

ワイヤレスモジュールの機能高度化へ向けた波動信号処理の  
一アプローチ

## ——波動位相情報の活用・変換・制御と RF 演算処理機能の複合化——

相川 正義<sup>†a)</sup> 西山 英輔<sup>††</sup> 田中 高行<sup>††</sup> 豊田 一彦<sup>††</sup>

A Study on RF Signal Processing for Advanced Wireless Modules

Masayoshi AIKAWA<sup>†a)</sup>, Eisuke NISHIYAMA<sup>††</sup>, Takayuki TANAKA<sup>††</sup>,  
and Ichihiko TOYODA<sup>††</sup>

あらまし 近年、マイクロ波ミリ波などの高周波帯技術において、その多様性と高度化がますます進展しつつある。本論文では、マイクロ波工学とアンテナ工学の学際的課題ともいえる波動信号処理技術について、その研究開発の一アプローチを提起している。すなわち、波動信号の位相情報に焦点を当てて、その活用・変換・制御を行う位相情報処理、その具現化のための電磁波動場・演算処理機能の一体集積化技術について、直交4偏波切換機能アンテナや発振アレーなどの具体的事例を挙げて概説する。

キーワード 波動信号処理、マイクロ波、アンテナ、位相情報処理

## 1. ま え が き

近年のユビキタス社会の進展に伴って、ワイヤレス技術は多様かつ機能高度化のニーズが高まりつつある。特にマイクロ波やミリ波などの高周波帯技術に関しては、通信や放送分野の機能高度化に限らず、各種のワイヤレスセンシングやマイクロ波エネルギー伝送なども含めて技術の高度化が進んでいる。その中で、マイクロ波ミリ波帯においては、様々な電磁波動場とその波動信号の特徴を積極的に生かして、直接、RF 演算処理する技術（ここでは「波動信号処理」と呼ぶ。）は、送受信モジュール機能の高度化や簡易・小形化等に有効と期待される。電磁波動信号は、主に、①情報の搬送、②電磁エネルギーの伝送、の二つの機能を利用している。Maxwell による電磁波の存在予言以降、人類は光波も含めて電磁波動信号の有する多くの物理的特徴を積極的に活用してきたが、今後ますます広い分野で応用展開されていくものと期待される。

ここでは、処理対象である電磁波動信号の位相情報に焦点を当て、その位相情報の積極的な活用、その変換、更にはその制御を行う波動信号処理技術とその応用展開について概説する。近年、アンテナ工学とマイクロ波工学には学際的に接近あるいは融合した領域が顕在化しつつある。例えばマイクロ波回路と平面アンテナの一体集積化による各種の機能アンテナが報告されている。その事例としては、直交偏波切換機能や偏波共用の機能アンテナ等がある [1]~[4]。本論文では、この波動位相情報の活用・変換・制御を合目的的に実行する波動信号処理技術について、具体的事例を挙げて紹介する。この位相情報の正確な演算処理を具現化するためには、波動場と演算処理機能部の一体集積化が必須である。ここでは、三つの波動場における事例を取り上げる。すなわち、(1) 伝送路の伝搬姿態波動を処理対象とする直交偏波切換機能アンテナ (2) 共振波動場を処理対象とする発振アレー、(3) 自由空間伝搬の電磁波を受信処理するレクテナ及び直交偏波識別機能アンテナ、である。これらを具体的事例として、提起する波動信号処理技術の基本的アプローチとその効用を紹介する。

<sup>†</sup> 佐賀大学名誉教授

Professor Emeritus, Saga University

<sup>††</sup> 佐賀大学、佐賀市

Graduate School of Science and Engineering, Saga University, 1 Honjo-machi, Saga-shi, 840-8502 Japan

a) E-mail: aikawama@circus.ocn.ne.jp

## 2. 波動信号処理

図1に、ここで提起する波動信号処理技術の展開基本構想を示す。波動信号処理の対象は高周波帯の波動信号であり、それは各種の導波路、共振器更には電磁波の伝搬空間・放射近傍界などの波動場が存在する。一方、その波動信号を処理・演算する機能としては、能動・受動を問わず、図1に示すように多種多様にわたっている。ここでは処理対象である波動信号の位相情報に着目し、適用モジュールの機能実現のための位相情報処理を行う。それをアンテナ工学とマイクロ波工学の緊密な技術融合によって実現し、その結果としてアンテナ機能の高度化、ワイヤレス機能モジュールの高度化と高性能化及び簡易化を目指す。波動信号処理の位相情報に着目した場合、その目的によってその技術フェーズは様々である。その明快な分類は困難であるが、あえて整理すれば以下のとおりである。

