

# 5G Massive MIMO 基地局用近傍界測定システム

河村尚志 Takashi Kawamura, 山本 綾 Aya Yamamoto

## [要 旨]

第5世代移動通信方式(5G)について世界中で R&D が進められており、マイクロ波・ミリ波における Massive MIMO 技術の導入が予定されている。Massive MIMO 技術はアンテナの指向性を利用する技術であるため、その測定が重要となっている。従来の指向性測定法である遠方界測定では大掛かりな測定環境と長時間の測定を要した。また、伝搬距離が長くなるため、5G で通信の大容量化の観点から期待されるミリ波の測定においては、伝搬損失により測定感度が低下する課題が存在する。これらの問題を解決し、測定の低コスト化に寄与する測定方法として新たな近傍界測定法の開発を進めており、その第一歩として実験により原理を確認した結果を示す。

## 1 まえがき

第5世代移動通信方式(5G)では、基地局に Massive MIMO 技術<sup>1),2)</sup>を用いることが想定されている。Massive MIMO は、非常に多くのアンテナ素子を用いて、マルチユーザ MIMO 伝送を行う技術であり、アンテナの指向性を自在に設定することにより、空間を分割して各ユーザと通信を行うことでスループットの増大を図ることができる。アンテナの指向性を利用した技術であるため、Massive MIMO 基地局においては指向性の測定が重要な評価項目となっている。

従来、基地局アンテナの指向性測定は、RF 回路を切り離しアンテナ単体で行われていた。しかしながら Massive MIMO に用いるアンテナでは、アンテナ端子が増加するため各アンテナ素子に測定端子を備えることが物理的に困難であり、また低コスト化の観点からもアンテナと RF 回路の一体化が進み、測定端子がなくなることが予想されている。このためアンテナ単体ではなく基地局全体として、指向性測定を行う必要がある。

指向性を測定する基本的な方法は電波無響室(電波暗室)での遠方界測定(FFM: Far Field Measurement)<sup>3)</sup>であるが、電波無響室と回転台のような大掛かりな装置が必要となる問題がある。さらに、遠方界での測定になるため、ミリ波帯のような高周波では空間伝搬による損失が大きく、測定のダイナミックレンジが小さくなる課題がある。このような課題を解決するアンテナの測定法として、アンテナの近傍電磁界分布より遠方界指向性を電磁界理論より算出する近傍界測定法(NFM: Near Field Measurement)<sup>4),5)</sup>がある。近傍界測定法は、アンテナ近傍で測定するため空間による電磁波の損失が小さく、指向性だけでなくアンテナの近傍界分布よりアンテナの診断を行うこともできる利点がある。さらに、バックプロジェクション<sup>6)</sup>を行うことにより、アンテナ素子のキャリブレーションを行うこ

とも可能である。しかしながら、近傍界測定法はアンテナ近傍の電界の振幅と位相の分布が必要な測定法であり、アンテナを切り離して単体で評価することができない場合は、位相の算出のために基地局から参照用信号を必要とする。前述のとおり、Massive MIMO 基地局では測定端子がなくなることから、アンテナ単体での評価ができないだけでなく、参照用信号を取り出すことも困難となることが予想されており、従来の近傍界測定をそのまま適用することができない。このため新たな近傍界測定法が必要である。

本稿では、測定端子のないアンテナ一体型の Massive MIMO 基地局に適用可能な新たな近傍界測定法として、固定アンテナ参照方式と隣接位相差測定方式<sup>7)</sup>を提案し、28 GHz 帯を対象とした実験によりその効果を確認した結果を示す。

## 2 近傍界測定法

### 2.1 測定原理

アンテナ開口面からの放射される電磁界の領域は図 1 のように分けられる<sup>8)</sup>。

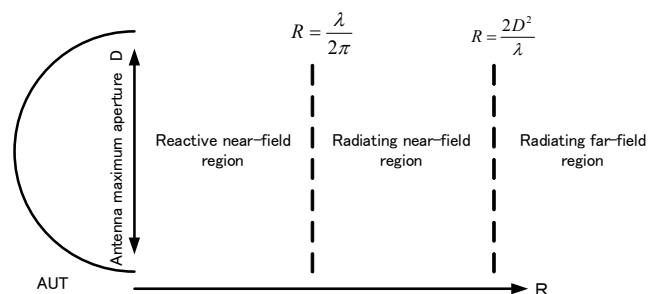


図1 アンテナの測定領域

アンテナ開口に近接する領域は、放射に寄与しない電磁界成分が主となるリアクティブ近傍界領域であり、アンテナ開口からの距離によって指向性の変化がない領域は放射遠方界領域(遠方界)と呼ばれる。一般にアンテナの指向性と表現するのは、この遠方界

