

平成17年度
研究開発成果報告書

移動体向け超高速通信用衛星搭載ビーム形状
可変マルチビームアンテナ装置の研究開発

委託先： 三菱電機(株)

平成18年4月

情報通信研究機構

平成 17 年度 研究開発成果報告書
(一般型)

「移動体向け超高速通信用衛星搭載ビーム形状可変
マルチビームアンテナ装置の研究開発」

目 次

1	研究開発課題の背景	3
2	研究開発の全体計画	
2-1	研究開発課題の概要	7
2-2	研究開発目標	8
2-2-1	最終目標	8
2-2-2	中間目標	8
2-3	研究開発の年度別計画	9
3	研究開発体制	10
3-1	研究開発実施体制	10
4	研究開発実施状況	
4-1	光信号処理回路技術（光波面生成技術）の研究開発	11
4-1-1	はじめに	11
4-1-2	光信号処理回路のアルゴリズム検討	11
4-1-3	光信号処理回路の要素部品	21
4-1-4	まとめ	28
4-2	光信号処理回路技術（E/O, O/E 変換技術）の研究開発	29
4-2-1	はじめに	29
4-2-2	PD アレーによる O/E 変換装置の高出力化	29
4-2-3	PD アレーの構成方式トレードオフ	30
4-2-4	PD 単体の高出力化	31
4-2-5	まとめ	35
4-3	指向性合成技術の研究開発	36
4-3-1	はじめに	36
4-3-2	指向性合成技術	36
4-3-3	アンテナ校正技術	40
4-3-4	まとめ	40
4-4	総括	40

5 参考資料・参考文献.....	47
5-1 研究発表・講演等一覧.....	47

1 研究開発課題の背景

(社会的・経済的・技術的背景)

近年、情報通信分野の目覚ましい技術革新が進み、さらに各種規制改革の推進により事業者間の競争も進み、通信・放送の市場は大きな成長を遂げている。多様な情報通信インフラの整備により、多彩な情報通信サービスが実現している。この中でも特に顕著な成長を遂げているサービスはインターネットであり、我が国におけるインターネット利用者数は、平成15年末で7730万人(対前年比788万人増)、人口普及率は60%を超えている(対前年比6.1%増)。特に、ブロードバンド利用率が大幅に増加し、対前年比18.2ポイント増の47.2%とインターネット利用者の半数近くに達しており、今後も堅調に推移すると考えられる。

このように、多様な情報通信インフラの整備・高度化が進展し、インターネットも急速に発展している状況の中で、宇宙通信についても国内・国外ともにインターネットをはじめとしたサービスの高度化・多様化が進展している。

情報通信分野は我が国経済の中で重要な位置づけにあり、平成13年1月に「高度情報通信ネットワーク社会形成基本法」が施行された。さらに、宇宙通信に関して、インターネット網を形成する情報通信インフラの一つであり、「e-Japan 重点計画-2003」では世界最高水準の高度情報通信ネットワーク形成に向けた研究開発促進の一環として、「無線超高速の固定用国際ネットワークを構築するため、2005年までに超高速インターネット衛星を打ち上げて実証実験を行い、2010年を目処に実用化する」旨が言及されている。

近年の技術革新や市場ニーズの変化などにより、今後計画されている衛星通信サービスでは、ブロードバンド衛星通信サービス、移動体衛星通信サービスを行うことがトレンドとなっている。また、そのサービス提供地域が、いずれも国内だけではなく、複数国をカバーする地域、又は、全世界を対象としている点も共通したトレンドである。こうした背景には、世界的なインターネット及び移動通信の爆発的普及や地上インフラの発展により、地上と衛星の競争領域の拡大があると考えられる。すなわち、地上インフラと同様に、衛星によるインターネットや移動通信に対するニーズも増大している。一方、地上インフラと差別化を図る観点から、サービス地域について、広域性という衛星の強みが発揮できる地上の通信インフラが未整備な地域、上空、海上や、全世界を一度にカバーする方向にニーズがシフトしていく傾向にある。

(意義・必要性)

我が国では以前から、最先端技術の開発を目的とした宇宙開発と、新たな通信・放送サービスの実現という観点から、BS・CSの開発推進、実用化を図ってきた。それとともに衛星放送サービスを開始し、通信衛星・放送という新規市場も創出してきた。

このような衛星利用における主な特徴・メリットは以下に示す通りである。

- ・ 同報性： サービスエリア内のユーザに一斉に情報配信可能
- ・ 広域性： サービスエリアが広い
- ・ 移動性： アンテナの設置によりいつでもどこでも回線の設定が可能
特に、陸地から離れて長距離を移動する航空機や船舶に対するブロードバンド通信を行う手段として、現状では他に代替技術が存在しないため、衛星による航空機インターネットサービスが開始されている。
- ・ 広帯域性： 広帯域の伝送が可能
地上系の無線システムよりも高い周波数の使用が容易であり、広帯域の周波数割当てを活かした高速伝送、広帯域伝送が実現可能である。
通信速度の目標としては、地上の有線・無線とも2010年頃には100Mbps

オーダのアクセス回線が一般化すると考えられることから、衛星通信においても、同時期に小型地球局で 100Mbps オーダの通信速度を達成する必要がある。

- ・ 即応性： 端末さえ用意すればすぐにサービス利用可能
災害が発生した場合でも回線の確保が可能である。また、イベント、遠隔医療、遠隔教育などに有効である。

事実、衛星を利用した通信・放送サービスの需要は順次拡大してきており、今後も情報通信のトラフィック需要に整合したシステムを適宜構築することによって、十分な貢献が期待できる。しかしながら、現状のシステムを継続使用していく限りにおいては、衛星通信分野における勢いは頭打ちの状況であることは否めない。特に、今後は、移動性及び広帯域性を活かしたサービスとして、移動体を対象としたブロードバンド衛星通信・放送サービスの実現が期待される。

このように、宇宙通信はその特徴を活かし、地上の情報通信インフラと相互に補完しつつ、全体的には経済的なネットワークを形成している場合が多い。さらに、対災害性、緊急性に対するニーズは高く、自動車のみならず、船舶、航空機などに対する広帯域の通信手段としては、他に代替器手段がないことから、単に経済的な観点からだけでなく将来的にもサービス提供が必要となる基盤的な情報通信インフラとして衛星通信は重要である。さらに、面積カバー率 100%のブロードバンド移動通信サービスを実現する唯一の手段であり、デジタル・ディバイドの是正に有効である。

「e-Japan 戦略」及びその後策定された「e-Japan 重点計画-2003」では、移動通信サービスに関し、「無線インターネット環境を実現し、シームレスな移動体通信サービスを実現する。」との目標を掲げている。また、総合科学技術会議が取りまとめた情報通信分野の重点領域においても、「いたるところにネットワークが存在する(ユビキタスなネットワーク)」を目標としており、総務省では次世代の情報通信戦略「ユビキタスネット・ジャパン(u-Japan)」構想を策定した。こうした目標をふまえ、ユーザニーズに応えるためには、ブロードバンドサービスを含めて、面積カバー率 100%(海上、上空を含む)となる、地上の移動通信サービスを補完する衛星による移動体通信サービスの実現が必要である。

(研究開発課題全体の目的)

以上のような背景から、今後、新たな衛星通信・放送技術では、以下の実現、性能向上が重要である。

(1) マルチビーム化

インターネットの爆発的なトラフィックの増大への対応を、限られた周波数資源で行うには、周波数を高めるだけでは不十分であり、周波数資源を有効に活用する技術を組み合わせる必要がある。具体的には、マルチビーム化により、周波数の空間的な再利用することで、衛星全体のスループットを大幅に向上させることが可能になる。

また、マルチビーム化には、ビームを絞ることで、衛星送受信アンテナの利得を向上させ、高速化を図ることができるメリットもある。

(2) 地上局の小型化

あらゆるところで衛星インターネット等の利用を実現するためには、地球局を、どこにでも設置可能にするために小型軽量化、低消費電力化を図る必要がある。地球局に負担をかけずに、これを実現するには、衛星側の送信電力を高めることが有効である。これには、上述のマルチビーム化、サービスエリアに合致したビームパターン化、大規模アレーアンテナが有効である。将来的には、衛星からのビームを地球局の移動に従ってトラッキングする技術も期待される。

(3) 自在なビーム制御

衛星、国際サービスを提供する場合、現状では需要の高い地域を予め固定ビームでカバーするような衛星の設計を行っているが、10～15年という衛星の運用期間中に対象地域内の各国の経済情勢や地上インフラの整備状況が変化し、当初想定していた需要と大きく異なっていくことも考えられる。このような場合に対処するためには、衛星打ち上げ後にもビームのカバレッジを変更できるようにしておくことが必要である。

(4) 柔軟な回線設定

今後の高速化には、使用可能な帯域が広い高周波数帯(たとえばKa帯)の利用が不可欠である。しかしながら、Ka帯はKu帯などと比較して降雨減衰が大きいことから、回線の稼働率が低下しやすい。その対策として、降雨地域向けに衛星側の送信電力を増大させて、降雨減衰を補償する必要がある。特に、降雨の多いアジア・太平洋地域にはニーズが高い技術である。

こうしたビーム制御により、降雨減衰対策の他にも、例えば災害の発生によりトラフィックが大きく変動した場合等にも、需要が増加した地域への送信電力の割当てを増やすことができ、柔軟な回線設定が可能となる。

以上のような要求を実現させる手段として、フェーズドアレーアンテナ装置によるビーム形成技術は有効であり、様々な研究・開発が進められている。フェーズドアレーアンテナを用いることにより、上述のようなメリットを享受することが可能となる。より高いサービスを実現するために、フェーズドアレーアンテナ装置に対して、さらなる多ビーム化、大規模アレー化、高周波数化が必要となる。その一方、衛星の搭載可能質量、容積、消費電力の制限から、装置の小型化・軽量化・低消費電力化が望まれている。

従来、フェーズドアレーアンテナへのビーム形成手段としては、アンテナ各素子、ビーム毎に、マイクロ波位相器で各アンテナ素子への給電位相を制御するビームフォーミングネットワーク (BFN)と、デジタル信号処理によりビームパターンを制御するデジタルビームフォーミング (DBF)がある。しかしながら、実用化されているものは、サイズ、消費電力などの制限により、限られた規模のものとなっている。以上のような状況を解決するブレークスルーの一つとして、本研究開発では第3のビーム形成手段として、光信号処理技術を用いてアレーアンテナの放射パターンを制御する、“光制御ビーム形成”(OBF: Optical Beam Forming)技術の開発を行うことを目的とする。

参考までに、研究開発分野の現状として、図1-1に様々な機関から報告されている光制御型ビーム形成技術について、アンテナ素子数—周波数の関係を示すとともに、本研究開発の目標の位置づけを示す。

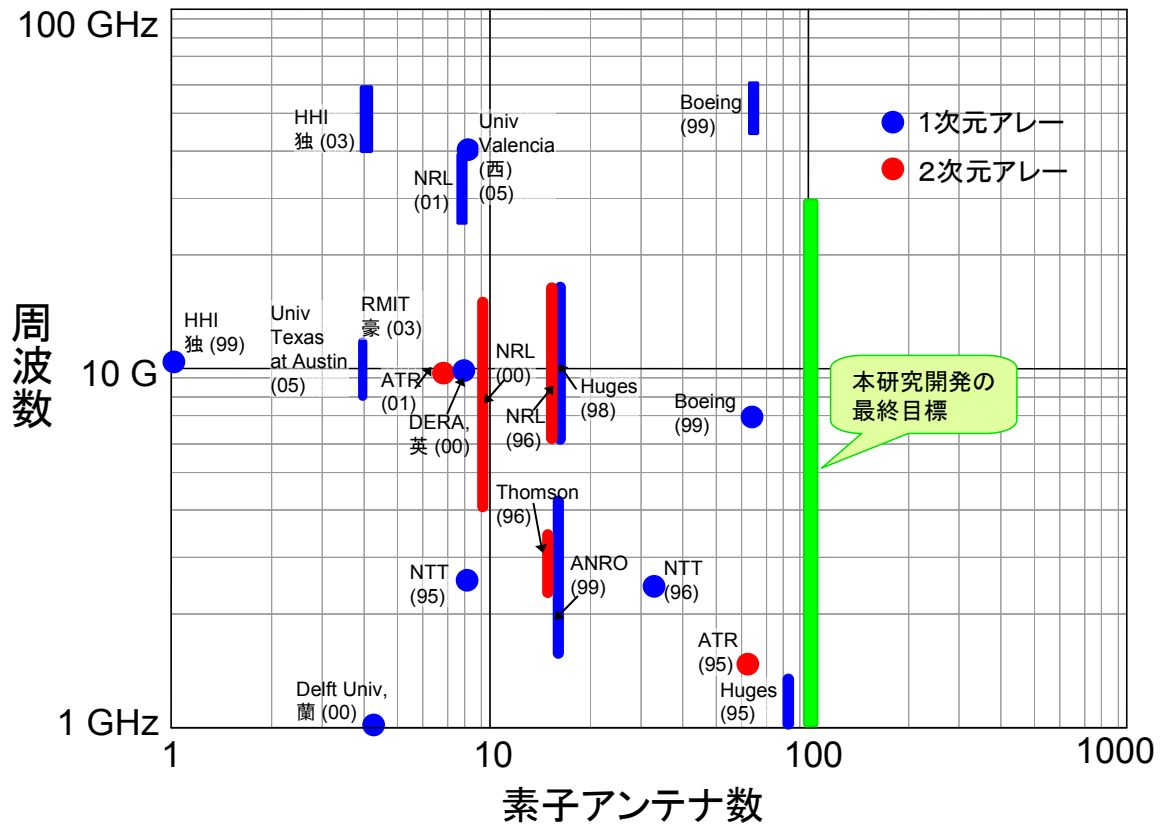


図 1-1 光制御型ビーム形成回路のアンテナ素子数と周波数の報告例

2 研究開発の全体計画

2-1 研究開発課題の概要

最終的な衛星搭載用アンテナ装置として、アンテナ素子数 1000 素子クラス、ビーム数 50 ビーム以上、周波数 L 帯から Ka 帯の任意の帯域にて使用可能なフェーズドアレーアンテナ装置を実現するためのキー技術であるビーム形成技術の研究開発を行う。本研究では、上記性能を目指し、光信号処理を用いてアレーアンテナのビームパターン制御を行う光制御ビームフォーミング技術及の研究開発を行う。

具体的には、光学的フーリエ変換機能を利用した光信号処理回路により、アンテナ励振振幅、位相分布の演算を行う。

光技術を適用することにより、次のような効果が期待できる。

- ・ 小型・軽量化

マイクロ波位相器による BNF では、通常“アンテナ素子数”×“ビーム数”の位相器及び、制御信号用のラインが必要であり、素子数及びビーム数が増大すると、回路規模は著しく増大する一方、本方式では空間光並列信号処理により、アンテナ素子数、ビーム数に対する処理回路の依存度は小さく、多素子化、マルチビーム化に有利である。

- ・ 広帯域化、高周波数化が容易

マイクロ波のキャリア数周波数の数 GHz～数 10 GHz に対し、周波数約 190THz(1.5 μm)の光周波数領域で処理を行うため、ビーム形成回路はマイクロ波周波数にほとんど依存しない。

さらに、伝送路に光ファイバを使用することから、耐電磁干渉、低伝送損失、フレキシブルな給電線が可能である。

本研究開発では、このような特徴を持つ光制御ビーム形成技術として、以下の技術開発を行う。

(ア) 光信号処理回路技術

任意の光の波面（振幅、位相）生成、制御を行う光信号処理回路技術の開発を主に行う。

波面生成に関しては、空間光変調器の検討、設計、製作により、任意の光波面の生成技術を確立する。波面制御技術に関しては、所望のアンテナ放射ビームに必要な、アンテナ励振信号を光信号処理により算出する技術を開発し、前記、空間光変調器への入力信号とする。

