

織物膜を用いた宇宙展開式リフレクターアンテナの概念設計と試作

代表研究者 坂本 啓 東京工業大学 工学院 准教授
共同研究者 戸村 崇 東京工業大学 工学院 助教

1 概要

本研究は、平織りの織物上にアンテナ素子を貼付し、折り紙技術を用いて極めてコンパクトに収納できる、これまでになく軽量・高収納率の宇宙用リフレクターアンテナの地上実験モデルを構築/評価し、新たな構造概念「折り紙膜ランダム面フェーズドアンテナ」を提示することを目指す。膜面アンテナには高い平面度を要求せず(=ランダム面)、位相調整を電氣的に膜上で行うことで構造/機構の著しい軽量/小型化を可能とする。位相調整には可変容量ダイオードを活用し、アレー構造全体が平面でなくてもアンテナとして機能できる新技術を開発する。

目標として、研究開始2年後に1m×1mサイズのランダム面リフレクターアンテナのプロトタイプを作成することを目指し、今年度1年間ではほぼ当初の計画通り、以下を達成した。(A) アンテナ素子の特性計測・解析、(B) 数値解析によるアレーの特性予測、(C) 非平面アレー簡易モデルの電波暗室実験、(D) 1m×1mサイズの柔軟リフレクターアンテナのモックアップの製作/評価、である。本稿では提案の意義を述べた後、(A)～(B)について具体的な内容と成果を報告する。

2 背景と目的

衛星通信において、通信速度、通信距離の向上を目指した大面積をもつ平面アンテナの研究が行われている。人工衛星に搭載される大型平面アンテナは、打ち上げ時の容積、質量の制限から地上で収納し、軌道上で展開する展開型平面アンテナが用いられることが多い。その例として、NASA/JPL から2018年に打ち上げられた Mars Cube One (MarCO) がある[1]。MarCO では衛星側面に畳まれた $59.7 \times 33.5 \text{ cm}^2$ の展開型平面アンテナを軌道上で展開する。また JPL で研究されているインフレーターブルブームを利用した膜上平面アンテナ[2]では、インフレーターブルブームにより膜に張力をかけることによって、高い平面度をもった展開型平面アンテナの構築が考案されている。

これら先行研究からわかるように、人工衛星への搭載を考えた展開型平面アンテナでは、平面アンテナの高い平面形状を維持するために、MarCO では剛性の高い薄板、インフレーターブルブームを利用した膜上平面アンテナでは剛な支持構造を利用しており、結果として収納効率はあまり高くない。収納効率がより高い展開構造として、JAXA が2010年に打ち上げたソーラー電力セイル実証機 IKAROS や、提案者らが開発し、2019年に打ち上げられたキューブサット(超小型衛星) OrigamiSat-1 (図2.1) [3]がある。これら2例では、剛な支持構造を搭載しないことで、膜上に太陽電池などのデバイスを搭載しながらも高い収納効率を実現した。しかし IKAROS の軌道上データから、膜上のデバイスの影響で膜全体に大きな面外変形を生じることが報告されており[4]、OrigamiSat-1 の膜面にも同じように面外変形が起きることが予想されていた。そこで、もし平面アンテナにおいても、構造の面外変形を許容することができれば、IKAROS のような膜展開構造にアンテナ素子を搭載することによって、展開型平面アンテナの収納効率を飛躍的に向上することができる、と申請者らは考えた。

そこで本研究では、図2.2に示すように、リフレクターアレーのアレー素子インピーダンスを能動的にバラクタダイオードにより制御することによって反射位相を調整し、平面アンテナ構造の面外変形によって生じる行路差を打ち消し、電氣的に面外変形を補償することのできるアクティブリフレクターアレーを提案する。研究開始2年後に1m×1mサイズのランダム面リフレクターアンテナのプロトタイプを作成することを目指し、初年度1年間では以下を実施する。まず、提案手法を評価するための本研究で簡易実験モデルを作成するリフレクターアレーの鏡面諸元を設計する。その上で、(A) バラクタダイオードの解析モデルの作成及びリフレクターアレーの素子の設計および有限要素解析を行う。次に(B) 設計した素子を用いたリフレクターアレーの設計、解析を実施したうえで、(C) 簡易実験モデルによる特性計測を行い、提案手法の電氣的な実現可能性を検証する。最後に、(D) 1m×1mサイズの柔軟リフレクターアンテナのモックアップを構築し、機

械的な実現可能性も評価する。以下では (A) ~ (C) の電氣的な検討を第 3 節に、(D) の機械的検討を第 4 節に記す。

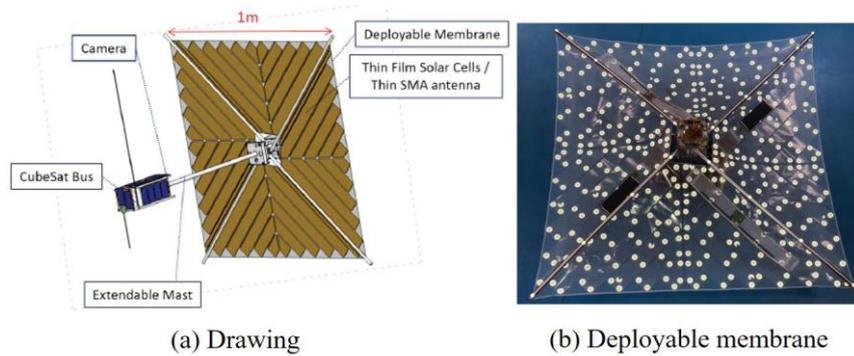


図 2.1: CubeSat OrigamiSat-1 (Tokyo Institute of Technology)

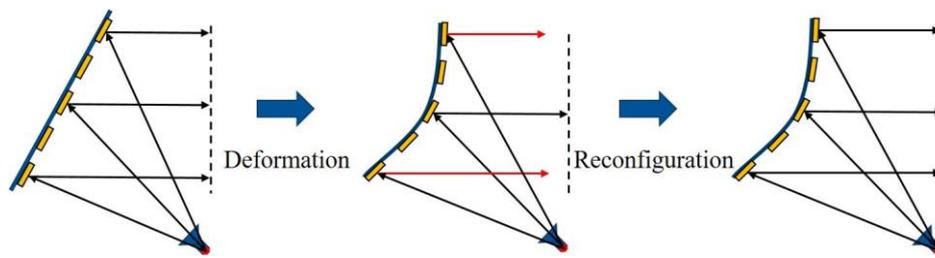


図 2.2: Proposed nonflatness compensation through phase shifting in reflectarray

3 非平面アレーアンテナ簡易実験モデルの構築・評価

3-1 提案手法の概念検証のための評価系構築

(1) 1次放射器

リフレクトアレーの素子アンテナの設計をするに先駆け、まずリフレクトアレーの鏡面諸元を決定する。中心周波数については、研究室で開発実績があり、将来的な宇宙実証機の開発を考えた際に親和性のある 5.8GHz とする。まず初めに、リフレクトアレーの 1次放射器として用いるホーンアンテナの解析を行った。本研究での有限要素解析はすべて Ansys 社の高周波電磁界解析ソフト HFSS を利用する。図 3.1 にホーンアンテナの解析モデルを示す。実測の寸法で作成した解析モデルでの解析結果を図 3.2 に示す。図 3.2(b) はホーンアンテナの位相の放射パターンであり、ホーンアンテナからの放射電界は球面波ではないため、放射方向によって電界の位相が変化する。本研究でのリフレクトアレー設計時にはこの位相パターンを考慮し設計する。

