

科学研究費助成事業 研究成果報告書

平成 29 年 6 月 20 日現在

機関番号：54502

研究種目：基盤研究(C) (一般)

研究期間：2014～2016

課題番号：26420261

研究課題名(和文)次世代パワー半導体時代に相応しい交流/直流電力変換器のための制御・変調方法の探索

研究課題名(英文) Research for pulse width modulation scheme for the three-phase AC/DC converters suitable for next generation power switching devices

研究代表者

茂木 進一 (Motegi, Shin-ichi)

神戸市立工業高等専門学校・その他部局等・教授

研究者番号：00707896

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 4,000,000円

研究成果の概要(和文)：一般に、交流/直流電力変換器は、新幹線、ハイブリッド自動車、太陽光発電用パワーコンディショナなどの多くのアプリケーションで使用されている。そこで本研究では、交流/直流電力変換器に最適なパルス幅変調(Pulse Width Modulation; PWM)法を明らかにする。具体的には、高調波フィルタを接続しないモータドライブシステムには指令値シフト二相PWM法が、太陽光発電用パワーコンディショナや高調波フィルタを接続するモータドライブシステムにはパルス重畳二相PWM法が適していることを明らかにした。

研究成果の概要(英文)：Generally, the three-phase AC/DC converters are used for a lot of applications, such as the Shinkansen trains, hybrid electric vehicles (HEV), power conditioner systems (PCS), and so on. Therefore, this research clarifies the optimum pulse width modulation (PWM) scheme for the AC/DC converters. In this research, two facts are clarified as follows; the references-shifted two-phase PWM scheme is suitable for the motor-drive systems without the harmonic filter, and a pulse-injected two-phase PWM scheme is suitable for the PCSs and the motor-drive systems with the harmonic filter.

研究分野：半導体電力変換工学

キーワード：交流/直流電力変換器 パルス幅変調 三相PWM法 二相PWM法 高調波 スイッチング損失

1. 研究開始当初の背景

各種半導体電力変換器(インバータやDC-DCコンバータ)は、既に広い分野に渡って応用されているが、再生可能エネルギーによる分散電源システムの普及、輸送用機器・作業用機械などのハイブリッド化や電動化の進展などから、その活用範囲が更に広がる機運にある。このため、その変換効率の向上、装置の小型化(高電力密度化)などが望まれており、次世代パワー半導体(炭化ケイ素 SiC や窒化ガリウム GaN など)を適用した各種半導体電力変換器が国内外を問わず盛んに研究されている。しかし、これらの研究の多くは、既存のパワー半導体デバイス(SiによるIGBTやMOSFETなど)を次世代パワー半導体に置き換えた場合の変換効率向上や高電力密度化に関する検討である。これら次世代パワー半導体を適用した電力変換器の電力変換効率は、変換器のタイプにも依るが99%を超えるレベルにある。従って、今後は残り1%の変換効率の向上、言い換えれば、いかに発熱につながる残り1%の変換損失を低減して変換器の小型化・高電力密度化をはかるかがポイントとなる。従って、今後の研究・開発では、SiCやGaNなどの次世代パワー半導体への置き換えだけではなく、次世代パワー半導体時代に相応しい制御・変調方法を明らかにすることが重要となっている。

2. 研究の目的

三相交流/直流電力変換器を動作させるために基本となるPWM法(パルス幅変調法)については、従来から様々な手法が提案され実用に供されている。そこで本研究は、三相交流/直流電力変換器に最適なPWM法を明らかにすることを目的とする。

3. 研究の方法

(1) 計算機シミュレーションによる解析
次世代パワー半導体時代に相応しい交流/直流電力変換器のための制御・変調方法(特にPWM法)を明らかにするために、図1に示す三相電圧形インバータに各種PWM法を適用しシミュレーションを行う。本報告書では、以下に示す三種類のPWM法についての成果を紹介する。

- ・ダブルエッジキャリアを利用する三相PWM法(以下ではD3-PWM法と略す)(図2(a)参照)
- ・ダブルエッジキャリアを利用する指令値シフトによる二相PWM法(以下ではD2-PWM法と略す)(図2(b)参照)
- ・仮想的にパルス重畳を行う二相PWM法^[1](以下ではP2-PWM法と略す)(図2(c)参照)

