

移動通信用受信機設計の基礎

Foundation of the Receiver Design for Mobile Terminals

伊東健治

三菱電機株式会社

Kenji ITOH (itoh.kenji@ieee.org)

Mitsubishi Electric Corp.

8-1-1 Tsukaguchi-honmachi, Amagasaki, Hyogo, 661-8661, JAPAN

This paper describes foundation of the receiver design. In this paper, digital radio transmission, RF characterization and receiver behavior with interferences are described.

1. まえがき

移動通信はより高い機能の実現に向けた進化のもとにある。携帯電話システムでは、第2世代携帯電話での音声通話、無線インターネットに加え、第3世代携帯電話の実用化により、TV電話や無線インターネットによる音声・ビデオ配信が可能となっている。更にブロードバンドアクセスの進化のなかで、移動通信の大容量化に向けた研究が行われている[1]。このような無線通信の進展のなかで、高性能、安価かつ小形な無線装置の実用化が求められている。2000年代に入り、このような要請の中で高周波回路を含むアナログ回路、ディジタル回路を統合するSoC(System On Chip)への取り組み、すなわち one chip radio の実現が精力的に行われている[2][3]。マイクロ波・高周波技術者にとって、SoCに向けた第一歩は携帯電話用RF-ICの1チップ化であり、そのなかでダイレクトコンバージョン受信機に代表される受信機の集積化は最重要課題の一つであった[2][4]。今後のマイクロ波・ミリ波領域での大容量伝送のコンシューマ化のなかで、受信機技術の更なる進化が必要となっている。本MWE2005では、この認識の下、受信機設計(本稿)、復調処理[5]、半導体集積化受信機[6]について解説を行う。

図1に受信機の構成例を示す。移動通信用受信機としては、1918年にArmstrongが完成させたスーパーヘテロダイン受信機(図1(a))が主流である[7]-[10]。段階的に増幅・周波数変換・ろ波を行うことで、感度特性と耐干渉特性の両立が容易である。一方、ゼロIF受信機、ホモダイン受信機とも呼ばれるダイレクトコンバージョン受信機(図1(b))はRF信号をベースバンドに直接周波数変換する構成の受信機である[2][4]。このような直接周波数変換の構成は、1920年代から検討されている[11]。しかし固有の感度劣化の問題により近年まで広く用いられなかった。ダイレクトコンバージョン受信機は、IFの受信フィルタが不要で、受信機の全半導体集積化に適する。そのため半導体集積度の向上に伴い、コンシューマ用受信機の小型化、経済化の観点で検討が進められてきた。1980年代には比較的实现が容易なFM放送やページのFM受信機のダイレクトコンバージョン化が行われた[12]。1990年代に入り第2世代携帯電話の普及とともに、携帯電話用ダイレ

クトコンバージョン受信機が検討され[2][13][14]、GSM端末で実用化がなされた[15]。2000年代に入りN-CDMA端末やW-CDMA端末での実用化がなされた[16]。このように受信機構成の進化は、通信方式や半導体技術の進展と協調した進化を遂げている。

本稿では受信機技術の基礎的な解説を行う。まず、2.において無線伝送系のなかでの受信機の位置づけを説明する。3.において受信機性能の劣化要因について説明を行う。さらに4.において受信機の所望性能と高周波性能の関連について述べる。

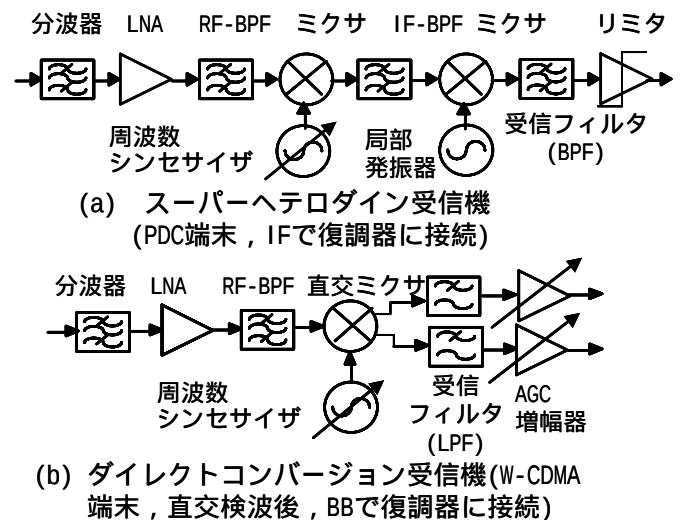


図1 移動通信用受信機の構成例

2. デジタル無線伝送系のなかでの受信機

ここでは受信機設計の前提条件を与えるディジタル無線伝送系全般に関する説明を行う[17]-[23]。

2.1 デジタル変調方式

波の時間波形を $v(t) = A \cdot \sin(2\pi f \cdot t + \phi)$ (A : 振幅, f : 周波数, ϕ : 位相) とする。 A をディジタル符号で変調すればASK (Amplitude Shift Keying), f を変調すればFSK (Frequency Shift Keying), ϕ を変調すればPSK (Phase Shift Keying) である。ディジタル変調方式は、これらの変調方式あるいはその組み合わせである。図2に無線通信で用いられる代表的なディジタル変調方式の信号空間ダイアグラムを示す。(a)は16値QAM (Quadrature Amplitude Modulation) である。

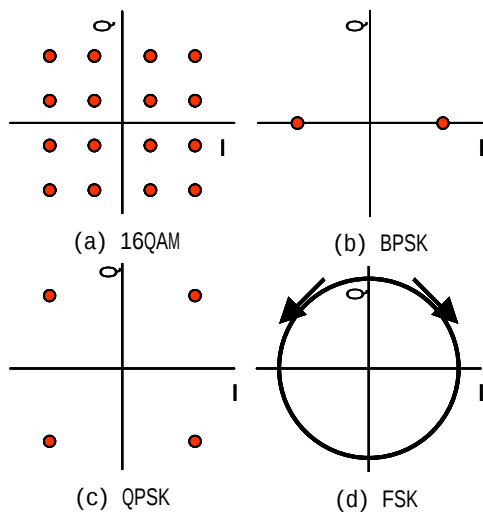


図2 信号空間ダイアグラム

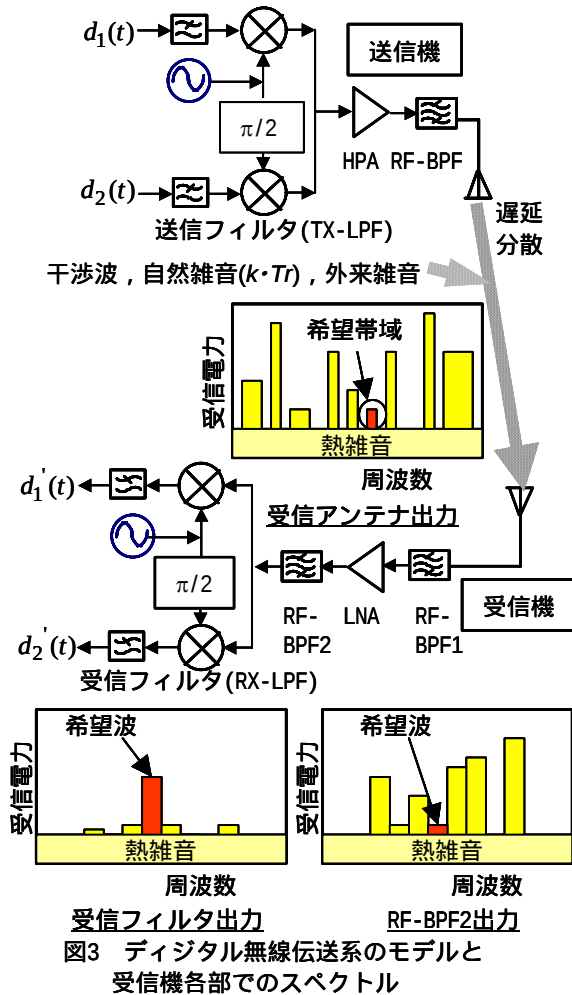


図3 デジタル無線伝送系のモデルと受信機各部でのスペクトル

64QAMや256QAMなどの多値QAMは、多値化により占有周波数あたりの伝送効率がよい。そのため、大容量伝送に適している。(b)は2値位相変調(BPSK: Binary-PSK), (c)は4値位相変調(QPSK: Quadri-PSK)である。PDCやPHSで用いられる $\pi/4$ シフトQPSK, W-CDMAで用いられるHPSK(Hybrid-PSK), EDGEで用いられる8PSKもPSKの一種である。(d)は2値FSKである。

