

🖂 Email

RFトランシーバーICにより、デジタル・ ビームフォーミング方式のフェーズド・ アレイにおけるスプリアスの相関を排除

著者: Peter Delos、Michael Jones、Mark Robertson Analog Devices, Inc.

はじめに

デジタル・ビームフォーミング方式を採用した大規模なアンテ ナでは、多くの波形発生器からの信号、あるいは多くのレシー バーからの信号を結合する処理が行われます。このビームフォ ーミング処理によって、ダイナミック・レンジを改善するとい うことです。仮に、各種の差要因に相関関係がなければ、ノイ ズ性能とスプリアス性能の両方について、ダイナミック・レン ジの数値が10logNだけ高まります。ここでNは、波形発生器ま たはレシーバーのチャンネル数です。ノイズは本質的に極めて ランダムな性質のものです。そのため、相関のあるノイズ源と 相関のないノイズ源を区別するのは比較的容易です。それに対 し、スプリアス信号の相関を強制的に排除するのは容易ではあ りません。この排除の処理を実現することができれば、フェー ズド・アレイ・システムのアーキテクチャに対して、大きなメ リットがもたらされることになります。

実は、スプリアス信号の相関を排除する手法は、既に公開 されています。それは、LO(局部発振器)の周波数にオフ セットを加え、そのオフセットをデジタル的に補償するとい うものです。本稿では、まずこの手法の概念について解説し ます。次に、アナログ・デバイセズの最新のトランシーバー IC「ADRV9009」が備える機能を使うことで、その概念を具現 化する方法を説明します。最後に、この手法の効果を確認する ための実測データを示すことにします。

in Share on LinkedIn

スプリアスの相関を排除するための既知の手法

フェーズド・アレイにおけるスプリアスの相関を排除する方法 は、かなり以前からいくつも考案されてきました。筆者らが 入手した中で最も古い文献は、2002年に公開されたものです1 その文献には、レシーバーのスプリアスの相関を確実に排除 するための一般的な手法について記されています。その手法で は、まず、各レシーバーの信号に対して、既知の方法で変更処 理を加えます。各信号は、レシーバーの非線形部品の影響で歪 んでいきます。次に、レシーバーの出力において、それまでに 加えられた変更処理の反転を意味する処理を適用します。対象 となる信号はコヒーレントになり相関を持ちますが、歪みの成 分は復元されません。この手法の実証テストでは、変更処理と して次のようなものが使われました。それは、各LOシンセサイ ザが異なる周波数を出力するように設定し、デジタル処理によ って数値制御発振器(NCO)を制御することで、変更処理に対 する補正を加えるというものです。なお、これ以外にも複数の 手法が既に公開されています^{2、3}。

歳月を経て、半導体技術は大きく進化しました。その結果、ト ランシーバーのサブシステム全体を1つのモノリシックなチップ 上に集積できるようになりました。



analog.com/jp

My/nalog 🕑 🎦 💼 😭

また、細心のトランシーバーIC製品は、非常に高度でプログラ マブルな機能を搭載するようになりました。それらの機能を使 えば、「Correlation of Nonlinear Distortion in Digital Phased Arrays: Measurement and Mitigation」¹に記されている、スプ リアスの相関を排除するための手法を実現できます。

トランシーバーICの機能により スプリアスの相関を排除

図1に、ADRV9009の機能ブロック図を示しました。

各波形発生器またはレシーバーは、ダイレクト・コンバージョンのアーキテクチャに基づいて実装されています。ダイレクト・コンバージョンのアーキテクチャについては、Daniel Rabinkin氏による文献「Front-End Nonlinear Distortion and Array Beamforming」をご覧ください⁴。LOの周波数は、各IC上 でそれぞれ個別にプログラムすることができます。デジタル処 理部には、NCOを使用したデジタル・アップ・コンバージョ ンとデジタル・ダウン・コンバージョンの処理が含まれてい ます。NCOも各ICでそれぞれ個別にプログラムすることが可能 です。デジタル・ダウン・コンバージョンについては、Peter Delos氏による文献「広帯域RFレシーバー・アーキテクチャ・ オプションの検討」をご覧ください⁵。

続いて、複数のトランシーバーにわたってスプリアスの相関を 排除する方法について説明します。まず、オンボードのフェー ズ・ロック・ループ(PLL)をプログラムすることにより、LO の周波数にオフセットを加えます。続いて、そのオフセットを デジタル的に補償するように、NCOの周波数を設定します。両 方の機能の調整をトランシーバーICの内部で行うことにより、 トランシーバーに入出力されるデジタル・データの周波数に オフセットを加える必要がなくなります。トランシーバーICに は、周波数を変換する機能とスプリアスの相関を排除する機能 の全体が組み込まれることになります。



