電圧形 PWM コンバータの平滑コンデンサ容量低減 および瞬停再始動制御法

正 員 酒 井 慶次郎 (日 立)

正 員 遠 藤 常 博 (日 立)

正 員 本 部 光 幸 (日 立)

正 員 南 藤 謙 二 (日 立)

Control Methods for Reduction of DC Link Capacitor and Restarting at Instantaneous Power Failure in PWM Converter

Keijiroo Sakai, Member, Tsunehiro Endo, Member, Mituyuki Honbu, Member, Kenji Nando,
Member (Hitachi Ltd)

Rectifiers composed of diodes or thyristors have many harmonics in line currents. Recently, PWM converters have been actively studied to reduce the harmonics. In order to put them into practical use, not only PWM control method but also the following control methods must be established.

- (1) Method for reducing the capacity of dc link capacitor.
- (2) Restarting method from instantaneous power interruption.

For reducing the capacity of dc link capacitor, it is necessary to suppress the fluctuation of dc link voltage at a sudden change of load. In this paper, the load is inverter for variable speed induction motor drives. The load current of converter, that is the inverter input current, is detected without delay time and ripple by multiplying the inverter output currents or motor currents and the inverter PWM signals. By adding the detected signal to dc link voltage control loop as a compensating component, the fluctuation of dc link voltage at a sudden load change can be suppressed. As a result, the capacity of the dc link capacitor can be reduced to smaller than one-fifth of that in the conventional diode rectifier. For restarting from instantaneous power interruption, the very simple control method is proposed. When the dc link voltage becomes low limitation value set at a little bit lower than that obtained in diode rectifier in the period of power interruption, the PWM signals to converter are blocked. After recovery from power interruption, when the dc link voltage reaches the low limitation value, the PWM control signals are supplied to the converter again and it is restarted the operation. From the experimental results, it was confirmed that the PWM converter can be restarted from the instantaneous power interruption very smoothly.

キーワード：電圧形コンバータ，電力変換装置，電源高調波低減，電源力率1制御，瞬停再始動

1. ま え が き

電圧形 PWM インバータにおいて，一般的なコンデンサインプット形のダイオード整流回路では，低次

の高調波成分を比較的多く含むパルス状の電源電流が流れるため，電源力率が0.65～0.75と比較的悪い。また，低次の高調波電流が流れるため，電力系統への障害が問題となっている⁽¹⁾。この問題を解決するため

に電源力率がほぼ1で、電源回生ができ、しかも正弦波状の電源電流を流す電圧形コンバータが検討されている⁽²⁾。

近年では、平滑コンデンサ容量を低減してインバータ装置を小型にする動きもある。コンデンサ容量を小さくした場合、負荷急変時にはコンデンサ電圧が大幅に変動する。このため、インバータ出力パワーを検出し、これに応じて電源電流をすばやく流す負荷外乱補償法が検討されている⁽³⁾。

このように、電圧形 PWM コンバータの基本的な制御方式は既に報告されているが、コンバータを実用化するうえでの以下のような技術について報告されているものはない。本論文では、電圧形コンバータを実用化するうえでの主な技術課題である、(i)平滑コンデンサ容量低減方式、(ii)瞬停再始動方式について検討した。また、ワンチップマイコンと DSP を用いて全デジタル化し実験により、その制御特性を評価した。この結果、(i)に関しては、インバータの PWM パルス幅とモータ電流からインバータ入力電流を直流流量で瞬時に検出し、これに対応した電源電流をすばやく流す負荷外乱補償方式を提案した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

また、(ii)に関しては、平滑コンデンサの直流電圧を監視することで比較的安定に瞬停再始動できることを確認したので、以下これらについて報告する。

2. 制御システムの基本構成

今回検討した制御システムの基本構成を図1に示す。基本的には、(i)電源電圧位相検出部、(ii)非干渉電流制御部、(iii)空間電圧ベクトル PWM 処理部で構成しており、破線で示す部分をワンチップマイコンと DSP のソフト処理で行っている。

基本的な制御方式としては、電源電圧位相を求め、これを基に有効分電流 I_q と無効分電流 I_d を直流流量として検出し、これらが指令値 ($I_d^*=0, I_q^*$) に追従するようにコンバータ入力電圧ベクトル V_u を制御する。

