

平滑回路なし電圧形インバータの直流リンク部 電流検出によるコンバータ部PWM制御法

室屋 光宏* 飯盛 憲一** 篠原 勝次** 迫 博己***

A PWM Control for the Rectifier with Sensing the DC Current of
the Voltage Source Inverter without DC Link Components

Mitsuhiro MUROYA, Kenichi IIMORI, Katsuji SHINOHARA, and Hiromi SAKO

The voltage source inverter without DC link components must secure the path of the load current during the dead-time period of the PWM rectifier section. The rectifier section of this inverter uses bidirectional switches which consist of two unidirectional switching devices such as IGBT. If each switching devices of this bidirectional switch are independently controlled, the current commutation can be possible without snubber circuits. In this paper, we describe the study to the PWM control method of bidirectional switches of the rectifier section without snubber circuits, and explain the control circuit configurations and operations.

1. まえがき

平滑回路なし電圧形インバータ¹⁾は直流リンク部に電解コンデンサなどの平滑部を有しないため、負荷電流の経路確保のためにコンバータ部の上側および下側とも必ず1つの電流双方向スイッチがオンしていなければならない。この電流双方向スイッチはIGBT2個で構成されており、オンオフの切替はこの2個を同時に操作する。電流双方向スイッチの切替時にはフィルタコンデンサの短絡を防止するためにデッドタイムが必要である。そのため、デッドタイム期間中の負荷電流経路確保のためにRCスナバ回路が必要である。スナバ回路では、デッドタイム期間中に流れる負荷電流やスイッチがターンオンしたときに流れるスナバコンデンサの放電電流などにより損失が生じる。また、この放電電流はフィルタコンデンサを通して流れるためフィルタコンデンサの電圧が変動し、入力電流のひずみの原因にもなっている。²⁾

ここで、電流双方向スイッチの切替時に直流リンク部の電流 i_{dc} の方向を検出し、電流双方向スイッチを構成する2個のIGBTを独立に制御することができれば、スナバ回路がなくても短絡および負荷電流経路を遮断することなく転流が可能である。この方式は、同じように電流双方向スイッチで構成されるマトリクスコンバータではその適用が報告されている³⁾⁴⁾が、電圧形インバータでの例はない。

本稿では、平滑回路なし電圧形インバータにおいて、直流リンク部電流検出によるコンバータ部PWM制御方式について示す。次に、この制御方式に用いる制御回路についてその構成、動作原理および動作波形について示す。

2. 回路構成および回路動作

図-1に平滑回路なし電圧形インバータの回路構成を示す。インバータ部、コンバータ部、および交流フィルタからなる主回路と各部電圧、電流検出回路、演算回路、PWMパルス発生回路およびコンバータ部ゲート信号発生回路からなる制御回路により構成されている。コンバータ部の電流双方向スイッチは1相当たりIGBTおよびダイオードそれぞれ2個で構成され、IGBTは独立に制御できるようにな

2000年7月15日受理

* 鹿児島工業高等専門学校

(社会人博士後期課程システム情報工学専攻)

