

低 IF 受信機におけるイメージ信号抑圧 方式に関する研究

井手 輝二

電気通信大学大学院情報理工学研究科
博士（工学）の学位申請論文

2016 年 6 月

低 IF 受信機におけるイメージ信号抑圧 方式に関する研究

博士論文審査委員

主査 藤井威生 教授

委員 山尾泰 教授

委員 和田光司 教授

委員 慶應義塾大学 眞田幸俊 教授

委員 石橋功至 准教授

著作権所有者

井手 輝二

2016 年

Studies on image rejection methods in low-IF receivers

Teruji Ide

Abstract

High speed data rates have been advancing these days in wireless communication systems. We expect that the third, fourth, and fifth generation systems will be mixed in around 2020. Low-IF (Low-Intermediate Frequency) receivers are adequate for the purpose of lower data rate systems (narrow band systems). Because low-IF and zero-IF receivers have the same hardware configuration, they are adequate for the purpose of multiband and multimode operations like software-defined radio and cognitive radio when the receivers are switched by software. In this thesis, to solve the improvement of image rejection ratio (IRR) as a vital issue in low-IF receivers, the phase and gain compensation configurations and methods using digital signal processing are described. To solve this problem, two approaches have been considered: test (pilot) signal and blind detection. In the blind method, the blind detection and compensation of both phase and gain imbalances are performed with only the input signal. In the pilot method, the pilot signal is input to analog devices and then compensation is performed. In both of these methods, there are types of feedforward and feedback processing methods, the methods using a direct detection for phase and gain imbalances and an inverse matrix calculation, and convergent algorithm methods. In Section 2, we analyze the conventional image rejection methods and show the influence of phase and gain imbalances in low-IF receivers. In Section 3, first, we show the theoretical basis of the blind imbalance detection and compensation method using first-order control loop by practical processing. Second, we perform the validity evaluation for the proposed method and verify the improvement of image rejection ratio (IRR) by computer simulations and experiments. In Section 4, we propose the pilot-based phase and gain imbalance compensation method using feedforward-type processing and an inverse matrix; moreover, we show the theoretical basis of the above method and perform the validity evaluation for the method and verify the improvement of IRR by computer simulations in the same manner like as the blind method. Section 5, we compare between the blind and pilot-based methods and show their applicability in communication systems. Section 6 is the conclusion of this thesis. We show concluding remarks from section 2 to 5.

低 IF 受信機におけるイメージ信号抑圧方式に関する研究

井手輝二

概要

近年、無線通信システムにおいては、通信速度の高速化が図られている。第 1 及び第 2 世代移動通信システムでは音声通信が中心であったが、第 3 世代では数 Mbps まで高速化した。現在では第 3 世代と第 4 世代が混在しており最大 100Mbps 程度の高速化が実現している。第 5 世代移動通信システムが実用化すると想定される 2020 年頃には第 3 世代、第 4 世代、第 5 世代などの各システムが混在していると予想される。低 IF 方式受信機は、低 IF で増幅度をある程度必要とするようなやや低速のデータ伝送の用途に対応するための狭帯域システムに適している。自営無線システムなどでは、今後も狭帯域システムが使用される場合があるため、低 IF 方式受信機の使用される用途が存在すると考えられる。

zero-IF と低 IF 方式はハードウェア構成が同じであるため、ソフトウェア無線やコグニティブ無線のようにマルチバンドやマルチシステム対応で適用システムを切り替えるときに、ソフトウェアで zero-IF と低 IF 方式のどちらかの方式を切り替えることが必要な用途に適している。上記各システムが混在している場合において、周波数帯あるいは広帯域(高速データ伝送)／狭帯域(低速データ伝送)をソフトウェアで切り替えることが容易に可能である。

本論文は、低 IF 方式の受信機において必須の課題であるイメージ信号の抑圧比を向上させるために、位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理をデジタル信号処理により実現する構成及び処理方式の実現について述べている。位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理については受信機に入力した信号によりブラインド的に位相偏差と振幅偏差を検出して補償する方式と、パイロット信号を位相偏差と振幅偏差を生じるアナログデバイスに入力して、位相偏差と振幅偏差を検出して補償を行う方式に分けられる。補償する方法はフィードバック方式及びフィードフォワード方式、位相偏差と振幅偏差を直接検出して補償する方法と逆行列演算で補償する方法、収束アルゴリズムによる方法等がある。

本論文では、収束アルゴリズム等は使用せず演算処理を少なくする方法としてブラインド的に 1 次の制御ループでフィードバック形式による補償方式、パイロット方式で逆行列でフィードフォワード形式により補償する方法を提案し、その解析及び性能評価を行う。

第 2 章では、従来のイメージ信号抑圧方式を解析して、低 IF 受信機における位相・振幅偏差のイメージ信号抑圧特性への影響を示し、従来方式の問題点を明らかにする。さらに、提案方式の受信機の構成を検討して示す。

第 3 章では、上記ブラインド的にフィードバック形式により 1 次の制御ループで補償す

る方法について、実用的な処理で位相・振幅偏差を検出して補償が出来る事の理論的根拠を示し、提案方式の構成において有効性を評価するために計算機シミュレーション及び実験によりイメージ信号抑圧比(IRR: Image Rejection Ratio)が向上することを確認して、その特性の評価解析を行う。さらに提案方法を実用的な FPGA(Field-Programmable Gate Array) 等の処理に対応するために、固定小数点演算の影響があっても実用的な入力信号範囲(入力信号の振幅の減少又は量子化ビット数の減少)で所要の 60dB の IRR が可能であること並びに処理負荷を軽減するための近似処理による誤差(劣化)を評価解析する。

また、収束時間(時定数)・入力信号の帯域幅と精度(分散)の関係及び 2 信号特性 (希望波とイメージ波) についてもシミュレーション及び実験結果について考察して解析を行う。

第 4 章では、上記パイロット信号を使用してフィードフォワード形式で逆行列演算による補償方式について提案を行い、理論的根拠を示し、提案方式の方法において有効性を評価するために第 3 章の制御ループによる方法と同様に計算機シミュレーションによりイメージ周波数信号抑圧比が向上することを検証して提案手法の評価解析を行う。

パイロット方式では、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償が可能となるように受信信号とパイロット信号を合成して補償する方法の提案方式においてデータを平均する必要があるがその平均するデータ数・受信信号(妨害波)の帯域と IRR との関係をシミュレーションで確認して解析を行う。

第 5 章では、第 3 章及び第 4 章における提案方式であるブラインド方式及びパイロット方式についての比較を行い、通信システムに対する適用性を評価解析する。

第 6 章は結論であり、第 2 章から第 4 章までの成果を要約する。

目次

第1章	序論.....	1
1.1	研究の背景と課題.....	1
1.2	従来の研究の概要.....	8
1.3	本論文の概要.....	12
第2章	低 IF 受信機における位相・振幅偏差とイメージ抑圧特性(従来方式の問題点)...	14
2.1	諸言.....	14
2.2	従来方式の検討と課題.....	15
2.3	位相偏差・振幅偏差が無い場合の複素周波数変換によるイメージ抑圧の原理.....	23
2.4	位相偏差・振幅偏差が有る場合のイメージ信号の問題.....	25
2.5	結言.....	31
第3章	ブラインド方式による位相・振幅偏差補償.....	32
3.1	諸言.....	32
3.2	従来の補償方式及び検討する補償方式の構成.....	32
3.3	位相偏差補償処理の構成と解析.....	35
3.4	振幅偏差補償処理の構成と解析.....	37
3.5	特性評価(計算機シミュレーション).....	38
3.5.1	位相偏差補償及び振幅偏差補償の基本特性.....	38
3.5.2	位相偏差補償及び振幅偏差補償処理の近似処理の特性比較.....	39
3.5.3	固定小数点演算による劣化特性.....	41
3.5.4	分散と帯域及び加法的ガウス雑音(AWGN)との関係.....	43
3.5.5	時定数に対する評価.....	44
3.5.6	位相偏差補償と振幅偏差補償処理を結合した場合の IRR 及び BER 特性評価....	47
3.5.7	シミュレーション結果に対する考察・検討.....	51
3.6	特性評価(実験).....	51
3.7	検討及び考察.....	54
3.7.1	提案方式と従来方式の比較.....	54
3.7.2	2 信号特性.....	56
3.7.3	位相偏差と振幅偏差の IRR への影響の検討.....	57
3.7.4	zero-IF 方式受信機への位相振幅補償処理の適用.....	58
3.8	結言.....	59
第4章	パイロット方式による位相・振幅偏差補償.....	61
4.1	諸言.....	61
4.2	検討する低 IF 受信機の構成.....	62

4.3 位相・振幅偏差補償処理の構成と解析.....	62
4.4 特性評価（計算機シミュレーション）.....	65
4.4.1 位相及び振幅偏差補償処理の基本特性評価.....	65
4.4.2 パイロット信号と受信信号を合成する場合の特性評価.....	68
4.4.3 zero-IF 方式受信機への位相振幅補償処理の適用.....	72
4.4.4 評価・解析及び従来方式との比較.....	73
4.5 結言.....	75
第 5 章 ブラインド方式及びパイロット方式の比較及び通信システム適用検討.....	76
5.1 諸言.....	76
5.2 ブラインド方式及びパイロット方式の比較検討.....	77
5.3 通信システムへの適用検討.....	78
5.4 結言.....	85
第 6 章 結論.....	86
参考文献.....	88
付録.....	91
謝辞.....	94
関連論文の印刷公表の方法及び時期.....	95
参考論文の印刷公表の方法及び時期.....	95
著者略歴.....	96

第 1 章 序論

1.1 研究の背景と課題

近年，無線通信システムにおいては，大容量コンテンツを用いた多様なサービスの提供の目的により，通信速度の高速化が図られている．移動通信の歴史を振り返ると，第 1～第 2 世代移動通信システムでは音声通信が中心であったが，第 3 世代では数 Mbps まで高速化した．現在は第 3 世代と第 4 世代が混在しており最大 100Mbps 程度の高速化が実現している．今後，インターネットに接続する機器である IoT (Internet of Things) が急速に普及し，通信量が爆発的に増加することが考えられる．この目的に対して第 5 世代移動通信システムでは，現行の約 100 倍の 10Gbps 程度の通信速度の実現を目指しており，第 5 世代のシステムが実現することにより，移動端末においてさらに高画質の映像や大容量の情報を高速で伝送できるようになる．このようなサービスの要求に対して，限られた無線帯域幅のもとで多数のユーザに無線通信サービスを提供することが必要である．多数のユーザが利用する場合に，同じシステムであっても異なる周波数帯を有する場合や異なるシステムが混在する場合に有効な方法がソフトウェア無線やコグニティブ無線である．ソフトウェア無線では，単一のハードウェアによりソフトウェアを切り替えることによりマルチモードやマルチバンド無線機を実現する．この技術を応用したものがコグニティブ無線であり，無線機が周囲の電波環境を認識して，その状況や環境に応じて他のシステムに干渉を与えることなく周波数帯域や時間分割されたスロット等の無線リソースを割り当てるものである．

通常の受信機では，回線設計において通信品質を保証するために，受信機全体として概ね 100 dB 以上の増幅度(利得)が必要である．このような高い増幅度を確保するためには図 1.1 に示すように周波数を複数回変換して安定に増幅できるヘテロダイン方式が有効であり，従来の受信機は周波数の変換回数は様々であるが殆どがヘテロダイン方式である．しかしこの方式はアナログ処理が多くなり，調整等のコスト等が増えることや受信する周波数帯毎にハードウェアが必要となり，単一のハードウェアでソフトウェアを切り替えることにより多種の通信方式や変調方式に共通に適用するソフトウェア無線機やコグニティブ無線機に適していない．

受信機の構成方法として図 1.1 に示すようなダイレクトコンバージョン方式(zero-IF)[1][2][3]や低 IF(low-IF)方式[3][4][5]がソフトウェア無線やコグニティブ無線に適用する場合に構成が簡単で装置化する場合に実現可能な方式である．zero-IF 方式及び低 IF(low-IF)方式はヘテロダイン方式のように複数の周波数変換を行わず，アナログ素子で構成される直交復調において 1 回の周波数変換を行うことでその後はデジタル信号処理により復調処理を行う構成である．低 IF(low-IF)方式においては，デジタル信号処理により複素周波数変換を行う処理が zero-IF 方式と異なる．

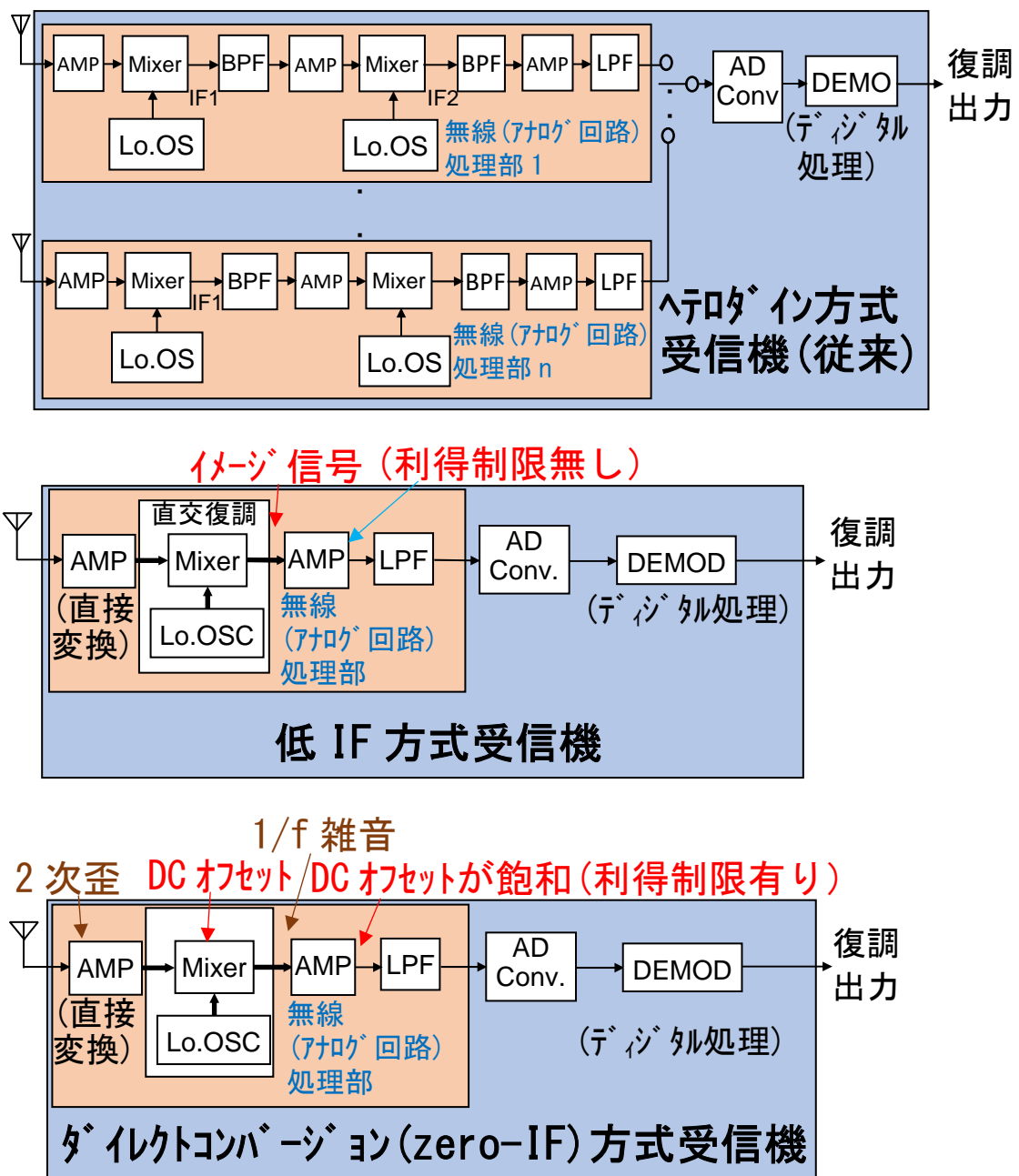


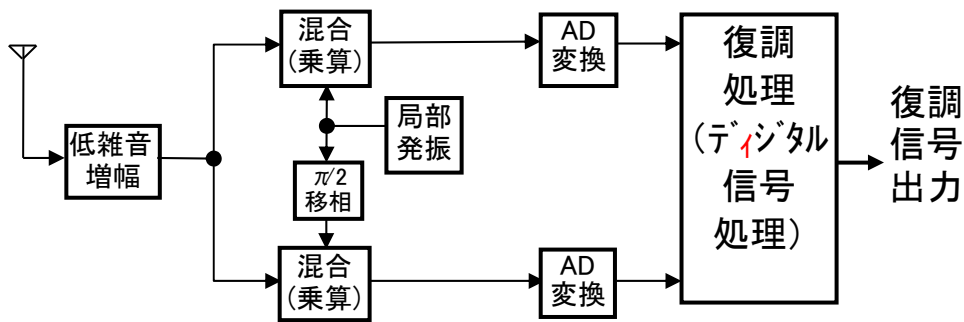
図 1.1 受信機の構成方法

ダイレクトコンバージョン(zero-IF)方式[1][2][3]と低 IF(low-IF)方式[3][4][5]は図 1.2 に示すように構成は同一で、直交する局部発振器からの信号により各々ミキサ (混合) により同相信号と直交信号となり、処理される。

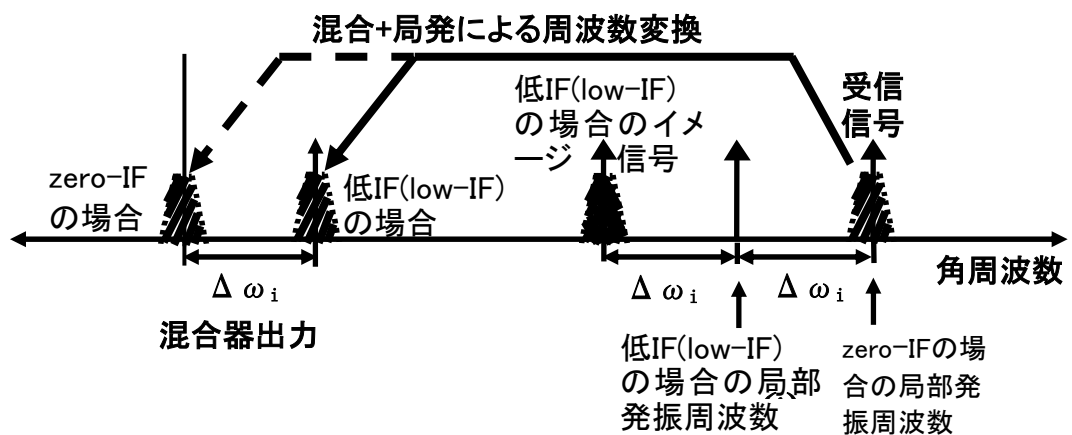
zero-IF 方式は、受信信号と同じ周波数の局部発振器出力により、ベースバンド信号(zero)に変換する方式である。低 IF 方式は、図 1.2(b)に示すように受信信号とオフセットを有す

る周波数の局部発振器出力により，低 IF(low-IF)に変換する方式である．

その他の構成を簡単にして処理を軽減する方法としてバンドパスサンプリングの手法[6]があり，IF(Intermediate Frequency)信号を AD(Analog-to-Digital)変換して処理を行なう方法がある．しかしながらこの方法は AD 変換への入力周波数が高いほどサンプリングクロックのジッタの影響により SN 比が低くなり限界がある．



(a) 構成



(b) 周波数変換方法

図 1.2 zero-IF 方式及び低 IF 方式の受信機の構成と周波数変換の違い

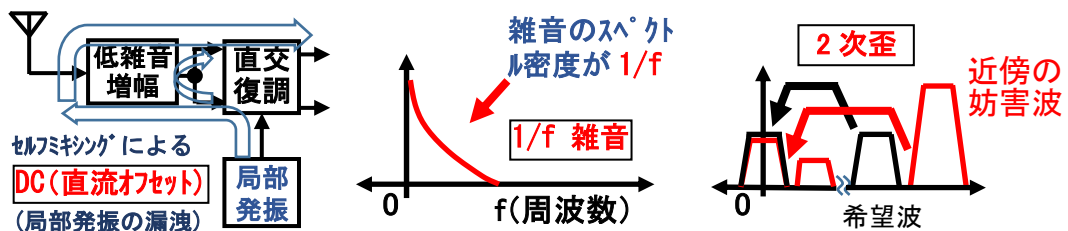


図 1.3 zero-IF(ゼロ IF)方式受信機の問題点

ダイレクトコンバージョン(zero-IF)方式は、主に以下の図 1.3 に示すような問題点がある[1].

① DC(直流)オフセット

zero-IF(ゼロ IF)方式では局部発振の出力が LNA 入力または直交復調の入力に帰還して自己混合(self-mixing)を起こす場合がありこれが DC(直流) オフセットになる. 直交復調出力の後段での増幅度を大きくしなければならないために直交復調出力におけるわずかな DC オフセットでも AD 変換器の入力範囲を超えてしまう場合がある. DC オフセットはミキサでの乗算器の不完全性によっても発生する. これらの LNA やミキサ等で発生する DC オフセットが後段の増幅器で増幅されてディジタル処理で復調を行う場合に AD 変換器の入力で飽和してしまう可能性がある. 例として 5mV の DC オフセットの後で 60dB の利得の増幅器の出力が AD 変換器に入力される場合に 5V のオフセット電圧となり、無視できない.

DC オフセットの問題を解決するために、様々な研究が行われている. 対策として高域通過フィルタ(HPF)を挿入する方法がある. しかし、DC 帯に大きな信号成分を持つ変調信号の復調特性を著しく劣化させるため、FSK(Frequency Shift Keying)変調以外では問題となる可能性がある.

その他の有効な対策としてミキサにおいて、乗算器を用いずに周波数変換を行うマルチポート構成[7], DC オフセットの低減が可能な乗算器である偶高調波ミキサを適用した構成が提案されている[8].

② 1/f 雑音

雑音が 1/f に比例して大きくなるため、周波数が 0 に近いほど増加する雑音である[1]. この問題はミキサ等のアナログデバイスにより特性が異なる. アナログデバイスに依存する雑音であるため軽減することが困難である.

③ 2 次歪

受信周波数と局部発振周波数が同じである事に起因する歪である[1]. zero-IF 方式の 2 次歪についての問題点は、増幅器やミキサなどの非線形素子により近接の妨害波がベースバンド帯域内に落ち込むことで問題になる. 1/f 雑音と同じようにアナログデバイスに依存する雑音であるため軽減することが困難である.

前述したように、zero-IF 方式受信機では、DC オフセットが大きな問題となるが、第 4 世代移動通信システムでは帯域が数 10MHz 程度であるのに対して第 5 世代移動通信システムでは高速データ伝送に対応するため、帯域が数 100MHz 程度以上と想定されている. 図 1.4 に示すように受信する帯域が大きくなるほど受信機の雑音電力が大きくなる. このため受信範囲が狭くなり受信機の総合の増幅度(利得)は小さくなるため、ミキサで発生する DC オフセットに対して AD 変換器の入力で飽和してしまう可能性は低くなるため、zero-IF 方式受信機は広帯域(高速)信号の受信に適している. 受信する帯域が小さい(狭帯域)場合は、受信機の雑音電力は小さいため、受信範囲が広くなり受信機の総合の増幅度(利得)を大きく

する。したがって、この場合は IF で増幅ができる低 IF 方式受信機が適している。

第 5 世代移動通信システムが実用化すると想定される 2020 年頃には図 1.5 に示すように第 3 世代[9][10]、第 4 世代[11]、第 5 世代などの各システムが混在していると予想される。表 1.1 に本研究における検討を行う通信システムの主要諸元を示す。W-CDMA(第 3 世代)では 14.4 Mbps、LTE-advanced(第 4 世代)では最大 3Gbps の信号伝送速度(データ速度)である。第 5 世代移動通信システムではさらに高速化(広帯域化)され、10Gbps 程度以上の通信速度の実現が見込まれている。また広帯域のシステムにおいても音声通信のような狭帯域信号が混在して使用される場合がある。このように種々の帯域の信号が混在する環境では、低 IF 方式受信機(狭帯域用)と zero-IF 方式受信機(広帯域用)をソフトウェアで切り替えることが必要である。図 1.2 のように、zero-IF と低 IF 方式はハードウェア構成が同じであるため、ソフトウェア無線やコグニティブ無線のようにマルチバンドやマルチシステム対応で適用システムを切り替えるときに、前述したようなソフトウェアで zero-IF と低 IF 方式のどちらかの方式を切り替えることが必要な用途に適している。周波数帯をソフトウェアで切り替えるのに適しているばかりでなく、広帯域(高速データ伝送)及び狭帯域(低速データ伝送)を切り替えることも容易に可能である。

一方、業務用無線(自営無線)システム[12][13][14]は主として狭帯域システムであり、表 1.1 に示すように最大数 10kbps 程度の信号伝送速度(データ速度)である。低 IF 方式受信機は、前述のように受信機の総合の増幅度(利得)を大きくする場合のやや低速(表 1.1 では 4.8 kbps～32 kbps)の狭帯域システムのデータ伝送の用途に適している。業務用無線(自営無線)システムでは、今後も狭帯域システムが使用される場合があるため、低 IF 方式受信機の使用される用途が存在すると考えられ、表 1.1 で示すような狭帯域の通信システムを低 IF 方式受信機でソフトウェアにより切り替えることが有用である。このような業務用システムは主として VHF 帯又は UHF 帯であるため LNA(低雑音増幅器)を広帯域化する必要が無くソフトウェア無線機として容易に実現可能である。

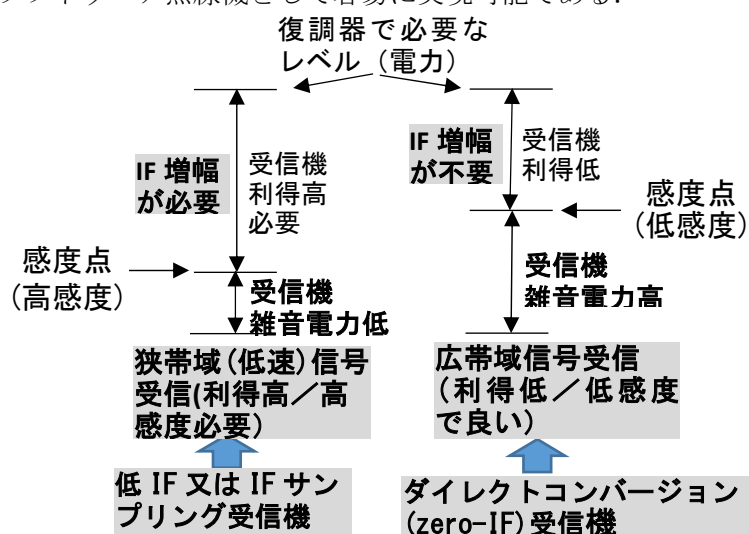


図 1.4 信号帯域幅と受信機の利得の関係

表 1.1 本研究における検討を行う通信システムの主要諸元

	市町村デジタル移動通信システム	都道府県・市町村デジタル移動通信システム	デジタル簡易無線局	W-CDMA	LTE
多元接続方式	SCPC	TDMA	SCPC	CDMA	下り：OFDMA, 上り：シングルキャリア FDMA
変調方式	4 値 FSK	$\pi/4$ シフト QPSK	① $\pi/4$ シフト QPSK ② 4 値 FSK	下り：QPSK, 16QAM, 64QAM (HSDPA) 上り：BPSK, 16QAM (HSUPA)	QPSK, 16QAM, 64QAM
周波数帯	260MHz 帯	260MHz 帯	150 / 400 MHz 帯	800/900 MHz 帯, 1.5/1.7/2.0GHz 帯他	700/800/900 MHz, 1.5/1.7/2.0GHz 帯他
帯域幅	6.25kHz	25 kHz	6.25kHz	5MHz	1.4～20MHz
伝送速度 (最大)	4.8kbps	32kbps	9.6 kbps($\pi/4$ シフト QPSK), 4.8 kbps(4 値 FSK)	2 Mbps, 14.4Mbps(HSDPA), 5.76Mbps(HSUPA)	300Mbps(LTE), 3Gbps(LTE-Advanced)

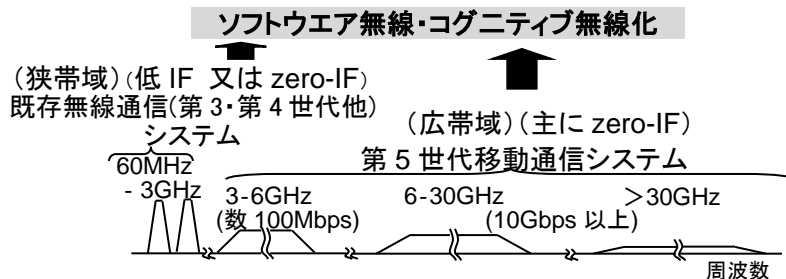


図 1.5 ソフトウェア無線・コグニティブ無線化と zero-IF と低 IF 方式受信機の適用

低 IF 方式においては、局部発振器の周波数を境にして受信信号周波数と虚像(イメージ)の関係にあるイメージ周波数信号が希望する受信信号に干渉するという問題点がある。zero-IF 方式及び低 IF 方式について、その問題点はアナログ素子の特性に依存する。zero-IF 方式の主要な問題点は DC (直流) オフセットである。デジタル信号処理での DC オフセットの除去には限界がある。上記低 IF 方式のイメージ抑圧比の問題点に対する対策は複素信号によるデジタル信号処理が可能である。

受信機において、性能の評価指標としては①感度、②選択度、③安定度がある[15]。

低 IF 方式の zero-IF 方式との比較においては、①感度においては低い雑音指数と高い増幅度が要求される。zero-IF 方式ではミキサ等の $1/f$ 雑音により雑音指数が劣化する可能性

があるが低 IF 方式ではそのような劣化が起きない。又 zero-IF 方式では DC オフセットの問題からベースバンド帯での増幅度が制限される場合があるが、低 IF 方式ではその問題は存在しない。②選択度については、zero-IF 方式では問題とならないが、低 IF 方式特有のイメージ周波数の妨害波除去が必須の課題として存在する。この問題に対して携帯電話等のシステムの帯域が確保されている場合ではシステム帯域の帯域の外側に近い周波数部分に対しては適切なガードバンドを設ける事により実用上は妨害波が問題にならないようにすることが可能である。但しこのような対策は本質的な問題の解決策ではなく、周波数が逼迫したりまたソフトウェア無線あるいはコグニティブ無線等で任意にシステムや使用周波数をユーザ又は自動で変更する場合には、イメージ周波数の妨害波除去比が大きな問題になる。③安定度については、受信機においては周波数安定度が重要であり、zero-IF 方式及び低 IF 方式共、局部発振器の安定度については従来のヘテロダイン方式に比べてアナログ処理における周波数変換が直交処理により一回で済むため優位性がある。歪や非線形性についてはzero-IF方式ではこの方式特有の問題として前述したように2次歪の問題がある。

①感度に対する問題における DC オフセットや 1/f 雑音は、いずれもミキサや増幅器の性能に強く依存するので、デジタル信号処理で補償または軽減することが困難である。一方、低 IF 方式の問題点のイメージ信号抑圧比については、デジタル信号処理で軽減が可能である。zero-IF 方式と低 IF 方式の問題点とデジタル信号処理の可能性について表 1.2 に示す。

表 1.2 zero-IF 方式と低 IF 方式の問題点とデジタル信号処理の可能性

方式	問題点	アナログデバイス性能への依存性	デジタル信号処理 (補償又は軽減処理)	アナログ処理 (補償又は軽減処理)	信号 処理 実現性
ゼロ IF	DC(直流) オフセット	△(※) (ミキサ等の性能に強く依存)	△(ミキサの性能により 処理範囲に制限がある)	△(※)(部品定数の 精度による性能の限 界がある)	△
	二次(非線 形)歪	△(※) (ミキサ, 増 幅器の性能に強く依存)	×(非線形歪の軽減処理 は困難)	△(※) (回路素子, 構成方法に依存す る)	
	1/f 雑音	△(※) (ミキサ, 増 幅器の性能に強く依存)	×(発生した雑音の軽減 処理は困難)	△(※)(回路素子に 依存する)	
低 IF	イメージ信号 抑圧比	△(ミキサ等の性能に 依存するが補償可能範 囲)	○(性能は処理方式によ る)	△(※) (部品定数 の精度による性能の 限界がある)	○

△(※) デバイス開発が必要

受信機の仕様では、スプリアスレスポンス比としてイメージ周波数の妨害波除去比を含めた妨害波除去比として規定する場合が多く、その値は 50～60dB 程度[12][13][14][16] が要求される。