なお、上記は三相電圧形インバータを対象としたPWM法であるが、本研究では、同変換器と双対的な電力変換器とされる三相電流形変換器(インバータ、整流器)に関する検討も行う。

(2) 実機による検討

SiのIGBTにより三相電圧形インバータを構成し各種実験を行う。各種PWM法を適用した場合の

- ・交流側電圧・電流波形の品質
- ・スイッチング損失

について比較する。なお、比較するPWM法は、前節の計算機シミュレーションの場合と同一とする。

(3) 提案している二相PWM法のマルチレベル変換器への適用

提案している二相PWM法^[1]は三相電圧形(2レベル)変換器向けに開発したものである。そこで、電圧形マルチレベル(3レベル、5レベル)変換器向けに提案二相PWM法を拡張することで提案二相PWM法の原理の本質に迫る。そして、計算機シミュレーションにより、その妥当性を確認する。

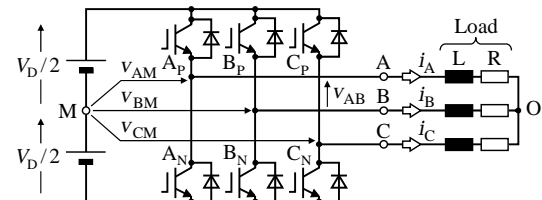
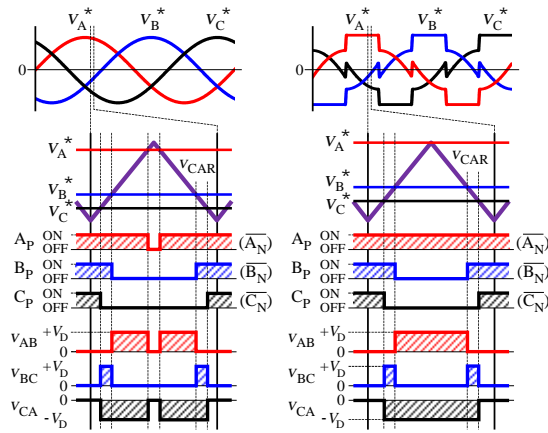
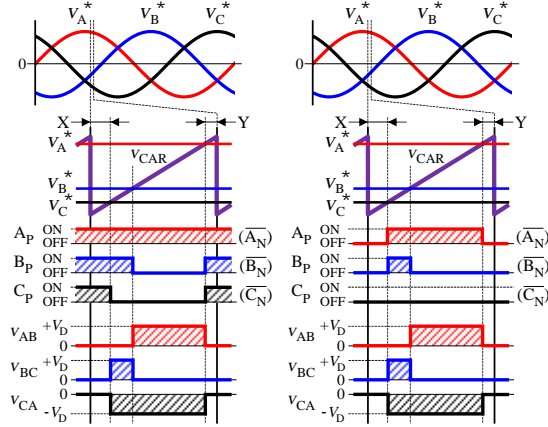


図1 三相電圧形インバータ



(a) D3-PWM法

(b) D2-PWM法



(c) P2-PWM法(左:A相のスイッチングを休止, 右:C相のスイッチングを休止)

図2 検討するPWM法

4. 研究成果

(1) 計算機シミュレーションによる解析（負荷に流れる電流のひずみ率）

図1に示す三相電圧形（2レベル）インバータに各種PWM法を適用した計算機シミュレーション結果を図3に示す。ここで、図3(a)はインバータの交流側にRL負荷($L = 6.4\text{mH}$, $R = 3.5\Omega$)を接続した場合、図3(b)はインバータとRL負荷との間に高調波フィルタ($L_F = 0.3\text{mH}$, $C_F = 30\mu\text{F}$)を接続する場合である。

