

東京大学 大学院新領域創成科学研究科
基盤科学研究系
先端エネルギー工学専攻

平成 28 年度

修士論文

ミリ波無線電力伝送に向けた
MEMS 整流回路及びフィンラインの開発

2017 年 1 月 30 日提出
指導教員 小紫 公也 教授

47156081 畠山 湧

目次

第1章	序論	1
1.1.	研究背景	1
1.1.1.	近年の無線電力伝送	1
1.1.2.	無線電力伝送の方式	1
1.1.3.	ミリ波帯を用いた無線電力伝送	3
1.2.	ミリ波帯無線電力伝送の課題と本研究の目的	4
第2章	基礎理論	5
2.1.	電磁波の伝播	5
2.1.1.	空間中の伝播	5
2.1.2.	導電媒質中の伝播	6
2.2.	導波路	8
2.2.1.	導波管	8
2.2.2.	マイクロストリップライン (MSL)	11
2.3.	伝送線理論と S パラメータ	12
2.3.1.	伝送線理論	12
2.3.2.	S パラメータ	15
2.4.	レクテナ	16
2.5.	整流回路	17
2.5.1.	MSL 上での損失	18
2.6.	モード変換回路	19
2.6.1.	SMA コネクタ	19
2.6.2.	GSG プローブ	20
第3章	フィンラインの作製と透過効率の測定	21
3.1.	MEMS 作製法を使用した回路作製	21
3.2.	電磁界シミュレータ	26
3.3.	発振器と測定機器較正	27
3.4.	フィンライン透過効率の測定	34
3.4.1.	フィンライン	34
第4章	整流回路の作製と整流効率測定	41
4.1.	ダイオード直列挿入型整流回路	41
4.2.	フィンライン・シングルシャント統合整流回路の検討	51
4.2.1.	シングルシャント整流回路	51
第5章	結論	57

参考文献	58
謝辭	60

図 1	Stanford 大学での医療用無線電力伝送の例[1]	1
図 2	送電電力と送電距離に対する最適電力送電手法	2
図 3	94GHz 対応レクテナの開発例[5]	4
図 4	導波管の座標系	8
図 5	導波管内部の主要モード[7]	10
図 6	MSL の概要	11
図 7	伝送線路の等価回路	12
図 8	ZLで終端された無損失回路	14
図 9	N ポート回路	15
図 10	レクテナの構成	16
図 11	入力電力と RF-DC 変換効率の関係[17]	17
図 12	準 TEM モードと表面波モード比較	18
図 13	SMA コネクタ実装回路[8]	19
図 14	SMA コネクタ部分断面図	19
図 15	GSG プロブ[18]	20
図 16	回路作製手順	22
図 17	シリコンマスク作製手順	22
図 18	高速電子線描画装置 (F5112+VD01)	23
図 19	DRIE 装置 (MUC21-ASE Pegasus)	23
図 20	高真空蒸着装置	24
図 21	膜厚計測器	25
図 22	フリップチップボンダー	25
図 23	使用した発振器とヘテロダイン検波器	27
図 24	発振器・検波器の構成	28
図 25	較正試験に使用した系	29
図 26	発振器背後の減衰率調整ダイヤル	29
図 27	発振器のダイヤル部分と実際に得られた減衰率	30
図 28	実験装置の概念図	32
図 29	ヘテロダイン検波器に入射する電力と観測された電圧振幅の関係	33
図 30	Meier らが提案するフィンラインモデル[15]	34
図 31	Finline の構成と電場の移り変わり	35
図 32	シミュレーションの回路構成	36
図 33	回路全体での S21 パラメータと周波数の関係	36
図 34	EMPro を用いたフィンライン部分の電場遷移の可視化 (位相差 120° 時)	37
図 35	フィンライン透過効率測定用回路	39
図 36	フィンライン効率測定用試験構成	39

図 37	フィンライン回路入力電力とフィンライン一つあたりの透過効率	40
図 38	実際に作製した整流回路の構成	42
図 39	フィンラインと改良した整流回路	43
図 40	整流回路の組み立て	43
図 41	実験装置全体像	44
図 42	入力電力と効率の関係	45
図 43	高調波抑制のためのスタブを細くした回路	46
図 44	シミュレーションしたテーパ有り・無しバンドパスフィルタ	47
図 45	バンドパスフィルタと S パラメータの関係	47
図 46	スタブ部分を細くした回路の入力電力と効率の関係	48
図 47	スタブ部分を細くした回路の入力電力と整流後電力の関係	48
図 48	負荷抵抗と効率の値の関係	49
図 49	先行研究との周波数と出力電力の関係の比較	50
図 50	先行研究との周波数と効率の関係の比較	50
図 51	シングルシャント型整流器	51
図 52	F 級負荷時のダイオードにかかる理想的な電圧と電流波形	52
図 53	F 級負荷部分の S_{11} と S_{21}	53
図 54	高周波帯におけるキャパシタの等価回路	54
図 55	理想的なキャパシタと等価回路のインピーダンス比較	54
図 56	$\lambda g/2$ 共振器型バンドパスフィルタ	55
図 57	線路間幅と S_{11} の関係	55
図 58	線路間幅と S_{21} の関係	56
図 59	シングルシャント型整流器整流効率	56

表目次

表 1	発振器・検波器の概要.....	27
表 2	ダイヤルに記載された減衰率と実験で得られた減衰率.....	30
表 3	較正で用いた試験系の設定.....	31
表 4	MA4E1310 諸元.....	41
表 5	先行研究との使用周波数・整流電力・整流効率の比較.....	49

第1章 序論

1.1. 研究背景

1.1.1. 近年の無線電力伝送

近年, 従来の有線による給電の制約を解消するために, 世界中の多くの研究機関で無線による電力伝送が研究されている. また, 近年の全てのものがインターネットに接続される時代 (IoT: Internet of Things) の到来も無線電力伝送の研究に拍車をかけている. 現在, Wi-Fi や Bluetooth を使用し, 無線で様々なセンサのデータを世界中から集めることができるため給電線の制約をなくすことで, よりセンサの配備位置をフレキシブルに策定することが可能となる.

Stanford 大学においては心臓のペースメーカーに超小型の無線給電モジュールを付けることで患者の体に負担を強いることになる医療デバイスのサイズを低減する研究が行われている[1]. 無線電力伝送は地球上だけではなく, 地球周回軌道を回る衛星間でも使用が考えられている. 太陽電池パネルから得られる限られた電力だけでなく, 発電用の衛星と電気を受け取る衛星とを分けることで小型衛星に対しても十分な電力を送電する計画がなされている[2]. このように無線電力伝送は人体から宇宙へと至るまで我々の生活を豊かにするためのインフラになる可能性を秘めている.

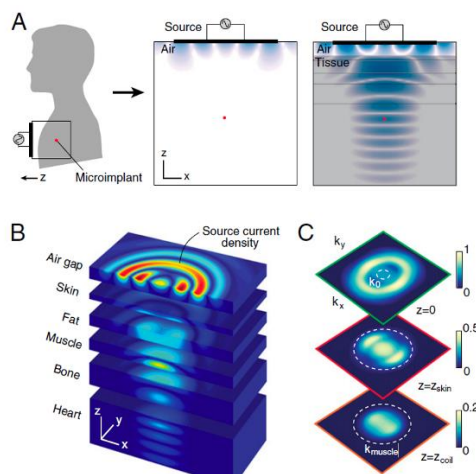


図 1 Stanford 大学での医療用無線電力伝送の例[1]

1.1.2. 無線電力伝送の方式

無線電力伝送には送電する距離と電力に応じて最適な送電方法が存在する. 図 2 に送電電力と送電距離に対しての主な最適電力送電手法を示す. 最適電力送電とはある送電距離と送電電力を定めた際の最も効率の良い送電手法のことを示す. 以下にそれぞれの送電手法と特徴を簡単にまとめる.

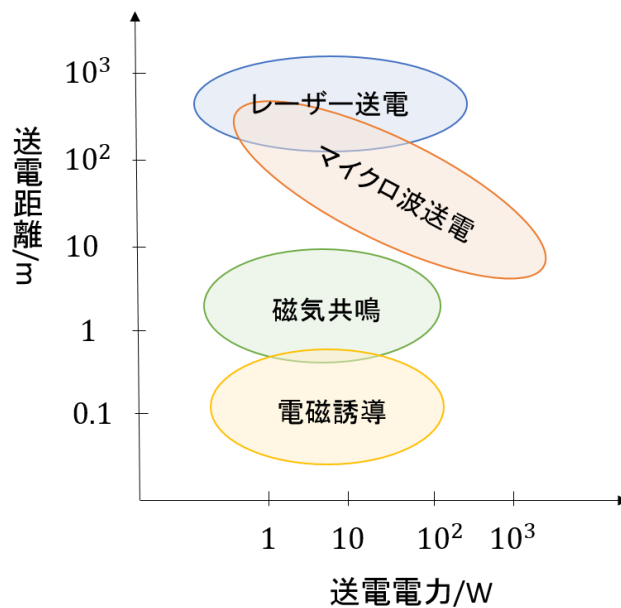


図 2 送電電力と送電距離に対する最適電力送電手法

■ 電磁誘導方式

電磁誘導方式はファラデーの法則にのっとり比較的簡素な送電方式であり、携帯電話の無線充電モジュールにも採用されている Qi 方式[3]もこの送電方式を利用している。原理としては対になっている片方のコイルの中心を通る磁束を時間変化させることで中心の磁束を変化させ、もう片方のコイルの中心を通る磁束を変化させ、電力伝送を行う。簡素な送電方式ゆえに様々な応用がされているが、送電可能距離は数 cm までと狭く、またコイルの位置が左右にずれてしまうことで送電効率が悪くなるといった欠点も有している。

■ 磁気共鳴無線電力伝送

磁気共鳴無線電力伝送とは、共振周波数が近い音叉を並べると、一つの音叉のみを振動させても、もう片方の音叉も振動する共鳴の原理を磁界にも応用した無線電力伝送の手法である。二つのコイルは結合係数 k と共振の強さを示すパラメータである Q 値を用いて科学的に記述される。距離が離れても 10 数メートル程度までなら Q 値の大きなコイル同士を使用することで上に示した電磁誘導方式と比較してより効率よく電力が伝送できるという特性を有する。2007 年にアメリカのマサチューセッツ工科大学により基本原理が発表されてから世界中で研究がなされており、将来には電気自動車の無線電力伝送への応用も期待されている。

■ マイクロ波送電

上で示した電磁誘導方式・磁気共鳴方式は無線電力伝送方式の中でも比較的近距離で送電される非放射型の無線電力伝送に分類されるのに対して、マイクロ波送電は電力を **Radio Frequency (RF)** の領域で無線電力伝送する方式であり、放射型無線電力伝送に分類される。この方式では送電側で電力を **GHz** のオーダーの電磁波に変換し、その電力をアンテナから放射して空間を伝播させて受電部へと送る。受電部において空間を伝播してきた電力をアンテナで受信し、整流回路で周波数を落としたのちに所望の負荷へと接続をする。マイクロ波を用いた無線電力伝送は主に 産業・科学・医療分野で汎用的に使用されるために制定された **ISM** バンドを用いて実施されるが、この帯域は他にも **Wi-Fi** や **Bluetooth** など通信系でも用いられているため、高電力の伝播を要する無線電力伝送のアプリケーションでは実用化に向けて他の用途で用いられる電波との干渉の問題など解決すべき問題が残されている。

■ レーザー送電

レーザー送電とは **THz** 以上の光の波長域を使用し、光エネルギーとして電力を無線送電する方式である。レーザー送電は、半導体内部の電子をレーザーなどの光エネルギーを用いて励起させ、それにより起電力を得るという光起電力効果にのっとり実現される。現在も飛翔体やこのレーザー送電を用いた無線電力伝送が研究されており、既存の太陽光パネル搭載の人工衛星に送電できる、また受電系を小さくできるといった利点があると同時に指向性が高いがゆえに飛翔体など動く物体がターゲットの場合の追跡精度や光源のレーザーの熱設計、さらに地上で使用する際には大気減衰などといった問題が研究課題として残されている。

1.1.3. ミリ波帯を用いた無線電力伝送

ミリ波は **30GHz** から **300GHz** までの波長が **mm** のオーダーの電磁波である。従来通信に用いられていた **MHz** 帯から数 **GHz** 帯の電磁波と比較すると周波数が高いため、移送波としてミリ波を用いることでより多くのデータを一度に送ることができるという利点を有する。さらにミリ波帯はマイクロ波帯と比較しても直進性が非常に高いため、伝達したい方向を定めることで効率よくビームをターゲットまで送ることができるという特徴を有する。そのため、ミリ波は現在前方の物体の情報を得るために衝突防止用の車載レーダーや大量の情報を一度に伝達するために衛星と地上局との間の通信、次世代の通信規格である **5G** などで使用されている。

ミリ波の長距離伝送の優位性を示すために円形開口面アンテナによる効率の比較を考える。篠原によると、ビーム収集効率を η とすると次式により近似的に求めることができる[4]。

$$\eta = 1 - e^{-\tau^2} \quad (1)$$

$$\tau^2 = \frac{A_t A_r}{\lambda^2 d^2} \quad (2)$$

ただし、 e, A_t, A_r, λ はそれぞれ自然対数の底、送電アンテナの開口面積、受電アンテナの開口面積、波長を表している。また、 d は送受電間距離を示している。この式からも示されるように、周波数が上昇することで波長 λ が小さくなる。すると変数 τ は大きくなり、結果的にビーム収集効率 η が1に近づく。つまり、同じ送電アンテナと受電アンテナを使用して無線電力伝送をする際に、伝送波を周波数が高いミリ波にすることで、全体のシステムで比較した際にマイクロ波帯を使用した無線電力伝送システムよりもミリ波帯を使用したシステムの方が、ビーム利用効率を高くすることができる。ミリ波帯はマイクロ波帯と比較すると大気減衰が大きいが、将来大気が薄い月や火星でのミッションなどを想定した際に、大電力発電を補助し、太陽光発電に頼らないミッションも提案することが可能である。

1.2. ミリ波帯無線電力伝送の課題と本研究の目的

波長が短くなると回路全体の大きさまでも小さくなる高周波回路においては、ミリ波は発振器・伝送路部分での導体損、誘電体損がマイクロ波帯と比較して増加してしまい、レクテナ (RECTifying anTENNA からなる造語) の効率が低くなる。効率の低さがネックとなり無線電力伝送分野においてマイクロ波のような応用がなされてこなかった。半導体産業の発展により、ミリ波帯を用いた無線電力伝送では、微小な回路サイズに適応するために、半導体基板上に高周波回路を実装することで改善が行われている[5][6]。しかしこれらのレクテナは小電力整流で最適化されており、衛星など宇宙で大電力を得るためには多くの素子が必要となり、重量の増加が懸念される。さらに、半導体基板上にある高周波回路を試験する際に主に用いられる GSG プローブ (2.6.2 項参照) も、周波数が高くなるにつれそのサイズが小さくなり、その結果入力できる最大電力も数百 mW 程度に制限されてしまい大電力 RF 電源入力ができないという試験上の問題点も存在する。したがって、ミリ波帯における大電力整流回路のための試験方法の確立も必要である。

本研究では、マイクロ波よりも高周波であるミリ波を用いた長距離高効率無線電力伝送技術の構築のための高性能整流回路作製・試験法の確立を目的とする。

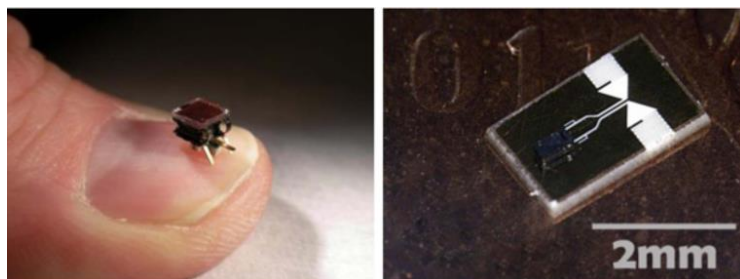


図 3 94GHz 対応レクテナの開発例[5]

第2章 基礎理論

2.1. 電磁波の伝播

2.1.1. 空間中の伝播

空間中を伝播する電波の様子はマクスウェル方程式であらわされる。

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (3)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho \quad (5)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (6)$$

ここで、 $\mathbf{E}, \mathbf{H}, \mathbf{B}, \mathbf{D}, \mathbf{J}, \rho$ はそれぞれ電界、磁界、磁束密度、電束、電流、電荷密度を表す。媒質が $\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}$, $\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$, $\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$ の関係を示し、真空中の伝播を考えることでこれらの式はフェーザ形式を用いて、

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu_0 \mathbf{H} \quad (7)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon_0 \mathbf{E} \quad (8)$$

のように書き換えることができる。ただし、 μ_0, ϵ_0 はそれぞれ真空中の透磁率と比誘電率を表す。それぞれの成分を抜き出し、書き直すことで以下の二つの方程式が得られる。

$$\frac{d^2 E_x}{dz^2} + k_0^2 E_x = 0 \quad (9)$$

$$\frac{d^2 H_y}{dz^2} + k_0^2 H_y = 0 \quad (10)$$

添え字の z 成分は波の進行方向、 x, y は進行方向と垂直な成分を示す。また、 $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ は位相定数（波数）を表す。波長 λ_0 は位相定数を用いると、 $\lambda_0 = 2\pi/k_0$ と表される。これらの方程式は単振動を示す方程式であり、整理することで

$$E_x = E_{x1}e^{-jk_0z} + E_{x2}e^{jk_0z} \quad (11)$$

$$H_y = \frac{1}{Z_0}(E_{x1}e^{-jk_0z} - E_{x2}e^{jk_0z}) \quad (12)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad (13)$$

が得られる。 Z_0 は特性インピーダンスと呼ばれ、後述する線路のインピーダンスとともに電磁波の特性を示すのに重要なパラメータとなる。真空中では $Z_0 \approx 377\Omega$ 程度となる。絶縁体（誘電体）内部を伝播する電磁波の場合には透磁率と誘電率がそれぞれ μ , ε 倍となり、上式に代入することで得ることができる。

2.1.2. 導電媒質中の伝播

対象の領域が導電率 σ を有する場合を考える。この場合には $\mathbf{J} = \sigma\mathbf{E}$ の関係が成り立つため、式(3), (4) は

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (14)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\mathbf{E} \quad (15)$$

と表せる。

空間中の伝播と同様に整理すると、以下のようなヘルムホルツ方程式が得られる。

$$\nabla^2 \mathbf{E} - \gamma^2 \mathbf{E} = 0 \quad (16)$$

$$\gamma = \sqrt{-\omega^2\varepsilon\mu + j\omega\mu\sigma} = \alpha + j\beta \quad (17)$$

ここで、式 (17) の α と β はそれぞれ減衰定数と位相定数といわれる。これは、 γ の実数部分と虚数部分とを表しており、整理すると以下の式で示される。

$$\alpha = \omega \left\{ \frac{\varepsilon\mu}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2}} - 1 \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (18)$$

$$\beta = \omega \left\{ \frac{\varepsilon\mu}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\sigma^2}{\omega^2\varepsilon^2}} + 1 \right) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (19)$$

