

ワイヤレス通信に特有な周波数変換と変復調の基礎

Fundamentals of Frequency Conversion and Modulation/Demodulation Indispensable for Wireless Communication Systems

東原 恒夫[†]

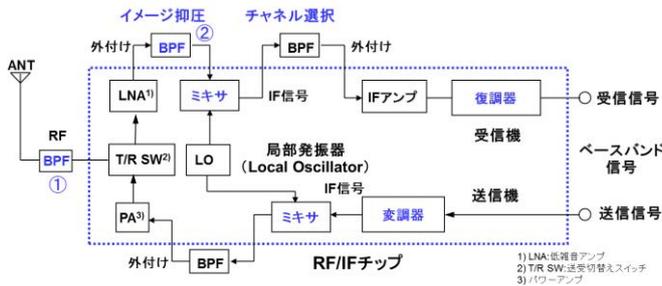
Tsuneo TSUKAHARA[†]

[†] 会津大学 コンピュータ理工学部

[†] School of Computer Science and Engineering, The University of Aizu

概要

ワイヤレス通信回路に特有の信号処理である周波数変換と変調/復調の基礎について解説する。初めに、100年近い歴史を持って無線機に使われてきた、スーパーヘテロダイン (superheterodyne) 受信方式を元に、周波数変換の基本原則と中間周波 (IF: Intermediate Frequency) 信号を持つ方式に特有の問題であるイメージ妨害について解説する。次に変調・復調の役割を説明し、ゼロ周波数 (直流) を中心とするベースバンド信号の周波数変換であることを明らかにする。つづいて、複素信号による取り扱いを積極的に取入れることで、イメージ抑圧型受信機について、信号の流れをわかりやすくし、各種 RF (Radio Frequency) トランシーバ・アーキテクチャの動作理解につながるようにする。さらに、回路設計とのつながりを考慮して、RF 回路の不完全性が変調精度や周波数変換 (イメージ抑圧比など) へ与える影響についても触れる。

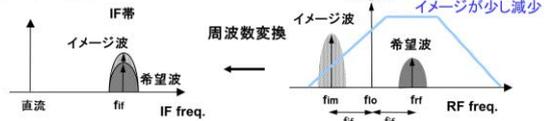


イメージ妨害: バンドパスフィルタBPF①、②が無い場合



図1 スーパーヘテロダイン型 RF トランシーバ

BPF②が無い場合



BPF①、②がある場合

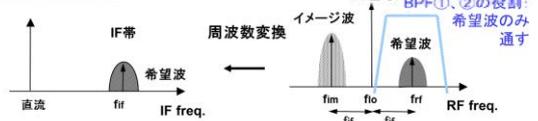


図2 イメージ抑圧フィルタの効果

Abstract

Fundamentals of frequency conversion and modulation/demodulation indispensable for wireless communication signal processing are presented. Using complex signaling, we can easily understand the signal flow and thereby operations of several RF transceiver architectures. Moreover, considering a smooth connection to RF (Radio Frequency) circuit design, we discuss the impact of RF circuit impairments on frequency conversion performances (e.g. image rejection ratios and so on) and modulation accuracies.

1. はじめに

無線システムの近年の歴史を見ると、第1世代のセルラ（携帯電話）は、アナログ FM 方式であったが、第2世代からはデジタル変調方式に切り替わっている。2000年代に入り低コスト化競争の激しい近距離無線が登場して CMOS RF (Radio Frequency)回路の開発が活性化し一気に実用レベルへ進展していった。具体的なシステムは、Bluetooth (2.4GHz 帯)、ZigBee (2.4GHz 帯)、無線 LAN の IEEE802.11a/b/g (2.4GHz 帯、5GHz 帯)ならびに、UWB (Ultra Wideband) 無線システムと近距離無線は活況を呈している。さらに、CMOS デバイスのディープサブミクロン化により、CMOS RF 回路の適用範囲は、研究レベルでは 60GHz 帯ミリ波領域にも達している。

シリコンデバイス（バイポーラ、CMOS）について、具体的な RF 回路への適用の様子を時代と共に振り返ってみる。第1世代セルラ（アナログ変調）時代は主に 1980年代までであるが、バイポーラはまだ中間周波（IF: Intermediate Frequency）回路までの適用であり、CMOS は PLL シンセサイザの中の低周波カウンタ止まりの適用であった。1990年代に入り、第2世代セルラが本格化してくると、シリコンデバイスの微細化・高周波化も相まって、バイポーラまたは BiCMOS を用いた RF トランシーバが登場し高集積化の動きが現れた。CMOS RF 回路は大学の研究レベルとして学会に登場し話題を集め始めた。受信機／トランシーバのアーキテクチャもスーパーヘテロダインからダイレクトコンバージョン、low-IF（低IF）、広帯域 IF などワンチップ化に適した構成が各種模索された。2000年代以降は前述したように CMOS RF 回路が製品レベルに達し、近距離無線システムを中心に広がっている。周波数の有効利用のために、マルチバンド、マルチモード化に向けた CMOS チップも製品化されている。究極の形はソフトウエア無線 (Software-Defined Radio: SDR) と考えられている。CMOS RF 回路の重要性は、部品点数の削減による小型化と低コスト化にあると考えられる。これは、デジタル CMOS 回路との混載によって生まれる”RF System on a Chip (RF SoC)”が可能なデバイスだからである。

本基礎講座では RF 回路に特有の信号処理である周波数変換と変復調について解説する。周波数変換変復調に共通な考え方として、複素信号処理の観点

からも眺めてみる。さらに、回路設計とのつながりを考慮して、RF 回路の不完全性や雑音が変調精度や周波数変換（イメージ抑圧比など）に及ぼす影響についても触れる。

2. RF 回路における周波数変換の役割

この節では前回簡単に紹介したスーパーヘテロダイン (superheterodyne) 受信方式を用いた RF トランシーバを題材にして、周波数変換の役割や設計上考慮すべき点について述べていく。図1にはスーパーヘテロダイン型 RF トランシーバのブロック図を示す。PHS (Personal Handyphone System)のように送信と受信時に同じ周波数の電波を用いる TDD (Time Division Duplex)方式を想定し、送受切替えスイッチ (T/R SW)を用いている。受信機は RF 入力から復調器までに1回の周波数変換を行うシングルコンバージョン型である。この場合、シングルスーパーヘテロダイン（又は略してシングルスーパー）受信機と呼ぶことがある。送信機も変調器の後に1回の周波数変換を行い RF 信号に周波数を持ち上げるシングルコンバージョン型である。変換途中に現れる周波数の信号が、送信、受信共に中間周波信号または IF 信号である。

