

TR-AC-0018

012

光空間信号処理マルチビーム受信用アレーアンテナの
光集積回路および信号処理特性に関する検討

柴田 治

1998. 3.16

ATR環境適応通信研究所

光空間信号処理マルチビーム受信用アレーアンテナの 光集積回路および信号処理特性に関する検討

柴田 治

概要

筆者はこれまでに、マルチビーム受信用アレーアンテナのビームフォーミングネットワーク(Beam-forming network; BFN)に、光空間信号処理による光学フーリエ変換を用いるアンテナ系を提案し、その特性について検討してきた。本レポートでは、本アンテナ系の BFN を構成する際に必須となる光集積回路を試作し、その評価方法を示し、特性について検討した。さらに、実際に 118.125Mbps の QPSK 信号を入力した時の動作を示した。

目次

1. まえがき	2
2. 試作光位相変調器アレー	5
2.1 試作光位相変調器の構造	5
2.2 試作光位相変調器の周波数応答	5
2.3 光位相変調器の入出力位相特性	6
2.4 光の上第 1 側波帯の放射パターン	6
3. シミュレーションによる検討	20
4. 光空間信号処理 BFN によるデジタル信号処理特性	24
5. まとめ	29
謝辞	29
参考文献	30

1. まえがき

近年の情報通信分野の発展にともない、有線・無線を問わず通信機器に求められる機能も次第に複雑になってきている。無線通信では、アンテナは必須のコンポーネントであり、そのため多くの機能がアンテナに求められている。1つのアンテナで複数の方向から到来する信号を同時に扱うアンテナはマルチビームアンテナとよばれ、衛星通信や、移動体通信の基地局、また、無線 LAN の基地局などの幅広い応用が期待されている(図 1.1)。このようなアンテナでは、ビームフォーミングネットワーク(Beam-forming network ; BFN)と呼ばれる、アンテナ送信/受信信号を、それぞれ送信/到来方向ごとに形成/分離する機能が必要である。BFN を実現する手段として、すでにバトラーマトリックスなどに代表されるアナログ領域での信号処理や、デジタル領域での信号処理を用いるデジタルビームフォーミングアンテナ(DBF アンテナ)などが提案されている[1],[2]。しかしアナログ領域での信号処理では、分解能を上げるためにアンテナ素子数が多くなると、信号処理に必要な回路が複雑かつ巨大になるという欠点がある。また DBF アンテナの場合、アンテナ受信信号数が多くなったり広帯域な信号処理を行う場合、演算処理能力による限界がある。

小型でかつ広帯域な信号処理を実現する手段として、その信号処理に光技術を用いる方法が注目されている[3]-[10]。ATR ではこれまでに光空間信号処理を用いるアレーアンテナとして、光領域でレンズ等を用いてフーリエ変換を行ない、アンテナ励振分布を制御したり、マルチビームを形成するアンテナを提案してきた[5]-[10]。図 1.2 は、筆者らが提案してきた光空間信号処理を用いる受信系のマルチビームアンテナの構成図である。本アンテナ系は、信号を受信するアレーアンテナ等の RF 部分、受信した RF 信号を光の信号に変換する E/O 変換部分、これらの光を放射して光学フーリエ変換を行うための空間部分、および空間に放射された光を受光して再び電気の信号に変換する O/E 変換部分で構成される。アンテナ系の基本動作の詳細については、参考文献[7]-[10]を参照されたい。光領域で空間信号処理を行うことにより、素子数が大きくなった場合でも、小型でかつ簡単な構成で、しかも広帯域なシステムの実現の可能性があり、将来的には本構成法により、ミリ波帯での広帯域マルチビーム受信アンテナなどの用途に適用できると考えている。

本アンテナ系では、Master Laser からの被変調光を分配し、変調後の光の各側波帯の位相差によってビームを形成するため、図 1.2 の点線で囲んである部分、すなわち被変調光が分配されてから空間に放射されるまでの間に、それぞれの相対的な位相差が外乱で変動すると、形成されるビームの形状が変動してしまう。このため、被変調光を分配した後、空間に放射されるまでの各線路長の変動を、被変調光の波長に対して無視できる程度に抑える必要がある。各線路間の相対的な位相を安定化させる手段として、すでに光フェーズドアレーアンテナ等で実績のある、光集積回路技術による一体成形が考えられる[11],[12]。光集積回路技術によって分配器、位相変調器および光放射部分を 1 枚の基板上に作成することにより、温度変化等の外乱がある場合でも、各線路は一体として変動するため、相対的な線路長の変動を抑制できる。今回はこの部分を Z-cut LiNbO₃ 基板上に光集積回路技術に

より一体形成したコンポーネントを試作し，その基本動作特性について検討した．本レポートでは，この種の検討を行う際の実験的検討方法および検討項目を示すと共に，今後同様の光集積回路を設計・試作する際の設計指針を示す．

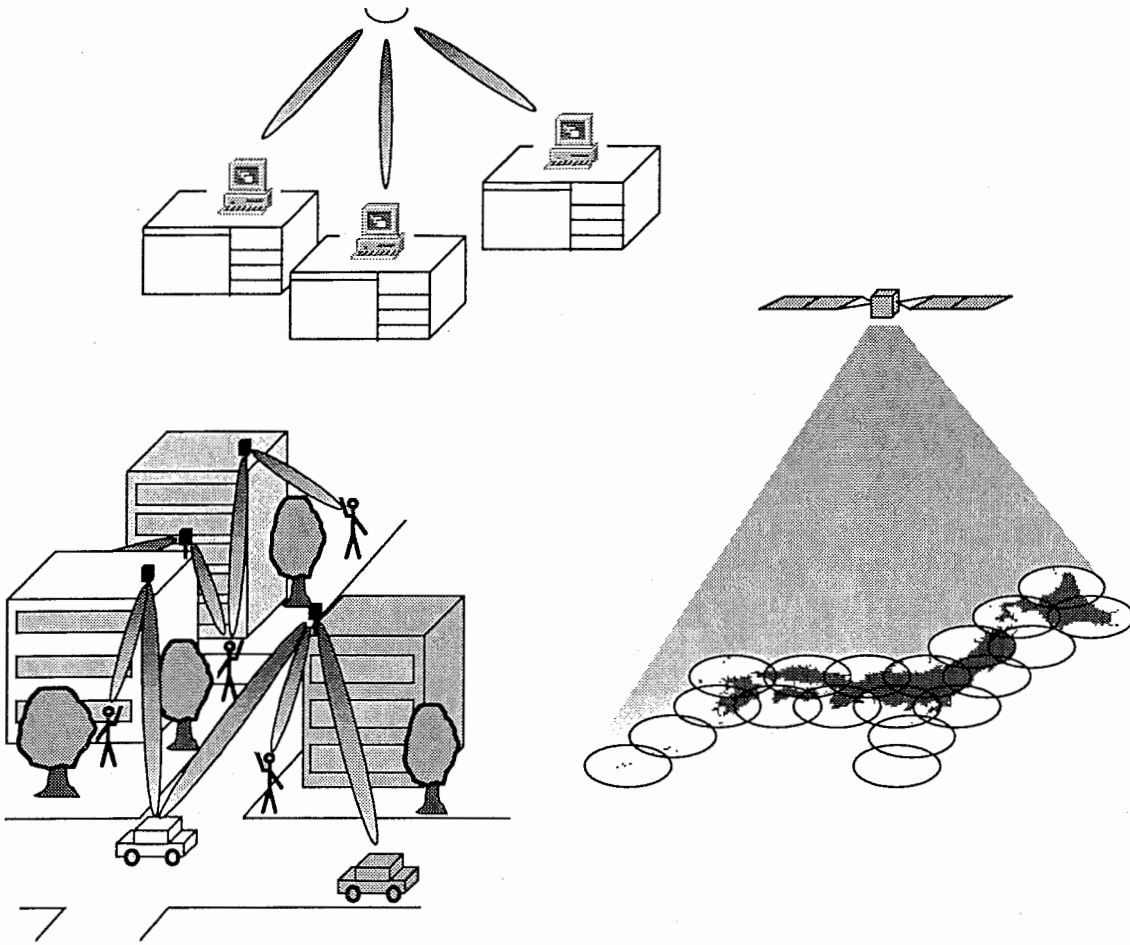


図 1.1. マルチビームアンテナの例

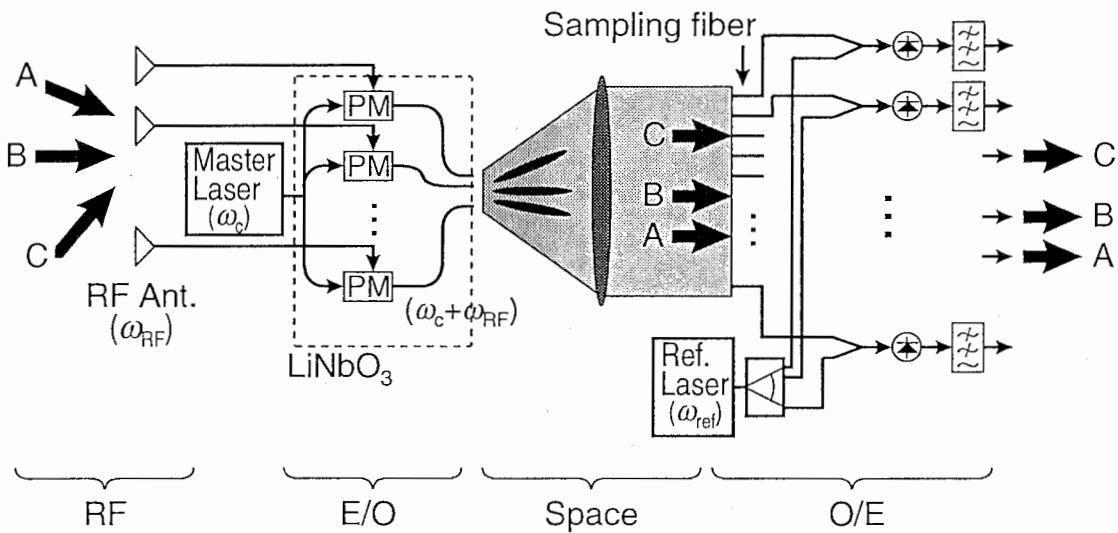


図 1.2. 光空間信号処理マルチビーム受信アンテナの構成

2. 試作光位相変調器アレー

2.1 試作光位相変調器の構造

本アンテナ系の光集積回路を評価するため、図 2.1～図 2.3 に示す 3 種類のコンポーネントを試作した。光導波路、可変光分配器(VPD)、および光位相変調器(PM)は、厚さ $500\mu\text{m}$ の Z-cut LiNbO_3 基板上に一体形成されている。光導波路は基板上に、波長 $1.319\mu\text{m}$ 帯においてシングルモードで動作するように、 $6\mu\text{m}$ の幅で Ti 拡散して作製した。VPD は光スイッチとして用いられる反転 $\Delta\beta$ 型のものを用いた。

