

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

岩谷一生* 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Multilevel Waveform Generation Method Using Switched Power Filters

Kazuki Iwaya and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a multilevel waveform generation method using switched power filters. Increasing output voltage level is effective to reduce harmonic distortion of the inverter output voltage and the output filter size. The inverter output voltage level can be increased by series connection of several inverters. However, isolated DC power sources or transformers are required at the inverter output. When the output voltage level is increased without using isolated DC power sources and transformers, lots of switching devices are required. In general, $2(M-1)$ switching devices are necessary in an M -level inverter. The proposed system is composed of a main inverter and series-connected switched power filters. This switched power filters are consisted of full bridge inverters without the DC power sources. Only electrolytic capacitors are implemented across the DC buses of the switched power filters. The DC bus voltage of the electrolytic capacitors can be kept constant by charge and discharge processes. The proposed system achieves the multilevel waveform without any DC power sources and transformers, using fewer switching devices. In this paper, effectiveness of the proposed method is verified by experimental tests.

キーワード：スイッチング形電力フィルタ，電源レスフルブリッジインバータ，多レベル波形
(switched power filters, full-bridge inverter without DC power sources, multilevel waveform)

1. はじめに

PWM インバータは、任意の出力電圧波形を発生させることができるため、現在種々の電気機器に使用されている。一般に、これら PWM インバータの出力段には、スイッチングによる高周波成分を除去するために、リアクトルとコンデンサで構成されるローパスフィルタが挿入される。しかし、 D 級電力増幅器など広周波数帯域のシステムが求められる場合、フィルタのカットオフ周波数を高く設定しなければならず、高周波成分が出力電圧に残留する。また、高周波でスイッチングすれば、周波数帯域は広がるが、電磁ノイズやスイッチングロスが増加する。そこで、PWM スwitchingを一切行わず、多レベル階段波を合成することで出力電圧高調波を低減する、スイッチング形電力フィルタを提案^[1]する。

インバータの出力電圧レベルを増加させる回路構成^[2]としては、直流バスの中性点をクランプした NPC インバータ^[3]、複数台のインバータを直列接続する手法^[4]、相間リアクトルを用いた多重化法^[5]、複数のインバータ出力電圧を重畳

する手法^[6]など、種々の有効な回路が提案されている。しかし、これらの回路構成は、出力の増加と電圧レベルの増加の両方を実現することはできるが、多数のスイッチング素子、リアクトル、絶縁した直流電源が必要となるため、回路構成が複雑化する。それに対して提案するスイッチング形電力フィルタは、これらを必要とせず、かつ少ないスイッチング素子で多レベル階段波を合成することができる。

本論文では、 9 レベルインバータにスイッチング形電力フィルタを適用した構成と、スイッチング形電力フィルタと、リニア増幅器で構成されるフィルタを併用したシステムを実験的に検証したので報告する。

2. 回路構成と波形合成原理

<2.1> 回路構成 図 1 に本システムの回路構成を示す。主インバータ (INV.A) と、直流バスに電解コンデンサのみを接続した電源レスフルブリッジインバータ (INV.B_n) を n 台直列接続したスイッチング形電力フィルタからなっている。このスイッチング形電力フィルタは、電力の供給を一切行わず、主インバータの出力電圧を多レ

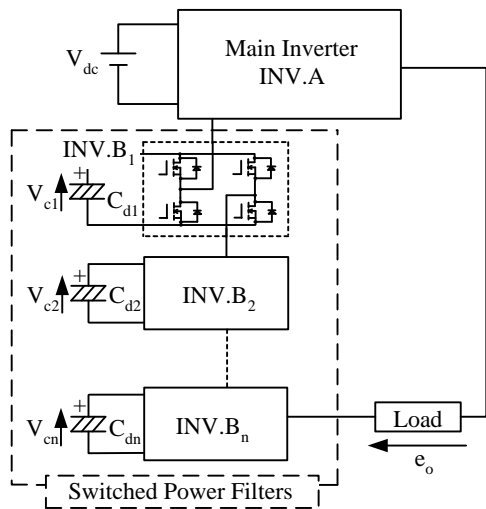


図 1 主回路構成

Fig. 1. Schematic diagram of main circuit.

