

放射方向と到来方向を同時に測定する時空間チャネルサウンダ

Double-Directional & Temporal Channel Sounder for Mobile Propagation Measurement

阪口 啓
Kei Sakaguchi

高田 潤一
Jun-ichi Takada
東京工業大学

荒木 純道
Kiyomichi Araki

Tokyo Institute of Technology

1 まえがき

移動体通信において時空間チャネル特性を詳細に把握することは、現実的なチャネルモデルを作成し、効率的な時空間信号処理システム的设计を行うために重要である。著者らは 3-D Unitary ESPRIT 法を用いた高分解能チャネルサウンディングの原理 [1] を提案し、プロトタイプハードウェア [2] を用いて実験的に時空間チャネル特性を把握することに成功している。本検討では基地局側だけでなく移動局側もアレー構成にすることによって到来方向だけでなく放射方向も推定するアルゴリズム [3] の時空間チャネルサウンダへの実装方法を提案する。

2 放射方向と到来方向の同時推定

移動局側に m_s 素子からなる送信アレーアンテナを配置し、基地局側に m_r 素子からなる受信アレーアンテナを配置した場合の $m_s \times m_r$ 次のチャネルレスポンス行列 H は送信側のアレーレスポンスベクトル $a_s(\theta_s^i)$ および受信側のアレーレスポンスベクトル $a_r(\theta_r^i)$ を用いて次の様に表すことができる。

$$H = \sum_i \gamma_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i} a_s(\theta_s^i) (a_r(\theta_r^i))^T \in C^{m_s \times m_r} \quad (1)$$

ここで i は有効な素波に関するインデックスであり、各素波は θ_s^i の角度で送信アンテナより放射され、 τ_i の遅延および γ_i の減衰(複素振幅)を受けた後に、 θ_r^i の角度で受信アンテナに到来する。ただしここではポイント周波数 f_c での表記となっている。さらに多次元問題を考慮して、上記チャネルレスポンス行列を次のようにベクトル表記する。

$$h = \text{vec}\{H\} = \sum_i \gamma_i(t) e^{-j2\pi f_c \tau_i} a_s(\theta_s^i) \otimes a_r(\theta_r^i) \in C^{m_s \cdot m_r} \quad (2)$$

ここで \otimes はクロネッカー積を表している。次にこれまでの議論を広帯域系に拡張し、 m_f 次元の周波数レスポンスベクトル $a_f(\tau)$ を用いてチャネルレスポンスベクトルを再表記する。

$$h = \sum_i \gamma_i(t) a_{\Delta_s}(\theta_s^i) \otimes a_{\Delta_r}(\theta_r^i) \otimes a_{\Delta_f}(\tau_i) \in C^{m_s \cdot m_r \cdot m_f} \quad (3)$$

ただしここでは各軸上で $\Delta_s, \Delta_r, \Delta_f$ 間隔の格子状のデータサンプルを考えた。これは例えば空間軸上ではリニアアレーアンテナやビームスペース変換された円形配列アンテナを考慮に入れている。

式 (3) はこれまでのチャネルレスポンスベクトルに送信アレーレスポンスベクトルを用いて次元の拡張を施しただけの簡単な構造を有しているため、例えば 3-D Unitary ESPRIT 法 [1] などの超分解能法を用いることによって高分解能にかつ同時に所望のパラメタ対、すなわち放射方向 θ_s^i 、到来方向 θ_r^i 、遅延時間 τ_i および複素振幅 γ_i を求めることができる。

3 アルゴリズムの実装方法

上記アルゴリズムを実装した測定のイメージ図を図 1 に示す。ここでは式 (3) に示すチャネルレスポンスベクトルを測定するために多入力多出力 (MIMO) システムの構築が必要となる。なおかつ対象としているチャネルは複素振幅 $\gamma_i(t)$ がドラ変動を受けるため、その時定数以内でのリアルタイム測定が必要となる。

