

MUSIC 法による近傍波源推定の基本的検討と PCB への応用

秋元 広幸[†] 高橋 応明^{††} 宇野 亨[†] 有馬 卓司[†]

Fundamental Study for Locating Near-Field Electromagnetics Emissional Sources Using the MUSIC Algorithm and Its Application to PCB

Hiroyuki AKIMOTO[†], Masaharu TAKAHASHI^{††}, Toru UNO[†], and Takuji ARIMA[†]

あらまし 回路基板上の不要放射源推定を目的に MUSIC 法を用いて有限距離において波源位置推定を行った。モードベクトルに球面波位相を考慮したものをを用いることで、波源間距離が λ という近距離において微小ダイポール、半波長ダイポール、ストリップラインなどについて放射部位推定が可能であることを示した。

キーワード MUSIC 法, 近傍, FDTD 法, 不要放射

1. ま え が き

近年の電子機器のデジタル化、高速化に伴い、電子機器から放射される電磁障害波は高レベル化し、その周波数範囲も高帯域化する傾向にある。また、高速・省電力 LSI 等を用いた電子回路の増加により、電磁障害波に対するイミュニティも弱くなる傾向にある。このため、電磁障害波に起因した電子装置の誤動作などの障害が発生しやすい環境が増えている。特に、コンピュータの誤動作は、その与える社会的影響が大きい。

電磁障害波の対策を考えた場合、不要電磁波の発生源が機器単体であることが分かれば、その機器全体を電波吸収体等で覆うことが最も簡単な防止対策であるが、効率的ではない。一方、実際には、いくつかの電子機器を統合してシステムを構成する 경우가多く、機器間の相互結合が問題をよりいっそう複雑にしている。しかしいずれにしても、不要電磁放射は機器を構成する電子回路基板 (PCB: Painted Circuit Board) あるいは電源線から発生していると考えられる。そこ

で本論文では、電子回路基板に焦点を絞り、そこから発生する不要電磁放射波源の推定法について検討する。

さて、MUSIC 法 [1], [2] は優れた到来方向推定能力をもつことが知られており、回路基板からの不要放射源推定にも応用されている [3], [4]。これによると、MUSIC 法は基本的には平面波を入射波として仮定しているにもかかわらず、波源と観測点とが 5 波長程度離れば従来のアルゴリズムがそのまま適用できることが報告されている。しかし、実際の不要放射源を推定する場合には、不要放射電力は一般に小さく、ノイズも大きいことや測定の感度、ダイナミックレンジ等を考えると、測定用のセンサはできるだけ波源に近づけることが望ましい。

そこで本論文では近距離にある波源からの放射界を球面波で近似し、球面波位相を考慮したモードベクトルを用いた MUSIC 法を提案し、本手法を用いて近傍に位置する波源の位置推定法に関する基本的検討を行うとともに、PCB からの不要放射源推定へ応用する。理想的な点波源の場合の近傍界の波源推定は既にいくつか提案されているが [5], [6]、本論文ではより実際の環境を考慮し、FDTD 法を用いてアレー間の相互結合、波源と受信アレー間の相互結合の影響を加味した上で、より具体性のある微小ダイポール、半波長ダイポール、ストリップラインからの放射電界についても検討を行った。

[†] 東京農工大学大学院共生科学技術研究部, 小金井市

Faculty of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology, 2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi, 184-8588 Japan

^{††} 千葉大学フロンティアメディカル工学研究開発センター, 千葉市

Research Center for Frontier Medical Engineering, Chiba University, 1-33 Yayoi-cho, Inage-ku, Chiba-shi, 263-8522 Japan

2. 球面波モードベクトル MUSIC 法

2.1 球面波モードベクトル

図 1 に解析モデルを示す．点波源が y 軸上にあり，受信アレーは y 軸から x 方向に L だけ離れた位置に y 軸と平行に配置されているものとする．また，受信素子は K 個（奇数個）あり，その間隔 d はすべて等しいとする．

さて，受信アレーは z 方向の電界のみを受信するものとする． k 番目の受信素子で受信される点波源 S からの電界 $E_z(y_s, k)$ は

$$E_z(y_s, k) = C \left\{ \frac{k_0^2}{r(y_s, k)} - \frac{jk_0}{r(y_s, k)^2} - \frac{1}{r(y_s, k)^3} \right\} \quad (1)$$