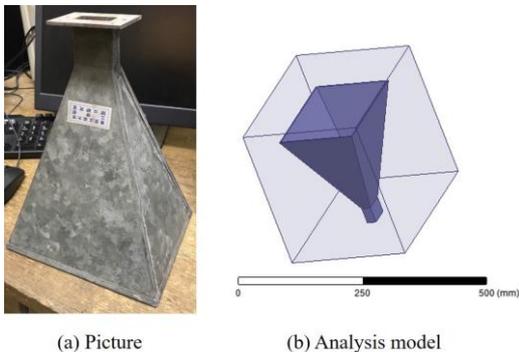


図 3.1: Horn antenna

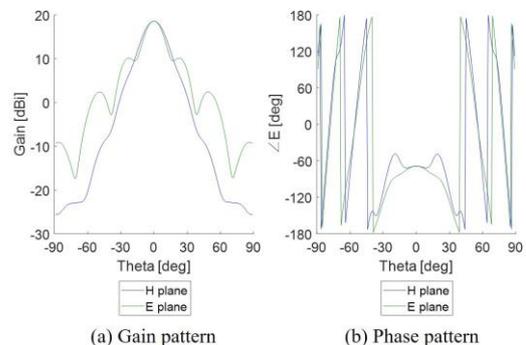


図 3.2: Analysis results of the horn antenna

(2) 鏡面諸元の決定

開口直径について、将来的な目標は OrigamiSat-1 に搭載された 1m×1m の膜面上への搭載やそれ以上の

大きな膜面へのリフレクタレーの搭載であるが、本研究では実現可能性の検証を主な目的とし、簡易実験モデルでは開口直径が 30cm×30cm のものを作成することとした。30cm という寸法は、本学の電波暗室での遠方界測定を考えた際に、遠方界とできる開口直径となるように決定した。

次に焦点距離とオフセット量について決定する。本研究では 1 次放射器の遮蔽による利得の低下を低減するためにオフセットアンテナとした。ホーンアンテナの解析結果からエッジレベルが -10dB となる照射角度は約 39 deg であるため、焦点からリフレクタレー端部までの照射角度が約 39 deg となるように焦点距離とオフセット量を決定する。また、1 次放射器のホーンアンテナがリフレクタレー放射方向と重ならないことも考慮し、焦点距離とオフセット量を図 3.3 のように決定した。

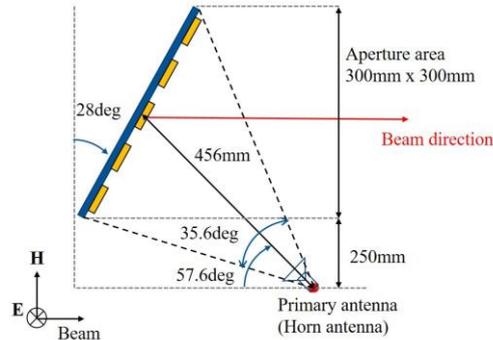


図 3.3: Specification of the reflectarray

3-2 リフレクタレー素子アンテナのモデル化と設計・解析

(1) バラクタダイオードの特性計測

非平面度補償のための位相調整に使用するバラクタダイオードを選定し、特性値を計測した。使用するバラクタダイオードは Skyworks 社の SMV1405 とした。図 3.4 にバラクタダイオードの特性計測の概要図、図 3.5 にバラクタダイオードの特性抽出に用いた基板を示す。バラクタダイオードをマイクロストリップライン上に搭載し、ベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いて S パラメータを計測することによってバラクタダイオードの特性を計測した。バラクタダイオードのバイアス電圧は安定化電源から供給し、BiasTee (PASTERNAK 社 PE1BT1002) を用いて供給することによってその影響を除去した。また、図 3.5 に示す TRL 標準を用いて TRL 校正を行うことによって、SMA コネクタによる影響を除去し、S パラメータの基準面を図 3.4 に示す位置とした。

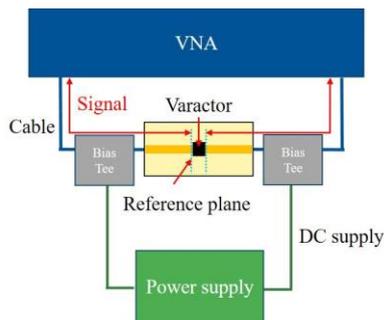
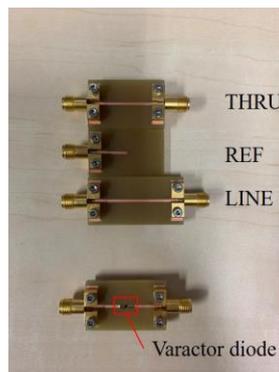
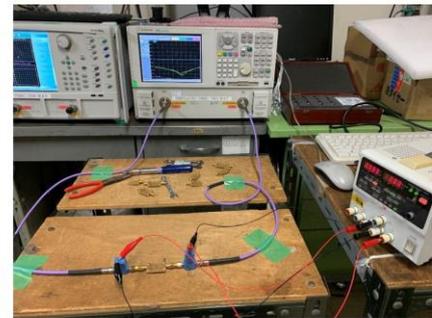


図 3.4: Configuration of the varactor diode measurement



(a) Substrate



(b) Experiment picture

図 3.5: Varactor extraction substrate

図 3.6 に計測結果を示す。図 3.6(a) は印加電圧に対するインピーダンスの実部を示し、図 3.6(b) は印加電圧に対するインピーダンスの虚部を表している。本計測ではバラクタダイオード部分を単一のシリーズインピーダンスと仮定し、計測された S パラメータからインピーダンスを算出した。本計測で用いた基板にはガラスエポキシ基板を用い、その誘電率は 4.25、誘電正接は 0.018、基板厚さは 3mm である。またマイクロストリップラインは 0.018mm 厚の銅箔であり、その幅は 1mm とした。このときのマイクロストリップライ

ンの特性インピーダンスは解析より $Z_0 = 106.99 + j0.8823 \text{ ohm}$ である。ここで、本実験で使用した BiasTee の直流電圧の動作範囲は 0V から 24V であり、バラクタダイオードの直流電圧の動作範囲は 0V から 30V であるため、24V から 30V の範囲でのバラクタダイオードのインピーダンス値は線形補完によって推定した。インピーダンスの実部は 1.5 ohm から 4.6 ohm で変動し、インピーダンスの虚部は 43.78 ohm から -1.125 ohm まで変動する様子が見られた。

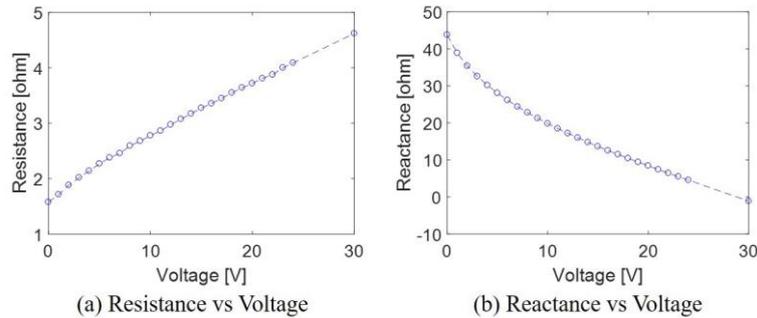


図 3.6: Experiment results of the varactor extraction

(2) バラクタダイオードの解析モデルの作成

計測したバラクタダイオードの特性値と合うバラクタダイオードの解析モデルを HFSS 上で作成した。図 3.7 にバラクタダイオードの解析モデルを示す。バラクタダイオードは HFSS 上で集中インピーダンスを定義する LumpedRLC 境界条件機能を用いて作成した。またバラクタダイオードの等価回路は図 3.7(c) のように直列回路であると仮定した。ここで図 3.7(c) 中の C_p , L_p は HFSS 上で LumpedRLC 境界条件を指定した際に生じる寄生容量、寄生インダクタンスである。

