

# 大容量エネルギーバッファレス単相系統連系インバータに 適用する直列共振回路設計に関する検討

渡辺 大貴\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Design method of the isolated resonance DC/DC converter with grid-connected inverter using power decoupling capability.  
Hiroki Watanabe\*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper discusses the design method of the half bridge resonance type isolated DC/DC converter for current source inverter with power decoupling capability. The proposed converter is consist of the isolated DC/DC converter, active buffer circuit, and the current source inverter. This circuit can achieve the zero current switching at the all switching device using primary resonance current. From the previous consideration, the fundamental operation is checked by experiment. However, the consideration of the resonance design is not enough. Especially, the proposed circuit is not use the switching filter on the DC link part. Thus, the operation of the active buffer and current source inverter interfere with the series resonance. In this paper, the resonance current is formulated from the input impedance. In addition, the resonance parameter is decided from the Q value. From the simulation result, the maximum resonance current is matched to the design value. The error rate is under than 1%. Finally, the resonance parameter should be decided at the high Q value for decoupling the secondary circuit operation.

キーワード：系統連系インバータ，単相電力脈動補償，共振設計，Q 値  
(Grid connected inverter, Power ripple compensation, Resonance design, Q value)

## 1. はじめに

近年，再生可能エネルギーへの注目が集まっており，太陽光発電システム(PV)の導入が進められている。太陽光発電の発電電力は直流のため，単相系統へ連系する場合はパワーコンディショナが必要となる。また，パワーコンディショナに適用される電力変換器には高効率化，小型化，長寿命化が要求されており，様々な回路方式が提案されている。

高効率化については半導体デバイス技術の進歩により，SiC や GaN などの低損失なワイドバンドギャップ半導体デバイスの適用が報告されている<sup>(1)</sup>。また，長寿命化についてはアクティブパワーデカップリング方式が有効である。本回路方式は小容量のキャパシタで単相電力脈動を補償するため，電解コンデンサをフィルムキャパシタや，積層セラミックキャパシタに置き換えることができる。その結果，電解コンデンサレスで電力変換器が構成可能となり，長寿命化，小型化が期待できる<sup>(2)(3)</sup>。ここで，電力変換器のさらなる高パワー密度化達成には，コンデンサの小型化だけでなく，インダクタの小型化も重要となる。特に，電圧型インバータは系統との連系点に大きな連系リアクトルが必要となる。また，SiC や GaN は高速スイッチング可能であることから，高周波駆動することでフィルタインダクタな

どの小型化が可能である。しかし，高周波スイッチングはスイッチング損失を増大させるため，容易に高周波化することはできない。

著者らはこれまでに直列共振形ハーフブリッジコンバータ，小容量コンデンサで単相電力脈動を補償するアクティブバッファ回路，電流形インバータ(CSI)を組み合わせた回路方式を提案している<sup>(4)</sup>。提案回路はスイッチング成分除去用の出力フィルタ以外にインダクタを必要としないため，最低限のインダクタのみで構成できる特徴がある。また電解コンデンサを用いないため，長寿命化が期待できる。さらに，DC/DC コンバータ部は直列共振回路によるゼロ電流スイッチング(ZCS)，アクティブバッファ回路，CSI はパルス密度変調( $\Delta\text{-}\Sigma\text{-PDM}$ )を適用することで，ZCS を達成することができる。したがって，全ての半導体スイッチング素子において ZCS が可能であり，低ノイズ化，低スイッチング損失化が可能である。これまでの検討では，実機実験による基本的な回路動作について検証してきた。しかし，提案回路の共振回路についての検討が不十分であった。特に，本回路はアクティブバッファ回路，CSI で ZCS を達成するために，直列共振による正弦波上の共振電流を積極的に利用する。したがって，直列共振形ハーフブリッジコンバータの回路動作が非常に重要となる。

本論文では、提案回路における直列共振形ハーフブリッジコンバータの設計法について検討する。まず、提案回路の動作原理を説明する。次に、共振系等価回路を用いて、直列共振形ハーフブリッジコンバータを提案回路に適用した際の設計指針を示す。また、共振電流を定式化し、シミュレーションを用いて評価する。さらに、共振パラメータの設定について Q 値と直列共振回路の周波数特性を用いて考察する。最後に、設計式の妥当性、および Q 値が変換器効率に与える影響を実機実験より検討したので報告する。