図2. 波形発生器のアレイ。このアレイ全体を対象として LOの周波数とNCOの周波数をプログラムすることにより、 スプリアスの相関を排除します。

図2に示したのは、波形発生器のアレイを表すブロック図です。 以下では、この波形発生器を前提とし、相関を排除する手法 について説明したり、データを示したりすることにします。な お、この手法は、レシーバーのアレイにも同じように適用でき ます。

図3は、周波数の観点から相関を排除する方法を説明するための 概念図です。これは、ダイレクト・コンバージョンのアーキテ クチャから送信された2つの信号を表しています。ご覧のよう に、RF出力がLOよりも高い周波数に存在します。ダイレクト・ コンバージョンのアーキテクチャにおいて、イメージと3次高調 波は、LOの周波数よりも低い周波数に現れます。LOの周波数を すべてのチャンネルで同じ周波数に設定すると、図3(a)に示 すように、スプリアスの周波数も同じになります。図3(b)に 示したのは、LO2の周波数をLO1よりも高く設定した場合の例 です。デジタルで制御されるNCOは、RF信号がコヒーレントな ゲインを得るように、同じようにオフセットを与えます。イメ ージと3次高調波歪みとでは、周波数が異なります。したがっ て、両者に相関関係はありません。図3(c)は、図3(b)と同 じ構成でRF搬送波に変調を加えた場合の様子を表しています。



図3. スプリアスの周波数スペクトル。(a)は、結合された2つの CW(連続波)信号を使用した場合の例です。スプリアスの 相関を排除する処理は適用していません。(b)は、結合された 2つのCW信号に対し、スプリアスの相関を排除する処理を 適用した結果です。(c)は、結合された2つの変調信号に対し、 スプリアスの相関を排除する処理を適用した結果です。

測定結果

筆者らは、8チャンネルのトランシーバーをベースとするRFテ スト環境を構築しました。それにより、フェーズド・アレイの アプリケーションでの使用を前提として、トランシーバーICの 評価を行いました。図4に示したのは、波形発生器を評価するた めの構成です。評価にあたっては、すべての波形発生器に同じ デジタル・データを適用します。 また、NCOの位相を調整することにより、すべてのチャンネル に対するキャリブレーションを実施します。8つの信号を結合す るコンバイナにおいて、RF信号が同相で、コヒーレントに結合 されるようにします。



図4. 波形発生器のスプリアスをテストするための構成

次に、LOとNCOをすべて同じ周波数に設定した場合と、LOと NCOの周波数にオフセットを加えた場合のスプリアスを比較す るためのテスト・データを示します。使用したトランシーバー ICは、2つのチャンネルで1つのLOを共有します(図1)。その ため、8個のRFチャンネルに対し、LOの周波数が4種類存在する ことになります。

図5と図6は、トランシーバーのNCOとLOをすべて同じ周波数 に設定して取得したものです。この場合、イメージ、LOリー ク、3次高調波から生成されるスプリアスは、すべてのチャン ネルで同じ周波数になります。図5は、個々の送信出力をスペク トラム・アナライザで測定したものです。一方、図6は結合後の 出力を測定した結果です。このテストでは、搬送波を基準とす るdBcを単位として測定を行っています。測定結果を見ると、 イメージとLOリークのスプリアスには改善が見られます。しか し、3次高調波は改善されていません。一連のテストの結果か ら、3次高調波はチャンネル間で必ず相関を持つ、イメージは 必ず相関を持たない、LOリークについては起動時の条件によっ て相関の状態が異なる、ということがわかりました。図3(a) では、これらを反映して、3次高調波に対してはコヒーレントな 和、イメージに対しては非コヒーレントな和、LOリークに対し ては部分的にコヒーレントな和と表現しています。

次に、トランシーバーのLOをすべて異なる周波数に設定しまし た。また、NCOについては、信号がコヒーレントに結合される ように、周波数と位相の調整を行いました。そのようにして得 られたのが、図7と図8に示したスペクトルです。この場合、イ メージ、LOリーク、3次高調波から生成されるスプリアスはす べて異なる周波数になります。図7は、個々の送信出力をスペ クトラム・アナライザで測定したものです。一方の図8は、結 合後の出力を測定した結果です。このテストでも、搬送波を基 準とするdBcを単位として測定を行っています。イメージ、LO リーク、3次高調波がノイズとして拡散されるようになり、チ ャンネルの結合時にはすべてのスプリアスに改善が見られま す。

