

インバータ電圧波形の改良による 駆動システムの効率向上

近藤 稔* 宮部 実**

Improving the Efficiency of Traction Systems Through Inverter Voltage Waveform Optimization

Minoru KONDO Minoru MIYABE

In recent railway traction systems, squirrel-cage induction motors are commonly used as traction motors. They are usually driven by a voltage source inverter with a one-pulse waveform at high speed range. The one-pulse waveform contains lower harmonics that induce additional loss in the motors. Therefore, we are studying the optimization of three-pulse and five-pulse waveforms that can substitute the one-pulse waveform and reduce the additional loss. In this paper, we propose three-pulse and five-pulse waveforms that are optimized so that we can minimize the additional loss while maximizing the fundamental component. The effectiveness of the proposed waveforms is verified through finite element analyses. The results show that the proposed waveforms can improve the motor efficiency by about one percent compared with the one-pulse waveform.

キーワード：インバータ電圧波形，誘導電動機，効率，高調波損失

1. はじめに

現在の電車の駆動システムにはインバータ駆動の誘導電動機が多く用いられている。頻繁に力行・回生を行う通勤電車では誘導電動機の損失が消費エネルギーの多くの割合を占めており、省エネルギーのためには誘導電動機内で発生する損失低減が重要である¹⁾。また、近年、省保守化や低騒音化を目指して電車駆動用の全閉形誘導電動機^{2) 3)}が開発・実用化されているが、全閉形誘導電動機の出力を向上し、適用可能範囲を拡大していくためには誘導電動機内で発生する損失低減が重要である。

電車用のインバータには電圧形インバータが用いられているが、電動機の電圧が低い低速域ではPWM（パルス幅変調）波形が用いられ、高い電圧が必要な中高速度域では、1パルス波形（矩形波通電）で駆動されるのが一般的である。1パルス波形はインバータのスイッチング回数を最小限にできるため、スイッチング損失を小さく出来る利点がある。また、一定の直流入力電圧から得られるインバータ出力電圧を最大化できる利点がある。そのため、インバータの小形化が大きな課題であった初期のインバータ車両の頃から現在まで使用され続けている。

1パルス波形では出力電圧波形に多くの低次高調波成分が含まれるため、電流波形（図1）にはそれに対応する高調波成分が含まれ、誘導電動機で付加的な損失が発生する。

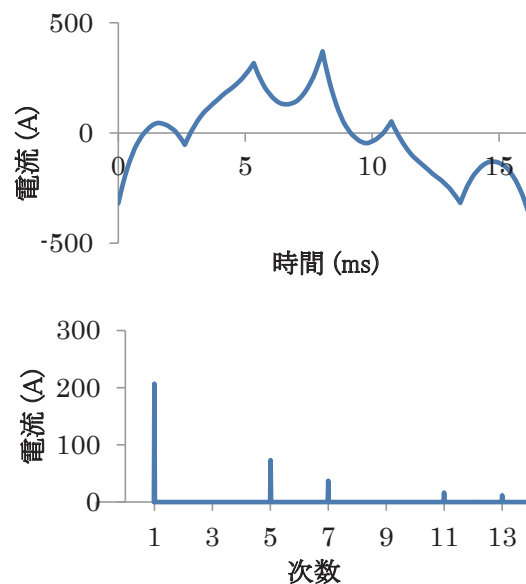


図1 1パルス電圧波形に対する電流波形の例
（上：電流波形，下：周波数分析結果）

そこで、パルス数を増やして電圧波形を変更することで、高調波成分を低減して誘導電動機内で発生する損失を低減できる可能性がある。著者らはこの点に着目し、3パルスおよび5パルスの波形について検討を行い、損失を低減できる波形を提案している。

本論文では、提案手法の有効性を示すため、標準的な電車用誘導電動機にその波形を適用した際の効果を電磁界解析により評価するとともに、その解析結果を基にインバータの発生損失の評価を行い、駆動システムの効率

* 車両制御技術研究部 動力システム研究室
** 車両制御技術研究部 動力システム研究室（現 西日本旅客鉄道株式会社）

が提案手法により向上できることを示す。

2. 低次高調波低減波形の検討

2.1 低次高周波低減波形提案の経緯

最近では半導体デバイス技術の進歩等によりスイッチング損失を低減する技術^{4) 5)}が発展しており、今後はスイッチング回数を増やす余地も出てくるものと考えられる。スイッチング回数を増やす余地がある場合に高調波を低減する方法として、特定高調波消去 (SHE : Selected Harmonic Elimination) がある。SHE をはじめに提案したのは Turnbull⁶⁾ であり、5 次と 7 次を消去する波形等が提案された。その後 Patel⁷⁾ らにより一般化された SHE の理論が示され、広く用いられている。