〈2・1〉 電源電圧位相検出方式 電源電圧位相はワンチップマイコンの内蔵タイマを用いたソフト処理によって検出する方式とした。検出方式の基本構成図を図2に示す。商用電源周波数指令を ω_0^* とし、補正量として $\Delta\omega$ を減じて ω^* とする。この ω^* を積分し、電源ラインの線間電圧 v_{rs} の位相指令 θ_{rs}^* とする。ここで、線間電圧の零位相時点での θ_{rs}^* を位相誤差 $\Delta\theta$ として、 $\Delta\theta$ が零に収束するように $\Delta\omega$ を補正する。 $\Delta\theta$ が正の場合は $\Delta\omega$ を減少 (ω^* 減少) させ、 $\Delta\theta$ が負の場合は $\Delta\omega$ を増大 (ω^* 増大) させて、 θ_{rs}^* の傾きを変えることにより $\Delta\theta$ が零になるように収束

図1 制御システムの基本構成
Fig. 1. Block diagram of control system.

(a) 構成図

(b) 基本動作

図2 電源位相検出方式
Fig. 2. Detection method of the ac source phase angle.

させている。

通常、定常時には $\Delta\omega$ は電源周波数の変動量となり ± 0.2 Hz 以内である。このため、瞬時停電時においても、その時点の電源周波数を基に積分して位相を予測しており、瞬停再始動時においても、比較的正確に速く位相を検出できる。

〈2・2〉 非干渉電流制御方式 全デジタル方式とするため、交流電流を三相/二相変換により直流流量に変換し、これらを非干渉制御する方式を検討した。コンバータ側の電圧、電流ベクトル図を図3に示す。電源電圧ベクトル V_r 方向を q 軸とし、 90° 遅れを d 軸とすると、電源力率1制御を行うには $I_d=0$ で、 $I_q^*=I_q$ になるようにコンバータ入力電圧ベクトル

図 3 コンバータ側のベクトル図
Fig. 3. Phaser diagram of the converter side.

図 4 非干渉電流制御構成図
Fig. 4. Block diagram of decoupling current control.

V_u を制御する必要がある。

非干渉電流制御の構成図を図 4 に示す。ここで、 V_r^* は電源電圧の設定値で直流量である。また I_d, I_q は (1) 式から計算している。

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -(i_r + 2i_s)/\sqrt{3} & i_r \\ i_r & (i_r + 2i_s)/\sqrt{3} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \cos \theta_d^* \\ \sin \theta_d^* \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

なお、 i_r, i_s は電源電流で、 θ_d^* は (2) 式から求めている。

$$\theta_d^* = \theta_{rs}^* - 2\pi/3 \dots\dots\dots (2)$$

図 4 の構成とすることで I_d, I_q の干渉項が消去され、 I_q の電流制御系は図 5 に示すような簡単な構成図となる。 I_d についても同様である。すなわち I_d, I_q を独立に制御できる。また、応答時定数を T とすると、PI 補償のゲインを比例ゲイン $K_p = L/T$ 、積分ゲイン $K_i = R/T$ に設定することで電流制御系の応答が一次遅れ系となる。ここで、 R および L は電源とコンバータ間の抵抗および、インダクタンス値である。なお、 L はほぼ交流リアクトルのインダクタンスとなる。また、図 4 に示すコントローラの電圧指令 V_q^*

図 5 電流制御系の構成図
Fig. 5. Block diagram of the current control system.

図 6 電源およびモータ電流波形
Fig. 6. Power source current and motor current waveforms.

と V_d^* からコンバータ入力電圧ベクトル指令 V_u^* を求め PWM 信号として出力している⁽⁵⁾。

〈2・3〉 基本特性結果 図 1 の構成において、200V 受電で以下実験した。インバータおよびコンバータには定格電流 50A の IGBT を使い、ソフト処理時間やコンバータ、インバータの損失を考慮してキャリア周波数 $f_c = 5\text{kHz}$ とした。一方、負荷としては 2.2kW、4p の誘導機を用いた。

