



解説

モノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC) の プラズマ計測への応用

Application of Monolithic Microwave Integrated Circuits (MMIC) to Plasma Diagnostics

桑原 大介

KUWAHARA Daisuke

中部大学

(原稿受付: 2025年8月26日)

マイクロ波計測はプラズマと非接触、高時間分解能、電子密度絶対値計測、電子温度計測など幅広い応用が可能で、磁場閉じ込め核融合プラズマの基幹計測として長年に亘り利用されてきた。一方、マイクロ波技術は民生の通信、防衛におけるレーダー分野で旺盛に技術開発が進められている分野であり、プラズマ用マイクロ波計測はこの発展に支えられてきたといえる。本記事では近年普及してきたモノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC) を用いたマイクロ波計測器製作に必要な技術（高周波基板による回路設計、MMIC の選定、ワイヤボンディング等）や必要な検出方式について解説する。

Keywords:

microwave diagnostics, microwave reflectometry, microwave interferometer, ECE measurement, microwave imaging

1. マイクロ波によるプラズマ計測

磁場閉じ込め核融合プラズマ装置におけるマイクロ波計測は核融合研究黎明期の1960年頃 [1] から現在まで利用されている基幹計測である。一言にマイクロ波計測といっても実際には多くの方式があり、大別するとプラズマからのマイクロ波放射を計測するパッシブ型としては電子サイクロトロン放射 (ECE) 計測があり、プラズマにマイクロ波を照射するアクティブ型としてはプラズマからの透過波を用いる干渉・偏光計、散乱波を用いる散乱計、反射波を用いる反射計などがあり、更にこれらについても細かい方式が存在する [2-4]。様々な方式があるが、共通した長所としては非接触計測、高時間分解能が挙げられ、高温ゆえ非接触が求められる大型装置、更には将来の核融合炉においては電子温度が計測できる ECE 計測、電子密度絶対値が得られる干渉計、反射計は基幹計測として重視されており、現在でも多チャンネル化など新たな方式の開発が続いている [5]。これらマイクロ波計測の原理や最新動向については参考文献を参照されたい。

かように素晴らしいマイクロ波計測だが、すべてのプラズマ装置に実装されているとは言えない。理由としてはまず第一に高価であることが挙げられる。後に述べるが、数十GHz帯のマイクロ波反射・干渉計の完成品は数百万円クラスであるし、個々の回路素子は数十万円程度となっている。第二に、自分で計測器を組む際の難易度がある。マ

イクロ波計測は一般的に数 GHz から 300 GHz 程度の周波数を取り扱うが、この周波数帯は高周波工学・マイクロ波工学の範疇で、伝送路一つとっても同軸線、導波管やコネクタの選定が必要であったり、一般的な電子回路工作とは異なる知識が必要となる。また、高周波工学は通信・レーダー等の産業・軍事応用が活発にされているだけあり文献は数多く存在するが、プラズマ計測のためのマイクロ波計測器そのものの教科書は数が少なく [6]、製作のために必要な電子回路工作の前提知識までは暗黙の了解で済ませている。更に加えて、開発に必須のスペクトラムアナライザ (スペアナ)、ネットワークアナライザ (ネットアナ)、パワーメータなどの計測器が数百万～数千万円と高価である。以上から伝統的にマイクロ波計測に携わる研究グループ以外の研究者が一からマイクロ波計測を立ち上げるには障壁が大きいといえる。

本解説のタイトルにもなっているモノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuit) はこれらの難点を緩和してくれる優れた素子である。図1に後述のE-band干渉計で用いる3種のMMICを示す。MMICは従来であれば導波管内接続で構成するアンプ、ミキサ、周波数倍増器等のマイクロ波回路素子を半導体チップ上に実装し、更にインピーダンスマッチング部や電源を纏めたICで、高周波基板上にこれらMMICを実装することで容易にマイクロ波送受信機を構成することができます。

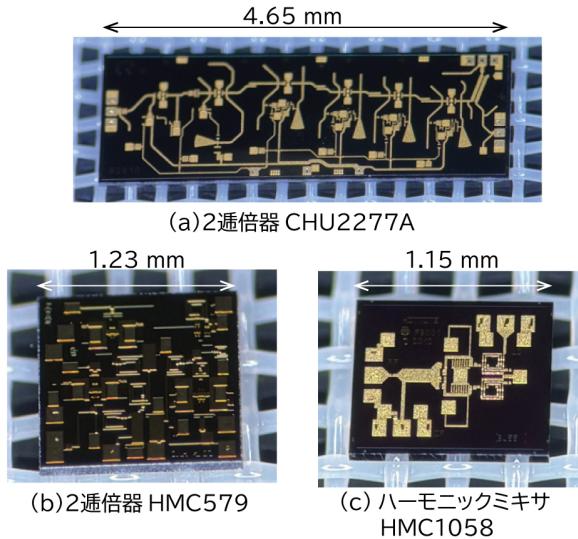


図 1 E-band 干渉計用 MMIC 3 種。

きる。加えて、MMIC は数千～数万円程度と安価である。信頼性が高く使いやすい数十 GHz 以上の帯域の MMIC 製の周波数倍器やミキサ、アンプが気軽に使えるようになつたことで、利用できるスペアナやネットアナの周波数帯域が精々 20 GHz 程度でも数倍の照射周波数・受信周波数帯のシステムが構築できるようになった。2000 年頃から多チャンネル型マイクロ波計測器の開発が各国で行われてきたが、10 年前頃から送受信機に MMIC を利用した計測器が開発されている [7,8]。なお、図 1 の MMIC はペアチップ型という半導体ウェハから切り出されたままのパッケージ化されていないもので、プラスチックパッケージなどによって減衰が大きくなる数十 GHz 帯の MMIC で良く見られる方式である。ペアチップ型 MMIC の配線接続には一般的なはんだ付けができない、金/アルミ細線を超音波振動で溶接するワイヤボンディングという手法が必要となる。

2. マイクロ波計測装置の構成

本章ではマイクロ波計測の一例として後述する 76 GHz 帯マイクロ波干渉計装置の方式について解説する。マイクロ波干渉計はプラズマにマイクロ波を照射し、プラズマの電子密度 n_e によって決定される屈折率 N により、透過波が受ける位相変化量 ϕ から光路の線平均電子密度 n_0 を計測するものである。式(1)はプラズマ周波数 ω_p 、式(2)は正常波（プラズマの印加磁場とマイクロ波の電場方向が平行、もしくは印加磁場無し）の場合の屈折率 N 、式(3)は位相変化量 $\Delta\phi$ を示す [2]。

$$\omega_p = \sqrt{\frac{e^2 n_e}{\epsilon_0 m_e}} \quad (1)$$

$$N = \sqrt{1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}} \quad (2)$$

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \int (1 - N) dx \quad (3)$$

ただし、 ω ：照射波角周波数、 e ：電気素量、 ϵ_0 ：真空中の誘

電率、 m_e ：電子質量、 λ ：照射波波長である。プラズマの着火前後の位相変化量 $\Delta\phi$ から線平均電子密度の絶対値が算出できる。しかしながら光路上の電子密度分布の情報は得られないため、他の計測や多チャンネル化したマイクロ波干渉計アレイなどから得た密度分布関数を用いて局所電子密度を計算する手法が用いられる。照射周波数は式(2)、(3)からも明らかなように対象のプラズマの電子密度、サイズにより選択する。ある照射周波数においてプラズマの電子密度がカットオフ密度に比べて相当低い、プラズマ中の光路が短いと位相変化量が少なくなり計測感度が得られず、電子密度がカットオフ密度に近い場合にはマイクロ波の屈折により受信機から照射波が逸れてしまう可能性もある。この辺りの話は参考文献 [2,3] を参照されたい。

