

# 単相絶縁形コンバータの中間タップを用いた 平滑コンデンサの低減法

林 文博\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A Smoothing Capacitance Reduction for a Single-Phase Isolated Converter using Center tap

Fumihiko Hayashi\*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposed a reduction method for the smooth capacitor for the single-phase isolated DC to AC converter using the transformer with center tap. Recently various methods have been proposed to the method to reduce smoothing capacitor of the single-phase converter. The proposed circuit realizes a DC active filter function without increasing the number of the switching device because the energy buffer capacitor is connected to the center tap and the capacitor voltage is controlled by the common mode.

This paper describes the feature of the proposed circuit, control strategy and simulation and experimental results. As a results, the value of the smoothing capacitor can be reduced by 1/7 at 1kW output power.

キーワード：コンデンサの容量低減, 単相絶縁形コンバータ, DC アクティブフィルタ, 中間タップ, 高周波リンク

(Reduction of Smoothing Capacitance, Single-Phase Isolated converter, DC Active filter, Center tap, High frequency link)

### 1. はじめに

近年, 地球温暖化や環境問題の観点から, 化石燃料に頼らず, CO<sub>2</sub>などを排出しないクリーンな新エネルギー発電が注目されている。これらの電源は大きく分けて, 太陽光発電や燃料電池に代表される直流電源と, 風力発電に代表される交流電源がある。これらの中でも太陽電池や燃料電池といった直流エネルギーを系統に連系する設備の一般家庭への普及が始まっている。

家庭用の系統連系設備は単相系統に連系できることが大前提である。また, 安全性や接地の容易さからトランスによる絶縁が望ましい。一方, 単相PWMインバータを系統連系に使用する場合, 連系点の電流を正弦波状にすると電源周波数の2倍の周波数の電力脈動が生じる。そこで, 直流部に大型の電解コンデンサを設置し電力脈動を吸収するが, 大型の電解コンデンサは装置の大型化や高価格化を招く上, 定期的なメンテナンスを必要とするためランニングコストの増加が避けられない。

平滑コンデンサの容量低減方法として, 直列パッシブフィルタを用いる方式<sup>(1)</sup>やDCアクティブフィルタ<sup>(2)-(6)</sup>を用いる方式などが提案されている。まず, 前者の直列パッシブフィルタは直流部の平滑コンデンサと並列にLC直列共振回路を接続して電力脈動を補償する回路である。しかし, この回路では電源周波数の2倍の周波数で共振するインダ

クタンスとコンデンサの直列回路が必要となり, 装置の大型化が避けられない。次に, 後者のDCアクティブフィルタ方式は, 大型の電解コンデンサの代わりに直流部にチョップ回路とエネルギー貯蔵要素であるコンデンサを付加し, コンデンサの端子電圧を積極的に変動させることで吸収するエネルギー量を増加させ, 電力脈動を吸収して電解コンデンサ容量を低減する。この方式でもパッシブフィルタ方式と同様にコンデンサとリアクトルが必要になるが, リアクトルはスイッチング周波数に対するフィルタとして作用するので大型のものは必要としない。しかし, この方式ではチョップを構成するためにスイッチ素子数が増加してしまい, それに伴ってゲートドライブ回路などの付加回路を必要とし, 結果的に高価格化を招くと思われる。

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DCアクティブフィルタを構成し, 平滑コンデンサ容量を低減できる単相絶縁形コンバータを提案する。中間タップを用いることでスイッチ素子数は従来回路と同じ数でDCアクティブフィルタと同様な機能を実現できる。素子数はそのまま電解コンデンサが小形化できるので装置の低価格化や小型化が実現できる。

また, 提案回路では同相分と差動分を使い分けることによってDC/DCコンバータとアクティブフィルタを分けて考えることで従来のDCアクティブフィルタと同様な制御が行える。本論文では, 提案回路についてシミュレーション

と実験により検討を行ったので報告する。

## 2. 回路構成

### 〈2.1〉 従来回路

図 1 に従来回路を示す。従来回路は直流電源をスイッチングリプル吸収用の LC フィルタを通してブリッジコンバータで 10kHz の方形波を生成し、高周波トランスを入力し絶縁を行った後に、ダイオードブリッジで整流して直流とし、フルブリッジインバータで系統連系を行う。単相 PWM インバータでは連系電流を力率 1 の正弦波に制御すると、連系電圧と連系電流はそれぞれ(1), (2)式で表される。

$$v = \sqrt{2}V \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$i = \sqrt{2}I \cos(\omega t) \quad (2)$$

