



## Contributed Paper

# プラズマ生成・制御のための高速・高機能 インバータ電源とその特性

上 杉 喜 彦, RAZZAK Mohammad A., 近 藤 健 二, 菊 池 祐 介,  
高 村 秀 一, 今 井 貴 博<sup>1)</sup>, 豊 田 光 洋<sup>2)</sup>  
(名古屋大学大学院工学研究科エネルギー理工学専攻, <sup>1)</sup>(株)TDK, <sup>2)</sup>(株)トヨタ自動車)

## High Speed and High Functional Inverter Power Supplies for Plasma Generation and Control, and their Performance

UESUGI Yoshihiko, RAZZAK Mohammad A., KONDO Kenji, KIKUCHI Yusuke, TAKAMURA Shuichi,  
IMAI Takahiro<sup>1)</sup> and TOYODA Mitsuhiro<sup>2)</sup>

*Graduate School of Engineering, Nagoya University, 464-8603, Nagoya, Japan*

*<sup>1)</sup>TDK Corporation, Ibaraki, Japan*

*<sup>2)</sup>Toyota Motor Corporation, Aichi, Japan*

(Received 26 May 2003/Accepted 21 August 2003)

### Abstract

The Rapid development of high power and high speed semiconductor switching devices has led to their various applications in related plasma fields. Especially, a high speed inverter power supply can be used as an RF power source instead of conventional linear amplifiers and a power supply to control the magnetic field in a fusion plasma device. In this paper, RF thermal plasma production and plasma heating experiments are described emphasis placed on using a static induction transistor inverter at a frequency range between 200 kHz and 2.5 MHz as an RF power supply. Efficient thermal plasma production is achieved experimentally by using a flexible and easily operated high power semiconductor inverter power supply. Insulated gate bipolar transistor (IGBT) inverter power supplies driven by a high speed digital signal processor are applied as tokamak joule coil and vertical coil power supplies to control plasma current waveform and plasma equilibrium. Output characteristics, such as the arbitrary bipolar waveform generation of a pulse width modulation (PWM) inverter using digital signal processor (DSP) can be successfully applied to tokamak power supplies for flexible plasma current operation and fast position control of a small tokamak.

### Keywords:

semiconductor switching device, high frequency inverter, PWM inverter, plasma generation and control, thermal plasma generation, DSP

---

author's e-mail: uesugi@nuee.nagoya-u.ac.jp

この論文は第19回年会（2002，犬山市）にて招待講演として発表された内容を論文化したものです。

## 1. はじめに

整流ダイオード, パワートランジスタ, サイリスタ, GTO (Gate Turn Off Thyristor) などに代表された電力変換や制御を行う電力用半導体(パワーデバイス)は, 計算機などに用いられるデジタル信号処理用半導体デバイスの発展と歩調を合わせて微細加工技術により高耐圧化, 大電流化, 高速化および高機能化が図られ, IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) やパワー MOS FET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などの MOS 系のパワーデバイスにその主流を移しつつある[1, 2]. その応用範囲も拡大して, 照明器具や IH 炊飯器などの家庭用電化製品から電気自動車や電車に用いられる電動機のインバータ制御, 電力系統における直流-交流変換器, 無停電電源装置 (UPS) や SVG (Static Var Generator), SVC (Static Var Compensator) などの電力調整装置などに広く用いられてきている. これらのパワーデバイスの応用分野においては, パワーデバイスは主として回路の開閉を行うためのスイッチ素子として用いられていることから半導体スイッチングデバイスとも呼ばれる.

インバータ電源はパワーデバイスの大電力・高速スイッチング特性を利用して直流-交流変換を高効率で行う装置であり, 代表的な回路構成として PWM (Pulse Width Modulation) インバータやフルブリッジ型高周波インバータなどがある[1-3]. PWM インバータは参照信号波の振幅に比例するようにスイッチング幅を設定し, 正負両極性の任意波形出力を可能にするものでパルス変調搬送波の周波数が高いほどより忠実に参照信号波に比例した出力を得ることができる. この PWM インバータはモーターの速度制御や無停電電源装置などに産業用電源として広く用いられている. 一方, 高周波インバータには出力電圧波形が矩形波である電圧型インバータと出力電流波形が矩形波である電流型インバータがあり, 高効率高周波電源として金属材料の誘導加熱・溶融用電源等に広く用いられている[1-3].

工業用プラズマから核融合プラズマに至る幅広い分野におけるプラズマ生成や制御においては, 多岐にわたる電源が用いられている. 高周波誘導熱プラズマの生成には数 kHz から数百 MHz の領域の高周波が用いられている. 大気圧誘導熱プラズマの生成・維持に必要な電力レベルは, 従来の半導体インバータ電源が動作可能な $\sim 1$  MHz 以下の低い周波数領域においては数十 $\sim$ 数百 kW と非常に高いこと, また HF 帯以上の高周波領域では数百 W と低下するもののこの周波数帯で使用可能なイン

バータ電源が存在しないこと等から, 高周波誘導熱プラズマ生成には主として 3 極管や 4 極管等の真空管を用いた自励あるいは他励式高周波電源が用いられてきた. しかしながら, 先に述べたように最近の大電力・高速半導体スイッチング素子の開発により, 数 MHz 以下の周波数領域に限定されるものの複数の素子を並列接続した大電力半導体インバータを用いた誘導熱プラズマ生成の試みがなされ始めている[4-6]. また, プラズマプロセッシング用のプラズマ源には 3 $\sim$ 30 MHz HF 帯の飽和領域でのスイッチング動作を利用した D/E 級高周波電源[7, 8]が用いられ, プロセス用プラズマの高効率生成への取り組みも始まっており, 今後さらに高効率で高機能性を有する産業応用プラズマの生成を可能にする新しい高性能高周波電源への期待が高まると思われる.

一方, トカマク装置やヘリカル装置に代表される核融合プラズマ装置用電源として, JT-60 トカマクにおいてはプラズマ電流波形制御やプラズマ位置制御用に 12 相または 24 相の多相整流方式のサイリスタ変換器[9, 10]が用いられており, また TRIAM-1M トカマクにおいては, 水平位置制御用電源として GTO インバータ[11]が用いられてきている. また最近では, 定常高ベータプラズマの達成を目指した高精度・高速プラズマ断面形状制御や制御コイルによる MHD 不安定性制御のためにアナログ帰還制御回路を有する IGBT 高速インバータ電源[12, 13]が用いられつつある. このようにプラズマ生成・制御に用いる電源も核融合炉心プラズマの高性能化に合わせて, より高速・高精度の制御性, 長時間安定性, 高力率や高い信頼性を有する電源が要求されている.

本論文は, 従来の大電力真空管を用いた熱プラズマ生成法では実現できない高効率かつ高速制御性を有する新しい高周波誘導熱プラズマを, 高速半導体パワーデバイスである静電誘導トランジスタ (Static Induction Transistor: SIT) を主スイッチング素子として利用した高速・高性能インバータ電源により生成する手法並びに熱プラズマ生成時の電源応答特性について述べる. さらに, 磁場閉じ込め核融合装置の制御電源として広く用いられているサイリスタや GTO 電源では実現できない高速応答性・高精度制御性を有するプラズマ制御用電源を高速 IGBT インバータにより構成し, 加えてデジタル信号処理装置 (Digital Signal Processor: DSP) をインバータの帰還制御システムに用いることで従来のデジタル帰還制御システムの時間応答性 ( $\sim 1$  ms) を大幅に向上する高速応答性を実現し, アナログ帰還制御システムにはない制御アルゴリズム変更に対する柔軟性や高信頼性を

有するトカマクプラズマ電源システムを構築し、小型トカマクのジュールコイルおよび垂直磁場コイル電源として用いて柔軟なプラズマ電流波形制御および高速位置制御を実証した結果について述べる。本実験結果は、定常高ベータプラズマの達成のための Resistive Wall Mode (RWM) や Neoclassical Tearing Mode (NTM) 等の MHD 不安定性制御用電源としての応用の可能性を示すものである。第2章では最近の代表的な半導体スイッチング素子とそれを用いたインバータ回路構成・動作について述べる。第3章では、従来主として真空管式電源が用いられていた周波数 $\sim 2$  MHz帯で動作する静電誘導トランジスタ (SIT) を用いた高周波インバータによる高効率高周波誘導熱プラズマ生成・制御に関する手法および実験結果を示し、これまでほとんど議論されることがなかった高周波誘導熱プラズマの初期点火特性、熱プラズマ生成時のインバータ電源の動的応答特性および誘導熱プラズマの生成効率について述べる。また、より高い周波数帯におけるインバータ運転手法として、3倍および5倍高調波運転時の高周波出力特性およびスイッチング損失を測定し、インバータの広周波数帯域電源としての有用性を調べた結果について述べる。第4章では高速スイッチングが可能な IGBT インバータと高速演算が可能なデジタル信号処理装置 (DSP) を用いたデジタル帰還制御電源システムを構築し、小型トカマクプラズマのプラズマ電流波形制御および高速位置制御用電源としての制御特性について述べる。第5章に実験結果のまとめと今後の半導体インバータ電源の応用についての展望を述べる。

## 2. 代表的半導体パワーデバイスとインバータ回路構成

### 2.1 大電力半導体パワーデバイス

前章で述べたように近年のスイッチング用半導体素子は、主端子回路に流れる電流を制御端子に印加する電流あるいは電圧で ON/OFF 制御できる自己消弧型素子、特に IGBT や MOSFET のような高速スイッチングが可能で低損失な電圧制御型の素子が主流となっている [2, 3]。Fig. 1 に主要半導体デバイスが応用されている出力領域と動作周波数領域を、Table 1 にそれぞれの素子の動作形態を示す。それぞれの素子が扱える電力容量、動作周波数 (スイッチング速度) や素子損失はそれぞれがトレードオフの関係にあり、パワーデバイスの開発は高耐圧・大電流化による大容量化、高速スイッチングによる高周波化および低飽和電圧 (低 ON 電圧) による低

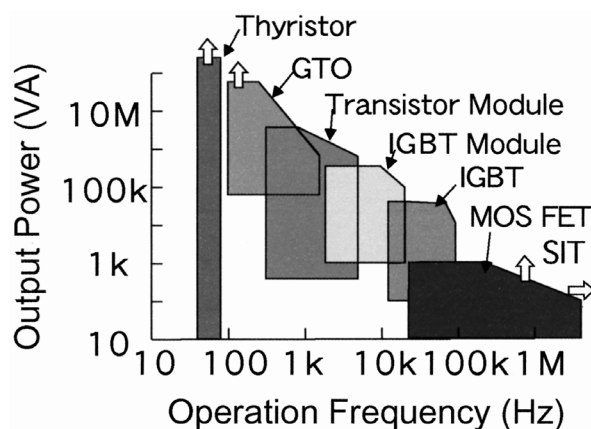


Fig. 1 Operational power and frequency regime of power switching devices.

