高周波誘導熱プラズマ初期点火時の誘導コイル負荷インピーダンスと高周波インバータの過渡応答特性

正員 上杉 喜彦* 学生員 鵜飼 洋史**

学生員 M. A. Razzak** 正員 高村 秀一**

Transient Response of the Induction Coil Loading Impedance and rf Inverter System in the Initial Startup Phase of rf Induction Thermal Plasmas

Yoshihiko Uesugi*, Member, Hiroshi Ukai**, Student Member, M. A. Razzak**, Student Member, Shuichi Takamura**, Member

Generation and sustainment of rf induction thermal plasmas in atmospheric pressure range require a high voltage in the initial startup phase and a high rf power during the steady state sustainment phase. The high rf electrostatic field induced between induction coil conductor wound around a glass discharge tube generates surface electrostatic discharges in which the discharge current flows through the dielectric glass tube. After several hundreds microseconds the electrostatic discharges grow sufficiently to transfer to a volumetric electromagnetic discharge which is maintained by the inductive electric field. During this discharge mode transition, the loading impedance of the induction coil changes significantly. This loading impedance change of the induction coil leads a deviation from a series resonance condition of the LCR output circuit including the induction coil, which strongly affects the output characteristics of a semiconductor rf inverter power supply. In this paper transient response of the induction coil impedance in the initial startup phase of the rf thermal plasma generation is studied experimentally. Dynamic interactions of the rf inverter power supply with generated rf plasmas are also investigated and strong deterioration of the inverter output efficiency is found experimentally. Preliminary frequency tracking experiments show a successful improvement of the inverter output efficiency and absorbed rf power in the generated plasma.

キーワード：高周波誘導熱プラズマ，高周波インバータ，誘導コイル，高周波静電放電，誘導放電，大気圧放電

Keywords: rf induction thermal plasmas, rf inverter, induction coil, rf electrostatic discharges, electromagnetic discharges, atmospheric pressure discharges

1. まえがき

大気圧領域の直流あるいは交流アーク放電で生成される熱プラズマは、それ自身が有する高熱流を利用した金属の溶融・精練，有害物質の熱分解・無害化处理，機能性薄膜，微粒子生成等の産業応用が広くなされている^{(1)~(3)}。一方，高周波誘導放電で生成される誘導熱プラズマは，

- (i) 無電極放電で電極損耗が無く，プラズマへの不純物混入が少ない
- (ii) プラズマ動作ガスの選択肢が広い

(iii) 大容量プラズマの生成が可能

(iv) 熱プラズマ生成効率が低い

などの利点も多く，熱プラズマの応用範囲をより拡大できる可能性を有しており，これまでに大気圧領域での誘導プラズマの応用は有害フロンの熱分解処理，機能性超微粒子生成，誘導放電プラズマを利用した微量元素分析等に应用されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。しかしながら，低気圧領域での誘導放電プラズマの基礎特性やそのプラズマプロセッシングへの応用に関する研究が広くなされていることと対照的に，大気圧領域で生成される誘導熱プラズマの基礎物性やその応用に関する実験研究は少ないのが現状である。大気圧領域の誘導熱プラズマの応用研究を困難にする要因として，

- (i) 大気圧領域での放電開始とその維持には，高い高周波電界と大電力高周波源を必要とすること。特に，大容量誘導熱プラズマ（プラズマ径～50mm，プラズマ長～200mm）を数MHz以下の低い周波数帯で生成・維持する場合，10kWを越える高い高周波電

* 金沢大学自然科学研究科
〒920-1192 金沢市角間町
Graduate School of Natural Science, Kanazawa University
Kakuma-cho, Kanazawa 920-1192
** 名古屋大学大学院工学研究科
〒464-8603 名古屋市千種区不老町
Graduate School of Engineering, Nagoya University
Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya 464-8603

力を必要としていること⁽⁴⁾。

- (ii) 大気圧誘導プラズマの産業応用には、高い生成効率や装置の運転・保守の簡便さ等が要求されるが、現状では大気圧領域の誘導熱プラズマの生成・維持機構の詳細や誘導熱プラズマの高効率生成に関する研究が十分なされていないこと。
 - (iii) 石英ガラス管等の誘電体放電管の内部に誘導熱プラズマを生成・保持することから、その機械的・熱的強度が脆弱であること。
- 等が挙げられる。

本論文は、半導体高周波インバータを用いた高周波誘導熱プラズマ生成に関する研究^{(6)~(8)}の中で、特に高周波誘導熱プラズマ初期点火から熱プラズマに成長する過程における誘導コイルインピーダンス変化とそれに伴う高周波インバータ電源の過渡応答特性について実験的に調べ、大気圧誘導熱プラズマの高効率生成手法の検討を行ったものである。従来の高周波誘導熱プラズマに関する研究では誘導熱プラズマの生成と安定維持が主たる研究課題であり、熱プラズマ放電形状と最適駆動周波数やガス導入法等が数値解析や実験により詳細に調べられているものの⁽⁵⁾、誘導熱プラズマ生成における初期静電放電から誘導放電への移行過程や放電形態の変化に伴う誘導コイル負荷インピーダンスの動的変化とそれによる高周波インバータ電源の発振特性への影響等に関する実験研究は例がない。本論文の構成として、第2章で実験に用いた誘導熱プラズマ装置と高周波インバータ電源の特性を述べる。第3章において、誘導熱プラズマ生成時における可視高速カメラによる画像解析と誘導コイルインピーダンス過渡応答測定結果について述べる。最後に、まとめを第4章に示す。