(1) 波動場の位相情報の特徴を直接的に活用する。例えば導波路の平衡/不平衡伝送モードを活用した180度ハイブリッド回路(3.)、リング共振波動場の高調波共振波動を活用するPush-Push発振器(4.)などがある。

(2) 波動場の位相を変換・加工して演算処理の前処理あるいは後処理と位置づけて利用する。例えば、その簡単な事例としては、5.2の直交円偏波識別機能アンテナの $\pi/2$ 位相遅延がある。

(3) 波動位相を調整・制御して目的の演算処理機能を実現する。例えば、4.発振アレーの隣接発振器間の位相差制御などがある。

アレーアンテナにおいては、送信・受信を問わず、

各アンテナ素子の波動信号には一般に相関性がある。したがって、上記の位相情報を中心とした波動信号処理は、アンテナ機能更にはワイヤレスモジュール機能の高度化、高性能化等に直接的効果が大きく予想できる。

一方、それを具現化するハードウェア技術については、波動の位相変動や誤差及び伝送損等の理由から電磁波動場と演算処理機能部との一体集積化は必然である。その高周波ハードウェアの構成要素技術としては、マイクロ波集積回路(MIC, MMIC)、各種半導体素子、アンテナ、RFパーツなど多岐にわたっている。また、演算処理機能についても、図1に示すように多様な多くの機能があり、その複合化が技術の高度化をもたらす。

以上の波動信号処理のねらいと特徴を踏まえて、以下の具体的事例を挙げてその構成法や効用等を紹介する。

(1) 各種導波路の伝送モードの特徴を活かし、更に演算処理機能の複合効果を活用した直交4偏波切換機能アンテナ(3.)

(2) 共振波動場の特質を活用したPush-Push発振器と更にその特徴を生かした発振アレー(4.)

(3) 自由空間を伝搬する電磁波の一様性(コヒーレント性)を生かしたレクテナ及び直交偏波識別機能アンテナ(5.)

いずれの事例においても、①対象の電磁波動場の位相情報や特徴を積極的に活用し、更には変換や制御する、②波動信号処理の高度化と簡易化へ向けて、演算処理機能の複合化を推進する、の2点に焦点を当てて、上述のように具体的事例で概説する。

## 3. 直交4偏波切換機能アレーアンテナ

従来の偏波ダイバーシチ技術に加えて、近年では、ポラリメトリックセンサやMIMOなどの事例に見られるように、自由空間を伝搬する電磁波の直交偏波を積極的に利用しようとする傾向が高まっている。そのためには直交偏波を自在に制御する機能アンテナ、更には偏波識別機能技術などが求められる。直交偏波としては、大別して、直線偏波の水平/垂直偏波と円偏波の右旋/左旋偏波の4種があり、それらを自在に制御できることが望ましい。例えば右旋/左旋の直交円偏波切換機能アレーアンテナ、更には直交円偏波の同時共用アレーアンテナなどの機能アンテナが、近年、報告されている[5],[6]。

ここでは、4種の直交偏波を切り換えることができ

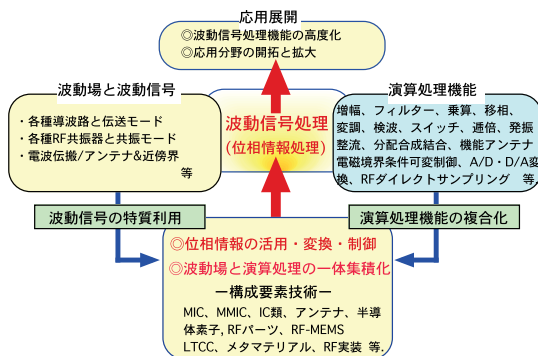


図1 波動信号処理技術の基本構想

Fig. 1 Basic conception of RF signal processing.

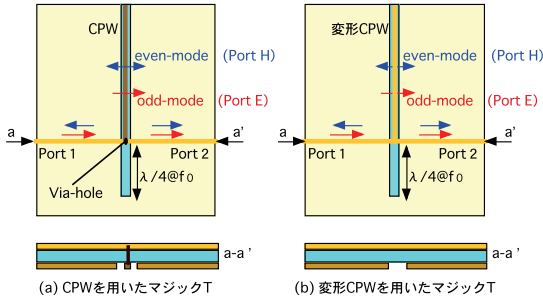


図2 180度ハイブリッド回路 (マジック T)  
Fig. 2 180 deg. hybrid circuit. (Magic-T)

る機能アレーアンテナ, 更に直交偏波を同時に共用可能な機能アレーアンテナを紹介する. それらは, RF 移相器及び180度ハイブリッド回路 (ここでは「マジック T」と呼ぶ.) 及び直交給電アレーアンテナで構成している. すなわち, RF 機能の一体複合化によって実現することができる.