図 1 から分かるように、1 パルス波形では 5 次と 7 次の高調波が顕著である。そこで、著者らは 3 パルス (図 2) と 5 パルス (図 3) の波形に対し SHE を適用し、5 次高調波を消去する 3 パルスと、5 次高調波と 7 次高調波を消去する 5 パルスの波形を導出し、これらを電車用誘導電動機に適用した場合の損失低減効果を電磁界解析により評価した。

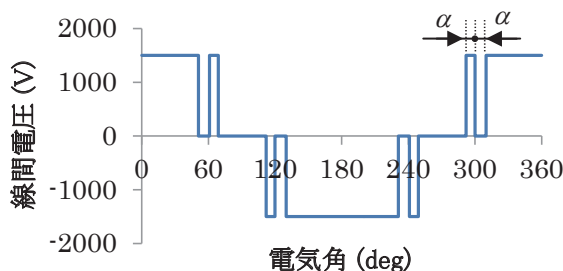


図 2 3 パルス電圧波形

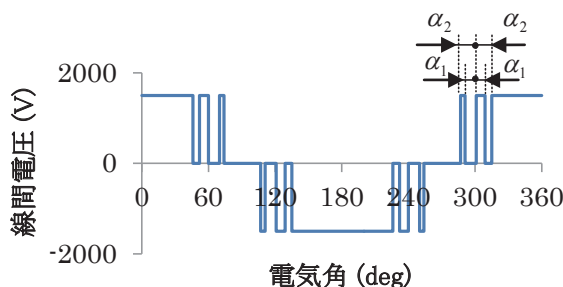


図 3 5 パルス電圧波形

その結果、SHE により低次高調波が消去され誘導電動機の効率が 1% 以上向上することが明らかとなった⁸⁾。しかしながら、SHE は消去した次数以外の高調波成分が増大するため、高効率化の目的に対し最適とはいえない。また、基本波成分が減少するという問題もある。

そこで、著者らはこれらの問題を解決するため、基本波成分の減少を抑制しつつ高調波損失を低減することを目指した電圧波形を提案している⁹⁾。具体的には高調波損失の和を基本波電力で除した値を目的関数としてスイッチング角を最適化する方法を提案している。

2.2 特定高調波消去法 (SHE) による波形⁸⁾

以下ではまず、SHE を用いて導出した 5 次高調波を消去する 3 パルス波形、5 次高調波および 7 次高調波を消去する 5 パルス波形について説明する。なお、本論文では 2 レベルの電圧形インバータを前提とし、インバータ出力電圧の瞬時値は直流電源の電圧または 0 の何れかの値を取るものとする。SHE によるスイッチング角の導出過程を以下に示す。

まず 5 次高調波を消去する 3 パルスの波形については、図 2 の波形をフーリエ級数展開した際の 5 次高調波成分の係数が 0 になるスイッチング角を求めれば良く、次式を満たすようにスイッチング角 α を決定すれば良い。

$$1 - 2\cos(5\alpha) = 0 \quad (1)$$

この方程式を解くと、以下の値が得られる。

$$\alpha = 12^\circ \quad (2)$$

同様に、5 パルスの場合に 5 次高調波と 7 次高調波を消去するためには、図 3 の波形において、次式を満たすように α_1 と α_2 を決定すればよい。

$$1 - 2\cos(5\alpha_1) + 2\cos(5\alpha_2) = 0 \quad (3)$$

$$1 - 2\cos(7\alpha_1) + 2\cos(7\alpha_2) = 0 \quad (4)$$

この方程式を数値的に解くと、以下の値が得られる。

$$\alpha_1 = 16.25^\circ, \alpha_2 = 22.07^\circ \quad (5)$$

本論文ではこれらの波形をそれぞれ、3 パルス SHE と 5 パルス SHE と呼ぶ。

2.3 効率最適化法 (EOC) による波形⁹⁾

SHE を用いた波形により低次高調波が消去でき、損失低減が可能となる。その一方で、SHE では特定の高調波を完全に消去できる反面、それ以外の高調波は増加することがあるため、低次高調波のみを完全に消去した波形が高調波損失低減の観点から最適であるとはいえない。

