

# ミリ波ビームフォーミング： アンテナアレイ設計の選択および特性 ホワイトペーパー

衛星通信システムの発展および第5世代移動体通信システム(5G)の要求に伴い、ミリ波帯の関心が高まっています。特に5Gでは、これらの高い周波数の活用に対応した、多数の放射エレメントを組み込んだアンテナが検討されています。これらのアンテナアレイは、次世代ネットワークにおいて、重要な役割を果たすビームフォーミングにとって不可欠なものです。

本ホワイトペーパーでは、ビームフォーミングアンテナの基本的な理論をいくつかをご紹介します。基本的な概念に加え、放射パターンの計算方法、シミュレーションの結果だけでなく、線形アレイを用いた実際の計測結果をご紹介します。

## 注意：

最新のドキュメントにつきましては、当社のホームページをご覧ください  
<http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA276>

# 目次

1	はじめに .....	1
2	ビームフォーミング信号 .....	2
2.1	位相コヒーレント信号生成.....	2
2.2	信号の伝播.....	3
3	ビームフォーミングアーキテクチャ .....	5
3.1	アナログビームフォーミング .....	5
3.2	デジタルビームフォーミング .....	7
3.3	ハイブリッドビームフォーミング .....	9
4	線形アレイアンテナのシミュレーション .....	10
4.1	理論的背景 .....	10
4.2	設計上の選択 .....	11
4.3	アプリケーション例 .....	12
5	線形アレイ OTA 測定 .....	15
5.1	計測データによるシミュレーション .....	15
5.2	アンテナスキャン .....	17
5.3	参考文献.....	18
6	結果および展望 .....	19
7	付録 .....	20
7.1	20	
	MATLAB® Pattern Generation Script .....	20
7.1.1	Main Function.....	20
7.1.2	Linear Array Factor Function .....	20
8	参考文献 .....	21

# 1 はじめに

現在利用されている携帯ネットワーク (**4G**) は、多くの課題に直面しています。モバイル用 **HD** マルチメディア・アプリケーションの急激な需要により、これらのネットワークは実用限界に近づいています。

**5G** ネットワークは、広いチャネル帯域幅を使用することで、大幅に高速なデータレートでのサービスを提供することを可能とし、現在のインフラの負担を軽減することを目的のひとつとしています。従来モバイル通信に使用されてきた、利用可能な周波数帯の不足を考慮すると、将来的にミリ波帯が適切な代替手段と考えられます。これらの周波数帯では広帯域を用いることが可能であるため、**5G** で要求されている高データレートを提供することが可能であると考えられています。

しかしながら、ミリ波帯におけるモバイル環境は、現在使用されている周波数よりもはるかに複雑なものです。環境によって大きく異なる高い伝播損失は、ネットワーク・インフラの刷新および新しいハードウェアのコンセプトが必要となるでしょう。

小型のハンドセットであっても、ミリ波帯を用いる場合には多数のアンテナを搭載することができるため、ビームフォーミングアンテナアレイは、**5G** の実装において重要な役割を果たすと言っても過言ではありません。高い指向性ゲインとは別に、このようなアンテナでは、複雑なビームフォーミングの実現も可能です。ユーザへダイレクトにビームを絞ることによって信号対干渉比 (**SIR**) を改善することができ、携帯ネットワークの容量増加を実現します。狭い送信ビームは、同時に、無線環境における干渉の量を低下させ、特に郊外では遠距離にある受信端末においても、十分な信号電力の維持を可能にします。

本紙では、信号、アンテナおよび現在のトランシーバーのアーキテクチャを含む、ビームフォーミングテクノロジーの概要について説明します。さらに、アンテナアレイのシミュレーション方法の紹介および実際の計測結果との比較を行います。本紙で示されている方程式は、座標系の1つの軸に沿って等間隔に配置された、個別に信号の放射可能な  $n$  個の放射エレメントのアレイとして定義される、線形アンテナアレイに適用されます[1]。

## 2 ビームフォーミング信号

ビームフォーミングは一般に、単純な CW 信号のみならず、複雑な変調波形を用いた場合にも用いられます。現在の多くの波形の実装がミリ波帯においては大きな障壁として存在しているため、5G の候補波形は研究課題となっています[2]。

この章では、ミリ波信号の最も重要な伝搬特性の概要を説明する前に、まずは位相コヒーレント信号生成についてご紹介します。

### 2.1 位相コヒーレント信号生成

あらゆるビームフォーミングアーキテクチャにとって重要な前提条件は、位相コヒーレントな信号を利用することです。つまり、すべての RF キャリア間に、定義され、安定している位相関係が存在することを意味しています。図 1 にて表しているように、キャリア間の固定された位相 ( $\Delta\phi$ ) を使用することで、メインローブを希望の方向にステアリングすることができます。

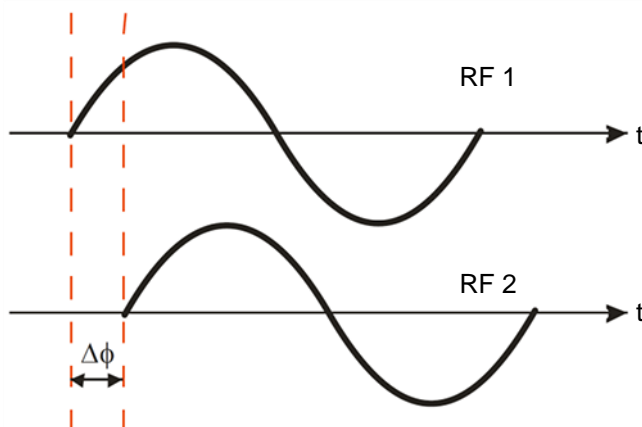


図 1：位相オフセットを有する位相コヒーレント信号

位相コヒーレンスは、共通のリファレンス（例えば 10 MHz）を介して、複数の信号発生器を結合することで生成することが可能です。これらの RF 信号の瞬間位相差 (“delta phase”) を詳細に見ると、以下の要因により不安定性を示します：

- ① 2つのシンセサイザの位相ノイズ
- ② 10 MHz における“弱い”カップリングおよび RF 出力までの長い合成チェーン
- ③ いくつかのシンセサイザに使用されているコンポーネントの有効電気長の変化を引き起こす温度差

第 2 の要因が支配的であるため、2つの信号発生器の間で位相を安定させる唯一の方法は、共通のシンセサイザまたは LO 信号を使用することです。この方法は、第 1 の要因を同時に排除します[3]。

信号発生器のデジタイズチェーンを使用して、真の位相コヒーレント信号を生成することについては、文献[3]および[4]を参照ください。第 5.2 章で計測された位相コヒーレント信号は、ベクトルネットワークアナライザを用い生成されています。

## 2.2 信号の伝播

あらゆる種類のアンテナから放射されるすべての信号は、同じ基本特性を共有しています。マルチパスフェージングおよび遅延スプレッドにより、携帯ネットワークの容量は大幅に減少します。利用可能なチャンネルでの混雑および同一チャンネル干渉は、実用的なネットワーク容量をさらに減少させてしまいます[5]。

- 1 **自由空間減衰**：送信機から受信機への伝播で、電磁波は減衰します。自由空間減衰とは、信号が2つのステーション間の距離のために被る減衰を表しています。

フリスの伝達公式は、自由空間の減衰を示します。

$$P_{r,dB} = P_{t,dB} + G_{t,dB} + G_{r,dB} + 20\log_{10}\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) \quad (1)$$

ここで、受信電力 $P_{r,dB}$ のレベルを dB で表し、送信電力 $P_{t,dB}$ 、受信 $G_{r,dB}$ および送信 $G_{t,dB}$ で表されるアンテナゲインを dBi で表しています。

図2(左)は、広い周波数帯域での自由空間減衰を示しています。

完全な見通し内 (LoS) 送信の場合でさえも、受信信号のレベルに影響する、多くの要因が存在しています。図2(右)に表しているように、減衰は、周波数および放射環境によって大きく異なります。

