簡易回生形ソフトスイッチング回路の動作と放射ノイズ解析

正員 五十嵐 征 輝 (富士電機総合研究所)

正員 西 川 幸 廣 (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 (東京東京都立大学)

Analysis of EMI Radiation Noise from a Novel Passive Energy Recovery type Soft Switching Circuit

Seiki Igarashi, Yukihiro Nishikawa, Kazuo Kuroki (Fuji Electric Corporate Research and Development, Ltd.)
Toshihisa Shimizu (Tokyo Metropolitan University)

High dv/dt rate at switching of IGBTs become source of EMI noise. For this problem, various methods that makes low dv/dt rate by using soft switching circuit are proposing. In this paper, a novel snubber circuit with passive energy recovery for soft switching inverter is proposed. This novel circuit uses a capacitor which makes zero voltage switching to both upper and lower IGBTs, and a transformer which regenerates the snubber energy. And this paper describes the EMI noise from the novel soft switching circuit. From results of experiment and analysis, we clarified that radiational noise is not reduced by making low dv/dt rate of only IGBT. Radiational noise generates from resonant current flowing through the soft switching circuit and IGBT. This resonant current don't flow trough the conventional hard switching circuit. So, we indicate the reducing methods of radiational noise that the reducing the resonant current by using saturation type reactor and RC snubber with snubber diodes. The effect of the methods has been verified by experimental and simulational results.

キーワード：放射ノイズ, IGBT, ソフトスイッチング

1. まえがき

近年、パワーエレクトロニクス製品では、IGBT などの高速スイッチングデバイスの適用により、低騒音化、小型軽量化などが進んでいる。ところが、デバイスがスイッチングする際の高い dv/dt に起因するノイズが他の装置の誤動作を引き起こすといった問題が頻繁に発生するようになり、社会的な問題となっている。この問題を解決する一手法として、デバイスにソフトスイッチング回路を付加してスイッチング時の dv/dt を抑制し、ノイズを低減する研究が盛んに行われている^{(1)~(9)}。

しかし、ソフトスイッチング回路を用いて単純に主素子のみの dv/dt を抑制しただけでは、放射ノイズの低減効果が少ないといった事例が報告されている⁽¹⁰⁾。

そこで、筆者らはすでに提案した簡易回生形ソフトスイッチング回路⁽¹¹⁾⁽¹²⁾(以下 PER-SSW: Passive Energy Recovery

type Soft Switching Circuit)を用い、ソフトスイッチング回路が発生する放射ノイズ測定と放射ノイズ解析を実施した。この回路は、各アームの交流端子に充放電コンデサを1個のみ接続することで上下素子のソフトスイッチング動作を実現し、またこのコンデンサの蓄積エネルギーの回生をトランス1個で行う方式である。この回路の放射ノイズ測定と先に報告した放射ノイズ解析手法⁽¹³⁾を用いることにより、付加したソフトスイッチング回路に流れる振動電流による放射ノイズが主素子のスイッチング時に発生する放射ノイズに重畳されることを解明した。この特性は、他のソフトスイッチング方式においても一般的に言えることであり、ソフトスイッチング回路の転流動作と付加した回路の高周波インピーダンスによって放射ノイズが求められることも解明した。

また最後に、放射ノイズを低減するための対策方法を示し、従来のハードスイッチングに比べ大幅に放射ノイズを低減できることを示す。

2. 回路構成と動作原理

<2. 1>回路構成

図 1 に PER-SSW の回路構成を、表 1 に回路定数を示す。PER-SSW は、交流端子に充放電コンデンサ C_s を接続することで⁽⁵⁾ 上下アームの素子のソフトスイッチング動作を実現し、回生トランス T_r とダイオード D_r でコンデンサ C_s に蓄えられたエネルギーを電源に回生する方式である。

図 1 PER-SSW の回路構成 (1 相分)
Fig.1. Configuration of PER-SSW

表 1 回路定数
Table 1 Circuit parameters

IGBT	2MBI150N-060 (600V/150A 富士電機)
C_s	0.015 μ F
C_o	0.33 μ F
D_{S1}, D_{S2}, D_r	KSF30A60B (600V/30A 日本インター)
L_m	0.3 μ H
T_r	$n_1:n_2 = 6T:36T$
E_d	300V
R_g	15 Ω

