

# FMCW レーダ・システムにおける 複素ベースバンド・ アーキテクチャの使用法



**Karthik Ramasubramanian**  
Radar Systems Manager

テキサス・インスツルメンツ

## 要約

このホワイト・ペーパーは、FMCW (周波数変調連続波) レーダ・システムにおける複素ベースバンド・アーキテクチャの利点について説明します。レーダ・フロント・エンドの代表的な実装は、実数ミキサを、実数ベースバンドおよびA/Dコンバータ (ADC) チェーンと組み合わせて使用することです。ただし、FMCW レーダに関連する状況で、直交ミキサと複素ベースバンド・アーキテクチャを使用する場合、性能上のいくつかの利点を活用できます。このアーキテクチャは、テキサス・インスツルメンツの76 ~ 81GHzに対応した統合型CMOS [ミリ波センサ](#)を使用して実装されています。

このホワイト・ペーパーの前半は、FMCW レーダに関連する状況における複素ベースバンド・アーキテクチャの概要と、このアーキテクチャの利点について説明しています。後半は、複素ベースバンドを使用する場合にメモリ要件を増やさず、デジタル信号処理 (DSP) 側の計算負荷を高めずに済む方法を説明します。

## 概要

以前は、レーダの実装にディスクリート部品 (パワー・アンプ [PA]、低ノイズ・アンプ [LNA]、電圧制御発振器 [VCO]、A/Dコンバータ [ADC]) を使用していましたが、現在はより統合性の高いソリューションが使用可能になっています。CMOS ベースのレーダは、無線周波数 (RF) とアナログ機能全般に加えて、デジタル信号処理 (DSP) 機能もシングルチップに統合しており、統合型のオンチップ・レーダ・システム・ソリューションを具体化します。このように集積度の高いデバイスは、レーダ・センサの実装を大幅に簡素化し、センサのフォーム・ファクタを小型化できるので、ソリューションのコスト効率を改善できます。テキサス・インスツルメンツ (TI) は、急速な成長を遂げている車載用と産業用のレーダ市場向けに、高集積の76 ~ 81GHzレーダ・デバイス・ファミリを提供しています。

このホワイト・ペーパーは、テキサス・インスツルメンツの76 ~ 81GHzレーダ・デバイスの特定の側面である、直交ミキサと複素ベースバンド・アーキテクチャを採用し、従来の実数ミキサや実数ベースバンド・アーキテクチャを置き換える方法について注目します。

## FMCW レーダのコンセプト

FMCW レーダの背後にある動作原理を確認してみましょう。FMCW レーダ・ソリューションで送信する信号は線形の周波数変調連続波 (L-FMCW) チャープ・シーケンスであり、その周波数 - 時間特性は、次のページの図1に示すのこぎり波のパターンに従います。線形FMCWによる送信チャープの周波数  $f_T(t)$  と位相  $\Phi_T(t)$  は、図1に示すように、時間に対する線形成分と直交成分を持つ関数で表現されます。FMCW レーダの代表的な実装では (次のページの図2)、局部発振器 (LO) モジュールは線形の周波数変調連続波信号である  $\cos(\Phi_T(t))$  を生成し、この信号はPAで増幅され、アンテナから送信されます。

関心領域内に存在するあらゆる物体は、レーダ照射され、送信された信号を反射します。

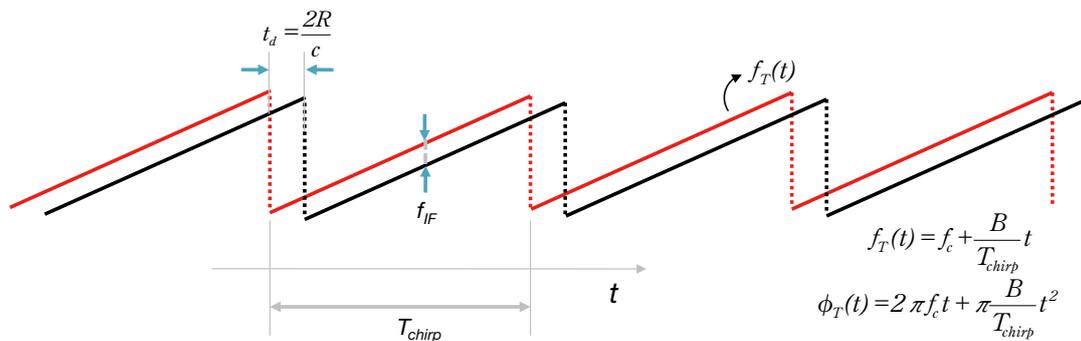


図 1 : FMCW ののこぎり波信号のパターン

受信アンテナは反射された信号を受信し、LNA はその信号を増幅します。この受信済み信号をLO 信号と混合して、ビート周波数 (中間周波数 [IF]) 出力を生成します。ADCはこの信号をデジタル化し、DSPがその後の処理を行います。

