

# Quantitative Estimation of Conducted Emission from an Inverter System

Michio Tamate Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd., tamate-michio@fujielectric.co.jp)

Tamiko Sasaki Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd., sasaki-tamiko@fujielectric.co.jp)

Akio Toba Member (Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd., akio-toba@fujielectric.co.jp)

**Keywords:** conducted EMI noise, simulation, quantitative estimation, inverter, modeling method, differential mode, common mode

This paper proposes a method for quantitative estimation of conducted emission from an inverter system.

The conducted emission of the inverter in the form prescribed in CISPR 22 is evaluated by the LISN output voltage which is the sum of differential mode and common mode noises. An EMI filter is required to the inverter system to keep the conducted emission limits. It is very useful to estimate the conducted emission level before the EMI filter is designed.

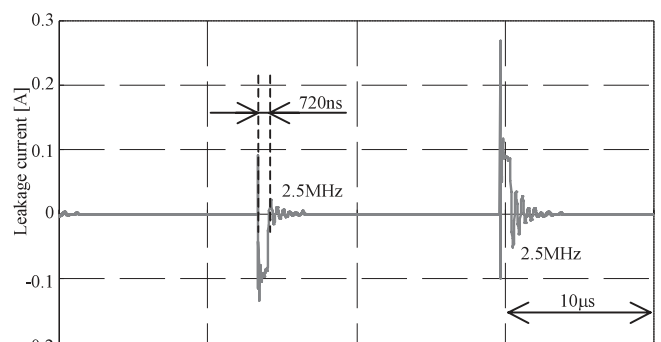
Figure 1 shows the evaluation system configuration of the conducted emission. The system consists of a resonant-type inverter with stray capacitors, LISN, and a spectrum analyzer. It is necessary to simulate both differential mode and common mode currents to estimate the conducted emission quantitatively. The basic concept of the proposed method is the usage of a circuit simulator with detailed modeling of the components of the inverter system, i.e. passive devices, switching devices, and measurement instruments. These detailed modeling is the key for the quantitative estimation of the conducted emission.

Figure 2 shows leakage current waveforms of experimental and simulation results. The leakage current is a noise source of the common mode conducted emission. The simulation result is in good accordance with the experimental result in the current peak, the pulsewidth, and the resonant frequency. It can be confirmed that the proposed modeling methods are extremely precise.

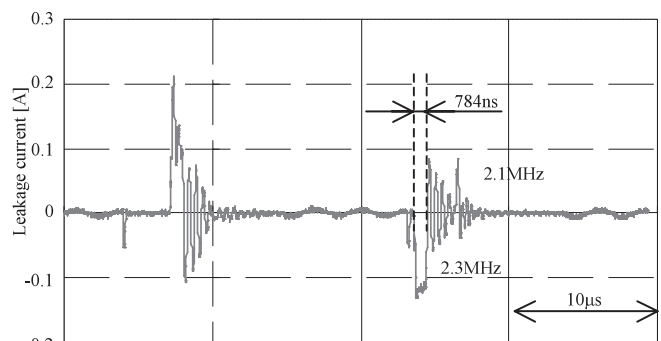
Figure 3 shows a simulation result of the conducted emission. It is clarified that the simulation result agrees very well with the experiment with the error of  $\pm 6$  dB ranging from 150 kHz to 5 MHz. In other words, the quantitative estimation of conducted emission from an inverter system can be realised.

In addition, a great benefit from the proposed method is that the mode separation, differential and common, of the conducted emission becomes possible. Discussions and analyses are set forth in this

paper with making full use of this benefit, which greatly makes the design of the EMI filter efficient.



(a) Simulation result



(b) Experimental result

Fig. 2. Leakage current waveforms

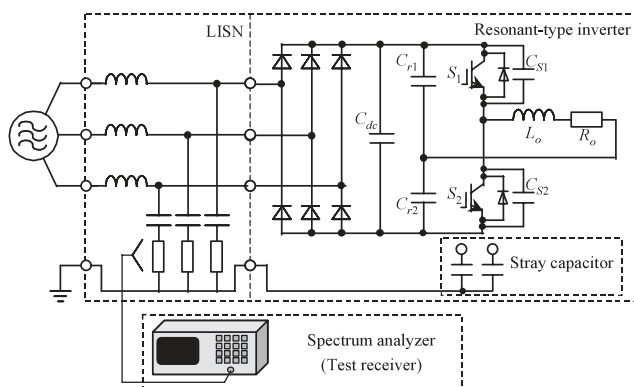


Fig. 1. Evaluation system configuration of conducted emission

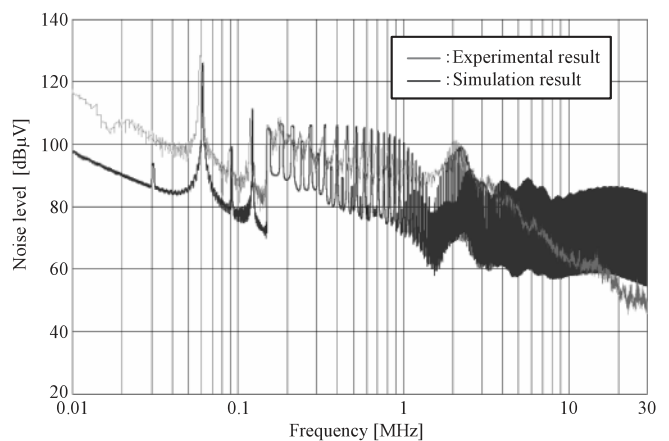


Fig. 3. Simulation result of conducted emission

# インバータにおける雑音端子電圧のシミュレーションによる定量推定法

正員 玉手 道雄\* 正員 佐々木達見子\*  
正員 鳥羽 章夫\*

## Quantitative Estimation of Conducted Emission from an Inverter System

Michio Tamate\*, Member, Tamiko Sasaki\*, Member, Akio Toba\*, Member

This paper proposes a method for quantitative estimation of conducted emission from an inverter system, which helps the optimal design of EMI filters. The basic concept of the proposed method is the usage of a circuit simulator with detailed modeling of the components of the inverter system, i.e. passive devices, switching devices, and measurement instruments. The proposed method provides the conducted emission of the inverter in the form prescribed in CISPR 22, that is, the simulation results can be compared to the experiments directly. It is revealed that the simulation result agrees very well with the experiment with the error of  $\pm 6$  dB ranging from 150 kHz to 5 MHz. A great benefit from the proposed method is that the mode separation, differential and common, of the conducted emission becomes possible. Discussions and analyses are set forth in this paper with making full use of this benefit, which greatly makes the design of the EMI filter efficient.

