

正弦波絶対値部分変調昇圧チョッパを用いた太陽光発電システム用時分割デュアルモード正弦波インバータ

Partial Sinewave Absolute Pulse Modulated Boost Chopper Cascaded Time-Sharing Dual Mode Single-Phase Sinewave Inverter for Solar Photovoltaic Generation System

小倉 弘毅^{*1}
Koki OGURA

西田 知正^{*2}
Tomomasa NISHIDA

長井 真一郎^{*3}
Shinichiro NAGAI

中岡 睦雄^{*4}
Mutsuo NAKAOKA

Abstract

This paper presents a novel prototype circuit topology of a high efficiency single-phase sinewave inverter, which is composed of partial sinewave absolute modulated boost chopper circuit in the first power processing stage and partial sinewave modulated full-bridge inverter in the second power processing stage operated by partial sinewave modulated time-sharing dual mode control scheme. Its unique operating principle of two power processing stage with time-sharing dual mode sinewave modulation scheme is described in addition to a design example. Finally, this paper proposes a soft switching boost chopper with a single passive auxiliary edge-resonant snubber. The new conceptual operating principle of this novel sinewave inverter related to PVG system is presented and discussed by using the experimental results.

キーワード： 正弦波絶対値部分変調昇圧チョッパ, 正弦波部分変調インバータ, PWM, ソフトスイッチング, 時分割デュアルモード, 太陽光発電システム

Key Words： Partial sinewave absolute modulated boost chopper, Partial sinewave modulated inverter, PWM, Soft switching, Time-sharing dual mode control, Solar photovoltaic generation system

1. はじめに

太陽からの無尽蔵かつクリーンな日射エネルギーを直接電気に変換して利用する小規模分散型太陽光発電(PVG)は、地球環境保護の観点から不可欠な新エネルギー源である。このPVGシステムは、風力発電などの再生可能な自然エネルギー発電と比較して地域依存性が小さく、発電プロセスにおいて騒音や排熱がなく、CO₂やNO_x, SO_xといった温室効果ガスを発生しないオンサイト型発電として脚光を浴びている。屋根の上などの遊休スペースに設置した太陽電池パネルアレイからの直流電力を電力系統と同じ周波数の交流電力に変換するパワーコンディショナは、小規模分散型PVシステムの普及拡大に向けてさらなる小型・軽量化、低コスト化、高効率化、高パワー密度化などの要求が高まっている。現在、PVG

用パワーコンディショナとしてトランスレス方式^{[1]~[3]}と高周波トランス絶縁方式^{[4][5]}があるが、上記の要求を満たすにはトランスレス方式が有効とされており、今後最も普及していくものと思われる。このトランスレス方式パワーコンディショナの一般的な回路構成は、太陽電池パネルアレイからの低い直流電圧を昇圧するための直流昇圧チョッパと商用周波正弦波交流を生成するための正弦波変調フルブリッジインバータの2段の電力変換プロセスからなっている。しかしながら従来のトランスレス方式パワーコンディショナは、特に低出力時においてパワー半導体スイッチングデバイスのスイッチング損失や導通損失による電力変換効率の低下、また電力中間処理段の平滑用電解キャパシタは容積が大きく、高周波リプル電流に伴う損失発生、温度上昇、短寿命や信頼性の低下など、いくつかの問題が顕在化している。

そこで本論文では、昇圧機能と正弦波絶対値部分変調機能を有した時分割瞬時値制御昇圧チョッパと時分割正弦波部分変調フルブリッジインバータを組み合わせた新方式時分割制御正弦波変調インバータを取り上げ、その動作原理とユニークな特徴について述べている^[6]。またパワー半導体デバイスのスイッチング損失の低減を図るため、パッシブ補助部分共

^{*1} 山口大学大学院 理工学研究科 博士後期課程3年
(〒755-8611 山口県宇部市常盤台2-16-1)

e-mail: ogura@pe-news1.eee.yamaguchi-u.ac.jp

^{*2} 山口大学大学院 理工学研究科 博士前期課程2年

^{*3} サンケン電気株式会社 技術開発本部

^{*4} 山口大学大学院 理工学研究科 教授

(原稿受付: 2004年2月17日)

振スナバを付加したソフトスイッチング昇圧チョッパ回路の動作について述べている。さらに本試作実験器をもとに、スイッチング波形、各部電圧・電流の実測波形、波形ひずみ率の実測結果をもとに図説・評価を行うとともに、従来型正弦波インバータと本提案正弦波インバータの実測変換効率を比較し、効率の観点から本正弦波インバータ回路方式の有効性と実用性を明らかにしている。

2. 従来型正弦波インバータのシステム構成

一般的な小規模分散型 PVG 用トランスレス方式単相正弦波 PWM インバータの回路構成を図 1(a)に示す。図に示すように直流昇圧チョッパ、正弦波 PWM フルブリッジインバータの 2つの電力変換プロセスから構成されている。

