

時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーの スイッチ切換方法に関する検討*

古賀 健一^{†,††a)} 菊間 信良^{††} 平山 裕^{††} 榊原久二男^{††}
古池 竜也[†] 岩下 明暁[†] 水野 善之[†]

A Study of Switching Methods for an Adaptive Array with a Single Receiver Using Time-Division Multiplexing*

Ken-ichi KOGA^{†,††a)}, Nobuyoshi KIKUMA^{††}, Hiroshi HIRAYAMA^{††},
Kunio SAKAKIBARA^{††}, Tatsuya KOIKE[†], Hiroaki IWASHITA[†],
and Yoshiyuki MIZUNO[†]

あらまし 従来のアダプティブアレーアンテナでは、フィルタ、アンプ、ダウンコンバータ、A-D コンバータ等の回路がアンテナごとに必要となるため、単一アンテナのシステムと比較し大規模なアナログ回路が必要となるという課題が存在する。これを解決するために、スイッチによる時分割多重を用い、フィルタ以外を共用し1系統化することで、アナログ回路を削減する手法について検討を行った。過去の検討では、スイッチ ON 時間を長くとする場合に生じる各アンテナの受信信号の混合を除去する方法について定式化し、シミュレーションにより効果を確認した。本論文では混合を除去するのではなく、受信信号に応じてスイッチの切換順序を適切に制御することで、信号対雑音比を高める方法を提案する。そして、シミュレーションにより従来法と提案法の特徴を比較し、提案法の有効性を明らかにする。

キーワード 時分割多重, 切換スイッチ, アダプティブアレー, 単一受信機, アナログ回路削減

1. ま え が き

近年、無線 LAN、携帯電話、地上デジタル放送のモバイル受信機等、アダプティブアレーアンテナを応用した無線機器の使用が日常化してきており、これら無線機器の低コスト化の必要性がますます高まってきた。しかし、アダプティブアレーアンテナは原理的にフィルタ、アンプ、ダウンコンバータ、A-D コンバータ等のアナログ回路がアンテナ数分必要となるため、単一アンテナの無線通信システムと比較すると高コストになるという課題が存在する。

これを解決する方法として、スイッチによる時分割多重を用いアナログ回路を削減する方法（本論文では C-TDM-AAA : Conventional Time-Division Multiplexing Adaptive Array Antenna と呼ぶ）が過去に提案されている [1]~[4]。

文献 [1] では、各アンテナ系統をスイッチで切り換え、時分割多重を行うことでアナログ回路を共用し、回路規模を削減した CMA (Constant Modulus Algorithm) アダプティブアレー [8] の構成方法が示されている。文献 [2] では、スイッチによる時分割多重を用いた MMSE (Minimum Mean Square Error) アダプティブアレー [8] において、タップ付き遅延線を加えることで SINR (Signal to Interference and Noise Ratio) が改善することが示されている。しかし、文献 [1], [2] では、各アンテナ系統をスイッチで切り換える際に高調波が発生することについては言及されていない。文献 [3], [4] では、各アンテナ系統をスイッチで切り換える際に発生する高調波の影響について検討さ

[†] (株) 東海理化開発部, 愛知県

R&D Division, Tokai Rika Co., Ltd., Oguchi-cho, Niwa-gun, Aichi-ken, 480-0195 Japan

^{††} 名古屋工業大学大学院情報工学専攻, 名古屋市

Department of Computer Science and Engineering, Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan

a) E-mail: kenichi.koga@exc.tokai-rika.co.jp

* 本論文は、アンテナ・伝播研究専門委員会推薦論文である。

れている．更に，無線通信システムの使用する帯域幅とスイッチ切換速度，サンプリング速度が満たすべき条件に関して詳細に検討がなされており，適切なタイミングでスイッチ切換，サンプリングを行った場合，各アンテナの受信信号が完全に再生可能であることが示されている．しかし，文献[3]では，受信回路に備えられたフィルタにより，スイッチ切換により発生した高調波が帯域制限された場合の影響については検討されていない．

文献[4]では，各アンテナ系統と共用化されたアナログ回路を接続するスイッチの ON 時間が非常に短い場合に限定して検討がなされており，スイッチでの損失が非常に大きいという課題がある．このため，アンプにより高い性能が要求されることになる．加えて，文献[4]では各アンテナ系統に設けられていたアンプを，更なるアナログ回路削減を目的に共用化する場合，再生された受信信号の SNR (Signal-to-Noise Ratio) に著しい劣化が生じてしまう．スイッチの ON 時間が短い理由は，発生した高調波がフィルタにより帯域制限された状態でスイッチの ON 時間を長くすると，各アンテナの受信信号が混合されるためである．そこで我々は，スイッチの ON 時間が任意であったとしても，後処理を工夫することで各アンテナの受信信号を分離し，完全に再生可能とする方法 (M-TDM-AAA : Modified Time-Division Multiplexing Adaptive Array Antenna) を過去に提案した[5]．M-TDM-AAA ではスイッチの ON 時間を任意に設定可能であるため，スイッチ ON 時間を最大限に長くすることで，時分割多重による SNR の劣化を低減することが可能となる．

本論文では，各アンテナの受信信号の混合を除去するのではなく，混合を積極的に利用することで SNR を更に改善する方法[6],[7]を提案する．提案法では，これまでアンテナ番号順であったスイッチの切換順序を，受信信号に応じて適切に変更する．具体的には，現在スイッチで接続されているアンテナの受信信号と，スイッチ切換により次に接続されるアンテナの受信信号の位相差がなるべく小さくなるようスイッチ切換順序を決定する．これにより，混合量が最も大きいスイッチ切換前後の信号がほぼ同位相で混合されるため，受信信号の強度が向上する．したがって，M-TDM-AAA と比較し SNR が更に改善される．提案法の有効性については，計算機シミュレーションを用いた評価により明らかにする．

以下は本論文の構成である．まず 2. で，TDM-

AAA の信号処理の過程を説明しながら，受信信号の定式化を行う．次に 3. で，スイッチの ON 時間が長い場合に各アンテナの受信信号が混合される理由を説明する．4. では，TDM-AAA においては受信波の到来方向により受信電力が変化することを説明し，その理由について考察する．そして 5. で切換順序を変更する場合の受信信号について定式化を行い，6. でスイッチ切換順序を最適化する方法と，その手順を示す．7. では，計算機シミュレーションにより特性を比較し，提案法の有効性を明らかにする．8. では，TDM-AAA と通常のアダプティブアレーアンテナ (C-AAA : Conventional Adaptive Array Antenna) の出力 SNR を比較し，TDM-AAA の適用範囲について考察する．最後に，9. でまとめと今後の課題を述べる．

2. 時分割多重を用いた単一受信機の受信信号の定式化

本検討における TDM-AAA の構成は図 1 のとおりである．各アンテナに必要とされるのは通過帯域幅 W の RFBPF1 (Radio Frequency Band Pass Filter 1) のみであり，その他の回路ブロックはすべて共用される．本章では，図 1 の構成の TDM-AAA における信号処理の過程を説明し，受信信号を定式化する．

アンテナの個数を K (K は任意の奇数) とする． k 番目のアンテナ ($k = -\mu, -\mu+1, -\mu+2, \dots, \mu; \mu \equiv \frac{K-1}{2}$) の受信信号は次式のように表される．

$$f_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

ここに， $f_k(t)$ は k 番目のアンテナにおける受信ペー

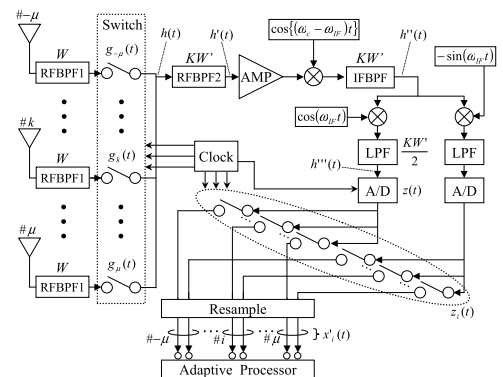


図 1 時分割多重を用いる単一受信機の構成
Fig. 1 Configuration of single receiver using time-division multiplexing.

