マグネトロン駆動用高周波高電圧トランスリンク 電流形 ZVS-PFM DC-DC 電力変換器と特性評価

学生員 石飛 学* 学生員 苗井 健* 正員 平木 英治* 正員 中岡 睦雄*

Current-Source Type ZVS-PFM DC-DC Power Converter with High-Frequency High-Voltage Transformer for Magnetron Drive and Its Performance Evaluations.

Manabu Ishitobi*, Student member, Takeshi Myoi*, Student member,
Eiji Hiraki*, Mmember, and Mutsuo Nakaoka*, Mmember

We have considered a voltage-source type series-resonant ZCS-PFM DC-DC Converter in order to drive an industrial-use magnetron for generating high power microwave in advance. This DC-DC converter can achieve a complete zero current soft switching by assist of the transformer parasitic parameter and a lossless inductive snubber. And the output power is regulated over all power ranges without audible frequency range due to the magnetizing current of the high-frequency transformer. However, this DC-DC converter has a weak point that it is easy to oscillate by the parasitic capacitance of the switching device and the lossless inductive snubber. Therefore in this paper, the new topology that can solve that weak point without hurting good characteristics of that converter is proposed and evaluated on the basis of simulation and experimental results.

キーワード：高出力マグネトロン駆動，高周波スイッチング電源，高周波高電圧トランス，電流形，並列トランス共振形インバータ，ZVS-PFM 制御

Keywords : High-power magnetron drive, High-frequency switching power supply, High-frequency high-voltage transformer, Current-source type, Parallel resonant inverter, ZVS-PFM control

1. まえがき

マイクロ波は 1~30[GHz]の周波数帯にある電磁波の総称であり、マイクロ波加熱をはじめ、マイクロ波利用無電極 UV ランプ・マイクロ波プラズマ CVD など半導体製造装置を中心とした産業電力応用分野で脚光を浴びている。マイクロ波発生用エネルギー変換デバイスとして、数 10W 級の小出力用には半導体固体発振器が、数 kW 級の大出力用にはマグネトロン(MG)・クライストロン・進行波管(TWT)といった特殊電子管がすでに開発されている。これらのうち、マグネトロンはエネルギー変換効率が 70%以上と比較的高く、コンパクトである。その上、動作発振電圧も比較的 low 数 kV であり、安定した発振が得やすいといった特徴を有することから、大電力マイクロ波加熱用として古くから使用されている。近年、殺菌・洗浄を目的とした UV-O₃ 発生用マイクロ波無電極 UV ランプ、プラズマ CVD や露光を行う半導体製造装置への導入が始まっている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。

これまでにパワー MOS-FET や IGBT を用いた 1 石又は 2 石高周波高電圧トランスリンクハードスイッチング PWM DC-DC コンバータ方式のマグネトロン駆動用スイッチング電源が用いられているが、高い di/dt や dv/dt によるスイッチング電圧サージや電流サージが発生し、サージ抑制用のスナバ回路を必要としている。その上使用するパワー半導体デバイスの高周波動作時におけるスイッチング損失が大きく、放熱器が大型化する傾向にあるため、装置全体のダウンサイジング化(高パワー密度化)が困難である。したがって、高効率化、高性能化、ダウンサイジング化に向けたマグネトロン駆動用スイッチング電源の研究開発が必要となってきた。マイクロ波発生に特化した高周波ハードスイッチング電源は半導体製造装置などの産業応用分野で注目を浴び、メーカーサイドから研究開発がいくつかなされてきている。一方 1 石高周波ソフトスイッチングインバータと半波又は全波倍電圧の整流器がカスケードとなる構成のマグネトロン駆動用スイッチング電源が開発されているが、高出力処理用に適せず、パワー半導体スイッチングデバイスのピーク電圧ストレスが大きく、しかも出力電力制御がセンサーインターフェイスを含むパルス周波数

* 山口大学 工学部 電気電子工学科
〒755-8611 山口県宇部市常盤台 2-16-1
Dept. of E. & E. E., Yamaguchi University
2-16-1, Tokiwadai, Ube, Yamaguchi 755-8611, Japan