PM は、今回は基本動作の確認を目的として、高周波特性は悪いものの比較的構造の簡単な、集中定数型のものとした。将来的に、進行波型や帯域動作型の電極を用いることで、高周波化できると考えている[13],[14]。

本章では、今回試作した光位相変調器アレーについて実験的検討を行い、その特性評価方法および実験結果を示す。

2.2 試作光位相変調器の周波数応答

図 2.1 および図 2.2 に示すコンポーネントについて、図 2.4 に示す測定系を用いて、入出力の周波数特性を測定した。レーザーからの被変調光をファイバー出射型光変調器アレーに入力する。VPD は、RF による結合を考慮し、あらかじめ被測定 PM と被測定 PM から最も離れた PM に光を等分配するように設定し、この 2 つの経路を通る光を光カップラーで結合する。Light Component Analyzer(LCA)は、RF の 2 ポートと光の入出力各 1 ポートをもつネットワークアナライザーで、LCA の RF ポートからの出力信号を PM に入力し、光カップラーで結合された光の周波数応答を測定した。結果の一例として 4 素子タイプの PM#3 の特性を図 2.5 に、8 素子タイプの PM#4 の特性を図 2.6 に示す。実線は RF 信号を被測定 PM に入力したときの、光の周波数応答を、点線は隣接する PM に入力した時の光の周波数応答を表している。これは RF のカップリング等による影響を示す。すなわち、点線のレベルが高いところでは、隣接する PM 入力した RF により、被測定 PM が変調されることを示している。

実験結果より、4 素子タイプについては、周波数応答が 3dB 劣化する周波数は 700MHz で、この周波数付近まではほぼ平坦な特性が得られた。540MHz から 1.1GHz の領域において、実線と点線のレベル差は -20dB 以内である。540MHz 以下周波数においては、周波数応答の劣化が -2dB 以内で、隣接素子からの影響が -20dB 以下の良好な特性が得られた。一方 8 素子タイプについては、周波数応答が 3dB 劣化する周波数は 460MHz で、700MHz 付近までは -5dB 以内のほぼ平坦な特性が得られた。400MHz から 1.5GHz の領域において、実線と点線のレベル差は -20dB 以内である。300MHz 以下周波数においては、周波数応答の劣化が -2dB 以内で、隣接素子からの影響が -20dB 以下の良好な特性が得られた。以上より、今回試作した光変調器アレーについては、4 素子タイプは入力 RF 信号として 540MHz、8 素子タイプは 300MHz 以下の信号であれば所望の動作をすると考えられる。

2.3 光位相変調器の出力位相特性

ついで、本アンテナ系を構成する上でキーコンポーネントとなる PM の入出力位相が、所望の関係となっていることを確認するため、PM の位相入出力特性について実験的検討を加えた。測定は、図 2.1 に示す PM 変調器アレーを用いて、図 2.7 に示す測定系で行った。Master Laser からの被変調光は、それぞれ光位相変調器 PM#2 および PM#3 に等分配され、各 PM において RF 信号で変調される。変調された光信号の各側波帯の位相を直接測定することは困難なため、変調された光信号を Reference Laser とのビート信号により PD で検波し、検波後のマイクロ波の信号の各側波帯の位相をネットワークアナライザ (NWA) で測定することで、間接的に光信号の位相を測定する。本測定系により、PM#2 に入力する RF 信号の位相を変化した場合に、出力される光の各側波帯の位相を測定した。PM#3 は測定の際に必要な位相基準を得る。Master Laser および Reference Laser は、周波数安定性の高い Nd:YAG レーザーを用い、波長 $1.319\mu\text{m}$ 帯において、設定された周波数差で発信するようにフェーズロックし、PM#1 に入力する RF の位相 $\Delta\phi$ を変化した時の各側波帯成分の位相を NWA で測定した。

図 2.8 は、RF 信号として 100MHz, 15dBm の正弦波を用いた場合の、搬送波および各側波帯の位相の理論値との差、および PD から出力される振幅の比を示したものである。同様に、図 2.9 は RF 信号として 300MHz, 15dBm、図 2.10 は 600MHz, 15dBm の正弦波を用いた場合の値である。図 2.8 より RF が 100MHz の時は、位相は理論値に対し数度以内で一致しており、各導波路から出力される光の振幅も、ほぼ一定の値である。一方 RF が 300MHz, 500MHz と高くなるに従い、RF の入力位相が変化すると、それに伴い出力の位相、振幅比が変化する結果が得られた。これは、入力 PM に RF により、隣接する線路を通る光の振幅、位相が影響を受けたためと考えられる。図 2.5 の結果では、300MHz 付近では隣接素子による影響は -30dB 程度に抑えられているにもかかわらず、本実験では 300MHz で影響が出ている。これは、光導波路の構造および実験方法の違いによるものと考えている。すなわち、図 2.4 の測定系では、PM のある導波路のみに光を分配し、その隣接素子による影響を測定しているが、図 2.7 の測定系では、PM のない導波路にも光を通し、この光を実験で使用している。このため、PM のない導波路を通る光が PM に入力された RF による影響を受けた場合でも、実験結果にその変動が出てきてしまう。この影響を除去するためには、導波路を作りなおす必要があるため、今回はこれ以上の評価は行わない。

2.4 光の上第 1 側波帯の放射パターン

BFN としての動作特性につき検討するため、図 2.11 に示す測定系を用いて、アンテナ受信信号を模擬して位相傾斜をつけた RF 信号を PM に入力した時の、空間に放射される光の第 1 側波帯成分の放射パターンを測定した。測定系は次のような構成である。RF 信号はアンテナ受信信号を模擬して隣接素子間で $\Delta\phi$ の位相差を持つように設定し、それぞれ各

PMに入力する。Master Laserからの被変調光は、VPDにより各PMに等分配され、RF信号で変調した後、基板端より空間に放射される。放射された光は、遠方におかれた受光ファイバーで受光され、Reference Laserからの参照光と結合した後、PDにより検波される。受光ファイバーを変調光を放射する基板端を中心に円周に沿って移動し、その時の角度と、検波された信号の上第1側波帯成分の強度を測定して放射パターンを得た。光の位相を安定化するため、図中の各レーザー光が分岐してから空間に放射するまでの部分は、位相変調器と同一のLiNbO₃基板上に、光集積回路で一体形成した。Master LaserおよびReference Laserは、周波数安定性の高いNd:YAGレーザーを波長1.319 μ m帯でフェーズロックして使用した。入力するRF信号としては、アンテナ受信信号を模擬して位相傾斜をつけたRF信号を用いた。PMは8素子とし、5mWの被変調光を等分配した。基板端から受光ファイバーまでの距離は22mmで、遠方界条件を満足している。

図2.12は、RF信号として300MHzのCW波で、各PMの入力部でのRF信号強度が0dBmの時の、放射パターンを示す。Master LaserとReference Laserは400MHzの周波数差でフェーズロックし、スペクトラムアナライザにより100MHzの周波数成分の強度を測定した。横軸は正面からの角度、縦軸は信号強度を示す。図より放射パターンは計算値とよく一致し、隣接素子間位相差 $\Delta\phi$ の変化に伴いメインビームのチルト角が変化した。ピーク値は雑音レベルに比べ+60dB以上の値が得られた。

図2.13は、RF信号として400MHz、PM入力部で0dBmのCW波を、図2.14は、500MHz、PM入力部で0dBmのCW波を用いた場合の放射パターンである。400MHzではレベルの低いサイドローブの放射パターンに乱れが生じ、500MHzでは位相状態によって、メインビームも含めて放射パターンが乱れている。図2.6より、RF=300MHzでの隣接PMからの影響は、入力PMからの出力に比べ-26dB、400MHzでは-17dB、500MHzでは-13dBである。以上より隣接素子からの影響が-20dB程度より大きくなると、放射パターンに影響が出てくることが明らかとなった。

次いでVPDを調整し、各PMの光の分配比を変化した時の光放射パターンを測定した。一例として、分配比をサイドローブ-20dBを実現するチェビシェフ分布にした時の放射パターンを図2.15に示す。実線は $\Delta\phi=0$ 度、点線は $\Delta\phi=90$ 度のときの放射パターンである。サイドローブレベルの最大値は-17dBとなり、設計値より3dB劣化した。これは、光分配比の調整が完全ではなかったことなどが原因と考えている。図より全体的なサイドローブレベルは、等振幅分布の場合に比べ明らかに低下している。また、 $\Delta\phi$ が変化した場合でも、サイドローブレベルの劣化は認められなかった。本構成では、メインビームが太くなるため、信号到来角の角度精度は劣化するものの、サイドローブレベルが抑えられるため、他の方向から到来する信号の漏れ込みによる影響を低減する効果があると期待できる。以上より、本アンテナ系においては、光の分配比を変えることで、アレーの振幅制御が可能であることを明らかにした。

