

インダクタモジュールを用いた 純正弦波出力電流形インバータ

岩田 陽祐* 野口 季彦 (静岡大学)

Pure Sinusoidal Output Current-Source Inverter Using Inductor Modules

Yosuke Iwata*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

A novel topology of a current-source inverter (CSI) is proposed in the paper, which can deliver a pure sinusoidal current waveform without sacrificing its efficiency and its equipment size. The proposed circuit has a hybrid structure, and combines a switching-operation based multilevel CSI and a linear current amplifier with a low-amplitude current output. The former multilevel CSI employs multiple inductor modules to generate a staircase-shaped multilevel current waveform, while the latter linear amplifier merely generates a compensating current to reform the multilevel waveform to the pure sinusoidal waveform. Because the most part of the output current is created by the switching-operation based multilevel CSI, the system efficiency hardly deteriorates. In addition, the system does not require a large LC filter because it directly delivers the pure sinusoidal current to the load. Several experimental results show that the proposed circuit can properly generate the pure sinusoidal current waveform with a simple circuit operation.

キーワード：電流形インバータ，インダクタモジュール，マルチレベル，トポロジー，リニアアンプ

Keywords : current-source inverter, inductor module, multilevel, topology, liner amplifier

1. まえがき

一般に，電力変換器は効率を上げるためにスイッチング動作に基づくが，スイッチングによって生じる高調波を低減するために LC フィルタを必要とする⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。一方，線形増幅器は純粋な正弦波を生成することができるが，効率の点で本質的な問題を有している。電力変換器に対する究極の要求は，大きな LC フィルタを用いずに効率を犠牲にすることなく，純粋な正弦波を生成する能力である。これを実現するためのアプローチの 1 つとして，高周波 PWM 技術が挙げられる⁽⁵⁾⁻⁽⁷⁾。しかし，この技術は電力変換器のスイッチング損失を増加させる欠点を有する。したがって，上記の問題を同時に解決できる電力変換器を開発することが求められる。もう一つのアプローチは，マルチレベル技術を採用することで THD を改善することである。マルチレベル技術は高調波や EMC ノイズを低減するのに非常に有効であるが，複雑な回路構成や制御アルゴリズムに課題がある。本稿では，上記の問題を解決するための新しい手法である，スイッチングとリニア増幅を組み合わせたハイブリッドインバータの新規トポロジーを提案する。これまでもハイブリッドインバータの回路トポロジーは幾つか提案されている⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。例えば図 1 の DC 電流源モジュール方式や図 2 のフィッシュボーン方式が挙げられる。しかし，これらの従来回路はレベル数を増やすごとに，直流電流源やインダクタ，絶縁ゲートドライブ電源が増加し，多くの構成

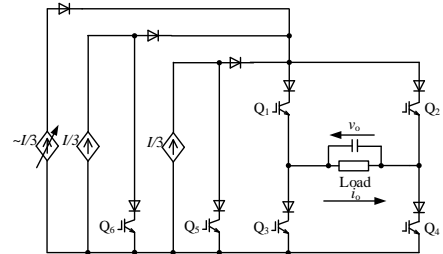


図 1 DC 電流源モジュールハイブリッド CSI

Fig. 1. Hybrid CSI with DC current source module.

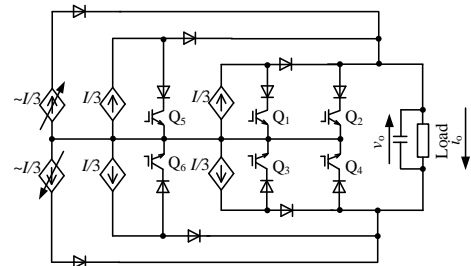


図 2 フィッシュボーンハイブリッド CSI

Fig. 2. Hybrid CSI with fish-bone structure.

部品が必要であった。

本稿では，H ブリッジ方式を基本としてインダクタモジュールを使用した新たな回路方式を提案する。従来回路と提案回路の部品点数を比較した上で，シミュレーションによる基本的な動作検証を行った。また，提案回路

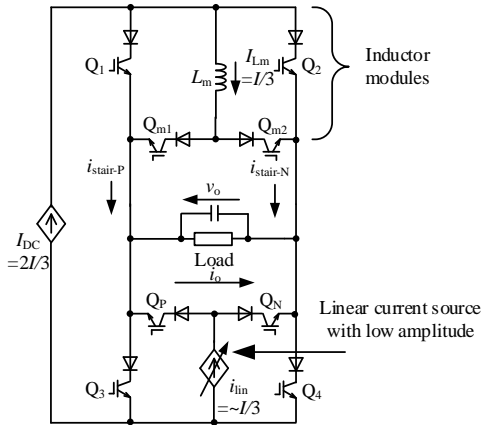


図3 提案する5レベル純正弦波出力電流形インバータ
Fig. 3. Proposed 5-level hybrid CSI with inductor module.