符号によりシンボル点の遷移方向が反転する。多値化すると、符号の遷移方向のみならず遷移速度が変化する。変調指数が0.5の場合をMSK(Minimum-SK)と呼び、GSMで用いられるGMSK(Gaussian MSK)はMSKの一種である。時間に対する振幅と位相の変化に着目すると、QAMは符号により振幅と位相が変化する。PSK/FSKでは全符号で振幅が一定である。ただし、PSKでは符号間の遷移中に振幅が変化する。一方、FSKでは符号点・符号間で完全に定包絡線となる。

2.2 デジタル無線伝送系

図3にQPSKでのデジタル無線伝送系のモデルを示す。送信機においては、デジタル伝送符号 $d_1(t)$ 、 $d_2(t)$ を送信フィルタ(TX-LPF)で帯域制限し、直交変調器で変調を行い、送信波を送出する。無線伝送区間においては、伝播による減衰や遅延のほか、マルチパス伝送による信号強度のフェージングや符号間干渉などによる信号品質の劣化が生じる。また、他の無線機からの干渉波、自動車の雑音のような外来雑音、大気、大地あるいは宇宙からの自然雑音などが重畳する。受信機には所望の受信波のほか、これらの干渉波や雑音が入力する。受信機内のRFフィルタ(RF-BPF)により干渉波を減衰させ、直交検波し、受信フィルタ(RX-LPF)により近接する干渉波や雑音電力を抑制し、 $d_1'(t)$ 、 $d_2'(t)$ を復調する。

つぎにこのデジタル無線伝送系におけるフィルタの役割について述べる。何らフィルタによる帯域制限を行わないデジタル伝送符号の周波数スペクトラム $V(\omega)$ は次式のsinc関数で与えられ、占有帯域以外へ送信電力が漏洩する。

$$V(\omega) = A \cdot T \cdot \sin(\omega T/2) / (\omega T/2) \quad (1)$$

周波数の利用効率を高めるためには、送信フィルタによる帯域制限が必要となる。受信機では図3に示すような干渉波を抑制する機能がRFフィルタ(RF-BPF)に求められ、近接する干渉波と受信波に重畳する雑音を抑制し受信波のC/Nを改善する整合フィルタの機能が受信フィルタ(RX-LPF)に求められる。このようにデジタル無線伝送路全体で送信フィルタと受信フィルタとによる帯域制限を行う。このような帯域制限に用いるフィルタ特性に、次式のコサインロールオフ伝送特性がある。

$$r(t) = \frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\frac{\pi t}{T}} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\alpha \pi t}{T}\right)}{1 - \left(\frac{2\alpha t}{T}\right)^2} \quad (\text{時間ドメイン})$$

$$R(\omega) = T \quad : 0 \leq |\omega| \leq \frac{\pi}{T}(1-\alpha)$$

$$= \frac{T}{2} \left[1 - \sin\left\{ \frac{T}{2\alpha} \left(\omega - \frac{\pi}{T} \right) \right\} \right] : \frac{\pi}{T}(1-\alpha) < |\omega| \leq \frac{\pi}{T}(1-\alpha)$$

(周波数ドメイン) (2)

ここで α はロールオフ率であり波形整形した後の帯域幅を決めるパラメータである。図4にコサインロールオフ特性のフィルタ特性を示す。時間波形に着

目すると、隣接符号の位置での振幅は0であり、隣接符号の中心(ナイキスト点)では符号間干渉が生じていない。また α を小さくするほど狭帯域となるが、応答が長時間となる。このようなコサインロールオフ特性を、送信フィルタと受信フィルタ全体で実現するため、送信フィルタ、受信フィルタのそれぞれに、ルートコサインロールオフ特性 $\sqrt{R(\omega)}$ を分配する。

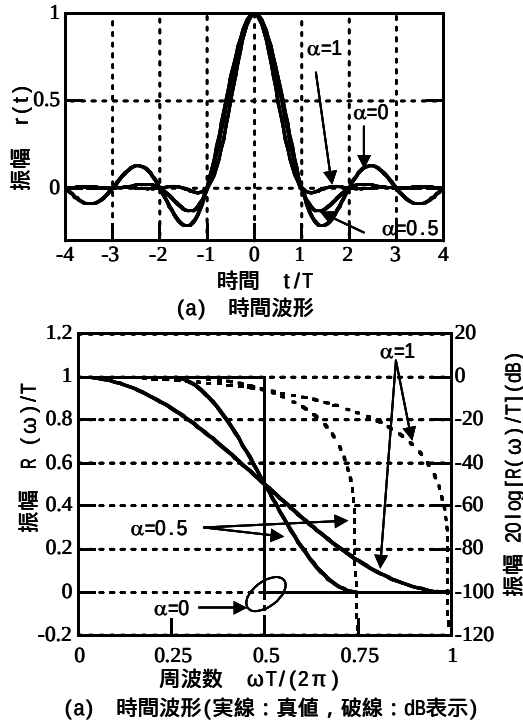


図4 コサインロールオフ特性

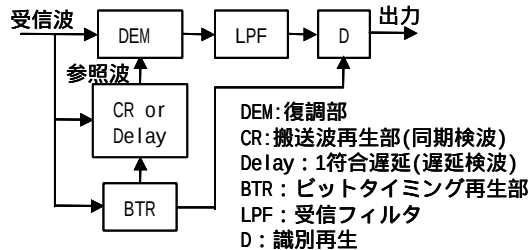


図5 PSK用復調器の構成

2.3 復調特性

図5にPSK用復調器の構成を示す。受信波と参照波を比較し、符号を再生する。同期検波の参照波はPLLなどで再生された搬送波、遅延検波の参照波は符号が1つ前の受信波である。低雑音の再生搬送波を参照する同期検波は高感度な特長がある。遅延検波はHW構成が簡易であり、また移动通信のようにフェージングなど伝播劣悪な条件下での復調に適する特長がある。同期検波方式の復調器の符号誤り率 Pe_1 (絶対位相による符号化)、 Pe_2 (差動符号化)は次式で与えられる。

$$Pe_1 = (1/2) \operatorname{erfc}(E_b/N_0) \quad (3)$$

$$Pe_2 = 2Pe_1(1 - Pe_1) \quad (4)$$

ここで $\operatorname{erfc}(\cdot)$ は誤差補関数、 E_b は符号1ビットあたりの電力[W/bit]、 N_0 は1Hzあたりの雑音電力[W/Hz]である。したがって E_b/N_0 は符号1ビットあたりの電力と1Hzあたりの雑音の電力比であり、S/N比に相当する。また絶対位相による符号化とは、空間ダイアグラム上の符号の絶対位置に伝送情報を与える場合であり、差動符号化とは空間ダイアグラム上の符号の遷移量に伝送情報を与える場合である。差動符号化した場合、符号1ビットを誤ると、この誤り符号から求められる2ビット分の情報を誤るため、符号誤り率は約2倍高くなる。一方、再生された搬送波位相の不確定性の問題を回避できる利点がある。遅延検波方式の復調器の符号誤り率 Pe_3 は次式で与えられる[21]。

$$Pe_3 = \frac{1}{2} \exp\left\{-\left(E_b/N_0\right)\right\} \quad (\text{BPSK}) \quad (5)$$

$$= Q(a, b) - \frac{1}{2} I_0(ab) \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2}(a^2 + b^2)\right\} \quad (\text{QPSK})$$

$$Q(a, b) = \int_b^\infty t I_0(at) \exp\left\{-\frac{1}{2}(t^2 + a^2)\right\} dt$$

$$a = \sqrt{2(E_b/N_0)(1 - 1/\sqrt{2})}, \quad b = \sqrt{2(E_b/N_0)(1 + 1/\sqrt{2})}$$

