

# 太陽光発電用高周波リンクパワーコンバータの効率改善

山上正規<sup>\*1</sup> 中村郁夫<sup>\*2</sup> 松井幹彦<sup>\*3</sup>

## Power Conversion Efficiency Improvement of a High Frequency Link Power Converter for Photo Voltaic System

Masanori YAMAGAMI Ikuo NAKAMURA Mikihiro MATSUI

### Abstract:

The high frequency link topology is advantageous for realizing small size, light weight and low EMI power converters for UPS and PV systems, etc.. Authors proposed a totally soft switched HF link DC/AC converter by means of nonresonant cycloconverter type topology, in which symmetrical phase angle control scheme was adopted in the cycloconverter stage. This paper proposes to apply asymmetrical phase angle control scheme in stead, and clarifies the restrictions of phase angle control so as not to affect the soft switching operation. It has been shown that the total power conversion efficiency can be improved to be 79% at 800W output, which is 3% higher than the symmetrical case.

### 1. まえがき

将来のエネルギー事情や地球環境を考えると、分散型の新エネルギー源である、一般住宅用太陽光発電システムの普及が急務であると考えられる。また、単に自然エネルギーの有効利用という観点だけでなく、昼夜の電力消費量の平準化や商用系統側に発生する高調波の低減を各家庭レベルで行うことのできるシステムが望ましい。更に、最近では地震などの災害時の被害を抑える観点からも、太陽光発電システムのような分散型システムが注目されている。

太陽光発電システムを商用系統と連系する場合、系統への直流電流の流出防止と安全面から電池パネルと系統とを絶縁する必要があり、このためトランスによる絶縁が行われる。しかし、絶縁トランス段の周波数を商用周波数とするとトランスの

大型化が避けられない。これに対してトランスの小型・軽量化を図る方法として、高周波リンク方式がある。この方式は、太陽電池出力の直流を、一旦数十kHzの高周波に変換してからトランスにより絶縁し、その後周波数変換装置により商用周波数に変換して系統と連系するものである。既に、一般家庭用に市販されている電機メーカーの製品の中にはこの方式を採用したものもある。しかし、消費電力の平準化や高調波の一括補償まで含めた多機能の太陽光発電システムは、未だに実用化されていないのが現状である。

高周波リンク方式のDC/ACコンバータは、入力側と出力側の絶縁をとり、装置の小型・軽量化を図ることができ、特にサイクロコンバータ方式の回路構成をとると、双方向のパワーフローが可能となるので、バッテリーを用いたUPSや太陽光発電システムの系統連系用コンバータ等に適用している。筆者らは図1のサイクロコンバータ方式の回路構成において、非共振形のままですべてのスイッチングをソフトスイッチング化できる方法をすでに提案した<sup>(1)-(3)</sup>。その特徴は、出力段のサイクロコンバータの制御にPWMの代わりに自

\*1 本学大学院電子工学専攻博士前期課程2年在学中

\*2 株式会社三英製作所 電力システム部第二課

\*3 本学電子工学科助教授

1997年9月17日 受理

然転流による位相制御を適用する点である。これまでは基本的な動作原理の確認に主眼を置いてきたため、サイクロコンバータでの位相制御を対称制御法により行ってきたが、非対称制御法を適用すれば力率が改善されるので、システム全体の効率の向上が期待できる。本稿では提案方式の原理とソフトスイッチングの条件を明らかにし、その実験結果について述べる。

## 2 基本回路構成と動作

### 2.1 基本動作原理

図1は提案方式の回路構成と、その制御ブロック図である。出力段のサイクロコンバータでは自然転流による位相制御のみを行うことにより、トランスの漏れインダクタンスのエネルギーを転流重なりという形で無理なく処理でき、零電流スウィ

チング(ZCS)が可能となる。このように出力段で位相制御のみを行うことにより入力段に対して常に遅れ電流を要求することになるため、入力段のインバータはロスレスキャパシタスナバを付加することにより零電圧スイッチング(ZVS)が可能となり、すべてのスイッチング動作をソフトスイッチング化できる。

### 2.2 非対称制御法

サイクロコンバータの制御パルスのタイミングは図2に示す鋸波基準信号 $V_{REF}^+$  ( $V_{REF}^-$ )と出力端子電圧指令の交点で与える。ここで出力端子電圧指令をU相、V相レグに対して独立に与えることによって、サイクロコンバータを非対称制御することができる。ここでは鋸波基準信号と $e_1^*$ の交点で与えられる制御角 $\alpha_1$ によりU相の、また同様に $e_2^*$ の交点で与えられる制御角 $\alpha_2$ によりV相の制御を行う。

出力電圧波形は図3および表1に示すような4つの区間に分けることができ、この各区間と電圧指令値によって図1の非対称制御電圧指令発生器(Asymmetrical control voltage reference generator)において $e_1^*$ と $e_2^*$ の値を決定する。

