

高調波低減パルス変調制御を用いたマグネトロン駆動用
高周波 ZVS インバータ制御方式 AC-DC コンバータ

学生員 石飛 学^{*} 非会員 別荘 大介^{**}
非会員 松重 貴幸^{*} 正員 大森 英樹^{**}
会 員 中岡 睦雄^{*} 正員 寺井 春夫^{**}

Zero Voltage Soft Switching Duty Cycle Pulse Modulated High Frequency Inverter-Fed
Harmonic Reduction AC-DC Converter for Consumer Magnetron Drive

Manabu Ishitobi^{*}, Student Member, Takayuki Matsushige^{*}, Non Member, Mutsuo Nakaoka^{*}, Member
Daisuke Bessyo^{**}, Non Member, Hideki Omori^{**}, Member, Haruo Terai^{**}, Member

The utility grid voltage of commercial AC power source in Japan and USA is 100V, but in other Asian and European countries, it is 220V. In recent years, in Japan 200V outputted single-phase three-wire system begins to be used for high power applications. In 100V utility AC power applications and systems, an active voltage clamped quasi-resonant inverter circuit topology using IGBTs has been effectively used so far for the consumer microwave oven. In this paper, presented is a half bridge type voltage-clamped asymmetrical soft switching PWM high-frequency inverter type AC-DC converter using IGBTs which is designed for consumer magnetron drive used as the consumer microwave oven in 200V utility AC power system. The zero voltage soft switching inverter treated here can use the same power rated switching semiconductor devices and three-winding high frequency transformer as those of the active voltage clamped quasi-resonant inverter using the IGBTs that has already been used for 100V utility AC power source. The operating performances of the voltage source single ended push pull (SEPP) type soft switching PWM inverter are evaluated and discussed for 100V and 200V common use consumer microwave oven. The harmonic line current components in the utility AC power side of the AC-DC power converter with ZVS-PWM SEPP inverter are reduced and improved on the basis of sine wave like pulse frequency modulation and sine wave like pulse width modulation for the utility AC voltage source.

キーワード：電子レンジ用高周波インバータ，3巻線高電圧トランス，ゼロ電圧ソフトスイッチング，非対称 PWM，全波倍圧整流，マグネトロン駆動，AC-DC コンバータシステム，高調波抑制用パルス幅・パルス周波数混合パターン変調，力率改善

Keywords : Single ended push pull high frequency inverter, Three winding high voltage transformer, Zero voltage soft switching, Asymmetrical PWM, Full wave voltage doubler rectifier, Magnetron for microwave oven, AC-DC converter system, Pulse width and pulse frequency mixed pattern modulation, Line current harmonics and power factor improvements

1. まえがき

家電民生対象の電子レンジ用高周波インバータ電源は 1.0[kW]から 1.4[kW]という比較的大きな電力変換処理を行

っている。これは地球環境保護再生の観点から、家庭用電力電子応用機器の一つとして注目されており、小型軽量化、省エネルギー化（高効率化）、低ノイズ化、高性能化、低コスト化を実現することが要求されている。そこで以前から上記応用に適した高周波インバータ電源として最も簡単な回路構成である一石型 ZVS-PFM 高周波インバータ方式が用いられてきた。この回路トポロジーは、部分共振動作モードの電圧共振によりパワー半導体スイッチングデバイス（IGBT）にかかる電圧ピーク値が極端に高く、しかも出力制御がインバータの PFM 制御方式となり、ZVS 領域が狭いといった問題がある。そこで、さらなる小型軽量化、低

^{*} 山口大学
〒755-8611 山口県宇部市常盤台 2-16-1
Yamaguchi University
2-16-1, Tokiwadai, Ube, Yamaguchi 755-8611

^{**} 松下電器産業(株) 電化・住設社
〒561-0821 大阪府豊中市日出町 2-2-8
Home Appliance & Housing Electronics Company,
Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.
2-2-8, Hinode, Toyonaka, Osaka 561-0821

コスト化、低損失化、IGBT、MOS-FET などの MOS 系パワー半導体スイッチングデバイスの許容耐圧の観点から、100V 商用電源系においては、アクティブクランプ部分共振 ZVS-PWM インバータ方式を用いているのが現状である。この回路方式は一石型 ZVS-PFM 高周波インバータに IGBT などの補助スイッチングデバイスと電圧クランプ用キャパシタを主スイッチングデバイスに直列に付加した構成で、部分共振キャパシタ電圧つまり主スイッチ電圧をある有限値で電圧クランプすることで 600[V]耐圧の低飽和電圧形トレンチゲート IGBT の採用が可能となる。さらに出力調整が PWM 制御方式で行え、ZVS 領域が広くなるといった特徴がある⁽⁴⁾。

近年、インバータ搭載の電子レンジの海外展望が要望されてきている。日本、米国等の 100V 商用電源系に対して、欧州、中国の電源は 200V 商用電源系が用いられている。また、我が国でも単相三線式 200V 商用電源が家電民生電力応用分野で使用されるようになってきている。よって日本や北米と同じアクティブクランプ部分共振 ZVS-PWM インバータ方式ではパワー半導体スイッチングデバイスと 3 巻線昇圧トランスの仕様が異なるものになってしまう。インバータ電源の製造上の合理化を行うためにインバータを構成する主要部品の共通化が強く望まれる。そこで、本論文では、100V 商用電源用のアクティブクランプ部分共振高周波インバータ方式と同一仕様の GBT、3 巻線昇圧トランスを用いて 200V 商用電源で動作する電子レンジ用スイッチング電源を実現するため、直流電源電圧クランプ現象を取り入れた部分共振形 ZVS-PWM 高周波インバータ方式を取り上

