

コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ

西村 寿彦[†] 土田 克実[†] 石井 望[†] 伊藤 精彦[†]

Quasi-Optical Antenna-Mixer System Fed by Coplanar Waveguide

Toshihiko NISHIMURA[†], Katsumi TSUCHIDA[†], Nozomu ISHII[†], and Kiyohiko ITOH[†]

あらまし 準光学アンテナ・ミキサは、高周波信号 (RF) と局部発振周波 (LO) を空間的に受信し、直後に中間周波数の信号に変換するシステムである。このシステムを用いることで、高周波回路は不要となり、特に周波数が高いときには、損失を大きく低減することができる。本論文では、準光学アンテナ・ミキサを実現するシステムとして、ミキサダイオードを装荷したコプレーナ導波路給電による2周波マイクロストリップアンテナを提案する。従来、準光学アンテナ・ミキサに用いられてきた受信部において、一方向から RF と LO を合成して入力していたため、LO の入射が RF の入射に干渉するという問題があった。そこで本論文では、基板の両側で RF と LO を独立して受信することができる構造を用いて準光学アンテナ・ミキサを構成した。まずミリ波帯において、受信部の設計を行い、電磁界シミュレータを用いてその特性を明らかにした。更に、マイクロ波帯において、本システムを試作し、受信部の2周波動作およびミキシング動作に関する実験を行った。その結果、本システムが準光学アンテナ・ミキサとして機能することが確認された。

キーワード 準光学アンテナ・ミキサ, コプレーナ導波路, FB比, 2周波動作, 高周波損失

1. ま え が き

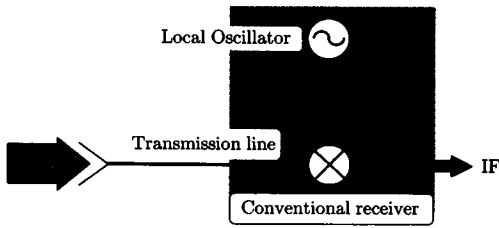
ミリ波帯は、主に科学分野をはじめとするごく限られた分野で利用されており、一般に未利用の周波数資源である。従来のミリ波帯システムはかさばり、かつ高価であったこと、また技術的には伝送路特性や伝搬特性等に実用上問題があったこともあり、通信系をはじめとする一般向けの用途には利用されていなかった。しかし、近年の技術の発達と、周波数資源の需要の高まりを受けて、無線通信では、より高い周波数を用いるように推移してきた。ミリ波帯の実用化は、広帯域な情報伝送が可能であることから、再び注目されつつある [1], [2]。しかし、周波数が高くなるにつれ回路内の損失は増大する。これは実用上最も大きな問題の一つである。高い周波数帯で用いるアンテナを設計する際は、損失を極力おさえることができる構造を考える必要がある。理想的には、アンテナと伝送線を一体的に取り扱い、損失の大きな要因となる高周波での伝送線路を取り除くことが望ましい。例えば、受信直後に高周波信号 (RF) を中間周波数の信号 (IF) に

変換すれば、高周波特有の伝送線路による損失を大きく軽減させることが可能である。

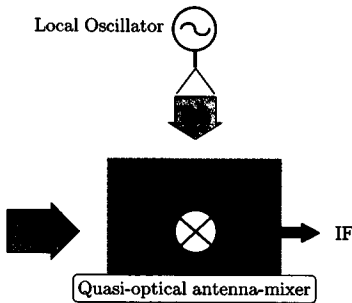
この周波数変換を実現するデバイスとして、図 1(b) に示すようなアンテナとミキサを一体化させた準光学アンテナ・ミキサ (Quasi-Optical Antenna-Mixer) が提案されている [3]~[5]。一般的な受信システム (図 1(a)) では、アンテナからミキサ等の高周波回路の間に伝送線路が存在する。これらの伝送線路や高周波回路では、導電損や誘電損による損失が避けられない。特に、周波数が高くなるにつれてこの問題は深刻になる。しかし、準光学アンテナ・ミキサでは、RF および局部発振周波 (LO) がミキサに直接入力され、直後に IF に変換される。従って、RF および LO は空間的に供給されるため、伝送線路や高周波回路での損失は存在しない。

本論文では、準光学アンテナ・ミキサを実現する新しい構造をもつ受信システムとして、コプレーナ導波路給電による、ミキサ一体型の2周波マイクロストリップアンテナを提案する。本システムは、一つのコプレーナ導波路によって給電される二つのマイクロストリップアンテナと、コプレーナ導波路の終端に装荷したミキサダイオードによって構成されている (図 2, 図 3)。以下では、まずミリ波帯において、異なる二

[†]北海道大学大学院工学研究科電子情報工学専攻, 札幌市
Graduate School of Engineering, Hokkaido University, Sapporo-shi, 060, Japan



(a) A conventional receiving system.