3.1 直交伝送モードを活用したマジック T

図2(a), (b)は, それぞれコプレーナ線路 (CPW) と変形コプレーナ線路を用いた180度ハイブリッド回路 (マジック T) の構成例である. ここでは, 技術的に元祖の方形金属導波管型マジック T に準じて, 同相分岐合成ポート, 逆相分岐合成ポートをそれぞれ「ポート H」, 「ポート E」とし, 残る二つのポートをポート 1, ポート 2 と呼ぶ. 図2(a), (b)の場合, 見かけ上は3ポートであるが, CPW や変形 CPW の直交伝送モード (even, odd) を活用しているので, 電気的には4ポート回路である. 基本動作は, 図中に模式的に矢印で示しているが, おおむね, 以下のとおりである. 同図(a)の場合, ポート H からの入力信号 (even-mode) は, via-hole を介してポート 1 と 2 へ同相同振幅で分岐される. 一方, ポート E からの入力信号 (odd-mode) は, Slot line と Microstrip line で構成する逆相 T 分岐の動作原理に基づいて, ポート 1 と 2 へ逆相同振幅で分岐される. 回路の可逆性原理と CPW 直交モード伝送動作に基づいて, 二つの分岐合成は互いに独立である. また, インピーダンス整合すれば, 重畳原理に基づいてポート 1, 2 間のアイソレーション特性も実現できる. 図2(b)の変形 CPW を用いたマジック T の動作も原理的に同じである. これらのマジック T の実用的利点は, ポート 1, 2 に関してポート H, E を片側に配置できることである. この特徴は, 特に二次元構造の平面回路や平面アンテナ

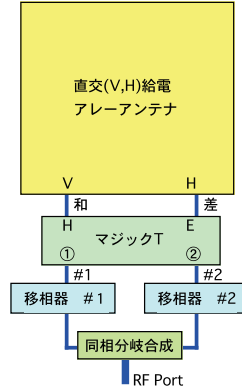


図3 直交4偏波切替機能アンテナの基本構成  
Fig. 3 Fundamental structure of orthogonal four-polarization switchable array antenna.

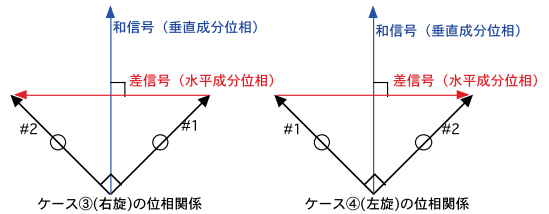


図4 直交4偏波切替機能アンテナにおける直交円偏波の位相関係  
Fig. 4 The phase relation of orthogonal circular polarization on the four-polarization switchable array antenna.

における基本機能回路として適用する場合に有効である. このマジック T においては, マイクロストリップライン, CPW 及びスロットライン上を伝搬する波動信号の平衡/不平衡性を積極的に活用しているとともに, 同時に, 異種線路の複合化 (組合せ) の効用も利用している.

3.2 直交4偏波切替機能アレーアンテナ

直交給電型のアレーアンテナにこのマジック T と RF 移相器を一体複合化することによって, 直交直線偏波 (水平/垂直) と直交円偏波 (右旋/左旋) の切替機能を有するアレーアンテナが実現できる.

その基本構成とその基本動作を図3, 図4及び表1に示す. 例えば送信系の場合, 図3の RF Port から給電された RF 信号は表1中の①のケース (移相差 0) ではマジック T のポート H を介して全て直交給電回路の垂直ポート V へ伝送されて, 垂直偏波の放射となる. ②のケース (移相差  $\pi$ ) の場合はマジック T のポート E を介してアンテナの水平ポート H へ伝送さ

表 1 直交 4 偏波切換機能アンテナの基本動作

Table 1 Basic behavior of four-polarization switching.

