シングルエンデッド部分共振電圧形ソフトスイッチング インバータにおける IGBT と MCT の性能評価

正員 寺井 春夫 (松下電器産業) 正員 弘田 泉生 (松下電器産業)
非会員 宮内 貴宏 (松下電器産業) 正員 大森 英樹 (松下電器産業)
学生員 小倉 弘毅 (山口大学) 正員 中岡 睦雄 (山口大学)

Comparative Performance Evaluations of IGBTs and MCT incorporated into Voltage-Source Type Single-Ended Quasi-Resonant Zero Voltage Soft Switching Inverter

Haruo Terai, Member, Izuo Hirota, Member, Takahiro Miyauchi, Non-member, Hideki Omori, Member
(Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.)
Koki Ogura, Student Member, Mutsuo Nakaoka, Member
(Yamaguchi University)

Abstract— A cost effective high-efficiency, simple, low noise voltage-source type single-ended quasi-resonant high frequency inverter using a single power semiconductor switching device and its modified circuit topologies are commonly applied for consumer induction heated rice cooker with a warmer function, cooking heater and microwave oven. This paper presents some comparative performance evaluations of each generation IGBT and MCT (MOS Controlled Thyristor) incorporated into the typical voltage-source quasi-resonant inverter operating under zero voltage soft switching transition mode. New generation IGBT has been improved for consumer power applications in order to reduce the conduction loss which is based on the lowered saturation voltage characteristics due to the latest IGBT. The comparative steady-state characteristics of some sample power-semiconductor switching devices of each generation IGBT are demonstrated on the basis of the simplest single-ended quasi-resonant inverter circuit operating under a condition of zero voltage soft switching commutation principle. In addition, the power losses and temperature performance analysis of the latest IGBT are discussed and evaluated as compared with previously-developed IGBTs. Finally, the further reduced saturation voltage and conduction loss characteristics of MCT which are more suitable for consumer utilizations are presented in comparison with the conventional IGBT.

キーワード： 1 石部分共振形，ゼロ電圧ソフトスイッチング(ZVS)，PFM 制御，高周波インバータ，トレンチゲート IGBT，IH 調理器応用，MOS ゲート制御サイリスタ(MCT)

Keywords： A quasi-resonant topology, Zero voltage soft switching (ZVS), PFM control, High-frequency inverter, Trench-gate IGBT, Induction heated cooking appliance, MOS Controlled Thyristor (MCT)

1. まえがき

電圧形または電流形の 1 石シングルエンデッド(以下「1 石」と称す)部分共振形高周波ソフトスイッチングインバータは、部品点数が少なくシンプルな回路構成でかつコンパクトであり、ゼロ電圧スイッチング(ZVS)動作またはゼロ電流スイッチング(ZCS)動作を行うことができる半導体電力変換回路トポロジーとして知られている⁽¹⁾⁽²⁾。中でも 1 石部分共振電圧形高周波 ZVS インバータは、低電力損失・低電磁ノイズで電力密度やコストという点で優れていることから、家電民生応用分野で注目されている。例えば IH(誘導加熱)調理器や IH 炊飯器、インバータ蛍光灯、インバータ

駆動電子レンジなどへの新規応用に加えて、これらの性能改善における技術開発が積極的に推進されている⁽³⁾⁽⁴⁾。これまでに家電民生用パワー半導体デバイスは、電流転流ターンオフ形高速パワーサイリスタから始まり、バイポーラパワートランジスタ(BJT)、SIT、小容量 GTO サイリスタが順次開発され、高周波インバータに適用されてきた。近年では、利便性・制御性・省エネルギー性などの面から MOS 系パワーデバイスである MOSFET や IGBT、MCT(MOS ゲート制御サイリスタ)が検討されてきたが、目下のところ主に MOSFET の高入力インピーダンス特性、高速スイッチング特性、BJT の低飽和電圧特性をもつ IGBT が用いられている。この IGBT は、低損失化と高速スイッチング化の観点から第

1 世代より改良が逐次重ねられ、第 4 世代トレンチゲート IGBT が開発されるに至っている。このように家電民生用パワーエレクトロニクス機器は、パワー半導体デバイス側面とそれに適した高周波インバータ回路トポロジー側面からますます高効率化、いわゆる省エネルギー化を推進するといった技術開発指向にあると言える。

