

3レベルインバータを用いた永久磁石同期電動機駆動 システムの駆動方式選定に関する基礎検討

学生員 佐藤 大介 正員 田中 孝明 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Basic Investigation of an Operation Method Selection in Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System with a 3-level inverter

Daisuke Sato, Student Member, Takaaki Tanaka, Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

In this paper, an optimal operation method for Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) drive system with a 3-level inverter is discussed. The 3-level inverter can change an operation between two modulations namely, PWM and 1'pulse drive at a decide point. In this paper, we consider the interchange point for the two modulations subject to the switching frequency and the total loss of PMSM drive system in regards to motor speed. The results showed that an intersection point between PWM and 1'pulse drive is established; based on the results, the motor drive system achieves highest efficiency with PWM before the intersection point. Likewise, implementation of 1'pulse drive achieves the highest efficiency.

キーワード: 永久磁石同期電動機, 3レベルインバータ, PWM 駆動, 1'パルス駆動

Keywords: Permanent magnetic synchronous motor, 3-level inverter, PWM drive, 1'pulse drive

1. はじめに

近年, 自動車産業においては CO₂ 排出量削減や燃費低減といった要求から電気自動車(EV)の開発が盛んに行われている。EV モータ駆動システムには小型, 軽量かつ高効率であることが要求されるため, モータには永久磁石同期電動機を用い, インバータによりトルクや回転数を制御するのが一般的である。

EV モータ駆動用インバータは低速領域において PWM 駆動, 中高速領域においては 1'パルス駆動を行うのが一般的である⁽¹⁾。PWM 駆動は擬似的に正弦波を出力するため, 出力電流に含まれる高調波成分が小さい。したがって, PWM 駆動を適用することで, 低速領域で速度に大きく影響を与えるトルクリプルを抑制することが可能である。対して, 1'パルス駆動はインバータ出力電圧周波数でスイッチングするため, PWM 駆動よりもスイッチング損失を低減できる。また, PWM 駆動時よりも出力電圧の基本波振幅を高くできることから, モータの運転可能領域を拡大させるために積極的に利用される。

一方, 中性点クランプ型 3レベルインバータを代表例とするマルチレベルインバータは相電圧のレベル数を 2レベルインバータよりも多段化でき, ゼロレベルを出力できる⁽²⁾。そのため, 1'パルス駆動のパルス幅が可変となり, 出力電圧の基本波振幅を任意に決定できる。なお, この駆動領域を最大電圧出力時における電圧振幅一定の 1'パルス駆動と区別するため, 1'パルス領域と呼ぶ⁽³⁾。また, PWM 駆動から 1'パルス駆動へ切り替え点は任意に決定できる。しかし, 駆動システム高効率化の観点から, 駆

動方式の切り替え点は適切に決定すべきである。

切り替え点の選定手法として, 同速度において PWM 駆動時および 1'パルス駆動時の損失を比較する方法が挙げられる。各運転領域において, 損失がより小さくなる駆動法を選択することで, 高効率化が期待できる。また, 永久磁石同期電動機の損失はインバータの駆動方式によって変化するが, 駆動方式に応じてインバータ損失も変化する。従って, 損失を低減する駆動方式について議論する場合は駆動システムの総合損失を評価する必要がある。

本論文では, 3レベルインバータを用いた駆動システムの総合損失を解析し, モータ回転速度や PWM 駆動時のキャリア周波数に応じて, 駆動方式の適切な切り替え点の選定法を検討する。駆動システムの総合損失はインバータ損失とモータ損失に分けることができる。まず, 本稿はインバータの定量的な損失計算法について述べる。次に, 損失を素子ごとに算出して, インバータ損失の内訳を示す。続いて, モータの損失解析について述べる。今回, 解析には二次元有限要素法電磁界解析(FEM)を用いる。FEMにより, モータ銅損ならびにモータ鉄損の内訳を明らかにすることが可能である。最後に, 電動機駆動システムの総合損失解析結果を示し, 駆動方式と総合損失の関係を明らかにし, 本選定法の有用性を示す。