と表される．ただし C は定数， k_0 は真空中の波数であり，距離 $r(y_s, k)$ はアレーの中心素子である $(K+1)/2$ 番目の素子を基準にとったとき，図 2 のように

$$r(y_s, k) = \sqrt{L^2 + \left[y_s - d \left\{ k - \frac{K+1}{2} \right\} \right]^2} \quad (2)$$

で与えられる．このように本論文では，受信電界として遠方界成分だけを使うのではなく，準静電界成分，誘導界成分も含めた全成分を含め近傍波源推定を行う．このため，受信電界の位相も波源と受信素子の距離に強く依存し，基準素子に対する遅延距離 $\delta(y_s, k)$ は図 2 より

$$\delta(y_s, k) = r(y_s, k) - \sqrt{L^2 + y_s^2} \quad (3)$$

で与えられる．このようにして MUSIC 法における球面波モードベクトルを

$$a(y_s, k) = [a(y_s, 1), a(y_s, 2), \dots, a(y_s, K)] \quad (4)$$

と表したとき，

$$a(y_s, k) = E_z(y_s, k) \exp[-jk_0\delta(y_s, k)] \quad (5)$$

となる．

なお，従来の MUSIC 法と区別するために本論文で定義した球面波位相及び振幅を考慮したモードベクトルを球面波モードベクトルと呼び，従来の平面波に相関をもたせたものを平面波モードベクトルと呼ぶことにする．

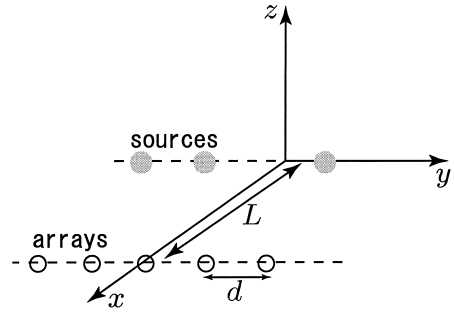


図 1 アレーと波源の配置図
Fig. 1 Arrangement of arrays and sources.

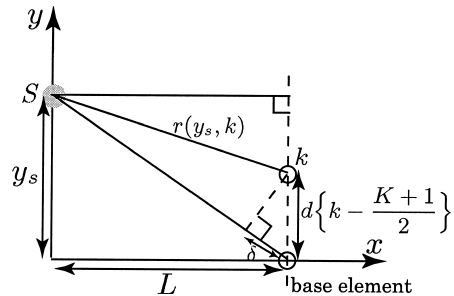


図 2 基準素子に対する遅延距離
Fig. 2 Distance to basic element.

2.2 コヒーレント波処理

MUSIC 法はもともとコヒーレント波に対応していないため，相関の強い信号からの場合，共分散行列のランクが落ち，正確に信号数を推定することができない．等間隔リニアアレーにおいては空間平均法と呼ばれるランク回復法を用いて推定を行うことが可能であるが本論文のような球面波モードベクトルでは信号を等間隔リニアアレーで受信するにもかかわらず，素子ごとの位相差が異なり，仮想的な不等間隔アレーとして処理することになるため，空間平均法はそのままでは適用できない．一般に不等間隔リニアアレーに対する共分散行列のランク回復法としては AVW 法 [7] や補間 MUSIC 法 [8] が知られる．本論文では波源の数が未知でも適用が可能な補間 MUSIC 法を用いるが，窓関数などを用いず，全範囲を補間 MUSIC 法を用いて以降の推定を行うこととする．

3. 点波源の推定

3.1 単一点波源推定

まず理想的な球面波 1 波に対する検討を行った．信号は 600 [MHz] の正弦波であり，点波源は y 軸上

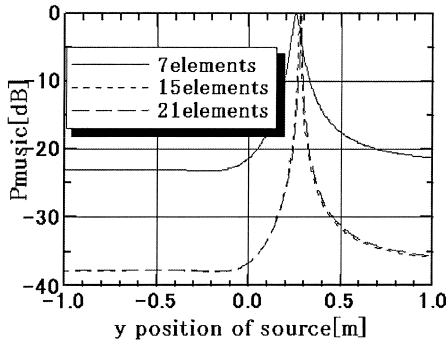


図 3 1 波推定結果 (球面波モードベクトル)

Fig. 3 The result of one source. (spherical mode vector)

