

## 3 レベルと 5 レベル PWM 整流器を用いた EMC フィルタ設計の比較検討

野下 裕市\* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Comparative analysis of EMC filter design using three-level and five-level PWM rectifier

Yuichi Noge\*, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper evaluates EMC filter design and volume by employing a reduced switch count five-level PWM rectifier and a three-level Vienna rectifier. The rectifier proposed by authors is combined a diode clamp type topology with flying capacitor type topology. The proposed rectifier only uses four switches per leg in spite of five-level converter. This paper describes the feature of the proposed topology and Vienna rectifier. Then, the conduction noise characteristics are evaluated by simulation and experiment. Finally, the EMC filter is designed and evaluated in volume.

キーワード: EMC フィルタ, PWM 整流器, マルチレベル変換器  
(EMC filter, PWM rectifier, Multi-level converter)

### 1. はじめに

近年, パワーデバイスの性能向上による損失の低減や, 電力変換器の設計技術の向上により, インバータ装置の小型軽量化が進んでいる。また入力電流高調波の規制に伴い, 力率改善型 (PFC) 整流器の用途が拡大している。PFC 整流器の中でも, PWM 整流器は入力電流の制御性能が高く, 電流高調波抑制に効果的であることから実用化が進んでいる<sup>(1-3)</sup>。一方で, PWM 整流器はインバータと同様にスイッチング動作を行うため, 各部の電位変動に伴ってノイズを発生する。よって製品では CISPR11 などの各種規格に適合させるための, EMC フィルタが必要となる。EMC フィルタの体積は, ノイズの減衰量によって決まるため, ノイズの少ない変換器を用いれば, EMC フィルタの小型化が可能である。

三相交流の電力系統に接続される機器から生じるノイズのうち, 電源に漏洩するノイズ電流は疑似電源回路網(LISN)で測定し, 雑音端子電圧で評価する。ノイズフィルタには, 三相回路を流れる電流の種類に応じて, ノーマルモードとコモンモードの 2 種類がある。ノーマルモードは相間をループするノイズ, コモンモードは三相回路の零相に流れるノイズ成分を示す。ノーマルモード電流は, 変換器の線間出力電圧の変動によって発生し, 連系用のリアクトルとフィルタコンデンサにより抑制する。コモンモード電流は,

スイッチングに伴う変換器各部の電位変動が, 対地の寄生容量を通して電源側の接地点に流れることで, 零相成分となる<sup>(4)</sup>。

スイッチングに伴う電位変動幅を低減する回路として, マルチレベル構成が考えられる。n レベル構成で PWM 出力電圧の変動幅を  $1/(n-1)$  に低減できるため, ノーマルモードフィルタリアクトルの小型化や, 入力電流高調波の低減が実現できる。実際に 3 レベルの Vienna 整流器を用いて, ノイズフィルタを含めた最適化検討が行われている<sup>(5)</sup>。しかし, さらにレベル数を増加させた 5 レベル回路との比較検討は, 筆者らの知る限りない。

そこで本論文では, 著者らが提案しているスイッチ素子数を半減した 5 レベル PWM 整流器と, 3 レベル Vienna 整流器を用いて, ノイズフィルタ設計の比較検討を行う。提案する 5 レベル PWM 整流器はフライングキャパシタ方式とダイオードクランプ方式を組み合わせた回路構成を持ち, 外側クランプダイオードに出力電圧  $V_{dc}$  の 1/2 を持たせることで電流の通過素子数を削減し, 同時にスイッチ素子の印加電圧を  $1/4V_{dc}$  に保つことができる<sup>(6)</sup>。

本論ではまず, 提案回路および Vienna 整流器の特徴と動作を紹介する。次に LISN モデルを用いた回路シミュレーションによりノイズを測定し, ノイズフィルタを設計する。提案回路および Vienna 整流器に設計したフィルタを適用し, フィルタ体積を小型化できることを示す。

