

多素子準光学アンテナ・ミキサの受信特性

西村 寿彦[†] 土田 克実[†] 石井 望[†] 伊藤 精彦[†]

Receiving property on Multi-Element Quasi-Optical Antenna-Mixer System

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、直後にミキシングして中間周波数の信号へ変換するシステムである。本論文では、準光学アンテナ・ミキサを複数用いて構成した新しい受信システムを提案する。従来のフェーズドアレーが移相器等の高周波回路を必要としているのに対して、このシステムは高周波回路なしに RF の到来方向を走査することができる。RF の到来方向の走査は、LO の入射角又は周波数 (場合によってはその両方) を変化させることによって行う。これによって、高周波回路による損失を大幅に低減できるばかりではなく、システム構成が単純となり設計が容易になる。まず、本システムの動作原理を具体的なモデルを用いて明らかにする。つぎに、マイクロ波帯で動作するシステムを試作し、実験を行って、上記の動作を確認する。実験結果は、計算結果と非常によく一致し、本提案が妥当であることが確認された。

キーワード 準光学アンテナ・ミキサ、フェーズドアレー、コプレーナ導波路、高周波ミキシング

1. まえがき

レーダ用アンテナ等においては、ビームを空間走査する必要がある。一般に、この目的のためには、多数の素子を配列して、各素子の位相を電氣的に高速スイッチングしてビームを走査するフェーズドアレーが用いられる。しかし、フェーズドアレーでは、位相を制御するための移相器が必要であり、特に動作周波数が高いときは移相器による損失が非常に大きくなる。また、デジタル移相器を用いたときは量子化位相誤差の問題も生じる。そこで本論文では、準光学アンテナ・ミキサ (Quasi-Optical Antenna-Mixer) を複数用いて構成した受信システムによって実現される、新しいビーム走査法を提案する。

準光学アンテナ・ミキサは、高周波信号 (RF) および局部発振周波 (LO) を空間的に受信し、直ちに中間周波数の信号 (IF) に変換するシステムである [1]~[3]。筆者らはこれまでに、準光学アンテナ・ミキサを実現するため、RF および LO を分離した状態でミキサに入力するのに適した構造をもつアンテナの構造を提案し、電磁界解析および試作、実験を行った。更に、

ミキサを装荷した素子が準光学アンテナ・ミキサとして機能することを確認した [4]。

本論文では、文献 [4] で提案した準光学アンテナ・ミキサを複数配列した受信システムの構成を紹介し、理論的および実験的にその特性を明らかにする。この新しい受信システムでは、照射する LO の入射角又は周波数を変化させることで、RF の到来方向を走査することができる。そのため、フェーズドアレーで使用している高周波回路や伝送線路は大部分不要となり、損失を大きく軽減できるばかりでなく、システムの構成が比較的単純になり、設計が容易になる。

2. 動作原理

2.1 定式化

図 1 は、本論文で提案する N 素子の直線配列型準光学アンテナ・ミキサの配置および座標系、ならびに RF と LO の入射方向を示している。各素子は、素子を z 軸方向に等間隔 d (RF の自由空間での 2 分の 1 波長) で配列させる。

また、最も z 軸の負の方向に位置する素子を 0 番目の素子として、これをこの系の位相の基準とする。RF および LO はそれぞれ y 軸の正および負の方向から入射する。図 1 で示すように、 yz 平面内での z 軸と RF および LO の入射方向のなす角をそれぞれ θ_R

[†] 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

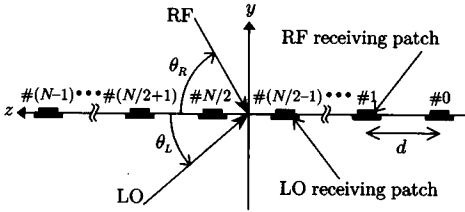


図1 素子の配置と座標系
Fig.1 Configuration of elements and coordinate.

