

昇圧チョップの電流不連続モードにおける 電流平均値検出手法の検討

レ ホアイ ナム* 佐藤 大介 折川 幸司 伊東 淳一
(長岡技術科学大学)

Investigation about the sampling method for the average current of discontinuous current mode
in boost converter

Hoai Nam Le*, Daisuke Sato, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh
(Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a sampling method to obtain the average current in Discontinuous Current Mode (DCM). The validity of the proposed sampling method is confirmed in experiment. Then, it is confirmed by current step response experiment that the current response in DCM is similar to that in CCM. Those results confirm the validity of the proposed DCM control system. Furthermore, the comparison of efficiency between DCM and CCM is conducted. As a result, at rated load the efficiency of DCM equals to that of CCM at 96.7%. At light load, the efficiency of DCM and CCM are 96.1% ,90.8% respectively, which means by applying DCM the efficiency at light load is improved by 5.3%. Finally, the difference between synchronous rectification and asynchronous rectification in DCM is explained. By applying synchronous rectification, the efficiency increases 0.4% at rated load comparing to that in asynchronous rectification.

キーワード：昇圧チョップ，電流不連続モード，電流連続モード，電流平均値検出，同期整流，非同期整流

(Boost converter, Discontinuous Current Mode, Continuous Current Mode, Average Current Detection, Synchronous Rectification, Asynchronous Rectification)

1. はじめ

近年，太陽光発電システムの小型化を目的として昇圧チョップのリアクトルの小型化が求められている。リアクトルを小型化する方法として，高速なスイッチング素子を使用して，スイッチング周波数を増加させる方法がある⁽¹⁾。しかし，リアクトルは小形化できる一方，スイッチング損失が増加し⁽²⁾，放熱フィンの体積が増加するため，スイッチング周波数増加による小形化には限界がある。

一般に，昇圧チョップの電流制御にはリアクトルの電流を連続に制御する電流連続モード (CCM) と不連続に制御する電流不連続モード (DCM) がある。CCM に比べ，DCM はリアクトルを小形化できる。ただし，DCM では，制御対象が非線形となるため，CCM と同様の制御系を利用できず，制御系が複雑化するという問題がある。そのため，これまでに DCM における電流制御に関して，多くの研究がなされてきた⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。しかし，これらの制御方法は，制御システムの複雑化又は補助回路の追加によるコストの増大を招く。また，フィードバック制御を行う場合，リアクトルに流れる電流の平均値を検出する必要があるが，DCM では CCM と

同様の手法は用いることができない。LPF を用いることで簡単に検出可能となるが，LPF は遅れ要素を持つため，制御系の応答特性が悪化する⁽⁶⁾。

著者らはこれまでに，CCM 用電流制御系に対して，デューティおよび変換器ゲインを補正するだけで，DCM における電流制御が可能となる制御手法を提案し，提案制御系の有用性を確認している⁽⁷⁾。ただし，電流平均値検出手法が未検討であった。

本論文では，はじめに DCM におけるリアクトル電流平均値検出法を提案し，その妥当性を検証する。次に，提案する電流平均値検出法を用いた電流制御系の目標値応答を検証する。また，提案する電流検出法では電流が流れている期間とゼロの期間を判別できる。これに着目して，昇圧チョップの同期整流法を提案する。同期整流では，ダイオードよりも小さいオン抵抗をもつ MOSFET に電流を流すため，導通損失の低減が期待できる。最後に，CCM と DCM における昇圧チョップの効率を測定し，DCM の同期整流による効率改善を検証する。

2. 回路動作と不連続電流の平均値検出法

(2・1) CCM および DCM における回路動作と制御系

図 1 に昇圧チョップパの回路図を示す。昇圧チョップパの動作はリアクトルを流れる入力電流が連続となる CCM と不連続となる DCM の二つの電流モードに分けられる。

