電解コンデンサレス高力率単相ダイオード整流回路を持つインバータによる IPM モータの一駆動法

学生員 芳賀 仁* 正員 高橋 勲*
正員 大石 潔*

IPM Motor Drive Method Using a New Inverter Having the Operation of High Power Factor Single-phase Diode Rectifier without Electrolytic Capacitor

Hitoshi Haga*, Student Member, Isao Takahashi*, Member, Kiyoshi Ohishi*, Member

This paper proposes a new inverter drive system for an interior permanent magnet (IPM) synchronous motor and an inverter control strategy to obtain the unity power factor operation of the single-phase diode rectifier. The motor drive system for home appliances requires improving the input power factor without a reactor, an electrolytic capacitor and a switching device. This paper can achieve to improve the input power factor without a reactor, a current control-switching converter and an electrolytic capacitor. The proposed system consists of only single-phase diode rectifier, small film capacitor (10 μ F/kW) across the dc-bus, three-phase inverter and IPM motor. Source side energy provides directly to the motor without smoothing the dc-bus voltage. There are many ripple voltages across the dc-bus. A principle of unity-power-factor operation is that the inverter makes the waveform of input current sinusoidal. The unity power factor operation is achieved by dither effect. For IPM motor, the inverter control scheme in this paper is based on direct torque control (DTC). The proposed system is constructed by the input current controller based on DTC. The additional current controller improves its input current waveform. This paper describes that the proposed method achieves the power factor 98.8% by experimental tests.

キーワード：交流-交流直接変換，入力力率改善，単相ダイオード整流回路，ディザ効果

Keywords: AC to AC direct frequency conversion, power factor improvement, single-phase diode rectifier, dither effect

1. はじめに

近年，半導体技術の発展に伴い整流器，インバータなどに代表される電力変換器は，産業用途のみならずエアコン，テレビなどの家庭用電化機器にも広く採用され，そして普及している。これら電力変換器の，より一層の普及がエネルギー環境問題に対して大きな役割を果たすのは明らかである。しかしながら，家庭用電化機器に電力変換器を採用する場合，高性能，高効率はもちろんのこと，システムの小型，軽量化，低コスト，長寿命化のニーズも加わり，特に最近では，電源側の高調波規制ガイドラインも考慮する必要性が出てきた。これらはいずれも電力変換器を評価する上で重要な要素となる^{(1)~(3)}。

そのため，電力変換方式や回路構成が検討されているが，一般的に交流-交流周波数変換として，AC-DC-AC電力変換器が広く採用されてきた。これは直流バスを境にして入力と出力を整流器，インバータ制御を用いてそれぞれ所望の特性を得ることができる特長を持ち，さらに制御アルゴリズムも比較的容易に構築できる特長も兼ね備えていたためである。

しかしながら，この方式は入力リアクトル，大容量の電解コンデンサ，そして整流器にスイッチング素子を必要とするため以下に示す課題がある。リアクトルは重量が大きく，システムの軽量化に対して妨げとなる。電解コンデンサはインバータ装置内に占める体積の割合が大きい。そして，スイッチング素子の使用はデバイス損失の発生と電磁ノイズの影響が生じる。すなわち，これらリアクトル，電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素を必要とするAC-DC-AC電力変換器は，装置の小型，軽量化，低コスト化といった家庭用電化機器におけるニーズを満足するのが困難である。

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka-cho, Nagaoka 940-2188

一方で、双方向デバイスで構成したマトリクスコンバータはエネルギー蓄積要素を必要としないことから次世代における電力変換器として有望である⁽⁴⁾。しかしながら、双方向デバイスの開発状況、スナバ回路、保護方式の点などから家庭用電化機器への採用には、幾つかの課題を有する。

こうした背景から我々は整流器を単相ダイオード整流回路と小容量のフィルムコンデンサ（従来の1/100以下の容量）のみで構成し、単相交流電源の力率改善法を提案してきた。これはダイオード整流で構成しているため、整流器自身で入力電流波形制御機能を有することはできない。そのため力率改善効果はインバータのトルク制御部分にフィードフォワード補償を用いて行っていたため、特に軽負荷時において十分な力率改善効果を得ることができなかった⁽⁵⁾。