ベル化して、高調波を低減するためだけに動作する。電源レスインバータの各直流バス電圧は、主インバータの出力電圧と電源レスフルブリッジインバータの出力電圧を調整し、電解コンデンサの充放電動作を繰り返すことによって一定に制御する。そのため、主インバータとスイッチング形電力フィルタには、同期した制御信号が必要となる。

<2.2> 波形合成原理と動作モード 図2に波形合成法を示す。ここでは、主インバータの出力電圧が5レベルでスイッチング形電力フィルタが1台直列接続されている場合を考える。主インバータの出力電圧にスイッチング形電力フィルタによって $\pm 1/4V_{dc}$, 0の電圧を重ねずれば、9レベルの電圧波形を合成することができる。しかし、前述したようにフィルタインバータの直流バスには絶縁した電源が接続されていないため、電解コンデンサを充放電し、 $1/4V_{dc}$ 一定に保ちつつ出力電圧波形を合成しなければならない。そのために、3つの波形合成モードを設定する。モード1が電解コンデンサを充電しつつ波形を合成する充電モード、モード2が電解コンデンサを放電しつつ波形を合成する放電モード、モード3が主インバータの出力電圧をそのまま負荷に直送する直送モードである。図2から明らかかなように、充電モードと放電モードでは、同一電圧レベルを合成することができるため、直送モード以外のすべての電圧レベルで電解コンデンサの充放電が可能である。

図3に各モードの動作図を示す。各部の電圧と電流は矢印の方向を正とする。図3(a)のように S_1, S_4 をオンさせると、負荷電流 i_o は電解コンデンサ C_d のプラス側に流れ込むため、 C_d は充電される。このとき、スイッチング形電力フィルタでは負の電圧を出力していることになる。逆に、図3(b)のように S_2, S_3 をオンさせると C_d のマイナス側に負荷電流が流れ込み C_d が放電される。このときはスイッチ

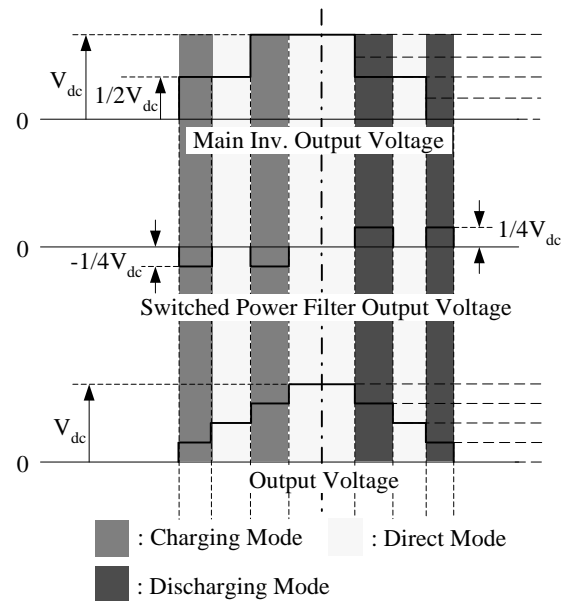
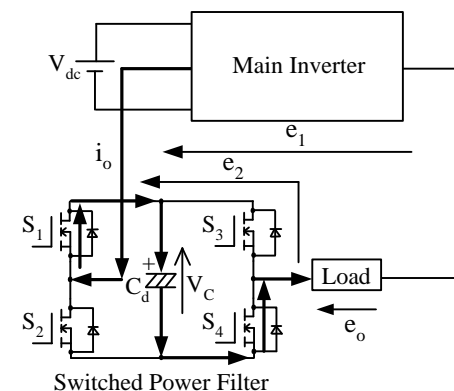