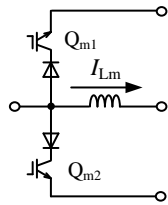


図4 インダクタモジュール
Fig. 4. Inductor module.

表1 5レベル提案回路のスイッチング状態

Table 1. Switching states of 5-level inductor module based hybrid CSI.

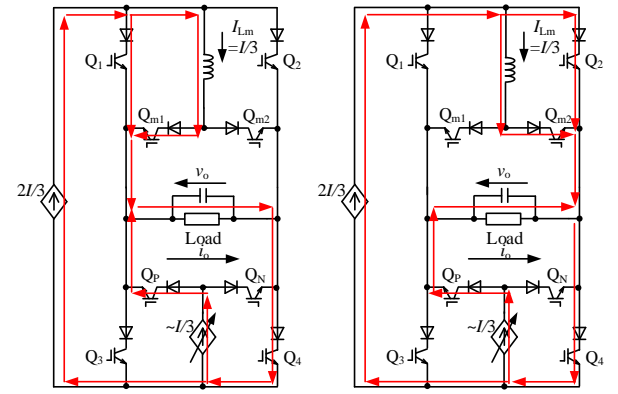
Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q _{m1}	Q _{m2}	Q _p	Q _n	i_o	Mode
1	0	0	1	1	0	1	0	$+2I/3 \sim +I$	H
1	0	0	1	0	1	1	0	$+I/3 \sim +2I/3$	C
0	1	0	1	1	0	1	0	$+I/3 \sim +2I/3$	D
0	1	0	1	0	1	1	0	0	H
1	0	1	0	1	0	0	1	0	H
0	1	1	0	1	0	0	1	$-I/3 \sim -2I/3$	C
1	0	1	0	0	1	0	1	$-I/3 \sim -2I/3$	D
0	1	1	0	0	1	0	1	$-2I/3 \sim -I$	H

の実機検証も行い、提案する回路構成と動作原理の妥当性を確認したので報告する。

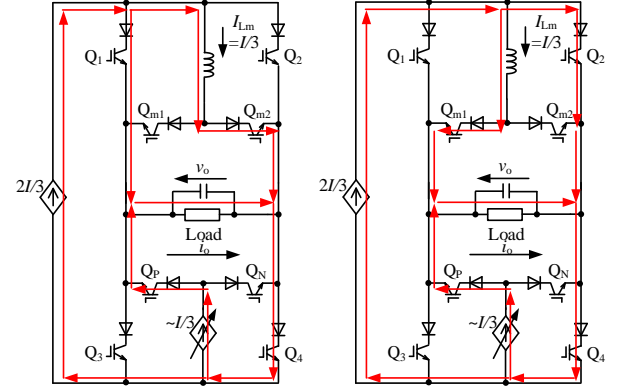
2. 回路構成と動作原理

<2.1> 純正弦波出力インダクタモジュール CSI

図3に提案回路の一例を示す。この回路は主インバータである5レベルインダクタモジュールCSIに低振幅の可変電流源を組み合わせたものである。インダクタモジュールとは図4に示すとおり、トランジスタ、ダイオード、インダクタのみで構成されたモジュール構造の回路を指す。提案回路のスイッチング状態を表1に示す。表1において、Modeはインダクタの動作モードであり、H、C、Dはそれぞれ保持、充電、放電を意味する。主インバータは5レベルの階段状の電流を出力するため、負荷に供給される出力電流は、 $i_o = +2I/3, +I/3, 0, -I/3, -2I/3$ の5種類である。このときスイッチング状態の冗長性を利用して、インダクタモジュールの充電と放電モードを



(a) 電流保持 ($i_o = +2I/3 \sim +I$) (b) 電流保持 ($i_o = 0 \sim +I/3$)
(a) Current holding ($i_o = +2I/3 \sim +I$). (b) Current holding ($i_o = 0 \sim +I/3$).



(c) 充電 ($i_o = +I/3 \sim +2I/3$) (d) 放電 ($i_o = +I/3 \sim +2I/3$)
(c) Charging ($i_o = +I/3 \sim +2I/3$). (d) Discharging ($i_o = +I/3 \sim +2I/3$).