開発期間の後半では、マルチビーム化技術の開発を行う。マルチビーム化は、光の空間での波長分波、合成技術による波長多重化技術を適用した光信号処理回路技術を開発する。

その他に、基本特性として、光により形成したマイクロ波信号の位相雑音、S/N の向上化技術開発を行う。

(イ) 指向性合成技術

光制御ビーム形成回路に適した指向性合成技術の開発を行う。

光制御ビーム形成回路はまだ基礎研究段階であり、空間光変調器で形成した光の波面分布とアレーアンテナ放射ビームとの関係についての指向性合成技術は確立されていない。本研究では、光信号処理ビーム形成回路に適した解析技術の開発を行い、低サイドローブ化技術、ビーム強度分布の制御技術、キャリブレーション技術の開発を確立する。

最後に、上記(ア)にて試作した光信号処理回路を用いて実験による検証を行う。

2-2 研究開発目標

2-2-1 最終目標（平成 21 年 3 月末）

「移動体向け超高速通信衛星搭載ビーム形状可変マルチビームアンテナ装置の研究開発」
以下の性能を有するアレーアンテナ用ビーム形成回路を実現する。

- ・アンテナ素子数：100 素子以上
- ・周波数 L~Ka 帯の任意のバンド使用可能
- ・ビーム数：10 ビーム以上，かつ各ビームを独立に制御可能

(ア) 光信号処理回路技術に関する研究開発

- ・空間光波長分波，多重（10 波）技術の確立

(イ) 指向性合成技術の開発

- ・サイドローブレベル < -25 dB
- ・光領域での校正技術の確立

2-2-2 中間目標（平成 19 年 1 月末）

以下の性能を有するアレーアンテナ用ビーム形成回路技術を開発する。

- ・アンテナ素子数：64 素子以上
- ・周波数 L~Ku 帯の任意のバンド使用可能
- ・ビーム数：4 ビーム以上，ビーム方向，形状の制御可能

(ア) 光信号処理回路技術に関する研究開発

- ・任意の光波面形成技術の確立，波面制御技術の開発
- ・4 波の波長分波，合波技術の開発

(イ) 指向性合成技術の開発

- ・サイドローブレベル < -20 dB
- ・光領域での校正技術の実証

2-3 研究開発の年度別計画

(金額は非公表)

研究開発項目	16年度	17年度	18年度	19年度	20年度	計	備考
ア. 光信号処理回路技術							
(1) 光波面生成、制御技術 (ビーム成形)	→						
(2) マイクロ波/光、光/マイクロ波変換技術の開発	→						
(3) 光多重化技術 (マルチビーム化)			→				
イ. 指向性合成技術							
(1) 指向性合成技術 (アンテナ放射パターン解析、 低サイドローブ化技術)	→						
(2) アンテナ校正技術		→					
間接経費							
合計							

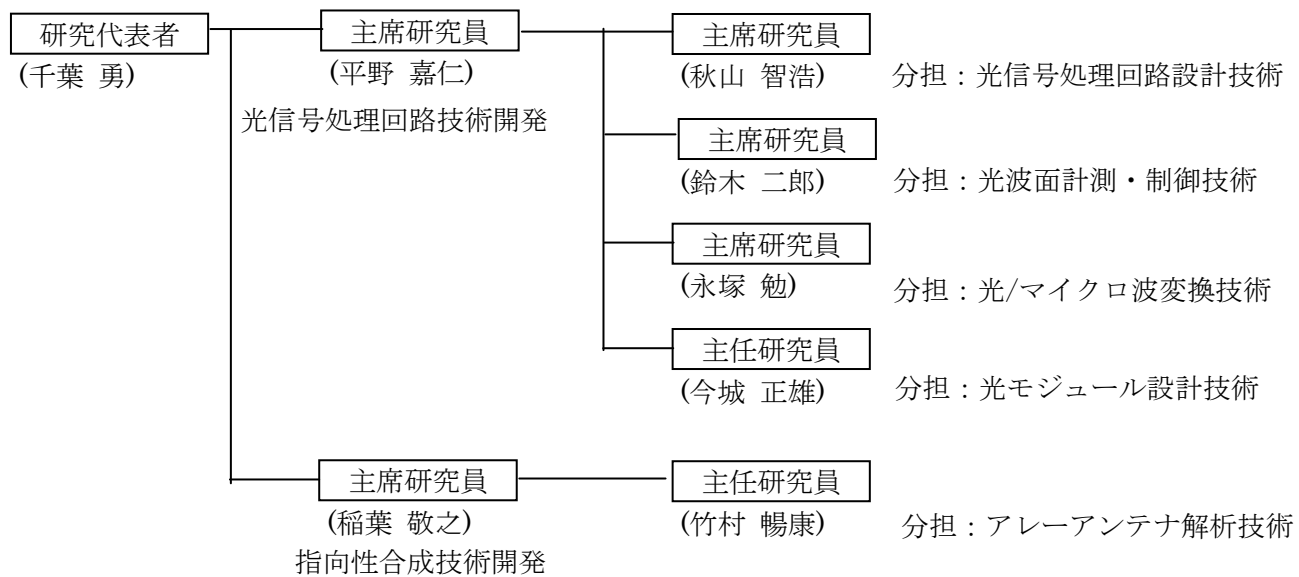
注) 1 経費は研究開発項目毎に消費税を含めた額で計上。また、間接経費は直接経費の30%を上限として計上(消費税を含む)。

2 備考欄に再委託先機関名を記載

3 年度の欄は研究開発期間の当初年度から記載。

3 研究開発体制

3-1 研究開発実施体制



4 研究開発実施状況

4-1 光信号処理回路技術(光波面生成技術)の研究開発

4-1-1 はじめに

光技術を適用したアレーアンテナの制御技術として、様々な方式の研究開発が行われている。衛星搭載に重要な小型化、軽量化、及び低消費電力化の観点から、平成 16 年度に方式トレードオフを実施し、反射型の空間位相変調器を用いた光波位相制御方式を選定した。

今年度、空間光変調器で形成すべき光波面の演算技術の基本検討を行い、反射型空間光変調器などの主要な要素デバイスの試作試験を実施した。本節では、信号処理のアルゴリズム及び、試作デバイスの評価結果について示す。

4-1-2 光信号処理回路のアルゴリズム検討

4-1-2-1. はじめに

本研究開発における光制御型ビーム形成回路では、フーリエ変換光学系型と、空間位相制御型とのトレードオフを行い、空間位相制御型を選定した。空間位相変調型の光制御型ビーム形成回路の概念図を図 4-1-1 に示す。空間位相変調型においては、空間光位相変調器が変換する光波の位相変換量を、アンテナ開口における個々の素子アンテナの形成すべき電界位相に一致させればよく、従って一般のアレイアンテナにおいて移相器によって行っていた素子アンテナの位相制御をそのまま適用できる利点がある。しかし、アンテナビームの放射強度分布を所望のパターンに制御するためには、空間光位相変調器による位相変換量を如何に形成すべきかが事前に計算されて既知の場合にのみ有効であり、また、前記計算は膨大な計算量であって装置上でリアルタイムに行うことは困難であった。本研究では、光信号処理の適用により、アンテナビームの放射強度分布を任意のパターンとするための空間光位相変調器の位相変換量演算を装置上で実現する、空間位相変調量演算装置の開発を行っている。ここでは、信号処理のアルゴリズム検討と、この演算アルゴリズムを光信号処理により、高速に行う装置構成の検討結果を示す。

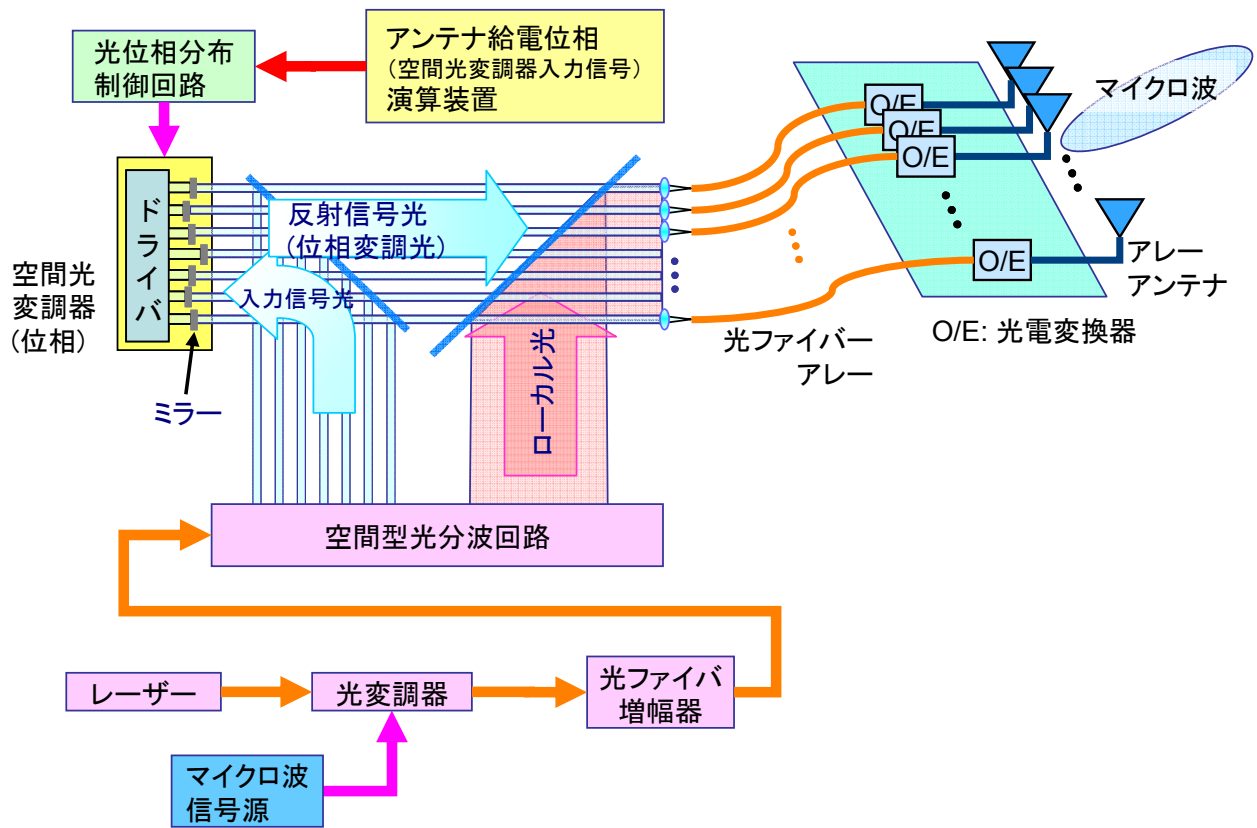


図 4-1-1 : 光制御ビーム形成回路の概念図

4-1-2-2. 空間光変調器制御のアルゴリズム検討

図 4-1-1 に示す光制御型ビーム形成回路において、空間光変調器が形成すべき位相変換量は、素子アンテナの形成すべき電界位相に一致させればよいので、以下、素子アンテナの電界位相の決定方法に置き換えて考える。素子アンテナで形成されたアンテナ開口上の電界と、この電界が回折伝播して形成されるアンテナビームの電界とはフーリエ変換の関係にある。次に、所望のアンテナ放射強度に適切な位相を組み合わせた電界を定義する。前記関係により、この仮想的な電界を逆伝播演算、すなわち逆フーリエ変換すれば、アンテナ開口上の電界分布が計算できる。当然ながら、所望のアンテナ強度と組み合わせる位相に依存して、得られるアンテナ開口上の電界分布は無数に存在するので、この位相を決定する方法が課題のひとつである。位相を決定するための条件の一つとして、アレイアンテナは有限の数の素子アンテナで構成された有限の開口をもつという制限条件がある。すなわち、アレイアンテナで形成できる電界の範囲内で、前記アンテナ放射電界の位相を決定する必要がある。

前記アレイアンテナの制限条件から、アンテナ放射強度分布の位相を決定するという問題は、非線形最適化問題に属し解析的には決定できない。非線形最適化問題の解法としてはモンテカルロ法、シミュレーテッドアニーリング法、GA (遺伝的アルゴリズム) 法などが知られているが、共通することはなんらかの評価関数を定義し、この評価値が目標条件範囲内に収まるまでパラメータを変えて反復計算を行うことである。今回の場合は、2次元のフーリエ変換と逆フーリエ変換とを多数回繰り返すことになる。このような反復計算を電子計算により行うことは従来膨大な時間を要したが、光信号処理を用いればレンズの

フーリエ変換作用により瞬時にフーリエ変換と逆フーリエ変換を行うことが可能である。

次に、最適解に到達するためのアルゴリズムであるが、光信号処理に親和性のあるアルゴリズムとして、CGH (Computer Generated Hologram) の設計に用いられているアルゴリズムの適用を考える。CGH の設計においては、ホログラムをリソグラフィで製造する関係から位相変調量の階調や解像度に制約があり、アレイアンテナの物理制限による電界位相を決定する今回の問題と類似性がある。CGH の最適化設計アルゴリズムとしては前述の非線形最適化問題の解法アルゴリズム を含む様々な方法が提案されているが、できるだけ電子計算による演算量を増やさないことを考慮して、ここでは IFTA 法について検討する (Iterative Fourier Transform Algorithm)。IFTA 法のアルゴリズムを模式的に示した図を図 4-1-2 に示す。

前述のようにアンテナ開口上の電界とアンテナビームの放射電界との間でフーリエ変換と逆フーリエ変換を繰り返し行うが、このとき (1) アンテナ開口上における電界の振幅を既知の光源の強度分布から決まる振幅 (図 4-1-2 では $G_0(X,Y)$) に固定する、(2) アンテナビームの放射電界の振幅を所望のアンテナビーム放射強度から決まる振幅 (図 4-1-2 では $U_0(X,Y)$) に固定する、という最低 2 つの制約を与える。フーリエ変換、逆フーリエ変換を行う毎に上記 (1)、(2) を行うと次第に逆フーリエ変換後のアンテナ開口上における電界の振幅 (図 2 では $G(X, Y)$) が (1) の制限条件を付与しなくても既知の光源の強度分布から決まる振幅 ($G_0(X,Y)$) に近づいていく。 $G(X, Y)$ と $G_0(X,Y)$ の差を評価関数として演算結果を判定し、判定が良であればアンテナ開口上の位相 ($\Phi(X,Y)$) を出力する。

