

# 中間タップを用いた单相絶縁型系統連系電力変換器のコンデンサ容量低減法

林 文博\*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Capacitance Reduction for a Single-Phase Isolated Grid Connection Converter using Center Tap  
Fumihiro Hayashi, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

現在、燃料電池と太陽電池などの新エネルギー設備が一般家庭にも普及し始めている。これらの設備には小型、低価格に加え、家庭において单相系統に連系できることが求められる。さらに安全性や接地の容易さの観点から、絶縁型であることが望ましい。

しかし、单相 PWM インバータを系統連系に使用する場合、本質的に電源の 2 倍の周波数の電力脈動を伴う。そこで、直流部に大型の電解コンデンサを設け、この脈動を吸収するが、装置の大型化や高価格化を招く。この対策として、DC アクティブフィルタが提案されているが、この方式では素子数の増加が避けられない<sup>(1)(2)</sup>。

そこで本論文では、トランスの中間タップを利用することによって素子数を増やさず DC アクティブフィルタを構成し、コンデンサ容量の低減ができる系統連系用絶縁型 DC/AC 変換回路を提案する。

## 2. 回路構成・制御方法

### 2.1 従来回路と提案回路

図 1(a)に従来回路を示す。直流電源をフルブリッジインバータで 10kHz の交流を生成し、ダイオードブリッジで整流してフルブリッジインバータで系統連系を行う構成である。しかし、この構成では单相の電力脈動を吸収するために直流部のコンデンサ  $C_{DC}$  の大型化が避けられない。

この対策として DC アクティブフィルタが挙げられる。図 1(b)に DC アクティブフィルタを従来回路に適用した回路を示す。この方式では、アクティブフィルタコンデンサ  $C_f$  の電位を大幅に変動させ電力脈動を吸収する。このため、直流部分のコンデンサは電源周波数の 2 倍で脈動する電力の平滑を行う必要がなく、スイッチングリップのみを吸収できれば良いので小容量化が実現できる。しかし、この方式は素子数が増加する欠点がある。

図 1(c)に示す提案回路を示す。トランスの中間タップを用いることで、直流側のフルブリッジコンバータと DC アクティブフィルタを一体化した簡単な回路構成による平滑コンデンサの低容量化を提案する。この方式では従来回路

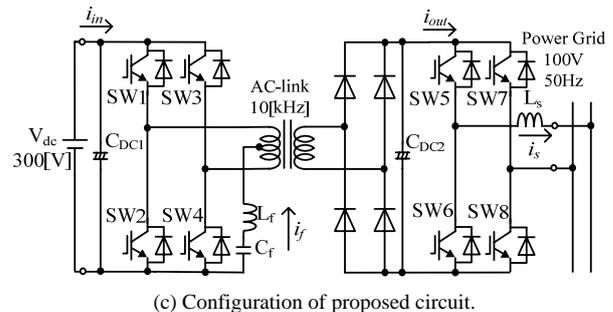
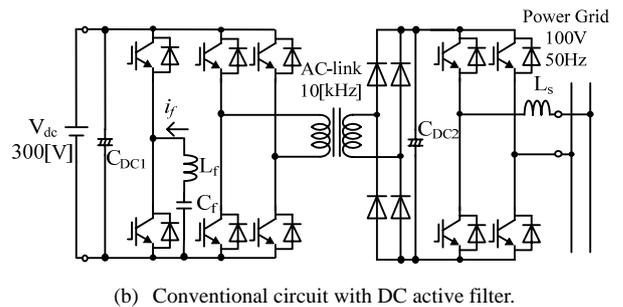
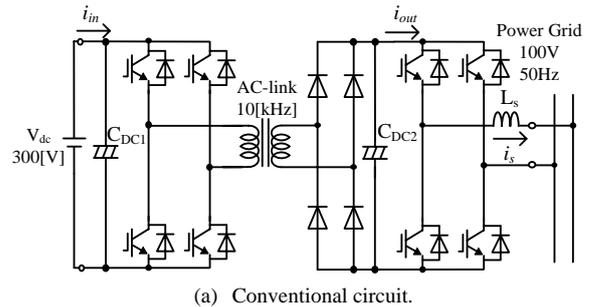


図 1 单相系統連系用絶縁型電力変換回路  
Fig.1. A Single-Phase Isolated Grid Connection Converters.

と同じスイッチ数で直流部の電解コンデンサ  $C_{DC}$  の容量を減らすことができる。

従来回路と比べてアクティブフィルタ動作の  $C_f$  が必要となるが、脈動エネルギーの半周期分のエネルギーを授受できる容量でよいので大型のコンデンサを必要としない。

