

**Circuits  
from the Lab®**  
Reference Designs

テスト済み回路設計集「Circuits from the Lab®」は共通の設計課題を対象とし、迅速で容易なシステム統合のために製作されました。更に詳しい情報又は支援は [www.analog.com/jp/CN0566](http://www.analog.com/jp/CN0566) をご覧ください。

接続または参考にしたデバイス		接続または参考にしたデバイス	
ADAR1000	8GHz~16GHz、4チャンネル、X帯およびKu帯ビームフォーマ	LTC4217	集積化された 2A Hot Swap コントローラ
ADF4159	周波数シンセサイザ、フラクショナル-N、13GHz、ダイレクト・モジュレーション/高速波形発生	HMC735	4分周付き VCO、10.5~12.2GHz
ADRF5019	シリコン SPDT スイッチ、無反射、100MHz~13GHz	HMC652	固定 2dB パッシブ減衰器チップ、DC~50GHz
AD8065	オペアンプ、145MHz、高性能、FastFET™	HMC654	固定パッシブ SMT 減衰器、DC~50GHz
ADL8107	GaAs、pHEMT、MMIC、低ノイズ・アンプ、6GHz~18GHz	ADP7118	20V、200mA、低ノイズ、CMOS LDO リニア電圧レギュレータ
LTC5548	DC~6GHz の広帯域 IF ボートを備えた 2GHz~14GHz マイクロ波ミキサー	ADP7158	RF リニア電圧レギュレータ、2A、固定出力、超低ノイズ、高 PSRR
LT8609S	静止電流が 2.5µA、ピーク電流が 2A/3A の 42V 同期整流式降圧レギュレータ	ADM7150	リニア・レギュレータ (LDO)、800mA、超低ノイズ/高 PSRR
AD7291	A/D コンバータ、12 ビット、8 チャンネル、逐次比較型、I2C、温度センサー内蔵	ADM7170	6.5V、500mA、超低ノイズ、高 PSRR、高速過渡応答 CMOS LDO
LT3460	SC70、ThinSOT および DFN パッケージの 1.3MHz/650kHz 昇圧 DC/DC コンバータ		

## フェーズド・アレイ開発プラットフォーム

### 評価と設計支援

- ▶ 回路評価用ボード
  - ▶ CN0566 回路評価用ボード (EVAL-CN0566-RPIZ)
- ▶ 設計および統合ファイル
  - ▶ 回路図、PCB レイアウト・データ、部品表、ソフトウェア

### 回路の機能とその利点

フェーズド・アレイ・ビームフォーミングは、20 世紀中頃からレーダーおよび通信システムで用いられてきました。近年では、これらのシステムは、5G モバイル通信、防衛レーダーおよび商用レーダー、衛星通信、車載アプリケーションなどの分野で広く利用されるようになってきました。

フェーズド・アレイ・アンテナ（またはビームフォーミング・アンテナ）の放射パターンは電気的に操作可能で、2 つの無線機間での堅牢な通信リンクを確立できます。トランスミッタの電力は目的のレシーバに向けることができ、受信アンテナはトランスミッタに向けることができます。更に、干渉信号を除去するようレシーバのアンテナ・パターンのヌル点を配置でき、

また、2 台の無線機が相互に移動してもリンクを維持できます。フェーズド・アレイの複雑さは、単純なリニア・アレイでの数個のエレメントから、平面型、円筒型、円錐型、およびその他の形状のアレイでの数千におよぶエレメントまで、非常に様々です。

フェーズド・アレイには、急峻な学習曲線、マイクロ波 RF エレクトロニクスを含め広い範囲にわたる複数の技術および工学分野、連続および離散時間信号処理、組み込みシステム、A/D コンバータおよび D/A コンバータ、デジタル設計、コンピュータ・ネットワークなどの要素が含まれています。商用のフェーズド・アレイ・システムは通常、高価で、単一のアプリケーション用に構築されており、基本的な概念を調べる助けにはなりません。

図 1 に示す回路は、低コストで簡素なフェーズド・アレイ・ビームフォーミングの例を示すプラットフォームで、フェーズド・アレイ・アンテナの原理と応用を、実際に操作しながら学ぶことができます。この全機能を内蔵したシステムは、より複雑なシステムの概念実証やデバッグを行うのに理想的なツール

です。また、ビームフォーミング、ビーム・ステアリング、アンテナ故障、周波数変調連続波 (FMCW) レーダー、合成開口イメージングなど、高度なトピックについて調べそれを理解する機会を提供します。設計には、RF コンポーネントおよび信号処理ハードウェアが含まれており、また、10.0GHz~10.5GHz (X バンド) で動作するオンボード 8 エレメント・リニア・アレイ・アンテナが内蔵されています。この周波数範囲により、一般的な低コスト・モーション・センサー・モジュールをマイクロ波ソースとして使用できます。

この回路は、Raspberry Pi に直接実装するよう設計されており、低コストのソフトウェア無線 (SDR) モジュールである

PlutoSDR を使用して中間周波数 (IF) 出力をデジタル化します。ソフトウェア・インターフェースは、Linux の産業用入出力 (I/O) フレームワークを介しているため、デバッグおよび開発ユーティリティのホストや、Python、GNURadio、MATLAB に対応したクロスプラットフォームのアプリケーション・プログラミング・インターフェース (API) とすることができます。

アプリケーション・ソフトウェアは、Raspberry Pi 上でローカルに、あるいは、有線またはワイヤレスのネットワーク接続を介してリモートで、実行できます。システム全体は 5V、3A の USB-C 電源アダプタ 1 個で給電されます。