このときインバータの連系電力は(3)式で表される。

$$\begin{aligned} P &= v \cdot i = \sqrt{2}I \cos(\omega t) \cdot \sqrt{2}V \cos(\omega t) \\ &= VI \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

(3)式より単相 PWM インバータの出力電力が電源周波数の 2 倍の周波数で脈動することがわかる。直流電源をバッテリーや燃料電池、太陽電池と仮定すると、電力脈動は寿命を縮めたり、大型の電解コンデンサを必要とするので高価になる一因となる。よってこの回路構成では電力脈動をすべて電解コンデンサで吸収すると直流部のコンデンサ  $C_{DC2}$  の大型化が避けられない。

### 〈2.2〉 提案されているコンデンサ容量低減法

平滑コンデンサ容量の低減方法はとしてパッシブフィルタ方式と DC アクティブフィルタ方式が挙げられる。

図 2 にパッシブフィルタを従来回路に適用した回路構成を示す。従来回路の直流コンデンサ  $C_{DC2}$  に並列に LC 直列共振回路を接続して電力脈動の吸収する。しかし、この回路では電源周波数の 2 倍の周波数で共振するインダクタンスとコンデンサの直列回路が必要となり、装置の大型化が避けられない。その上、DC アクティブフィルタほど高いコンデンサ容量低減効果は十分でないと思われる。加えてこの方式は、パッシブフィルタで選択した周波数の脈動吸収しか行えないため日本のように 50Hz と 60Hz が混在する国では普及が難しい。

図 3 に DC アクティブフィルタを従来回路に適用した回路構成を示す。この回路は、従来回路に 1 レグ追加してエネルギー貯蔵要素としてコンデンサ  $C_f$  とリアクトル  $L_f$  を接続した構成となる。フィルタ電流  $i_f$  を電源周波数の 2 倍の周波数に制御してコンデンサ  $C_f$  の電位を大幅に変動させる。コンデンサの電位を変動させることで電力を出し入れし電力脈動を打ち消すことで電力平滑化を行う。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しなくて良いので、スイッチングにより生じるリップルのみを吸収すればよく、小容量化できる。しかし、この方式はスイッチ素子数が増加する。

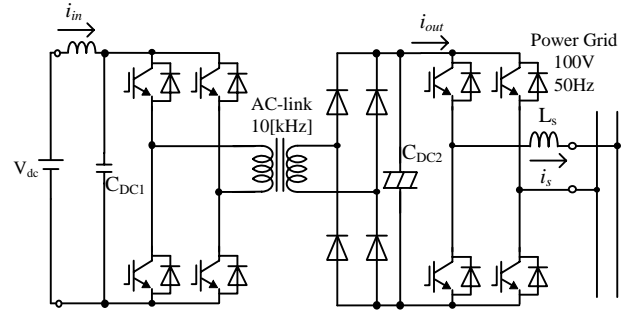


図 1 従来回路

Fig. 1. Conventional Circuit.

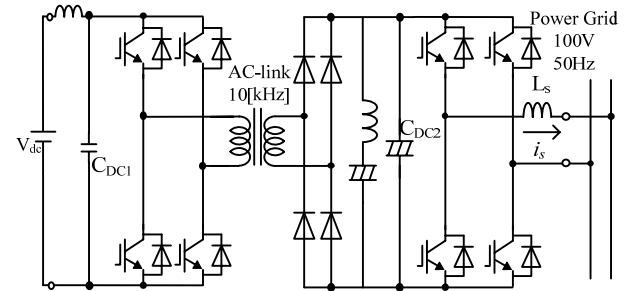


図 2 従来回路+パッシブフィルタ

Fig. 2. Conventional circuit with a passive filter.

