

変・復調器(Mixer)の回路技術

高周波のRFアナログ回路総集編(Ⅱ-2)

2018. Mar. 01_MIX1_Ver. 1.0

800MHz から 60GHz 帯までの移動体通信応用
UHF/マイクロ波、ミリ波帯 RF アナログ回路設計応用

アールエフアナログ研究所 www.rfanalog.com

*) 予告なく誤字・脱字・修正校正する場合があります。

RF-Mixer 回路技術

まえがき

総集編(Ⅱ-1)で、携帯電話などの移動体通信に内蔵される RFIC で必須の 4 つの基本回路技術の内、LNA について述べました。

次に、変・復調器(Mixer)について記述します。

アンテナで受信し、LNA で増幅した電気信号(サイン波、コサイン波)から、高周波の搬送波を取り除いた音声、映像、及びデジタルデータなどを取り出すための回路が、復調器です。一方、それらのデータ等を搬送波に乗せて送信用の信号を作り出す回路が、変調器です。

内容

2. 変・復調器(Mixer)の原理と回路技術

3. VCOの原理と回路技術

4. PLL、水晶発振器の原理と回路技術

2. 変・復調器の原理と回路技術

2. 1 復調器

アンテナで受信し、LNAで増幅した電気信号から、希望の音声、映像、および/又はデジタルデータ等を取り出すためには、復調器(Mixer:Down Converter)が必要になります。最も知られた良い方法として、ラジオ等の受信機でよく使われるスーパー・ヘテロダイン方式(注*)は、移動体通信においても有効に働きます。

従って、最初のセルラーフォンでも同様に、振幅変調や周波数変調方式に基づく復調器が採用されました。

スーパー・ヘテロダイン方式はアナログセルラー時代の移動体通信に於いても、結果的に動作してしまいました。なお、その後の第二世代以降のデジタル変・復調方式のセルラーフォン(携帯電話やPHS)でもそのまま使っても問題なく動作しました。さらに第三、第四世代のW-CDMAやLTEでも、変調方式はCDMA(Code Division Multiple Access:符号分割多元接続)を使ったコードモジュレーション、QAM(直角位相振幅変調: Quadrature Amplitude Moduration)、OFDM(直行周波数分割多重: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)と、変遷を遂げましたが、変調・復調の形態が全く原理的に違っていても、スーパー・ヘテロダインを仮想したMixing動作は実用上、アナログ変調方式のみならず、デジタル変調方式でも、現時点で(秒速30Kmで太陽の周りを周回する地球上では相対的に)問題は無いようです。

しかし、スーパーヘテロダイン受信動作は、場所や時刻の異なったタイミングで発生した2つの高周波信号(情報が載った搬送波、及びそれと同じ周波数のローカル信号)の位相がMixer回路内で同時刻に引き込まれて、やがて全く同期する事を前提として成り立っている。

2つの信号を表す時刻や存在する位置が相対的に異なっている場合、その動作を保証する理論は無い。さらに高速移動する2つの宇宙船や天体間ですれ違

った場合に、現在の移動体通信システムが成り立つかどうか、未来の最適移動体通信はわからない。

(注*) スーパー・ヘテロダインの簡単な説明 (振幅変調の例)

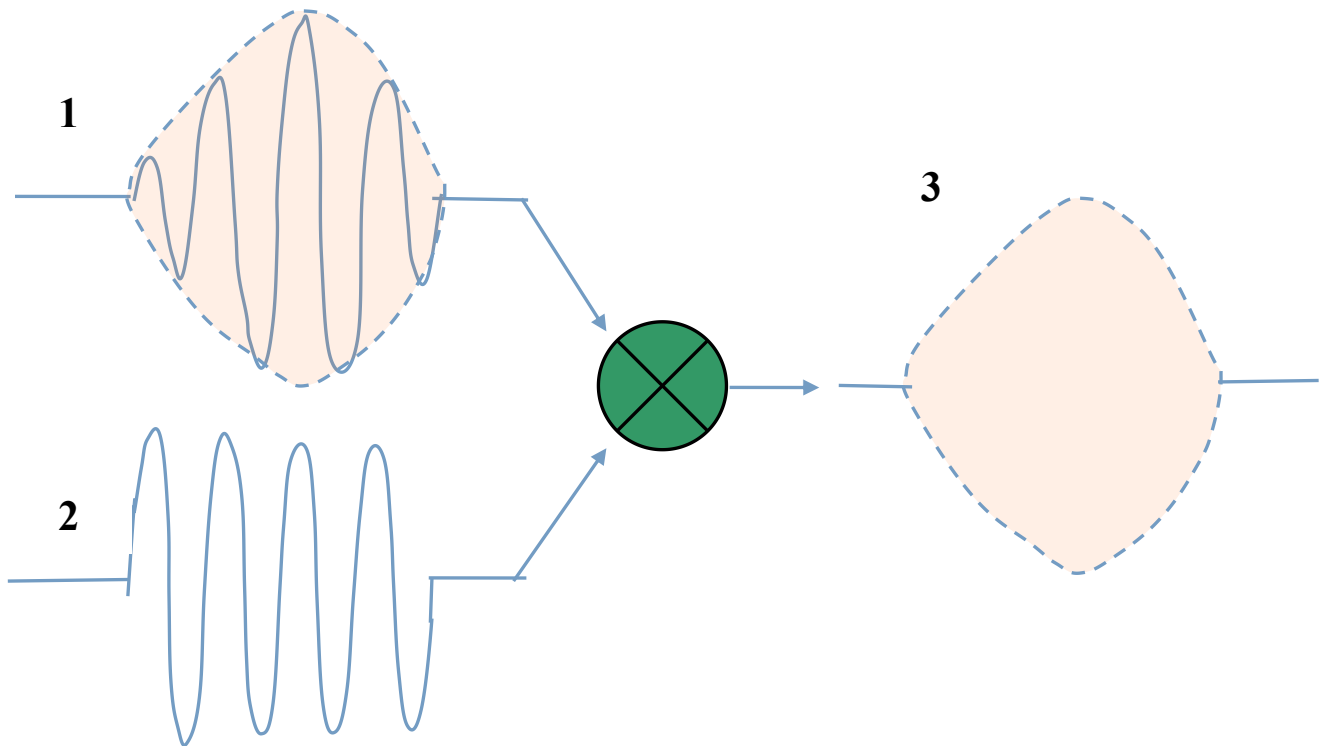


図 2 注* スーパーヘテロダイン方式

音声等の情報を含んだ信号 1 と、その搬送波と同じ周波数の安定な信号 2 を掛け合わせると、同じ周波数の 2 つの異なった交流波は位相が引き込まれるように同期し、差の周波数で打ち消し合い、低周波の情報 3 だけを出力に取り出すことができる。

ここでは、現状の移動体通信で十分満足できる動作をしている一般的な復調の原理を仮定する。

情報の含まれた高周波のキャリア信号と、その基本波の発振周波数が同じローカル信号の2つの信号が同時に Mixer に入力され、1つの出力信号が出ます。従って、LNA の項で説明した2つの RF 信号が同時に LNA に入ってきた場合の関係式 (式 1-2, 及び式 1-3) と同じフーリエ展開式が成り立ちます。

Mixer の種類が変調か、復調か、また載せる情報がアナログかデジタルか等、変・復調方式で2つの入力信号の内容が異なりますので、設計ポイントで共通するものと、変・復調それぞれの方式で異なる固有のポイント設計があります。

まず Mixing 動作に基づく基本的なミキサ特性で考慮すべきキーポイントについて

以下にまとめる。

RF のミキサ特性仕様のキーポイント

- ① 変復調の原理と I F 信号特性
- ② R F - I F 変換
- ③ N F (雑音指数)
- ④ スプリアス (高調波、I M波) 特性
- ⑤ I-Q パターン特性 (デジタル変調方式)
- ⑥ Gilbert Cell Mixer

これらのキーポイントについて、復調器を基本に、以下に順を追って解説する。

① 変復調の原理と、IF 信号特性 (アナログ方式) (注*)

