

スイッチング電源の EMI 低減化回路と測定による検証

行方 真実 † 定村 宏 †† 光野 正志 †† 小林 春夫 †† 石川 信宣 ††

† 群馬県工業試験場 〒 371-0845 群馬県前橋市鳥羽町 190

tel:027-251-4261 fax:027-251-9631 e-mail:namets@tec-lab.pref.gunma.jp

†† 群馬大学工学部電気電子工学科 〒 376-8515 群馬県桐生市天神町 1-5-1

tel:0277-30-1788 fax:0277-30-1707 e-mail:k_haruo@el.gunma-u.ac.jp

EMI Reduction Technique of Switching Regulators and its Measurement Verification

Makoto Namekata †, Hiroshi Sadamura ††, Masashi Kono ††, Haruo Kobayashi ††, Nobuyoshi Ishikawa ††

† Gunma Prefectural Industrial Technology Research Laboratory

†† Electronic Engineering Department, Gunma University

Abstract - This paper presents Electro-Magnetic Interference (EMI) reduction and measurement techniques of DC-DC converters (switching regulators). We have already proposed a simple, inexpensive technique for intentionally broadening and flattening the spectrum of a switching regulator to reduce EMI. This noise spectrum broadening technique involves intentionally introducing pseudo-random dithering of control clock timing, which can be achieved by adding simple digital circuitry. In this paper we will report the measured results of switching regulators that this technique can significantly reduce EMI to the DC-DC converter input voltage source, with regards to peak detection, quasi-peak detection and average detection. The measurements were performed using a standard EMI measurement system in an electro-magnetic shield room (anechoic chamber).

キーワード : スイッチング電源, スイッチングノイズ, EMI, EMC, スペクトラム拡散クロック

Keywords: Switching Regulator, Switching Noise, EMI, EMC, Spread-Spectrum Clocking

I. 研究背景

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] 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。[2] 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) とよばれ、ノイズ耐性側は EMS (Electro-Magnetic Susceptibility: 電磁耐性) とよばれる。さらにこれら 2 つを合わせたものは EMC (Electro-Magnetic Compatibility: 電磁環境両立性) とよばれ、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。[3, 4]

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事が多い。この方式はノイズを効率よく低減できるが、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。そこで著者らは文献 [5] 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 規格を満たす方式を提案した。これらの報告で、提案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・スペクトラムが拡散し、ノイズ・スペクトラムのピークが大幅に減衰していることをプロトタイプ of 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。[2, 3] 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、群馬県工業試験場の電波暗室・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、提案手法がEMI低減に有用であることを示した。

II. スwitchング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はローパス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がオンの時(T_{on})、オフの時(T_{off})にLに流れる電流の変化量(ΔI_{Lon} , ΔI_{Loff})はそれぞれ次式のように表される。

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

Lに流れる電流は連続的に変化するのでこの2つの電流変化量は等しくなり出力電圧は次のようなる。

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

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 $T_{on}/(T_{on} + T_{off})$ のみで定まる(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。[1] このノイズはスイッチングの際に発生する事から、DC電源であるにもかかわらずそのスペクトラムは特定周波数(クロック周波数の整数倍)にピークを持つ。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。

III. スwitchング電源のEMI低減化回路

著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[6, 7])を与えてスイッチングノイズのスペクトラム拡散を行い、スイッチングノイズによるEMIを減少させる手法を提案した。文献[5]に詳しい内容を記述している。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ラムを実測して比較し、PRM方式を用いた場合の方が大幅にノイズスペクトラム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ラムピークを拡散させる「スペクトラム拡散クロック(Spread Spectrum Clock : SSC)」[8, 9]をスイッチング電源回路に応用したものであり、著者らの以前からのジッタ解析研究[6, 7]の延長でもある。また、鹿児島大の田中からは先に「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ラム拡散を実現しているが[10]、田中らの方法は「制御クロックのランダム周波数変調」であるのに対し筆者らの方法は「ランダム位相変調」である。

IV. 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。[2, 3, 4]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40cmの高さで疑似電源回路網との距離を80cm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(ノイズスペクトラム拡散)なしのスイッチング電源の1次側でのコモンモード・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[4]参照。)