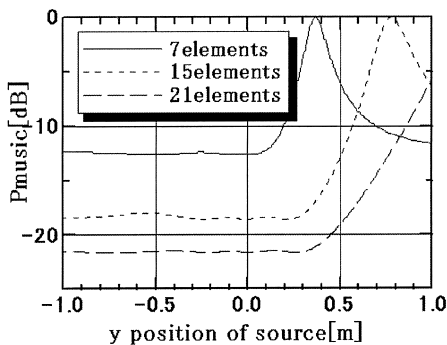


図 4 1 波推定結果 (平面波モードベクトル)

Fig. 4 The result of one source. (plane mode vector)

0.29 [m] の位置にあるものとした．また波源とアレー間距離を 1 波長，すなわち $L = \lambda$ とし，雑音はないものとした．なお，本論文では雑音の考慮を行っていないものを示すが，同手法にて雑音ありの検討も行っている [10]．以降すべての検討において空間平均法は 5 素子サブアレーで適用し，スナップショット数を 100 として計算を行った．モードベクトルを球面波モードベクトルとして推定を行った結果を図 3，従来の平面波モードベクトルで推定を行った結果を図 4 に示す．素子数を 7, 15, 21 とし，いずれも受信信号に補間 MUSIC 法を適用後，空間平均法を用いた．球面波モードベクトルではいずれも精度の良い位置推定が可能であり，素子数を増やすことで MUSIC スペクトルのピークが鋭くなるのが分かる．これに対して平面波モードベクトルでは素子数の増加に伴い推定誤差が大きくなっている．これは素子数の増加によりアレー開口面が広くなり，位相誤差が大きくなったためであると考えられる．次に波源の位置と推定誤差の関係を図 5 及び図 6 に示す．この結果より，球面波モード

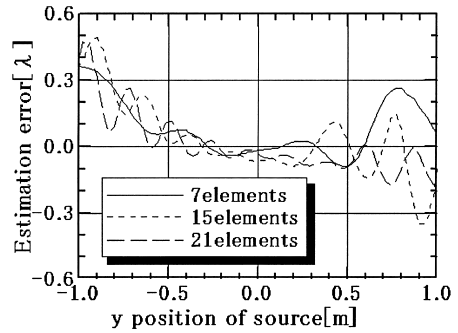


図 5 波源位置に対する推定誤差 (球面波モードベクトル)

Fig. 5 Estimation error vs. source position. (spherical mode vector)

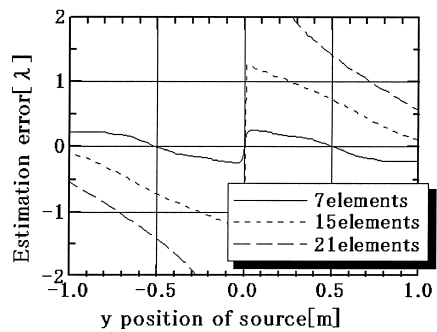


図 6 波源位置に対する推定誤差 (平面波モードベクトル)

Fig. 6 Estimation error vs. source position. (plane mode vector)

ベクトルの推定では正面方向では精度良く，端では精度が悪くなる傾向がある．一方，平面波モードベクトルによる推定では， y 軸上 0.5 [m] (1λ) から -0.5 [m] (1λ) のアレー正面において，球面波モードベクトルを用いた推定に対し，推定誤差が大きく，素子数が多いほど顕著になる．本論文では PCB からの不要放射の推定を対象としているので，これらの図より数十 cm の範囲では球面波モードベクトルを用いた本手法の有効性が確認できる．またこのとき，推定誤差が正面を基準に対して非対称となる理由は補間誤差によるものと考えられる．補間 MUSIC 法では補間前の不等間隔アレーと補間後の等間隔アレーの補間誤差が最小のときに精度良く推定できるが，そのときの最小になる補間誤差は波源の位置に依存する．

