

アジア地域の空調機用 PMSM ドライブ向け AC-AC 変換器の研究

Study of AC-AC converter for PMSM drives for air conditioners in Asia

前川 佐理*
Sari Maekawa

Abstract

In recent years, the market for air conditioners in emerging Asian countries such as India and Vietnam has been expanding. Although on-off type air conditioners have been the mainstay of the market, various manufacturers have developed high-efficiency products using inverters and permanent magnet synchronous motors (PMSM), and the ratio of inverters in Japan, China, Europe, and Oceania is increasing.

On the other hand, in emerging regions such as Asia, the quality of the power supply is poor, causing frequent power outages as well as instantaneous voltage fluctuations and voltage drops. In addition, high-efficiency operation is required for power converters. This is because there is an efficiency index called APF (Annual Performance Factor) in the performance index of air conditioners, and these performances are directly related to the performance of air conditioners and even to the sales of products. Generally, an AC/DC converter is used to obtain the DC power necessary for the inverter that drives the motor from the AC power supplied to the air conditioner. AC/DC converters that have a function of suppressing harmonics of the input system current in addition to the power conversion function are called PFC (Power Factor Correction) converters in particular.

In this study, we propose a partial switching method based on the commonly used PI control to stop the switching operation of the power converter near the peak of the AC voltage by appropriately adjusting the DC voltage command value, thereby reducing the switching losses. This method reduces the switching loss and thus improves the efficiency of PFC converters.

I. はじめに

近年、インドやベトナム等のアジアの新興国における空調機の市場が拡大している。従来はオンオフ型の空調機が主体であったが、インバータ化および永久磁石同期モータ（Permanent Magnet Synchronous Motor：PMSM）を用いた方式により高効率化な製品が各種メーカーから

* 明治大学理工学部 School of Science and Technology, Meiji University
(2022年9月まで成蹊大学理工学部)

開発されている。インバータ化することでより細かな温度調整や運転効率が上昇するため世界的にインバータ化への流れが顕著となっている。図1に示すように世界初のインバータエアコンを発売した日本をはじめ、中国、欧州、オセアニアなどはインバータ率が高くなっている。特に中国は世界最大のマーケットであり全世界の空調機メーカーの競争が激化している。

一方、アジアなどの新興国地域では、電源品質が悪く停電はもちろん瞬時的な電圧変動、電圧低下が頻繁に発生する問題がある。一方で、空調機のドライブにおいては一度停止してしまうとコンプレッサモータの再起動に時間がかかるため、空調機用ドライブシステムにおいては瞬低対策が非常に重要となる。しかし、これらの新興国地域では低コストなシステムが要求されるため適用が難しい。また電源変動への影響に加え電力変換器として高効率な運転が求められている。これは空調機の性能指標にAPF (Annual Performance Factor) と呼ばれる効率指標があり、これらの性能が空調機の性能、さらには製品の売上に直結するためである。一般に空調機へ供給される交流電源からモータを駆動するインバータへ必要な直流電源を得るためにAC/DCコンバータが用いられる。AC/DCコンバータは交流電源を直流電源に変換する装置であり、空調機をはじめとする家電機器や携帯電話の充電器等に用いられる回路である。電力の変換機能の他に入力系統電流の高調波を抑制する機能を持つAC/DCコンバータは特にPFC (Power Factor Correction) コンバータと呼ばれる。近年、ソフトスイッチング昇圧型PFCコンバータやインターリーブ昇圧型PFCコンバータなどの電力変換効率を向上させる研究が行われている。しかし、これらは追加の回路やデバイスを必要とするため製品コストが高くなり、相数が増えることによって電力密度が低下する傾向にある。

本研究では、単相のPFCコンバータを対象とし、高調波を抑制しつつ高効率化を図ることを目的とし、一般的に用いられているPI制御をベースとし、直流電圧指令値を適切に調整するこ

