

球面座標系における Phase Retrieval 法を用いた 遠方界推定およびサンプリング法に関する検討

大橋 絵理子[†] 新井 宏之[†]

[†]横浜国立大学大学院 〒240-8501 神奈川県横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5

E-mail: [†] ohashi-eriko-hs@ynu.ac.jp

あらまし 本稿では、Phase Retrieval 法を用いた遠方界推定法の提案を行う。半波長ダイポールアンテナ、端末用モノポールアンテナおよび端末用折り返し逆 F 型アンテナを供試アンテナとし、シミュレーションおよび実験を用いて提案手法の有効性を証明する。また、シミュレーションにより高精度推定に適した測定面間隔および測定半径を明らかにする。更に、サンプリング法の一つである等角度法、等面積法、一般化らせん点法を用いた際の測定データを元に遠方界推定を行う。各推定結果の比較・検討から、等面積法および一般化らせん点法によって高精度の推定に必要な測定点数を、等角度法を使用した場合に比べ削減できることを確認する。

キーワード 近傍界-遠方界変換, Phase Retrieval 法, 等角度法, 等面積法, 一般化らせん点法

Spherical Far-Field Extrapolation by Phase Retrieval Method and Sampling Method about Reduction of Measurement Points

Eriko OHASHI[†] and Hiroyuki ARAI[†]

[†]Graduate School of Engineering, Yokohama National University

79-5, Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama, Kanagawa, 240-8501, Japan

E-mail: ohashi-eriko-hs@ynu.ac.jp

Abstract This paper presents a method of spherical far-field extrapolation from near-field using phase retrieval method. The simulation and experiment results using a half-wavelength dipole, a handset monopole and a handset folded inversed-F antenna verify the accuracy of this method. Then, we clarify the optimal radius interval between measurement planes and probe scanning radius by simulation. We also derive far-field by three different sampling methods dividing by equivalent-angle, equivalent-area and generalized spiral method to compare the extrapolation results. It is clarified that equivalent-area method and generalized spiral method can decrease sampling points for the accurate extrapolation.

Keyword near-field to far-field transformation, phase retrieval method, equivalent-angle method, equivalent-area method, generalized spiral method

1. はじめに

近傍界測定は、測定設備をコンパクトにできるという利点から近年注目されている[1][2]。この近傍界測定には、通常、近傍界遠方界変換が必要となる。開口面アンテナのような高利得アンテナは狭いビームを持つため、平面走査によって測定されることが多い。しかし、ダイポールアンテナや端末用アンテナのような小型アンテナは幅広いビームを持つため、平面走査では未測定範囲が生じてしまう。そのため、小型アンテナの近傍界測定には全方向での測定が可能な球面走査が必要となる。それに伴い、球面座標系における近傍界-遠方界変換式も必要となる。

通常、この近傍界遠方界変換には振幅と位相の両方

の情報が必要となる。しかし、位相基準が取れないアンテナ一体型無線機器や EMC 測定では位相測定が難しい。そこで、この問題点を克服するために、2面の振幅情報から位相情報を推定する Phase Retrieval (PR) 法が有効である。本稿では Gerchberg-Saxton アルゴリズムを用いた PR 法を使用する[3]。従来、PR 法は開口面アンテナのような高利得アンテナに対して多く適用されてきたが[3][4][5]、低利得アンテナに対する適用例は少ない。

そこで本稿では、低利得アンテナを対象に、球面座標系における PR 法を用いた遠方界推定法の提案とその有効性の証明を行う。更に、シミュレーションにより本手法に適した測定半径やサンプリング方法について