2.1 ダイレクトコンバージョン式

図 2 に様々な干渉計の方式を示した。なお、伝送路は 2 種類が用いられており、点線が導波管、実線は同軸線である。図 2(a) は最も簡単な干渉計の構成で、照射周波数である 76 GHz の発振器からの信号を送信ホーンアンテナから送信光学系などを通じてプラズマに照射し、同様に受信光学系、受信ホーンアンテナで受信しその信号をオシロスコープで観測し、位相変換を検出するものである。しかしながら本方式は数十 GHz を計測できるオシロスコープが極めて高額であるため、実装例はほとんど無い。一応、200 GS/s 程度のオシロスコープは市販されているが 76 GHz を受信するにはサンプリング速度は十分と言えず、また計測データ量も尋常ではないサイズとなるため放電の全時間を計測するのは難しい。

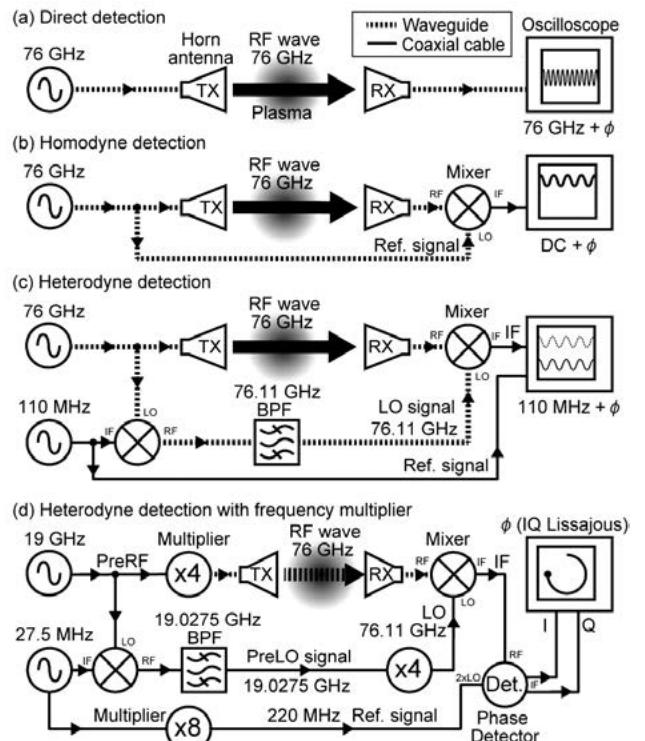


図 2 干渉計検出方式。

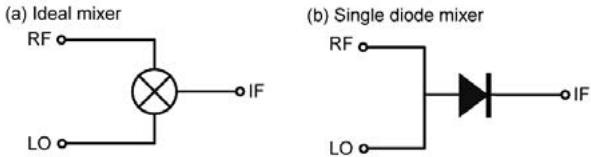


図3 ミキサ.

2.2 ホモダイン式

図2(b)は干渉計黎明期から用いられてきたもので、図3(a)に示した電気信号の乗算素子であるミキサを用いる方式である。ミキサはRF (Radio Frequency), LO (Local Oscillation), IF (Intermediate Frequency) の3つの入出力ポートをもつ素子で、基本動作としてはRFに $\sin(\omega_{RF}t + \phi_{RF})$ を入力し、LOに $\sin(\omega_{LO} + \phi_{LO})$ を入力すると式(4)のように乗算された信号がIFから出力される。

$$\begin{aligned} & \sin(\omega_{RF}t + \phi_{RF}) \cdot \sin(\omega_{LO}t + \phi_{LO}) \\ &= \frac{1}{2} [\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t + (\phi_{RF} - \phi_{LO})) \\ & \quad - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t + (\phi_{RF} + \phi_{LO}))] \end{aligned} \quad (4)$$

ω_{RF} , ϕ_{RF} はRFの角周波数, 位相, ω_{LO} , ϕ_{LO} はLOの各周波数, 位相を示す。IFからは乗算後の和と差の周波数・位相が混ざって出力される。注意点としては、実際のミキサはLO入力を飽和させて動作させるため正弦波ではなく矩形波で乗算がなされるため非線形項として(4)式右辺の高調波が生成される。必要な周波数のみ取り出すようバンドパスフィルタを用いたり、後述の直交ミキサなど高調波を抑制する手段が必要となる。ホモダイン干渉計では76GHz発振器の信号を分岐し、片方をプラズマに照射、受信し、ミキサのRFポートに入力する。分岐した片方は参照路としてただの伝送路を通してミキサのLOポートに入力する。ミキサはRF信号とLO信号を乗算し、中間周波数信号(IF)を出力し、これをオシロスコープで計測する。(4)式右辺第一項はIF信号を表すが、RFとLOは同じ周波数であるため、周波数項は消去され、位相項の差が直流成分として検出される。第二項は高調波成分となるため、ローパスフィルタを用いたりして抑制することが必要となる。ミキサとしては導波管内にダイオードを置いただけの図3(b)に示すシングルダイオードミキサがよく用いられる。比較的簡素にシステムを組めるため古くから用いられてきたが、プラズマからのRF信号強度が屈折により変化すると直流信号強度が変化してしまい純粋に位相成分のみを抽出できない、位相が変化した時に増加したのか減少したのか判断できない(経路を分岐し片方に1/4位相差を作れば直交検出により判断可能)、送受信光学系と参照路を柔軟性のない導波管で組むため実装が面倒、等の困難がある。一方、2台のホモダイン検出器に位相を0/90度ずらした信号を入力、比較することで位相増減を検出できるシステムを組むことも可能である。

2.3 ヘテロダイン式

図2(c)のヘテロダイン方式は通信でも用いられる方式で、2つの周波数信号を用いる。76GHzと110MHz信号で、前者はプラズマによる位相変化量を得るのに必要な周波数帯の信号であり、後者はオシロスコープなどで検出が容易な周波数の信号である。76GHzの信号を分岐し、片方はプラズマに照射し、片方はミキサに入力する。このミキサに110MHzの信号も入力して乗算すると76.11GHzと75.89GHzの和・差信号に加え、理想ミキサでは発生しない非線形成分、すなわち和差信号の高調波成分と76GHz, 110MHzの元信号が outputされる。これらをバンドパスフィルタ(BPF)で76.11GHzのみに選別し、参照波とする。プラズマを通り位相変調を受けた76GHz受信波は別のミキサに入力され、76.11GHzの参照波と乗算され、LPFを通り110MHzの信号が outputされる。この110MHz信号にはプラズマによる位相変調を受けており、110MHz発振器から分岐した変調を受けていない信号と併せてオシロスコープで受信すればコンピュータ上で「干渉」させ位相差を算出することができる。プラズマ透過信号に多少の雑音混入や強度変調が掛かってもホモダインと異なりフィルタリングは容易なため、確度の高い計測が可能となる[9]。

