

アクティブ給電系を用いたアナログ位相制御型アダプティブアンテナに関する研究

桑原 義彦 静岡大学工学部電気電子工学科教授

1 まえがき

地上デジタル放送の普及に伴い、今後、ハイビジョン放送を移動体環境で視聴できる機器のニーズが高まるものと予想される。また、地上デジタル放送移行後の VHF 帯を使った新しい高速データ通信サービスも検討されている。高速データ通信サービスを移動体に適用する場合、フェージングや干渉性マルチパスの影響を軽減する技術が必要となる。これらの問題を解決する有効な技術としてダイバーシチアンテナやアダプティブアンテナが知られている。アダプティブアンテナは空間の適応フィルタで、不要信号を除去し、所望の信号のみを取り出す。また、フェージングに対してダイバーシチ効果を持つ。

これまでのアダプティブアンテナは、アンテナのチャンネル数に等しい受信装置を必要とするデジタルビームフォーミング(DBF)によって実現されており、コスト、消費電力の点で問題があった。われわれはアナログ移相器を用いた 1ch のみの受信システムをもつ移動体のアダプティブアンテナについて研究を進めてきた。文献[1]では素子間結合を利用した ESPAR アンテナの開口の制約を緩和するため素子間結合をワイヤ結合に置き換えた負荷反射電流制御型アダプティブアンテナを提案して FM 多重 VICS 受信機に適用し、走行実験により中電界地域での受信率改善を確認した。文献[2]では OFDM 信号のガードインターバル(GI)を利用し、受信チャンネル間の位相差を検出し、同相合成する位相合成ダイバーシチアンテナを提案し、走行時 ISDB-T の受信率の改善を計算機シミュレーションおよび走行実験によって確認した[3][4]。DBF を使った市販の ISDB-T 用位相合成ダイバーシチ受信機は OFDM 信号のキャリアごとに各チャンネルの受信信号を最大比合成しているが、文献[2]-[4]では帯域全体の平均的なチャンネルの位相差で位相合成しているので理論的な性能は劣る。しかし、計算機シミュレーションと実験により、実際の ISDB-T の受信環境で十分改善効果があることが確認できている。

われわれは効果的なダイバーシチアンテナの開口設計を行うため、到来方向推定装置と電界強度計を用い、大都市近郊での FM や ISDB-T 信号の伝搬状況を測定している[5][6]。ISDB-T については受信率を悪化させる GI を超える大きな遅延波は確認されていないが、今後の環境の変化や使用帯域によってはこのような遅延波が発生することも考えられる。文献[2]-[4]は位相ダイバーシチ受信機で、このような遅延波を除去することはできない。文献[1]のアダプティブアンテナは FM 信号の定包絡線性を利用した CMA 規範を用いており、ISDB-T や新たな VHF の情報サービスでの使用が予想される OFDM に対応することができない。このためアナログ移相器を用いたフェーズドアレーをアダプティブアンテナとして用いる[7]ことを検討している。文献[8]は ISDB-T 受信を想定したアダプティブアンテナで、電波暗室内やフィールド定点でのマルチパスの除去と実験的に確認している。文献[9]では文献[8]のアダプティブアンテナをリアルタイム化し、フェージングシミュレータによって低速 OFDM 信号のダイバーシチ効果とマルチパス除去効果を実験的に確認している。

文献[8][9]では受信システムが 1 のため一般のアダプティブアンテナのビーム形成アルゴリズムは使用できずブラインドアルゴリズムを使用しなければならない。われわれは移動環境でも使用できる収束の早いビーム形成用のアルゴリズムとして、直接探索法[10]やシンプレックス法の利用を提案した。文献[1]では直接探索法、文献[7][8][9]ではシンプレックス法を使用している。ブラインドアルゴリズムを用いたビーム形成では発見的に位相制御するので、大きなチャンネル変動を引き起こすことがある。ISDB-T 受信において応答速度 $5\mu\text{s}$ のアナログ移相器を用い、シンボル先頭で 180° 移相したところ同期検出ができず受信不能となった。GI 直後のデータ区間の先頭で同様な実験を行ったがやはり受信不能となった。計算機シミュレーションによれば ISDB-T 受信ではデータ区間の先頭で、1 チップ以下(70ns)以内で移相しないと受信率が著しく劣化することが分かった。このような移相器は市販されておらず開発が必要となった。

ダイバーシチアンテナの性能指標として空間相関係数や平均実効利得がある。ダイバーシチアンテナやアダプティブアンテナでは、空間相関係数が低く平均実効利得が高いことが求められる。また空間相関や平均

実効利得を計算するためには使用する環境の到来方向分布や交叉偏波比が必要となる．文献[11]では ISDB-T の大都市近郊における到来方向分布や交叉偏波比の測定結果に基づき，ダイバーシチアンテナの設置位置についてフェージングシミュレータを使って実験的に検討した．しかし，実験による決定は非常に煩雑で労力を要するため計算機シミュレーションによる解析・設計法の確立が求められている．2 ブランチのダイバーシチアンテナでは，2つのアンテナの VSWR，平均実効利得と空間相関係数の5つのパラメータをトレードオフして設計する必要がある．われわれはパレートランキング法を適用した遺伝的アルゴリズムを用いたアンテナ構造の最適設計手法を提案し，八木宇田アンテナ[12]や誘電体レンズアンテナ[13]の設計に適用し，利得，サイドロープレベル，VSWR に優れたアンテナが実現できることを計算機シミュレーションによって確認した．この手法をダイバーシチアンテナの設計に適用すれば，設計の省力化が図れるものと期待される．

以上の状況を鑑み，本研究助成においては，(1)高速アナログ移相器の実現，(2)パレートランキング法を適用した遺伝的アルゴリズムを用いたダイバーシチアンテナ構造の最適設計，について検討した．

2 アナログ移相制御型アダプティブアンテナ

2-1 ハードウェア

図1にアナログ移相制御型のアダプティブアンテナの系統を示す．アンテナで受信した信号は LNA で増幅される．第2，第3の系統ではアナログ移相器で位相制御されたのち，電力合成器で合成される．続いて，電力合成器の出力は受信機で復調され，DSP を用いてリアルタイムに位相制御電圧を移相器に出力する．

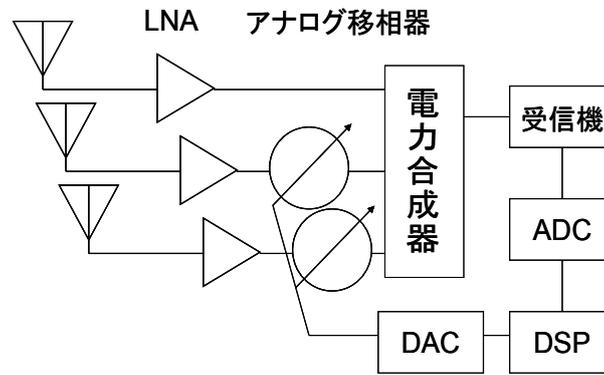


図1 アナログ移相制御型アダプティブアンテナ

2-2 ビーム成形アルゴリズム

位相合成ダイバーシチとアダプティブアンテナについて2つの評価関数が用意される．電力合成器の出力 $y(t)$ は，各素子の受信信号を $x_i(t)$ ，LNA の利得を A_i ，移相器の移相量を $\phi_i(t)$ とすれば，

$$y(t) = \sum_{i=1}^3 A_i e^{j\phi_i(t)} x_i(t) \quad (1)$$

で表される．位相合成ダイバーシチでは，図2のシンボル構成にある GI 信号区間の平均電力 P_{GI} を最大化する．

$$\Phi(t) = \arg \max E \left[|y(t)|^2 \right] \quad (2)$$

ここで， $\Phi(t) = [0 \ \phi_2(t) \ \phi_3(t)]^T$ である．アダプティブアンテナでは GI とそのコピー元との相関係数を最大化する．

$$\Phi(t) = \arg \max \frac{\sum_n y(t_{Gn}) y^*(t_{Cn})}{\sum_n |y(t_{Gn})|^2 \sum_n |y(t_{Cn})|^2} \quad (3)$$