図 2-a に、復調用の Mixer 回路のブロック図を示す。

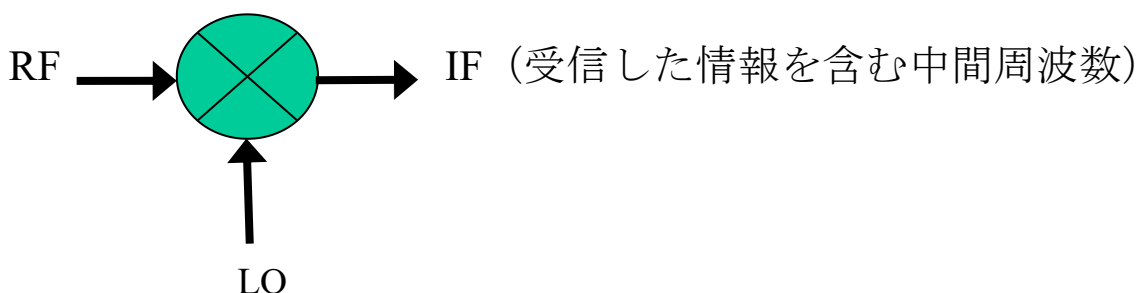


図 2-a アナログ復調用 Mixer 回路のブロック図

図 2-a で示すように、復調の場合は、情報を載せた高周波 (RF) 信号入力と、送受信回路 (Transceiver) で発生した、RF と同じ周波数の安定なローカル信号 (LO) をかけ合わせ、ローパスフィルタを介して、情報を含む中間周波数 (IF) を取り出す。

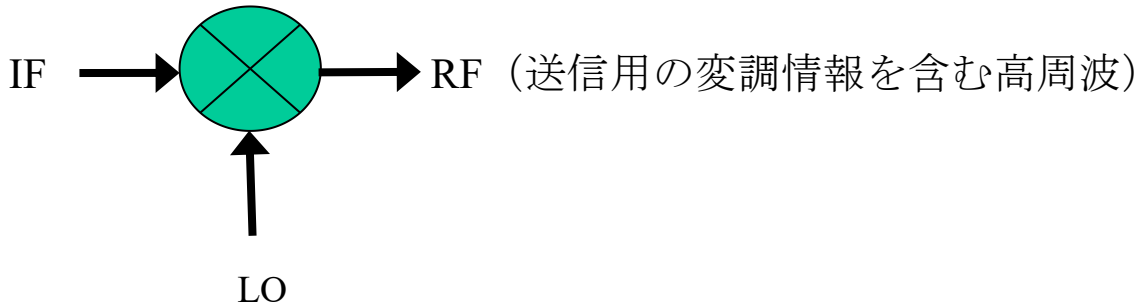


図 2-a' アナログ変調用 Mixer 回路のブロック図

一方、図 2-a' で示す変調用 Mixer では、ベースバンドで作成した音声情報などを含む IF 信号を、安定な高周波のローカル信号 (LO) と掛け合わせた高周波 (RF) 信号を、ハイパスフィルタ等を介して、送信用 AMP 側に送る。

(注*) デジタル変調方式では、音声の他に映像やコンピュータデータなどを、振幅や周波数の他に、位相や直交座標の象限を変化した複雑なデジタル変調シンボル信号を使うので、後ほど説明する。最近では、IF の代わりに直接デジタルデータを取り出す、ダイレクト変調方式が用いられている、

● ミキサ回路の基本原理式

2種類の周波数の異なったサイン波をミキサに入力

$$RF1 = A \sin(\Omega_c \cdot t)$$

$$RF2 = B \sin(\Omega_a + \omega_b)t$$

ミキサは二つの信号の掛け算回路(デジタル論理的には AND)で構成される

$$\text{ミキサの出力} = A \sin(\Omega_c \cdot t) \times B \sin(\Omega_a + \omega_b) t$$

$$= (1/2)AB \cdot \cos(\Omega_a - \Omega_c + \omega_b) t$$

$$- (1/2)AB \cdot \cos(\Omega_a + \Omega_c + \omega_b)t$$

..... 式(2-1)

二つの信号の振幅の積に比例した大きさの、二つの信号の周波数の和と差の信号を出力する。

復調用 Mixer は差の周波数を利用する。(図 2-b の周波数分布参照)

変調用 Mixer は和の周波数を利用する。(図 2-b'の周波数分布を参照)

図中、横軸は角周波数 Ω, ω ; $2\pi f$ を、縦軸は信号の相対振幅を表す。
ここで、 $f, \Delta F$ は周波数を表す。

$$2\pi\Delta F = \omega b$$

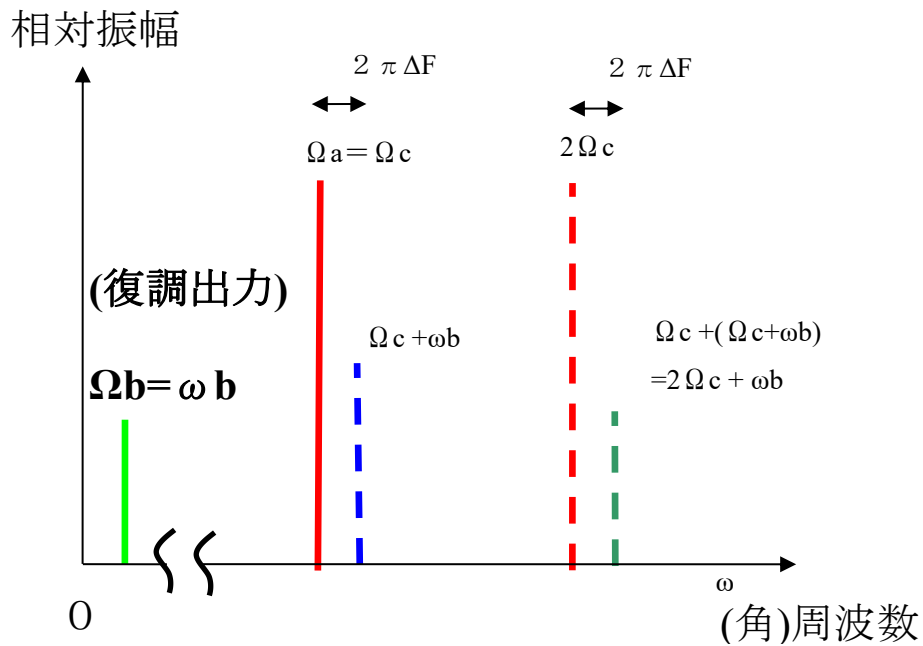


図 2-b 復調用 Mixer 出力の (角) 周波数分布

式 2-1 で、 $\Omega_a = \Omega_c$ の場合の例

アンテナで受信した情報を含む RF 信号に、そのキャリア周波数と同じ周波数のローカルを Mixing することで、周波数の低い IF 信号 (音声などの情報を含む) を取り出す。