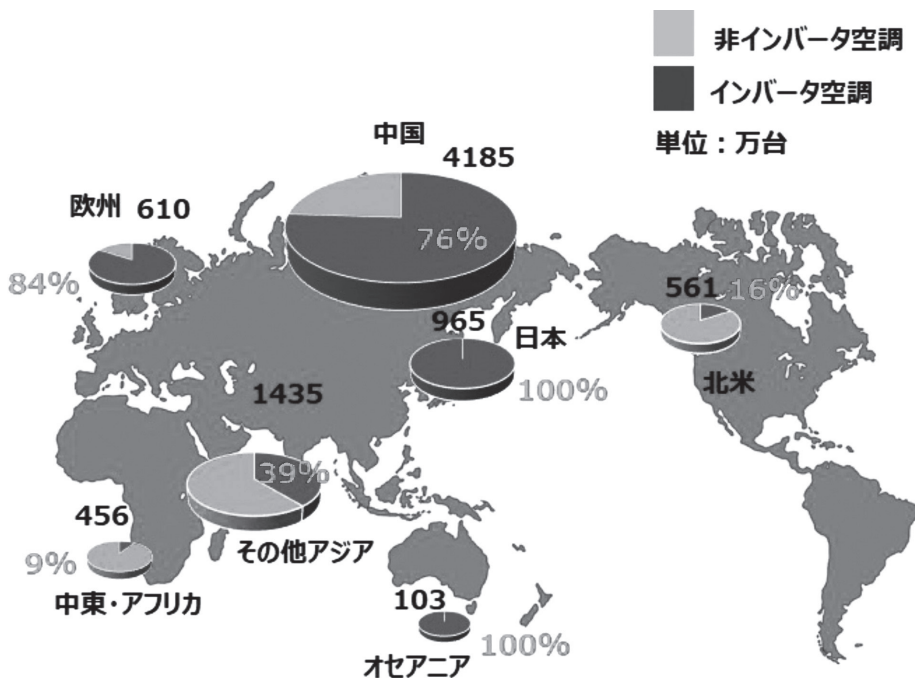


図1 住宅用空調の市場需要台数におけるインバータ比率

(一社) 日本冷凍空調工業会データを参考に筆者作成

とにより交流電圧のピーク付近で電力変換器のスイッチング動作を停止させる部分スイッチング方式を提案し、スイッチング損失を下げることによりPFCコンバータの高効率化を図る。

ここで直流電圧指令値を適切な値に制御するために、交流電流から高速フーリエ変換によって高調波を演算しTHD (Total Harmonic Distortion) 目標値を満たすように直流電圧指令値を制御する方式について検討する。

本報告では部分スイッチングのための直流電圧指令値制御について、基本原理および実機による検証を行った結果について報告する。本研究によりアジア地域を始めとする電源品質が悪い環境においても高効率な空調機運転が可能になる新たな電力変換方式が実現される。さらに、本研究成果を各種空調機メーカーに提案・共同研究として推進することにより、アジア地域の人々への空調機の更なる普及を進めることができると考えられる。

II. システムの構成

図2に本研究の制御対象であるPFCコンバータの回路および制御構成を示す。ここで L はリアクトル、 SW はMOSFETによる半導体スイッチ、 C はコンデンサ、 R は抵抗、 $Duty$ はMOSFETのオン比率であるデューティ信号である。 V_{AC} は交流電圧、 V_{DC} は直流電圧、 V_L はリアクトル電圧、 V_{di} はダイオード電圧、 V_{MOSFET} はMOSFETスイッチのドレインソース間の電圧、 V_R は負荷抵抗の電圧、 V_{DC}^* は直流電圧指令値、 I_L^* はリアクトル電流指令値、 I_{AC} は交流電流、 I_L はリアクトル電流、 I_{sw} はスイッチ電流、 I_c はコンデンサ電流、 I_R は負荷抵抗の電流である。

PFCコンバータの損失においては出力電力が小さいほどスイッチングによる損失が高い割合を占めることが分かっている。よってスイッチングを休止する期間を設けることで、スイッチング損失を低減させ効率を向上させることを検討する。

ここで、提案する部分スイッチングの動作原理について図3に示す。図3において上段は電源の入力である交流電圧、下段はMOSFETのスイッチング状態の波形を示している。入力電圧 V_{in} のピーク付近で、スイッチングを休止する期間を設ける方式をPVP (Peak Voltage Partial Switching) と呼ぶ。図中の赤い部分はPWMによるスイッチングを行い、PVP期間はMOSFETが完全にオフする。このとき図2の回路において交流電源 V_{AC} からリアクトル L 、ダイオードを通り負荷側に電流が流れる。しかし、通常のスイッチング動作時に機能するダイオードの影響により $V_{in} > V_{DC}$ という条件が満たされなければ電流を流すことができない。電流が遮断されると