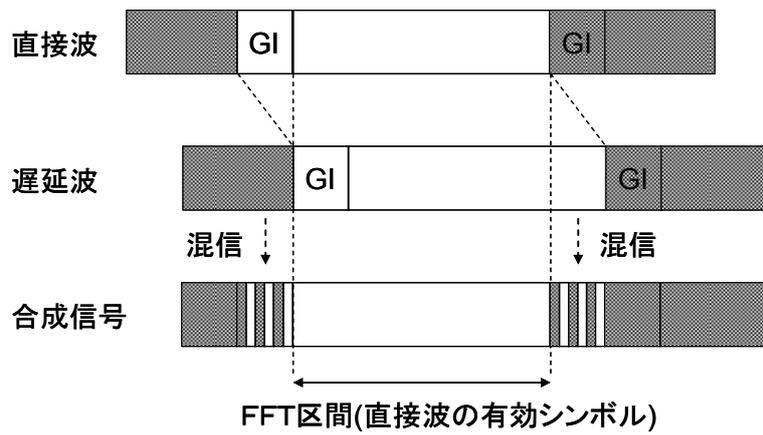


図2 遅延波がある場合のGI信号

ここで、 n は標本番号、 t_{Gn} はGI内の時間、 t_{Cn} はコピー元の時間である。遅延波が存在する場合、図2に示すように、GI区間では所望波と遅延波が混じって受信されるのでコピー元と異なる波形となって相関係数が低下する。相関係数を最大化することはGI区間とコピー元が同一信号に近づくことを意味する。つまり、遅延波が除去されることになる。

2-3 評価関数の最適化

本研究では電力合成器の出力のみが観測可能である。このため、シンプレックス法などの最適化アルゴリズムを使ってアナログ移相器をブラインド制御することによって評価関数（受信レベルあるいはGIとそのコピー元との相関係値）を最大化する。シンプレックス法は、最急降下法や直接探索法よりロバストで高速の最適ビーム形成が可能である[14]。このとき、アナログ位相制御をデータ区間の先頭で瞬時に設定する必要がある。移相設定時間が遅い場合GIの先頭で位相設定するとGIとそのコピー元との相関係値が低下し、スライディング相関に基づくシンボル同期に影響を与え、受信不能となる。データ区間で位相設定すると誤り率が劣化し受信不能となる。

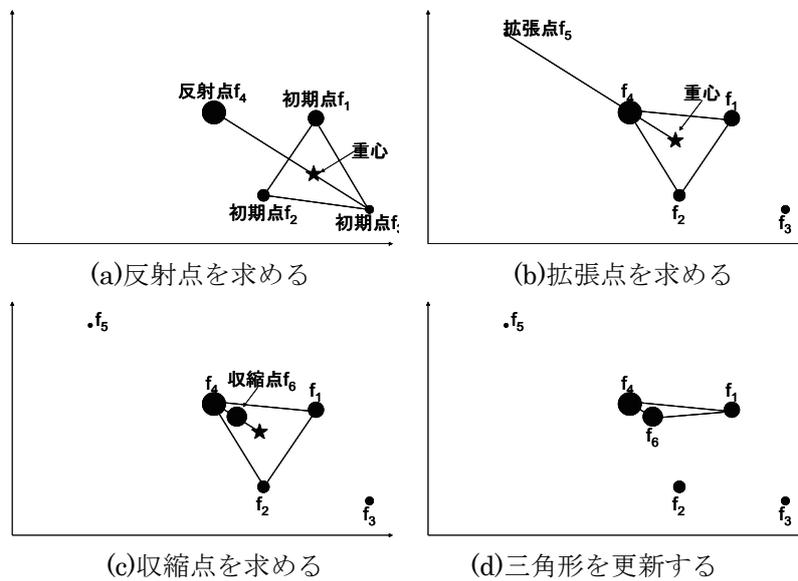


図3 シンプレックス法による適応ビーム制御

図3にシンプレックス法による適応ビーム制御の原理を示す。図にある黒い円の位置は2つの移相器に与える電圧を示し、円の大きさはその電圧での評価関数の大きさを示す。図3(a)は初期の $f_1 \sim f_3$ のうちで最も評価関数値の小さい f_3 について、初期の3点からなる三角形の重心に対する反射点 f_4 を探索した様子である。

評価関数値の最小点の反射点を求めるのは、反射点での評価関数値が最大となる確率が高いからである。図 3(b)は、 f_4 の評価関数値が大きい場合、その点を新たな頂点としてシンプレックスの重心を更新し、さらに大きな点を求めて拡張点 f_5 を探索した様子である。図 3(c)は、 f_5 の評価関数値が小さい場合、その先に大きな点はないと見込み、それより手前の収縮点 f_6 を探索した様子である。図 3(d)は、 f_5 の評価関数が比較的大きい場合、その点を新たな頂点に採用してシンプレックスとその重心を更新する様子である。このような、制御を繰り返すことで評価関数を最大化する移相器制御電圧が探索される。

3 高速演算増幅器を使ったアナログ移相器

従来の 3dB ハイブリッドとバラクタを使ったアナログ移相器は損失が大きく、応答時間もマイクロ秒レベルで提案のアダプティブアンテナに適用することはできない。そこで、演算増幅器とバラクタダイオードを用いたアクティブ移相器の回路を考案し、試作評価を行った。設計目標は 170MHz~220MHz の VHF 帯、および 470~560MHz の UHF 帯で、1 段の演算増幅器で 180° 以上の可変位相範囲を持ち、この間の振幅変動は $\pm 1\text{dB}$ 以下、70ns 以下の応答速度を持つことである。

3-1 動作原理

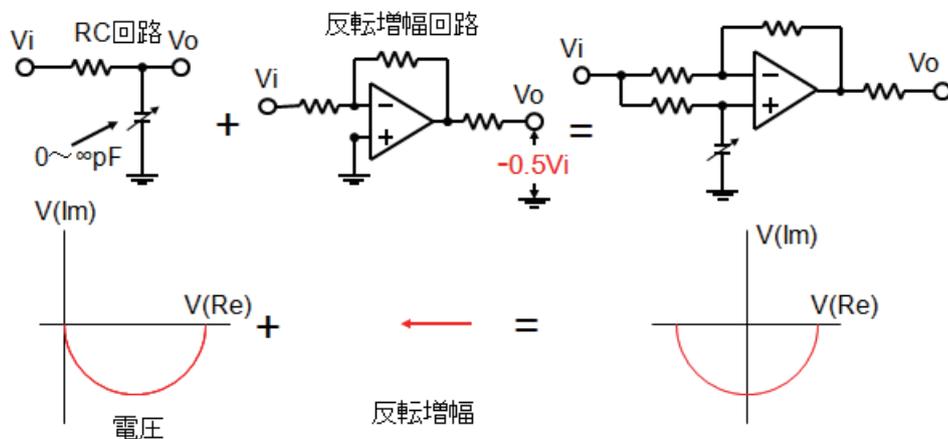


図 4 RC 回路とオールパスフィルタで構成した移相器

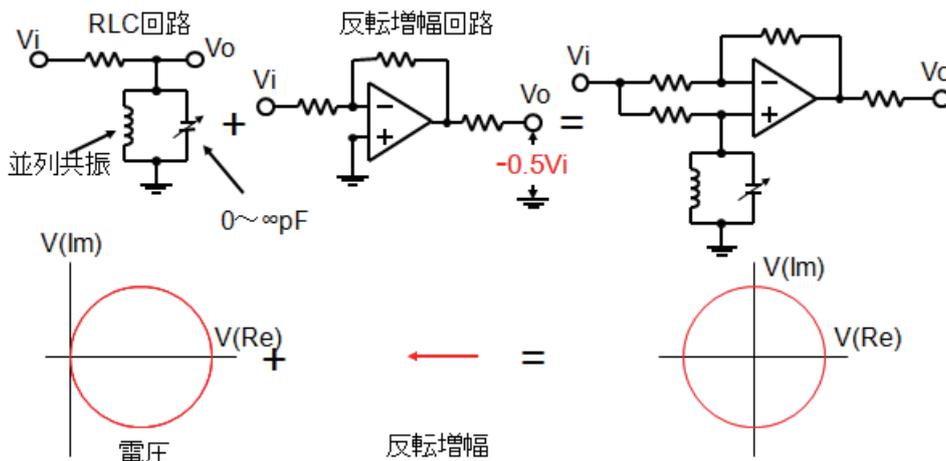


図 5 提案する移相器

図 4 の左のような RC 回路でコンデンサの容量を変化させたとき、インピーダンス軌跡は半円になる。RC 回路を演算増幅器で構成したオールパスフィルタに接続すると、インピーダンス軌跡は抵抗成分と逆方向の左側にシフトする。これにより、利得が一定で位相を最大で 180° 変化させることができる。現実には可変容