ここで $I_0(\cdot)$ は0次の第1種変形Bessel関数、 $Q(a, b)$ はMarcum Q関数である。図6に符号誤り率の理論値を示す。

受信機的设计では、弱電界の条件、妨害波からの干渉条件において所望の E_b/N_0 を実現するように、無線回路の雑音特性やひずみ特性を設計する。

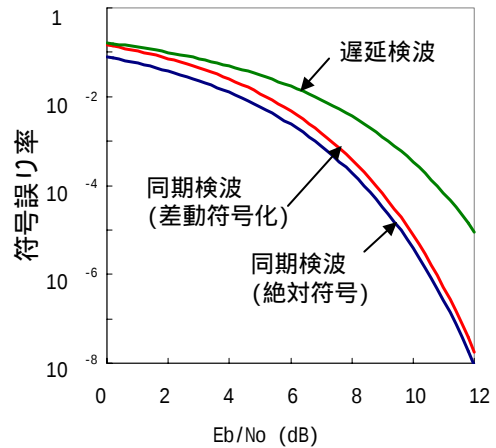


図6 符号誤り率の理論値(QPSK)

3. 受信性能の劣化要因

3.1 雑音

伝送路や受信機による雑音が重畳した希望波 $v_{in}(t)$ は次式で表される。

$$v_{in}(t) = A_n(t) \cdot \cos\{\omega_c t + \phi_c + \phi_s(t) + \phi_n(t)\} + V_n(t) \quad (6)$$

ここで ω_c は搬送波周波数, ϕ_c は搬送波の位相, $\phi_s(t)$ は符号により変調された位相であり PSK を想定している. さらに $A_n(t)$ は振幅雑音, $\phi_n(t)$ は位相雑音であり主に局部発振器に起因する[24].

(1) 加法的白色雑音

希望波に加わる加法的白色雑音には, (a) アンテナ雑音, (b) 受信機の内部雑音, (c) 送信雑音がある. 受信機入力端(アンテナ出力)に換算した帯域 1Hz あたりの雑音電力密度 P_{nrx} は, 次式で与えられる.

$$P_{nrx} = k \cdot T_a + P_{n_{add}} + L_{dpx} \cdot P_{ntx} \quad (\text{W/Hz}) \quad (7)$$

ここで, k はボルツマン定数 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T_a はアンテナの雑音温度, $P_{n_{add}}$ は受信機の入力端に換算した受信機全体の熱雑音電力密度, L_{dpx} は無線機の送受信帯域分波器のアイソレーション, P_{ntx} は無線機の送信機から放射される送信雑音電力密度である. $k \cdot T_a$ はアンテナ雑音であり, アンテナ覆域内に存在する自然雑音(天体からの宇宙雑音, 大気の大気吸収雑音, 地表の熱雑音)とアンテナ内部の損失に起因する熱雑音で与えられる. 陸上移動通信では, アンテナの覆域内に人体, 地表, 建物が見えるため, T_a を室温 T_r (293K, 20)で近似する. ちなみに衛星通信では, $T_a \ll T_r$ となるように, 地表を避けるようアンテナの放射パターンを設計する[23]. $P_{n_{add}}$ は受信機の熱雑音の項であり, 受動部品の損失による熱雑音や, 半導体のショット雑音に起因する. $L_{dpx} \cdot P_{ntx}$ は分波器を介し干渉する送信雑音であり, 同時に送受信を行う場合に考慮される. そのほか, 自動車などから放射される人工雑音や, 他の無線機から放射されるスプリアスなどの外来雑音がある. これらの雑音は外部要因となるため, 受信機設計では考慮しない.

つぎに図7に雑音指数 F の説明図を示す. 雑音指数 F は入力信号の SN 比 ($P_{s_{in}} / P_{n_{in}}$) と出力信号の SN 比 ($P_{s_{out}} / P_{n_{out}}$) との比で定義され, 次式で表される.

$$F = 1 + P_{n_{add}} / (k \cdot T_r) \quad (8)$$

ここで, $k \cdot T_r$ は室温 T_r の入力側の信号源インピーダンスから取り出される熱雑音電力密度であり, 室温 ($T_r = 293 \text{ K}$) の場合, $k \cdot T_r = -173.9 \text{ (dBm/Hz)}$ である. 受信機の雑音指数 F が与えられると, 式(8)より $P_{n_{add}}$ は次式で与えられる.

$$P_{n_{add}} = (F - 1) \cdot k \cdot T_r \quad (\text{W/Hz}) \quad (9)$$

式(7)と式(9)より受信機入力端換算での加法的白色雑音の電力密度 P_{nrx} は次式で与えられる.

$$P_{nrx} = k \cdot T_r + (F - 1) \cdot k \cdot T_r + L_{dpx} \cdot P_{ntx} = F \cdot k \cdot T_r + L_{dpx} \cdot P_{ntx} \quad (\text{W/Hz}) \quad (10)$$

送受信機を極限まで低雑音化しても ($F=1$), アンテナ

雑音に起因する $k \cdot T_r$ が残る. 次に n 段の回路ブロックを接続したときの雑音指数 F_t の説明図を図8に示す. 各段の雑音指数を $F_i (i=1, 2, \dots, n)$, 電力利得を $G_{p_i} (i=1, 2, \dots, n)$ とすると F_t は次式で与えられる.

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{p_1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{p_1} \cdot G_{p_2}} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_{p_1} \cdot \dots \cdot G_{p_{n-1}}} \quad (11)$$

受信機の雑音指数 F_t に対し, 最前段の回路の雑音指数が支配的である. より具体的には LNA の雑音指数と利得が支配的である. またフィルタや伝送線路などの損失 L を有する受動回路の雑音指数 F は, $F = L$ である. 以上の議論は, 雑音指数 F を定義する各回路が, 信号源および前段・後段の回路と負荷に対して完全に整合している場合に成立する.