まず、高調波フィルタを接続しない場合は図3(a)に示すように、負荷電流の全高調波ひずみ率は、P2-PWM法($f_{\text{CAR}} = 6\text{kHz}$, 以下、括弧内はキャリア周波数) $>$ D2-PWM(6kHz) $>$ D3-PWM法(6kHz) $>$ P2-PWM法(12kHz) $>$ D2-PWM法(12kHz)となっている。従って、同一のキャリア周波数であればD3-PWM法が最も高品質な負荷電流が得られる。しかし、二相PWM法がスイッチング損失を半減できることを考慮すると、D2-PWM法(12kHz)が最も高品質な負荷電流が得られる。

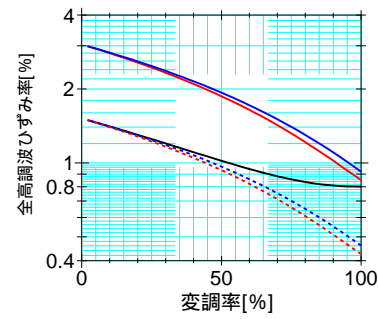
次に、高調波フィルタを接続する場合は図3(b)に示すように、負荷電流の全高調波ひずみ率は、D2-PWM法(6kHz) $>$ D2-PWM法(12kHz) $>$ P2-PWM法(6kHz) $>$ D3-PWM法(6kHz) $>$ P2-PWM法(12kHz)となっている。これは、D2-PWM法(赤線、赤破線)ではキャリア周波数成分が分散していることが原因であり、キャリア周波数成分が分散しないP2-PWM法(12kHz)が最も高品質な負荷電流が得られる。なお、上記成果の詳細については学会発表で報告している。

(2) 計算機シミュレーションによる解析（キャリア周波数成分の分散の原因）

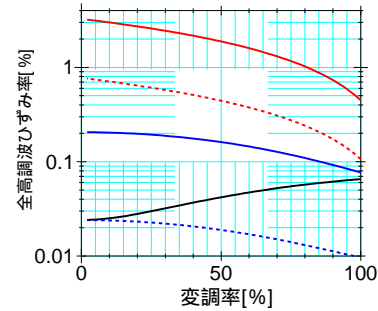
前節でも紹介したように、D2-PWM法にはキャリア周波数成分が分散する難点がある。そこで、前記分散の原因について時間周波数解析の一種であるウェーブレット変換を用いて検討する。図4はキャリア周波数 $f_{\text{CAR}} = 6\text{kHz}$ とした場合の交流側線間電圧 v_{AB} のウェーブレット変換結果である。ここで、図4(a)はD3-PWM法、図4(b)はD2-PWM法、図4(c)はP2-PWM法とした場合である。

まず、図4(a)、(c)に示すように、D3-PWM法とP2-PWM法には4kHz以下の高調波成分がほとんど含まれていないことが確認できる。一方、図4(b)に示すように、D2-PWM法は3.3ms毎に4kHz以下の低次高調波が発生していることが確認できる。この位相は、相電圧指令値がステップ状に変化する位相、即ち、スイッチングの休止相が変化する位相に一致している(図2(b)参照)。従って、相電圧指令値がステップ状に変化しないP2-PWM法(図2(c)参照)では高調波は分散しない。

なお、三相電圧形3レベル変換器や同5レベル変換器でも、さらに、三相電流形変換器でも同様の傾向が確認できる。上記成果の詳細については雑誌論文、学会発表で報告している。