げ、動作解析及び特性評価を行っている。

また、商用電源を入力源とする電力電子応用機器の多くは、商用電源を全波整流した直流電源を利用している。直流電源の平滑はインバータ電源が安定して動作できる程度に設計し、完全平滑しないことで整流平滑回路部のキャパシタ容量を小さくでき、しかも商用電源ライン電流を正弦波に近くできるので高調波低減ができる。しかし、商用電源電圧瞬時値の低い部分ではインバータの出力電圧がマグネトロン動作電圧まで昇圧されず、マグネトロンは発振動作を停止し、入力電流が休止することによるライン電流ひずみが生じる。そこで、本論文ではさらに家電・汎用品高調波抑制対策ガイドラインクラス A 基準値に適合するように、本マグネトロン駆動用 AC-DC コンバータの変調制御手段、すなわち、パルス幅及びパルス周波数混合パターン変調を適宜商用電源と同期した形で取り入れ、このアクティブフィルタ機能を持った制御効果についても詳細検討を行い、その結果について述べている。

2. 電子レンジ用マグネトロンの特性

2.1 マグネトロン構造と動作原理 マイクロ波は 1～30[GHz]の周波数帯（波長で言えば cm 波長帯）の電磁波の総称である。その性質を利用して、マイクロ波加熱、マイクロ波通信、マイクロ波利用無電極ランプ、レーダ、パワーマイクロ波による電力伝送システムなどの電力応用分野に適用されている。マイクロ波発生用エネルギー変換デバイスとしては、小電力用には半導体固体発振器が使用されているが、kW レベルの大電力用には、マグネトロン、クライストロン、進行波管（TWT）といった特殊電子管が使用されているというのが現状である。特にマグネトロンはエネルギー変換効率が 60%以上と高く、小型軽量であり、その動作電圧も比較的安く、安定した発振が得やすいなどの優れた特徴を有するので、マイクロ波加熱（電子レンジ）用として初期の頃から使用されている他、マイクロ波無電極ランプ点灯用、UV 発生用やプラズマ CVD 用半導体製造装置として使用され始めている。

図 1 はマグネトロンの外観構造を示す。その内部構造は図 1(b)、図 2 のように円筒状の陰極と陽極を同心に配置し、軸方向に永久磁石による磁界を与える構造になっている。図 2 を用いてマグネトロンの基本動作を説明する。ヒータの熱電子放出により陰極から飛び出した電子は、ローレンツ力により陽極面に沿ったサイクロイド状の軌跡を描き、作用空間内を運動する。陽極面にはマイクロ波の発振周波数に共振する空洞共振器が設けられており、作用空間内にスポーク状に集群した電子雲は陽電極間の極性と同期して旋回するようになり、空洞内に強い電磁波が発生する。発生した電磁波は電子の振動と電界の周期的変化のタイミングを合わせることによって出力アンテナから外部の導波管に取り出す構造になっている。

2.2 マグネトロン i-v 特性と電気的等価回路 マグネトロンの実測 i-v 特性を図 3 に示す。厳密にはフェライ

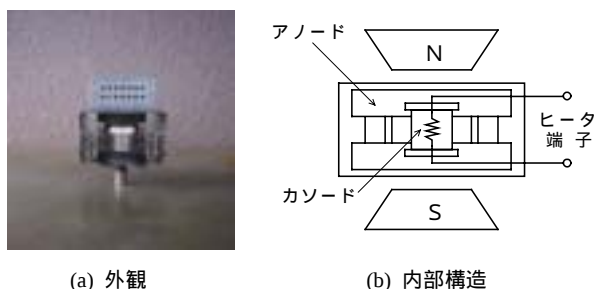


図 1 マグネトロン
Fig. 1. Magnetron.

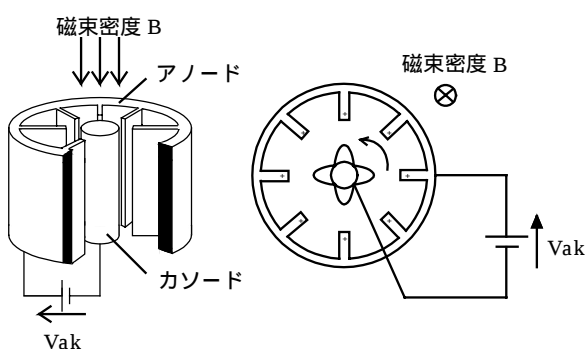


図 2 動作原理
Fig. 2. Operation principle.

ト磁石の温度特性によりこの i - v 特性におけるカットオフ電圧がわずかに変動するが、ここでは考慮しない。このマグネトロンはアノード・カソード間電圧 V_{AK} が約 3.6[kV] を越えると発振を開始し、抵抗値が低抵抗 R_1 まで急激に低下しアノード電流が増加する。マグネトロンのアノード・カソード間電圧が 3.6[kV] よりも低くなると抵抗値が高抵抗 R_0

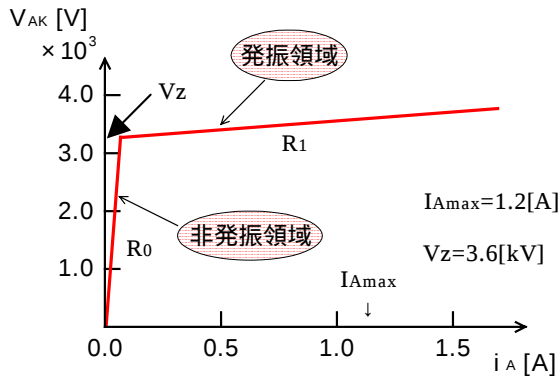


図3 マグネトロンの i - v 特性 (正常発振時)

Fig. 3. Current vs. voltage characteristics of magnetron.