量はバラクタで変化させることになるが、その可変範囲は限られており、実際には 180° 変化させることは困難である。そこで可変容量コンデンサと並列にコイルを接続し並列共振回路とした。この場合インピーダンス軌跡は 180° を超え、最大 360° 位相を変化させることができる。また、可変容量範囲も小さくなるので電荷の蓄積と放出が少なく高速制御が可能となる。

3-2 回路設計

(1) VHF 帯移相器

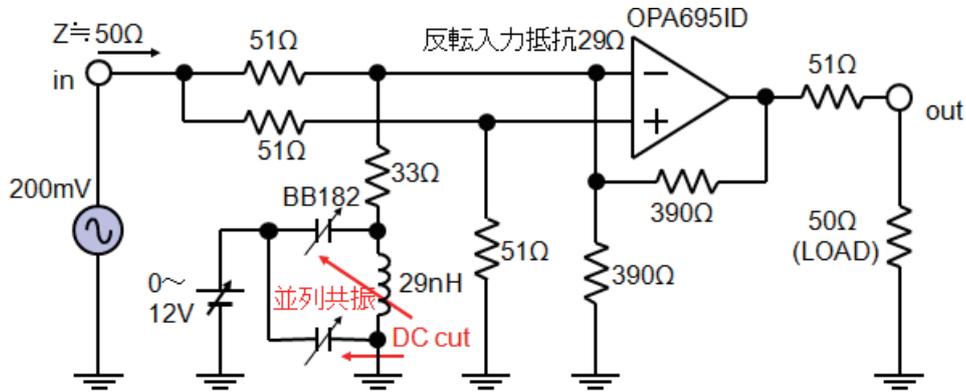


図 6 VHF 帯移相器の回路

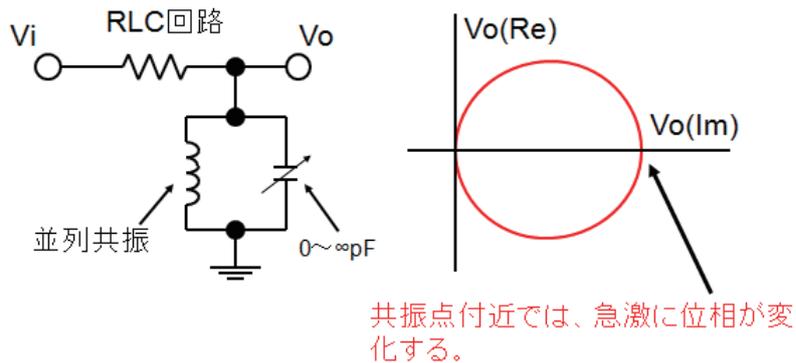


図 7 並列共振回路のインピーダンス軌跡

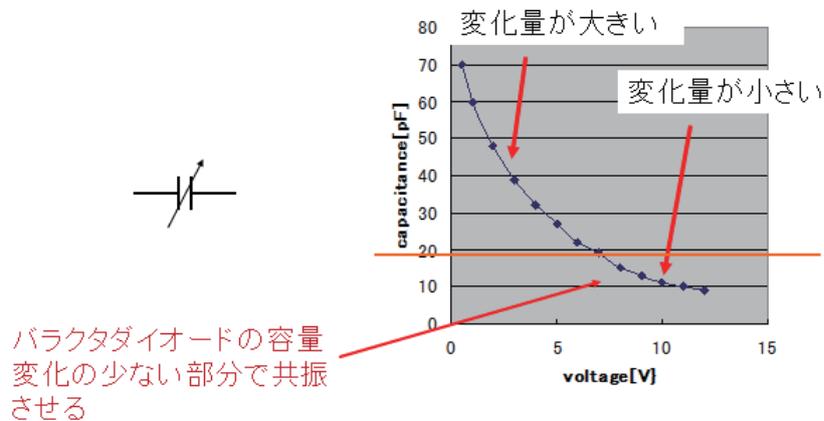


図 8 バラクタの電圧-容量特性

図 6 は設計した VHF 帯移相器の回路である。演算増幅器はスルーレート 4300V/s の高速動作可能で容易に入手できる電流帰還型の TI 社製 OPA695ID である。バラクタは可変容量範囲が $5\text{pF}\sim 75\text{pF}$ と大きい

Philips 社製の BB182 である。

ところで LC 並列回路のインピーダンス軌跡は、図 7 に示すように共振点付近で急激に変化するため、この付近で精緻な位相制御を実現することは困難である。そこで、図 8 に示すように、バラクタの電圧・容量特性において電圧の変化に対する容量の変化が小さい領域で LC 並列回路が共振するように L の値を決定した。

回路シミュレータにより図 6 の回路動作をシミュレーションした結果を図 9 に示す。ここで、入力電圧は 200mV の正弦波(周波数, 170,200,220MHz)である。所望帯域内で利得変動は 1.5dB, 位相変化量は 200° 以上で、設計要求を満足している。

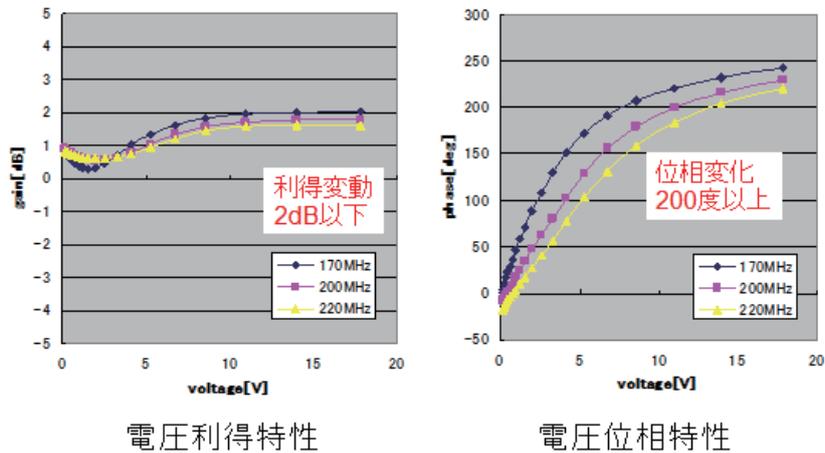


図 9 シミュレーション結果

(2) UHF 帯移相器

図 10 は設計した VHF 帯移相器の回路である。演算増幅器は TI 社製 OPA695ID, バラクタは可変容量範囲が 2pF~18pF の Philips 社製の BBY31 である。回路シミュレータにより図 10 の回路動作をシミュレーションした結果を図 11 に示す。ここで、入力電圧は 200mV の正弦波(周波数, 380,470,560MHz)である。所望帯域内で利得変動は 1.5dB, 位相変化量は 180° 以上で、設計要求を満足している。