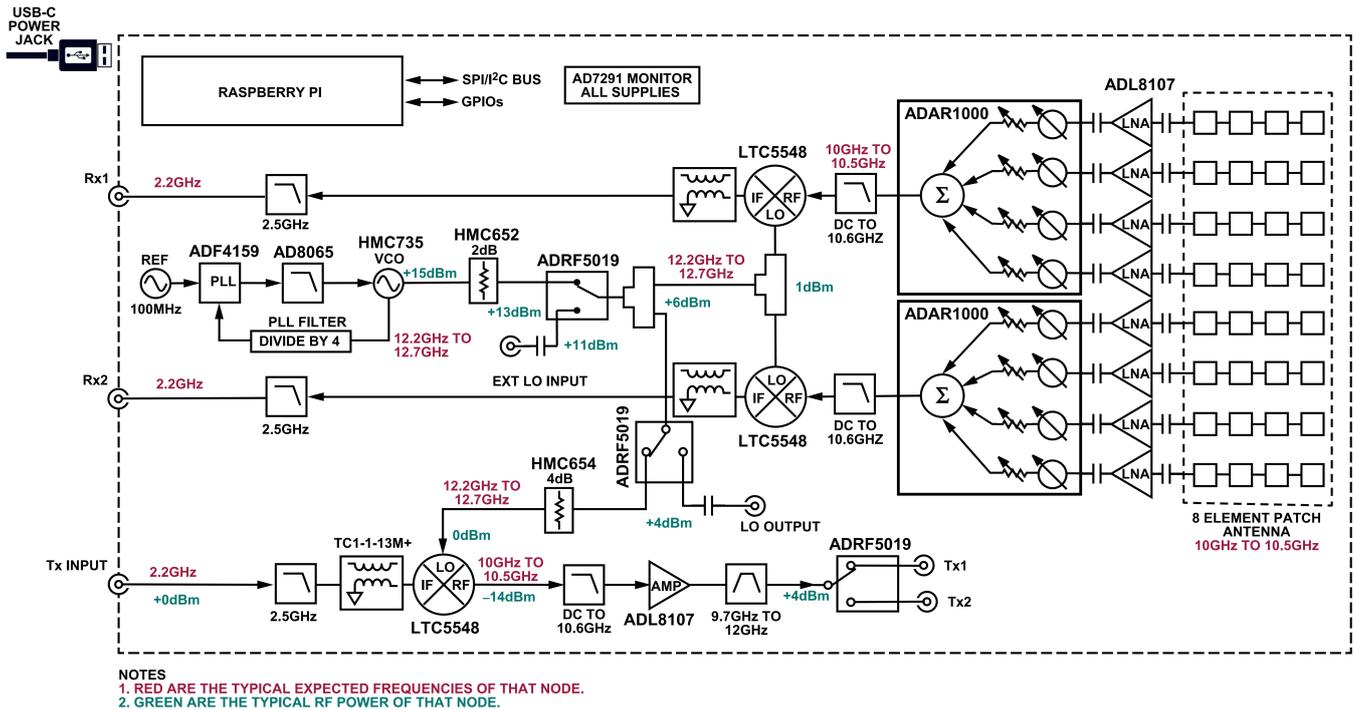


図 1. CN0566 の簡略化したブロック図

回路の説明

フェーズド・アレイ・ビームフォーミングは、無線通信、レーダー・システム、医療用画像処理などのアンテナ・アレイで用いられる信号処理手法です。ビームフォーミングには利点が多数あります。例えば、アンテナを目標物（トランスミッタ、レシーバ、またはレーダーの場合であれば追跡対象物）に直接指向させることができます。アンテナ・パターンヌル点も、信号の干渉を回避するよう計画的に配置できます。

ビーム・パターンの形成には、複数のアンテナからの信号の同時送信あるいは同時受信も含まれます。フェーズ・シフトおよびゲイン調整がチャンネルごとに適用され、その後、それぞれのチャンネルは、アナログ領域またはデジタル領域のいずれか、あるいは両方の混合領域にまとめられます。位相シフタを調整して組み合わせた RF ビームの方向を制御できるため、リアルタイムのビーム・ステアリングやビーム再構成が、アンテナを物理的に動かすことなく可能になります。メインのビーム幅やサイドローブ抑圧特性の調整は、アレイ・エレメントのゲイン（またはテーパリング）を調整することで可能です。

CN0566 のメイン・ボードは、8 エレメントのフェーズド・アレイ、ダウンコンバータ・ミキサー、局部発振器 (LO)、デジタル制御回路を備えています。CN0566 の出力は、公称周波数が 2.2GHz の 2 つの IF 信号であり、これらは PlutoSDR モジュールでデジタル処理されます。

ビームフォーミングの基本

図 2 および 図 3 に、2 つの異なる方向からの波面を 4 個のアンテナ・エレメントが受信する例を示します。電気ビームは、受信経路に時間遅延を挿入しその後これら 4 つの信号を合算することにより、目標送信機方向である左 45° に向けられています。

図 2 では、この時間遅延 (45° のビームに設定) が、各エレメントに到達する波面の時間差と一致しています。この場合、適用した遅延により、4 つの信号は結合される時点で位相が揃う形で到達します。このように位相が揃って結合されることで、結合器の出力には大きな信号が生じます。

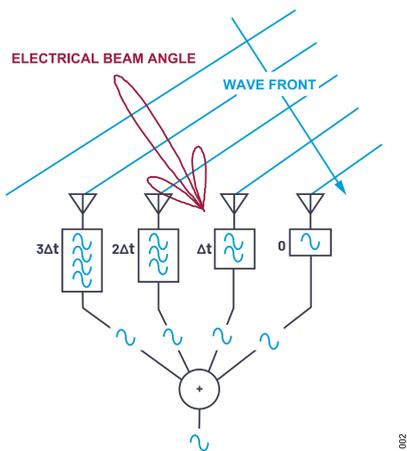


図 2. 遅延信号が同相で結合器に到達

図 3 では、同じ遅延が適用されていますが、この場合は、アンテナ・エレメントに対し垂直に、対象外の（干渉原因となる）トランスミッタからの波面があります。この遅延が適用されていることで、4 つの信号の位相は不整合となり、結合器の出力は大幅に低減します。

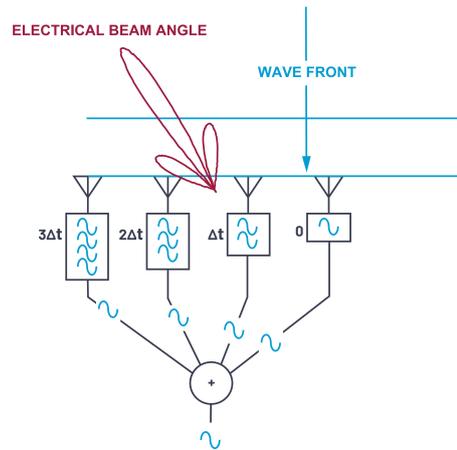


図 3. 遅延信号が位相のずれた状態で結合器に到達

フェーズド・アレイにおける時間遅延は、ビーム・ステアリングを行うために必要な、定量化可能な差分です。ビームを操作するための時間遅延は、エレメント間の増分伝搬距離 (L) を波面が通過するのに要する時間に等しい量です。これは、図 4 に示すように隣接エレメント間に正三角形を描くと最もわかりやすく可視化できます。

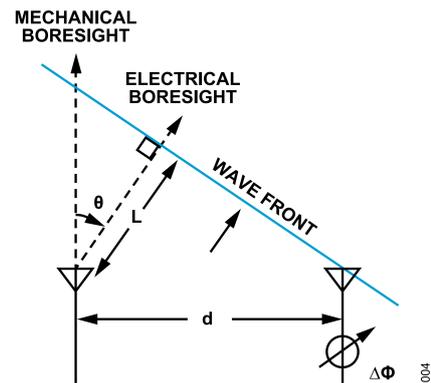


図 4. 隣接エレメントと波面の位置関係

この図を参照し、直角が形成されることに注意すると、L の値は式 1 を用いて計算できます。

$$L = d \sin \theta \tag{1}$$

ここで、

L はエレメント間の伝搬距離の増分。

d はエレメント間の距離。

θ は電気ビーム角（機械的なボアサイトと電氣的なボアサイトがなす角度）。

ビームを操作するための時間遅延は、波面が距離 L を通過するのに要する時間に等しい量です。そのため、時間遅延は式 2 を用いて計算できます。

$$\Delta t = L/c = d \sin \theta / c \tag{2}$$

ここで、

Δt はエレメント間の距離差に相当する遅延時間。

cは光速 ( $3 \times 10^8$ m/s)。

この式を電氣的に操作するアンテナの方向について解くと次のようになります。

$$\theta = \sin^{-1}(\Delta t c/d)$$

しかし、時間遅延は、位相シフトを利用してエミュレートできます。この方法は、多くのエミュレーションにおいて一般的かつ実的なものとなっています。帯域幅が狭いシステムでは、時間遅延の代わりに位相遅延で置き換えることができます。位相遅延は式3を用いて簡単に計算できます。