従来型正弦波インバータの回路動作を図 1(b)に示す。第 1 電力変換プロセスである直流昇圧チョッパは、太陽電池パネルアレイからの低直流電圧を直流昇圧 (DC350V~400V 程度) するために用いられる。直流昇圧チョッパのスイッチ SW_C は出力電圧を一定に維持するため、常時高周波スイッチング動作を行っている。したがってスイッチング損失と導通損失も常時発生する。さらに直流昇圧チョッパの出力側には電圧を保持するための大キャパシタンスの電解キャパシタが必要であり、これによる容積も大きいことから、パワーコンディショナの小型・軽量化を阻む要因となっている。これに加えてリップル電流による電解キャパシタの等価直列抵抗 (ESR) での損失発生のみならず、特性劣化による低信頼性などの問題も生じてくる。

第 2 電力変換プロセスである正弦波 PWM フルブリッジインバータは、高周波キャリア周波数のもと AC200V の単相商

用周波正弦波を生成するために用いられる。この際、フルブリッジを構成しているスイッチ $SW_1 \sim SW_4$ は、高周波スイッチング動作によるスイッチング損失と導通損失が常時発生する。直流昇圧チョッパとフルブリッジインバータを組み合わせたトータルシステムとして着目すると、これらの損失による電力変換効率の低下が問題となる。

3. 提案型正弦波インバータのシステム構成

瞬時値制御正弦波絶対値部分変調昇圧チョッパと正弦波部分変調フルブリッジインバータを組み合わせた小規模分散型 PVG 用時分割制御正弦波 PWM インバータのシステム概念図を図 2、また回路構成を図 3(a)に示す。本システムは、太陽電池アレイの後段にバッテリーまたはスーパーキャパシタを設け、日射強度が急変した場合でも適合電圧を得ることができる。図 1(a)の従来型正弦波インバータと回路構成を比較すると、バイパスダイオード D_b が加わり、電力中間処理段の

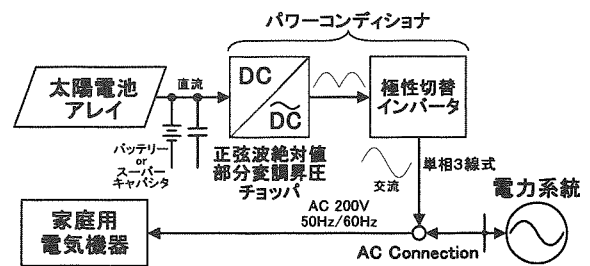
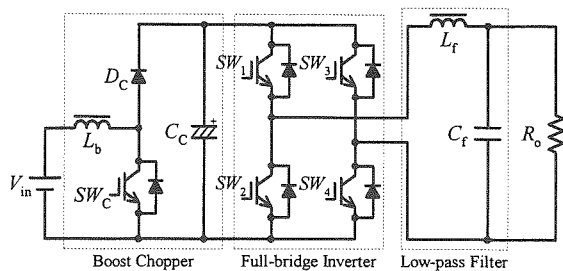
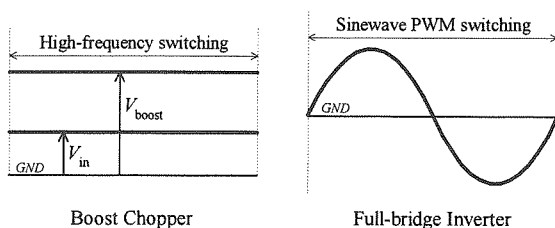


Fig. 2 Schematic diagram of proposed system

図 2 システム概念図



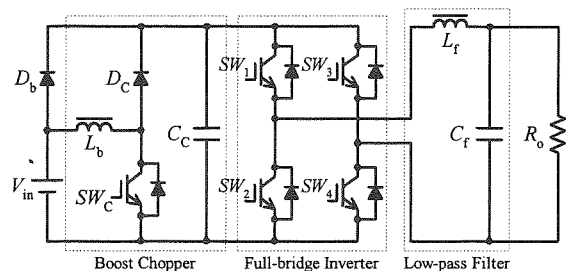
(a) Circuit configuration



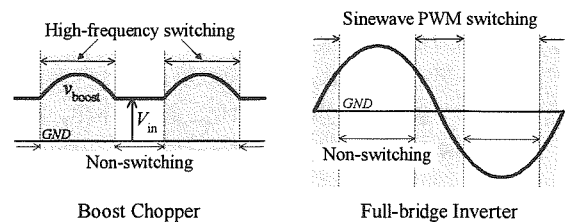
(b) Operating principle

Fig. 1 Conventional single-phase sine wave inverter

図 1 従来型正弦波変調インバータ



(a) Circuit configuration



(b) Operating principle

Fig. 3 Proposed partial sine wave modulated time-sharing single-phase inverter

図 3 提案型時分割正弦波変調インバータ

電解キャパシタを小キャパシタンスのフィルムキャパシタに置き換えたシンプルな回路構成となっている。

提案型正弦波インバータの動作を図 3(b)に示す。昇圧チョップ部で昇圧かつ正弦波絶対値変調波形の一部分を生成し、フルブリッジインバータで残りの正弦波を生成し、それらを組み合わせて 1 つの正弦波形を出力する。図 3(b)からわかるように、昇圧チョップが動作している時にはフルブリッジインバータは動作せず、逆にフルブリッジインバータが動作している時には昇圧チョップは動作しない。