電界の振幅は α のために指数関数的に減衰する。空間中の伝播とは異なり、伝搬定数 γ は複素数となり、伝播方向を z 方向とすると、

$$E_x = E_{x1}e^{-\gamma z} + E_{x2}e^{\gamma z} \quad (20)$$

$$H_y = \frac{1}{Z}(E_{x1}e^{-\gamma z} - E_{x2}e^{\gamma z}) \quad (21)$$

$$Z = \frac{j\omega\mu}{\gamma} \quad (22)$$

の式で表すことができる。金属中の伝播はこの伝搬定数 γ により、空間中の伝播と性質が異なる。導電媒質中においては σ が比較的大きいため、(18)式の $\frac{\sigma}{\omega\epsilon}$ も大きくなり、 α は $\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$ へと近づく。したがって、金属媒質中では指数関数的に波が減衰し、導体を透過しない。金属表面から $1/e$ の波の強度まで減衰する深さを表皮厚さといい δ で表すと、

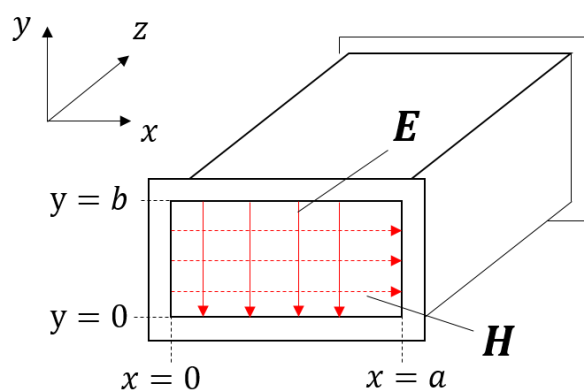
$$\delta = \frac{1}{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (23)$$

となる。この式からも明らかなように、高周波になるにつれて導体の表面に電力が集中するため、一般的に高周波回路になるにつれて導体損の割合が大きくなる。平面上に回路の設計をする際には一般的に導体厚さを表皮厚さの4倍以上に設定することで表皮厚さの影響を受けないようにする。

2.2. 導波路

高周波回路では直流回路のように信号線とグラウンドからなる二本の線を配線することで伝播させることはできない。高周波は導体と誘電体からなる回路のもとで何らかの伝播モードを有することで伝播させることができる。以下に高周波で一般的に用いられる導波路を示す。

2.2.1. 導波管



導波管

図 4 導波管の座標系

導波管は金属の管からなる導波路であり、金属管の内部を伝播する。その構造故に電波が空間に直接放射することはない、主に発振器の出口などの損失を極力減らしたい部分に使用される。

図 4 に矩形導波管の座標系を示す。管内部を伝播する電界・磁界は正弦波となり z 軸方向の伝搬定数を $j\beta$ とすると

$$e(x, y, z, t) = \text{Re}\{\mathbf{E}(x, y)e^{j(\omega t - \beta z)}\} \quad (24)$$

と表される。ただし、 $\mathbf{E}(x, y)$ は断面の座標のみに依存するベクトルフェーズである。マクスウェル方程式に代入することで導波管内の電界と磁界は次のヘルムホルツ方程式を満たす。

$$\nabla^2 \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0 \quad (25)$$

$$\nabla^2 \mathbf{H} + k^2 \mathbf{H} = 0 \quad (26)$$

$$k = \omega \sqrt{\epsilon \mu} \quad (27)$$

これらの式を、 x 、 y 方向と z 方向とに分けたのちに成分表示すると、

$$H_x = -\frac{1}{k_c^2} \left(j\beta \frac{\partial H_z}{\partial x} - j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (28)$$

$$H_y = -\frac{1}{k_c^2} \left(j\beta \frac{\partial H_z}{\partial x} + j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} \right) \quad (29)$$

$$E_x = -\frac{1}{k_c^2} \left(j\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (30)$$

$$E_y = -\frac{1}{k_c^2} \left(j\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (31)$$

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (32)$$

が得られる。TE 波のみを考え、 $E_z = 0$ と金属の境界条件 $x = 0$ 、 $x = a$ において $E_y = 0$ 、また $y = 0$ 、 $y = b$ において $E_x = 0$ を代入することで最終的に

$$H_z = H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (33)$$

$$E_x = \frac{j\omega\mu}{k_{cmn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (34)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu}{k_{cmn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (35)$$

$$H_x = \frac{j\beta}{k_{cmn}^2} \left(\frac{m\pi}{a}\right) H_{mn} \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (36)$$

$$H_y = \frac{j\beta}{k_{cmn}^2} \left(\frac{n\pi}{b}\right) H_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \quad (37)$$

$$\beta = \sqrt{\omega^2\varepsilon\mu - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (38)$$

が得られる。この式は TE_{mn} モードの電界成分、磁界成分を表しており、 k_{cmn} は TE_{mn} モードのカットオフ波数を表す。主要なTEモードを図 5 に示す。

ここで、(38)式で表される伝搬定数の根号の中身を考える。この値が正の数であれば β は実数となるため電界と磁界は波の性質を持ったまま伝播することになる。しかし根号内の値が負となれば β は虚数となり、波の性質を持たず指数関数的に減衰してしまう。すなわち、ある特定の周波数帯に対応した導波管のサイズを選ぶ必要があり、単一の導波管を使用しても周波数が低くなるとそれ以上伝播できない特定の周波数が存在する。その周波数を遮断周波数 f_{cmn} (カットオフ周波数) といい以下の式で表される。

$$k_{cm} = \frac{1}{2\sqrt{\epsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (39)$$

一番低い遮断周波数を持つモードは主要伝播モードと呼ばれる。矩形導波管は一般的に $a = 2b$ となる形状をしているため主要モードは TE_{10} モードとなり、遮断周波数は $f_{c10} = c/2a$ となる。一般的に高次のモードは不要な損失となるため主要モードのみを通す導波管を使用することが多い。

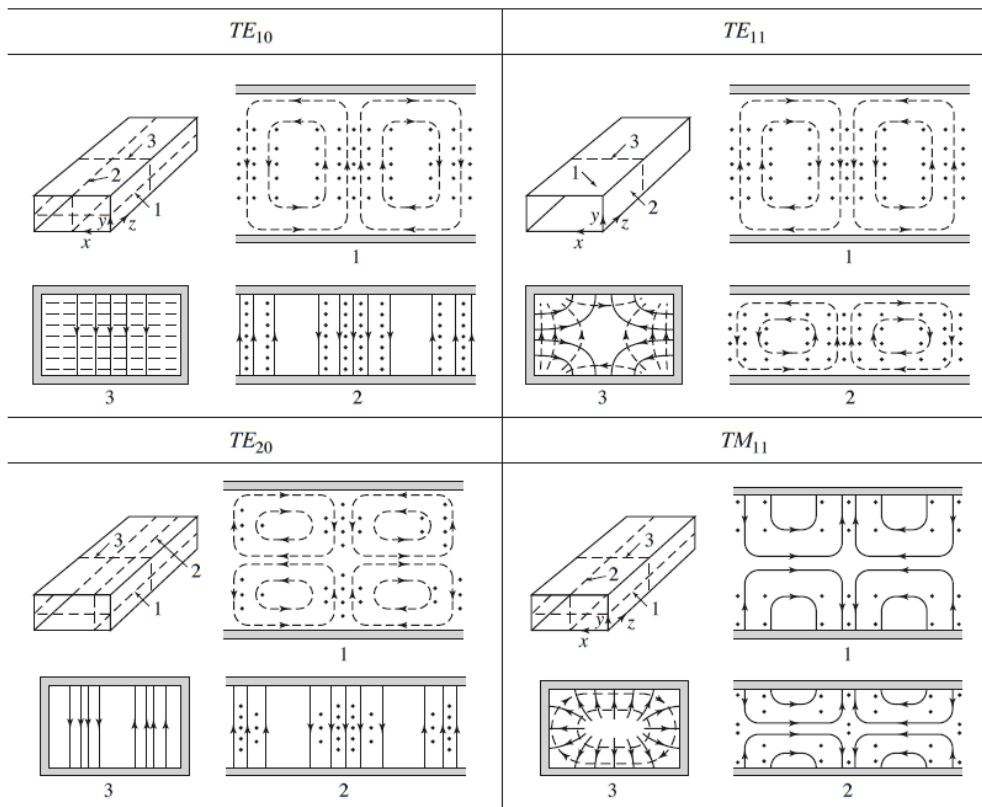


図 5 導波管内部の主要モード[7]

2.2.2. マイクロストリップライン (MSL)

MSL は誘電体板の裏と表にグラウンド面と信号線を実装した伝送路であり、前項で示した導波管と比較しても製造が容易なことに加え、重量も小さく他の DC 回路との統合も容易なため車載レーダー用の回路などにも応用されている。MSL の概要を示した図を図 6 に示す。MSL は主に、線路の導体幅 w 、導体間に挿入された誘電体の誘電率 ϵ_r 、そして誘電体の厚さ h によって特徴づけられる線路であり、導体の間を準 TEM モードの波が伝播する。図 6 に電場形状と磁場形状を描写する。電場は線路の外側部分で空間へと膨らむような形状をとり、これが導体間静電容量の計算を困難にするため、空間と誘電体の誘電率から合算した実効誘電率 ϵ_e が計算式では用いられる。MSL の設計は主に図に示す w 、 ϵ_r 、 h を決定することであり、それらのパラメータから所望の特性インピーダンスを以下の式から計算する[7]。高周波回路は各コンポーネントのインピーダンスを合わせることで反射などによる損失を抑える。一般的に線路のインピーダンスは 50Ω に整合されている。

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + \frac{12h}{w}}} \quad (40)$$

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_e}} \cdot \ln \left[1 + \frac{4h}{w} \left\{ \frac{8h}{w} + \sqrt{\left(\frac{8h}{w}\right)^2 + \pi^2} \right\} \right] \quad (41)$$

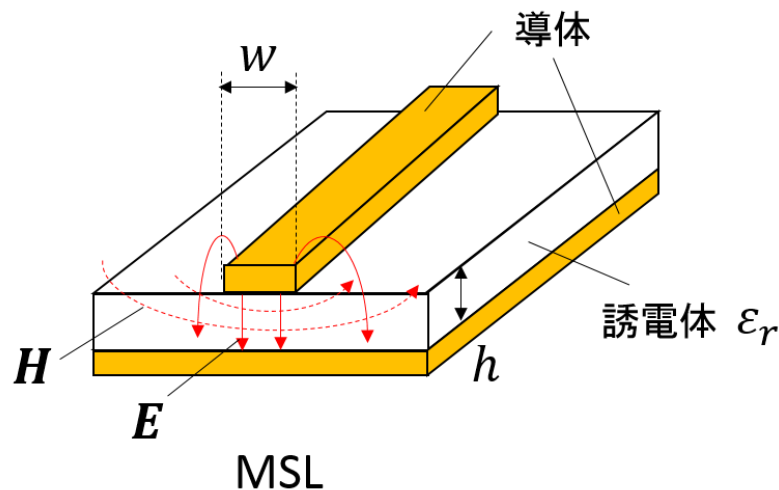


図 6 MSL の概要

2.3. 伝送線理論と S パラメータ

2.3.1. 伝送線理論

直流回路において、電波は位相情報を持たない。また、低周波の交流回路において、波長は伝送線路と比較して十分大きいと近似できるため、同一時刻で回路内の伝送路の位相はすべて同じという近似をすることが可能である。しかし、周波数が高くなるにつれて波長が線路の長さに近づくと伝送線路におけるロスや伝送線路内の位相の差異が無視できなくなり、回路や素子自体を集中定数回路で表すことが必要になる。図 7 に伝送線路と分布定数で表した等価回路を示す。図の左側から信号が右側の負荷へと流れていく。この回路にキルヒホッフ第二法則を適用すると、

$$v(z, t) - R\Delta z \cdot i(z, t) - L\Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} - v(z + \Delta z, t) = 0 \quad (42)$$

となる。したがって、この式を変形し、 $\Delta z \rightarrow 0$ の極限を取ることで、

$$-\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = R \cdot i(z, t) + L \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (43)$$

の式が得られる。

同様に、コンダクタンスとキャパシタンスに対してキルヒホッフ第一法則を適用して整理することで、

$$-\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = G \cdot v(z, t) + C \cdot \frac{\partial v(z, t)}{\partial t} \quad (44)$$

を得ることができる。ここで得られた二式を伝送線方程式という。

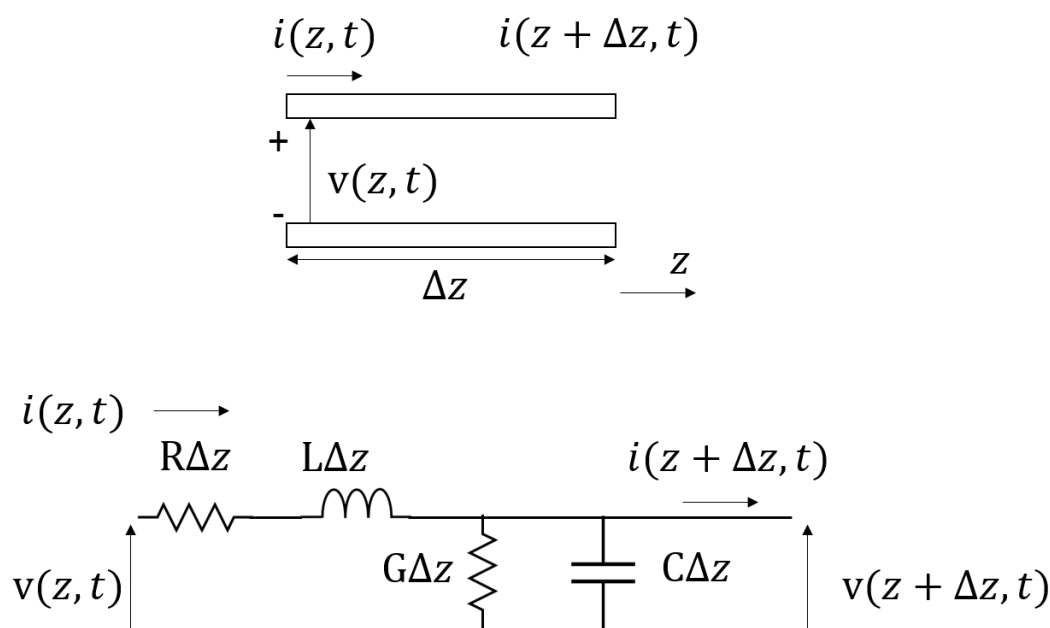


図 7 伝送線路の等価回路

空間中を伝播する波と同様に $v(z, t) = V(z)e^{-j\omega t}$, $i(z, t) = I(z)e^{-j\omega t}$ といったフェーザ形式を用いて整理すると,

$$-\frac{\partial V(z, t)}{\partial z} = (R + j\omega L)I(z) \quad (45)$$

$$-\frac{\partial I(z, t)}{\partial z} = (G + j\omega C)V(z) \quad (46)$$

が得られる. $V(z)$, $I(z)$ のみの方程式をそれぞれ求めると,

$$\frac{d^2 V(z, t)}{dz^2} = \gamma^2 V(z) \quad (47)$$

$$\frac{d^2 I(z, t)}{dz^2} = \gamma^2 I(z) \quad (48)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad (49)$$

の式が得られる. ここで γ は, 伝送線路の伝搬定数といい, α と β はそれぞれ伝送線路の減衰定数と位相定数と呼ばれる. それぞれ, 解は

$$V(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (50)$$

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-\gamma z} - V^- e^{\gamma z}) \quad (51)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (52)$$

と表される. 式中の $V^+ e^{-\gamma z}$, $V^- e^{\gamma z}$ はそれぞれ z 軸正方向と負方向へと伝播する波と解釈することができる. これらの波の振幅の比をとった $\Gamma = V^+/V^-$ は反射係数と呼ばれる. Z_0 は伝送線路の特性インピーダンスといい, 空間中の特性インピーダンスとともに伝送線路の特性を決定する重要なパラメータとなる.

一般的に回路に使用される導体は導電率が非常に高く, 無損失回路とみなせるため $R = 0$, $G = 0$ となる無損失線路にて議論をする. 上で求めた減衰定数, 位相定数そして特性インピーダンスはそれぞれ,

$$\alpha \approx 0 \tag{53}$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{LC} \tag{54}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{55}$$

と表せる.

上で求めた特性インピーダンスと位相定数を持つ線路と Z_L 負荷にて終端された高周波回路について考える. 図 8 に Z_L で終端された無損失回路を示す. 負荷部分を z 軸の原点とし, z 軸の負側で特性インピーダンス Z_0 の線路と接続されているとする. (49), (50)式から, $z = 0$ の点におけるインピーダンスは,

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V^+ + V^-}{V^+ - V^-} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \tag{56}$$

となる. これを Γ について解けば,

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{57}$$

が得られる. 反射率は一般的に複素数の値をとり, 終端する負荷の値によって値が変化する. $Z_L = Z_0$ の時には $\Gamma = 0$ となり, 入射した電力はすべて負荷によって消費される. この状態のことを線路と負荷でのインピーダンス整合がとれているといい, 電源から得られる電力が回路で効率的に消費されていることを表す. また, この式を用いることで, 負荷から l だけ信号源方向へと移動した点から見た入力インピーダンス $Z(-l)$ を定義することができ,

$$Z(-l) = \frac{V(-l)}{I(-l)} = Z_0 \frac{V^+[e^{j\beta l} + \Gamma e^{-j\beta l}]}{V^+[e^{j\beta l} - \Gamma e^{-j\beta l}]} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \tag{58}$$

が得られる.