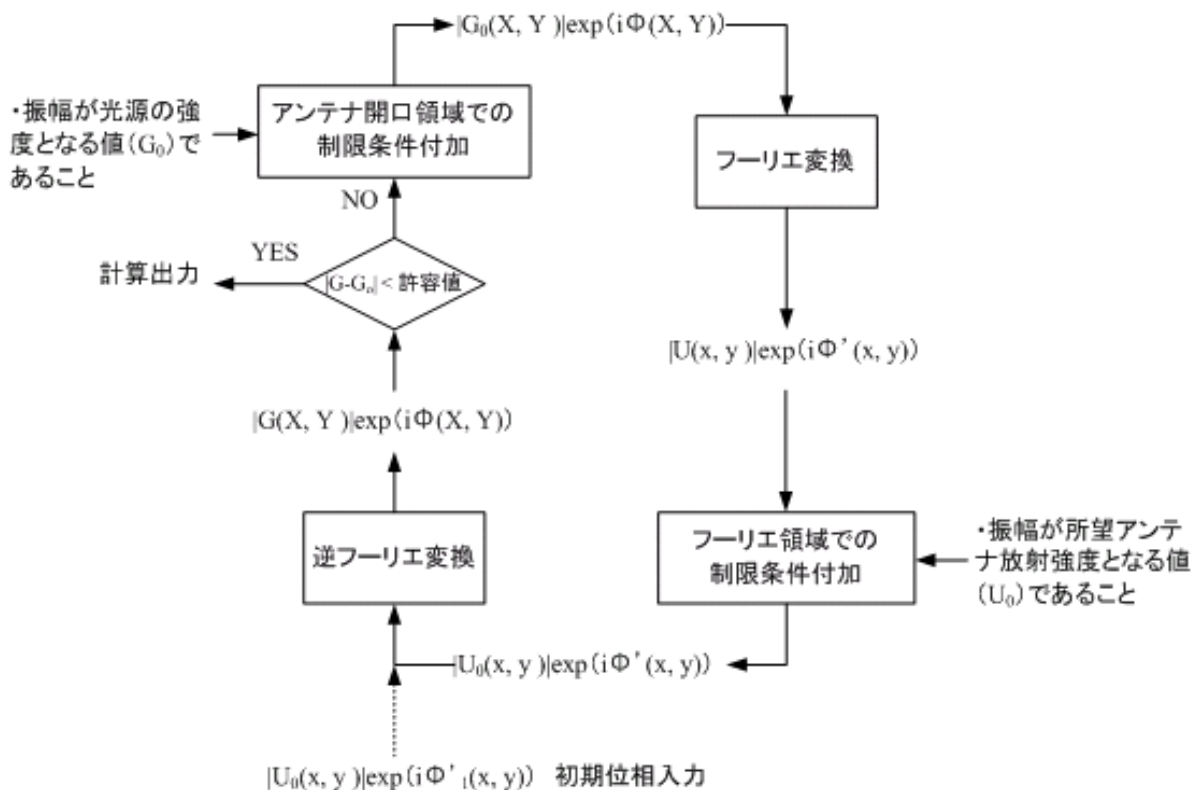


図 4-1-2. IFTA 法の演算アルゴリズム

4-1-2-3. 空間位相変調量演算装置の構成

光信号処理を含む空間位相変調量演算装置の装置構成を図4-1-3に示す。レーザ光源から空間に放射されたレーザビームはビームスプリッタで2分岐され、2分岐された片方のレーザビームは強度変調器に入射する。強度変調器は液晶表示素子のように、任意の透過率パターンを形成する素子であり、所望のアンテナ放射パターンに一致するようにレーザビームの強度分布を変換する。強度変調器を透過したレーザビームは2つのFT（フーリエ変換）レンズによりフーリエ変換、逆フーリエ変換され、位相変調器に入射する。位相変調器は反射型の液晶空間変調器であり、レーザビームのフーリエ変換波面の位相を任意に変換する。位相変調器で反射されたレーザビームは、FTレンズ2によって逆フーリエ変換され、ビームスプリッタを経て、ビームコンバイナに入射する。ビームコンバイナは、前記光学変換処理を行ったレーザビームと、レーザ光源直後で2分岐され、光学変換処理を行わないレーザビームとを合波し、CCDカメラに送る。光学変換処理を行わないレーザビームは干渉計の参照波として作用し、CCDカメラは光学変換処理を行ったレーザビームの強度と位相両方を検出する。PCは、CCDカメラの出力をもとに位相変調器の変調量を最適に制御する。

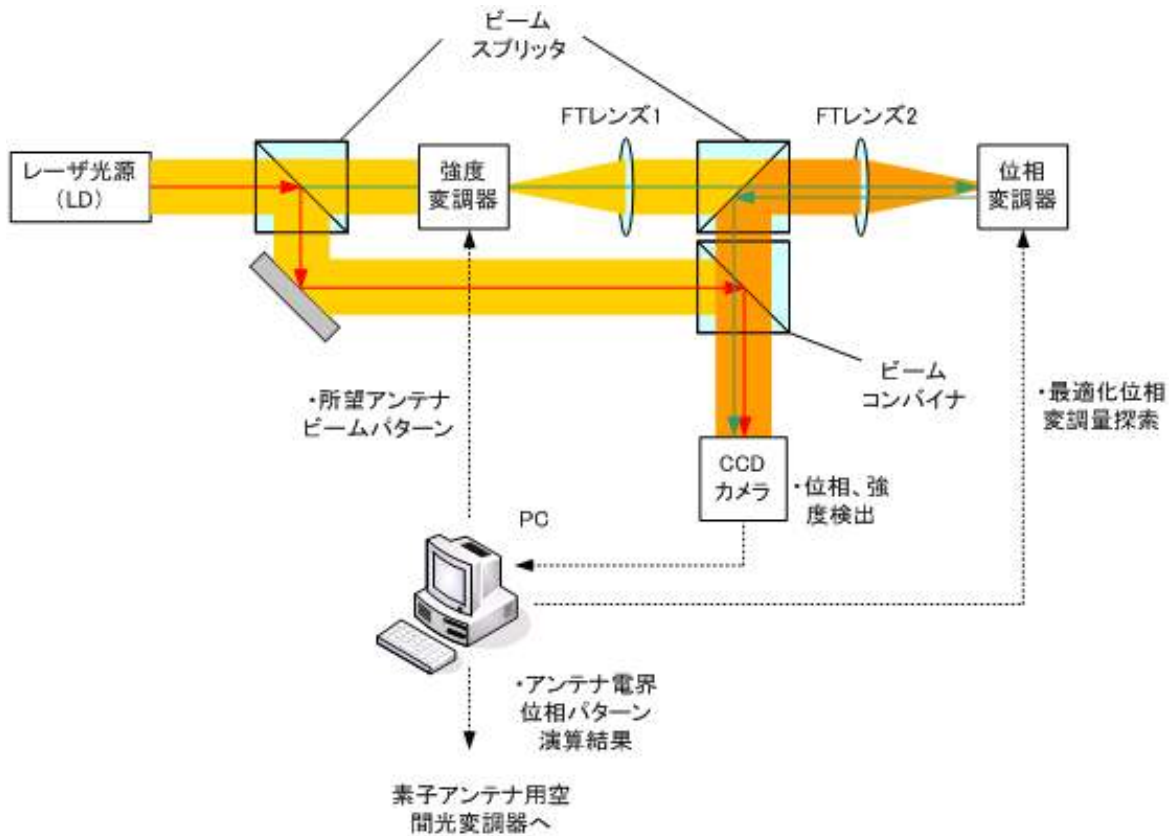


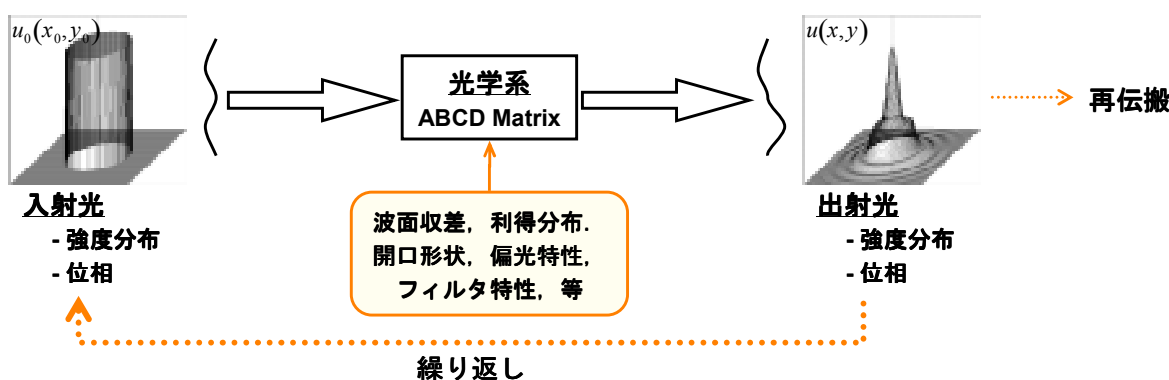
図4-1-3. 空間位相変調量演算装置の構成

図4-1-3に示した空間位相変調量演算装置の構成において、強度変調器、位相変調器で変調されたレーザビームはアンテナビームの放射電界パターンを光波に置き換えたものとして作用する。また、CCDカメラの検出する光波は、前記位相、強度変調器により変換された光波を逆フーリエ変換したものである。アンテナ開口上の電界分布として作用する。このように構成することにより、図4-1-3に示す空間位相変調量演算装置は図4-1-2に示すIFTAアルゴリズムにおける逆フーリエ変換演算を光信号処理により行うことが可能となる。それ以外の演算処理や、アレイアンテナ制御用の空間光変調器との信号のやりとりはPCにおいて実行する。

4-1-2-4. 演算アルゴリズムの検証

計算機シミュレーションにより、IFTA法の原理確認のテストを行った。光学系の装置仕様を検証するため、フーリエ変換、逆フーリエ変換部分はフレネル回折積分による波動伝播計算を用いた。

フレネル解析積分は、図4-1-4のように、光学系をABCD行列で記述し、下式をベースにシミュレータを開発し、計算した。



$$\begin{aligned}
 u(x, y) &= \frac{ie^{-ikz}}{\lambda z} \iint u_0(x_0, y_0) \exp\left[-\frac{ik}{2z} \left\{ (x-x_0)^2 + (y-y_0)^2 \right\}\right] dx_0 dy_0 \\
 &= \frac{ie^{-ikz}}{\lambda z} u_0(x, y) * \exp\left[-\frac{ik}{2z} (x^2 + y^2)\right]
 \end{aligned}$$

図4-1-4：フレネル回折積分による波動伝搬計算の概要

計算条件を表4-1-1に示す。

表4-1-1. 計算条件

レーザビーム波長	1.55 μm
レーザビーム強度分布	TopHat、正方形断面、10mm×10mm
位相変調器画素ピッチ	6.25 μm
強度変調器画素ピッチ	6.25 μm
位相・強度検サンプリングピッチ	125 μm
FT レンズ焦点距離	500mm

計算例として所望のアンテナ放射強度分布が、

1. 光軸方向の回折限界ビームの場合、
2. 回折限界ビームの進行方向を1. と別方向に偏向させる場合、
3. デフォーカス位相による発散角つけた場合、

の3種類について検討した。図4-1-5は光軸方向の回折限界ビームを形成する場合について、4-1-2-3で述べた反復計算の回数と、電界強度、位相の状態を2次元マップで示したものである。図において、最上段は計算の制約条件である強度分布と、乱数により決定した空間光位相変調器の初期位相を示す。2段目以降はアンテナ開口上の電界、及びアンテナビーム放射電界の強度、位相の演算結果であり、下段ほど反復計算回数が増えている。この例では、反復演算回数が10回で所望の強度分布が得られることがわかった。

図4-1-6は、アンテナビームを偏向させる制御を行う場合のシミュレーション結果である。1と同様10回程度で所望の状態に収束している。

図4-1-7, 4-1-8は所望アンテナビーム放射強度分布を発散角度を与えたパターンをとした場合の検討結果である。先の2例と比較し、多少所望パターンとの一致性に劣るが、30回程度で概略一致した形状が得られた。また、さらに反復計算回数を90回まで増やしても、あまり改善されないことがわかった。

以上の結果から、最後の例である発散角制御の場合は多少課題を残しているが、所望アンテナビーム放射強度分布を得るための空間光位相変調器の位相変換量演算方法としてIFTA法が有効であることを確認した。前記課題についてはローカルミニマムに陥っている可能性があり、初期値を選択しなおすなどで対策可能と考えている。

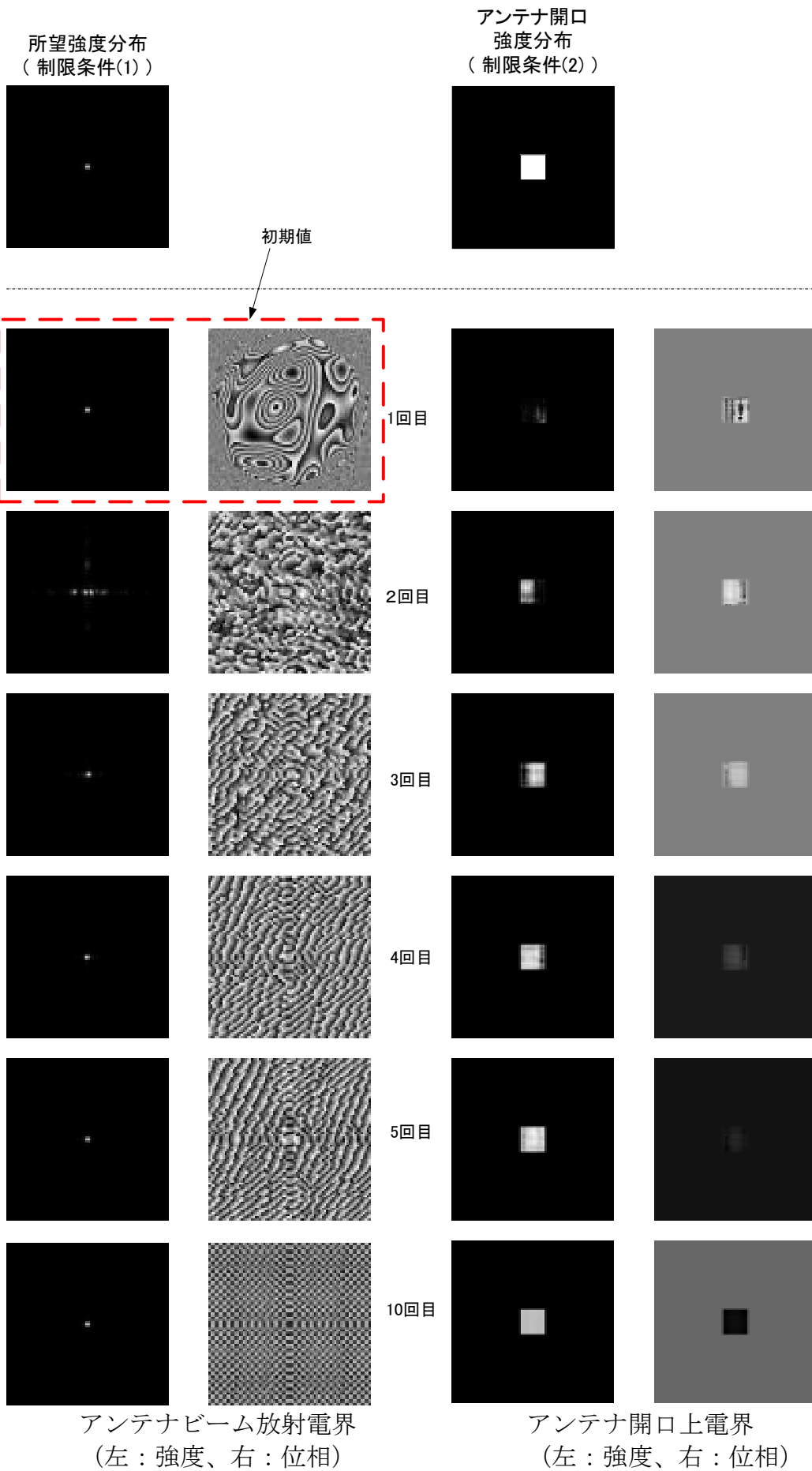
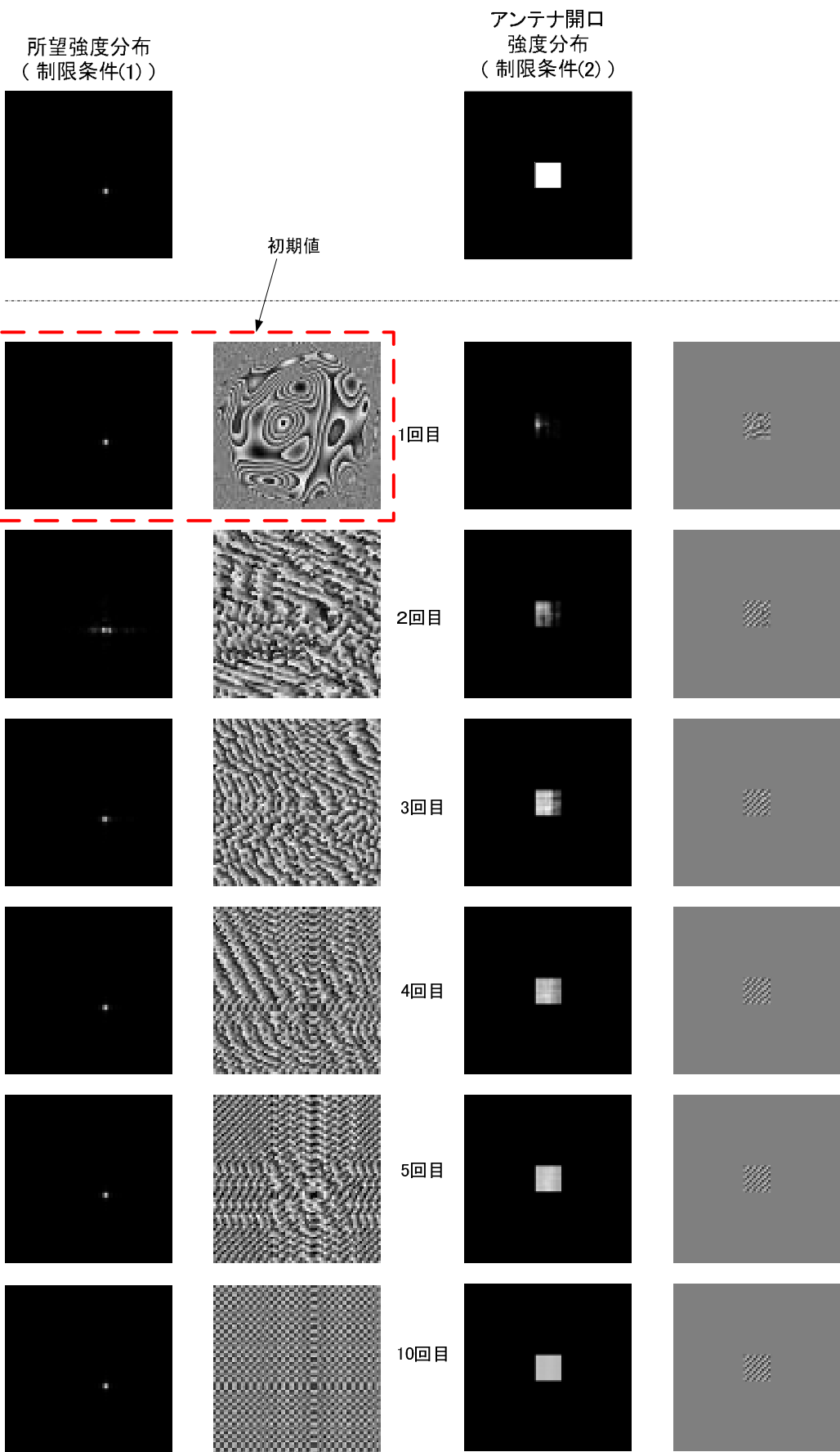