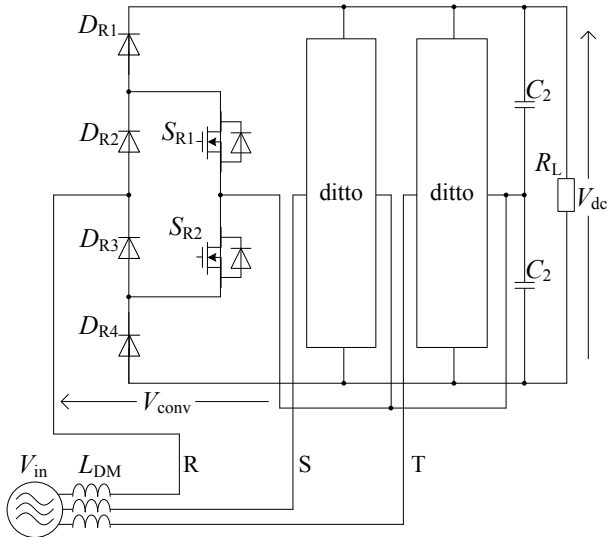


図 1 3 レベル Vienna 整流器

Fig. 1. Three-level Vienna rectifier

表 1 Vienna 整流器のスイッチングパターン

Table 1. Switching patterns of Vienna rectifier

No.	$V_{in}$ polarity	Output voltage	On state switch
1	+	$+1/2V_{dc}$	-
2		0	$S_1$
3	-	0	$S_2$
4		$-1/2V_{dc}$	-

## 2. 回路構成と制御法

### (2.1) 3 レベル回路

図 1 に 3 レベルの出力電圧が得られる PWM 整流器として一般的な、Vienna 整流器を示す。Vienna 整流器には複数の回路構成が存在するが、今回は 1 相あたり 4 個のダイオードと 2 個の中性点スイッチを用いる構成を使用する。この回路は少ないスイッチ数で 3 レベルの出力電圧が得られ、また表 1 に示すスイッチングパターンも単純で制御が容易である<sup>(7)</sup>。

### (2.2) 5 レベル回路

図 2 に提案する 5 レベル PWM 整流器の回路を示す。提案回路はダイオードクランプ形とフライングキャパシタ形と組み合わせた構成になっている。さらにパワーフローを AC-DC 方向に限定することで従来回路と比較してスイッチ数を半分に削減する。 $C_1$  はフライングキャパシタで、 $1/4V_{dc}$  の電圧を保つようにスイッチングパターンを切り替えて充放電制御する。 $C_3$  の電位はダイオード  $D_{R1}, D_{S1}, D_{T1}$  を経て出力平滑コンデンサ  $C_2$  の中性点電位にクランプされ、バランス制御は不要である。

表 2 に提案回路の出力電圧とスイッチングパターンを示す。提案回路は 2 種類のゼロレベルを含む 5 レベルを出力できる。フライングキャパシタ電圧を  $V_{C1}=V_{dc}/4$  一定とすると、No. 2 と 3, No. 6 と 7 が同一のレベルとなる。つまり、

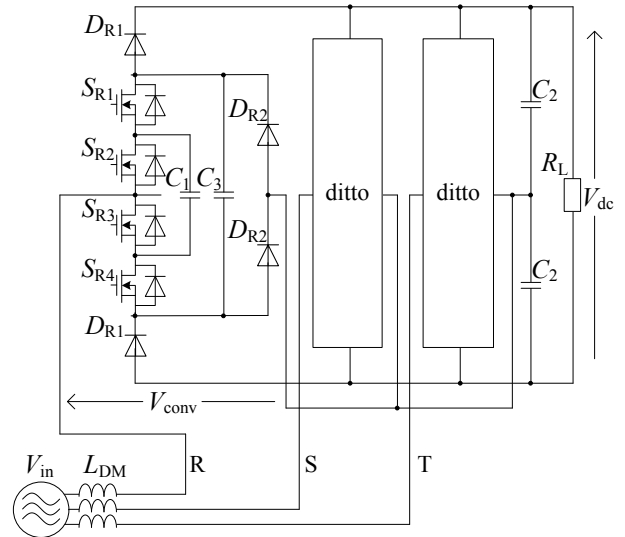


図 2 提案 5 レベル整流器

Fig. 2. Proposed five-level rectifier

表 2 提案回路のスイッチングパターン

Table 2. Switching patterns of proposed rectifier

No.	$v_{in}$ polarity	Flying capacitor	Output voltage	On state switch
1	+	-	$+1/2V_{dc}$	$S_1, S_2$
2		Discharge	$+1/4V_{dc}$	$S_1, S_3$
3		Charge	$+1/4V_{dc}$	$S_2, S_4$
4		-	+0	$S_3, S_4$
5	-	-	-0	$S_1, S_2$
6		Charge	$-1/4V_{dc}$	$S_1, S_3$
7		Discharge	$-1/4V_{dc}$	$S_2, S_4$
8		-	$-1/2V_{dc}$	$S_3, S_4$

表 3 素子数の比較\*

Table 3. Comparing of device number.