2.4 周波数倍倍ヘテロダイン式

図2(d)はヘテロダイン式を実用面で発展させたものである。周波数倍倍器は入力された高周波の周波数をn倍倍させる非線形素子で、導波管接続、同軸線接続やMMIC形態など様々な市販品がある。この図のシステムでは4倍倍式となっており、(c)で用いていた2つの発振器は1/4周波数の19GHz, 27.5MHzとなる。19GHzを分岐し、一方(PreRF)を4倍倍器により76GHzに変換しプラズマ照射波RFを生成し、一方はミキサにより27.5MHzと乗算してBPFで不要波を除去して19.0275MHzのPreLOとする。PreLOは4倍倍器で76.11GHzのLOとなり、プラズマを通り位相変調を受けたRFとミキサで乗算され110MHzのIFを生成する。位相検出に直交ミキサを用いた位相検出器を用いている。110MHzの倍周波数である220MHzをLO(2×LO)として用い、110MHzの位相変化 ϕ をI($\sin \phi$), Q($\cos \phi$)のような2つの直流電圧として出力するものである。これにより必要なオシロスコープの帯域は更に低周波で良くなり、プラズマ計測であれば精々数MHz程度のサンプリング速度をもつデータロガーでも事足りるようになる。直交ミキサによる位相検出器は通信用の信号変調で用いられるQAM(Quadrature Amplitude Modulation)用として多くのICが市販されている。本方式の優れた点は導波管が必要な箇所がプラズマ周辺部のみだけで済むところである。一般的に50GHz程度の信号伝送には同軸線では減衰が大きいため導波管が用いられるが、導波管はリジッドな角銅パイプそのものであり、敷設には精密な寸法取りが必要で修正は困難、加えて高価である。(d)は倍倍器前後の周波数を20GHz以下に抑えていたため同軸線で比較的低損失に伝送できる。したがって、様々な機器や配線、架台で埋め尽くされたプラズマ装置へ

の柔軟な配置が可能となる。また、高周波素子は周波数が高くなるにつれて高額になる傾向があるため、ミキサやBPFが1/4周波数で構成できる点は大きなアドバンテージとなる。加えて、それでも高額な4倍速器や76GHz帯ミキサを安価なMMICを用いて内蔵すれば、殊更に安価な装置となるわけである。

3. MMIC を用いたマイクロ波計測装置

76 GHz 周波数 4 遍倍ヘテロダイン干渉計を例に上げ MMIC を用いたマイクロ波計測器の実装法を紹介する。図 4 に干渉計装置の外観、図 5 にブロック図を示す。本干渉計は発振器やヘテロダイン回路、位相検出器などが入っ

た 19 インチラックケース (RF box), 送信機 (TX), 受信機 (RX) の 3 点で構成されており, この他に DC 電源と接続用の高周波ケーブル, 位相計測用のオシロスコープがあれば計測ができる.

3.1 E-band (76 GHz 帯) 干渉計の動作

図5のブロック図について解説する。基本的な特徴は下記の通りである。

- 照射周波数: 72~84 GHz
- 位相変調帯域: 1 MHz (10 MHz まで拡張可能)
- 送信機出力: $\sim +5$ dBm

位相ノイズなどは伝送ケーブル長さや光学系によって変化するので明記し辛いが、ケーブル長 5 m 程度で送受信機静止状態の位相ノイズ（リサージュの変動位相角度幅）は数度である。基本的な仕様は図 2(d) と同一だが、位相検出用の 110 MHz 信号の生成法が過倍型から分周型で異なっている。使用する発振器は 18~21 GHz の電圧制御周波数発振器（VCO）HMC733LC4B と 220 MHz の固定発振器 SiT9121AI-2B1-33E220.0 である。VCO は一般的には位相ループ制御（PLL）と併せて用いられるが、本装置では特に PLL は用いずに使っている。VCO からの信号はミキサの飽和電力を満たすようにパワーアンプ ZX60-183A-S+ で +16 dBm 程度まで増幅し、分配器 ZX10-2-183-S+ で分歧し、一方は PreRF として送信機に供給される。もう一方は直交ミキサ HMC8191LC4 に入力される。直交ミキ

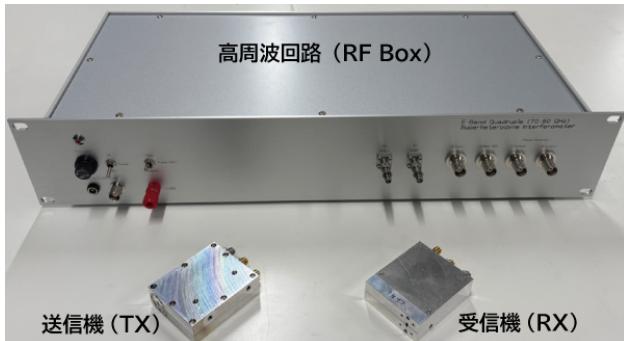


図 4 E-band 干渉計外観.

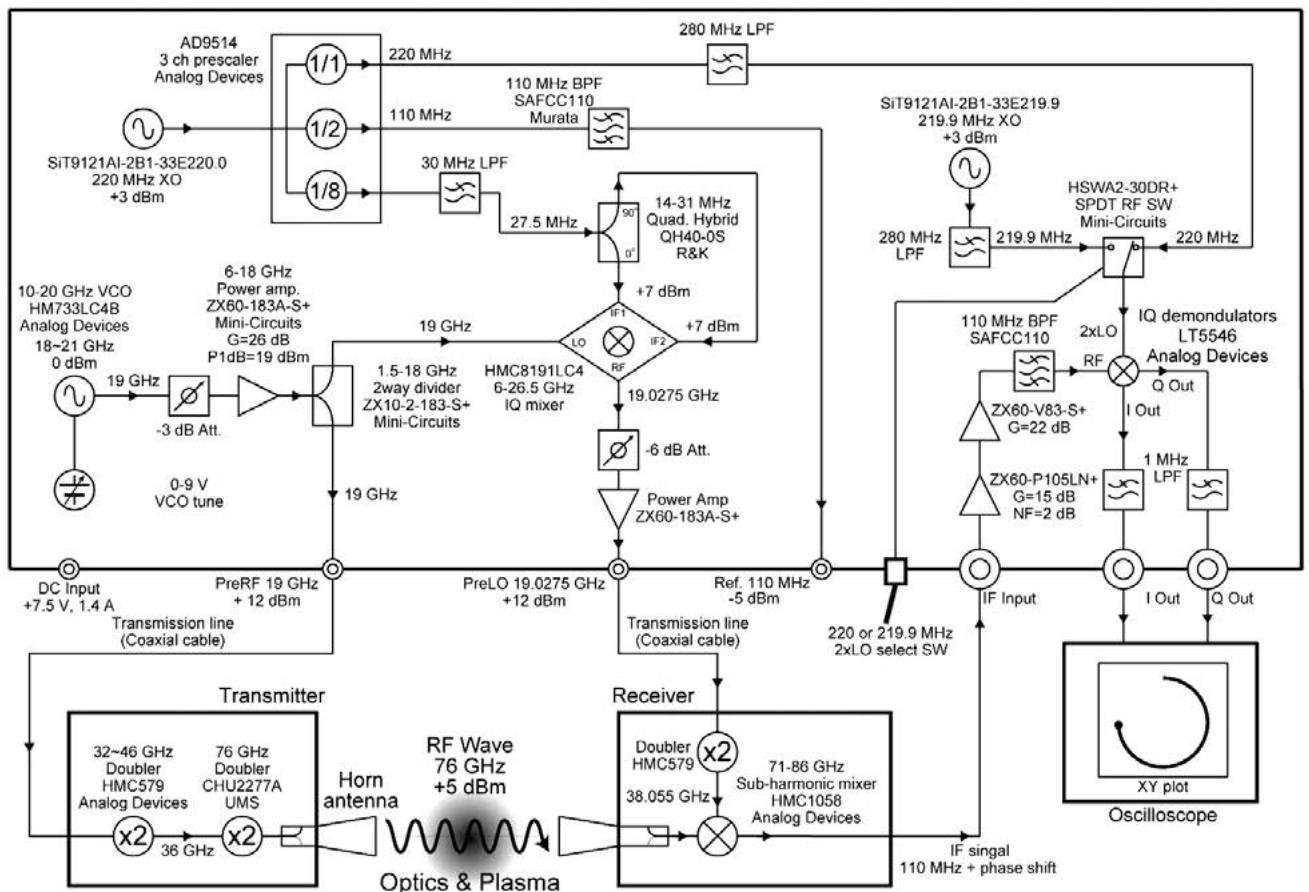


図5 76 GHz 周波数 4 遥倍ヘテロダイン干渉計.