3.2 二つの点波源推定

次に理想的な波源 2 波に対する検討を行った．入射する波はコヒーレントな波であり，波源数は既知として計算した．波源とアレー間距離を λ とし，雑音は

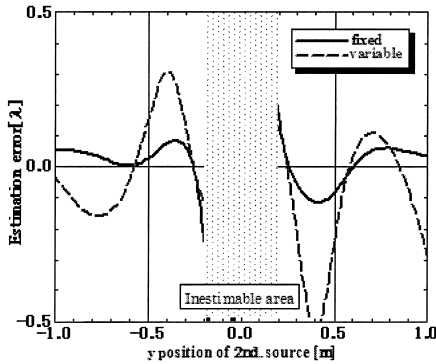


図 7 波源位置による推定誤差 (2 波源, 7 素子)
Fig. 7 Estimation error vs. source position.
(7 elements)

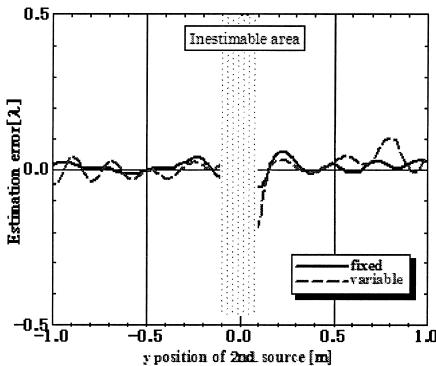


図 8 波源位置による推定誤差 (2 波源, 21 素子)
Fig. 8 Estimation error vs. source position.
(21 elements).

なしとしている．1 波目を y 軸上 0 [m] の位置に固定し，2 波目を y 軸上 -1 [m] ～ 1 [m] まで変化させた．7 素子の推定誤差を図 7，21 素子のものを図 8 に示す．図中横軸は 2 波目の位置である．“fixed” はそのときの y 軸上 0 [m] に固定した 1 波目の推定誤差であり，“variable” は 2 波目の推定誤差である．2 波の位置が近いほど推定誤差が大きくなり，図中の灰色部は 2 波として分離できない領域である（分解能の限界）．1 波推定においては，受信素子数を増やしても推定誤差はほぼ同じ特性であったのに対して 2 波推定においては，素子数を増やすことで推定誤差が小さくなっている．また分解能も高くなっており，推定の際にはできるだけ素子数を増やした方がよいことが分かる．

3.3 推定距離特性

これまでは波源と受信アレーとの距離 L が既知として検討してきた．しかし，PCB のように基板と受

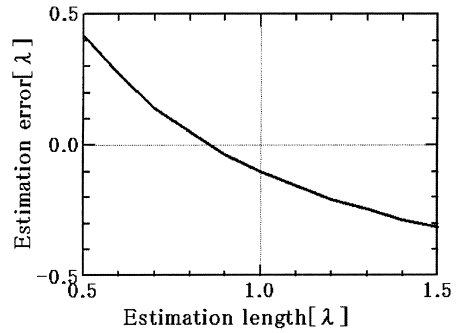


図 9 推定距離可変検討結果 (7 素子)
Fig. 9 The result of examined estimation length.
(7 elements)

信アレーとの距離は前もって測定できるものの，不要放射源が必ずしも基板面に一致していない場合がある．そこで距離 L が未知の場合の推定誤差について検討した．図 9 は $L = \lambda$ に位置する波源を，MUSIC 推定計算時に $\lambda/2 \sim 1.5\lambda$ と変化させた場合の推定誤差である．ただし，アレー素子数は 7 とした．これより推定誤差は距離 L に対して敏感ではなく大体の距離が分かればよいことが分かる．図 9 では， 1.0λ の誤差が最小になっていないが，これは空間スムージングを本手法に適用するための前処理として，補間 MUSIC 法を用いて仮想的な不等間隔リニアアレーから等間隔リニアアレーに補間を行っているため，この際に生じた補間誤差であると考えられる．窓関数 [7] の適用など補間法を工夫することでより誤差の少ない推定が可能であると考えている．

4. 相互結合を考慮した推定

4.1 入射波の計算

前章では理想的な点波源に対して検討したが，ここではより現実的な微小ダイポールアンテナ，半波長ダイポールアンテナ及びストリップラインモデルについて検討する．放射界を FDTD 法を用いて計算し，それを MUSIC 法の入力信号として推定を行った．

また，実際の推定を考えた場合，受信アレーアンテナの素子間の相互結合だけではなく，波源と受信アンテナ間の相互結合も考慮する必要がある．そこで FDTD 法で受信アンテナもモデル化を行うことで受信時におけるアレー間相互結合を考慮した．ここでは相互結合による推定結果への影響を確認するために，図 10 のように半波長ダイポールアンテナを受信アンテナとして半波長間隔で観測点位置に配置した．半

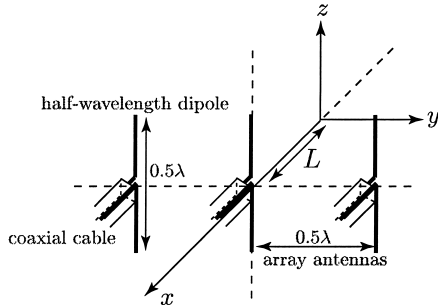


図 10 半波長ダイポール受信アンテナモデル
Fig. 10 Model of half-wavelength dipole.