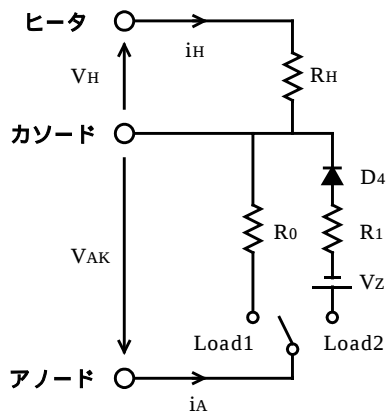


図4 マグネトロンの電氣的等価回路モデル

Fig. 4. Electrical equivalent circuit modeling of magnetron.

に変化し、アノード電流はほとんど流れず非発振状態となる。これより、マグネトロンの電氣的等価回路モデルは、純抵抗 R_0 、 R_1 、理想ダイオード D_4 、理想バッテリー V_Z を用いて、Load スイッチ (Load 1, Load 2) で切り換えられる区分的線形抵抗特性として、図 4 のように近似表現することができる。この図における回路の切り替えスイッチは、所定のカットオフ電圧 (3.6[kV]) を越えたか否かで Load 1 と Load 2 の選択を行う仕組みである。なお、図 4 において R_0 は非発振領域の高抵抗 (図 3 の非発振特性から算定)、 R_1 は発振領域の低抵抗 (図 3 の発振特性から算定)、 V_Z はカットオフ電圧、 R_H はヒータ回路の抵抗を表す。マグネトロンのアノード・カソード端子には、不連続な高電圧直流入力、連続な高電圧直流入力、完全平滑高電圧直流入力に用途に応じて必要とされる。家庭用電子レンジ応用では不連続・連続両発振モードを利用している。なお、産業用半導体製造応用 (プラズマ CVD, UV-O3) では安定した連続発振モードが必要とされるので、図 4 における Load 2 スイッチがオン状態のままとなる。

3. SEPP ZVS-PWM インバータ制御方式 AC-DC コンバータ

3.1 回路構成 図 5 に高周波 3 巻線トランスを持つトランス共振シングルエンデッドプッシュプル (SEPP) インバータ制御方式 AC-DC コンバータのうち最も簡単な回路構成を示す。商用電源、整流コンバータ、高周波インバータ、3 巻線高周波トランス、全波倍圧整流回路、マグネトロン回路及びマグネトロンヒータ回路から構成される。この回路はロスレススナバキャパシタ C_1 による ZVS を利用し、主スイッチングブロック Q_m (SW_m/D_m) と補助スイッチングブロック Q_s (SW_s/D_s) との非対称 PWM 制御 (Duty Cycle 制御; DCC) いわゆる定周波 ZVS-PWM で出力電力制御を行える。なお、家電民生応用機器や装置の小型・軽量化とローコストの観点から、ヒータ電力は高周波高圧トランスに第 3 次巻線を設けることにより供給している。産

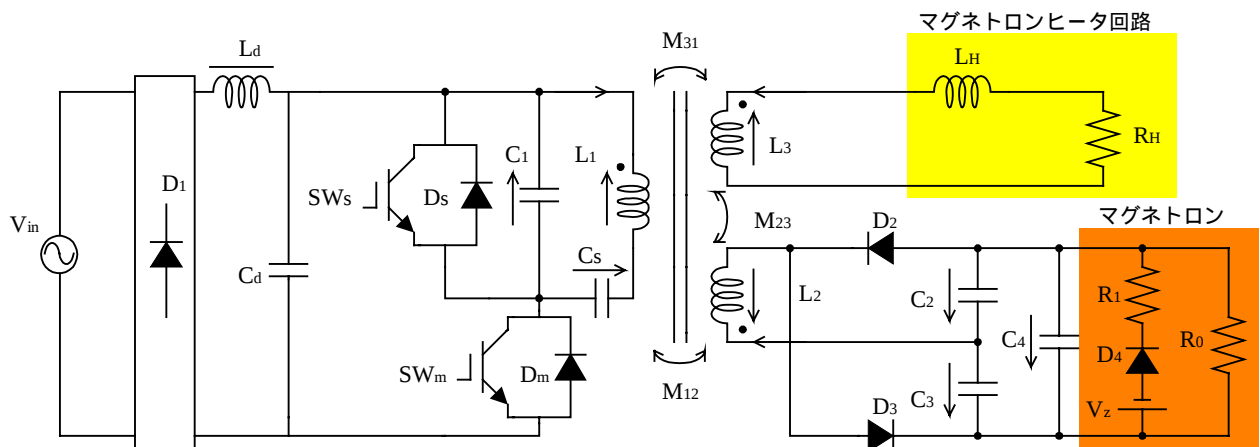


図5 シングルエンデッドプッシュプル ZVS-PWM インバータ制御方式 AC-DC コンバータ

Fig. 5. Single-ended push-pull (SEPP) ZVS-PWM high-frequency inverter-fed AC-DC converter.

表 1 回路定数
Table 1. Circuit Constants.

項目		記号	定数
整流コンバータ		Cd	5.5[μ F]
		Ld	100[μ H]
高周波インバータ		C1	0.18[μ F]
		Cs	4.50[μ F]
高周波 3 巻線 トランス	インダクタンス	L1	45.0[μ H]
		L2	14.0[mH]
		L3	0.70[μ H]
	結合係数	K12	0.74
		K23	0.83
		K31	0.60
全波倍圧整流回路		C2	3600[pF]
		C3	3600[pF]
貫通キャパシタ		C4	500[pF]
マグネトロン	カットオフ電圧	Vz	3600[V]
	非発振時抵抗	R0	500[k Ω]
	発振時抵抗	R1	300[Ω]

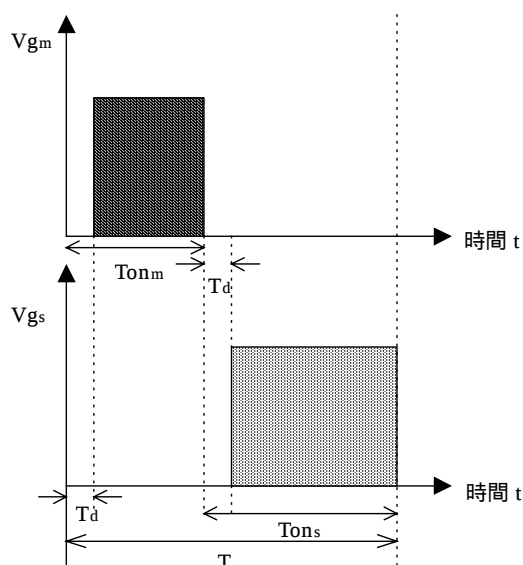


図 6 SW_m , SW_s のゲート信号タイムシーケンス
Fig. 6. Gate signal timing sequence of SW_m and SW_s .