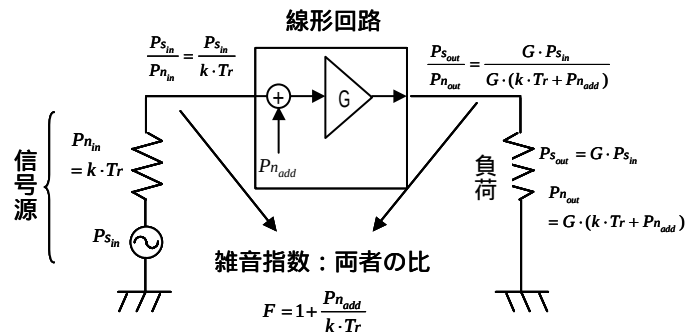


図7 雑音指数の説明

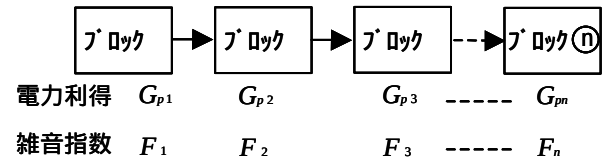


図8 多段接続した回路ブロック

(2) 局部発振器の雑音[24]

振幅雑音と位相雑音は局部発振器に起因する雑音である. 特に位相雑音は高レベルであり, 受信機の感度と選択度の劣化要因となる. ここでは位相雑音の説明を行う. 図9に位相雑音 $\phi_n(t)$ を有する局部発振波 $v_p(t) = \cos\{\omega_c t + \phi_n(t)\}$ の時間波形と周波数スペクトルを示す. 位相雑音 $\phi_n(t)$ により, 時間波形にゆらぎが生じ, 周波数スペクトルがスカート状に広がる. そのため位相雑音 $\phi_n(t)$ により, 符号誤り率と隣接チャネルとの干渉が劣化する. 符号誤り率の劣化は, 搬送波の位相にゆらぎ $\phi_n(t)$ が生じ, 空間ダイアグラム上の符号位置が円周方向に分散することによる. この場合, 受信フィルタの帯域内すなわち伝送帯域内の位相雑音が問題となる. 同期検波(誤り訂正なし)における 10^{-6} の誤り率では, $N/C = -30 \text{ dBc}$ 程度の伝送帯域内の位相雑音により 0.2 dB 程度の劣化が生じる. -25 dBc 以上では急激に劣化する. 遅延検波においては, 前後の2シンボルの比較のみを行うため, 位相雑音による劣化は同期検波より緩和される.

次に隣接チャネルとの干渉については周波数スペクトルの側波帯への広がり起因する。図10に示すように、位相雑音により周波数スペクトルが広がると、隣接チャネルからの干渉を受ける。

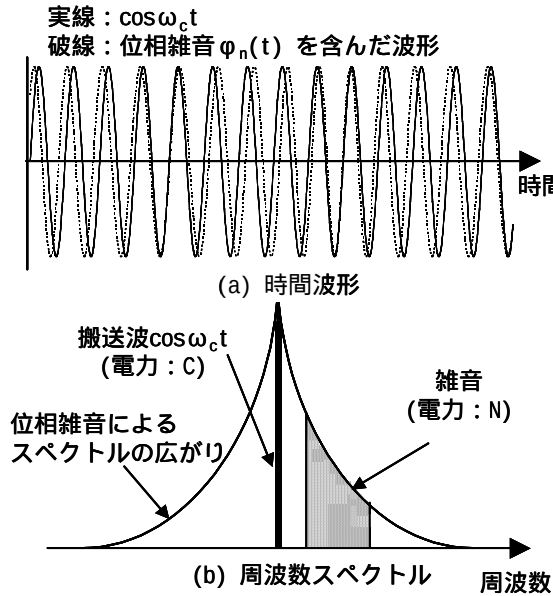
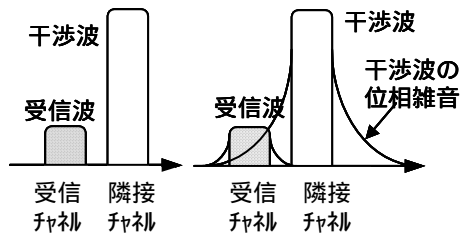
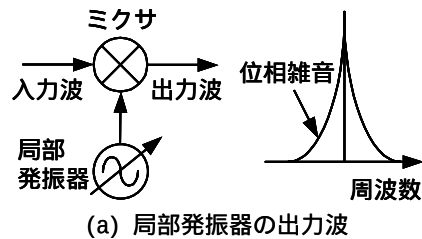


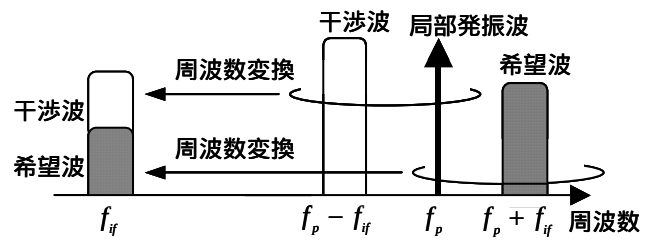
図9 位相雑音を有する局部発振波



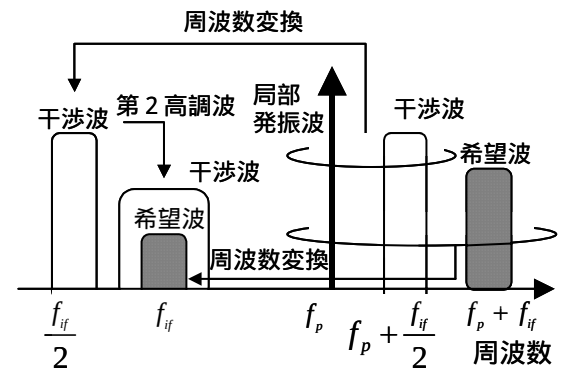
(b)ミキサへの入力波 (c)ミキサからの出力波
図10 位相雑音による隣接チャネルからの干渉

3.2 受信スプリアス応答

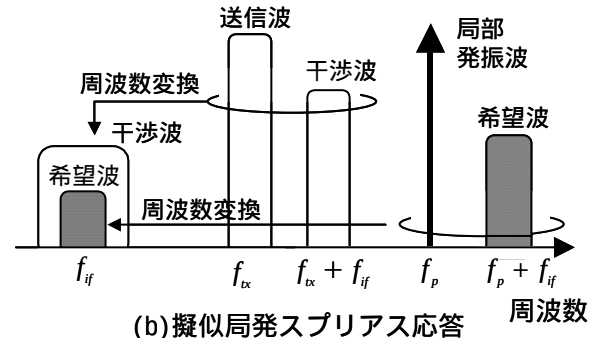
受信スプリアス応答は、希望波周波数以外の干渉波に対する受信機の応答であり、主にミキサとフィルタの特性に依存する。まず1次の混合積による受信スプリアス応答であるイメージ応答を図11(a)に示す。ミキサは乗算器であり、周波数 f_1 と周波数 f_2 の2つの波を乗算すると、 $(f_1 + f_2)$ に周波数変換される。このため局部発振周波数を f_p とすると、中間周波数 f_{if} に周波数変換される信号周波数 f_s にも $f_p \pm f_{if}$ の2周波があり、それぞれが f_p を挟んだ影像の関係となる。受信機では、RF-BPFをミキサより前段に設け、影像周波数からの干渉と雑音を抑制する。



(a)イメージ応答



(b)Half-IFスプリアス応答



(b)擬似局発スプリアス応答

図11 スプリアス応答の例

以上は1次の混合積での応答であるが、受信機の高次の非線形性に起因する高次の混合積によるスプリアス応答があり、その周波数 $f_{p,q,r}$ は次式で与えられる。

$$f_{p,q,r} = |f_{if} \pm q \cdot f_p \pm r \cdot f_{tx}| / p \quad (12)$$

ここで p は干渉波に対する次数、 q は局部発振波に対する次数、 r は送信波(周波数: f_{tx})に対する次数である。 r は送受信を同時に行う場合に考慮が必要である。図11(b)はHalf-IFスプリアス応答と呼ばれ、 $p=2, q=2, r=0$ の混合積に起因する $f_{2,2,0} = f_{if}/2 \pm f_p$ でのスプリアス応答である[10][25]。ミキサにこの周波数の干渉波を入力すると、干渉波は f_{if} に周波数変換され、希望波に干渉する。図11(c)は送受信を同時に行うシステムで生じ、擬似局発スプリアス応答[10]と呼ばれる。 $p=1, q=0, r=1$ の混合積に起因する $f_{1,0,1} = f_{if} \pm f_{tx}$ でのスプリアス応答である。送信波 f_{tx} との混合により、干渉波が f_{if} に周波数変換され、希望波に干渉する。

