研究論文

パワコンへの次世代デバイス採用による高周波化

阿部 淑人* 菅家 章* 小林 豊**
権瓶 和彦*** 木下 雅志*** 冨金原 良一*** 仲村 純也***
中山 大禎*** 亀田 克哉*** 佐藤 弘樹***

Development of a Power Conditioner Equipped with the Next Generation FET Devices

ABE Yoshito*, KANKE Akira*, KOBAYASHI Yutaka**,
GONPEI Kazuhiko***, KINOSHITA Masashi***, FUKINBARA Ryouichi***, NAKAMURA Junya***,
NAKAYAMA Hiroyoshi***, KAMEDA Katsuya*** and SATO Hiroki***

抄　録

太陽光発電システムや燃料電池発電システムから供給される電力を家庭内で利用するためには，現状の商用電力系統との互換性のために，AC100V/200Vの交流電力に変換する必要がある。そのための機器をパワーコンディショナ（パワコン）とよび，現在はIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor：絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）によるスイッチング回路を基本としている。近年開発が進んだSiC，GaNという次世代デバイスを用いて，駆動回路の高周波化と装置の小型化を目指した。本研究で試作したパワコンの電力効率とEMI特性を評価した結果について報告する。

1. 緒　言

太陽光や風力など再生可能エネルギーの有効利用が求められるようになり，新築あるいは既存の住宅への太陽光発電システムが搭載されて，平成25年には約28万件の補助金申し込みがあった（太陽光発電普及拡大センター調査）という。住宅への太陽光発電システム設置は引き続き増加傾向にあるが，電力会社の売電価格が順次低化していることと考え合わせると，パワコンを含めたシステムに一層の低廉化と高効率化，あるいは小型化などのメリットを持たせることが重要である。

本研究では，従来IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor:絶縁ゲートバイポーラトランジスタ）で構成されたパワコンに次世代デバイスのSiC（Silicon Carbide:炭化ケイ素），GaN（Gallium Nitride:窒化ガリウム）によるスイッチング回路を搭載することで高周波化を図り，高効率化および小型化を目指した。具体的な研究目標値は，電力変換効率を現状の95%から97%へと向上して損失を40%削減すること，ならびにリアクタの小型化を現状比50%とすること，およびヒートシンクの小型化を現状比50%とすることである。すべてを同時に満足することは困難と考えられるため，それぞれ独立の目標とした。

研究開発項目を以下に示す。

(1) ディスクリート回路の設計
(2) デバイス毎の駆動回路最適化
(3) 電力変換効率評価
(4) EMI特性評価
(5) 回路シミュレーション

2. 次世代デバイス適用回路の試作

2.1 パワコンの機能と要素

太陽光発電システムで発生した電力はまずパワコンに供給される。パワコンでは直流電力をDC/DCコンバータ回路によりいったん所定の

* 研究開発センター
** 下越技術支援センター
*** 新潟ダイヤモンド電子株式会社

電圧の直流電力に変換した後に，DC/AC インバータ回路で矩形波の交流電力に変換し，波形整形回路で 50Hz ないし 60Hz の正弦波を出力する。図 1 に概略構成図を示す。

コンバータ・インバータにスイッチング素子として使用されるパワー半導体が IGBT や MOSFET などであり，今後は Si 半導体に代えて SiC や GaN などの次世代デバイスの利用が見込まれている。次世代デバイスは従来デバイスと比べて，優れた特性を有しているため高性能なパワコンを開発できると期待されている。表 1 に新旧デバイスのおおまかな特性比較を示す。次世代デバイスは，まだ高価な点がデメリットであるが，いずれ販売量が増えるのに合わせて低廉化するものと期待できる。

DC/DC コンバータは，直流の電力をいったん交流にして昇圧・降圧し電圧を変換したのち，再度整流して直流化することで直流を電圧変換する回路である。図 2 に一般的なチョッパ式の昇圧型 DC/DC コンバータの回路構成を示し，図 3 には，インダクタンスを変えた場合の LTspice® による昇圧特性シミュレーション結果を示す。12V の電源を 10kHz50%のデューティ比でスイッチングし，インダクタンスを 1mH, 3.2mH, 10mH, 32mH, 100mH と変化させると 1mH では 49V に，3.2mH では約 31V に，それ以上では約 24V に昇圧されているのがわかる。

