

オールワイヤレス衛星のための GaN ダイオードを用いた RF エネルギーハーベスタの研究

岸川 諒子

博士（工学）

総合研究大学院大学

物理科学研究科

宇宙科学専攻

平成30（2018）年度

学位論文 博士（工学）

オールワイヤレス衛星のための
GaN ダイオードを用いた
RF エネルギーハーベスタの研究

2018 年度

総合研究大学院大学物理科学研究科

宇宙科学専攻

岸川諒子

目次

アブストラクト	5
第1章：RF エネルギーハーベストと宇宙応用	10
1-1：エネルギーハーベスト技術とグリーンエコ	11
1-2：RF エネルギーハーベスト技術による衛星内センサネットワークシステムのオールワイヤレス化	12
1-3：異種半導体混成回路技術による RF エネルギーハーベスタ	13
1-4：研究の目的と目標	15
1-5：本論文の構成	15
第2章：RF エネルギーハーベストのためのパワー受電システム・回路・デバイスおよびRF 測定	17
2-1：パワー受電システム	18
2-2：パワー変換のための整流回路	19
2-2-1：伝送線路	19
2-2-2：整流回路	22
2-3：整流のためのダイオード	24
2-4：半導体	24
2-5：RF ネットワーク解析および測定方法	25
2-6：第2章のまとめ	28
第3章：HySIC 整流回路開発のための RF デバイス測定	30
3-1：RF デバイス測定における課題	31
3-2：キャリブレーション方法の検討	32
3-3：伝送線路の検討	34
3-4：ショートデバイスの検討	36
3-5：ロードデバイスの検討	37
3-6：RF デバイス測定方法の指針	39
3-7：RF デバイス測定のまとめ	41
第4章：GaN ダイオード測定と HySIC 構造による整流回路の開発	42

4-1 : HySIC 整流回路の開発過程および研究開発要素	43
4-2 : HySIC 整流回路の開発目標	45
4-3 : GaN ダイオードの測定	48
4-3-1 : 測定すべき物理量の検討	48
4-3-2 : 接続ジグ	49
4-3-3 : dc 抵抗測定	52
4-3-4 : RF 反射係数測定	54
4-3-5 : RF ソースプル測定	60
4-4 : GaN ダイオードの等価回路モデルの構築	62
4-5 : HySIC 整流回路の設計	63
4-6 : HySIC 整流回路の実装	70
4-7 : HySIC 整流回路の評価	72
4-7-1 : RF 入力ポートから見た整合の評価	72
4-7-2 : GaN ダイオードと Si 整合回路の共役整合の評価	73
4-7-3 : dc 出力パワーおよび RF-dc 変換効率の評価	76
4-8 : シミュレーションと測定結果の差に関する考察	81
4-9 : HySIC 整流回路の高効率化	90
4-10 : HySIC 整流回路による RF エネルギーハーベットの今後と適用可能性	93
4-11 : HySIC 整流回路開発のまとめ	98
第 5 章 : HySIC 整流回路による RF エネルギーハーベットの実際	100
5-1 : RF エネルギーハーベットの実際系	101
5-2 : RF エネルギーハーベットの実際結果	103
5-3 : RF エネルギーハーベットの実際系の評価	104
5-4 : RF エネルギーハーベットの実際のまとめ	106
第 6 章 : 結論	108
補遺 1 : ジグのキャリブレーションのための RF ネットワーク解析	113
A1-1 : 1 ポートネットワークの解析とモデル化	113
A1-2 : 1 ポート OSL キャリブレーション	116
補遺 2 : ソースプルおよびロードプル測定の原理	118
A2-1 : RF 領域における非線形特性の測定	118

A2-2 : ソールプル測定	119
A2-3 : ソース/ロードプル測定	120
参考文献	122
謝辞	127
成果リスト	128

アブストラクト

近年の宇宙ミッションの高度化により、衛星搭載機器の質量の増加が課題になっている。質量の増加は打ち上げコストの増加につながる深刻な課題である。その一方、衛星としての安全で確実な運用に必要な不可欠な設備も多数存在し、新技術の導入による課題解決が強く求められている。特に、衛星内に配置される機材の温度や振動、燃料漏れ等の環境モニタリングセンサは衛星内のあらゆる場所に多数設置されているためワイヤが長く、衛星の質量増加の要因の一つとされている。これらのセンサネットワークをオールワイヤレス化することで、衛星の軽量化が可能になる。

ワイヤレス化されたセンサへの駆動パワーの供給には、RF エネルギーハーベスト技術が有効である。RF エネルギーハーベストとは、センサのワイヤレス情報通信に用いられる電磁波のパワーの一部を取り出し、センサの駆動パワーとして用いるグリーンエコ技術である。ワイヤレス情報通信技術はすでに開発および衛星への搭載のための研究が進んでいるため、そこにセンサ駆動用のパワーを取り出すRF エネルギーハーベスタを追加することで、センサネットワークシステムのオールワイヤレス化が実現できるという利点を持つ。RF エネルギーハーベスト技術を実現するにあたり重要な回路の一つが、電磁波のパワーを直流パワーに変換する整流回路である。つまり、宇宙環境での使用に適した軽量かつ高機能な整流回路の開発が求められている。

本研究では、衛星内センサネットワークシステムのオールワイヤレス化のためのRF エネルギーハーベスタとして、小型軽量で高性能なC帯の整流回路の開発を行った。開発する整流回路では、100 mW級の直流パワーの整流を目指した。このパワーレベルは、8個の温度センサノードを駆動できるパワーレベルである。本研究により、この整流回路の出力パワーを低消費センサの駆動パワーとする、衛星搭載用RF エネルギーハーベスタが実現可能になる。

この整流回路を実現するために、次世代回路集積技術として注目されている異種半導体混成集積回路 (HySIC) 技術を採用した。HySIC 整流回路では、電磁波を直流パワーに整流するダイオードには宇宙線耐性が強く、高周波動作が可能な窒化ガリウム (GaN) を用い、電磁波と直流パワーを効率良く伝播させる整合回路には集積技術に優れ、低コストのシリコン (Si) を用いた。両者のメリットを混成させて一つの回路を実現することで、小型かつ軽量、高性能、低価格な宇宙用整流回路を実現することが本研究の独自性である。

本研究のHySIC 整流回路の開発とHySIC 整流回路を用いたRF エネルギーハーベストの実験は、5段階に分類できる。全ての段階において共通する要素は電磁波の測定で、精密な測定に基づいて世界初のHySIC 整流回路を開発することを本研究では重視した。

- ① GaN ダイオードの構造に適した高周波測定方法の検討
- ② GaN ダイオード測定と非線形等価回路モデル化
- ③ HySIC 整流回路の開発と特性評価
- ④ HySIC 整流回路の評価による改善点のフィードバック
- ⑤ HySIC 整流回路を用いた RF エネルギーハーベストの実験

はじめに、GaN ダイオードの測定方法を検討した。プリント基板でキャリブレーション用デバイスを試作し、C 帯では、コプレーナ線路を用いた OSL キャリブレーションが適していることを実験的に確かめた。本研究では、多数存在する伝送線路とキャリブレーション方法の中から、被測定デバイスと周波数に対して適した組み合わせを選択する方法を示した。

次に、コプレーナ線路による GaN ダイオードと測定器の接続用ジグおよび OSL キャリブレーション用デバイスを作製し、直流から C 帯までの周波数領域で GaN ダイオードの測定を行った。コネクタ、線路、ボンディングワイヤを段階的に複素数平面上で補正し、GaN ダイオードのみの特性を得た。この測定結果をもとに、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを構築した。本研究では、測定の精度を向上させることで、等価回路モデルの精度向上を目指した。

構築した GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを用いて Si の整合回路を設計し、GaN ダイオードと Si 整合回路を混成させた宇宙用 HySIC 整流回路を開発した。整合回路の寸法は $3.9 \text{ mm} \times 9.5 \text{ mm}$ で、10.3 %の RF-dc 変換効率、1825 mW の dc 出力パワーを実現し、目標とした 100 mW レベルの出力パワーの取り出しに成功した。これは、世界初の HySIC 整流回路である。さらに、開発した HySIC 整流回路を用いて、遠方界条件での RF エネルギーハーベスティングの実験にも成功した。

作製した HySIC 整流回路の各回路パーツのパワーフローを測定により解析することで、パワーの損失の原因の一つが伝播によるものであることを突き止めた。したがって、HySIC 整流回路の改善には、回路の小型化が有効であることがわかった。この解析に基づき、入力ポート部分の回路面積を削減することで、RF-dc 変換効率を 21.7 %へ改善することに成功した。さらに、キャパシタの利用とコネクタ実装方法の工夫により、今後は 45 %程度の変換効率が期待できることがわかった。これは、20 %程度が一般的である市販の太陽光発電を超える効率で、HySIC 整流回路による RF エネルギーハーベストが有望であることを示している。

また、作製した HySIC 整流回路を解析することで、精密な設計およびシミュレーション方法の構築にも成功した。シミュレーションが困難な入出力ポート、Si 基板の特性、Si 整合回路の作製精度、ワイヤボンディングには直接測定による評価結果を用いることで、RF-dc 変換効率の測定結果とシミュレーション結果の差を 2.5 %程度まで近づけることができた。さらに、 0.9Ω の直列抵抗を追加することで、測定とシミュレーションの差は 1 %程度

まで改善できた。これは、HySIC 整流回路全体のシミュレーションでは、各回路パーツを接続した時に生じる接触抵抗の評価が重要であることを示している。

本研究の最大の成果は、衛星内センサネットワークシステムのオールワイヤレス化に向けて、GaN ダイオードと Si 整合回路による C 帯 HySIC 整流回路を世界で初めて動作させたこと、その実現を支えた電磁波の精密測定技術を構築したことである。本研究の成果により、情報通信とエネルギー供給の全てをワイヤレスで行うオールワイヤレス衛星が実現へ近づいたと言える。

Recently the number and weight of equipment loaded into space satellites have increased owing to the complexity of space missions. The increasing number and weight are serious issues in terms of space and costs, respectively. On the other hand, there are a lot of facilities which are necessary for safe and reliable space missions. Thus, new technologies are strongly required to address this issue. Since environmental monitoring sensors, such as temperature, vibration, and fuel leakage, are fixed at several locations into space satellites, the wires are long and contribute to the heavy weight of space satellites. Thus, the integration of all-wireless sensor network systems will effectively reduce the weight and free up space.

Radio frequency (RF) energy harvesting technology is available for supplying the driving power to the wireless sensors. The RF energy harvesting is a green-eco technology that can be used to extract some of the electromagnetic power for wireless communications and convert the power to direct current (dc). As wireless communication systems have already been developed and loaded into space satellites, the all-wireless sensor network systems will be realized only by adding RF harvesters. One of the important circuits for the RF energy harvesting technology is a rectifier that converts the electromagnetic power to dc power. In summary there is a need to develop light-weight and high-performance rectifiers for space applications.

In this work, a small-size, light-weight, and high-performance rectifier at C band was developed as a RF energy harvester for all-wireless space satellites. The rectifier converts 100 mW class dc power that can drive eight temperature sensors. Thus, using the rectifier, a RF energy harvester, whose output power is used to drive low power consumption sensors in space satellites, is available.

A newly proposed hybrid semiconductor integrated circuit (HySIC) technology was adopted. A HySIC rectifier is an integrated circuit using gallium nitride (GaN) for power rectification from electromagnetic power to dc and silicon (Si) for power propagation. While GaN is a new semiconductor with high resistivity to cosmic rays and high speed operation, Si is well known for the advanced circuit integration technique and low cost. The purpose of this research is to realize a light-weight, high-performance, and low-cost HySIC rectifier by combining the advantages of the two

semiconductors.

The research was conducted in five steps. In all the steps, electromagnetic measurements are the common factors. I have focused on performing precise measurements and realized a HySIC rectifier using the results. The five steps are follows;

- 1) Selection of measurement method for GaN diodes.
- 2) Measurements and modeling of GaN diodes.
- 3) Fabrication and characterization of HySIC rectifier.
- 4) Improvement and feedback of HySIC rectifier based on experimental results.
- 5) RF energy harvesting experiments using HySIC rectifier.

First, a measurement method for the GaN diodes at C band was selected. I fabricated some devices for calibration using printed circuit boards and measured them. The results shown that the coplanar line for measurement jigs and OSL calibration were suitable at C band. In this work, a process of selecting a measurement method from the perspective of devices under measurement and operating frequency was proposed.

Next, I fabricated a connection jig between the GaN diode and a measurement instrument and the devices for the OSL calibration using the coplanar lines, and measured the GaN diodes from dc to C band. By correcting the effects of the connector, coplanar line, and bonding wires step by step on the complex plane, the characteristics of the GaN diodes were obtained. Based on the measurement results, a nonlinear equivalent circuit model of the GaN diode was developed. By performing precise measurements, the diode model was precisely constructed.

In the following step, a Si matching circuit was designed using the GaN diode nonlinear equivalent circuit model and a HySIC rectifier was fabricated with the GaN diode and Si circuit. The size of the developed HySIC rectifier was $3.9 \text{ mm} \times 9.5 \text{ mm}$. The RF to dc conversion efficiency and output dc power were 10.3 % and 1825 mW, respectively. This is the first time that a HySIC rectifier has been developed. The object of this research has been achieved. In addition, a power harvesting experiment was performed using the HySIC rectifier in a far-field system.

By measuring the RF and dc power flow of the HySIC rectifier, it was found that the propagation loss was the most serious factor. Hence, minuturization of a Si matching circuit is effective to improve the HySIC recitifier. Based on the analysis, I resigned a Si matching circuit whose input port was shortened and the RF-dc conversion efficiency of 21.7 % was developed. Moreover, by using capacitors and mounting a connector derectly to a Si substrate, the RF-dc conversion efficiency of approxuately 45 % will be realized. These efficiencies are beyond that of general solar power generation systems. This result indicated that the HySIC rectifier was promising as a RF energy harvester.

A simuation method for HySIC rectifiers was proposed by analyzing the fabricated rectifier. While

simulation of a Si matching circuit is conducted using components installed in a simulator, simulation of an input port, output port, characteristics of a Si substrate, manufacturing precision, and wire bondings, which are difficult to simulate, must be conducted using measurement data. The difference between measured and simulated RF-dc conversion efficiency is approximately 2.5 % with the simulation method. Moreover, by adding a linear resistor of 0.9Ω in simulation, the difference between measurement and simulation is approximately 1 %. Although I independently analyzed the effects of the effects of the ports, Si circuit, manufacturing precision, and bonding wires, it is important to consider the effects of the connections on each other when simulating the HySIC rectifier in its entirety.

The significant outcomes of this research include the development of the world's first HySIC rectifier with a GaN diode and Si matching circuit, and the precise RF measurements that are necessary for the HySIC rectifier. Based on this research, all-wireless space satellites will be realized in the future.

第1章 RF エネルギーハーベストと宇宙応用

1-1 エネルギーハーベスト技術とグリーンエコ

石油や石炭等の地球資源の枯渇とエネルギー需要の増加が全世界的な問題になる中で、環境中に存在する未利用のエネルギーを回収して活用するエネルギーハーベスト技術（環境発電技術）に注目が集まっている [1-1]。エネルギーハーベスト技術は、従来廃棄されていたエネルギーを活用するため、地球に負荷をかけないグリーンエコ技術として世界中で研究開発が進められている。ハーベストの対象になるエネルギー源としては、太陽光、産業用装置から発生する振動や熱、放送や通信用の電磁波等が研究されている。kW から GW クラスの高い出力エネルギーが期待できる太陽光発電が実用化される中で、2000年代からは、W 以下の低いレベルの出力エネルギーを得るエネルギーハーベストの研究が盛んになってきている（表 1-1）。

低いレベルの出力パワーを得るためのエネルギーハーベスト技術が盛んに研究される背景は、IoT（Internet of Things）向けのセンサやモバイル機器等の普及にある。IoT センサはあらゆる場所に無数に配置されるため、それらの全てに対してワイヤを用いて駆動パワーを供給することは、コストおよびメンテナンス性の面で非現実的と考えられていた。そこへ、センサの低消費電力化が進み、 μW から mW 程度のパワーで駆動が可能になるに伴い、エネルギーハーベスト技術との融合が提案されるようになってきた。エネルギーハーベスト技術の観点から見ると、 mW レベル以下という低いレベルのエネルギーの利用先として低消費の IoT センサは適している。また、 μW から mW レベルで駆動する IoT センサへのパワー供給の観点からは、センサにエネルギーハーベスタを取り付けて、その環境中から駆動のためのパワーを取り出すと、ワイヤの配線や電池交換が不要になり、メンテナンス性に優れたワイヤレスセンサネットワークシステムが実現可能になるという利点がある。さらに、未利用エネルギーを有効に活用するグリーンエコの利点も加わり、エネルギーハーベスト技術は世界的に注目が集まっている。

表 1-1：エネルギーハーベスト技術の発電レベル、用途、研究および実用化の現状

発電量	用途	研究および実用化の現状
kW～GW	再生可能エネルギー電源	太陽光発電が普及
W～kW	停電時の非常用独立電源 電気自動車の電源	最も実用化が進んでいる方法
mW～W	モバイル機器の主電源 補助電源	2000年頃から研究が盛ん IoTの普及、デバイスの低消費電力化が背景
μW ～mW	IoT センサ向けの自立電源	

1-2 RFエネルギーハーベスト技術による衛星内センサネットワークシステムのオールワイヤレス化

宇宙に関連する研究開発における課題の一つが、衛星の質量と打ち上げコストである。近年、宇宙ミッションは高度化が進んでおり、衛星に搭載する機器の総質量が増加している。搭載機器の質量の増大は打ち上げコストの増加につながり、ミッションの深刻な課題となっている。その一方、搭載機器の中には衛星としての安全かつ確実な運用に必要な不可欠な設備も多数存在する。そのため、革新的な技術の導入による課題解決が求められている。

衛星内に配置される環境モニタリングセンサへワイヤレスで駆動パワーを供給する技術は、宇宙機の質量削減に有効と考えられる。衛星内には、機材の温度や振動、燃料漏れを感知するセンサが多数あり、それらのセンサへ駆動パワーを供給するためのワイヤは、衛星の質量増加の要因の一つである。

現在、日本の基幹ロケットとして運用されているイプシロンは、電子機器の質量が打ち上げ能力換算で全体の約40%に相当する [1-2]。イプシロンの開発当初における技術的信頼性の問題により、パワー供給は全てワイヤで行われており、ワイヤとコネクタの数は100個を超える。つまり、ワイヤを用いない駆動パワーの供給が実現すると、機体質量の削減による打ち上げ能力の向上およびコストの削減が期待される。さらに、ワイヤ配線およびコネクタ接続の作業負荷が減り、打ち上げまでの時間も短縮されると想定されている。ワイヤレス化が有効と考えられる他の実例としては、機体質量の制限が厳しい深宇宙探査衛星がある。深宇宙探査衛星はやぶさ2では、ワイヤに銅ではなくアルミが用いられている [1-3]。銅と比較して約1/2の質量になり軽量化されるが、材料の強度が低下することが問題になっているとの報告がある。また、ワイヤレス技術は宇宙のみならず民生分野でも有用である。自動車1台のワイヤの質量は10 kg から 40 kg におよび、完全なワイヤレス化が実現すると、100 mL から 400 mL の燃費改善が見込まれる [1-4][1-5]。以上より、衛星内のセンサネットワークのワイヤレス化は、衛星の質量抑制につながり、打ち上げコストの改善が期待できる有望な技術であると言える。

ワイヤレス技術は、機体の質量低減だけでなく、他の利点も指摘されている。一例として、ワイヤを伝播するノイズの低減が期待できる。ワイヤにより繋がる複数の電子機器は、同時にノイズの影響を受ける。その一つが故障すると、他の機器へ影響が伝播し、故障の連鎖を引き起こす可能性がある。ワイヤレス技術により各々の機器がワイヤを介さずに動作することで、故障の連鎖を防ぐことが可能になり、システム全体の安全性と信頼性が向上する。これは、宇宙開発および研究の成果を最大化することに繋がると考えられる。他にも、折りたたみ衛星への適用も考えられる。ワイヤがない衛星は、折りたたみ方法の自由度が格段に向上する。宇宙太陽光発電を実用化する際の課題の一つが、太陽光パネル等の発電システム

を宇宙へ打ち上げる方法であるが、この課題に対して、ワイヤレス化された折りたたみ衛星が貢献するであろう。

ワイヤレス化されたセンサへの駆動パワーの供給には、RF (radio frequency) エネルギーハーベスト技術が有効である [1-6]-[1-10]。RF エネルギーハーベストとは、センサノードとベースステーション間のワイヤレス情報通信に用いられる電磁波のパワーの一部を取り出し、センサの駆動パワーとして用いる技術である。システムの概要を図 1-1 に示す。電磁波をエネルギー源とした RF エネルギーハーベストは、ワイヤレス情報通信システムに対してセンサへの駆動パワーを取り出す整流回路を取り付けるだけで構築できるため、他のエネルギーハーベスト方式と比較してシステムの親和性が高いという利点を持つ [1-11]-[1-13]。

受電側 RF エネルギーハーベスタのパワー効率、主に整流回路とアンテナで決定される。そのため、RF エネルギーハーベストによるオールワイヤレスセンサネットワークシステムを実現するにあたり重要になる回路が、RF 電磁波のパワーを直流 (dc) のパワーに変換する整流回路である [1-1]。つまり、衛星内センサネットワークシステムのオールワイヤレス化を実現し、機体の総質量を抑制して宇宙開発に貢献するためには、宇宙環境に適し、小型、軽量、高機能な整流回路の開発が必要である。

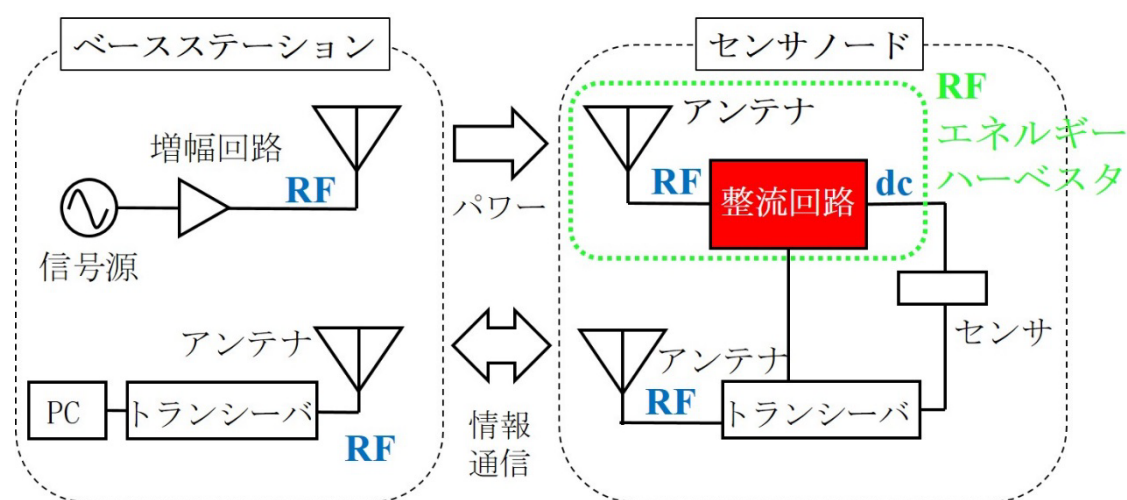


図 1-1 : RF エネルギーハーベスト技術によるワイヤレス情報通信とパワー供給 [1-9]

1-3 異種半導体混成回路技術による RF エネルギーハーベスタ

宇宙用の小型、軽量、高機能な整流回路を開発するにあたり、次世代の回路集積技術とし

て注目されている異種半導体混成回路 (Hybrid Semiconductor Integrated Circuit, HySIC) 技術を適用した [1-14][1-15]。HySIC とは、複数種類の半導体を混成させて一つの回路を作製する技術である。HySIC 構造で宇宙用整流回路を作製する場合は、RF から dc へのパワー変換を行うダイオードには窒化ガリウム (GaN) を用い、RF および dc のパワー伝送にはシリコン (Si) を用いることが提案されている。GaN はバンドギャップの大きさから宇宙線への耐性が高く、宇宙環境で安定な動作が可能と考えられており、また、ハイパワーおよび高周波動作にも優れている。しかし、新しい半導体材料であるがゆえに、低コストかつ安定なデバイスおよび回路の作製が困難という課題がある。一方、Si はデバイスの作製や回路の集積技術が豊富に蓄積されているため小型・軽量化が可能で、さらに低コストというメリットもある。GaN と Si の双方を一つの回路内に混成させ、両者の利点を活用する HySIC 技術により、宇宙利用に適し、小型・軽量、低コストでありながら高機能な整流回路が実現できると考えられる。

表 1-2 : 本研究と COSMOS/DAHI プロジェクトとの比較

	本研究 (HySIC)	COSMOS/DAHI プロジェクト
回路の特徴	GaN と Si の集積	化合物半導体と Si CMOS の集積
目的	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 宇宙用途 ➤ パワー用の回路開発 ➤ 多様な高機能回路の開発 ➤ 少量生産 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 用途は限定せず ➤ 情報通信用の回路開発 ➤ 高機能回路の開発 ➤ 高い量産性
研究において重視する点	<ul style="list-style-type: none"> ➤ ニーズに対して迅速に対応 ➤ 低コスト ➤ ISAS クリーンルームの技術と民生品を融合して宇宙用回路を作製 ➤ 多様な回路を開発するために、デバイス測定から回路作製まで一貫した技術の確立 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ 回路集積プロセスの構築 ➤ μm スケールの高密度集積回路

GaN やリン化インジウム (InP)、ヒ化ガリウム (GaAs) のような化合物半導体と Si の混

成回路の研究は、アメリカ国防高等研究計画局（DARPA）の COSMOS（Compound Semiconductor Material on Silicon）プロジェクト、DAHI（Diverse Accessible Heterogeneous Integration）プロジェクト等でも行われてきた [1-16]-[1-19]。ムーアの法則に従い、18 か月で集積度を約 2 倍に高めてきた半導体プロセス技術ではあるが、将来的には限界を迎えると思定されている。このような問題に対し、化合物半導体と Si を混成させて一つの高機能回路を作製する方向性を模索するのが、COSMOS および DAHI プロジェクトである。

しかし、これらのプロジェクトは、本研究のように宇宙応用に特化しておらず、開発した回路の応用先は特に限定していない。また、パワー用回路の開発である本研究に対し、情報通信用の回路開発とされている。さらに、多様で高機能な回路を少量必要とするニーズに応える本研究は異なり、COSMOS および DAHI プロジェクトでは高機能な回路を高い量産性で作製するプロセス技術の開発を目的としている。本研究では、多様なニーズに迅速かつ低コストで対応するために、宇宙科学研究所（ISAS）のクリーンルームの回路作製技術と民生品を融合させて、高機能回路を開発することに重点を置いている。したがって、デバイスの測定から回路作製までの一貫した技術の確立を重視している点が本研究の特徴である（表 1-2）。

1-4 研究の目的と目標

本研究の目的は、衛星内のオールワイヤレス環境モニタリングセンサネットワークシステムを実現し、衛星の質量を抑制することで、宇宙開発および研究に貢献するインフラ技術を構築することである。そのために、ワイヤレスセンサへ駆動パワーの供給を行う RF エネルギーハーベスタとして、C 帯で動作する GaN ダイオードと Si 回路による HySIC 整流回路を開発する。さらに、開発した HySIC 整流回路を用いて、RF エネルギーハーベスタの実験を行うことが本研究の目標である。

1-5 本論文の構成

本論文は 6 章で構成され、HySIC 整流回路の開発とそれを用いた RF エネルギーハーベスタの実験についてまとめた。第 2 章では、本研究を進めるために必要な基礎事項をまとめた。RF エネルギーハーベスタの受電システム、受電した RF 電磁波を dc に変換する整流回路、整流を担うダイオード、ダイオードの材料となる半導体の順番でブレークダウンした。

さらに、電磁波のネットワーク理論と測定をまとめた。第 3 章では、C 帯における GaN ダイオードの測定に向けて、測定方法の検討を行った。次の第 4 章では、GaN ダイオードの測定、測定結果を用いた非線形等価回路モデルの構築、モデルを基にした Si 整合回路の設計、HySIC 整流回路の作製と評価、今後の研究展開のためのフィードバックについて述べた。その後、センサネットワークシステムのオールワイヤレス化を実現するにあたり、RF エネルギーハーベスト技術の有望性を考察した。HySIC 整流回路を用いた RF エネルギーハーベストの実験は第 5 章である。最後の第 6 章では、本研究のまとめを行った。

第2章 **RF** エネルギーハーベストのためのパワー 受電システム・回路・デバイスおよび **RF** 測 定

2-1 パワー受電システム

ワイヤレスセンサネットワークシステムにおいて、RF エネルギーハーベスト技術を用いたパワー受電システムの概要を図 2-1 に示す [2-1]。受電システムの役割は、自由空間を伝播する RF 電磁波を受け取り、RF パワーを dc パワーへ変換し、センサへ dc パワーを供給することである。自由空間を伝播する RF パワーを閉回路へ導くアンテナと、RF パワーを dc パワーに変換する整流回路が主要なコンポーネントである。さらに、整流回路により得られた dc パワーを貯めるための電池、安定な回路動作のための保護回路等が付加される場合もある。このような受電システムの効率は、主に受電アンテナおよび整流回路の性能で決まる。

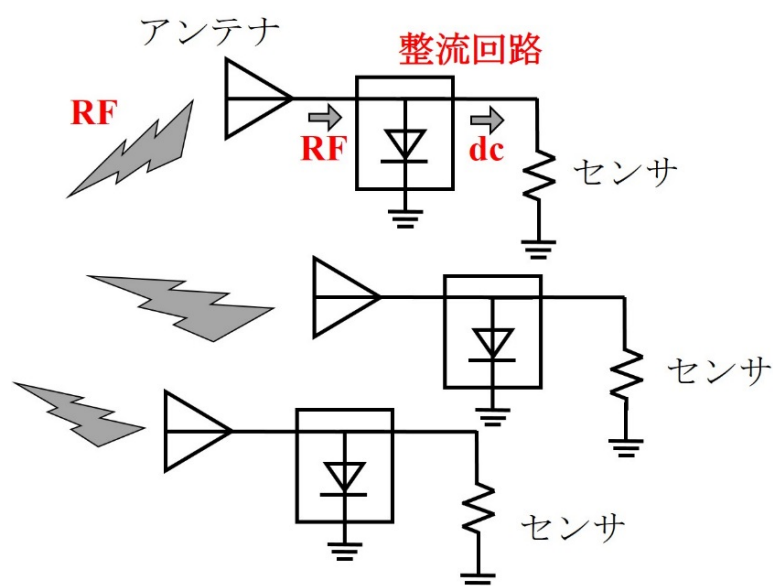


図 2-1 : RF エネルギーハーベスト技術によるパワー受電システムの概要

衛星内のオールワイヤレスセンサネットワーク用のパワー受電システムには、以下のような特性が求められる。

- 動作の信頼性（宇宙線への耐性、打ち上げに伴う振動への耐性）
- 高効率特性
- 小型、軽量

- メンテナンス性
- 低コスト

動作の信頼性は、宇宙用システムにおいて重要である。地上と比較して宇宙線が 200 倍から 300 倍になると言われる宇宙機内では、宇宙線による電子デバイスの誤動作が深刻な問題になる。また、打ち上げ時の振動への耐性も重要である。リフトオフから大気中飛行、分離までに想定される 5 Hz から 2000 Hz 程度の振動に耐えられる設計が求められる [2-2]。次に、システムの効率も重要である。空気の対流による放熱が難しく、地上と比較して排熱効率が脆弱な宇宙機内では、高効率で発熱が小さいシステムが必要である。さらに、小型かつ軽量であることも求められる。宇宙開発の推進のためには、打ち上げコストの削減が欠かせない。例えば、H-IIA ロケットでは構造を簡素化することで、H-II ロケットと同等の打ち上げ能力を維持しつつ、約 1/2 の重さを実現している。いったん宇宙へ打ち上げられたシステムのメンテナンスは、それを実行できる要員に限られるという問題がある。そのため、モジュール化やワイヤレス化等、簡単な作業でメンテナンスが可能なシステムが宇宙応用に適している。最後に、宇宙開発および研究を継続することを考えると、システムの低コスト化も重要である。

2-2 パワー変換のための整流回路

ここでは、整流回路の構成要素として最も基本的な伝送線路について述べ、その後に整流回路についてまとめる。

2-2-1 伝送線路

高い周波数の電磁波を伝播させるためには、dc を流すための単純なリード線とは異なり、伝送線路が必要である [2-3]-[2-6]。伝送線路の構造には、図 2-2 (a) および (b) に示した同軸線路や導波管のような導体で遮蔽された空間内で電磁波を伝送させるタイプと、図 2-2 (c) および (d) に示したマイクロストリップ線路 (MSL) やコプレーナ線路 (CPW) のような基板表面に作製された線路とグラウンドの間の空間で電磁波を伝送させる平面回路タイプがある。デバイスを実装して回路を作製する場合、MSL や CPW のような基板の表面にデバイスを実装できる平面回路構造が有利である。しかし、電磁波が閉回路に閉じ込められていないため、外部への放射や電磁場のカップリングに注意が必要である。

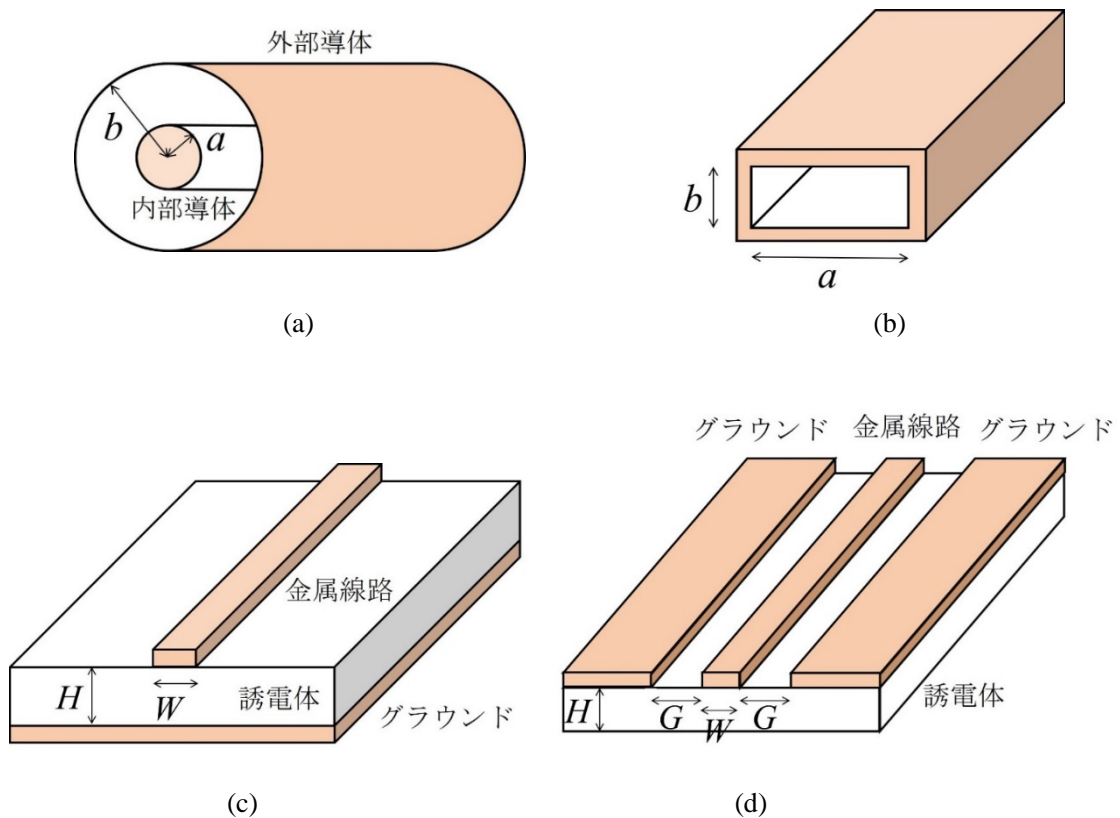


図 2-2 : 同軸線路 (a)、矩形導波管 (b)、MSL (c)、CPW (d) の構造

同軸線路は、外部導体をグラウンドとして、内部導体と外部導体の間を電磁波が伝播する伝送線路である。基本伝播モードは TEM で、線路の特性は周波数に依存しない。特性インピーダンス Z_0 は内部導体の外径 a 、外部導体の内径 b 、外部導体と内部導体の間の誘電体の誘電率 ϵ および透磁率 μ で決まっており、以下の式で表される。

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{b}{a} \quad (2-1)$$

一般的に、特性インピーダンスが 50Ω の同軸線路が用いられる。同軸線路を使用できる周波数は基本モードである TEM のみが伝播可能な領域で、dc からカットオフ周波数までである。カットオフ周波数を超えると、高次モードの電磁波が減衰せずに伝播する。

導波管は金属導体に囲まれた空間を電磁波が伝播する伝送線路であり、横幅の長さ b が高さ a の 2 倍である矩形形状が最も一般的である。矩形導波管は基本モードである TE₁₀ モードのみが伝播する周波数帯で使用され、式 (2-2) の角振動数 ω_c で伝播する。同軸線路とは異なり、利用できる周波数の帯域に下限と上限が存在する。

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} \frac{\pi}{a} \quad (2-2)$$

MSL は導体で遮蔽されておらず、基板の裏面にグラウンドが存在する。そのため、電磁場の一部は MSL 上部の空間に分布する (図 2-3)。伝播モードは準 TEM で、特性インピーダンスや伝播係数には周波数依存性がある。特性インピーダンス Z_0 は、経験的に以下の式 (2-3) を用いて計算される。

$$Z_0 = \frac{30\sqrt{2}}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left(1 + \frac{4H}{W} \left(\frac{4H}{W} \frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r} 4H}{11} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r} 4H}{11} \frac{4H}{W} \right)^2 + \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2} \pi^2} \right) \right) \quad (2-3)$$

この式は、特性インピーダンス Z_0 は、誘電体の比誘電率 ϵ_r 、誘電体の厚さ H 、金属線路の幅 W で決まることを意味している。したがって、ある回路基板を選択し、 ϵ_r と H が決定されると、金属線路の幅 W は一意に決まる。

CPW も遮蔽されていない伝送線路であるため、回路上部の自由空間に電磁場が分布しながら伝播する (図 2-3)。基板の表面にグラウンドがあり、MSL と比較して回路の面積が大きくなる傾向がある。基本伝播モードは準 TEM で、特性インピーダンスは周波数に依存する。金属線路の厚さが導体間のギャップ G と比較して十分に小さく、誘電体の厚さ H が G と比較して十分に大きい場合に、 $k = (W + 2G) / W$ と定義して $0.1 < k < 0.7$ の範囲で、特性インピーダンス Z_0 は経験的に以下の式で近似される。

$$Z_0 = \frac{30\pi^2}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left(\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \right)^{-1} \quad (2-4)$$

$$\epsilon_{\text{eff}} := \frac{1 + \epsilon_r}{2} \quad (2-5)$$

特性インピーダンス Z_0 は、比誘電率 ϵ_r 、誘電体の厚さ H 、金属線路の幅 W 、表面の金属線路とグラウンドの間の幅 G で決まる。この式より、ある回路基板を選択して ϵ_r と H が決定した場合でも、金属線路の幅 W および線路とグラウンドの幅 G の値は一意に決まらない。 W または G を決定すると、もう片方が決まるという特徴を持つ。

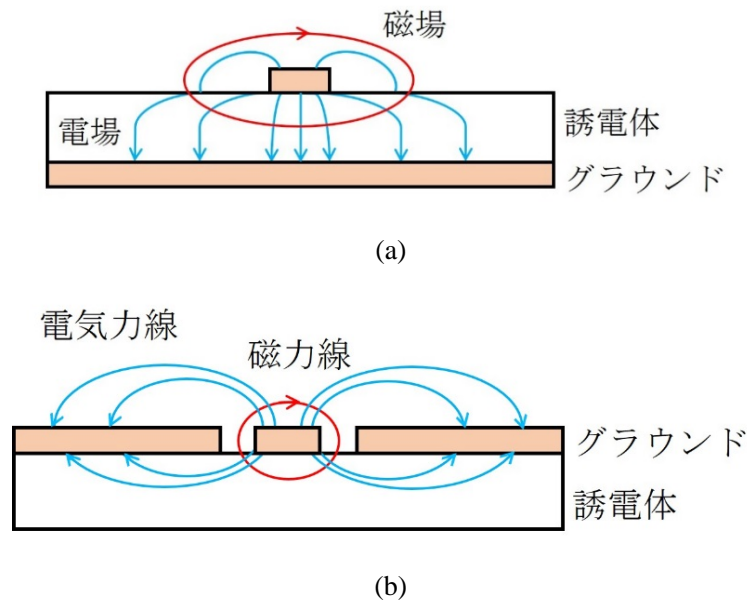


図 2-3 : MSL (a) と CPW (b) の断面における電磁場の分布

2-2-2 整流回路

RF エネルギーハーベスタの受電システムでは、整流回路が RF パワーから dc パワーへの変換を行う。パワーを dc へ変換することにより、電子機器の駆動や電池への蓄電が可能になる。整流回路は RF パワーを dc パワーへ変換するためのダイオードと、RF および dc パワーを低損失で伝送するための整合回路で構成される。

高効率な整流回路を作製するためには、ダイオードへ十分な RF パワーを入力し、非線形動作をさせ、dc 成分を取り出す必要がある。整合回路は RF パワーを低損失で伝播させてダイオードへ入力し、変換された dc パワーを低損失で取り出すための回路である。dc 領域における損失の原因が抵抗である一方、RF 領域における損失の原因には反射損失、伝播損失、放射損失等がある (図 2-4)。回路のインピーダンスが異なる面における電磁波の反射が、反射損失である。反射損失を低減するには、インピーダンスを整合させる必要があり、整流回路における整合回路部分の役割は、ダイオードと $50\ \Omega$ 特性インピーダンスの間の整合をとり、反射損失を抑制することである。伝播損失は回路基板の材料特性により伝播中に電磁波が減衰する損失であり、放射損失は回路から自由空間への放射による損失である。