(b) A quasi-optical antenna-mixer receiving system.

図1 受信システム概念図
Fig.1 Concepts of receiving system.

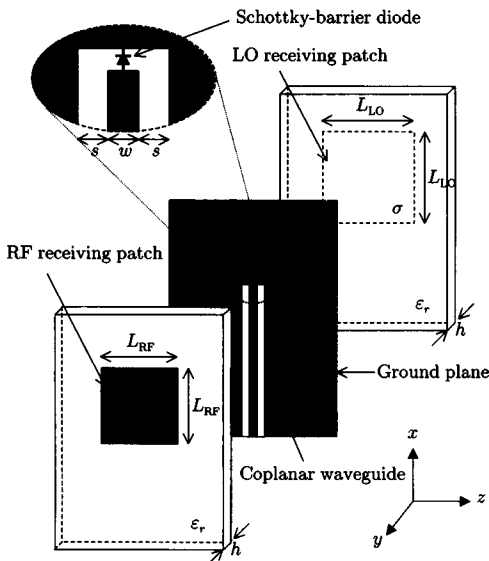


Fig.2 Configuration of antenna element.

つの周波数を独立に動作させることができる2周波マイクロストリップアンテナを設計する。そして、その特性について電磁界シミュレータによって解析し、RF

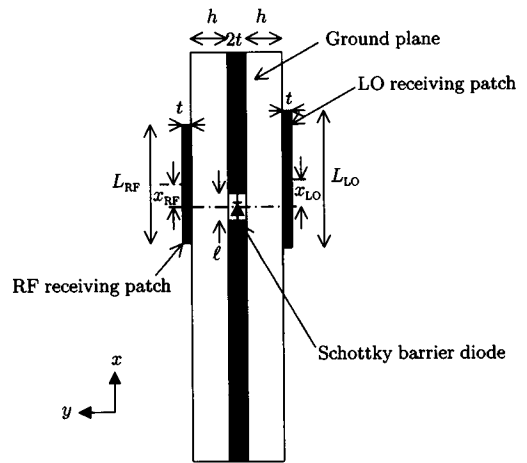


図3 アンテナ素子の断面図
Fig.3 Cross section of antenna element.

信号およびLO信号を分離した状態でミキサに入力するのに適した構造であることを確認する。更に、動作周波数が20分の1(マイクロ波帯)となるスケーリングモデルを設計し、ミキサダイオードを装荷したモデルを試作し、実験的に検証する。以上の解析および実験結果によって、本モデルが準光学アンテナ・ミキサとして機能することを確認する。

2. 受信部の設計と解析

図1(b)のような準光学アンテナ・ミキサを実現するためには、RFとLOをミキサのごく近くで受信する必要がある。そのため、従来準光学アンテナ・ミキサの受信部としては、RFとLOの両方を受信できる広帯域な一つの受信素子が用いられてきた[3],[4]。この場合、RFとLOをアンテナに対して同じ方向から入射させる必要があるため、システム設計上の制約が存在する。この制約を取り除くためには、LOの入力がRFの入力を妨げないような設計が必要となってくる。

そこで本論文では、寸法の異なるパッチ素子を基板の両面に配置し、それぞれのパッチによってRFとLOを独立に受信させ、かつ給電部分が二つのパッチに共有される構造を提案する。基板の表裏でRFとLOを分離して入力するため、RFとLOの照射の構造を独立に設計することができるので、システム構成上の自由度が大きくなる。

以下では、まず提案する受信部の構造とコプレーナ導波路の設計方針を説明する。つぎに、RFおよびLO

に対する入力特性と放射指向性について、電磁界シミュレータを用いて解析し、本提案モデルが準光学アンテナ・ミキサを実現するアンテナ部として最適な構造であることを示す。

