



研究論文

LHD におけるマイクロ波イメージング計測の開発

長山好夫, 吉永智一, 桑原大介¹⁾, 山口聡一郎²⁾, 濱田泰司, 伊藤直樹³⁾, 伊藤康彦,
近木祐一郎⁴⁾, 間瀬 淳³⁾, 石 中兵⁵⁾, 杉戸正治⁶⁾,
土屋隼人, 飯尾俊二¹⁾, LHD 実験グループ

核融合科学研究所, ¹⁾東京工業大学原子炉研究所, ²⁾関西大学システム理工学部,

³⁾九州大学産学連携センター, ⁴⁾福岡工業大学, ⁵⁾西南物理研究所 (中国), ⁶⁾分子科学研究所

(原稿受付: 2011年2月28日 / 原稿受理: 2011年5月16日)

大型ヘリカル装置 (LHD) では, マイクロ波イメージング反射計 (MIR) と電子サイクロトロン放射イメージング (ECEI) の同時計測システムを開発し, 世界初の三次元 MIR 計測に成功した. そのためのマイクロ波結像光学系, 多周波数マイクロ波発振器, ミキサ内蔵二次元ホーンアンテナアレイ (HMA) およびプリント基板化した周波数分離回路と検波回路は新たに開発した. MIR では 4 周波数のマイクロ波をプラズマに照射し, その反射波と局部発振波とを二次元 HMA に結像し, 得た中間周波 (IF) 信号から 4 周波数を分離後, 振幅 (A) 信号および位相信号 ($I \sim \cos \phi$, $Q \sim \sin \phi$) を検出した. ECEI では 93 GHz カットオフのハイパスフィルタ板を装着した一次元 HMA に ECE を結像し LO 波 (95 GHz) を混合して中間周波数に変換後, 新開発の 8 ch 周波数分離回路で 97~104 GHz の ECE をパワー検出した. また, プラズマ着火直前の ECE 信号との差分を増幅する回路を開発し, オフセットの少ない ECE 計測を行った. 初期的実験ではエッジプラズマに局在化した細長いモード構造の三次元観測に成功し, マイクロ波イメージング計測が局所的揺動の強力な観測技術として期待どおりの性能があることが示された.

Keywords:

Plasma diagnostics, microwave, imaging, MIR, ECE, reflectometry, turbulence, instability

1. はじめに

高性能プラズマ閉じ込めでは局所的揺動計測が重要となる. 例えば, 高ベータプラズマではバルーニングモードのような局所的 MHD 不安定性が発生しやすい[1]. 改善プラズマ閉じ込めでは輸送障壁が重要な役割を果たすが, このとき乱流構造の大きな変化が予想される[2]. さらに乱流は MHD 不安定性よりも局所的である. このような局所的揺動計測としてマイクロ波イメージング計測が注目されている[3]. なぜならプラズマから放射されるマイクロ波も反射マイクロ波も磁場により周波数が異なり, 磁場も場所によって異なるため, 周波数から奥行き方向の位置がわかること, およびマイクロ波はレンズやミラーで結像可能であるため周波数分解と結像により観測対象点の三次元位置が確定できるためである. そこで MHD モードのように深さ方向には拡がり, トロイダルやポロイダル方向にはモード数を持つような揺動や, 乱流のように磁力線方向には拡がるが, 磁力線と垂直な方向にはちぎれている揺動もマイクロ波イメージング計測により観測可能である.

ECE は放射温度計測であり, 電子温度揺動が観測でき

る. MHD モードは磁気面を揺らす, このとき磁気面上で等温になりやすい電子温度が変動するため, ECE は MHD モード観測に適している. そのためプラズマ回転を用いた ECE イメージ再構成によりトカマクプラズマの MHD 不安定性の解明が大きく進んだ[4]. 近年, プラズマ断面を高速で観測できる本格的な二次元 ECE イメージング計測 (ECE Imaging = ECEI) が行われ, トカマクプラズマの鋸歯状波振動に新たな知見をもたらした[5]. 一方, 反射マイクロ波計測は反射計と呼ばれ, 電子密度揺動が観測できる. 乱流観測では電子温度より電子密度揺動計測がより重要になる[6]. そこでマイクロ波イメージング反射計 (Microwave Imaging Reflectometry = MIR) には乱流観測の期待がかかる. また, 揺動による磁気面振幅が低い ECE では観測しにくい TAE モードもマイクロ波反射計により局所的観測が可能である[7].

従来, マイクロ波イメージング計測に成功したのは米国 UC Davis の Luhmann グループ[5, 8, 9] および本研究グループによる逆転磁場ピンチ装置 TPE-RX での MIR 計測実験[10-13]のみである. マイクロ波イメージング計測で最

Development of Microwave Imaging Diagnostics in LHD

NAGAYAMA Yoshio, YOSHINAGA Tomokazu, KUWAHARA Daisuke, YAMAGUCHI Soichiro, HAMADA Yasushi, ITO Naoki, ITO Yasuhiko, KOGI Yuichiro, MASE Atsushi, SHI Zhongbing, SUGITO Shoji, TSUCHIYA Hayato, TSUJI-IIO Shunji and LHD Experiment Group

corresponding author's e-mail: nagayama.yoshio@nifs.ac.jp

※この論文は第27回年会 (札幌) 招待講演の内容を論文化したものです.

も重要なコンポーネントはイメージング検出器であるが、プリント基板 (PCB) を利用することでアンテナを効率的に多数並べることが可能である。Luhmann らは PCB 上に、PCB 面から垂直方向に放射する縦一列のアンテナアレイを成形し、その上に基板レンズをかぶせて放射パターンを光学系の集光パターンと整合させた。この場合 PCB 上にはアンテナアレイと IF 回路を接続するためのバランや IF アンプが横に置かれるため、一次元アンテナアレイしか作れない。Luhmann らのマイクロ波イメージング計測では周波数分離によりプラズマの半径方向の分解を行うことで、プラズマ断面のイメージング計測を行っている。また、チャンネル数が非常に多いため、多チャンネル周波数分離回路のコンパクト化も重要である。Luhmann らは PCB 上に成形したウィルキンソン型パワーディバイダで IF 信号を分割し、ミキサで各周波数と混合してヘテロダイン検波する回路を開発し、これで周波数選択している。

TPE-RX の MIR 計測で使われたのは PCB 上に成形した 20 GHz の平面 Yagi-Uda アンテナアレイである [10]。平面 Yagi-Uda アンテナは PCB 端部から電波を放射・受信可能であるため、PCB を重ねることで二次元アレイ化が可能となる。また、横幅が半波長であることからコンパクトである上、放射特性も優れており光学系の集光パターンと整合しやすい。しかし平衡回路であるため同軸ケーブルやアンプなどの非平衡回路と接続するにはバランが必要である。TPE-RX の MIR 計測では周波数特性に優れたテーパー型のバランが用いられた。しかし、Yagi-Uda アンテナアレイには、チャンネル間の干渉と周波数特性の点で問題があり、受信周波数が 60 GHz 以上となる LHD では使用できない。

本研究グループでは、新たにミキサと IF 回路を搭載した PCB を半割ホーンアンテナで挟んだホーンアンテナアレイを用いた二次元イメージング検出器を開発し [14, 15]、これを用いて LHD でのマイクロ波イメージング計測を開発してきた [16-23]。本論文では LHD でのマイクロ波イメージング計測開発の全体像を示し、世界初の 3 次元マイクロ波イメージング計測に成功したことを報告する。乱流計測では深さ方向の構造が重要であることから 3 次元計測は大変強力な乱流計測として期待できる。以下、LHD における ECE/MIR 同時計測システムの光学系、多周波数発振器、イメージング検出器、多周波数フィルタ回路、受信回路、初期の実験結果について詳述する。

2. マイクロ波イメージング計測の原理

磁場中のマイクロ波は電気ベクトルが磁場に平行な方向を向く O モードと、磁場に垂直な方向を向く X モードとに分けられる。磁場中のプラズマからの放射マイクロ波 (ECE) は主に電子サイクロトロン周波数 (ω_{ce}) の第二高調波の X モードを計測し、その周波数 (ω_{ECE}) は

$$\frac{\omega_{ECE}}{2\pi} [\text{GHz}] = 2 \frac{\omega_{ce}}{2\pi} = \frac{2eB}{2\pi m_e} \approx 56B [\text{T}] \quad (1)$$

である。O モードのカットオフ周波数はプラズマ周波数 (ω_{pe}) と同じであり、電子密度 (n_e) のみに依存し

$$\frac{\omega_{pe}}{2\pi} [\text{GHz}] = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{e^2 n_e}{\epsilon_0 m_e} \right)^{1/2} \approx 28.4 (n_e [10^{19} \text{m}^{-3}])^{1/2} \quad (2)$$

である。X モードのカットオフ周波数 (ω_R) は電子密度だけでなく磁場 (B) にも依存し、

$$\omega_R = \frac{1}{2} \{ \omega_{ce} + (\omega_{ce}^2 + 4\omega_{pe}^2)^{1/2} \} \quad (3)$$