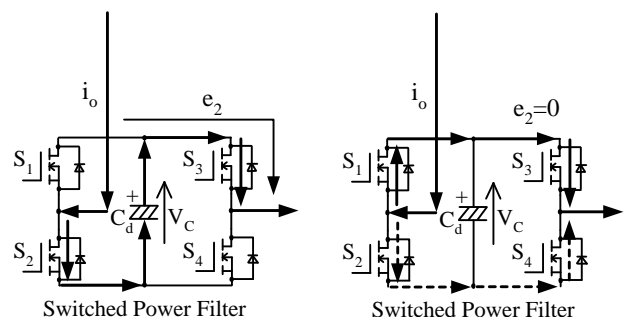
図 2 波形合成原理

Fig. 2. Principle of wave-shaping.



(a) 充電モード

(a) Charging mode.



(b) 放電モード

(b) Discharging mode.

(c) 直送モード

(c) Direct mode.

図 3 電解コンデンサの充放電動作

Fig. 3. Operating modes of charging and discharging processes.

グ形電力フィルタでは正の電圧を出力していることになる。また、図 3(c)のように S_1, S_3 または S_2, S_4 をオンにすると、負荷電流は C_d を通過せず負荷に直接流れるため、 C_d の電圧は一定となり、出力端には主インバータの出力電圧がそのまま現われる。このように、充電、放電、直送モードを繰り返すことによって、 C_d の電圧を一定に保ちつつ、出力電圧レベルを増加させることができる。

3. 直列台数と出力電圧レベルの関係

表 1 にスイッチング形電力フィルタの直列台数と出力電圧レベルの関係を示す。主インバータの出力電圧が M レベルで、スイッチング形電力フィルタが n 台接続されている場合、総出力電圧レベル T_L は次式で表される。

$$T_L = 2^n (M - 1) + 1 \dots \dots \dots (1)$$

総スイッチング素子数 S_t は、

$$S_t = 2(M - 1) + 4n \dots \dots \dots (2)$$

n 台目のスイッチング形電力フィルタの直流バス電圧 V_{cn} は、

$$V_{cn} = \frac{V_{dc}}{2^{(n-1)}(M-1)} \dots \dots \dots (3)$$

また、従来法のスイッチング素子数 S_c は、本方式と同様にトランスや絶縁した直流電源を用いない回路構成を想定し、次式で求めた。

$$S_c = 2(M - 1) \dots \dots \dots (4)$$

本方式を用いると少ないスイッチング素子で多レベル階段波を合成することができる。また、主インバータの出力電圧が 3 レベル以上であれば、主インバータの直流バス電圧に比べ、フィルタインバータの直流バス電圧が小さくなるため、低圧で損失の少ない電界効果素子が使用できる。しかし、各インバータを直列接続しているため、電流量については主インバータのそれと同一である。

4. 実験回路及び制御ブロック図

<4.1> 9 レベルインバータに適用したシステム 図 4 に実験回路、図 5 に制御ブロック図を示す。主インバータは NPC インバータを相間リアクトルによって多重化し、更にブリッジ化した構成^[7]を有しており、出力電圧が 9 レベルとなる。そこにスイッチング形電力フィルタを 2 台直列接続する。この構成では、1 台目のスイッチング形電力フィルタの直流バス電圧が $1/8V_{dc}$ 、2 台目が $1/16V_{dc}$ となるように充放電動作を行い波形を合成する。スイッチング素子数は 24 個で最終段の出力電圧は 33 レベルとなる。従来法で 33 レベルの波形を出力するためには、64 個のスイッチング素子が必要である。よって本方式を用いることで 40 個スイッチ

表 1 フィルタ直列台数と出力電圧レベルの関係

Table 1 Relationship of power filter count and output level.

