

## スイッチング電源のEMI低減化回路と測定による検証

定村 宏<sup>†</sup> 行方 真実<sup>††</sup> 光野 正志<sup>†</sup> 小林 春夫<sup>†a)</sup>  
石川 信宣<sup>†</sup>

### EMI Reduction Technique of Switching Regulators and Its Measurement Verification

Hiroshi SADAMURA<sup>†</sup>, Makoto NAMEKATA<sup>††</sup>, Masashi KONO<sup>†</sup>,  
Haruo KOBAYASHI<sup>†a)</sup>, and Nobuyoshi ISHIKAWA<sup>†</sup>

あらまし スwitching電源回路は高効率で大電流出力が可能であり、また出力電圧が連続可変にできるので、携帯電話等の多くの電子機器に用いられている。しかしながら、スイッチング電源回路はクロックでスイッチをドライブするため非常に大きなスイッチングノイズを発生しEMI性能が劣化することが問題になっている。従来のスイッチング電源ではノイズを低減するためにシールドフィルタを利用したものが多く、トランスやコイルを利用するため小型化が難しくまたコスト高になる。そこで我々は制御クロックにわずかなタイミング揺らぎ(ジッタ)を意図的に与えてスイッチングノイズのスペクトルを拡散させ、EMC規格を満たす方式(制御クロックの擬似ランダム位相変調方式)を検討した。これらの報告で、検討手法によりスイッチング電源出力部(2次側)においてノイズパワースペクトルが拡散し、ノイズスペクトルのピークが大幅に減衰していることをプロトタイプスイッチング電源回路の測定により示した。しかしながら、電源から発生されるEMIの問題では、スイッチング電源出力部だけではなくスイッチング電源の入力電源側(1次側)へのEMIが重要である。そこで今回、群馬県立産業技術センターの電波暗室・EMI測定システムを用いてスイッチング電源の入力電源側へのEMIを測定し、検討手法がEMI低減に有用であることを報告する。

キーワード スwitching電源, スwitchingノイズ, EMI, EMC, スペクトル拡散クロック

### 1. ま え が き

スイッチング電源回路は高効率で大電流出力が可能であり、また出力電圧が連続可変にできるので、多くの電子機器に用いられている。特に近年の携帯機器の低消費電力化を実現する上で重要なコンポーネントである。しかしながら、スイッチング電源回路はクロックでスイッチをドライブするため非常に大きなスイッチングノイズを発生することがデメリットとなっている[1], [2]。また近年デジタル機器の普及が進むにつれ、電子機器は以前と比べ非常に大きな電氣的ノ

イズ源と見られるようになり、そこでこのノイズに対し厳しい規制が規定されるようになった[3]。これらの電氣的ノイズの性能指標を表すものとして、妨害側はEMI (Electro-Magnetic Interference: 電磁障害)と呼ばれ、ノイズ耐性側はEMS (Electro-Magnetic Susceptibility: 電磁耐性)と呼ばれる。更にこれら二つを合わせたものはEMC (Electro-Magnetic Compatibility: 電磁環境両立性)と呼ばれ、市販される電子機器は定められたEMC規格に適合させなければならない[4], [5]。

従来のスイッチング電源ではノイズを低減するためにシールドやフィルタを利用した共振型スイッチング電源が使われることが多い。この方式はノイズを効率良く低減できるが、トランスやコイルを利用するため小型化が難しくまたコスト高になる。そこで筆者らは文献[6], [7]に示すように制御クロックにわずかなタイミング揺らぎ(ジッタ)を意図的に与えてスイッチ

<sup>†</sup> 群馬大学工学部電気電子工学科, 桐生市  
Dept. of Electronic Engineering, Gunma University, 1-5-1  
Tenjin-cho, Kiryu-shi, 376-8515 Japan

<sup>††</sup> 群馬県立東毛産業技術センター, 太田市  
Gunma Prefectural Industrial Technology Research Laboratory,  
1058-5 Yoshizawa-cho, Ota-shi, 373-0019 Japan  
a) E-mail: k.haruo@el.gunma-u.ac.jp