2. 中性点クランプ型 3レベルインバータ

図1に中性点クランプ型3レベルインバータの回路図を示す。3レベルインバータには中性点クランプ型とTタイプの2種類存

在するが、本論文では中性点クランプ型を取り上げる。なお、以後述べる損失の検討手法はTタイプの場合にも同様に導出できる。

中性点クランプ型 3 レベルインバータ(以下、3 レベルインバータと略す)は 2 レベルインバータと比較して、直列素子数が増加するため、素子の導通損失の面では不利となる。一方、出力相電圧が3レベルとなるため、キャリア周波数を増加せずにモータの高調波損失を低減できる。

図 2 に動作ポイントを記した回転速度-インバータ出力電圧線図を示す。動作点 A は PWM 駆動領域にあり、3 レベルインバータによる高調波損失の低減効果の評価が可能である。動作点 B では、2 レベルインバータは PWM 駆動となるが 3 レベルインバータの場合は 1'パルス駆動が可能であり、3 レベルインバータの 1'パルス駆動によるスイッチング損失低減効果の評価が可能である。

図 3 に 1'パルス駆動時の出力相電圧の概形を示す。電圧振幅基本波はゼロレベル位相 α によって決まる。1'パルス駆動時の U 相電圧をフーリエ級数展開すると、(1)式となる。なお、基本波振幅の大きさは(1)式の第 1 項から求められる。また、 α を 0 にすると、2 レベルインバータや 3 レベルインバータにおける最大電圧出力領域(動作点 C)の 1'パルス駆動となる。

$$V_{un} = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2E_{dc}}{(2n-1)\pi} \cos\{(2n-1)\alpha\} \sin\{(2n-1)\omega t\} \right]$$

$$= \frac{2E_{dc}}{\pi} \cos\alpha \sin\omega t + \frac{2E_{dc}}{3\pi} \cos(3\alpha) \sin(3\omega t) \dots\dots\dots (1)$$

$$+ \frac{2E_{dc}}{5\pi} \cos(5\alpha) \sin(5\omega t) + \dots$$

3. 3 レベルインバータの損失計算

(3-1) インバータの損失計算式

本節ではインバータの損失計算方法について説明する⁽⁴⁾。インバータを構成するスイッチ素子に IGBT を用いた場合、インバータで発生する損失 P_{inv} の内訳は、IGBT の導通損失 P_{con_IGBT} とスイッチング損失 P_{sw} 、フライホイールダイオード(FWD)の導通損失 P_{con_FWD} とリカバリ損失 P_{rec} からなり、(2)式となる。

$$P_{inv} = P_{con_IGBT} + P_{sw} + P_{con_FWD} + P_{rec} \dots\dots\dots (2)$$

導通損失は素子に流れる電流 i_{sw} とオン電圧 v_{on} の積を導通時間 α から β の範囲で定積分することで計算でき、(3)式となる。素子のオン電圧 v_{on} は抵抗成分 r_{on} と PN 接合の電圧降下 v_{on} とし 1 次で近似することで(4)式にて定義できる。

$$P_{con} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_{on} i_{sw} d\theta \dots\dots\dots (3)$$

$$v_{on} = r_{on} i_{sw} + v_0 \dots\dots\dots (4)$$

スイッチング損失はスイッチに印加される電圧と電流に比例すると仮定するとスイッチ一回当たりのターンオン損失 E_{on} 及びターンオフ損失 E_{off} はそれぞれ(5)と(6)式となる。

