新方式6相電圧形インバータ

正 員 大 口 國 臣 (茨城大学)

非会員 川 口 昭 宏 (茨城大学)

正 員 久保田 朋 次 (茨城大学)

A Novel Six-Phase Voltage-Source Inverter

Kuniomi Oguchi, Member, Akihiro Kawaguchi, Non-member, Tomotsugu Kubota, Member (Ibaraki University)

キーワード：インバータ，マルチステップ電圧，6相誘導電動機

大容量電動機として6相誘導電動機の開発が進められている^{(1)~(5)}。インバータには通常の3相インバータ2台を用い，パルス幅変調(PWM)を適用して，出力電圧波形の改善と制御が行われる^{(1)~(4)}。しかし，高速大容量用途には，半導体デバイスの制約から高スイッチング周波数PWMの適用が困難になるので，従来方式をそのまま適用することができなくなる。

そこで，本レターでは，低いスイッチング周波数で良好な電圧波形(60ステップ波形)が得られ，高速大容量6相誘導電動機駆動に適した新方式インバータを提案する。

図1に提案方式の基本構成を示す。2台の3相主インバータ1と2を直流側M点で直列接続し，さらに，そのM点と直流電源 $2E$ の midpoint Nの間に単相補助3レベルインバータを接続する。主インバータ1と2は出力電圧基本波周波数 f と同一周波数で，互いに 30° 位相差で通常の 180° 通電動作をする。直流電源 $2kE$ に接続された補助インバータは周波数 $6f$ で動作し，いわゆるクランプ動作により， $2kE, kE, 0, -kE, -2kE$ の5レベル電圧 v_{rip} を出力する(図2最上段)。単相インバータには主インバータ1と2の差の電流だけが流れるので，その容量は主インバータに比べて十分小さい。

2台の3相主インバータは3個の電流平衡用結合リアクトル⁽²⁾を介して，誘導電動機の固定子巻線に接続される。その固定子巻線は，空間的に互いに 30° の位相差をもつ2つの3相巻線から構成される。結合リアクトルの巻数比 $n = N_2/N_1$ を，基本波電流による合成起磁力が0になるように設定すると， $(12m \pm 1)$ 次(m :正の整数)以外の高調波電流に対しては大きな合成起磁力になり， $(12m \pm 1)$ 次以外の高調波電圧成分はリアクトルに吸収されて電動機に含まれるそれらの成分は非常に小さくできる。なお，図1では文献2の結合リアクトルを表示したが，より簡単化された方式^{(3)~(5)}でも同じ出力電圧波形が得られる。

相数が多いので，空間ベクトル表示が便利である。例えば，インバータ1の出力相電圧 v_{s1} の空間ベクトルを

図1 新方式6相インバータ

Fig. 1. Proposed six-phase inverter.

次のように定義する($a = \exp(j\pi/3)$)。

$$v_{s1} = \frac{2}{3} (v_{a1}O_1 + av_{b1}O_1 + a^2v_{c1}O_1) \dots\dots\dots (1)$$

インバータ2の出力相電圧ベクトルを v_{s2} ，2組の3相巻線電圧ベクトル v_{M1} ， v_{M2} を同様な形で定義する。いま，リアクトルと電動機の抵抗電圧降下が誘起電圧に比べて十分小さいと仮定すると，電動機電圧が以下のように求まる⁽²⁾。

$$v_{M1} = \frac{\{v_{s1} + v_{s2} \exp(j\pi/6)\}}{2} \dots\dots\dots (2)$$

$$v_{M2} = \frac{\{v_{s1} \exp(-j\pi/6) + v_{s2}\}}{2} \dots\dots\dots (3)$$

スイッチングパターンから主インバータ出力端子($a_1, \dots, c_2$)のN点に対する電位変化が求まる。3相対称性から負荷中性点 O_1 のN点に対する電圧 v_{O1N} は，

$$v_{O1N} = \frac{1}{3} (v_{a1N} + v_{b1N} + v_{c1N}) \dots\dots\dots (4)$$

与えられる。電圧 v_{O2N} も同様に求められる。その結果，インバータ出力相電圧が， $v_{a1}O_1 = v_{a1N} - v_{O1N}$ のように求められる。(2)，(3)式で与えられる電動機電圧

表1 4分の1周期中の相電圧 $v_{u_1O_1}/(E/6)$ の変化

Table 1. Phase voltage changes during a quarter period.