DC/ACインバータ，特にPWMインバータは，直流の電力をスイッチングによってデューティ比の変化する矩形波に変換する回路である。図 4 には，正弦波信号源をコンパレータ回路によって PWM 波形を発生する回路，LC ローパスフィルタによる波形整形回路に縦続接続した例を示す。図 5 には，PWM インバータに入力した 1/4 波長分の正弦波の波形とそれに対応した PWM 波形の例を示す。

また，図 6 には，波形整形回路の低域通過特性が不十分で，出力にリプルが残留している場合の，スペクトルとリファレンスとなる正弦波のスペクトルの周波数特性の比較例を示す。

表 1　新旧パワーデバイスの特性比較

	SiC, GaN	Si
Sw 速度	高速	低速
導通損失	小さい	大きい
耐熱温度	200℃以上	200℃未満
耐電圧	高電圧	低電圧
コスト	高価	安価

表 2　パワコンの仕様諸元（目標）

	SiC, GaN	Si
定格容量	4.5kW	4.5kW
効率	97%以上	95%
ヒートシンク容量	1.8 ﾘｯﾄﾙ以下	3.6 ﾘｯﾄﾙ
AC リアクタ容量	0.44 ﾘｯﾄﾙ以下	0.87 ﾘｯﾄﾙ
DC リアクタ容量	0.44 ﾘｯﾄﾙ以下	0.87 ﾘｯﾄﾙ

この例では PWM 駆動周波数 10kHz の高調波が顕著に観測されている。

2.2　パワコンの仕様と外観

開発する次世代パワコンの目標仕様を表 2 に，ヒートシンクとリアクタの外観を図 7 に示す。また，試作したドライバー回路の外観を図 8 に示す。

3.　電力変換効率の評価

3.1　電力効率測定方法

パワコンの性能指標のうち最も基本的な電力変換効率の測定を行った。パワコンには通常，太陽光発電システムから DC 電力が供給されこれを変換して系統機器へ AC 電力を供給する。自然電力は不安定なため，試験用には DC250V の安定化電源を用い，太陽光発電システムからの入力を模擬した。また系統機器の代わりには，単相 AC200V の交流安定化電源と最大定格 8kW の可変抵抗負荷を用いた。交流安定化電源は系統電力を模擬しており，その波形に追従するように，パワコンは電圧波形の周波数と位相を制

御している。抵抗負荷は家電品の電力消費を模擬している。図 9 には，入出力の電圧・電流・電力および効率を測定した精密電力計 WT1800（横河電機製）の外観を示す。パワコンには前述のとおり，直流安定化電源 SGA-330/45（Sorensen 製)から DC 定電圧 250V を供給し，交流安定化電源 PCR-1000LE（菊水電子工業製）から絶縁トランスを介して 50Hz の AC200V（単相 3 線）を給電した。

3.2 電力効率測定結果

パワコンに接続した抵抗負荷を変えることによって出力電力を変えて，入力電力と消費電力の比から電力効率を測定した。

図 10 には比較対象の IGBT 版 IPM(Integrated/Intelligent Power Module)によるパワコンと SiC FET（Cree 社製 C2M0025120D）によるパワコンの電力効率を示した。駆動周波数は 19kHz である。3kW 出力時には 95.5%に対して 97%に改善していることがわかる。低電力部分および定格付近では，わずかに効率が落ちることがわかる。これはスイッチングロスおよびリアクタなどの銅損などによるものと考えられる。また図 11 には SiC 版で PWM 駆動周波数を 19kHz, 40kHz, 60kHz と変化した場合の効率の変化を示す。駆動周波数が上がるに連れて少しずつ効率が低下しているのがわかる。効率低下の原因としてスイッチングロスなどが考えられ，おおむね想定したとおりの結果であった。

