電力変換装置から放射される電磁ノイズの解析と低減方法

正員 五十嵐 征 輝 (富士電機総合研究所)

正員 滝 沢 聡 毅 (富士電機総合研究所)

正員 黒 木 一 男 (富士電機総合研究所)

正員 清 水 敏 久 (東京都立大学)

Analysis and Reduction Methods of EMI Radiational Noise from Converter System
 Seiki Igarashi, Satoki Takizawa, Kazuo Kuroki (Fuji Electric Corporate Research and Development, Ltd)
 Toshihisa Shimizu (Tokyo Metropolitan University)

It is well known that high dv/dt rates on the switching devices are the source of EMI noise. This paper describes a mechanism and reduction methods of EMI radiation noise on IGBTs. The radiational noise is generated by oscillating current flowing through the IGBT's output capacity and the snubber circuit, which we call equivalent circuit of radiational noise. The oscillating current of the equivalent circuit is forced to flow by the high dv/dt rates of IGBT switching operation. Radiational noise can be analyzed by frequency evolution of oscillating current. These results of this analysis show the relationship of high frequency impedance of the equivalent circuit to radiational noise, as well as the relationship of IGBT's switching voltage waveform. In addition, it is indicated that using a di/dt control gate drive circuit is effective as a means for reducing radiational noise. It is clarified that the standard for industrial equipment of CISPR can be satisfied by using proposed gate drive circuit. The effect of the method has been verified by experimental and simulational results.

キーワード : 放射ノイズ, IGBT, 電界, スペクトル, ゲート駆動回路

1. まえがき

パワーエレクトロニクス製品は、パワーデバイスの高性能化や制御技術の高度化により、高性能化、小形軽量化、低騒音化などの発展をとげ、産業はもとより民生、情報、通信の分野まで幅広く普及している。特に、近年の情報化社会の発展は目覚ましく、いたるところに情報通信機器が設置されている。この結果、パワーエレクトロニクス製品と情報通信装置が混在して設置されることが良く見受けられる。通常、パワーエレクトロニクス機器は、情報通信機器に比べて桁違いに大きな電力を扱う機器であるため、これらから発生する電磁ノイズは情報通信機器の許容レベルを大きく上回ることが通例である。このため、情報通信機器が動作障害にいたる事例が頻発し、大きな社会問題となってきた。特に近年、パワーデバイスとしては、IGBT等の電圧駆動形の素子が主流となりつつある。これ

らの素子は高周波スイッチングが可能で、駆動が容易であるという特徴を有している反面、スイッチング速度が速いため、スイッチングする際に発生するノイズが大きくなる。このような、電磁障害を未然に防止するために、電磁波障害(EMI)や電磁波感受性(EMS)に関する電磁環境両立性(EMC)の各種規制が世界的に検討されており、その一部は既に法制化し、施行され始めている。

また、ノイズにも大別してアース線や動力線を伝わる伝導性のものと、電波として放射される放射性の2種類がある。伝導性のものについてはその発生メカニズムやその抑制方法の研究、報告が現在盛んに行われている^{(1)~(7)}が、放射性のノイズ(以下:放射ノイズ)については、スイッチング時の dv/dt を抑制した装置における測定結果の紹介レベルに留まっている⁽⁸⁾。

そのような状況の中で筆者らは放射ノイズの発生メカニズムとIGBTのスイッチング波形との関係について明

らかにした⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。放射ノイズは、IGBTの接合容量とスナバ回路を接続する経路（以下：放射ノイズ源の等価回路）を流れる高周波振動電流によって発生する。また、この電流は、IGBTのスイッチング時の電圧波形と放射ノイズ源の等価回路の高周波インピーダンスから求めることができ、放射ノイズはこの電流から放射される遠方電界として解析できることを明らかにした。

この解析手法を用いて、放射ノイズ源の等価回路の高周波インピーダンスと放射ノイズの関係を、また、ダイオード逆回復波形や IGBT のはね上がり電圧波形の高周波成分と放射ノイズの関係を解明した。

さらには、放射ノイズの低減方法として di/dt 抑制ゲート駆動回路^{(11),(12)}を提案する。この回路は、ダイオード逆回復時の dv/dt や IGBT のはね上がり電圧のみを低減する手法である。この回路を用いた時の放射ノイズの低減効果を、チョッパ回路を用いた実験システムと提案解析手法を用いて検証した。