期間 (度)	電圧比	期間 (度)	電圧比
0-6	$1 - 2k$	48-54	$1 + \sqrt{3} + (\sqrt{3} - 1)k$
6-12	$1 - k$	54-60	$1 + \sqrt{3} + 2(\sqrt{3} - 1)k$
12-18	1	60-66	$2 + \sqrt{3} - 2(2 - \sqrt{3})k$
18-24	$1 + k$	66-72	$2 + \sqrt{3} - (2 - \sqrt{3})k$
24-30	$1 + 2k$	72-78	$2 + \sqrt{3}$
30-36	$1 + \sqrt{3} - 2(\sqrt{3} - 1)k$	78-84	$2 + \sqrt{3} + (2 - \sqrt{3})k$
36-42	$1 + \sqrt{3} - (\sqrt{3} - 1)k$	84-90	$2 + \sqrt{3} + 2(2 - \sqrt{3})k$
42-48	$1 + \sqrt{3}$

図2 各部電圧波形

Fig. 2. Voltage waveforms in the system depicted in Fig. 1.

ベクトルを各巻線軸に射影すると各相電圧が求められる(例えば $v_{u_1O_1}$ は v_{M1} の実数部に等しい)。計算結果を図2に、相電圧の1/4周期間の変化を表1に示す。

ここで、ひずみ率が最小になるように $k = 0.392$ とすると、ひずみ率2.9%の60ステップ波形を合成することができる。リップルを注入しない場合の12ステップ波形のひずみ率15.2%の1/5以下に改善できるだけでなく、ステップ数が多いので、 dv/dt を小さくできて、その結果電動機巻線絶縁に対する悪影響を小さくできる利点がある。

誘導性静止負荷 ($L=1\text{mH}$, $R=12\Omega$) の場合の実測波形(負荷線間電圧と電流)を図3に示す。負荷時定数が小さいので、12ステップ動作では、電流波形が電圧波形と類似の階段波になるのに対して、60ステップ動作ではほぼ滑らかな正弦波になることがわかる。

出力周波数の6倍周波数で動作する補助単相インバータからリップル電圧を注入することにより、60ステップ電圧波形が合成できる6相インバータを提案した。本方式では、主インバータ動作周波数は出力周波数に等しい。

(a) 12ステップ動作

(b) 60ステップ動作

図3 実測波形(上:負荷線間電圧,下:負荷電流)

Fig. 3. Measured waveforms of load voltage and current.

したがって、高速スイッチングデバイスの適用が困難な用途に実用化が期待できる。結合リアクトルと補助インバータの所要容量の解析が今後の課題である。

(平成10年2月23日受付)

文 献

- (1) Y. Zhao and T. A. Lipo: "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", IEEE Trans. on Industry applications, Vol. 31, No.5, pp. 1100-1109(1995)
- (2) H. Ramackers and R. Sesing: "Darstellung und Bestimmung der Lastspannungs-Zeitverläufe eines Drehstromsaudrosselgekoppelten Doppelwechselrichter-Systems durch Raumzeiger", EtszArchiv, Vol. 6, No. 5, pp. 195-197(1984)
- (3) S. Kamiya, M. Hashii, T. Takeshi and T. Toda: "Fully digital, vector-controlled GTO PWM inverter for induction motor drives," Proc. of 1990 IPEC, pp. 54-60(1990)
- (4) 松本・高見:「三相二重巻線交流電動機用電圧形六相PWMインバータの最適パルスパターン」電学論D, Vol. 110, pp. 966-974 (1990)
- (5) E. A. Klingshirn: "Harmonic filters for six-phase and other multiphase motors on voltage source inverters," IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, pp. 588-594(1985)

大 口 國 臣 (正員) 1963年3月九州大学工学部電気工学科卒業。現在、茨城大学工学部電気電子工学科教授。電力変換装置、電動機、無人搬送車の制御の研究に従事。1983年、1993年及び1997年IEEE/IAS Committee Prize論文賞受賞。

川 口 昭 宏 (非会員) 1996年3月茨城大学工学部電気電子工学科卒業。同年4月茨城大学大学院博士前期課程入学し、現在、2年次在学中。電力変換装置とその制御の研究に従事。

久保田朋次 (正員) 1974年3月茨城大学工業短期大学部電子工学科卒業。現在、茨城大学工学部電気電子工学科技官。小形回転機とその磁性材料の研究に従事。1997年IEEE/IAS Committee Prize論文賞受賞。