図5 インダクタモジュールハイブリッドCSIの動作モード

Fig. 5. Operation modes of inductor module based hybrid CSI.

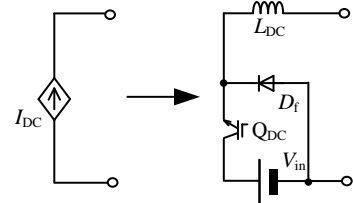


図6 チョップで構成された直流電流源
Fig. 6. Chopper based DC current-source.

交互に切り換えることでインダクタ電流を一定に保ちつつ5レベル電流を出力する。このとき可変電流源は、主インバータが出力する階段状の電流を正弦波に形成するために、小振幅のリニア電流を出力する。したがって可変電流源をリニアアンプで構成した場合、アンプ部での損失は全出力振幅にわたるリニア増幅と比べ低くなる。負荷に供給される電流は、主インバータが出力する階段状の電流に、可変電流源のリニア電流が重畳された純正弦電流となる。負荷に並列接続されたフィルタキャパシタ通過前ですでに正弦波であるため、フィルタキャパシタの容量は小容量で済み、より高耐圧の部品を選定できる。提案回路の動作モードを図5に示す。(a)の電流保持モードではインダクタは短絡されるのでインダクタ電流は保持され、主インバータは $i_{\text{stair-P}} = +2I/3$ 、可変電流源は $i_{\text{lin}} = 0 \sim I/3$ を出力し、負荷には $i_{\text{stair-P}}$ に i_{lin} が重畳された最

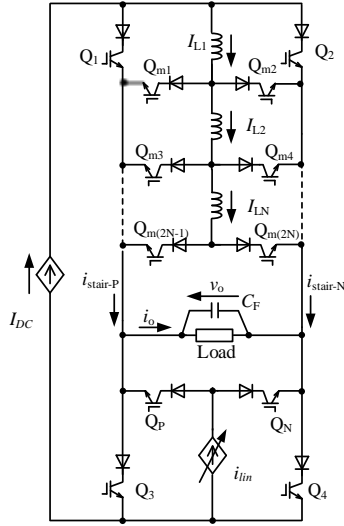


図7 一般化した提案回路

Fig. 7. Generalized multilevel inductor module based hybrid CSI.

大レベル $i_o = +2I/3 \sim +I$ を供給する。(b)の電流保持モードにおいても同様に、インダクタは短絡されるのでインダクタ電流は保持される。このモードでは可変電流源のみが負荷に電流を供給し、最小レベル $i_o = 0 \sim +I/3$ を出力する。(c)の充電モードでは負荷とインダクタが並列接続されており、インダクタは直接電流源からエネルギーを供給されるため、インダクタ電流は増加する。この場合、主インバータは $i_{\text{stair-P}} = +I/3$ 、可変電流源は $i_{\text{lin}} = 0 \sim +I/3$ を出力し、負荷には中間レベル $i_o = +I/3 \sim +2I/3$ を供給する。(d)の放電モードでは電流源が短絡されるので、インダクタはエネルギーを放出し、インダクタ電流は減少する。同様に負荷には中間レベル $i_o = +I/3 \sim +2I/3$ を供給する。主インバータであるインダクタモジュール CSI は、電源電流の $1/2$ に相当する中間レベルを出力する際、これら4つの動作モードのうち(c)の充電モードと(d)の放電モードを交互に切り換えることによって、インダクタモジュール電流を $I/3$ に制御することができる。

<2.2> 直流電流源

電流形インバータは直流電流源を必要とする。直流電流源を構成するには、直流電圧源と直列にインダクタンスの大きな平滑リアクトルを接続する方法があるが、装置の大型化や重量増加の原因となるため、提案回路では図6に示すように降圧チョップの電流制御を行うことにより制御電流源を構成する。入力直流電流指令値とフィードバック電流との偏差をPIレギュレータで増幅し、三角波キャリアと比較することによりスイッチング素子のゲート信号を生成する。

<2.3> 提案回路の一般化

一般化した提案回路を図7に示す。インダクタモジュールの数を N 、出力電流のレベル数を M とおくと、次の関係が成り立つ。

$$M = 2N + 3 \quad (1)$$

表2 5レベルトポロジーの部品点数の比較
Table 2. Comparison of component counts in 5-level topologies.