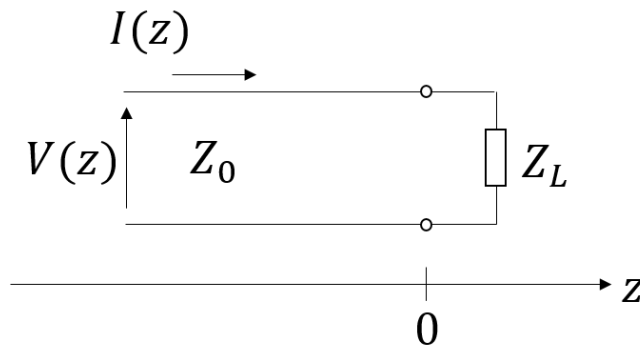


図 8 Z_L で終端された無損失回路

2.3.2. Sパラメータ

高周波回路のパラメータは回路理論においては電圧の振幅と位相が主にパラメータとなるがこれらの物理量を直接観測する際、プローブなど計測機器を回路に挿入する時点で、定在波や反射波が生じてしまうため、観測対象である電圧の振幅・位相が変化してしまい、正確に直接電圧計測ができないという問題点がある。したがって、高周波回路では一般的にSパラメータを用いた回路の特性評価を行う。図9に示すNポート入出力を備えた高周波回路を考える。各ポートの入射波と反射波の電圧の振幅をそれぞれ V_i^+ 、 V_i^- とすると、それらの関係はSパラメータの行列を用いることで以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & \cdots & \cdots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} \quad (60)$$

ポート*i*以外のポートがインピーダンス整合をとれている際には、 S_{ii} はポート*i*へ入力した電圧の振幅と反射波の電圧の振幅との割合を示す。このSパラメータを使用することでインピーダンス不適合による反射波の割合・回路中の透過率を計算により算出することが可能となる。Sパラメータは主にベクトルネットワークアナライザなどをもとに測定される。

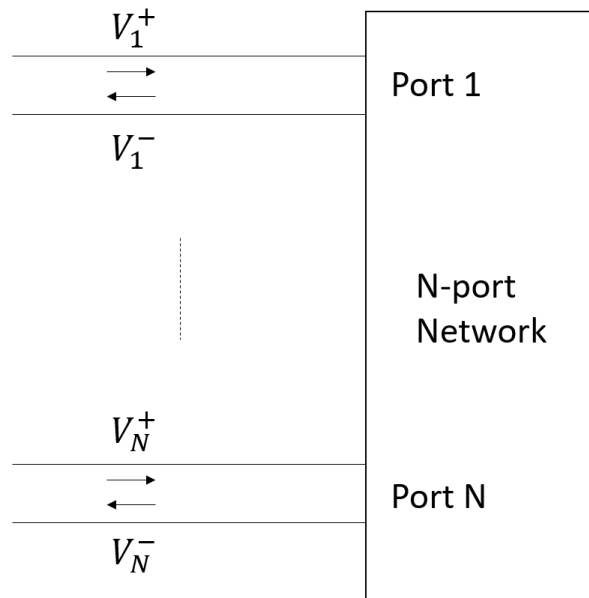


図9 Nポート回路

2.4. レクテナ

レクテナとはアンテナと整流回路を示す Rectifying Antenna の省略形からなり，空間中の RF のエネルギーを一般的な電気回路で使用できる DC のエネルギーへと変換する無線電力伝送で必須の回路素子である．主に，アンテナと整流回路部分から構成される．アンテナは空間の RF パワーを取得する部分であり，本研究室では過去に飛翔体に向けた無線電力伝送のためにスーパーゲインアンテナ[8]やパイロット信号と電力受信のための二つのアンテナを備えた二周波共用アンテナ[9]などが開発されている．アンテナで受信した電力はその後，整流回路を経て各デバイスが使用できるよう直流へと変換される．整流回路は非線形素子であるダイオードや MOSFET から成り立つ．整流回路の整流効率は整流回路部分に入射する電力と整流回路から得られる直流電力の比により表される．

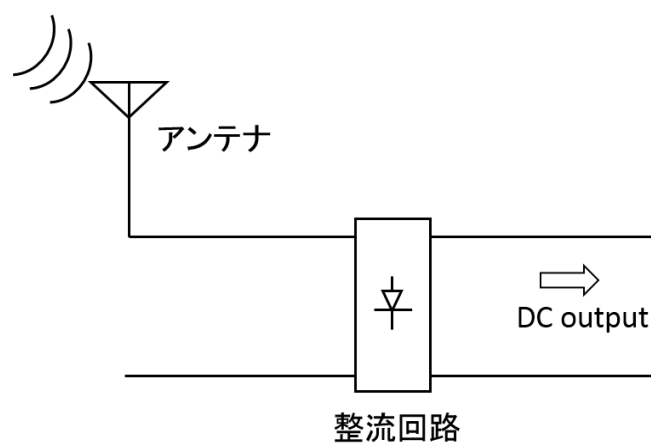


図 10 レクテナの構成

2.5. 整流回路

レクテナではアンテナ部分で空間中の RF を受け取り、整流回路で直流へと変換する必要がある。整流回路は、ダイオードなどの非線形素子から構成される回路であり電波を使用した無線電力伝送においては肝となる部分である。整流回路の中でも、ダイオードは整流の中核を担う素子であり、その特性により回路全体の効率が大きく左右される。図 11 に 入力電力と RF-DC 変換効率の相関関係を表したグラフを示す。 V_j , V_{br} はそれぞれダイオードの順方向接続電位 (ON 電位) と逆方向破壊耐圧 (break out 電圧) を表している。入力が小さい部分では全体の RF-DC 変換効率が小さくなる。これは、電力が小さい時にはダイオードにかかる順方向電位が、ダイオードの接続電位よりも小さくなる時間が増えることに起因しており、電力が大きくなることで接続電位よりも下回る時間の割合が減ることで RF-DC の変換効率が上昇する。回路への入力電力が過剰となる部分でも整流回路効率が下がる。これはダイオードにかかる電圧がダイオードの逆方向破壊耐圧を超えてしまうことに起因しており、入力電力を増加させてもそれ以上効率は上がらない。GaN からなるダイオードのように、この電圧を超えてしまうとその後ダイオード特性を示さなくなるものも存在するため注意が必要な要素である。また、この損失に加えて、非線形素子を使用する際には高調波の影響も問題となる。高調波とは整流したいと考える RF 入力の定数倍の周波数を持った波であり、非線形素子を通過する際に生じる。ダイオード部分から発生した高調波はアンテナ素子へとつながり、再放射することで損失へとつながる。

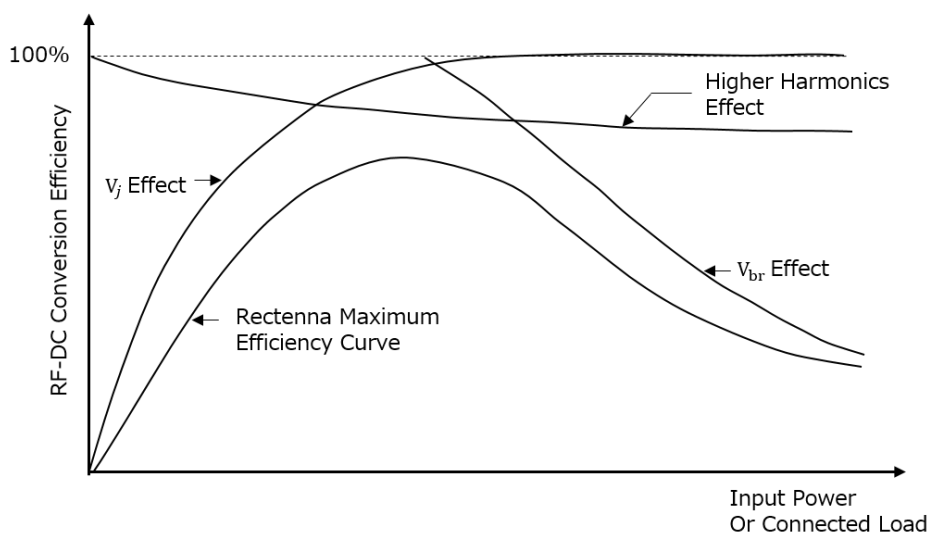


図 11 入力電力と RF-DC 変換効率の関係[19]

2.5.1. MSL 上での損失

MSL で作製された整流回路部分においては主に、導体損・誘電体損・放射損のために入力電力のロスが生じる。そのため、これらのロスを見積もり、抑制する必要がある。導体損と誘電体損については線路の分布定数を用いることで近似することができる。放射損については電磁界シミュレーションを用いることで数値解析を行うことが必要となる。一般的に高周波になるにつれて導体損の割合が増え、60GHz帯を伝播させる MSL においては全体の損失の 85%が導体損になるという報告もなされている[10]。MSL における誘電体損 α_d と導体損 α_c は誘電正接 $\tan \delta$ 、導体の表皮抵抗 $R_s = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ を用いて以下のように表せる[7]。

$$\alpha_d = \frac{k_0 \varepsilon_r (\varepsilon_e - 1) \tan \delta}{2\sqrt{\varepsilon_e (\varepsilon_r - 1)}} \text{ [Np/m]} \quad (61)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ [Np/m]} \quad (62)$$

これらの式を使用することで、簡易的に損失を見積もることができる。

周波数が低い際には MSL 上の伝播モードは準 TEM モードで表せるが、周波数が大きくなるにつれ波の進行方向に電界と磁界を持つハイブリッドモードが形成される[11]。表面波モードとして一番周波数が低く、結合しやすいのが TM_0 モードである。周波数が上がると、準 TEM モードと TM_0 モードが互いに結合し始めて、最終的には TM_0 モードへと変換されてしまう。この変換される周波数を f_k と置くと、以下の式で表すことができる。

$$f_k = \frac{67.4 \times 10^{12}}{h\sqrt{\varepsilon_r - 1}} \frac{1}{\sqrt{1 - (1 + 10h/W)^{-\frac{1}{2}}}} \arctan \varepsilon_r \left(\frac{1 + (1 + 10h/W)^{-\frac{1}{2}}}{1 - (1 + 10h/W)^{-\frac{1}{2}}} \right)^{\frac{1}{2}} \text{ Hz} \quad (63)$$

ただし、この部分でのカットオフ周波数は直線のものを表しており、 h 、 W はそれぞれ基板の厚さと線路の幅を示している。本実験で用いた整流回路の h 、 W (0.127mm, 0.4mm 程度)を代入して計算すると、898GHz が得られる。本実験で使用するのは 94GHz 帯の出力であるため、誘電体と線路が結合する周波数はオペレーションと比較しても大きく、表面波モードと結合しないことが分かる。

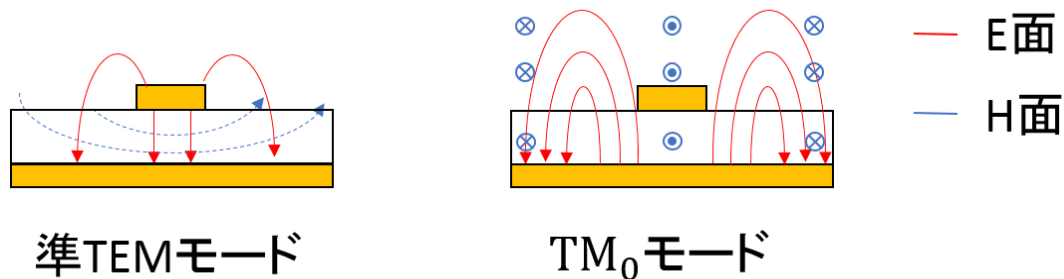


図 12 準 TEM モードと表面波モード比較

2.6. モード変換回路

高周波の波は DC や低周波の帯域とは異なり, あるモードを伴いながら線路を伝播する. 伝送路により異なった特性を持つため, アプリケーションに応じて最適な伝送路を設定する必要がある. 異なる伝送路を接続するために, 伝送路同士をつなげる変換回路を同じく検討する必要があり, 本節ではこの変換回路について考察する.

2.6.1. SMA コネクタ

SMA コネクタは主に 40GHz 帯程度までの周波数帯で使用されており, 同軸ケーブルからの高周波信号を MSL などの基板に実装された高周波回路伝送用のモードへと変換する. ミリ波以上の高周波になると, 素子の小型化に伴う製造の高コスト化に加えて, 変換回路部分における挿入損失, 金属部分と伝送線路の接続の再現性の不良などの理由により一般的には使用されない.

SMAコネクタ

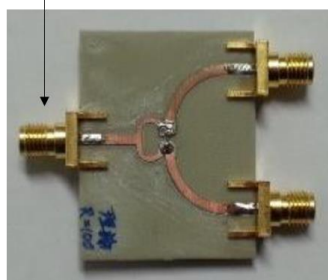


図 13 SMAコネクタ実装回路[8]

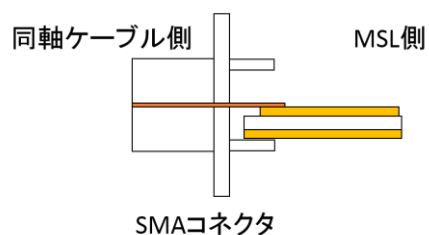


図 14 SMA コネクタ部分断面図

2.6.2. GSGプローブ

GSGプローブは Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC) の試験に主に使用されており、導波管もしくは同軸ケーブルから伝送されてくるマイクロ波、ミリ波をコプレーナ導波路へと変換するための変換素子である。GSGプローブの先端にはグラウンド・信号線・グラウンド線があり、高周波対応のプローブになるにつれ、これらの間のピッチ幅が小さくなり許容電力が小さくなる。一般的には数百 mW までの入力電力範囲にて使用されている。



図 15 GSG プローブ[20]

(GGB INDUSTRIES INC., High Performance Microwave Probes Model 120)

第3章 フィンラインの作製と透過効率の測定

前章最終節で考察した二つのモード変換回路はいずれもミリ波帯・大電力回路を試験するために課題が存在した。本章では、フィンラインを導入することでミリ波帯・大電力回路に対応する変換回路を実現する。

3.1. MEMS 作製法を使用した回路作製

MEMS とは Micro Electro Mechanical Systems の略称であり、微小電気機械システムという。主に半導体産業で使用されており、年々単位面積あたりに実装できるトランジスタなどの素子の数は上昇している。本研究で使用する 94GHz 帯は、波長が真空中において約 3.2mm であり、アンテナまでの設計を考えた場合、従来使用されている回路作製法では製造誤差、最小導体間隔などを満たすことが難しいため MEMS を使用した回路を本研究では採用する。本研究で使用した回路の作製手順を図 17、図 16 に示す。Al を表面に 500nm 程度蒸着またはスパッタさせたシリコンウェハを用意する。第一に、そのウェハに感光性のレジストを塗布し、その上から高速電子線描画装置（株式会社 ADVANTEST, F5112+VD01）を用いてパターンを描く。その後 TMAH 現像液を使用して現像したのち、レジストが剥がれた部分にある Al を、混酸アルミエッチング液を用いて溶かしシリコンを露出させる。その後、シリコン深堀装置（SPP テクノロジーズ株式会社, MUC21-ASE Pegasus）を用いて露出したシリコン部分をスパッタさせ、シリコンに穴をあけることでマスクを完成させる。シリコンマスク完成の後、誘電体基板 NPC-F220A（日本ピラー工業）($\epsilon_r = 2.19, \tan \delta = 0.0007$)を合わせ、高真空蒸着装置（株式会社ファースト技研, 組立）にて Al を基板に蒸着させる。基板に蒸着させた Al の厚さは触診式プロファイリングシステム（BRUKER 社, DektakXT）を用いて計測する。厚さは 94GHz における表皮効果を考慮し、損失が 1%程度となる表皮厚さの 4 倍以上の厚さを一つの基準として厚みを設定する。また、ダイオードはフリップチップボンダー（finetech 株式会社, FINEPLACER lambda）を使用し、線路部分とダイオードの接着を行った。接続強度を高めるため、ダイオードのパッド部分と線路の間には銀ペースト（藤倉化成株式会社, D-550）を塗り、その上からダイオードを配置した。

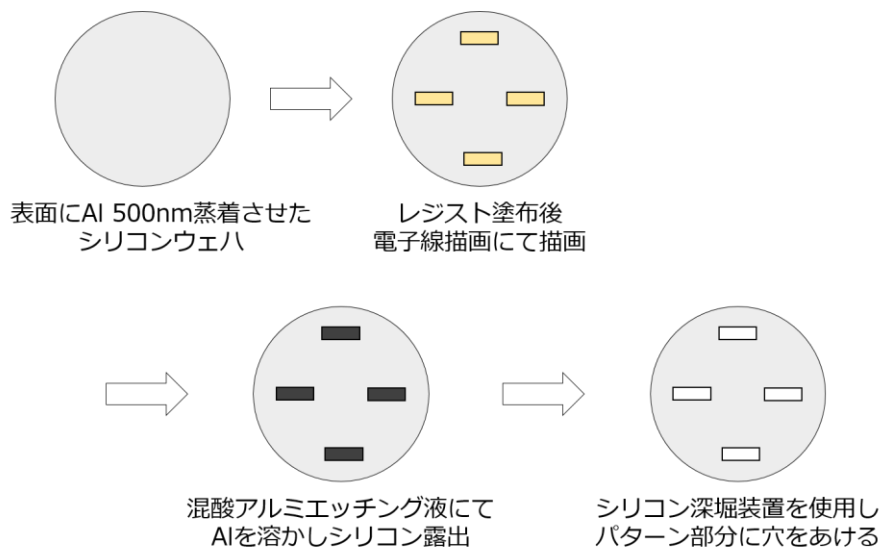


図 17 シリコンマスク作製手順

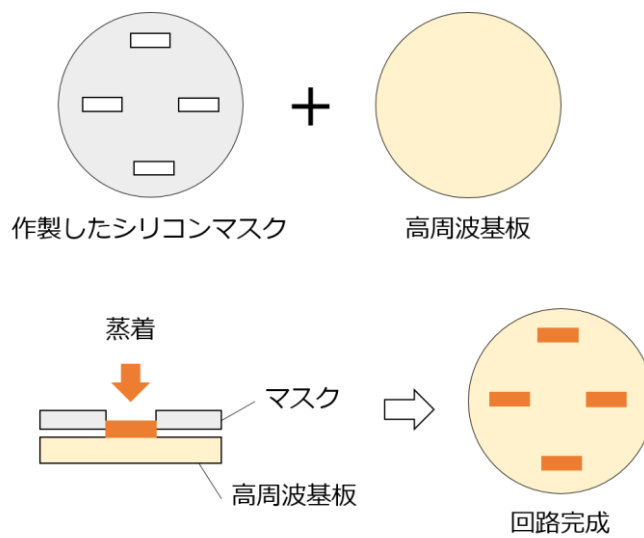


図 16 回路作製手順



図 18 高速電子線描画装置 (F5112+VD01)



図 19 DRIE 装置 (MUC21-ASE Pegasus)



图 20 高真空蒸着装置

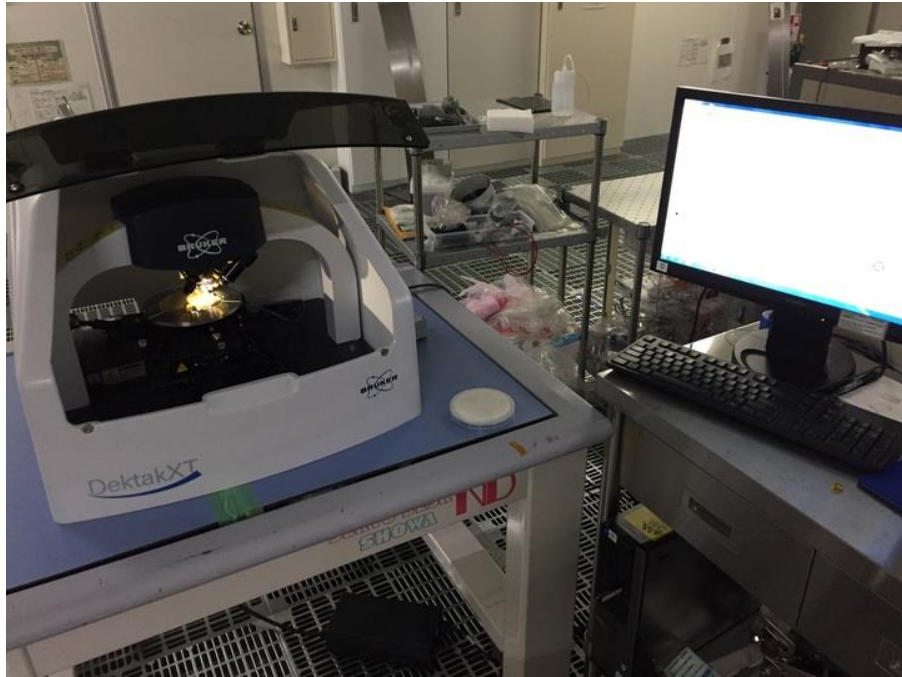


図 21 膜厚計測器

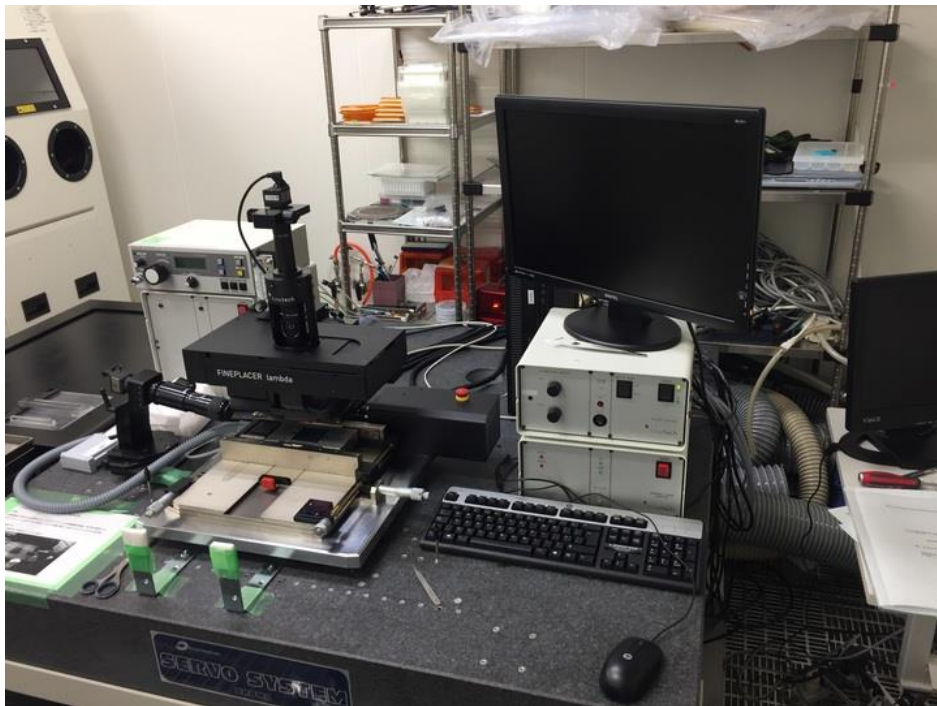


図 22 フリップチップボンダー

3.2. 電磁界シミュレータ

本研究では、最終的に導波管形状で出力される RF の電力を、MSL を使用し整流部分まで電磁波として輸送する。各測定を行う前に電磁界シミュレータ ADS[12] (Advanced Design System) と EMPro[13] (Keysight Technology) を用いてシミュレーションを行った。ADS はモーメント法と有限要素法を使用し、統合的に広域の周波数で計算を行う EDA (Electronic Design Automation) ソフトウェアであり、平面電磁界解析に強みをもつ。一方で EMPro は有限要素法や有限差分時間領域法 (FDTD 法) を用いることで、空間内で電磁波の解析が行えるシミュレーション用のソフトウェアである。MSL 上の回路シミュレーション、またアンテナの遠方界における電磁界パターンであれば ADS のみのシミュレーションで高精度な解を求めることが可能であるが、3 次元での複雑な伝播形状を解く際には EMPro でのみ数値解析が可能である。本研究では導波管の伝播モード (TE_{10} モード) と MSL の伝播モード (準 TEM モード) は三次元的に変換する部分においては EMPro を用い、MSL 上における回路の特性シミュレーションでは ADS を使用する。

3.3. 発振器と測定機器較正

本研究で使用した発振器は ELVA-1 社の TR-10/94/x であり, 94GHz 帯で 415mW の出力が可能である.

