

# パワーデカップリング機能を有する疑似共振方式 フライバックコンバータの実機検証

正員 渡辺 大貴 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Experimental Verification of Flyback Converter with Quasi-resonance Control Applying Power Decoupling Capability

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

In this paper, a flyback converter with the quasi-resonance (Q-R) control applying an active power decoupling is proposed. The proposed fly-back converter achieves the double-line frequency power ripple compensation using small capacitor without the additional components and the complicate control. Furthermore, the flyback converter is operated under the Zero Voltage Switching (ZVS) by the Q-R control based on the Boundary Current Mode (BCM). In addition, the converter loss analysis of the proposed converter focusing on the conduction loss is demonstrated by the mathematical formula. As an experimental result, the constant input power is obtained by small DC-link capacitor of 30  $\mu\text{F}$  when the output power is the 300 W. In addition, the 96.0% of the maximum efficiency is obtained including fly-back converter and the voltage source inverter.

キーワード：フライバックコンバータ，単相電力脈動，疑似共振，ゼロ電圧スイッチング

Keywords：Flyback converter, Single phase power ripple, Quasi-resonance, Zero voltage switching

### 1. はじめに

近年，太陽光発電の系統連系手法として，マイクロインバータが注目されている<sup>(1)</sup>。本手法は小容量インバータを太陽光モジュール毎に接続することで，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，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。

また単相系統連系の場合，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必要があり，一般的に直流部に大容量コンデンサが必要となる。しかし高温下での電解コンデンサの使用は装置寿命を制限する可能性がある。

マイクロインバータに適用する回路方式としてはフライバックコンバータが挙げられる。フライバックコンバータは部品点数が少なく，複雑な制御が不要といった特徴があり，低コスト化に有利である。ここで電解コンデンサレス化を目的に，アクティブパワーデカップリング回路<sup>(2)-(5)</sup>を付与したフライバックコンバータがさかんに研究されているが，多くの場合は追加の受動素子やスイッチング素子が必要となり，フライバックコンバータの優位性を損なう恐れがある。

上記の問題に対し，著者らはこれまでに電流不連続モード(DCM)を利用したパワーデカップリング法を提案している<sup>(6)</sup>。本手法では DCM 動作においてフライバックコンバー

タを固定オンデューティ，固定スイッチング周波数で駆動することで追加素子，電流フィードバック制御無しに入力電流を常に一定に制御することができる。また低圧側の主スイッチがターンオンする直前に同期整流のオン期間を設けることで主スイッチに対して負電流を流し，寄生容量を放電することでゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する。しかし，DCM ではゼロ電流期間中に発生する寄生容量との共振によって，効率特性に大きなばらつきが発生する問題がある。具体的には共振電圧のボトム付近でスイッチングする場合は効率が大きく改善されるが，それ以外ではハードスイッチング動作となる。文献(6)の方法においては同期整流を用いることで ZVS を達成できるが，負電流を流すために常に追加の導通期間を設ける必要があり，効率改善効果が限定される。

効率改善に主眼を置くと，トランスの自己インダクタンスと寄生容量の共振を利用して ZVS を達成する疑似共振方式が有効である<sup>(7)</sup>。文献(7)の方式では ZVS 動作に加え，電流臨界モード(BCM)に近い条件で常に駆動するため，DCM と比較して電流実効値を低減できる。疑似共振方式は一般的にパルス周波数変調(PFM)を用いて実装される。しかし，電解コンデンサレス化の観点から直流中間キャパシタを小容量化した場合，系統周波数の 2 倍周波数で直流中間電圧が脈動する。その結果 PFM の場合，励磁インダクタの放電期間が上記の周波数で変動し，PV 側の入力電流平均値を一定にすることができず，パワーデカップリングが不達成と

なる。

本論文では疑似共振方式と両立するパワーデカップリング法を提案する。提案制御では入力電流平均値の脈動を抑制するように励磁インダクタの充電期間を調整する。実験結果より、入力電流の二次高調波成分を 70.3% 低減できることを確認した。またフライバックコンバータの最高効率を 96.8% を達成したので報告する。

