A Transformerless Hybrid Filter Using a Three-Level Diode-Clamped PWM Converter

Takaaki Hatada Student Member (Tokyo Institute of Technology)

Hirofumi Akagi Senior Member (Tokyo Institute of Technology)

Keywords: active filters, diode rectifiers, hybrid filters, passive filters, three-level converters

This paper deals with a transformerless hybrid active filter integrated into a medium-voltage three-phase diode rectifier. An inverter-driven motor for energy savings in medium-voltage applications requires neither fast speed response nor regenerative braking. As a result, a three-phase diode rectifier can be used as the front-end converter of the motor drive system, instead of a three-phase PWM rectifier. The diode rectifier is much more efficient and reliable as well as less expensive than the PWM rectifier. However, the diode rectifier produces a large amount of harmonic currents, and therefore it does not comply with the harmonic guidelines.

The authors have proposed a transformerless hybrid active filter for harmonic-current compensation of a three-phase diode rectifier with a capacitive load. This hybrid filter is formed by a three-phase passive filter tuned to 7th-harmonic frequency and a small rated active filter based on a three-phase two-level PWM converter. They are directly connected in series without transformer.

This paper addresses a hybrid active filter that is prominent in using a three-level diode-clamped PWM converter. This is well suited to a 6.6-kV transformerless motor drive using a three-phase diode rectifier as the front end. The hybrid filter is characterized by the use of 1.2-kV IGBTs that are currently available from the market at reasonable cost. A concern resulting from introducing the three-level converter to the active filter is voltage imbalance of two split dc capacitors.

Fig. 1 shows a circuit configuration of a 400-V, 15-kW down-scaled system that was designed, constructed and tested to confirm

Fig. 1. The 400-V, 15-kW down-scaled experimental system

the validity of the 6.6-kV, 1-MW transformerless motor drive system. This paper describes voltage-balancing control for the three-level converter with focus on its operating principle and experimental verification. The voltage-balancing control introduced to this paper is based on superimposing a 6th-harmonic voltage on the voltage reference of the active filter.

Fig. 2 shows experimental waveforms when the diode rectifier had a dc load rated at 15 kW. Each harmonic current contained in i_S was below 2%. The THD (total harmonic distortion) of i_S was as low as 4.5%, whereas that of i_L was as high as 32%. The two dc-capacitor voltages v_{DP} and v_{DN} were well balanced. Experimental results show that the current THD (total harmonic distortion) gets less than 5%, and the voltage-balancing control properly works even in the case of the presence of an intentional disturbance in one of the two dc capacitors connected in series.

Fig. 2. Experimental waveforms when the hybrid filter was connected to the diode rectifier with the 15-kW dc load, $K = 2.0 \text{ p.u.}$ and $V_D = 80 \text{ V}$

3レベルダイオードクランプPWMコンバータを採用した トランスレス・ハイブリッドフィルタ

学生員 畑田 高明* 上級会員 赤木 泰文*

A Transformerless Hybrid Filter Using a Three-Level Diode-Clamped PWM Converter

Takaaki Hatada*, Student Member, Hirofumi Akagi*, Senior Member

This paper deals with a transformerless hybrid active filter integrated into a medium-voltage three-phase diode rectifier used as the front end of an adjustable-speed motor drive. The hybrid filter is formed by a single LC filter tuned to the 7th-harmonic frequency per phase and a small-rated active filter based on a three-phase three-level diode-clamped PWM converter. A three-phase downscaled system rated at 400 V and 15 kW is designed, constructed, and tested to verify the filtering performance of the hybrid filter. Experimental results show that the current THD (total harmonic distortion) gets less than 5%, and that the voltage-balancing control proposed in this paper works properly even in transient states.