## 2. 提案回路および動作原理

〈2・1〉提案回路 図1に提案回路を示す。本回路は絶縁共振形 DC/DC コンバータ、単相電力脈動補償、および入力電圧の昇圧を行うアクティブバッファ回路、電流形インバータから構成される。

絶縁共振形 DC/DC コンバータはオープンループで動作し、入力電圧をトランスの巻き数比に応じて昇圧する。また、一次側に接続されたキャパシタとトランスの漏れインダクタンスを共振させることで ZCS を達成する。ここで、ハーフブリッジコンバータのスイッチング周波数は共振周波数に合わせ、デューティ 50% で設定される。

アクティブバッファ回路はトランス二次側電流の整流、トランス二次側電圧の昇圧、および単相電力脈動補償を行う。提案回路は、トランス二次側電流を全波整流した後、共振周波数の 2 倍周波数成分を有する直流電流を直接アクティブバッファ回路、CSI へ供給する。二次側電流にはゼロ点が含まれるため、各回路をゼロ電流のタイミングでスイッチングすることで ZCS を達成する。最後に CSI で系統連系動作を行う。提案回路は電解コンデンサレスである点、およびスイッチング損失の低減により高周波化が容易なため、インダクタを小型化でき、高パワー密度化に有利である。

〈2・2〉単相電力脈動補償原理 図2に単相電力脈動の補償原理を示す。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。

$$p_{out} = V_{acp} I_{acp} \sin^2(\omega t)$$

$$= \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} - \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} \cos(2\omega t) \dots\dots\dots(1)$$

(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。入力瞬時電力を一定にするには、第 2 項の脈動分をアクティブバッファ回路で補償すればよい。よって、アクティブバッファの瞬時電力  $p_{buf}$  は(2)式で制御する。

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

(2)式において、アクティブバッファ回路はエネルギーを充放電するのみで定期的には電力を出力しない。また、アクティブバッファ回路で電力脈動を補償するため、入力

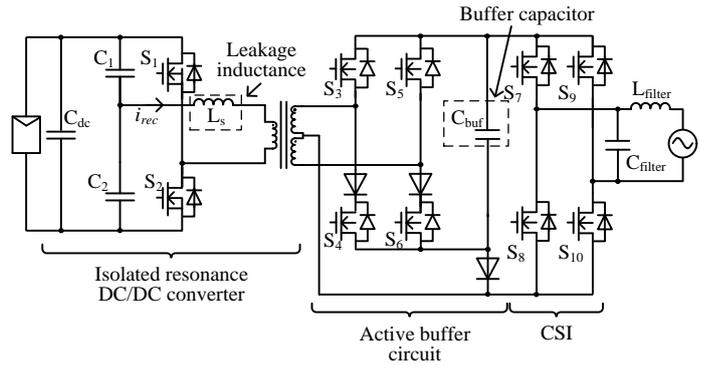


Fig.1 Proposed circuit.

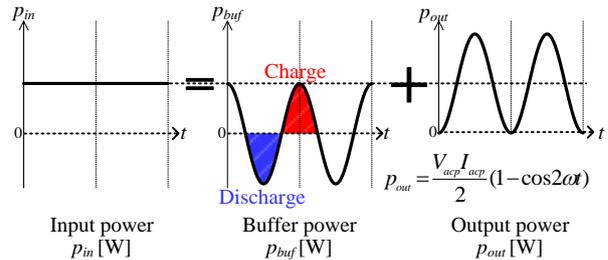


Fig.2 Principle of the power decoupling.