表 2 非対称 PWM における各記号
Table 2. Symbols in asymmetry PWM scheme.

記号	名称
V_{gm}	SW_m のゲート駆動信号
V_{gs}	SW_s のゲート駆動信号
T_d	デッドタイム
T_{onm}	SW_m の導通時間 + T_d
T_{ons}	SW_s の導通時間 + T_d
T	1 周期の時間
$D = T_{onm} / T$	Duty Cycle

業用マグネトロン駆動ではそのヒータ電源にインバータ動作に影響されない別置電源を用いる。この回路は 100V 商用電源用のアクティブクランプ部分共振高周波インバータ方式で使用する 3 巻線高周波トランス及びパワースイッチングデバイスを 200V 商用電源で使用可能にすることが目的である。このため、200V 商用電源での使用においても 100V 商用電源使用における動作周波数及び高周波出力電力と同等にすることが必要となる。そこで、200V 商用電源での使用において高周波トランスに流れる電流が 100V 商用電源使用時と同等になるようにするため、キャパシタ C_s ($C_s > C_1$) をトランス 1 次巻線に直列接続する。表 1 に回路定数を示す。

3・2 非対称 PWM (Duty Cycle) 制御 本回路は非対称 PWM 制御方式を用いて出力電力制御を行っている。本方式における主スイッチ SW_m と補助スイッチ SW_s のゲート電圧パルス信号パターンを図 6 に示す。インバータの周期 T に対して、主スイッチ SW_m の導通時間とデッドタイム T_d の和 T_{onm} の割合を Duty Cycle D ($D = T_{onm} / T$) と定義する。この D の変域は理論的には 0 ~ 1 (実用上 0 ~ 0.5) であり、これを変化させることによりインバータ出力電力の連続制御を行っている。

3・3 回路動作モードと各モード等価回路 図 7 に本インバータを含む AC-DC コンバータ (図 5 参照) の動作モードと等価回路を示す。

(a) モード 1 このモードの動作等価回路を図 7(a) に示す。スイッチ SW_m はオン状態にあり、インダクタ電流は共振的となってキャパシタ C_s を通して流れる。キャパシタ C_1 はコンデンサ C_d にかかる電圧 V_{Cd} に充電されている。

(b) モード 2 このモードの動作等価回路を図 7(b) に示す。外部設定により決められた時間 (T_{onm}) だけスイッチ SW_m をオンしたあと、スイッチ SW_m を ZVS でターンオフする。それから部分共振コンデンサ C_1 が放電し始め、 C_1 にかかる電圧がゼロになるまで続く。

(c) モード 3 このモードの動作等価回路を図 7(c) に示す。部分共振キャパシタ C_1 にかかる電圧がゼロになるとダイオード D_s が順バイアスされ導通する。このとき、キャパシタ C_s はさらに充電される。また、キャパシタ C_1 にかかる電圧はゼロである。

(d) モード 4 このモードの動作等価回路を図 7(d) に示す。ダイオード D_s が導通している間に、前もってスイッチ SW_s にゲートパルス電圧信号を入れているので ZVS & ZCS ターンオンが実現される。このとき、キャパシタ C_s は放電される。また、キャパシタ C_1 にかかる電圧はゼロのままである。

(e) モード 5 このモードの動作等価回路を図 7(e) に示す。ある一定の周期 (インバータ動作周波数) が経ったら、スイッチ SW_s を ZVS でターンオフする。このように ZVS ターンオフすることにより、スイッチ SW_s を流れていた電流が部分共振キャパシタ C_1 に流れ込み、キャパシタ C_1 が充電され始め、キャパシタ C_1 にかかる電圧がキャパシタ C_d

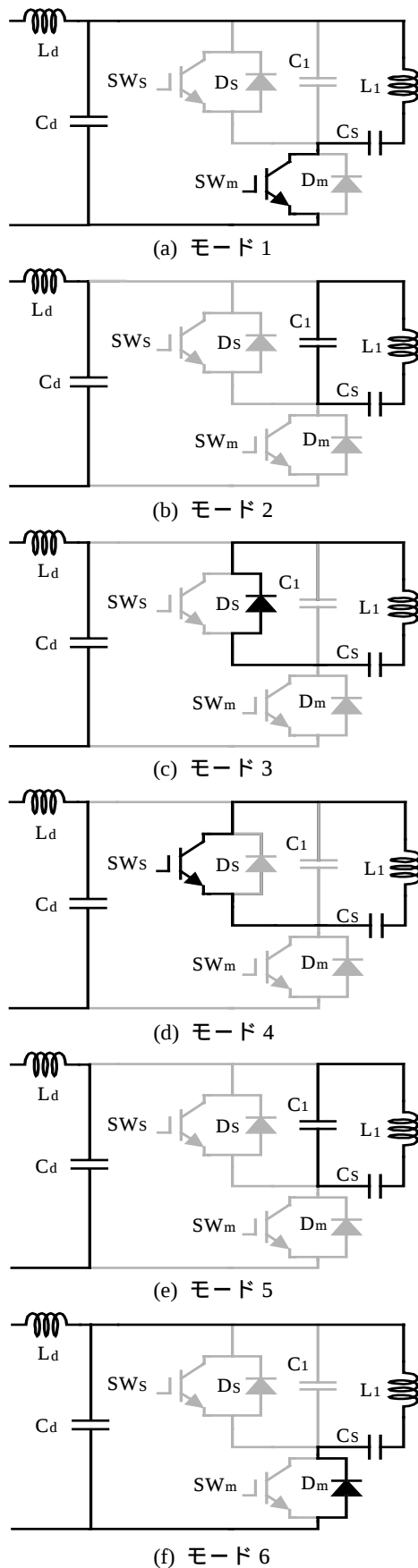


図 7 動作モード遷移と等価回路
Fig. 7. Operating modes and equivalent circuits.