キーワード：雑音端子電圧，シミュレーション，定量推定法，インバータ，モデル化，ディファレンシャルモード，コモンモード

**Keywords:** conducted EMI noise, simulation, quantitative estimation, inverter, modeling method, differential mode, common mode

### 1. はじめに

近年のスイッチング素子の高速化に伴い、インバータが発生する伝導ノイズが大きな問題となっている。インバータのスイッチングによりアース線を通る高周波漏れ電流がモータ巻き線の絶縁劣化、漏電遮断器の誤動作や通信・計測機器の障害を引き起こす問題等が指摘されている<sup>(1)~(5)</sup>。

これまで、半導体電力変換装置が発生する高周波漏れ電流（コモンモード成分に相当）について種々研究が進められており、モータや冷却フィンが主要な伝搬経路となることが報告されている<sup>(1)~(4)</sup>。しかしながら、伝搬メカニズムの解明や抑制法に検討の主眼が置かれており、規制の対象となる雑音端子電圧を評価対象とする検討は少ない<sup>(5)</sup>。

また、近年の計算機の急速な発展により、電力変換装置の複雑なモデルを構築することで高精度なシミュレーションを実現する報告が増えている<sup>(6)~(8)</sup>。雑音端子電圧についてもシミュレーションにより推定する試みが進められている<sup>(9)~(12)</sup>ものの、コモンモード成分とディファレンシャル

モード成分の両方について実測とシミュレーション結果を定量的に推定する方法を確立した報告は筆者らの知る限り見受けられない。

そこで本論文では、インバータが発生する雑音端子電圧をシミュレーションにより定量的に推定する方法を提案する。雑音端子電圧の規格に準拠するためにはノイズフィルタが必須であり、事前にノイズ量を定量的に推定することによりノイズフィルタを容易かつ最適に設計可能となる。コモンモード成分とディファレンシャルモード成分の周波数を分離できる共振形インバータを例に、各部の詳細なモデルリングにより、動作波形のみならず雑音端子電圧においても広帯域にわたり高精度（誤差  $\pm 6$  dB）に推定できることを示す。また、ディファレンシャルモード成分とコモンモード成分を分離し、規格を遵守するためにはそれぞれに適したノイズフィルタを設計しなければならないことを示す。

### 2. 評価システム

**(2-1) 雑音端子電圧の定量推定方針** 半導体電力変換装置が発生する伝導ノイズは、雑音端子電圧として測定され準尖頭値および平均値で規制される。図1に CISPR22（情報技術装置の妨害特性の許容値及び測定法）で規定さ

\* 富士電機アドバンステクノロジー（株）  
〒191-8502 日野市富士町1番地  
Fuji Electric Advanced Technology Co., Ltd.  
1, Fuji-machi, Hino 191-8502

れる雑音端子電圧許容値を示す。図1の許容値を満足するためにはノイズフィルタが必須となり、シミュレーションにより事前にノイズ量を定量的に把握することで、ノイズフィルタを容易かつ最適に設計できるようになる。

しかしながら、準尖頭値は検波器の充電時定数 1 ms, 放電時定数 160 ms の受信機によって測定されることが CISPR16 (無線妨害波及びイミュニティの測定装置と測定法の仕様) により規定されており、シミュレーションを用いて正確に準尖頭値を推定するためには、上記放電時定数 (160 ms) の数倍のシミュレーション時間が必要となり、膨大なデータ量と時間を要することから実用的でない。

そこで本論文では、より短期間のシミュレーション結果から推定可能な尖頭値 (ピーク値) を用いて評価するものとする。準尖頭値の許容値を、尖頭値が超過しなければ規格を遵守できることから、尖頭値を定量的に推定できれば、目的を達成できる。

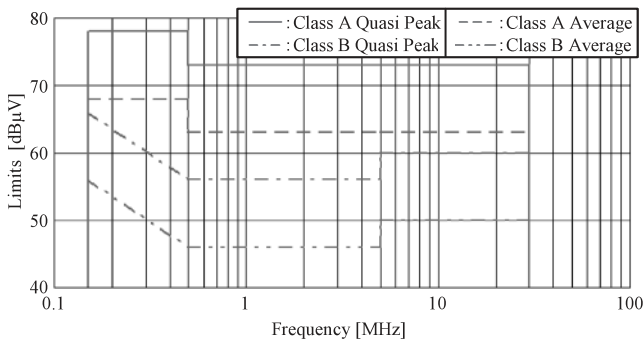


図1 CISPR22で規定される雑音端子電圧の許容値  
Fig. 1. Limits of conducted emission as specified in CISPR22.

〈2・2〉 評価システム構成と特徴 図2に今回検討する雑音端子電圧の評価システム構成を示す。電力変換装置には共振形インバータを取り上げた。共振形インバータをソフトスイッチング動作させることにより、スイッチング素子特性が雑音端子電圧に与える影響を軽減できる。また、漏れ電流経路は IGBT モジュールと冷却フィン間浮遊容量に限定できることから提案手法の原理を確認しやすい。

スイッチング素子  $S_1, S_2$  のスイッチングに伴い、電力供給線を伝搬する電圧脈動 (ディファレンシャルモード成分) とアース線を伝搬する漏れ電流 (コモンモード成分) が伝導ノイズ源となる。そして雑音端子電圧は、擬似電源回路網 (LISN) の測定端子抵抗に印加される電圧をスペクトラムアナライザ (妨害波強度計) を用いて測定/評価される。

〈2・3〉 評価システムの特徴 雑音端子電圧は、LISN

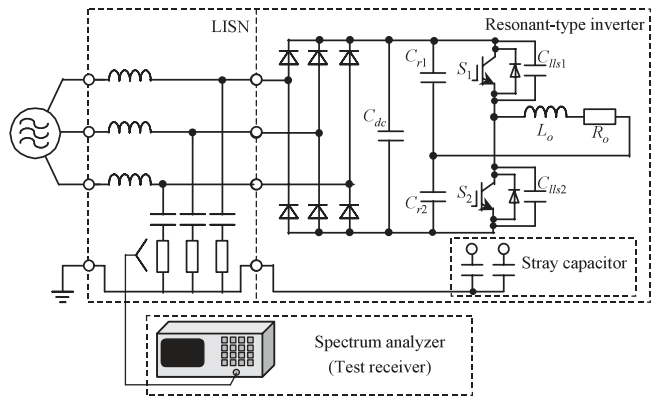


図2 雑音端子電圧の評価システム構成  
Fig. 2. Evaluation system configuration of conducted emission.