このように提案型正弦波インバータは、従来のように各電力変換プロセスにおいてそれぞれ常時スイッチング動作を行う必要がなく、トータルとしてのパワー半導体デバイスのスイッチング回数を低減することができる。したがって各スイッチでのスイッチング損失や導通損失を大幅に低減できることから、高効率な電力変換処理が期待できる。さらに昇圧チョップの出力電圧を直流一定に保つ必要はなく、従来型で使用していた電解キャパシタの約 $1/1000$ のキャパシタンスのフィルムキャパシタに置き換えることができる。フィルムキャパシタを使うことで低損失、長寿命かつ高信頼性を確保でき、また無極性であることから極性を気にせず組み立てることが可能である。さらにキャパシタの占めるサイズやウェイトも小さくなることから、パワーコンディショナ全体の小型・軽量化が実現可能となる。

4. 提案型正弦波インバータの動作

4.1 動作モード

本提案型正弦波インバータの動作は、下記のように 2 つのモードに分けられる。すなわち、

■フルブリッジインバータ動作モード

Input DC Voltage $V_{in} \geq |\text{Desired sinusoidal output voltage } v_{out}|$
 入力電圧 V_{in} が正弦波の出力指令電圧 v_{out} よりも大きいとき、昇圧チョップのスイッチ SW_C はスイッチング動作を行わず、常時オフ状態である。この際、入力電力はバイパスダイオード D_b を介して供給されることから、昇圧用インダクタ L_b と還流ダイオード D_C での導通損失は発生しない。フルブリッジインバータの入力電圧は V_{in} であり、この期間中フルブリッジインバータのスイッチ $SW_1 \sim SW_4$ は時分割正弦波部分変調動作により正弦波の一部分を生成する。

■昇圧チョップ動作モード

Input DC Voltage $V_{in} \leq |\text{Desired sinusoidal output voltage } v_{out}|$
 正弦波の出力指令電圧 v_{out} が入力電圧 V_{in} よりも大きいとき、昇圧チョップのスイッチ SW_C は昇圧動作かつ時分割正弦波絶対値部分変調動作を行い、正弦波の一部分を生成する。この際、フルブリッジインバータのスイッチ $SW_1 \sim SW_4$ は商用周波数切り替え動作モードであり、商用周波数による電圧波形の反転のみを行う。例えば正の正弦波を得たい時には SW_1 と SW_4 をオン、負の正弦波を得たい時には SW_2 と SW_3 をそれぞれオンにする。本提案正弦波インバータのゲート電圧パルスシーケンスを図 4 に示す。フルブリッジインバータ動作モ

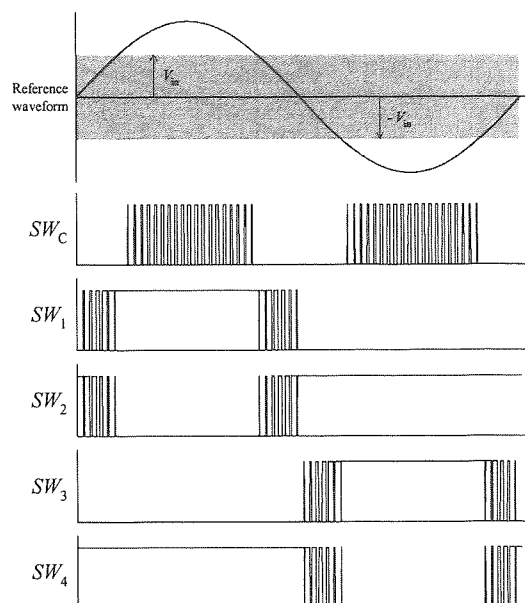


Fig. 4 Gate pulse sequences of proposed inverter

図 4 提案型インバータのゲートパルスシーケンス

ード時には昇圧チョップのスイッチ SW_C は常時オフ、昇圧チョップ動作モード時にはフルブリッジのスイッチ $SW_1 \sim SW_4$ は商用周波数による波形の反転のみを行っている。このように、2 つの電力変換処理段から構成されているものの、トータルのスイッチング回数を極力抑えることができる。