グノイズのスペクトルを拡散させ、EMC規格を満たす方式を検討した。これらの報告で、検討手法によりスイッチング電源出力部（2次側）においてノイズパワースペクトルが拡散し、ノイズスペクトルのピークが大幅に減衰していることをプロトタイプスイッチング電源回路の測定により示した。しかしながら、電源から発生されるEMIの問題では、スイッチング電源出力部だけではなくスイッチング電源の入力電源側（1次側）へのEMIが重要である[3],[4]。入力電源側へのノイズはこの入力電源に接続されている他の電源回路・電子機器へ回り込んでしまうからである。そこで今回、群馬県立産業技術センターの電波暗室・EMI測定システムを用いてスイッチング電源の入力電源側へのEMIを測定し、検討手法がEMI低減に有用であることを示した。

## 2. スwitching電源回路の原理と問題点

スイッチング電源には降圧型、昇圧型、負昇降圧型が代表的である。図1に入力電源 $V_{DD}$ 、パワーMOSスイッチ、チョークコイル( $L$ )、容量( $C$ )、ダイオードから構成された降圧型スイッチング電源を示す。スイッチのオン・オフにより高い入力電圧( $V_{DD}$ )が低い出力電圧( $V_{OUT}$ )に高効率で変換され、また $LC$ は低域フィルタとして出力電圧を平滑化する。素子が理想的なものとすると、CLKがオンのとき( $T_{on}$ )、オフのとき( $T_{off}$ )に $L$ に流れる電流の変化量( $\Delta I_{Lon}$ ,  $\Delta I_{Loff}$ )はそれぞれ次式のように表される。

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_{DD} - V_{OUT}}{L} T_{on},$$

$$\Delta I_{Loff} = \frac{V_{OUT}}{L} T_{off}.$$

$L$ に流れる電流は連続的に変化するのでこの二つの電流変化量は等しくなり出力電圧は次のようになる。

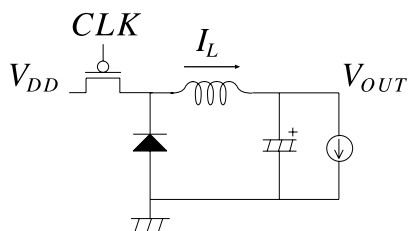


図1 降圧型スイッチング電源回路

Fig.1 A switching regulator circuit (buck converter).

$$V_{OUT} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} V_{DD}.$$

この結果、出力電圧は出力電流に依存せず（大電流出力可能）、クロックデューティ $T_{on}/(T_{on} + T_{off})$ のみで決まる（出力電圧連続可変可能）ことがわかる。

しかしながらスイッチング電源ではコイル $L$ が使われているのでスイッチング時のコイルにおける電流微分( $L \frac{di}{dt}$ )による大きなスイッチングノイズが発生する。[2] このノイズはスイッチングの際に発生することから、DC電源であるにもかかわらずそのスペクトルは特定周波数（クロック周波数の整数倍）にピークをもつ。このスイッチングノイズは接続される電子機器に対し、伝導ノイズ・電磁輻射ノイズとしてEMIの問題を引き起こす。

## 3. スwitching電源のEMI低減化回路

筆者らは先にスイッチング電源で制御クロックに意図的にタイミング揺らぎ（ジッタ[8],[9]）を与えてスイッチングノイズのスペクトル拡散を行い、スイッチングノイズによるEMIを減少させる手法を検討した（基本原理は[10]に記述されている）。スイッチング電源での従来及び検討手法のクロック波形の比較を図2に示す。従来クロックでは立上りが等間隔であったが、検討手法ではクロックの立上り間隔を擬似ランダムに変動させる[6],[10]。制御クロックにジッタを与える回路をデジタルで構成するので、この方式をPseudo Random digital Modulation (PRM)方式と呼ぶことにする。プロトタイプ電源回路を試作してこのPRM方式を用いた場合と用いない場合の出力電圧のパワースペクトルを実測して比較し、PRM方式を用いた場

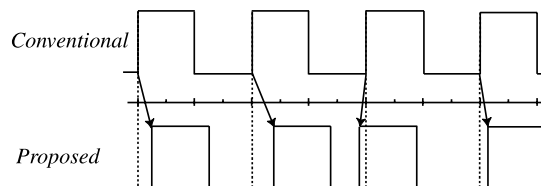


図2 スwitching電源での従来及び検討手法のクロック波形。従来クロックでは立上りが等間隔であったが、検討手法のクロックでは立上り間隔を擬似ランダムに変動させた

Fig.2 Waveforms of conventional and PRM (pseudo-random digital modulation) clocks. The rising-edge-timing intervals of the conventional clock are equal while those of the PRM clock are varied in a pseudo-random manner.