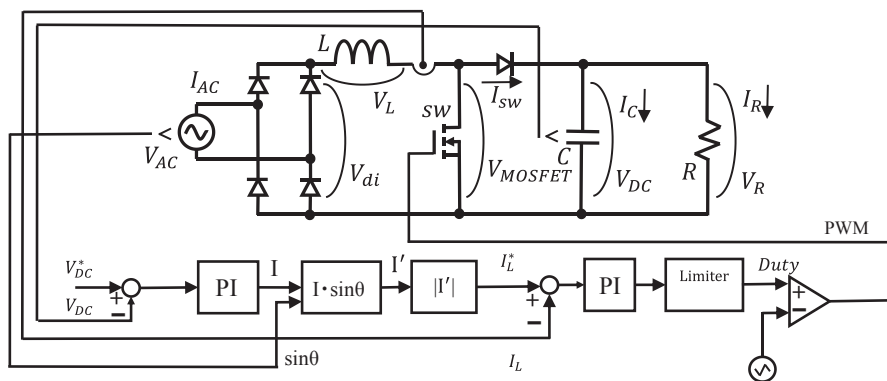


図2 PFCコンバータのシステム構成

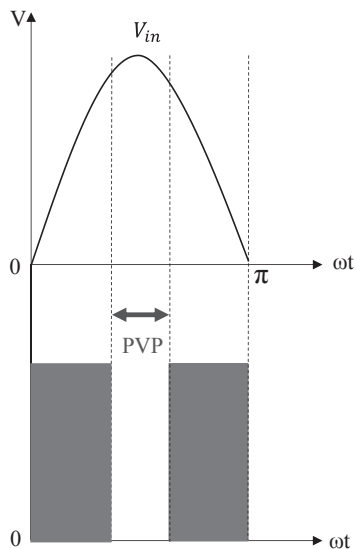


図3 部分スイッチングの動作原理

交流電流の高調波が著しく悪化するため基本的には上記条件に限定してPVPを行う必要がある。 V_{in} は空調機が設置される地域毎に決定される電源電圧で決まるため、本論文では直流電圧 V_{DC} を適切に調整しながらPVPを行う手法を検討する。

III. 直流電圧制御

本章では、PVPを行うための2つの直流電圧の制御方式について示す。図2においてPFCコンバータの直流電圧はリアクトル電流のPI制御器および直流電圧のPI制御器のカスケード接続型の制御器により制御されている。このため、本研究ではこれらの制御器の前段にPVPを行うための直流電圧指令値を出力するための上位制御器を設けることを検討する。

またPVPが行われている期間は交流電源から負荷側に直接電流が流れるため電源電流の高調波が増加する。このため、提案制御では、電源電流の高調波さらにTHDを用いて適切な水準に高調波を抑制しながらPVPによる高効率化を図れる制御方式を検討する。

図4に提案制御の制御ブロック図を示す。初めに電流センサで検出したリアクトル電流 I_L と位相 θ を用いて交流電流推定値 I_{AC} を生成する。次に I_{AC} を検出対象信号とし、高調波を検出し直流電圧指令値 V_{DC}^* を出力する。最後に直流電圧指令値 V_{DC}^* と直流電圧 V_{DC} 、リアクトル電流指令値 I_L^* とリアクトル電流 I_L をフィードバックするPI制御器が適用されるという流れである。以下では高調波を検出し、直流電圧指令値 V_{DC}^* を出力する流れについて説明する。

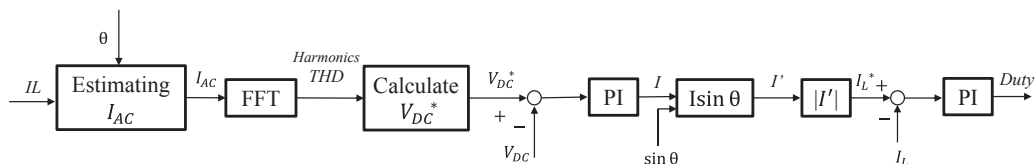


図4 PVPを調整する直流電圧指令値制御の構成

3.1 THD目標値による直流電圧指令値制御

図5に直流電圧指令値制御方式のフローチャートを示す。まず初めに位相 θ_a を検知する図5のFFT (Fast Fourier Transform) の積分値の演算において、(1)～(6)式の演算を行う。

$$G_1 = \cos\left(\frac{n \times \theta_a \times 3.14}{180}\right) \quad \dots (1)$$

$$H_1 = \sin\left(\frac{n \times \theta_a \times 3.14}{180}\right) \quad \dots (2)$$