サは図3のミキサを2つ結合し、2つのIFポートIF1, IF2にIF信号を90度ずらした信号を入出力するものである。この直交ミキサのIF1, IF2には220MHz発振器の信号を3ch分周器AD9614により8分周した27.5MHz信号を90度ハイブリッドQH40-0Sにより90°位相がずれた2つの信号に変換して供給する。なお分周器は基本的にデジタル回路で用いる素子なので、出力信号は矩形波で高調波成分を大いに含む。そのため、他の分周器出力も同様だがLPFで高調波を除去している。このLPFは精々数百MHz程度の遮断周波数なので表面実装のコンデンサ、インダクタチップで定K型LPFとして自作している[10,11]。一般的に用いられるダブルバランスドミキサであればLOに19GHzとIFに27.5MHzを入力してアップコンバートを掛けると19.0275GHz, 19GHz, 18.925GHzの3つの信号が outputされるが、直交ミキサは90度ずれた信号のIF1, IF2への供給の仕方で19.0275MHz（または18.925GHz）を選択して出力し、それ以外の信号を25dB程度抑制する事ができる。不要波を20dB程度減衰できれば本装置の構成であれば図2(d)で使用していたBPFは不要とできる。なお、ヘテロダイインを多段化する場合は更に減衰させないと不要波が大量に生成され問題が生じることが多い。直交ミキサで生成された19.0275GHzはミキサの変換損失で減衰しているため増幅器で増幅し、PreLOとして受信機に供給される。なお、増幅器の手前に減衰器が適宜置かれているのは、増幅器の飽和出力電圧(P1dB)に近い信号を出力させると非線形効果で高調波が発生するのを防ぐためである。この辺りの特性は増幅器固有のクセがあるため実測できる20GHz程度の周波数帯域を持ったスペクトラムアナライザが必須といえる。上述以外の回路は位相検出用の部分で、受信機からの位相信号が乗った110MHzのIF信号の参照信号として用いる110MHzの信号（オプション）は3chプリスケーラから220MHz信号の1/2分周で生成される。位相検出器の2×LOとして用いる220MHzは本来であればプリスケーラから出力する必要はないが、分配器として用いている。位相検出には直交位相復調ICであるLT5546を用いている。このICは計測対象の信号の2倍周波数の信号を参照波2×LOとして、位相変化 ϕ を直交信号I, Qで出力する。位相検出帯域としては16MHz程度あるが、要望がない限りはノイズ低減のため1MHz程度にLPFで抑制している。受信機からのIF信号は同じく1MHz程度の位相検出帯域で良い計測であれば通過帯域2MHzの中心帯域110MHzのSAWフィルタSAFCC110で110MHz以外の27.5MHz高調波を除去している。IF信号はローノイズアンプ2段(ZX60-P105LN+, ZX60-V63-S+)で増幅しているが、光学系等の減衰状況によって飽和しないよう段数は調整する。通常のプラズマ計測であれば分周期からの220MHzを2×LOに用いるが、それとは別に219.9MHz発振器からの0.1MHzずらした信号をRFスイッチHWSWA2-30DRで選択して2×LOとして入力できるようにしている。光学系の設置時のマイクロ波光路アライメントや動作確認の際にはIF強度を確認

することが求められるが、IQ信号のリサージュは往々にして視認性が悪く、また110MHzのIF強度は安価なオシロスコープではサンプリング周波数から観測できないことが多い。このため、0.1MHzずらした発振器からの信号を入力し、50kHzでリサージュを回転させ円の半径でIF強度を確認できるテストモードを用意している。ちなみに使用している発振器ICのSiT9121はブランクICを購入しUSBライターで周波数設定ができる安価なMEMS発振器で、本用途に問題ない性能を持っている。

3.2 E-band送信機

送信機はPreRF信号を周波数4倍倍して導波管出力する機能を持つ。まず32~46GHz出力の2倍倍器HMC579[12]（図1(b)）で2倍、次に76GHz出力の2倍倍器CHU2277A[13]（図1(a)）で76GHzを生成する。なおCHU2277Aはデータシートの範囲外で出力電圧も減衰するが70~86GHz程度まで出力可能である。なお、送信機内のPreRFやRFの伝送、導波管変換器にはテフロン等を基材とした高周波帯で低損失な高周波基板を用いる。周波数が数GHzを超えると基板の損失が増加するため一般的なガラスエポキシ基板が使いづらくなるためである。

3.3 E-band受信機

受信機ではプラズマで干渉を受けたRFをIFに変換するため、ミキサと変換のためのLOが必要となる。ミキサはRF入力が71-86GHzのサブハーモニックミキサHMC1058（図1(c)）[14]を用いている。このICはLO供給がRF周波数の半分で済むサブハーモニックタイプであるため、送信機と違いPreLO信号を2倍倍するHMC579だけで済むので非常にありがたいMMICである。

4. MMICを用いた回路の実装法

本章で主にE-bandヘテロダイイン干渉計の送受信機のMMIC回路実装法について解説する。図6に送受信機の内部回路を示す。高周波プリント基板が3種使用されており、それぞれ導波管-マイクロストリップライン(MSL)変換器基板、MMIC搭載基板、伝送基板である。MMICは様々な電圧の電源供給が必要で、このため電源基板は写真の筐体裏側に搭載されている。送信機のPreRF入力、受信機のPreLO入力は19GHz程度の高い周波数の信号を伝送するためこの帯域で使用できるSMAコネクタを使用している。電源基板はDC電流を供給するだけなので高周波コネクタを使用する必要は無いが、コンパクトであることからSMAコネクタを使用している。

4.1 高周波プリント基板

GHz以上の周波数を扱う回路基板では誘電正接の低い低損失な基板材を選択しないと信号の減衰が大きくなる。大別するとテフロン系、セラミック系があるがコストを考えるとテフロン系が使いやすい。また、高周波においては伝送路の特性インピーダンスを揃えなければ基板間、コネクタ-基板間、MMIC-基板間で反射、定在波が発生し計測が困難になることがある。このような回路では両面に銅箔が貼られた両面基板が用いられるが、両面基板で使用