合の方が大幅にノイズスペクトルのピークが減少することを確認した。しかしながら電源回路の EMI では出力電圧（2 次側）と同時に入力電圧源（1 次側）への影響が問題となるので、今回 1 次側の EMI 測定を行った。

なお、この PRM 方式は同期型デジタル LSI でクロックにジッタを与えることでクロックのスペクトルピークを拡散させる「スペクトル拡散クロック (Spread Spectrum Clock : SSC)」[11], [12] をスイッチング電源回路に応用したものであり、筆者らの以前からのジッタ解析研究 [8], [9] が研究の動機の一つになっている。また、鹿児島大の田中らは先に「ランダムスイッチング」と呼ぶ方法を提案し同様にスイッチングノイズのスペクトル拡散を実現しているが [13], 田中らの方法は「制御クロックのランダム周波数変調」である。筆者らが検討した方法は「ランダム位相変調」（または「ランダムパルス位置変調」）であり、この手法の回路実現等に工夫を行った [6]。文献 [10] では「ランダム周波数変調方式」「ランダムパルス位置変調方式」を含めた、スイッチング電源での四つの制御クロックランダム変調方式の比較を記述している。

また、注意点として、PRM 方式では瞬時瞬時の時間で観測すれば図 2 に示されているようにオフ時間（すなわちクロックデューティ）が異なっているため出力リップルが大きくなる可能性があるため、実測等で出力リップルへの影響をチェックする必要がある。

#### 4. EMC の国際規格と今回の測定環境

電子機器の EMC に対して多くの規格 (VCCI, EN, VDE 等) があるが、一般に CISPR (国際無線障害特別委員会) 勧告に対応している [3] ~ [5]。しかしながらここで測定する被測定物 (EUT) は電源回路単体であり、その EMC に対して CISPR 勧告に該当する項目がない (CISPR 勧告は“電子機器システム”に対して規定している)。そこで、今回のスイッチング電源の EMI 測定条件を CISPR 勧告の主旨に沿った形で表 1 のように定義した。

スイッチング電源の EMI 測定は電波暗室 (表 2) の中で図 3, 図 4 の構成で行った。CISPR の測定環境の規定に従い、被測定物 (EUT) は 40 cm の高さで擬似電源回路網との距離を 80 cm とした。また他の測定環境条件 (電波暗室のシールド性能と電源フィルタ性能) を表 2 に示す。図 3, 図 4 はそれぞれ PRM (ノイズスペクトル拡散) なしのスイッチング電源の 1 次側での

表 1 スイッチング電源の EMI 測定条件

Table 1 EMI measurement conditions of switching regulators.

項目	定義
被測定物	情報処理装置 ・PRM 方式はデジタル変調方式のため情報処理装置と分類した。
規格条件	CISPR Pub.22 (VCCI クラス B) ・検波方式: 準尖頭値及び平均値 ・帯域: 150 kHz ~ 30 MHz に準拠 ・低減効果を測定するのでクラスに関して通過判定は行わない。
測定種別	雑音端子電圧 (伝導エミッション規格) ・雑音端子電圧は CISPR, VCCI で定義されている電源線雑音端子電圧とする。

表 2 電波暗室での測定環境条件

Table 2 Measurement conditions in an electro-magnetic shield room.

項目	仕様
シールド性能	MIL STD-285 準拠による。
磁界	10 ~ 150 kHz: 60 dB 以上減衰
電界平面波	150 kHz ~ 30 MHz: 80 dB 以上減衰 30 MHz ~ 4 GHz: 100 dB 以上減衰
電源フィルタの性能	10 ~ 14 kHz: 60 dB 以上減衰 14 kHz ~ 10 GHz: 100 dB 以上減衰