M	n	T_L	V_{cn}	S_t	S_c	$S_n - S_c$
2	1	3	V_{dc}	6	4	-2
	2	5	$1/2V_{dc}$	10	8	-2
	3	9	$1/4V_{dc}$	14	16	2
3	1	5	$1/2V_{dc}$	8	8	0
	2	9	$1/4V_{dc}$	12	16	4
	3	17	$1/8V_{dc}$	16	32	16
5	1	9	$1/4V_{dc}$	12	16	4
	2	17	$1/8V_{dc}$	16	32	16
	3	33	$1/16V_{dc}$	20	64	44
9	1	17	$1/8V_{dc}$	20	32	12
	2	33	$1/16V_{dc}$	24	64	40
	3	65	$1/32V_{dc}$	28	80	62

M : Main inv. output voltage level
 n : Number of switched power filter
 V_{cn} : DC buss voltage of switched power filter
 S_t : Total switching devices of proposed system
 S_c : Total switching devices of convetional system

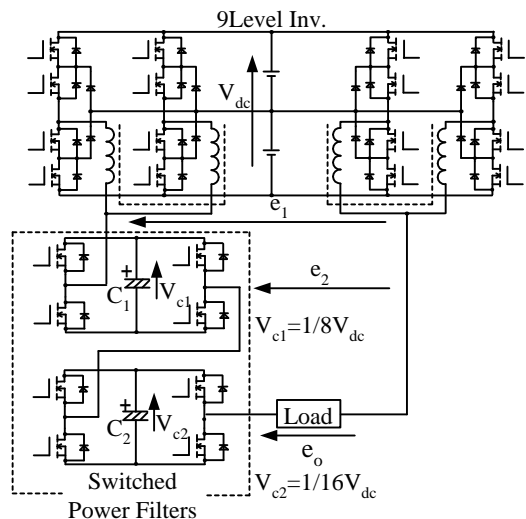


図 4 実験回路 (9 レベルインバータに適用)

Fig. 4. Experimental circuit. (Applying 9-level inverter)

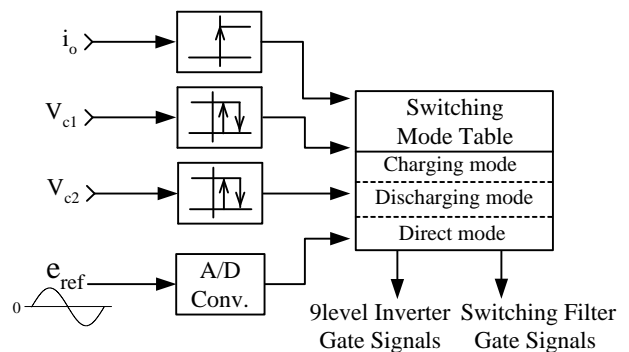


図 5 制御ブロック図

Fig. 5. Control block diagram.

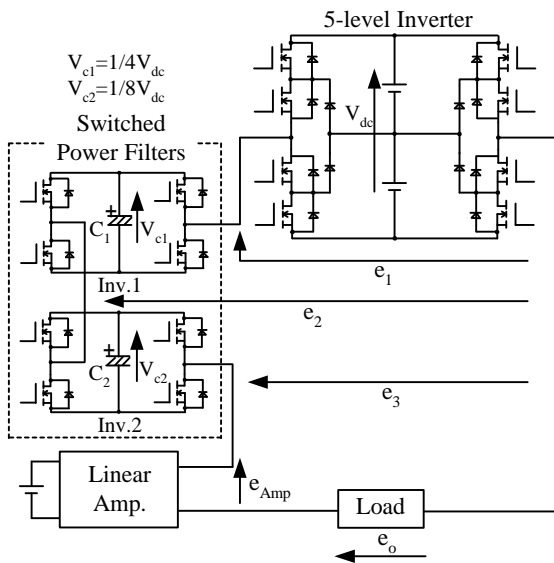


図6 実験回路（リニア増幅器と併用）
Fig. 6. Experimental circuit with linear filter.