Circuit configuration	DC-source module	Fishbone	Proposed inductor module
transistor	8	10	9
Diode	11	16	9
Inductor	2	4	2
Gate drive Power supply	5	5	4
Liner current source	1	2	1

表3 一般化した部品点数の比較
Table 3. Comparison of component counts in generalized cases.

Circuit configuration	DC-source module	Fishbone	Proposed inductor module
transistor	$M+3$	$2M$	$M+4$
Diode	$(3M+7)/2$	$3M+1$	$M+4$
Inductor	$(M-1)/2$	$M-1$	$(M-1)/2$
Gate drive Power supply	$(M+5)/2$	M	4
Liner current source	1	2	1

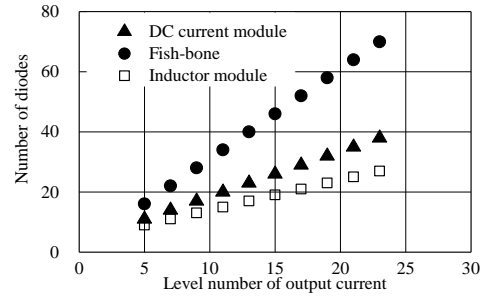


図8 レベル数ダイオード数
Fig. 8. Numbers of output levels and diodes.

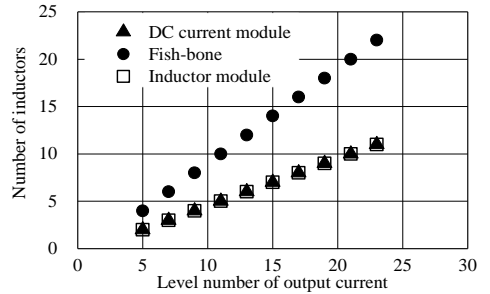


図9 レベル数インダクタ数
Fig. 9. Numbers of output levels and inductors.

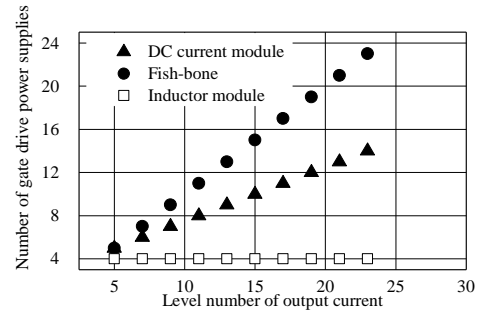


図10 レベル数ゲートドライブ電源数
Fig. 10. Numbers of output levels and gate drive power supplies.

また、 k 番目のインダクタモジュールの電流を I_{Lk} とおくと、次の漸化式で一般化することができる。

$$I_{L(k+1)} = I_{L(k)} - \frac{I}{N+2} \quad k=1, 2, \dots, N \quad I_{L1} = \frac{N}{N+2} I \quad (2)$$

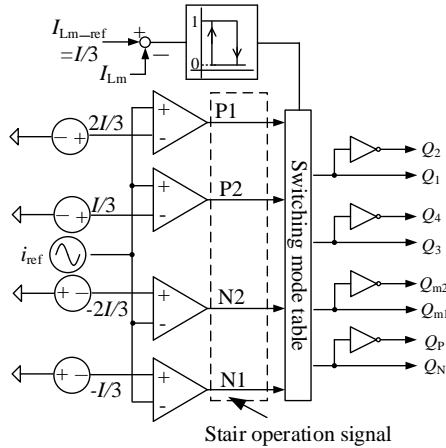


図 11 主インバータの制御ブロック図
Fig. 11. Control block diagram of proposed main inverter.

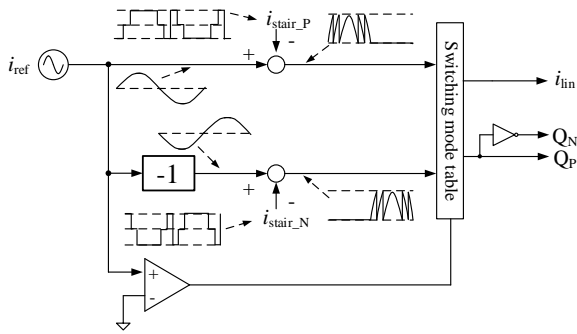


図 12 可変電流源の制御ブロック図
Fig. 12. Control block diagram of proposed variable current source.