$$E_{on} = e_{on} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots (5)$$

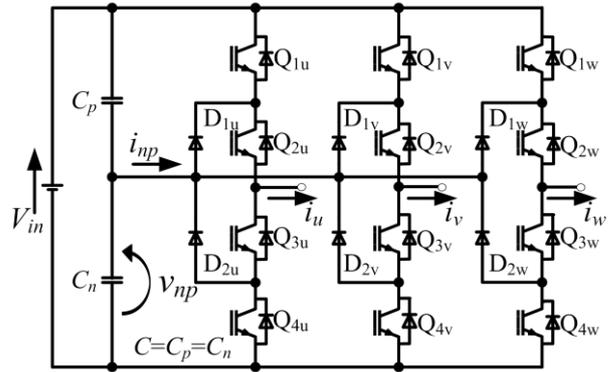


Fig. 1. Neutral point clamped 3-level inverter.

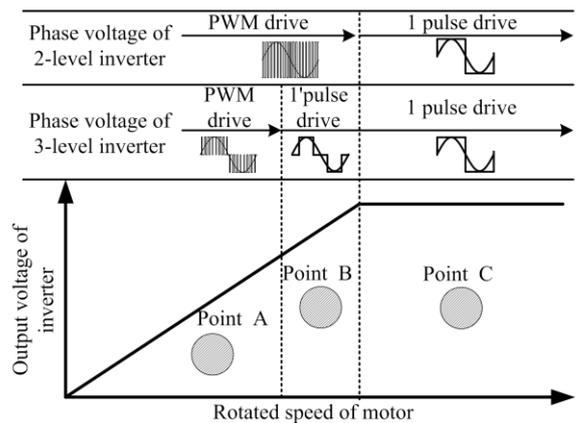


Fig. 2. Comparison of operation method each inverter circuit.

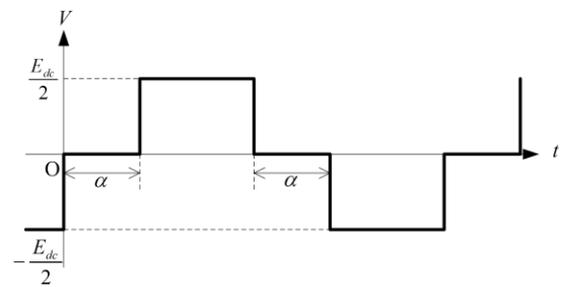


Fig. 3. Phase voltage at 1'pulse drive.

Table 1. PMSM parameters.

Rating output	P_r	3.0 kW
Rating speed	N_r	12000 rpm
d-axis inductance	L_d	389 μ H
q-axis inductance	L_q	556 μ H
Winding resistance	R_a	0.0635 Ω
Bach-emf coefficient	Φ	0.189 Vs/rad
Armature pairs of poles	p	6
Rating Torque	T_r	4.0 Nm

$$E_{off} = e_{off} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 V_{sw} はスイッチに印加される電圧、 i_{sw} はスイッチに流れる電流、 e_{on} 及び e_{off} は $V_{sw}=1V$ 、 $i_{sw}=1A$ におけるターンオンエネルギー及びターンオフ損失エネルギーである。インバータに印加される電圧は一定であるので、出力一周期の平均スイッチン

グ損失は(7)式にて計算できる。

$$P_{sw} = E_{dc} (e_{on} + e_{off}) f_c \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{out} d\theta \dots\dots\dots (7)$$

FWD のリカバリ損失も同様に、スイッチング一回あたりのリカバリ損失 E_{rr} を(8)式と仮定すれば、(9)式となる。

$$E_{rr} = e_{rr} V_{sw} i_{sw} \dots\dots\dots (8)$$

$$P_{sw} = E_{dc} e_{rr} f_c \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i_{out} d\theta \dots\dots\dots (9)$$