図 2 に CCM および DCM における電流波形を示す。CCM の場合、動作モードはリアクトルにエネルギーを蓄えるモード 1 とエネルギーを放出するモード 2 に分けられる。一方、DCM の場合、CCM と同様のモード 1、モード 2 に加え、電流がゼロとなるモード 3 に分けられる。図 1 と図 2 よりモード 3 時の SW₁ の状態を制御することにより、電流が連続か不連続になる。

図 3 に CCM における電流制御系のブロック図を示す。PI 制御器を用いることで、伝達関数は 2 次系となり(1)式で表される。

$$\frac{\bar{i}_m(s)}{\bar{i}_m^*(s)} = \frac{\frac{K_p}{LT_i}}{s^2 + \frac{K_p}{L}s + \frac{K_p}{LT_i}} \quad \dots\dots\dots(1)$$

\bar{i}_m は入力電流の平均値、 L は昇圧リアクトルのインダクタンス、 K_p は PI 制御器の比例ゲイン、 T_i は PI 制御器の積分時間である。

図 4 に DCM における電流制御系のブロック図を示す。回路モデルが非線形となるため、デューティおよび変換器ゲインを補正することで、制御系を線形化する。

図 5 に CCM と DCM の両方に対応可能な電流制御系を示す。本制御では、CCM の制御系を基に DCM の制御を実現するため、デューティ補正係数 α_{DCM} とゲイン補正係数 K_{DCM} を導入する。デューティ補正係数 $\alpha_{DCM}[n]$ は、入力電圧 $v_{in}[n]$ と出力電圧 $v_{out}[n]$ と 1 サンプル遅れたデューティ $d[n-1]$ を用いて(2)式で与えられる。

$$\alpha_{DCM}[n] = \frac{v_{out}[n]}{v_{out}[n] - v_{in}[n]} d[n-1] \quad \dots\dots\dots(2)$$

CCM の場合には、現在のデューティ $d[n]$ は PI 制御器の出力のみで決定されるが、DCM の場合には $d[n]$ と $d[n-1]$ との差分である微小デューティ $\tilde{d}[n]$ を用いて $d[n]$ を決定する必要がある。そのため、デューティ補正係数 $\alpha_{DCM}[n]$ を導入することで、DCM の微小デューティ $\tilde{d}[n] = d[n] - d[n-1]$ を導出し、ゲインの補償を行う。加えて、PI 制御のゲインは CCM を基準に設計するため、DCM の際には応答が設計値と一致しない。そのため、ゲイン補正係数 $K_{DCM}[n]$ によりゲインの補償を行う。ここで、 $K_{DCM}[n]$ は、(3)式で得られる。

$$K_{DCM}[n] = \frac{v_{out}[n] - v_{in}[n]}{v_{in}[n]} \frac{1}{d[n-1]} \quad \dots\dots\dots(3)$$

(2・2) DCM における電流平均値の検出

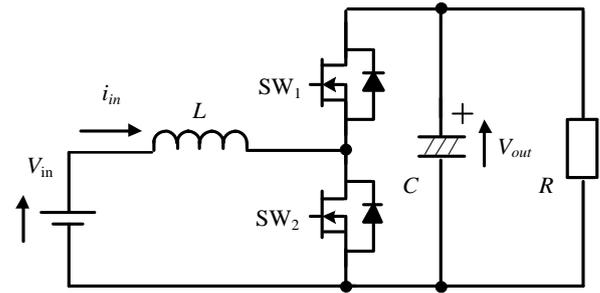


Fig. 1. Boost converter circuit to level up the voltage in photovoltaic system. When the inductor is minimized, the circuit operates in two kinds of current modes: the continuous current mode and the discontinuous current mode.