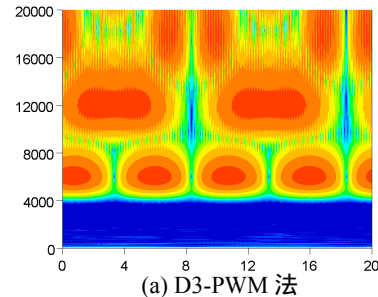


(a) 高調波フィルタを接続しない場合

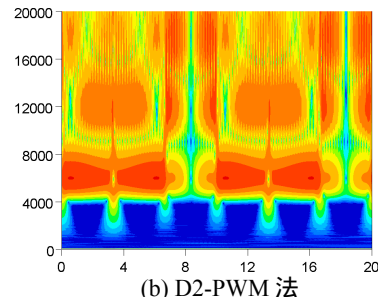


(b) 高調波フィルタを接続した場合

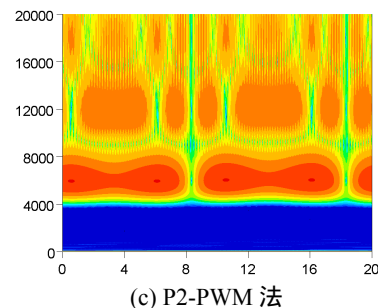
図3 負荷電流の全高調波ひずみ率 (RL直列負荷, $L = 6.4\text{mH}$, $R = 3.5\Omega$, キャリア周波数 $f_{\text{CAR}} = 6\text{kHz}$ (実線), $f_{\text{CAR}} = 12\text{kHz}$ (破線), 黒線: D3-PWM法, 赤線: D2-PWM法, 青線: P2-PWM法)



(a) D3-PWM法



(b) D2-PWM法



(c) P2-PWM法

図4 交流側線間電圧のウェーブレット変換結果(横軸:時刻[ms], 縦軸:周波数[Hz], 色あい:赤(強) 青(弱))

(3) 実機による検討 (交流側電圧・電流の品質)

IGBT (富士電機製 IPM, 6MBP50RA060, 600V, 50A) により三相電圧形インバータを構成し実験を行った結果を図5(D3-PWM法), 図6(D2-PWM法), 図7(P2-PWM法)に示す. それぞれにおいて,

- (a) 交流側線間電圧 v_{AB}
- (b) 交流側線間電圧 v_{AB} のスペクトラム
- (c) 交流側出力電流 i_A

である. なお, 負荷は $L = 5.0\text{mH}$, $R = 7.0\Omega$, 直流電圧 $V_D = 400\text{V}$, 変調度 $\lambda = 0.85$, 交流側出力電力 $P_O = 5.82\text{kW}$ としている.

まず, 図5(b), 図7(b)に示すように, D3-PWM法, P2-PWM法の交流側線間電圧 v_{AB} は, シングルエッジキャリアとダブルエッジキャリアでの違いがあるものの, 交流側線間電圧 v_{AB} の高調波がキャリア周波数付近 (6kHzとその周辺) と, キャリア周波数の整数倍の周波数付近 ($6 \times n\text{kHz}$ とその周辺) の狭い周波数帯に集中していることが確認できる. 一方, 図6(b)に示すように, D2-PWM法では, キャリア周波数 (6kHz) とその整数倍の周波数 ($6 \times n\text{kHz}$) を中心とした広い周波数帯に高調波が分散している. この分散は, 相電圧指令値がステップ状に変化することが原因で発生し, インバータ交流側に二次フィルタを接続する用途においては交流側電圧の制御に悪影響を及ぼす可能性があり好ましくない (図3(b)参照). なお, 交流側線間電圧の歪み率 (40次までの高調波で計算) は, D3-PWM法が0.32%, D2-PWM法が4.19%, P2-PWM法が0.38%である. 更に, 図6(c)に示すように, D2-PWM法では交流側出力電流 i_A に歪みが確認できる. 一方, 図7(c)に示すようにP2-PWM法では, D3-PWM法 (図5(c)参照) と同様にノッチ性の歪みは生じない. なお, 上記成果の詳細については学会発表で報告している.

(4) 実機による検討 (スイッチング損失)

図8は交流側出力電流 i_A の実効値を $16.8\text{A}_{\text{RMS}}$ 程度 (交流側出力電力 $P_O = 5.82\text{kW}$ 程度) とし, キャリア周波数 f_{CAR} を3~18kHzに変化させた場合のインバータの電力損失 P_{LOSS} である. D3-PWM法, P2-PWM法ともにキャリア周波数 f_{CAR} を高くすることで電力損失 P_{LOSS} が大きくなっていることが確認できる. ここで, 電力損失 P_{LOSS} を導通損失とスイッチング損失 P_{SW} のみと仮定すると, 導通損失はキャリア周波数 f_{CAR} に依存しないことから, それぞれの変化分からスイッチング損失 P_{SW} を分離できる. 以上から,

・D3-PWM法: $P_{\text{SW}} = 5.65\text{ [mJ]} \times f_{\text{CAR}}\text{ [Hz]}$

・P2-PWM法: $P_{\text{SW}} = 2.61\text{ [mJ]} \times f_{\text{CAR}}\text{ [Hz]}$

が得られる. 従って, D3-PWM法に換えてP2-PWM法を適用することでスイッチング損失 P_{SW} を約46%に低減できることがわかる. なお, 上記成果の詳細については学会発表で報告している.

