

[チュートリアル講演] アンテナパターン多重による 大規模出力・低コスト受信アンテナに関する研究

齋藤 将人[†]

[†] 琉球大学工学部

〒903-0213 沖縄県中頭郡西原町千原 1 番地

E-mail: †masato_saito@m.ieice.org

あらまし 筆者らは、これまで、Single-Input Multiple-Output (SIMO) や Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) および大規模 MIMO における受信アンテナのハードウェアコスト削減法としてアンテナパターン多重 (Antenna Pattern Multiplexing; APM) 技術に着目して研究を行ってきた。本稿では、APM の原理について時変指向性利得として、周波数分割多重および符号分割多重に基づく周期波形を用いて説明を試み、単一のアンテナ系統から、複数の分離可能なアンテナ出力が得られることを示す。

キーワード SIMO, MIMO, 大規模 MIMO, アンテナパターン多重, ESPAR アンテナ, 符号分割多重

On Antenna Pattern Multiplexing for Receive Antennas with Massive Outputs and Reduced Cost

Masato SAITO[†]

[†] Faculty of Engineering, University of the Ryukyus

1 Sembaru, Nishihara, Okinawa, 903-0213 Japan

E-mail: †masato_saito@m.ieice.org

Abstract We have been studied Antenna Pattern Multiplexing (APM) technique suitable for receivers of Single-Input Multiple-Output (SIMO), Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), and massive MIMO systems. APM technique has potential to reduce the hardware cost of the receivers, for example, size of antenna, the number of required cables, cabling cost, calibration cost, maintenance cost, etc. In this paper, we try to explain the principle of APM with time-variable directional gain designed based on Frequency Division Multiplexing (FDM) and Code Division Multiplexing (CDM). Through the paper, we show how to obtain multiple distinguishable antenna outputs from a single Radio Frequency (RF) front-end.

Key words SIMO, MIMO, massive MIMO, Antenna Pattern Multiplexing, ESPAR antenna, Code Division Multiplexing

1. はじめに

ダイバーシチ受信である Single-Input Multiple-Output (SIMO) や Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) において、多数の受信アンテナを用いることにより、通信容量の向上、ビット誤り率など受信品質の改善が可能となる。SIMO および MIMO では、アンテナ数を増加するほど性能が高まることから、アンテナ数を数十から数百用いる Massive MIMO (mMIMO) が検討され、第 5 世代移動通信システム (5G) に採用されている。また、第 6 世代移動通信システム (6G) においても、さらに高性能化された mMIMO が利用されると言われている [1]。

多数の受信アンテナを設置する場合、ハードウェアコストが増加することが問題となる。これは、各受信アンテナで得られる信号間の相関を低くするため、通常、隣接するアンテナは半波長以上間隔をあける必要があるからである。したがって、アンテナ数の増加は、アンテナ設置面積の増大につながる。また、受信アンテナと受信機は伝送線路 (ケーブル) で接続する必要がある。多数の受信アンテナを設置すると、アンテナ数の分ケーブルを配線する必要があるため、配線コストや配線面積が増大する。加えて、多数のアンテナ素子を用いて高精度に指向性形成するためには、必要となる校正や補正、維持にかかるコストもアンテナ数に応じて増加する。上記の問題に対して、

5G では、ミリ波など従来よりも高い周波数の電波を利用することにより解決していると解釈できる。

前述の問題に対して寄生素子（無給電素子）を給電素子の近傍に配置し、寄生素子のリアクタンスを変化することにより指向性を変化させるアンテナを用いた解決法が検討された。この寄生素子付きアンテナは、Electronically Steerable Passive Array Radiator (ESPAR) アンテナとして知られている [2]。ESPAR アンテナでは、複数設置された寄生素子のリアクタンスにより形成される指向性が与えた規範に対して最適になるよう、その組み合わせを探索する、という使用が通常である [3]。寄生素子のリアクタンスは、寄生素子に接続された可変容量素子（バリキャップ）に印加する直流電圧によって制御する。そのため、ESPAR アンテナにおける最適指向性の探索は、直流印加電圧の最適な組み合わせの探索と等しいと言える。ESPAR アンテナでは、指向性を素子間の相互結合により形成するため、素子間距離を半波長よりも短くする必要があり、波長を λ とすると、 $\lambda/8 - \lambda/4$ などの距離が用いられる。よって、通常のアレイアンテナよりも省面積化が可能である。