高い変換効率が期待できる整流回路の構造として、図 2-5 のような F 級整流回路が提案されている [2-7][2-8]。1/4 波長線路の端にキャパシタンス C を並列に置くと、ダイオードから負荷側を見たインピーダンス Z は以下の式で表される。ここで、 l は線路の長さ、 $\gamma (= \alpha + j\beta)$ 、 α は減衰定数、 β は位相定数) は伝播定数、 $Z_0 (=50\ \Omega)$ は特性インピーダンス、 R は負荷の抵抗である。

$$Z = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma l)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma l)} \quad (2-6)$$

$$Z_L := \frac{R}{1 + j\omega RC} \quad (2-7)$$

伝播損失がないと仮定して $\alpha=0$ とすると、奇数次高調波から見たインピーダンス Z は Z_0^2/Z_L となり、 $C \rightarrow \infty$ の時に $Z \rightarrow \infty$ (オープン) となる。同様にして、偶数次高調波から見たインピーダンス Z は、 $C \rightarrow \infty$ の時に $Z \rightarrow 0$ (ショート) となる。つまり、ダイオードで生じた高調波は全反射され、ダイオードへ戻る構造になっている。

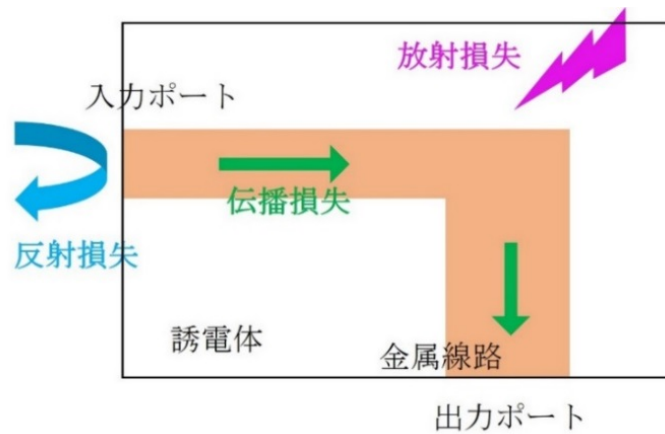


図 2-4 : RF 領域における MSL 回路の損失例

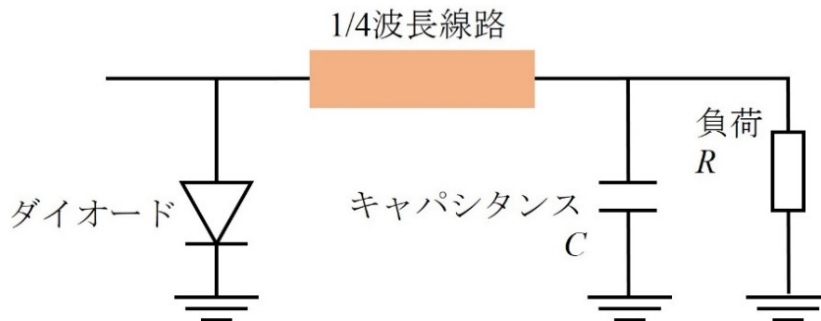


図 2-5 : F 級整流回路の構造

2-3 整流のためのダイオード

RF から dc への整流を行うダイオードは、非線形のインピーダンス特性を持つ半導体デバイスである。順方向には電圧に対して電流が指数関数的に、逆方向に対してはほとんど電流が流れない特性を持つ。pn 接合ダイオードの場合、p 型と n 型半導体を接合することで両者のフェルミ準位がそろい、接合面付近に空乏層が生じる。このバンド構造により、ダイオードが整流特性を持つ。同様に、金属と半導体のショットキー接合でも整流特性を持つ。

ダイオードの非線形特性により、RF パワーを入力すると、出力する電気信号は様々な周波数を含む脈流になる。dc 以外を除去するフィルタを設けて信号を選別することにより、dc フローのみが得られる。

2-4 半導体

ダイオードの材料は半導体である。したがって、半導体の物理的な特性が、デバイスの特性に反映される。IV 族半導体である Si は、最も研究成果の蓄積が多い半導体の一つである。p 型半導体、n 型半導体、酸化膜の安定製造に成功したこと、入手が容易であることから、電子工学の多くの場面で用いられている。一方、GaN は III-V 族の化合物半導体で、ワイドバンドギャップ半導体として近年注目されている材料である [2-9]。

表 2-1 は Si、GaN、さらに他の化合物半導体として GaAs と炭化ケイ素 (SiC) の物性をまとめた表である [2-10]-[2-13]。Si と比較して、GaN はバンドギャップが大きい点が特徴的である。バンドギャップが大きく宇宙線の影響を受けにくいいため、GaN デバイスは誤作動を起こす可能性が低い。さらに、耐圧と動作周波数のトレードオフ関係を表すジョンソンの性能指数では、GaN は Si の 700 倍程度である。GaN と比較して、GaAs はバンドギャップも小さく、ジョンソン性能指数も低い。SiC は GaN と同程度のバンドギャップを持つが、ジョンソン性能指数では GaN が有利である。したがって、GaN は Si や他の化合物半導体と比較して、宇宙線耐性、ハイパワー動作、高周波動作等の多くの点で優れた特性を持つ半導体であると言える。

バンドギャップが大きい GaN は宇宙線耐性の高さから、次世代の宇宙用半導体材料として注目されている。実際に、2012 年 12 月に H-IIA ロケットで打ち上げられた超小型深宇宙探査機 PROCYON には GaN トランジスタを用いた X 帯ハイパワー増幅回路が搭載され、安定な動作に成功している [2-14][2-15]。このハイパワー増幅回路は、将来の深宇宙探査や非常時における衛星からのダウンリンク通信での活用を想定しており、宇宙環境における GaN の有用性を実証した研究成果である。本研究で開発する RF エネルギーハーベスタにお

いても宇宙での使用を想定しており、GaN の利用は有効と考えられる。

表 2-1 : 半導体の物性

	Si	GaN	GaAs	4H-SiC
種類	元素 半導体	化合物 半導体	化合物 半導体	化合物 半導体
バンドギャップ [eV]	1.1	3.4	1.4	3.3
電子飽和速度 [cm/s]	1.0×10^7	2.7×10^7	2.0×10^7	2.2×10^7
電子移動度 [cm ² /Vs]	1350	1000	8500	1000
臨界電界強度 [MV/cm]	0.3	3.5	0.4	2.8
熱伝導率 [W/cmK]	1.5	2	0.5	4.9
比誘電率	8.7	9	12.8	10
ジョンソン性能指数 (Si で規格化)	1	700	7	400

2-5 RF ネットワーク解析および測定方法

被測定物や測定器の物理的な長さと比較して電磁波の波長が同程度または短くなる周波数領域においては、時間および空間座標に依存する電磁波を扱うネットワーク解析が必要になる [2-16]。これは、波長が無限大である dc と根本的に異なる解析方法である。自由空間では電磁波の周波数と波長には反比例の関係が成り立つため、周波数が高くなるほど電磁波の波長は短くなる (図 2-6)。4 GHz から 8 GHz の C 帯では、電磁波の波長は約 37.5 mm から 75 mm であり、被測定物や測定器と同程度または短くなる。つまり、本研究で注目する C 帯では、ネットワーク解析が必須になる。

3 kHz	3 MHz	3 GHz	3 THz	周波数
100 km	100 m	100 mm	100 μm	波長

図 2-6 : 自由空間における電磁波の周波数と波長の関係

ネットワーク解析で重要な物理量として、散乱パラメータ (S パラメータ) がある。S パラメータは、単一周波数の電磁波に関して時間変化が収束して定常とみなせる状態において定義され、ある定義面における電磁波の線形入出力応答を表す物理量である (図 2-7)。定義面 n ($n=1, 2, 3, \dots$) に入射する電磁波の波振幅を a_n 、出射する電磁波の波振幅を b_n とすると、それらの間に線形応答関係が成り立つ場合に、式 (2-8) のような S パラメータで表される [2-16][2-17]。S パラメータは、解析対象への電磁波の線形入出力応答関係のみから導かれ、定義面の内部はブラックボックスと考える。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix} \quad (2-8)$$

S パラメータを得るためには、以下の式 (2-9) の計算を行う。つまり、 S_{ij} を得るためには、 j ポート以外への入射はゼロにして、その時の j ポートからの入射 a_j と i ポートからの出射 b_i の比を計算する。

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{a_n(n \neq j) = 0} \quad (2-9)$$

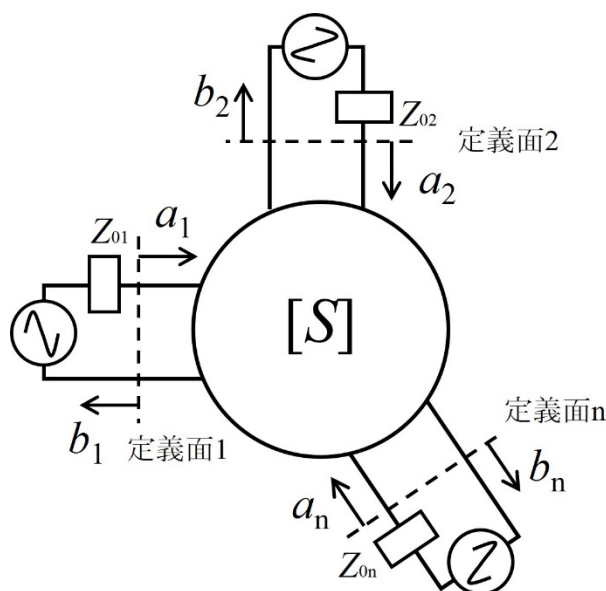


図 2-7 : 波振幅の線形応答と S パラメータ

Sパラメータの測定器であるベクトルネットワークアナライザ (VNA) は、上記の式 (2-8) および (2-9) の原理に基づいて構成される。最も一般的な 2 ポート VNA の回路の概略が図 2-8 である [2-18]。主要な部分は、電磁波を生成する信号源 (SG、図 2-8 のソース)、電磁波を取り出す回路 (図 2-8 のカプラ)、電磁波をベクトル検波するレシーバ (図 2-8 の R1、A、R2、B) である。カプラは、SG から伝播する電磁波の一部および被測定物から反射する電磁波の一部をレシーバへ分岐する。レシーバで分岐した電磁波のヘテロダイン検波を行い、それらの比 (A/R1、A/R2、B/R1、B/R2) から、被測定物の S パラメータを算出する。ポート 1 のレシーバで検波を行う間、SG はポート 1 につながっており、ポート 2 はグラウンドに接続される。また、ポート 2 の検波を行っている間は、ポート 2 は SG とつながり、ポート 1 はグラウンドに接続される。このスイッチの切り替えにより、式 (2-9) の状態が実現される。

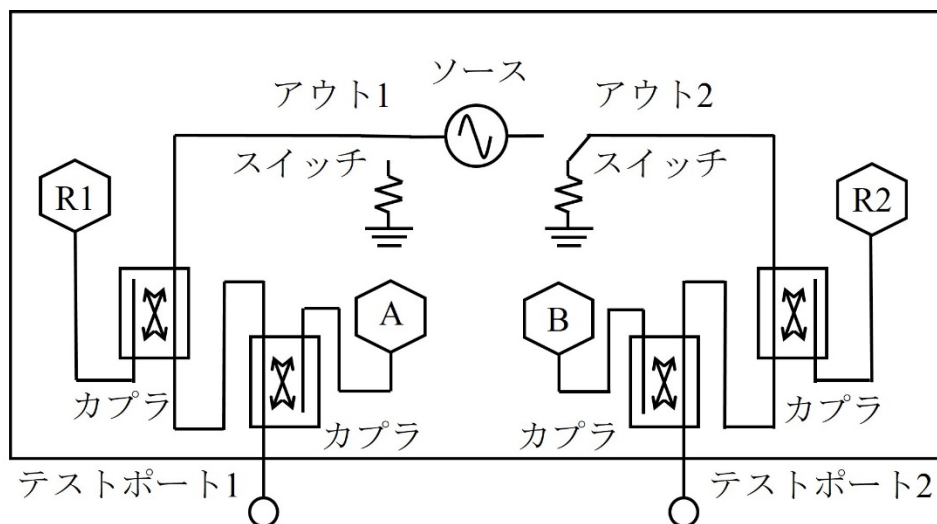


図 2-8 : 2 ポート VNA の基本的ブロックダイアグラム

A/R1、A/R2、B/R1、B/R2 等のレシーバで得られる値と、被測定物の S パラメータは一致しない。これは、レシーバと被測定物の定義面の間で、電磁波の損失と位相シフトが起こることが原因である。したがって、レシーバにおける電磁波の比の値から被測定物の S パラメータを算出するキャリブレーションが必要である。キャリブレーションとは、特性が既知のキャリブレーション用デバイスを用いて、被測定物を接続するテストポートからレシーバの間で起こる電磁波の損失と位相シフトを評価および補正するプロセスである【補遺 1 を参照】。一般的なキャリブレーション方法を表 2-2 にまとめる。線路やコネクタの構造が規

格化された同軸線路や導波管に関しては市販のキャリブレーション用デバイスが存在するため、それらを用いて VNA のキャリブレーションを行う場合が多い。しかし、デバイスに関しては形状が規格化されていないため、利用可能なキャリブレーション用デバイスが存在しないという問題がある。

表 2-2 : VNA のキャリブレーション方法とキャリブレーション用デバイス

キャリブレーション方法	ポート数	キャリブレーション用デバイス
OSL (Open-Short-Load)	1	オープンデバイス ショートデバイス ロードデバイス ➤ 全てのデバイスの特性は既知でなければならない
OSLT (Open-Short-Load-Thru)	2	オープンデバイス ショートデバイス ロードデバイス テストポート同士の直接接続 ➤ 全てのデバイスの特性は既知でなければならない
TRL (Thru-Reflect-Line)	2	1/4 波長のライン 高反射デバイス テストポート同士の直接接続 ➤ 1/4 波長のラインは特性インピーダンスが $50\ \Omega$ でなければならない ➤ 高反射デバイスは特性が既知である必要はない

2-6 第 2 章のまとめ

第 2 章では、本研究を進めるにあたり必要な基礎事項をまとめた。本研究の目的は、RF エネルギーハーベスト技術による衛星内環境モニタリングセンサへのワイヤレスパワー供給である。そのため、RF エネルギーハーベスト技術を階層毎にまとめた。電磁波を受電す

るシステム、受電システムの主要部分であり RF パワーを dc パワーへ変換する整流回路、整流を担うダイオード、ダイオードの材料となる半導体に関して順番にまとめた。同時に、GaN と宇宙応用の関連についてまとめ、研究開発の対象である宇宙用 RF エネルギーハーベスタに求められる特性をまとめた。最後に、RF 領域特有のネットワーク解析と S パラメータに言及し、S パラメータを測定するための VNA とキャリブレーション方法に関してまとめた。

以上の第 1 章の背景と第 2 章の基礎事項を基に、第 3 章からは GaN ダイオードを用いた RF エネルギーハーベスタの開発をまとめる。

第3章 HySIC 整流回路開発のための RF デバイス 測定

3-1 RF デバイス測定における課題

RF 領域におけるデバイス測定には、特有の課題がある。この課題は、被測定対象のデバイスや測定器の物理的な長さと比較して、電磁波の波長が同程度または短い場合に顕著に現れる。したがって、dc や周波数が低い領域においては深刻ではなく、周波数が高い領域でより深刻になる。

被測定デバイスと測定器のテストポート形状が異なることにより、高周波領域に特有な課題が生じる。一般的に、測定器のテストポートは、高い接続再現性が見込める同軸のコネクタ構造である (図 3-1 (a))。一方、被測定物であるデバイスは、近年の微細加工技術による回路の小型化により、金属平面の電極構造を持つことが多い (図 3-1 (b))。したがって、測定器の同軸コネクタと被測定デバイスの電極を接続するジグを作製する必要がある。同軸コネクタは規格化されているものの [3-1]、デバイスの電極構造は様々である。したがって、各々の電極構造に合わせて、接続用のジグを作製する必要がある。

RF 領域においては、被測定デバイスと測定器の単純な接続では、被測定デバイスの精密な特性は測定できない。被測定デバイスの定義面と測定器のレシーバの間にはケーブルや接続ジグ等が存在し、測定器で得られるデータは、被測定デバイスの特性とそれらの影響が組み合わされた結果になる。したがって、被測定デバイスの定義面から測定器のレシーバの間で生じる電磁波の損失と位相シフトを適切に補正し、被測定デバイスの特性のみを算出しなければならない。

自作の接続用ジグを用いることにより、補正のためのキャリブレーションが難しくなる。被測定デバイスの構造に合わせて作製した自作の接続ジグでは、市販のキャリブレーション用デバイスを適用できない場合が多い。ジグによる損失を抑えるためにはジグの小型化が有効であり、位相シフトを抑制するためにはジグの物理的な長さを短くすることが有効である。したがって、測定結果への影響を小さくするために、小型の接続用ジグを作製する方法が多くの研究で用いられている。しかし、近年のデバイスの高周波動作化に伴い、小さく作製した接続用のジグでさえ電磁波の損失や位相シフトを無視することが難しくなり、ジグの影響を適切にキャリブレーションすることの重要性が高まってきている。また、RF 領域では、物理的に接触していないもの同士でも電磁的に影響を及ぼしあうので、小さい接続用ジグでは、電磁場のカップリングによる影響が深刻になるという問題もある。さらに、小さい接続ジグには、伝播モードの問題もある。第 2 章でも述べたように、電磁波は、基本モードの電場と磁場の分布を保ったまま様な伝送線路を伝播し、伝送線路の形状が変化する面では一時的に高次モードが発生するが、その高次モードは距離に対して指数関数的に減衰する特性を持つ。つまり、小さい接続用ジグでは、不連続面で生じた高次モードが十分に減衰せず、マルチモードの状態では被測定デバイスへ入力されている可能性がある。このような状態はシミュレーションや解析が難しく、回路開発において不確定な要素になる。ゆ

えに、基本モードの電磁波のみが伝播すると考えられる程度の回路長で測定を行う必要がある。

上記の課題に対応するにあたり、万能な測定方法は存在しない。被測定デバイスの構造は様々である。また、被測定デバイスの特性や測定周波数により適切なキャリブレーション方法が異なる。つまり、電磁波に関する知識と経験を持ち、試行錯誤の上で測定を行う必要がある。

この課題を踏まえて、本研究では、多くの研究で採用されている小さい接続用ジグを作製してデバイス測定を行うアプローチではなく、ジグの影響を定量的に評価し、キャリブレーションで補正を行うアプローチを採用した。今日、デバイスの動作周波数は 100 GHz を超えてきており、電磁波の波長は 3 mm 以下になっている。いかに細心の注意をはらってジグを設計および作製しても、その影響を無視できる程度に小さくかつ精密に作製することは困難である。したがって、接続用ジグの設計、影響の評価、キャリブレーションの重要性が今後は増していくことを鑑み、本研究では後者を選択した。以下に、ジグの構造、キャリブレーション方法に関して実験に基づいて検討を行う。その上で、適切なジグの構造とキャリブレーション方法の組み合わせを、測定周波数で分類する。

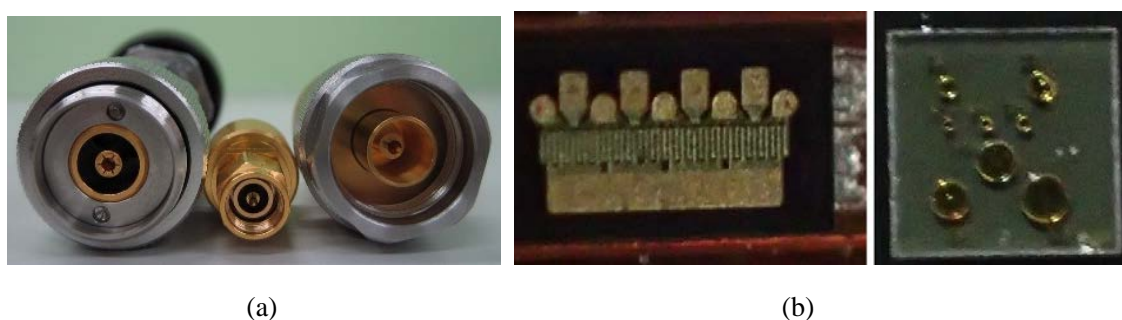


図 3-1 : 測定器のテストポートとして一般的な同軸コネクタ (a) とデバイスの金属平面電極構造 (b)

3-2 キャリブレーション方法の検討

表 2-2 に示した RF 回路のキャリブレーションの方法は、対象回路のポート数で分類できる。1 ポート回路のキャリブレーションの場合は OSL が、2 ポート回路のキャリブレーションの場合は OSLT および TRL が一般的である。1 ポートの OSL は、特性が既知のオープン、ショート、ロードデバイスを用いてキャリブレーションを行う【補遺 1 を参照】。2 ポートの OSLT は、特性が既知のオープン、ショート、ロードデバイスを用い、さらにテストポー

ト同士の直接接続でキャリブレーションを行う。OSLT では、2 ポートの回路を 2 個の 1 ポート回路と各々のポート間の相互関係に分離して考える。1 ポート部分は OSL でキャリブレーションを行い、ポート間の相互関係は直接接続でキャリブレーションを行う。TRL は、50 Ω 線路、高反射デバイス、テストポートの直接接続でキャリブレーションを行う。キャリブレーション用デバイスは 50 Ω の線路で、長さは測定周波数の 1/4 波長が最適である。高反射デバイスの特性は既知である必要はない。これらのキャリブレーション方法には各々にメリットとデメリットがあり、測定対象物や目的に合わせて選択する必要がある。

市販のキャリブレーション用デバイスが適用できない伝送線路構造の場合は、自らキャリブレーション用デバイスを作製する必要がある。作製において最も重要な点は、いかに精度良くキャリブレーション用デバイスを作製することができるかである。TRL の場合は 1/4 波長の長さを持つ 50 Ω 線路が必要であるが、低周波領域になると 1/4 波長は非常に長くなる。図 3-2 に、代表的な伝送線路である MSL と CPW に関して、1/4 波長の長さを示した。1 GHz 以下の領域では 40 mm を超え、取り扱いの観点で実用的ではない。したがって、TRL は 1 GHz 以上の周波数領域で適していると考えられる。

本研究では、Rogers 製のプリント基板 RO4350B（比誘電率 3.48、誘電正接 0.0037、誘電体厚さ 0.8 mm、銅箔厚さ 18 μm）を用いて実験を行った。この基板の材料は、熱伝導体とセラミックのコンポジットである。低い吸水率、高い熱伝導性、低い熱膨張率が特徴で、精密測定に有利な長期安定性、再現性、熱耐性に優れるため、本基板を選定した [3-2][3-3]。

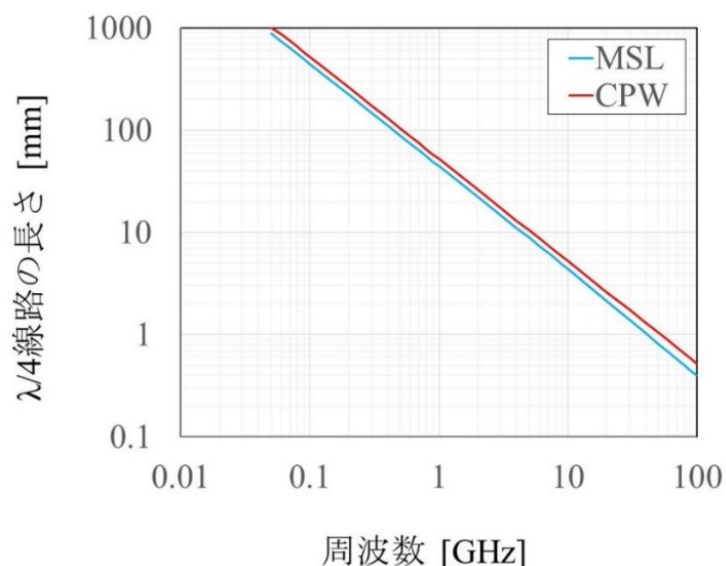


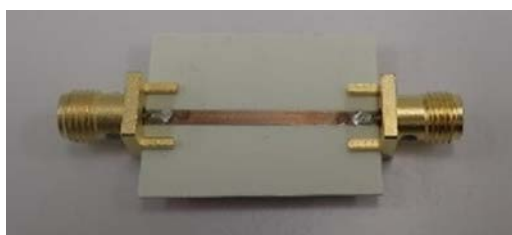
図 3-2 : MSL と CPW の場合の 1/4 波長線路の長さ

3-3 伝送線路の検討

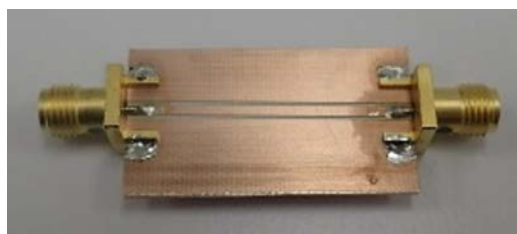
被測定デバイスの金属平面電極と測定器の同軸テストポートを接続するジグを構成する伝送線路として、MSLとCPWを検討する。これらの伝送線路は遮蔽されていないためデバイスの実装に適しており、プリント基板での作製が容易なため実用的である。MSLやCPWで $50\ \Omega$ の線路を作製した場合、透過特性 S_{ij} の位相は周波数に対して線形に変化すると考えられる。したがって、各伝送線路構造に対して $50\ \Omega$ の線路を実際に作製し、このような特性が得られるかをSパラメータ測定により検証した。

作製したMSLとCPWの $50\ \Omega$ 線路の写真が図3-3、Sパラメータの測定結果が図3-4である。図3-4より、6 GHz以上の周波数領域では、CPWのSパラメータの周波数特性が悪化することがわかった。さらに、周期的に周波数特性が悪化する点が存在することがわかった。このCPWの特性は、共振現象によるものと考えられる。線路の長さが1波長と $5/4$ 波長の場合でSパラメータの測定結果を比較すると、図3-5のように特性が悪い周波数点がずれているためである。一方、MSLではこのような特性は見られず、広い周波数領域にわたって理想的な伝送線路を作製できていることがわかった。

図3-4では、各構造に対して3個の線路を作製し、各々の測定結果を示した。MSL、CPW共に、加工やコネクタの実装精度により線路の特性にばらつきが生じ、周波数が高い領域ほど、それらの影響が顕著に現れる。10 GHzを超える周波数では、作製過程で生じるばらつきの影響を考える必要がある。



(a)



(b)

図3-3 : MSL (a) と CPW (b) の $50\ \Omega$ 線路

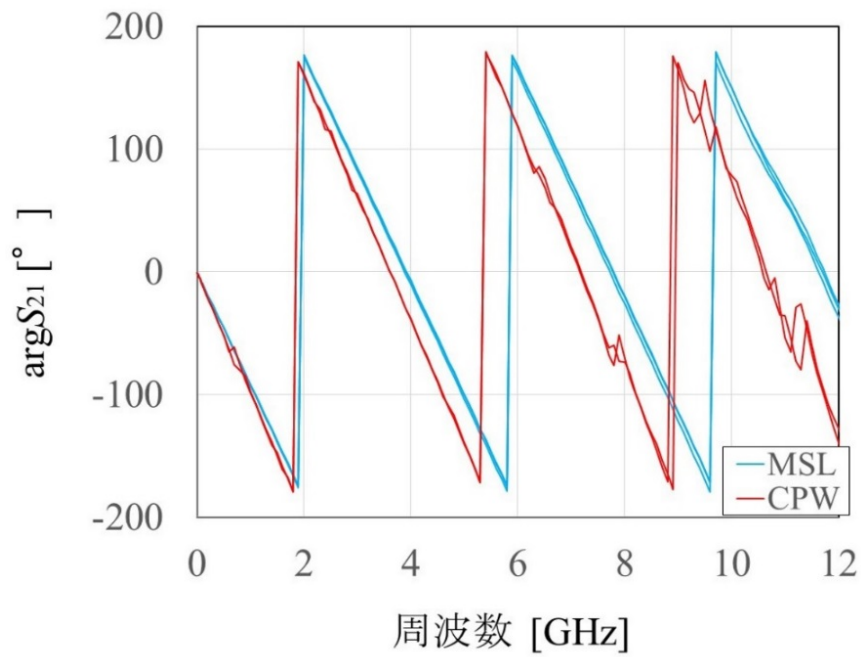


図 3-4 : $\arg S_{21}$ の周波数特性の測定結果

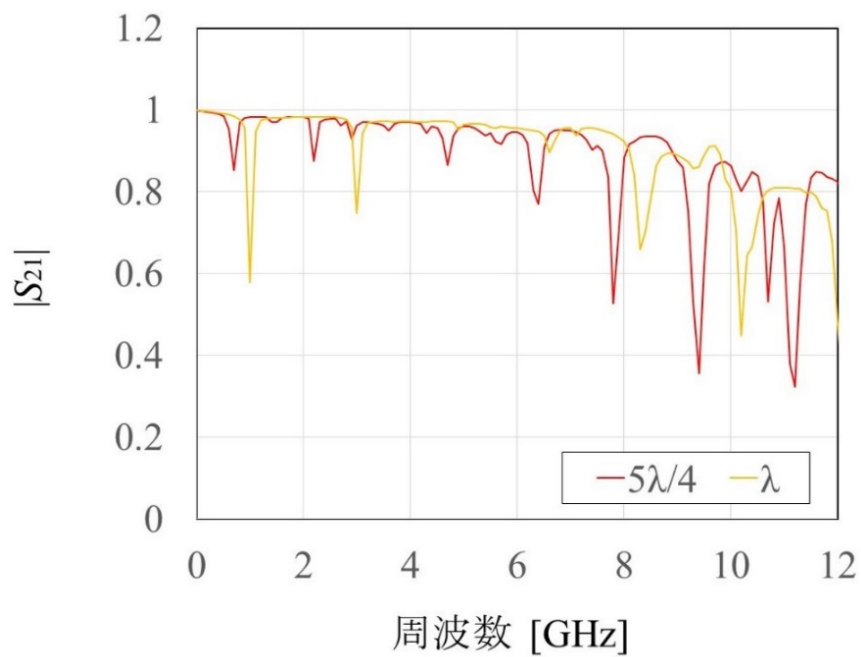


図 3-5 : CPW の線路長による $|S_{21}|$ の比較

3-4 ショートデバイスの検討

OSL または OSLT で用いられるショートデバイスは、線路をグラウンドと接続することで作製される。そのため、グラウンド面が裏にある MSL と表にある CPW で、構造が異なる。

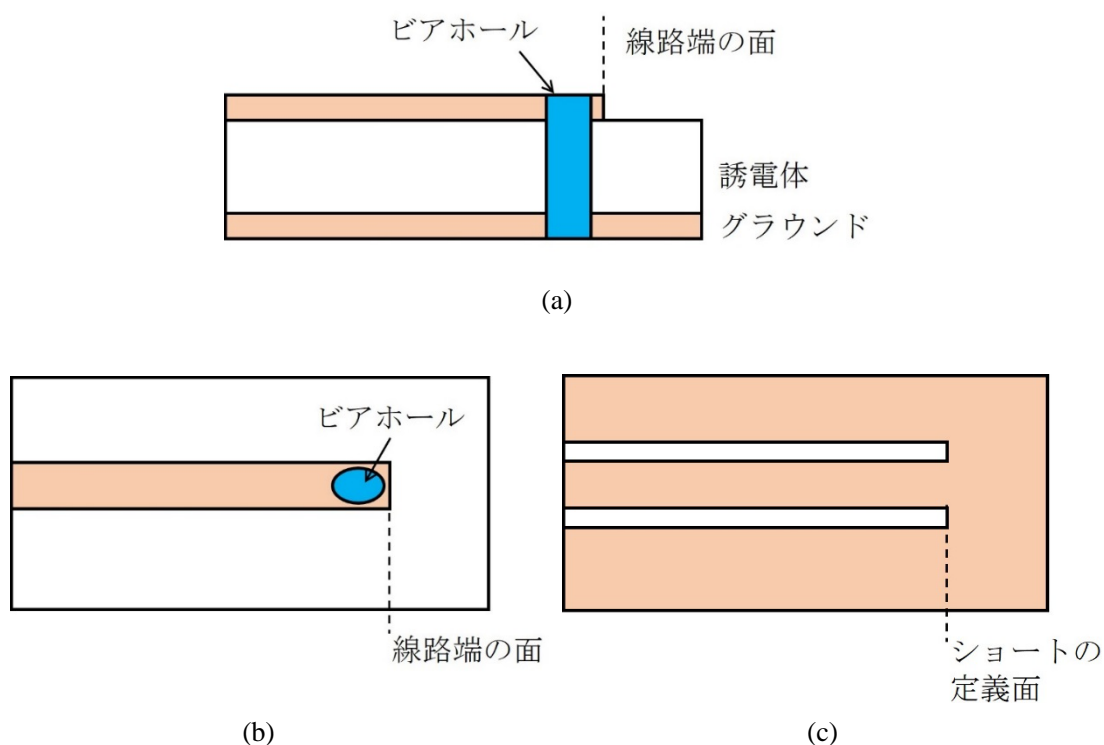


図 3-6：ショートデバイスの構造、MSL の場合の断面図 (a)、MSL の場合の俯瞰図 (b)、CPW の場合の俯瞰図 (c)

グラウンドが裏面にある MSL の場合、図 3-6 (a) および (b) のように、表面の線路の端から裏面のグラウンドにビアホールを設け、はんだ等で導通させることで作製される。この構造の問題点は、寄生成分が影響を及ぼすことと、ショートの定義面が明確ではないことである。基板表面の線路と裏面のグラウンドを導通させるビアホールは、RF 領域においてはインダクタンス成分となる。したがって、コネクタの定義面から見たインピーダンスの位相がシフトし、理想的なショート状態からのズレが生じる。また、ビアホールによりグラウンド面を線路端に設置することは物理的に不可能であるため、ショートの定義面があいまいになるデメリットもある。

一方、CPW ではグラウンドが表面にあるので、ショートデバイスの作製は容易である。線路の端をグラウンドにそのまま繋げる図 3-6 (c) のような構造が適している。この構造の場合、ショートの実装面は明確で、線路とグラウンドの境界面とみなせる。

以上より、作製および実装の観点から見ると、ショートデバイスは、MSL より CPW の方が理想的である。

3-5 ロードデバイスの検討

ロードデバイスは OSL や OSLT に用いられる無反射のキャリブレーション用デバイスであり、チップ抵抗で作製される場合が多い。MSL でロードデバイスを作製する場合は図 3-7 (a)、CPW では図 3-7 (b) のようになる。MSL では、チップ抵抗の一方を伝送線路端に接続し、他端はビアホールで基板裏面のグラウンドと接続させる。一方、CPW の場合は、ビアホールを必要とせず、線路と表面のグラウンドの間にチップ抵抗を実装すればよい。ショートデバイスの検討と同様に、ビアホールを使用する MSL では、寄生成分の影響が懸念される。したがって、チップ抵抗実装の面からは、CPW の方が適している。

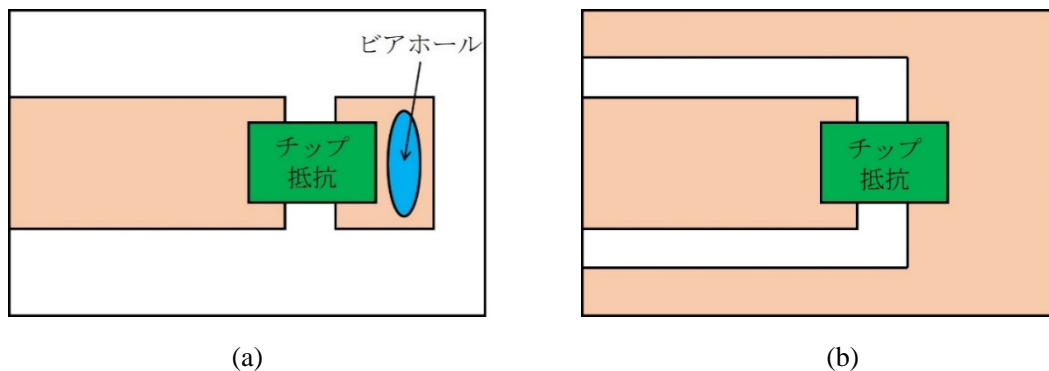


図 3-7 : ロードデバイスの構造、MSL の場合の俯瞰図 (a) と CPW の場合の俯瞰図 (b)

チップ抵抗を用いて CPW のロードデバイスを作製する場合、伝送線路と抵抗の接続面における電磁波の反射を抑制して実装を行う必要がある。E24 系列のチップ抵抗を用い、表 3-1 に示した 3 パターンのロードデバイスを実際に作製し、コネクタの定義面から見た反射係数の測定を行った。ロード I は、 50Ω より値が小さく、かつ、最も 50Ω に近い 1608 サイズ (幅が 0.8 mm 、長さが 1.6 mm) のスペック 47Ω の抵抗 1 個を用いた。ロード II では、

50 Ω より値が大きく、最も 50 Ω に近い 1608 サイズの 51 Ω スペックの抵抗 1 個を用いた。ロード III では、1608 サイズの 100 Ω スペックの抵抗 2 個を並列にして用いた。5.8 GHz において、コネクタの定義面から見た反射係数の絶対値を測定すると、ロード I は 0.27、ロード II は 0.18、ロード III は 0.027 であり、ロード III が最も反射が小さいことがわかった。

表 3-1 : ロードデバイスにおけるチップ抵抗の実装方法

	チップ抵抗	実装の構造
ロード I	47 Ω チップ抵抗 1 個	図 3-8 (a)
ロード II	51 Ω チップ抵抗 1 個	図 3-8 (a)
ロード III	100 Ω チップ抵抗 2 個並列	図 3-8 (b)

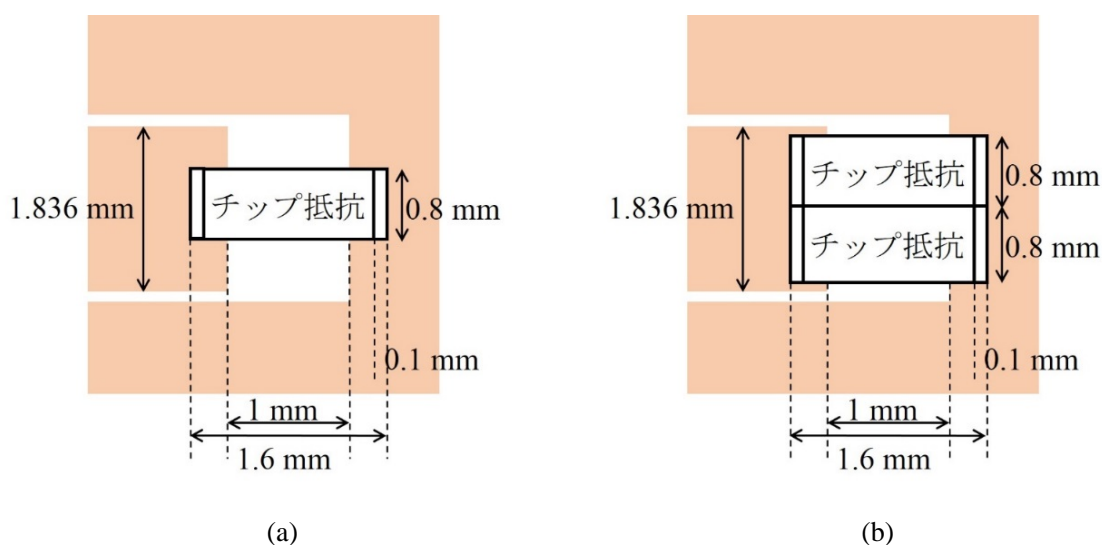


図 3-8 : CPW にチップ抵抗を 1 個 (a) と 2 個 (b) 実装した場合のロードデバイスの構造

各チップ抵抗のスペック値が正確であり、寄生成分を生じずに理想的に実装されたと仮定すると、47 Ω のロード I の反射係数は 0.031、51 Ω のロード II の反射係数は 0.0099、100 Ω が 2 個の並列のロード III の反射係数は 0 である。しかし、実際の測定結果では、これらより大きな値となった。これは主に、実装時に寄生インダクタンスや抵抗成分が付加されたためと考えられる。特に、図 3-8 (b) の実装方法を用いたロード III と比較して、図 3-8 (a) の実装方法を用いたロード I および II の場合は測定結果と理想値の差が大きい。これは、

チップ抵抗の幅と線路の幅が大きく異なることに由来すると考えられる。CPW の電流分布は、線路中央が小さく、線路の端が大きい。したがって、伝播する全ての電流を抵抗で消費するには、抵抗の幅と線路の幅が一致している方が良いと考えられる。MSL では、基板、周波数、特性インピーダンスの値を決定すると、線路の幅 W は一意に決定される一方、CPW では、ギャップの幅 G を調整することで、線路の幅 W を変化させることが可能である。よって、チップ抵抗の幅と同じか少し太い線路幅を持つ CPW を選択すると良いことがわかった。

以上をまとめると、ロードデバイスの作製には CPW が適していることがわかった。100 Ω のチップ抵抗を 2 個並列させ、その 2 個の抵抗幅と同程度の線路幅を持つように CPW の線路幅を決定することが重要である。

3-6 RF デバイス測定方法の指針

以上の解析結果をまとめ、RF デバイス測定方法の指針を確立した。RF 領域におけるダイオードのような 1 ポートデバイスの測定では、測定周波数に対して適切な伝送線路とキャリブレーション方法は図 3-9 のように分類できる。