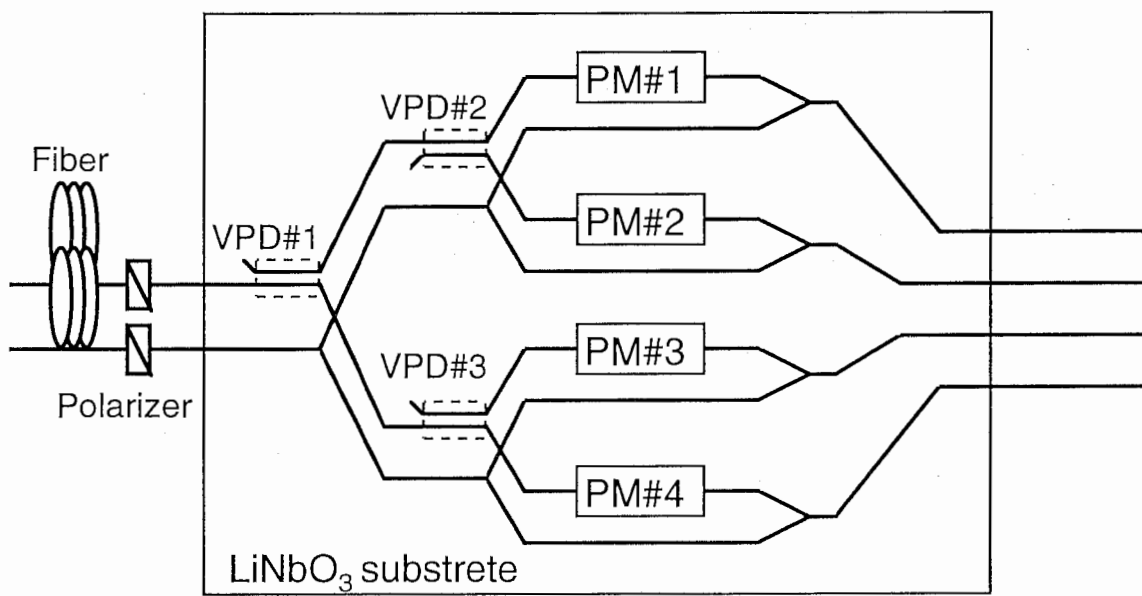
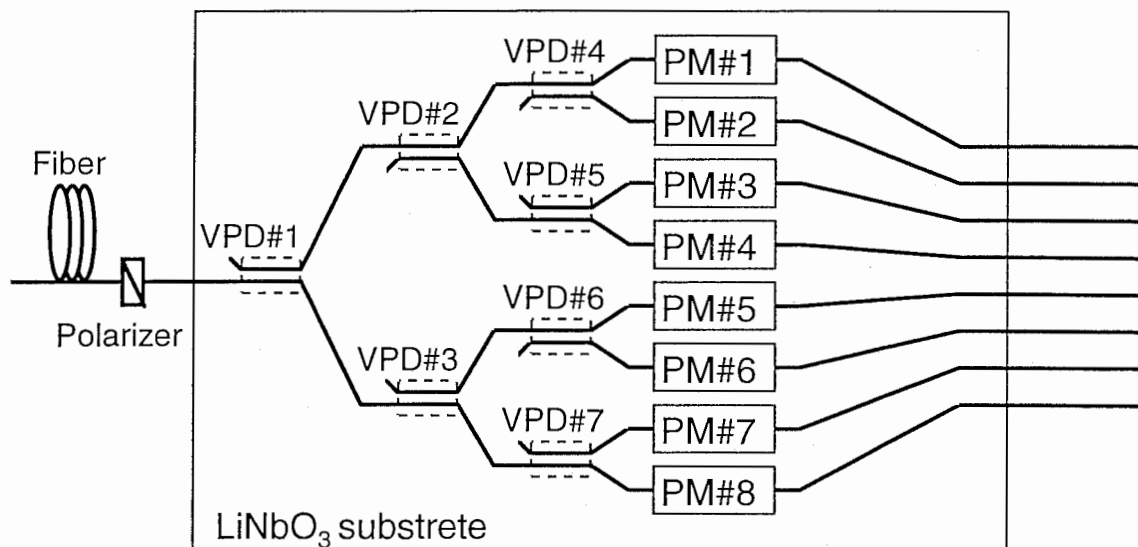
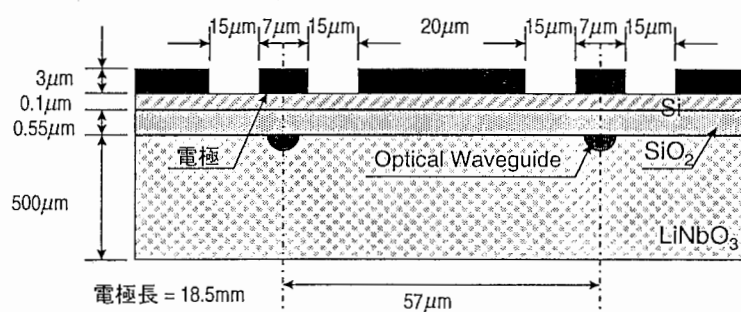