にかかる電圧 V_{Cd} になるまで続く。

(f) モード 6 このモードの動作等価回路を図 7(f)に示す。部分共振キャパシタ C_1 にかかる電圧がキャパシタ C_d にかかる電圧 V_{Cd} になると、インダクタに流れる電流はキャパシタ C_d 、及びキャパシタ C_s を通ってダイオード D_m を流れるようになり、このインダクタ電流が正に転じるとモード 1 に戻る。このモード期間中にスイッチ SW_m に前もってゲートパルス電圧信号を入れてあるので、ZVS&ZCS ターンオンが実現される。

4. 定常特性と評価検討

4.1 スイッチ部の定常動作波形 図 8 と図 9 にそれぞれ Duty Cycle $D=0.20$, 及び $D=0.50$ における本回路の

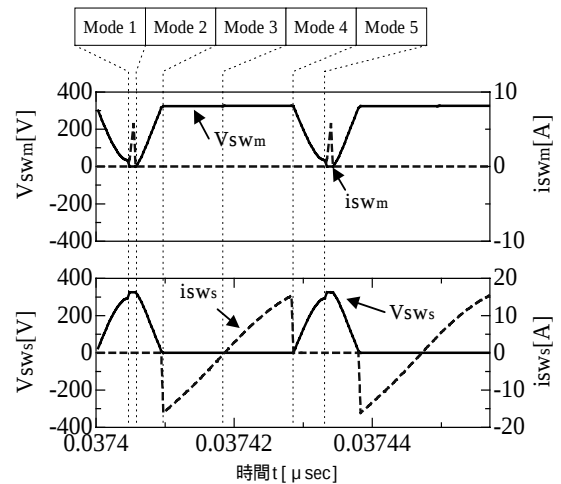


図 8 ハードスイッチング時のスイッチ部定常動作波形
(Duty Cycle $D=0.20$; 低電力設定)

Fig. 8. Operating waveforms of SW_m and SW_s under hard switching.

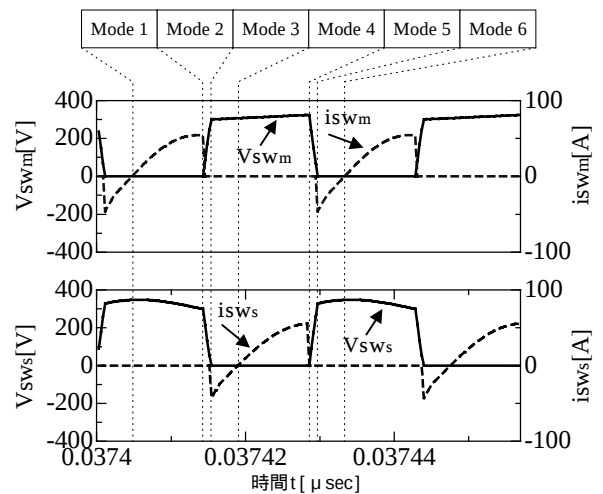


図 9 ソフトスイッチング時のスイッチ部定常動作波形
(Duty Cycle $D=0.50$; 高電力設定)

Fig. 9. Operating waveforms of SW_m and SW_s under soft switching.

各部動作波形（商用入力電源ピーク付近の波形）を示す。商用電源には 200V 系のうち欧州で用いられている 230[V] を想定しており、またインバータ動作周波数は 35.0[kHz] としている。これらのシミュレーション波形は、筆者らが開発した回路状態方程式を各ブロック毎に分けて立て、スイッチ切り替え判定の下で解析を行うパワーエレクトロニクス回路ブロックシミュレータによる各部動作波形である。図 8 では、主スイッチ SW_m のオン時間が短く、ZVS を行うために必要な共振エネルギー不足が生じて、つまり高周波トランスのリーケージインダクタンスの電流蓄積値（共振初期開始電流）が不足して、ZVS のための共振期間（図 7 のモード 5 参照）で、キャパシタ C_1 の電圧がキャパシタ C_d にかかる電圧 V_{Cd} を越えられず、主スイッチ SW_m の電圧がゼロに到達できなくなりハードスイッチング動作が生じている。この電流蓄積値（共振初期開始電流）不足を補ってやると ZVS が達成されることは言うまでもない。図からも明らかなように、この回路は 230V 商用電源を用いているにも関わらず、各スイッチにかかる電圧値を商用電源のピーク値（ $230\sqrt{2}$ [V]）にクランプできており、耐圧が低く、低飽和電圧タイプの高性能なパワー半導体スイッチングデバイス（IGBT）を用いることが可能である。

4.2 電力制御特性 図 10 に本コンバータ回路の周波数特性を示す。この時 Duty Cycle は 0.50 に固定している。Duty Cycle 一定で周波数が増加すると、入力電力は減少する。これは本回路がインバータ回路の持つ共振点（高周波トランスのリーケージインダクタンスとキャパシタ C_s

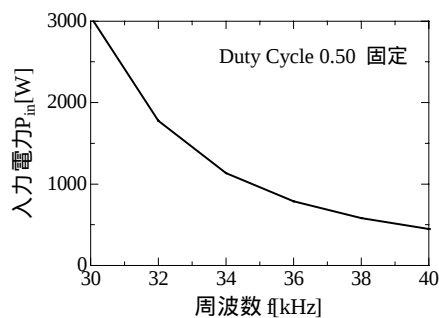


図 10 周波数特性

Fig. 10. Frequency characteristics.