2. 半導体高周波インバータを用いた誘導熱プラズマ発生装置

2-1 SIT インバータ電源と誘導プラズマトーチ

先に述べたように大容量高周波誘導プラズマの生成・維持には、周波数帯域：100kHz ~ 100MHz、出力：10kW ~ 1MW の大出力高周波電源が用いられ、その電源として、大出力が容易に得られることから自励式または他励式の真空管電源が広く利用されてきた。これら的大出力真空管式高周波電源は、10kV 級の高電圧電源を用いて高周波機器も大型となり、熱プラズマに関する基礎実験を困難にしていた要因の一つとなっている。これに対して、近年進歩が著しい高周波パワー素子を用いた半導体インバータ電源は、現状では発振周波数が ~ 数 MHz 以下と限られるものの、数百 V の低圧電源で数十 kW の高周波出力を 85 ~ 90% の高効率で得られるという特徴を有しており、高効率高周波誘導熱プラズマシステムをコンパクトに構成することを可能にしている。本研究では、インバータのスイッチング素子として静電誘導トランジスタ (Static Induction Transistor : SIT) を用いて、図1に示すような誘導熱プラズマ生成用高周波システムを構成している⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

SIT および高周波インバータ電源の主な仕様を表1に示す。本インバータ電源は、4 個の SIT 素子を用いたフルブリッジユニットを 6 台並列接続して、定常出力 20kW を達成している。DC-DC コンバータの直流出力を定電圧または定電流制御することでインバータ高周波出力を制御し、発振周波数は SIT ゲート駆動周波数を TTL レベルで制御することで 0.2 ~ 2 MHz の間で可変としている。DC-DC コンバータの出力電圧と電流は、内蔵された分圧器および DCCT により測定し、インバータ高周波出力電圧と電流は、それぞれ高周波分圧器と電流トランス (Pearson: モデル 1025, 110) により測定している。高周波誘導熱プラズマ生成の場合、高周波電源を定電流あるいは定電力モードで運転することが多い。本実験では、SIT インバータ電源の DC 部である DC-DC コンバータを定電流運転し、SIT インバータ出力電流を一定に維持する運転モードを採用して実験を行った (なお、今回の実験に用いた SIT 素子は、大容量、高速スイッチング、低損失といった優れた特徴を有しているものの、ゲート駆動回路の複雑さから応用例が少なく、現在、生産中止となっている)。

誘導熱プラズマ生成に用いるトーチの模式図および誘導コイル負荷回路をそれぞれ図2、図3に示す。実験に用

図1 SIT インバータの主回路構成
Fig. 1. Main circuit of SIT inverter.

表1 SIT (Tokin:TM502D) の最大定格
Table 1. Maximum rated values of SIT(Tokin : TM502D).

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

表2 SIT 高周波インバータ電源の主要性能
Table 2. Typical rated values of SIT inverter.

Input DC Voltage	400 V
Input DC Current	80 A
Output Power	20 kW
Output Frequency	0.2~2 MHz

いた誘導コイルはコイル内径約 80mm、全長約 200mm で、コイル導体として 1/4 インチ径の銅管を 7 ターン巻いたものを使用している。放電管は外径 76mm、肉厚 3mm の 1 重パイレックスガラス管を使用している。今回の実験では、高周波誘導熱プラズマの初期点火から熱プラズマへの成長過程の解明に重点を置いていることから、熱プラズマの生成時間は最大でも数秒程度で、誘導コイルとパイレックスガラス管は自然空冷のみで実験を行った。動作ガスであるアルゴンは、上部フランジに設置された 2 種類の導入口（旋回流用と軸流用それぞれ 6 ヶ所）から放電管内に導入される。また、その圧力および流量は、それぞれ 20 ~ 30kPa および 20l/min の領域に固定した。初期放電の立ち上げを容易にするために、図 2 に示すように上部フランジ中央に取り付けられたスパークプラグによる初期電子の供給を行っている。これにより初期放電開始に必要なコイル電流が約半分に低下し、誘導プラズマの点火に必要な高周波電力を大幅に低減している⁽¹¹⁾。

誘導コイル負荷回路は、タップ切り替え方式のインピー

図 2 定常時のプラズマトーチ画像と誘導コイル形状
Fig. 2. Picture of the plasma torch and induction coil structure.

図 3 誘導コイル負荷回路
Fig. 3. Induction coil circuit.

ダンス変換用フェライトコアトランス（巻き数比 $a=1/4 \sim 1/1$ ）とトランス 2 次側回路の直列共振回路を形成する 7 ターンの誘導コイルとバンク可変式のコンデンサ（Celem: モデル CP30/75）により構成されている。インバータ駆動周波数は、無負荷時において誘導コイル電流が最大値を取るように、図 3 の負荷回路におけるトランス入力電圧 v_1 と電流 i_1 が同相（直列共振状態）となるように設定している。無負荷時において駆動周波数が 1MHz の時、誘導コイルインダクタンス L_c およびトランス 2 次側換算回路抵抗はそれぞれ、 $\sim 2\mu\text{H}$ と $\sim 0.15\Omega$ であった。今回の実験では、高周波電流通電時の誘導コイルを含めた高周波線路の温度上昇による回路抵抗の増加は、測定のためにつき（ $\sim 10\%$ ）内にとどまっていることから無視できるものとした。