〈3・2〉 3 レベルインバータの損失計算結果

3.1 節にて示した損失計算式から、3 レベルインバータの損失計算を行う。駆動システムの動作条件として、定格トルク出力とし、PWM 駆動はキャリア周波数を 7kHz, 12kHz, 16kHz の条件で、ベクトル制御を行う。d 軸電流指令は $i_d=0$ 制御を採用する。また、1'パルス駆動時は安定化制御を付加した V/f 制御によりモータを制御する⁽⁵⁾。なお、スイッチング素子には IGBT (2MBI100VA-060-50/富士電機, 耐圧 600V)を使用する。表 1 に負荷となるモータのパラメータを示す。

図 4 にインバータ損失と損失内訳を示す。損失の大きさは負荷の定格電力にて基準化している。PWM 駆動時はキャリア周波数 7kHz 時にインバータ損失が最も低い。キャリア周波数が増加することで負荷電流高調波が減少し、導通損失は減少するものの、キャリア周波数に比例して増加するスイッチング損失の影響の方が大きいためである。一方、1'パルス駆動時は PWM 駆動と比較してスイッチング回数が少ないため、スイッチング損失が最も低い。そのため、インバータ損失は PWM 駆動時より低い結果となった。また、速度上昇に伴って、IGBT 導通損失が増加

し、ダイオードの導通損失は減少している。高速回転時は出力電圧を高くする必要があり、IGBT の通流時間が長くなり、ダイオードの通流時間が短くなるためである。

4. モータ損失の解析

〈4・1〉 解析モデルの作成

モータ損失は巻線抵抗による銅損、コアおよび磁石により生じる鉄損に分けられる。今回はこれらの損失解析に二次元有限要素法電磁界解析(以下、FEM と略す)を用いる。FEM ではモータに生じる磁界を解析する。この結果を元に鉄損を計算する。解析方法としては、表 1 のモータの二次元モデルを作成する。そして、そのモデルにシミュレーションにて得られるモータ各相の電流波形を入力して解析を実行する。

図 5 に作成したモータモデル、表 2 に解析条件を示す。モデルは計算時間短縮のため、3 分の 1 モデルとする。

〈4・2〉 モータ損失解析結果

図 6 にモータ損失と損失内訳を示す。いずれの条件においても銅損とステータコアによる損失が支配的である。また、1'パルス駆動は PWM 駆動よりもモータ損失が大きい。これは 1'パルス駆動時の電流に含まれる高調波成分が PWM 駆動時よりも大きいため、結果コアや磁石に発生する渦電流が大きくなり、渦電流損が大きくなるためである。一方で、速度上昇にともなって、印加電圧が高くなるため、モータ損失は増加している。

5. 総合損失を最小化する運転方法

3 章にて算出したインバータ損失と 4 章にて解析したモータ損失から電動機駆動システムの総合損失を明らかにし、3 レベルイ

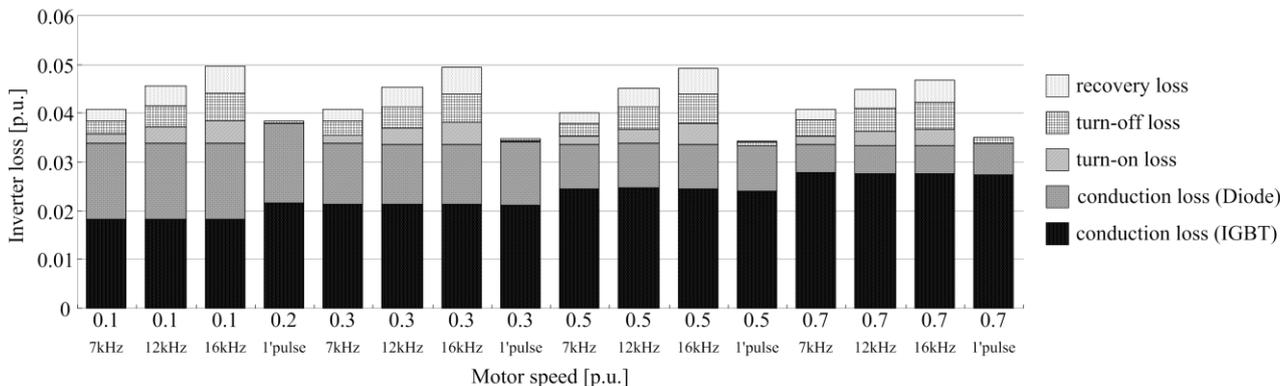


Fig. 4. Inverter loss analysis results for each operation condition.