図 4-1-5. シミュレーション結果 1 : 光軸方向回折限界ビームの制御



アンテナビーム放射電界
 (左：強度、右：位相)

アンテナ開口上電界
 (左：強度、右：位相)

図4-1-6 : シミュレーション結果2 : 回折限界ビームの偏向制御

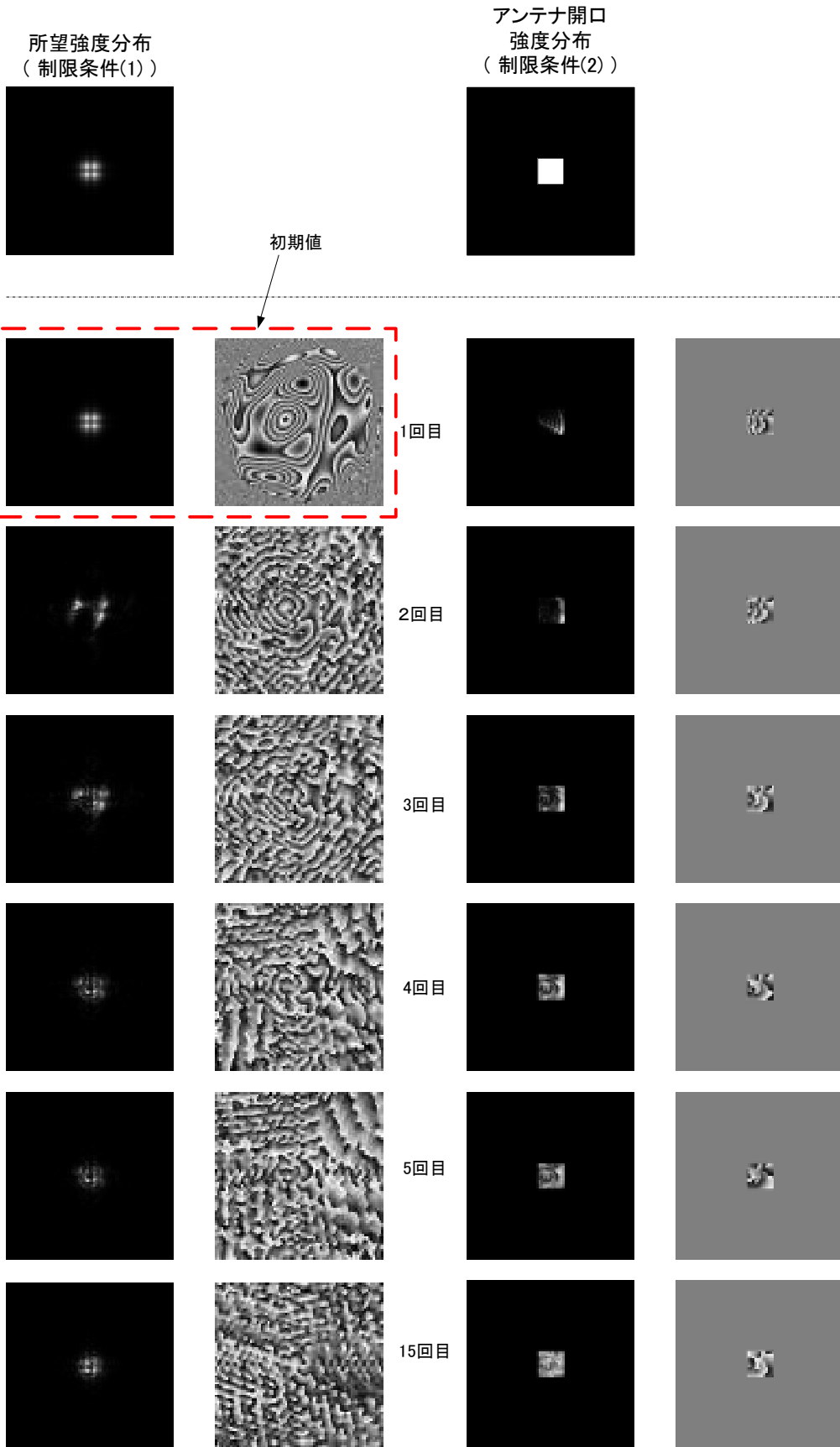
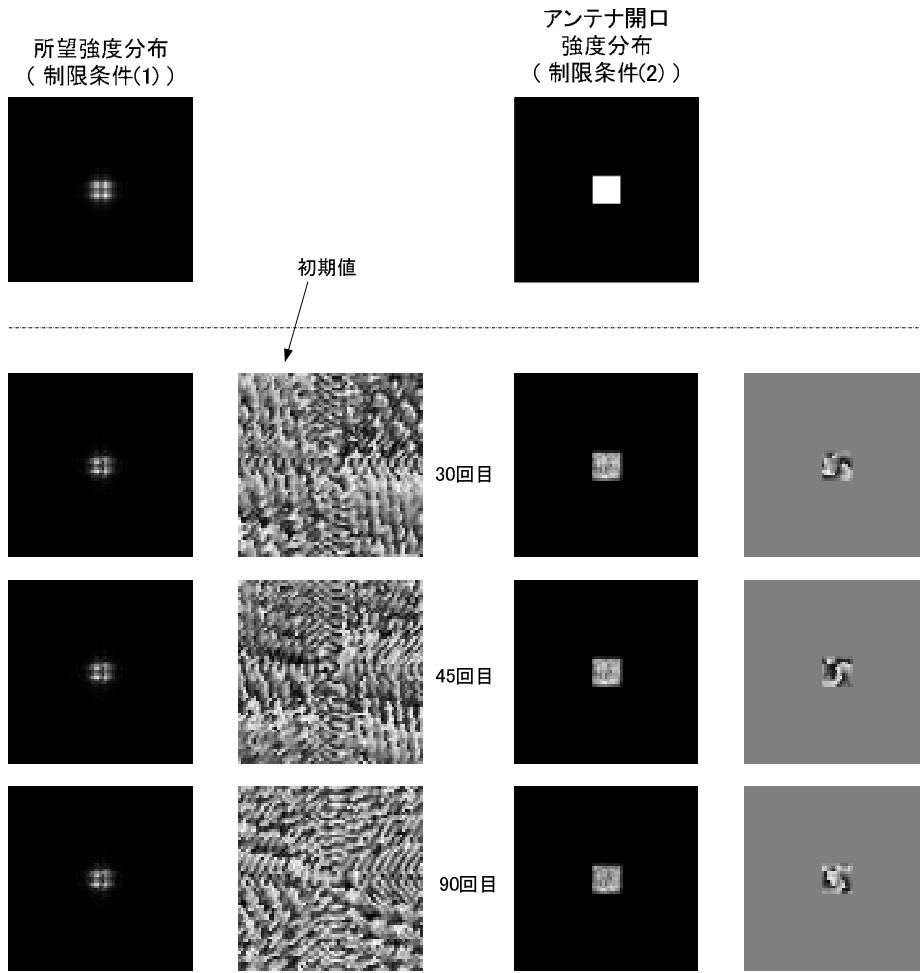


図4-1-7 : シミュレーション結果3 : ビームの発散角制御 (その1)



アンテナビーム放射電界
(左：強度、右：位相)

アンテナ開口上電界
(左：強度、右：位相)

図4-1-8.シミュレーション結果4：ビームの発散角制御（その2）

4-1-3 光信号処理回路の要素部品

4-1-3-1 はじめに

本節では、光位相制御回路のキーコンポーネントである反射型空間光変調器の試作結果について示す。また、今回試作した、2次元光ファイバアレー、及びマイクロレンズアレーの概要について示す。

4-1-3-2 反射型空間光変調器

空間光位相変調器としては、液晶などの媒質を透過することにより位相を制御するタイプと、反射鏡を機械的に移動させる方法がある。アンテナ給電マイクロ波信号の強度を高めるためには、光のエネルギー密度を高くすることが望ましいが、一般に液晶ではハイパワーな光では使用できないため、本開発では反射型空間位相変調器を試作し、適用することにした。このとき、位相（光路長）制御範囲、反射鏡のサイズなどの点から、アレー上に配したセグメントミラーとアクチュエータを接合した方式を採用していた。（H16年度にトレードオフ実施）

図4-1-9に試作した反射型空間光変調器の概観を示す。

以下に、アクチュエータの制御ドライバの電気特性の評価結果について示し、その後に光変調器の主要特性の評価結果を示す。

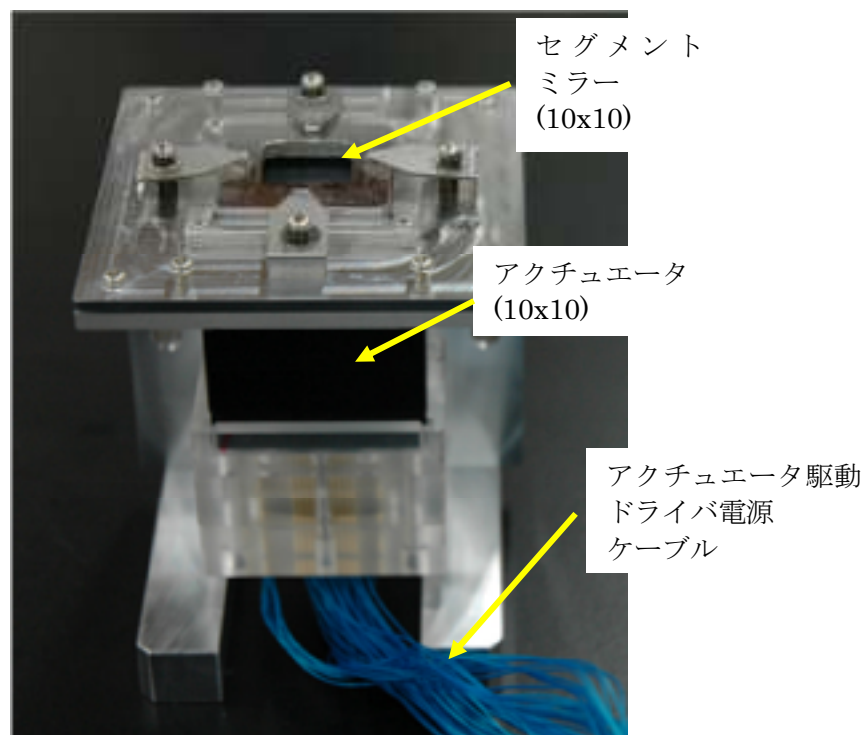


図4-1-9：反射型空間光変調器の概観

・評価結果：

駆動ドライバ出力電圧

はじめに、アクチュエータの駆動ドライバの電気特性の評価結果を図4-1-10に示す。図は空間光変調器の各ミラー（チャンネル1～100）への駆動電圧の出力レンジを-50~+150Vで50V間隔で指定したときの出力電圧の測定結果である。電気出力はアクチュエータに接続した状態で測定した。図4-1-10より出力電圧-50~+150Vが得られていることが分かる。この電圧範囲をアクチュエータの変動量に換算すると+5~−15μmに相当し、アクチュエータは20μm相当の移動量が制御できることが分かる。

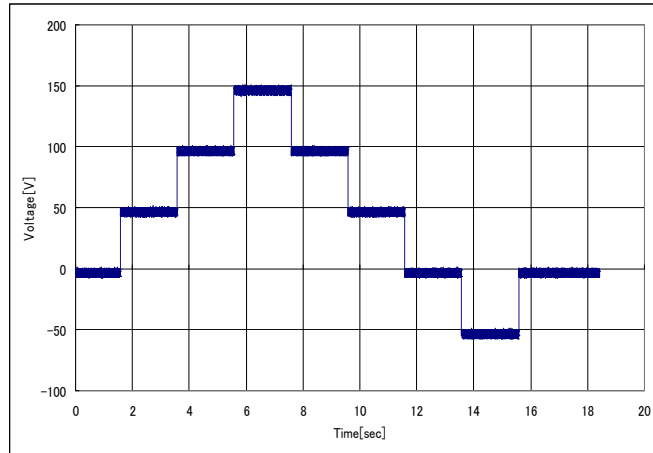


図4-1-10：駆動ドライバの出力電圧測定

駆動ドライバ電圧分解能測定

・アクチュエータの駆動ドライバに対し、100[mV]ステップで電圧指令を行ったときの、出力電圧を図4-1-11に示す。100mVはアクチュエータの変化量10nmに相当する。測定結果より、駆動ドライバのランダムノイズは±50mVであり、アクチュエータの変動量の分解能として10nmが得られる。これは波長1.5μmでは、0.013波長であり、7ビット移相器の1ビットに相当する。通常フェーズドアレイアンテナでは、4~6ビット程度移相器が使用されることが多く、高精度に制御可能なことが分かる。

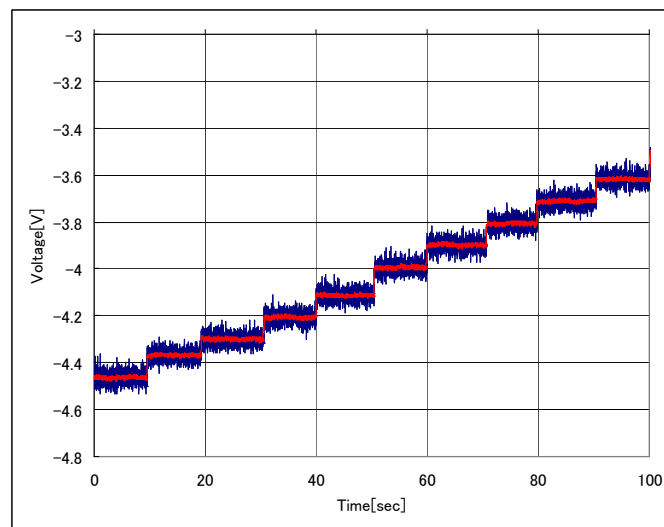


図4-1-11：駆動ドライバの電圧分解能

駆動ドライバ電圧立ち上がり測定

図4-1-12に駆動ドライバの電圧立ち上がり特性の測定結果を示す。図より、電圧立ち上がり速度は約10[msec]>7.5[msec]（リングング発生回避周波数：133[Hz]以下）である。