4.2 昇圧チョップの正弦波絶対値部分変調動作

本提案正弦波インバータの昇圧チョップの正弦波絶対値部分変調動作法について述べる。定常状態における昇圧チョップの出力電圧は、時比率 D ($D = t_{on}/T$; t_{on} : オン時間, T : スイッチング周期) を用いると、

$$v_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (1)$$

ここで、 V_{in} : 入力電圧, v_{out} : 正弦波の出力指令電圧である。(1)式を書き換えると、

$$D = 1 - \frac{1}{v_{out}/V_{in}} \quad (2)$$

したがって(2)式より、昇圧チョップのスイッチ SW_C の時比率 D は、昇圧比 v_{out}/V_{in} , すなわち入力電圧 V_{in} と正弦波の出力指令電圧 v_{out} から容易に求められる。図 5 に昇圧比に対する SW_C の時比率特性を示す。試作実験器ではこの特性を実際に用いて昇圧チョップの正弦波絶対値部分変調動作を行うことにする。

4.3 提案型正弦波インバータの特徴

本提案正弦波インバータの利点をまとめてみると、①昇圧チョップとフルブリッジインバータはどちらか一方のみ動作する。従来型正弦波インバータの場合、直流昇圧チョップとフルブリッジインバータは同時に動作していたが、提案型

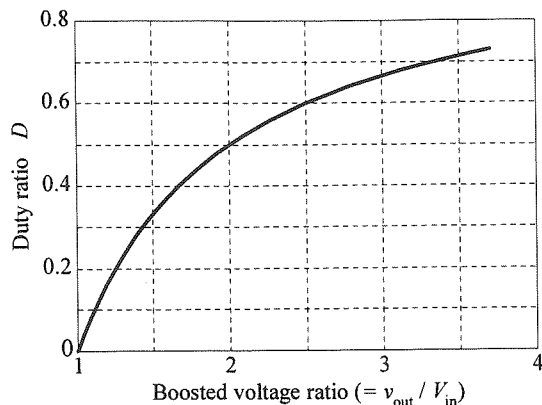


Fig. 5 Boosted voltage ratio vs. duty ratio characteristics of boost chopper

図5 昇圧比に対する SW_C の時比率特性

正弦波インバータでは、昇圧チョッパが動作している時にはフルブリッジインバータは動作せず、逆にフルブリッジインバータが動作している時には昇圧チョッパは動作しない。したがって従来型と比べると、本提案型はインバータシステム全体のスイッチング回数を大幅に低減できるので、これに伴う損失も大幅に低減できる。②フルブリッジインバータは低電流領域もしくは電流ゼロクロス付近で動作するため、スイッチング時に伴う損失は小さい。③昇圧チョッパとフルブリッジインバータの間の中間段キャパシタは直流電圧を保持する必要がなく、電解キャパシタを用いる必要がない。したがって小容量のフィルムキャパシタに置き換えることが可能となり、小規模分散型 PVG パワーコンディショナの小型軽量化が実現可能となると同時に、キャパシタの低損失・長寿命・高信頼性を確保できる。④フルブリッジインバータ動作モード時において、入力電流は昇圧用インダクタ L_b とダイオード D_c のループではなくバイパスダイオード D_b から供給されるため、昇圧用インダクタ部のもつ大きな抵抗成分での導通損失を低減することができる。

5. ソフトスイッチング昇圧チョッパ

5.1 回路構成

図6に瞬時値制御正弦波絶対値部分変調ソフトスイッチング昇圧チョッパと正弦波部分変調フルブリッジインバータを組み合わせた時分割制御正弦波 PWM インバータの回路構成を示す。図3(a)と比較すると、昇圧チョッパ回路に図6の破線で囲んだパッシブ補助部分共振スナバ回路を付加した構成となっている。パッシブ補助部分共振スナバ回路は、部分共振インダクタ L_r 、部分共振キャパシタ C_r 、ロスレススナバキャパシタ C_s 、補助ダイオード $D_1 \sim D_3$ から成り立っている。本ソフトスイッチング昇圧チョッパは、スイッチ SW_C のターンオフ時のみゼロ電圧ソフトスイッチング(ZVS)を達成する。

なおフルブリッジインバータにはソフトスイッチング方式を適用していないが、これは前述したように低電流領域で動

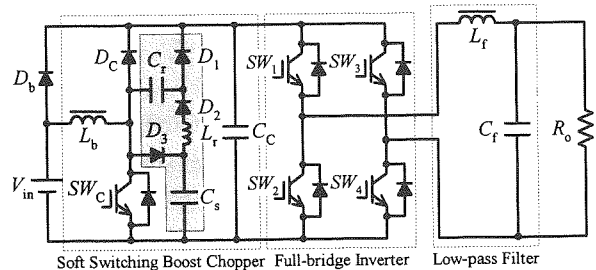


Fig. 6 Proposed partial sinewave modulated time-sharing single-phase inverter with soft switching boost chopper