2. 測定システム

図 1 に、測定システムの回路構成を、図 2 に測定システムの状況を各々示す。測定回路はチョッパ回路を用い、IGBT T_2 をスイッチングさせた時に発生する放射ノイズを測定した。IGBT モジュールは冷却フィンに搭載して、負荷リアクトル L はその横に配置して、同じ木製の机の上に設置した。電力線は、シールドされた床から 3 相の電力線を引き出し整流ダイオードに接続した。接地線はその電力線と束ねて引き出し冷却フィンと負荷リアクトルの接地端子に接続した。測定は、CISPR16.1 に準じた電波暗室（富士電機 W4500×D6300×H4100）内で、IGBT から 3m 離れた位置に設置したダイポールアンテナ（アドバンテス TR17203）とスペクトルアナライザ（アドバンテス R3261A）を用い 30M~230MHz の雑音電界強度のピーク値測定を行った。また、スイッチング波形とノイズ波形とを同時に測定することを目的に、サーチコイルによる測定も実施した。ネットワークアナライザ（アドバンテス 3753B）にて 1M~500MHz の周波数帯域で共振などが無いことを確認したサーチコイルをダイポールアンテナに固定し、サーチコイルの両端に発生する電圧を測定した。なお、放射ノイズの測定においては、スペクトルアナライザの帯域制限フィルタの周波数(120kHz)以下の低次周波数成分は除去されるため単発パルスでも連続パルスと同じ値に測定できる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾ことと、IGBT の温度を自冷のフィンのみで一定に保つため、スイッチング周波数は 10Hz という低周波数で行った。さらに、今回の周波数測定レンジ(30M~230MHz)においては、ノイズの発生源からの距離 $r=3\text{m}$ は波長 λ に対して $r > \lambda/(2\pi)$ の関係にあるため遠方電界として測定されることになる⁽¹⁴⁾。表 1 に測定条件と回路定数を示す。

図 1 システム構成

Fig.1. System configuration.

図 2 測定状況

Fig.2. Measurement situation.

表 1 試験条件と回路定数

Table1. Test circuit conditions.

IGBT	2MBI150N-060(富士電機)
Rect.	6RI75G-120(富士電機)
スナバ回路 C_s	4.7 μ F
負荷リアクトル L	300 μ H
C_s ・IGBT 間配線インダクタンス ℓ	40nH
サーチコイル	ϕ 100mm, 5 ターン 終端抵抗 = 100 Ω
直流中間電圧 E_d	300V
ゲート駆動電圧	15V, -5V
スイッチング周波数	10Hz
負荷電流 i_0	150A

3. 測定結果

< 3・1 > スwitching 波形と放射ノイズ

図 3 に IGBT の電圧、電流波形およびその時のサーチコイル電圧 v_s を、また図 4 にはその時の放射ノイズスペクトルを示す。図 3 のサーチコイル電圧 v_s 波形から放射ノイズは主にターンオン時にはダイオードが逆回復する期間 t_{rr} に、ターンオフ時にはコレクタ電流の下降期間 t_f (はね上がり電圧期間) に発生していることがわかる。また、その時のサーチコイル電圧 v_s の振動周波数は概ね 30MHz である。一方、図 4 の放射ノイズにおいても、30MHz 付近は高いレベルとなっており、サーチコイルによる測定結果との一致が見られる。

$V_{CE1}: 100V/div$, $i_{D1}: 50A/div$ $V_{CE2}: 100V/div$, $i_{C2}: 50A/div$
 $i_{C2}: 50A/div$, $V_s: 0.5V/div$ $V_s: 0.2V/div$, $t: 100ns/div$
 $t: 100ns/div$
 (a) ターンオン波形 (b) ターンオフ波形
 スイッチング損失: $13.6mJ$ ($E_{on}=5.6mJ$, $E_{off}=8.0mJ$)

図3 IGBT スイッチング波形とノイズ波形
 Fig.3. IGBT switching waveforms and noise waveforms.

図4 放射ノイズスペクトル (測定値)
 Fig.4. Experimental results of radiational noise.

