リアクトル L_2 に並列にダイオード F_5 と抵抗 R_3 を付加した回路である。そして, これらの各サイリスタのゲートに Fig. 2(a) の位相関係をもつパルスを加えると, 負荷両端の出力電圧波形は (b) 図となる。すなわち, $S_1 \cdot S_4$ と $S_2 \cdot S_3$ にはそれぞれ 180° の位相差をもつゲートパルスを加える。さらに, S_5, S_6 には S_3, S_4 よりそれぞれ α だけ位相の進んだゲートパルスを加えると, この α 期間出力電圧を零に保つことができる。そこで, α を 180° から零まで変化させると, これに対応して出力電圧が零から定格値まで制御できる。

つきにこの回路動作を誘導負荷 (抵抗 R_L , リアクタンス L_L) の場合について述べる。

* 静岡大学工業短期大学部 浜松市城北 3-5-1

* Junior College of Engineering, Shizuoka University, Hamamatsu

(Received May 31, 1974)

(a) Bridge inverter with series diodes
 (b) McMurray-Bedford bridge inverter
 (c) Bridge inverter with pulsewidth control

Fig. 1 Circuits of the single-phase bridge inverters

回路Ⅰ. この回路状態は、電源Eから L_1 — S_2 — D_2 —負荷— S_3 — S_5 — L_2 の回路により負荷電流が供給されている T_2 期間の終了する直前、すなわち、 S_6 へのゲートパルスの点弧により S_5 から S_6 に転流が行なわれ、転流コンデンサ C_2 の両端電圧の極性が反転されてから、 $S_2 \cdot S_3$ より $S_1 \cdot S_4$ への転流が行なわれる前までの期間をさす。これは Fig. 2(b) の出力電圧が零になる T_1 期間に相当する。

Fig. 3(a)にこの期間の回路図を示す。この期間はずきの三つの段階をへる。(i) S_6 にゲートパルスを加えると、 C_2 と L_2 との蓄積エネルギーにより F_3 オンとなり、 S_3 — C_2 — S_6 — L_2 — F_3 の回路および E — L_1 — S_2 — D_2 —負荷— S_3 — C_2 — S_6 — L_2 の回路が形成され、 C_2 の電荷の放電がすすめられる。 C_2 の電荷が零になると、(ii) F_3 オフとなり、電源からのみ C_2 は充電される。この状態は、X点の電位が電源電圧に等しくなるまで続く。この期間に(i)に述べられた状態の下で L_2 に蓄えられた電磁エネルギーは、 F_5 を通して放出される。(iii) C_2 の充電は完了し、負荷のもつ電磁エネルギーは、 F_1 — L_1 — S_2 — D_2 を通る循環電流となって放出される。これが T_1 期間続く。なお、 C_2 の電荷はつぎの転流時までこの値を保持する。

回路Ⅱ. この状態をFig. 3

(b)に示す。これは $S_2 \cdot S_3$ から $S_1 \cdot S_4$ への転流

Fig. 2 Firing pulses and output voltage waveform

Fig. 3 Circuits of each mode

の期間である。 $S_1 \cdot S_4$ のゲートに点弧パルスを加え

ることにより、 $L_1-S_1-C_1-D_2$ —負荷— F_1 の回路と $E-L_1-S_1-C_1-D_2-S_4-S_6-L_2$ の回路ができ、 C_1 の充電電荷の極性を反転させる。Y 点の電位が電源電圧に等しくなると C_1 の充電は完了し、 C_1 の電荷はつぎの転流時までこの値を保つ。なお、回路 I の T_1 が短期間、すなわち、(イ)出力電圧のパルス幅が 180° に近く、 L_2 を流れる電流 i_2 が S_4 を流れる電流 i_{s4} よりも大きいときには、回路 I の (ii) の状態で始まった L_2 の電磁エネルギーの放出が終わっていないので、 L_2 の逆起電力は零である。(ロ)それ以外のときには、 i_2 は零か i_{s4} より小さいので、 L_2 には逆起電力が存在する。