キーワード：アクティブフィルタ，ダイオード整流回路，ハイブリッドフィルタ，パッシブフィルタ，3レベルコンバータ

Keywords: active filters, diode rectifiers, hybrid filters, passive filters, three-level converters

1. まえがき

近年のパワーエレクトロニクス技術の発展に伴い，PWMインバータによるモータドライブは，一般産業や交通など幅広く使用されている。ダイオード整流回路はPWM整流回路よりも高効率・高信頼かつ安価であり，高速応答や電力回生を必要としない用途（例えば工場・ビルのファン・ブローアや空調設備など）には直流電源としてダイオード整流回路を使用できる。その一方で，ダイオード整流回路が発生する電源高調波電流を抑制する必要がある⁽¹⁾⁽²⁾。

筆者らは先に7次同調フィルタ（パッシブフィルタ）と2レベルPWMコンバータ（アクティブフィルタ）を直結したトランスレス・ハイブリッドフィルタを提案し，ダイオード整流回路が発生する電源高調波電流を良好に抑制できることを実証した^{(3)~(5)}。さらに，アクティブフィルタの直流電圧は電源線間電圧実効値の20%に低減できることを示した。そこで，このトランスレス・ハイブリッドフィルタを6.6kVモータドライブに併設する場合，アクティブフィルタに3レベルPWMコンバータ⁽⁶⁾を採用すれば直流電圧は1,320V（ $= 6,600 \times 0.2$ ）となり，流通量が多くコスト的に有利な1.2kV IGBTを使用できる。しかし，3レベル

PWMコンバータの直流中性点は二台の直流コンデンサの分圧点であるので，直流コンデンサ電圧に不均一が発生する可能性がある。文献(7)では，正弦波電圧・電流を出力するモータドライブ用3レベルPWMインバータを対象として，6次零相電圧を電圧指令値に重畳する中性点電位制御を提案している。

本論文では，文献(7)の中性点電位制御を非正弦波電圧・電流を出力するトランスレス・ハイブリッドフィルタに応用し，その動作原理を詳細に論じる。さらに，400V 15kW実験システムを設計・製作し，中性点電位制御の有効性を実証する。

2. 実験システム

〈2・1〉 システム構成 Fig.1にハイブリッドフィルタを併設した6.6kV，1MWモータドライブの構成例を示す。ハイブリッドフィルタは250kVAの7次同調パッシブフィルタと，60kVAの3レベルPWMコンバータを採用したアクティブフィルタで構成されている。Fig.1の留意点は，モータドライブ用3レベルPWMインバータの各IGBTは4.5kV IGBTの2直列（または3.3kV IGBTの3直列）を必要とするが，アクティブフィルタの各IGBTには単一の1.2kV IGBTを使用できる。これはアクティブフィルタの直流電圧が1.32kV（電源電圧6.6kVの20%）であるので，各直流コンデンサの印加電圧は660Vとなるためである。なお，図中の L_S は共通接続点（PCC：Point of Common Coupling）からみた上位系統の等価インダクタンスであり，

* 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻
〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1, S3-17
Department of Electrical and Electronic Engineering,
Tokyo Institute of Technology
S3-17, 2-12-1, Ookayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

Fig. 1. The 6.6-kV, 1-MW transformerless motor drive equipped with the hybrid filter

Fig. 2. The 400-V, 15-kW downscaled experimental system

Table 1. Specifications and Parameters of the 400-V, 15-kW Experimental System

Diode rectifier rating	15 kW
Nominal line-to-line rms voltage	400 V
Line frequency	50 Hz
Background system inductance: L_S	0.6 mH (1.8%)
AC inductor: L_{ac}	1.7 mH (5%)
DC inductor: L_{dc}	0.36 mH (1%)
DC capacitor of the rectifier: C_{dc}	2 mF
Unit capacitance constant of C_{dc} : H_{DR}	18.8 ms
Filter capacitor: C_F	75 μF (25%)
Filter inductor: L_F	2.6 mH (7.7%)
Resonant frequency between C_F and L_F	360 Hz
Quality factor of L_F : Q	25
Active filter rating	0.9 kVA
DC capacitor of the active filter: $C_{DP}=C_{DN}$	10 mF
DC voltage of the active filter: V_D	80 V
Unit capacitance constant: H_{HF}	1.1 ms
Cut-off frequency of HPF: f_{HPF}	50 Hz
Cut-off frequency of LPF: f_{LPF}	16 Hz
Feedback gain: K	21 Ω (200%)

on a three-phase, 400-V, 50-Hz, 15-kVA base

ハイブリッドフィルタのための外付けリアクトルではない。単独のパッシブフィルタ（5次，7次同調フィルタ，ハイパスフィルタ）には4～8%の限流リアクトル⁽⁸⁾⁽⁹⁾を外付けするのが一般的である。