および θ_L と定義する。以下では、 yz 平面内のみを考えるが、一般に3次元的に議論可能である。

各アンテナ素子では、RFとLOの信号を基板の表裏で同時に受信する。ここで、受信したRFとLOの振幅は、パッチに到達する信号振幅と放射指向性の積で表される。すなわち、対応するパッチで受信するRFの振幅 $E_{R,n}(\theta_R)$ は、 yz 平面において、

$$E_{R,n}(\theta_R) = S_{R,n} \cdot D_{R,n}(\theta_R) \tag{1}$$

であり、同様にLOの振幅 $E_{L,n}(\theta_L)$ は、

$$E_{L,n}(\theta_L) = S_{L,n} \cdot D_{L,n}(\theta_L) \tag{2}$$

である。但し、 $S_{R,n}$ と $S_{L,n}$ は、RFとLOの n 番目のパッチに到達する信号の電界強度、 $D_{R,n}$ と $D_{L,n}$ はパッチの放射指向性である。

また、隣り合う素子間の位相差はRFとLOに対してそれぞれ以下ようになる。

$$\varphi_R = k_R d \cos \theta_R, \tag{3}$$

$$\varphi_L = k_L d \cos \theta_L. \tag{4}$$

ここで、 k_R と k_L は波数、 d は素子間隔を示しており、 $d = \lambda_R/2$ (但し、 λ_R はRFの自由空間中での波長) とする。従って、 n 番目の素子でミキシングによって得られる出力 I_n は以下ようになる。

$$\begin{aligned} I_n(\omega_R, \omega_L; \theta_R, \theta_L; \beta_{n+}, \beta_{n-}) &= E_{R,n} \cos(\omega_R t - n\varphi_R) \otimes E_{L,n} \cos(\omega_L t - n\varphi_L) \\ &= \frac{1}{2} K_n E_{R,n} E_{L,n} \\ &\quad \times [\cos\{(\omega_R - \omega_L)t - n(\varphi_R - \varphi_L) + \beta_{n-}\} \\ &\quad + \cos\{(\omega_R + \omega_L)t - n(\varphi_R + \varphi_L) + \beta_{n+}\}] \\ &= A_n [\cos(\Omega_- t - n\Psi_- + \beta_{n-}) \\ &\quad + \cos(\Omega_+ t - n\Psi_+ + \beta_{n+})]. \end{aligned} \tag{5}$$

但し、 ω_R と ω_L は角周波数、 K_n はミキサの変換効率を示し、

$$A_n(\theta_R, \theta_L) = \frac{1}{2} K_n E_{R,n} E_{L,n}, \tag{6}$$

$$\Omega_+ = \omega_R + \omega_L, \quad \Omega_- = \omega_R - \omega_L, \tag{7}$$

$$\Psi_+ = \varphi_R + \varphi_L, \quad \Psi_- = \varphi_R - \varphi_L \tag{8}$$

とする。記号 \otimes は、この行でミキシングが行われていることを示し、記号の両側の積に変換効率を乗じる演算と定義する。また、 β_{n-} と β_{n+} は、伝送線路の線路長の違い等によるミキシング後の位相の変化を示す。

更に、これらの出力は、電力結合器によって合成される。理想的なウィルキンソン電力結合器を用いれば、ポート間のアイソレーションが非常に大きくでき、出力ポートでは入力ポート電力の和が得られる。従って、出力を合成した結果 I_{SUM} は、次のように書ける。

$$I_{SUM} = c \sum_{n=0}^{N-1} I_n(\omega_R, \omega_L; \theta_R, \theta_L; \beta_{p+}, \beta_{p-}). \tag{9}$$

ここで、各パッチ素子で受信する信号の振幅および各ミキサの変換効率にばらつきはない ($A_n(\theta_R, \theta_L) = A(\theta_R, \theta_L)$, $n = 0, 1, \dots, N-1$) ことと、ミキシング後のIFにおいて位相差は生じないこと ($\beta_{n-} = \beta_{n+} = 0$, $n = 0, 1, \dots, N-1$) を仮定し、位相の基準を原点 ($z = 0$) に移動すると、

$$I_{SUM} = IF_{dc} \cos(\Omega_- t) + IF_{uc} \cos(\Omega_+ t) \tag{10}$$

となる。上式より、 I_{SUM} は、RFおよびLOの周波数の差成分と和成分に分けられて、それぞれの振幅は、

$$IF_{dc} = cA(\theta_R, \theta_L) \frac{\sin\left(N \frac{\Psi_-}{2}\right)}{\sin \frac{\Psi_-}{2}}, \tag{11}$$

$$IF_{uc} = cA(\theta_R, \theta_L) \frac{\sin\left(N \frac{\Psi_+}{2}\right)}{\sin \frac{\Psi_+}{2}} \tag{12}$$