本論文ではこれら問題点を解決する手法として、インバータが入力電流波形制御と負荷モータ（本論文ではIPMモータを使用）の可変速駆動を同時に行う方法を提案する。これは、従来制御法の課題として挙げられていた軽負荷時の高力率化を実現することもできる。なお提案方式は、変換器のエネルギーフローの点からして、ダイオード整流回路とインバータを用いた高力率AC-AC直接周波数変換法とも言える。

2. 制御原理

2.1 提案する電力変換器と力率改善の原理 図1に提案する電力変換器の回路構成および各主要部分の電圧、電流波形を示す。従来の整流器として一般的に用いられているコンデンサインプット形整流器は、直流バスに大容量の電解コンデンサを使用しているため入力電流波形は尖頭状となり、力率、電流歪み率は悪化する。しかしながら図1のように直流バスに小容量のコンデンサを用いれば、ダイオード整流の導通幅は広がり力率、電流波形は改善する。しかしながら反面、インバータは負荷であるIPMモータをV/f制御のような開ループを用いて入出力の瞬時電力を

制御することは困難であり、フィードバック制御形の変速制御はもちろんのこと、入力電流波形を改善する制御アルゴリズムもインバータ制御ループに必要となる。

図1において交流側電源電圧が正弦波の場合、入力力率1を得るには V_{dc} の波形を絶対値正弦波状としてダイオードの導通幅を広げたうえで、且つ入力電流波形を正弦波にするためにインバータのスイッチングによって電源から見たシステムのインピーダンスを等価的に抵抗負荷としなければならない。よって、インバータは直流バスに設けた小容量のコンデンサにエネルギーを蓄えないようにして、電源側の瞬時電力を直送的に負荷モータへ供給しなければならない。

2.2 ディザ効果を利用した電流波形制御法 図1の提案する電力変換器で力率改善効果を得るためには、インバータによる入力電流制御が必要となる。従来の正弦波コンバータや昇圧チョッパによる電流制御は、リアクトルを介した電源短絡モードを利用して行っている。しかしながら、提案回路でこのモードを行うことは出来ない。ここでは、提案システムにおける入力電流波形の制御原理はディザ効果を用いて説明する。

一般に、ディザ効果は非線形システムを線形化するための技術として用いられている。高橋、五十嵐はディザ効果を用いてPWMコンバータ、昇圧チョッパの入力電流正弦波の原理を明らかにし、ディザ効果を用いた種々の高力率整流器を提案してきた⁽⁶⁾。図2(a)~(c)は電圧形ディザ整流回路の基本回路、ブロック図、そして正弦波化の原理をそれぞれ示す。図2(a), (b)に示すように正弦波電圧 v_p に対して高周波電圧 v_h を加えると、図2(c)のように不感帯 $\pm E_d$ を越える領域が増えて高周波成分を含む電流 i_{in}' が流れる。そしてローパスフィルタ（LPF）通過後の電流 i_{in} は、正弦波状になることが示される。

以上のような高周波ディザ電圧信号を利用した整流器の基本形は図2(d)に示す昇圧形チョッパ回路がその代表例であり、その他昇降圧チョッパ回路もこの原理に当てはまる。図2(d)においてリアクトル L の容量は小さく、そしてコンデンサ C の容量は大きい。高周波ディザ電圧信号は高周波スイッチングすることより得られており、これら高周波電圧は小容量リアクトルの両端にかかる。

図3は図2に示したディザ効果を双対変換することで得られたブロック図である。非線形システムを線形化するために図2のように高周波ディザ電圧信号を加える方法以外に、図3のように高周波ディザ電流信号を加えても線形化はできる。図3(a)~(c)は電流形ディザ整流回路の基本回路、ブロック図そして正弦波化の原理をそれぞれ示す。図3(a), (b)のように正弦波電流 i_p に対して高周波電流 i_h を加えると、図3(c)のように不感帯 $\pm I_d$ を越える領域が増えて高周波成分を含む電圧 v_{in}' が生じる。そしてLPF通過後の電圧 v_{in} は正弦波状になることが示される。図2、図3共に、ローパスフィルタを介することで正弦波電圧及び正弦波電流が得られることに着目すると、電源が

図1 提案するインバータシステム及び各主要部分の波形

Fig. 1. Proposed inverter drive system and waveforms.