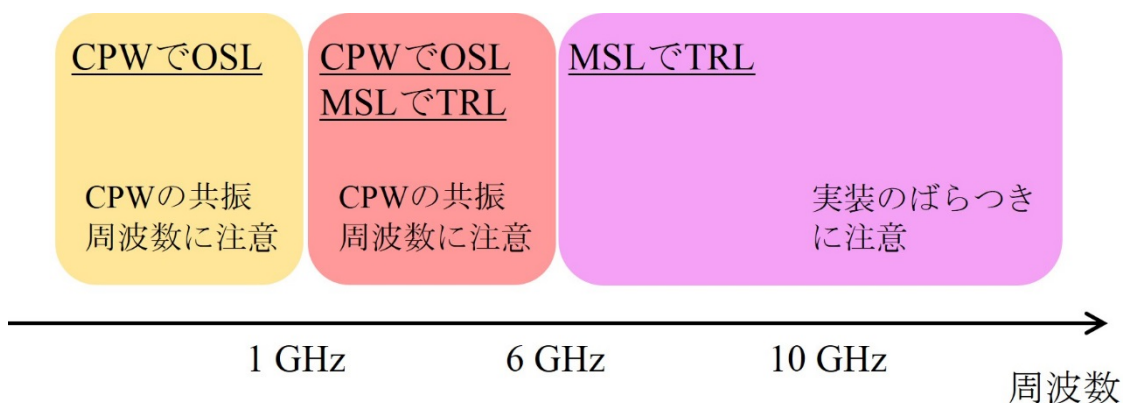


図 3-9 : RF 領域の 1 ポートデバイス測定方法の分類

まず、1 GHz 以下では、CPW を用いた OSL が適している。この周波数領域では電磁波の波長が長く、また、RF 領域特有の寄生成分の影響が顕著に現れない。したがって、CPW によるオープン、ショート、ロードデバイスの実現が容易である。但し、CPW の共振する周

波数点を避ける必要があるため、回路やコネクタの物理寸法を調整する必要がある。

次に、1 GHz から 6 GHz 程度までの測定では、CPW による OSL または MSL による TRL が適用可能である。この場合も、CPW の共振周波数を避けなければならない。また、MSL の TRL は 2 ポートの理論であるので、測定器のテストポート 2 個のうちのどちらかのポートを使用することになる。1 ポートと比較して 2 ポートキャリブレーションの解析は計算量が多いため、解析に要する時間が多くなるデメリットがある。

最後に、6 GHz 以上では、MSL の TRL が適用できる。この周波数帯域では、オープン、ショート、ロードデバイスを実現することが MSL、CPW 共に難しく、単純な 50 Ω ラインをキャリブレーション用デバイスとする TRL キャリブレーションが適している。しかし、1 ポートデバイス測定に 2 ポート理論を適用するので、解析は複雑になる。MSL を用いるので、キャリブレーション用の高反射デバイスとしては、ショートデバイスではなくオープンデバイスの方が適している。

図 3-4 に示したように、10 GHz を超える周波数領域では、伝送線路の作製やコネクタ実装のばらつきに起因する伝送線路特性のばらつきが顕著になる。したがって、実際には、複数個の線路を作製し、その中から理想的な特性が実現されているものを選択すると、測定精度が向上する。

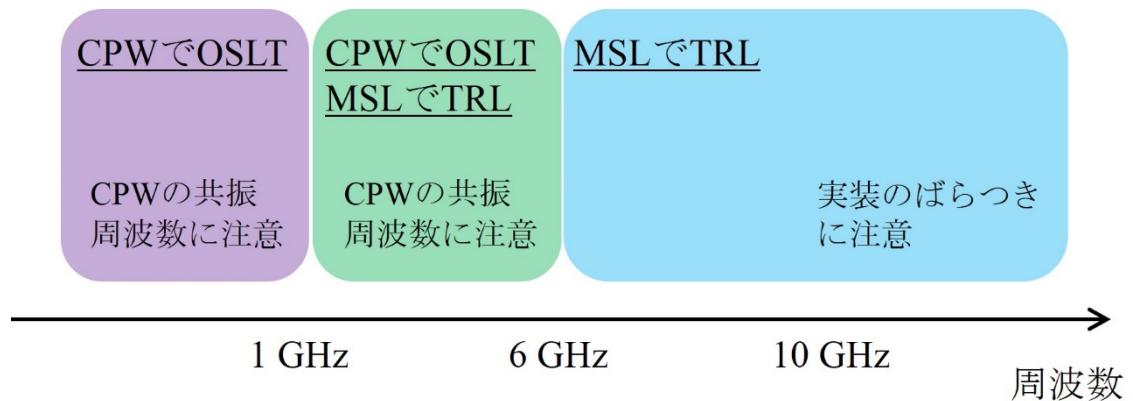


図 3-10 : RF 領域の 2 ポートデバイス測定方法の分類

同様に、2 ポートデバイスの測定方法も分類できる。今後のトランジスタ等の 2 ポートデバイス測定への展開も見据え、図 3-10 にまとめた。

3-7 RF デバイス測定のとめ

第3章では、RF 領域におけるデバイス測定の課題を挙げ、測定周波数に対して適切な伝送線路とキャリブレーション方法の分類を行った。

RF デバイス測定の課題は、測定システムや被測定デバイスの物理的な寸法と比較して、電磁波の波長が同程度または短いことに起因する。そのため、被測定デバイスと測定器のテストポートを接続するためのジグの影響が測定結果に含まれ、測定精度が悪化する。したがって、定量的な補正が可能なジグを独自に作製し、その影響を除去するキャリブレーションが重要になる。

多くの場合、小さな接続用ジグを作製することで、ジグを電磁波が伝播する際の損失と位相シフトが小さいとみなし、ジグの影響を無視するアプローチがとられている。しかし、物理的に小さなジグであっても、電磁波の損失や位相シフトは生じる。さらに、電磁場のカップリングや高次モードの影響は、より深刻になると想定される。よって、本研究では、小さなジグではなく、定量的な評価および補正が可能なジグの作製に焦点をあてた。周波数が高い領域へと研究領域が広がる RF デバイスおよび回路開発の動向を鑑みると、本研究におけるアプローチは将来的に重用性が高まると考えられる。

上記の課題を受けて、RF デバイス測定におけるジグの伝送線路構造とキャリブレーション方法の選択指針を提案した。様々な伝送線路構造やキャリブレーション方法が存在し、それらの中から適切な組み合わせを選択する一般的な方法論は確立されていなかったが、本研究により、測定周波数と被測定デバイスの情報から適切な伝送線路構造とキャリブレーション方法を選択することが可能になった。この結果をまとめたのが、図 3-9 である。これらの RF 領域におけるデバイス測定方法の考察を基礎にして、次の第 4 章からは GaN ダイオードの測定とその結果を用いた HySIC 整流回路の開発をまとめる。

第4章 GaN ダイオード測定と HySIC 構造による整流回路の開発

4-1 HySIC 整流回路の開発過程および研究開発要素

RF エネルギーハーベスト技術による衛星内センサネットワークへのワイヤレスパワー供給に向けて、HySIC 整流回路の開発を行った。HySIC 整流回路の開発フローを図 4-1 に示す。はじめに、RF から dc へのパワー変換を担う GaN ショットキーバリアダイオードの特性を測定し、その結果から非線形等価回路モデルを構築する。次に、その等価回路モデルを用いて、Si の整合回路を設計する。Si 整合回路の役割は、GaN ダイオードのインピーダンスを 50Ω の特性インピーダンスに整合させ、RF パワーをダイオードへ効率的に入力することである (図 4-2)。伝播してきた RF パワーを整合回路に効率良く入力すること、整合回路に入力された RF パワーをダイオードへ効率良く入力すること、変換された dc パワーを取り出すことが、整合回路に求められるはたらきである。適切に設計および作製された整合回路は、整流回路の最も重要な性能指標である RF-dc 変換効率が向上する。したがって、GaN ダイオードの特性の測定と等価回路モデル化、そのデータに基づく Si 整合回路の設計は非常に重要な段階である。さらに、設計データから Si の整合回路を作製し、GaN ダイオードと共に一つの HySIC 整流回路として実装する。その後、HySIC 整流回路の特性を評価し、本研究の目標に対して満足であれば完成となるが、不満足であればダイオード・ダイオード測定・モデル化・設計・作製・実装の各段階を見直し、再度この開発ループをまわす作業を行う。

図 4-1 に示した各段階において、筆者が担当したのは主に GaN ダイオードの測定、非線形等価回路モデルの構築、Si 整合回路の設計、HySIC 整流回路の特性評価、特性の評価結果に基づくフィードバックである。特に、GaN ダイオードの測定および非線形等価回路モデルの構築、その結果を HySIC 整流回路の実現へ繋げることが重要な研究担当である。

ダイオード等のデバイスをメーカーから購入する場合、メーカーの独自技術を保護するために、デバイスの構造や特性のデータ、デバイスの等価回路モデル等の詳細は提供されない場合が多い。そのため、デバイスを購入した回路設計者は、乏しいデータを頼りに設計を行うか、自ら測定を行うことになる。第 2 章で述べたように、デバイスの電極構造は様々で、測定器と直接接続することができない場合や、市販のキャリブレーション用デバイスが利用できない場合が多い。このような状況が、今日の回路開発における課題の一つになっている。したがって、本研究では、GaN ダイオードの測定、モデル化、Si 整合回路の設計、HySIC 整流回路の評価、フィードバックの各段階を着実に繋げ、効率的に目標とする HySIC 整流回路を開発するプロセスを辿ることにした。

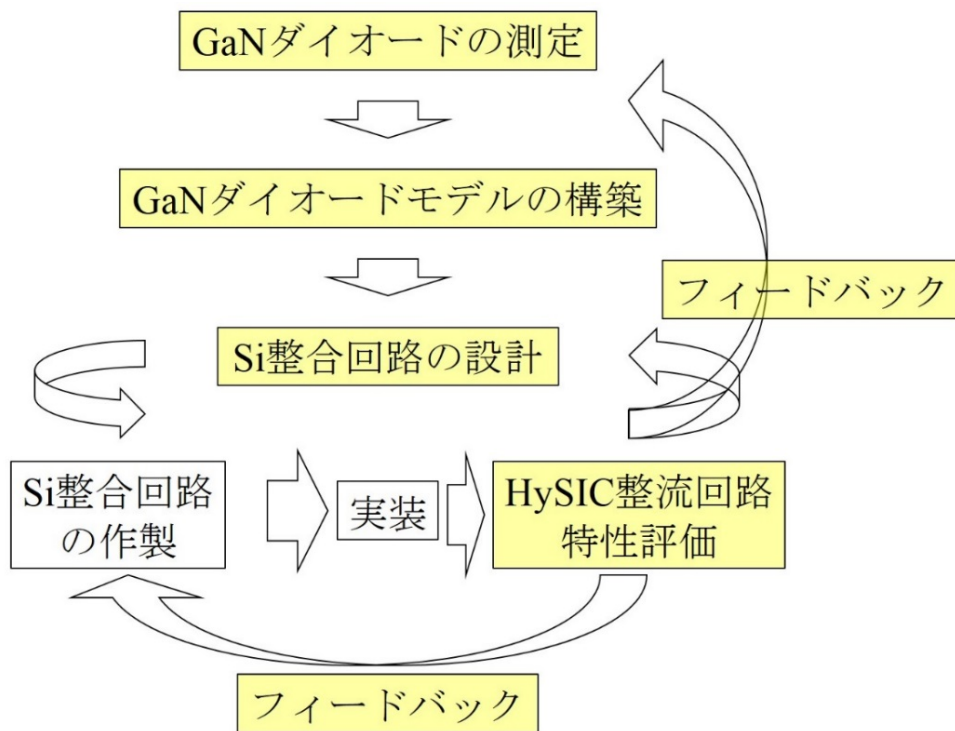


図 4-1 : HySIC 整流回路の開発過程と担当

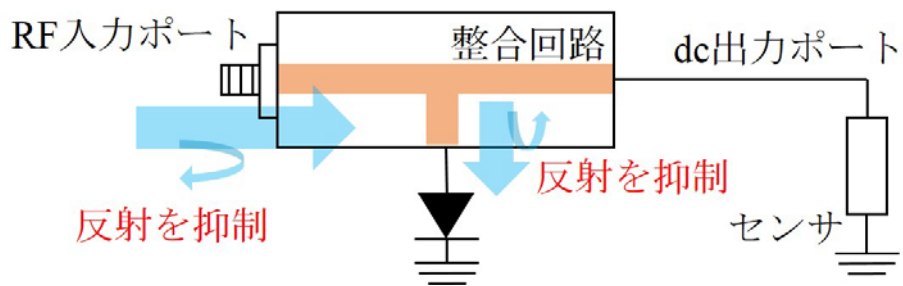


図 4-2 : 整流回路における整合回路部分の役割

図 4-1 で示した筆者の担当部分は、以下のように、より具体的な 6 段階に分けることができる。各々の段階において、独自の考察や実験が必要となる研究開発要素を列挙した。

- 段階 1 HySIC 整流回路開発の目標設定
 - センサへのワイヤレス給電実現のために求められる HySIC 整流回路特性の決定
 - HySIC 整流回路開発までの手順のブレークダウン
- 段階 2 GaN ダイオードの測定
 - 測定すべき物理量の検討
 - 測定方法の決定と測定系の構築、測定
- 段階 3 GaN ダイオードの非線形等価回路モデルの構築
 - 非線形等価回路モデルの検討
 - 測定物理量から非線形等価回路モデルのパラメータの導出
- 段階 4 Si 整合回路の設計
 - 衛星内センサネットワークシステムへの給電に適した整合回路の設計
- 段階 5 HySIC 整流回路の評価
 - RF および dc のエネルギー伝送および整流の証明
- 段階 6 HySIC 整流回路の評価結果に基づくフィードバック
 - 評価結果から改善点の抽出
 - フィードバックを基にした HySIC 整流回路効率改善の提案

4-2 HySIC 整流回路の開発目標

本研究で作製する HySIC 整流回路の最終目標は、衛星内の環境モニタリングセンサへ駆動パワーをワイヤレスで供給することである。近年、ガスや温度センサをはじめとする環境モニタリングセンサの低消費電力化は著しい。ゆえに、衛星内センサネットワークの駆動に必要なパワーレベルは 1 mW から 1 W オーダーと想定されている。その中で、90 mW 以下では、耐圧が低い低コストな Si ダイオードと Si 整合回路による整流回路を適用する。その一方、1 W 以上では、耐圧が高い GaN ダイオードとプリント基板による整流回路を用いる。その中間の 100 mW から 900 mW 程度のパワーレベルをカバーする整流回路として、GaN ダイオードと Si 整合回路による HySIC 整流回路が望まれている（表 4-1）。100 mW から 900 mW 程度のパワーを必要とする具体的な宇宙用環境モニタリングセンサには、8 個の温度センサを 1 個のセンサノードでまとめて制御する温度センサノードがある。本研究では、C 帯を動作周波数として、dc 出力パワーが 100 mW から 900 mW 程度の HySIC 整流回路の開発を目標とする。

表 4-1：センサの駆動に必要なパワーレベルと対応する整流回路の構造

パワー レベル	1 mW から 90 mW (10 mW 級)	100 mW から 900 mW (100 mW 級)	1 W 以上 (1 W 級)
構造	Si ダイオード Si 整合回路	GaN ダイオード Si 整合回路	GaN ダイオード プリント基板整合回路
重視す る点	Siによる小型化、低コス ト化を重視	GaNによる宇宙線耐性、 ハイパワー動作 Siによる小型化、低コス ト化を重視	GaNによる宇宙線耐性、 ハイパワー動作を重視

目標とする HySIC 整流回路のスペックを表 4-2 に示した。本研究で作製する HySIC 整流回路において、RF パワーから dc パワーへの整流を担う GaN ショットキーバリアダイオードは住友電工株式会社から提供を受けた。Si 整合回路は、宇宙航空研究開発機構 (JAXA) 宇宙科学研究所 (ISAS) の宇宙ナノエレクトロニクスクリーンルームで作製した。開発した HySIC 整流回路を RF エネルギーハーベスタのシステムに組み込むには、RF 入力ポートをアンテナシステムと接続する必要がある。システムへの接続を可能にするために、整流回路の RF 入力ポート形状は同軸コネクタとした。同様の理由で、dc 出力ポートの形状はリード線端とし、センサへの接続を可能とした。目標とする dc 出力パワーは 100 mW から 900 mW 程度である。作製を目指す HySIC 整流回路は世界初の開発であるため、RF から dc への変換効率が 10% から 20% 程度になると研究開始時に想定した。100 mW から 900 mW の dc 出力パワーを得るためには、RF 入力パワーが 1 W から 10 W 程度必要であり、その入力パワー領域において最大効率で整流動作を行う回路を作製する必要があると考えた。

GaN ダイオードの測定から HySIC 整流回路の開発までの段階と各段階の関連を図 4-3 に示す。はじめに、HySIC 整流回路を開発するために必要なデータを検討することで、測定すべき物理量を決定した (4-3-1 節)。その上で、測定器の同軸コネクタテストポートと GaN ダイオードの金属平面電極を接続するジグを設計および作製し (4-3-2 節)、dc 領域の抵抗測定 (4-3-3 節)、RF 領域の反射係数測定 (4-3-4 節)、RF 領域のソースプル測定 (4-3-5 節) を行った。dc 抵抗および RF 反射係数の測定結果から、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを決定した (4-4 節)。次に、構築した非線形等価回路モデルを用いて、Si 整合回路の設計を行った (4-5 節)。その後、作製した Si 整合回路と GaN ダイオードを実装し、HySIC 整流回路を開発した (4-6 節)。開発した HySIC 整流回路は、その特性を評

価し、目標を満足しているかを検討した（4-7 節）。その際に、RF ソースプル測定の結果と比較することで、作製した HySIC 整流回路は、最適な状態で Si 整合回路から GaN ダイオードへの RF パワー入力が行われているかを確認した。

表 4-2：本研究で開発する HySIC 整流回路の目標スペック

パラメータ	スペック
動作周波数	C 帯（特に 5.8 GHz）
整流用デバイス	GaN ショットキーバリアダイオード （住友電工株式会社からの提供）
整合回路	Si （ISAS 宇宙ナノエレクトロニクスクリーンルームで作製）
RF 入力ポート 形状	同軸コネクタ
dc 出力ポート	リード線端
出力 dc パワー	100 mW から 900 mW 程度（100 mW 級）
最適 RF 入力パ ワー領域	1 W（30 dBm）から 10 W（40 dBm）の RF 入力パワー領域で最適整流

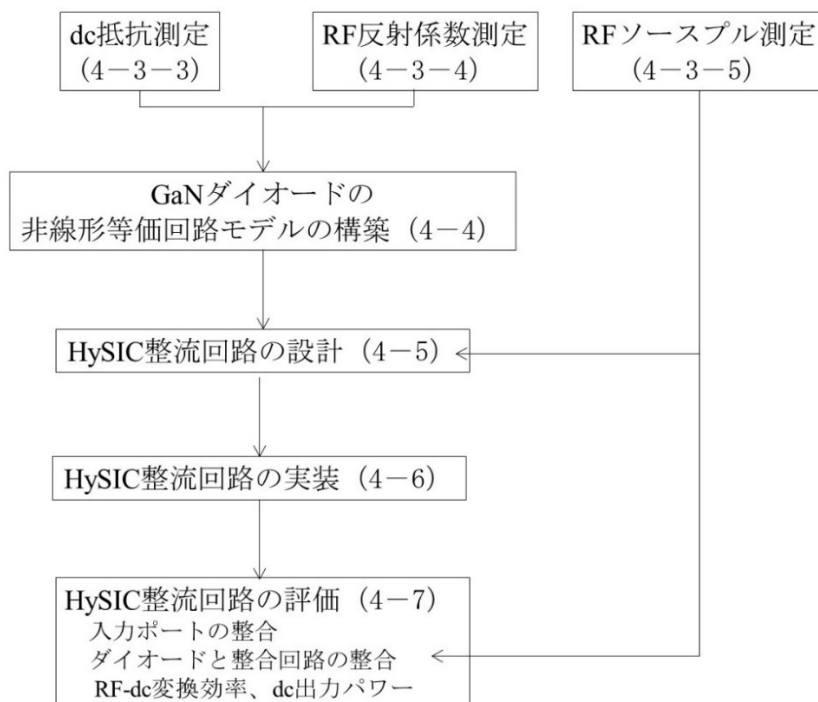


図 4-3：GaN ダイオード測定から HySIC 整流回路開発までの段階

4-3 GaN ダイオードの測定

高効率な HySIC 整流回路を実現するためには、GaN ダイオードの非線形特性を測定し、そのインピーダンス特性に整合した Si 整合回路を設計および作製しなければならない。主に GaN ダイオードと Si 整合回路の整合状態により、HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率が決まる。

4-3-1 測定すべき物理量の検討

GaN ダイオードの特性を測定する目的は、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを構築し、高効率の整流が可能な Si 整合回路を設計することである。したがって、はじめに、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを構築するために必要な物理量を検討する。

本研究では、図 4-4 に示した並列に接続された非線形キャパシタンス C と非線形抵抗 R 、さらに直列に接続された線形抵抗 R_s から成る非線形等価回路モデルを採用した [4-1][4-2]。 C はショットキー接合における電荷の蓄積を表しており、電圧 V を用いて以下のような式で表される。ここで、 ϕ はビルトインポテンシャル、 C_{j0} および m は定数である。

$$C = C_{j0} \left(1 - \frac{V}{\phi}\right)^{-m} \quad (4-1)$$

非線形抵抗 R はそれを流れる電流 I で表され、電圧 V を用いて表される。

$$\frac{dV}{dR} = I = I_0 \left(\exp \frac{qV}{Nk_B T} - 1 \right) \quad (4-2)$$

ここで、 N は理想定数、 k_B はボルツマン定数、 T は温度、 q は素電荷、 I_0 は定数である。キャパシタンス C および抵抗 R は共に、電圧 V に対して非線形である。一方、直列抵抗 R_s はオームの法則に従う線形素子で、ダイオード内の接触抵抗を表す。

周波数 f の 2π 倍である角振動数 ω を用いると、このダイオードの等価回路モデルのインピーダンス Z は、

$$Z = R_s + \frac{R}{1 + (\omega RC)^2} - j \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2} \quad (4-3)$$

で表される。このインピーダンス Z を反射係数 Γ に変換するには、特性インピーダンス

Z_0 ($= 50 \Omega$) を用いて以下の式で計算できる [4-3]。

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (4-4)$$

まとめると、図 4-4 のダイオードの非線形等価回路モデルを構築するには、 C_{j0} 、 φ 、 m 、 I_0 、 N 、 R_s の 6 個のパラメータを決定しなければならない。そのためには、様々な周波数点において、バイアス電圧を印加した状態でダイオードのインピーダンス、抵抗、反射係数を測定する必要がある。

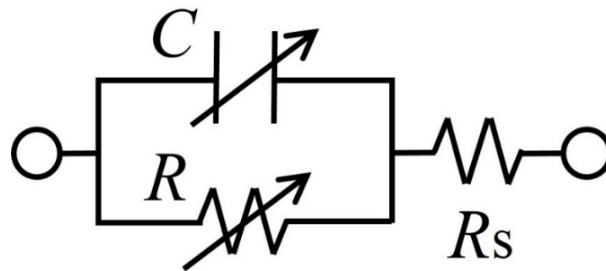


図 4-4 : ダイオードの非線形等価回路モデル

4-3-2 接続ジグ

本研究で用いた GaN ショットキーバリアダイオードは図 4-5 のような縦型構造の平面電極構造のため、測定器の同軸テストポートと直接接続することは不可能である。したがって、両者を接続するジグの作製と、測定結果に含まれるジグの影響を取り除くキャリブレーションを行う必要がある。

第 3 章で検討した RF デバイス測定方法の分類に基づくと、C 帯の 1 ポートダイオード測定では、伝送線路としては CPW を用い、キャリブレーションとしては OSL を用いることが適当である。したがって、図 4-6 のような CPW を基本とした接続ジグおよび OSL キャリブレーション用デバイスを作製した。CPW の 50Ω 線路を作製し、その線路端に GaN ダイオードを実装した。その横に、オープン、ショート、ロードデバイスも作製した。GaN ダイオード、オープン、ショート、ロード線路の CPW の長さを一致させ、同じコネクタを使用することで、測定器との接続を行うコネクタの定義面から CPW 線路端までの影響の補正が可能になる。一般的に、プリント基板の誘電体の誘電率、金属膜および誘電体の厚みは均一

ではない。そこで、各々の線路を並べることで基板特性のばらつきを抑え、測定結果の不確かさを低減した。その一方、各 CPW を伝播する電磁波が相互に干渉しないように、線路間には 15 mm の幅を設けた。

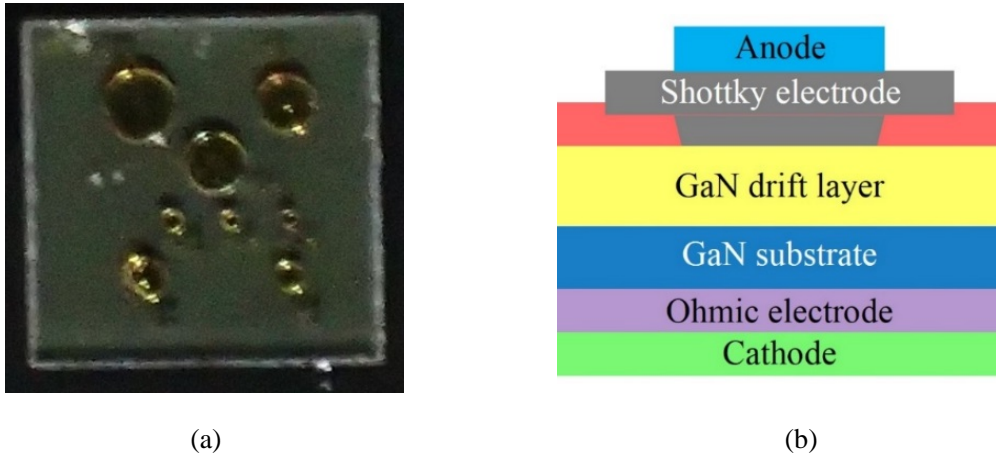


図 4-5 : 本研究で用いた GaN ショットキーバリアダイオードの俯瞰写真 (a) と断面図 (b)

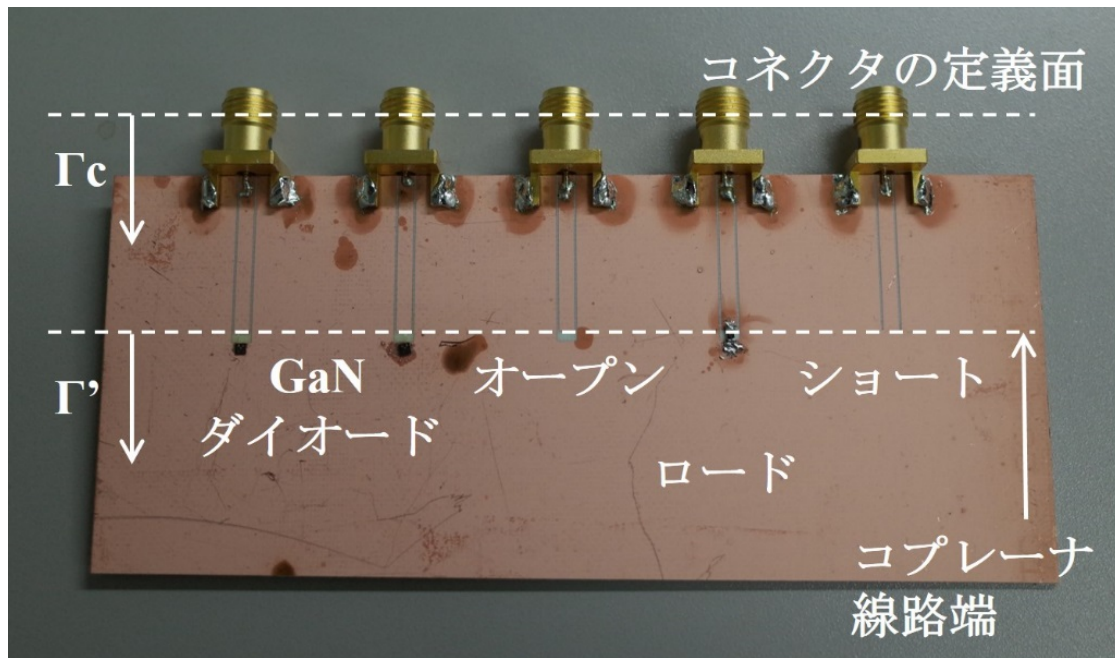


図 4-6 : GaN ダイオードと測定器間の接続用ジグとキャリブレーション用のオープン・ロード・ショートデバイス

CPW は、特性インピーダンスが 50Ω になるように設計した。第 2 章で述べたように、CPW の寸法は基板の特性、周波数、特性インピーダンス値で決まるが、ギャップ幅 G と線路幅 W は一方が決まれば、もう片方が決まるという関係がある。そこで、ロード線路では 1608 サイズの 100Ω チップ抵抗を 2 個並列させることにし、抵抗 2 個の幅 1.6 mm より少し広い 1.836 mm を CPW の幅 W とした。GaN ダイオード、オープン、ショート、ロードの全ての線路部分には、上記の寸法を共通で用いた。

CPW 端からコネクタまでの線路の長さは、 18 mm で設計した。図 4-6 で示したデバイスの RF 測定を行う場合、同軸線路を TEM モードで伝播してきた電磁波は、コネクタを通り、CPW では準 TEM モードで伝播する。コネクタと CPW の接続部分では TEM モードから準 TEM モードへの変換が起こり、不要なモードの発生が予想される。そのため、不要なモードが十分に減衰した状態で GaN ダイオードに電磁波が入力するように、コネクタと GaN ダイオードの間は十分な距離を確保した。

GaN ダイオードのアノード電極と CPW は、図 4-7 (a) のように 4 本のボンディングワイヤで接続した。CPW の電流分布は線路の両端に集中しているため、これらのワイヤは CPW の線路幅を等分する間隔で接続した。一方、カソード電極は、銀ペーストを用いて、CPW のグラウンドに接地した。

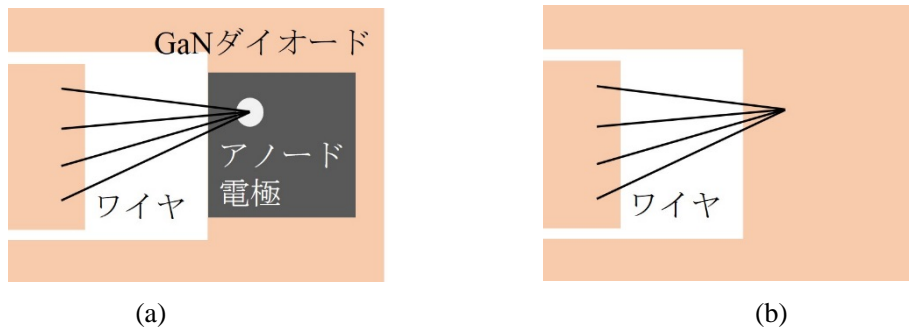


図 4-7 : ワイヤボンディングによる CPW と GaN ダイオードの接続構造 (a) とワイヤボンディング評価用の回路の構造 (b)

OSL キャリブレーション用のオープンデバイスは、 50Ω の特性インピーダンス線路の端を開放することで作製した。線路端とグラウンドの間には 1 mm の幅を設けた。これはプリント基板の導体の厚みの 56 倍程度である。ショートデバイスは、図 3-6 (c) のように CPW の端をそのままグラウンドに接続することで作製した。ロードデバイスは、1608 サイズの 100Ω チップ抵抗 2 個を並列に実装することで作製した。チップ抵抗は、はんだを用いて、一方の端を CPW に、他端をグラウンドに接続した。線路とグラウンドの間には、 1 mm の幅を

設けた。

5.8 GHz の周波数点において、コネクタの定義面からデバイス側を見た反射係数の VNA 測定結果が図 4-8 である。オープンの反射係数は 1、ショートは -1 ではなく、絶対値には減衰および位相には回転がある。これは、コネクタおよび CPW により、電磁波の損失および位相シフトが生じるためである。オープン、ショート、ロードデバイスの反射係数を各々 1、-1、0 に補正することで、コネクタの定義面から見た反射係数からコネクタと CPW の影響を取り除き、線路端から見た反射係数に変換することができる。

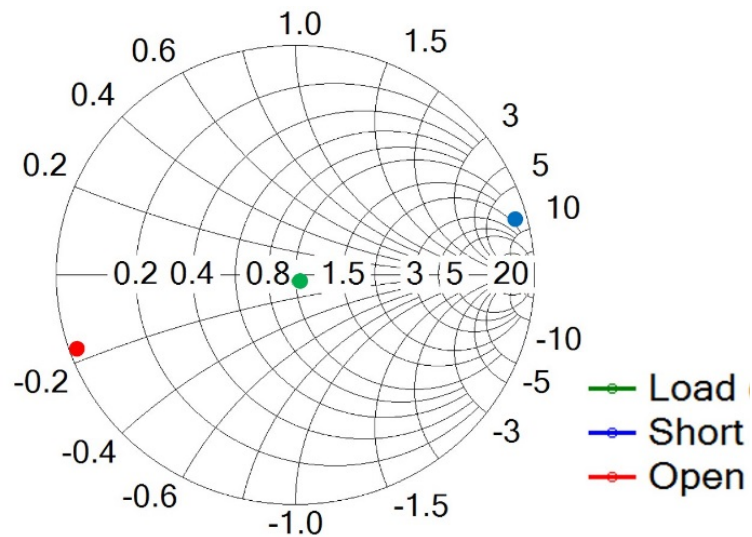


図 4-8 : コネクタの定義面から見た 5.8 GHz におけるオープン、ショート、ロードデバイスの反射係数

4-3-3 dc 抵抗測定

半導体パラメータアナライザ (SPA) を用いて、dc 領域における GaN ダイオードの電圧に対する電流の特性 (IV 特性) を測定した。電流と電圧の比が抵抗であるので、IV の測定結果から dc における抵抗を計算することができる。測定系のブロック図は、図 4-9 (a) である。

dc では、図 4-4 で示したダイオードの等価回路モデルの中の非線形抵抗 R と線形抵抗 R_s の直列のみが残り、非線形キャパシタンス C は影響を及ぼさない。よって、この dc 抵抗測定で得られるデータを用いて、 R と R_s の値を決定することができる。

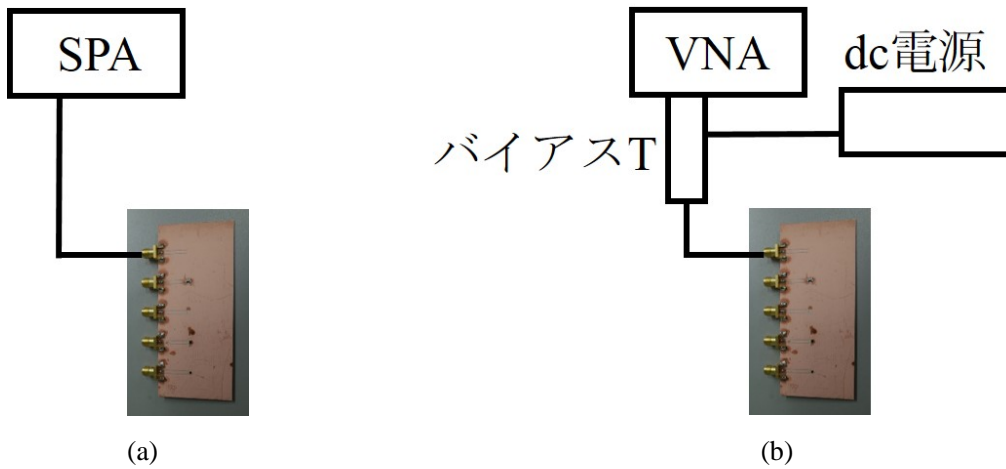
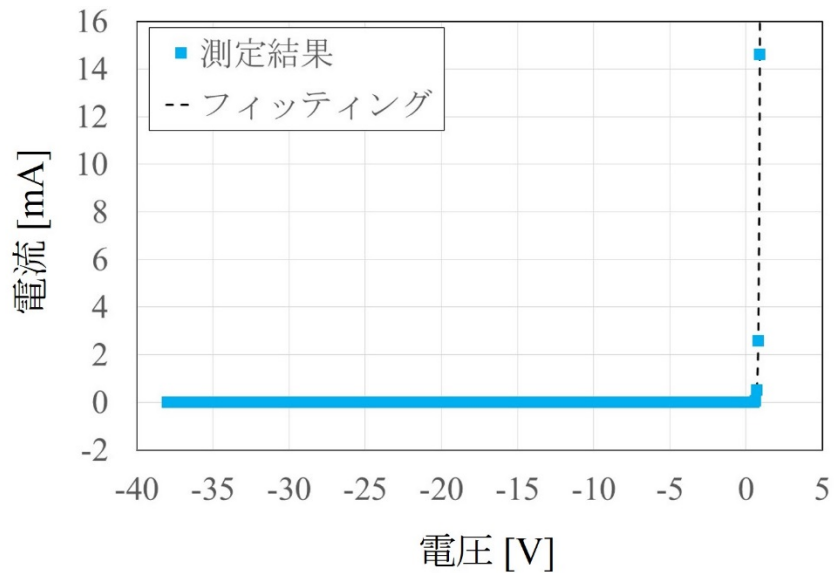
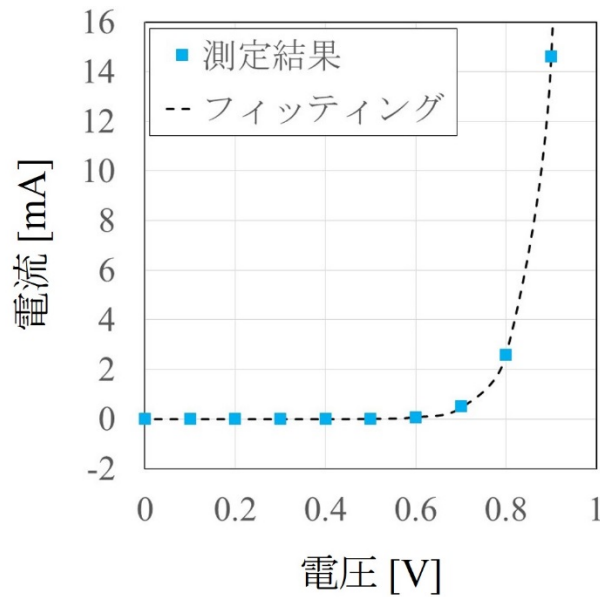


図 4-9 : GaN ダイオードの dc 領域の抵抗測定系 (a) と RF 領域の反射係数測定系 (b)

測定した IV 特性が、図 4-10 である。電圧が -40 V から 5 V までを表示したグラフが図 4-10 (a) で、順方向の 0 V から 1 V までを拡大したグラフが図 4-10 (b) である。この結果は、コネクタの定義面における測定データであるが、dc 領域では波長が無限大になるので、ジグの影響のキャリブレーションは行っていない。



(a)



(b)

図 4-10 : dc 領域の電圧に対する電流の依存性とフィッティング結果 (a) および順方向領域の拡大図 (b)

4-3-4 RF 反射係数測定

第 2 章でも述べたように、電磁波の波長が測定系や被測定デバイスの長さと同程度または短くなる RF 領域においては、GaN ダイオードの特性に加えて、コネクタ、CPW、ワイヤ等の影響が含まれた状態で測定値が得られる。よって、測定器で得られる反射係数からそれらの影響を取り除き、GaN ダイオードのみの特性を算出する必要がある。これを行うにあたり、実行したキャリブレーションの手順は以下の 3 段階である。

- 手順 1 測定
コネクタの定義面から見た反射係数の測定
- 手順 2 コネクタおよび CPW の影響のキャリブレーション
コネクタの定義面から見た反射係数から CPW 端から見た反射係数への補正
- 手順 3 ボンディングワイヤの影響のキャリブレーション
CPW 端から見た反射係数から GaN ダイオードの反射係数への補正

はじめに、バイアス電圧を印加した状態で、コネクタの定義面から見た GaN ダイオードの反射係数を VNA により測定した。反射係数 Γ とインピーダンス Z の関係式は、式 (4-

4) で与えられることから、反射係数の測定データからインピーダンスの算出が可能である。ジグ補正の解析では、インピーダンスと比較して反射係数の方が便利である。したがって、反射係数の形式で測定を行った。図 4-9 (b) が測定系のブロック図で、VNA、バイアス電源となる dc 電源、バイアス電圧を印加するためのバイアス T を組み合わせた。VNA のポートパワーは -22 dBm に設定した。

VNA により得られるコネクタの定義面から GaN ダイオード側を見た反射係数 Γ_c が、図 4-11 である。バイアス電圧は -10 V、0 V、0.8 V の時で、周波数は 50 MHz から 5.8 GHz までである。バイアス電圧が -10 V および 0 V の時のデータは、50 MHz で反射係数が 1 付近、周波数が上がるにつれて反射係数の絶対値は減少し、位相は右回りに回転した。一方、バイアス電圧が 0.8 V の時は、50 MHz で反射係数が実軸上の負の領域にあり、周波数の増加に伴って位相が右回りに回転した。この反射係数のデータは GaN ダイオードに加えてコネクタ、CPW、ワイヤの影響を含んだものであり、それらを電磁波が伝播する時の伝播損失、反射損失、位相回転が含まれている。

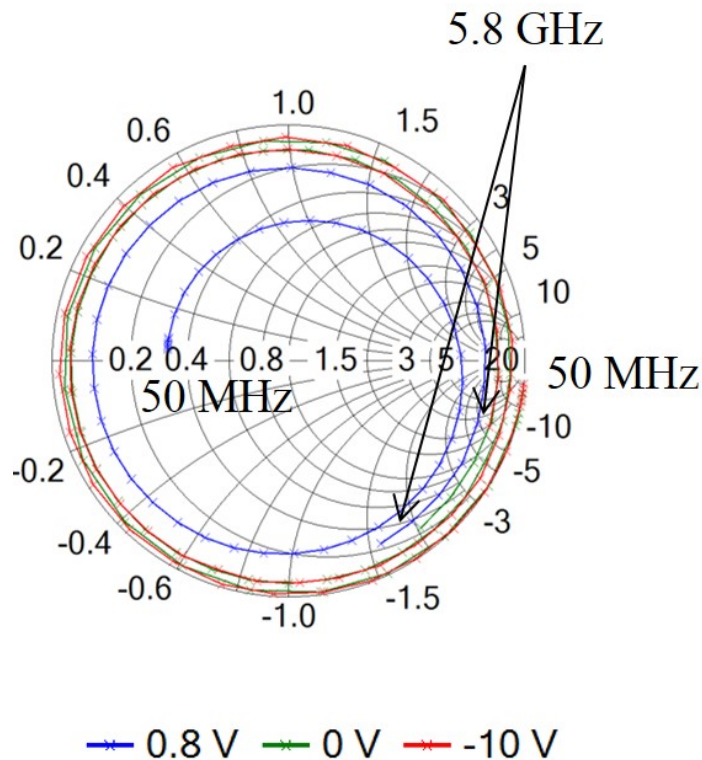


図 4-11 : コネクタの定義面から見た反射係数 Γ_c の測定結果

次に、手順 2 として、図 4-11 に示したコネクタの定義面から見た反射係数 Γ_c を、OSL キャリブレーションに基づいてコネクタと CPW の影響を取り除き、CPW 端から GaN ダイオード側を見た反射係数 Γ' へ変換した。 Γ_c から Γ' への補正は、補遺に示した図 a1-2 のネットワークモデルに基づき行い、両者の関係式は以下の式 (4-5) で表される【補遺 1 を参照】。

$$\Gamma_c = \delta + \frac{\tau\Gamma'}{1 - \mu\Gamma'} \quad (4-5)$$

δ 、 μ 、 τ はコネクタや CPW 等のコネクタの定義面から CPW 端までの間の影響を表現する未知のパラメータであり、オープン、ショート、ロードデバイスにより値が決定される。その決定されたパラメータを用いて、GaN ダイオードのコネクタ定義面から見た反射係数 Γ_c を CPW 端から見た反射係数 Γ' へ補正する。