変調方式となる。これまでに、高出力マイクロ波発生用高周波スイッチング電源としての社内報や特許公開が一部なされてきているものの、学術報告については筆者らの知る限りほとんどなされてきていない。パワーマイクロ波発生マグネトロン駆動用スイッチング電源の多くは、現在のところ高周波スイッチング昇圧チョップと高周波トランスリンク DC-DC コンバータから成る PAM 方式または高周波スイッチング昇圧チョップを除去した PWM 方式によるハードスイッチング DC-DC コンバータ電源を用いている。このさらなるダウンサイジング化、高性能化及び省エネルギー化には最新の MOS ゲート高速パワー半導体デバイスを基本とした高周波インバータ部のさらなる高周波スイッチング化が不可欠である。しかしながら、ハードスイッチング

Ib : Anode current
ebm : Voltage between anode and cathode

図 1 マグネトロンの発振時における v-i 特性
Fig. 1. Vi characteristics of magnetron.

図 2 マグネトロンの連続発振時における電氣的等価回路モデル
Fig. 2. Electrical equivalent circuit model under continuous oscillation mode of magnetron.

方式は冒頭に述べたようないくつかの問題が存在するため、そのソリューションに向けた先進的技術開発がなされている⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁸⁾⁽¹¹⁾。

そこで筆者らは、これらの問題を解決する 1 つの試みとして、高周波トランスリンクゼロ電流ソフトスイッチング (ZCS) 直列共振形インバータを用いた倍電圧整流器方式 DC-DC コンバータの応用技術開発にいち早く着手してきた。この DC-DC コンバータは、これまでに深堀りの検討が十分になされていない高周波トランスの励磁電流の影響を効果的に取り入れ、また ZCS 促進用インダクタスナバを設けることで、ゼロ電力から定格電力までの全電力制御領域において ZCS 動作を実現できる⁽⁶⁾⁽⁹⁾。しかしながら、スイッチングデバイスの出力寄生容量が無視できない時、この容量成分と ZCS 促進用インダクタスナバによる高周波振動を起しやすいうという弱点をもっている。そこで本論文では、この DC-DC コンバータの優れた特性を損なわずに欠点を解消させるため、新たに電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータを提案し、試作実験器とシミュレーションにより本 DC-DC コンバータの評価と検討を行い、その有効性を明らかにしている。

2. マグネトロンの v-i 特性と電氣的等価回路

高出力マイクロ波発生用マグネトロンの発振状態における電圧・電流 (v-i) 特性を図 1 に示す。本論文におけるマグネトロン負荷は、日立製 (H3802) を一例として用いている。マイクロ波加熱応用の電子レンジマグネトロン駆動高周波スイッチング電源は、コストと重量の点から不連続発振モードで動作させている。しかも、マグネトロンヒータの電源は高周波トランスの第 3 次巻線から取り出す方式のため、ヒータ電流の品質が悪い⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁸⁾。本研究では、これと異なり、産業用半導体製造装置に用いられるプラズマ CVD やプラズマ洗浄を目的としているので、瞬時変動しない安定した高出力マイクロ波が必要となる。そのため、マグネトロンは常に連続発振状態で使用することが前提となっており、その発振動作時のみを考慮している。また、マグネトロンヒータの電源は高周波インバータとは別の電源を用いる構成である⁽⁴⁾⁽¹⁴⁾。図 1 よりマグネトロンの v-i 特性は線形近似できることがわかり、純抵抗 R_1 (v-i 特性の接線から近似算定)、1 象限特性を決める理想ダイオード D_0 、理想バッテリー V_z (カットオフ電圧値) を用いて図 2 のような電氣的等価回路で表現することができる。マグネトロンはフェライト磁石の温度特性により v-i 特性がわずかに変動するが、これは実際上本 DC-DC コンバータの特性にほとんど影響しないため、マグネトロンの線形近似特性において考慮していない⁽⁹⁾。以下、マグネトロンの電氣的等価回路は図 1 から測定した特性値 (図 2 参照) を用いることとする。

3. マイクロ波発生用電源システムの構成

パワーマイクロ波発生用電源システムの構成を図 3 に示す。マグネトロンはその発振動作電圧が約 4kV 以上と高電

図3 マイクロ波発生用電源システムの構成
Fig. 3. System constitution of microwave generator.

図4 ZCS-PFM 制御直列共振形 DC-DC コンバータ
Fig. 4. Series resonant ZCS-PFM DC-DC converter.

表1 回路設計仕様と回路諸定数

Table 1. Design specifications and circuit parameters.

