

電流不連続モードを適用した フライングキャパシタコンバータの制御法

石橋 諒一* 熊谷 崇宏 高岡 渚
レ ホアイ ナム 日下 佳祐 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Control Method of Flying Capacitor Converter Operated in Discontinuous Current Mode
Ryoichi Ishibashi*, Takahiro Kumagai, Keisuke Kusaka, Nagisa Takaoka,
Hoai Nam Le, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the control method of a flying capacitor converter which is operated in the discontinuous current mode (DCM). When the conventional DCM method is applied to a boost chopper, switching devices with high current rating are required. The flying capacitor converter with the DCM reduces the current rating of the switching devices by the charge and discharge periods of the flying capacitor. In the proposed method, the waveform of inductor current is controlled to trapezoid in order to reduce the current ripple of the boost inductor. The validity of the proposed method is confirmed by the simulation. From the simulation results, when switching with the calculated duty by the proposed method, the error between the theoretical value of the current value and the actual current value is 0.035%.

キーワード：フライングキャパシタ，電流臨界モード，電流不連続モード，DC-DC コンバータ
(Flying Capacitor, Boundary Current Mode, Discontinuous Current Mode, DC-DC Converter)

1. はじめに

近年，地球温暖化などの環境問題を背景に，再生可能エネルギーが注目されており，太陽光発電システムに関する研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。一般に太陽光発電により得られる電力を系統に連系する場合，昇圧チョップ回路と系統連系インバータの二つの回路から構成される電力変換器が必要となる。これらの電力変換器には高パワー密度化及び高効率化が求められており，特に昇圧チョップ回路の昇圧リアクトルは変換器内でも大きな体積を占めていることから小型化の要求が高い⁽⁴⁾。

昇圧リアクトルを小型化する手法としてスイッチング周波数を高周波化する方法が挙げられる⁽⁵⁾。しかしスイッチング周波数の高周波化はスイッチング損失の増加を招くため昇圧リアクトルの体積と冷却器の体積はトレードオフの関係となり，システムの小型化に関して効果は限定的である⁽⁶⁾。

一方，リアクトル電流の制御手法には，電流連続モード (CCM) と電流不連続モード (DCM) および，その境界の電流臨界モード (BCM) がある。リアクトル電流を連続的に流す CCM に対し，DCM はリアクトル電流がゼロとなる期間を

設けて制御を行う。昇圧チョップ回路に DCM を適用した場合，CCM 適用時と比較して大きな電流リップルが生じるが，必要となるインダクタンス値が減少するため，昇圧リアクトルを小型化できる。

これまでに DCM 適用時のリアクトル電流制御法や昇圧回路トポロジーが報告されている⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。しかし，従来の昇圧チョップ回路における DCM ではリアクトル電流が三角波状となるため，電流ピーク値が大きくなる。その結果，スイッチング素子に流れる電流の実効値の増加やそれに伴う，電流定格の増加が懸念される。

本論文では，DC-DC コンバータの高パワー密度化を目的とし，3 レベルフライングキャパシタコンバータ (FCC) の DCM 駆動法を提案する。FCC に DCM を適用することで昇圧リアクトルを大幅に低減できる。本論文では電流リップルを低減するため，昇圧チョップ回路と同様の動作をする 2 つの動作モードの間にフライングキャパシタの充放電モードを追加し，リアクトル電流を不連続の台形波状に制御する方式を提案する。本制御により平均電流に対する電流リップルのピーク値を抑制できるため，電流実効値を小さくでき，リアクトルの損失の低減が可能である。更に，電流定格の小さいスイッチング素子が適用可能となる。しかし

FCCの動作モードにBCMを適用した場合、スイッチングデューティには3つの自由度が存在するため、その計算は煩雑となり、電力変換器に搭載される制御装置内での演算には不向きである。そこで、ここでは4つのデューティのうち1つを逐次変化させ、リアクトル平均電流値がもっとも指令値に近づくデューティの組み合わせを探索可能な簡便な演算法を提案する。