ての検討を行う。最後に、実験によりシミュレーション結果の確認を行う。

2. Phase Retrieval 法による遠方界推定

2.1. 遠方界推定法について

ここでは近傍界の電界から遠方界における電界分布を推定する。2つの測定面を内側から順に面 A、B として PR 法および遠方界推定の流れを述べる。始めに、擬似グリーン関数を用いて面 B における振幅の測定値と適当な位相の初期値から、面 A における振幅および位相を推定する。次に、面 A の振幅の測定値と位相の推定値から面 B の振幅・位相を同様にして推定する。この面 B から面 A、面 A から面 B への推定をデータが収束するまで繰り返すことで、面 B における位相情報を推定することができる[3][4][5]。こうして得られた推定位相と測定振幅から、近傍界-遠方界変換により遠方界を求めることができる。近傍界および理論値として用いる遠方界のデータは電磁界シミュレータ FEKO[6]を用いて導出する。供試アンテナとしては、図 1 に示した半波長ダイポールアンテナ、携帯端末を想定した地板上部にモノポールアンテナを装荷した端末用モノポールアンテナおよび折り返し逆 F 型アンテナを装荷した端末用逆 F 型アンテナの 3 つを用いる。測定周波数は 1 GHz とし、球面座標系において各アンテナ給電点を原点と定める。変換式は文献[7]と同様にして導出した次式を用いる。

$$E_{\theta}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r Z_0^2} \int_0^{2\pi} d\phi' \int_0^{\pi} d\theta' \left[\begin{array}{l} f_1(\theta', \phi') G_{e1}(\theta, \phi, \theta', \phi') \\ + f_2(\theta', \phi') G_{e2}(\theta, \phi, \theta', \phi') \end{array} \right] \quad (1)$$

$$E_{\phi}(r, \theta, \phi) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r Z_0^2} \int_0^{2\pi} d\phi' \int_0^{\pi} d\theta' \left[\begin{array}{l} f_1(\theta', \phi') G_{e3}(\theta, \phi, \theta', \phi') \\ + f_2(\theta', \phi') G_{e4}(\theta, \phi, \theta', \phi') \end{array} \right] \quad (2)$$

$$G_{e1}(\theta, \phi, \theta', \phi') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} j^n \left\{ \begin{array}{l} \frac{j}{kh_n^{(2)}(ka)} \sin \theta' \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \theta \partial \theta'} \\ + \frac{a}{N} \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \phi \partial \phi'} \end{array} \right\} \quad (3)$$

$$G_{e2}(\theta, \phi, \theta', \phi') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} j^n \left\{ \begin{array}{l} \frac{j}{kh_n^{(2)}(ka)} \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \theta \partial \theta'} \\ + \frac{a}{N} \frac{\sin \theta'}{\sin \theta} \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \theta' \partial \phi'} \end{array} \right\} \quad (4)$$

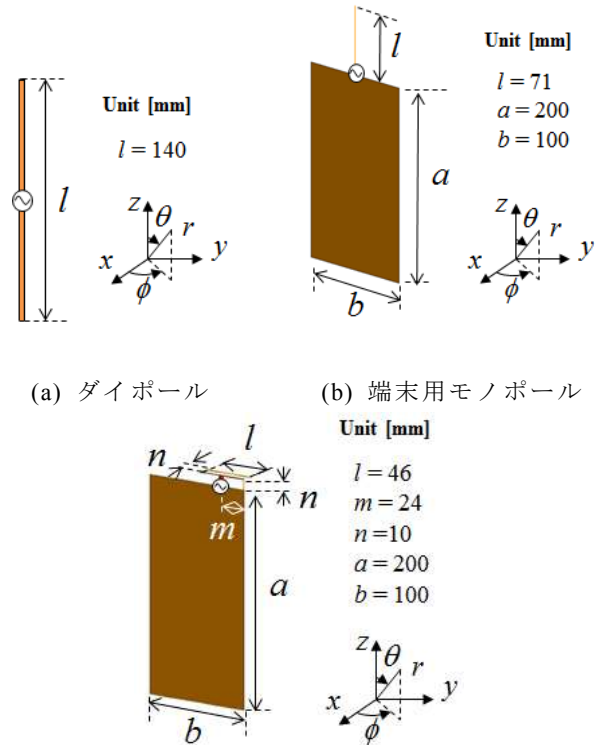
$$G_{e3}(\theta, \phi, \theta', \phi') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} j^n \left\{ \begin{array}{l} \frac{j}{kh_n^{(2)}(ka)} \sin \theta \frac{\partial \phi \partial \theta'}{\partial \phi \partial \theta'} \\ + \frac{a}{N} \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \theta \partial \phi} \end{array} \right\} \quad (5)$$