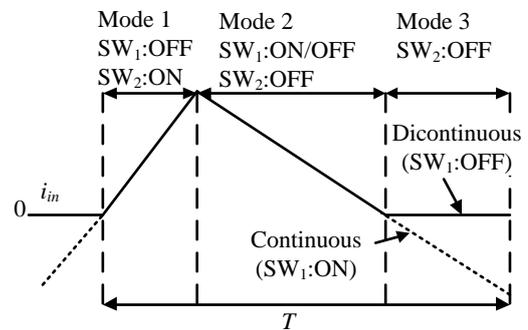


Fig. 2. Waveform of the input current corresponding to 3 modes in DCM and CCM. By controlling SW₁ in mode 3, the current becomes discontinuous when SW₁ is switched to OFF state, or continuous when SW₁ is kept in ON state.

図 5 の電流制御系には昇圧リアクトルに流れる電流の平均値をフィードバックする必要があるが、CCM と DCM では電流平均値の検出方法が異なる。本節では不連続電流の電流平均値検出手法を提案する。

図 6 に CCM および DCM におけるリアクトル電流波形と電流のサンプリング方法を示す。図 6 よりキャリア波形の谷でサンプリングすることで、リップル電流の中間の値を検出できることがわかる。CCM の場合、リップル電流の中間値が電流平均値になるが、DCM の場合、電流平均値にならない。

図 7 に 1 周期分の DCM の電流波形を示す。電流波形を 1 周期分、積分すると、電流平均値と時間の積に等しくなることから、(4)式を得る。

$$\frac{1}{2} i_{pk} dT + \frac{1}{2} i_{pk} d'T = \bar{i}_m T \quad \dots\dots\dots(4)$$

i_{pk} は電流ピーク値、 \bar{i}_m は電流平均値、 d' は電流がピークからゼロまで下がるデューティである。(4)式から電流平均値は(5)式となる。

$$\bar{i}_m = \frac{1}{2} i_{pk} (d + d') \quad \dots\dots\dots(5)$$

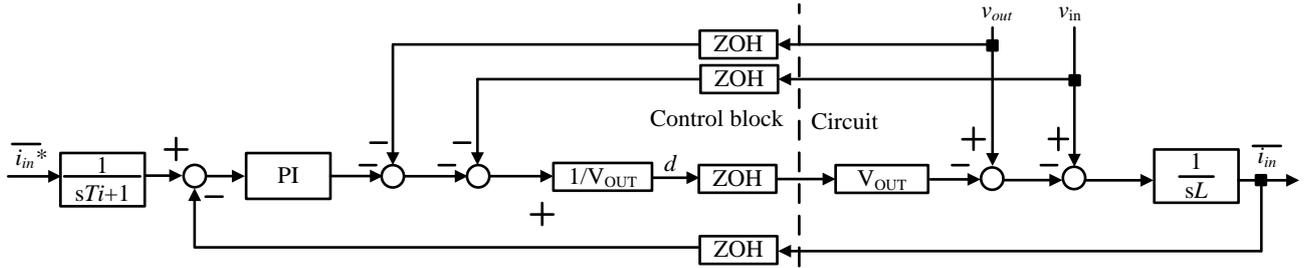


Fig. 3. Conventional CCM control block and circuit model in CCM. The parameters of PI controller are designed based on the open-loop transfer function from the duty to the input current. Hence, the closed-loop of the conventional CCM control is expressed as the second-order normalized form in eq. (1).