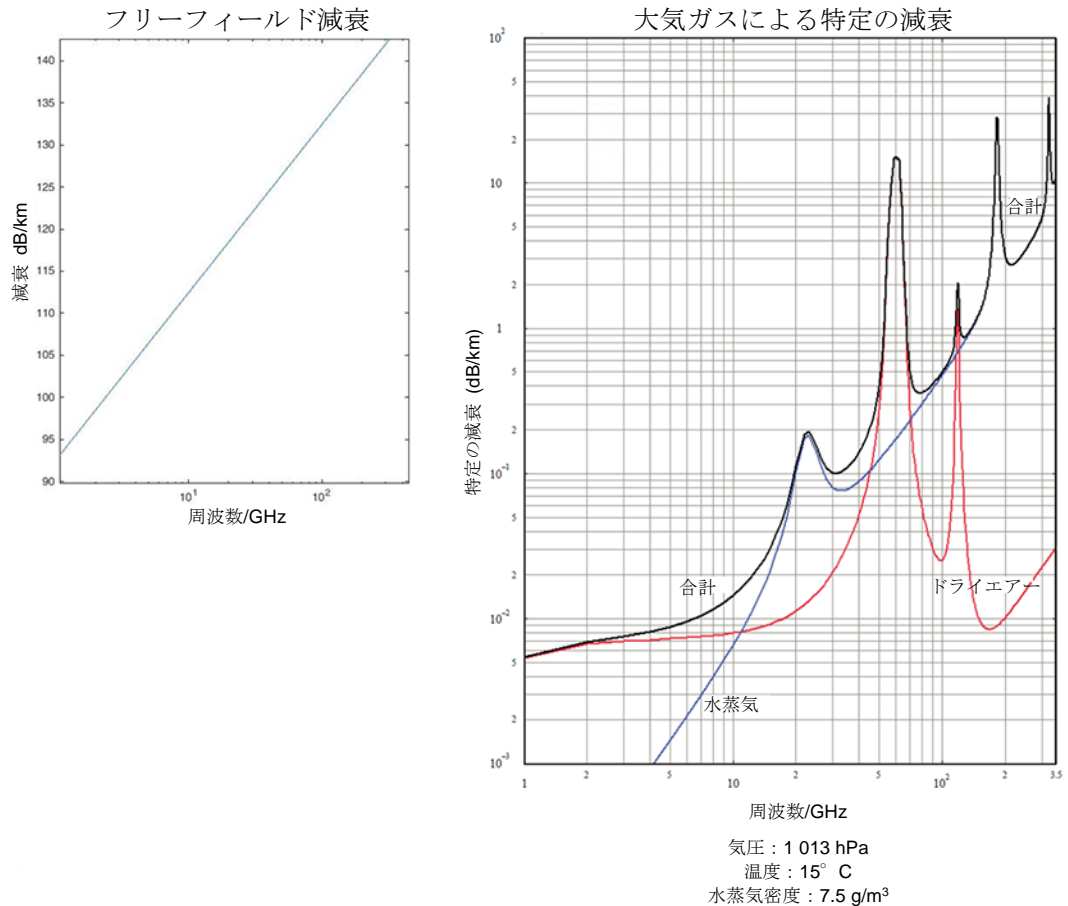


図2：大気ガスによる減衰。ソース：[6], pp. 16

- I **フェージング**：マルチパス信号の位相シフトは、チャネルの時変性のため、一定ではありません。式 (2) は、時間依存受信マルチパス信号を表し、複素値  $a_n(t)$  および  $e^{-j\theta_n(t)}$  は、送信経路  $n$  の振幅および位相の変化を表しています。

$$r(t) = s(t) \sum_{n=1}^N |a_n(t)| e^{-j\theta_n(t)} \quad (2)$$

信号は、現在の位相シフトに依存して、強めあうもしくは弱めあうように重ねあわされます。受信された信号は、多数の散乱した成分によりなり、これらはランダム過程として扱われます。十分な量のランダムなばらつきに基づき、これは複雑なガウス過程と見ることができます。これにより、カバレッジエリア内に、レイリーフェージングと呼ばれる小さな領域が形成されます。

フェージングの特殊なケースは位相キャンセルであり、これはマルチパス信号が互いに  $180^\circ$  位相がずれている場合に発生します。信号の減衰はこのキャンセルにより、振幅および位相のバランスに大きく依存することとなります。例えば、 $30 \text{ dB}$  の違いは、約  $0.1 \text{ dB}$  および  $1.0$  度の整合誤差に相当します。

- I **遅延スプレッド**：この効果は、信号伝搬のマルチパス特性によるものでもありません。これは、マルチパスで最初に発生する信号と、マルチパスでその後発生する信号の到着時間の差を表します。通常では、最初に発生する信号は見通し内 (LoS) 通信の直接波です。大きな遅延スプレッドの場合、信号はシンボル間干渉によって劣化し、ビット誤り率 (BER) が劇的に増加します。

現代のビームフォーミングアンテナアーキテクチャは、伝播チャネルに適応することによって、これらの問題を緩和します。このようにして遅延したマルチパス信号は、ビームステアリングによって、大幅に低減することができます。RF 環境に、放射パターンを動的に適合・変化させるように設計されたアンテナは、アクティブフェーズドアレイアンテナと呼ばれています[5]。

## 3 ビームフォーミングアーキテクチャ

ミリ波帯は、広帯域の周波数資源の活用が見込まれています。今日まで、このような高周波が利用されてこなかった背景には、伝播効果、特に LoS における影響があげられません。送信ビームまたは受信アンテナパターンを、希望の方向に集中させることによってこれらの問題を解決する、さまざまな伝送アーキテクチャが開発されてきました。これら全てのソリューションは、高い搬送波周波数における小さいアンテナエレメントサイズを活用し、多数のアンテナエレメントのより大きなアンテナアレイの構築を可能にしました。

通常、ビームフォーミングには 2 つの変数が使用されています：振幅および位相です。これら 2 つの変数の組み合わせは、サイドローブ抑制またはステアリングヌルを改善するために使用されています。各アンテナエレメント  $n$  の位相および振幅は、複素重み  $w_n$  によって結合されます。複素重みは、対応するアンテナに供給される信号に適用されます。

### 3.1 アナログビームフォーミング

図 3 は、基本的なアナログビームフォーミング送信機アーキテクチャを表しています。このアーキテクチャは、アンテナアレイに供給するただ 1 つの RF 系および複数の位相シフタによって構成されています。

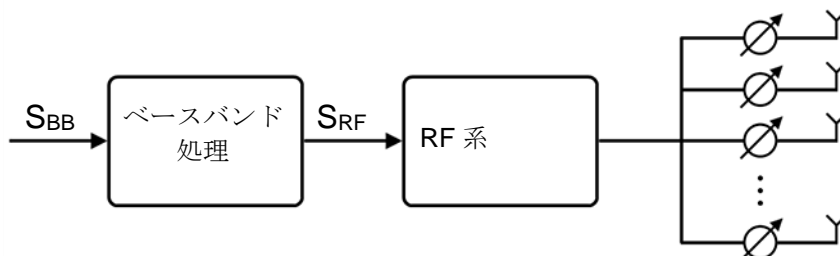


図 3：アナログビームフォーミングアーキテクチャ

最初の実用的なアナログビームフォーミングアンテナは、1961 年までさかのぼります。ステアリングは、RF スイッチおよび固定位相シフタを用いて行われていました[7]。高度なハードウェアおよび改善されたプリコーディングアルゴリズムを使用していますが、この方法の基本は現在でもまだ使用されています。これらの拡張により、各エレメントの位相を個別に制御できるようになりました。初期のパッシブなアーキテクチャとは異なり、アクティブなビームフォーミングアンテナを使用して、離散的ではありませんが、ビームを事実上あらゆる角度に向けることができます。このタイプのビームフォーミングは、RF 周波数または中間周波数にて、アナログ領域において制御されます[8]。

このアーキテクチャは、現在、レーダーおよび IEEE 802.11ad のような短距離通信システムなどハイエンドミリ波システムにおいて使用されています。アナログビームフォーミングアーキテクチャは、このホワイトペーパーで説明されている、他のアプローチほど高価で複雑ではありません。一方、アナログビームフォーミングを用いたマルチストリーム伝送の実装は、非常に複雑となります[9]。

位相重みを計算するために、エレメント間隔  $d$  を有する等間隔の線形配列を仮定します。図 4 に示す受信シナリオを考慮しますと、アンテナアレイは到来信号の遠方界になければならず、そのため、到着波面はほぼ平面となります。信号がアンテナの照準外の角度  $\theta$  で到来した場合、図 4 に示しているように、連続する各エレメントに到達するために、信号は  $d \cdot \sin\theta$  分、多く移動しなければなりません。これは、エレメント固有の遅延と解釈され、信号の周波数依存性の位相シフトに変換することができます：

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi d \sin\theta}{\lambda} \quad (3)$$

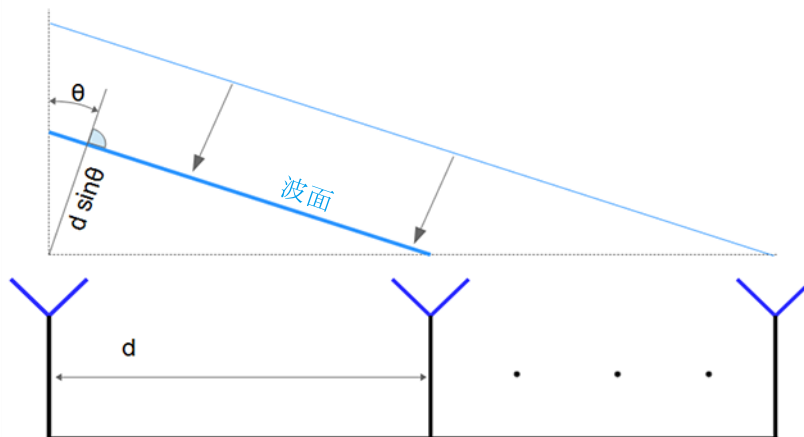


図 4：信号がボアサイトの外から到着したときの、追加の移動距離[6]

周波数依存性は、斜角ビームと呼ばれる効果としてあらわれます。定義された周波数におけるアンテナアレイのメインローブは、式 (3) で計算された位相オフセットを使用して、特定の角度にステアすることができます。今度は、アンテナエレメントに異なる周波数の信号を供給すると、メインローブは一定の角度だけずれます。位相関係は、ある搬送波周波数を念頭に置いて計算されているために、メインローブの実際の角度は、現在の周波数に従ってシフトします。特に広い帯域幅を持つレーダーアプリケーションは、この影響によって不正確になってしまいます。