発振器と検波器は 10MHz の信号が同軸ケーブルで同期されており, 位相情報まで検知できる仕組みとなっている. 発振器内部においては検波器と同期されている 10MHz の信号をシンセサイザで 7.23GHz の信号へと変化させ, その後に 13 倍の高調波を発生させ出力部分の導波管から電波を放出させるという構成となっている. 受信器の方は, 同期されている 10MHz の信号をシンセサイザで 7.22GHz の信号へと変化させたのちに発振器と同様に 13 倍の高調波を発生させることで参照波を作製し, 受信部分の導波管から入力する 93.99GHz の信号と混合することで周波数を落とした信号を得るヘテロダイン検波器となっている.



図 23 使用した発振器とヘテロダイン検波器

表 1 発振器・検波器の概要

伝送周波数	93.99GHz
出力電力	415mW
検波可能電力	< 10mW

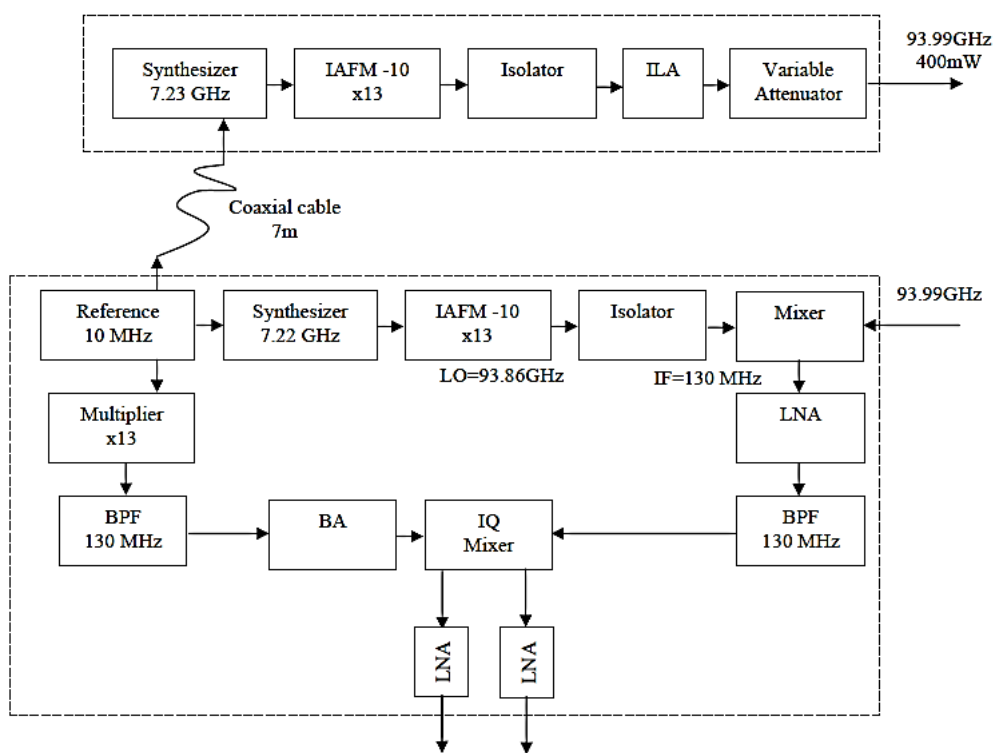


図 24 発振器・検波器の構成

発振器の較正を行う。発振器は最大電力固定で、発振器背後のダイヤルを回すことでアナログ的に減衰をかけ、所望の電力を出す仕組みとなっている。そのため、ダイヤルの数値と実際の減衰率との間に誤差が生じるため、較正が必要である。較正は発振器、受信器に加えてゲインが既知のホーンアンテナとスロットアンテナを用いて行う。これは発振器が高電力出力可能であるのに対して受信器側の許容受電電力が発振器出力の約二千分の一程度であることに起因する。ダイヤルは 20dB, 13dB, 10dB, 6dB, 3dB, 0dB の合計 6 つあり、それぞれに関して、ヘテロダイン検波器で周波数を落とされた電圧信号の振幅から入射した電力を算出し比較することで、減衰率を計算する。表 3 に本較正で用いた試験系の設定を記載する。図 25 には較正で使用した機器の構成を示す。左から発振器、減衰器、アンテナ、空間、受電部分のスロットアンテナ、そして検波器である。発振器を稼働させた場合には、スロットアンテナ部分で得られる電力は、

$$P_R = \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_s G_h \eta_{att} P_t \quad (64)$$

で表される。ダイヤルの 0dB 部分にはストoppがあり、それ以上左回りには回転できない機構が存在するため、この部分を発振器出力 0dB の基準にとる。また、ダイヤルは方向性に依存するため、全て左回りに減衰率を合わせる。異なるホーンアンテナ、距離を使用して合計 4 回の測定を行い、ダイヤルを変化させることにより 0dB を基準として各ダイヤルと実際に得られた減衰率をプロットしたものを図 27 に示す。得られたダイヤルの減衰率を用いて、検波器への入力電力とオシロスコープで観測した信号の電圧振幅の結果を図 29 に示す。発振器側で 15dBi のホーンアンテナ、受信器側で 4.2dBi のスロットアンテナを用意し、距離のパラメータを変化させることで検波器にて得られる受電電力と検波器で低周波信号の振幅電圧の関係を観測した。



図 25 較正試験に使用した系



図 26 発振器背後の減衰率調整ダイヤル

表 2 ダイアルに記載された減衰率と実験で得られた減衰率

記載値	実験値	η_{att}	$\sigma\eta_{att}^2$
20dB	19.1dB	0.012 ± 0.002	4.56E-06
13dB	13.9dB	0.041 ± 0.004	1.57E-05
10dB	8.48dB	0.142 ± 0.007	4.29E-05
6dB	6.10dB	0.246 ± 0.008	6.74E-05
3dB	2.44dB	0.56 ± 0.01	0.000176
0dB	0dB	1	0

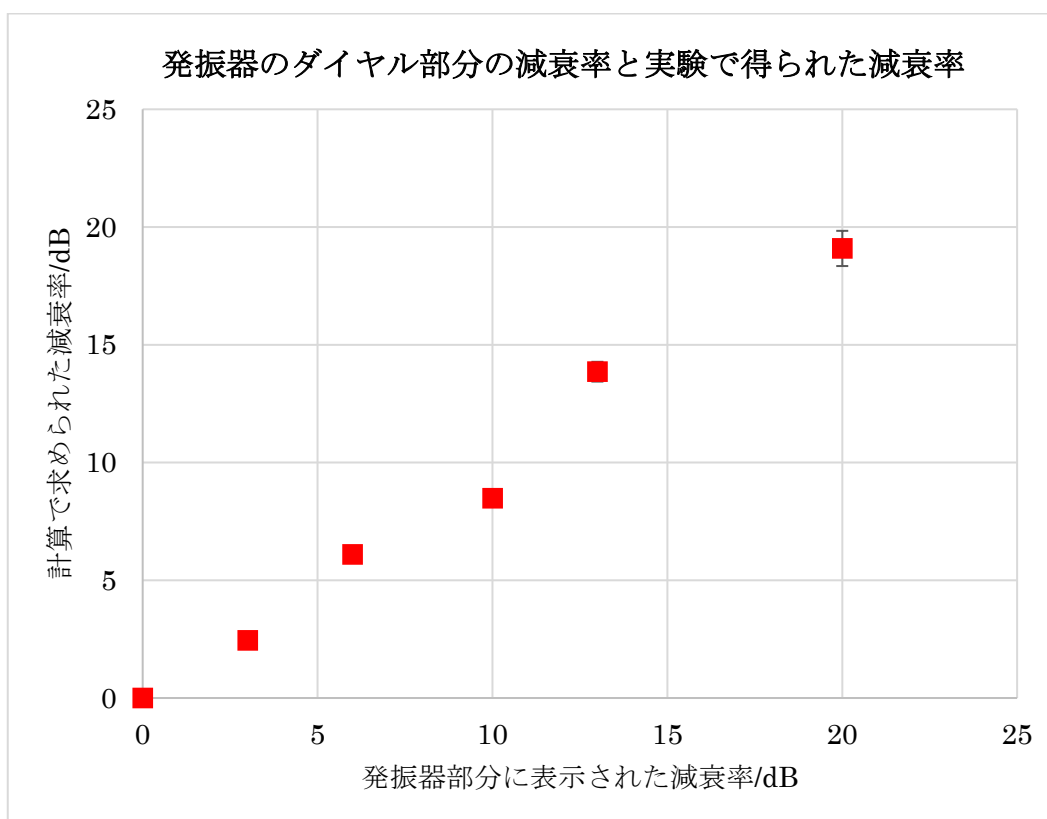


図 27 発振器のダイヤル部分と実際に得られた減衰率

較正式はオシロスコープで観測されるヘテロダイン検波器を通過した波の振幅 V_R とフリスの伝達公式を使用して求められるパワー P_R を含んだ次式を用いる。

$$P_R = aV_R^2 \quad (65)$$

計測条件から、 P_R と V_R はそれぞれ計測することができ、最小二乗法を用いることで係数 a は

$$a = \frac{\sum V_R^2 P_R}{\sum V_R^4} \quad (66)$$

で表される。この係数の標準誤差の二乗は

$$\sigma a^2 = \left(\frac{\partial a}{\partial V_R}\right)^2 \sigma V_R^2 + \left(\frac{\partial a}{\partial P_R}\right)^2 \sigma P_R^2 \quad (67)$$

となる。ここで観測する系を考えると、(67)式の第一項はオシロスコープで観測可能であり、その誤差は第二項で示されるフリスの伝達公式を使用したものに比べてはるかに小さいと考えることができる。そのため、誤差を計算する際には第二項のみを考える。本較正試験において、アンテナ間の距離 $R = 30\text{cm}$, 40cm , 50cm にて測定を行い、その結果を用いることで(65)式の係数を算出する。(64)式より、誤差の値が大きいものとしてアンテナ間の距離と減衰率決定の部分であると仮定できるため、検波器へと入射する電力の標準誤差の二乗は

$$\sigma P_R^2 = \left(\left(\frac{\lambda}{4\pi}\right)^2 G_s G_h P_t\right)^2 \cdot \left(\left(-\frac{2\eta_{att}}{R^3}\right)^2 \sigma R^2 + \frac{1}{R^2} \sigma \eta_{att}^2\right) \quad (68)$$

で表せる。これらの計算から、係数は $a = 0.54 \pm 0.07 \mu\text{W}/\text{V}^2$ と表せる。

表 3 較正で用いた試験系の設定

内容	値
P_t	415mW
G_s	4.2dBi
G_h	15dBi
η_{att}	$10^{-\eta/10}$
λ	3.2mm
R	30cm, 40cm, 50cm

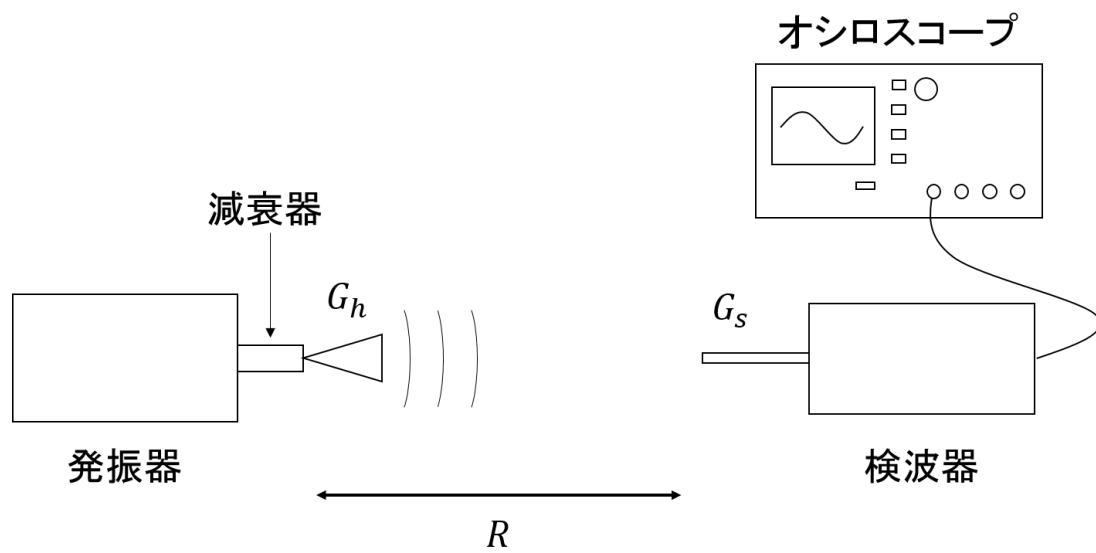


図 28 実験装置の概念図

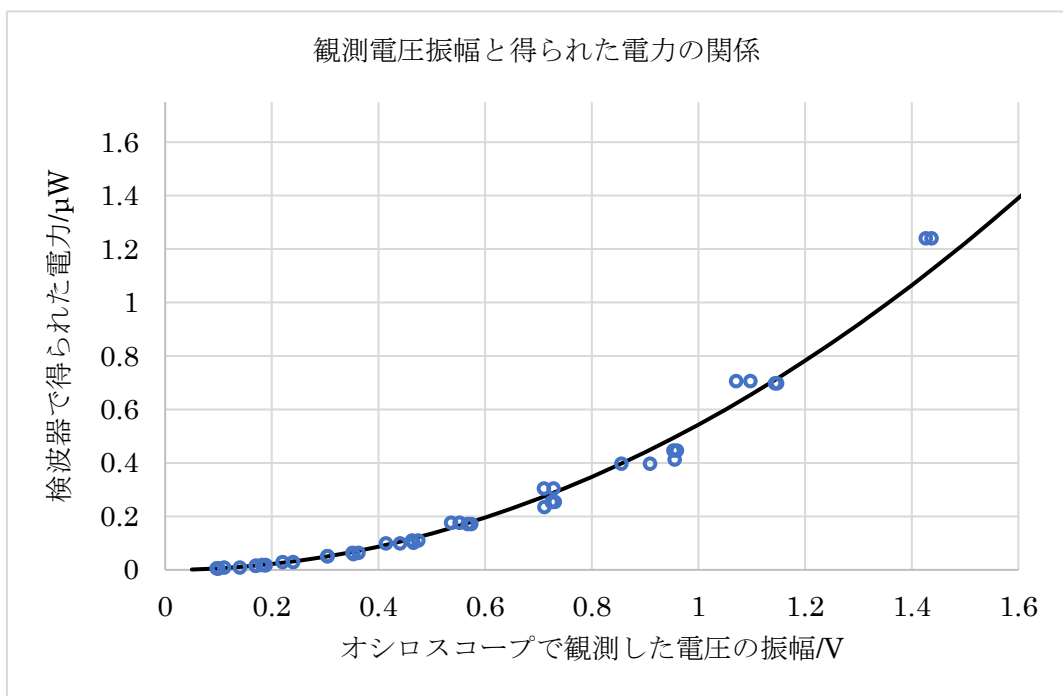


図 29 ヘテロダイン検波器に入射する電力と観測された電圧振幅の関係

3.4. フィンライン透過効率の測定

3.4.1. フィンライン

フィンラインとは、導波管の主要伝播モードである TE_{10} モードから MSL の主要伝播モードである準 TEM 波へと変換するための回路である[14][15]. フィンライン部分を導波管の E 面が最大となる中心部分へと挿入することで導波管内伝播の主要モードである TE_{10} モードから準 TEM 波へと変換させる. 図 31 にフィンラインの伝播の様子を図示する. Finline にはユニラテラル型, バイラテラル型, インシュレーテッド型, アンチポーダル型などがあるが, 本研究においては MSL との統合のしやすさの観点からアンチポーダル型を採用する. アンチポーダル型のフィンラインは誘電体基板の裏と表に対称な導体のフィンを実装した回路であり, フィン部分で伝播形状を変換している. フィンラインは解析的にその伝播形状を解くのは難しく, モデル化することで設計されている[16]. Meier ら[17]は類似した形状であるリッジ型導波管とのアナロジーでモデル化を行っている. 彼らによると図 30 のようなユニラテラル型の構造をとったフィンラインでは伝送路の特性インピーダンス Z_0 は,

$$Z_0 \approx \frac{Z_\infty}{[k_e - (\lambda_0/\lambda_c)^2]^2} \quad (69)$$

で表される. ただし, Z_∞ は図 30 の d/b と同じ比率のリッジを持つリッジ導波管内部の特性インピーダンスを示し, k_e , λ_0 , λ_c はそれぞれフィンライン部分の実効誘電率, 自由空間内の波長, そしてリッジ導波管内部のカットオフ波長を表す. k_e はフィンライン部分である d/b の関係により決定され, d/b が 1 に近づくほど, つまり導体が導波管部分と重なる部分が小さくなれば小さくなるほど 1 に近づき, 0 に近づく, つまり導体間の隙間が小さくなれば小さくなるほど大きくなる特性を持つ. そのため, 導体間の隙間をうまく調整することで, フィンライン部分で導波管の高特性インピーダンスから MSL 低インピーダンスへの緩やかなインピーダンス変化も担うとみなせる.