(1)、(2)式においてFFTを三角関数に展開した式を演算する。ここで n は任意の次数、 θ_a は位相の検出値である。

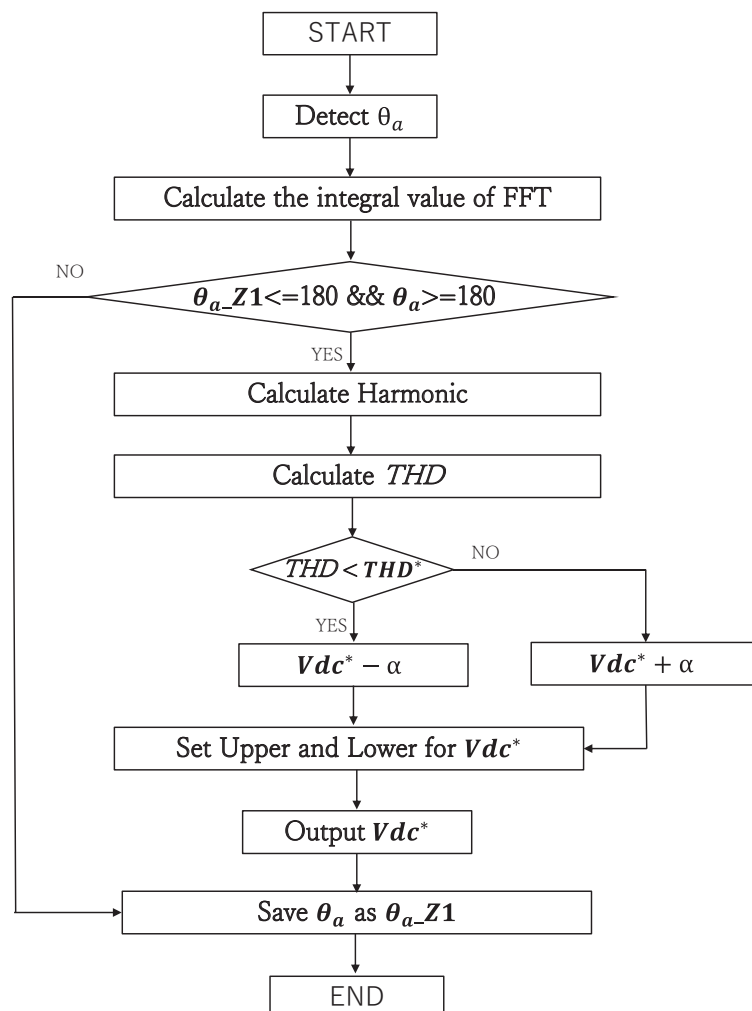


図5 THDを目標値とした直流電圧制御のフローチャート

$$G_2 = \frac{G_1 \times I_{ac}}{3.14} \quad \dots (3)$$

$$H_2 = \frac{H_1 \times I_{ac}}{3.14} \quad \dots (4)$$

次に (1)、(2) 式で求めた G_1 、 H_1 を用いて、(3)、(4) 式の演算を行う。ここで I_{ac} は系統電流である。

$$G_3 = G_2 \times P_{control} + G_3_Z1 \quad \dots (5)$$

$$H_3 = H_2 \times P_{control} + H_3_Z1 \quad \dots (6)$$

最後に、(5)、(6) 式において、積算を行う。ここで $P_{control}$ は制御周期、 G_3_Z1 、 H_3_Z1 はそれぞれ G_3 、 H_3 の前回値である。

次に位相 θ_a の前回値である θ_{a_Z1} が 180deg 以下かつ θ_a が 180deg 以上の場合、つまり検出対象の系統電流 I_{ac} の 1 周期ごとに (7) 式によって各次数の高調波を演算する。また演算した後、 G_3 と H_3 を初期化する。そして (8) 式によって THD を算出する。本研究においては、高調波が増加しやすい 1 次から 13 次の奇数次のみ高調波を求め、それらの高調波を用いて THD を算出する。

$$Har_n = \sqrt{G_3^2 + H_3^2} \quad \dots (7)$$

$$THD = \frac{\sqrt{Har_3^2 + Har_5^2 + Har_7^2 + Har_9^2 + Har_11^2 + Har_13^2}}{Har_1} \times 100 \quad \dots (8)$$

次に、算出された THD が目標値である THD* より大きい場合、直流電圧指令値 V_{DC}^* に差分 α を加え、THD が THD* より小さい場合には、直流電圧指令値 V_{DC}^* から差分 α だけ減少させる。差分 α は小さいほど電力を変動させた場合の追従性に欠けるが最適な直流電圧指令値を出力することが可能である。一方、差分 α は大きいほど追従性は高まるが、PVP の発生条件をより細かく調整するためには α は小さい値である方が好ましい。

ここで、直流電圧指令値 V_{DC}^* が直流電圧指令値の下限値より小さい場合は直流電圧指令値を下限値に、直流電圧指令値の上限値より大きい場合には直流電圧指令値を上限値に設定する。最後に、直流電圧指令値 V_{DC}^* を出力し、位相の今回値 θ_a を前回値 θ_{a_Z1} として保存する。以上の THD による直流電圧指令値制御は、制御周期 $P_{control}$ に基づいて繰り返し行われる。以上の構成により検出した電流の高調波を THD により評価し直流電圧指令値を出力することで、電源電流を適切な高調波に抑制しながら PVP を行い高効率化を図ることができる。

IV. 実機実験による検証

4.1 任意の直流電圧指令値を与えた場合の効率向上効果

まず、任意の直流電圧を設定し提案するパルス休止法を行った場合と従来のPI制御の場合の効率を実機実験によって検証し、比較する。検証条件を表1に示す。また実験機の写真を図6、7に示す。図6は変換器の主回路基板、制御基板、マイコン内部値を出力するDAC基板、電流センサによって構成される。また図7の電源装置は主回路基板へ交流の電源を供給する。電子負