$$\Delta\Phi = 2\pi L/\lambda = 2\pi f L/c = 2\pi f d \sin\theta/c \quad (3)$$

ここで、

$\Delta\Phi$ はエレメント間の距離差に相当する位相シフト。

$\lambda$ は信号の波長。

$f$ は信号の周波数。

位相シフトに基づいて電氣的なステアリング角を求めると次のようになります。

$$\theta = \sin^{-1}(\Delta\Phi c / (2\pi f d))$$

例として、2つのアンテナの間隔が14mmである場合を考えます。10.3GHzの波面が機械的なボアサイトから30°の角度をなして到達する場合、2つのアンテナ間の最適な位相シフトはどのようになるでしょうか。

$$\theta = 30^\circ = 0.52 \text{ rad}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{(3 \times 10^8 \text{ m/s})}{10.3 \text{ GHz}} = 0.0291 \text{ m}$$

$$\Delta\Phi = \frac{(2\pi \times d \times \sin\theta)}{\lambda} = \frac{2\pi \times 0.014 \times \sin(0.52)}{0.0291 \text{ m}}$$

$$\Delta\Phi = 1.53 \text{ rad} = 87.4^\circ$$

したがって、波面が $\theta = 30^\circ$ で到達した場合、隣接エレメントの位相シフトは87.4°となります。そのため、両エレメントの各信号は位相を揃えた形で重ねることができます。これにより、その方向のアンテナ・ゲインを最大化できます。

### リニア・アレイのアンテナ・パターン

ステアリング角の他に、アンテナのすべてのゲイン・パターンを理解し操作すると便利です。アンテナ・パターンは、エレメントのファクタとアレイのファクタの組み合わせです。エレメント・ファクタはエレメントの放射パターンであり、そのエレメントの構造によって決まります。アレイ・ファクタは、各エレメントの位相と振幅をシフトすることで電氣的に制御できるビーム・パターンです。

アレイ・ファクタは、アレイの配置 (CN0566 のようなリニア・アレイの場合は  $d$ ) およびビームの重みづけ (振幅と位相) に基づいて計算できます。一般的なリニア・アレイのアレイ・ファクタを抽出することは簡単ですが、詳細については、この回路ノート末尾に記載された参考資料を参照してください。

主な関心事が、ゲインが角度によってどう変化するか、ということにあるため、多くの場合、ユニティ・ゲインを基準に正規化したアレイ・ファクタをプロットすることが有用です。この正規化されたアレイ・ファクタは式4で表すことができます。

$$AF[\theta] = \frac{\sin\left(\frac{N\pi d}{\lambda}[\sin(\theta) - \sin(\theta_0)]\right)}{N\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}[\sin(\theta) - \sin(\theta_0)]\right)} \quad (4)$$

ここで、

AFは正規化したアレイ・ファクタ。

Nはエレメント数。

$\theta_0$ はビーム角。

ビーム角  $\theta_0$ は、エレメント間の位相シフト $\Delta\Phi$ の関数として既に定義されているので、正規化されたアンテナ・ファクタは式5のように表すこともできます。

$$AF(\theta, \Delta\Phi) = \frac{\sin\left(N\left[\frac{\pi d}{\lambda}\sin(\theta) - \frac{\Delta\Phi}{2}\right]\right)}{N\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\sin(\theta) - \frac{\Delta\Phi}{2}\right)} \quad (5)$$

アレイ・ファクタの式で前提とした条件は次のとおりです。

- ▶ エレメントは等間隔に配置されている。
- ▶ エレメント間の位相シフトは等しい。
- ▶ エレメントの振幅はすべて同じ。

図5に、8エレメント・アレイで  $d = \lambda/2$ 、 $\theta_0 = 30^\circ$  の場合のアレイ・ファクタを示します。

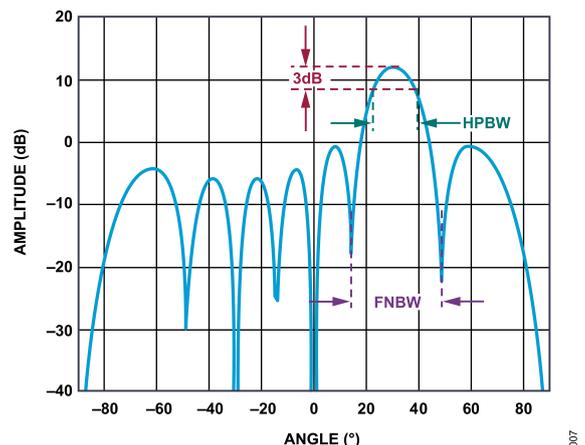


図5.  $N = 8$ 、 $d = \lambda/2$ 、 $\theta_0 = 30^\circ$  の場合のアレイ・ファクタ

### RF 設計

#### 受信アンテナおよび LNA

レシーバをアンテナ・アレイに接続するのは簡単なことではありません。マイクロ波周波数では、ケーブルやコネクタが低コストであり、かつ長さが一致している必要があります。CN0566は、図6に示す、10GHz~10.5GHzで動作する8エレメントのパッチ・アンテナを内蔵することで、これらの懸念事項を除去しています。

各エレメントには4つのサブエレメントがあり、これらはプリント回路基板 (PCB) パターンのウィルキンソン・スプリッタで均等に結合されるため、水平方向のビーム・パターンを狭くすることができます。4分の1波長短絡スタブが静電放電 (ESD) 保護を行います。各エレメントは、10nFのコンデンサを介して、6GHz~18GHz、24dBゲインのADL8107低ノイズアンプに容量結合され、オプションのサブミニチュア・プッシュオン (SMP) コネクタを使用すれば外部アンテナに接続できます。LNAはアレイの感度を増強し、マイクロ波源が低出力であっても鋭いビーム・パターンを可能にします。