2.2 誘導コイル負荷インピーダンスの動的変化の評価

誘導コイル負荷インピーダンスは、誘導コイルに流れる高周波電流により誘起される高周波電磁界と、生成されるプラズマとの相互作用として、その抵抗成分はプラズマへの電力吸収の寄与を、リアクタンス成分は容量的あるいは誘導的な結合の寄与を反映したものとなる。誘導コイル端子間電圧とコイル電流の直接測定からコイル負荷インピーダンスを求める場合、位相測定誤差がコイル負荷抵抗の評価に大きな誤差をもたらす。今回の実験では、図 3 に示す誘導コイル負荷回路のインピーダンス変換トランス 1 次側電圧（インバータ出力電圧 v_1 に相当）と電流（インバータ出力電流 i_1 に相当）の測定から、以下に示す方法により直列共振用コンデンサおよびインピーダンス変換トランスを含んだトランス 1 次側換算インピーダンス（インバータ負荷インピーダンスに相当）の時間変化を評価した。

インバータの瞬時電力は、インバータ出力電圧 $v_1(t)$ と電流 $i_1(t)$ より、 $p_1(t) = v_1(t) \times i_1(t)$ で与えられる。過渡的負荷変動を評価するために、時刻 t_0 におけるインバータ電圧・電流の実効値 $V_1(t_0)$ 、 $I_1(t_0)$ 、有効電力 $P_{\text{eff}}(t_0)$ および皮相電力 $P_{\text{app}}(t_0)$ をそれぞれ、

$$V_1(t_0) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0-(T/2)}^{t_0+(T/2)} v_1^2(t) dt} \quad \dots\dots\dots(1)$$

$$I_1(t_0) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0-(T/2)}^{t_0+(T/2)} i_1^2(t) dt} \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$P_{\text{eff}}(t_0) = \frac{1}{T} \int_{t_0-(T/2)}^{t_0+(T/2)} v_1(t) \times i_1(t) dt \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$P_{\text{app}}(t_0) = V_1(t_0) \times I_1(t_0) \quad \dots\dots\dots(4)$$

で定義する。図 3 に示す誘導コイル負荷回路のトランス 1 次側から見た負荷インピーダンスを $Z_1 = R_1 + jX_1$ とすると、それぞれ、

$$|Z_1(t_0)| = V_1(t_0) / I_1(t_0) \dots\dots\dots(5)$$

$$R_1(t_0) = P_{eff}(t_0) / I_1^2(t_0) \dots\dots\dots(6)$$

$$|X_1(t_0)| = \sqrt{1 - \xi^2} |Z_1(t_0)| \dots\dots\dots(7)$$

で与えられる。ここで、 ξ は負荷回路の力率で、 $\xi = P_{eff}(t_0) / P_{app}(t_0)$ で与えられる。2 次側インピーダンスは、1 次電流と 2 次電流との振幅比で評価したインピーダンス変換トランスの巻き数比 $a=i_1/i_2$ を用いて、 $Z_2=a^2Z_1$ として求め、誘導コイルのインダクタンス L は、既知である共振用コンデンサの容量 C_1 を用いて、 $\omega L=a^2X_1+1/\omega C_1$ より求めた。ここで評価される誘導コイルインダクタンスは、インピーダンス変換トランスの漏れインダクタンスや回路インダクタンスを含んでいることに注意しておく。以後、図 3 に示す誘導コイル負荷回路のトランス 1 次側から見た負荷インピーダンスを 1 次側負荷インピーダンス Z_1 、誘導コイル負荷インピーダンスを Z_L と区別して用いる。

3. 実験結果とその検討

3・1 可視高速カメラによる初期点火から誘導放電プラズマへの発展過程の観測 可視高速カメラにより観測したアルゴン誘導熱プラズマ生成初期段階の代表的なプラズマ画像の時間変化を図 4、図 5 に示す。図 4 の画像は、1 台の高速カメラを用いて、それぞれ誘導熱プラズマトーチ横（図 2 の写真と同じ方向）からとトーチ軸方向から別々の放電を撮影したものである。今回の実験では、多数回の放電により観測される画像の定性的な振る舞いや次節に示すインバータ各部電圧と電流波形変化の再現性は確認している。図 4 の初期放電写真に見られるようにトーチ上部フランジに取り付けられた点火プラグの放電ギャップから放出される電子群からストリーマ上の放電が放電管軸方向のコイル領域に延び、さらに多くのストリーマ状放電に進展している様子がわかる。放電管内面のコイル近傍でストリーマ状放電が成長するのは、コイル導体間に発生する強い近接静電場によるものと考えられる。これら放電管軸方向のストリーマ状放電が多数発生し、その後 0.5 ~ 1ms の時間を経て周方向の誘導電界による誘導電流が放電管内周辺部にリング状に誘起されている。この周方向の誘導電流によりプラズマはジュール加熱され、放電管内部全体にわたる誘導放電プラズマが形成されるまで成長している⁽¹²⁾。このようなストリーマ状の静電放電から誘導放電への移行と誘導熱プラズマへの成長は数 ms ~ 10ms の時間スケールで起こり、その後、図 2 に示すような安定な誘導熱プラズマが維持されている。

図 5 に見られるようにリング状誘導放電プラズマが成長する過程で、リング状プラズマはジュール加熱による成長と同時に放電管軸方向の振動磁界 B_z と周方向に駆動される誘導電流 J_θ による径方向内向きのローレンツ力 $J_\theta \times B_z$

図 4 立ち上がり初期の放電画像，放電開始時刻を $t=0$ として時刻を表示している〔図中の破線はガラス放電管壁の位置を示す。アルゴンガス圧力・流量 30 kPa・20l/min，コイル電流周波数：1130kHz，フレーム速度：(a) ~ (c): 4500fps，(d) ~ (f): 13500fps〕

Fig. 4. Pictures of initial startup discharges [Dotted lines in the figure show the position of the glass tube wall. Time shown in the figure is counted from the discharge starting time. Argon gas pressure and flow rate are 30 kPa and 20 l/min, respectively. The coil driving frequency is 1130 kHz. Camera frame rate is 4500fps in (a)・(c) and 13500 fps in (d)・(f)].