表1 実験条件

Type	Item	Value
Electric circuit parameters	AC voltage	100[Vrms]
	Reactor	1.5[mH]
	Capacitor	760[μ F]
	Load resistance	100[Ω]
	Fundamental frequency	50[Hz]
Control parameters	DC voltage reference value in PI control	180[V]
	DC voltage reference value in the proposed method	150[V]
	Control period	100[μ s]

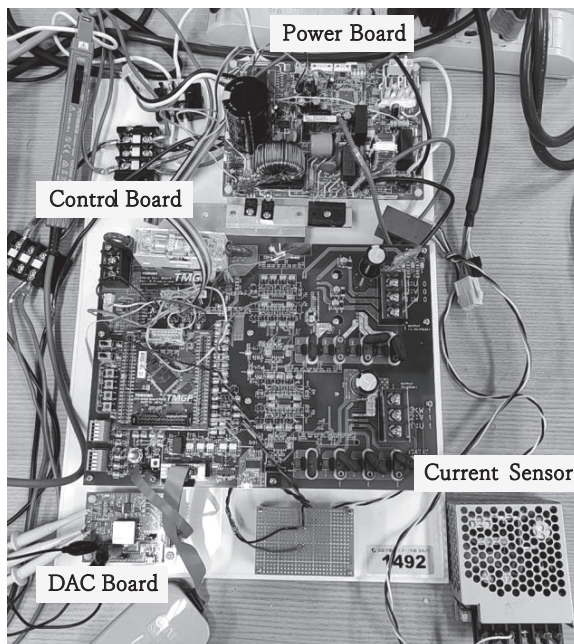


図6 実験装置の外観

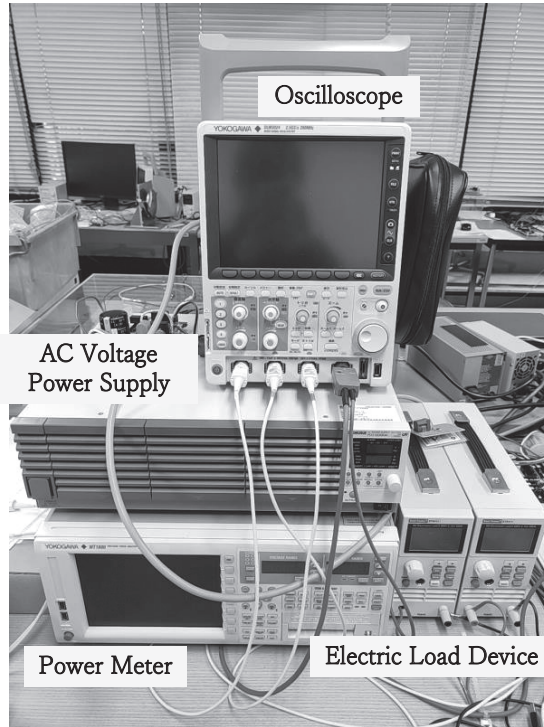


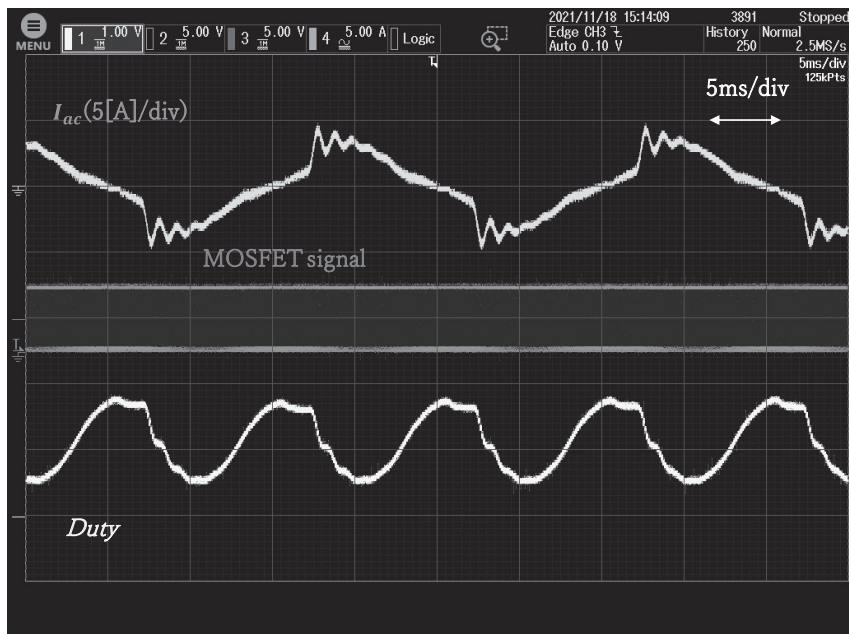
図7 実験機の測定器の構成

荷装置はPFCコンバータの出力部分に接続されている。さらにパワーメータをPFCコンバータの入力と出力部分に接続し電力および高調波を測定する。検証結果はいずれも $V_{ac}=100[\text{Vrms}]$ 、 $L=1.5[\text{mH}]$ 、 $C=760[\mu\text{F}]$ 、 $R=100[\Omega]$ 、 $\Delta t=100[\mu\text{s}]$ 、 $F_{iac}=50[\text{Hz}]$ の条件で実施した。