Period I の場合、出力電圧が最大値になるのは、

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_{min} \quad \dots(1)$$

のときであって、そのときの電圧値を $E^*$ とする。ここで、 $E=0$ のときは $\alpha_2$ によりつくられる電圧波形と、 $\alpha_1$ によりつくられる電圧波形の面積が等しくならなければならないので、

$$\alpha_{max} + \alpha_{min} = \pi \quad \dots(2)$$

の関係が成り立たなければならない。ここで、制御角と出力電圧の関係を図4に示す。

$e^*$ の最大値は $E^*$ であるから、各区間での電圧指令値は $\alpha_{max}$ のとき $E_{max}$ 、 $\alpha_{min}$ のとき $E_{min}$ とすると、次のようになる。

Period I

$$e_1^* = \frac{E_{max} - E_{min}}{E^*} e^* + E_{min} \quad \dots(3)$$

$$e_2^* = E_{max} \quad \dots(4)$$

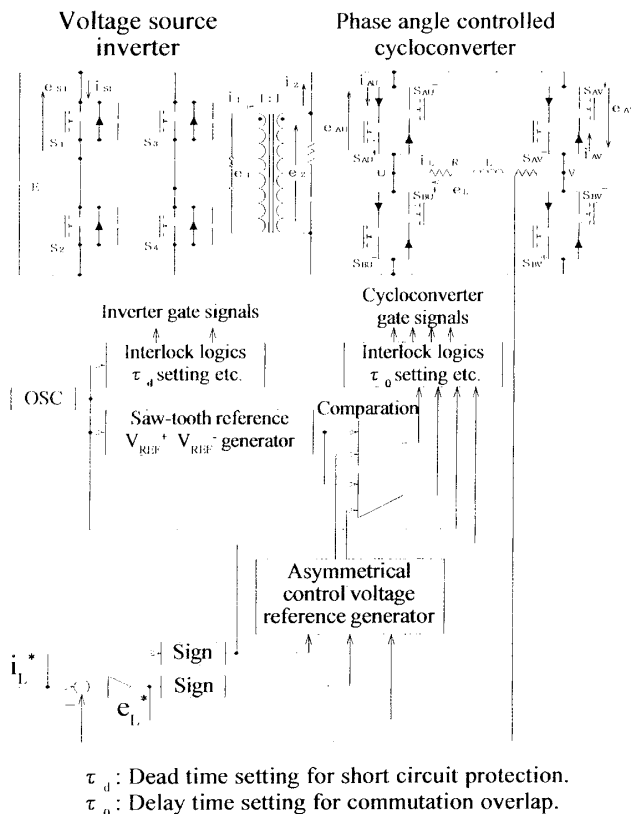


図1 瞬時電流制御機能を備えた高周波リンクコンバータシステムの主回路構成と制御ブロック図  
Fig.1. Main circuit configuration and control block diagram of HF link converter system with instantaneous AC load current control.

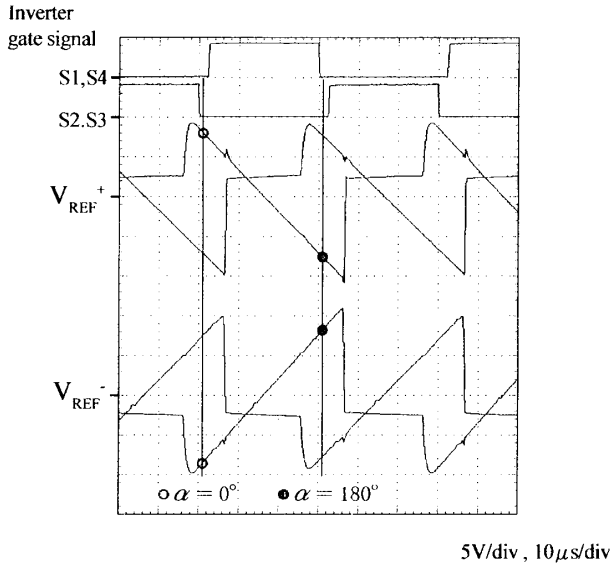
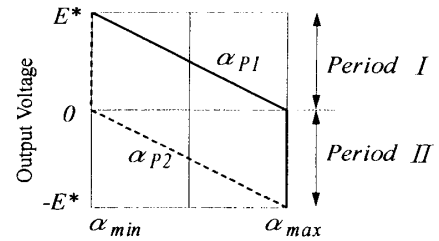
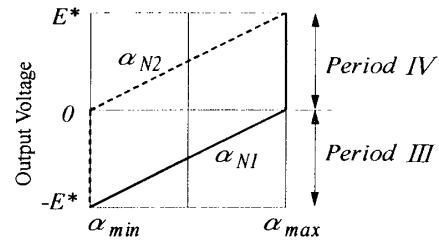


図2 鋸波状基準信号波形  
Fig.2 Saw-tooth reference waveforms  $V_{REF}^+$  and  $V_{REF}^-$