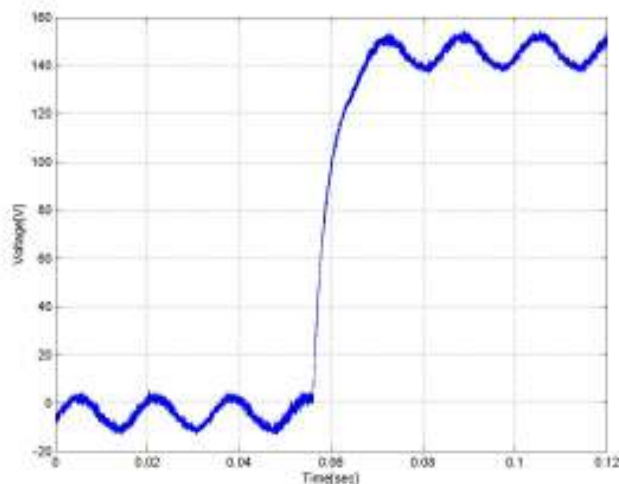


図4-1-12：駆動ドライバ電圧の立ち上がり特性

駆動ドライバ出力電圧更新速度測定

図4-1-13に駆動ドライバの電圧更新速度の測定結果を示す。電圧更新速度は約10msecとしており、ドライバが応答できていることが確認できる。なお、データの変動は測定系による誤差であり、ドライバ性能ではない。

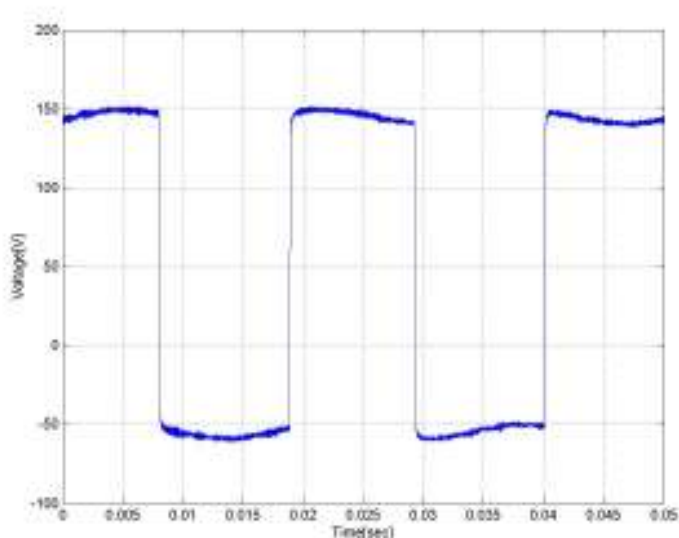


図4-1-13：駆動ドライバの繰り返し制御特性

各反射鏡への駆動ドライバ印加電圧と反射鏡の移動量の測定結果を図4-1-14に示す。図中の各ラインは、反射鏡の1～100の各々に対応している。測定結果より、駆動電圧0～150Vで、平均13.9 μm (最小10.4 μm 、最大17.6 μm)駆動できることを実証した。

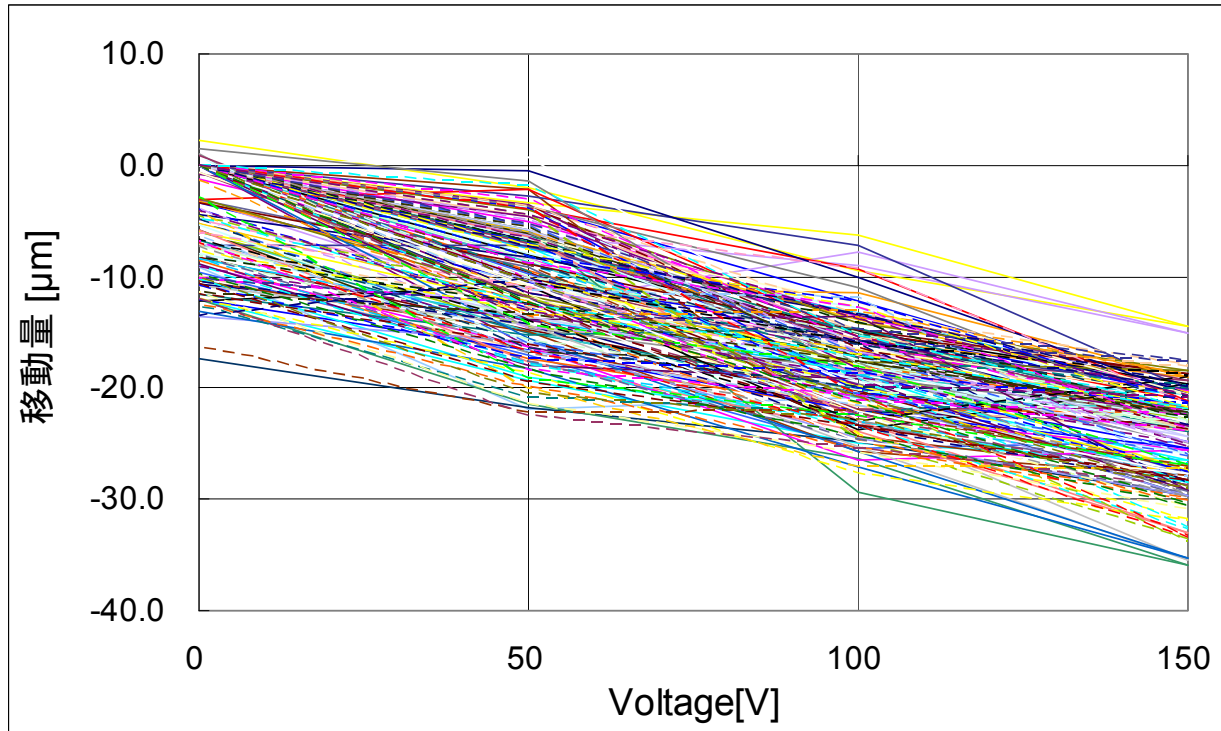


図4-1-14：印加電圧に対する反射鏡の移動量

表4-1-2に主な評価結果をまとめる
H18年度に本反射型空間光変調器を用いてシステム評価を行う予定である。

表4-1-2 反射型空間光得変調器の評価結果

アイテム	仕様	実測値
出力レンジ	PZT 18 μm 駆動相当 (180[V])	-50[V]～+150[V] (200[V])
駆動分解能	0.1 [μm] (目標値: 0.03 [μm])	0.1[V](0.01[μm]相当)
電圧更新速度	1[Hz]	100[Hz]
電圧立ち上がり速度	133[Hz]以下	100[Hz]

4-1-3-3 光サンプリングアレーの概要

前記，反射型空間光変調器にて位相変調されたビーム光を光ファイバアレーにより空間的にサンプリングする．光ファイバには，広帯域信号を伝送するためにシングルモードファイバを使用が望ましいが，シングルモード光ファイバはコア径（モードフィールド径）が約 $10\ \mu\text{m}$ と小さく，また，前述の反射型空間光変調器の画素ピッチは $1\ \text{mm} \times 1\ \text{mm}$ であるため，空間光変調器で変調されたビーム光を効率よく光ファイバに結合させるために，各ファイバにビーム結合用にレンズを装着構成をとる．

する．以下に，光サンプリング系に使用する，光ファイバアレーとマイクロレンズアレーの概要を示す．

1. 光ファイバアレー

図 4-1-15 に光ファイバアレーの入射端面の一部の写真を示す．各光ファイバは，V溝により精密に位置決めされている．光ファイバの配置は，前記の反射型空間光変調器と同じ配置をしており，ピッチ $1\ \text{mm}$ ， 10×10 本で構成させている．

図 4-1-15 に 2 次元光ファイバアレーの一部 (3×3 素子分) の端面写真を示す．

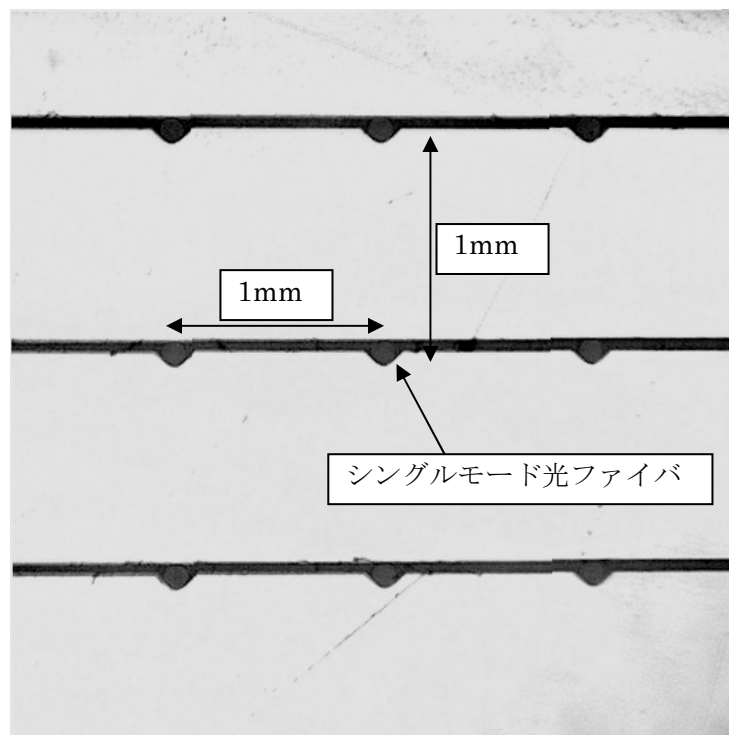


図 4-1-15 2次元光ファイバアレーの端面写真 (3 x 3 部分)

2. マイクロレンズアレー

アレーピッチ 1 mm から，シングルモードファイバのモードフィールド径 $10\mu\text{m}$ から $\text{NA}=0.1$ となる．また，レンズ開口 1 mm より，焦点距離は 5 mm とした．マイクロレンズアレーの形態としてはバイナリオプティクスを採用した．

試作レンズアレーの概観を図 4-1-16 に，レンズ 1 エLEMENT の中心近傍の 3 次元断面を図 4-1-17 および図 4-1-18 に示す．図 4-1-17 および 18 において，各段のエッジで大きなリップルが観測されているが，これらは測定系によるものであり，実物ではこのようなリップルはないと思われる．

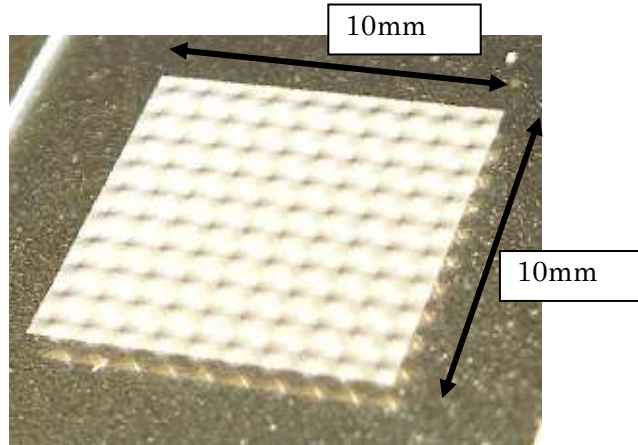


図 4-1-16 : マイクロレンズアレーの概観 (10 x 10 素子)

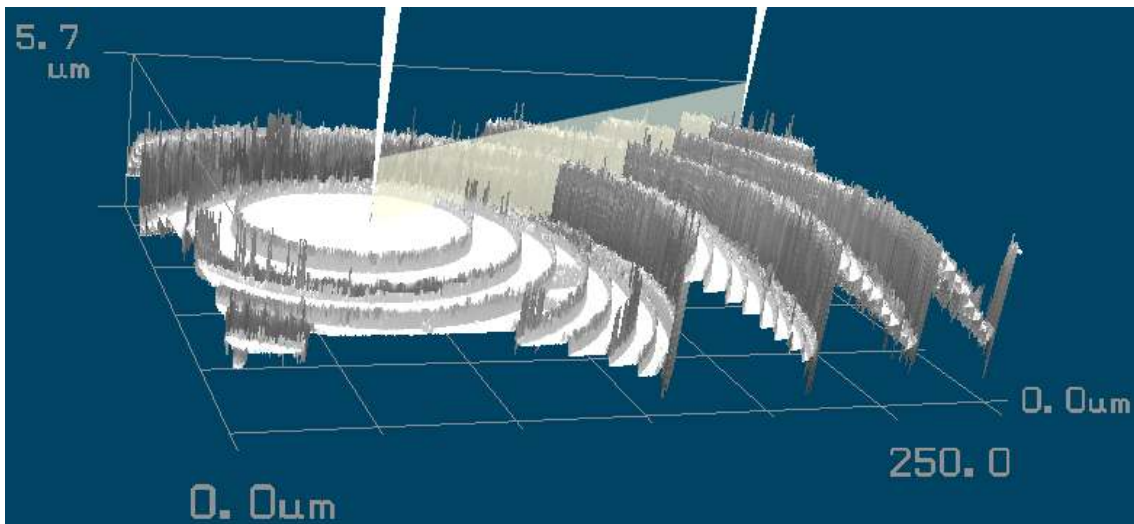


図 4-1-17 マイクロレンズアレーの 1 素子の中心近傍(約 $250\mu\text{m}$) の断面の様子

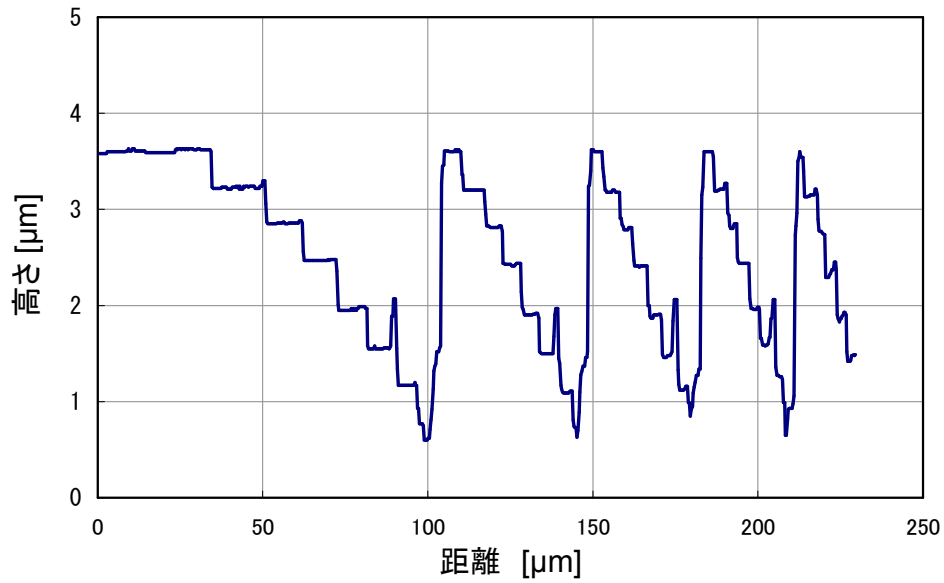


図4-1-18 マイクロレンズアレーの1素子の中心近傍の段差

図4-1-17は1エレメントの中心近傍の段差を測定したものである。マイクロレンズの段差の設計値は1段当たり422nmである。図4-1-18の測定結果より、設計通りの段差が得られていることが確認できる。