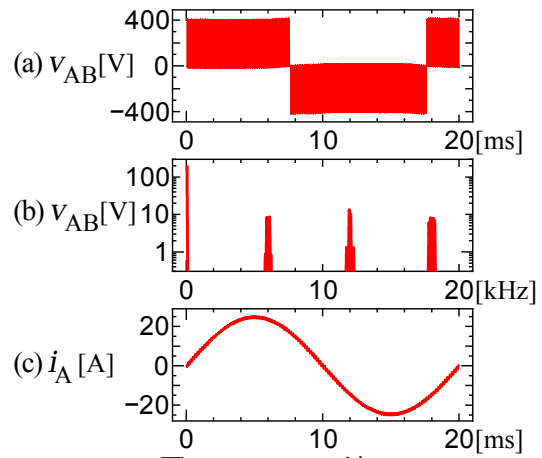


図5 D3-PWM法

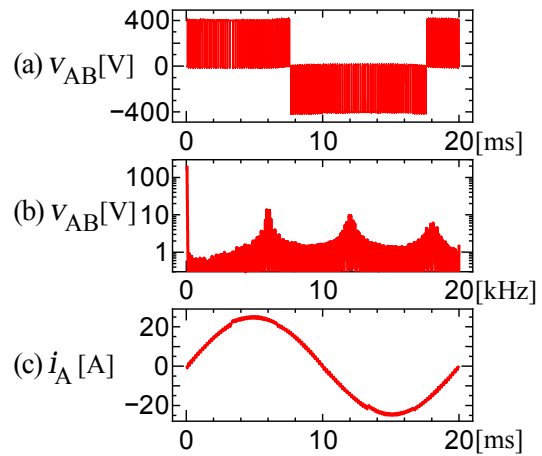


図6 D2-PWM法

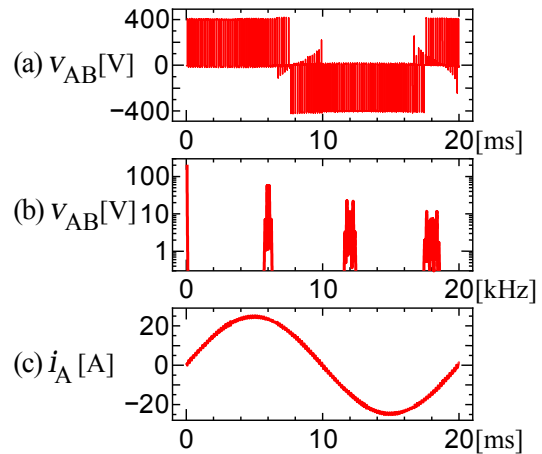


図7 P2-PWM法

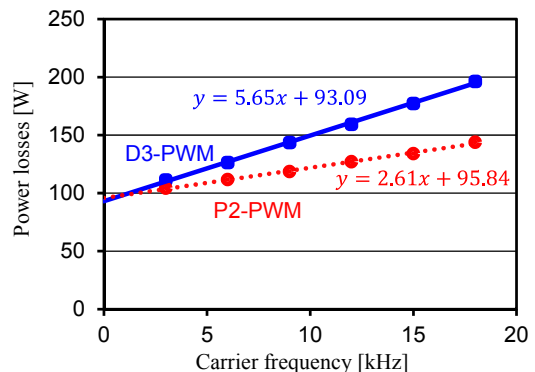


図8 インバータの電力損失 P_{LOSS}

(5) 提案している二相 PWM 法のマルチレベル変換器への適用

従来の二相 PWM 法が三相の指令値に対して同一の値を重畳し全指令値を等しくシフトすることで一相のスイッチングを休止する方法だったのに対して、提案している二相 PWM 法は、全相の仮想的な相電圧に対して等しい面積を有するパルス状の電圧を重畳することで、一相のスイッチングを休止する方法だったことを明らかにした。これにより、マルチレベル変換器への適用を可能とした。一例として、三相 5 レベル電圧形インバータ向けのモデル波形を図 9 に示す。ここで図 9 (a) が A 相のスイッチングを休止する場合、図 9 (b) が B 相のスイッチングを休止する場合である。図 9 に示すように、パルス状の電圧 v_p を各相に重畳することで、三相の何れか一相のスイッチングを休止することができる。

同 PWM 法によるシミュレーション結果を図 10 に示す。同図に示すように、従来の二相 PWM 法 (D2-PWM 法) では、直流中性点から見た相電圧 v_{AM} から $1/3$ の期間でスイッチングが休止されているが、交流側線間電圧 v_{AB} のスペクトラムから、2 レベルと同様の高調波の分散が見られる。一方、パルス重畳二相 PWM 法 (P2-PWM 法) では、D2-PWM 法と同様に $1/3$ の期間でスイッチングが休止されているが、交流側線間電圧 v_{AB} のスペクトラムはキャリア周波数付近と、キャリア周波数の整数倍の周波数付近の狭い周波数帯に集中していることが確認できる。なお、上記成果の詳細については、雑誌論文、学会発表において報告している。