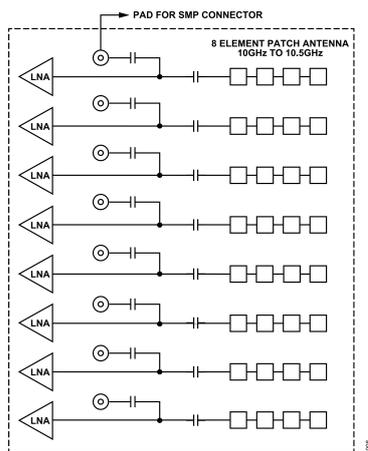


図 6. 8 エLEMENTのアンテナ・パッチと ADL8107 のブロック図

図 7 に、オンボード・アンテナのゲインと周波数の関係を示します。-3dB 帯域幅は 9.9GHz~10.8GHz です。

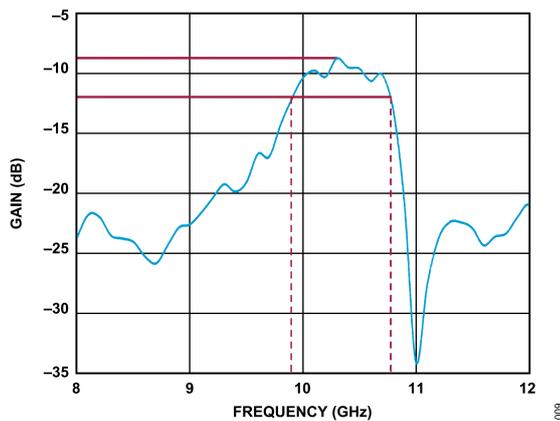


図 7. アンテナのゲインと周波数の関係

### ビームフォーマ

CN0566 のコアは、4 チャンネル、8GHz~16GHz、X バンドおよび Ku 帯ビームフォーマである ADAR1000 のペアです。ADAR1000 により、チャンネルごとに、2.8° の分解能で 360° の位相調整と、0.5dB の分解能で 31dB のゲイン調整が可能となります。2 個の ADAR1000 は、双方向、半二重動作が可能ですが、CN0566 では ADAR1000 の受信経路にのみ接続されています。図 8 に示すように、ADL8107 LNA の出力の位相および振幅は ADAR1000 によってシフトされ、RFIO 出力で結合されます。

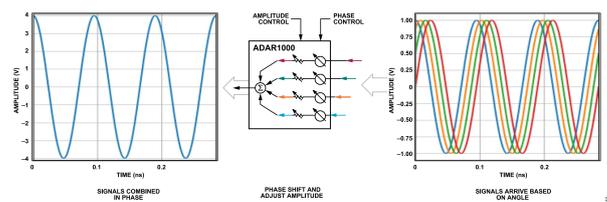
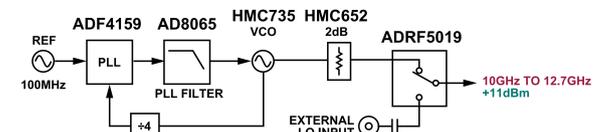


図 8. 受信モードでの ADAR1000 の動作

### 局部発振器／シンセサイザ

図 9 に示すように、ADF4159 フェーズロック・ループ (PLL) および HMC735 電圧制御発振器 (VCO) が組み合わさり、10.5GHz~12.7GHz の範囲の周波数シンセサイザを形成しています。この信号を使用して、全ミキサの LO ポートを駆動できます。通信やその他の固定周波数アプリケーションのために、LO 周波数は、通常、アンテナの目標信号より 2.2GHz 高い値に設定されます。したがって、LO は一般的に 12GHz~12.7GHz です。また、ADF4159 は、レーダー・アプリケーション用に FMCW ランプすなわち「チャープ」を生成することもできます。ADF4159 では、チャープのランプ・レートおよび形状には、鋸波、三角波、放物線波形などを含め様々なものが可能です。

また、オンボード・シンセサイザを無効化して、外部 LO を LO 入力 SMA コネクタに印加することもできます。これにより、CN0566 を外部無線に同期させたり、複数の CN0566 ボードで 1 つの LO に同期させたりすることができます。オンボードで生成するか、外部生成するかによらず、局部発振器は図 1 に示すように、モノリシック・マイクロ波集積回路 (MMIC) スプリッタまたは結合器を用いて、2 つの受信ミキサー、および、オンボードの送信経路あるいは LO 出力ポートのいずれかに分割できます。



NOTES  
1. RED ARE THE TYPICAL EXPECTED FREQUENCIES OF THAT NODE.  
2. GREEN ARE THE TYPICAL RF POWER OF THAT NODE.

図 9. CN0566 のシンセサイザ回路

### ミキサーおよびフィルタリング

ADAR1000 の RFIO 出力は、図 10 に示すように、10.6GHz ローパス・フィルタを通過し、LTC5548 ミキサの RF ポートに入力されます。

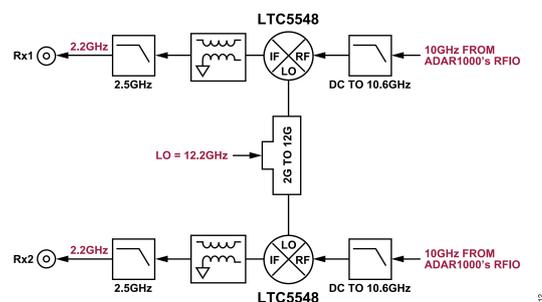


図 10. CN0566 のミキサーとフィルタリング経路

ローパス・フィルタは、ミキサのハイサイド・イメージ（図 10 の場合  $12.2\text{GHz} + 2.2\text{GHz} = 14.4\text{GHz}$  に現れる）と LO の再放射（ $12.2\text{GHz}$ ）を除去します。LTC5548 ミキサは、 $2.5\text{GHz}$  のローパス・フィルタでフィルタリングされた  $2.2\text{GHz}$  の IF を出力します。

図 11 に、受信信号経路（ADL8107 + ADAR1000 +  $10.62\text{GHz}$  ローパス・フィルタ + LTC5548 +  $2.5\text{GHz}$  ローパス・フィルタ）の測定結果を示します。これは、LO が  $12.2\text{GHz}$ 、アンテナ入力が  $10\text{GHz}$ 、IF が  $2.2\text{GHz}$  の場合のもので、 $12.2\text{GHz}$  と  $14.4\text{GHz}$  は、PlutoSDR の入力帯域幅により更に減衰され、M1~M4 のマーカで示すように約  $56\text{dBc}$  の SFDR になります（ $-23\text{dBm} + 79\text{dBm} = 56\text{dBc}$ ）。

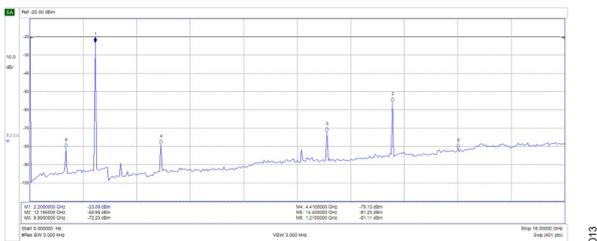


図 11. CN0566 のスプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ

### トランスミッタ信号経路

CN0566 のビームフォーミング・セクションは受信専用ですが、外部アンテナを駆動するために送信出力が可能です。アンテナ・パターン測定のために、アンテナを様々な角度でアレイに向かい合わせることができます。送信の周波数は、オンボード LO から取り出した場合には正確にわかっているため、デジタル信号処理が簡単なものになります。CN0566 をドップラーおよび FMCW レーダー・アプリケーションで用いる場合、トランスミッタは、対象物を照射するために用いることもできます。

図 12 に示すように、トランスミッタの信号経路は、送信入力サブミニチュア・バージョン A (SMA) コネクタから始まり、2 つの送信出力 SMA コネクタ TX1 と TX2 を通じて別の送信アンテナに出力されます。