Equivalent DC Voltage of Input Source	E	50 [V]
Lossless Inductive Snubber	L_z	10 [μ H]
Leakage Inductance of HF-Transformer ^{*1}	L_l	174.0 [μ H]
Primary Self-Inductance of HF-Transformer	L_1	522.4 [μ H]
Turns-Ratio of HF-Transformer	N_2/N_1	8
Resonant Capacitor	C_r	15.0 [nF]
Output DC Filter Capacitor	C_o'	4.6 [mF]
Output DC Filter Inductor	L_o'	5.5 [mH]
Cut-off Voltage of Magnetron	V_z'	50 [V]
Equivalent Resistance in Magnetron	R_1'	5.0 [Ω]

*1 HF-Transformer : High Frequency Transformer

圧であるため、図3に示したように DC-DC コンバータ 2 台をそれぞれの出力端で直列に接続することにする。よって、これ以降 DC-DC コンバータ 1 台について検討しているため、マグネトロンが発振抵抗 $R_1 = 300 [\Omega]$ 、カットオフ電圧 $V_z = 1990 [V]$ として解析を行なっている。

4. 電圧形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータ

高出力マグネトロン駆動用スイッチング電源に用いた高周波高電圧トランスをもつ ZCS-PFM 制御直列共振形 DC-DC コンバータの回路構成を図4に示す。本 DC-DC コンバータは高周波高電圧トランスの漏れインダクタンスを共振インダクタとして利用し、直列共振動作を行わせている。また、各スイッチと直列に筆者らの提案による ZCS 促進用インダクタスナバ L_z を挿入したことにより、ターンオン時

図5 電圧形コンバータにおけるスイッチの電流・電圧波形

Fig. 5. Observed current and voltage waveforms of switch in voltage-source type converter.

にスイッチを流れる電流が滑らかに立ち上がり、ZCS ターンオンが可能となる⁽⁵⁾⁽⁶⁾。さらに、高周波高電圧トランスの励磁電流を利用してブリッジ電流が常に連続波形となるように工夫しており、すべてのスイッチのゲート電圧パルスをデューティサイクル 50% に固定してパルス周波数変調 (PFM) 制御を行うことで、ZCS&ZVS ターンオフ動作、いわゆる完全なソフトスイッチング動作を実現している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。これらの動作は全 PFM 制御領域で実現可能である。また、従来の PFM 制御方式を用いた回路において電力をゼロまで絞るためには、スイッチング周波数をゼロにする必要があり、可聴音やサイズの問題が発生していたが、本回路方式では可聴周波数領域以上で全領域の電力制御が可能である⁽³⁾⁽⁶⁾。

本 DC-DC コンバータ回路において、スイッチングデバイスの寄生容量が無視できない時のスイッチングブロック Q_1 における電圧と電流の実測波形を図5に示す。マイクロ波の処理などの問題から、この試作実験において負荷であるマグネトロンはその電氣的等価回路により実現している。またマグネトロンの動作電圧が約 2kV と高圧であり、実験を容易に行うことができないため、高周波トランスの 2 次側回路は 1 次側に換算した値を用いて実験している。つまり、高周波トランスの巻数比を $1:n$ とし、マグネトロンの電氣的等価回路モデルの発振時抵抗 $R_1' = R_1/n^2$ 、出力平滑キャパシタ $C_o' = n^2 C_o$ 、カットオフ電圧 $V_z' = V_z/n$ をそれぞれ用いている。 V_z' は電子負荷 (富士通電装製、EUL-300aXH, EUL-1800aH SLV) の定電圧モードで実現している。実験に用いた回路定数を表1に示す。ただし、表1の直流入力電圧源 E は商用 AC 電圧源 200[V-rms] を整流平滑した値 (約

280[V]) と異なり、カットオフ電圧 V_Z も前節で求めた値 1990 [V] と異なる値を用いている。これは図 5 の実験波形から確認できる寄生振動のピーク値が入力直流電圧の上昇と共に大きくなり、本来の仕様ではスイッチングデバイスに定格を越えるストレスを与えてしまうためである。2 つの ZCS 促進用インダクタスナバ $L_Z: 10.0[\mu\text{H}]\times 2$ とスイッチングデバイスの出力寄生容量: 約 350[pF] から求まる周波数は実験波形における寄生振動数 1.9 [MHz] とほぼ一致する。また、このような周波数の高い振動電流を流すループは、入力平滑キャパシタとそれぞれのブリッジレグのループ以外に考えられない。したがって、この高周波寄生振動はスイッチングデバイスの出力寄生容量と ZCS 促進用インダクタスナバ L_Z によるものと考えられる。

