

極数切替型誘導電動機(IMTS)向け PWM インバータのパルス切替ショック抑制法

加藤 大貴*, 渡辺 大貴, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学), 小林 雅志 (トヨタ自動車)

Pulse Switching Shock Suppression Method of PWM Inverter for Pole-Changing Induction Motor (IMTS)
Hiroataka Kato, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology),
Masashi Kobayashi (Toyota Motor Corporation)

1. はじめに

近年、電気自動車(EV)向けの駆動用モータとして幅広い動作領域で高効率なモータが要求されている⁽¹⁾⁽²⁾。そこで、誘導電動機(IM)を用いて動作領域に応じて極数を切り替える手法が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。

一方で、EV搭載のインバータはスイッチング損失と高調波低減のために同期PWMが適用される⁽⁵⁾。しかし、極数切替型誘導電動機(IMTS: Induction Motor Transmission System)を駆動する場合、極数切替中の電圧指令が非対称波形になるため同期PWMが適用できない。そこで非同期PWMに切り替える必要があるが、切り替えには振動や騒音を伴うショックが発生する。加えて、極数切替時以外は同期PWMを適用するが、周波数や電圧指令が変化した際にパルスパターンの切り替えが生じて同様にショックが発生する。

本論文はIMTS向けPWMインバータのパルス切替ショック抑制法を提案する。提案法は極数切替時における同期PWMと非同期PWMの切替手法と、同期PWMのパルスパターン切替手法の2つのアプローチで構成される。実機検証により提案法の有用性を確認したため報告する。

2. 提案パルス切替ショック抑制手法

本章では、はじめに極数切替時における同期PWMと非同期PWMの切替手法について説明した後、同期PWMのパルスパターン切替手法について説明する。

<2・1>極数切替時における切替手法 図1に同期PWMに含まれる相電圧の高調波成分を示す。図1(b)は図1(a)の相電圧から基本波成分を差し引いたものである。提案法ではPWMの切替前後で高調波成分を一定に保つことにより切替ショックを抑制する。そこで、非同期のキャリア周波数が高調波より十分に高いことを前提とし、非同期PWMのインバータ出力電圧が図2(b)に示す高調波成分を含むように電圧指令に高調波指令を重畳する。このとき、提案法における非同期PWMへ切替時の相電圧指令 V_{ref} を(1)式に示す。

$$V_{ref} = V_{nd}(t) + w_1 \cdot V_{hm}(t) \quad (1)$$

ここで、 $V_{nd}(t)$ は相電圧指令の基本波成分、 $V_{hm}(t)$ は同期PWMに含まれる高調波成分、 w_1 は重み係数である。 w_1 をランプ関数にすることで高調波成分の変化を連続的にする。
<2・2>同期PWMにおける切替手法 本論文では電流実効値を最小化する同期PWMのパルスパターンに最適化

する。また、パルスパターンはパルス数と電圧指令に応じて一意に決まる。

表1に7パルスPWMにおいて $0 \sim \pi/9$ radにおける空間ベクトルの遷移パターンを示す。キャリア比較同期PWMの場合はパルス数が3の倍数かつ奇数のときにアンバランスが発生せず高調波を低減できるが、今回はキャリア比較を用いず高調波を最小化しようとするため奇数パルスであれば問題ない。また、提案法の効果を確認するためパルス数の少ない7パルスとした。同期PWMの場合、波形の対称性から空間ベクトルの遷移パターンの基本単位は $0 \sim \pi/9$ radであり、波形の対称性から7パルスPWMでは表1に示す7つの空間ベクトルの遷移パターン(Mode)が存在する。

図2に表1のMode2における $0 \sim \pi/9$ radのスイッチングの様子を示す。提案法ではスイッチング角 γ_i ($i=1 \sim m$)でスイッチングする相を予め定義することで電圧指令変化時においてModeを固定する。 γ_i を $0 \sim \pi/4$ radのU相スイッチング角 α_i に変換する式を(2)式に示す。

$$\begin{cases} \alpha_i = \gamma_i & (\text{U-phase switching}) \\ \alpha_i = \pi/3 + \gamma_i & (\text{V-phase switching}) \\ \alpha_i = \pi/3 - \gamma_i & (\text{W-phase switching}) \end{cases} \quad (2)$$