表 1: スイッチング電源の EMI 測定条件

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: 150kHz~30MHz 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

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

また、図 7 に PRM (ノイズスペクトラム拡散制御回路) を用いたスイッチング電源のノイズ測定環境を、表 3 に用いた PRM の構成 [5] を示す。

表 3: PRM (ノイズスペクトラム拡散制御回路) の構成

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

V. EMI 測定結果

スイッチング電源で提案した PRM (ノイズスペクトラム拡散制御回路) を設けた場合と設けない場合について、ライン側とグラウンド側の共通モード・ノイズ

(図 5) を、またディファレンシャルモード・ノイズ (図 6) を測定した。その結果、いずれのノイズもスペクトラム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)[3] に対して EMI 低減効果が確認できた。

図 8, 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・ノイズの測定スペクトラムを示す。これらグラフから PRM はノイズスペクトルを減衰させ、特にスペクトル値が大きくなる 200kHz 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事が分かる。図 8, 9 のスペクトラム・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 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 低減効果がさらに大きくなる事がわかる。

同様に図 11, 12, 13 にグラウンド側の共通モード・ノイズの場合の測定データを示し、また図 14, 15, 16 にディファレンシャルモード・ノイズの測定データを示す。どのノイズ源に対しても広い周波数帯で EMI 低減効果が確認できる。また、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共通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共通モード・ノイズを大きく低減できることを確認できた。

また、PRM 内の M 系列発生回路 [5] 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分かった。(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 3.3V 入力電源電圧、1.65V 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。

謝辞 貴重なコメントをいただいた鹿児島大学の田中哲郎先生に深く感謝いたします。本研究は経済産業省平成13年度補正予算 即効型地域新生コンソーシアム 研究開発事業「次世代情報通信ネットワーク用高速・低消費電力アナログ集積回路」での群馬大学と群馬県工業試験場の共同研究として行われた。

参考文献

- [1] S. Sakiyama, J. Kajiwar, 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).
- [2] *International Special Committee on Radio Interference, CISPR16-I: Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods, Part 1*, International Electro-technical Commission, Geneva, Switzerland, First edition (1993).
- [3] C. R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, Mimatsum Data System (1996).
- [4] M. Mardiguiian, *Controlling Radiated Emissions by Design*, Maruzen (2000).
- [5] T. Daimon, H. Sadamura, T. Shindou, H. Kobayashi, M. Kono, T. Myono, T. Suzuki, S. Kawai, T. Iijima, "Spread-Spectrum Clocking in Switching Regulators for EMI Reduction," *IEICE Trans. on Fundamentals*, vol. E86-A, no. 2, pp.381-386 (Feb. 2003).
- [6] 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. on Fundamentals*, vol. E85-A, no. 2, pp. 335-346 (Feb. 2002).
- [7] 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).
- [8] C. D. Hoekstra, "Frequency Modulation of System Clocks for EMI Reduction," *Hewlett-Packard Journal*, Article 13, pp.101-107 (August 1997).
- [9] 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).
- [10] 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).

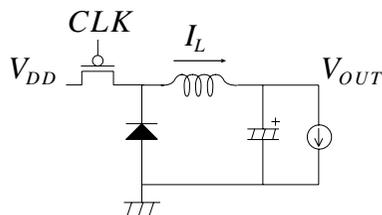


図1: 降圧型スイッチング電源回路。

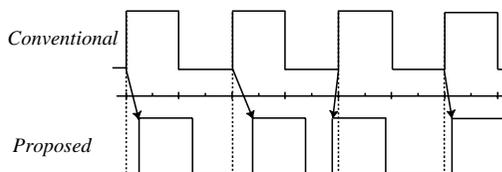


図2: スwitchング電源での従来および提案 PRM クロック波形。従来クロックでは立ち上がり間隔であったが、提案クロックでは立ち上がり間隔を疑似ランダムに変動させた。