4. 動作解析

放射ノイズとは、電流が流れることによって発生する磁界や電界である⁽¹⁴⁾。そこで放射ノイズ源となる電流を特定するために、スイッチング時における IGBT の出力容量の充放電電流に着目した。

図5および図6に T_2 のターンオン時およびターンオフ時のモード図を示す。図中の C_1 および C_2 は IGBT の出力容量 C_{oes} を示す。測定に用いた IGBT の場合、 C_{oes} は図7に示すように高電圧印加時は $1100pF$ であるが、低電圧時は $20nF$ に変化する⁽¹⁵⁾。またインダクタンス ℓ は、スナバコンデンサ C_S と IGBT モジュール間の配線インダクタンスを示している。

<4・1> ターンオン時

(a) モード a

主回路電流 i_0 が環流ダイオード D_1 を流れているモードで、 C_2 の電圧は直流中間電圧 Ed に充電されている。

(b) モード b

T_2 がターンオンし、 C_2 の蓄積電荷は電流 i_1 の経路で放電するが、 dv/dt は低いため、本モードでは大きな放射ノイズ源となる電流は流れない。図3(a)のサーチコイル電圧 V_s もこの期間には電圧を発生していないことがわかる。

(c) モード c

D_1 が逆回復するモードである。この時、 C_1 は電流 i_2 で充電される。この i_2 の振動周波数は、 $C_1=1100pF$, $\ell=40nH$ から $24MHz$ となる。この i_2 は高周波の振動電流となるため、放射ノイズを発生する電流になると考えられる。図3(a)のサーチコイル電圧 V_s もこの期間に大きな電圧を発生し、振動周波数も $30MHz$ とほぼ一致している。

この時の T_1 と D_1 を並列接続したデバイス両端電圧は、 D_1 の逆回復特性で決定される電圧を発生し、またデバイスの両端間の容量特性は静電容量 C_1 を維持した特性となる。この特性を2端子回路素子として表すと、 C_1 とデバイス発生電圧 e の直列回路に近似することができる。また、デバイス両端電圧 V_{CE1} は C_1 の電圧 V_{C1} とデバイス発生電圧 e の和となるが、振動電流 i_2 は微小であるため $V_{CE1} \approx e$ と表すことができる。図3(a)のターンオン波形 V_{CE1} に V_{C1} ($24MHz$ 程度の振動電圧) がほとんど観測されないことからこの近似回路の妥当性が確認できる。デバイスを C_1 と e の直列回路と近似することで図5に示すような放射ノイズ源の等価回路1が構成できる。

(d) モード d

逆回復動作が終了し、主回路電流は T_2 のみに流れる。 C_1 と ℓ を流れる i_2 は減衰しながらある一定期間流れる。

図5 ターンオン時の動作モード
 Fig.5. Operation modes at turn-on transient.

<4・2>ターンオフ時

(a)モード e

T_2 がオンしているモードである。 C_1 は直流中間電圧 E_d に充電されている。

(b)モード f

T_2 がターンオフし、 T_2 の電圧が直流電圧 E_d まで上昇する期間である。このとき C_2 は負荷リアクトル L を介した電流 i_3 の経路で充電され、 C_1 は電流 i_4 の経路で放電される。 i_3 と i_4 は負荷リアクトル $L=300 \mu\text{H}$ と出力容量 $C_{oes}=1100\text{pF}$ とで決定される共振周波数 277kHz となり、放射ノイズ規格で規制される最低周波数である 30MHz に対して十分低い値となる。図 2(b)のサーチコイル電圧 v_s も、この期間には電圧を発生していないことがわかる。

(c)モード g

T_2 に印加される電圧が直流中間電圧 E_d に達すると、 T_2 のコレクタ電流 i_{C2} は減少を開始すると同時に D_1 に電流を流し始める。その際、 ℓ には誘起電圧が発生するため、 v_{CE2} は直流中間電圧 E_d 以上にはね上がる。 C_2 は電流 i_5 で充放電される。この i_5 の振動周波数は、 $C_2=1100\text{pF}$ 、 $\ell=40\text{nH}$ から 24MHz となる。この i_5 は高周波の振動電流となるため、放射ノイズを発生する電流になると考えられる。図 2(b)のサーチコイル電圧 v_s もこの期間に大きな電圧を発生し、振動周波数も 30MHz とほぼ一致している。また、この時もデバイスを C_2 とデバイスの発生電圧 e の直列回路として近似することで、図 6 に示す放射ノイズ源の等価回路 2 として表すことができる。この回路は C_1 と C_2 が置き換わっただけで図 5 の放射ノイズ源の等価回路 1 と同じとなる。

図 6 ターンオフ時の動作モード
Fig. 6. Operation modes at turn-off transient.