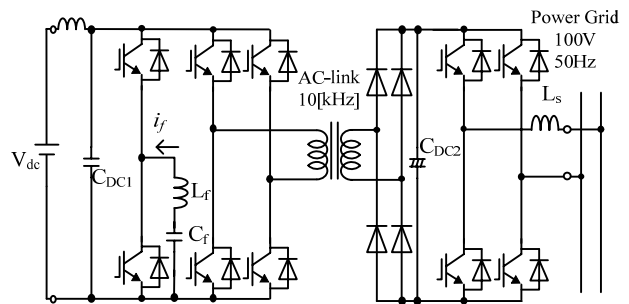


図 3 従来回路+DC アクティブフィルタ

Fig. 3. Conventional circuit with a DC active filter.

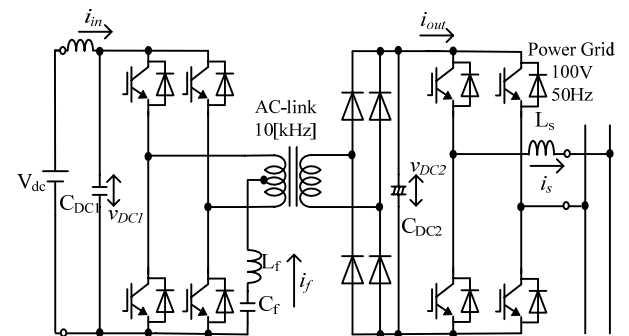


図 4 提案回路

Fig. 4. Proposed circuit.

### 〈2.3〉 提案回路

図 4 に示す提案回路を示す。提案回路は、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トランスの中間タップを用いることで一体化する。一体化した 1 つの回路でフルブリッジコンバータと DC アクティブフィル

表 1 素子数とコンデンサ容量の比較  
Table1. Comparing of device number and capacitance of capacitor.

	Device Number	DC Link Capacitor
Conventional Circuit	8	×
Conventional Circuit With Passive filter	8	△
Conventional circuit With DC active filter	10	○
Proposed Circuit	8	○

タの 2 つの機能を実現し、平滑コンデンサの低容量化を実現する。

トランスの中間タップにアクティブフィルタ用コンデンサ  $C_f$  と電流のリブルを抑える  $L_f$  を直列接続することでフルブリッジコンバータのみでアクティブフィルタと DC/DC コンバータの機能を実現できる。この方式では従来回路と同じスイッチ数で直流部の電解コンデンサ  $C_{DC2}$  の容量を低減する。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電圧変化により授受するので、コンデンサ容量は小さくてよい。

表 1 に従来回路、提案されてきた低減方法、本論文で提案する回路の素子数とコンデンサ容量比較を示す。他の低減方法に比べ、提案回路は素子数を増やさずに DC アクティブフィルタと同様に容量低減を実現できることがわかる。

### 3. 制御方法

#### 3.1 スイッチングパターン生成法

提案回路の直流側の変換器の制御は、同相分でアクティブフィルタを、差動分で DC/DC コンバータを制御する。同相分と差動分を分けて考えることで図 3 の回路のようにアクティブフィルタと DC/DC コンバータを従来回路と同様の制御が行える。

図 5(a), (b) に差動分のスイッチングパターンを示す。(a) で高周波リンクの正の電圧を、(b) で高周波リンクの負の電圧を出力して 10kHz の高周波リンクを生成する。図 5(c), (d) に同相分のスイッチングパターンを示す。フルブリッジの零電圧ベクトルには(c)に示す上アーム(SW1, SW3)の同時オンと(d)に示す下アーム(SW2, SW4)の同時オンの 2 つがある。(c)の上アーム同時オンのパターンで DC アクティブフィルタのコンデンサに充電を行い、(d)の下アーム同時オンのパターンで充電したエネルギーを放電する。このように 2 つの零ベクトルを使い分けることによって中間タップの電圧を制御してアクティブフィルタ動作を行い、電力脈動の吸収をする。