領域で測定された指向性である。遠方界は、アンテナの最大径  $D$  に対し

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (1)$$

を満たす距離  $R$  以上離れた位置として規定される。ここで  $\lambda$  は自由空間波長である。また、自由空間で受信アンテナが受信可能な最大電力  $W_a$  は、送信アンテナの利得を  $G_t$ 、受信アンテナの利得を  $G_r$ 、送信電力を  $W_t$  すると

$$W_a = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_t G_r W_t \quad (2)$$

となる。式(1)より、利得の高い開口面( $D$ )の大きなアンテナでは、 $R$  が大きくなり、 $R$  が大きくなると式(2)より空間での減衰が大きくなることから分かる。さらにミリ波帯では、 $\lambda$  が小さくなるためより空間の減衰量が増加し測定のダイナミックレンジがより小さくなる。このため遠方界での指向性測定においては、低レベルのサイドローブを精度良く測定することが課題となっている。

リアクティブ近傍界領域と遠方界の間の領域である放射近傍界領域(近傍界)は、距離に応じて指向性が変化する領域である。NFM は、この放射近傍界領域で電界分布を測定し、計算により遠方界での指向性を求めるものである。具体的には、アンテナの近傍をVNA(Vector Network Analyzer)が接続されたプローブアンテナで走査し、透過係数( $S_{21}$ )の振幅と位相の分布から、遠方界での指向性をデータ処理により得る方法である。アンテナ近傍での測定のため、空間での減衰量が小さく、遠方界の測定に比べ高精度な測定が可能である。

NFM は、供試アンテナ(AUT: Antenna Under Test)の近傍を走査する範囲によって複数の種類に分かれる<sup>9)</sup>。本稿では利得の高いアンテナに対して有利であり、データ処理が容易な平面 NFM を対象とする。図 2 に AUT と走査範囲の関係を示す。平面 NFM (以下 NFM) では、AUT から  $3\lambda$  程度離れた面の電界の振幅と位相をプローブアンテナを方形に走査して測定する。このとき、サンプリング間隔は  $\lambda/2$  以下とする必要がある。この測定面の振幅と位相の分布が、AUT の指向性とプローブアンテナの指向性から定義される関数のフーリエ変換の形<sup>4)</sup>となるため、逆フーリエ変換によりその関数を求めた後、プローブアンテナの指向性を取り除くこと(プローブ補正)により AUT の指向性を求めることができる。実際のデータ処理は、PC 等により FFT(Fast Fourier Transform)が実行され、高速に指向性を算出可能である。

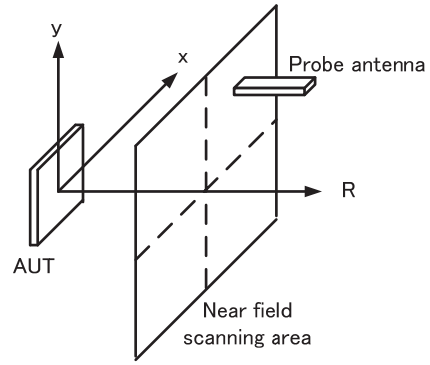


図 2 平面 NFM の近傍界走査面

## 2.2 近傍界測定の利点

NFM は、遠方界測定に対して多くの利点がある。両測定の比較を表 1 に示す。NFM は近距離での測定であるため、電波暗室を使用しなくても測定が可能であり大規模な装置が必要でない。また、ミリ波帯では装置がコンパクトになるため、居室に設置した簡易電波暗箱での測定が可能であり、電波暗室での測定で課題となる測定系の構築に費やす時間を大幅に短縮することができる。さらに、自由空間損失の小さい領域での測定のため、精度の良い測定結果を得ることができる。また、NFM は AUT 正面方向全体(3D 指向性)を得られる。これに対して FFM では、1 つの回転台を用いて水平(H 面)垂直(E 面)の 2 つの断面の指向性(2D 指向性)のみを測定することが多い。NFM のように 3D 指向性を得るためには、複雑な設備が必要になり、測定時間も増加する課題がある。NFM の別の利点としては、アンテナの近傍の振幅・位相分布が得られるため、設計どおりの指向性が得られなかった場合に、そのおおよその原因を診断することが可能であることがあげられる。さらに、バックプロジェクション処理を行うことによりアンテナ素子近傍のより詳細な電界分布を得ることができる。これは、Massive MIMO 基地局のキャリブレーションを行ううえで有用な情報となる。

