E10　市街地・室内無線通信における到来波の角度広がり推定

朴　珍珪　　山田　寛喜　　山口　芳雄
新潟大学　工学部

1　まえがき

最近，移動通信が急激に発展し，無線通信による情報交換が大量になっている．そのため，電波の到来方向を高精度に分離検出することが重要である．市街地・室内無線通信の時，直接波や建造物の影響を受けた反射波や回折波などが生じ，この多重散乱波が角度広がりをもつと考えられている．このような多重散乱波の電波伝搬環境を把握することにより，回線設計に役に立つ伝搬モデルの横策が可能となる．そのため，角度広がりを含んだ到来方向推定が検討されている．

本研究では，多重散乱波の電力分布を用い，積分型のアレーモードベクトルで表し，MUSIC 法による到来波の角度広がり推定について報告する．

2　問題の定式化

素子間隔ΔxのK素子リニアアレーにおいて，電波は図1のように周囲からの多数の直接，反射，回折波の総和として到来するものと仮定する．

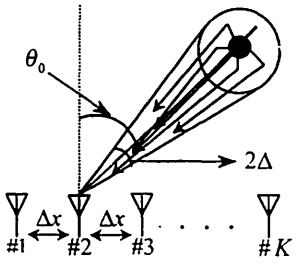
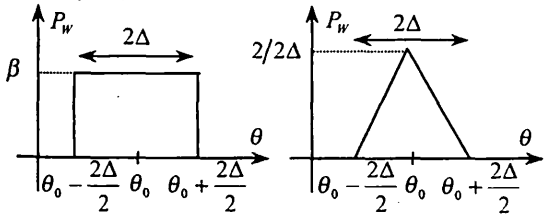


図1　ローカルスキャッタリング

上図のような波原が，等間隔のK素子リニアアレーに到来するものとする．到来波の入力電力の角度分布は図2のように2Δの角度ひろがりで一様分布，あるいは三角分布と仮定する．ただし，全電力分布は1とする．



(a)　一様分布　　(b)　三角型分布

図2　電力分布

図2の電力分布を用い，アレー応答ベクトルを求める．一様分布については[1]で報告されている．三角型分布のアレー応答ベクトルを示す．第k成分$r_k(k=1,2,\cdots,K)$は次のように積分を用いて表すことができる．

$$r_k=\int_{-\frac{2\Delta}{2}}^{0}\frac{4}{(2\Delta)^2}\left(x+\frac{2\Delta}{2}\right)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin(\theta_0+x)}dx+\int_{0}^{\frac{2\Delta}{2}}-\frac{4}{(2\Delta)^2}\left(x-\frac{2\Delta}{2}\right)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin(\theta_0+x)}dx \tag{1}$$

角度広がり2Δを十分小さいものと仮定すると，$\sin 2\Delta\approx 2\Delta,\cos 2\Delta\approx 1$より式(1)は次のように近似される．

$$r_k\approx \mathrm{sinc}^2\left(\frac{\pi}{\lambda}(k-1)\frac{2\Delta}{2}d\cos\theta_0\right)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin\theta_0} \tag{2}$$

以上のことから，三角積分型アレーモードベクトルは以下のように定義可能である．

$$\mathbf{a}(\theta_0,2\Delta)=[a_1(\theta_0,2\Delta),\cdots,a_K(\theta_0,2\Delta)]^T \tag{3}$$

$$a_k(\theta_0,2\Delta)=\mathrm{sinc}^2\left(\frac{\pi}{\lambda}(k-1)\frac{2\Delta}{2}d\cos\theta_0\right)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(k-1)d\sin\theta_0} \tag{4}$$

これを用いたMUSIC法のスペクトラムは式(5)となる．

$$P_{MUSIC}(\theta_0,2\Delta)=\frac{\mathbf{a}^H(\theta_0,2\Delta)\mathbf{a}(\theta_0,2\Delta)}{\mathbf{a}^H(\theta_0,2\Delta)E_N E_N^H\mathbf{a}(\theta_0,2\Delta)} \tag{5}$$

ここで，E_Nは雑音固有値に対応する雑音固有ベクトルである．

3　シミュレーション

表1のようなパラメータを用い，式(5)のMUSIC法を用いて到来方向と角度広がりの推定を行った．角度広がりは0°,0.9°,2.1°,3°,3.9°,5.1°,6°,6.9°,7.1°,9°,9.9°と設定した．