と書ける。すなわち、各IF出力は、それぞれの周波数で設計された等間隔直線アレーのように振る舞う。

式(11), (12)からIF出力の大きさは、 θ_R , θ_L および Ψ_- 又は Ψ_+ 、すなわちRFおよびLOの入射角と周波数に依存していることがわかる。以下では、これらの一部又は全部をパラメータとして変化させ、パッチの指向性を考慮しない理想的な場合と、指向性を考慮した場合についてそれぞれ解析を行う。

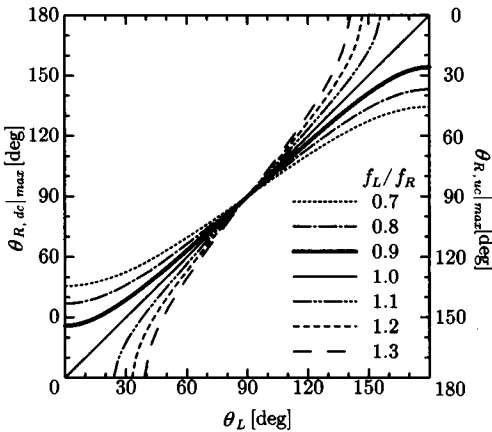


図2 周波数比の変化による式(13)と式(14)の変化
Fig.2 Plots for Eqs.(13) and (14) as a function of the frequency ratio.

2.2 パッチの指向性を考慮しない場合

本システムにおいて、パッチの指向性はパッチの形状および配置によって変えることができる。そこで、まずパッチの指向性を考慮しない、すなわち $A(\theta_R, \theta_L) = \text{const.}$ の場合について考える。このとき IF_{dc} の最大値は、 $\Psi_- = 0$ で得られる。従って、 IF_{dc} が最大となる RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ は、

$$\theta_{R,dc}|_{\text{max}} = \cos^{-1} \left(\frac{f_L}{f_R} \cos \theta_L \right) \quad (13)$$

で与えられる。但し、 f_R, f_L は、それぞれ RF, LO の周波数である。同様に、 IF_{uc} は、 $\Psi_+ = 0$ のときに最大となり、このときの RF の入射角 $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ は、

$$\theta_{R,uc}|_{\text{max}} = \cos^{-1} \left(-\frac{f_L}{f_R} \cos \theta_L \right) \quad (14)$$

で与えられる。

式(13)と式(14)を RF と LO の周波数比 (f_L/f_R) をパラメータとしてプロットしたグラフが図2である。 θ_L の変化に対して、 IF_{dc}, IF_{uc} が最大となるときの RF の入射角 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ をそれぞれグラフの左右の軸によって示す。図からわかるように、 f_L/f_R が一定のときに、 θ_L に対応して $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ が一意に決まる。また、 θ_L を一定 (但し、 $\theta_L \neq 90^\circ$) にするときも、 f_L/f_R の変化に対応して、 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ が一意に決まる。すなわち、LO の入射角 θ_L 又は周波数 f_L を操作することにより、 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ を走査できることがわか

る。但し、 $f_L/f_R > 1$ のとき、

$$\cos \theta_L \leq \left| \frac{f_R}{f_L} \right| \quad (15)$$

となる θ_L の範囲で式(13)と式(14)が成立する。また、 $f_L/f_R < 1$ のとき、

$$\cos \theta_R \leq \left| \frac{f_L}{f_R} \right| \quad (16)$$

となる θ_R の範囲でのみ、 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ を走査できる。これらは、アレーにおける可視領域に相当する。

また、式(13)と式(14)から、 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ は、

$$\theta_{R,dc}|_{\text{max}} + \theta_{R,uc}|_{\text{max}} = 180^\circ \quad (17)$$

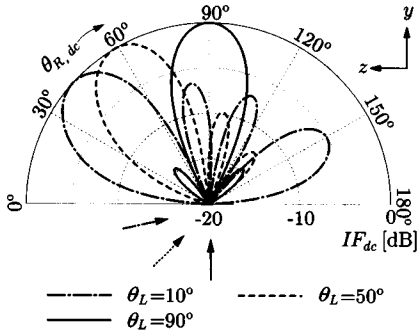
の関係がある。すなわち、 $\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$ は、 y 軸について対称となる。