表 1 FDTD 法解析条件
Table 1 Parameters for FDTD analysis.

計算ステップ	15000
Δt [s]	1.667e-11
吸収境界	PML10layer
Δx [m]	0.01
Δy [m]	0.01
Δz [m]	0.01
セル数 (x 方向)	90
セル数 (y 方向)	380
セル数 (z 方向)	90

波長ダイポールアンテナは 600 [MHz] で設計を行い、 2×2 [cell] でモデル化した方形同軸ケーブルを接続し、ケーブルの径方向の電圧を観測した。また先に説明したように球面波モードベクトルには位相と振幅を考慮することができるがこの影響も見するため、位相のみを考慮したもの、位相と振幅を考慮したものと比較した。FDTD 法の計算条件は表 1 のとおりである。

4.2 微小ダイポールアンテナ 1 個の推定

放射源として微小ダイポールアンテナ 1 個の推定を行った。補間誤差による推定結果への影響を避けるために、補間 MUSIC 法、空間平均法を適用せずに推定を行った。波源である微小ダイポールアンテナは y 軸上 0.2 [m] の位置にあり、600 [MHz] の単一正弦波を z 軸方向に励振した。また、アレーと波源間距離を λ とし、アレー間隔を半波長とした。推定結果を図 11 に示す。図中“consider coupling”は受信アンテナもモデル化したもの、“no coupling”は受信アンテナをモデル化せず、その位置での電界値を入力として推定したものである。いずれも精度良く推定されている。しかし、半波長ダイポールアンテナ受信による相互結合を考慮したものは MUSIC スペクトルが鈍く、雑音などに弱いことが分かる。また、モードベクトルに位相だけでなく、振幅も考慮に入れることでよりスペクトルが鋭くなっている。

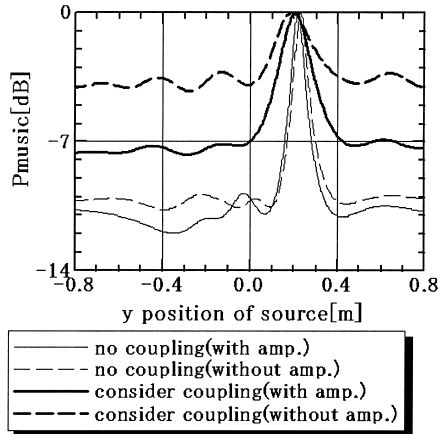


図 11 微小ダイポール 1 個推定結果
Fig. 11 The presumed result of a elementary dipole.

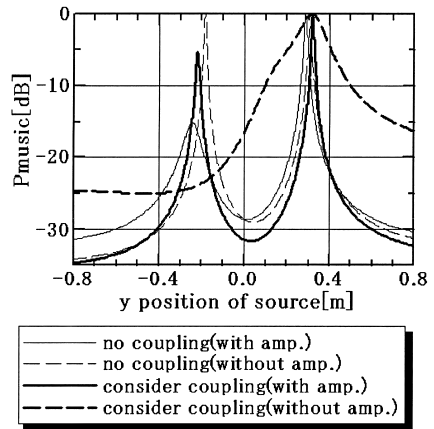


図 12 微小ダイポールアンテナ 2 個推定結果
Fig. 12 The presumed result of two elementary dipole.