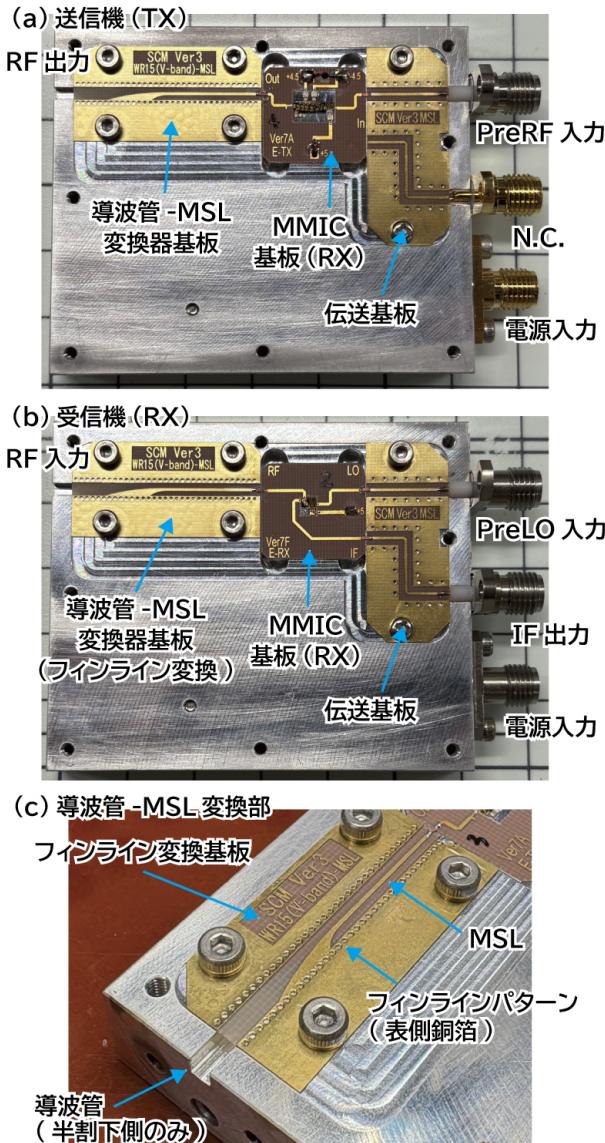


図 6 送受信機内部。

できる伝送路として本装置ではマクロストリップライン (MSL) [15] を採用している。MSL のパラメータには特性インピーダンス、周波数、誘電率、誘電正接、線幅、誘電体厚 (基板厚) がある。これらの計算は教科書に式が示されてはいるが、マイクロ波設計ソフトに内包されていることが多い。本装置の送受信機 3 種の高周波基板は MMIC との接続高さや線幅を考慮し、ピラーシールソリューションズのテフロン基板 NPC-F220A、厚さ 0.127 mm、銅箔厚 18 mm の両面基板を採用している [16]。筆者はプリント基板の設計には高周波用回路シミュレータの CADENCE Microwave Office [17] を用い、プリント基板製造は主に関西電子工業 [18] に依頼している。Microwave Office は主に高周波基板などの 2.5 次元の電磁界シミュレーションを行うソフトで、アカデミックは無償で利用できる。Cadence のフォーラムや文献 [19]、フィルタ設計などのサンプルファイルが参考になる。

4.2 導波管回路

送信機の RF 出力ポート、受信機の RF 入力ポートは 76 GHz 帯の信号を入出力するため導波管ポートとなっている。導波管の規格は WR-12 (管径 3.10 × 1.55 mm)、導波管フランジは UG-387/U としている。入出力する信号は MMIC 基板の倍増器やミキサと接続するため、伝送路を導波管から MSL に変換する必要がある。導波管-MSL 変換はいくつかの種類あるが、本装置では導波管軸方向に MSL を引き出せるフィンライン変換器を採用している [20, 21]。図 6(c) に導波管入力、フィンライン変換器を示すが、図では外してある上側フレームと下側フレームを合わせることで導波管が構成される。フィンライン変換基板は上下フレームで挟まれ導波管の中間に位置する。フィン形状は基板の表裏で対象形状となっており、表面は MSL に接続され MMIC 基板に伝送され、裏面は GND に接続されている。フィン形状の設計は基本的に引用文献を参考にしているが、基板種や周波数が一致しなければ同一の寸法は使用できない。導波管変換の効率を高めたり、導波管 LPF, BPF を設計する場合は COMSOL Multiphysics, Ansys HFSS, XFDTD などの電磁界シミュレーションソフトの利用が必須となる [22]。ただしフィンライン変換器に関しては導波管に基板が挿入された本形状の 3D 電磁界シミュレーションはメッシュの刻みなどが難しいため、寸法をいくつか振った基板を大量試作し、使用する 76 GHz 帯信号源を用いて通過損失を計測するなどして評価し、割と低損失なものを採用するのも手である。HPF については導波管のカットオフ周波数を利用するだけで良く、ワイヤカットなどの放電加工などを利用すれば容易に製作できる。ヘテロダイン検出の際の不要周波数を上手く HPF で除去できるようにシステムを組むとフィルタ購入や製作コストを下げることができる。加えて、近年の金属 3D プリントサービスの普及によりホーンアンテナや導波管ペンド、ツイスト等を安価に製作できるようになってきた。筆者が利用してきた金属 3 次元プリンタサービスとしてはステンレスで金属技研株式会社、JLCPCB などがあり、銅であれば TK エンジニアリング株式会社、アルミは DMM make などがある。周波数が高いほど導波管が細くなるため製作難易度が増すが、印刷の積層方向を考慮に入れて上手く設計すれば 250 GHz 帯域 (導波管径 1.0 × 0.5 mm 程度) のダイアゴナルホーンアンテナなども製作できる。

4.3 コネクタ・ケーブル

本装置の照射周波数は 76 GHz 帯だが、この帯域のミリ波の入出力は送受信機 RF ポートのみで、ケーブルを使用するのは PreLO, PreRF の 19 GHz 帯と IF の 110 MHz 帯、IQ 信号は DC~MHz 程度、その他の直流電源として DC 電源ケーブルがある。GHz 以下の信号伝送であれば特に難しいことを考えず RG-85, 3D2V 等の同軸ケーブルに BNC コネクタがついたケーブルを使えば問題ないが、GHz を超える信号の伝送では適切なケーブルを使用しないと信号減衰が激しくなり、例えば送受信機の PreRF, PreLO の必要電力を供給できずに RF や LO の生成が不可能となってし

まう。PreRF, PreLO の 19 GHz 帯は同軸ケーブルで伝送可能な周波数帯域ではあるものの、ケーブルの減衰に気を使う必要がある。著者がよく使うケーブルは Huber+Suhner 社の Sucoflex 104 や潤工社の MWX322 等がある。これらのケーブルであれば 19 GHz 帯での減衰量は 1.2 dB/m 程度で、本装置であれば送受信機間で 10 m 程度の伝送が可能である。ヘテロダイン信号生成用の筐体内では安価かつ柔軟性に富んだ SUCOFORM_86 等のセミフレキシブルケーブルを使用する。これらのケーブルは 20 GHz 程度では 3~4 dB/m と減衰量が大きいが、距離は短いため問題にならない。また、セミフレキシブルケーブル用のはんだ付け SMA コネクタもノーブル無線、秋月電子等から販売されており、安価に自作できる。なお、SMA コネクタは一般的には 18 GHz 程度が推奨帯域の上限だが、安価なライトアングルやストレートコネクトのアダプタでも 20 GHz 程度で使用できる（減衰が無視できる）ものが多い。ただ、確実に信号が通るかチェックして使う、粗雑なコネクタを高価なコネクタに嵌合して破壊しないようする、等の気遣いは必須である。なお、高周波コネクタにはよく使われるものだけでも BNC, SMA, 3.5 mm コネクタ, K (2.92 mm) コネクタ, 2.4 mm コネクタ, V (1.85 mm) コネクタなど様々なものがあり、相互結合できるもの、出来ないものが存在している。このあたりの話については歴史的にこれらのコネクタと関わりの深い keysight 社（旧 Agilent, 旧 HP 社）のアプリケーションノート「マイクロ波ミリ波同軸コネクタ」が大変参考になる。