一方、変調 Mixing では、 ベースバンドで発生した情報を含む IF 信号をローカルの高周波キャリア信号に載せて、情報を含んだ RF 送信信号を発生する。

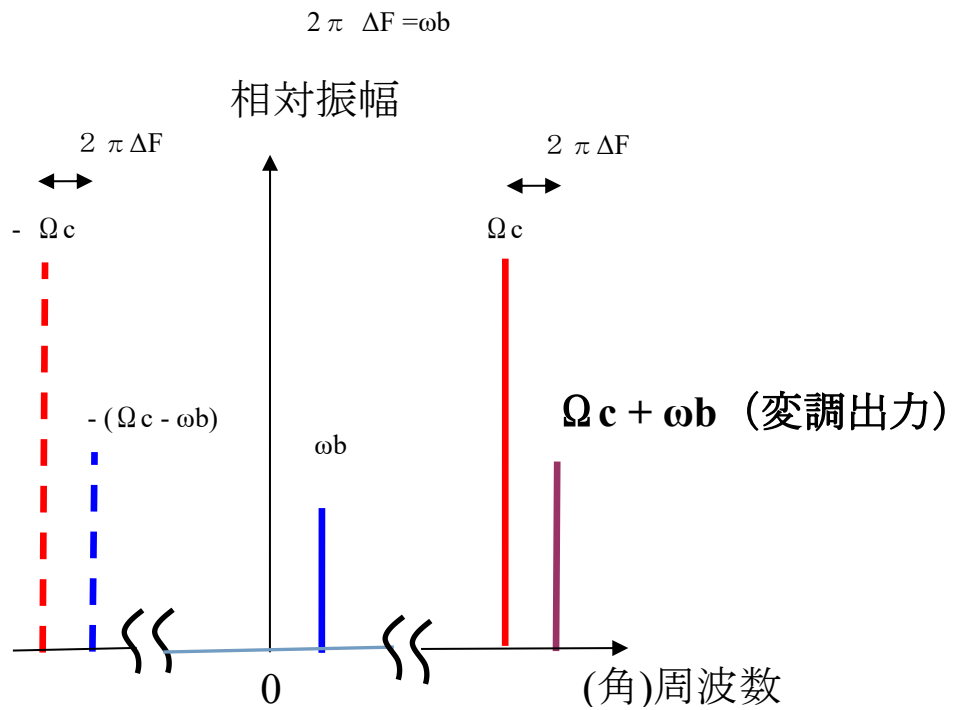


図 2-b' 変調用 Mixer 出力の(角) 周波数分布

式 2-1 で, $\Omega_a = 0$ の場合の例

② RF-IF 変換

復調回路図 2-b を例にとると、受信した RF 信号に、そのキャリア周波数と同じ周波数の、安定なローカル信号を Mixing し、より周波数の低い IF 信号を取り出す。ここで、RF 電力から IF 電力への電力変換が行われる。通常、ローカル信号の電力値を、0 dBm (ゼロデービーエム： 1 mW) を基準としての変換ゲイン (又は、変換ロス) が、設計の指標となる。

ミキサの基本原理式(2-1)から、入力信号 A と B をかけ合わせた、和や差の周波数の出力の振幅は $A \times B$ の 1/2 となる。A、及び B を共に 1(V) の実効値で考えると、その半分の値の 0.5(V) になる。従って、変換損失の最小値はデシベルで表せば、

電圧では -6 dB となる。電力で考えると、-3 dB となる。実際には、更に Mixer 回路全体でロスが生じ、これ以上の変換損失となる。

ローカルの入力電力が小さい場合は、トランジスタのゲインも上がらない。ゲインは、MOS の場合は g_m 、エミッタ接地のバイポーラの場合は電流増幅率 β (H_{FE}) に依存する。

(RF アナログで使う電気・電子・電磁気の基本法則スライド 24-25 を参照)
これらの値は、トランジスタの飽和領域付近で、増幅動作として最大の変換ゲインを示し、もう少しローカル入力の大きいところで、最小の変換損失となる。図 2-c に、ローカル入力と Mixer の変換損失特性の概略図を示す。

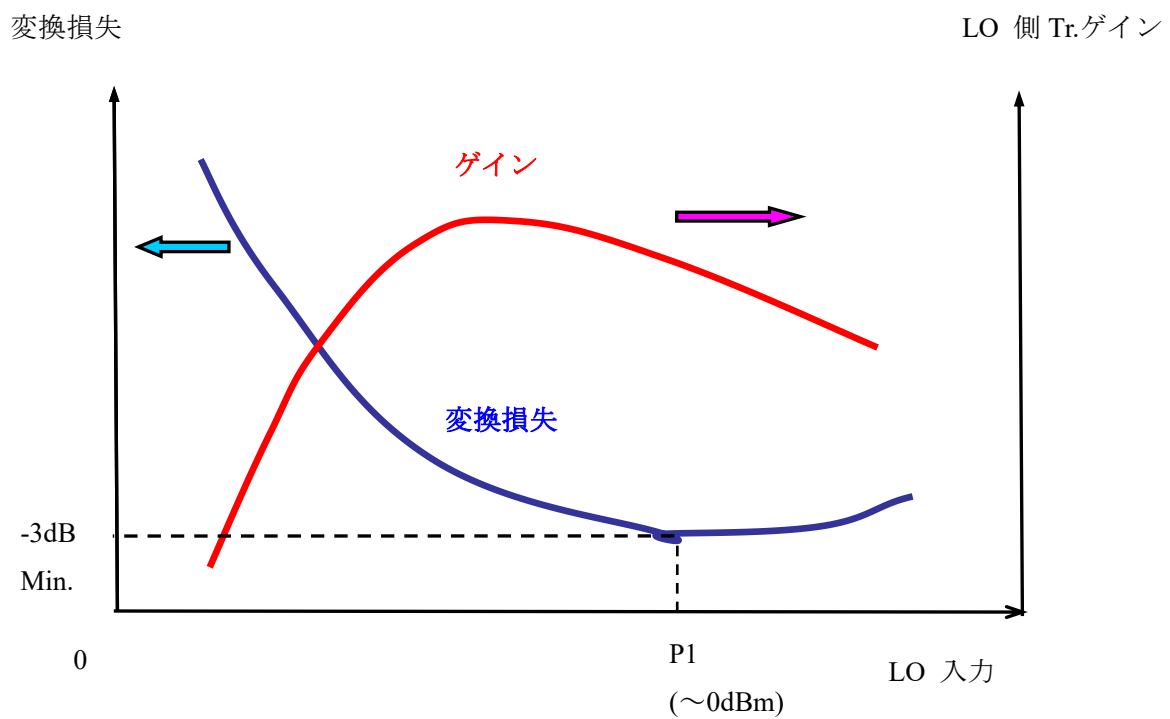


図 2-c 受信用 Mixer のローカル入力（電力）と変換損失

通常の送受信端末等の内部で用いる高周波トランジスタやRFIC回路では、経験的に、1 mW (0 dBm)あたりがシステム全般的に安定な動作範囲であり、高周波信号も回路のロスを含めて、問題なく次段の回路を駆動・伝達するように設計する。なお、端末外部への送信出力トランジスタ増幅回路（通常はGaAsやSiパワーアンプ）は 1 W (30 dBm)を基準として設計される。従って、送信用の変調Mixerの後段には、パワーアンプを駆動するためのプレアンプやドライバーが必要になる。

③ NF (雑音指数)

Mixer 回路の IF 雑音構成

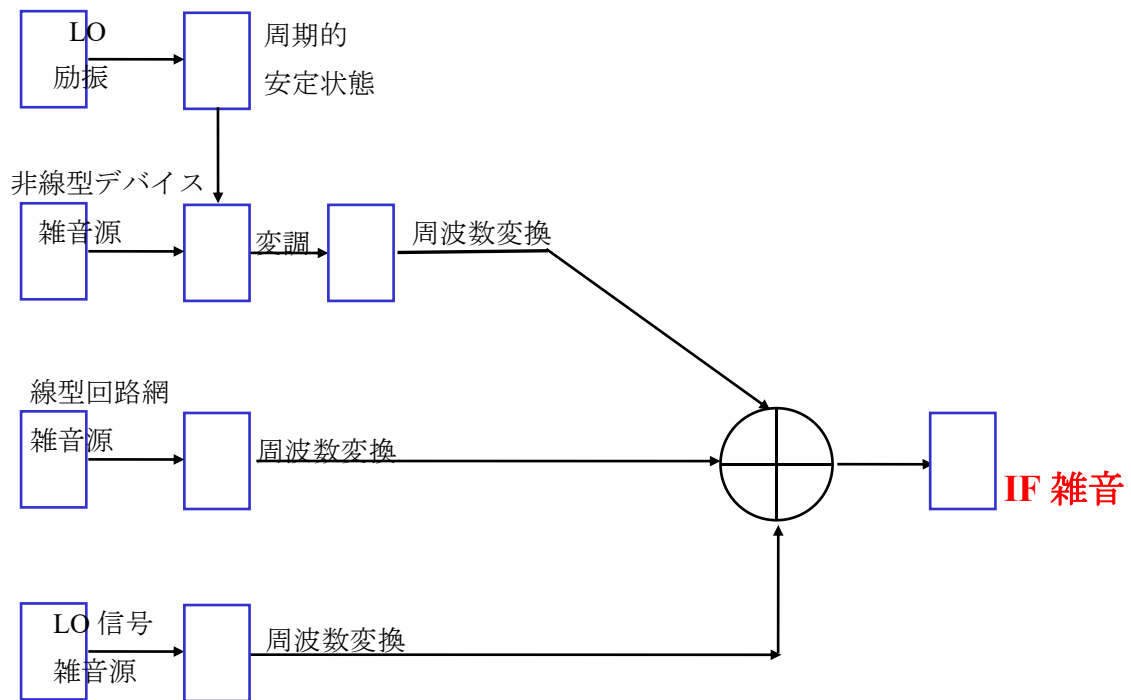


図 2-d Mixer の IF 雑音構成

図 2-d は、Mixer で発生する IF 雑音構成要因を切り分けたものです。

Mixer の雑音発生源として、次のように分類される。

- 抵抗などの線形素子で発生する熱雑音
- ダイオードやトランジスタ等の非線形素子で発生する雑音
- ローカル信号 (LO) の雑音
- ローカル信号のゆらぎ等の周期的な安定性に起因する雑音