## 2. 回路構成

図 1 に回路構成を示す。本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。提案するパワーデカップリング方式では入出力の差分電力を小容量の直流中間コンデンサ  $C_{buf}$  によって補償する。また低圧側にはアクティブクランプ回路を接続し、低圧側主スイッチ  $S_1$  のターンオフ時に発生する、トランスの漏れインダクタンスに起因するサージ電圧を抑制する。さらに二次側には同期整流を採用し、効率改善を図る。

## 3. 単相電力脈動とその補償原理

図 2 に単相電力脈動の補償原理を示す<sup>(8)</sup>。出力電圧と電流を正弦波、負荷力率 1 とするとき、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、 $\omega$  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。

## 4. フライバックコンバータの動作モード

図 3 にフライバックコンバータの動作モード、図 4 に各モード時の波形を示す。フライバックコンバータは PFM を用いて臨界モードで動作する。疑似共振を実現するためには臨界モード条件に対して低圧側主スイッチ  $S_1$  のターンオンタイミングを臨界モード条件時のターンオンタイミングよりも遅らせる。これにより短期間の間ゼロ電流期間が発生し、トランスの自己インダクタンスと寄生容量で共振が発生する。疑似共振方式ではこの共振電圧のボトム付近に  $S_1$  のターンオンタイミングを合わせることで ZVS を達成する。以下の各モードの詳細を示す。

<Mode 1: 励磁インダクタエネルギー蓄積>

$S_1$  がオンしており、トランスには入力電圧  $V_{in}$  が印加される。本期間中に励磁インダクタが充電され、励磁電流は線形増加する。

<Mode 2: デッドタイム>

$S_1$  がターンオフ後、 $S_1$  の寄生容量  $C_{oss1}$  が充電される。ま

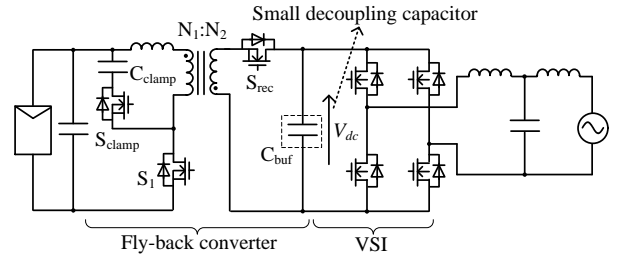


Fig.1. Circuit configuration of proposed flyback converter.

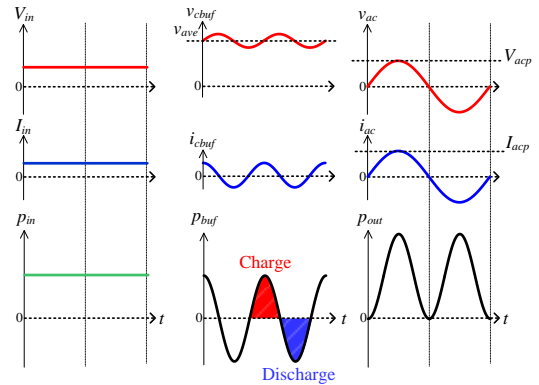


Fig.2. Relationship between input and output power.

た、本期間中にアクティブクランプ回路側の寄生容量  $C_{oss2}$  には放電方向に電流が流れる。ドレインソース間電圧が(2)式に示すフライバック電圧と入力電圧の和に到達したのち、次のモードに移行する。

$$V_{ds-s1} = V_{in} + \frac{V_{dc}}{N} \quad (2)$$

<Mode 3: デッドタイム>

アクティブクランプ回路側の寄生ダイオードが導通する。Mode 2, 3 の期間中にアクティブクランプスイッチの寄生容量の放電が完了することで  $S_{clamp}$  は ZVS 動作となる。また、同期整流スイッチ  $S_{rec}$  に対しても同様の動作となる。