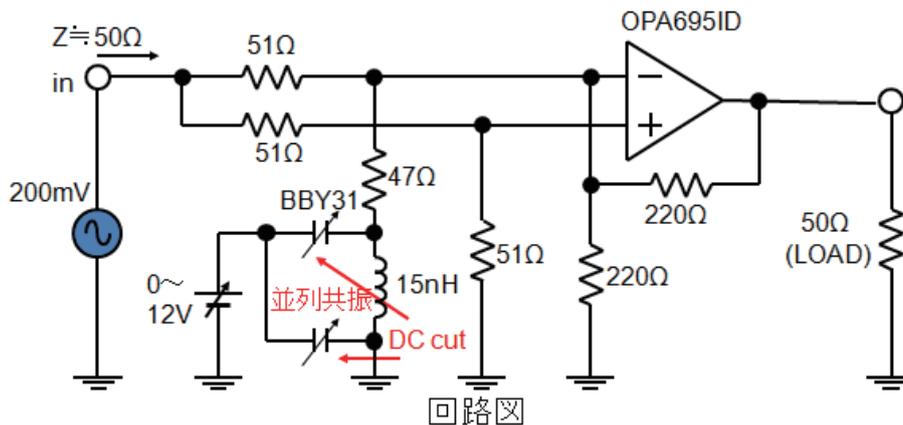


図 10 UHF 帯移相器の回路

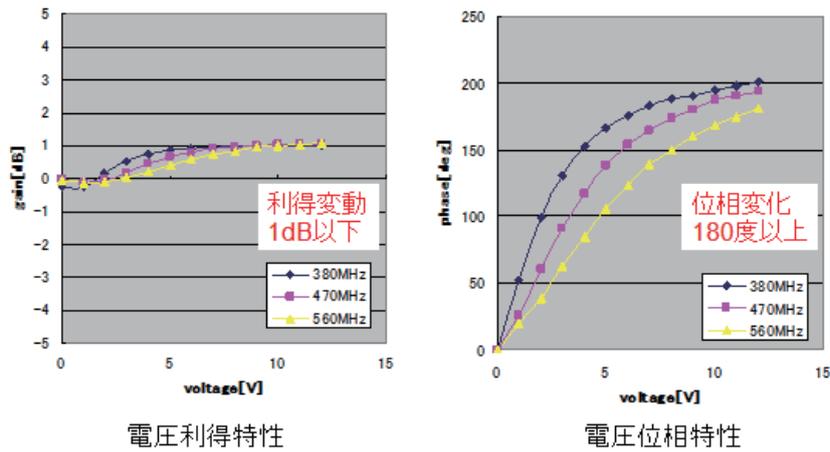


図 11 シミュレーション結果

3-3 試作評価

(1) VHF 帯移相器

図 12 に試作した移相器の写真を示す。応答速度が速いため制御電圧端子にも SMA 端子を用いた。

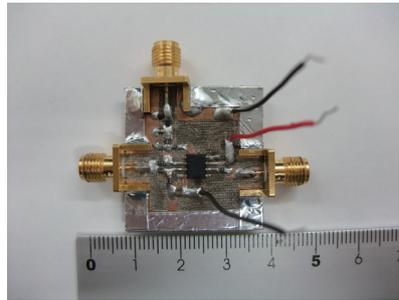


図 12 試作移相器

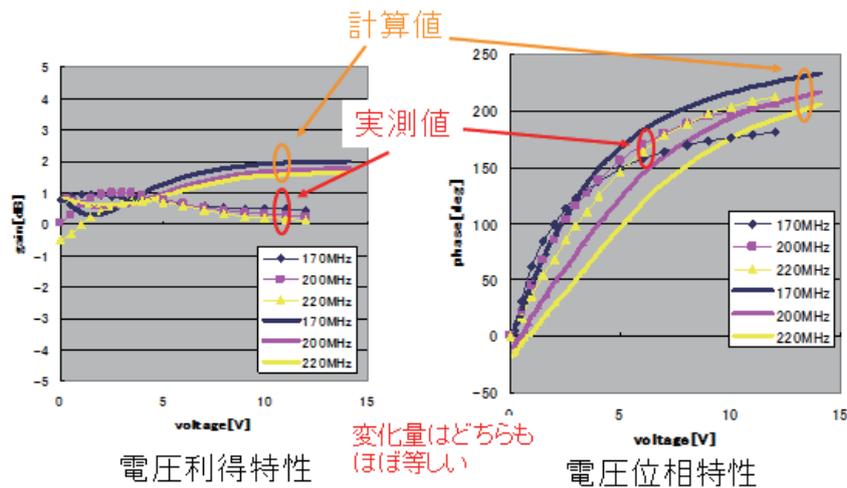


図 13 測定結果

図 13 はネットワークアナライザによる測定結果である。比較のためシミュレーションの特性を合わせて示した。所望帯域内で利得変動は 1.5dB、位相変化量は 180° で、実測値は設計値とほぼ等しい。

図 14 は 0V から 5V まで制御電圧を瞬時に変化させた時の位相応答の測定結果である。比較のため UHF 帯の従来のアナログ移相器の立ち上がり特性を合わせて示した。試作した移相器の立ち上がり時間は従来の

移相器と比較し 100 倍以上の高速性を有することが確認できた。

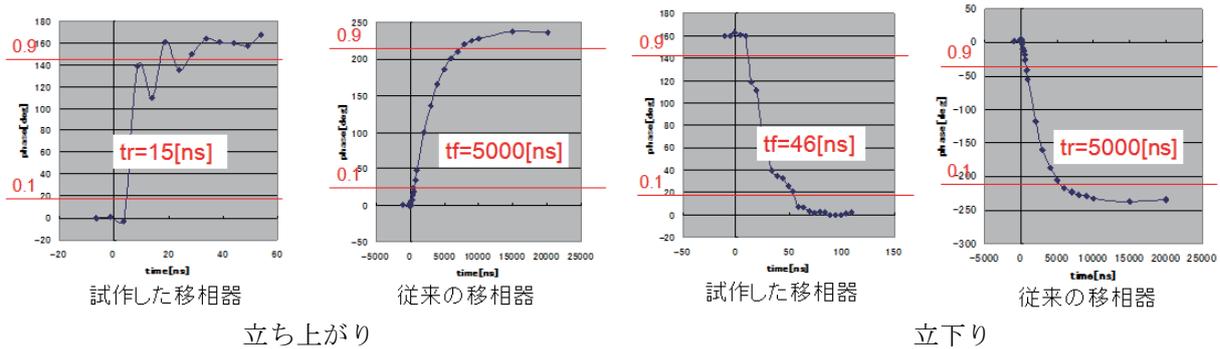


図 14 位相応答速度

(2) UHF 帯移相器

UHF 帯移相器についても試作し評価を行ったが、設計仕様を満足する特性は得られなかった。図 15 はネットワークアナライザによる測定結果である。比較のためシミュレーションの特性を合わせて示した。低い帯域では利得変動は比較的小さいが、位相変化量は 180° に満たず、高い帯域では位相変化量は 180° を超えるが利得変動が大きくこのままでは実用に供することができない。この原因として、差動増幅器の高速特性の不足、バラクタの電圧・容量特性のずれがあげられる。

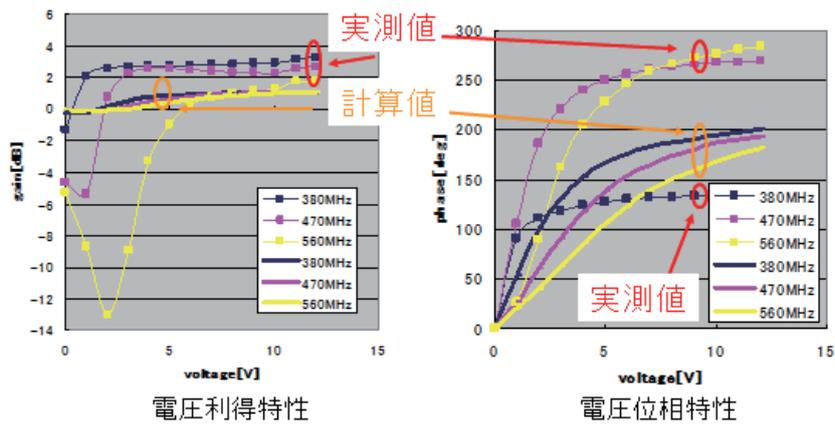


図 15 測定結果

4 遺伝的アルゴリズムを用いたダイバーシチアンテナの設計

ここでは、車両用のモノポールアンテナを PC や TV 受像機のモニター裏面に取り付けてダイバーシチアンテナを構成する場合の配置について遺伝的アルゴリズムを用いて検討した。ダイバーシチアンテナの性能評価指標として VSWR, 平均実効利得(MEG)とアンテナパターン相関を用いた。ワイヤグリッドモデルで TV モニターとアンテナをモデル化し、モーメント法によってアンテナの性能を解析した。アンテナの長さや最適位置を、パレートランキング法を使った多目的遺伝的アルゴリズムによって決定した。決定した位置に基づく簡単なダイバーシチアンテナを試作し、フェージングシミュレータによって評価を行い、設計の妥当性を検証した。