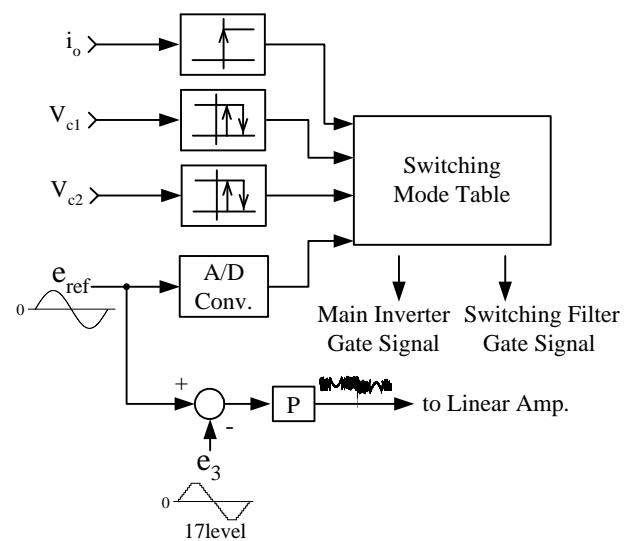


図7 制御ブロック図

Fig. 7. Control block diagram with linear filter.

ング素子を削減できる。

図5に制御ブロック図を示す。電圧指令値 e_{ref} をA/Dコンバータに入力して量子化した信号と、 V_{c1} 、 V_{c2} をフォトカプラによって検出し、ヒステリシスコンパレータに入力した信号、更に負荷電流極性判別信号を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は、各信号の状態によって充電モード、放電モード、直送モードのゲート信号を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。

<4.2> スwitching形電力フィルタとリニア増幅器を併用したシステム 多レベルインバータは、指令値振幅が大きいかはそのインバータが出力できる最大の電圧レベルで負荷に電力を供給するが、指令値の振幅が小さくなるにつれて、出力電圧レベルが減少するため、高調波成分が増加するという欠点がある。本手法も同様に、低振幅出力時または音声信号などのように振幅が大きく変わる波形を出力する場合においては、フィルタ効果が十分に得られない。そこで、この欠点を解決する手段としてスイッチング形電力フィルタとリニア増幅器によるフィルタを併用するシステム^[8]を図6に示す。

主インバータはNPCインバータをブリッジ化した5レベルインバータで、これにスイッチング形電力フィルタが2台とフィルタとして動作するリニア増幅器を直列接続している。スイッチング形電力フィルタ後の出力電圧は17レベルで、最終段のリニア増幅器は、電圧指令値と17レベル階段波を差し引いた高調波成分のみ出力する。したがって、出力電圧に対してリニア増幅器が補償する電圧は、常に17レベル階段波の1ステップ分つまり、 $1/8V_{dc}$ 以下が良い。

図7に制御ブロック図を示す。スイッチング形電力フィ

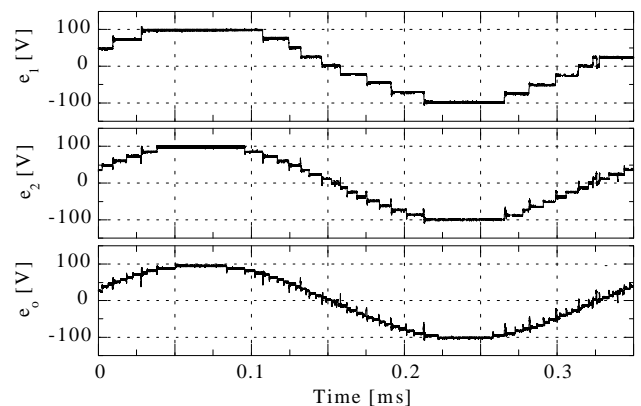


図8 33レベル出力電圧波形（1-kHz正弦波）

Fig. 8. 33-level output voltage waveforms(1-kHz sine waveform).