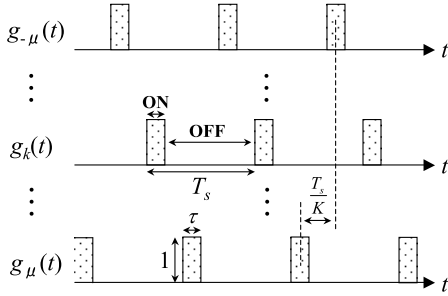
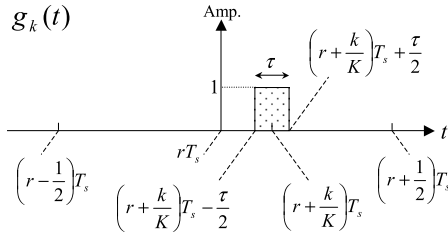

 図 2 スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の時間波形

Fig. 2 Timedomain waveform of switch control.


 図 3 スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の r 番目の時間波形
 Fig. 3 The r -th timedomain waveform of switch control.

スパンド信号である。また、 $\cos(\omega_c t)$ は搬送波を表し、 ω_c は搬送波の角周波数を表す。 $f_k(t)$ の周波数帯域幅 W'' は W より小さいため、受信信号は帯域幅 W の RFBPF1 をそのまま通過し、スイッチへと向かう。 k 番目のスイッチを図 2、図 3 のように方形波状に ON 時間 τ 、周期 T_s で切換を行うとすると、このスイッチ制御信号 $g_k(t)$ は次式により表される。

$$g_k(t) \equiv \begin{cases} 1, & \text{if } (r + \frac{k}{K})T_s - \frac{\tau}{2} < t < (r + \frac{k}{K})T_s + \frac{\tau}{2} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2)$$

ここに r は任意の整数である。スイッチ切換周波数を W' ($W' = \frac{1}{T_s}$) と定義すると、スイッチ切換周期 T_s は $W' > W$ を満たすよう適切に設定する必要がある。式 (2) はフーリエ級数展開の形式で次式のように表すことが可能である。

$$g_k(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{k,n} \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \quad (3)$$

$$C_{k,n} \equiv \Psi \text{sinc}(\pi n \Psi) \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} k n\right) \quad (4)$$

$$\Psi \equiv \frac{\tau}{T_s} \quad (5)$$

ここに、 n はスイッチ切換周波数 W' の n 倍高調波成

分を表す整数である。 n の範囲は $-\infty$ から ∞ となっており、 $g_k(t)$ は無限の帯域幅を有する信号であることが分かる。各アンテナの受信信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ はスイッチ通過時に $g_k(t)$ を乗算された後、 K 個のアンテナからの信号が合成される。合成された信号を $h(t)$ とすると、次式で表される。

$$h(t) \equiv \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (6)$$

そして、RFBPF2 で帯域制限されると $h'(t)$ となり、次式のように表される。

$$h'(t) \equiv \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) \cos(\omega_c t) \quad (7)$$

$$g'_k(t) \equiv \sum_{n=-\mu}^{\mu} C_{k,n} \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \quad (8)$$

ここに、RFBPF2 は周波数帯域幅が KW' である理想フィルタとする。よって、 $h'(t)$ の周波数帯域幅は KW' となる。 $g'_k(t)$ は、スイッチ制御信号 $g_k(t)$ が周波数帯域幅 $KW'/2$ の LPF で帯域制限された場合に生じる信号である。RFBPF2 の出力 $h'(t)$ が式 (7) で表される理由については付録 1. に示す。

RFBPF2 を通過した信号 $h'(t)$ は、アンプで増幅され、IF (Intermediate Frequency) 周波数にダウンコンバートされ、IFBPF を通過し IF 信号となる。今、アンプの増幅やフィルタの損失を無視し、アンプでは雑音の付加のみ行われるとすると、IF 信号 $h''(t)$ は次式のように表される。

$$h''(t) \equiv \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t) g'_k(t) \cos(\omega_{IF} t) + \sum_{n=-\mu}^{\mu} \aleph_n(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \cos(\omega_{IF} t) \quad (9)$$

ここに、 $\aleph_n(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \cos(\omega_{IF} t)$ は中心周波数が IF 周波数に対し $W'n (= n/T_s)$ 異なり、帯域幅が W' であるホワイトガウスノイズを表す。すなわち $\aleph_n(t) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} n t\right) \cos(\omega_{IF} t)$ は、IFBPF の通過帯域幅 KW' を K 個の帯域に分割した場合の、それぞれの帯域における雑音を表す。したがって、各 $\aleph_n(t)$ はそれぞれ無相関である。

IF 信号は、ベースバンドへ直交ダウンコンバートされる。このベースバンド信号を $h'''(t)$ とおくと、ミク

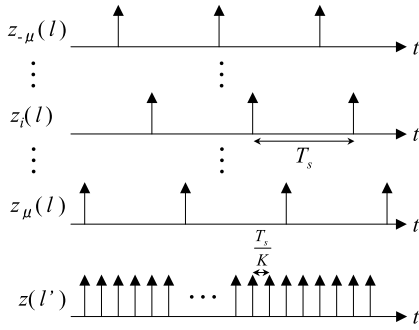


図4 サンプルング信号 $z_i(l)$ の時間波形
Fig. 4 The timedomain waveform of sampling.

サやフィルタの損失を無視すれば次式で表される。

$$h'''(t) \equiv \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t)g'_k(t) + \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}nt\right)\aleph_n(t) \quad (10)$$

信号 $h'''(t)$ は A-D コンバータにおいて周期 T_s でサンプリングされる。このサンプリング信号 $z_i(l)$ ($i = -\mu, -\mu+1, -\mu+2, \dots, \mu$) は次式のように表される。

$$z_i(l) \equiv \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta\left\{t - T_s\left(l + \frac{i}{K}\right)\right\} \quad (11)$$

$z_i(l)$ は図4のように、それぞれ T_s/K ずつタイミングのずれた信号であり、図2に示したスイッチ制御信号 $g_k(t)$ の ON 時間のちょうど中心でサンプリングを行う信号である。実際には、A-D コンバータは次式で表される $z(l')$ でサンプリングを行う。

$$z(l') \equiv \sum_{i=-\mu}^{\mu} z_i(l) = \sum_{l'=-\infty}^{\infty} \delta\left(t - \frac{T_s}{K}l'\right) \quad (12)$$

さて、 $h'''(t)$ を $z_i(l)$ でサンプルした信号を $x_i(l)$ とすると、次式のように表される。

$$x_i(l) \equiv z_i(l)h'''(t) \quad (13)$$

$$= z_i(l) \left\{ \sum_{k=-\mu}^{\mu} f_k(t)g'_k(t) + \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{T_s}nt\right)\aleph_n(t) \right\} \quad (14)$$

この $x_i(l)$ が、TDM-AAA で得られる受信信号である。ただし、 $h'''(t)$ の周波数帯域幅 KW' に対し、サンプリング信号 $z_i(l)$ の周波数は $W' (= \frac{1}{T_s})$ なのでエイリアシングが生じる。このため、式(14)は展開し整理することができ、次式のように表される。

$$x_i(l) = z_i(l) \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) \{C_{kn}f_k(t) + \aleph_n(t)\} \quad (15)$$

式(14)から式(15)を導出する過程については、付録2.を参照されたい。サンプリング信号 $z_i(l)$ は、図4に示すように、サンプルタイミングが $\frac{T_s}{K}$ ずつ異なる。しかし、アダプティブアレー理論は同時にサンプルした信号を対象としているため、このままでは $x_i(l)$ に通常のアダプティブ処理を行えない。よって、リサンプル部 (= アップコンバート部 + ナイキストフィルタ部 + デシメーション部) で再標本化を行うことで $z_i(l)$ は $z_0(l)$ となり、各信号のサンプルタイミングは同時となる。 $x_i(l)$ がエイリアシングについて整理され、再標本化された信号 $x'_i(l)$ は次のように表される。

$$\begin{aligned} x'_i(l) &= z_0(l) \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) \{C_{kn}f_k(t) + \aleph_n(t)\} \\ &= \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j\frac{2\pi}{K}in\right) \{C_{kn}f_k(l) + \aleph_n(l)\} \end{aligned} \quad (16)$$

$$f_k(l) = f_k(t)z_0(l) = f_k(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_sl) \quad (17)$$

$$\aleph_n(l) = \aleph_n(t)z_0(l) = \aleph_n(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_sl) \quad (18)$$