<2. 2>動作原理

(1) ターンオフ時動作原理

降圧チョップ回路を例に、 Q_1 がターンオフする直前にリアクトル L_m に蓄積されたエネルギーを電源に回生する時の動作を、モード 1 からモード 6 に分けて説明する。図 2(a) にターンオフ時動作波形を、図 3(a)~(f) にモード 1~6 の電流経路を示す。なお、各部の電圧、電流は図 1 に示す記号を用いて説明する。ターンオフ直前、負荷には電源 $Ed \rightarrow L_m \rightarrow Q_1 \rightarrow$ 負荷の経路でエネルギーが供給されている。また、コンデンサ C_s の電圧 v_{cs} は零 V、コンデンサ C_o の電圧 v_{co} は電源電圧 Ed に充電されている。

[モード 1] Q_1 がターンオフすると、①の経路で負荷電流 I_o が電流 i_{Cs} に転流し C_s を充電する。このとき C_s の充電スピードで Q_1 の電圧 v_{CE1} の上昇率が抑制され Q_1 は零電圧スイッチングとなり、ターンオフ損失も低減される。また、ダイオード D_2 の電圧 v_{CE2} は、 v_{CE1} の上昇に伴い零 V まですり下がる。

〔モード2〕 V_{CE1} が E_d を越えると D_2 が導通し、 I_o は②の経

路の電流 i_{D2} で環流する。また、ダイオード D_{S1} と D_{S2} が導通し、 L_m に蓄積されていたエネルギーの一部は③の経路の電流 i_{T1} でトランス T_r の一次巻線 n_1 に移り、残りのエネルギーは④の経路で C_o と C_s の並列容量に移される。このとき、 n_1 の電圧 v_{T1} 、 v_{Co} および v_{Cs} は上昇する。また、二次巻線 n_2 には、 n_1 の巻数比倍の電圧 v_{T2} が発生する。モード 3] v_{T2} が Ed を越えるとダイオード D_r が導通し電流 i_{DR} が流れ、 v_{T2} は Ed にクランプされる。このとき n_1 に移されたエネルギーは n_2 を介して⑤の経路の i_{DR} で電源に回生される。③の経路のインダクタンスは T_r の漏れインダクタンスと L_m となり、 i_{DR} は i_{T1} の巻数比分の 1 となる。

[モード 4] L_m のエネルギーが零となり、 C_o と C_s に流れる電流 i_{co} と i_{cs} は充電電流④から放電電流⑥に切りかわる。また、 C_o と C_s に蓄積されていたエネルギーが m_1 に移りつつ、 v_{co} と v_{cs} が減少する。さらに、 m_1 に移ったエネルギーは m_2 を介して、 v_{r2} が Ed である期間に⑤の経路の i_{DR} で電源に回生される。

[モード5] v_{co} と v_{cs} が Ed になるまで、⑥の経路で n_1 にエネルギーを移しつつ、 C_o と C_s のエネルギーを電源に回生する。

[モード6] v_{co} と v_{cs} が Ed になると D_{S1} と D_{S2} が導通し⑦の経路で i_m が環流し、 n_1 に蓄積されていたエネルギーが D_{S1} と D_{S2} の導通損失として消費される。

(2) ターンオン時動作原理

次に、 Q_1 がターンオンする直前にコンデンサ C_s に蓄積されていたエネルギーを電源に回生する時の動作を、モード 7 からモード 13 に分けて説明する。図 2(b) にターンオン時動作波形を、図 3(g)～(i) にモード 7 からモード 9 における電流経路を示す。ターンオン直前、 I_L は②の経路で環流している。

[モード7] Q_1 がターンオンするとき、⑧の経路の L_m により Q_1 電流 i_{c1} の上昇率が抑制される。このため Q_1 は零電流スイッチングとなりターンオン損失が低減される。また、 i_{D2} は i_{c1} の上昇に伴って減少し、 i_{c1} が I_0 に達すると、 D_2 が逆回復する。