これらの雑音発生源、および発生要因相互の Mixing により、周波数変

換され、新たに発生した、IF 周波数の雑音をすべて加えた結果が、IF 出力に含まれる雑音となる。

これが、元々の RF 信号の入力側から出力側への S/N の劣化、即ち、Mixer 回路の NF(雑音指数)となる。

ここで、 $NF = (S1/N1) / (S2/N2)$ 実数

$NF \text{ dB} = (S1/N1) \text{ dB} - (S2/N2) \text{ dB}$ デシベル

S1, N1 : 入力側の信号、及び雑音 (RF+ローカル)

S2, N2 : 出力側の信号、及び雑音 (IF 出力)

④ スプリアス特性 (高調波と IM: InterModulation)

Mixer は増幅器の一種で、トランジスタの非線形回路を使い、2つの入力を掛け合わせる。従って、通常増幅器や LNA の非線形領域増幅と比べ、さらに多くの高調波やそれらの全ての掛け合わせで、組合わさった IM 波が発生する。

図 2-e に、RF 信号と LO 信号に含まれるスプリアスの簡単な掛け合わせ例を示す。

ここで、高調波やスプリアス等、紛らわしい言葉を使用するが、一般に、AM や FM 変調などを使うアナログ変・復調方式では、周波数の決まったサイン波 (または/及び、コサイン波) で表される。

しかし、QPSK や QAM (合わせて AM, FM, GMSK を利用する場合も含む) デジタル変・復調方式では、単一の周波数の概念でなく、無限の周波数の分布する信号のスペクトラム電力値を表す。従って、この場合は、周波数軸 (横軸) は周波数スペクトル軸で表現される。この場合、スペクトラム電力値を表すのに、単一のサイン/コサイン波の周波数値をもって定義できないので、1 Hz の帯域に分布する電力エネルギーを計算または測定する。したがって、図 2-b, 2-b' や、次の図 2-e, で線で表した棒グラフは、1 Hz 刻みの連続した面積を表すグラフに置き換えられる。

Mixer の全スペクトル : RF と LO のスペクトルの掛け合わせ

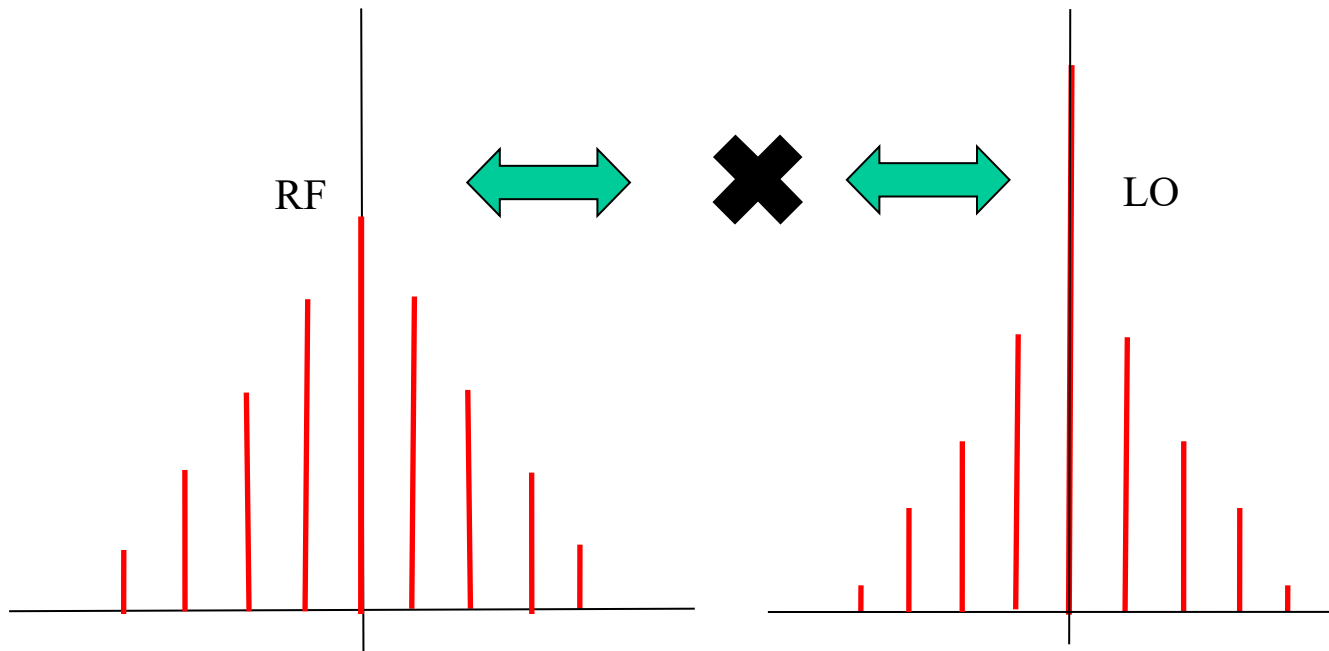


図 2-e Mixer のスペリアス (周波数; 横軸) と大きさ (縦軸; 電力スケール)

⑤ I-Q パターン特性 (デジタル変調方式)

I (In-phase)-Q (Quadrature) 特性は、信号の 1 周期 (2π) を 4 つの象限に分け、より多くの情報を伝達するために使われる直交変調で用いられる。通常 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) や、多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) の変調方式で採用される。

まずその前に、様々な用途でこれまで考案され、用いられてきた各種変調方式について、主に移動体通信で関係するものを Table 2-(1) に纏める。

Table 2-1 移動体通信で用いる各種変調方式

	概要	特徴	用途
AM(Amplitude Modulation) : 振幅変調	キャリア信号の振幅をアナログで変化	音声データなど、変復調が簡単 ノイズに影響されやすい	AM ラジオ、アマチュア無線、音楽用テープデッキ等のアナログ機器
FM(Frequency Modulation) ; 周波数変調	キャリア信号の周波数をアナログで変化	Hi-Fi 音声等をより広い周波数範囲で変復調	FM ラジオ、ステレオ、防災無線、各種業務用無線制御
ASK(Amplitude Shift Keying) ; 振幅偏移変調 PSK(Phase Shift Keying) ; 位相偏移変調 FSK(Frequency Shift Keying) ; 周波数偏移変調	キャリア信号の振幅、位相、又は周波数を 1, 0 (Max, Min) . . . のデジタルデータ幅通りにシフトして、変化させる。 パルスコードの場合、PCM となる。	AM, PM, FM 変調と比べ、(1, 0) のデジタルデータを作成、再現しやすい。 AM, PM, FM 変調よりは改善されるが、ノイズに影響され易い。細かいアナログ的な音などの補完は難しい。	赤外線コントローラ、RFID、バーコード、デジタル磁気テープデッキ
GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying)	ガウシアンフィルタで帯域外側帯波を抑えたデジタルデータで、象限間を位相、周波数変調する。象限間を最小の軌跡で、連続的に変調	各デジタルデータの立ち上がり、立ち下がりによるスペクトルノイズが抑えられる。 スペクトル電力効率が高い。	GSM(Global Mobile System) 方式のセルラーフォン
QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)	1 シンボル (サイン波の位相 2π : 360 度) を 4 象限 I-Q (In-phase-Quadrature) それぞれの軸にそって 1, j, -1, j の位置にデータを表示	特に、 $1/4 \pi$ QPSK 方式は、1, j, -1, j の (00) ~ (11) の 4 値シンボルデータを 45 度回転し、各象限の中心に表示するので、データエラーが少ない	主に国内向け第二世代デジタル方式携帯電話や PHS、及び、第三世代 FOMA; W-CDMA)