式(16)は行列形式で表現することができ、次式のよう表される。

$$\mathbf{X}(l) = \mathbf{\Lambda}\mathbf{F}(l) + \mathbf{\Gamma}_+\mathbf{\aleph}(l) \quad (19)$$

$$\mathbf{X}(l) \equiv \left[x'_{-\mu}(l), \dots, x'_i(l), \dots, x'_\mu(l) \right]^T \quad (20)$$

$$\mathbf{F}(l) \equiv \left[f_{-\mu}(l), \dots, f_k(l), \dots, f_\mu(l) \right]^T \quad (21)$$

$$\mathbf{\aleph}(l) \equiv \left[\aleph_{-\mu}(l), \dots, \aleph_n(l), \dots, \aleph_\mu(l) \right]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{\Lambda} \equiv \Psi\mathbf{\Gamma}_+\mathbf{S}\mathbf{\Gamma}_- \quad (23)$$

$$\mathbf{\Gamma}_+ \equiv \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)^2\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)n\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)\mu\}} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{i(-\mu)\}} & & e^{j\frac{2\pi}{K}\{in\}} & & e^{j\frac{2\pi}{K}\{i\mu\}} \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu(-\mu)\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu n\}} & \dots & e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu^2\}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{S} \equiv \begin{bmatrix} \text{sinc}(-\mu\pi\Psi) & & O \\ & \ddots & \\ & & \text{sinc}(n\pi\Psi) \\ O & & & \text{sinc}(\mu\pi\Psi) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\mathbf{\Gamma}_- \equiv \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)^2\}} \dots e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)k\}} \dots e^{j\frac{2\pi}{K}\{(-\mu)\mu\}} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{n(-\mu)\}} \quad e^{j\frac{2\pi}{K}\{nk\}} \quad e^{j\frac{2\pi}{K}\{n\mu\}} \\ \vdots \\ e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu(-\mu)\}} \dots e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu k\}} \dots e^{j\frac{2\pi}{K}\{\mu^2\}} \end{bmatrix} \quad (26)$$

ここに、 $\mathbf{X}(l)$ は TDM-AAA の受信信号を表す K 次列ベクトルである。また、 \mathbf{S} は K 次対角行列、 $\mathbf{\Gamma}_-$ は K 次正方行列であり、 $\Psi\mathbf{S}\mathbf{\Gamma}_-$ は式 (16) の $C_{k,n}$ 、すなわちスイッチ切換で発生する高調波成分を表す行列である。 K 次正方行列である $\mathbf{\Gamma}_+$ は式 (16) の $\exp(j\frac{2\pi}{K}in)$ 、すなわち A-D コンバータで発生するエイリアシングによる位相変化を表す。なお、アンテナの個数 K は任意の奇数としたが、偶数であってもよい。ただし、 K を偶数とする場合には、 $-\mu$ から μ の整数としていたアンテナ番号 k を修正する必要がある。例えば、 $K=4$ の場合には、 $k = -1.5, -0.5, 0.5, 1.5$ とすれば式 (19) は成立する。

3. 時分割多重を用いた単一受信機における各アンテナの受信信号の混合

式 (19) を見ると、雑音を見捨れば TDM-AAA の受信信号ベクトル $\mathbf{X}(l)$ は、各アンテナの受信ベースバンド信号ベクトル $\mathbf{F}(l)$ に K 次正方行列 $\mathbf{\Lambda}$ を乗算した形となっている。よって、 $\mathbf{\Lambda}$ が対角行列、すなわち非対角要素が 0 である場合には、各アンテナの受信信号ベクトル $\mathbf{F}(l)$ の各要素がそれぞれ定数倍されたものが TDM-AAA の受信信号ベクトル $\mathbf{X}(l)$ となるので、各アンテナの受信信号は混合されないことが分かる。実際には、式 (23) のように $\mathbf{\Lambda}$ の非対角要素は 0 ではないため、 $\mathbf{X}(l)$ の要素は $\mathbf{F}(l)$ の各要素の線形結合となり、各アンテナの受信信号は混合された状態となっている。したがって、 $\mathbf{\Lambda}$ は各アンテナの受信信号の混合状態を表す行列といえる。

受信信号の混合は、RFBPF2 での帯域制限により発生する。式 (6)、式 (7) のように、スイッチ切換後の信号 $h(t)$ は RFBPF2 で帯域制限され $h'(t)$ となる。

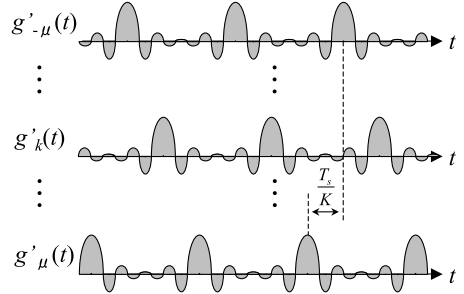


図 5 帯域制限されたスイッチ制御信号 $g'_k(t)$ の時間波形
Fig.5 Bandwidth limiting timedomain waveform of switch control.

この際、スイッチ制御信号 $g_k(t)$ は $g'_k(t)$ へと変化する。 $g'_k(t)$ の時間波形は、図 5 のようにリプルが発生し、他のアンテナが接続されている時間にも応答が生じている。このため、各アンテナの受信信号は混合されてしまうのである。

しかし、スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の ON 時間 τ が非常に短い場合には、受信信号の混合は生じない。今、スイッチ ON 時間が非常に短い、 $\tau \approx 0$ の場合を考える。このとき、 $\Psi = \frac{\tau}{T_s} \approx 0$ となるので、 $\text{sinc}(n\pi\Psi) \approx 1$ より $\mathbf{S} \approx \mathbf{I}$ (\mathbf{I} は単位行列) が導かれる。よって、雑音を見捨ると式 (19) は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(l) &= \mathbf{\Lambda}\mathbf{F}(l) \approx \Psi\mathbf{\Gamma}_+\mathbf{\Gamma}_-\mathbf{F}(l) \\ &\approx \frac{\tau}{T_s}K\mathbf{F}(l) \quad (\because \text{式 (5)}, K\mathbf{I} = \mathbf{\Gamma}_+\mathbf{\Gamma}_-) \end{aligned} \quad (27)$$

このように、スイッチの ON 時間が非常に短い場合には $\mathbf{\Lambda}$ は対角行列となり、TDM-AAA の受信信号ベクトル $\mathbf{X}(l)$ は各アンテナの受信ベースバンド信号ベクトル $\mathbf{F}(l)$ のスカラー倍となるので、各アンテナの受信信号は混合されない。したがって、スイッチ ON 時間 τ を長くすることにより受信信号の混合が生じていることが分かる。

一見、この考察結果は図 5 に関する説明と矛盾するように思える。しかし、 $\tau \approx 0$ 、すなわち $g_k(t)$ がデルタ関数とみなせる場合には $g'_k(t)$ は sinc 関数となるため、 $z_i(l)$ のサンプルタイミングにおいて $k \neq i$ である $g'_k(t)$ はちょうどゼロクロスすることになり、受信信号の混合は生じないのである [4]。一方、式 (27) を見ると、 $\mathbf{X}(l)$ に含まれる $\mathbf{F}(l)$ の大きさは τ に比例することが分かる。このことから、スイッチにおける電力損失を抑制するには τ をなるべく大きくすること、つまりスイッチが常にいずれかのアンテナに接続されていることが望ましいと予想される。

4. 時分割多重を用いる単一受信機における受信電力の到来方向による変化

アレー形状が半波長等間隔リニアアレーであり、一つの到来波がボアサイト方向となす角 θ で到来する場合、各アンテナの受信ベースバンド信号を表すベクトル $\mathbf{F}(l)$ はモードベクトル $\mathbf{a}(\theta)$ を用いて次式のように表される。

$$\mathbf{F}(l) = \mathbf{a}(\theta) f(l) \quad (28)$$

$$\mathbf{a}(\theta) \equiv \quad (29)$$

$$\left[e^{-j\pi(-\mu)\sin(\theta)}, e^{-j\pi(-\mu+1)\sin(\theta)}, \dots, e^{-j\pi(\mu)\sin(\theta)} \right]^T$$

$$f(l) \equiv f(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(t - T_s l) \quad (30)$$