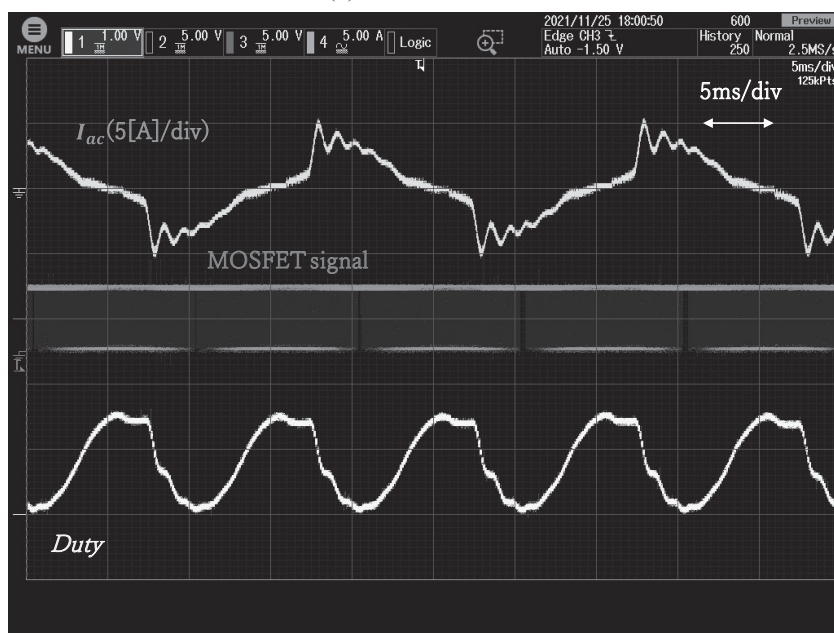
図8に出力電力が200[W]の際のPI制御とPVPを発生させた場合の交流電流 I_{ac} 、MOSFETの信号の電圧、デューティの波形を示す。ここで交流電流 I_{ac} は、図6の主回路基板の入力部分の電流値、MOSFETのゲート信号の電圧は図6の制御基板のMOSFETスイッチの電圧、デューティはマイコン内部値をDAC機能で検出したものである。図8(a)は $V_{dc}^*=180[\text{V}]$ 、図8(b)は $V_{dc}^*=150[\text{V}]$ である。図8(a)では常にスイッチングが行われているが、図8(b)ではデューティが0付近でMOSFETが常にオフ状態になっていることが分かる。

次にPI制御と提案する部分スイッチング方式での効率の比較の結果を図9に示す。ここで効率はPFCコンバータの入力の電流値と電圧値の積に対して、出力の電流値と電圧値の積がどれほど大きいかを示しており、いずれも図7のパワーメータで測定した。PI制御では $V_{dc}^*=180[\text{V}]$ 、PVP方式では $V_{dc}^*=150[\text{V}]$ である。出力電力は50[W]から300[W]まで50[W]刻みで測定した。図9から従来のPI制御より出力電力100[W]の場合を除いて効率が改善されることが分かる。これはスイッチング休止期間のスイッチング損失がゼロであるためである。

最後に図10にPI制御と部分スイッチング方式での系統電流の高調波の比較の結果を示す。図10は出力電力200[W]の条件下で、PI制御では $V_{dc}^*=180[\text{V}]$ 、部分スイッチング方式では $V_{dc}^*=150[\text{V}]$ である。図10から低い周波数においてはPI制御より部分スイッチング方式の方が高調波が高いことが分かる。しかし、周波数が高くなるにつれPI制御でのスイッチングの方が高調波が高くなっていることも分かる。