5. 電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータ

〈5・1〉 回路構成
電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータを図 6 に示す。本回路は直流電流源 I 、各スイッチと逆阻止ダイオードを含むスイッチングブロック $Q_1\sim Q_4$ 、これに並列接続した ZVS 促進用キャパシタスナバ C_Z 、共振キャパシタ C_r 、高周波トランス T 、ダイオードブリッジ、出力平滑インダクタとマグネトロンで構成されている。この回路は電圧形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータのブリッジ部を双対変換した構造となっており、高周波トランスの寄生パラメータと共振キャパシタ C_r 及び ZVS 促進用キャパシタスナバ C_Z による並列共振動作を行う。また、この共振電圧はオフしている側のスイッチにそのまま印加される

図 6 ZVS-PFM 制御並列共振形 DC-DC コンバータ
 Fig. 6. Parallel resonant ZVS-PFM DC-DC converter.

表 2 シミュレーションに用いた回路定数
 Table 2. Circuit parameters for simulation.

Input DC Current	I	2.5 [A]
Lossless Capacitor Snubber	C_z	4.0 [nF]
Leakage Inductance of HF-Transformer ^{*1}	L_ℓ	74.3 [μ H]
Primary Self-Inductance of HF-Transformer	L_1	183.3 [μ H]
Turns-Ratio of HF-Transformer	N_2/N_1	18
Resonant Capacitor	C_r	28.0 [nF]
Output DC Filter Inductor	L_o	5.5 [mH]
Cut-off Voltage of Magnetron	V_Z	1990 [V]
Equivalent Resistance in Magnetron	R_i	300 [Ω]

^{*1} HF-Transformer : High Frequency Transformer

ため、スイッチングデバイスの寄生容量による高周波振動を発生させない。連続発振させるマグネトロンは入力電流制御を行う必要があるため、どちらの DC-DC コンバータにおいてもマグネトロンの直前に出力平滑インダクタが挿入されていなければならない^{(6) (14)}。したがって、電圧形 DC-DC コンバータの出力平滑フィルタは、キャパシタとインダクタの 2 段構成になっているが、本 DC-DC コンバータでは

(a) 軽負荷時の定常動作波形
 (a) Operation waveforms at light-Load

(b) 重負荷時の定常動作波形
 (b) Operation waveforms at heavy-Load

$i_{L\ell}$: Transformer primary side current
 i_{Lm} : Magnetizing current of transformer
 i_T : Transformer secondary side current

図 7 電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータの定常動作波形

Fig. 7. Operation waveforms of current-source type ZVS-PFM DC-DC converter.

図 8 電流形コンバータにおけるスイッチの電流・電圧波形

Fig. 8. Observed current and voltage waveforms of switch in current-source type converter.

図 9 スイッチング周波数に対する DC-DC コンバータの出力電力特性

Fig. 9. Switching frequency vs. Output power of DC-DC converter.

表 3 回路設計仕様と回路諸定数

Table 1. Design specifications and circuit parameters.

Input DC Current	I	2.5 [A]
Lossless Capacitor Snubber	C _z	4.0 [nF]
Leakage Inductance of HF-Transformer ^{*1}	L _ℓ	74.8 [μH]
Primary Self-Inductance of HF-Transformer	L ₁	183.2 [μH]
Turns-Ratio of HF-Transformer	N ₂ /N ₁	18
Resonant Capacitor	C _r	28.0 [nF]
Output DC Filter Inductor	L _o '	5.5 [mH]
Cut-off Voltage of Magnetron	V _z '	250.5 [V]
Equivalent Resistance in Magnetron	R ₁ '	5.0 [Ω]

^{*1} HF-Transformer : High Frequency Transformer

インダクタのみの 1 段構成が可能であり、キャパシタレス化が実現できている。

〈5・2〉 シミュレーション解析と検討 表 2 の回路定数を用いて本 DC-DC コンバータのシミュレーション解析を行い、その結果得られた定常周期状態における各部動作波形を図 7 に示す。インバータ制御信号は少し重なりをもつ 50% デュティサイクルのパルスとなっており、上下ブリッジアームの IGBT に位相を 180 度ずらしたパルスを交互相補的に与えている。本電流形 DC-DC コンバータに対しても電圧形 DC-DC コンバータと同様に PFM 方式による出力電力制御を行っており、スイッチング周波数が変わっても常にデュティサイクルが 50% になるように設定している。