ルが鋭くなっている。

4.3 微小ダイポールアンテナ 2 個の推定

コヒーレントな微小ダイポールアンテナ 2 個の推定を行った。ただし受信信号に対して補間 MUSIC 法を適用後、空間平均法を適用した。微小ダイポールは y 軸上、 $-0.18, 0.29$ [m] の位置で、いずれも 600 [MHz] の単一正弦波を z 軸方向に励振した。

推定結果を図 12 に示す。1 個推定と同様にいずれも精度良い放射部位推定が行われている。しかし、モードベクトルに振幅を考慮しない場合、カップリングがなければ部位推定を行えるが、あるとピークが鈍り 2 波と推定することが難しい。したがって、電界測定時に、アレー素子間の相互結合による推定誤差の影響を

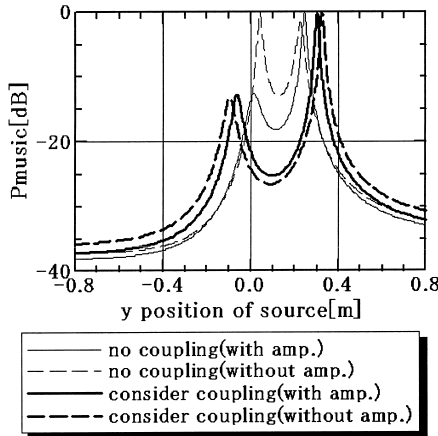


図 13 半波長ダイポール推定結果

Fig. 13 Estimation result of half-wavelength dipole.

考慮する必要があり、有限距離における放射部位推定では、球面波モードベクトルに位相と振幅を考慮することで精度良い部位推定が可能となる。

4.4 半波長ダイポールアンテナの推定

600 [MHz] の半波長ダイポールアンテナを y 軸上 $y = 0 \sim 0.5\lambda$ に配置し、その中央 $y = 0.25\lambda$ の位置で y 軸方向に励振した。ダイポールアンテナではその端部からの放射が大きいと考えられるから、0, 0.25 [m] に波源が推定されると予想される。

推定結果を図 13 に示す。半波長ダイポールアンテナ推定ではカップリングの有無により、微小ダイポールアンテナと比べ、より顕著に推定結果に影響している。これは受信素子間の相互結合と放射波源受信素子の相互結合が、微小ダイポールの場合より大きな影響を及ぼすと考えられる。

4.5 ストリップライン推定

ストリップラインからの放射は、直角に曲げたときが最も大きいと報告されている [11]。ここでは図 14 のように有限地板の導体板上に線状のストリップラインを配置した。曲がり部の位置は $-0.09, 0.3$ [m] である。 $L = \lambda$ とした場合の推定結果を図 15 に示す。ストリップライン曲がり部からの放射電界を理想球面波でモデル化したため、推定誤差は大きくなるが、2 波の推定が可能である。この推定では相互結合の影響により MUSIC スペクトルは鈍くはなっているが、到来位置については精度良く推定が可能である。これよりストリップラインのような連続的な波源に対しても推定が可能であるといえる。

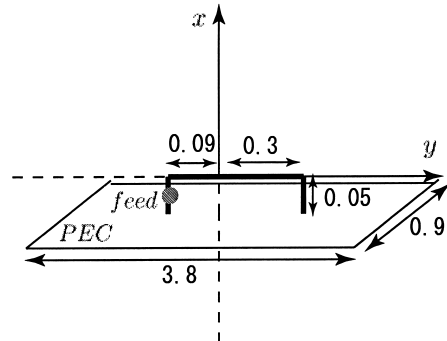


図 14 ストリップライン配置モデル

Fig. 14 Model of strip line.

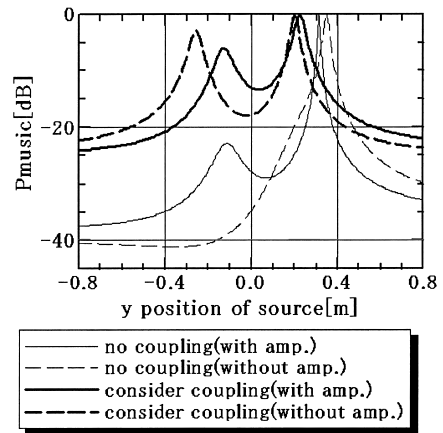


図 15 ストリップライン推定結果

Fig. 15 Estimation result of strip line.