Fig. 2に400 V，15 kWの実験システムを示す。これはFig. 1のミニモデルである。Table 1にFig. 2のシステムの定数を示す。ハイブリッドフィルタは400 Vシステムに直接接続されており，アクティブフィルタの主回路は12個の100 V MOSFETと，6個のクランプダイオードを使用した3レベルPWMコンバータである。ダイオード整流回路の交流リアクトル L_{ac} は故障電流を抑制し，かつ電源高調波電流を低減する。Fig. 2では L_{ac} を5%とした。 L_S （=1.8%）はハイブリッドフィルタの設置点からみた昇圧トランスの漏れインダクタンスも含む電源インダクタンスである。ア

クティブフィルタの直流電圧は電源電圧（400 V）の20%の80 Vである。

〈2・2〉 制御システム Fig. 3にハイブリッドフィルタの制御回路を示す。制御回路はフィードバック制御，フィードフォワード制御，直流コンデンサ電圧制御と中性点電位制御で構成されている。フィードフォワード制御ブロックの $[Z_F]$ は，パッシブフィルタの回路定数を用いたインピーダンス行列（2行2列）であり，文献(3)の(12)式である。

フィードバック制御のゲインは21 Ω （2 pu）とし，HPFのカットオフ周波数は50 Hz，フィードフォワード制御のLPFのカットオフ周波数は16 Hzとした。アクティブフィルタの直流電圧は外部からの電源を使用することなく一定

Fig. 3. Control block diagram of the active filter, where ϕ_6 is a constant value of 1.4 rad. in the voltage-balancing control

Fig. 4. Two carrier signals and voltage reference v_{AF}^* for the active filter

に制御することが可能である。直流コンデンサ電圧制御はPI制御を用いており、比例ゲインは0.56 A/V、積分時間は20 msとし、直流コンデンサ電圧の指令値 v_D^* は80 Vとした⁶⁾。中性点電位制御はP側のコンデンサ電圧 v_{DP} とN側のコンデンサ電圧 v_{DN} の偏差をとり、PI制御器を介して6次零相電圧を演算し、交流出力電圧指令値に加算している。中性点電位制御の比例ゲインは1 V/V、積分時間は20 msとした。

Fig. 4に3レベルPWMコンバータのキャリア波(10 kHz)と電圧指令値 v_{AF}^* を示す。サンプリングはキャリア波の山と谷で行っているため、サンプリング周期は50 μ sである。Fig. 3の制御回路は全デジタル制御を採用し、すべての演算処理は50 μ s以内に完了している。

3. アクティブフィルタの中性点電位制御

従来、モータドライブやSTATCOM (STATIC synchronous COMPensator) のように正弦波電圧・電流を出力する3レベルPWMインバータの中性点電位制御は国内外で活発に研究されている⁷⁾⁻⁽¹⁰⁾⁻⁽¹⁶⁾。しかし、アクティブフィルタのような非正弦波電圧・電流を出力する3レベルPWMコンバータの中性点電位制御の研究は少なく⁽¹⁷⁾⁻⁽¹⁸⁾、しかもその有効性を実験・検証した論文は筆者らの知る限り発表されていないように思われる。特に、3レベルPWMコンバータを

Fig. 5. Voltage reference v_{AF}^* and duty factor D

トランスレス・ハイブリッドフィルタの主回路に採用した場合の中性点電位制御を検討した論文は発表されていない。

〈3・1〉 通電率 D 通電率とはハイブリッドフィルタに流入する電流 i_F が中性点 M にクランプする時間比を表したものである⁽¹⁰⁾。キャリア周波数が信号波周波数に比べて十分に高いと仮定すると、通電率とフィルタ電流の積が中性点電流 $i_M (= D \cdot i_F)$ になる。Fig. 5に3レベルPWMコンバータの交流電圧指令値 v_{AF}^* と通電率 D の関係を示す。中性点 M の通電率 D は v_{AF}^* の関数となる。

$$D = \begin{cases} 1 + 2v_{AF}^*/V_D & (-V_D/2 \leq v_{AF}^* < 0) \\ 1 - 2v_{AF}^*/V_D & (0 \leq v_{AF}^* \leq V_D/2) \end{cases}$$