〔モード 8〕⑩の経路で、 C_s に蓄積されていたエネルギーが L_m に移され、 v_{cs} は零 V まで減少する。このとき v_{CE2} の上昇率は C_s の放電スピードで抑制され、逆回復損失も低減される。

[モード9] v_{cs} が零Vになると D_{S1} と D_{S2} が導通し、 L_m に移されたエネルギーの一部は⑪の経路の電流 i_{T1} で m_1 に移り、残りのエネルギーは⑫の経路の電流 i_{CO} で C_o に移される。

[モード 10～] これ以降の動作は、ターンオフ時に L_m に蓄積されたエネルギーを電源に回生する、モード 3～6 の動作と同様なので、説明を省略する。

図2 PER-SSWのスイッチング波形
Fig.2. Switching waveforms of PER-SSW.

図4 H-SWの回路構成
Fig.4. Configuration of H-SW.

図3 PER-SSWのスイッチングモード
Fig.3. Switching modes in PER-SSW.

$V_{CE1}:100V/div$, $V_{CE2}:100V/div$, $i_{C1}:50A/div$, $i_{C2}:50A/div$, $t:200ns/div$

図5 H-SWとPER-SSWのスイッチング波形比較

Fig.5. Comparison switching waveforms of H-SW and PER-SSW.

(a) ターンオン (b) ターンオフ

$i_{C1}:50A/div$, $i_n:20A/div$, $t:400ns/div$

図6 再生電流波形

Fig.6. Regenerated Current waveforms.

表2 スwitchング損失と電圧上昇(減少)率の比較

Table 2. Comparison switching losses and dv/dt .

項目		H-SW	PER-SSW /IX 対策前	PER-SSW /IX 対策後
スイッチング損失 (mJ)	ターンオン損失	5.65 (100%)	2.20 (39%)	5.17 (92%)
	ターンオフ損失	4.74 (100%)	3.43 (72%)	4.43 (93%)
	逆回復損失	0.79 (100%)	0.38 (48%)	0.32 (41%)
	小計	11.18 (100%)	6.01 (53%)	9.92 (89%)
	スナバまたは再生損失	1.93 (100%)	1.50 (78%)	2.0 (104%)
合計		13.11 (100%)	7.51 (57%)	11.92 (91%)
電圧上昇 (減少)率 (V/ μ s)	ターンオン時	4000	3800	1500
	ターンオフ時	3200	3000	2000
	逆回復時	10000	3800	2000

図5にハードスイッチング回路(H-SW: Hard Switching Circuit)のスイッチング波形とPER-SSWのスイッチング波形とを示す。H-SWは図4に示すように直流電源と並列にコンデンサを接続した回路を用いた。表2にスイッチング損失、

再生損失、電圧上昇率および電圧減少率の測定結果を示す。この結果、H-SWに対してPER-SSWはスイッチング損失で53%となる。また、電圧上昇率は、最も大きい逆回復時でもH-SWが10000V/ μ sから3800V/ μ sと38%に低減される。

図6にトランス T_r の一次電流波形およびダイオード D_r の電流波形を示す。この波形より、動作原理どおりスナバエネルギーが電源に回生されていることがわかる。また、ターンオン時の回生電流が小さい理由は、ダイオードの逆回復時の di/dt を低減したため逆回復電流自体が低減したためである。この回路の発生損失は、1.5mJであり、 T_r の代わりに抵抗を用いて回生電力を消費した場合が4.5mJであることから、回生効率は67%である。スイッチング損失とスナバ損失を合わせた損失で、ハードスイッチング時の損失に比べ57%に低減できる。

3. 放射ノイズ測定

図7に放射ノイズ測定システムを示す。測定回路はチョッパ回路を用い、 Q_1 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⁽¹³⁾。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パイログアンテナ(東陽テクニカ CBL6111B)とスペクトルアナライザ(アドバンテスト R3361C)を用い30M~230MHzの雑音電界強度のピーク値測定を行った。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⁽¹³⁾。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 $r=3m$ 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。

図7 放射ノイズ測定システム

Fig.7. Experimental system of radiation noise.