そこで本論文では、家電民生用パワーエレクトロニクス分野で最も広く導入されはじめている 1 石部分共振電圧形高周波インバータを取り上げ、ZVS 転流動作時における各世代 IGBT の電力損失分析、温度特性、過電圧・過電流耐量といった実際応用上重要となる特性評価と検討を行った結果について述べている。また新世代先端パワー半導体デバイスの 1 つとして注目されている MCT についても、電力損失を中心に IGBT との比較・検討のもとで実用的見地から性能評価を行った結果について述べている⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。

2. 1 石部分共振高周波インバータトポロジー

図 1 に、1 石部分共振高周波ソフトスイッチングインバータの中でスイッチの電圧または電流のいずれか一方がオフ期間：共振モード、オン期間：非共振モード、またはオフ期間：非共振モード、オン期間：共振モードで動作す

図 1 1 石半共振インバータ回路トポロジー群

Fig. 1. Single-switch half resonant inverter circuit topologies

る半共振高周波インバータの回路トポロジー群(カテゴリー[1]～[4])を示す。共振回路網は、共振インダクタ L_1 と共振キャパシタ C_1 の 2 つの共振要素から構成される回路トポロジーとなっている。各回路トポロジー群は、インダクタ部に結合されたワークコイルを含む負荷から構成された装置で誘導加熱を行う目的で使用される。

カテゴリー[1],[2]はいずれも直流電圧電源を入力とする電圧形高周波インバータであり、ZVS 動作を行っている。その中でもカテゴリー[1]は逆導通形(ダイオードと IGBT の並列接続)パワー半導体デバイス方式高周波インバータであり、部分共振の弧は正のみの半波部分共振形高周波インバータであると共に、直流電圧電源からインバータに供給される瞬時電力が負になる期間(電力回生期間)が存在する電力回生式高周波インバータとなっている。一方、カテゴリー[2]は逆阻止形(ダイオードと IGBT の直列接続)パワー半導体デバイス方式高周波インバータで、部分共振の弧が正負に振動する全波部分共振形高周波インバータであると共に、直流電圧電源からインバータに供給される瞬時電力が常に正となる電力非回生式高周波インバータとなっている。カテゴリー[2]のインバータは電力非回生動作となり、パワー半導体デバイスの電流が直流電源側に回生されないため、カテゴリー[1]のインバータと比べて同一入力・同一回路パラメータでも出力電力が大きくなる。その反面、逆阻止特性のあるワンチップの高性能パワー半導体デバイスが実用的なコストで実現できないことや、軽負荷時に ZVS 動作が困難であるといった課題があげられる。

カテゴリー[3],[4]の高周波インバータは、それぞれカテゴリー[1],[2]の高周波インバータの双対回路系として得られる。例えば図 1 において、カテゴリー[1]・(a)回路とカテゴリー[3]・(A)回路を比較してみる。各回路定数を

$$L_{1A} \rightarrow C_{1a}, C_{1A} \rightarrow L_{1a}, I_{SA} \rightarrow E_{Sa}$$

$$L_{1A} \text{ と } C_{1A} \text{ の直列} \rightarrow C_{1a} \text{ と } L_{1a} \text{ の並列}$$

$$\text{逆阻止スイッチ} \rightarrow \text{逆導通スイッチ}$$

に選ぶようにし、スイッチのオンをオフ、オフをオンの動作モードを入れ換えると、(A)回路の各動作電圧・電流は、

$$V_{SW(A)} \rightarrow i_{SW(a)}, i_{SW(A)} \rightarrow V_{SW(a)}$$

$$V_{C1(A)} \rightarrow i_{L1(a)}, i_{L1(A)} \rightarrow V_{C1(a)}$$

となる。すなわちカテゴリー[3]・(A) 回路とカテゴリー[1]・(a)回路の動作電圧と電流はそれぞれ双対動作となる。従って、逆阻止形デバイスを適用したカテゴリー[3]は ZCS・半波形・電力回生式の動作を行うのに対して、逆導通形デバイスを適用したカテゴリー[4]は ZCS・全波形・電力非回生式の動作を行う。