一定の指向性利得を用いる通常の利用法に対して、リアクタンスを制御する電圧を正弦波として、指向性利得を時間変化させる手法が提案されている。東北大学の陳らは変調散乱素子 (Modulated Scattering Array Antenna; MSAA) を受信アンテナに用いた、2 ブランチの受信ダイバーシチや2 ブランチの MIMO 受信の検討を行った [4]~[7]。MSAA の指向性形成原理や構成は、ESPAR アンテナと同等である。ダイバーシチブランチを生成する原理は、本稿の主題であるアンテナパターン多重 (Antenna Pattern Multiplexing; APM) の原理と同様である。また、Norwegian University of Science and Technology の Bains らは、Rotating antenna という、ESPAR アンテナを用いて形成する複数の固定アンテナパターンを高速に切り替え回転させる手法を提案している [8]。この手法は、元になる指向性を柔軟に形成できる反面、高速切り替えによる歪みの影響が大きいという問題がある。また、生成可能なダイバーシチブランチ数は高々 3 である。NAIST の岡田らは、ESPAR アンテナの指向性を正弦波に基づいて変化させる手法を用いた直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 信号受信、MIMO-OFDM 受信への適用を行った [9], [10]。この研究では、OFDM の直交性を利用した最小のスペクトル広がり度で APM を実現する手法が提案されている。検討されているダイバーシチブランチ数は 3 であり、アンテナ特性は理想化されており、指向性までは考慮されていない。

筆者らは、前述の研究が、可変指向性アンテナ (ESPAR アンテナ) のリアクタンスを周期的に時間変化させることにより、(時間軸上で直交する) 複数のアンテナパターンを多重化させていると考えた。この概念を一般化して APM と呼称し、SIMO/MIMO の受信アンテナサイズの削減と単一の Radio Frequency (RF) フロントエンドでアレイアンテナと同等の受信信号が得られる技術と考え検討を続けている [11]~[21]。APM を ESPAR アンテナで実装することは、複数の異なるアンテナパターンを持ったアンテナを、同時に、同一地点に設置

することと同等と考えている。都市部におけるフェージング対策として、無指向性アンテナを用いるアレイアンテナよりも複数の指向性アンテナを組み合わせる方が有効であると報告されている [22]。このことから、ESPAR アンテナを用いた APM は、ミリ波より長い波長においても利用可能、フェージング環境に適する、ハードウェアコストを抑えられる、という利点を持つ。一方で、実験による十分な検証がなされておらず、実証実験や実用化に向けてはさらなる研究が必要とされる。本稿では、APM の原理について述べる。周期時変指向性利得を想定することにより、どのように (仮想的な) アンテナを構成し、出力を得るのかについて理論的な側面から述べる。本来は、議論する周期時変指向性利得をいかに実現するかが実用上重要であるが、紙面の都合により、割愛した。

2. APM の原理

本節では、APM の原理を説明する。APM では可変指向性アンテナを用いる。加えて、その指向性を常に周期的に変化させることにより、複数のアンテナパターンを同時に形成する。はじめに、指向性を固定する通常使用について示し、次に指向性を時間変化させる場合について述べる。

可変指向性アンテナの複素指向性利得は、通常方位角 ϕ 、仰角 θ 、周波数 f に依存する。さらに、指向性利得を時間変化させる場合、時刻 t にも依存する。以上より、基底帯域におけるアンテナの指向性利得は一般的に $D(\phi, \theta, f, t)$ と表すことができる。しかし、本稿で議論を簡単にするため、方位角のみを考え、指向性利得は周波数特性を持たないものと仮定する。これらの仮定により、アンテナの指向性利得は $D(\phi, t)$ となる。

前述のアンテナに、方向 ϕ_k (ただし、 $k = 1, 2, \dots, N_p$) から、 N_p 個の信号 $r_k(t)$ が到来するものとする。送信源が同一の場合、 $r_k(t)$ はマルチパスの各到来パスに相当する。この時、アンテナ出力 $x(t)$ は、

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N_p} D(\phi_k, t) r_k(t) \quad (1)$$

と表される。すなわち、各到来信号には、到来方向に応じた指向性利得が乗算され、到来信号数分加算されたものがアンテナ出力となる。

2.1 指向性利得が時刻に対して一定である場合

アンテナが無指向性であり、アンテナの姿勢が着目する時間において一定である場合、指向性利得は方位角および時刻によらず一定となる。この時、指向性関数は (時刻に対して) $D(\phi, t) = D$ と表せる。方位角 ϕ に対する指向性利得をアンテナパターンと呼ぶとすると、無指向性アンテナのアンテナパターンは $D(\phi) = D$ ($0 \leq \phi < 2\pi$) と、方向によらず一定となる。