従来回路と提案回路の部品点数を数え上げた結果を表 2、表 3 に示す。ただし、出力階段状電流のレベル数 M を用いて表し、直流電流源を降圧チョップで構成した場合を示している。提案回路は最も少ない部品点数で階段状の電流波形を出力できることがわかる。提案回路は主インバータの出力レベル数を増やすほど、可変電流源のリニア電流の振幅を小さくできるため、より高効率化が期待できる。また、出力レベル数を増やしても、ゲートドライブ電源の個数が 4 個で一定であることは提案回路の特長であり、多レベル化するほど有利になる。出力レベル数と部品点数の関係を図 8 ~ 10 に示す。いずれの場合も出力レベル数の増加にともない部品点数は増えるが、提案回路は最も少ない増加量であることがわかる。

3. シミュレーションと実機による動作検証

<3.1> 5 レベル方式のシミュレーション結果

図 11 に主インバータが 5 レベルの階段波を出力する場合の制御ブロック図を示す。オフセットの異なる 4 つの直流基準値と正弦波指令値を比較してスイッチング信号を生成する。インダクタモジュールの電流制御はヒステリシス付きリレー制御とする。指令値 I_{Lm-ref} とフィードバック値 I_{Lm} の偏差を量子化し、量子化した極性信号が 1 ならば充電モード、0 ならば放電モードの冗長なスイッチング状態を選択する。このとき、インダクタモジュール電流が一定に保

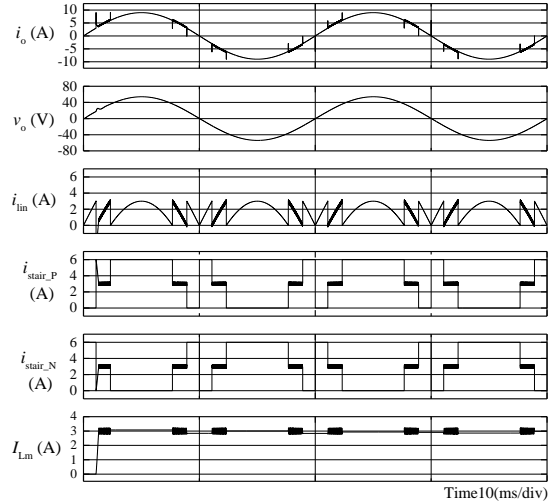


図 13 5 レベル提案回路のシミュレーション波形
Fig. 13. Simulation waveforms of proposed 5-level circuit.

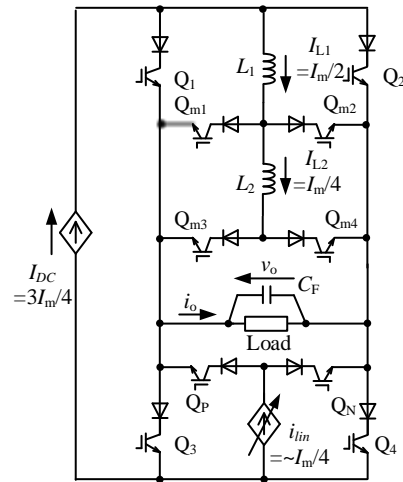


図 14 提案する 7 レベルインダクタモジュール CSI
Fig. 14. Proposed 7-level hybrid CSI with inductor modules.

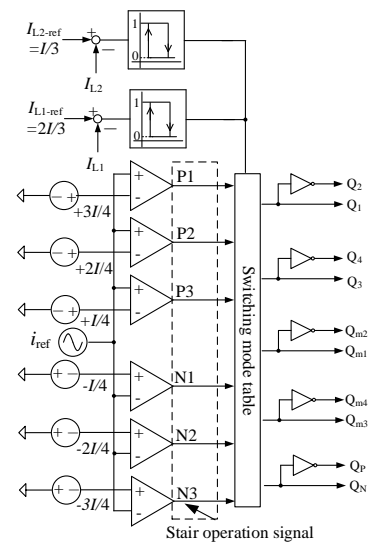


図 15 7 レベル提案回路の制御ブロック図
Fig. 15. Control block diagram of proposed 7-level circuit.

たれることによって、負荷に $i_{stair_P} = +I/3$ を供給することができる。図 12 は可変電流源の制御ブロック図である。出力

表4 7レベル提案回路のスイッチング状態

Table 4. Switching states of 7-level inductor module based hybrid CSI.