移相差 (#2-#1) rad.	偏 波
① 0	垂直直線偏波
② $\pi$	水平直線偏波
③ $+\pi/2$	右旋円偏波
④ $-\pi/2$	左旋円偏波

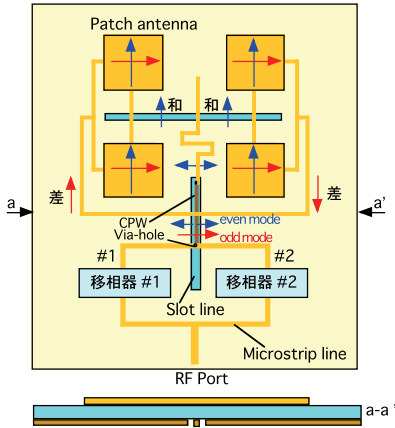


図 5 直交 4 偏波切換機能アレーアンテナ

Fig. 5 The four-polarization switchable array antenna.

れるために水平偏波を放射する。更に、③、④のケース（移相差  $\pm\pi/2$ ）では、図 4 に示すそれぞれの直交位相関係でアンテナポートの V, H へ給電されて、右旋/左旋の直交円偏波を放射する。このように、二つの移相器の移相差に対応して四つの直交偏波を自在に切り換えることができる。なお、ここでは移相器は 2 個用いているが、原理的には 1 個でもよい。また、可逆原理によって、受信系アンテナとしても同様に 4 種の直交偏波動作が実現できる。図 5 に、図 2(a) に示したマジック T と 4 素子直交給電パッチアレーアンテナを一体集積化した構成事例を示す。直交給電アレーアンテナについては、いくつかの報告例があり、4 素子に限らず、16 素子以上の多素子高利得化も可能である [7]。

### 3.3 直交偏波切換機能並びに直交偏波共用機能を有するアレーアンテナ

3.2 では四つの直交偏波切換が可能なる機能アレーアンテナを示したが、ここでは更に直交偏波の同時共用が可能なる機能アンテナを紹介する。その基本構成を

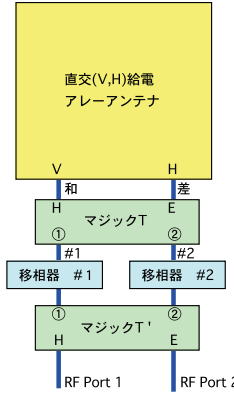


図 6 4 偏波切換&共用アレーアンテナの基本構成

Fig. 6 Array antenna for both the switching and the simultaneous use of orthogonal polarizations.

表 2 偏波切換機能アンテナの偏波共用基本動作

Table 2 Basic behavior for both the switching and the simultaneous use of orthogonal polarizations.

移相差 (#2-#1) rad.	偏 波	
	Port 1	Port 2
① 0	垂直直線偏波	水平直線偏波
② $\pi$	水平直線偏波	垂直直線偏波
③ $+\pi/2$	右旋円偏波	左旋円偏波
④ $-\pi/2$	左旋円偏波	右旋円偏波

図 6 に示すが、図 3 の基本構成にマジック T などのハイブリッド回路を一つ追加した簡易な構成である。この場合、RF 入出力ポートが二つ (Port 1, Port 2) となり、それぞれのポートに対応する直交偏波を表 2 に示す。なお、図 6 のアンテナ側のマジック T は削除することもできる。その場合の直交直線偏波は、 $\pm 45$  度傾いた偏波面となる。

## 4. 発振アレー

マイクロ波ミリ波帯において、複数の RF 発振器を結合器で結合し、その隣接間位相差に制御機能を付与した発振技術をここでは「発振アレー」と呼ぶ。

これとアレーアンテナを一体集積化することによって、ビームステアリング機能などを実現し、併せて高周波帯空間電力合成の信号源ともなり得る。その構造には二次元構成も考えられるが、ここでは一次元リニア構成で紹介する。Push-Push 発振器と呼ばれる高調波発振器を用いた場合の一次元発振アレーの基本構成と動作原理及び結合器の構成法を表 3 に示す。一次元

表 3 発振アレーの基本構成  
Table 3 Fundamental structure of oscillator array.

	基本構成 (fo: 基本発振周波数 n: 整数)	動作原理, RF結合器構成例
注入同期型	<p>Antenna element 2nfo (0 deg.)      2nfo (2nθ deg.) P-P Osc.      P-P Osc. RF結合器(θ) (ユニテラル移相器)</p>	ユニテラル(単方向)移相器を介した注入同期型発振  ①移相器+RF増幅器 ②方向性結合器+移相器 ③位相検波器+差動増幅器
相互同期型	<p>Antenna element 2nfo (0 deg.)      2nfo (2nθ deg.) P-P Osc.      P-P Osc. RF結合器(θ) (非対称可変結合回路)</p>	非対称可変結合回路による相互同期型発振  ①非対称可変共振回路 ②非対称可変リアクタンス回路(RF集算回路等)

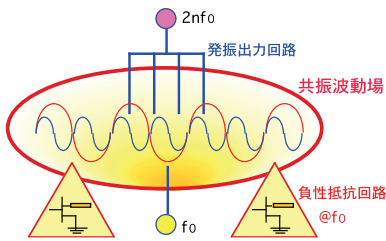


図 7 Push-Push 発振器構成の基本概念  
Fig. 7 Fundamental concept of push-push oscillators.