である。

周波数の一例として、LHD で良く運転される配位や電子密度についての ECE やカットオフ周波数の半径分布を図 1 に示す。一つの周波数について、外側から、ECE 周波数、次に X モードのカットオフ周波数、一番内側が O モードのカットオフ周波数となる。このことから、プラズマの一番外側のカットオフ周波数が X モードのカットオフ周波数であること、ECE はカットオフされずに外側で受信可能であることがわかる。同一光学系で ECE と反射計を受信する場合は X モードの反射を利用する。LHD の MIR でも X モードの反射を測定する。

模式的な MIR 信号を図 2 に示す。MIR ではプラズマに平面波を照射する。もしプラズマ中の反射面が平面で、マイクロ波の入射方向に運動するのなら、反射波は振幅変化がなく位相変化のみである。もし反射面が波長 λ 、振幅 δ で観測方向と垂直方向に速度 v で運動する正弦波とする。反射

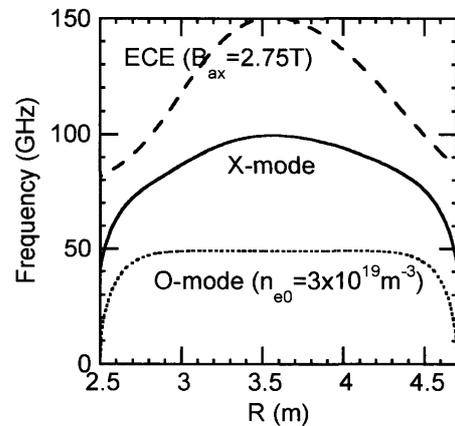


図 1 磁場配位が $R_{ax} = 3.6 \text{ m}$, $B_{ax} = 2.75 \text{ T}$, $\gamma = 1.254$, $B_q = 100 \%$ 、電子密度分布が $n_e = n_{e0}(1-r^2)$, $n_{e0} = 3 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$ のときの LHD での ECE (電子サイクロトロン周波数の第二高調波)、および X モードと O モード反射波の周波数分布。

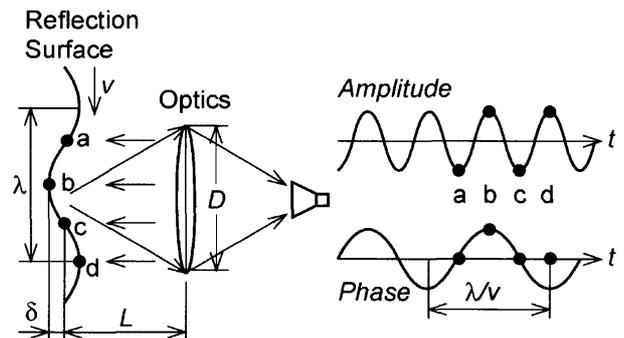


図 2 MIR 信号の原理。

計で観測される信号の振幅は、時刻 a, c の時は反射波がそばを向くので弱く、時刻 b, d では反射波が観測方向を向くので強くなる。結局、1 波長進行する間に 2 度強弱があり、プラズマ波の 2 倍の周波数を持つ。一方、時刻 b のとき光路長が一番長く、時刻 d の時光路長が一番短いので、位相信号はプラズマ波と同じ周波数となる。実験室で正弦波形の面を持つ円筒状の回転反射体をターゲットとして反射信号を計測し、計算機シミュレーションと比較することで上記のことが確認された[12]。さらに、振幅が大きすぎると反射面での回折効果により信号波形の乱れが大きくなる。直交復調器での位相測定では信号は、 $I(\sim \cos \phi)$ と $Q(\sim \sin \phi)$ であるが、位相測定が有効なのは

$$\frac{\delta}{\lambda} < \frac{D}{8\pi L} \quad (4)$$

の条件下である。反射面の振幅がこれより大きくなりすぎると、(I, Q) 信号が描くリサージュ曲線が円から大きくはずれ、位相測定が困難になる[12]。

MIR の概念図を図 3 に示す。マイクロ波 (RF, 角周波数: ω_{RF}) をプラズマに照射すると、プラズマの反射面の振動 (角周波数: ω_{pl} , 振幅: A , 位相: ϕ) で変調を受けた反射波は、

$$A \exp i(\omega_{RF}t + \phi)$$

となる。マイクロ波イメージング検出器内では反射波と局部発振波 (LO, 角周波数: ω_{LO}) とが混合されて、中間周波数 (IF) 信号、

$$A \exp i(\omega_{IF}t + \phi)$$

が出力される。ここで、 ω_{IF} は IF 信号の角周波数であり、

$$\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$$

である。中間周波数が電子回路で扱える周波数帯にすると狭帯域増幅による感度向上が可能となる。また IF 信号と同一周波数を持つ基準高周波と比較することで位相検出が可能となる。

3. マイクロ波イメージング検出器

本研究で試作した平面 Yagi-Uda アンテナアレイとホーンアンテナ素子 (導波管内径: 9.5×19 mm, 遮断周波数: 7.9 GHz) の模式図を図 4 に示す。このホーンアンテナは矩形導波管の短軸方向すなわちマイクロ波の電気ベクトルの方向にフィーダー線をプリントした PCB (厚さ 0.254 mm) を置き、二分割したホーンアンテナで挟んだ構造を持つ。このような構造を並べることで、1 枚の PCB を用いてホーンアンテナアレイの受信部を作ることが可能である[13]。導波管の低域カットオフ周波数は、

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (5)$$

ただし、 a : 導波管の長辺の長さ、 $c=299,792,458$ m/s: 光速) であり、この試験用ホーンアンテナの導波管 (9.5

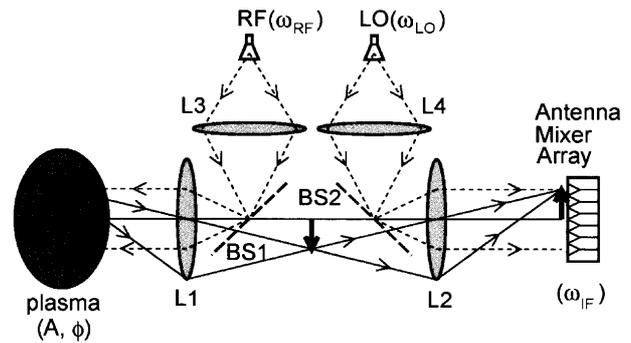
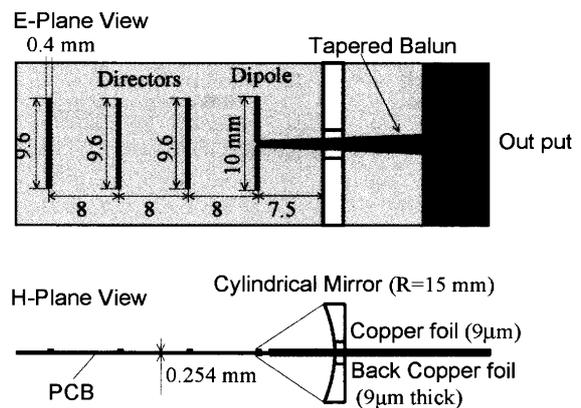


図 3 MIR システムの概念図。

(a) Yagi-Uda antenna



(b) Horn antenna

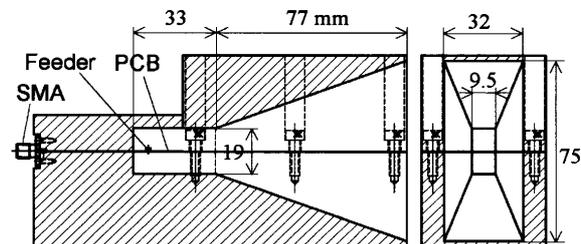


図 4 試験用反射鏡付 15 GHz 平面 Yagi-Uda アンテナアレイの概念図。試験用 10 GHz ホーンアンテナ素子の概念図。

$\times 19$ mm) の低域カットオフ周波数は 7.9 GHz となる。ベクトルネットワークアナライザ (Anritsu 37397C) で測定した試験用の平面 Yagi-Uda アンテナおよびホーンアンテナの相対感度特性を図 5 に示す。この平面 Yagi-Uda アンテナ素子は三個のアンテナ素子の真ん中の素子である。このアンテナ感度の周波数特性には 12 GHz に大きなディップが見られる。これは単独の素子では発生せず、隣の素子との干渉によって発生する。これから平面 Yagi-Uda アンテナアレイは広帯域では使用できないことがわかる。一方、ホーンアンテナの場合は、広帯域 (8–18 GHz) で良好な感度があり、さらに 24 GHz までは感度がある[14]。

そこで、LHD のマイクロ波イメージングではミキサ内蔵の V-band (50–75 GHz) ホーンアンテナアレイ (Horn Mixer Array: HMA) を開発した[14, 15]。導波管断面の内径は V-band の規格品と同じ (1.9×3.8 mm) であり、導波管長は 12 mm である。ホーンの開口部の口径は $13 \times$

13 mm, ホーン長は 15.5 mm, 開口角は 39° である。一組の一次元ホーンアンテナアレイの外観写真を図 6 (a)に示す。PCB は厚さ 0.254 mm のテフロン基板であり, 両側に $9\mu\text{m}$ の銅箔が貼られている。PCB 側の写真を図 6 (b)に示す。上板にも半割ホーンがあり, 底板と PCB と上板とをサンドイッチすることで, アンプ付のミキサ内蔵ホーンアンテナ