この例のように、ごく少数のチャンネルを結合する場合、ス プリアスは相対レベルで20log(N)だけ改善します。これは、ス プリアスは全く結合されず、信号成分がコヒーレントに結合さ れて20log(N)だけ改善されるからです。実用的なアレイは大規 模で、はるかに多数のチャンネルが結合されるはずです。その 場合の改善量は10log(N)に近づくと考えられます。その理由は 2つあります。1つは、多数の信号を結合する場合、現実的に は、各スプリアスが分離していると見なせるほど十分に拡散す ることはできないからです。例えば、変調帯域幅が1MHzであ るとします。また、仕様では、1MHzの帯域幅でスプリアスの 放射を測定すると定められているとしましょう。その場合、ス プリアスを1MHz以上離して拡散するのが理想的です。それが できない場合、1MHzの各測定帯域幅には、複数のスプリアス 成分が含まれることになります。それぞれ周波数が異なるの で、それらは非コヒーレントに結合し、1MHzの各帯域幅で測 定されるスプリアス電力は10log(N)だけ増加します。しかし、 どの1MHz帯域幅にも、すべてのスプリアスが含まれるという わけではありません。そのため、ここでのNは信号数のNよりも 小さくなります。つまり、改善量は10log(N)ですが、Nが十分 に大きく、測定帯域幅内に複数のスプリアスが配置されるなら ば、スプリアスの相関を排除しないシステムに対する絶対的な 改善量は、10log(N)よりもさらに高くなります。つまり、dB単 位で10log(N)と20log(N)の間の改善量が見込めるということで す。



図5. 各チャンネルの波形発生器の出力。LOとNCOを同じ周波数に設定した場合の結果です。



図6. 結合後の出力。LOとNCOを同じ周波数に設定した場合の結果です。この場合、3次高調波には改善が見られません。



図7. 各チャンネルの波形発生器の出力。LOとNCOの周波数にオフセットを加えた場合の結果です。

もう1つの理由は、このテストでCW(連続波)信号を使用した ことに起因します。現実の信号は変調されるので、信号の拡散 が生じます。そのため、多数のチャンネルを結合するときに、 スプリアスが重ならないようにするのは不可能です。重なった スプリアス信号には相関関係はなく、重複している領域におい て非コヒーレントに10log(N)だけ加算されます。

LOの周波数をすべてのチャンネルで同じ値に設定した場 合、LOリークの成分については特筆すべきことがありま す。LOリークは、2つの信号を加算する際に、アナログ変調器 におけるLOのキャンセルが不完全であることに起因して発生 します。振幅と位相の不均衡がランダムな誤差として現れる場 合、LOリークの残余成分の位相もランダムになります。多数の 異なるトランシーバーのLOリークは、周波数が全く同じであっ たとしても、非コヒーレントに10log(N)だけ加算されます。同 じことは変調器のイメージ成分にも当てはまりますが、変調器 の3次高調波には必ずしも当てはまりません。少数のチャンネ ルがコヒーレントに結合される場合、LOの位相が完全にランダ ムになる可能性は低いはずです。実際、測定結果からは相関の 部分的な排除が行われたことが見てとれます。チャンネル数が 非常に多い場合には、LOの位相はチャンネル間ではるかにラン ダムに分布するようになり、相関がない状態で加算されること が期待できます。



図8. 結合後の出力。LOとNCOの周波数にオフセットを加えた場合の結果です。この場合、スプリアスは周波数軸上で拡散されます。 そのため、個々のチャンネルで見た場合と比べて、SFDRが明らかに改善されています。

まとめ

LOとNCOの周波数にオフセットを加えた場合、SFDRの測定結 果には、生成されたスプリアスがすべて異なる周波数にあるこ とがはっきりと現れます。それらはコヒーレントには結合され ず、チャンネルの結合時のSFDRは必ず改善されます。アナロ グ・デバイセズの最新のトランシーバーICでは、プログラミン グによってLOとNCOの周波数制御が行えます。本稿で紹介した 評価結果は、それらの機能をフェーズド・アレイのアプリケー ションに適用できること、また、アレイのレベルのSFDRはシン グルチャンネルの場合よりも確実に改善されることを示してい ます。