図 6 に直流側インバータの制御ブロック図を示す。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

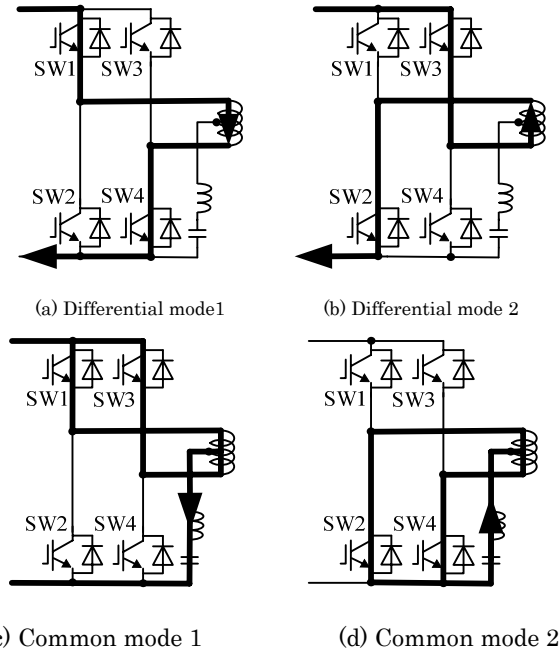


図 5 提案回路の電流経路

Fig.5. Current distance of the proposed circuit.

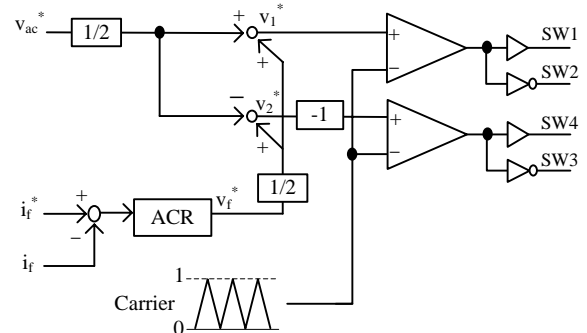


図 6 直流側インバータの制御ブロック図

Fig.6. Control block diagram for the DC side

電流リブルを求め、電力リブルから求めた電流指令に重畳して求める。フィルタ電流指令に実際のフィルタ電流を PI 調節器によって追従させる。アクティブフィルタの電圧指令は PI 調節器の出力となる。このように作成した、 $v_f^*$  を同相電圧指令と高周波リンクの電圧指令  $v_{ac}^*$  を合成して電圧指令  $v_1^*$  と  $v_2^*$  を(4)式と、(5)式にて得る。

$$v_1^* = \frac{1}{2}v_{ac}^* + \frac{1}{2}v_f^* \quad (4)$$

$$v_2^* = -\frac{1}{2}v_{ac}^* + \frac{1}{2}v_f^* \quad (5)$$

このとき、(4)式と(5)式より、差動分は(6)式、同相分は(7)で示される。

$$v_1^* - v_2^* = v_{ac}^* \quad (6)$$

$$v_1^* + v_2^* = v_f^* \quad (7)$$

トランス励磁の二次側に伝達する電圧は差動分のみとなり、入力電圧の負極とトランスのセンタータップの電位差は同相分にて制御される。差動分の電圧指令は常に最大と

するため”1”と設定し、同相分はPI調節器の出力に応じて制御する。

### 〈3.2〉 アクティブフィルタの電流指令算出法

アクティブフィルタの電流指令を算出するには図4の提案回路の $L_s$ と $L_f$ に生じる瞬時電力から電流リップルを計算する必要がある。

$L_s$ と $L_f$ に生じる瞬時電力 $p_{L_s}$ ,  $p_{L_f}$ はそれぞれ(8)式, (9)式で表される。

$$p_{L_s} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_s i_s^2 \right) \quad (8)$$

$$p_{L_f} = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} L_f i_f^2 \right) \quad (9)$$

(8)式と(9)式で求めた瞬時電力から電流リップル $i_{Lrip}$ を求める。 $i_{Lrip}$ は, (10)式で示される。

$$i_{Lrip} = \frac{p_{L_s} + p_{L_f}}{v_f} \quad (10)$$

ただし,  $v_f$ はアクティブフィルタのコンデンサの両端に印加電圧である。

(10)式で求めた $i_{Lrip}$ に電力リップルから求めた電流リップル $i_{Prrip}$ に重畳することでアクティブフィルタの電流指令 $i_f^*$ を生成する。 $i_f^*$ を(11)式で示す。

$$i_f^* = i_{Lrip} + i_{Prrip} \quad (11)$$

### 〈3.3〉 アクティブフィルタの容量決定法

アクティブフィルタのエネルギー貯蔵要素に用いるコンデンサの容量決定方法を示す。アクティブフィルタコンデンサ $C_f$ は脈動電力の半周期分のエネルギーを授受できる容量があれば良い。