周波数変換の詳細に入る前に、RF トランシーバの動作を簡単に説明する。受信信号の流れから見てアンテナの直後にあるバンドパスフィルタ (BPF①)は、想定している無線システム（例えば PHS）が利用する周波数帯のみを通過させて、他のシステムからの不要な電波を抑圧する目的を持っている。その後、微弱な RF 信号は低雑音アンプ (LNA) にて十数～20dB ほど増幅され、ミキサ (mixer) 以降で生じる熱雑音の影響を最小限にする。LNA の後のバンドパスフィルタ (BPF②)は、イメージ (image) 抑圧フィルタと呼ばれ、IF 信号を持つスーパーヘテロダイン方式に固有の問題である、イメージ妨害信号を抑圧するために挿入する。詳細は本章の後半で説明する。ミキサは今回の主題である周波数変換を行う回路ブロックであり、(1)式に示すように基本的にアナログ乗算器で実現できる。周波数の和成分を上側波帯 (USB: Upper Sideband)、差成分を下側波帯 (LSB: Lower Sideband) と呼ぶ。

$$\cos \omega_s t \cdot \cos \omega_{LO} t = \frac{1}{2} \cos(\omega_s + \omega_{LO})t + \frac{1}{2} \cos(\omega_s - \omega_{LO})t \quad (1)$$

ここで、受信機の場合は、 $\omega_s (= 2\pi f_s)$ は RF 信号周

波数（厳密には角周波数であるが以下では周波数と呼ぶ） ω_{RF} 、 ω_{LO} は局部発振器（LO: Local Oscillator）の発振周波数である。(1)式の第2項はIF周波数に周波数変換された成分となり、ミキサ直後のチャンネル選択用BPFを通過する。(1)式の第1項の周波数成分はRF信号よりも高くなる不要な成分なので、ミキサ出力部が持つローパスフィルタ特性と上記チャンネル選択用BPFにより大幅に減衰される。チャンネル選択用BPFを通過したIF信号は、自分の周波数チャンネル成分しか含まないので、IFアンプにより70~90dB程度に大きく増幅できる。復調器も一種の周波数変換器と考えることができ、IF信号からベースバンド（BB: baseband）デジタル信号を取出す働きをする。

送信機の場合、ベースバンドデジタル信号は変調器によりIF信号に変換されるので、この場合も、変調器は一種の周波数変換器と考えることができる。IF信号は(1)式に基づきミキサによりRF信号に周波数変換される。送信機の場合は、 ω_s はIF信号周波数 ω_{IF} 、 ω_{LO} は局部発振器（LO）の発振周波数である。この場合、第1項をRF信号として利用するので、 $\omega_{RF} = \omega_s + \omega_{LO} = \omega_{IF} + \omega_{LO}$ の関係式が成り立つ。第2項の減算成分はミキサ直後のBPFにより大きく減衰されるので、パーアンプ（PA）には希望するRF信号のみが入力される。RFトランシーバの集積化を考える場合、図中のBPFには急峻な特性が要求されるので、BPFの集積化は難しく外付け部品となる。RF帯には誘電体またはSAWフィルタが、IF帯にはSAWフィルタなどが利用される。したがって、スーパーヘテロダイン方式では部品点数の削減や小型化に限界があることがわかる。

スーパーヘテロダイン方式において、バンドパスフィルタBPF①とイメージ抑圧フィルタBPF②が無い場合を考える。この状態の周波数関係を図1の下図に示す。(1)式、第2項に注目して、イメージ妨害信号の周波数を ω_{im} と置くと、 $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{LO} - \omega_{im} = \omega_{IF}$ のとき、すなわち周波数差の絶対値が等しい場合には、イメージ信号と希望RF信号が同じIF周波数に変換されてしまう。もし、図1、下図のようにイメージ信号の強度の方が、希望信号よりも大きい場合は、IF信号中の希望信号はイメージ信号により埋もれてしまい受信不可能になる。そこで、BPF①を挿入すると、図2の上図に示すように、イメージ信号近傍の信号は30dB程度減衰

する。減衰量がこの程度の値にとどまるのは、想定している無線システム帯域全体を通過させる必要があるため、BPFの減衰特性に限界があるためである。しかし、現実には60dB以上の減衰特性が必要なので、周波数変換を行うミキサの前にイメージ抑圧フィルタBPF②を入れ、イメージ抑圧比を60dB以上、確保するようにしている（図2の下図）。

以上の説明では、スーパーヘテロダイン方式を前提にしているが、IF信号に周波数変換を行う低IF方式など、ダイレクトコンバージョン方式以外には必ず発生する問題である。低IF方式などでは集積度を高めるために、イメージ抑圧フィルタと等価な機能をイメージ抑圧ミキサにより実現している。このイメージ抑圧ミキサについては第4章で解説する。

3. デジタル信号を電波に乗せるデジタル変調

3.1 デジタル変調の基礎

ここで、改めて変調の役割を復習してみる。仮に1MHzの信号をそのままアンテナから電波として飛ばすとすると（交流信号であれば原理的には可能）、1/4波長の接地アンテナ（RF信号線の片側を、垂直に置いた1/4波長の長さのエレメントに接続し、他方の線をグラウンドとして接地する構成）を用いたとしても、 $(300\text{m}/1\text{MHz})/4 = 75\text{m}$ という長さのエレメントが必要になる。これでは中波帯のAMラジオ局レベルの鉄塔が必要になってしまい、個人ではとても使えない。そこで、搬送波（キャリア）と呼ぶ正弦波を電波として、そこに伝送したい音声、画像やデジタル信号を載せる手段である変調の概念が生まれた。キャリアの周波数を高く選ぶことで、アンテナサイズも小さくでき、さらには多くのチャンネルを使えるようになる。ちなみにキャリア周波数が2GHzの場合、1/4波長は3.75cmと携帯機器にマッチした長さになる。