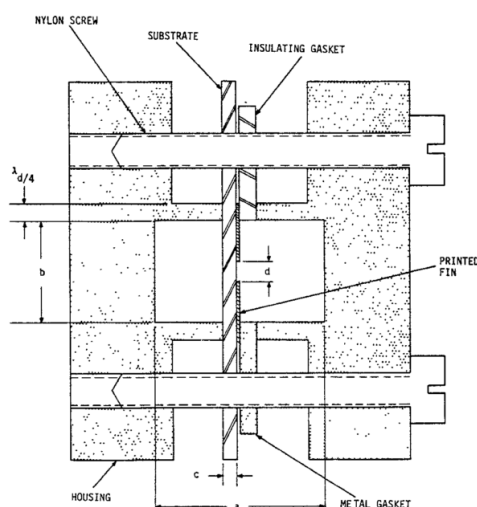


図 30 Meier らが提案するフィンラインモデル[17]

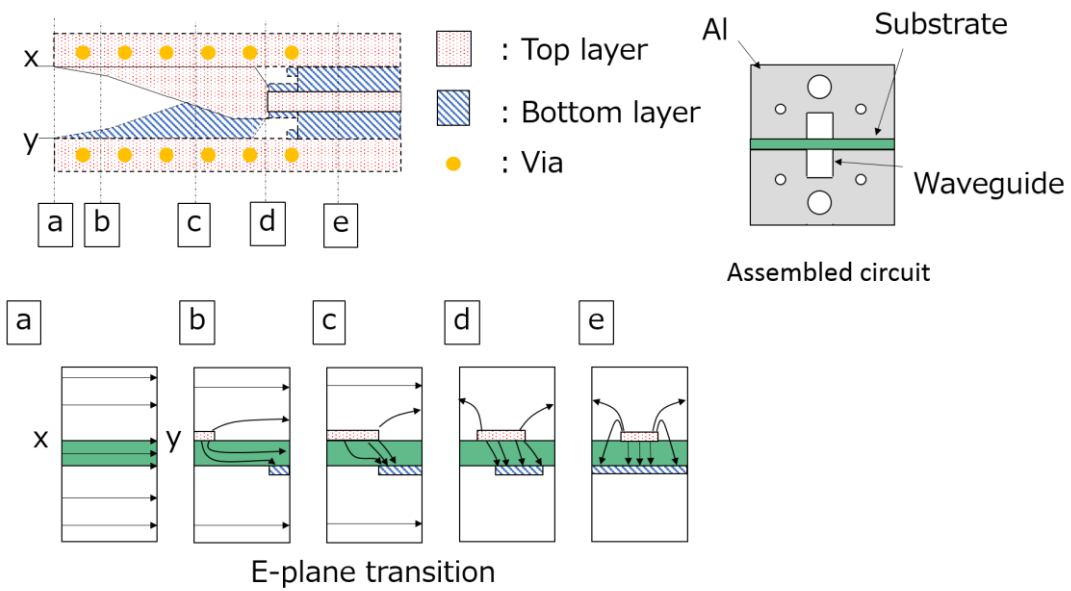


図 31 Finline の構成と電場の移り変わり

フィンラインと整流回路の統合試験に先駆けて、フィンラインを作製し、フィンライン部分における導波管と MSL の透過効率の測定を行う。まず EMPro を使用したフィンライン透過効率のシミュレーションを行う。シミュレーションでは FEM の Direct Solver を使用する。境界は導体壁を用いており、境界と線路との距離は互いに距離を変化させても反射波と影響の出ない程度に大きくするために線路から 3mm 離れた部分に境界を設置する。図 32 にフィンラインと MSL を統合した回路の EMPro 上での構成を示す。シミュレーションでは実験と同様に二つの導波管ポートを備えており、いずれのポートからも導波管形状で波が回路へと入り出す。図 33 に S_{21} パラメータのシミュレーション結果のグラフを示す。このグラフより、設計点である 94GHz において回路全体で、 $|S_{21}| = 1.43\text{dB}$ が得られた。したがって、フィンラインを両端におき、間を MSL でつないだ回路の透過効率は 94GHz において 51.8% となる。MSL における損失がフィンラインにおける損失と比較して無視できる程度に小さいと仮定すれば、フィンライン一つあたりの透過効率は 71.9% を得る。

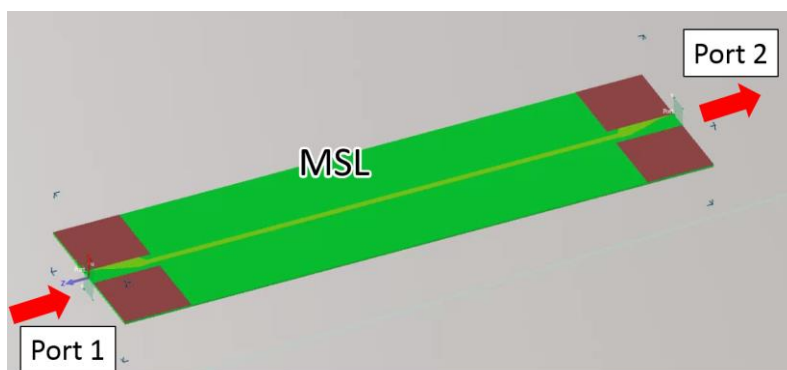


図 32 シミュレーションの回路構成

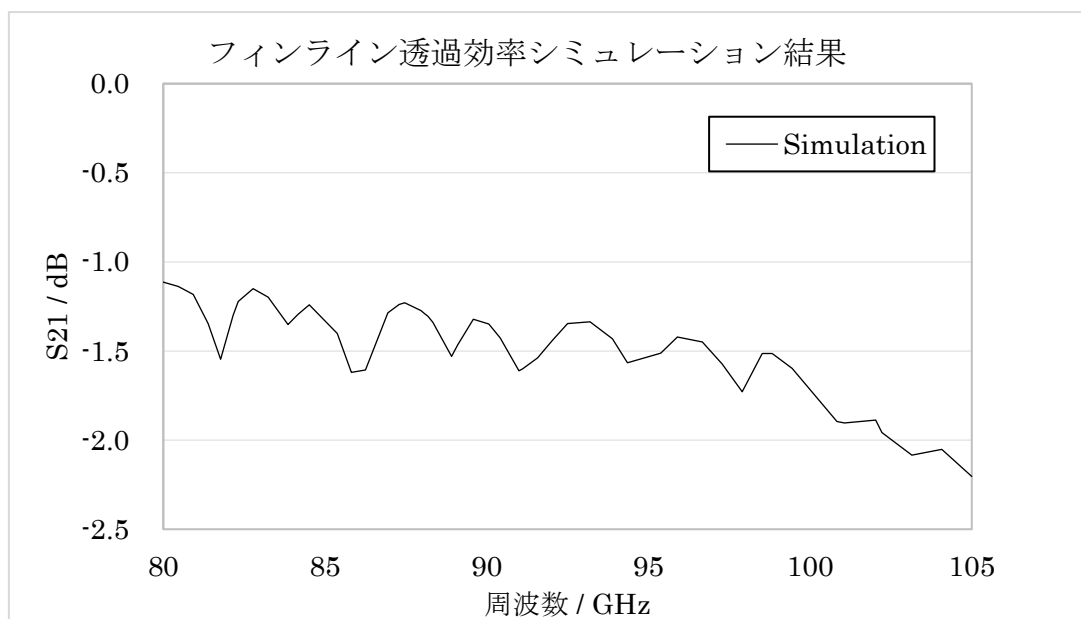


図 33 回路全体での S_{21} パラメータと周波数の関係

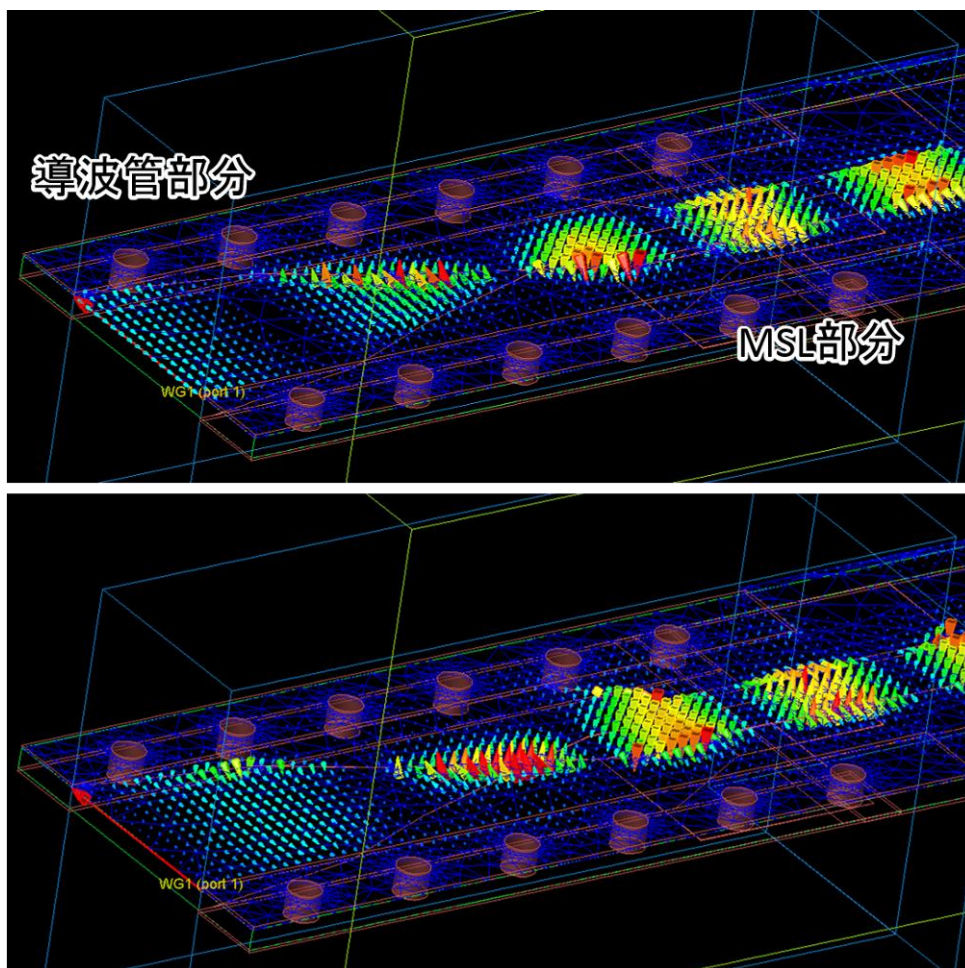


図 34 EMPro を用いたフィンライン部分の電場遷移の可視化 (位相差 120° 時)

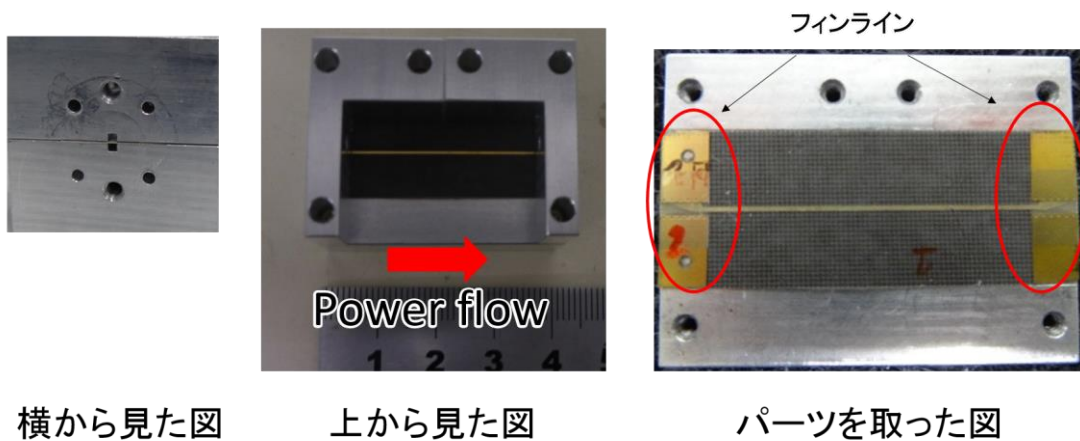
得られたシミュレーション結果を踏まえ、以下でフィンラインの透過効率を測定する。誘電体基板として、NPC-F220A（日本ピラー工業）（ $\epsilon_r = 2.19, \tan \delta = 0.0007$ ）を使用した。フィンライン透過効率試験用回路の作製には 3.1 節で示したように MEMS 技術を使用し、表面にアルミと金を蒸着させ、回路パターンを作製する。基板の上面と下面とを、導体の柱（via）を用いて電氣的に接続するが、グラウンド面と via はあらかじめ関西電子工業株式会社に製作を依頼した。図 35 に、MSL の両端にフィンラインを実装した透過効率試験用回路を示す。図 35 の真ん中の図は、フィンライン透過効率測定用の回路を実装した装置であり、右の図は導波管上部の部品を外した状態を示している。図 35 左側の写真はフィンライン透過効率用試験回路を向かって左側から見た回路を示しており、WR-10 の規格の導波管と接続できるようになっている。フィンライン基板の両側に実装し、その間を MSL で結ぶ。MSL の長さは 30mm としており、導波管は EIA 規格 WR-10 を使用する。

図 36 にフィンライン透過効率試験装置図を示す。この図において、発振器から導波管形状で出力された 94GHz の波は、まず 13dB の減衰器（mi-Wave 社、521W-13/387）を通り、フィンラインを実装した回路へと電波を入力する。その後ホーンアンテナから空間へと放射される。30cm 先にスロットアンテナが装着された検波器を配置し、受信した電力を測定する。較正試験で得られた結果から推測する検波器への入力電力とこの実験で得られる電力の差は第二章にて示したように、主にフィンライン透過効率と MSL 部分での導体損・誘電体損・放射損で表される。今回、導体損の損失を(62)式を用いて算出したところ、損失率 $\alpha_{\text{MSL}} = 0.117\text{dB/cm}$ を得た。使用した線路の長さは 30mm であり、実際のフィンライン透過効率算出の式を使用する際には影響が全体の効率の 5% 以下になると見積もれるため、今回は MSL での損失はフィンライン部分と比較して非常に小さいと仮定し、無視して計算を行った。アンテナを挿入して計測を行う理由としては、本研究室の検波器で正確に検波できる電力が約 10 μW 程度までと発振器と比較して小さく、大電力を検波器へと印加した場合には故障の原因となるためである。導波管から MSL への電場の遷移と MSL から導波管への電場の遷移の形状は同じであるということを仮定すれば、フィンライン一つあたりの透過効率を η_{fin} とすると、

$$\eta_{\text{fin}} = \sqrt{\frac{P_1}{P_2}} \quad (70)$$

と表せる。ここで、 P_1 と P_2 はそれぞれ、図 35 で示されるように、フィンライン挿入時に検波器で得られた電力と、較正試験から推定した同距離における検波器へ入射される電力の計算値を表す。図 37 に今回作製したフィンライン一つあたりの透過効率を示すグラフを示す。得られた結果から、フィンライン透過効率は電力の大きさにかかわらず、フィンライン一つあたりの透過効率は $\eta_{\text{fin}} = 0.25 \pm 0.02$ と表される。これは、シミュレーションで得られた値と比較して小さいが、考えられる原因として、Al 治具と導波管間で金属同士の接合面の間にわずかなギャップが存在すること、また Al 治具で回路を押さえつけた際に回路が

少しだけ変形してしまう現象，またシミュレーション時にシミュレータに入力するデータシート記載の誘電正接の値が高周波になるに従い大きくなり，誘電体損が大きくなること
が原因として挙げられる。



横から見た図

上から見た図

パーツを取った図

図 35 フィンライン透過効率測定用回路

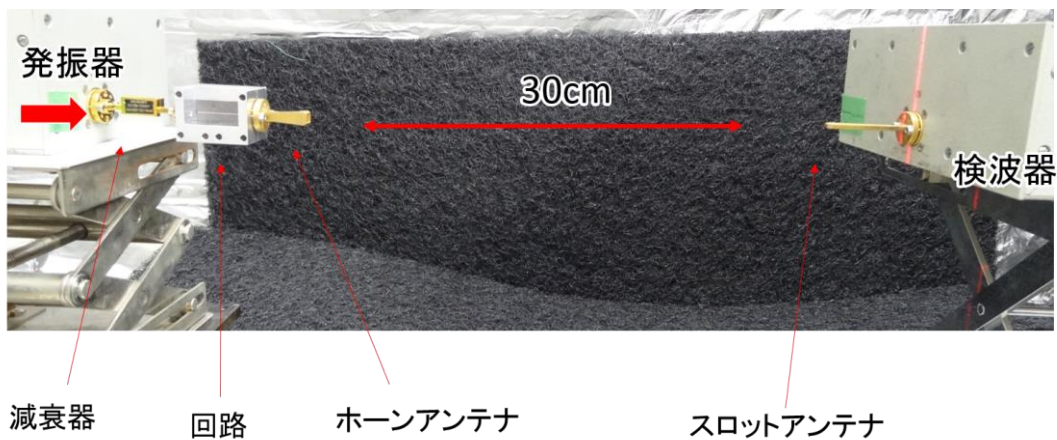


図 36 フィンライン効率測定用試験構成

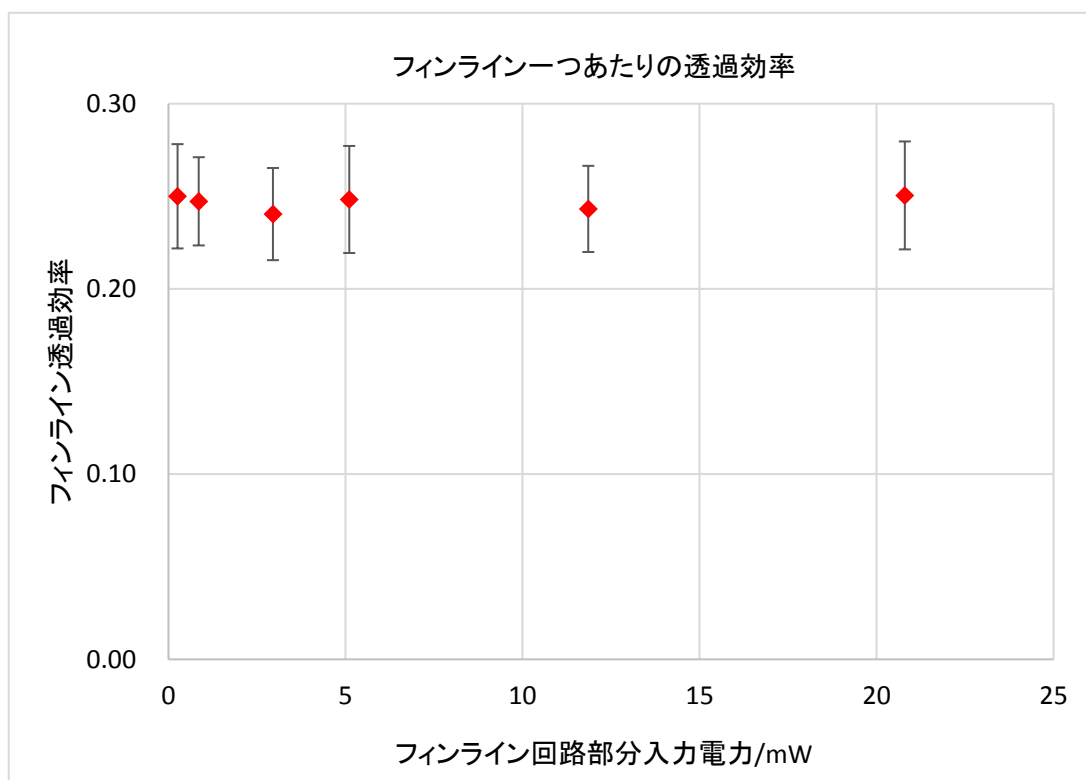


図 37 フィンライン回路入力電力とフィンライン一つあたりの透過効率

第4章 整流回路の作製と整流効率測定

本章では前章までに試験されたフィンラインを，設計した整流回路と統合することで整流回路を作製する．

4.1. ダイオード直列挿入型整流回路

次節で，現在の整流回路で主に使用されているシングルシャント型整流回路とフィンラインの統合について詳細を述べるが，この方式を使用する際にはフィンライン部分と整流回路部分の間に DC ブロックを挿入することが不可欠である．しかし，DC ブロックにおける挿入損失が大きいミリ波帯で使用することを考慮した際には，DC ブロックを使わない回路を使用することも有用であると考えられる．DC ブロックが不要な整流回路として，ダイオードを信号線と直列につなぐダイオード直列挿入型整流回路を示す．