発振アレーは、その動作原理から 2 種類に大別できる。一つは結合が単方向性(ユニテラル)の「注入同期型」、もう一つは結合が双方向(バイテラル)である「相互結合型」である。それぞれ特徴と課題があるが、それらの基本動作は実証され報告されている [8], [9]。

構成要素である Push-Push 発振器にはいくつかの構成法があるが、図 7 は共振器をコアとした Push-Push 発振器構成の基本概念図である [10]。演算処理の対象となる波動信号は、共振器上の共振波動である。この基本概念の特徴は、共振波動場を中心に据えて、その共振波動を励振する負性抵抗回路並びにその共振波動場から所望の高調波を選択的に抽出する出力回路で構成していることである。その結果、回路設計が比較的容易であり、不要高調波の優れた抑制と特定の高次高調波の抽出が可能となる。例えば、V バンドにおいて第 8 次高調波の発振が報告されている [11]。

図 8 に、リング共振器を用いた第 2 次高調波 Push-Push 発振器とそれを用いた注入同期型発振アレーの構成例を示す。発振アレー用の発振器として図 7 の構造の Push-Push 発振器を用いることは、以下の理由に拠る。図 8 (a) の第 2 次高調波 Push-Push 発振器は、図 7 の基本概念に基づいており、前述のようにリング

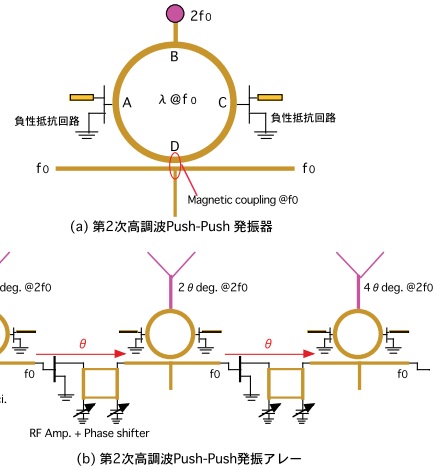


図 8 第 2 次高調波 Push-Push 発振器とそれを用いた注入同期型発振アレー

Fig. 8 The second harmonic push-push oscillator and its application to injection locked oscillator array.

共振器の共振波動場から所望の高調波を選択的に抽出できる。その共振波動場上の第 2 次高調波出力点 (B, D) は、基本周波数信号の電圧ヌル点である。したがって、負荷変動や外乱に比較的強く、発振アレーの構成回路として適した発振器である。共振波動場をコアとした独特の回路構造であるために、複数の入出力ポートの設定が可能である。これは、発振アレー構築に有利な構造的特徴である。図 8 (b) は、注入同期型発振アレーの構成例である。結合回路は、単方向性実現のための RF 増幅器及び移相器で構成している。また、共振波動場から基本発振周波数成分 (fo) を選択抽出するために、そのヌル点 (D 点) において磁界結合で構成している。この事例に示すように、高調波を含めた共振波動場の電磁界分布を活用することによって極めて簡易な結合回路で所望波動信号を抽出することができる。その結果、基本周波数信号の位相情報処理によって隣接発振器間の位相差を簡易に制御することができる。すなわち、リング共振器の高調波を含めた共振波動場の情報を積極的に利用することによって、安定かつ良好な発振アレーを構築することができる [9]。

### 5. レクテナと直交偏波識別アレーアンテナ

5. の処理対象となる波動信号は、自由空間を伝搬する電磁波である。レクテナは、電磁波動エネルギーを直流へ変換する整流回路を含むアンテナである。偏波識別アレーアンテナは、電磁波の物理情報の一つであ



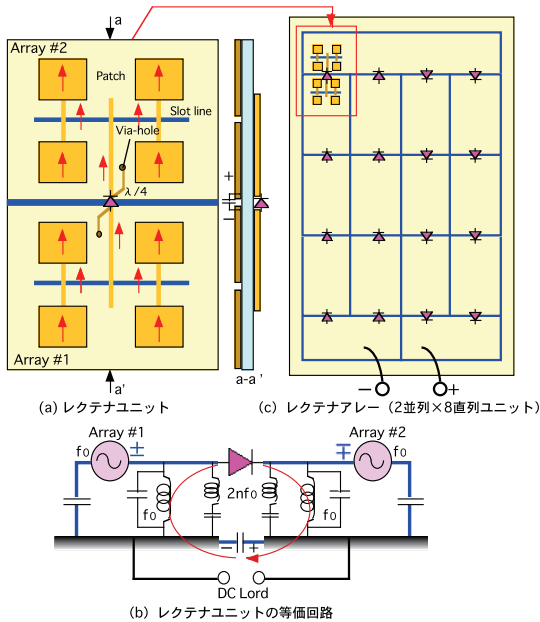


図9 パッチアレーアンテナを用いたレクテナ  
Fig.9 Rectenna using patch array antenna.