回路Ⅲ。これは、 C_1 の充電が完了した直後から正の半サイクルが完了するまでの期間で、Fig. 2(b) の T_2 期間に相当する。この回路図を Fig. 3(c) に示す。(i)まず、負荷のもつ電磁エネルギーが、 $F_4 \cdot F_1$ を通して電源に返還される。また $L_1 \cdot L_2$ に蓄えられた電磁エネルギーは $S_1-D_1-F_1$ と F_5 を通してそれぞれ放散される。負荷の返還エネルギー(負荷電流)が零となると、(ii) $E-L_1-S_1-D_1$ —負荷— $S_4-S_6-L_2$ の回路により、電源から負荷にエネルギーが加えられ、負荷電流 i_l がいままでと逆方向に流れ始める。 $L_1 \cdot L_2$ を流れる電流が i_l にそれぞれ等しくなったときに、 $F_1 \cdot F_5$ がそれぞれオフとなる。(iii)これより、負荷のみにエネルギーが加えられる状態が、つぎの S_6 から S_5 への転流時まで続けられる。

以上の経過により半周期 ($T_1+T_2=T_0$) が完了する。以下同様な動作の繰返しにより、交流エネルギーが負荷に加えられる。

3. 電圧電流の近似解と回路素子の選定

この方式の解析は、前節の回路動作に対応した方程式をたて、これらを解くことにより求めることができる^{2),3)}。しかし、特性方程式が3次のものもあり、各部の電圧電流の精密解を求めるのはかなり複雑である。ここでは、簡便な近似解による電圧電流から、転流コンデンサ $C_1 \cdot C_2$ とリアクトル $L_1 \cdot L_2$ を求める。

帰還ダイオードの作用により $C_1 \cdot C_2$ の両端の電圧変化は電源電圧の2倍に抑えることができるので、サイリスタに加わる順逆電圧はともに電源電圧以下である。準定電圧形のインバータ⁴⁾として安定に運転するため、サイリスタの転流時における逆バイアス時間とその突入ピーク電流の大きさを主として考慮する必要がある。これらは、前節の回路 I の (i) と回路 II においておこる。この近似解を、サイリスタ・ダイオード

を理想的な開閉器と考え、回路の抵抗分を無視した減衰のない振動解として求める。

回路 I において S_5 より S_6 への転流により C_2 の放充電が行なわれる場合、 $S_3 \cdot S_6$ を流れる電流 i_2 と C_2 の電圧 v_{c2} を求める回路方程式は、上記の近似解を求めるための条件を考慮すると、

$$L_2 di_2/dt + v_{c2} = 0$$

$$i_{c2} = C_2 dv_{c2}/dt, \quad i_2 = i_{c2}$$

のように簡単となる。これより、

$$\left. \begin{aligned} i_2 &= I_{2pk} \sin(\omega_2 t + \tau_2) \\ v_{c2} &= V_{c2} \sin \left\{ \omega_2 t - \cos^{-1} \left(\frac{I_2^{+0}}{I_{2pk}} \right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

$$\text{ただし } V_{c2} = \sqrt{E^2 + (I_2^{+0})^2 L_2 / C_2}$$

サイリスタ $S_3 \cdot S_6$ への突入ピーク電流値は

$$I_{2pk} = \sqrt{(I_2^{+0})^2 + E^2 C_2 / L_2} \quad (2)$$

S_5 の逆バイアス時間 T_{c2} は転流開始より $v_{c2}=0$ となるまでの時間で(1)式より

$$T_{c2} = \sqrt{C_2 L_2} \cos^{-1} \left(\frac{I_2^{+0}}{I_{2pk}} \right) \quad (3)$$

となる。ここで、 $\omega_2 = 1/\sqrt{C_2 L_2}$ 、 $V_{c2}^{+0} = -E$ 、 I_2^{+0} 、 V_{c2}^{+0} は転流直前の i_2 (負荷電流)、 v_{c2} である。