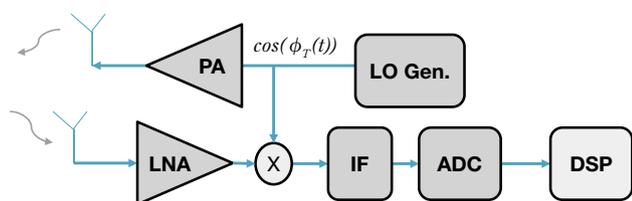


図 2 : FMCW レーダの上位レベルのブロック図

図3に、受信したFMCW信号の性質を示します。この信号は、送信した信号に対する、遅延および減衰した複数のコピーで形成されており、それらのコピーはさまざまな物体に対応しています。(チャープの開始地点と終了地点における境界効果を見捨ると、) 各物体に対応するビート周波数信号がトーンであることがわかります。その周波数  $f_b$  は、レーダ  $R$  から物体までの距離に比例します。したがって、物体 (ターゲット) を検出し、レーダと物体の相対距離を判定するプロセスには、ビート周波数信号の高速フーリエ変換 (FFT) を実施し、ノイズ・フロアを明確に上回っている複数のピークを識別する作業が関係します。

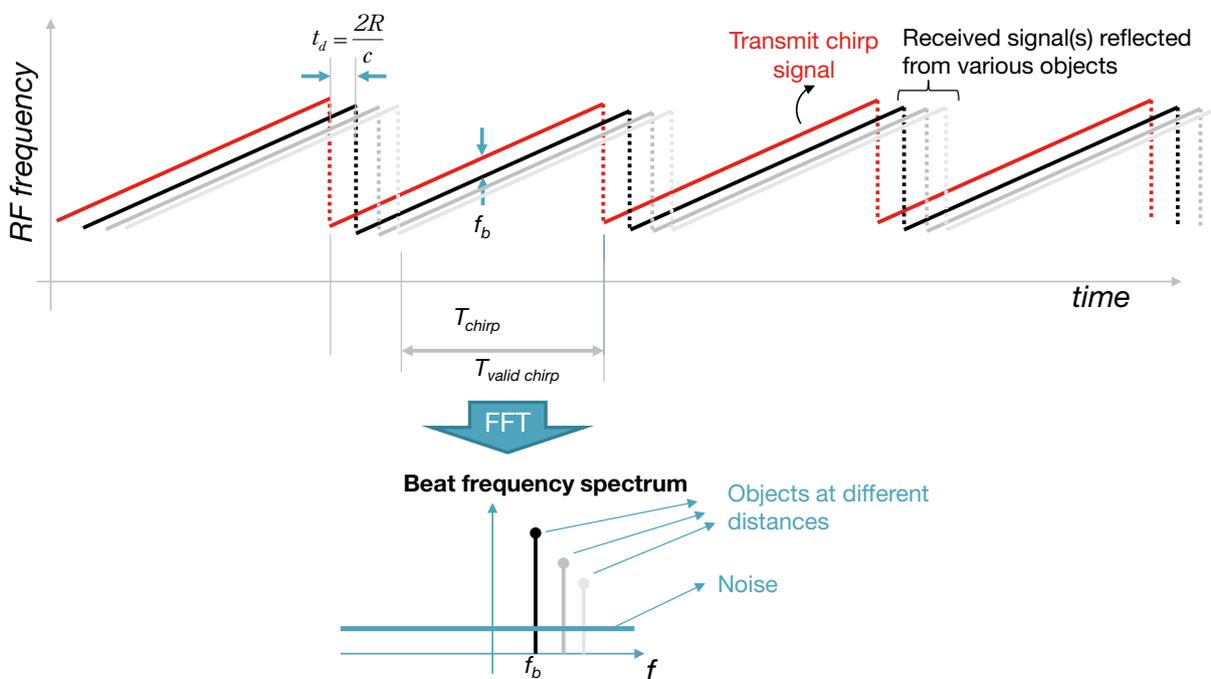


図 3 : 受信した FMCW レーダ信号とビート周波数のスペクトル

実際は、FMCWレーダによる検出を非常に簡素化したこの説明以外にも、多くの詳細が関係しています。時に、移動している物体を考慮する場合です。移動している物体を扱う場合、ビート周波数信号は、レーダとターゲットの間の相対速度に依存するドップラー成分も含有することになります。ドップラー成分は推定可能であり、その結果、相対速度も推定できます。複数のチャープにまたがる形で2番目のFFTを実行し、あるチャープと次のチャープの間でビート信号の位相シフトに注目します。要約すると、検出プロセスには、各チャープに対応する受信サンプルに対する1次FFTを実行すること、次いで複数のチャープ間にわたってこの出力に対する2次FFTを実行することが関係しています。2次FFT手続きの結果として、距離 - 速度グリッド(座標系)の中で複数のターゲットのイメージが得られます。検出プロセスは2次FFTの出力内で実施され、ノイズ・フロア内、または周囲のかく乱要素の中でピークを検出することが関係します。ほとんどの実装では、複数のアンテナを使用するビーム・フォーミングに基づく角度推定プロセスも使用します。ただし、このホワイト・ペーパーでは、この点の詳細を説明しません。