変調波は一般的に(2)式で与えられる。これはアナログ変調とデジタル変調で共通である。

$$RF(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \quad (2)$$

ここで、 $A(t)$ は振幅、 ω_c はキャリア周波数、 $\phi(t)$ は位相である。デジタル変調の場合、振幅 $A(t)$ を変調する場合はASK (Amplitude Shift Keying)、

位相 $\phi(t)$ を変調する場合はPSK (Phase Shift Keying)、

周波数 $\frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t)}{dt}$ を変調する場合は FSK (Frequency

Shift Keying)と呼ばれる。

図 3 には携帯電話と近距離無線（無線 LAN, Bluetooth など）に使用されている変調方式を示しているが、PSK または FSK の系統がもっぱら使われている。ASK は高速道路の料金支払システムである ETC (Electronic Toll Collection System) など、利用は限定的である。

1. 携帯電話

- 第1世代: アナログFM変調, FDMA
- 第2世代: デジタル変調 ($\pi/4$ シフト QPSK @PDC, GMSK@GSM), TDMA
- 第3世代: デジタル変調(1次変調はQPSK系), 直接拡散型CDMA

2. 近距離無線

- 無線LAN: IEEE802.11a/gはOFDM @BPSK, QPSK, QAM
802.11bは直接拡散方式(1次変調はOQSK*)
 - Bluetooth: GFSK変調, 周波数ホッピングスペクトル拡散
 - ZigBee: 直接拡散方式(1次変調はQPSK系/BPSK)
 - UWB: 本来のパルス方式とMulti-band OFDMなどのキャリア変調方式が検討されている
- * CCK: Complementary Code Keying, 8bit/symbolの伝送レート

図 3 各種ワイヤレスシステムと変調方式

複素表現を使うと (2) 式は、 $RF(t) = A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] = \text{Re}\{e^{j\omega_c t} A(t) e^{j\phi(t)}\}$ と表せる。ここで Re は実部をとることを意味する。キャリアの項を除いた変調情報の部分である「複素包絡線」 $A(t) e^{j\phi(t)}$ により変調波を表現できる。これを図示したものが信号点配置図（星座に似ていることからコンスタレーションとも呼ぶ）である。比喩的には ω_c の角速度で回転するメリーゴーランドに乗って、メリーゴーランド内の子供を観察している状況と似ている。このとき回転していることは忘れていい。図 4 には PSK と FSK についての例を示す。ここでは、位相または周波数のみの変調であるので、 $A(t) = \text{一定値}$ となる。BPSK (Binary PSK) は 1 ビットのデジタル値を 0° と 180° に対応させるので、1 クロック（またはシンボル）で 1 ビットの伝送となる。

QPSK (Quadrature PSK) では、2 ビット信号を $\pm 45^\circ$ と $\pm 135^\circ$ の位相に割り当てるので、1 クロックで 2 ビットの伝送が可能になる。したがって、同じ伝送

ビットレートを送る場合、QPSK は BPSK の 1/2 の周波数帯域しか使用しないで済む。QPSK の変形としての $\pi/4$ シフト QPSK は、携帯電話 (PDC など)、PHS に利用されている。PSK 変調の場合、ベースバンドデジタル信号を、後に説明する Nyquist フィルタによって帯域制限することで、周波数スペクトルの有効利用を図っている。このデメリットとして変調波の包絡線が変動するようになりパワーアンプの形式として A 級ないしは AB 級の線形増幅器が必要となる。この点も後に説明する。デジタル変調ではあるがパワーアンプには“アナログ的”な配慮が必要という、一見、不思議な事態が生じる。

FSK の場合は、位相の時間微分である周波数に情報を載せるので、信号点配置図上は、周波数の増減に従って、円周上を反時計または時計回りに回ることになる。GFSK (Gaussian-filtered FSK) は Bluetooth に使用されている。GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) はヨーロッパの携帯電話 GSM に使われている。この変調方式は NTT (当時は電々公社) 研究所の研究者により 1981 年に発明されたが [1]、現在は海外で花開いている。FSK の場合、GFSK や GMSK に代表されるように Gaussian フィルタによりベースバンド信号の帯域制限を行う。GMSK (MSK も同様) では、1 ビット変化後の位相変化が 90° であるという特徴を持つ。FSK 変調波の包絡線は一定であるので、C 級増幅など非線形な増幅器が使用できる。

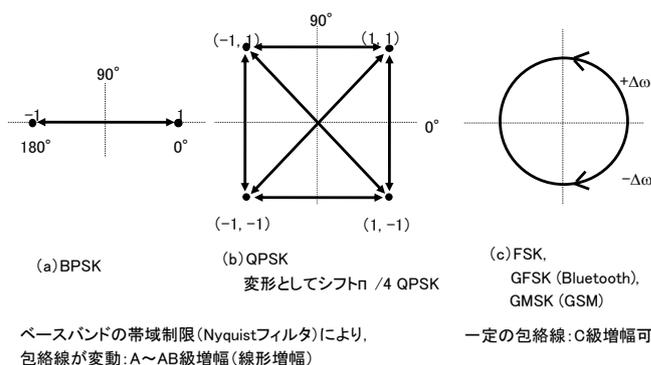


図 4 デジタル変調の信号点配置図

デジタル変調を回路で実現するために、(2) 式を変形すると (3) 式が得られる。

$$\begin{aligned}
 RF(t) &= A(t) \cos[\omega_c t + \phi(t)] \\
 &= \cos \omega_c t \cdot [A(t) \cos \phi(t)] - \sin \omega_c t \cdot [A(t) \sin \phi(t)] \\
 &\equiv \cos \omega_c t \cdot I - \sin \omega_c t \cdot Q
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

回路的には、直交する2つのキャリア信号と信号点配置図に対応するベースバンド信号の直交成分 I (in-phase)、Q (quadrature phase)をそれぞれ掛け合わせた後、アナログ的に減算することで実現できる。この方式を直交変調方式と呼び、図5にブロック図を示す。原理的には全ての変調形式に適用できるが、特に QPSK, GMSK 変調では広く用いられている。スペクトルを見ると図5(c)に示すように、直流を中心としたベースバンド信号のスペクトルがキャリア周波数を中心とした IF または RF 帯域の信号に周波数変換されている。