そこで、高調波損失低減の観点から最適な波形の研究が行われた^{10) 11)}。そのうち、Zach¹⁰⁾ らの研究では、基本波の変調率を選択可能にするために、基本波の変調率をある値に固定した場合の最適波形導出法について主に研究している。そこでは、次式で表される P_H を最適化の目的関数とし、これを最小化することを目指している。 P_H は数式表現を簡素化するために正規化された高調波

損失である。

$$P_H = \sum_{k=5,7,\dots} \frac{u_k^2}{1+(kW)^2} \quad (6)$$

$$u_k = \frac{1}{k}(1-2\cos k\alpha_1+2\cos k\alpha_2-\dots\pm 2\cos k\alpha_M) \quad (7)$$

$$W = \frac{\omega_1 L}{R} \quad (8)$$

式中の k は高調波の次数, M はスイッチング角の数, L と R は電動機と等価な L-R 回路のインダクタンスと抵抗の値, ω_1 は基本波角周波数である。上式は単純な L-R 回路を前提として導出されたものであるが, 基本波成分の力率を元に導出された電動機に対応する等価な L-R 回路モデルを用いた場合と, 電動機の詳細な等価回路モデルを用いた計算結果とで計算結果に大きな差が無いことが Zach らにより示されている。

Zach らの方法では, 電圧の基本波成分を任意の値に固定して損失を低減する電圧波形を求める一般的な手法を提案している。これに対して, 本研究では, 1 パルス波形の代替波形の検討を目的としており, 電圧の基本波成分を指定された任意の電圧値とする必要が無い。1 パルス波形は基本波成分を最大化する波形であるため, その代替波形の基本波成分も可能な限り大きくすることが求められる。そのため, Zach らとは目的が異なり, Zach らの方法をそのまま適用することはできない。

そこで, 著者らは, 次式のように正規化された高調波損失を正規化された基本波電力 (電動機出力に相当) で除した損失の比率 r_H を最適化の目的関数とし, これを最小化する波形を求めることとした。

$$r_H = \left(\sum_{k=5,7,\dots} \frac{u_k^2}{1+(kW)^2} \right) / \left(\frac{u_1^2}{1+W^2} \right) \quad (9)$$

これにより, 損失が同じであれば基本波成分が大きい波形の方が最適波形として選択されることになる。

5 パルス波形を前提に, スイッチ角 (α_1, α_2) に対する r_H の値をプロットした等値線図を図 4 に示す。

図 4 中の灰色に塗りつぶした領域が最も損失が小さい領域となるが, この領域は $\alpha_1=0$ 付近まで延びている。 $\alpha_1=0$ は 3 パルス波形を意味しているので, 3 パルスでも損失を 5 パルスでの最小値並みに小さくできる波形が存在することが分かる。1 パルスに対するスイッチング回数を考えると, 3 パルスは 3 倍, 5 パルスは 5 倍となるが, インバータの冷却等を考えるとスイッチング回数は極力減らしたい。そのため, 損失低減効果が同程度であるのならば 3 パルス波形が望ましい。そのため, 1 パルス波形の代替波形としては, まず, 図 4 中に示した, $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 \doteq 9^\circ$ の点に対応する 3 パルス波形を最適波形の候補の一つとする。以下ではこの波形のことを 3 パ

ルス EOC (Efficiency optimal control) と呼ぶ。

また, 損失を最小化する観点からは図 4 中で損失が最小になる点 ($\alpha_1 \doteq 9^\circ, \alpha_2 \doteq 14^\circ$) に対応する波形を選択するのが良く, その波形を最適波形のもう一つの候補とする。以下では, この波形を 5 パルス EOC と呼ぶ。

図 2, 図 3 で示した電圧波形はそれぞれ 3 パルス EOC と 5 パルス EOC の波形である。

なお, 図 4 は後述する計算対象とした誘導電動機に対応する力率 79% の場合の例であるが, 力率を 50% ~ 90% の範囲で変化させても r_H の等値線形状はほとんど変わらず, 最適なスイッチング角もほぼ同じであった。そのため, 上述の角度は力率の異なる誘導電動機についてもそのまま用いることができると考えられる。