本論文の構成は、初めに、DCMとCCMの境界条件を明らかにするため、両者の境界であるBCM適用時のFCCの回路動作を解析する。次に、BCM適用時のスイッチングデューティ導出方法を説明する。さらに、提案するスイッチングデューティ導出手法をシミュレーションにより検証し、妥当性を得たので報告する。

2. 回路構成

図1にフライングキャパシタコンバータ(FCC)の回路図を示す。昇圧チョップ回路のスイッチング素子数が2個であるのに対し、FCCの必要素子数は4個に増加するが、各スイッチングデバイスに印加される電圧は昇圧チョップ回路の半分である。そのため、低オン抵抗の素子を利用できるため装置の高効率化が実現可能である。本論文では、FCCにDCMを適用することで、昇圧リアクトルの電流リップスを低減する。またDCMを適用することで必要となるインダクタンス値が大幅に減少するため、リアクトルの小型化が可能である。さらに、電流リップスの低減に伴い電流定格の小さいスイッチングデバイスが使用可能となるため、高効率化と小型化を両立できる。

3. フライングキャパシタコンバータのDCM

<3・1> FCCの動作モード 図2にFCCの動作モードを示す⁽¹⁰⁾。図2より、提案方式では4つのモードを用いてリアクトルLに流れる電流*i_L*を制御する。なお、スイッチング一周期でMode I→II→III→VIの順にスイッチングを行うものとする。ここで昇圧リアクトルのインダクタンス値をL、入力電圧を*v_{in}*、出力電圧を*v_{dc}*、フライングキャパシタ*C_{fc}*の電圧を*v_{fc}*とする。各モードの詳細は以下で説明する。

<Mode I>

モードIではS₃、S₄をオンすることにより、Lにエネルギーを蓄積する。このモードにおけるリアクトル電流の傾きA₁は(1)式で表される。

$$A_1 = \frac{v_{in}}{L} \dots\dots\dots(1)$$

<Mode II>

モードIIではS₂、S₄をオンすることにより、Lに蓄積されたエネルギーをC_{fc}に蓄積する。このモードにおけるリアクトル電流の傾きA₂は(2)式で表される。

$$A_2 = \frac{v_{in} - v_{fc}}{L} \dots\dots\dots(2)$$

<Mode III>

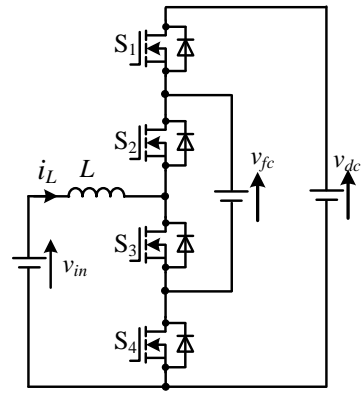


Fig. 1 Circuit diagram of flying capacitor converter.

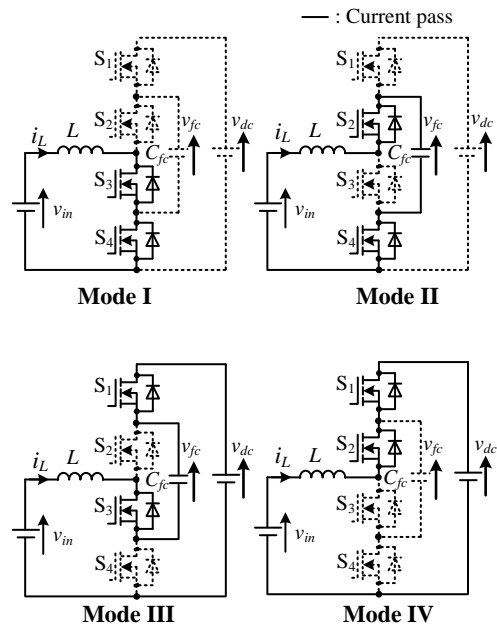


Fig. 2. Operation modes of flying capacitor converter.