図 2.1 試作 4 素子ファイバー出射型光位相変調器アレー

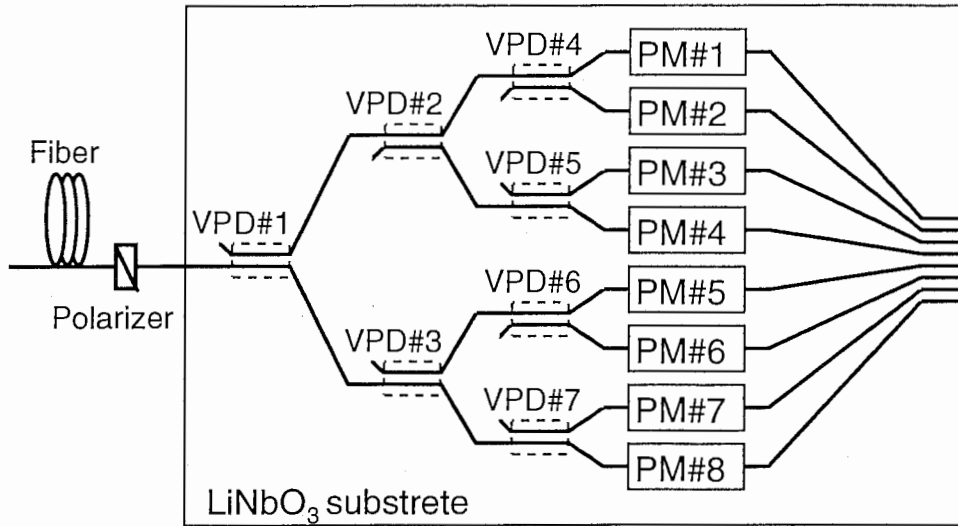


(a) 構成図

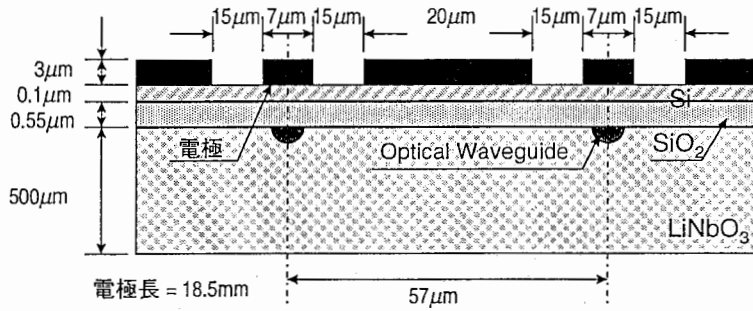


(b) 電極の構造

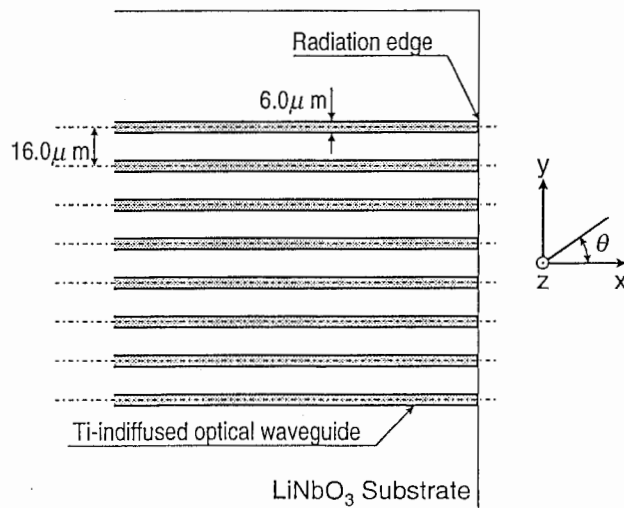
図 2.2 試作 8 素子ファイバー出射型光位相変調器アレー



(a) 構成図

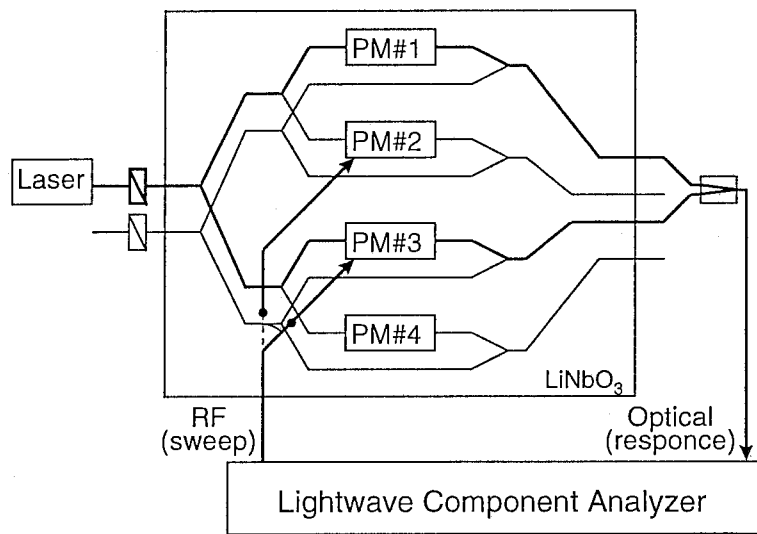


(b) 電極の構造

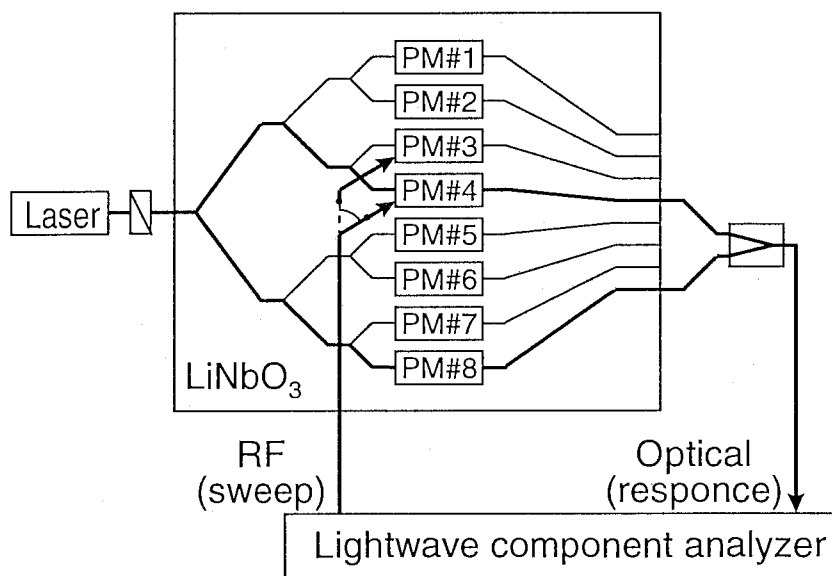


(c) 放射端面の構造

図 2.3 試作 8 素子空間出射型光位相変調器アレー



(a) 4 素子



(b) 8 素子

図 2.4 光位相変調器アレーの周波数応答測定系

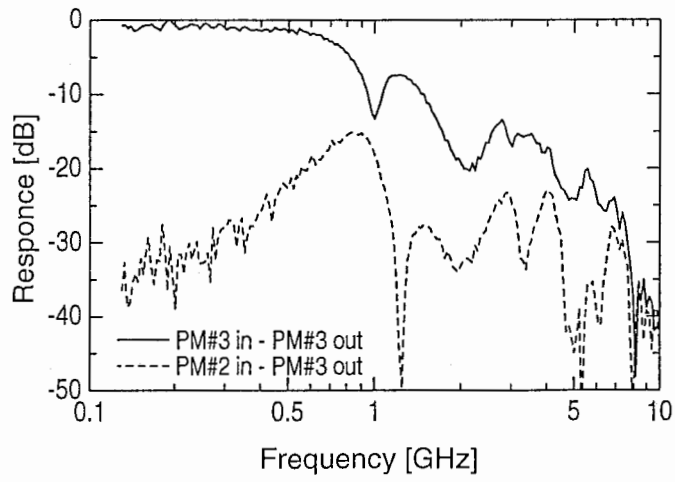


図 2.5 試作 4 素子光位相変調器アレーの周波数応答

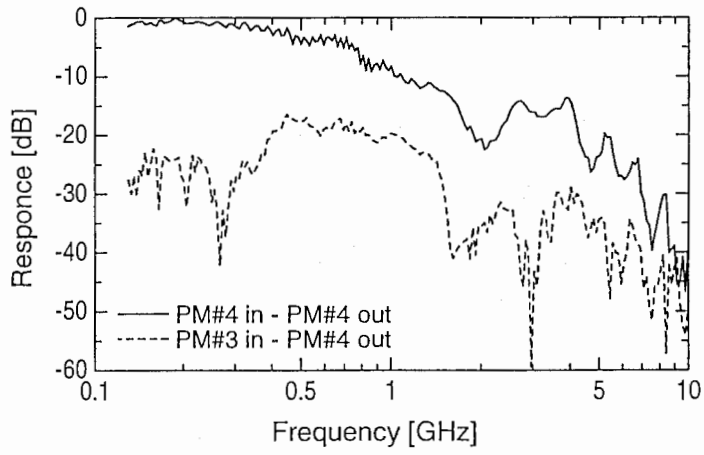


図 2.6 試作 8 素子光位相変調器アレーの周波数応答

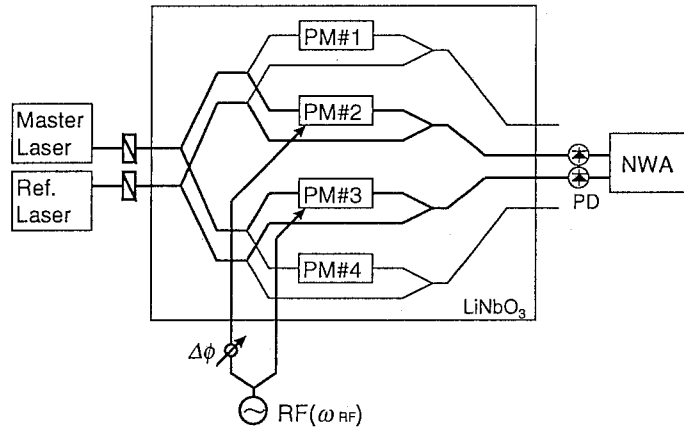


図 2.7 光位相変調機の入出力位相特性測定系

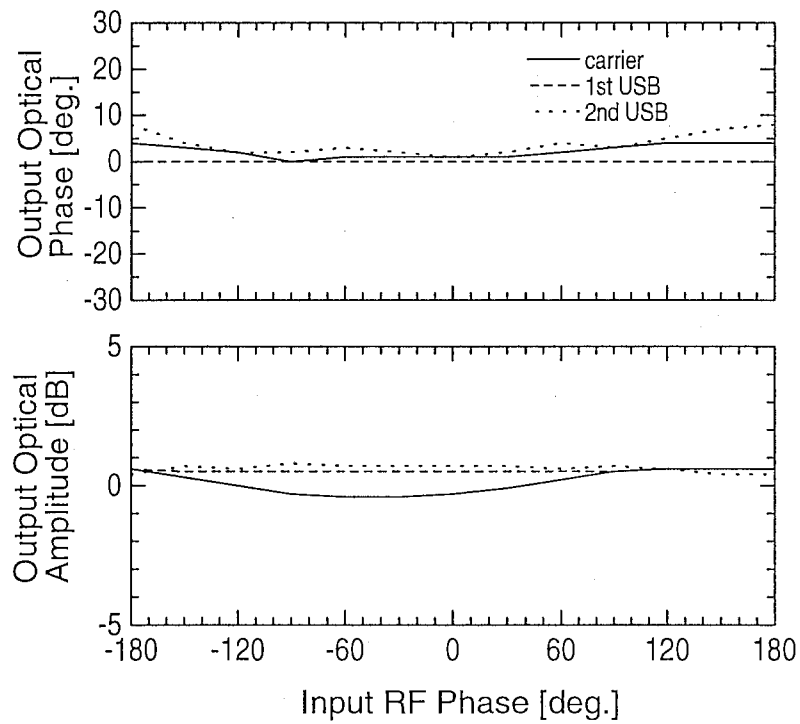


図 2.8 光位相変調器の入出力位相特性(RF=100MHz)

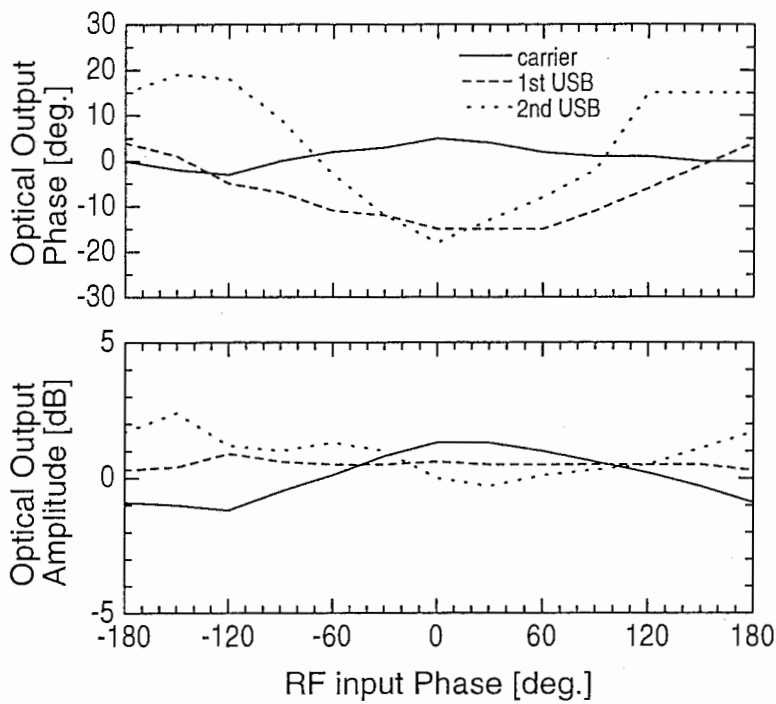


図 2.9 光位相変調器の入出力位相特性(300MHz)

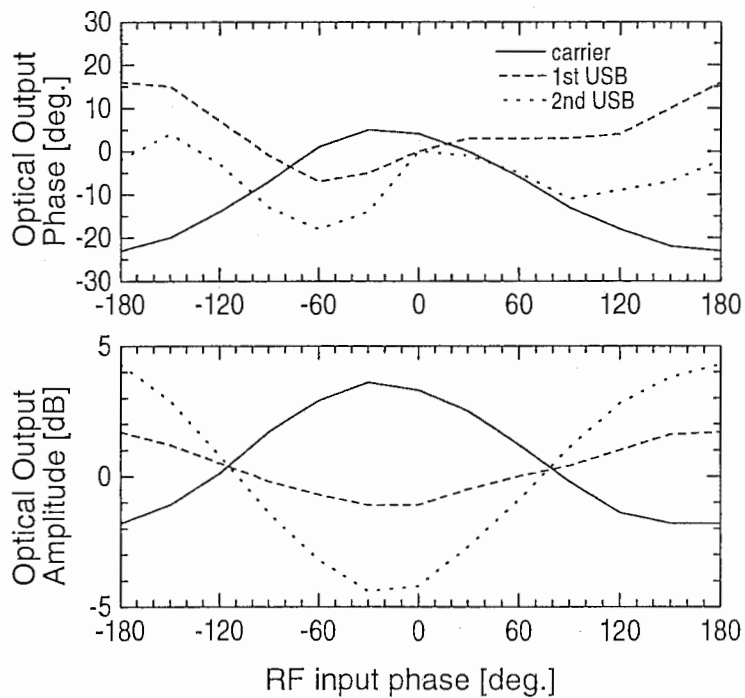


図 2.10 光位相変調器の入出力位相特性(RF=600MHz)