<3. 1> 放射ノイズ測定結果

図8にH-SWとPER-SSWの放射ノイズ測定値を示す。IGBTのスイッチング時の最大 dv/dt はH-SWで $10000V/\mu s$ 、S-SWで $3800V/\mu s$ と約1/3に低減しているが、PER-SSWの放射ノイズはH-SWに対して同等のレベルであり、ほとんど低減していないことが分かる。

(a)H-SW

(b)PER-SSW

図8 放射ノイズスペクトル

Fig.8. Experimental results of radiation noise.

H-SWにおいては、放射ノイズはスイッチング時の dv/dt に起因してIGBTの出力容量とスナバ回路間に流れる共振電流によって発生することを既に報告している⁽¹³⁾。そこで、PER-SSWにおける、ノイズを発生するスイッチングモードの特定をサーチコイル電圧波形から行う。ネットワークアナライザ(アドバンテスト 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パイログアンテナに固定し、サーチコイルの両端に発生する電圧を測定した。

図9にIGBTのスイッチング波形とサーチコイル電圧波形を示す。サーチコイル電圧波形が大きく振動する時のスイッチングモードと振動周波数の関係を以下に示す。

- ・ターンオン直後(モード7, 8) : 45MHz
- ・ターンオン時 D_{S1} , D_{S2} の逆回復時(モード9) : 52MHz
- ・ターンオフ時サージ電圧発生時(モード2, 3) : 31MHz
- ・ターンオフ時 D_{S1} 逆回復時(モード4) : 35MHz

これらの振動周波数と図8の放射ノイズで大きな値を示す周波数とがよく一致することから、これらのモードにおいて大きくノイズが発生することが分かる。

PER-SSWにおいてノイズが低減しない原因として、図10(a)に示すようにH-SWにおいては放射ノイズを発生させる共振電流ループは1つのみであるが、PER-SSWにおいては図10(b)に示すようにスナバダイオードの接合容量が加わり、3つに増加することが考えられる。また、スナバダイオードの逆回復時の電圧波形に起因してノイズを発生させることが考えられる。そこで、ノイズが大きく発生するときの共振電流ループを特定し、放射ノイズの解析を行った。

(a)ターンオン

(b)ターンオフ

V_{CE} :100V/div, V_s :0.1V/div, i_N :50A/div, t :200ns/div

図9 スwitchング電圧波形

Fig.9. Voltage waveforms of IGBT and search Coil.

(a)H-SW

(b)PER-SSW

図10 放射ノイズを発生する電流経路

Fig.10. Resonant current loops.

4. 放射ノイズ源とスペクトルの解析

解析手法は文献(13)で報告したように、放射ノイズ源の等価回路インピーダンスの周波数特性とノイズ源電圧波形の各周波数成分より、共振電流成分を求め、(1)式により放射ノイズスペクトルを求める。

$$E = 1.32 \times 10^{-14} \cdot (f^2 S I / r) \cdots (1)$$

f : 周波数, S : ループ面積, I : 電流, r : 距離
ところが, 今回解析を行う回路は, 動作モードごとに等価回路が異なるため, 各等価回路ごとに放射ノイズスペクトルを求め, 最終的に(2)式でトータルの放射ノイズ E_{total} を求めることにする。表 3 に解析に用いる定数を示す。 $C_1 \sim C_4$ は IGBT, スナバダイオードの接合容量を, $l_1 \sim l_3$ は配線インダクタンスを, $r_1 \sim r_3$ は回路の抵抗分を, $S_a \sim S_r$ は電流ループ面積を示す。 $C_1 \sim C_4$ はカタログ値を, 他の値は測定値を用いた。

$$E_{total} = \sqrt{\sum_{k=1}^n E_k^2} \cdots (2) \quad (n: \text{電流ループ数})$$

表 3 解析条件

Table 3. Parameters for simulation.