コモンモードノイズ (図 5), ディファレンシャルモードノイズ (図 6) 測定環境である (これらのノイズの定義は文献 [5] 参照)。

図 4 では簡易性のためコモンモード電圧測定用の擬似電源回路網を使用してディファレンシャルモード電圧測定環境を構築している。この構成ではコモンモードノイズの混入の影響がある場合はディファレンシャルモード電圧測定の絶対精度は保証できないが、ここでは PRM のない場合とある場合と比較 (すなわち相対精度) が重要であり絶対精度はそれほど重要でないこと、またディファレンシャルモードノイズは比較的除去しやすいので EMI 規格外であることからこの簡易測定系を用いた。

また、図 7 に PRM (ノイズスペクトル拡散制御回路) を用いたスイッチング電源から発生されるノイズの測定環境を、表 3 に用いた PRM の構成 [6] を、それぞれ示す。

#### 5. EMI 測定結果

スイッチング電源で検討した PRM (ノイズスペクトル拡散制御回路) を設けた場合と設けない場合につ

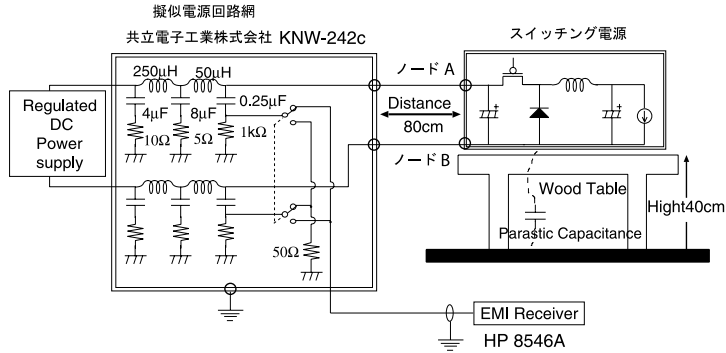


図3 コモンモード電圧（スイッチング電源によるコモンモードノイズ）測定環境  
 Fig.3 Common-mode voltage (common-mode noise generated by a switching regulator) measurement setup.

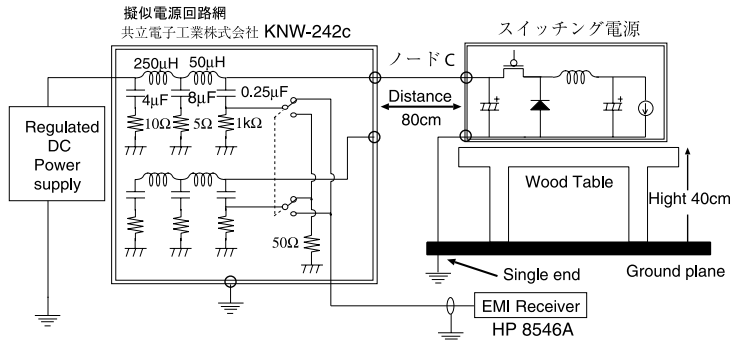


図4 ディファレンシャルモード電圧（スイッチング電源によるディファレンシャルモードノイズ）の測定環境  
 Fig.4 Differential-mode voltage (differential-mode noise generated by a switching regulator) measurement setup.

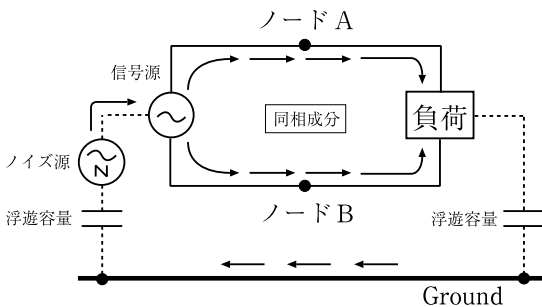


図5 コモンモードノイズ概念図．ノード A, B は図3に対応し，ノード A の経路がライン側，ノード B の経路がグランド側になる

Fig.5 Explanation of common-mode noise. Nodes A, B correspond to those in Fig.3 respectively, and the path through node A is a line path while that through node B is a ground path.

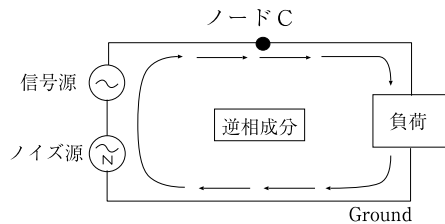


図6 ディファレンシャルモードノイズ概念図．ノード C は図4に対応する

Fig.6 Explanation of differential-mode noise. Node C corresponds to that in Fig.4.