(a) Control angle  $\alpha_{p1}$  and  $\alpha_{p2}$



(b) Control angle  $\alpha_{N1}$  and  $\alpha_{N2}$

図4 制御角と出力電圧の関係  
Fig.4 Relation between control angle and output voltage

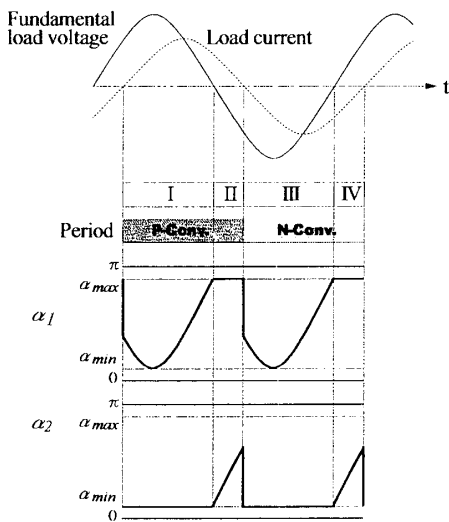


図3 動作状態の区間分け  
Fig.3 Four periods at operation.

表1 各区間での出力波形  
Table 1 Output waveforms of each periods.

	$i_L > 0$	$i_L < 0$
$e_L > 0$	Period I  $\alpha_{p2} = \alpha_{min}$	Period IV  $\alpha_{N1} = \alpha_{max}$
$e_L < 0$	Period II  $\alpha_{p1} = \alpha_{max}$	Period III  $\alpha_{N2} = \alpha_{min}$

Period II

$$e_1^* = E_{min} \quad \dots(5)$$

$$e_2^* = \frac{E_{max} - E_{min}}{E^*} e^* + E_{max} \quad \dots(6)$$

Period III

$$e_1^* = \frac{E_{max} - E_{min}}{E^*} e^* + E_{max} \quad \dots(7)$$

$$e_2^* = E_{min} \quad \dots(8)$$

Period IV

$$e_1^* = E_{max} \quad \dots(9)$$

$$e_2^* = \frac{E_{max} - E_{min}}{E^*} e^* + E_{min} \quad \dots(10)$$

また、出力電圧の平均値は、

$$e_L = \left( I - \frac{\alpha_{p1}}{\pi} - \frac{\alpha_{p2}}{\pi} \right) E \quad (I > 0) \quad \dots(11)$$

$$e_L = - \left( I - \frac{\alpha_{N1}}{\pi} - \frac{\alpha_{N2}}{\pi} \right) E \quad (I < 0) \quad \dots(12)$$

となる。Period I の場合、 $\alpha_{p2} = \alpha_{min}$  であり、出力電圧の最大値をとるのは  $\alpha_{p1} = \alpha_{min}$  のときで、

$$\bar{e} = \left( 1 - \frac{2}{\pi} \alpha_{min} \right) E \quad \dots(13)$$

となる。

2. 3 各モード動作状態<sup>(4)</sup>

高周波リンクコンバータのスイッチング動作について述べる。図5にタイミング図を、図6に各モードの遷移図を示す。なお、出力電流は正の一定値と仮定し、サイクロコンバータはPコンバータのみで表す。また、負荷は電流源で表す。各モードでの動作を以下に説明する。ただし、インバータの  $S_i$  ( $i=1, \dots, 4$ ) アームのダイオード、コンデンサをそれぞれ  $D_i, C_i$  とよぶ。

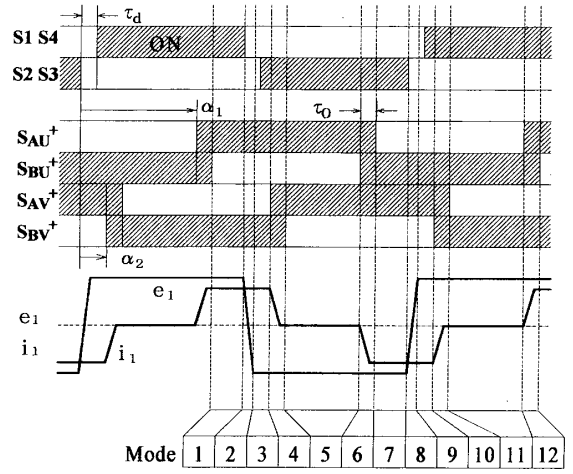


図5 制御タイミング図  
Fig.5 Time chart of each modes.