図6 ソフトスイッチング昇圧チョッパを用いた時分割正弦波変調インバータ

作させているためである。したがって正弦波変調スイッチング動作を行う際に大きな電流分担域で昇圧チョッパのみ、ソフトスイッチング方式を適用している。

5.2 回路動作

図7にソフトスイッチング昇圧チョッパの動作モードと各モードに相応する等価回路を示す。また各動作モードにおけるスイッチ SW_C のゲート電圧パルスシーケンスを図8(a)、各部定常電圧波形と電流波形を図8(b)にそれぞれ示す。本チョッパの回路動作を図8の動作波形を用いて以下に説明している。

[Mode 0] 還流ダイオード D_c がターンオンしており、昇圧用インダクタ L_b に蓄えられていたエネルギーと V_{in} からのエネルギーが負荷側へ供給されている。

[Mode 1] スwitch SW_C をターンオンすると、スナバキャパシタ C_s と部分共振インダクタ L_r と部分共振キャパシタ C_r の3つによる部分共振動作が始まる。この動作によって C_s は放電モード、 C_r は充電モードとなる。スイッチング過渡時のスイッチ電圧 v_{sw} は出力電圧 V_o からゼロに急峻に変化し、またスイッチ電流 i_{sw} はゼロから昇圧用インダクタ電流+部分共振電流の和の電流に急峻に変化することから、ハードスイッチングターンオンとなる。

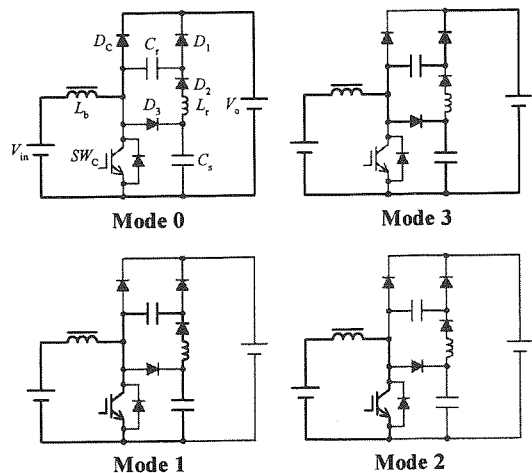


Fig. 7 Mode transitions and equivalent circuits

図7 動作遷移モードと等価回路

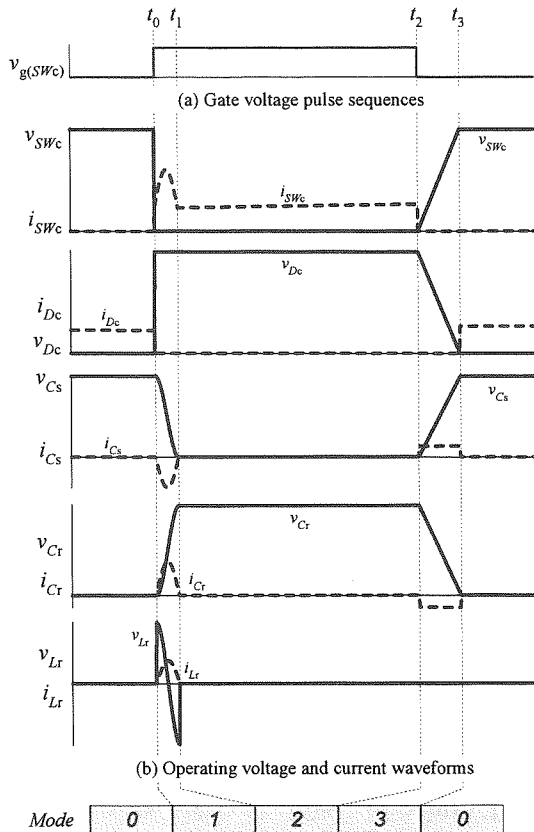


Fig. 8 Gate voltage pulse sequence and each operating waveforms

図 8 ゲート電圧パルスシーケンスと各部動作波形

[Mode 2] 補助ダイオード D_2 がターンオフ、つまり部分共振インダクタ L_r とスナバキャパシタ C_s と共振キャパシタ C_r に流れる電流がゼロになると、昇圧用インダクタ L_b にエネルギーを蓄えるモードとなる。この時、スナバキャパシタ C_s の電圧はゼロ、共振キャパシタ C_r の電圧は V_o になる。

[Mode 3] スイッチ SW_c をターンオフすると、昇圧用インダクタ L_b の電流は、共振キャパシタ C_r と SW_c とダイオード D_3 を介して並列に接続されているスナバキャパシタ C_s に流れ込む。この時スナバキャパシタ C_s は充電モード、共振キャパシタ C_r は放電モードとなる。 SW_c の電圧は C_s の電圧と同じことから、緩やかな dv/dt で上昇する ZVS ターンオフを実現する。スナバキャパシタ C_s の電圧が出力電圧 V_o 、共振キャパシタ C_r の電圧がゼロになると、還流ダイオード D_c がターンオンして Mode 0 へ移行する。

以上、昇圧チョップ動作時には Mode 0 から Mode 3 までの動作を周期的に繰り返す。

6. 実験結果と性能評価

6.1 設計仕様

試作実験器における本提案正弦波インバータの回路設計仕様と回路諸定数を表 1 に示す。インバータ出力部のローパスフィルタは、カットオフ周波数（スイッチング周波数の 1/10