(d)モード h

ターンオフ動作の終了に伴い、主回路電流 i_0 はダイオード D_1 を経由して流れる。 i_5 は C_2 と ℓ を介して減衰しながら流れる。

図 7 C-E間電圧に対する IGBT の容量特性⁽¹⁵⁾
Fig. 7. Characteristics of IGBT's capacitance⁽¹⁵⁾.

放射ノイズとデバイスのスイッチング特性との関係をまとめると以下となる。

- ①放射ノイズは IGBT の出力容量 C_{oes} の充放電電流によって発生し、その周波数は C_{oes} と配線インダクタンス ℓ の共振周波数である。
- ②放射ノイズを引き起こすデバイスのスイッチング波形は、ダイオードの逆回復波形と、IGBT のターンオフ時のはね上がり電圧波形である。

5. 放射ノイズ源とスペクトルの解析

放射ノイズ源となる電流は、図 5 と図 6 の放射ノイズ源の等価回路 1 と 2 を流れる。この回路は、スナバコンデンサ C_s 、IGBT の出力容量 C_{oes} 、配線インダクタンス ℓ およびその回路の抵抗分 R で構成される。したがって放射ノイズ源の等価回路は図 8 として表すことができる。

図 8 放射ノイズ源の等価回路
Fig. 8. Equivalent circuit of radiational noise.

図 8 の回路のインピーダンス Z_R は、

$$Z_R = 1/j\omega_n C_{oes} + j\omega_n \ell + R \quad \cdots (1)$$

となり、その周波数特性は図 9 のような

$f_r = 1/(2\pi\sqrt{\ell \cdot C_{oes}})$ の極点を持つ。

ただし、 C_s は、 C_{oes} に比べ十分大きな値となるため省略した。

図 9 放射ノイズ源の回路インピーダンス

Fig.9. Impedance characteristic of equivalent circuit.

また、放射ノイズを発生するデバイスの電圧波形は、ターンオンのモード c とターンオフのモード g となる。そこで図 8 のデバイス発生電圧 e は、モード c とモード g を合成した図 10 に示す合成電圧波形を用いた。この合成電圧波形は、期間 I にダイオードの逆回復波形を、期間 III に IGBT のはね上がり電圧波形を、期間 II に IGBT の電圧波形を時間軸方向に 10 倍に拡大した波形を合成している。また、この合成電圧波形は CISPR 規格で定められた帯域フィルタの周波数 120kHz⁽¹⁴⁾での繰り返し波形とする。なお、期間 II の波形を 10 倍にした理由は付録に示す。図 11 に、合成電圧波形の電圧スペクトルを示す。ただし、図 11 の電圧スペクトルは、0dB を 300V として求めた。

ところで、微小ループ電流から放射する遠方電界 E_{noise} の距離 r の地点での大きさは、微小ループ電流の面積を S 、電流値を I とした場合、(2)式により与えられる⁽¹⁴⁾。

$$E_{noise} = 1.32 \times 10^{-14} \cdot (f^2 S I / r) \quad \cdots (2)$$

図 8 の等価回路に流れる電流を求めると図 12 に示すような電流スペクトルになる。ただし、図 12 の電流スペクトルは、0 dB を 300A として求めた。この電流を、(2)式に代入することにより、図 13 に示す放射ノイズが求まる。

この時の抵抗値 R 、電流のループ面積 S 、配線インダクタンス ℓ の値を表 2 に示す。この節での解析はスナバコンデンサ C_s を接続した条件としている。 R 、 ℓ は、IGBT チップなどを短絡したモジュールを試作し、試作モジュールとスナバコンデンサの値を共振法⁽¹⁶⁾で測定し、その各測定値を加えた値とした。また、ループ面積 S はスナバ C_s と IGBT モジュールを接続した経路の面積である。

図 10 ノイズを発生する電圧波形

Fig.10. Noise voltage waveform.