C_1, C_2	1100pF	C_3, C_4	640pF	l_1	11nH
l_2	20nH	l_3	32nH	r_1	0.1 Ω
r_2	0.05 Ω	r_3	0.22 Ω	S_a	14.3cm ²
S_β	19.8cm ²	S_r	22.8cm ²	r	3m

<4. 1>ターンオン直後 (モード 7, 8)

図 11 にモード 7, 8 におけるノイズ源の等価回路を示す。 Q_1 がターンオンした直後は, D_2 には環流電流が流れており導通状態である。また, v_{co} と v_{cs} により D_{S1} と D_{S2} の接合容量 C_3, C_4 に電流 i_1, i_2 が流れる。図 12 にノイズを発生する電圧波形を示す。期間 I はターンオン時の電圧波形と直流電圧 Ed との差電圧であり, 期間 II は等価回路が変わるためこの等価回路ではノイズを発生しないように十分 dv/dt を小さくしている。

図 13 に電流 i_1, i_2 のループで発生する放射ノイズの解析値を示す。両方とも 42MHz 付近にピークがあり, サーチコイルの振動周波数 45MHz とほぼ一致する。

図 11 モード 7, 8 の等価回路

Fig.11. Equivalent circuit at mode 7 and 8.

図 12 モード 7, 8 の電圧波形

Fig.12. Noise voltage waveforms at mode 7 and 8.

(a) Loop i_1 (b) Loop i_2

図 13 モード 7, 8 の放射ノイズ解析値

Fig.13. Simulation results of Radiation noise at mode 7 and 8.

<4. 2>ターンオン時 D_{S1}, D_{S2} 逆回復 (モード 9)

図 14 にモード 9 における等価回路を示す。このモードでは, D_2 が逆回復して電圧が Ed より跳ね上がった後, Ed まで下がるときに C_2 を放電する電流 i_3 が流れる。図 15 にノイズを発生する電圧波形を示す。この波形は, D_{S1} と D_{S2} の直列回路の両端の電圧に等しい。

図 15 に電流 i_3 のループで発生する放射ノイズの解析値を示す。解析値では 50MHz にピークがあり, サーチコイルの振動周波数 52MHz とほぼ一致する。

図 14 モード 9 の等価回路

Fig.14. Equivalent circuit at mode 9.

図 15 モード 9 の電圧波形

Fig.15. Noise voltage waveform at mode 9.

図 16 モード 9 のノイズ解析値

Fig.16. Simulation result of radiation noise at mode 9.

<4. 3>ターンオフ時サージ電圧発生時 (モード 2, 3)

図 17 にモード 2, 3 時における等価回路を示す。このモードでは、 Q_1 の電圧 v_{CE1} が Ed に達したときに D_{S1} と D_{S2} が導通する。このとき L_m に流れていた電流が C_O に転流する際の電流上昇率によって配線インダクタンス ℓ_1, ℓ_3 にサージ電圧が発生する。このサージ電圧が電圧源となって電流 i_4 が流れる。図 18 にノイズを発生する電圧波形を示す。期間Ⅲはターンオフ時の Ed からの上昇分の電圧に等しい。また、期間Ⅳは等価回路が変わるためこの等価回路ではノイズを発生しないように十分 dv/dt を小さくしている。

図 19 に電流 i_4 のループで発生する放射ノイズの解析値を示す。解析値では 30MHz 付近にピークがあり、サーチコイルの振動周波数 31MHz とほぼ一致する。

図 17 モード 2, 3 の等価回路

Fig.17. Equivalent circuit at mode 2 and 3.

図 18 モード 2, 3 の電圧波形

Fig.18. Noise voltage waveform at mode 2 and 3.

図 19 モード 2, 3 のノイズ解析値

Fig.19. Simulation results of radiation noise at mode 2 and 3.

<4. 4>ターンオフ時 D_{S1} 逆回復 (モード 4)

図 20 にモード 4 における等価回路を示す。このモードでは Q_1 がターンオフして v_{CE1} が Ed から跳ね上がった後、 Ed まで下がる時に出力容量 C_1 を放電する電流 i_b が流れる。図 21 にノイズを発生する電圧波形を示す。この波形は、 D_{S1} の逆回復時の電圧波形に等しい。

図 22 に電流 i_b のループで発生する放射ノイズの解析値を示す。解析値では 32MHz 付近にピークがあり、サーチコイルの振動周波数 35MHz とよく一致する。

図 20 モード 4 の等価回路

Fig.20. Equivalent circuit at mode 4.