4.4 ベアダイ MMIC の実装法

一般に IC のパッケージはプラスチックのケースに半導体素子を固定し、リード端子と半導体をワイヤボンディングした後に樹脂封入して製作される。しかしながら樹脂封入を行うと今回扱うような数十 GHz を超える帯域においては信号減衰が問題になるため、概ね 50 GHz を超える信号を扱う MMIC はベアチップ（ベアダイ）と呼ばれる保護用の樹脂などで覆われていない半導体そのものの形態で販売されているものが多い。図 7 に著者が実装した MMIC の実装写真（注：E-band 送受信機とは異なる）、図 8 に実装部横断面の概念図、図 9 に MMIC 部品等の実装手順を示す。殆どの MMIC は MSL 等の高周波基板を使用した実装を想定しており、また MMIC の距離が遠くなるほど信号減衰が激しくなるため MMIC の信号ポートが MSL が載った高周波基板と近接できるよう配置を工夫する必要がある。一般的に MMIC は裏面がベタ GND となっており、これを土台となるアルミベースに導電性接着剤で接着する。なお、MMIC の接着にはダイボンダーを使用する。MMIC の厚さは 0.1 mm 程度で硬さはガラス程度のため、ピンセットで摘むと破損させる可能性がある。加えて MSL と MMIC の隙間を 0.05 mm 以内とするよう指示がある MMIC が多いが、ピンセットでこれを行うのは不可能である。図 9 に示したマニュアルダイボンダー (Hisol, Westbond MODEL-7200CR) [23] は素子を把持するバキュームピックや接着剤塗布などを行うツールがつい

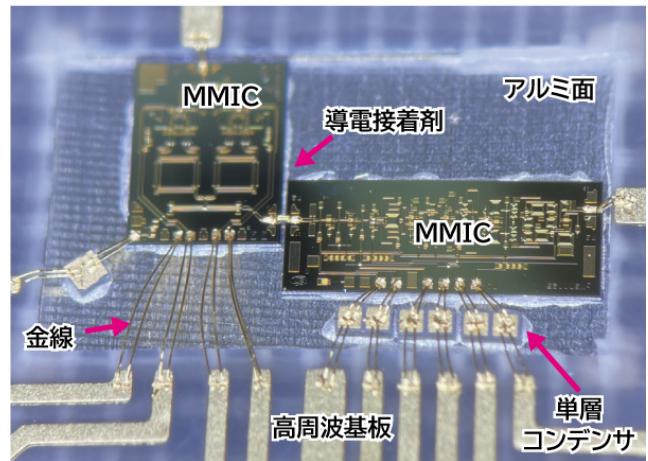


図 7 MMIC 実装部 (E-band 干渉計とは別装置)。

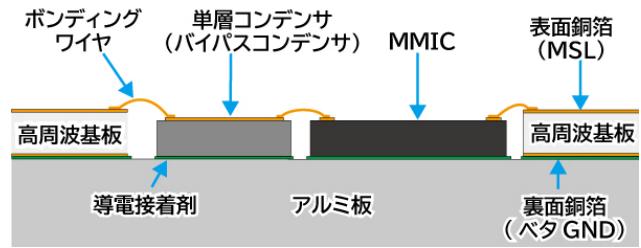


図 8 MMIC 実装部 (横断面)。

たヘッド部が、手動操作するハンドルの動きの 1/10 程度に変化させる精密マニピュレーション装置で、MMIC 接着時などの上下方向の押下応力を設定した閾値以下になるよう制限する機能で、MMIC 接着時などの上下方向の押下応力を設定した閾値以下になるよう制限する機能を持っており、ベアチップ MMIC の実装に不可欠な装置である。これを用いて MMIC を所定の場所に配置したり、ヘッドに針を装着して導電接着剤を塗布するなど様々な精密作業が可能となる。MMIC ボードの実装法について図 9 に詳細に示した。図 9(a) に MMIC 基板を示す。テフロン厚さ 0.127 mm, 銅箔厚 0.018 mm の両面テフロン基板を用いており、表面銅箔は MMIC への信号伝送 MSL や電源供給のためのパターン、裏面はベタ GND となっており、MMIC 実装部はくり抜いてある。なお、金メッキはワイヤボンディング用の厚膜金メッキ処理をしている。くり抜きの寸法は MMIC と MSL の距離に直結するため、正確に行う必要がある。ミリング、レーザーカットなど試したが端面が炭化するなど問題が生じるため、現在のところ顕微鏡下でデザインナイフで切断しているが、近年普及した UV レーザー切断機などを用いれば自動化も可能と考えている。図 9(b) はアルミベースと MMIC 基板の接着のための導電性塗料塗布をダイボンダーを用いて行っている図である。導電性接着剤は京セラ CT285 やパナソニック DBC138G などの 180°C 程度で焼結する導電エポキシを用いており、後述する MMIC や単層コンデンサもこれを使用して接着している。塗布はタンクステン製ピンを用いたスタンプ塗布である。図 9(c) にアルミベースを示す。固定

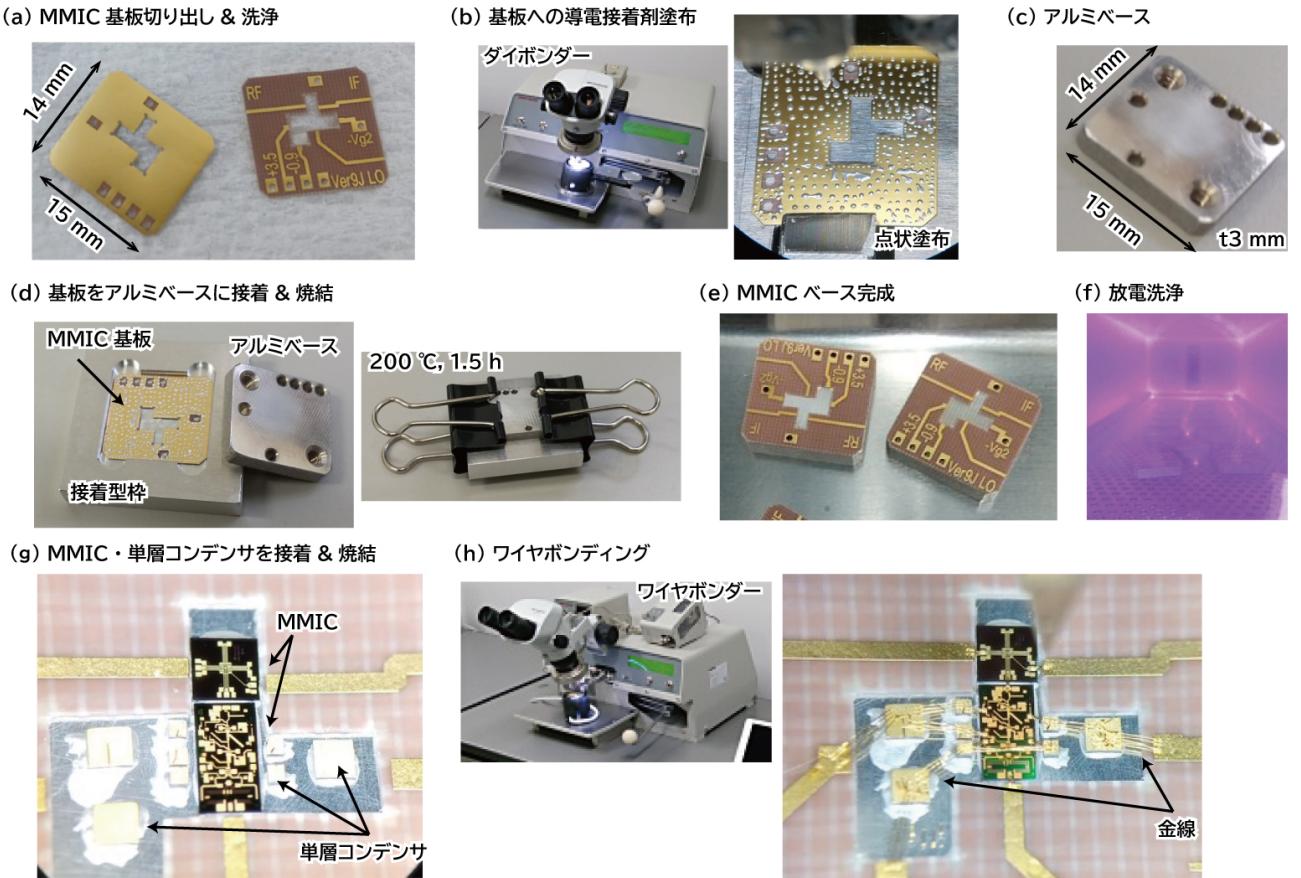


図9 MMIC部品実装法.