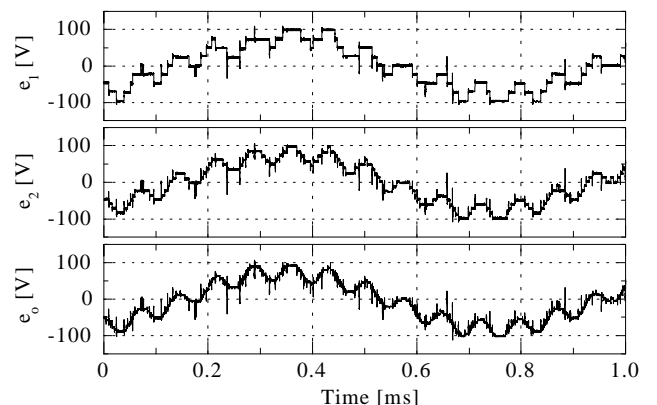
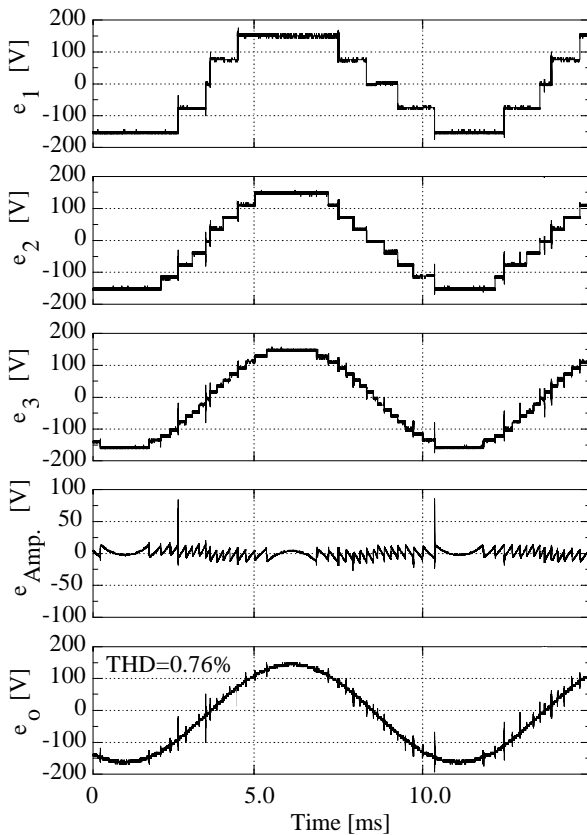
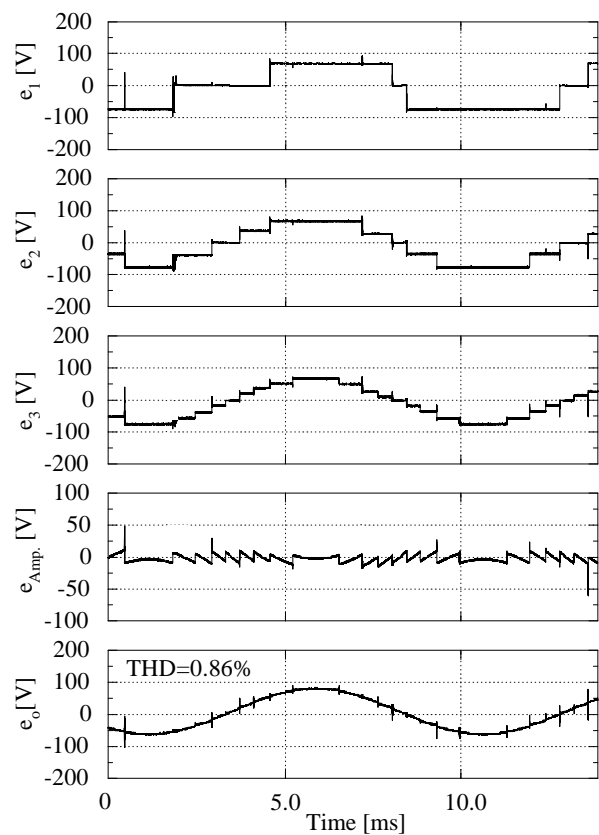


図9 33レベル出力電圧波形 1-kHz正弦波+第11次高調波)
Fig. 9 33-level output voltage waveforms (1-kHz sine waveform + 11th harmonics).