(1) 定常特性 2.2kW 誘導機を定格出力で駆動したときの電源電圧 v_r および電源電流 i_r の波形を図 6 に示す。なお、直流電圧 $V_{dc} = 340\text{V}$ 、モータの一次周波数 $f_1 = 60\text{Hz}$ 、ACL のインダクタンス $L = 5\text{mH}$ 、平滑コンデンサ容量 $C = 330\mu\text{F}$ の条件で行った。 $C = 330\mu\text{F}$ は一般的に用いられているコンデンサインプット形ダイオード整流回路を用いた場合の容量 1,800 μF に比べ 1/5 以下である。

図 6 の波形から電源電流およびモータ電流とも、ほぼ正弦波状の電流が得られていることがわかる。なお、パワーメータをベースに電源力率を測定した結果 0.97 が得られた。

(2) 直流電圧のステップ応答 2.2kW の誘導機を V/f 一定制御により $f_1 = 50\text{Hz}$ で駆動中、直流電圧指令を 320V から 340V までステップ変化させた場合の応答を図 7 に示す。電流制御系の応答時定数を 1ms、電圧制御系の応答時定数を 3ms で設計し実験したもので、ほぼ同等の応答が得られることがわか

図 7 直流電圧のステップ応答
Fig. 7. DC voltage step response waveforms.

った。

3. 平滑コンデンサ容量低減方式

コンバータおよびインバータ装置を小型化する一つの手段として、平滑コンデンサ容量 C を低減して、コンデンサの体積を小さくする方式が考えられる。しかし、 C を小さくした場合次の問題点がある。

- (1) 負荷急変時、直流電圧が大きく変動する。
- (2) コンデンサの容量低減に応じてコンデンサ許容リプル電流は小さくなるため、最大流すことができる負荷電流も制限される。

〈3・1〉 負荷外乱補償方式 (1)に関する解決方法として、負荷外乱補償方式が発表されている⁽⁹⁾。この基本原理から説明する。コンバータ入力電圧ベクトル V_u の d - q 成分 V_d , V_q は図3のベクトル図から

$$V_d = V_u \sin(\phi + \lambda) \\ = V_u(\sin \phi \cos \lambda + \cos \phi \sin \lambda) \quad \cdots (3)$$

$$V_q = V_u \cos(\phi + \lambda) \\ = V_u(\cos \phi \cos \lambda - \sin \phi \sin \lambda) \quad \cdots (4)$$

となる。そこで、(3)式の両辺に $\sin \phi$ を乗じ、(4)式の両辺に $\cos \phi$ を乗じて両者を加算すると次式となる。

$$V_d \sin \phi + V_q \cos \phi = V_u \cos \lambda \quad \cdots (5)$$

この結果、コンバータ入力パワー W_{cn} は

$$W_{cn} = 3 V_u I_r \cos \lambda \\ = 3(V_d I_r \sin \phi + V_q I_r \cos \phi) \\ = 3(V_d I_d + V_q I_q) \quad \cdots (6)$$

となる。次に、コンバータ損失を省略すると、

$$V_{dc} i_1 = 3(V_d I_d + V_q I_q) \quad \cdots (7)$$

となる。ここで i_1 はコンバータ出力電流である。

また、インバータ入力電流を i_{dc} とすると、平滑コンデンサ電流 i_c は $i_1 - i_{dc}$ であり、電源力率1 ($I_d = 0$) では定常状態からの直流電圧の変動量は次式で示される。

図 8 瞬時パワー検出方式
Fig. 8. A detection method of the instantaneous power.

$$\Delta V_{dc} = \frac{1}{C} \int (i_1 - i_{dc}) dt \\ = \frac{1}{C} \int \left(\frac{3 V_q I_q}{V_{dc}} - i_{dc} \right) dt \quad \cdots (8)$$

ここで、図3(a)に示す抵抗 R による電圧降下は小さい。このため $V_q \approx V_r$ で一定なので負荷電流 i_{dc} が急変した場合、 ΔV_{dc} は大きく変動する。コンデンサ容量 C を小さくするほど更に大きく変動する。そこで、 i_{dc} に対応して I_q をすばやく流すことが重要となる。

この負荷補償として例えばインバータ入力電流を直接検出して、これに対応した電源電流を流す方式が考えられる。しかし、インバータ入力電流はリプル電流を含んでおり、直流量に変換するには最低キャリア周期 T_c の2~3倍の時定数をもつフィルタが必要となる。この結果、検出遅れにより負荷補償が遅れるため、直流電圧変動を抑制する効果が薄れると考えられる。