## 実数ベースバンドを使用する FMCWレーダの実装

現在のほとんどのレーダ実装は、実数ミキサを、実数(Iのみ)ベースバンドおよびADCチェーンと組み合わせて使用します。この種の実装は、ディスクリット・ベースのレーダ実装で、虚数成分を省略する結果、ADCや可変ゲイン・アンプ(VGA)の数を2倍にしなくて済み、コストの利点が得られることを部分的な動機としています。

図4に、送信(LO)、受信(RX)、ビート周波数(IF)という各信号の瞬時スペクトルを示します。図4aに、ランプLO信号の瞬時周波数に対応する、LO信号 $\cos(\Phi_T(t))$ のスペクトルを示します。図4bに示すRX信号スペクトルは、遅延および減衰したバージョンのLO信号であり、これは複数のターゲットを表しています。

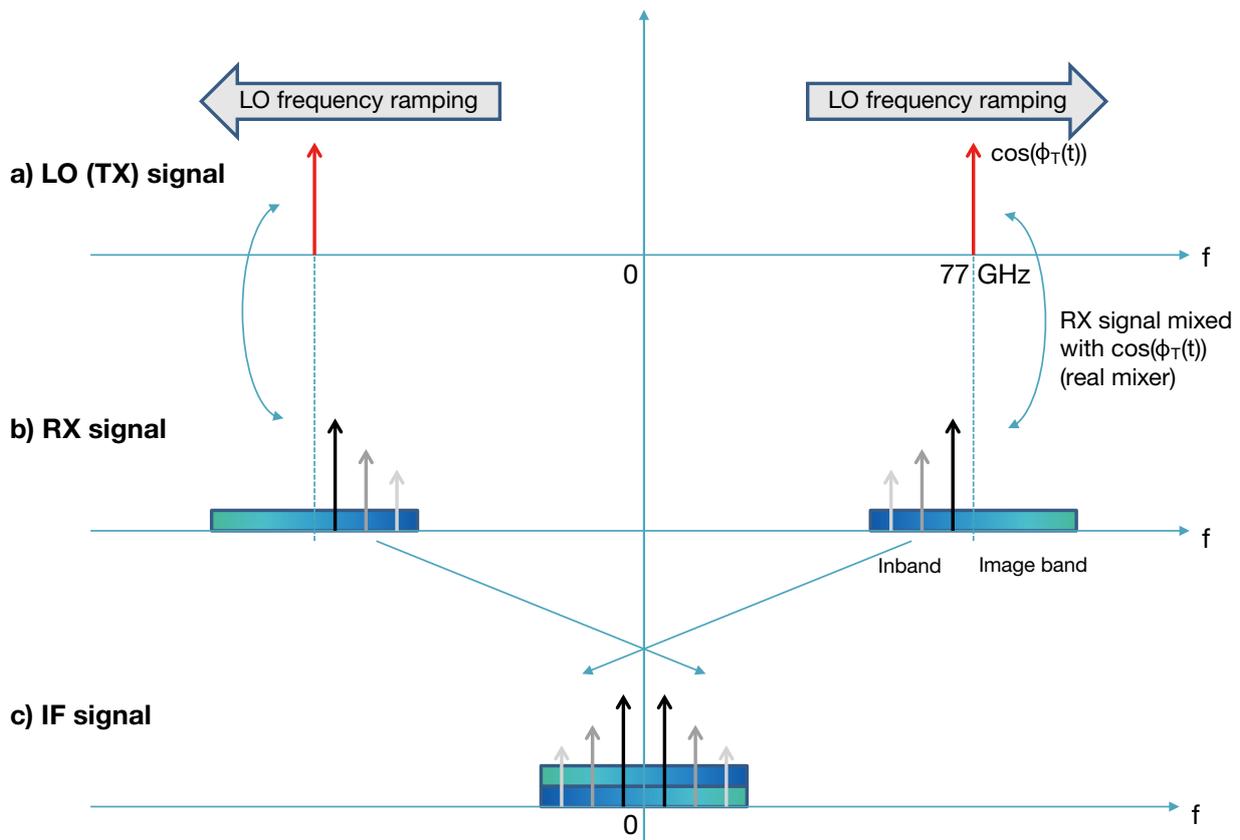


図4：実数ミキサと実数ベースバンドは、虚数帯域のノイズ・フォールドバックの影響を受ける。(a) 周波数のランプ(増減)を示すLO(TX)信号の瞬時スペクトル、(b) さまざまな物体から反射された後のRX信号、(c) 実数ミキサで処理した後のIF信号。

