

電流不連続モードを用いたフライバックコンバータ の単相パワーデカップリング法

学生員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Single-phase Power Decoupling Method using fly-back converter with discontinuous current mode

Hiroki Watanabe, Student Member, Jun-ichi Itoh, senior Member (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses a power decoupling method using fly-back converter with discontinuous current mode (DCM) for PV micro-inverter. The proposed converter consists of the fly-back converter, voltage source inverter (VSI) and small capacitor. The proposed method is not required an additional component and complicated control for power decoupling. Thus, it can achieve that the cost reduction and the simple configuration. In addition, the sensor-less current control for maximum power point tracking (MPPT) is proposed for cost reduction. From the experimental result, the second-order harmonics on the PV input current is reduced by 97% in comparison with that in the current continuous mode (CCM).

キーワード：フライバックコンバータ，AC モジュール，単相電力脈動

Keywords : Fly-back converter, AC module, Single phase power ripple

1. はじめに

近年，自然エネルギー利用促進の観点から，太陽光発電(PV)に注目が集まっている。PVを単相系統へ連系する場合，昇圧チョップと系統連系インバータから構成されるパワーコンディショナ(PCS)が用いられる。ここで，現在は複数の太陽光パネルを一台の大容量PCSを介して系統連系するシステムが主流である。しかし，日陰などの日射条件によって，一枚，もしくは複数の太陽光パネルの発電量が低下した場合，PVシステム全体の発電量を大きく制限することが知られている。

一方，これまでにACモジュール方式の検討が多く行われている⁽¹⁾。これは小容量インバータ(マイクロインバータ)を太陽光モジュール毎に接続することで，モジュール単位で発電量を監視する。そのため，日陰に覆われていない太陽光モジュールは最大電力点で発電を維持できる特徴がある。しかし，複数台の電力変換器を導入する必要があり，インシヤルコストの増大が懸念される。また，太陽光モジュール直下に電力変換器を配置するため，大容量PCSに対して周囲温度の条件が厳しい。そのため，電解コンデンサの使用は電力変換器の寿命を大きく制限する。

上記の問題に対して，フライバックコンバータを用いた様々な回路方式が提案されている⁽²⁾。フライバックコンバータは少ない部品点数で絶縁と昇圧を行える特徴があり，低コスト化に有利である。しかし，単相系統へ連系する場合，電源周波数に対して2倍周波数で発生する単相電力脈動を補償するために，直流部に大容量の電解コンデンサが必要となる。この問題を解決するために，電解コンデンサの代わりに小容量コンデンサを用いて単相電力脈動を補償するアクティブパワーデカップリング方式が検討されている⁽³⁾。本方式は電解コンデンサをフィルムコンデンサや積層セラ

ミックコンデンサに置き換えることができるため，長寿命化が期待できる。しかし，コンデンサの充放電を制御するために，追加の半導体素子や，受動素子が必要となる。その結果，部品点数が増加し，フライバックコンバータの優位性を損なうことになる。

本論文では，追加素子，複雑な制御の両方を用いない単相電力脈動補償法を提案する。提案法はフライバックコンバータを電流不連続モード(DCM)で駆動し，定電力動作を行うことで，PV側に単相電力脈動の影響を与えない。したがって，アクティブパワーデカップリングを用いることなく入力電力を一定にすることが可能であり，かつ大容量電解コンデンサを必要としない。実験結果より，電流連続モード(CCM)駆動時に対して，電流フィードバックを用いることなく入力電流に含まれる二次高調波成分を97%抑制できることを確認したので報告する。

2. 回路構成

図1に検討回路を示す。検討回路はフライバックコンバータと電圧型インバータ(VSI)で構成される。フライバックコンバータでは絶縁と昇圧を行う。また，高周波駆動することで，トランスを小型化する。フライバックコンバータはサージ電圧抑制用のスナバ回路が必要となるものの，原理的にパワーデカップリングを行うことが可能なため，追加のパワーデカップリング回路は不要である。したがって，直流中間部のコンデンサは小容量で構成できる。なお，図1は最も簡単な構成となるが，提案方式はフライバックコンバータの励磁電流が不連続モードの条件下で動作することでパワーデカップリングを達成できる。したがって，インターリーブ方式を適用することで，効率改善や，トランスの小型化が見込めるなど，回路構成には検討の余地がある。