4-1 遺伝的アルゴリズム

(1) 遺伝的アルゴリズムの基本的動作

遺伝的アルゴリズム (GA) は、生物の進化過程をモデルとした最適化の手法である(図 16)。遺伝的アルゴリズムを使うと局所解に陥る可能性が少なく、ランダム探索、総当たり法などよりも計算量が少ないメリットがある。目的関数が複数ある場合、解群をパレート最適解(他と比較して劣らない)群として遺伝的アルゴリズムに適用する。本手法では 1 回の設計シミュレーションで多様な解群を求めることができ、設計要

求に応じて様々なアンテナ構造を定めることができる。

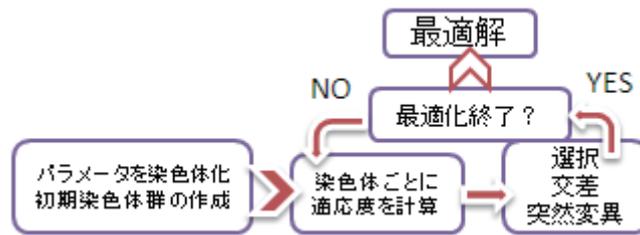


図 16 遺伝的アルゴリズム

(2) 多目的遺伝的アルゴリズムとパレート解

GA を使った初期の多目的最適化問題では、各目的関数値に重み付けをして和をとり、単一目的の最適化問題に変換する方法がとられてきた。しかし、一般に複数の目的関数がある場合は、唯一の最適解を定義できない場合が多い。また、このような方法では目的関数間のトレードオフを十分に考慮しているとは言いがたい。トレードオフを十分に考慮するために、パレート最適解群を算出することが考えられる。パレート最適解とは、目的関数値のいずれかを改善させようとした場合、他の目的関数値を改悪せざるを得ないような状態の（お互いに優劣のつけられない）解のことである。

パレート最適解は、複数の個体を同時に評価する GA によく適合する。すなわち、計算量を増加させずに多様な解を求めることが可能である。

(3) パレートランキング法

パレート最適解を GA で求める際、最適解を評価するための適応度が必要である。ここでは、適応度としてパレートランキング法によるランクを利用する。すなわち、集団中の非劣解の個体のランクを 1 とし、残りの個体は、支配される非劣解の個体の数に応じて決定する。この場合ランクが小さいほど優秀な解となる。図 17 に目的関数が 2 つ (f_1 , f_2) の最適化問題でのランキングを示す。x 軸と y 軸は目的関数 f_1 , f_2 の値で大きくなるほどよいものとする。rank2 の個体は rank1 の個体より劣り、rank3 の個体は rank1 と rank2 の個体に支配されている。パレートランキング法を用いる場合、遺伝的アルゴリズムの適応度は順位(ランク)の逆数である。

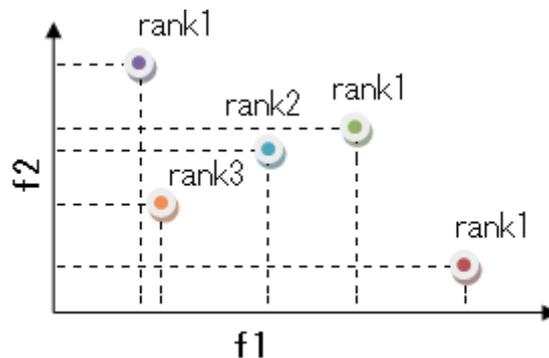


図 17 パレートランキング

(4) シェアリング

パレート解を求めるとき、解が非劣解であると同時に、多様性を持っていることが望ましい。シェアリングは解に多様性を与える手法である。ある特定の評価の高い個体群が選ばれるような偏りを避けるため、多くの個体が集中している領域の適応度を意図的に下げ、孤立している領域での適応度を大きくする。各個体について、その個体の近傍の混み具合をニッチ数として計算する。

(5) ベスト N 選択法

基本的な GA の選択手法は SGA (Simple GA) と呼ばれている。この手法は親世代と子世代を無条件で入

れ替える．ベスト N 選択法では，親集団と子集団の中から，評価の高い順に元の個体数だけ残す手法である．この手法を用いると解の収束が早くなる．その代わり解の多様性に欠け，局所解に陥りやすくなる可能性が高まるが，前述のシェアリングを導入することにより解に多様性を持たせ，交叉確率と突然変異確率を高めることにより局所解への陥りが回避される．

(6) ペナルティ項の導入

パレートランキング法で最適解を求める際，一つの目的関数の値は優秀となるが，他の目的関数の値が非常に劣等な解がある．このような解でも優秀解として残るが，アンテナ設計において実用的な解とはいえない．このような解を減らし，収束を早めるために，パレートランキングの際に別の評価指針(ペナルティ)を加えた．すなわち，実用的でない解は，その劣等度に応じてランクを下げるペナルティを与える．ランクを下げることによって設計目的に合致する解が現れやすくなり，目的関数の個体群の平均値も上昇する．さらにペナルティのかけ方によって優先させたい目的関数も設定できる．

4-2 ダイバーシチアンテナ

(1) ダイバーシチアンテナの性能指標

見通し外通信での受信レベルは，移動に伴い刻々と変化する．これは，アンテナの利得が刻々と変化していることと等価である．移動環境でのアンテナの実効利得は平均実効利得(MEG)として定義される．アンテナの実効利得が低下すると伝送特性が悪化する．このため，複数のアンテナにより異なる伝送路を作り出し，伝送特性の劣化を補完する技術がダイバーシチ受信である．ダイバーシチアンテナの構成として，空間的に離れた 2 本のアンテナで受信される信号を選択あるいは合成受信する空間ダイバーシチがよく知られている．空間ダイバーシチアンテナの性能は MEG およびパターン相関特性で評価される．MEG が大きくパターン相関値が小さい時，よいダイバーシチアンテナと言える．

MEG やパターン相関は，各ブランチまでの伝播路に依存する．アンテナは，いろいろな方向に傾けられて使用されるため，アンテナの指向性，到来波の偏波，入射角分布の場所的変動によっても変わる．これら特性の解析には，到来波の垂直・水平偏波成分がともに水平方向に一様分布し，仰角方向にガウス分布する統計モデルを用いる解析が有効であることが知られている．

(2) MEG

多重波伝播路内を移動するアンテナの MEG の理論式は，移動体アンテナを座標原点とする球面座標系において次式で与えられる．

$$G_e = \oint \left\{ \frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\Omega) P_\theta(\Omega) + \frac{1}{1+XPR} G_\phi(\Omega) P_\phi(\Omega) \right\} d\Omega \quad (4)$$

XPR は到来波の θ と ϕ 成分の電力比， G_θ と G_ϕ はアンテナの θ と ϕ 成分の指向性， P_θ と P_ϕ は到来波の θ と ϕ 成分の角度分布を表す． Ω は球面座標系における座標点(θ, ϕ)成分の到来波角度密度関数を表し，

$$\oint P_\theta(\Omega) d\Omega = \oint P_\phi(\Omega) d\Omega = 1 \quad (5)$$

$$\oint d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin \theta d\theta d\phi \quad (6)$$

である．また，

$$G_\phi(\Omega) = |E_{\phi k}|^2 = E_{\phi k} \times E_{\phi k}^* \quad (7)$$

$$G_\theta(\Omega) = |E_{\theta k}|^2 = E_{\theta k} \times E_{\theta k}^* \quad (8)$$