(a)従来のPI制御



(b)提案法

図8 PFCコンバータ各部の動作波形の比較

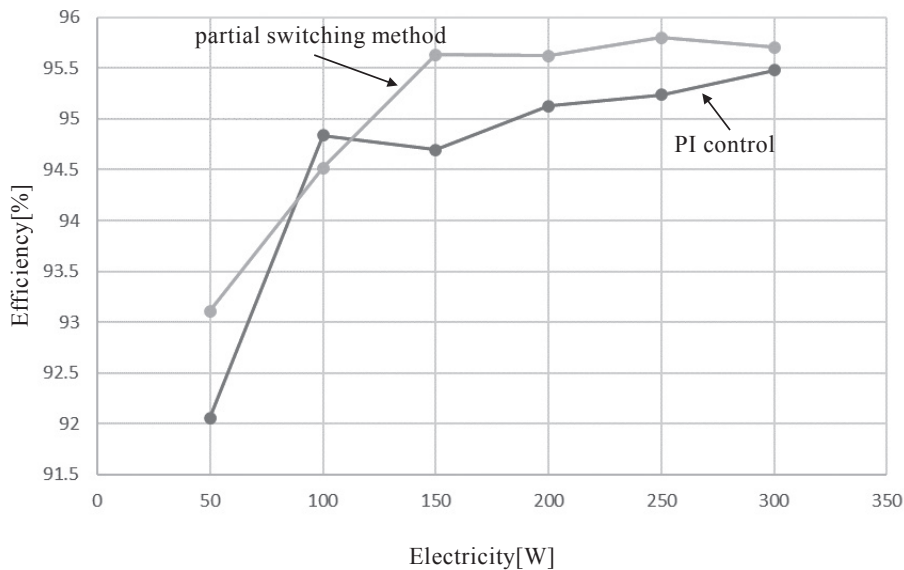


図9 効率の比較

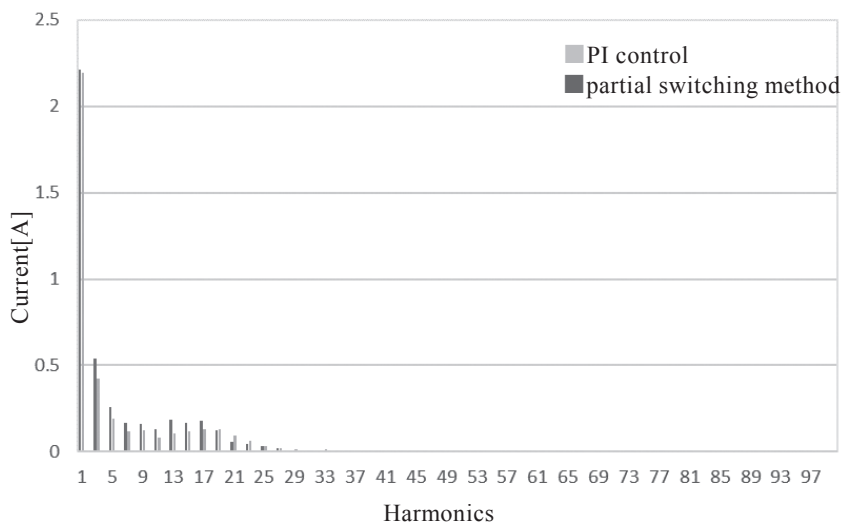


図10 電源電流の高調波比較

4.2 THD目標値による直流電圧指令値制御の検証

前節による検証でPVPを実施することでPFCコンバータの効率を上げることが実証されたため、提案するTHDを目標値とした制御方式の検証を行う。検証条件を表2に示す。本検証における直流電圧指令値の下限値は130[V]、上限値は200[V]、差分 α は1、 V_{dc}^* は50[%]である。

図11は表2の条件下で出力電力200[W]の際のデューティ、直流電圧 V_{dc} 、直流電圧指令値 V_{dc}^* 、交流電流 I_{ac} の波形である。図11からデューティが0付近でPVPが発生し、かつ直流電圧

表2 THDを目標値とした制御検証の条件

Type	Item	Value
Electric circuit parameters	AC voltage	100[Vrms]
	Reactor	1.5[mH]
	Capacitor	760[μ F]
	Load resistance	100[Ω]
	Fundamental frequency	50[Hz]
Control parameters	Lower limit of DC voltage reference value	130[V]
	Upper limit of DC voltage reference value	200[V]
	Control period	100[μ s]
	Difference α	1
	THD reference value	50[%]