本論文では、低 IF 方式の受信機において所要のイメージ信号抑圧比を得るための位相偏差，振幅偏差補償を行う事を目的としている。

低 IF 方式の受信機においてイメージ信号を抑圧するための方法としてアナログ素子を用いた複素係数フィルタによる方法[17]では 40～45dB 程度のイメージ信号抑圧比である。

デジタル信号処理による複素係数フィルタや複素周波数変換による方法においてもミキサ， $\pi/2$ 移相器等のアナログ素子の位相偏差，振幅偏差によりイメージ信号の抑圧比が制限される。

本研究では、低 IF 方式受信機においてイメージ信号抑圧比を向上させることを目的とする。前述の受信機の必要なスプリアスレスポンス比[12] [13] [14] [16] を考慮してイメージ信号抑圧比の目標値を 60dB 以上とする。

1.2 従来の研究の概要

低 IF 方式受信機において、特にイメージ周波数信号を抑圧する方式を示す。図 1.6 は Hatley が提案した位相推移法による方法である[18]。市販されているイメージレスミキサは原理的にはこの方法である。図 1.7 は Weaver の提案による直交周波数変換を複数回行う方法である[19]。これらの方式はいずれも SSB(Single Side Band)変復調処理のサイドバンドを抑圧する方法と等価である。

図 1.8 はポリフェーズ(Polyphase)フィルタによるイメージ周波数信号抑圧方式である[3]。このフィルタにより正又は負の周波数成分を持つ信号を抑圧し，フィルタを通過した信号のみを復調する。

図 1.9 は複素ダウンコンバートによるイメージ周波数信号抑圧方式である[3]。Polyphase フィルタと構成は同様であるが，複素ダウンコンバートは周波数変換を行う方法で，ダウンコンバート後のイメージ周波数信号は LPF(Low Pass Filter)で除去する。

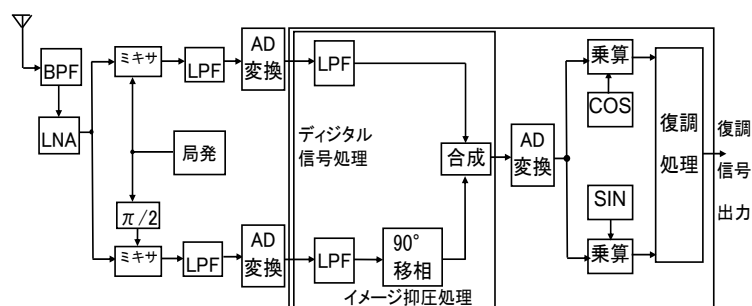


図 1.6 Hartley の提案によるイメージ信号抑圧方式[18]

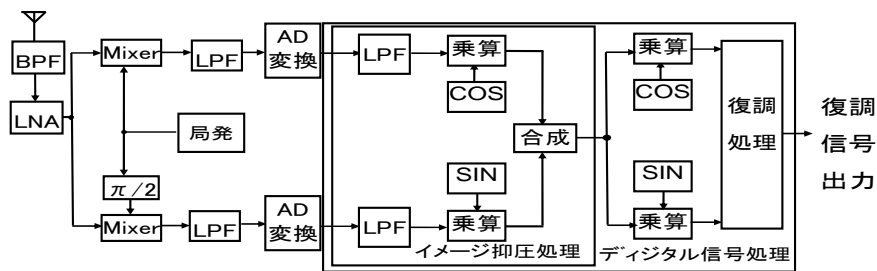


図 1.7 Weaver の提案によるイメージ信号抑圧方式[19]

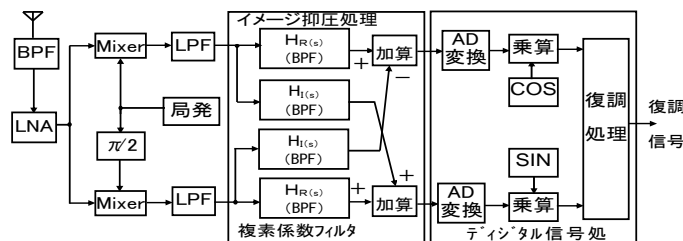


図 1.8 複素係数 BPF によるイメージ抑圧方式[3]

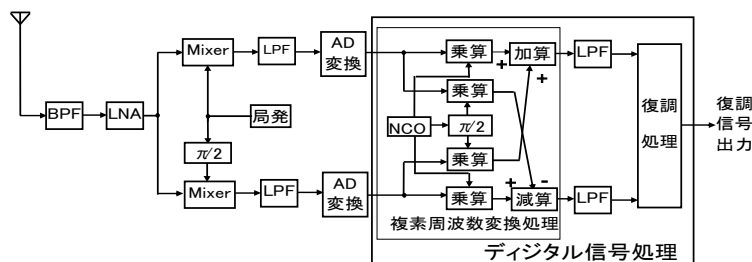


図 1.9 複素周波数変換(ダウンコンバート)によるイメージ抑圧方式[3]

以上述べた方式は、直交復調時に同相信号と直交信号の間に振幅偏差及び位相偏差が無い場合に、イメージ周波数信号の干渉が無く、低 IF 受信機の特徴が最大限に発揮される。ところがアナログ素子であるミキサ（混合）や 90° 移相器の位相偏差や増幅回路等の振幅偏差によりイメージ周波数信号の干渉が生じる。部品定数の誤差の精度に限界があるためアナログ素子のみのイメージ周波数信号の抑圧処理では $40\text{dB} \sim 45\text{dB}$ 程度のイメージ抑圧比となる[17]。過去の研究事例においては、表 1.3 に示すように位相振幅偏差補償を行う場合に、受信信号から偏差を検出するブラインド方式[20][21][22][23][24][25][26]と非ブラインド方式[27][28][29][30]としてパイロット(補助データ)信号を使用する方法に大別できる。これらの比較を表 1.3 に示す。パイロット(補助データ)信号を使用する方法は、キャリブレーションを行う方法[27][28][29]と行わない方法(補助データ使用)[30]がある。ブラインド方式と非ブラインド方式においては、フィードフォワード形式及びフィードバック形式、適応アルゴリズムによる方法及び適応アルゴリズムによらない方法がありこれらの組み合わせ

せとなる。

また、上記ブラインド方式において、[21]は、正の周波数と負の周波数成分を取り出してその平均値により振幅偏差と位相偏差を求め、フィードフォワード形式で逆行列演算を行うもので、平均化の際のデータ数が必要となる。[22]はダイレクトコンバージョン受信機において位相偏差と振幅偏差の補償を適応的に収束させるアルゴリズムを使用しているが低 IF 方式にも適用できると考えられる。

ブラインド方式は、パイロット(補助データ)信号が使用できない場合に有用であるため本研究において検討対象とする。ブラインド方式には図 1.10 及び図 1.12 に示すような構成のフィードバック形式[20][23]と図 1.11 に示すような構成のフィードフォワード形式[21][25][26]がある。適応アルゴリズムによる方法にはフィードフォワード形式[31]及びフィードバック形式[32]があり両者共時間変化による偏差の変動に対応できるが、処理量が多くなるため本研究の検討においては適応アルゴリズムによらない方法とする。適応アルゴリズムによらない場合にフィードフォワード形式は温度変化等による時間的な偏差の変化に追従が困難であるため本研究での検討はその変化に対応するために、制御ループによるフィードバック形式[20][23]とすることが適切である。フィードバック形式において、1 次の制御ループとすると偏差の検出誤差があっても、誤差を最小とるように収束させることが可能になる。この場合に、処理量を軽減するために検出において近似処理とすることを検討する。

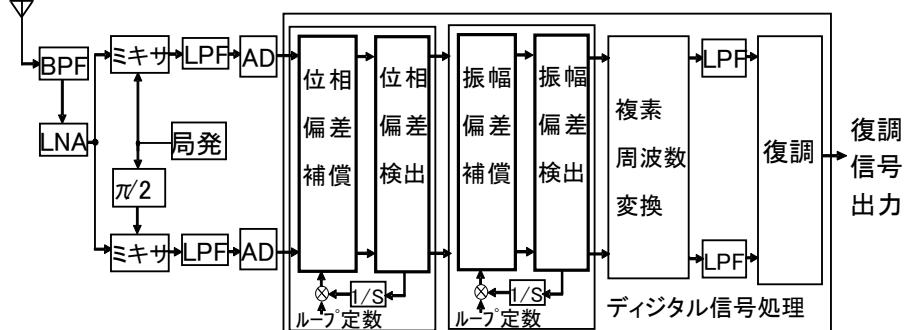


図 1.10 ブラインド方式位相振幅偏差補償方式(フィードバック形式)(1)[20]

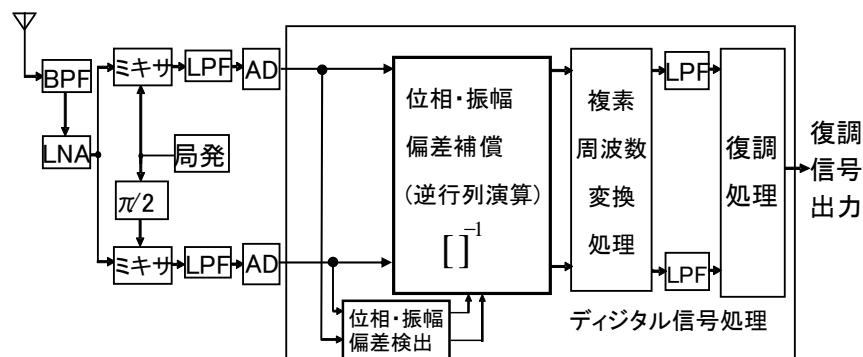


図 1.11 ブラインド方式位相振幅偏差補償方式(フィードフォワード形式)[21]

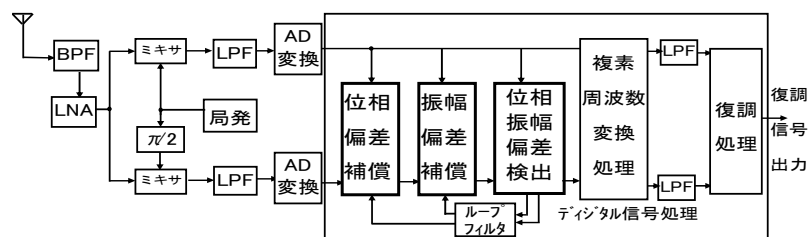


図 1.12 ブラインド方式位相振幅偏差補償方式(フィードバック形式)(2)[23]

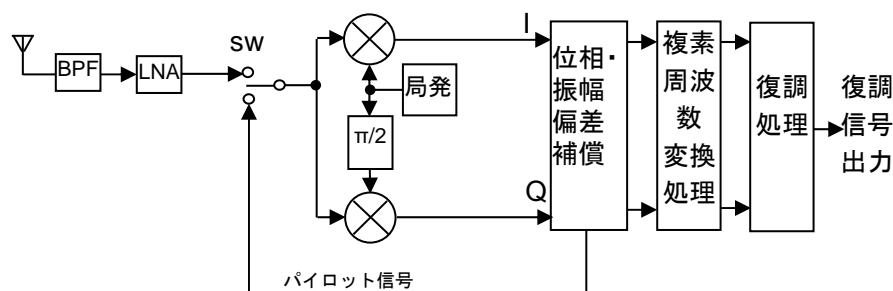


図 1.13 パイロット方式位相振幅偏差補償方式[27]

表 1.3 ブラインド方式と非ブラインド方式(パイロット方式)の比較

方式	ブラインド方式 [20][21][22][23][24][25][26]	非ブラインド方式 (パイロット方式)	
		キャリブレーション有り [27][28][29]	補助データ使用 [30]
長所	<ul style="list-style-type: none"> ・フィードバック形式(制御ループ)により時間変化による偏差変動に追従可能 ・入力信号により偏差を検出可能(キャリブレーション・補助データ不要) 	キャリブレーションに必要なデータ数が少ない	時間変化による偏差変動に追従可能
短所	適応アルゴリズムを使用しない場合⇒①フィードフォワード形式では時間変化による偏差変動に追従不可 ②収束時間(データ数)を要する	時間変化による偏差変動に追従不可	補助データの数(ブラインド方式よりは少ない), フォーマット, 周波数等により IRR(イメージ信号抑圧比)性能に影響あり
備考	<ul style="list-style-type: none"> ・適応アルゴリズムを使用する方法は, 処理量が多いため本研究の検討対象外[31][32] ・最尤推定による繰り返し処理等で偏差推定を行う方法は, 処理量が多いため本研究の検討対象外[33][34] 		

パイロット(補助データ)信号を使用する方法(以下パイロット方式)においても, フィードフォワード形式及びフィードバック形式があるが, フィードバック形式は制御ループにより構成する場合に適しており制御ループで構成すると長い収束時間を要することから本研究ではフィードフォワード形式で検討を行う。またブラインド方式と同様に適応アルゴリ

ズムによる方法は処理量が多くなるため適応アルゴリズムによらない方法とする。

パイロット方式では、図 1.13 に示す構成においてまず初めに受信機の電源投入直後に受信機内部で生成したパイロット信号を受信機に入力して学習した結果により位相振幅偏差を検出する。その後受信機に復調すべき信号を入力して、検出した位相振幅偏差により補償を行う。このようにキャリブレーションを行う方法[27]は、温度変化等による時間的な偏差の変化に追従することが困難であるため本研究での検討はパイロット(補助データ)信号と受信信号を同時に受信機に入力して補償を行う方法を検討する。なおこの検討において送信信号に補助データ信号(トレーニング信号)を含めて補償することも可能な方法とする。

本研究においては、低 IF 方式受信機におけるイメージ信号抑圧比を向上させる方法として位相偏差と振幅偏差の補償を目的としているが、zero-IF 方式受信機においても低 IF 方式と同じ構成のハードウェアを使用するため、本研究における位相偏差と振幅偏差の補償方法は同様に適用できると考えられる。zero-IF 方式受信機においては第 4 世代や第 5 世代の OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)方式などのシステムに適用する場合には、直交変復調を行うため、位相偏差と振幅偏差は深刻な問題であり、補償を行うことが必須となる。

また、その他の方法として最尤推定による繰り返し処理を用いて移送振幅偏差を推定する方法[33][34]が考えられるが処理量が多くなるため本研究の検討対象外とする。

本研究においては以上のような過去の研究事例を踏まえて、ブラインド方式と非ブラインド方式(パイロット方式)の検討を行う。

1.3 本論文の概要

本論文は、低 IF 方式の受信機においてイメージ周波数信号の抑圧比を向上させるために、位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理をディジタル信号処理により実現する構成及び処理方式の実現について述べている。位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理については大きく分けて受信機に入力した信号によりブラインド的に位相偏差と振幅偏差を検出して補償する方式と、パイロット信号を位相偏差と振幅偏差を生じるアナログデバイスに入力して、位相偏差と振幅偏差を検出して補償を行う方式に分けられる。補償する方法はフィードバック方式及びフィードフォワード方式があり、又位相偏差と振幅偏差を直接検出して補償する方法と逆行列演算で補償する方法、収束アルゴリズムによる方法等がある。

本論文では、収束アルゴリズム等は使用せず演算処理を少なくする方法として①ブラインド的に 1 次の制御ループでフィードバック形式による補償方式、②パイロット方式で逆行列でフィードフォワード形式により補償する方法を提案し、その解析及び性能評価を行う。

第 2 章では、従来のイメージ信号抑圧方式を解析して、低 IF 受信機における位相・振幅偏差のイメージ信号抑圧特性への影響を示し、従来方式の問題点を明らかにする。さらに、提案方式の受信機の構成を検討して示す。

第 3 章では、上記①の 1 次の制御ループでブラインド的にフィードバック形式により補

償する方法について、実用的な処理で位相・振幅偏差を検出して補償が出来る事の理論的根拠を示し、提案方式の構成において有効性を評価するために計算機シミュレーション及び実験によりイメージ信号抑圧比(IRR:Image Rejection Ratio)が向上することを確認して、その特性の評価解析を行う。さらに提案方法を実用的な FPGA(Field-Programmable Gate Array) 等の処理に対応するために、固定小数点演算の影響があっても実用的な入力信号範囲(入力信号の振幅の減少又は量子化ビット数の減少)で所要の 60dB の IRR が可能であること並びに処理負荷を軽減するための近似処理による誤差(劣化)を評価解析する。

また、収束時間(時定数)・入力信号の帯域幅と精度(分散)の関係及び 2 信号特性 (希望波とイメージ波) についてもシミュレーション及び実験結果について考察して解析を行う。

第 4 章では、上記②パイロット信号を使用してフィードフォワード形式で逆行列演算による補償方式について提案を行い、理論的根拠を示し、提案方式の方法において有効性を評価する。評価においては第 3 章の制御ループによる方法と同様に計算機シミュレーション及び実験によりイメージ周波数信号抑圧比が向上することを検証して提案手法の評価解析を行う。

パイロット方式では、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償が可能となるように受信信号とパイロット信号を合成して補償する方法の提案方式においてデータを平均する必要があるが、その平均するデータ数・受信信号(妨害波)の帯域と IRR との関係をシミュレーションで確認して解析を行う。

第 5 章は第 3 章に記述したブラインド方式及び第 4 章に記述したパイロット方式の比較検討を行うと共に通信システムへの適用検討を行う。

第 6 章は結論であり、本研究の成果のまとめを行い、第 2 章から第 5 章までの成果を要約する。

第2章 低IF受信機における位相・振幅偏差とイメージ抑圧特性（従来方式の問題点）

2.1 諸言

第1章で述べたように低IF方式の受信機では、局部発振器の周波数を受信する高周波信号の中心周波数よりオフセットさせて直交復調を行う。その場合に、局部発振器の周波数と受信周波数の周波数差すなわち変換する低IFの周波数（オフセットさせた周波数）だけ受信周波数から離れた所望する受信周波数と、局部発振器の周波数を境に虚像の関係にある周波数のイメージ信号を除去する事が課題となる。

本章では、まず第一に低IF方式の受信機で直交復調を行う場合に直交復調後の同相部と直交部の間の 90° の位相偏差と振幅偏差が存在しない場合のイメージ信号抑圧方法について述べる。その場合に、イメージ信号抑圧方法の処理方法として従来方式のHartleyの方法[18], Weaverの方法[19], Polyphase(複素係数)BPFによる方法[3], 複素周波数変換(ダウンコンバート)による方法[3]の各方式によるイメージ抑圧の原理を示し、その比較を行う。

この場合, Polyphase(複素係数)BPFによる方法におけるフィルタのタップ数とイメージ抑圧特性を示し、複素周波数変換(ダウンコンバート)による方法の優位性を検証する。

次に直交復調後の同相部と直交部の間の 90° の位相偏差と振幅偏差が存在する場合にイメージ抑圧比が制限される事を述べる。その際に低IF方式受信機において位相偏差、振幅偏差を与えた場合の劣化度をBER(Bit Error Rate)特性で比較し、影響度について示す。

上記目標とするイメージ抑圧比は、第1章で述べたように60dB程度以上であり、この値は、従来のアナログ処理によるイメージ信号抑圧方式では実際には困難であり、本研究ではデジタル信号処理で解決する事を目的とする。

2.2 従来方式の検討と課題

(1) Hartley の方法

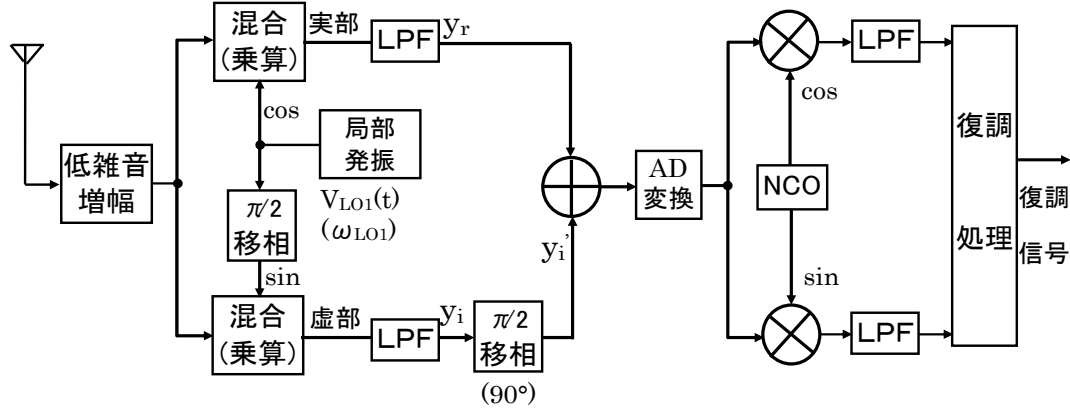


図 2.1 Hartley の方法 構成図[18]

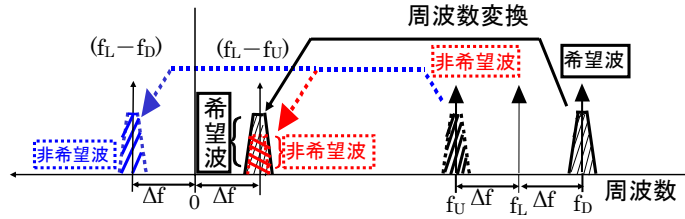


図 2.2 Hartley の方法 周波数関係図

Hartley の方法による受信機の構成及びその周波数関係図を図 2.1(図 1.6 を再掲)及び図 2.2 に示す. 図 2.1 において, 受信機への入力 $y_{in}(t)$ は $y_{in}(t) = [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)]$ とする. ここで, $A_D \cos(\omega_D t + \theta_D)$ を希望信号, $A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)$ を非希望(イメージ)信号とする. 図 2.1 において, LPF 出力(実部) $y_r(t)$, LPF 出力(虚部) $y_i(t)$ は以下の式となる.

$$\begin{aligned} y_r(t) &= [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)] \cos(\omega_{LO1} t) \quad (2.1) \\ &= (1/2) \cdot [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D - \omega_{LO1} t) + A_U \cos(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U)] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} y_i(t) &= [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)] \sin(\omega_{LO1} t) \quad (2.2) \\ &= (1/2) [A_D \sin(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D) - A_U \sin(\omega_U t + \theta_U - \omega_{LO1} t)] \end{aligned}$$

$\pi/2$ (90°) 移相器の出力 $y_i'(t)$ は以下の式となる.

$$\begin{aligned} y_i'(t) &= (1/2) [A_D \sin(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D - 90^\circ) - A_U \sin(\omega_U t + \theta_U - \omega_{LO1} t - 90^\circ)] \quad (2.3) \\ &= (1/2) [-A_D \cos(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D) + A_U \cos(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U)] \end{aligned}$$

合成出力 $y_r(t) - y_i'$ は $A_D \cos(\omega_D t + \theta_D - \omega_{LO1} t)$ となり、非希望(イメージ)信号は除去される。ここで、 $\omega_D > \omega_L, \omega_L > \omega_U$ である。 ω_D は希望波角周波数、 ω_U は非希望波(イメージ波)角周波数である。この場合は、図 2.1 における局部発振出力の $\pi/2$ 移相器及び混合(乗算)出力(虚部)側の位相偏差及び振幅偏差が無いという前提である。式(2.2)において、直交側に位相偏差 $\Delta\phi$ 及び振幅偏差 ΔA が存在する場合を考慮すると次式となる。

$$y_i(t) = (1/2) [A_D(1 + \Delta A) \sin(\omega_{LO1} t + \Delta\phi - \omega_D t - \theta_D) - A_U(1 + \Delta A) \sin(\omega_U t + \theta_U - \omega_{LO1} t - \Delta\phi)] \quad (2.4)$$

$$y_i'(t) = (1/2) [-A_D(1 + \Delta A) \cos(\omega_D t + \theta_D - \omega_{LO1} t - \Delta\phi) + A_U(1 + \Delta A) \cos(\omega_{LO1} t + \Delta\phi - \omega_U t - \theta_U)] \quad (2.5)$$

合成出力 $y_r(t) - y_i'$ の非希望波(イメージ波)成分 $y_r(t) - y_i' \Big|_{image}$ は次式となり、希望波に干渉する。したがって、上記アナログ素子の $\pi/2$ 移相器及び LPF 等の位相偏差及び振幅偏差を補償する処理が必要である。

$$y_r(t) - y_i' \Big|_{image} = (1/2) [A_U \cos(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U) - A_U(1 + \Delta A) \cos(\omega_{LO1} t + \Delta\phi - \omega_U t - \theta_U)] \quad (2.6)$$

ヒルベルトフィルタを用いた図 2.3 の構成により、イメージ周波数信号の抑圧特性を計算機シミュレーションにより確認し、イメージ抑圧比とヒルベルトフィルタのタップ数との関係を明らかにする。この構成は、図 2.1 の Hartley の方法[18]をデジタル信号処理で実現するものである。この構成のシミュレーション諸元を表 2.1 に示す。図 2.3 における BPF2 は、ヒルベルトフィルタであり帯域制限フィルタである。BPF1 は、BPF2 のヒルベルトフィルタと同じ遅延量を持つ帯域制限フィルタであり、 90° 移相の処理は行っていない。フィルタのタップ数が少ない場合リップル等により抑圧比に制限が生じることが図 2.4 の抑圧比とタップ数との関係により確認される。イメージ抑圧比を 60dB 以上とするためにはフィルタのタップ数を約 100 タップ以上でなければならない事がわかる。図 2.5 にヒルベルトフィルタの特性例を示す。

表 2.1 イメージ抑圧特性シミュレーション諸元

希望波信号変調方式	QPSK
希望信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
希望信号周波数	局部発振周波数+1/8fs
希望信号 オーバーサンプル数	8
イメージ信号変調方式	QPSK
イメージ信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
イメージ信号周波数	局部発振周波数-1/8fs
イメージ信号オーバーサンプル数	8

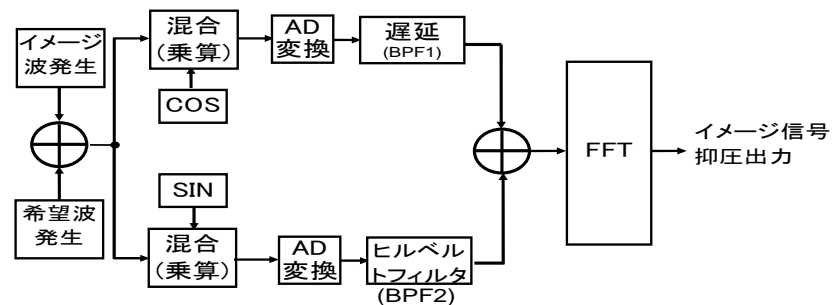


図 2.3 イメージ周波数信号抑圧(ヒルベルトフィルタ) シミュレーション構成図

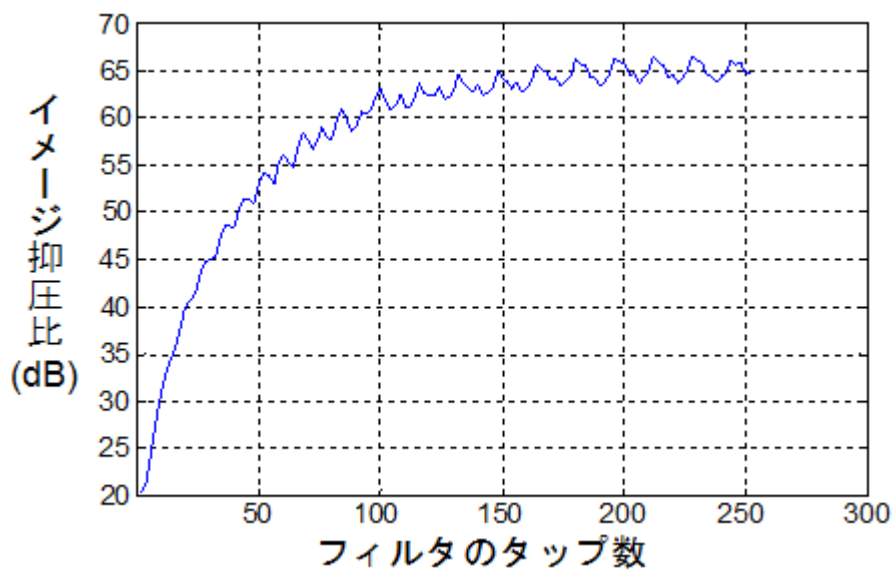


図 2.4 イメージ信号抑圧特性とヒルベルトフィルタのタップ数

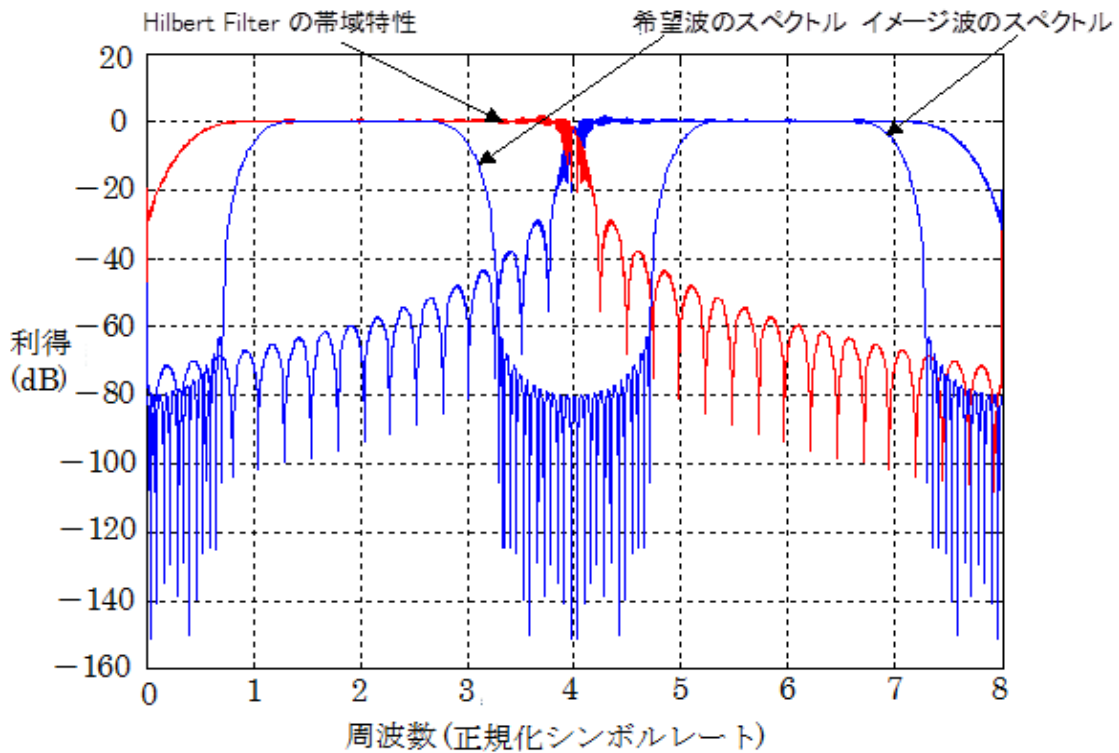


図 2.5 Hilbert Filter の特性(タップ数 : 65)

(2) Weaver の方法

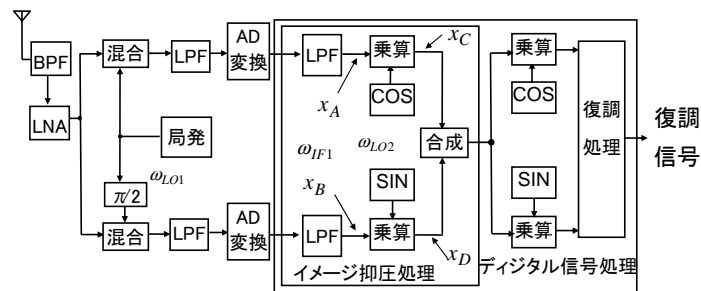


図 2.6 Weaver の方法 構成図[19]

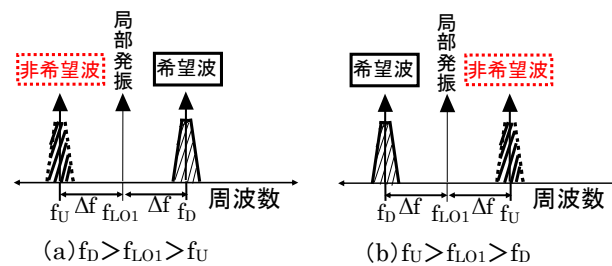


図 2.7 希望波と非希望波(イメージ波)の周波数関係

Weaver の方法[19]による受信機の構成を図 2.6(図 1.7 を再掲)に示す．図 2.6 において，受信機への入力 $y_{in}(t)$ は $y_{in}(t) = [A_D \cos(\omega_D t) + A_U \cos(\omega_U t)]$ とする．ここで， $A_D \cos(\omega_D t)$ を希望波信号， $A_U \cos(\omega_U t)$ を非希望波(イメージ波)信号とする．また，希望波信号と非希望波(イメージ波)信号及び局部発振信号の各周波数の関係を図 2.7 に示す．