らみたシステムのインピーダンスはいずれも抵抗とみなすことができる。

図 3(d) は高周波ディザー電流信号を利用した整流器の基本形の代表例であり、降圧形チョッパ回路となる。なお図 2(d) と双対の関係があるため、図 3(d) においてコンデンサ C の容量は小さく、そしてリアクトル L の容量は大きい。高周波ディザー電流信号は高周波スイッチングによって生じており、これら高周波電流は小容量コンデンサ C に流れる。

2・3 シミュレーション結果 ここでは 2・2 章で述べた電流形ディザー効果による力率改善効果をシミュレ

ーション結果より考察する。図 4 は図 3(d) に述べた降圧形チョッパ回路の高力率制御回路ブロック図及びシミュレーション結果である。図に示す制御回路アルゴリズムは、降圧チョッパ動作により入力電力を直流バス電圧で平滑せずに負荷へ供給し、且つ入力電流正弦波制御を同時に行っている。そのため電源電圧と入力電流波形をそれぞれ検出している。また、入力電流指令値の振幅変調を行うために出力電力指令値を用いる。単相電力を平滑せず負荷へ供給するため出力電力は電源の脈動を含みながら平均的に供給される。図のように負荷が軽負荷でもチョッパ制御によりダイオードを導通させ、そして入力電流波形を正弦波に制御できる。入力電流の零クロス付近に見られる歪みは電圧低

図 2 電圧形ディザー整流回路の原理

Fig. 2. Principle of voltage type dither rectifier.

図 3 電流形ディザー整流回路の原理

Fig. 3. Principle of current type dither rectifier.

(a) Simulation circuit

(b) Control block diagram

(c) Simulation result

図 4 降圧チョッパを用いたシミュレーション

Fig. 4. Simulation system using back chopper.

下による PID 回路における操作量飽和の影響である。

図 5 は図 4 のチョッパ部分を単相インバータに置き換えて交流出力電圧制御を行った結果である。図 4 同様に入力電流波形を正弦波に制御でき、さらに出力交流電圧制御も行っている。本論文で提案するシステムは図 5 の単相インバータを多相化した回路である。そしてモータのインダクタンスがリアクトル L の役割を担うことができる。なお、提案法は単相電源の脈動を負荷モータへそのまま供給するためトルク脈動が生じる。本方式では、トルク脈動は多少犠牲にするが、回路の小型化と力率を優先させている。

3. インバータ制御法

図 6 にインバータ制御回路ブロック図を示す。入力電力を直流バスで平滑せずモータへ供給するためインバータは

(a) Simulation circuit

(b) Control block diagram

(c) Simulation result

図 5 単相インバータを用いたシミュレーション

Fig. 5. Simulation system using full-bridge inverter.

単相電源の脈動に同期してモータトルクを制御しなければならない。そこで、インバータ制御法は IPM モータの直接トルク制御法 (DTC) に基づいて構築している⁽⁷⁾。これは IPM モータのトルクと一次磁束をフィードバックしてトルクを直接かつ高速に制御できる特長を持っており、提案方式のような入出力電力の瞬時値を観測し、そして常に

表 1 スイッチングパターン
Table 1. Switching pattern for DTC of IPM motor.