	Vienna rectifier	Proposed circuit
Switch	12	12
Diode	36	36
Capacitor	4	13
Voltage Control of FC	-	Possible

\*すべての素子を  $1/4V_{dc}$  耐圧で基準化

同一のレベルを保ちながら  $C_1$  の充電、放電モードを切り替えられるため、スイッチングパターンを使い分けることによる  $C_1$  の充放電制御が可能となる。

表 3 は Vienna 整流器と提案回路の回路素子数の比較を示している。スイッチとダイオードの数量は同一で、提案回路はフライングキャパシタが増加する。しかしながらフライングキャパシタの増加分と、連系リアクトルの小型化を比較すると、受動部品全体として小型化できることを確認している<sup>(8)</sup>。

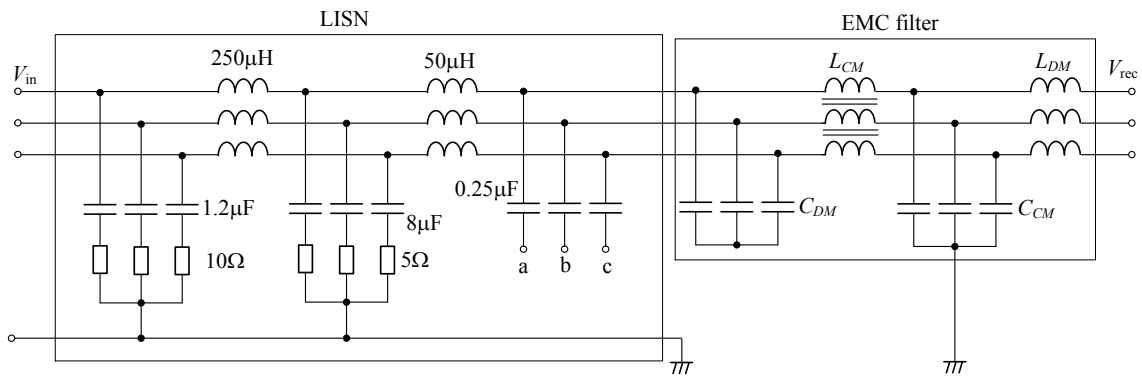


図3 LISN と EMC フィルタの等価回路図  
Fig. 3. Equivalent circuit of LISN and EMC filters

〈2・3〉 制御方式

PWM 整流器の入力電流は、PI 制御器を用いた交流電流制御をおこなう。また PWM 変調方式は、Vienna 整流器では 2 本、提案回路では 4 本のキャリアを使用する、ユニポーラ変調を適用する。

3. EMC フィルタ設計

図3に設計する EMC フィルタの回路構成と、電源側に挿入される LISN の等価回路図を示す。LISN の測定端子は a を使用し、検波方式は平均値とする。EMC フィルタは、コモンモードとノーマルモードそれぞれ1段の LC フィルタにより構成し、ノーマルモードリアクトルは PWM 整流器の連系リアクトルを兼用する。

図4にノイズ測定系の全体図を示す。PWM 整流器の各部に存在する寄生容量は、代表して最も面積が大きい直流リンク部に接地コンデンサを設ける。また直流部に負荷用の抵抗器を設置する。

〈3・1〉 ノーマルモードコンデンサ C<sub>DM</sub>

ノーマルモード用フィルタコンデンサ C<sub>DM</sub> は、コモンモード用のコンデンサと比較して容量が大きく、軽負荷時の進相電流による力率低下を制限する必要がある。1 相あたりの静電容量を C<sub>DM</sub>、出力電力の負荷率 k、許容する電流進み角 φ より、(1)式にて求める。

$$C_{DM} = \frac{\sqrt{3}kI_n\phi}{\omega V_{in}} [F] \dots\dots\dots (1)$$

今回の条件では、10%負荷時に進み角 5° として、表4のパラメータと合わせて代入し、C<sub>DM</sub>=2.6μF とする。

〈3・2〉 ノーマルモードリアクトル L<sub>DM</sub>

ノーマルモードリアクトルは、PWM 整流器の入力電流リップルを抑制するために用いる。電流リップルはレベル数 N の 1(1-N)に比例するため、(2)式で表される。

$$L_{DM} = \frac{1}{1-N} \frac{V_{dc}}{2f_{sw}I_{ripple}} [H] \dots\dots\dots (2)$$