以下、現在 IH 炊飯器、IH 調理器、IH ホットカーラーおよび電子レンジのマグネトロン駆動用の高周波ソフトスイッチングインバータとして最も多用されているカテゴリー[1]・(a)の回路方式を、パワー半導体デバイス(IGBT/MCT)の試験評価回路とする。現在のところソフトスイッチ

ング動作モードでのパワーデバイスを評価検討している論文は少ないが、各種パワーデバイスをゼロ電圧ソフトスイッチング並びにおよびゼロ電流ソフトスイッチングの動作時において試験評価を行うことは、パワー半導体デバイスの能力をさらに発揮する上で極めて重要である。

3. 1 石部分共振電圧形インバータ

〈3.1〉 試験回路構成 図2はIH調理器として実用化されている高周波ZVS-PFMインバータ回路システムである。図2に示す回路をソフトスイッチング試験回路の基準として用い、各パワー半導体デバイスの特性評価・検討を行うことにする。図2の回路パラメータを表1に示す。ここで、負荷パラメータとしてトランス形等価回路モデルの電磁結合係数 k と負荷時定数 τ を以下のように定義する。

$$k = M / \sqrt{L_1 L_2}, \quad \tau = L_2 / R_2$$

k は被加熱物体の負荷と加熱コイルの電磁結合の度合いを示し、 τ は負荷の等価時定数を示す。 k, τ は測定可能なパラメータであるが、 L_2 と R_2 は分離して測定することができない。 R_2 はインバータ周波数に関係しており、表皮効果を示す抵抗となっている。ある k の値において τ が一定であれば、 L_2, R_2 の値に関係なく負荷回路系の状態を表すことができる。

図2 1石部分共振電圧形ZVS-PFMインバータ
Fig. 2. Quasi-resonant ZVS-PFM inverter with a single IGBT

表1 回路パラメータ

Table 1. Circuit parameters

High Frequency Passing Capacitor	C_f	10 μ F
High Frequency Blocking Inductor	L_f	100 μ H
Quasi-resonant Capacitor	C_1	0.27 μ F
Work Coil Inductance	L_1	72 μ H
Load Time Constant	τ	9 μ s
Magnetic Coupling Coefficient	k	0.78

図2において L_f (高周波インバータ側から引き出される

高周波電流の高調波成分ブロック用)、 C_f (高周波電流の高調波成分ハイパス用)は、高周波成分に対してのみ平滑を行うフィルタ(以下「非平滑フィルタ」と定義)を実現するように回路定数を選定している。商用電源を入力源とする電気機器の多くは、商用交流電源を全波整流して平滑フィルタを通した直流電源を利用しているが、このブリッジ整流回路からの出力を非平滑化することで、平均電力に比べてパワー半導体デバイスの電圧ピーク又は電流ピークが大きくなるものの、整流平滑回路部が小型軽量化できる上に商用電源系ACバスライン電流の正弦波化、ひずみ波力率1、また電流高調波成分による諸問題を少なくしている⁽⁴⁾。

ワークコイルの L_1 は表皮効果や近接効果の問題を少なくするように電力用リッツワイヤを用いており、部分共振インダクタの一部を兼ねた高周波磁束発生用パンケーキスパイラルコイル(誘導子)である。このワークコイルと被加熱物体から決まる等価インダクタンスと部分共振キャパシタ C_1 を用いて部分共振回路を構成している。なお C_1 は、図1のカテゴリー[1]・(a2)回路のようにアクティブスイッチSWと並列に接続しても原理的には同一である。この場合、部分共振電流が直流電源側を含んだループで還流するため、直流電源側の寄生パラメータが部分共振回路ループ構成に含まれるか否かで図1のカテゴリー[1]・(a)回路と(a2)回路の電力損失の発生状況は実際上異なる。

商用AC電源100V_{rms}、定格電力1.2kWで、定格時には可聴域を超えた動作周波数のもとでパワー半導体デバイスのスイッチング電力損失を考慮して、図2の高周波インバータの定格動作周波数を約23kHzに設計している。図2の誘導加熱インバータ電力制御回路部は、ZVSを実現するためのタイミング制御と加熱電力の帰還制御を行っており、IHインバータ回路を安定に動作させている。パワー半導体デバイスには最大定格900V、65AのIGBTと逆並列ダイオードを内蔵したTO3P(L)外囲器のパワー半導体デバイスを適用している。200V_{rms}系では耐圧が1,700V以上になるが、これに対応したパワーデバイスの開発も行われている。