ただし、 V_D は6.6 kVシステムでは1.32 kV、400 Vシステムでは80 Vとなる。

〈3・2〉 中性点電位制御がない場合の中性点電流 i_M 簡単化のため、以下の仮定を導入する。

- フィルタ電流 i_F は、基本波電流 $i_{F1} = I_{F1} \cos(\omega_1 t)$ のみとする。
- アクティブフィルタの交流出力電圧 v_{AF} は、主成分である5次成分 $v_{AF5} = V_{AF5} \cos(5\omega_1 t - \phi_5)$ のみとする。

Fig. 6に中性点電位制御を適用しない場合における中性点電流波形を示す。これらの波形は回路シミュレータを用いたシミュレーション結果ではなく、計算ソフト (Excel) による数値計算の結果を作図したものがある。ここで留意すべき点は i_{F1} に対する v_{AF5} の位相 ϕ_5 の計算である。これはFig. 9の i_L の実測波形からフィードバック制御が出力する5次電圧を計算し、 i_L の実測波形とパッシブフィルタの回路定数からフィードフォワード制御が出力する5次電圧を計算し、これらを加算して ϕ_5 を演算する。次にFig. 5を用いて v_{AF5} の瞬時値から通電率 D を求め、 $D \cdot i_{F1} (= i_M)$ を得る。中性点電流 i_M の直流成分は零となるので、理論的には直流コンデンサ電圧にアンバランスは発生しない。しかし、実際の装置では回路の不均衡などのため直流コンデンサ電圧の不均一が発生する可能性があり、不均一を抑制する必要がある。

〈3・3〉 中性点電位制御の動作原理 中性点電位を制御するために、アクティブフィルタの電圧指令値 v_{AF}^* に6次零相電圧を重畳する。Fig. 7に中性点電位制御がある場合の各部波形を示す。これらの波形はFig. 6と同様に計算ソフト (Excel) による数値計算の結果を作図したものである。Fig. 7では以下の仮定を導入した。

Fig. 6. Waveforms of v_{AF5} , $i_M (= D \cdot i_{F1})$ and others obtained by numerical analysis when no zero-sequence voltage is superimposed on each voltage reference

- フィルタ電流は基本波電流と5次高調波電流のみを考慮し, $i_F = I_{F1} \cos(\omega_1 t) + I_{F5} \cos(5\omega_1 t - \phi'_5)$ とする。
- 5次出力電圧は $v_{AF5} = V_{AF5} \cos(5\omega_1 t - \phi_5)$ とする。(Fig. 6 の ϕ_5 と同一であり, $\phi_5 = 1.40 \text{ rad}$)
- 6次重畳電圧は $v_{AF6} = V_{AF6} \cos(6\omega_1 t - \phi_6)$ とする[†]。

ここで, 5次電流 i_{F5} の振幅 I_{F5} と位相 ϕ'_5 は Fig. 9 の i_F の実測波形から求めた。5次電圧 v_{AF5} と6次電圧 v_{AF6} を加算して D を計算し, 中性点電流 $i_M (= D \cdot i_{F1} + D \cdot i_{F5})$ を作図した。Fig. 7 の $D \cdot i_{F1}$ の直流成分は負となるので, 中性点電流は平均的には流出する。この場合, P 側直流コンデンサを充電し, N 側直流コンデンサを放電することになり, 中性点電位は下がる。これは中性点電位を制御できることを意味している。