### 2.2 DC アクティブフィルタの容量決定法

まず、 $C_f$  は脈動電力の半周期分のエネルギーを授受できれば良い。系統電圧  $v_s$ 、系統電流  $i_s$  とすると瞬時入力電力

$p_{in}$  は、(1)式で表される。

$$p_{in} = v_s \cdot i_s \sin^2 \omega t = P_m (1 - \cos 2\omega t) \quad (1)$$

ただし、 $P_m$  : 平均電力

また、 $C_f$  で授受できるエネルギー  $w$  は(2)式で表される。

$$w = \frac{1}{2} C_f (v_0^2 - \Delta v^2) \quad (2)$$

ここで、 $v_0$  は  $C_f$  の初期電圧、 $\Delta v$  は変動電圧を示す。

アクティブフィルタで授受すべきエネルギー  $w_c$  は脈動電力の半周期分なので(1)式より、式(3)で表される。

$$w_c = \int_0^{T/4} P_m \cos 2\omega t dt = \frac{P_m}{2\omega} \quad (3)$$

$w = w_c$  より補償に必要な  $C_f$  の容量は(4)式で表される。

$$C_f = \frac{P_m}{\omega (v_0^2 - \Delta v^2)} \quad (4)$$

$L_f$  は  $C_f$  との共振周波数が制御周期やキャリア周波数に干渉しない値に設定する。

### <2.3> 制御方法

図 2 に制御ブロック図を示す。提案回路は正相分で電力を送り、零相分で DC アクティブフィルタの動作を行う。直流側の変換器の制御は、図 1(b) に示した回路構成と同様にアクティブフィルタと DC/DC コンバータを分けて考えることができる。アクティブフィルタの電流指令値  $i_f^*$  は、 $L_s$  と  $L_f$  の瞬時電力から電流リップルを近似計算で求め、電力リップルから求めた電流指令に重畳して求める<sup>(2)</sup>。作成した  $i_f^*$  と実際のフィルタ電流  $i_f$  との偏差を PI 制御器によって 0 になるように制御してアクティブフィルタの電圧指令  $v_f^*$  を作成する。 $v_f^*$  を零相電圧指令として高周波リンクの電圧指令  $v_{ac}^*$  に重畳することで電圧指令  $v_{af}^*$  を生成している。H ブリッジでは零電圧ベクトルは、上アーム(SW1, SW3)の同時オンと下アーム(SW2, SW4)の同時オンの 2 つがある。中間タップの電圧はこれらの零電圧ベクトルを使い分けることによって制御する。このとき、トランスを励磁する電圧は正相分のみとなるので零電圧ベクトルの種類に関係なくトランスの電圧を制御できる。

## 3. シミュレーション結果

図 3(a) に提案回路のシミュレーション結果を示す。提案回路のシミュレーション条件は、 $C_{DC1}=10[\mu F]$ 、 $C_{DC2}=100[\mu F]$ 、 $L_f=100[\mu H]$ 、 $C_f=300[\mu F]$ 、 $L_s=2[mH]$  である。

この結果より、DC アクティブフィルタの電流  $i_f$  が  $i_{out}$  の脈動を打ち消していることで DC 出力電流  $i_{in}$  の脈動を抑えられており、アクティブフィルタの動作が確認できる。

また、系統側直流電力  $w_{out}$  の脈動を直流側電力  $w_{DC}$  では低減していることがわかる。さらに、 $v_s$  と  $i_s$  の波形より力率 1 で系統連系が行えていることが確認できる。

図 3(b) は従来回路(図 1(a))において、 $w_{out}$  の peak-to-peak が図 3(a) と等しくなるまで  $C_{DC2}$  を増加させたときの動作波

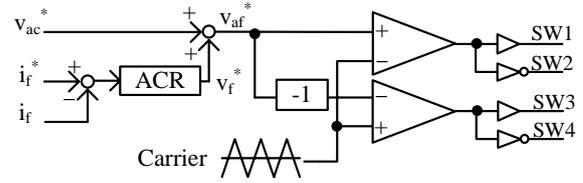
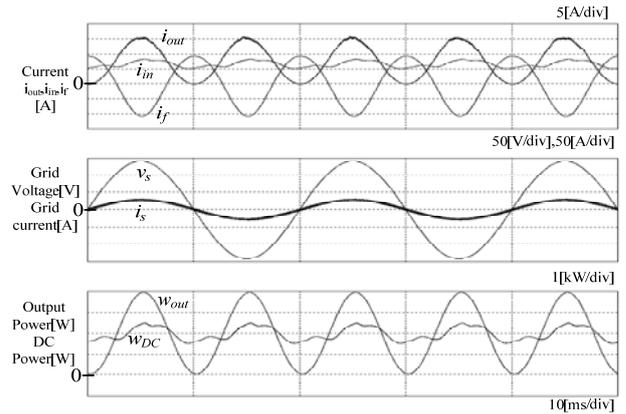
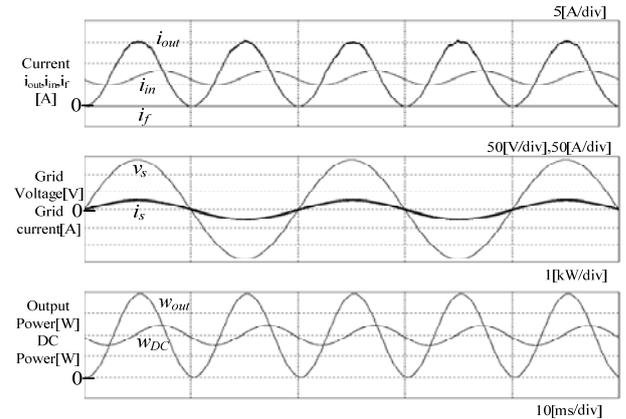


図 2 直流側インバータの制御ブロック図

Fig.2. Control block diagram of DC side inverter.



(a) Simulation results of proposed circuit ( $C_{DC2}=100\mu F$ ).



(b) Simulation results of conventional circuit ( $C_{DC2}=2500\mu F$ ).

図 3 シミュレーション結果

Fig.3. Simulation results.

形である。このときの  $C_{DC2}$  の容量は  $2500[\mu F]$  となった。これらの結果より、提案法によって  $C_{DC2}$  の容量が 1/25 に低減できることが示された。

## 4. まとめ

本論文では、トランスの中間タップを用いた単相絶縁型系統連系変換器を提案し、シミュレーションによってコンデンサ容量の低減方法を示した。今後は実機実験による検証を進める。

文献

- (1)入江, 山下, 竹本: 電学論 D, 112, 7, pp623-659(1992-7)
- (2)北野, 松井: 平成 8 年電気学会全国大会 715
- (3)伊東, 藤田: 平成 9 年電気学会産業応用部門全国大会 53