図 7(a),(b) より、スイッチングブロックにかかる電圧がブリッジ電圧と共に共振していることがわかる。スイッチがターンオンされる時、電圧共振によりスイッチングブロックにかかる電圧は負になり、この電圧はすべてその逆阻止ダイオードに印可されている。したがって、この時スイッチにかかっている電圧はゼロであり、理想的な ZCS&ZVS ターンオンが実現される。また、スイッチがターンオフされる時は、ZVS 促進用キャパシタスナバの効果で電圧が滑らかに立ち上がるため、ZVS ターンオフが実現される。これらの動作はスイッチング周波数によらず常に成り立つため、全 PFM 制御領域において ZVS 動作を実現していることがわかる。

〈5・2〉 試作実験と検討 電圧形 DC-DC コンバータの時と同様に高周波トランスの 2 次側回路を 1 次側に換算し、電子負荷（富士通電装製、EUL-300αXH, EUL-1800αH SLV）の定電圧モードを利用した試作等価回路において、本 DC-DC コンバータを検討する。試作実験に用いた回路設計定数を表 3 に示し、この試作実験において得られたスイッチングブロック Q₁ における電圧と電流の実測波形を図 8 に示す。この図から、電流形 ZVS-PFM 制御並列共振形 DC-DC コンバータは目立った寄生振動を起こさないことがわかる。また、シミュレーションと同様の波形が確認できることから、シミュレーション通りの動作を行い、全 PFM 制御領域においてターンオン時に ZCS&ZVS 動作を実現し、ターンオフ時に ZVS 動作を実現していることわかる。

試作実験から得られたスイッチング周波数に対する本 DC-DC コンバータの出力電力特性を図 9 に示す。この図より、スイッチング周波数が 40kHz 以下で本 DC-DC コンバータの出力電力がゼロとなっていることが確認できる。すなわち、本提案回路も可聴周波数領域を用いずに出力電力をゼロから PFM 制御することが可能であるといえる。

6. むすび

以上本論文では、筆者らが先に提案した高周波高電圧トランスの励磁電流を利用した高出力マグネトロン駆動電圧形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータにおいて、パワー半導体スイッチングデバイスの寄生容量が無視できない時、この容量成分と ZCS 促進用インダクタスナバにより高周波

振動を起こしてしまうことを実験より明らかにした。次にこの DC-DC コンバータの優れた特性を損なわずに弱点を解消させるため、新たに高周波トランスリンク電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータを提案し、試作実験器とシミュレーション解析を用いて、本 DC-DC コンバータの有効性を明らかにした。本 DC-DC コンバータは ZVS 促進キャパシタスナバにより ZVS ターンオフ動作、Duty Cycle 50%一定制御により ZVS&ZCS ターンオン動作が可能であり、さらに可聴周波数領域を用いずに出力電力をゼロ電力から定格電力まで連続的に可変できること実証的に明らかにした。

今後、実際の高出力マグネトロン負荷に接続して、本コンバータの評価を行いたい。また、3 相 PFC ソフトスイッチング AC-DC コンバータと本 DC-DC コンバータを含むトータルシステムとしての性能評価も行う所存である。