なお, GaN 版については動作特性が MOSFET などとまったく異なり，特殊な動作チューニングが必要であったことから，総合性能評価まで至らなかった。

また，CREE 社製 SiC 版で 60kHz 動作時においては DC リアクタ容量が 0.29 ﾘｯﾄﾙ，AC リアクタ容量が 0.44 ﾘｯﾄﾙとなり，削減目標を達成した。

4. EMI 特性評価

4.1 放射電界特性の評価

機器から放出される電磁雑音のうち，電磁波として空間に放出される成分を垂直偏波と水平偏波に分けて, 30MHz～1000MHz の範囲で測定した（RE 測定)。測定した電波暗室は VCCI 協会および FCC に登録した暗室で，測定距離は 3m，対応周波数は 18GHz 以下となっている。電波暗室の内部を図 12 に示す。また，測定結果の一例を図 13 に示す。試作中のため，シールドケースのないむき出し状態であることから，CISPR11 Group1 Class B の限度値よりも幾分大きいノイズレベルとなった。

4.2 伝導妨害特性の評価

機器から放出される電磁雑音のうち，電力線に伝導妨害波として放出される成分をコモンモードとノーマルモードに分けて，150kHz～30MHz の範囲で測定した（CE 測定)。測定結果の一例を図 14 に示す。試作回路では直列スイッチングトランジスタのデッドタイムを 2μ 秒に設定したためと思われる 500kHz の高調波雑音が観測された。

5. 回路シミュレーション

5.1 SPICE シミュレータ

1973 年にカリフォルニア大学バークレー校で開発されたのを端緒として，現在でも回路特性の検証などに多用されるシミュレーションシステムとして SPICE がある。さまざまな派生版がある中から無料で全機能が使用できる LTspice®(リニアテクノロジー製) を適用した。図 2 から図 6 に示した回路例および波形特性，周波数特性は LTspice®によるシミュレーション例である。パラメータを順次変更しながら複数の特性を比較検証することができる。

5.2 フルブリッジ型回路のスイッチング特性

本研究でも評価した，SiC FET（Rohm 製 SCH2080KE）によるフルブリッジ型のスイッチング回路を動作シミュレーションした。図 15 は, シミュレーションに使用した回路例である。この回路でスイッチング周波数 20kHz とし，直

列トランジスタのデッドタイムを 2μ 秒としたときの波形を図 16 に示す。上から順に出力電流特性，第 0 相駆動電圧波形，第 1 相駆動電圧波形である。トランジスタの遷移時間が 0 でないため，直列の双方がオンして導通することがないようにデッドタイムを設けた。このため出力波形にはゼロクロス付近で電流・電圧が 0 となる期間が生ずる。図 17 は，この電流波形の周波数特性を示している。この回路では矩形波を一定のデューティ比としたため基本周期の 20kHz およびその奇数倍の高調波が強く見られた。

6. 結　　言

(1) 太陽光発電システムに適用するパワコンに次世代パワーデバイスを適用し，その動作特性を評価した。

(2) 次世代パワーデバイスのうち SiC 版では，従来と同一動作周波数で電力効率を 97%に向上させることができた。ヒートシンク容量の低減効果については評価を持ち越した。また 60kHz 動作時には，DC リアクタ容量を 0.29 ﾘｯﾄﾙに，AC リアクタを 0.44 ﾘｯﾄﾙに低減できた。

(3) 次世代パワーデバイスのうち GaN 版（Transphorm 製 TPH3205WS）については動作特性が MOSFET と異なり，総合評価するまでに至らなかった。なおコンバータ単体では 99.2%の変換効率が得られた。

(4) 放射妨害波(RE)および伝導妨害波(CE)について測定評価した。RE については，試作回路のコンパクト化の後シールドケースに装てんして再評価を行う予定である。また，CE については，デッドタイム由来のノイズピークが観測された。