また、可変指向性アンテナを用いて指向性制御を行う場合、何らかの規範 (所望信号電力の最大化、干渉信号電力の最小化など) について最適な指向性利得を導き、その最適性が成り立つ間、同じ指向性利得を使い続ける。すなわち、指向性利得は方位角特性を持つ一方で、時刻によらない関数 ($D(\phi, t) = D(\phi)$) となる。

これらの場合、 N_p 個の到来信号 $r_k(t)$ (ただし、 $k = 1, 2, \dots, N_p$) がアンテナ出力は次のように表される。

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N_p} D(\phi_k) r_k(t) \quad (2)$$

このように、指向性利得が時不変である場合、アンテナパターンも一定となる。よって、指向性の多様性によるダイバーシチ利得を得るためには複数のアンテナシステムを用意する必要がある。

2.2 指向性利得が正弦波の和である場合

次に、指向性利得を正弦波の和からなる周期的な時間関数とした場合について考える。この周期関数における基本周期を T_0 と表し、基本角周波数を $\omega_0 = 2\pi/T_0$ 、基本周波数を $f_0 = 1/T_0$ とする。この時、周波数が基本周波数の整数倍である $2N_s + 1$ の正弦波からなる指向性関数を次式のように仮定する。

$$D(\phi, t) = \sum_{n=-N_s}^{N_s} D_n(\phi) \exp(jn\omega_0 t) \quad (3)$$

ここで、 $D_n(\phi)$ は、角周波数 $n\omega_0$ (周波数 $2\pi n f_0$, $n = -N_s, \dots, N_s$) である複素正弦波の係数を表す。式 (3) は、基本周期 T_0 である、周期関数 $D(\phi, t)$ のフーリエ級数を表す。すなわち、各項は時間 T_0 において直交する。よって、(3) は、アンテナパターン $D_n(\phi)$ が $2N_s + 1$ 個多重していることを示している。この指向性利得 (3) を (1) に代入すると、次式のようなアンテナ出力 $x(t)$ が得られる。

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{n=-N_s}^{N_s} D_n(\phi_k) \exp(jn\omega_0 t) r_k(t) \quad (4)$$

$$= \sum_{n=-N_s}^{N_s} \exp(jn\omega_0 t) \sum_{k=1}^{N_p} D_n(\phi_k) r_k(t) \quad (5)$$

$$= \sum_{n=-N_s}^{N_s} y_n(t) \exp(jn\omega_0 t) \quad (6)$$

ここで、

$$y_n(t) = \sum_{k=1}^{N_p} D_n(\phi_k) r_k(t) \quad (7)$$

とおいた。式 (7) は、周波数 $n f_0$ に現れる受信信号成分を表す。 $y_n(t)$ は、方位角 ϕ_k から到来した信号 $r_k(t)$ に対して、係数 $D_n(\phi_k)$ が乗算されて、到来パス数分加算されたものである。また、(7) は単一のアンテナ出力 (2) と同等である。すなわち、指向性利得を正弦波の和である時間に関する周期関数とした場合、指向性利得を時不変とした場合と同様の出力が特定の周波数に複数現れる。ただし、これらのアンテナ出力を公平に比較することを考えると、指向性利得の係数を適切に正規化する必要がある。(2) と (4) を比較すると、(2) において、 $\sum_{k=1}^{N_p} |D(\phi_k)|^2 = 1$ と正規化した場合、(4) において、 $\sum_{n=-N_s}^{N_s} \sum_{k=1}^{N_p} |D_n(\phi_k)|^2 = 1$ と正規化することが妥当といえる。後者は出力を $2N_s + 1$ 個に分散した分、電力で $1/(2N_s + 1)$ 倍に減少する。各ブランチにおける出力電力は減少するが、出

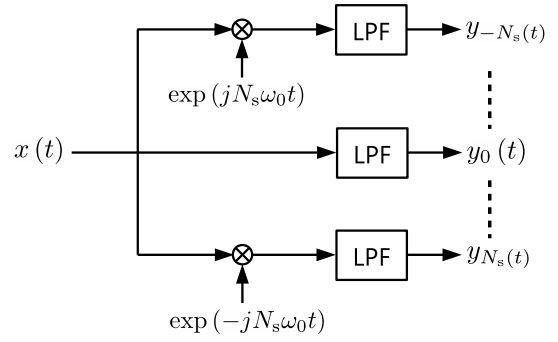


図1 アンテナ出力から多重された受信信号を分離する過程。

力間の相関が小さければダイバーシチ利得は得られる。

アンテナ出力 $x(t)$ から多重された受信信号 $y_n(t)$ を分離する過程のモデル図を図1に示す。周波数 $n f_0$ に現れる信号 $y_n(t)$ を取り出すには、はじめに、アンテナ出力 $x(t)$ に複素正弦波 $\exp(-jn\omega_0 t)$ を乗算する。これは、(6) より、