いて，ライン側とグランド側の（スイッチング電源から発生された）コモンモードノイズ（図5）とディファレンシャルモードノイズ（図6）を測定した（EMI測定においては「ノイズ」という言葉は測定系に存在す

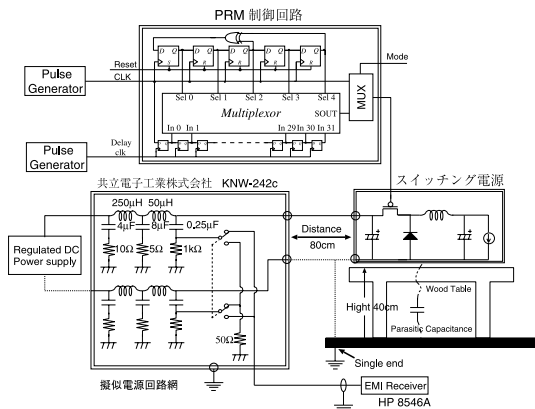


図7 PRM を用いたスイッチング電源から発生されるノイズの測定環境

Fig.7 Measurement setup of noise generated by a buck converter with PRM.

表3 PRM(ノイズスペクトル拡散制御回路)の構成  
Table 3 PRM circuit specification.

項目	仕様
スペクトル拡散方式	直接拡散
シフトレジスタ制御周波数	6 MHz
PN 符号制御周波数	200 kHz
PN 符号	M 系列
符号長	31

る雑音や周囲雑音を指し測定対象は信号として扱うので、以下混乱を避けるため測定対象である上記の「スイッチング電源から発生された測定すべき共通モードノイズ、ディファレンシャルモードノイズ」をそれぞれ「共通モード電圧、ディファレンシャルモード電圧」と記述する)その結果、両者ともスペクトル拡散されてピークのスペクトル値が減衰していることが確認できた。また、EMI 測定器 (HP8564A) を用いて尖頭値検波 (Peak Detection: Peak 検波), 準尖頭値検波 (Quasi-Peak Detection: QP 検波), 平均値検波 (Average Detection: AVG 検波)[4] に対して EMI 低減効果が確認できた。

図8, 図9にそれぞれ PRM を設けない場合, 設けた場合の共通モード電圧の測定スペクトルを示す。これらグラフから PRM はスイッチング電源によるノイズスペクトルを減衰させ、特にスペクトル値が大きな値をもつ 200 kHz のスイッチング電源駆動クロックに対する奇数次のノイズスペクトルに低減効果があることがわかる。図8, 図9のスペクトルデータは“Peak Hold”で取得したものであるため、このデータから

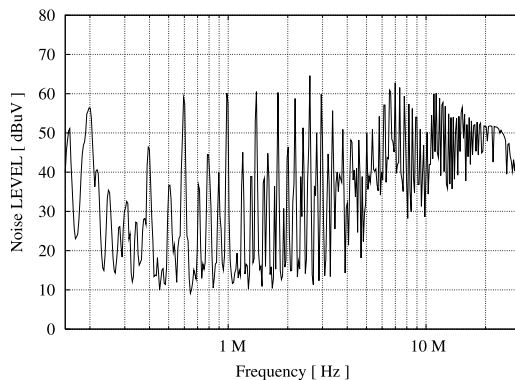


図8 ライン側の共通モード電圧の測定スペクトル (PRM を設けない場合)

Fig.8 Measured common-mode voltage spectrum of the line path (without PRM).

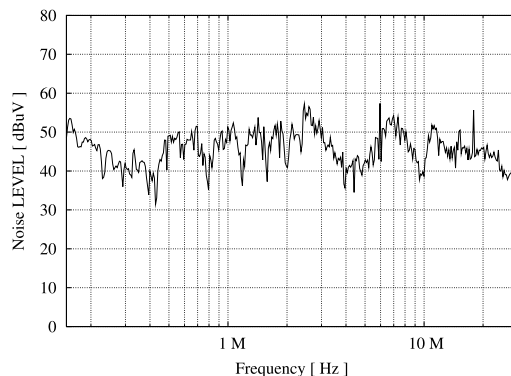


図9 ライン側の共通モード電圧の測定スペクトル (PRM を設けた場合)

Fig.9 Measured common-mode voltage spectrum of the line path (with PRM).