<Mode 4: 励磁インダクタエネルギー転送>

アクティブクランプスイッチ  $S_{clamp}$ 、および同期整流スイッチ  $S_{rec}$  がオンし、励磁電流が線形に減少する。Mode 3 でアクティブクランプ回路と同期整流の寄生容量は放電が完了しているため、本期間移行時  $S_{clamp}$ 、 $S_{rec}$  は ZVS 動作となる。トランスには直流中間電圧が一次側から見て負側に印加され、励磁インダクタのエネルギーが二次側に転送される。臨界モード条件における励磁インダクタのエネルギー転送期間  $T_{3-4}$  は(3)式となる。

$$T_{3-4} = \frac{NV_{in} T_{on}}{V_{dc}} \quad (3)$$

なお、 $N$  は巻き数比、 $V_{dc}$  は直流中間電圧である。本期間中に励磁電流はゼロとなり、ゼロ電流期間に移行する。

<Mode 5: ゼロ電流期間>

全てのスイッチがオフする。本期間中にトランス漏れイ

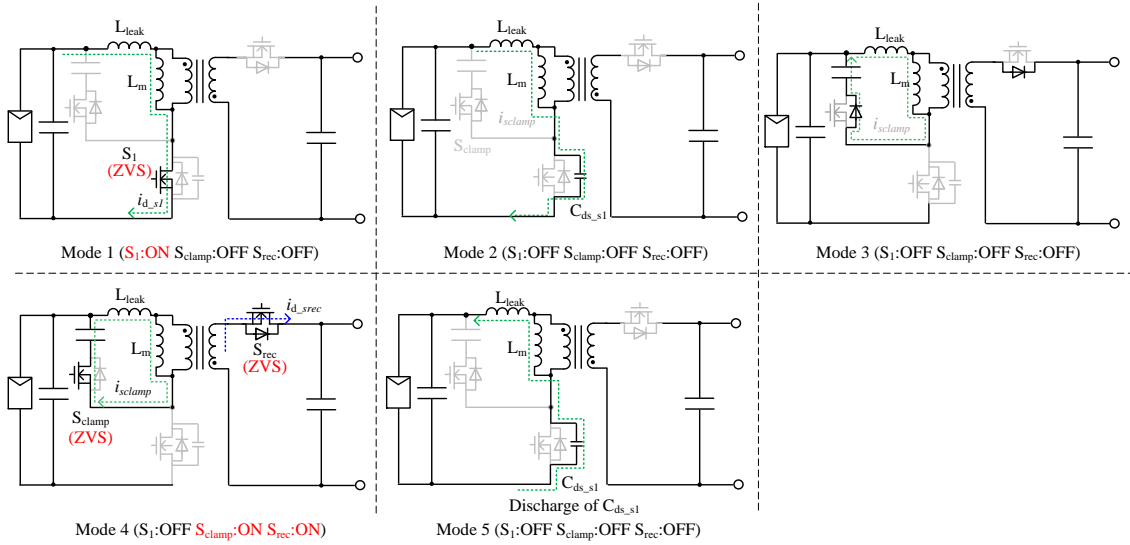


Fig. 3. Operation mode of flyback converter.

ンダクタンス、励磁インダクタンス、寄生容量  $C_{ds,s1}$  間で直列共振が発生し、低圧側 MOSFET のドレイン-ソース間電圧、および励磁電流は共振周期で変動する。この時の共振周期  $T_{res}$  は(4)式となる。

$$T_{res} = 2\pi\sqrt{(L_{leak} + L_m)C_{ds,s1}} \quad (4)$$

疑似共振では本期間を調整し、 $S_1$  のドレイン-ソース間電圧がゼロ付近に達した際に Mode1 に移行することで ZVS 動作を達成する。この時、共振電圧はほぼピーク電圧付近から減衰を始めるため、共振電圧がボトムとなる期間  $T_{delay}$  は(5)式となる。

$$T_{delay} \approx \frac{T_{res}}{2} \quad (5)$$

本期間中に共振電流が  $S_1$  に対して負電流として流れるため、寄生容量が放電される。寄生容量の放電完了後、Mode1 に移行することで  $S_1$  は ZVS 動作となる。