図 5 リング状誘導放電への移行後の時間発展の様子
Fig. 5. Development of the ring-shaped inductive plasmas after E-H transition.

により放電管中心方向に収縮していく⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。最終的には、プラズマに対して内向きに働くローレンツ力とプラズマ圧力による外向きの力とがバランスしながら熱プラズマへと成長しているものと考えられる。このような過渡応答を経て、プラズマは自発的に放電管内壁との熱的接触を低減

する方向に生成・維持される。

3・2 初期点火から誘導放電プラズマへの発展過程におけるインバータ電源の振る舞い 図4, 図5に示されるような初期静電放電の開始から誘導放電への成長過程は, 誘導コイルとプラズマとの電磁気的な結合特性やインバータ電源の回路特性, 制御特性等を介して, 誘導コイル電流を駆動しているインバータ電源の出力電圧・電流波形の過渡変化として現れることとなる。図6に代表的なアルゴンプラズマ生成時におけるインバータ各部の電流・電圧波形とそれらより計算された直流および高周波電力変化を示す。放電初期の放電管内壁付近での静電放電開始から誘導放電への移行と成長期間 ($t = 4 \sim 10\text{ms}$) の間にインバータ出力電圧と電流および高周波電力が大きく変動し, 放電管内部全体に誘導熱プラズマが形成された後 ($t \sim 20\text{ms}$), 熱プラズマとガラス放電管や金属フランジとの熱的な相互作用により緩やかな時間スケールで変化し, 安定な誘導熱プラズマの形成に至っている。初期ストリーマ状静電放電からリング状誘導放電への移行とそれに続く熱プラズマへの成長という放電特性が急激な変化とそれに伴うインバータ高周波電源の応答特性を調べるために, プラズマ点火前後を拡大したものを図7に示す。放電開始 ($t \sim 4.5\text{ms}$) から $t \sim 6\text{ms}$ までのストリーマ状静電放電時は, インバータ出力電圧と電流に大きな変化はなく, 1次側負荷インピーダンス Z_1 の変化も小さいことがわかる。また, 図7(c)に示されているように, 直流入力電力とインバータ有効電力はほぼ等しく, インバータ直流・交流変換効率(以下, インバータ効率と記す)は約90%となっている。ここで, 特徴的なことは, 無負荷時に $X_L=0$ の直列共振状態にあった1次側負荷インピーダンスがわずかではあるが正のリアクタンス成分を持ち, インバータ負荷は誘導性負荷として働いている。その後, 図4, 図5の画像に見られるようなリング状誘導放電への移行 ($t \sim 6\text{ms}$) とともにインバータ出力電圧の急上昇と電流の急低下, 直流入力電力の急上昇とインバータ効率の低下が見られる。一方, 1次側負荷インピーダンス Z_1 には, 抵抗成分 R_1 の急上昇とリアクタンス成分 X_L の負側への大きな変化が見られている。

このような負荷インピーダンスの変化は, 図8に示す誘導コイルの等価回路を考えると分かりやすい。誘導コイル端に発生する電圧降下 $V_c = (R_c + j\omega L_c)i_2$ により, 誘導コイル導体間に高周波静電界が発生する。図7に示す放電例では, 静電放電時に発生する誘導コイル端子電圧は, $V_c = 2.5 \sim 3\text{kV}$ である。この高周波静電界により生成・維持される静電放電は, ガラス放電管外部に巻かれたコイル導体からガラス誘電体を介して放電電流が流れる一種のバリアー放電形式をとることからその電流値は大気中および誘電体を流れる変位電流で制限され, 投入電力も少ない。このような静電放電時の等価回路として, 誘導コイルと並列にコンデンサと抵抗が接続された形となる。この時, 誘導コイルリアクタンスは,

図6 高周波誘導熱プラズマ初期放電開始から定常誘導熱プラズマ生成に至るまでの直流入力電圧, 電流 (a), インバータ出力電圧 V_1 , 電流 I_1 (b), 直流入力電力 P_{dc} と高周波皮相 P_{app} , 有効電力 P_{eff} (c) 波形 (実験条件は図4と同じ)

Fig. 6. Typical waveforms of the DC input voltage V_{dc} and current I_{dc} (a), inverter output voltage V_1 and current I_1 (b), DC input power, rf apparent P_{app} and effective power P_{eff} (c) when the rf induction thermal plasma is generated and sustained (Experimental conditions are same as those in Fig. 4).

$$\text{Im}[Z_L] = \frac{1 - \omega^2 L_c C_p^{es} + (\omega C_p^{es} R_p^{es})^2}{(1 - \omega^2 L_c C_p^{es})^2 + (\omega C_p^{es} R_p^{es})^2} \omega L_c, \quad \dots \dots \dots (8)$$

与えられる。 $\omega^2 L_c C_p^{es} < 1$ のとき, (8) 式で与えられ誘導コイルリアクタンスは無負荷時の値 ωL_c より大きくなる。その結果として, 実効的な誘導コイルインダクタンスが増加し, 1次側負荷インピーダンス Z_1 としては誘導性負荷側に変化することになる。図8の等価回路を用いて, 図7に示す代表的な静電放電時におけるプラズマ負荷抵抗 R_p^{es}

図7 高周波誘導熱プラズマ点火前後の直流入力電圧，電流 (a)，インバータ出力電圧，電流 (b)，直流入力電力と高周波皮相 P_{app} ，有効電力 P_{eff} (c) と1次側負荷インピーダンスの絶対値 $|Z_1|$ ，負荷抵抗 R_1 と負荷リアクタンス X_1 (d) の時間変化

Fig.7. Time behavior of the DC input voltage and current (a), inverter output voltage and current (b), DC input power, rf apparent P_{app} and effective power P_{eff} (c), and loading impedance Z_1 , loading resistance R_1 and reactance X_1 (d) in the initial startup phase of induction thermal plasmas.