そこで、インバータのPWMパルス幅とモータ電流からインバータ入力パワー、すなわち q 軸電流 I_q を瞬時に検出し、これに対応した電源電流をすばやく流す負荷外乱補償方式を考案した⁽⁵⁾。まず、この方式の基本となるインバータ入力パワー P_L の検出方法を図8に示す。モータ電流とPWM信号パルス幅からインバータ入力電流の平均値 I_{dc} を検出し、直流電圧 V_{dc} と乗じて P_L を検出している。この P_L はダイオードの逆回復電流に伴う損失などモータを介さない電流による損失は含まない。しかし、定常オン損失などモータを介して流れる電流による損失は含んでいる。次にこの検出方式の基本となる I_{dc} 検出原理を説明す

る。瞬時のインバータ入力電流 i_{dc} は(9)式で与えられる。

$$i_{dc} = i_{up} + i_{vp} + i_{wp} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 i_{up} ：インバータの U 相正側アーム電流

U 相正アームのゲート信号がオン期間には、U 相のモータ電流 i_u が流れることになるので、この期間には $i_{up} = i_u$ となる。すなわち、アーム電流はモータ電流に、ゲート信号があるときには「1」、ないときには「0」を乗算したものに等しくなり、正負の値をとる。 i_{vp} , i_{wp} も同様である。この結果、アーム電流を三相分加えた i_{dc} は正負のリプル電流となり、この電流をフィードバック量として負荷補償を行うと制御系に悪影響を与えることになる。そこでリプル分がほとんどない直流量で検出する方法として、キャリア周期 T_c 期間の平均電流として考え、次式から求めるようにした。

$$I_{dc} = (i_u T_u + i_v T_v + i_w T_w) / T_c \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 T_u , T_v , T_w は PWM 信号のオン区間のパルス幅

次に、インバータ入力電流検出の動作波形例を図 9 に示す。正弦波の変調波 M_u , M_v , M_w と三角波を比較した正弦波 PWM 方式において、モータ力率角 60° で、正弦波電流が流れた場合の波形例である。瞬時のインバータ入力電流 i_{dc} は(9)式から正負のリプル電流となるが、キャリア周期 T_c の平均値で見るとほぼ直流量となる。なお、 I_{dc} 波形の実線は(10)式において、 i_u , i_v , i_w を瞬時値とした場合であるが、実際はキャリア周期ごとにモータ電流を検出し(10)式から I_{dc} を演算しており、破線で示すようにほぼ直流量とな

る。また、 I_{dc} 波形の実線に示すリプルは、キャリア周期 T_c が短いほど小さくなり、 $T_c = 200 \mu s$ ではほとんど生じない。

図 9 インバータ入力電流検出原理
Fig.9. Fundamentals of inverter input current detection.

演算値 4.2 A

図 10 インバータ入力電流検出波形
Fig.10. Detected waveforms of the inverter input current.

図 11 負荷のステップ応答波形
Fig.11. System response to step changes of the load.

I_{dc} と i_{dc} との違いを実験結果の一例である図 10 で示す。モータ出力 1.1 kW, $f_1=60$ Hz 運転時の特性であり、 I_{dc} は、ほぼ一定となり精度良く検出できている。また、 I_{dc} の検出遅れは最大でキャリア周期 T_c となり、 i_{dc} からフィルタを介して検出する方式と比べると約 1/3 以下の検出遅れとなる。

次に、負荷補償の効果を図 11 に示す。図 1 の構成において、負荷分電流 I_{ql} をフィードフォワード的に加算した場合が補償ありで、加算しない場合 ($I_{ql}=0$) が補償なしである。また、図 11 は $C=330 \mu\text{F}$ で、完全なステップ負荷 (2.2 kW モータ出力時からゲート信号サプレス時) をかけた場合を示し、負荷補償なし ($I_{ql}=0$) の場合はインバータトリップしているが、補償ありの場合、はね上り電圧が 10% 程度に抑制されていることがわかる。なお、 V_{dc} が 10% 程度はね上っている主な原因として電流制御系の応答遅れ (応答時定数 1 ms) と、 I_{dc} の検出遅れ (約 0.2 ms) が考えられる。

次に、電源回生時の動作波形を図 12 に示す。これは、モータ単独運転時に一次周波数を 60 Hz から 48 Hz まで急激に変化させた場合であり、 I_q が負の回生時においては、 v_r と i_r は逆位相となっており、正常に電源回生を行っている。