(a) 100-Hz 出力電圧波形 (電圧指令値 100V_{rms})
(a) 100-Hz output voltage (100V_{rms}).



(b) 100-Hz 出力電圧波形 (電圧指令値 50V_{rms})
(b) 100-Hz output voltage (50V_{rms}).

図 10 出力電圧波形

Fig. 10. Output voltage waveforms with linear filter.

ルタ部のブロック図は図 5 と同様である。リニア増幅器には、17 レベル出力電圧 e_3 と電圧指令値 e_{ref} の偏差を指令値として入力する。

5. 実験結果

図 8, 図 9 に 9 レベルインバータにスイッチング形電力フィルタを適用したシステムの実験結果を示す。9 レベルインバータの直流バス電圧 V_{dc} は 100 (V), 電解コンデンサ C_1 は 63 (V), 4700 (μ F), C_2 は 35 (V), 4700 (μ F)としている。図 8 は 3 (kHz)正弦波を出力させた場合の各部の波形である。主インバータの出力電圧が 9 レベル, 1 台目のフィルタ後の電圧が 17 レベル, そして最終段には 33 レベル階段波が良好に出力されている。ここで, 主インバータの出力電圧が歪んでいるのは, 前述したように各電解コンデンサの充放電動作を行うためである。図 9 は 1 (kHz)正弦波に振幅 30%の第 11 次高調波を人為的に加えた波形を出力させたものである。このような任意波形でも良好に出力することができる。

図 10 にスイッチング形電力フィルタとリニア増幅器を併用したシステムの実験結果を示す。5 レベルインバータの直

流バス電圧 V_{dc} が 150 (V), 電解コンデンサ C_1 は 63 (V), 10000 (μ F), C_2 は 100 (V), 10000 (μ F)である。図 10(a)は電圧指令値 100 (V_{rms}), 100 (Hz)正弦波出力時の各部の電圧波形である。リニア増幅器は電圧指令値と 17 レベル階段波の偏差分のみを出力するため, その電圧振幅は $1/8V_{dc}$ 以下となっている。また, このときの出力電圧の総合歪み率は 0.76%と低歪みな波形が得られている。図 10(b)は, 電圧指令値を 50 (V_{rms}), 100 (Hz)とした場合の出力電圧波形である。スイッチング形電力フィルタ後の出力波形は 9 レベルとなっているが, リニア増幅器の出力電圧は, 電圧指令値 100 (V_{rms})時と同じく $1/8V_{dc}$ 以下となっていることが確認できる。このときの出力電圧の総合歪み率は, 0.86%となっており, 低振幅時でも波形歪みは低く抑制されている。

図 11 に総合歪み率特性を示す。電圧指令値は 100 (V_{rms})である。出力周波数が 1 (kHz)以下の領域では, 総合歪み率が 1%以下となっているが, 1 (kHz)以上の領域ではスイッチング形電力フィルタと主インバータのデッドタイムにより, 波形を合成するタイミングのずれが顕著になるのに加え, リニア増幅器の補償電圧周波数が高くなるため, 補償

の遅れが生じ、歪みが大きくなる。図 12 にゲイン特性を示す。これより、低振幅時からほぼ線形に出力が増加しており、良好な線形性を示していることが確認できる。

6. まとめ

本論文では、主インバータの出力電圧を絶縁した直流電源やトランスを用いずに多レベル化し、PWM スwitchングすることなく、出力電圧の高調波成分を低減するスイッチング形電力フィルタを提案した。実験では、9 レベルインバータにスイッチング形電力フィルタを適用することによって、わずか 24 個のスイッチング素子で 33 レベルの出力電圧が得られることを示した。更に、小容量のリニア増幅器を用いたフィルタとスイッチング形電力フィルタを併用することで、低振幅時から歪みの少ない電圧波形が得られることも示した。これらの実験結果から本手法は、任意波形を出力することが求められるオーディオアンプや実験用電源装置などに応用できると考えられる。