図 2.6 において混合(乗算)出力(実部) $y_r(t)$ ， x_A 及び混合(乗算)出力(虚部) $y_i(t)$ ， x_B は以下の式となる．

$$y_r(t) = [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)] \cos(\omega_{LO1} t) \quad (2.7)$$

$$y_i(t) = [A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U)] \sin(\omega_{LO1} t) \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} x_A(t) &= A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) \cos(\omega_{LO1} t) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U) \cos(\omega_{LO1} t) \\ &= \frac{A_D}{2} \cos(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D) + \frac{A_U}{2} \cos(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U) = \frac{A_D}{2} \cos(\omega_{IF1} t + \theta_D) + \frac{A_U}{2} \cos(\omega_{IF1} t - \theta_U) \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned} x_B(t) &= A_D \cos(\omega_D t + \theta_D) \sin(\omega_{LO1} t) + A_U \cos(\omega_U t + \theta_U) \sin(\omega_{LO1} t) \\ &= \frac{A_D}{2} \sin(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D) + \frac{A_U}{2} \sin(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U) = -\frac{A_D}{2} \sin(\omega_{IF1} t + \theta_D) + \frac{A_U}{2} \sin(\omega_{IF1} t - \theta_U) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ここで，図 2.7(a)の場合の $f_D - f_{LO1} = f_{LO1} - f_U = f_{IF1}$ ($f_D > f_{LO1} > f_U$) とする．デジタル信号処理による乗算(混合)処理出力 $x_C(t)$ 及び x_D は以下の式になる．

$$\begin{aligned} x_C(t) &= \frac{A_D}{2} \cos(\omega_{IF1} t + \theta_D) \cos(\omega_{LO2} t) + \frac{A_U}{2} \cos(\omega_{IF1} t - \theta_U) \cos(\omega_{LO2} t) \\ &= \frac{A_D}{4} \{ \cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t + \theta_D) + \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D) \} + \frac{A_U}{4} \{ \cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t - \theta_U) + \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U) \} \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} x_D(t) &= -\frac{A_D}{2} \sin(\omega_{IF1} t + \theta_D) \sin(\omega_{LO2} t) + \frac{A_U}{2} \sin(\omega_{IF1} t - \theta_U) \sin(\omega_{LO2} t) \\ &= \frac{A_D}{4} \{ \cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t + \theta_D) - \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D) \} + \frac{A_U}{4} \{ -\cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t - \theta_U) + \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U) \} \end{aligned} \quad (2.12)$$

$$x_C(t) - x_D(t) = \frac{A_D}{2} \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D) + \frac{A_U}{2} \cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t - \theta_U) \quad (2.13)$$

$$x_C(t) + x_D(t) = \frac{A_D}{2} \cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t + \theta_D) + \frac{A_U}{2} \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U) \quad (2.14)$$

希望波と非希望波(イメージ波)の周波数関係が図 2.7(a)の場合には，式(2.13)により，非希望波(イメージ波)が除去されることがわかる．周波数関係が図 2.7(b)の場合には，式(2.14)により，非希望波(イメージ波)が除去されることがわかる．ここで，式(2.13)及び(2.14)における $\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t$ を含む項は除去されるものとする．次に直交側に位相偏差 $\Delta\phi$ 及び振幅偏差 ΔA が存在する場合を考慮すると次式となる．この場合にデジタル処理においては，位相偏差及び振幅偏差が無いものとする．

$$\begin{aligned}
x_B(t) &= A_D(1+\Delta A)\cos(\omega_D t + \theta_D)\sin(\omega_{LO1} t + \Delta\phi) + A_U(1+\Delta A)\cos(\omega_U t + \theta_U)\sin(\omega_{LO1} t + \Delta\phi) \\
&= \frac{A_D}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{LO1} t - \omega_D t - \theta_D + \Delta\phi) + \frac{A_U}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{LO1} t - \omega_U t - \theta_U + \Delta\phi) \\
&= -\frac{A_D}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{IF1} t + \theta_D - \Delta\phi) + \frac{A_U}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{IF1} t - \theta_U + \Delta\phi)
\end{aligned} \tag{2.15}$$

$$\begin{aligned}
x_D(t) &= -\frac{A_D}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{IF1} t + \theta_D - \Delta\phi)\sin(\omega_{LO2} t) + \frac{A_U}{2}(1+\Delta A)\sin(\omega_{IF1} t - \theta_U + \Delta\phi)\sin(\omega_{LO2} t) \\
&= \frac{A_D}{4}(1+\Delta A)\{\cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t + \theta_D - \Delta\phi) - \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D + \Delta\phi)\} \\
&\quad + \frac{A_U}{4}(1+\Delta A)\{-\cos(\omega_{LO2} t + \omega_{IF1} t - \theta_U + \Delta\phi) + \cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U - \Delta\phi)\}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

$$\begin{aligned}
x_C(t) - x_D(t) &= \frac{A_D}{4}\{\cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D) + (1+\Delta A)\cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t - \theta_D + \Delta\phi)\} \\
&\quad + \frac{A_U}{4}\{\cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U) - (1+\Delta A)\cos(\omega_{LO2} t - \omega_{IF1} t + \theta_U - \Delta\phi)\}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

式(2.13)と(2.17)を比べると位相偏差と振幅偏差がある場合の式(2.17)は、非希望波 A_U を含む項が存在している．このため、位相偏差及び振幅偏差の補償が必要である．図 2.7(b)の場合も同様に $x_C(t) + x_D(t)$ を計算した場合に非希望波 A_U を含む項が存在する．図 2.1 の Hartley の方法は、 $\pi/2$ 移相器が局部発振信号生成の他に必要であり、Weaver の方法に比べて位相偏差が増加する可能性がある．Weaver の方法は、図 2.1 の Hartley の方法よりもデジタル信号処理に適しているが、同様に位相振幅補償が必要である．

(3) 複素係数フィルタ(ヒルベルトフィルタ)による方法

図 2.8 の構成における複素係数フィルタの処理[3]は、図 2.9 のヒルベルト変換処理(ヒルベルト変換フィルタ)を使用した処理と等価であり、図 1.8 の構成をデジタル信号処理で実現したイメージ信号抑圧方法である．

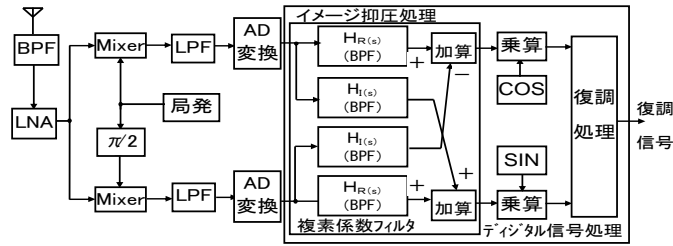


図 2.8 複素係数 BPF(デジタル処理)によるイメージ抑圧方式

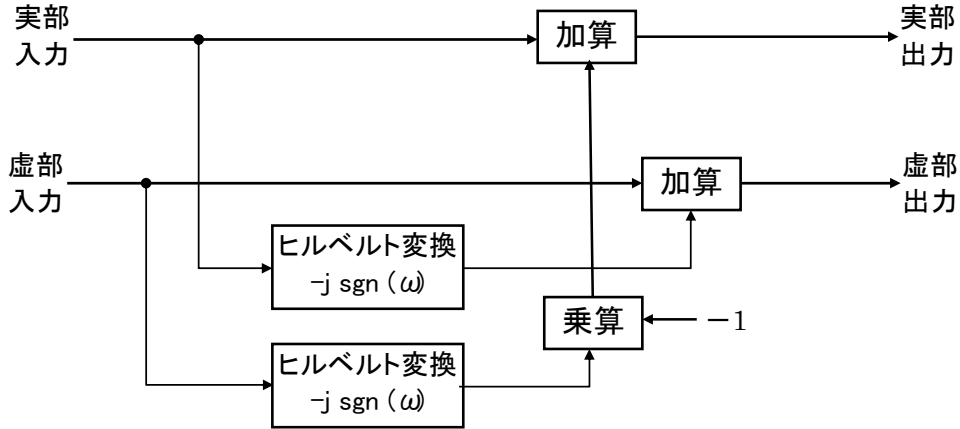


図 2.9 ヒルベルト変換処理による複素係数フィルタ処理

ここで，図 2.9 におけるヒルベルト変換処理の $\text{sgn}(\omega)$ 関数は次式で表現される[35].

$$\text{sgn}(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{for } \omega > 0 \\ 0 & \text{for } \omega = 0 \\ -1 & \text{for } \omega < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

ヒルベルト変換処理は，正の周波数に対しては 90° の位相が遅れる処理，負の周波数に対しては 90° の位相が進む処理である．

次に複素係数フィルタを基に実フィルタを構成した例[36]から複素係数フィルタの評価を図 2.10 の構成でイメージ抑圧特性を評価する．

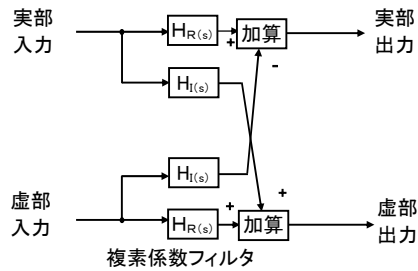


図 2.10 複素係数フィルタの構成

図 2.10 の構成において，複素係数フィルタの入力信号及び出力信号のラプラス変換を各々次式とする．

$$X(s) = X_R(s) + jX_I(s)$$

$$Y(s) = Y_R(s) + jY_I(s) \quad (2.19)$$

入力及び出力の関係は次式となる.

$$\begin{aligned} Y_R(s) &= H_R(s)X_R(s) - H_I(s)X_I(s) \\ Y_I(s) &= H_I(s)X_R(s) + H_R(s)X_I(s) \end{aligned} \quad (2.20)$$

式 (2.20) の伝達関数によりフィルタの周波数特性を計算機シミュレーションにより評価した結果を図 2.11 に示す. Q の値を素子定数により変化させることにより所望の特性が得られることが確認できる. この場合, 中心周波数は負側で 10MHz である. この場合正側の周波数がイメージ周波数となり, 正側の +10MHz の周波数で $Q=50$ の場合, 約 45dB 程度のイメージ周波数信号除去比 (IRR: Image Rejection Ratio) が得られていることがわかる. しかしながら, 60dB 以上のイメージ信号除去比を得るためには Q の値を大きくする必要がある, フィルタの処理量が大きくなる.

上記複素係数フィルタはアナログ(連続時間)処理の想定であるが, アナログ処理あるいはデジタル処理のどちらでも処理が可能である.

ここで $H_I(s)$ の伝達関数で表される処理は 90 度移相処理であるからヒルベルト変換フィルタ又はポリフェーズフィルタ等で実現する方法である. 従って図 2.8~図 2.10 は等価な処理になる.

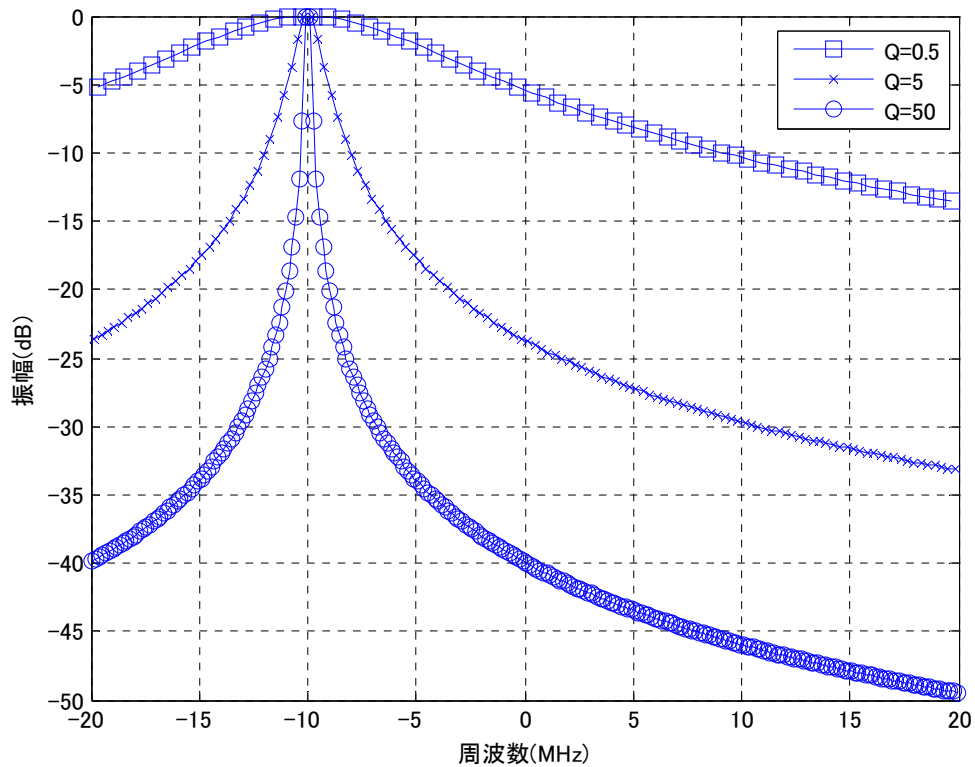


図 2.11 複素係数フィルタの特性評価

2.3 位相偏差・振幅偏差が無い場合の複素周波数変換によるイメージ抑圧の原理

2.2 節における従来方式の検討において、(1) Hartley の方法及び(3) 複素係数フィルタによる方法においては、 90° 移相器を使用する必要がある、デジタル信号処理を用いても処理負荷が大きいという問題点がある。デジタル信号処理に適している(2)Weaver の方法においては、イメージ信号抑圧処理を行った後に合成処理を行い、実信号としている。デジタル信号処理において復調処理を行う場合に、直交復調処理とする必要がある、適している方法が図 1.9 の構成の複素周波数変換(ダウンコンバート)によるイメージ抑圧である。図 2.12 にこの方法の構成を示す。

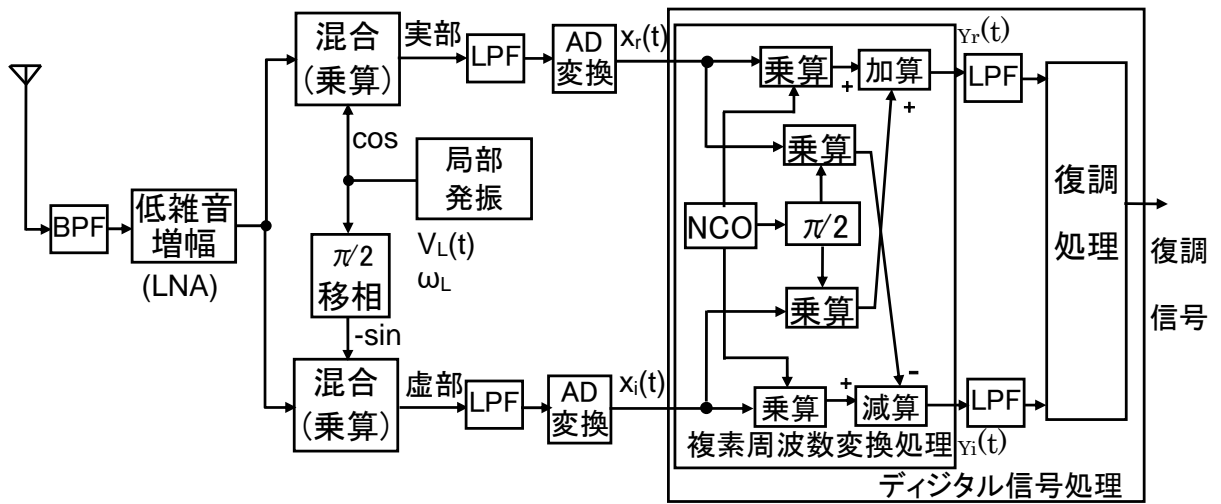


図 2.12 複素周波数変換によるイメージ抑圧の構成

図 2.12 の低 IF 受信機に入力された希望波信号を $V_D(t)$ 、イメージ波信号を $V_U(t)$ 、局部発振器の出力信号を $V_L(t)$ 、上記信号の角周波数を各々 ω_D 、 ω_U 、 ω_L とすると、次式で表現される。

$$V_D(t) = \cos \omega_D t = \frac{e^{j\omega_D t} + e^{-j\omega_D t}}{2} \quad (2.21)$$

$$V_U(t) = \cos \omega_U t = \frac{e^{j\omega_U t} + e^{-j\omega_U t}}{2} \quad (2.22)$$

$$V_L(t) = \cos(\omega_L t) - j \sin(\omega_L t) \quad (2.23)$$

図 2.12 の構成の混合（乗算）出力の変換される角周波数を ω_i とすると、 ω_D 、 ω_U 、 ω_L の関係を次式とする。

$$\begin{aligned}
\omega_D - \omega_L &= \omega_i \\
\omega_L - \omega_U &= \omega_i
\end{aligned}
\tag{2.24}$$

図 2.13 に, 図 2.12 の構成における受信機入力信号及び複素周波数変換出力信号の周波数関係を示す.

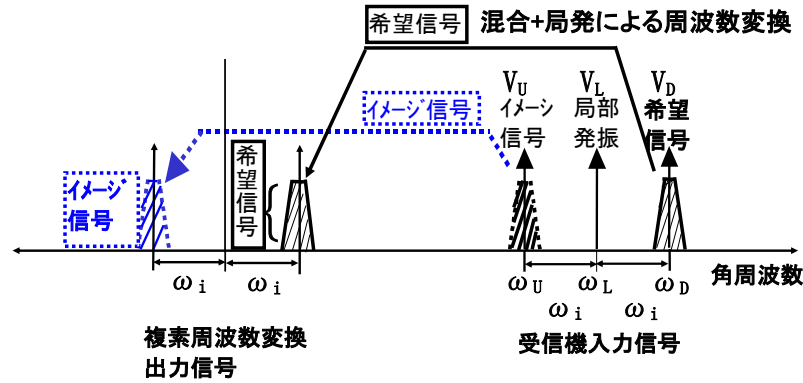


図 2.13 受信機入力信号及び複素周波数変換出力信号の周波数関係

図 2.12 の構成において, 局発振器の出力 $V_L(t)$ により混合 (乗算) された直交信号 $X(t)$ は次式となる.

ここで, 直交信号の $x_r(t)$ と $x_i(t)$ については位相偏差と直交偏差が無いものとして, 信号の位相を省略し, 振幅の係数は 1 に正規化している.

また, 図 2.12 における LPF により受信周波数+局発振周波数の高い周波数成分は除去されるものとする.

$$X(t) = X_r(t) + j \cdot X_i(t) = \{V_D(t) + V_U(t)\}V_L(t) \tag{2.25}$$

$$\begin{aligned}
&= (e^{j\omega_D t} + e^{j\omega_U t})e^{-j\omega_L t} \\
&= e^{j(\omega_D - \omega_L)t} + e^{j(\omega_U - \omega_L)t} \\
&= e^{j\omega_i t} + e^{-j\omega_i t}
\end{aligned}
\tag{2.26}$$

複素周波数変換処理の出力 $Y(t)$ は次式となる.

$$\begin{aligned}
Y(t) &= (e^{j\omega_i t} + e^{-j\omega_i t})e^{-j\omega_i t} \\
&\rightarrow \text{ベースバンド信号} + e^{-2j\omega_i t}
\end{aligned}
\tag{2.27}$$

式(2.27)の $2\omega_i$ の角周波数成分の信号は, 低域通過フィルタ(実フィルタ)で除去が可能である.

2.4 位相偏差・振幅偏差が有る場合のイメージ信号の問題

2.1～2.3 節において、従来のイメージ除去(抑圧)方式を検討したが、複素周波数変換によるイメージ抑圧を行う図 2.12 の構成において、同相(I)と直交(Q)の間で、位相偏差及び振幅偏差が無い場合は、イメージ信号の除去が完全に行われる。

但し、一般には局部発振器の出力後のアナログ素子の 90°移相器, LPF, 増幅器等により、同相(I)と直交(Q)の間で、位相偏差及び振幅偏差が生じる。図 2.1, 図 2.6 及び図 2.8 のいずれの方式においてもアナログ回路による位相偏差や振幅偏差が生じる。アナログ回路においては、素子個々の誤差の限界があり、現実的には例として±1%～±5%程度の誤差が生じる。以下では、位相偏差及び振幅偏差によるイメージ信号抑圧への影響について述べる。

図 2.12 において、同相側の混合(乗算)及び回路の利得を A_1 、直交側の混合(乗算)及び回路の利得を A_2 、 $A_2/A_1 = g$ 、 $\pi/2$ 移相器及び回路等による位相偏差を $\Delta\phi$ として空中線から受信機への入力信号を $V_U(t) = \cos(\omega_U t + \theta)$ ($\omega_U t = 2\pi f_U t$)、局部発振器からの出力を $V_L(t) = \cos(\omega_L t + \theta)$ ($\omega_L t = 2\pi f_L t$) とすると、アナログ素子のミキサ及びアナログ処理の LPF を通過した出力 $y(t)$ は次式で表される。ここで、希望波 ($\omega_D t = 2\pi f_D t$) とイメージ波 ($\omega_U t = 2\pi f_U t$) の周波数関係は 2.3 節式 (2.24) 及び図 2.13 と同一であり、 $\omega_D - \omega_L = \omega_L - \omega_U = \Delta\omega$ ($\omega_U - \omega_L = \omega_L - \omega_D$) の関係を用いる。

$$\begin{aligned} y(t) &= V_U(t) [\cos(\omega_L t) - jg \sin(\omega_L t + \Delta\phi)] \\ &= \cos(\omega_U t + \theta) [\cos(\omega_L t) - jg \sin(\omega_L t + \Delta\phi)] \\ &= (1/4) [\exp\{j(\omega_L - \omega_U)t - \theta\}] \cdot [1 - g \exp\{j\Delta\phi\}] \\ &\quad + (1/4) [\exp\{j(\omega_L - \omega_D)t + \theta\}] \cdot [1 + g \exp\{-j\Delta\phi\}] \end{aligned} \quad (2.28)$$

式 (2.28) の第 1 項が混合処理により周波数変換された後に、イメージ信号により希望波信号の周波数帯域に生じる信号成分であり、希望波への干渉となる。

式 (2.28) の第 2 項のイメージ信号は図 2.12 のデジタル信号処理による低 IF 受信機の構成における複素周波数変換処理とデジタル信号処理による LPF の処理で除去可能である。

式 (2.28) は、位相偏差と振幅偏差を除去したとしても、その後位相偏差と振幅偏差が生じた場合には、イメージ信号が再び現れる事を意味している。従って位相偏差補償及び振幅偏差補償の処理は、デジタル処理で行う事が必要となる。前述したようにアナログ処理による補償処理は補償処理後にアナログ素子の処理がある場合に素子のばらつき等の限界が存在するからである。

希望波信号とイメージ信号の抑圧比 IRR(Image Rejection Ratio)は、式 (2.28) より次式で表される。

$$\text{IRR} = \frac{\left| \frac{1 - g \exp\{j \Delta \phi\}}{2} \right|^2}{\left| \frac{1 + g \exp\{-j \Delta \phi\}}{2} \right|^2} = \frac{1 + g^2 - 2g \cos\{\Delta \phi\}}{1 + g^2 + 2g \cos\{\Delta \phi\}} \quad (2.29)$$

図 2.14 は局部発振周波数から $f_i(\omega_i = 2\pi f_i)$ の周波数間隔で離調した周波数で各々正側に希望波信号，負側にイメージ信号を図 2.12 の構成の受信機に入力した場合のイメージ信号の希望波信号への干渉を示している．アナログ素子による位相偏差，振幅偏差が無い場合このような干渉は存在しない．

実用的な通信システムでは，イメージ信号除去比(IRR)が約 50～60dB 程度以上要求されるが，式 (2.29)で示されるように，アナログ素子である混合器及び $\pi/2$ 移相器，その他の増幅器等の振幅偏差及び位相偏差によりイメージ除去比が制限される．

図 2.15 に，位相偏差及び振幅偏差とイメージ抑圧比の関係を式(2.29)により計算した結果を示す．イメージ抑圧比(IRR)を 60dB 以上とするためには各々の偏差の単独では概ね位相偏差では 0.1° 以下，振幅偏差では 0.017dB 以下が必要であることがわかる．実際には，位相偏差と振幅偏差の組み合わせであるため，例として位相偏差は 0.05° ，振幅偏差は 0.01dB が要求される．表 2.2 に市販のミキサと 90° 移相器を組み合わせた直交復調用デバイス(IC)の位相偏差及び振幅偏差（仕様値）の例を示す．入手可能なミキサ及び $\pi/2$ 移相器の例では各々 $0.15 \sim 4^\circ$ ， $0.03 \sim 0.7\text{dB}$ 程度であり，実現が困難である事がわかる．このようなアナログ素子の特性による位相及び振幅偏差の補償処理が必要となる．

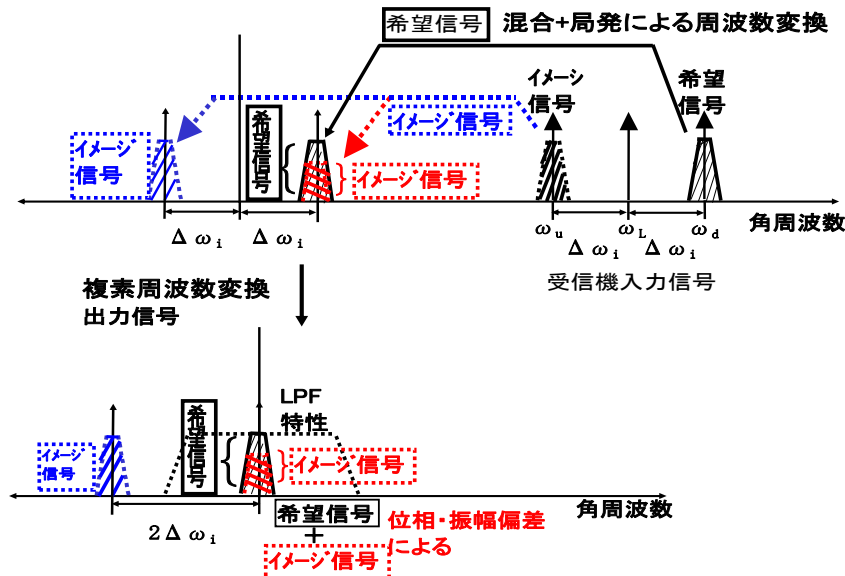


図 2.14 低 IF 受信機におけるイメージ干渉(位相振幅偏差が存在する場合)

表 2.2 直交復調用 IC の位相偏差及び振幅偏差の例

No.	製 造 会社	入力周波数範囲 (f_{RF})	位相偏差	振幅偏差
1	A 社	40～500MHz	0.6degree(Typ) 3 degree (Max)	0.14 dB(Typ) 0.6 dB(Max)
2	A 社	0.8 ～1.5GHz	1degree(Typ) (f_{LO} =901MHz)	0.2 dB(Typ) 0.7dB(Max) (f_{LO} =901MHz)
3	A 社	0.8 ～2.7GHz	0.5degree(Typ) (f_{RF} =900MHz)	0.03 dB(Typ) (f_{RF} =900MHz)
4	B社	50～1000MHz	± 0.5 degree(Typ) ± 2 degree(Max) (f_{LO} =380MHz)	0.25 dB(Typ) (f_{LO} =380MHz)
5	B社	0.8 ～2.7GHz	± 1 degree(Typ) ± 3 degree(Max) (f_{RF} =1.9GHz)	+0.3 dB(Typ) (f_{RF} =1.9GHz)
6	C 社	750～1200MHz	0.15～1.1degree(Typ) (f_{LO} =900MHz)	0.06dB(Typ) (f_{LO} =900MHz)
7	C 社	2.4～2.5GHz 4.9～50875GHz	± 0.4 degree(Typ) (f_{RF} = 5.25GHz)	± 0.1 dB(Typ) (f_{RF} = 5.25GHz)
8	D 社	868～895 MHz	1.5 degree(Typ) 4.0 degree(Max)	0.15(Typ) 0.3 dB (Max)

(f_{RF} :受信周波数, f_{LO} :局部発振周波数)

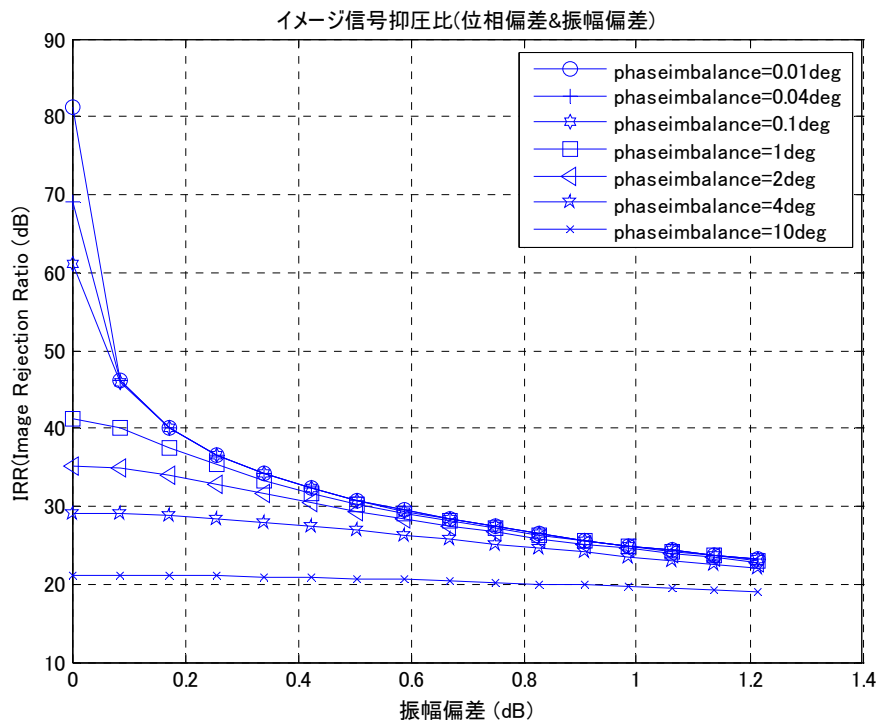


図 2.15 位相偏差及び振幅偏差とイメージ抑圧比の関係

表 2.2 の直交復調 IC の位相偏差及び振幅偏差の温度変化による偏差の変化の例として、実用的な使用状態を想定した温度変化において、位相偏差及び振幅偏差の特性の変化（最大）は各々 1° 、 0.1dB 程度（ $-40^\circ\text{C}\sim+85^\circ\text{C}$ の温度変化では各々最大 2° 、 0.2dB 程度の変化）である。このような変化を考えるとイメージ抑圧比(IRR)が 60dB 以上という目標値に対して図 2.15 の位相及び振幅偏差とイメージ抑圧比(IRR)の関係から無視できない。以上の考察により、位相偏差及び振幅偏差の補償を行う事が低 IF 受信機では必要不可欠であることが確認された。また、位相偏差及び振幅偏差の補償は、アナログ素子による偏差が支配的であるため、ディジタル信号処理で復調処理を行うことを考慮して、AD 変換器の出力より後段のディジタル信号処理で行う事を検討する。

図 2.16～図 2.19 に検討を行う低 IF 方式受信機の構成を示す。これらの構成の処理量と実現性から検討を行う。

図 2.16～図 2.18 の構成はイメージ信号の抑圧処理を全てディジタル処理で行う場合である。これに対して図 2.19 の構成は、アナログ処理の複素係数フィルタとディジタル処理の位相・振幅偏差補償処理でイメージ信号の抑圧処理を行うものである。

図 2.19 の構成は、図 2.10 の式 (2.19) 及び式 (2.20) の処理をアナログ処理で行い、位相偏差と振幅偏差の補償をディジタル処理で行う構成である。

式 (2.19) の $H_I(s)$ は、入力信号を 90° 移相させる処理であり、ヒルベルト変換処理によって得られる。

図 2.16 及び図 2.18 の構成は、ディジタル処理で行う方法の構成であり、図 2.18 の構成は 90° 移相処理にフィルタ(BPF)処理を組み合わせたものである。