OSL キャリブレーションにより計算された、CPW 端から見た GaN ダイオードの反射係数 Γ' が図 4-12 である。バイアス電圧が -10 V および 0 V のデータは、 50 MHz の時の反射係数が 1 付近であることに変わりないが、 5.8 GHz では大きく補正された。また、バイアス電圧が 0.8 V のデータも同様で、 50 MHz ではほとんど変化はないものの、 5.8 GHz では大きく補正されていた。これは、コネクタや CPW の影響は、波長が短い高周波領域でより顕著に現れることに起因する。コネクタや CPW の影響を取り除くことで、電磁波が伝播する実質的な伝送線路の長さが短くなり、反射係数の絶対値の増加と位相回転が起こった。

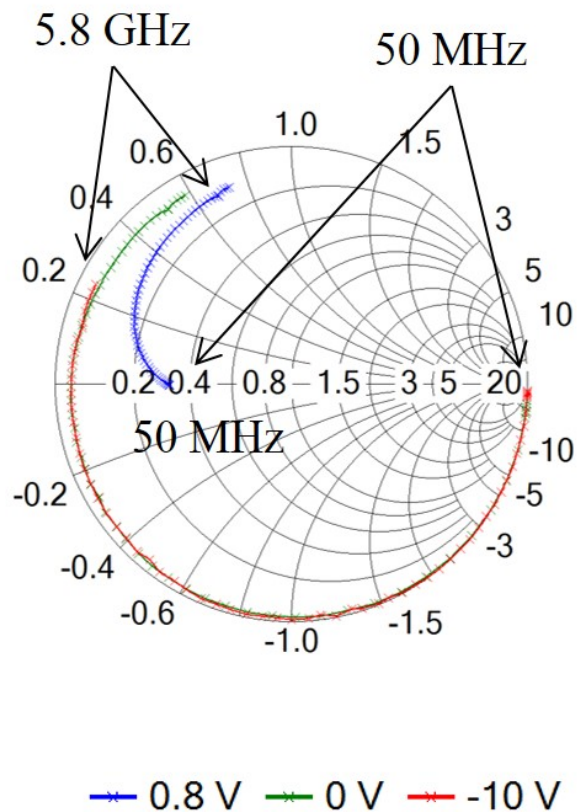


図 4-12 : CPW 端から GaN ダイオード側を見た反射係数

最後の手順 3 は、CPW 端と GaN ダイオードのアノード電極を結ぶボンディングワイヤの影響の補正である。ボンディングワイヤの補正には、実際の測定による評価結果を用いた。市販のシミュレータではボンディングワイヤのコンポーネントが実装されているため、シミュレーションを行うことは可能である。しかし、市販のシミュレータでは汎用性を重視するため、ワイヤの 3 次元構造が簡略化されている。したがって、CPW と GaN ダイオードの電極間にわたされる実際のワイヤ構造を反映することは難しい。したがって、本研究では、測定によるワイヤの評価と補正を行った。

測定によるボンディングワイヤの評価では、GaN ダイオードの線路と同様の CPW 構造ではあるが、GaN ダイオードを実装しないワイヤ評価用線路を作製した。その線路の反射係数を VNA で測定した後、GaN ダイオード線路と同様の構造でボンディングワイヤを実装し、VNA で再度反射係数を測定した。ワイヤ評価用線路の構造と評価方法の概念を図 4-7 (b) に示した。これらの反射係数測定値の差から、ボンディングワイヤの影響を評価した。5.8 GHz において、ボンディングワイヤにより、反射係数の絶対値で 0.93 倍、反射係数の位

相で 83° の回転が生じることがわかった。この結果を図 4-12 で示した CPW 端から見た反射係数に適用すると、GaN ダイオードのみの反射係数は図 4-13 のようになり、5.8 GHz における反射係数は表 4-3 である。コネクタと CPW の影響を補正した OSL キャリブレーションと同様に、ボンディングワイヤの影響も周波数が高い領域で特に顕著であることがわかった。つまり、50 MHz の反射係数はほとんど補正されないが、5.8 GHz では大きく変化した。図 4-13 の 0.8 V の時のデータに高周波領域で曲がりがあるが、これはワイヤ評価の不完全さによるものと推定される。ワイヤの精密評価に関しては、今後の課題の一つである。

以上の測定データに対する 2 段階の補正により、コネクタ、CPW、ボンディングワイヤの影響を取り除き、GaN ダイオードの反射係数を評価することができた。5.8 GHz においてバイアス電圧が 0.8 V の時のデータでは、2 段階の補正の前後で反射係数の絶対値で 1.1 倍、位相で 613.9° の変化があった。特に位相の変化は顕著で、図 4-14 に示したように、周波数が高くなるほどジグの補正が重要である。一般的なダイオードの特性として、オフ状態ではオープンに近い特性を持ち、オン状態では大きな電流が流れるショートに似た特性を持つことがわかっている [4-4]。上記の補正を行うことではじめて、このようなダイオード特性が得られることを確認した。図 4-11 のコネクタの定義面から見た反射係数の測定結果ではこのような一般的なダイオードの特性が得られておらず、周波数が高い領域ではジグの影響を補正することが重要であることが実証された。

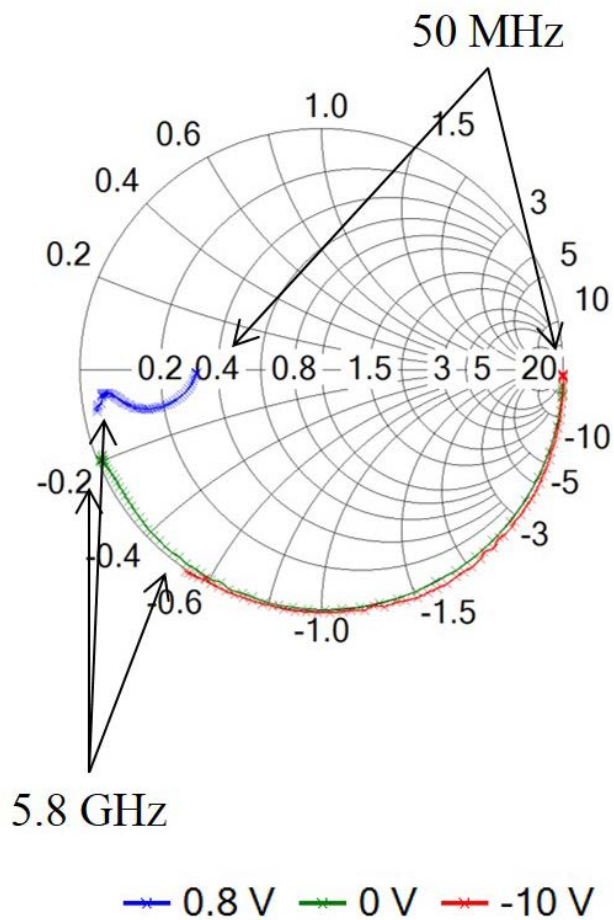


図 4-13 : GaN ダイオードの反射係数

表 4-3 : 5.8 GHz における GaN ダイオードの反射係数

バイアス電圧 [V]	反射係数
0.8	$-0.93 - j0.17$
0	$-0.92 - j0.38$
-10	$-0.56 - j0.84$

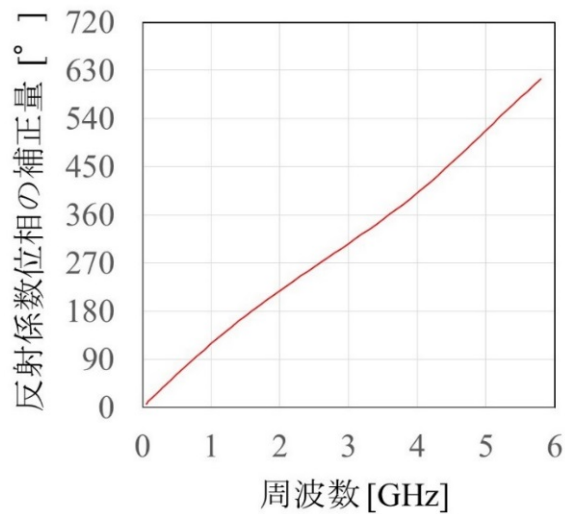


図 4-14：コネクタ、CPW、ボンディングワイヤの補正による反射係数の位相の変化

4-3-5 RF ソースプル測定

RF ソースプル測定は図 4-15 (a) で示した系で行われ、ダイオードへの入力パワー P_{in} が最大となる時のソース反射係数 Γ_{source} を評価することができる【補遺 2 を参照】。チューナを用いて Γ_{source} を -1 から 1 までの全ての状態に変化させ、その各々の状態に対して P_{in} を測定する。そして、その中で P_{in} が最大になる状態を探索する。得られた P_{in} が最大となる時の Γ_{source} の測定結果は整合回路の設計で用いられ、図 4-15 (b) のように、測定で得られたソース反射係数 Γ_{source} と一致するように整合回路を設計すればよい。ソースプル測定では、ダイオードの非線形特性を考慮した上で、最適な整合回路の設計が可能になる。一方、ソースプル測定では周波数と入射 RF パワーを固定して測定を行うため、測定結果を等価回路モデルの構築に利用することは難しいという欠点を持つ。

5.8 GHz において、0.8 V のバイアス電圧を印加し、コネクタの定義面から見た GaN ダイオードに対してソースプル測定を行った結果が図 4-16 である。図 4-16 に示した半径が 1 の円はコネクタの定義面から見たソース反射係数 $\Gamma_{m, source}$ であり、等高線は入力パワー P_{in} を表す (図 4-17)。等高線が最大となるのは $\Gamma_{m, source} = 0.54 + j0.63$ の時であった。

コネクタの定義面から見たソース反射係数の測定結果 $\Gamma_{m, source}$ から、コネクタ、CPW、ボンディングワイヤの影響を補正し、GaN ダイオードの電極面から見たソース反射係数 Γ_{source} を算出した (図 4-17)。4-3-4 と同様の方法で補正を行うと、補正されたソース反射係数 Γ_{source} は $-0.68 + j0.31$ であった。コネクタの定義面において入力パワーが最大になる状態と、GaN ダイオードの電極面において入力パワーが最大になる状態は厳密には一

致しない。しかし、コネクタと CPW は 50Ω で設計されており、パワーの反射は小さいとみなし、両者は近似的に等しいと本研究では考えた。

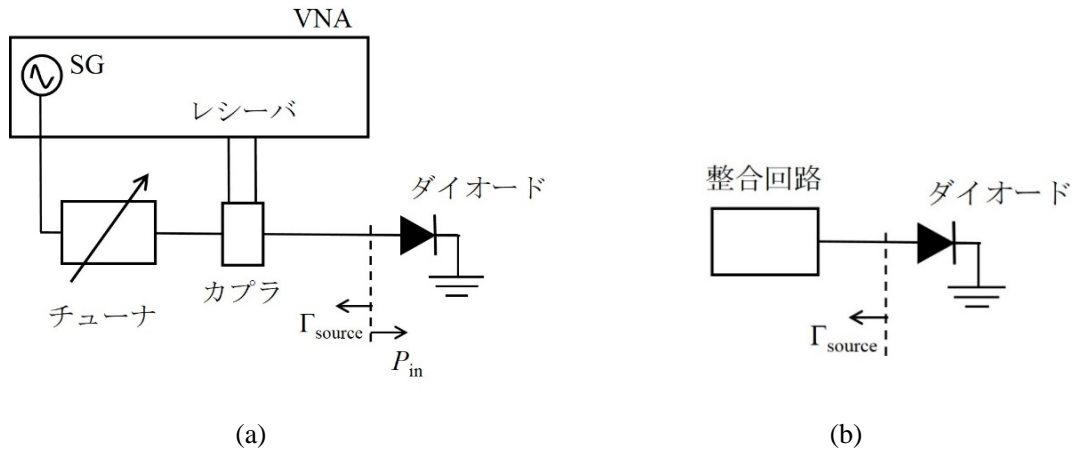


図 4-15 : RF 領域のソースプル測定の原理 (a) と測定結果を用いた整合回路の設計方法 (b)

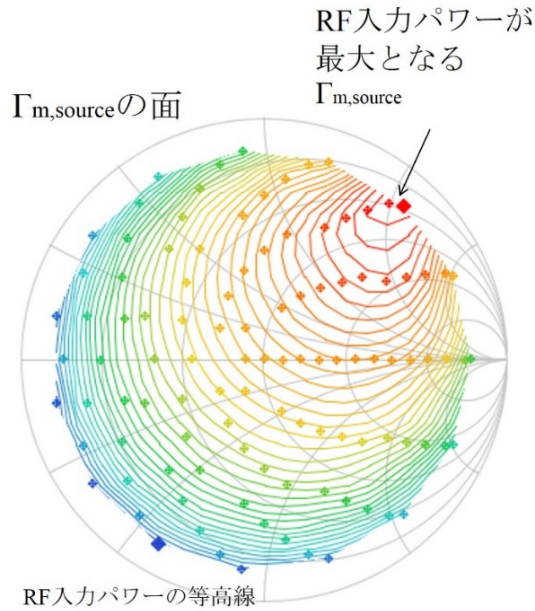


図 4-16 : 5.8 GHz、コネクタの定義面におけるソースプル測定の結果

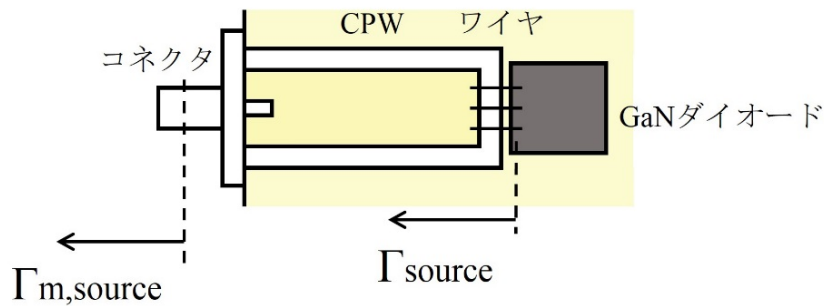


図 4-17：ソース反射係数の測定データの補正

4-4 GaN ダイオードの等価回路モデルの構築

図 4-10 の dc 領域の抵抗測定および図 4-13 の RF 領域の反射係数測定の結果から、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルのパラメータを決定した。

等価回路モデルの非線形抵抗 R および線形抵抗 R_s に関しては、図 4-10 の dc 領域の IV 特性の測定結果から値を決定した。図 4-10 の測定結果に対して、最小二乗法で式 (4-2) および式 (4-3) をフィッティングした。その結果を図 4-10 に示した。測定値とフィッティングで得られた値の最小二乗誤差は 0.00018 mA である。このフィッティングで得られたパラメータは表 4-4 にまとめた。

非線形キャパシタンス C のパラメータは、図 4-13 の RF 領域の反射係数測定結果から決定した。測定で得られた反射係数は、式 (4-4) を用いてインピーダンスに変換した上で、式 (4-3) から C を計算した。図 4-18 がバイアス電圧を横軸とした時の 5.8 GHz における C の結果である。この結果に対しても最小二乗フィッティングを用い、式 (4-1) の各パラメータを評価した。測定値とフィッティングで決定された値の最小二乗誤差は 0.00099 pF であった。得られたパラメータの値が、表 4-4 である。

表 4-4 : 測定結果への最小二乗フィッティングにより決定された GaN ダイオード非線形等価回路モデルのパラメータ値

エレメント	パラメータ	値
$I(R)$	I_0	2.7×10^{-6} [mA]
	$q/Nk_B T$	17.2 [1/V]
R_s	R_s	1.2×10^{-5} [Ω]
C	C_{j0}	2.8 [pF]
	ϕ	0.99 [V]
	m	0.41

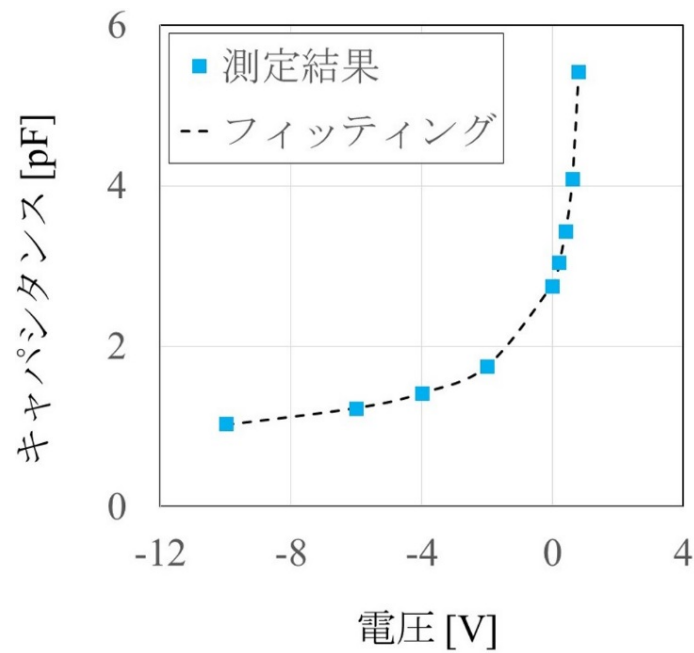


図 4-18 : 5.8 GHz におけるバイアス電圧に対する非線形キャパシタンス C の依存性とフィッティング結果

4-5 HySIC 整流回路の設計

測定結果から決定した GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを用いて、HySIC 整流回路の設計を行った。HySIC 整流回路の概要は、図 4-19 である。RF 入力ポートには、GaN ダイオードの非線形動作で発生する電流の再放射を防ぐフィルタを設置した。dc 出力ポート

の手前には、GaN ダイオードで発生する高調波をダイオードへ戻し、回路の変換効率を向上させるラジアルスタブを設けた。

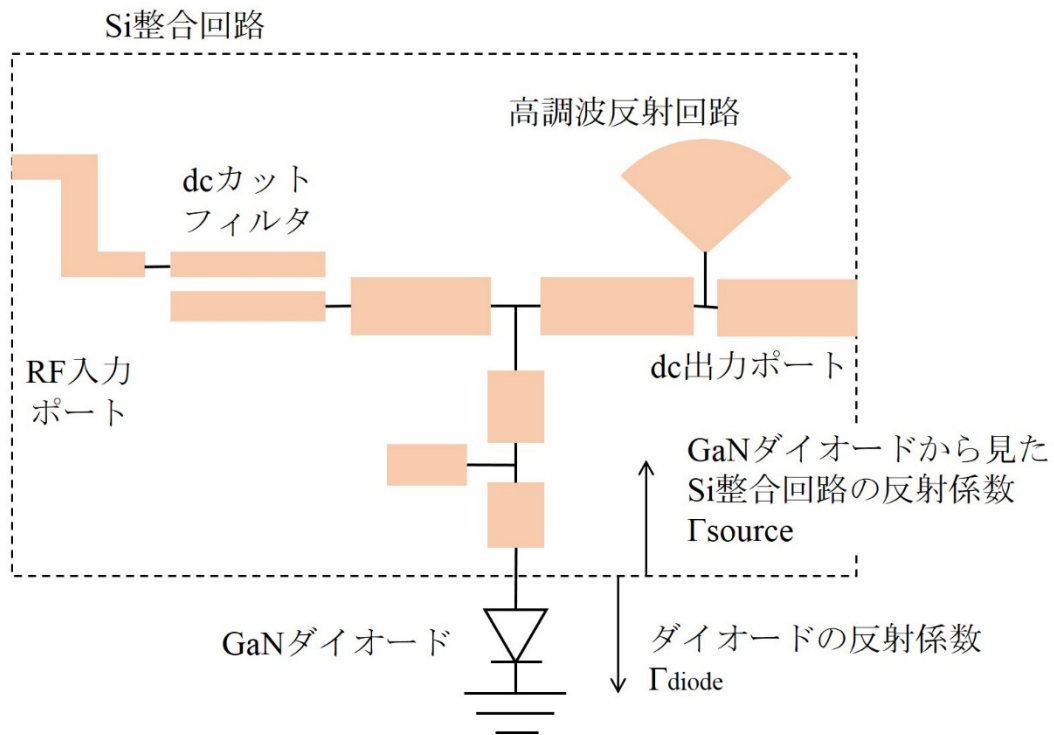


図 4-19 : HySIC 整流回路の概略と反射係数の定義

図 4-20 に設計の手順を示した。はじめに、GaN ダイオードから dc 出力ポートまでの回路を設計した。設計にはハーモニックバランスシミュレーションを用い、RF-dc 変換効率が高くなることを指針としてラジアルスタブと線路の寸法を決定した。その後、RF 入力ポートを追加し、RF 入力ポートから整流回路側を見た反射が小さいことを確認した。最後に、GaN ダイオードと Si 整合回路の接続部分でも反射が小さいことを確認した。各々の段階で満足な結果が得られない場合は、何度もこのループをまわすことで、最終的な回路の構造を決定した。

さらに、本研究では、回路の変換効率だけでなく、使用目的に合わせた指標も回路設計で導入した。本研究で開発する HySIC 整流回路は、衛星内のセンサネットワークシステムに対して、ワイヤレスで駆動パワーを供給するための RF エネルギーハーベスタとして使用することを想定している。パワーの送電側であるベースステーションと受電側のセンサノード間の距離は様々であると想定されるため、広い RF 入力パワー領域で RF から dc へのパ

ワー整流が可能になるように設計した。狭い RF 入力パワー領域のみをターゲットにして設計すると、一般的に、高い RF-dc 変換効率が実現できる。しかし、狭い RF 入力パワー範囲でのみ動作する整流回路は、ベースステーションとセンサノードの間の距離がある特定の場合でのみしかパワー整流ができないことを意味し、本研究の目標と合致しない。HySIC 整流回路の開発目標をまとめたのが、表 4-5 である。

GaN ダイオードで変換された dc パワーが RF 入力ポートから再放射することを防止する回路として、MSL のフィルタを採用した。一般的な dc カットの方法として、キャパシタやフィルタがある。キャパシタのメリットは、回路の面積が小さくなり、伝播損失を低く抑えられることである。しかし、衛星の打ち上げ時の振動への耐性が低いというデメリットもある。一方、フィルタを採用した場合は、回路面積が大きくなることによる損失が大きいものの、打ち上げ時の振動への耐性が高い。以上のメリットとデメリットを踏まえた上で、衛星内での使用を想定している HySIC 整流回路では、フィルタ構造を選択した [4-5][4-6]。

dc 出力ポートの高調波反射回路は、ラジアルスタブを採用した。高調波を反射する目的には、キャパシタを使用することも可能である。キャパシタを選択した場合、インピーダンスが周波数に反比例するため、高調波の制御が簡単になるというメリットがある。しかし、RF 入力ポートの dc カットと同様の理由で、本研究では、振動耐性があるラジアルスタブを選択した。

4-2 においても述べたが、本研究で開発する整流回路は 100 mW から 900 mW 程度の dc 出力パワーを得ることを目標としている。したがって、RF 入力パワーが 1 W から 10 W の範囲で最も高効率に回路が動作するように Si 整合回路を設計した。

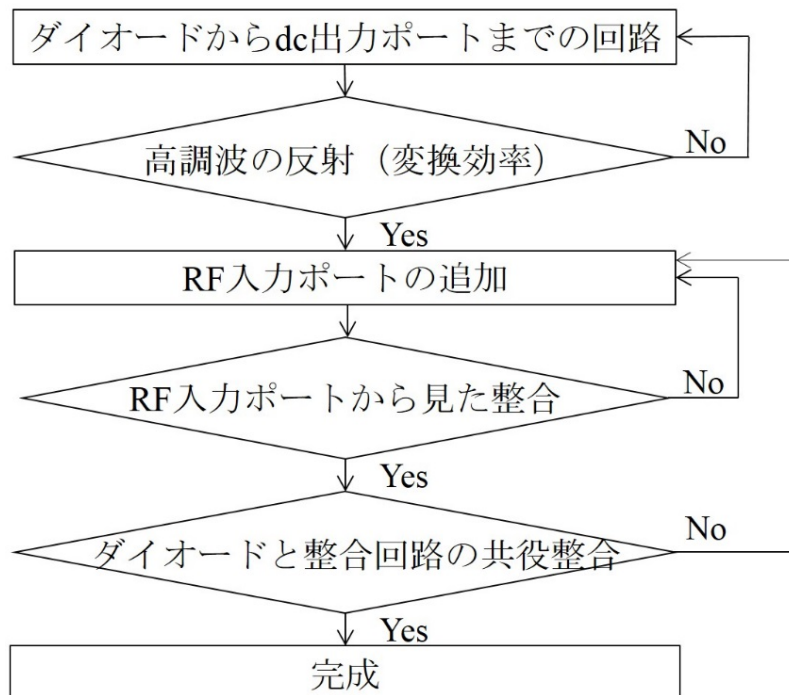


図 4-20 : 整合回路の設計手順

表 4-5 : HySIC 整流回路の設計仕様

回路コンポーネント	要求仕様
回路特性	
伝送線路	Si の MSL
整流デバイス	GaN ダイオード 非線形等価回路モデルとして表 4-4 を用いる
出力 dc パワー	100 mW 級 (100 mW から 900 mW 程度)
最適 RF 入力パワー	1 W (30 dBm) から 10 W (40 dBm) の入力パワー領域で 最適整流
RF-dc 変換効率	広い入力 RF パワー範囲で整流が可能ないように設計
入力ポートの dc カット回路	フィルタ
高調波の反射回路	ラジアルスタブ
インピーダンスのマッチング	スタブ
回路	

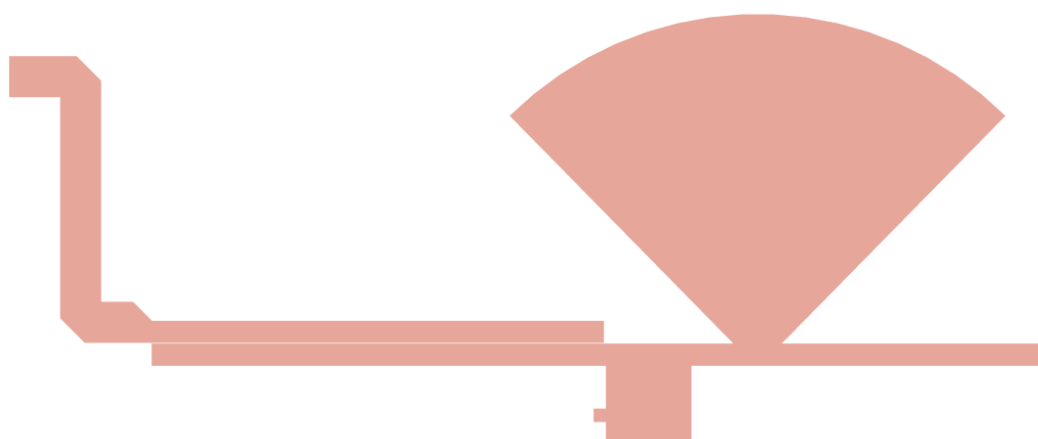
Si 整合回路のレイアウトを図 4-21 (a) に示す (以降、この Si 整合回路と GaN ダイオードを組み合わせた回路を第 1 試作 HySIC 整流回路と呼ぶ)。また、RF-dc 変換効率のシミュレーション結果が図 4-21 (b) である。このシミュレーションは、GaN ダイオードと Si 整合回路間のボンディングワイヤ、RF 入力用の同軸コネクタ、dc 出力用のリード線等のジグの影響を考慮しておらず、Si 整合回路部分のみで行った。実際の使用で想定される環境モニタリングセンサの抵抗が 50 Ω から 200 Ω 程度であるため、負荷抵抗の値は 50 Ω、100 Ω、150 Ω、200 Ω の間で変化させてシミュレーションを行い、これらの範囲で整流が可能なようにロバストな設計を行った。

4-3-5 で得られた RF ソースプル測定の結果と設計した Si 整合回路のシミュレーション結果を比較し、Si 整合回路内の RF パワー伝送を解析した。図 4-22 (a) が GaN ダイオードの非線形等価回路モデルの反射係数の入力パワー依存性で、図 4-22 (b) が 5.8 GHz における RF ソースプル測定で得られた最適なソース反射係数、設計した Si 整合回路のソース反射係数のシミュレーション、GaN ダイオード非線形等価回路モデルの反射係数を示したグラフである。

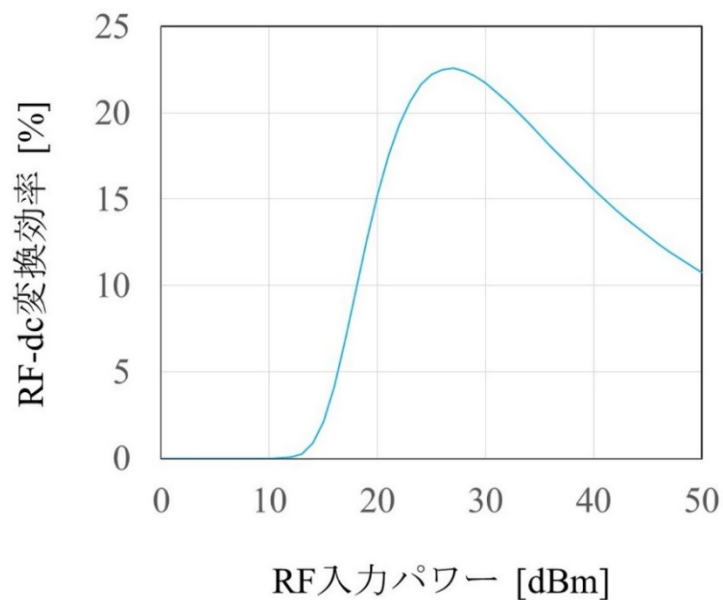
図 4-22 (a) より、GaN ダイオードは、入力パワーが 18 dBm 付近で非線形動作を開始し、36 dBm の時の反射係数は $-0.68 - j0.47$ である。次に、図 4-22 (b) より、GaN ダイオードと Si 整合回路の整合状態を検討した。Si 整合回路はインピーダンス特性にパワー依存性がないパッシブ回路なので、ソースプル測定で得られたソース反射係数とシミュレーションで得られた Si 整合回路のソース反射係数はグラフ上の 1 点で表され、値は各々 $-0.68 + j0.31$ 、 $-0.67 + j0.37$ と、ほぼ一致していた。一方、GaN ダイオードはパワー依存性を持つアクティブデバイスなので、等価回路モデルの反射係数は、入力パワーが -10 dBm から 40 dBm の範囲で $-0.92 - j0.38$ から $-0.61 - j0.50$ と値が変化した。特に 36 dBm の時は $-0.68 - j0.47$ であり、GaN ダイオードの反射係数とソース反射係数の間で共役整合が成り立っていることが確認できた。つまり、1 W (30 dBm) から 10 W (40 dBm) の間で最大の効率をもつ HySIC 整流回路を実現するという目標を満足している。

最後に、GaN ダイオード測定の精度から RF-dc 変換効率のシミュレーション精度への伝播を解析する。図 4-10 および図 4-18 で示したように、オン状態となる 0.7 V 付近の電圧において、GaN ダイオードの特性は急峻に変化する。そのため、dc 電源の電圧設定精度が電流およびキャパシタンスの測定精度へ伝播し、さらに、GaN ダイオードの等価回路モデルパラメータの精度、RF-dc 変換効率のシミュレーション精度へ連鎖的に影響を及ぼす可能性がある。本研究で用いた SPA の電圧設定精度のスペックは、オン状態で 0.0057 V であった [4-7]。この精度を図 4-23 に示した方法で電流へ射影すると、電流の精度は最大で 1.4 mA であった。同様の方法でキャパシタンスにも射影すると、キャパシタンスの精度は最大で 0.19 pF であった。これらの電流とキャパシタンスの精度を、ダイオードの等価回路モデルのパラメータへ伝播させると、モデルの各パラメータの精度は表 4-6 のようになった。さらに、

HySIC 整流回路のシミュレーションを行う際に、精度の範囲でモデルのパラメータを変化させると、RF-dc 変換効率のシミュレーション精度は 0.16 %であった。本研究において、0.16%のRF-dc 変換効率の精度は問題になるレベルではない。したがって、GaN ダイオードの測定における電圧の設定精度は問題にならないと考えた。

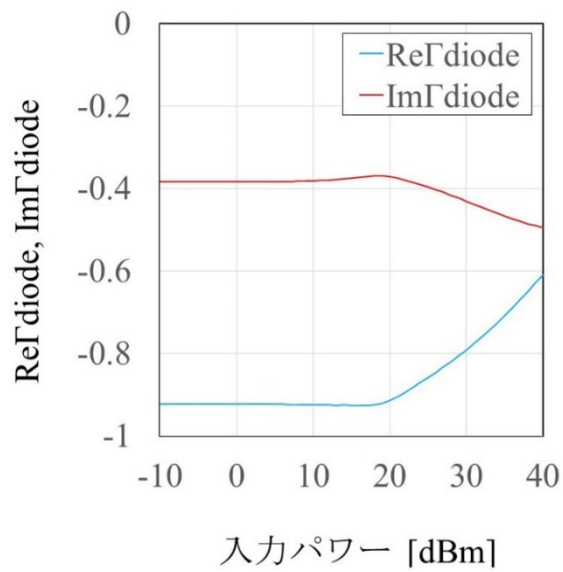


(a)

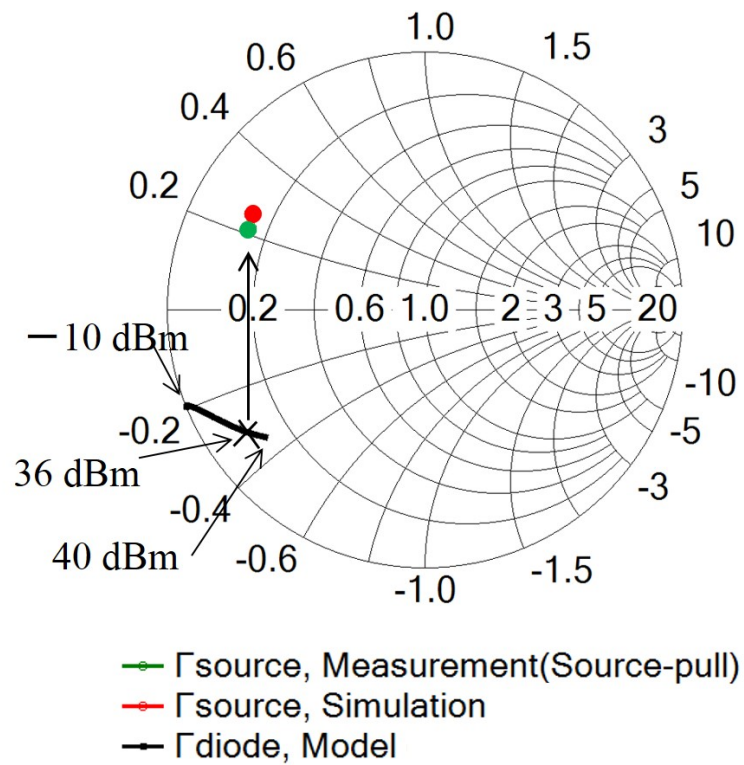


(b)

図 4-21 : 設計した Si 整合回路のレイアウト図 (a) と第 1 試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果 (b)



(a)



(b)

図 4-22 : GaN ダイオードの反射係数のパワー依存性 (a)、RF ソースプル測定と設計シミュレーションによるソース反射係数およびダイオードの反射係数の比較 (b)

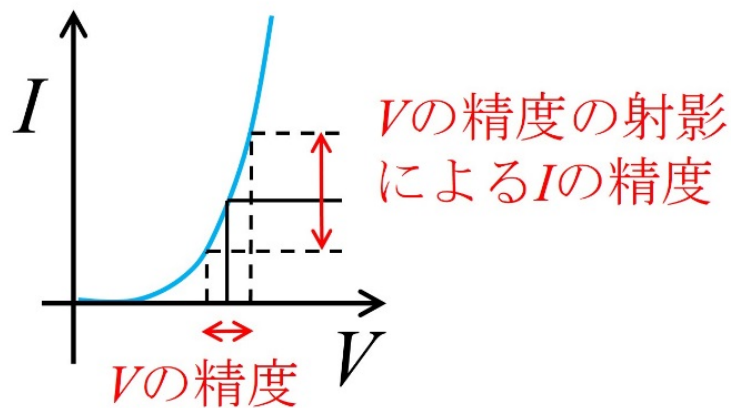


図 4-23 : 電圧の設定精度による電流の測定精度への影響の評価方法

表 4-6 : GaN ダイオード測定の電圧精度から生じるダイオードモデルのパラメータ精度および RF-dc 変換効率のシミュレーション精度

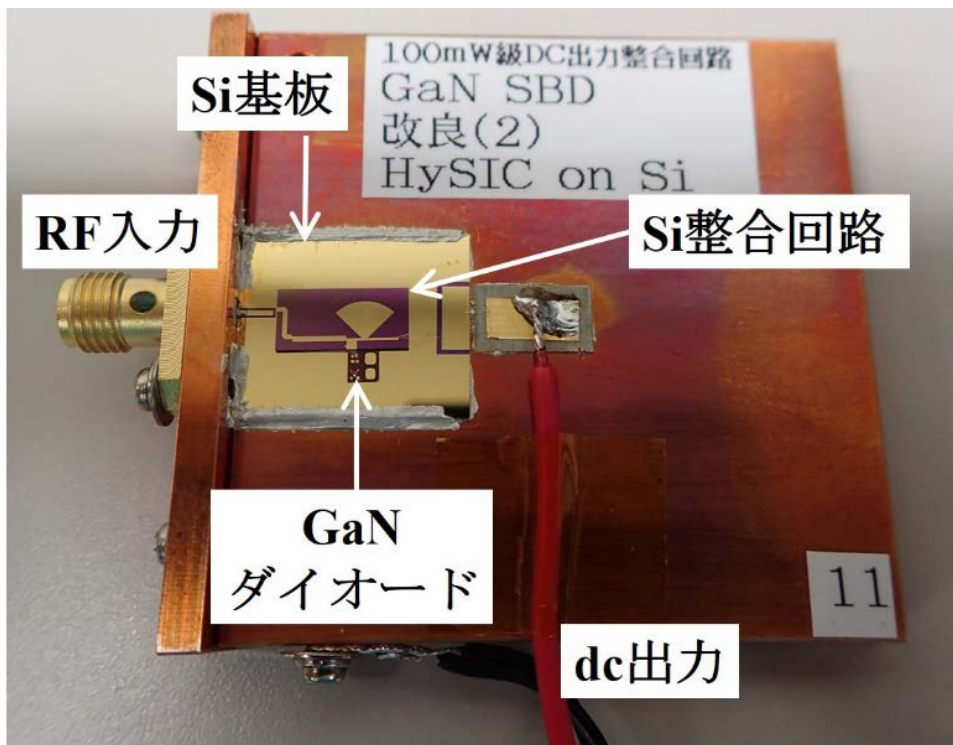
	物理量 パラメータ	精度
測定	V	0.057 [V]
	I	1.4 [mA]
ダイオード等価回路モデルのパラメータ	C	0.19 [pF]
	R_s	1.0×10^{-9} [Ω]
	N	0.013
	I_0	2.6×10^{-7} [mA]
	m	0.046
	ϕ	0.026 [V]
	C_{j0}	0.012 [pF]
シミュレーション	RF-dc 変換効率	0.16 [%]

4-6 HySIC 整流回路の実装

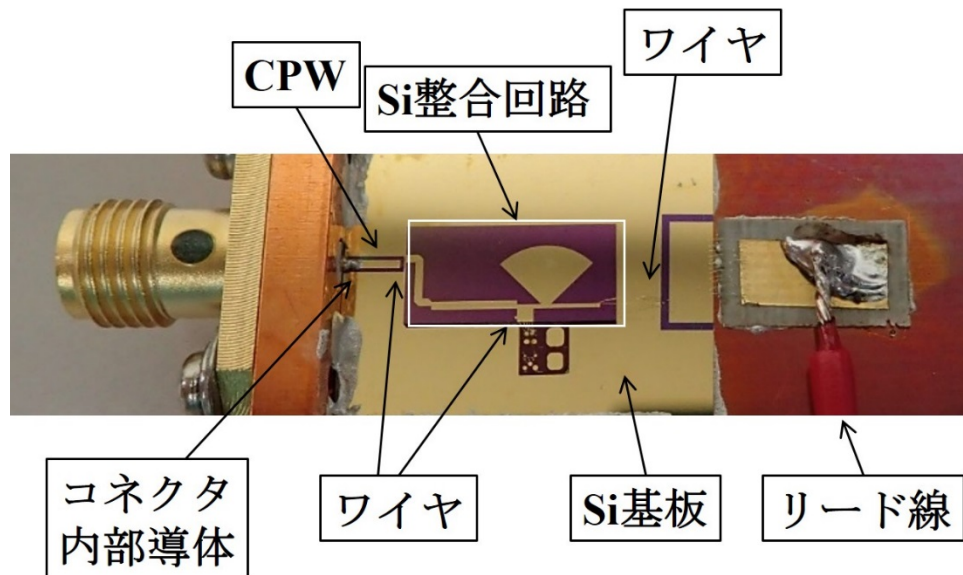
GaN ダイオードと作製した Si 整合回路を、Si 基板上に銀ペーストで接着して実装した。将来的に、HySIC 整流回路はアンテナの裏面に作製してアンテナと一体化することを想定しているが、本研究はその初期段階にあたり、HySIC 整流回路自体に重点を置いている。そ