$$G_{e4}(\theta, \phi, \theta', \phi') = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(2n+1)}{n(n+1)} j^n \left\{ \begin{array}{l} \frac{j}{kh_n^{(2)}(ka)} \sin \theta \frac{\partial \phi \partial \theta'}{\partial \phi \partial \theta'} \\ + \frac{a}{N} \sin \theta' \frac{\partial^2 P_n(\zeta)}{\partial \theta \partial \theta'} \end{array} \right\} \quad (6)$$

$$N = \frac{\partial}{\partial r} [r h_n^{(2)}(kr)]_{r=a} \quad (7)$$

$$P_n(\zeta) = \sum_{m=0}^n \varepsilon_m \frac{(n-m)!}{(n+m)!} \cos m(\phi - \phi') P_n^m(\cos \theta) P_n^m(\cos \theta') \quad (8)$$

ここで $f_1(\theta, \phi), f_2(\theta, \phi)$ は半径 a の球面上における電界成分 E_{θ}, E_{ϕ} を表しており、 $h_n^{(2)}(kr)$ は kr を引数に持つ次数 n の第二種球ハンケル関数、 $P_n^m(\cos \theta)$ は $\cos \theta$ を引数に持つ第一種ルジャンドル関数である。 k は自由空間における波数、 Z_0 は自由空間における特性インピーダンスを表す。上記の式はある電界分布から新たに別の電界分布を推定する式となっているが、電界から磁界、磁界から電界を推定するといったように他の組み合わせの式も同様にして導出できる。



(c) 端末用逆 F 型
図 1 供試アンテナ

遠方界の推定精度については、放射指向性による比較と次の式で示される RMS を用いて評価を行う。

$$RMS[\%] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |P_{fi} - P_{ni}|^2} \times 100 \quad (9)$$

ここで N は全測定点数、 P_f は遠方界指向性の理論値または実測値、 P_n は推定された遠方界指向性である。 P_f および P_n の添え字 i は $i = 1, 2, \dots, N$ 個目のサンプリング点における各値を用いることを示している。これは値が小さいほど理論値と推定値の一致度は高い。

まず、図 2 に各供試アンテナの遠方界推定結果を示す。2 つの測定球面の半径は、ダイポールアンテナで $0.4\lambda / 0.6\lambda$ 、端末用モノポールアンテナおよび端末用逆 F 型アンテナで $0.7\lambda / 0.9\lambda$ とした。ここで λ は波長を表す。ここでは、PR 法の有効性を明らかにするため、FEKO により導出した面 B における位相の理論値を用いて推定を行った際の結果(w/ phase と表記)も同時に示している。この図から、各アンテナについて理論値にほぼ一致する形で遠方界の推定ができていることが分かる。また、PR 法を使用した際の推定結果と位相情報を用いた推定結果の間の差は小さい。更に、遠方界変換前後の RMS の値を表 1 に示す。変換前後で RMS の値が小さくなっていることから、遠方界変換法が有効であることが分かる。ここで、位相情報を用いた時と PR 法使用時の RMS を比べると PR 法使用時の値の方が大きく推定精度はやや劣るものの、図 2 から実用上問題のない範囲での推定ができていると判断できる。また、半波長ダイポールアンテナと端末用モノポールアンテナに比べて端末用逆 F 型アンテナの推定精度が低くなっているが、逆 F 型アンテナでは地板に流れる電流を球面座標系で十分に展開できないためだと考えられる。逆 F 型アンテナと同様に地板を有しているにも関わらず端末用モノポールアンテナの推定精度が高いのは、その指向性が逆 F 型アンテナほど複雑ではないためだと考えられる。

2.2. 測定半径の検討

ここでは、測定半径 R を 0.1λ ずつ動かして本推定を行う上で適切な測定面の間隔および測定半径を明らかにする。測定半径 R を変化させる際の上限を 5λ 、下限を測定球面がアンテナに接することのない最小の半径とする。

