フィルタ用インバータを接続した 高周波多レベルインバータの特性比較

学生員 岩谷 一生* 正員 野口 季彦*

Characteristics Comparison of High-Frequency Multi-Level Inverter Connected with Filter Inverters

Kazuki Iwaya*, Student Member, Toshihiko Noguchi*, Member

This paper presents characteristics comparison of a high-frequency multi-level inverter connected with small capacity filter inverters. In general, PWM inverters require a low-pass filter in order to reduce switching harmonics. However, in the high-frequency systems such as class D power amplifiers, the cut-off frequency of the low-pass filter must set at high frequency. Thus, harmonic distortion of the output voltage harmfully enlarges. Increasing the number of output voltage levels is effective to reduce the harmonic distortion of the output voltage and the low-pass filter size. The proposed systems consist of a 5-level inverter and several cascade-connected low-voltage full bridge inverters without any external DC power sources for filtering the output voltage. The 5-level inverter generates a stepwise waveform with 5-level voltage, and the low voltage filter inverter superimposes harmonic components to compensate for the voltage waveform distortion. Therefore, the proposed system can reduce its total switching loss and can increase the number of the output voltage levels. In this paper, effectiveness of the proposed systems is verified through several experiments.

キーワード：5 レベルインバータ，アクティブフィルタ，スイッチング形電力フィルタ，高周波電力増幅器

Keywords: 5-level inverter, active filter, switched mode power filter, high-frequency power amplifier

1. はじめに

広帯域の D 級電力増幅器を実現するためには、インバータのスイッチング周波数を増加させ、かつ、スイッチング周波数に起因する高調波成分を除去するローパスフィルタのカットオフ周波数を高く設定する必要がある。しかし、前者を行えば、スイッチング損失の増加、高 dv/dt による電磁ノイズの増加、更には上下アーム短絡防止時間（デッドタイム）による波形歪みも大きくなる。一方、後者は出力波形にスイッチングの高調波成分が残留してしまう。そこで、このような広帯域電力増幅器をマルチレベルインバータで実現した事例も発表されている⁽¹⁾⁽²⁾。マルチレベルインバータを用いれば、高調波成分を低減でき、同時にスイッチングに自由度があるためスイッチング損失も低減することができる。また電圧定格、電流定格の低い素子を用いて電力増幅器全体の容量も増加させることができる。しかし、インバータを直列、並列接続または中性点クランプ形（NPC）

構成で多レベル波形を合成しようとする、絶縁した外部直流電源やトランス、スイッチング素子、ドライブ回路が多数必要となる⁽³⁾。

インバータの出力波形に含まれる高調波を低減するもう一つの方法として、インバータ出力段に高調波補償用のアクティブフィルタをトランス結合し、補償波形を重畳することにより波形整形を行う三相システムが提案されている⁽⁴⁾。著者らも過去に、主インバータと直列に、外部直流電源をもたないインバータを接続し、多レベル波形を合成するスイッチング形電力フィルタを提案した⁽⁵⁾。

本論文では、多レベルインバータを用いた単相広帯域電力増幅器において、外部電源が不要な小容量フィルタ用インバータを直列接続し、波形整形を行うシステムについて検討する。主インバータ単体で 100 (kHz) を越えるスイッチングを行う場合と、フィルタ用インバータで 100 (kHz) を越えるスイッチングを行う場合、更に、フィルタ用インバータをスイッチング形電力フィルタとして動作させた場合とで、それぞれの効率と THD（総合歪み率）を実験的に比較検証し、提案法の有効性を確認したので報告する。

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188

図 1 主インバータ回路構成

Fig. 1. Circuit configuration of main inverter.

2. 回路構成と波形合成原理

2.1 主インバータ回路 図 1 に主インバータの回路構成と制御ブロック図を示す。NPC インバータをフルブリッジ化した構成で、出力電圧は 5 レベルの PWM 波形となる。また、出力段にはカットオフ周波数 50 (kHz) のローパスフィルタを接続している。

各スイッチング素子のゲート信号は、電圧指令値 e_{ref} に高周波三角波信号（ディザー信号）を加え、A/D 変換して得られる 5 レベル PWM 信号をスイッチングテーブルに入力し、このスイッチングテーブルによって、各スイッチが均等にスイッチングするように決定される⁽¹⁾。