Table 1 Typical semiconductor power devices.

| Device             | Gate Switching Control |                 | Self Turn ON and OFF | Features   |  |
|--------------------|------------------------|-----------------|----------------------|------------|--|
|                    | Turn ON                | Turn OFF        |                      |            |  |
| Diode              | No                     | No              | Not Possible         | High Power |  |
| Thyristor          | Current Control        | Current Control | Latch                |            |  |
| Triac              |                        |                 |                      |            |  |
| GTO                | Current Control        | Current Control | Possible             | High Power |  |
| Bipolar Transistor |                        |                 |                      | High Speed |  |
| IGBT               | Voltage Control        | Voltage Control |                      |            |  |
| MOS FET            |                        |                 |                      |            |  |
| SIT                |                        |                 |                      |            |  |

損失化を同時に満足する方向をめざしている [1]。最近の微細加工技術およびトレンチ加工技術の進展による IGBT の大容量・低損失化や n ベース層を厚くすることで高耐圧化を図りながらエミッタ側からの電子注入を行うことで低損失化も同時に満足する Injection Enhanced Insulated Gate Bipolar Transistor (電子注入促進型 IGBT: IEGT) や Gate Commutated Thyristor (GCT)、さらには Si に比べて、 $\sim 400^{\circ}\text{C}$  の高温動作が可能なること、 $\sim 10$  倍の高い絶縁破壊電界および  $\sim 3$  倍の熱伝導率を有していること、 $\sim 10$  倍の高速性を有することなど優れた潜在的特性を持つ SiC を用いた大容量・低損失・高速パワーデバイスなど、高速・大電流かつ低損失な MOS 系素子の開発が急速に進展している [14, 15]。これらの素子は、直

Table 2 Switching characteristics of typical power devices.

| Device       | Operation Voltage (V) | Operation Current (A) | Turn On Time ( $\mu$ s) | Turn Off Time ( $\mu$ s) | Switching Frequency (kHz) |
|--------------|-----------------------|-----------------------|-------------------------|--------------------------|---------------------------|
| GTO          | 6,000                 | 6,000                 | 10                      | 30                       | ~1                        |
| Si Thyristor | 5,000                 | 1,000                 | 0.1                     | 0.2                      | ~50                       |
| IGBT         | 1,700                 | 1,200                 | 1                       | 1.5                      | ~50                       |
| HV IGBT      | 3,300                 | 1,200                 | 3.6                     | 3.5                      | ~10                       |
| IEGT         | 4,500                 | 2,100                 | 1                       | 5                        | ~2                        |
| MOS FET      | 1,000                 | 24                    | 0.04                    | 0.06                     | ~1000                     |
| RF MOS FET   | 1,000                 | 21                    | 0.005                   | 0.008                    | ~30000                    |
| SIT          | 600                   | 30                    | 0.03                    | 0.03                     | ~2000                     |

・並列接続による大容量化が比較的簡単なことから今後のパワーデバイスの中心的役割を担うものと期待されている。Table 2 に最近開発された素子を含めた半導体パワーデバイスのスイッチング特性を示す。電力容量では 6 kV, 6 kA の GTO が開発されており、高速スイッチングの方向では 1 kV, 21 A の容量を持ちかつ 30 MHz でスイッチングが可能な RF MOS FET も開発され市販に供されている。

## 2.2 共振型フルブリッジインバータ

インバータの高周波電源としての代表的な利用形態として Fig. 2(a) に示すフルブリッジインバータ回路がある。パワーデバイスのスイッチング動作を利用した高周波電源としては、フルブリッジ型インバータの他にハーフブリッジ型インバータや D/E 級増幅器などがあり、フルブリッジ型インバータは回路構成素子数が多くゲート駆動回路も複雑になるものの他と比べて大出力が得られる特徴を有している。半導体スイッチング素子（この場合 SIT 素子）をブリッジ形状に接続し、直流電源および負荷を Fig. 2(a) のように接続する。ここで、SIT1 と SIT4, SIT2 と SIT3 をそれぞれ同期させて交互に ON/OFF することで負荷に交流電流を流すことができる。負荷に印加される電圧は矩形波電圧となり、負荷が誘導負荷の場合、同調用コンデンサを用いて直列共振を取ることによって負荷に正弦波に近い交流電流を供給し、かつ供給電力が最大となる。誘導加熱用インバータ電源は一般的に Fig. 2 に示すような共振型高周波インバータを構成している。誘導コイルを用いた金属の加熱・溶融やプラズマ生成などの場合、負荷の状態に応じて誘導コイルインダクタンスが変化し、LCR 直列共振回路の共振周波数が変動することになり、Fig. 2(b) のような共振周波数に常に

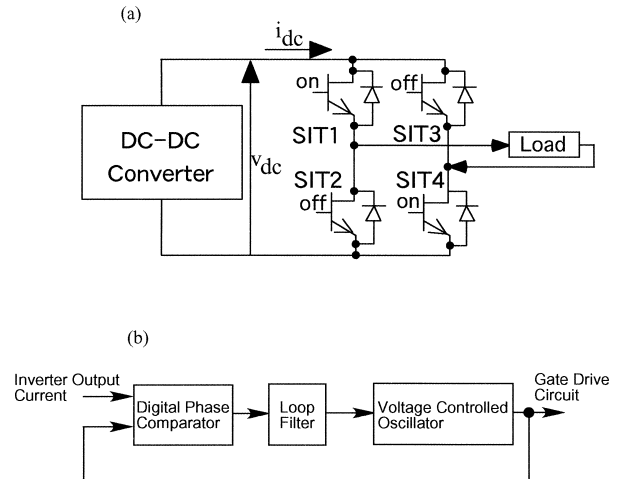


Fig. 2 Resonance type RF inverter circuit(a) and PLL circuit for automatic frequency tuning(b).

周波数を同調させ高効率でインバータを運転するための位相ロックループ (PLL) などの付加回路が必要となる。本研究で使用する SIT インバータ電源にはこの周波数同調用 PLL 回路が付加されておらず、プラズマ生成時の共振周波数の変化がインバータ電源の運転特性およびプラズマ生成へ及ぼす影響については第 3 章において後述する。IGBT や MOSFET を用いたインバータの場合、大電力化には Fig. 2(a) のフルブリッジ回路を並列接続することで対応可能である。

本研究では、Fig. 2(a) に示す SIT フルブリッジインバータを 6 ユニット並列接続し、定常出力：16 kW、動作周波数：0.2~2 MHz の高周波インバータ電源を構成している。インバータの主スイッチング素子に用いている SIT の主要特性を Table 3 に、また模擬負荷を用いた電力の実測で得られた高周波出力および直流-交流変換効率を Fig. 3 に示す。インバータ高周波出力は SIT インバータに印加する直流電圧により制御されており、この直流電圧は IGBT PWM インバータで構成された DC-DC コンバータにより任意波形出力される。DC-DC コンバータの直流出力制御として、定電圧、定電流と定電力の 3 モードが選択可能で、かつそれぞれのモードにおいて PWM による振幅変調も可能である。本 SIT インバータは、定格動作周波数帯域において直流-交流変換効率として 85~90% の高い効率を有していることが確認されている [16]。

## 2.3 PWM インバータ

インバータの高周波電源としての利用の他に PWM インバータ [1, 3] を利用した両極性の任意波形出力電源

Table 3 Maximum specification of SIT(Tokin:TM-502D) used in the inverter.

|                    |        |
|--------------------|--------|
| Gate-Drain Voltage | 450 V  |
| Drain Current      | 30 A   |
| Gate Current       | 0.1 A  |
| Drain Loss         | 400 W  |
| Turn-off Time      | ~50 ns |
| Turn-on Time       | ~50 ns |

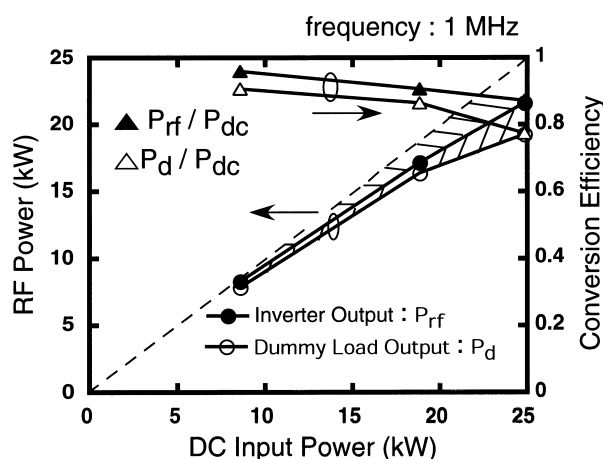
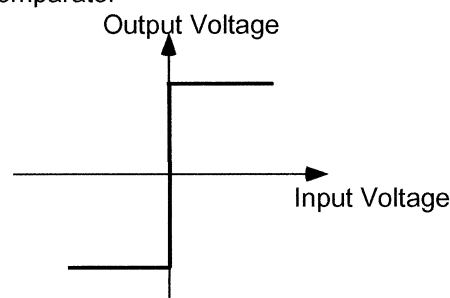


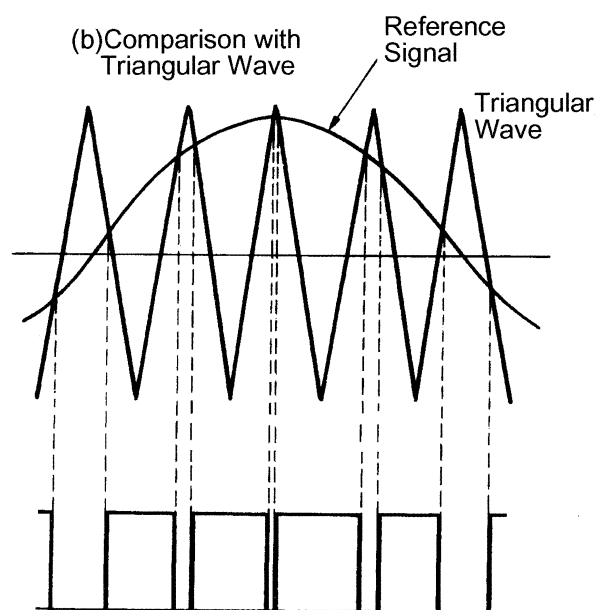
Fig. 3 RF output power and DC-RF conversion inversion efficiency in SIT.