2.3 パッチの指向性を考慮した場合

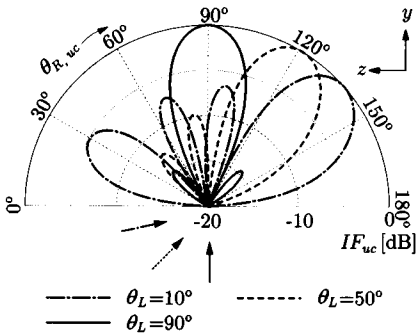
式(11)と式(12)から IF 出力を求めるときには、各パッチ素子の指向性 $D_{R,n}$ および $D_{L,n}$ が影響する。そこで以下では、実験と比較するために各パッチ素子の指向性を考慮して、式(11)および式(12)を評価する。計算には、準光学アンテナ・ミキサ4素子を正方形パッチの H 面方向に配列したモデルを用いる ($N = 4$)。パッチのパラメータは表2と同じ値を使用する。このモデルにおいて、 f_L/f_R を固定した場合と θ_L を固定した場合で、RF の入射角に対する IF 出力の変化を計算する。但し、差成分 IF_{dc} を求めるときの RF の入射角は $\theta_{R,dc}$ 、和成分 IF_{uc} に対しては $\theta_{R,uc}$ と便宜上定義する。なお、以下の図ではすべて、 IF_{dc} と IF_{uc} の値は、それぞれの最大値で規格化してある。

2.3.1 f_L/f_R を固定した場合

RF, LO の周波数をそれぞれ $f_R = 3.0\text{GHz}$, $f_L = 2.7\text{GHz}$, すなわち周波数比を $f_L/f_R = 0.9$ と一定にする。このとき、LO の入射角を $\theta_L = 10, 50, 90^\circ$ の3通りに設定し、式(11)および式(12)を計算する。図3(a)に、RF の入射角に対する差成分 IF_{dc} (300 MHz) の振幅を、図3(b)には和成分 IF_{uc} (5.7GHz) の振幅を示す。LO の入射角 θ_L の変化に伴い、IF 出力が最大となる RF の入射角 ($\theta_{R,dc}|_{\text{max}}$ と $\theta_{R,uc}|_{\text{max}}$) も変化している。すなわち、LO の入射角を変化させることで、RF を走査可能となっていることがわかる。更に、表1の左側には、式(11)お



(a) IF output of down-conversion



(b) IF output of up-conversion

図3 周波数比一定のときの IF_{dc} と IF_{uc} の変化
Fig.3 IF output as a function of the angle of RF incident ($f_L/f_R = 0.9$).

表1 式(11)~(14)から求めた最大到来方向 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$

Table 1 Arrival direction of maximum IF power $\theta_{R,dc}|_{max}$ and $\theta_{R,uc}|_{max}$ from Eqs.(11)~(14).

θ_L	H面パタン考慮		パタン考慮せず	
	式(11) $\theta_{R,dc} _{max}$	式(12) $\theta_{R,uc} _{max}$	式(13) $\theta_{R,dc} _{max}$	式(14) $\theta_{R,uc} _{max}$
10°	41°	139°	28°	152°
50°	59°	121°	55°	125°
90°	90°	90°	90°	90°

よび式(12)から求めた、IFが最大となるRFの入射角、すなわち図3(a),(b)の最大到来方向 $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ を示した。表1および図3(a),(b)より、 θ_L を変化させることで、RFの最大到来方向を走査できることが確認できる。なお、 θ_L を90°より大きくしても、同様な走査が可能である(図9参照)。

また、式(11),(12)においてIF出力を求める際に、放射素子のH面パタンの特性により、IF出力はRFの入射角がz軸(0,180°)に近づくほど低下し、結果と

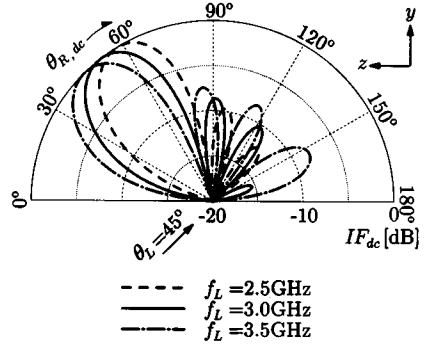


図4 LOの周波数変化に対する出力 ($\theta_L = 45^\circ$)
Fig.4 IF_{dc} as a function of the frequency of LO incident ($\theta_L = 45^\circ$).