回路 II において、 $S_2 \cdot S_3$ より $S_1 \cdot S_4$ への転流により C_1 が放充電される場合、 S_1 を流れる電流 i_1 と C_1 の電圧 v_{c1} は、(1)式を求めた場合と同様に

$$L_1 di_1/dt + v_{c1} + L_2 di_2/dt = E$$

$$L_1 di_1/dt + v_{c1} + L_1 di_l/dt = 0$$

$$i_{c1} = C_1 dv_{c1}/dt$$

$$i_{c1} = i_1 = i_l + i_2$$

と簡単になる。これより

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_{1pk} \sin(\omega_1 t + \tau_1) \\ v_{c1} &= EH + V_{c1} \sin \left\{ \omega_1 t - \cos^{-1} \left(\frac{I_1^{+0}}{I_{1pk}} \right) \right\} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ただし

$$V_{c1} = \sqrt{(1+H)^2 E^2 + (I_1^{+0})^2 (L_1 + L_2 H) / C_1}$$

S_1 へのピーク突入電流値は

$$I_{1pk} = \sqrt{(I_1^{+0})^2 + E^2 (1+H)^2 \frac{C_1}{L_1 + L_2 H}} \quad (5)$$

S_2 の逆バイアス時間は、 v_{c1} の第2項が零になるまでの時間(すなわち、 $-E$ から EH になるまでの時間の1/2として求めると、

$$T_{c1} = \frac{\left\{ \sqrt{C_1 (L_1 + L_2 H)} \cos^{-1} \left(\frac{I_1^{+0}}{I_{1pk}} \right) \right\}}{2} \quad (6)$$

となる。ここで、 I_1^{+0} は転流直前における i_1 の値、

$$\omega_1 = \sqrt{1/C_1 (L_1 + L_2 H)}, \quad H = L_1 / (L_1 + L_2)$$

転流コンデンサ・リアクトルの選定方法として、転流直後のリアクトルに蓄えられる電磁エネルギーを、最小にする方法が行なわれている⁵⁾。この方法によって、リアクトルに蓄えられる電磁エネルギーを

$$h_1 = (1/2) L_1 I_{pk}^2 / (E I_1^{+0} T_{c1})$$

$$h_2 = (1/2) L_2 I_{2pk}^2 / (E I_2^{+0} T_{c2})$$

と定義し、この式に(2)、(5)式の I_{2pk} , I_{1pk} および(3)、(6)式の T_{c2} , T_{c1} を代入して整理すると、

$$h_1 = 2k_1^2 / \{ \sqrt{k_1^2 - 1} \cos^{-1}(1/k_1) \}$$

$$h_2 = k_2^2 / \{ 2\sqrt{k_2^2 - 1} \cos^{-1}(1/k_2) \}$$

となる。ここで、 $k_1 = I_{pk}/I_1^{+0}$, $k_2 = I_{2pk}/I_2^{+0}$ 、また、 h_1 においては、後述の出力電圧のパルス幅が 180° に近い最悪条件のときを考慮して、 $L_2=0$, $H=1$ として求める。これより、 $k_1 \cdot k_2$ と $h_1 \cdot h_2$ の関係を図示すると、Fig. 4 となる。この図より $k_1 \cdot k_2$ が 1.5~2.6 の範囲内にあれば、リアクトルに蓄えられるエネルギー $h_1 \cdot h_2$ は、その最小値より 10% 以下の増加にとどまる。このことより、リアクトルが突入ピーク電流で飽和しない範囲内なるべく小さい容量のものを選ぶためには、上記の $k_1 \cdot k_2$ の値でもって(すなわち、突入ピーク電流値でもって)転流コンデンサ・リアクトルをきめるのが合理的である。そこで、(2)、(3)式および(5)、(6)式より C_2 , L_2 および C_1 , L_1 の値を求めると、

$$\left. \begin{aligned} C_2 &= (I_2^{+0}/E) \{ T_{c2}/\cos^{-1}(1/k_2) \} \sqrt{k_2^2 - 1} \\ L_2 &= (E/I_2^{+0}) \{ T_{c2}/\cos^{-1}(1/k_2) \} / \sqrt{k_2^2 - 1} \\ C_1 &= \{ 2/(1+H) \} (I_1^{+0}/E) \{ T_{c1}/\cos^{-1}(1/k_1) \} \sqrt{k_1^2 - 1} \\ L_1 &= 2(1+H)(E/I_1^{+0}) \{ T_{c1}/\cos^{-1}(1/k_1) \} / \sqrt{k_1^2 - 1} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