用のM2タップと、高周波基板表面銅箔に配線を接続するための穴が複数空いている。図9(d)にアルミベースと接着剤を塗布した高周波基板の接着用型枠である。接着ズレの低減と接着剤をなるべく薄く伸ばすために型枠で押し付けながら恒温槽等で接着剤の焼結を行い、図9(e)に示すMMICベースが完成する。図9(f)は放電洗浄機でMMICベースを放電洗浄している様子である。一般的にはアルゴンをキャリアとした高周波放電方式で、半導体プロセスなどで用いられるものと同様で、Samco、ヤマト科学などのものがある。高周波基板表面の銅箔金メッキの状態が改善し、ワイヤボンディングの接合性を高める効果がある。図9(g)はMMICベースにMMICや单層コンデンサを実装した図である。ダイボンダーを用いて導電性接着剤を塗布・MMICの設置を行う。接着剤が多すぎるとMMIC端面、单層コンデンサ表面に接着剤が広がって短絡してしまうし、接着剤厚が厚いと抵抗が増す、熱抵抗の増加で放熱が悪くなるなど問題が発生するためなるべく均一に薄く塗る必要がある。図9(h)はワイヤボンダー(Hisol, Westbond MODEL-7476D (7400D仕様)) [23]を使用してMMIC、单層コンデンサ、MSL等配線パターンを接続した図である。信号線部はなるべく短距離で、複数線やリボン線で接続しインダクタンス低減を図る。電源配線のワイヤ数も電流流量を考慮して調整する。テフロン基板は柔らかいためワイヤボンダーの金線押し付けの応力が伝わりづら

いのか着きが悪いため、基板加熱温度や押下圧力を高めるなど調整が必要である。また、ワイヤ接続後の銅箔部に導電接着剤を塗布するなど剥離防止も行うと良い(MMIC部は小さすぎて塗布は難しい)。ダイボンダー、ワイヤボンダーは高価なため導入はなかなか難しい。自前で導入出来ない場合は半導体関連を扱う研究室などに利用をお願いする、東京都立産業技術研究センターなど各県に置かれた機関、Hisol [23]などのボンダー取り扱い企業に依頼するなどの選択肢がある。本記事取り扱いのMMICとは異なるケースの話ではあるが、ペアダイMMICが2個載った基板のダイボンディング、ワイヤボンディングで10万円程度だった(基板材、ボンディング数でも異なる)。

4.5 E-band送受信機のMMIC構成

図10にE-band送受信機のMMICボード構成を示す。図10(a)の送信機はPreRFの19GHz信号を4倍増してRF 76GHzを出力する。2倍増幅器を2段にして4倍増幅する構成で、初段は出力周波数32~46GHzのHMC579を用いている。このMMICは入力電力が0~+6dBmと比較的低電力で済み、かつ出力は+10dBm以上と強力で、+10dBm以上を求められるミキサのLO用にアンプ不要で用いることができる便利な倍増器である。また、+5V単電源、消費電流70mAと電源的にも使いやすい。2段目の倍増器はCHU2277Aで、公称76~77GHz出力の2倍増幅器だが実際には70~86GHzの範囲で出力できる。出力端子が2箇所

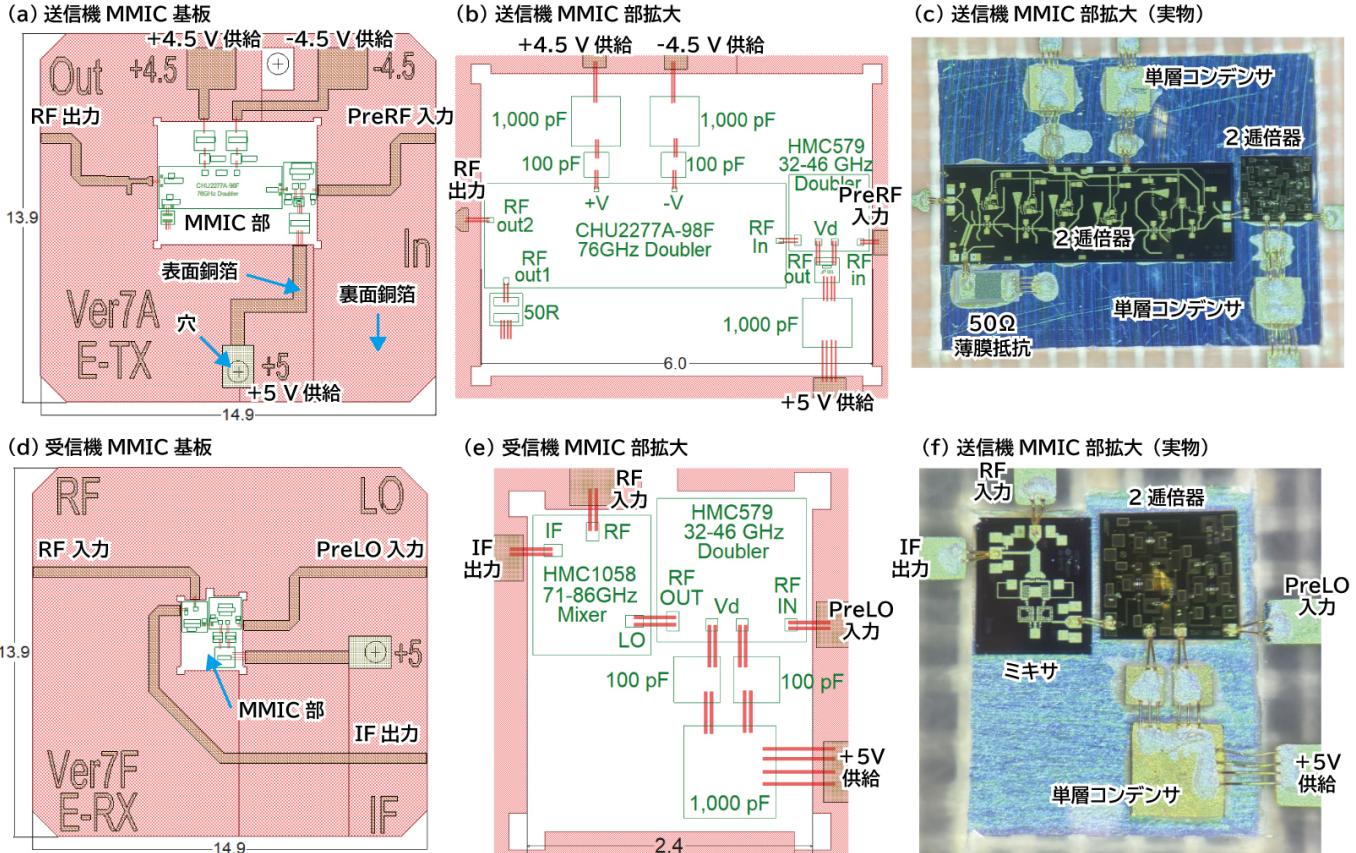


図 10 送受信機 MMIC 基板.