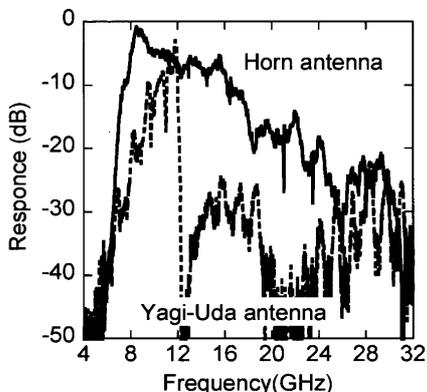


図5 図4で示したホーンアンテナ素子(実線)とYagi-Udaアンテナ(点線)の相対感度特性。

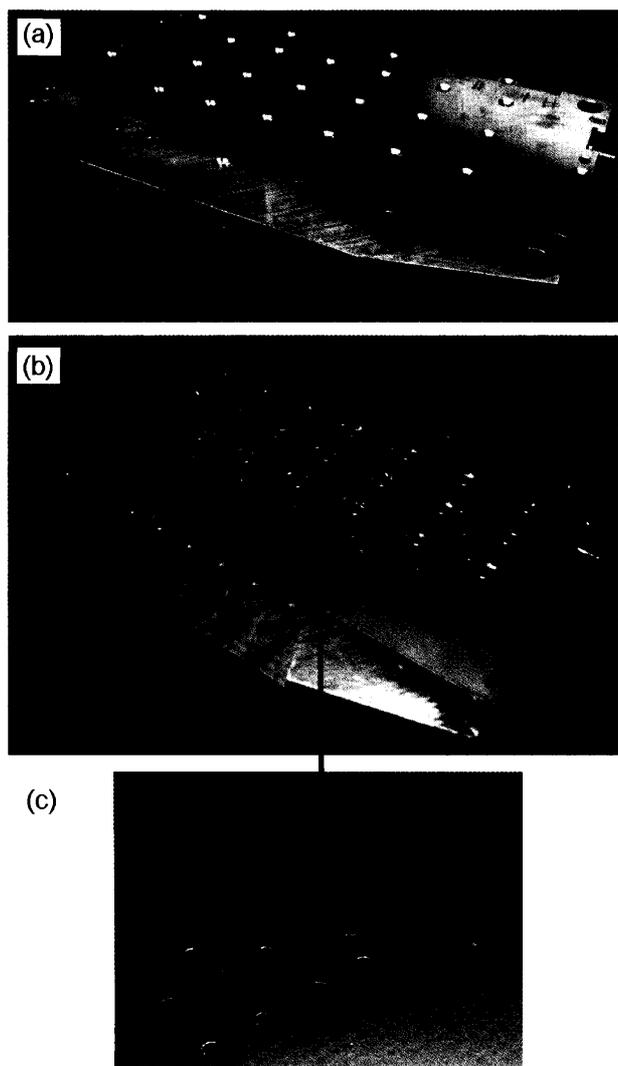


図6 (a) VバンドHMAの外観写真。(b) HMAの下半分。(c) フィーダー部とミキサの顕微鏡写真。

アレイとなる。PCB は半割ホーンを持つ底板上にビス留めされており, 回路が発生する熱は底板を通して放熱される。PCB 回路パターンは電解エッチングで製作され, 腐食防止のために金メッキが施される。導波管内にミキサ用のビームリード型 GaAs ショットキーバリアダイオード (Skyworks Solutions, DMK2790-000) が入るように PCB 回路は作られている。ミキサ用ダイオードが半田付けされた PCB 回路の写真を図 6 (c)に示す。ミキサ用ダイオードには直流バイアス電流を流し, 最適なミキサ動作が得られるようにしている。ホーンから信号マイクロ波と局部発振 (LO) マイクロ波を両方入力することで導波管内のショットキーバリアダイオードがミキサとなって差周波数 (IF) を発生する。PCB 上には, プリアンプとして GaAs ビームリード型高周波増幅 MMIC (RF Micro Devices, NBB300, 増幅率 10 dB) が3個直列に搭載されている。

LO 波の最適値を求めるために, HMA 出力の LO 波のパワー依存性を図 7 にプロットする。このときの RF 信号入力は周波数 60.4 GHz, パワー -30 dBm である。LO 波と RF 波のパワーは V-band スタンドゲインホーンを取り付けたパワーモニタで測定した後, スタンドゲインホーンと HMA の口径比で比例計算した。LO 波のパワーが -10 dBm で出力は飽和することが図 7 からわかる。この HMA の放射特性を図 8 (a)に示す。放射角度は -3 dB で 17° 程度である。口径が二倍以上大きな市販のスタンドゲインホーンでは 10° 程度である。導波管の内径 (3.8 mm) から低域カットオフ周波数は 39.5 GHz である。導波管内径 19 mm の試験用ホーンアンテナの高周波特性から推定すると, この V-band HMA の高周波側の感度は 110 GHz 以上伸びている物と思われる。実際に 75~110 GHz のベクトル

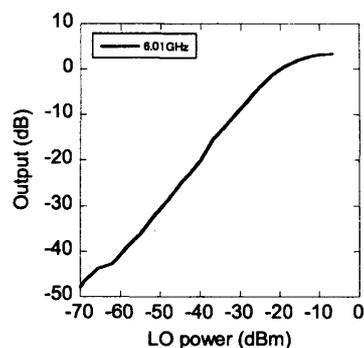


図7 RF信号入力が -30 dBm の時の 30 dB プリアンプ付のHMA出力のLOパワー依存性。

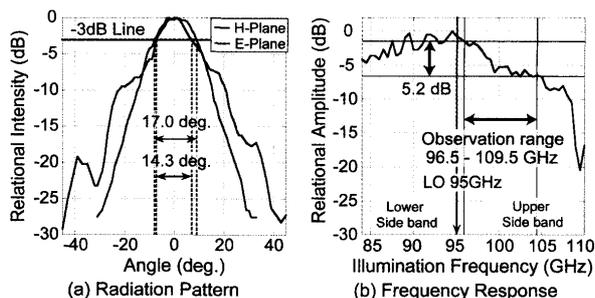


図8 (a) VバンドHMAの放射特性。(b) HMAの周波数特性。

ネットワークアナライザで測定した相対感度を図8(b)に示す。このように108 GHzまでの感度を確認できた[15]。

4. マイクロ波イメージングの光学系

図3に示したMIRの模式図において、プラズマから出発したマイクロ波は結像光学系L1とL2でHMA上に結像する。放射アンテナから放射されたLO波は集光光学系L4で一度L2の焦点に集光し、L2で平行光としてHMAを照射する。MIRの場合は、RF波を集光光学系L3で一度L1の焦点に集光し、L1で平行光としてプラズマを照射する。このようにして、プラズマの測定エリアおよびHMAの受光部を一様に照射し、プラズマ中の一点をHMA上の一点に結像する。図3ではビームスプリッタ(BS)上に焦点を置いているように見えるが、もちろんその必要はない。

LHDにおけるマイクロ波イメージング光学系の模式図を図9に示す。この光学系はアルミ合金ミラーとアクリル薄板によるビームスプリッタで構成されている。レンズを用いない理由は干渉を防止するためである。MIRではコヒーレント波源を用いるために、反射波が重なると干渉が起こる。真空窓での反射は大きいので、真空窓(溶融石英板)は 8° (図9では紙面と垂直方向に)傾けている。図3でL1に相当するのは、図9では M_1 と M_2 である。対物鏡 M_1 は楕円面鏡(430×500 mm)であり、2.3 m離れたプラズマにフォーカスする。平面鏡 M_2 で折り返して真空窓(口径190 mm)を通して外側の光学系に接続する。図3においてHMAへの結像光学系L2に相当するのは、図9では M_3 と M_4 である。図3からわかるようにL2すなわち M_3 の口径はかなり大きくしなければならない。LHDでは M_3 は楕円面鏡(390×354 mm)である。図3でのRF波の照射光学系L3は、図9では M_6 と M_7 である。凸面鏡 M_7 でビーム径を拡大し、楕円面鏡 M_6 で平行ビームにする。