	概要	特徴	用途
CDMA (Code Division Multiple Access) ;符号分割多元接続	<p>異なったコードで多重化し、同じ周波数帯で同時に複数データ+コンボリューションで送受信する。</p> <p>元々は、通信の傍受を防ぐためのスペクトラム拡散の軍需技術からの転用で、QUALCOMM 社が民生化した技術である。</p>	<p>コードによるデータ区別のみならず、ダイレクトシーケンス・スペクトラム拡散 DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) 方式や、周波数ホッピング FH (frequency Hopping) 方式を使ったコンボリューション (畳み込み) や、周波数ホッピングで、各データビットを色々なビットシーケンス内や、周波数に分散する事により、データの秘匿性や通信途中のビット落ちデータの再現性を増大できる。</p>	<p>第 2 世代 Cdmaone, 第三世代 cdma2000, W-CDMA (国内、海外ローミング) 又は、欧米 ; UMTS (Universal Mobile Telecommunications System)</p>
QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ;直角位相振幅変調	<p>4 つの象限と、I-Q 軸上に平行な一定間隔ごとに、振幅と位相の異なる多値データを表示</p>	<p>64 や 256 等の多くのデジタルデータを 1 シンボルタイミング内で変調できる</p>	<p>第 3G 以降の携帯電話、及びスマートフォン用 LTE</p>

分割方式で区分	概要	特徴	用途
OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ;直交周波数分割多重変調	デジタル放送、無線 LAN、デジタル高速モバイル通信、LTE、WiMAX など、マルチパス、複数周波数チャンネルでデータを分割処理したり、色々な機能・用途別に周波数を区分し、各サブキャリア（搬送波）ごとに分割、及び復元する、データ変調方式	搬送周波数が密に重なり合うが、各サブキャリアの中心周波数が他のサブキャリアのサブキャリアス 0 点に重なる（直交）ので、お互い干渉し難い。 広帯域で、特に MIMO 複数アンテナで同時に異なったサブキャリアに載せた 1 連の多値 QAM データを並列に取り込み、処理する高速大容量のデータ変調が可能。	多チャンネルのデジタル TV「地上波」の変調方式としても最も最適。 移動体通信分野に 応用され、3. 9G、4G 以降の LTE 携帯電話の高速大容量データ通信や、スマートフォンの IEEE 802. 11n、ac 以降の WLAN (Wi-Fi) 用途との併用にも適合 LTE-3 で、各サブキャリアを 64～256 多値 QAM 変調方式で変調し、MIMO 複数アンテナ、OFDM を使って 250Mbps 以上の D/U ロード可能

つぎに、アナログ変調方式やデジタル変調方式について、時間、周波数、および位相の変化を相関図を使って示す。

図 2-f、および 図 2-g にこれらの代表的な例を以下にまとめた。

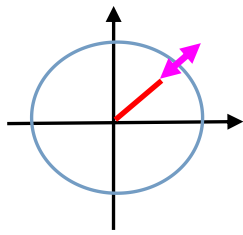


図 2-f-1) AM

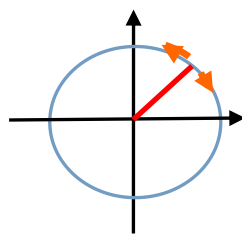


図 2-f-2) FM(or Phase M)

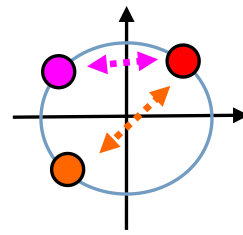


図 2-f-3) GMSK の偏移変調と緩やかなパルスの gaussian 減衰

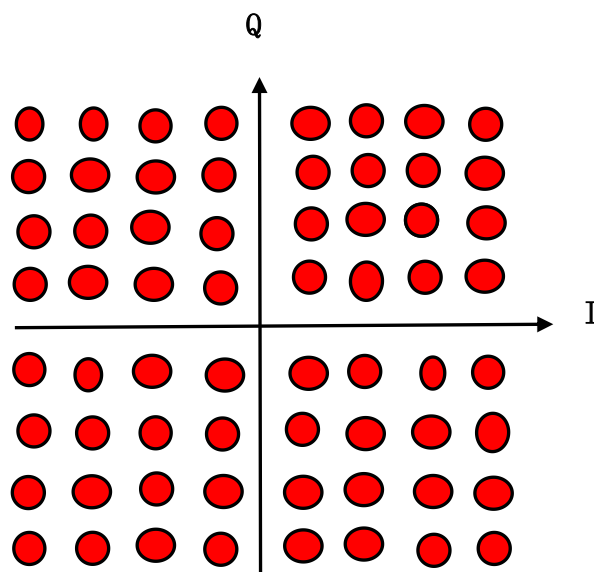


図 2-f-4) 64QAM の例 (位相と振幅 000000 から 111111 迄、64 シンボル)

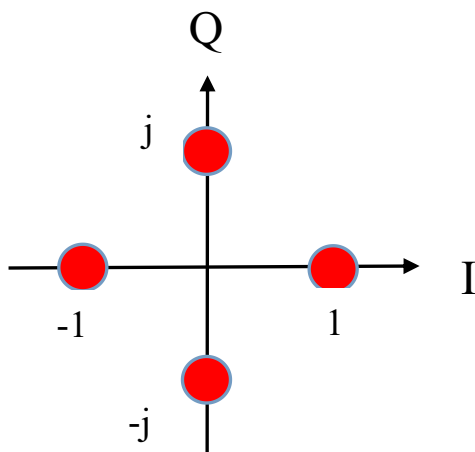


図 2-f-5) QPSK の I-Q パターン例

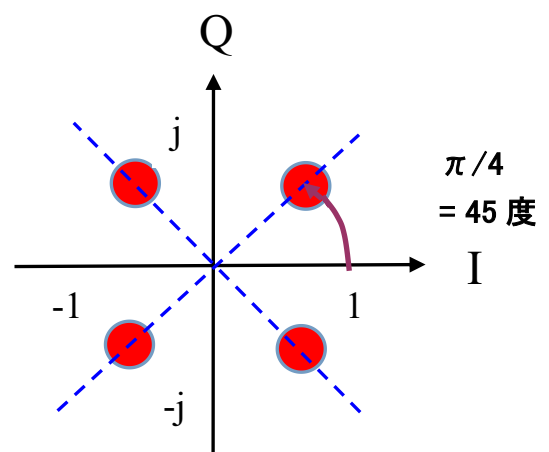
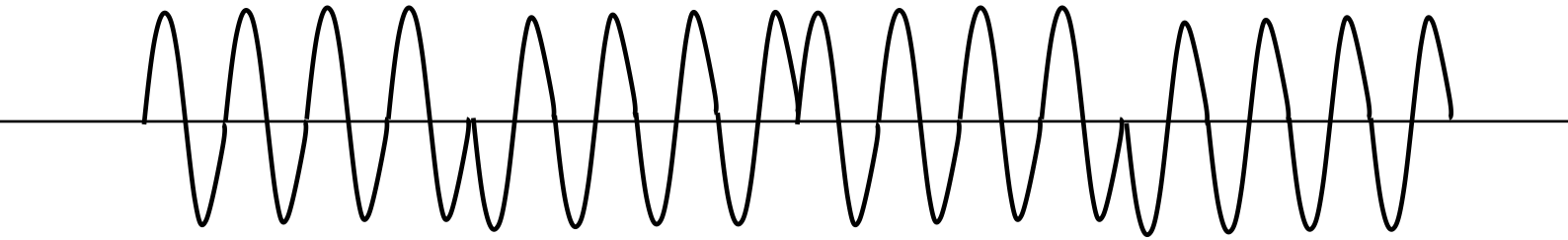


図 2-f-5)' 1/4 π QPSK のパターン

I-Q パターンの振幅と位相の関係 : $\exp j\omega t = \cos \omega t + j \sin \omega t = I + Q$

■ 時間軸でみたRF信号 (PSK)



■ 周波数軸でみたRF信号とデータ (フィルタ処理無)