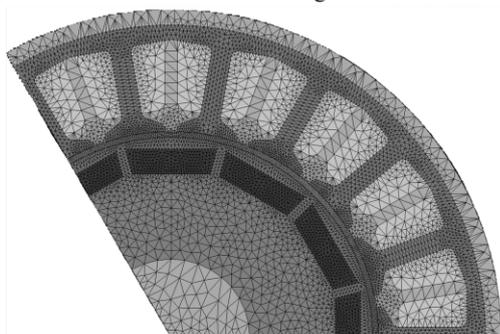


Fig. 5. The motor model on FEM.

Table 2. Parameter of FEM.

Core (rotor, stator)	35H300/Nippon Steel
Magnet	NMX-41SH/Hitachi Metals
Coil turns per phase	11 Turns
Number of elements	12,437
Number of contact points	7,151
Time interval per 1step	6.3e-6
Calculation time	6 hours

Computer: Xeon X5450 3.0GHz PC

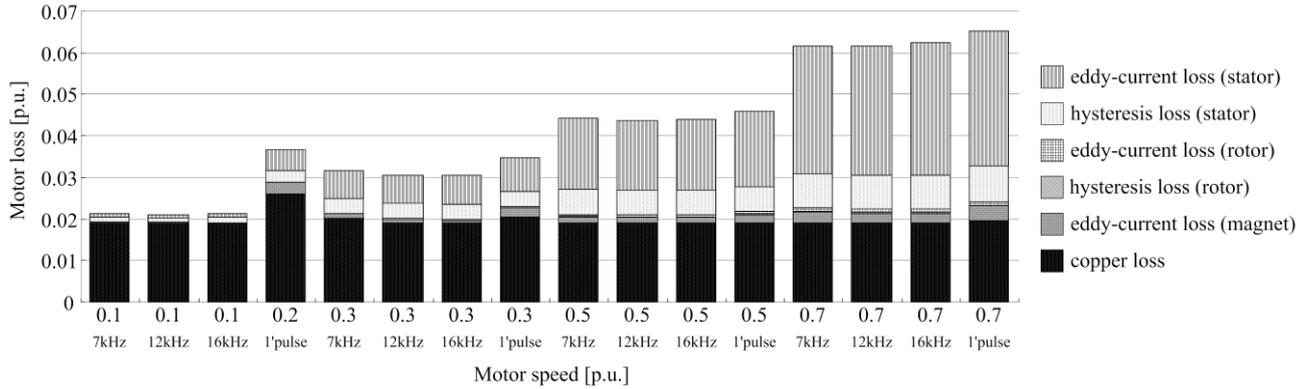


Fig. 6. Motor loss analysis results for each operation condition.

ンバータの適切な駆動方式を検討する。

図7にモータ速度と駆動システムの総合損失の関係と駆動方式の適切な切り替え点を示す。PWM 駆動の総合損失を比較すると、キャリア周波数 $f_c=7\text{kHz}$ 時、全速度領域において、損失が最も低い。また、速度 0.3 p.u.以下の領域において、PWM 駆動 ($f_c=7\text{kHz}$)と 1'パルス駆動を比較すると、PWM 駆動の方が損失は低い。したがって、速度 0.3 p.u.以下の領域では PWM 駆動 ($f_c=7\text{kHz}$)によるモータ駆動が適している。一方で、速度 0.3 p.u.以上の領域では、1'パルス駆動の方が PWM 駆動よりも総合損失が低くなっている。この理由は総合損失に占めるインバータ損失の割合が大きくなったためである。したがって、速度 0.3 p.u.以上の領域では駆動方式を 1'パルス駆動にすることで、システムの高効率化が可能となる。