図 11 ノイズを発生する電圧のスペクトル

Fig.11. Spectrum of noise voltage waveform.

図 12 等価回路を流れる電流のスペクトル

Fig.12. Current spectrum of equivalent circuit.

表 2 解析条件

Table 2. Parameters for simulation.

	C スナバ 条件	スナバレ 条件
C_{oes} (pF)	1100	1100
ℓ (nH)	40	180
R (Ω)	0.5	0.7
S (cm ²)	32	120

図 13 に放射ノイズの解析結果を示す。この図 13 の解析結果と図 4 の測定値を比較すると、30MHz の値で、

71dB μ V/m と 68dB μ V/m とほぼ同じ値となり、本解析手法の妥当性が確認できる。

(a) 周波数 0.1M~230MHz

(b) 周波数 10M~230MHz

図 13 放射ノイズスペクトル (計算値)

Fig.13. Simulational results of radiational noise.

6. 放射ノイズ低減方法の検討

<6・1>スナバレス化

放射ノイズは、式(2)に示すように放射ノイズ電流に比例する。また、放射ノイズがピーク値を示す周波数は IGBT の出力容量と、IGBT とスナバ回路とを結ぶ配線インダクタンスで決まる共振周波数に一致する。そこで、スナバ回路を除去し配線インダクタンスを大きくした条件 (以下: スナバレス条件) での解析と測定を行い、スナバコンデンサを接続した回路 (以下: C スナバ条件) との比較を行った。解析、測定条件を表 2 に示す。図 14 に放射ノイズ源の等価回路のインピーダンスを、図 15 に等価回路の電流スペクトルの計算値を各々示す。図 14、15 から、スナバレス条件とすることで、共振周波数が 24MHz から 12MHz に低減し、30MHz 以上の高周波領域の電流も低減していることがわかる。図 16 に放射ノイズの計算値を、図 17 にスナバレス条件の放射ノイズ測定値を各々示す。図 16 の放射ノイズから、C スナバ条件では 30MHz 付近でピーク値があるが、スナバレス条件では 15MHz 付近に移動していることがわかる。一方、図 17 では測定器の都

合で 30MHz 以下が観測されていないが、スペクトルのピークが低周波側に移動しており、図 16 の計算結果と矛盾しないことがわかる。また、スナバレス条件とすることでノイズ規格で規制される 30MHz 以上の放射ノイズが大幅に低減できる。しかし、スナバ回路を除去したり、スナバ回路の配線インダクタンスを増加させることは、IGBT のスイッチング時のね上がり電圧を増加させる。この低減方法については次節で論じる。

図 14 ノイズ源の回路インピーダンスの比較

Fig.14. Comparison circuit impedance between C-snubber system and snubberless system.

図 15 等価回路を流れる電流の比較 (計算値)

Fig.15. Comparison current spectrum between C-snubber system and snubberless system.

図 16 放射ノイズ比較 (計算値)

Fig.16. Comparison of radiational noise spectrum.

図 17 スナバレス条件の放射ノイズ(測定値)

Fig.17. Experimental results of radiational noise on the snubberless system.

<6・2>スイッチング波形制御

スイッチング時のはね上がり電圧を低減する手法として IGBT のゲート抵抗を大きくしてスイッチングスピードを遅くする方式が用いられている。しかし、単純にゲート抵抗を大きくすると、発生損失が極端に増加する。そこで、筆者らは、ダイオードの逆回復時間と IGBT の下降時間のみを長くするゲート駆動方式を提案する(11)(12)。

図 18 に提案する di/dt 抑制ゲート駆動回路を示す。このゲート駆動回路は、エミッタ部の配線インダクタンス ℓ_E に発生する誘起電圧 V_{LE} を検出し、IGBT ゲートの充放電電流をアクティブに制御する方式である。