(5) 回路シミュレータを用いた回路動作特性評価について検討した。今後は実評価との比較検証を行って開発効率改善に繋げたい。

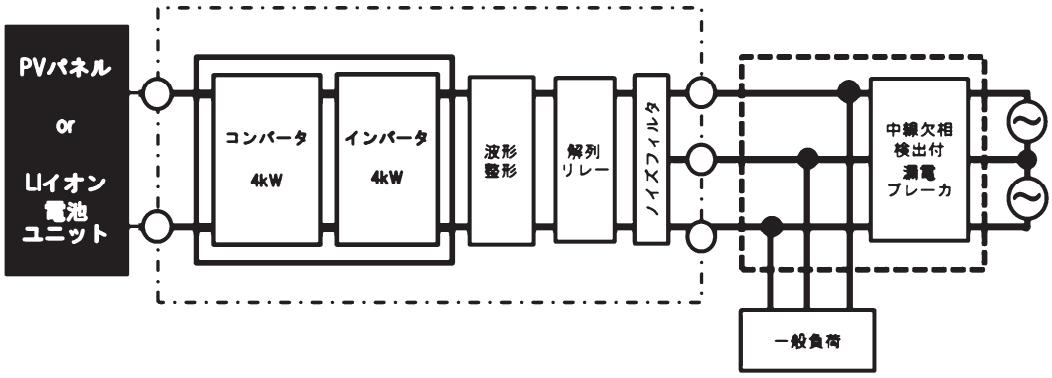


図 1　パワコンの構成図

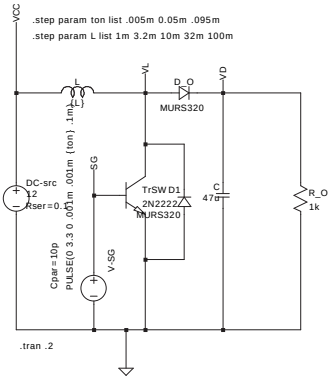


図 2.　チョッパ式昇圧コンバータ

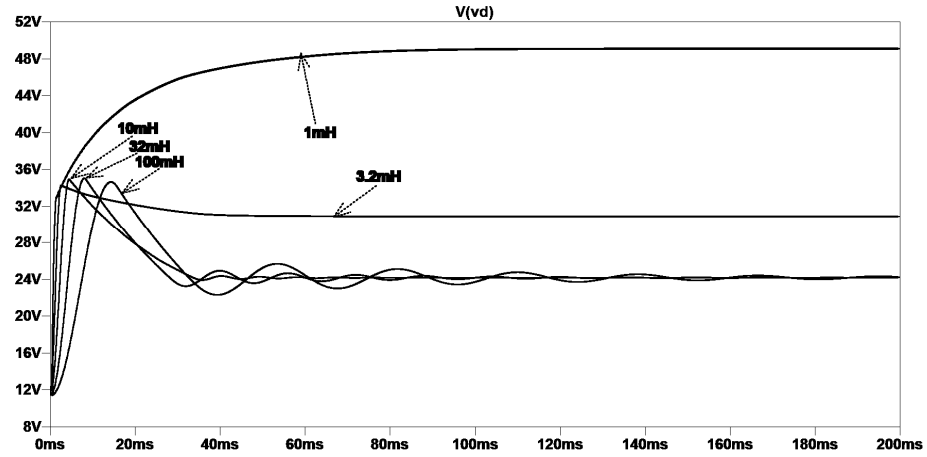


図 3　チョッパ式コンバータの昇圧特性

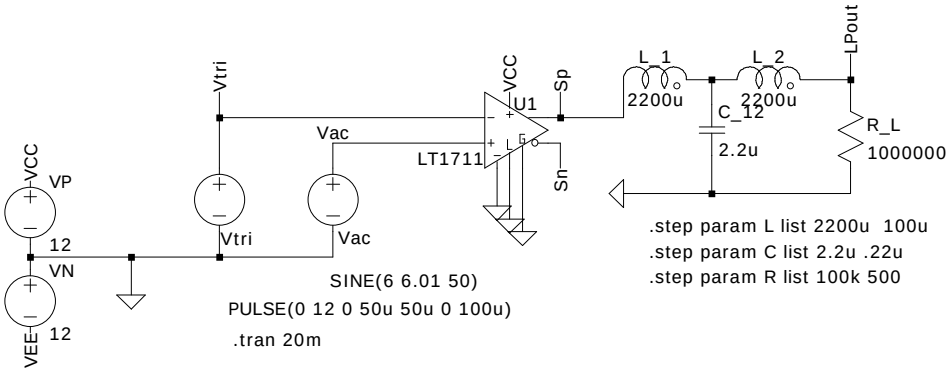