がある。Fig. 4 に PWM インバータの基本動作原理を示す。Fig. 2(a)に示したフルブリッジ型インバータにおいて、SIT1~SIT4 の ON/OFF 信号を外部参照波形と搬送周波数  $f_0$  の三角波信号と比較することで作りだし、例えば、参照信号が正極性の場合、SIT1 を常時 ON 状態にし、SIT3 と SIT4 を比較器出力に応じて交互に ON して正極性のパルス列を形成する。得られた正負の振幅を持つ矩形波パルス列をフィルタを介して出力することで平均瞬時値出力を参照信号波形と等しくするものである。用いるフィルタの時定数は搬送周波数成分は十分遮断し、参照信号には忠実な出力波形を出力できるように選択する必要がある。搬送周波数は用いるパワーデバイスのスイッチング特性により決定され、IGBT では 30~50 kHz 程度の値に設定されている。PWM インバータでは各素子のゲートパルス生成に TTL 論理回路素子を用いていることから、ゲート駆動パルスの生成や制御にマイクロプロセッサユニット (MPU) やデジタル信号処理装置 (DSP) などを組み込み、自己保護機能を有するインテリジェントパワーモジュール (IPM) 化も進んでいる

(a)Comparator



(b)Comparison with Triangular Wave



(c)Gate ON and OFF Signal

Fig. 4 Gate circuit drive of PWM inverter with triangular wave comparison.

[1-3]. また、MOSFET 等の高速スイッチング素子による高搬送周波数化を行うことで PWM インバータの高速応答・高精度化も行われている。

### 3. 高効率、高機能プラズマ生成・加熱への高周波インバータの応用

#### 3.1 高効率・高速応答性を有する誘導熱プラズマ生成への SIT 高周波インバータの応用

##### 3.1.1 高周波誘導熱プラズマ生成特性とインバータの動的応答

半導体高周波インバータは、(1)半導体リニアアンプや真空管を用いた高周波発振器に比べて高効率であること、(2)発振の制御を TTL 論理レベルで行うことが可能であり発振周波数もスイッチング帯域内であれば連続的にかつ実時間で変化可能であること、(3)出力インピーダ

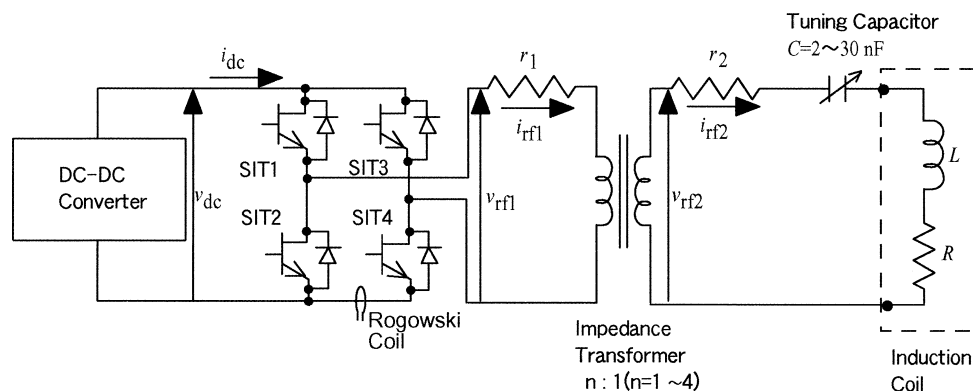


Fig. 5 Inverter circuit and induction coil circuit in thermal plasma production experiments using SIT inverter.

ンスが数  $\Omega$  と低いこと, (4)素子の並列接続による大電力出力が容易であること, (5)高寿命であること等, 多くの利点を持っている. これら半導体高周波インバータ電源が有している特徴を最大限に利用し, プラズマ生成・加熱, 制御等に応用することで, 高効率プラズマ生成, 実時間の電力制御や発振周波数制御によるプラズマの生成と安定化等, 従来の真空管式電源を用いたプラズマ生成では困難であった熱プラズマの高機能化を図れることが期待される. ここでは, Fig. 5に示すインバータ回路およびインピーダンス変換用フェライトトランスに接続された誘導コイルを用いた高周波誘導アルゴン熱プラズマ生成実験[6]について述べる.

大気圧付近において誘導熱プラズマを生成する場合, 初期絶縁破壊を起こすための高電圧が必要となり, テスラコイルや高圧パルス回路等の外部高圧回路を利用してプラズマ点火を補助したり 10 kPa 程度まで減圧した状態でプラズマを生成し徐々に圧力を大気圧レベルまで上げていくなどの手法がとられることが多い. 本実験では簡便な点火補助方式として電子化された自動車用点火プラグを用いた初期電子供給法を用いており, これにより熱プラズマ初期点火に必要な誘導コイル電流を約 1/2 に低減できている. また, 高周波電力の印加に同期させて点火プラグにより火花放電を発生させることで熱プラズマの高速 ON/OFF 制御も可能である. Fig. 6 にインバータ出力電圧を三角波変調して熱プラズマを生成したときのインバータ出力電圧・電流波形を示す. 先に述べたように誘導熱プラズマの点火には誘導トーチ内において絶縁破壊を起こすための高電場が必要になる. 誘導熱プラズマ装置の場合, この高電場は誘導コイル両端に生じる静電位差が与えている. 無負荷時のコイルインダクタンスを  $L$ , 誘導コイルの抵抗  $R \ll \omega L$  とすると, コイル両端

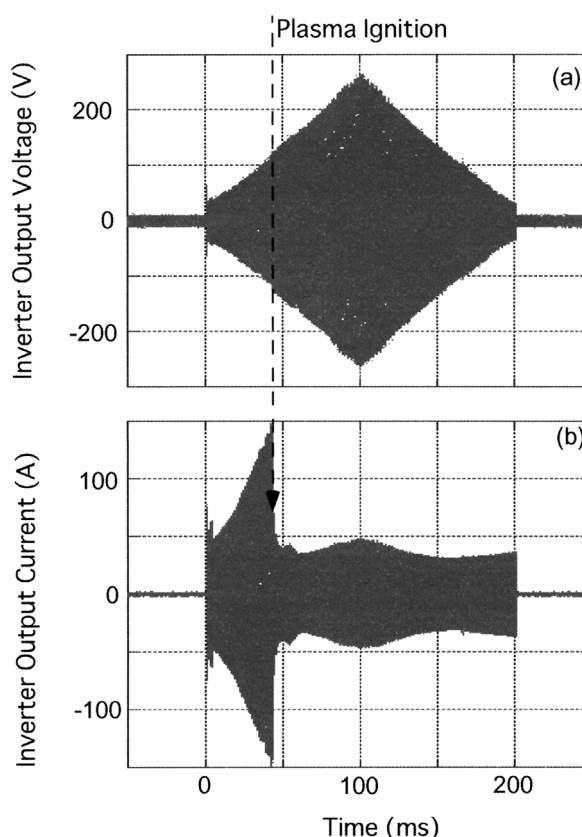


Fig. 6 Inverter output waveforms of the voltage and current in the RF thermal plasma generation when the output voltage is amplitude-modulated in triangular shape. Argon gas pressure: 20 kPa.

の電位差は  $V_c = j\omega L I_{rf2}$  で与えられることから, コイル電流が大きいほど高い静電場がトーチ内に印加される. Fig. 6では, コイル電流振幅が 150 A 付近で熱プラズマが点火・生成され, その後急激にコイル電流が 30~50 A まで減少している. CCD カメラで撮影したプラズマ画像

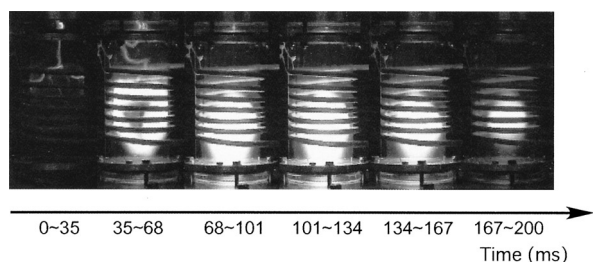


Fig. 7 CCD camera pictures at every 33 ms after RF thermal plasma is generated. Exact shutter timing of the CCD camera is not clear. RF frequency : 1.2 MHz,  $P_{Ar}=20$  kPa.

の様子を Fig. 7 に示す。このプラズマ画像より、熱プラズマ点火後にコイル電流が大きく減少しても、供給電力の低下に応じて生成される熱プラズマは収縮するものの維持されているのがわかる。

Fig. 6 に示されるような熱プラズマ生成に伴うコイル電流の急激な低下は、熱プラズマ生成に伴うコイル負荷抵抗の増大とコイルインダクタンスの減少による直列共振点からのずれによるものである。トランスの 2 次側から見た誘導コイル回路のインピーダンス  $Z_L$  は、回路抵抗  $r_2$  を無視した場合、

$$Z_L = R + j\omega L \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right), \quad (1)$$

で与えられ、トランスの一次側から見たインピーダンス  $Z_1$  はトランスの巻き数比  $n$  を用いて

$$Z_1 = n^2 \left[ R + j\omega L \left( 1 - \frac{1}{\omega^2 LC} \right) \right], \quad (2)$$

で与えられる。ここで、コイルの抵抗  $R$  およびインダクタンス  $L$  はプラズマ負荷時の変化を含めた値である。この  $Z_1$  がインバータの負荷となり、コイルインダクタンスの減少により共振時の純抵抗負荷から抵抗成分に容量性負荷を加えた負荷へと変化することとなる。Fig. 8 にインバータの直流入力端から見た負荷インピーダンス変化を示す。熱プラズマは、1 ms 付近で点火され、無負荷時の約  $1 \Omega$  の直流入力抵抗から数 ms の時間で約  $13 \Omega$  まで上昇している。通常、インバータ電源直流部の電圧・電流定格値は、インバータに用いられているスイッチング素子の定格電圧・電流値の範囲内で最大出力を得られるような値にそれぞれ設定されている。実験に用いた DC-DC コンバータの定格出力電圧・電流値は、それぞれ 400 V, 90 A であり、直流電源側から見た負荷抵抗が約  $4.5 \Omega$  のとき最大出力が得られるよう設計されている。しかし

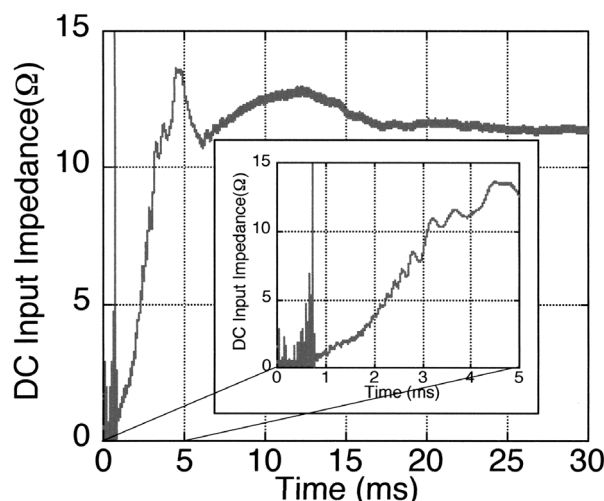


Fig. 8 Typical time variation of the SIT inverter input impedance when RF thermal plasma is generated. The RF power is turned on at  $t = 0$ .