図8 静電放電時 (a) と誘導放電時 (b) における誘導コイル回路の等価回路 (ここで L_c, R_c は、それぞれ、無負荷時における誘導コイルのインダクタンスと抵抗、 C_p^{es}, R_p^{es} はそれぞれ静電放電時の等価的容量と抵抗を表す。また、 M, L_p^{em}, R_p^{em} は、それぞれ誘導放電時の相互インダクタンス、プラズマの自己インダクタンスと抵抗を表す)

Fig. 8. Equivalent circuits of induction coil circuit in the electrostatic (a) and electromagnetic (b) discharges (Here, L_c and R_c are the inductance and resistance of the induction coil without plasma loading, respectively. C_p^{es} and R_p^{es} are the effective capacitance and resistance of the electrostatic discharge respectively. And M, L_p^{em} and R_p^{em} are the mutual inductance, self inductance and resistance of the inductive discharge plasma).

および静電容量 C_p^{es} を評価したところ、 $R_p^{es}=3 \sim 8 \text{ k}\Omega$ ， $C_p^{es}=20 \sim 40 \text{ pF}$ であった。

一方、リング状放電以降の誘導放電時には、プラズマは誘導コイルとの間に相互インダクタンス M を持つ導電性媒体として働き、誘導コイルの等価回路は図8 (b) で与えられる。そのインピーダンスは、

$$Z_L = \left(R_c + \frac{\omega^2 M^2 R_p^{em}}{(R_p^{em})^2 + \omega^2 (L_p^{em})^2} \right) + j\omega \left(L_c - \frac{\omega^2 M^2 L_p^{em}}{(R_p^{em})^2 + \omega^2 (L_p^{em})^2} \right) \quad \dots\dots\dots (9)$$

で与えられる。誘導放電の場合、実効的コイルインダクタンスは、

$$\frac{\omega^2 M^2 L_p^{em}}{(R_p^{em})^2 + \omega^2 (L_p^{em})^2} \quad \dots\dots\dots (10)$$

だけ減少し、LCR 直列共振回路で構成されるインバータ負荷インピーダンス Z_1 としては容量性側に変化することになる。また、誘導コイルの負荷抵抗は、無負荷時 ($R_p^{em}=M=L_p^{em}=0$ に対応) の R_c から

$$\frac{\omega^2 M^2 R_p^{em}}{(R_p^{em})^2 + \omega^2 (L_p^{em})^2}, \dots\dots\dots (11)$$

だけ増加することになる。(11)式で与えられる負荷抵抗の増加分は、誘導プラズマが持つ抵抗 R_p^{em} 、誘導プラズマ中に流れる高周波電流分布により決定される誘導プラズマのインダクタンス L_p^{em} および誘導コイル-プラズマ間の相互インダクタンス M に依存することから、生成される誘導プラズマの密度や温度およびそれらの分布や中性ガス圧力等により大きく変化すると考えられる。実際の実験では、図6、図7に示されるように熱プラズマ成長時 ($t=6 \sim 8\text{ms}$) には、プラズマ加熱により電子密度および温度が上昇し、それによりプラズマ加熱電力が上昇し、さらに電子密度および温度が上昇するといった正帰還作用によりコイル負荷抵抗が急上昇していると考えられる。

次に、高周波誘導熱プラズマ生成時における高周波インバータの過渡応答特性について検討する。図6、図7に示した例では、インバータ出力電流を約35Aに制御しており、負荷インピーダンス Z_L が小さい静電放電時 ($t=4.5\text{ms} \sim 6\text{ms}$) にはほぼ一定電流に保たれている。その後、誘導放電への移行とともに負荷インピーダンス Z_L が急激に上昇し、定電流特性を維持するようにインバータ出力電圧が上昇する。しかしながら、インバータ出力電圧が直流部設定電圧で規定される値に達すると、もはやそれ以上のインピーダンス上昇に対して定電流特性を維持できなくなり、インバータ出力電流は低下することになる。図6、図7の例では、直流出力電圧 $\sim 320\text{V}$ で制限をかけていることから、 $t \sim 7.5\text{ms}$ 付近からの過渡応答を経てDC電圧、インバータ出力電圧ともにほぼ一定電圧で推移している。

これに対して、インバータ出力の時間変化を見ると、インバータ出力電圧はほぼ直流電圧変化に対応して変化するが、出力電流の低下が静電放電から誘導放電への移行とほぼ同時に起こっていることがわかる。これは、DC-DCコンバータの持つ応答時間が約0.4msと遅いため、負荷インピーダンスの急激な変化に追従できていないことと、インバータ負荷インピーダンスが誘導放電への移行により容量性負荷になり、インバータ素子のスイッチング損失の増大することによるものと考えられる。一般的に電圧共振型インバータでは、スイッチング損失低減のためにスイッチング素子に印加される電圧がゼロの時にスイッチ動作させるゼロ電圧スイッチング (ZVS) を行っている⁽¹⁵⁾。今回の実験のように、負荷リアクタンスの変化により共振状態から外れた場合には、ゼロ電圧スイッチング動作が行えずに、インバータのスイッチング損失が増えることになる。特に、容量性負荷の場合、オフ状態のSIT素子に高い電圧が印加されている時にオフからオン状態に変化するためにスイッチング損失が増大する。このようなインバータ電源のゼロ電圧スイッチングからの逸脱によるスイッチング損失の増大が、実験で観測されたインバータ出力電流やインバータ効率の低下を招いているものと考えられる。今回の