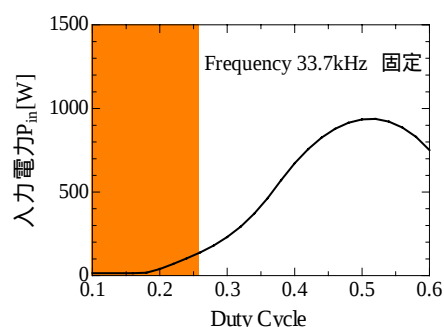


図 11 PWM 電力特性

Fig. 11. Duty cycle power regulation characteristics.

で決まる固有振動数）より高いスイッチング周波数で動作するため、スイッチング周波数が増加するとこれに伴いトランス 1 次側の電圧、電流の基本波に対する力率が低下し、電力が入らなくなるためである。

また、図 11 に本コンバータ回路の PWM 電力特性を示す。3 節でも述べたように、周波数は一定で Duty Cycle D を 0.10 ~ 0.60 の間で可変した場合の電力特性を示す。スイッチング周波数は 33.7[kHz] で固定している。この図に示したように、本論文で用いた回路定数における本コンバータ回路のソフトスイッチング動作領域は Duty Cycle $D=0.26 \sim 0.50$ となる。第 2 補助アクティブ LC 共振回路を追加する方法により、 $D=0.26$ 以下の電力のより低いところでのゼロ電圧ソフトスイッチング領域の拡大化を図ることは今後の研究課題の一つに上げられる。

5. 高周波リンク AC-DC コンバータにおける商用電源ラインでの高調波対策

5.1 パルス幅とパルス周波数の混合変調制御 マグネトロンが発振するとその等価抵抗分（図 3、図 4 の R_1 ）は下がるが、発振する前はインバータの負荷はカソードだけの状態で高抵抗（図 3、図 4 の R_0 ）である。このため、高周波昇圧トランスのエネルギーの多くは消費されないで単相ダイオード整流コンバータの非平滑フィルタ回路を構成するハイパスキャパシタ C_d に回生される。この回生によりキャパシタ C_d が充電され、商用電源電圧より高くなることで、商用電源を整流する全波整流回路を構成するダイオード D_1 が逆バイアスされてオフし、商用電源ライン電流が遮断される。これにより商用交流電源の入力電流はマグネトロンアノード波形とほぼ相似な波形を示すので、アノード・カソード間電圧がマグネトロンカットオフ電圧 3.6[kV] を越えた時点から流れ始める。このように入力電流波形に

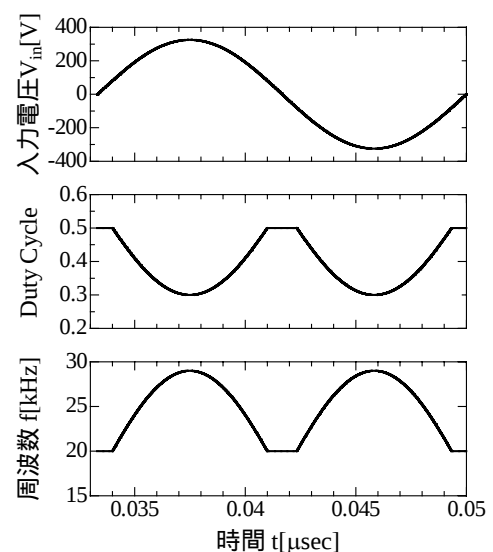


図 12 PWM と周波数変調（PFM）制御

Fig.12. Partial modulated PWM and PFM control scheme.

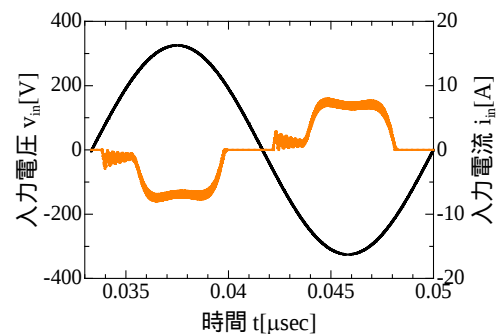
は電流が流れていない休止期間が存在し、このような入力電流波形をフーリエ級数展開すると、基本波以外の次数の高調波が存在する。高調波を少なくするためには入力電流の休止期間をできるだけ短くする必要がある。

図 12 に商用交流電源側のライン電流高調波抑制を可能にする Duty Cycle 制御すなわち、非対称 PWM 制御と周波数変調 (PFM) 制御を商用電源電圧と同時に示す。商用交流電源電圧の低い部分では主スイッチ SW_m を駆動するためのゲートパルス信号のオン時間を長くして、できるだけ高周波昇圧トランスから出力する電圧を上げるように制御することで、入力電流の休止期間をできるだけ短くする。また、商用交流電源電圧の高い部分では、マグネトロンへの過大なエネルギー供給を避けるため主スイッチ SW_m の ON 時間を短くする必要がある。