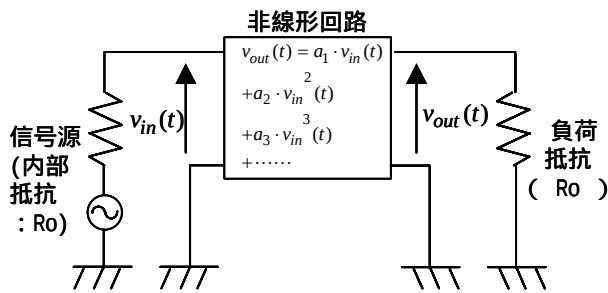
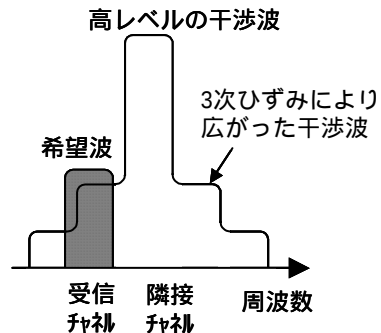
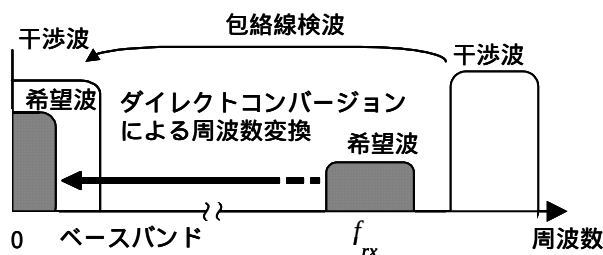


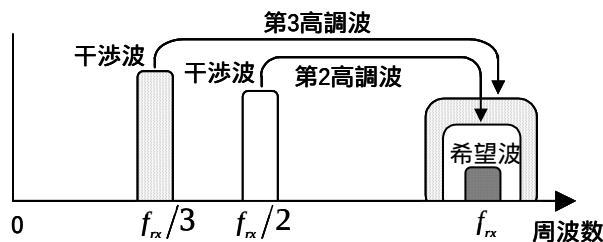
図12 非線形回路のモデル



(a) 3次ひずみによる干渉



(b) 2次ひずみによる干渉
(ダイレクトコンバージョン受信機の場合)



(c) 高調波による干渉

図13 1波の干渉波を入力した時の非線形性による干渉

3.3 非線形ひずみ

図12に非線形回路のモデルを示す。入力電圧 $v_{in}(t)$ に対して出力電圧 $v_{out}(t)$ は次式で与えられる。

$$v_{out}(t) = a_1 \cdot v_{in}(t) + a_2 \cdot v_{in}^2(t) + a_3 \cdot v_{in}^3(t) + \dots \quad (13)$$

a_1 は線形動作時の電圧利得であり、 a_i ($i > 1$) は高次項に対する係数である。非線形回路では $v_{in}(t)$ に対する2次以上のひずみを含み、このひずみにより受

信特性の劣化を生じる。高周波デバイスには、式(13)で表される振幅の非線形性(AM-AM変換)のみならず、位相の非線形性(AM-PM変換)がある。受信機では、AM-AM変換のみ考慮で十分である場合が多い。

非線形ひずみによる受信性能の劣化には、高レベルの希望波を入力したときの符号誤り率の劣化と、高レベルの干渉波を入力したときの希望波への干渉がある。非線形回路に高レベルの希望波を入力し、その伝送波形にひずみを生じると、図2に示すように振幅情報を含むQAM系の変調方式や、CDMAのように非線形性により符号間直交性が損なわれるシステム、OFDMのようなマルチキャリア伝送では、符号誤り率が劣化する[17]。これらのシステムでは、高レベル入力時に受信フロントエンドを低利得とするよう制御し、符号誤り率の劣化を回避する。つぎに高レベルの干渉波を非線形回路に入力したときの劣化は、干渉波が受信機の非線形性により周波数変換され、希望波に干渉することによる感度劣化である。このような干渉による感度劣化を明確にするため、1波の干渉波入力時と、2波の干渉波入力時における干渉の様子をそれぞれ説明する。

(1) 1波干渉波入力時の非線形性の問題

ここでは3次までの非線形性を考慮し、1波干渉波入力時の非線形性の問題について述べる。式(13)において3次の非線形まで考慮すると、干渉波 $v_{in}(t) = A \cdot \cos \omega t$ を入力したときの非線形回路の出力電圧 $v_{out}(t)$ は次式で与えられる。

$$v_{out}(t) = \frac{a_2 \cdot A^2}{2} + \frac{4a_1 + 3a_3 \cdot A^2}{4} A \cdot \cos \omega t + \frac{a_2 \cdot A^2}{2} \cos 2\omega t + \frac{a_3 \cdot A^3}{4} \cos 3\omega t \quad (14)$$

干渉波が変調波であれば、振幅 A や ω が時変項となる。図13に1波の干渉波を入力した時の非線形性による干渉の様子を示す。同図(a)は3次ひずみによる干渉波の変調スペクトルの拡がりによる干渉である。同図(b)はダイレクトコンバージョン受信機における包絡線検波による干渉である。2次の非線形性により干渉波の包絡線成分 $a_2 \cdot A^2 / 2$ が検波され、干渉波が変調波であればベースバンド領域の雑音状の電圧となり所望波に干渉する。同図(c)は高調波による干渉である。

(2) 2波干渉波入力時の非線形性の問題

式(13)において3次の非線形まで考慮すると、2波からなる干渉波 $v_{in}(t) = A \cdot \cos \omega_a t + B \cdot \cos \omega_b t$ を入力したときの非線形回路の出力電圧 $v_{out}(t)$ は次式で与えられる。

$$v_{out}(t) = \frac{a_2}{2} (A^2 + B^2) + \frac{4a_1 + 3a_3(A^2 + 2B^2)}{4} A \cdot \cos \omega_a t + \frac{4a_1 + 3a_3(B^2 + 2A^2)}{4} B \cdot \cos \omega_b t$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{a_2}{2} \left(A^2 \cdot \cos 2\omega_a t + B^2 \cdot \cos 2\omega_b t \right) + \frac{a_3}{4} \left(A^3 \cdot \cos 3\omega_a t + B^3 \cdot \cos 3\omega_b t \right) \\
& + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\omega_a + \omega_b)t + a_2 \cdot A \cdot B \cdot \cos(\omega_a - \omega_b)t \\
& + \frac{3a_3 \cdot A \cdot B}{4} \left\{ A \cdot \cos(2\omega_a - \omega_b)t + B \cdot \cos(2\omega_b - \omega_a)t \right\} \\
& + \frac{3a_3 \cdot A \cdot B}{4} \left\{ A \cdot \cos(2\omega_a + \omega_b)t + B \cdot \cos(2\omega_b + \omega_a)t \right\}
\end{aligned} \quad (15)$$

式(15)より非線形回路の出力には、それぞれの干渉波の基本波、直流成分、3次までの高調波に加え、2波の干渉波の混合積が生じることがわかる。前述の1波干渉波入力時と同様の干渉に加え、2波干渉波入力時固有の干渉を生じる。図14に2波の干渉波を入力した時の非線形性による受信感度劣化の様子を示す。同図(a)は2次相互変調ひずみによる干渉、同図(b)は3次相互変調ひずみによる干渉、同図(c)は混変調ひずみによる干渉である。