アクティブフィルタで授受すべきエネルギー $e_c$ は脈動電力の半周期分なので(3)式より, (12)式で表される。

$$e_c = \int_0^{T/4} P_{in} \cos 2\omega t dt = \frac{P_{in}}{2\omega} \quad (12)$$

また, (13)式にコンデンサ $C_f$ で授受できるエネルギー $e_f$ を示す。

$$e_f = \frac{1}{2} C_f (v_0^2 - v_{fmin}^2) \quad (13)$$

ここで,  $v_0$ は $C_f$ の初期電圧,  $v_{fmin}$ は $C_f$ の電圧 $v_f$ の最小の電圧を示す。

$e_f = e_c$ より補償に必要な $C_f$ の容量は(14)式で表される。

$$C_f = \frac{P_{in}}{\omega (v_0^2 - v_{fmin}^2)} \quad (14)$$

また,  $L_f$ 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。(14)式よりコンデンサ $C_f$ の電位を大幅に変動させることでコンデンサ容量を小さくすることができる。パッシブフィルタのコンデンサ容量設計で

は共振周波数などの制限を受けるが, 本方式では周波数の制限を受けずにコンデンサ容量を決められる。

## 4. シミュレーション結果

提案回路の基本的な動作を確認するため, シミュレーションによる検証を行った。表2にシミュレーションパラメータを示す。出力電力1kW, スイッチング周波数10kHz, 高周波リンク周波数10kHzとしてシミュレーションを行った。

図7に提案回路のトランス電圧と中間タップの電圧波形を, 図8にトランス電圧と中間タップの電圧の周波数解析結果を示す。図8の周波数解析結果より, トランスにかかる電圧はスイッチング周波数の10kHzの成分以下の低次高調波成分をほとんど含まないことを確認できる。さらに, 中間タップの周波数解析結果より中間タップの電圧には100Hzの成分に高いピークを持つことを確認できる。これらの結果よりトランスを励磁する電圧は10kHzの成分を主に持ち, アクティブフィルタを制御する中間タップの電圧は100Hzに制御できていることが確認できる。

図9に提案回路のシミュレーション結果を示す。図9より, DCアクティブフィルタの電流 $i_f$ が系統側インバータ直流部電流 $i_{out}$ の脈動を打ち消していることでDC入力電流 $i_{in}$ の脈動を抑えられており, DC入力電流が直流に制御できて

表2 シミュレーションパラメータ

Table 2. Simulation parameters.

Output power	1[kW]
Output frequency	50[Hz]
Output Voltage	200[V]
Switching frequency	10[kHz]
AC Link frequency	10[kHz]
Active filter inductor	5[mH](4%)
Active filter Capacitor	440[μF]
DC link capacitor (Proposed circuit)	110[μF]

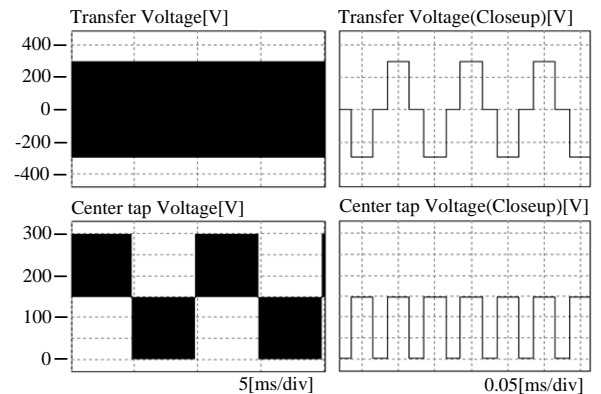


図7 トランス電圧と中間タップ電圧の電圧波形

Fig.7 Simulation waveforms of the transfer voltage and center tap voltage.