表 1 NFM と FFM の比較

	NFM	FFM
測定場所	簡易電波暗箱	電波暗室
測定距離	近傍界 $3\lambda$ 程度 (ex. 32 mm ~ 54 mm@28 GHz)	遠方界 (ex. 3 m or 10 m)
指向性測定	3D 指向性	2D 指向性 (3D 指向性の測定には設備と時間が必要)
アンテナの診断・解析	可能	困難

### 2.3 Massive MIMO 基地局測定に対する課題

前述のように, Massive MIMO 基地局の測定においては遠方界測定に比べ近傍界測定が有効である。しかしながら, Massive MIMO 基地局では, 測定端子がないことが想定されているため VNA の  $S_{21}$  を測定し, アンテナ近傍の電磁界振幅・位相分布を測定することができない。振幅に関しては, スペクトラムアナライザ等を用いて測定することが可能であるが, 位相分布は直接的に測定することができないため, 位相分布を如何にして取得するかが, Massive MIMO 基地局測定に近傍界測定を適用するための課題である。次章以降に, この位相分布を取得するための方法として固定アンテナ参照方式と隣接位相差測定方式の2通りの方法について提案し, 実証実験を行った結果を示す。

## 3 固定アンテナ参照方式の提案

### 3.1 測定原理

固定アンテナ参照方式として, 近傍界走査面の位相分布を, プローブアンテナとは別に設置した固定の参照アンテナを用いて算出する方法を提案する。提案する固定アンテナ参照方式の測定系を図3に示す。XY ポジショナによって, 被測定物(DUT: Device Under Test)である基地局の前面をプローブアンテナで走査し, 受信された信号が測定器に入力される。これとは別に, プローブアンテナの走査面に影響を与えない位置に固定された参照アンテナで受信された信号が測定器に入力される。この両アンテナからの信号の差を取ることで, 測定端子のない DUT に対してもプローブアンテナのサンプリング点での相対位相を決定することができる。振幅分布は, プローブアンテナで受信された振幅をそのまま用いる。こうすることで振幅・位相分布を得ることができるため, NFM の遠方界変換処理による測定端子のない DUT の指向性が算出可能となる。

なお, 両アンテナからの信号を受信する測定器は, 2 信号を受信可能なスペクトラムアナライザ, VNA, オシロスコープ等を用いることができる。また, 受信強度を高め位相算出時の確度を高めるためには, 参照アンテナとして, 利得の高い(指向性の強い)アンテナを用いる。さらに DUT の指向性のヌル点を避ける位置に固定する必要がある。

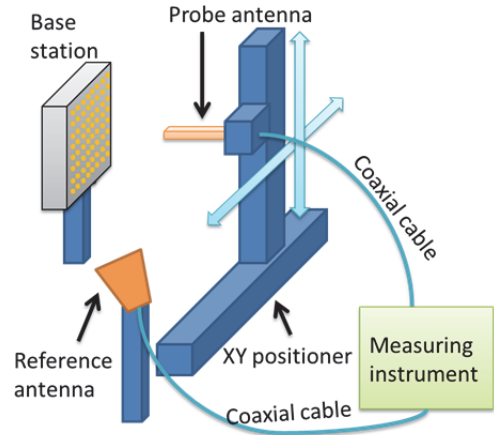


図3 固定アンテナ参照方式測定系

### 3.2 原理確認実験

DUT として信号発生器(SG)を接続した  $1 \times 4$  ボウタイアンテナアレー(図4)<sup>9)</sup>を用い, 実測により原理の確認を行った。測定系の仕様を表2に, 測定風景を図5に示す。プローブアンテナおよび参照アンテナで受信した信号は, デジタルストレージオシロスコープを用いて PC に格納し, フーリエ変換した後に両信号の差を取ることでプローブ走査面の位相を算出した。算出した振幅・位相分布から指向性に変換した結果を図6, 7に示す。図6, 7の黒線は, 信号発生器の代わりに VNA を用い従来の NFM で求めた指向性であり, 赤線が固定アンテナ参照方式で求めた指向性である。水平面・垂直面とも従来 NFM の結果と固定アンテナ参照方式の結果がよく一致していることが分かる。この結果から固定アンテナ参照方式の有効性が確認できた。