## 5. 提案パワーデカップリング制御

図 5 に直流中間電圧波形、および励磁インダクタ電流波形を示す。疑似共振は 4 章で述べたように電流臨界モードを基に実装される。この時の一次電流平均値  $I_{ave\_BCM}$  は(6)式で表される。

$$I_{ave\_BCM} = \frac{V_{in}T_{on}^2 f_{sw}}{2L_m} \quad (6)$$

ここで  $T_{on}$  は  $S_1$  のオン期間、 $f_{sw}$  はスイッチング周波数である。電流臨界モードではスイッチング周期  $T_{sw}$  に対して  $S_1$  のオン期間  $T_{on}$  とオフ期間  $T_{off}$  の和が  $1/f_{sw}$  になるため、スイッチング周波数と各周期の関係は以下となる。

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{on} + T_{off}} \quad (7)$$

ここで、 $T_{off}$  期間は励磁インダクタのエネルギー放出期間

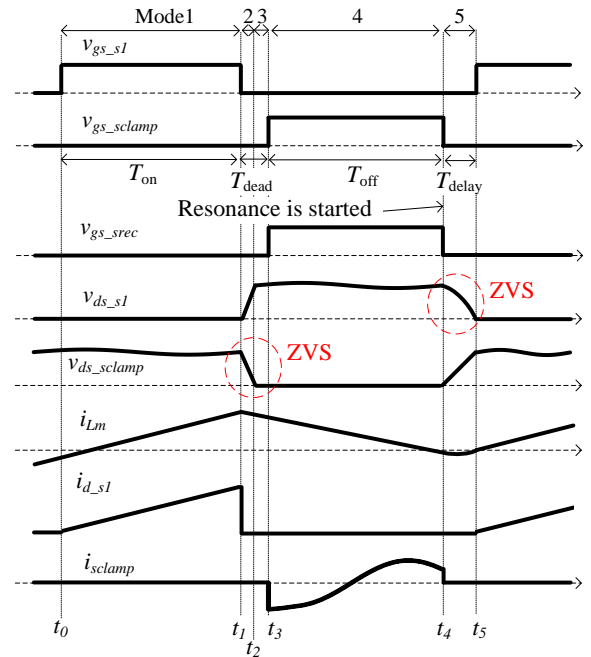


Fig. 4. Key waveforms of fly-back converter. Main switch  $S_1$  achieves ZVS by Q-R control. Active clamp switch  $S_{clamp}$  and synchronous rectifier  $S_{rec}$  also achieves ZVS.

に相当するため、(4)式の期間と同等となる。最終的に一次電流平均値は(8)式となる。

$$I_{ave\_BCM} = \frac{V_{in}}{2L_m \left(1 + \frac{NV_{in}}{V_{dc}}\right)} T_{on} \quad (8)$$

(8)式より、電流臨界モード時の一次電流平均値は直流中間電圧に依存する。提案回路ではパワーデカップリング用のエネルギーバッファとして直流中間部に小容量コンデンサを用いるが、その時の直流中間電圧は系統周波数の 2 倍周波数で変動する。励磁インダクタのエネルギー転送期間は

直流中間電圧によって決定されるため、直流中間電圧の変動は一次電流平均値を変動させ、パワーデカップリングが未達成となる。

提案するパワーデカップリング法では直流中間電圧変動に対して常に電流平均値を一定となるようにオン期間  $T_{on}$  を調整する。したがってパワーデカップリング時のオン期間  $T_{on-decoupling}$  は以下の式となる。

$$T_{on\_decoupling} = \alpha T_{on} \quad (9)$$

$$\alpha = \frac{V_{dc\_ave} (V_{dc\_det} + NV_{in\_det})}{V_{dc\_det} (V_{dc\_ave} + NV_{in\_det})} \quad (10)$$

ここで  $\alpha$  は  $T_{on}$  の調整幅に相当する係数、 $V_{dc\_ave}$  は直流中間電圧平均値、 $V_{dc\_det}$  は直流中間電圧検出値、 $V_{in\_det}$  は入力電圧検出値である。ここで、 $V_{dc\_ave}$  についてはインバータ側に実装される直流中間電圧制御の電圧指令値を用いることで容易に推定することができる。(9)式より、 $T_{on-decoupling}$  は  $T_{on}$  を平均値として系統周波数の2倍周波数で変動し、入力電流を常に一定に制御する。