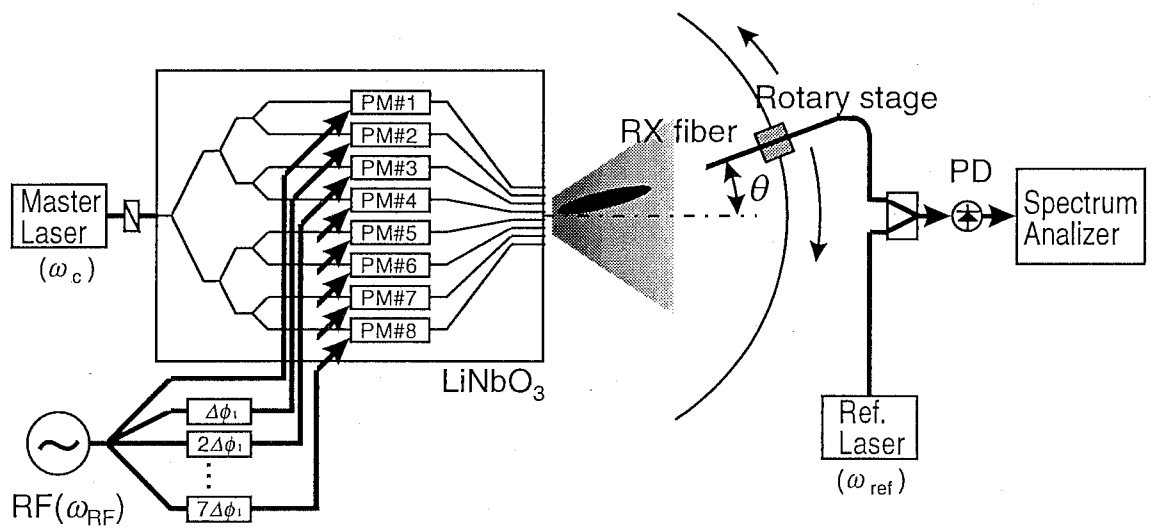


図 2.11 空間出射型光位相変調器アレーの光放射パターン測定系

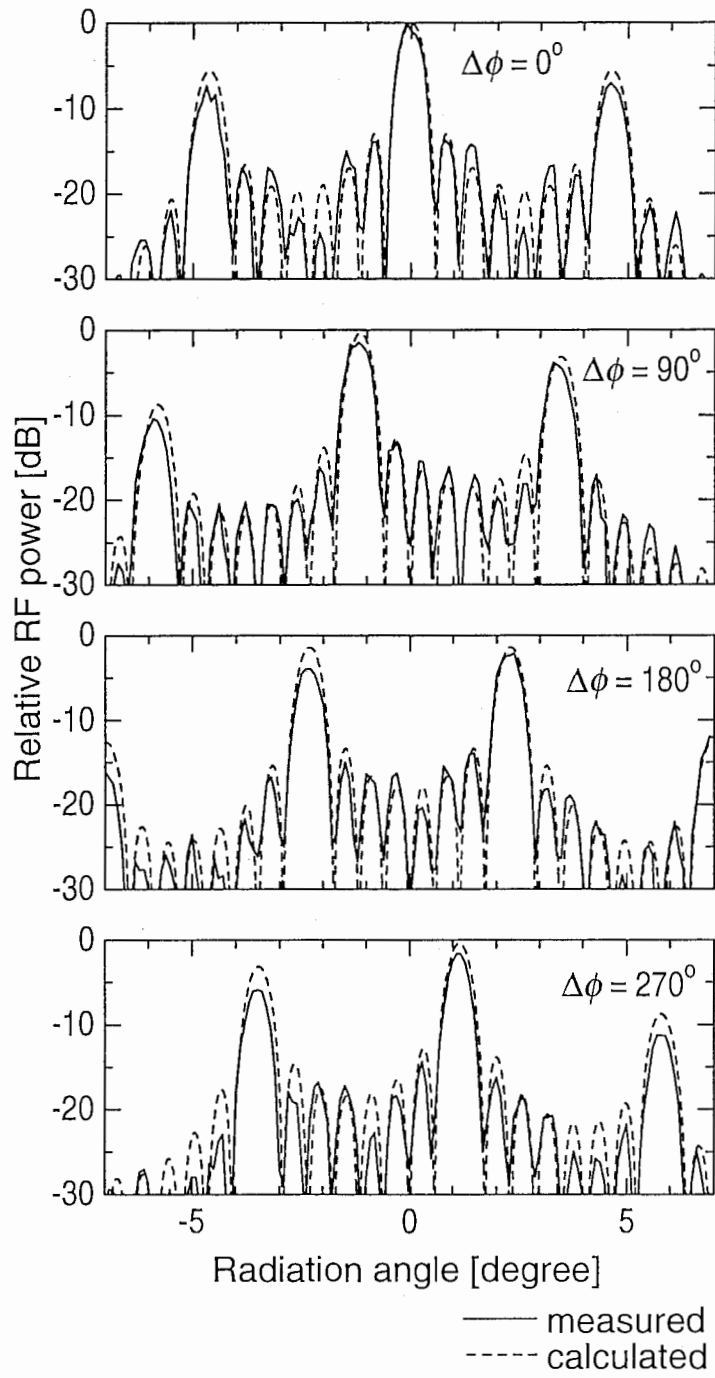


図 2.12 光の第 1 側波帯成分の放射パターン(RF=300MHz)

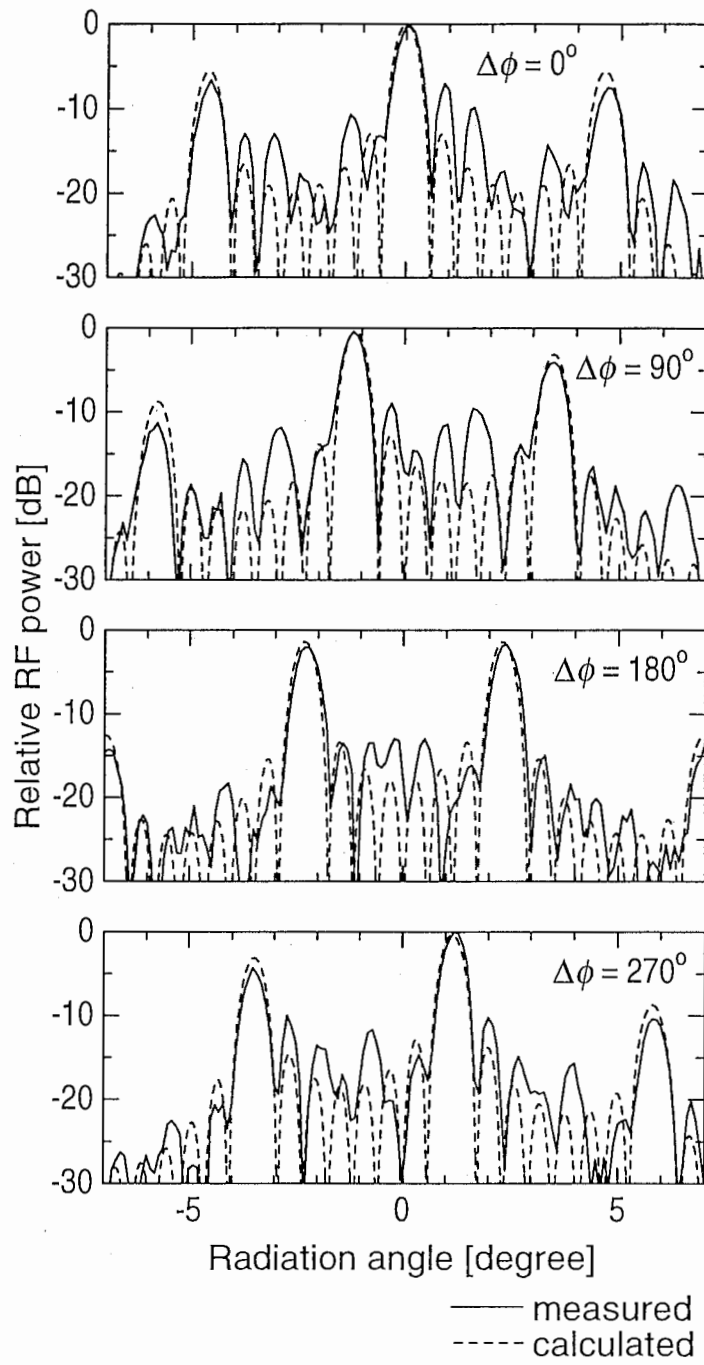


図 2.13 光の第 1 側波帯成分の放射パターン(RF=400MHz)

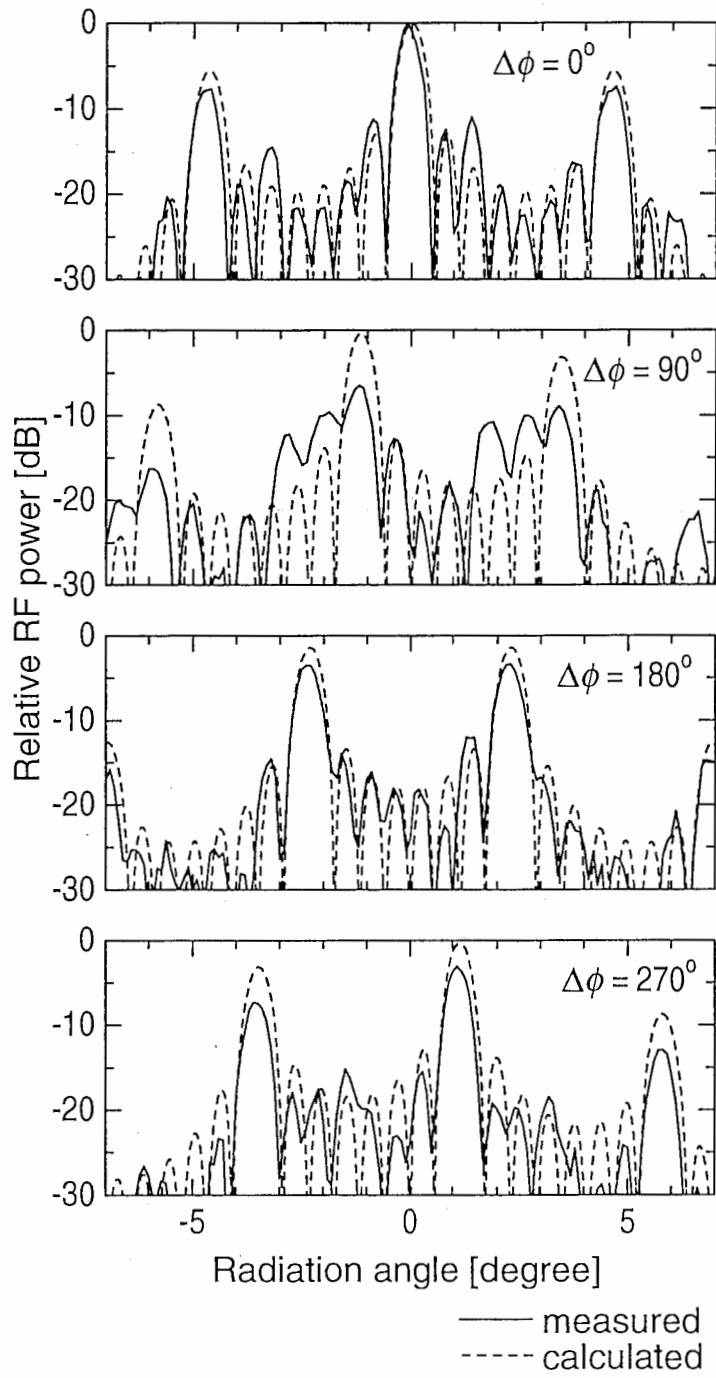


図 2.14 光の第 1 側波帯成分の放射パターン (RF=500MHz)