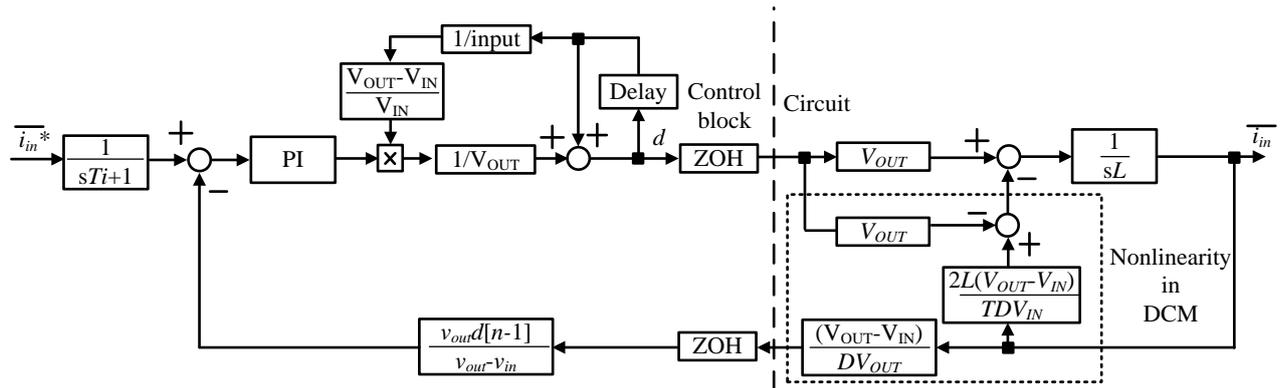


Fig. 4. Proposed DCM control block and circuit model in DCM. The parameters of PI controller are same as those in CCM case. The value of the duty in previous sampling period is taken advantage in order to eliminate the nonlinearity in the duty-to-input current transfer function of DCM. Note that, lowercase letters like v_{in} , v_{out} , d , i_{in} express for the instantaneous values while uppercase letters like V_{IN} , V_{OUT} , D , I express for the values at steady state.

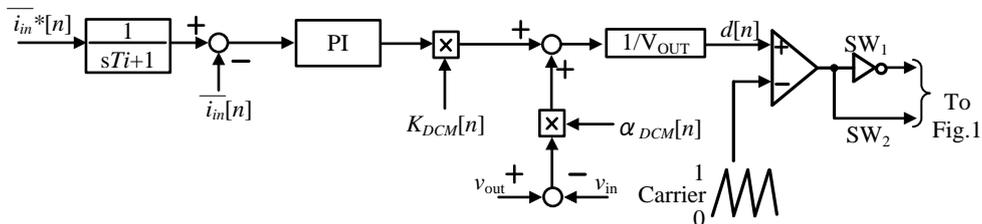


Fig. 5. Proposed control block for both CCM and DCM. By introduction of two correction factors K_{DCM} and α_{DCM} , only one PI controller, which is designed based on conventional CCM control, is required to control both CCM and DCM.

(5)式より、デューティ $d+d'$ がわかれば、電流平均値を求めることができる。また、図2のモード1~3におけるリアクトル電圧はそれぞれ(6)~(8)式になる。

$$dL \frac{\partial i_m}{\partial t} = dv_{in} \quad (6)$$

$$d'L \frac{\partial i_m}{\partial t} = d'(v_{in} - v_{out}) \quad (7)$$

$$(1-d-d')L \frac{\partial i_m}{\partial t} = 0 \quad (8)$$

(6)~(8)式を連立方程式として加減法を適用すると、(9)式を得る。(9)式から(10)式となる。

$$0 = L \frac{\partial i_m}{\partial t} = dv_{in} + d'(v_{in} - v_{out}) \quad (9)$$