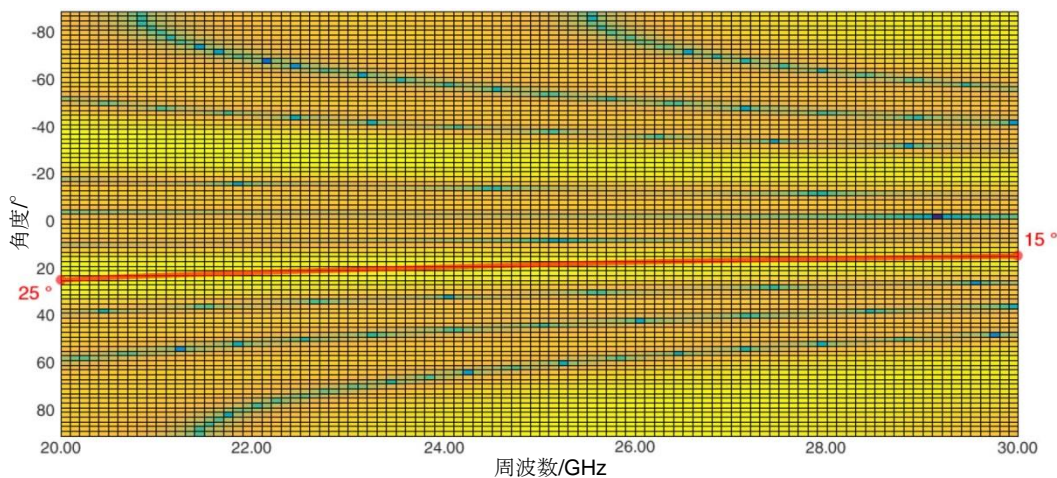


図 5：シミュレートされた斜角ビーム

図 5 は、4 エレメント線形アレイの周波数の関数としての斜角ビームの影響を表しています。メインローブは、30 GHz の周波数で  $15^\circ$  に向けられました。(3) を使用すると、これはエレメントあたり  $141^\circ$  の位相オフセット  $\Delta\varphi$  となります。広い帯域幅が使用



されているため、メインローブが  $25^\circ$  に位置する低い周波数では、ビームの斜行の効果をはっきりと見ることができます。

式 (3) は、周波数オフセットの代わりに、時間遅延を使用することによって、周波数に依存しない項に変換することができます。

$$\Delta t = \frac{d \cdot \sin \theta}{c} \quad (4)$$

これは、位相シフタの代わりに遅延線がセットアップに取り付けられている場合、周波数依存性を取り除けることを意味します。図 6 に受信機のセットアップを表しています。 $t_1$  から  $t_2$  の遅延を入射波の角度効果である  $\Delta t$  を補償します。結果として、受信信号は完全にタイミング調整され、合算した場合、信号は強めあうように加算されます。

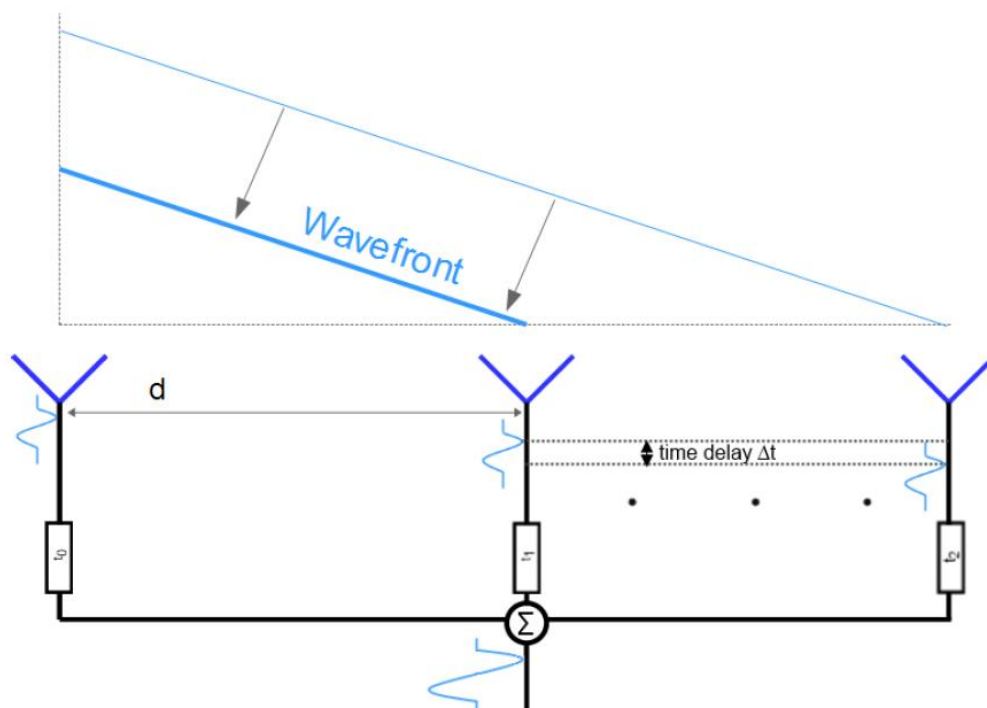


Figure 6; True Time Delay Beamsteering

アナログアーキテクチャのパフォーマンスは、アンテナに入射する信号の大きさをさらに変化させることによって、さらに改善させることができます。

## 3.2 デジタルビームフォーミング

大規模のアンテナアレイを使用する場合でも、一般的にはアナログビームフォーミングでは元になるのが 1 つの RF 系に限定されますが、理論上のデジタルビームフォーミングは、アンテナエレメントと同数の RF 系をサポートします。適切なプリコーディングがデジタルベースバンドで行われる場合、これは送信および受信に関して、より高い柔軟性をもたせます。マルチビーム MIMO のような高度な技術を用いることができます。これらのメリットは、他のビームフォーミングアーキテクチャと比較して、最高の理論的性能を得ることを可能にします[10]。

図 7 は、複数の RF 系を有する、一般的なデジタルビームフォーミング送信機アーキテクチャを表しています。

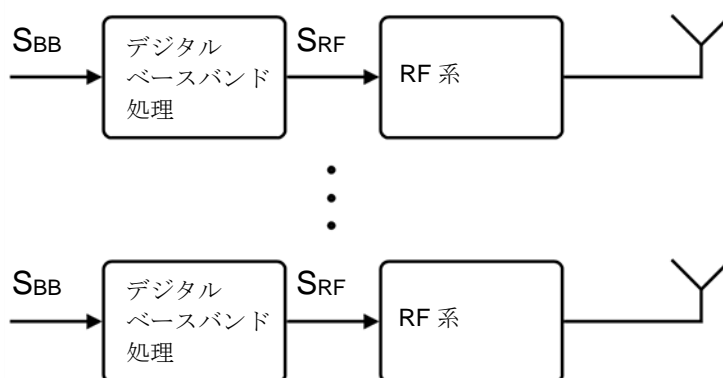


図7：デジタルビームフォーミングアーキテクチャ

斜角ビームは、周波数によらず一定の位相オフセット与えるアナログビームフォーミングアーキテクチャにとっては、よく知られている問題です。現在 5G で検討されているミリ波帯において、広い帯域幅を使用するということを考慮すると、重大な欠点となります。RF系をデジタルコントロールすることによって、広い帯域に渡って周波数に応じた位相の最適化が可能になります。

それにもかかわらず、デジタルビームフォーミングは、5G アプリケーションに関する実際の実装に、常に適しているわけではない可能性があります。ハードウェアに関する複雑さ、およびハードウェアに対する要求事項は、コスト、エネルギー消費を、大幅に増加させる可能性があります。基地局の場合では性能がモビリティに優先されるため、デジタルビームフォーミングは適しています。

デジタルビームフォーミングは、マルチストリーム伝送に適応することができ、そして同時に複数のユーザにサービスを提供することができます。これは技術の主要な推進要因であります。

### 3.3 ハイブリッドビームフォーミング

アナログおよびデジタルビームフォーミングアーキテクチャの両方のメリットを組み合わせることができるソリューションとして、ハイブリッドビームフォーミングが提案されています。このアーキテクチャの特徴を実装した最初の結果については、[11]においてプロトタイプレベルで提示されています。

完全な RF 系の数を減らすことにより、大幅なコスト削減を達成することができます。これにより、全体的な消費電力の低下にもつながります。アンテナの数よりもコンバータの数はかなり少ないため、デジタルベースバンド処理の自由度は少なくなっています。したがって、完全なデジタルビームフォーミングに比べて、同時にサポートされるストリームの数が減少しています。それらの性能差は、ミリ波帯のチャネル特性のために、比較的小さいものと予想されます[9]。

図 8 において、ハイブリッドビームフォーミング送信機の、アーキテクチャを表しています。プリコーディングは、アナログドメインとデジタルドメインの間で分割されます。理論的には、すべてのアンプを各放射エレメントに相互接続することができます。