次に, 重畳する6次成分の位相を検討するために数値解析を行った。その結果,

$$\phi_5 = \phi_6$$

の場合に中性点電流 $i_M (D \cdot i_{F1})$ の直流成分が最大となった。その理由を以下に説明する。初期位相に関係なく 10 ms 後に5次成分 v_{AF5} は2.5周期だけ進み, 6次成分 v_{AF6} は3周期だけ進む。つまり Fig. 7 の $t=0$ で5次成分と6次成分が同位相の場合, 10 ms 後には位相が逆になるので $v_{AF5} + v_{AF6}$ の振幅は小さくなる。その結果, 中性点にクランプする時間比率 D が大きくなる。Fig. 7 の i_{F1} は 10 ms 付近で負の最大値となり, しかも通電率 D が大きくなるため, 中性点電流の電源一周期の平均値(直流成分)は負となる。

フィルタ電流 i_F の5次高調波の振幅 I_{F5} は基本波振幅 I_{F1} の1.25倍であるが, $D \cdot i_{F5}$ の直流成分は $D \cdot i_{F1}$ のそれと比較して実用的には無視できる理由を以下に説明する。

[†] Fig. 7 では, 中性点電位制御の動作原理を説明するために $V_{AF6}/V_{AF5} = 0.6$ として作図したが, 実験波形の V_{AF6}/V_{AF5} は 0.02 程度である。

Fig. 7. Waveforms of $v_{AF5} + v_{AF6}$, $D \cdot i_{F1}$, $D \cdot i_{F5}$ and others by numerical analysis when a 6th-harmonic zero-sequence voltage for voltage balancing is superimposed on each voltage reference with a relation of $\phi_5 = \phi_6$

Fig. 7 の $D \cdot i_{F1}$ と $D \cdot i_{F5}$ を比較すると, i_{F1} が正の期間と負の期間とで通電率 D の平均値が大きく異なるため, 中性点電流の平均値も大きくなる。一方, i_{F5} の波形と D の波形に注目すると, i_{F5} が一周期(4 ms)経過した期間に, D は極大値と極小値の間を2回往復する。すなわち, i_{F5} が正となる期間での D の平均値と負となる期間での D の平均値に差はほとんど生じない。つまり, 20 ms 経過した時点での $D \cdot i_{F5}$ の直流成分は, $D \cdot i_{F1}$ の直流成分より小さくなる。

〈3・4〉 v_{AF} と i_F の高調波成分が中性点電位制御に与える影響 以下では, v_{AF} と i_F の高調波成分が中性点電位制御に及ぼす影響について総合的に考察する。

Table 2 に v_{AF} と i_F の基本波, 5次, 7次, 11次, 13次成分の実測値, 中性点電流 ($D \cdot i_{Fn}$) の直流成分の計算値を示す。 v_{AF} については5次成分を, i_F と中性点電流の直流成分については基本波を100%とした。ここで, v_{AF} と i_F

Table 2. Measured harmonic components of v_{AF} and i_F when the rated load of 15kW is applied, and calculated dc mean components of $D \cdot i_{Fn}$ ($n = 1, 5, 7, 11, 13$), expressed in [%], where the voltage-balancing control is enabled with the use of a relation of $v_{AF} = v_{AF1} + v_{AF5} + v_{AF6} + v_{AF7} + v_{AF11} + v_{AF13}$ for calculation of D

Harmonic order: n	1st	5th	7th	11th	13th
Harmonic components of v_{AF}	30	100	6	27	30
Harmonic components of i_F	100	125	31	16	10
DC components of $D \cdot i_{Fn}$	100	20	8	4	1

の各次成分は Fig. 9 の波形から求めた実測値であり、中性点電流の直流成分は Fig. 7 と同様の数値解析による計算値である。中性点電流の直流成分の計算は、 v_{AF} に関しては 6 次重畳成分 ($V_{AF6}/V_{AF5} = 0.02$) を含む上記の基本波と高調波成分を加算した結果から D を算出し、 $D \cdot i_{Fn}$ を計算した。ここで留意すべき点は、 i_F については重ね合わせが成立するが、 v_{AF} については重ね合わせが成立しないことである。Table 2 より、 i_{F5} が中性点電位制御に与える影響は i_{F1} の 20% であり、 i_{F7} の影響は i_{F1} の 8%、 i_{F11} と i_{F13} の影響は i_{F1} の 4% 以下となるので、フィルタ電流 i_F の基本波成分 i_{F1} 以外の高調波電流による中性点電位制御への影響は実用的には無視できる。