ヒルベルト変換処理によりイメージ信号の抑圧を行う場合、図 2.3 の構成及び表 2.1 の仕様によりその抑圧特性を確認した。この場合、2.2 節でも述べたように図 2.5 の特性例（ヒルベルトフィルタのタップ数：65）から局部発振周波数の近傍のイメージ周波数においては、ディジタル処理でヒルベルトフィルタを使用した場合、イメージ信号の抑圧を $60\sim 70\text{dB}$ 程度とするとさらにタップ数が必要となり 100 タップ以上であり現実的ではない。図 2.19 の構成のアナログ処理で実現した場合においてはイメージ抑圧比が 45dB 程度が限界であり現実的な回路規模では実現不可である。一方、図 2.17 の構成による複素周波数処理では図 2.12 の構成による処理(式(2.21)～式(2.27))において、低 IF に変換して位相・振幅補償処理を行なった後に目的の希望波の中心周波数を 0 に複素周波数変換して、その後は式 (2.27) に示すように LPF で処理するものである。低 IF 方式の受信機では低 IF 周波数からベースバンド帯域（中心周波数が 0）へ変換する必要があるため、複素周波数変換処理がイメージ抑圧処理とは無関係に必要となり、新たにフィルタ等が不要であるため、この方法は有用である。さらに、この構成においてはディジタル信号処理の LPF はベースバンドの帯域制限フィルタと兼用することが可能であるため処理量、実現性及び性能の点で図 2.17 の複素周波数変換処理の構成の方が優れている。

以上のような理由により、図 2.12 の構成に位相・振幅偏差補償処理を付加した図 2.17 が

最も構成が簡単でイメージ信号の抑圧特性も良い．従って 3 章以降では図 2.17 の構成でイメージ抑圧特性について検討を行う事とする．

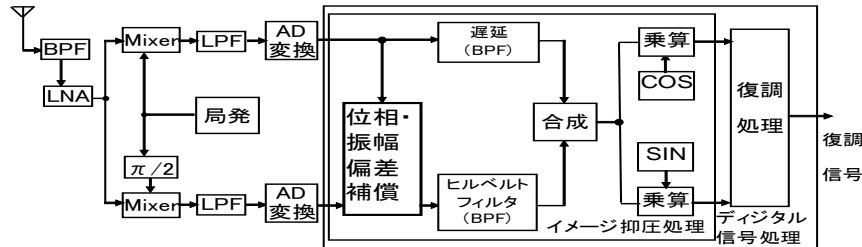


図 2.16 位相偏差及び振幅偏差の補償を行う場合の構成 1(Hartley の方法)

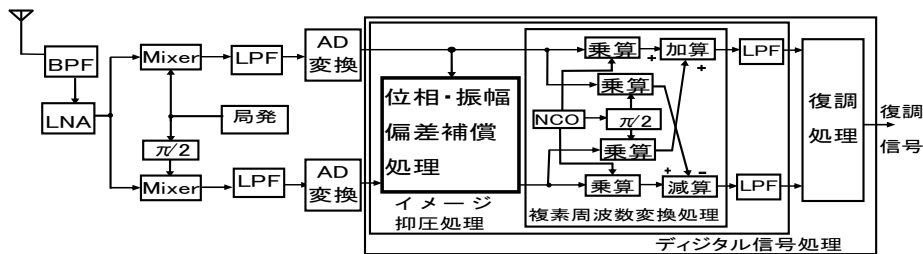


図 2.17 位相偏差及び振幅偏差の補償を行う場合の構成 2(複素周波数変換の方法)

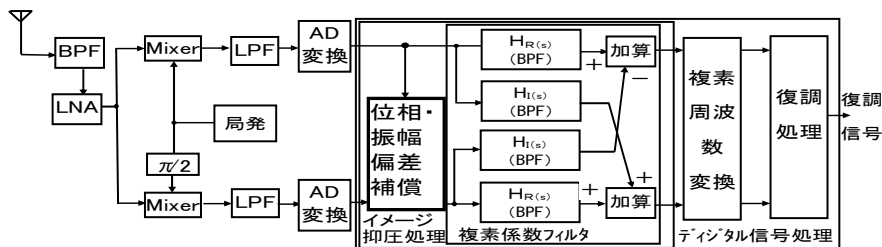


図 2.18 位相偏差及び振幅偏差の補償を行う場合の構成 3(複素係数フィルタの方法)

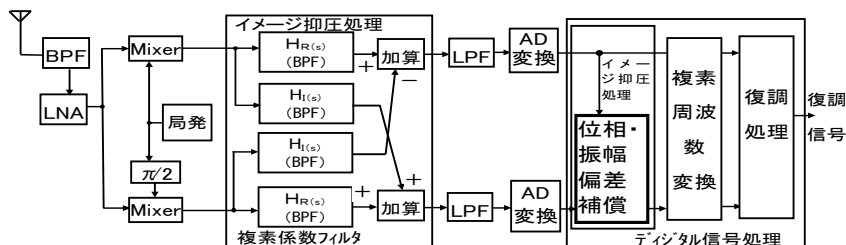


図 2.19 位相偏差及び振幅偏差の補償を行う場合の構成 4(複素係数フィルタの方法)

低 IF 方式受信機において、イメージ信号が存在して位相偏差と振幅偏差が存在する場合の劣化の度合い（BER 特性）をシミュレーションした結果及びその構成を図 2.20 及び図 2.21 に、その諸元を表 2.3 に示す。この方法は、前述したように図 1.9 及び図 2.12 に示す複素周波数変換(ダウンコンバート)によるイメージ抑圧方式であり、図 1.9 及び図 2.12 の LPF を復調処理のナイキストフィルタによる帯域制限と兼用している。この場合は位相振幅偏差の補償を行わない場合であり、位相偏差を 4° 及び 10° 、振幅偏差を 1, 3dB としている。これらの組み合わせにおいて、BER 特性に大きな劣化を生じており図 2.17 に示すような構成の位相・振幅偏差補償処理が必要であることがシミュレーション結果より確認できる。

表 2.3 振幅偏差及び位相偏差の影響のシミュレーション諸元

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
非希望波(イメージ波)信号周波数	局部発振周波数 $-(1/16)f_s$
希望波信号 変調方式	16QAM,64QAM(グレイマッピング)
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
希望波信号周波数	局部発振周波数 $+1/16f_s$
希望波信号オーバーサンプル数	16
初期位相偏差	$4, 10^\circ$
初期振幅偏差	1, 3dB

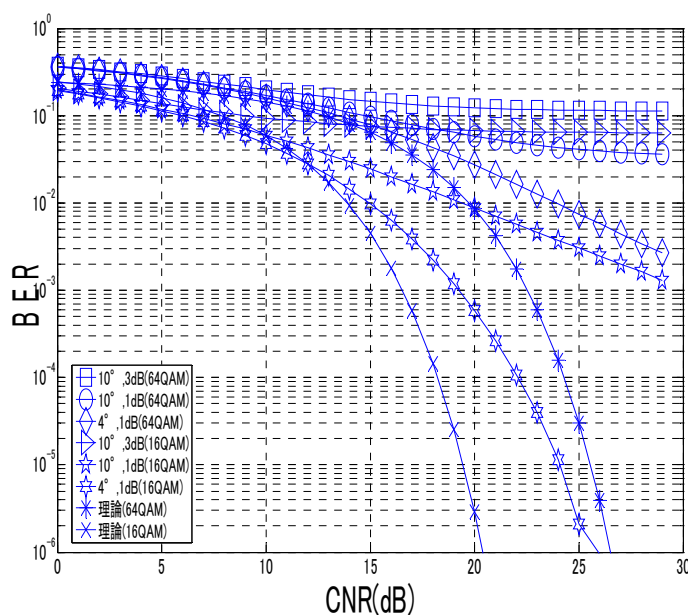


図 2.20 振幅偏差及び位相偏差の影響のシミュレーション結果

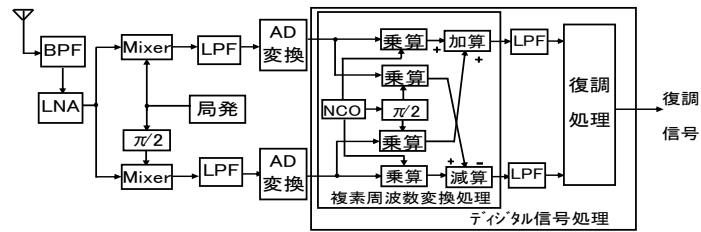


図 2.21 振幅偏差及び位相偏差の影響シミュレーション構成

2.5 結言

本章では、まず第一に低 IF 方式の受信機で直交復調を行う場合に直交復調後の同相部と直交部の間の 90° の位相偏差と振幅偏差が存在しない場合のイメージ信号抑圧方法について述べている。その場合の処理方法として Hartley の方法、Weaver の方法、複素係数フィルタによる方法、複素周波数変換の各方式によるイメージ抑圧の原理を示し、前記各方式でイメージ抑圧が可能であることを解析し、述べている。

この場合、Hartley の方法及び複素係数フィルタによる方法においては 90° 移相器又はヒルベルトフィルタを使用する。この場合においてフィルタのタップ数とイメージ抑圧特性を示し、目標のイメージ抑圧比の 60dB を満足するためにはタップ数が 100 タップ程度以上必要であることをシミュレーション結果により示した。その結果同等の性能を得るために複素周波数変換の方法と比較し、複素周波数変換処理は上記 90° 移相器又はヒルベルトフィルタの処理が不要であり、ベースバンドフィルタとしての LPF をイメージ抑圧処理における LPF と兼用する事が出来るため優位性がある事を述べている。

次に直交復調後の同相部と直交部の間の位相偏差と振幅偏差が存在する場合にイメージ抑圧比が制限される事が示されている。その際に実用的なイメージ抑圧比を得るための位相偏差と振幅偏差の許容値の組み合わせをシミュレーション結果により示した。また低 IF 方式受信機において、位相偏差、振幅偏差が存在する場合の影響(劣化)を BER 特性と比較し、位相偏差、振幅偏差の影響度について評価を行い、図 2.17 に示すような構成の位相・振幅偏差補償処理が必要であることを示した。

上記の検討結果を踏まえて、デジタル信号処理による複素周波数変換処理と位相振幅偏差補償処理を組み合わせる方法により、従来のアナログ処理方式での単独の処理では困難であった 60dB のイメージ抑圧比を実用的に実現するために、3 章及び 4 章でその詳細構成を提案して、評価解析を行う。

第3章 ブラインド方式による位相・振幅偏差補償

3.1 諸言

本章では、第2章で示した構成によりフィードバック形式による一次の制御ループでブラインド的に入力信号のみで位相偏差及び振幅偏差を検出して位相偏差補償と振幅偏差補償を行う処理方法を検討する。

従来方式として、ブラインド的にイメージ抑圧を行なう方法[21]が提案されている。フィードフォワード形式を使用する方法[21]においては、処理がやや複雑であり具体的な処理方法が提示されておらず、平均化するためにデータ量を 10^6 程度以上必要とする問題点がある。また、適応アルゴリズムを使用する方法[31][32][37]においても、処理量が多いという問題点があった。これに対して本検討では入力した信号によりブラインド的に位相偏差と振幅偏差を各々検出して、補償するブラインド方式とする。さらにフィードバック形式による1次の制御ループで位相偏差と振幅偏差の補償を行なう方法を検討して具体的な処理方法を提案する。

位相偏差及び振幅偏差の補償処理の独立に動作可能な方法を検討して、処理を近似的に行う事で処理量の低減が出来る方式を理論的に解析する。さらにその収束特性を計算機シミュレーションにより検証する。また、位相偏差及び振幅偏差の補償処理を結合して総合的に所望のイメージ抑圧比が得られることを目的とする。

理論解析及びシミュレーションにより得られた結果を実際の受信機を構成した実験によりその効果を確認する。

シミュレーション及び実験で評価する内容として収束時間(時定数に依存)と誤差(分散), 実用的な FPGA(Field-Programmable Gate Array)等の処理に対応するために、固定小数点演算及び近似処理による特性の劣化の検討に対してさらに解析を行い、その解決方法を示す。

3.2 従来の補償方式及び検討する補償方式の構成

第2章で検討を行ったイメージ抑圧処理を行う低IF受信機の構成を図3.1に示す。

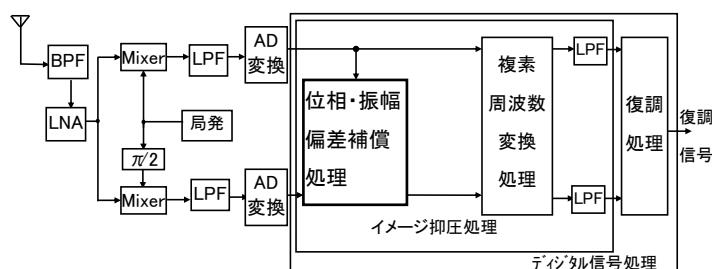


図 3.1 位相・振幅偏差の補償を行う低 IF 方式受信機の構成 1

図 3.1 の低 IF 方式受信機の構成において、位相及び振幅偏差の補償はフィードバック形式で行うかフィードフォワード形式で行うかは、その用途や仕様等で異なる。

従来のブラインド方式位相及び振幅偏差補償処理の構成[21]の構成を図 3.2 に示す。図 3.2 において、図 2.12 及び式 (2.28) のアナログ素子のミキサ及びアナログ処理の LPF を通過した直交復調後の $y(t)$ における $2K_1 = [1 + g \exp\{-j\Delta\phi\}]$, $2K_2 = 2[1 - g \exp\{+j\Delta\phi\}]$, $y(t) = K_1 z(t) + K_2 z^*(t)$ となり、このときの周波数を f_{IF} とすると、 $z(t) = s(t)e^{+j2\pi f_{IF}t} + i(t)e^{-j2\pi f_{IF}t}$ である。ここで、 $s(t)$ は所望信号、 $i(t)$ はイメージ信号である。この信号を複素周波数変換によりベースバンド帯域に変換した離散時間の信号 $d(n) = y(n)e^{-j2\pi f_{IF}nT} = K_1 s(n) + K_2 i^*(n)$ となる。一方 $d(n)$ に対して、 $v(n) = y(n)e^{+j2\pi f_{IF}nT} = K_1 i(n) + K_2 s^*(n)$ とする。これにより以下の式で $K_1 K_2$ を求める。($E\{\}$ は平均を、 $(\cdot)^*$ は複素共役を各々表す)

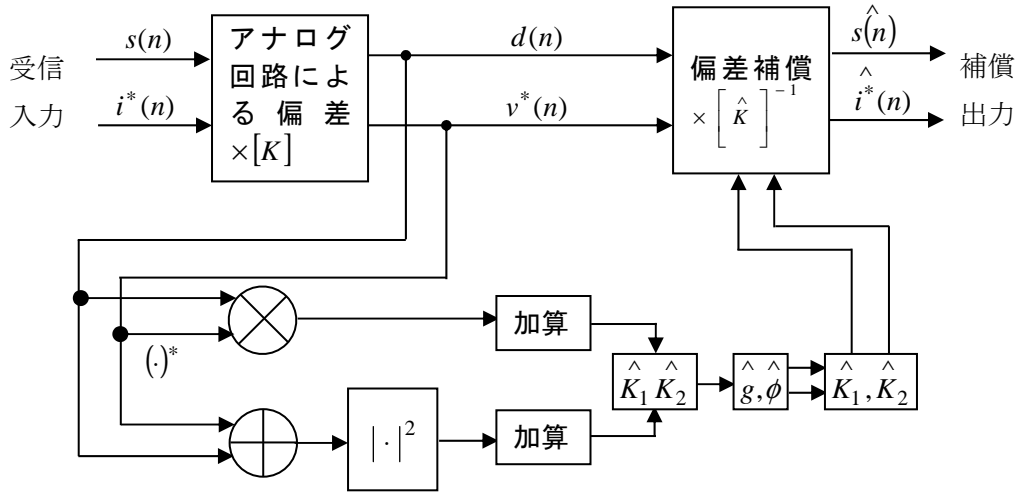


図 3.2 従来のブラインド方式位相及び振幅偏差補償処理の構成[21]

$$K_1 K_2 = \frac{E\{d(n)v(n)\}}{E\{|d(n) + v^*(n)|^2\}}, \quad \hat{K}_1 \hat{K}_2 = \frac{\sum_{n=1}^N \{d(n)v(n)\}}{\sum_{n=1}^N \{|d(n) + v^*(n)|^2\}} \quad (3.1)$$

振幅偏差 ΔA を含んだ振幅係数 $g (= 1 + \Delta A)$ 及び位相偏差 $\Delta\phi$ は以下の式となる。

$$g = \sqrt{1 - 4 \operatorname{Re}\{K_1 K_2\}} \quad (\operatorname{Re}\{\cdot\} \text{ は実部を示す.}) \quad (3.2)$$

$$\Delta\phi = \arcsin\left(-\frac{2}{g} \operatorname{Im}\{K_1 K_2\}\right) \quad (\operatorname{Im}\{\cdot\} \text{ は虚部を示す.}) \quad (3.3)$$

$$K_1 = [1 + g \exp\{-j\Delta\phi\}]/2, \quad K_2 = [1 - g \exp\{+j\Delta\phi\}]/2 \quad (3.4)$$

$$\hat{K}^{-1} = \frac{1}{\left| \hat{K}_1 \right|^2 - \left| \hat{K}_2 \right|^2} \begin{bmatrix} \hat{K}_1^* & -\hat{K}_2 \\ -\hat{K}_2^* & \hat{K}_1 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

式(3.4)及び式(3.5)により，図 3.2 における逆行列を求めて補償を行う．

この処理方法では，式(3.1)~式(3.4)に示すように乗算の平均（加算）及び加算の自乗の平均（加算）を求めた後に幅係数 $g(=1+\Delta A)$ 及び位相偏差 $\Delta\phi$ を求めて，逆行列の値を求める計算を行っており，計算が複雑であり，また具体的に実現する方法が示されていない．さらに，この方法はフィードフォワード形式であるために位相偏差及び振幅偏差の検出に誤差が生じるとその補正值に直ちに影響があり，温度変化などによりその偏差が時間的に変化する場合にその変化に対応することができないという問題点がある．フィードバック形式では検出誤差が生じても収束させることが可能であり，アナログ素子等の温度変化や経年変化により変動が生じた場合でも追従が可能である．従って以下の検討では制御ループを使用したフィードバック形式で行う事とする．

一方，偏差が時間的に変化する場合に対応したフィードバック形式の方法として図 3.3 の構成[20]があり，1 次の制御ループにより補償を行う方法がある．この方法においては，ブラインド方式として位相及び振幅偏差を検出でき，各々の位相偏差の検出・補償と振幅偏差の検出・補償はフィードバック形式の制御ループで独立に行うものである．偏差が時間的に変化する場合においてもその変化に対応することが可能である．しかし，この従来の方法[20]においては，実現可能な回路又は処理アルゴリズム等の具体的な処理方法が示されておらず，また振幅偏差補償において，割り算処理を行う必要があるため，処理に対する負荷が大きい．[23] においては，この割り算処理を回避して乗算処理で近似する方法が提案されているが，具体的な処理補方法が提示されておらず，また近似処理による劣化について解析されていない．

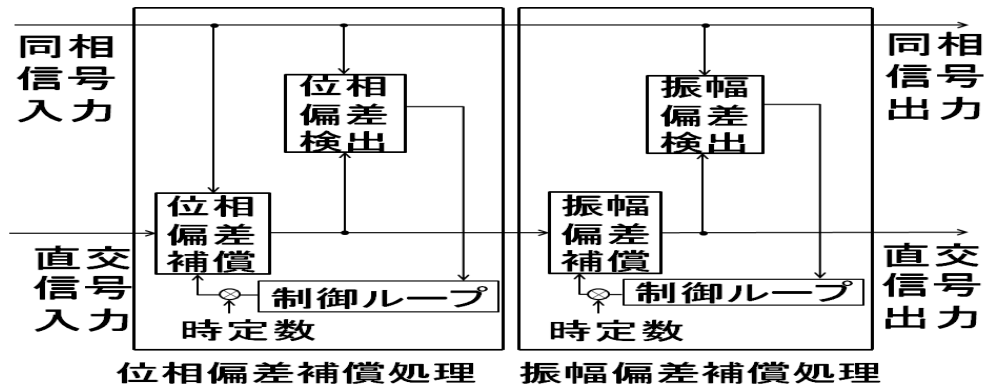


図 3.3 従来のブラインド方式位相及び振幅偏差補償処理の構成[20]

図 3.4 の受信機の構成は、図 3.3 の処理方法により位相偏差の検出・補償と振幅偏差の検出・補償を各々独立に行う方法[20]である。一方、図 3.5 の受信機の構成[23]は、位相偏差の検出と振幅偏差の検出を同時に行い、各々の検出した偏差をフィードバック形式の制御ループで位相偏差の補償と振幅偏差の補償を行うものである。一般に、振幅偏差と位相偏差は独立ではないため、検出誤差が生じる可能性がある。本研究の提案では位相偏差を補償する場合に、振幅偏差がある場合でもその振幅偏差が位相偏差補償に無関係(互いに独立)になるような処理方法とする。その場合においては図 3.4 の構成及び図 3.5 の補償に対する性能は変わらないため、制御及び処理が容易な図 3.4 の構成とする。

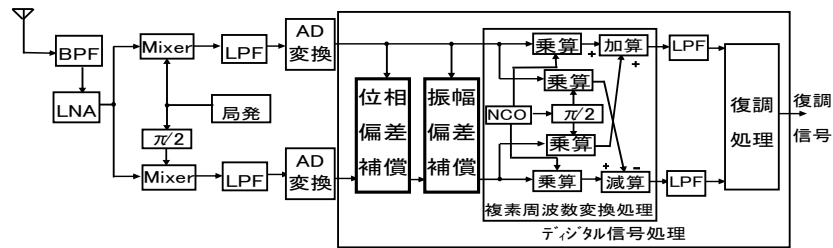


図 3.4 位相・振幅偏差の補償を行う低 IF 方式受信機の構成(詳細)1[20]

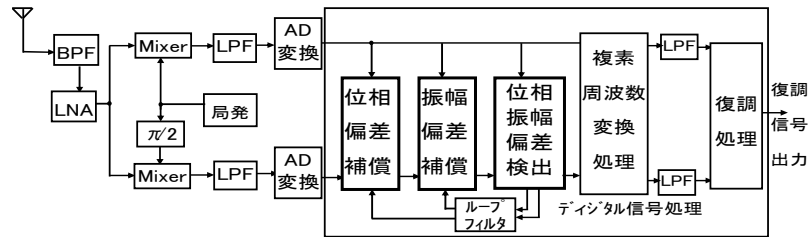


図 3.5 位相・振幅偏差の補償を行う低 IF 方式受信機の構成(詳細)2[23]

以上の検討結果により本研究のブラインド方式では、図 3.4 の受信機の構成で図 3.3 の方法[20]に類似した具体的な処理方法を提案する。また、提案方法においては特に振幅偏差補償において、割り算処理を回避して乗算処理で近似できる方法として、近似処理による劣化についても解析評価を行う。

3.3 位相偏差補償処理の構成と解析

図 3.6 に図 3.4 の位相補償処理における本研究の提案方式の詳細な構成を示す。

図 3.6 の構成図において、位相偏差補償処理の入力信号 $y_{in}(t)$ は、ここで、 $(\omega_L - \omega_U)t - \theta = \alpha$ 及び $\cos \Delta\phi \approx 1$ とすると式 (2.28) により次式で表される。ここで式 (3.6)~(3.8)における振幅偏差 $g=1$ とする。

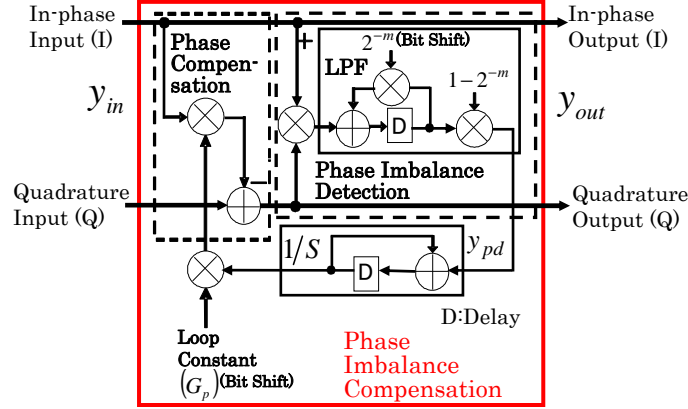


図 3.6 位相偏差補償処理(提案方式)の詳細構成図

$$y_{in}(t) = y_r(t) + j \cdot y_i(t) \\ = (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)g \sin\{\alpha + \Delta\phi\} \quad (3.6)$$

$$= (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)g\{\sin(\Delta\phi)\cos(\alpha) + \cos(\Delta\phi)\sin(\alpha)\} \quad (3.7)$$

$$\approx (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)g\{\sin(\Delta\phi)\cos(\alpha) + \sin(\alpha)\} \quad (3.8)$$

式(3.8)において、 $\cos(\Delta\phi) \approx 1$ を仮定している．式(3.7)の $\sin(\Delta\phi)$ と $\cos(\Delta\phi)$ を比較すると、誤差が生じるが $\Delta\phi < \pi/2$ であれば制御ループにより誤差が最小となるように動作するため上記近似が使用できる．

同相(I)出力と直交 (Q) 出力の乗算処理を行った LPF の出力 $y_{pd}(t)$ は式(3.6)により次式で表される．

$$y_{pd}(t) = (1/4)\cos\{(\omega_L - \omega_U)t - \theta\} \cdot g \cdot \sin\{(\omega_L - \omega_U)t - \theta + \Delta\phi\} \\ = (1/8) \cdot g \cdot \sin(\Delta\phi) \\ \approx (1/8) \cdot g \cdot (\Delta\phi) \quad (3.9)$$

ここで $\sin(\Delta\phi) \approx \Delta\phi$ としている．また、以下の計算では式(3.6)～(3.9)の係数を省略する．ここで $\cos(\alpha)$ は同相の入力信号 I 、 $\sin(\alpha)$ は直交の入力信号 Q であるため式(3.9)により検出された位相偏差 $\Delta\phi$ を同相入力信号と乗算して直交入力信号と減算すると出力信号 $y_{out}(t)$ は式(3.8)により次式で表される．

$$y_{out}(t) = \{I\} - j\{Q' - Ig \sin(\Delta\phi)\} \\ = \{I\} - j\{Ig \sin(\Delta\phi) - Ig \sin(\Delta\phi) + Q\} \\ = \{I\} - j\{Q\} \quad (3.10)$$

となり、位相偏差補償が可能となる．ここで、ミキサに入力される信号の振幅の平均値は 1

に正規化(式(3.6)～(3.10)の係数)されているものとする．（ $Q' = Ig \sin(\Delta\phi) + Q$ は補正前の直交出力） また，式(3.10)により振幅偏差 g の影響を受けない事が確認できる．

3.4 振幅偏差補償処理の構成と解析

図 3.7 に図 3.4 の振幅補償処理における本研究の提案方式の詳細な構成を示す．

図 3.7 の振幅補償処理において同相(I)側のミキサ及び増幅器等の利得を A_1 ，直交 (Q)側のミキサ及び増幅器等の利得を A_2 とすると，式(2.28)により図 3.7 における同相(I)側の入力 $y_r(t)$ 及び直交(Q)側の入力 $y_i(t)$ は次式で表される．

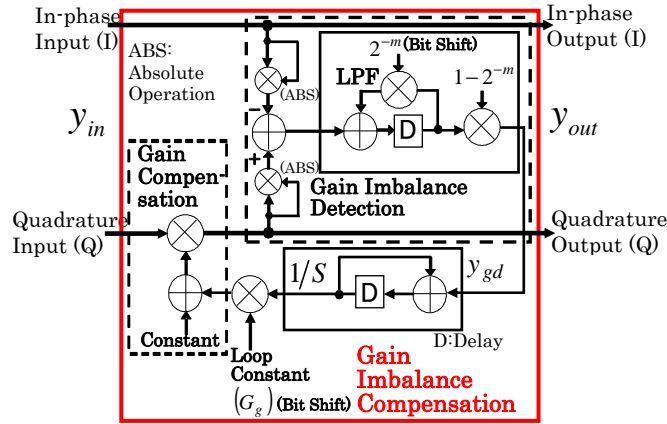


図 3.7 振幅偏差補償処理(提案方式)の構成図

$$y_r(t) = (1/2)\cos\{(\omega_L - \omega_U)t - \theta\} \quad (3.11)$$

$$y_i(t) = (1/2)[g \sin\{(\omega_L - \omega_U)t + \Delta\phi - \theta\}] \quad (3.12)$$

自乗処理による同相(I)側及び直交(Q)側の出力 $z_r(t)$ 及び $z_i(t)$ は次式で表される．

$$z_r(t) = (1/8)(1 + \cos\{2[(\omega_L - \omega_U)t - \theta]\}) \quad (3.13)$$

$$z_i(t) = (g)^2(1/8) \cdot (1 - \cos\{2[(\omega_L - \omega_U)t + \Delta\phi - \theta]\}) \quad (3.14)$$

ここで， $g = 1 + \Delta A$ （式(2.28)の g ）と置きかえる．また，図 3.7 における LPF 処理により式(3.13)，式(3.14)の 2 倍波の項の $\cos\{2[(\omega_L - \omega_U)t - \theta]\}$ と $\cos\{2[(\omega_L - \omega_U)t + \Delta\phi - \theta]\}$ の項が減衰し， ΔA^2 が無視できると仮定すると減算処理を行った LPF の出力 $y_{gd}(t)$ は次式で

表される．（式(3.15)の係数は正規化するものとする．）

$$y_{gd}(t) \approx \Delta A/4 \quad (3.15)$$

振幅補正処理への入力信号 $y_{in}(t)$ は， $(\omega_L - \omega_U)t - \theta = \alpha$ とおくと式(2.28)により次式で表される．

$$y_{in}(t) = (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)(1 + \Delta A)\{\sin(\alpha + \Delta\phi)\} \quad (3.16)$$

振幅補正出力 $y_{out}(t)$ は式(3.15)から得られた振幅偏差 ΔA を 1(実際には振幅の最大値)から減算した値 $(1 - \Delta A)$ と乗算され、次式で表される. ($(1 + \Delta A)(1 - \Delta A) \approx 1$ とする.)

$$\begin{aligned} y_{out}(t) &= (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)(1 + \Delta A)(1 - \Delta A)\{\sin(\alpha + \Delta\phi)\} \\ &\approx (1/2)\{\cos(\alpha)\} - j(1/2)\{\sin(\alpha + \Delta\phi)\} \end{aligned} \quad (3.17)$$

となり、振幅偏差補正が可能となる.

ここで、ミキサに入力される信号の振幅の平均値は 1 に正規化 (式(3.11)~(3.17)の係数)すると仮定する.

以上の位相補正処理及び振幅補正処理の解析は入力信号がイメージ信号のみの場合であるが、イメージ信号と希望波信号の合成波及び希望波信号のみのいずれにも入力信号強度が一定範囲内において適用ができる. この点については 3.7.2 項で詳細に検討及び解析内容を示す.

又位相偏差 $\Delta\phi$ が存在している場合でも振幅偏差の補償には影響が無いことが式(3.17)によりわかる.

以上、位相偏差の補償及び振幅偏差の補償について理論解析を行い補償が出来る事を示した.

位相偏差の補償では振幅偏差の影響を、振幅偏差の補償では位相偏差の影響を互いに受けないことが式(3.10)及び(3.17)から確認できる. 従って以下の特性評価では、位相偏差補償及び振幅偏差補償を独立に行う図 3.4 の構成で行う.

3.5 特性評価 (計算機シミュレーション)

提案方式の構成の特性を計算機シミュレーションにより評価した.

希望波とイメージ信号を位相補償処理及び振幅補償処理に入力して、その収束特性及び希望信号とイメージ信号の抑圧比特性、制御ループの時定数による IRR (Image Rejection Ratio) 特性への影響の評価、復調処理を行った場合の誤り率特性の評価結果を以下に示す.

3.5.1 位相偏差補償及び振幅偏差補償の基本特性

表 3.1 に希望波とイメージ波信号を位相補償処理及び振幅補償処理に入力して、その収束特性及び希望波とイメージ波の抑圧特性を評価した場合のシミュレーション諸元を示す.

希望波及び非希望波(イメージ波)の変調方式を QPSK, 帯域制限フィルタはルートナイキストフィルタ ($\alpha:0.5$), 希望波の中心周波数を局部発振器(LO) $+(1/4)f_s$ (サンプリング周波数), 非希望波の中心周波数を LO 周波数 $-(1/4)f_s$, 固定小数点演算(16bit)とする. 初期位相偏差(10°) 及び初期振幅偏差(1dB)はミキサ, 増幅器等のアナログ素子による偏差を想定し, 希望波信号とイメージ信号の電力比は 0dB とする.

表 3.1 による位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理のシミュレーション構成図を図 3.8 に示す.

