

マルチフェーズ方式 PFC コンバータにおける 相数切り替え制御の提案

坂本 竜也 内木 英喜 川上 太知

要旨

電気自動車の普及に伴い、バッテリー充電の普及が進んでいる。バッテリー充電にはワイドレンジかつ高効率な動作が求められ、電力変換器のマルチフェーズ化及び、駆動相数を動的に切り替えることで実現可能である。しかし、駆動相数切り替え時は電源の状態が大きく遷移し過渡的な動作となる。本技報では駆動相数切り替え前後の状態から状態遷移量を推定し、過渡的な動作を抑制する新たな制御を提案した。回路シミュレータ及び実機での検証で妥当性を確認した。

1. はじめに

近年、カーボンニュートラルの実現に向けた EV 化が進んでいる。EV 化に伴い、バッテリー充電に注目が集まっており、充電時の力率を改善する AC-DC コンバータである PFC (power factor correction) コンバータの需要が高まっている。

PFC コンバータには動作領域のワイドレンジ化及び高効率化が求められており、その方策の一つとして電力変換器のマルチフェーズ化が挙げられる。マルチフェーズ化によりスイッチングデバイスに流れる電流を分散することができ、導通損失の低減が可能となる。結果として、高出力帯での高効率化が可能となる⁽¹⁾。しかし、低出力帯においてはスイッチング損失が導通損失より支配的となるため、構成するデバイスの数が増加すると効率が悪化する。出力帯で最適な駆動相数が増えるため、動的に駆動相数を切り替える制御が必要となる⁽²⁾。しかし、従来の駆動相数切り替え制御の場合、駆動相数切り替え時に電力変換器の状態が大きく遷移するため、状態遷移量に応じた出力電圧の変動が発生する。

本稿では、駆動相数を切り替えた場合に発生する電力変換器の状態遷移を推定し、抑制する新たな駆動相数切り替え制御について報告する。

2. マルチフェーズ方式 PFC コンバータ

2.1. PFC コンバータ

PFC コンバータは商用電源などの AC 電源から DC の電流、電圧を出力させる機器である。AC から DC に電力を変換する際、力率が低い場合、無効電力の発生と歪みによる高周波のノイズが発生する。出力の高い電源の場合、ひずみの影響が深刻化し、他の機器の動作に影響を与える可能性がある。PFC コンバータは力率改善機能を有しているため、無効電力と歪みの課題を解決することができる。また、IEC 61000-3-2 の規格にて AC アダプタ等には 75W 以上出力する機器に関して搭載が義務づけられており、PFC コンバータ回路の需要がさらに高まっている。

PFC コンバータにはさまざまな回路方式があり今回は部品点数が少なく高効率化が見込める Bridgeless Totem pole 型 PFC コンバータを採用した。図 1 に採用した PFC コンバータの回路図を示す。スイッチ S_{1a} , S_{2a} には次世代パワー半導体で逆回復電流が小さい GaN-HEMT を使用した。スイッチ S_{1a} , S_{2a} を PWM 制御することで入力電流及び出力電圧を制御している。PFC コンバータの動作方式は一般的に連続導通 (CCM) モード、電流臨界 (BCM) モード、電流不連続 (DCM) モードが挙げられるが、高出力駆動時の損失低減のため、インダクタに流れる電流のピーク値が小さい CCM モードを採用した。CCM モードの PFC コンバータを制御するため、図 2 のような制御系を構築した。図 2 に記載されている PFC コンバータの各伝達関数 $\Delta I_L / \Delta D$ と $\Delta V_o / \Delta I_L$ は、以下の式で表される⁽³⁾。

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta D} = \frac{V_{ac}}{R_o(1-D)^3} \times \frac{2 + R_o \times C_o \times s}{\frac{L \times C_o}{(1-D)^2} s^2 + \frac{L}{R_o(1-D)^2} s + 1} \dots \textcircled{1}$$

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I_L} = \frac{V_{ac} \times R_o}{2 \times V_o} \times \frac{1}{R_o \times C_o \times s + 1} \dots \textcircled{2}$$

ここで V_{ac} は入力電圧実効値、 V_o は出力電圧実効値、 D は duty 比を表している。

図 2 より PFC コンバータの制御系には大きく二つの制御ループが存在する。二つの制御ループのうち、内側に形成しているループは力率改善制御であり、外側に形成されているループは出力電圧制御である。また、これらのループとは別に常に出力電圧補償器の後に商用電源の周波数の外乱が制御系に乗算される。各ループは干渉しており、また商用電源の周波数の外乱についても出力電圧制御に干渉する。そのため、各ループと外乱の干渉を受けないよう各制御の補償器を適切に設計する必要がある。