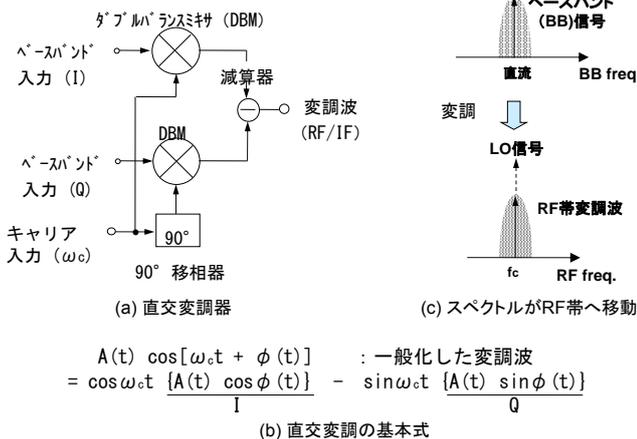


図5 直交変調方式

実際の変調信号は回路の不完全性や雑音などにより理想的な信号点配置からのずれを生じて誤差となる。この誤差は無線システム全体のビット誤り率 (BER) を増加させることになるので、回路設計者としてはできる限り小さくしたい。変調波の理想からのずれを表す尺度は変調精度(ベクトル誤差、EVM (Error Vector Magnitude)とも言う)で表現する。英文では EVM が一般的になって来ている。図6には QPSK を想定したときの第1象限の様子を示す。誤差は振幅と位相に現われるので、ベクトルで考えられる。定量的には誤差ベクトルと理想ベクトルの大きさの比をパーセントで表現する。振幅誤差の主要因は直交変調器の I、Q チャンネル間の利得 (振幅)

アンバランスである。他にパワーアンプの振幅歪、フィルタなどの群遅延特性が挙げられるが、理由は後ほど説明する。位相誤差の主要因は、直交変調器の直交キャリアの 90° からのずれである。他にパワーアンプの位相歪、発振器の位相雑音、フィルタなどの群遅延特性が挙げられるが、こちらも理由は後ほど説明する。PDC や PHS の規格では送信機出力信号の変調精度 (EVM) を 12.5%以下と規定している。

最近の CMOS D/A 変換器 (DAC) の高速化によって、直交変調器までをデジタル回路で実現する「デジタル処理型変調器」も現実的となった。アナログ変調に対して、変調精度を高く、すなわち EVM を小さくできるメリットがある。

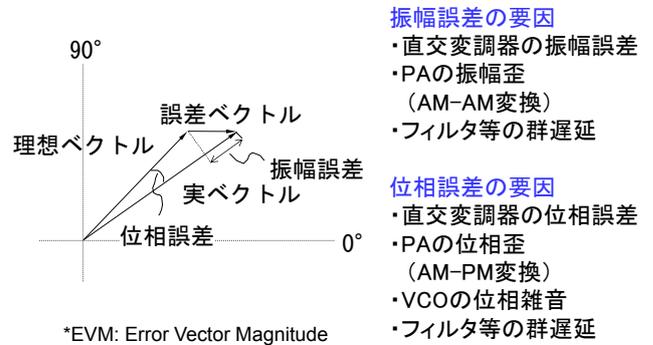
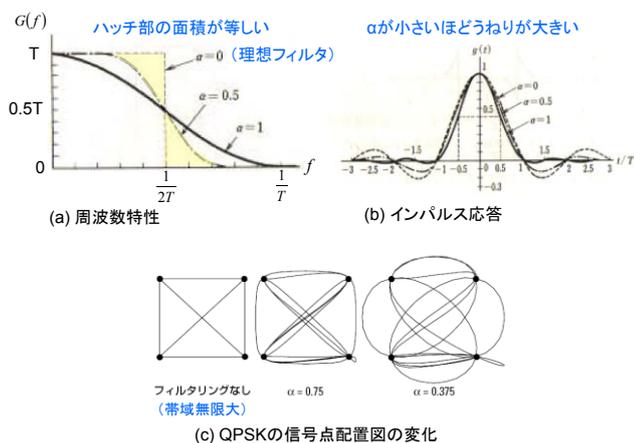


図6 変調精度：ベクトル誤差、EVM*とも言う。

ここで、ASK や PSK 方式で用いられる帯域制限フィルタについて言及しておく。ベースバンド信号は方形波パルスであるので高い周波数までエネルギーを持つ。したがって、周波数スペクトルの有効利用のためには、1 ユーザ当たりの占有帯域幅をできる限り小さくしたい。そこで考案されたのがナイキスト (Nyquist) フィルタである。理論的にはクロック (またはシンボル) 周波数の 1/2 の帯域を持つ矩形フィルタで帯域制限しても、パルス符号間の干渉が起らず問題なく伝送できるという主旨である。矩形フィルタの特性は、図7(a)の $\alpha=0$ の条件である。同様に図7(b)には、 $\alpha=0$ の条件でのインパルス応答時間波形を示す。他のデータの判定点である nT (n が 0 以外) のときには振幅がゼロになり、他の符号に影響を与えないことが分かる。現実には矩形フィルタは作れないので、ロールオフ率 α をパラメータとした (4) 式によって、なだらかに帯域を制限する [2]。

$$G(f) = \frac{T}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{\pi}{2\alpha} (2fT - 1) \right] \right\} \quad (4)$$

このフィルタの特徴は、図 7 (a)の $\alpha=0.5$ の条件に示すように、二つのハッチ部分の面積が等しいことである。これはどの α でも成り立ち、 $\alpha=1$ のときにはフラットな領域がなくなる。図 7 (b)に示すインパルス応答を見ると、どの α の場合でもデータの判定点である nT (n が 0 以外) のときには振幅がゼロになるが、 α が小さくなるにつれて振幅のうねりが大きくなる特徴がある。図 7 (c)に示す QPSK の信号点配置図を見ると、帯域が無限大の時にはふくらみはないが、 α が小さくなるにつれて、ふくらみが大きくなり包絡線の変動が大きくなるのがわかる [3]。したがって、 α が小さいほど変調波の形が、より“アナログ的”になることがわかる。