$$d' = d \frac{v_{in}}{v_{out} - v_{in}} \quad (10)$$

(10)式の両辺に d を足すと、(11)式となる。

$$d + d' = d \frac{v_{out}}{v_{out} - v_{in}} \quad (11)$$

実際の制御系において、デューティ d は1サンプル前の値を利用することになるため、(11)式は(12)式に置き換えられる。

$$d[n] + d'[n] = d[n-1] \frac{v_{out}}{v_{out} - v_{in}} \quad (12)$$

(2), (5), (12)式より、電流平均値を求める式は(13)式となる。

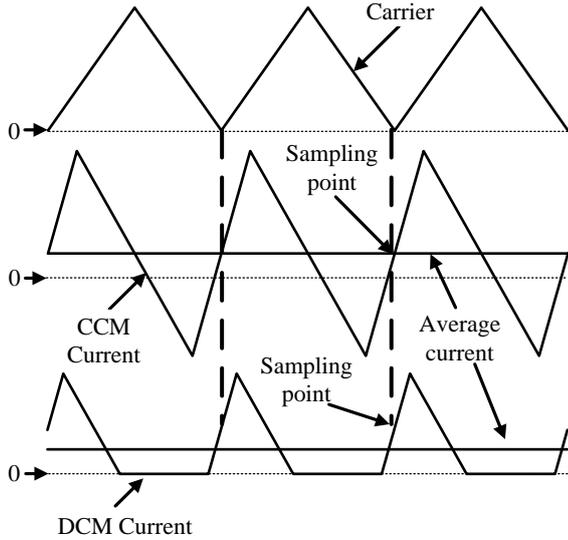


Fig. 6. Process of sampling in CCM and DCM. In CCM, the values sampled at the valley of the carrier equals to the average current. However, the average current in DCM cannot be obtained in same method.

$$\bar{i}_in[n] = \frac{1}{2} i_{pk}[n] d[n-1] \frac{v_{out}}{v_{out} - v_{in}} = \frac{1}{2} i_{pk}[n] \alpha_{DCM}[n] \quad \dots(13)$$

つまり、DCMにおける入力電流の平均値はキャリアの谷でサンプリングした値にデューティ補正係数 α_{DCM} をかけることで求めることができる。

図8に提案する電流平均値検出手法のブロック図を示す。コントローラーには電流をサンプリングした値の $i_{pk}/2$ が入力される。コントローラーでは入力をゼロ次ホールドしたあと、デューティ補正係数 α_{DCM} をかける。

図9に提案法で計算した電流平均値と実際の値を示す。図9より、計算結果が電流平均値の実際の値とほぼ等しくなることがわかる。したがって、提案法の妥当性を確認できる。

3. 同期整流と非同期整流

DCMの場合、2通りのスイッチングパターンが存在する。リアクトルからエネルギーを放出するモードにおいて、電流がスイッチ SW_1 を流れる場合とFWDを流れる場合である。本論文では前者の動作をするスイッチングパターンを同期整流、後者を非同期整流と呼ぶ。

図10に同期整流を行うDCM、非同期整流を行うDCMの回路の動作モードを示す。 SW_1 をオンすることで同期整流、オフのままにすることで非同期整流となる。

図11に同期整流DCMの電流波形、スイッチ制御信号を示す。図11の SW_1 のデューティ d' は(10)式で計算される。図11より、DCMにおいて、電流がゼロになるとき両方のスイッチがオフしていることを確認できる。

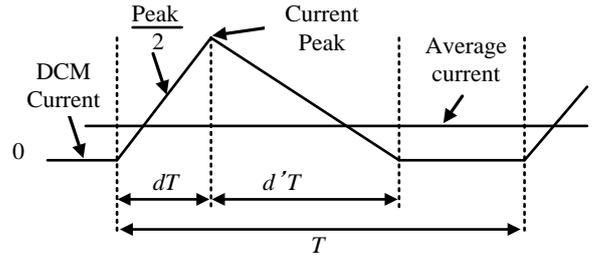


Fig. 7. Waveform of DCM current in one period. In proposed DCM sampling method, the half value of the current peak is sampled at the valley of the carrier. Then sampled value is inserted into eq. (13) to calculate the average current.

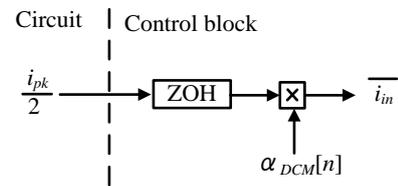


Fig. 8. Proposed sampling method for DCM average current. The half value of the current peak is sampled then multiplied with the correction factor α_{DCM} to obtain the average current in DCM.