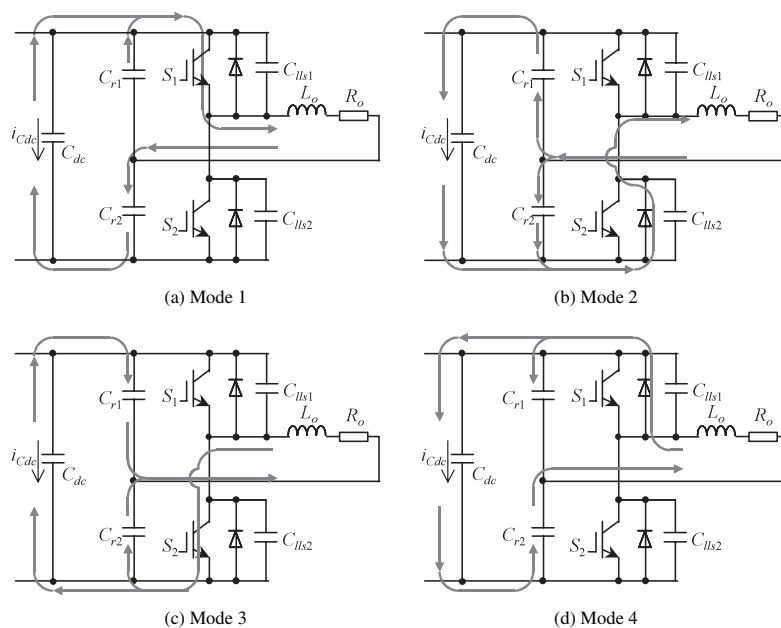


図3 ディファレンシャルモード成分のノイズ源動作モード  
Fig. 3. Operating modes of differential mode noise.

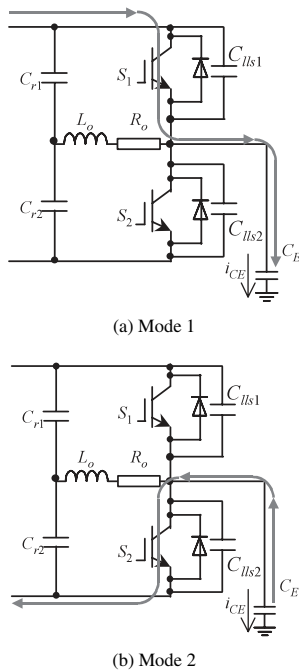


図4 コモンモード成分のノイズ源動作モード  
Fig. 4. Operating modes of common mode noise.

を用いてコモンモード成分とディファレンシャルモード成分の和として測定/評価される。そして今回採用した共振形インバータは、以下に説明するようにコモンモード成分とディファレンシャルモード成分の周波数を分離できる特徴がある。これにより、雑音端子電圧の規格を遵守するために必要なノイズフィルタの減衰特性をモードごとに詳細に解析できる。

図3にディファレンシャルモード成分の動作モードを示す。 $S_1, S_2$ のスイッチング周期ごとに図3に示した4種のモード動作を繰り返すことで負荷に電力を供給する。このとき、直流中間コンデンサ  $C_{dc}$  に流れ込む電流  $i_{Cdc}$  がディファレンシャルモードノイズ源に相当し、1周期間に2回充放電を繰り返すことがわかる。

それに対し、図4にコモンモード成分の動作モードを示す。IGBTモジュールと冷却フィン間に形成される浮遊容量を介して流れる高周波漏れ電流がコモンモード成分のノイズ源に相当し、図4に示すようにIGBTのスイッチングに同期して浮遊容量を充放電することがわかる。

以上を考慮して、図5に直流中間コンデンサ電流  $i_{Cdc}$  と浮遊容量の充放電電流  $i_{CE}$  の模式図を示す。図に示すように、ディファレンシャルモードノイズ源に相当する直流中間コンデンサ電流  $i_{Cdc}$  は、スイッチング周波数の2倍の周期波となるのに対し、コモンモードノイズ源に相当する浮遊容量電流  $i_{CE}$  は、おおよそ奇関数のスイッチング周波数の周期波となる。したがって、ディファレンシャルモード成分、コモンモード成分は以下の式で求められ、分離できる。

ディファレンシャルモード成分： $2f_s \times n \quad n = 1, 2, \dots$

コモンモード成分： $f_s \times (2n - 1) \quad n = 1, 2, \dots$

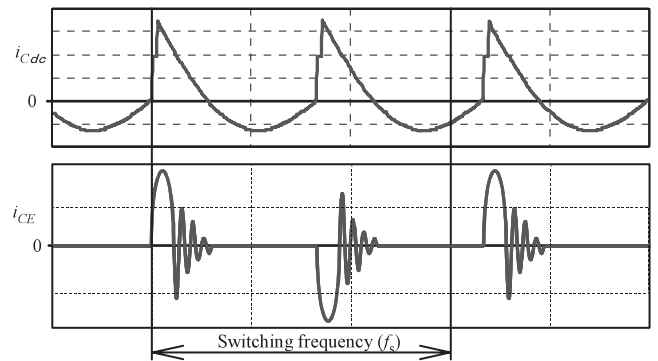


図5 直流中間コンデンサ電流  $i_{Cdc}$  と浮遊容量電流  $i_{CE}$  の模式図

Fig. 5. Current waveforms of differential and common mode noise-source.