一方，検討回路ではVSI側は通常のPWM駆動となるた

め、従来のフライバックコンバータ側で全波整流波形を生成し、インバータ部で極性反転動作を行う方式に対してスイッチング損失の増加が懸念される。これについては電流三角波モード(TCM)を適用し、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成することで回避できる⁽⁴⁾。本論文では、提案方式によるパワーデカップリング効果について評価を行ったため、VSI側の制御については今後検討する。

3. 制御方式

〈3・1〉 単相電力脈動補償

図2に単相電力脈動の補償原理を示す⁽⁵⁾。出力電圧と電流を正弦波、負荷力率1とすると、瞬時出力電力 p_{out} を(1)式に示す。

$$p_{out} = V_{acp} I_{acp} \sin^2(\omega t) \\ = \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} - \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t) \quad (1)$$

(1)式において、 V_{acp} は単相電圧最大値、 I_{acp} は単相電流最大値、 ω は系統の角周波数である。(1)式より、単相瞬時電力は系統角周波数の2倍の周波数で脈動する。入力直流電力を一定にするには、第2項の脈動分をエネルギーバッファで補償すればよい。エネルギーバッファに蓄えられる瞬時電力 p_{buf} は(2)式となる。

$$p_{buf} = \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t) \quad (2)$$

図3に提案回路のパワーデカップリングの原理を示す。入力直流電流を一定にするためには、(2)式で表される電力を全てエネルギーバッファ側に享受させる必要がある。ここで、アクティブパワーデカップリングを適用せずに直流中間コンデンサを小容量化した場合、直流成分と電源周波数の2倍周波数成分を分離できないため、入力直流電力が変動する。そこで提案回路では、フライバックコンバータをDCMで駆動した際の定電力特性に着目し、デカップリング機能を実現する。これにより、フライバックコンバータ側は常に一定の電力となり、単相系統側の2倍周波数成分の影響を受けない。結果として、上述の周波数成分は全て直流中間コンデンサ側が享受する。

〈3・2〉 動作モード

図4に各動作モード時のフライバックコンバータの一次側電流を示す。フライバックコンバータはCCM、DCM、臨界モード(BCM)の3つの動作モードがある。なお、臨界モードはゼロ電流期間が発生しないDCMと等価である。まず、CCM時の入力電流平均値は(3)式となる。

$$I_{ave_CCM} = \frac{V_{dc}}{V_{in}} I_{dc} \quad (3)$$

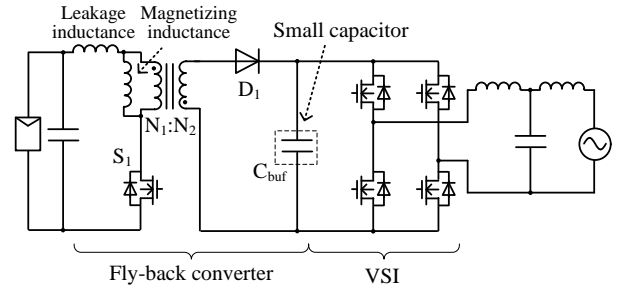


Fig.1 Fundamental configuration with fly-back converter.

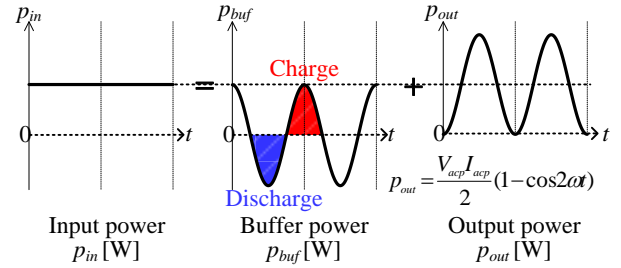


Fig.2 Relationship between input and output power.

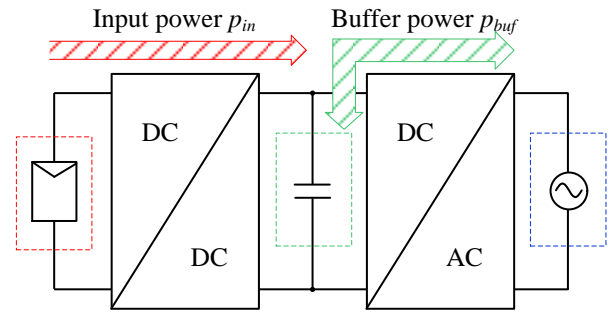


Fig.3 Power decoupling strategy of proposed circuit.