となる。

動作原理や Fig. 5 からわかるように、突入ピーク電流の大きさと逆バイアス時間の条件は、出力電圧パルス幅が 180° に近づくほど悪くなるので、最悪条件のときを考慮して、 C_1 , L_1 の選定には前節の回路Ⅱの(i)の期間を考え、 $L_2=0$, $H=1$ とする。また、 $I_m^{+0} = I_1^{+0} = I_2^{+0}$, $I_{pk} = I_{1pk} = I_{2pk}$, $k = k_1 = k_2$, $T_c = T_{c1} = T_{c2}$ とする。これより(7)式は、

$$\left. \begin{aligned} C_1 &= C_2 = (I_m^{+0}/E) \{ T_c / \cos^{-1}(1/k) \} \sqrt{k^2 - 1} \\ L_1 &= 4L_2 = 4(E/I_m^{+0}) \{ T_c / \cos^{-1}(1/k) \} / \sqrt{k^2 - 1} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

となる。また、前節の回路Ⅲの(i)で、負荷の電磁エネルギーが電源に返還される時間を T_f とすれば、

$$k_f = \frac{T_f}{T_0} = \frac{\phi}{\pi} \quad (9)$$

と近似できる。ここで、 $\cos \phi$ は周波数 f の正弦波を加えたときの負荷の力率、 $T_0 = 1/(2f)$ 。そこで、負荷

R_L , L_L に電源電圧 E が $(T_0 - T_f)$ 時間加えられるものとして、負荷の最大電流の近似解を求めると

$$I_m^{+0} = \left(\frac{E}{R_L} \right) \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{R_L}{L_L} (1 - k_f) T_0 \right) \right\} \quad (10)$$

これより、 k と T_c をきめれば(8)式より転流コンデンサ・リアクトルを決定できる。(10)式より突入ピーク電流がわかる。リアクトルの容量に関しては、 k の値なるべく 1.5 に近づけた方が有利である。

なお、単相モータの速度制御用の電源としては、電源電圧と周波数の比を一定に調整するので、周波数のいかにかわかわらず負荷電流はほぼ一定となる。このため、 I_m^{+0} はモータの定格値を参照して定めればよい。(ほぼ定格値の $\sqrt{2}$ 倍)

4. 計算および実験結果

第2節の回路動作から求めた精密解と近似解の計算結果および実験結果を示す。直流電源電圧 100 V, 負荷に $R_L = 19 \Omega$, $L_L = 0.0677$ H をとると、60 Hz の正弦波を加えた場合のインピーダンスは、 31.8Ω , その力率(基本波力率) $\cos \phi = 0.6$ となる。ここで、 $k = 1.8$, $T_c = 45 \mu s$ とすれば、(10)式から $I_m^{+0} = 4.25$ A となり、突入ピーク電流は 7.65 A, また、(8)式より $C_1 = C_2 = 2.92 \mu F$, $L_1 = 2.82$ mH, $L_2 = 0.72$ mH となるので、 $C_1 = C_2 = 3 \mu F$, $L_1 = 3$ mH, $L_2 = 0.75$ mH, $R_1 = 0.5 \Omega$, $R_2 = 0.1 \Omega$, $R_3 = 1 \Omega$ とする。これより、周波数を 60 Hz 一定にし電圧パルス幅を変化した場合、諸量の計算と実験結果を Fig. 5 に示す。図の中の実線は精密解より求めた値、 $\odot$ は実験値である。近似解による逆バイアス時間は破線で示す。 T_{c1} , T_{c2}