関心のある信号は、RX信号スペクトルの「帯域内」部分に含まれているのに対し、このスペクトルの「虚数帯域」部分には、関心のある信号が何も存在していません。その原因は、受信した信号が必ず、送信LO信号に対して「遅延」していることにあります。したがって、さまざまな物体に対応するビート周波数は必ず、複素ベースバンド・スペクトルのどちらか一方の側に属します。青い水平線で示されているサーマル・ノイズ・フロア（周囲の常温によるノイズ）は、帯域内と虚数帯域の両方にまたがって分布しています。

図4cに注目すると、実数ミキサと実数ベースバンド・チェーンを使用する場合、ミキサで処理した後のIF信号スペクトルは、虚数帯域のノイズ・フォールドバックの影響を受けます。言い換えると、帯域内と虚数帯域の両方によるノイズを原因とする信号対ノイズ比（SNR）損失がIF信号に影響を及ぼしています。この減少は、最大3dBの性能低下につながります。一方、予見できるように、複素ベースバンド・チェーンを使用すると、この性能低下を回避できます。

## 複素ベースバンドの実装

図5のブロック図は、直交ミキサと複素ベースバンド・アーキテクチャを使用する構成を示しています。この場合、受信した信号を、Iチャンネル（in-phase、位相内）とQチャンネル（quadrature、直交）に対応する、重複したIFチェーンとADCを使用して、LOの  $\cos()$  バージョンおよび  $\sin()$  バージョンと混合します。

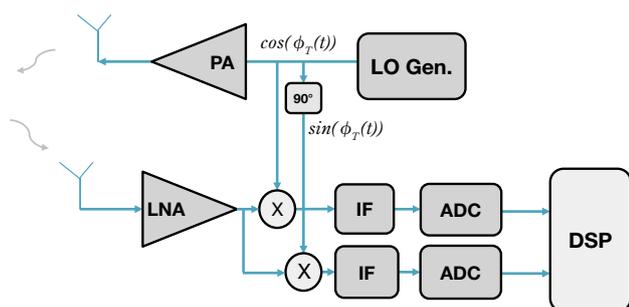


図5：複素ベースバンドのアーキテクチャ

次のページの図6は、直交ミキサと複素ベースバンドの実装におけるさまざまな信号のスペクトルを示します。この場合、直交ミキサを使用してRX信号を  $\cos(\Phi_T(t)) + j\sin(\Phi_T(t))$  と混合するので、帯域内と虚数帯域は分離された状態にとどまり、虚数帯域のノイズ・フォールドバックに起因するノイズ増加は発生しません。したがって、このアーキテクチャを使用する場合、全体のノイズ指数の改善という利点を実現できます。

FMCWレーダで複素ベースバンド・アーキテクチャを採用する場合の主な利点をいくつか説明します。

## ノイズ指数の改善

複素ベースバンド・アーキテクチャの最も明快な利点は、虚数帯域のノイズ・フォールドバックを除去する結果、ノイズ指数の改善を実現できることです。実数のみを使用する実装の代表的な単側波帯（シングル・サイドバンド、SSB）ノイズ指数と比較すると、複素の場合の実効ノイズ指数は、改善された両側波帯（ダブル・サイドバンド、DSB）ノイズ指数に対応します。

理論的には、実現可能なノイズ指数の改善は最大3dBです。実践的には、ノイズ指数の改善はこの値よりある程度小さくなり、実装にも依存します。受信した信号が、LNAを通過した後、IパスとQパスに分割される結果、信号の電力損失が発生すること、またIFノイズが全体のノイズ指数に対してより大きく寄与することが原因です。とはいえ、複素ベースバンドを実装すると、実効的なノイズ指数の改善を実現できます。

TXノイズ（振幅ノイズまたは非相関位相ノイズ）スカートが支配的であるレーダ・システムを考慮する場合は、この改善は特に重要です。このようなシステムでは、アンテナ結合部またはバンパーの反射に起因するノイズ・スカートが、RXサーマル・ノイズ・フロアを支配します。このような条件下では、複素ベースバンド・アーキテクチャが、3dBのノイズ指数という利点をフルに実現します。