2.2 主インバータ回路 + アクティブフィルタ 図 2 に主インバータとアクティブフィルタを直列接続した構成を示す。このアクティブフィルタは主インバータの高調波を補償する動作を行い、負荷に電力供給は行わない。従って、アクティブフィルタの直流バス電圧は 2200 (μF) の電解コンデンサにより維持し、外部の直流電源は使用しない構成となっている⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁷⁾。また、出力段には図 1 と同様のローパスフィルタを接続している。

図 3 に波形整形法を示す。主インバータは 5 レベルの階段波を出力するのみである。一方アクティブフィルタは 5 レベル階段波と電圧指令値 e_{ref} の偏差を高周波でキャリア変調し、その電圧を主インバータの出力電圧 e_m に重畳することで、ローパスフィルタ前段の出力電圧を、9 レベル PWM 波形とする。よって、電力を供給する主インバータのスイッチング周波数は電圧指令値 e_{ref} の基本波周波数程度となるため、スイッチング損失を低減することができる。一方、アクティブフィルタは、主インバータの直流バス電圧を V_{dc} とすると、アクティブフィルタの直流バス電圧を $1/4 V_{dc}$ として電圧を重畳すれば、5 レベル階段波の高調波成分を補償することができる。従って、アクティブフィルタのスイッチング素子に加わる電圧は、主インバータの半分

図 2 主インバータにアクティブフィルタを接続した構成

Fig. 2. Circuit configuration of main inverter with active filter.

図 3 波形整形法

Fig. 3. Waveform shaping method with active filter.

となるため、スイッチング 1 回あたりの損失が主インバータに対して半減できる。また、電圧定格が低く、低オン抵抗の MOSFET を使用できることから、導通損の増加も抑えられる。

図 4 に制御ブロック図を示す。電圧指令値 e_{ref} を A/D 変換器に入力し量子化した信号をスイッチングテーブルに入力する。このスイッチングテーブルでは、電圧指令値に応じた 5 レベル階段波を出力するゲート信号を主インバータに供給する。アクティブフィルタは出力電圧波形の整形と同時に、自己の直流バス電圧制御も行わなければならない。そこで、主インバータの出力電圧 e_m と電圧指令値 e_{ref} との偏差に、アクティブフィルタの直流バス電圧の偏差に応

図4 制御ブロック図

Fig. 4. Block diagram of controller.

じて、微小な電圧指令値 e_{ref} を重畳することによって、出力電圧波形の整形と直流バス電圧の制御を同時に行っている⁽⁸⁾。しかし、電圧指令値が直流の場合は、出力波形の整形と直流バス電圧制御の両立ができないため、本システムでは直流電圧を出力することはできない。

このシステムの特徴をまとめると以下になる。

- (1) アクティブフィルタの直流バス電圧は、主インバータの $1/4$ でよい。
- (2) アクティブフィルタと主インバータを独立に制御できる。
- (3) 主インバータのスイッチング周波数が電圧指令値の基本波程度になるため、スイッチング損失を低減することが可能である。
- (4) 直流は出力できない。
- (5) アクティブフィルタの直流バス電圧制御が必要である。

2.3 主インバータ回路+スイッチング形電力フィルタ

図5に全回路構成を示す。図1で示した主インバータに、直流バス電源レスフルブリッジインバータで構成されるスイッチング形電力フィルタを2台直列接続している⁽⁹⁾。このシステムでは、1台目のフィルタ用インバータの直流バス電圧を $1/4V_{dc}$ に、2台目の直流バス電圧を $1/8V_{dc}$ 一定に保ちつつ、出力段に17レベルの階段波を合成する。また、いずれのインバータにおいてもPWMスイッチングは行わないため、キャリア周波数成分を除去するローパスフィルタは接続していない。

図6に本回路の波形整形法を示す。主インバータの5レベル出力電圧に $\pm 1/4V_{dc}$ と $\pm 1/8V_{dc}$ の電圧を重畳すれば、17レベルの出力波形が得られる。しかし、各フィルタ用インバータの直流バス電圧維持のため図2のシステムと同様に、出力電圧の波形整形と直流バスの制御を同時に行わなければならない。図6の波形で、中心線に対して主インバータの出力電圧が左右非対称であるが、合成された最終段の出力電圧 e_o は対称であることがわかる。つまり、この手法では各コンデンサの充放電動作を行うために主インバータで故意に高周波電圧を出力しながら最終段の波形を整形し

図5 主インバータにスイッチング形電力フィルタを接続した構成

Fig. 5. Circuit configuration of main inverter with switched mode power filters.