で， $E_{\phi k}, E_{\theta k}$ はアンテナ $k(k=1,2)$ の電界指向性の θ, ϕ 成分の複素包絡線，*は複素共役である．

(3) パターン相関

ダイバーシチ受信では，できる限り相関の小さな複数の受信信号を合成あるいは選択・切換えすることにより，高いフェージング改善効果が得られる．ダイバーシチアンテナの場合には，ブランチ間のパターン相関係数を小さくすることが，高いダイバーシチ効果を得ることに対応する．ブランチ間の相関特性は，到来波の主偏波成分，交差偏波成分そして到来波方向の 3 次元的な広がりの影響があることが知られている．

2つのアンテナの受信電圧の複素包絡線に対する相関係数 ρ_e は、アンテナおよび到来波電界の θ, ϕ 方向成分を考慮するとき(9)式で表される。

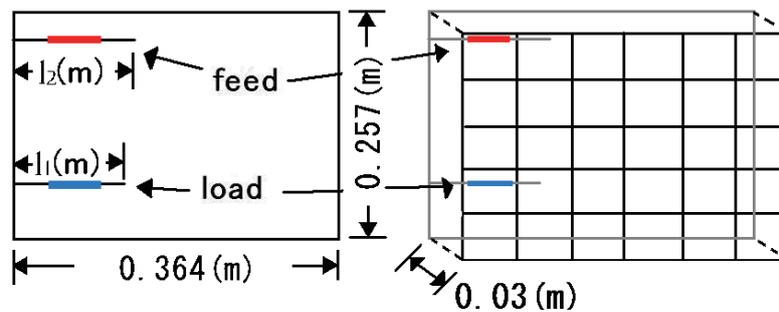
$$\rho_e = \frac{\left| \int \left\{ XPR \cdot E_{\theta_1}(\Omega)E_{\theta_2}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi_1}(\Omega)E_{\phi_2}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right\} e^{-j\beta x} d\Omega \right|^2}{\left[\int \left\{ XPR \cdot E_{\theta_1}(\Omega)E_{\theta_1}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi_1}(\Omega)E_{\phi_1}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right\} d\Omega \right] \left[\int \left\{ XPR \cdot E_{\theta_2}(\Omega)E_{\theta_2}^*(\Omega)P_{\theta}(\Omega) + E_{\phi_2}(\Omega)E_{\phi_2}^*(\Omega)P_{\phi}(\Omega) \right\} d\Omega \right]} \quad (9)$$

$P_{\theta}(\theta, \phi), P_{\phi}(\theta, \phi)$ はそれぞれ θ, ϕ 成分の到来波角密度関数を表し、式(5)を満足する。

4-3 遺伝的アルゴリズムによるアンテナの設計

(1) 設計モデル

図 18 に設計モデルを示す。図 18(a)は金属フレームにモノポールを 2 つ取り付けたモデル(モデル 1)、図 18(b)は図 18(a)の前面にディスプレイを模擬した金属板を置いたモデル(モデル 2)である。金属フレームの大きさは $364 \times 257 \text{mm}$ 、ディスプレイとアンテナ間の距離は 30mm である。2 つのアンテナの給電点の位置 $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ とモノポールの長さ l_1, l_2 を変化させ、モーメント法によってアンテナの VSWR と複素指向性を計算する。



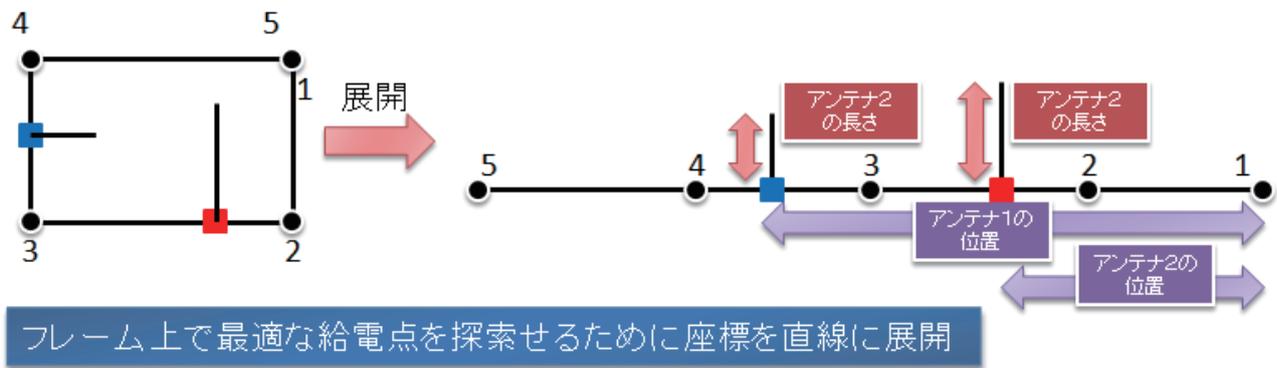
(a) モデル 1

(b) モデル 2

図 18 設計モデル

(2) 染色体への構造パラメータの埋め込み

アンテナの給電点の位置 $(x_1, y_1), (x_2, y_2)$ は必ずフレーム上に設定されなければならない。そこで図 19 に示すようにフレームを直線に展開し、端からの距離として給電点を表した。モノポールの長さ l_1, l_2 も変化させるので全部で 4 変数を扱う。1 変数に対して 12bit の分解能を持たせたので、一つの染色体は $4 \times 12 \text{bit} = 48 \text{bit}$ の長さを持つ。またモデル 2 の場合はフレームのサイズも同時に最適化した。このときフレームの大きさ (W, H) の 2 変数が増えるので、設計パラメータは 6 になり、染色体の長さは $6 \times 12 \text{bit} = 72 \text{bit}$ となる。



フレーム上で最適な給電点を探索するために座標を直線に展開

図 19 染色体に埋め込む構造パラメータ

(3) 目的関数とペナルティの設定

目的関数として MEG, 空間相関, VSWR を用いる. MEG と VSWR はそれぞれのアンテナについて定義されるので目的関数の数は 5 となる. アンテナとして実用となる構造に解に収束させるため, アンテナ 1 とアンテナ 2 の VSWR が 6 以上で両者の VSWR の差が 0.5dB 以上になった場合, また MEG1 と MEG2 の値に 0.5dB 以上の差があるときペナルティを与えた.

4-4 シミュレーション

(1) シミュレーション条件

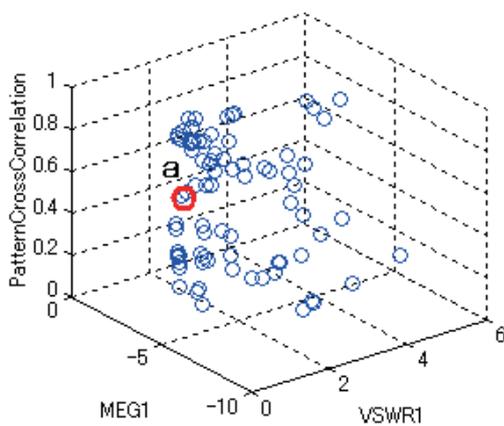
表 1 に設計に用いた条件をまとめて示す. また, 表 2 の入射波到来角分布は, フィールドにおいて取得した ISDB-T 信号の測定値を用いた[6].