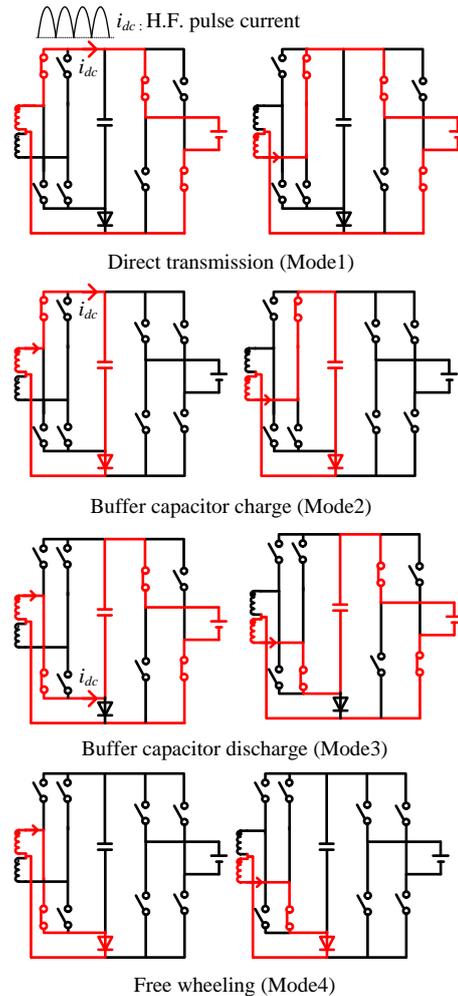


Fig.3 Operation mode of the secondary converter.

瞬時電力は(2)式における第1項と一致し、一定となる。

$$p_{in} = \frac{1}{2} V_{acp} I_{acp} = V_{dc} I_{dc} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $V_{dc}$ はアクティブバッファ入力直流電圧、 $I_{dc}$ はアクティブバッファ入力直流電流である。

〈2・3〉動作モード 図3に系統電圧が正の場合のアクティブバッファ回路、CSIの動作モードを示す。本回路は4つの動作モードを達成するように各MOSFETをスイッチングさせる。なお、図3において、トランスを電流源と仮定する。Mode1において、二次側電流 $i_{dc}$ は直接系統側へ出力される。Mode2では、バッファキャパシタを充電するように電流経路を確保する。Mode3においては、 $i_{dc}$ はバッファキャパシタを経由して系統側へ出力される。最後に、Mode4は $i_{dc}$ をアクティブバッファ回路内で還流させる。このように、提案回路ではトランス二次側端が各動作モードに応じて、①単相系統(Mode1)、②バッファキャパシタ(Mode2)、③バッファキャパシタおよび系統(Mode3)、④短絡(Mode4)のスイッチングパターンで接続される。

### 3. 直列共振形ハーフブリッジコンバータの設計

まず、整流器後段に平滑キャパシタと抵抗を接続した場合の一般的な直列共振形ハーフブリッジコンバータの共振設計について議論する。図4に直列共振形ハーフブリッジコンバータ、図5に共振系等価回路を示す。本回路はアームキャパシタ $C_1$ および $C_2$ 、直列インダクタ $L_s$ を用いて直列共振させることでZCSを実現する<sup>(6)</sup>。また、整流器出力端に平滑キャパシタが接続されているが、トランス電圧と共振電流の力率はほぼ1のため、図5の等価回路上では負荷は線形とし、抵抗としてみなす。さらに、 $L_s$ にはトランスの漏れインダクタンスを利用する。また、励磁インダクタンスについては漏れインダクタンスに対して十分大きく設計し、無視できるものとする。

ここで、共振周波数 $f_{res}$ は(4)式より得られ、トランスには正弦波上の共振電流が流れる。

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(C_1+C_2)L_s}} \dots\dots\dots (4)$$

また、共振周波数に合わせてスイッチング周波数を設定した場合、インダクタとキャパシタの合成インピーダンスはゼロとなるため、共振電流最大値 $I_{res}$ はトランス一次電圧最大値 $V_{i\_half}$ と等価交流抵抗 $R_s$ を用いて(5)式で表される。

$$I_{res} = \frac{4 V_{i\_half}}{\pi R_s} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、等価交流抵抗 $R_s$ は負荷抵抗 $R_{load}$ を用いると(6)式となる。

$$R_s = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 R_{load} \dots\dots\dots (6)$$

なお、 $N_1$ はトランス一次側の巻き数、 $N_2$ はトランス二次側の巻き数である。(5)式および(6)式より、共振電流は等価交

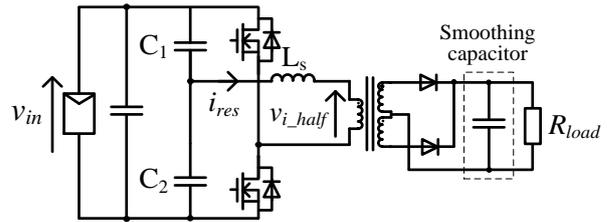


Fig.4. Basic model of the resonance DC/DC converter.