る直交偏波を識別する機能をもつアンテナである。

### 5.1 レクテナ

電磁波をアンテナで受信してその電磁エネルギーを直流へ変換する機能を有するレクテナは、ダイレクトな波動信号処理が不可避である。そのためには電磁波の効率的受信とともに、給電系や整流回路の低損失化、整流効率の向上、そして装置の小形・経済化が求められる。ここでは、それらの各課題に対処することを目的とした簡易なレクテナ構成例を紹介する [12]。

図9は、パッチアレーアンテナを用いたレクテナユニット、その等価回路及びその直・並列接続したレクテナ構成例を示している。自由空間における伝搬波動信号の一様性を踏まえて、鏡面対称型給電回路系を構成しており、その結果、整流ダイオードへのRF入力は逆位相の平衡信号となる。同図(a)のレクテナユニットの特徴は、以下のとおりである。

(1) 接地導体には Array #1 と Array #2 を分離するスリットを設けるとともに、整流ダイオードの直下にコンデンサーを装荷する。

このコンデンサーは、RF 信号の短絡という役目と同時に、整流電荷を蓄電する役目もある。また、スリットで分割された接地導体は、パッチアンテナの地板であると同時に、直流回路の電極の役割もある。

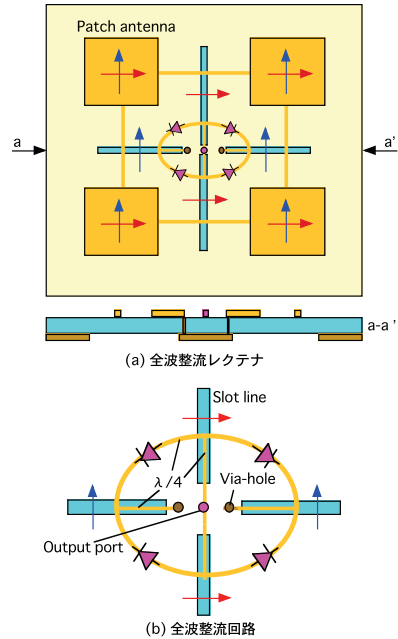


図10 リング結合型全波整流回路を用いた直交受信レクテナ

Fig.10 Orthogonal polarization reception rectenna using ring coupled full-wave rectifier.

(2)  $\lambda/4$  長の短絡スタップを整流ダイオード電極に近接して配置する。図9(b)の等価回路にも示すように、この短絡スタップは直流リターン回路の役割を果たすと同時に、偶数次高調波成分を抑圧する役目がある。

(3) スリットで二分した地板が直流電極の役目を担っているため、このレクテナユニットは、レクテナサイズの拡張性にも優れている。つまり、ユニットの自在な直列接続と並列接続が高い自由度で実施できる。図9(c)には、レクテナユニットを2並列×8直列=16ユニットにサイズ拡大する場合の構成例を示している。

これらの特徴は、アンテナの鏡面対称給電構造による波動位相の平衡化、高周波帯回路及び直流回路の一体集積化によって実現した結果である。

図10は、全波整流型レクテナの構成例である。4素子パッチアレーアンテナにより直交偏波受信を行い、更に鏡面対称合成でスロットラインへ平衡変換した後、アンテナと一体集積化したリング結合型全波整流回路で直流変換する。同図(b)は全波整流回路部の拡大図である。

表 4 直交偏波識別の波動信号処理  
Table 4 RF signal processing for detecting orthogonal polarization.