ただし、 $f(t)$ は基準位置における到来波のベースバンド信号を表し、 $f(l)$ は $f(t)$ を周期 T_s でサンプリングした信号を表す。ここで、受信機の受信電力 P を次式のように定義する。

$$P = E[\mathbf{X}^H(l)\mathbf{X}(l)] \quad (31)$$

ここに、 $E[\cdot]$ は期待値を表し、 H は複素共役転置を表す。雑音が存在しないとすると、アンテナ数 $K = 13$ の場合、受信電力 P は到来波の到来方向 θ により図 6 のように変化する。なお、図は 0° 方向の受信電力により規格化されている。図 6 より、到来方向が 0° に近い場合には受信電力が大きく、到来方向が 0° から離れるにつれて受信電力が小さくなることが確認できる。これは、到来方向が 0° の場合には各アンテナの受信信号が全て同位相のため、信号が混合された場合に強めあうことが原因と考えられる。一方、到来方向が 0° から離れていき、例えば $\pm 90^\circ$ の場合には隣り合うアンテナ（＝スイッチ切換の直前と直後のアンテナ）の受信信号が全て逆位相となる。信号の混合量は、スイッチ切換の直前と直後のアンテナからのものが最も多くなるため、到来方向が $\pm 90^\circ$ に近づくとき受信電力が小さくなると考えられる。本考察より、信号の混合が生じる場合には、スイッチ切換の直前と直後の信号の位相差が最小となるようスイッチ切換順序を変更することで、受信機の受信電力を増大させることが可能と予想される。

次に、アンテナ素子数 $K = 13$ の場合の行列 $\mathbf{\Lambda}$ の各要素の値を図 7 に示す。 $\mathbf{\Lambda}$ は巡回行列であるためその一部のみを示し、値は有効数字 1 桁で表示してい

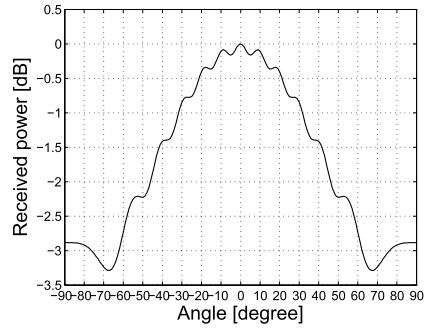


図 6 受信電力 P の到来方向による変化
(スイッチ切換順序＝アンテナ番号順)

Fig. 6 Variation of received power P with direction.
(switching order = antenna number)

$$\mathbf{\Lambda} = \begin{pmatrix} 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & 0.002 & -0.005 & \dots \\ 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & 0.002 & \dots \\ -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & -0.004 & \dots \\ 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & 0.007 & \dots \\ -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & -0.02 & \dots \\ 0.002 & -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & 0.07 & \dots \\ -0.005 & 0.002 & -0.004 & 0.007 & -0.02 & 0.07 & 0.9 & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{pmatrix}$$

図 7 $\mathbf{\Lambda}$ の値 (アンテナ数 $K=13$ の場合)

Fig. 7 Values of $\mathbf{\Lambda}$ ($K = 13$).

る。 $\mathbf{\Lambda}$ は式 (19) から分かるとおり、各アンテナの受信ベースバンド信号 $\mathbf{F}(l)$ がどのように混合されるかを表す。非対角要素が 0 である場合には受信信号の混合は生じないが、実際には少しずつ混合されることが分かる。特徴としては、 $\mathbf{\Lambda}$ の非対角要素のうち対角要素と隣接する要素の絶対値が、その他の非対角要素と比較しかなり大きいことが挙げられる。これは、スイッチ切換順序が直前及び直後のアンテナの受信信号からの混合が大きな割合を占めることを意味する。このことから、スイッチ切換前後のアンテナの受信信号がなるべく同位相となるようスイッチ切換順序を変更することは、受信電力向上に有効と考えられる。

なお、ここでは半波長等間隔リニアアレーを例として挙げたが、行列 $\mathbf{\Lambda}$ はアレー形状によらないため、スイッチ切換順序の変更は他のアレー形状においても有効と予想される。

5. スイッチ切換順序を考慮した受信信号 $\mathbf{X}(l)$ の数式表現

スイッチ切換順序の変更は、数式的には式 (19) においてベクトル $\mathbf{F}(l)$ の要素を置換することと等価である。今、 p, \tilde{u}_p を $-\mu$ から μ の範囲の整数とし、ベ

クトル $\mathbf{u} \equiv [-\mu, \dots, p, \dots, \mu]^T$ と、これを並べ換えたベクトル $\tilde{\mathbf{u}} \equiv [\tilde{u}_{-\mu}, \dots, \tilde{u}_p, \dots, \tilde{u}_{\mu}]^T$ を考える。このとき、 \mathbf{u} から $\tilde{\mathbf{u}}$ への置換を表す K 次正方行列を \mathbf{V} 、 \mathbf{V} の第 m_1 行、第 m_2 列の要素を v_{m_1, m_2} とすると、次式のように表される。

$$v_{m_1, m_2} \equiv \begin{cases} 1, & \text{if } m_1 = \tilde{u}_p \text{ and } m_2 = p \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (32)$$

$$\tilde{\mathbf{u}} = \mathbf{V} \mathbf{u} \quad (33)$$

置換行列 \mathbf{V} を用いると、スイッチ切換順序を入れ換えた場合の受信信号は次式で表される。

$$\mathbf{X}(l) = \mathbf{A} \mathbf{V} \mathbf{F}(l) + \mathbf{I}_K \mathbf{N}(l) \quad (34)$$

上式のように、雑音はスイッチの後段にあるアンプで付加されるため、スイッチ切換順序の影響を受けない。なお、スイッチ切換順序が従来どおりアンテナ番号順である場合には、 $\mathbf{V} = \mathbf{I}$ となる。

6. スイッチ切換順序の最適化方法

4. で示したように、位相変化がなるべく小さくなるようスイッチ切換順序を最適化することで、受信電力の向上が可能と考えられる。そこで、本章では最適なスイッチ切換順序の決定方法を示す。

MMSE アダプティブアレーにおける相関ベクトル [8] は、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である ($\mathbf{V} = \mathbf{I}$ である) とすると、次式により表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{xr} &= E[\mathbf{F}(l) \mathbf{r}^*(l)] \\ &= E[\mathbf{A}^{-1} \mathbf{X}(l) \mathbf{r}^*(l)] \end{aligned} \quad (35)$$

ここに $\mathbf{r}(l)$ は参照信号、 $*$ は複素共役を表す。雑音と参照信号は無相関であるため、式 (35) では雑音は無視している。相関ベクトルは、到来する希望波が 1 波の場合、モードベクトルを用いて次式のように表される。

$$\mathbf{r}_{xr} = \xi \mathbf{a}(\theta) \quad (36)$$

ここに ξ は複素定数を表す。モードベクトルは到来方向 θ に対する各アンテナの応答を表すため、相関ベクトルを求めることで各アンテナ間の希望波の位相差が算出可能であることが確認できる。スイッチ切換順序の決定は、相関ベクトルを用いて以下の手順で行う。

[Step1] スイッチ切換順序はアンテナ番号順として信号を受信し、相関ベクトルを算出する。

[Step2] 切換順序 1 番のアンテナ素子を任意に選択

する。

[Step3] 選択されたアンテナ素子に対する未選択のアンテナ素子の位相遅れ（または位相進み）を算出する。

[Step4] 位相遅れ（または位相進み）が最小であるアンテナ素子を次に切り換えるアンテナ素子として選択する。

[Step5] 全アンテナ素子の切換順序が決まるまで Step3, Step4 を繰り返す。

スイッチ切換順序が決定されれば、その順序で再度信号を受信し、アダプティブ処理を行う。なお、上記手順を用いれば、文献 [6] で示した手順よりも少ない計算量で、同等の受信電力向上を実現可能である。

7. シミュレーションによる評価

7.1 シミュレーション条件

本章では、計算機シミュレーションにより提案法の評価を行う。シミュレーション条件を表 1 に示す。アレーアンテナは 13 素子等間隔リニアアレーとし、アンテナ間隔は 0.5 波長とする。また、スイッチ切換周期は $1 \mu\text{s}$ とし、スイッチの ON 時間比率 Ψ は $1/13$ (= 常にいずれかのアンテナが接続された状態) とする。到来波は 2 波で、FSK 変調された希望波と、広帯域ノイズである妨害波が到来する。妨害波の電力は希望波に対して +30 dB とする。SNR については、各アンテナにおける受信信号の電力と、帯域幅 W' 当りの雑音電力との比で規定し、-24 dB ~ 0 dB の範囲

表 1 シミュレーション条件
Table 1 Simulation conditions.