次章では, 3 パルス EOC と 5 パルス EOC の波形による損失低減効果を電磁界解析により評価した結果について紹介する。

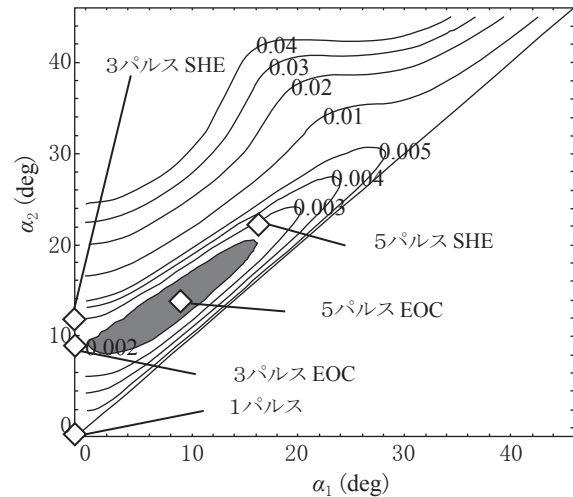


図 4 スイッチ角に対する損失の計算結果

3. 最適波形による損失低減効果の評価

3.1 主電動機損失の計算方法

最適波形による損失低減効果を検証するために, 標準的な通勤電車の誘導電動機を対象として電磁界解析を行い, 損失低減効果を評価する。対象とする誘導電動機の諸元を表 1 に示す。

本誘導電動機の具体的仕様は, 著者らが文献¹⁾で低損失材料による誘導電動機の高効率化の検討の際に用いたものと同一としている。電車の誘導電動機は, 高電圧と振動に耐える必要性から固定子スロット形状は開放スロットが一般的に用いられ, 解析対象とした誘導電動機でもこの開放スロットを用いている。そのため, スロット高調波による回転子銅損が比較的多く発生する。また, 高効率化を目指した研究であるため, 解析対象とした誘導電動機では, 標準的な通勤電車の誘導電動機に用い

表1 計算対象とした主電動機の諸元

相数/極数	3/4
定格出力(1時間)	190kW-1825/min-1100V
絶縁種別	Class 180
固定子直径	530mm
回転子直径	336.6mm
ギャップ長	1.7mm
鉄心長	180mm
スロット数	固定子: 36 回転子: 46
鉄心材質	35A300
回転子導体材質	銀入り銅 (0.262 [$\mu\Omega$ m], 150°C)

られる材料よりも低損失な材料を用いている。

評価対象とする電圧波形は、以前の検討^{8) 9)}で既に電磁界解析を行った1パルス、3パルス SHE (5次高調波消去)、5パルス SHE (5次・7次高調波消去)、3パルス EOC と5パルス EOC の5種類とした。いずれの場合においてもインバータの直流電源電圧は架線電圧の値として想定している1500Vとして電圧波形を生成した。

評価対象とする運転条件は表1に示した定格出力に対応する運転条件とする。ただし、直流電圧は1500Vに固定し、入力電圧の周波数も一定値に固定して解析を行うため、波形により出力が若干変化する。そのため、最終的に得られる損失の計算結果を入力電力で除して、入力電力に対する損失の割合を示す値で評価することとする。

電磁界解析は、電磁界解析ソフト JMAG-Studio9.0 を使用し、二次元過渡応答解析を行った。計算モデルは、計算負荷の軽減を図るため誘導電動機の構造の対称性を考慮し、1/2モデルとした。時間刻みは、1電気周期を360分割したものを1ステップとした。回転子のエンドリング部の抵抗の効果については回転子導体の抵抗率を高くすることで考慮している。

計算結果を用いて損失分析を行う際には、回転子銅損について要素毎に周波数解析を行い、基本波成分、6次の高調波成分、その他の高調波成分に分離する。高調波による回転磁界は、5次の場合は回転子と逆方向に基本波の5倍の速さで、7次の場合は回転子と同方向に7倍の速さで回転する。そのため、これらの高調波により回転子導体に流れる電流は共に6次の高調波成分となる⁸⁾。そこで、SHEで消去される成分を分離するために、6次の高調波成分を分離する。

固定子銅損については解析結果から得られる電流波形を周波数分析し、基本波成分と高調波成分に分離する。鉄損については、電磁界解析時には鉄損を無視して解析を行う。その後、得られた磁束密度の計算結果を用いて鉄心材料の特性から鉄損を計算する。機械損については解析結果と無関係に設計値を与えることとする。