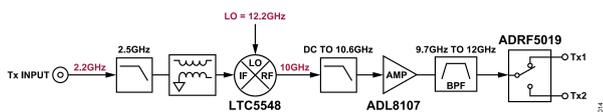


図 12. CN0566 のトランスミッタ信号経路

送信入力是一般に受信 IF（約  $2.2\text{GHz}$ ）と同じ周波数です。この送信入力は、連続波、変調された通信、あるいはレーダー信号とすることができます。多くの SDR（PlutoSDR の SDR を含む）の出力は、矩形波の LO を用いるため、LO 周波数の高調波が発生します。そのため、送信入力信号はまず、ローパス・フィルタを通過する必要があります。図 13 に、 $2.1\text{GHz}$  トーンに対する PlutoSDR の送信出力（フィルタなし）を示します。

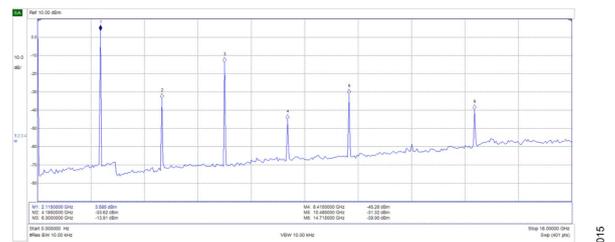


図 13.  $2.1\text{GHz}$  トーンに対する送信出力（フィルタリングなし）

$2.5\text{GHz}$  ローパス・フィルタを通過した後は、ノイズ・フロアを超えて現れるのは基本波信号のみとなります。この「クリーン・アップされた」信号は、LTC5548 の IF に供給され、 $10\text{GHz} \sim 10.3\text{GHz}$  にアップコンバートされます。

この  $10\text{GHz} \sim 10.3\text{GHz}$  の RF は、その後  $10.6\text{GHz}$  ローパス・フィルタによってフィルタリングされ、更に  $24\text{dB}$  LNA である ADL8107 によって増幅されて、最終的に  $9.7\text{GHz} \sim 11.95\text{GHz}$  のフィルタによってバンドパス・フィルタ処理されます。図 14 に、フィルタリング処理のないミキサー出力を示します。

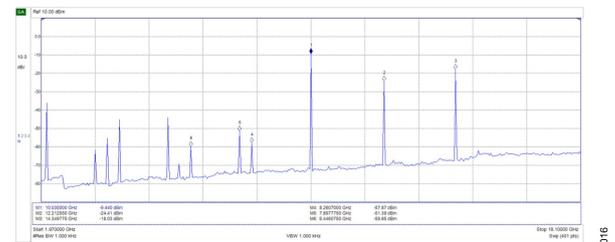


図 14. ミキサー・フィルタのない出力信号

図 15 に、増幅とバンドパス・フィルタ処理を行った後の送信出力を示します。

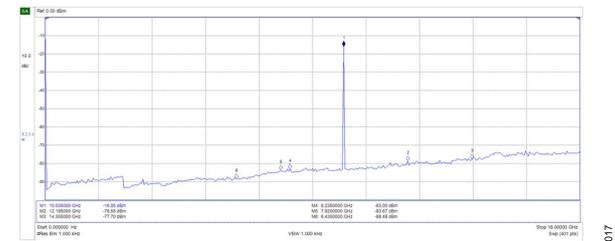


図 15. 送信出力スペクトル

### 仮想アレイ

CN0566 は、レーダー・システムで最も広く用いられている手法である、仮想アレイでも用いることができます。このモードでは、2 つのトランスミッタ出力が用いられ、各トランスミッタは受信アレイから異なる距離に配置されます。図 16 に示すように、送信出力は、プログラマブルな PLL チャープ数の最後でグルされます。その後データが結合され、受信エレメント数が 2 倍あるかのように見える仮想アレイが生成されます。そのため、受信ビームは狭くなりますが、データを収集するのに必要な時間は 2 倍になります。

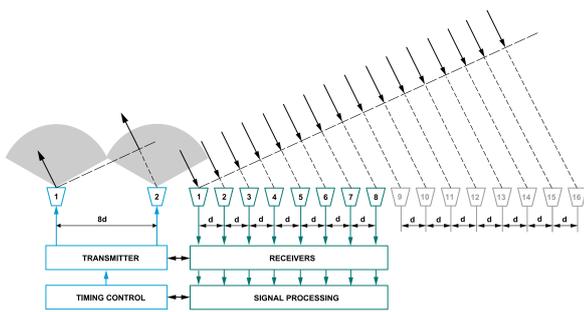


図 16. 仮想アレイ

送信アンテナ・スイッチングはプログラマブルな PLL チャープ数の最後でトリガされます。ADF4159 の MUXOUT ピンはランプの最後を指示するようプログラムでき、図 17 に示すように、この信号がレベル・シフトされて、7 段のリプル・カウンタのクロック入力に印加されます。Raspberry Pi からの 3 個の汎用入出力 (GPIO) 信号がデータ・マルチプレクサの入力を駆動して、アンテナのトグル・レートをも 2、4、8、16、32、64、128 チャープの中から選択します。

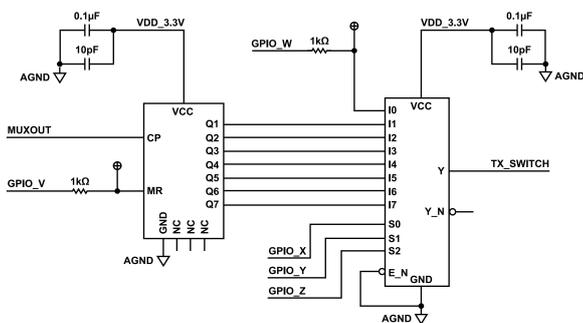


図 17. 送信アンテナ・スイッチ

### デジタル制御およびレベル・シフト

Raspberry Pi 4 プラットフォーム・ボードは、シリアル・ペリフェラル・インターフェース (SPI)、I2C、ディスクリット・デジタル I/O 制御信号のすべてに対応します。Raspberry Pi のロジック・レベルは 3.3V で、これを直接使用することも、ADAR1000 および ADF4159 とインターフェースするために 1.8V にレベル・シフトすることもできます。電源ピンを Raspberry Pi の 3.3V ロジック電源と 1.8V のデジタル電源に直接接続した、2 個の電源レベル変換器が用いられています。これにより、給電されていない場合にデバイスのデジタル・ピンが高ロジック・レベルとなることはありません。

ADF4159 MUXOUT は、PLL ロック・インジケータおよび FMCW モードでのランプ終了インジケータとしても機能します。3.3V にレベル・シフトされた方の MUXOUT は、PLL ロック状態を示す LED インジケータを駆動します。

### 電源アーキテクチャ

CN0566 は、5V、3A の電力を供給する 1 個の USB-C レセプタクルから直接電力を引き出します。この電力は 40 ピンの拡張ヘッダを介して Raspberry Pi に送られる他、その他のオンボード・パワー・マネージメントにも送られます。図 18 に CN0566 の電源ツリーの全体図を示します。