ながら、Fig. 8 に見られるような急激な直流入力インピーダンスの上昇が定電流制御されている DC-DC コンバータの出力電圧を上昇させ、出力電圧が最大値まで達した瞬間に定電流特性が維持できず DC 出力電流が低下することでインバータ高周波出力電流が低下し、熱プラズマへの吸収電力の低下を招いている。

コイル負荷抵抗の上昇は、熱プラズマの周方向に流れる誘導電流のジュール損失に基づく高周波電力吸収によるものであり、コイルインダクタンスの低下は誘導電流による軸方向高周波磁場の遮蔽による誘導コイル鎖交磁束の減少に起因するものである。これらコイル負荷抵抗の上昇およびコイルインダクタンスの減少は、インバータ出力から見た直列共振回路の負荷インピーダンスの上昇をもたらし、結果としてコイル電流の低下につながっている。Fig. 5 に示す LCR 直列共振回路の無負荷時共振周波数を一定に保ったまま誘導コイル駆動周波数を変化させて誘導熱プラズマを生成したときの誘導コイルインダクタンスの減少量と共振周波数の変化を Fig. 9 に示す。Fig. 9(b) の波線は駆動周波数 = 直列共振周波数の位置を示し、実線で示すプラズマ負荷時の実際の共振周波数との差が駆動周波数の共振周波数からのずれに相当する。実験に用いた 7 ターンコイルの無負荷時のインダクタンスは約  $2 \mu\text{H}$ 、共振周波数が 1.12 MHz になるように同調用コンデンサの容量を設定している。無負荷時の共振周波数である 1.12 MHz で熱プラズマを生成した場合、コイルインダクタンスが  $0.4 \sim 0.5 \mu\text{H}$  程度減少し、直列共振周波数が 1.12 MHz から 1.18 MHz 付近の高周波側に変

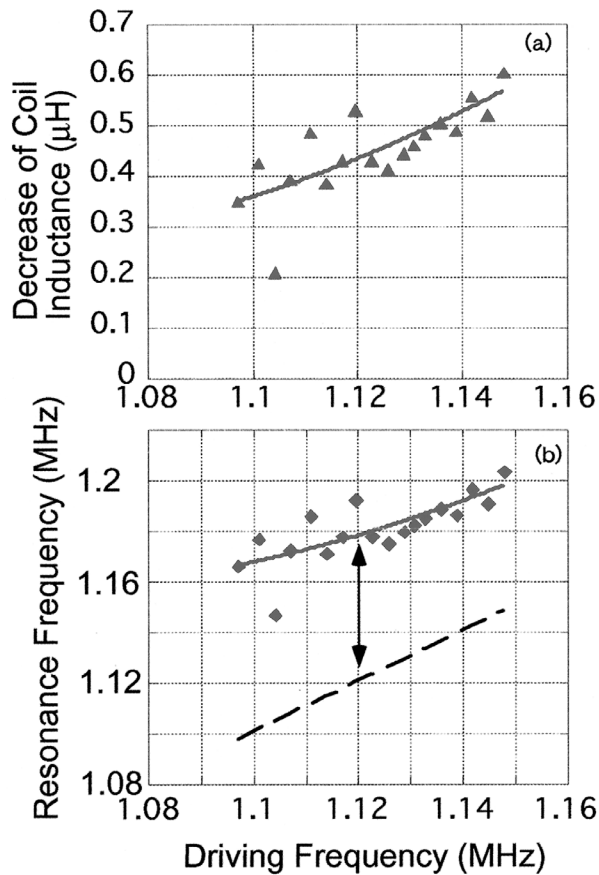


Fig. 9 Driving frequency dependence of a decrease of the coil inductance (a) and the resonance frequency change (b) in the RF thermal plasma generation.

化している。コイルインダクタンスの減少を考慮して駆動周波数を無負荷時の共振周波数から高周波側にずらして熱プラズマを点火しても駆動周波数をプラズマ負荷時の共振周波数に近づけるにつれてより多くの高周波電力が吸収され、結果としてインダクタンス変化を大きくする傾向にあり、完全に共振周波数に同調させることが出来ていないことがわかる。このようなミリ秒の時間スケールで動的に変化するコイル負荷インピーダンスの変化に対応してインバータ駆動周波数を変化させるには、位相ロックループ (PLL) 回路等を用いた高速周波数フィードバックシステムを必要としており、今後の検討課題となっている。

### 3.1.2 イミタンス定電流回路を用いた熱プラズマの高効率生成

前節で述べたように熱プラズマ生成初期の数 ms の時間スケールで誘導コイルインピーダンスが大きく変化する。この急激な負荷インピーダンスの変化に対してイン

バータ電源は直流電源として用いている DC-DC コンバータの持つ時間応答性を以て動的応答をすることとなる。今回の実験では、熱プラズマ生成のためにインバータ電源を定電流モードで運転し、コイルインピーダンスの上昇はインバータ出力電圧の上昇として現れる。コイルインピーダンスの上昇によりインバータ出力電圧が定格電圧まで達するとインバータの定電流特性を維持することができなくなり、結果としてコイル電流の低下とインバータ出力の低下を招くことになる。このようなインバータ電源の動的応答は、熱プラズマ生成初期段階の熱プラズマ形成・成長過程に大きく影響するものと思われる。プラズマのような強い非線形性を持つ媒体を負荷とする場合、前述のような金属の誘導加熱システムで導入されている PLL 等の自動周波数追従制御回路の付加や速い負荷インピーダンスの変化にも対応できる大電流・大電力の高周波電源が必要となる。

ここでは、高周波電源が有している高周波電力容量を効率よくプラズマに加えることを目的として、コイルとコンデンサで構成されたイミタンス定電流回路[17]をインバータ電源に付加して高周波熱プラズマの高効率生成に関する実験結果について述べる。ここで議論する効率は、通常高周波加熱等で用いられる効率=プラズマ吸収電力÷加熱電力ではなく、高周波電源が有している電力を最大限まで利用するための効率的な手法に関するものである。イミタンス回路とは、2 端子対回路でインピーダンス-アドミタンス変換回路の総称である。Fig. 10 に実験に用いた T 型 LCL イミタンス回路と実際の回路構

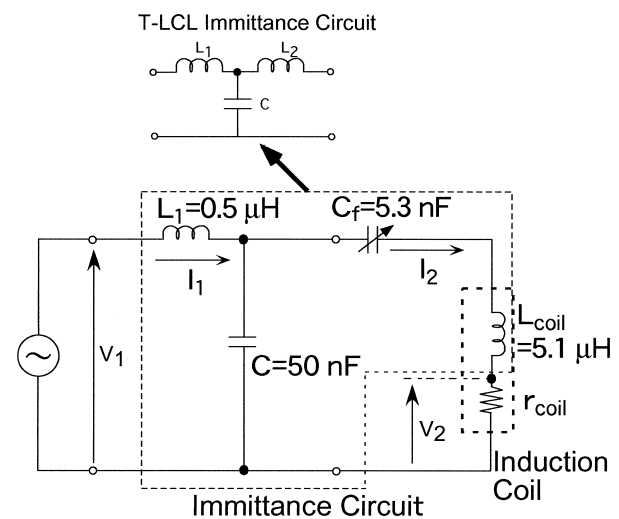


Fig. 10 T-LCL immittance circuit for constant current operation and a circuit for RF thermal plasma generation.

成を示す。図中ではインバータ電源を交流電源として示している。T型LCLイミタンス回路を4端子回路定数を用いて電圧・電流の入出力の関係を表すと、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jZ_0 \\ j1/Z_0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix}, Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (3)$$

と書ける。ここで入力電圧の周波数は $\omega$ でLC直列共振周波数に設定し、かつ回路損失はないものとしている。また、 $Z_0$ はイミタンス回路の特性インピーダンスと呼ばれる。

(3)式より、

$$V_1 = jZ_0 I_2, \quad (4)$$

$$I_1 = j \frac{V_2}{Z_0}, \quad (5)$$

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_0^2}{Z_L}, \quad (6)$$

が得られる。ここで、 $Z_L$ は出力端子に接続される負荷のインピーダンスである。(4)、(5)式より入力電圧 $V_1$ が定電圧制御された場合、負荷電流 $I_2$ は一定値、つまり定電流出力、また入力電流 $I_1$ が定電流制御された場合、定電圧出力となる。また、(6)式より入力電流 $I_1$ は負荷インピーダンス $Z_L$ に比例して変化する。

誘導熱プラズマ生成回路にこのイミタンス定電流回路を適用する場合、熱プラズマ点火に必要な大きなコイル電流(ここでは $I_2$ に相当する)を得るためにはインバータ電源の定格電流値内で最大のコイル電流を得ることが必要となる。そのためには特性インピーダンス $Z_0$ の値をインバータ電源特性にあわせて最適値に設定しなければならない。Fig. 11に回路抵抗 $0.2\Omega$ を考慮した場合のコイル電流の定電流特性を示す。入力側のインダクタンス $L_1$ を下げていくと得られるコイル電流は上昇するが、より小さな負荷抵抗値で電源電流が飽和している。 $L_1 = 0.6\mu\text{H}$ の時コイル電流値として $100\text{A}$ 以上が得られていることから、実際のイミタンス回路では $L_1 \sim 0.5\mu\text{H}$ を目標として回路を構成した。Fig. 10に示すように実際の回路では誘導コイルの持つインダクタンス( $L_{\text{coil}}$ )がT型LCL回路の中の負荷側のインダクタンス( $L_2$ )として働く構成となる。誘導コイルのインダクタンスは7ターンコイルの場合約 $2\mu\text{H}$ であり、理想的なイミタンス回路を構成するためには $L_1 = L_2$ とする必要からFig. 10に示すインダクタンス調整用の可変コンデンサを直列に接続している。イミタンス定電流回路を用いてアルゴン熱プラ