フィンラインと統合される整流回路を以下に示す．従来の 94GHz 帯の整流回路 ([5], [6]) は比較的小電力の RF 電力を整流するエナジーハーベスティング用に最適化されており，接合容量が小さく応答性に優れた GaAs ショットキーバリアダイオードや 65nm CMOS technology を使用し，整流を行っている．しかし，これらのデバイスは素子の耐電力が小さく，彼らが使用した低接合容量の素子をそのまま使用することはできない．本研究においては，比較的高耐電力で使用可能なダイオード (MACOM 社，MA4E1310) を使用し，高入力電力で整流を行う．表 4 にデータシートに記載された MA4E1310 の諸元を示す．実際にシミュレーションを行う際にはこれらのパラメータとデータシート上の特性曲線を使用し，パラメータのフィッティングを行う．

表 4 MA4E1310 諸元

Description	Name	Value
Junction Capacitance	C_j	0.010pF
Total Capacitance	C_t	0.040pF
Reverse Breakdown Voltage	V_{br}	7V
Forward Voltage	V_f	0.70V
Slope Resistance	R_d	7 Ω
SSB Noise Figure	NF	6.5dB

開発した整流回路の概念図を図 38 に、実際に作製したフィンライン統合型の整流回路を図 39 に示す。整流回路はフィンラインに接続されており、入力側バンドパスフィルタ、ダイオード、出力側バンドパスフィルタで構成される。入力側のバンドパスフィルタは非線形素子であるダイオードから発生する高調波がアンテナ部分へと戻り、放射損となり散逸されることを防ぐ。今回は、第二次高調波を阻止するためのスタブを実装する。式(57)から、バンドパスフィルタとの分岐点から見たバンドパスフィルタの入力インピーダンスはスタブが開放されているため、

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_{OPEN} + jZ_0 \tan \beta * 3\lambda/4}{Z_0 + jZ_{OPEN} \tan \beta * 3\lambda/4} = \frac{Z_0^2}{Z_{OPEN}} = 0 \quad (71)$$

で表すことができ、第二次高調波は短絡しているとみなせ、アンテナ部分へと逆流することを防ぐ。

ダイオードから出力側の方へは、直流成分を通すためのバンドパスフィルタを実装しダイオードによる変換効率を上昇させる。バンドパスフィルタを実装する理由として、ダイオードにて発生する高調波成分が負荷側へと流出することでその分のパワーが損失してしまうことを防ぐ[11]。バンドパスフィルタは主に基本波を防ぐために基本波長の 1/4 と 3/4 の長さを基本とするスタブにて構成する。

整流効率 $\eta_{rectifier}$ は以下の式で示される。

$$\eta_{rectifier} = \frac{P_{load}}{P_{in}} = \frac{V_{load}^2}{R_{load} \times P_{in}} \quad (72)$$

ただし、 P_{load} 、 P_{in} 、 V_{load} 、 R_{load} はそれぞれ抵抗部分で消費される電力、整流回路部分へと入射する電力（フィンライン透過効率は含まない）、負荷抵抗部分にかかる電圧、そして負荷抵抗の値を示す。負荷抵抗の値が変化するとダイオードに流れる電流とかかる電圧が変化するので、最適な負荷の値を模索するために本実験では負荷抵抗部分に可変抵抗（Supertech 株式会社, 16K4(KC)/CI）を用いる。

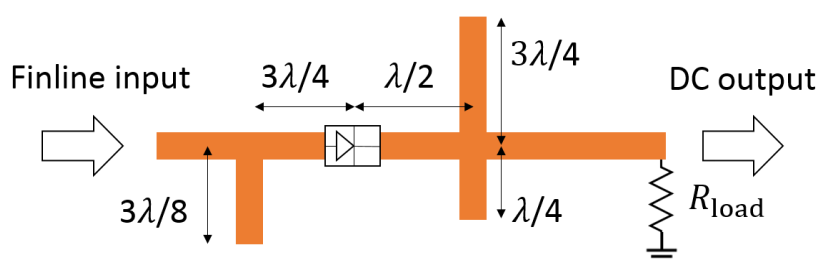


図 38 実際に作製した整流回路の構成

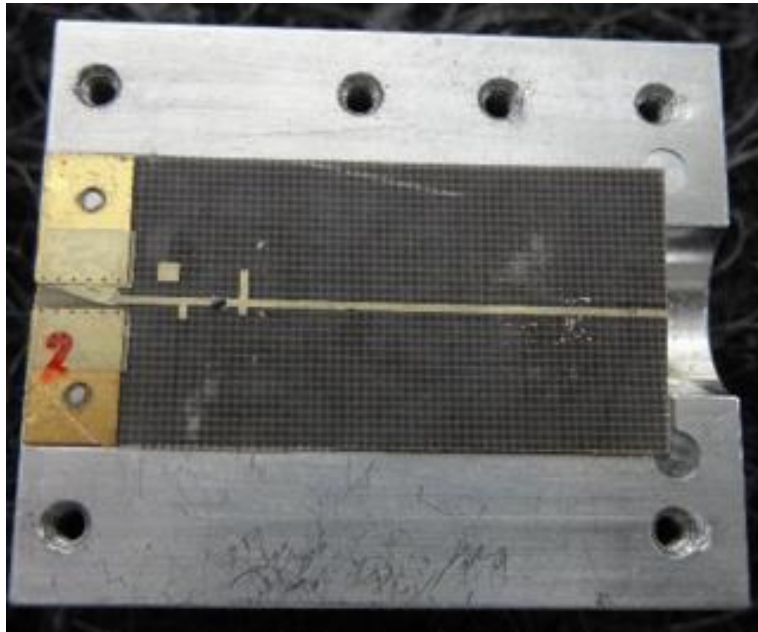


図 39 フィンラインと改良した整流回路

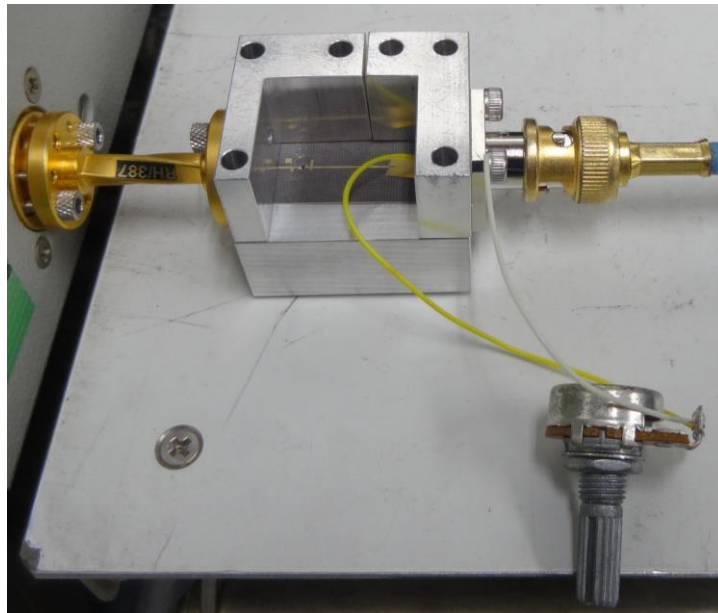


図 40 整流回路の組み立て

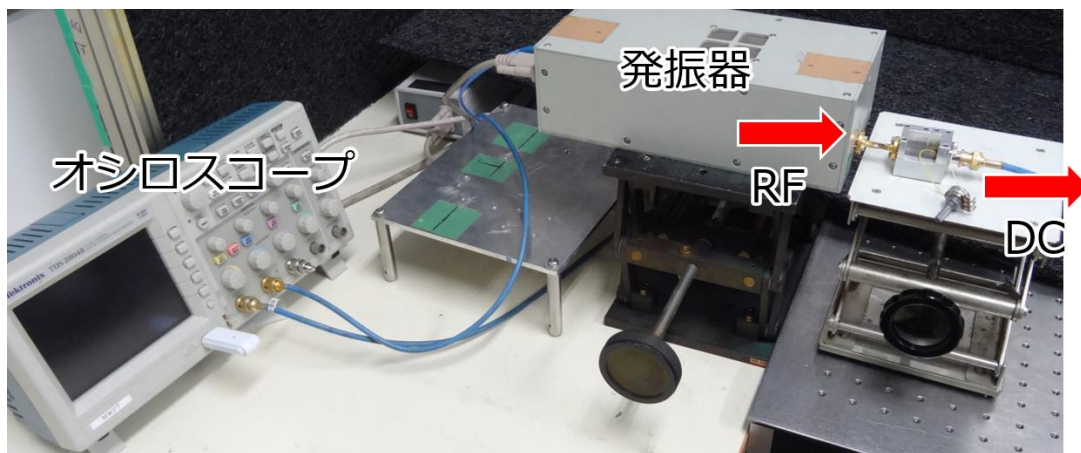


図 41 実験装置全体像

シミュレーションは ADS の LSSP シミュレーションを使用して行った。作製した回路によって求められた整流効率とシミュレーション結果をプロットした図を図 42 に示す。シミュレーションと実際に作製した回路では効率の変化の傾向が、低電力部分においてはシミュレーションと比較して実際の回路で効率が下がる方向、電力が大きくなる部分では効率が高くなる方向に観測された。この差は、使用しているデータシート記載のダイオードパラメータが 94GHz 印加時に観測されたものではなく、1MHz 印加時に観測されたパラメータであり、高周波となるにつれてダイオードのパラメータがデータシートの値とずれたためと考えられる。

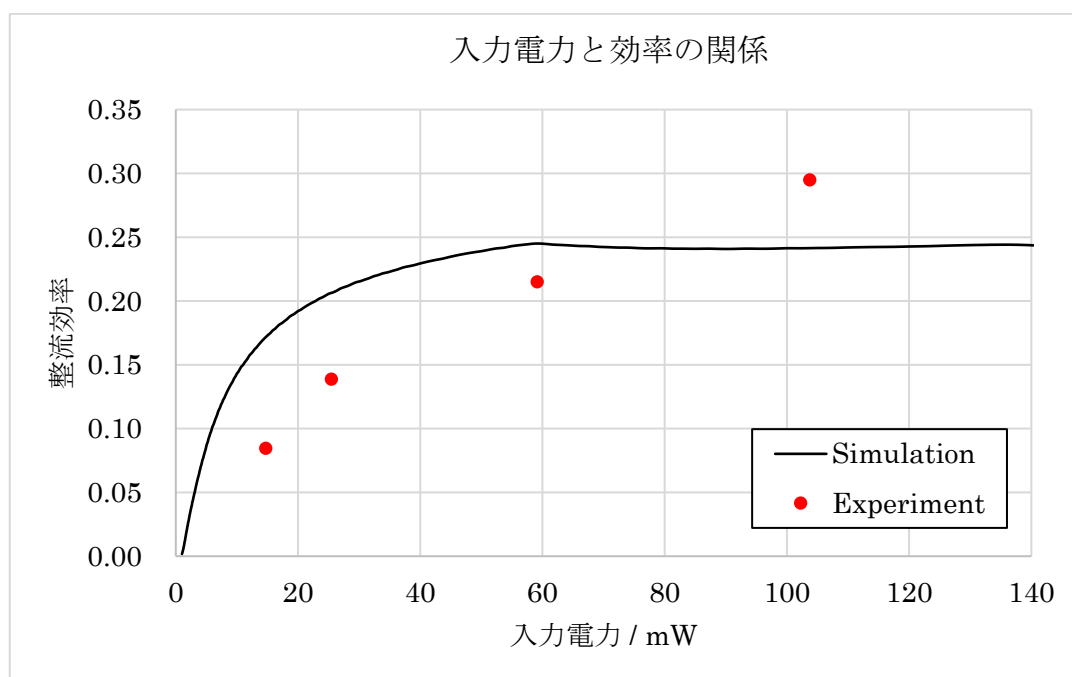


図 42 入力電力と効率の関係

ダイオード部分以外で考えられるロスの要因としては、MSL 上での導体損・誘電体損・放射損が考えられる。導体損に関しては導体を厚くすることで対応が可能であるが、すでに表皮厚さより十分大きく導体厚さをとっているため、大幅な改善は見込むことが難しい。誘電体損に関しては、誘電正接が小さい基板を使用することが改善のために考えられるが、すでに誘電正接が小さい高周波対応基板を使用しているため大幅な改善が難しいと考えられる。放射損に関しては、スタブなどの不連続面で表面波モードが発生し、表面波モードが放射によって損失することにつながる。表面波モードは本研究で使用した周波数と比較すると結合周波数は高いことを示したが、スタブなどの不連続面においては結合しやすくなる傾向がある。そのため、この表面波モードを抑制するために、不連続面を小さくすることが対策として挙げられる[11]。しかし、線路部分を細くすることは同時に、線路部分のインピーダンスの不整合をおこし、反射率増加をおこすこと、導体が細いため導体損が大きくなってしまふこととトレードオフとなる。したがって、線路を細くする部分を二つのスタブを使用するダイオードの下流側部分に限定した。スタブを細くしない場合と細くした場合のバンドパスフィルタの S パラメータを比較したシミュレーション結果を図 45 に示す。このグラフが示すように、200GHz 程度の周波数まではテーパー有りと無しで傾向がほぼ一致しているが第三次高調波あたりで S_{11} の値が小さくなり、反射波が小さくなっている。これは反射波の一部が表面波モードと結合し、放射されていることによる低下と考えられる。

スタブを細くした整流回路整流効率、出力電力と入射電力の関係と整流効率と負荷抵抗の値をそれぞれ図 46, 図 47, 図 48 に示す。最大電力は負荷抵抗が 125Ω のとき $39 \pm 8\text{mW}$ および最大整流効率 0.38 ± 0.08 が得られた。本研究で得られた整流回路の出力電力と周波数の関係、また整流効率と周波数との関係を無線電力伝送におけるいくつかの先行研究と比較したものを図 49 と図 50 に示す。本研究ではミリ波帯で比較的高出力かつ高効率で作動する整流回路の開発を行うことができたといえる。

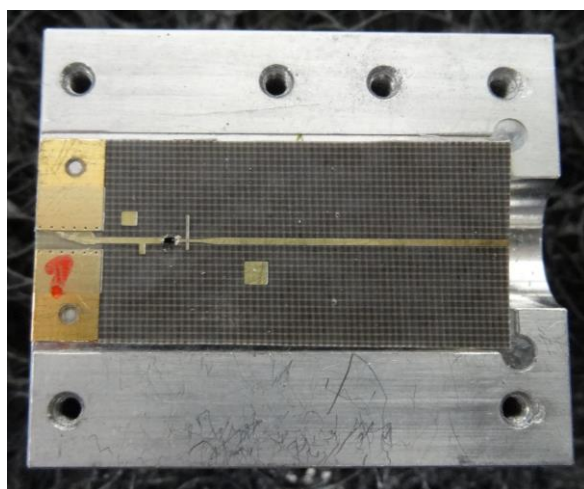


図 43 高調波抑制のためのスタブを細くした回路

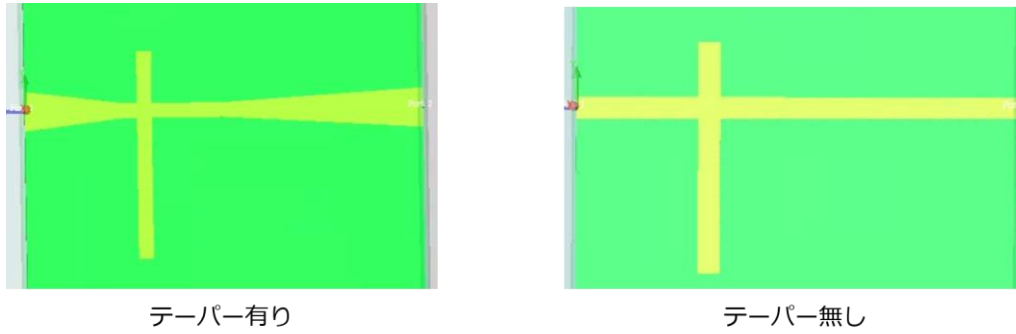


図 44 シミュレーションしたテーパー有り・無しバンドパスフィルタ
(左側から右側へと電波が伝播)