ここで、 V_{dc} は直流中間電圧、 I_{dc} は直流中間電流、 V_{in} はPV側直流電圧である。(3)式に示すとおり、フライバックコンバータをCCMで動作させた場合、入力電流平均値が負荷に依存するため、直流中間コンデンサを大容量化しない場合、電源周期で脈動する。

一方、DCM時の一次電流最大値、および一次電流平均値は(4)、(5)式となる。

$$I_{ave_DCM} = \frac{I_{peak}}{2} D_{on} \quad (4)$$

$$I_{peak} = \frac{V_{in}}{L_m} D_{on} T_{sw} \quad (5)$$

ここで、 I_{peak} は一次電流最大値、 D_{on} はオンデューティ、 T_{sw} はスイッチング周期、 L_m は励磁インダクタンスである。(4)式より、DCM 駆動時はフライバックコンバータの入力電流平均値は励磁電流の傾きとオンデューティで一義に決定する。そのため、オンデューティを常に一定で駆動することで、負荷条件にかかわらず常に一定の電力を出力する定電力動作をとる。提案回路ではこの特性を利用し、追加素子と大容量電解コンデンサの両方を用いずにパワーデカップリングを達成する。

(3.3) 制御ブロック

図 5 に制御ブロック図を示す。フライバックコンバータは DCM 駆動の条件下ではオープンループ制御でもパワーデカップリングが可能である。しかし、最大電力点追従制御(MPPT)を適用する場合、PV 側の最大電力点に応じてデューティを調整する必要がある。そこで提案回路では励磁電流に対して電流センサレス制御を適用する。

まず、フライバックコンバータの入出力電圧比の関係より、デューティ d は(6)式となる。

$$d = \frac{1}{\frac{V_{in}}{V_{dc}} \frac{N_2}{N_1} + 1} \quad (6)$$

ここで、 N_1 、 N_2 は一次/二次巻き数である。一方、励磁電流平均値は(7)式となる。

$$I_m = \frac{1}{1-d} \frac{N_2}{N_1} I_{dc} \quad (7)$$

最後に、(6)式を(7)式に代入すると、励磁電流推定値は(8)式となる。

$$I_{m_est} = \frac{\left(\frac{V_{in}}{V_{dc}} \frac{N_2}{N_1} + 1\right) \frac{P_{in}}{V_{dc}}}{\frac{V_{in}}{V_{dc}}} \quad (8)$$

$$I_{dc} = \frac{P_{in}}{V_{dc}} \quad (9)$$

したがって、PV 側入力電圧および電流、直流中間電圧を検出すれば励磁電流を推定できる。この時、PV 側に電流センサが必要となるが、実際には過電流保護用に電流センサが必要なため、これを流用すればよい。また、一般的な DCM のフィードバック制御ではサンプリングが問題となるが、本方式はスイッチング周期でのサンプリングは必要ない。さらに、制御応答は MPPT の応答に対して設定すればよいため、高速な応答も不要である。

VSI 側は一般的なインバータ出力電流制御、および直流中間電圧制御を適用する。ここで、提案回路では直流中間電圧が電源周期で脈動するため、インバータ出力電流に系統周波数の 2 倍周波数成分が重畳し、ひずみ率(THD)が増加す