まず始めに、適切な測定間隔についての検討を行う。各供試アンテナについて、測定面の間隔と RMS の関係を図 3 に示す。

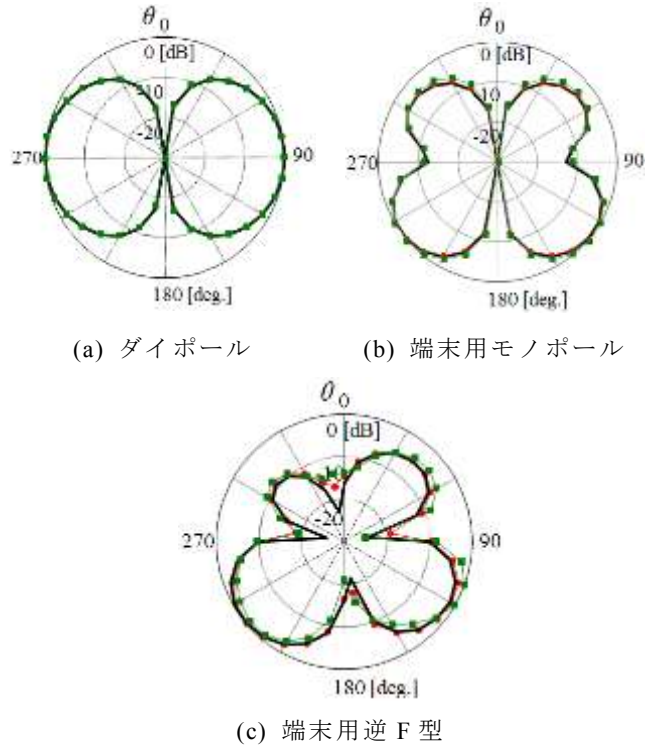


図 2 シミュレーション時の遠方界推定結果

— Theory ● w/ phase ■ PR

表 1 シミュレーション時の RMS

供試アンテナ	変換前	変換後	
		w/ phase	PR 法
ダイポール	5.423	0.9711	1.112
モノポール	26.37	1.885	2.268
逆 F 型	15.97	8.200	10.76

単位 [%]

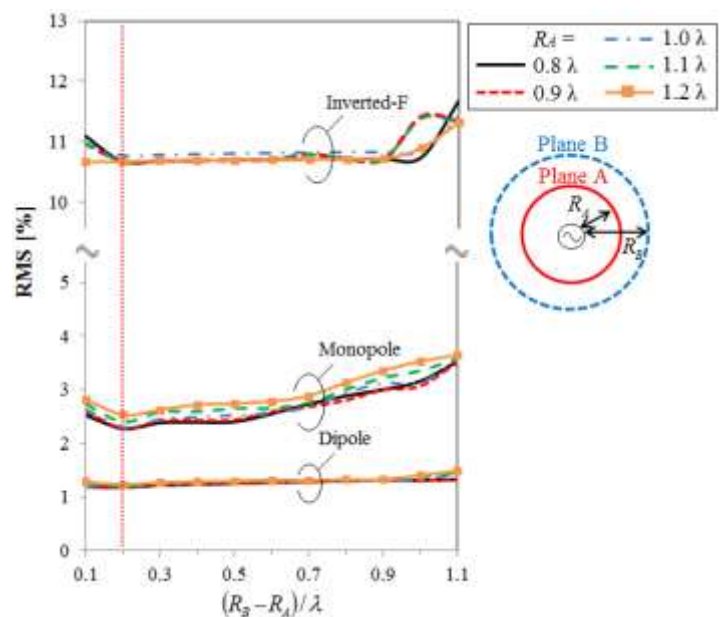


図 3 測定面間隔と RMS の関係

このグラフから、各アンテナについて2つの測定面の間隔が 0.2λ となる時に RMS は最小値を取ることが分かる。従って、高精度の遠方界推定を行うために最適な測定面の間隔は 0.2λ である。