これらの制御設計手法を考慮し、高出力に対応させるべく、PFC コンバータのマルチフェーズ化に取り組んだ。

図 3 にマルチフェーズ方式の PFC コンバータの回路図を示す。マルチフェーズ方式の検証は、最も単純な 2 相 PFC コンバータで実施した。スイッチ S_{1b} 、 S_{2b} で 1 相目の力率改善、スイッチ S_{3b} 、 S_{4b} で 2 相目の力率改善、スイッチ S_{5b} 、 S_{6b} にて全波整流を行っている。また各相に流れる電流が均一となるよう電流バランス制御を導入している。

マルチフェーズ化することにより各相に流れる電流を低減させることができ、結果として導通損失の低減が可能となる。またインターリーブ動作によりインダクタ L_1 、 L_2 を結合インダクタに置き換えることで、直流重畳磁束を打ち消すことが可能となり、インダクタの小型化も見込める⁽⁴⁾。

図1 単相Totem-pole型ブリッジレスPFCコンバータの回路図

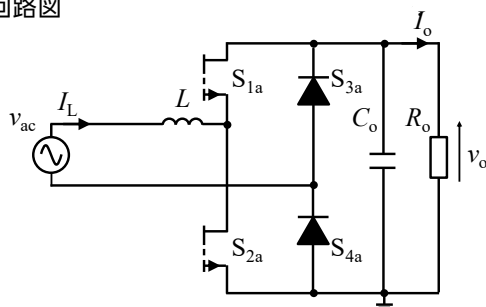


図2 PFCコンバータのブロック線図

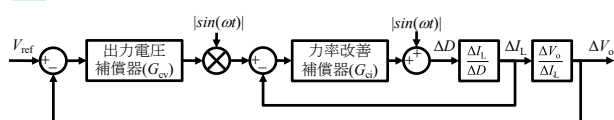
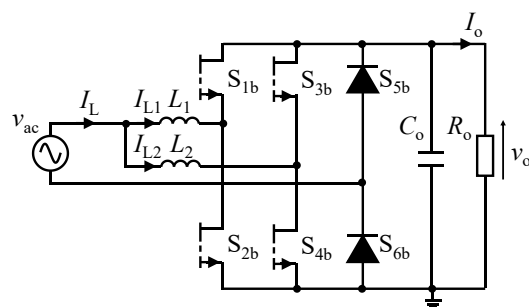


図3 マルチフェーズ型PFCコンバータの回路図



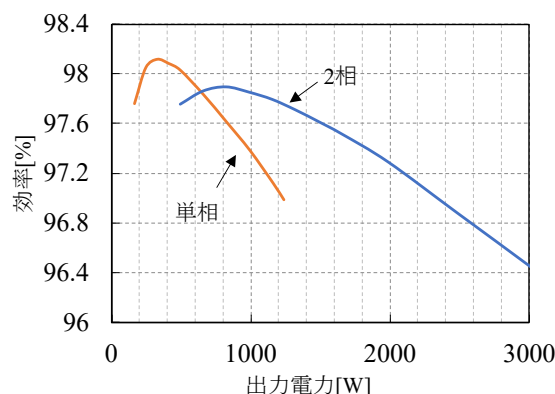
2.2. 駆動相数切り替え制御

マルチフェーズ化により高出力帯での高効率駆動が実現できるが、デメリットとして搭載するスイッチングデバイスが増え、スイッチング損失が増加する。導通損失よりスイッチング損失の割合が支配的な低出力帯においては効率が悪化するため、出力に応じて適切に駆動相数を切り替えて動作させる必要がある。

図 4 に検討した PFC コンバータの効率曲線を示す。出力電力が 600W 付近を超えると、導通損失の損失割合が支配的となり、2 相駆動時により高効率で動作する。そのため、600W 付近で駆動相数を切り替える必要があるが、600W をしきい値とし、駆動相数を切り替えるとチャタリングが発生する恐れがある。そのため、切り替えるしきい値にはヒステリシス性を持たせておく。

駆動相数の切り替えにより、ワイドレンジかつ高効率での動作が実現できるが、従来の制御系で駆動相数を切り替えると、電力変換器の状態が大きく遷移するため、状態遷移量に応じた出力電圧の変動が発生する。出力電圧の変動が大きいほど、変動を抑制する機能を持つキャパシタが大型化するデメリットがある。そのため、状態遷移量に応じた出力電圧の変動は可能な限り低減する必要がある。DC-DC コンバータにおいてはこの課題に対しての改善制御が提案されている⁽⁵⁾。PFC コンバータの出力電圧制御の応答性は商用電源の周波数より低く設計しなければならないため、DC-DC コンバータに比べ、出力電圧の変動がより顕著に表れるが、検討されていない。