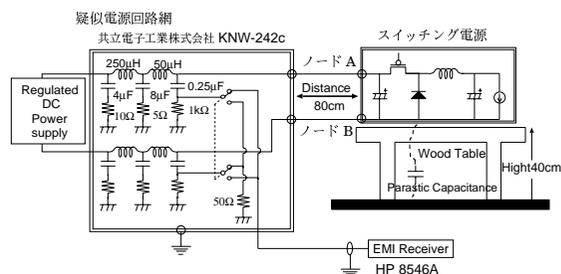


図3: コモンモード・ノイズ測定環境。

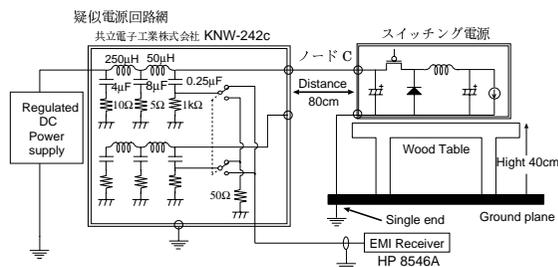


図4: ディファレンシャルモード・ノイズ測定環境。

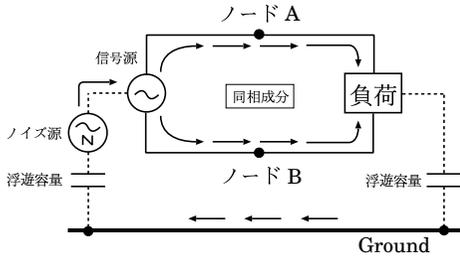


図 5: コモンモード・ノイズ概念図。ノード A, B は図 3 に対応し、ノード A の経路がライン側、ノード B の経路がグランド側になる。

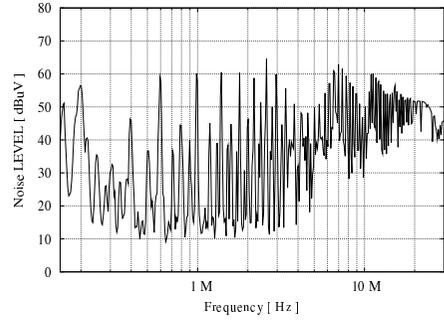


図 8: ライン側のコモンモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けない場合)。

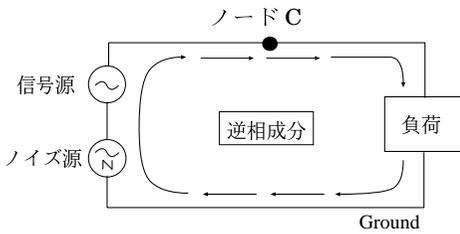


図 6: ディファレンシャルモード・ノイズ概念図。ノード C は図 4 に対応する。

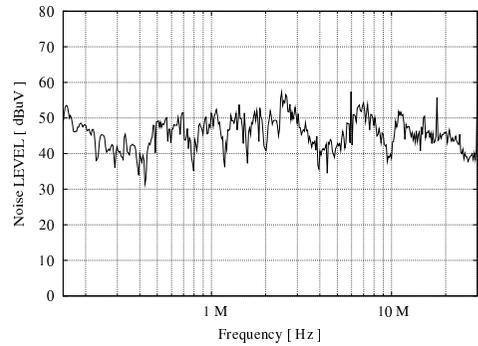


図 9: ライン側のコモンモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けた場合)。

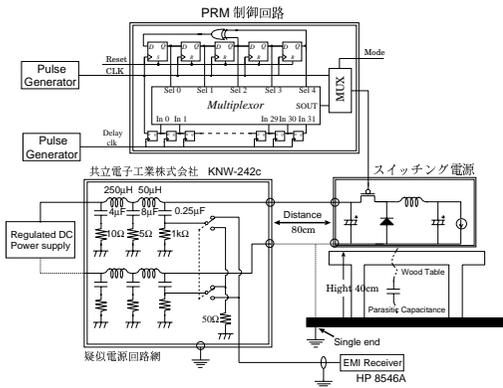


図 7: PRM を用いたスイッチング電源のノイズ測定環境。

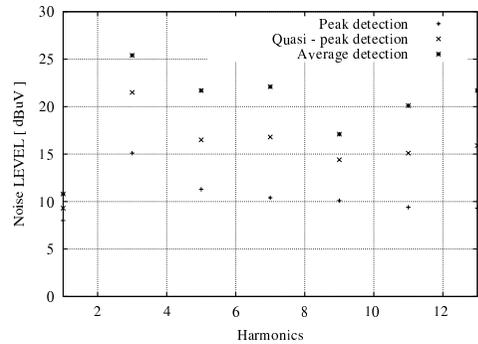