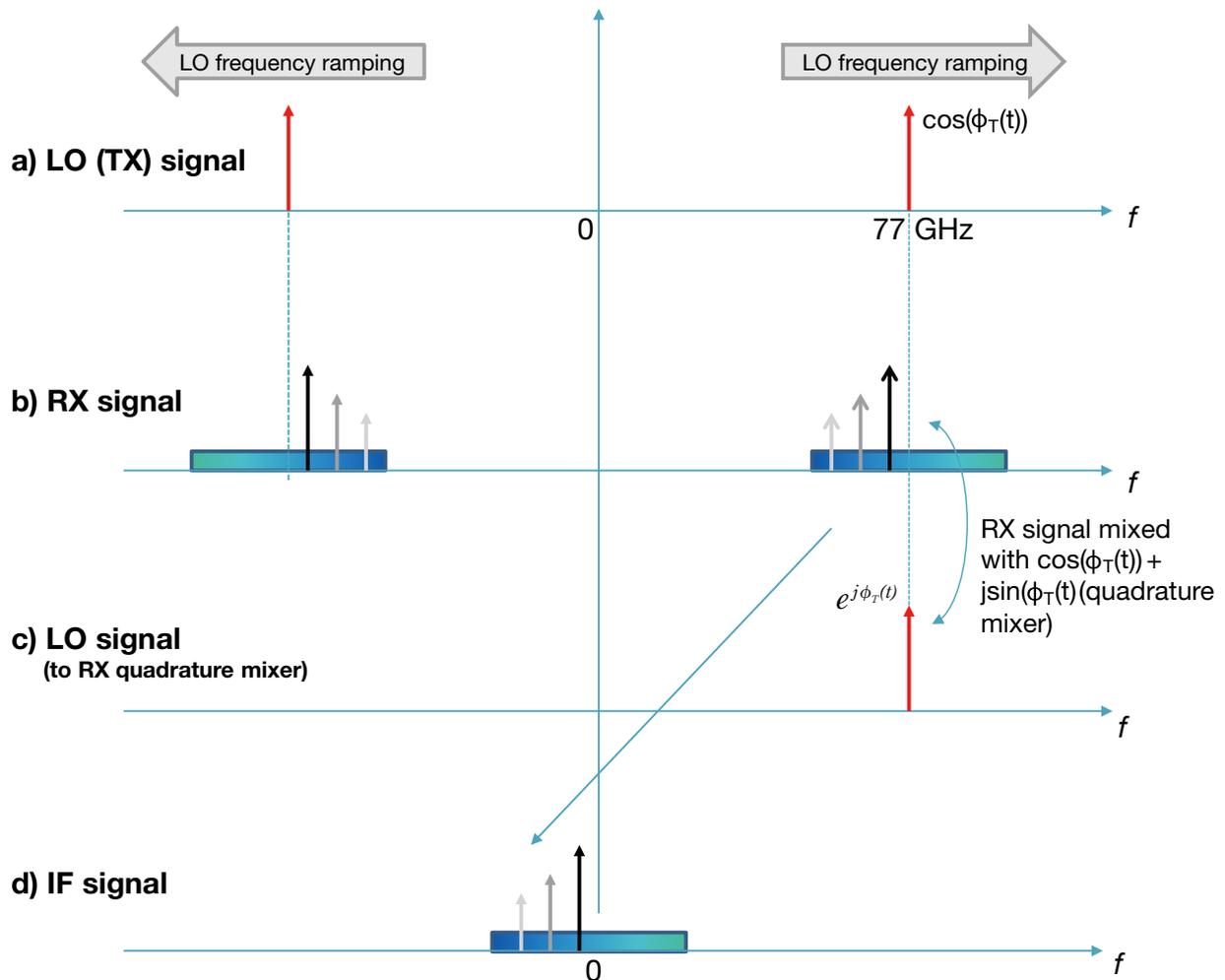


図6：直交ミキサと複素ベースバンドは、虚数帯域のノイズ・フォールドバックの影響を受けない。(a) 周波数のランプ（増減）を示す LO (TX) 信号の瞬時スペクトル、(b) さまざまな物体から反射された後の RX 信号、(c) 直交 LO 信号、(d) 直交ミキサで処理した後の IF 信号。

## 干渉許容差の改善

FMCW レーダでは、虚数帯域にノイズのみが含まれており、目的の信号はまったく存在していません。したがって、複合のベースバンドに実装を採用すると、虚数帯域のスペクトルを監視して、干渉を検出することや、かく乱要因なしでサーマル・ノイズ・レベルを高精度で推定することができます。

たとえば、虚数帯域で、干渉レーダ・デバイスから到来したトーンやエネルギーのスパイクが存在することを簡単に識別でき、それらのスパイクが、関心のある物体に起因する純粋な信号であるかどうかを迷うあいまいさを排除できます。つまり、純粋な物体と区別できないというあいまいさを排除して、混信レーダからの干渉を検出および緩和することができます。

また、複素ベースバンド・アーキテクチャは虚数帯域のフォールドバックを防止するので、虚数帯域内に存在するあらゆる干渉に対する優れた堅牢性を実現できます。実数ベースバンド・アーキテクチャを使用する場合、虚数帯域に存在しているあらゆる干渉、または虚数帯域全体を掃引する作業も帯域内にフォールドバックをもたらすので、性能低下の影響をいっそう受けやすくなります。

## RF 遅延補償を目的としたデジタル形式の周波数/位相シフト

(RX ビーム・フォーミングを目的として) 複数の RX チェーンをサポートする代表的なレーダ・アプリケーションでは、すべての RX チェーンで、アンテナ取り回しの遅延や RF 回路による遅延をマッチングさせる必要があります。これは、適切にビーム・フォーミングを機能させることが目的です。

