

広負荷力率範囲に対応する三相インバータ入力電流高調波低減キャリア比較二相変調における電流平均値推定法

西澤 是呂久*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
 藤田 悟, 鳥羽 章夫, 海田 英俊 (富士電機株式会社)

Estimation method of Average Current Value for Discontinuous PWM to Reduce Input Current Harmonics of Three-phase VSI over Wide Power Factor Range

Koroku Nishizawa*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)
 Satoru Fujita, Akio Toba, and Hidetoshi Umida (Fuji Electric Co., Ltd.)

1. はじめに

著者らはこれまで電動機駆動用インバータの長寿命化を目的とし、平滑コンデンサに流入する高調波を低減できる、汎用マイコンのみで演算可能なキャリア比較二相変調 (DPWM : Discontinuous PWM) を提案している⁽¹⁾。しかし、提案 DPWM では各制御周期においてゲートパルスが左右非対称になるため、従来 DPWM のようにキャリアの山・谷において電流平均値を検出できない。

本論文では、提案 DPWM で発生するパルスパターンに着目し、三角波キャリア山・谷検出値の前回値およびゲートパルス幅を用いて、各制御周期における電流平均値の推定法を提案する。本推定法を適用することで、特に電流ゼロクロス付近の検出誤差を 0.5% 以下に抑制したので報告する。

2. 入力電流高調波低減キャリア比較二相変調方式

図 1 に提案 DPWM 適用時のゲートパルス、インバータ入力電流瞬時値および出力相電流を示す。ここで、コンデンサに流入する電流実効値は図中の灰色領域で示される⁽²⁾。本変調方式は、汎用マイコンにおいてキャリアの山と谷で電圧指令値を更新することが可能であるという前提に基づく。元々の二相変調波 $v_{x,DPWM}^*$ の内、クランプしていない U・V 相変調波をキャリア半周期毎に 1 もしくは -1 にクランプするようにシフトさせる。ここで、シフト後の変調波 v_x^* の平均

値は $v_{x,DPWM}^*$ と変わらない。これにより、U 相および V 相のゲートパルス重複期間が短くなり、コンデンサ電流実効値を指令値シフト前と比較し低減できる⁽¹⁾。一方、提案 DPWM ではゲートパルスが左右非対称となることで、キャリアの山・谷で電流平均値をサンプリングできない。誤差を含んだ電流検出値は、電流制御系の性能劣化、デッドタイム補償の失敗を引き起こす可能性がある。

3. 提案 DPWM における電流平均値推定法

図 2 に提案 DPWM における電流平均値推定法を示す。本図では、モータ負荷を想定し、誘導性負荷を適用して電流傾

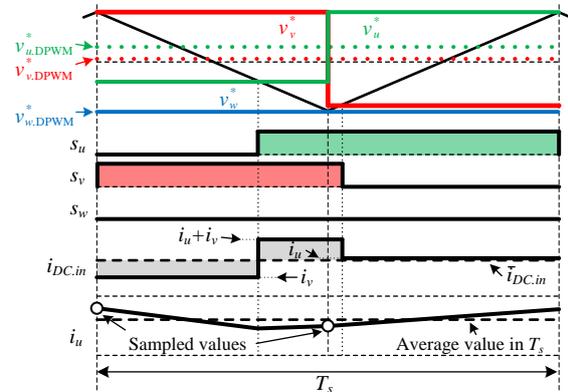


Fig. 1. Input current, gate pulses, and output phase current with proposed DPWM at $m = 0.8$, $2\pi ft = 50$ deg., $\cos \phi = 1$.