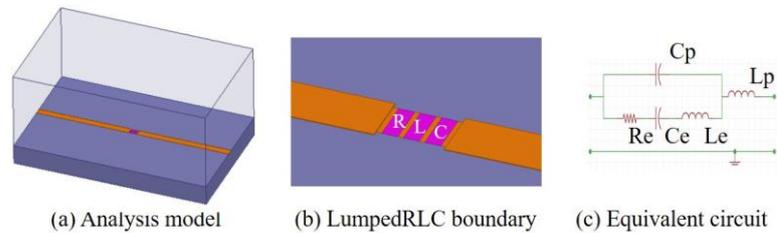


図 3.7: Analysis model of the varactor diode

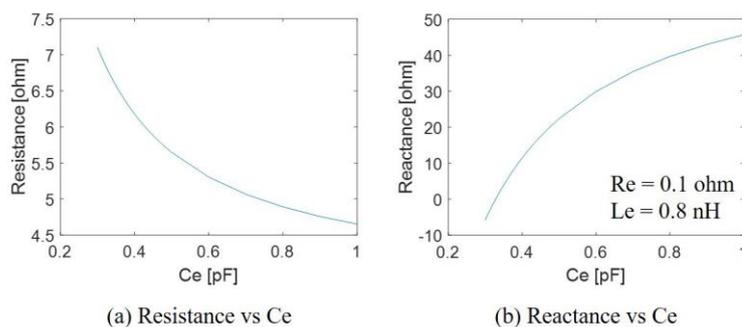


図 3.8: Analysis results of the varactor diode

図 3.8 に HFSS 上で定義する RLC 値の値とバラクタダイオードモデルのインピーダンス値の関係を示す。バラクタダイオードモデルのインピーダンス値は、 $Z = -1/Y(2, 1)$ の関係式から算出した。図 3.8(b) のリアクタンス値は前節で計測したバラクタダイオードのリアクタンス値 43.78 ohm から -1.125 ohm を表すことができているが、図 3.8(a) に示すレジスタンス値は前節で計測した 1.5 ohm から 4.6 ohm を表すことができなかった。この原因としては、実際の基板において、はんだ付けの状態などによって、完全に対象なポートになっていないため、TRL 校正が完全ではないことが考えられる。そこで本研究では、次節に示す導

波管を用いた計測を行うことによって、HFSS 上に定義する RLC 値を再調整し、バラクタダイオードの高精度なモデル化を行う。

(3) 導波管を用いたバラクタダイオードのモデル化

前節で調整しきれなかったバラクタダイオードの解析モデルにおける HFSS 上での RLC 値について、異なる方法でバラクタダイオードの特性値を計測することによって再度パラメータの抽出を行う。本計測では図 3.9 に示すように、導波管 (WRJ-5) の片端にバラクタダイオードを搭載したパッチ素子を設置し、その S パラメータを測定し、図 3.10 に示すような解析モデルでの解析結果と比較することによって行った。導体は厚さ 0.018mm の銅箔とし、誘電体基板は安価に製作が可能な FR4 基板とした。誘電率は 4.25、誘電正接は 0.018 であり、厚さは発注先メーカー (P 板.com) で製作可能なもので最も厚い 3mm とした。パッチ素子から公差偏波方向に直流電圧供給線路を設けることによって直流電圧供給線路による影響を低減し、半径 6 mm、開き角 60 deg のラジアルスタブを付けることによって 5.8GHz 付近の高周波信号を通さないように設計した。図 3.11 には計測に用いた素子の写真および計測の様子を示す。

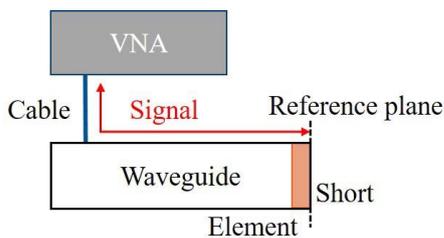
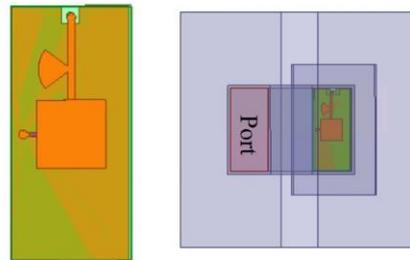
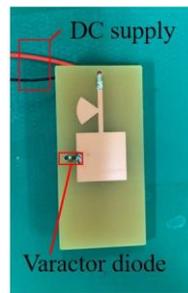


図 3.9: Configuration of the waveguide experiment

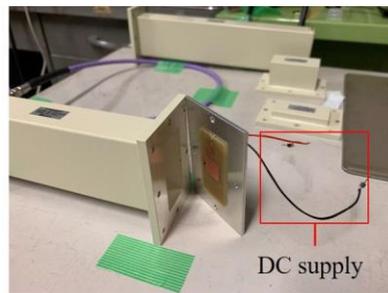


(a) Element model (b) Analysis model

図 3.10: Model of the waveguide experiment



(a) Substrate

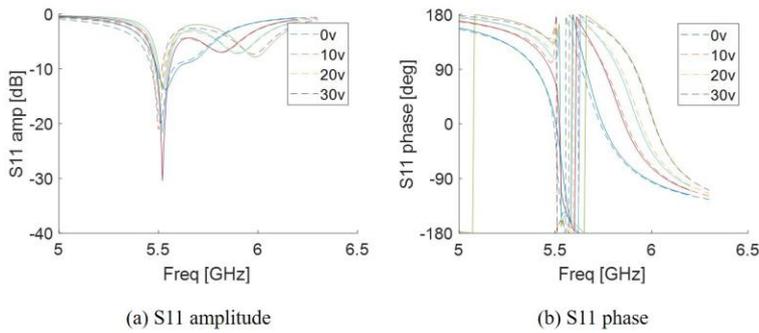


(b) Experiment picture

図 3.11: Pictures of the waveguide experiment

図 3.12 に解析結果および計測結果の比較を示す。HFSS 上で定義するキャパシタンス値を変動させることによって、本試験で計測した反射係数 S11 の周波数特性とよく一致する解析結果が得られることが確認された。図 3.12 中の点線が計測値、実線が解析値である。また、ラジアルスタブによる影響を解析した結果を図 3.13 に示す。すべての電圧に対して見られる 5.5GHz 付近での共振は、直流電圧供給ラインに搭載したラジアルスタブによる影響であることが分かる。また、ラジアルスタブによって素子に反射する際に偏波が回転し、公差偏波成分として反射され損失の増大につながるということが図 3.13 の解析より判明した。そこで次節の素子アンテナの設計ではラジアルスタブを搭載しない設計とすることにした。