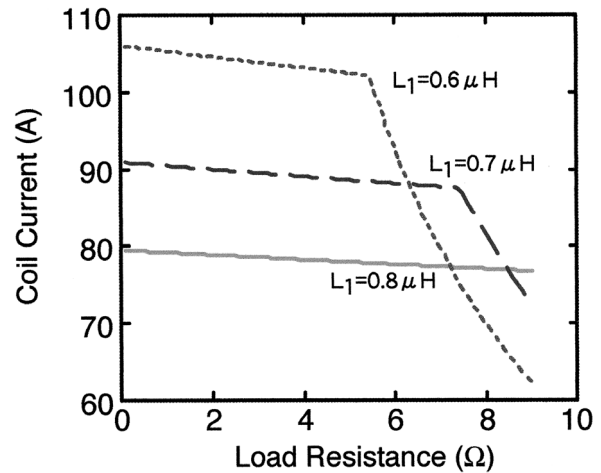


Fig. 11 Constant current characteristics of the immittance circuit shown in Fig. 10. Maximum RF output voltage and current of the inverter are  $400\text{V}$  and  $90\text{A}$ , respectively.

ズマを生成した時のインバータ出力電流および誘導コイル電流波形をFig. 12に示す。Fig. 6に示すイミタンス回路がない場合の電源電流波形とは異なり、熱プラズマ点火( $t \sim 2\text{ms}$ )前の無負荷状態から熱プラズマ生成に伴うコイル負荷インピーダンスの上昇により $\sim 150\text{A}$ まで急上昇している。一方、定電流となることが期待されるコイル電流は点火前の $\sim 125\text{A}$ から点火後に $50 \sim 60\text{A}$ に減少している。コイル電流は減少するもののプラズマに吸収された電力として $6.8\text{kW}$ が得られており、同じプラズマ条件下でイミタンス回路を用いずにインバータ電源が持つ定電流特性を利用して熱プラズマを生成したときのプラズマ吸収電力 $3.2 \sim 4.2\text{kW}$ の $1.5 \sim 2$ 倍の吸収電力が達成された。このようにイミタンス回路を用いることでより広い誘導コイル負荷インピーダンスの領域まで定電流特性が維持でき、その結果インバータ電源がもつ電力容量をより効率よく利用できている。

今回の実験で観測されたコイル電流の減少は、Fig. 13(a)に示す誘導コイル負荷抵抗の変化が示すようにプラズマ点火後に無負荷時の $\sim 0.2\Omega$ からコイル負荷抵抗が $\sim 5\Omega$ まで上昇しDC-DCコンバータの最大出力電流値に達したためと思われる。また、Fig. 13(b)に示すインバータの直流電源側から見たインバータ-イミタンス回路の入力インピーダンスは、無負荷時の低負荷インピーダンス( $\sim 0.2\Omega$ )時には $\sim 50\Omega$ と大きく、プラズマ点火時の高負荷インピーダンス( $\sim 5\Omega$ )時には $\sim 3\Omega$ と低くなっており、実験で用いたT-LCL回路がイミタンス回路として動作していることがわかる。今後、イミタンス回路の

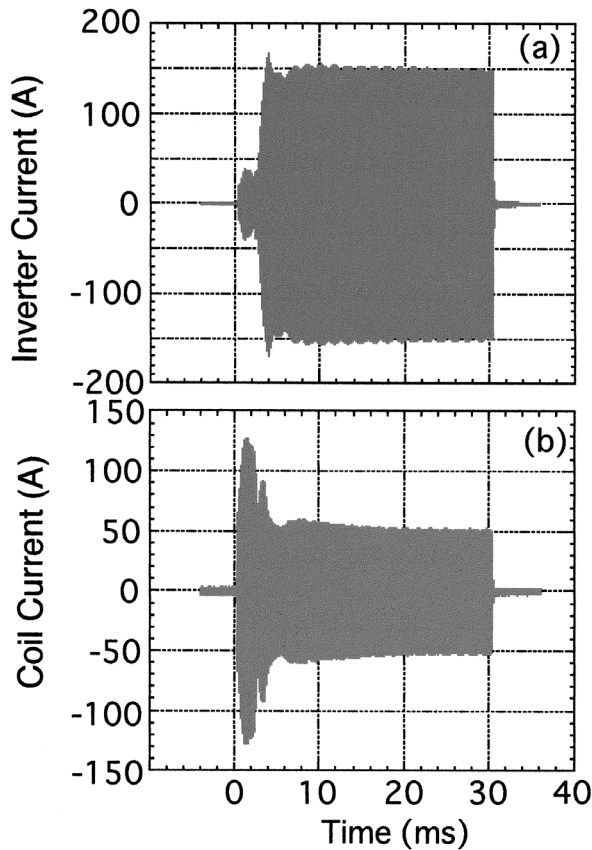


Fig. 12 Inverter output current and induction coil current when the immittance circuit is used for thermal plasma generation. The thermal plasma is generated at 3 ms after RF is turned on. Argon gas pressure is 10 kPa.

各部の電圧・電流波形を同時に観測し、定電流特性が得られるよう回路構成を改良していく予定である。

### 3.2 高調波を用いた SIT インバータの高周波運転特性

基礎実験から核融合をめざしたプラズマ実験において高周波を用いたプラズマ加熱が広く行われている。インバータ電源の動作周波数は素子のスイッチング特性により規定され、負荷回路として共振回路を用いることで3倍高調波の含有率も $-30$  dB程度に押さえることが可能であり、他の線形増幅器と同じように正弦波出力電流を有する高周波電源として高周波プラズマ生成・加熱に利用できる。しかしながら、プラズマ加熱に用いられる周波数帯は対象とするプラズマや加熱手法により大きく異なり数kHzから数百GHzにわたっている。プラズマ生成・加熱電源として高周波インバータの利用をさらに進めていくためにはインバータの高周波化が不可欠である。インバータの高周波化には、主スイッチング素子の高速化、ゲート駆動回路の高速・低損失化やインバータ回路

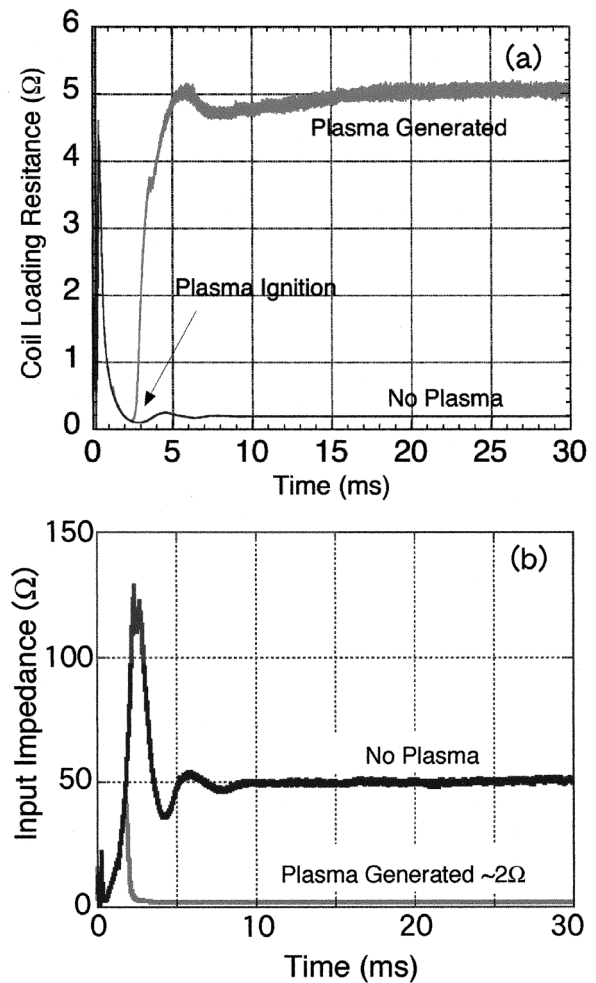


Fig. 13 Time variation of the loading resistance of the induction coil(a) and the input impedance of the immittance circuit (b) when the thermal plasma is generated.

の低インダクタンス化と寄生振動の低減など解決すべき課題も多く、10 kW以上の電力領域で $\sim 2$  MHz以上の高周波運転が可能な高周波インバータの実現は困難な状況である。本研究では、インバータの高周波運転手法としてインバータの主スイッチング素子およびそのゲート駆動回路など特別な回路の変更を必要としないインバータの高調波運転による出力の高周波化を行い、得られた高周波出力特性について述べる。

高調波運転はFig. 5に示すSITフルブリッジインバータを2台および6台並列接続した2種類のインバータ電源とイオンサイクロトロン波加熱用ループアンテナ[18]を負荷として用いて行い、それぞれの電源において基本波運転時の高周波出力特性および損失特性と比較した。前述のようにハーフあるいはフルブリッジインバータを複数個並列接続してインバータ電源を構成した場合、並