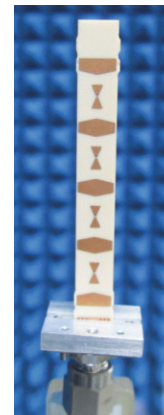


図4 DUT(1×4 ボウタイアンテナアレー)

表2 測定系主仕様

測定周波数	28.0 GHz
DUT	1×4 ボウタイアレーアンテナ+SG
プローブアンテナ	WR-34 切り離し導波管
参照アンテナ	WR-34 ホーンアンテナ 利得: 20.5 dBi@28 GHz



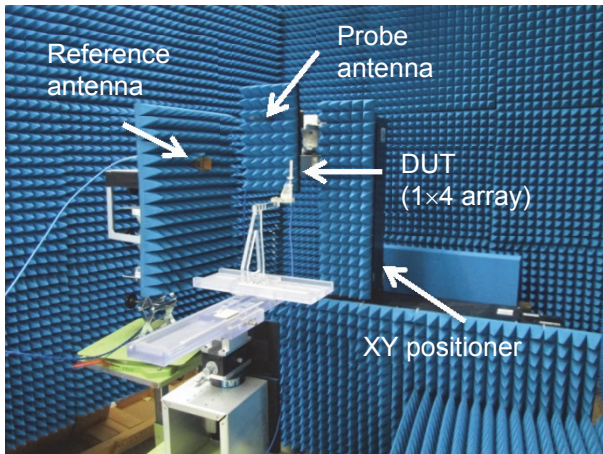


図5 測定風景

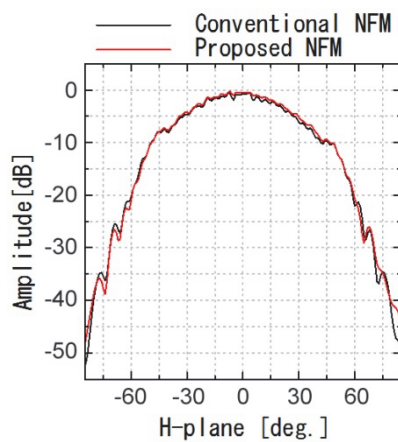


図6 水平面指向性比較

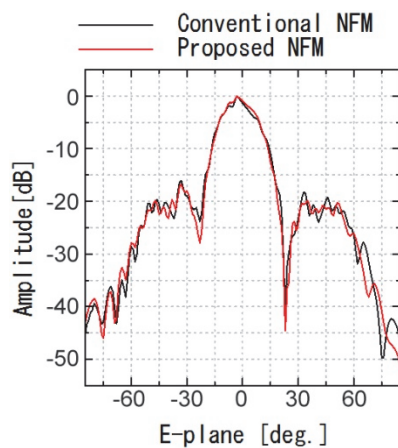


図7 垂直面指向性比較

### 3.3 利点と課題

固定アンテナ参照方式は、各測定位置における位相を独立して求める測定法であるため、後述する隣接位相差測定方式に比べ原理的に不確かさが小さな測定法である。しかしながら、この方式には次の課題がある。参照アンテナを近傍界走査面に影響を与えない場所に置く必要があるため、今回の測定ではDUTから見て-90度方向に参

照アンテナを設置した。この測定に用いたDUTは水平方向に対して十分に広い指向性を持っているため、-90度方向に設置しても参照アンテナで十分な強度の信号を受信することが可能であったが、指向性の強いDUTの場合、十分な強度の信号を受信できないことが想定される。このため、垂直面・水平面のどちらかの指向性が広DUTに対しては比較的精度の良い測定が期待できるが、水平垂直両面とも指向性の強いDUTに対しては、位相分布の不確かさが大きくなり、指向性測定結果に影響を与えることが懸念される。

## 4 隣接位相差測定方式の提案

### 4.2 測定原理

指向性が強い(開口面が大きい)アンテナに適した近傍界測定法として、隣接位相差方式を提案する。隣接位相差方式は近傍界走査面にサンプリング間隔を満たすように並んだ複数本のプローブアンテナで同時に受信した信号の差を取ることで、位相を決定する方式である。その原理について図8を用いて説明する。