本計測での計測された反射係数 S11 の共振点の推移と電圧の関係および HFSS 上での反射係数 S11 の共振点の推移と HFSS 上で定義する RLC 値の関係から、バラクタダイオードに印加する電圧と HFSS 上でのバラクタダイオードモデルの RLC 値の関係を決定する。図 3.14 に抽出した HFSS 上で定義する RLC 値と電圧の関係を示す。



(a) S11 amplitude
(b) S11 phase
図 3.12: Results of the waveguide experiment

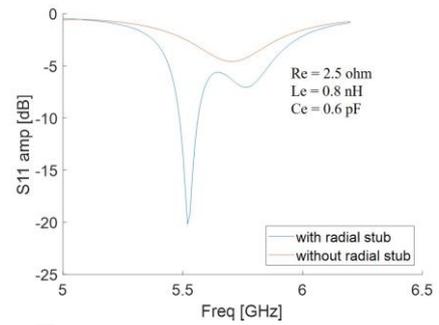


図 3.13: Effect of the radial stub

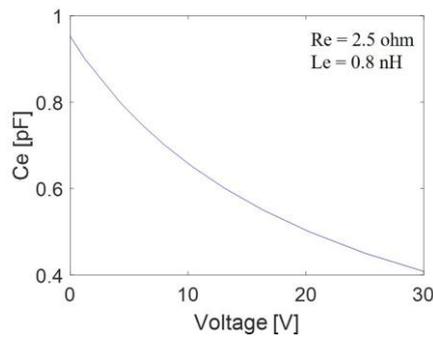
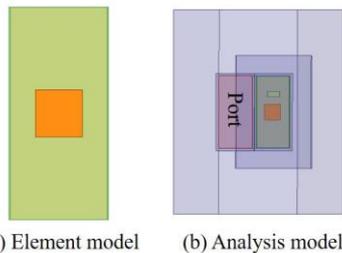


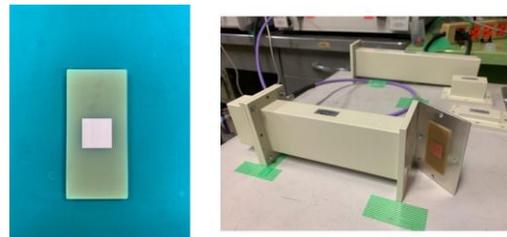
図 3.14: Voltage vs Ce in HFSS calculated by the waveguide experiment

次に本解析，計測の妥当性を検証するため，誘電体基板にパッチ素子のみを搭載した受動的な素子の反射係数を測定した．解析モデルを図 3.15，計測素子と計測の様子を図 3.16，解析結果と計測結果の比較を図 3.17 に示す．本解析，計測はパッチ素子の 1 辺が 11.2mm, 11.4mm, 11.6mm のもので行った．解析結果と計測結果の共振周波数，共振周波数における反射係数の大きさを表 3.1 に示す．表が示すように解析値と計測値で共振周波数と共振周波数での反射係数の大きさはよく一致することから，本計測によるバラクタダイオードのモデル化が妥当であると判断した．



(a) Element model (b) Analysis model

図 3.15: Model of the verification experiment of the waveguide experiment



(a) Substrate (b) Experiment picture

図 3.16: Pictures of the verification experiment of the waveguide experiment

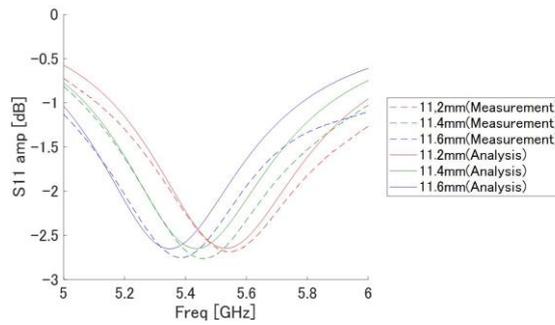


図 3.17: Experiment results of the verification experiment of the waveguide experiment

表 3.1: Resonant frequency and S11 amplitude

	Resonant frequency [GHz]	S11 amplitude at resonant frequency [dB]
11.2mm (analysis)	5.54	-2.647
11.2mm (measurement)	5.5448	-2.683
11.4mm (analysis)	5.44	-2.651
11.4mm (measurement)	5.5464	-2.76
11.6mm (analysis)	5.34	-2.651
11.6mm (measurement)	5.386	-2.752

(4) リフレクタレー素子アンテナの設計・解析

まず本研究で設計したパッシブな素子アンテナの概略を図 3.18(a) に示す. 素子アンテナの形状はリフレクタレーに一般的に用いられるパッチ形状とし, また素子アンテナの間隔は放射方向から見て約半波長となるように 26cm×29.5cm とした. また図 3.18(b) にパッシブな素子アンテナの解析モデルを示す. 素子アンテナの相互結合を考慮に入れるため, Master/Slave 境界条件を定義し, 無限配列を仮定して解析を行った. 図 3.19 にパッシブな素子アンテナの解析結果を示す. 素子アンテナの最大損失は 3.11dB, 素子アンテナの移相量は 118 deg から -180 deg であった. また, 図 3.19(a) には素子アンテナの反射損失の内訳として, 導体を PEC (Perfect Electric Conductor) とした解析結果, 誘電体基板の誘電正接を $\tan\delta = 0$ とした解析結果を示している. 損失の主要因は誘電体損失であることが分かり, 誘電体材料の改善で損失量を改善できることが分かる.

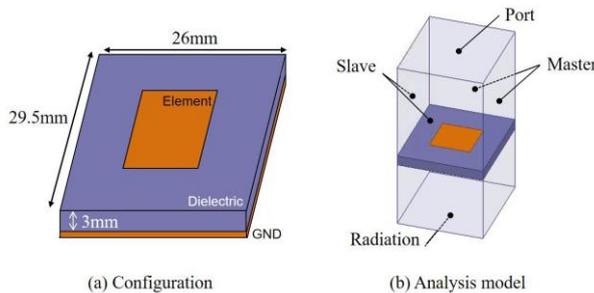


図 3.18: Passive element

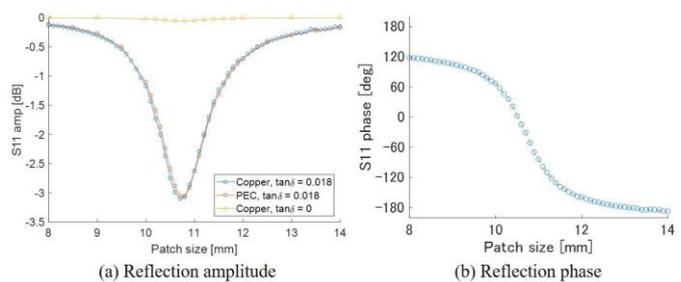


図 3.19: Analysis results of the passive element

次にアクティブな素子アンテナの概略図を図 3.20(a) に示す. パッチ形状や誘電体基板形状はパッシブなものと同じとし, ビアホールを介してバラクタダイオードを GND 面とつないだ. バラクタダイオードの bias 電圧を印加する DC 電圧供給線路は電界方向と直行方向に延長することによって, 高周波信号への影響を低減した. 前節でも示した通り, ラジアルスタブは損失の増大につながるため素子アンテナには搭載していない. また図 3.20(b) にアクティブな素子アンテナの解析モデルを示す. 境界条件はパッシブな解析モデルと同様とし, バラクタダイオードが搭載された部分に前節で作成した解析モデルを適用した.