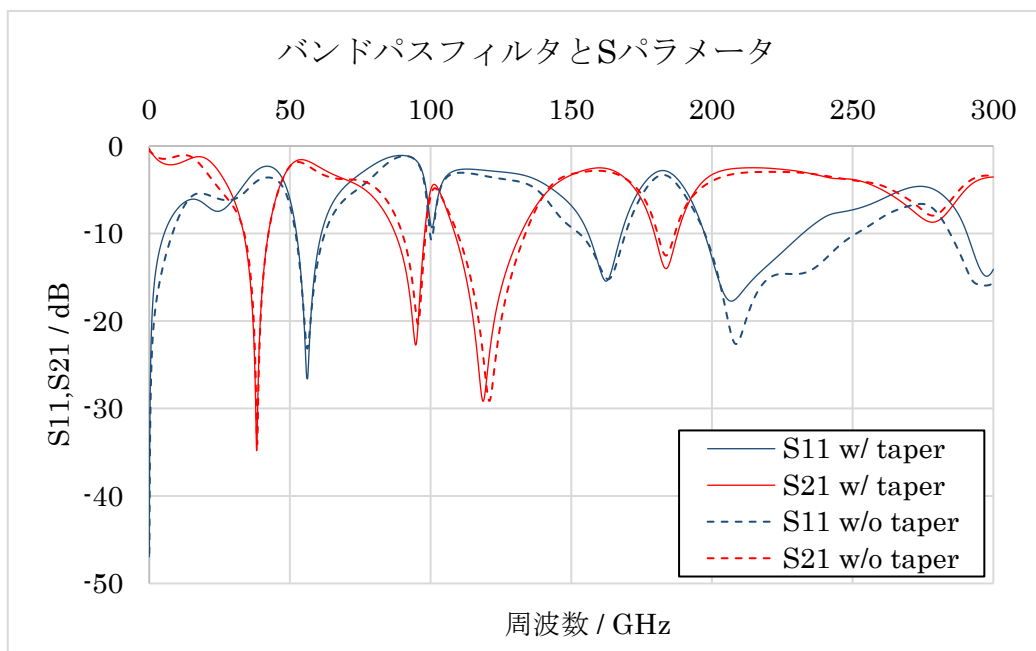


図 45 バンドパスフィルタと S パラメータの関係

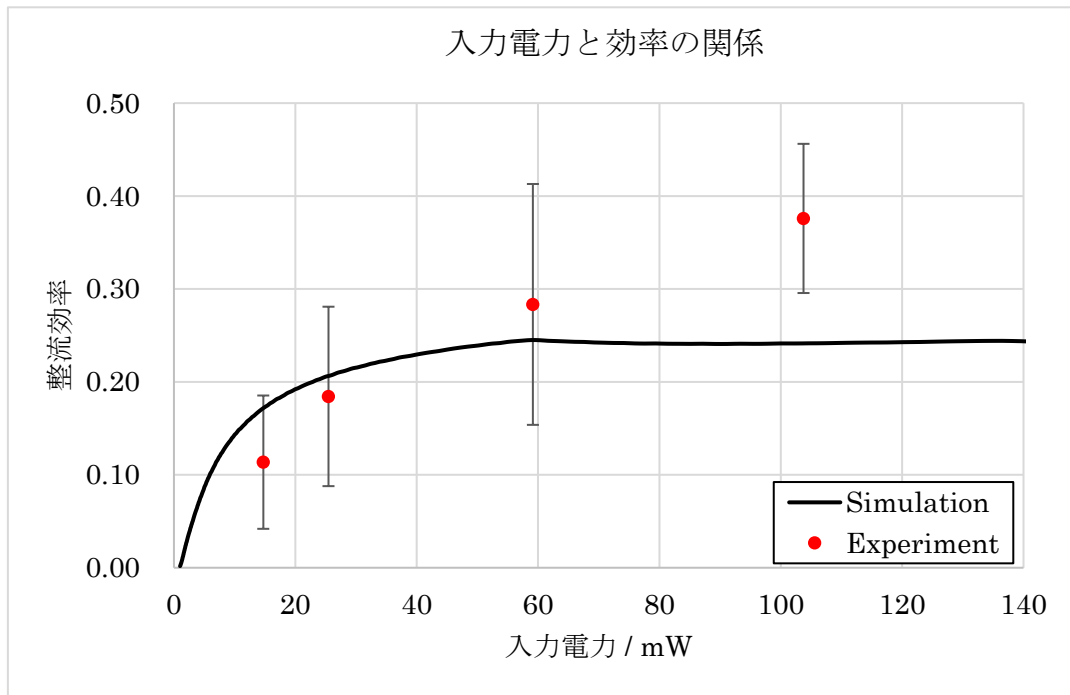


図 46 スタブ部分を細くした回路の入力電力と効率の関係

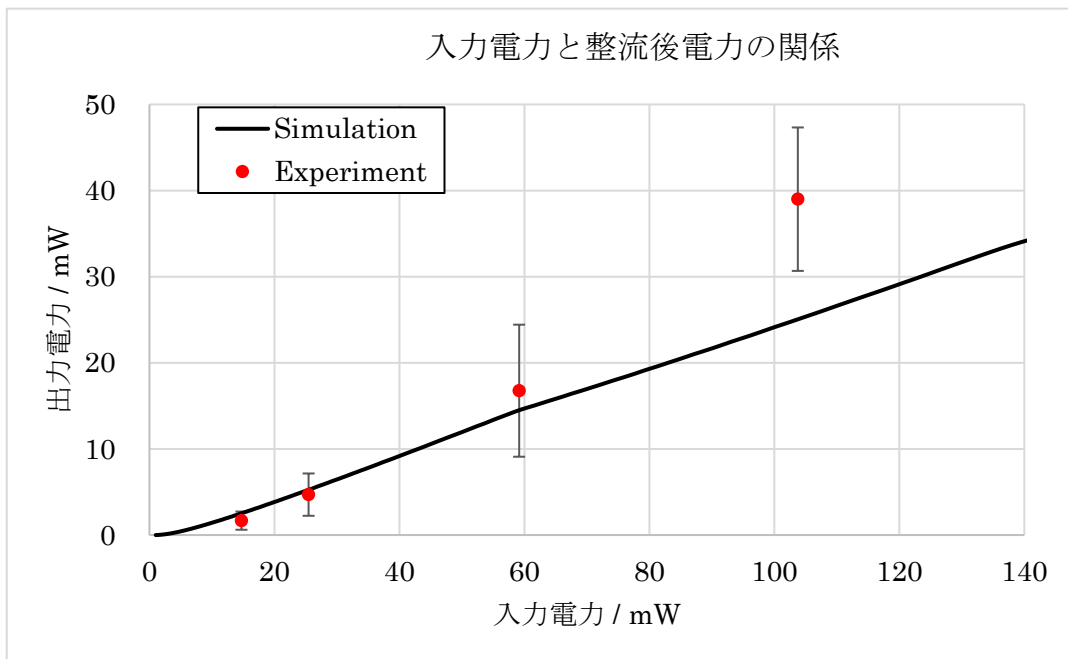


図 47 スタブ部分を細くした回路の入力電力と整流後電力の関係

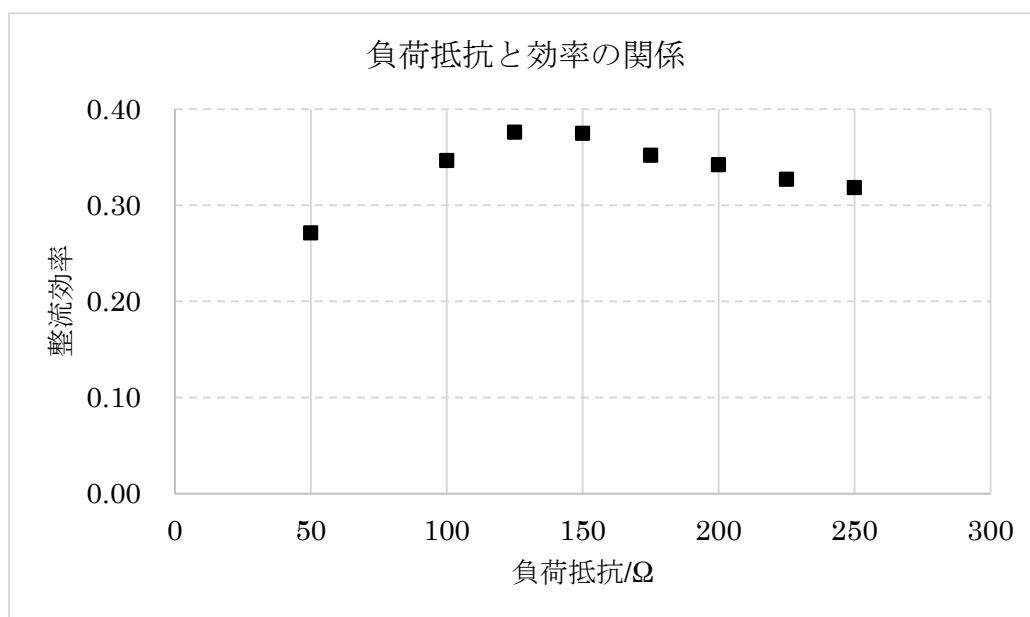


図 48 負荷抵抗と効率の値の関係

表 5 先行研究との使用周波数・整流電力・整流効率の比較

使用周波数/GHz	出力電力/mW	整流効率/%	文献
94	39	38	本研究
2.45	75.8	84.4	[21]
5.8	40.6	82.7	[21]
10	81	60	[22]
24	14	40	[23]
24	70.2	54	[24]
35	46.8	39	[22]
35	15	60	[25]
60	0.22	4.4	[26]
71	0.25	8	[27]
94	0.28	10	[6]
94	0.65	32.3	[5]

周波数と出力電力の関係

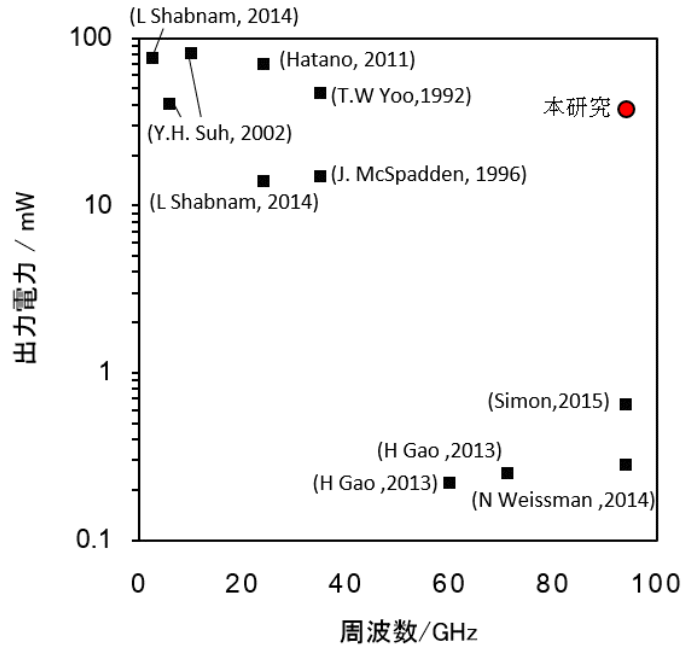


図 49 先行研究との周波数と出力電力の関係の比較

周波数と効率の関係

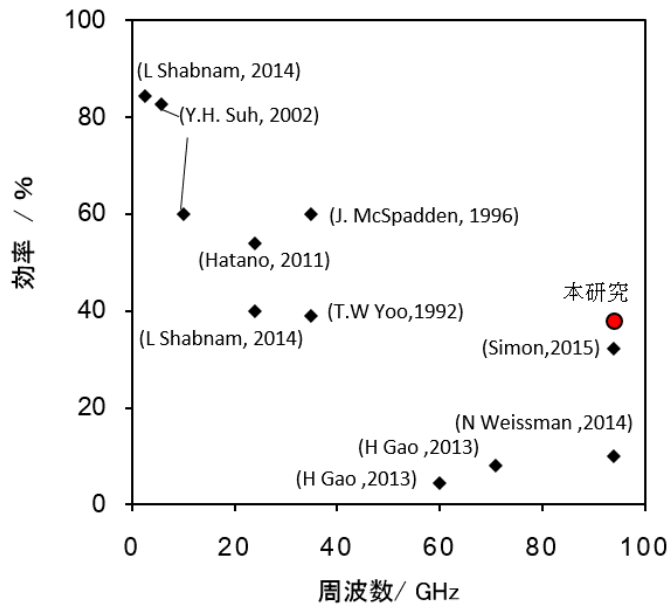


図 50 先行研究との周波数と効率の関係の比較

4.2. フィンライン・シングルシャント統合整流回路の検討

4.2.1. シングルシャント整流回路

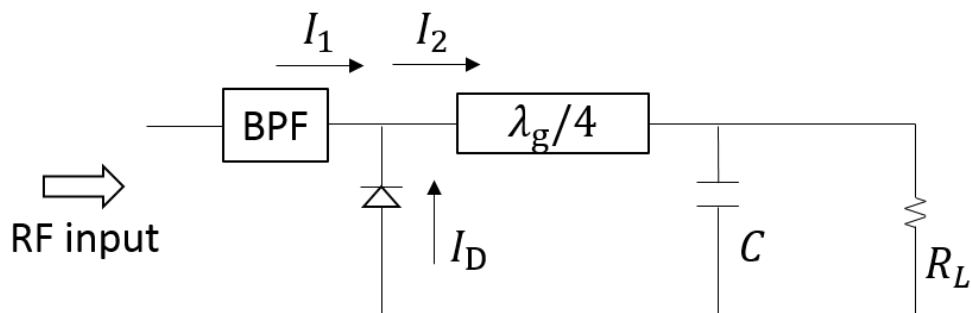


図 51 シングルシャント型整流器

シングルシャント整流方式はマイクロ波の整流回路でよく使用されている整流方式である。シングルシャント整流器はダイオードとキャパシタが負荷と並列で接続された回路であり、ダイオードとキャパシタの間に実効波長 λ_g の4分の1の長さ伝送路を挟むことにより、理論的には100%の整流効率を達成することが可能な整流器である。図51に示されたキャパシタ（キャパシタンス C ）と負荷抵抗 R_L からなるインピーダンス Z_L と $\lambda_g/4$ 伝送路も含めたダイオードから右側のインピーダンス Z を計算すると、式(57)も利用して、

$$Z_L = \frac{R_L}{1 + j\omega C R_L} \quad (73)$$

$$Z = \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} Z_0 \quad (74)$$

と表される。ここで β 、 l はそれぞれ電波の位相定数と伝送線路の長さを表している。ここで、奇高調波、偶高調波に関して、 $\lambda_g/4$ 線路部分においてそれぞれ $\tan \beta l = \infty$ 、 $\tan \beta l = 0$ となるため、 C が十分大きな領域においては、

$$Z_{\text{odd}} = \infty \quad (75)$$

$$Z_{\text{even}} = 0 \quad (76)$$

と表すことができる。つまり、奇高調波に対しては入力インピーダンスが無限大となり、偶高調波に関しては入力インピーダンスが0となる。 I_{diode} と V_{diode} はそれぞれダイオード順方向に流れる電流と電圧である。ダイオードで消費される電力を P_{diode} とすると、

$$P_{\text{diode}} = \int_T I_{\text{diode}} \cdot V_{\text{diode}} dt \quad (77)$$

で表せる。そのため、ダイオードで消費する電力が少ないほど負荷で消費される電力が大きくなる。理想的には出力部分にキャパシタを挿入することが全波整流に必要なであるが、キャパシタ自体が高周波において直列に抵抗やインダクタンス成分を有する。そのため、F級負

荷[18][19]を使用して高調波処理をすることで、高効率変換する回路が提案されている。F級負荷はダイオードにかかる電圧と電流の重なりをなくすことで、ダイオードで消費する電力を小さくするための高調波処理をする負荷である。ダイオードにかかる理想的な電圧と電流波形を図 52 に示す。図 52 で示される電圧波形をフーリエ級数展開すると、

$$V_{\text{diode}} = V_0 \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t - \dots \right) \quad (78)$$

が得られる。この式から奇高調波に対してはインピーダンスが無限大で、偶高調波に対してはインピーダンスがゼロである回路を実装することで作製することができ、この際に高いダイオード効率が得られる。高調波まで処理することで全体の効率を上昇させることが可能であるが、スペースの制約や不連続面の広がりやを考慮して基本波、第二次高調波の $\lambda_g/4$ 線路を基本としたスタブの実装を考える。シングルシャント整流回路はダイオードの直後に $\lambda_g/4$ 線路を挿入させるが、94GHz帯では $\lambda_g = 2.4\text{mm}$ であり、そのままの長さで実装してしまうとダイオードのパッケージ部分と線路自体が干渉してしまう恐れがある。したがって影響をおよぼさないように設計段階で、挿入しても線路特性が変化しない $3\lambda_g/4$ のMSLを挿入する。EMProにおいて計算したSパラメータを図 53 に示す。94GHzの倍数の高調波になるにつれ、共振の強さは弱くなるが基本波、第二次高調波にて共振できていることが分かる。第三次高調波についても、基本波のスタブで $3\lambda_g/4$ の長さとなることから、わずかながら共振し、F級負荷の特性を示していることが分かる。

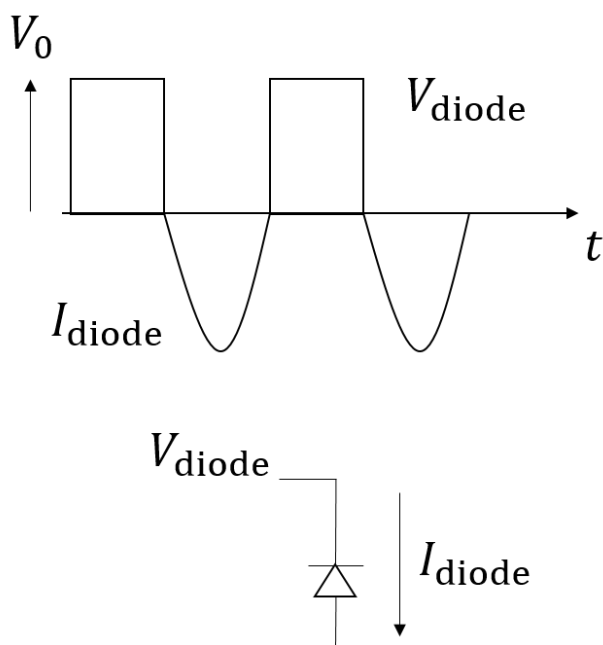


図 52 F級負荷時のダイオードにかかる理想的な電圧と電流波形

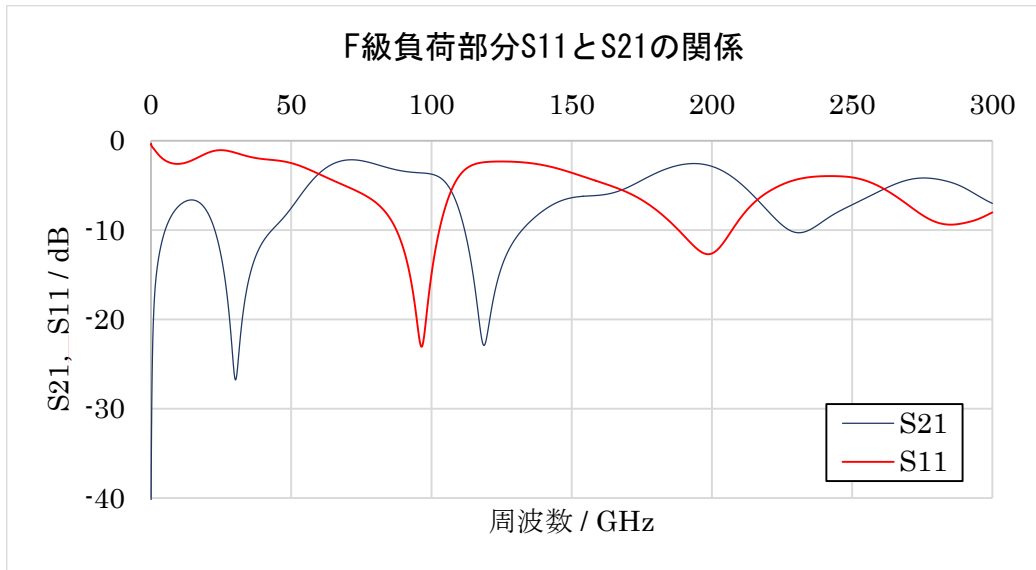


図 53 F 級負荷部分の S_{11} と S_{21}

本実験においては入力部分にフィンラインを統合する．フィンライン部分には信号線部分とグラウンド面とを導通させるビアが存在するため，高周波のみを通すバンドパスフィルタとしての DC ブロックをフィンライン部分と整流回路部分の間に挿入することが必要となる．

マイクロ波帯における DC ブロックは，キャパシタが一般的に使用されている．しかし，波長が短くなるにつれて，キャパシタ自体の大きさが無視できなくなり，図 54 に示すように理想的なキャパシタに直列に，インダクタンス成分や抵抗成分がついてしまう．ここで，等価回路における合成インピーダンスを考えると，

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \quad (79)$$

と表せる．横軸を周波数，縦軸をインピーダンスの絶対値をとったものを図 55 に示す ($R = 1\Omega$, $L = 10\text{pH}$, $C = 10\text{pF}$)．黒い実線で表されるのが合成インピーダンスの絶対値の周波数に対する値の変化であり，赤い破線で表されたものが理想的なキャパシタのみのインピーダンスと周波数の関係である．この図に示されている通り，直列のインダクタンス成分とコンダクタンス成分が合成されることにより共振が生じる．そのため，高周波になるほどインピーダンスが大きくなり，結果的に高周波を通しにくくなる．