MIMO システムにおけるチャネルレスポンスの測定には一般に 3 通りの方法が考えられる。すなわち時分割 (TDM)・周波数分割 (FDM) および符号分割 (CDM) である。時分割とはいわゆるスイッチであり、安価に構成することができるが、送受の同期が必要となるためチャネルレスポンスの測定には不向きと考えられる。符号分割とは送信側のそれぞれのアンテナに疑似直交符号を割り当て、受信側でそれぞれの疑似直交符号を用いて逆拡散することでそれぞれの送信アンテナからのレスポンスを計算するも

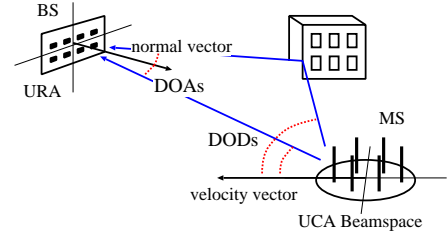


図 1: 時空間サウンディングのイメージ図

のである。この方法はリアルタイム性に優れるが符号間の相互相関値で測定のダイナミックレンジが決定されてしまう。周波数分割とくに直交周波数分割は [2] の様なマルチキャリア信号を用いたサウンディングシステムには最も適した方法と考えられる。

周波数分割方式を用いた MIMO システムの測定例を図 2 に示す。ここでは簡単のために 2 素子からなる送信アレーアンテナと 1 素子の受信アンテナの例を示した。送信側ではこれまで Δf 間隔で構成されていたマルチキャリア信号を $\Delta f/2$ 間隔に変更し、キャリアを 1 つおきに 2 つのアンテナから送信する。これは例えば Δf 間隔のベースバンドマルチキャリア送信信号を中心周波数が $\Delta f/2$ だけ異なる 2 つの局発信号でアップコンバートすることにより簡易に実現することができる。一方受信側では $1/(\Delta f/2)$ の整数倍の時間にわたってフーリエ変換することにより OFDM と同様の原理から 2 送信アンテナの信号を直交分離することができる。このとき各送信アンテナに割り当てられた信号はキャリア

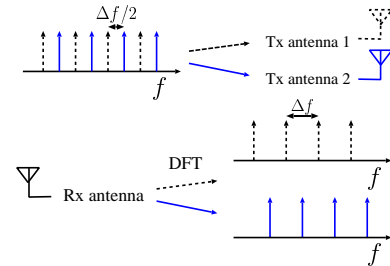


図 2: 周波数分割方式を用いた MIMO システムの測定例

周波数が $\Delta f/2$ (一般には $\Delta f/m_s$) だけ異なるため、送信アンテナのレスポンスベクトル $a'(\theta_s^i)$ は次の様に考える必要がある。

$$a'(\theta_s^i) = a(\theta_s^i) \otimes a_{\Delta f/m_s}(\tau_i) \in C^{m_s} \quad (4)$$

ここで $a_{\Delta f/m_s}(\tau_i) \in C^{m_s}$ は各送信アンテナに割り当てられた信号の差異を表す周波数レスポンスベクトルであり、また \otimes はアダマール積を表す。例えば 3-D Unitary ESPRIT 法では $a'(\theta_s^i)$ を新たなレスポンスベクトルと考えることにより同様の手順で所望のパラメタ対を求めることができる。

4 まとめ

放射方向・到来方向・遅延時間を同時に推定する時空間チャネルサウンディングアルゴリズムの実装方法を提案した。時空間チャネル特性の測定に本サウンダを用いることで、これまで分離することができなかった移動局近傍の散乱波も分離推定することができる。

参考文献

- [1] 阪口, 高田, 荒木, 信学技報, AP98-35, 1998.
- [2] 阪口, 福知, 劔持, 高田, 荒木, 信学ソダ, B-1-28, 2000.
- [3] A. Richter, D. Hampicke, G. Sommerkorn, R.S. Thoma, Proc. 2000 VTC, 2, pp. 1045-1049, 2000.