図5にフライバックコンバータの制御ブロック図を示す。PFMはDSP側で計算された、スイッチ  $S_1$  に対するオン期間とオフ期間の指令を基にFPGAで各ゲートパルスを生成する。オン期間は出力電力によって決定され、オフ期間は(3)式の臨界モード条件で決定される。

## 6. 低圧側素子の導通損失導出

本章ではフライバックコンバータの導通損失について議論する。検討回路では全ての半導体素子でZVSを達成するため、スイッチング損失はほぼ発生しない。一方で本回路は昇圧比が高いため、低圧側素子には比較的大きな電流が流れる。本論文では低圧側素子の電流実効値を定式化し、導通損失を導出する。

フライバックコンバータ一次側に使用する素子は低圧、および高周波駆動の観点からSi-MOSFETを採用する。本章では導通損失を導出するための各MOSFETの電流実効値を導出する。

まず初めにスイッチ  $S_1$  の電流実効値について述べる。 $S_1$  は励磁インダクタ充電期間中にオンし、その時のドレイン電流は磁気飽和を考慮しない場合、ほぼ線形増加として考える。スイッチ  $S_1$  の電流実効値  $I_{rms\_s1}$  は(11)式となる。

$$I_{rms\_s1} = I_{peak} \sqrt{\frac{D_{on}}{3}} \quad (11)$$

ここで  $I_{peak}$  は励磁電流最大値、 $D_{on}$  は  $S_1$  のオンデューティである。

次にアクティブクランプスイッチ  $S_{clamp}$  の電流実効値を導出する。アクティブクランプスイッチのオン期間中はトランスの漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーがトランス-アクティブクランプ回路内で循環する。この時の電流はオン抵抗、漏れインダクタンス、クランプキャパシタによるLCR回路の過渡状態として導出でき、 $S_{clamp}$  がオンする期

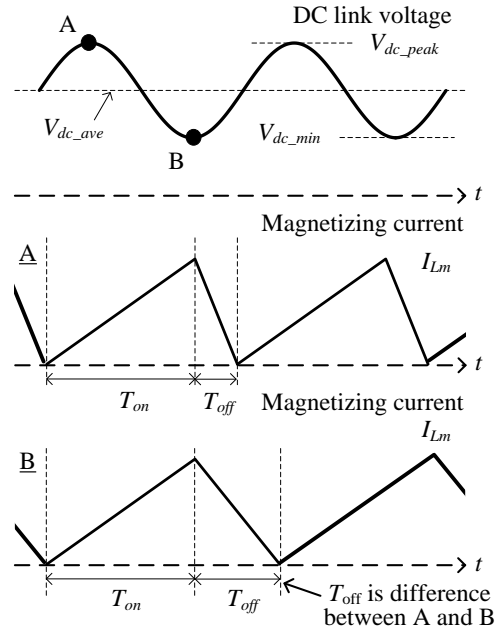


Fig.5. Waveforms of magnetizing current when DC-link voltage is fluctuated due to the single-phase power ripple.

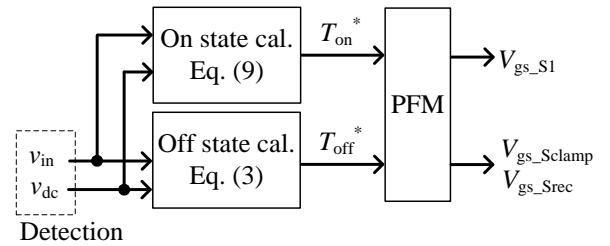


Fig.6. Control block diagram of flyback converter.

間中、図4中のアクティブクランプ回路電流  $I_{sclamp}$  のように共振電流が流れる。アクティブクランプ回路電流は(12)式から導出される。

$$i_{sclamp}(t) = e^{-\frac{R_{on}}{2L_{leak}}t} \left\{ I_{(t3)} \cos \omega t - \frac{N(V_{cclamp(t3)} + V_{Ron}) - V_{dc}}{N\omega L_{leak}} \sin \omega t \right\} \quad (12)$$

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{C_{clamp} L_{leak}} - \left(\frac{R_{on}}{2L_{leak}}\right)^2} \quad (13)$$