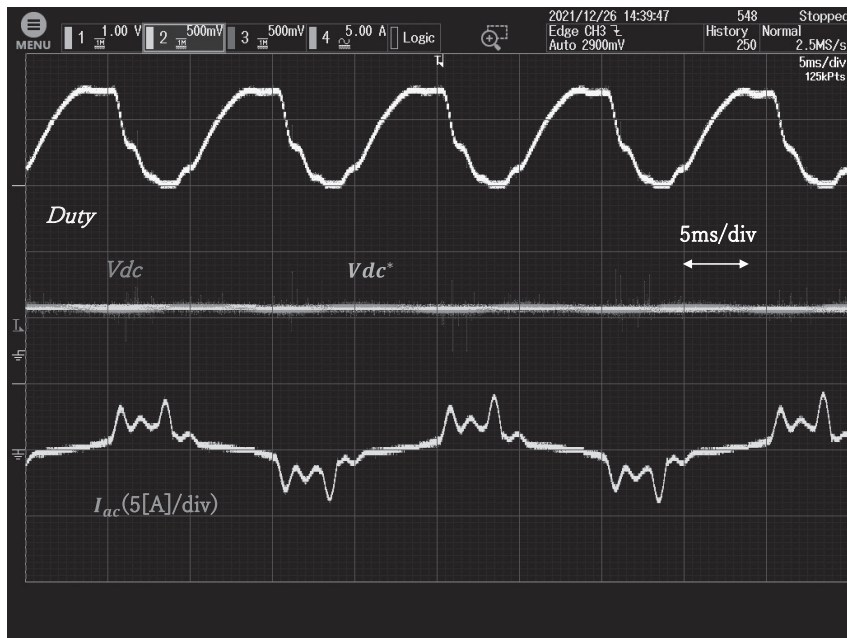


図11 THDを目標値とした制御による動作結果

が直流電圧指令に追従していることが分かる。

図12に出力電力を50[W]から300[W]まで50[W]刻みで測定したTHD目標値による直流電圧指令値制御での効率を示す。図12より部分スイッチング方式において、出力電力が大きくなる

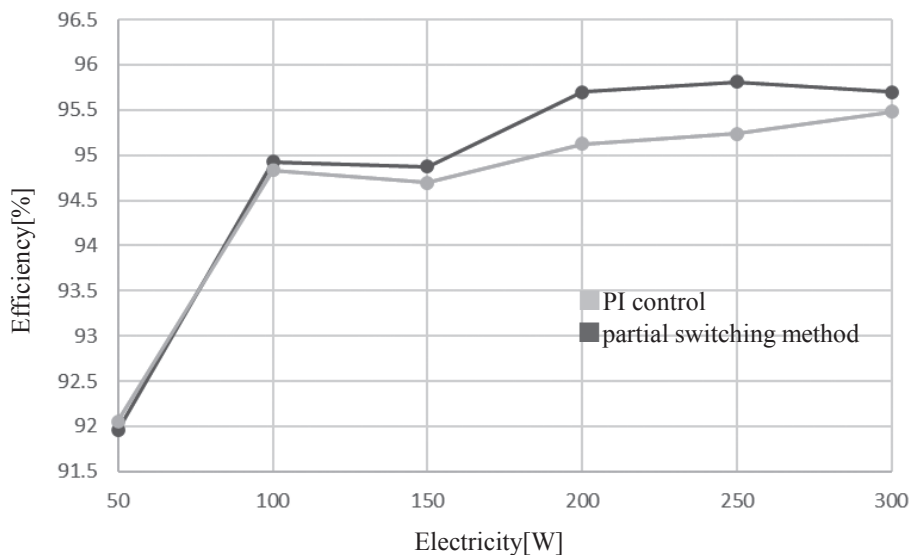


図12 THDを目標値とした制御による効率比較

につれ効率が高まり、200[W]以降は効率が95.7%程で高止まりしていることが分かる。PI制御に比べ、200[W]で最大0.57[%]効率が改善された。

V. まとめ

単相PFCコンバータを対象として、部分スイッチングを行うための直流電圧指令値制御を適用させた手法について検討し、実機による検証を行った。提案手法は以下の特徴を持つ。

- (1) 系統電流のTHDとTHD目標値を比較し直流電圧指令値を生成する機能を構築した。
- (2) 系統電流を対象として、高調波成分とTHDの演算を行う機能を構築した。
- (3) 実機による検証では、従来のPI制御方式との比較を行い、THDを用いた制御方式では最大0.57[%]の効率の改善が見られた。

今後は効率と高調波のバランスをさらに適切に測りながら制御が可能な制御方式についてモデル予測制御と呼ばれる制御方式を適用することでさらなる高効率化を検討しアジア地域に適した空調機用電力変換器の研究を進めていく予定である。

利益相反について

著者は東芝キャリア株式会社より報酬を受領している

参考文献

<日本語文献>

用途指向形次世代モータ調査専門委員会 2021年『用途指向形モータの技術変遷と期待される次世代技術』No.1507

遠藤隆久他 2006年『エアコン用インバータ装置の省エネ技術』東芝レビュー, Vol.61 No.12

<外国語文献>

Y.-W. Kim, etc. 2013. "A novel softswitched auxiliary resonant circuit of a PFCZVT-PWM boost converter for an integrated multichip power module fabrication," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 49, no. 6, pp. 2802–2809

R. Zhao, etc. 2007. "A novel soft-switching boost PFC with a passive snubber," in Proc. 2nd IEEE Conf. Ind. Electron. Appl., May, pp. 1473–1476.

S. Muthulakshmi, etc. 2014. "A new soft switched boost PFC converter for special machines," in Proc. Int. Conf. Adv. Commun. Control Comput. Technol., pp. 416–420.

Y. Jang, etc. 2007. "Interleaved boost converter with intrinsic voltage-doubler characteristic for universal-line PFC front end," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 4, pp. 1394–1401