Q ₁	Q ₂	Q ₃	Q ₄	Q _{m1}	Q _{m2}	Q _{m3}	Q _{m4}	output current	L ₁	L ₂
1	0	0	1	1	0	1	0	+3/4~+1	H	H
0	1	0	1	1	0	1	0	+1/2~+3/4	D	H
1	0	0	1	0	1	1	0	+1/2~+3/4	C	D
1	0	0	1	1	0	0	1	+1/2~+3/4	H	C
0	1	0	1	0	1	1	0	+1/4~+1/2	H	D
0	1	0	1	1	0	0	1	+1/4~+1/2	D	C
1	0	0	1	0	1	0	1	+1/4~+1/2	C	H
0	1	0	1	0	1	0	1	0~+1/4	H	H
1	0	1	0	1	0	1	0	0~-1/4	H	H
0	1	1	0	1	0	1	0	-1/4~-2/4	C	H
1	0	1	0	0	1	1	0	-1/4~-1/2	D	C
1	0	1	0	1	0	0	1	-1/4~-1/2	H	D
0	1	1	0	0	1	1	0	-1/2~-3/4	H	C
0	1	1	0	1	0	0	1	-1/2~-3/4	C	D
1	0	1	0	0	1	0	1	-1/2~-3/4	D	H
0	1	1	0	0	1	0	1	-3/4~-1	H	H

電流指令値 i_{ref} と、主インバータが生成した階段波 i_{stair_P} , i_{stair_N} との差を可変電流源が出力する。Q_P, Q_N は出力周波数で動作し、出力電流の正の半サイクルで Q_P がオン、負の半サイクルで Q_N をオンさせる。

シミュレーションの条件として直流電流源は理想とし 6 A, 出力電流指令値は 50 Hz, 9 A_{peak} とする。インダクタモジュールは 1.8 mH とした。インダクタモジュール電流の制御はヒステリシス幅 0.4 A に設定したリレー制御とし、充電・放電を交互に切り換え 3 A 一定に保つ。負荷は 6 Ω と 0.6 mH の RL 直列負荷とし、インバータ側から見て容量性となるように、20 μF のフィルタキャパシタを並列接続している。可変電流源は理想とし、主インバータが出力する階段波を補完するようにリニア電流を重畳させる。図 13 にシミュレーション結果を示す。出力電流 i_o は主インバータの階段状の出力電流 i_{stair_P} , i_{stair_N} に可変電流源の出力 i_{lin} が重畳された純正弦波となっている。負荷電流 i_o はフィルタキャパシタにより歪みのない正弦波となっている。インダクタモジュール電流 I_{Lm} は充電・放電を適切に切り換えることにより 3 A に保つことができている。実際の回路では可変電流源をリニアアンプで構成することができる。提案回路は、主インバータのレベル数を増やすごとにリニア電流の振幅を小さくことができリニアアンプの損失をおさえることができるため、低歪かつ高効率の電力変換器として効果が期待できる。

<3.2> 7レベル方式のシミュレーション結果

提案回路を図 14 に示す。主インバータが 7レベル出力の場合、Hブリッジインバータに 2つのインダクタモジュールを接続することによって実現する。スイッチング状態を表 4 に示す。5レベル出力時と異なり、2つのインダクタを

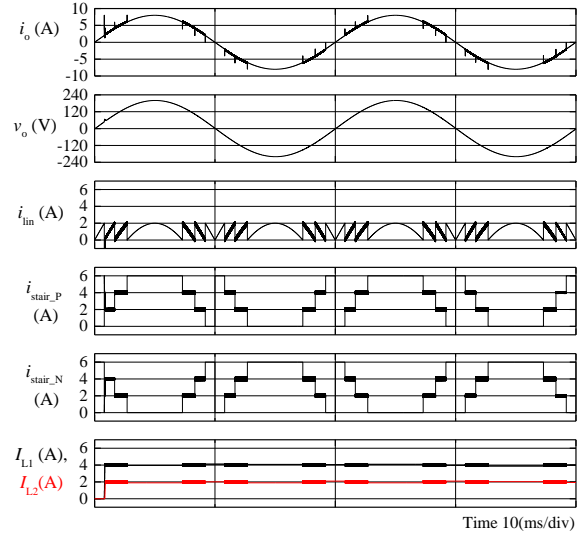


図 16 7レベル提案回路のシミュレーション波形

Fig. 16. Simulation waveforms of 7-level proposed circuit.