図 10: ライン側コモンモード・ノイズ奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量。

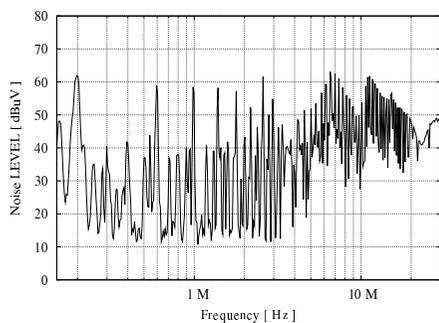


図 11: グランド側のコモンモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けない場合)。

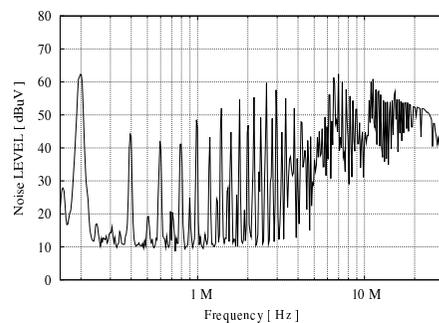


図 14: ディファレンシャルモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けない場合)。

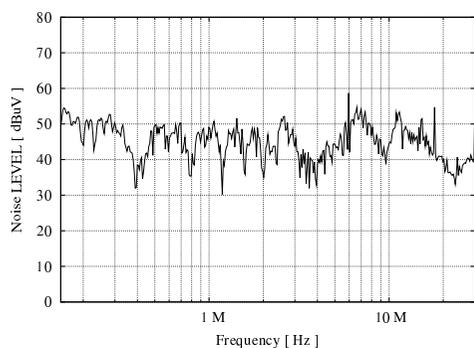


図 12: グランド側のコモンモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けた場合)。

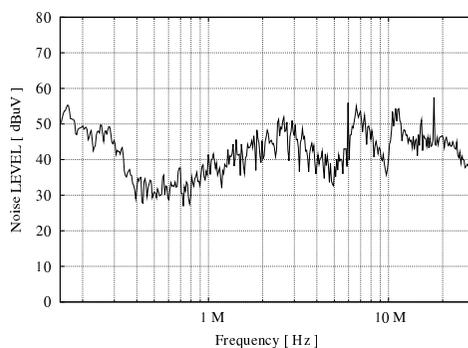


図 15: ディファレンシャルモード・ノイズの測定スペクトラム (PRM を設けた場合)。

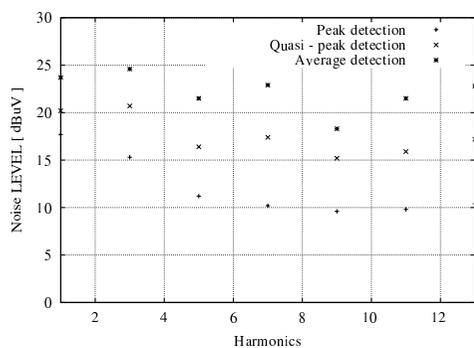


図 13: グランド側コモンモード・ノイズ奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量。

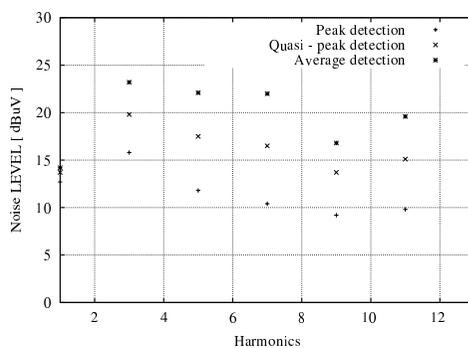


図 16: ディファレンシャルモード・ノイズ奇数次高調波の各検波方式での PRM 方式による EMI 減衰量。