** 電気電子工学科

*** 博士前期課程電気電子工学専攻

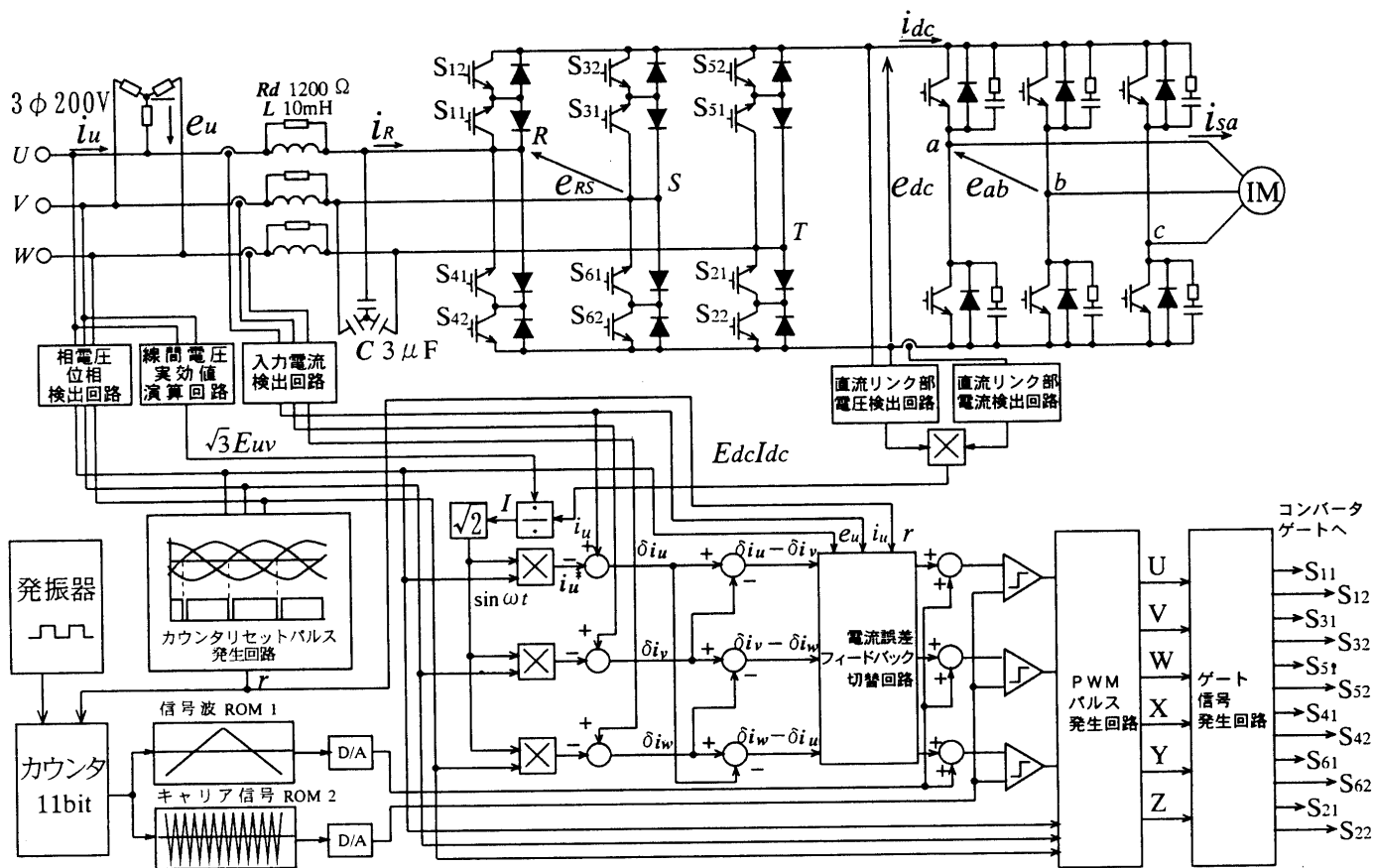


図-1 回路構成

っている。インバータ部は通常の正弦波-三角波比較方式であり、交流フィルタ部はリアクトルに並列抵抗を接続して入力電流の脈動抑制を行っている。コンバータ部は、制御回路において検出した入力電流の実測値と指令値の差である電流誤差をもとに、PWMする2つの相の間の電流誤差の差をコンバータ電流制御部にフィードバックする閉ループ構成としている。なお、負荷は定格 0.75kW、4 極の誘導電動機である。