Peak 検波に対しての低減効果を知ることができる。

次に図10に Peak 検波, QP 検波, AVG 検波を用いて行った (クロック周波数の) 奇数次高調波の EMI 低減効果を EMI 受信機で測定した結果を示す。AVG 検波, QP 検波に対して PRM 方式は EMI 低減効果が更に大きくなるのがわかる。同様にして図11, 図12, 図13にグラウンド側の共通モード電圧の場合の測定データを示し、また図14, 図15, 図16にディファレンシャルモード電圧の測定データを示す。両者に対して広い周波数帯で EMI 低減効果が確認できる。

共通モードノイズはインピーダンスミスマッチとしてディファレンシャルモードノイズに変換されて現れるなどのために一般的に除去が難しい。従来は大きな実装面を必要とするラインフィルタなどを使用して

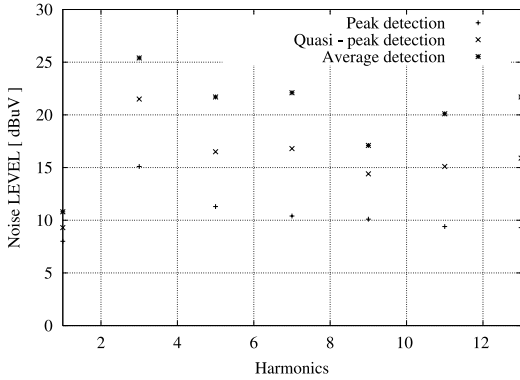


図 10 ライン側コモンモード電圧奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量

Fig.10 EMI reduction of common-mode voltage spectrum (odd-order harmonics) in the line path measured with peak, quasi-peak and average detection methods.

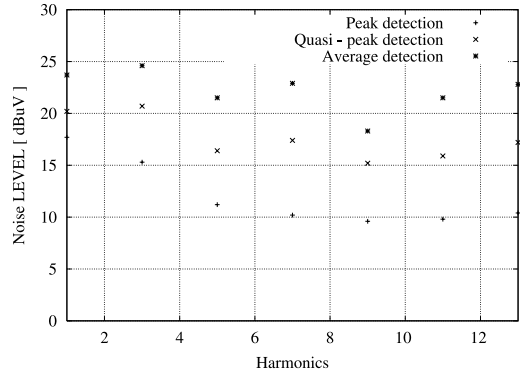


図 13 グランド側コモンモード電圧奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量

Fig.13 EMI reduction of common-mode voltage spectrum (odd-order harmonics) in the ground path measured with peak, quasi-peak and average detection methods.

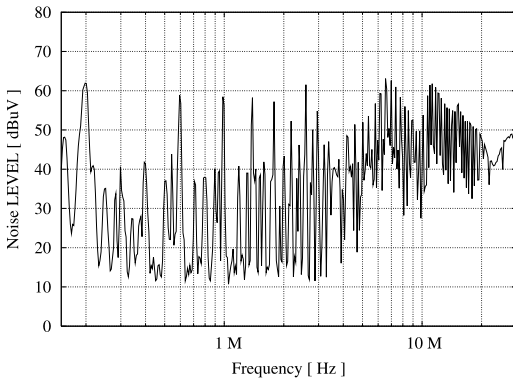


図 11 グランド側のコモンモード電圧の測定スペクトル (PRM を設けない場合)

Fig.11 Measured common-mode voltage spectrum of the ground path (without PRM).

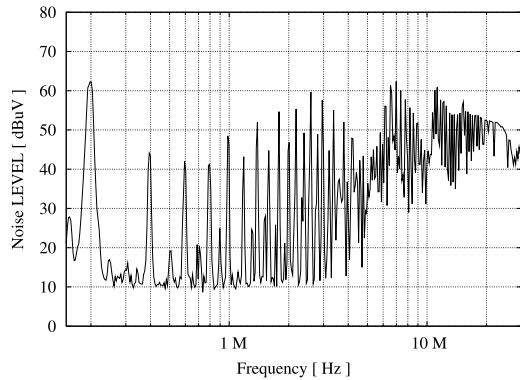


図 14 ディファレンシャルモード電圧の測定スペクトル (PRM を設けない場合)

Fig.14 Measured differential-mode voltage spectrum (without PRM).