ここで  $C_{clamp}$  はクランプキャパシタ、 $L_{leak}$  は漏れインダクタンス、 $N$  は巻き数比、 $\omega$  は共振角周波数である。(12)式より、アクティブクランプスイッチオン期間(図4中  $t_3-t_4$  期間)の電流実効値  $I_{sclamp\_rms}$  は(14)式となる。

$$I_{sclamp\_rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \int_0^{t_4-t_3} i_{sclamp}(t)^2 dt} \quad (14)$$

ここで  $T_{sw}$  はスイッチング周期である。以上より、(11)式、(14)式を用いることで低圧側 MOSFET の導通損失を導出できる。

図 7 に各導通損失のシミュレーション結果と計算結果の比較を示す。図 7 より、計算値とシミュレーション結果は 5% 以下の誤差で一致していることを確認した。誤差の要因としては各電流の初期条件の影響が考えられる。ZVS 動作時にはターンオン直前の寄生容量放電期間中に負電流が流れるため、ドレイン電流の初期電流値はゼロとはならず、励磁電流最大値が計算値に対して誤差を持つためである。また図 7(b)より、クランプキャパシタを大きく設計したほうが電流実効値は低下することがわかる。これは(13)式の共振角周波数が低くなることでアクティブクランプ回路オン期間における共振電流最大値が低下するためである。したがってクランプキャパシタを大きく設定することでスイッチ  $S_1$  のサージ電圧抑制、アクティブクランプ回路の損失低減の両方に寄与する。スナバ用キャパシタとしては比較的大きな静電容量が必要となる場合には、エネルギー密度が高く、低 ESR な積層セラミックキャパシタの適用が有効であると考える。

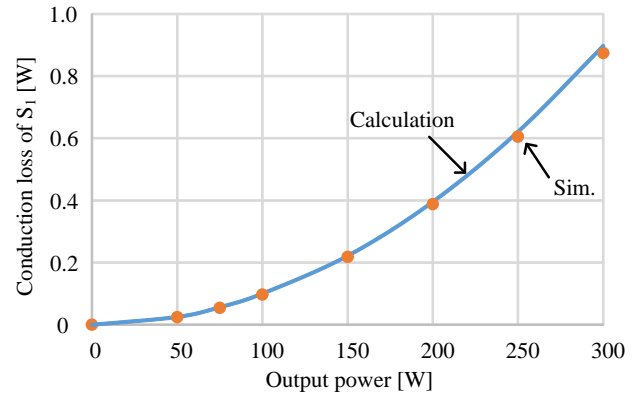
また本論文におけるアクティブクランプ回路の導通損失計算では簡化のために同期整流の寄生容量については考慮していない。本論文ではアクティブクランプ回路電流の初期値を励磁電流最大値として計算しているが、二次側に同期整流を適用した場合、同期整流の寄生容量の放電電流により電流初期値が低下する<sup>9)</sup>。寄生容量を考慮したアクティブクランプ回路の電流実効値については今後の課題とする。

## 7. 実験結果

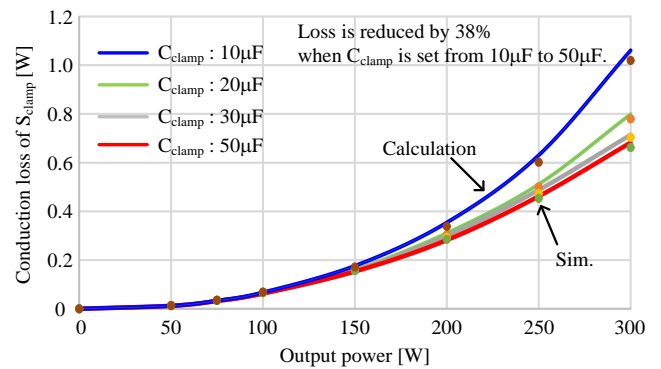
提案手法の有効性を検討するため、定格電力 300W の試作機を用いた実験結果を示す。表 1 に実験条件、図 8 に VSI を含めた入出力波形を示す。ここで直流中間コンデンサ容量は  $30\mu\text{F}$  とし、フィルムコンデンサを使用した。また VSI は直流中間電圧  $V_{dc}$  に対する電圧制御、および系統連系のための出力電流制御を適用している。インバータ出力電流指令の位相指令については系統電圧、および PLL を用いて取得している。