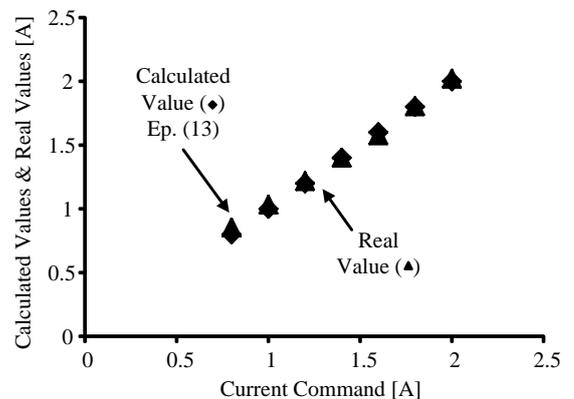
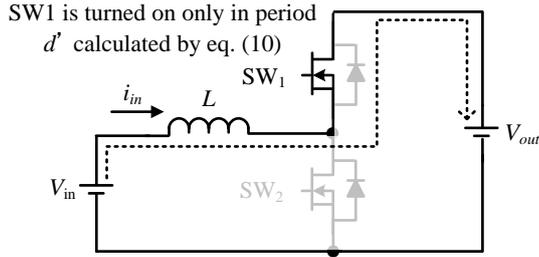


Fig. 9. Comparison between real values of average current and values calculated by proposed sampling method. The results calculated by the proposed DCM sampling are same as the average current measured by power meter in experiment.

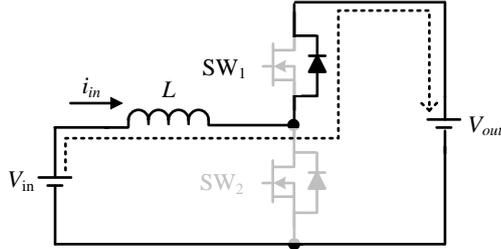
4. 実験結果

〈4・1〉 目標値応答

電流制御系に提案するDCMの電流平均値検出手法を適用した際の入力電流の目標値応答を確認する。表1に回路パラメータを示す。本章では従来のインダクタンスの大きい昇圧リアクトルを有するチョップのCCMの電流応答とインダクタンスの小さいリアクトルを有するチョップのDCMの電流応答を比較する。ACRの応答周波数は7000 rad/sec, 制動係数は0.7とする。



a) In synchronous rectification, the current flows through MOSFET₁ and eventually falls to zero. (MODE2 in Fig.2)



b) In asynchronous rectification, the current flows through FWD₁ and eventually falls to zero. (MODE2 in Fig.2)

Fig. 10 Synchronous/ asynchronous DCM control. The synchronous rectification is applied when SW₁ is turned on, while the asynchronous rectification occurs when SW₁ is turned off.

図 12 に入力電流応答波形を示す。DCM の電流波形のオーバーシュートと立ち上がり時間は CCM の電流波形に対して誤差率 10%未満であることから、提案する制御法および電流検出法の妥当性を確認できる。

(4・2) CCM, DCM における効率の比較

CCM および同期整流、非同期整流を行う DCM により回路を動作させた際の効率を比較する。なお、測定対象とする定格出力電力以下の範囲において、DCM で動作させるため、昇圧リアクトルは 400 μH とする。

図 13 に CCM および DCM における効率測定結果を示す。DCM において同期整流を行う場合、定格電力で CCM の効率が DCM と等しくなるが、軽負荷になるほど CCM の効率は下がる傾向にあり、DCM を用いることで、CCM に比べて最大 5.3%効率を改善できる。CCM の場合、入力電流のリプルは負荷の大きさに依らず一定であるため、軽負荷では入力電流のうちリプル電流の占める割合が増加する。したがって、軽負荷になるほど、リアクトルの銅損や素子の導通損失が相対的に増加するため、効率は低下する。また、全負荷領域において DCM の場合、同期整流の効率より 0.4%高いことがわかる。ダイオードのオン抵抗よりも MOSFET のオン抵抗が小さいため、同期整流では導通損失が小さくなる。さらに、SW₁ ではスイッチング損失がほとんど発生しない。図 11 より、SW₁ がオフするタイミングで電流がゼロになるため、SW₁ のターンオフ損失は発生しない。また、SW₁ がオンするタイミングではデッドタイムにより、電流が並列するダイオードを流れるため、SW₁ にかかる電圧がダイオードの順方向電圧と等しくなる。