直交偏波識別の波動信号処理	
直線偏波	直交直線偏波受信 → <ul style="list-style-type: none"> <li>・波動信号処理①</li> <li>各直交波動信号のRF検波</li> <li>・波動信号処理②</li> <li>直交波動信号の位相検波</li> </ul>
円偏波	直交直線偏波受信 → <ul style="list-style-type: none"> <li>・波動信号処理③</li> <li>直交波動信号の片方を <math>\pi/2</math> 遅延した後に位相検波</li> <li>・波動信号処理④</li> <li>直交波動信号を <math>\pi/2</math> ハイブリッド回路を介してRF検波</li> </ul>

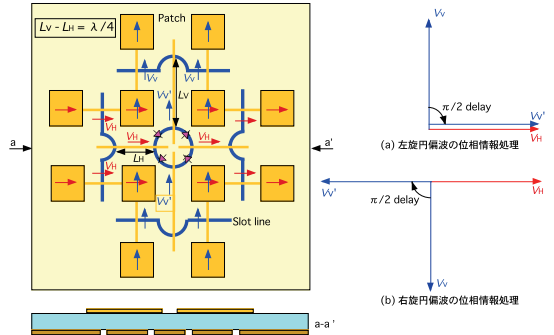


図 12 直交円偏波識別機能アンテナ (表 4 の③)  
Fig. 12 Orthogonal circular polarization detection array antenna for ③ in Table 4.

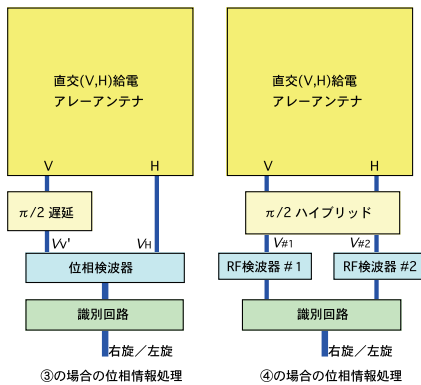


図 11 直交円偏波識別の波動信号処理フロー  
Fig. 11 RF signal processing for detecting orthogonal circular polarization.

### 5.2 直交偏波識別機能アンテナ

3. では、直交偏波切換機能アンテナを紹介したが、本節は、受信した電磁波動信号の直交偏波識別機能の簡便な実現法である。まず容易に考えつくことは、図3の直交4偏波切換アレーアンテナを用いても識別可能であることである。一方、もし直線偏波か円偏波があらかじめ既知の場合には、より大幅に簡易に識別することができる。その波動信号処理の要点を表4に示すとともに、その中の直交円偏波の識別機能アンテナ構成(表4中の③と④に対応)を図11に示す。表4に示すように、いずれの偏波の場合も、まずは直交直線偏波成分を直交受信した後、直線偏波の場合はそれぞれをダイレクトに振幅検波する(①)か、あるいは位相検波する(②)。直交円偏波の識別機能については、上述のように図11の2種類の構成法(表4の③と④に対応)がある。右旋/左旋のいずれの場合でも二つの直交受信波動信号は直交しているためにそのまま検波しても識別不可である。処理③では直交受信した波

動信号のいずれかを  $\pi/2$  遅延の位相調整を行い、処理④では  $\pi/2$  ハイブリッド回路による位相変換によって識別可能となる。

図12には、表4中の③の動作原理に基づく直交円偏波識別アレーアンテナの構成例を示す[13]。12素子のパッチアレーで直交受信した波動信号は、鏡面对称の給電回路構成であるために垂直成分  $V_v$  と水平成分  $V_h$  の平衡信号がそれぞれ得られる。同図では、垂直成分対応の給電系線路に  $\pi/2$  遅延を設定した位相前処理を施す。その位相遅延の後に水平/垂直の波動信号を乗算(位相検波)し、検波結果の正負極性により右旋/左旋の識別をする。ここでは、乗算回路としてスター結線の二重平衡型位相検波器をアレーアンテナに一体集積化している。

以上、自由空間を伝搬する電磁波動の特質(一様性)と直交給電アンテナ、整流回路及び乗算回路の演算機能複合化によって実現する拡張性に優れたレクテナ、更には極めて簡易な直交偏波識別機能アンテナを紹介した。

### 6. むすび

本論文は、高周波波動信号を直接演算処理する波動信号処理技術について、平面アレーアンテナの機能高度化を主な目的とした技術基本構想を提起し、またそれに基づいた具体事例を挙げて概説した。具体的には、電磁波動信号の位相情報処理に焦点を当てて、波動場の特徴を踏まえた位相情報の活用、更にはその変換や制御を中核とした波動信号処理技術である。また、演算処理の高度化と装置の簡易化等に向けて、演算処理機能自体の複合化も重要な技術ポイントである。それ