【出展】(a)&(b): 武部他、情報伝送工学、オーム社、
(c): アジレント社、通信システムのデジタル変調入門編 Application Note 1298

図 7 ナイキストフィルタによる帯域制限と包絡線変動

3.2 RF 回路の不完全性や雑音が変調信号に及ぼす影響

先に述べたように、EVM の振幅誤差の主要因は直交変調器の I、Q チャンネル間の利得（振幅）アンバランスである。これは、直交変調器の回路設計手法に大きく関わる。他にパワーアンプの振幅歪、フィルタなどの群遅延特性が挙げられる。EVM の位相誤差の主要因は、直交変調器の直交キャリアの 90° からのずれである。これも、直交変調器の回路設計手法に大きく関わる。他にパワーアンプの位相歪、発振器の位相雑音、フィルタなどの群遅延特性が挙げられる。

ここではまず、パワーアンプの振幅歪（AM-AM 変換と位相歪（AM-PM 変換）の影響を考えてみよう。3.1 で述べたように Nyquist フィルタで帯域された QPSK 変調の包絡線は、ロールオフ率に応じて変動するようになる。このような変調波をパワーアンプで増幅するとき、入力レベルが小さいときは、一定の増幅率を持つ線形領域で動作し、位相もほぼ一定である。一方、入力レベルが大きくなるにつれて、振幅は飽和に向かい増幅率も減少していく。究極状態ではピークレベルがクリップされて包絡線が矩形に似てくる。このとき位相も小信号のときに比べて大きく変化するようになる。振幅の飽和特性（振幅歪）を AM-AM 変換と呼び、位相の変動（位相歪）を AM-PM 変換と呼ぶ。変調波を増幅する場合、実効値に相当するレベルに入力パワーを設定するので、ピーク値が飽和領域に入るようになると、スペクトル上のサイドローブの持ち上がりや変調精度の劣化を招く。変調精度劣化の主要因は、AM-AM 変換により大振幅時の波形が歪むことと、AM-PM 変換によって包絡線変動が位相変動に変換されて位相誤差が増加するためである。したがって、飽和領域よりレベルを下げて入力パワーを設定する必要があり、これをバックオフと呼ぶ。バックオフが大きくなると電力効率 η_{add} (または PAE: Power Added Efficiency) が減少するので電池寿命に大きく影響する。発振器の位相雑音は、EVM の位相誤差に影響を与える。また、ベースバンド・フィルタ等の帯域内群遅延が一定でない場合には、波形に歪が生じることで、EVM の劣化につながる。

4. ミキサを用いたイメージ妨害波抑圧の指針

4.1 複素信号の基礎

第 2 章ではスーパーヘテロダイン (superheterodyne) 受信方式を題材にして、IF 信号への周波数変換の際にイメージ妨害波が問題となることを説明した。さらに、スーパーヘテロダイン受信方式では多くの場合、外付けのイメージ (image) 抑圧フィルタによりイメージ妨害波を抑圧していた。したがって、部品点数の削減や小型化には限界があった。一方、イメージ妨害波は、IF 信号に周波数変換を行う低 IF 方式など、ダイレクトコンバージョン方式以外には必ず発生する問題である。低 IF 方式などでは集積度を高めるために、イメージ抑圧フィルタと等価な

機能をイメージ抑圧ミキサにより実現している。この節では集積化可能なイメージ抑圧手法であるイメージ抑圧ミキサの基本原理を解説していく [4]。

通常のみキサでは実信号の RF 信号と LO 信号同士を掛け算して周波数の差成分を得ていた。したがって、図 8 の上図に示すように、周波数的にイメージ妨害波が希望信号に重なり、受信が不可能になる状態が発生する。しかし、直交座標 (Ich/Qch) または複素平面を用いて 2 次元的に位相と振幅をながめると状況が変わってくる。LO 信号を基準に考えると、図 8 の例では希望信号の周波数は高いので、ベクトル $e^{j\omega_{RF}t} = (\cos\omega_{RF}t, \sin\omega_{RF}t)$ は反時計回りに回転し、イメージ妨害波は周波数が低いので、ベクトル $e^{-j\omega_{RF}t} = (\cos\omega_{RF}t, -\sin\omega_{RF}t)$ は時計回りに回転して見える。この様子は、第 3 章で説明した FSK の信号点配置図と類似している。直交成分で見ると、Ich は符号が同相であるが、Qch はイメージ波の符号が反転している。この点を利用してイメージ抑圧の指針は以下ようになる。まず、ミキサで直交 IF 信号を発生させる。このミキサを直交ミキサと呼び、LO 信号には直交信号 (2 信号) が必要になる。次に、Qch ではイメージ波と希望波の符号が反転していることを利用して、イメージ波のみをキャンセルできる。

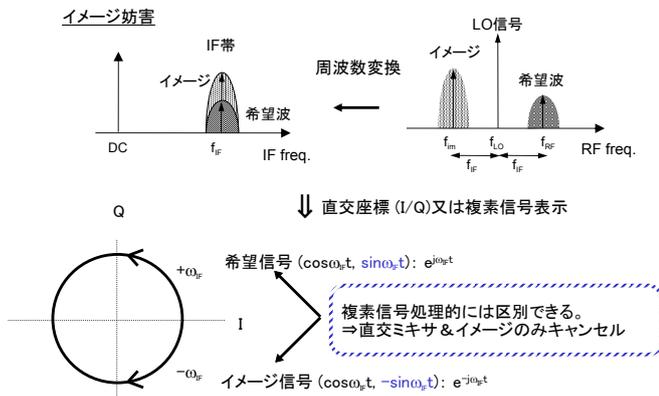


図 8 イメージ妨害とイメージ抑圧の指針

ここで、実信号の複素信号表現を復習しておく。

例えば、実信号 $\cos \omega t$ は 2 つの複素信号 $e^{j\omega t}$ と $e^{-j\omega t}$

を用いて、 $\cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2}$ と表現できる。 $\sin \omega t$