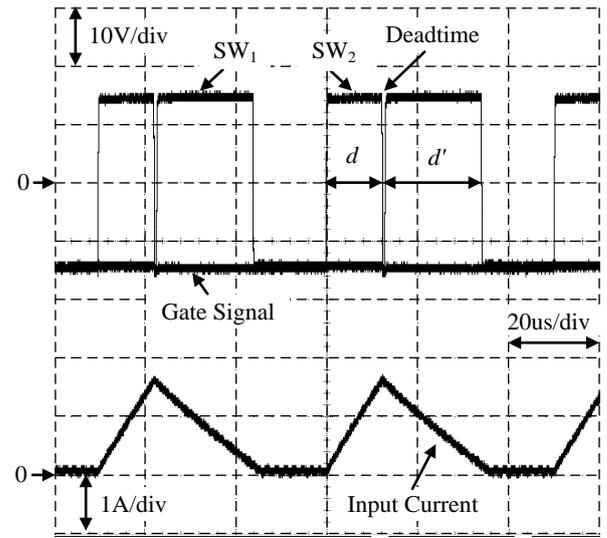


Fig. 11. Waveform of current and gate signals in synchronous DCM rectification. The voltage across SW₂ when it is turned on is the forward voltage of FWD, while SW₂ is turned off when the current reached zero. Therefore, the switching loss of SW₂ is nearly zero.

TABLE I

EXPERIMENTAL PARAMETERS

Input voltage V_{in}	100 V
Output voltage V_{out}	150 V
Rated output power P_{out}	200 W
Boost chopper inductor L (current response experiment)	1800 μH (CCM) 400 μH (DCM)
Boost chopper inductor L (efficiency comparison experiment)	400 μH (CCM) 400 μH (DCM)
Switching frequency f_{sw}	20 kHz
Devices	IRFB4020PbF

よって、SW₁ のターンオン損失はほとんど発生しないことから同期整流を行うことで、より高効率に動作させることが可能となる。

5. まとめ

本論文では、DCM における昇圧チョップのリアクトル電流平均値をサンプリングと計算により求める方法を提案した。提案法により計算した電流平均値が実際の電流平均値と同じになることから、提案法の妥当性を確認した。また、提案電流平均値計算法を適用した電流制御系の目標値応答が CCM における電流制御系とほぼ一致すること、定格出力における外乱応答が CCM と一致したことから、提案した DCM における電流制御系の妥当性を確認した。さらに、DCM におけるチョップの効率を CCM と比較した。その結果、同期整流を適用した DCM の効率は CCM における効率よりも軽負荷時に最大 5.3%高くなることを確認した。今後は DCM よりリアクトルのサイズの小型化についての検討があげられる。