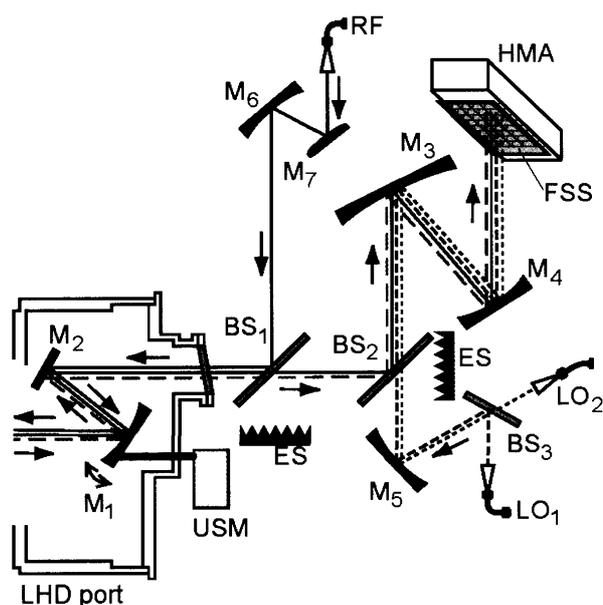


図9 LHDにおけるマイクロ波イメージング光学系の概念図。77 GHzを選択的に除去するFSSフィルタをHMA前面に装着してある。

ビームスプリッタ BS_1 と BS_2 は厚さ0.7 mmのアクリル板である。本研究ではXモードを検出するので照射波(RF)および受信波の電場がポロイダル方向となるように、照射アンテナおよびHMAアンテナの方向を設定した。この場合、アクリル板の 45° 方向の反射率は、ベクトルネットワークアナライザで実測したところ、60 GHzでアルミ板の17%程度であった。ECE計測の場合、ECE信号は BS_1 を透過、 BS_2 で反射、LOは BS_2 を透過するので、HMAでの信号強度はそれらの積に比例することになる。局部発振(LO)波はMIR用の55 GHz(LO_1)とECE用の95 GHz(LO_2)を BS_3 で混合し楕円面鏡 M_5 でHMAを照射するようビーム径を合わせた平行ビームを生成する。 BS_3 は厚さ0.7 mmのアクリル板である。ビームスプリッタの透過波はエコソープ(ECCOSORB, CV-3F)で吸収する。LHDでは強力なマイクロ波(77 GHz, 3.5 MW)がプラズマのECH加熱に使用されている。この加熱用マイクロ波を減衰させるためにHMAの前には77 GHzだけを20 dB減衰させる周波数選択面(FSS)板[24]が設置されている。また、ECE計測用のHMA前面には93 GHzカットオフのハイパスフィルタとして働くダイクロイックフィルタが設置されている。

光学系設計の仕上げはFDTDシミュレーションで行った。プラズマの照射波のシミュレーション結果を図10(a)に示す。想定どおり、平行ビームになっていることがわかる。プラズマの放射波(散乱波)のシミュレーション結果を図10(b)に示す。焦点がHMA上にできている。プラズマのLO波のシミュレーション結果を図11に示す。平行ビームになっている。HMAの位置にパワーモニターを置いて測定したLO波のパワーの二次元分布を図12に示す。想定通り、HMA上ではほぼ一様になっている。この測定はFDTDシミュレーションと一致する[16]。

LHDプラズマの反射面はねじれているため、対物鏡に戻る反射マイクロ波は限られる[17]。そこで対物鏡 M_1 は、図13に示すように、超音波モーターにより水平軸と垂直軸のまわりに可動である。超音波モーターはねじを回して、押し棒が固定された熔接ペローズのフランジを大気側から押す。フランジには位置センサーが取り付けられ、超音波モーターのコントローラにフィードバックされる。真空内の可動部分である押し棒とそれに被せる軸受けスリーブにはダイヤモンド様炭素(DLC)コーティングを、軸受けには窒化チタンコーティング(TiN)を施して滑りを良くしている。対物鏡の各回転軸と軸受け、および回転軸に被せる軸受けスリーブにはTiNコーティングを施している。各回転軸には線径2 mmの隣青銅のねじりバネをつけて戻り力を与えているがそれだけでは不足する。そこで可動楕円面鏡の先端におもりを付け水平回転軸まわりの垂直方向の回転力を得ている。垂直回転軸のまわりの水平方向の回転力を得るために、水平方向の駆動軸の反対側を第三軸で押している。第三軸は大気側のフランジと熔接ペローズでつながっており大気圧で押される。LHD実験で得た対物鏡の回転角度とプラズマからの反射信号の揺動の平均値の例を図14に示す。この例では水平方向の回転角度が $7\sim 8^\circ$ のとき、垂直回転角度が $1\sim 2^\circ$ のとき、最大値が得られている[18]。

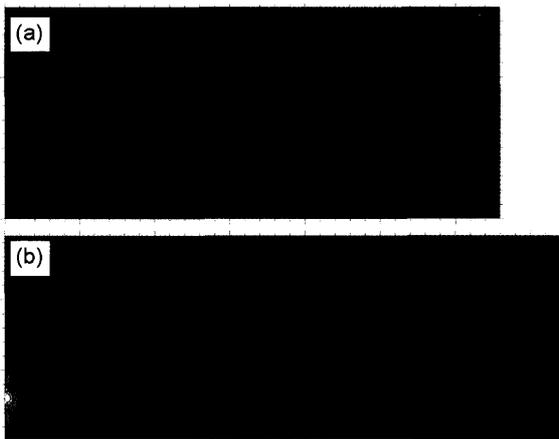


図10 (a)プラズマ照射波と(b)反射波のFDTDシミュレーション。

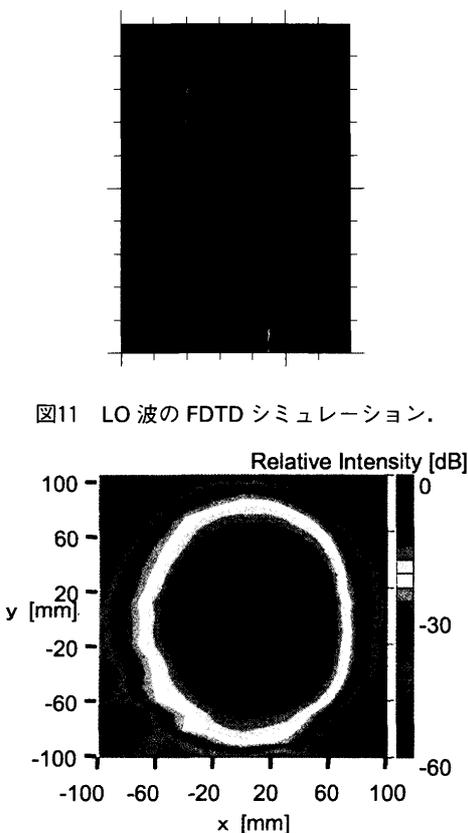


図11 LO波のFDTDシミュレーション。

図12 HMA位置で実測したLO波パワー(相対値)。

5. マイクロ波周波数源

本研究のマイクロ波イメージング反射計(MIR)では4周波数同時測定により、プラズマの奥行き方向の反射信号を得る。図15にMIR用周波数源と受信機の回路構成を示す。HMAはLO波と信号波を混合し、差周波数(第一IF)を得るものである。本研究のMIRでは位相を得るために直交復調器による直交検波を行う。直交検波には精密な基準周波数(第二LO)が必要であり、本研究では水晶発振器を用いて生成する110MHzを用いている。プラズマを照射するマイクロ波源として、LO波に4種類の高周波(RF)と第二LOをアップコンバートする。LO発振器としてVCO

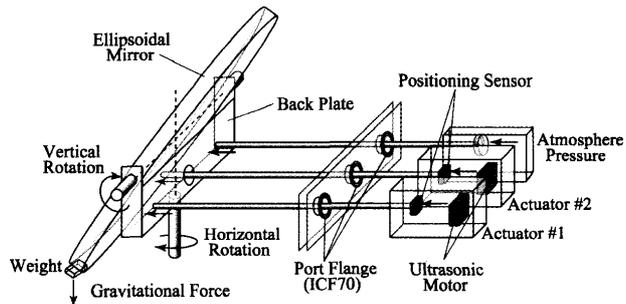


図13 対物鏡の角度調整機構の模式図。

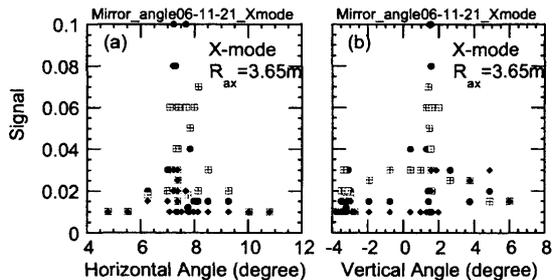


図14 対物鏡の(a)水平方向、(b)垂直方向の角度を変えたときのMIR信号での揺動振幅。

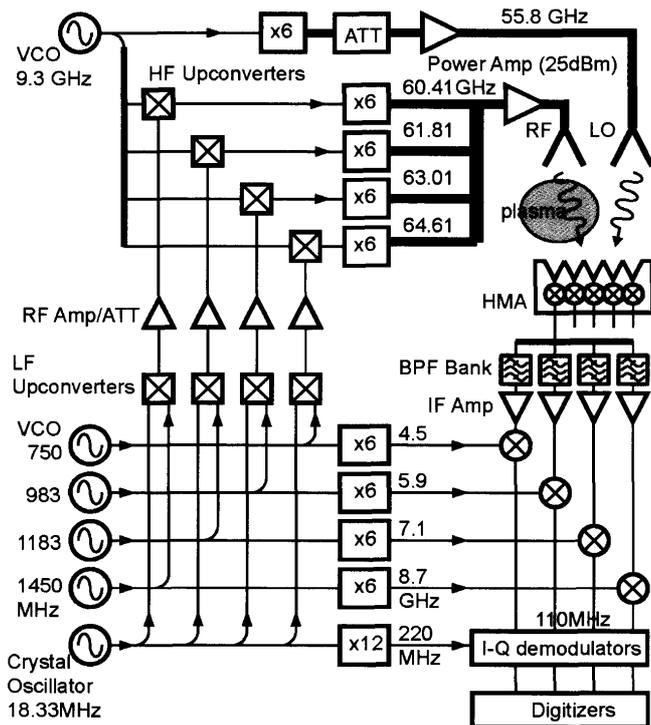


図15 MIR用多周波数マイクロ波発生システムの概念図。

(Voltage Controlled Oscillator: SiversIMA, VO3260X), 4種類のRF発振器としてVCO(Wilmanco, VS-U)を用いている。