〈3.2〉 1石部分共振電圧形インバータの応用例

図3は図2の高周波ソフトスイッチングインバータを3台用いたIH炊飯器を示す。底側ワークコイル1および2はそれぞれ定格1.3kWの高周波ソフトスイッチングインバータで、ふた側ワークコイルおよび胴側ワークコイルは一括して定格200Wの高周波インバータで電力を供給している。このように複数の高周波インバータを備えることにより、微妙な火力調整を行うことができると共にワークコイルの構成で自在の加熱分布が得られ、飛躍的に炊飯性能を向上できている。

4. ソフトスイッチング動作時におけるパワーデバイスのスイッチング電力損失分析

図2のパワー半導体スイッチ部(Sw/D)の実測動作波形を

図3 高周波インバータを3つ用いたIH炊飯器の回路構成

Fig. 3. Circuit configuration of induction heated rice cooker using three high-frequency inverter

図4に示す。スイッチの導通期間中はワークコイル L_1 にキャパシタ C_2 の直流電圧 E_S が印加され、 $v_{C2}/L_1 (v_{C2} \equiv E_S)$ の傾きで電流が増大する。スイッチ Sw をターンオフするとワークコイル L_1 の電流は共振キャパシタ C_1 に流れ、 L_1, C_1 の部分共振状態となる。 Sw の電圧が共振の弧を描いて再びゼロに達すると、逆並列ダイオード D が自然に導通してスイッチの導通期間に戻る。上記1サイクルの回路動作が周期的に継続する。図5にスイッチ部のターンオフ時の実測電圧・電流波形を示す。図5からわかるように、 Sw の電圧波形は L_1, C_1 の部分共振で緩やかな dv/dt で上昇する動作モードとなっており、ZVS 動作を行っている。従って、ハードスイッチング時と比べてターンオフ電力損失は非常に小さくなる。これは導通電力損失の $1/4 \sim$ 同等程度であるが、省エネルギーや冷却という観点から更なる低減が求められる。

パワー半導体デバイス(IGBT)のターンオフ電力損失は、図5からわかるようにターンオフ下降期間中(t_f)のフォール電力損失とテール期間中(t_{tail})のテール電力損失からなる。フォール電力損失は、部分共振時に低い dv/dt で緩やかに立ち上がるスイッチ電圧とフォール電流の積だけでなく、本回路ループ内に存在する実装配線インダクタンスの電流が遮断されることでスパイク電圧とフォール電流の積も加えられる。前者はスイッチングを高速化することでゼロに近づくが、後者は配線インダクタンスに蓄えられたエネルギー $-L_p I_p^2/2$ (L_p : 配線の寄生インダクタンス、 I_p : ターンオフ時のスイッチ電流)をパワー半導体デバイスで消費しているため、スイッチング速度に関係なく一定の損失値を示すことになる。従って、インダクタンスレスの実装配線・パッケージング技術が極めて重要となってくる。

図4 スイッチング電圧・電流波形

Fig. 4. Voltage and current switching waveforms

図5 ターンオフ時の電圧・電流スイッチング波形

Fig. 5. Voltage and current switching waveforms at turn-off

図6は、供試 IGBT のターンオフ下降時間 t_f のばらつきサンプルを用いて測定したターンオフ電力損失の相関特性を示す。ばらつきサンプルとは、トレードオフ特性評価などのためにライフタイムコントロールを意図的に変化させて試作したサンプルである。図6のNo.1~No.6は、少数キャリアのライフタイムコントロール技術によって特性をばらつかせた第4世代 IGBT の供試パワー半導体デバイスである。 t_f を高速化するにつれてフォール電力損失はやや減少するが、前述の実装配線などの寄生インダクタンスに蓄えられたエネルギーに起因する電力損失が残るため、実験に使用した回路の実装では t_f を概ね 200ns 以下の領域で高速化してもフォール電力損失を低減することができない。一方、テール電力損失は t_f の高速化によって一様に減少している。従って、フォール電力損失とテール電力損失からなるパワー半導体デバイスのターンオフ電力損失は、 t_f と良好な比例関係が得られることがわかる。