図 8 に実験結果を示す。まず図 8(a)より、提案制御適用前には入力電流が系統周波数の 2 倍周波数で脈動していることがわかる。これは直流中間電圧の脈動に起因し、入力電流平均値が変動しているためである。一方、図 8(b)より、提案制御適用後においては入力電流をほぼ一定値に制御できていることがわかる。特に、本回路における入力電流の脈動の主要因は直流中間電圧の脈動によるものであるため、直流中間コンデンサ容量が小さいほど提案制御の効果が期待できる。また力率はほぼ 1、系統電流 THD は 5% 以下となり、良好に系統連系できていることを確認した。

図 9 に入力電流に対する高調波解析の結果を示す。図 9 より、提案制御を適用する前と比較して入力電流に含まれる



(a) Conduction loss of  $S_1$ .



(b) Conduction loss of  $S_{clamp}$ .

Fig.7. Conduction loss comparison between simulation result and calculation result.

Table 1 Experimental parameter.

Symbol	Quantity	value
$V_{in}$	Input voltage	50 V
$P_{in}$	Input power	300 W
$L_m$	Magnetizing inductance	11 $\mu\text{H}$
$L_{leak}$	Leakage inductance	250 nH
$C_{oss}$	Parasitic capacitor of $S_1$	1100 pF
$C_{clamp}$	Clamp capacitor	20 $\mu\text{F}$
$C_{buf}$	Decoupling capacitor (DC link cap.)	30 $\mu\text{F}$
$V_{ac}$	Grid voltage	200 V <sub>rms</sub>
$f_{ac}$	Grid frequency	50 Hz

二次高調波成分を 70.3% 低減できていることを確認した。以上の結果より、提案制御の有効性を確認した。

図 10 に出力電力に対する効率特性を示す。なお、効率特性については抵抗負荷を接続して測定を行った。フライバックコンバータの最高効率は出力電力 140W 付近で 96.8% を達成した。また軽負荷から重負荷領域まで幅広い範囲で効率を維持できていることを確認した。特に軽負荷領域では臨界モード条件を維持するためにスイッチング周波数が高くなるが、ZVS 動作によってスイッチング損失を低減し、効率を維持できている。

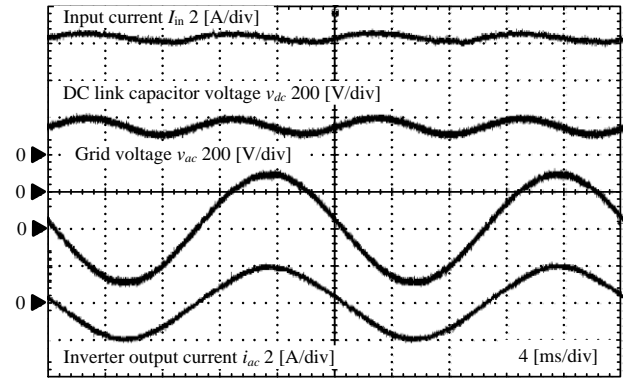
## 8. まとめ

本論文では疑似共振方式を適用したフライバックコンバータのパワーデカップリング制御について検討した。提案法では直流中間電圧の脈動に対して、入力電流平均値を常に一定に制御するように低圧側主スイッチのオン期間を調整することでデカップリング動作を達成する。実験結果より、入力電流の二次高調波を70.3%低減でき、フライバックコンバータの最高効率を96.8%を達成した。今後は損失に着目したフライバックトランスの解析、設計手法の検討を行う。

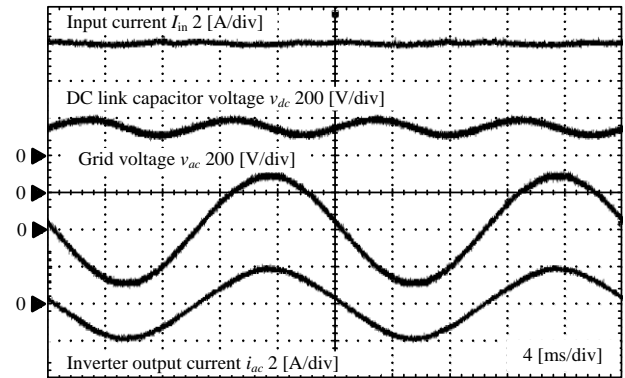
なお、本成果は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものである。