参考資料

- ¹ Lincoln Cole Howard、Daniel Rabideau「Correlation of Nonlinear Distortion in Digital Phased Arrays: Measurement and Mitigation (デジタル・フェーズド・アレイにおける非線形歪みの相関:測定 と低減) J2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest
- ² Salvador Talisa, Kenneth O'Haever, Thomas Comberiate, Matthew Sharp, Oscar Somerlock「Benefits of Digital Phased Arrays (デジタル・フェーズド・アレイのメリット)」Proceeding of the IEEE, Vol. 104, No. 3, 2016年3月

- ³Keir Lauritzen「Correlation of Signals, Noise, and Harmonics in Parallel Analog-to-Digital Converter Arrays (A/Dコンバー タの並列アレイにおける信号、ノイズ、高調波の相関) JPh.D. Dissertation、University of Maryland、2009年
- ⁴ Rabinkin、Song、「Front-End Nonlinear Distortion and Array Beamforming (フロント・エンドの非線形歪みとアレイ・ビームフォ ーミング) JRadio and Wireless Symposium (RWS) 2015 IEEE
- ⁵Peter Delos「広帯域RFレシーバー・アーキテクチャ・オプションの検 討」Analog Devices、2017年2月

Peter Delos「Can Phased Arrays Calibrate on Noise? (フェーズ ド・アレイはノイズのキャリブレーションを実現できるのか?)」 Microwave Journal、2018年3月

Jonathan Harris「デジタル・ダウンコンバータを理解する【Part1】」 Analog Dialogue AD50-07

Jonathan Harris「デジタル・ダウンコンバータを理解する【Part2】」 Analog Dialogue AD50-11

Howard、Lincoln、Nina Simon、Daniel Rabideau「Mitigation of Correlated Nonlinearities in Digital Phased Arrays Using Channel-Dependent Phase Shifts. (チャンネルに依存する位相シフトにより、 デジタル・フェーズド・アレイにおける非線形な相関を緩和)」2003 EEE MTT-S Digest

著者について

Peter Delos (peter.delos@analog.com) は、アナログ ・デバイセズ (米国ノースカロライナ州グリーンズボロ)の航空宇宙/防衛グループに所属するテクニカル・ リードです。1990年にバージニア工科大学で電気工学 の学士号を、2004年にニュージャージー工科大学で電気 工学の修士号を取得しています。エレクトロニクス業界 で25年以上の経験を積んでおり、そのうちのほとんどの 期間は、アーキテクチャのレベル、プリント基板のレベ ル、ICのレベルで先進的なRF/アナログ・システムの設 計に携わってきました。現在は、フェーズド・アレイ・ アプリケーション用の高性能レシーバー、波形発生器、 シンセサイザの小型化を図るための設計に注力していま す。

Mark Robertson (mark.robertson@analog.com) は、 1990年に英国ケンブリッジ大学を卒業し、電気/情報科 学の学位を取得しました。テスト/計測、携帯電話、セ ルラー基地局などを対象とするRF/アナログ回路の設計 技術者として、様々な企業で経験を積みました。2012年 にシステム・エンジニアとして、アナログ・デバイセズ (英国バース)に入社しました。現在でも、可能な範囲 で回路設計に携わっています。

Mike Jones (michael.jones@analog.com) は、アナロ グ・デバイセズ(ノースカロライナ州グリーンズボロ) の航空宇宙/防衛事業部門に所属するプリンシパル電気 設計エンジニアです。2016年にアナログ・デバイセズ に入社しました。2007年から2016年までは、General Electric(ノースカロライナ州ウィルミントン)に勤務 し、マイクロ波フォトニクスを専門とする設計技術者と して、原子力事業向けのマイクロ波/光学ソリューショ ンの開発に従事していました。ノースカロライナ州立大 学で、2004年に電気工学の学士号とコンピュータ工学の 学士号、2006年に電気工学の修士号を取得しています。

オンライン・ サポート・ コミュニティ



アナログ・デバイセズのオンライン・サポート・コミュ ニティに参加すれば、各種の分野を専門とする技術者 との連携を図ることができます。難易度の高い設計上 の問題について問い合わせを行ったり、FAQ を参照し たり、ディスカッションに参加したりすることが可能 です。

ez.analog.comにアクセス

*英語版技術記事はこちらよりご覧いただけます。

アナログ・デバイセズ株式会社

本

社 〒105-6891 東京都港区海岸1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル10F 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 〒451-6040 愛知県名古屋市西区牛島町6-1 名古屋ルーセントタワー40F

www.analog.com/jp

©2018 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 本紙記載の商標および登録商標は、 各社の所有に属します。 Ahead of What's Possible は アナログ・デバイセズの商標です。

TA20572-0-8/18