図7は IGBT の飽和電圧(オン電圧) $V_{CE(sat)}$ と1スイッチング周期あたりの導通電力損失の実測値を示す。なお図7

図6 ターンオフ下降時間－スイッチング損失特性
Fig. 6. Fall time vs. Turn-off power loss characteristics

図7 $V_{CE(sat)}$ －1周期あたりの導通電力損失特性
Fig. 7. $V_{CE(sat)}$ vs. Conduction power loss (1-cycle) characteristics

のNo.1～No.6は、図6で用いた第4世代供試IGBTである。導通電力損失は $V_{CE(sat)}$ の低減で一様に減少していることがわかる。

図8は各世代 IGBT のセルサイズを表しており、第1世代から 1/4 のセルサイズに微細化された第3世代までは DMOS 構造、第4世代ではトレンチ構造さらに 1/5 に微細化されている。図9の実線は、 t_f － $V_{CE(sat)}$ 平面上での各世代 IGBT のトレードオフカーブを示す。トレードオフ特性は低飽和電圧、短ターンオフ下降時間側へシフトさせることが特性改善となる。図9より世代交代を重ねるごとに格段に進歩している。

図6と図7より、ターンオフ電力損失はフォール時間 t_f 、導通電力損失は飽和電圧 $V_{CE(sat)}$ で独立一意に定まる。従って図6と図7を合成して t_f － $V_{CE(sat)}$ 平面上で任意の点の電力損失を推定することができ、図9のような等電力損失線(破線) [=ターンオフ電力損失＋導通電力損失] を自由に引くことができる。この等電力損失線と IGBT のトレードオフカーブを比較することにより、IGBT の電力損失最小設計を

図8 各世代 IGBT のセルサイズ比較
Fig. 8. Sectional view of unit cell and ratio of each cell size

図9 各世代 IGBT のトレードオフ特性比較
Fig. 9. Comparison between t_f and $V_{CE(sat)}$ characteristics for each generation IGBT

行うことができる⁽¹²⁾。例えば第4世代 IGBT においては、 $(t_f, V_{CE(sat)}) = (0.2\mu s, 1.8V)$ 近傍が最適設計点になる。このような最適特性を比較することにより、第1世代から第4世代まで約4割の損失を低減できている。

なお、ここではターンオン電力損失は考慮していない。これは図2の回路においてスイッチ電流とスイッチ電圧が完全に非干渉(図4参照)となり、ゼロ電圧かつゼロ電流のハイブリッドソフトスイッチング動作をするので、ターンオン電力損失は本質的にゼロとみなすことができるためである。

5. 温度特性と耐量性能

図10は第3世代 IGBT (プレナー構造) および第4世代 (トレンチ構造) IGBT の電力損失－温度特性を示したものである。ここでパワー半導体デバイスの総電力損失は、導通電力損失とターンオフ電力損失の和としている。なお、タ

ーンオフ電力損失は、フォール電力損失とテール電力損失の和である。ターンオン電力損失は考慮していないが、これは前章に述べたとおりである。

図10より、第4世代 IGBT の総電力損失-温度特性は第3世代 IGBT と比べて優れており、高温領域でも安定して動作することがわかる。またターンオフ電力損失はどちらとも正の温度特性で電力損失が増大している。これは高温における供試パワー半導体デバイス(IGBT)のスイッチング速度の悪さ、特にテール電流の増大による。導通電力損失では第3世代 IGBT は正の温度特性、第4世代 IGBT は負の温度特性を示す。これは図11を見ればわかるように、第3世代の飽和電圧が大電流域でわずかに正の温度特性を示すのに対して、第4世代では負の温度特性を顕著に示すためである。

第4世代 IGBT と第3世代 IGBT の各構造を図12に示す。第3世代 IGBT の場合、ゲート-エミッタ間に電圧が

図10 電力損失の温度特性
(第3世代: ●, ■, ▲, 第4世代: ○, □, △)

Fig. 10. Power losses vs. Junction temperature characteristics in the 3rd or 4th generation IGBT