らを具体化するためには、波動場と演算処理機能部の一体集積化も必須の要件である。

ここで提起した基本構想とその具体的応用事例は、波動信号処理の一つの技術アプローチとして関連する研究開発に少しでも参考となれば幸甚である。

## 文 献

- [1] J. Kovitz, H. Rajagopalan, and Y. Rahmat-Samii, "A novel optimized broadband reconfigurable RHCP/LHCP E-shaped patch antenna," Proc. 2012 IEEE AP-S International Symposium, July 2012.
- [2] B. Kim, B. Pan, S. Nikolaou, Y.S. Kim, J. Papapolymerou, and M.M. Tentzeris, "A novel single-feed circular microstrip antenna with reconfigurable polarization capability," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.56, no.3, pp.603-638, March 2008.
- [3] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, "A reconfigurable patch antenna using switchable slots for circular polarization diversity," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol.12, no.3, pp.96-98, March 2002.
- [4] Y. Wu, C.H. Wu, D.Y. Lai, and F.C. Chen, "A reconfigurable quadri-polarization diversity aperture-coupled patch antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.55, no.3, pp.1009-1012, March 2007.
- [5] F. Feng, E. Nishiyama, and M. Aikawa, "Broad-band circularly polarized ring-slot array antenna for simultaneous use of the orthogonal polarizations," IEICE Trans. Electron., vol.E93-C, no.7, pp.1105-1110, July 2010.
- [6] Y. Ushijima, E. Nishiyama, and M. Aikawa, "Circular polarization switchable microstrip antenna with SPDT switching circuit," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 205.9, July 2010.
- [7] 牛嶋 優, 西山英輔, 相川正義, "直交給電回路を用いた多素子直線偏波マイクロストリップアレーアンテナ," 信学論 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1181-1189, Sept. 2011.
- [8] K. Kawasaki, T. Tanaka, and M. Aikawa, "Ku band second harmonic N-coupled push-push oscillator array using microstrip resonator," IEEE MTT-S International Microwave Symposium, TH1D-3, pp.1182-1185, May 2010.
- [9] K. Kawasaki, T. Tanaka, and M. Aikawa, "A unilaterally coupled push-push oscillator array using sequential injection-locking," 2011 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, WE4A-02, pp.868-871, Dec. 2011.
- [10] M. Aikawa, E. Nishiyama, and T. Tanaka, "Advanced utilization of microwave resonant fields and its applications to push-push oscillators and reconfigurable antennas," IEICE Trans. Electron., vol.E89-C, no.12, pp.1798-1805, Dec. 2006.
- [11] K. Kawasaki, T. Tanaka, and M. Aikawa, "An octa-push oscillator at V-band," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.58, no.7, pp.1696-1702, 2010.
- [12] Y. Ushijima, T. Sakamoto, E. Nishiyama, and M. Aikawa, "Extensible rectifying antenna for large scale integration," 2011 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, WE6E-03, pp.1198-1201, Dec. 2011.
- [13] M.A. Hossain, Y. Ushijima, E. Nishiyama, I. Toyoda, and M. Aikawa, "Orthogonal circular polarization detection patch antenna using double-balanced multiplier," Progress in Electromagnetics Research C, vol.30, pp.65-80, 2012.

(平成 24 年 7 月 30 日受付)



相川 正義 (正員：フェロー)

昭 44 九大・工・電子卒。昭 46 同大大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現 NTT)入社。以来、マイクロ波ミリ波集積回路、MMIC 並びに各種無線装置の開発に従事。平 9 佐賀大・理工・教授。平 24 同退職。佐賀大学名誉教授。工博。平 3 IEEE Microwave Prize。平 6 市村学術賞(功績賞)受賞。IEEE 会員。



西山 英輔 (正員)

昭 62 佐賀大・理工・電子卒。平元同大大学院修士課程了。同年佐賀大・理工・技官, 助手, 助教。平面アンテナの研究に従事。博士(工学)。映像情報メディア学会員, IEEE 各会員。



田中 高行 (正員)

昭 61 佐賀大・理工・電子卒。昭 63 同大大学院修士課程了。同年同大・理工・助手。平 16 同大・理工・講師。工博。マイクロ波回路の研究に従事。映像情報メディア学会, IEEE 各会員。



豊田 一彦 (正員：シニア会員)

昭 60 阪大・工・通信卒。平 2 同大大学院博士後期課程了。工博。同年、日本電信電話株式会社入社。平 2~13 NTT 研究所及び NTT エレクトロニクス(株)にて、三次元 MMIC の研究及び事業化に従事。平 13 より NTT 研究所にて、ミリ波ワイヤレスシステムの研究開発に従事。平 23 より佐賀大教授。平 18 本会エレン賞, 平 22 本会論文賞受賞。IEEE 会員。