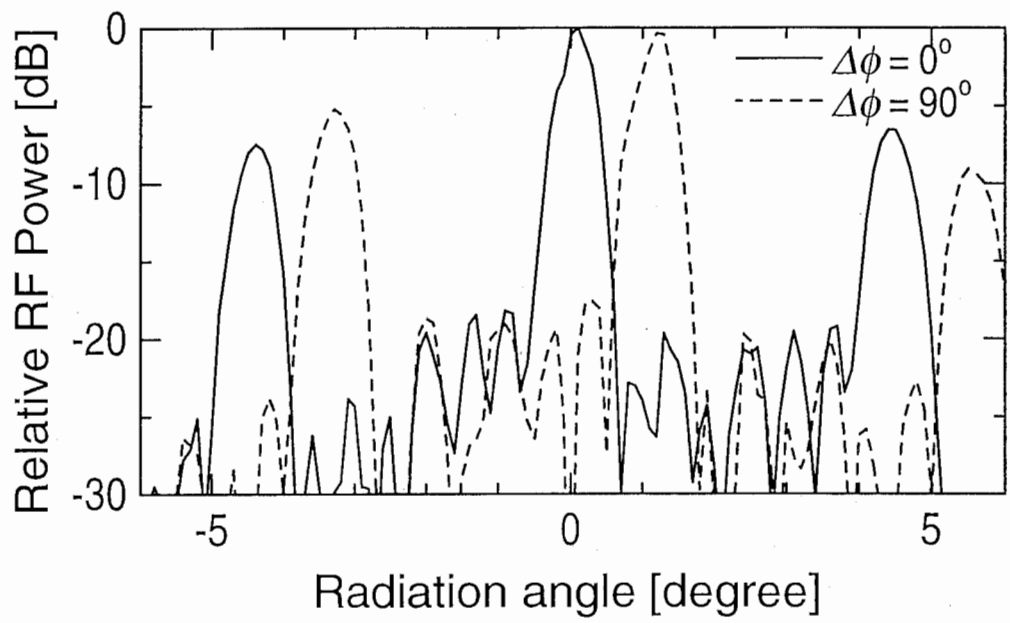


図 2.15 光分配比を-20dBのチェビシェフ分布にした時の放射パターン

3. シミュレーションによる検討

本章では、光位相変調器アレーの特性について、シミュレーションにより検討を行い、得られた実験結果と比較を行う。光導波路の解析ツールとしては、いくつかの手法が提案され、いくつかは市販されている。これらの CAD は、静電界を加えたときの光導波路を解析するものがほとんどで、マイクロ波の解析を含めたものは現在のところ無い。現状で可能な解析方法としては、マイクロ波部分の解析と光の部分の解析を別々に行うという方法が考えられる。今回試作回路で特に問題となっているのは、マイクロ波の結合の周波数特性である。そこでまず、マイクロ波の解析を行うことにした。

マイクロ波の解析についても、さまざまな方法が提案されているが、電磁界の解析はその手法により特徴があり、その解析には注意を要する。特に今回試作した回路は光集積回路となっているため、マイクロ波解析としては以下に示すように、一般的ではない形状となっている。第 1 に、基板として使用している LiNbO₃ 基板の性質が挙げられる。すなわち今回使用した Z-cut LiNbO₃ 基板は結晶異方性があり、x,y,z 方向の比誘電率はそれぞれ $\epsilon_x=\epsilon_y=43$ 、 $\epsilon_z=28$ となっているため、その電磁界解析が困難となっている。試作基板は、LiNbO₃ の上にさらに、誘電率の異なる薄膜層があるため、この分も考慮しなくてはならない。第 2 に、今回実験に使用した電極が定在波で動作しており、開放終端となっているため、終端での反射波を考慮する必要がある。第 3 に電極長が断面の形状(図 2.2 b)に比べて非常に長い場合、その解析空間が大いにもかかわらず解析の単位となるセルサイズが小さいため、要求されるメモリーが非常に大きくなることが考えられる。さらに第 4 の理由として、通常電磁界解析では、入出力ポート間のアイソレーション等の特性を解析するように設計されているが、今回の解析は入力ポートであるが、出力はあくまで電磁界によって影響を受けた光の出力であるためである。したがって得られたポート間の解析結果から、実際に電極上の電磁界の強度を得る必要がある。

マイクロ波の解析に関しては、上述の様にいくつか注意を要するが、解析の手始めとして、HP の MDS というツールを用いて、カップリングについて検討してみた。MDS はいわゆる電磁界解析をするソフトではなく回路シミュレータであるが、今回試作した回路と同様の、コプレーナ線路による結合回路のライブラリーを持っている。図 3.1 に今回シミュレーションした回路を示す。カップリング線路は、長さ 18.5mm、線路幅 7 μ m、スロット幅 15 μ m、隣接線路間隔 57 μ m のコプレーナ線路とし、基板厚 500 μ m、比誘電率 17.6 とした。比誘電率 17.6 は、参考文献[15]によった。回路は開放終端となっているが、分布並列キャパシタンスおよびコンダクタンス分の不整合成分として、G および C の値をいくつか変化させてシミュレーションした。入出力ポート Port1 および 2 は、特性インピーダンス 50 Ω とした。カップリングによる影響を検討するため、Port1~2 間の S パラメータ S₂₁ を計算する。実際に欲しい値は、隣接電極への影響であるので、Port 2 の不整合損の分を S₂₁ から補正する。G および C の値をいくつか変化して計算した結果、一例として図 3.2 に示す結果が得られた。図中の Experimental result は、図 2.6 の実線と点線の差を示す。こ

の種のシミュレーションは、パラメータの取り方や設定で結果が大きく変わる。今回のシミュレーションでも、終端の取り扱いや誘電率の設定、不整合損の取り扱いなどが、実状と違うことが考えられ、この結果がどこまで実状に合っているかについては、十分注意を要して見ていただきたい。さらに、図に示す実験結果は、結合により変調された光の周波数応答であることも念頭に入れておく必要がある。以上を踏まえた上で図 3.2 を見ると、結合に関しては周波数軸上で周期的な応答があり、これは実験結果にも現れている。ただし周期および振幅レベルに関しては、シミュレーションの際のパラメータの取り方でかなり変わってしまう。今回図に示した結果は実験結果と合うようにパラメータをいじった結果であることを付け加えておく。

以上よりシミュレーションについては、現状では課題が多く、今後この種の回路の解析には、電磁界シミュレータと光回路シミュレータの統合ツールの開発が必要であると考えている。

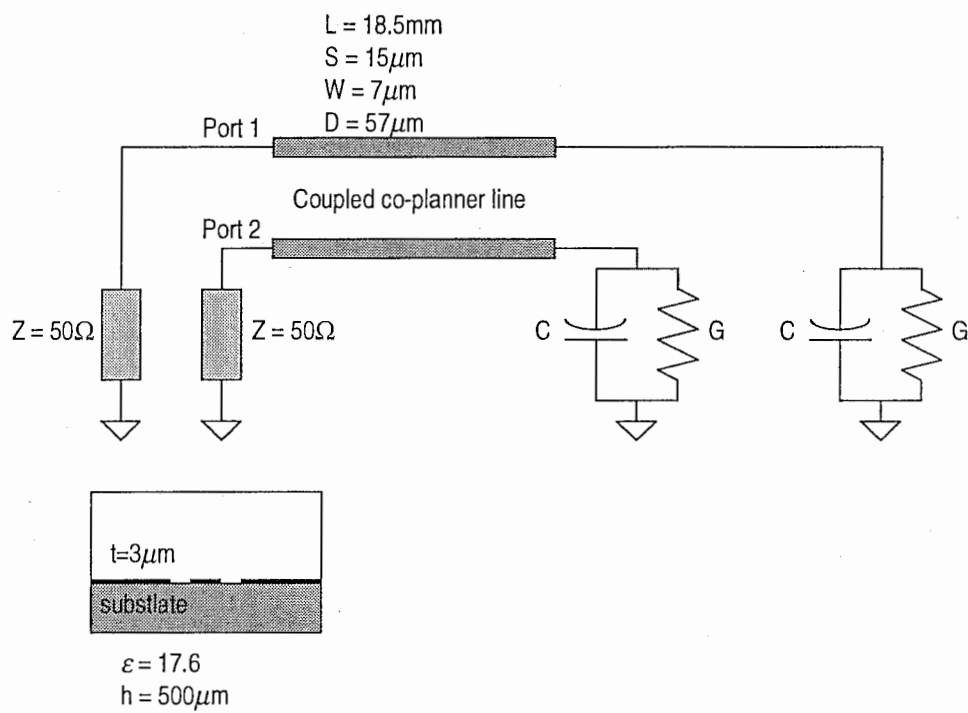
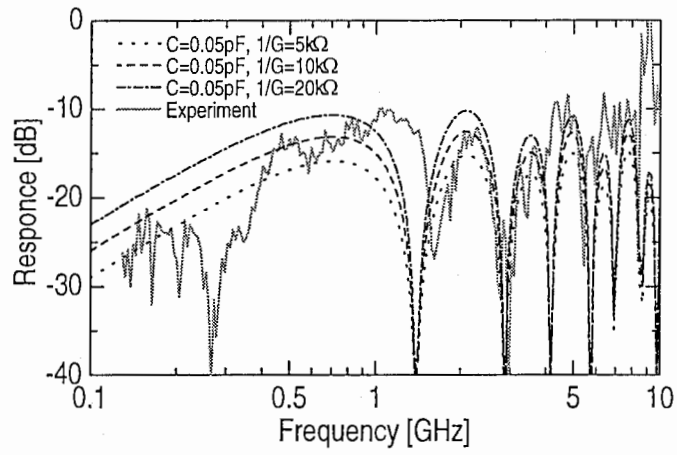
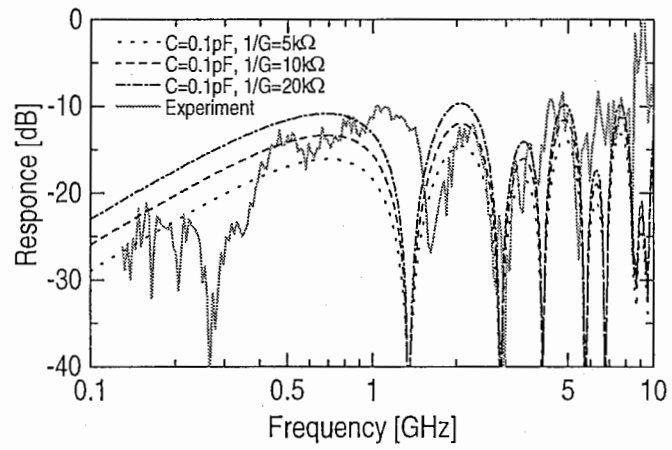