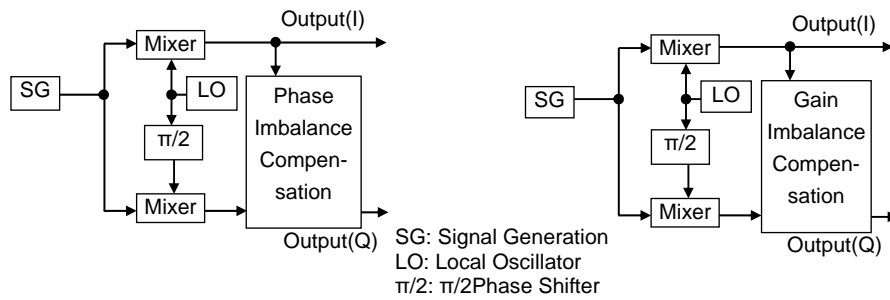


図 3.8 位相偏差補償及び振幅偏差補償処理シミュレーション構成図

表 3.1 及び図 3.8 のシミュレーション諸元及び構成に対応するシミュレーション結果を図 3.9 に示す。

図 3.9(a)及び図 3.9(b)に位相補償処理及び振幅補償処理の制御ループにおける収束特性を示す。位相補償処理においては、補償する（検出された）位相偏差が初期位相偏差の 1, 2, 4, 10(deg)の各々の値に収束している。なおこの結果における時間の基準は、AD 変換後のベースバンド信号(位相振幅補償処理入力信号)のサンプリング(クロック)周波数とする(全てのシミュレーション評価においてこの時間基準とする)。

振幅補償処理においては、補償する（検出された）振幅偏差が初期振幅偏差の 0.5, 1, 3, 6(dB)の各々の値に収束している。

位相補償処理及び振幅補償処理の収束特性の結果は、初期位相偏差及び初期振幅偏差によらず、各々の初期偏差値に収束している。このことは、提案方式が 1 次の制御ループであるため、収束特性は時定数に依存すると考えられる。時定数に対する評価は 3.5.5 項で行っている。

図 3.9(a)及び図 3.9(b)の結果により、位相偏差補償については式(3.6)～式(3.10)、振幅偏差補償については式(3.11)～(3.17)の解析内容が補償処理の基本特性として検証されている。

3.5.2 位相偏差補償及び振幅偏差補償処理の近似処理の特性比較

表 3.1 のシミュレーション諸元に対する近似を用いない場合と近似を用いた場合の位相補正及び振幅補正の収束特性を図 3.9(c)及び図 3.9(d)に示す。

シミュレーション結果から位相補償処理の式(3.6)～(3.10)及び振幅補正処理の式(3.11)～(3.17)の近似の処理を行っても制御ループにより補正值及び偏差が収束しており、近似を用いない方法に比べて演算規模の削減(特に振幅補正処理の割算処理が不要)が可能となる。

式(3.15)～式(3.17)において、2 回の近似計算として、減算処理を行った LPF の出力及び $(1+\Delta A)(1-\Delta A) \approx 1$ には 2 次の項として $(\Delta A)^2$ の残余の誤差が生じるが、近似を用いない方式と近似を用いた場合の収束特性及び補正值の差(初期位相偏差：10deg, 初期振幅偏差：6dB)は実用上問題ない値であることが確認できる。

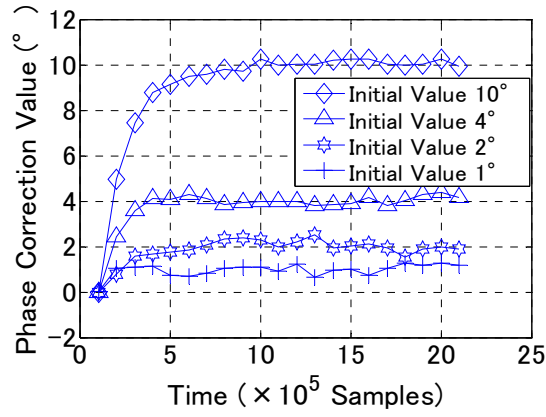


図 3.9(a) 位相補償処理の収束特性

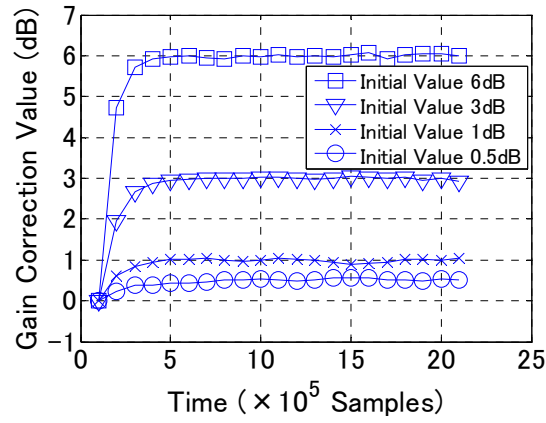


図 3.9(b) 振幅補償処理の収束特性

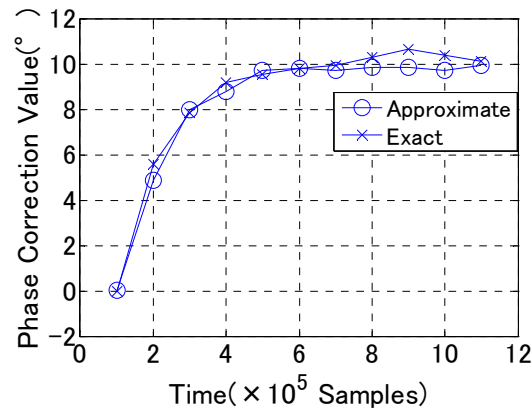


図 3.9(c) 位相補償処理(近似/近似無し)の収束特性

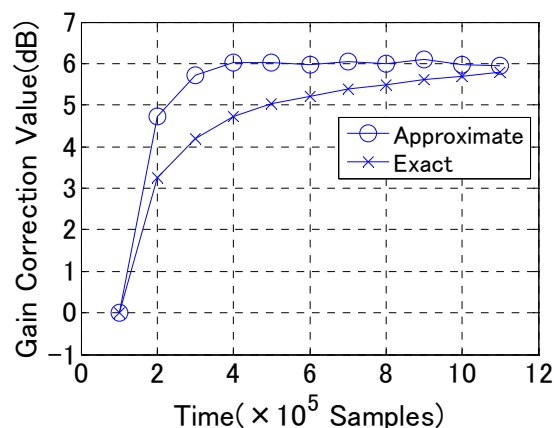


図 3.9(d) 振幅補償処理(近似/近似無し)の収束特性

表 3.1 シミュレーション諸元 (1)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト ($\alpha:0.5$)
非希望波(イメージ波)信号周波数	局部発振周波数 $-(1/4)f_s$
希望波信号 変調方式	QPSK
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト ($\alpha:0.5$)
希望波信号周波数	局部発振周波数 $+(1/4)f_s$
量子化ビット(固定小数点)	16bit
初期位相偏差	1,2,4,10°
初期振幅偏差	0.5,1,3,6dB
制御ループ時定数(位相偏差補償及び振幅偏差補償)	131072 サンプル時間

3.5.3 固定小数点演算による劣化特性

デジタル信号処理においては、FPGA は固定小数点演算であり、DSP などでも固定小数点演算を行うことがあるが、浮動小数点演算に比べてその量子化ビット数により劣化が生じる。以下のシミュレーションでは、位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理について表 3.2 のシミュレーション諸元及び図 3.8 の構成によりイメージ信号を入力し、位相補正処理、振幅補償処理を行い受信入力信号の振幅を変化させて固定小数点演算の量子化ビット数に対する位相偏差及び振幅偏差の補償処理の特性評価を行う。図 3.10 に位相補償及び振幅補償処理特性の結果を示す。

16 ビット演算の場合は、位相補償及び振幅補償処理の入力信号の振幅変化は制御ループの時定数の変化となり収束値への影響は小さいが、図 3.10 (a) の位相補償処理では量子化ビット数の減少 (16~12 ビット) は入力信号の振幅の減少 (-26dB) に対して補償値の変化 (誤差) が顕著であり無視できない。12bit の場合には全てのビットが有効であるとすれ

ば約 72dB のダイナミックレンジであり, 入力信号の振幅がフルスケール時より -26dB であるため, この場合には $72\text{dB}-26\text{dB}=46\text{dB}$ のダイナミックレンジに減少している. 振幅補償処理の量子化ビット数の減少に対する収束特性への影響は小さいことが図 3.10 (b) より確認できる. 位相偏差及び振幅偏差が IRR に与える影響については 3.7.3 項で検討を行う.

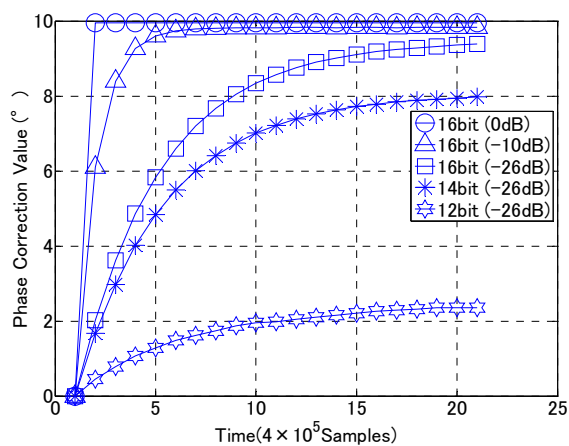


図 3.10 (a) 位相補償(振幅, ビット数変化)特性

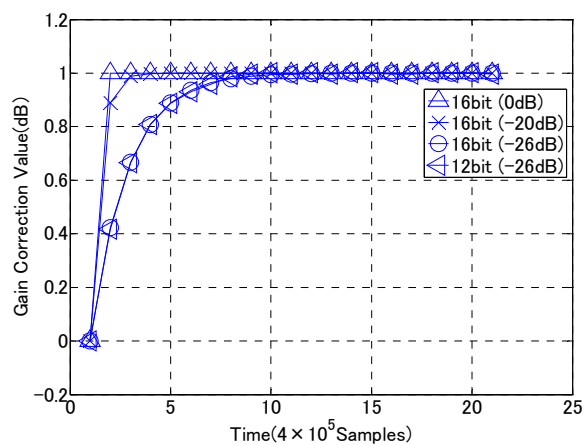


図 3.10 (b) 振幅補償(振幅, ビット数変化) 特性

表 3.2 シミュレーション諸元 (2)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
非希望波(イメージ波)信号オーバーサンプル数	16
振幅変化	0,-10,-20,-26dB(16 bit 固定の場合)
量子化(固定小数点)ビット数変化	12,14,16bit(振幅:-26dB 固定の場合)
量子化ビット	16bit
初期位相偏差	10°
初期振幅偏差	1dB
時定数	2048

3.5.4 分散と帯域及び加法的ガウス雑音(AWGN)との関係

位相補正及び振幅補正処理の収束後の偏差（分散）は、制御ループの時定数に反比例して小さくなるが、時定数と制御ループの帯域は反比例する。一方、各々の偏差（分散）は入力されたイメージ波及び希望波信号の帯域に比例して小さくなる。制御ループの時定数は、制御ループの帯域幅に反比例する。

図 3.11 は、表 3.3 のシミュレーション諸元及び図 3.8 のシミュレーション構成により、イメージ波信号のオーバーサンプル数（帯域に反比例）を変化させた位相補償及び振幅補償後の分散（誤差）のシミュレーション結果を示す。図 3.11 により、位相偏差(分散)及び振幅偏差(分散)が受信入力信号(イメージ波)の帯域に反比例して大きくなっていることが確認できる。また、制御ループの時定数と偏差（分散）の増減は反比例している。このことは、制御ループの帯域幅は時定数に反比例することから、入力されたイメージ波信号の帯域幅と制御ループの帯域が独立であることを意味する。ここで、正規化帯域幅は、サンプリング周波数を 1 とした場合の相対的なイメージ波信号(図 3.6 及び図 3.7 の補償処理への入力信号)の帯域幅であり、オーバーサンプル数を 4, 8, 16, 32, 64, 128 としたときに、正規化帯域幅は、各々 $1/4$, $1/8$, $1/16$, $1/32$, $1/64$, $1/128$ となる。

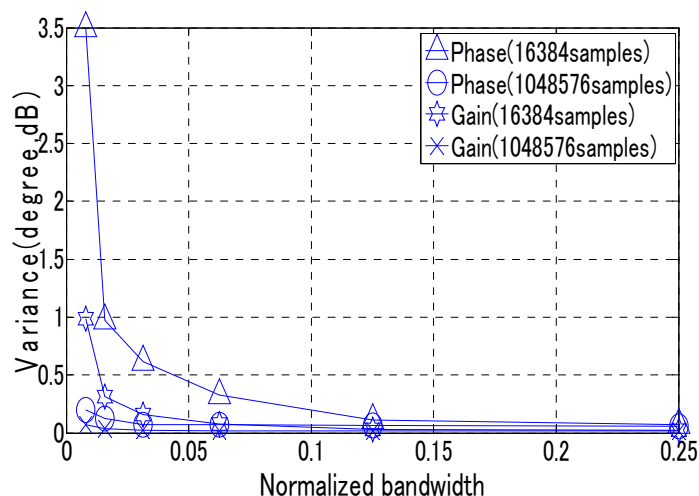


図 3.11 帯域幅(オーバーサンプル数の逆数)と分散の評価

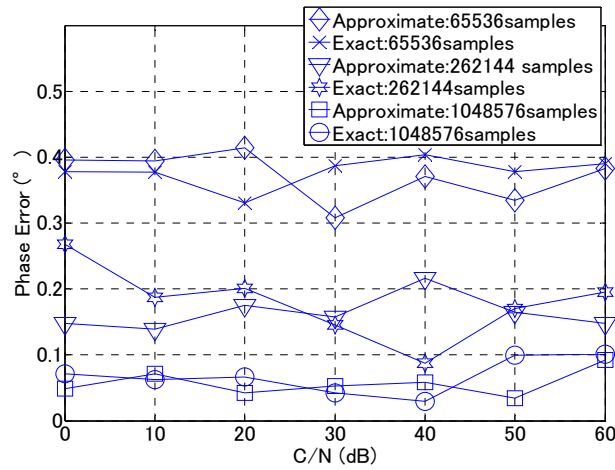
表 3.3 シミュレーション諸元 (3)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
希望波信号 変調方式	QPSK
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
量子化ビット(固定小数点)	16bit
初期位相偏差	10°
オーバーサンプル数 (正規化帯域幅)	4, 8, 16, 32, 64, 128 (正規化帯域幅:1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128)
初期振幅偏差	1dB
制御ループ時定数(位相偏差補償及び振幅偏差補償)	16384, 1048576 サンプル時間

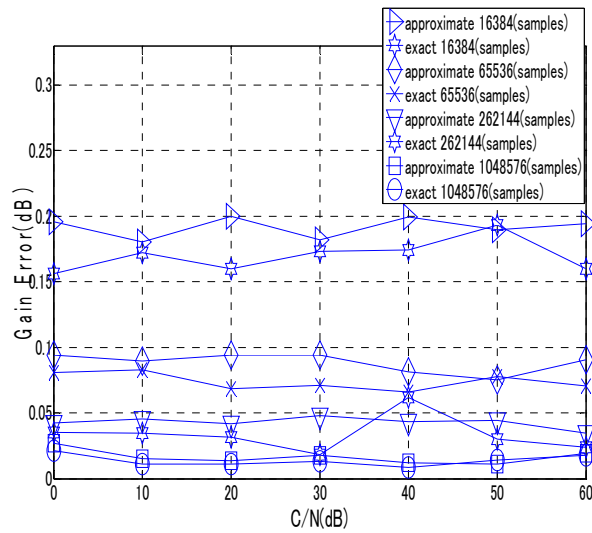
3.5.5 時定数に対する評価

図 3.12 は表 3.4 のシミュレーション諸元及び図 3.8 のシミュレーション構成によりイメージ波及び希望波信号を入力した場合の CN(搬送波電力対雑音電力)比を 0~60dB まで変化させた場合の位相補正值(deg)及び振幅補正值(dB)の分散のシミュレーション結果を示す。図 3.12 の結果から CN 比の変化に対する分散の有意的な変化がないことがわかる。これは図 3.11 及び図 3.12 の結果が示すように、分散の増減は入力信号の帯域幅に反比例し、制御ループの時定数に反比例するが、加法的ガウス雑音には依存しないことを意味している。分散が、制御ループの時定数に反比例して小さくなるということは、これらの補償回路が 1 次の制御ループの動作であることを示している。しかしながら、振幅補償回路においては、図 3.12(b)の結果から近似がある場合は、近似が無い場合に比べて 0.02~0.03dB(時定

数:16384・65536 サンプル時間)の劣化があり, 式(3.15)及び(3.17)の近似で 2 回 $(\Delta A)^2$ を無視していることにより生ずる. これは比較的時定数が小さい場合に劣化が大きくなる. ただし, この 0.02~0.03dB の劣化の値は極めて小さいので実用的な補償に対しては問題が無い. 図 3.6 及び図 3.7 の構成図は, LPF 及び 1/S(積分器)を含んでいるので厳密には 2 次の制御ループであるが, その動作は, 1 次の制御ループである. したがって積分器の位相及び振幅の各時定数($\tau_p (=1/G_p)$), $\tau_g (=1/G_g)$) が LPF の定数よりも制御ループの動作に大きく影響する.



(a)位相補償



(b)振幅補償

図 3.12 位相補償と振幅補償の分散(C/N 変化による近似及び近似無し)の評価

表 3.4 シミュレーション諸元 (4)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
希望波信号 変調方式	QPSK
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト($\alpha:0.5$)
量子化ビット(固定小数点)	16bit
初期位相偏差	10°
オーバーサンプル数	8
初期振幅偏差	1dB
制御ループ時定数(位相偏差補償及び振幅偏差補償)	65536,262144,1048576 サンプル時間

図 3.13 は, 図 3.12 のシミュレーション結果を式 (2.29)により計算して 60dB の IRR を満足する時定数を求めたものであり, CN 比を 0~60dB まで変化させた場合の IRR を示している. この場合に位相偏差と振幅偏差は独立であると仮定している. この場合も図 3.12 のシミュレーション結果と同様に IRR 特性は, 位相及び振幅補償回路の制御ループの時定数が大きくなるほど良好な特性であり, 時定数に大きく依存している.

位相補正值(deg)及び振幅補正值 (dB) の分散が CN 比[dB]の変化により影響を受けないのはループ帯域幅と信号帯域幅(AWGN の帯域に同じと仮定)では雑音帯域幅が大きく異なるためである. ループ帯域幅はこの信号帯域幅(雑音帯域幅)より少なくとも 1/1000 (-30dB) 以下であるため影響が無いと考えられる.

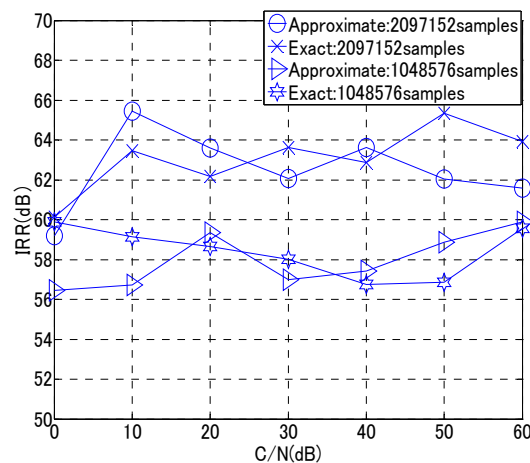


図 3.13 IRR 特性(C/N 変化,近似/近似無し)

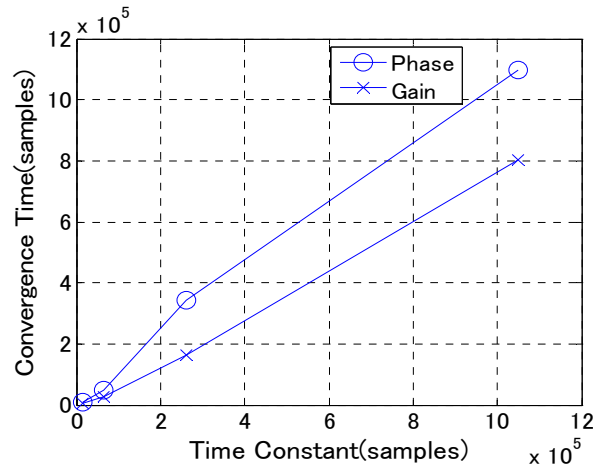


図 3.14 時定数に対する収束時間特性

図 3.14 は、表 3.4 のシミュレーション諸元及び図 3.8 のシミュレーション構成における制御ループの積分回路の時定数と収束時間のシミュレーション結果である。積分回路の時定数と収束時間は概ね一致しており、この補償回路の動作が 1 次制御ループと見なせることを示している。

図 3.12～図 3.14 の結果より、収束時間(積分回路の時定数)と位相振幅補償の分散(誤差)並びに IRR は相反する(トレードオフ)の関係にあることが確認された。この結果から位相及び振幅偏差の分散(誤差)が大きい場合は小さい値の時定数を設定し、収束時間が早くなるが、分散(誤差)が大きいので、ある値に収束した後にその後大きい値の時定数を設定することにより、分散(誤差)を小さくすることができる。

3.5.6 位相偏差補償と振幅偏差補償処理を結合した場合の IRR 及び BER 特性評価

これまでの 3.5.1～3.5.5 項での基本特性評価を踏まえて、IRR 特性及び BER 特性を評価する。図 3.15 に表 3.5 のシミュレーション諸元及び図 3.16 のシミュレーション構成による IRR 特性のシミュレーション結果を示す。

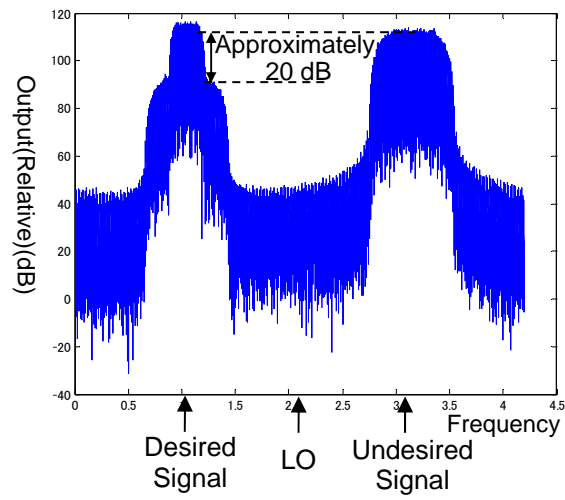


図 3.15(a) 補償前のスペクトル特性

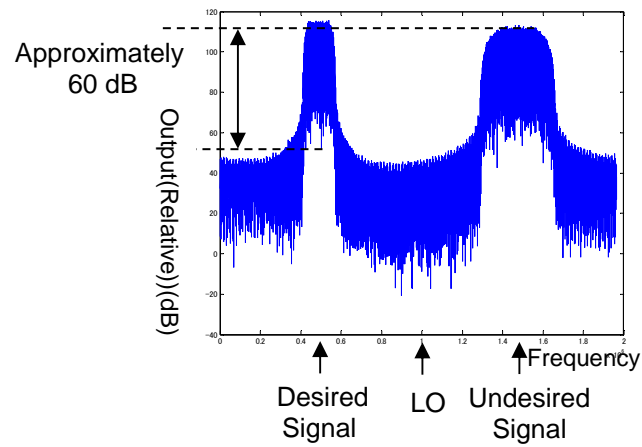


図 3.15(b) 補償後のスペクトル特性

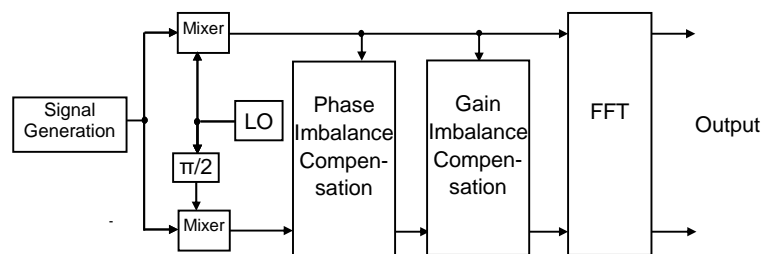


図 3.16 IRR 特性(スペクトル)シミュレーション構成図

表 3.5 シミュレーション諸元 (5)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号帯域制限フィルタ	ルートナイキスト ($\alpha:0.5$)
非希望波(イメージ波)信号周波数	局部発振周波数 $-(1/4)f_s$
希望波信号変調方式	QPSK
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト ($\alpha:0.3$)
希望波信号周波数	局部発振周波数 $+(1/4)f_s$
量子化ビット(固定小数点)	16bit
初期位相偏差及び振幅偏差	10° ,1dB
制御ループ時定数(位相偏差補償及び振幅偏差補償)	1048576 サンプル時間

図 3.16 のシミュレーション構成では、補償処理の 1 段目が位相補償処理で、2 段目が振幅補償処理であり、これまでの基本特性評価のシミュレーションと異なる点は、その構成が位相補償処理と振幅補償処理が縦続接続になっていることである。このような接続方法により位相補償処理の残余の誤差は振幅補償処理で補償される。

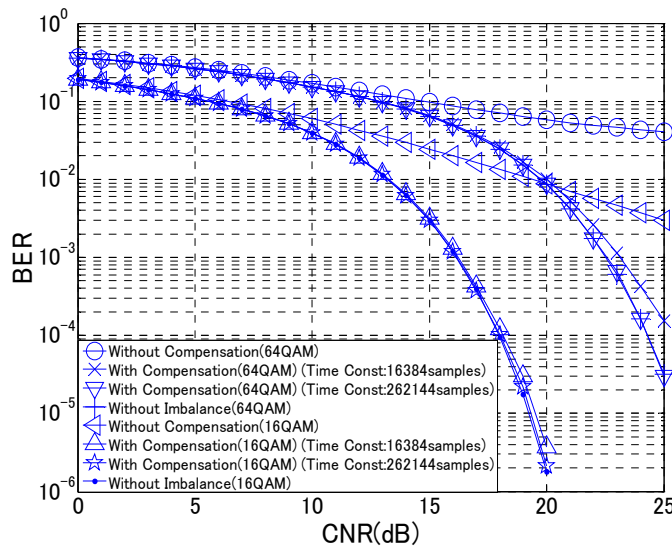


図 3.17 BER 特性シミュレーション(補償前/補償後)

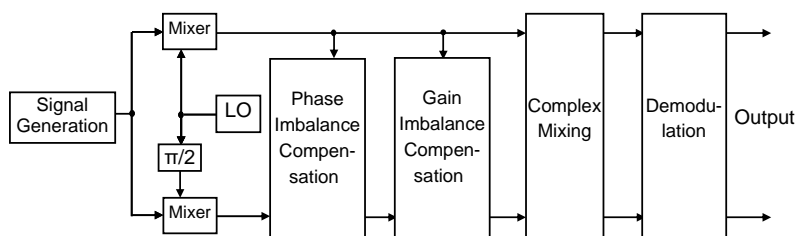


図 3.18 BER 特性シミュレーション構成図

図 3.17 に CN 比に対する BER(Bit Error Rate)特性シミュレーション結果を示す。シミュレーションの構成は図 3.18 であり，表 3.6 はシミュレーション諸元を示している。図 3.18 の構成は，図 3.16 の構成と同様に補償処理の 1 段目が位相補償処理で，2 段目が振幅補償処理であり，位相補償処理と振幅補償処理が縦続接続になっている。変調方式が 64QAM 及び 16QAM で，イメージ信号と希望波信号のレベル比が 0dB という厳しい条件においても補償を行った場合は，良好な BER 特性を示している。時定数を大きくすると BER 特性が良くなり，時定数が 262144 サンプル時間とした場合の BER 特性は，偏差が無い場合とほぼ同じ特性が得られることが確認できる。

表 3.6 シミュレーション諸元 (6)

イメージ(非希望)波信号変調方式	QPSK
イメージ(非希望)波信号帯域制限フィルタ	ルートナイキスト $\alpha:0.5$
イメージ(非希望)波信号周波数	局部発振周波数 $-(1/16)f_s$
希望波オーバーサンプル数	16
希望波信号変調方式	16QAM/64QAM(グレイマッピング)
希望波信号 帯域制限フィルタ	ルートナイキスト $\alpha:0.5$
希望波信号周波数	局部発振周波数 $+(1/16)f_s$
量子化ビット(固定小数点)	16bit
初期位相偏差及び振幅偏差	10° , 1dB
希望波信号に対するイメージ(非希望)波信号のレベル比	0dB
制御ループ時定数(位相偏差補償及び振幅偏差補償)	16384,262144 サンプル時間

3.5.7 シミュレーション結果に対する考察・検討

図 3.12～図 3.14 の結果により、IRR 特性への近似計算による劣化は振幅偏差補償の方が位相偏差補償よりも大きい、劣化は 0.02～0.03dB と小さく、実用的に問題がないことが確認されている。IRR 特性は制御ループの積分器の時定数に大きく依存し、図 3.14 の結果により 1 次ループと見なせることから、この時定数を大きくすることで分散(誤差)が大幅に軽減できる。このことは、図 3.13 の結果により、時定数を 2097152 サンプル以上とすることで 60dB 以上の IRR が達成できることがわかる。また図 3.13 の結果では、位相及び振幅偏差は独立であると仮定しているが、位相偏差補償処理と振幅偏差補償処理を結合した場合の図 3.15 及び図 3.17 の結果からその仮定が正しいことがわかる。また、図 3.11～図 3.13 の結果からは、補償後の分散(誤差)は、時定数と入力信号の帯域幅に依存して、CN 比(AWGN)の変化により影響を受けないことが示されている。また、位相偏差補償処理と振幅偏差補償処理を結合した場合の図 3.15 及び図 3.17 の結果から、補償処理の 1 段目が位相補償処理で、2 段目が振幅補償処理の場合に位相偏差補償処理の残余の誤差が振幅補償処理で補償されて、良好な IRR 特性及び BER 特性が得られることが検証されている。

3.6 特性評価（実験）

3.2～3.5 節の受信機の構成の検討、補償処理の理論解析及び特性評価（計算機シミュレーション）の結果を確認し、検証するために実験による特性評価を行った。

局部発振周波数（872.5MHz）に対して $\pm 1.7\text{MHz}$ 離調した対称な周波数関係のイメージ波周波数(870.8MHz)、希望波周波数(874.2MHz)のチャネル間隔 1.7MHz の信号により位相、振幅偏差によるイメージ波の抑圧比を検証する。この場合の希望波とイメージ波の入力信号電力は同じである。図 3.19 及び図 3.20 に実験結果を示す。

実験の構成は、3.2～3.4 節の図 3.4、図 3.6、図 3.7 の構成及び処理と同じ(復調処理を除く)である。実験構成図を図 3.21 に、表 3.7 に実験パラメータを各々示す。

使用したミキサの位相偏差は仕様値で 1.5～4 (deg)、振幅偏差は 0.15～0.3dB である。図 3.22 に実験に使用したミキサの位相偏差・振幅偏差の周波数特性を示す。位相偏差は 1 (deg) 以内、振幅偏差は 0.2 dB 以内である。その他に直交復調後のアナログ回路の LPF 等による振幅偏差が存在する。

位相補正及び振幅補正処理がない場合、図 3.19 (a) (b) に示されるように希望波とイメージ波の抑圧比は約 25dB である。

図 3.19 (c) , (d) , (e) , (f)の結果においても位相補正及び振幅補正処理を行った後の希望波とイメージ波の抑圧比は無変調波と変調波（16QAM(24.3ksps, ルートナイキスト： $\alpha=0.35$)）において 50～60dB であり、提案方式の有効性が検証されている。

図 3.20 の結果では図 3.21 の構成における信号発生器出力(CW 及び変調信号、ミキサ(混合器) 入力) を変化させてイメージ信号と希望波信号の抑圧比の変化を評価した。

図 3.20 の結果により固定小数点演算の影響により信号発生器出力の減少が抑圧比の減少

となっているが、60 dB 以上のイメージ抑圧比(IRR)を得ることができる信号発生器出力(ミキサ入力)の範囲は CW 信号で約 10dB であり、AGC(Automatic Gain Control)処理での実用的な制御範囲を 60dB 以上確保することが可能である。また、AGC 制御の誤差は 2~3 dB とすることができるため、60 dB 以上の IRR が実現可能である。AGC 回路はダイナミックレンジが確保できればアナログ処理又はデジタル処理いずれの方法でも処理可能である。