RF(例として1450MHz)と第二LO(110MHz)を混合する低周波アップコンバータの回路図を図16に示す。この回路では低周波側のサイドバンド(1431.67MHz)出力は高周波側のサイドバンド(1468.33MHz)との出力差が-16dBもあり、無視できない。そこでバンドパスフィルタ(R&K:中心周波数1468.33MHz,バンド幅1MHz,選

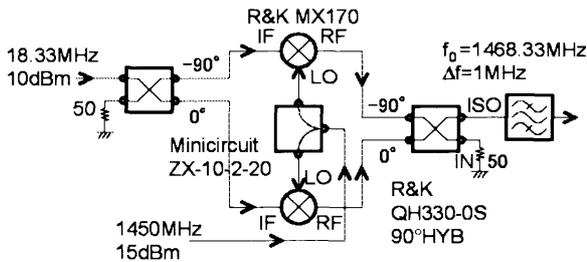


図16 低周波 (1.45 GHzと18.33 MHz) アップコンバータの概念図。

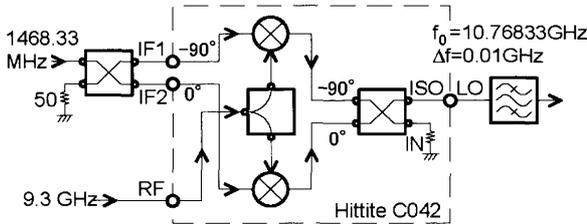


図17 高周波 (9.3 GHzと1.46833 GHz) アップコンバータの概念図。

扱比 40 dB 以上) で不要周波数を検出限界以下にまで除去している。LO 波に RF と第二 LO とを混合する高周波アップコンバータの回路図を図17に示す。この回路ではミキサや90°位相分配器などが一つのパッケージに入っているアップコンバータ IC (Hittite, C042) を用いたため分離性能が良く、高周波側のサイドバンド (10.766833 GHz) 出力は低周波側のサイドバンド出力より 20 dB 高い。それでも、そのまま6倍倍すると、倍倍器の中でサイドバンドやベースバンド間で周波数混合が起こり、不要周波数が多数発生する。そこでバンドパスフィルタ (R&K: 中心周波数 10.766833 GHz) で不要周波数を検出限界以下にまで除去している。本例では 1450 MHz の場合であるが、それ以外の他の IF 周波数についても同様のアップコンバータ回路を用いている。

これらはアップコンバート後、周波数ごとに6倍倍器 (Speck, A6416-6XW) でVバンドのマイクロ波にする。そして図18に示すように、Vバンド導波管型の-3 dB 方向性結合器 (Quinstar, QJG-V03300) を用いてマイクロ波を混合する。最終段のパワーアンプ (Quinstar, QPW-55652430) の出力が25 dBmになるよう、可変アッテネータ (Quinstar, QAL-V0000) で出力調節を行う。この4周波数照射マイクロ波 (60.41, 61.808, 63.008, 64.61 GHz) とLO 波 (55.8 GHz) を両方HMAに入射し、得られHMA出力の

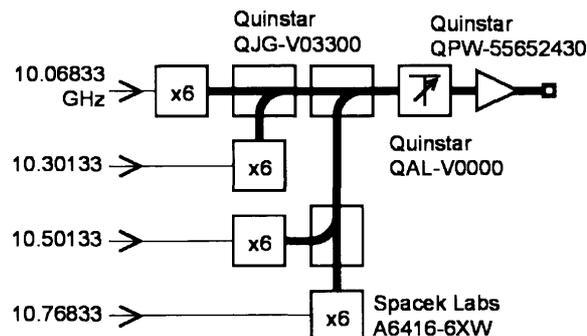


図18 多周波数マイクロ波発生システムの最終段の概念図。

IF 波のスペクトルを図19に示す。予定された照射マイクロ波と LO 波の差周波数 (4.61, 6.008, 7.208, 8.81 GHz) が 3 dB 以内に収まっている。そのほかに 5.4 GHz などの寄生周波数が存在する [19]。

6. MIR 受信機

プラズマで反射されたマイクロ波は HMA 内で LO 波と混合され、IF 信号が得られる。IF の4周波数を分離するために図15で示すようにバンドパスフィルタを用いる。LHD では HMA のチャンネル数が35であるため、IF 周波数分離回路基板は35枚必要であり、バンドパスフィルタの数は140個にもなる。そこで図20に示すようなプリント基板化したバンドパスフィルタを開発した。これは HMA の IF 信号出力を流す50Ωマイクロストリップラインにプリント基板の回路パターンで作り込んだバンドパスフィルタを並列接続し、特定周波数のみを取り出す物である [25]。その周波数特性を図21に示す。周波数分離回路基板上では選択した周波数に各 RF 周波数を混合し、第二 IF 信号 (110 MHz) を作る。

マイクロ波がプラズマで受けた変調の振幅を A 、位相を ϕ とすると、周波数分離回路基板から出力される信号は

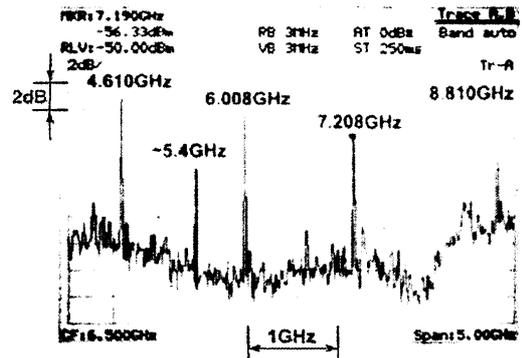


図19 MIR用の多周波数照射波とLO波 (55.8 GHz) を入射した時のHMA出力の周波数スペクトル。

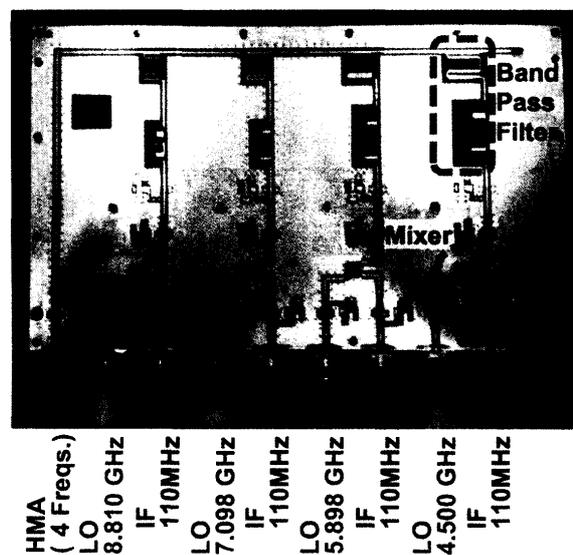


図20 MIRの4周波数分離回路の写真。

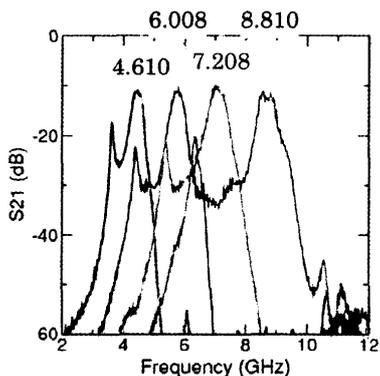


図21 4周波数分離回路の周波数特性.

$$A \exp i(\omega_{IF}t + \phi)$$

となる. 今回の場合, $\omega_{IF}/2\pi = 110$ MHzである. 信号 A , ϕ を取り出す検波回路と直交復調回路の概念図を図22に示す. 回路はプリント基板化され, IF 選択のバンドパスフィルタとしてコンパクトなSAWフィルタ (Murata, SAFCC 110MCA1T00: 中心周波数110 MHz, 帯域幅2 MHz) を使用する. 振幅検出には対数パワー検出器 (Analog Devices, AD8362) を使用する. これは対応するプラズマ実験の範囲を広くとるためである. この結果, 対物鏡の角度調整を厳密に行わなくてもデジタイザの入力として十分高い電圧の信号を出力できるようになった. 位相検出には直交復調器 IC (Analog Devices, AD8348) を使用する. AD8348 は周波数分周器を用いて 90° 信号を作るため, 110 MHz の2倍の220 MHzを基準周波数として供給する. 直交復調器の出力は 90° 位相が異なる I 信号 ($\cos \phi$ に対応) と Q 信号 ($\sin \phi$ に対応) である. これらの信号は単一電源の低雑音 OP アンプ (Analog Devices, AD8033) で出力電圧がデジタイザの入力電圧に合うよう増幅する.

7. ECE イメージング

ECE イメージング (ECEI) 受信システムのブロックダイアグラムを図23に示す. 図8 (b)に示すようにHMAの感度は108 GHzまで伸びているのでECEIではMIR計測と同一仕様のHMAを用いて受信する. ECEIでは, 図9に示すようにMIRと同一光学系を使用, LO周波数だけ異なり95 GHzである. ECEIのLO (Quinstar, QBO-9525WSOG) はGunn発振器出力をパワーアンプで増幅したものであり, 出力は25 dBmである. ECEIのLO (95 GHz) は図9に示

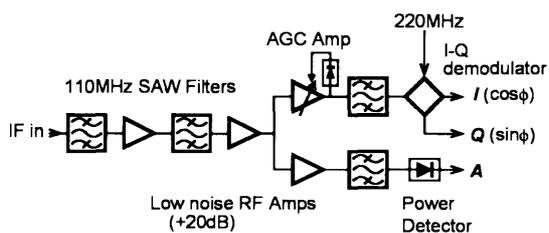


図22 MIR用の直交復調器 (I-Q デモジュレータ) とパワー検出器の模式図.