表 1 シミュレーション条件

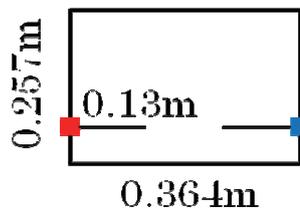
最適化手法	多目的遺伝的アルゴリズム
世代数	100 世代
染色体数	100
突然変異率	5~10%
交差率	100%
交差法	一点交差法
染色体の長さ	48bit
電磁界解析法	モーメント法
周波数	485MHz
分割間隔	約 $\lambda/10$

表 2 電波到来角度分布

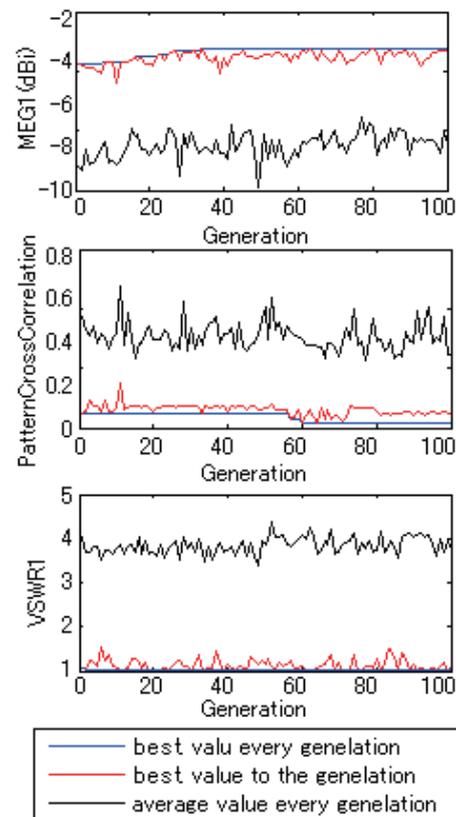
XPR		9.71dB
平均	水平編派成分	10.10°
	垂直編派成分	8.41°
分散	水平編派成分	8.11°
	垂直編派成分	8.04°



個体群の与える性能分布



個体 a の構造



収束特性

図 20 モデル 1 の設計結果

(2) 設計結果

図 20 はモデル 1 の解析結果である。アンテナブランチ間の差を抑えるように設計したので個体群の与える性能は、一つのアンテナの MEG, VSWR と空間相関係数で与えている。一例として個体 a の与えるアンテナ構造を示した。収束特性をみると、穏やかではあるが世代が進むにつれ MEG が向上し、空間相関係数が低くなっている。図 21 はモデル 2 の解析結果である。図 20 と同様に個体 b の与えるアンテナ構造を示した。収束特性をみると、世代が進むにつれ MEG が向上し、空間相関係数と VSWR が低くなっていることが顕著にみて取れる。

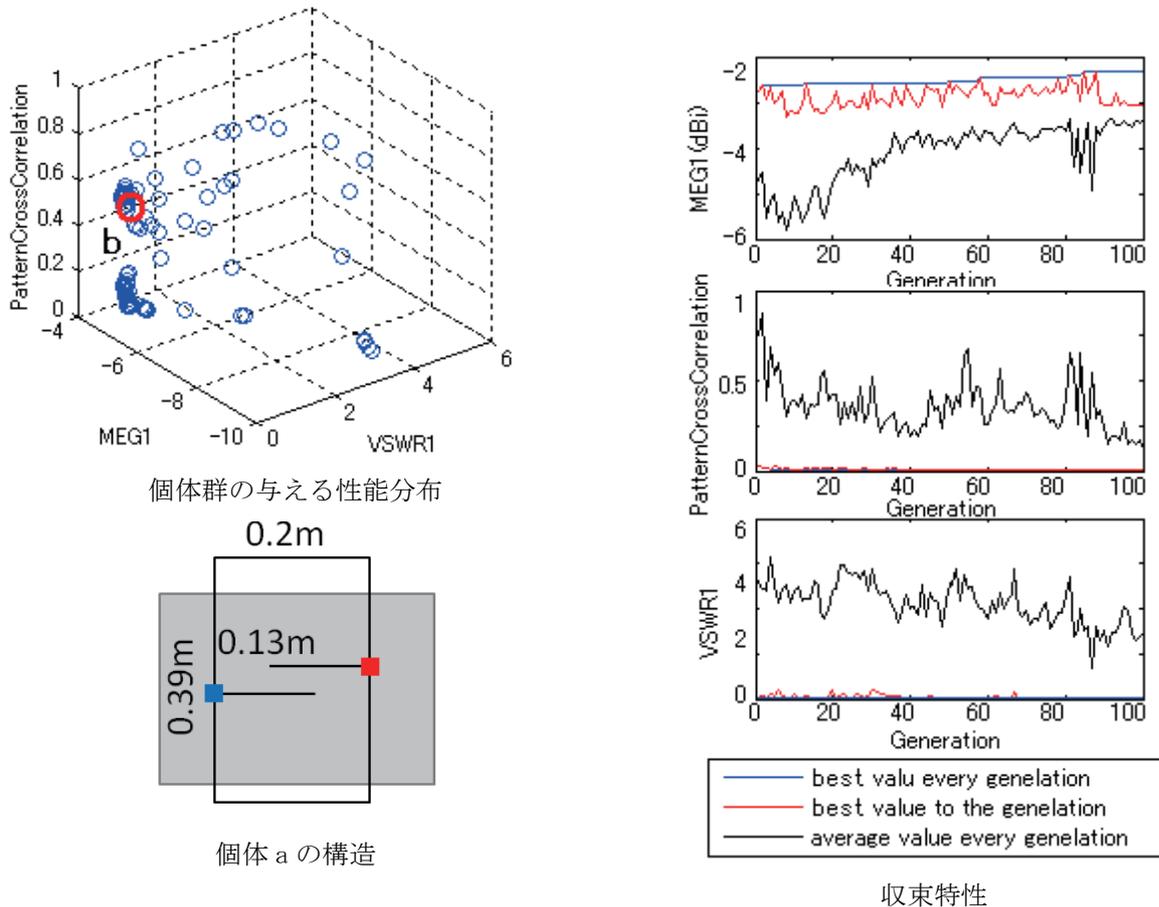


図 21 モデル 2 の設計結果

4-5 実験

(1) フェージングシミュレータ

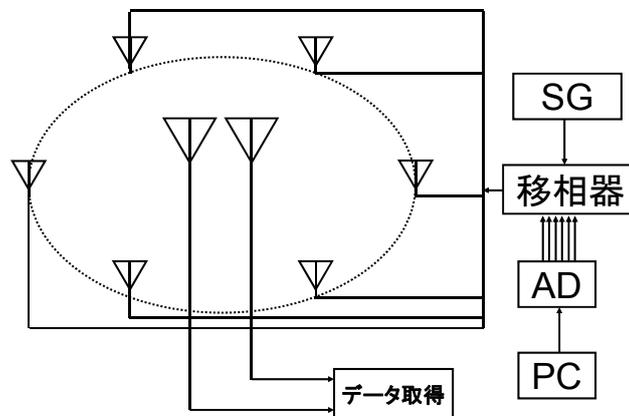


図 22 フェージングシミュレータ

多重伝播路環境下における移動体端末アンテナの実行性能評価は、これまで屋外のフィールド実験により行われてきた。しかしながら、フィールド実験は再現性が乏しいことや、手間や時間がかかる事といった課題を抱えている。われわれはこれらの課題を解決するため、図 22 のレイリーフェージング環境を模擬するフェージングシミュレータを用いて実験を行った。

(2) 実験条件

ISDB-T 信号を、フェージングシミュレータを使って送信し、中央の試作ダイバーシチアンテナによって受信する。実験では送信用の八木宇田アンテナ 6 本を半径 4m の円周状に等間隔に配置し、円の中心に測定アンテナを置く。表 2 の条件 $XPR=-9.71\text{dB}$ を実現するため送信アンテナを 6° 傾けるとともに、水平偏波の垂直面入射角(10.1°)を模擬するため受信アンテナを送信アンテナよりも 71 cm 低くした。送信レベルは -10dBm で送信周波数は 485MHz である。表 3 に実験条件をまとめて示す。図 23 は実験の様子である。

表 3 実験条件

周波数	485MHz
使用信号	ISDB-T
波送信レベル	-10dBm
アンテナ数	6 本
フェージング半径	4m
フェージング周波数	0, 5, 10, 20, 40Hz