### 3. 評価システムのモデル化

**〈3・1〉 複雑モデルの構築** 本論文では、図2に示した評価システムの複雑モデルを構築することでシミュレーションによる雑音端子電圧の定量推定を実現する。複雑化するモデル3種(受動素子、スイッチング素子、測定装置)について、それぞれのモデル化手法を詳細に述べる。

**〈3・2〉 受動素子のモデル化** 雑音端子電圧は広範な周波数帯域(150 kHz~30 MHz)にわたって規制されており、受動素子のモデルはその周波数帯域において、インピーダンス特性が一致したモデルを構築する必要がある。以下、コンデンサ/リアクトルと、プリントパターンのモデル化手法について述べる。

#### (1) コンデンサ/リアクトルのモデル化

コンデンサ/リアクトルは、スイッチング周波数近傍の周波数帯域(数 kHz~数 10 kHz)においては、主回路動作を決定する要因となるため、150 kHz以下の周波数帯域でも特性を一致させなければならない。図6に集中定数化したコンデンサ/リアクトルの等価回路モデルを、図7にコンデンサのインピーダンス特性のフィッティング例を示す。ここで、等価回路定数は、最小二乗法により高周波特性のインピーダンスをフィッティングさせることで求めた<sup>6)</sup>。図7に示すように、30 MHz以下のインピーダンスの絶対値  $|Z|$  と位相角  $\theta$  の周波数特性が実測と一致するように受動素子モデルを構築する。

#### (2) プリントパターンのモデル化

プリントパターンについては、電磁界解析を行い、表皮効果、導体損失、周波数特性を考慮したモデリングを行った。

**〈3・3〉 半導体素子のモデル化** 図2に示すように評価システム構成に含まれる半導体素子には、IGBTモジュールとダイオードブリッジがある。以下、それぞれについてのモデル化手法について述べる。

#### (1) IGBTモジュールのモデル化

IGBTモジュール内部のデバイスチップと銅ベース間に形成される浮遊容量が漏れ電流経路となることが報告され

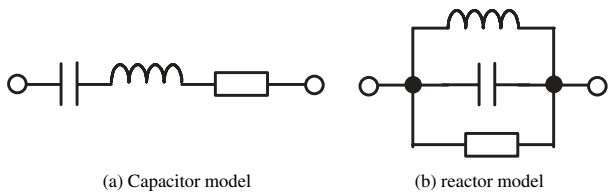


図 6 コンデンサ/リアクトルの広帯域等価回路構成  
Fig. 6. Wide frequency band equivalent circuit.

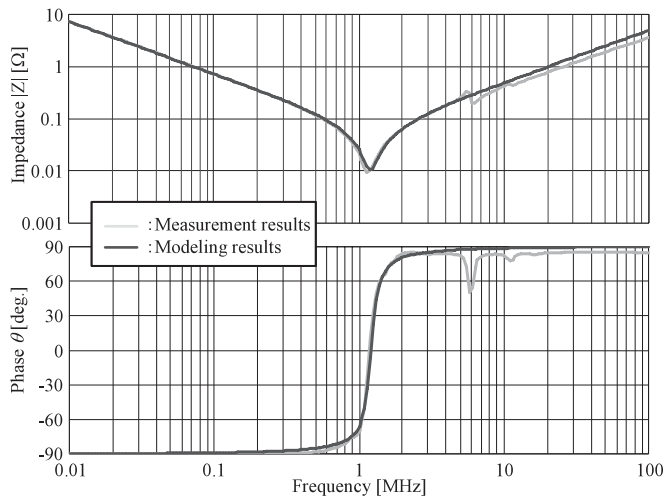


図 7 コンデンサモデルの周波数特性例  
Fig. 7. Frequency Characteristics of a capacitor.

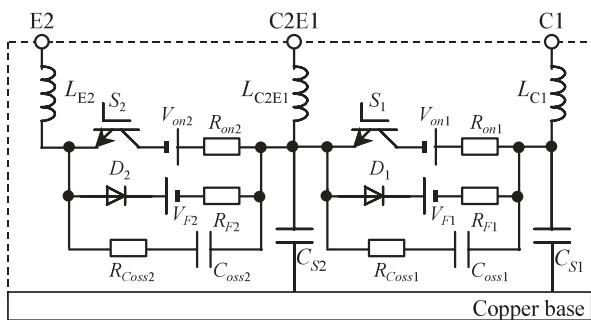


図 8 IGBT モデル回路構成  
Fig. 8. IGBT module model.

ている<sup>(4)</sup>。しかしながら、ディファレンシャルモード成分まで特性を一致させるためには、内部の配線インダクタンス、デバイス特性を模擬する必要がある。

図 8 に今回採用する 2in1 パッケージの IGBT モジュール内部の詳細回路モデルを示す。2in1 パッケージの場合、3 種の端子 (C1, C2E1, E2) と銅ベースが外部との接続点となる。図 8 に示したデバイスモデル回路構成に対応する物理構造について表 1 にまとめる。すべての回路定数は測定結果等に基づき導出した値を用いるものとし、ノイズ特性整合のための合わせ込みは行わない。

ただし、図 8 のデバイスモデルでは、スイッチング特性 (dv/dt, di/dt 等) をすべて満足させることは困難であることから、本論文では図 2 に示すように IGBT と並列にスナ

表 1 デバイスモデル回路素子に対応する物理構造  
Table 1. Physics structure which corresponds with the switching device model.

Symbol	Physics structure	Symbol	Physics structure
$S_1, S_2$	Ideal IGBT	$D_1, D_2$	Ideal diode
$V_{on1}, V_{on2}$	IGBT turn-on voltage	$V_{F1}, V_{F2}$	Diode turn-on voltage
$R_{on1}, R_{on2}$	IGBT turn-on resistance	$R_{F1}, R_{F2}$	Diode turn-on resistor
$C_{oss1}, C_{oss2}$	IGBT output capacitance	$R_{Coss1}, R_{Coss2}$	IGBT output resistance
$L_{C1}, L_{C2E1}, L_{F2}$	Wiring inductance	$C_{S1}, C_{S2}$	Stray capacitance

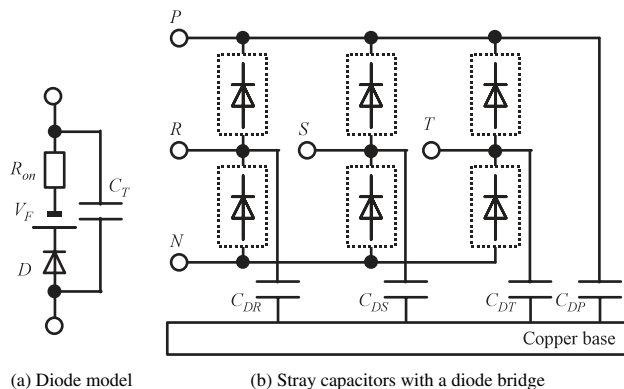


図 9 ダイオードブリッジモデル  
Fig. 9. Diode bridge model.