3.2 主電動機損失の計算結果

解析結果を用いて主電動機損失を分析した結果を図5に示す。

図5によると、1パルスでは9%程度であった損失が、3パルスや5パルスでは8%以下に減少しており、インバータの電圧波形を変えることで電動機損失が1割以上削減され、高効率化が達成されていることが確認できる。損失低減効果は主に回転子銅損の6次の成分の低減により得られているため、回転子銅損の低減効果はSHEとEOCとではほぼ同じである。6次以外の高調波による回転子銅損も多く発生しているが、その大半はスロット高調波によるものであるため、波形による差はほとんど無い。

なお、スロット高調波は主電動機の構造に起因するものであるため、その低減のためには主電動機構造を改良する必要があり、著者らは高調波損失を低減する新しい回転子構造についても提案している¹²⁾。

高調波損失の低減効果をより詳細に確認するため、図5中の高調波銅損のみを抽出したものを基本波成分の計算結果とともに図6に示す。図6によると、固定子銅損の高調波成分も1パルスに比べて低減していることが確認でき、その低減効果はSHEよりもEOCの方が大きい。その結果として、高調波銅損の合計はSHEよりもEOCの方が小さくなっている。高調波銅損の合計の低減割合を1パルスに対して数値で示すと、3パルス SHEが20%、5パルス SHEが26%低減しているのに比べ、3パルス EOCは25%、5パルス EOCは29%低減しており、EOCの方がより高調波銅損の低減効果が高い。さらに、

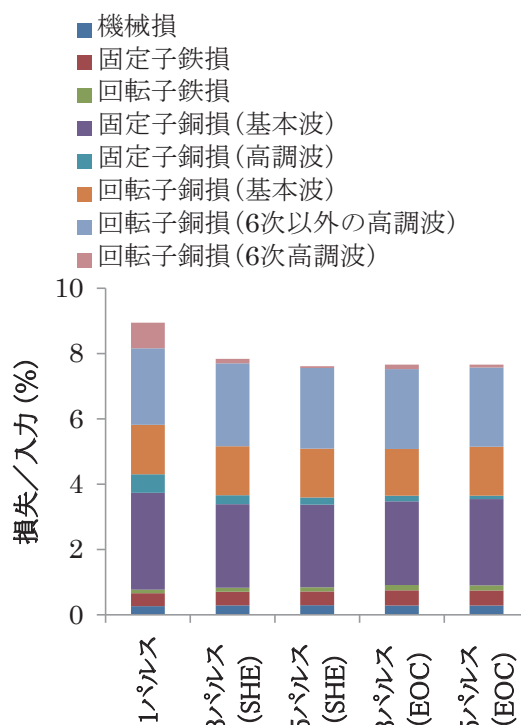


図5 主電動機損失の解析結果

基本波成分は、1パルスに対して3パルス SHE が4.4%、5パルス SHE が6.8% 低減しているのに比べ、3パルス EOC は2.5%、5パルス EOC は3.5%と基本波成分の低減が抑えられている。すなわち、今回提案する EOC 波形により、なるべく大きな基本波成分を含ませながら高調波成分を低減するという、式(9)で意図した目的が達成されていることが確認できる。

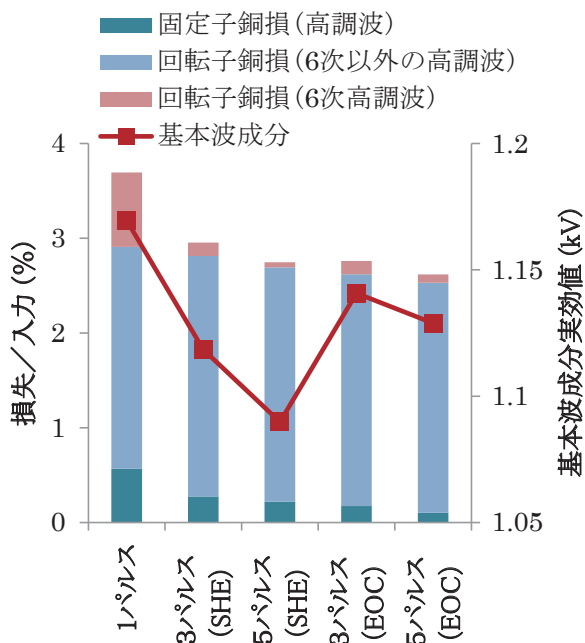


図6 高調波銅損と基本波成分

3.3 インバータ損失の計算結果

主電動機損失を評価した結果、提案する波形により主電動機損失を効果的に低減できることが確認できた。しかし、3パルスや5パルス導入時の課題として、スイッチング損失の増大によるインバータ損失の増大が懸念される。そこで、インバータ損失についても計算による評価を行った。