モードIIIでは、S₁、S₃をオンすることによりC_{fc}に蓄えられていたエネルギーを出力側*v_{dc}*へ放出する。このモードにおけるリアクトル電流の傾きA₃は(3)式で表される。

$$A_3 = \frac{v_{in} - (v_{dc} - v_{fc})}{L} \dots\dots\dots(3)$$

<Mode IV>

モードIVではS₁、S₂をオンすることにより、Lに蓄えられていたエネルギーを出力側へ放出する。このモードにおけるリアクトル電流の傾きA₄は(4)式で表される。

$$A_4 = \frac{v_{in} - v_{dc}}{L} \dots\dots\dots(4)$$

図3にスイッチング一周期における各スイッチングモードのリアクトル電流*i_L*波形を示す。本制御法は、Mode I、Mode IVで構成される昇圧チョップ回路の動作モードに、Mode II、Mode IIIを加えたものである。これにより、リアクトルLに流れる電流は台形波状となり、同一電力を伝送する場合、昇圧チョップと比較して電流ピーク値を低減できる。

〈3・2〉 スイッチングデューティ比の導出 本節では、各モードにおけるデューティ比の導出法について説明する。本制御では、スイッチング動作モードが4つとなるため、スイッチングデューティを4つ求める必要がある。従って、スイッチングデューティを一意に決定するには、入出力電圧、フライングキャパシタ電圧、リアクトルのインダクタンス値、スイッチング周波数などで表される条件が4つ必要となる。

ここで、図3における各動作モードにおけるデューティを D_1, D_2, D_3, D_4 としたとき各動作モードでのピーク電流値 $I_{pk1}, I_{pk2}, I_{pk3}$ はそれぞれ(5)~(7)式で表される。

$$I_{pk1} = A_1 D_1 T_{sw} = \frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} \dots\dots\dots (5)$$

$$I_{pk2} = A_2 D_2 T_{sw} + I_{pk1} = \frac{v_{in} - v_{fc}}{L} D_2 T_{sw} + I_{pk1} \dots\dots\dots (6)$$

$$I_{pk3} = A_3 D_3 T_{sw} + I_{pk2} = \frac{v_{in} - (v_{dc} - v_{fc})}{L} D_3 T_{sw} + I_{pk2} \dots\dots\dots (7)$$

$$= A_4 D_4 T_{sw} = \frac{v_{in} - v_{dc}}{L} D_4 T_{sw}$$

本検討では、4つのデューティの総和が1となるBCMで検討する。BCMで検討することで、設計の自由度を下げることができる。また、スイッチング期間を最大限電力伝送に用いるため、DCMと比較して電流ピーク値の増加を抑制できる。

BCMの時、デューティの総和は(8)式となる。

$$D_1 + D_2 + D_3 + D_4 = 1 \dots\dots\dots (8)$$

また、各スイッチングモードにおける平均電力の総和は伝送電力に等しくなる。これを式に表すと(9)式となる。

$$\frac{1}{2} I_{pk1} D_1 T_{sw} + \frac{1}{2} (I_{pk1} + I_{pk2}) D_2 T_{sw} \dots\dots\dots (9)$$

$$+ \frac{1}{2} (I_{pk2} + I_{pk3}) D_3 T_{sw} + \frac{1}{2} I_{pk3} D_4 T_{sw} = I_{ave} T_{sw}$$

FCCにおいて、 C_{fc} の電圧を一定に保つためには C_{fc} に流れる電流の時間積をスイッチング1周期でゼロとなるように制御しなくてはならない。従って、Mode IIとMode IIIにおける i_L の電流時間積が等しくなるようデューティを設計する。これを式に表すと、(10)式となる。

$$\frac{1}{2} (I_{pk1} + I_{pk2}) D_2 T_{sw} - \frac{1}{2} (I_{pk2} + I_{pk3}) D_3 T_{sw} = 0 \dots\dots\dots (10)$$

また、リアクトル電流はBCMにするためにスイッチング周期の最初と最後、すなわちMode Iの始まりとMode IVの終わりに0とする必要がある。これを式に表すと、(11)式となる。

$$\frac{v_{in}}{L} D_1 T_{sw} + \frac{v_{in} - v_{fc}}{L} D_2 T_{sw} \dots\dots\dots (11)$$

$$+ \frac{v_{in} - (v_{dc} - v_{fc})}{L} D_3 T_{sw} + \frac{v_{in} - v_{dc}}{L} D_4 T_{sw} = 0$$