$$x(t) \exp(-jn\omega_0 t) = \sum_{m=-N_s}^{N_s} y_m(t) \exp(jm\omega_0 t) \exp(-jn\omega_0 t) \quad (8)$$

$$= y_n(t) + \sum_{\substack{m=-N_s \\ m \neq n}}^{N_s} y_m(t) \exp(j(m-n)\omega_0 t) \quad (9)$$

となる。(9) の第2項は、 $y_m(t)$ (ただし、 $m \neq n$) が角周波数 $(m-n)\omega_0$ で周波数変調されたものである。ここで、 ω_0 が $r_k(t)$ の帯域幅よりも十分大きければ、(9) を低域通過フィルタ (LPF (Low Pass Filter)) に入力することにより、所望の信号 $y_n(t)$ だけを取り出すことができる。この過程を $n = -N_s, \dots, N_s$ と $2N_s + 1$ 個並列に実行することにより、 $2N_s + 1$ 個の受信信号成分が得られる。

ここまでの議論を周波数スペクトルの観点から図2を用いて説明を試みる。図2は、それぞれ、(a) 通常の (指向性利得が時不変である) 受信アンテナを用いた場合における受信信号の電力スペクトル、(b) $N_s = 1$ とした場合における特定の方位角 ϕ_k における指向性利得 $D(\phi_k, t)$ の電力スペクトル、(c) アンテナ出力 (6) の電力スペクトル、の模式図を表している。フーリエ変換を $\mathcal{F}[\cdot]$ と表すと、 $R(f) = \mathcal{F}[\sum_{k=1}^{N_p} r_k(t)]$ 、 $Y_n(f) = \mathcal{F}[y_n(t)]$ である。 $R(f)$ は、到来信号 $r_k(t)$ の線形和をフーリエ変換したものであり、(2) のスペクトルを表していると解釈できる。

図2(a) において、ベースバンド信号を仮定しているため、中心周波数は0である。Radio Frequency (RF) 帯においては、受信信号の中心周波数は搬送波周波数と等しくなる。

図2(b) は、複素正弦波 $\exp(jn\omega_0 t)$ のフーリエ変換がインパルス関数となる ($\mathcal{F}[\exp(jn\omega_0 t)] = \delta(\omega - n\omega_0)$) ため、周波数 $n f_0$ ($n = -1, 0, 1$) に、係数 $D_n(\phi_k)$ が乗算されたインパルスが現れる。図ではインパルスの大きさを同一としているが、アンテナ形状、方位角、指向性変化の方法により $D_n(\phi_k)$ の大きさが決まる。

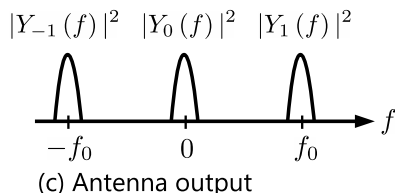
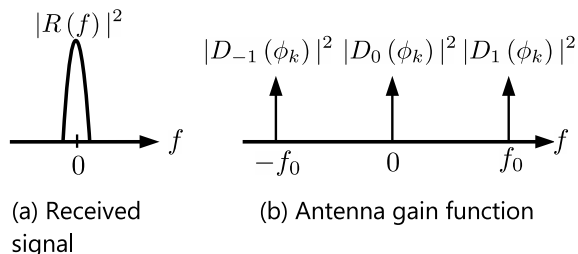


図 2 通常のアンテナで受信した受信信号, 指向性利得 (3), およびアンテナ出力 (6) の電力スペクトル ($N_s = 1$).

図 2(c) は, アンテナ出力 (6) の周波数スペクトルが表されている. 式 (6) が表すように, アンテナ出力は, 到来信号 $r_k(t)$ と正弦波との積で表される. フーリエ変換の性質より, アンテナ出力の周波数スペクトルは, 正弦波のフーリエ変換と $r_k(t)$ のフーリエ変換の畳み込みで表される. そのため, 受信信号スペクトル $R(f)$ が, 本来の受信周波数 0 に加えて $\pm f_0$ にも現れる (周波数シフトされる).