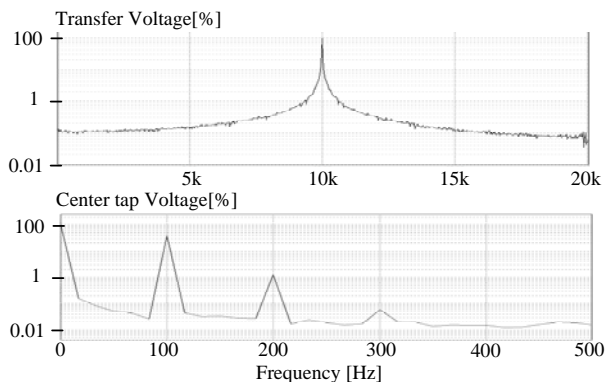


図8 トランス電圧・中間タップ電圧の周波数解析  
Fig.8. Frequency analysis of the transfer voltage and center tap voltage.

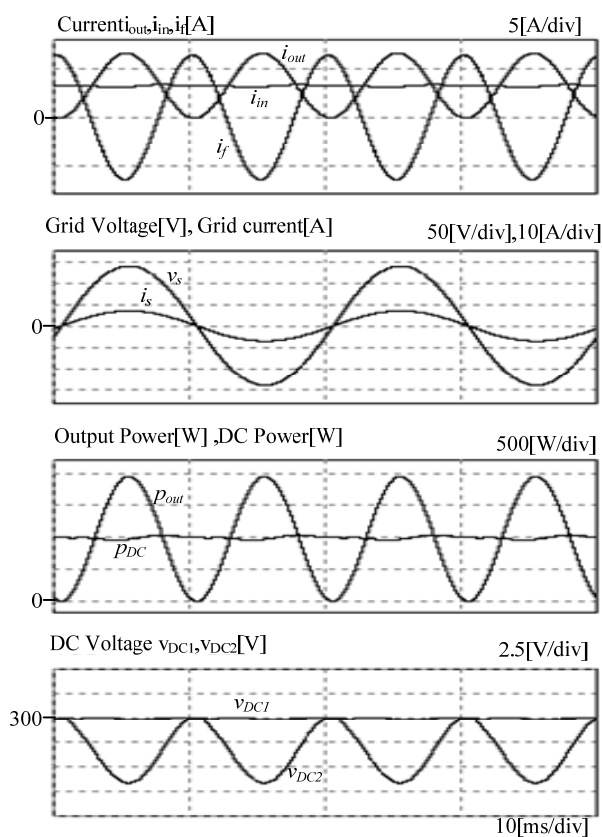


図9 提案回路のシミュレーション結果  
Fig.9. Simulation results of the proposed circuit. ( $C_{DC2}=110\mu\text{F}$ ).

いる。このより、アクティブフィルタの良好な動作が確認できる。

また、系統側直流電力  $p_{out}$  の脈動を直流側電力  $p_{DC}$  では低減していることがわかる。さらに、系統電圧  $v_s$  と系統電流  $i_s$  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。さらに、連系用インバータの直流部電圧  $v_{DC2}$  と直流電源側電圧  $v_{DC1}$  の波形より、直流部の電圧リプルが2[%]以内におさえられていることがわかる。従来回路において大型

の電解コンデンサを用いて電圧リプルを2[%]に抑えようとすると、式(14)より  $3600[\mu\text{F}]$  を必要とする。対して提案方式では  $550[\mu\text{F}]$  を必要とする。これより、提案回路方式を用いることにより装置全体のコンデンサ容量を1/7に抑えることができる。なお、 $3600[\mu\text{F}]$  のコンデンサを使用しても直流電源のリプルは本装置よりはるかに大きい。平滑コンデンサだけで本装置と同等な電流リプルにするには数万  $\mu\text{F}$  の容量が必要であり燃料電池やバッテリーなどリプル電流によって寿命の縮まる用途に最適と考える。

## 5. 実験結果

シミュレーション結果を確認するために、定格1kWの試作機を製作して実験を行った。表3に実験パラメータを示す。実験では、アクティブフィルタの基本的な動作を確認するために系統連系を行わずに交流出力部に抵抗とインダクタンスを負荷として接続して実験を行った。

図10に示すトランス波形と中間タップの電圧波形より、トランス電圧を制御できていることが確認できる。また、図11のトランス電圧の高周波解析結果よりトランスにかかる電圧の周波数は10kHz成分以下の成分はほぼ含まれていないことがわかる。