図 4　PWM インバータと波形整形回路例

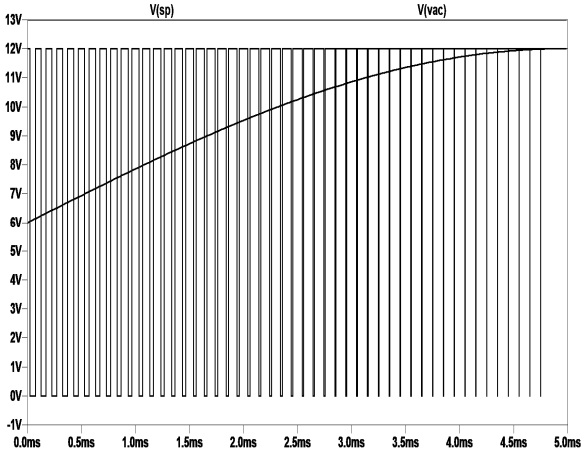


図 5　PWM インバータの発生波形

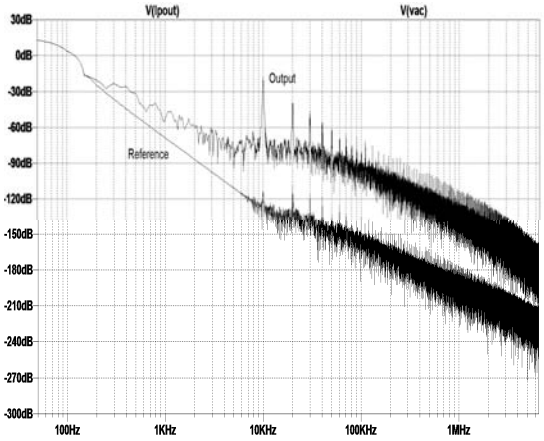


図 6　波形整形の残留ノイズ

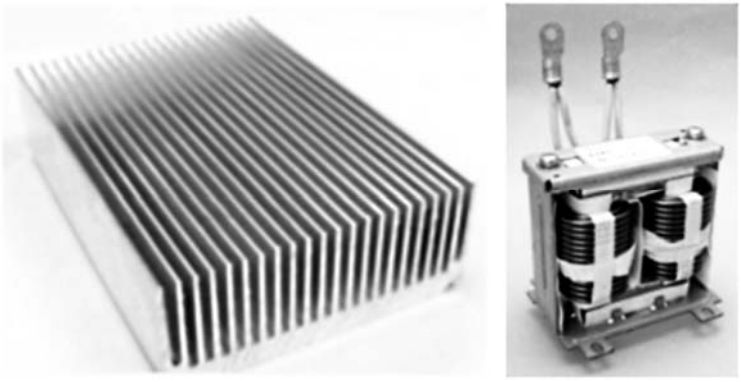


図 7　ヒートシンク[左]とリアクタ[右]の外観

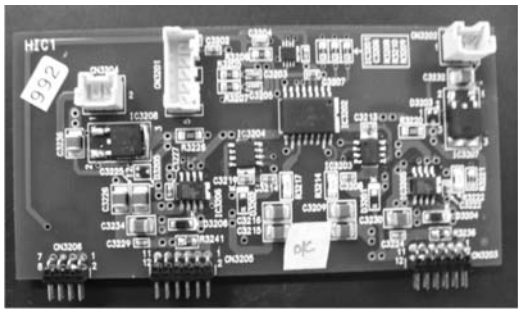


図 8　ドライバー回路の外観

図 9　精密電力計 WT1800 の外観