実験で観測されたインバータスイッチング損失の増大は、MOSFETやパワートランジスタを用いた大電力半導体インバータ電源を誘導熱プラズマ発生装置に適用する場合に共通する問題である。

3.3 駆動周波数掃引による熱プラズマ生成効率改善の試み 前節で述べたように誘導熱プラズマ生成時に、数msの時間スケールでインバータ負荷が無負荷時の低抵抗負荷から静電放電時の誘導性負荷、さらに誘導放電時の容量性負荷に急変する。また、誘導熱プラズマへの成長に合わせてコイル負荷抵抗も無負荷時の $\sim 0.15\Omega$ から $1 \sim 2\Omega$ に急上昇する。これら一連の変化は、インバータ電源に対して負荷インピーダンスの急激な増大とゼロ電圧スイッチングからの逸脱を招き、その結果、インバータ出力電流の低下、インバータ効率の低下やプラズマ吸収電力の低下等が起こると考えられた。本節では、駆動周波数帰還制御による負荷共振状態の保持と高周波誘導熱プラズマ生成効率の改善のために行った予備実験結果について述べる。

実験ではインバータ駆動周波数を熱プラズマ生成中に事前に設定されたスタート周波数からストップ周波数まで掃引し、インバータ負荷インピーダンスを共振状態の純抵抗負荷を挟んで容量性から誘導性負荷まで変化させ、その時のインバータ出力特性を測定した。周波数掃引したときの代表的な波形を図9に示す。インバータ駆動周波数の初期設定値を1120kHzに設定してプラズマを点火し、準定常的な誘導熱プラズマが形成された後、20ms間で1120kHzから1250kHzまで掃引している。図9(a)は、インバータ駆動周波数とインバータ電圧と電流の実測波形から瞬時負荷インピーダンスを求め、その値から評価した負荷の共振周波数である。 $t=40\text{ms}$ の掃引開始前は、共振周波数より駆動周波数の方が低く、図3に示すLCR直列回路から構成される1次側負荷インピーダンス Z_L は容量性であり、図9(d)に示されるように、インバータ効率 (P_{app}/P_{dc})、インバータ出力 (P_{eff}) および負荷力率 (P_{eff}/P_{app}) がともに低い状態である。掃引前の負荷の共振周波数は約1170kHzであり、駆動周波数との差は約50kHzである。この状態から駆動周波数を上げていくと、図9(d)に見られるようにインバータ出力電力の上昇が見られるのと同時に負荷共振周波数も上昇している。これは、駆動周波数を負荷共振周波数に近づけることによりプラズマへの吸収電力が増加し、生成されているプラズマの密度および温度が増加する。その結果、(10)式においてプラズマ抵抗 R_p^{em} が低下し、同時に誘導コイルとプラズマ間の相互インダクタンス M が上昇し、結果として誘導コイルインピーダンスをより容量性負荷の方向にしたものと考えられる。プラズマ温度および密度の動的な変化は、図9(e)に示される1次側負荷抵抗 R_L の上昇としても現れている。このような状況下で駆動周波数をさらに上げていくと図9(e)に見られるように1次側負荷リアクタンス $X_L \sim 0\Omega$ の共振状態を得ることができる。インバータ出力電力も図9(d)に示すように

図9 インバータ駆動周波数を掃引した時の駆動周波数と誘導コイル回路の共振周波数 (a), 直流電圧, 電流 (b), インバータ電圧, 電流 (c), 直流電力とインバータ出力電力 (d) および 1 次側負荷インピーダンス (e) の時間変化

Fig. 9. Time traces of the inverter driving frequency and the resonance frequency (a), DC input voltage and current (b), inverter output voltage and current (c), dc and rf power (d) and loading impedance (e) when the inverter driving frequency is varied as shown in Fig. 9 (a).

図10 周波数掃引を行ったときのインバータ出力電圧電流位相差に対する直流およびインバータ出力 (a) とインバータ効率 (b) の変化

Fig. 10. Phase dependence of the DC input power and inverter output power (a) and the inverter efficiency (b) when the inverter driving frequency is swept.

3.5kW から 7kW まで上昇し、インバータ効率も約 85% まで回復している。図 9 に示すようなインバータ駆動周波数を掃引することで得られたインバータ出力電力およびインバータ効率の負荷力率依存性を図 10 に示す。負荷力率が最大 (インバータ出力電圧 電流位相差が最小) になるように周波数同調を取ることで、インバータ出力を最大点付近に維持でき、かつインバータ効率も最大付近に保つことが出来ることがわかる。また、共振状態からのずれに対して、容量性負荷側の方が誘導性負荷に比べてインバータ効率の低下が大きく、周波数を固定して誘導熱プラズマを生成した場合、誘導熱プラズマ形成時 (容量性負荷時) においてインバータ効率が大きく低下したことを定性的に説明できるものである。