以降は文献(6)に記載されている方法と同様に、U-V線電流の実効値を評価関数としてパルスパターンを最適化する。

表2に5パルスPWMと7パルスPWMでの空間ベクトルの遷移パターンを示す。ここでは、5パルスと7パルスの場合を考える。パルス数の切替時にスイッチング角を連続

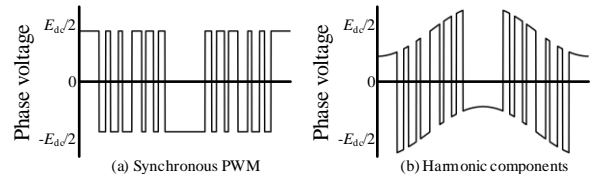


Fig. 1. Harmonic components of synchronous PWM.

Table 1. Transition modes of space vector.

	Transition mode	Switching phase
Mode 1	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	U \rightarrow U \rightarrow U
Mode 2	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	U \rightarrow V \rightarrow V
Mode 3	$V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	U \rightarrow U \rightarrow V
Mode 4	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	V \rightarrow V \rightarrow V
Mode 5	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_2 \rightarrow V_2$	V \rightarrow W \rightarrow W
Mode 6	$V_2 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	W \rightarrow V \rightarrow V
Mode 7	$V_2 \rightarrow V_2 \rightarrow V_2 \rightarrow V_2$	W \rightarrow W \rightarrow W

させるためには、切り替え前後で磁束ベクトルの軌跡を一致させる必要がある。そのためには $0 \sim \pi/9$ rad において 5 パルス PWM の最初または最後の空間ベクトルに対して隣接する空間ベクトルが 7 パルス PWM において選ばれればよい。表 2 の”Vector transition”において”Continuous”となっているケースが該当する。これにより、パルスパターン最適化において固定する Mode が選ばれる。最後に、重み係数 w_2 を用いてパルス数を切り替える。

$$\gamma_i = w_2 \cdot \gamma_{i,7} + (1 - w_2) \cdot \gamma_{i,5} \quad (i: 1, 2, 3, \dots, m) \quad (3)$$

w_2 により最適パルスパターン同士を連続的に切り替えることができる。

3. 実験結果

図 3 に極数切替時において同期 PWM と非同期 PWM を切り替えた際の相電流の高調波解析結果を示す。本論文では定格速度 1800rpm、定格トルク 11.67Nm で 4 極と 8 極の切替が可能な IMTS を使用しており、極数切替は無負荷定格速度で行っている。図 3 において $V_{4\text{fund}}$ と $V_{8\text{fund}}$ はそれぞれ 4 極と 8 極の基本波成分であり、非同期 PWM のキャリア周波数は基本波周波数の 200 倍程度 (20kHz) としている。解析結果より、従来法では PWM の切り替え時に高調波成分が急峻に変化しているが、提案法ではそれを抑制できている。また、提案法の適用による基本波成分への影響はない。

図 4 に 5 パルス PWM におけるパルスパターンを最適化したときの U 相スイッチング角 α を示す。図 4(a) と (b) の縦軸はインバータが出力可能な基本波電圧の最大振幅 K_e で基準化している。従来法では、最適パルスパターンに複数の Mode が存在するため、 K_e の大きさよって α_i に飛躍が発生する。これは Mode 毎に評価関数の局所解が存在し、 K_e の大きさによって解が最小となる Mode が変わるためと考えられる。一方、提案法では予め Mode を固定しているため K_e の大きさも変化しても α は連続している。また、図 4(c) に示すように提案法の適用による電流実効値の増加は最大で 0.1% に留まっている。

図 5 にパルス数切替時における相電流の高調波解析結果を示す。従来法ではパルス数の変化に伴い高調波成分が急峻に変化しているが、提案法ではそれを抑制できている。また、提案法の適用による基本波振幅への変化はない。