アンテナ素子数 K	13 素子
アレー形状	等間隔リニアアレー
アレー素子間隔 d	0.5 波長
ON 時間比率 Ψ	$\frac{1}{13}$
スイッチ切換周期 T_s	$1 \mu\text{sec}$
到来波数	2 波 (希望波と妨害波)
希望波到来角度	-70° or -50° (ボアサイト方向 = 0°)
希望波変調方式	FSK
変調度	20
伝送速度	2 Kbit/s
一つのアンテナの受信信号に対するサンプリング速度	50 サンプル/シンボル
BER 算出用のシンボル数	10^5 シンボル
各アンテナでの SNR	-24 dB ~ 0 dB
妨害波到来角度	-30°
妨害波の特性	ホワイトガウス
妨害波の受信電力	希望波に対し +30 dB
アダプティブ処理	MMSE アルゴリズム
最適ウエイト決定法	SMI アルゴリズム
SMI 用サンプル数	5×10^5 サンプル

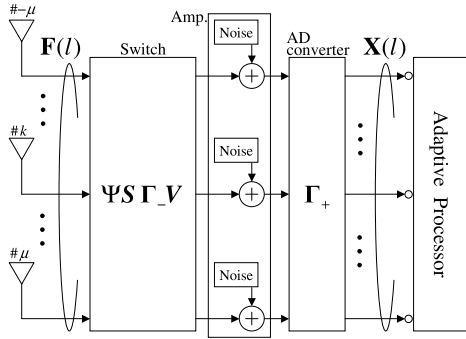


図 8 時分割多重を用いる単一受信機のシミュレーションモデル

Fig. 8 Simulation model of a single receiver using time-division multiplexing.

で解析を行う。アダプティブアレーアルゴリズムとしては MMSE (Minimum Mean Square Error) アルゴリズム [8] を用い、最適重みの決定法としては SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズム [8] を採用する。SMI アルゴリズムで必要とされる相関行列、相関ベクトルの推定には 5×10^5 サンプルを使用する。参照信号としては、アダプティブプロセッサへ入力される希望波そのものを使用する。これは、MMSE アルゴリズムを理想的な状態で動作させることで、MMSE アルゴリズムに起因する通信品質劣化の可能性を排除するためである。

なお、希望波は FSK 変調された信号、妨害波はホワイトガウスとしたが、提案法は帯域幅が W' 未満である任意の希望波、妨害波に対して適用可能であり、マルチパス環境においても有効である。すなわち、式 (34) は帯域幅が W' 未満である任意の $F(l)$ について成立するため、希望波、妨害波は使用するアダプティブアルゴリズムが対応可能な特性であればよい。本論文では MMSE アルゴリズムを採用したため、希望波と妨害波が無相関であればよく、遅延時間の異なる多重波を抑圧することも可能である。

7.2 シミュレーションモデル

本論文では計算負荷低減のため、回路構成を図 1 から図 8 のように変更しシミュレーションを実施する。

まず、ダウンコンバータを削除する。したがって、各アンテナにおける受信信号は、到来角度による所定の位相差を有するベースバンド信号とする。スイッチでの波形変化とフィルタでの帯域制限は行列 $\Psi S \Gamma_V$ の乗算に置き換える。また、A-D コンバータでのサンプリング時に発生するエイリアシングによる波形変

表 2 相関ベクトルの位相と切換順序の選択結果
(希望波方向 = -70°)

Table 2 Phase of correlation vector and selection result of switching order.
(direction of desired signal = -70°)

アンテナ番号	相関ベクトルの位相		スイッチ切換順序	
	理想値 [$^\circ$]	シミュレーション [$^\circ$]	理想値	シミュレーション
#-6	0	0	1	1
#-5	169	169	8	8
#-4	-22	-21	2	2
#-3	147	148	9	9
#-2	-43	-43	3	3
#-1	126	125	10	10
# 0	-65	-65	4	4
# 1	104	104	11	11
# 2	-87	-87	5	5
# 3	82	82	12	12
# 4	-109	-109	6	6
# 5	61	60	13	13
# 6	-130	-131	7	7

化は Γ_+ の乗算に置き換えることとする。更に、時分割処理で発生する各アンテナの受信信号のサンプルタイミングの差異はないとし、サンプル信号並べ換え部とリサンプル部も削除する。雑音については、アンプ部でそれぞれ互いに無相関のホワイトガウスノイズが付加されることとする。

なお、受信信号ベクトル $\mathbf{X}(l)$ に含まれる雑音 $\Gamma_+ \mathbf{N}(l)$ の各要素が有相関の場合、MMSE アルゴリズムの動作に影響を与えるが、 $\Gamma_+ \mathbf{N}(l)$ の各要素は互いに無相関である。この証明については付録 3. に示す。

7.3 スイッチ切換順序の最適化アルゴリズムの評価

まず、希望波が -70° から到来している場合のシミュレーション結果について確認する。

表 2 に、SNR=0 dB のときの、ある試行における相関ベクトルの位相と、決定されたスイッチ切換順序を示す。理想値は妨害波、雑音ともに存在しない状態での値を表す。表より、相関ベクトルの位相の理想値との差異は最大でも 1° であり、切換順序も正しく決定されていることが分かる。また、切換順序がアンテナ番号順の場合には 170° 程度ある切換前後の信号の位相差は、切換順序を最適化した場合には 20° 程度まで減少することが分かる。

図 9 には、この切換順序での受信機の受信電力 P の到来方向依存性を示す。図 6 と同様、図 9 も 0° 方向の受信電力により規格化されており、 0° 方向の受信電力は切換順序によらず一定であるため、図 6 と図 9 は直接比較することが可能である。図 6 と比較する

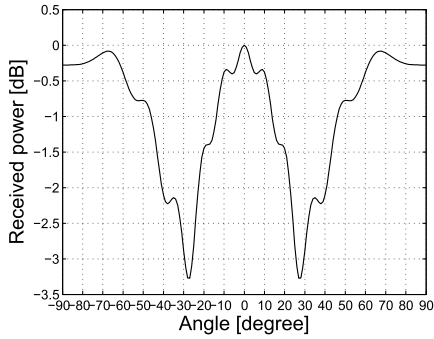


図 9 受信電力 P の到来方向による変化 (希望波方向 = -70° , スイッチ切り換え順序 = 最適順序)

Fig. 9 Variation of received power P with direction. (direction of desired signal = -70° , switching order = optimized by algorithm)

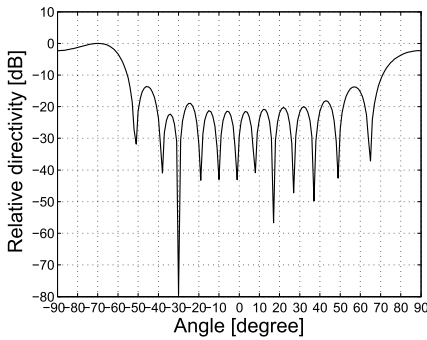


図 10 MMSE アルゴリズムで形成された指向性 (希望波方向 = -70°)

Fig. 10 Relative directivity formed by MMSE. (direction of desired signal = -70°)

と、図 9 では希望波が到来する -70° 方向の受信電力が向上していることが確認される。なお、図 9 では妨害波方向である -30° の受信電力が低下しているが、これは偶然である。切り換え順序の決定は希望波の相関ベクトルを使用して実施しており、妨害波の情報は考慮されていない。

図 10 に、MMSE アルゴリズムにより形成された指向性を示す。図より、希望波方向である -70° にビームが形成され、妨害波方向である -30° に指向性ヌルが形成されており、MMSE アルゴリズムが良好に動作していることが確認できる。

図 11 には、TDM-AAA におけるスイッチ切り換え順序の最適化の有無による BER (Bit Error Rate) 特性の違いを示す。図より、スイッチ切り換え順序がアンテナ番号順である場合 (+印) と比較し、スイッチ切り換え順序を最適化した場合 (○印) には約 3 dB 特性が改善し

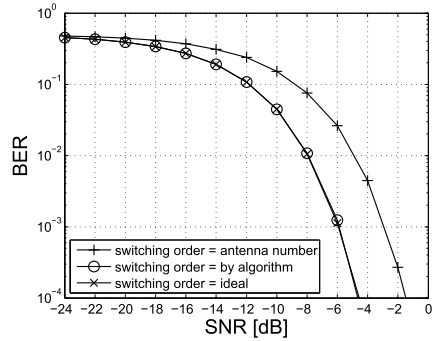


図 11 スイッチ切り換え順序による SNR-BER 特性の差異 (希望波方向 = -70°)

Fig. 11 BER vs. SNR performance with each switching order. (direction of desired signal = -70°)

表 3 相関ベクトルの位相と切り換え順序の選択結果 (希望波方向 = -50°)

Table 3 Phase of correlation vector and selection result of switching order. (direction of desired signal = -50°)