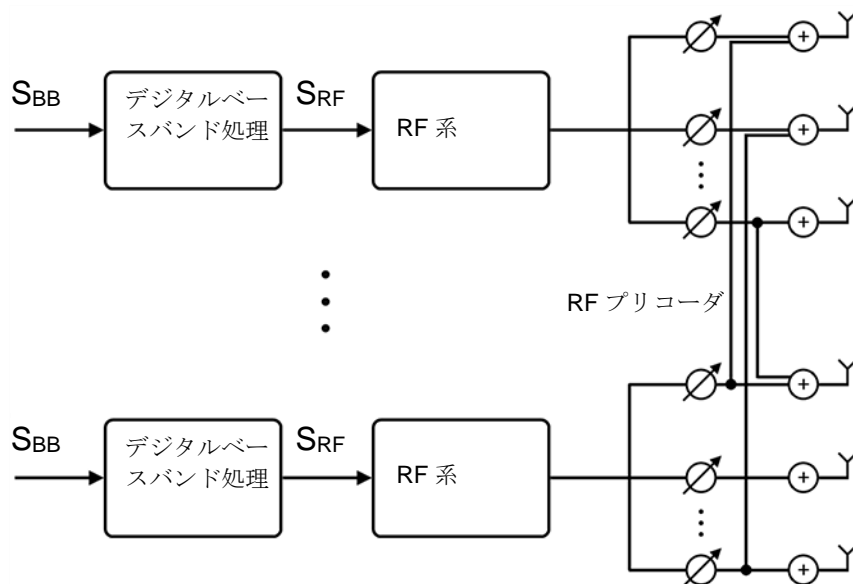


図 8 : ハイブリッドビームフォーミングアーキテクチャ

## 4 線形アレイアンテナのシミュレーション

この章は、2つのセクションで構成されています。まずは基本理論を紹介し、次に、等方性アンテナエレメントのアンテナアレイについてシミュレーションにより図示し説明します。

### 4.1 理論的背景

この章では、 $n$  個の等間隔等方性アンテナのエレメントを備えた、線形アンテナアレイを仮定します。これらのエレメントは図 9 に表しているように、直交座標系の  $x$  軸に沿って配置します。

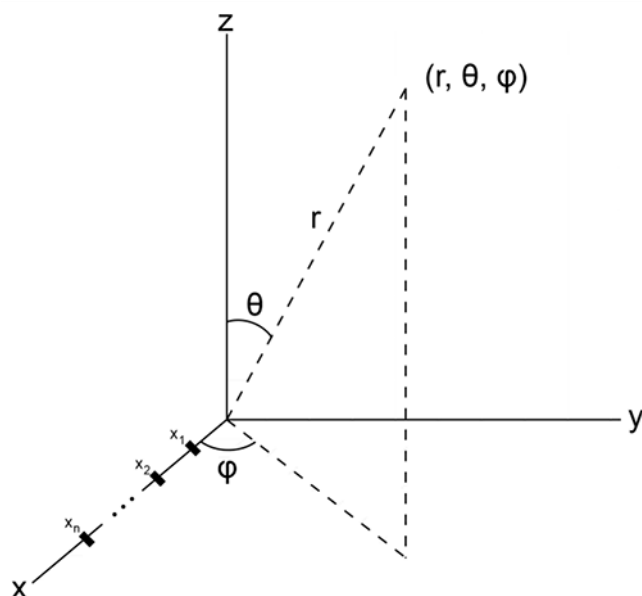


図 9：線形アンテナアレイ

ビームフォーミングアンテナの場合、不要なグレーティングローブの発生を避けるために、エレメント間の距離  $d$  は、波長  $\lambda$  を超えてはなりません。式 (5) は、エレメントの間隔が、目標とする観測角度に大きく影響することを表しています。不要なグレーティングローブ  $\theta_r$  の位置は、 $\lambda$ 、 $d$  および信号  $\theta_0$  の角度によって定義されます。

$$\theta_r = \arcsin\left(\pm \frac{\lambda \cdot r}{d} + \sin\theta_0\right); r = 0, 1, 2 \dots \quad (5)$$

線形アンテナアレイの放射パターン  $F_{array}$  は、アレイファクタ  $AF_{array}$  に、十分に大きなアレイを仮定しているすべてのエレメントについて、等しいとみなされるエレメント放射パターン  $F_{element}$  を掛け合わせるによって近似することができます[12]。

$$F_{array}(\theta, \phi) = F_{element}(\theta, \phi) * AF_{array}(\theta, \phi) \quad (6)$$

アンテナエレメントの数が少ない場合には、等しい放射パターンのはり成り立ちません。外側のエレメントは、他のアンテナのパターンからずれる場合があるので、少数のエレメントの場合にはこれが無視できないものになります。従って (6) は、この場合の粗い近似値になります。エレメントの相互結合および損失については、この方程式においてもまた考慮されていません。これらの影響は、例えば、サイドローブレベルの増加に現れる、ビームパターンに寄与します。

アンテナエレメントの放射パターン  $F_{\text{element}}$  とは別に、アレイファクタ  $AF_{\text{array}}$  は、(6) に従って  $F_{\text{array}}$  を計算する必要があります。線形アレイファクタは、波長  $\lambda$ 、角度方向  $\theta$ 、要素間の距離  $d$  および要素数  $N$  に依存しています。

$$AF_{\text{array}}(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N a_n e^{jnk d \sin\theta} e^{-j\Delta\phi}; k = 2 * \pi / \lambda \quad (7)$$

第3章でご紹介した複素重みは、(7) を用いて設定することができます。振幅重みは、エレメントごとの係数によって与えられます  $a_n$ 。基本ビームステアリング式 (3) で計算された角度  $\Delta\phi$  は、ビームを任意の角度に方向付けするのに使用することができます。この章の次の部分では、導入された数式の適用に焦点を当てています。

## 4.2 設計上の選択

この章では、前述したアレイファクタの特性と、ビームフォーミングアンテナの設計に与える影響について説明します。

式 (5) ~ (7) は、アンテナエレメントの数およびそれらの間隔が線形アンテナアレイの特性に大きな影響を及ぼすことを示しています。これらの2つのパラメータを変更する効果を、図10の例により説明します。

左側の図は、エレメント間距離が5mmの等間隔のアンテナの場合で、正規化されたアレイファクタ  $|AF_{\text{array}}(\psi)|$  を示しています。このとき、エレメント距離は28GHzでの半波長  $0.5\lambda$  よりわずかに小さくなります。右図は、約  $1.5\lambda$  に相当する間隔が16mmのアンテナの正規化されたアレイファクタが表示されています。上半分の図は4つのアンテナエレメントのアレイに対して計算され、下半分のプロットに表示されるアレイは16のエレメントからなるアレイになります。

図10の上図と下図を比較すると、エレメント間の距離を一定に保ちながらエレメントの数を増やす効果が示されています。メインローブ幅は、エレメント数が大きくなるにつれて狭まります。これは、線形アレイがより多くのエレメントからなるほど、より指向性があらわれることを意味します。エレメントの数を増やすことの別の効果は、サイドローブの数が多くなり、レベルが全体的に減少することです。

リニアアレイの指向性は、エレメント間の距離を増やすことで改善することもでき、メインローブの幅は狭くなります。より多くのエレメントを用いた結果と同様に、レベルが低下することなくサイドローブの数が増加します。一方で、大きなエレメント間隔はメインローブと同等のレベルのサイドローブを生成します。図10の赤い点は、 $1.5\lambda$  の間隔でのアンテナに対して、この効果を強調し示しています。赤い点で表示されているサイドローブはグレーティングローブと呼ばれます。一般に、これらのグレーティングローブは、エネルギーが望ましくない方向に放射されるか、または望ましくない方向から受信してしまう問題を発生します。大きな帯域幅を必要とするアプリケーションでは、グレーティングローブは動作周波数の一部にのみ影響する場合があります。

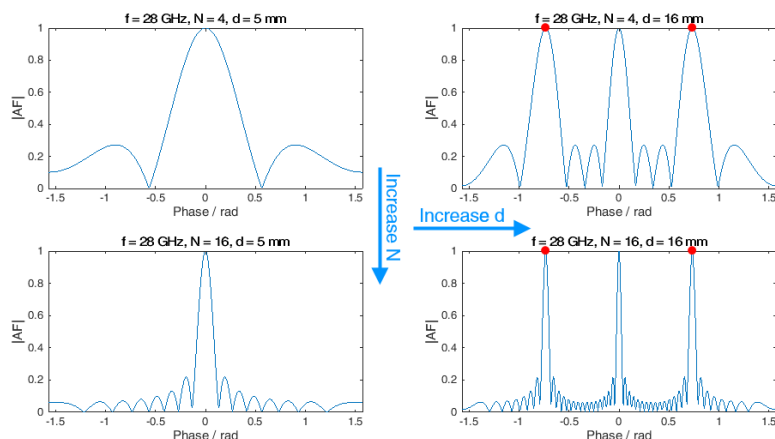


図 10：さまざまな設定値における正規化したアレイファクタ

エレメント間の間隔が波長の半分を超える場合、等間隔のエレメント間隔を有する線形アレイはグレーティングローブを生成します。この現象が $[-90^\circ, 90^\circ]$ の範囲と定義される「可視領域」で発生するのを避けるためには、以下の条件を維持しなければなりません。

$$d < \lambda/2 \quad (11)$$

式 (11) を満たさない場合、グレーティングローブが現れ始めます。エレメント間の距離が1波長を超える場合、グレーティングローブレベルはメインローブレベルに等しくなります。