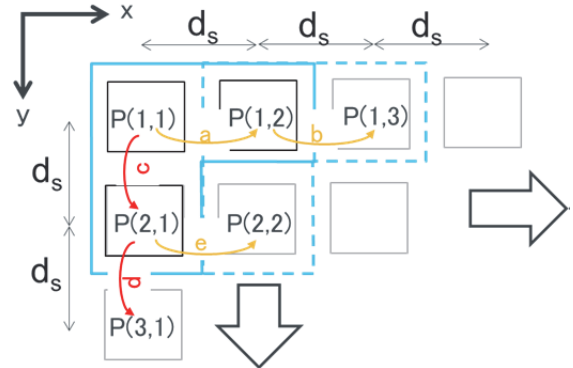


図8 隣接位相差測定方式原理図

図8は近傍界走査面を示しており、四角(P(1,1)等)はプローブアンテナの位置を示している。ここでサンプリング間隔( $d_s$ )は、 $\lambda/2$ 以下とする必要がある。ここで上下左右に $\Gamma$ のような形状で3本のプローブアンテナが並んでいるプローブ(水色実線で囲まれた範囲)を想定する。このときP(1,1)で受信された信号の位相( $P_\theta(1,1)$ )を

$$P_\theta(1,1) = \theta_0 \quad (3)$$

と定めると $P_\theta(1,2)$ は、 $P_\theta(1,1)$ と $P_\theta(1,2)$ の位相差 $a$ から

$$P_\theta(1,2) = P_\theta(1,1) + a = \theta_0 + a \quad (4)$$

のように決定される。同様に $P_\theta(1,3)$ も

$$P_\theta(1,3) = P_\theta(1,2) + b = \theta_0 + a + b \quad (5)$$

のように決定され、以降順次 $P_\theta(1,n_x)$ まで位相を求めていくことができる。ここで $n_x$ はx軸方向のサンプリング数とする。またy軸方向も同様に

$$P_\theta(2,1) = P_\theta(1,1) + c = \theta_0 + c \quad (6)$$

$$P_{\theta}(3,1) = P_{\theta}(2,1) + d = \theta_0 + c + d \quad (7)$$

のように順次計算し  $P(n_y,1)$  まで決定される。ここで  $n_y$  は  $y$  軸方向のサンプリング数である。また、それ以外のサンプリング点も

$$P_{\theta}(2,2) = P_{\theta}(2,1) + e = \theta_0 + c + e \quad (8)$$

のように決定され、順次計算することで  $P_{\theta}(n_y, n_x)$  まで決定される。よって近傍界走査面の全体の相対的な位相分布を決定することが可能である。振幅分布は、複数のプローブの中から選択したプローブの振幅を直接用いることが可能であるほか、同じサンプリング点で受信された複数のプローブからの信号を平均化して用いてもよい。このようなデータ処理により、測定端子のない DUT に対しても近傍界走査面の振幅・位相分布を得ることができ、遠方界変換によって指向性を求めることができる。

この方式は、固定アンテナ参照方式と違いアンテナの正面方向の信号のみを測定に用いるため、アンテナの指向性により十分な受信強度が得られない課題を解決可能であり、特に開口面の大きな Massive MIMO アンテナの測定に有効であると推定される。

## 4.2 隣接プローブアンテナ

隣接位相差測定方式では、複数のプローブアンテナを近傍界走査面のサンプリング間隔である  $\lambda/2$  以下で並べる必要がある。しかしながら、従来より NFM のプローブアンテナとしてよく用いられている切り離し導波管は、H 面方向(導波管開口の長辺)の寸法が  $\lambda/2$  を超えており、そのまま用いることはできない。このため、新たなプローブアンテナの検討が必要となる。具体的には、測定周波数 27.5 GHz~30 GHz とすると、上限周波数(30 GHz)のとき、 $\lambda = 10$  mm であることからプローブアンテナを 5 mm 間隔以下で並べる必要がある。ここでプローブアンテナの肉厚を 1 mm と仮定すると各プローブアンテナの開口長(a)は、4 mm 以下となる。この周波数で使用される標準導波管(WR-28)の内寸は 7.11 mm×3.56 mm であるため、このままでは使用できず、内寸を 4 mm×4 mm 以下とする必要がある。