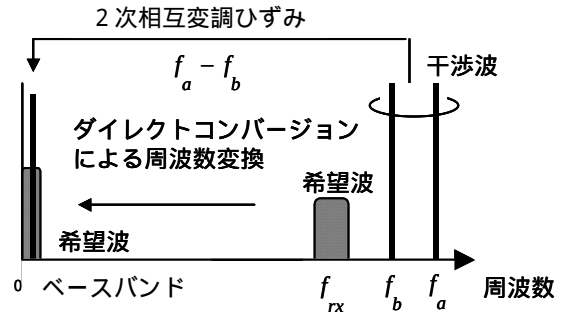
2次相互変調ひずみは式(15)において、 $(\omega_a \pm \omega_b)$ で与えられる混合積である。 ω_a, ω_b の角周波数が近接する場合、角周波数の差 $|\omega_a - \omega_b|$ はベースバンド領域となる。スーパーヘテロダイン受信機ではIFフィルタによりベースバンド領域の2次相互変調ひずみは抑制される。しかしながらダイレクトコンバージョン受信機の場合、ミキサの2次相互変調ひずみが感度劣化要因となる。入出力特性において、等振幅($A=B$)入力波と2次相互変調ひずみの出力電力の延長線の交点を2次相互変調ひずみのインターセプト点 IP_2 、回路の入力端に換算した IP_2 を IIP_2 、出力端に換算した IP_2 を OIP_2 と定義する。入力波 P_{in} (W/波)に対する入力換算での2次相互変調ひずみ P_{im2} (W/波)は次式で与えられる。

$$P_{im2} = (P_{in})^2 / IIP_2 \quad (\text{W/波}) \quad (16)$$

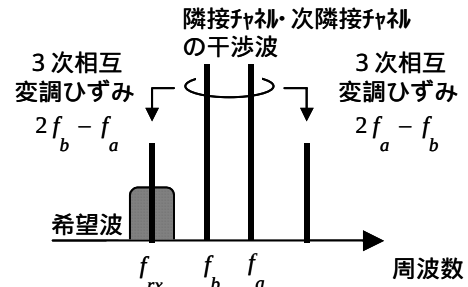
IIP_2 は式(15)より、次式で近似できる。

$$IIP_2 \approx (a_1/a_2)^2 / (2R_0) \quad (\text{W}) \quad (17)$$

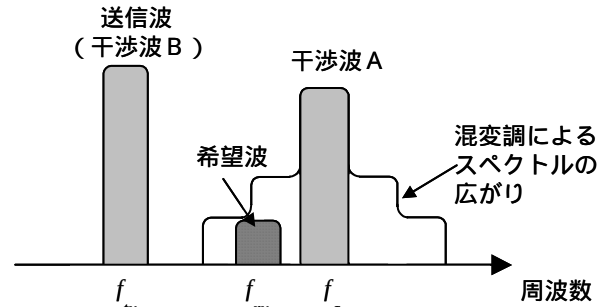
3次相互変調ひずみは式(15)において、 $(2\omega_a \pm \omega_b)$ 、 $(2\omega_b \pm \omega_a)$ で与えられる混合積である。等周波数間隔で送受信周波数が割り当てられる移動通信システムでは、希望波の隣接チャネル、次隣接チャネルの干渉波の3次相互変調ひずみが希望波に干渉し、感度劣化を生じる。また3次相互変調ひずみは干渉波の近傍に生じるため、フィルタでの除去は難しい。そのため、受信フロントエンドでは、所定の3次相互変調ひずみレベルに抑えるよう、デバイス設計やレベルダイヤグラムの設計がなされる。2次相互変調ひずみと同様、3次相互変調ひずみについても、インターセプト点 IP_3 、回路の入力端に換算した IP_3 を IIP_3 、出力端に換算した IP_3 を OIP_3 と定義する。入力波 P_{in} (W/tone)に対する入力換算の3次相互変調ひずみ P_{im3} (W/波)は次式で与えられる。



(a) 2次相互変調ひずみによる干渉
(ダイレクトコンバージョン受信機の場合)



(b) 3次相互変調ひずみによる干渉



(c) 混変調ひずみによる干渉

図14 2波の干渉波を入力した時の非線形性による干渉

$$P_{im3} = (P_{in})^3 / (IIP_3)^2 \quad (\text{W/波}) \quad (18)$$

IIP_3 についても IIP_2 同様、次式で近似できる。

$$IIP_3 \approx (2/3) \cdot (1/R_0) \cdot |a_1/a_3| \quad (\text{W}) \quad (19)$$

また IIP_3 と 1dB 利得抑圧時の入力電力 IP_{1db} (W) との関係は、 $IIP_3/IP_{1db} \approx 9.2$ (9.6dB) で近似でき、簡易な検討に便利である。つぎに n 段接続された回路ブロックでの、各段の IIP_3 を IIP_i ($i=1, 2, \dots, n$)、電圧利得 a_1 を $(a_1)_i$ ($i=1, 2, \dots, n$) とすると、全体の IIP_3 である IIP_{3t} は次式で近似できる。

$$\frac{1}{IIP_{3t}} \approx \frac{1}{IIP_{31}} + \frac{(a_1)_1^2}{IIP_{32}} + \frac{(a_1)_1^2 \cdot (a_1)_2^2}{IIP_{33}} + \dots + \frac{(a_1)_1^2 \cdot \dots \cdot (a_1)_{n-1}^2}{IIP_{3n}} \quad (20)$$

ここでは ω_a, ω_b から離れた周波数領域 (2次ひずみ成分：直流近傍や第2高調波周波数近傍) の混合積

が十分減衰している前提で近似している[4]。これより、受信機全体の3次相互変調ひずみに対し、後段の回路の3次ひずみ特性が支配的であることがわかる。RF段で最後段の受信ミキサの3次相互変調ひずみが受信機に対し支配的である。

混変調ひずみは式(15)において $(3/2)a_3B^2 \cdot A \cos \omega_a t$ 、 $(3/2)a_3A^2 \cdot B \cos \omega_b t$ で与えられる混合積である。高レベルの変調波 $B \cdot \cos \omega_b t$ の振幅成分の自乗項 B^2 により、干渉波 $A \cdot \cos \omega_a t$ が変調される現象である。送受信を同時に行う W-CDMA では、送信波が高レベルの変調波 $B \cdot \cos \omega_b t$ として振舞い、隣接チャネルの干渉波 $A \cdot \cos \omega_a t$ が混変調ひずみにより希望波に干渉する可能性がある[4]。

以上の検討は3次までの近似であり、GaAs FET増幅器のように、高次の非線形性が弱く、かつデバイスの動作点が飽和点から十分なバックオフがあれば、十分良い近似である。これらの条件を留意してこれらの式を利用されたい。

3.4 線形ひずみ

デジタル無線伝送では、符号間干渉を生じない無ひずみフィルタの適用を想定している。線形ひずみは、送受信機に用いるフィルタが無ひずみ条件となる振幅特性、群遅延特性から外れることにより生じる波形ひずみであり、符号間干渉による感度劣化の原因となる[26]。送信フィルタについてはデジタルフィルタによりルートコサインローフオフ特性特性が実現されている[19]。受信フィルタについては、高感度が要求される衛星通信では、送信フィルタ同様、デジタルフィルタが用いられる場合が多い[27]。低電流化が要求されるモバイル通信では、IF帯域のセラミックフィルタ[28]、ベースバンド帯域のアクティブフィルタ[16][29][30]などが用いられる。振幅特性は受信フィルタの等価雑音帯域幅が伝送帯域と同等となり、かつ帯域外の妨害波を抑制し、所定の選択度が得られるよう設計される。また、位相特性は1符号長より十分短い時間の群遅延偏差となるよう設計される。そのため、全帯域通過フィルタによる遅延等化が行われる場合もある[30]。