4-1-3-4 まとめ

光信号処理回路に使用する、キーコンポーネントである反射型空間光変調器及び、変調光サンプリングするサンプリングアレーの概要を示した。

H18年度にこれらを用いて、光制御型ビーム形成回路を構築し、システム評価を実施する予定である。

4-1-4 まとめ

光信号処理回路における，光波面生成技術について，要素試作および，制御アルゴリズムの検討をおこなった．

- ・要素試作：

反射型空間光変調器の試作を行い，所望の特性が得られた．H18 年度にこれらの部品を用いて，光信号処理回路のシステム構築，評価を行う予定である．

- ・制御アルゴリズム

反射型空間光変調器に与える位相信号の計算アルゴリズムの検討を行った．

4-2 光信号処理回路技術(E/O, O/E 変換技術)の研究開発

4-2-1 はじめに

近年、光通信の技術発展は目覚しく、様々な光伝送技術が研究・開発されている。また、光伝送システムに用いられる光変調器、光検出器など、種々のデバイスが実用化されている。しかしながら、従来の光通信はデジタル通信がメインであるため、一般的な光デバイスもデジタル光通信用に最適化されているものが多い。このため一般的な光デバイスは、本開発目標であるアナログ通信の光信号処理型ビーム形成回路に用いるには、ダイナミックレンジ、スプリアスなどの特性が必ずしも適していない。ここでは、本開発における光信号処理回路技術のうち、アナログ光通信のマイクロ波伝送部分、特に、マイクロ波／光変換および、光／マイクロ波変換技術(E/O,O/E 変換技術)について、E/O,O/E 変換装置でキーデバイスとなる高出力 PD について検討を行った。以下に内容を示す。

4-2-2 PD アレーによる O/E 変換装置の高出力化

一般的なデジタル光通信と異なり、本装置においては、アナログ信号の光伝送が必要である。このため、ダイナミックレンジ、スプリアスなどの特性がアナログ通信に適したシステムが必要になる。アナログ光通信である光マイクロ波伝送の方式については、大きく直接変調方式とヘテロダイン変調方式に分けられる。先に、本開発の装置に適した方式として、これら両者の比較を行い、受信能力の高さなどの点で、ヘテロダイン変調方式がより適した方式であるとの結果を得た。この方式の特性を十分に活用するには、O/E 変換装置において、光の入力パワーに対して PD (Photo Diode) が飽和しないことが必要である。一般の光通信用 PD では出力電力レベルは限られており、大きな電力を得ることは難しい。このため、PD で出力されたマイクロ波をさらにマイクロ波増幅器等で増幅し、アンテナ等の後段回路に供給する必要がある。しかし、本マルチビームアンテナ装置ではアレーアンテナを用いているため、アレーアンテナ素子の一つ一つにマイクロ波増幅器を接続する必要が生じ、装置の大型化、高消費電力化が避けられない。このため、より小さな増幅器で済むように、高いパワーでも飽和しない、高出力 PD が望まれる。

このような、高出力 PD の一構成として図 4-2-1 に示すような PD アレーを考える。

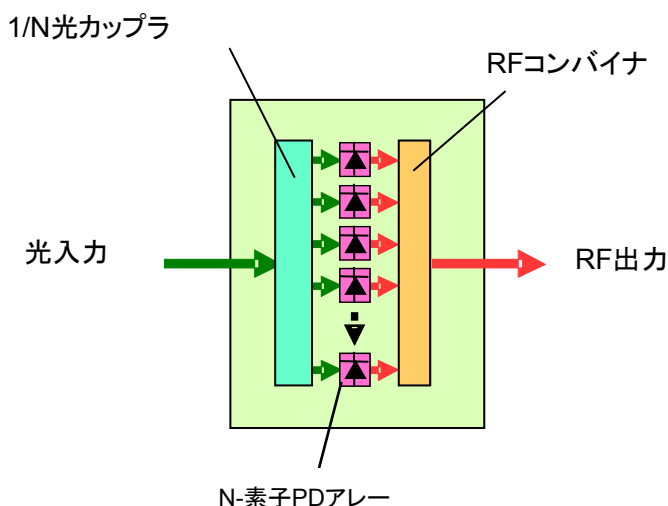


図 4-2-1: PD アレー

図 4-2-1 の PD アレーでは、入力する光をカップラで N 分割し N 個の PD 素子にそれぞれ入力する。

それぞれの PD 素子で生じたマイクロ波を、コンバイナにより合成し RF 出力とする。この構成により、各 PD 素子で取り出すことのできる最大パワーをさらに N 倍することができ、ハイパワーの出力が可能となる。さらに、各 PD 素子自体も従来の PD よりも高出力化することにより、さらに PD アレーの高出力化が可能になると考えられる。以下、PD アレーの構成検討、および PD 素子単体の高出力化検討について述べる。

4-2-3 PD アレーの構成方式トレードオフ

(a) 並列合成方式

PD からの RF 出力を合成する方法として、大きく 2 通りの方法が考えられる。1 つは図 4-2-2 に示すように複数の PD を並列に接続し合成出力を得る方法である。

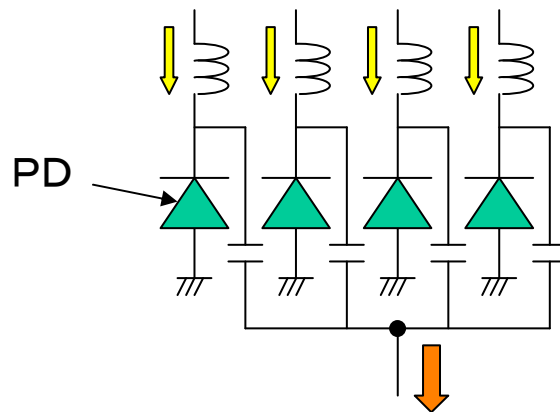


図 4-2-2: 並列合成

この方法では各々の PD から出力される RF 信号は同時に加算される。このため、各 PD に入力する光信号も同時に入力すれば良い。また、各 PD が同じ状態で動作するため、PD 単体の動作を最適化し、それを合成するという設計方法が可能である。

(b) 進行波合成方式

もう一つの合成方法として、図 4-2-3 に示すように、電氣的に容量性の特性を有する PD を、誘導性を有する回路（例えば高インピーダンス線路）とはしご型に接続した、進行波合成方式である。

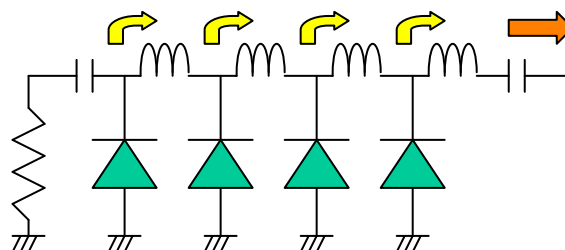


図 4-2-3: 進行波合成

この方法では、PD の合成数によらず、出力インピーダンスが一定であるという特徴を有しており、

広帯域化に有利な構成である。各 PD からの RF 出力は一定の遅延時間をおきながら加算される。このため、各 PD に入力する光信号にあらかじめ遅延時間を持たせておく必要がある。また、PD から発生する RF 出力が徐々に加算されていく構成であるため、PD ごとに動作条件が異なり、回路の設計はやや煩雑になる。

このように、並列合成方式と進行波合成方式とでは、メリット、デメリットがあり、適用する装置により、最適な構成が異なる。表 4-2-1 に、これらの特性をトレードオフ表として示す。本マルチビームアンテナ装置に使用する O/E 変換装置において、どの構成がより適しているか、今後検討を続けていく予定である。

表 4-2-1: 合成方式のトレードオフ表

	入力信号位相差	PDの動作	回路のインピーダンス	動作帯域
並列合成方式	同相入力	各PDの動作条件が均一	PDの数により変化	整合回路接続により狭帯域化も
進行波合成方式	遅延時間の調整が必要	位置により動作条件が異なる	PDの数によらず一定	広帯域

4-2-4 PD 単体の高出力化

4-2-4-1 PD 単体の仕様

PD をアレーにし、各 PD からの RF 出力を合成することにより、高出力な O/E 変換装置が得られる。しかし、一般のデジタル光通信用 PD の飽和 RF 出力は 10mW 程度である。例えば PD を合成して 1W の RF 出力を得るには PD を約 100 個接続する必要がある。実際には合成回路による RF の損失が生じるため、より多くの PD が必要になる。このように多くの PD を接続することは大きさの上でも不利であり、また、配線、組み立ても煩雑になるため、製作の容易さ、コストなどでも不利になる。

PD 単体からの RF 出力を大きくできれば、同じ出力をより少ない PD の合成で実現でき、上記の問題が解消されると考えられる。ここでは、本マルチビームアンテナ装置の O/E 変換装置に使用する PD としての仕様検討を特に出力電力の観点から行い、これを元に PD の試作を行った。

PD 素子に印加する電圧 V と、流れる電流 I の関係は次式で表すことができる。

$$I = I_s \left\{ \exp\left(\frac{eV}{k_B T}\right) - 1 \right\} - I_{sh} \quad (4-2-1)$$

ここで、 I_s は PD の p-n 接合の逆飽和電流、 e は電子の素電荷、 k_B はボルツマン定数、 T は絶対温度である。また、 I_{sh} は入力光によって生じる光電流であり、次式で表される。

$$I_{sh} = \eta e \frac{P}{h\nu} \quad (4-2-2)$$

ここで、 η は量子効率、 P は入力光のパワー、 h はプランク定数、 ν は入力光の周波数である。式(4-2-2)から分かるように PD の光電流 I_{sh} は入力光のパワー P に比例する。

いま、PD が逆バイアス状態 ($V < 0$) であるとすると、式 (4-2-1) の指数関数の引数が負になり、指数関数の値が 0 に非常に近い値となる。PD の逆飽和電流 I_s も小さい値であるので、PD に流れる電流は、ほぼ光電流 I_p だけであると近似できる。

このような近似のもとに、PD の動作特性を考えてみる。図 4-2-4 は、PD に負荷抵抗を接続した場合の回路である。図 4-2-5 は、このときの PD の動作特性を示す。

図 4-2-5 では、分かりやすいように、逆バイアス時に、電圧が正になるように示している。すなわち、式 (4-2-1) の電流 V 、電圧 I の符号を共に反転させている。負荷抵抗が接続され、あるバイアス電圧が印加されたとき、PD の動作は図中に示す負荷直線の上を動いていく。PD の瞬時の動作点が直線上のどの位置になるかは、その瞬時における入力光のパワーで決定される。入力光のパワーが RF 信号により正弦波状に変調されている場合、PD の動作点も時間とともに負荷直線上を正弦波状に移動する。PD からの RF 出力電力を大きくするには、この負荷直線上の振幅において、電圧 V の振幅と電流 I の振幅との積が大きくなる必要がある。負荷直線の電流の最大値は PD の飽和電流で制限される。したがって、高出力を得るには飽和電流の大きい PD が望まれる。

いま、一つの目安として、4 合成 PD アレーからの RF 出力電力 1W を得ることを考える。電力合成損失を考慮すると、PD 1 つあたりからの出力電力は 0.3W 程度必要となる。負荷抵抗を 200Ω とすると、RF 電流の実効値は 39mA が必要である。したがって、ピーク・トゥー・ピーク (p-p) の電流値では $2\sqrt{2}$ 倍の 110mA が必要となる。このため、PD の飽和電流は 110mA 以上あることが条件となる。

PD アレーから同じ 1W を得る場合、合成 PD 数を 4 個ではなく、8 個、16 個などと多くすることによって、PD 単体の必要出力電力は小さくなるので、PD 単体の飽和電流も小さくてすむ。しかし、ここでは一つの目安ではあるが、この 110mA を PD 単体の飽和電流の目標値とすることにした。

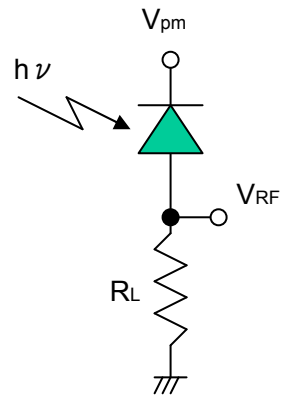


図 4-2-4 PD 回路

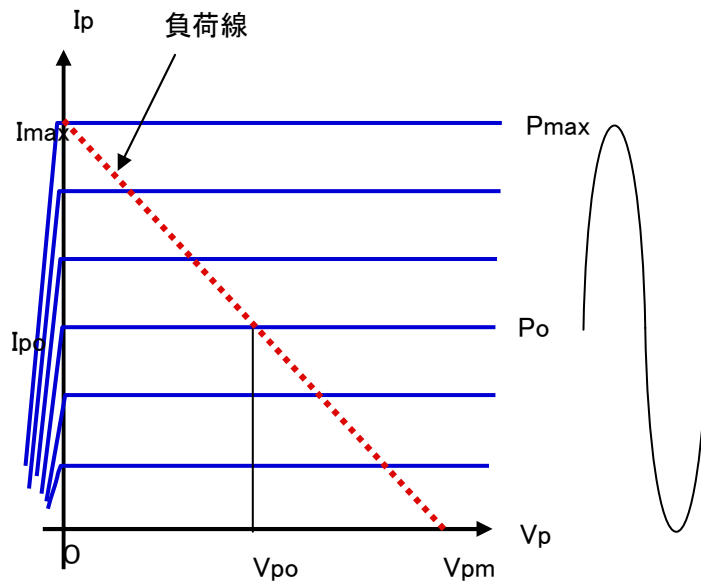


図 4-2-5: PD の動作特性

4-2-4-2 PD 単体の評価結果

(a) 測定系

以上の目標値にしたがって、PD を試作しその飽和電流を評価した。図 4-2-6 に、PD の評価測定系を示す。

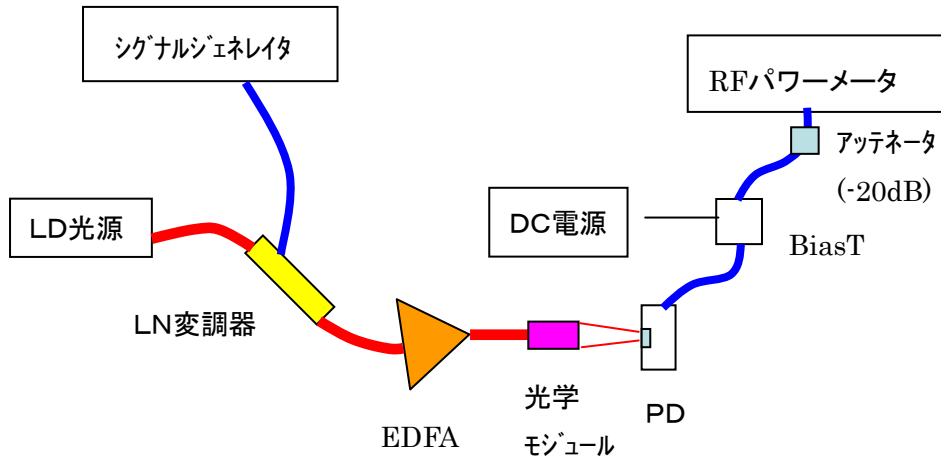


図 4-2-6 測定系

LD 光源からのレーザ光に、LN 変調器で RF の変調をかける。変調信号周波数は 10GHz、変調度は 95%とした。変調光を光ファイバアンプで増幅し光学モジュールを通して PD に照射した。PD にはバイアスTを介して DC バイアスが印加されており、バイアスTで分離した RF 出力の電力を測定することにより、電流値に換算した。RF は 50Ω系に統一している。

(b) 評価結果

図 4-2-7 に、PD 単体の飽和電流測定結果を示す。

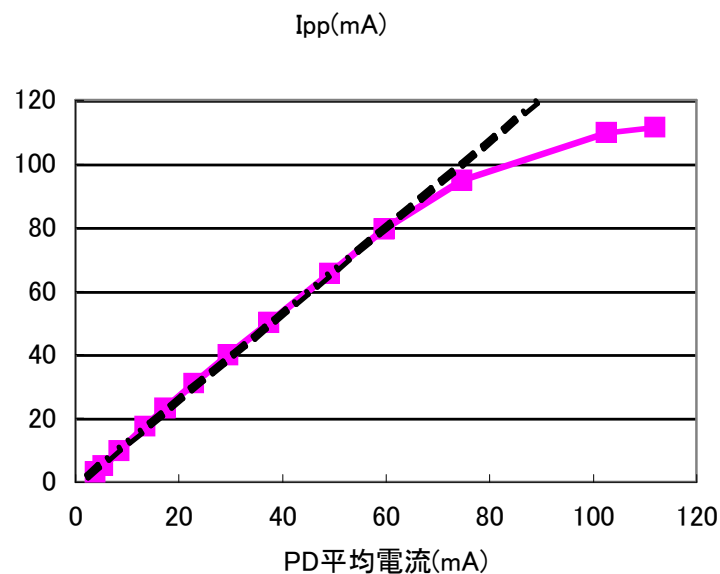


図 4-2-7: PD 電流(p-p)測定結果

入力光のパワーを増加していくと、PD に流れる直流平均電流が増加していく。図 4-2-7 では横軸にこの直流電流をとっている。縦軸は PD から出力される RF 電流のピーク・トゥー・ピーク値である。入力光の変調度は一定であるので、直流電流の増加に従い PD から出力される RF 電流も増大していく。しかし、あるところで RF 電流が飽和していく。図から、最大電流として 110mA が得られていることが分かる。これは目標とした電流値とほぼ同等な値である。