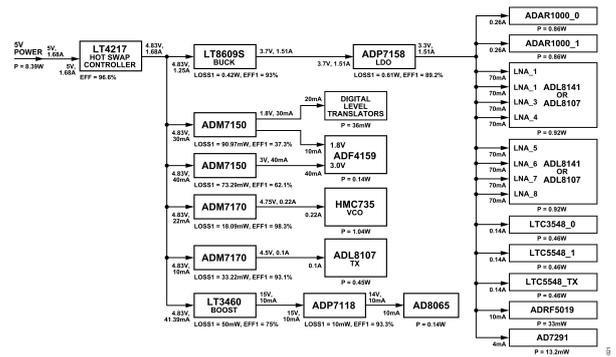


図 18. CN0566 の電源ツリー

LTC4217 集積化ホット・スワップ・コントローラを用いると、起動時の負荷電源への突入電流が制限され、CN0566 を安全に挿抜できます。また、IMON 出力を介してボードの消費電力を測定できる、便利な手段が提供されます。

LT8609S は固定周波数電流モードのモノリシック降圧 DC/DC コンバータです。このデバイスは、5V の入力電圧を 3.3V に降圧します。その後、この出力は ADP7158 LDO に供給され、この LDO が 3.3V でビームフォーマ、LNA、ミキサー、スイッチ、ADC に給電します。

ADM7150 LDO は、デジタル・レベル変換器および ADF4159 に 1.8V のアナログ電源レールを供給します。

ADM7170 は、低静止電流の低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータで、HMC735 VCO に給電します。この大出力電流 LDO は、ADC および DAC 回路、高精度アンプ、PLL/VCO、クロック用 IC など、ノイズに敏感なアプリケーションでのレギュレーションに最適です。

LT3460 昇圧 DC/DC コンバータおよび ADP7118 LDO は 5V の入力電圧を 15V に昇圧し、その後 14V にレギュレーションします。この電圧は AD8065 アンプの電源として用いられます。このアンプは、固定周波数電流モードの制御方式を用いて、ライン・レギュレーションおよび負荷レギュレーションを行います。ADP7118 は、CMOS の低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータで、高い電源電圧変動除去比を実現し、シンセサイザの位相ノイズを最小限に抑えます。

### システムのモニタリングと制御

温度センサーを内蔵した 8 チャンネル、I2C、12 ビットの逐次比較レジスタ (SAR) ADC である AD7291 を用いることで、システムの診断機能を拡張できます。すべての電源電圧および VCO チューニング電圧がモニタされます。AD7291 の入力範囲は 0V ~ 2.5V で、抵抗分圧器により測定電圧データが適切にスケールリングされます。この ADC は ADAR1000 の近くに配置され、ボードの温度上昇のおおよその値を測定します。測定対象のパラメータとスケールリング・ファクタを表 1 に示します。

表 1. 測定対象パラメータとスケールリング・ファクタ

AD7291 Input	Parameter	Divider Scale Factor
VIN0	1.8 V supply	2 V/V
VIN1	3.0 V supply	2 V/V
VIN2	3.3 V supply	2 V/V
VIN3	4.5 V supply	4.01 V/V
VIN4	Supply of AD8065 amplifier	7.98 V/V

表 1. 測定対象パラメータとスケーリング・ファクタ (続き)

AD7291 Input	Parameter	Divider Scale Factor
VIN5	Input voltage	4.01 V/V
VIN6	Current monitor output of LTC4217	1 A/V
VIN7	Control voltage and modulation input of HMC735	7.98 V/V

### システム性能

理想的には、ビームフォーミング・アレイは、必要な角度方向に向けられており、また、与えられたエレメント・テーパーに対してできるだけ理論値に近い形状を持つビームを生成します。例えば、すべてのエレメントをゲインが同じで位相シフトがないように設定すると、ビームの角度は 0° (機械的なボアサイト) となり、プロファイルは SIN(X)/X すなわち SINC1 となります。三角形プロファイルの外側のエレメントのゲインを減らすと SINC2 プロファイルとなり、エレメント間の位相シフトを累進的に増加させると、ビームは機械的なボアサイトからずれていきます。

正確なビームを生成する能力は、各エレメントのゲインと位相を正確に設定する能力に依存します。CN0566 には、避けることのできないゲイン誤差源および位相誤差源がいくつかあります。

- ▶ エレメント間のばらつき (多くの場合、比較的小さな誤差源です)。
- ▶ ADAR1000 固有のゲイン誤差および位相誤差。
- ▶ 2つの ADAR1000 の間のばらつき。
- ▶ LO スプリッタ、ミキサー、フィルタ、その他受動部品を含む、2つの受信経路の間のばらつき。
- ▶ レシーバ・チャンネル (PlutoSDR あるいはその他の SDR モジュール) 間のばらつき。

### システム・キャリブレーション

こうした誤差は回避できないため、CN0566 のソフトウェアには、キャリブレーション・スクリプトが含まれています。外部のマイクロ波源またはオンボードの送信出力のいずれかをアンテナに接続して、アレイから約 1メートルの位置の機械的なボアサイトに配置します。キャリブレーション・スクリプトは次の動作を実行します。

送信チャンネルのばらつきを測定し、補償します。これにより、ADAR1000 の 7 ビット・ゲイン制御のすべてを、送信チャンネルのばらつきを補償するのではなく、ビームのテーパリングを正確に行うために利用できます。この手順は次のとおりです。

1. すべての ADAR1000-0 のチャンネルの位相をゼロ、ゲインをミッドスケールに設定し、すべての ADAR1000-1 のチャンネルを最低ゲインに設定します。受信チャンネル・ゼロの RF 信号強度を測定します。ADAR1000-0 のゲインをゼロに設定して同じことを繰り返します。
2. 平均のばらつきが最小となるようにするには、2つの受信チャンネルの低い方のゲインをどれだけ増加させなくてはならないかを、デシベル単位で計算します。
3. これらの値をチャンネル・キャリブレーション・ファイルに保存します。

図 19 は、補償前のアレイ内の各エレメントの相対信号強度を示すものです。エレメント間の最大ばらつきは 11.2dB です。なお、強度は、定性的に、4つのエレメントからなる 2 グループにわかれている点に注意してください。これは、2つのチャンネル間でばらつきがあることを示唆しています。

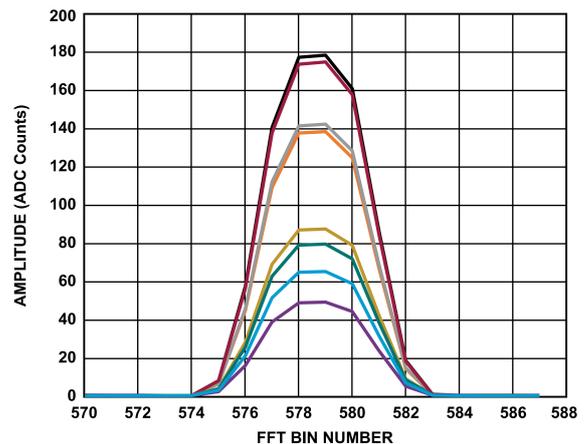


図 19. キャリブレーション前の信号強度

次に、以下の手順に従い、エレメントのゲインに残るばらつきを測定し、補償します。

1. エレメント 0 を最大ゲインに設定し、他のエレメントを最小ゲインに設定します。RF 信号強度を測定します。
2. 1つのエレメントを最大ゲインにし、他のエレメントを最小ゲインに設定して、残りのエレメントについて同じことを繰り返します。RF 信号強度を測定します。
3. 最小ゲインのエレメントを特定します。その最小ゲインのエレメントのゲインと同じにするために他のエレメントのゲインをどれだけ下げることがあるかを計算します。
4. これらの減少係数を 1 を基準に正規化し、目的のビーム・テーパーにこの減少係数を乗ずることができるようになります。
5. これらの値をゲイン・キャリブレーション・ファイルに保存します。