3.5 直交ミキサのベクトル誤差

直交ミキサを用い希望波の直交検波を行う受信機では、そのベクトル誤差が受信感度に影響を与える。ベクトル誤差は、DCオフセット、直交振幅誤差、そして位相誤差により定義される。これらの誤差要因により伝送符号の空間ダイアグラムがオフセット(DCオフセット)、あるいは楕円に変形(振幅誤差、位相誤差)し、符号誤り率が高まる。

4. 受信機性能

4.1 受信機性能の規格と劣化要因

移動通信用受信機では、感度性能のほか、耐干渉性の定量評価を目的に、様々な項目が設定されている[31]。以下、規格で定義される受信性能の概要に

ついて述べる。表1に主要な受信性能に関係する回路性能とその劣化要因についてまとめる。

表1 主要な受信性能と関係する無線回路の性能

受信性能	関係する無線回路の性能
1. 感度	(1) 雑音指数 (2) 送信波による雑音特性の劣化 ・ 受信機の飽和による雑音指数の劣化 ・ 送信波の受信帯雑音 ・ ミキサの2次ひずみによる送信波の自己検波(DCR) (3) 復調性能 (4) 無線回路による復調性能の劣化 ・ 局部発振器の位相雑音 ・ 受信フロントエンドの非線形ひずみ ・ 受信フィルタの線形ひずみ ・ 直交検波時のベクトル誤差
2. 隣接チャネル選択度	(1) 受信フィルタの減衰量 (2) 干渉波のスペクトル広がり ・ 局部発振器の位相雑音 ・ 受信フロントエンドの3次・5次ひずみ ・ 受信フロントエンドの混変調ひずみ (3) 干渉波の自己検波(DCR) ・ ミキサ、ベースバンドの2次ひずみ
3. 相互変調特性	(1) 受信フロントエンドの3次ひずみ (2) 受信フィルタでの干渉波の減衰量
4. ブロックキング	(1) 干渉波周波数でのRF-BPFの減衰量 (2) 干渉波周波数でのミキサのスプリアス応答 (3) 受信フロントエンドの飽和特性

(DCR)はダイレクトコンバージョン受信機固有の劣化要因

4.2 受信感度

受信感度は基準感度あるいは最小受信感度とも呼ばれ、図15に示すように受信可能な希望波の最低レベルである。このとき、受信感度点での所定の通信品質(アナログFM通信でのSINADや、デジタル通信での符号誤り率 P_e など)も、あわせて規定されている。この受信感度は無線回路の熱雑音と、無線回路での劣化を含めた復調性能とから与えられる。高感度化のためには、雑音指数の改善、付加雑音の抑制、復調性能の劣化(位相雑音、線形/非線形ひずみ、直交ミキサのベクトル誤差)の抑制が必要である。付加雑音には、アナログFM方式やW-CDMA方式など送受信を同時に行うシステムでの送信波の干渉(雑音指数の劣化、ダイレクトコンバージョン受信機での送信波の包絡波成分のベースバンドへの干渉)などがある。

4.3 隣接チャネル選択度

隣接チャネル選択度は、図16に示すように、隣接チャネルに高レベルの干渉波を加えた時の受信品質の規定であり、主に受信フィルタの減衰量に係る

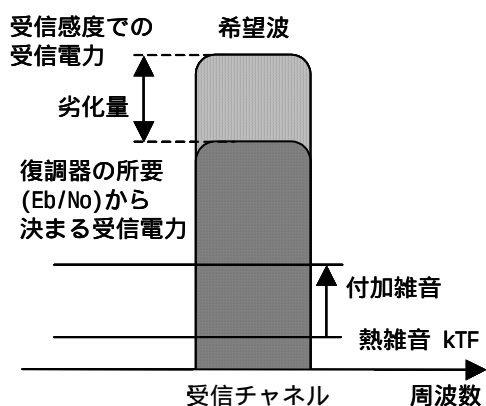


図15 受信感度の説明図

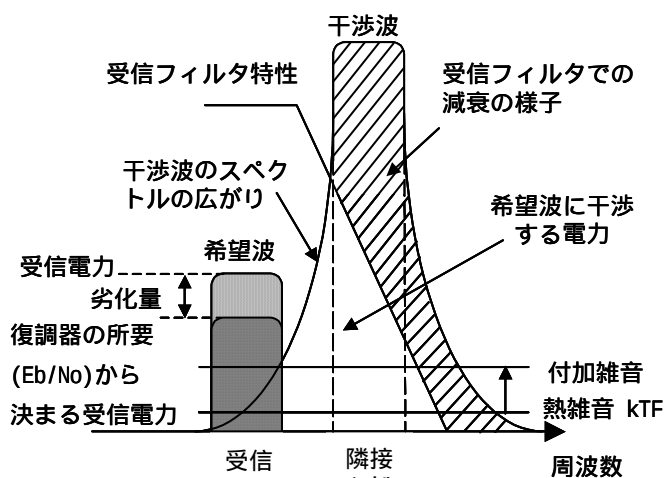


図16 隣接チャンネル選択度の説明図

る評価項目である。さらに隣接チャンネル選択度の劣化要因としては、(a) 局発振器の位相雑音による干渉波のスペクトルの広がり、(b) 3 次ひずみによる干渉波のスペクトルの広がり、(c) 直交ミキサの 2 次ひずみによる干渉波の包絡線成分のベースバンドへの干渉（ダイレクトコンバージョン受信機の場合）、(d) 送信波に起因する混変調ひずみによる干渉波のスペクトルの広がり（W-CDMA 方式など送受信を同時に行うシステムの場合）がある。

4.4 相互変調特性

相互変調特性は、図 17 に示すように隣接チャンネルと次隣接チャンネルとに高レベルの二信号の干渉波を加えた時の受信品質の規定であり、主に受信機の 3 次相互変調ひずみに関する評価項目である。

4.5 ブロッキング/スプリアス応答

ブロッキング特性は、図 18 に示すように、任意の周波数に高レベルの干渉波を加えた時の受信品質の規定であり、主に受信ミキサのスプリアス応答特性と受信機のフィルタの減衰量に関する評価項目である。ブロッキング特性に対しては、スプリアス応答が支配的であるが、近接周波数のブロッキングが規定されているシステムでは、過大入力による受信機

の雑音指数の劣化に注意を要する。

4.6 受信機の各ブロックへの性能配分手順

以上の内容を踏まえ、受信機の要求性能から各ブロックの目標性能を以下の手順で配分する。

- 復調性能から所望 E_b/N_0 値の把握、
- 位相雑音、線形/非線形ひずみ、直交ミキサのベクトル誤差による復調性能の劣化量の配分、
- 所望 E_b/N_0 と復調性能の劣化量、所望の感度性能から受信機の雑音指数の設計、
- 隣接チャンネル選択度から受信フィルタと局部発振器の位相雑音の設計、
- 相互変調特性から受信機の 3 次相互変調ひずみの設計、
- ブロッキング特性からミキサのスプリアス応答とフィルタ減衰量の設計。