4. 実験結果

〈4・1〉 パッシブフィルタを単体で接続した場合 Fig. 8 にパッシブフィルタ単体を接続した場合の実測波形を示す。負荷電流 i_L の総合歪率 (THD) は 28% であるが、電源電流 i_S の THD は 32% であり、系統連系ガイドライン (総合歪率 5% 以下かつ各次高調波電流 3% 以下) を満足しない。さらに設置点電圧 v_{S-O} の THD は 3.2% に達している。 i_L の 5 次成分 (主要高調波) は 26% であるが、 i_S の 5 次成分は 31% となっている。この理由は、パッシブフィルタの同調周波数が 7 次であるので、7 次よりも低い高調波では、いわゆる「高調波拡大現象」を引き起こすからである。

〈4・2〉 ハイブリッドフィルタを接続した場合 Fig. 9 にハイブリッドフィルタを接続した場合の定格負荷 (15kW) かつ定常時の実験波形を示す。アクティブフィルタの交流出力電圧 v_{AF-M} は直流コンデンサ電圧の中性点 M から測定したものであり、波形測定には WE7000 (サンプリング周波数 1MS/s) を使用した。 $\tilde{v}_{AF-M}$ は、 v_{AF-M} の波形をわかりやすくするためにカットオフ周波数 4kHz の一次ローパスフィルタを介したものである。

Table 3 に電源電流と負荷電流の高調波成分と THD を示す。負荷電流 i_L は 30% の 5 次高調波を含むため、THD は 32% に達しているが、電源電流 i_S の各次高調波成分は 2% 以下になっており、THD は 4.5% である。この波形は系統連系ガイドラインを満足している。設置点電圧 v_{S-O} の THD は 1.6% に低減されているが、零にはできない。この理由は、i) フィードバック制御系のゲインが有限 (21 Ω) であ

Fig. 8. Experimental waveforms when the stand-alone passive filter was connected to the diode rectifier with the rated dc load of 15 kW

Fig. 9. Experimental waveforms when the hybrid filter was connected to the diode rectifier with the 15-kW dc load

ること、ii) 実験室の三相電源に高調波電圧を含むためである。 v_D と v_{DN} の波形から、アクティブフィルタの中性点電位は良好にバランスしていることがわかる。

Fig. 10 は、Fig. 9 の v_{AF-M} と $\tilde{v}_{AF-M}$ の時間軸を拡大したものである。この波形から明らかなように、 v_{AF-M} は 40 から 0V または 0V から -40V のスイッチングを行い、40V から -40V のスイッチングは行っていない。これは 3 レベル PWM コンバータとして正常に動作していることを意味している。

Table 3. Current THD and harmonics obtained from experimental waveforms, expressed as the harmonic-to-fundamental current ratio in [%]

Hybrid Filter	3rd	5th	7th	11th	13th	17th	19th	23rd	25th	29th	31st	35th	37th	THD
v_{S-O} (15 kW)	0.3	0.6	0.4	0.7	0.5	0.5	0.6	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	1.6
i_S (15 kW)	2.0	1.6	0.9	2.0	2.1	1.1	1.0	0.9	0.6	0.7	0.6	0.4	0.5	4.5
i_L (15 kW)	1.4	30.3	7.6	4.9	3.2	1.9	1.7	1.0	0.8	0.6	0.5	0.4	0.4	31.9
Passive Filter	3rd	5th	7th	11th	13th	17th	19th	23rd	25th	29th	31st	35th	37th	THD
v_{S-O} (15 kW)	0.3	2.8	0.6	0.9	0.5	0.5	0.5	0.3	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2	3.2
i_S (15 kW)	0.9	31.1	2.7	3.0	2.9	1.1	1.2	0.7	0.6	0.5	0.5	0.3	0.4	31.6
i_L (15 kW)	0.9	26.3	6.2	4.3	3.3	1.3	1.5	0.8	0.7	0.6	0.6	0.3	0.4	27.7