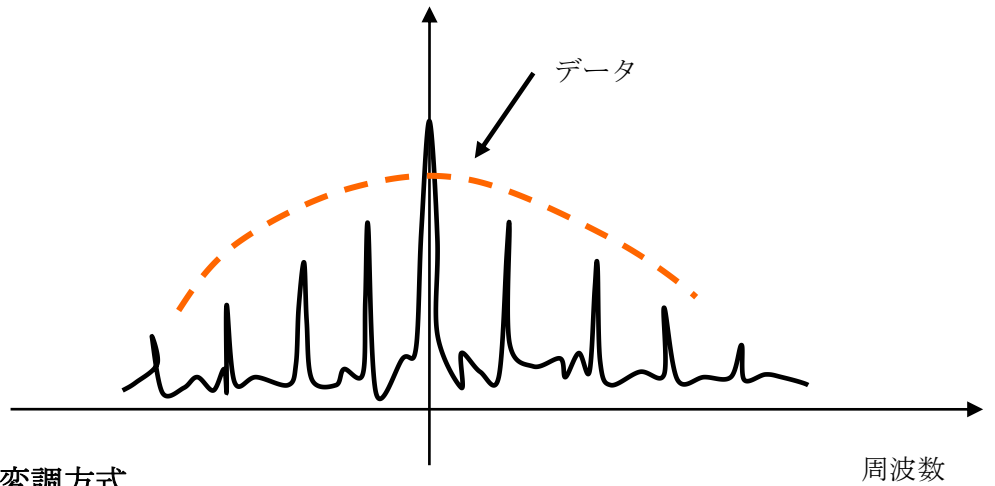
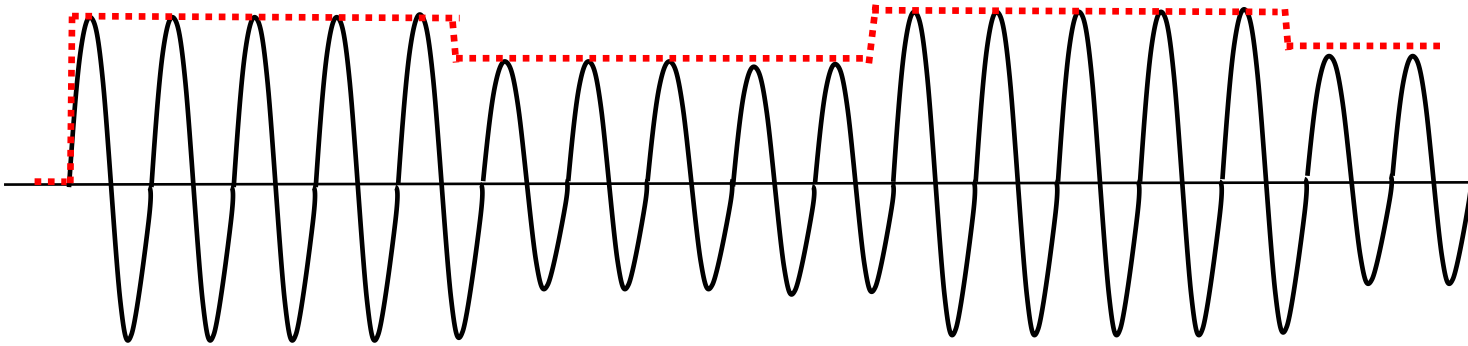


図 2-g-(1) PSK 変調方式

■ 時間軸でみたRF信号 (ASK)

■ 時間軸でみたRF信号



■ 周波数軸でみたRF信号

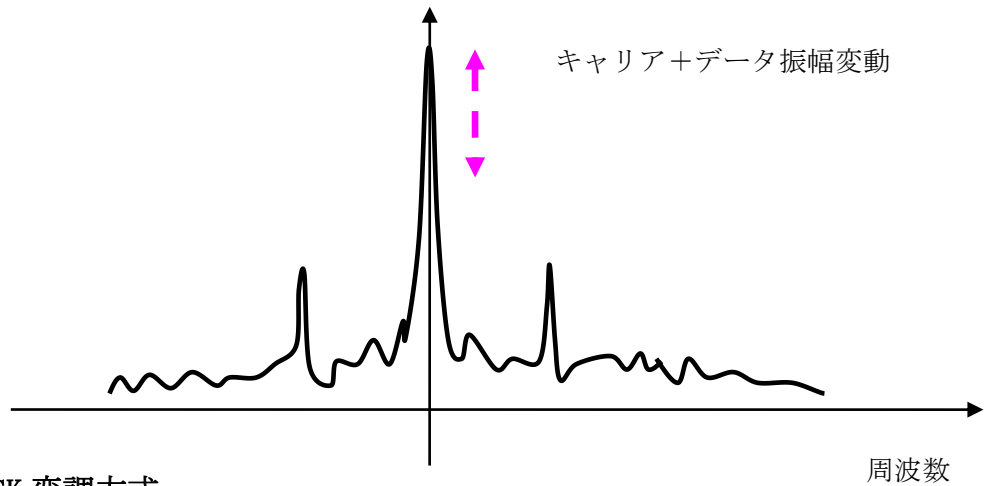
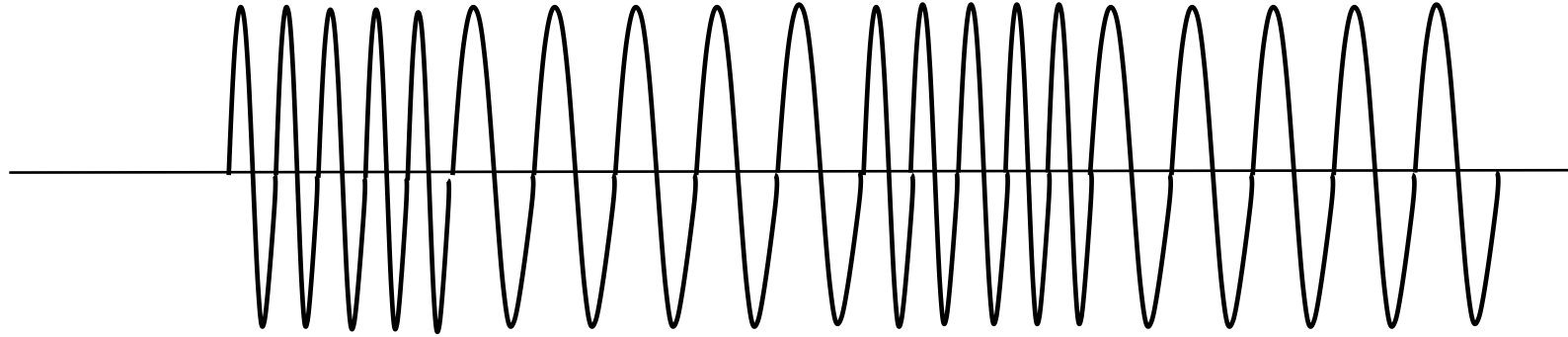


図 2-g-(2) ASK 変調方式

■ 時間軸でみたRF信号 (FSK)