図3は一様電力分布，図4，5，6，7は三角型電力分布におけるMUSIC法による到来方向と角度広がり推定を行ったシミュレーションの結果である．

図3と図4の誤差は設定値に対する測定値の誤差である．図3は設定値より推定値が大きく，図4は設定値のほうが推定値より大きいことが分かる．これが近似による誤差である．

表1　設定パラメータ

周波数	2.5[GHz]
アレー素子数(K)	8
素子間隔(Δx)	$\lambda/2$
到来中心角度(θ_0)	1°
到来波数(M)	31(完全相関)

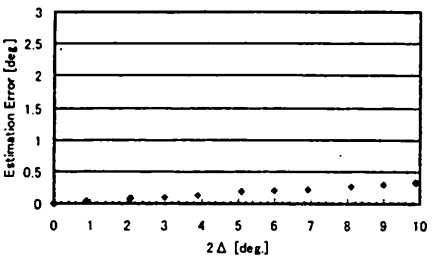


図3　角度広がりの推定誤差
(一様分布型電力分布)

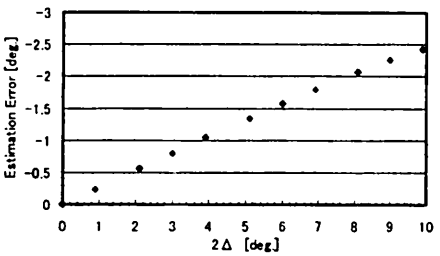


図4　角度広がりの推定誤差
(三角積分型電力分布)

以上の結果より，若干の角度広がり推定誤差があるものの積分型電力分布アレーモードベクトルを用い，MUSIC 法によって到来方向と角度広がりが推定できた．図5, 6, 7 は MUSIC スペクトラムを示す．角度広がりが小さいほどピーク値が高くなり，精度良く推定できることかわかる。図3と図4では，角度広がりの推定誤差は角度広がりが非常に小さいと仮定した近似式を使用し，入力電力分布は連続的な積分型である仮定した近似モデルを用いている．実際に到来する各素波は離散的に分布することや予想されるシミュレーションでは素波が 31 波の離散モデルで近似している．

4　まとめ

市街地・室内での無線通信の場合，周囲の建造物などの影響で生じる多重散乱波において，積分型の電力分布を用いることで到来方向と角度広がりが推定できることを示した．これからは，より統計的な信号処理・電力分布が取り扱えるモデルを想定する必要がある．

参考文献

[1]　堀田　浩之，"積分型アレーモードベクトルをいた MUSIC 法による角度広がりをもつ到来波の到来波方向推定，"　電子情報通信学会総合大会，b-1-122,2003

[2]　D.Asztely, Genralised array manifold model for wireless communication channels with localscattering, IEE Proc. Radar, Sonar Navig., Vol.145, No.1,pp. 51-57 February 1998

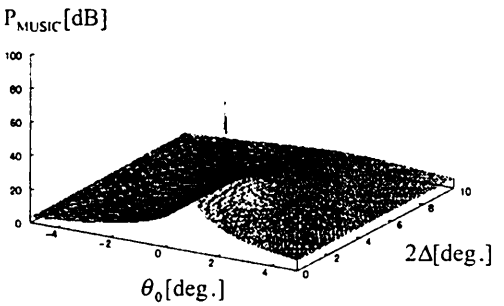


図5　MUSIC スペクトラム[2Δ=3°]

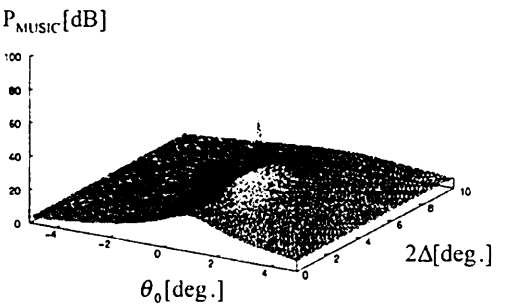


図6　MUSIC スペクトラム[2Δ=6°]

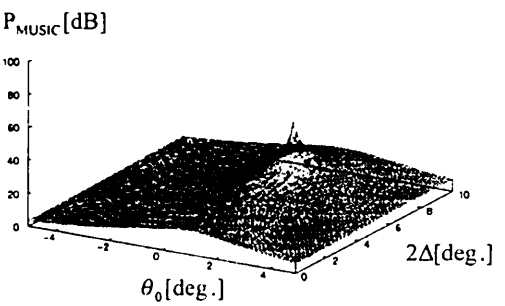


図7　MUSIC スペクトラム[2Δ=9°]