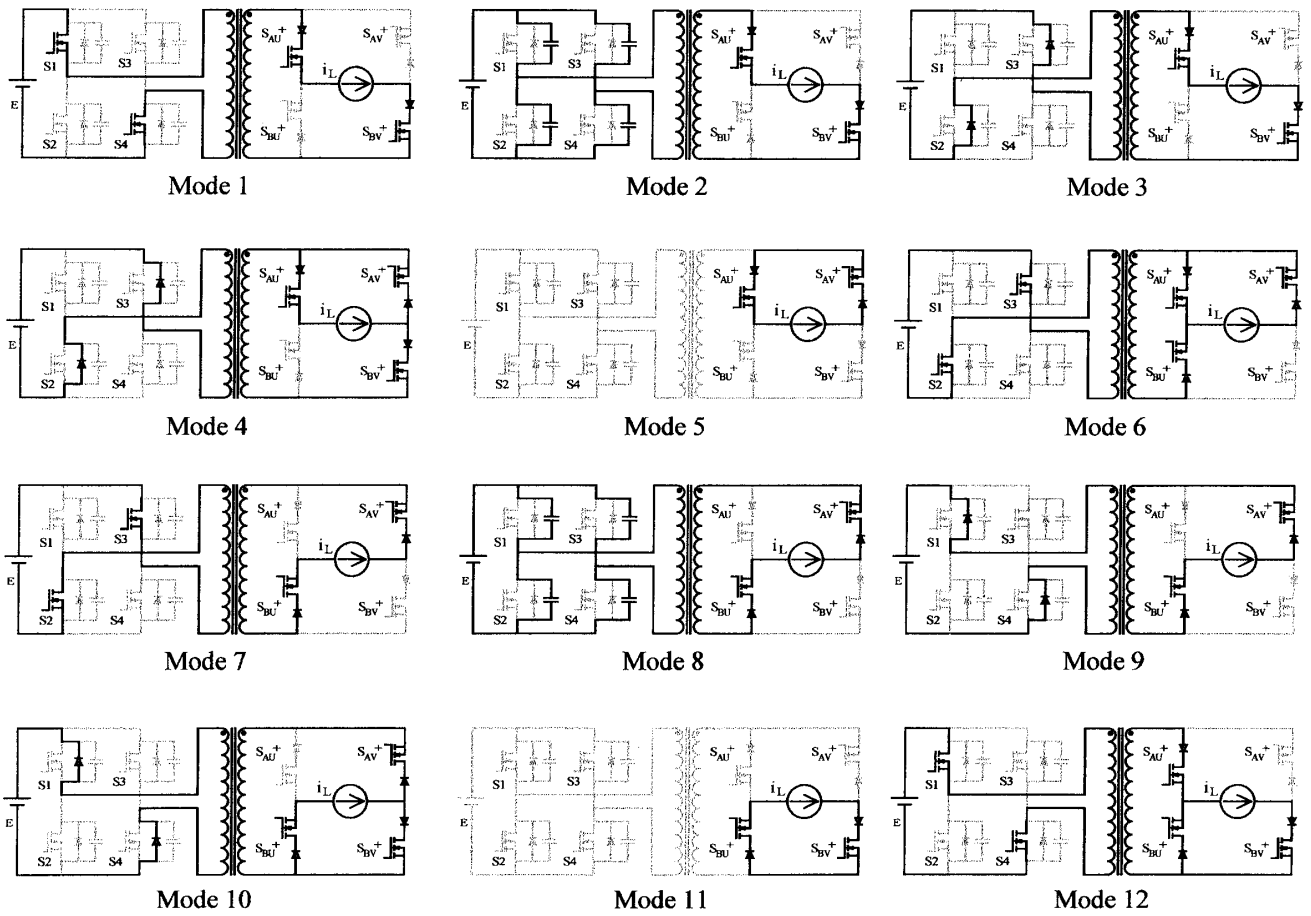


図6 モード遷移図  
Fig.6 Circuit connection of each modes.

## ○ Mode 1 電力供給期間

この期間では、 $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_{AU}^+$ 、 $S_{BU}^+$ がオンしており、1次側から2次側へ電力が供給されている。この時、スナバコンデンサ $C_2$ 、 $C_3$ は充電されている。

## ○ Mode 2 インバータ休止期間

インバータ側は休止期間となり、すべてのスイッチはオフとなる。この時、スナバコンデンサ $C_2$ 、 $C_3$ は放電し、 $C_1$ 、 $C_4$ は充電するので、トランスの電圧の極性が反転する。 $S_1$ 、 $S_4$ はZVSオフとなる。

## ○ Mode 3 電力回生期間

$C_2$ 、 $C_3$ の放電が終了すると同時に、並列に接続されたダイオード $D_2$ 、 $D_3$ がZVSオンとなる。休止期間が終了し、 $S_2$ 、 $S_3$ にゲート信号が印加されても、サイクロコンバータが転流するまで電流は $D_2$ 、 $D_3$ に流れる。

## ○ Mode 4 転流重なり期間

$S_{AV}^+$ がオンすると、 $S_{AV}^+$ は順バイアス、 $S_{BV}^+$ は逆バイアスになるので、 $S_{BV}^+$ に流れていた電流が徐々に $S_{AV}^+$ に転流し、 $S_{AV}^+$ はZCSオン、 $S_{BV}^+$ はZCSオフとなる。