3. 直流リンク部電流検出によるコンバータ部 PWM 制御法

図-2 に電源の相電圧とコンバータ部のゲート信号の関係を示す³⁾。図中の S_1, S_2, S_3 は、図-1 の U, Z, V と同じゲート指令であり、それぞれコンバータ部 R 相上の S_{11} と S_{12} 、T 相下の S_{21} と S_{22} および S 相上の S_{31} と S_{32} の双方向スイッチを表す。ここで示される区間は3相の中で相電圧 e_w の振幅が負の方向に最大となる電気角 60° 区間である。この区間では下側の S_2 を常時オンにし、他の2相の上側の

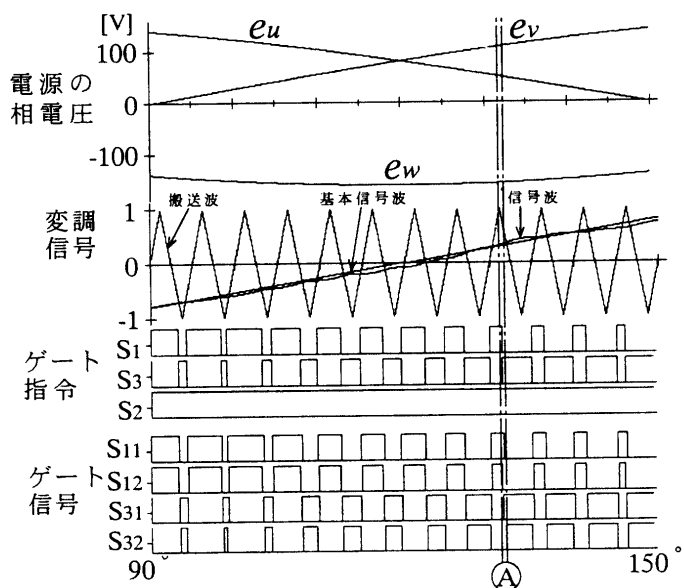


図-2 電源の相電圧とゲート信号の関係 ($i_{dc} \geq 0$ の場合)

S_1, S_3 で PWM を行う。基本的なコンバータ部ゲート指令は、周期が電気角 120° の三角波である基本

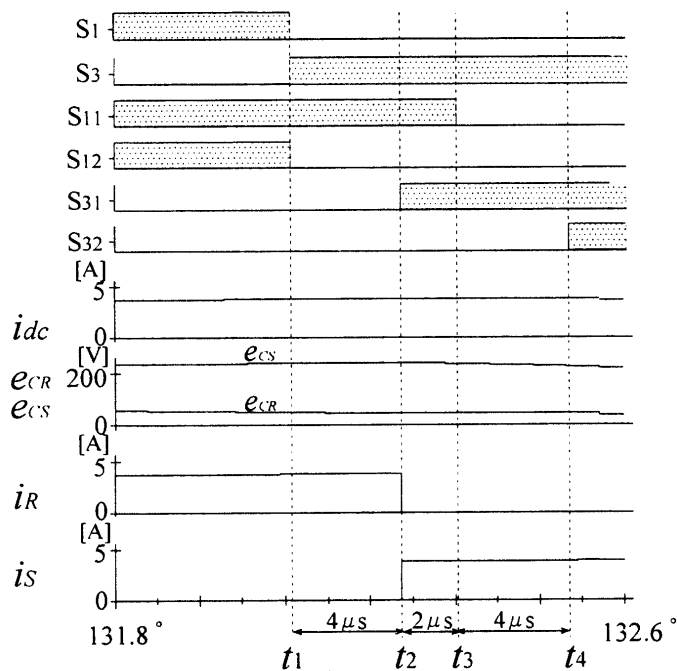
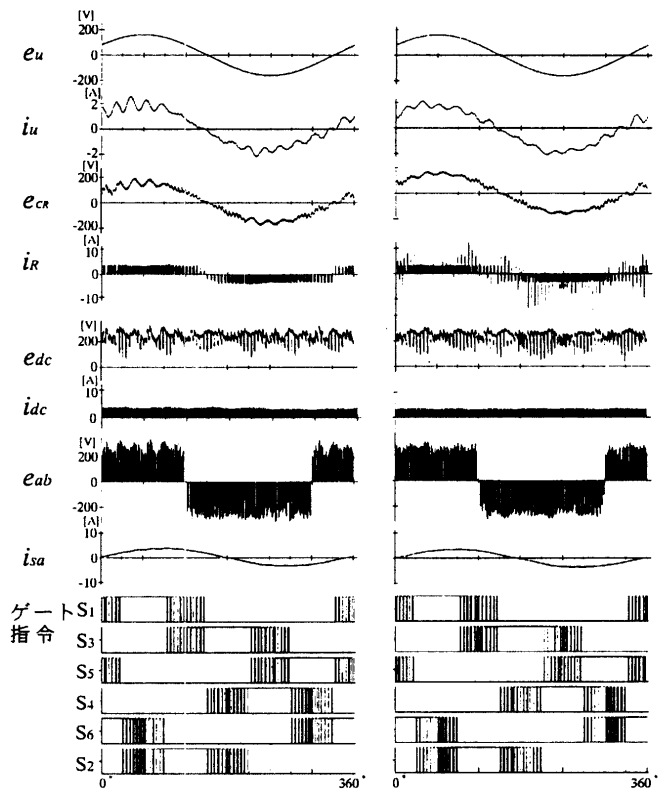