のため、アンテナではなく銅板の上に HySIC 整流回路を接着した。この銅板は HySIC 整流回路の特性に影響を与えるものではなく、この後の性能評価や RF エネルギーハーベストの実験で使用する際に、強度を保つためのものである。

図 4-24 が作製した第 1 試作 HySIC 整流回路の写真である。Si 整合回路部分の寸法は 3.9 mm × 9.5 mm である。Si 整合回路と GaN ダイオードの接続には、金のボンディングワイヤを用いた。RF 入力ポートでは、同軸コネクタを Si 整合回路に安定かつ強固に接続するために、コネクタと Si 整合回路の間に Si の CPW を介して接続した。コネクタと Si の CPW 間は銀ペーストで、Si の CPW と Si の整合回路間はボンディングワイヤで接続した。一方、dc パワーの出力用に、リード線を実装した。Si 整合回路と dc 出力パッドの間は、ボンディングワイヤで導通させた。



(a)



(b)

図 4-24 : 第 1 試作 HySIC 整流回路の全景写真 (a) および拡大写真 (b)

4-7 HySIC 整流回路の評価

作製した第 1 試作 HySIC 整流回路の特性を評価した。評価対象は、RF 入力ポートから見た整合、GaN ダイオードと Si 整合回路の共役整合、RF-dc 変換効率、dc 出力パワーである。RF 入力ポートから見た整合および GaN ダイオードと Si 整合回路間の共役整合は、回路内での RF パワーの伝播を表すパラメータである。RF-dc 変換効率および dc 出力パワーは、これらの整合状態で決まるパワー伝送効率と GaN ダイオードの変換効率を総合した HySIC 整流回路全体の効率を表すパラメータである。

4-7-1 RF 入力ポートから見た整合の評価

第 1 試作 HySIC 整流回路の RF 入力ポートのコネクタ定義面から見た小信号反射係数 Γ_{in} の測定結果が図 4-25 である。5.8 GHz において、反射係数の測定値は -8.0 dB であり、インピーダンス整合が成立していることを確かめた。

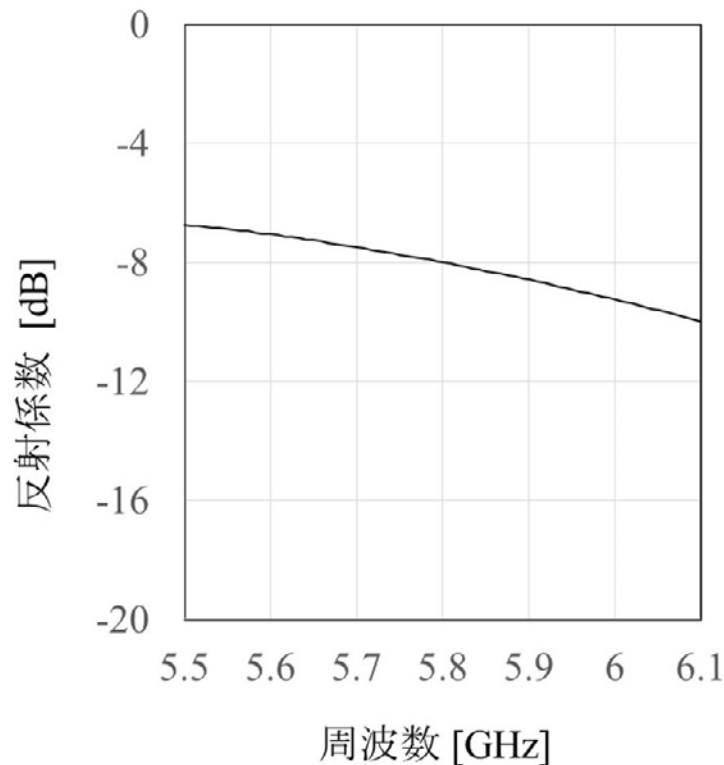


図 4-25 : 第 1 試作 HySiC 整流回路のコネクタの定義面から見た反射係数

4-7-2 GaN ダイオードと Si 整合回路の共役整合の評価

GaN ダイオードの反射係数 Γ_{diode} と GaN ダイオードから Si 整合回路を見たソース反射係数 Γ_{source} が共役整合 ($\Gamma_{\text{diode}} = \Gamma_{\text{source}}^*$) の時、Si 整合回路から GaN ダイオードへの RF パワー入力が最大効率で行われる (図 4-26)。そこで、これらの反射係数の比較を行うために、第 1 試作 HySiC 整流回路に関して以下の物理量を測定またはシミュレーションした。

- ① VNA 測定による Si 整合回路のソース反射係数
- ② RF ソースプル測定による GaN ダイオードへの RF パワー入力が最大となるソース反射係数 (4-3-5)
- ③ シミュレーションによる Si 整合回路のソース反射係数 (4-5)
- ④ GaN ダイオードの非線形等価回路モデルの反射係数

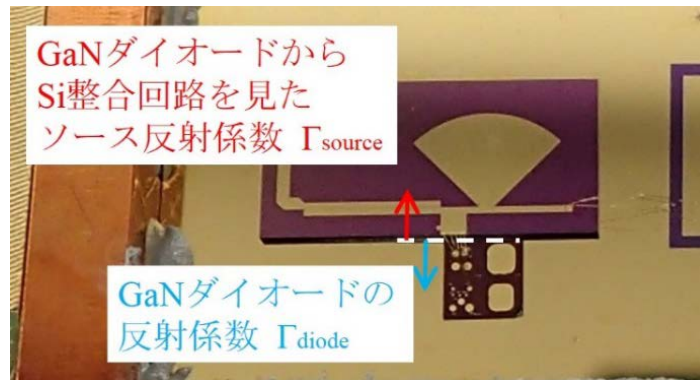


図 4-26: GaN ダイオードの反射係数 Γ_{diode} と Si 整合回路側を見たソース反射係数 Γ_{source} の定義

はじめに、① 5.8 GHz における Si 整合回路の反射係数を VNA で測定した。図 4-27 に示したように、Si 整合回路に同軸コネクタを実装し、VNA 測定を行った。コネクタは誘電体を削り、内部導体を短く切断して実装した。VNA 測定で得られるデータは、コネクタの定義面から Si 整合回路を見た反射係数 $\Gamma_{\text{m,source}}$ である。そのため、コネクタの影響を補正して Si 整合回路のソース反射係数 Γ_{source} を得るために、コネクタ単体の反射係数を VNA で評価した。評価用コネクタの写真とコネクタの反射係数の測定結果が図 4-28 である。10 MHz では反射係数が 1 付近であり、周波数の増加に伴って絶対値の減少と位相の回転が起こった。これは、コネクタが存在することによる電磁波の損失と位相シフトである。また、周波数が低い領域では 1 付近であることからコネクタ端がオープンとみなせることを意味している。以上より、5.8 GHz におけるコネクタの影響は、反射係数の絶対値で 0.99 倍、位相で 161.9° の回転であると結論づけた。この値を用いて $\Gamma_{\text{m,source}}$ の補正を行うと、5.8 GHz において、VNA 測定による Si 整合回路のソース反射係数 Γ_{source} は $-0.69 + j0.52$ であった。

次に、② RF ソースプル測定で得られた結果 (4-3-5) によると、5.8 GHz において、Si 整合回路から GaN ダイオードへの RF パワー入力が増大となるソース反射係数は $-0.68 + j0.31$ であった。

さらに、③ HySIC 整流回路の設計データ (4-5) を用いて Si 整合回路のソース反射係数をシミュレーションした結果は、 $-0.67 + j0.37$ であった。

最後に、図 4-4 および表 4-4 のデータを用いると、④ GaN ダイオードの非線形等価回路モデルの 5.8 GHz における反射係数 Γ_{diode} は RF 入力パワーが 18 dBm 付近から非線形動作が始まり、36 dBm の時の反射係数は $-0.68 - j0.47$ であった。

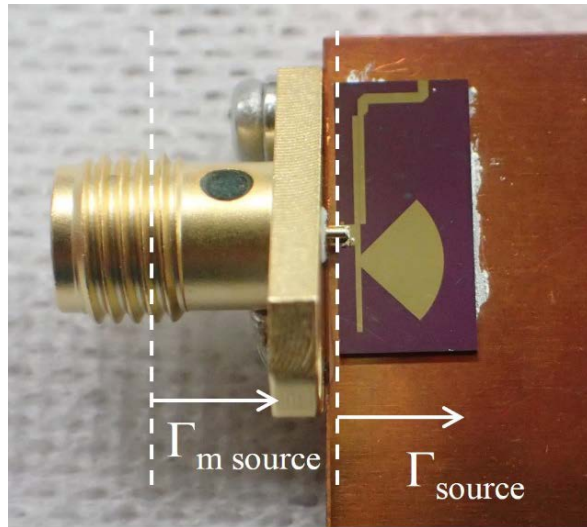


図 4-27 : Si 整合回路のソース反射係数評価用の回路と反射係数の定義

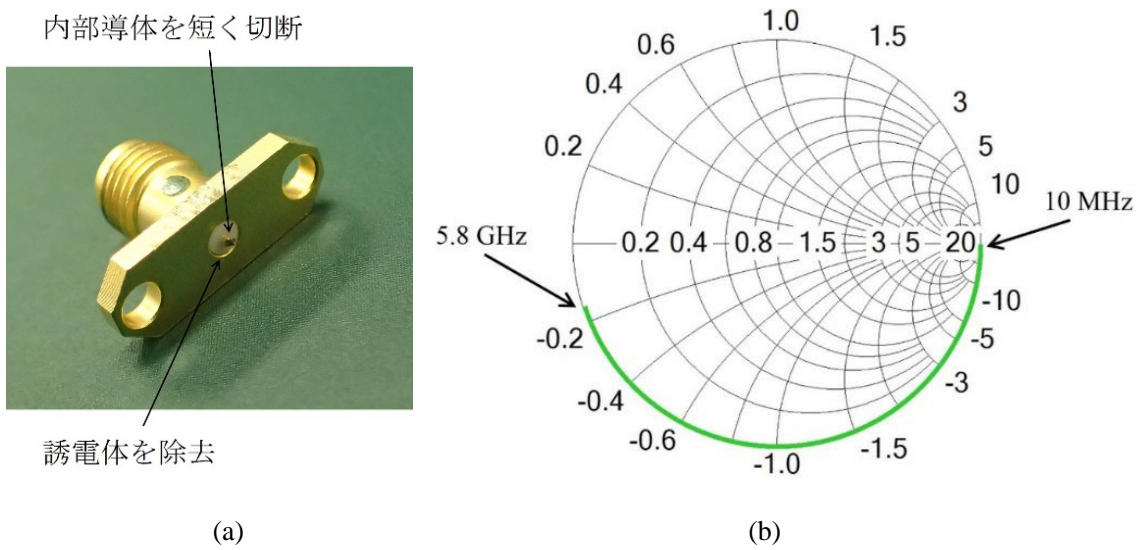


図 4-28 : Si 整合回路のソース反射係数測定用に加工したコネクタ (a) とコネクタの定義面から見た反射係数の VNA 測定結果 (b)

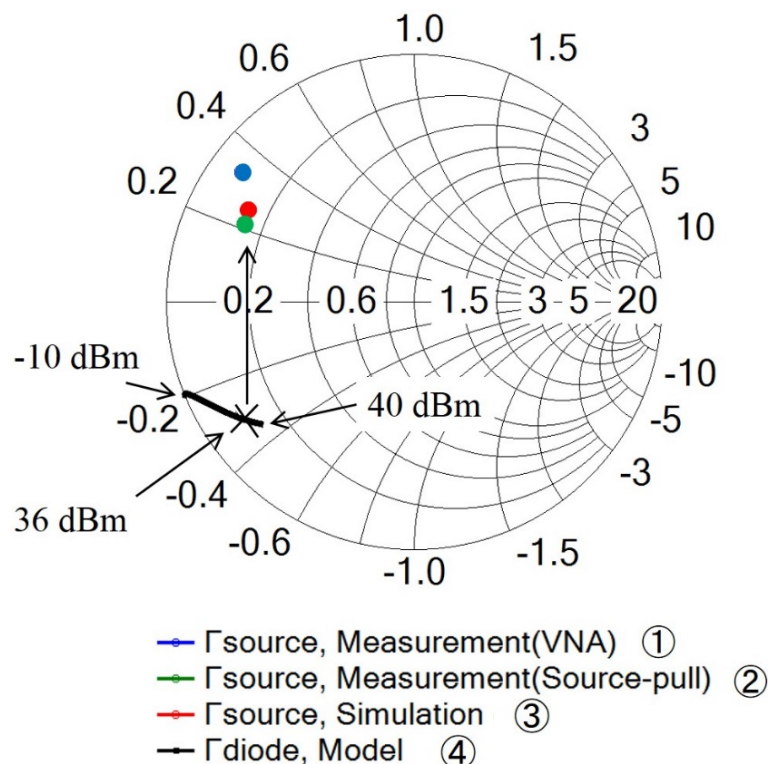


図 4-29 : 5.8 GHz における第 1 試作 Si 整合回路のソース反射係数 Γ_{source} と GaN ダイオードの反射係数 Γ_{diode} の比較

以上の第 1 試作 Si 整合回路のソース反射係数 Γ_{source} および GaN ダイオードの反射係数 Γ_{diode} の評価結果をまとめたグラフが図 4-29 である。はじめに、VNA 測定 (①)、ソースプル測定 (②)、シミュレーション (③) による各ソース反射係数はほぼ一致していることがわかった。次に、図 4-22 のグラフと合わせると、入力パワーが 36 dBm の場合の Γ_{diode} と Γ_{source} の間には、共役整合の関係 $\Gamma_{\text{diode}} = \Gamma_{\text{source}}^*$ が成り立っていることがわかる。したがって、RF 入力ポート側から伝播してきた RF パワーは、GaN ダイオードへの入力が 36 dBm の時に、最大効率で入力されていることがわかった。表 4-2 で定めた 30 dBm (1 W) から 40 dBm (10 W) の RF 入力パワーの時に最大効率となるように HySIC 整流回路を設計および開発するという本研究の目標を実現できていることを、作製した HySIC 整流回路に対する測定評価で確認した。

4-7-3 dc 出力パワーおよび RF-dc 変換効率の評価

作製した第 1 試作 HySIC 整流回路の dc 出力パワーおよび RF-dc 変換効率の測定系が図 4-

30 である。SG で発生した RF パワーは増幅回路でパワーレベルを上げ、HySIC 整流回路へ入射する。HySIC 整流回路への入射 RF パワーの一部と HySIC 整流回路からの反射 RF パワーの一部をカップラにより分岐し、各々の RF パワーをパワーセンサで測定した。カップラの S パラメータを別途 VNA で測定することで、パワーセンサでの測定結果から HySIC 整流回路の入射および反射パワーを算出することができる。サーキュレータは、RF 信号が HySIC 整流回路で反射して増幅回路および SG へ戻り、焼損させることがないように設置した保護回路である。GaN ダイオードで変換された dc パワーは、負荷抵抗で消費される。負荷抵抗に対して並列に接続したマルチメータを用いた電圧の測定結果と負荷抵抗値により、dc 出力パワーを計算することができる。

RF-dc 変換効率の定義は、HySIC 整流回路のコネクタの定義面における RF 入力パワーに対する dc 出力パワーの比と定義した。dc 出力パワーは負荷抵抗のスペック値とマルチメータによる電圧測定結果から算出した。RF 入力パワーの測定は、取り替え同時比較法で行った [4-8]。はじめに、カップラのポート 2 のテストポートに接続したパワーセンサの測定値 P_{std} と入射パワー評価用の分岐ポート 3 に接続したパワーセンサの測定値 $P_{std,in}$ を、リファレンス用のデータとして測定した (図 4-30 (b))。これらの値の関係は、カップラの S パラメータ、パワーセンサの反射係数 $\Gamma_{std,in}$ と Γ_{std} を用いて、以下の式で表される。

$$\frac{P_{std}}{P_{std,in}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \left| \frac{1 - \left(S_{33} - \frac{S_{31}}{S_{21}} S_{23} \right) \Gamma_{std,in}}{1 - \left(S_{22} - \frac{S_{21}}{S_{31}} S_{32} \right) \Gamma_{std}} \right|^2 \quad (4-6)$$

次に、テストポートに測定対象の HySIC 整流回路を接続する。入射パワー評価用の分岐 3 のパワーセンサの表示値を $P_{dut,in}$ 、整流回路への入力パワーを P_{dut} 、HySIC 整流回路の反射係数を Γ_{dut} とすると、上記と同様に以下の式が成り立つ (図 4-30 (c))。

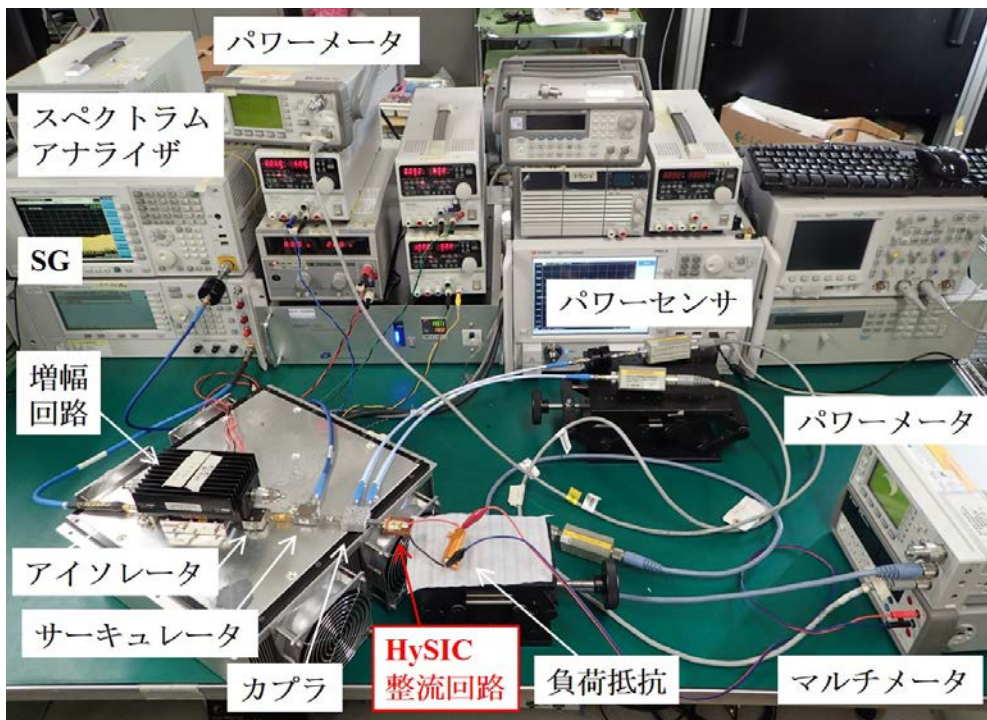
$$\frac{P_{dut}}{P_{dut,in}} = \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 \left| \frac{1 - \left(S_{33} - \frac{S_{31}}{S_{21}} S_{23} \right) \Gamma_{std,in}}{1 - \left(S_{22} - \frac{S_{21}}{S_{31}} S_{32} \right) \Gamma_{dut}} \right|^2 \quad (4-7)$$

式 (4-6) と式 (4-7) の比をとると、HySIC 整流回路への入力パワー P_{dut} は、以下の式で表される。

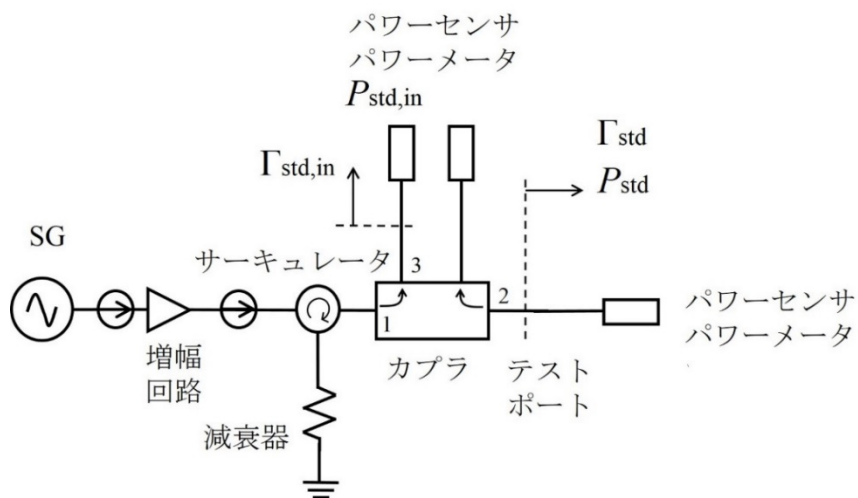
$$P_{dut} = P_{std} \frac{P_{dut,in}}{P_{std,in}} \left| \frac{1 - \Gamma_{gE} \Gamma_{std}}{1 - \Gamma_{gE} \Gamma_{dut}} \right|^2 \quad (4-8)$$

$$\Gamma_{gE} := S_{22} - \frac{S_{21}}{S_{31}} S_{32} \quad (4-9)$$

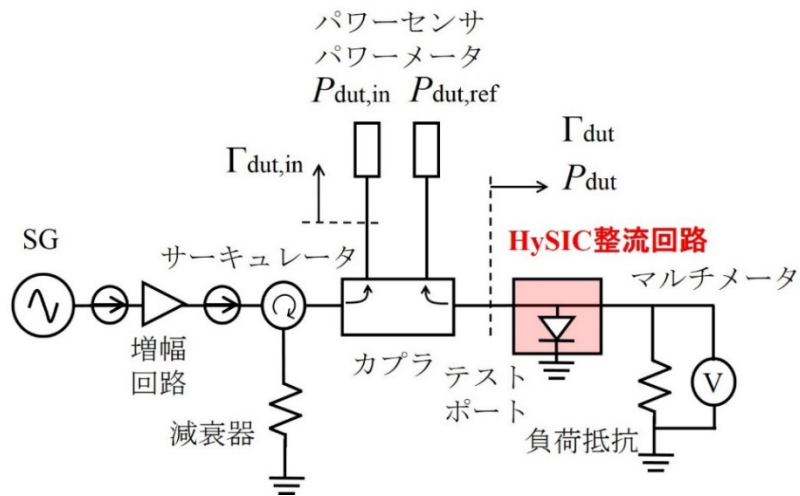
Γ_{gE} は VNA によるカプラの S パラメータ測定から、 P_{std} と $P_{std,in}$ はリファレンスの系のパワー測定から、 Γ_{std} は VNA によるパワーセンサの反射係数測定から得られる。これらの値から HySIC 整流回路への入力パワー P_{dut} を評価することができる。



(a)



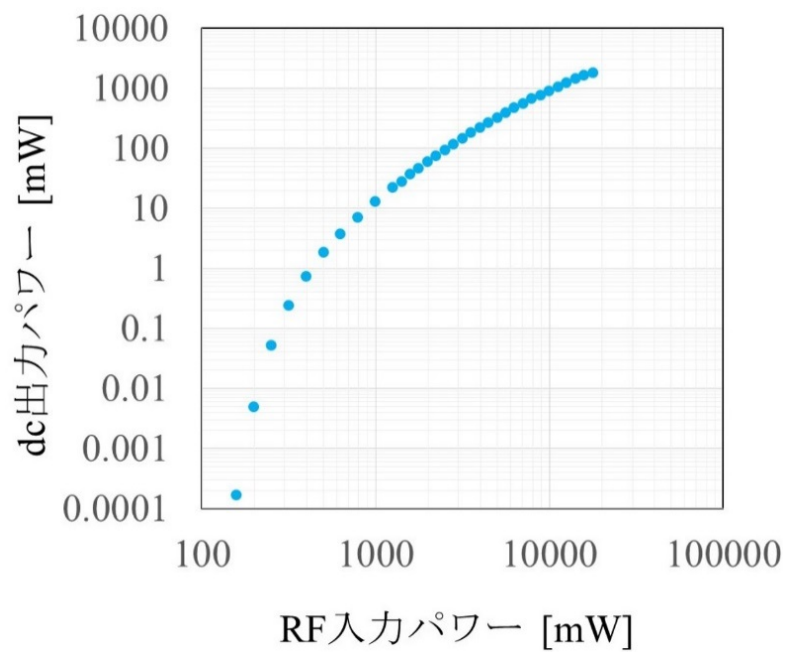
(b)



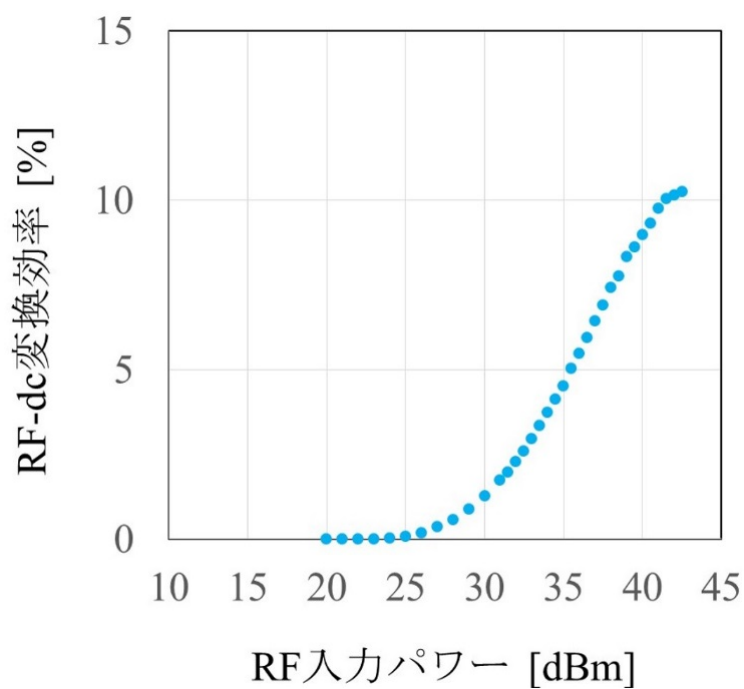
(c)

図 4-30 : dc 出力パワーおよび RF-dc 変換効率の測定系の写真 (a)、リファレンス測定のブロック図 (b)、HySIC 整流回路測定ブロック図 (c)

周波数が 5.8 GHz、負荷抵抗が 150 Ω の条件において、第 1 試作 HySIC 整流回路の RF 入力パワーに対する dc 出力パワーと RF-dc 変換効率が図 4-31 である。図 4-31 (a) より、dc 出力パワーの最大は 1825 mW となり、目標としていた 100 mW から 900 mW の dc パワーの取り出しに成功した。また、図 4-31 (b) より、RF-dc 変換効率の最大値は 10.3% であった。一方、図 4-31 (b) と図 4-21 (b) を比較すると、RF-dc 変換効率のシミュレーションと測定結果の間には、立ち上がりの RF 入力パワーで約 13 dBm、RF-dc 変換効率の最大値で約 9.9% の差があった。この原因については、4-8 で考察を行う。



(a)



(b)

図 4-31 : 第 1 試作 HySIC 整流回路の dc 出力パワーの測定結果 (a) と RF-dc 変換効率の測定結果 (b)

4-8 シミュレーションと測定結果の差に関する考察

開発した第1試作 HySIC 整流回路は、100 mW から 900 mW の dc パワー出力を達成し、作製前に設定した目標を達成した。しかし、図 4-32 で示したように、作製した第1試作 HySIC 回路の RF-dc 変換効率の測定結果と設計シミュレーション結果に差があることが課題である。具体的には、RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーで約 13 dBm、RF-dc 変換効率の最大値で約 9.9% の差があった。設計段階のシミュレーション結果と実際に作製した整流回路の結果結果に大きな差が生じることは、効率的な回路開発が困難であることを意味する。また、今後、さらに高度な技術を導入し、複雑な動作を行う HySIC 整流回路を開発することも困難になる。したがって、シミュレーションと測定の間には差が生じる原因を解析し、今後の研究開発で有用な高精度 HySIC 整流回路設計手法の確立を行った。

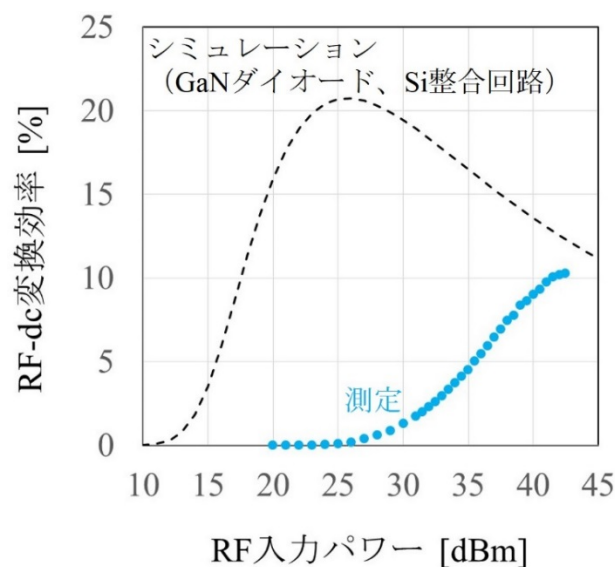
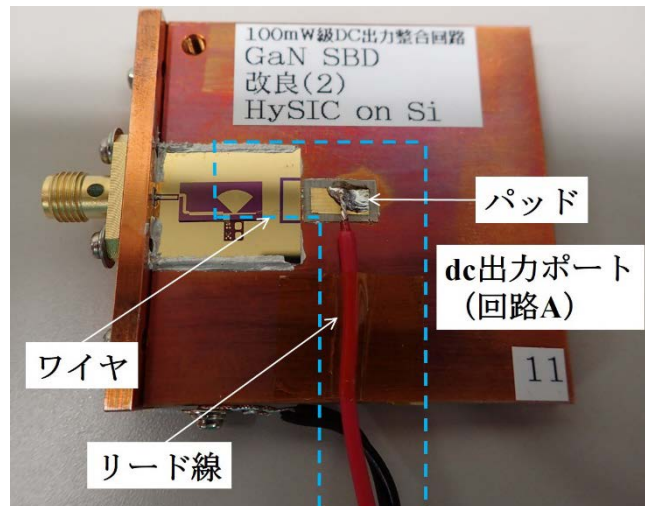


図 4-32 : 第1試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果 (Si 整合回路と GaN ダイオード) および測定結果

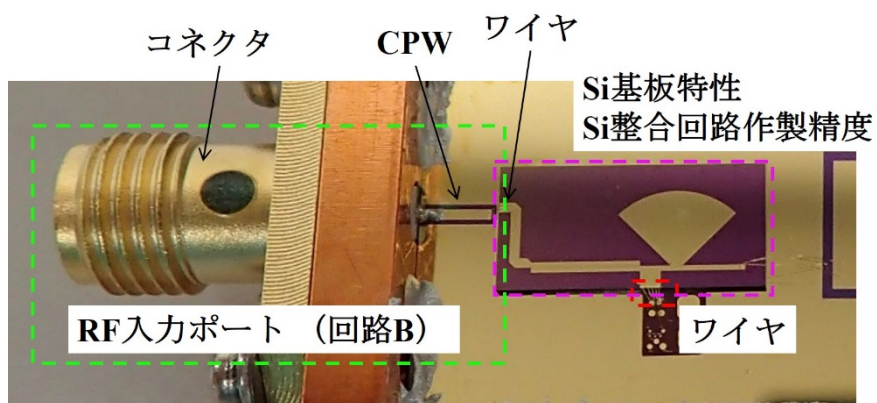
シミュレーションと測定の間には差が生じた原因は、Si 整合回路と GaN ダイオードのみに対して、接続ジグ等を含まない理想的な状態でシミュレーションを行ったためである。そこで、RF-dc 変換効率のシミュレーションと測定結果の間に差を生む要因として、Si 整合回路と GaN ダイオード以外の HySIC 整流回路の要素である下記の要因を解析した。①および②の要因は、市販のシミュレータではコンポーネントがインストールされておらず、シミュレーションへの反映が困難である。③は Si 回路基板に関連する要因である。誘電率等の Si 基板の特性はメーカーのスペック値を用いてシミュレーションを行っているが、そのデータは

実際の Si 整合回路の基板特性と異なる。また、Si 整合回路の作製でも精度が問題になる。この 2 点を評価するのが③である。ボンディングワイヤの影響は、ワイヤの 3 次元構造やボンディング作業者の技術に強く依存してばらつくため、これも市販のシミュレータでは反映が困難である。④では、この要因を評価する。

- ① dc 出力ポートのジグ (図 4-33 (a))
- ② RF 入力ポートのジグ (図 4-33 (b))
- ③ Si 基板の特性と Si 整合回路の作製精度 (図 4-33 (b))
- ④ GaN ダイオードと Si 整合回路間のボンディングワイヤ (図 4-33 (b))



(a)



(b)

図 4-33 : シミュレーションが困難な dc 出力ポート (a)、RF 入力ポート、Si 基板特性と Si 整合回路作製精度、GaN ダイオードと Si 整合回路の間のボンディングワイヤ (b)

① dc 出力ポートの評価

最初に、dc 出力ポート側のジグを測定により評価した。評価対象は図 4-33 (a) で示した Si 整合回路のポートからリード線端までで、この部分を回路 A と呼ぶ。回路 A の中には、回路設計時のシミュレーションで考慮されていない Si 整合回路からパッドまでのワイヤとリード線が含まれる。

実際の HySIC 整流回路の dc 出力ポートと同様の構造の評価用回路 A を作製し、dc 抵抗を測定した。評価用回路 A の写真が図 4-34 である。リード線部分が 0.1Ω 、ボンディングワイヤとパッド間が 2.5Ω であった。GaN ダイオードで生じた dc パワーは、dc 出力ジグにより一部が消費され、残りが負荷抵抗で出力されていることを意味している。つまり、dc 出力パワーを低下させ、RF-dc 変換効率の値を減少させるようにはたらく。

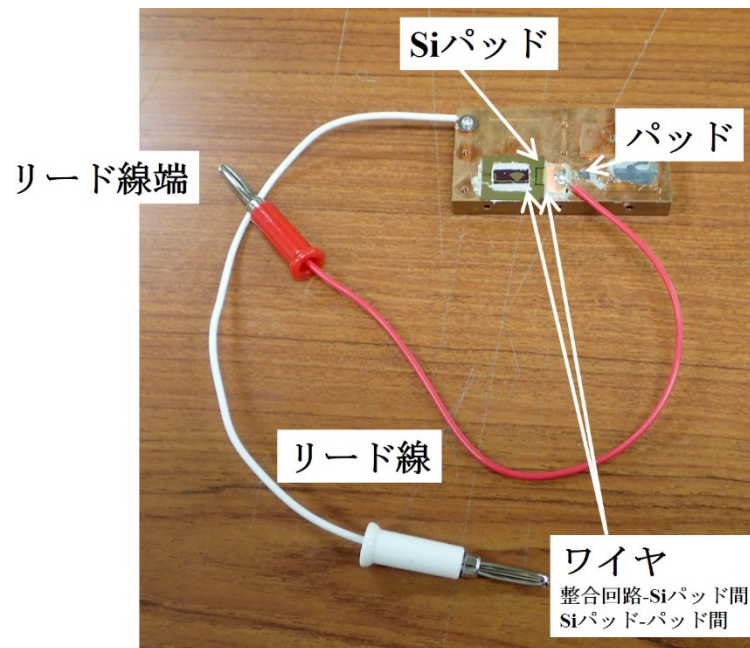


図 4-34 : dc 出力ポート評価用回路 A

② RF 入力ポートの評価

RF 入力ポートのジグの影響を測定により評価した。評価対象は、入力ポートにおけるコネクタの定義面から CPW と Si 整合回路を接続したボンディングワイヤまでであり、この部分を回路 B と呼ぶ (図 4-33 (b))。実際の HySIC 整流回路と同様の RF 入力ポートの構造を持つ評価用回路 B を作製し、VNA による S パラメータ測定を行った。評価用回路 B の写真が図 4-35 (a) である。この評価用回路 B は、回路 B と同様のボンディングワイヤ本数と

3次元構造で作製しているが、ワイヤは Si 整合回路ではなくグラウンドに接続させている (図 4-35 (b))。この評価用回路 B と HySIC 整流回路を比較することで、図 4-35 (b) において赤色破線で囲んだ接続用ジグ部分の評価を行う。図 4-35 (b) において、 Γ_{mr} は RF 入力コネクタの定義面から見た HySIC 整流回路の反射係数で、 Γ_r はジグを除いた整流回路の反射係数である。また、 Γ_{mr} と Γ_r の間の S パラメータを S_{ij} ($i, j=1, 2$) とした。 Γ_{ms} と Γ_s は、評価回路 B のコネクタの定義面から見た反射係数とグラウンドの反射係数と定義する。

補遺の式 (a1-9) を用いると、 Γ_{mr} と Γ_r の間、 Γ_{ms} と Γ_s の間には各々、以下の式が成り立つ。

$$\Gamma_{mr} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_r}{1 - S_{22}\Gamma_r} \quad (4-10)$$

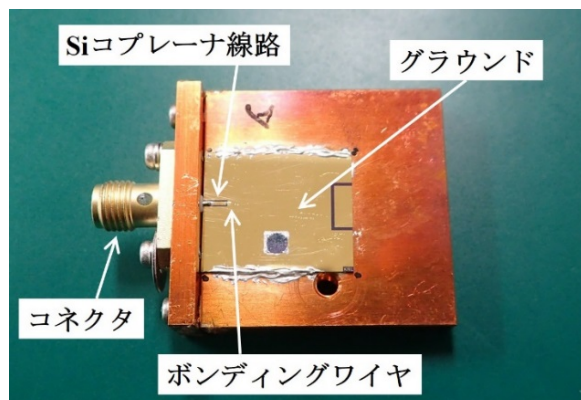
$$\Gamma_{ms} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_s}{1 - S_{22}\Gamma_s} \quad (4-11)$$

これらの 2 式に対して $S_{11} = S_{22} = S_{ii}$ かつ $S_{12} = S_{21} = S_{ij}$ 、 $\Gamma_s = -1$ を仮定すると、 S_{ii} と S_{ij} に関して次の式が得られる。

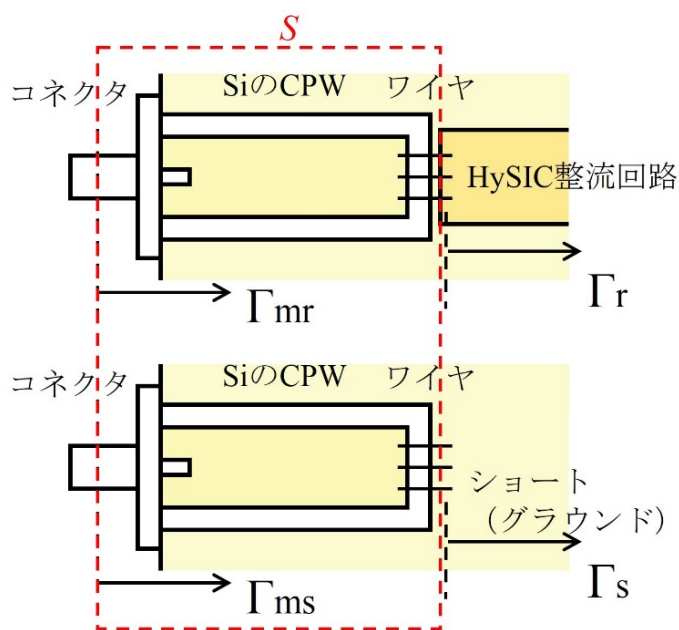
$$S_{ii} = \frac{\Gamma_r\Gamma_{ms} + \Gamma_{mr}}{\Gamma_r\Gamma_{mr} - \Gamma_r\Gamma_{ms} + \Gamma_r + 1} \quad (4-12)$$

$$S_{ij} = \sqrt{(S_{ii} + 1)(S_{ii} - \Gamma_{ms})} \quad (4-13)$$

式 (4-12) および (4-13) に対して、 Γ_{mr} は実際の第 1 試作 HySIC 整流回路の RF 入力ポートから見た反射係数の VNA 測定結果を、 Γ_r は Si 整合回路と GaN ダイオードのシミュレーションによる反射係数を、 Γ_{ms} には評価用回路 B の反射係数の VNA 測定結果を入力すると、S パラメータを計算することができる。計算の結果は、5.8 GHz において、 $S_{ii} = -0.37 - j0.30$ であった。RF 入力ポートのコネクタの定義面における電磁波の反射損失と、コネクタや CPW の伝播損失があることがわかった。この RF 入力ポートのジグによる損失の影響により、ダイオードがオン状態になり整流が開始される RF 入力パワーがシミュレーションと比較して高くなり、RF-dc 変換効率の値が減少する。



(a)



(b)

図 4-35 : RF 入力ポート評価用回路 B (a) と評価方法の概念図 (b)

これらの dc 出力ポートおよび RF 入力ポートの測定による評価結果を用いた HySIC 整流回路のシミュレーション方法の概要が図 4-36 (a) であり、この方法で得られた第 1 試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果が図 4-36 (b) である。dc 出力ポートのみを反映させた場合の結果 (黄緑色の破線) と比較して、dc 出力と RF 入力ポートを反映させた場合 (緑色の破線) の方が大きく変換効率が増加していることから、RF 入力ポートの実装で変換効率が大きく低下していることがわかる。4-5 で示したコネクタや CPW 等の接続ジグに関して実際の特徴を入力していない Si 整合回路と GaN ダイオードの

みのシミュレーション結果と比較して、入出力ポートの影響を考慮したシミュレーションでは、RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーは測定結果とほぼ一致し、RF-dc 変換効率の最大値の差は 2 % 程度、最大値をとる入力パワーの差は 3 dBm 程度となった。