この要件は、ボードの配線取り回しに制約をもたらし、複数のチャンネル間でRF部品をマッチングさせることも求められます。

この文脈で図3を観察すると、FMCWレーダ信号において、「遅延」は「周波数シフト」に相当することがわかります。ビート周波数 $f_b$ は、往復遅延 $t_d$ に比例します。これは、図に示すとおりです。この観測に基づき、デジタル形式で周波数や位相をシフトする方法を使用して、レーダ・システム内のさまざまな遅延を補償することができます。

複素ベースバンド・アーキテクチャを使用する場合、複数のチャンネル間での遅延のミスマッチ（不整合）やRF位相のミスマッチは、複素ベースバンドの出力を利用して適切にデジタル形式で補償することができます。この補償は、FFT処理を行う前であってもかまいません。その場合、各RXチャンネルに対応するIとQの複素データ・サンプルに対して、デジタル形式で周波数/位相の回転解除（de-rotation）補償を実施します。

## RF 相互変調積の影響緩和

よく知られている事実ですが、RF非線形性（たとえば、3次非線形性）が最終的に相互変調積を $(2f_1 - f_2)$ と $(2f_2 - f_1)$ の周波数地点で作ります。これは、2つのトーンが $f_1$ および $f_2$ という入力周波数に存在している場合です。

FMCWレーダ受信器で、アンテナ結合部またはバンパーによる強い信号反射が存在する場合（たとえば、電力レベル $P_1$ と周波数 $f_1$ の地点）、その反射が、目的の物体による強い反射（たとえば、電力レベル $P_2$ と周波数 $f_2$ の地点）と組み合わせられる結果、相互変調積が生成される可能性があります。この結果、ゴーストの物体（虚像）が識別されてしまいます。

ほとんどの場合、アンテナ結合部またはバンパーによる反射信号（ $P_1$ ）は大きく、DCに近い周波数（ $f_1$ が0に近い）です。したがって、 $2f_1 - f_2$ の地点における相互変調積は比較的大きく、虚数帯域に属します（およそ $-f_2$ の地点）。まず、実数専用の実装では、この相互変調積は帯域内にフォールドバックされ、 $f_2$ の地点にある実際の物体のSNRを低下させます。複素ベースバンドの実装では、虚数帯域がフォールドバックされないため、この問題が大幅に緩和されます。

## 機能安全を監視するための冗長性

IFとADCのデュアル（IとQ）チャンネルが利用できるため、機能安全を監視するのに役立つ冗長性の一形態を実現できます。ここでも、フル機能のシステムを使用する場合、虚数帯域では関心ある信号が何も存在しません。したがって、虚数帯域のエネルギーを、帯域内のエネルギーと関連付けて観測する方法で、IチャンネルとQチャンネルのどちらかにある誤りを検出できます。その結果、IFとADCのセクションで、機能安全の監視を改善することができます。

## バンパーの特徴と近接物体の検出に関する改善

複素ベースバンド・アーキテクチャを使用すると、バンパーの反射や、非常に近接した位置にある物体の振幅と位相を高精度で推定できます。特に、バンパーの反射やごく近接した物体から得られたビート周波数が低い周波数である（DCに近い）場合、IとQの量出力が利用できると、それらの信号の振幅と位相に関して非常に高精度な推定を実施できます。このような推定は、実数のみのチェーンを使用する場合、特に、信号の周波数が低く、チャープの期間中に利用できる観測窓が短い場合は、さらに困難になります。

TIの76～81GHz統合型ミリ波センシング・ソリューションは、複素ベースバンド・アーキテクチャを実装しているほか、ここで概要を説明した利点を活用するのに役立つデジタル・ベースバンド回路を搭載しています。

## DSP の要件

複素ベースバンド・アーキテクチャをサポートするためにIFとADCを重複させる方法は、メモリの負担増加や、DSPの処理負荷増大につながりません。その理由について説明します。

Spectrum for complex (I,Q) ADC output

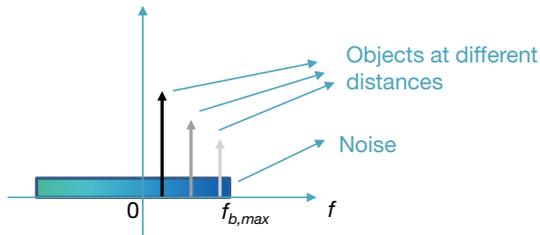


図7：FMCW レーダにおけるビート周波数のスペクトル

図7に示す複素ベースバンドのビート周波数のスペクトルを考慮しましょう。この図は、利便性を高めることだけを目的として図6dからスペクトルを転置したバージョンであり、すべての物体が正の周波数サイドに登場しています。遠くにある物体ほど、より高い周波数が観測されます。