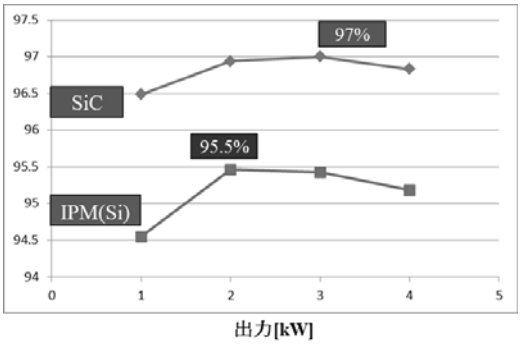


図 10　Si-IPM 版と SiC-FET 版の効率比較

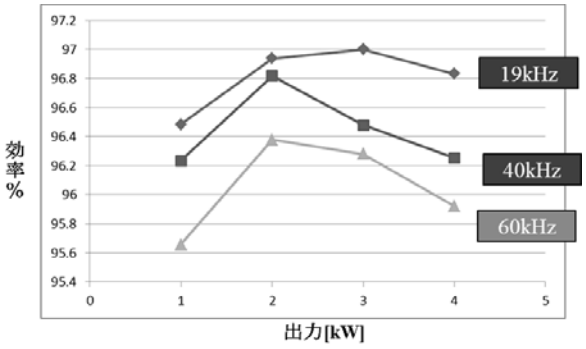


図 11　SiC 版の駆動周波数別効率比較

図 12　RE 測定の電波暗室

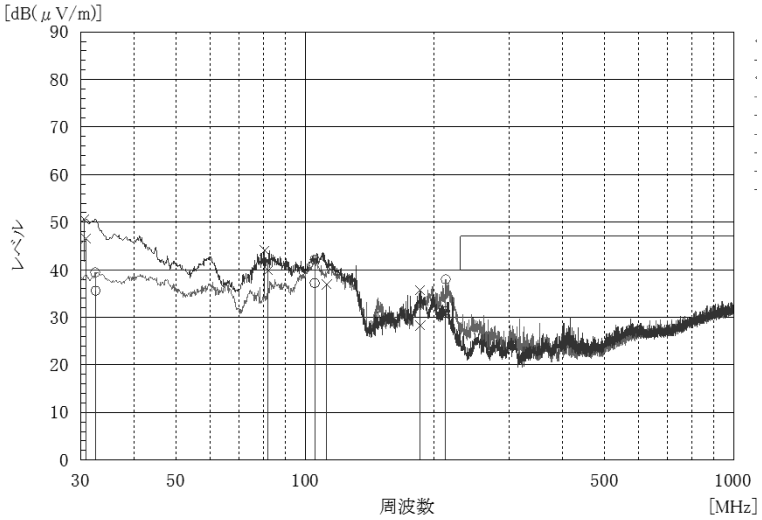


図 13　RE 測定結果例

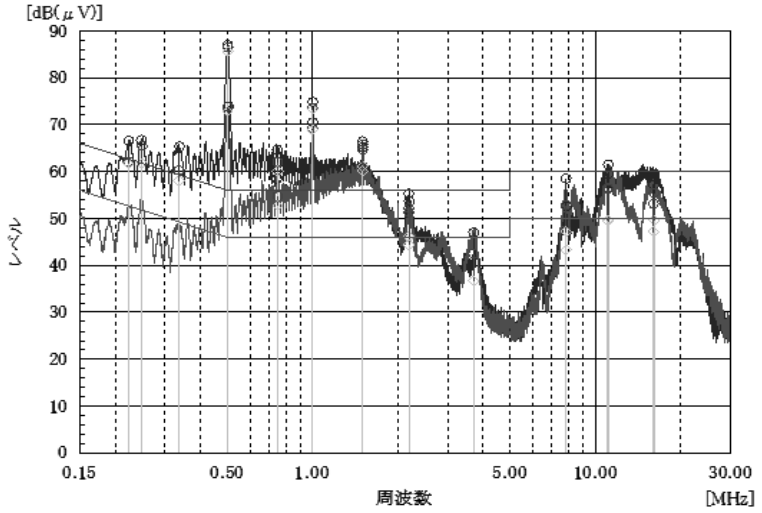
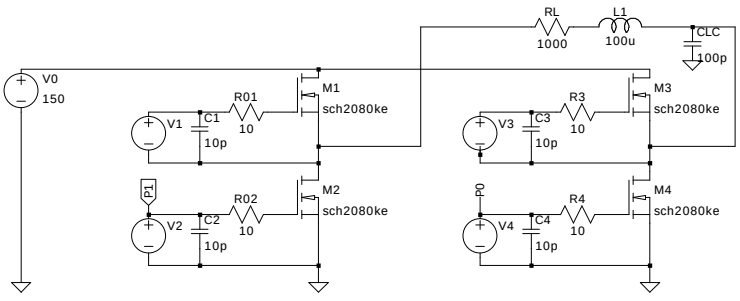