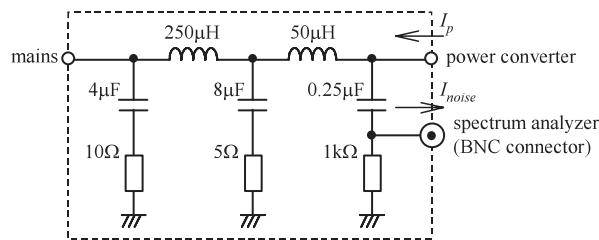


図 10 LISN 内部回路構成 (1 相当あたり)  
Fig. 10. Equivalent circuit of LISN.

パコンデンサ  $C_{Ls1}$ ,  $C_{Ls2}$  を接続し、ソフトスイッチングすることでスイッチング特性の影響が大きく現れないようにする。

### (2) ダイオードブリッジのモデル化

IGBT と同様にダイオードブリッジ内部のデバイスチップと銅ベース間に形成される浮遊容量が存在することを考慮してモデル化する。図 9 に今回採用するダイオードブリッジモデルを示す。図 9(a) はダイオード単体のモデルであり、図 9(b) はモジュール構成としたときに存在する浮遊容量を考慮したモデルである。

ここで、今回使用するダイオードブリッジは、カソードを下面に基板に実装されていることから、浮遊容量はカソードと銅ベース間に形成される。P 端子と銅ベース間の浮遊容量  $C_{DP}$  は、同じ基板に実装されることから一括でモデル化している。

### 〈3・4〉 雑音端子電圧測定機器のモデル化 雑音端子

電圧を定量的に推定するためには測定機器についてもモデル化しなければならない。

図 10 に実験に使用した協立電子製 LISN (KNW244C) の内部回路構成を示す。一般に市販されている LISN は CISPR16 で規定される  $50\Omega/50\mu\text{H}+5\Omega$  V 型 LISN (9kHz~150kHz) と  $50\Omega/50\mu\text{H}$  V 型 LISN (150kHz~30MHz) の両方の要求事項を満足するように構成されており、内部回路構成が複雑である。したがって本論文では、実験に使用した LISN と同様のモデルを構築する。電力変換装置から流入する高周波電流  $I_p$  のうち、BNC コネクタを介して  $50\Omega$  終端測定器 (スペクトラムアナライザ, 妨害波強度計) に流れ込む電流  $I_{noise}$  がノイズ源となり雑音端子電圧として観測される。また、尖頭値の測定には一般にスペクトラムアナライザが用いられることから測定時のスペクトラムアナライザ設定に合わせたデータ処理を行う<sup>9)</sup>。

#### 4. シミュレーション結果

〈4・1〉 シミュレーションモデル 前項までに記載したモデル化手法を適用して図 2 に示した回路構成を複雑化した結果を図 11 に示す。ここで、すべての回路素子は測定結果または電磁界解析結果を基にモデル化した値であり、回路定数の調整は行っていない。また、表 2 に評価システムの主要な測定/シミュレーション条件を示す。

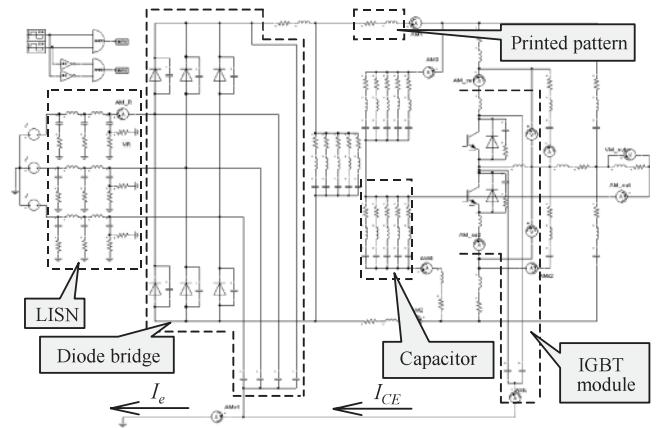


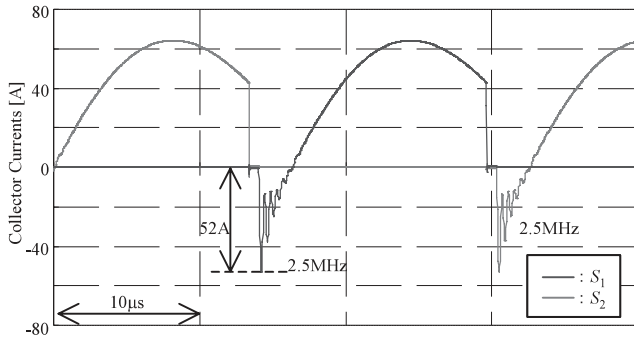
図 11 シミュレーション回路構成

Fig. 11. Simulation model.

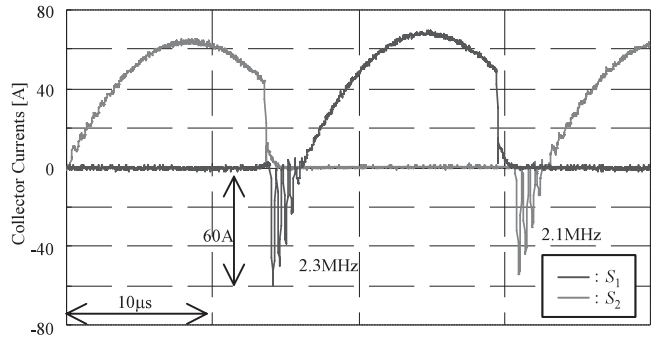
表 2 評価システムの測定/シミュレーション条件

Table 2. Simulation and experiment condition.

Item	Symbol	Type/Parameter
Input Voltage	$V_m$	AC200V/3 $\phi$
Input power	$P_m$	5kW
Switching frequency	$f_s$	30.7kHz
Resonant capacitor	$C_{r1}, C_{r2}$	0.5 $\mu\text{F}$ (0.1 $\mu\text{F}$ /5 parallels)
Resonant inductor	$L_o$	34 $\mu\text{H}$
Output resistor	$R_o$	2.3 $\Omega$