これらの条件を用いて各モードのデューティを設計するには、(8)-(11)式の連立方程式を解く必要がある。しかし、(8)-(11)式に含まれる I_{pk1}, I_{pk3} もデューティに依存するため

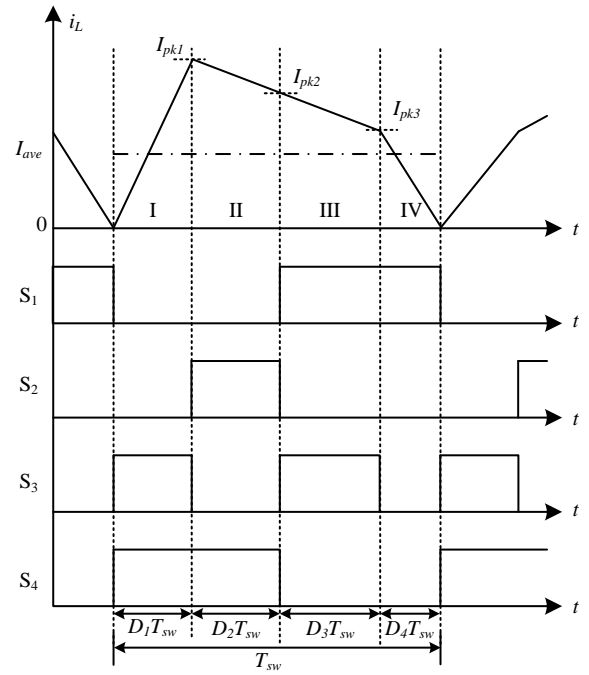


Fig. 3. Inductor current waveform and gate signals of MOSFETs of FCC.

に解析的に解くことは困難である。従ってニュートン法などを用いることで数値解析をする必要があるが、電力変換器の制御装置に用いられるDSPなどの組み込みシステムではリアルタイムで計算することは困難である。そのため、装置に応用する際はスイッチングデューティをなるべく簡易に求められる必要がある。

〈3・3〉 スイッチングデューティの簡易導出法

本節では、スイッチングデューティを簡易的に求める手法を説明する。FCCのDCMでは、回路パラメータと1つのデューティが決まれば、インダクタ電流 i_L の平均値 I_{ave} が定まる。これを利用し、次の方法でデューティを簡易的に求める。

図4に計算方法のフローチャートを示す。本検討ではデューティを変化させて電流平均値の近似解を求める方式であるため、反復演算のみでデューティの算出が簡易的に可能である。そのため、DSPなどの組み込み向けの小規模なコントローラへの実装に適する。

(8), (10), (11)式を用いて各デューティについて連立方程式を展開する。展開より、 D_1, D_2 は(12)-(13)式で表される。

$$D_2 = \frac{(a_2 D_3 + a_3) + \sqrt{a_4 D_3^2 + a_5 D_3 + a_6}}{a_1} \dots\dots\dots (12)$$

$$D_1 = \frac{(v_{fc} - v_{dc}) D_2 - v_{fc} D_3 + (v_{dc} - v_{in})}{v_{dc}} \dots\dots\dots (13)$$

ただし、

$$\begin{aligned}
a_1 &= 2v_{in}v_{fc} - v_{dc}v_{fc} - v_{in}v_{dc} \\
a_2 &= 2v_{in}v_{fc} - v_{dc}v_{fc} \\
a_3 &= v_{in}^2 - v_{in}v_{dc} \\
a_4 &= (v_{in} + v_{fc})v_{dc}^3 \\
&\quad - (4v_{in}v_{fc} + v_{in}^2)v_{dc}^2 + 4v_{dc}v_{in}^2v_{fc} \\
a_5 &= 2v_{in}^2v_{dc}(v_{in} - v_{dc}) \\
a_6 &= (v_{in}(v_{dc} - v_{in}))^2
\end{aligned} \tag{14}$$