列接続に伴う位相のずれや寄生振動の発生をいかに抑制するかがインバータの高周波運転において重要な要素となる。今回用いたインバータ電源では、各フルブリッジインバータユニットからの出力ケーブルの電流合成点までの長さを一定にして電流位相を揃え、各出力ケーブルに高周波寄生振動抑制用のトロイダル型のフェライトコアを装着している。しかしながら実際のインバータ電源にはそれぞれの特性に個性があると思われることから実験では構成が異なる2台のインバータ電源を用いてその特性を比較している。Fig. 14に3倍高調波運転時のSITドレインソース電圧( $V_{DS}$ )・電流( $I_{DS}$ )波形を示す。ここで、 $I_{DS}$ はFig. 5に示されているログスキーコイルにより計測されたもので、ドレイン電流とドレインソース間に並列接続されているフリーホイールダイオードに流れる電流を合わせた電流(インバータのアーム電流)として測定されている。Fig. 14では $V_{DS}$ が900 kHzのゲート駆動信号に同期して変化し、 $I_{DS}$ は直列共振周波数をゲート駆動周波数の3倍高調波に同調させることにより2.7 MHzの周波数で振動していることがわかる。SITが導通時( $V_{DS} \sim 0$  V)に逆方向に流れる電流はSITのドレインソース間に並列に接続されたフリーホイールダイオードを介して直流側に環流されている。また、 $V_{DS}$ および $I_{DS}$ 波形に現れる高周波振動はインバータ回路の浮遊容量や寄生インダクタンスによる寄生振動と思われるが、ドレインソース間電圧に定格値を超えるサージ的な過大電圧を誘起しておらず問題ないレベルであると判断している。また、インバータ出力電流への寄生振動の影響は出力回路の直列共振特性によりほとんど無視できるレベルまで抑制されている。6ユニットおよび2ユニット並列接続したそれぞれのインバータ電源の基本波および3倍高調波運転時の直流-交流変換効率の周波数依存性をFig. 15に示す。基本波運転時には、2.5 MHzまでの領域で80~90%の高い変換効率が得られている。また、3倍高調波運転の場合、変換効率は出力周波数の上昇とともにほぼ直線的に効率が低下しており、同じ出力周波数帯で比較した場合、3倍高調波の変換効率は基本波と比べて10~30%ほど低い値となっている。3倍高調波運転時の効率低下の原因を調べるために、Fig. 14に示すドレインソース電圧および電流波形から高調波運転時のドレイン損失を評価した。平均ドレイン損失は、

$$P_D = \frac{1}{T} \int_0^T V_{DS} I_{DS} dt, \quad (7)$$

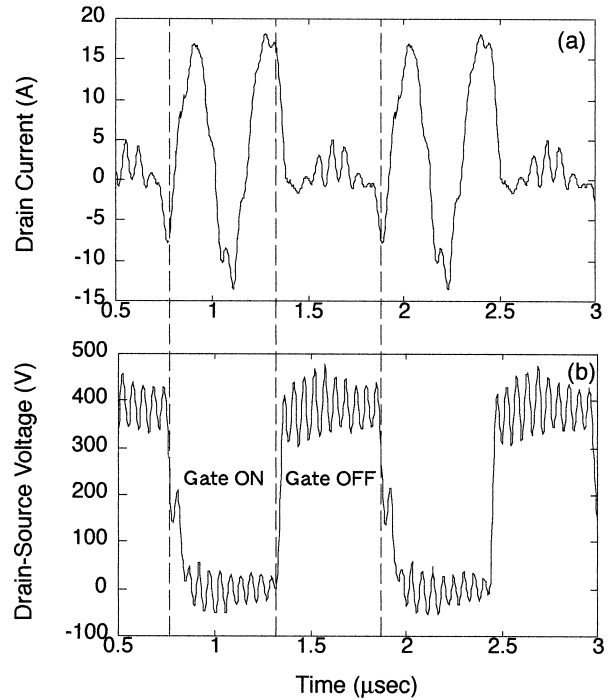


Fig. 14 Drain-source voltage and current in the 3rd harmonic operation. Gate switching frequency is 901 kHz and the output frequency is 2.7 MHz.

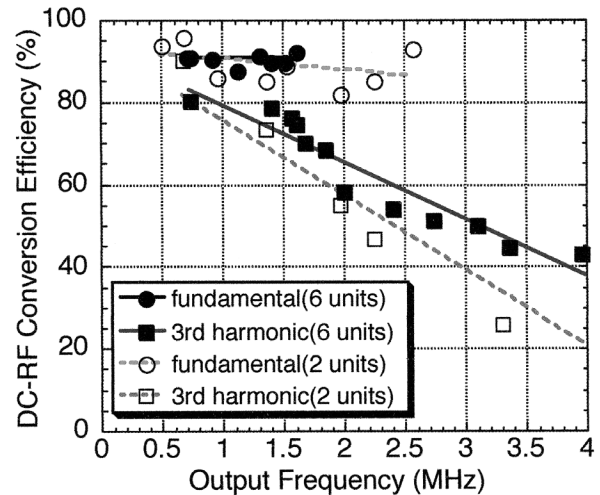


Fig. 15 DC-RF conversion efficiency as a function of the output frequency in the fundamental and 3rd harmonic operation. Two SIT power supplies which comprise two and six full bridge inverter units are used.

で与えられる。(7)式で求められるドレイン損失は、ゲートのON/OFFに伴うSITのスウィッチング損失、SIT導通時の定常損失(ON損失)とSITに並列接続されているフリーホイールダイオードの損失が含まれている。

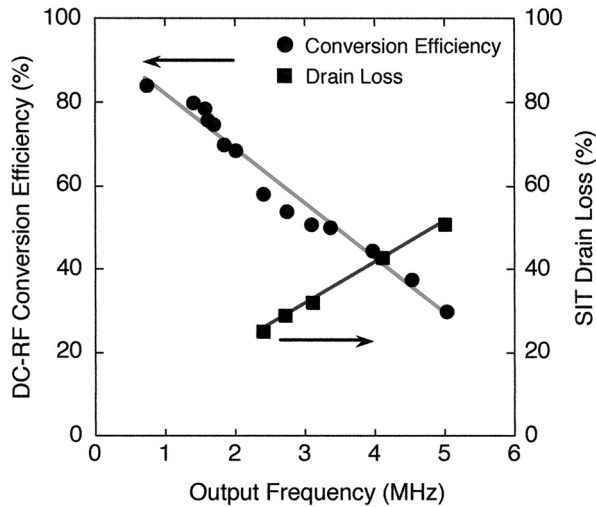


Fig. 16 Output frequency dependence of the DC-RF conversion efficiency and the drain loss in the 3rd harmonic operation.

Fig. 16に3倍高調波運転時の直流-交流変換効率と直流入力電力で規格化したドレイン損失の出力周波数依存性を示す。出力周波数に伴うSITドレイン損失の増加が高周波出力の低下の主たる原因であることがわかる。また、ドレイン損失のうちSITのスイッチング損失およびフリーホイールダイオードの損失が出力周波数に比例して増加することから両者のスイッチング損失が高調波運転時の主たる損失であると思われる。6ユニット並列接続したSITインバータ電源において3倍および5倍高調波運転時に得られた高周波最大出力電力の周波数依存性をFig. 17に示す。最大出力電力は、測定されたドレイン-ソース間電圧が使用しているSITの定格電圧である450Vを超えない範囲で得られた最大値を示している。3倍高調波運転時に出力周波数の上昇に伴い高周波出力は低下するものの、3MHzにおいて3kWの出力が得られている。出力電力は変化するもののインバータの基本波と3倍高調波運転を使うことで広帯域の高周波電源として利用可能であり、高周波誘導熱プラズマの生成にも利用している。矩形波電圧入力に対して純抵抗負荷を考えた場合、 $n$ 次高調波電流の振幅は基本波振幅の $1/n$ の値となることから3倍高調波の電力は基本波の $1/9$ となる。しかしながら実際のインバータ負荷回路にはLCR直列共振回路が用いられることから共振周波数以外の電流振幅は小さく同調をとっている高調波電流が主として流れ、また高調波運転時に得られる最大高周波出力は基本波成分のドレイン-ソース間電圧に主として律則される。今回の実験ではドレイン-ソース間電

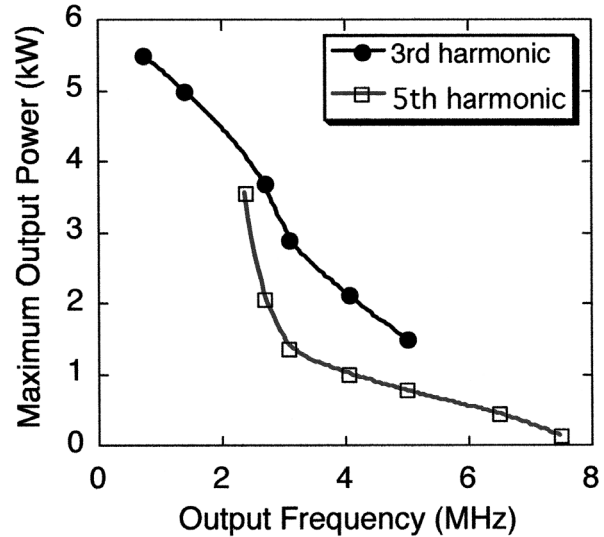


Fig. 17 Maximum output power generated in the 3rd and 5th harmonic operation as a function of the output frequency.

圧が定格以内で最大出力が得られるような負荷整合の最適化を行っていないが、ドレイン-ソース間電圧が定格値以下でドレイン損失が安全動作領域にあることを確認しながらインピーダンス変換用トランスによりインバータ用直流電源の最大出力が得られる負荷抵抗値にすることでより大きな出力が得られると期待される。

#### 4. 高機能トカマクプラズマの生成と高速・高精度制御への高速IGBTインバータの応用

##### 4.1 IGBT PWM インバータを用いた高速プラズマ電流変調

トカマクプラズマにおいてはジュールコイル電源、垂直磁場コイル電源をはじめとしてMHD不安定性制御コイル電源など種々の制御電源を必要としており、プラズマの高性能化に向けてより高速応答・高精度電源が必要とされている。先に述べたようにPWMインバータは外部参照信号に比例して任意の振幅をもつ電圧・電流波形を出力することができ、近年高速・大電力化の進歩が著しいIGBTを主スイッチング素子として用いることで、従来のサイリスタ電源では実現不可能な高速・高精度なトカマク電源システムを構成できる。これにより、トカマクプラズマの長時間放電と高閉じ込め特性のためのプラズマ電流の高速・高精度制御、プラズマ位置や断面形状の高速・高精度制御や内部制御コイルによるMHD不安定性の制御等のトカマクプラズマの高機能化が計ることが期待される。名古屋大学のCSTN-IV装置では完全交流トカマク放電用電源として用いられている

Table 4 Specification of IGBT PWM inverter for Joule coil and vertical coil power supplies in HYBTOK-II tokamak.

|                    | Joule Coil                                 | Vertical Field Coil                        |
|--------------------|--------------------------------------------|--------------------------------------------|
| Operation Duration | 26 ms                                      | 26ms                                       |
| Rated Voltage      | $\pm 550\text{V}$                          | $\pm 300\text{V}$                          |
| Rated Current      | $\pm 750\text{A}$                          | $\pm 1000\text{A}$                         |
| Rated Load         | 0.22ohm 1mH                                | 0.105ohm 0.68mH                            |
| Control            | Output Instantaneous Value Control         | Output Instantaneous Value Control         |
| Power Conversion   | Self-excited Voltage PWM Inverter          | Self-excited Voltage PWM Inverter          |
| Used Device        | IGBT(1200V 300A),<br>Single Phase Inverter | IGBT(1200V 300A),<br>Single Phase Inverter |
| Cooling            | Natural Air                                | Natural Air                                |

[19]. 本節では小型トカマク装置 HYBTOK-II において IGBT PWM インバータを用いた高速プラズマ電流変調実験について述べる. 高速プラズマ電流変調の目的は, ヘリカル摂動磁場に対する共鳴面 ( $q = m/n$ ) を小半径方向に高速に移動させることにより磁気島成長を抑制することでティアリング不安定性の安定化を狙ったものである. ここでは PWM インバータを用いたトカマクプラズマ電流変調特性について述べ, MHD 不安定性の安定化実験の詳細は別途報告する予定である.