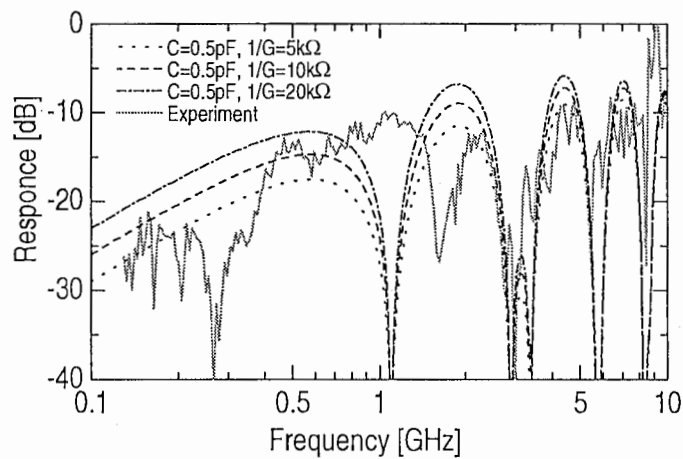
図 3.1 シミュレーションに使用した回路モデル



(a) $C=0.05\text{pF}$



(b) $C=0.1\text{pF}$



(c) $C=0.5\text{pF}$

図 3.2 シミュレーション結果の一例

4. 光空間信号処理 BFN によるデジタル信号処理特性

試作した光空間信号処理 BFN について、伝送速度 118.125Mbps の QPSK 変調信号を用いて、信号処理特性を測定した。BFN 入力部における中心周波数は、アンテナ受信信号を模擬し、360MHz とした。レーザーは 500MHz でフェーズロックした。その結果 PD で検波された信号は、中心周波数 140MHz の IF 信号となる。PM は 8 素子とし 40mW の光を等分配した。BFN 入力部および、出力部の変調信号のスペクトルを、それぞれ図 4.2(a),(b) に示す。図 4.3 は、変調信号および復調信号のアイパターンを示す。電送特性について評価するため、IF 段において熱雑音を加え、BER 特性を測った。図 4.4 の点線は、BFN を含まない時の BER、直線は BFN を含むときの BER を示す。BFN において、BER 10^{-6} の時、C/N 比で約 2dB の劣化が見られた。原因としては、レーザー光の取り回しにファイバーを用いており、この部分での外乱による影響や、PM での RF の結合による影響などが考えられる。

図 4.5、図 4.6 は、受光ファイバーをビームの中心からオフセットしたときの、各角度ごとの、BER およびスペクトルを示す。熱雑音は加えていない。ビーム中心から 0.2 度程度で、BER が 10^{-4} 程度となり、0.3 度では 10^{-2} 程度となった。周波数スペクトルは、0.3 度以上の範囲で帯域内での位相のずれによるものと思われる脈動が観測された。

光空間信号処理による BFN について、その信号処理特性を示した。模擬したアンテナ受信信号は、中心周波数 360MHz、帯域約 60MHz、比帯域約 17% の信号である。以上より本 BFN が、広帯域な BFN として動作することを確認した。

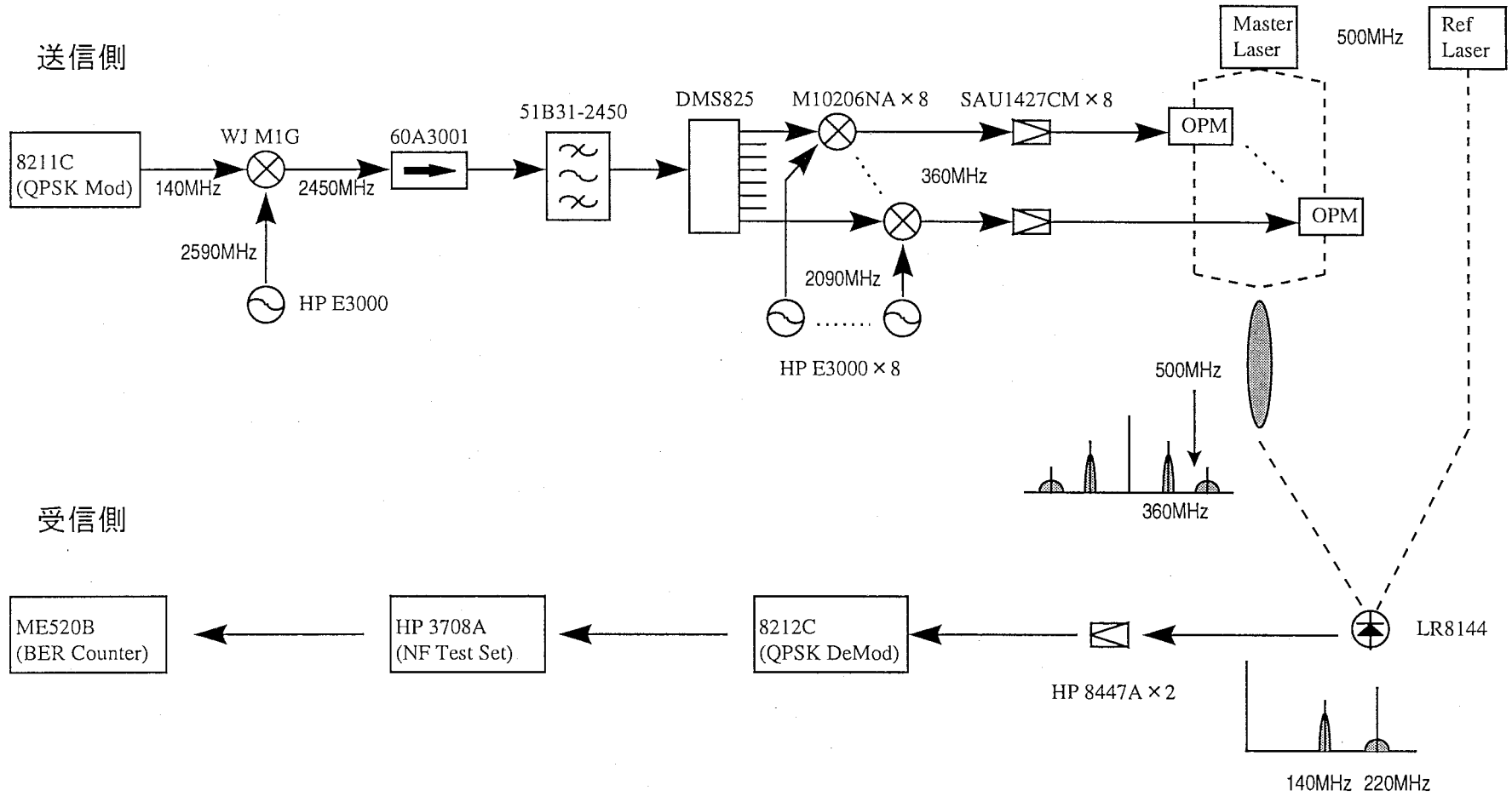
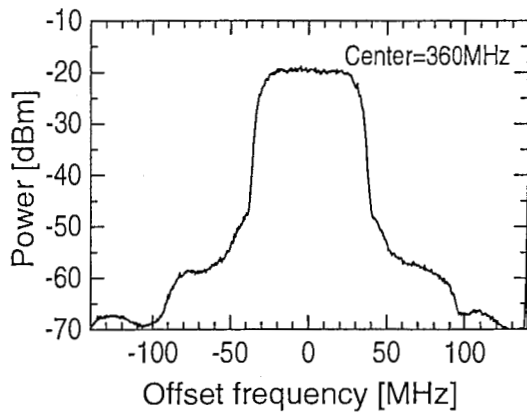
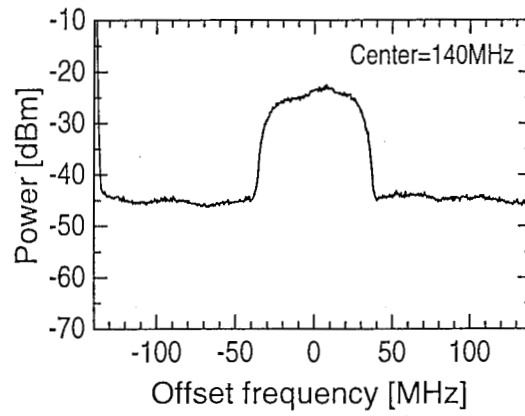


图 4.1 QPSK 信号处理实验系



(a) 入力信号



(b) 出力信号

図 4.2 BFN 入出力信号のスペクトル

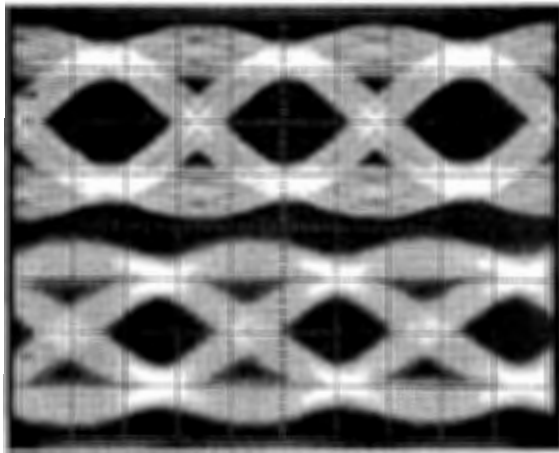


図 4.3 アイパターン (上:変調信号,下:復調信号)