次に、適切な測定半径 R についての検討を行う。RMS の最小値を RMS_0 とした時、 $RMS \leq RMS_0 + 0.5\%$ の推定精度を実現できる測定半径の範囲を明らかにする。ここで、2つの測定面の間隔は前述の検討結果より 0.2λ とする。各供試アンテナの最大寸法を D とすると、 $RMS \leq RMS_0 + 0.5\%$ を満たすような測定半径は、半波長ダイポールアンテナでは $0.76D \leq R \leq 10.0D$ 、端末用モノポールアンテナでは $0.74D \leq R \leq 2.32D$ 、そして端末用逆 F 型アンテナでは $1.14D \leq R \leq 2.67D$ となった。これらの結果から、今回使用したアンテナについて、高精度の推定を行うためには、 $1.14D \leq R \leq 2.32D$ の範囲内に2つの測定面を設けるとよいと言える。

2.3. サンプリング法の検討

前章までは、近傍界測定時の球面分割法として、天頂角 θ および方位角 ϕ 方向を等角度に分割する等角度法を前提としていた。しかし、本推定法で用いる変換式には角度重みが含まれており、推定結果にはすべての標本点で立体角が等しくならないことにより生じる誤差が含まれる。この解決には、各標本点における角度重みを均一にすることが有効だと考えられる。

まず、角度重みが均一となる球面分割法として、球面を等面積領域に分割する等面積法が知られている。これは、全測定点数を N とした時、測定球面の表面積を N 等分するように標本点を定める手法である。また、球面の等面積分割法の一つとして、一般化らせん点法が挙げられる。各標本点の座標は、 $(\theta, \phi) = (0, 0)$ を始点、 $(\theta, \phi) = (\pi, 0)$ を終点として、球面に沿ったらせんを一樣に分割して割り当てる。なお、これらの測定手法を用いた際の各標本点の具体的な定め方は文献[8]に準ずる。ここでは等角度分割法に加え、これら2つの球面分割法を用いた際の遠方界推定結果について比較・検討を行う。

図4に各供試アンテナの遠方界指向性の推定結果、表2にその時の RMS の値を示す。図4(A)および表2から、ダイポールアンテナの推定結果は測定法による差はほぼ無いことが分かる。しかし、他の2つのアンテナについては、測定点数 $N = 190$ の時の等面積法および一般化らせん点法使用時の推定結果が等角度法使用時の結果よりも理論値に近い。また、アンテナの種類や測定法に関わらず $N = 190$ から $N = 2701$ としたと

きに推定精度は改善する。これらのことから、測定点数が少ない時、等角度法では各標本点における立体角の差がより顕著になり誤差も大きくなってしまいが、測定点数に関わらず球面を等面積分割する等面積法および一般化らせん点法ではその誤差が軽減されることがわかる。