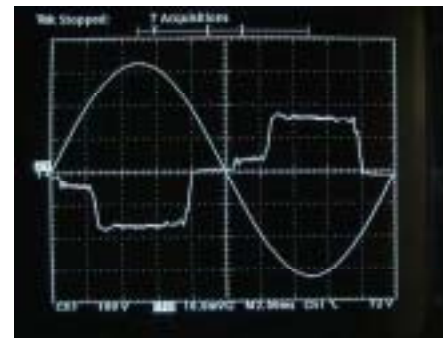
このとき周期を一定とすると前述したように補助スイッチ SW_s のゲートパルス信号は、主スイッチ SW_m のゲートパルス信号を反転したものであるため、オン時間が長くなり、ZVS を行うために必要な共振エネルギー不足が生じて、ZVS のための部分共振期間で、キャパシタ C_1 の電圧がキャパシタ C_d にかかる電圧 V_{Cd} を越えられず、主スイッチ SW_m の電圧がゼロに到達しないようになる。従って、Duty Cycle D を絞った時でも ZVS を行うのに必要なエネルギーを確保

するには、補助スイッチ SW_s のオン時間を短くする必要がある。結局、主スイッチ SW_m と補助スイッチ SW_s のオン時間をともに短くしなければならないため周期を短くすることが必要となる。

設計手順として、まず Duty Cycle の可変範囲とスイッチング周波数の基準値 (最低値) を決定し、Duty Cycle が小さい時にハードスイッチング領域に入らないようにスイッチング周波数を上げ、このスイッチング周波数の最高値を調整して出力電力を望む値に設定している。本回路では Duty Cycle を 0.30 ~ 0.50 で変化させ、可聴周波数領域に入

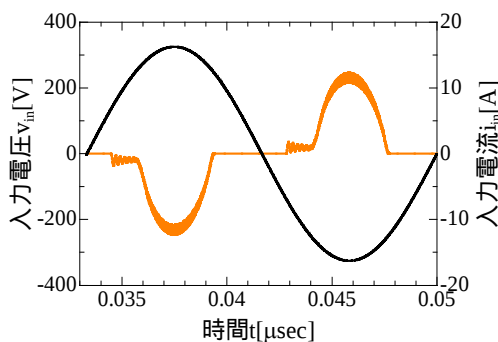


(a) シミュレーション波形

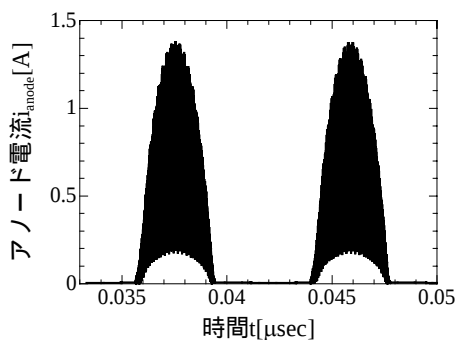


100[V/div] 5[A/div] 2[msec/div]

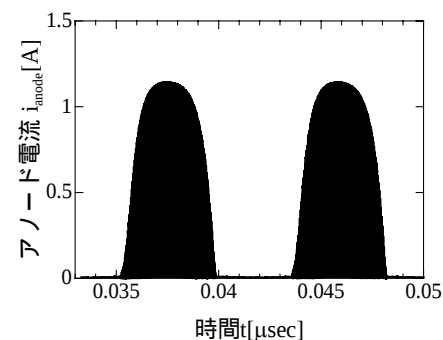
(b) 実験波形



(a) 入力側電圧電流波形



(b) アノード電流波形



(c) アノード電流波形

図 13 入力側電圧電流波形及びアノード電流波形 (PWM と PFM 混合変調前)

Fig. 13. Voltage and current waveforms in utility AC grid side and anode current.

図 14 入力側電圧電流波形及びアノード電流波形 (PWM と PFM 混合変調後)

Fig. 14. Voltage and current waveforms in utility AC grid side and anode current waveform (in partial modulated PWM and PFM control scheme).

らないようにスイッチング周波数の基準値を 20[kHz]に設定し、20.0～28.9[kHz]の間で変化させている。

5・2 商用電源電流高調波レベルと総合力率 図 13 にパルス幅及び周波数の混合変調制御前の入力電力 1.2[kW]時における商用電源電圧及び入力電流波形を示す。また図 14 に変調制御後の同入力電力投入時の商用電源電圧及び入力電流波形((a)シミュレーション結果、(b)実験結果)を示す。本コンバータ回路の商用電源側ひずみ波力率は表 3 のようになり、これからパルス幅(PWM)と周波数(PFM)の混合変調制御を行うことで力率が改善されていることがわかる。

また、図 15 に商用電源電流の高調波スペクトルを示す。これから明らかなように入力電流の高調波成分はガイドラインを十分満たしている。

表 3 商用電源側のひずみ波力率

Table 3. Distorted power factor in utility AC power side.

	PWM・PFM 混合変調制御前	PWM・PFM 混合変調制御後
ひずみ波力率	0.84	0.96

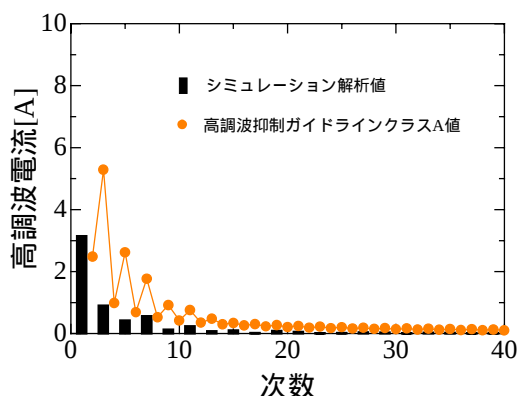


図 15 電源電流の高調波スペクトル

Fig. 15. FFT spectrum of input current in utility grid.