図 3.21 にアクティブな素子アンテナの解析結果を示す. 素子アンテナの反射損失は最大で 7.29dB であり, 素子アンテナの移相量は 22deg から -112deg であった. また, 図 3.21(a) には素子アンテナ損失の内訳とし

て、誘電体の誘電正接を $\tan\delta = 0$ としたものの、バラクタダイオードのインピーダンスの実部を 0.001ohm としたものの、導体を PEC (Perfect Electrical Conductor) としたものの解析結果を示した。この解析結果から、誘電体損失が約 4.7dB 、バラクタダイオードの抵抗成分による損失が約 2.4dB 、銅損が約 0.2dB であることがわかった。このことから、誘電体材料の改善により 2.5dB 程度まで反射損失を低減することができるが、バラクタダイオードによる反射損失は残留することが考えられる。図 3.22 には前節でモデル化した HFSS 上で定義する RLC 値と電圧との関係を反映したアクティブ素子アンテナの電圧に対する反射係数を示す。

以上でリフレクタレーに搭載するバラクタダイオードの解析モデルを作成、リフレクタレーの素子アンテナの設計をし、その反射係数を有限要素解析により算出することを可能にした。

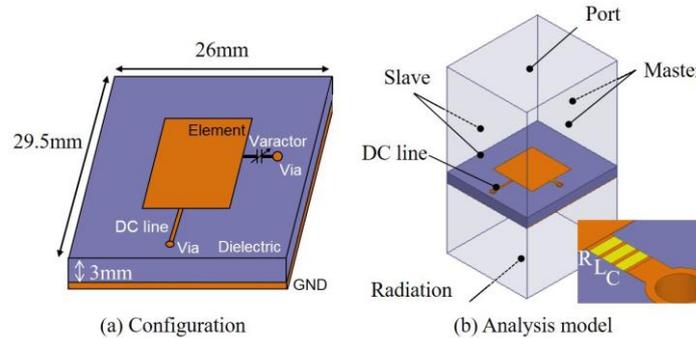


図 3.20: Active element

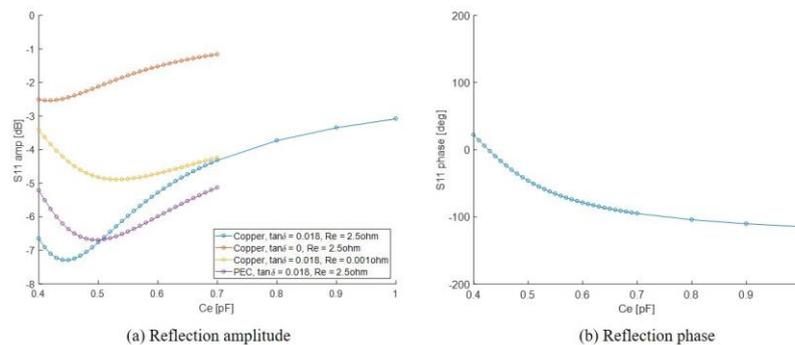


図 3.21: Analysis results of the active element

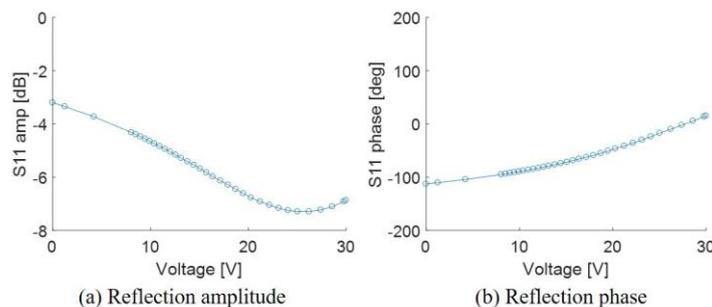


図 3.22: Voltage characteristics of the active element

3-3 非平面リフレクタレーの設計・解析・実験

前節で設計した素子アンテナをもとに、リフレクタレーの設計を行い、解析及び遠方界特性を計測することによってバラクタダイオードによって面外変形補償が可能なリフレクタレーの実現可能性を示す。

(1) 素子アンテナパラメータの決定

まずリフレクタレーの素子数については、素子アンテナの間隔 $26\text{cm} \times 29.5\text{cm}$ から開口面積が約 $30\text{cm} \times 30\text{cm}$ となるように 11×11 素子とした。このときのビーム方向から見た開口面積は $28.6\text{cm} \times 28.6\text{cm}$ である。素子アンテナに要求される反射位相式と前章での素子アンテナの解析結果からパッシブ素子アンテナの寸法およびアクティブ素子アンテナの RLC パラメータを決定した。

(2) リフレクトアレーの有限要素解析

本節ではリフレクトアレーの放射特性を有限要素解析により解析し、アクティブ位相調整による面外変形補償の実現可能性を検証する。図 4.2 にリフレクトアレーの解析モデルを示す。図 4.2 に示されるように本論文では主に以下の 3 つのパターンで有限要素解析および実験を行った。

1. 平面なモデル (図 3.23(a))
2. 中央 1 行の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータは平面モデルと同じモデル (図 3.23(b))
3. 中央 1 列の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータを変位を補正するように調整したモデル (図 3.23(b))

図 3.24 にリフレクトアレーの放射パターンの解析結果を示す。正面方向での利得値は平面なモデルで 18.77dBi, 中央 1 行の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータは平面モデルと同じモデルで 17.76 dBi, 中央 1 列の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータを変位を補正するように調整したモデルで 19.21dBi であった。平面状態で 18.77dBi であったアンテナの利得が面外変形が生じることによって 17.76dBi と 79.3%まで低減し、これに対して素子アンテナの反射位相を制御することによって 19.21dBi と平面状態に対して 110%まで改善することが確認された。図 3.24(a) の赤で示された面外変形を与え位相調整をしていないモデルの放射パターンでは $\theta > 0$ の範囲でサイドローブレベルの悪化が確認され、このため利得が低下していると考えられる。

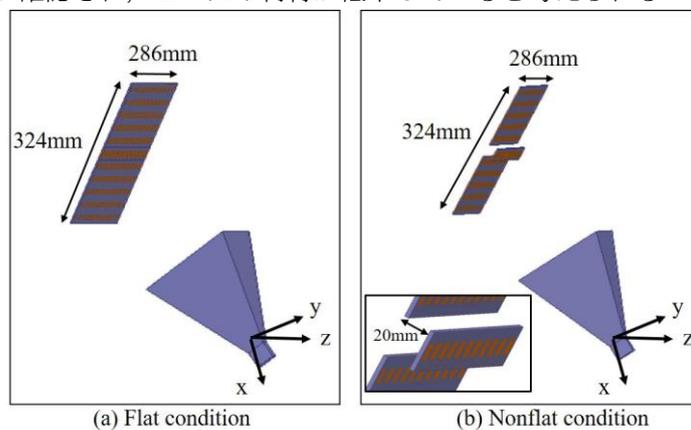


図 3.23: Analysis model of the reflectarray

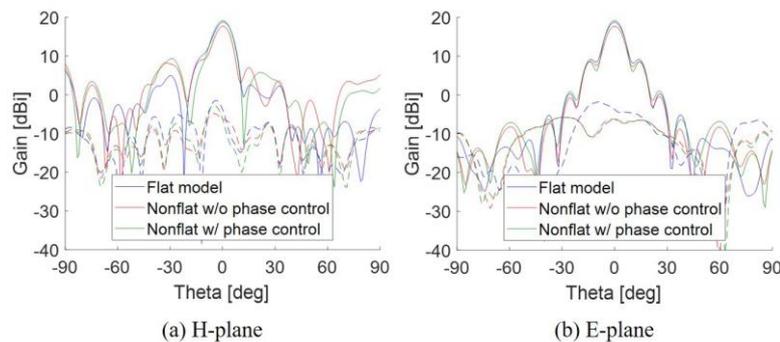


図 3.24: Analysis results of the reflectarray radiation

(3) 遠方界放射特性の計測

前節までで設計したリフレクトアレーを製作し、遠方界放射特性を計測することによって、解析の妥当性を検証した。本研究では東工大所有の電波暗室内で遠方界放射特性の計測を行った。図 3.25～図 3.28 に計測系のブロックダイアグラムおよび計測装置の写真を示す。また図 3.29 に、電波暗室の概略図および内観を示す。