文 献

- (1) 安井, 別荘, 弘田, 大森, 石尾:「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 (1999-2)
- (2) T.Matsushige, E.Miyata, M.Ishitobi, and M.Nakaoka, "Voltage-Clamped Soft-Switching Inverter-Fed DC-DC Converter for Microwave Oven and Utility AC Side Harmonic Current Evaluations", Proceedings of IEEE-IAS IATC, Vol.1, pp.185-195, Kentucky USA, (2000-5)
- (3) 苗井健, 石飛学, 桑木和久, 中岡睦雄:「高周波トランスの寄生パラメータとインダクタスナバを利用した直列共振形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータ」, 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, p.G-131 (2000-11)
- (4) 原田明一:「連続波マグネトロンの使い方」, マイクロ波効果・応用シンポジウム (2001-8)
- (5) 石飛学, 苗井健, L.Gamage, 中岡睦雄:「高周波高電圧トランスを持つマグネトロン駆動用 ZCS-PFM 直列共振形 DC-DC コンバータの特性評価」, 信学技報, Vol. 102, No 475, pp.1-5 (2002-11)
- (6) M.Ishitobi, L.Gamage, S.Moisseev, K.Soshin, and M.Nakaoka, "Transformer Parasitic Parameters and Lossless Inductive Snubber Assisted Zero Current Soft Switching DC-DC Converter for High Power Magnetron Drive", Proceedings of IEEE-PESC, Vol.4, pp.1821-1825, Acapulco Mexico (2003-6)
- (7) 平木英治, 中岡睦雄:「パワー半導体デバイスの実測データ数式化法を用いた半導体電力変換装置の簡易電力損失分析シミュレータの開発」, 電気学会・産業応用部門誌 D, Vol.122-D, No.12, pp.1142-1143 (2002-12)
- (8) 石飛学, 松重貴幸, 中岡睦雄, 別荘大介, 大森英樹, 寺井春夫:「高周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」, 電気学会・産業応用部門誌 D, Vol.123-D, No.3, pp.179-187 (2003-3)
- (9) 苗井健, 石飛学, 中岡睦雄:「マグネトロン駆動用電源におけるマグネトロン特性近似の影響評価」, 電子情報通信学会論文誌 C, Vol.J86-C, No.13, pp.319-322 (2003-3)
- (10) 譲原, 高柳:「プラズマ生成用マイクロ波電源システム」, 京三サーキュラー, Vol.51, No.1 (2000)
- (11) 譲原, 高柳, 藤川:「プラズマ生成用マイクロ波電源システム (Vol.2)」, 京三サーキュラー, Vol.53, No.3 (2002)
- (12) 古山:「エレクトロニクス用変圧器」, 日刊工業新聞社, 東京 (1966)
- (13) 坪島, 羽田:「変圧器」, 東京電機大学出版局, 東京 (1981)
- (14) 柴田:「工業用マイクロ波応用技術」, ㈱電気書院, 東京 (1986)
- (15) 高橋:「高周波の基礎と応用」, 東京電機大学出版局, 東京 (1990)

【質疑応答】

質問者: 岡山理科大学 笠 展幸 氏

【質問 1】

ケミカルキャパシタレスになった理由は、電圧形インバータから電流形インバータになったからと考えて良いか。

【回答 1】

電圧形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータは、電流共振形インバータを内部にもつため、出力平滑方式がキャパシタインプット型の構造になる。また、IGBT を用いているため動作周波数を 100kHz 以下に設定しており、よって入出力部の平滑キャパシタには電解キャパシタを用いている。一方で提案した電流形 ZVS-PFM 制御 DC-DC コンバータは電流形である上、電圧共振形インバータを内部にもつため、出力平滑方式がチョークインプット型となり、電解キャパシタを必要としない。

もともと電圧形 ZCS-PFM 制御 DC-DC コンバータは、入力高調波抑制対策のため、入力側に PFC コンバータもしくはチョークを挿入している。また、連続発振させるマグネトロンは、以下の理由からマグネトロン直前にチョークを挿入する必要がある。

- ・マグネトロンは発振時において定電圧特性を示し、さらに出力マイクロ波電力とアノード電流の間に比例関係が成り立つ。よって、アノード電流のフィードバックによるマイクロ波電力制御が有効である。
- ・マグネトロンは、スパークなどのショックで大きなアノード電流が流れた場合、これが倍加されて管球破壊に至ることがある。
- ・アノード電流が許容値を超えると、マグネトロン中でモーディングと呼ばれる不安定動作が生じる。

したがって電圧形 DC-DC コンバータの入出力平滑フィルタはキャパシタとインダクタの 2 段構成になるが、提案型 DC-DC コンバータではインダクタのみの 1 段構成が可能となり、新たに何も追加することなくキャパシタレス化が実現できる。

【質問 2】

入力の電流源は単純に大きなインダクタを挿入したものであるか。

【回答 2】

入力の変動に左右されない状態で本回路を評価するため、今回は別の DC-DC コンバータにより理想的な電流源をつくり、実験を行っている。質問にあるように、単純に大きなインダクタを入力に挿入しても同様の動作を行うことはシミュレーションにより確認している。