図12にアクティブフィルタなしでの入出力電圧と電流の波形を示す。交流出力側の電圧と電流波形より、電力脈動が生じていることがわかる。そして、直流側の電流波形から直流入力側にも100Hzの電力脈動が発生していることがわかる。

図13にアクティブフィルタありでの入出力電圧と電流の波形を示す。図14の直流入力電流が100Hzで脈動しているのに対して、図15ではほぼ一定に保たれている。これより、中間タップを用いたアクティブフィルタによる電力脈動の吸収が確認できる。

図14に従来回路の入出力電圧と電流の波形を示す。従来回路では電力脈動を吸収するために連系用インバータ側のコンデンサ  $C_{DC2}$  に  $2200[\mu\text{F}]$  の電解コンデンサを使用して実験を行った。しかし、アクティブフィルタほどの平滑化効果は得られなかった。これより大容量の電解コンデンサと以上の電力脈動吸収効果が提案法により実現できることが確認できた。

表3 実験パラメータ

Table 3. Experimental parameters.

Output power	1[kW]
Output frequency	50[Hz]
Output Voltage	200[V]
AC Link frequency	10[kHz]
Active filter inductor	5[mH](4%)
Active filter Capacitor	440[ $\mu\text{F}$ ]
DC link capacitor (Proposed circuit)	110[ $\mu\text{F}$ ]
DC link capacitor(Conventional circuit)	2200[ $\mu\text{F}$ ]

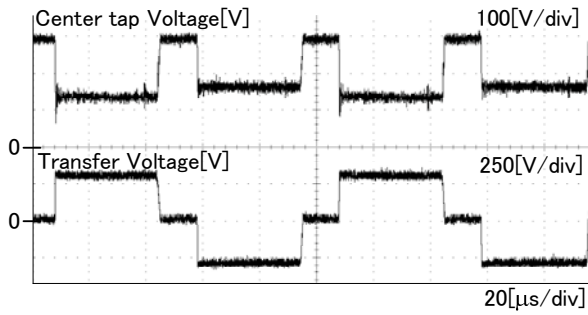


図 10 トランス電圧と中間タップ電圧の電圧波形  
Fig.10. Experimental result of Transfer voltage and center tap voltage.

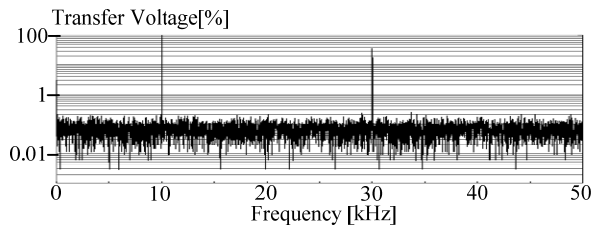


図 11 トランス電圧の高周波解析  
Fig.11. Harmonics analysis of transfer voltage.

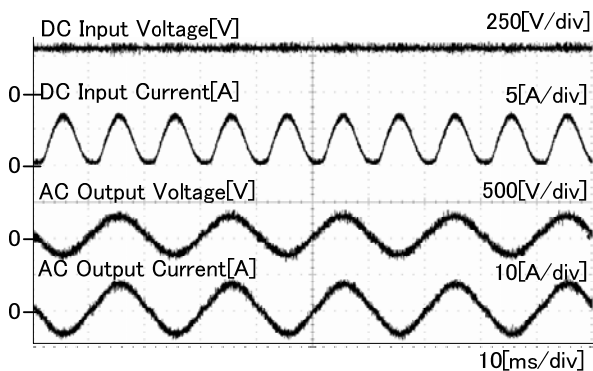


図 12 実験結果(アクティブフィルタなし)  
Fig.12. Experimental results. (without active filter)

## 6. まとめ

本論文では平滑コンデンサの容量低減を目的として、トランスの中間タップを用いた単相絶縁型コンバータを構成し、スイッチ数をそのままにアクティブフィルタ動作を実現し、平滑コンデンサ容量を低減する方法を提案した。そして、シミュレーションと実験により提案方法の基本的な動作検証を行った。その結果、装置全体の平滑コンデンサ容量を約 1/7 に低減できることが示した。また、定格 1kW の試作器を製作し実験を行い、以下の結果を得た。