HYBTOK-II は, 大半径: 0.4 m, 小半径: 0.11 m, プラズマ電流: <15 kA, トロイダル磁場: <0.5 T の小型トカマクであり, 回転ヘリカル摂動磁場 (Dynamic Ergodic Divertor: DED) によるプラズマ制御[20]など, 電磁場によるプラズマ制御に関する基礎実験を中心に行っている装置である. Table 4 にジュールコイルおよび垂直磁場コイル電源に用いている IGBT PWM インバータの仕様を示す. Fig. 18 に準定常プラズマ電流 5 kA の放電において 5 kHz でプラズマ電流を正弦波変調したときの波形

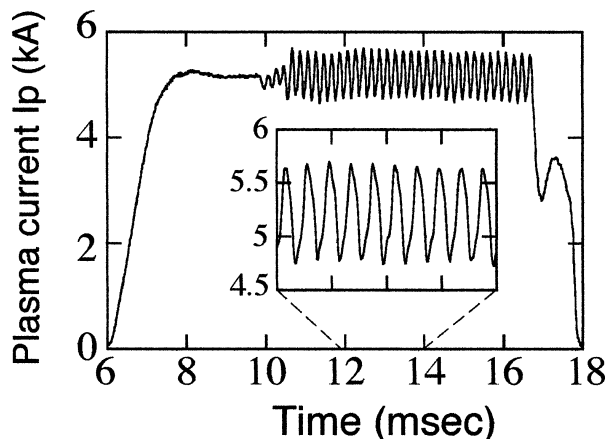


Fig. 18 Plasma current waveform in the 5 kHz current modulation.

を示す. ジュールコイル電源として用いている IGBT PWM インバータ電源の搬送波周波数は 40 kHz で,  $-3$  dB帯域は約 1 kHz であるので 5 kHz や 10 kHz の変調実験はゲインの低下したところでインバータ電源を運転していることとなる. Fig. 18 の変調波形にあるように  $\sim 1$  kA の幅ではほぼ正弦波に近い変調が得られており, 初期的実験では 15 kHz までの変調周波数で正弦波変調が可能であることを確認している. 共鳴面の移動による MHD 安定化実験においては, 共鳴面の移動幅と移動時間が重要な要因となる. 抵抗性ティアリング不安定性における磁気島の成長時間  $\tau$  とその径方向の幅  $W$  [21] は,

$$\text{それぞれ, } \tau = \tau_R^{3/5} \tau_A^{2/5}, \quad W = 4 \left( \frac{rq \tilde{B}_r}{mq' B_\theta} \right)^{1/2} \text{ で与えられる.}$$

ここで,  $\tau_R$  は  $\tau_R = a^2 \mu_0 / \eta$  で与えられる抵抗性拡散時間,  $\tau_A$  は  $\tau_A = Rq / v_A$  で与えられるアルヴェン波伝搬時間,  $a$ : 小半径,  $R$ : 大半径,  $\eta$ : プラズマの抵抗率,  $v_A$ : アルヴェン速度,  $\tilde{B}_r$ : 径方向摂動磁場,  $m$ : ポロイダルモード数である. 共鳴面:  $q = m/n = 2$  の面における HYBTOK-II のプラズマパラメータとして,  $B_t = 0.3$  T,  $T_e = 30 \sim 100$  eV,  $n_e = 3 \times 10^{18} \text{ m}^{-3}$  を仮定すると, 磁気島の成長時間は  $\tau = 40 \sim 120 \mu\text{s}$  となる. 共鳴磁気面の移動時間が磁気島の成長時間と等しくなる電流変調周波数は  $4.2 \sim 12.5$  kHz となり, この周波数領域が電流変調による磁気島成長抑制のために必要とされる周波数の目標領域となると考えられる. Fig. 19 に変調周波数を変えたときの磁気プローブで測定したポロイダル磁場  $B_\theta$  の波形を示す. 磁気プローブを径方向に掃引して得られた  $B_\theta$  の相対振動振幅値および相対位相の分布を Fig. 20 に示す. ここで, 振幅と位相の基準を  $r = 11$  cm における  $B_\theta$  の振幅値および位相とした. プラズマ内部の磁気プローブ信号は, 外部誘導電場のプラズマ中への浸透につれて振幅値は減衰し, その位相は遅れ位相の方向に変化することがわかる. また, 変調周波数を高くするにつれ

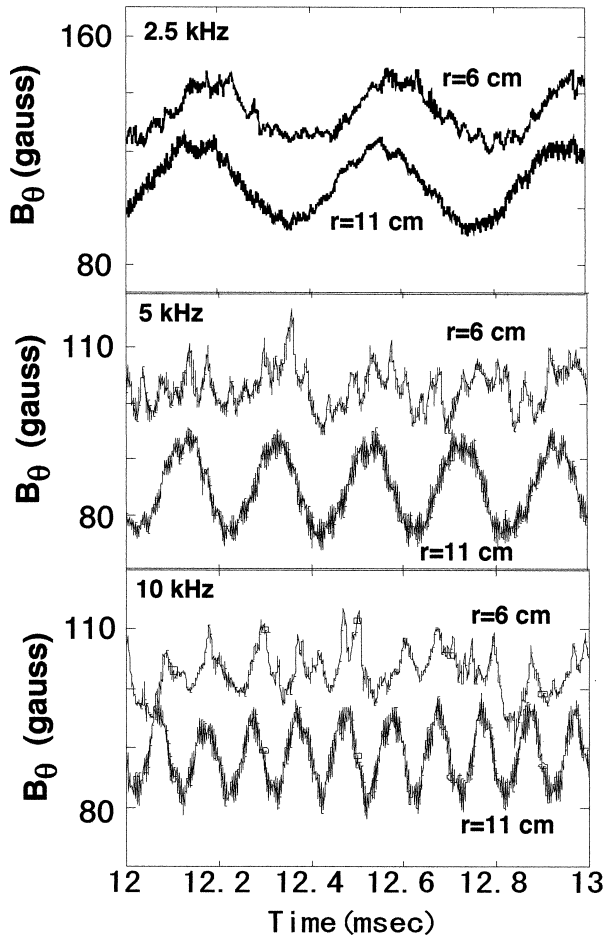


Fig. 19 Time variation of the poloidal magnetic field at  $r = 6$  cm and 11 cm when the modulation frequency of the plasma current is changed from 2.5 kHz to 10 kHz.

て振幅の減衰および位相変化が大きくなり、単純な導体中への誘導電場の浸透特性と定性的には一致している。変調周波数が 10 kHz の時の安全係数分布の変動を Fig. 21 に示す。ここで、プラズマ電流変調波形を基準にとって半径方向各点での  $B_\theta$  波形の位相を合わせて安全係数分布の時間変化を求めた。また、二本の曲線は電流変調の最大点と最小点に対応する安全係数分布である。今回のプラズマ電流変調実験は表面安全係数  $q_a \sim 8.5$  を持つプラズマで行ったため、 $q = 2, 3$  のティアリング不安定性で重要となる共鳴面は存在しないものの、 $q = 6$  面でみた場合、50  $\mu$ s の移動時間で約 1 cm の移動幅が得られることが確認できた。現在、これらの初期実験をもとに、ティアリングモードが不安定になる  $I_p = 10 \sim 15$  kA,  $B_t \sim 0.3$  T のプラズマにおけるプラズマ電流変調実験を進めている。これら変調実験の結果については別途報告する予定である。

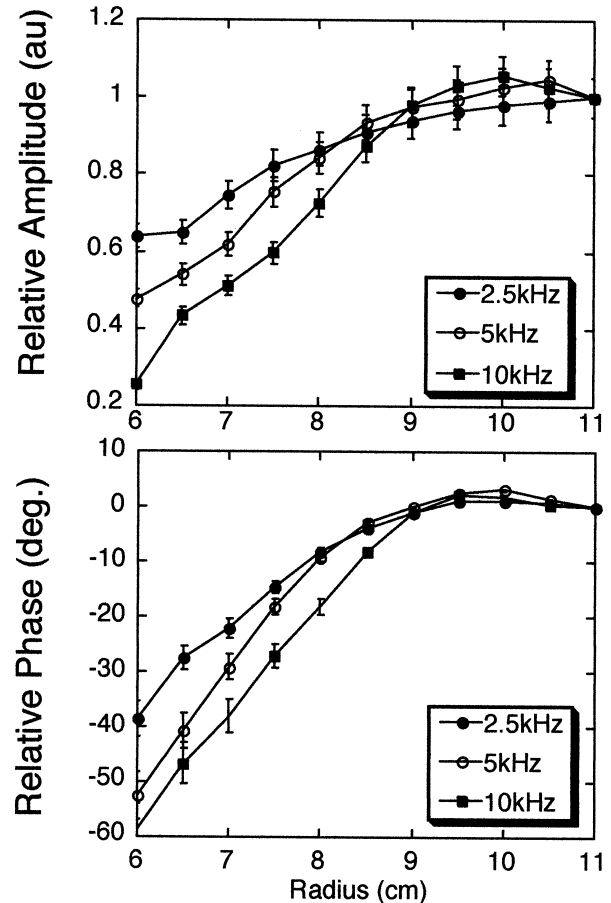


Fig. 20 Radial profiles of relative amplitude and phase of the measured oscillating  $B_\theta$  during  $I_p$  modulation, taking the modulation frequency as a parameter. The amplitude and phase of  $B_\theta$  are normalized by those at  $r = 11$  cm.