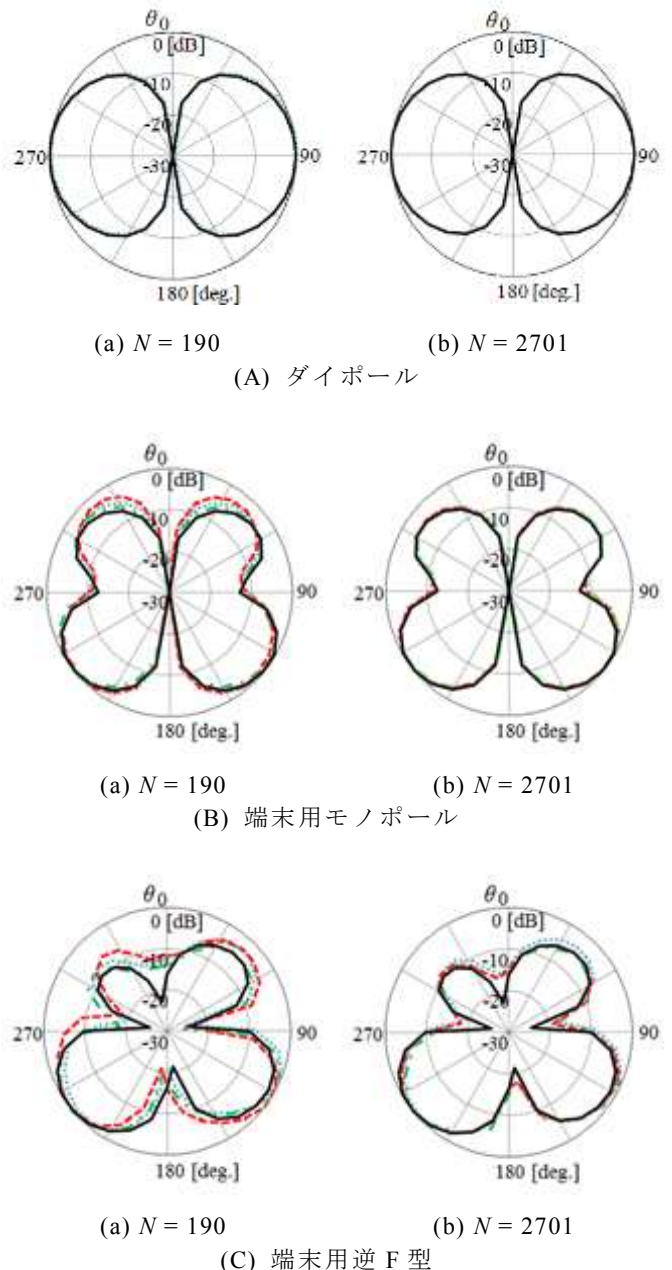


図4 各サンプリング法使用時の遠方界推定結果
 — Theory — Equi_angle — Equi_area — Spiral

また、測定点数を増やすことにより、立体角は必然的に均一に近づいて行くため、供試アンテナの種類を問わず誤差が改善されていると言える。なお、この $N = 190, 2701$ は等角度法における分割角度 5° および 20° としたときの測定点数である。

また、この結果から等面積法や一般化らせん点法を用いて測定点数の削減法についても検討を行う。端末用逆 F 型アンテナの測定点数 N と RMS の関係を図 5 に示す。等面積法および一般化らせん点法使用時の RMS の収束は、等角度法使用時のそれよりも早い。本稿に掲載はしていないが、他の供試アンテナの RMS 収束特性についても同様のことが言える。すなわち、等面積法および一般化らせん点法を用いることで、より少ない測定点数から比較的高精度で遠方界を推定することができる。更に、 $N = 703$ の時の等角度法の RMS を等面積法および一般化らせん点法で実現しようとした場合に必要となる測定点数を表 3 に示す。この表から、等角度法と同程度の精度の推定に必要な点数を等面積法では平均 46.3 %、一般化らせん点法では平均 49.3 % にまで削減できることが確認できる。また、等面積法と一般化らせん点法は測定点の削減に関してほぼ同等の効果を持つことを明らかにした。

3. 実験による検討

本節では実験により前述のシミュレーションで得られた結果の確認を行う。電波暗室において、各供試アンテナの近傍界の振幅を測定し、それを遠方界へと変換する。測定周波数および測定半径は 2.1 節と同様である。測定用のプローブには微小ダイポールアンテナを用いた。

図 6 に各供試アンテナの遠方界指向性の推定結果を示す。これらの図から、実際の測定環境下でも遠方界の実測値に近い形で推定ができていることが確認できる。また図 6 および表 4 の RMS の値がシミュレーションに比べて劣化しているが、これはアンテナ-プローブ間の相互結合および測定中心がアンテナ中心に一致していないことによる測定誤差に起因すると考えられる。更に、これらの図表から等面積法・一般化らせん点法がシミュレーションと同様、測定点数の少ない時の推定誤差を抑制する働きがあることが確認できた。このことから、2.3 節で述べた等面積法および一般化らせん点法の測定点の削減効果についても、現実の測定環境下で有効だと考えられる。