して最大値が得られる方向はy軸(90°)方向へ移動する。表1の右側に、式(13),(14)で求めた $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ を示してある。表1から、式(11),(12)から得られる $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は、式(13),(14)で求めたもの比べてy軸側に移動していることがわかる。

2.3.2 LOの入射角 θ_L を固定した場合

LOの入射角を固定(但し、 $\theta_L \neq 90^\circ$)し、照射するLOの周波数 f_L を変化させることによって、 IF_{dc} や IF_{uc} が最大となるRFの入射角 ($\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$) を走査することができる。図4では、 $\theta_L = 45^\circ$ での、LOの周波数を変化させたときの、 $\theta_{R,dc}$ に対する IF_{dc} の変化を示している。LOの周波数をRFと同じ3GHzを中心として、2.5~3.5GHzまで変化させると、 $\theta_{R,dc}|_{max}$ は $46^\circ \sim 58^\circ$ までの 12° を走査することができる。

IF_{uc} に対しては、y軸に対称となることを除いて、上の IF_{dc} の議論と完全に同じ結果が得られる。

以上のように、本システムでは、RFに対する高周波操作(位相制御、電力合成等)を行うことなく、LOの入射角又は周波数(場合によっては両方)の変化により、RFの到来方向を走査できることが予想される。

3. 実験

3.1 モデルの構成

図5,図6で示した準光学アンテナ・ミキサ[4]を4素子用いたシステムを試作し、前章の結果を実験によって確認する。製作および実験を容易に行うため、RFとLOはマイクロ波帯(RFは3.0GHz,LOは2.7GHz)に設定し、各素子を設計した。従って、ミ

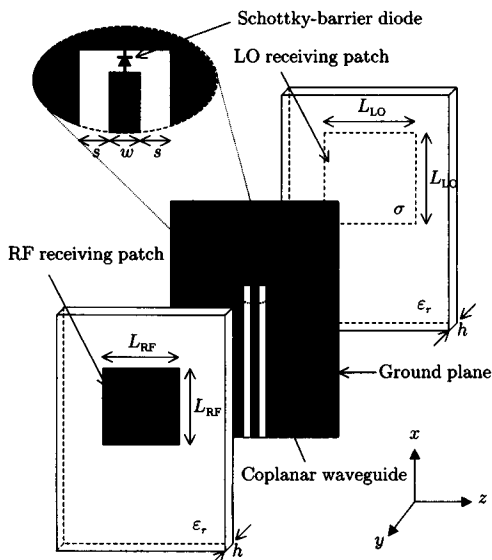


図5 アンテナ素子の構造 [4]
Fig. 5 Configuration of antenna element [4].

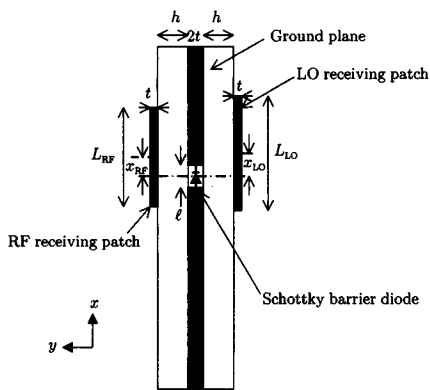


図6 アンテナ素子の断面図 [4]
Fig. 6 Cross section of antenna element [4].

キシングによって、周波数の差成分 IF_{dc} (300 MHz) と和成分 IF_{uc} (5.7 GHz) が発生する。本来、ミキシング後直ちに RF, LO およびその高調波成分はフィルタにより取り除く。しかし、前節で示した差成分と和成分の対称性を観測するため、本論文ではフィルタを使用しない。

図7に4素子準光学アンテナ・ミキサのシステム構成図を示す。各準光学アンテナ・ミキサ素子は、図5、図6で示すような構造をしており、素子の設計パラメータは文献[4]と同一であり、表2に示す。素子間隔 d は、RF の自由空間での半波長 50 mm とする。これ

表2 実験モデルのパラメータ [4]
Table 2 Parameters at the experimental model [4].