図 14　CE 測定結果例




```
.lib sch2080ke.lib
.tran 200u
PULSE(0 15 1u 1n 1n 23u 50u)          PULSE(0 15 1u 1n 1n 23u 50u)
PULSE(0 15 26u 1n 1n 23u 50u)         PULSE(0 15 26u 1n 1n 23u 50u)
.MEAS Pin AVG V(IN)*Ix(M1:D) from 0 to 200u
.MEAS Pout AVG V(out)*I(R3) from 0 to 200u
```

図 15　フルブリッジ型のスイッチング回路例

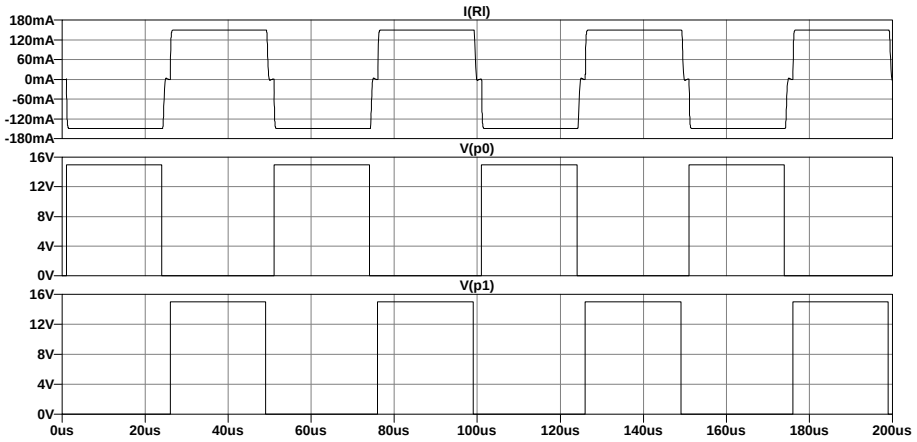


図 16　スイッチング回路の[上]出力波形(電流)と駆動電圧波形([中]第 0 相/[下]第 1 相)

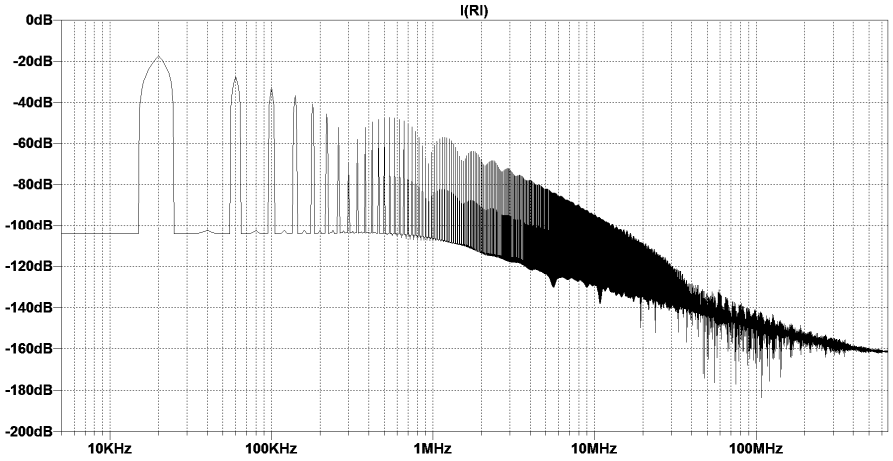


図 17　電流波形のスペクトル