(6) 三相電流形変換器の検討

以上は電圧形変換器についての検討であるが、電圧形変換器と双対の関係にある三相電流形変換器 (インバータ、整流器) についても同様の検討を行っており、その成果は雑誌論文、学会発表で報告している。

<引用文献>

- [1] 茂木, 三相電圧形電力変換器に対するパルスパターン生成構成, 特願 2012-055143, 特開 2013-192301, 2012/03

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計 3 件)

八塚大颯, 井本涼太, 茂木進一, 西田保幸, マルチレベル変換器のための二相 PWM 法の提案とその効果, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 42, pp. 31-38, 2017, 査読あり

<http://www.jipe.org/index.htm>

才木泰樹, 茂木進一, 西田保幸, 系統連系三相電流形インバータにおける交流側電流の時間周波数解析, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol. 42, pp. 114-120, 2017, 査読あり

<http://www.jipe.org/index.htm>

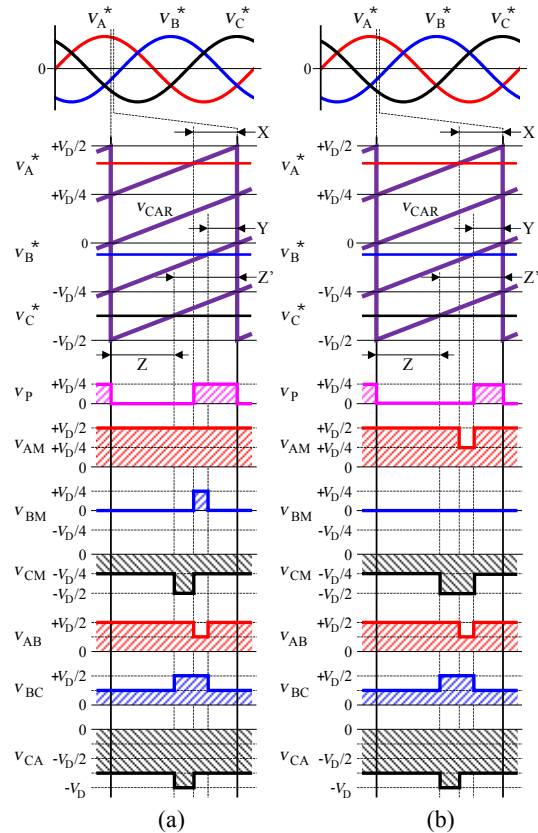


図9 5レベル変換器向けP2-PWM法のモデル波形((a) A相のスイッチングを休止する場合, (b) B相のスイッチング休止する場合)