図では, 到来信号 $r_k(t)$ の占有帯域幅を周波数 f_0 より小さく描いている. この条件が成り立つ場合, 前述した, 周波数変調と LPF の組み合わせにより, 図の $Y_{-1}(f)$, $Y_0(f)$, および $Y_1(f)$ を互いに干渉することなく分離できる. 言い換えると, 1 個のアンテナ出力 $x(t)$ から, $2N_s + 1$ 個の分離可能な信号 $y_n(t)$ が得られる. 式 (7) で表される $y_n(t)$ は, 前述の通り, (1) と同じ形をしている. つまり, (3) で表される指向性利得を用いると, 1 個のアンテナ出力から通常のアンテナで得られる出力を $2N_s + 1$ 個分取り出すことができる. これは, 図 2(c) において周波数軸上に現れる各出力を, 別々の仮想的なアンテナから得られた出力とみなすことと言える. 到来信号の受けるフェージングの影響と指向性利得 (3) により形成されるアンテナパターンの多様性にも依存するが, APM により, 最大 $2N_s + 1$ 重ダイバーシチの利得が期待できる.

2.2.1 周波数シフト量の選択と干渉

指向性利得を正弦波とする場合, 周波数シフト量 f_0 を決める必要がある. 本稿では, APM を適用する通信システムについて具体的に言及していないが, f_0 を自由に設定することにより起こりうる問題について述べる.

図 2(c) からも, 周波数シフト量 f_0 は, 受信信号の帯域幅よりも十分大きく取ることが望ましい. また, 通信品質の観点からも, 周波数シフトされた受信信号が他の信号と干渉しないよう, f_0 を選択することが望ましい. 一方で, 実システムで f_0 を大きくしていくと, 周波数シフトされた成分 (図 2(c) における $Y_{-1}(f)$ と $Y_1(f)$) は, 同一システム内の隣接チャンネル (他チャンネル) や他の通信システムに割当てられた周波数帯に現れることになる. また, 指向性利得を正弦波とする場合, 周波数シフト

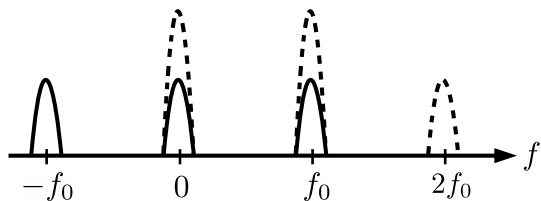


図 3 正弦波の指向性利得により発生する干渉

量を f_0 だけにするのは困難である場合が多く, $\pm f_0$ の両方に受信信号成分が現れることになる. したがって, 周波数シフトによる干渉をすべて避けようとする, 等間隔に $2N_s$ 個の使われていない周波数帯を探すという困難な問題に直面する.

このような理由から, 周波数シフトされた受信信号が, 干渉を受けることを想定する必要がある. 周波数シフト量 f_0 として, f_0 を搬送波周波数とする別チャンネル (別システム) の信号が存在すると仮定した場合におけるアンテナ出力における周波数スペクトルの模式図を図 3 に示す. 図において, 実線で表された 3 個の受信信号スペクトルは所望信号を表し, 図 2(c) と同一の条件を仮定している. 一方, 点線で表された 3 個の受信信号スペクトルは, f_0 を搬送波周波数とする干渉信号のスペクトルを表している. アンテナの周波数特性にも依存するが, ここでは, アンテナが周波数 f_0 における信号も十分受信可能な程度利得を持つと仮定する. すると, 正弦波に基づく指向性利得は, 所望信号だけでなく干渉信号にも作用する. ダイバーシチ受信により所望信号を得る場合, 周波数 0 と $\pm f_0$ に現れる信号成分を取り出し適切に合成する必要がある. ここで, 片方の周波数帯に干渉が存在すると f_0 だけでなく, 本来の利用周波数 0 で受信される信号成分にも干渉の影響が及ぶことが問題となる. この干渉問題は, 通常のアンテナでは生じない, APM 独特の問題である. 筆者らは, この干渉に対して Minimum Mean Square Error (MMSE) 基準に基づく干渉除去法を提案している [21]. しかし, f_0 をどのように選択するか, 干渉信号に関する事前情報が得られない場合に有効な手法, より有効な干渉除去法などさらに検討する余地がある.