あるが、結合で不具合が出る可能性があるためこの基板では片方のみ利用、もう片方は 50Ω 抵抗で終端している。なお、この終端抵抗や単層コンデンサはテクダイヤ製 [24] を用いた。この IC の電源は $+4.5\text{ V}$ と -4.5 V の 2 電源となっている。数十 GHz 帯で用いられる MMIC は GaAs 製が多く、負のゲート電圧が必要なものが多い。電源投入も負のゲート電圧が印加された後に正電圧を供給するよう指定されていることが多いため、正電圧供給に PNP 型トランジスタ、P-MOSFET などのスイッチを設け、タイミング回路を使用してスイッチングする必要がある。MMIC 用のタイミング電源も市販されているが、負電圧インバータ IC (LTC1261 等) を使用して自作するのも選択肢である。その際、スイッチングノイズが MMIC に伝わらないようにレギュレータやフィルタを用いるなど注意する。

受信機は図 10(d) に示した。受信機はプラズマを通った 76 GHz 送信波を、PreLO 信号を倍増して 110 MHz の差を持った LO 信号を生成し、この 2 つをミキサで検出して IF 110 MHz 信号を出力する。ミキサはサブハーモニックミキサ HMC1058 を用いている。このミキサは RF 周波数の半分の周波数を LO として用いるため、PreLO を 2 倍増すだけで済むので回路構成が単純で済む。使用したい周波数帯域で市販サブハーモニックミキサがあれば僥倖といえる。また、LO 入力の閾値は $+9\text{ dBm}$ と比較的低いもの利点で、送信機でも使用している HMC579 だけで供給できる。

4.6 位相検出器

位相検出には直交位相復調器 LT5546 を使用している。この IC は計測したい周波数の 2 倍の参照波を用いるもので、110 MHz のプラズマを通った IF 信号と 220 MHz 発振器の信号を参照波として位相差を I 信号 ($A \cos \phi$)、Q 信号 ($A \sin \phi$) の 2 つの信号として出力する。この 2 つの信号をオシロスコープの XY モードで描画すれば位相変化は回転として、信号強度は軌跡の半径として検出できる。LT5546 の他にもダイナミックレンジが広い飽和型の LT5502、IF 周波数の高い LT5516 など様々な検出器 IC があり、また市販の完成品モジュール R&K-IQ500IFM-0S (株式会社アールアンドケー) などが選択できる。

5. 今後の展望

現在多くのプラズマ装置でマイクロ波計測器が開発されているが、チャンネル数分だけコストが増加する多チャンネル計測装置において特に MMIC を使用した自作検出器が用いられる傾向がある。また、マイクロ波計測で著名な UC-Davis のグループでは計測に合わせてアンプ、ミキサ、倍増器等を一つの MMIC に統合したシステムオンチップ (SoC) 型の MMIC を開発しており、DIII-D 用の W バンド (80-110 GHz 帯) の ECE イメージング装置 [25, 26] や V バンド (50-75 GHz 帯) のマイクロ波イメージング反射計 [27] が開発されている。SoC MMIC によるプラズマ診断の高性能化とシステム実装の効率化が示されており、

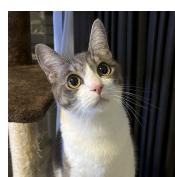
今後の ITER や原型炉での実用化を視野に入れた技術潮流を形作っている。

6. まとめ

MMIC を使用したプラズマ用マイクロ波計測器の開発に必要な技術について解説した。ここまで読んでいただければおわかりと思われるが、相当に電子回路工作に習熟していなければ製作は難しいと思われる。しかしながら誰でもネット通販で購入できる MMIC で高価なマイクロ波計測器が自作できる時代になっているのも事実なわけで、電子工作が好きでマイクロ波計測を自分のプラズマ装置に設置したい方は是非挑戦していただきたい。今回解説した 76 GHz 干渉計ではワイヤボンディングが必須となってしまうが、40 GHz 以下であればプラスチックパッケージの通常のリフローハンダで実装できる部品が多いし、評価ボードを購入すればプリント基板も製作せずにシステムを構成することも可能である。導波管部品にしてもホーンアンテナなどは金属 3 次元プリントサービスを用いれば容易に製作できる。筆者がマイクロ波計測器開発を始めた 20 年近く前に比べれば敷居は間違いなく低くなっているので、挑戦していただければ幸いである。

参考文献

- [1] L.C. Robinson and L.E. Sharp, *Aust. J. Phys.* **16**, 439 (1963).
- [2] プラズマ・核融合学会編：*プラズマ診断の基礎と応用*（コロナ社, 2006）。
- [3] I.H. Hutchinson, *Principles of Plasma diagnostics: Second edition* (Cambridge University Press, 2005).
- [4] 出射 浩：*プラズマ・核融合学会誌* **87**, 313 (2011).
- [5] A. Köhn-Seemann and R.B. Morales, *Phys. Plasmas* **32**, 060502 (2025).
- [6] H.J. Hartfuss and T. Geist, *Fusion Plasma Diagnostics with mm-Waves: An Introduction* (Wiley-VCH, 2013).
- [7] D. Kuwahara *et al.*, *J. Instrum.* **10**, C12031 (2015).
- [8] Y. Wang *et al.*, *Nucl. Fusion* **57**, 072007 (2017).
- [9] Y. Nozawa *et al.*, *Rev. Sci. Instrum.* **92**, 083501 (2021).
- [10] 森 栄二：LC フィルタの設計&製作 (CQ 出版, 2001).
- [11] 桑原大介：*プラズマ・核融合学会誌* **95**, 572 (2019).
- [12] HMC579 データシート <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc579.pdf>
- [13] CHU2277A データシート <https://www.ums-rf.com/wp-content/uploads/2017/01/CHU2277a98F-Full-0301.pdf>
- [14] HMC1058 データシート <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc1058.pdf>
- [15] 小西良弘：*実用マイクロ波技術講座* (ケイラボ出版, 2001).
- [16] ピラーシールソリューションズ https://www3.pillar.co.jp/product/detail.php?id=8901_NPC-F220A
- [17] Cadence https://www.cadence.com/ja_JP/home/tools/system-analysis/rf-microwave-design.html
- [18] 関西電子工業 <https://www.kansaidenshi.com/>
- [19] 津野 透：*Design Wave Magazine* **123**, 132 (2008).
- [20] W.H. Steier *et al.*, *Chem. Phys.* **245**, 487 (1999).
- [21] G.E. Ponchak and A.N. Downey, *NASA Technol. Memo.* 88905 (1986).
- [22] M. Nishiura *et al.*, *Rev. Sci. Instrum.* **92**, 034711 (2021).
- [23] ハイソル株式会社 <https://www.hisol.jp/>
- [24] テクダイヤ株式会社 <https://www.tecdia.com/jp/>
- [25] Y. Zhu *et al.*, *Rev. Sci. Instrum.* **91** 093504 (2020).
- [26] X. Li *et al.*, *J. Instrum.* **19**, P06046 (2024).
- [27] Y. Zhu *et al.*, *Rev. Sci. Instrum.* **93** 113509 (2022).



くわはら だいすけ
桑原 大介

中部大学理工学部宇宙航空学科准教授。東京工業大学総合理工学研究科博士（工学）。電気推進機とマイクロ波計測器開発に従事。2020 年の編集後記で「脳内で猫を飼っている」と書きましたが、去年遂に実物の猫「ニヤン太」を飼い始めました。あとマイクロ波計測器販売の個人事業「春日井電磁波俱楽部」を起業しました。