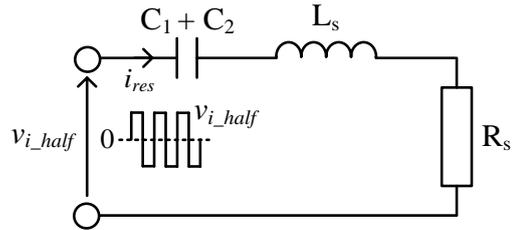
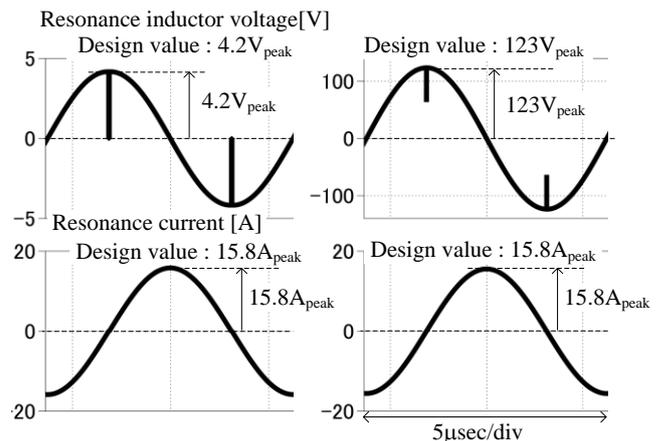


Fig.5. Resonance equivalent circuit.

Table.1 Simulation parameters.

Input voltage	$V_{in}$	60 V
Input current	$I_{in}$	5 A
Output power	$P_{out}$	300 W
Switching freq.	$f_{sw}$	200 kHz
Resonance freq.	$f_{res}$	200 kHz
Load resistor	$R_{load}$	75Ω
Turn ratio	$N_1:N_2$	1:5



(a) Q= 0.01

(b) Q= 0.33

( $L_s$ : 200nH,  $C_1+C_2=3\mu F$ )

( $L_s$ : 6µH,  $C_1+C_2=0.1\mu F$ )

Fig.6. Resonance waveform when the resonance frequency is 200 kHz.

流抵抗とトランス一次電圧で一義に決定される。

表1にシミュレーション条件、図6に共振インダクタ電圧、および共振電流波形を示す。なお、図6(a),(b)では、

負荷条件，共振周波数は同一とし，共振パラメータのみを変更している。まず，インダクタ電流は設計値に対してほぼ一致している。なお，インダクタ電圧最大値で発生しているパルス状の波形は，共振電流がゼロとなるためである。

ここで，インダクタ電圧を比較すると，図 6(b)では大きく増加していることがわかる。これは Q 値の増加が原因である。共振の Q 値は等価交流抵抗と共振パラメータを用いて(7)式となる。

$$Q = \frac{1}{R_s} \sqrt{\frac{L_s}{C_1 + C_2}} \dots\dots\dots(7)$$

(7)式より，Q 値は負荷の大小だけではなく，共振素子のパラメータによっても変化する。このとき，共振インダクタを小さく，共振キャパシタを大きく設計したほうが Q 値は低下する。また，共振インダクタ電圧最大値は Q 値と共振電流を用いて(8)式となる。

$$V_{L_{peak}} = QR_s I_{res} \dots\dots\dots(8)$$

ここで，共振によって発生するエネルギーは，LC 間では享受せず，出力電力には影響しない。これは(5)式の共振電流の決定に共振パラメータが関与しないことからわかる。