図 21 モード 4 の電圧波形

Fig.21. Noise voltage waveform at mode 4.

図 22 モード 4 のノイズ解析値

Fig.22. Simulation result of radiation noise at mode 4.

<4. 5>放射ノイズ解析値の合成

図 23 に<4. 1>~<4. 4>で求めた放射ノイズの解析値を式(2)によって合成した結果を示す。

表 4 に各周波数における放射ノイズレベルの測定値と解析値の比較結果を示す。その結果、測定値と解析値はほぼ一致し、解析の妥当性が確認出来た。この解析により、PER-SSW で発生する放射ノイズは、以下の 3 つが原因であり、ノイズ源の増加によって放射ノイズが低減しないことが明確となった。

- ① IGBT がターンオンする際にスナバダイオードの接合容量を充放電する電流がノイズ源となる。
- ② スナバダイオードの逆回復時 dv/dt によって、IGBT の出力容量を充放電する電流がノイズ源となる。
- ③ IGBT がターンオフする際のサージ電圧が、電圧源となり、IGBT の出力容量を充放電する電流が流れる。

図 23 合成したノイズ解析値
Fig.23. Synthesize the simulation result of radiation noise

表 4 測定値と解析値比較

Table 4. Comparison experimental and simulation result

周波数	放射ノイズレベル(dBμV/m)	
	測定値	解析値
30MHz 付近	7 0	7 0
35MHz 付近	7 0	7 2
45MHz 付近	6 5	6 7
50MHz 付近	6 4	6 9

5. 放射ノイズの低減対策

4 項の解析でノイズを発生させる電圧波形を特定出来たため、以下の方法で放射ノイズ低減を行い、放射ノイズの解析と測定を行った。

- ① ゲート抵抗 R_g を 15 Ω から 33 Ω とし、ターンオンの dv/dt とターンオフ時のサージ電圧を低減する。
- ② スナバダイオードに RC スナバ回路を接続し、スナバダイオードの逆回復時 dv/dt を低減する。
- ④ フェライトビーズ L_s を C_s のリードに挿入し、図 10(b) のループ α とループ β に流れる共振電流を低減する。

図 24 にノイズ低減対策後の回路図を示す。

図 25 に対策後のスイッチング波形とサーチコイル電圧波形を示す。図 9 に示す対策前の波形と比べ、ターンオン時の dv/dt が 3800V/ μ s から 1500V/ μ s に、ターンオフ時のサージ電圧が 100V から 80V に各々低減している。またこの結果、サーチコイル電圧の振幅が小さくなっていることがわかる。

図 26(a)に対策後 PER-SSW の放射ノイズの測定値を示す。図 8 に示す H-SW と対策前 PER-SSW の 30MHz 付近での放射ノイズ測定値が各々 73dB μ V/m と 70dB μ V/m であるのに対して、対策後 PER-SSW は 60dB μ V/m に低減できていることがわかる。図 26(b)に放射ノイズの解析値を示す。図 26(a)の測定値との比較では測定値の方が放射ノイズが大き

くなっている。これは RC スナバ回路などを付加した際の構造的な影響と思われる、よりコンパクトな構造とすることで測定値の放射ノイズも低減と思われる。

また、対策後の損失を表 2 に示す。対策前に比べてスイッチング損失とスナバ損失を合わせた損失は 7.51mJ から 11.92mJ に増加する。しかし、従来 H-SW 損失の 13.11mJ に比べては、91%に低減できている。

図 24 ノイズ対策後の PER-SSW
Fig.24. PER-SSW with additional circuit.

(a)ターンオン (b)ターンオフ
 v_{ce} :100V/div, v_g :0.1V/div, i_c :50A/div, t :200ns/div
図 25 ノイズ対策後のサーチコイル電圧波形

Fig.25. Voltage waveforms of IGBT and search coil of PER-SSW with additional circuit.