本開発では、この隣接プローブアンテナの実現のためにダブルリッジ導波管<sup>11)</sup>を採用した。ダブルリッジ導波管は、導波管の上下にリッジ構造を設けた導波管であり、通常の導波管に比べカットオフ周波数を低域に移動させる効果を持つ、この効果を利用すると導波管の使用周波数帯を一定としたまま、導波管の内寸を小さくすることができる。図 9 にシミュレータを用いて実際に設計したダブルリッジ導波管を示す。また図 10 にリッジがない同内寸の導波管と、設計したダブルリッジ導波管の透過特性を示す。図 10 より、リッジがない場合はカットオフ周波数が 35 GHz 以上に存在するが、リッ

ジを設けることによりカットオフ周波数を 25 GHz 以下にすることができ、測定周波数で動作可能であることが分かる。なおシミュレーションには CST MICROWAVE STUDIO を使用した。

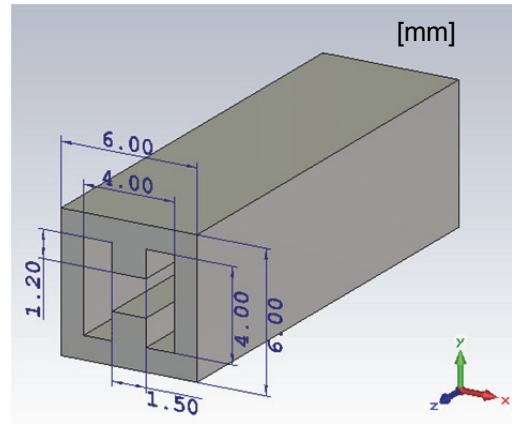


図 9 ダブルリッジ導波管外形図

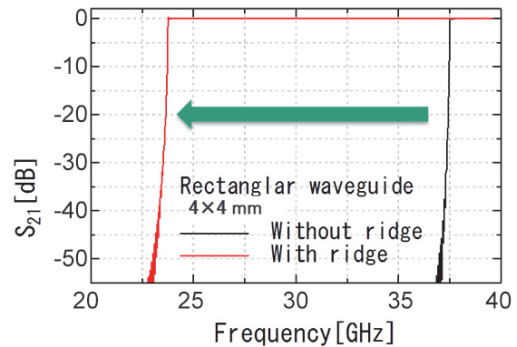


図 10 リッジの有無によるカットオフ周波数の変化

このダブルリッジ導波管を上下左右に 3 本並べて開発した隣接プローブアンテナを図 11、12 に示す。先端はダブルリッジ導波管を開放した形となっており、プローブアンテナ後方にて WR-28 導波管へテーパ構造を用いて接続されている。また、隣接するプローブアンテナとの結合を低下させるため、プローブアンテナとプローブアンテナの間にスリットを設置した。開発した隣接プローブアンテナは、構造が複雑であることから切削加工による製造が困難であったため、金属材料(SUS316)による整形が可能な 3D プリンター<sup>12)</sup>を用いて製造した。

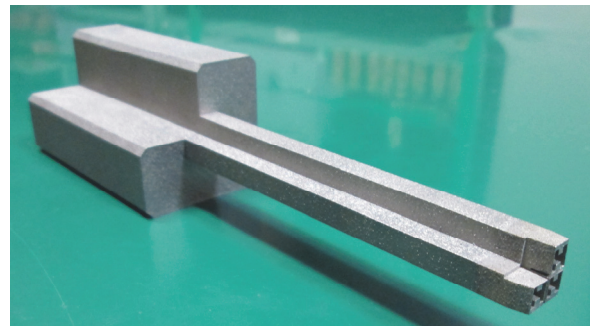


図 11 隣接プローブアンテナ全体図

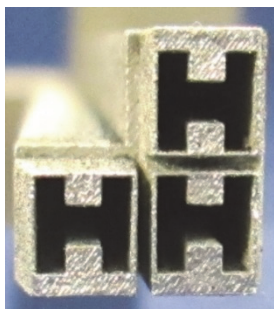


図 12 隣接プローブアンテナ開口部正面

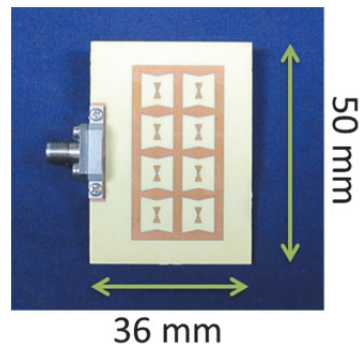


図 14 DUT(2×4 ボウタイアンテナアレー)