アンテナ番号	相関ベクトルの位相		スイッチ切り換え順序	
	理想値 [°]	シミュレーション [°]	理想値	シミュレーション
#-6	0	0	1	1
#-5	138	139	6	6
#-4	-84	-83	11	11
#-3	54	54	3	3
#-2	-168	-168	8	8
#-1	-31	-30	13	13
# 0	107	106	5	5
# 1	-115	-115	10	10
# 2	23	24	2	2
# 3	161	161	7	7
# 4	-61	-60	12	12
# 5	77	77	4	4
# 6	-145	-145	9	9

ており、提案法の有効性が確認できる。この 3 dB という値は図 6、図 9 における -70° 方向の受信電力の差異とはほぼ等しく、特性の改善は希望波の受信電力の増加によるものと考えられる。また、図 11 の×印はスイッチ切り換え順序を理想的な順序に固定した場合の特性である。切り換え順序を理想状態に固定した場合と、アルゴリズムにより最適化した場合の特性の差異は見られず、スイッチ切り換え順序の最適化アルゴリズムが正しく動作していることが確認できる。

次に、希望波が -50° から到来している場合のシミュレーション結果について確認する。表 3 に、SNR=0 dB のときの、ある試行における相関ベクトルの位相と決定されたスイッチ切り換え順序を示す。切り換え順序がアンテナ番号順の場合には 140° 程度ある切り換え前後の信号の

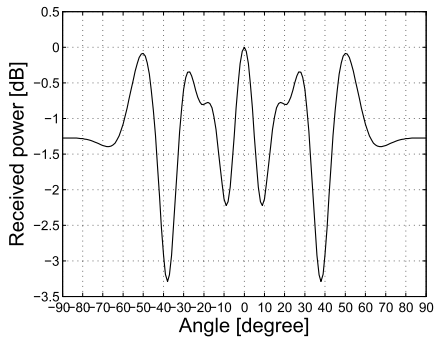


図 12 受信電力 P の到来方向による変化 (希望波方向 = -50° , スイッチ切換順序 = 最適順序)

Fig. 12 Variation of received power P with direction. (direction of desired signal = -50° , switching order = optimized by algorithm)

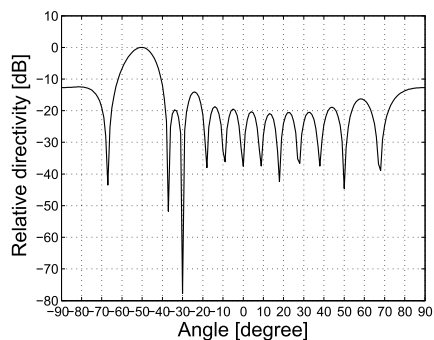


図 13 MMSE アルゴリズムで形成された指向性 (希望波方向 = -50°)

Fig. 13 Relative directivity formed by MMSE. (direction of desired signal = -50°)

位相差は、切換順序を最適化した場合には $20^\circ \sim 30^\circ$ 程度まで減少することが分かる。

図 12 には、この切換順序での受信電力 P の到来方向依存性を示す。図 9 と同様に、図 12 では希望波方向である -50° の受信電力が向上していることが確認される。なお、図 9 と異なり、図 12 では妨害波方向である -30° の受信電力は低下していない。この場合でも TDM-AAA が正しく動作することは、後述の図 13、図 14 より確認できる。

図 13 には、MMSE アルゴリズムにより形成された指向性を示す。やはり、希望波方向である -50° にビームが、妨害波方向である -30° に指向性ヌルが形成されており、MMSE アルゴリズムが良好に動作していることが確認できる。

図 14 には、TDM-AAA におけるスイッチ切換順序の最適化の有無による BER (Bit Error Rate) 特性

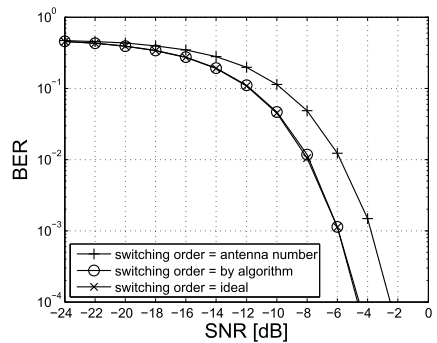


図 14 スイッチ切換順序による SNR-BER 特性の差異 (希望波方向 = -50°)

Fig. 14 BER vs. SNR performance with each switching order. (direction of desired signal = -50°)

の違いを示す。図より、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である場合 (+印) と比較し、スイッチ切換順序を最適化した場合 (O印) には約 2 dB 特性が改善することが確認でき、提案法の有効性が確認できる。この 2 dB という値も、図 6、図 12 から確認できる受信電力の改善量と等しく、受信電力の改善がそのまま BER 特性の改善につながっていることが分かる。また、切換順序を理想状態に固定した場合 (x印) と、アルゴリズムにより最適化した場合の特性差は見られず、スイッチ切換順序の最適化アルゴリズムが正しく動作していることも分かる。

図 9 と図 12 を比較すると、希望波の到来方向はそれぞれ異なるが、スイッチ切換順序を最適化した場合の希望波到来方向の受信電力の差は 0.1 dB 以下とほぼ等しい。また、図 11 と図 14 を比較しても、スイッチ切換順序を最適化した場合 (O印) の BER 特性の差は 0.1 dB 以下でほぼ等しい。以上の結果から、BER 特性は希望波の到来角度によらず、受信電力 P に応じた特性になると考えられる。なお、文献[7]では、本論文と同一形状のアレーアンテナにおいて、スイッチ切換順序の最適化後の受信電力は、希望波の到来方向によらずほぼ一定 (変動幅は 0.3 dB 以下) であることが確認されている。

本論文ではアレー形状は等間隔リニアアレーとしたが、提案法は「スイッチ切換前後の信号の位相をなるべく同相に近づけることで、受信電力を向上させる方法」であるため、任意形状のアレーに対して適用可能と考えられる。

8. 時分割多重を用いる単一受信機の出力 SNR に関する考察

TDM-AAA では受信回路が単一であるため、受信回路を複数備える従来のアダプティブアレー (C-AAA : Conventional Adaptive Array Antenna) とは出力 SNR が異なると考えられる．そこで本章では、両者の出力 SNR の差異について定量的な考察を行う．

第 k アンテナ素子での受信電力 P を次式により定義する．

$$P^{#k} \equiv E[(\mathbf{I}^{#k} \mathbf{X}(l))^H (\mathbf{I}^{#k} \mathbf{X}(l))] \quad (37)$$

$$\mathbf{I}^{#k} \equiv [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0] \quad (38)$$

ここに、 $\mathbf{I}^{#k}$ は k 番目の要素のみ 1 で、その他の要素は 0 の行ベクトルである．今、等間隔リニアアレーにおいてボアサイト方向から信号が到来しており、雑音は存在しない場合を考える．このとき、各アンテナ素子では振幅、位相がすべて同一の信号が受信されるため、 $\mathbf{I} \equiv [1, 1, \dots, 1]^T$ とおくと $\mathbf{F}(l) = \mathbf{I}f_0(l)$ となる．また、雑音は存在しないため、 $\mathbf{N}(l) = \mathbf{0}$ となる．更に、スイッチは常にいずれかのアンテナに接続されているとすると、スイッチの ON 時間比率 $\Psi = 1/K$ となる．よって、この場合の TDM-AAA における第 k アンテナ素子での受信電力を $P_{s\text{TDM}}^{#k}$ とすると、式 (37) より次式のように表される．

$$P_{s\text{TDM}}^{#k} = E[f_0^*(l)f_0(l)] \{(\mathbf{I}^{#k} \mathbf{A}\mathbf{I})^H \mathbf{I}^{#k} \mathbf{A}\mathbf{I}\} \\ = p_s \{1\} = p_s \quad (39)$$

ここに、 p_s は各アンテナの受信信号の電力を表す．

今度は、信号が受信されておらず、雑音のみ存在する場合の受信電力を考える．このとき、 $\mathbf{F}(l) = \mathbf{0}$ となるため、TDM-AAA における第 k アンテナ素子での雑音のみの受信電力を $P_{n\text{TDM}}^{#k}$ と定義すると、次式のように表される．

$$P_{n\text{TDM}}^{#k} = E[(\mathbf{I}^{#k} \mathbf{F}_+ \mathbf{N}(l))^H (\mathbf{I}^{#k} \mathbf{F}_+ \mathbf{N}(l))] \\ = K\sigma^2 \quad (40)$$