(c) Relation between θ and ϕ_α, ϕ_β

システムにおける高周波ディザーク電流信号となって入力電流波形を正弦波に制御している。このディザーク効果を用いれば、たとえ負荷が軽負荷となってもインバータはダイオード整流を零クロス付近まで導通させようと動作し、正弦波に制御できる。直流バスに設けた小容量のコンデンサは、スイッチングによる高周波成分を除去するフィルタとして機能するため、提案方式では LC フィルタなどの入力フィルタを必要としない。

4. 実験結果

図 7 は入力電流波形と直流バス電圧波形を示す。図 7(a)において入力効率率は 98.8%を得ている。なお IPM モータは 2700 rpm, 420 W で駆動しており、提案法によってほぼ効率 1 制御が実現できた。インバータのスイッチングに起因する高周波成分を除去するための直流バスコンデンサ容量は 14 μ F としている。

dc-bus capacitor
current compensation

変動させる場合に適しているためである⁽⁸⁾。

次に、入力電流制御法を説明する。入力電流の正弦波制御はトルク指令値に補償を加えることで行う。図6に示す電流制御器が入力電流を制御するためのトルク指令値を与えており、その電流制御器はPID補償器で構成している。このPID補償器がインバータにおいて高周波スイッチングを生じさせており、つまり、このPID補償器とヒステリシスコンパレータが2章で述べた制御回路ブロック図における高周波キャリア成分の代わりとなっている。それゆえ、三相インバータにおける高周波スイッチングが提案シ

表 2 試供モータパラメータ

Table 2. Tested motor parameters.

<i>d</i> -axis inductance	8[mH]	motor rated torque	2.0 [Nm]
<i>q</i> -axis inductance	20[mH]	motor rated speed	4000 [rpm]
linkage flux	0.12[Wb]	motor rated power	1.5[kw]
pole numbers	4	DC-bus film capacitor	14[μF]

(a) With input current feedback

(b) Without input current feedback

図 7 入力電流波形、及び直流バス電圧波形の比較結果

Fig. 7. Input current and dc-bus voltage waveforms.

ク制御機構を用いないときの実験結果である。実験条件は図 7(a) と同じである。提案方式を用いないと、直流バスに小容量のフィルムコンデンサを用いても直流バス電圧の瞬時値を 0 付近まで低下させることができないため、図のように直流バスコンデンサに電荷が貯まり、力率は 62.8% と悪くなる。

図 8 にトルク制御特性を示す。制御回路におけるトルク指令値 T^* と、トルク演算値 T をそれぞれ示す。高ゲインの PID 補償器によりトルク指令値には高周波成分が含まれる。この成分が提案システムにおいてディザ効果をもたらすことになる。インバータの最大スイッチング周波数は、この高周波成分によって決まり、これは PID 補償器のゲインによって決まる。本論文では最大スイッチング周波数が 16 kHz となるように設定した。なお、直流バス電圧の瞬時値が低くなると実トルクに制限が生じて PID 補償器が

図 8 トルク制御の実験結果

Fig. 8. Experimental result of torque control.

図 9 一次鎖交磁束軌跡結果

Fig. 9. Stator flux linkage.

表 3 従来制御法との入力力率の比較

Table 3. Input power factor by proposed method and conventional one.

	power factor by conventional control method	power factor by proposed control method
low-load operation (2700rpm, 420W)	62.8%	98.8%
rated-load operation (4000rpm, 1.5kW)	97.2%	98.1%

飽和する。この時、トルク指令値 T^* に高周波成分を含むことはできない。本論文においてトルクはその指令値に対して平均的に追従し、そして速度制御ループを用いることで IPM モータの可変速駆動を可能とする。また、図 9 は図 7(a) における一次磁束の制御結果である。一次磁束は指令値に追従しており、 ϕ_α 、 ϕ_β の軌跡は円軌跡を描くことが確認できる。

表 3 は従来制御法との力率特性の比較を示す。IPM モータが重負荷で駆動しているときは従来法を用いても入力力率は良好になる。しかし軽負荷ではダイオードが導通しないため力率は悪化する。一方、提案方式は軽負荷でも入力電流制御を行うため力率および電流波形は良好になる。