も同様に表せる。図 9 の複素平面上で見ると、上記の 2 つの複素信号は回転方向が反対で大きさが等し

いベクトルになっている。反時計回りの成分を正周波数の信号、時計回りの成分を負周波数の信号と呼ぶ。負の領域まで拡張することで、イメージ抑圧処理は、複素信号処理として数学的に扱うことができるようになる。複素信号表現をスペクトル的に表現すると図 9 の下図のようになる。時間ゼロのスタート時点の様子を示している。曲線の矢印は複素信号の回転方向を表す。 $\sin \omega t$ の場合は、スタート時には直交した面内にあり、虚軸 (Im 軸) または Qch 方向を向くことが特徴である。しかし、いずれの場合にも、合成ベクトル成分は実信号を表現しているので、実軸 (Re 軸) または Ich 軸方向を向いている。

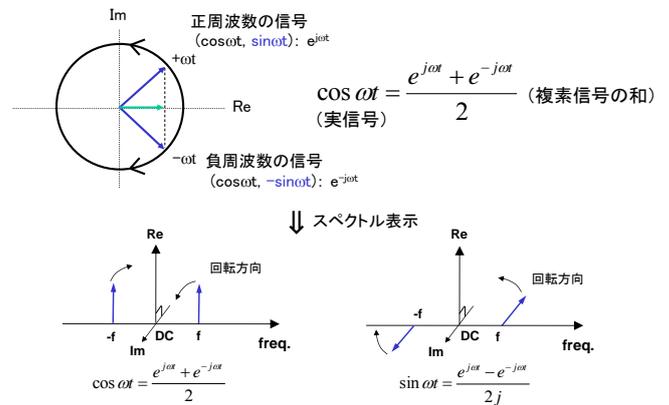


図 9 複素信号表示

実信号と複素信号の違いをまとめると、実信号は 1 次元であり 1 本の信号線で表現できるが、正と負の周波数成分が必ず対になって存在する。このことが、通常のみキサ出力では周波数の加算と減算成分が同時に存在することにつながり、イメージ妨害波の発生に強く関与してくる。一方、複素信号 (または解析信号) は 2 次元になるので、2 本の信号線 (Ich/Qch など) で表現しなければならない。周波数スペクトルは正または負のどちらかが独立に存在できるので、直交ミキサなど複素 LO 信号を乗算するみキサの出力には、周波数の減算または加算のどちらかの成分のみが現われる。例えば、複素数同士の乗算では、 $e^{j\omega_{RF}t} \times e^{-j\omega_{LO}t} = e^{j(\omega_{RF} - \omega_{LO})t}$ のように、周波数の減算成分のみが生じている。ベクトル的には複素 LO 信号により時計回りに回転させられている。この点は後ほど詳細に説明する。

複素信号表現の準備が整ったので、実信号同士の掛け算による周波数変換を見直してみる。希望 RF 信号を

$$D = A_{RF} \cos \omega_{RF} t = A_{RF} \cos(\omega_{LO} + \omega_{IF}) t$$

$$= A_{RF} \frac{e^{j(\omega_{LO} + \omega_{IF})t} + e^{-j(\omega_{LO} + \omega_{IF})t}}{2}$$

とし、LO 信号を $LO = \cos \omega_{LO} t = \frac{e^{j\omega_{LO}t} + e^{-j\omega_{LO}t}}{2}$ と

おく。簡単のため LO 信号の振幅は 1 とする。希望信号と LO 信号との乗算結果は(5)式ようになる。

$$D \times LO = \frac{A_{RF}}{4} e^{-j\omega_{IF}t} + \frac{A_{RF}}{4} e^{j(2\omega_{LO} + \omega_{IF})t}$$

$$+ \frac{A_{RF}}{4} e^{j\omega_{IF}t} + \frac{A_{RF}}{4} e^{-j(2\omega_{LO} + \omega_{IF})t} \quad (5)$$

第 1 項は希望信号の負の周波数成分が LO 信号の正の周波数成分 $e^{j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、負周波数の IF 信号を構成する。第 2 項は希望信号の正の周波数成分が LO 信号の正の周波数成分 $e^{j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、LO 信号の約 2 倍の周波数となるので、受信機の場合、ローパスフィルタ特性で大きく抑圧される。第 3 項は希望信号の正の周波数成分が LO 信号の負の周波数成分 $e^{-j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、正周波数の IF 信号を構成する。第 4 項は希望信号の負の周波数成分が LO 信号の負の周波数成分 $e^{-j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、LO 信号の約 2 倍の周波数となるので、ローパスフィルタ特性で大きく抑圧される。受信機の IF 信号としては第 1 項と第 3 項が意味を持ち、正負の周波数を持つ 2 つの複素信号を構成し、合成されて実 IF 信号となる。スペクトル上での関係を図 10 に示す。点線の矢印は乗算前後における周波数シフト関係を示している。

次にイメージ妨害波の周波数変換プロセスを考える。イメージ信号を

$$Im = A_{im} \cos \omega_{im} t = A_{im} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IF}) t$$

$$= A_{im} \frac{e^{j(\omega_{LO} - \omega_{IF})t} + e^{-j(\omega_{LO} - \omega_{IF})t}}{2}$$

とおくと LO 信号との乗算結果は(6)式ようになる。

$$Im \times LO = \frac{A_{im}}{4} e^{j\omega_{IF}t} + \frac{A_{im}}{4} e^{j(2\omega_{LO} - \omega_{IF})t}$$

$$+ \frac{A_{im}}{4} e^{-j\omega_{IF}t} + \frac{A_{im}}{4} e^{-j(2\omega_{LO} - \omega_{IF})t} \quad (6)$$

希望 RF 信号の場合と同様に、第 1 項はイメージ信号の負の周波数成分が LO 信号の正の周波数成分

$e^{j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、正周波数のイメージ IF 信号を構成する。第 2 項はイメージ信号の正の周波数成分が LO 信号の正の周波数成分 $e^{j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、LO 信号の約 2 倍の周波数となるので、受信機の場合、ローパスフィルタ特性で大きく抑圧される。第 3 項はイメージ信号の正の周波数成分が LO 信号の負の周波数成分 $e^{-j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、負周波数のイメージ IF 信号を構成する。第 4 項はイメージ信号の負の周波数成分が LO 信号の負の周波数成分 $e^{-j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であり、LO 信号の約 2 倍の周波数となるので、ローパスフィルタ特性で大きく抑圧される。スペクトル上での関係を同様に図 10 に示す。正周波数領域で見ると、希望 IF 信号に重なってくるイメージ IF 信号とは、負のイメージ信号が LO 信号の正の周波数成分 $e^{j\omega_{LO}t}$ と乗算されてできた項であることがわかる。別の言い方をすると、LO 信号が正の周波数成分を持たず、負の周波数成分 $e^{-j\omega_{LO}t}$ のみの複素信号であれば、正周波数のイメージ IF 信号は存在しないことが分かる。この点がイメージ抑圧ミキサを考える上での重要なポイントである。