ここに、 σ^2 は帯域幅 W' 当りの雑音電力である．ゆえに、TDM-AAA における第 k アンテナ素子での SNR は次式のように表される．

$$\text{SNR}_{\text{TDM}} = \frac{p_s}{K\sigma^2} \quad (41)$$

一方、C-AAA において、等間隔リニアアレーでボ

アサイト方向から信号が到来しており、雑音は存在しない場合を考える．このとき、TDM-AAA と同様に $\mathbf{F}(l) = \mathbf{I}f_0(l)$ 、 $\mathbf{N}(l) = \mathbf{0}$ が成立する．よって、C-AAA における第 k アンテナ素子での受信電力を $P_{s\text{C}}^{#k}$ とすると、式 (37) より次式のように表される．

$$P_{s\text{C}}^{#k} = E[(\mathbf{I}^{#k} \mathbf{I}f_0(l))^H (\mathbf{I}^{#k} \mathbf{I}f_0(l))] \\ = p_s \quad (42)$$

また、TDM-AAA におけるアナログ回路のフィルタ帯域幅は KW' 必要であったが、C-AAA では W' でよい．帯域幅 W' 当りの雑音電力は σ^2 であるため、C-AAA における第 k アンテナ素子での雑音のみの受信電力を $P_{nC}^{#k}$ と定義すると、次式のように表される．

$$P_{nC}^{#k} = \sigma^2 \quad (43)$$

ゆえに、C-AAA における第 k アンテナ素子での SNR は次式のように表される．

$$\text{SNR}_{\text{C}} = \frac{p_s}{\sigma^2} \quad (44)$$

以上の検討から、C-AAA と比較し、本論文における TDM-AAA では各アンテナ素子における SNR が $1/K$ となることが確認できる．これは、式 (40)、式 (43) から分かるように、TDM-AAA ではアナログ回路におけるフィルタの帯域幅が、C-AAA と比較し K 倍必要となるため、雑音電力も K 倍となることが原因である．ゆえに、TDM-AAA では受信信号を最大比合成し SNR を K 倍に改善することで、初めて単一アンテナと同等の出力 SNR が得られることになる．よって、本論文における TDM-AAA は、単一アンテナでは実施できない空間的な妨害波抑圧やダイバーシチ受信に適した構成といえる．

しかし、回路規模は若干増大するが、各アンテナごとにアンプを配置した場合には、C-AAA とほぼ同等の SNR を得ることが可能である．これは、スイッチ切替前に増幅を行うことで、増幅直後の帯域制限を C-AAA と同様に帯域幅 W' のフィルタで実施可能なためである．この構成の場合には、アレー化による指向性利得が得られ、単一アンテナと比較し高い出力 SNR を得ることができる．したがって、TDM-AAA では必要な性能に応じて適切な回路構成を採用する必要がある．

9. む す び

本論文では、時分割多重を用いる単一受信機による

アダプティブアレーにおいて、スイッチの切換順序を最適化することで、希望波の受信電力を向上させ、受信信号の SNR を高める方法について提案した。

まず、TDM-AAA の信号処理の過程を説明しながら受信信号の定式化を行い、式に基づいてスイッチの ON 時間が長い場合に各アンテナの受信信号が混合される理由を説明した。次に、スイッチ切換順序がアンテナ番号順である場合に、到来波の方向により受信電力が変化することを示し、スイッチ切換順序をどのように決定すべきかについて考察を行った。その結果、スイッチ切換前後の信号の位相差が最小となる順序が、受信電力を最大化する最適な切換順序であると予想した。そして、相関ベクトルを利用した具体的な切換順序の決定方法を提案した。シミュレーションでは、13 素子等間隔リニアアレーに対して提案法を適用し、スイッチ切換順序の最適化により受信電力が最大約 3 dB 向上することを確認した。更に、BER-SNR 特性について評価を行い、従来法と比較し特性が最大約 3 dB 改善することを明らかにした。また、時分割多重を用いる単一受信機の実出力 SNR について考察を行い、本論文の回路構成を用いた場合には単一アンテナ構成の受信機と同等の実出力 SNR が得られること、アンテナごとにアンプを備える回路構成の場合には通常のアダプティブアレーアンテナと同等の実出力 SNR が得られることを確認した。

今後の課題としては、本論文では無視したスイッチやフィルタにおける損失を含めた SNR の算出や、これらを踏まえた回路構成の検討が挙げられる。本論文の回路構成では、スイッチやフィルタにおける損失がそのまま SNR の劣化につながるため、何らかの対策が必要と考えられる。また、本論文ではアレー応答は理想的なものとして検討を実施したが、実際には素子ごとに異なる振幅位相誤差を有する。したがって、提案したスイッチ切換順序の最適化方法が、このような環境で適切に動作するか確認する必要がある。MMSE アルゴリズムで使用する参照信号についても理想的なものとしてシミュレーションを行ったが、参照信号が誤差を含む場合についても検討が必要である。これら検討の後には試作機を用い、実環境において時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーの有効性を評価する予定である。

文 献

- [1] P.Y. Zhao and J. Litva, "Considerations for the hardware implementation of a four element digital beam former," 1994 IEEE AP-S Int. Symp., pp.116-119, Seattle, 1994.
- [2] 市川佳弘, 富塚浩志, 尾保手茂樹, 鹿子嶋憲一, "時間差サンプリング MMSE アダプティブアレーアンテナ," 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2257-2264, Dec. 2002.
- [3] M. Taromaru and H. Aino, "Fast periodic antenna switching for diversity and smart antenna: On SNR property and spurious response," 2006 IEEE AP-S Int. Symp., pp.4553-4556, July 2006.
- [4] E. Moriyama, Y. Kamio, K. Hamaguchi, and H. Furukawa, "A CMA adaptive array antenna system with a single receiver using time-division multiplexing," IEICE Trans. Commun., vol.E84-B, no.6, pp.1637-1646, June 2001.
- [5] 古賀健一, 菊間信良, 平山 裕, 榎原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, "時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのアナログ回路削減に関する検討," 信学技報, A-P2011-65, Sept. 2011.
- [6] 古賀健一, 菊間信良, 平山 裕, 榎原久二男, 古池竜也, 岩下明暁, 水野善之, "時間差多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーのスイッチ切換方法に関する検討," 信学技報, A-P2011-188, Feb. 2012.
- [7] K. Koga, N. Kikuma, H. Hirayama, K. Sakakibara, T. Koike, H. Iwashita, and Y. Mizuno, "A study of switching methods for an adaptive array with a single receiver using time-division multiplexing," Proc. ISAP, Oct. 2012.
- [8] 菊間信良, アダプティブアンテナ技術, オーム社, 東京, 2003.

付 録

1. RFBPF2 の出力 $h'(t)$ が式 (7) で表される理由

RFBPF2 の出力 $h'(t)$ が式 (7) で表される理由を、各信号の周波数スペクトルを確認しながら考察する。

まず、RFBPF1 の出力 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の振幅スペクトル $|F_k(\omega - \omega_c)|$ は図 A・1 のように表される。また、スイッチ制御信号 $g_k(t)$ の振幅スペクトル $|G_k(\omega)|$ は図 A・2 のように sinc 関数を包絡線とする線スペクトルである。受信信号がスイッチを通過後、合成された信号 $h(t)$ は $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ と $g_k(t)$ の積からなるので、 $h(t)$ の振幅スペクトル $|H(\omega)|$ は $F_k(\omega - \omega_c)$, $G_k(\omega)$ の畳込みとして図 A・3 のように表される。そして、 $h(t)$ が $B(\omega)$ で表される特性の RFBPF2 を通過すると $h'(t)$ となり、その振幅スペクトル $|H'(\omega)|$ は図 A・4 で表される。 $|H'(\omega)|$ は、図 A・2 の $G'_k(\omega)$ ($G_k(\omega)$ が帯域幅 $KW'/2$ の理想 LPF で帯域制限された場合に得られるスペクトルであり、 $G_k(\omega)$ のスペクトルうち中央の K 本のみを有するスペクトル) と、

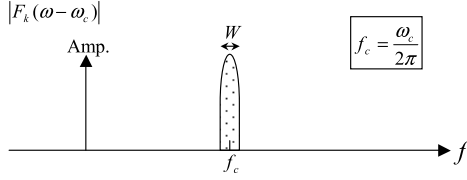


図 A・1 各アンテナの受信信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の振幅スペクトル

Fig. A-1 Spectrum of received signal at each antenna.