アレイファクタの周期性のために、グレーティングローブは範囲外の「可視領域」外から「可視領域」に現れ始めます。「可視領域」に入るグレーティングローブの場合、走査角度を制限しなければならず、エレメント間隔を狭めなければなりません。最大スキャン範囲 $|\theta_0|$ が与えられたエレメント間隔 $d$ はグレーティングローブ基準[14]で定義される。

$$\sin|\theta_0| \leq \lambda/d - 1 \quad (12)$$

式 (12) の変形により、走査範囲 $|\theta_0|$ についての $d$ の最大値は計算により

$$d/\lambda < 1/(1 + \sin|\theta_0|) \quad (13)$$

となります。 $|\theta_0| < 45^\circ$  の走査範囲が選択された場合、この領域のグレーティングローブの発生を回避するために、エレメント距離は $0.58\lambda$ を超えてはいけません。

グレーティングローブの抑制とコントロールは現在でも研究課題となっています。これは、要素の形状を変更することによってグレーティングローブの位置とレベルを操作できることを示しています[15]。不均一なエレメント間隔を使用すると、特定のグレーティングローブを抑制することができますが、かなりの複雑さが加わります。

### 4.3 アプリケーション例

このセクションに示されているすべての放射パターンは、前述の計算式を使用して計算したシミュレーション結果です。付録 7.1 のスクリプトを使用して、シミュレーションパラメータを変更することにより、これらのパターンを生成および変更することができます。

図 11 は、24 から 30 GHz の周波数レンジにわたる、放射パターンのシミュレーションを表しています。想定されるアンテナは、自由空間で 16mm の距離を有する、4 つの等方性アンテナエレメントを有しています。このジオメトリは、第 5 章で使用されているアンテナに対応しています。送信および受信アンテナの両方が等方性で、送信電力は 0 dBm にしています。送信および受信アンテナの間の距離は、遠方界と想定される 2m に設定されます。

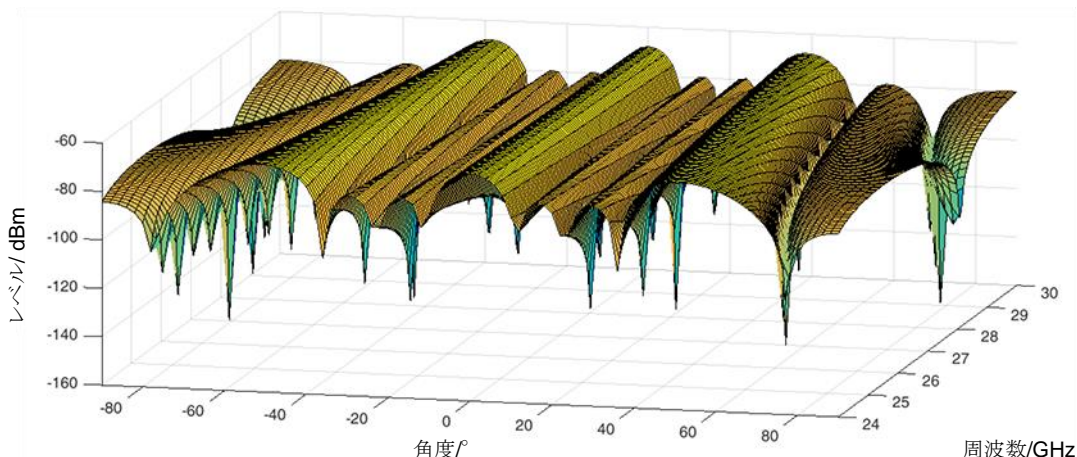


図 11 : ゼロ位相オフセットを有する線形アンテナアレイのシミュレーション

図 11 のプロットは、各エレメントでゼロ位相オフセット時の離散的なレベルの落ち込み、すなわち観測される信号レベルの変化が急激かつ有意であることを示しています。これらの角度/周波数の組み合わせは、前章での数式の本質的な性質を示すものです。フリスの公式による減衰もモデルに含まれています。

図 12 は、式 (3) の使用例としてビームを任意の角度にステアリングしたものを示しています。この場合、位相オフセットは 28GHz で計算され、アンテナパラメータは前章で説明されています。したがって、ビームを  $10^\circ$  右に導くために、各エレメントに  $\Delta\varphi = 94^\circ$  の位相オフセットを与えるように選択しています。

式 (12) で予想されるように、サイドローブはメインローブに対して約  $\pm 40^\circ$  に位置します。シミュレーション結果を詳しく見ると、周波数依存性が確認できます。

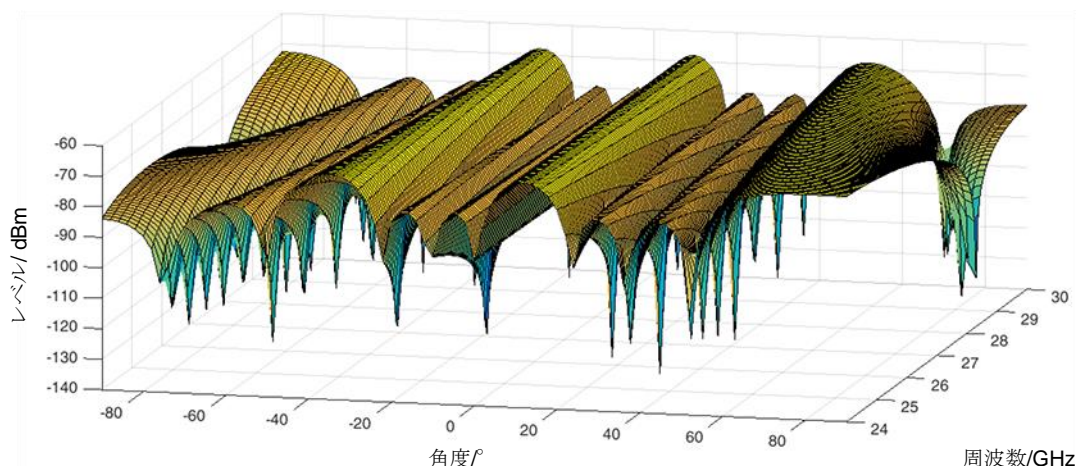


図 12 : 位相オフセットを有する線形アンテナアレイのシミュレーション

メインローブの角度を決定するために、アンテナエレメントの位相オフセットが一般的に使用されていますが、振幅重み付けは、ビーム幅およびサイドローブレベルを調整する手段を提供します。ユニティゲインの振幅重み  $([1,1,1,1])$  の場合、メインビーム幅は最小になります。

外部エレメントの振幅レベルを減少させると、メインビーム幅が増大します。外部エレメントの重み付けがゼロに近づくと  $([0,1,1,0])$ 、放射パターンは、同じ次元を持つ 2 エレメントのアレイにはほぼ等しくなります。サイドローブレベルは、通常、ウィンドウ関数を適用することによってコントロールされます。ウィンドウの種類にはそれぞれ利点および欠点のセットがあり、すべての重み付けの変化は、放射パターンの変化につながります。

図 13 は、先に議論した、異なる振幅重み付けの効果を表しています。図 11 および図 12 に示すシミュレーションでは、重み[1 1 1 1]を使用していましたが、図 13 では、外部エレメントの重み付け係数を 0.2 に減少させました。したがって、得られた重み付けベクトルは、[0.2 1 1 0.2]となり、ビーム幅が増大したことは、図を比較すると明らかです。

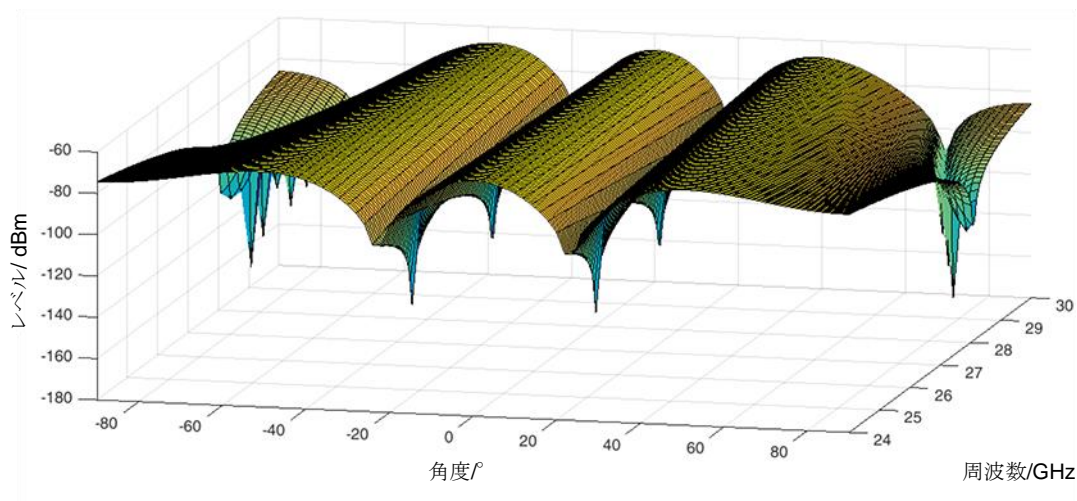


図 13 : 異なる振幅重みを有する線形アンテナアレイのシミュレーション

異なる振幅重み付けは、2つの方向を区別するための重要な手段です。目的のユーザのための指向性ゲインの最適化に関して、意図しないユーザの信号の抑圧が大きくなる場合があります。