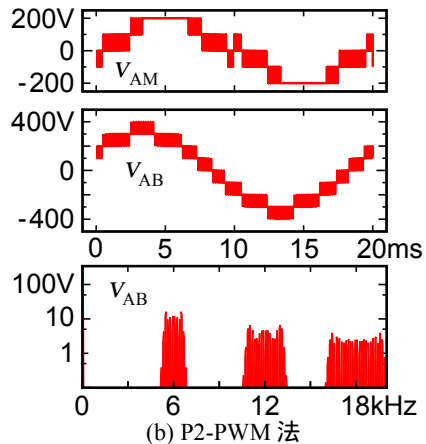
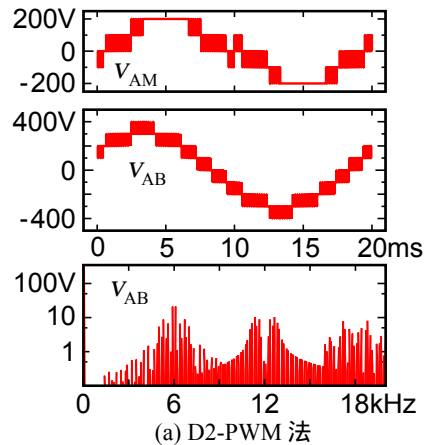


図10 シミュレーション結果(5レベル)

井本涼太, 茂木進一, 道平雅一, 西田保幸, ウェーブレット変換による三相 PWM 変換器の時間周波数解析, パワーエレクトロニクス学会誌, Vol.40, pp.176-181, 2015, 査読あり
<http://doi.org/10.5416/jipe.40.176>

〔学会発表〕(計7件)

荻山明伸, 茂木進一, 土屋貴史, 枅川重男, 新しい二相 PWM 法を適用した三相電圧形 5 レベルインバータにおける出力電圧の時間周波数解析, 電気学会, 2017 年 3 月 16 日, 富山大学五福キャンパス(富山県・富山市)

井本涼太, 茂木進一, 西田保幸, 三相電圧形変換器に各種 PWM 法を適用した場合のスイッチング損失比較, 電気学会, 2016 年 12 月 9 日, 諏訪東京理科大学(長野県・茅野市)

才木泰樹, 茂木進一, 西田保幸, 三相電流形高力率整流器の高調波解析, 電子情報通信学会, 2016 年 9 月 22 日, 北海道大学(北海道・札幌市)

荻山明伸, 八塚大颯, 茂木進一, 西田保幸, 三相 5 レベル PWM 変換器のための新しい二相 PWM 法の提案, 電気学会, 2016 年 8 月 31 日, 群馬大学荒巻キャンパス(群馬県・前橋市)

井本涼太, 茂木進一, 三相電圧形変換器に各種 PWM 法を適用した場合における高調波比較, 電気学会, 2016 年 3 月 1 日, 電気学会(東京都・千代田区)

湯浦久志, 八塚大颯, 茂木進一, 西田保幸, マルチレベル変換器における新しい二相 PWM 法の提案とその効果, 電気学会, 2016 年 1 月 23 日, 立命館大学びわこ・くさつキャンパス(滋賀県・草津市)

才木泰樹, 井本涼太, 茂木進一, 道平雅一, 西田保幸, 三相電流形変換器における高調波電流の比較, 電気学会, 2015 年 9 月 2 日, 大分大学旦野原キャンパス(大分県・大分市)

道平 雅一 (MICHIHIRA, Masakazu)
神戸市立工業高等専門学校・電気工学科・教授
研究者番号: 10311060

南 政孝 (MINAMI, Masataka)
神戸市立工業高等専門学校・電気工学科・准教授
研究者番号: 50707867

6. 研究組織

(1)研究代表者

茂木 進一 (MOTEGI, Shin-ichi)
神戸市立工業高等専門学校・電気工学科・教授
研究者番号: 00707896

(2)研究協力者

枅川 重男 (MASUKAWA, Shigeo)
東京電機大学・電気電子工学科・教授
研究者番号: 70147461

西田 保幸 (NISHIDA, Yasuyuki)
千葉工業大学・電気電子工学科・教授
研究者番号: 70237709