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
開放間隙の幅 ℓ [mm]		0.3

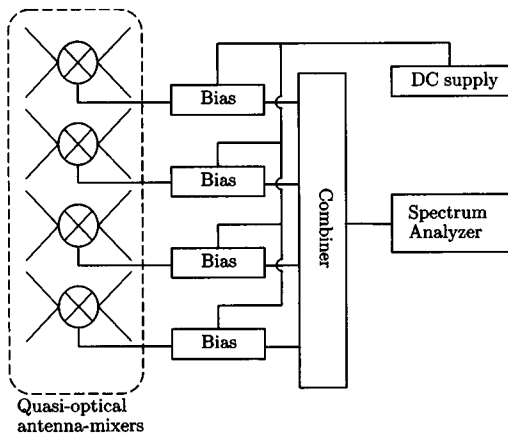


図7 4素子準光学アンテナ・ミキサのシステム構成図
Fig. 7 Block diagram of four elements quasi-optical antenna-mixer system.

らの素子は、200 mm × 450 mm の地板上に取り付ける。基板の両面にある二つのパッチは、それぞれ RF と LO を受信するよう設計されている。RF と LO は、それぞれ各アンテナ素子の表裏のパッチで受信され、その直後に内部のミキサによって IF に変換される。ショットキバリアダイオードは、ミキサダイオードとして用いており、それぞれにバイアス回路 [4] を挿入して IF 出力の振幅を調整可能にしてある。バイアス回路は、RF (3.0 GHz), LO (2.7 GHz), IF_{dc} (300 MHz) および IF_{uc} (5.7 GHz) のすべての周波数において、反射ならびに挿入損失が十分小さいことを実験によ

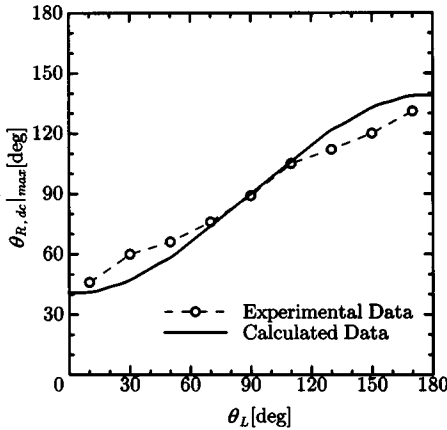


図8 $f_L/f_R = 0.9$ のときの $\theta_{R,dc}|_{max}$ と θ_L の関係
Fig.8 Relation of $\theta_{R,dc}|_{max}$ and θ_L at $f_L/f_R = 0.9$.

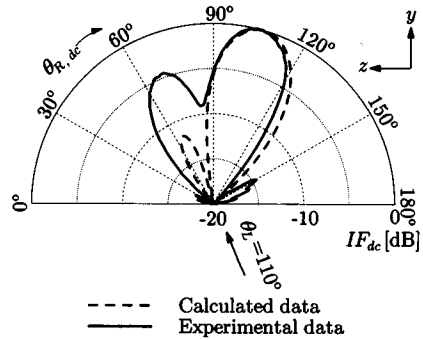
り確認している。更に、本システムにおいては、各入力ポート間のアイソレーションを十分に保つ必要があるため、ウィルキンソン電力結合器 [5] を用いて出力を合成する。電力結合器は IF_{dc} (300 MHz) と IF_{uc} (5.7 GHz) に対応するように、2種類用意してある。

実験は電波無響室内で行う。RF (3.0 GHz) は受信システムから 4.65 m 離して y 軸の正の方向から照射電力 25 dBm でホーンアンテナを用いて照射する。LO は十分な電力を照射する必要があるが、本実験で用いた LO 照射用ホーンアンテナは口径が 245 mm \times 330 mm であり、電界強度を一様にする必要もあるため 300 mm 離して y 軸の負の方向から照射電力 17.8 dBm で照射する。