Fig. 4
Variation
of h_1 and
 h_2

 Fig. 5 Variation of T_{c1} , T_{c2} , I_{1pk} , I_{2pk} , I_{1+0} , I_{2+0} , k_1 and k_2 with pulse width

 Fig. 6 Variation of efficiency, total power-factor, V_I and I_I with pulse width

Fig. 7 Oscillograms of output voltage and current, input current and voltages across commutating capacitors

ともに精密解より小さな値となるが、 T_{c2} は 15% 前後の誤差を生ずる。また突入ピーク電流 I_{1pk} , I_{2pk} は、

Fig. 8(a) Waveforms of output voltage and current, input current

Fig. 8(b) Voltage waveforms across commutating capacitors

いずれも 5% 以内の誤差にて精密解よりも大となる。これらより、この近似解で転流コンデンサ・リアクトルを選定しても、十分に満足に働くものが得られることがわかる。また、Fig. 6 は前と同一の負荷回路で、負荷の実効値電圧 V_I 、電流 I_I 、力率 $\cos \phi$ および効率 η の計算⁶⁾と実験結果を示す。ここで、 $\cos \phi = \text{出力} / (V_I I_I)$ 、実験値は YEW のデジタル AC パワメータによる。

Fig. 7 に電圧パルス幅 $T_2/T_0 = 0.6$ における、負荷電圧 v_L 、電流 i_L 、電源からの電流 i_0 、転流コンデンサの電圧 v_{C1} , v_{C2} のオシログラムを、Fig. 8 には精密解より求めたこれらの波形を示す。両者はよく一致している。Fig. 9 は、電圧パルス幅 0.98 で転流素子を前と同一の値にとり、負荷インピーダンスを 31.8Ω (60 Hz) 一定とし、ただ、負荷の基本波力率 $\cos \phi$ を変化した場合の諸量の計算結果である。また、図の I_{0pk} は、転流素子が同じ値のものを使用したダイオード直列形コンバータの突入ピーク電流値である。

Fig. 9 Variation of T_{c1} , T_{c2} , I_{1pk} , I_{2pk} , I_1^{+0} , I_2^{+0} , k_1 , k_2 , η and I_{opk} with power-factor

5. おわりに

この方式では、転流コンデンサ C_2 の充電が完全に行なわれないと、S5, S6 の転流失敗が起こりうるの

で、パルス幅最小の点から起動する必要がある。また、パルス幅最大の点は $T_0(180^\circ)$ でなくて、これにより S5, S6 の転流が完了する時間だけ短かくする必要がある。なお、ダイオード直列形のインバータと同様に、高周波インバータとしては効率が悪くなり適当でない。しかし、ダイオード直列形に比べ転流を二組同時に行なわないので、リアクトルの値をほぼ 1/2 にでき、しかも、電圧のパルス幅により出力制御も可能となる。さらに、この転流素子の選定法によれば、リアクトルの適切な容量をも知ることができる。

最後に、日頃ご指導を頂いている本短大の大庭教授と沼田教授に深く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- 1) A. Verhoef: Basic Forced-Commutated Inverter and Their Characteristics. IEEE Trans. **IA-9-5**, 601/606 (1973)
- 2) 飯田祥二: ダイオードを直列にもつ単相ブリッジ形 SCR インバータ回路の特性, 電気学会誌, **90-8**, 1548/1557 (1970)
- 3) 飯田祥二: 単相改良形逆変換回路の解析, 電気学会研究会資料, **AC-72-19**, 1/10 (1972)
- 4) 佐藤則明: SCR による改良形三相ブリッジインバータの特性, 電気学会誌, **84-5-908**, 789/798 (1964)
- 5) W. McMurray & D.P. Shattuck: A Silicon-Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation AIEE Trans. **80**, Part I, 531/542 (1961)
- 6) 岡本 弘・林 重憲: 容量負荷マクマレー逆変換器の精密解析, 電気学会誌, **93-B-4**, 137/146 (1973)