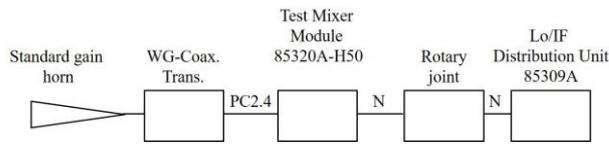


図 3.25: Block diagram of Rx

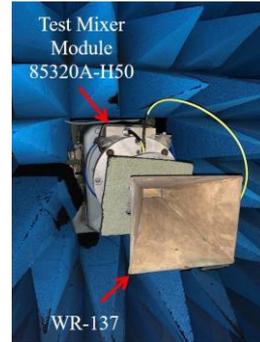


図 3.26: Rx measurement equipment

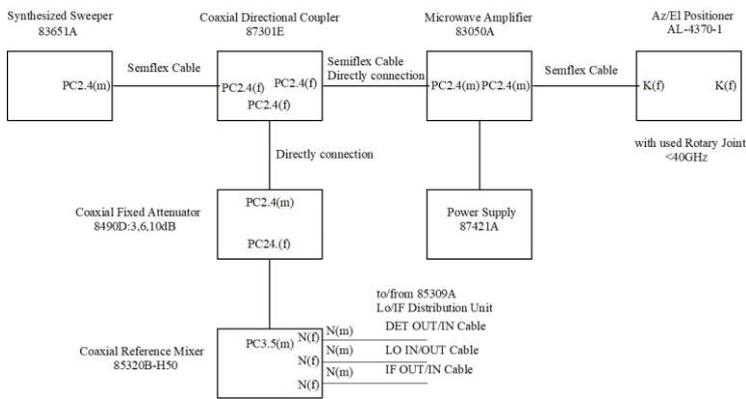


図 3.27: Block diagram of Tx

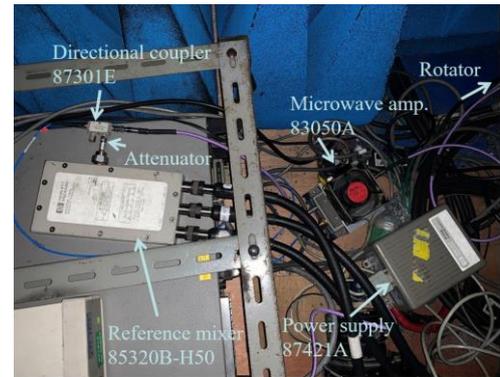
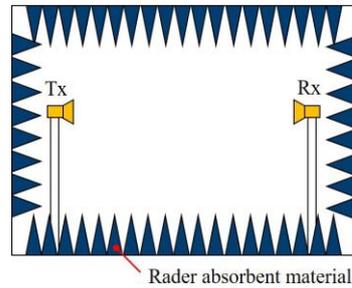
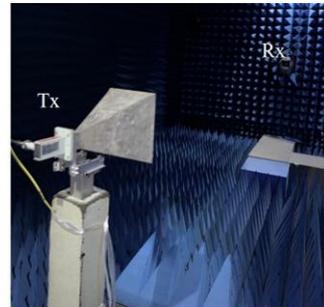


図 3.28: Tx measurement equipment

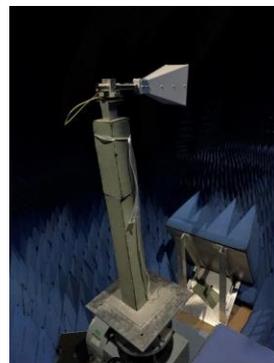


(a) Configuration

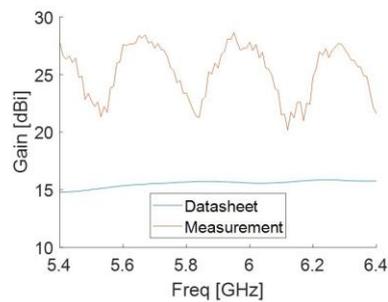


(b) Picture

図 3.29: Anechoic chamber



(a) Measurement state



(b) Example of the measurement results

図 3.30: Measurement of the standard horn antenna

本研究でのアンテナの利得値は、利得の既知な標準ホーンアンテナの利得を計測し、試験アンテナの利得を校正する置換法で算出した。図 3.30 に標準ホーンアンテナの測定の様子と利得の計測結果の 1 例を示す。標準ホーンアンテナは 1-10GHz まで校正可能な Schwarzbeck 社の BBHA9120A を使用した。測定開始時に得られた標準ホーンアンテナの利得と標準ホーンアンテナのデータシート記載の利得値との差を補償することによって、被測定アンテナの利得を算出した。

まずリフレクタレーの放射特性の計測に先駆け、一次放射器として利用するホーンアンテナの放射パターンを計測した。計測の様子を図 3.31 に示す。また計測結果を図 3.32, 図 3.33 に示す。正面方向での利得は解析値で 18.59dBi, 計測値で 18.84dBi とよく一致し、また放射パターンも解析値と計測値でよく一致した。また位相の放射パターンについてもリフレクタレー面に照射される $\pm 17.8\text{deg}$ の範囲では解析値と計測値でよく一致した。