図-3 S1 から S3 への転流時のゲート信号 (図 2 ④の拡大)

信号波と三角波の搬送波との比較によって発生する。電流誤差フィードバックを行う場合には、基本信号波に対し、PWM を行う相に対応する電流誤差の差にフィードバックゲインを乗じた量を加えて信号波を作成し搬送波との比較を行う。これにより入力電流のひずみを抑える。

従来はこうして発生した S1、S3 のゲート指令をそれぞれ S11 と S12、S31 と S32 にそのままゲート信号として出力し駆動していた。しかし、この場合デッドタイムが必要なため、スナバ回路を接続しなければならない。今回提案するコンバータ部 PWM 制御法では、直流リンク部の電流方向を検出して、短絡や負荷電流経路の遮断を引き起こさないシーケンスで各スイッチにゲート信号を順次出力する。そのため、スナバ回路を必要としない。

図-3 に提案する制御法による S1 から S3 への転流の様子を示す。これは図-2 の区間④ (電角 131.8° ~ 132.4°) を拡大したものである。この区間では、直流リンク部の電流 i_{dc} は正なので、ゲート指令が発生する時刻 t_1 までは i_R が S11 を流れ直流リンク部に至る。時刻 t_1 で S1 から S3 へのゲート指令の切替が発生すると、S1 で電流の流れていない S12 をオフにする。この時点でもし S31 または S32 をオンするとフィルタ電圧 e_{CR} と e_{CS} の大小関係により短絡を生じる場合がある。また、S11 をオフするとオープンとなり電流経路が絶たれることになる。そのため、まず S12 をオフする。次に時刻 t_2 で



(a) ゲート制御あり (b) ゲート制御なし (スナバ有, デッドタイム4μs)

図-4 各部の電圧, 電流波形

直流リンク部電流と同じ方向に電流を流す S31 をオンする。このとき、 $e_{CR} < e_{CS}$ の関係があるため、直ちに i_S が S31 を流れ、 i_R が 0 となる。つまり、S1 から S3 への転流が行われる。なお、時刻 t_1 から t_2 までの時間はスイッチング素子のターンオン・オフ時間やゲート信号の遅れなどを考慮して、短絡が発生しないよう十分な長さに設定する。さらに、時刻 t_3 で S11 をオフするが、時刻 t_2 から t_3 までの時間では短絡はないので、時刻 t_1 から t_2 までの時間より小さい値を設定する。そして最後に t_3 で S32 をオンする。時刻 t_3 から t_4 までの時間も短絡が発生しないよう時刻 t_1 から t_2 までの時間と同じ程度を設定する。これで、S1 から S3 への転流が完了する。