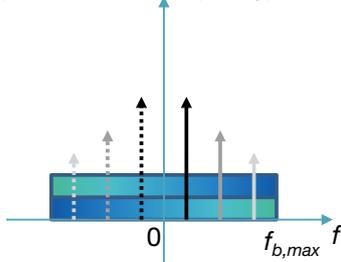
図7で、 $f_{b,max}$  は、関心があるうち、最も遠くにある物体に対応する最大周波数を表しています。実数のみを使用する従来の実装では、ADC サンプルはDSPの外部で、少なくとも $2f_{b,max}$  という(ナイキスト) サンプリグ・レートに達していることが求められます。図8の左側を参照すると、実数のみのスペクトル

が表示されていますが、ノイズ指数が大きくなっていることがわかります。

一方、複素ベースバンドの実装を図8の右側に示します。ADC出力インターフェイスのレートを2倍にする必要は生じていません。事実、スペクトルを周波数シフトし、虚数排除フィルタリングを実施して、デシメーション後のIとQを表すADCサンプルを、 $f_{b,max}$ の周波数でDSPに送信することが可能です。したがって、DSPに渡すADCサンプルのインターフェイス・レートは、実際は増加しません。複素ベースバンドを使用することがその理由です。 $2f_{b,max}$ の周波数で実施していた実数出力は、 $f_{b,max}$ という周波数の複素出力に変化します。周波数シフトにより、DC周辺にあったスペクトルは中心に移動するので、虚数排除フィルタリングの実装を簡素化できます。

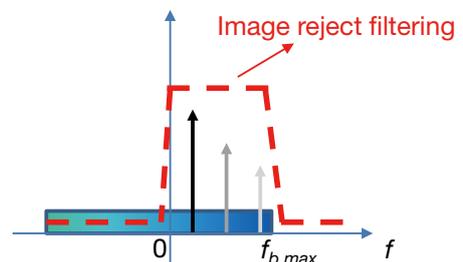
TIのレーダ・チップには、内蔵のデジタル形式周波数シフト機能が搭載されており、サンプルを周波数シフトできます。この結果、虚数排除フィルタリングを実施し、低減したインターフェイス・レート(実数のみの実装に似たレート)で複素ベースバンド出力を送信します。

Spectrum for real (I-only) ADC output

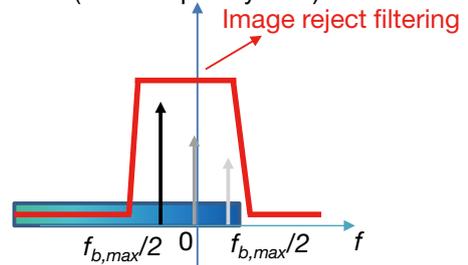


Minimum (Nyquist) sampling rate required is  $2f_{b,max}$  (real)

Spectrum for complex (I,Q) ADC output



Spectrum for complex (I,Q) ADC output (after frequency shift)



Minimum (Nyquist) sampling rate required is  $f_{b,max}$  (complex)

図6：実数ベースバンドと複素ベースバンドそれぞれの出力に対応するビート周波数のスペクトル

DSPで処理を行う場合、メモリとMIPS (Million Instructions Per Second、毎秒数百万個の命令) の要件に関して、別の利点に関係してきます。まず、実数のみの実装では、実数サンプルを使用して2N点のFFTを計算する必要があります。それに対し、複素ベースバンドの実装では、複素入力サンプルを使用してN点のFFTを計算する必要があります。ほとんどのDSPアーキテクチャは、どちらの計算も類似の複雑さで実施することができます。事実、N点の複素FFTが消費するMIPS数は、2N点の実数FFTより小さい値です。この結果、複素ベースバンド出力を使用することが利点になります。同様に、M個のチャープ/フレーム (1フレームあたりM個のチャープ) に対応するメモリ要件は、どちらのオプションを使用する場合も同じです。表1に、複素ベースバンドと実数のみのオプションの間で行った比較を要約します。

## まとめ

FMCW レーダ・システムで複素ベースバンド・アーキテクチャを使用すると、ADC インターフェイス・レートやDSPのメモリ/MIPS要件に何も不利益をもたらさずに、さまざまな性能上の利点を実現できます。高集積のCMOSレーダ・ソリューションでは、このアーキテクチャは効率的に実装されており、低コストと低消費電力も実現されています。

ノイズ指数の改善を考慮すると、消費電流に著しい不利益はありません。良好なノイズ指数と、動作のオン/オフに関するデューティ・サイクルの間でトレードオフを設定し、実効の消費電流を低減することもできます。したがって、複素ベースバンド・アーキテクチャは、[TIの統合型ソリューション](#)で活用できる、役立つ手法になります。

## 関連資料

- ホワイト・ペーパー [「ミリ波センサの基礎」](#)

Comparison item	Complex-baseband option	Real-only option	Comments
ADC output data rate	Complex (I,Q) samples at fb,max	Real (I-only) samples at 2fb,max	Both options are similar
FFT complexity (N = Tc <sub>fb</sub> ,max)	N-point FFT with complex input	2N-point FFT with real input	Both options are similar, with complex baseband having a slight advantage (2N-point FFT of real samples is possible using N-point complex FFT, plus a few additional operations)
Memory requirement (for M chirps/frame, for 1 RX)	NM complex samples to be stored	NM complex samples to be stored (negative frequency components discarded after 2N-point FFT of real input)	Both options are similar
Noise figure	Better than baseline by up to 3dB	Baseline	Advantage with complex baseband