- ・ 中間タップを用いたアクティブフィルタ動作を確認
- ・ 直流入力電流の平滑化を確認

今後は、系統連系動作の確認、高周波トランスの最適化などについても検討する予定である。

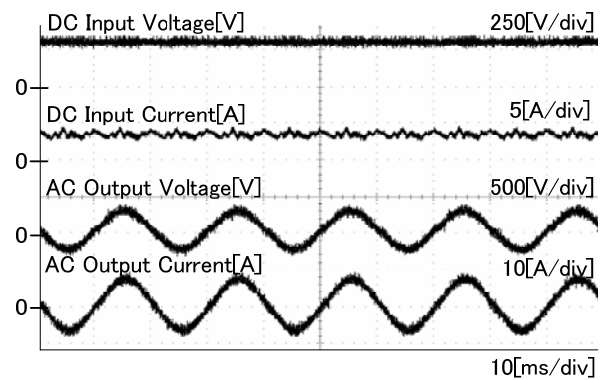


図 13 実験結果(アクティブフィルタあり)  
Fig.13. Experimental results.(with active filter)

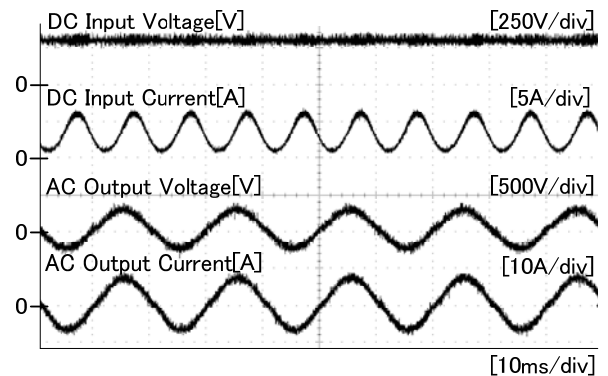


図 14 実験結果(従来回路, コンデンサ容量 2200[μF])  
Fig.14. Experimental results.  
(Conventional circuit,  $C_{DC2}=2200[\mu F]$ )

## 文 献

- (1) K.Toyama, T.Takeshita, N.Matui : "An Approach to Reduction of a DC Voltage Ripple of Single-Phase PWM Converter.", Proc. of IEEJapan IAS, No.66, pp273, 1993  
外山・竹下・松井: 「単相 PWM コンバータの直流電圧脈動の一低減法」平成 5 年電気学会産業応用部門大会 No.66, pp273, 1993
- (2) H.Irie, T.Yamashita, N.Takemoto: "Ripple Compensation for a Single-Phase Rectifier by 2-Quadrant Chopper and Auxiliary Capacitor" IEEJ Vol.112-D No.7, pp623-629, (in Japanese)  
入江・山下・竹本 : 「2 象限チョップと付加コンデンサを用いた単相整流回路のリップル補償」電学論 D, 112 巻 7 号, 623-629, 1992
- (3) T.Shimizu, T.Fujita, G.Kimuram, J.Hirose : "A Unity Power T.Kitano, M.Matui: "Reduction of filter Capacitance for a Single Phase PWM Converter with DC Active filter Function." , Annual Conference of IEEJ, No.715 pp4-10,1998(in Japanese)  
北野・松井: 「DC アクティブフィルタ機能を備えた単相 PWM コンバータのコンデンサ容量低減」平成 8 年電気学会全国大会, No.715 pp4-10
- (4) M.Saitou, T.Shimizu, "A Single Phase PWM Rectifier with DC Power Active filter for fast DC Output voltage Control." , SPC-01-106 IEA-01-49, 2001(in Japanese)  
斉藤・清水: 「直流電圧の高速制御が可能な直流アクティブフィルタ併用型単相 PWM 整流器」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-01-106 IEA-01-49, 2001
- (5) T.Shimizu, T.Fujita, G.Kimuram, J.Hirose : "A Unity Power Factor PWM Rectifier with DC Ripple Compensation." IEEE-Trans. On Ind. Electronics, Vol.44, No.5, pp.447-455, Aug. 1997
- (6) K.Xing, F.C.Lee, and D.Borojevic : "Active Compensation of the pulsating current in a distributed power system." In Proc 1998 VPEC Seminar, pp.93-100, 1998.