インバータ損失の計算では、主電動機損失の計算時に計算された電圧波形と電流波形を用い、インバータに用いられているパワーデバイスのデータシートに記載されている特性を用いて計算を行った。1台の2レベルインバータで4台の主電動機を駆動するシステムを想定し、定格容量 3300V-1200A の IGBT をパワーデバイスとして想定し、実際の IGBT のデータシートを参考にして特性を設定した。パワーデバイスの特性を図7、図8に示す。また、損失の計算結果を図9に示す。

図9によると、提案する多パルス波形を採用することで、スイッチング損失が増加するものの、導通損失が減少するため、損失の合計はほとんど増加しないことが分かる。特に、EOCの波形は3パルスと5パルスいずれの場合も損失の合計が1パルスの場合とほとんど変わらない。

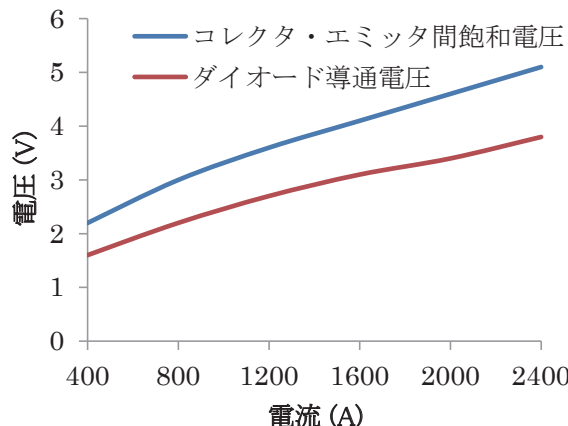


図7 コレクタ・エミッタ間飽和電圧特性およびダイオード部順方向特性

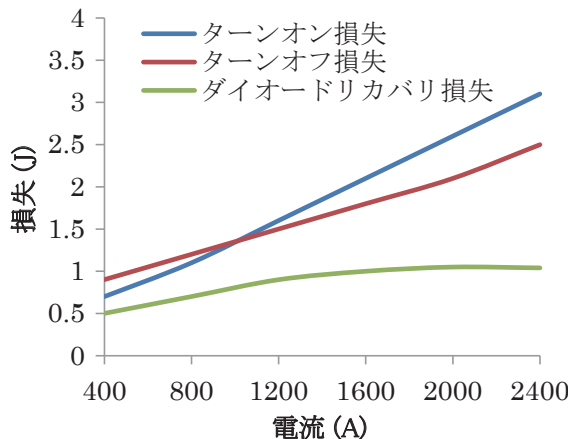


図8 スwitching損失特性

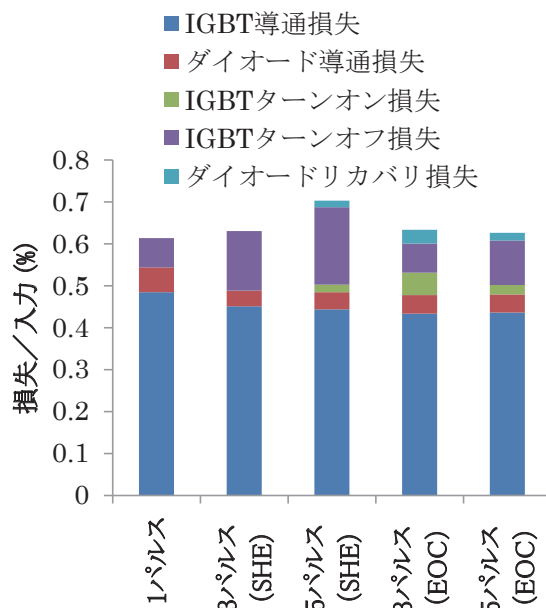


図9 インバータ損失の計算結果

特集：車両技術

ない。

また、インバータ損失の値自体が図5で示した主電動機損失に比べて非常に小さいため、駆動システムの損失は提案する多パルス波形により減少する。

本論文では定格点の一点のみで損失の評価を行っているが、ここまでに述べた損失特性の定性的な傾向は、1パルスで運転を行う他の運転点でも成り立つため、1パルスで運転を行っている運転点については、提案する多パルスを採用することにより、損失の低減が可能であると考えられる。