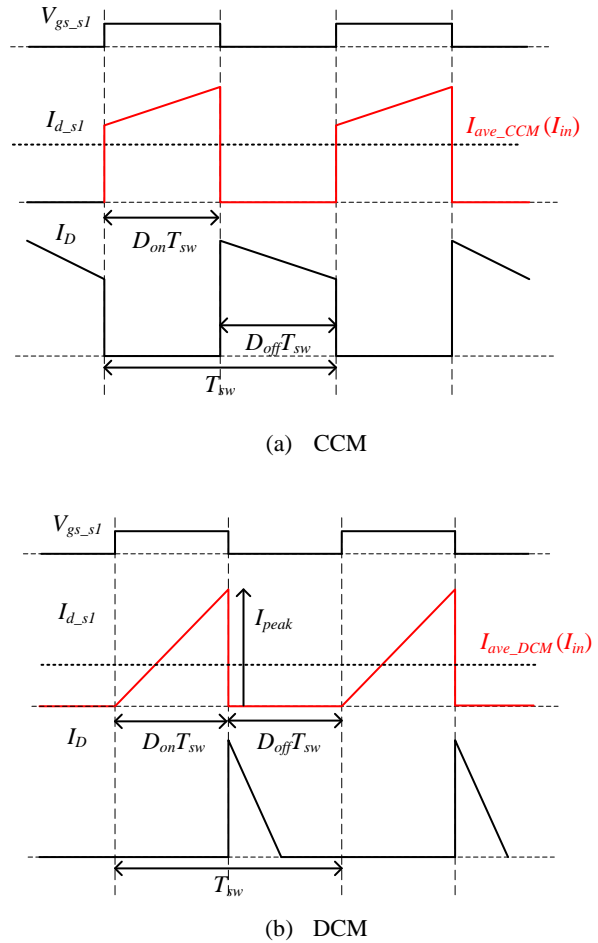


Fig. 4 Primary current waveform.

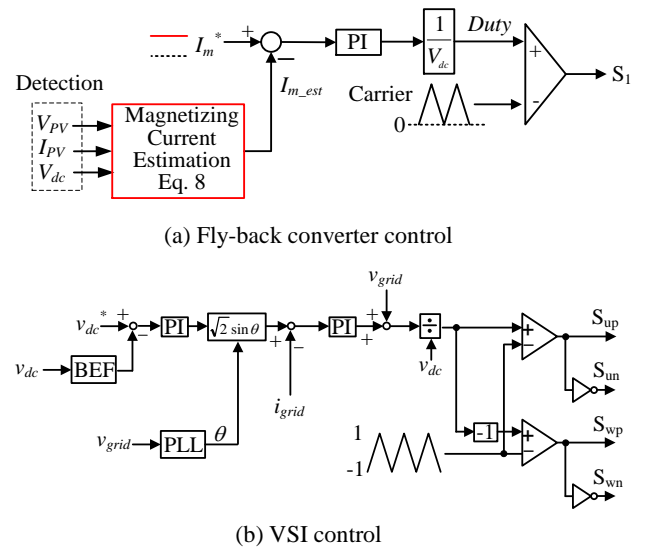


Fig. 5 Control block diagram.

る。そこで直流中間電圧検出値に対して帯域除去フィルタ(BEF)を適用し、周波数成分を除去する。その際、フィルタの遅れを考慮し、電圧制御の応答速度はフィルタ遅れに対し、十分遅く設計する。

4. 実験結果

表 1 に実験条件, 図 6 に実験結果を示す。なお, 今回は基礎検証のため, VSI 後段には R-L 負荷を接続し, オープンループ駆動とした。また, 直流中間部のコンデンサ容量は $40\mu\text{F}$ とした。また, 直流中間電圧の変動に対して直流中間電圧補償(Edc 補償)を適用し, VSI のデューティ補償を行っている。

図 6(a)より, CCM 駆動時は PV 側入力電流が電源周波数の 2 倍周波数で脈動していることがわかる。一方, 図 6(b)より, DCM 駆動時においては入力電流が電源周期ではほぼ一定となっており, 良好にパワーデカップリングが行われていることを確認した。なお, フライバックコンバータ部の最高効率は現状 92%となっている。これについては疑似共振方式や, インターリーブ方式の適用について今後検討する。

図 7 に入力電流の高調波解析結果を示す。解析結果より, CCM 時は直流成分に対して二次高調波成分が 58% 残存している。一方, DCM 駆動時は二次高調波成分が 1.8% となり, 電流フィードバック制御を用いていないにもかかわらず, 97% 補償できていることを確認した。

5. まとめ

本論文では, 電流不連続モードを適用したフライバックコンバータの単相パワーデカップリング法を提案した。提案方式では追加素子, 複雑な制御の両方を用いずに直流中間コンデンサを小容量化できる。実験結果より, DCM 駆動時において入力電流の 2 次高調波成分を 97% 補償できており, 両方にパワーデカップリングできていることを確認した。今後の予定として, 高効率設計について検討する。