図 20 は、キャリブレーション後の信号強度を示します。最大ばらつきは 0.51dB です。

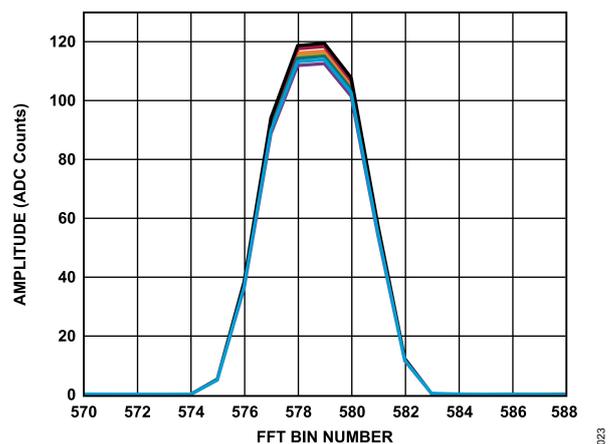


図 20. キャリブレーション後の信号強度

次に、以下の手順に従い、隣接エレメント間の位相の不一致を測定し、補償します。

1. エLEMENT 0 と 1 を、チャンネルとゲイン・キャリブレーション係数を考慮した最大ゲインに設定します。
2. ELEMENT 0 の位相をゼロに設定し、次にELEMENT 1 の位相を  $0^\circ$  から  $360^\circ$  まで順次変えて行き、そのたびに信号強度を測定します。
  - ▶ 位相は、信号強度が最大となった場合に整合しています。ただし、ELEMENT の位相が  $180^\circ$  異なっている場合のヌル点を特定する方がはるかに容易です。
3. そのヌル点の位相に  $180^\circ$  を加えます。これは、その位相不一致を補償するためにELEMENT 1 に加算する必要のある位相です。
4. 隣接ペア・ELEMENT にこれを繰り返します (1-2、2-3、3-4 など)。
5. ELEMENT 0 のゼロ補償から始めて、連続する隣接ELEMENT の補償値を追加していきます。その結果、アレイ全体に適用できる値のリストが作成できます。
6. これらの値を位相キャリブレーション・ファイルに保存します。

図 21 に、ゲインと隣接ELEMENT 間の位相差を示します。理想的にはすべてのヌル点は  $\pm 180^\circ$  になるはずですが。

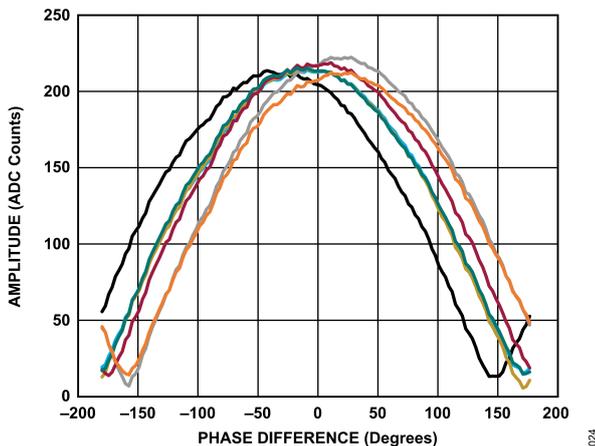


図 21. 隣接ELEMENT の位相スイープ

キャリブレーション後のアレイ全体のゲインと位相の精度は、ゲイン分解能が調整範囲 31dB で 0.5dB 以上、位相分解能が  $2.8^\circ$  以上という、ADAR1000 自体の分解能に近づきます。

## バリエーション回路

CN0566 は、追加のボードを順次隣に配置して行くことで水平（方位角）方向に拡張できます。それによって、より狭いビームを生成できます。全ボードに共通の LO を用いる必要があります。また、ボードあたり 2 つの同期入力を持つ SDR レシーバを用いて、IF 出力をデジタル処理する必要があります。

単パルス・トラッキングやハイブリッド・ビームフォーミングが不要な場合は、複数の ADAR1000 の出力をパッシブ結合器と組み合わせ、シングルチャンネル ADC (PlutoSDR の単一 RX 入力など) によってデジタル処理できます。

オプションの SMP RF コネクタを介すことで、外部 8 チャンネル・アンテナを CN0566 で使用できます。約 8GHz~14GHz の動作範囲であれば、それに応じてオンボード・スプリッタ、ローパス・フィルタ、バンドパス・フィルタを変更することで、どの周波数プランも実行できます。

半二重（送信および受信）アプリケーションの場合は、ADTR1107 が 6GHz~18GHz の RF フロントエンドです。このデバイスには、ゲインが 18dB、ノイズ指数が 2.5dB の受信 LNA と、 $P_{SAT}$  が 25dBm の送信アンプが内蔵されており、送信と受信の切替え速度は 22ns です。

ADAR1000EVAL1Z X/Ku フェーズド・アレイ・リファレンス設計は、32 チャンネル半二重ビームフォーミング・フロントエンドで、10GHz に対応する格子間隔のアンテナを備えています。ADXUD1AEBZ アップ/ダウン・コンバータ・ボード、EVAL-AD9081 ミックスド・フロントエンド評価用ボード、およびサポートされる FPGA 開発プラットフォームと組み合わせた場合、フル機能のレーダーおよび通信システムのプロトタイプを作製できます。

ADAR3000 は、17GHz~22GHz、ADAR3001 は 27.5GHz~31GHz のアプリケーション用 16 チャンネル・ビームフォーマです。これらのデバイスは、送信または受信のいずれかに設定でき、（位相調整ではなく）時間遅延を行い、広帯域アプリケーションでのビーム・スキントを除去します。

ADAR4002 は、周波数範囲が 0.5GHz~19GHz のシングルチャンネル双方向ビームフォーマです。このデバイスは、0ps~508ps（4ps の分解能）または 0ps~254ps（2ns の分解能）の遅延時間が設定可能で、0.5dB の分解能で 6 ビット分の減衰が可能です。

## 回路の評価とテスト

このセクションでは、EVAL-CN0566-RPIZ を評価するためのセットアップと手順を説明します。セットアップの全容やその他の重要な情報については、CN0566 ユーザ・ガイドを参照してください。