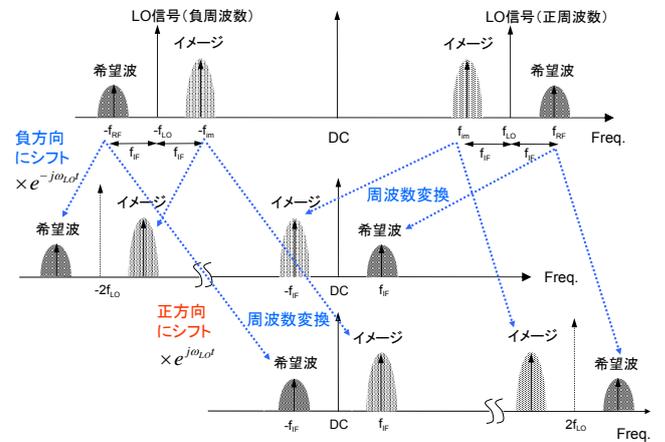


図 10 実信号同士の乗算ではイメージ波が希望波を妨害

4.2 IC 化に適したイメージ抑圧型受信機の構成

イメージ抑圧の基本には直交ミキサによる信号の複素化がある。この節では、イメージ抑圧について見通しをよくするために、複素信号処理の観点から、より実用的なイメージ抑圧ミキサの構成法を考えてみる [4]。図 11 には IC 化に適しており、低 IF 受信機などで良く利用されている 2 つのイメージ抑圧型受信機の構成を示す。図 11 (a)ではハートレー型等で用いられる 90° 移相器の機能を、RC 素子で構成し

たポリフェーズフィルタで置き換えている。ポリフェーズフィルタの出力には希望波のみが残り、その後、チャンネル選択用のバンドパスフィルタ (BPF) を通り、隣接する不要信号や広帯域雑音を減衰させている。ポリフェーズフィルタ [5]は、RC 素子で構成される。直交ミキサからの直交する差動信号を入力することで、出力には直交する希望波信号のみが得られる。この回路を用いると $\omega RC=1$ を満たす周波数でイメージ抑圧比が最大になるが、IC 上では RC 時定数の絶対値ばらつきは 10~20%と大きい。そこで、異なる RC 時定数を持つ回路を複数段用いることで、RC 時定数の絶対値がばらついた場合にも、IF 信号帯域に対して十分な特性が得られるようにしている。

図 11 (b)は複素バンドパスフィルタ (BPF) を用いることで、図 11 (a)のポリフェーズフィルタとバンドパスフィルタ (BPF) の両者の機能を実現する構成である。複素 BPF はトランジスタを用いた能動フィルタで構成される。通常の実フィルタは正と負周波数領域に対称な伝達特性を持つが、複素フィルタは正と負周波数領域に非対称な伝達特性を持つことが大きな特徴である。この観点からは、ポリフェーズフィルタも一種の複素フィルタと言える。次に順を追ってこれらの意味を説明していく。

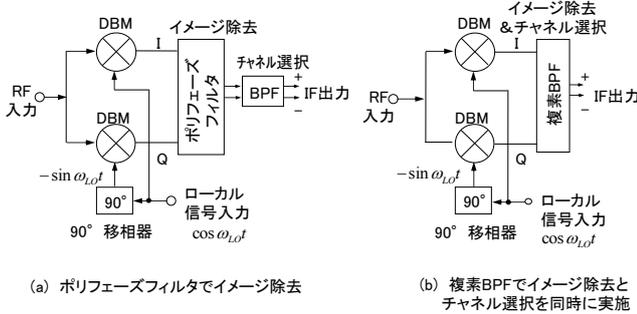


図 11 IC化に適したイメージ抑圧型受信機の構成

ここで、複素信号の観点から直交ミキサを見直してみる。直交 LO 信号を用いると、LO 信号を 1 個の複素数 $e^{-j\omega_{LO}t}$ で表現できる。周波数を下げる方向に乗算をしたいので、指数に負号がついている。複素平面で時計回りに回転させ周波数を下げる。希望 RF 信号を

$$D = A_{RF} \cos \omega_{RF} t = A_{RF} \cos(\omega_{LO} + \omega_{IF}) t$$

$$= A_{RF} \frac{e^{j(\omega_{LO} + \omega_{IF})t} + e^{-j(\omega_{LO} + \omega_{IF})t}}{2}$$

とし、LO 信号を $e^{-j\omega_{LO}t}$ とおくと、乗算結果は(7)

式で与えられる。

$$D \times LO = \frac{A_{RF}}{2} e^{j\omega_{IF}t} + \frac{A_{RF}}{2} e^{-j(2\omega_{LO} + \omega_{IF})t} \quad (7)$$

次にイメージ信号を

$$Im = A_{im} \cos \omega_{im} t = A_{im} \cos(\omega_{LO} - \omega_{IF}) t$$

$$= A_{im} \frac{e^{j(\omega_{LO} - \omega_{IF})t} + e^{-j(\omega_{LO} - \omega_{IF})t}}{2}$$

とおくと LO 信号との乗算結果は(8)式のようになる。

$$Im \times LO = \frac{A_{im}}{2} e^{-j\omega_{IF}t} + \frac{A_{im}}{2} e^{-j(2\omega_{LO} - \omega_{IF})t} \quad (8)$$