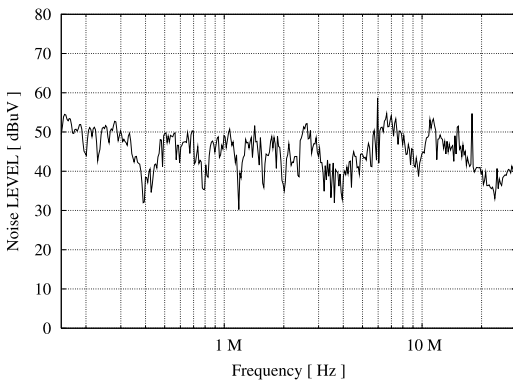


図 12 グランド側のコモンモード電圧の測定スペクトル (PRM を設けた場合)

Fig.12 Measured common-mode voltage spectrum of the ground path (with PRM).

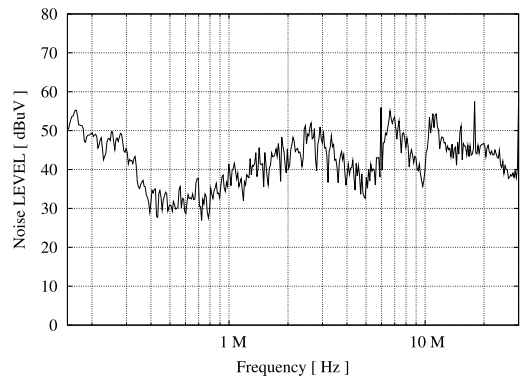


図 15 ディファレンシャルモード電圧の測定スペクトル (PRM を設けた場合)

Fig.15 Measured differential-mode voltage spectrum (with PRM).

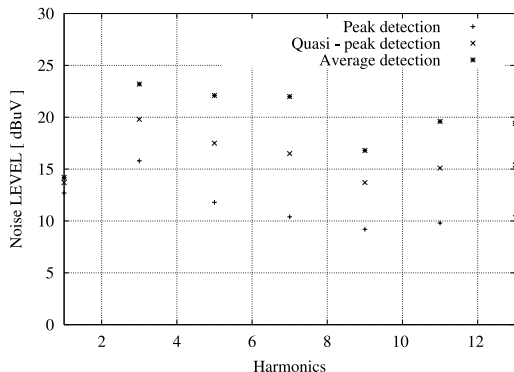


図 16 ディファレンシャルモード電圧奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量

Fig. 16 EMI reduction of differential-mode voltage spectrum (odd-order harmonics) measured with peak, quasi-peak and average detection methods.

コモンモードノイズを除去していたが、提案する PRM 方式を用いればラインフィルタを用いずにスイッチング電源からのコモンモードノイズを大きく低減できることを確認できた。すなわち検討手法はラインフィルタ等の電源ノイズ対策部品に対する要求性能を緩和させ、またこれらの部品点数を少なくできるので小型化・低コスト化に貢献できる（付加する PRM 制御回路はわずかなデジタル回路でよいのでそのサイズとコストは小さい）。

また、PRM 内の M 系列発生回路 [6] のビット数を変更し 1 次側の EMI 低減効果を調べたが、3 ビット以上にビット数を増やしても EMI 低減量はほぼ飽和してしまうことがわかった（すなわち 3 ビット M 系列発生回路を使用するのが適切である）。このときの出力電圧のリプルは 3.3 V 入力電源電圧、1.65 V 目標出力電圧に対し PRM を設けないときとほぼ同等 (0.01  $V_{pp}$  程度増加) であった。

## 6. むすび

スイッチング電源の制御クロックを擬似ランダム位相変調させノイズピークをスペクトル拡散させる方式を用いた場合の 1 次側（入力側）電源での EMI 低減効果を、できるだけ EMI 規格に沿った方法で電波暗室・標準 EMI 測定システムを用いて計測評価した。その結果、スイッチング電源からのコモンモードノイズ（グラウンド側、ライン側）及びデファレンシャルモードノイズとも準尖頭値検波において 15 dB 以上、平均値検波において 20 dB 以上の大きな低減効果を得られることが確認でき、検討方式の有効性が実測で確認できた。