ターンオン時の動作を説明する。オン信号が入力されると、MOSFET T_a , T_b がオンし、並列に接続された抵抗 R_1 , R_2 を経由して T_2 のゲートに電流を流す。次に、 T_2 のコレクタ電流 i_{C2} が上昇を開始すると ℓ_E に V_{LE} が発生し、電圧 V_{LE} ($V_{LE} > 0$) がオペアンプ Q_1 を介して MOSFET T_b をオフさせ、抵抗 R_2 を経由した充電電流がなくなり、 T_2 のターンオンスピードが低減する。このとき、 $i_{C2} = i_0 - i_{D1}$ であるが、 i_{C2} の電流上昇率が低減することにより i_{D1} の電流減少率が低減し、 D_1 の逆回復電圧の dv/dt も緩やかになる。

次にターンオフ時の動作を説明する。オフ信号が入力されると、MOSFET T_c がオンし、抵抗 R_3 を介して T_2 のゲートに蓄えられた電荷を放電する。次に、コレクタ電流 i_c が減少を始めると ℓ_E に V_{LE} が発生し、 V_{LE} ($V_{LE} < 0$) がオペアンプ Q_2 を介して MOSFET T_d をオンさせる。MOSFET T_d がオンするとコンデンサ C_a に蓄えられた電荷が、抵抗 R_4 を介して放電し T_2 のゲートに電荷を注入するため、 T_2 の余剰キャリアの引き抜きを遅らせる。この結果、 T_2 の電流減少率が抑えられてはね上がり電圧が低減される。

したがってこのゲート駆動回路を用いることで、ダイオード逆回復電圧の dv/dt が緩やかになり、また IGBT のはね上がり電圧も低減させることができる。

図 18 di/dt 抑制ゲート駆動回路

Fig.18. Active di/dt control gate drive circuit.

V_{CE1} :100V/div, i_{D1} :50A/div

i_{C2} :50A/div, V_g :0.5V/div

t :100ns/div

V_{CE2} :100V/div, i_{C2} :50A/div

V_g :0.2V/div, t :100ns/div

(a)ターンオン波形

(b)ターンオフ波形

スイッチング損失: 14.8mJ ($E_{on}=6.4mJ$, $E_{off}=8.4mJ$)

図 19 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた
スイッチング波形(C スナバ条件)

Fig.19. IGBT switching waveforms using of
active drive circuit on the C-snubber system.

図 19 に、C スナバ条件で di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた IGBT のスイッチング波形を、図 20 に放射ノイズの測定値を、図 21 に放射ノイズの計算値を各々示す。図 3 の波形と比較して、ダイオードの逆回復時 dv/dt が $6000V/\mu s \rightarrow 4000V/\mu s$ 、はね上がり電圧 ΔV が 90V から 40V に低減していることがわかる。また、各波形から計算したターンオン損失 E_{on} とターンオフ損失 E_{off} を加えたスイッチング損失の増加も $13.6mJ \rightarrow 14.8mJ$ とわずかなである。

また、放射ノイズも、30MHzにおいては、実測、解析値とも $71\text{dB } \mu\text{V/m} \rightarrow 55\text{dB } \mu\text{V/m}$, $68\text{dB } \mu\text{V/m} \rightarrow 65\text{dB } \mu\text{V/m}$ に低減していることがわかる。

図 20 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた放射ノイズ測定値 (C スナバ条件)

Fig.20. Experimental results of radiational noise on the C-snubber system.

図 21 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた放射ノイズ計算値 (C スナバ条件)

Fig.21. Simulational results of radiational noise with C-snubber.

図 22 にスナバレス条件で di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた IGBT のスイッチング波形を、図 23 に放射ノイズの測定値を、図 24 に放射ノイズの計算値を各々示す。スナバレス条件でも、はね上がり電圧 ΔV が 120V と十分実用的な値に抑えられており、ターンオン損失 E_{on} とターンオフ損失 E_{off} を加えたスイッチング損失の増加も $13.6\text{mJ} \rightarrow 15.8\text{mJ}$ とわずかである。

また、放射ノイズも、ダイオードの逆回復時 dv/dt が $7800\text{V}/\mu\text{s}$ と多少大きくはなるが 30MHz の値で測定値、計算値とも各々 $42\text{dB } \mu\text{V/m}$, $50\text{dB } \mu\text{V/m}$ であり、C スナバ条件に比べ大幅に低減できることがわかる。また、この値は CISPR の産業用装置の規格 $50\text{dB } \mu\text{V/m}$ を満足しており、磁気遮蔽等の対策を実施しなくても規格を満足できることがわかる。