■ 時間軸でみたRF信号とデータ例



■ 周波数軸でみたRF信号とデータ例

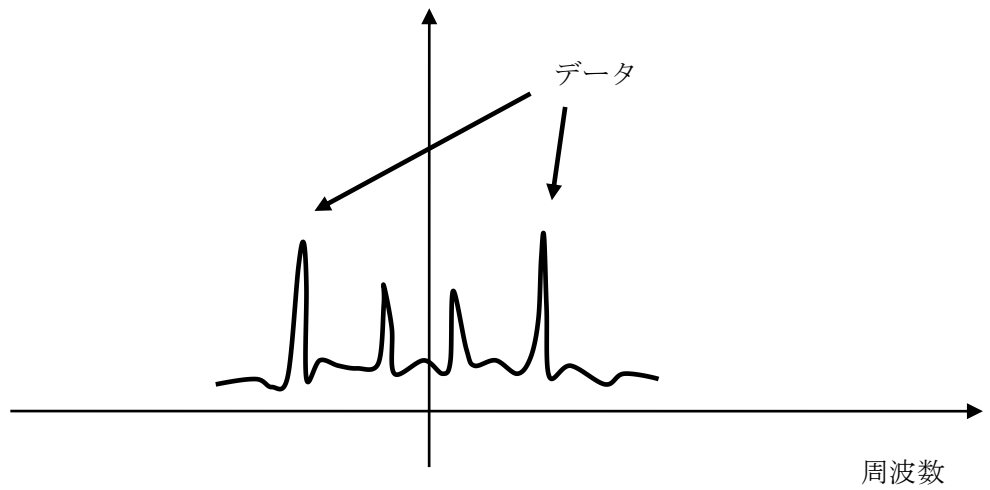


図 2-g-(3) FSK 変調方式

携帯電話、PHS，WLANなどで良く使われる

RF-NMOS Gilbert cell Mixer

⑥ Gilbert Cell Mixer

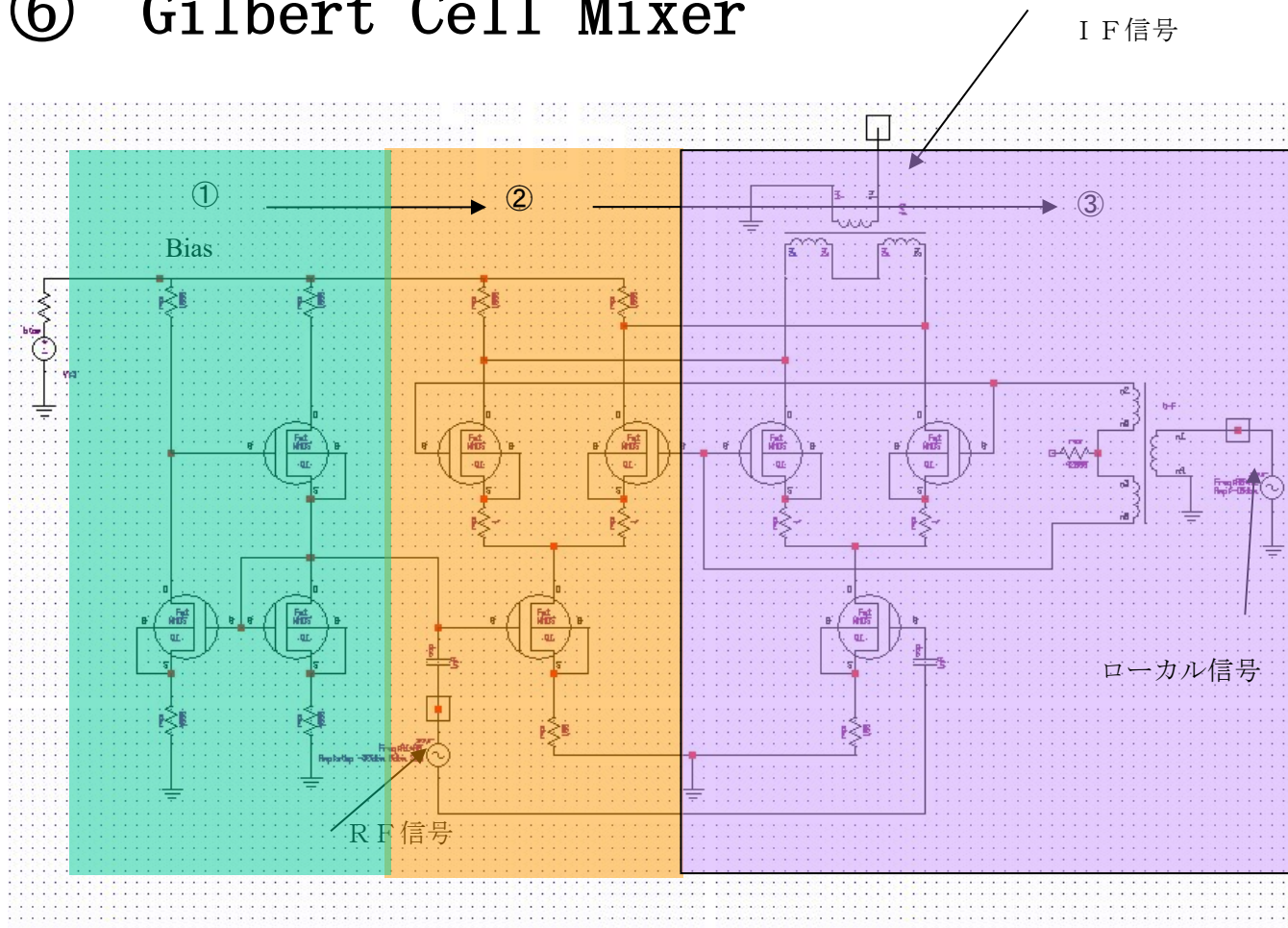


図 2-h 携帯電話やWLAN で使われる Gilbert Cell Mixer (NMOS 回路例)

ギルバートセル・ミキサ回路は図 2-h で示す次の3つの回路部で構成される。

①バイアス回路

②単一差動ミキサ回路

①+②+③ 完全なギルバートセル・ミキサ (注*)

特徴として、DSB(double Side Band)のデータを変・復調出来るので、データ効率が2倍になり、ノイズはほとんどSSB(Single Side Band)と変わらないので、NFが半分となる

注*) ミキサ回路の基本的な高周波 (RF) アナログ回路設計法については、本ホームページ [トップ左上](#)、
' [RF 技術チュートリアル](#) ' のアイコンをクリック参照して下さい。

OFDM with MIMO

*) 復調

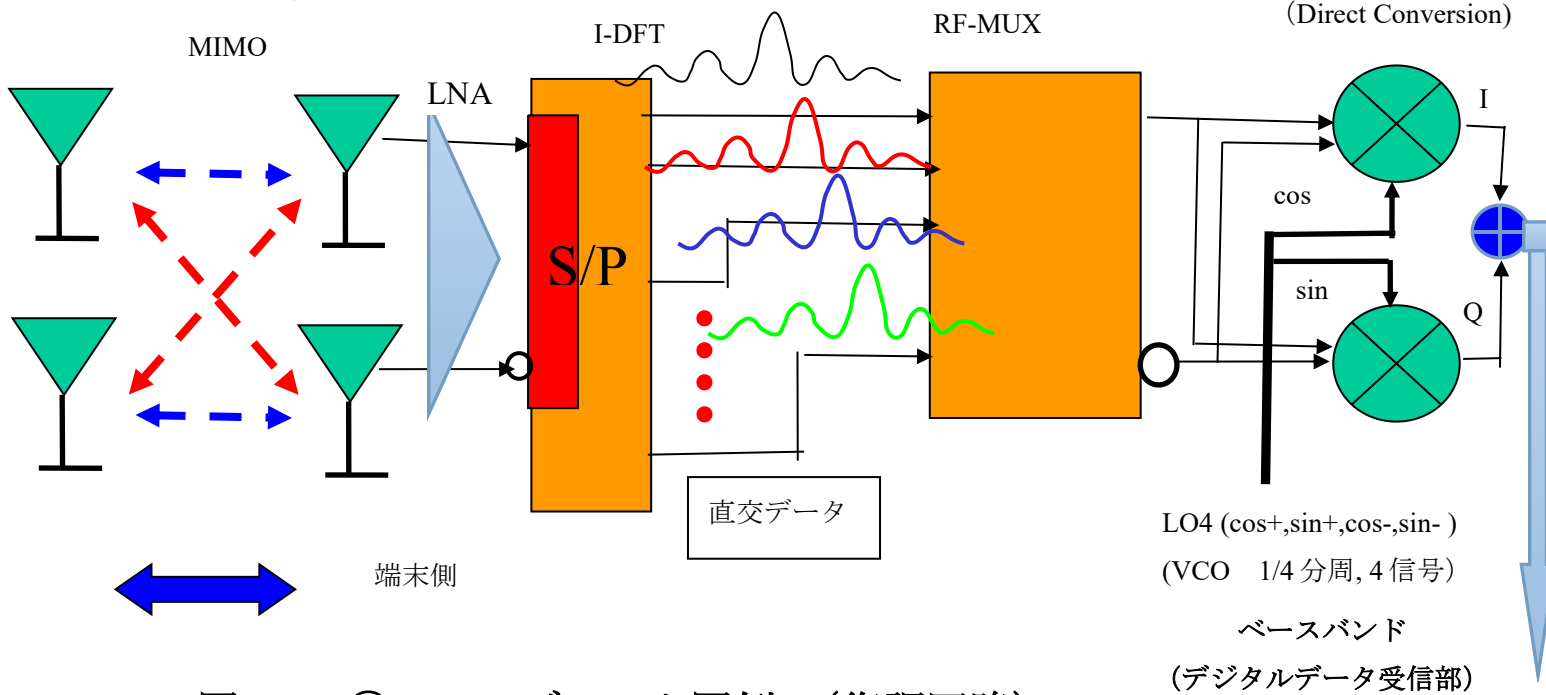


図 2-i-① OFDM ブロック図例- (復調回路)