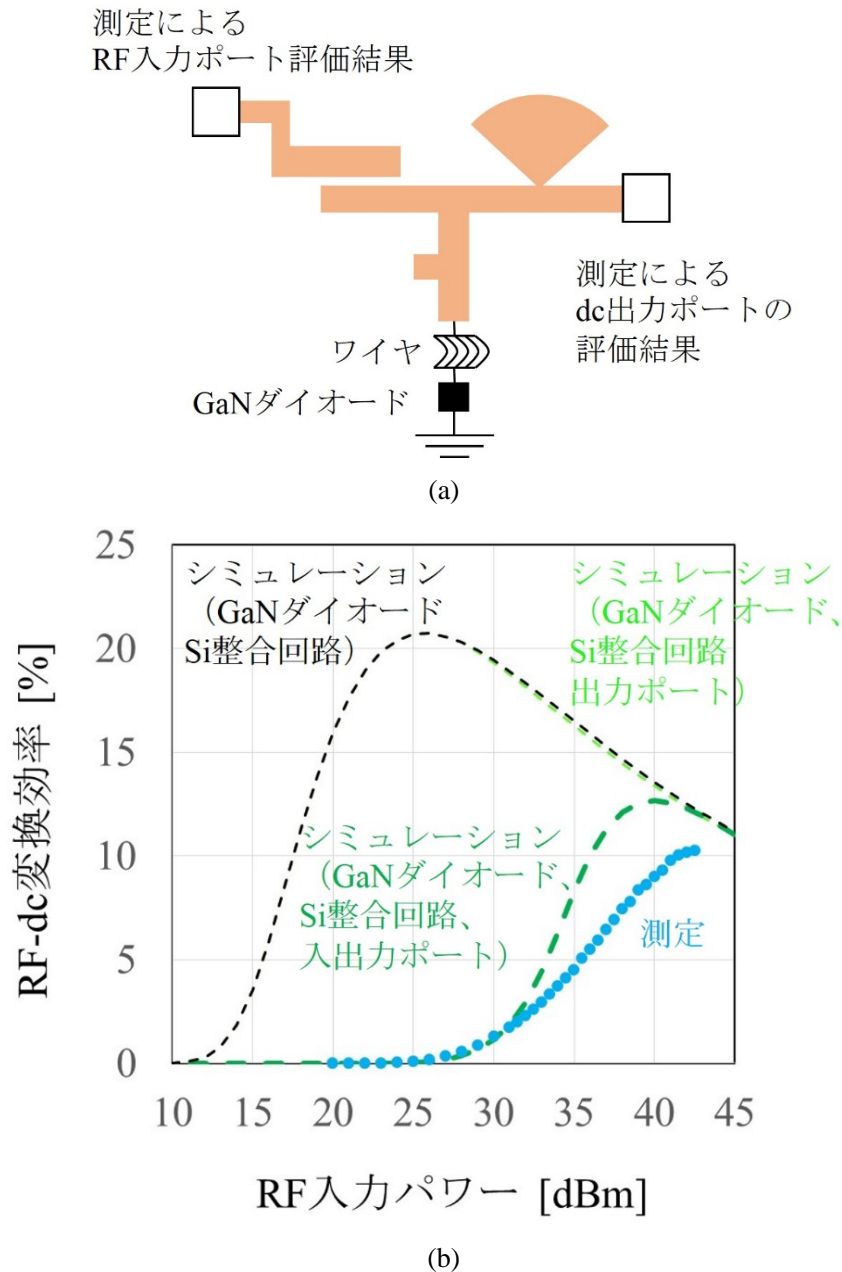


図 4-36 : Si 整合回路に RF 入力および dc 出力ポートの影響を反映させたシミュレーション方法 (a) および RF-dc 変換効率のシミュレーション結果 (b)

③ Si 基板特性および作製精度の評価

誘電率や厚さ等の Si 基板の特性および Si 整合回路の作製精度も、RF-dc 変換効率のシミュレーションと測定結果の差を生じる要因となる。そこで、図 4-29 で示した Si 整合回路のソース反射 Γ_{source} の VNA 測定値（青色の点）とシミュレーション値（赤色の点）の差が Si 基板の特性および整合回路作製の精度の影響を表すと考え、この差を RF-dc 変換効率に反映させた。

GaN ダイオードへ入力する RF パワーは、 P_g を RF 信号源の出力パワーとすると、以下の式で表される。

$$\frac{1 - |\Gamma_{\text{diode}}|^2}{|1 - \Gamma_{\text{diode}}\Gamma_{\text{source}}|^2} P_g \quad (4-14)$$

上記の式の Γ_{source} に対して、VNA 測定値とシミュレーション値を各々入力し、両者の比較を行った。RF 入力パワーが 22 dBm 以下ではシミュレーション値を入力した場合の方が GaN ダイオードへ入力するパワーは大きかったが、23 dBm 以上では VNA 測定値を入力した場合の方が GaN ダイオードへ入力するパワーが大きかった。このパワーの比を基に、RF-dc 変換効率のシミュレーション結果を補正したグラフが図 4-37 である。GaN ダイオード、Si 整合回路、入出力ポートの測定結果のみを反映したシミュレーション結果から、RF 入力パワーの軸方向のシフトがあった。このシミュレーションと測定結果の差は最大で 2.5 % 程度となった。

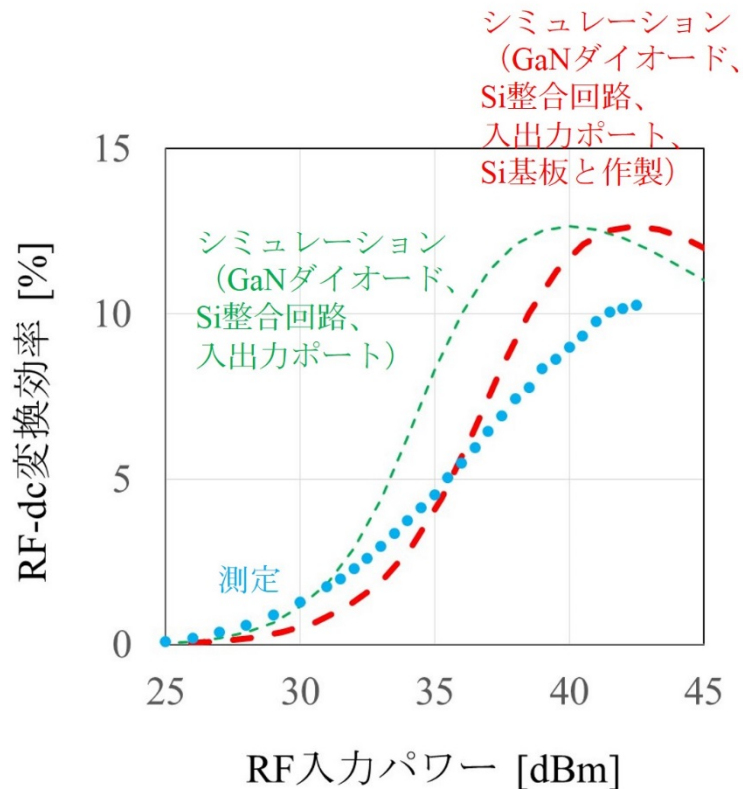


図 4-37 : ソース反射係数の測定結果とシミュレーション結果の差を解析することで、Si 基板特性と整合回路作製精度を反映させた RF-dc 変換効率のシミュレーション結果

④ GaN ダイオードと Si 整合回路間のワイヤボンディングの評価

GaN ダイオードと Si 整合回路の間はワイヤボンディングで接続しているが、その 3 次元構造と実装技術も RF-dc 変換効率の測定結果とシミュレーション結果に差を生じさせる原因になる。ワイヤボンディングの影響は偏りではなく、ばらつきであると考え、ワイヤの長さを ± 0.3 mm 変化させて、その影響をシミュレーションで評価した。GaN ダイオード、Si 整合回路、入出力ポートの測定値、Si 基板と作製精度を反映させたシミュレーション結果に対して、 ± 0.3 mm のワイヤ長さの変化を起こした結果を図 4-38 に示す。ワイヤは、RF-dc 変換効率の立ち上がり入力パワーにはほとんど影響を及ぼさないものの、傾きを変化させることがわかった。 ± 0.3 mm のシミュレーションに対して、最大で 7 % 程度の RF-dc 変換効率のばらつきが生じることがわかった。ワイヤの実装は安定的に行うことは非常に難しく、設計において、数%程度の不確かさは残ると考えることが妥当である。

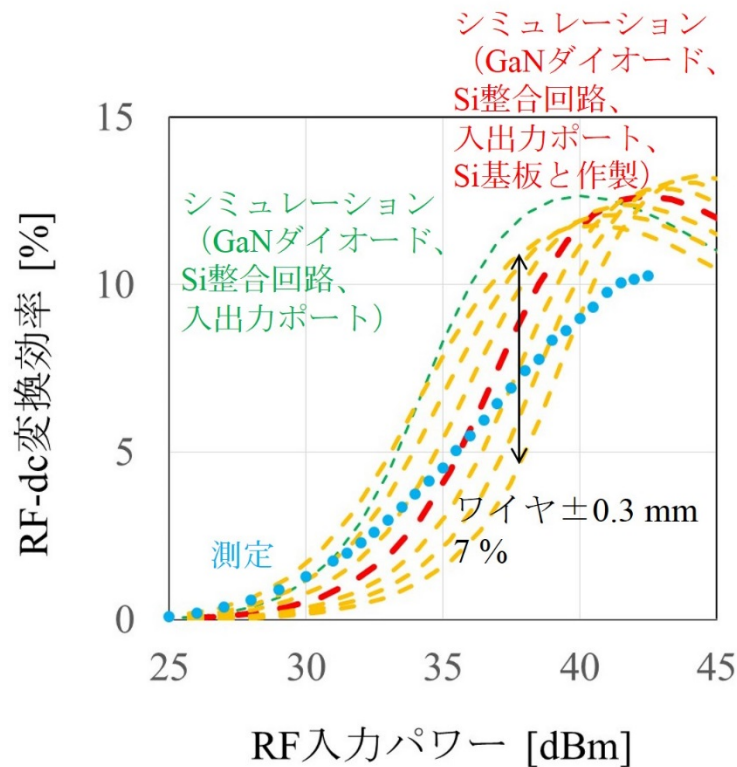


図 4-38 : GaN ダイオードと Si 整合回路間のボンディングワイヤの長さを $\pm 0.3 \text{ mm}$ 変化させた時の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果の変化

⑤ HySIC 整流回路設計へのフィードバック

RF-dc 変換効率の測定とシミュレーション結果の間に生じた差に関して、ここまでで入出力ポート、Si 基板特性、Si 整合回路の作製精度、ワイヤボンディングの影響を考察してきた。これらの影響を反映させた後に残る測定とシミュレーション結果の差を、GaN ダイオードの非線形等価回路モデルの精度による影響と考え、非線形等価回路モデルの再検討を行った。

図 4-4 と表 4-4 の GaN ダイオードの等価回路モデルに対して 0.9Ω の線形抵抗を直列に追加した非線形等価回路モデルを用い、GaN ダイオードと Si 整合回路に加えて入出力ポートの測定値、Si 基板の特性、Si 整合回路の作製精度を反映させた場合の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果が図 4-39 である。測定結果と比較して、約 1 % 程度の差で一致する結果が得られた。

一般的に、直列の線形抵抗は接触抵抗を意味する。したがって、 0.9Ω の追加も抵抗成分の追加とみなすことができる。この解析では、 0.9Ω の接触抵抗は GaN ダイオード内部のものか外部のものかの区別は不可能である。しかし、外部のものともみなすと、ここまでで GaN

ダイオード、Si 整合回路、RF 入力および dc 出力ポート、Si 基板、Si 回路作製精度とパーツ毎に評価と補正を行ってきたが、それらの組み合わせとしての HySIC 整流回路を解析する場合、各パーツ同士が接続されることにより生じる抵抗成分が重要であることを示していると考えられる。

補正を行ったシミュレーション結果と測定結果のグラフが交差している原因として、未評価のキャパシタンスやリアクタンス成分が残っていることが考えられる。今後さらに精密で効率的な回路設計を目指すためには、この解析が今後は重要になるであろう。

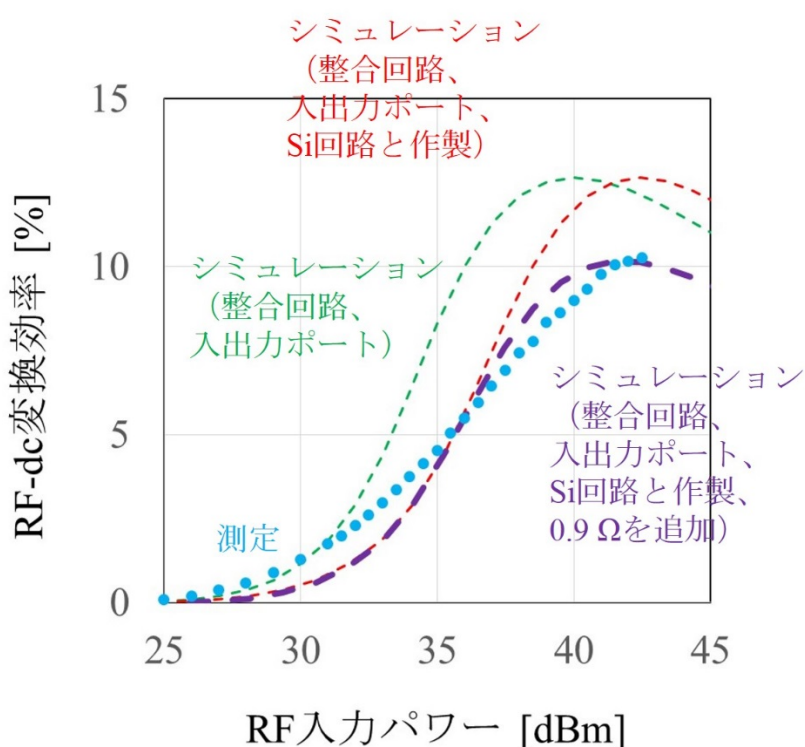


図 4-39 : GaN ダイオード、Si 整合回路、入出力ポートの測定値、Si 基板の特性および整合回路作製精度を反映させ、ダイオードモデルに $0.9\ \Omega$ の直列抵抗を追加した RF-dc 変換効率のシミュレーション結果

4-9 HySIC 整流回路の高効率化

第 1 試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率を超える第 2 試作回路の開発を行った。本研究で用いた GaN ダイオードの RF-dc 変換効率は、理想的には 92%以上と推定される (図 4-40)。これは、回路基板の誘電正接をゼロ、導体の導電率を $10^{12}\ \text{S/m}$ 、入力および出力ジグ

による損失をゼロとした理想的な状態を仮定し、シミュレーションにより得られた結果である。段階的に上記の要因を反映させてシミュレーションを行うと、各々は、入出力ジグ ≧ 誘電正接 > 導電率 の順番で損失への影響が大きく、RF-dc 変換効率の低下を引き起こしている。この結果より、Si 基板の誘電正接が、変換効率低下の要因の一つになっていることがわかる。Si 回路基板を選択した時点で特性は決まっているため、誘電正接の値自体を低くすることは不可能であるが、Si 整合回路の面積を小さくすることで、誘電損失の影響を低減し、変換効率を改善することが可能と考えられる。

そこで、第1試作 HySIC 整流回路の RF 入力ポートに設けたバンドを取り除き、寸法を調整して図 4-41 に示した第2試作 HySIC 整流回路の作製を行った。線路の長さ按比例する伝播損失に加えて、角度が大きい場所における放射損失も引き起こすため、バンドの削除は有効であると考えた。第1試作 HySIC 整流回路の Si 整合回路部分が 3.9 mm × 9.5 mm であるのに対し、第2試作の Si 整合回路部分の面積が 3.9 mm × 8.1 mm である。第2試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率の測定結果が図 4-42 であり、最大値は 21.7 % となった。第1試作と比較して 11.4 % の変換効率の改善に成功した。

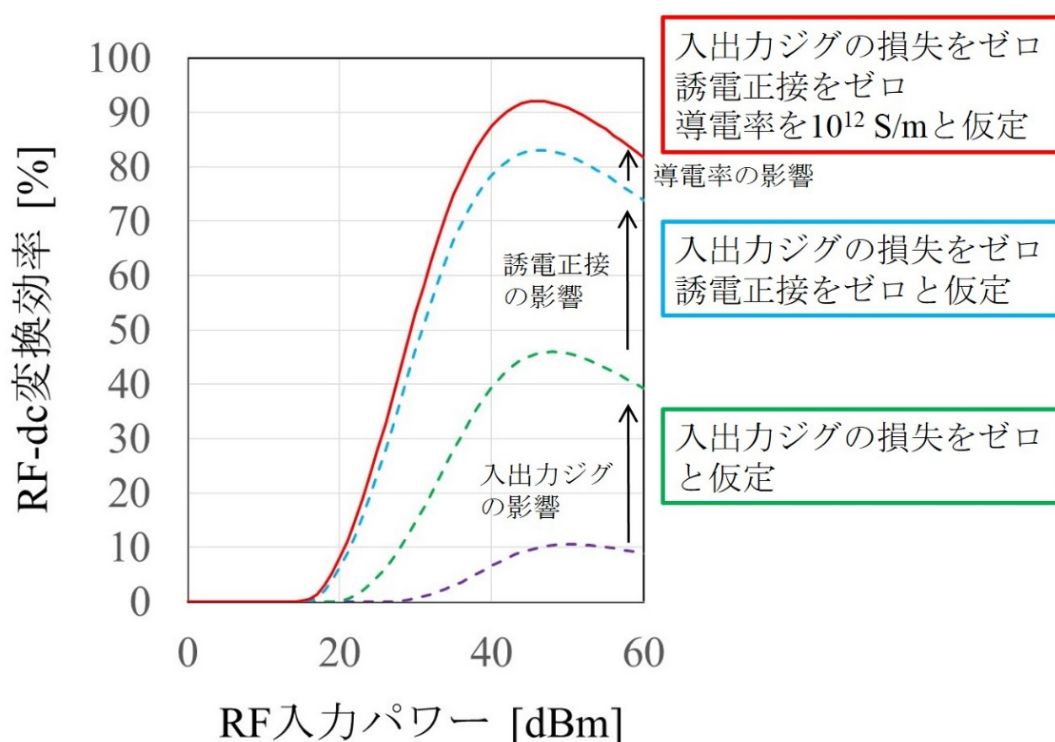


図 4-40 : 本研究で用いた GaN ダイオードの RF-dc 変換効率の推定

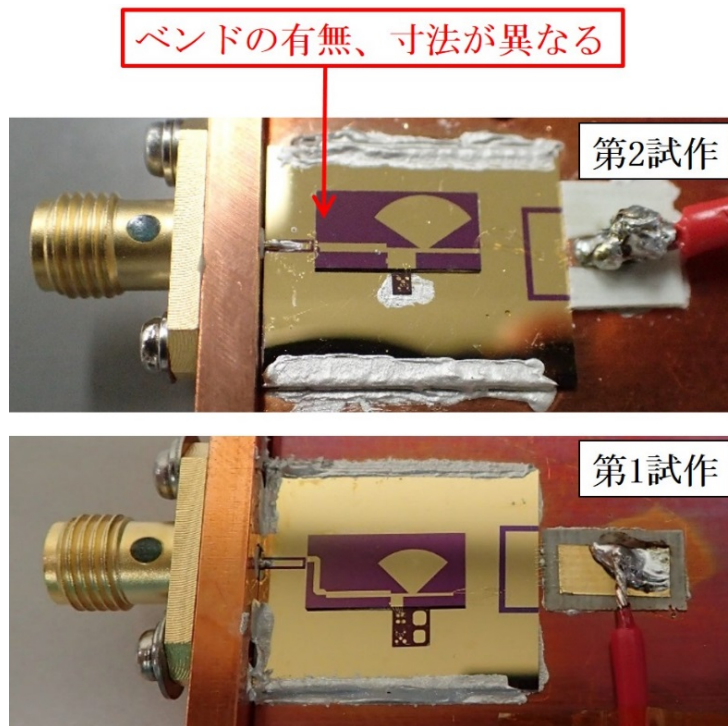


図 4-41 : 第 2 試作の HySIC 整流回路と第 1 試作 HySIC 整流回路の構造の比較

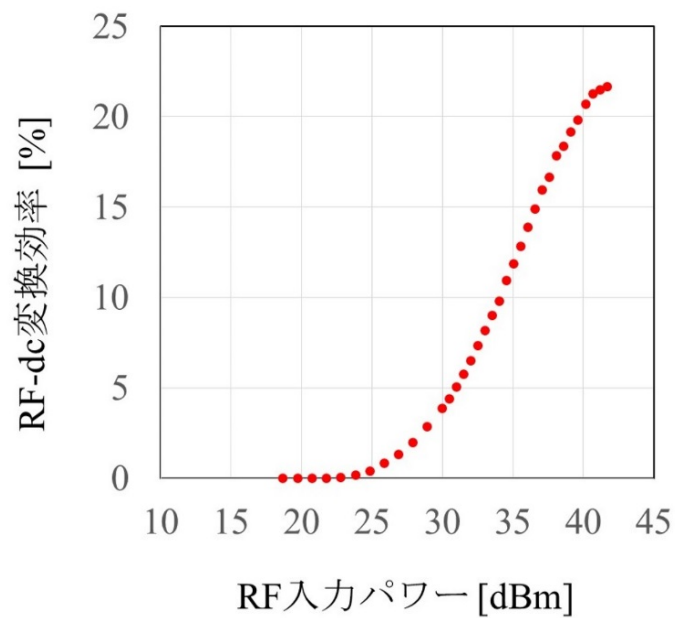


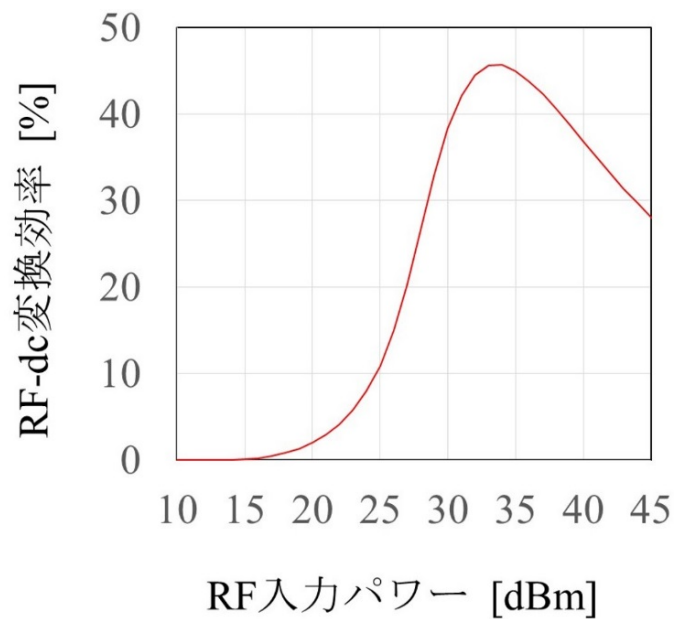
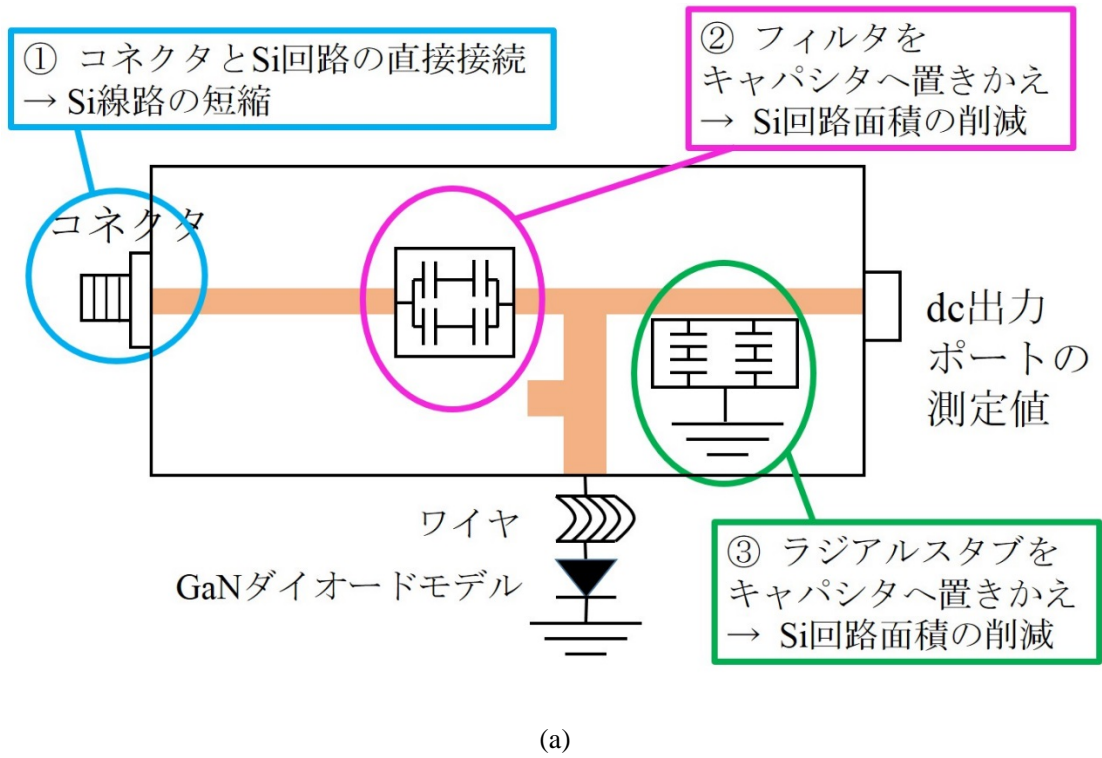
図 4-42 : 第 2 試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率

4-10 HySIC 整流回路による RF エネルギーハーベットの今後と適用可能性

4-7 および 4-9 で達成した世界初の HySIC 整流回路を今後さらに発展させ、実用化を目指すには、① RF-dc 変換効率のさらなる向上、② RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーレベルの低下を行わなければならない。

最初の RF-dc 変換効率のさらなる向上のためには、4-8 および 4-9 で解析したように、RF 入力ポートの改善と Si 整合回路面積の削減が有効である。入力ポートの改善としては、CPW とワイヤを介さずに、コネクタと Si 整合回路を直接接続することが有効である。Si 整合回路面積の削減としては、RF 入力ポートのフィルタと dc 出力ポートのラジアルスタブをキャパシタに変更することが有効である。この時、チップキャパシタを用いるのではなく、Si プロセスによる作製が理想的である。

フィルタとラジアルスタブをキャパシタに変更し、コネクタを Si 整合回路に直接接続した HySIC 整流回路のシミュレーション概略図が図 4-43 (a)、この構造で期待される HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率のシミュレーション結果が図 4-43 (b) である。RF 入力ポートのフィルタおよび dc 出力ポートのラジアルスタブのかわりのキャパシタは、耐圧を上げるために、複数個を並べる。次に、Si 整合回路へコネクタを直接接続することが可能なように、RF 入力ポートからキャパシタまでの線路の長さを 3.2 mm とした。RF 入力用のコネクタは、Gigalane 社製の SMA コネクタのスペックデータを用いてシミュレーションを行った [4-9]。GaN ダイオードと Si 整合回路間のボンディングワイヤに関しては、図 4-39 のシミュレーションと同様のデータを用いた。得られた RF-dc 変換効率のシミュレーションの最大値は 45 % であった。このシミュレーションではコネクタの直接実装、フィルタとラジアルスタブのキャパシタへの置き換えを行ったが、キャパシタへの置き換えと比較して、コネクタの直接実装が RF-dc 変換効率改善への寄与が大きいと推定される。



(b)

図 4-43 : 今後期待される HySIC 整流回路の構造 (a) と RF-dc 変換効率のシミュレーション結果 (b)

次の HySIC 整流回路の改善として、RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーレベルを下げるのが重要である。低い RF パワーレベルから整流が可能になると、ベースステーション側の増幅回路でパワーを上げる必要がなくなり、熱対策としても効果的である。また、ベースステーションとセンサノード間の距離を長くすることが可能になる。

RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーレベルを下げる方法の一つとして、GaN ダイオードの特性の見直しが考えられる。図 4-44 で示したように、第 1 試作と第 2 試作の HySIC 整流回路を比較すると、測定した RF-dc 変換効率の最大値は向上しているものの、立ち上がりの RF 入力パワーは 25 dBm 程度とほぼ同じレベルである。これは、本研究で用いた GaN ダイオードと Si 整合回路の組み合わせでは、整流を開始するためには 25 dBm 程度の RF パワー入力が必要であることを示している。

RF-dc 変換効率が立ち上がるパワーを決める因子の一つとして、式 (4-1) で示したビルトインポテンシャル ϕ がある。RF-dc 変換効率に対する ϕ の影響は他のパラメータより敏感なため、改善した場合の効果が大きいと考えられる。整流が開始されるパワーを低下させるには ϕ を小さくすれば良く、 ϕ を小さくするにはドナー濃度を下げれば良い。そこで、GaN ダイオードの特性の観点から HySIC 整流回路の改善を試みる方法として、ドナー濃度を下げることが提案する。ただし、ドナー濃度を下げることによって、抵抗 R_s が増大し、結果的に RF-dc 変換効率が改善しない可能性もある。整流回路の特性への影響を確認しつつ、より良い特性の GaN ダイオードの開発を目指すことが重要である。

また、GaN ダイオードの構造に関しては、アノード電極を円構造ではなく、長方形構造にすることを提案する (図 4-45)。アノード電極を、Si 整合回路の MSL 幅と同等にした長方形構造にすることで、ワイヤの 3 次元構造はシンプルになり、評価が容易になると考えられる。

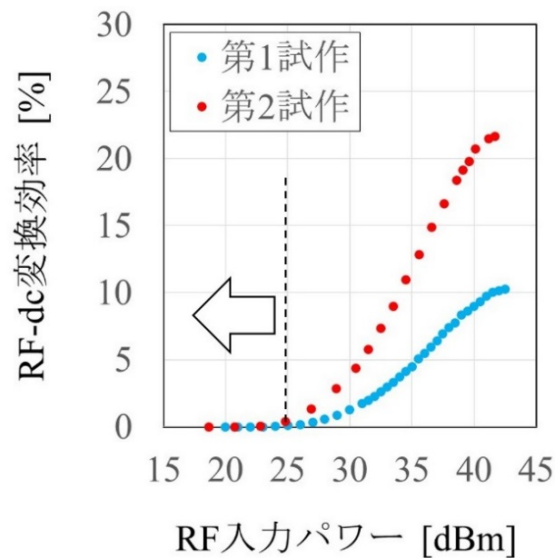


図 4-44 : 第 1 および第 2 試作 HySIC 整流回路の RF-dc 変換効率の測定結果

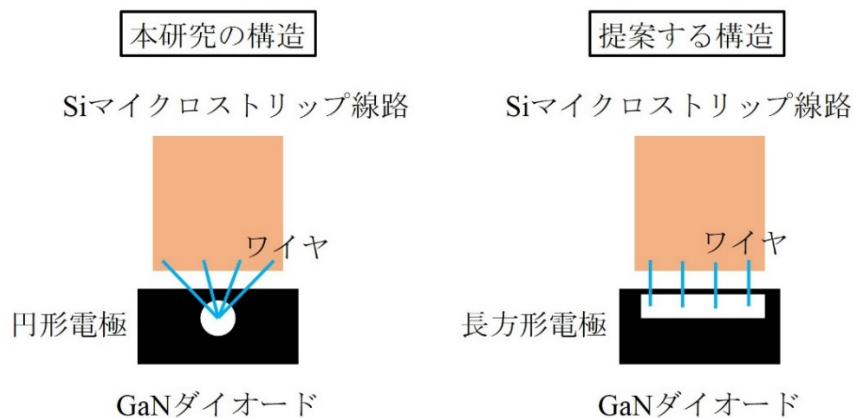


図 4-45 : GaN ダイオードのアノード電極の構造の提案

本研究で達成した HySIC 整流回路の成果を、「RF エネルギーハーベスト技術を用いた衛星内のワイヤレスセンサネットワークシステムへの駆動パワーの供給」という観点から考察する。表 4-7 に、光、熱、振動の各々をエネルギー源とした場合の一般的なエネルギー変換効率および RF エネルギーハーベストと比較した特徴をまとめた [4-10]。

はじめに、エネルギーハーベストとして最も一般的な太陽光発電の場合を考える。市販されている太陽光発電パネルの光-電気の変換効率は、単結晶の Si パネルで約 20 % である。これは、本研究で達成した HySIC 整流回路と同程度の変換効率であり、今後の HySIC 整流回路の改善で見込まれる 45 % より低い変換効率である。また、太陽光発電の場合は発電が

可能な時間帯や発電量が太陽との位置関係で決まるため、衛星内での活用を想定した場合、安定的なパワー供給が困難になる可能性も考えられる。一方、RF エネルギーハーベストでは、エネルギー源はベースステーションとセンサノード間のワイヤレス情報通信の電磁波なので、エネルギー源との位置関係の変化は問題にならないというメリットがある。次に、熱をエネルギー源とした場合、変換効率の低さが問題になる。温度差が比較的大きいとされる産業用装置でも、一般的な熱-電気の変換効率は3%程度と言われているため、RF エネルギーハーベストの方が優れている。また、熱発電の場合は発電場所とセンサノード間の距離が遠い可能性が高いことも、RF エネルギーハーベストと比較して不利な点である。最後に、エネルギー源として振動を考えた場合、変換効率は高いものの、振動から電気への変換機構が問題になる。RF エネルギーハーベストの場合は、センサのワイヤレス情報通信回路と一部を共用できるが、振動の変換機構は共用が不可能である。また、発電位置とセンサの距離が遠いという問題もある。したがって、センサネットワークシステムへ追加する場合の親和性および利便性を考えると、RF エネルギーハーベストの方が有利である。

以上の考察に基づくと、他のエネルギーハーベスト方式と比較して、RF エネルギーハーベストによる衛星内ワイヤレスセンサネットワークへの駆動パワー供給には有利な点が多く、今後も有力な候補として研究開発を推進する意義が大きいと考えられる。本研究で達成した RF エネルギーハーベスタとしての HySIC 整流回路の性能、設計方法、およびフィードバック情報は、今後の研究開発を進める上で基盤となる重要な成果である。

表 4-7：一般的なエネルギーハーベスト方法および RF エネルギーハーベストとの比較

エネルギー源	変換効率	RF エネルギーハーベストとの比較
光	太陽光： 20%程度	変換効率は同程度 発電時間や発電量が太陽との位置関係に依存する
熱	人体： 0.1%程度 産業装置： 3%程度	変換効率が低い 発電位置とセンサの距離が遠い
振動	産業装置： 25%～50%程度	振動-電気の変換機構とセンサシステムの親和性が低い 発電位置とセンサの距離が遠い

4-11 HySIC 整流回路開発のまとめ

第4章では、C帯において100 mW級のdcパワー出力が可能なHySIC整流回路の開発をまとめた。はじめにGaNダイオードのdc抵抗測定およびRF反射係数測定を行い、非線形等価回路モデルの構築を行った。GaNダイオードと測定器のテストポートを接続するためにCPWの接続用ジグを作製し、GaNダイオードを実装した。さらに、測定器で得られるデータに含まれるコネクタとCPWの影響を補正するためのOSLキャリブレーション用デバイスも作製した。OSL法によるコネクタとCPWの補正、実測によるボンディングワイヤの補正を行った上で、GaNダイオードの特性を評価し、GaNダイオードの非線形等価回路モデルの構築を行った。この方法は、プリント基板を用いて簡単かつ安価に実施できるため、デバイス評価にあたり有効な方法である。

次に、シミュレータにGaNダイオードの非線形等価回路モデルを入力し、Si整合回路を設計した。それに基づき作製したSi整合回路にGaNダイオードを実装し、HySIC整流回路を開発した。整合回路の寸法は3.9 mm × 9.5 mmで、RF-dc変換効率は最大で10.3%、dc出力パワーは1825 mWを記録した。この整流動作の成功は、RF入力ポートから回路側を見た整合と、GaNダイオードとSi整合回路の間の共役整合が成立しているためであることを、測定とシミュレーションの両面から実証した。

これらの結果は、HySIC構造の整流回路として、世界初の成果である。また、GaNによるRF回路の開発という観点からも、意義が大きい。GaNデバイスによる整流回路の開発は、多くが高電子移動度トランジスタ (HEMT) を用いたもので [4-11][4-12]、ショットキーバリアダイオードを用いたものは報告が少ない [4-13][4-14]。一般的に、ショットキーバリアダイオードは順方向の電圧特性が低く、高耐圧かつスイッチング特性も良いため整流に適しているとされている。GaNショットキーバリアダイオードを用いたパワー整流に成功した本研究の意義は大きい。

一方、RF-dc変換効率には測定結果とシミュレーション結果の間に差があり、今後のHySIC整流回路開発の効率を高めるために、高精度シミュレーション方法を構築する必要があった。そこで、シミュレーションでは不確かさが残るdc出力ポート、RF入力ポート、Si基板の特性、Si整合回路の作製精度、ダイオードと整合回路間のボンディングワイヤの評価を行い、シミュレーションに反映させた。その結果、測定値とシミュレーション値の差は最大で2.5%程度となった。この残された差に関しては、0.9 Ωの線形抵抗を直列に追加することで、測定とシミュレーション結果が1%程度の差となった。直列の線形抵抗は一般的に、接触抵抗の等価回路モデルと考えられている。本研究では、GaNダイオード、Si整合回路、RF入力およびdc出力ポートのジグ、ワイヤ等を独立に評価してきた。しかし、0.9 Ωの抵抗がそれらの各コンポーネントを実装した場合に生じる接触抵抗と考えた場合、HySIC整流回路のRF-dc変換効率を精度良くシミュレーションするには、各要素を接続す

る際に生じる接触抵抗が重要であることを示している。

これらの解析結果を踏まえると、今後の HySIC 整流回路の高効率化には、RF 入力ポートにおける反射損失の低減と Si 整合回路の面積縮小による伝播損失の低減が有効と考えられる。Si 整合回路面積を縮小することで高効率化を図った第 2 試作 HySIC 整流回路では、Si 整合回路の面積は $3.9 \text{ mm} \times 8.1 \text{ mm}$ であり、最大で 21.7 % の RF-dc 変換効率を達成した。今後の展開として、RF 入力ポートにコネクタを直接接続する実装の工夫、dc カットフィルタとラジアルスタブをキャパシタに変更する工夫により、さらに 45 % 程度の RF-dc 変換効率が期待できる HySIC 整流回路の構造を提案した。

最後に、本研究で達成した HySIC 整流回路の成果を、「RF エネルギーハーベスト技術を用いた衛星内の環境モニタリングセンサネットワークシステムへの駆動パワーの供給」という観点から考察した。RF エネルギーハーベストは、エネルギー変換効率およびセンサネットワークシステムとの親和性や利便性の観点から、他のエネルギーハーベスト方式と比較して利点が多い。本研究の成果により、RF エネルギーハーベスト方式によるセンサネットワークのワイヤレス化は、今後も研究開発を進めていく意義が大きいことを示すことができた。

今後の課題としては、HySIC 整流回路の効率改善はもちろんのこと、実用化に向けた開発と評価が重要になる。HySIC 整流回路に対して宇宙線や振動等の環境試験を行い、宇宙用として優れた特性を持つことを実証する必要がある。また、衛星内センサネットワークシステムへの適用を考慮して、送電側ベースステーションの性能、自由空間伝播による RF パワーの損失、受電アンテナの性能も含めて、HySIC 整流回路特性の検討を行う必要がある。

第5章 HySIC 整流回路による RF エネルギーハー ベストの実験

開発した第1試作のHySIC整流回路を用いて、5.8 GHzのRFエネルギーハーベスタの実験を行った。第4章では、ワイヤでの直接パワー入力によりHySIC整流回路としての特性評価を行ったが、本章では、アンテナと組み合わせて、自由空間を伝播するRFパワーを回収してdcパワーへ変換するRFエネルギーハーベスタとしての動作実証を行う。本実験では、次の2点を行った。

- RFエネルギーハーベスタの実験
- RFエネルギーハーベスタの実験系の評価

はじめに、第1試作のHySIC整流回路を用いてRFエネルギーハーベスタの実験を行った。この実験は、本研究の最終目的である衛星内のワイヤレスセンサネットワークシステムにおける駆動パワー供給部分を模擬した系を構築し、HySIC整流回路の動作を確認することに相当する。次に、構築した実験系の評価を行い、実験系全体のRF-dc変換効率を評価した。