す LO_2 アンテナから放射され, ビームスプリッタ BS_3 でMIR用のLO (55.8 GHz) と同軸配置となる.

ヘテロダイン受信ではLO周波数の高周波数側と低周波数側が同一IF周波数となるため区別がつかない. そこで高周波数側のみを選択するためHMA前面にダイクロミック板を置いた. これは図24 (a)に示すように6 mm厚のアルミ合金板に直径1.9 mmの孔を2.1 mmピッチで多数開けた物である. ダイクロミック板は円形導波管の集合体でありハイパスフィルタとして働く. その低域カットオフ周波数は円形導波管と同じで,

$$f_c = \frac{1.841c}{2\pi a} \tag{6}$$

(c は光速: 299792458 m/s, a は孔の半径) で与えられる. 今回のように孔の半径 $a = 0.95$ mmでは, $f_c = 92.5$ GHzとなる. VNAで測定した周波数特性は図24 (b)に示すように93 GHzカットオフのハイパスフィルタとなっている. このダイクロミック板を用いることで, LO波 (95 GHz) は損失なしに透過できるが, IF信号中では97 GHzと区別がつかない93 GHz信号は -5 dB以下になる.

HMAで受信されたECEは, 図25に示すような8チャンネルバンドパスフィルタバンクで周波数毎に分離され, 検波される [15]. そのフィルタ特性は図26に示すように, 各バンドパスフィルタ中心周波数はLO周波数 (95 GHz) から2 GHz離れた周波数から, 1 GHzステップで9 GHzまでであり, 各チャンネルの帯域幅は0.5 GHzである. バンドパスフィルタは厚さ0.127 mmのテフロンプリント基板の上の

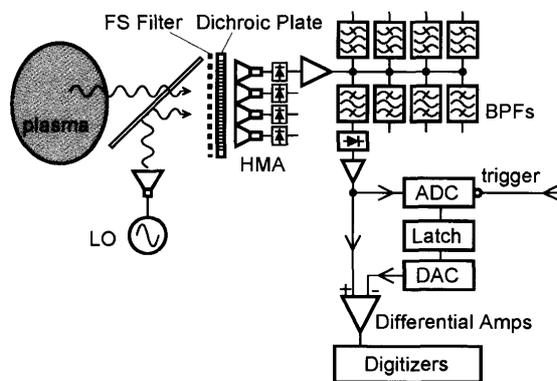


図23 ECEイメージング受信機概念図.

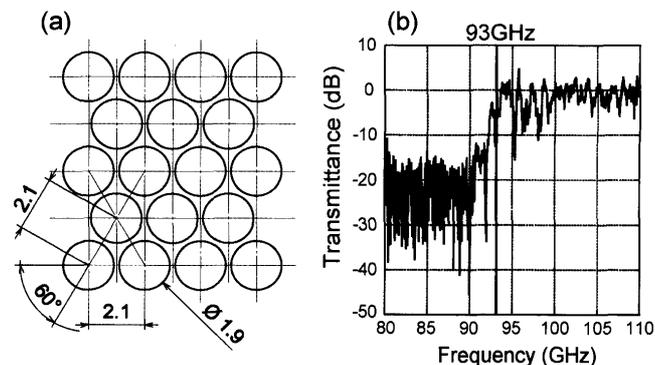


図24 (a)93 GHzハイパス性能を持つダイクロミック板の詳細図. (b)ダイクロミック板の透過特性.

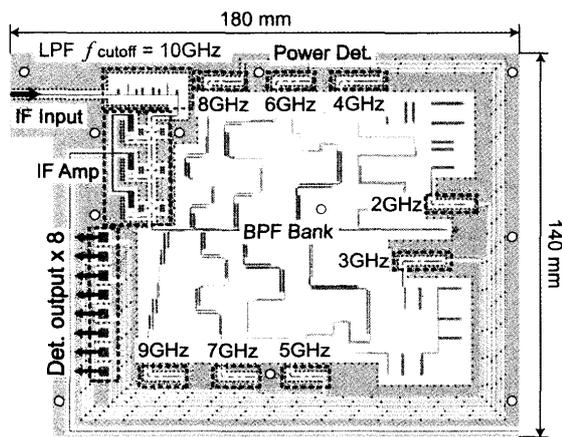


図25 ECE イメージング (ECEI) 用の周波数分離回路基板。

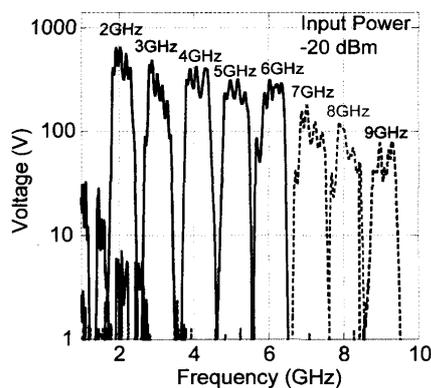


図26 ECEI 用の周波数分離回路の周波数特性。

銅箔のエッチングパターンで生成し、銅箔には金メッキが施されている。バンドパスフィルタの直後にパワー検出器を置き、パワー検出する。ECE 出力は電子雑音を含むために検出したときプラズマがなくても直流オフセットがある。直流オフセットの変化時間はプラズマ生成時間幅よりかなり遅い。そこで図23に示すように、ECE 出力を ADC でデジタル化し、プラズマ生成トリガーでラッチし、DAC でアナログ出力する。これはプラズマ生成の直前に保存した ECE 出力であり、直流オフセットとほとんど同じはずである。そこで差動アンプを用いて ECE 出力から DAC 出力を引き算した上で増幅すると、プラズマからの放射 (ECE) 成分のみを大きく増幅できる。その後、14 bit, 1 MHz サンプリングのデジタイザ (National Instruments, PXI-6133) でデータ収集する。

8. マイクロ波イメージングを用いたプラズマ実験

プラズマに反射面がない場合の MIR 信号 (A, I, Q) の例を図27に示す。これは磁場配位 ($R_{ax} = 3.9$ m, $B_{ax} = 0.9$ T, $\gamma = 1.254$, $B_q = 100\%$)、平均線電子密度 (nL) $0.45 \times 10^{19} \text{ m}^{-3}$ のプラズマでの実験である。用いた直交復調器の前段には図22に示すように、AGC (Auto Gain Control) アンプが置かれ、常に振幅を一定にしている。そのため、図27(c), (d)および図27(f), (g)に示される直交復調信号 (I, Q) の振幅は一定である。図27(f), (g)で明らかだが、Q は I より位相が 90° 進んでいる。これは $\sin \phi$ と $\cos \phi$ の位

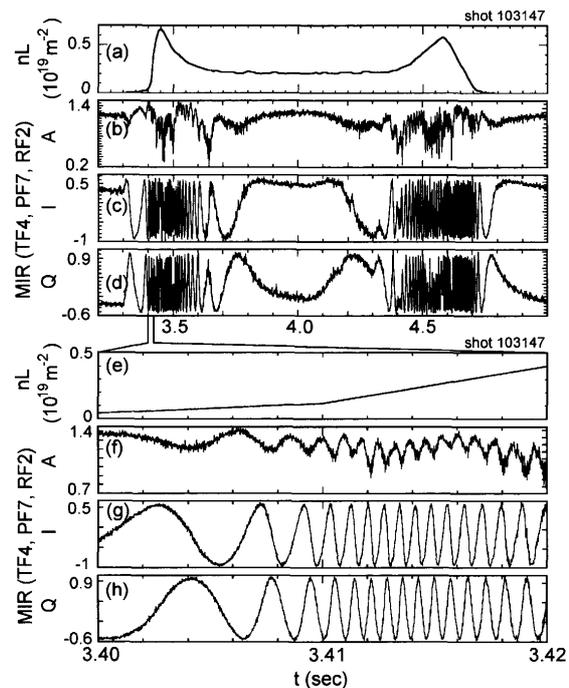
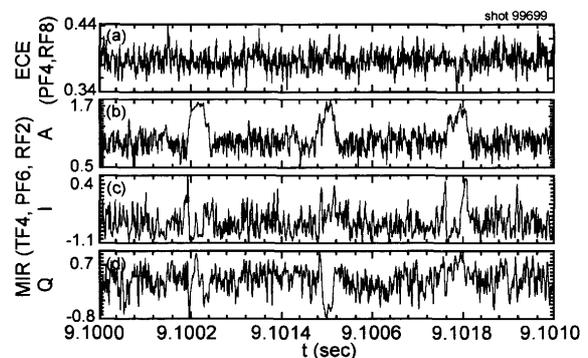