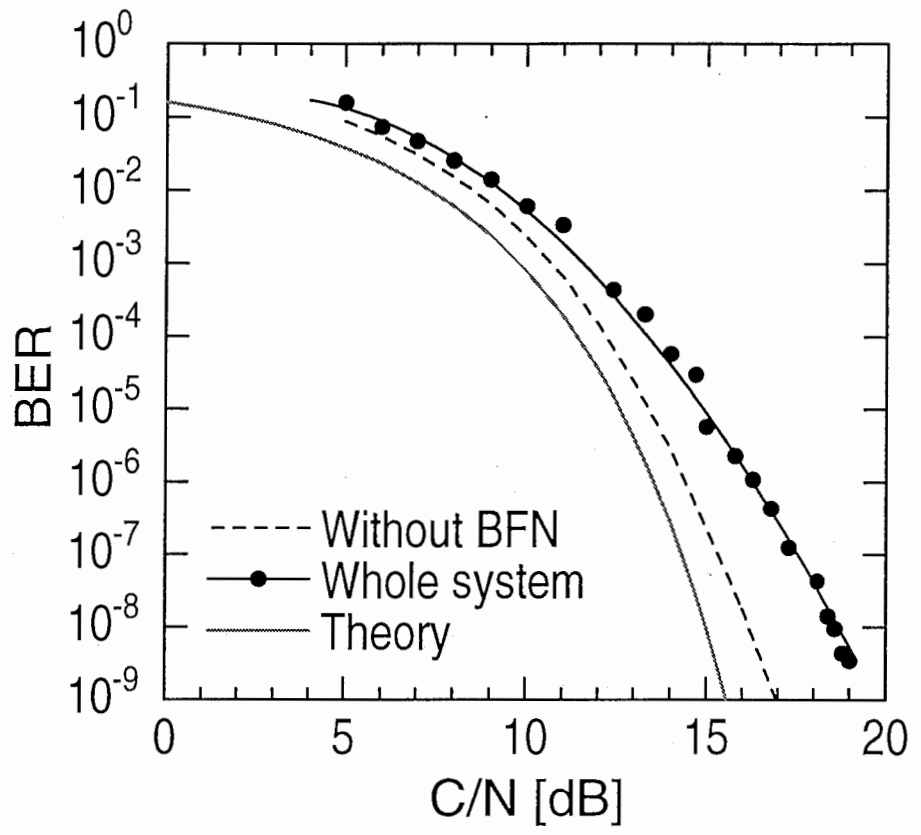


図 4.4. BFN の BER 特性

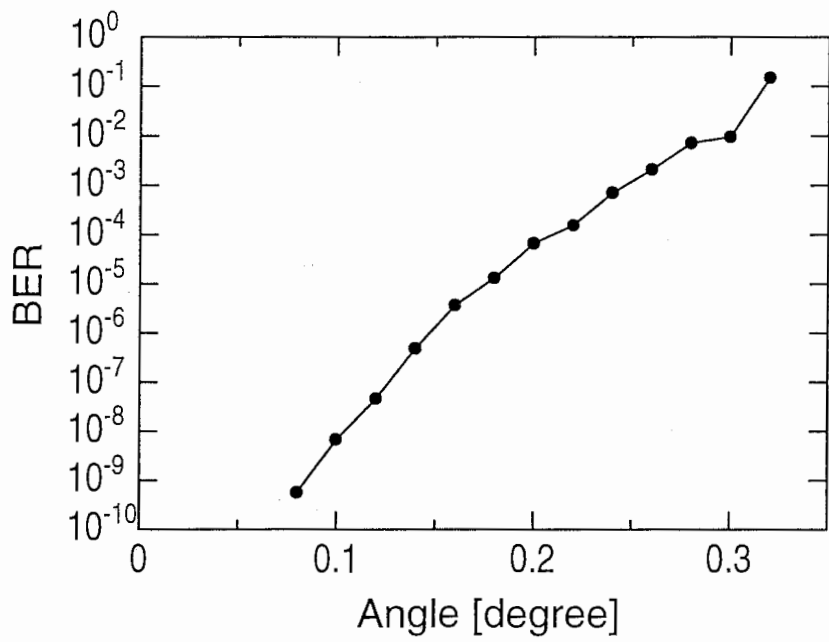


図 4.5 ビーム中心からの角度による BER 特性

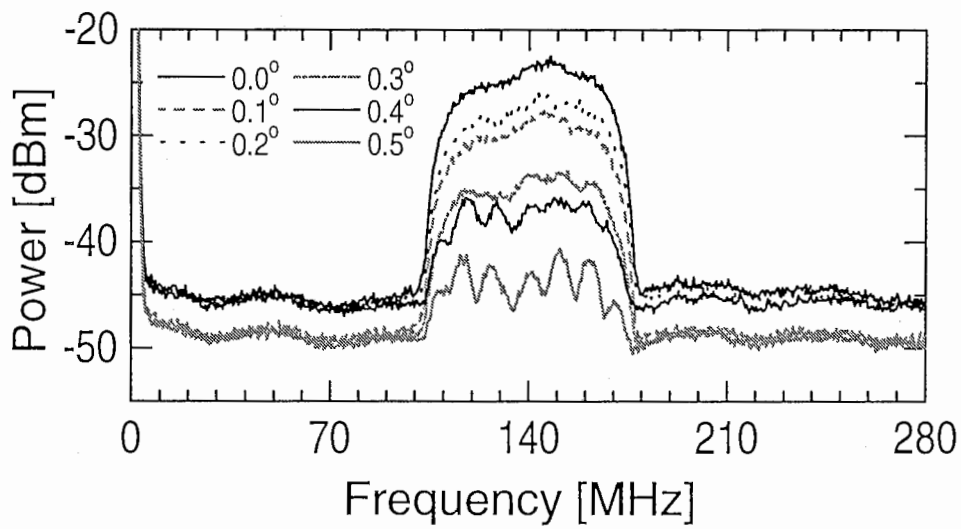


図 4.6. ビーム中心からの角度による出力スペクトル

5. まとめ

光空間信号処理によるマルチビーム受信アンテナのビームフォーミングネットワークを実現する光集積回路にを試作し、その特性につき検討した。試作回路は、 LiNbO_3 基板に作製した 8 素子の光位相変調器アレーが形成されている。試作した光位相変調器アレーは、300MHz 以下の周波数領域で周波数応答の劣化-3dB 以内、隣接素子間結合-20dB 以下の特性が得られたが、400MHz 以上の周波数領域で、隣接素子間の結合が大きくなった。この周波数領域では、変調された光の上第 1 側波帯成分の位相が理論値からずれ、放射パターンが乱れることが実験結果より明らかになった。回路シミュレーターによるシミュレーションでは、結合の影響が周波数領域で周期的になる結果が得られたが、この結果は、回路のモデル化やパラメータについて十分な検討をしていないため、満足な結果とは言い難い。今後、電磁界シミュレータと光回路シミュレータの統合ツールの開発が必要であることを認識した。

謝辞

ご指導ご鞭撻頂いた株式会社エイ・ティ・アール環境適応通信研究所社長小宮山牧兒社長、唐沢好男室長(現在、KDD 研究所)、水口芳彦室長、ご討論いただいた稲垣恵三研究員、吉宇客員研究員(現在、NASA ジェット推進研究所)、藤野義之研究員、井上隆研究員をはじめとする第 3 研究室の各研究員、ならびに光位相変調器アレーの製作にご協力いただいた住友大阪セメント株式会社の関係各位に感謝する。

文献

- [1] J. Butler and R. Lowe, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas", *Electronic Design*, pp. 170-173, April 12 1961.
- [2] H. Steyskal, "Digital beamforming antennas; An introduction", *Microwave J.*, vol. 30, no. 1, pp. 107-124, January 1987.
- [3] G. A. Koepf, "Optical processor for phased array antenna beamformation", *SPIE*, 477, pp. 75-81, May 1984.
- [4] A. Seeds, "Optical technologies for phased array antennas", *IEICE Trans.*, vol. E76-C, no. 2, pp. 198-206, February 1993.
- [5] O. Shibata, K. Inagaki, Y. Ji and Y. Karasawa, "Spatial Optical Processing Array Antenna for Multibeam Reception", *International Topical Meeting on Microwave Photonics, MWP'96, WE3-4*, pp. 205-208, 1996.
- [6] O. Shibata, K. Inagaki, Y. Ji and Y. Karasawa, "A Multibeam Receiving Array Antenna by Means of Spatial Optical Signal Processing", *IEEE Antennas and Propag. Society International Symposium 1997, AP-S'97*, 36.4, pp. 743-746, 1997.
- [7] 柴田治, 稲垣恵三, 三浦龍, 唐沢好男, "光空間信号処理マルチビーム受信アンテナの構成法", 1996年信学総大, B-97, March 1996.
- [8] 柴田治, 稲垣恵三, 吉宇, 唐沢好男, "光空間信号処理マルチビーム受信アンテナの構成法", 信学技報, MW96-47, OPE96-27, pp. 45-50, June 1996.
- [9] 柴田治, 稲垣恵三, 吉宇, 唐沢好男, "光・マイクロ波融合回路を用いた光空間信号処理マルチビーム受信アンテナ", 1996年信学ソ大, SC-3-4, September 1996.
- [10] 柴田治, 稲垣恵三, 吉宇, 唐沢好男, "光空間信号処理マルチビーム受信アンテナの光放射特性", 1997年信学総大, B-1-156, March 1997.
- [11] Y. Murakami, K. Inagaki and Y. Karasawa, "Beam Forming Characteristics of a Waveguide-Type Optical Phased Array Antenna", *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E80-B, No.4, pp.617-624, April 1997.
- [12] 稲垣恵三, 唐沢好男, "高速2次元光ビーム偏向機能を有する3素子ファイバ型光フェーズドアレーアンテナ", 信学論, B-II, Vol.J80-B-II, No.5, pp.397-405, May 1997.
- [13] 井筒雅之, 末田正, "広帯域導波形光強度変調素子", 信学論, J64-C, No.4, pp. 264-271, April 1981.
- [14] 井筒雅之, "光・超高周波融合技術", 回路実装学会誌, Vol. 12, No. 5, pp.362-368, August 1997.
- [15] K. Noguchi, O Mitomi, H. Miyazawa and S. Seki, "A Broadband Ti:LiNbO₃ Optical Modulator with a Ridge Structure", *J. Lightwave Technol.*, vol. 13, No. 6, pp. 1164-1168, June 1995.