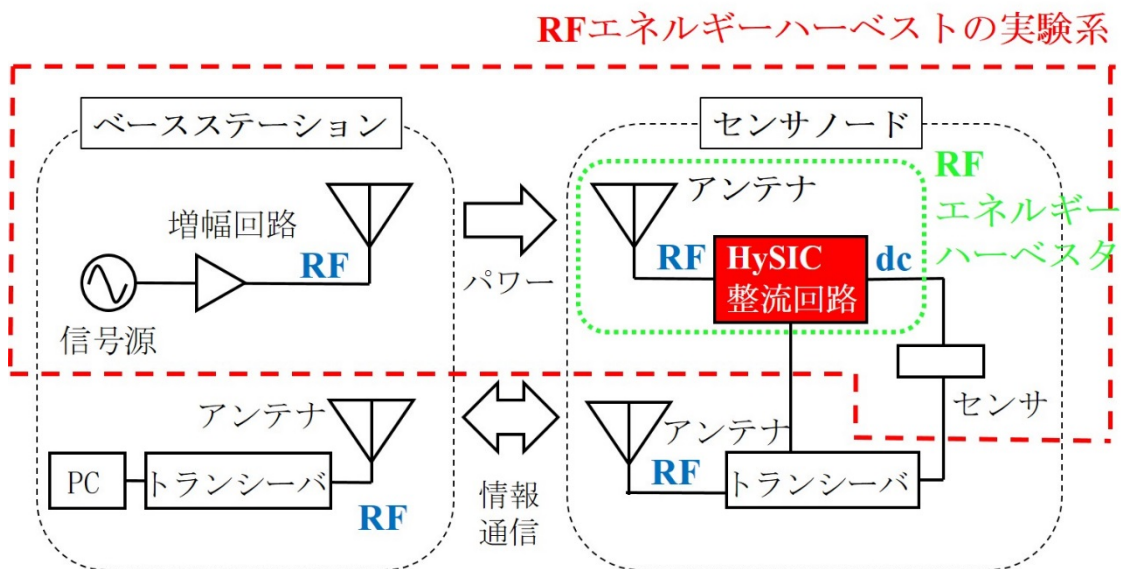


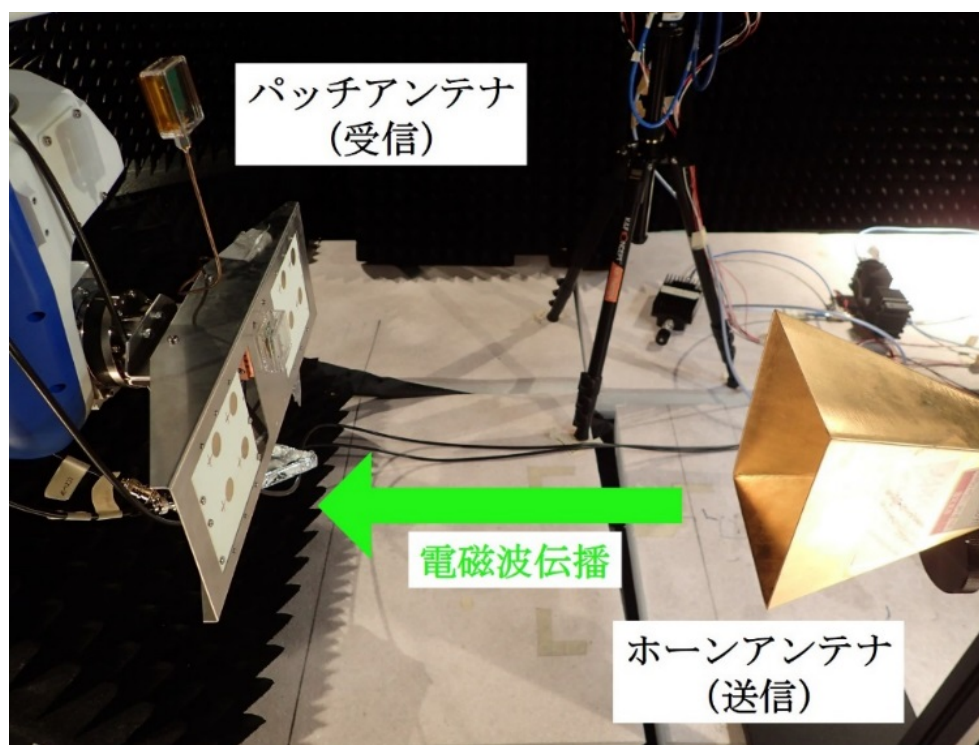
図 5-1 : HySIC 整流回路を用いた RF エネルギーハーベスタの実験系

5-1 RF エネルギーハーベスタの実験系

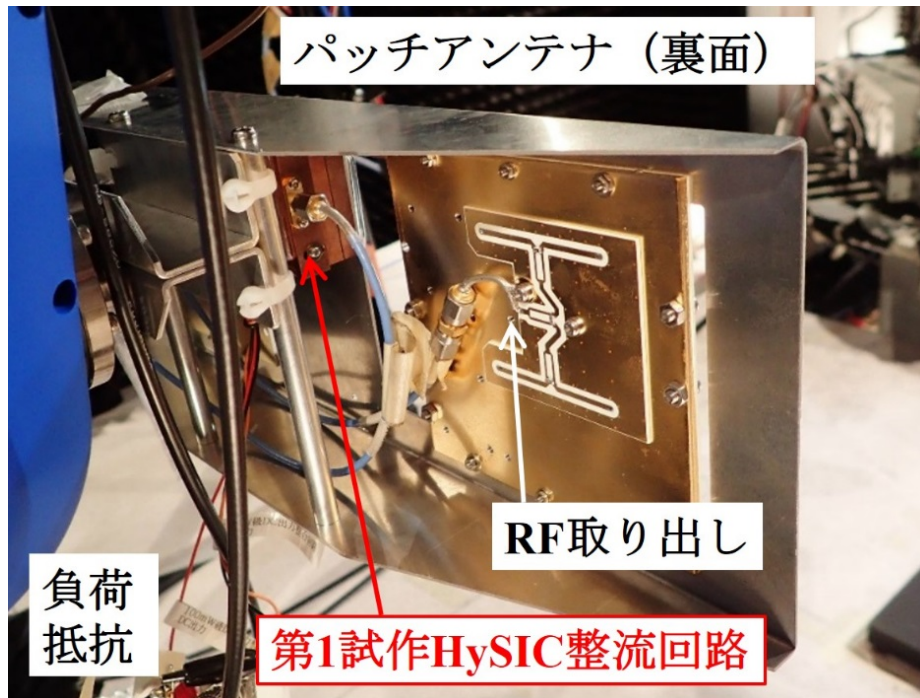
RF エネルギーハーベスタの実験系の概略が図 5-1、写真が図 5-2 である。SG で発生し、

増幅回路によりパワーレベルが上げられた 5.8 GHz の電磁波は、ホーンアンテナから自由空間へ放射される。その後、自由空間を伝播した電磁波は、 2×2 のパッチアンテナで閉回路に取り込まれ、HySIC 整流回路により dc パワーに整流され、 150Ω の負荷抵抗で消費される。ワイヤレスセンサネットワークシステムと対比すると、SG、増幅回路、ホーンアンテナはベースステーション側の回路になる。パッチアンテナと HySIC 整流回路はセンサノード側でワイヤレス情報通信用の電磁波を回収してセンサへ駆動パワーを供給する RF エネルギーハーベスタとみなせる。負荷抵抗は、センサに対応する [5-1]。増幅回路、ホーンアンテナ、パッチアンテナ、HySIC 整流回路、負荷抵抗は電波暗室内に設置した。SG、負荷抵抗に並列に接続したマルチメータは、電波暗室の外に設置した。

この実験系において、負荷抵抗にかかる電圧はマルチメータで確認することができる。したがって、本実験では、SG をオンにした時に、負荷抵抗に接続したマルチメータの電圧が上がれば、RF エネルギーハーベストに成功したことを意味する。



(a)



(b)

図 5-2 : RF エネルギーハーベストの実験系の全景 (a) と受電側の第 1 試作 HySIC 整流回路 (b)

5-2 RF エネルギーハーベストの実験結果

ホーンアンテナとパッチアンテナ間の距離を 0.2 m かつ SG を -17 dBm でオンにした時、 150Ω の負荷抵抗に 0.28 V の電圧がかかった。この時に整流された dc パワーは、以下の式より、 0.52 mW であると計算できる。負荷抵抗で電圧が観測されたことにより、第 1 試作 HySIC 整流回路を用いた 5.8 GHz の RF エネルギーハーベストの実験に成功した。

$$\frac{0.28 \text{ [V]}^2}{150 \text{ [\Omega]}} = 5.2 \times 10^{-4} \text{ [W]} \quad (5-1)$$

本研究で用いた実験系では、 5.8 GHz において、 0.093 m から遠方界とみなせる。したがって、本実験では、遠方界の条件においてパワー伝送と整流に成功したことになる。

この RF エネルギーハーベスト実験の結果と 4-7 で得られたワイヤでの直接パワー入力による整流実験の結果を比較したグラフが図 5-3 である。 0.52 mW の dc 出力パワーが得られるのは、HySIC 整流回路への RF 入力パワーが 26 dBm 程度の時である。HySIC 整流回路

のみでは、0.13 %の RF-dc 変換効率を持つ状態で本実験は行われた。

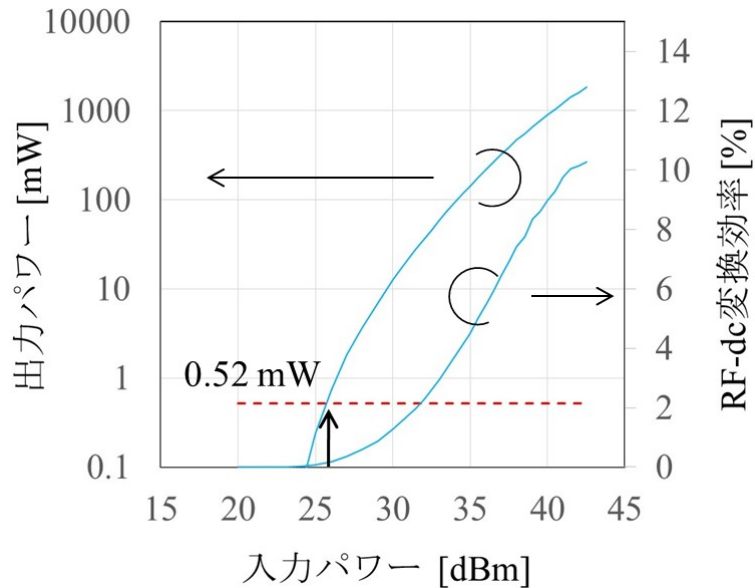


図 5-3 : RF エネルギーハーベスト実験で得られた dc 出力パワーとワイヤでの直接パワー入力の実験 (4-7) で得られた dc 出力パワーの比較

5-3 RF エネルギーハーベストの実験系の評価

RF エネルギーハーベストの実験系全体を評価し、自由空間の伝送も含めた本実験系全体の RF-dc 変換効率を計算した。系全体の RF-dc 変換効率を考える場合、どの面における RF パワーを分母として考えるかを明記しなければならない。ここでは、送電側ホーンアンテナの接続コネクタの定義面に入射する RF パワーを変換効率の分母として計算を行った (図 5-4)。変換効率の分子となる dc パワーは負荷抵抗のスペック値とマルチメータによる電圧測定結果から計算した。

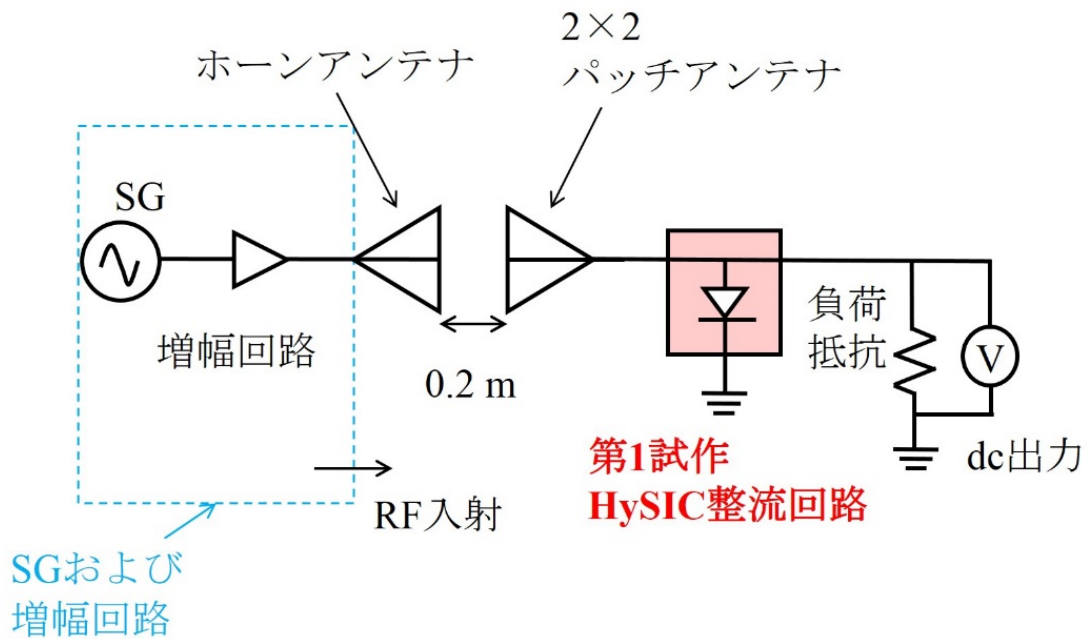


図 5-4 : RF エネルギーハーベストの実験系全体の RF-dc 変換効率の評価

RF 入射パワーの評価

はじめに、送電側の SG からホーンアンテナの給電の定義面までの評価を行った (図 5-4)。SG では出力パワーを -17 dBm と設定したが、負荷のインピーダンスにより実際の出力は異なる。さらに、増幅回路とケーブルの特性も未知である。したがって、測定により、ホーンアンテナに入射する 5.8 GHz の電磁波を評価した。

図 5-5 が測定の概略図である。カプラを用いて SG と増幅回路から伝播する電磁波の一部を取り出して、その取り出したパワーをパワーセンサで測定した。この時に用いたパワー分岐用のカプラの S パラメータを VNA で事前に測定することで、ホーンアンテナに入射した RF パワーを評価することが可能になる。ここで、送電側でホーンアンテナを取り外し、かわりに接続したカプラ等で構成された回路を便宜的にブロックと名づけることにする。

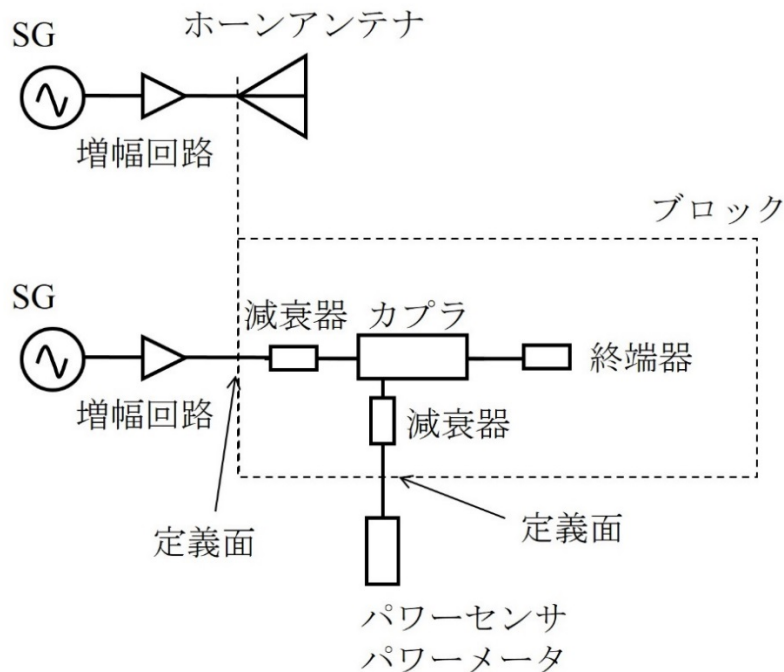


図 5-5 : RF 入射パワーの評価系

5.8 GHz において、ブロックの S パラメータ透過特性 S_{21} の測定値は 51.28 dB であった。また、SG の出力表示を -17 dBm とした時のパワーセンサの表示値は -15.66 dBm であった。先に評価したブロックの測定結果とあわせると、図 5-5 の破線に示したホーンアンテナの面に入射する RF パワーは 35.62 dBm (3647.54 mW) である。

実験系全体の評価

ホーンアンテナの接続コネクタの定義面に入射する電磁波を RF のパワーと考え、ホーンアンテナとパッチアンテナ間の自由空間も含めた RF エネルギーハーベスト実験の系全体の RF-dc 変換効率を評価した。ホーンアンテナに入射する 5.8 GHz の電磁波のパワーは 35.62 dBm (3647.54 mW) であり、受電側の負荷抵抗における dc パワーは 0.52 mW である。したがって、実験系全体の RF-dc 変換効率は 0.014 % であった。

5-4 RF エネルギーハーベストの実験のまとめ

第 5 章では、開発した第 1 試作 HySIC 整流回路を用いた 5.8 GHz における RF エネルギー

ーハーベスト実験の結果と考察をまとめた。この実験は、HySIC 構造を持つ整流回路を用いた RF エネルギーハーベストとしては世界初の実験である。送受電アンテナ間の距離が 0.2 m の遠方界条件で、0.52 mW の dc パワーの出力に成功した。実験系全体の RF-dc 変換効率は 0.014 % であった。

第6章 結論

本学位論文では、衛星内の環境モニタリングセンサネットワークシステムのオールワイヤレス化を目指した GaN ダイオードを用いた RF エネルギーハーベスタの開発をまとめた。今日の宇宙開発における課題の一つが、衛星の質量の増加である。ミッションの高度化により衛星へ搭載する機器数が増加する一方、運用や安全性の面で削減不可能な機器も多数存在する。衛星の質量の増加は打ち上げコスト増加の原因の一つとなっており、宇宙開発を推進するために解決しなければならない課題である。そこで、衛星内に多数配置される環境モニタリングセンサをワイヤレス化し、軽量化による打ち上げコストの削減、メンテナンス性の向上を目指した。

環境モニタリングセンサネットワークのオールワイヤレス化にあたり技術的な課題は、センサへワイヤレスで駆動パワーを供給する方法である。そこで、RF エネルギーハーベスタ技術を適用し、ベースステーションとセンサノード間のワイヤレス情報通信で使用される RF 電磁波の一部を回収し、センサの駆動パワーとして使用することとした。本研究では、RF エネルギーハーベスタの主要回路であり、RF パワーを dc パワーに変換する整流回路の開発を行った。動作周波数は C 帯で、100 mW から 900 mW の dc 出力パワーが得られることを目標にした。

この宇宙用整流回路を作製するにあたり、次世代回路集積技術として注目が集まっている HySIC を採用した。HySIC とは複数種類の半導体を混成させて一つの回路を作製する技術で、単一の半導体では実現不可能な特性を持たせることを目的としている。HySIC 整流回路では、RF から dc へのパワー整流のための GaN ダイオードと、パワーの伝送のための Si 整合回路を混成させた。宇宙線耐性が高く、ハイパワーかつ高周波動作に優れる GaN の利点と、優れたプロセス技術により回路の小型・軽量化が可能で、低コストな Si の利点の融合を目指した。

本研究では、提供された GaN ダイオードを用いるため、その特性を自ら測定し、回路設計を行わなければならない。そこで、第 3 章では、GaN ダイオードの測定方法を検討した。GaN ダイオードの平面金属電極は同軸構造の測定器テストポートと直接接続できないため、両者を接続するためのジグが必要である。そのため、測定結果には GaN ダイオードの特性だけでなくジグの影響も含まれる。測定値に対してジグの影響の補正が必要になるため、補正が容易な接続ジグの構造とキャリブレーション方法の検討を行った。本研究では、接続ジグを構成する伝送線路としては MSL と CPW を、キャリブレーション方法としては OSL、OSLT、TRL を検討した。その結果、C 帯における GaN ダイオードの測定では、CPW で接続ジグを作製し、その影響を補正するためには OSL キャリブレーションを組み合わせることが適切であることを実験的に示した。

次の第 4 章では、GaN ダイオードの測定とその測定結果を用いた HySIC 整流回路の開発をまとめた。はじめに、GaN ダイオードと測定器を接続するための CPW のジグおよび OSL キャリブレーション用デバイスを作製した。接続ジグを用いるデバイス測定においては、ジ

グは可能な限り小さく作製される場合が多い。これは、ジグによる電磁波の損失と位相の回転を小さくし、ジグの影響を無視するためである。一方、小さいジグを用いると、電磁波のカップリングやジグの不連続面で生じる高調波が、測定精度に影響を及ぼす可能性がある。したがって、本研究においては、電磁波の波長程度の大きさの接続ジグを作製し、ジグの影響を定量的に補正することとした。dc 領域では抵抗測定を、RF 領域では反射係数測定とソースプル測定を行った。特に RF 領域の測定では、コネクタと CPW の影響は OSL キャリブレーションにより、CPW と GaN ダイオードを接続するボンディングワイヤの影響は実測結果を用いて段階的に補正した。5.8 GHz において、反射係数の絶対値および位相の補正量は 1.1 倍、613.9 度であった。

次に、dc 抵抗測定と RF 反射係数測定の結果から GaN ダイオードの非線形等価回路モデルを構築し、Si 整流回路の設計を行った。Si 整流回路は、RF 入力ポートから見た整合が成り立つように設計した。さらに、RF ソースプル測定結果も活用することで、Si 整流回路と GaN ダイオード間の共役整合を実現し、Si 整流回路から GaN ダイオードへ効率的に RF パワーが入力するようにした。また、基本波だけでなく高調波の制御も行い、高効率回路を目指した。

設計した Si 整流回路のサイズは 3.9 mm × 9.5 mm で、C 帯において最大で 10.3 % の RF-dc 変換効率および 1825 mW の dc 出力パワーを達成した。さらに、測定により、RF 入力ポートから見た整合、RF 入力パワーが 36 dBm の時に GaN ダイオードと Si 整流回路の間の共役整合が成り立っていることを確認した。当初の HySIC 整流回路の開発目標であった 100 mW 級の dc 出力パワー、RF 入力パワーが 30 dBm から 40 dBm の領域での最適動作を実現した。

この HySIC 整流回路を用いて、RF エネルギーハーベストの実験を行った。遠方界とみなせる 0.2 m の送受電アンテナ間距離において、電磁波の回収と整流に成功した。これらの成果は、本研究における C 帯における 100 mW 級出力の HySIC 整流回路の開発と RF エネルギーハーベスト実現という目標を満足するものである。また、GaN ダイオードと Si 整流回路を混成させた HySIC 整流回路として、世界初の動作に成功した。

作製した HySIC 整流回路の特性は目標のスペックを満足したものの、RF-dc 変換効率の測定結果とシミュレーション結果に差があることがわかった。具体的には、RF-dc 変換効率の最大値では 9.9 % 程度、立ち上がりの RF 入力パワーでは 13 dBm 程度の差があった。そこで、シミュレータでは精確な再現が困難な dc 出力ポート、RF 入力ポート、Si 基板の特性と回路作製精度、GaN ダイオードと Si 整流回路間を接続するボンディングワイヤの評価を行った。dc 出力ポートと RF 入力ポートは、各回路部分のみを取り出した評価用回路を作製し、実際の測定により特性を評価した。次に、Si 基板の特性と整流回路の作製精度を評価するために、Si 整流回路のソース反射係数に関して、測定値とシミュレーション値の差が RF-dc 変換効率に及ぼす影響を評価した。これらの評価により、RF-dc 変換効率のシミュレーション

オンと測定結果に関して、立ち上がりはほぼ一致し、値の差は 2.5 % 程度となった。最後に、ボンディングワイヤに関しては、実装技術のばらつきの影響が主要と考え、ワイヤの長さを ± 0.3 mm 変更した場合のシミュレーションを行った。ワイヤのばらつきにより、RF-dc 変換効率には 7 % 程度のばらつきが生じ、この結果を考慮して今後は回路設計を行うことが重要であることがわかった。

さらに、dc 出力ポート、RF 入力ポート、Si 基板の特性、Si 整合回路の作製精度を評価した上で残った RF-dc 変換効率の測定結果とシミュレーション結果の差を、HySIC 整流回路設計へフィードバックした。 0.9Ω の線形抵抗を直列に追加すると、RF-dc 変換効率の測定値とシミュレーション値の差は最大で 1 % 程度になることがわかった。直列の線形抵抗は、接触抵抗の等価回路モデルとみなせる。ここまでで各回路パーツを独立で評価してきたが、 0.9Ω の抵抗をこれらのパーツを総合した時に生じる接触抵抗とみなした場合、HySIC 整流回路全体のシミュレーションを行う場合には独立した回路パーツ特性とそれらを接続した時の影響の両方を考慮することが重要であることを示している。

第 1 試作 HySIC 整流回路の解析結果より、今後のさらなる高効率化のためには、RF 入力ポートのジグの実装方法を改善することと Si 回路面積を削減することが有効であるとわかった。そこで、第 1 試作 HySIC 整流回路の RF 入力ポートに設けられたバンドを取り除き、Si 回路面積を縮小した第 2 試作 HySIC 整流回路を作製した。第 2 試作の Si 整合回路の面積は $3.9 \text{ mm} \times 8.1 \text{ mm}$ で、RF-dc 変換効率は最大で 21.7 % を達成し、第 1 試作と比較して 11.4 % の改善に成功した。さらに、今後の展開として、入力コネクタを Si 整合回路へ直接接続する工夫、フィルタとラジアルスタブをキャパシタに置き換えて Si 面積を削減する工夫により、45 % 程度の RF-dc 変換効率が期待できる回路構造を提案した。

次に、GaN ダイオードへのフィードバックとして、RF-dc 変換効率が立ち上がる RF 入力パワーを下げるために、ビルトインポテンシャルを下げることを提案した。本研究で作製した 2 種類の HySIC 整流回路を比較すると、10.3 % から 21.7 % と RF-dc 変換効率の改善には成功したものの、立ち上がりパワーはどちらも 25 dBm 程度と改善できていない。GaN ダイオードのビルトインポテンシャルを下げることで、低いパワーレベルでの整流を目指すべきである。これにより、送電側のベースステーション回路の負荷を抑えることができ、実用化へ近づくと考えられる。

本研究で達成した HySIC 整流回路の特性は、他のエネルギーハーベスト技術と比較して有利な点が多い。太陽光発電の一般的な変換効率は 20 % 程度であり、本研究で作製した HySIC 整流回路は同程度の変換効率を達成した。他にも、RF エネルギーハーベスト方式では、ワイヤレス情報通信およびセンサ回路に RF エネルギーハーベスタとしての整流回路を追加するだけでオールワイヤレスセンサネットワークシステムになるというメリットがある。変換効率の実績とシステムの親和性でメリットがある RF エネルギーハーベスタは、ワイヤレスセンサネットワークシステムの駆動パワー源として有望な方式であり、今後も研

究を推進する意義が大きいことが本研究で示された。

本研究では、世界初の HySIC 整流回路の作製、それを用いた RF エネルギーハーベストの実験、高精度な回路設計方法の構築、さらなる効率化への提案という成果が得られた。これらは、RF エネルギーハーベスト方式によるオールワイヤレスセンサネットワークシステムの実現に貢献する基盤技術であり、将来の宇宙開発へつなぐと有望な成果であると言える。

補遺 1 : ジグのキャリブレーションのための RF ネットワーク解析

本研究では、GaN ダイオードの電極構造が VNA の同軸テストポートに直接接続できないことから、独自の接続用ジグを作製した。したがって、VNA による測定値は、被測定対象である GaN ダイオードの特性とジグの特性が合成されたものになる。ジグが存在することにより電磁波の損失と位相回転が起り、VNA により得られるデータと GaN ダイオードの特性は一致しない。ここでは、ジグの影響を補正するためのネットワーク解析理論をまとめる。はじめに 1 ポートの場合の回路解析を行い、回路モデルを導出する。次に、1 ポート回路の補正方法である OSL キャリブレーションの理論式の算出を行う [a1-1]-[a1-5]。

A1-1 : 1 ポートネットワークの解析とモデル化

図 a1-1 に示した 1 ポート被測定物の測定回路を考える。定義面 1 は VNA 内のレーバ面を表す。定義面 1 における入射波の波振幅を a_1 、出射波の波振幅を b_1 、被測定物側を見た反射係数を Γ_m と定義する。これらの関係は、

$$\Gamma_m = \frac{b_1}{a_1} \quad (\text{a1-1})$$

である。同様にして、被測定物の定義面を 2 と名づけ、その定義面 2 における入射波および出射波の波振幅を a_2 、 b_2 と定義する。また、被測定物の反射係数を Γ と定義すると、以下の式が成り立つ。

$$\Gamma = \frac{b_2}{a_2} \quad (\text{a1-2})$$

最後に、電源の励起波の波振幅を a_G 、定義面 1 から電源側を見た反射係数を Γ' と定義すると、

$$a_1 = a_G + \Gamma' b_1 \quad (\text{a1-3})$$

が成り立つ。測定で得られる結果は Γ_m であるが、被測定物の特性は Γ である。つまり、測定器により得られるデータは、被測定物の特性とは一致しない。そこで、 Γ_m と Γ の関係式を以下に導出する。

定義面 1 と 2 の間の S パラメータを以下のように定義する。本研究では、コネクタと CPW に相当する部分である。

$$\begin{pmatrix} e_{11} & e_{12} \\ e_{21} & e_{22} \end{pmatrix} \quad (\text{a1-4})$$

すると、S パラメータと波振幅の間に以下の連立方程式が成り立つ。

$$b_1 = e_{11}a_1 + e_{12}a_2 \quad (\text{a1-5})$$

$$b_2 = e_{21}a_1 + e_{22}a_2 \quad (\text{a1-6})$$

以上の式群より、波振幅を消去することで、 Γ と Γ_m の関係を S パラメータで表すことができる。

式 (a1-5) および式 (a1-6) に式 (a1-2) から式 (a1-3) を代入すると、次の式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} 1 - e_{11}\Gamma' & -e_{12}\Gamma \\ -e_{21}\Gamma' & 1 - e_{22}\Gamma \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{21} \end{pmatrix} a_G \quad (\text{a1-7})$$

よって、出射波の波振幅が導かれる。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - e_{11}\Gamma' & -e_{12}\Gamma \\ -e_{21}\Gamma' & 1 - e_{22}\Gamma \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} e_{11} \\ e_{21} \end{pmatrix} a_G \quad (\text{a1-8})$$

式 (a1-3) と式 (a1-8) より、 a_1 が計算できる。そこで、 a_1 と b_1 の比をとると、式 (a1-1) より、 Γ_m が計算できる。

$$\Gamma_m = \frac{b_1}{a_1} = e_{11} + \frac{e_{21}e_{12}\Gamma}{1 - e_{22}\Gamma} \quad (\text{a1-9})$$

この式が 1 ポートネットワークのモデル式である。これは、 Γ と Γ_m の関係は e_{11} 、 $e_{12}e_{21}$ 、 e_{22} という 3 個のエラータームで表すことができることを意味している。 e_{11} はダイレクテ

イビティ、 e_{22} はマッチング、 $e_{12}e_{21}$ はトラッキングと呼ばれる。シグナルフローは、図 a1-2 である。

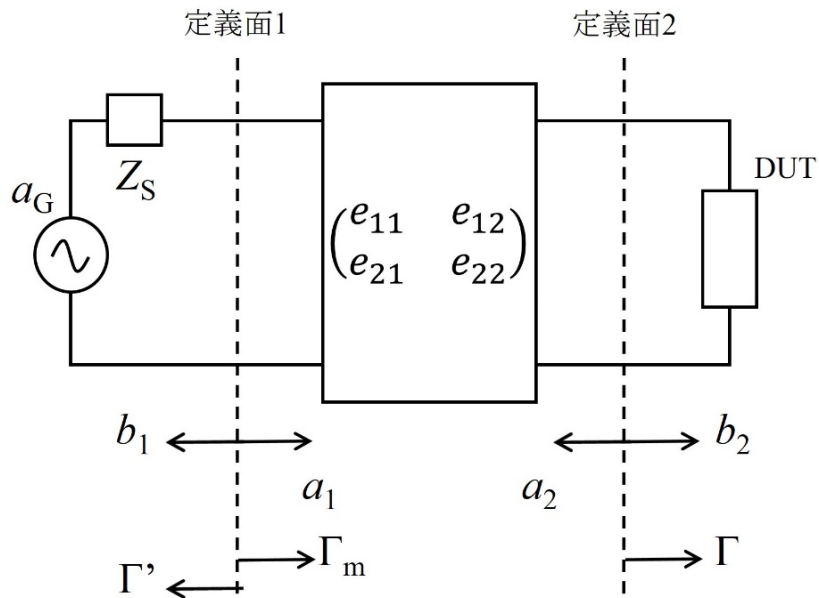


図 a1-1 : VNA による 1 ポート測定ネットワーク

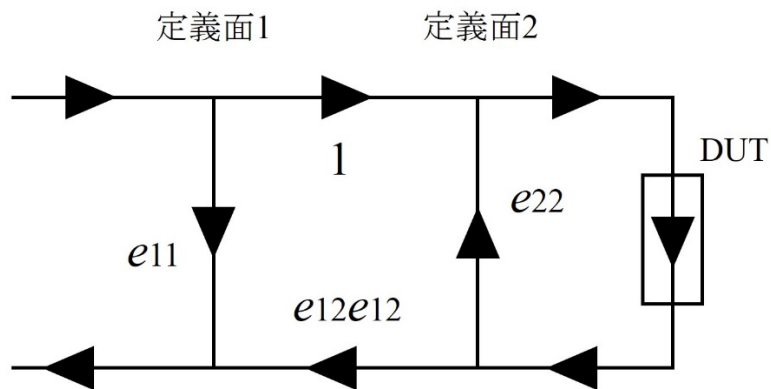


図 a1-2 : 1 ポート回路のモデル化

A1-2 : 1 ポート OSL キャリブレーション

式 (a1-9) に基づき 3 個のエラータームを決定する方法として、OSL キャリブレーションがある。この方法では、測定された Γ_m から Γ を導出する際に必要とされるエラータームを、作製が比較的容易なオープン、ショート、ロードデバイスを用いて計算する。

オープン、ショート、ロードのデバイスの定義面から見た反射係数を Γ_o 、 Γ_s 、 Γ_l とし、各々の反射係数測定値を $\Gamma'_{m,o}$ 、 $\Gamma'_{m,s}$ 、 $\Gamma'_{m,l}$ とすると、式 (a1-9) を参考にすると、以下の 3 個の関係式が成り立つ。

$$\Gamma_{m,o} = e_{11} + \frac{e_{21}e_{12}\Gamma_o}{1 - e_{22}\Gamma_o} \quad (\text{a1-10})$$

$$\Gamma_{m,s} = e_{11} + \frac{e_{21}e_{12}\Gamma_s}{1 - e_{22}\Gamma_s} \quad (\text{a1-11})$$

$$\Gamma_{m,l} = e_{11} + \frac{e_{21}e_{12}\Gamma_l}{1 - e_{22}\Gamma_l} \quad (\text{a1-12})$$

式 (a1-10) から (a1-12) の連立方程式を解くと、3 個のエラーターム e_{11} 、 $e_{12}e_{21}$ 、 e_{22} を計算することができる。

$$e_{11} = \frac{\Gamma_o\Gamma_{m,o}(\Gamma_s\Gamma_{m,l} - \Gamma_l\Gamma_{m,s}) + \Gamma_s\Gamma_{m,s}(\Gamma_l\Gamma_{m,o} - \Gamma_o\Gamma_{m,l}) + \Gamma_l\Gamma_{m,l}(\Gamma_o\Gamma_{m,s} - \Gamma_s\Gamma_{m,o})}{\Gamma_o\Gamma_{m,o}(\Gamma_s - \Gamma_l) + \Gamma_s\Gamma_{m,s}(\Gamma_l - \Gamma_o) + \Gamma_l\Gamma_{m,l}(\Gamma_o - \Gamma_s)} \quad (\text{a1-13})$$

$$e_{22} = \frac{\Gamma_{m,o}(\Gamma_s - \Gamma_l) + \Gamma_{m,s}(\Gamma_l - \Gamma_o) + \Gamma_{m,l}(\Gamma_o - \Gamma_s)}{\Gamma_o\Gamma_{m,o}(\Gamma_s - \Gamma_l) + \Gamma_s\Gamma_{m,s}(\Gamma_l - \Gamma_o) + \Gamma_l\Gamma_{m,l}(\Gamma_o - \Gamma_s)} \quad (\text{a1-14})$$

$$e_{21}e_{12} = e_{11}e_{22} + \frac{\Gamma_o\Gamma_{m,o}(\Gamma_{m,s} - \Gamma_{m,l}) + \Gamma_s\Gamma_{m,s}(\Gamma_{m,l} - \Gamma_{m,o}) + \Gamma_l\Gamma_{m,l}(\Gamma_{m,o} - \Gamma_{m,s})}{\Gamma_o\Gamma_{m,o}(\Gamma_s - \Gamma_l) + \Gamma_s\Gamma_{m,s}(\Gamma_l - \Gamma_o) + \Gamma_l\Gamma_{m,l}(\Gamma_o - \Gamma_s)} \quad (\text{a1-15})$$

つまり、特性が既知であるオープン、ショート、ロードデバイスの測定値から 3 個のエラータームを計算することができる。さらに、計算されたエラータームと被測定デバイスの測定値 Γ_m から、被測定デバイスの反射係数 Γ を算出することが可能になる。この方法が、1 ポートネットワークの OSL キャリブレーションである (図 a1-3)。

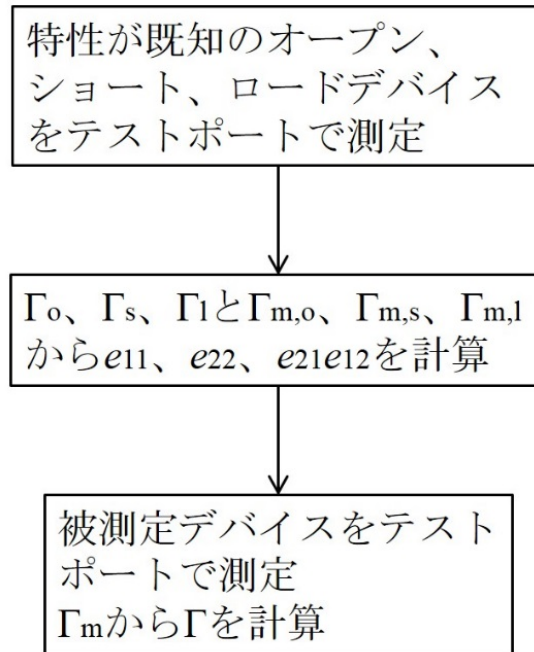


図 a1-3 : OSL キャリブレーションの手順

補遺 2：ソースプルおよびロードプル測定の実理

A2-1：RF 領域における非線形特性の測定

RF 領域におけるデバイス特性の分類として、応答の線形性がある。被測定物の特性が線形応答の場合は、入力した基本波に対して、同じ周波数の電磁波のみが出力される。一方、特性が非線形応答の場合は、基本波の入力に対して、基本波だけでなく基本波とは異なる周波数を持つ高調波も出力される（図 a2-1）。高調波の測定が不可能であった時代は、基本波の制御のみで回路を構築しており、高調波は回路の効率に寄与していなかった。しかし、近年は高調波の測定方法が開発され、基本波と高調波の両方を制御し、回路の効率に寄与させる高効率回路が可能になってきている [a2-1][a2-2]。

RF 領域の非線形特性を測定する方法の一つとして、ソースプルとロードプル測定がある。これらの方法では、単一周波数の入出力応答を測定するのではなく、基本波と高調波を合わせたパワーの測定を基本として、被測定デバイスの非線形特性の評価を行う。

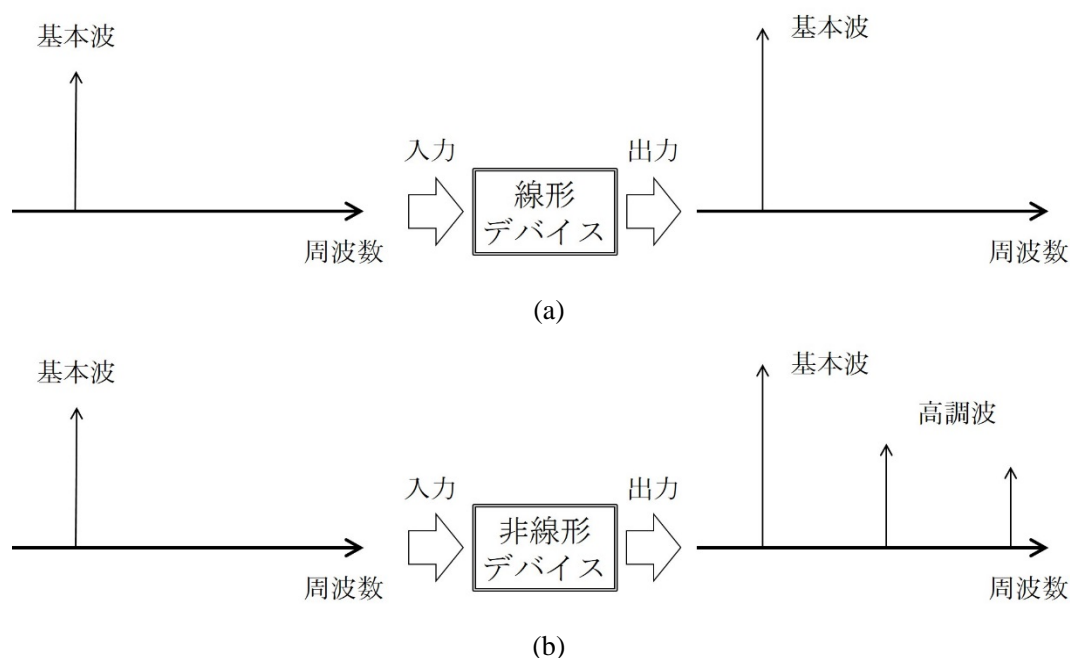


図 a2-1：線形デバイスの基本波入力に対する出力応答 (a) と非線形デバイスの基本波入力に対する出力応答 (b)

A2-2：ソースプル測定

ソースプル測定はダイオードのような 1 ポートの非線形アクティブデバイスに対して行われ、入力パワーが最大となる条件を評価する[a2-3]-[a2-6]。ダイオードへのパワー入力が増大となると、高効率な整流回路が実現できる。ダイオードへ入力し整流されるパワー P_{in} は、入射パワー P_g と反射パワー P_{ref} の差であり、ダイオードの反射係数 Γ_{diode} 、ダイオードから見たソース反射係数 Γ_{source} を用いて式 (a2-1) で表される。さらに、 P_{in} が最大となるのは、 $\Gamma_{source} = \Gamma_{diode}^*$ (共役整合) が成り立つ時である。したがって、ダイオードへのパワー入力が増大になる整流回路を作製するためには、 Γ_{diode} を測定し、その共役と一致する Γ_{source} を持つ整合回路を作製すれば良い。

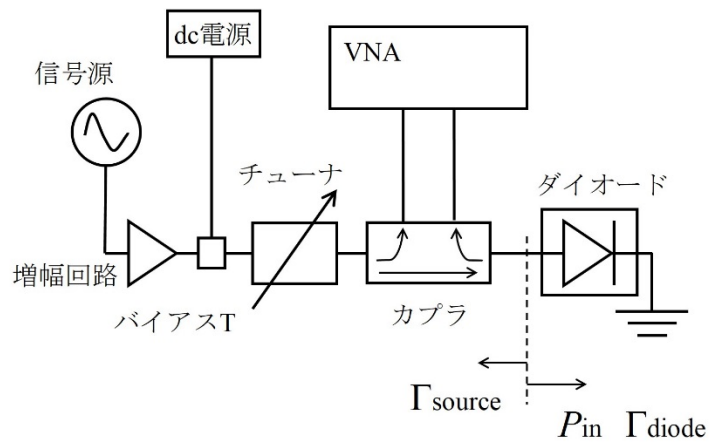
$$P_{in} = P_g - P_{ref} \propto \frac{1 - |\Gamma_{diode}|^2}{|1 - \Gamma_{diode}\Gamma_{source}|^2} \quad (a2-1)$$