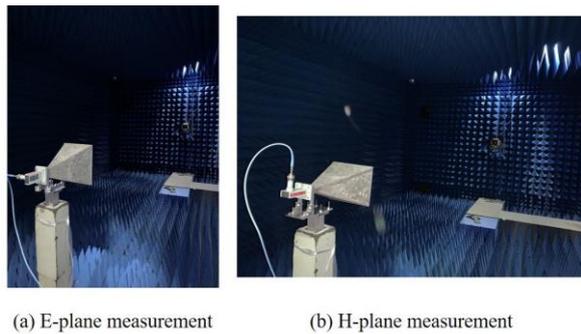


図 3.31: Measurement configuration

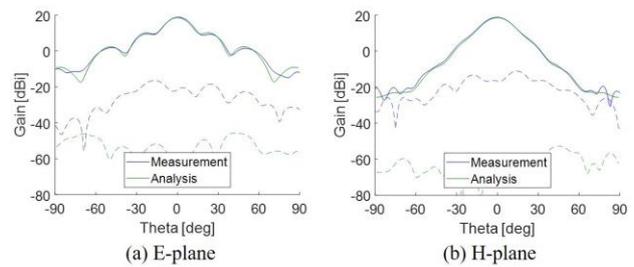


図 3.32: Measured gain pattern of the horn antenna

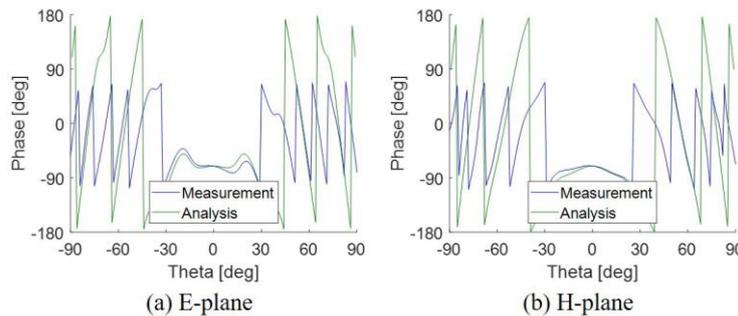


図 3.33: Measured phase pattern of the horn antenna

次に作成した非平面アレーアンテナ簡易実験モデルを図 3.34 に示す。本研究では、前節の解析と同様にリフレクタレーの中央 1 行分の素子アンテナに変位を与えるため、リフレクタレーを 3 分割して作成した。また、放射パターンの計測は有限要素解析と同様の 3 つのパターンで計測を行った。バラクタダイオードへの電圧の印加は安定化電源（テクシオ・テクノロジー社 PW18-2ATP, KIKUSUI 社 PMC18-3, KENWOOD 社 PW18-3A）を利用した。

まず初めに、H 面の放射パターンの計測を行った。計測の様子を図 3.35 に示す。また、印加した電圧値を表 3.2 の 1, 2 行目に示す。ここで図 3.34 に示すプロトタイプにおいて、アクティブな素子アンテナを左から ch1, ch2, , , としており、中央の素子アンテナに対して対称の位置にある素子アンテナに要求される反射位相の差は最大でも 3 deg 程度であったため、今回は同じ電圧値を印加した。また、今回の計測では安定化電源 4c を用いたため、ch1-ch3, ch9-ch11 は同じ電圧量を用いた。これらのチャンネルは 1 次放射器からの放射電力の大きさが中央付近の素子アンテナに比べ小さく、位相効率の計算からアンテナの利得に -0.02dB 程度の影響しか与えないとわかる。

計測結果を図 3.36 に示す。正面方向での利得値は平面なモデルで 19.22dBi, 中央 1 行の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータは平面モデルと同じモデルで 19.32dBi, 中央 1 列の素子アンテナに 20mm の変位を与え、アクティブ素子アンテナのパラメータを変位を補正するように調整し

たモデルで 19.7dBi であった. この結果から, 平面状態での利得値 19.22dBi よりも面外変形を与えた際の利得値 19.32dBi の方が大きな値となった. これは素子アンテナの反射位相とバラクタダイオードの印加電圧との関係に改善の余地があることを示唆している.

そこで各チャンネルに印加する電圧を変えながら利得を測定し, 平面状態, 非平面状態で利得が最大となる電圧状態を測定した. 利得最大となった電圧値を表 3.2 の 3,4 行目に示す. 放射パターンを再計測結果を図 3.37 に示す. 正面方向での利得値は平面なモデルで 19.7dBi, 中央 1 行の素子アンテナに 20mm の変位を与え, アクティブ素子アンテナのパラメータは平面モデルと同じモデルで 18.49dBi, 中央 1 列の素子アンテナに 20mm の変位を与え, アクティブ素子アンテナのパラメータを変位を補正するように調整したモデルで 19.7dBi であった. 平面状態で 19.7dBi であったアンテナの利得が面外変形が生じることによって 18.49dBi と 75.7% まで低減し, これに対して素子アンテナの反射位相を制御することによって 19.7dBi と平面状態に対して 100% まで改善することが確認され, 解析結果と概ね同様な計測結果が得られた. 図 3.37(a) の赤で示された面外変形を与え位相調整をしていないモデルの放射パターンでは $\theta > 0$ の範囲でサイドローブレベルの悪化が確認され, このため利得が低下していると考えられる.

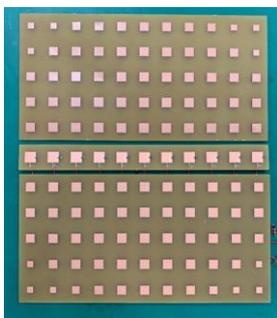
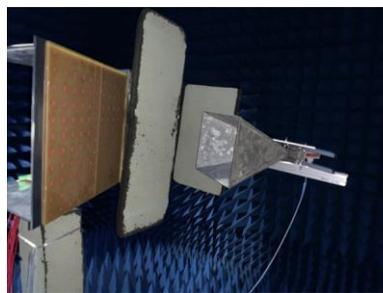
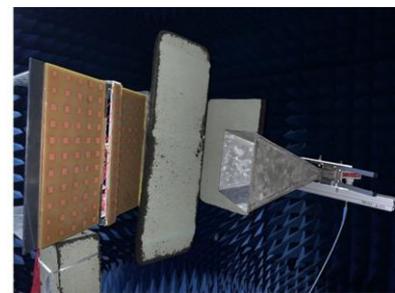


図 3.34: Prototype of the reflectarray



(a) Flat condition



(b) Nonflat condition

図 3.35: Radiation pattern measurement (H-plane)

表 3.2: Input voltage

	ch1 [V]	ch2 [V]	ch3 [V]	ch4 [V]	ch5 [V]	ch6 [V]	ch7 [V]	ch8 [V]	ch9 [V]	ch10 [V]	ch11 [V]
Model (Flat)	20.8	20.8	20.8	17.3	14.2	12.9	14.2	17.3	20.8	20.8	20.8
Model (20mm step)	30	30	30	30	30	29.5	30	30	30	30	30
Meas. (Flat)	11.1	11.1	11.1	7.9	5.7	5	5.7	7.9	11.1	11.1	11.1
Meas. (20mm step)	30	30	30	30	30	29.5	30	30	30	30	30

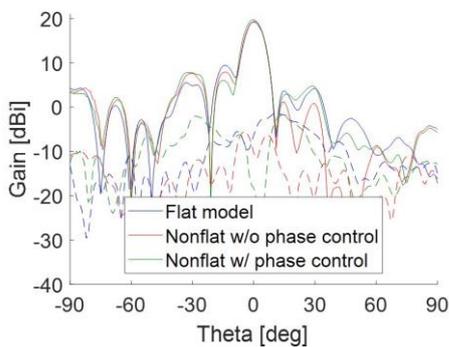


図 3.36: Measurement results (H-plane)

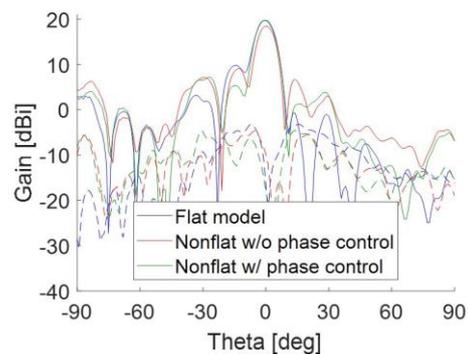


図 3.37: Remeasurement results (H-plane)

同様に E 面の放射パターンの計測を行った. 計測の様子を図 3.38 に示す. また計測結果を図 3.39 に示す. 正面方向での利得値は平面なモデルで 20.01dBi, 中央 1 行の素子アンテナに 20mm の変位を与え, アクティブ素子アンテナのパラメータは平面モデルと同じモデルで 18.96dBi, 中央 1 列の素子アンテナに 20mm の変位を与え, アクティブ素子アンテナのパラメータを変位を補正するように調整したモデルで 20.25dBi であった. 平面状態で 20.01dBi であったアンテナの利得が面外変形が生じることによって 18.96dBi と, 78.5% まで低減し, これに対して素子アンテナの反射位相を制御することによって 20.25dBi と平面状態に対して 105.7% まで改善することが確認され, 解析結果と概ね同様な計測結果が得られた.