である。

また、本検討は臨界モードで検証するため、 D_4 は(8)式より(15)式で表される。

$$D_4 = 1 - (D_1 + D_2 + D_3) \tag{15}$$

これらの(12), (13), (15)式より、図4のフローチャートに従って、各デューティを求める。本検討では、まず $D_3=0$ のときリアクトル平均電流が I_{ave}^* であると仮定し、図4のフローチャートより各デューティの導出を行う。次に、計算より得られた各デューティを(5)-(7)式に代入し、各スイッチングモードの電流ピーク値 $I_{pk1} \sim I_{pk3}$ を導出する。ここで、各スイッチングモードにおける平均電力の総和は伝送電力に等しくなる。従って、 D_3 についての関数に展開すると(9)式より I_{ave} は、(16)式で表される。

$$\begin{aligned}
I_{ave}(D_3) &= \frac{1}{2}I_{pk1}D_1 + \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk2})D_2 \\
&\quad + \frac{1}{2}(I_{pk1} + I_{pk3})D_3 + \frac{1}{2}I_{pk3}D_4
\end{aligned} \tag{16}$$

最後に、計算で求められた $D_1 \sim D_4$, $I_{pk1} \sim I_{pk3}$ を(16)式に代入し、 $I_{ave}(D_3)$ を求める。(18)式で導出した $I_{ave}(D_3)$ と所望の平均電流 I_{ave}^* を比較し、

$$I_{ave}(D_3) \approx I_{ave}^* \tag{17}$$

を満たさなければ、 $D_3 = D_3 + d$ とし、フローチャートに従って(12)式に戻り再度導出を行う。ここで、 d は刻み幅を示し、刻み幅を小さく設定することにより、(8)-(17)式の条件式に対し正確なデューティを求めることが可能であるが、反復計算回数が増える。

もし、 $0 \leq D_3 \leq 1$ の範囲内で(17)式を満たす D_3 が得られない場合、FCCへの本DCM制御方式を適用不可能な回路条件であることを意味する。この場合は I_{ave}^* を変更するか、(14)

式に示す回路パラメータを変更する必要がある。

図5に本システムのゲート信号生成図を示す。回路パラメータ v_{in} , v_{fc} , v_{dc} , L , スwitchング周波数 f_{sw} , およびリアク

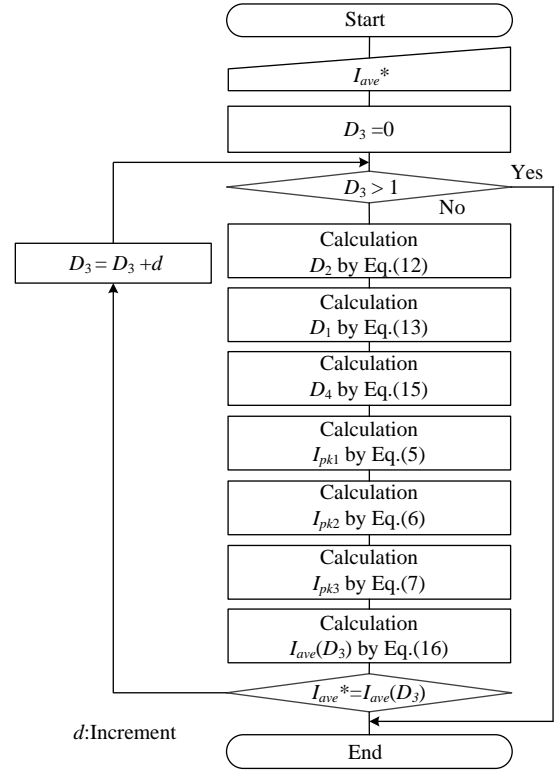


Fig. 4. Flowchart of calculation for switching duty generation during DCM.

Table 1 Simulation condition.