表1：データ・レート、MIPS、メモリの要件に関する比較



## TIの設計情報およびリソースに関する重要な注意事項

Texas Instruments Incorporated ("TI")の技術、アプリケーションその他設計に関する助言、サービスまたは情報は、TI製品を組み込んだアプリケーションを開発する設計者に役立つことを目的として提供するものです。これにはリファレンス設計や、評価モジュールに関する資料が含まれますが、これらに限られません。以下、これらを総称して「TIリソース」と呼びます。いかなる方法であっても、TIリソースのいずれかをダウンロード、アクセス、または使用した場合、お客様(個人、または会社を代表している場合にはお客様の会社)は、これらのリソースをここに記載された目的にのみ使用し、この注意事項の条項に従うことに合意したものとします。

TIによるTIリソースの提供は、TI製品に対する該当の発行済み保証事項または免責事項を拡張またはいかなる形でも変更するものではなく、これらのTIリソースを提供することによって、TIにはいかなる追加義務も責任も発生しないものとします。TIは、自社のTIリソースに訂正、拡張、改良、およびその他の変更を加える権利を留保します。

お客様は、自らのアプリケーションの設計において、ご自身が独自に分析、評価、判断を行う責任がお客様にあり、お客様のアプリケーション(および、お客様のアプリケーションに使用されるすべてのTI製品)の安全性、および該当するすべての規制、法、その他適用される要件への遵守を保証するすべての責任をお客様のみが負うことを理解し、合意するものとします。お客様は、自身のアプリケーションに関して、(1) 故障による危険な結果を予測し、(2) 障害とその結果を監視し、および、(3) 損害を引き起こす障害の可能性を減らし、適切な対策を行う目的で、安全策を開発し実装するために必要な、すべての技術を保持していることを表明するものとします。お客様は、TI製品を含むアプリケーションを使用または配布する前に、それらのアプリケーション、およびアプリケーションに使用されているTI製品の機能性を完全にテストすることに合意するものとします。TIは、特定のTIリソース用に発行されたドキュメントで明示的に記載されているもの以外のテストを実行していません。

お客様は、個別のTIリソースにつき、当該TIリソースに記載されているTI製品を含むアプリケーションの開発に関連する目的でのみ、使用、コピー、変更することが許可されています。明示的または黙示的を問わず、禁反言の法理その他どのような理由でも、他のTIの知的所有権に対するその他のライセンスは付与されません。また、TIまたは他のいかなる第三者のテクノロジーまたは知的所有権についても、いかなるライセンスも付与されるものではありません。付与されないものには、TI製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、プロセスに関連する特許権、著作権、回路配置利用権、その他の知的所有権が含まれますが、これらに限られません。第三者の製品やサービスに関する、またはそれらを参照する情報は、そのような製品またはサービスを利用するライセンスを構成するものではなく、それらに対する保証または推奨を意味するものでもありません。TIリソースを使用するため、第三者の特許または他の知的所有権に基づく第三者からのライセンス、あるいはTIの特許または他の知的所有権に基づくTIからのライセンスが必要な場合があります。

TIのリソースは、それに含まれるあらゆる欠陥も含めて、「現状のまま」提供されます。TIは、TIリソースまたはその仕様に関して、明示的か暗黙的にかかわらず、他のいかなる保証または表明も行いません。これには、正確性または完全性、権原、続発性の障害に関する保証、および商品性、特定目的への適合性、第三者の知的所有権の非侵害に対する黙示的保証が含まれますが、これらに限られません。

TIは、いかなる苦情に対しても、お客様への弁護または補償を行う義務はなく、行わないものとします。これには、任意の製品の組み合わせに関連する、またはそれらに基づく侵害の請求も含まれますが、これらに限られず、またその事実についてTIリソースまたは他の場所に記載されているか否かを問わないものとします。いかなる場合も、TIリソースまたはその使用に関連して、またはそれらにより発生した、実際の、直接的、特別、付随的、間接的、懲罰的、偶発的、または、結果的な損害について、そのような損害の可能性についてTIが知らされていたかどうかにかかわらず、TIは責任を負わないものとします。

お客様は、この注意事項の条件および条項に従わなかったために発生した、いかなる損害、コスト、損失、責任からも、TIおよびその代表者を完全に免責するものとします。

この注意事項はTIリソースに適用されます。特定の種類の資料、TI製品、およびサービスの使用および購入については、追加条項が適用されます。これには、半導体製品(<http://www.ti.com/sc/docs/stdterms.htm>)、評価モジュール、およびサンプル(<http://www.ti.com/sc/docs/sampterm.htm>)についてのTIの標準条項が含まれますが、これらに限られません。