〈3・2〉 平滑コンデンサリプル電流低減方法

コンデンサ容量を低減した場合、許容リプル電流も小さくなるため、最大流せる負荷電流も制限される。そこで、図 1 に示すコンデンサ電流 i_c を小さくするにはコンバータ出力電流 i_i を直接インバータ入力電流 i_{dc} として流す必要があり、この一方式の原理図を図 13 に示す。コンバータおよびインバータ両方のキャリア周波数を一致させた状態で、(b)図は両者のキャリア位相差 0° 、(c)図はキャリア位相差 90° を示

12 電源回生時の動作波形
Fig. 12. Experimental results showing power regeneration.

す。 i_i , i_{dc} 電流は電圧ベクトル V_1 , V_3 の区間で流れ、零電圧ベクトル V_0 , V_7 の区間は還流モードのため流れない。そこで、(b)図の斜線で示すようにキャリア位相差を 0° または、 180° にすることで瞬時の i_i 電流が i_{dc} 電流として直接流れる確率が高くなり i_c を小さくできる。これは、インバータ出力周波数が異なる場合でも、図 13 のインバータ側の電圧ベクトル V_1 , V_3 のパルス幅が変化するのみなので、同様に i_c を低減できる。

一方、(c)図に示すように位相差を 90° または、 270° にすると i_i および i_{dc} 電流が i_c 電流として流れる確率が高くなり、 i_c は大きくなる。

モータ出力 2.2 kW 時のキャリア位相差に対する平滑コンデンサ電流の波形を図 14 に示す。この場合、電源周波数 50 Hz で、インバータ出力周波数 60 Hz である。位相差 0° の場合、 90° に対して i_c の振幅が約 2/3 に低減されている。この結果、コンバータおよ

図 13 平滑コンデンサ電流低減の原理
Fig. 13. Fundamentals for reducing capacitor current.

図 14 平滑コンデンサ電流波形
Fig. 14. Current waveforms of the dc link capacitor.

びインバータとも、同じキャリア信号を用いれば i_c を低減できることがわかる。従って、この分コンデンサ容量を低減することができる。

4. 瞬停再始動方式

電圧形 PWM コンバータを実用化するためには瞬時再起動を可能にすることも必要である。瞬時停電の実態については文献(6)に述べられているように、200 ms 以下がほとんどで 20% 以上電圧低下する回数は 5 回/年程度となっている。電圧形 PWM コンバータは昇圧タイプであるため 20% 程度電圧が低下しても直流電圧一定で運転を継続できる。しかし、大幅に電圧が低下する場合には問題となる。以下に比較的安定に瞬時再起動できる方式を検討したので、この結果について述べる。

図 15 は実験に用いた装置構成である。コンバータは変圧器を介して接続し、変圧器の一次側には 2.2 kW 誘導機 IM2 をスイッチ S2 を介して接続した。これは、実用上では同じ電源系統にコンバータ装置と並列に他の負荷が接続される場合が多く、その負荷を模擬するためのものである。また、電源投入時の平滑コンデンサ初充電用回路としてコンバータ出力側にスイッチ S3 と抵抗を接続し、変圧器の二次側電圧によりスイッチ S3 をオンする構成とした。なお、スイッチ S3 の動作遅れは 14 ms である。また、瞬停再始動時においては、瞬停中直流電圧が大幅に低下するため、復電後いかに平滑コンデンサへの突入電流を抑制し、スムーズに通常の運転に戻すかが重要となる。この場合、交流リアクトルのインダクタンス L が小さくて、平滑コンデンサ容量 C が大きいほど突入電

図 15 瞬停再始動実験装置の構成
Fig. 15. Configuration of the experimental unit for restarting from instantaneous power interruption

図 16 コンバータの瞬停再始動方式
Fig.16. A method of restarting from instantaneous power interruption.