## ○ Mode 5 還流期間

$S_{AU}^+$ 、 $S_{AV}^+$ がオンしており、負荷電流は2次側のみで還流している。このとき、1次側から2次側へは電力は供給されていない。

## ○ Mode 6 転流重なり期間

$S_{BU}^+$ がオンすると、 $S_{BU}^+$ は順バイアス、 $S_{AU}^+$ は逆バイアスになるので、 $S_{AU}^+$ に流れていた電流が徐々に $S_{BU}^+$ に転流し、 $S_{BU}^+$ はZCSオン、 $S_{AU}^+$ はZCSオフとなる。

## ○ Mode 7 電力供給期間

この期間では、 $S_{BU}^+$ 、 $S_{AV}^+$ がオンしており、1次側から2次側へ電力が供給されている。

## ○ Mode 8 インバータ休止期間

インバータ側は休止期間となり、すべてのスイッチはオフとなる。この時、スナバコンデンサ $C_1$ 、 $C_4$ は放電し、 $C_2$ 、 $C_3$ は充電するので、トランスの電圧の極性が反転する。 $S_2$ 、 $S_3$ はZVSオフとなる。

## ○ Mode 9 電力回生期間

$C_1$ 、 $C_4$ の放電が終了すると同時に、並列に接続されたダイオード $D_1$ 、 $D_4$ がZVSオンとなる。休止期間が終了し、 $S_1$ 、 $S_4$ にゲート信号が印加さ

れても、サイクロコンバータが転流するまで電流は $D_1$ 、 $D_4$ に流れる。

## ○ Mode 10 転流重なり期間

$S_{BV}^+$ がオンすると、 $S_{BV}^+$ は順バイアス、 $S_{AV}^+$ は逆バイアスになるので、 $S_{AV}^+$ に流れていた電流が徐々に $S_{BV}^+$ に転流し、 $S_{BV}^+$ はZCSオン、 $S_{AV}^+$ はZCSオフとなる。

## ○ Mode 11 還流期間

$S_{BU}^+$ 、 $S_{BV}^+$ がオンしており、負荷電流は2次側のみで還流している。このとき、1次側から2次側へは電力は供給されていない。

## ○ Mode 12 転流重なり期間

$S_{AU}^+$ がオンすると、 $S_{AU}^+$ は順バイアス、 $S_{BU}^+$ は逆バイアスになるので、 $S_{BU}^+$ に流れていた電流が徐々に $S_{AU}^+$ に転流し、 $S_{AU}^+$ はZCSオン、 $S_{BU}^+$ はZCSオフとなる。このModeが終了するとMode 1に戻り、1周期が完了する。

以上のように、全てのスイッチング動作がソフトスイッチングとなり、非対称制御を適用すると、還流期間でトランスに電流が流れないのでその分損失が減り、システム全体の効率が向上する。

## 3. ソフトスイッチング動作の条件

3.1 サイクロコンバータの制御角の制約<sup>(5)</sup>

図7は、制御角を $\alpha_1=4.5^\circ$ 、 $\alpha_2=90^\circ$ 一定に保ち負荷に正の直流電流を流した状態での、 $S_{AU}^+$ のゲート信号と、トランス一次側(インバータ側)の電圧、電流波形である。ここで、電圧零クロス付近の期間Aの部分の拡大波形を図8に示す。この例では、ロスレススナバの働きにより、電圧 $e_1$ が台形状に極性反転を完了した直後にサイクロコンバータの $S_{AU}^+$ ゲート信号がONし、電流 $i_1$ の振幅が零まで減衰している。 $\alpha_1 > 4.5^\circ$ の場合にも電圧 $e_1$ は極性反転を完了しており、インバータ段のZVS動作への悪影響はない。

一方、図9は $\alpha_2=90^\circ$ のまま $\alpha_1=0^\circ$ とし、真の $e_1$ の零クロス点で $S_{AU}^+$ のゲート信号をONした場合の動作波形である。 $\alpha_1=0^\circ$ の時点ではロスレススナバの充放電は完了しておらず、従って $e_1$ の極性反転も完了していない。この時点で $S_{AU}^+$ をONして電流 $i_1$ の振幅を減衰させるとロスレス

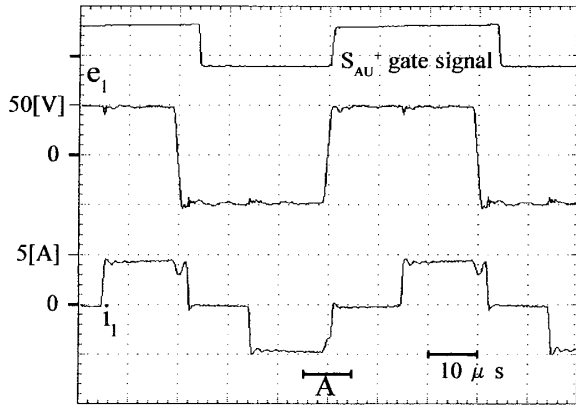


図7 高周波リンク一次側波形  
( $\alpha_1=4.5^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

Fig.7 HF link waveforms on primary inverter stage.  
( $\alpha_1=4.5^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