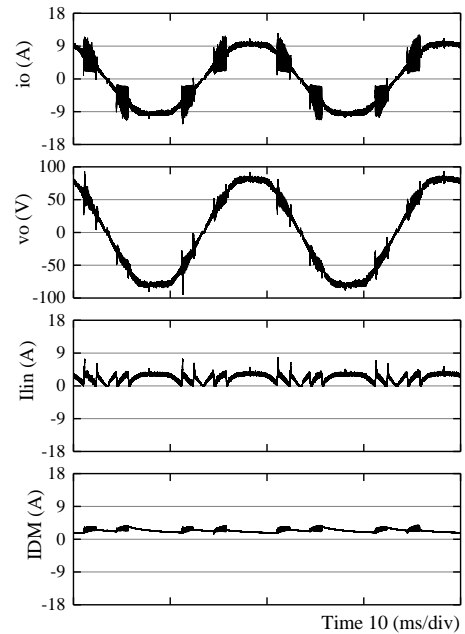


図 17 実験結果

Fig. 17. Experimental results.

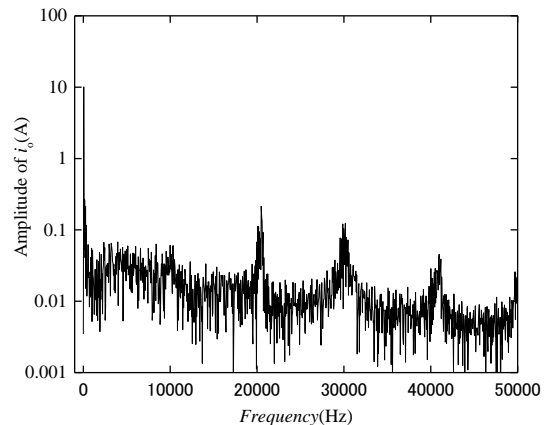


図 18 出力電流周波数スペクトル

Fig. 18. Frequency spectrum of output current.

流れる電流を同時に一定制御する必要がある。主インバータが階段状電流 $i_{\text{stair}} = \pm I/2, \pm I/4$ を出力する際、2つのインダクタにはそれぞれ保持、放電、充電モードが存在し、この3つのモードを適宜切り換えることによって一定電流に保つ。図15は7レベル出力の制御ブロック図を示したものである。オフセットの異なる6つの直流基準値と出力電流指令値を比較して各スイッチング信号を生成する。7レベル出力の場合、一方のインダクタを充放電制御すると、もう一方のインダクタは充電もしくは放電を続ける。したがって、片方のインダクタを優先的に制御し、もう一方の極性信号が変化した瞬間、他方のインダクタの充放電制御に切り換えるといった手法を適用する。インダクタ電流は先に述べた漸化式に基づき I_{L1} を $I/2, I_{L2}$ を $I/4$ に一定制御する。

シミュレーションでは、インダクタモジュールのインダクタを L_1, L_2 とともに $700 \mu\text{H}$ とした。また、インダクタモジュールの制御はヒステリシス制御とし、ヒステリシス幅を I_{L1}, I_{L2} とともに 0.2 A とした。負荷は純抵抗 $R = 25 \Omega$ とし、 $1.5 \mu\text{F}$ のフィルタキャパシタを接続している。図16にシミュレーション結果を示す。階段電流 $i_{\text{stair}_P}, i_{\text{stair}_N}$ として7レベルの電流波形が適切に出力されていることがわかる。また、負荷電圧 v_o はフィルタキャパシタが高次高調波を吸収するため正弦波状となる。また、インダクタモジュール電流 I_{L1}, I_{L2} はそれぞれ $4 \text{ A}, 2 \text{ A}$ を保つように制御できている。

<3.3> 実機検証

提案回路の動作を検証するために、5レベルトポロジーの実機を試作した。最初の試作器であるため、可変電流源は降圧チョップで構成し、インダクタモジュールの制御はスイッチング周波数 30 kHz のオープンループ制御とした。スイッチング素子は ROHM 製 SCT3030AL ($650 \text{ V}, 70 \text{ A}$)、ダイオードは ROHM 製 SCS212AG ($650 \text{ V}, 12 \text{ A}$) を用いた。各スイッチング素子にはオーバーラップタイムを 400 ns つけて動作させている。336 W 出力時の実験波形を図17に示す。上から出力電流、負荷電圧、可変電流源出力電流、インダクタモジュール電流である。提案回路はオーバーラップタイムに伴う波形の崩れが見られるものの、正弦波状の電流波形を適切に出力していることがわかる。負荷電圧はフィルタキャパシタが高調波成分を吸収することによってさらに歪の少ない正弦波となっている。可変電流源の出力電流は階段電流を正弦波に形成するための電流を出力できている。インダクタモジュール電流は、インダクタの巻線抵抗による損失の影響を受け保持モード期間中の意図しない放電モードが見られるものの、中間レベルである 3 A を保つことができている。図18に出力電流の周波数スペクトルを示す。23 kHz、30 kHz 時に可変電流源チョップ、インダクタモジュールのスイッチングによる約 0.3 A の振幅スペクトルが見られる。一方、出力周波数 50 Hz の振幅スペクトル約 9 A に対して 3%程度であるため提案回路は単一周波数に近い電流を出力できることを確認した。提案回路にリニア増幅器を適用することによって、更に純粋な正弦波電流を出力可能である。