図11 $V_{CE(sat)}$ - I_C 特性

Fig. 11. $V_{CE(sat)}$ vs. I_C characteristics in the 3rd or 4th generation IGBT

(a) 第4世代 IGBT (b) 第3世代 IGBT

図12 IGBT のセル構造比較

Fig. 12. Cell-structure comparison of the 3rd or 4th generation IGBT

印加されると、シリコン表面に形成されたチャネルを通して、コレクタ電極からエミッタ電極に流れる電流は、シリコン表面で縦方向から横方向へ変化する。その際に隣接したセル間にできる電流の集中する領域において J-FET 抵抗 (R_{JFET}) が存在するため、接合温度が高いほど飽和電圧が高くなってしまいう傾向がある。それに対して第4世代 IGBT の場合、構造上 R_{JFET} が存在せず、電流はコレクタ電極からエミッタ電極に一樣に流れる。また大幅なセル密度の高集積化が図れ、オン抵抗を一層低減することができる⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。従って第4世代 IGBT では負の温度特性を顕著に示す。

図13は第4世代 IGBT の過電流ターンオフ波形を示す。定格の3倍以上の電流を遮断してもラッチアップ破壊を起こさないことがわかる。図14は $10\mu F$ 程度のキャパシタを短絡したときの短絡耐量の実測動作波形である。定格の10倍以上の電流を流してもパワー半導体デバイスの破壊に至らず、電流遮断がなされている。このように定格に対して非常に大きな耐量余裕度を持たせており、セットの市場における信頼性を確保している。

6. MOS制御サイリスタ(MCT)のソフトスイッチング動作特性

IGBT と同じく電圧駆動形で、サイリスタ動作によりオン電圧が低い MOS ゲート制御サイリスタ(MCT)のゼロ電圧ソフトスイッチング動作時の電力損失の評価を行った⁽⁵⁾⁻⁽⁸⁾。高周波 ZVS-PFM インバータ試験回路を図15に示す。供試 MCT はハリス社製 MCT75P60E1 であり、その特性を表2に示す。MCT の最大定格電圧は 600V と低いため、入力電力は 650W に設定し、MOSFET をゲートドライバとしたディスクリット回路構成としている。供試 MCT の電力損失を解析した結果を表3に示す。比較に用いた IGBT は最大定格 900V, 60A の第3世代および第4世代 IGBT である。表2からわかるように、MCT のオン損失は第3世代 IGBT

図 13 ターンオフ耐量テスト時の電圧・電流動作波形
Fig. 13. Operation waveform at Turn-off capability testing

図 14 短絡耐量テスト時の電圧・電流動作波形
Fig. 14. Operation waveform of short circuit capability

と比べて 0.54 倍, 第 4 世代 IGBT と比べて 0.65 倍に低減されている。これは図 16 のオン電圧特性からわかるように, MCT は第 3 世代 IGBT と比べて約 1/2 という優れたオン電圧特性を持つからである。

図 15 1 石部分共振電圧形 ZVS-PFM インバータ(MCT)
Fig. 15. Quasi-resonant ZVS-PFM Inverter with single MCT

表 2 MCT75P60E1の各特性 (ハリス社製)

Table 2. Characteristics of MCT75P60E1 (HARRIS)

Peak Off-State Voltage	V_{DRM}	600V
Continuous Cathode Current	I_K	75A
Gate-Anode Voltage	V_{GA}	$\pm 20\text{V}$
Maximum Power Dissipation	P_T	208W
On-State Voltage	V_{ON}	1.2V
Current Fall Time	t_{FI}	1.15μs

表 3 MCT と IGBT の電力損失比較

Table 3. Comparative Power losses between MCT and IGBTs

Power Loss Power Device	Conduction Loss	Turn-Off Switching Loss	Total Loss
MCT	5.4W	12.0W	17.4W
3rd IGBT	10.0W	4.1W	14.1W
4th IGBT	8.3W	4.1W	12.4W