図-4 に本制御ありの場合となしの場合 (デッドタイムあり, スナバ回路あり) の計算機解析による各部の電圧, 電流波形を示す。この結果より本制御法の方が i_u の振動は大きいですが、そのほかに関してはとくに大きな差異はみられない。よって本制御法は、スナバ回路を除去しても波形への影響をあまり

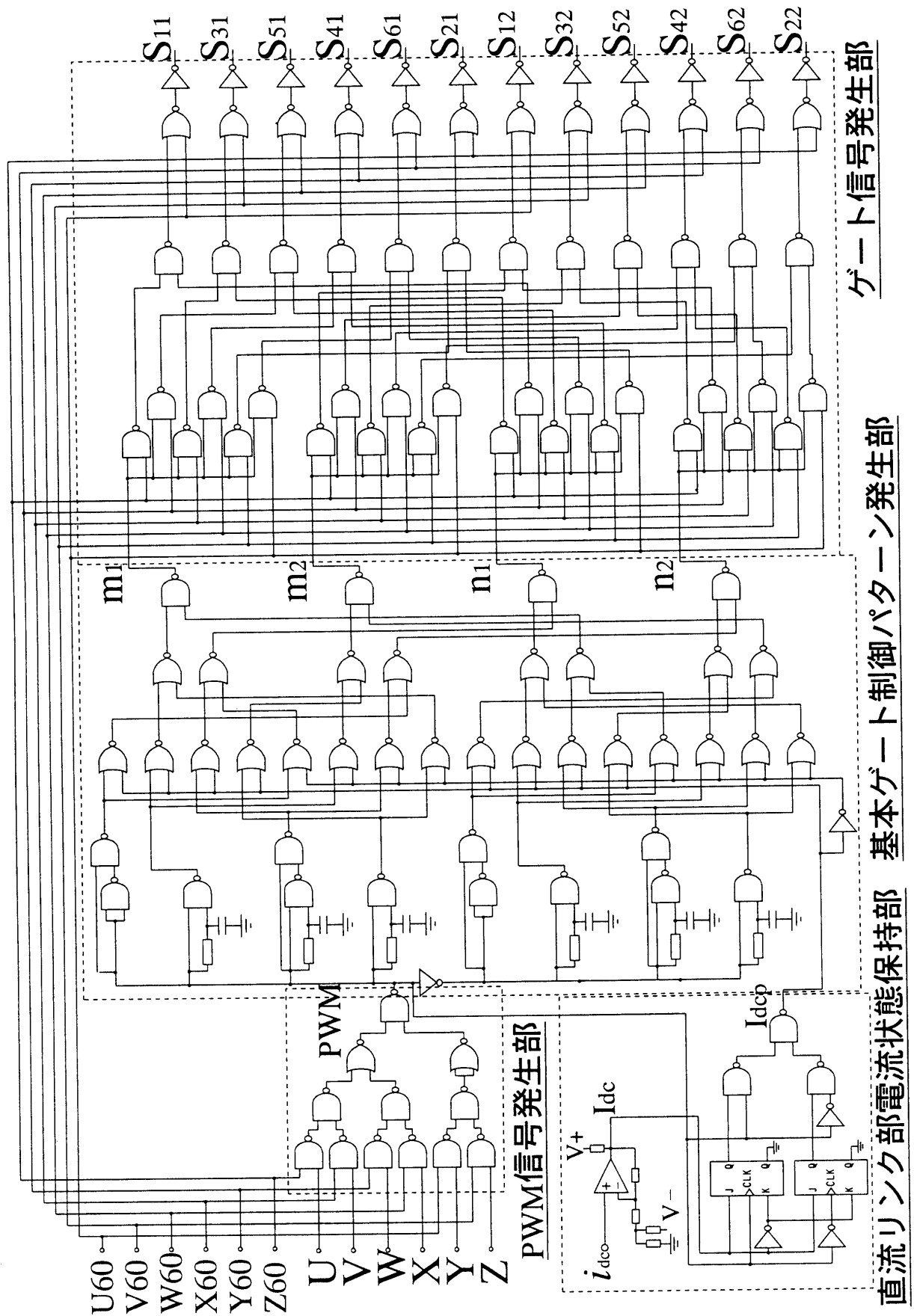


図-5 コンバータ部ゲート信号発生回路

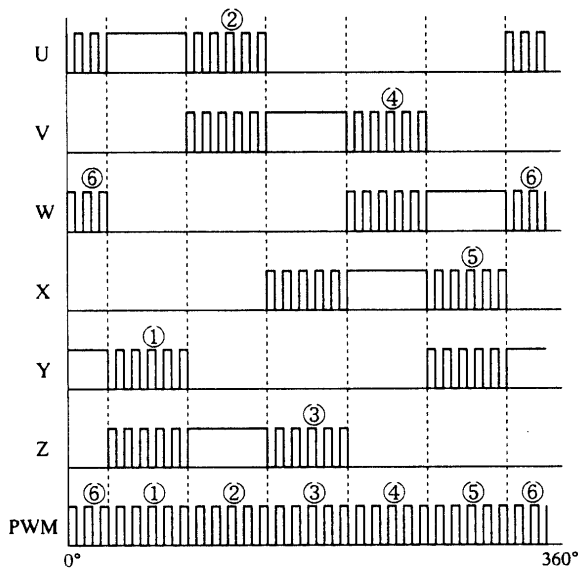


図-6 PWM 発生原理

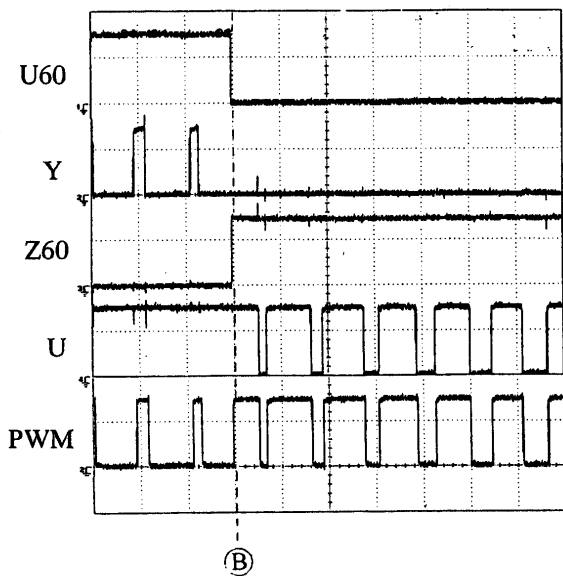


図-7 PWM 信号発生部の動作
(200 μ s/div, 10V/div)

与えることなく、損失の低減が可能である。

4. コンバータ部ゲート信号発生回路

本制御法では、ゲート指令切替の際直流リンク部電流の方向により、スイッチングシーケンスが決まる。このシーケンスを発生する回路がコンバータ部ゲート信号発生回路である。回路図を図-5示す。この回路は、PWMパルス発生回路の出力U~Zを

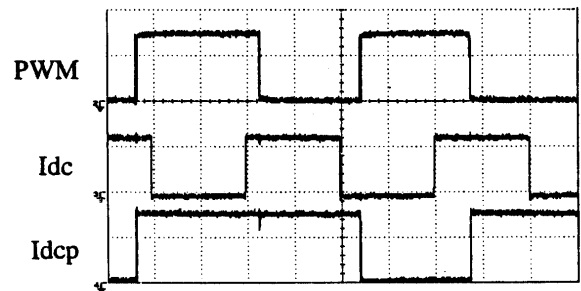


図-8 直流リンク部電流状態保持部の動作
(50 μ s/div, 10V/div)