表 3 に各条件での 30MHz における放射ノイズの測定値と解析値の比較をまとめて示す。

$V_{CE1}:100\text{V/div}$, $I_{G1}:50\text{A/div}$ $V_{CE2}:100\text{V/div}$, $I_{G2}:50\text{A/div}$
 $I_{C1}:50\text{A/div}$, $V_S:0.2\text{V/div}$ $V_S:0.2\text{V/div}$, $I_{C2}:50\text{A/div}$
 $t:100\text{ns/div}$

(a)ターンオン波形 (b)ターンオフ波形

スイッチング損失: 15.8mJ ($E_{on}=4.4\text{mJ}$, $E_{off}=11.4\text{mJ}$)

図 22 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いたスイッチング波形(スナバレス条件)

Fig.22. IGBT switching waveforms using of active drive circuit on the snubberless system.

図 23 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた放射ノイズ測定値 (スナバレス条件)

Fig.23. Experimental results of radiational noise on the snubberless system.

図 24 di/dt 抑制ゲート駆動回路を用いた放射ノイズ計算値 (スナバレス条件)

Fig.24. Simulational results of radiational noise on the snubberless system.

表3 放射ノイズ比較
Table3. Comparison of radiational noise
at 30MHz.

条件	ゲート 回路	従来ゲート 駆動回路		di/dt 抑制ゲート 駆動回路	
	スナバ	C スナバ	スナバ レス	C スナバ	スナバ レス
測定値 (dB μ V/m)		71	55	55	42
計算値 (dB μ V/m)		68	52	65	50

7. あとがき

本論文では、IGBTがスイッチングすることによって発生する放射ノイズの発生メカニズムについて明らかにし、さらに放射ノイズ源の等価回路を用いて放射ノイズの解析ができることを示した。

また、放射ノイズの低減方法についての検討も行い、di/dt抑制ゲート駆動回路を提案した。このdi/dt抑制ゲート駆動回路は、放射ノイズを発生するダイオードの逆回復時のdv/dtとIGBTのはね上がり電圧のみを低減する方式である。スナバレス化し、di/dt抑制ゲート駆動回路を用いることにより、従来方式に比べ20dB μ V/m以上も放射ノイズを低減できることを実験と解析により明らかにした。対策後の放射ノイズレベルは、CISPRの産業装置の規格を満足するレベルであり、磁気遮蔽などの対策を軽減できることを示した。

特に、今回提案する解析手法は、今まで試行錯誤的にしか扱えなかった放射ノイズを数値解析できる手法であり、設計時に放射ノイズの対策を行うための基本的な指針を与えるものと考えられる。

最後に、本研究を進める中で解析等にご協力いただいた、東京都立大学 西村 欣剛君に感謝申し上げます。
(平成9年9月24日受付, 平成10年1月16日再受付)

文 献

- (1)久保田, 村井:「高周波キャリアインバータで駆動される誘導の漏れ電流低減回路」, 昭62電気学会全大, No.603
- (2)清水, 胡, 木村, 広瀬:「交流中性点電位変動の抑制による高周波漏れ電流の低減法」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-95-31 (平7)
- (3)小笠原, 藤田, 赤木:「電圧形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」電学論文D115巻1号, p.77-83(平7-1)
- (4)清水, 木村, 広瀬:「トランジスタモジュールの浮遊静電容量に起因する高周波漏れ電流の解析とその制御法」, 電学論文D, 116巻7号, p.758-766(平成8-7)
- (5)小笠原, 綾野, 赤木:「電圧PWMインバータが発生する共通モード電圧のアクティブキャンセレーション」, 電学論文D, 117巻5号, p.565-571(平成9年)