Fig. 10. Time-expanded waveforms of v_{AF-M} and $\tilde{v}_{AF-M}$ in Fig. 9

Fig. 11. Experimental waveforms with a step change in a dc load from 15 kW to 10 kW

〈4・3〉 過渡時の実験波形 Fig. 11 にハイブリッドフィルタを接続して直流負荷を 15 kW から 10 kW にステップ状に変化させた場合の実測波形を示す。負荷変動直後の半周期程度は i_S がわずかに歪んでいるが、この程度の短い期間の歪みが他のシステムに悪影響を及ぼすことはない。ま

Fig. 12. Experimental waveforms with the rated load of 15 kW before and after enabling the voltage-balancing control

た、負荷変動直後アクティブフィルタの直流電圧 v_D は 84 V (80 V の 5%) まで上昇したが、この電圧上昇がスイッチングデバイスの耐圧を脅かすことはない。また、負荷変動後も良好に高調波電流を補償し、直流コンデンサ電圧は過渡時においてもバランスしている。

〈4・4〉 中性点電位制御の効果 Fig. 12 は定格運転中に中性点電位制御を動作させた場合の実測波形である。この実験では N 側直流コンデンサに 250 Ω の抵抗を並列に意図的に接続している。その結果、N 側直流コンデンサには新たな損失 4.6 W ($= 34^2/250$) が発生するが、この損失はアクティブフィルタ容量 (900 VA) の 0.5% である。中性点電

位制御を停止した場合、6 V 程度 (= 15%) の電圧不均一が
発生したが、中性点電位制御を動作させると 4 周期 (80 ms)
後には直流コンデンサ電圧がバランスした。Fig. 12 のバラ
ンスした状態での v_{AF-M} に含まれる 6 次成分と 5 次成分の
振幅比は 8% (2.4 V) であった。一方、N 側直流コンデンサ
に抵抗を接続しない通常の場合、Fig. 9 の v_{AF-M} の波形に
含まれる 6 次成分と 5 次成分の振幅比は 2% であった。こ
のように、6 次重畳電圧は主要高調波電圧 (5 次) に比べて
十分に小さいので、本論文で提案した中性点電位制御がア
クティブフィルタの制御特性に与える影響は無視できる。

5. 結 論

本論文では、トランスレス・ハイブリッドフィルタのア
クティブフィルタに 3 レベル PWM コンバータを採用し、
中性点電位制御の動作原理を論じた。さらに、400 V 15 kW
実験システムを設計・製作し、その効果を実証した。本論
文のトランスレス・ハイブリッドフィルタは 6.6 kV モータ
ドライブの電源高調波対策に有効である。

(平成 19 年 3 月 23 日受付, 平成 19 年 5 月 14 日再受付)

文 献

- (1) H. Akagi: "Active Harmonic Filters", *Proceedings of the IEEE*, Vol.93, No.12, pp.2128–2141 (2005)
- (2) H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes: "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", IEEE Press (2007)
- (3) S. Srikanthumrong, Y. Tamai, and H. Akagi: "A Proposal of a 3.3-kV/6.6-kV Transformerless Hybrid Filter, and Experimental Verification Based on a 200-V Laboratory System", *IEEE Trans.*, Vol.122-D, No.10, pp.989–998 (2002-10) (in Japanese)
Sunt Srikanthumrong・玉井康寛・赤木泰文:「3.3 kV/6.6 kV トランスレス・ハイブリッドフィルタの提案と 200 V ミニモデルによる実験的検討」, 電学論 D, **122**, 10, pp.989–998 (2002-10)
- (4) Y. Tamai, S. Srikanthumrong, and H. Akagi: "Comparisons Between a Hybrid Shunt Active Filter and Pure Active Filter", *IEEE Trans.*, Vol.124-D, No.5, pp.494–502 (2004-5) (in Japanese)
玉井康寛・Sunt Srikanthumrong・赤木泰文:「ハイブリッドフィルタとアクティブフィルタの比較・検討」, 電学論 D, **124**, 5, pp.494–502 (2004-5)
- (5) W. Tangtheerajaronwong, T. Hatada, K. Wada, and H. Akagi: "Design and Performance of a Transformerless Shunt Hybrid Filter Integrated into a Three-Phase Diode Rectifier", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.22, No.5, pp.1882–1889 (2007)
- (6) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. IA*, Vol.17, No.5, pp.518–523 (1981)
- (7) 神谷 茂・鈴木 究・大沢 博・橋井 眞:「3 レベルインバータ中性点電流の直流分の解析と中性点電位の変動抑制制御」, 平 5 電学全大, 516 (1993)
- (8) 山崎裕和・室谷金義・大西一彦:「電力系統の高調波と交流フィルタ」, 日新電機技報, Vol.20, No.1, pp.60–75 (1975)
- (9) 今井孝二 監修:「パワーエレクトロニクスハンドブック」, *K & D プランニング*, pp.594–601 (2002)
- (10) S. Ogasawara, T. Sawada, and H. Aakagi: "Analysis of the Neutral Point Po-