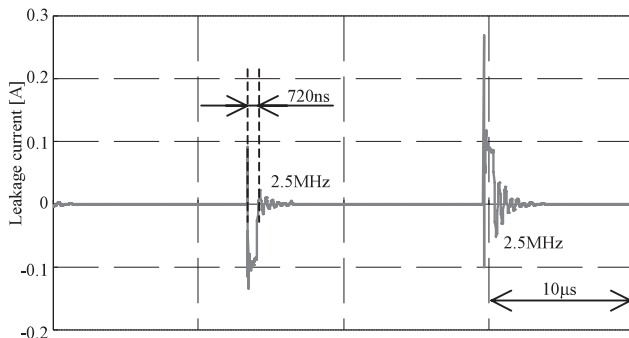
(a) Simulation result



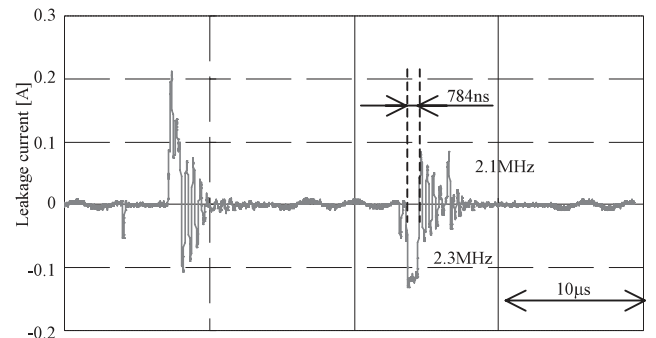
(b) Experimental result

図 12 IGBT コレクタ電流波形

Fig. 12. IGBT collector Current waveforms.



(a) Simulation result



(b) Experimental result

図 13 漏れ電流波形

Fig. 13. Leakage Current waveforms.

〈4・2〉動作波形の再現精度 図12にIGBTコレクタ電流波形のシミュレーション結果と実測結果を示す。図12(a)(b)の電流波形を比較すると、共振電流の収束時間が若干異なるものの、共振周波数を含め良好に再現できていることが確認できる。また、図13にアース線を通る漏れ電流波形を示す。漏れ電流はコモンモードノイズ源であり、パルス幅や共振周波数等はほぼ一致しており、良好に再現できていることが確認できる。なお、実測波形にはシミュレーションで無視した制御電源起因の漏れ電流が重畳している。また、チップ単体のスイッチング特性 ( $dv/dt$ ,  $di/dt$ ) が模擬できていないことから、シミュレーション結果の立ち上がりが急峻になっている点が実測と異なる。

〈4・3〉雑音端子電圧の推定精度 LISNモデルに印加された雑音端子電圧時間波形のシミュレーション結果から雑音端子電圧を推定する。図14に雑音端子電圧の測定結果とシミュレーション結果を示す。図14に示すように10kHz~5MHzの広範囲に渡る周波数帯域において、ピーク値が±6dBの誤差で推定できており、良好な推定精度が

得られることが確認できる。ここで、ピーク値以外のボトムラインの推定結果と測定結果が大きく異なる原因は、測定器とシミュレーションの分解能の相違や、測定時のスイッチング周波数の微小な変動等によるものと推定される。しかしながら、ノイズフィルタは一般にピーク値を基準に設計されることから、実用上の問題はない。

また、5MHz以上の領域において雑音端子電圧の推定精度が悪化している原因は、図13に示した漏れ電流の立ち上がり時間の相違に起因する誤差である。デバイス特性を考慮して立ち上がり時間を調整することにより、雑音端子電圧の推定精度が大幅に改善されることが確認できているものの、本論文では回路定数の調整は行わない方針としたため、ここでは記載しない。

#### 〈4・4〉ディファレンシャルモードとコモンモード

図14の雑音端子電圧をディファレンシャルモード成分とコモンモード成分に分離する。図15(a)にディファレンシャルモードのシミュレーション結果を、図15(b)にコモンモードのシミュレーション結果を示す。ここで、ディファレンシャルモード成分は、アース線を削除したときの雑音端子電圧のシミュレーション結果であり、コモンモード成分は図13に示した漏れ電流  $I_e$  のシミュレーション結果から求めた周波数スペクトルを、LISN内部の電流伝達特性を基に換算した結果である。

図14と図15を比較すると、今回採用した共振形インバータの場合、200kHz以下ではディファレンシャルモード成分が支配的であるのに対し、200kHz以上はコモンモード成分が支配的となることが確認できる。また、〈2・3〉節で述べた通り図15(b)に示すコモンモード成分の推定結果は、スイッチング周波数(30.7kHz)とその奇数次高調波成分(92.1kHz, 154kHz, ...)が支配的となっていることが確認できる。

それに対し、図15(a)に示すディファレンシャルモード成分の推定結果は、スイッチング周波数の2倍周波数

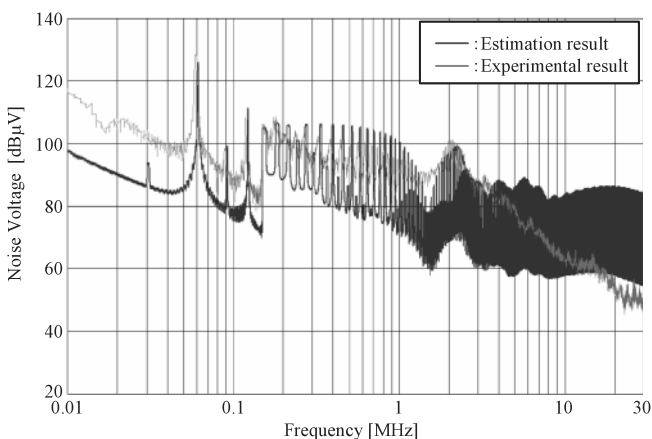
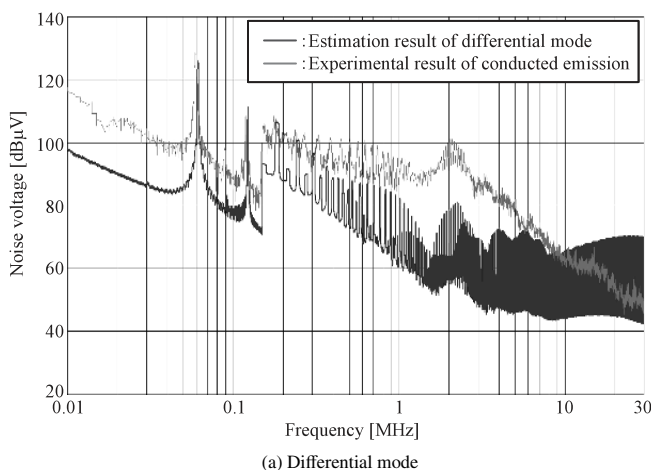
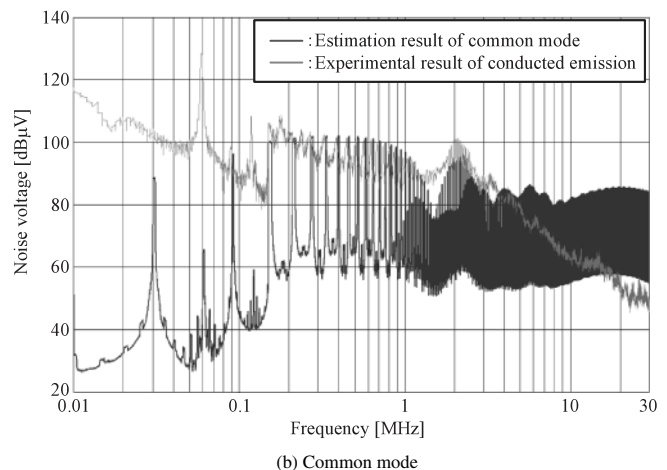


図14 雑音端子電圧の測定結果

Fig. 14. Estimation result of conducted emission.