共振周波数に基づいて共振パラメータを設計する場合，素子パラメータの選択には自由度がある。ここで，効率を主眼に設計する場合は Q 値を下げるように設計したほうがよい。これはトランスの漏れインダクタンスを用いずに外付けで共振インダクタを接続した場合，Q 値を高く設計した場合は大きなインダクタ電圧により鉄損が増加するためである。また，大きな漏れインダクタンスはトランス損失を増加させる。一方で，共振の持続振動，安定した共振を優先する場合は，Q 値を高く設計する。共振振動の減衰の度合いを表す減衰係数  $\xi$  は(9)式となる。

$$\xi = \frac{1}{2Q} \dots\dots\dots(9)$$

(9)式より，減衰係数と Q 値は反比例するため，Q 値が低い場合は共振が減衰しやすい。図 4 に示した回路モデルでは，トランス一次電圧最大値が一定値のため，常に一定の共振が励起される。しかし，提案回路では，トランス二次電圧の変動に伴い，トランス一次電圧最大値もスイッチング周期で変動する。そのため，共振電流が減衰しやすく，安定した共振電流が得られない。共振電流を全スイッチング周期で一定に持続させるためには，トランス二次電圧の変動に対して Q 値を高く設計し，共振電流を減衰させないようにする必要がある。以下に詳細を示す。

#### 4. 提案回路の共振系設計

〈4・1〉共振電流の設計 図 7 に提案回路の簡易モデルを示す。提案回路はトランス二次側端を直接アクティブバッファ，CSI に接続し，トランス二次側にはインピーダンス一定となる直流ステージを設けない。そのため，DC/DC コン

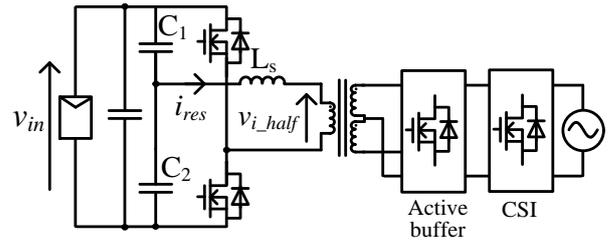
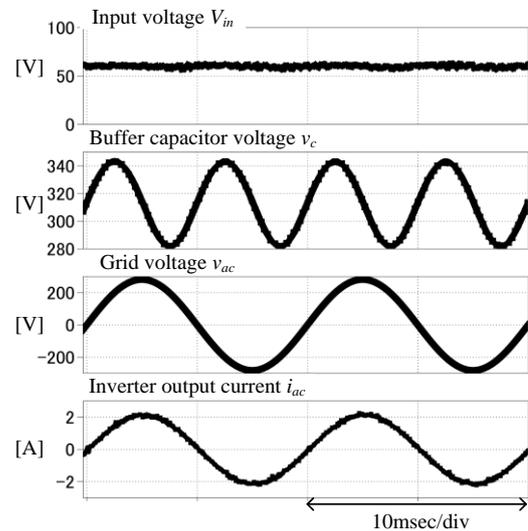


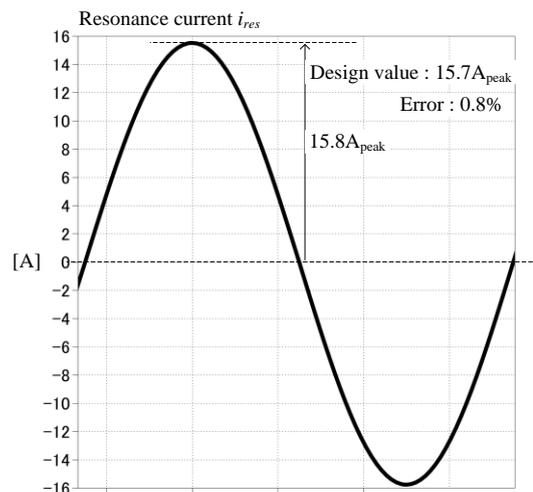
Fig.7. Simple model of the proposed circuit.

Table.2 Simulation parameters.

Input voltage	$V_{in}$	60 V
Input current	$I_{in}$	5 A
Output power	$P_{out}$	300 W
Switching freq.	$f_{sw}$	200 kHz
Resonance freq.	$f_{res}$	200 kHz
Turn ratio	$N_1:N_2$	1:2



(a) Input and output waveforms



(b) Resonance current waveforms.

Fig.8. Simulation results.