Table 1 Design specifications and circuit constants

表 1 回路設計仕様と回路定数

Item	Symbol	Value	
		Conventional	Proposed
DC Input Voltage	V_{in}	160V	160V
AC Output Voltage	v_{out}	$200V_{rms}$	$200V_{rms}$
Switching Frequency	f_s	20kHz	20kHz
Boost Inductor	L_b	1mH	1mH
Intermediate Capacitor	C_c	3,900 μ F	2.2 μ F
Snubber Capacitor	C_s	—	12nF
Resonant Inductor	L_r	—	7 μ H
Resonant Capacitor	C_r	—	12nF
Filter Capacitor	C_f	10 μ F	10 μ F
Filter Inductor	L_f	1mH	1mH

以下程度、1.6kHz とする）とパーセントインピーダンス（出力電圧に対するフィルタインダクタでの電圧降下の割合）の関係から設計している。

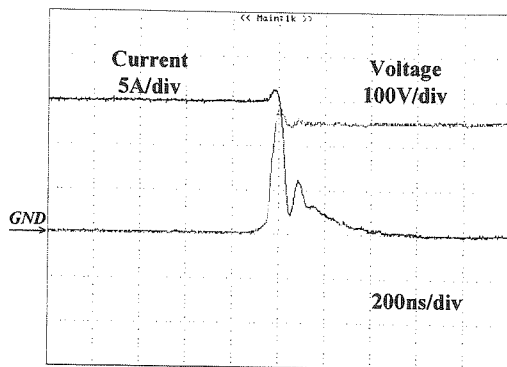
6.2 スイッチング動作波形の比較

図 9(a)に瞬時値制御正弦波絶対値部分変調ハードスイッチング昇圧チョップ（スナバ回路なし）のスイッチ SW_c のターンオフ波形、図 10(a)にターンオフ時のスイッチング $v-i$ 軌跡を示す。なお電流波形の計測は、ログスキーコイル型電流波形検出器（PEM 社製）を用いている。図 9(a)のターンオフ時の電圧波形と電流波形より、ハードスイッチング方式では IGBT のスイッチング遷移時点における電圧と電流の重なり領域が広がっている。これは図 10(a)のターンオフ時のスイッチング $v-i$ 軌跡を見れば明らかのように、第 1 象限に大きく広がっている。したがってハードスイッチング方式では、スイッチング電力損失がある程度大きいと考えられる。

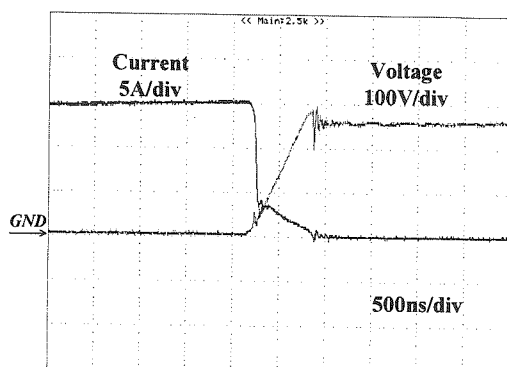
図 9(b)に瞬時値制御正弦波絶対値部分変調ソフトスイッチング昇圧チョップのスイッチ SW_c のターンオフ波形、図 10(b)にターンオフ時のスイッチング $v-i$ 軌跡を示す。図 9(b)のソフトスイッチング方式の電圧波形と電流波形では、ターンオフ期間中の IGBT 特有のフォール電流とテール期間中のテール電流とスイッチ電圧との重なり領域を除けば、ほとんど重なり部分がない。また図 10(b)のターンオフ時のスイッチング $v-i$ 軌跡を見ると、ほぼ電圧軸と電流軸に沿って動いている。したがってソフトスイッチング方式では、ハードスイッチング方式と比べるとスイッチング電力損失を抑制できている。

6.3 各部実測波形と変換効率

図 11 に昇圧用インダクタ L_b の実測電流波形を示す。また図 12 に中間段キャパシタ C_c の実測電圧波形を示す。図 11 と図 12 より、入力電圧 V_{in} 以上の出力指令電圧 v_{out} を出力する時のみ昇圧チョップはスイッチング動作を行っていること



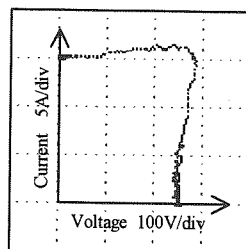
(a) Hard switching



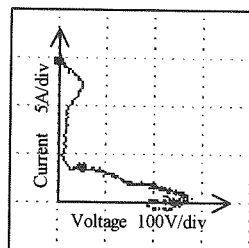
(b) Soft switching

Fig. 9 Voltage and current waveforms at turn-off transient of boost chopper switch SW_c