図6 波形整形法

Fig. 6. Waveform shaping method with switched mode power filters.

ている。各コンデンサの充放電動作には3つのモードがある。一つは各コンデンサ C_1, C_2 のプラス側に主インバータからの電流を流し込むことでそれらを充電しながら波形を合成する充電モード、もう一つは、各コンデンサのマイナス側に主インバータからの電流を流し込むことで C_1, C_2 を放電しながら波形を合成する放電モードである。さらに、各スイッチング形電力フィルタの出力電圧を0とするモードは、各コンデンサに主インバータからの電流を流さず、負荷に直接供給する。また、図6では充放電動作を出力波形 $1/4$ 周期で切り換えているが、実際は、各直流バス電圧に応じて、任意のタイミングで充放電モードを切り換える。

図7に制御ブロック図を示す。電圧指令値 e_{ref} を A/D 変

図7 制御ブロック図

Fig. 7. Block diagram of controller.

換器に入力し量子化した信号と各直流バス電圧の偏差をヒステリシスコンパレータに入力した信号，負荷電流の極性をそれぞれスイッチングテーブルに入力する。スイッチングテーブルには，各条件に応じた動作モードを実現するスイッチングパターンを予め格納しておき，主インバータとスイッチング形電力フィルタに供給することによって各スイッチング形電力フィルタの直流バス電圧一定制御と出力波形整形を同時に行う。このシステムでは，このように各コンデンサ電圧を，直接主インバータの出力電圧とスイッチング形電力フィルタの出力電圧を変化させ制御するため，直流電圧も出力することができる。本システムの特徴をまとめると以下になる。

- (1) 各フィルタ用インバータの直流バス電圧は，主インバータの $1/4$, $1/8$ でよい。
- (2) 各インバータのスイッチング周波数は，電圧指令値周波数で変化する。
- (3) フィルタ用インバータの直流バス電圧はスイッチングパターンを直接変えることで制御できる。
- (4) 直流も出力できる。
- (5) 主インバータとフィルタ用インバータには，同期したスイッチングパターンが必要である。

3. 実験結果

図1に示した主インバータのみで $100(\text{kHz})$, $200(\text{kHz})$, $300(\text{kHz})$ でPWMスイッチングした場合の出力電圧波形を図8に示す。実験条件は，主インバータ直流バス電圧 V_{dc} を $150(\text{V})$ ，ローパスフィルタカットオフ周波数を $50(\text{kHz})$ ，電圧指令値を $100(\text{V}_{\text{rms}})$ ， $1(\text{kHz})$ ，デッドタイムを $600(\text{ns})$ としている。使用素子は $250(\text{V})$ ， $30(\text{A})$ の定格をもち，オン抵抗 $68(\text{m}\Omega)$ の MOSFET である。また，THD は $500(\text{kHz})$ までの全高調波実効値をデータ処理によって求め，算出している。ディザー信号周波数 $100(\text{kHz})$ 時は，スイッチング周波数成分が残留しているため出力波形の THD は $7.02(\%)$ となっている。しかし， $300(\text{kHz})$

(a) Carrier frequency 100 (kHz)

(b) Carrier frequency 200 (kHz)

(c) Carrier frequency 300 (kHz)

図8 1 (kHz) 出力電圧波形 (主インバータのみ)

Fig. 8. 1-kHz output voltage waveforms (main inverter only).

の場合は，高次高調波はローパスフィルタによって除去されるが，デッドタイムの影響によって低次高調波が増加するため， $200(\text{kHz})$ 時に比べ逆に増加している。

図9は，図2に示したように主インバータにアクティブフィルタを直列接続し $100(\text{kHz})$, $200(\text{kHz})$, $300(\text{kHz})$ でPWMスイッチングしたときの出力電圧波形である。フィルタ用インバータの直流バス電圧指令値は $40(\text{V})$ ，デッドタイムは $400(\text{ns})$ ，直流バス電解コンデンサは $2200(\mu\text{F})$ としている。またフィルタ用インバータには， $100(\text{V})$ ， $54(\text{A})$ ，オン抵抗 $24(\text{m}\Omega)$ の MOSFET を使用している。他の条件は図8と同様である。キャリア周波数 $100(\text{kHz})$ 時のみ，フィルタ用インバータの直流バス電圧を示しているが，指令値通り $40(\text{V})$ 一定に保たれている。また，ローパスフィルタ前の出力電圧は，良好な9レベルPWM波形