表 2 各測定法による RMS

(a) $N = 190$

供試アンテナ	等角度法	等面積法	らせん点法
ダイポール	1.634	1.165	1.216
モノポール	5.751	3.976	3.508
逆 F 型	14.63	12.87	12.52

単位 [%]

(b) $N = 2701$

供試アンテナ	等角度法	等面積法	らせん点法
ダイポール	0.981	0.990	0.990
モノポール	1.916	1.948	1.952
逆 F 型	10.01	10.31	10.36

単位 [%]

表 3 測定法による測定点数の削減率

供試アンテナ	等角度法	等面積法	らせん点法
ダイポール	Ns (=703)	0.54 Ns	0.55 Ns
モノポール	Ns	0.45 Ns	0.50 Ns
逆 F 型	Ns	0.40 Ns	0.43 Ns

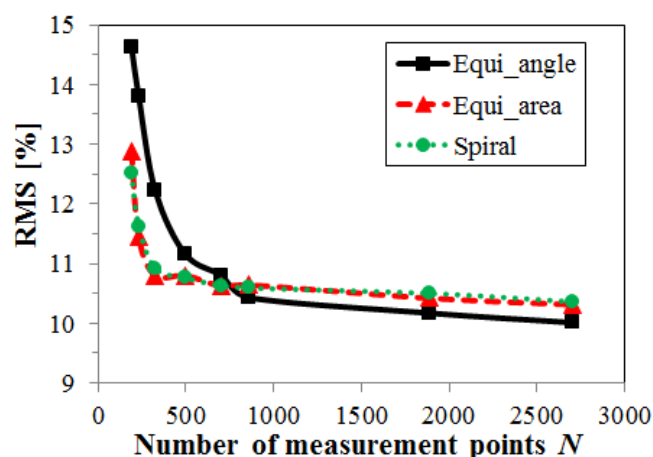


図 5 逆 F 型アンテナの RMS による推定精度評

4. まとめ

本稿では、半波長ダイポールアンテナ、端末用モノポールアンテナおよび端末用折り返し逆F型アンテナについてのシミュレーションと実験を通し、PR法を用いた遠方界推定法が有効であることを確認した。更に、高精度推定のために最適な2つの測定面の間隔は 0.2λ であり、かつ測定半径を R 、アンテナの最大寸法を D とした時その2面を $1.14D \leq R \leq 2.32D$ の範囲内に設けることが適切であることを明らかにした。また、近傍界測定時の測定点数の増加により推定誤差を低減することができることを確認した。更に、各サンプル点における角度重みの不均一さに起因する推定誤差を等面積法および一般化らせん点法を用いることで抑制することができることを確認した。同時に、これらのサンプリング法の使用により、高精度の推定に必要な測定点数を、等角度法使用時に比べ、平均して46.3%および49.3%にまで削減できることを確認した。

文 献

- [1] Kye-Yak See, Ning Fang, Lin-Biao Wang, Weishan Soh, Tengiz Svimonishvili, Manish Oswal, Weng-Yew Chang, Wee-Jin Koh, "Development of Near-Field Emission Limit from Radiated-Emission Limit Based on Statistical Approach", IEEE EDAPS, 2012.
- [2] Tapan Kumar Sarkar, Ardalan Taaghjol, "Near-Field to Near/Far-Field Transformation for Arbitrary Near-Field Geometry Utilizing n Equivalent Electric Current and MoM", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.47, no.3, pp.566-573, March 1999
- [3] 高林幹夫, 出口博之, 宮原典夫, 田中宏和, "Gerchberg-Saxton アルゴリズムを用いたニアフィールドフェーズリトリバル法の検討," 信学技報 A-P98-149, pp.37-42, 1999.
- [4] 真鍋武嗣, 深見智, 西堀俊幸, 水越和夫, 大坪史明, 落合啓, "近傍界 Phase Retrieval によるサブミリ波オフセットカットカセグレンアンテナの遠方界放射パタンの測定," IEICE 総合大会講演論文集, B-1-144, 2008.
- [5] Takeshi Manabe, Tomo Fukami, Toshiyuki Nishibori, Kazuo Mizukoshi, Satoshi Ochiai, "Measurement and Evaluation of Submillimeter-Wave Antenna Quasioptical Feed System by a Phase-Retrieval Method in the 640-GHz Band", IEICE Trans. Commun., vol.E91-B, no.6, pp.1760-1766, June 2008.
- [6] FEKO Suite5.2, EM Software and Systems (www.feko.info), 2006.
- [7] T. K. Sarker, P. Petre, A. Taaghjol, and R. F. Harrington, "An alternative spherical near field to far field transformation," Progress In Electromagnetics Research, PIER 16, pp.269-284, 1997.
- [8] Nozomu Ishii, "Comparison of Sampling Methods for Total Radiated Power Estimation from Radio Equipment Integrated with Antennas," IEICE Trans. Commun., vol.E94-B, no.5, pp.119-128, May 2011.