5. ま と め

本論文では単相ダイオード整流回路，小容量コンデンサと三相インバータを用いて高入力力率制御と，IPM モータの可変速駆動を同時に行う手法を提案した。入力電流制御ループをトルク制御内に加えることで，IPM モータの負荷状態にかかわらず，入力電力を直流バスで平滑せず負荷モータへ供給することができた。本論文で提案したインバータ制御原理は，ディザ効果を用いて説明され，そしてシミュレーション結果と実験結果によりその有効性が明らかになった。本論文で提案したシステム及び制御法が家庭用電化機器を対象にしたモータドライブシステムにおいて小型，軽量化，低コスト化，長寿命化に対して大きく貢献できると考える。なお，提案方式はモータ電流の歪みに起因するモータ効率低下やトルクリプルによる騒音の増大がデメリットとして考えられる。そのため実用化に向けた今後の課題として，以下の項目が挙げられる。

- モータ効率の評価
- 騒音の評価

最後に本研究を遂行するにあたり実験装置の提供および甚大なる議論により協力していただいた（株）ダイキン空調技術研究所，山井広之氏ならびに秋田工業高等専門学校，安東至氏に深く感謝の意を敬します。

（平成 15 年 5 月 19 日受付，平成 15 年 11 月 25 日再受付）

文 献

- (1) J. Itoh and K. Fujita: "Novel Unity Power Factor Circuits Using Zero-vector Control for Single-phase Input Systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.15, No.1, pp.36-43 (2000-1)
- (2) P.E. Enjeti and A. Rahman: "A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost a.c. motor drives", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.29, No.4 (1993-4)
- (3) S. Chatto and V. Ramana: "A Single-Reset-Integrator-Based Implementation of Line-Current-Shaping Controller for High-Power-factor Operation of Fly Back Rectifier", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.38, No.2 (2002-2)
- (4) M. Venturini: "A New Sine Wave In, Sine Wave Out Conversion Technique Eliminates Reactive Elements", *Proc. Powercon.*, 7, E3-1-E3-15 (1980)
- (5) H. Haga and I. Takahashi: "Improved Power Factor Single

Phase Rectifier Circuit by using PM Motor Field-weakening Method", *SPC-00-64, IEA-00-39*, pp.55-59 (2000-11) (in Japanese)

芳賀 仁・高橋 勲:「PM モータの高速弱め界磁を用いたダイオード整流回路の高効率化」, 半導体電力変換・産業電力変換合同研資, SPC-00-64, IEA-00-39, pp.55-59 (2000-11)

- (6) I. Takahashi and Y. Igarashi: "High Power Factor Switching Regulator with no Rush Current", *IEEE IAS Ann. Meeting*, pp.673-680 (1992)
- (7) I. Takahashi and T. Noguchi: "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", *IEEE Trans. on Industry Appl.*, Vol.1A-22 (1986)
- (8) L.L. Zhong, M.F. Rahman, and W.Y. Hu: "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.12 (1997-12)

芳賀 仁（学生員）1975 年 9 月 27 日生。2001 年 3 月，長岡技術科学大学大学院工学研究科電気電子システム工学専攻修了。現在，同大学院工学研究科博士後期課程在学中。主として UPS，インバータドライブシステムに関する研究に従事。IEEE Student Member。

高橋 勲（正員）1942 年 3 月 10 日生。1971 年 3 月，東京工業大学大学院工学研究科博士課程修了。東京工業大学工学部助手，宇都宮大学工学部助教授，長岡技術科学大学助教授を経て，1989 年に同教授，2003 年に同名誉教授。工学博士。主としてパワーエレクトロニクス，エネルギー貯蔵，応用に関する研究に従事。IEEE Fellow。

大石 潔（正員）1957 年 10 月 14 日生。1986 年 3 月，慶応大学大学院工学研究科博士課程修了。大阪工業大学講師，助教授を経て，1993 年 4 月長岡技術科学大学電気系助教授，2003 年に同教授。現在に至る。工学博士。主として制御工学，パワーエレクトロニクス，ロボティクスに関する研究に従事。IEEE Member など。