図9 昇圧チョッパスイッチ SW_c のターンオフ波形



(a) Hard switching



(b) Soft switching

Fig. 10 v - i trajectory at turn-off transient of SW_c

図10 スイッチ SW_c ターンオフ時の v - i 軌跡

が確認できる。図13にローパスフィルタ前段のインバータ出力電圧波形を示す。図13より、インバータの出力電圧 v_{out} が V_{in} よりも高い領域では、昇圧チョッパは昇圧動作かつ正弦波部分変調動作を行い、フルブリッジインバータは商用周波極性切り替え動作のみ行っている。 v_{out} が V_{in} よりも低い領域では昇圧チョッパは動作せず、フルブリッジインバータのみ正弦波部分変調動作を行っている。

図14に抵抗負荷(1kW)における出力電流・電圧実測波形を示す。図14よりフルブリッジインバータから昇圧チョッパへ動作が移行する際にわずかなひずみが見られるものの、商用

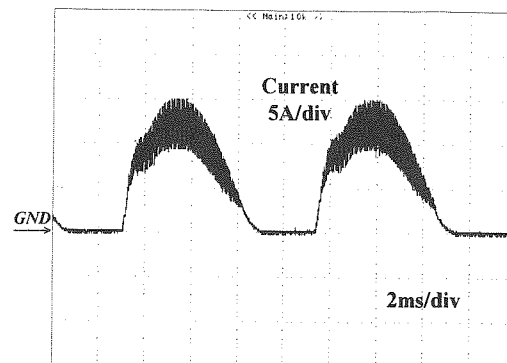


Fig. 11 Current waveform through boost inductor L_b

図11 昇圧インダクタ L_b の電流波形

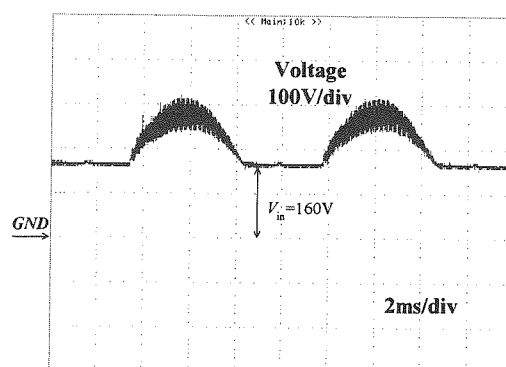


Fig. 12 Voltage waveform across intermediate capacitor C_c

図12 中間段キャパシタ C_c の電圧波形

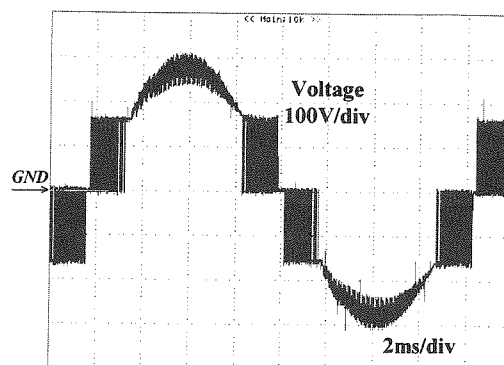


Fig. 13 Voltage waveform across full-bridge inverter

図13 フルブリッジインバータの出力電圧波形

周波数 60Hz の正弦波が得られている。出力電流における THD (総合波形ひずみ率) の実測値は 2.82%であり、系統連系技術要件ガイドラインに規定された THD の限度値 (5%以下) を十分達成している。また各次高調波成分を測定した結果を図15に示す。図15より最大でも 1.5%以下であったことから、ガイドラインの規定値 (各次 3%以下) を十分クリアしている。なお抵抗負荷(1.5kW)における THD の実測値は 2.97%であり、重負荷になるにしたがって若干ひずみが大きくなることから、ひずみを小さくするような何らかの制御が必要になってくると考えられる。