2.1 解析モデル

2.1.1 RF, LO 受信パッチの設計

図 2 にアンテナ素子の構造を示す。コプレーナ導波路の終端部を拡大して示してある。また、図 3 にコプレーナ導波路の内導体に沿った断面図を示す。更に、解析で使用した図 2、図 3 の各パラメータ値を表 1 に示す。基板は、コプレーナ導波路を設置した地板を、2 枚の誘電体板で挟んだ構造になっている。コプレーナ導波路は、特性インピーダンスが 50Ω となるよう設計し、終端を開放する。また、この終端部がパッチの中央に当たるように、基板の両面に寸法の異なる正方形のパッチを配置する。導体部にはすべて銅を使用する。以下では、図 2、図 3 に示す座標系において、 y 軸の正および負の側にある受信パッチを、それぞれ RF 受信パッチおよび LO 受信パッチとする。

高周波において使用されるミキサとして、低損失、低雑音特性をもつことから、酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子が検討されている [4],[5]。酸化物高温超伝導体のなかでも $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ 薄膜は比較的安定して製作することができ、マイクロ波以上の周波数帯で実用化されつつある [6]。 $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ 薄膜に対する基板材料として、一般に MgO が用いられる。従って、本論文では将来ミキサとして酸化物高温超伝導体ジョセフソン接合素子を使用することを念頭におき、 MgO

基板と電氣的に近い特性をもつ比誘電率 10.2 の誘電体を用いる。

解析にあたっては、60 GHz 付近で共振するように RF 受信パッチの寸法を調整し、また、LO 受信パッチも 50~60 GHz の範囲で共振するように 6 種類のモデルを用意する。表 1 に、解析に用いた RF および LO の動作周波数 f_{RF} , f_{LO} と対応する正方形パッチの 1 辺の長さ L_{RF} , L_{LO} を示す。なお、数値計算には、HP MOMENTUM を使用している。ここで、解析時には、ミキサを含めず、基板は無限度を仮定している。

2.1.2 コプレーナ導波路の設計

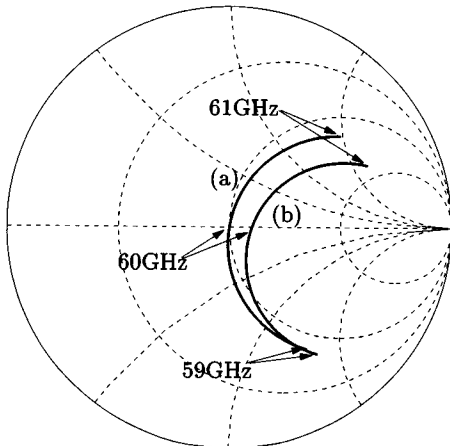
コプレーナ導波路は、中心導体と接地板が同一面内に存在しているため、他のプリント型の伝送線路に比べてミキサを取り付けやすい構造となっている。そのうえ、開放終端の間げきは、スロット結合マイクロストリップアンテナのスロットに比べ面積が小さいので、FB 比が大きくなると期待される。

ところで、準光学アンテナ・ミキサを構成するアンテナは、RF と LO を効率良くミキサへ入力しなければならない。本論文は、コプレーナ導波路の開放終端部にミキサを装荷することで、RF と LO をミキサへ同時に入力することを提案する。このとき、各パッチとコプレーナ導波路は、コプレーナ導波路の開放終端部で電磁結合している。従って、RF と LO を効率良くミキサへ入力するためには、各パッチとコプレーナ導波路は、RF および LO のそれぞれの周波数で整合していなければならない。すなわち、コプレーナ導波路は IF の伝送線路としてだけでなく、RF および LO をパッチからミキサへ入力するためにも重要な役割を果たしている。但し、実際に準光学アンテナ・ミキサとして用いる場合は、ミキサの後段にフィルタを置き、RF, LO およびそれらの高調波成分を取り除く必要があるが、本論文では、フィルタを含めた検討は行っていない。また、ミキサダイオードを理想的な電圧源と考え、IF でのインピーダンス整合は検討していない。

コプレーナ導波路と RF, LO パッチの間での整合について検討する [7],[8]。コプレーナ導波路は、内導体の幅等のパラメータ (図 2 の s と w) を変化させることにより、同一基板上で特性インピーダンスが 50Ω となる線路を何通りも実現できるという柔軟性をもつ [9]。また、両面の受信パッチが互いにほとんど干渉しないことは後述するが、この理由と簡単のため、ここでは RF 受信パッチのみを基板に配置してコプレー

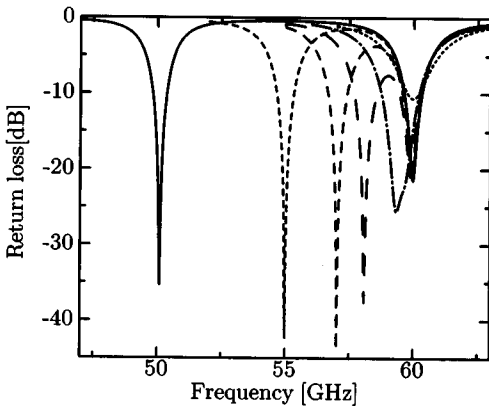
表 1 解析モデルのパラメータ
Table 1 Parameters at the analytical model.