今後この PD を用いて PD アレーによる電力合成について検討を行っていく予定である。

4-2-5 まとめ

光信号処理回路における E/O,O/E 変換装置における検討として、PD アレーによる RF 出力の高出力化、および、PD 単体の高出力化について検討を行った。本マルチビームアンテナ装置に必要な PD 単体の仕様を検討し、PD の試作・評価を行った。試作した PD の飽和電流はほぼ目標値と同じ値が得られた。

4-3 指向性合成技術の研究開発

4-3-1 はじめに

光制御型ビーム形成回路は基礎研究段階であるため、光領域で形成した光波の波面分布と、アンテナ放射パターンとの関係に関して、指向性合成技術が確立されていないのが現状である。光領域での低サイドローブ低減および校正技術に関して検討した。

4-3-2 指向性合成技術

アレーアンテナのサイドローブ低減化方法として、一般的なアレーアンテナでは、強度分布をテーラー分布やチェビシェフ分布などに設定することが多い。光制御ビーム形成回路においても、空間強度変調を行うことにより、テーラー分布やチェビシェフ(Chebyshev)分布を形成することは可能であるが、4-1節で示したように、光ファイバから出射したビームはガウスビームとなっていること、ガウスビームが空間に出射した、光学系により平行光に変換したビームも同様にガウスビームであることから、光学系(コリメート系)の設計のみで強度分布にテーパーを形成することが可能である。

本報告では、光学系の調整で可能なガウスビームのビーム系によるサイドローブレベルをシミュレーションにより求め、有効性を示したものである。

方形開口アレーの場合、第1サイドローブレベルは-13.3dBである。ここでは、第1サイドローブのレベルを-20dB以下を目標にする。

以下に計算条件を示す。

表 4-3-1: 計算条件

反射型空間光変調器	10x10, ピッチ 1mm, 正方配列
サンプリング用光ファイバアレー	10x10, ピッチ 1mm, 正方配列
アレーアンテナ	素子数10x10, 素子間隔 1λ , 正方配列
信号光ビームの強度分布	ガウス分布(ビーム径は変数)
ローカル光ビームの強度分布	ガウス分布(信号光ビームと同じビームサイズとする)

図4-3-2~4-3-5にアンテナ励振強度分布と、アレーファクタ(アンテナ放射パターン)の計算結果を示す。図4-3-6, 7に信号光及びローカル光のビームサイズに対する、水平方向軸上でのアレーファクタを示す。

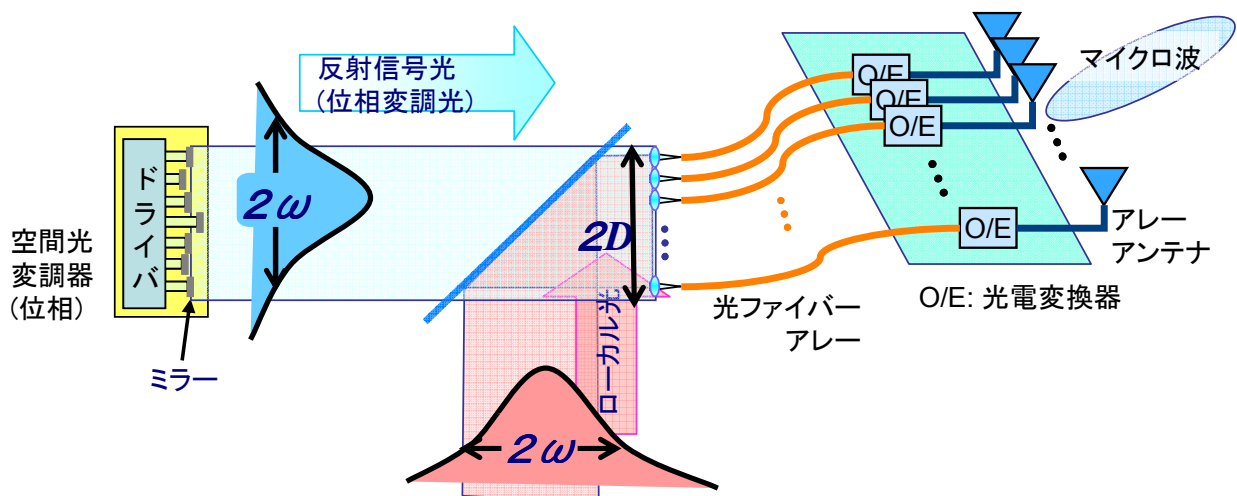


図 4-3-1 信号光ビーム、ローカル光ビームとアンテナ放射パターンの関係

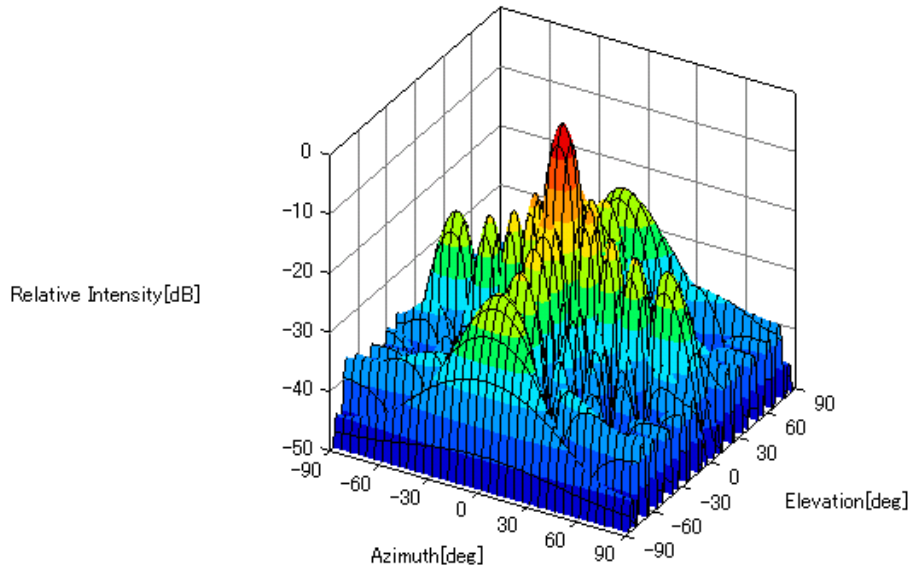
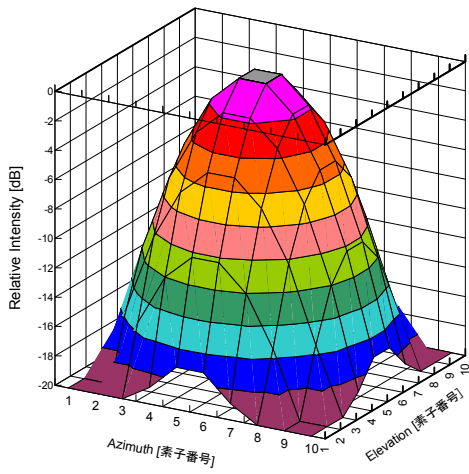
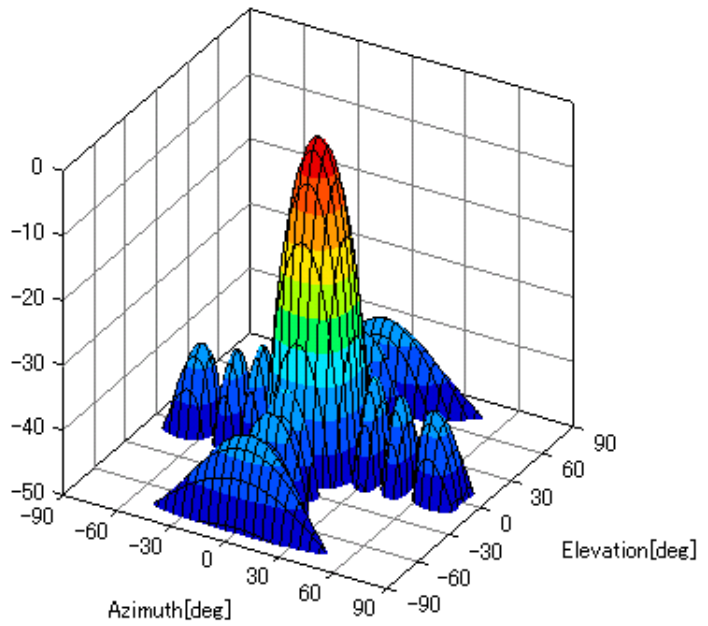


図 4-3-2 アレーファクタ (等振幅励振)



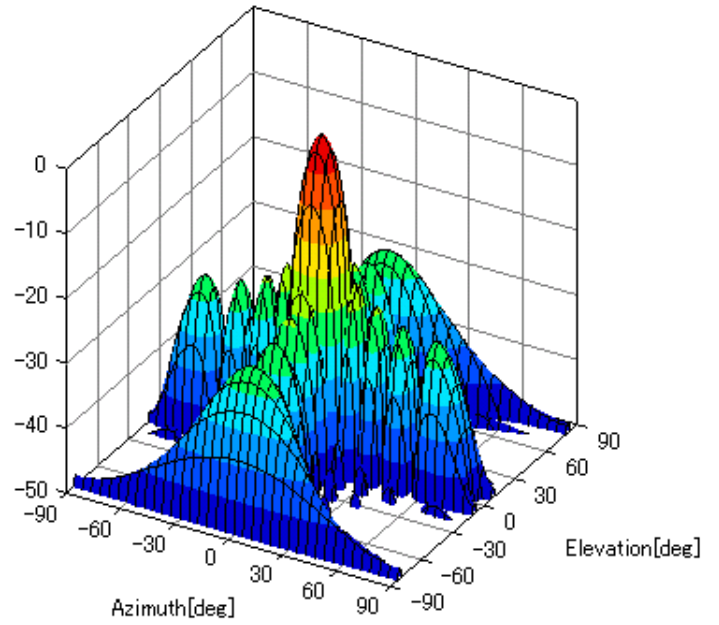
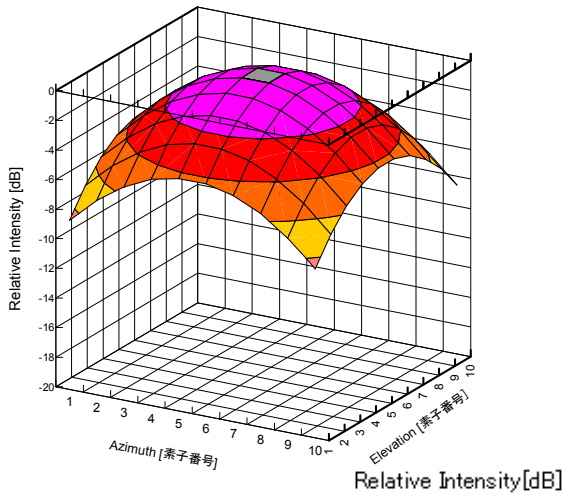
Relative Intensity [dB]



アンテナ励振強度分布

アレーファクタ

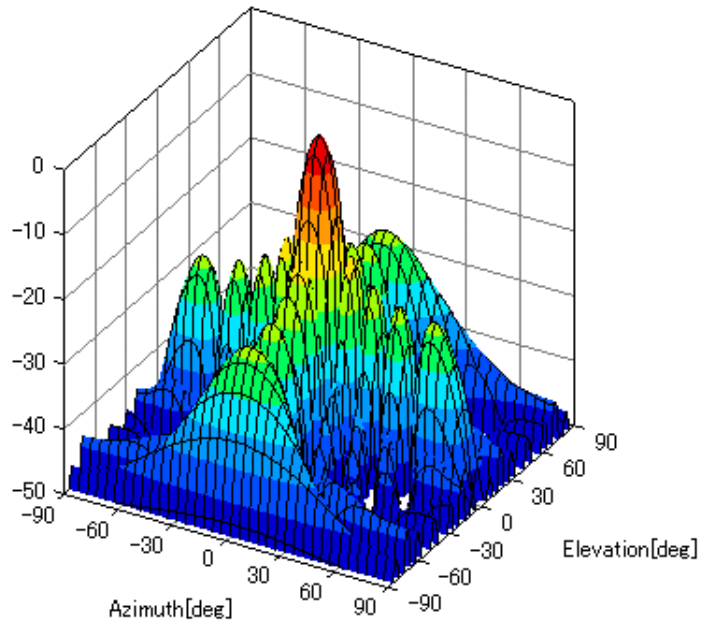
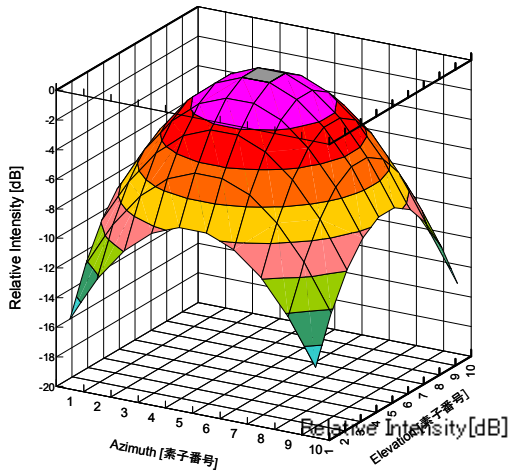
図 4-3-3 アンテナ励振強度およびアレーファクタ (光ビーム径 $\omega=5.0\text{mm}$ 時)



アンテナ励振強度分布

アレーファクタ

図 4-3-4 アンテナ励振強度およびアレーファクタ (光ビーム径 $\omega = 7.5\text{mm}$)



アンテナ励振強度分布

アレーファクタ

図 4-3-5 アンテナ励振強度およびアレーファクタ (光ビーム径 $\omega = 10.0\text{mm}$)