Input voltage	v_{in}	150 V
Output voltage	v_{dc}	350 V
Boost inductor	L	100 μ H
Switching frequency	f_{sw}	30 kHz
Flying capacitor voltage	v_{fc}	175 V

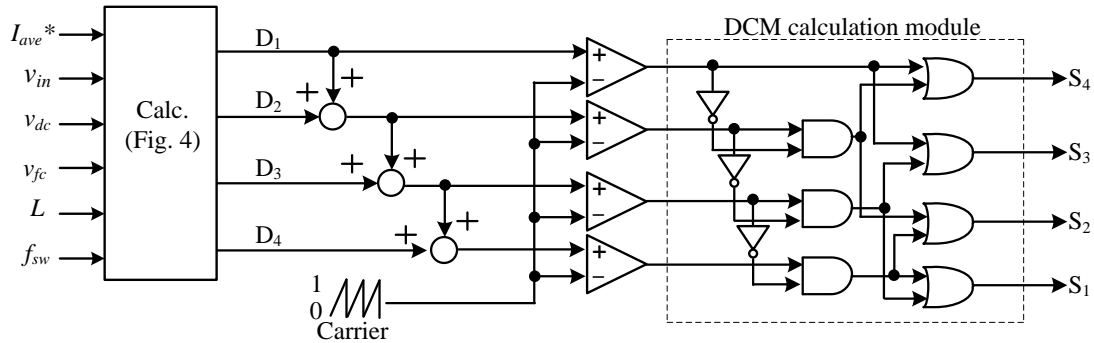


Fig. 5 Gate signal generation of proposed method.

トル平均電流指令 I_{ave}^* を用いて図 4 のフローチャートでデューティを導出する。得られたデューティを基に FCC の動作モードが遷移するようスイッチゲートパルス生成回路にて DCM ゲート信号を得る。

4. シミュレーション条件

本章では、提案法の有用性を確認するために行ったシミュレーションについて述べる。

表 1 シミュレーション条件を示す。本検討におけるシミュレーションでは基礎検討のため、フライングキャパシタ電圧 v_{fc} 及び出力電流平均値指令 I_{ave}^* を一定とする。また、FCC においてフライングキャパシタがバランスしている場合、フライングキャパシタ電圧 v_{fc} は v_{dc} の半分となる。本検討においてはこの状態を前提とし、出力電圧 $v_{dc}=350\text{ V}$ の半分として $v_{fc}=175\text{ V}$ とする。また、今回はパワーコンディショナの昇圧回路として用いられることを前提に、入力電圧 $v_{in}=150\text{ V}$ 、出力電圧 $v_{dc}=350\text{ V}$ とする。

まず、提案する手法でデューティを求められる範囲を確認するため、平均電流 I_{ave} を縦軸、デューティ $D_1\sim D_4$ を横軸としたグラフを作成する。また、グラフから読み取ったデューティ値にてデューティ一定としてシミュレーションを行い、図 3 と同様の波形を得られるかを確認する。

5. シミュレーション結果

図 6 に表 1 で示した電圧条件及び回路パラメータにおけるデューティとリアクトル電流平均値の特性を示す。図 6 より、デューティが取ることのできる値は正のみであることから、平均電流 I_{ave} が取ることのできる値には下限値と上限値があることがわかる。これは、電流波形の傾きが電圧条件や回路パラメータに依存しているため、電流時間積の取りうる値に制限があることによる。

図 7 に図 6 の A 点で示す条件時のデューティを用いて一定デューティでスイッチングしたときのスイッチゲートパルス波形及び電流波形を示す。図 7 におけるスイッチゲートパルスを図 3 と比較すると、所望のモードの遷移が行われていることが確認できる。また、最下段のリアクトル電流に注目すると、図 3 と同様に台形波が生成されている。さらに、平均電流が 10 A となっていることから、図 6 で求めたリアクトル平均電流指令値をデューティの関係が一致している。

次に、少なくとも 1 つのデューティが負となる境界において同様にシミュレーションを行い、設計法の妥当性の検討を行う。

図 8 に図 6 の B 点で示す条件時のデューティを用いて一定デューティでスイッチングしたときのスイッチゲートパルス波形及び電流波形を示す。図 7 と比較すると、図 8 の平均電流 I_{ave} が 3.57 A に変化していることが確認できる。また、図 6 においてこの電流平均値の場合、 D_4 の Duty 値が 0 に漸近しており、図 8 においても Mode IV の期間が限りなく短い。このことから、リアクトル平均電流指令 I_{ave}^*