4. おわりに

電車の駆動システムにおいて用いられているインバータ駆動誘導電動機の効率向上を目指し、現在用いられている1パルスの波形の代替となるインバータ電圧波形を提案し、その損失低減効果の評価を行った。提案したインバータ波形（EOC波形）は、3パルスおよび5パルスの波形に対し、高調波損失の低減を目指して波形の最適化を行ったものである。その波形で誘導電動機を駆動した場合の損失低減効果を、磁界解析を用いた計算により評価し、1パルス波形および単純に低次高調波を消去した波形（SHE波形）と比較した。

その結果、EOC波形を用いることで、1パルス波形に比べて高調波損失が低減し、SHE波形と比べて更なる高調波損失低減と基本波成分の増大が達成できることが確認できた。また、インバータ損失についても計算を行い、インバータを含めた駆動システムの効率も向上できることを確認した。EOC波形は3パルスと5パルスについて検討したが、損失等はほぼ同等であったため、より簡素な3パルスEOC波形が1パルス波形の代替波形として最も適していると考えられる。

本手法は大幅な損失低減を期待できるものではないが、インバータのスイッチングのタイミングを変更するだけで損失の低減を行うことができる方法であり、ハードウェアの大規模な変更を行う必要が無く、導入コストが低い利点がある。

本研究は高調波成分の多い1パルス波形に着目して行ったが、それ以外のPWM波形等についても損失低減の観点から改良の余地があるため、全ての速度域でインバータ電圧波形の改良により損失低減を図る取り組みも行われている¹³⁾。

今後もインバータ電圧波形の改良を含め、様々な損失

低減技術の開発に取り組み、電車の省エネルギー化の実現に貢献していきたい。

文献

- 1) 近藤稔：主電動機の高効率設計による電車の省エネルギー効果，鉄道総研報告，Vol.23, No.11 pp.29-34, 2009
- 2) 白石茂智：進化を続ける鉄道車両駆動用主電動機，鉄道車両と技術，Vol.133, pp.7-12, 2007
- 3) 坂根正道，園山賢司：大出力全閉形誘導主電動機の技術，鉄道車両と技術，Vol.133, pp.13-17, 2007
- 4) 石川勝美，小川和俊，長洲正浩，亀代典史，小野瀬秀勝：SiC ダイオードを搭載した鉄道インバータ，第46回鉄道サイバネシンポジウム，論文番号506, 2009
- 5) 長洲正浩，阿部康，近藤圭一郎，古田良介：電力変換装置の高性能化技術，平成22年電気学会産業応用部門大会，3-S10-3, pp.III75-80, 2010
- 6) F. G. Turnbull：Selected Harmonic Reduction in Static DC-AC Inverters, IEEE Trans. Commun. Electron., Vol.83, pp.374-378, 1964.
- 7) Hasmukh S. Patel, Richard G. Hoft：Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I - Harmonic Elimination, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-9, No.3, 1973.
- 8) 宮部実，近藤稔：低次高調波消去インバータ波形による電車用誘導電動機の損失低減，電気学会回転機・半導体電力変換・モータドライブ合同研究会資料，RM-10-064, SPC-10-077, MD-10-009, pp.45-50, 2010
- 9) 近藤稔，宮部実：駆動システム効率向上のためのインバータ電圧波形の検討，J-Rail2010, S9-5, 2010
- 10) Franz C. Zach, Hans Ertl：Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No.4, 1985.
- 11) Takahashi Isao, Mochikawa Hiroshi：New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No.3, pp.580-587, 1985.
- 12) 近藤稔，宮部実，海老塚龍次，花岡幸司：鉄道車両駆動用高効率誘導電動機の設計と効率評価，電気学会論文誌D, Vol. 134, No. 4, pp. 468-474, 2014
- 13) 坂井俊文，杉本慎治，西濱和雄，岩路善尚，児島徹郎，藤井克彦：PWM制御におけるモータ損失低減技術，第50回鉄道サイバネシンポジウム論文集，論文番号502, 2013