以上より、2 つのアプローチからなる提案法は IMTS を駆動するインバータのパルス切り替えショックを抑制できることを実機検証より確認した。

文献

- (1) T. Kato et al., IEEE Trans. on IA, Vol.51, No.5, pp.3811-3821(2015)
- (2) N. Denis et al., IEEE Trans. on VT, Vol.67, No.1, pp.315-326(2018)
- (3) M. Mori et al., IEEE Trans. on IA, Vol.117, No.6, pp.688-695(1997)
- (4) Y. Hidaka et al., IEEE Trans. on EEE, Vol.12, No.12, pp.1842-1850(2019)
- (5) H. Matsumori et al., IEEE Trans. on IA, Vol.59, No.5, pp.5957-5970(2023)
- (6) I. Takahashi, H. Mochikawa, IEEE Trans. on IA, Vol.21, No.3, pp.580-587(1985)

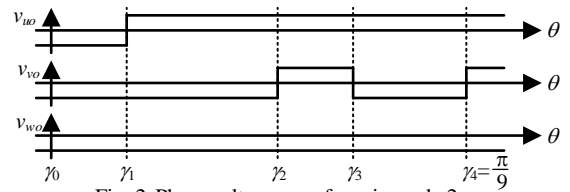


Fig. 2. Phase voltage waveform in mode 2.

Table 2. Transition modes of space vector.

	5-pulse PWM	7-pulse PWM	Vector transition
Case 1	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	Continuous
Case 2	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$	$V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$	Continuous
Case 3	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	Discontinuous
Case 4	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2$	Discontinuous
Case 5	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2$	Continuous
Case 6	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \rightarrow V_1$	Discontinuous
Case 7	$V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1$	$V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2$	Discontinuous

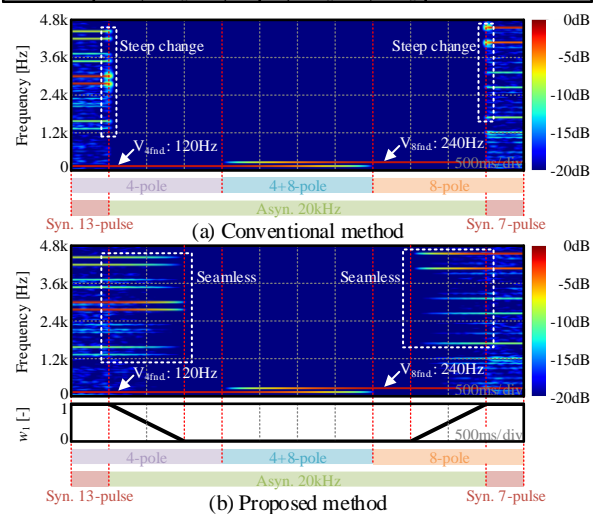


Fig. 3. Harmonic analysis result when pole-changing.

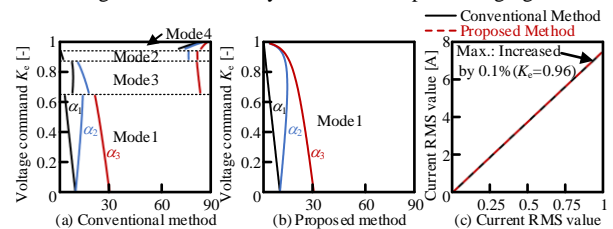


Fig. 4. Switching angle of optimal pulse pattern.

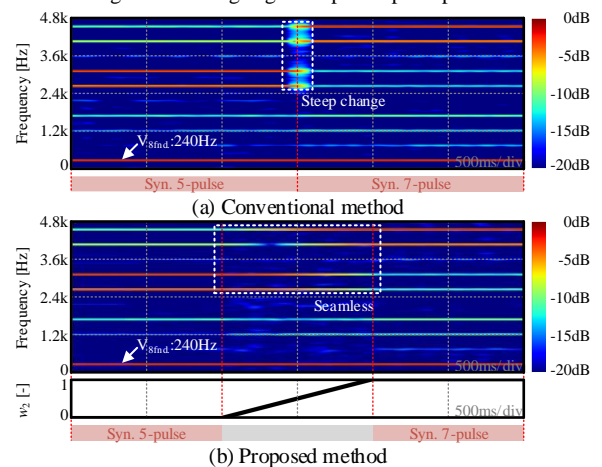


Fig. 5. Harmonic analysis result when number of pulse changes.