(a) Carrier frequency 100 (kHz)

(b) Carrier frequency 200 (kHz)

(c) Carrier frequency 300 (kHz)

図9 1 (kHz) 出力電圧波形 (アクティブフィルタを接続)

Fig. 9. 1-kHz output voltage waveforms (with active filter).

が合成され波形改善されている。THD に関しては図8の場合と同様にキャリア周波数の増加に伴って改善されるが、300 (kHz) のキャリアではデッドタイムの影響を受けて逆に悪化する。

図10に主インバータにスイッチング形電力フィルタを接続した構成の実験波形を示す。1台目のフィルタ用イン

図10 1 (kHz) 出力電圧波形 (スイッチング形電力フィルタを接続)

Fig. 10. 1-kHz output voltage waveforms (with switched mode power filters).

バータの直流バス電圧指令値を 37.5 (V)、2 台目を 18.8 (V) としている。また、各インバータの直流バスには 330 (μ F) の電解コンデンサを接続している。主インバータの出力電圧は各コンデンサの充放電を行うため歪んでいるが、最終段の出力には 17 レベルの階段波が合成されており、正弦波状になっている。また、本手法はヒステリシスコンパレータを用い、直接スイッチングパターンを変えることで直流バス電圧を制御できるため、小容量の電解コンデンサでも良好に電圧を一定制御できる。

図11に抵抗負荷接続時の、各システムの効率特性を示す。キャリア周波数 200 (kHz) と 300 (kHz) 時の、主インバータのみとアクティブフィルタを接続した場合の効率を比較すると、効率が最大になる出力電力 600 (W) 付近では、主インバータのみの効率が 0.3 (%) 程度上回っているが、その他の領域では、アクティブフィルタ部での導通損が増加するにもかかわらず同等の効率が得られている。このことから、システム全体のスイッチング損失が低減されていることが推測される。なお、出力周波数は 50 (Hz) である。スイッチング形電力フィルタを接続したシステムでは、出力周波数が 50 (Hz) の場合スイッチング損失が非常に少ないため負荷電流の二乗に比例した曲線になっている。これに対して、出力周波数が 5 (kHz) 時はスイッチング損失が増加するため軽負荷時の効率が著しく低下する。

図12にTHD特性を示す。THDの計算にはPWMスイッチングによる高調波やフィルタの共振周波数もすべて含まれている。アクティブフィルタを接続した場合は歪みを低減できているが、出力周波数が 1 (kHz) 以上になると急

(a) Main inverter only.

(b) Main inverter with active filter.

(c) Main inverter with switched mode power filters.

図 11 効率特性

Fig. 11. Efficiency characteristics.

激に歪みが増加する。これは、電圧指令値と主インバータ出力電圧の位相差によって、補償効果が低下するためである。また、指令値周波数が 10 (Hz) のとき、コンデンサ容量 2200 (μF) では直流バス電圧が脈動するため波形合成が不可能となった。一方、スイッチング形電力フィルタを接続した場合は、キャリア変調を行わず、ローパスフィルタ

(a) Main inverter only.

(b) Main inverter with filter inverters.

図 12 THD 特性

Fig. 12. THD characteristics.

も接続していないため、出力周波数に対する THD がほぼ一定となっており、低周波領域における THD は 6 (%) 以上であるものの、高周波出力時の THD は最も低くなった。

4. まとめ

本論文では、5 レベル NPC インバータに小容量フィルタ用インバータを接続した高周波多レベルインバータを用いた広帯域電力増幅器について検討し、その特性を実験的に比較検証した。実験ではフィルタ用インバータをアクティブフィルタ動作させた場合、効率を低下させることなく出力波形の高調波を低減できることを示した。また、スイッチング形電力フィルタとして用いた場合は、2 (kW) の最大出力時でもわずか 330 (μF) の電解コンデンサで良好に直流バス電圧を一定制御でき、他のシステムに比べ高周波領域における THD が低くなることを示した。今後は、更なる高効率化と波形改善を行うために、損失分析と波形補償法について検討する。