なお、図7では PWM 駆動時および 1'パルス駆動時の総合損失の近似曲線が交差する点が存在するが、インバータのスイッチング損失が小さい場合、モータ損失が支配的になり、1'パルス駆動時の損失が常時 PWM 駆動時より大きくなる場合があることを確認している。このようなシステムでは、3レベルインバータを使用する利点がなく、コスト面から考えて 2レベルインバータを適用することが望ましい。以上から、総合損失の比較により適切な駆動方式の切り替え点および駆動インバータの回路方式の選定が可能となる。

6. まとめ

本論文では、永久磁石同期電動機駆動システムの高効率化のため、3レベルインバータの駆動方式選定法に関して検討した。駆動システムの総合損失から検討するため、インバータ損失とモータ損失の解析を行った。インバータ損失については損失計算式を示し、モータ損失の解析ではモータモデルを作成し、FEMを用いた損失解析を実際の電動機駆動システムに対して行った。その結果、PWM 駆動時および 1'パルス駆動時の総合損失の近似曲線が交差する点で駆動方式を切り替えると、それぞれ総合損失が小さくなるとの結論を得た。また、近似曲線が交差しない場合、2レベルインバータの適用が望ましいとの知見を得た。今回検討した手法により電動機駆動システムの高効率化が期待できる。今後の課題は実機実験による理論検討の有用性の確認が挙げられる。

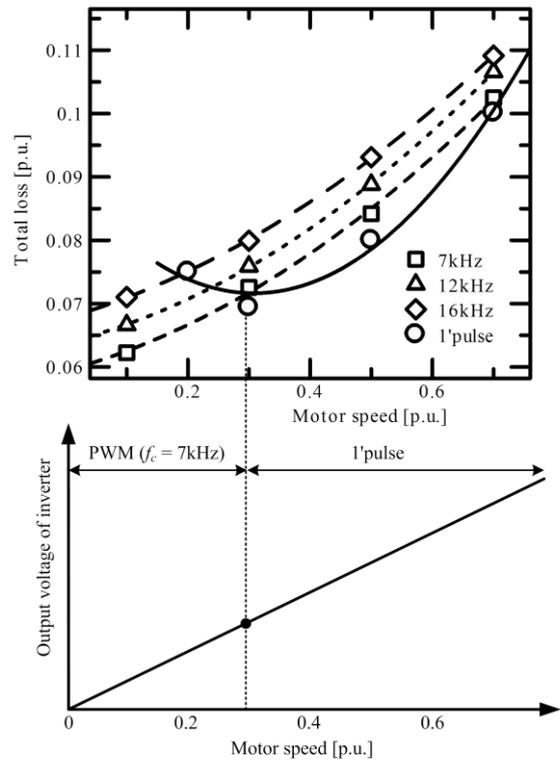


Fig. 7 The total loss of a PMSM drive system and switching point of operation method

文 献

- (1) 森本他:「電気自動車の最新技術」, エヌ・ディー・エス, (2011)
- (2) Akira Nabae, Isao Takahashi, Hirofumi Akagi : " A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans., Vol.IA-17, No.5 pp.518-523 (1981)
- (3) 近藤圭一郎・松岡孝一・中沢洋介:「鉄道車両駆動用永久磁石同期電動機の電流制御系設計法」, 電学論 D, Vol.118, No.7-8 pp.900-907 (1998)
- (4) 田中孝明・伊東淳一:「インバータ方式に応じた永久磁石電動機駆動システムの総合効率の比較」, 半導体電力変換研究会, SPC-12-045 (2012)
- (5) 伊東淳一・豊崎次郎・大沢博:「永久磁石同期電動機の V/f 制御の高性能化」, 電学論 D, Vol.122, No.3 pp.253-259 (2002)