フィンラインと整流回路との接続部分において、DC ブロックを作製するため、 $\lambda_g/2$ 共振器を考える。図 56 に $\lambda_g/2$ 共振器を示す。 $\lambda_g/2$ 共振器は信号線である MSL の途中に $\lambda_g/2$ の幅の MSL を挿入することで実装される。この部分で共振を起こすことでエネルギーを入力側から出力側へと伝送させる。調整できるパラメータとして、線路と線路の間の幅 d と真ん中に挿入する線路長の $\lambda_g/2$ 、線路の幅 w が存在する。図 57, 図 58 に 94GHz 周辺で共振するように設計された共振器の $d = 50\mu\text{m}$ 、 $d = 100\mu\text{m}$ のときの S パラメータを示す。この共振器において、線路間幅が小さくなるほど線路同士の結合が強くなりバンドパスフィルタとしての特性を持つ。本作製法で実現可能な線路間幅は最小で約 $50\mu\text{m}$ 程度であり、グラフからこの時の 94GHz における S_{11} 、 S_{21} パラメータはそれぞれ-14.4dB と-3.24dB である (共振器部分の線路幅 $w_1 = 0.2\text{mm}$ 時)。このバンドパスフィルタを用いることで 93.3mW まで RF 電力を整流回路へと入力することができ、図 59 から整流回路 12%が見込まれる。

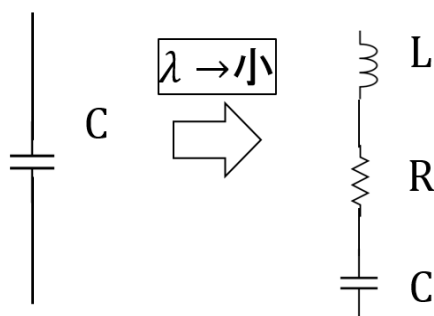


図 54 高周波帯におけるキャパシタの等価回路

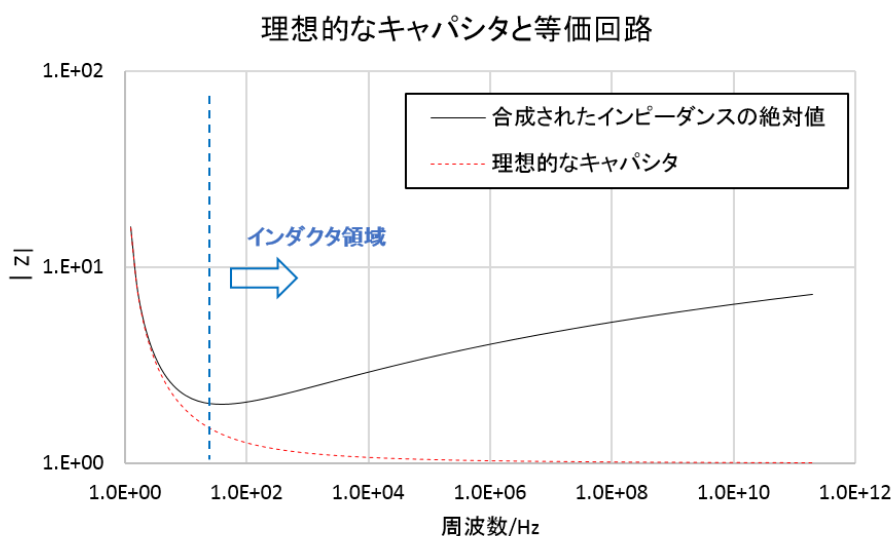


図 55 理想的なキャパシタと等価回路のインピーダンス比較

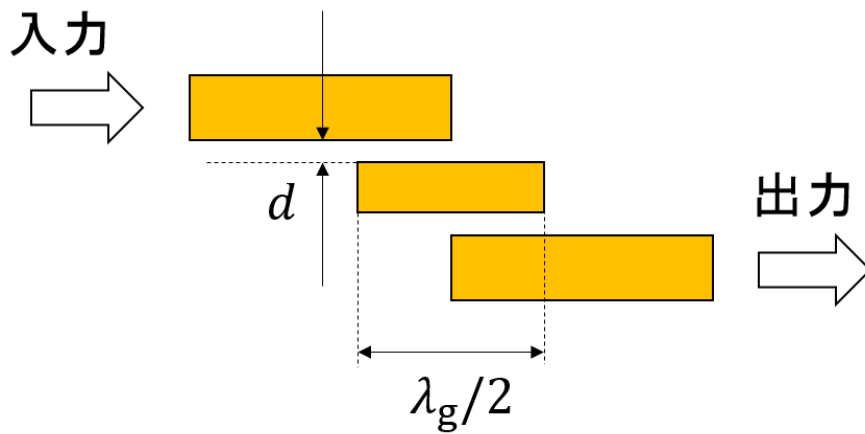


図 56 $\lambda_g/2$ 共振器型バンドパスフィルタ

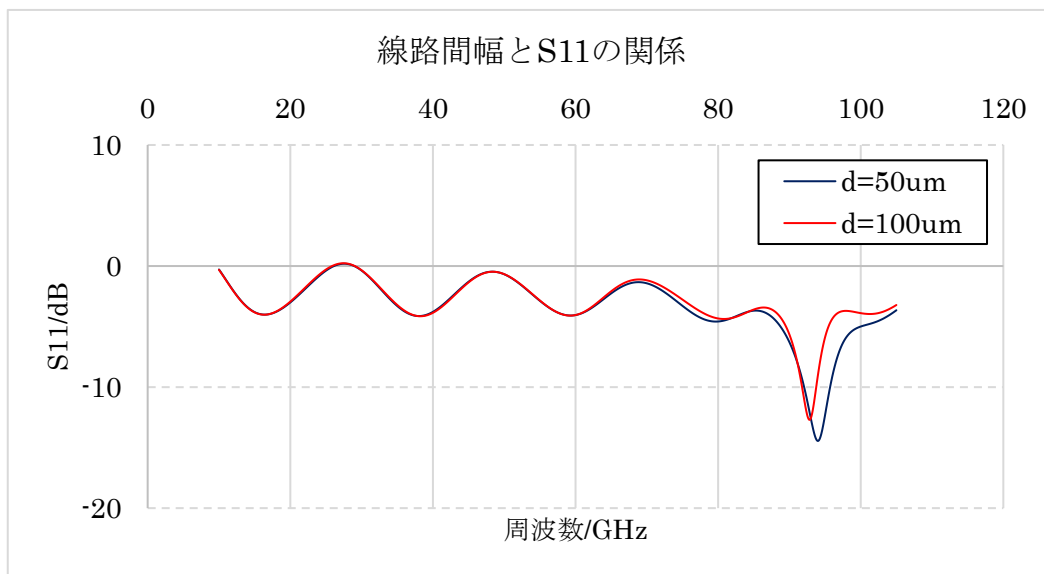


図 57 線路間幅と S11 の関係

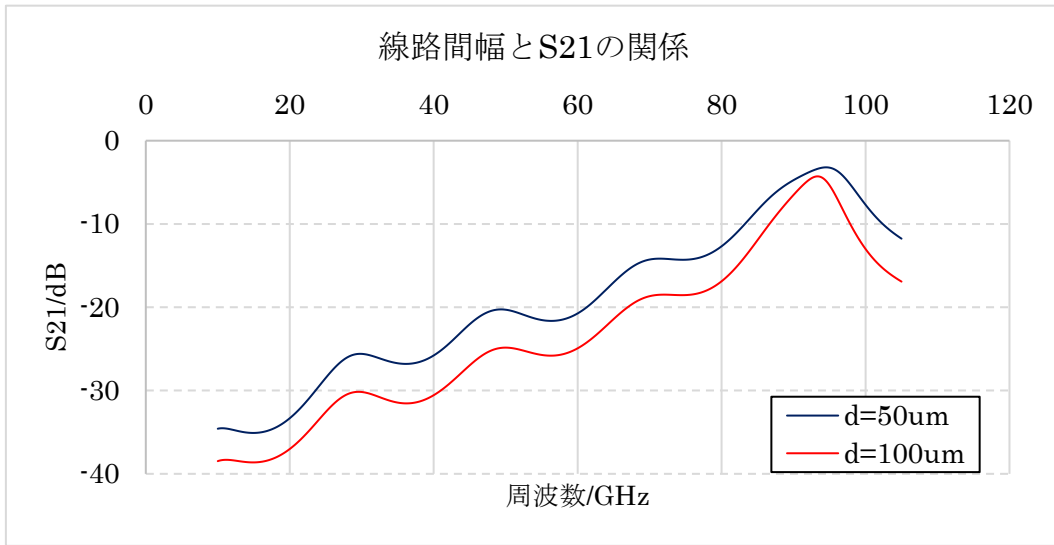


図 58 線路間幅と S21 の関係

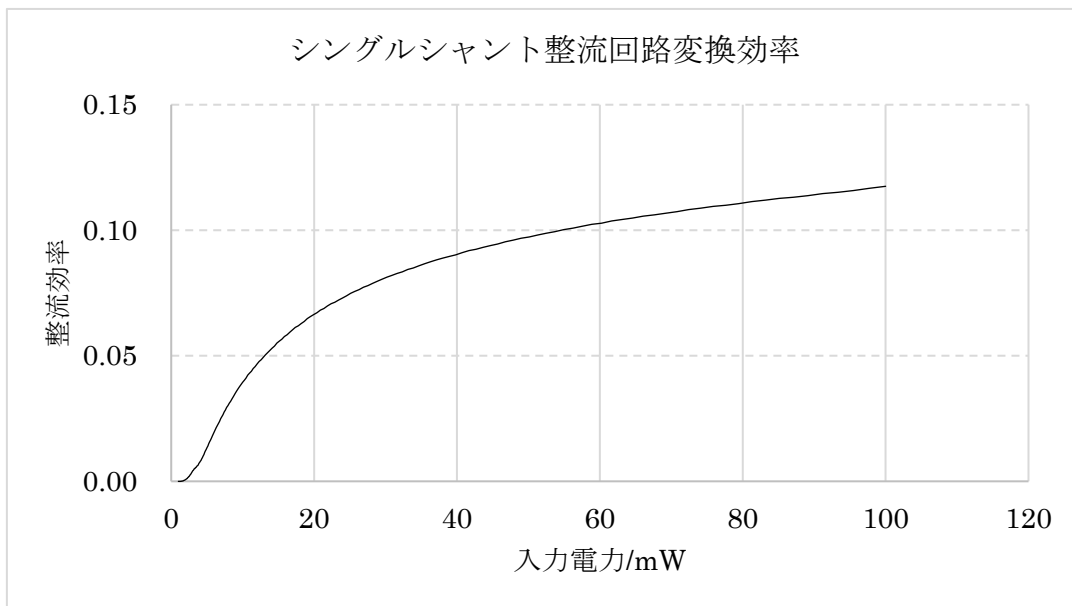


図 59 シングルシャント型整流器整流効率

第5章 結論

本研究では以下のような結論を得た.

■ フィンラインを使用した整流回路試験システムの確立

本研究では, 電力入射部分に従来の変換回路ではなくフィンラインを用いることで mW 以上のオーダーでミリ波を導波管から直接 MSL 上に実装された整流回路へと入射するシステムを構築した. フィンライン部分での導波管-MSL 変換効率は 94GHz において 0.25 ± 0.02 を得た.

■ MEMS 技術の応用

ミリ波帯回路作製のボトルネックであった回路の微細さを MEMS 技術と既存の PCB 基板作製技術を組み合わせることで克服し, 有用な回路作製法を提案した.

■ ミリ波帯における整流回路の開発

今までオンウェハで主に開発されていたミリ波帯整流回路を MEMS の製作技術を応用することで MSL 上に実装することを可能にし, 整流電力 $39 \pm 8\text{mW}$ および整流効率 0.38 ± 0.8 を得た. これらの電力および整流効率は他の先行研究と比較して大電力かつ高効率であり整流回路としての役割を十分果たすものとなった.

参考文献

- [1] J. S. Ho, A. J. Yeh, E. Neofytou, S. Kim, Y. Tanabe, B. Patlolla, R. E. Beygui, and A. S. Y. Poon, “Wireless power transfer to deep-tissue microimplants,” *Proc. Natl. Acad. Sci. U. S. A.*, vol. 111, no. 22, p. 201403002, 2014.
- [2] T. Mitani, “今後の宇宙太陽発電の新展開,” 宇宙科学技術連合講演会講演集, vol. 60, p. 4p, 2016.
- [3] “ワイヤレスパワーコンソーシアム WPC.” [Online]. Available: <https://www.wirelesspowerconsortium.com/jp/>. [Accessed: 27-Jan-2017].
- [4] N. Shinohara, “Beam Efficiency of Wireless Power Transmission via Radio Waves from short range to long range,” *J. Korean Inst. Electromagn. Eng. Sci.*, vol. 10, no. 4, pp. 4–10, 2010.
- [5] S. Hemour, C. H. P. Lorenz, and K. Wu, “Small-footprint wideband 94GHz rectifier for swarm micro-robotics,” *2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. IMS 2015*, no. I, pp. 5–8, 2015.
- [6] N. Weissman, S. Jameson, and E. Socher, “W-Band CMOS on-chip energy harvester and rectenna,” *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 1–3, 2014.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [8] 奥田健太, 小型飛行隊へのマイクロ波無線電力伝送における受電用超高利得アンテナの開発. 2014.
- [9] 名古正太郎, “2周波共用フレキシブルアンテナを用いた 電力情報同時無線伝送 2014,” *2014年度修士論文, 東京大学大学院工学系研究科航空宇宙工学専攻*, 2015.
- [10] 安藤真 and 広川二郎, “アンテナの基礎と高効率平面アンテナの設計 -最新ミリ波・マイクロ波アンテナの基礎技術として-,” in *Microwave Workshops and Exhibition 2008*, 2008.
- [11] 波多野健, 篠原真毅, and 三谷友彦, “24GHz帯F級負荷装荷レクテナの改良,” *Ieice 信学技報*, vol. WPT2011, pp. 3–6, 2012.
- [12] “Advanced Design System (ADS) ソフトウェア | Keysight (formerly Agilent’s Electronic Measurement).” [Online]. Available: <http://www.keysight.com/ja/pc-1297113/advanced-design-system-ads?cc=JP&lc=jpn>. [Accessed: 19-Jan-2017].
- [13] “EMPro 3次元電磁界解析シミュレーション・EDAソフトウェア | Keysight (formerly Agilent’s Electronic Measurement).” [Online]. Available: <http://www.keysight.com/ja/pc-1297143/empro-3d-em-simulation-software?cc=JP&lc=jpn>. [Accessed: 19-Jan-2017].
- [14] K. Fujiwara, “Low-cost W-band frequency converter with broad-band waveguide-to-microstrip transducer,” pp. 4–7, 2016.

- [15] 日本国特許出願 No. 2016-243600, 2016.
- [16] J. H. C. van Heuven, "A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 24, no. 3, pp. 144–147, 1976.
- [17] P. J. MEIER, "Integrated Fin-Line Millimeter Components," 1974.
- [18] K. Hatano, N. Shinohara, T. Mitani, T. Seki, and M. Kawashima, "Development of improved 24GHz-band class-F load rectennas," *2012 IEEE MTT-S Int. Microw. Work. Ser. Innov. Wirel. Power Transm. Technol. Syst. Appl. IMWS-IWPT 2012 - Proc.*, pp. 163–166, 2012.
- [19] N. Shinohara, "Rectennas for microwave power transmission," *IEICE Electron. Express*, vol. 10, no. 21, pp. 1–13, 2013.
- [20] "Picoprobe Model 120 High Performance Microwave Probe." [Online]. Available: <http://www.ggb.com/120.html>. [Accessed: 21-Jan-2017].
- [21] Y. H. Suh and K. Chang, "A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8-GHz wireless power transmission," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 7, pp. 1784–1789, 2002.
- [22] T. W. Yoo and K. Chang, "Theoretical and Experimental Development of 10 and 35 GHz Rectennas," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 40, no. 6, pp. 1259–1266, 1992.
- [23] S. Ladan, S. Hemour, and K. Wu, "Towards millimeter-wave high-efficiency rectification for wireless energy harvesting," *2013 IEEE Int. Wirel. Symp. IWS 2013*, pp. 7–10, 2013.
- [24] K. Hatano, "Development of 24GHz-Band MMIC Rectenna," vol. 50, pp. 4–7, 2013.
- [25] M. J. C. Kai, and P. A D, "Microwave Power Transmission Research at Texas A&M University," *Sp. Energy Transp.*, vol. 1, no. 4, pp. 368–393, 1996.
- [26] H. Gao, U. Johannsen, M. K. Matters-Kammerer, D. Milosevic, A. B. Smolders, A. Van Roermund, and P. Baltus, "A 60-GHz rectenna for monolithic wireless sensor tags," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 2796–2799, 2013.
- [27] H. Gao, M. K. Matters-Kammerer, P. Harpe, D. Milosevic, U. Johannsen, A. Van Roermund, and P. Baltus, "A 71GHz RF energy harvesting tag with 8% efficiency for wireless temperature sensors in 65nm CMOS," *Dig. Pap. - IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp.*, pp. 403–406, 2013.

謝辞

本論文の執筆にあたりまして多くの方々から支援をいただきました。ここに感謝の意を表します。第一に指導教員の小紫公也教授には研究テーマそのものに関しての知識だけではなく研究に対する姿勢や、発表に臨む姿勢、相手に伝わるような発表など多くのことをご指導いただきました。これは研究者のみならず、今後の人生での大きな糧となるものであると思います。さらに、私が提案した MEMS 作製方法につきましてもご理解を示してくださり、自由に研究できる環境を与えていただきましたこと深く感謝いたします。また、同じ研究室の小泉宏之准教授には、主に研究室輪講の際、私の説明が足りていない部分などへの鋭いご指摘をいただきました。これにより私の研究で詰めるべき部分に気づくことができ、その後の研究の組み立てについて深く考察をすることができました。研究以外におきましても、チームマネジメント、物事に意欲的に取り組むことの重要性など多岐にわたり私を人間として成長させていただきましたこと感謝いたします。筑波大学の嶋村耕平助教には我々の研究班と合同でミーティングを定期的に行っていただき、毎回多くの示唆に富む議論をさせていただきました。研究の具体的な進め方などにつきましても多くのことを参考にさせていただきました。同じ研究室の川嶋嶺助教には主に研究室輪講の際に鋭いご指摘をいただき研究方針などを決定する機会を与えていただきました。同じく、研究室の小林様には主に会計処理など事務処理の方でご協力をいただきました。心より感謝を申し上げます。

無線電力伝送班の先輩である宗島さんにも大変お世話になりました。宗島さんは無線電力伝送の知識に加えて人間的にも非常に魅力的で、学ぶ部分が非常に多かったです。都立産業技術研究センターの藤原様にはミリ波を扱う上での注意すべき点、実験系の作製の方法、測定機器の貸し出しなど本研究を進めるうえで非常に重要な部分をご教授いただきました。同センターの山岡様には MEMS を使用した回路作製につきましても多くの知識を共有していただきました。また、本研究は東京大学 VDEC の協力の下行われたものであり、特に東京大学工学系研究科電気系工学専攻三田研究室の岡本様、VDEC の水島様には実際に回路作製を行う際に装置の使用法など一から教授していただきました。研究室の後輩の松井くんには私の研究における回路作製などで手伝っていただきました。黄色い部屋でシリコンマスクを黙々と作製する松井くんの姿はとても印象に残っています。筑波大学システム情報工学系構造エネルギー工学専攻嶋村研究室の鈴木くんと皆川くんにはミーティングの際にミリ波伝送について多くの議論をしていただきました。変換回路の考察部分で鈴木くんが取り上げたフィンラインのおかげで整流回路を完成させることができました。ありがとうございました。

また、濱田くんをはじめとする 501 号室のメンバー、小紫・小泉研究室のメンバーにはつらい時も励ましていただき大変お世話になりました。

最後になりましたが、私が上京し、遠くから大学院に至るまで教育の機会を与え、見守ってくれた両親に深く感謝の意を表し、謝辞といたします。