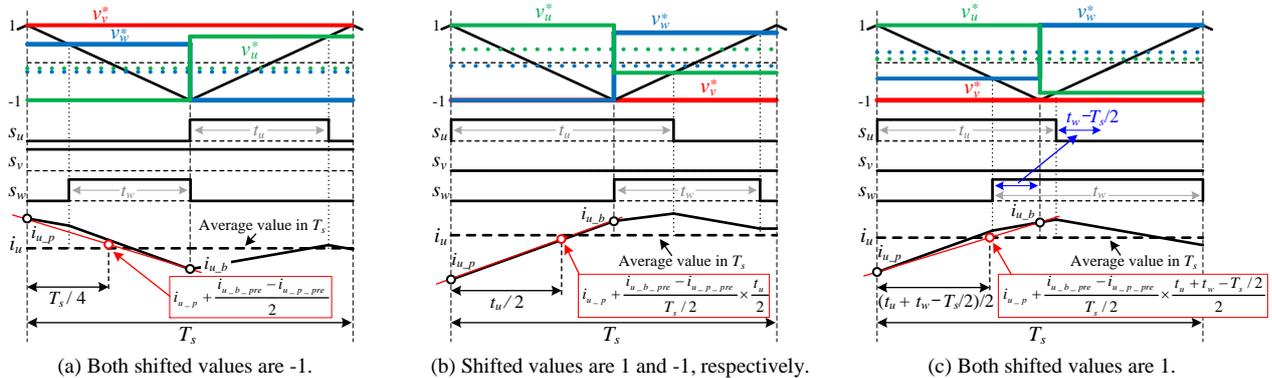


Fig. 2. Estimation method of average current value for proposed DPWM.

きを計算している。提案 DPWM では、2 相分(図 2 における U 相, W 相)の非クランプ変調波をキャリアの半周期毎に 1 もしくは -1 にシフトするため、3 種類のゲートパルスパターン(a) ~ (c)が存在する。図 2(a)では、非クランプ変調波がどちらも -1 にシフトした場合を示しており、キャリア山検出値 $i_{u,p}$ と谷検出値 $i_{u,b}$ の平均値を計算することで、高精度に電流平均値を推定できる。実際は、前回検出値 $i_{u,p,pre}$, $i_{u,b,pre}$ を利用して、図中の赤線で示した $i_{u,p}$ から $i_{u,b}$ までの電流傾きを算出し、キャリア山検出値 $i_{u,p}$ に推定分を足し合わせることで、電流平均値を割り込み開始時に推定できる。図 2(b)は、非クランプ変調波がそれぞれ 1 と -1 にシフトした場合であり、1 にシフトしている相に着目する。 $i_{u,p}$ から $i_{u,b}$ までの電流傾きを利用すると、1 にシフトしている U 相のゲートパルス s_u のほぼ中心で、電流平均値と一致している。また、図 2(c)は U 相だけでなく V 相変調波も 1 にシフトした場合であり、 s_v の内、キャリアの半周期を超えた分のパルス幅も s_u に足し合わせ、その合成パルスのほぼ中心で $i_{u,p}$ から $i_{u,b}$ までの電流傾きと電流平均値が一致している。これらの現象を利用し、パターン(b)および(c)では、前回検出値から求めた電流傾きと非クランプ相ゲートパルスのオンデューティも用いて電流平均値を推定する。

4. 実験結果

図 3 に各変調方式を用いた三相誘導電動機の駆動試験結果を示す。図 3(a)に動作波形、図 3(b)に入力電流の高調波解析結果をそれぞれ示す。誘導機定格出力は 3.7 kW である。また、スイッチング周波数は 10 kHz である。提案 DPWM を適用することで、入力電流高調波が 18.4% 低減しており、提案 DPWM が平滑コンデンサの発熱低減に寄与することがわかる。

図 4 に提案 DPWM 適用時の、U 相電流キャリア山・谷検出値、提案推定法による平均値推定値および実測値を示す。電流値が ± 15 A 付近で推定値の飛びが発生している。これは、この付近でパルスパターンの切り替わりが生じており、推定に用いるキャリア山谷検出値の前回値が異なるパルスパターンの時のものを参照しているため、推定誤差が大きくなる。

図 5 に提案 DPWM 適用時の、真値に対するキャリア山谷検出値の平均および推定値の関係を示す。ここで、真値は電流プローブ(YOKOGAWA, 701932)実測値を制御周期毎に平均化している。キャリア山谷検出値の平均値と比較し、提案推定法による推定値が真値と近い値となる。特に、電流ゼロ付近においてモータ定格電流に対する誤差を 0.5% 以下に抑えられており、高精度なトルク制御が実現できる。