図 16 MCT と IGBT のオン電圧特性

Fig. 16. Saturation voltage characteristics of MCT and IGBT

MCT のターンオフスイッチング電力損失は 12.0W であり, 第 3 世代 IGBT および第 4 世代 IGBT の 4.1W と比べると, ほぼ 3 倍になっている。これは図 17 を見ればわかるように, MCT のターンオフ時のスイッチング速度は IGBT のスイッチング速度 (図 5 参照) と比べて遅いためである。その結果, 全電力損失を比較すると MCT の方が損失大となっている。MCT の実用化のためには, ターンオフ時のスイッチング速度の改善並びにターンオフ電力損失の低減とターンオフ耐量のさらなる強化が今後の課題であるが, IGBT の限界をブレイクスルーする新型パワー半導体デバイスとしてこれからの発展が期待される。

図 17 ターンオフ時の電圧・電流波形 (MCT)

Fig. 17. Voltage and Current waveforms of Turn-off (MCT)

7. まとめ

誘導加熱調理器用高周波インバータとして実用化されているシンプルでかつコンパクト・ローコスト、高効率・低電磁ノイズのシングルエンデッド部分共振電圧形ゼロ電圧ソフトスイッチング高周波インバータ回路トポロジを試験回路として取り上げ、パワー半導体デバイスの電力損失分析を中心に、ZVS動作の条件のもとで各世代 IGBT および MCT との実証的性能評価を行った。微細化プロセスを背景に、第4世代トレンチゲート IGBT は前世代 IGBT と比べてトレードオフ特性が改善され、パワー半導体スイッチングデバイスの電力損失や温度特性、破壊耐量ともに優れた特性を示すことを実験的に明らかにした。しかし、微細化の効果がシリコン半導体材料の物性的数値の理論限界に近づいているため、今後さらなる性能改善に対して新しいパワー半導体デバイスによるプロセス技術の開発が求められる。その1つとしてオン電圧が極めて低く、IGBT と同じく電圧駆動形で電流密度が高い MCT は、IGBT の性能を越える新構造デバイスとして魅力あるコンセプトになり得る可能性を秘めており、今後さらなる低損失化に向けてスイッチング速度の改善がなされた次世代型 MCT の開発に大いに注目したい。

(平成 13 年 5 月 2 日受付, 平成 13 年 12 月 14 日再受付)

文 献

- (1) 大森英樹, 中岡睦雄:「誘導加熱用 1 石共振形高周波インバータの回路トポロジと特性評価」, 電学論 D, Vol.117, No.2, pp.150-159 (平 9-2)
- (2) I. Hirota, H. Omori and M. Nakaoka: "Practical evaluations of a ZVS-PFM quasi load-resonant high-frequency inverter using a new generation IGBT for an induction-heated cooking appliance", IEE-UK, International Journal of Electronics, Vol.80, No.2, pp.329-340, 1996
- (3) 大森英樹, 弘田泉生:「調理器とインバータ技術」, 総合電気雑誌 OHM, オーム社, No.9, pp.50-56 (平 11-9)
- (4) 大森英樹, 弘田泉生:「パワーエレクトロニクスで変わる家電製品」, 電学論 D, Vol.119, No.2, pp.127-132 (平 11-2)
- (5) R. Finzel, H.-G. Eckel, M. Bruckmann: "Switching Characteristics of MCTs in Hard and Soft Switching Inverters", PCIM-Europe, Proceedings of Power Conversion, pp.53-62, May, 1996
- (6) N. Idir, R. Bausiere: "Comparison of MCT and IGBT devices operating in ZCS mode at constant frequency", PCIM-Europe, Proceedings of Power Conversion, pp.63-68, May, 1996
- (7) M. H. Ohsato, T. Shimizu and G. Kimura: "Characteristics of Ballast for HID Lamps Using Single-Ended Resonant-Type MCT Inverter", IEEE, Proceedings of IEEE-IAS, vol.3, pp.2105-2110, October, 1998
- (8) 大里正人, 木村軍司:「MCT を用いた HID ランプ用一石共振形インバータ回路の検討」, 電気学会産学大会, No.259 (平 11-8)
- (9) 新井規由, 平川聡, 田畑光晴, 高橋英樹:「1,200V トレンチ IGBT モジュール」, 三菱電機技報, Vol.72, No.12, pp.53-56 (平 10-12)
- (10) 荻野浩靖:「パワーデバイスチップの技術動向と展望」, 三菱電機技報, Vol.73, No.12, pp.32-36 (平 11-12)
- (11) T. Miyauchi, I. Hirota, H. Omori and M. Nakaoka: "Active Voltage-Clamped VPCF Soft Switching Inverter using 4th-Generation IGBTs for Induction-Heating Cooking Appliance and Practical Evaluations", IEE-J, Proceedings of International Power Electronics Conference - Tokyo, Vol.3, pp.1741-1746, March, 2000
- (12) 佐藤圭一, 弘田泉生, 大森英樹, 寺井春夫, 中岡睦雄:「誘導加熱炊飯器用電源クランプ部分共振インバータ」, パワーエレクトロニクス研究会論文誌, Vol.26, No.1, pp.18-23 (平 12-10)
- (13) 大森英樹, 弘田泉生, 寺井春夫, 中岡睦雄:「ソフトスイッチングインバータにおける IGBT および MCT の性能評価」, 電気学会電子デバイス研究会資料, Vol. EDD-99-98, No.93-112, pp.33-37 (平 11-10)
- (14) I. Hirota, H. Omori, S. Muraoka, K. Ogura, M. Ishitobi, E. Hiraki and M. Nakaoka: "Comparative Practical Evaluations of New-Generation IGBTs and MCT in Low-Cost Single-Ended Quasi-Resonant PFM Inverter for Induction Heating", IEEE-IAS, Proceedings of International Appliance Technical Conference, pp.165-170, May, 2000
- (15) 弘田泉生, 大森英樹:「家電加熱機器における省エネ技術」, 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, S5-3, S27 (平 12-11)