バータの出力電圧は一定ではなく、スイッチング周期で変動するため、DC/DC コンバータ二次側のパラメータを用いた設計が困難である。そこで、トランス一次側のパラメータを用いた共振電流設計法を検討する。

提案回路では一次側にハーフブリッジコンバータを適用しているため、トランス一次側電圧の基本波成分の最大値は入力電圧の半値と一致する。また、(6)式中における負荷抵抗  $R_{load}$  を入力インピーダンスに置き換えると、提案回路の共振電流および等価交流抵抗は以下の式となる。

$$I_{res} = \frac{2V_m}{\pi R_s} \dots\dots\dots(10)$$

$$R_s = \frac{8}{\pi^2} \left( \frac{N_1}{N_2} \right)^2 \frac{V_m}{I_m} \dots\dots\dots(11)$$

ここで、(10)式中の巻き数比は入力直流電圧とトランス一次側電圧間の電圧ゲインとし、0.5 に設定する。(10)式と(11)式を整理すると、最終的に共振電流最大値は(12)式となる。

$$I_{res} = \pi I_m \dots\dots\dots(12)$$

表 2 にシミュレーション条件、図 8 にシミュレーション結果を示す。図 8(a)より、入力電圧は電源周期でほぼ一定値となっている。また、バッファキャパシタ電圧は系統周波数の 2 倍周波数で脈動していることがわかる。さらに、インバータ出力電流 THD1% 以下で系統連系できていることがわかる。また、図 8(b)より、共振電流最大値は設計値 15.7% に対して 15.8A となり、誤差率 1% 以内で一致した。誤差の原因については後述する。

図 9 に入力電流を変化させた際の実出力電力と共振電流最大値の関係を示す。図 9 より、全ての条件において、共振電流が誤差率 1% 以内で設計値と一致した。

〈4.2〉共振パラメータの設計 提案回路は直列共振形ハーフブリッジコンバータの出力側にスイッチングフィルタを設けないため、アクティブバッファ、CSI 側の周波数成分が共振動作に影響を与える。上述の通り、提案回路は共振電流を積極的に利用して動作するため、共振電流最大値は全スイッチング周期でほぼ一定となることが望ましい。

図 10 に Q 値を変更した場合の直列共振回路の周波数特性を示す。提案回路において、共振電流最大値を設計値と一致させるためには、直列共振回路の Q 値を高く設計する必要がある。Q 値は(7)式より、負荷だけではなく、LC の特性インピーダンスによっても変化する。同一負荷の条件で考えた場合、共振電流最大値は共振周波数点で同一となり、Q 値の高低に関係なく同等の共振電流が流れる。しかし、トランス一次電圧が変動する場合、Q 値が低い場合と共振が持続しない。その結果、設計値との誤差が大きくなる。

図 11 に Q 値を変更した場合における共振電流波形を示す。図 11(a)より、Q 値を低く設計した場合は、共振電流最大値が大きくなる。このときの共振電流最大値は 23.9A となり、設計値に対して誤差率 52% となった。一方、図 11(b)より、Q 値を高く設計した場合は方が共

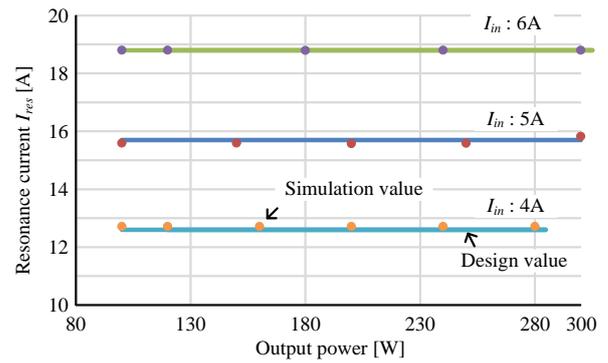


Fig.9. Comparison with the design and simulation value.