### 4.3 原理確認実験

開発した隣接プローブアンテナを用いて隣接位相差測定方式の原理確認実験を行った。実験系を図 13 に実験系の仕様を表 3 に示す。DUT としては、固定アンテナ参照方式の実証実験で用いた 1×4 ボウタイアンテナアレーより指向性が強い DUT を模擬するため、2×4 ボウタイアンテナアレー(図 14)<sup>13)</sup>に信号発生器を取り付けたものを使用した。隣接プローブアンテナは、XY ポジショナに取り付けられており、DUT 前面を走査する。隣接プローブで受信された信号は、同軸導波管変換器を通して同軸ケーブルで 4 ポート VNA の各ポートに入力される。ここでは、VNA として MS46524B を用いた。MS46524B は、2 つのポートで受信された信号の位相差を測定することが可能であり、この位相差と受信された電界レベルを PC に取り込み、4.1 に示した原理に従って計算処理し近傍界走査面の振幅・位相分布を算出した。

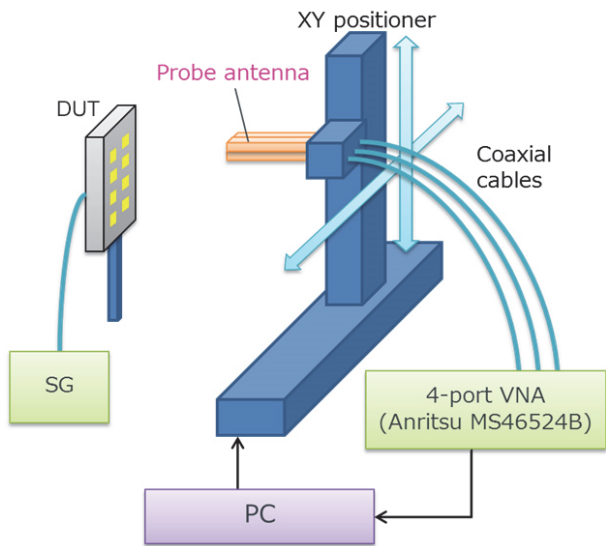


図 13 隣接位相差測定方式実験系

表 3 実験系仕様

測定周波数	28.0 GHz
DUT	2×4 ボウタイアンテナアレー+SG
プローブアンテナ	隣接プローブアンテナ(図 11, 12)
測定器	4-port VNA (Anritsu MS46524B)

算出した近傍走査面の電界分布より求めた遠方界指向性を図 15, 16 に示す。図 15, 16 の黒線は従来の NFM で同じ 2×4 ボウタイアンテナアレーを測定した指向性であり、赤線が隣接位相差方式で求めた指向性である。図 16 より垂直面の指向性にはよい一致が見られるが、図 15 の水平面においては、サイドローブレベルにずれが生じる結果となった。これらの結果により高角のサイドローブにずれはあるものの、メインローブに関しては従来法で測定した指向性と同様な測定できており、隣接位相差測定方式の原理は確認できた。

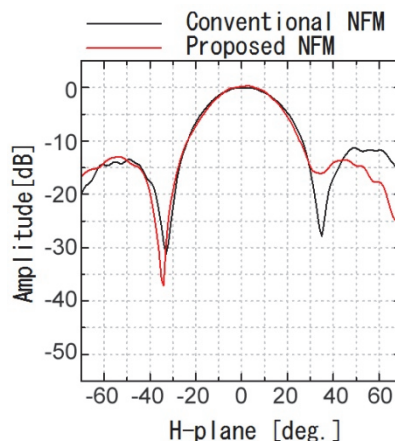


図 15 水平面指向性比較

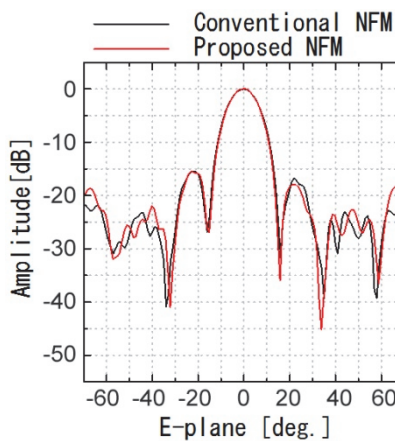


図 16 垂直面指向性比較



#### 4.4 利点と課題

隣接位相差測定方式は、アンテナの正面方向に置いたプローブアンテナのみで位相を算出することができるため、固定アンテナ参照方式のように参照アンテナの設置位置により測定の不確かさが増加する課題を解決できる。このためアンテナ素子が多く指向性の強い DUT の測定では固定アンテナ参照方式より有利である。