図 14 (左) は、28 GHz で図 11 の信号と同じ信号が放射されていると仮定して、60° で意図しないユーザの信号の抑圧を表しています。赤い四角は、意図されていないユーザの位置における信号の抑圧に対応してします。図 14 の右の部分は、送信機に適用されている、非同等振幅重みの影響を表しています。目的のユーザでの指向性ゲインのロス は小さかったのですが、意図されていないユーザでの抑圧は、約 23 dB 増加しました。

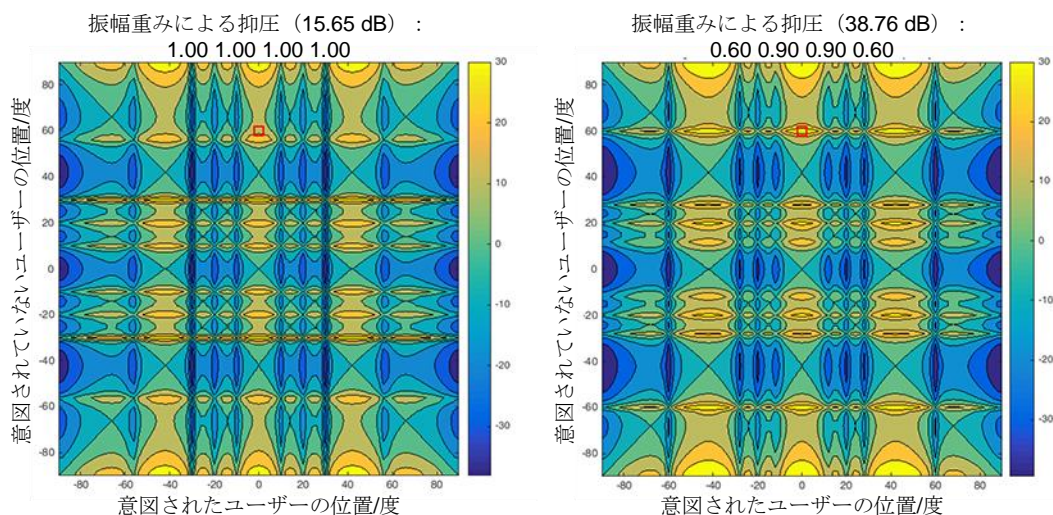


図 14 : 28 GHz での非同等振幅重みによる干渉源除去の増加



## 5 線形アレイ OTA 測定

この章ではまず、ひとつのアンテナエレメントの放射パターン  $F_{\text{element}}$  の計測データを使用してシミュレートされた、アンテナアレイへの影響についてご紹介いたします。その後、理論的計算を補うために、アンテナスキャン計測から得られた実際の無線 (OTA) 計測結果を示します。

### 5.1 計測データによるシミュレーション

使用されるアンテナは、等距離の間隔を有する 4 つのエレメントからなる線形アレイです。図 15 は、28 GHz でアンテナのすべてのエレメントが重ね合わされ、規格化した放射パターンを表しています。測定はエレメントひとつずつ別々に実施され、対象以外のエレメントはそれぞれ終端します。図 17 は、1 つのエレメントの全周波数レンジにわたるボアサイトにおけるメインローブのレベルを表しています。