## 文 献

- [1] A. J. Stratakos, C. R. Sullivan, S. R. Sanders, and R. W. Broderon, "High-efficiency low-voltage DC-DC conversion for portable applications," in *Low-Voltage/Low-Power Integrated Circuits and Systems*, Chapter 12, IEEE Press, 1999.
- [2] S. Sakiyama, J. Kajiwara, M. Kinoshita, K. Satomi, K. Ohtani, and A. Matsuzawa, "An on-chip high-efficiency and low-noise DC/DC converter using divided switches with current control technique," *ISSCC Digest of Tech. Papers*, pp.156–157, Feb. 1999.
- [3] International Special Committee on Radio Interference, CISPR16-I: Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, Part 1, International Electro-technical Commission, First Ed., Geneva, Switzerland, 1993.
- [4] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, Mimatsu Data System, 1996.
- [5] M. Mardiguian, *Controlling Radiated Emissions by Design*, Maruzen, 2000.
- [6] T. Daimon, H. Sadamura, T. Shindou, H. Kobayashi, M. Kono, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai, and T. Iijima, "Spread-spectrum clocking in switching regulators for EMI reduction," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E86-A, no. 2, pp.381–386, Feb. 2003.
- [7] H. Sadamura, T. Daimon, T. Shindo, H. Kobayashi, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai, and T. Iijima, "Spread-spectrum clocking in switching regulators to reduce EMI," *Proc. IEEE Asia-Pacific Conference on ASICs*, pp.141–144, Taipei, Taiwan, Aug. 2002.
- [8] H. Kobayashi, K. Kobayashi, M. Morimura, Y. Onaya, Y. Takahashi, K. Enomoto, and H. Kogure, "Sampling jitter and finite aperture time effects in wideband data acquisition systems," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E85-A, no.2, pp.335–346, Feb. 2002.
- [9] N. Kurosawa, H. Kobayashi, H. Kogure, T. Komuro, and H. Sakayori, "Sampling clock jitter effects in digital-to-analog converters," *Measurement*, vol.31, no.3, pp.187–199, March 2002.
- [10] A. M. Stankovic, G. C. Verghese, and D. J. Perreault, "Analysis and synthesis of randomized modulation schemes for power converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.10, no.6, pp.680–693, Nov. 1995.
- [11] C. D. Hoekstra, "Frequency modulation of system clocks for EMI reduction," *Hewlett-Packard Journal*, Article 13, pp.101–107, Aug. 1997.
- [12] Y. Moon, D.-K. Jeong, and G. Kim, "Clock dithering for electromagnetic compliance using spread spectrum phase modulation," *ISSCC Digest of Tech. Papers*, pp.186–187, Feb. 1999.
- [13] T. Tanaka, H. Hamasaki, and H. Yoshida, "Random-switching control in DC-to-DC converters: An implementation using M-sequence," *INTELEC '97*, pp.431–437, Oct. 1997.

(平成 15 年 4 月 1 日受付, 6 月 17 日再受付)



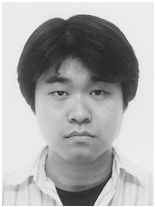
定村 宏

2001 群馬大・電気電子卒。2003 同大大学院修士課程了。同年三洋電機(株)入社。スイッチング電源, EMC 関連技術, アナログ集積回路設計に関心をもつ。



行方 真実

1993 茨城大・電子卒。1995 同大大学院修士課程了。同年から現在まで群馬県工業試験場(現 群馬県立産業技術センター)で EMC(電磁環境)測定評価に従事。



光野 正志 (学生員)

2003 群馬大・電気電子卒。現在, 同大大学院修士課程在学中。スイッチング電源, EMC 関連技術, MEMS 技術に関心をもつ。2003 電気学会学術奨励賞受賞。



小林 春夫 (正員)

1980 東大・計数工卒。1982 同大大学院修士課程了。同年横河電機製作所入社。1989 カルフォルニア大学ロサンゼルス校(UCLA)電気工科大学院修士課程了。1997 群馬大学助教授, 2002 同教授。ミックスド・シグナル集積回路設計, 信号処理アルゴリズムに関心をもつ。2003 第6回横山科学技術賞受賞。IEEE 会員。工博(早稲田大学)。



石川 信宣

1976 電通大短期大学部電波通信卒。1989 放送大卒。現在, 群馬大学工学部文部科学省技官。電波通信系, 高周波系研究補助に従事。