(a) Differential mode



(b) Common mode

図15 ディファレンシャルモード成分とコモンモード成分の分離

Fig. 15. Separation results of differential mode and common mode.

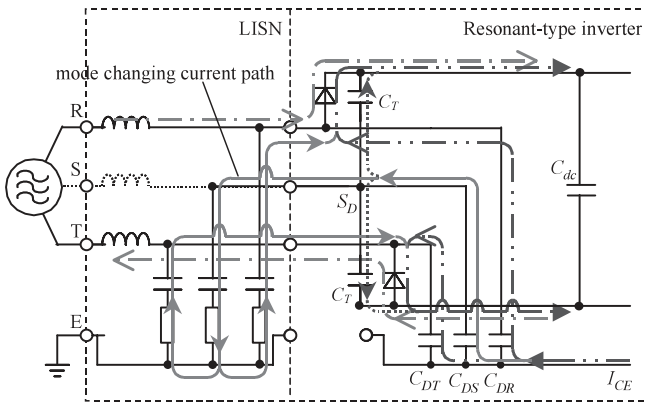


図 16 コモンモードからディファレンシャルモードへの転化経路

Fig. 16. Current pass to change into common mode to differential mode.

(61.4 kHz) とその高次高調波成分 (122.8 kHz, 184.2 kHz, …) に加え, スイッチング周波数の奇数次高調波成分 (154 kHz, 215 kHz, …) が確認できる。

〈4・5〉 コモンモード成分のディファレンシャルモード成分への転化 図 15(b) で確認されたスイッチング周波数の奇数次調波成分は, コモンモード成分からディファレンシャルモード成分への転化が原因で観測される。図 16 にコモンモードからディファレンシャルモードへの転化経路を示す。図 16 は R 相と T 相のダイオードブリッジが導通し, インバータに電力を供給している瞬間の電流経路を示している。このとき, 共振形インバータと LISN のアース線は接続しておらず, IGBT の浮遊容量を介して流れる電流  $I_{CE}$  は, ダイオードブリッジの midpoint に形成される浮遊容量 ( $C_{DR}$ ,  $C_{DS}$ ,  $C_{DT}$ ) を導通して一巡のループを形成する。ここで,  $C_{DR}$ ,  $C_{DT}$  を流れる電流は R 相, S 相の導通しているダイオードを経由してインバータへ戻り (図 16: 二点破線矢印), モードの転化は生じない。しかしながら, 3 相ダイオードブリッジの無通流となる 1 相 (図 16: S 相) に形成された浮遊容量を帰線とする電流は, LISN を通って他相へ転流する (図 16: 実線矢印)。このときに, コモンモード成分からディファレンシャルモード成分への転化が生じる。

ここで, S 相のダイオードブリッジの midpoint  $S_D$  において, 導通していないダイオードの端子間容量  $C_T$  を経由してインバータへ戻れば (図 16: 点線矢印), モード転化は生じない。

図 17 に端子間容量  $C_T$  と LISN を経由するインピーダンス特性を示す。LISN を経由するインピーダンスは配線のインピーダンスに依存するものの, 今回使用しているケーブルが  $1\mu\text{H}$  以下であることから, 10 MHz 付近まで LISN を経由するインピーダンスの方が小さい。したがって, 今回提案したシミュレーションにより良好な精度が得られている 5 MHz 以下の領域においては, モード転化が生じる経路が支配的となることが確認できる。

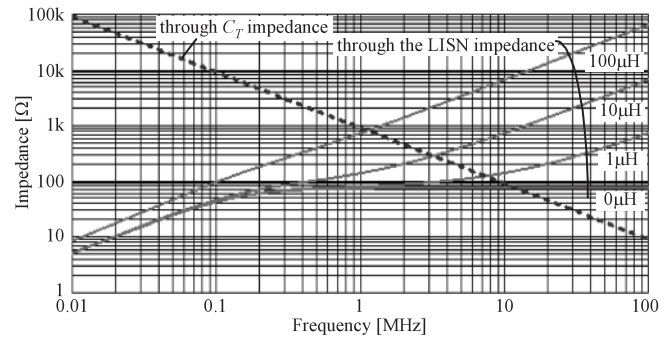


図 17 LISN とダイオード端子間容量  $C_T$  を経由する電流経路のインピーダンス特性

Fig. 17. Impedance characteristics of Current path.

このように, 提案する雑音端子電圧の定量推定法では, モード分離だけでなくモード転化を含めて一度に解析できる特長を持つ。

〈4・6〉 ノイズフィルタ設計 図 15(a)(b) の 150 kHz 付近における推定結果と図 1 に示した準尖頭値許容値と比較すると, ディファレンシャルモード, コモンモードともに大きく規格を超過しており, 遵守するためにはノイズフィルタ追加が必須であることがわかる。提案する定量推定法では, モード分離が容易となることから, 各モードのどちらかを抑制することが効果的であるのかが分かり, それに応じた適切なノイズフィルタを設計できるようになる。このことは, 従来のカット&トライ的なフィルタ設計からの変革につながり, 設計期間の短縮と最適設計の実現に大きく寄与するものである。

## 5. まとめ

インバータが発生する雑音端子電圧のシミュレーションによる定量推定法について検討し, 以下の結論を得た。

(1) 雑音端子電圧をシミュレーションにより定量的に推定するためには, 以下の要素について詳細なモデル化が必須である。

①受動素子 ②スイッチング素子 ③測定装置

(2) 回路定数の調整を行わない条件において, 5 MHz 以下の広範囲に渡り  $\pm 6\text{dB}$  の精度で雑音端子電圧を推定可能である。

(3) シミュレーションにより, コモンモード成分とディファレンシャルモード成分を分離でき, 規格遵守に必要なノイズフィルタを容易かつ最適に設計できる。

今回の検討により, 正確なモデリングにより雑音端子電圧を定量的に推定できることを明らかにした。今後は, 様々な回路方式への本手法の適用, および推定可能な周波数領域の拡大を進める。