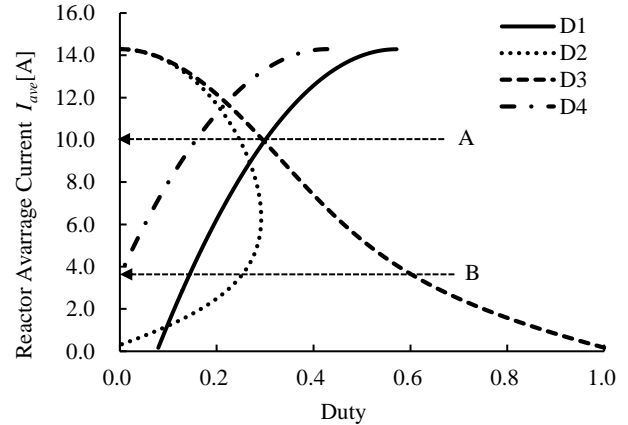


Fig. 6. Chart of average current and duty.

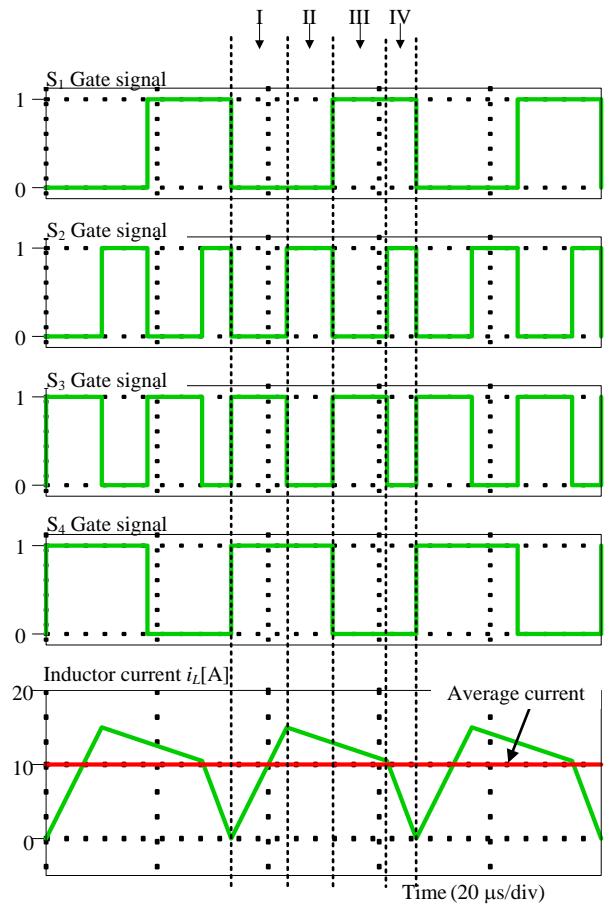


Fig. 7. Operation waveforms ($I_{ave}=10\text{ A}$).

に応じてデューティの演算が可能であることがわかる。

6. まとめ

本論文では、フライングキャパシタコンバータのリアクトル電流を BCM 駆動するため、4 つのスイッチングモード用いたデューティを簡易的に算出する方法を検討した。本検討では、デューティの条件式を展開し、反復演算を用いた数値解析を行う手法を提案した。シミュレーションを用いた検証結果より、提案法で求めたデューティを用いると

所望のリアクトル平均電流となったことから、提案法の妥当性を確認した。今後は提案した計算手法を DSP へ組み込むため、リアクトル電流平均値をリアルタイムに計算する方法の検討及び、実機実験による提案手法の妥当性の検証を行う予定である。