2.2.2 既存研究との関係

本節で取り上げた時変指向性利得 (3) において, $N_s = 1$ として, 角周波数 ω_0 を受信信号の帯域幅より十分大きく取ったものが, 既存研究の MSAA および Rotating antenna と見なせる [4]~[8]. また, 岡田らの提案手法は, 指向性利得 (3) において, $N_s = 1$ として, 角周波数 ω_0 を, OFDM または MIMO-OFDM 信号に用いるサブキャリア間隔に 2π を乗じたものとしたものであると解釈できる [9], [10]. 筆者らも, 正弦波に基づく時変指向性利得を前提として, ダイバーシチ受信や MIMO 受信を行った場合における, Bit Error Rate (BER) 特性評価や通信路容量の検討を行った [14], [19]~[21]. また, 実験によりアンテナ出力の評価も行った [12].

これらの手法は, 指向性利得のスペクトル形状 (図 2(b)) からも, 異なるアンテナパターンを周波数分割多重 (Frequency Division Multiplexing; FDM) あるいは OFDM の原理に基づき多重したものと考えることができる. 筆者らは, これらを一

般化した方法として、Code Division Multiplexing (CDM) の原理に基づき多重化する手法が可能ではないかと考えた [19], [20]. 次節では、時変指向性利得が複数の直交関数の和で表される、CDM に基づく APM について説明する。

2.3 指向性利得が時間直交関数の和である場合

前節で検討した、FDM に基づく APM の場合、基本周波数の整数倍である正弦波は基本周期 T_0 に関して互いに（時間領域で）直交することを根拠に多重化され、受信信号の分離を行う。信号の多重方式には、FDM の他に、時間分割多重 (Time Division Multiplexing; TDM) と CDM がある。APM に TDM を適用する場合、アンテナ係数を一定時間毎に切り替えることになるため、受信信号が不連続となり実用的でない。前述の Rotating Antenna は、TDM と FDM の併用とみなすことができるが、指向性を切り替えることによりスペクトルが広がる問題がある [8]. これに対して、CDM は、互いに直交する筆者らは、これらを一般化した方法として、Code Division Multiplexing (CDM) の原理に基づき多重化する手法の検討を行っている [19]. すなわち、時変指向性利得として、時間 T_0 に関して互いに直交する符号関数を複数重ね合わせた関数を用いる。また、正弦波と同様に周期 T_0 で同じ関数を繰り返す。この時、(3) に相当する時変指向性利得は、一般的に

$$D(\phi, t) = \sum_{n=1}^{N_f} D_n(\phi) f_n(t) \quad (10)$$

と表される。ここで、 N_f は多重する関数の数であり、 $f_n(t)$ は、時間 T_0 における正規直交関数であるため、

$$\frac{1}{T_0} \int_{T_0} f_n(t) f_m^*(t) dt = \begin{cases} 1 & (n = m) \\ 0 & (n \neq m) \end{cases} \quad (11)$$

を満たす。ここで、 $n, m = 1, 2, \dots, N_f$ であり、 $f_m^*(t)$ とは関数 $f_m(t)$ の複素共役を表す。(10) において、 $D_n(\phi)$ は n 番目の直交関数 $f_n(t)$ が形成するアンテナパターンを表す。これは、 n 番目の仮想アンテナの指向性と言える。

正規直交関数は CDM における拡散符号に相当する。 $f_n(t)$ の符号長（符号当たりのチップ数）を N_c とすると、多重化可能な直交関数（符号数）は N_c となる。この時、 $N_c = N_f$ であり、APM における仮想アンテナ数が最大となる。(3) と (10) を比較すると分かるように、(10) において、 $f_n(t)$ を複素正弦波（例えば $\exp(jn\omega_0 t)$ ）と置いたものが (3) であることが分かる。このことから、CDM に基づく APM は、FDM に基づく APM を包含するといえる。

指向性利得を (10) とした場合における、アンテナ出力信号 $x(t)$ は、(1) に (10) を代入することで

$$x(t) = \sum_{k=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_f} D_n(\phi) f_n(t) r_k(t) \quad (12)$$

$$= \sum_{n=1}^{N_f} f_n(t) \sum_{k=1}^{N_p} D_n(\phi) r_k(t) \quad (13)$$

$$= \sum_{n=1}^{N_f} y_n(t) f_n(t) \quad (14)$$

と表すことができる。ここで、

$$y_n(t) = \sum_{k=1}^{N_p} D_n(\phi) r_k(t) \quad (15)$$

と置いた。この信号 $y_n(t)$ が n 番目の仮想アンテナから得られる出力である。個々の $y_n(t)$ を取り出すためには、アンテナ出力 $x(t)$ に $f_n^*(t)$ を乗算する。この演算は、(14) を用いて、

$$\begin{aligned} x(t) f_n^*(t) &= \sum_{m=1}^{N_f} y_m(t) f_m(t) f_n^*(t) \end{aligned} \quad (16)$$

$$= y_n(t) + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{N_f} y_m(t) f_m(t) f_n^*(t) \quad (17)$$