4. まとめ

本稿では、スイッチングとリニア増幅を組み合わせたハイブリッド CSI の新規トポロジーを提案し、5レベルトポロジーの場合と、一般化した場合について従来回路と部品点数を比較した。提案回路は構成部品点数の出力レベル数依存性が最も低く、少ない部品点数で構成できる。また、必要なゲートドライブ電源は出力レベル数によらず4個で一定であることを示した。提案回路の5、7レベル方式の場合について、シミュレーションを通じ動作検証を行った。更に、提案回路の妥当性を確かめるために、5レベル方式の実機を試作して動作を検証した。直流電流源、可変電流源であるチョップの電流制御を行い、インダクタモジュールの電流を中間レベルに保ちつつ、負荷に正弦波状の電流を出力できることを確認した。

文 献

- (1) Y. Minamoto and T. Ohnishi: "New PWM Method of Current Fed Type Multi-level Inverter" IEEJ Trans., Vol.118-D, No.7/8, pp.855-860 (1998) (in Japanese)
皆本佳計・大西徳生:「三相電流形マルチレベルインバータのPWM制御法」, 電学論 D, Vol.118, No.7/8, pp.855-860 (1998)
- (2) F. L. M. Antunes, A. C. Braga and I. Barbi: "Application of a Generalized Current Multilevel cell to Current-Source Inverters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 46, No. 1, pp. 31-38 (1999)
- (3) K. Iwaya and T. Noguchi: "Novel Current-Source Multi-Level Inverter Driven by Single Gate Drive Power Supply" IEEJ Trans., Vol. 126-D, No.1, pp.10-16 (2006) (in Japanese)
岩谷一生・野口季彦:「単一ゲートドライブ電源で駆動可能な電流形多レベルインバータ」, 電学論 D, Vol. 126, No.1, pp. 10-16 (2006)
- (4) McGrath B.P., Holmes D.G: "Natural Current Balancing of Multicell Current Source Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 23, No. 3, pp. 1239-1246 (2008).
- (5) Suroso and T. Noguchi: "New Generalized Multilevel Current-Source PWM Inverter with No-Isolated Switching Devices", proceeding of 2009 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), pp. 314-319 (2009)
- (6) T. Noguchi, Suroso: "Review of Novel Multilevel Current-Source Inverters with H-Bridge and Common-Emitter Based Topologies", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Vol. 5, pp. 4006-4011 (2010).
- (7) Suroso, T.Noguchi:"New H-Bridge Multilevel Current-Source PWM Inverter with Reduced Switching Device Count", proceeding of 2010 IEEE International Power Electronics Conference(IPEC-Sapporo), pp.1228-1235(2010)
- (8) S. Yamaguchi, T. Noguchi: "Hybrid Current-Source Inverter with High-Efficiency Characteristic and Low-Distortion Output." IEEJ Proc Annual Conference, C4-2(2013)(in Japanese)
山口創太・野口季彦:「高効率かつ低歪出力可能なハイブリッド電流形インバータ」, 平成 25 年電気関係学会東海支部連合大会, C4-2(2013)
- (9) A. Ikegami and T. Noguchi:"Proposal of Inductor Module Current-Source Inverter", IEEJ Proc Annual Conference, Vol. 1, pp.61-62(2013)(in Japanese)
池上憲・野口季彦:「インダクタモジュール電流形インバータの提案」, 平成 25 年電気学会全国大会, Vol. 1, pp.61-62 (2013)
- (10) Y. Iwata, T. Noguchi, Tran Thi Lam Quyen: "Novel Topology of Multilevel Current-Source Inverter Using Inductor Modules", IEEJ Proc Annual Conference, Vol. 1, pp.293-296(2016)(in Japanese)
岩田陽祐・野口季彦・Tran Thi Lam Quyen:「インダクタモジュールマルチレベル電流形インバータ新規トポロジーの提案」平成 28 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, pp.293-296(2016)