図27 カットオフがないプラズマでの、(a, e)電子密度と光路長の積、MIR の(b, f)A 信号、(c, g)I 信号、(d, h)Q 信号。

相関係と同じである。時刻 $t = 3.41$ sec から 3.42 sec の間に、 nL は $0.2836 \times 10^{19} \text{ m}^{-2}$ 上昇するが、このとき、MIR 信号 (61.808 GHz) の位相は、12.3 フリンジ進む。仮に内壁に平面反射鏡があって、プラズマの密度によって位相が変わるとして実測値の nL から計算すると 12.3 フリンジ進むことになる。このように観測した位相変動と、電子密度による位相変動は一致する。また、密度が一度下がって再上昇するとき ($t = 4$ sec)、位相信号 (I, Q) が反転する。したがって、この MIR 信号は真空容器内壁での反射による干渉信号と思われる。このようにプラズマ中に反射面がなくても電子密度変動に伴う位相変動が観測される。

プラズマ中に反射面がある場合は反射面の変動が観測できる。マイクロ波イメージング計測システムにより計測した LHD のエッジプラズマの ECE および MIR 信号 (チャンネル番号 (TF4, PF6, RF2) の強度、直交復調器信号 (I, Q) の一例を図28に示す。ECE 信号は白色雑音のようだが、

図28 LHD のエッジプラズマでのマイクロ波イメージング信号の例。(a)ECE (PF4, RF8)、MIR (TF4, PF6, RF2) の(b)振幅(A)、直交復調器の(c)I 信号 ($\sim \cos \phi$)、(d)Q 信号 ($\sim \sin \phi$)。

MIRのA信号にはおよそ0.3 msごとに1 V以上の周期的な信号が現れている。背景の揺動信号は0.5 Vあり、これは雑音(0.1 V程度)の5倍であるので、プラズマ中の揺動を表しているものと思われる。ECEおよびMIR強度信号のFFTスペクトルを図29に示す。MIR強度には強い3 kHzの高調波があるが、ECEには見られない。

MIR強度(A)の二次元像の例を図30に示す。強度を表すカラーバーは4つの像で共通である。RF1, RF2, RF3, RF4はそれぞれ、周波数60.41, 61.81, 63.01, 64.61 GHzに対応する。RF2とRF3のトロイダル方向のチャンネル4とポロイダル方向のチャンネル7付近に斜めに伸びた細長いモード構造が現れている。これはMIR信号波形に現れる強いバーストに対応する。RF1が一番早い時刻であり、RF4が一番遅い。すなわち外側から始まって内側へ広がっている。この構造の角度は磁力線の角度にほぼ一致する。またモード構造の幅は2チャンネル分あり、チャンネル間隔がおおよそ2 cmであることから、おおよそ4 cmである。半径方向については以下のように2 cm程度の拡がりがある。図30では少しずつ異なる時刻の異なる周波数(異なるプラズマ半径)の像を示している。

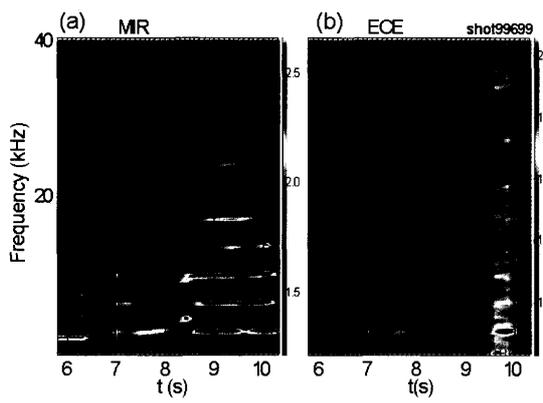


図29 図28に示したLHDのエッジプラズマでのMIRのA信号とECE信号のFFTスペクトル。

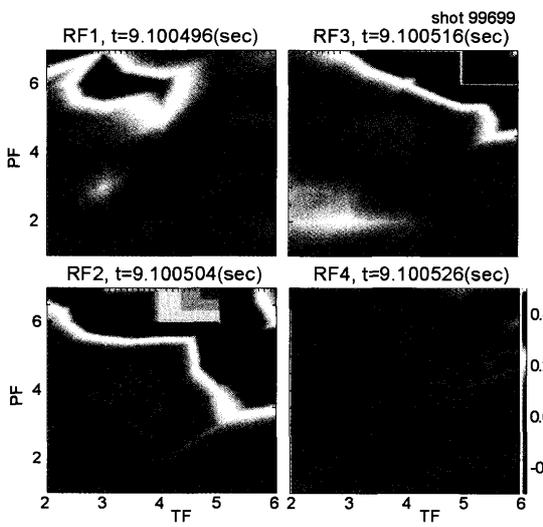


図30 図28に示したLHDのエッジプラズマの反射周波数毎の二次元MIR像。

マイクロ波の反射面は密度に依存する。今、MIRはXモードのカットオフを測定しているため、そのカットオフ密度は式(2), (3)より

$$n_{\text{cut-off}} = \frac{f_R^2 - f_{Rf_{ce}}}{806.4} \quad (7)$$

となる。ここで単位はカットオフ密度[10^{19} m^{-3}], 周波数[GHz]である。観測位置を知るためには、図31に示すようにトムソン散乱で測定した電子密度分布とMIR周波数のカットオフ密度の交点をとる。この例ではRF1, RF2, RF3, RF4はそれぞれ、 $R=4.56, 4.55, 4.54, 4.525 \text{ m}$ に対応することがわかる。したがって、図30で観測されるモード構造は $R=4.54 \sim 4.56 \text{ m}$ に局在していることがわかる。参考のためにこの磁場配位($R_{ax}=3.6 \text{ m}, B_{ax}=2.75 \text{ T}, \gamma=1.254, B_q=100\%$)の真空磁場では、iota=1.5の面が $R=4.525 \text{ m}$ にある。しかし、最外殻磁気面は真空磁気面では $R=4.55 \text{ m}$ にあるのに対し、トムソン散乱で測定した電子温度分布の最外側($T_e < 100 \text{ eV}$)は $R=4.6 \text{ m}$ より外側である。したがってiota分布も多少異なっている可能性がある。このようにMIRによりLHDプラズマの境界付近でiota=1.5近傍と思われる領域に局在化したモードが発生していることが観測された。

ECEIの信号例を図32に示す。電子温度は同じ磁気面上のトムソン散乱で測定した電子温度と比較して決定した。

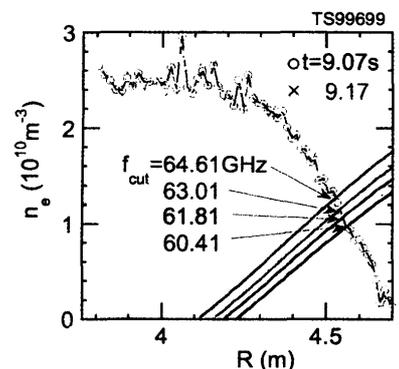


図31 図28に示した時刻付近($t=0.07, 9.10, 9.17 \text{ sec}$)でのLHDプラズマの電子密度分布とMIRのカットオフ密度。

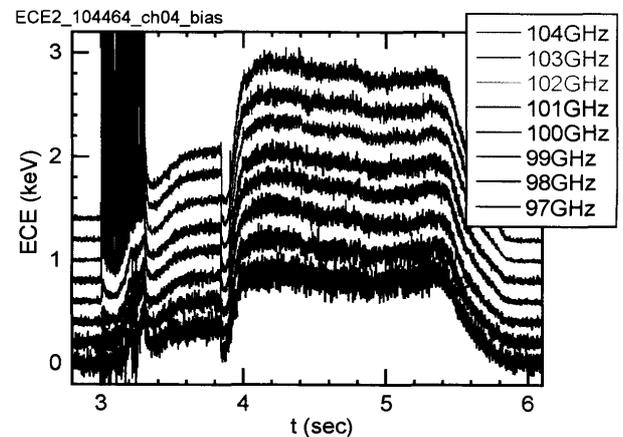


図32 エッジプラズマからのECEイメージング信号の例。

プラズマ生成前の ECE 信号が雑音レベルであり、1 MHz サンプリングの場合、LO パワーの強い中央のチャンネルで 30 eV、弱い端のチャンネルで 100 eV 程度である。計算機上でローパスフィルタをかけることで雑音を低減できるので、低周波数の現象を観測することは可能である。101 GHz と 102 GHz には ECH (77, 82.7, 84 GHz) による大きな影響が現れている。これらのチャンネルには LO 周波数 (95 GHz) の低周波側のサイドバンドである 89 GHz と 88 GHz を -20 dB 程度含まれているがどれも ECH 周波数ではない。

9. まとめ

マイクロ波イメージング計測は、プラズマにマイクロ波を照射してその反射波を結像するマイクロ波イメージング反射計(MIR)とプラズマ自身が発光するマイクロ波(ECE)を結像する ECE イメージング(ECEI)とに分けられる。本研究では、同じ結像光学系を用いて、同じプラズマの MIR と ECEI が同時計測可能な計測システムを開発した。照射マイクロ波ビームは観測領域を一様に照射するが、一方反射波は HMA 上に結像するように FDTD シミュレーションを用いて光学設計した。LHD プラズマはねじれているため反射波が受信アンテナに入射するように、真空容器内に設置した対物鏡を外部から駆動して調整した。