電流リップル率を 10%(1.1A)とすると、3 レベルでは 4.1mH、5 レベルでは 2.0mH となる。

〈3・3〉 コモンモードコンデンサ C<sub>CM</sub>

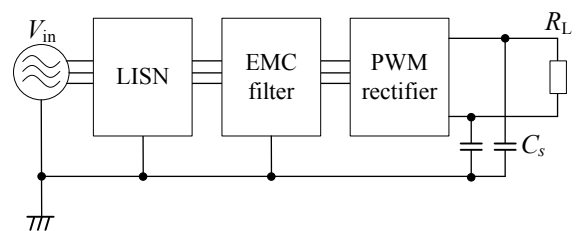


図4 ノイズ測定系全体

Fig. 4. Block diagram of noise measurement system

表4 シミュレーションパラメータ

Table 4. Simulation parameters

Output power	3.7kW
Input AC voltage	200V
Input frequency	50Hz
Switching frequency	20kHz
DC output voltage command	350V
Load resistance	33Ω
Input inductor	1mH
Flying capacitor	660μF
Clamping capacitor	4.7μF
DC link capacitor	3600μF
DC link stray capacitor	1000pF

コモンモードノイズの減衰特性は(3)式で示されるため、C<sub>CM</sub>、L<sub>CM</sub>のいずれかを加減することで、カットオフを調整する。また一般的に L よりも C のエネルギー密度が高いため、C を増加させたほうがフィルタを小型化できる。

$$Att = \frac{1}{\omega^2 C_{CM} L_{CM}} [dB\mu V] \dots\dots\dots (3)$$

しかし C<sub>CM</sub> は接地されるため、漏洩電流 I<sub>leak</sub> の上限で容量が決まり、(4)式で表される。

$$C_{CM} = \frac{\sqrt{3}I_{leak}}{\omega V_{in}} [F] \dots\dots\dots (4)$$

I<sub>leak</sub>=1mA とすると、C<sub>CM</sub>=0.027μF となる。

〈3・4〉 コモンモードリアクトル L<sub>CM</sub>

(4)式により求めた  $C_{CM}$  の値と、コモンモードフィルタのない状態でシミュレーションした結果から得た、CISPR11規格適合のために必要な減衰量  $Att$  [dB $\mu$ V] を踏まえて、(5)式より求める。

$$L_{CM} = \frac{1}{\omega^2 C_{CM} Att} [H] \dots\dots\dots (5)$$

#### 4. シミュレーション結果

図 6 にコモンモードフィルタの有無による雑音端子電圧の違いを示す。この測定には LISN の等価回路と、CISPR 規格で定められているスペクトラムアナライザと同様の、平均値検波処理を行う。シミュレータは Plexim 社の PLECS を使用する。またフィルタリアクトルの高周波特性を模擬していないため、1MHz 以下の低周波領域に限って議論する。Vienna 整流器と提案回路を比較すると、160kHz のピーク付近で、提案回路のほうが 6dB 低い結果が得られた。これはマルチレベル化によりコモンモード電圧変動幅が低減し、直流部の寄生容量を介して大地に流れるコモンモード電流が減少するためである。

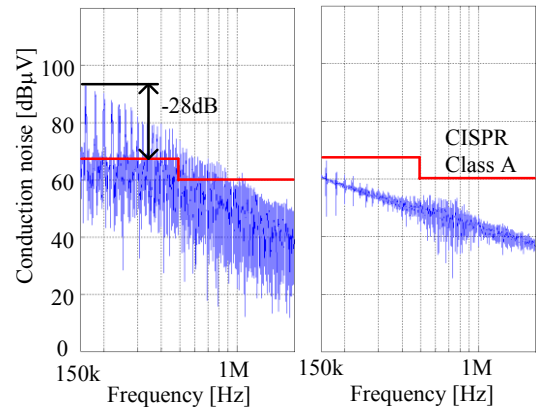
この結果から、CISPR11 のクラス A に適合させるためには、Vienna 整流器が 160kHz のピーク付近において -28dB $\mu$ V、提案回路が -22dB $\mu$ V それぞれ低減する必要がある。この減衰量を得るために必要な  $L_{CM}$  を(5)式より計算すると、Vienna 整流器が 0.92mH、提案回路では 0.15mH となる。