変調信号においても 50~60dB のイメージ信号抑圧比を得られている事が確認できる。

デジタル変調方式 ($\pi/4$ DQPSK, 16QAM) では、位相偏差補償処理及び振幅偏差補償処理いずれも入力信号がランダム信号であるため、CW (無変調波) よりも偏差の検出回路の出力の分散が大きくなり、このためイメージ信号抑圧比も悪くなる。

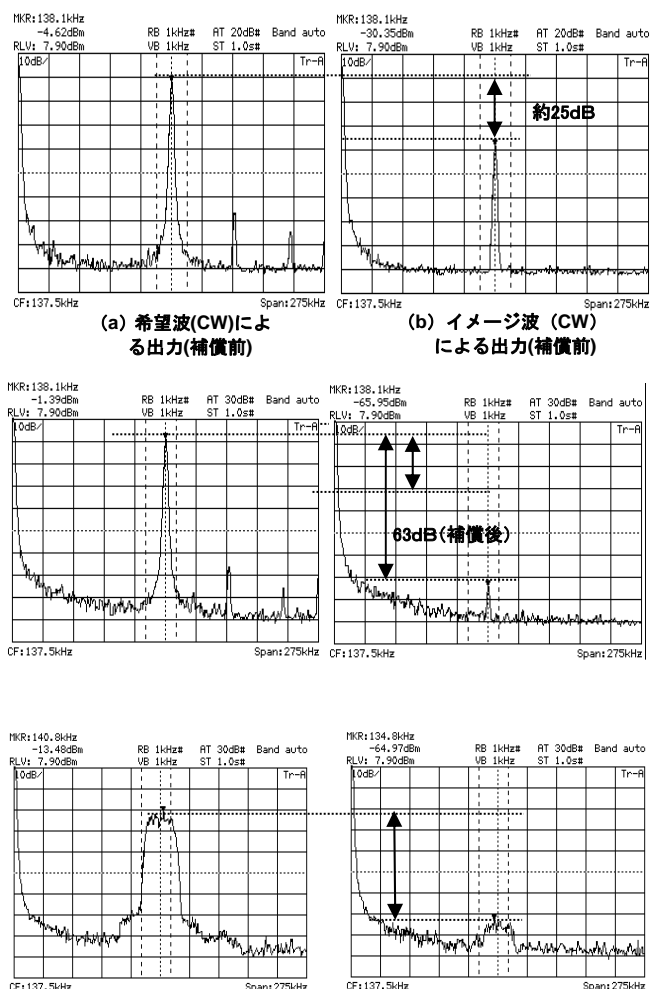


図 3.19 イメージ信号抑圧比特性 (希望波及びイメージ波)

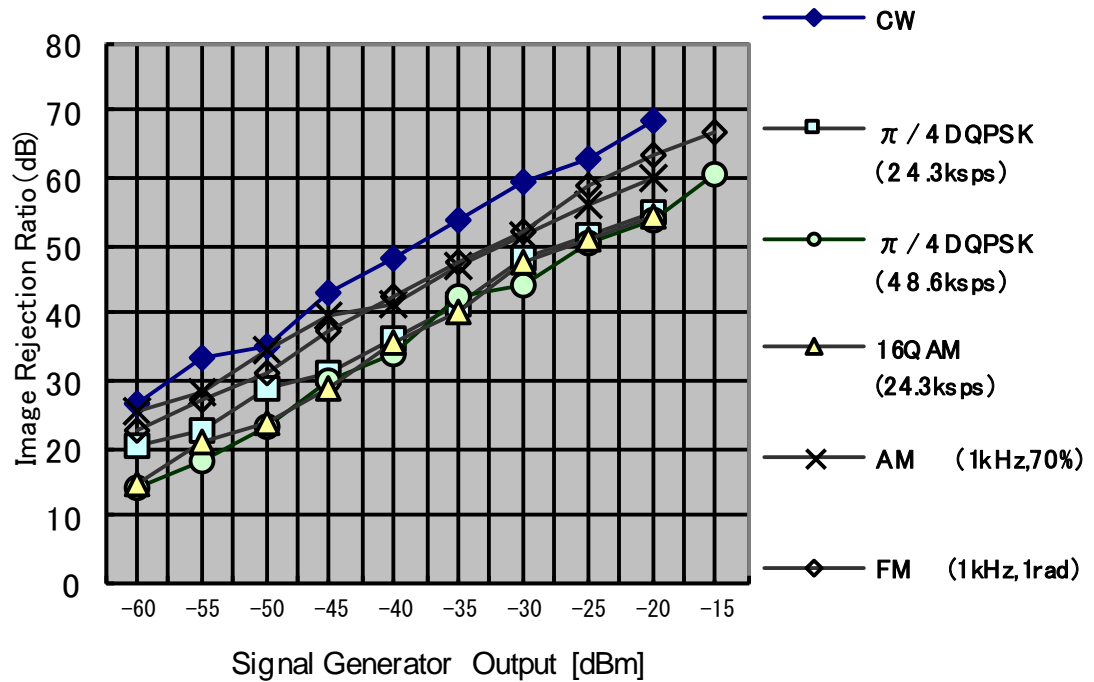


図 3.20 イメージ抑圧比対信号発生器出力(ミキサ入力)

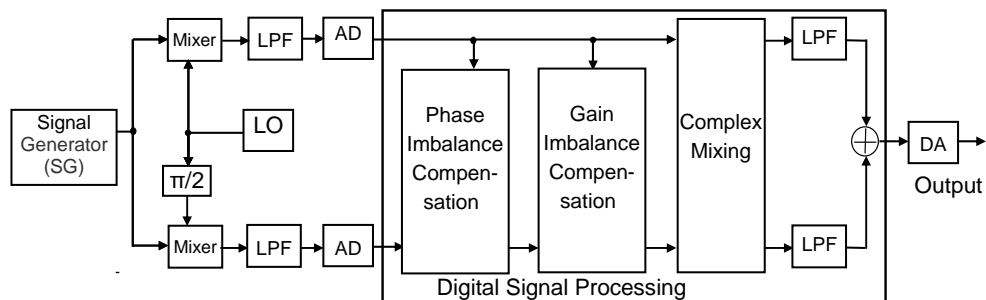


図 3.21 実験構成図

表 3.7 実験パラメータ

イメージ波周波数	870.8MHz
希望波周波数	874.2MHz
局部発振周波数	872.5MHz
サンプリング周波数	25MHz
複素周波数変換の中心周波数	1.5625MHz
複素周波数変換処理後の希望波の周波数	137.5kHz
変調方式	・無変調波(CW) ・ $\pi/4$ DQPSK, 16QAM, AM, FM
AD 変換量子化ビット数	14bit(デジタル信号処理は 16bit 固定小数点演算)

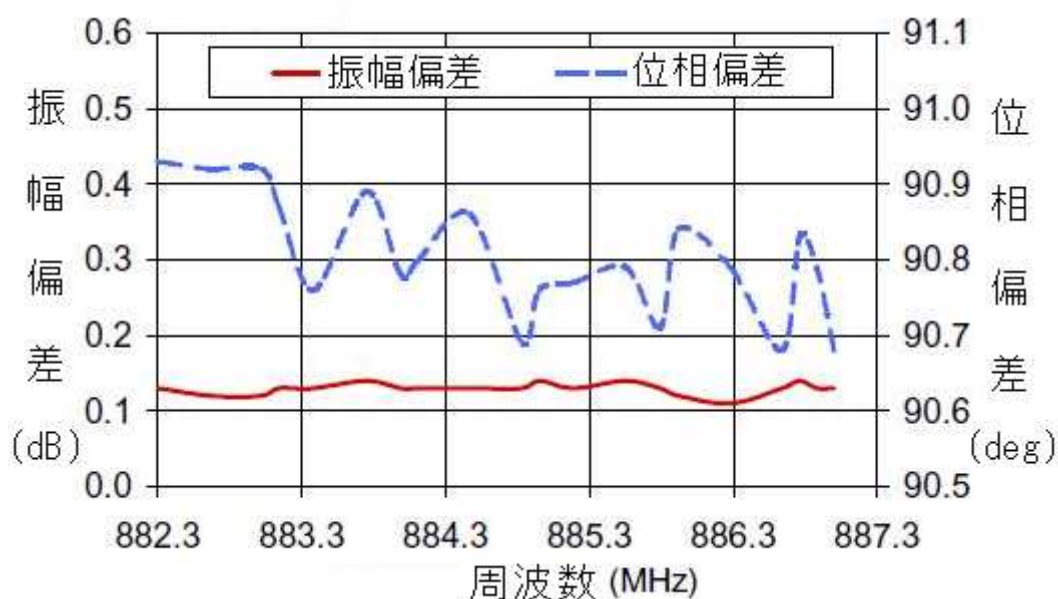


図 3.22 実験に使用したミキサの位相偏差・振幅偏差の周波数特性

3.7 検討及び考察

3.7.1 提案方式と従来方式の比較

従来方式[20]と比べて、提案方式では、近似処理として位相偏差補償では、式(3.8)～(3.10)，振幅補償処理では、式(3.15)及び(3.17)を使用しても制御ループが初期位相及び振幅偏差に収束して補償が行われることが図 3.9(c)及び図 3.9(d)に示すシミュレーション結果により確認されている。このような近似処理により計算(処理)の複雑度が軽減されている。位相偏差補償では、式(3.8)の近似処理により乗算処理が軽減されている。振幅偏差補償では、式(3.15)及び(3.17)により、割り算処理が軽減されている。[23]では、割り算処理に変えて乗算処理を行う方法が示されているが、具体的な処理方法が提示されていない。本提案方式の振幅偏差補償では、割り算処理に替えて乗算処理を行う処理方法を示した式(3.15)及び(3.17)には、残余の誤差を含んでいる。式(3.15)では $2 > \Delta A$ から、 $2\Delta A + (\Delta A)^2$ の $(\Delta A)^2$ が無視できると仮定している。さらに、式(3.17)では、もう一つの項の $(\Delta A)^2$ が無視できる。また係数の $1/2$ を省略すると直交側の振幅 $(1 + \Delta A)(1 - \Delta A) = 1 - (\Delta A)^2 \approx 1$ となり補償が可能となる。この式において $1 > \Delta A$ 及び $(\Delta A)^2$ が無視できると仮定している。ここで 1 は正規化振幅係数である。式(3.15)及び(3.17)において上記のように $(\Delta A)^2$ を 2 回無視しているため、図 3.12(b)のシミュレーション結果に示すように $0.02 \sim 0.03 \text{ dB}$ の誤差が生じているが、実用上は問題がない誤差の値である。上記 $(1 + \Delta A)(1 - \Delta A)$ の処理を FPGA(16 ビット演算)で行う

場合に, 必要なゲート数の見積もりは 5696 である. 従来の割り算処理を行う方法[20]では, ゲート数の見積もりは 21184 である. この処理において, 提案方式では従来方式[20]に比べて約 1/3 のゲート数である. 割り算処理を使用しない方法としてルックアップテーブルを使用する方法があり, 16 ビットの固定小数点処理では少なくとも $1048576 (= 2^{16} \cdot 16)$ ビットのメモリが必要になり, FPGA に対しては大きな負荷となる. 式(3.8), 式(3.15)及び式(3.17)の近似の長所は, 検出誤差があっても 1 次の制御ループの処理において誤差が指数関数的に減少することである. 従来方式の[24]において複素 LMS イメージ除去処理は 4 個の乗算器が使用されているが, この処理よりも処理の複雑度は提案方式の方が小さい. 図 3.6 の位相偏差補償処理において, ループ乗数(2^{-m} , m : 正の整数)の乗算処理及び LPF 処理においては, ビットシフト処理と加算処理を使用することによりこの部分は乗算処理を使用せずに処理が可能である. 図 3.7 の振幅偏差補償処理において, 自乗処理に替えて絶対値演算を行うことで乗算処理を行わない処理が可能である. 振幅偏差補償処理においても位相偏差補償処理と同様にループ乗数の乗算処理及び LPF 処理において, ビットシフト処理と加算処理を使用することにより乗算処理を使用せずに処理が可能である. したがって図 3.7 において, 必要な乗算処理は 1 個である. 従来方式の[24]では, 4 個の乗算処理が必要であることにに対して提案方式では必要な乗算処理は, 位相及び振幅補償処理において 3 個である. 以上の仮定による使用ゲート数の見積もりを以下に示す. 図 3.6 の位相偏差補償処理において, 2 個の乗算処理に 11392 ゲート, 3 個の加算器とビットシフト演算に 11520 ゲートを使用する. 図 3.6 におけるその他の加算と遅延処理で 566 ゲートを使用する. 図 3.6 における総使用ゲート数の見積もりは 23478 ゲートである. 図 3.7 の振幅偏差補償処理において 1 個の乗算処理に 5696 ゲート, 3 個の加算器とビットシフト演算に 11520 ゲートを使用する. 図 3.7 におけるその他の加算と遅延処理で 976 ゲートを使用する. 図 3.7 における総使用ゲート数の見積もりは 18192 ゲートである. したがって, 図 3.6 及び図 3.7 における総使用ゲート数の見積もりは 41670 になる. 上記ループ乗数(2^{-m} , m : 正の整数)の乗算処理及び LPF 処理の 4 個の各乗算器について削減した各々のゲート数は 1856(加算器とビットシフト演算への置き換え)である. したがって, 4 個の乗算器について削減したゲート数の合計は 7424 である. 割り算処理を乗算処理に置き換えて(削減ゲート数: 15488), 乗算処理を加算器とビットシフト演算へ置き換えた合計の総削減ゲート数は 22912 である. 削減後の合計使用ゲート数の見積もり(推定)は 41760 となる. 以上の使用ゲート数の見積もり(推定)を表 3.8 に示す.

表 3.8 使用ゲート数の推定値

位相/振幅 偏差補償	位相偏差補償 (図 3.6)		振幅偏差補償 (図 3.7)	
推定/削減ゲート数	推定ゲート数	削減ゲート数	推定ゲート数	削減ゲート数
乗算器	11392 (2 個)	-	5696 (1 個)	15488 (削減率:24%)
加算及びビットシフト	11520	3712	11520	3712
加算及び遅延器	566	-	976	-
合計	23478	3712	18192	19200
総合計	推定ゲート数: 41670 削減ゲート数: 22912 (削減率: 35%)			

3.7.2 2 信号特性

提案した位相偏差補償及び振幅偏差補償処理において、実際は希望波とイメージ波の合成信号が受信機に入力される。

式 (2.28) に対して、アナログ素子のミキサ及びアナログ処理の LPF を通過した希望波とイメージ波の合成信号の出力 $y(t)$ は次式で表される。(希望波の位相を θ_D 、イメージ波の位相を θ_U とする。)

$$y(t) = [\cos(\omega_U t + \theta_U) + \cos(\omega_D t + \theta_D)] [\cos(\omega_L t) - jg \sin(\omega_L t + \Delta\phi)] \quad (3.18)$$

図 3.6 の構成図において、位相偏差検出処理の出力 $y_{pd}(t)$ は次式で表される。

$$y_{pd}(t) = (1/8)g \left[2 \cdot \sin\{\Delta\phi\} + \sin\{(\omega_U - \omega_D)t + \theta_U - \theta_D + \Delta\phi\} + \sin\{(\omega_D - \omega_U)t + \theta_D - \theta_U + \Delta\phi\} \right] \quad (3.19)$$

式 (3.19) の 1 項目は、検出された位相偏差である。2 項目と 3 項目は低 IF のオフセット周波数 Δf の 2 倍の互いに正負の符号が異なる周波数成分であり、図 3.4 の構成の LPF で除去が可能である。

式 (3.18) より振幅偏差については、図 3.7 の構成図において、振幅偏差検出処理の出力 $y_{gd}(t)$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} y_{gd}(t) &= (1/4)(g^2 - 1) + (1/4)(g^2 - 1)\cos(-\omega_D t - \theta_D + \omega_U t + \theta_U) \\ &\quad - (1/8)\{\cos 2(\omega_L t - \omega_U t - \theta_U) + \cos 2(\omega_L t - \omega_D t - \theta_D)\} \\ &\quad - (1/8)g^2 [\cos 2(\omega_L t - \omega_U t - \theta_U + \Delta\phi) + \cos 2(\omega_L t - \omega_D t - \theta_D + \Delta\phi)] \\ &\approx (1/4)(g^2 - 1) = (1/4)[1 + 2\Delta A + \Delta A^2 - 1] \approx \frac{\Delta A}{2} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$y_{gd}(t)$ の計算過程の 2 項目以降は、上記位相偏差補償と同様にして LPF で除去が可能で

あり、その仮定における結果の $y_{gd}(t)$ の係数を無視すると、 ΔA が検出できる。振幅偏差補償処理においても希望波とイメージ波の合成信号が入力された場合にイメージ信号抑圧比への影響が無視できると考えられる。

図 3.17 の BER 特性シミュレーションでは、希望波信号とイメージ(非希望)波信号のレベルが同じ場合でも良好な特性を示しており、上記式 (3.19) 及び式 (3.20) の解析内容が検証されている。

3.7.3 位相偏差と振幅偏差の IRR への影響の検討

固定小数点演算及び振幅の減少による劣化の度合いのシミュレーション結果は図 3.10 によると、位相偏差の補償(図 3.10(a))の方が振幅偏差の補償(図 3.10(b))よりも固定小数点演算及び振幅の減少による劣化の影響が多くなっている。

以下では位相偏差と振幅偏差の IRR への影響について検討を行なった。ここで式 (2.29) の IRR について、位相偏差と振幅偏差が独立であると仮定する。位相偏差について検討するため、 $g=1$ とすると IRR は次式となる。

$$\text{IRR} \mid_{g=1} \approx \frac{\Delta \phi^2}{4} \quad (3.21)$$

同様に振幅偏差について検討するため、 $\Delta \phi = 0, g = \frac{G + \Delta g}{G}$ とすると IRR は次式となる。

$$\text{IRR} \mid_{\Delta \phi = 0} \approx \frac{\left(\frac{\Delta g}{G}\right)^2}{4} \quad (3.22)$$

従って IRR は、次式となる。

$$\text{IRR} \approx \frac{\Delta \phi^2}{4} + \frac{\left(\frac{\Delta g}{G}\right)^2}{4} \quad (3.23)$$

式 (3.23) からわかるように位相偏差の影響は直接 $\Delta \phi^2$ が関係するが、振幅偏差の場合は $\left(\frac{\Delta g}{G}\right)^2$ が影響する。

3.7.4 zero-IF 方式受信機への位相振幅補償処理の適用

3.3 節～3.6 節で理論解析及び評価を行った提案方式のブラインド方式位相振幅補償処理は，zero-IF 方式受信機に適用可能である．図 3.24 のシミュレーション構成及び表 3.9 のシミュレーション諸元による zero-IF 方式受信機における BER 特性を図 3.23 に示す．

図 3.17 の低 IF 方式の結果と同等な BER 特性であり，位相偏差補償については式(3.6)～式(3.10)，振幅偏差補償については式(3.11)～(3.17) の解析内容に基づいて補償が行われており，良好な BER 特性を示している．zero-IF 方式受信機においても，低 IF 方式受信機と同様な構成であるため提案方式の位相振幅補償処理方法が適用できることが確認できる．

表 3.9 シミュレーション諸元(zero-IF 方式)

変調方式	16QAM,64QAM(グレイマッピング)
帯域制限フィルタ	ナイキスト($\alpha:0.5$)
オーバーサンプル数	8
時定数	16384,131072 サンプル時間
位相偏差	10°
振幅偏差	1 dB

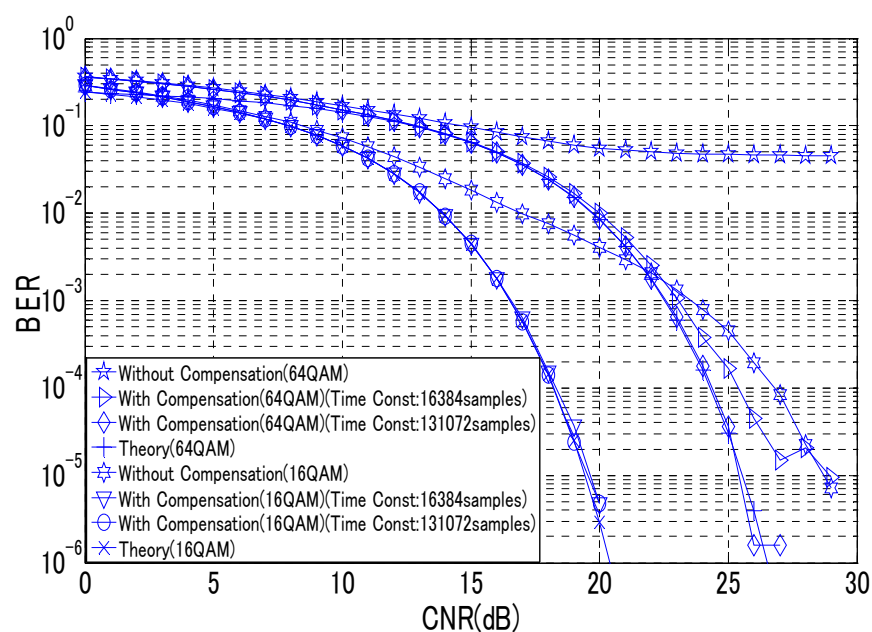


図 3.23 BER 特性(zero-IF 方式)シミュレーション(補償前/補償後)

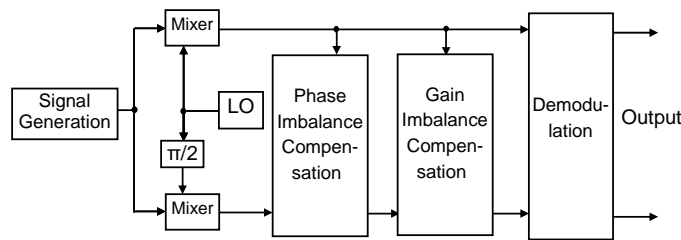


図 3.24 BER 特性(zero-IF 方式)シミュレーション構成図

3.8 結言

本章では、低 IF 方式の受信機の構成方法について特にイメージ信号の抑圧処理における位相補償処理及び振幅補償処理に注目して検討し、ブラインド方式の補償処理によりイメージ信号の抑圧がデジタル信号処理により実現できる方法を提案した。

提案方式においては処理量を実用的に実現可能とするためにフィードバック形式で 1 次の制御ループによる方法を検討し、構成及び処理方法を検討した。

提案方式の構成及び処理方法において有効性を評価するために計算機シミュレーション及び実験によりイメージ抑圧比が向上することが確認され、固定小数点演算の影響は存在するが AGC 回路の動作を想定することで約 50～60dB 以上の抑圧比が可能であることが検証された。

また、近似処理を行った場合に位相偏差補償処理の影響が確認されるが、振幅偏差補償処理を位相偏差補償処理の後段にする事で位相偏差の誤差が振幅偏差に変換されて振幅偏差補償処理により、良好な特性が得られる事が検証された。さらに、振幅偏差補償の近似処理の劣化について詳細な解析を行い、シミュレーション結果では 0.02～0.03dB の誤差(劣化)であり、実用上の誤差(劣化)がないことが確認されている。提案方式の FPGA(16 ビット演算)における処理ゲート数の見積もりは割り算処理を乗算処理を置き換えた近似処理などにより、従来方法よりも 35%削減されている。

また入力受信信号帯域、1 次ループのループ帯域幅(ループ時定数に反比例)及び入力信号の分散の関係から得られる位相偏差及び振幅偏差の収束値の精度(分散)と時定数(収束時間)との関係から目標とするイメージ抑圧比と時定数(収束時間)の関係を明らかにした。

提案方式(ブラインド方式)の利点は、位相補償処理及び振幅補償処理は希望波でもイメージ周波数信号(妨害波)のいずれの信号に対しても動作し、2 信号特性に優れている事が解析され、シミュレーション結果においても確認された。

提案方式の位相補正処理及び振幅補正処理は、デジタル信号処理で複素係数フィルタによりイメージ抑圧を行う場合においても本提案の方式によりイメージ抑圧比を向上させることが可能である。

さらに受信機の構成が同様の zero-IF 方式受信機に提案方式の位相補正処理及び振幅補正処理を適用した場合においても、低 IF 受信機と同等の補償効果が得られることが BER

シミュレーション結果で確認された。

位相偏差補償と振幅偏差補償の **IRR**（イメージ抑圧比）への影響についても検討し、想定される偏差において位相偏差補償の方が振幅偏差補償よりも影響が大きい事が理論解析及びシミュレーションで確認された。

今後の課題として、上記位相偏差補償が振幅偏差補償よりも **IRR** に対する影響が大きく、また固定小数点のビット数や入力信号の振幅の減少に対する劣化も大きい点についての検討が必要であると考えられる。また、必要な **IRR** に対して上記収束時間が長い（収束に必要なデータ数が 10^6 個程度と多い）という問題については、制御ループの時定数を切り替える事により収束時間の改善が可能であるため、そのようなアルゴリズムの検討が必要である。

第4章 パイロット方式による位相・振幅偏差補正

4.1 諸言

第3章では、フィードバック形式による1次の制御ループでブラインド的に入力信号のみで位相偏差及び振幅偏差を検出して位相偏差補償と振幅偏差補償を行う処理方法を提案した。

本章では、パイロット信号を用いてフィードフォワード形式でイメージ抑圧を行なう方法を検討する。パイロット信号を用いる方法[27]では、受信機の電源を投入した際にパイロット信号を位相偏差及び振幅偏差を生じるミキサ等のアナログ素子に入力して検出した後に、受信機に所望の受信信号を入力して補償を行うものである。この方法においては、受信機を動作させた後の温度変化等に対応する事は出来ない。また図4.2に示すフィードフォワード形式で行なう方法[21]においては、60dB以上のIRRを可能としているが、平均化するためにデータ量を 10^6 程度以上必要とする事や、妨害波と希望波の比によりイメージ抑圧比が影響を受けるという問題点がある。

これらの問題点に対して本検討では、図4.3に示すように、受信信号とパイロット信号を合成して同時に補償処理に入力して補償を行うことで、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合でも補償可能な方法とする。また図4.2の方法のように位相偏差と振幅偏差を一旦求めてから逆行列演算の各値を計算して補償を行なう方法ではなく、逆行列演算の各値を直接求めて補償を行なう方法を提案する。

その提案する方法を理論的に解析して、そのIRR特性を計算機シミュレーションにより検証する。理論解析及びシミュレーションで得られた結果に対する問題点に対してさらに評価解析を行う。

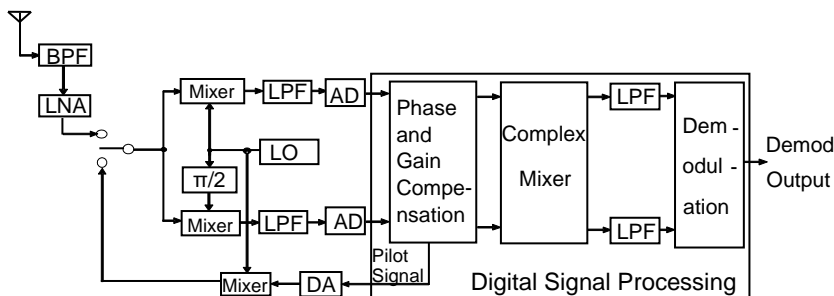


図 4.1 従来方式の低 IF 受信機の構成図（パイロット方式）[27]

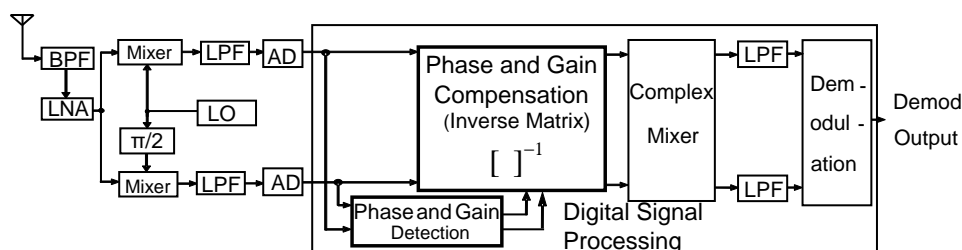


図 4.2 従来方式の低 IF 受信機の構成図（ブラインド方式フィードフォワード形式）[21]

4.2 検討する低 IF 受信機の構成

図 4.3 に提案する低 IF 受信機の構成図を示す．第 3 章で提案した位相偏差補償と振幅偏差補償を制御ループを用いてフィードバック形式で処理を行う構成とは異なり，パイロット信号を使用して，フィードフォワード形式で補償する方式である．また，パイロット信号を使用する方法[27]においては，受信機の電源を投入した際にパイロット信号を補償回路で検出を行い，その後受信信号を入力した時に補償回路で補償を行うものであるが，提案する方法は受信信号とパイロット信号を合成して同時に入力するものである．これにより，時間が経過して，温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償が可能となる．図 4.3 において，受信信号からパイロット信号が得られる場合は，パイロット信号生成及び混合の前段でパイロット信号と受信信号を合成する処理は不要である．以下に提案方式の解析を行う．

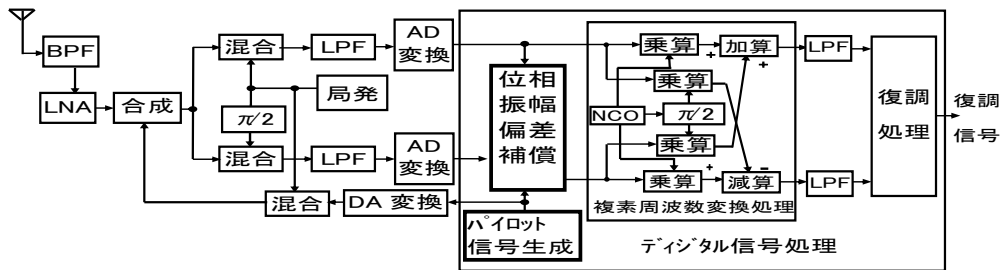


図 4.3 提案する低 IF 受信機の構成図（パイロット方式）

4.3 位相・振幅偏差補償処理の構成と解析

ブラインド動作で，位相偏差と振幅偏差を検出して，フィードフォワード形式で逆行列演算する方法が考案されている[21]．この方法によれば，第 3 章でも述べたようにイメージ信号と希望信号がある場合の正と負側の周波数の信号を各々乗算した信号の平均値と各々を加算した信号の二乗値の平均値により，次式の正の周波数側の係数 B と負の周波数側の係数 A の値を求めるものである．式 (2.28) を次式として再掲する．

$$\begin{aligned} y(t) &= [\exp\{j(\omega_L - \omega_U)t - \theta\}][1 - g \exp\{j\Delta\phi\}] \\ &\quad + [\exp\{j(\omega_L - \omega_D)t + \theta\}][1 + g \exp\{-j\Delta\phi\}] \\ &= [\exp\{j(\omega_L - \omega_D)t + \theta\}] \cdot A + [\exp\{j(\omega_L - \omega_U)t - \theta\}] \cdot B \end{aligned} \quad (4.1)$$

しかしながら上記平均値を求めるためにイメージ抑圧比を 60dB 程度とするためには 10^6 個程度のデータを要するといった問題点があった．さらには式 (4.1) の A 及び B から位相偏差と振幅偏差を求めて，逆行列を演算して位相偏差と振幅偏差の補償を行うといった煩雑さがあった．

本提案方式では，パイロット信号によりフィードフォワード形式で逆行列演算を行う方法により，位相偏差と振幅偏差を求めなくとも逆行列演算のための 2 行 2 列の値を，直接算出して処理を行なう事で補償に必要なデータ数を軽減し，60dB 以上のイメージ信号抑圧比

を実現する事を目的とする.

式 (4.1) より $(\omega_L - \omega_D)t + \theta = \theta'$, $(\omega_L - \omega_U)t - \theta = -\theta'$ と置き換えると次式となる.

$$\begin{aligned}
 y(t) &= A \exp(j\theta') + B \exp(-j\theta') \\
 &= A_r \{\cos(\theta') + j \sin(\theta')\} + j A_i \{\cos(\theta') + j \sin(\theta')\} \\
 &\quad + B_r \{\cos(\theta') - j \sin(\theta')\} + j B_i \{\cos(\theta') - j \sin(\theta')\} \\
 &= \{\cos(\theta')\}(A_r + B_r) + \{\sin(\theta')\}(-A_i + B_i) \\
 &\quad + j[\{\cos(\theta')\}(A_i + B_i) + \{\sin(\theta')\}(A_r - B_r)]
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

ここで, $A = A_r + jA_i$, $B = B_r + jB_i$, $(A_r + B_r) = U_{11}$, $(-A_i + B_i) = U_{12}$, $(A_i + B_i) = U_{21}$, $(A_r - B_r) = U_{22}$ とする.