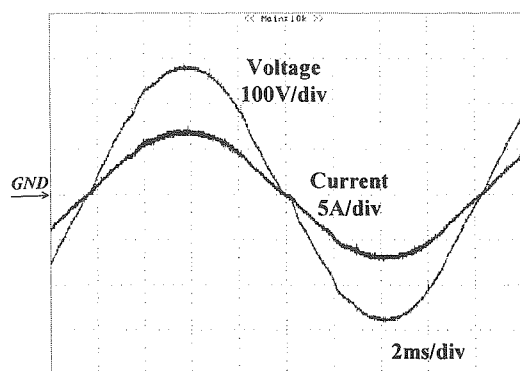


Fig. 14 Output voltage and current waveforms

図 14 出力電圧・電流波形

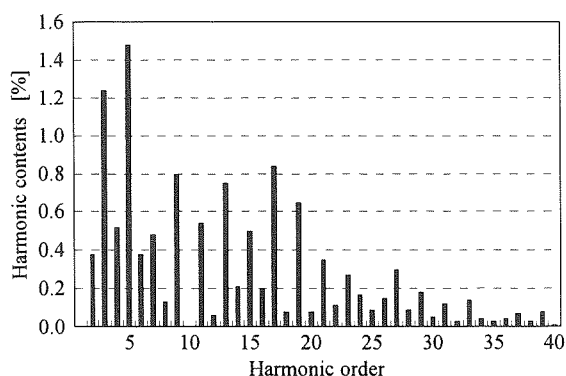


Fig. 15 Harmonics orders vs. harmonics contents characteristics

図 15 各次高調波ひずみ率の実測結果

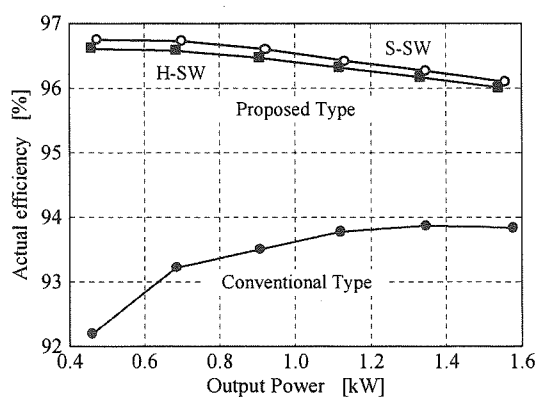


Fig. 16 Output power vs. actual efficiency characteristics

図 16 出力電力に対する実測電力変換効率特性

デジタルパワーメータ（横河電機；WT2010）を用いて、従来型正弦波インバータと提案型正弦波インバータ（ハードスイッチング（H-SW）方式とソフトスイッチング（S-SW）方式）の電力変換効率を測定した結果を図 16 に示す。これらを比較した結果、提案型において出力電力に対して全領域にわたって効率の向上が図られている。特に低出力時においても、高効率を得られている。本提案インバータシステム全体のスイッチング回数を低減したことにより、各スイッチ部でのスイッチング損失や導通損失を低減できたこと、バイパス

ダイオード D_0 を用いたことにより昇圧チョップ部での導通損失を低減できたこと、さらにソフトスイッチング方式を用いたことによりチョップスイッチ SW_C ターンオフ時のスイッチング損失を低減できたことなどが挙げられる。

7. まとめ

以上本論文では、昇圧機能と正弦波絶対値部分変調機能をもつ昇圧チョップと正弦波部分変調フルブリッジインバータを組み合わせた時分割正弦波 PWM インバータを提示し、本提案回路の動作原理や特徴などについて述べた。また試作実験器において従来型正弦波インバータと本提案型正弦波インバータの電力変換効率を比較し、本提案型ではハードスイッチング方式とソフトスイッチング方式のいずれも従来方式より数%向上していることを確認した。なかでもソフトスイッチング方式は、パッシブ補助共振スナバを用いて昇圧チョップスイッチのターンオフ損失の低減を図り、効率の向上に寄与していることを明らかにした。さらに波形ひずみ率の測定結果などから、本提案型正弦波インバータ回路方式の有効性と実用性を明らかにした。

今後、系統連系個人住宅用小規模分散型 PVG 用パワーコンディショナや小容量燃料電池発電用としての新世代パワーコンディショナの実用化に向けて、さらなる実証的な評価と検討を行っていく所存である。

謝辞

本研究の一部は、山口大学 VBL のヤング・スカラー・プロジェクト（YSP）に基づいて行った研究であり、関係各位に厚く御礼申し上げます。

参考文献

- [1] 入濱智之, 工藤文彦, 山田規昭, 上松武, 二宮保, “ダブルブリッジインバータの基本動作解析”, 信学技報, EE2002-67, pp. 25-30, 2003.
- [2] Y. Nishida, S. Nakamura, N. Aikawa, S. Sumiyoshi, H. Yamashita, and H. Omori, “A novel type of utility-interactive inverter for photovoltaic system,” Proc. Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 2338-2343, USA, Nov. 2003.
- [3] S. Saha, N. Matsui, and V.P. Sundarsingh, “Design of a low power utility interactive photovoltaic inverter,” Proc. International Conf. on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, vol.1, pp. 481-487, Australia, Dec. 1998.
- [4] H. Terai, S. Sumiyoshi, T. Kitaizumi, H. Omori, K. Ogura, H. Iyomori, S. Chandhaket and M. Nakaoka, “Utility-interactive solar photovoltaic power conditioner with soft switching sinewave modulated inverter for residential applications,” IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC), vol. 3, pp. 1501-1505, Australia, June 2002.
- [5] 西村和仁, 江口政樹, “2チャンネルMPPT機能を有するマルチパワーコンディショナ”, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, vol. 27, pp. 54-60, 2002.
- [6] 小倉弘毅, 西田知正, 長井真一郎, 白石和洋, 中岡睦雄, “瞬時値時分割デュアルモード制御正弦波変調インバータ”, 信学技報, EE2003-79, pp. 81-86, 2004.