### 文 献

- (1) R-K. Surapaneni, A-K. Rathore: "A novel single-phase isolated PWM half-bridge microinverter for solar photovoltaic modules", *in Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pp. 4550-4556 (2015)
- (2) M. A. Rezaei, K-J Lee, A. Huang "A High-Efficiency Flyback Microinverter With a New Adaptive Snubber for Photovoltaic Applications", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 318-327, (2016)
- (3) X. Liu, M. Agamy, D. Dong, M. Harfman-Todorovic, L-Garces: "A low-cost solar micro-inverter with soft-switching capability utilizing circulating current", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp.3403-3408,(2016)
- (4) C-Y Liao, W-S Lin, Y-M Chen, C-Y-Chou: "A PV Micro-inverter with PV Current Decoupling Strategy", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.32, No.8, pp.6544-6557, (2017)
- (5) S. Yamaguchi, S. Suzuki; "Single-phase Power Conditioner with a Buck-boost-type Power Decoupling Circuit " *IEEJ Journal of Industry Application*, Vol. 5, No. 3, pp. 191-198, (2016)
- (6) H. Watanabe, J. Itoh: "Zero Voltage Switching Scheme for Flyback Converter to Ensure Compatibility with Active Power Decoupling Capability", The 2018 International Power Electronics Conference, No. 22, pp. 896-903 (2018)
- (7) Z.-S. Ling, T.-J. Liang, L.-S. Yang, T.-H. Li: "Design and implementation of interleaved quasi-resonant DC-DC flyback converter", 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp.429-433 (2009)
- (8) Y. Ohnuma, J. Ichi. Itoh: "A Single-Phase Current-Source PV Inverter With Power Decoupling Capability Using an Active Buffer", *IEEJ trans.*, Vol. 51, No. 1, pp. 531-538 (2015)
- (9) L. Xue, J. Zhang: "Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter" *IEEE trans. Ind. Electron.*, Vol. 65, No. 2, pp. 1235-1243 (2018)



(a) Without power decoupling



(b) With power decoupling

Fig.8. Experimental result.

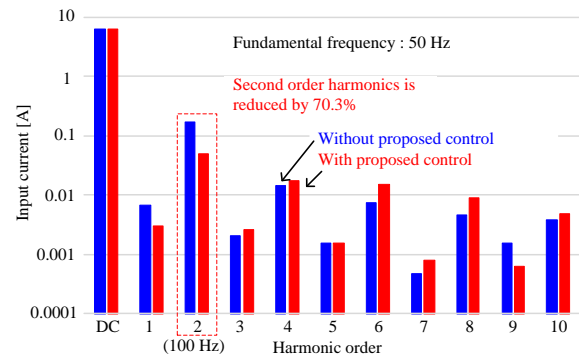


Fig.9. Harmonic analysis result

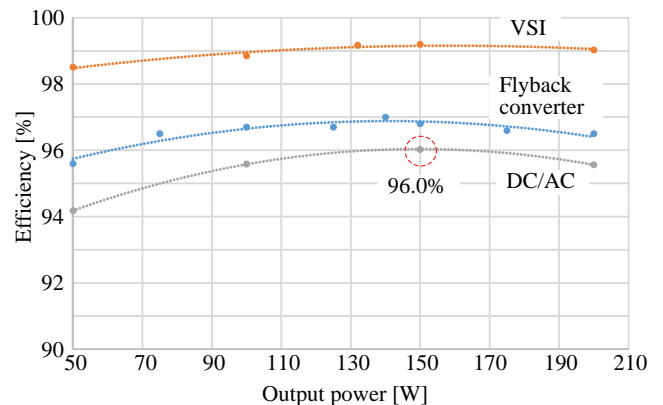


Fig.10. Efficiency curves with R-L load.