tential Variation of Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEE Trans.*, Vol.113-D, No.1, pp.41–48 (1993-1) (in Japanese)

小笠原悟司・沢田 直・赤木泰文:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, **113**, 1, pp.41–48 (1993-1)

- (11) M. Matsui: "Static Var Compensator Using Neutral-Point-Clamped PWM Inverter and its Control Scheme", *Conf. Rec. 1995 IPEC-Yokohama*, pp.488–493 (1995)
- (12) M. Ichihara, T. Akiyama, J. Shimomura, K. Tamura, and M. Terashima: "Control Method of the Neutral Point Voltage of NPC Inverter Connected to Utility Lines", *Conf. Rec. IEEE-IAS*, 261, pp.197–200 (1997) (in Japanese)
市原昌文・秋山岳夫・下村潤一・田村公良・寺嶋正之:「系統連系中性点クランプ形インバータの中性点電位制御」, 平 7 電学産業応用部門全大, 261, pp.197–200 (1997)
- (13) N. Celanovic and D. Boroyevich: "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.15, No.2, pp.242–249 (2000)
- (14) H.D.T. Mouton: "Natural Balancing of Three-Level Neutral-Point-Clamped PWM Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.49, No.5, pp.1017–1024 (2002)
- (15) B.P. McGrath, D.G. Holmes, and T.A. Lipo: "Optimised Space Vector Switching Sequences for Multilevel Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.18, No.6, pp.1293–1301 (2003)
- (16) B.P. McGrath and D.G. Holmes: "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters", *IEEE Trans. IE*, Vol.49, No.4, pp.858–867 (2005)
- (17) V. Aburto, M. Schenider, L. Moran, and J. Dixon: "An Active Power Filter Implemented with a Three-Level NPC Voltage Source Inverter", *Conf. Rec. IEEE-PESC*, pp.1121–1126 (1997)
- (18) T. Jin, J. Wen, and K. Smedley: "Control and Topologies for Three-Phase Three-Level Active Power Filters", *Conf. Rec. IEEE-APEC*, pp.655–664 (2005)

畑 田 高 明 (学生員) 1982 年 4 月 20 日生。2005 年 3 月東京
都立大学工学部電気工学科卒業。2007 年 3 月
東京工業大学大学院理工学研究科電気電子工学専
攻修士課程修了。同年 4 月東洋電機製造 (株) 入
社, 現在に至る。在学中は電力用アクティブフィ
ルタに関する研究に従事。

赤 木 泰 文 (上級会員) 1951 年 8 月 19 日生。1979 年 3 月
東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了,
工学博士。長岡技術科学大学助手・助教授, 岡山
大学教授を経て, 2000 年 1 月東京工業大学教授。
パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学
会学術振興賞・論文賞を 4 回, IEEE Transactions
Prize Paper Award を 4 回受賞。1996 年 IEEE Fel-
low。1998 年 IEEE Distinguished Lecturer。2001
年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。2004 年 IEEE In-
dustry Applications Society Outstanding Achievement Award。2006 年文
部科学大臣表彰科学技術賞 (研究部門)。2007 年 IEEE Power Electronics
Society President。