流が流れやすく、再始動時の影響が大きい。そこで、この実験においては $L=3\text{ mH}$ と小さくし、 $C=1,000\text{ }\mu\text{F}$ と大きくした条件で行った。

〈4・1〉 コンバータの瞬停再始動方式 基本的には、直流電圧のみを監視してコンバータとインバータをそれぞれ独立に制御する方式とした。なお、インバータ側の制御に関しては従来汎用インバータなどで行われている方式を用いればよい。例えば、停電時、インバータの一次周波数を低減させて交流電動機に発電動作を行わせ、この発電電圧により平滑コンデンサを充電しながらインバータ運転を継続する。

以下、コンパータ部の動作について説明する。コンパータ側の制御方式を図 16 に示す。 V_{dc} の過電圧レベルを V_h 、通常のコンパータ運転レベル V_{cn} 、ダイオード整流電圧 V_{re} とし、 V_{re} より多少低い下限値 V_L を設け、 V_{dc} が V_L と V_h の範囲のみコンパータ制御を行い、 V_L 以下においてはコンパータへのゲート信号をサブレスしてダイオード整流運転モードに切換える。この結果、瞬停再始動がスムーズに行える。

〈4・2〉 実験結果と検討

(1) 電源側に並列接続負荷 IM 2 が接続されている場合 図 15 の構成において並列接続負荷である電源側誘導機 IM 2 を駆動している状態(スイッチ S2 オン)で瞬停模擬用スイッチ S1 を 70 ms の期間オフしたときのコンバータ装置の動作状態を図 17 に示す。なお、コンバータ装置の負荷用誘導機 IM 1 は周波数 60 Hz の無負荷運転状態である。この場合、下限値 V_L を 260 V に設定している。停電状態になると平滑

図 17 瞬停再始動動作波形
(並列接続負荷あり)

Fig. 17. Operating waveforms at restarting from instantaneous power interruption with parallel connected load (S2 on).

コンデンサ C のエネルギーはコンバータ装置の負荷と、電源側に接続した模擬負荷用誘導機 IM2 で消費され、直流電圧は急速に減少する。直流電圧が V_L 以下になるとコンバータ部はダイオード整流となるため、模擬負荷用誘導機 IM2 でのエネルギーは消費されない。このため直流電圧の低下は、ゆるやかになっている。復電後、直流電圧 V_{dc} が V_L になった時点でコンバータ部に再びゲート信号が加えられスムーズに通常の運転状態に戻っていることがわかる。

また、瞬停時においてインバータが電力回生していた場合、下限値 $V_L < V_{dc} < \text{上限値 } V_h$ の範囲でコンバータ運転を継続する。この場合、回生電力により位相検出点の電圧 v_{rc} は商用電圧程度となり、 v_{rc} を基に位相検出し、コンバータ運転を継続する。また、電源側誘導機 IM2 も商用周波数近くで回り続ける。電源復帰後は、電源の位相とコンバータ入力電圧位相が多少ずれるが、高応答な電流制御系および直流電圧制御系の働きによりスムーズに再始動できる。

(2) 電源側に変圧器のみ接続されている場合

模擬負荷としての電源側誘導機 IM2 を接続しない場合の瞬時停電時の動作状態を図 18 に示す。なお、コンバータ装置負荷用誘導機 IM1 は $f_1 = 60 \text{ Hz}$ で駆動されている。停電状態にするとコンデンサ C のエネルギーは負荷用誘導機 IM1 で消費される。負荷の大きさが一定であるため V_{dc} は、ほぼ直線的に減少する。この減少を防止するうえでインバータ側で誘導機の滑り周波数を零にし、 C のエネルギー消費をほぼ零にする処理を行ってもよい。

コンバータ部は V_{dc} が 260 V 以下になるとゲートサプレスされダイオード整流運転モードとなる。一

図 18 瞬停再始動動作波形
(並列接続負荷なし)

Fig. 18. Operating waveforms at restarting from instantaneous power interruption without parallel connected load (S2 off).

方、 v_{rc} も零となるためスイッチ S3 がオフする。次に、停電が回復するとスイッチ S3 の動作遅れ時間 (約 14 ms) の間、初充電用抵抗を介して電源から電流が流れ、その後スイッチ S3 がオンする。 V_{dc} が 260 V 以上になると再びコンバータにゲート信号が送られ、図 17 同様スムーズに通常の運転状態に復帰している。このように直流電圧が大幅に低下する場合、初充電回路により平滑コンデンサを充電し、 V_L 以上でコンバータ制御に切換えることで再始動時の電源からの突入電流を抑制している。また、図 2 の電源位相検出方式に示すように瞬時停電時には、ほぼ電源周波数に近い値を積分して位相を予測しており、再始動時において実際の電源位相とコンバータ入力電圧位相が大きくずれることはない。このため再始動時、コンバータ制御に切換えても所定値以下のコンバータ入力電流に抑制されている。