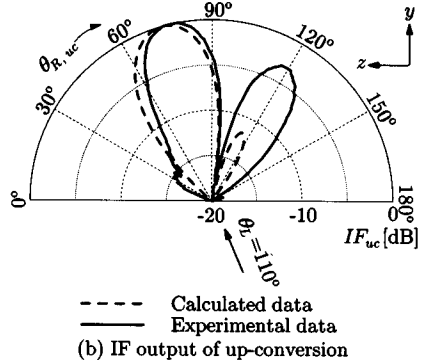
また、前述したように、本論文ではフィルタを用いていないため、RF、LO およびその他のスペクトルは IF と共にすべてスペクトラムアナライザにより観測することができる。各素子は、 $\theta_R = \theta_L = 90^\circ$ のときに、IF 出力が一定になるようにバイアス電流をそれぞれ調整する。バイアス電流の値は、0.2~1.2 mA の範囲にあった。

3.2 実験結果

図 8 には、 $f_R = 3.0$ GHz, $f_L = 2.7$ GHz, すなわち、 $f_L/f_R = 0.9$ のときの $\theta_{R,dc}|_{max}$ と θ_L の関係を示す。計算結果は実線で、実験によって得られたデータは白丸で示してある。この図から、 $50^\circ < \theta_L < 130^\circ$ の範囲において、実験と計算はよく一致している。しかし、 $\theta_L < 50^\circ$; $\theta_L > 130^\circ$ のときには、ずれが生じている。



(a) IF output of down-conversion



(b) IF output of up-conversion

図9 $\theta_L = 110^\circ$ のときの RF の入射角に対する IF 出力
Fig.9 IF output as a function of the angle of RF incident at $\theta_L = 110^\circ$.

また、図 8 に示した実験値のうちで、 $\theta_L = 110^\circ$ のときに、 $\theta_{R,dc}$ と $\theta_{R,uc}$ の変化に対する IF_{dc} と IF_{uc} を図 9 に示す。実線は実験値、破線は計算値である。図からわかるように、実験結果と計算結果の間にはよい一致が見られる。特に、 IF_{dc} と IF_{uc} が最大となる $\theta_{R,dc}|_{max}$ と $\theta_{R,uc}|_{max}$ は、ほぼ同じ値である。更に、サイドローブやヌルの方向についてもよく一致している。しかしながら、サイドローブレベルは実験と計算で大きく異なっている。

これら実験と計算で差が生じた理由としては、以下のような二つの実験上の原因が考えられる。

(1) 計算によって得た H 面パタンと実際の H 面パタンは、必ずしも等しくない。実際には、製作誤差により各素子のパタンにはばらつきがある。計算では 4 素子とも等しいと仮定したが、正面方向でのみ IF 出力を一定になるように調整したため、正面方向以外では素子パタンに応じたばらつきが生じる。

(2) 個々の素子に対する位相の変化にも、バイア

ス値の違い, ミキサの個性および製作誤差により, 定量的に評価できないばらつきが含まれている。

以上のことから, LOの照射方向を変化させることで, RFの最大到来方向を走査できることが実験的に確認された。

4. む す び

多素子の準光学アンテナ・ミキサを直線状に配列した新しいビーム走査法を提案し, その動作原理について解説した。LOの入射角又は周波数(場合によっては両方)を操作することで, 移相器等の高周波回路を用いずにRFの到来方向を走査できることが導かれた。

更に, マイクロ波帯で4素子の準光学アンテナ・ミキサを用いたモデルを試作し, 実験を行った。実験結果は, 計算結果とほぼ一致し, LOの入射角を操作することで, RFの到来方向を走査できることが確認できた。

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] 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.
- [2] 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.
- [3] 山口恵一, 林 邦彦, 伊藤精彦, 鈴木克巳, 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.
- [4] 西村寿彦, 石井 望, 伊藤精彦, "コプレーナ導波路給電による準光学アンテナ・ミキサ," 信学論(B-II), 投稿中.
- [5] E. Wilkinson, "An N-Way Hybrid Power Divider," IRE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.MTT-8, pp.116-118, Jan. 1960.

(平成9年4月14日受付, 6月23日再受付)



西村 寿彦 (学生会員)

平4北大・理・物理卒。平6同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。



土田 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・シラキユ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。