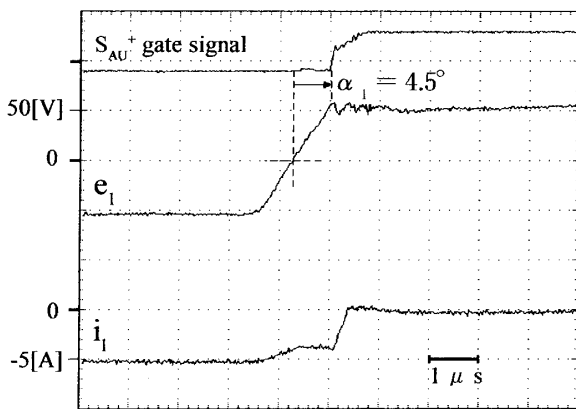


図8 電圧ゼロクロス付近の拡大波形  
( $\alpha_1=4.5^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

Fig.8 Expanded waveforms around the voltage cross-over.  
( $\alpha_1=4.5^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

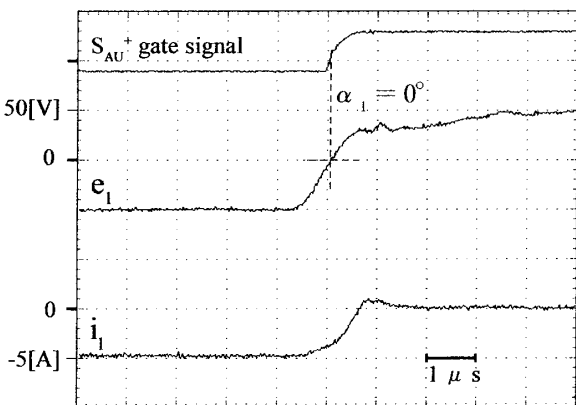


図9 電圧ゼロクロス付近の拡大波形  
( $\alpha_1=0^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

Fig.9 Expanded waveforms around the voltage cross-over.  
( $\alpha_1=0^\circ$   $\alpha_2=90^\circ$ )

ナバの充放電が中断され、本来のZVS動作が保証されなくなる。従ってサイクロコンバータの制御角は、インバータの制御信号のデッドタイムに

重ならないよう与える必要があり、制御角の範囲は次式で与えられる。

最小制御角  $\alpha_{min}$  :

インバータのZVSを保証する条件

$$\alpha_{min} = 2\pi f \tau_d \quad \tau_d : \text{デッドタイム} \quad \dots(14)$$

最大制御角  $\alpha_{max}$  :

サイクロコンバータの転流を保証する条件

$$\alpha_{max} = \pi - \gamma - u \quad u : \text{重なり角} \quad \dots(15)$$

本装置ではこれらの制約から、 $\alpha_{min}=11.2^\circ$   
 $\alpha_{max}=168.8^\circ$  としている。

### 3. 2 インバータ部零電圧スイッチングの条件

サイクロコンバータ部に自然転流による位相制御を用いているため、前段のインバータに対しては常に遅れ電流を要求することになる。そこで素子にロスレススナバを付加することにより、インバータ部を零電圧スイッチングができる。しかし軽負荷の場合にはデッドタイム $\tau_d$ の間に、スナバコンデンサが充放電しきれず、強制転流するのでハードスイッチングとなる。

負荷電流  $I_L$  が正弦波の場合、0.1p.u.でソフトスイッチングとなるようなスナバコンデンサを付加すると、殆どの動作領域でソフトスイッチングとなるので、ハードスイッチングの影響は少なくなる。このときのスナバコンデンサの値Cは次式で与えられる。

$$C = \frac{I}{2} (0.1 \times I_{Lmax}) \cdot \frac{\tau_d}{E} \quad \dots(16)$$

### 4. 実験結果

図10に単相直流出力時 ( $i_L > 0$ ) の理想動作波形の一例を、図11に非対称制御法を適用し、 $\alpha_1 = 112^\circ$   $\alpha_2 = \alpha_{min} = 11.2^\circ$  の場合の各部の波形を示す。インバータ側においてはZVSが、サイクロコンバータ側においてはZCSが確認できる。

また、本装置において出力電流のフィードバック制御を行ない、電圧指令の極性に応じてP、Nコンバータを切替えることにより、出力電圧の極性に拘束されることなく任意の出力電流波形を得ることができる。サイクロコンバータの出力端子にRL静止負荷( $R=4\ \Omega$ ,  $L=3.65\text{mH}$ )を接続し、瞬時値電流制御を行い、出力周波数を50Hzとしたときの出力電流の波形を図12に示す。これより、良好な追従が得られていることが分かる。

また、そのときのインバータ、サイクロコンバータ各1アームの電圧-電流平面上でのスイッチング軌跡を図13、図14に示す。インバータでの座標軸上から外れた軌跡は、軽負荷時のハードスイッチングの影響であるが、全体の内のわずかな領域であるため、その影響も少ない。