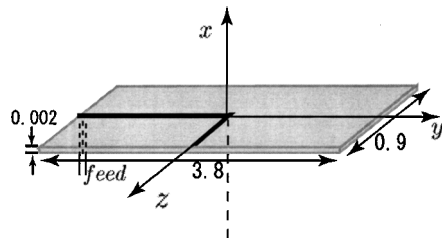


図 16 MSL モデル (直角配置)

Fig. 16 Model of MSL. (right angle)

4.6 マイクロストリップライン推定

次に回路基板からの不要放射を考え、マイクロストリップライン (MSL) の放射界について推定を行った。図 16 のような原点において直角に曲げた MSL の放射部位推定を行った。誘電率 4.2, $\tan \delta = 0$, 厚み 2 [mm] の誘電体基板上に 4 [mm] 幅のラインを配置した。また MSL へは同軸給電を用いてガウスパルス

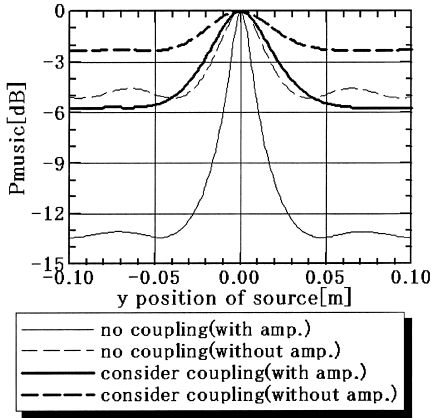


図 17 MSL 推定結果

Fig. 17 Estimation result of MSL. (without ssp)

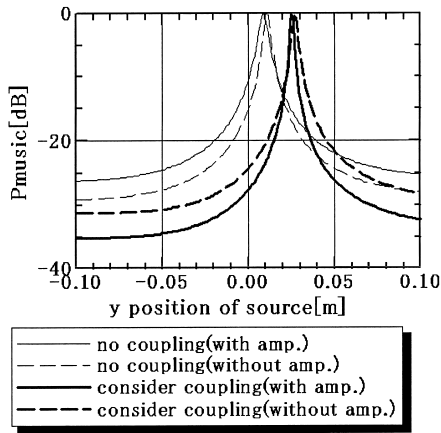


図 18 MSL 推定結果

Fig. 18 Estimation result of MSL. (with ssp)

を直接給電を行った．観測点は x 軸 $0.1 [m]$ (λ) において y 軸方向に 15 素子配置し， E_z 成分を観測した．各受信信号をフーリエ変換を行い， $3 [GHz]$ のみを取り出し逆フーリエ変換を行うことで入射信号とした．

空間平均法を適用しない場合の結果を図 17 に，適用した際の推定結果を図 18 に示す．実際の推定においては多数の波が到来すると考えられ，空間平均法は必須と考えられるが補間処理によりスペクトルは鋭くなる傾向がある．また，推定結果に誤差を伴い，相互結合の考慮によりその傾向は著しくなった．

次に，同様のモデルで観測点を近づけた場合の MUSIC スペクトルを図 19 に示す．受信アレーのモデル化は行っておらず，また空間平均法も適用していない．横軸は推定距離を表し，縦軸は y 軸上位置で

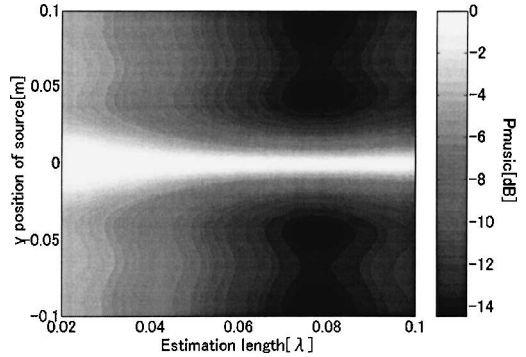


図 19 MSL モデル (直角配置)

Fig. 19 Model of MSL. (right angle)

あり各位置での MUSIC スペクトルを示した．このモデルでは曲り部が y 軸上アレー正面にあるため，観測点を MSL に近づけた場合でも精度良い推定が可能であった．

5. む す び

球面波モードベクトル MUSIC 法を用いることで波源とアレー間距離が 1 波長という非常に近い距離において精度良く推定が可能であることを示した．平面波モードベクトルによる推定では素子数を増やすと，開口の増加により位相誤差が大きくなり，精度が劣化する．しかし，球面波モードベクトルを用いることで素子数を増やした際も精度良く，かつ高分解能な推定が可能であることを示した．また，推定波源として微小ダイポール，半波長ダイポール，マイクロストリップライン等の様々な波源に対してもこの方法により推定が可能であることを示した．実際にはアレー間相互結合により推定精度が劣化するとされているが，FDTD 法による相互結合を考慮した推定を検討した結果，受信アンテナによる相互結合で多少推定方向に誤差を伴うが，推定可能であることを示した．またモードベクトルは位相の考慮だけで推定できるが，振幅も考慮した方がより精度良く推定できる．このとき，波源とアレー間距離が λ においては振幅項は $1/r$ まで検討をすればよいことが分かった．