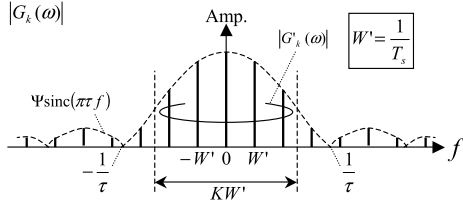


図 A・2 スイッチ制御信号 $g_k(t)$ 及び $g'_k(t)$ の振幅スペクトル

Fig. A-2 Spectrum of switch control signal.

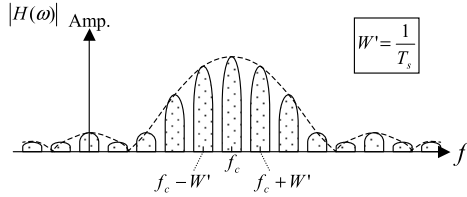


図 A・3 スイッチ通過後の信号 $h(t)$ の振幅スペクトル

Fig. A-3 Spectrum of signal passing through switch.

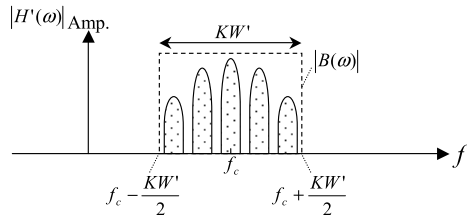


図 A・4 RFBPF2 通過後の信号 $h'(t)$ の振幅スペクトル

Fig. A-4 Spectrum of signal passing through RFBPF2.

図 A・1 の $F_k(\omega - \omega_c)$ が畳み込まれた形となっている。したがって、 $H'(\omega)$ の時間領域信号 $h'(t)$ は、 $G'_k(\omega)$ の時間領域信号 $g'_k(t)$ と $F_k(\omega - \omega_c)$ の時間領域信号 $f_k(t) \cos(\omega_c t)$ の積で表されることが分かり、 $h'(t)$ が式 (7) で表されることが確認できる。

2. 式 (15) の導出過程

本章では式 (14) から式 (15) を導出する過程について説明する。まず、式 (14) で表される $x_i(t)$ をフーリエ級数展開された形で表す。 $g'_k(t)$ は既に式 (8) のよ

うにフーリエ級数展開されているので、 $h'''(t)$ をフーリエ級数展開すると次式のように表される。

$$h'''(t) = \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} nt\right) \left\{ C_{k,n} f_k(t) + \aleph_n(t) \right\} \quad (\text{A} \cdot 1)$$

また、 $z_i(l)$ のフーリエ級数展開は次式で表される。

$$z_i(l) = \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} ip\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} pt\right) \quad (\text{A} \cdot 2)$$

したがって、 $x_i(l)$ のフーリエ級数展開は、式 (13)、式 (A・1)、式 (A・2) より次式のように表される。

$$\begin{aligned} x_i(l) &= z_i(l) h'''(t) \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} ip\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} pt\right) \\ &\quad \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} nt\right) \left\{ C_{k,n} f_k(t) + \aleph_n(t) \right\} \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} i(p+n)\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{K} in\right) \\ &\quad \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} (p+n)t\right) \left\{ C_{k,n} f_k(t) + \aleph_n(t) \right\} \quad (\text{A} \cdot 3) \end{aligned}$$

ここで、新たに $p' = p + n$ とおくと、式 (A・3) は次の形式で表される。

$$\begin{aligned} x_i(l) &= \frac{1}{T_s} \sum_{p'=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(-j \frac{2\pi}{K} ip'\right) \exp\left(j \frac{2\pi}{K} in\right) \\ &\quad \exp\left(j \frac{2\pi}{T_s} p't\right) \left\{ C_{k,n} f_k(t) + \aleph_n(t) \right\} \quad (\text{A} \cdot 4) \\ &= z_i(l) \sum_{k=-\mu}^{\mu} \sum_{n=-\mu}^{\mu} \exp\left(j \frac{2\pi}{K} in\right) \left\{ C_{k,n} f_k(t) \right. \\ &\quad \left. + \aleph_n(t) \right\} \quad (\because \text{式 (A} \cdot 2)) \quad (\text{A} \cdot 5) \end{aligned}$$

ここに、式 (A・5) は式 (15) と等しく、式 (14) から式 (15) が導出されることが確認できる。

3. TDM-AAA の受信信号における雑音の無相関性

時分割多重を用いる単一受信機によるアダプティブアレーアンテナ (TDM-AAA) では各アンテナでアナログ回路を共用している。また、各アンテナの受信信号はサンプルタイミングが T_s/K 異なるだけである。よって、TDM-AAA の受信信号 $\mathbf{X}(l)$ に含まれる雑音

は相関を有するようになる。そこで、受信信号 $\mathbf{X}(l)$ に含まれる雑音の相関について確認する。

相関行列 \mathbf{R}_{xx} を次式のように定義する。

$$\mathbf{R}_{xx} \equiv E[\mathbf{X}(l)\mathbf{X}^H(l)] \quad (\text{A-6})$$

今、アレーアンテナに電波が到来していないとすると、 $(\mathbf{F}(l)=\mathbf{0})$ となるため、相関行列 \mathbf{R}_{xx} は式 (19) より次式のように表される。

$$\mathbf{R}_{xx} = \Gamma_+ E[\mathbf{n}(l)\mathbf{n}^H(l)] \Gamma_+^H \quad (\text{A-7})$$

$\mathbf{n}(l)$ の各要素は、それぞれ異なる帯域における雑音を表すため、互いに無相関である。したがって、各帯域における雑音電力を σ^2 とすると、式 (A-7) は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= \sigma^2 \Gamma_+ \Gamma_+^H \quad (\because E[\mathbf{n}(l)\mathbf{n}^H(l)] = \sigma^2 \mathbf{I}) \\ \mathbf{R}_{xx} &= K \sigma^2 \mathbf{I} \quad (\because \Gamma_+ \Gamma_+^H = K \mathbf{I}) \end{aligned} \quad (\text{A-8})$$

式 (A-8) より、従来のアダプティブアレーアンテナと同様に、TDM-AAA においても雑音に関する相関行列は対角行列となる。すなわち、受信信号 $\mathbf{X}(l)$ に含まれる雑音は互いに無相関であることが確認できる。

(平成 24 年 5 月 24 日受付, 9 月 28 日再受付)



古賀 健一 (正員)

平 14 京大・工・電気電子卒。同年、(株)東海理化電機製作所入社。名工大大学院博士後期課程在学中。アダプティブアレーアンテナ、車載アンテナ、車載通信システムの研究・開発に従事。IEEE 会員。



菊間 信良 (正員：フェロー)

昭 57 名工大・工・電子卒。昭 62 京大大学院博士課程了。同年同大助手。昭 63 名工大助手、平 2 同講師、平 4 同助教授、平 13 同教授、現在に至る。工博。アダプティブアレー、多重波伝搬解析、構内無線通信、無線電力伝送の研究に従事。第 4 回電気通信普及財団賞受賞。著書「アダプティブアンテナによる適応信号処理」、「アダプティブアンテナ技術」等。IEEE シニア会員。



平山 裕 (正員)

平 10 電通大・電子情報卒。平 12 同大大学院博士前期課程了。平 15 同大学院博士後期課程了。同年電通大リサーチアソシエイトを経て名工大助手、平 19 同助教、現在に至る。博士 (工学)。アンテナ及び環境電磁工学、無線電力伝送の研究に従事。

IEEE 会員。



榊原久二男 (正員：シニア会員)

平 3 名工大・工・電気情報卒。平 8 東工大学院博士課程了。同年 (株)豊田中央研究所入社。平 14 名工大講師、平 16 同助教授、平 19 同准教授、平 24 同教授、現在に至る。平 12~13 独国ウルム大学客員研究員。工博。ミリ波アンテナ、移動体通信アンテナの研究に従事。IEEE シニア会員。



古池 竜也

平 18 岐阜大・工・人間情報システム卒。平 20 同大大学院博士前期課程了。同年 (株)東海理化電機製作所入社。車載通信システムの開発に従事。



岩下 明暁

平 8 名工大・工・電気情報卒。平 10 同大大学院博士前期課程了。同年アンリツ (株)入社。平 17 (株)東海理化電機製作所入社。無線通信測定器、車載電波応用システムの開発に従事。



水野 善之

昭 63 名大・工・機械卒。同年 (株)東海理化電機製作所入社。車載通信システムの開発に従事。