- (6)F.Y.Shin, D.Y.Chen et al: "A Procedure for Designing EMI Filters for AC Line Applications" IEEE Trans. Power Electronics, Vol.11, No.1, p.171-181, January 1996
- (7)A.L.Julian, T.A.Lipo, et al: "Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters" PESC 96 Conf. Rec. p.1961-1967, 1996
- (8)南, 近藤:「補助共振転流ボール形インバータのスイッチング時における放射ノイズの評価」, 平7電気学会産業応用部門全大, No.91
- (9)滝沢, 五十嵐, 黒木:「電力変換装置から放射される電磁ノイズの解析」, 平9電気学会産業応用部門全大, No.82
- (10)五十嵐, 滝沢, 黒木:「電力変換装置から放射される電磁ノイズの解析と低減方法」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-97-72 (平9)
- (11)滝沢, 五十嵐, 黒木:「低ノイズ, スナバレス化を実現するIGBT用ゲート駆動回路」, 電気学会半導体電力変換研資, SPC-96-111 (平8)
- (12)S.Igarashi, S.Takizawa, et al: "An Active Gate Drive Circuit for IGBT's to Realize Low-noise and Snubberless System" Proc. of ISPSD '97, p.69-72, 1997
- (13)Laszlo Tihanyi "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics" IEEE PRESS
- (14)清水, 杉浦:「電磁妨害波の基本と対策」電子情報通信学会, 1995, コロナ社
- (15)富士電機半導体カタログ 1994, No.5
- (16)山内:「電気計測便覧」 p.425-430, オーム社

付 録

図10の期間Ⅱは、図6に示すターンオフ動作のモードfに相当しC₂の充電電流は負荷リアクトルLの経路に流れる。この経路の共振周波数は $L=300\mu\text{H}$ であるため277kHzとなり、図8の等価回路の共振周波数24MHzより低周波数となる。これを忠実に模擬するためには、等価回路を変更しなければならない。しかし、モード毎に等価回路を変更することは解析を困難とする。そこで、今回の解析では等価回路を変更せず回路に印加する電圧波形を放射ノイズ特性に影響しない範囲で変更することによる簡易的な解析を行った。まず、共振周波数の差から実際の波形を86.6倍(24MHz/277kHz)に波形を拡大する方法が考えられるが、この場合そこまで拡大すると120kHzの帯域フィルタ周波数に合成波形が収まらない。そこで、今回は30MHz以上の周波数帯域で影響とならない波形まで拡大することとした。付図1に期間Ⅱを1倍、20倍に拡大した合成波形を用いて計算したときの放射ノイズの計算値を示す。付図1(a)の電圧波形をそのまま合成した解析結果は、50MHz以上の高周波部の放射ノイズが図4の測定値より大きくなっていることがわかる。また、付図1(b)の20倍に拡大した計算結果は、図13(b)の10倍に拡大し

た計算結果と 30MHz 以上の全領域で同じ値となり、図 4 の測定結果ともほぼ一致することがわかる。以上の結果から期間Ⅱを 10 倍に拡大することで 30MHz 以上の領域での放射ノイズには影響しないことが確認できたため、今回の解析は期間Ⅱを 10 倍とした合成波形を用いることとした。

(a) 1 倍の合成波形

(b) 20 倍の合成波形

(c) 1 倍の合成波形を用いた放射ノイズ

(d) 20 倍の合成波形用いた放射ノイズ

付図 1 電圧波形を変えたときの計算結果

app. Fig. 1. Relation between radiational noise and voltage waveforms

五十嵐 征輝 (正員) 1960 年 3 月 14 日生まれ。

84 年 3 月明治大学大学院修士課程修了。同年 4 月富士電機(株)入社。(株)富士電機総合研究所パワーエレクトロニクス開発研究所において、主として高周波コンバータ、インバータ等の電力変換装置の開発に従事。現在、同所コンポーネント開発 Gr 副主任技師。

滝沢 聡毅

(正員) 1963 年 12 月 29 日生まれ。

86 年 3 月上智大学電気電子工学科卒業。同年 4 月富士電機(株)入社。(株)富士電機総合研究所パワーエレクトロニクス開発研究所において、主として電力変換装置の開発および EMI に関する研究に従事、現在に至る。

黒木 一男

(正員) 1948 年 2 月 18 日生まれ。

71 年 3 月広島大学電気工学科卒業。同年 4 月富士電機(株)入社。主として、UPS を中心とした電源装置の開発に従事。現在、(株)富士電機総合研究所パワーエレクトロニクス開発研究所コンポーネント開発 Gr 開発マネージャー。

清水 敏久

(正員) 1955 年 11 月 29 日生まれ。

80 年 3 月東京都立大学大学院工学研究科修士課程修了。同年 4 月富士電機(株)入社。93 年 4 月東京都立大学工学部電気工学科助教授。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。