(平成 16 年 5 月 14 日受付, 平成 16 年 11 月 26 日再受付)

文 献

- (1) K. Iwaya and I. Takahashi: "Switching Type Power Amplifier Using Multilevel Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.123, No.11, pp.1339-1344 (2003-11) (in Japanese)
岩谷一生・高橋 勲:「マルチレベルインバータを用いたスイッチング形電力増幅器」, 電学論 D, **123**, 11, pp.1339-1344 (2003-11)
- (2) H. Ertl, J.W. Kolar, and F.C. Franz: "Analysis of a Multilevel Multicell Switch-Mode Power Amplifier Employing the "Flying-Battery" concept", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol.49, No.4, pp.816-823 (2002)
- (3) A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi: "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.1A-17, No.5, pp.518-523 (1981-5)
- (4) H. Giga and K. Matsui: "Novel Three Level Inverter Having Own Active Filter", National Convention Record IEE Japan, 4-156, p.255 (2003) (in Japanese)
儀賀博秋・松井景樹:「アクティブフィルタ内蔵型 3 レベルインバータ」, 平 14 電気学会全大, 4-156, p.255 (2003)
- (5) K. Iwaya and I. Takahashi: "Proposal of Next Generation Switching Type Power Filter with the Arbitrary Waveforms Composition Function", 2003 National Convention Record IEE Japan, 4-085, pp.128-129 (2003) (in Japanese)
岩谷一生・高橋 勲:「任意波形合成機能を有する次世代スイッチング形電力フィルタの提案」, 平 15 電気学会全大, 4-085, pp.128-129 (2003)
- (6) T. Tanaka, Y. Nishida, S. Fukuma, and S. Funabiki: "A Novel Harmonic Compensator for Consumer Electronic Equipment", *T. IEE Japan*, Vol.123, No.11, pp.1377-1383 (2003-11) (in Japanese)
田中俊彦・西田雄治・福岡慎治・船曳繁之:「相関関数を用いた家電機器が発生する高調波の抑制を目的としたアクティブフィルタ」, 電学論 D, **123**, 11, pp.1377-1383 (2003-11)
- (7) H. Fujita and H. Akagi: "Discussions on Control Methods of a Single-Phase Active Filter", *IEE-Japan, Ind. Appl. Conf.*, pp.531-536 (2003) (in Japanese)
藤田英明・赤木泰文:「単相アクティブフィルタの制御法の検討」, 電気学会産業応用部門全大, 1-119, pp.531-536 (2003)
- (8) I. Kawasaki, T. Tanaka, S. Fukuma, and S. Funabiki: "Discussions on Relationship between the Calculation Time of Harmonic Currents and the DC

Capacitance of the Single-Phase Shunt Active Filter using the Correlation Function", The Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, IEE Japan, SPC-04-6, pp.31-36 (2004) (in Japanese)

川崎 勇・田中俊彦・福岡慎治・船曳繁之:「単相アクティブフィルタの高調波検出時間とコンデンサ容量の検討」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-04-6, pp.31-36 (2004)

- (9) K. Iwaya and T. Noguchi: "Multilevel Waveform Generation Method Using Switched Power Filters", The Papers of Technical Meeting on Semiconductor Power Converter, IEE Japan, SPC-03-156, pp.29-34 (2003) (in Japanese)
岩谷一生・野口季彦:「スイッチング形電力フィルタを用いた多レベル波形合成法」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-03-156, pp.29-34 (2003)

岩 谷 一 生 (学生員) 1977 年 9 月 19 日生。2002 年 3 月長岡技術科学大学大学院工学研究科電気電子システム工学専攻修了。現在, 大学院工学研究科博士後期課程在学中。主としてマルチレベルインバータに関する研究に従事。IEEE Student Member。

野 口 季 彦 (正員) 1959 年 10 月 23 日生。1982 年 3 月名古屋工業大学電気工学科卒業。1986 年 3 月長岡技術科学大学大学院修士課程修了。1982 年 4 月東京芝浦電気(株)入社。1991 年 4 月岐阜工業高等専門学校講師。1994 年 4 月長岡技術科学大学助手, 1996 年 4 月同助教授。博士(工学)。IEEE Senior Member。