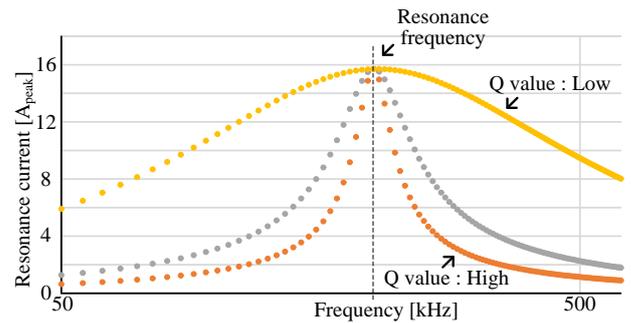
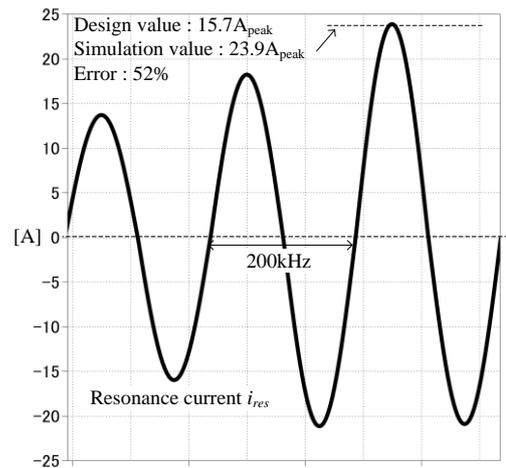
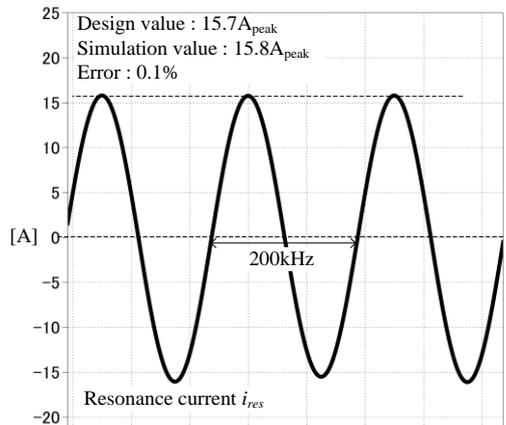


Fig.10. Frequency characteristics of the series resonance.



(a)  $L_{res} : 20\mu\text{H}$ ,  $C : 30\text{nF}$ ,  $Q : 11$ .



(b)  $L_{res} : 200\mu\text{H}$ ,  $C : 3\text{nF}$ ,  $Q : 109$ .

Fig.11 Resonance current when the Q value is changed.

振電流設計値との誤差が小さく、また共振電流最大値のばらつきも小さいことがわかる。

〈4.3〉実機実験による評価 本稿では Q 値の高低が DC/DC コンバータの効率に与える影響を評価する。表 3 に実験条件、図 12 に高 Q 設計時の直列共振形ハーフブリッジコンバータの ZCS 波形を示す。図 12 より、 $S_2$  のドレインソース間電圧はゼロ電流付近で立ち上がり、立下りしていることから、ZCS 動作していることがわかる。なお、低 Q 設計時においても同様の波形を取得している。

図 13 に高 Q 設計、低 Q 設計時の効率特性を示す。なお、実験条件は Q 値の影響のみを評価するため、トランスの巻き線構造、共振キャパシタのパラメータ以外はすべて同一とする。低 Q 時はトランスの結合を高く設計し、高 Q 時は漏れインダクタンスを大きく設計している。図 13 より、低 Q 設計時の最高効率は 96.5% となった。一方で高 Q 設計時の最高効率は 93.6% となり、2.9% 低下した。これはトランス損失の増加が考えられる。以上の結果より、共振の Q 値は変換器効率に大きく影響を与えることを確認した。提案回路に直列共振コンバータを適用する場合は、高 Q で共振素子を設計する必要があるが、DC/DC 部の効率が低下する。今後、高効率化について検討予定である。

図 14 に共振電流最大値と設計値の比較を示す。図 14 より、最大誤差率は入力電流 3.5A 時において 4.5% となり、ほぼ一致した。誤差の要因は設計値に対するパラメータ誤差であると考えられる。

以上の結果より、提案回路に直列共振形ハーフブリッジコンバータを適用する際の共振素子の設計指針を示し、また変換器効率に対する Q 値の影響を考察した。

## 5. 結論

本論文では、アクティブバッファを有する電流形系統連系インバータの共振回路設計に関する考察を行った。また、共振電流最大値の設計を定式化した。検討の結果、共振電流最大値は設計値に対して誤差率 1% 以内で一致した。また、共振電流を設計値通りとするためには、共振回路の Q 値を高く設計する必要があることを述べた。最後に、実機実験より、設計式の妥当性と Q 値の影響を考察した。