図4 各相数で測定したPFCコンバータの効率曲線



3. 提案する駆動相数切り替え制御

本研究にて PFC コンバータの駆動相数切り替え時の変動を抑制するため、新たな制御系と動作フローを構築した。図 5 に新たな制御系、図 6 に制御の動作フローをそれぞれ示す。駆動相数切り替えのため、まず PFC コンバータの出力電力を確認する。この時の出力電力は、回路に搭載した出力電圧センサと出力電流センサから得たそれぞれのセンサ値を乗算した値である。切り替えのしきい値を計算した出力電力値が超えた場合、 S_1 をトグルさせる。そして、電力変換器の状態遷移量の計算を実施する。状態遷移量は駆動相数切り替え前に各相から出力された電流値 $I_{o \text{ phase before}}$ と駆動相数切り替え後に各相から出力される電流値 $I_{o \text{ phase after}}$ の偏差から算出する。 $I_{o \text{ phase before}}$ 及び $I_{o \text{ phase after}}$ は以下の式より算出した。

$$I_{o \text{ phase before}} = \frac{I_{o \text{ before}}}{N_{\text{before}}} \dots (3)$$

$$I_{o \text{ phase after}} = \frac{I_{o \text{ after}}}{N_{\text{after}}} \dots (4)$$

$I_{o \text{ before}}$, N_{before} はそれぞれ駆動相数切り替え前の出力電流のセンサ値と駆動相数を示し、 $I_{o \text{ after}}$, N_{after} はそれぞれ駆動相数切り替え後の出力電流のセンサ値と駆動相数を示す。

状態遷移量の推定に各相から出力される電流値を用いたのは、駆動相数の切り替え前後の状態の違いを正確に把握するためである。マルチフェーズの場合、各相は並列接続されているため、入力電圧もしくは出力電圧を用いて駆動相数の切り替え前後の状態遷移量を推定することは難しい。入力電流の場合は商用電源の周波数で振動している。切り替わり前後の状態をセンシングする場合、センシングできるのは電流の瞬時値である。切り替わるタイミングでセンシングされる入力電流値が変化する。またゼロクロスで切り替わった場合、状態遷移量は非常に小さくなり、正しくセンシングできない可能性がある。よって、入力電流を状態遷移量の推定に用いることは難しい。各相に流れる出力電流を用いる場合は、③式、④式で推定することが可能で、出力電力の変化と駆動相数の変化の両方の変化を考慮した状態遷移量を推定することができる。そのため、各相から出力される電流値を状態遷移量の推定に用いた。

状態遷移量の計算が完了したタイミングで S_2 をオンし、フィードフォワード（以下、FF）制御を開始する。出力電圧変動の抑制が確認できたタイミングで、 S_2 をオフすると FF 値に応じた電力変換器の状態遷移が再度発生し、出力電圧の変動が生じる。そのため、FF 制御中に、出力電圧が大きく変動しないよう、FF 値を徐々に減少させる必要がある。

FF 値がゼロとなるタイミングで S_2 をオフさせることで

状態遷移が生じず、制御系が安定した状態で FF 制御を停止させることが可能となる。

提案した FF 制御の妥当性を回路シミュレータ及び実機試験にて確認した。

図5 提案する相数切り替え制御システム

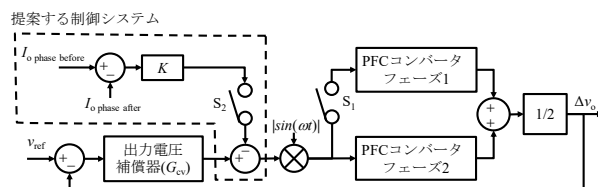
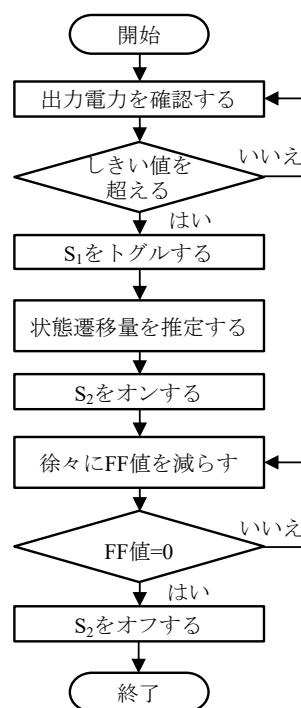


図6 制御フローチャート



4. 結果

回路シミュレータを用いて、出力電力 1100W での定常動作時に、駆動相数を 1 相から 2 相に切り替えた。その時の FF 制御による効果を確認した結果を図 7 に示す。提案した FF 制御を導入することで、FF 制御中は制御系が FF 項の影響を受け目標値に対して偏差がある状態で動作した。しかし、力率改善制御が機能した状態で駆動相数切り替え時に発生する出力電圧変動の振幅を 1/3 倍ほどに抑制できた。