誘電体基板						
誘電率	ϵ_r					10.2
	$\tan \delta$					0.0023
厚さ	h	$[\mu\text{m}]$				100
導電率	σ	$[\text{S/m}]$				5.8×10^7
導体部厚さ	t	$[\mu\text{m}]$				17.5
RF パッチ						
共振周波数	f_{RF}	$[\text{GHz}]$				60
一辺の長さ	L_{RF}	$[\mu\text{m}]$				736
オフセット値	x_{RF}	$[\mu\text{m}]$				0
LO パッチ						
	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)
f_{LO} [GHz]	50	55	57	58	59	60
L_{LO} [μm]	894	809	779	764	750	736
x_{LO} [μm]	0	0	0	0	0	0



(a) $w=46\mu\text{m}, s=l=53\mu\text{m}$,
 (b) $w=41\mu\text{m}, s=l=47\mu\text{m}$.

図4 コプレーナ導波路の幅の変化に対する入力特性
 Fig.4 Input characteristics as a function of the width of coplanar waveguide.

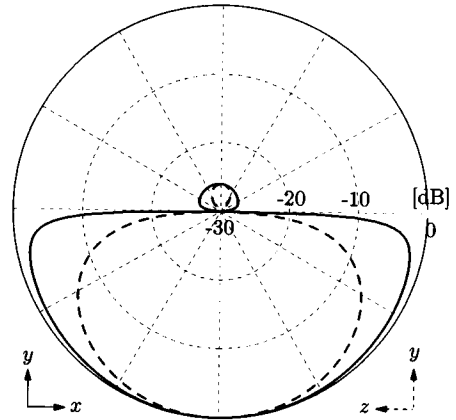


— (a) 50-60GHz - - - - (b) 55-60GHz
 - - - - (c) 57-60GHz - - - - (d) 58-60GHz
 - - - - (e) 59-60GHz - - - - (f) 60-60GHz

図5 リターンロス
 Fig.5 Return loss.

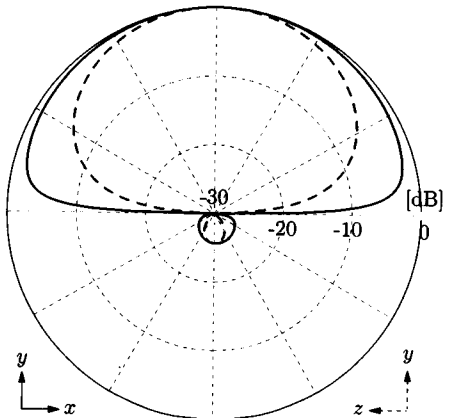
ナ導波路の整合を評価する。

図4は、特性インピーダンスを 50Ω に保ったまま、 s と w を2通りに変化させたときのRF受信パッチにおける共振周波数付近の入力特性である。(a)に比べて(b)は、コプレーナ導波路の幅を全体で $17\mu\text{m}$ 狭くしてある。図4からわかるように、終端を開放し、 s と w を大きくすると、結合が強くなる。従って、 s と w を調整することによって、比較的容易に整合可能であることがわかる。以下の解析では、コプレーナ導波



(a) 50GHz

[Solid line : E-plane(xy -plane),
 broken line : H-plane(yz -plane).]



(b) 60GHz

[Solid line : E-plane(xy -plane),
 broken line : H-plane(yz -plane).]

図6 放射指向性
 Fig.6 Radiation pattern.