以上 4 個の複素成分を図 12 の下図に示す。(7)、(8) 式の第 1 項が注目する IF 信号成分である。希望波は正周波数に、イメージ波は負周波数にのみ変換されていることがわかる。この点が図 10 に示した実信号同士の乗算結果との大きな違いである。負周波数領域に位置するイメージ波は上述したような複素フィルタを通すことで除去できると考えられる。図 13 には周波数変換された信号と併せて、ポリフェーズフィルタならびに複素 BPF の伝達特性を示している。ポリフェーズフィルタでは、正の周波数成分はほぼ一定の利得で通過できるが、負の周波数成分である $-f_{IF}$ 近傍のイメージ波は大きく減衰する。この伝達特性は、見方を変えると通常のハイパスフィルタ特性を負周波数方向に f_{IF} だけシフトしたような形を持つ。これが、ポリフェーズフィルタを用いた場合のイメージ抑圧の仕組みである。複素 BPF は、正周波数成分については通常の BPF と同様な伝達特性で通過させるが、負周波数成分に関しては通過特性を持たない。したがって、イメージ成分は大きく抑圧される。複素 BPF の伝達特性は、見方を変えると通常のローパスフィルタ特性を正周波数方向に f_{IF} だけシフトしたような形を持つ。

以上をまとめると、イメージ抑圧ミキサでは、直交ミキサを用いて、受信信号 (希望波+イメージ波) に対して、複素 LO 信号を乗算することで複素信号化する。そのとき、希望波は正の周波数領域へ、イメージ波は負の周波数領域に移動する。その後、周波数軸上で非対称な特性を持つ複素フィルタ (ポリフェーズフィルタ、複素 BPF など) を通過させることで、イメージ波のみを減衰させることができる。

$$IRR (dB) = 6 - 10 \log_{10} (\delta^2 + \phi^2) \quad (10)$$

例えば、IC化において無調整で実現可能なレベルとして、振幅の相対誤差 δ を 1% (0.09dB)、位相誤差 ϕ を 1.1° (0.02 rad) と想定すると、イメージ抑圧比 IRR は 39dB となる。このことより、さらにイメージ抑圧比を高めるには何らかの調整回路が必須となる。

5. まとめ

最初に、スーパーヘテロダイン受信方式を元に、周波数変換の基本原理と IF 信号を持つ方式に特有の問題であるイメージ妨害について解説した。次に変調・復調の役割を説明し、ゼロ周波数（直流）を中心とするベースバンド信号の周波数変換であることを示した。つづいて、複素信号による取り扱いを積極的に取り入れることで、イメージ抑圧型受信機について、信号の流れをわかりやすく説明した。さらに、回路設計とのつながりを考慮して、RF 回路の不完全性が変調精度や周波数変換（イメージ抑圧比など）へ与える影響についても述べた。以上の議論が、各種 RF トランシーバ・アーキテクチャの動作理解の手助けになれば幸いである。

文 献

- [1] K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony," IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp. 1044-1050, July, 1981.
- [2] 例えば、武部幹、田中公夫、橋本秀雄、「情報伝送工学」、オーム社、など
- [3] アジレント社、「通信システムのデジタル変調入門編」、Application Note 1298:
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7160J.pdf>
- [4] 東原恒夫、「CMOS RF 回路設計」、丸善、2009 年.
- [5] M. J. Gingell, "Single Sideband Modulation using Sequence Asymmetric Polyphase Network," Electrical Commun., vol. 48, no. 1-2, pp. 21-25, 1973.

著者紹介

東原 恒夫
会津大学コンピュータ理工学部、教授、
tsuka@u-aizu.ac.jp

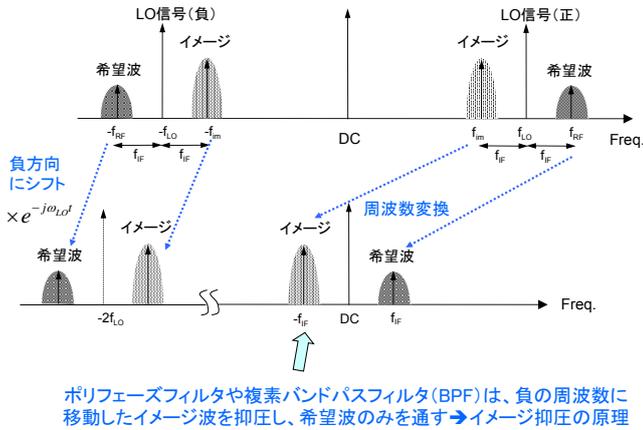


図 12 実 RF 信号に複素 LO 信号を乗算すると希望波とイメージ波が分離可能

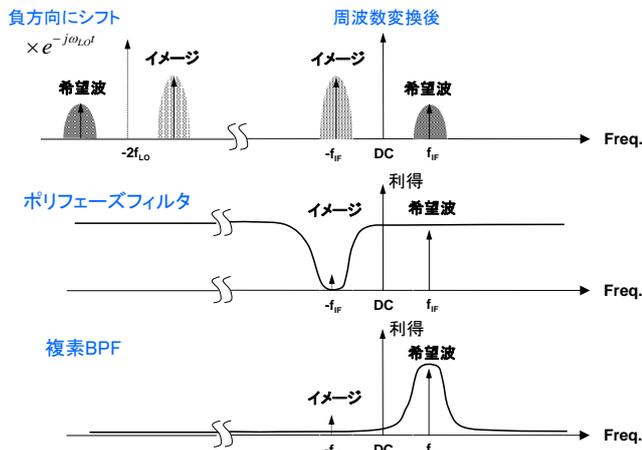


図 13 ポリフェーズフィルタと複素 BPF の周波数特性

今までは回路が理想的な場合を議論してきたが、次に回路の不完全性の影響を考えてみる。イメージ抑圧の不完全性は、 I_{ch} と Q_{ch} 間での振幅（利得）の相対誤差 $\Delta A/A$ と 90° 移相器の 90° からのずれ（位相誤差） ϕ (rad) によって生じる。振幅の相対誤差は、直交 LO 信号振幅やミキサ（DBM）間の変換利得の I/Q 間のアンバランスから生じる。

イメージ抑圧比 IRR (Image Rejection Ratio) (イメージ信号が減衰する状況を正の dB 値で表現する場合は、(9)式で与えられる。

$$IRR(\text{真値}) = \frac{4}{\delta^2 + \phi^2} \quad (9)$$

さらに、 IRR を dB 値で表現すると次式となる。