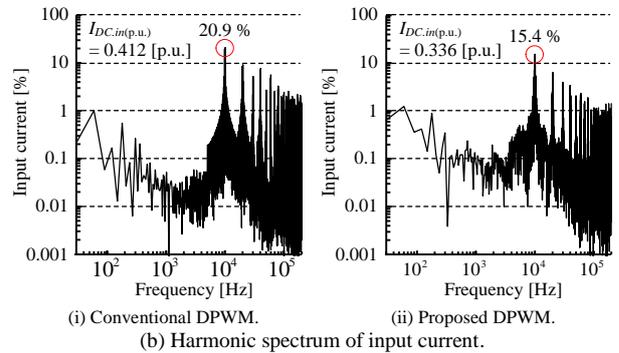
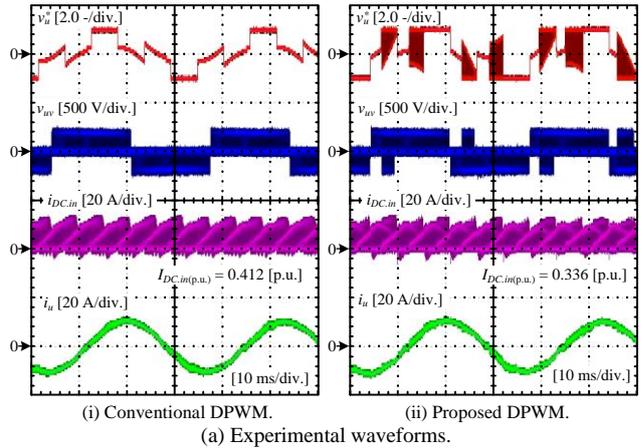


Fig. 3. Experimental results at $m = 0.705$ and $\cos \varphi = 0.819$.

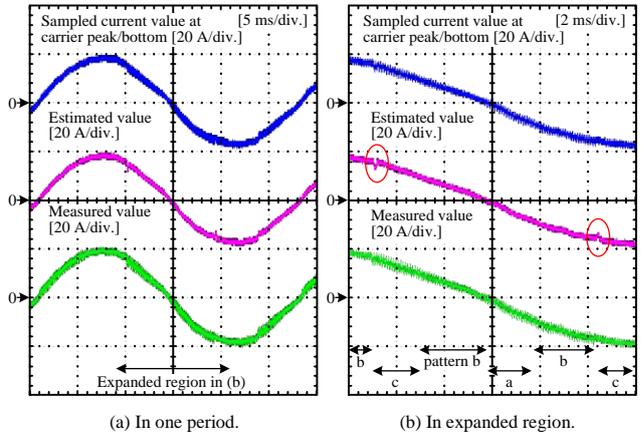


Fig. 4. Sampled value, estimated value, and measured value of output phase current i_u at $m = 0.851$ and $\cos \varphi = 0.906$.

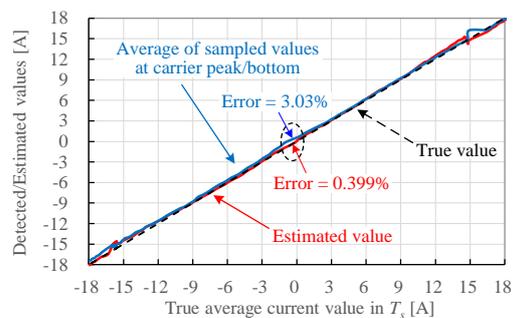


Fig. 5. Relationship between true average i_u value in T_s and detected/estimated values at $m = 0.851$ and $\cos \varphi = 0.906$.

文献

- (1) K. Nishizawa et al, *JIASC2017*, Vol. 1, No. 109 (2017).
- (2) T. Hasegawa et al, *IEEJ Trans. IA*, Vol. 130, No. 12 (2010).