路のパラメータとして、図4の(a)の値を用いる。

2.2 解析結果

2.2.1 入力特性

二つの受信パッチの寸法と入力特性の関係について検討する。LO受信パッチに関して、表1に示す6通りのモデルについて解析を行う。図5に、各パラメータに対応するリターンロスを示す。

図5からわかるように、二つのパッチの共振周波数が接近しすぎると、独立した2周波動作が困難となる。これは、共振周波数が近づくと両方の受信パッチが励振されてしまうためである。本解析より、二つの共振

表2 各パラメータに対するFB比
Table 2 FB ratio for each parameter.

	f_{RF} [GHz]	FBR_{RF} [dB]	f_{LO} [GHz]	FBR_{LO} [dB]
(a)	60	26	50	26
(b)	60	19	55	20
(c)	60	14	57	15
(d)	60	11	58	12
(e)	60	5	59	7
(f)	60	0	60	0

[f_{RF} , f_{LO} は、それぞれ RF, LO の受信パッチの共振周波数
 FBR_{RF} , FBR_{LO} は、対応する RF, LO の FB 比]

周波数を十分に分離するためには、共振周波数の差を 2GHz (RF の 3%) より大きくする必要がある。

2.2.2 放射指向性

図 6 は、RF, LO 受信パッチの共振周波数をそれぞれ 60, 50 GHz に設定した場合 (表 1 の (a)) の放射指向性である。明らかに、片方の周波数において、対応するパッチのみが共振している。この図から、FB 比はともに 26 dB であった。このように、共振周波数を十分離して設計すれば、それぞれの受信パッチに対して、独立した 2 周波動作を実現することができる。

表 2 に、表 1 の (a)~(f) の場合での共振周波数における FB 比を示す。表 2 より、二つの周波数が近づくとつれ、FB 比は劣化していることがわかる。これは、受信パッチの共振帯域が重なり合い、基板の両側に放射が起こるためである。また、20 dB 程度の FB 比を得るためには、5GHz (RF の約 8%) 以上離す必要があることがわかる。この場合、更に狭帯域な受信パッチを用いることによって、二つの周波数を近付けることも可能である。

また、二つの共振周波数を等しくした場合 (表 1 の (f)) は、表 2 からわかるように、双指向性となる [10]。これは、二つの受信パッチが同時に励振されてしまうためである。

3. 20 分の 1 スケーリングモデルによる検証

前章では、電磁界シミュレータにより 2 周波マイクロストリップアンテナを解析し、ミリ波帯で設計可能であることを示した。本章では、試作および実験が比較的容易に行えるマイクロ波帯において、提案したモデルを設計し、動作確認を行う。

動作周波数が前節で用いた 60 GHz 帯の 20 分の 1 となる 3 GHz 帯でスケーリングモデルを設計し、解析および実験を行って 2 周波動作を確認する。更に、コブ

表 3 実験モデルのパラメータ
Table 3 Parameters at the experimental model.

誘電体基板		
誘電率	ϵ_r	10.2
	$\tan \delta$	0.0023
厚さ	h [mm]	0.6
導電率	σ [S/m]	5.8×10^7
導体部厚さ	t [μm]	17.5
RF パッチ		
共振周波数	f_{RF} [GHz]	3.0
一辺の長さ	L_{RF} [mm]	15.6
オフセット値	x_{RF} [mm]	5.15
LO パッチ		
共振周波数	f_{LO} [GHz]	2.7
一辺の長さ	L_{LO} [mm]	17.3
オフセット値	x_{LO} [mm]	5.6
コプレーナ導波路		
内導体	w [mm]	0.8
スリット	s [mm]	0.65
開放間げきの幅	l [mm]	0.3

レーナ導波路の終端部にミキサダイオードを装荷し、準光学アンテナ・ミキサとして動作することを確認する。なお、微細加工技術ならびにより精密な測定環境を整えることにより、ミリ波帯においても試作、実験は可能である。但し、この要求を満たすミリ波帯ミキサの開発が望まれる。

3.1 実験モデル

素子は、図 2 および図 3 と同様な構造であり、動作周波数は、RF および LO がそれぞれ 3.0GHz および 2.7GHz となるように設計する。表 3 に、実験モデルのパラメータを示す。アンテナおよびコプレーナ導波路部分は、誘電体基板 RT/Duroid 6010LM をフォトエッチングすることで製作した。前節の結果から、コプレーナ導波路の幅 (s, w) を調整することで両受信パッチとの整合をとることが可能だが、製作の都合上、コプレーナ導波路の幅を十分に細くすることができない。そこで、コプレーナ導波路の幅を製作上の限界まで細くし、RF, LO 受信パッチをコプレーナ導波路の終端からそれぞれ x_{RF}, x_{LO} オフセットすることで整合をとった。なお、地板の寸法は、200 mm \times 200 mm とした。