振幅偏差及び位相偏差が存在する場合の同相及び直交出力 I_o 及び Q_o は, 振幅偏差及び位相偏差が存在しない場合の同相及び直交出力を I_i 及び Q_i とすると, $Q_i = \sin(\theta')$, $I_i = \cos(\theta')$ であるため次式となる.

$$\begin{bmatrix} I_o \\ Q_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

振幅偏差及び位相偏差の無い信号とするためには, 次式の処理を行うことにより補正処理が可能となる. ($[]^{-1}$ は逆行列を表す.)

$$\begin{bmatrix} I_o \\ Q_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} I_i \\ Q_i \end{bmatrix} \tag{4.4}$$

$$\begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} U_{22} & -U_{12} \\ -U_{21} & U_{11} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\det} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} \\ F_{21} & F_{22} \end{bmatrix} \tag{4.5}$$

$$\det = U_{11} \cdot U_{22} - U_{12} \cdot U_{21} \tag{4.6}$$

実際の振幅位相偏差補正処理では, 式 (4.6) の \det の計算は, 同相及び直交信号の両者に同じ係数として乗算されるため, 信号振幅を正規化して考えている場合, 計算は不要である.

アナログ素子に位相偏差, 振幅偏差が存在する場合において, パイロット信号を周波数

変換する前段から入力した場合の同相(I)及び直交(Q)入力（ベースバンド信号） P_{BB} は、パイロット信号の角周波数を ω_p とすると、次式となる。

$$P_{BB} = A \exp(j\omega_p t) + B \exp(-j\omega_p t) = S_r + jS_i \quad (A = A_r + jA_i, B = B_r + jB_i) \quad (4.7)$$

パイロット信号のレプリカ P_{rep}^+ と P_{rep}^- を $P_{rep}^+ = \exp(j\omega_p t) = P_r + jP_i$, $P_{rep}^- = \exp(-j\omega_p t) = P_r - jP_i$ とする。ここで、 $\langle \rangle$ は時間平均（LPF 処理）である。式（4.1）の係数 A と B の推定値 \tilde{A} 及び \tilde{B} を次式により求める。

$$\begin{aligned} \tilde{A} &= \langle P_{BB} \cdot P_{rep}^- \rangle \\ &= \langle (S_r + jS_i) \cdot (P_r - jP_i) \rangle \\ &= \langle \{A \exp(j\omega_p t) + B \exp(-j\omega_p t)\} \cdot \exp(-j\omega_p t) \rangle \\ &= \langle A \rangle + \langle B \exp(-j2\omega_p t) \rangle \\ &\equiv A_r + jA_i \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} \tilde{B} &= \langle P_{BB} \cdot P_{rep}^+ \rangle \\ &= \langle (S_r + jS_i) \cdot (P_r + jP_i) \rangle \\ &= \langle \{A \exp(j\omega_p t) + B \exp(-j\omega_p t)\} \cdot \exp(j\omega_p t) \rangle \\ &= \langle B \rangle + \langle A \exp(j2\omega_p t) \rangle \\ &\equiv B_r + jB_i \end{aligned} \quad (4.9)$$

式（4.8）及び式(4.9)において

$(A_r + B_r) = U_{11}$, $(-A_i + B_i) = U_{12}$, $(A_i + B_i) = U_{21}$, $(A_r - B_r) = U_{22}$ の各要素は係数を 1 に正規化すると次式となる。

$$\begin{aligned} U_{11} &= (A_r + B_r) = S_r \cdot P_r = F_{22} \quad ((4.8)\text{式} + (4.9)\text{式の実部}) \\ U_{12} &= (-A_i + B_i) = S_r \cdot P_i = -F_{12} \quad (\text{式}(4.9) - \text{式}(4.8) + \text{の虚部}) \\ U_{21} &= (A_i + B_i) = S_i \cdot P_r = -F_{21} \quad ((4.8)\text{式} + (4.9)\text{式の虚部}) \\ U_{22} &= (A_r - B_r) = S_i \cdot P_i = F_{11} \quad (\text{式}(4.8) - \text{式}(4.9) + \text{の実部}) \end{aligned} \quad (4.10)$$

以上の解析により、位相補償及び振幅補償が可能である事が示された。

上記の解析により、構成される位相補償及び振幅補償処理を図 4.4 及び図 4.5 に示す。

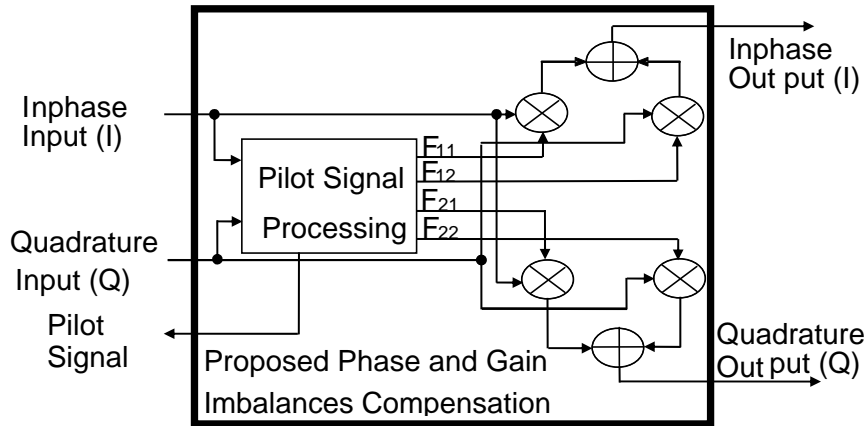


図 4.4 位相振幅補償処理

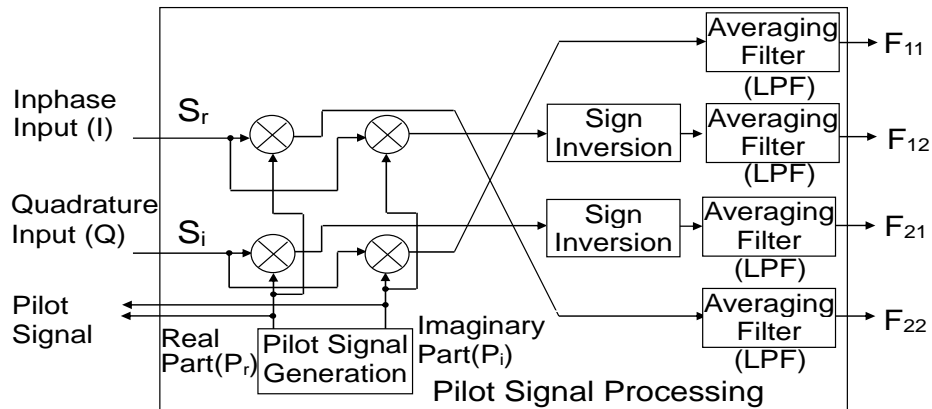


図 4.5 パイロット信号復調処理

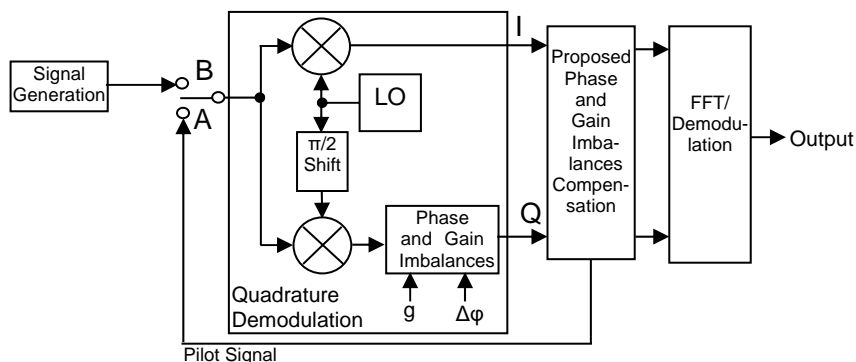
4.4 特性評価（計算機シミュレーション）

4.4.1 位相及び振幅偏差補償処理の基本特性評価

4.3 節で式(4.2)～(4.10)により理論解析を行ったパイロット信号を使用する位相及び振幅補償処理の評価を行う。提案方式の構成の特性を計算機シミュレーションにより評価した。希望波とイメージ信号を位相及び振幅補償処理に入力した場合の補償後のイメージ信号の抑圧比の基本特性の評価結果を以下に示す。

図 4.6 にシミュレーション構成図及び表 4.1 にシミュレーション諸元を示す。この構成は [27]の方法と同様である。図 4.6 において、直交復調処理において初期位相及び振幅偏差 ($\Delta\phi, g$)を加えている。この場合においては、パイロット信号と受信信号が同時には直交復調処理のミキサに入力されない。このシミュレーションでは、最初に A 側にスイッチが接続されている場合にパイロット信号が直交復調回路に入力され、式(4.8)～(4.10)により式(4.5)の逆行列の値が求まる。次に B 側にスイッチが接続すると、受信信号(希望波とイメージ信号)が受信機に入力され、上記逆行列の値により補償が行われる。以下では補償効果を

補償前と補償後の BER 特性を図 4.8 に示す。16QAM 及び 64QAM の変調方式において、希望信号とイメージ信号のレベル比が 0dB という厳しい条件でも良好な BER 特性が得られている。ここで式 (4.8) 及び式 (4.9) におけるパイロット信号の 2 倍の周波数成分 ($2\omega_p$) は、図 4.5 のパイロット信号復調処理の LPF(平均化フィルタ)により除去されるため位相及び振幅偏差が検出される。パイロット信号のデータ数が多いほど平均化処理の効果があるが、パイロット信号のデータ数が 8 においてもデータ数が 256 の場合と有意的な差が無いことが図 4.8 の BER 特性において示されている。



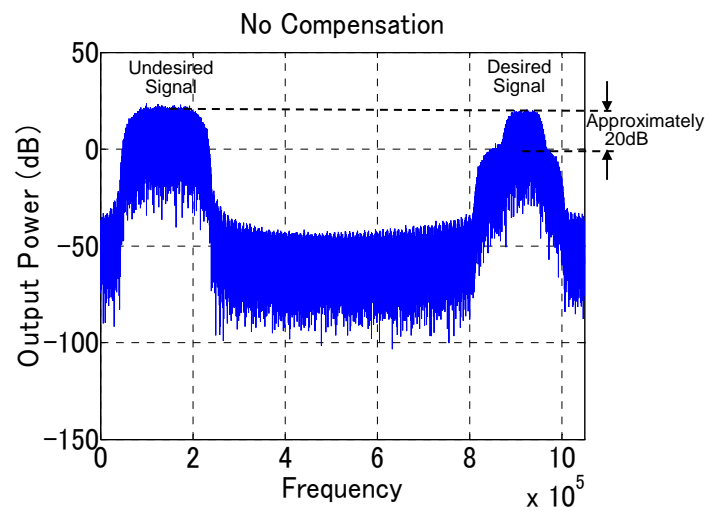


図 4.7(a) イメージ信号抑圧特性（補償前）

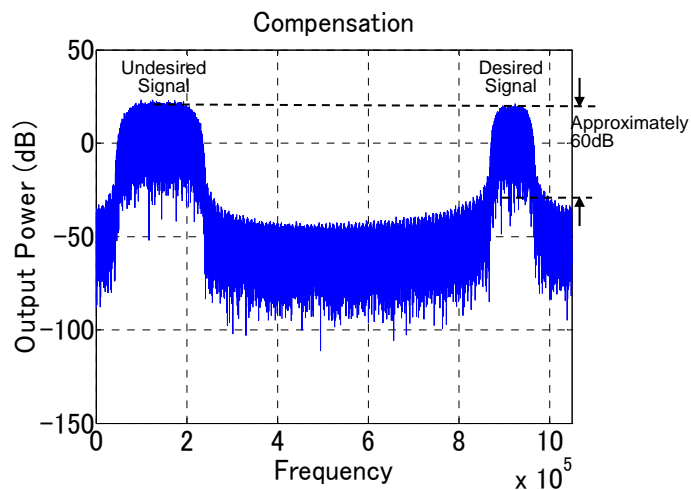


図 4.7(b) イメージ信号抑圧特性（補償後）

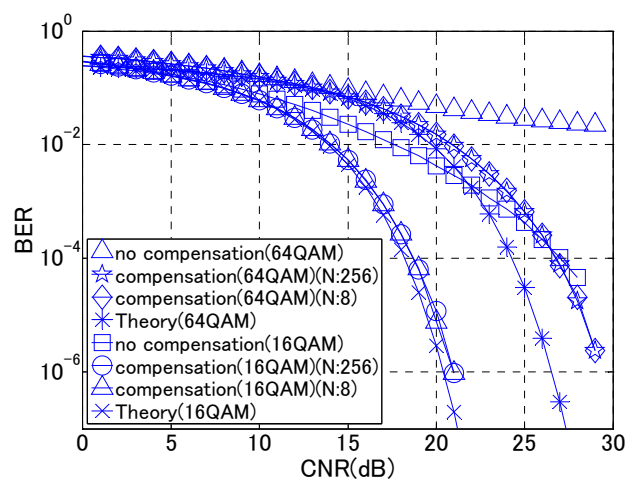


図 4.8 BER 特性（補償前／補償後）

4.4.2 パイロット信号と受信信号を合成する場合の特性評価

時間が経過して、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償を行うためには、受信信号にパイロット信号が含まれている信号から位相及び振幅偏差を検出する必要がある。この場合についてのシミュレーション評価を行う。表 4.2 にシミュレーション諸元を、図 4.9 にシミュレーション構成図を示す。この構成では、直交復調の前段で信号発生器からの受信信号とパイロット信号が合成されて、この合成信号より位相偏差及び振幅偏差が検出されて、補償が行われる。

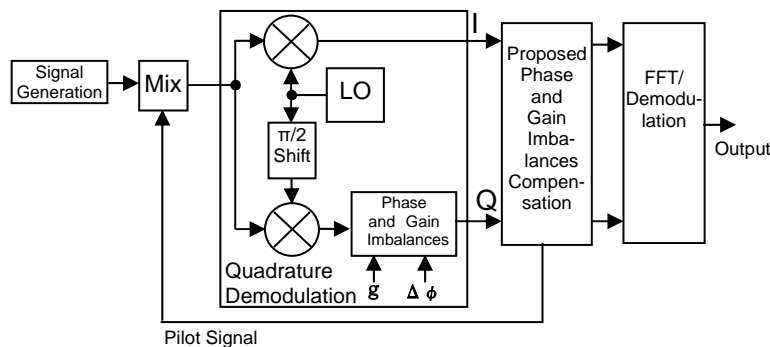


図 4.9 シミュレーション構成図(2)

表 4.2 シミュレーション諸元 (2)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)波信号中心周波数	局部発振周波数 + $(1/4) \cdot f_s$
サンプリング周波数	50MHz
パイロット信号中心周波数	20MHz
パイロット信号振幅(イメージ信号比)	-10dB
初期位相偏差	10°
初期振幅偏差	1dB
平均化データ数	65536

補償前と補償後のイメージ波抑圧比(IRR)特性を図 4.10 に示す。補償前は約 20dB であったイメージ波抑圧比が補償後は約 60dB 以上の特性が得られている。このことは図 4.9 の構成のパイロット信号と受信信号を合成する場合のシミュレーション結果においても図 4.6 の構成の場合と同様に式(4.8) ～(4.10)により式(4.5)の逆行列の値が求まり、補償が行われていることが確認できる。

ここで図 4.6 の構成の場合と同様に、式(4.8)及び(4.9)におけるパイロット信号の 2 倍の周波数成分($2\omega_p$)は、図 4.5 のパイロット信号復調処理の LPF(平均化フィルタ)により除去されるため位相及び振幅偏差が検出される。

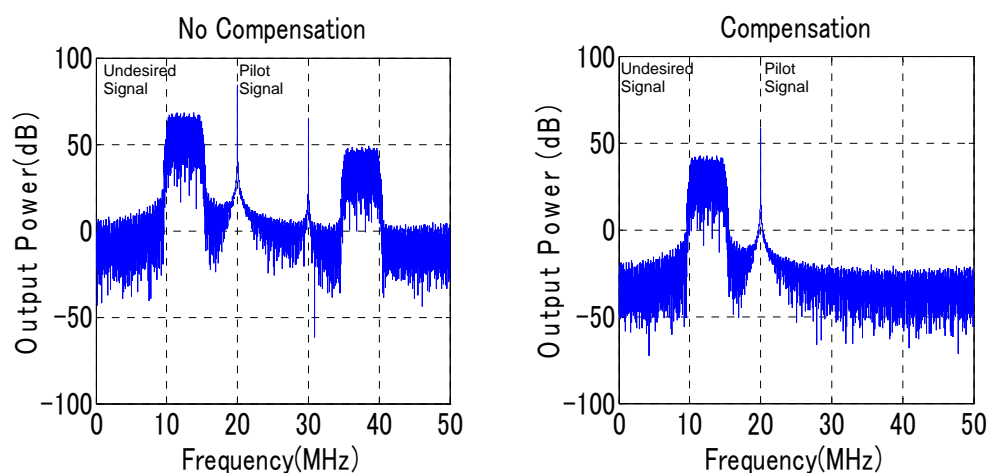


図 4.10 イメージ信号抑圧特性（補償前/補償後）

次に図 4.9 のシミュレーション構成において、初期位相及び振幅偏差と平均化データ数を変化させて、イメージ波抑圧比(IRR)特性の評価を行う。表 4.3 にシミュレーション諸元を示す。

表 4.3 シミュレーション諸元 (3)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号中心周波数	局部発振周波数 + (1/4)・fs
サンプリング周波数	50MHz
パイロット信号中心周波数	20MHz
パイロット信号振幅(イメージ信号比)	-10dB
初期位相偏差	0.01°, 10°
初期振幅偏差	0.1 - 3dB
平均化データ数	64, 512, 65536

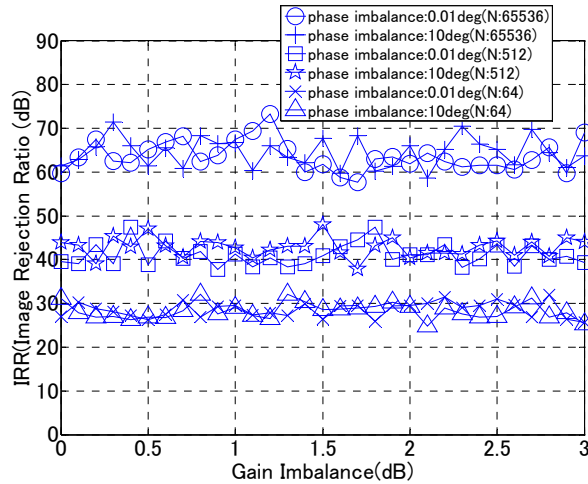


図 4.11 イメージ信号抑圧特性（パラメータ：初期位相・振幅偏差，平均化データ数）

この場合のイメージ波抑圧比(IRR)特性を図 4.11 に示す．初期位相・振幅偏差の変化に対して IRR 特性に有意的な差は無い．これは，式 (4.4) 及び (4.5) から，逆行列演算がフイードフォワード処理により直接行われているためであると考えられる．

このシミュレーションでは，パイロット信号と変調された受信信号(イメージ信号)が合成されているので，受信信号が，図 4.5 のパイロット信号復調処理の LPF(平均化フィルタ，式 (4.8)及び式(4.9))により十分除去されなければならない．パイロット信号と受信信号の合成信号の平均化データ数が多いほど平均化処理の効果がある．図 4.11 のシミュレーション結果は，60dB 以上の IRR を得るためには，平均化データ数が 65536 程度以上必要であることを示している．IRR 特性が，この平均化データ数に大きく依存していることが，このシミュレーション結果から確認できる．

また，変調された受信信号(イメージ信号)を減衰させる必要があり，特に QPSK や QAM のようなデジタル信号の場合は，変調信号がその帯域内でランダムな性質を有しているため，受信信号の帯域幅と IRR 特性はその増減が反比例すると考えられる．図 4.9 のシミュレーション構成において，表 4.4 のシミュレーション諸元で受信信号の帯域幅と平均化データ数をパラメータとして変化した場合のイメージ波抑圧比(IRR)特性を図 4.12 に示す．

ここで，帯域幅(4MHz, 8MHz, 16MHz, 24MHz)はサンプリング周波数を 50MHz とした場合の値である．サンプリング周波数を 1 に正規化した場合の帯域幅は各々 0.08, 0.16, 0.32, 0.48 である．

図 4.12 の結果からわかるように IRR は，その増減が平均化データ数及び受信信号の帯域幅に各々概ね比例及び反比例していることがわかる．60dB 以上の IRR を得るには，平均化データ数及び受信信号の帯域幅の組み合わせによることが確認できる．

表 4.4 シミュレーション諸元 (4)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号中心周波数	局部発振周波数 + (1/4)・fs
サンプリング周波数	50MHz
パイロット信号中心周波数	20MHz
パイロット信号振幅(イメージ信号比)	-10dB
初期位相偏差	10°
初期振幅偏差	1dB
帯域幅	4MHz, 8MHz, 16MHz, 24MHz
平均化データ数	64, 512, 8192, 65536

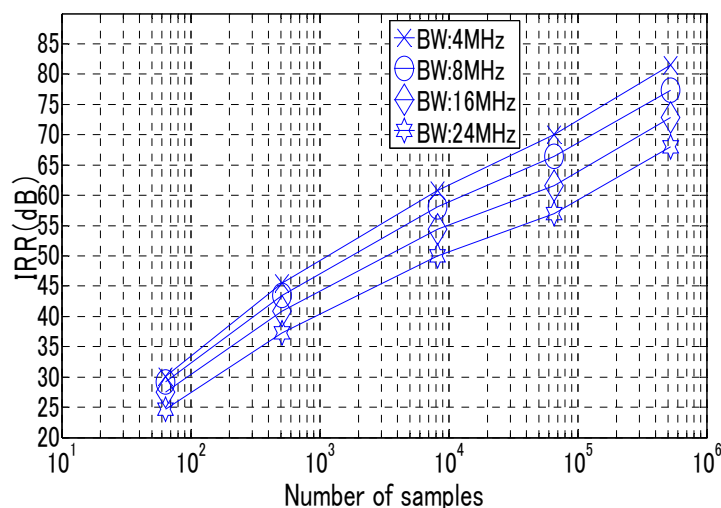


図 4.12 イメージ信号抑圧比(IRR)特性 (パラメータ：平均化データ数，受信信号帯域幅)

図 4.13 に，図 4.9 のシミュレーション構成において，表 4.5 のシミュレーション諸元で BER 特性における平均化データ数と受信信号帯域幅のトレードオフの関係を評価したシミュレーション結果を示す．シミュレーション結果では，16QAM/64QAM の変調方式の平均化データ数が 128 において，図 4.8 のパイロット信号と受信信号を合成しない場合の BER 特性(平均化データ数 8 及び 256)と概ね同じ結果が得られている．しかし，平均化データ数が 64 以下においては，BER 特性の劣化が顕著である．この結果は図 4.12 の IRR 特性と同様に，BER 特性が平均化データ数と受信信号帯域幅の組合わせ(トレードオフ)となることが確認できる．

表 4.5 シミュレーション諸元 (5)

非希望波(イメージ波)信号変調方式	QPSK
非希望波(イメージ波)信号変調方式	16QAM/64QAM(グレイマッピング)
サンプリング周波数	50MHz
パイロット信号中心周波数	20MHz
パイロット信号振幅(イメージ信号比)	-10dB
初期位相偏差	10°
初期振幅偏差	1dB
帯域幅	2MHz, 8MHz, 16MHz
平均化データ数	32, 64, 128

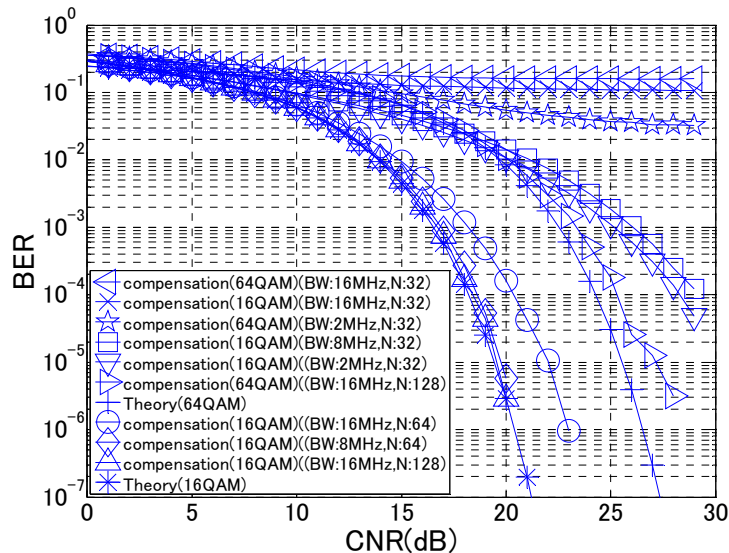


図 4.13 BER・C/N 特性 (パラメータ：平均化データ数，受信信号帯域幅)

4.4.3 zero-IF 方式受信機への位相振幅補償処理の適用

4.3 節及び 4.4 節で理論解析及び評価を行った提案方式のパイロット方式位相振幅補償処理は，低 IF 方式受信機と同様の構成である zero-IF 方式受信機に適用可能である．図 4.6 のシミュレーション構成及び表 4.6 のシミュレーション諸元による zero-IF 方式受信機における BER 特性を図 4.14 に示す．

図 4.8 の低 IF 方式の結果と同様に式 (4.8) 及び式 (4.9) におけるパイロット信号の 2 倍の周波数成分($2\omega_p$)が図 4.5 のパイロット信号復調処理の LPF(平均化フィルタ)により除去されるため位相及び振幅偏差が検出され補償効果が得られ，良好な BER 特性を示している．zero-IF 方式受信機においても，低 IF 方式受信機と同様な構成であるため提案方式の式(4.2)～(4.10)のアルゴリズムが適用できることが確認できた．

表 4.6 シミュレーション諸元(zero-IF 方式)

変調方式	16QAM,64QAM(グレイマッピング)
帯域制限フィルタ	ナイキスト($\alpha:0.5$)
オーバーサンプル数	8
パイロット信号周波数	12.5MHz
平均化データ数 (パイロット方式)	8, 256
パイロット信号振幅	-10dB (非希望波との比)
位相偏差	10°
振幅偏差	1 dB

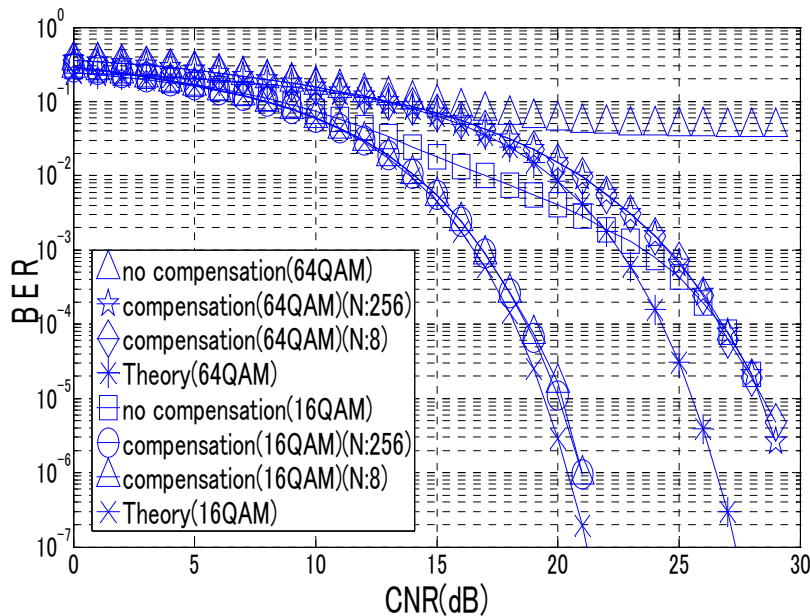


図 4.14 BER-C/N 特性(zero-IF 方式)(パラメータ：平均化データ数，受信信号帯域幅)

4.4.4 評価・解析及び従来方式との比較

図 4.6 の構成による図 4.7 及び図 4.8 のシミュレーション結果において，式(4.2)～(4.10)に示す提案補償方式の基本特性が IRR 特性及び BER 特性により確認できる．提案補償方式により，60dB 以上の IRR が可能であり，平均化データ数が 8 の場合でも 16QAM 及び 64QAM の変調方式において，良好な BER 特性が得られている．通常はパイロット信号を使用して補償を行う場合には，受信機にパイロット信号を入力して，位相振幅偏差を検出した後に受信信号を入力して補償が行われる．この場合も上記のようにパイロット信号と

受信信号が同時には直交復調処理のミキサに入力されないことを想定している。このような構成は、処理アルゴリズムは提案方式と異なるが構成は[27]と同様である。図 4.9 の構成は、図 4.6 の構成と異なり、位相振幅偏差の時間による変化に対応するためにパイロット信号と受信信号が同時に直交復調処理のミキサに入力されるものである。図 4.9 の構成による図 4.11 のシミュレーション結果は、60dB 以上の IRR を得るためには、平均化データ数が 65536 程度以上必要であることを示している。図 4.9 の構成による図 4.13 の BER 特性は、平均化データ数が 128 程度以上であれば図 4.6 の構成の BER 特性と概ね同じ結果が得られことを示している。図 4.9 の構成による図 4.12 の IRR 特性及び図 4.13 の BER 特性においては、60dB 以上の IRR 及び良好な BER 特性を得るためには、信信号帯域幅と平均化データ数の最適な組み合わせ(60dB 以上の IRR の例として受信帯域幅が 4MHz(サンプリング周波数が 50MHz の場合)及び平均化データ数 8192)とする必要があることが確認できる。

[28]においては、パイロット信号と受信信号が同時に直交復調処理のミキサに入力される補償方式であるが、補償を行う際にパイロット信号と受信信号を分離する方法が明らかでは無い。本提案方式においては図 4.5 における 4 個の LPF(平均化フィルタ)により、受信信号を減衰させて、分離することが可能となるため、容易に実現可能である。ただし、単一の周波数のパイロット信号により補償を行う場合に、図 4.3 の構成の AD 変換器の前段のアナログ LPF の位相及び振幅偏差に対する周波数特性があることから、パイロット信号の周波数と異なる周波数で補償が劣化する可能性がある。

60dB の IRR を実現するための平均化データについて図 4.12 に示す提案方式(パイロット方式)のシミュレーション結果と従来方式[21](ブラインド方式フィードフォワード形式)及び 3 章のブラインド方式(本提案方式)との比較では、従来方式[21]及び 3 章のブラインド方式では 10^6 以上の平均化データが必要であるが、提案方式(パイロット方式)では、 $10^4 - 10^5$ の平均化データで、60dB の IRR が実現できる。

さらに従来方式[21]では、位相偏差と振幅偏差を求めた後に、逆行列演算を行っているが、提案方式では、位相偏差と振幅偏差を求めるのではなく、逆行列演算の要素を直接求めるため、デジタル信号処理に適しており、より実用的である。また、従来方式[21][28]では、具体的な処理方法が示されていないが、図 4.4 及び図 4.5 に示すように、提案方式の処理回路はパイロット信号発生器、乗算器、符号変換器、平均化フィルタ(LPF)、可算器で構成されており、実用的である。平均化フィルタ(LPF)は移動平均処理(回路)とすることにより、乗算器が不要で可算とビットシフトで実現できるため、回路の規模が軽減できる。

他の検討を要する問題点としては、式(4.8)～式(4.10)において受信機内部で生成したパイロット信号 P_r , P_i と、アナログ素子により位相偏差及び振幅偏差を生じたパイロット信号(ベースバンド信号) S_r , S_i において、図 4.1 及び図 4.3 の構成のように受信機内部で生成したパイロット信号をアナログ素子の混合器の前段から高周波信号として入力する場合は S_r , S_i と P_r , P_i との周波数偏差は存在しない。しかし、送信データのパイロット信号を使用する場合は、周波数偏差を生じるため劣化が生じる。

4.5 結言

本章では、低 IF 方式の受信機の構成方法について特にイメージ波信号の抑圧特性に注目して検討し、パイロット信号を用いた位相補償処理及び振幅補償処理によりイメージ波信号の抑圧がデジタル信号処理により実現できる方法を提案した。

提案方式の構成において有効性を評価するために計算機シミュレーションによりイメージ抑圧比が第3章で提案した制御ループを用いたブラインド方式と同等の 60dB 以上で実現できることが検証された。また、提案方式の処理回路はパイロット信号発生器、乗算器、符号変換器、平均化フィルタ(LPF)、可算器で構成されており、容易に実現可能である。

提案方式では従来方式[27]と異なり、受信信号とパイロット信号を合成して同時に入力するものである。これにより、時間が経過して、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償が可能となる。本提案方式ではデータを平均化することにより逆行列の定数を算出する際にパイロット信号及び入力受信信号の影響を除去しているが、平均化するデータの数及び入力受信信号の帯域幅により IRR 特性が制限されることが確認された。単一の周波数のパイロット信号により補償を行う場合に、AD 変換器の前段のアナログ LPF の位相及び振幅偏差に対する周波数特性があることから、パイロット信号の周波数から離れた周波数で補償性能が劣化する可能性がある。この周波数特性は素子の偏差による素子感度によるが、素子の偏差はその値に対して $\pm 1\% \sim \pm 5\%$ 程度が見込まれ、IRR に大きく影響があると考えられる。対策の例としてパイロット信号により使用する通信システムの周波数帯域内の位相振幅偏差が IRR に影響が無いように、複数(異なる周波数)のパイロット信号を使用することが考えられる。具体的な通信システムを想定して今後評価解析を行うことが必要である。

提案方式の位相補正処理及び振幅補正処理を zero-IF 方式受信機に適用した場合においても、低 IF 受信機と同等の補償効果が得られることが、BER シミュレーション結果により確認された。

フレーム単位で伝送する方法の通信方式においてはデータの他にパイロット信号を伝送して使用することにより、図 4.3 の構成に示すようなパイロット信号を生成した後 DA 変換して LNA の後段で合成を行うという動作を行わないで補償が行なえる。本提案方式は、この点でも有効である。この場合の送信機と受信機の周波数偏差による性能の劣化及び伝送路におけるパイロット信号の劣化については今後の課題として検討が必要であると考えられる。

第5章 ブラインド方式及びパイロット方式の比較及び通信システム適用検討

5.1 諸言

第3章では、フィードバック形式による一次の制御ループでブラインド的に入力信号のみで位相偏差及び振幅偏差を検出して位相偏差補償と振幅偏差補償を行う処理方法(ブラインド方式)を提案した。また第4章では、受信信号とパイロット信号を合成して同時に入力して位相補償処理及び振幅補償処理を行う処理方法(パイロット方式)を提案した。その方法の有効性を評価するために計算機シミュレーションによりイメージ抑圧比(IRR)が60dB以上で実現できることが検証された。ブラインド方式及びパイロット方式における計算機シミュレーションによる評価及び解析においてはIRR及びBER特性は、補償に必要なデータ数と入力信号帯域幅の組み合わせによることが示されている。またこれらの方式による提案方式の構成は、ディジタル信号処理により実現できる方法であり、実用性(実現性)が可能な構成で評価及び解析が行われている。本章では、ブラインド方式及びパイロット方式における上記必要なデータ数と入力信号帯域幅に対する実用性(実現性)の比較検討を行う。必要なIRRに対する補償に必要なデータ数、入力信号帯域幅について想定される通信システムへの適用性の比較検討を行う。

5.2 ブラインド方式及びパイロット方式の比較検討

(1) 補償に必要なデータ数と IRR 及び BER 特性

ブラインド方式においては図 3.15, パイロット方式においては図 4.7 及び図 4.10 に各々示すように 60dB 以上の IRR が得られている. ブラインド方式においては, 図 3.13 に示すように時定数(必要なデータ数)を 2097152 サンプル時間以上とすれば IRR が 60dB よりも良くなる. パイロット方式においては図 4.12 に示すように平均化データ数を 65536 以上とすれば IRR が 60dB よりも良くなる. 60dB 以上の IRR を得るためのデータ数は, ブラインド方式では, 図 3.13 より, 少なくとも 10^6 程度以上必要であるが, パイロット方式では図 4.12 に示すように $10^4 - 10^5$ 程度と軽減されている. BER 特性については, IRR 特性と同様にブラインド方式では図 3.17 により, パイロット方式では, 図 4.13 により各々良好な特性が 16QAM 及び 64QAM 変調方式において示されている.