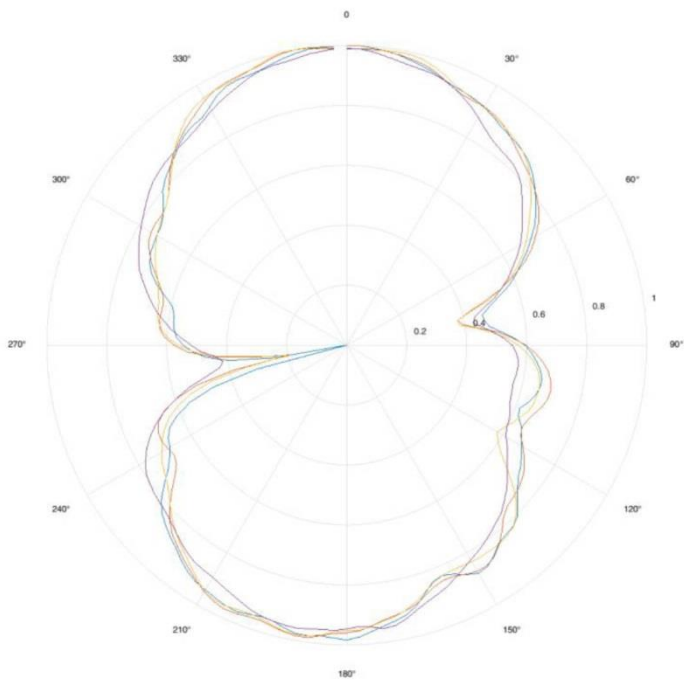


図 15 : アンテナエレメント放射パターン

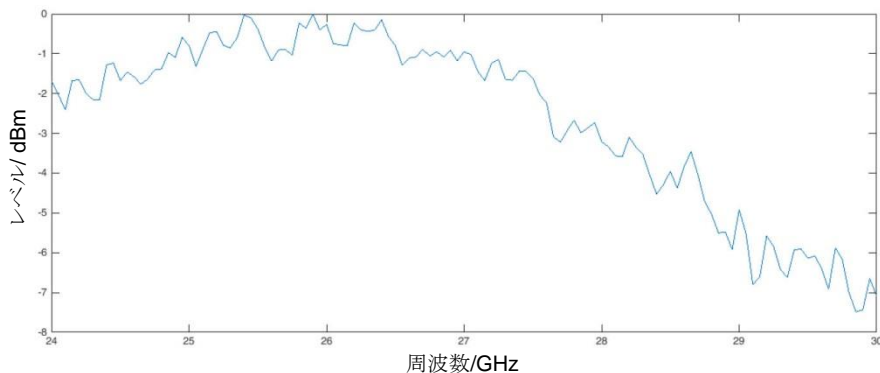


図 16 : 1 つのエレメントのメインローブのボアサイトレベル

図 17 は、24 から 30 GHz の周波数レンジにわたる、2D 放射パターンを表しています。

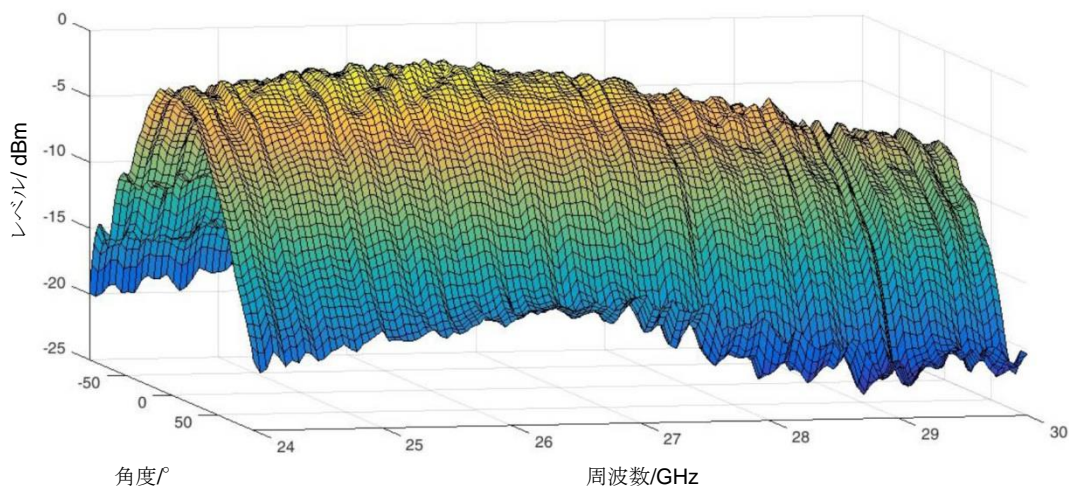


図 17 : 1つのエレメントの3D放射パターン

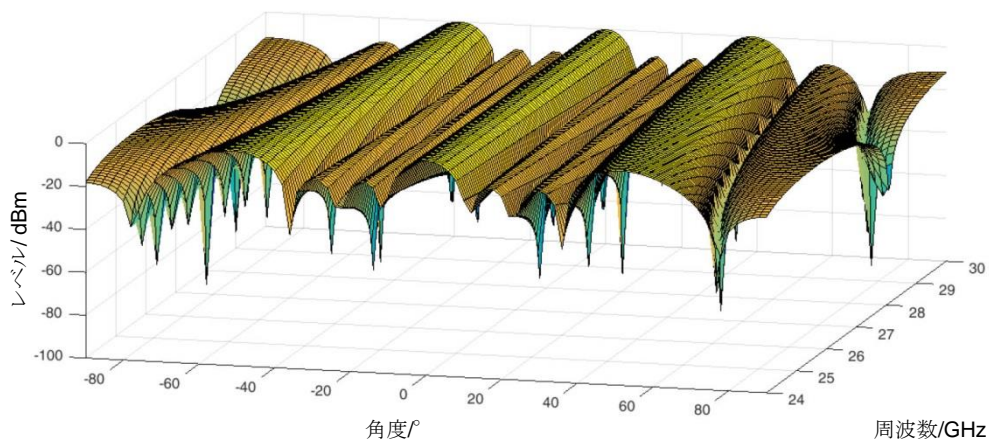


図 18 : 等方性アンテナでのシミュレーションの比較

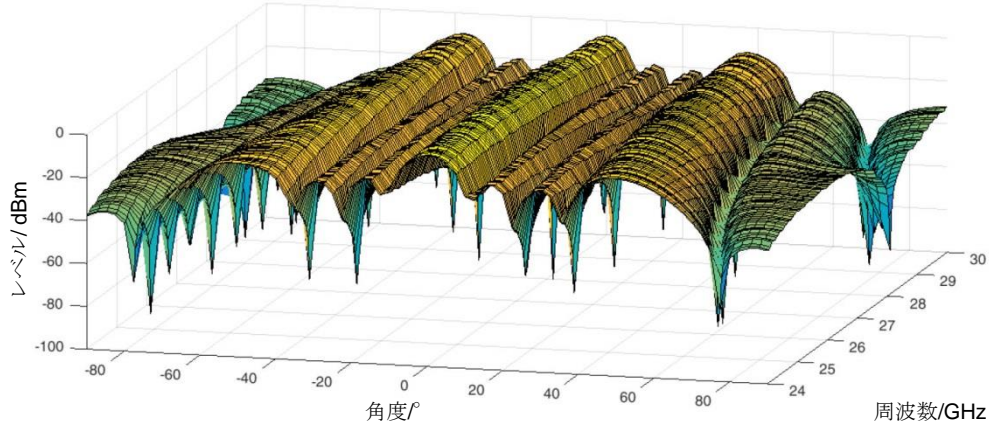


図 19 : エレメントを実測した結果を用いたシミュレーションの比較

式 (6) に示されたように、線形アレイの放射パターンは、ユニティゲインの重み付けのエレメント放射パターン  $F_{\text{Element}}$  にアレイ係数  $AF_{\text{array}}$  を掛けることによって計算できます。

4.3 章のすべての図は、無指向性のアンテナエレメントと、図 15 と図 16 に示した素子放射パターンを持つリニアアレイの実寸を使ってシミュレートしました。全方向データの代わりにユニティゲインの放射パターンを  $F_{\text{Element}}$  として使用すると、式 (6) で計算されたパターンの精度を向上させます。

図 18 と図 19 は、等方性と、それぞれのエレメントの実測データを使用することの違いを示しています。図を詳しく見ると、エレメントの測定データを使用したシミュレーションのボアサイトゲインが増加しています。

一方、等方性アンテナでのシミュレーションでは、すべてのアンテナ利得を 0 dBi に設定し、エレメント間隔を自由空間で 16 mm に固定しています。

式 (3) および (6) を組み合わせることにより、アンテナビームを任意の方向にステアリングすることができます。放射パターンへの影響は、所望のステアリング角度によって異なります。ビームがボアサイトから遠ざかるにつれて、メインローブは減衰し、ビーム幅は増加します。

図 20 は、26GHz と 28GHz のこれらの影響を示しています。2つのパターンは、測定された各エレメントのパターン (赤色) のものと、無指向性 (青色) を仮定した結果です。黄色の垂直線は、意図されたビームステアリング方向を示します。

エレメント間に位相差がなければ、測定されたエレメントのボアサイトゲインはサイドローブと比較してメインローブレベルを増加させます。ビームステアリング角を大きくすると、メインローブの振幅が大きく減少します。

等方性アンテナを使用するアレイは、全方位にわたってメインローブのレベルが維持されます。両方のシミュレートされた放射パターンは、より大きな角度にステアリングされるとビーム幅が増加するという問題も示しています。

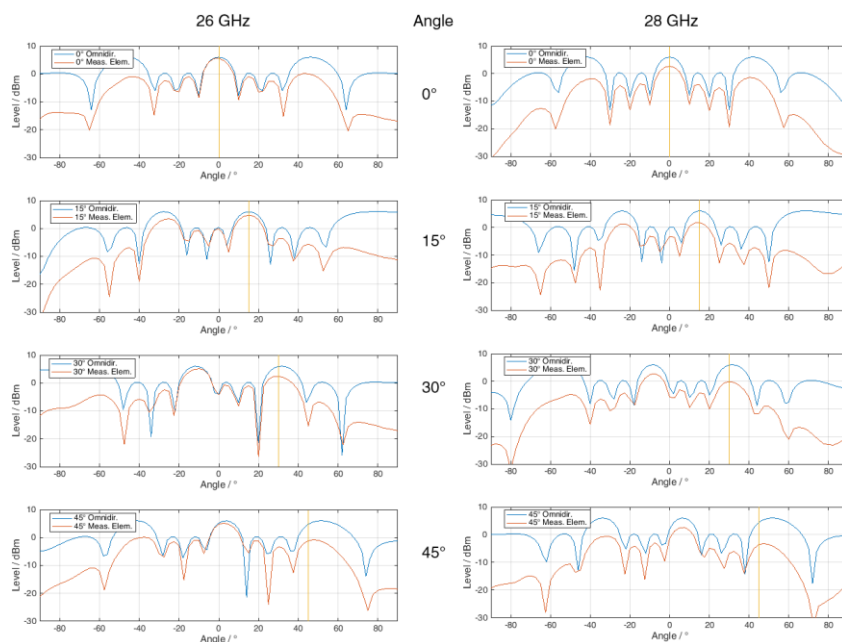


図 20 : 異なる周波数でのビームステアリング

## 5.2 アンテナスキャン

図 21 は、2 GHz のレンジにわたって線形アンテナアレイを使用した周波数掃引の結果を表しています。計測は、4つの独立したソースを持つ、R&S®ZVA ネットワークアナライザを使用して行いました。この機器は、第 3.2 章で紹介したデジタルビームフォ

ーミングアーキテクチャに相当する位相コヒーレント信号出力を提供します。これらの計測に使用されるセットアップについては、[5]で説明されています。

計測されたエレメントデータを使用して、同じジオメトリを持つアンテナアレイのシミュレートされたパターンとの直接の比較が、図 22 によって示されます。全体的に、計測はシミュレーションと一致します。ビーム幅およびメインローブとサイドローブ間の距離は、両方の結果ともに一致しています。

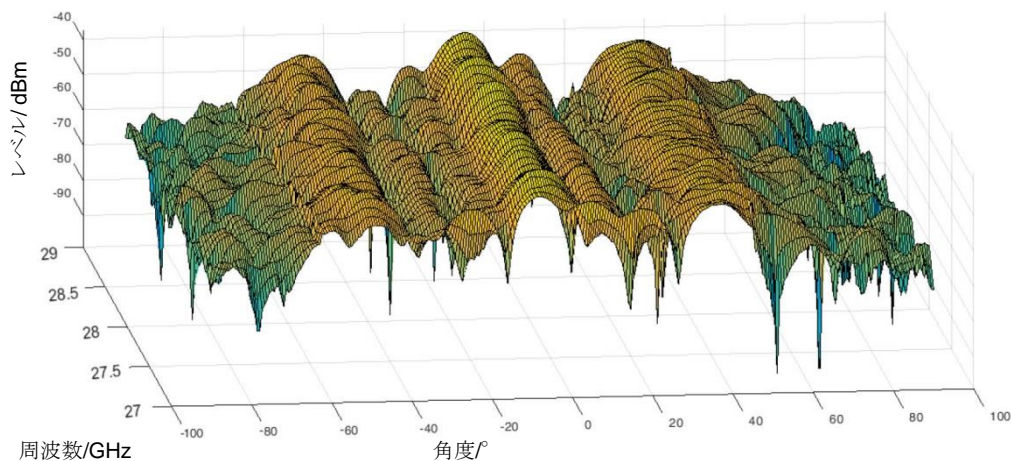


図 21 : 計測された周波数のスキャン

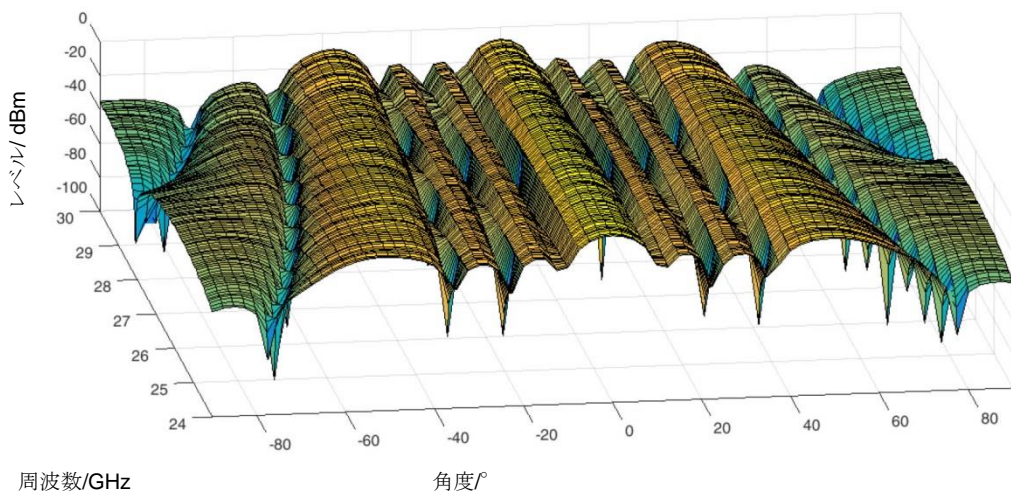


図 22 : シミュレートされた周波数のスキャン

## 5.3 参考文献

このセクションでは、均一な線形アレイが例示されています。アレイのターゲットバンド、ユーザーアプリケーションおよび物理的環境によって、より複雑な配置が可能かどうか決まります。平面アレイの使用、有線による計測およびステアリングアレイアンテナの波形特性については、参考文献[17]を参照してください。