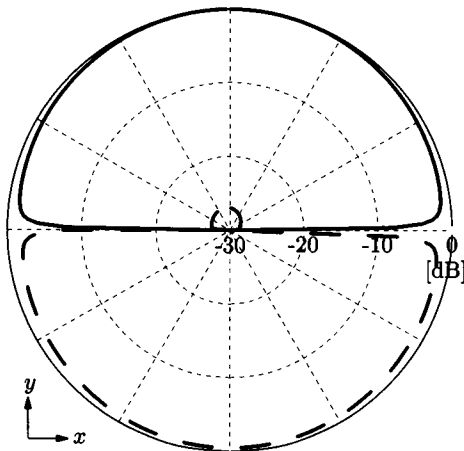
3.2 実験

3.2.1 2 周波動作の確認

RF および LO における放射パターンを測定し、本アンテナシステムにおいて 2 周波動作が可能であること

を確認する。

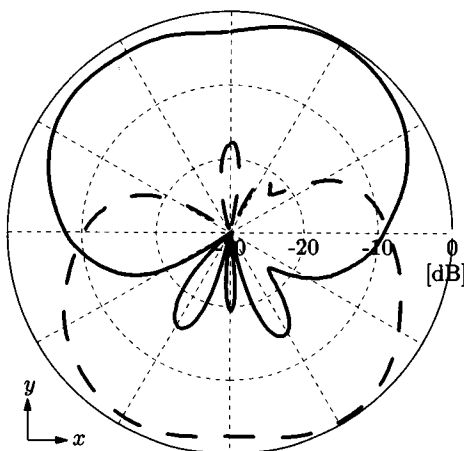
E面放射パタンの解析結果を図7に、実験結果を図8にそれぞれ示す。比較のため、両図はそれぞれの最大値によって規格化してある。二つの図を比較すると、基板に沿った方向(x軸方向)付近で、違いが見られる。これは、解析では無限大の地板を仮定しているのに対して、実験では200mm×200mmの地板を用いているためである。すなわち、実験では地板のエッジからの回折がパタンに影響を及ぼしている。



[Solid line : RF(3.0GHz), dashed line : LO(2.7GHz)]

図7 E面放射指向性の解析結果

Fig.7 Theoretical result of the E-plane radiation pattern.



[Solid line : RF(3.0GHz), dashed line : LO(2.7GHz)]

図8 E面放射指向性の実験結果

Fig.8 Experimental result of the E-plane radiation pattern.

図7および図8より求めたFB比を表4にまとめた。解析で得られたFB比に比べて実験によって得られたFB比が小さくなるのは、素子の製作誤差やケーブル等の素子周辺の影響である。一方、表4より、基板の片側でRFを、その反対側でLOを独立に受信可能であることがわかる。すなわち、周波数選択性が非常に良い。この性質は、準光学アンテナ・ミキサを構成するアンテナとして、本アンテナの利点と言える。

また、高調波成分によるスプリアス放射が懸念されるが、パッチの形状を工夫することにより抑制可能であることが報告されている[11]。

3.2.2 ミキシング動作の確認

このモデルにおいて、コプレーナ導波路の開放終端部分にミキサダイオードとしてショットキバリアダイオード(三洋SBL-121)を装荷して、ミキシング動作が可能であることを確認する。ここで用いたダイオードの大きさは、0.25mm×0.22mm、厚さ0.08mmであり、コプレーナ導波路の開放間げきと比べて小さく、パッチとの結合に影響を与えない。

図9は、測定系の概略図である。電波無響室内でRFおよびLO照射用ホーンアンテナをアンテナ・ミキサの両側に置く。準光学アンテナ・ミキサとRF、LO照射用アンテナとの距離は、それぞれ4.65m、0.30mで

表4 図7および図8より求めたFB比
Table 4 FB ratios of Fig.7 and Fig.8.