**) 変調

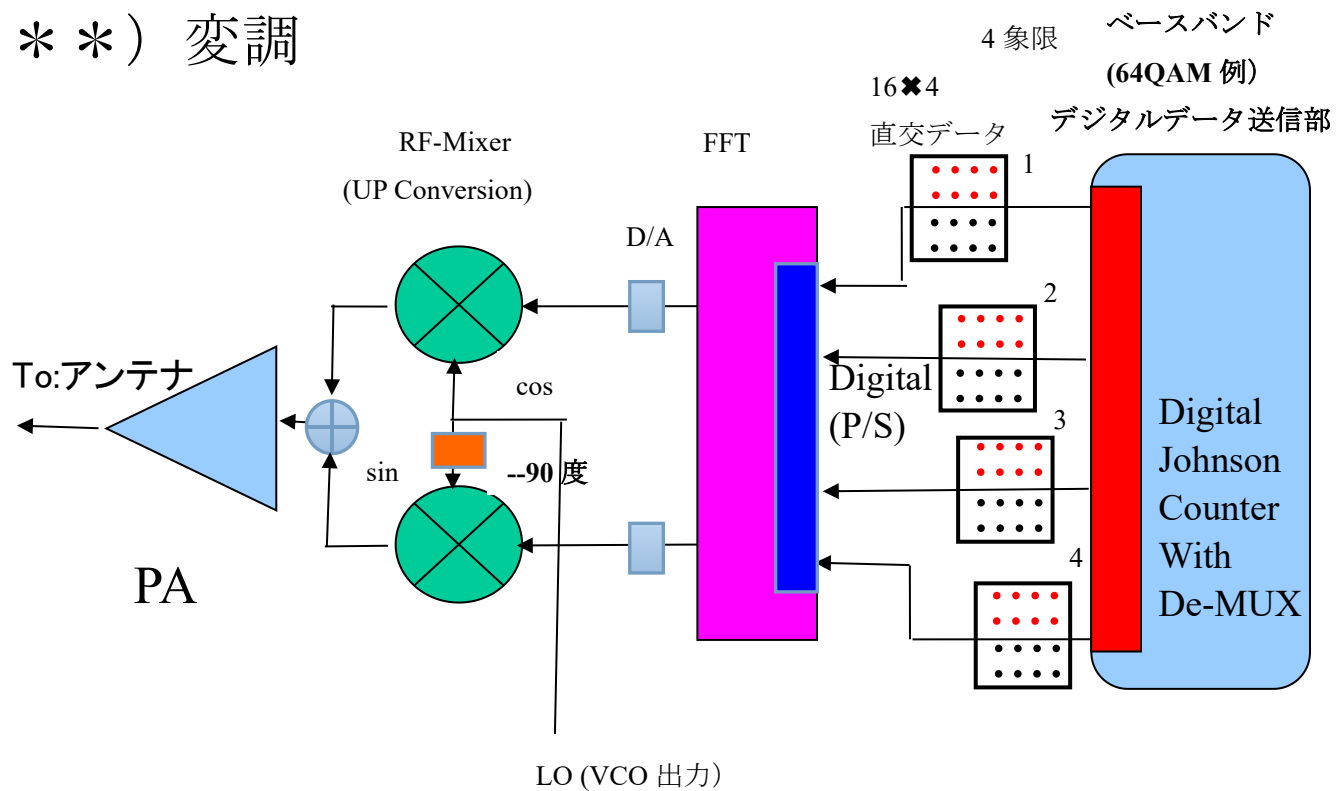


図 2-i-② OFDM ブロック図例- (変調回路)

OFDM の要素回路は次のような回路ブロックで構成される

- MIMO (Multiple-input and Multiple-output) アンテナ
複数のアンテナにデータを分散・送受信する空間変調を利用し、時間内のデータレートやスループットを高くする。
- 復調器 : MIMO アンテナで受信した信号を S/P (Serial to Parallel) 回路で、各サブキャリア毎のデータに分離する。

RF 動作可能な 4 値以上のジョンソンカウンター使用

I-DFT (Inverse- Discrete Fourier Transfer) で離散高速逆フーリエ変換

- 変調器 : 各サブキャリアのデジタルデータを P/S (Paraller to Serial) 変換後、

FFT (Fast Fourier Transfer) で

直交変調用の周波数軸信号へ高速フーリエ変換

- 隣り合うサブキャリアの周波数スペクトルや時間軸で見たエンベローブは、隣り合ったサブキャリア間で最大

値と最小値で重なり、影響しない。また、双方の最大値はお互い90度位相が異なっているので、干渉がない。

(Orthogonal : 直交性)

- RF-MUX : 周波数チャンネルと I-Q 多値データ情報を含む各サブキャリア毎に RF の高速マルチプレクサで切り替え、I と Q それぞれの Mixer 入力部に転送
- 復調用 I-Q Mixer : サブキャリア毎の周波数チャンネルと多値 I-Q データを取り出す。
- 変調用 I-Q Mixer : サブキャリア毎の直交した周波数チャンネルと多値 I-Q データをローカル信号に載せる。
- ベースバンド側 : ブロック図省略

デジタル処理 : ベースバンド側で (A/D変換)、デ・マルチプレッシングをし、サブキャリア数×(64~256)bits 並列の高速デジタルデータに変換。

付記 2A) :

Mixer の変換損失(or ゲイン) と雑音指数の違いは？

高周波で使う Mixer は初期の頃、何個かの高周波ショットキーダイオードを組み合わせた回路で、高速の変調器・復調器を構成するのが一般的でした。著者も当時、マイクロ波、及びミリ波のショットキーダイオードの開発に携わり、衛星通信等の用途に採用されていました。通信システム開発側でトランスポンダー等の機器に組み込めば、Mixer の IF 信号を直接確認し、実際の変換損失や雑音指数が判断できます。その頃は、デバイス開発側で、チップの良品を選別するために、Mixer ダイオードの性能を単体で評価する必要性があり、高周波入力電力から低周波出力電力への変換損失 ($L 0 \text{ min}$: エルゼロミニマム) をいかに最小 ($\sim -3\text{dB}$) にするのを目標としていました。

一方、移動体通信用の Mixer の世代には、高周波半導体の技術革新が進み、高周波のトランジスタや RFIC を直接使い、Mixer 回路として利用することが出来るようになりました。RFIC はほとんど単体で変・復調の Mixer 動作を行い、デバイス開発側に於いても、通信システム機器の開発側とほぼ同じ概念で、高周波 (RF) 信号や IF 出力信号がノイズに対し、Mixer 内でどのくらい劣化するかの雑音指数 (NF; Noise Figure) でその性能を表す方が利便性が高いと言えます。Mixer も LNA と同じ増幅回路ですので、NF の定義は、既に、LNA の項で説明した通りです。即ち、デシベルで表せば、入力側の (S/N) 比と出力側の (S/N) 比の差になります。

変換損失 (マイナス) と雑音指数は全く考える対象と概念が異なりますが、トランジスタのダイオード接合部分で多く雑音が増加した分、変換損失が劣化しますので、実際にはどちらもほぼ同じ数値 (最小の変換損失: -3 dB 、最小の NF: $+3 \text{ dB}$) になると考えられていますが、未だに釈然としません。詳細に比べれば、半導体内部、接合部、や線路抵抗などで発生するフリッカーノイズや抵抗による熱雑音の他に、デバイス固有の違いがあり、電氣的と熱による損失や雑音の概念の違いによる差があると考えます。

Mixer の前段、又は後段に増幅回路を一体化して設ければ、変換損失 (ロス) は 0 dB 近辺、又はそれ以上まで可能で、この場合は変換利得 (ゲイン) となり、Mixer 単体の最小雑音指数とは乖離します。

アールエフ・アナログ研究所

©RFAnalog All Rights Reserved