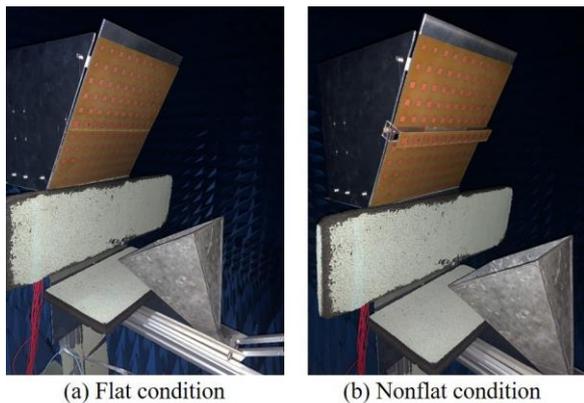


図 3.38: Radiation pattern measurement (E-plane)

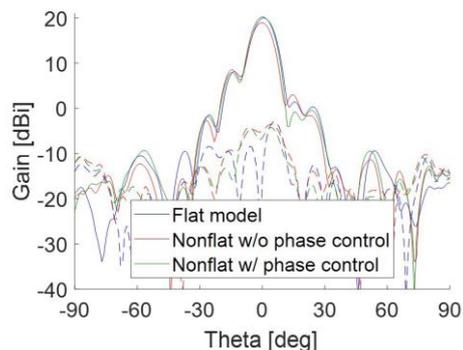


図 3.39: Measurement results (E-plane)

4 折り紙膜リフレクタレーアンテナのモックアップの製作

提案する膜面リフレクタレーアンテナの機械的な収納特性の実現可能性を検証するため、 $1\text{m} \times 1\text{m}$ サイズのモックアップを製作した。アンテナ素子を載せる予定のフレキシブル基板は、近い剛性を持つ紙で代替した。製作したモックアップを図 4.1 に示す。図に示した通り、コンパクトに収納可能な膜面アレーアンテナモックアップを製造することができた。アクリル製収納ケースの内寸は $94 \times 94 \times 97\text{mm}$ であり、設計した通りに $1\text{m} \times 1\text{m}$ の膜面アレーアンテナをその内部に収納することができた。

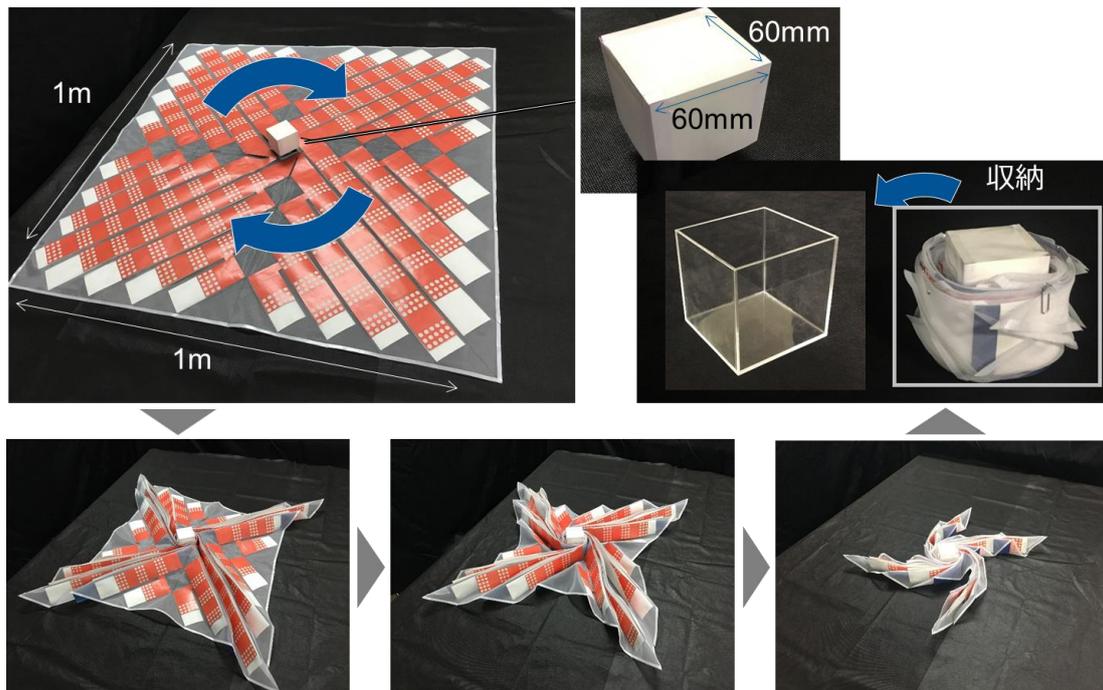


図 4.1: Mockup of proposed deployable membrane reflectarray with dummy devices

5 結論と今後の発展

以上により、提案手法の概念（電氣的/機械的）が解析的および実験的に検証されたと言える。また、アンテナのモデリング手法、パラメータ同定手法、電波暗室での実験手法、膜面の製作手順、を確立できた。次のステップとしては、提案アンテナをフレキシブルな薄い基板に実装することと、モックアップで製作した収納・展開が可能な膜面に実際にアレーアンテナを貼付し、電波特性を評価することがある。

【参考文献】

- [1] R. E. Hodges, N. E. Chahat, D. J. Hoppe, J. D. Vacchione, "A Deployable High-Gain Antenna Bound for Mars: Developing a New Folded-panel Reflectarray for the First CubeSat Mission to Mars," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 59, No.2, pp.39-49, February 2017
- [2] J. Huang, "The Development of Inflatable Array Antennas," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 43, No.4, pp.44-50, August 2001
- [3] 坂本啓, 中西洋喜, 「多機能展開膜実証 3U キューブサット OrigamiSat-1 の地上検証と将来構想」, No. 1F21, 第 62 回宇宙科学技術連合講演会, 福岡県久留米市, 2018 年 10 月 24 日.
- [4] Y. Satou, N. Okuizumi, H. Sakamoto, H. Furuya, G. Ono, Y. Shirasawa, O. Mori, "Nonflatness of Solar Sail Membrane Predicted by Nonlinear Finite Element Method," AIAA-2014-0832, AIAA Science and Technology Forum and Exposition (SciTech 2014), National Harbor, MD, USA, Jan. 13-17, 2014

〈発表資料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
Design and Validation of a 5.8-GHz-band Active Reflectarray on Nonflat Structures for CubeSats	40th ESA Antenna Workshop, Noordwijk, Netherlands	2019 年 10 月
非平面度補償 5.8GHz 帯アクティブリフレクトアレーの試作と評価	第 63 回宇宙科学技術連合講演会	2019 年 11 月
Basic Study on Deformation Reconfiguration Technology for 5.8-GHz-band Reflectarray Antennas	42nd PIERS, Xiamen, China	2019 年 12 月
フレキシブル基板を搭載した宇宙展開織物膜構造の収納性	宇宙太陽発電	2020 年 2 月