非対称制御法と対称制御法の電力変換効率の測定結果を図15に示す。非対称制御法を適用すると800W時で約3%改善し、約79%とすることができた。これは図6のMode5,Mode11で負荷電流の循環期間が発生し、トランスおよびインバータに電流が流れず、その分変換効率が向上したものである。

### 5. あとがき

非共振形高周波リンクコンバータの変換効率を改善するため、ソフトスイッチング技術と非対称制御を適用し、動作解析および実験を行い、変換効率が改善されることを示した。本稿の要点を以下にまとめる。

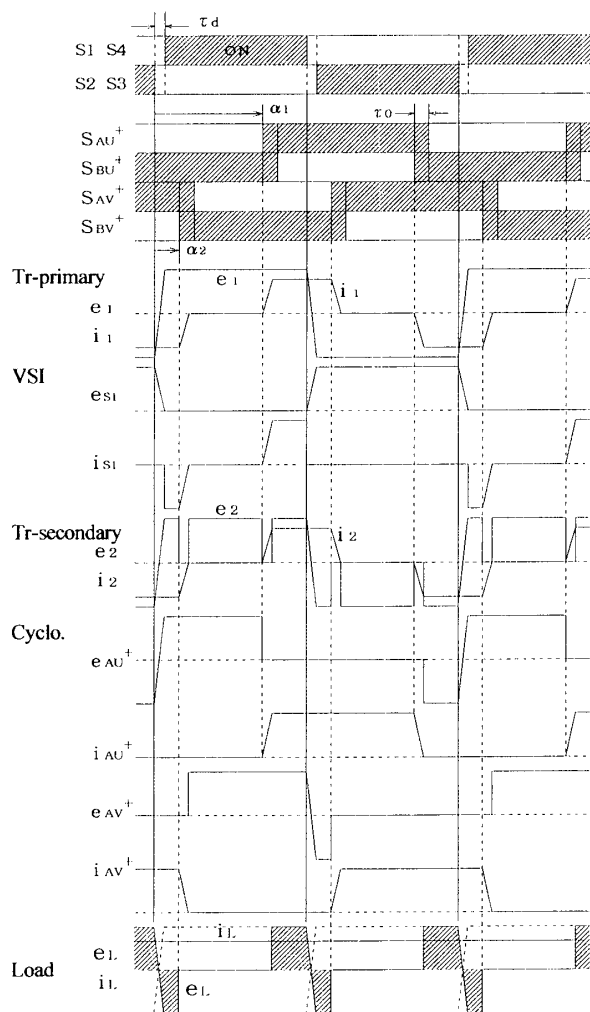
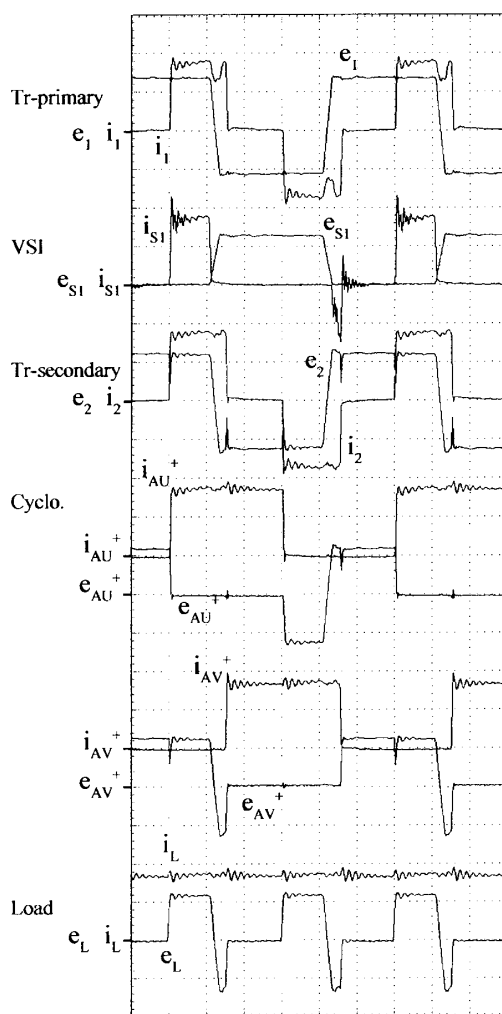


図10 制御信号タイミングと理想波形  
Fig.10 Time chart of control signals and waveforms.



50V/div, 2A/div, 10μs/div

図11 各部の実験波形  
Fig.11 Experimental operating waveforms.  
( $\alpha_1 = 112^\circ$ ,  $\alpha_2 = 11.2^\circ$ )

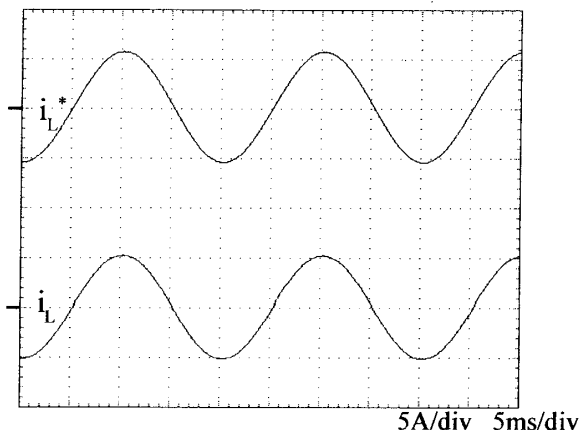


図12 電流制御波形  
Fig.12 Experimental result of current control.