(平成 19 年 3 月 14 日受付, 平成 19 年 7 月 20 日再受付)



## 文 献

- (1) S. Ogasawara, H. Fujita, and H. Akagi: "Modeling and Analysis of High-Frequency Leakage Currents Caused by Voltage-Source PWM Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.115-D, No.1, pp.77-83 (1995-1) (in Japanese)  
小笠原悟司・藤田英明・赤木泰文:「電圧型 PWM インバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析」, 電学論 D, **115**, 1, pp.77-83 (1995-1)
- (2) S. Ogasawara, M. Fujikawa, and H. Akagi: "A PWM Rectifier/Inverter System Being Capable of Suppressing Both Harmonics and EMI", *T. IEE Japan*, Vol.121-D, No.10, pp.1075-1082 (2001-10) (in Japanese)  
小笠原悟司・藤川真人・赤木泰文:「高調波と EMI を抑制可能な PWM 整流器・インバータシステム」, 電学論 D, **121**, 10, pp.1075-1082 (2001-10)
- (3) T. Doumoto and H. Akagi: "A passive EMI Filter with Access to the Un-grounded Motor Neutral Line—Its Effect on Eliminating Leakage Current from the Inverter Heat Sink—", *T. IEE Japan*, Vol.124-D, No.11, pp.1141-1148 (2004-11) (in Japanese)  
堂本貴史・赤木泰文:「モータ中性線を利用したパッシブ EMI フィルター放熱フィンからの漏れ電流の抑制効果」, 電学論 D, **124**, 11, pp.1141-1148 (2004-11)
- (4) T. Shimizu, G. Kimura, and J. Hirose: "High Frequency Leakage Current Caused by the Transistor Module and Its Suppression Technique", *T. IEE Japan*, Vol.116-D, No.7, pp.758-766 (1996-7) (in Japanese)  
清水敏久・木村軍司・広瀬 順:「トランジスタモジュールの浮遊容量に起因する高周波漏れ電流の解析とその抑制法」, 電学論 D, **116**, 7, pp.758-766 (1996-7)
- (5) S. Azuma and M. Kimata: "Reduction of Normal and Common Mode Conducted EMI Noise with Active Noise Filter", *T. IEE Japan*, Vol.124-D, No.9, pp.893-900 (2004-9) (in Japanese)  
東 聖・木全政弘:「ノーマルモードとコモンモードの伝導ノイズを低減するアクティブノイズフィルタ」, 電学論 D, **124**, 9, pp.893-900 (2004-9)
- (6) T. Kato, S. Lee, and K. Takeya: "Modeling of a Power Electronic Converter for EMC in the Conduction Emission Frequency Band", *T. IEE Japan*, Vol.120-C, No.11, pp.1555-1560 (2000-11) (in Japanese)  
加藤利次・李 成濬・竹矢健一:「EMC のための電力変換器の伝導エミッション周波数帯域モデリング法」, 電学論 C, **120**, 11, pp.1555-1560 (2000-11)
- (7) M. Sato, S. Doki, and M. Ishida: "High-Frequency Equivalent Circuit of PM Synchronous Motor Driven by PWM Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.124-D, No.5, pp.464-470 (2004-5) (in Japanese)  
佐藤正一・道木慎二・石田宗秋:「PWM インバータ駆動永久磁石同期電動機の高周波等価回路」, 電学論 D, **124**, 5, pp.464-470 (2004-5)
- (8) A. Mishima: "Switching Analysis Methods using Power Device Models and Magnetic Field Coupling System", IPEC Niigata, pp.2063-2068 (2005)
- (9) M.L. Heldwein, T. Nussbaumer, and J.W. Kolar: "Differential Mode EMC Input Filter Design for Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix PWM Converters", Proceedings of the 35<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.284-291(2004)
- (10) J.-S. Lai, X. Huang, E. Pepa, S. Chen, and T.W. Nehl: "Inverter EMI Modeling and Simulation Methodologies", Proceedings of The 29<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.1533-1539 (2003)
- (11) B. Revol, J. Roudet, J.L. Schanen, and P. Loizelet: "Fast EMI Prediction method for three phase inverter based on Laplace Transforms", Proceedings

of 34<sup>th</sup> IEEE Annual Power Electron Specialists Conference, pp.1133-1138 (2003)

- (12) T. Nussbaumer, M.L. Heldwein, and J.W. Kolar: "Common Mode EMC Input Filter Design for a Three-Phase Buck-Type PWM Rectifier System", Proceedings of the 21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Vol.3, pp.1617-1623 (2006)
- (13) J. Miyashita, M. Mitsuzawa, T. Karube, K. Yamasawa, and T. Sato: "A Quantitative Analysis of Common-mode Noise of a Switching Power Supply", IEICE Trans., Vol.J84-B, No.3, pp.643-646 (2001-3) (in Japanese)  
宮下純一・蜜沢雅之・軽部俊幸・山沢清人・佐藤敏郎:「スイッチング電源におけるコモンモードノイズの定量解析の一手法」, 信学論 B, **J84-B**, 3, pp.643-646 (2001-3)

### 玉手 道雄



(正員) 2001年3月東京都立大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)富士電機総合研究所(現,富士電機アドバンステクノロジー(株))入社,現在に至る。主として,パワーエレクトロニクス機器の開発と研究に従事。

### 佐々木 達見子



(正員) 2003年3月東京工業大学大学院創造エネルギー専攻修士課程修了。同年4月(株)富士電機総合研究所(現,富士電機アドバンステクノロジー(株))入社,現在に至る。主として,パワーエレクトロニクス機器の開発と研究に従事。

### 鳥羽 章夫



(正員) 1992年3月東京都立大学工学部電気工学科卒業。1994年3月同大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年4月(株)富士電機総合研究所(現,富士電機アドバンステクノロジー)入社,現在に至る。1997年9月から1999年8月まで,米国ウイスコンシン大学客員研究員。2004年,電気学会産業応用部門奨励賞受賞。博士(工学)。主としてパワーエレクトロニクス機器,可変速駆動システム,および永久磁石電動機の開発と研究に従事。IEEE 会員。