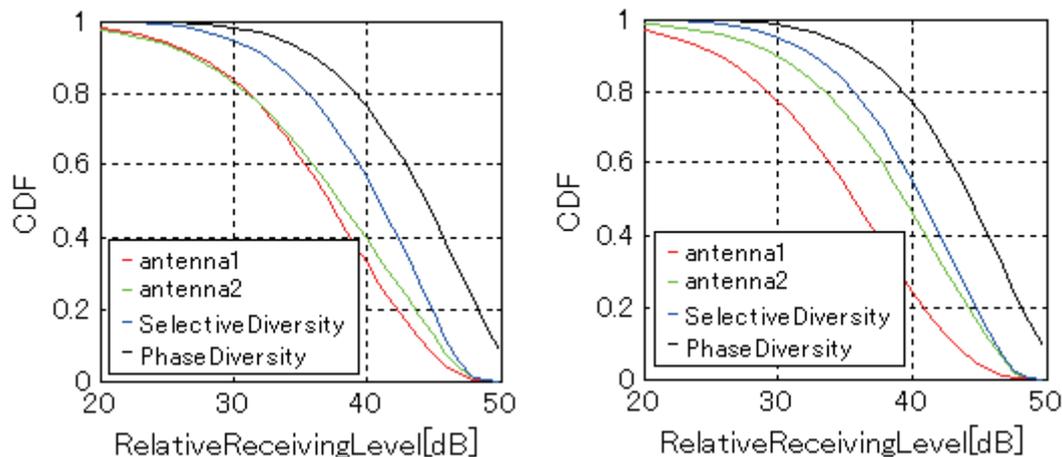
図 23 実験の様子

(3) 測定結果



(a)比較アンテナ (b)最適化アンテナ

図 24 試作アンテナ



(a)比較アンテナ (b)最適化アンテナ

図 25 受信レベルの累積確率分布

420×297mm のフレーム上に提案手法を使ってダイバーシチアンテナを試作した。比較のためフレームの中央に同じアンテナを対向させて取り付けられたアンテナも製作した。図 24(a)(b)は比較用アンテナと最適設計に基づき試作したアンテナである。

フェージングシミュレータを使って各アンテナの受信レベルの累積確率分布を求めた。図 25(a)と(b)は図 24(a)と 25(b)のアンテナについてのドップラー周波数が 10Hz での受信レベルの累積確率分布 (CDF) である。最適化アンテナでアンテナ 1 と 2 のレベル差が認められるが、平均的には大きな差は認められない。シミュレーション解析では両者の MEG は-3.96dBi で同一である。

パターン相関を測定する環境が得られなかったので、受信レベルの包絡線の相関値を計算した。表 4 に図 24(a)と 24(b)のアンテナについての相関値を示す。試作アンテナのほうが、相関値が低いことがわかる。シミュレーション解析では図 24(a)と 24(b)のアンテナの空間相関はそれぞれ 0.64 と 0.32 で、最適化したアンテナのほうが、空間相関値が小さい。

表 4 空間相関

ドップラー周波数 (Hz)	比較アンテナ	最適化アンテナ
0	0.88	0.5698
5	0.18	0.0031
10	0.17	0.0011
20	0.16	0.0042
40	0.15	0.0044

5 結言

受信系統が 1 つで済むアナログ位相制御型のアダプティブアンテナに必須の高速アナログ移相器について検討した。LC 共振回路と差動増幅器を使ったオールパスフィルタを組み合わせた移相器を提案し、計算機シミュレーションと試作評価により性能を評価した。試作評価では 1 段の演算増幅器で 180° 以上の可変位相範囲を持ち、この間の振幅変動は±1dB 以下、70ns 以下の応答速度を持つことを 170MHz-220MHz の VHF 帯で確認することができた。しかし UHF 帯では設計通りの性能が得られず、課題を残した。

パレートランキン法を適用した遺伝的アルゴリズムを用いたダイバーシチアンテナ構造の最適設計について検討した。ノート PC や薄型テレビに内蔵する ISDB-T 用ダイバーシチアンテナの形状・配置を多目的遺伝的アルゴリズム(GA)によって設計した。目的関数は、レイリーフェージング環境下での平均実効利得 (MEG)、空間相関および VSWR である。設計したアンテナを試作し、フェージングシミュレータを用いた実験により、空間相関の低いダイバーシチアンテナを実現することができ、設計手法の有効性を確認することができた。

なお、本研究助成では移相器のほか、電力合成器についても差動増幅器で実現することを予定していた。現状入手できる差動増幅器で試作評価を行ったが、スルーレートが不足し ISDB-T 受信において MER が 1-2dB 低下したことで、文献[2]-[4]の位相ダイバーシチ受信機において通常のウィルキンソン型合成器を使用しても十分な合成効果が得られることが分かったので検討を打ち切ることとした。また、アナログ位相制御型のアダプティブアンテナの評価関数を切り替えるアルゴリズムダイバーシチの実験も予定していたが、文献[9]の実験において、評価関数を GI の相関係数の最大化のみに絞ってもダイバーシチ効果が得られることが検証された。これはレイリーフェージングのヌル点ではブランチ間の相関が低下するので GI の相関係数の最大化により受信状況を改善する適応指向性が形成されると考えられる。従ってアルゴリズムダイバーシチは不要と判断した。

今後、UHF 帯移相器について継続的な検討を行い、アナログ位相制御型のアダプティブアンテナへの適用を目指す。また、液晶ディスプレイを想定したダイバーシチアンテナの試作評価と、文献[2]-[4]の位相ダイバーシチ受信機との組み合わせ試験（走行実験）を予定している。

【参考文献】

1. 桑原, 鈴木, 浦, “FM 多重 VICS 放送受信用簡易型アダプティブアンテナの開発,” 電子情報通信学会論文誌 Vol.J90-B, No.1, pp.79-87, 2008.

2. 桑原, 羽多野, 里吉, 藤井, “ISDB-T 簡易位相ダイバーシチアンテナ,” 信学技報 vol.109, no.117, AP2009-52, pp.47-52, 2009.
3. 桑原, 羽多野, 里吉, 藤井, “ISDB-T 簡易位相ダイバーシチアンテナの試作評価,” 信学技報, vol. 109, no. 417, AP2009-191, pp.41-46, 2010.
4. Y. Kuwahara, R. Fujii, H. Hatano, “Novel Combined Phase Diversity Antenna for OFDM,” Proceedings of the 2010 IEEE Antennas and Propagation Society international symposium on antennas and propagation(in press).
5. 池田, 鈴木, 桑原, 中崎, 岡田, 吉田, “FM 波の DOA 推定,” 信学総大, B-1-28, 2006.
6. K. Satoyoshi and Y. Kuwahara, Direction Finding of OFDM Signals, Proc. of ISAP08, 1645010, 2008.
7. 黄, 桑原 “CMA とシンプレックス法を用いた携帯端末用アダプティブアンテナの試作評価” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J91-A, No.5, pp. 335-343, 2009.
8. 桑原, 高橋, 浦, 田内, 高橋, 今村, 山口, “ISDB 受信用アナログ位相制御型アダプティブアンテナの試作評価,” 信学技報, AP2008-86, 2008.
9. 藤井, 里吉, 桑原, 田内, 今村, 山口, “OFDM スマートアンテナの試作評価,” 信学技報, vol. 109, no. 417, AP2009-194, pp.59-64, 2010.
10. 桑原, “直接探索法による ESPAR アンテナのウェイト制御,” 電子情報通信学会論文誌, Vol.J89-B, No.1, pp.39-44, 2006.
11. 桑原, 藤井, 里吉, 田内, 今村, 山口, ISDB-T 車載ダイバーシチアンテナの設置位置に関する実験的検討, 信学技報, vol. 109, no. 218, AP2009-103, pp.55-60, 2009.
12. Y. Kuwahara, “Multi-objective Optimization Design of Yagi-Uda Antenna,” IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.53 No.6, pp.1984-1992, 2005.
13. T. Maruyama, K. Yamamori, and Y. Kuwahara, “Design of Multibeam Dielectric Lens Antennas by Multi-objective Optimization,” IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol.57 No.1, pp.57-63, 2009.
14. スルサリザ, 桑原, シンプレックス法による ESPAR アンテナの指向性制御, 信学技報, vol. 109, no. 218, AP2009-103, pp.37-42, 2009.

〈 発 表 資 料 〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
高速演算増幅器を用いた VHF/UHF 帯移相器の試作評価	信学総大	2010 年 3 月
多目的遺伝的アルゴリズムを用いたダイバーシチアンテナの設計と試作評価	信学技報	2010 年 2 月
Design of the Diversity Antenna for TV Monitor	IEEE Intn. Symposium on Antennas and Propagat.	2010 年 7 月