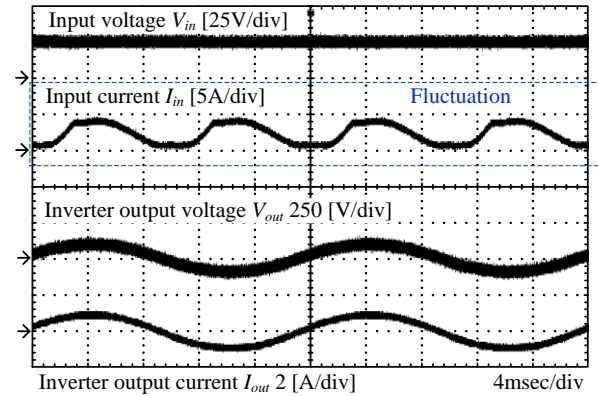
なお, 本成果は, 国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものである。

文 献

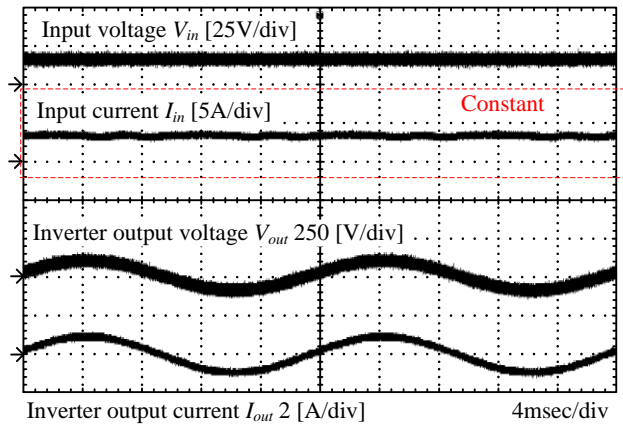
- (1) R-K. Surapaneni, A-K. Rathore: "A novel single-phase isolated PWM half-bridge microinverter for solar photovoltaic modules", ECCE US pp. 4550-4556 (2015)
- (2) H. Renaudineau, S. Kouro, K. Schaible and M. Zehlein: "Flyback-based Sub Module PV Microinverter", EPE'16 ECCE Europe, (2016)
- (3) Y-M Chen, C-Y Liao: "A PV Micro-inverter with PV Current Decoupling Strategy", IEEE transactions on Power Electronics, pp.1-14, (2016)
- (4) Christoph Marxgut, et al, "Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 29, No. 2, pp. 873-882, 2014.
- (5) 大沼喜也, 伊東淳一: 「アクティブパフファを用いた単相降圧型 PFC 整流器の開発」, 電学論 D, Vol. 133, No. 2, pp. 188-195 (2013)

Table.1 Experimental parameter

Symbol	Quantity	value
P_{out}	Output power	50 W
f_{sw}	Switching frequency	80 kHz
C_{buf}	DC link capacitor	40 μF
L_m	Magnetizing inductor	13 μH (DCM) 200 μH (CCM)
Load	R-L load	
f_{ac}	Output frequency	50 Hz



(a) CCM operation.



(b) DCM operation.

Fig. 6 Experimental result.

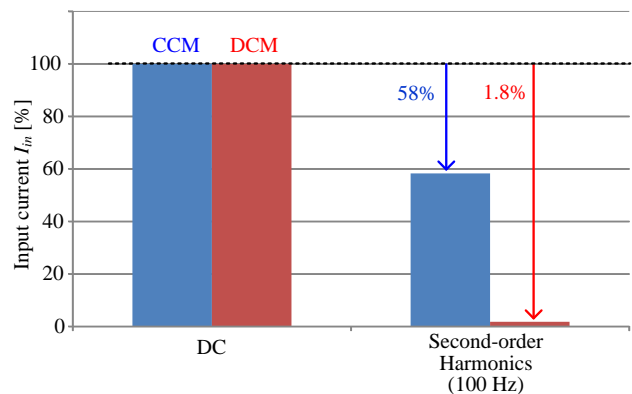


Fig. 7 Comparison with second-order harmonics on input current between CCM and DCM.