#### 4.2 PWM IGBT インバータと高速 DSP の組み合わせによる水平位置制御システム

磁場閉じ込め核融合装置の長時間放電の実現や閉じ込め特性の向上とともに、生成・保持されるプラズマの安定かつ高精度・高速制御が益々要求されてきている。IGBT PWM インバータは前節で述べたように高速応答性を有しており、かつ並列接続による大容量化も容易であり、MPU や DSP と組み合わせることによる高機能化も可能なことから小型プラズマ装置から大型装置にわたってプラズマ制御用磁場コイル電源として最適である。HYBTOK-II トカマクでは、垂直磁場コイル電源として IGBT PWM インバータを導入し DSP と組み合わせることで高速のプラズマ水平位置の帰還制御システム [22] を構成し、その制御特性が調べられている。用いられた帰還制御システムの構成を Fig. 22 に示す。使用している DSP (TI 製: TMS320 C6701) および DSP ボード

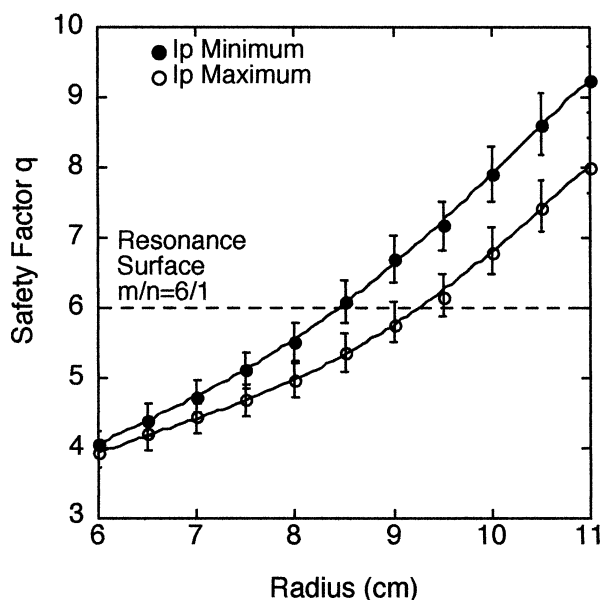


Fig. 21 Change of the safety factor profile when the plasma current is modulated at 10 kHz.

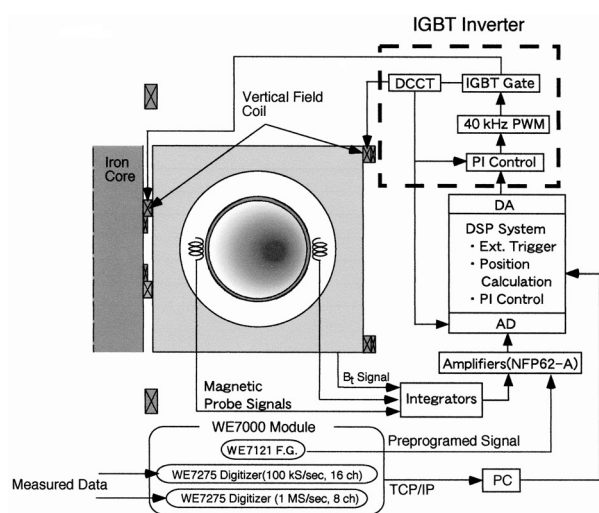


Fig. 22 Block diagram of a fast feedback system using DSP and IGBT inverter for plasma position control in HYBTOK-II tokamak.

(MTT 製: DSP6067) の主要仕様を Table 5 に示す. 詳細な実験結果は参考文献[22]に記載されているので参照していただきたい. プラズマ位置の帰還制御に必要なデータの収集・演算・信号出力を高速 DSP により行うことで, IGBT インバータの高速応答性を確保しつつ制御アルゴリズムにも柔軟に対応できる帰還制御が構成され, トカマクプラズマ制御用電源としてトカマク運転の高性能化に大きく寄与することが実験により示されている.

Table 5 Typical specification of the DSP used in the present feedback system.

|                           |                               |
|---------------------------|-------------------------------|
| Operation Frequency       | 167 MHz                       |
| Floating Point Arithmetic | 1 GFLOPS                      |
| Internal Program Memory   | 64 kByte(16k_32bit)           |
| Internal Data Memory      | 64 kByte(16k_32bit)           |
| SBSRAM                    | 6 MByte                       |
| DPRAM                     | 512 kByte                     |
| FRASH ROM                 | 512 kByte                     |
| Port Size                 | PCI Full Size 312.00_106.68mm |
| Power Supply Voltage      | +5V 1.7A (Typ)                |

今回開発された DSP と IGBT PWM インバータを組み合わせたプラズマ位置帰還制御システムは, IGBT インバータの並列接続による大容量化を行うことで小型トカマク装置のみならず大型の核融合実験装置用の各種制御電源として十分適用できるものである.

## 5. まとめ

大容量化, 高速・高周波化に向けた進展が著しい半導体スイッチングデバイスをプラズマ生成・加熱および制御用インバータ電源に用いて行ったプラズマ生成・制御実験結果について述べた. 本研究では, SIT 高周波インバータ電源を用いた高周波誘導熱プラズマの高効率生成, 熱プラズマ点火時のインバータ回路の動的応答特性およびイミタンス定電流回路による高効率熱プラズマ生成などの実験結果を基に高周波インバータのプラズマ生成・加熱における有用性を示した. また, 高周波インバータ電源のより広い応用に向けたインバータの高周波化の手法として, インバータの 3 倍および 5 倍高調波運転時の高調波出力特性を実験的に調べその有用性を示した. 高周波熱プラズマ生成時の問題点として, プラズマ生成に伴う誘導コイルインピーダンスの上昇によりプラズマに吸収される電力が大きく低減してしまうことが示され, イミタンス回路の最適化や PLL 回路による周波数帰還制御の導入など, 今後解決すべき点が示された.

一方, IGBT PWM インバータをトカマク装置のジュールコイルおよび垂直磁場コイル電源として用い, MHD 不安定性の抑制を目的とした高速プラズマ電流変調実験と高速 DSP を用いた高速プラズマ位置帰還制御実験を行い, 高速インバータ電源のトカマクプラズマ制御用電源としての有用性についても報告した. プラズマ電流変調としては, 10 kHz の変調周波数において 1 kA を越える電流変動を持ったプラズマを安定に生成でき, ティア

リング不安定性の抑制に向けた実験の目処を得た。また、高速プラズマ位置制御のための高速 DSP と IGBT PWM インバータを組み合わせた高速・高精度帰還制御システムを構築し、そのトカマクプラズマ制御用電源としての制御特性および有効性を明らかにした。

本論文で述べた実験例は高速インバータ電源を利用したプラズマ実験の一部にすぎず、その他にも多くの利用形態があると思われる。先に紹介したように HF 帯で動作可能な大電力 RF MOS も市販に供され始めており、これら大電力・高速半導体スイッチング素子の開発に合わせてインバータ電源の応用もさらに広がっていくと予想される。今後、プラズマ基礎実験からプラズマ応用に至る広い領域で高性能・高効率インバータ電源が広く利用されるためにも我々、プラズマ実験に携わる側からそれらの有効性・有用性を示していく必要があるものと思われる。

## 謝辞

本論文をまとめるにあたり、SIT インバータの運転やその動作解析、回路改造による高性能化等について御議論いただきました（株）電気興業、富里哲夫氏に、また IGBT インバータ電源について動作特性や高機能化に向けた改良等について御議論いただきました（株）愛知電機、桑原祐氏および青山浩二氏に感謝いたします。

## 参考文献

- [1] 今井孝二，他：パワーエレクトロニクスハンドブック，第 1～2 章，（R&D プランニング，2002）。
- [2] 森 敏 他：トランジスタ技術 SPECIAL，No. 54 実践パワー・エレクトロニクス入門（CQ 出版社，1998）。
- [3] 正田英介，深尾 正，嶋田隆一，河村篤男監修：パワーエレクトロニクス入門，第 1～4 章（オーム社，1998）。
- [4] T. Sakuta, K.C. Paul, M. Katsuki and T. Ishigaki, J. Appl. Phys., **85**, 1372 (1999).
- [5] T. Ishigaki, X. Fan, T. Sakuta, T. Banjo and Y. Shibuya, Appl. Phys. Lett., **71**, 3787 (1997).
- [6] 上杉喜彦，安達丈泰，近藤健二，高村秀一：電気学会論文誌 A, **122-A**, 461 (2002).
- [7] M. Kazimierzczuk, IEEE J. Solid-State Circuits SC-16, **2** (1981).
- [8] K.J. Herman and R. E. Zulinski, IEEE Trans. Circuits Syst. **37**, 152 (1990).
- [9] 嶋田隆一，中川 敏，宮地謙吾，金井康晴：プラズマ・核融合学会誌 **73**, 422 (1997).
- [10] 北原忠幸，栗原研一：プラズマ・核融合学会誌 **73**, 477 (1997).
- [11] 中村一男：プラズマ・核融合学会誌 **76**, 384 (2000).
- [12] F. Hofmann *et al.*, Nucl. Fusion, **38**, 399 (1998).
- [13] F. Hofmann *et al.*, Nucl. Fusion, **40**, 762 (2000).
- [14] 塚本克博 他：三菱電機技法 **75**, 2 (2001).
- [15] 岡本昌弘 他：J. IEEJ Japan, **118**, 266 (1998).
- [16] S. Watanabe, Y. Uesugi and S. Takamura, Rev. Sci. Instrum. **69**, 3555 (1998).
- [17] 入江寿一，山名晴久：電気学会論文誌 D **117-D**, 962 (1997).
- [18] 今井貴博 他：電気学会論文誌 A, **120-A**, 768 (2000).
- [19] 小島寛樹，小林政弘 他：電気学会論文誌 A **119-A**, 1436 (2000).
- [20] S. Takamura, Y. Kikuchi, Y. Uesugi and M. Kobayashi, Nucl. Fusion **43**, 392 (2003).
- [21] J.A. Wesson, Tokamaks, 2nd Edition, Chapter 6～7, (Oxford University Press, Oxford 1997).
- [22] 豊田光洋，菊池祐介，上杉喜彦，高村秀一：電気学会論文誌 A **123-A**, 285 (2003).