## 6 結果および展望

ビームフォーミングは、次世代ネットワークの実現において重要な役割を果たすことで注目されています。多くの 5G トピックスは、依然として進行中の研究対象ですが、採用されている一般的な指針には、小型および大規模のビームフォーミングアレイも含まれており、後者については、ミリ波帯で遭遇するより短い波長によってのみ実現可能となります。

本紙では、基本的な信号伝播から線形アレイアーキテクチャの実装まで、ビームフォーミング技術のいくつかの側面を紹介いたしました。

Rohde&Schwarz は、第 5 世代携帯ワイヤレス通信のために検討されている技術について、最適なテストソリューションの提供を続けています。

## 7 付録

### 7.1 MATLAB® Pattern Generation Script

#### 7.1.1 Main Function

```

%% Constants
freq_range = [24 28]; % [start_frequency stop_frequency] / GHz
freq_points = 100; % No. of frequency points
d = 16; % Element spacing / mm
N = 4; % Number of elements
amp_weights = [1 1 1 1]; % Amplitude weights for N elements from 0 to 1
phase_delta = [0 0 0 0]; % Phase weights for N elements / deg
gain_trans = 0; % Gain of transmission antenna / dBi
gain_rec = 0; % Gain of receive antenna / dBi
trans_power = 0; % Transmitted power / dBm
send_dist = 5; % Distance of Transmission / m
%% create frequency and angle vector for simulation data
freq_step = (freq_range(2)-freq_range(1))/freq_points;
vFrequency = freq_range(1):freq_step:freq_range(2)+freq_step;
vAngle = -90:1:90;
deg2rad = pi/180;
vTheta_rad = vAngle * deg2rad;
%% go through whole bandwidth and calculate the radiation pattern
currfreq = freq_range(1); ii = 1;
while (currfreq <= freq_range(2))
    % create omnidirectional characteristic
    iPattern = zeros(1,length(vAngle));
    % Calculate Array Factor
    [AF, ~] = LinearArrayFactor_ElWise(vTheta_rad(:)', currfreq*1e9, d, N,
amp_weights, phase_delta.*deg2rad);
    F = 10*log10(AF) + iPattern;
    F_real(ii,:) = real(F(:));
    % increment counter
    ii = ii + 1;
    currfreq = vFrequency(ii);
end
%% Plot
figure;
surf(vAngle,vFrequency(1:end-1),F_real);
ax = gca;
ax.YAxis.TickLabelFormat = '%,.1g';
set(ax, 'FontSize',12)
rotate3d on;
xlim([-90 90]);
ylabel('%FontSize{14}Frequency / GHz');
xlabel('%FontSize{14}Angle / °');
zlabel('%FontSize{14}Level / dBm');

```

#### 7.1.2 Linear Array Factor Function

```

function [AF, AF_dB] = LinearArrayFactor_ElWise (vTheta_rad, f, d, N, weights,
phaseDiff)
%ArrayFactor Calculate array factor of linear antenna array based on
%frequency f [Hz], element spacing d [mm], number of elements N and phase shift
between elements beta [rad] theta in rad as well
% global constants
c = 299792458;
% calculate array factor
lambda = c / f;
k = 2 * pi / lambda;
phi = (k * d/1e3 * sin(vTheta_rad));
AF = zeros(1, length(vTheta_rad));
for ii = 1:N
    AF = AF + weights(ii).*exp(1i*phi*ii).*exp(-1i*phaseDiff(ii));
end
AF_dB = 20*log10(AF);
end

```

## 8 参考文献

- [1] V. Rabinovich and N. Alexandrov, Antenna Arrays and Automotive Applications: Springer, 2013, pp. 24-52.
- [2] A. Roessler, "5G Waveform Candidates," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [3] T. Braunstorfinger, "Phase Adjustment of Two MIMO Signal Sources with Option B90 (Phase Coherence)," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2009.
- [4] C. Tröster-Schmid and T. Bednorz, "Generating Multiple Phase Coherent Signals – Aligned in Phase and Time," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [5] M. Naseef, G. Lloyd, and M. Reil, "Characterizing Active Phased Array Antennas," Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, München, 2016.
- [6] ITU-R, Ed., "Attenuation by atmospheric gases: ITU-R P.676-10," 2013.
- [7] J. Butler and R. Lowe, "Beamforming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," 1961.
- [8] C. Powell, "Technical Analysis: Beamforming vs. MIMO Antennas," 2014.
- [9] A. Alkhateeb, J. Mo, N. González-Prelcic, and Heath, Robert W. Jr., "MIMO Precoding and Combining Solutions for Millimeter-Wave Systems," IEEE, 2014.
- [10] R. Wonil et al., "Millimeter-Wave Beamforming as an Enabling Technology for 5G Cellular Communications: Theoretical Feasibility and Prototype Results," IEEE 52, 2014.
- [11] X. Gu et al., "W-Band Scalable Phased Arrays for Imaging and Communications," IEEE 53, 2015.
- [12] M. I. Skolnik, Introduction To Radar Systems: Mcgraw Hill Book Co, 1961, pp. 280-286.
- [13] K. S. Das and A. Das, Antenna and Wave Propagation: Tata McGraw Hill Education Private Limited, 2013, pp. 153-163.
- [14] I. V. Minin and Minin Oleg V., Basic Principles of Fresnel Antenna Arrays: Springer Science & Business Media, 2008, p. 12.
- [15] S. I. Nikolov and H. Jensen, "Manipulation of Grating Lobes by Changing Element Shape," 34, 2011.
- [16] B. Allen and M. Ghavami, Adaptive Array Systems: Fundamentals and Applications: John Wiley & Sons, 2006, pp. 44 - 52.
- [17] M. Kottkamp and C. Rowell, "Antenna Array Testing - Conducted and Over the Air: The Way to 5G," München, 2016.

## Rohde & Schwarz

Rohde&Schwarz エレクトロニクスグループは、試験および計測、放送およびメディア、安全な通信、サイバーセキュリティ、ラジオモニタリングおよび無線標定の分野において革新的なソリューションを提供しています。80年以上も前に設立されたこの独立系グローバル企業は、広範な販売およびサービスネットワークを持っており、70カ国以上に存在しております。

エレクトロニクスグループは、確立されたビジネス分野における世界のマーケットリーダーです。同社は、ドイツのミュンヘンに本社を置いております。また、シンガポール、コロンビアおよび米国のメリーランド州に地域本社を置いており、これらの地域での事業運営を管理しております。

本社 〒160-0023 東京都新宿区西新宿 7-20-1  
住友不動産西新宿ビル 27 階

URL : <http://www.rohde-schwarz.co.jp>

ご購入に関するお問い合わせ

TEL : ☎0120-190-721

FAX : 03-5925-1290/1285

E-mail : [Sales.Japan@rohde-Schwarz.com](mailto:Sales.Japan@rohde-Schwarz.com)

技術・仕様に関するお問い合わせ

TEL : ☎0120-190-722

E-mail : [Technical-Support.Japan@rohde-Schwarz.com](mailto:Technical-Support.Japan@rohde-Schwarz.com)

修理・校正・サービスに関するお問い合わせ

TEL : ☎0120-138-065

E-mail : [service.rsjp@rohde-Schwarz.com](mailto:service.rsjp@rohde-Schwarz.com)

電話受付時間 9:00 ~ 18:00

(土・日・祝・弊社休業日を除く)

### 持続可能な製品設計

- ┆ 環境適合性およびエコフットプリント
- ┆ エネルギー効率および低排出ガス
- ┆ 長寿命および最適化された総所有コスト

認定品質管理  
ISO 9001

認定環境管理  
ISO 14001

このアプリケーションノートおよび付属のプログラムは、Rohde & Schwarz のウェブサイトのダウンロードエリアに記載されている使用条件に従ってのみ使用することができます。

R&S®は Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG の登録商標です；  
商号は所有者の商標です。

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG  
Mühlhofstraße 15 | 81671 Munich, Germany  
Phone + 49 89 4129 - 0 | Fax + 49 89 4129 - 13777

[www.rohde-schwarz.com](http://www.rohde-schwarz.com)