図 6 右に、コモンモードフィルタを適用した結果を示す。いずれも 160kHz の設計点において、規格値近辺に抑制されている。しかし提案回路では、200kHz の点に 81dB のピークが残る。インダクタンスを設計点から前後させると、ピーク周波数が移動するため、回路中の他の受動素子との共振が考えられる。今後パラメータ相互の影響を考慮した、設計法の改善が必要である。

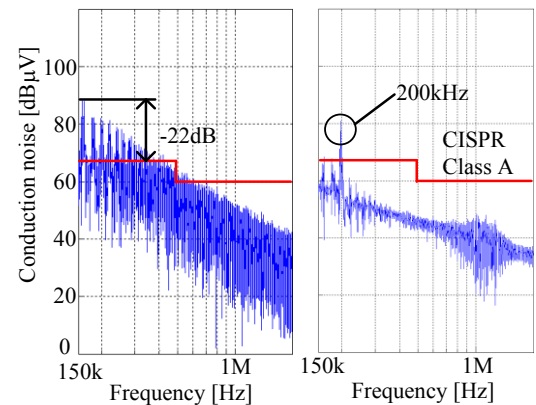
EMC フィルタ全体の体積について、Vienna 整流器と提案回路を比較する。コンデンサ  $C_{CM}$ 、 $C_{DM}$  は同値なので、体積も同じとなる。リアクトル  $L_{CM}$ 、 $L_{DM}$  は、電流定格が同一で、インダクタンスが異なる。Area Product 法に基づくと、リアクトル体積は、蓄積エネルギーの 3/4 乗に比例する<sup>(9)</sup>。よってインダクタンスの 3/4 乗に比例するため、 $L_{CM}$  では 74%、 $L_{DM}$  では 41%、それぞれのリアクトル体積を低減できる。

#### 5. まとめ

本論文では、マルチレベル変換器によるノイズの抑制を目標として、フィルタ設計法を検討した。回路シミュレーションによりノイズを測定し、EMC フィルタを設計した。これを適用した結果、設計周波数において所望の減衰率を得られることを確認した。またフィルタリアクトルを、レベル数増加により小型化できることを示した。今後の課題として、実機検証、設計点以外に生じるピークを回避する設計法の検討、より高周波に対応したシミュレーション環境の構築が挙げられる。



(a) Vienna rectifier



(b) Proposed rectifier

図 6 ノイズ特性 (左: フィルタなし, 右: あり)  
Fig. 6. Simulation results with common-mode filters

#### 文 献

- (1) B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari : "A Review of Three-Phase Improved Power Quality AC-DC Converters", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.51, No.3, pp.641-660 (2004)
- (2) J. Rodriguez, J. Lai, and F. Z. Peng: "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.49, No.4, pp.724-738(2002)
- (3) U. Drofenic, JW. Kolar, Y. Nishida, Y. Okuma, and J. Sun : "Three-Phase PFC Rectifier Systems", PCC-Osaka 2002 Tutorials, pp.2-93(2002)
- (4) M. Hartman, H. Ertl, J. W. Kolar: "EMI filter design for high switching frequency three-phase/level PWM rectifier systems" Applied Power Electronics Conference and Exposition 2010, pp.986-993(2010)
- (5) Marcelo Lobo Heldwein, "EMC Filtering of Three-phase PWM Converters" ETH Zurich, (2007)
- (6) J. Itoh, Y. Noge and T. Adachi: "A novel Five-level PWM Rectifier Using 12 switches", ECCE IEEE, P8-3 1394 (2009)
- (7) J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach, "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (Vienna) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module", APEC IEEE, Vol.2, pp.514-523 (1998).
- (8) J. Itoh, Y. Noge, "Evaluation of power density of a reduced switch count five-level three-phase PWM rectifier for aircraft applications", Proceedings of the 6th Integrated Power Electronics Systems, pp.1-6 (2010)
- (9) Wm T Mclyman: "Transformer and inductor design handbook", Marcel Dekker Inc. (2004)