今後は回路基板からの不要放射発生源として，MSL 曲がり部などからの放射について詳細なモデルの検討も行う予定である．また補間 MUSIC 法により誤差が大きくなるため，これについても検討を行うとともに雑音などについても検討する予定である．

文 献

- [1] R.O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [2] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.
- [3] 加藤 崇, 平 和昌, 澤谷邦男, "MUSIC アルゴリズムによる有限距離からの電波源位置推定の特性," 2002 信学総大, B-1-140, p.156, 2002.
- [4] 平 和昌, 加藤 崇, 澤谷邦男, "MUSIC アルゴリズムによる有限距離からの実験的検討," 2002 信学総大, B-1-141, p.157, 2002.
- [5] Y.D. Huang and M. Barkat, "Near-field multiple source localization by passive sensor array," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.39, no.7, pp.968-975, July 1991.
- [6] H. Ohara, N. Kikuma, and N. Inagaki, "3-dimensional location of near-field multiple sources using MUSIC with circular array," Proc. ISAP '92, vol.4, pp.1085-1087, Aug. 1992.
- [7] 岡村 敦, 米澤ルミ子, 桐本哲郎, "アレー補間処理に窓関数を導入したスムージング型超解像測角法," 信学論 (B), vol.J82-B, no.6, pp.1185-1192, June 1999.
- [8] 畝田道雄, 福江敏彦, 外園博一, "AVW 法と段階的補間 MUSIC 法を組み合わせた不等間隔配列リニアアレーによるコヒーレント波の到来方向推定," 信学論 (B), vol.J84-B, no.12, pp.2342-2350, Dec. 2001.
- [9] 秋元広幸, 高橋応明, 宇野 亨, "球面波モードベクトルを用いた有限距離波源推定の基本的検討," 信学技報, A-P2002-135, Jan. 2003.
- [10] 大前 彩, 高橋応明, 宇野 亨, "球面波モードベクトル MUSIC 法を用いた有限距離波源位置推定," 信学技報, A-P2003-64, July 2003.
- [11] 高橋美枝, 高橋応明, 安部 實, "マイクロストリップ線路の曲がり部形状による電磁波の放射抑制に関する検討," 信学論 (C-I), vol.J82-C-I, no.9, pp.561-569, Sept. 1999.
- [12] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, 1998.
- [13] 橋本 修, 阿部琢美, FDTD 時間領域差分法入門, 森北出版, 1996.

(平成 16 年 1 月 6 日受付, 4 月 14 日再受付)

秋元 広幸 (正員)

平 14 東京農工大・工・電気電子工学科卒。平 16 東京農工大・工・電気電子工学専攻了。在学中, アンテナ, 信号処理に関する研究に従事。



高橋 応明 (正員)

平元東北大・工・電気卒。平 6 東工大大学院博士課程了。同年武蔵工大助手, 平 8 同講師。現在, 東京農工大助教授。衛星放送受信アンテナ, 平面アンテナ, 小型アンテナ, 環境電磁工学の研究に従事。工博。IEEE シニア会員。



宇野 亨 (正員)

昭 55 東京農工大・工・電気卒。昭 60 東北大大学院博士課程了。同年同大・工・助手, 平 3 同助教授。平 10 東京農工大・工・教授, 現在に至る。工博。計算電磁気学, 逆問題, 人体とアンテナとの相互作用等の研究に従事。平元本会篠原記念学術奨励賞受賞。著書「FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析」。AGU, ACES, 日本シミュレーション学会, 日本文化財探査学会各会員, IEEE シニア会員。



有馬 卓司 (正員)

平 12 東京農工大・工・大学院博士前期課程了。平 15 同博士後期課程了。同年同大・工・助手。分散性媒質, 線状アンテナ, 誘電体基板上アンテナの FDTD 解析に関する研究に従事。工博。IEEE 会員。