寺井 春夫

（正員）1949年9月13日生。1973年3月

大阪大学工学部・電気工学科卒業。同年松下電器産業(株)入社。主として家電商品の電子システム制御に関する研究に従事。現在、同社電化住設研究所・所長。1983年IATC優秀論文賞、1999年オーム技術賞受賞。システム制御情報学会、パワーエレクトロニクス研究会などの各正会員。

弘田 泉生

（正員）1964年9月7日生。1987年3月大阪大学基礎工学部・電気工学科卒業。同年松下電器産業(株)入社。以来、高周波インバータとパワー半導体デバイス応用に関する研究に従事。現在、同社電化住設研究所・電子技術グループ主席技師。パワーエレクトロニクス研究会などの各正会員。

宮内 貴宏

各正会員。

（非会員）1968年1月18日生。1992年3月大阪大学大学院理学研究科・修士課程・化学専攻修了。同年松下電器産業(株)入社。以来、誘導加熱用インバータとパワー半導体デバイス応用に関する研究に従事。現在、同社電化住設研究所・電子技術グループ技師。パワーエレクトロニクス研究会などの

大森 英樹

（正員）1954年5月2日生。1979年3月神戸大学大学院工学研究科・修士課程・電子工学専攻修了。同年松下電器産業(株)入社。以来、家電分野のパワーエレクトロニクス応用に関する研究に従事。現在、同社電化住設研究所・開発推進グループマネージャー。工学博士。1994年オーム技術賞受賞。日本太陽エネルギー学会関西支部幹事。パワーエレクトロニクス研究会評議員。電子情報通信学会、IEEEなどの各正会員。

小倉 弘毅

（学生員）1977年4月11日生。2002年3月山口大学大学院理工学研究科・博士前期課程・電気電子工学専攻修了。同年4月同大学大学院同研究科・博士後期課程・システム工学専攻に入学、現在に至る。ソフトスイッチング半導体電力変換システムとその応用に関する研究に従事。日本電気技術者協会正会員。IEEE、パワーエレクトロニクス研究会、日本太陽エネルギー学会などの各学生会員。

中岡 睦雄

（正員）大阪大学大学院工学研究科・博士課程・電気工学専攻、神戸大学工学部を経て、現在山口大学工学部・電気電子工学科／大学院理工学研究科・電気システム工学専攻・教授。アドバンスト・パワーエレクトロニクスに関する教育・研究に従事。工学博士。兵庫県科学技術井植賞、医科学技術賞、2001年IEE・UK Premium Paper Awardなど受賞。電子情報通信学会、IEEE、電気設備学会、日本太陽エネルギー学会などの各正会員。