6. 付録

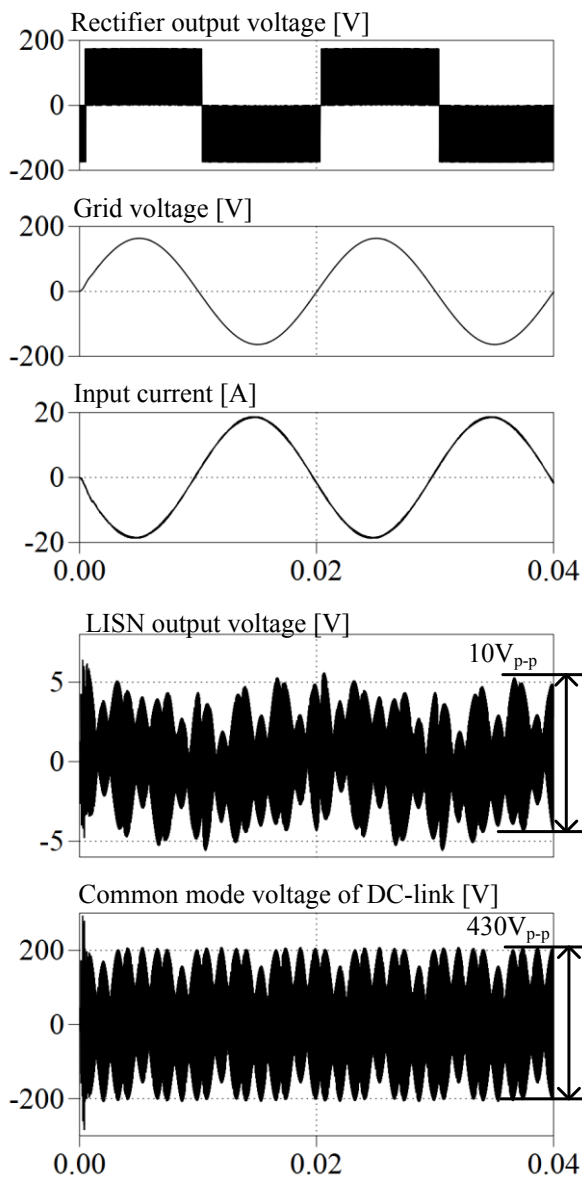


図 7 動作波形 (Vienna 整流器)  
Fig. 7. Simulation waveforms of Vienna rectifier

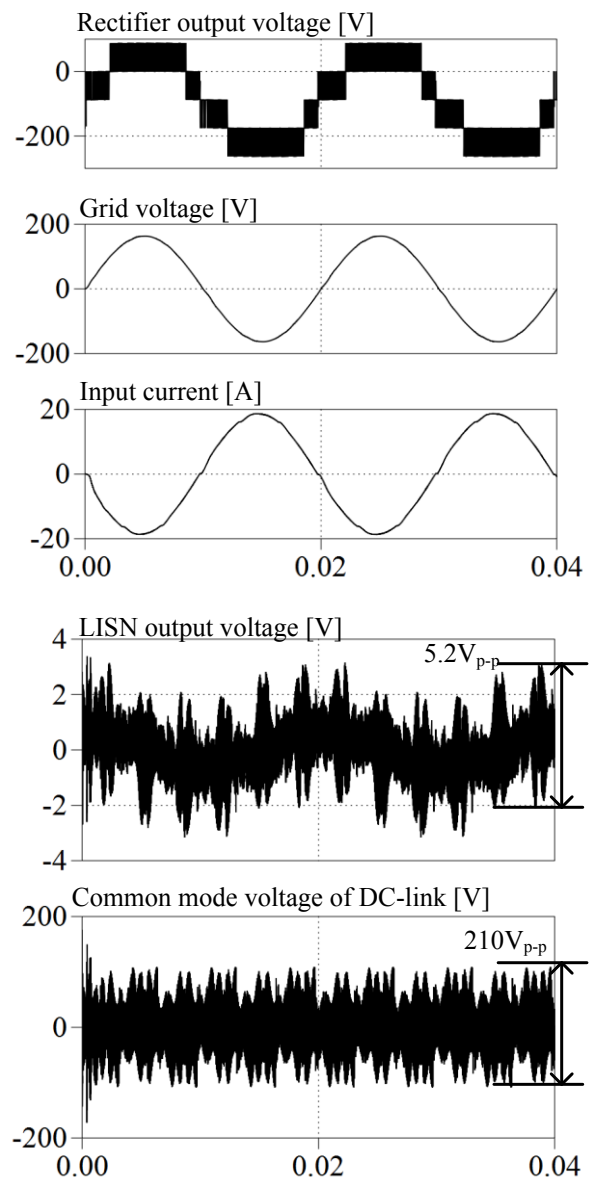


図 8 動作波形 (提案回路)  
Fig. 8. Simulation waveforms of proposed rectifier