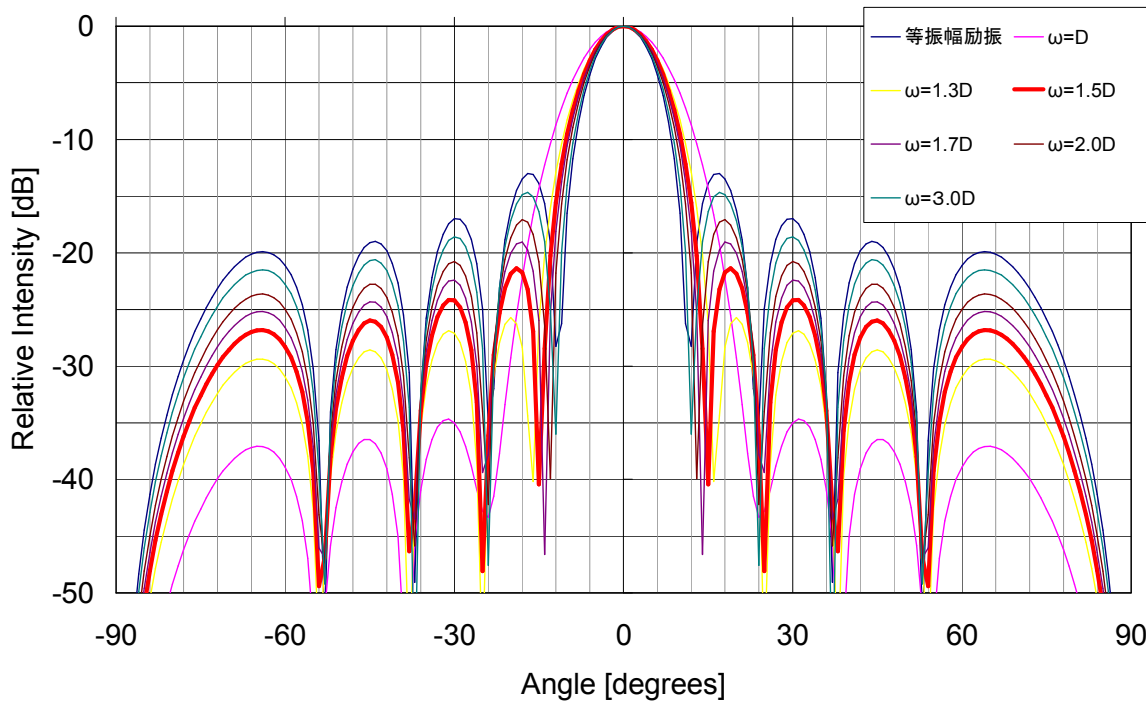


図 4-3-6 : 信号光及びローカル光のビーム幅に対するアンテナ放射パターン計算結果

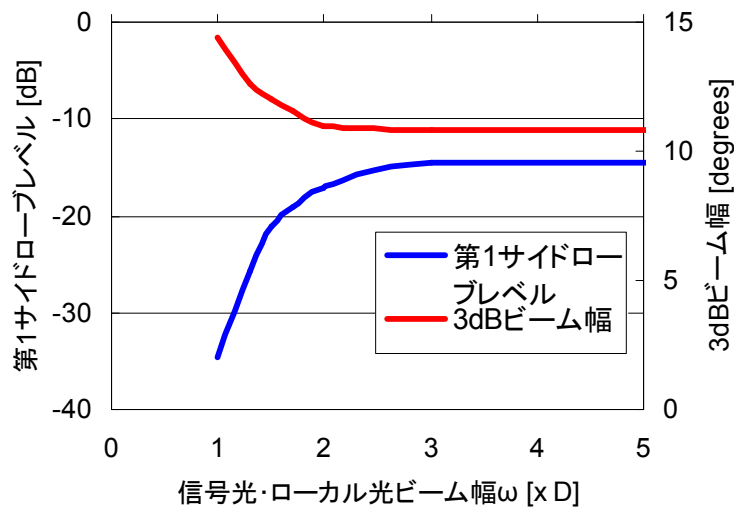


図 4-3-7 : 信号光及びローカル光のビーム幅に対するサイドローブレベルとビーム幅の計算結果

本計算例では、光サンプリングエリアサイズの 1.5 倍のビーム径の光波ビームを用いることにより、サイドローブレベル $< -20\text{dB}$ が得られる見込みが得られた。

4-3-2-3. まとめ

光空間ビームを用いた光ビーム形成回路において、光ファイバの伝搬モードはガウス分布であることから、ガウスビームを形成するのは容易である。ファイバから出射したビームのコリメート系の焦点距離により、比較的柔軟に任意のビーム系のガウスビーム形成が可能であり、光 BFN に適している。

また、今回のシミュレーションにより光学系の設計により、サイドローブレベル $< -20\text{dB}$ が可能であることを示した。

4-3-3 アンテナ校正技術

4-3-3-1. はじめに

衛星通信やレーダなどに搭載されるフェーズドアレーアンテナの大規模化に伴い、ビーム制御回路の小型化、低消費電力化などが課題となっている。これらの課題を解決するための一手段として、給電系、ビーム制御系を光コンポーネントで構成する光制御フェーズドアレーアンテナ（以下、光制御 PAA）技術について検討している。ここでは光空間位相制御による光制御 PAA について、SLM（Spatial Light Modulator：空間光変調器）を用いることによる REV 法（Rotating element Electric field Vector method：素子電界ベクトル回転法）の適用について検討したので報告する。

4-3-3-2 SLM を用いた光制御 PAA 構成

図 4-3-8 に SLM による REV 法を適用した光制御 PAA の構成図を示す。アンテナのキャリブレーションは、アンテナ給電位相を形成する信号光ビームで行ってもよいが、信号処理系と校正系を分離した構成で説明する。図 4-3-8 に示すように、ローカル光に対して、空間位相変調器によりその位相分布を変化させることにより、O/E で形成するマイクロ波信号の位相量を変化させることが可能である。

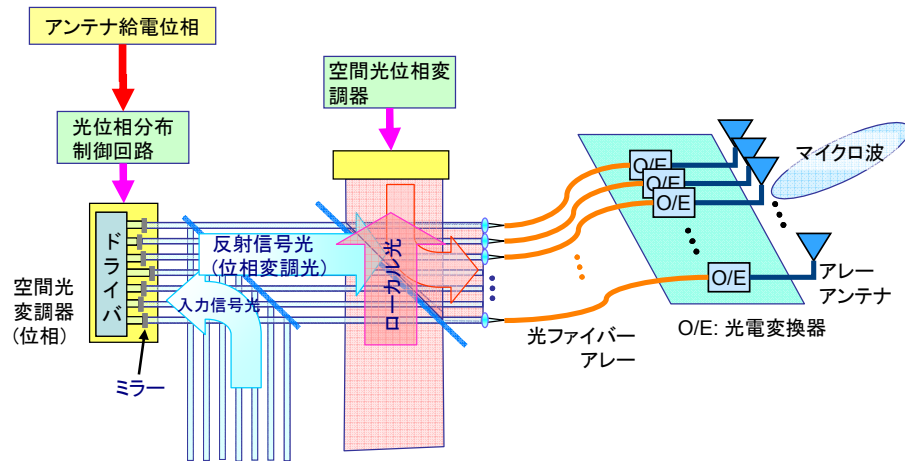


図 4-3-8 アンテナ構成図

空間位相変調器による位相変化量を $\Delta_m(k)$ とすると、アレーアンテナの励振分布は次式で表される。

$$A(k) = \sqrt{p_{RF}(k)} \cdot e^{j \frac{2\pi r_0}{\lambda_0 F} (x_k \cos \phi_0 + y_k \sin \phi_0)} \cdot e^{j \Delta_m(k)} \quad (4-3-1)$$

ここで、 (x_k, y_k) は光サンプリングアレーの位置座標、 r_0 は空間光変調器の駆動素子の位置の光軸からの距離、 ϕ_0 は x 軸とのなす角度、 m は空間位相変調器のビット数である。

式(4-3-1)に示されるように、SLM による位相量を変化させることにより、アレーアンテナ励振分布の位相量が変化するため、以下に示すように、REV 法を適用する。

アレーアンテナを動作させた場合、ある方向における合成電界ベクトル図は図 4-3-9 のように表すことができる。ここで、空間光変調器により着目する n 番目の素子の位相を変化させると図 1 に示されるように n 番目の素子の電界ベクトルの回転に伴って合成電界ベクトルが変化する。この合成電界ベクトルの振幅の変化を測定し、その測定結果より、 n 番目の素子の振幅・位相を推定

する。

図4-3-9において、初期状態の合成電界ベクトルの振幅・位相を E_0, ϕ_0 、着目する n 番目の素子の電界ベクトルの振幅・位相を E_n, ϕ_n とする。この n 番目の素子の位相を Δ だけ変化させたときの合成電界は次のように書くことができる。

$$\dot{E} = (E_0 e^{j\phi_0} - E_n e^{j\phi_n}) + E_n e^{j(\phi_n + \Delta)} \quad (4-3-2)$$

ここで、 n 番目の素子の相対振幅・位相を

$$k = \frac{E_n}{E_0} \quad (4-3-3)$$

$$X = \phi_n - \phi_0 \quad (4-3-4)$$

とにおいて、式(4-3-2)を変形すると合成電力 Q は次のようになる。

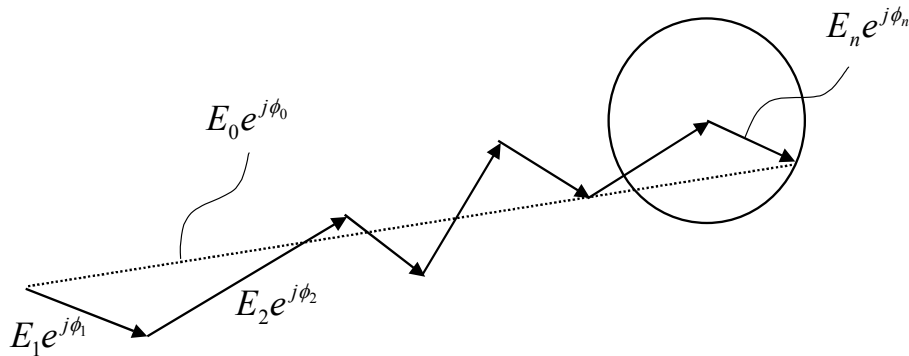


図4-3-9 合成電界ベクトル図

$$Q \equiv \frac{|\dot{E}|^2}{E_0^2} = (Y^2 + k^2) + 2kY \cos(\Delta + \Delta_0) \quad (4-3-5)$$

ただし、

$$Y^2 = (\cos X - k)^2 + \sin^2 X \quad (4-3-6)$$

$$\tan \Delta_0 = \frac{\sin X}{\cos X - k} \quad (4-3-7)$$

つまり、一つの素子の位相変化により合成電力 Q は式(4-3-5)のように余弦的に変化する。この合成電力の推移を、図4-3-10に示す。ここで、 $-\Delta_0$ は合成電力 Q の最大値を与える位相である。合成電力 Q の最大と最小の比を

$$r^2 = \frac{(Y+k)^2}{(Y-k)^2} \quad (4-3-8)$$

とおくと、 n 番目の素子の相対振幅 k と相対位相 X は r の符号に対応して次のようになる。

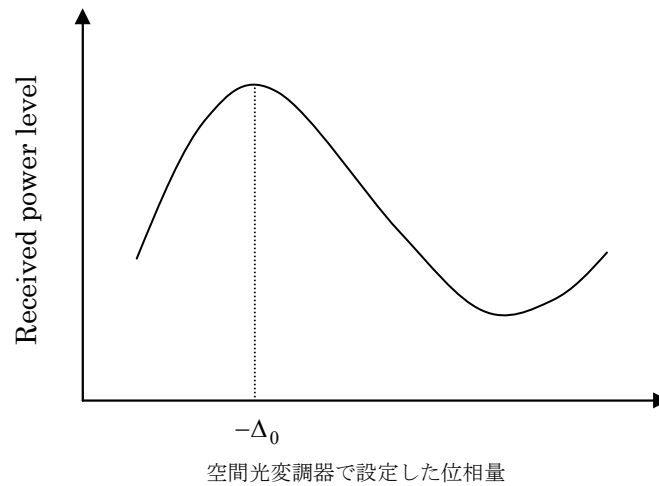


図 4-3-10 REV 法による合成電力の推移

r の符号が正の場合 :

$$k \equiv k_1 = \frac{\Gamma}{\sqrt{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2}} \quad (4-3-9)$$

$$X \equiv X_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + \Gamma} \right) \quad (4-3-10)$$

r の符号が負の場合 :

$$k \equiv k_2 = \frac{\Gamma}{\sqrt{1 + 2\Gamma \cos \Delta_0 + \Gamma^2}} \quad (4-3-11)$$

$$X \equiv X_2 = \tan^{-1} \left(\frac{\sin \Delta_0}{\cos \Delta_0 + (1/\Gamma)} \right) \quad (4-3-12)$$

ただし,

$$\Gamma = \frac{r-1}{r+1} \quad (4-3-13)$$

以上より, n 番目の素子の位相を変化させたときの合成電力 Q を測定し, Q の最大値を与える位相 $-\Delta_0$, Q の最大値と最小値との比 r を求めることにより, n 番目の素子の相対振幅・位相を得ることができる.

式 (4-3-8) より得られる Q の最大値と最小値との比 r の複号により, n 番目の素子の相対振幅 k と相対位相 X は 2 組の解が得られる. そこで, この 2 組の解の判定をする必要がある. 一般に良く用いられるのは以下の方法である.

- 初期位相分布の異なる二つの状態でそれぞれ 2 組の解を求め, 1 回目と 2 回目とで互いに数値の等しい ke^{jX} の組を解とする.

4-3-3-3 まとめ

光空間位相制御による光制御アレーアンテナ校正に空間位相変調器を用いることによるキャリブレーション法について検討した. 光サンプリングアレーの各素子に対応した空間位相変調器の位相量を変化させ REV 法を適用することによりキャリブレーションが可能である.

4-3-4 まとめ

指向性合成について検討した。通常の光ファイバ内を伝搬する光波のガウス分布であることを利用し、光ファイバから出射したビームを所望のビーム径をなす焦点距離のコリメータと組み合わせることにより、振幅テーパを形成し、サイドローブを低減できることを確認した。本方法は、通常のテイラーやチェビシェフ分布とは異なるが、光学系の調整のみで容易に振幅テーパを形成することが可能である。シミュレーションにより、サイドローブレベル $< -20\text{dB}$ が達成できることを確認した。

光の位相制御により、従来マイクロ波のアレーアンテナにて行っていた素子電界ベクトル回転法 (REV) が適用できることを示した。

以上の結果を用いて、H18 年度に実験的に評価検証を実施する予定である。

今回の検討は、アンテナ放射パターンは前章で示しごとく、光信号処理により演算するが、サイドローブ制御、校正は従来のアレーアンテナの指向性合成方法を踏襲したものであり、従来より研究されてきた様々な技術を利用できる。これに、今回研究を行っている光信号処理技術と融合することにより、より高精度な校正、低サイドローブ化の検討を行う予定である。

4-4 総括

「移動体向け超高速通信用衛星搭載ビーム形状可変マルチビームアンテナ装置の研究開発」におけるH17年度の各課題の実施内容をまとめる。

1. 光信号処理回路技術（光波面生成技術）

（1）光信号処理アルゴリズム開発

所望アンテナ放射ビーム強度分布を得るための空間光位相変調器の位相変換量演算方法としてIFTA（Iterative Fourier Transform Algorithm）法について着目し、シミュレーションにより有効性を確認した。ただし、ローカルミニマムを解とするなどの課題が残っているが、最適な初期値選択などで対策可能と考えている。

平成18年度は、アルゴリズムの精度向上とともに、実験的に検証をおこない、アンテナ制御に適した光信号処理アルゴリズム技術を確立させる予定である。

（2）要素部品の開発

光信号処理回路のキーコンポーネントであるセグメントミラーを用いた反射型空間光変調器を試作した。試作機に対し、ミラーの変位量（位相変調量）、応答時間、駆動精度などの基本特性の評価を実施し、所望の特性が得られる確認した。

平成18年度は、他の光学部品とともに、光制御ビーム形成回路の全体試作、波面生成の実証を行う予定である。

2. 光信号処理回路技術（E/O, O/E 変換技術）

光信号処理回路におけるE/O, O/E変換装置における検討として、PDアレーによるRF出力の高出力化、および、PD単体の高出力化について検討を行った。本マルチビームアンテナ装置に必要なPD単体の仕様を検討し、PDの試作・評価を行った。試作したPDの飽和電流はほぼ目標値と同じ値が得られた。

平成18年度には、このPDのアレー化による電力合成について検討を行っていく予定である。

3. 指向性合成技術

(1) 低サイドローブ化技術

信号光ビーム及び、ローカル光ビームに対し、コリメート光学系の設定によるビーム径制御により、サイドローブレベルを制御できることをシミュレーションにより示した。

この結果、光学系の設計のみでサイドローブレベル < -20 dBを得られる見込みを得た。

平成18年度には、上記の1の光信号処理回路を用いて、実験による検証をおこない、解析技術を確立させる予定である。

(2) 校正技術

光領域で信号光もしくは、ローカル光ビームの空間位相を制御することで、従来のアレーアンテナで行われていた素子電界ベクトル回転法 (REV 法) が、光領域でも適用できることを示した。

平成18年度には、上記の1の光信号処理回路を用いて、実験による検証をおこない、光領域での校正技術を確立させる予定である。

5 参考資料・参考文献

5-1 研究発表・講演等一覧

なし