今回の実験において、電圧共振型インバータ動作時における周波数制御が、誘導コイルと生成されるプラズマとの電磁氣的相互作用、およびプラズマの動的自己形成過程を通してインバータの運転特性に強く影響することが確認された。また、金属材料・部品の誘導加熱装置等に用いられている位相ロックループ (PLL) を用いた周波数帰還制御

を用いて、高い負荷力率およびインバータ効率を保ちながら、誘導熱プラズマ生成の高効率化を行うことが重要であることが示された。

4. まとめ

MHz 帯の高周波インバータを用いた高周波誘導熱プラズマ生成時に観測されるストリーマ状の高周波静電放電の発生から誘導放電への遷移とその後の誘導熱プラズマへの動的発展過程、およびそれに伴うインバータ電源の動的応答特性を高速カメラによる画像観測と誘導コイル負荷特性から明らかにした。

誘導コイルを用いた高周波誘導熱プラズマの初期生成過程は、プラズマ点火時にガラス放電管内壁に沿って誘導コイルの軸方向に発生するストリーマ状静電放電とそれに続く放電管周方向のリング状誘導放電の形成とジュール加熱による熱プラズマへの成長段階に分けられることが、高速カメラ画像および高周波電力測定に基づく誘導コイル負荷インピーダンス測定により明らかになった。これら一連のプラズマ生成、成長過程と誘導コイル負荷インピーダンスの動的変化は、簡単な誘導コイルの等価回路モデルで説明出来るものである。このような誘導熱プラズマの点火、成長過程やその安定性はガス圧力の他に動作ガス種やガス導入法にも強く依存すると考えられることから、巡回ガス流とプラズマ回転特性やプラズマ回転のプラズマの生成・安定性への寄与等について研究を進めていく必要がある。

誘導熱プラズマ生成時における誘導コイルとプラズマとの磁気結合により誘導コイルインダクタンスが減少する。これによりインバータ負荷回路である LCR 直列共振回路のインピーダンスは無負荷時の純抵抗負荷から容量性負荷へと変化し、インバータ直流 交流変換効率とプラズマ加熱電力の大きな低下を招いた。インバータ効率の大きな低下は、容量性負荷によるインバータスイッチング損失の増大によるものである。初期的な周波数掃引実験により、初期静電放電から誘導熱プラズマへ移行後に直列共振周波数に周波数同調を取ることによってプラズマ加熱電力を 2 倍ほど増加でき、インバータ変換効率も ~ 85% と高い値が得られることが示された。

謝 辞

本研究を行うにあたり、SIT インバータの運転や動作解析について貴重な助言を頂きました（株）電気興業、富里哲夫氏に、誘導熱プラズマ装置に関する技術的な支援を頂きました名古屋大学技術部、高木誠氏に感謝いたします。また、誘導熱プラズマの特性に関して多くの議論をしていただきました金沢大学自然科学研究科、田中康規氏に感謝いたします。