しかしながら、各測定点で算出した位相のずれが隣の測定点にも影響をあたえるため、固定参照アンテナ方式に比べ不確かさが大きくなりやすい課題がある。また、実証実験で見られた水平面サイドローブのずれの課題がある。別途シミュレータを用いてこのずれの原因を解析した結果、プローブアンテナが位相に角度特性を持つためであることが分かった。プローブ補正によりプローブの振幅特性については補正を行っているが、位相に関する補正は困難である。この課題については、プローブアンテナの本数を 5 本に増やしプローブアンテナ全体の形状を対称形とし、データ処理により位相特性をキャンセルすることで解決していく予定である。

#### 5 むすび

本稿では、測定端子を持たない Massive MIMO 基地局の指向性を測定するシステムとして、現在開発中である 2 通りの新たな近傍界測定法を提案し、その原理および実験による原理確認結果を示した。固定アンテナ参照方式では、従来法と提案方式に良い一致が見られるが、参照アンテナの設置位置に課題があることを示した。隣接位相差測定方式では、固定参照方式より不確かさが大きくなる可能性はあるが、より指向性の強い DUT に対しても適用可能であることを原理的に示した。さらに原理確認実験より、H 面指向性には多少のずれが生じる課題はあるが、指向性の測定が可能であることを示した。この H 面のずれに対しては、新たなプローブアンテナの開発により改善をはかる予定である。

今後、近傍界測定による指向性測定だけではなく、バックプロジェクション等の技術を用いることで Massive MIMO 基地局のキャリブレーションに対してもソリューションを提供し、さらなる 5G・ミリ波の進展に貢献することを目指す。

#### 参考文献

1) T. Nakamura, A. Benjebbour, Y. Kishiyama, S. Suyama, T. Imai, "5G Radio Access: Requirements, Concept and Experimental Trials", IEICE Trans. Commun., vol.E98-B, no.8, pp.1397-1406, (2015-8)

2) M. Agiwal, A. Roy, N.i Saxena, "Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey", IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol.18(3), pp.1617-1655, (2016-2)

3) IEC60498-1, "Amendment 2 Methods of measurement for radio equipment used in the mobile services - Part 1: General definitions and standard conditions of measurement"

4) D. Slater: Near-field antenna measurements, Artech House Publishers, Norwood. MA, USA, (1991)

5) T. Kawamura, H. Noda, K. Noujeim, "Overview of Technologies for Millimeter-Wave OTA Measurements", Anritsu technical bulletin No.91, pp.43-56, (2016-3)

6) A. Balanis : Antenna Theory Analysis and Design, 3rd ed., pp. 701-721, John Wiley & Sons (2005)

7) 山本綾, 河村尚志, 布施匡章, "隣接位相差測定方式によるアクティブアンテナシステムの近傍界測定の提案", 信学技報, Vol. 116, No. 249, SRW2016-47, pp. 19-24, (2016-10)

8) Y. T. Lo, S. W. Lee: Antenna Handbook, Vol.1, pp. 1-16-1-18, Chapman & Hall, New York, NY, USA, (1993)

9) 電子情報通信学会: アンテナ工学ハンドブック, 第 2 版, pp. 730-731, オーム社, (2008)

10) 河村尚志, 佐久間徹, 山本綾, 手代木扶, "UWBレーダ用アンテナのビーム幅拡張", 信学総大, B-1-155, (2008-3)

11) J. Helszajn : Ridge waveguides and passive microwave components, IEE ELECTROMAGNETIC WAVES SERIES 49, The Institution of Electrical Engineers (2000)

12) 竹本達哉, "計測器レンタル事業を支える巨大技術拠点に迫る", EE Times Japan, pp. 7, (2016-6)

13) 河村尚志, 前田幸一, 手代木扶, 滝沢賢一, 浜口清, 河野隆二 "UWBレーダアンテナの電波発射禁止帯ノッチの広帯域化", 信学総大, B-1-120, (2006-3)

#### 執筆者



河村尚志  
技術本部  
先進技術開発センター



山本綾  
R&D 本部  
第 3 商品開発部

告知