その他、ダイレクトコンバージョン受信機の 2 次ひずみ特性や DC オフセットなど、受信機のアーキテクチャ固有の課題を検討する必要がある。

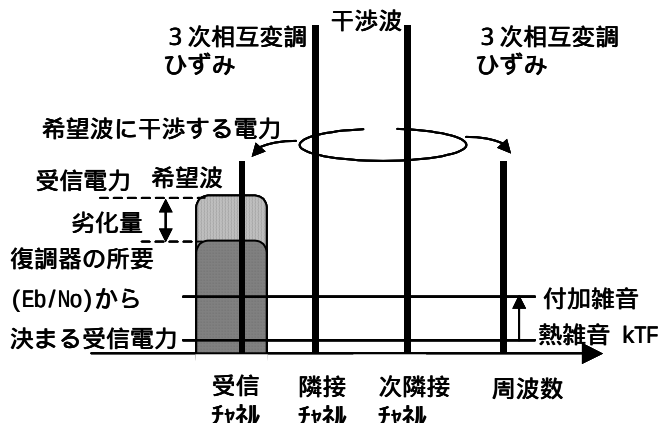


図17 相互変調特性の説明図

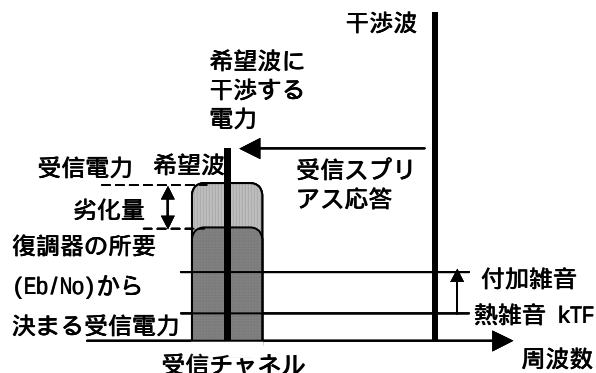


図18 ブロッキング特性の説明図

5. むすび

本報告では初学者向けにデジタル移動通信に用いる受信機設計の基礎についてまとめた。受信機設計の理論は時代・方式に関わらず普遍性があるが、無線アーキテクチャ、半導体、回路の進化により、具体的な設計の在り方は変化を続けている。そのため、常に基本に返った検討が必要である。本文中には引用していないが、文献[32] - [37]も受信機設計の

理解の助けとなる．本文中で引用した基本的な文献とあわせ，初学者には一読を勧める．また本稿執筆にあたって協力頂いた三菱電機情報技術総合研究所石津文雄氏，モバイルターミナル製作所関係者に感謝する．

参考文献

- [1] 三木哲也，「総括 - アクセスネットワークはどう変わったか，これからどう変わっていくか? -」，「信学誌」，vol.88, no.3(2005-3)．
- [2] A.Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.30, no.12, pp. 1399-1410 (1995)．
- [3] K.Itoh, M.Uesugi, S.Murakami, H.Joba, "Overview of the evolution of PLL synthesizers used in mobile terminals," 2004 IEEE Radio and Wireless Conference Digest, pp. 471-474 (2004)．
- [4] B.Razavi, "RF Microelectronics," Prentice Hall, 1998．
- [5] 向井学，「移動通信用復調処理の基礎」，2005 Microwave Workshops and Exhibition Digest で発表予定，(2005)．
- [6] 田中聡，「半導体集積化受信機の基礎」，2005 Microwave Workshops and Exhibition Digest で発表予定，(2005)．
- [7] E.H.Armstrong, "The superheterodyne-Its origin, development, and some recent improvements," Proc. IRE, vol. 12, pp. 549-552(1924)．
- [8] F.E.Terman, "Fundamentals of radio," McGRAW-HILL (1938)．
- [9] 森永隆広監修，「移動通信 理論と設計」，電子通信学会(1972)．
- [10] 奥村善久，進士昌明，「移動通信の基礎」，電子情報通信学会(1986)．
- [11] D.G.Tucker, "The history of the homodyne and sychnrodyne," Journal of the British Institution of Radio Engineers, vol.14, no.4, pp. 143-154 (1954)．
- [12] I.A.W.Vance, "Fully integrated radio paging receiver," IEE Proceedings, vol.129, pt.F, no.1, pp. 2-6 (1982)．
- [13] H.Tsurumi, T.Maeda, "Design study on a direct conversion receiver front-end for 280 MHz, 900 MHz, and 2.6 GHz band radio communication systems," Proceedings of the 41st IEEE Vehicle Technology Conference, pp. 457-462 (1991)．
- [14] M.Shimozawa, K.Kawakami, K.Itoh, A.Iida, "Sub-harmonic pumping direct conversion receiver with high dynamic range," 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp.879-882 (1996)．
- [15] J.Sevenhans, A.Vanwelsenaers, J.Wenin, and J. Baro, "An integrated Si bipolar RF transceiver for a zero IF 900 MHz GSM digital radio front-end of a hand portable phone," Proceedings of the IEEE 1991 Custom Integrated Circuits Conference, pp. 7.7/1-4 (1991)．
- [16] K.Itoh, T.Yamaguchi, T.Katsura, K.Sadahiro, T.Ikushima, R.Hayashi, F.Ishizu, E.Taniguchi, T.Nishino, M.Shimozawa, N. Suematsu, T.Takagi, O.Ishida, "Integrated even harmonic type direct

- conversion receiver for W-CDMA mobile terminals," 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 9-12 (2002)．
- [17] 室谷正芳，山本平一，「デジタル無線通信」，産業図書(1985)．
- [18] 宮内一洋，「通信方式入門」，コロナ社(1991)．
- [19] 斎藤洋一，「デジタル無線通信の変復調」，電子情報通信学会(1996)．
- [20] 藤野忠，「デジタル移動体通信」，昭晃堂(2000)．
- [21] J.G.Proakis, "Digital communications," 3rd edi., McGraw-Hill (1995)．
- [22] 三瓶政一，「デジタルワイヤレス伝送技術」，ピアソン・エデュケーション(2002)．
- [23] 野本真一，「ワイヤレス基礎理論」，電子情報通信学会(2003)．
- [24] 伊東健治，「低雑音シンセサイザの基礎」，2003 Microwave Workshops and Exhibition Digest, pp.489- 498, (2003-11)． (http://www.apmc-mwe.org/mwe2004/ja_mwe2003_TL/でダウンロード可能である)．
- [25] 上野伴希，「無線機 RF 回路 実用設計ガイド」，総合電子出版(2004)．
- [26] 加藤修三，「TDMA 通信」，電子情報通信学会(1989)．
- [27] 村上圭司他，「衛星通信用波形整形フィルタ LSI」，電子通信学会春季全国大会，SB3-6(1988)．
- [28] 鷹見忠雄，斉藤茂樹，富里繁，山尾泰，「QPSK 移動無線通信における近似ナイキスト伝送の検討」，信学論(B)，vol.J74-B- ,no.7,pp. 405-412(1991)．
- [29] Y.Sun, "Wireless communication circuits and systems," IEE (2004)．
- [30] M.Goldfarb, W.Palmer, T.Murphy, R.Clarke, B.Gilbert, K.Itoh, T.Katsura, R.Hayashi, H.Nagano, "Analog baseband IC for use in direct conversion W-CDMA receiver," 2000 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest, pp.79-82 (2000)．
- [31] 例えば 3GPP TS34.121, 3rd generation partnership project; technical specification group terminal; terminal conformance specification; radio transmission and reception (FDD), Release 1999．
- [32] J.B.Groe, L.E.Larson, "CDMA Mobile Radio Design," Artech House (2000)．
- [33] 宮内一洋，山本平一，「通信用マイクロ波回路」，電子通信学会(1981)．
- [34] Aarno Parssinen, "Direct conversion receivers in wide-band systems," Kluwer Academic Publishers (2001)．
- [35] J.Lasker, B.Matinpouer, S.Chakraborty, "Modern Receiver front-ends," John Wiley and Sons (2004)．
- [36] U.L.Rohde, T.T.N.Bucher, "Communications receivers, principles & design," Mc-Graw hill (1988)．
- [37] W.E.Egan, "Practical RF System design," John Wiley and Sons (2003)．