と表すことができる。ここで、あらゆる時刻 t において $|f_n(t)|^2 = 1$ が成り立つと仮定した。(17) と (9) を比較すると、(9) の第 2 項は（適切な ω_0 を選択することにより）LPF で完全に除去できるのに対して、(17) の第 2 項は LPF を通したとしても必ずしも除去できる保証が無く、干渉成分が残留するという違いがある。通信に CDM を用いる場合、拡散符号を乗算するタイミング同期が干渉抑圧という観点から重要である。一方、APM では、拡散符号で受信信号スペクトルを拡散する部分と逆拡散により受信信号を分離する部分が同じ受信機内に存在するため、拡散符号のタイミング同期確立は比較的用意である。図 4 に、(17) で示した復号過程及び LPF を用いた、受信信号を取り出す過程をモデル化した図を示す。また、CDM に基づく APM を用いた場合における受信信号スペクトルを図 5(a) に、指向性利得 (10) のスペクトルを図 5(b) に、アンテナ出力の電力スペクトルの模式図を図 5(c) に、それぞれ示した。図 5(b) におけるスペクトル形状は、直交関数 $f_n(t)$ のパルス形状や用いる拡散符号に依存する。本方式に適したパルス形状や拡散符号についてはほとんど検討されていないため今後の課題である。CDM は前述したように、受信信号に干渉が存在するが、本質的に干渉耐性がある多重方式であるため、基本周波数 f_0 （基本周期 T_0 ）の選択は比較的自由度が高い。また、拡散符号長 N_c および拡散符号数 N_f を増加することにより、仮想アンテナ数を増加させることができる。

CDM を元にした APM（これは FDM を元にした場合を包含する）について、符号関数が形成するアンテナパターン（(10) における $D_n(\phi)$ ）が理想的であった場合^(注1)において、平均 Signal-to-Noise power Ratio (SNR) に対する通信容量を導出した [19]. APM により、到来信号数 N_p が増加するにつれ通信容量が増加するパスダイバーシチ利得が観測された。また、通信容量は APM の多重数（符号数）を増加することにより改

(注1)：そのようなアンテナパターンをどのように実現するかは別の問題として
いる。

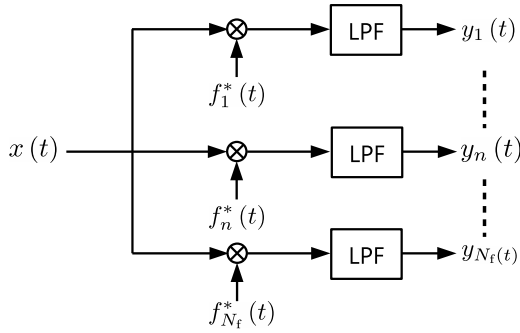


図 4 CDM に基づく APM における受信信号を分離する過程.

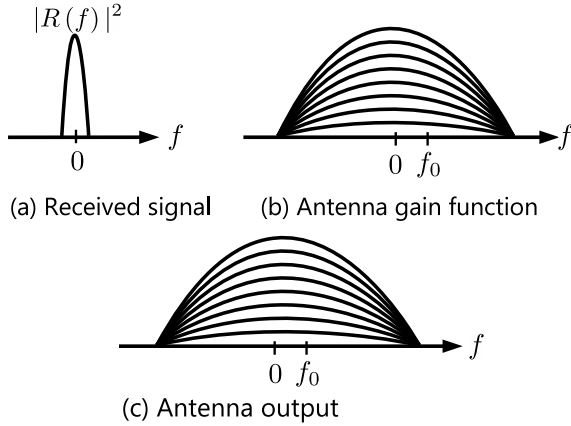


図 5 CDM に基づく APM における受信信号, 指向性利得 (10), およびアンテナ出力 (17) の電力スペクトル ($N_f = 8$)

善する.

3. おわりに

本稿では, 単一 RF フロントエンドであっても, 同一地点に複数の仮想アンテナを設置したことで同等の効果が得られる APM の原理を説明した. 時変指向性利得の有効性を述べ, FDM および CDM に基づく APM について詳しく述べた.

今後は, 時変指向性利得の実現方法について ESPAR アンテナを用いて理論と実験を用いてより詳細に検討する.

謝 辞

本研究の一部は, JSPS 科研費 20K04468 の助成を受けて行われた. また, 名古屋大学未来材料・システム研究所における共同研究として実施された. 本研究の遂行に関しては, 当研究室に在籍した学生のみなさんから多大な協力を得たことに深謝する.