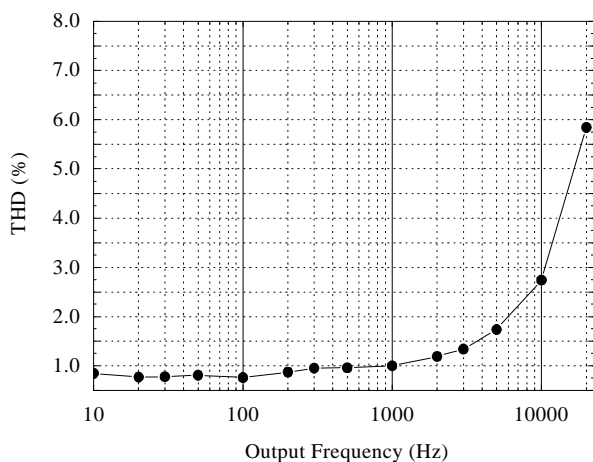


図 11 総合歪み率特性

Fig. 11. THD characteristic.

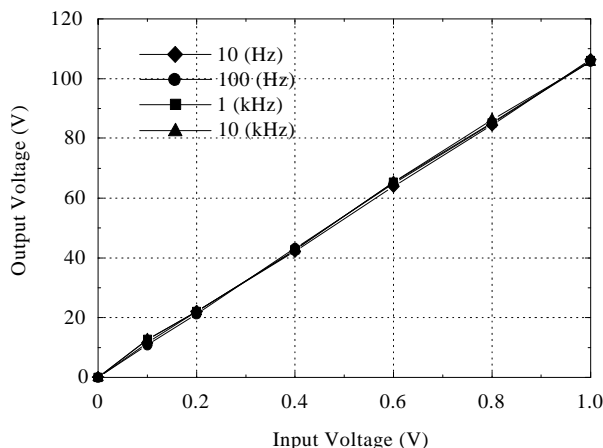


図 12 ゲイン特性

Fig. 12. Gain characteristic.

文 献

- [1] 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, p.p128-129 (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」, 平成 15 年電気学会全国大会, 4-085, p.p128-129 (2003)
- [2] J. Rodriguez, J. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications" *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 49, No.4, Aug. (2002)
- [3] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-17, No.5, p.p.518-523, (1981)
- [4] 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, p.p.816-823, (2002)
- [5] F. Ueda, M. Asou, K. Matsui, K. Tuboi, T. Kobayashi and M. Watanabe, "A Technique of Parallel Connections of Pulsewidth Modulated NPC Inverters by Using Current Sharing Reactors," *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.7, p.p906-915, (1995-7) (in Japanese)
上田 玄・麻生昌裕・松井景樹・坪井和男・小林 正・渡辺 誠:「NPC-PWM インバータにおける並列接続の検討」, 電学論 D,115-D, No.7, pp.906-915 (1995)
- [6] T. Ohnishi, "Multiple Single Phase PWM Inverter by means of Combination Control," *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.1, p.p63-69, (1995) (in Japanese)
大西徳生:「組み合わせ制御方式単相多重化 PWM インバータ」, 電学論 D, 115-D, No.1, p.p63-69 (1995)
- [7] I. Takahashi, K. Iwaya: "High Efficiency Low Harmonic Distortion Switching Type Power Amplifier Using Multilevel Inverter," *PCC Osaka 2002*, vol.2, pp.353-358 (2002)
- [8] K. Iwaya and T. Noguchi, "Hybrid Power Amplifier Using Switched Power Filter and Linear Amplifier," *Proceedings of the 2003 Japan Ind. Appl. Soci. Conf.*, vol.1, 1-10, p.p141-142, (2003) (in Japanese)
岩谷一生・野口季彦:「スイッチング形電力フィルタとリニア増幅器を併用したハイブリッド電力増幅器」, 電気学会産業応用全国大会, vol.1, 1-10, p.p141-142 (2003)