文 献

- (1) Anthony D. Sagneri, David I. Anderson, David J. Perreault: "Optimization of Integrated Transistors for Very High Frequency DC-DC Converters", IEEE Vol.28, No.7, pp.3614-3626 (2013)
- (2) Peter Haaf, Jon Harper: "Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses", Fairchild Power Seminar 2007, ppA.23-A.33 (2007)
- (3) Tai-Sik Hwang, Sun-Yeul Park: "Seamless Boost Converter Control Under the Critical Boundary Condition for a Fuel Cell Power Conditioning System", IEEE Vol.27, No.8, pp.3616-3626, (2012)
- (4) Jeffrey Morroni, Luca Corradini, Regan Zane, Dragan Maksimovic: "Adaptive Tuning of Switched-Mode Power Supplies Operating in Discontinuous and Continuous Conduction Modes", IEEE Vol.24, No.11, pp.2603-2611 (2009)
- (5) Jianping Xu, Jinping Wang: "Bifrequency Pulse-Train Control Technique for Switching DC-DC Converters Operating in DCM", IEEE Vol.58, No.8, pp.3658-3667 (2011)
- (6) 渋谷貴之, 大沼喜也, 伊東淳一: 「昇圧チョップパにおける遅延時間と電圧リミットによる電流応答限界に関する考察」, 北陸支部連合大会, No. A-79 (2009)
- (7) Hoai Nam Le, Koji Orikawa, Jun-ichi Itoh: "DCM Control Method of Boost Converter based on Conventional CCM Control", The 2014 International Power Electronics Conference, 21A4-5, pp. 3661-3666 (2014)

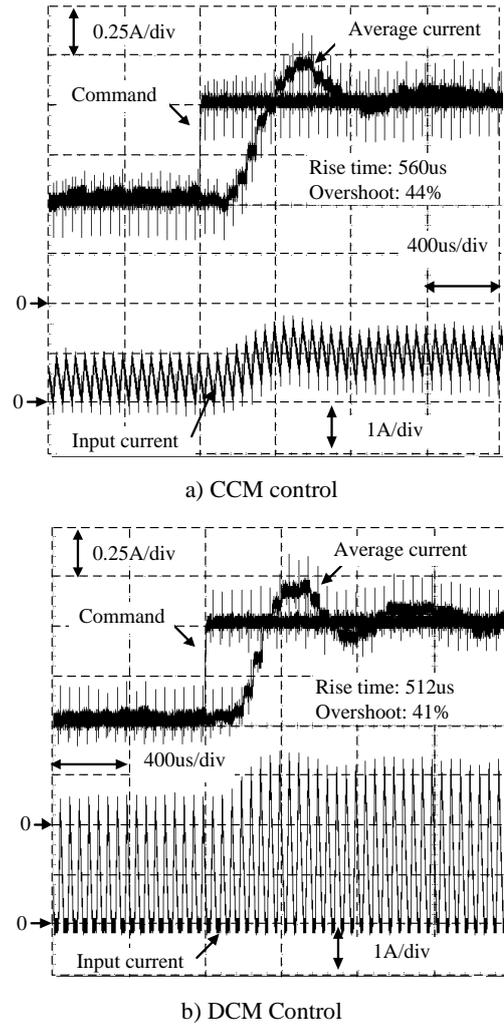


Fig. 12. Comparison about current step response between CCM and DCM. Same current response in both DCM and CCM confirms the validity of the proposed DCM control system.

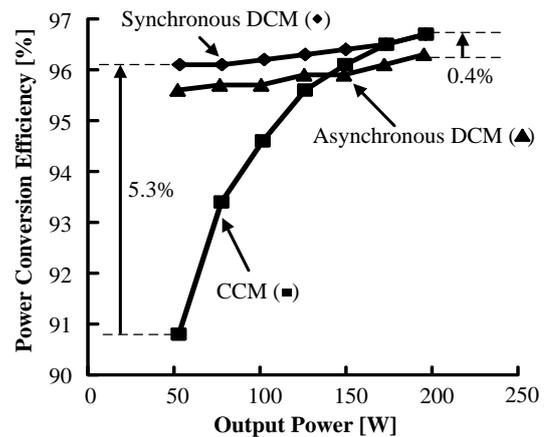


Fig. 13. Experimental efficiency among CCM rectification and synchronous/asynchronous DCM rectification. By applying DCM, the high efficiency is preserved at all range of load. Besides, based on the parameters of the circuit, there is a considerable improvement in efficiency between synchronous rectification and asynchronous rectification.