(a)測定値

(b)解析値

図 26 ノイズ対策後の放射ノイズ
Fig.26. Radiation noise of PER-SSW with additional circuit.

6. あとがき

本論文では、IGBT にソフトスイッチング回路を付加した場合の放射ノイズ発生メカニズムと対策方法を明らかにした。ソフトスイッチング回路のように複数のモードで動作する回路においては、そのモードごとの回路に流れる高周波共振電流によって放射ノイズが発生する。解析手法としては、既に報告した放射ノイズ源の等価回路を動作モードごとに作成し、その等価回路から各モードごとの放射ノイズを求め、その放射ノイズを合成することでソフトスイッチング回路の放射ノイズを求めることができる。この解析により、ソフトスイッチングなど複数のモードが存在する回路において、どのモードが一番大きな放射ノイズを発生するか特定することができる。

また、この解析からソフトスイッチング回路を付加し IGBT の dv/dt のみを抑制しただけでは付加した回路と IGBT 間の振動電流ループが増加するため、放射ノイズはそれほど低減しないことも明らかとした。この対策としては、振動電流経路にフェライトビーズを挿入することや、スナバダイオードに RC 回路を接続し振動電流を抑制することが有効であることも示した。

さらに、筆者らが提案している PER-SSW を用いた解析と実験から、放射ノイズ低減対策を行った PER-SSW は従来 H-SW より 10dB μ V/m 以上の放射ノイズの低減が出来ることを示した。また、対策後の損失も、スイッチング損失とスナバ損失を合わせた損失で従来 H-SW の 91%と、低損失化も同時に満足している。

(平成 10 年 7 月 7 日受付, 平成 10 年 9 月 18 日再受付)

文 献

- (1) G.Hua, F.C.Lee: "Soft-Switching Techniques in PWM Converters" IEEE Trans. Ind. Electr., Vol.42, No.6, December 1995
- (2) X.He, B.W.Williams, S.J.Finney, Z.Qian, T.C.Green: "New snubber circuit with passive energy recovery for power inverters" IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.143, No.5, September 1996
- (3) 入江寿一: 「直流変換における高性能化」
平 9 電気学会全大 S.17-2
- (4) 中岡睦雄, 平木英治: 「最近のスイッチング技術」
平 9 電気学会全大 S.17-1
- (5) R.Marquardt: "High Power GTO Converter for the New German High Speed Train ICE" EPE Aachen, Conf. Pec., p583-587, 1989
- (6) S.Chen, T.A.Lipo: "A Novel Soft-Switching PWM Inverter for AC Motor Drives" IEEE, Trans. Power Electr. Vol.11, No.11, July 1996
- (7) 豊崎次郎, 五十嵐征輝, 黒木一男: 「自然回生形ソフトスイッチング回路」平 6 電気学会全大 No.791
- (8) 鍋頭政和, 黒木一男, 五十嵐征輝: 「プッシュプルコンバータ用ソフトスイッチング回路」平 7 電気学会全大 No.738
- (9) 西川幸廣, 五十嵐征輝, 黒木一男: 「パワーデバイスの dv/dt 抑制回路」平 9 電気学会全大 No.856
- (10) 電気学会技術報告「パワーエレクトロニクス機器の電磁波ノイズ」 p.7-29 (平 7-5)

- (11) 西川幸廣, 五十嵐征輝, 黒木一男: 「簡易回生形ソフトスイッチング回路」電気学会半導体電力変換研資, SPC-98-41 (平 10)
- (12) 西川幸廣, 五十嵐征輝, 黒木一男: 「簡易回生形ソフトスイッチング回路の放射ノイズ解析」平 10 電気学会産業応用部門全大 No.218
- (13) 五十嵐征輝, 滝沢聡毅, 黒木一男, 清水敏久: 「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」電学 D, 118 巻, 6 号, p.757-766 (平 10-6)

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。

西川 幸廣

(正員) 1967 年 2 月 29 日生まれ。
91 年 3 月芝浦工業大学電気工学科卒業。
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所長。

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。