表 4 実験時の RMS

(a) $N = 190$			
供試アンテナ	等角度法	等面積法	らせん点法
ダイポール	3.134	2.689	2.709
モノポール	11.13	10.76	9.970
逆 F 型	14.57	14.45	14.22

単位 [%]

(b) $N = 2701$			
供試アンテナ	等角度法	等面積法	らせん点法
ダイポール	2.689	2.352	2.134
モノポール	6.689	5.125	5.234
逆 F 型	13.61	13.61	13.71

単位 [%]

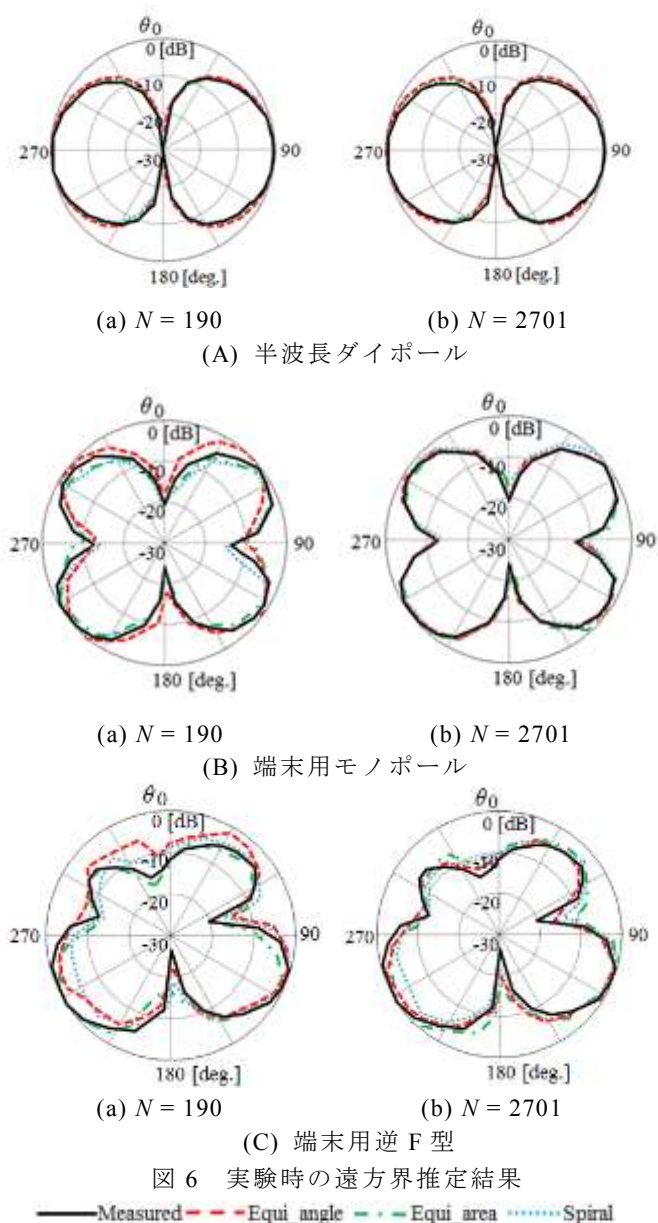


図 6 実験時の遠方界推定結果