ここで問題となるのは、 Γ_{diode} は非線形であり、ダイオードへ入力するパワーレベルと周波数に依存することである。そこで、整流回路を動作させるパワーレベルと周波数を事前に決定し、その条件の下で、全ての Γ_{source} に対して $P_g - P_{ref}$ を測定し、その中で $P_g - P_{ref}$ が最大となる Γ_{source} の点を探索するソースプル測定が有効になる。

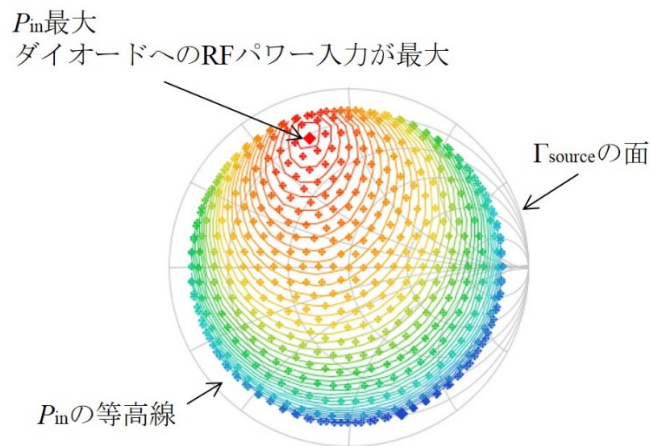
図 a2-2 (a) がソースプル (リアルタイム・パッシブ・ベクトルソースプル) 測定系の概念図である。信号源から伝播する基本波は、増幅回路でパワーレベルが上げられる。さらに、チューナを伝播し、カップラで一部のパワーを VNA へ分岐した後に、被測定ダイオードへ入射する。反射したパワーはカップラで VNA へ伝播させる。この系では、チューナの S パラメータを変化させることで、 Γ_{source} を変化させることができる。 $P_g - P_{ref}$ の測定には、VNA のレシーバを用いる。図 a2-2 (b) が測定結果の例である。 Γ_{source} の面に P_{in} の等高線が描かれ、 P_{in} が最大となる Γ_{source} を探索することができる。

ソースプル測定で得られる P_{in} が最大となる Γ_{source} を用いて、整流回路の設計を行う。方法の概念図が図 a2-2 (c) である。ダイオードを接続するポートから整合回路側を見た反射係数を測定で得られた Γ_{source} に一致させることで、ダイオードへの RF パワー入力が増大効率となる整流回路を実現できる。

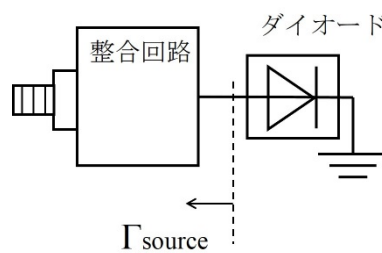
Γ_{diode} は入力パワーレベルや周波数に依存して変化する量のため、整流回路を動作させるパワーレベルや周波数を事前に決定し、それに合わせて測定環境を構築する必要がある。また、得られた測定データは整合回路の設計に直接活用するので、パワーレベルや周波数を変化させた場合のシミュレーションを行うことは困難である。



(a)



(b)



(c)

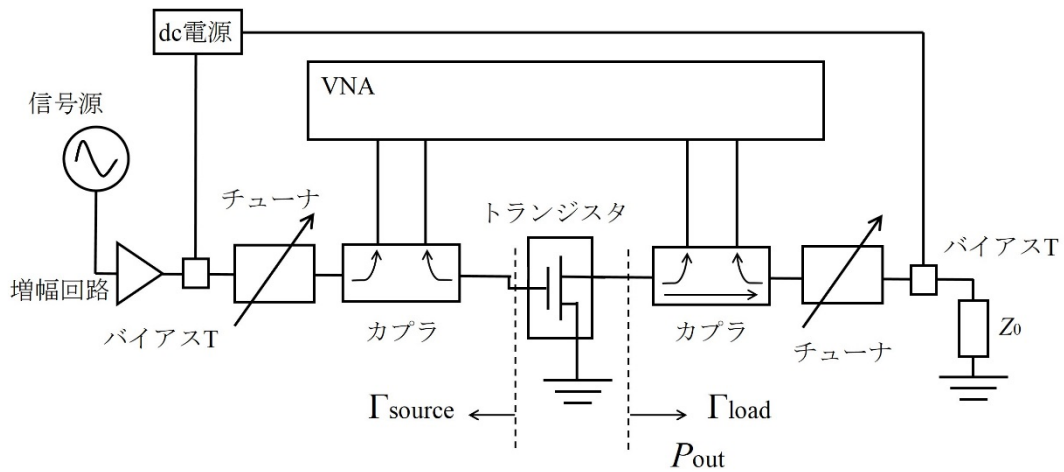
図 a2-2 : ソースプル測定系の概念図 (a)、測定結果の例 (b)、整流回路の設計方法 (c)

A2-3 : ソース/ロードプル測定

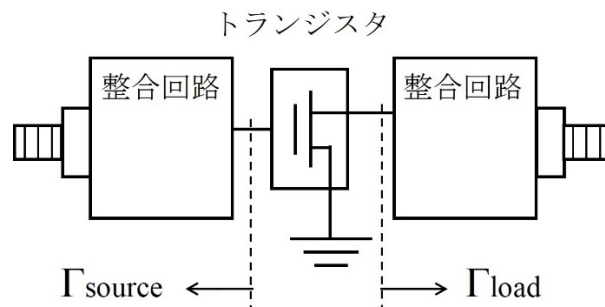
ソース/ロードプル測定は、トランジスタのような 2 ポートアクティブデバイスに対して

行われる [a2-3]-[a2-6]。原理はソースプルと同じで、出力パワーが最大となる時のロード反射係数とソース反射係数を評価する。このデータを用いて高効率増幅回路の設計が可能になる。ダイオード測定の問題と同様で、トランジスタの非線形性のため、RF 入力パワーレベルと周波数により、出力パワーが最大となるソースおよびロード反射係数が異なることが問題である。

図 a2-3 (a) がソース/ロードプル (リアルタイム・パッシブ・ベクトルソース/ロードプル) 測定系の概念図である。トランジスタの入力および出力ポートに接続したチューナでロード反射係数 Γ_{load} とソース反射係数 Γ_{source} を変化させながら出力パワー P_{out} を測定する。 P_{out} が最大となる Γ_{load} および Γ_{source} は、図 a2-3 (b) のようにして増幅回路の整合回路設計に用いることができる。



(a)



(b)

図 a2-3 : ロードプル測定系の概念図 (a) および増幅回路の設計方法 (b)

参考文献

第 1 章

- [1-1] 篠原真毅監修, “ワイヤレス給電技術の最前線 普及版,” シーエムシー, 2016 年.
- [1-2] 鈴木利和, 砂見幸之, “ロケットのワイヤハーネス削減とワイヤレス化開発構想,” 第 61 回宇宙科学技術連合講演会講演集, 2C05, 2017.
- [1-3] 久保田孝、他, “特集：小惑星探査機「はやぶさ 2」における電気技術,” 電気学会誌, vol. 138, no. 1, pp.8-28, 2018.
- [1-4] 伴弘司, 北沢祥一, 小林聖, “省資源・省エネに有効なワイヤレスハーネス技術,” 電子情報通信学会通信ソサイエティマガジン, vol.7, no.1, pp.25-32, 2013.
- [1-5] 石野祥太郎, “電力・通信ハーネスの無線化に向けた導波管革新技術,” MWE2017 Microwave Workshop Digest, pp.339-342, 2017.
- [1-6] 川崎繁男, “無線情報エネルギー伝送と RF ハーベスティング,” 電子情報通信学会誌, vol. 95, no. 9, pp.815-822, 2012.
- [1-7] 川崎繁男, “RF エネルギーハーベスタを用いた宇宙機内ワイヤレスセンサシステム～計測センサから無線環境発電へ～,” 計測と制御, 55 巻, 12 号, pp.1042-1047, 2016.
- [1-8] R. J. M. Vullers, R. V. C. Schaijk, H. J. Visser, J. Penders, and C. V. Hoof, “Energy Harvesting for Autonomous Wireless Sensor Networks,” IEEE Solid-State Circuits Magazine, vol. 2, no. 2, Spring 2010.
- [1-9] A. Costanzo and D. Masotti, “Smart Solutions in Smart Spaces,” IEEE Microwave Magazine, vol. 17, no. 5, May 2016.
- [1-10] H. V. Visse, *et al.*, “RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements,” Proceedings of the IEEE, vol.101, no.6, pp.1410-1423, Jun. 2013.
- [1-11] S. Yoshida, T. Noji, G. Fukuda, Y. Kobayashi, and S. Kawasaki, “Experimental Demonstration of Coexistence of Microwave Wireless Communication and Power Transfer Technologies for Battery-Free Sensor Network Systems,” International Journal of Antenna and Propagation. Vol. 2013, no. 357418, 2013.
- [1-12] S. Yoshida, N. Hasegawa, and S. Kawasaki, “The aerospace wireless sensor network system compatible with microwave power transmission by time- and frequency-division operations,” Wireless Power Transmission for Sustainable Electronics, vol. 2, no. 1, 00.3-14, 2015.
- [1-13] H. Sasaki, K. Nishikawa, S. Yoshida, and S. Kawasaki, “Modulated Scheme and Input Power

Impact on Rectifier RF-DC Efficiency for WiCoPT System,” Digest of Microwave Conference, 2015 European, Sep 2015.

[1-14] S. Kawasaki and A. Miyachi, “The Dawn of the New RF-HySIC Semiconductor Integrated Circuits: An Initiative for Hybrid ICs Consisting of Si and Compound Semiconductors,” IEICE Transactions on Electronics, vol. E99-C, no. 10, pp.1085-1093, Oct 2016.

[1-15] S. Kawasaki, R. Kishikawa, Y. Furuse, T. Nakaoka, S. Yoshida, K. Nishikawa, H. Seita, “C-band energy harvester by Si RFICs with GaN diodes for microwave power transfer,” Digest of 2017 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology, Aug 2017.

[1-16] S. Raman, T. H. Chang, C. L. Dohrman, and M. J. Rosker, “THE DARPA COSMOS PROGRAM: The Convergence of InP and Silicon CMOS Technologies for High-Performance Mixed-Signal,” Digest of 2010 International Conference on Indium Phosphide and Related Materials, May 2010.

[1-17] M. J. Rosker, “The DARPA Compound Semiconductors on Silicon (COSMOS) Program,” Digest of 2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, Oct 2008.

[1-18] D. S. Green, C. L. Dohrman, and T. H. Chang, “The DARPA Diverse Accessible Heterogeneous Integration (DAHI) Program: Status and Future Directions,” Digest of CS MANTECH Conference, May 2014.

[1-19] T. E. Kazior, “Beyond CMOS: heterogeneous integration of III-V devices, RF MEMS and other dissimilar materials/devices with Si CMOS to create intelligent microsystems,” Philosophical Transactions of Royal Society A, vol. 372, no.2012, Mar 2014.

第 2 章

[2-1] 篠原真毅監修, “ワイヤレス給電技術の最前線 普及版,” シーエムシー, 2016 年.

[2-2] “振動試験ハンドブック,” 宇宙航空研究開発機構, JERG-2-130-HB003 A.

[2-3] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Wiley, 2011.

[2-4] 橋本修, 川崎繁男, “新しい電波工学,” 培風館, 1998.

[2-5] 本城和彦, “超高周波エレクトロニクス入門,” 日刊工業新聞社, 1999 年.

[2-6] 小西良弘, “マイクロ波回路の基礎とその応用—基礎知識から新しい応用まで—,” 総合電子出版, 1990.

[2-7] R. J. Gutmann and J. M. Borrego, “Power Combining in an Array of Microwave Power Rectifiers.” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol.27, no.12, pp.958-968, 1979.

[2-8] N. Shinohara, “Rectennas for microwave power transmission,” IEICE Electronics Express, vol.10, no.12, pp.1-13, 2013.

[2-9] 天野浩, 福田大展, “天野先生の青色 LED の世界, 光る原理から最先端応用技術まで,”

講談社, 2015 年.

[2-10] 上田大介, “ワイドバンドギャップ半導体デバイスの基礎,” 2016 Microwave Workshop & Exhibition, 基礎講座, 神奈川, 日本, 2016 年 11 月.

[2-11] “財団法人新機能素子研究開発協会委託調査 GaN パワー用結晶材料・デバイスに関する技術調査報告書,” 株式会社旭リサーチセンター, 平成 19 年 3 月 30 日.

[2-12] 国立研究開発法人科学技術振興機構低炭素社会戦略センター, “低炭素社会の実現に向けた技術および経済・社会の定量的シナリオに基づくイノベーション政策立案のための提案書 技術開発編 GaN 系半導体デバイスの技術開発課題とその新しい応用の展望,” LCS-FY2016-PP-08, 2017 年.

[2-13] R. Quay, “Springer Series in Materials Science 96, Gallium Nitride Electronics,” Springer, 2008.

[2-14] 小林雄太, “GaN HEMT を用いた宇宙環境耐性に優れた小型軽量高効率な次世代宇宙用電力増幅回路に関する研究“, 総合研究大学院大学学位論文, 2013.

[2-15] Y. Kobayashi and S. Kawasaki, “X-band, 15-W-class, highly efficient deep-space GaN SSPA for PROCYON mission,” IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 52, no. 3, pp.1340-1351, Jun 2016.

[2-16] 横島一郎, “S パラメータ入門 高周波測定技術の基礎,” リアライズ・アドバンステクノロジー, 1997 年.

[2-17] V. Tappati, A. Ferrero, and M. Sayed, “The Cambridge RF and microwave engineering series, Modern RF and Microwave Measurement Techniques,” Cambridge, 2013.

[2-18] Keysight Technology, 2-Port and 4-Port PNA Network Analyzer Data Sheet and Technical Specifications, [Online]. Available: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N5221-90001.pdf>

第 3 章

[3-1] IEEE Standard for Precision Coaxial Connectors (DC to 100 GHz), IEEE Std. 287-2007, Sep. 2007.

[3-2] 伊藤康之, “PCB を用いた RF マイクロ波回路の基礎,” 科学情報出版, 2013 年.

[3-3] Rogers, [Online]. Available: <https://www.rogerscorp.com/index.aspx>

第 4 章

[4-1] G. D. Vendelin, A. M. Pavio, and U. L. Rohde, “Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques second edition,” Wiley-interscience, 2005.

[4-2] S. A. Maas, “Nonlinear Microwave and RF Circuits, Second edition,” ARTECH HOUSE, 2003.

- [4-3] 横島一郎, “S パラメータ入門 高周波測定技術の基礎,” リアライズ・アドバンスドテクノロジー, 1997 年.
- [4-4] J. P. Ao, K. Takahashi, N. Shinohara, N. Niwa, T. Fujiwara, and Y. Ohno, “S-parameter Analysis of GaN Schottky Diodes for Microwave Power Rectification,” Digest of 2010 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium, Nov 2010.
- [4-5] T. Kaho, R. Kishikawa, A. Miyachi, and S. Kawasaki, “Design of C-band Rectifier With Watt-class DC Output Using 0.18 μ m CMOS and GaN Diode,” Digest of 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference, May. 2016.
- [4-6] S. Kawasaki and A. Miyachi, “The Dawn of the New RF-HYSIC Semiconductor Integrated Circuit: An Initiative for Hybrid ICs Consisting Si and Compound Semiconductors,” IEICE on Transactions Electronics, vol. E99-C, no. 10, pp.1085-1093, Oct. 2016.
- [4-7] Keysight Technologies, [Online]. Available: <http://www.testequipmenthq.com/datasheets/Agilent-4155C-Datasheet.pdf>
- [4-8] K. Shimaoka, “A New Method for Measuring Accurate Equivalent Source Reflection Coefficient of Three-Port Devices,” Digest of 2010 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Jun 2010.
- [4-9] Gigalane, [Online]. Available: http://www.gigalane.co.kr/rf/down/2_PF&MWConnectors.pdf
- [4-10] 篠原真毅監修, “ワイレス給電技術の最前線 普及版,” シーエムシー, 2016 年.
- [4-11] S. Abbasian and T. Johnson, “High efficiency GaN HEMT class-F synchronous rectifier for wireless applications,” IEICE electronics express, vol. 12, no. 1, pp.20140952, 2015.
- [4-12] R. Ishikawa and K. Honjo, “Reversible High Efficiency Amplifier/Rectifier Circuit for Wireless Power Transmission System,” Proceeding of 2013 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, South Korea, Nov. 2013.
- [4-13] Y. Ohno, H. Itoh, R. Fujihara, and J. Ao, “Technologies for Wireless Charging in Microwave Cavity Box Using GaN Schottky Barrier Diode,” Proceeding of 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference, Portugal, May. 2016.
- [4-14] M. Kumar and P. Duraiswamy, “On the Optimization of GaN Schottky Diode Rectifier Circuit Topologies for High Efficiency Wireless Power Transmission,” Proceeding of 2016 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference, India, Dec. 2016.

第 5 章

- [5-1] S. Yoshida, T. Noji, G. Fukuda, Y. Kobayashi, and S. Kawasaki, “Experimental Demonstration of Coexistence of Microwave Wireless Communication and Power Transfer Technologies for Battery-Free Sensor Network Systems,” International Journal of Antenna and Propagation. Vol. 2013, no.

357418, 2013.

補遺 1

- [a1-1] 横島一郎, “S パラメータ入門 高周波測定技術の基礎,” リアライズ・アドバンステクノロジー, 1997 年.
- [a1-2] 岩崎俊, “電磁波計測—ネットワークアナライザとアンテナ,” コロナ社, 2007 年.
- [a1-3] D. K. Rytting, “Calibration and Error Correction Technique for Network Analysis,” presented at IEEE MTT/ED Seminar, 2005.
- [a1-4] D. K. Rytting, “Network Analyzer Accuracy Overview,” presented at 58th IEEE ARFTG Microwave Measurement Conference, Nov. 2001.
- [a1-5] D. Rytting, “Network Analyzer Error Models and Calibration Methods,” presented at 58th IEEE ARFTG Microwave Measurement Conference, Nov. 2001.

補遺 2

- [a2-1] 石川亮, “基礎から学ぶマイクロ波電力増幅器設計—高効率化—,” MWE2016 Microwave Workshop Digest, pp.245-254, 2016.
- [a2-2] 本城和彦, “マイクロ波増幅器の基礎—基本原理から最新の話まで—,” MWE2017 Microwave Workshop Digest, pp.249-258, 2017.
- [a2-3] R. S. Tucker and P. D. Bradley, “Computer-aided Error Correction of Large-signal Load-pull Measurements,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol.32, no.3, pp.296-300, 1984.
- [a2-4] F. M. Ghannouchi and M. S. Hashmi, “Springer Series in Advanced Microelectronics 32, Load-Pull Techniques with Applications to Power Amplifier Design,” Springer, 2013.
- [a2-5] A. Ferrero and M. Pirola, “Harmonic Load-Pull Techniques: An overview of Modern Systems,” IEEE Microwave Magazine, vol. 14, no. 4, pp.116-123, Jun 2013.
- [a2-6] D. Poulin, “Load-Pull Measurement of Load Impedance of High Power Devices,” Hewlett Packard.

謝辞

本研究を進め、学位論文をまとめるにあたり、総合研究大学院大学物理科学研究科宇宙科学専攻 川崎繁男教授には多くのご指導とご助言をいただきました。ハイパワー電子回路の研究という学術的、技術的な観点からだけでなく、実際の宇宙応用への展開を見据えた研究を推進することが重要であると教えていただきました。これは、宇宙航空研究開発機構で研究することで得られる最も貴重な経験であったと思います。心より御礼申し上げます。

鹿児島大学 西川健二郎教授、上智大学 中岡俊裕教授、宇宙科学研究所 山本善一教授、松原英雄教授には、学位の審査において有意義なご助言をいただきました。様々な分野の専門家である皆様のご助言により、本研究をまとめることができました。ここに厚く御礼申し上げます。

総合研究大学院大学 林大介氏には、測定や回路設計でご助言をいただきました。また、同じ研究室に所属する社会人学生として支えていただきました。宇宙科学研究所（現 国立天文台）宮地晃平氏、松野下誠氏、正光義則氏には、回路作製でご支援いただきました。株式会社ユー・エム・サービス（現 株式会社光電製作所）の清田春信氏には、デバイス測定や回路設計をご指導いただきました。日本電信電話株式会社 加保貴奈氏には、回路設計等でご指導いただきました。鹿児島大学 吉田賢史助教には、ハイパワー測定の基本をご指導いただきました。上智大学 古瀬結貴氏、野中奈央氏、薮田直人氏、パクヒョソン氏、近藤諒佳氏、岡山大学 中野裕貴氏、首都大東京 鳥阪綾子助教、西井直輝氏、東京大学 松浦賢太郎氏には、回路作製をはじめ日々の研究でご支援をいただきました。京都大学 長谷川直輝氏には、測定器に関してご助言をいただきました。皆様のご支援に心から感謝いたします。

本研究で重要な GaN ダイオードを供給していただいた住友電気工業株式会社の皆様には、心より御礼申し上げます。

また、産業技術総合研究所物理計測標準研究部門電磁気計測研究グループ、高周波標準研究グループ、電磁界標準研究グループの皆様には、日々の研究や業務を支援していただき、学生生活との両立を支えていただきました。ここに、深く御礼申し上げます。

ハヤシレピック株式会社 信太正明氏には、筆者が産業技術総合研究所に入所した際に RF 精密測定の基礎をご指導いただきました。その時の経験が本研究にも繋がっております。心より感謝いたします。

最後に、私事にわたることをご容赦願ひ、研究者としても家族としても支えていただいた島岡一博さんと、暖かく見守っていただいた玄海のどかさんに深い感謝を申し上げ、本学位論文の謝辞といたします。

成果リスト

【論文、筆頭】

岸川諒子, 川崎繁男, “GaN と Si の異種半導体を混成させた宇宙用整流回路の開発,” 電子情報通信学会論文誌 C, vol. J100-C, no.12, pp.561-568, Nov. 2017.

【国際学会、筆頭】

Ryoko Kishikawa and Shigeo Kawasaki, “The C-band HySIC Rectifier for RF Energy Harvesting in a Spacecraft,” 2018 Asia-Pacific Microwave Conference, Kyoto, Japan, Nov. 2018.

Ryoko Kishikawa, Harunobu Seita, Akihira Miyachi, Yuki Furuse, Toshiya Nakaoka, Satoshi Yoshida, Kenjiro Nishikawa, Masahiro Horibe, and Shigeo Kawasaki, "Hybrid Semiconductor Integrated Rectifier for Wireless Power Transmission into Spacecraft," 2017 Wireless Power Transfer Conference, Taipei, Taiwan, May. 2017.

Ryoko Kishikawa, Masahiro Horibe, and Shigeo Kawasaki, "Uncertainty of Parameter Estimation in Equivalent Circuit Model of Gallium Nitride Diode for Rectifier Design at 5.8 GHz", 2016 88th ARFTG Microwave Measurement Conference, Austin, USA, Dec. 2016.

Ryoko Kishikawa, Masahiro Horibe, Akihira Miyachi, Makoto Matsunoshita, and Shigeo Kawasaki, "Uncertainty Estimation for Gallium Nitride Diode Model based on VNA Measurement at 5.8 GHz," 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, Canada, Jul. 2016.

Ryoko Kishikawa, Masahiro Horibe, and Shigeo Kawasaki, "GaN Diode Measurement for Rectifier Design at 5.8 GHz," 2016 Thailand-Japan Microwave, Bangkok, Thailand, Jun. 2016.

【国際学会、非筆頭】

Shigeo Kawasaki, **Ryoko Kishikawa**, Yuki Furuse, Toshihiro Nakaoka, Satoshi Yoshida, Kenjiro Nishikawa, and Harunobu Seita, “C-band energy harvester by Si RFICs with GaN diodes for microwave power transfer,” 2017 International Symposium on Radio-Frequency Integration

Technology, San Francisco, Korea, Aug.-Sept. 2017.

Satoshi Yoshida, Akihira Miyachi, **Ryoko Kishikawa**, Masahiro Horibe, Kenjiro Nishikawa, and Shigeo Kawasaki, “C Band GaN Diode Rectifier with 3W DC Output for High Power Microwave Power Transmission Applications,” International Microwave Symposium 2016, San Francisco, USA, May. 2016.

Takana Kaho, **Ryoko Kishikawa**, Akihira Miyachi, and Shigeo Kawasaki, “Design of C-band Rectifier with Watt-class DC Output Using 0.18 μ m CMOS and GaN Diode,” 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference, Aveiro, Portugal, May. 2016.

【国内学会、筆頭】

岸川諒子, 林大介, 古瀬結貴, 中岡俊裕, 堀部雅弘, 川崎繁男, “損失解析に基づく異種半導体混成整流回路の高効率化の検討”, 2018年電子情報通信学会総合大会, 東京, 日本, 2018年3月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 川崎繁男, “GaNデバイスおよび回路のマイクロ波特性の計測”, 2017年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2018年2月.

岸川諒子, 林大介, 川崎繁男, “宇宙情報通信エネルギー技術による高性能半導体集積回路モジュール”, 第18回宇宙科学シンポジウム, 神奈川, 日本, 2018年1月.

岸川諒子, 古瀬結貴, 中野裕貴, パクヒョソン, 野中菜央, 藪田直人, 堀部雅弘, 中岡俊裕, 藤森和博, 川崎繁男, “無線電力伝送技術による宇宙機内センサシステムのオールワイアレス化に向けた半導体集積整流回路の開発”, 第61回宇宙科学技術連合講演会, 新潟, 日本, 2017年10月.

岸川諒子, 清田春信, 林大介, 吉田賢史, 西川健二郎, 古瀬結貴, 中岡俊裕, 堀部雅弘, 宮地晃平, 川崎繁男, “異種半導体混成整流器モデル化のための高周波非線形計測”, 2017年電子情報通信学会総合大会, 名古屋, 日本, 2017年3月.

岸川諒子, 清田春信, 林大介, 吉田賢史, 西川健二郎, 古瀬結貴, 中岡俊裕, 竹内浩造, 土屋佑太, 鈴木浩一, 堀部雅弘, 宮地晃平, 川崎繁男, “宇宙機内ワイアレスセンサ用 HySIC 整流器の実現に向けた高周波非線形計測と回路設計”, 第17回宇宙科学シンポジウム, 神奈川,

日本, 2017 年 1 月.

岸川諒子, 川崎繁男, 堀部雅弘, “窒化ガリウムダイオードの精密測定と整流器設計における活用”, 2016 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2017 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 宮地晃平, 松野下誠, 川崎繁男, “精密計測結果に基づく窒化ガリウムダイオードモデルの検討,” 2016 年電子情報通信学会総合大会, 福岡, 日本, 2016 年 3 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 宮地晃平, 松野下誠, 川崎繁男, “宇宙ナノエレクトロニクス研究開発のための高周波計測技術”, 第 3 回宇宙ナノエレクトロニクスワークショップ, 神奈川, 日本, 2016 年 3 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 宮地晃平, 松野下誠, 川崎繁男, “高精度な高周波計測のための計測システムの開発,” 第 16 回宇宙科学シンポジウム, 神奈川, 日本, 2016 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 川崎繁男, “窒化ガリウム半導体デバイスの高周波伝送特性評価,” 2015 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2016 年 1 月.

【国内学会、非筆頭】

野中菜央, 藪田直人, 中野裕貴, 古瀬結貴, 近藤諒佳, パクヒョソン, 中岡俊裕, 内海淳, 岸川諒子, 正光義則, 川崎繁男, “CPW を用いた混成半導体集積回路 HySIC 整流回路の試作,” 2018 年電子情報通信学会総合大会, 東京, 日本, 2018 年 3 月.

中岡俊裕, 古瀬結貴, 近藤諒佳, 野中菜央, パクヒョソン, 藪田直人, 内海淳, 岸川諒子, 正光義則, 川崎繁男, “宇宙ナノエレクトロニクス CR のプロセス装置を用いた混成半導体集積回路 HySIC 整流回路の試作,” 第 18 回宇宙科学シンポジウム, 神奈川, 日本, 2018 年 1 月.

鳥阪綾子, 西井直輝, 中野裕貴, 藤森和博, 岸川諒子, 須田保, 加藤礼, 川崎繁男, “宇宙機搭載用小型薄型アクティブ集積アンテナの研究,” 第 18 回宇宙科学シンポジウム, 神奈川, 日本, 2018 年 1 月.

古瀬結城, 岸川諒子, 川崎繁男, 清田春信, 藪田直人, 野中菜央, パクヒョソン, 中岡俊裕, “混成半導体集積回路 HySIC による RF エナジーハーベスタの検討,” 2017 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 東京, 日本, 2017 年 9 月.

林大介, 岸川諒子, 古瀬結貴, 中岡俊裕, 川崎繁男, “X 帯固体化レーザー用高出力小型 GaN 増幅器の試作,” 2017 年電子情報通信学会総合大会, 名古屋, 日本, 2017 年 3 月.

* 本学位論文関連以外

【論文、筆頭】

Ryoko Kishikawa, “Simple Comparison Method for Impedance Measurement of Artificial Mains Network with CISPR 16-1-2 Standard,” IEICE Transactions on Communications, vol.E102-B, no.2, Feb. 2019.

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, “A New Method for Calibrating Impedance of Artificial Mains Network,” IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol.60, no.4, pp.822-828, Sep. 2017.

Ryoko Kishikawa, Shintaro Nakamura, Keiko Sato, and Masahiro Horibe, "Coaxial Connector Conversion Method for Traceable Scattering Parameter Measurement," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.66, no.6, pp.1566-1571, Jun. 2017.

Ryoko Kishikawa, Masaaki Shida, and Masahiro Horibe, "Establishment of S-parameter Traceability for 3.5 mm Coaxial Lines from 10 MHz to 100 MHz," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.62, no.6, pp.1847-1852, Jun. 2013.

【論文、非筆頭】

Masahiro Horibe, Kazuhiro Shimaoka, Katsumi Fujii, Anton Widarta, Hitoshi Iida, and Ryoko Kishikawa, "Standards Research in Japan: Latest Development of Millimeter-Wave and Submillimeter-Wave Measurements," IEEE Microwave Magazine, vol.14, no.7, pp.59-66, Nov.-Dec. 2013.

Masahiro Horibe and Ryoko Kishikawa, “Metrological Traceability in Waveguide S-parameter Measurements at 1.0 THz Band,” IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.62, no.6, pp.1814-1820, Feb, 2013.

Wataru Makino, **Ryoko Kishikawa**, Makito Mizoshiri, Shinichi Takeda, and Makoto Yao, "Viscoelastic Properties of Room Temperature Ionic Liquids," The Journal of Chemical Physics, vol.129, 104510, Jun. 2008.

【国際学会、筆頭】

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "1-port Vector Network Analyzer Calibration Technoque Using Three Lines," 2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Paris, France, Jul. 2018.

Ryoko Kishikawa, Shintaro Nakamura, Keiko Sato, and Masahiro Horibe, "Metrological Connector Conversion Technique for Scattering Parameter Calibration," 2016 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Ottawa, Canada, Jul. 2016.

Ryoko Kishikawa, "Metrology Standard and Measurement Technique for Impedance at RF Region," 2015 Emerging Scientist Workshop, Daejon, Korea, Aug. 2015.

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "Impact of Adaptor on Impedance Measurement at RF Frequency," 2015 Thailand-Japan Microwave, Bangkok, Thailand, Jun. 2015

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "Establishment of New Method for Calibrating Impedance of Test Instrument with Vector Network Analyzer," 2014 Thailand-Japan Microwave, Bangkok, Thailand, Nov. 2014.

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "Analysis of Connector Effects for 2.92 mm Coaxial Lines," 2014 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Rio de Janeiro, Brazil, Aug. 2014.

Ryoko Kishikawa, "Metrological Standard and Measurement for S-parameters at NMIJ," 2013 Asia Pacific Metrology Programme, Taipei, Taiwan, Nov. 2013.

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "Metrological Standard for 2.92 mm Coaxial Lines," 2013 Asia-Pacific Radio Science Conference, Taipei, Taiwan, Sep. 2013.

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, "Development of S-parameter Standard for Coaxial 3.5 mm Connectors in the Frequency Range from 10 MHz to 100 MHz," 2012 Conference on Precision

Electromagnetic Measurements, Washington DC, USA, Jul. 2012.

【国際学会、非筆頭】

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Metrological Traceability of Scattering Parameter up to 18 GHz for BNC 75-ohms Connector,” 2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Paris, France, Jul. 2018.

Shintaro Nakamura, **Ryoko Kishikawa**, Keiko Sato, and Masahiro Horibe, “Connector Conversion Technique for General-Purpose Connectors in S-parameter Calibration,” 2016 URSO Asia-Pacific Radio Science Conference, Seoul, Korea, Aug. 2016.

Masahiro Horibe, Masaaki Shida, and **Ryoko Kishikawa**, “Complete Characterization for Vector Network Analyzer in the Range of Millimeter and Sub-millimeter Wave Frequencies,” 2010 76th ARFTG Microwave Measurement Conference, Clearwater, USA, Nov. 2016.

Masahiro Horibe, **Ryoko Kishikawa**, and Yuto Kato, “Comparing Measurement Results between Waveguide Vector Network Analyzer Measurement System with Different Cable Setup,” 2015 Thailand-Japan Microwave, Bangkok, Thailand, Aug. 2015.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Measurement Uncertainty in Waveguide VNA Calibrated by Offset Short Calibration with Oversized Waveguide Aperture at Sub-millimeter Wave Frequency,” 2014 84th ARFTG Microwave Measurement Conference, Boulder, USA, Dec. 2014.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Error in Phase Verification Results for Vector Network Analyzer Measurements in Coaxial Line System” 35th Progress in Electromagnetics Research Symposium 2014, Guangzhou, China, Aug. 2014.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Design of Two-port Verification Devices for Reflection Measurement in Waveguide Vector Network Analyzers at Millimeter and Sub-millimeter Wave Frequencies,” 2014 83rd ARFTG Microwave Measurement Conference, Tampa Bay, USA, Jun. 2014.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Impact of Waveguide Flange Performance to Vector Network Analyzer Measurement Accuracy in the Terahertz Frequency Band,” 7th Global Symposium on Millimeter-Waves 2014, Seoul, Korea, May. 2014.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Investigation of Capability of Connection Repeatability for Waveguide with Different Size Apertures,” 2013 82nd ARFTG Microwave Measurement Conference, Columbus, USA, Nov. 2013.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Confidence of Waveguide Line as Measurement Standard for Scattering Parameter in the Frequency Range of W-band and D-band,” 2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Mainz, Germany, Sep. 2013.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Characterization of Quarter Wavelength Line as Measurement Standard for Scattering Parameter in the Frequency Range of W-band and D-band,” 2013 38th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves, Mainz, Germany, Sep. 2013.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Comparing Accuracy of Waveguide VNA Measurement Calibrated by TRL Calibration Using Different Length of Line Standard in Terahertz Band,” 2013 81st ARFTG Microwave Measurement Conference, Seattle, USA, Jun. 2013.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Measurement Techniques in Waveguide Vector Network Analyzers at Sub-millimeter and Terahertz Frequencies,” 2012 Thailand-Japan Microwave, Bangkok, Thailand, Aug. 2012.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Traceability to National Standards for S-parameter Measurements in Waveguide at 1.1 THz,” 2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements, Washington DC, USA, Jul. 2012.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Performance of New Design of Waveguide Flange for Measurements at Frequencies from 800 GHz to 1.05 THz,” 2012 79th ARFTG Microwave Measurement Conference, Montreal, Canada, Jun. 2012.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Establishment of S-parameter Standards of Rectangular Waveguide at Millimeter-wave at THz Frequencies,” 31st Progress in Electromagnetics Research Symposium 2012, Kuala Lumpur, Malaysia, Mar. 2012.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Accurate Measurement Standards and Calibration

Techniques for S-parameter Measurements in Coaxial Line System at Millimeter Wave Frequency,”
31st Progress in Electromagnetics Research Symposium 2012, Kuala Lumpur, Malaysia, Mar, 2012.

Masahiro Horibe and **Ryoko Kishikawa**, “Evaluation of Complex Residual Error in Vector Network Measurement System in the Range of Millimeter-wave and Submillimeter-wave Frequencies,” 2011 77th ARFTG Microwave Measurement Conference, Baltimore, USA, May, 2011.

【国内学会、筆頭】

岸川諒子, 小曾根宏樹, 森雅文, 鈴木一成, 信太正明, 堀部雅弘, “擬似電源回路網の自動校正装置の開発,” 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 茨城, 日本, 2016年9月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “同軸線路コネクタ形状の高精度変換技術に関する検討,” 2015年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 宮城, 日本, 2015年9月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “擬似電源回路網インピーダンスに関する新しい適合性判定 —測定器に対する厳密な評価なしに信頼性の高い結果を得る方法—,” 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 東京, 日本, 2015年5月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “インピーダンス測定における精密同軸-電源プラグ変換アダプタの影響,” 2014年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2015年1月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “擬似電源回路網に対する国家計量標準にトレーサブルなインピーダンス校正方法の開発,” 2014年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2015年1月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 鈴木一成, 小曾根宏樹, 信太正明, “インピーダンス測定における電源プラグ-同軸変換アダプタの影響,” 2014年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 徳島, 日本, 2014年9月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “専用仲介器による擬似電源回路網のトレーサブルなインピーダンス校正,” 2014年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 徳島, 日本, 2014年9月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “VNAによるインピーダンス測定で生じる偏差の評価方法,” 2014年電子情報通信学会総合大会, 新潟, 日本, 2014年3月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “専用仲介器を用いた擬似電源回路網のトレーサブルな校正方法の開発とその応用,” 2013 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2014 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “S パラメータ標準の開発と供給,” 2013 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2014 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “インピーダンス測定結果に附随する不確かさの評価方法,” 2013 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 福岡, 日本, 2013 年 9 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “同軸 2.92 mm の S パラメータ標準開発,” 2013 年電子情報通信学会総合大会, 岐阜, 日本, 2013 年 3 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “EMC 試験機器に対する高周波インピーダンス校正技術の開発,” 2012 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2013 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, “10 MHz から 100 MHz における同軸高周波インピーダンス標準の開発,” 2012 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2013 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “EMC 試験機器に対する新しい校正方法の提案,” 2012 年電子情報通信学会総合大会, 岡山, 日本, 2012 年 9 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “擬似電源回路網の適合性評価に向けた測定技術開発 —信頼性の高い測定結果を得るための体系構築—,” 電子情報通信学会環境電磁工学研究会, 東京, 日本, 2012 年 3 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “擬似電源回路網に関する新しい適合性判定方法と計量トレーサビリティ,” 2011 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2012 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, 野田一房, “ミリ波帯における新しいフランジ形状の接続再現性評価,” 2011 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 北海道, 日本, 2011 年 9 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “ベクトル法による導波管 WR-10 ベクトルネットワークアナライザの残留方向性評価,” 2011 年電子情報通信学会総合大会, 東京, 日本, 2011 年 3 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “導波管計量標準の現状報告,” 2010 年度計量標準総合センタ

一成果発表会, 茨城, 日本, 2011 年 1 月.

岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “S パラメータ標準器としての導波管形状の検討,” 2010 年度計量標準総合センター成果発表会, 茨城, 日本, 2011 年 1 月.

【国内学会、非筆頭】

堀部雅弘, 岸川諒子, 加藤悠人, “ミリ波・テラヘルツ導波管ベクトルネットワークアナライザにおけるケーブル特性の影響,” 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 東京, 日本, 2015 年 5 月.

中嶋大介, 岸川諒子, 堀部雅弘, 小曾根宏樹, “擬似電源回路網の CISPR 規格適合性簡易判定,” 2014 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 徳島, 日本, 2014 年 9 月.

堀部雅弘, 岸川諒子, “ミリ波・サブミリ波帯における方形導波管の高精度接続技術,” 2014 年電子情報通信学会総合大会, 新潟, 日本, 2014 年 3 月.

中嶋大介, 岸川諒子, 堀部雅弘, 信太正明, “擬似電源回路網の適合性判定用インピーダンス素子の試作,” 2012 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 富山, 日本, 2012 年 9 月.

堀部雅弘, 岸川諒子, 加藤悠人, 飴谷充隆, “同軸 S パラメータ方誘電率測定における VNA 測定不確かさの影響の考察,” 2012 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 富山, 日本, 2012 年 9 月.

堀部雅弘, 岸川諒子, “適合性判定を目的とした EMC 試験機器の校正技術,” 2012 年電子情報通信学会ソサイエティ大会, 富山, 日本, 2012 年 9 月.

堀部雅弘, 岸川諒子, “ミリ波・サブミリ波領域の高精度導波管ベクトルネットワークアナライザ測定技術開発,” 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 佐賀, 日本, 2012 年 3 月.

【特許】

ベクトルネットワークアナライザを用いた反射係数の測定方法, 特願 2018-107017.

【著書】

岸川諒子, “擬似電源回路網の自動校正システム,” 産総研の中小企業・中堅企業への技術支援成果事例集 (第3集), 2018年.

岸川諒子, “擬似電源回路網のインピーダンス校正技術,” 産総研 today, 2013年.

岸川諒子, “高周波インピーダンスの標準と計測方法に関する調査研究,” 計量標準報告, vol.8, no.3, pp.333-348, 2011年9月.

【プレス発表】

“EMC試験で用いる擬似電源回路網を簡単に校正できる技術を開発 —電子機器の安全性確認の効率化に貢献—,” 2016年4月19日.

【受賞】

Best Presentation Award (Thailand-Japan Microwave 2014).

【招待講演】

Ryoko Kishikawa and Masahiro Horibe, “Establishment of New Method for Calibrating Impedance of Test Instrument with Vector Network Analyzer” 2015年電子情報通信学会総合大会, 滋賀, 日本, 2015年3月.

【講演】

岸川諒子, “ベクトルネットワークアナライザ計測の基礎と応用,” 2017 Microwave Workshop & Exhibition, 基礎講座, 神奈川, 日本, 2017年11月.

岸川諒子, 信太正明, 堀部雅弘, “擬似電源回路網のトレーサブルな校正,” 第14回高周波クラブ会合, 大阪, 日本, 2013年2月.