今後の予定として、共振回路の回路方式、および高効率化の検討を行う。

なお、本研究の成果は、国立研究開発法人新エネルギー・産業技術開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものであり、関係各位に感謝の意を表します。

### 文 献

- (1) 網本 健志, 奥田 達也 : 「SiC MOSFET と協調制御方式を用いた高効率太陽光発電用パワーコンディショナの検討」 電学論 D, Vol. 136, No. 7, pp. 450-455 (2015)
- (2) 外山 佳祐, 清水 敏久 : 「パワーデカップリング機能を持つ高効率単相系統連系インバータとその制御法」, 電学論 D, Vol. 135, No. 2, pp. 147-154 (2014)
- (3) S. B. Kjaer, JK Pedersen: "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules", IEEE Trans., Vol. 41, No. 5, pp. 1292-1306 (2005)

Table.3 Experimental parameters.

Input voltage	$V_{in}$	90 V
Input current	$I_{in}$	3.5 A
Output power	$P_{out}$	300 W
Switching freq.	$f_{sw}$	150 kHz
Resonance freq.	$f_{res}$	150 kHz
Turn ratio	$N_1:N_2$	1:2
Resonance Parameters	High Q	$L_s:13\mu\text{H}$ $C:0.1\mu\text{F}$
	Low Q	$L_s:800\text{nH}$ $C:1.2\mu\text{F}$

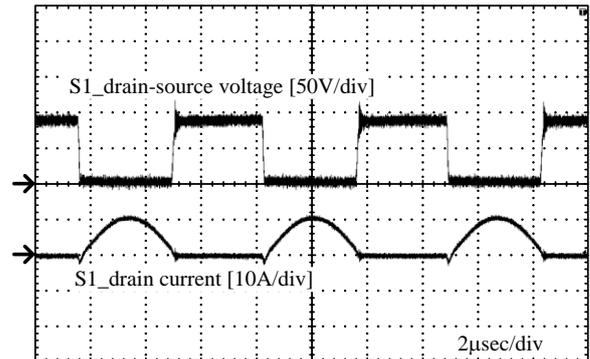


Fig.12 Experimental result.

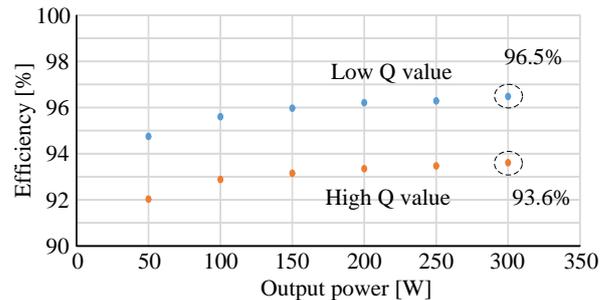


Fig.13 Efficiency characteristics.

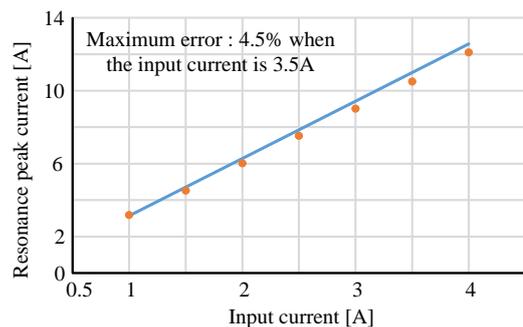


Fig.14 Comparison with the resonance peak current and design value.

- (4) 渡辺 大貴, 伊東 淳一 : 「パルス密度変調を適用した昇圧形アクティブバッファを有する電流形系統連系インバータの出力波形改善法」 平成 27 年度半導体電力変換/家電民生/自動車合同研究会, No. SPC-15-208, HCA-15-077, VT-15-048 (2015)
- (5) 宮脇 慧, 伊東 淳一, 岩谷 一生 : 「電流共振形ハーフブリッジコンバータの損失解析に基づく回路検討法」 電学論 D, Vol. 133, No. 3, pp. 360-367 (2012)