	FBR_{AN} [dB]	FBR_{EX} [dB]
RF (3.0 GHz)	29.6	15.5
LO (2.7 GHz)	26.4	13.9

[FBR_{AN} , FBR_{EX} は、それぞれ解析、実験のFB比]

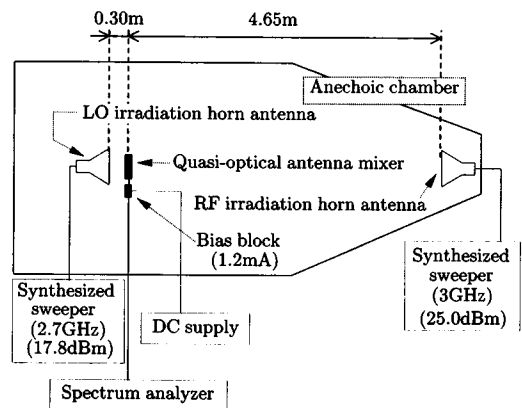


図9 測定系の概略図

Fig.9 Diagram of the measuring environment.

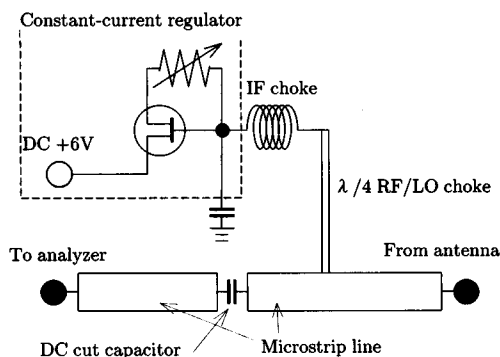


図10 バイアスブロックの回路図
Fig. 10 Circuit for the bias block.

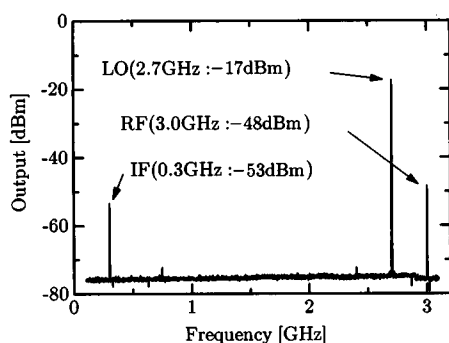


図11 ミキシング結果
Fig. 11 Output of the mixing operation.

あり、照射電力はそれぞれ 25, 17.8 dBm である。アンテナ・ミキサからの出力は、バイアスブロックを通過して直流が遮断されたのち、スペクトラムアナライザへ送られる。

ミキサダイオードは、定電流回路を用いたバイアスブロックにより、一定のバイアス電流を印加し安定に動作点を得ている。図 10 に、試作したバイアスブロックの回路図を示す。FET を利用した定電流回路であり、可変抵抗器によりその印加電流を調整し、IF の出力を最適化する。最適化時のバイアス電流は、1.2 mA であった。更に、測定器に直流電流が流れ込まないようにキャパシタをマイクロストリップラインに対して直列に挿入し、チョークコイル等を用いて定電流回路に高周波成分が入り込まないようにしてある。

ミキシングの結果を図 11 に示す。300 MHz において、ミキシングの結果得られた IF 出力が観測されている。また、今回の実験では、低域通過フィルタ等を用いていないため、IF と共に受信した RF および LO

表5 ミキシング結果による出力
Table 5 Output from mixing operation.

	出力電力 P [dBm]		線路損失 \mathcal{L} [dB]
	バイアス on	バイアス off	
RF (3.0 GHz)	-48	-45	3.9
LO (2.7 GHz)	-17	-14	3.5
IF (300 MHz)	-53	—	1.2

も観測されている。

表 5 に、バイアス電流を印加したときと、印加しないときの出力、およびアンテナ・ミキサとスペクトラムアナライザの間の線路損失による減衰量を RF, LO および IF についてそれぞれ表す。バイアス電流を印加したときの IF の出力 P_{IF} とバイアス電流を印加しないときの RF の出力 $P_{RF,off}$ に、RF および IF の周波数での線路損失 \mathcal{L}_{RF} , \mathcal{L}_{IF} を考慮すると、アンテナ・ミキサの変換利得 K_L は dB 値で次式により与えられる。

$$K_L = (P_{IF} + \mathcal{L}_{IF}) - (P_{RF,off} + \mathcal{L}_{RF}) \quad (1)$$

従って表 5 より、変換利得は約 -10 dB となる。

4. むすび

準光学アンテナ・ミキサを実現するため、コプレーナ導波路給電による 2 周波マイクロストリップアンテナを提案し、ミリ波帯において数値解析および設計を行った。その結果、提案したモデルは、比較的容易に RF, LO の両パッチと整合がとれ、RF の 8% 以上 LO の共振周波数を離すことによって、異なる二つの周波数を基板の各面で独立して、かつ同時に動作可能であることが明らかとなった。これは、準光学アンテナ・ミキサを実現するうえで、有利な特性である。