次に実機に FF 制御を導入し、スモールモデルで同様の効果が得られるか確認した。実機での効果確認の結果を図 8 に示す。出力電力 40W での動作時に駆動相数を 1 相から 2 相へ切り替えた場合においては、図 8 に示すようにシ

図7 回路シミュレータを用いたFF制御の検証結果

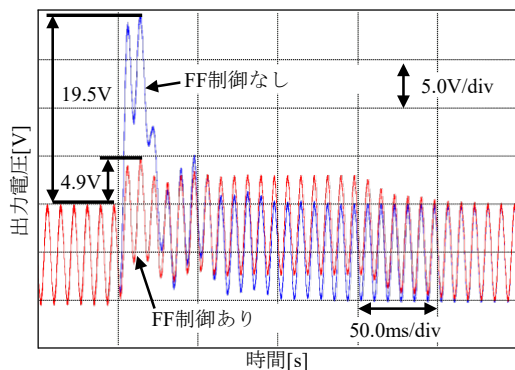


図8 低負荷変動時の実機での測定結果

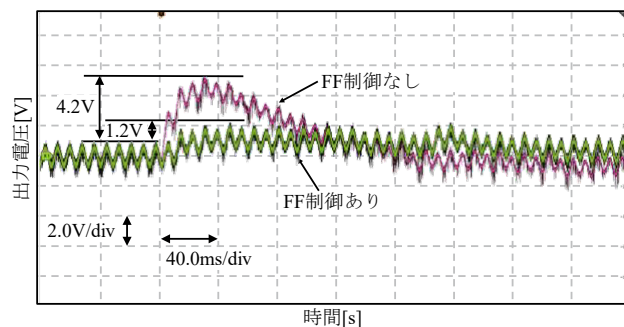
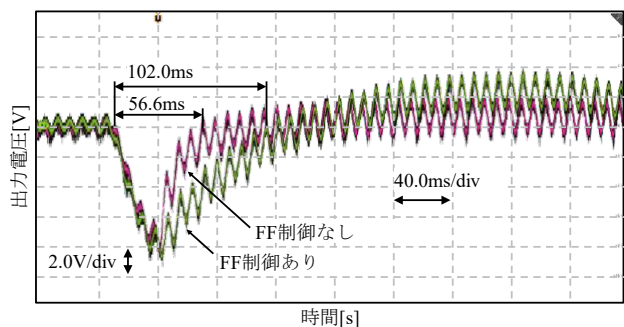


図9 高負荷変動時の実機での測定結果



ミュレーションと同様に、FF 制御により出力電圧をおよそ 1/3 倍ほどに抑制することができた。しかし、出力電力を 40W から 80W に変動させ、駆動相数を 1 相から 2 相へ切り替えた場合においては図 9 に示すように目標値に追従するまでの時間が増大した。これは、負荷変動から FF 制御が開始する前に発生した変動を抑制できず、変動が発生している状態から変動を抑制する FF 制御が開始したため、目標値に追従するまでの時間が長くなったと考えられる。

そのため、負荷変動から FF 制御が開始するまでの時間を最適化することで、低負荷変動時と同様に出力電圧の変動を抑制することが可能になると考えられる。

5. まとめ

本技報ではマルチフェーズ方式 PFC コンバータの駆動相数切り替え制御システムの構成と効果について示した。相数切り替え前後の状態遷移量の推定に出力電流センサ値を活用することで出力電力の変化と駆動相数の変化の両方を考慮した状態遷移量を推定することが可能となった。この状態遷移量をもとに FF フォワード制御を構築することで、低負荷変動時に駆動相数が切り替わった場合において、出力電圧変動の振幅を 1/3 倍ほどに抑制することができ、本提案手法の有用性を確認することができた。

参考文献

- (1) M. Marcinek, M. Holub: Multiphase, synchronous GaN buck converters - efficiency based selection of the number of phases, EPE'18 ECCE Europe, pp3-7 (2018)
- (2) P. Zumel, C. Fernández: Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases, 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp1-6 (2006)
- (3) G. E. Mejía-Ruiz, N. Muñoz-Galeano: Modeling and development of a bridgeless PFC Boost rectifier, Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia, Vol.82, pp9-21 (2017)
- (4) J. Imaoka: Characteristic Analysis and Design of Boost Chopper Circuit using Coupled Inductor for Electric Vehicle, Journal of the Japan Institute of Power Electronics, Vol. 39, pp.55-64 (2013)
- (5) A. Costabeber: Digital Time-Optimal Phase Shedding in Multiphase Buck Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, pp.2242-2247 (2010)

著者



坂本 竜也
研究開発部



内木 英喜
研究開発部



川上 太知
大阪公立大学
工業高等専門学校