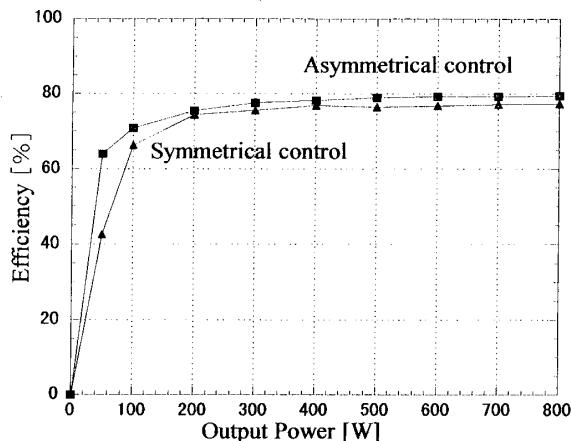


図15 電力変換効率  
Fig. 15 Efficiency of power conversion.

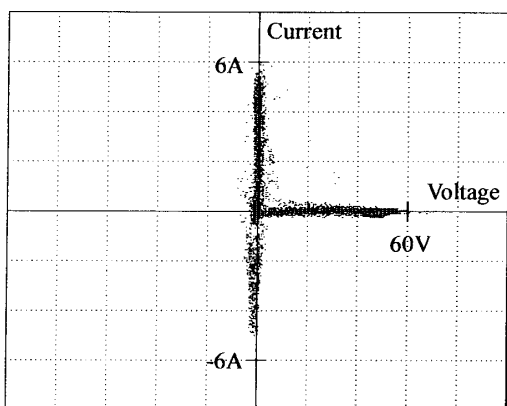


図13 インバータS1アームのスイッチング軌跡  
Fig.13 Switching trajectory of ZVS inv. arm-S1.

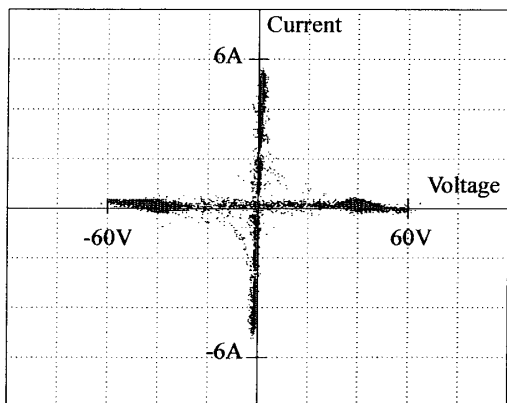


図14 サイクロコンバータS<sub>AU</sub>アームの  
スイッチング軌跡  
Fig.14 Switching trajectory of ZCS cyclo. arm-S<sub>AU</sub>.

ロコンバータ内で負荷電流の還流期間が発生し、トランスおよびインバータに流れる電流が低減されるので、電力変換効率が向上する。

今後は最大電力追尾(MPPT)制御と組み合わせた、系統連系システムへの応用や、提案方式のEMI低減効果について、検討していく予定である。

本研究は、本学大学院連携最先端技術研究センター(JRCH)の研究プロジェクト「新高効率太陽光エネルギー変換システムの研究・開発」の一貫として行われたものである。また、株式会社三英社製作所電力システム部の方々には、日頃から本研究に対し様々な御援助を頂いた。ここに紙面を借りて心より謝意を表す。

参考文献

- (1) 永井、松井：「自然転流とロスレススナバを組み合わせた高周波リンク・ソフトスイッチングコンバータ」 電気学会半導体電力変換研究会 SPC-94-39 (1994)
- (2) M.Matsui & M.Nagai : "High frequency link non-resonant type soft switching converter" IEE/Japan IPEC '95 p1542-1547 (1995)
- (3) 松井、関根、中村：「非共振形HFリンクコンバータのソフトスイッチング特性の改善」 平成8年電気学会全国大会 p.4-180 ~ 181(1996)
- (4) 山上、中村、松井：「非対称制御方式非共振形高周波リンクソフトスイッチングコンバータの動作解析」 平成9年電気学会産業応用部門全国大会 No.37(1997)
- (5) 山上、中村、松井：「非共振形高周波リンクソフトスイッチングコンバータの非対称制御法」 平成8年電気学会産業応用部門全国大会 No.54(1996)

1. インバータ部のロスレスキャパシタスナバを(16)式で与えることにより、定格の10%以上の動作領域でソフトスイッチングが可能
2. サイクロコンバータの制御方法を、対称制御から非対称制御に変えることにより、サイク