また、周波数が 20 分の 1 となるマイクロ波帯でスケーリングモデルを試作し、解析および実験を行った。これにより、二つの周波数 (RF と LO) を基板の表裏でそれぞれ独立に受信可能であることが確認できた。

更に、試作モデルのコプレーナ導波路の終端部分にミキサダイオードを装荷することによって、ミキシング動作を確認した。線路損失を取り除いた後での変換利得は、約 -10 dB であった。故に、ミキサダイオードの後段に低域フィルタを組み込むことで、準光学アンテナ・ミキサが実現可能である。

謝辞 種々御討論頂いた超電導工学研究所の鈴木克巳博士に深謝する。また、本研究は文部省科学研究補助金基盤研究 (A) (2) 07405019 により行われている。

文 献

- [1] “ミリ波技術とその応用論文小特集,” 信学論 (C-I), vol.J77-C-I, no.11, Nov. 1994.
- [2] “Special Issue on Millimeter-wave Short-range Application Systems Technology,” IEICE Trans. Commun., vol.E79-B, no.12, Dec. 1996.
- [3] C.Y. Lee and T. Itoh, “Active Integrated Antenna and Quasi-Optical Technique : Fundamentals and Applications,” 1995 Asia Pacific Microwave Conf., Tutorial Session 03, pp.89-189, Oct. 1995.
- [4] W. Chujo, H. Shimakage, and B. Komiyama, “A High-Tc Superconducting Active Slot Antenna with a YBCO Step-Edge Josephson Junction Array,” 1994 Asia Pacific Microwave Conf., pp.1081-1084, Dec. 1994.
- [5] 山口恵一, 林 邦彦, 伊藤精彦, 鈴木克己, 榎本陽一, “ミリ波超伝導ミキサ・アンテナの検討,” 信学技報, SCE95-7, MW95-7, pp.37-42, April 1995.
- [6] 伊藤精彦, “高温超伝導マイクロ波受動素子,” 応用物理, vol.66, no.4, pp.391-392, April 1997.
- [7] S.M. Deng, M.D. Wu, and P. Hsu, “Impedance Characteristics of Microstrip Antennas Excited by Coplanar Waveguides with Inductive or Capacitive Coupling Slots,” IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol.5, no.11, pp.391-393, Nov. 1995.
- [8] W. Menzel and W. Grabherr, “A Microstrip patch Antenna with Coplanar Feed Line,” IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol.1, no.11, pp.340-342, Nov. 1991.
- [9] 小西良弘, マイクロ波回路の基礎とその応用, pp.70-73, 総合電子出版社, 1990.
- [10] 岩崎久雄, 鈴木康夫, “CPW 給電マイクロストリッププレーアンテナ,” 信学技報, A-P95-4, pp.21-28, April 1995.
- [11] 山田裕輔, 大宮 学, 伊藤精彦, “スリット入円形マイクロストリップアンテナ,” 平9 信学総全大, p.121, b-1-121. March 1997.

(平成9年4月14日受付, 6月23日再受付)



石田 克実 (学生会員)

平8北大・工・電子卒。現在, 同大学院修士課程在学中。ミリ波帯アンテナシステムに関する研究に従事。



石井 望 (正員)

平元北大・工・電子卒。平3同大大学院修士課程了。同年同大・工・電子・助手, 現在に至る。この間, 小形・薄型アンテナ, ミリ波帯アンテナの研究に従事。工博。平6年度本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。



伊藤 精彦 (正員)

昭38北大・工・電気卒。昭40同大大学院修士課程了。同年同大・工・電子・講師, 昭41同助教授, 昭54同教授, 平9より評議員併任, 現在に至る。この間, 電磁波, アンテナ, 情報伝送, 放送衛星による時刻と周波数の精密比較, スーパーレゾリューション法を用いた電磁波測定, 太陽発電衛星等の研究に従事。昭45~46米・シラキュース大にてアンテナシステムに関する研究に従事。工博。昭43米沢賞, 平3 SPS 論文賞受賞。IEEE シニア会員, 映像情報メディア学会会員。



西村 寿彦 (学生会員)

平4北大・理・物理卒。平6同大大学院理学研究科修士課程了。現在, 同工学研究科博士後期課程在学中。ミリ波帯アンテナシステムに関する研究に従事。日本物理学会会員。