マイクロ波イメージング計測では計測チャンネル数が非常に多いために、低コスト化とコンパクト化が課題である。本研究では、ホーンアンテナを用いた二次元マイクロ波イメージング検出器 HMA、およびプリント基板を用いた周波数分離回路などの開発によってこの課題に対処した。MIR では位相が重要であるため、直交復調器による位相検出を行った。直交復調器には高精度の高周波が必要である。また半径方向の測定には異なる周波数のマイクロ波を用いるが、そのために、基準マイクロ波に 4 周波数の高周波および直交復調器で用いる 110 MHz を重畳する 4 周波数マイクロ波源を開発した。ECEI では、MIR と同じ V バンド HMA に LO を 95 GHz とし、カットオフ周波数 93 GHz のダイクロミックプレートを用いることで、中心周波数 97~104 GHz の ECE を受信した。これを新たに開発した中間周波数 1.5~9.5 GHz を 1 GHz 刻みで 8 分割するプリント基板周波数分離回路で周波数分解し計測した。

LHD においてマイクロ波イメージング計測の初期的な実験を行った。低磁場低密度プラズマの場合、反射面が無い場合でも MIR 信号はあり、内壁からの反射波がプラズマ中で位相変化を起こすものと思われる。これはプラズマによる反射であっても、途中の電子密度変動により位相(I, Q)信号および A 信号が変調を受けることを示している。LHD の高磁場プラズマの端部での X モード波の反射で、周波数 3 kHz のモードが観測された。これは半径方向には 2 cm、横幅 4 cm 程度の細長い構造を持っていることがわかった。ECEI でも、MIR と同じ観測領域からの ECE 計測に成功した。雑音レベルは 1 MHz サンプリングの場合、中心部のチャンネルでも 30 eV、端のチャンネルで 100 eV であった。今後ビームスプリッタの反射率の最適化

(50%) を図ることで 2 倍程度の改善は可能であると思われる。

本研究で開発した世界初の三次元マイクロ波イメージング計測は、初期的実験において局所的揺動計測器として十分な性能を示すことができた。バルーニングモードのような局在化した MHD モードや乱流の元となる微視的不安定性についてはこれまで十分な観測手段がなかった。トロイダル方向やポロイダル方向の波数スペクトルは揺動の性格の同定に重要であるし、帯状流のように半径方向に変動があることが重要な場合もあるので、揺動研究には三次元計測が望ましい。マイクロ波イメージングは高感度の局所的揺動計測器として、今後これらの分野の研究に大いに役立つことが期待される。

謝辞

本研究で使用した FDTD シミュレーションコードは故北條仁士先生(筑波大学プラズマ研究センター)から提供され、北條先生のご指導の下で LHD に応用したものであり、深く感謝する。本研究の遂行に当たっての核融合科学研究所の須藤前副所長、本島前所長、小森所長、山田総主幹の援助と激励に深く感謝する。また本研究は、科学研究費補助金基盤研究(No.14208055, No.21246140)、自然科学研究機構イメージングサイエンス(KEIN0011, KNSI001)、核融合科学研究所の国際連携経費(KEIN1111)、一般共同研究(KCHP017, KLHP303)および LHD 運転経費(ULPP525, ULPP008)の補助を受けて遂行されている。

参考文献

- [1] Y. Nagayama, S.A. Sabbagh, J. Manickam, E.D. Fredrickson, M. Bell, R.V. Budny, A. Cavallo, A.C. Janos, M.E. Mauel, K.M. McGuire, G.A. Navratil, G. Taylor and M. Yamada, *Phys. Rev. Lett.* **69**, 2376 (1992).
- [2] 伊藤早苗: プラズマ・核融合学会誌 **86**, 334 (2010).
- [3] 長山好夫, 間瀬 淳: プラズマ・核融合学会誌 **81**, 337 (2005).
- [4] Y. Nagayama, M. Yamada, W. Park, E.D. Fredrickson, A.C. Janos, K.M. McGuire and G. Taylor, *Phys. Plasmas* **3**, 1647 (1996).
- [5] H.K. Park, A.J.H. Donne, N.C. Luhmann, Jr., I.G.J. Classen, C.W. Domier, E. Mazzucato, T. Munsat, M.J. van de Pol, Z. Xia and TEXTOR Team, *Phys. Rev. Lett.* **96**, 195004 (2006).
- [6] E. Mazzucato and R. Nazikian, *Phys. Rev. Lett.* **71**, 1840 (1993).
- [7] R. Nazikian, G.Y. Fu, Z. Chang, S.H. Batha, H. Berk, R.V. Budny, Y. Chen, C.Z. Cheng, D.S. Darrow, N.N. Gorelenkov, F.M. Levinton, S. Medley, M.P. Petrov, M. Redi, E. Ruskov, D.A. Spong, R.B. White and S.J. Zweben, *Phys. Plasmas* **5**, 1703 (1998).
- [8] B.H. Deng, C.W. Domier, N.C. Luhmann, Jr., D.L. Brower, G. Cima, A.J.H. Donne, T. Oyevaar and M.J. van de Pol, *Rev. Sci. Instrum.* **72**, 301 (2001).
- [9] C.W. Domier, Z.G. Xia, P. Zhang, N.C. Luhmann, Jr., H.K. Park, E. Mazzucato, M.J. van de Pol, I.G.J. Classen, A.J.H. Donne and R. Jaspers, *Rev. Sci. Instrum.* **77**, 10E924 (2006).

- [10] S. Yamaguchi, Y. Nagayama, D. Kuwahara, T. Yoshinaga, Z.B. Shi, Y. Kogi and A. Mase, *Rev. Sci. Instrum.* **79**, 10F111 (2008).
- [11] Y. Nagayama, S. Yamaguchi, Z. Shi, Y. Kogi, A. Mase, S. Sugito, Y. Hirano, S. Kiyama, H. Koguchi, H. Sakakita, K. Yambe and N. Ohyabu, *Plasma Fusion Res.* **3**, 053 (2008).
- [12] Z. Shi, Y. Nagayama, D. Kuwahara, T. Yoshinaga, M. Sugito and S. Yamaguchi, *J. Plasma Fusion Res. SERIES* **8**, 109 (2009).
- [13] Z. Shi, Y. Nagayama, S. Yamaguchi, D. Kuwahara, T. Yoshinaga, S. Sugito, Y. Hirano, H. Koguchi, S. Kiyama, H. Sakakita, K. Yambe and C. Michael, *Plasma Fusion Res.* **5**, S1019 (2010).
- [14] 長山好夫：「アンテナアレイ」(特許出願番号2008-228479) (2008).
- [15] D. Kuwahara, S. Tuji-Iio, Y. Nagayama, T. Yoshinaga, Z. Shi, S. Yamaguchi, M. Sugito, Y. Kogi and A. Mase, *J. Plasma Fusion Res. SERIES* **8**, 649 (2009).
- [16] D. Kuwahara, S. Tuji-Iio, Y. Nagayama, T. Yoshinaga, Z. Shi, S. Yamaguchi, M. Sugito, Y. Kogi and A. Mase, *J. Plasma Fusion Res. SERIES* **9**, 125 (2010).
- [17] T. Yoshinaga, D. Kuwahara, Y. Nagayama, H. Tsuchiya, S. Yamaguchi, Y. Kogi, S. Tuji-Iio, H. Hojo and A. Mase, *Plasma Fusion Res.* **5**, 030 (2010).
- [18] S. Yamaguchi, Y. Nagayama, R. Pavlichenko, S. Inagaki, Y. Kogi and A. Mase, *Rev. Sci. Instrum.* **77**, 10E930 (2006).
- [19] S. Yamaguchi, Y. Nagayama, Z. Shi, R. Pavlichenko, S. Inagaki, Y. Kogi and A. Mase, *Plasma Fusion Res.* **2**, S1038 (2007).
- [20] T. Yoshinaga, Y. Nagayama, D. Kuwahara, H. Tsuchiya, S. Yamaguchi, Y. Kogi, S. Tuji-Iio and A. Mase, *Rev. Sci. Instrum.* **81**, 10D915 (2010).
- [21] D. Kuwahara, S. Tuji-Iio, Y. Nagayama, T. Yoshinaga, H. Tsuchiya, S. Sugito, S. Yamaguchi, Y. Kogi, K. Akaki and A. Mase, *Rev. Sci. Instrum.* **81**, 10D919 (2010).
- [22] A. Mase, M. Ohashi, A. Yamamoto, H. Negishi, N. Oyama, Y. Nagayama, K. Kawahata, K. Watabe, K. Mizuno, H. Matsuura, K. Uchida and A. Miura, *Rev. Sci. Instrum.* **72**, 375 (2001).
- [23] A. Mase, Y. Kogi, M. Ohashi, S. Ohsako, Y. Nagayama, K. Kawahata, S. Aoi and E. Sakata, *Rev. Sci. Instrum.* **74**, 1445 (2003).
- [24] N. Ito, A. Mase, Y. Kogi, Z. Shen, N.C. Luhmann, Jr. N. Seko, M. Tamada and E. Sakata, *Plasma Fusion Res.* **2**, S1042 (2007).
- [25] Y. Kogi, T. Sakoda, A. Mase, N. Ito, Y. Yokota, S. Yamaguchi, Y. Nagayama, S.H. Jeong, M. Kwon and K. Kawahata, *Rev. Sci. Instrum.* **79**, 10F115 (2008).