以上述べてきたように、瞬時停電時には、直流電圧 V_{dc} を監視し、所定の値以下の領域でコンバータのゲート信号をオフし、単なるダイオード整流運転とすることでスムーズに再始動可能なことを確認できた。すなわち、非常に簡単な方法で瞬停再始動可能なことを実証できた。なお、瞬時停電モードは上記開放モードのほか短絡モードがある。電源側が短絡した場合、平滑コンデンサから回生電流が流れ、直流電圧が急激に低下する。そこで、 V_{dc} が 260 V 以下になれば短絡モードとしてコンバータの運転を停止させる。この場合、開放モードに比べると大きなコンバータ入力電流が流れるが、応答が速い電流制御ループを組込んでいるため、このループの働きにより電流は所定値以下に制限できる。

5. む す び

本論文において電圧形 PWM コンバータを実用化するうえで重要な技術課題である装置を小型化するための平滑コンデンサ容量低減方式および瞬停再始動方式について検討した。この結果、次のように要約できる。

(1) モータ電流と PWM 信号のパルス幅からインバータ入力電流を直流量で、高速に検出する方式を提案し、これを基に負荷外乱補償を行うことで、急負荷時の直流電圧変動を大幅に低減した。

(2) コンバータおよびインバータのキャリア周波数を一致させ、キャリア信号の位相差を 0° または 180° にすることで、平滑コンデンサ電流を約 $1/3$ 低減できる。

(3) ダイオード整流電圧より多少低いレベルに下限値を設け、直流電圧がこの値以下になった時点でダイオード整流モードに切替えることにより安定に瞬停再始動できることを確認した。

最後に、本研究に対し御指導、御助言をいただいた日立製作所日立研究所 植田明照技術主幹、同所 武藤信義主任研究員、伊君高志研究員に深く謝意を表します。

(平成 3 年 3 月 15 日受付)

文 献

- (1) 高調波対策専門委員会：「電力系統における高調波とその対策」、電気協同研究会, 46, No. 2 (平 2-6)
- (2) T. Okuyama, H. Nagase, Y. Kubota, H. Horiuti, K. Miyazaki & S. Ibori: "High Performance AC Motor Speed Control System Using GTO Converters", Proc. IPEC-Tokyo, p. 720 (1983)
- (3) 戸塚・小笠原・赤木・難波江：「瞬時電力フィードバックを有する電圧形 PWM コンバータ・インバータシステム」：平元電気学会産業応用部門全大, 114
- (4) 酒井・遠藤・南藤：「全デジタル式電圧形コンバータの検討」：平 2 電気学会全大, 479
- (5) 酒井・遠藤・南藤：「全デジタル式電圧形コンバータ制御方式の検討」, 電気学会半導体電力変換研究, SPC-90-33 (平 2)
- (6) 関根：「瞬時電圧低下対策」：OHM, p. 17 (平 2-7)

酒 井 慶次郎 (正員)

昭和 27 年 11 月 3 日生。46 年 3 月島原工業高校卒業。同年(株)日立製作所日立研究所入社。主として、誘導電動機のインバータ制御の研究に従事。

遠 藤 常 博 (正員)

昭和 24 年 3 月 26 日生。49 年 3 月大阪市立大学大学院工学部電気工学修士課程修了。同年 4 月(株)日立製作所、日立研究所入社。主として、家電用ドライブレレクトロニクスの研究に従事。現在、同所主任研究員。

本 部 光 幸 (正員)

昭和 22 年 10 月 3 日生。45 年 3 月宮崎大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月(株)日立製作所、日立研究所入社。日立研究所にて電動機制御用電力変換器の研究に従事。現在、同所主任研究員。工学博士。IEEE 会員。平成 2 年電気学会論文賞受賞。

南 藤 謙 二 (正員)

昭和 22 年 11 月 1 日生。46 年 3 月早稲田大学理工学部電気工学科卒業。同年(株)日立製作所入社。習志野工場にて、各種インバータの開発、設計に従事。現在、同工場電子応用システム設計部主任技師。