文 献

- (1) Pham Xuan Khiet, 三谷康範, 渡邊政幸:「電気自動車を接続した太陽光発電システムのための双方向 DC-DC 変換器の開発」, 平成 23 年度電気関係学会九州支部連合大会, 02-P-07,(2011)
- (2) 泉晋作, 唐川裕也, 忻欣, 山崎大河:「太陽光発電システムを有する電力システムの安定性解析」, 第 59 回自動制御連合講演会, ThB85-1
- (3) 根葉保彦, 古山英二, 坂口潤:「PWM 電流形インバータ系統連系太陽光発電システムにおける単独運転防止の一方法」, 電気学会論文誌 D, Vol. 117, No. 11, p1404-1405 (1997)
- (4) 宮崎裕二:「高周波用ハイブリッド SiC モジュール」, 三菱電機技報, Vol. 88, No.5, (2014)
- (5) 山岸達也, 赤木泰文, 木ノ内伸一, 宮崎裕二, 小山正人:「SiC-MOSFET/SBD モジュールを用いた 750V, 100kW, 20kHz 双方向絶縁型 DC/DC コンバータ」, 電気学会論文誌 D, Vol.134, No.5, pp.544-553,(2014)
- (6) 荒木隆宏, 折川浩司, 伊東淳一:「GaN-FET を用いたモータドライブ用 PWM インバータの EMC フィルタを考慮した総合体積評価」, 平成 25 年電気学会産業応用部門大会, 1-40,(2013)
- (7) 櫻庭友和, レホアイナム, 伊東淳一:「電流不連続モードで動作する昇圧形アクティブバッファを用いた単相系統連系インバータの実機検証」, 平成 28 年電気学会産業応用部門大会, No. JB-1, 1-55, (2015)
- (8) Hoai Nam Le, Daisuke Sato, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh: "Efficiency Improvement at Light Load in Bidirectional DC-DC Converter by Utilizing Discontinuous Current Mode", 17th Conference on Power Electronics and Applications, EPE'15-ECCE Europe, No. DS1b-Topic 3-0484, (2015)
- (9) Yasuhiro Sugimoto, Toru Sai, Kei Watanabe, Mikio Abe: "Feedback Loop Analysis and Optimized Compensation Slope of the Current-Mode Buck DC-DC Converter in DCM", IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol. 62, No. 1, p.311-319 (2015)
- (10) 松浦浩一, 伊東淳一:「スイッチトキャパシタ形 3 レベル DC-DC コンバータの損失評価」, SPC 沖縄, SPC-11-098, PSE-11-061, PE-11-044 (2011)

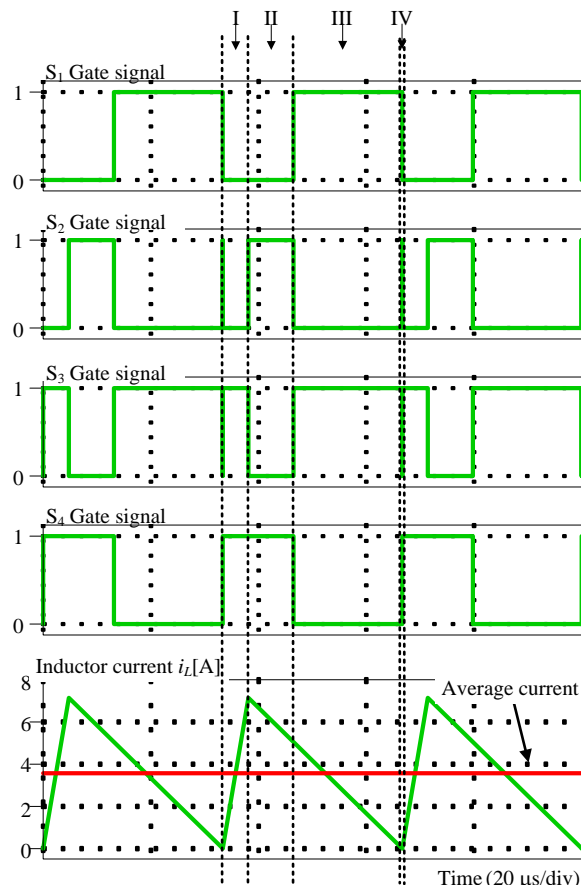


Fig. 8. Operation waveforms ($I_{ave}=3.57$ A)