### 必要な装置

- ▶ 以下を含む CN0566 キット：
  - ▶ Raspberry Pi 4 および PlutoSDR を装着した EVAL-CN0566-RPIZ
  - ▶ USB - microUSB 変換ケーブル
  - ▶ アナログ・デバイスサイズの Kuiper Linux イメージを書き込んだ SD カード
  - ▶ 5V、3A、USB-C AC アダプタ
  - ▶ 10GHz のマイクロ波源（モーション・センサー）
  - ▶ 三脚

スクリプトを Raspberry Pi 上でローカルに実行するためには以下が必要です。

- ▶ HDMI 付きディスプレイ・モニター
- ▶ Micro-HDMI - HDMI 変換ケーブル
- ▶ USB キーボードおよびマウス

スクリプトをリモートのホスト・コンピュータ上で実行するためには以下が必要です。

- ▶ MATLAB または Python IDE がインストールされた Windows、Linux、または Mac コンピュータ
- ▶ イーサネット・ケーブル

### 開始にあたって

CN0566 ユーザ・ガイドに記載の手順に従って、Kuiper Linux の書き込まれた SD カードを CN0566 用に設定します。この SD カードを Raspberry Pi の SD カード・スロットに挿入します。

## セットアップとテスト

図 22 に示す接続図を参照してください。

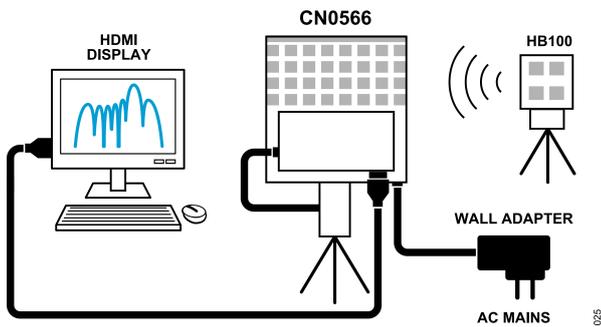


図 22. CN0566 の接続図

1. 用意したケーブルを用いて、PlutoSDR の中央の micro-USB コネクタを Raspberry Pi のいずれかの USB ポートに接続します。
2. 三脚を三脚用ネジ穴に慎重にねじ込みます。
3. USB-C AC アダプタを EVAL-CN0566-RPIZ の USB-C 電源ジャックに差し込みます。
4. 単三電池 2 個あるいは 3V 電源を用いてマイクロ波源を起動します。マイクロ波源をアンテナ・アレイの方向に向けます。

Python の例を Raspberry Pi 上で直接実行するには、以下の手順に従います。

1. 電源コネクタに最も近い Raspberry Pi の HDMI 出力を、HDMI ケーブルを介してモニタに接続します。
2. USB キーボードおよびマウスを Raspberry Pi の USB ポートに接続します。
3. ターミナルを開き、`cn0566_find_hb100.py` スクリプトを実行します。
4. スペクトルのグラフが単一の明確なトーンを示していることを確認します。「y」と入力し、Enter キーを押して周波数を保存します。
5. `cn0566_gui.py` を開き、[RUN] ボタンをクリックします。GUI 画面で [Auto Refresh Data] チェック・ボックスにチェック・マークを入れ、[Acquire Data] ボタンをクリックします。ビーム・パターンを観察します。

MATLAB の例をホスト・コンピュータ上で実行するには、以下の手順に従います。

1. イーサネット・ケーブルを用いて、Windows、Mac、または Linux ホスト・コンピュータを Raspberry Pi に接続します。
2. MATLAB を開き、`phaser_hb100_scan.m` スクリプトを実行します。
3. `phaser_rxtx.m` スクリプトを実行し、ビーム・パターンを観察します。

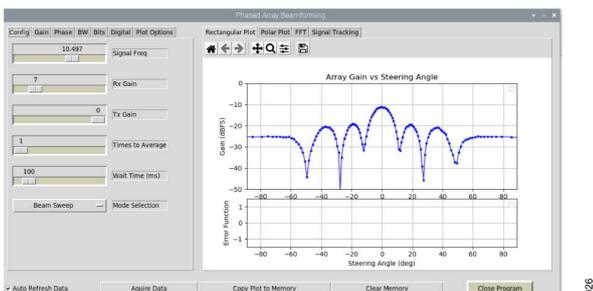


図 23. 機械的なボアサイトでの HB100 の代表的なビーム・パターン

## 更に詳しい資料

CN0566 設計サポート・パッケージ

Keith Benson 「アンテナの設計を簡素化するフェーズド・アレイ向けのビームフォーミング IC」 2019 年、アナログ・デバイセス

Peter Delos, Sam Ringwood, Michael Jones 「ハイブリッド・ビームフォーミング・レシーバのダイナミック・レンジ：理論と実際」アナログ・デバイセス

Peter Delos, Bob Broughton, Jon Kraft 「フェーズド・アレイ・アンテナのパターン—【Part 1】リニア・アレイのビーム特性とアレイ・ファクタ」2020 年、アナログ・デバイセス

## データシートと評価用ボード

ADAR1000 データシート

ADAR1000 評価用ボード

ADF4159 データシート

ADF4159 評価用ボード

ADRF5019 データシート

AD8065 データシート

ADL8107 データシート

ADL8107 評価用ボード

LTC5548 データシート

LTC5548 評価用ボード

LT8609S データシート

LT8609S 評価用ボード

AD7291 データシート

AD7291 評価用ボード

LT3460 データシート

LT3460 評価用ボード

HMC735 データシート

HMC735 評価用ボード

HMC652 データシート

HMC654 データシート

LTC4217 データシート

LTC4217 評価用ボード

ADP7118 データシート

ADP7118 評価用ボード

ADP7158 データシート

ADP7158 評価用ボード

ADM7150 データシート

ADM7150 評価用ボード

ADM7170 データシート

ADM7170 評価用ボード

## 改訂履歴

4/2023—Revision 0: Initial Version



## ESD に関する注意

ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

（最初のページから続く）「Circuits from the Lab/実用回路集」はアナログ・デバイセス製品専用で作られており、アナログ・デバイセスまたはそのライセンスの供与者の知的所有物です。お客さまは製品設計で「Circuits from the Lab/実用回路集」を使用することはできますが、その回路例を利用もしくは適用したことにより、特許権またはその他の知的所有権のもとでの暗示的許可、またはその他の方法でのライセンスを許諾するものではありません。アナログ・デバイセスの提供する情報は正確でかつ信頼できるものであることを期しています。しかし、「Circuits from the Lab/実用回路集」は現状のまま、かつ商品性、非侵害性、特定目的との適合性の暗示的保証を含むがこれに限定されないいかなる種類の明示的、暗示的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセスはその利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許権もしくはその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。アナログ・デバイセスはいつでも予告なく「Circuits from the Lab/実用回路集」を変更する権利を留保しますが、それを行う義務はありません。商標および登録商標は各社の所有に属します。



©2023-2023 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 商標および登録商標は各社の所有に属します。

Rev. 0 | 11 of 11

本社 / 〒105-7323 東京都港区東新橋 1-9-1 東京汐留ビルディング 23F  
大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原 3-5-36 新大阪トラストタワー 10F  
名古屋営業所 / 〒451-6038 愛知県名古屋市中区牛島町 6-1 名古屋ルーセントタワー 38F