元にシーケンスに従った各スイッチのゲート信号 $S_{11} \sim S_{62}$ を出力する。図中の $U_{60} \sim Z_{60}$ は双方向スイッチが常時オンとなる 60° 区間信号であり、 i_{dc} は直流リンク部電流の検出値である。

この回路は大きく4つの部分から構成されている。以後各部の詳細な動作説明および信号入力時の動作を実測した結果を示す。

4.1 PWM 信号発生部

PWM 信号発生部ではU~ZのPWMパルス信号からPWM信号を作り出す。図-6にPWM信号発生原理を示す。U~Zの各PWMパルス信号で幅の広い部分は 60° 区間信号と同じであり、この幅(破線)で区切った 60° 区間毎にPWM信号を取り出す。例えば図中①の U_{60}° 区間では相互に反転しているYとZのPWMパルス信号のうちYの方を取り出す。このようにして作り出されたPWM信号が図中のPWMであり、番号は作り出したPWM信号と対応するPWMパルス信号を示している。図-7にこの回路を動作させたときの実測結果を示す。②時点を境として U_{60}° 区間から Z_{60}° 区間に変化しているが、それぞれYとUのPWMパルス信号からPWM信号が作り出されていることが確認できる。

4.2 直流リンク部電流状態保持部

ゲート制御は直流リンク部電流 i_{dc} の方向によってシーケンスは異なるが、前章で説明したようにゲート制御の途中 i_{dc} 方向が変化してもシーケンスは変えない。直流リンク部電流状態保持部では、PWMの変化時に i_{dc} の方向(状態)を検出し、以後次のPWM変化時までこの電流の状態を保持する。図-8にこの回路を動作させたときの実測結果を示す。 I_{dc} は i_{dc} のコンパレータからの出力で、 $i_{dc} \geq 0$ のとき $I_{dc}=15V(1)$ である。これより、PWM変化時の電流 I_{dc} の状態が次の変化時まで保持され I_{dcp} として出

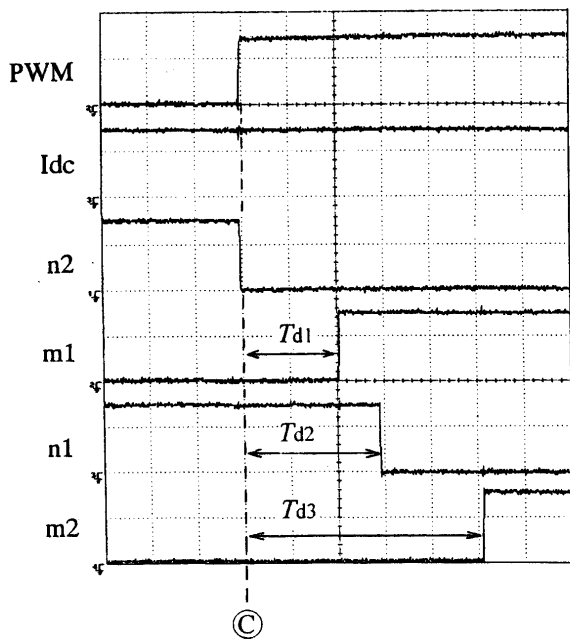


図-9 基本ゲート制御パターン発生部の動作
($2\mu\text{s}/\text{div}$, $10\text{V}/\text{div}$)