6. むすび

以上、本論文では 200V 商用電源系におけるマグネトロン駆動用トランス共振シングルエンデッドプッシュプル AC-DC コンバータを取り上げ、ダイオード整流コンバータと非平滑フィルタを含む高調波電流低減 AC-DC コンバータシステムとしてトータルシミュレーション解析と実験結果をもとに特性評価を行った。

200V 商用電源用にトランス共振シングルエンデッドプッシュプルインバータを用いることで、100V 商用電源用に開発されたアクティブクランプ部分共振インバータ方式と 3 巻線高周波トランス及びパワー半導体スイッチングデバ

イス(IGBT)を共通化することができた。また、Duty Cycle 制御によるパルス幅変調と周波数の混合変調制御により、マグネトロンの非線形特性が原因として生じる商用電源電流のひずみ(高調波電流成分)を低減し、本方式が家電・汎用品高調波抑制対策ガイドラインクラス A 基準値を満たすことを明らかにした。さらに、この場合の入力電流ひずみ波力率を定量的に検討し、十分実用に供し得ることを示した。

今後の課題として(1)新世代 IGBT(トレンチゲート IGBT、High-Conductivity IGBT(HiGT)やトレンチゲート HiGT) Carrier Storage トレンチゲート IGBT(CSTBT))導入時のソフトスイッチング PWM 又はソフトスイッチング PFM 高周波インバータ方式スイッチング電源回路の開発とマグネトロン駆動応用回路トポロジーの評価検討、(2)IGBT と駆動回路、保護回路、センサー回路、計測回路など一体化した IPS(Intelligent Power Switch)や IPM(Intelligent Power Module)の高周波インバータ応用電力変換システム導入とその検討などがあげられる。

(平成 13 年 12 月 17 日受付,平成 14 年 9 月 6 日再受付)

文 献

- (1) S. Yamaguchi, S. Matsubayashi, H. Kako, and R. Narita : "Compact Inverter Power Supply for Microwave Oven by New Switching Device IGBT", Proceedings of PCIM Europe, pp.267-278 (1990-1)
- (2) D. Bessyo, Y. Nakabayashi, K. Yasui, N. Maehara, and M. Nakaoka : "Feasible Developments of Soft-Switched High-Frequency Inverter-Fed Power Supply System For Microwave Oven", Proceedings of The 45th IEEE-IAS Annual International Appliance Technical Conference (IATC), pp.529-540 (1994-5)
- (3) N. Ishimaru, A. Fujita, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka : "Comparative Feasible Evaluations of New Generation IGBTs and MCT Incorporated into Voltage Source Single-Ended Quasi-Resonant Inverter in Consumer Power Electronics", Proceedings of International Conference on Power Conversion and Intelligent Motion (PCIM-Japan), pp.133-138 (1998-4)
- (4) 安井健治、別荘大介、弘田泉生、大森英樹、石尾嘉朗「マグネトロン駆動用アクティブ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 (JPE), vol.25, No.1, pp.23-34 (1999)
- (5) E. Miyata, T. Matsushige, D. Bessyo, K. Yasui, I. Hirota, H. Omori, and M. Nakaoka : "Voltage Clamped Soft-Switching PWM Inverter-Fed DC-DC Converter for Microwave Oven and its Harmonics Current Evaluations in Utility AC Side", Proceedings of International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo) (2000-4)
- (6) T. Matsushige, E. Miyata, M. Ishitobi, M. Nakaoka, D. Bessyo, K. Yasui, I. Hirota, and H. Omori : "Voltage-Clamped Soft Switching Inverter-Fed DC-DC Converter for Microwave Oven and Utility AC Side Harmonics Evaluations", Proceedings of International Appliance Technical Conference (IATC), pp.185-195 (2000-5)
- (7) D. Bessyo, K. Yasui, H. Omori, and H. Terai : "The Inverter Circuit Skills to Realize Low-Cost, Compact-Size Power Supply for Microwave Oven, and the Advantages of Improved Defrosting", Proceedings of International Appliance Technical Conference (IATC), pp.171-184 (2000-5)
- (8) T. Matsushige, M. Ishitobi, M. Nakaoka, D. Bessyo, H. Yamashita, H. Omori, and H. Terai : "Pulse Width and Pulse Frequency Modulated Soft Commutation Inverter type AC-DC Power Converter with Lowered Utility 200V AC Grid Side Harmonic Current Components", Proceedings of 2001 International Conference on Power Electronics (ICPE), pp.484-488 (2001-10)

石 飛 学



(学生員) 1974 年 10 月 24 日生。1998 年 3 月山口大学工学部電気電子工学科卒業。2000 年 3 月同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 月同大学大学院理工学研究科博士後期課程システム工学専攻に入学。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。パワーエレクトロニクス研究会, 電子情報通信学会, IEEE の学生会員。

別 荘 大 介



(非会員) 1962 年 6 月 9 日生。1985 年 3 月九州工業大学電子工学科卒業。同年松下電器産業(株)入社。以来, 電子レンジ用マグネトロン駆動電源の研究に従事。国内, 海外向け家庭用電子レンジのインバータ化を推進。現在, 同社電化住設研究所電子技術グループ所属。パワーエレクトロニクス研究会正会員。

松 重 貴 幸



(非会員) 1977 年 12 月 17 日生。2000 年 3 月山口大学工学部電気電子工学科卒業。2002 年 3 月同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。同年東京電力(株)入社。現在, 同社千葉支店成田支店成田制御所所属。

大 森 英 樹



(正員) 1954 年 5 月 2 日生。1979 年神戸大学大学院・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, 2002 年文部科学大臣賞受賞。パワーエレクトロニクス研究会評議員。日本太陽エネルギー学会関西支部幹事。電子情報通信学会, IEEE の正会員。

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修了。神戸大学工学部電気電子工学科 / 大学院自然科学研究科を経て, 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。アドバンスド・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, 実吉賞, 医科学技術賞, 2001 IEE-UK Premium Paper Award など受賞。電子情報通信学会, 電気設備学会, IEEE, EPE, 照明学会, 日本太陽エネルギー学会, 日本マリンエンジニアリング学会などの正会員。

寺 井 春 夫



(正員) 1949 年 9 月 13 日生。1973 年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。主として家事・調理家電商品の電子制御に関する研究に従事。現在, 同社電化住設研究所長。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の正会員。