文 献

[1] 株式会社 NTT ドコモ, “ホワイトペーパー 5G の高度化と 6G,” July 2020. 2020 年 7 月 (2.0 版).

[2] T. Ohira and K. Gyoda, “Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming,” Proc. 2000 IEEE Intl. Conf. on Phased Array Syst. and Tech., pp.101–104, 2000.

[3] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira, and N.C. Karmakar, “Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.52, no.7, pp.1819–1832, July 2004.

[4] Q. Yuan, M. Ishizu, Q. Chen, and K. Sawaya, “Modulated scattering array antenna for mobile handset,” IEICE Electron. Express, vol.2, no.20, pp.519–522, Oct. 2005.

[5] Q. Chen, L. Wang, T. Iwaki, Y. Kakinuma, Q. Yuan, and K. Sawaya, “Modulated scattering array antenna for MIMO applications,” IEICE Electron. Express, vol.4, no.23, pp.745–749, Dec. 2007.

[6] L. Wang, Q. Chen, Q. Yuan, and K. Sawaya, “Diversity performance of modulated scattering antenna array with switched reflector,” IEICE Electron. Express, vol.7, pp.728–731, 2010.

[7] L. Wang, Q. Chen, Q. Yuan, and K. Sawaya, “Numerical analysis on MIMO performance of the modulated scattering antenna array in indoor environment,” IEICE Trans. Commun., vol.E94–B, pp.1752–1756, June 2011.

[8] R. Bains and R. Muller, “Using parasitic elements for implementing the rotating antenna for mimo receivers,” IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.7, pp.4522–4533, July 2008.

[9] S. Tsukamoto, T. Kozu, and M. Okada, “Single-RF diversity for OFDM system using ESPAR antenna with periodically changing directivity,” 2nd Intl. Symposium on Radio Systems and Space Plasma, pp.83–86, Aug. 2010.

[10] D.J.R. Chisaguano, Y. Hou, T. Higashino, and M. Okada, “Low-complexity channel estimation and detection for mimo-ofdm receiver with espar antenna,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol.65, pp.8297–8308, 2016.

[11] W. Arita and M. Saito, “Novel receive diversity scheme using espar antenna and arbitrary frequency band,” Proc. IEEE VTC-Fall 2012, pp.1–5, Sept. 2012.

[12] Y. Idoguchi and M. Saito, “Evaluation of antenna with periodically variable directivity,” Proc. 2014 APMC, pp.345–347, Nov. 2014.

[13] Y. Idoguchi and M. Saito, “A study on received signal spectrum of antenna with periodically variable directivity,” Proc. ISAP2014, pp.403–404, Dec. 2014.

[14] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた MIMO 通信におけるアンテナパターンの相関が通信容量に与える影響,” 信学技報, vol.115, no.364, pp.133–138, Dec. 2015.

[15] 井戸口勇介, 齋藤将人, “周期時変アンテナパターンを用いた単一 RF 回路 MIMO 受信の検討,” 信学技報, vol.115, no.286, pp.249–254, Nov. 2015.

[16] A. Dia and M. Saito, “A study on channel capacity of mimo systems with a receiver with antenna pattern modulation,” Proc. ISAP2017, pp.1–2, Oct. 2017.

[17] H. Tomoda, K. Kawano, and M. Saito, “A study on reactance time sequence for 2-element antenna with periodically variable antenna pattern,” Proc. ISAP2017, pp.1–2, Oct. 2017.

[18] K. Kawano and M. Saito, “Periodic reactance time functions for 2-element ESPAR antennas applied to 2-output SIMO/MIMO receivers,” IEICE Trans. Commun., vol.E102–B, no.4, pp.930–939, 2019.

[19] M. Saito, “Antenna pattern multiplexing for enhancing path diversity,” pp.1–16, IntecOpen, London, Sept. 2019. <https://www.intechopen.com/books/advances-in-array-optimization/antenna-pattern-multiplexing-for-enhancing-path-diversity>

[20] 齋藤将人, “スマート無線に向けたアンテナパターン多重技術,” 信学技報, pp.55–59, Dec. 2019.

[21] N. Kinjo and M. Saito, “Diversity reception and interference cancellation for receivers using antenna with periodically variable antenna pattern,” IEICE Trans. Fundamentals., pp. •••••, (Submitted).

[22] 池上文夫, 竹内 勉, 吉田 進, “都市内移動通信における指向性ダイバーシチ枝の特性,” 電子通信学会論文誌, vol.J69–B, no.8, pp.823–832, Aug. 1986.