力していることが確認できる。

4.3 基本ゲート制御パターン発生部

ゲート制御では、PWM の変化時に 4 つのスイッチが図 3 に示したようなシーケンスでオン、オフする。パターンはどんな場合でも、オフ→オン→オフ→オンの順である。基本ゲート制御パターン発生部では、PWM 変化時にこのパターンを発生する。なお、最初のオフ動作からその後の各動作までのデレイ時間 T_{d1} 、 T_{d2} 、 T_{d3} は R_1, R_2, R_3 と C の定数により設定する。図-9 に $I_{dc} \geq 0$ 、PWM が 0V(「0」) から 15V(「1」) に変化時の実測結果を示す。これより、PWM 変化の時点◎で n_2 がオフ、 $T_{d1} \cong 4\mu\text{s}$ 遅れて m_1 がオン、 $T_{d2} \cong 6\mu\text{s}$ 遅れて n_1 がオフ、そして $T_{d3} \cong 10\mu\text{s}$ 遅れて m_2 がオンになっている。

4.4 ゲート信号発生部

ゲート信号発生部では、基本ゲート制御パターンから出力された信号を最終的に制御を行う 4 つのスイッチに割り振る。信号の割り振りは、その時点の 60° 区間、 i_{dc} および PWM の状態により決定される。図-10 に $i_{dc} \geq 0$ つまり $I_{dc}=1$ 、 $Z60^\circ$ 区間で PWM が 0 から 1 に変化時の実測結果を示す。これは、 I_{dc} と PWM の状態は図-8 と同じであり、 $Z60^\circ$ 区間では、 $m_1 \rightarrow S_{11}, m_2 \rightarrow S_{12}, n_1 \rightarrow S_{31}, n_2 \rightarrow S_{32}$ に割り振られることが確認できる。

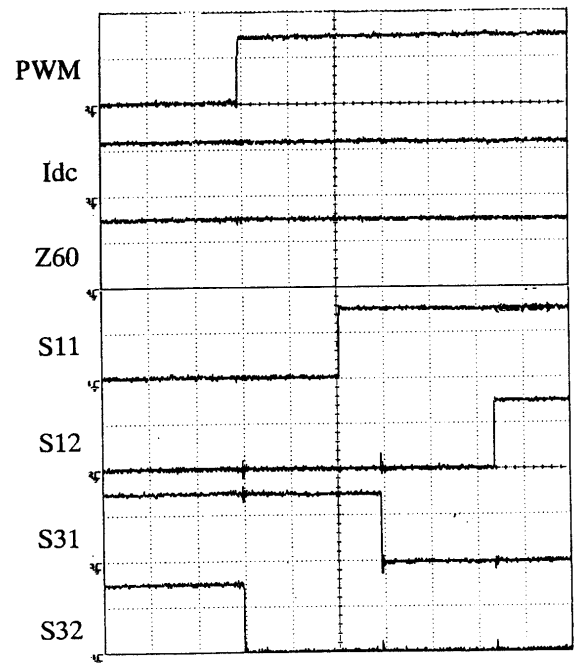


図-10 ゲート信号発生部の動作
($2\mu\text{s}/\text{div}$, $10\text{V}/\text{div}$)

5. むすび

平滑回路なし電圧形インバータのコンバータ部 PWM 制御法およびその回路構成を示し、各部の動作確認を行った。今後は、本制御回路を用いて電動機を運転し、従来法との比較検討を行う予定である。

参考文献

- 1) 篠原・実成・入佐・今村：「平滑回路なし電圧形インバータ駆動誘導電動機の解析法と基礎特性」、電学論 D、109、637-644(平 1-9)
- 2) 飯盛・篠原・室屋・北中：「平滑回路なし電圧形インバータのコンバータ電流制御法とその運転特性」、電学論 D、119、133-141(平 11-2)
- 3) 小山、樋口、塚本、原口、山田、古賀：「電圧形 PWM サイクロコンバータの定常特性」、電学論 D、113、1086-1093 (平 5-9)
- 4) P.Wheeler and D.Grant: Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.144, p.53-60(1997)
- 5) 飯盛・篠原・室屋・迫：「誘導電動機駆動用平滑回路なし電圧形インバータのコンバータ部デッドタイム考慮時の特性」、電気学会産業応用部門全大、No.270(平 11-8)