（平成 16 年 5 月 13 日受付，平成 17 年 5 月 2 日再受付）

文 献

- (1) M. Amakawa, K. Adachi, and S. Yasui: "Fundamental Research of Thermal Plasma Treatment of Low Level Radioactive Solid Waste, Part II Influence of Waste Composition on Material Properties of Solidified Products", *T. IEE Japan*, Vol. 119-A, No. 3, pp. 357-364(1999-3) (in Japanese)
天川正士・足立和郎・安井晋示:「低レベル放射性雑固体廃棄物のプラズマ溶射技術の基礎検討 その 2 熔融固化体の性状に与える廃棄物組成の影響」, 電学論 A, **119**, 3, pp. 357-364 (1999-3)
- (2) K. Adachi and M. Amakawa: "Mechanism and Countermeasurements for Voltage Increase of Transferred Arc Plasma after Feeding Burnable Waste", *T. IEE Japan*, Vol. 119-A, No. 7, pp. 977-983 (1999-7) (in Japanese)
足立和郎・天川正士:「移行型アークプラズマ加熱における可燃性廃棄物投入時の電圧上昇の機構と対策」, 電学論 A, **119**, 7, pp. 977-983 (1999-7)
- (3) "Thermal Plasmas for Hazardous Waste Treatment", Proc. Int. School of Plasma Physics, Varenna, 1995, R. Benocci, G. Bonizzoni, and E. Sindoni, and Ed., World Scientific Publishing, Singapore (1996)
- (4) H. Komaki, Y. Sugawara, and S. Konno: "The Development of Applications to Utilize the Characteristics of Radio-Frequency Thermal Plasmas", *J. Plasma Fusion Res.*, Vol. 76, No. 8, pp. 731-737 (2000) (in Japanese)
小牧 久・菅原吉則・今野茂生:「高周波熱プラズマの特徴を生かした用途開発」, プラズマ・核融合学誌, **76**, No.8, pp. 731-737 (2000)
- (5) M. Sakano and M. Tanaka: "The Effect of Frequency on Characteristics of Radio-Frequency Plasmas and the Application of the Plasma for Waste Treatment", *J. Plasma Fusion Res.*, Vol. 76, No. 8, pp. 748-753(2000) (in Japanese)
坂野美菜・田中元史:「高周波熱プラズマの周波数依存性と廃棄物処理応用」, プラズマ・核融合学誌, **76**, No.8, pp. 748-753(2000)
- (6) T. Sakuta, Y. Tanaka, Y. Hashimoto, and M. Kouzuki: "A Novel System of an Inductively Coupled Thermal Plasma with Pulse Amplitude Modulation of Electromagnetic Field", *T. IEE Japan*, Vol. 120-A, No. 11, pp. 972-978 (2000-11) (in Japanese)
作田忠裕・田中康規・橋本吉史・香月 真:「高周波電磁界の AM 変調機能を有する高気圧誘導熱プラズマ方式の開発」, 電学論 A, **120**, 11, pp. 972-978 (2000-11)
- (7) T. Ishigaki, Xiaobano Fan, T. Sakuta, T. Banjo, and Y. Shibuya: "Generation of Pulse-Modulated Induction Thermal Plasma at Atmospheric Pressure", *Appl. Phys. Lett.*, Vol. 71, pp. 3787-3789 (1997)
- (8) H. Fujita, H. Akagi, and S. Shinihara: "A 2-MHz 6-kVA Voltage-Source Inverter Using Low-Profile MOSFET Modules for Low-Temperature Plasma Generators", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 14, No. 6, pp. 1014-1027 (1999)
- (9) S. Watanabe, Y. Uesugi, S. Ohsawa, and S. Takamura: "Application of High Performance Inverter Circuit to Plasma Generation and Heating in Fusion Devices", *Rev. Sci. Instrum.*, Vol. 69, pp. 355-357 (1998)
- (10) T. Imai, H. Sawada, N. Hattori, Y. Uesugi, and S. Takamura: "Characteristic Performance of Radio-Frequency (RF) Plasma Heating Using Inverter RF Power Supplies", *T. IEE Japan*, Vol. 120-A, No. 7, pp. 768-774 (2000-7) (in Japanese)
今井貴博・澤田博之・服部徳文・上杉喜彦・高村秀一:「インバータ式高周波電源を用いたプラズマの加熱特性」, 電学論 A, **120**, 7, pp. 768-774 (2000-7)
- (11) Y. Uesugi, T. Adachi, K. Kondo, and S. Takamura: "Improved Ignition of a Radio-Frequency Thermal Plasma Using Repetitive Spark Discharges and its Characteristic Performance", *T. IEE Japan*, Vol. 122-A, No. 5, pp. 461-468 (2002-5) (in Japanese)
上杉喜彦・安達文泰・近藤健二・高村秀一:「繰り返し火花放電を用いた高周波誘導熱プラズマの初期点火の改善とその基礎特性」, 電学論 A, **122**, 5, pp. 461-468 (2002-5)
- (12) M. A. Razzak, K. Kondo, Y. Uesugi, and N. Ohno, and S. Takamura: "Transition from Electrostatic to Electromagnetic Mode in a Radio-Frequency Ar Inductively Coupled Plasma in Atmospheric Pressure", *J. Appl. Phys.*, Vol. 95, pp. 427-433 (2004)
- (13) T. Watanabe: "Physical and Chemical Processes in Radio Frequency Thermal Plasmas", *J. Plasma Fusion Res.*, Vol. 72, No. 1, pp. 134-141 (1996) (in Japanese)
渡辺隆行:「2. 高周波誘導熱プラズマにおける物理・化学過程」, プラズマ・核融合学誌, **72**, No.1 pp. 134-141 (1996)
- (14) K. Kondo, M. A. Razzak, Y. Uesugi, and S. Takamura: "Electromagnetic

Field Measurement in the Radio Frequency Inductively Coupled Plasma”, The Papers of Technical Meeting on Plasma Science and Technology, IEE Japan, PST-02-45, pp. 13-18 (2002) (in Japanese)

近藤健二・M. A. Razzak・上杉喜彦・高村秀一：「高周波誘導熱プラズマの電磁場計測」，電気学会プラズマ研資，PST-02-45, pp. 13-18 (2002)

(15) 今井孝二 監修：パワーエレクトロニクス，第II-2章，R&D プランニング (2002)

上 杉 喜 彦 (正員) 1955年2月11日生まれ。1982年3月名古屋大学大学院工学研究科電気・電子工学専攻博士課程満了。同年4月日本原子力研究所入所。1989年7月名古屋大学工学部講師，1993年同助教授。1996年同大学理工科学総合研究センター助教授，2003年12月金沢大学工学部教授，2004年4月金沢大学自然科学研究科教授，現在に至る。プラズマ・核融合科学とその応用に関する研究に従事。工学博士。プラズマ・核融合学会，日本物理学会会員。

鵜 飼 洋 史 (学生員) 1981年1月12日生まれ。2003年東京理科大学理工学部物理学科卒業。2003年名古屋大学大学院工学研究科エネルギー理工学専攻入学，現在に至る。

M. A. Razzak

(学生員) M. Abdur Razzak received his BS degree in Electrical and Electronic Engineering from Rajshahi University of Engineering and Technology (former BIT Rajshahi), Bangladesh in 1995 and MS degree in Energy Engineering and Science from Nagoya University, Japan on March 2003. He is currently pursuing the Ph. D. degree at the same university. He is a student member of IEEE, IEEE Nuclear and Plasma Sciences Society, Japan Society of Plasma Science and Nuclear Fusion Research, Institute of Electrical Engineers of Japan and Institute of Engineers on Electrical Discharges in Japan. His research interest includes high-power inverter power source, induction heating and high-pressure rf inductively coupled plasmas for plasma processing.

高 村 秀 一 (正員) 1943年7月3日生まれ。1971年3月名古屋大学大学院工学研究科電気・電子工学専攻博士課程満了。同大学工学部助手，同講師，同助教授を経て，1988年同教授，現在に至る。フランス，グルノーブル原子核研究所およびカラム研究所客員研究員。プラズマ・核融合科学とその応用に関する研究に従事。工学博士。プラズマ・核融合学会，日本物理学会会員，応用物理学会会員，米国物理学会会員。