(2) 入力信号帯域幅

ブラインド方式においては, 図 3.11 に示すように入力信号帯域幅(正規化帯域幅)が大きいほど IRR 及び BER 特性が良くなる. ここで, 正規化帯域幅は, サンプリング周波数を 1 とした場合の相対的な入力受信信号の帯域幅である. 一方, パイロット方式においては, 図 4.12 及び図 4.13 に示すように入力信号帯域幅が小さいほど IRR 及び BER 特性が良くなる. この場合の帯域幅は, サンプリング周波数を 50MHz とした場合の入力受信信号の帯域幅である. ブラインド方式及びパイロット方式いずれも前述したように入力信号帯域幅と必要なデータ数(時定数又は平均化データ数)との組み合わせにより IRR 及び BER 特性が決まる.

(3) 実用性(実現性)

ブラインド方式においては図 3.6 及び図 3.7 に示すように具体的に実現可能な構成図が示されており, FPGA 回路の使用ゲート数を表 3.8 に示すように推定した. 従来方式との比較で割り算処理を乗算処理に置き換えて, さらに乗算器をビットシフトへ置き換えることにより, 従来方式よりも 22912 ゲート(削減率: 35%)を削減できた.

パイロット方式における処理回路は図 4.4 及び図 4.5 に示すようにパイロット信号発生器, 乗算器, 符号変換器, 平均化フィルタ(LPF), 可算器で構成されており, 容易に実現が可能である.

(4) 課題

パイロット方式においては従来のキャリブレーション処理(パイロット信号により学習を行った後に受信信号を入力して補償を行う処理)が不要である. したがって温度変化等の時間的な偏差の変動による補償後の変動に対しては, パイロット信号と受信信号を同時に入力して $10^4 \sim 10^5$ サンプル時間の平均化データ数で補償できるため対応できる(8192 個の平均化データ数及びサンプリング周波数を 80MHz とした場合の例では, 1.024ms で補償できる). ブラインド方式では受信信号から偏差を検出するため, 温度変化等の時間的な偏差

の変動に対してパイロット方式と同様に対応できる。しかしながら、これらの方式には以下に述べる課題が存在する。

パイロット方式においては、単一の周波数のパイロット信号により補償を行う場合に、図 4.3 の構成の AD 変換器の前段のアナログ LPF の位相及び振幅偏差に対する周波数特性があることから、パイロット信号の周波数と異なる周波数で補償が劣化する可能性がある。

ブラインド方式においては、前述したようなパイロット方式のアナログ LPF 等の周波数特性による補償の劣化の問題は存在しないが、パイロット方式に比べて必要なデータ数(10⁶ 個程度)が多いという問題点がある。図 3.12～図 3.14 の結果より、収束時間(積分回路の時定数)と位相振幅補償の分散(誤差)並びに IRR は相反する(トレードオフ)関係にあることが確認されている。この結果から位相及び振幅偏差の分散(誤差)が大きい場合は小さい値の時定数を設定し、収束時間が早くなるが、分散(誤差)が大きいので、ある値に収束した後に大きい値の時定数を設定することにより、分散(誤差)を小さくすることができる。このような時定数を切り替えるアルゴリズムが必要である。

5.3 通信システムへの適用検討

ここでは、ブラインド方式とパイロット方式について、通信システムへの適用について比較検討を行う。前述の 5.2 節では(1) 補償に必要なデータ数、(2) 入力信号帯域幅についてブラインド方式とパイロット方式の比較を行い IRR 及び BER 特性は両者の組み合わせにより決まることが示されているが、通信システムへの適用として以下では必要なデータ数と入力信号帯域幅に関して IRR 特性への影響の比較を行う。

その比較検討を行うシステムは、表 1.1 に示す狭帯域システム(帯域：6kHz～25 kHz)として市町村デジタル移動通信システム、都道府県・市町村デジタル移動通信システム、デジタル簡易無線局であり、広帯域システムとして W-CDMA(最大帯域：5MHz)、LTE(最大帯域：20MHz/搬送波)である。その主要諸元を表 5.1 に示す。

表 5.1 におけるブラインド方式の場合は①市町村デジタル移動通信システム、②都道府県・市町村デジタル移動通信システム、③デジタル簡易無線局の狭帯域システムにおいて、所要スプリアスレスポンス(規格値)は 53dB であるため所要 IRR を 53 dB とする。IRR(dB)と受信入力(サンプリング周波数を 1 とした正規化周波数)信号帯域幅/時定数(samples)の関係を図 5.1 及び表 5.2 に示す。時定数が 524288(samples)及び 1048576(samples)の場合は受信入力信号帯域幅が 1/32 以上、時定数が 2097152(samples)の場合は、受信入力信号帯域幅が 1/64 以上の場合に IRR が 55 dB 以上である。

これらの各通信システムにおいて、受信データを復調する前のプリアンブル又は同期ワードを受信している間(同期時間)に、補償の検出を行う(収束させる)必要がある。補償の所要時間として 3 章と 4 章で解析された検出時間(収束時間)に対する所要(最低) サンプリング(クロック)周波数(所要時間)が求まる。各通信システムの同期時間内にこれらの方式の補償の所要時間が収まればよい。またサンプリング(クロック)周波数及び 3 章と 4 章で解析された受信入力信号帯域幅(正規化) (図 5.1, 表 5.2, 図 5.2, 表 5.4)より、適用可能帯域幅が求

まる．ブラインド方式における各通信システム別のプリアンブル，同期ワード長(同期時間)及びそれに対する所要サンプリング(クロック)周波数及び対応する時定数と所要時間を表 5.3 に示す．

表 5.1 比較検討を行う通信システムの主要諸元

	市町村デジタル 移動通信システム	都道府県・市町 村デジタル移動 通信システム	デジタル簡易 無線局	W-CDMA	LTE
多元接続 方式	SCPC	TDMA	SCPC	CDMA	①下り:OFDMA ②上り:シングルキャ リア FDMA/
変調方式	4 値 FSK	$\pi/4$ シフト QPSK	① $\pi/4$ シフト QPSK ②4 値 FSK	①下り:QPSK ②上り:BPSK ③HSDPA:QPSK, 16QAM, 64 QAM ④HSUPA:BPSK, 16QAM	QPSK, 16QAM, 64QAM
周波数帯	260MHz 帯	260MHz 帯	150 /400 MHz 帯	800/900 MHz 帯, 1.5/1.7/2.0GHz 帯他	700/800/900MHz 帯 , 1.5/1.7/2.0GHz 他
チャネル 間隔	6.25kHz	25 kHz	6.25kHz	5MHz	20MHz
信号伝送 速度 (最大)	4.8kbps	32kbps	・9.6 kbps[$\pi/4$ シフト QPSK] ・4.8 kbps[4 値 FSK]	2 Mbps 14.4Mbps(HSDPA) , 5.76Mbps(HSUPA)	300Mbps(LTE) , 3Gbps (LTE-Advanced)
占有 帯域幅	5.8kHz	24.3 kHz	5.8kHz	5MHz	20MHz ^{※1}
シンボル 周 期 (速 度), 拡散 速度, サ ブキャリ ア間隔	416.7 μ s (2.4k シンボル/ sec)	62.5 μ s(16ksymb ols/sec)	①208.3 μ s(4.8ksym bols/sec) [$\pi/4$ シフト QPSK] ②416.7 μ s(2.4 ksym bols/sec) [4 値 FSK]	3.84Mchip/s (拡散速度)	15kHz (サブキャリア間隔)
プリアン ブル・同 期ビット 長 (同 期 時 間)	①送信局従属同 期型:24ビット(プリ アンブル) , 20 ビ ット(同期ワード) ②基地局従属同 期型:20 ビット(同 期ワード)	①上り:88ビット(プ リアンブル) , 32ビ ット(同期ワード) ②下り:102 ビット (プリアンブル) , 32 ビット(同期ワー ド) ③移動局間直接 通信:130ビット(プ リアンブル) , 32ビ ット(同期ワード)	①88 ビット(プリアン ブル) , 32 ビット(同期ワ ード) [$\pi/4$ シフト QPSK] ②24 ビット(プリアン ブル) , 20 ビット(同期ワ ード) [4 値 FSK]	上り:4096 chip (1.06ms) 下り:(同 期 時 間 : 約 50ms)	上り:(2.284ms) (CP+プリアンブル) 下り:(同 期 時 間 : 約 30ms)

※1 : キャリアアグリゲーションにより最大帯域 100MHz(IMT-AAdvanced)

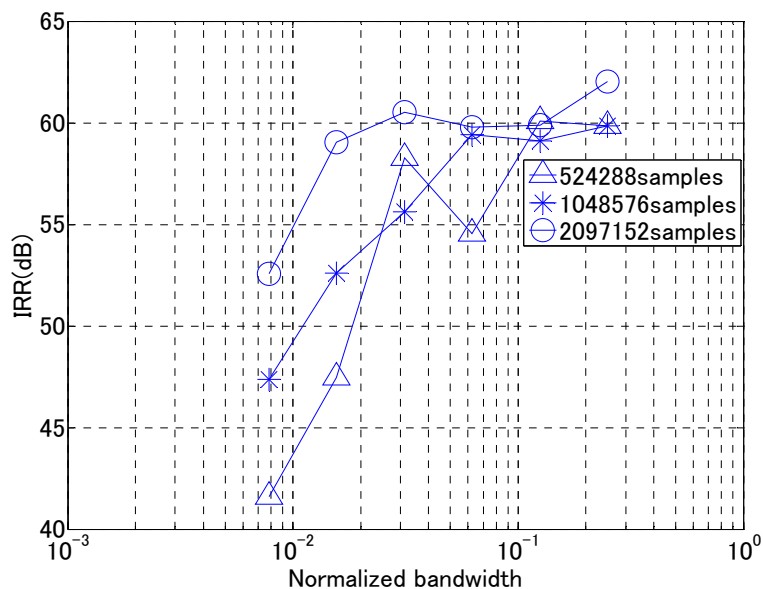


図 5.1 IRR(dB)と受信入力(正規化)信号帯域幅/時定数(samples)の関係(ブラインド方式)

表 5.2 受信入力(正規化)信号帯域幅及び時定数(サンプル時間)に対する IRR(dB)(ブラインド方式)

受信入力(正規化)信号帯域幅	時定数(サンプル時間 : samples)に対する IRR(dB)		
	524288(samples)	1048576(samples)	2097152(samples)
1/4	60	60	62
1/8	60	59	60
1/16	55	59	60
1/32	58	56	61
1/64	48	53	59
1/128	42	47	53

図 5.1 及び表 5.2 における時定数の単位であるサンプル時間(samples)は AD 変換後のベースバンド信号(位相振幅補償処理入力信号)のサンプリング(クロック)周波数を基準とする時間(1 サンプル時間はサンプリング周波数の逆数)であり、3.5.1 に記述の定義と同じである。ここで時定数(samples)は収束に要する時間を示す。また、正規化帯域幅は、サンプリング周波数を 1 とした場合の補償処理への入力信号の相対的な帯域幅であり、シミュレーションにおいてオーバーサンプル数を 4, 8, 16, 32, 64, 128 としたときに、ナイキストフィルタで帯域制限された正規化帯域幅は、各々 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64, 1/128 となる。

表 5.3 所要サンプリング(クロック)周波数(所要時間)・可能帯域の比較

通信システム (所要 IRR)	同期時間	所要(最低) サンプリング(クロック)周波数 (所要時間)(適用可能帯域) (ブラインド方式)	所要(最低) サンプリング(クロック)周波数(所要時間)(適用可能帯域) (パイロット方式)
①市町村デジタル移動通信システム (IRR>=53dB)	(1) 送信局従属同期型システム : 9.16ms (2) 基地局従属同期型システム : 4.16ms	(1)60MHz(8.74ms) (帯域:1.88MHz 以上) (2)130MHz(4.03ms) (帯域:4.06MHz 以上) (時定数: 524288(samples))	(1)0.9 MHz(9.12ms) (帯域:288kHz 以下) (2)2.0MHz(4.096ms) (帯域:640kHz 以下) (所要データ数:8192)
②都道府県・市町村デジタル移動通信システム (IRR>=53dB)	(1)上り : 3.75ms (2)下り : 4.19ms (3)移動局間直接通信 : 5.0625ms	(1)上り:140 MHz (3.75ms) (帯域:4.38MHz 以上) (2)下り:130 MHz (4.033ms) (帯域:4.06MHz 以上) (3)移動局間直接通信: 110MHz(4.77ms) (帯域:3.44MHz 以上) (時定数: 524288(samples))	(1)上り: 2.2MHz(3.72ms) (帯域:704kHz 以下) (2)下り:2.0 MHz (4.096ms) (帯域:640kHz 以下) (3)移動局間直接通信: 1.7MHz(4.82ms) (帯域:544kHz 以下) (所要データ数:8192)
③デジタル簡易無線局 (IRR>=53dB)	9.17ms ($\pi/4$ QPSK,4 値 FSK)	60MHz (8.74ms) (帯域:1.88MHz 以上) (時定数: 524288(samples))	0.9MHz(9.12ms) (所要データ数:8192) (帯域:288kHz 以下)
① W-CDMA (帯域:5MHz) (IRR>=76dB)	上り:1.06ms 下り:約 50ms	上り:500MHz (1.05ms) (帯域: 15.6 MHz 以上) 下り:15MHz (35.0ms) (帯域 : 469kHz 以上) (時定数: 524288(samples))	上り:284MHz(1.06ms) 下り:62.5MHz(4.8ms) (所要データ数: 3×10^5) (帯域:22.72MHz 以下(上り), 5 MHz 以下(下り))
② LTE (帯域: 20MHz/搬送波※1) (IRR>=55dB)	上り:2.284ms 下り:約 30ms	上り: 240MHz(2.18ms) (帯域:7.5MHz 以上) 下り: 80MHz(6.55ms) (帯域:2.5MHz 以上) (時定数: 524288(samples))	上り:3.6MHz(2.284ms) 下り:274kHz(30ms) (所要データ数:8192) (サンプリング(クロック)周波数:80MHz,帯域: 25.6MHz 以下)

表 5.3 のブラインド方式において、狭帯域システムの①市町村デジタル移動通信システム、②都道府県・市町村デジタル移動通信システム、③デジタル簡易無線局においては所要(最低) サンプリング(クロック)周波数が 60~140 MHz であり、正規化受信入力信号帯域幅は $1/32$ であるから受信入力信号帯域幅(適用可能帯域幅)は $1.875(=60/32)\text{MHz} \sim 4.375(=140/32)\text{MHz}$ 以上である。この場合、イメージ信号が当該システムの帯域幅と同程度の狭帯域信号の場合には適合しないが、イメージ信号が数 MHz の広帯域信号の場合は適合する。ブラインド方式の④W-CDMA システムについては、所要 IRR が 76dB 以上である。この場合の下りの所要(最低) サンプリング(クロック)周波数は 500MHz として、時定数を 524 288(samples)とした場合には制御ループの収束時間は、 $(1/(500 \times 10^6)) \times 524288 = 1.049$ [ms] となる。表 5.2 により受信入力信号帯域幅(適用可能帯域幅)はサンプリング(クロック)周波数の $1/32$ とした場合に $15.625(=500/32)\text{MHz}$ 以上であり、W-CDMA システムと同程度の帯域のイメージ信号及びシステムの所要 IRR に対して満足しない。なお 500MHz のサンプリング(クロック)周波数は、FPGA で処理可能な上限の値である。また W-CDMA システム(ブラインド方式)の下りについても表 5.2 よりシステムの所要 IRR を満足しない。

ブラインド方式の場合の⑤LTE システムにおいては帯域幅が 20MHz において、所要スプリアスレスポンスから所要 IRR を 55 dB とする。上りでは、表 5.3 において、所要(最低) サンプリング(クロック)周波数が 240 MHz である。受信入力信号帯域幅(正規化)は図 5.1 及び表 5.2 から $1/32$ 以上であるから受信入力信号帯域幅(適用可能帯域幅)は $7.5(=240/32)\text{MHz}$ 以上であり、LTE システムと同程度の帯域によるイメージ信号に適用できる。下りの同期はセルサーチに 30[ms]以上要するため、20MHz のサンプリング(クロック)周波数の場合に制御ループの収束時間は、 $(1/(20 \times 10^6)) \times 524288 = 26.2144$ [ms] となり、満足するがサンプリング(クロック)周波数は約 80 MHz 以上が適切であるため、80 MHz とすると $(1/(80 \times 10^6)) \times 524288 = 6.5536$ [ms] になる。この場合に正規化受信入力信号帯域幅を上りの場合と同様に正規化受信入力信号帯域幅を $1/32$ 以上とすると、受信入力信号帯域幅(適用可能帯域幅)は $2.5(=80/32)\text{MHz}$ 以上であり、LTE システムと同程度の帯域によるイメージ信号に適用できる。

表 5.1 におけるパイロット方式の場合は図 5.2(図 4.12 の再掲)及び表 5.4 により①市町村デジタル移動通信システム、②都道府県・市町村デジタル移動通信システム、デジタル簡易無線局において、IRR を 53dB とすると受信入力信号帯域幅(正規化)はサンプリング(クロック)周波数の 0.32(表 4.12 において サンプリング周波数が 50MHz の場合の帯域 16MHz に相当)以下である。この場合の所要データ数は 8192 以上である。この場合の所要(最低) サンプリング(クロック)周波数はブラインド方式と同様に計算して表 5.2 に示すように 0.9MHz~2.2 MHz(所要時間: $8192/0.9 \times 10^6 = 9.12\text{ms}$, $8192/2.2 \times 10^6 = 3.72\text{ms}$)であり、図 5.2(図 4.12 の再掲)及び表 5.4 より受信入力信号帯域幅がサンプリング(クロック)周波数比で 0.32 以下(図 5.2 ではサンプリング(クロック)周波数が 50MHz に対する帯域 16MHz 以下に相当)とするとイメージ信号が当該システムと同程度以下の受信入力信号帯域幅(適

用可能帯域幅)の場合に適合できる。

パイロット方式を④W-CDMA システム(最大帯域幅：5MHz)に適用した場合に、IRR が 76dB 以上必要であるため、図 5.2(図 4.12 の再掲)及び表 5.4 により所要データ数が約 3×10^5 以上であり、表 5.3 に示すように所要サンプリング(クロック)周波数が 284MHz(所要時間： $3 \times 10^5 / 284 \times 10^6 = 1.056\text{ms}$)(上り)及び 6MHz(所要時間： $3 \times 10^5 / 6 \times 10^6 = 50\text{ms}$)(下り)以上である。上り回線ではサンプリング(クロック)周波数を 284MHz とし、図 5.2(図 4.12 の再掲)及び表 5.4 より受信入力信号帯域幅(正規化)がサンプリング(クロック)周波数の 0.08 以下(図 5.2 ではサンプリング(クロック)周波数が 50MHz に対する帯域 4MHz 以下に相当)とするとイメージ信号が当該システムより広い帯域($22.72 (= 284 \times 0.08)\text{MHz}$)以下の場合に適合できる。下り回線では、サンプリング(クロック)周波数を 62.5MHz とし受信入力信号帯域幅(正規化)がサンプリング(クロック)周波数の 0.08 以下とするとイメージ信号が当該システムと同じ帯域($5 (= 62.5 \times 0.08)\text{MHz}$)以下の場合に適合できる。

パイロット方式を⑤LTE システム(最大 20MHz/搬送波)に適用した場合に、所要 IRR が 55 dB であるため所要データ数が 8192 以上(正規化受信入力信号帯域幅：サンプリング周波数比で 0.32 以下)で同期に必要な時間が 2.284[ms](上り)及び約 30[ms](下り)であり、同様に所要(最低)サンプリング(クロック)周波数が表 5.2 に示すように 3.6 MHz($8192 / 3.6 \times 10^6 = 2.276\text{ms}$)(上り)及び 274kHz(下り) ($8192 / 274 \times 10^3 = 29.9\text{ms}$)以上とすれば満足する。サンプリング(クロック)周波数は約 80MHz 以上が適切であるため、80MHz とし、図 5.2(図 4.12 の再掲)及び表 5.4 より受信入力信号帯域幅がサンプリング(クロック)周波数の 0.32(正規化帯域幅)以下(図 5.2 ではサンプリング(クロック)周波数が 50MHz に対する帯域 16MHz 以下に相当)とするとイメージ信号が当該システムと同程度以下の受信入力信号帯域幅(適用可能帯域幅)($25.6 (= 80 \times 0.32)\text{MHz}$ 以下)の場合に適合できる。

表 5.4 イメージ信号抑圧比(IRR[dB])特性(パイロット方式)

受信入力信号帯域幅((正規化/サンプリング周波数：50MHz))	データ数(samples)に対する IRR(dB)				
	64 (samples)	512 (samples)	8192 (samples)	65536 (samples)	524288 (samples)
0.08/4MHz	30	45	61	70	82
0.16/8MHz	29	43	59	67	77
0.32/16MHz	28	41	55	62	73
0.48/24MHz	25	37	50	57	68

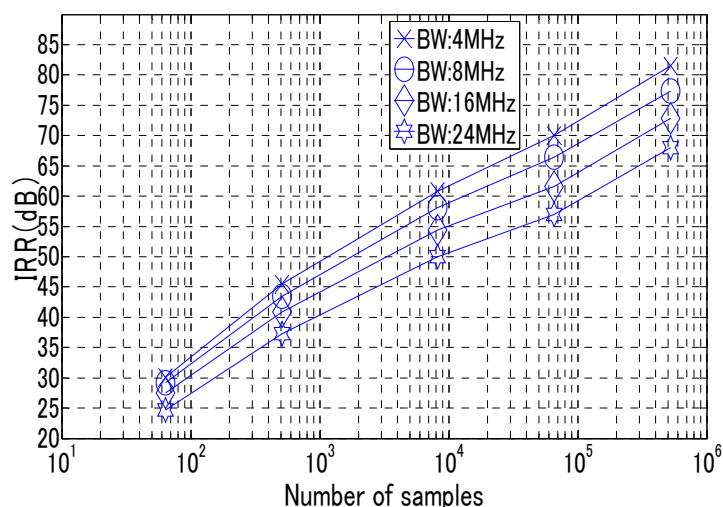


図 5.2 イメージ信号抑圧比(IRR)特性 (パイロット方式) (図 4.12 の再掲)
(パラメータ：平均化データ数，受信信号帯域幅) (サンプリング周波数：50MHz)

前述において検討を行ったブラインド方式とパイロット方式のシステム適用比較の概要を表 5.5 に示す。ブラインド方式では①市町村デジタル移動通信システム，②都道府県・市町村デジタル移動通信システム，デジタル簡易無線局の各狭帯域システムに適用可能であるが主として広帯域のイメージ波信号に有効である。ブラインド方式は W-CDMA に適用するためには収束速度の改善が必要である。一方広帯域システムの LTE に対してはシステム帯域に適用可能である。パイロット方式では表 5.5 のすべてのシステムに対して広帯域及び狭帯域のイメージ波に適用可能である。なおブラインド方式とパイロット方式いずれの方式においてもサンプリング(クロック)周波数を適切に設定する必要がある。

表 5.6 に 5.2 節及び 5.3 節で述べたブラインド方式とパイロット方式の適用比較の概要を示す。

表 5.5 ブラインド方式とパイロット方式のシステム適用比較

通信システム	ブラインド方式	パイロット方式
① 市町村デジタル移動通信システム	主として広帯域のイメージ波に適用可能	適用可能 (広帯域及び狭帯域)
② 都道府県・市町村デジタル移動通信システム	主として広帯域のイメージ波に適用可能	適用可能 (広帯域及び狭帯域)
③ デジタル簡易無線局	主として広帯域のイメージ波に適用可能	適用可能 (広帯域及び狭帯域)
④ W-CDMA	適用するためには収束速度の改善要	適用可能 (広帯域及び狭帯域)
⑤ LTE	適用可能	適用可能 (広帯域及び狭帯域)

表 5.6 ブラインド方式とパイロット方式の適用比較

項目	ブラインド方式	パイロット方式
IRR	60dB 以上	60dB 以上
入力信号帯域	広帯域	広帯域及び狭帯域
所要データ数	10^6	$10^4 \sim 10^5$
キャリブレーション	不要	不要
アナログ素子(LPF 等)の周波数特性の影響	無し	有り
時間的な温度変化による変動への対応	対応可能	対応可能
実用性(実現性)	FPGA 回路で実現可能	FPGA 回路で実現可能

5.4 結言

本章では、ブラインド方式及びパイロット方式における 3 章及び 4 章の評価及び解析結果をもとに IRR 及び BER 特性に対する必要なデータ数と入力信号帯域幅ならびに実用性(実現性)の比較検討を行った。

また、補償に必要なデータ数、入力信号帯域幅について本研究において想定される通信システム(①市町村デジタル移動通信システム, ②都道府県・市町村デジタル移動通信システム, ③デジタル簡易無線局, ④W-CDMA, ⑤LTE)への適用性を必要な IRR に対して比較検討を行った。ブラインド方式では狭帯域システムの①市町村デジタル移動通信システム, ②都道府県・市町村デジタル移動通信システムにおいては、主として広帯域の受信入力信号(イメージ信号)に適用可能であり, ⑤LTE に対してはシステムと同程度の受信入力信号(イメージ信号)に適用可能である。④W-CDMA に適用するには収束速度の改善が必要である。パイロット方式は想定される通信システムいずれにおいても広帯域及び狭帯域の受信入力信号に適用可能である。

第 6 章 結論

本論文は、既存の通信システム及び第 5 世代移動通信システムに適用するダイレクトコンバージョン(ゼロ方式受信機)と同じ構成の低 IF 方式受信機において、必須の課題であるイメージ波信号抑圧比を向上させることを目的とした研究の成果をまとめたものである。これにより、ハードウェア構成が大幅に低減でき、ソフトウェア無線やコグニティブ無線に適用させるための柔軟性や適応性の高いシステムを構築することができる。本章ではこれらの第 2 章から第 4 章において得られた成果の要点について述べる。

第 2 章では、低 IF 受信機における位相・振幅偏差のイメージ波信号抑圧特性への影響を示し、従来のイメージ波信号抑圧方式の解析を行い、問題点として位相・振幅偏差補償が必須であることを明らかにした。また、その問題点を解決するための受信機の構成方法の検討を行い示した。

第 3 章では、低 IF 受信機における位相・振幅偏差補償方式として、1 次の制御ループで構成されるフィードバック形式のブラインド方式による方法を提案して、シミュレーション及び実験による評価解析を行った。この提案方式は位相偏差と振幅偏差を独立して補償することが可能な位相偏差補償と振幅偏差補償を従属接続したものである。目標の値である 60dB 以上のイメージ信号抑圧比(IRR)を実現すると共に、実用的な FPGA 等の処理に対応するために、近似処理を使い、従来の位相・振幅偏差補償方式に比べて大幅にその処理負荷が軽減されている。提案方式について以下のことが明らかになった。

- (1) シミュレーション結果では位相補償処理の近似処理における誤差(劣化)は確認できず、振幅補償処理の近似処理により 0.02~0.03dB の誤差が生じているが、実用上の問題は無い。
- (2) 入力信号の振幅の減少及び量子化ビット数の減少に対する劣化は、振幅偏差補償よりも位相偏差補償の方が大きい。
- (3) 提案方式の FPGA(16 ビット演算)における処理ゲート数の見積もりは、割り算処理を乗算処理を置き換えた近似処理などにより、従来方法よりも 35%削減されている。
- (4) 入力受信信号帯域、一次ループのループ帯域幅及び入力信号の分散の関係から得られる位相偏差及び振幅偏差の収束値の精度(分散)と収束時間との関係から目標とするイメージ抑圧比(IRR)と収束時間の関係(制限)を明らかにした。分散(誤差)と入力受信信号帯域はその増減が反比例して、分散(誤差)と一次ループのループ帯域幅(ループ時定数に反比例)はその増減が比例する。
- (5)(4)により、ループ時定数及び入力受信信号帯域を大きくすることで、IRR 特性及び BER 特性が向上する。
- (6) 提案方式の構成及び処理方法において有効性を評価するための計算機シミュレーション及び実験の検証では、60dB 以上の IRR と 16QAM 及び 64QAM における良好な BER 特性が実現できることが確認され、固定小数点演算の影響は存在するが AGC 回路を動作させることで約 50~60dB 以上の IRR が可能である。
- (7) 提案方式の位相補正処理及び振幅補正処理を、受信機の構成が同様の zero-IF 方式受信

機に適用した場合においても、低 IF 受信機と同等の補償効果が得られることがビット誤り率(BER)シミュレーション結果により確認された。

第 4 章では、低 IF 受信機における位相・振幅偏差補償方式として、フィードフォワード形式のパイロット方式による方法を提案して、シミュレーションによる評価解析を行った。この提案方式は受信信号とパイロット信号を合成して同時に入力するものである。これにより、時間が経過して、温度変化等により位相及び振幅偏差が変化した場合においても補償が可能となる。また、目標の値である 60dB 以上の IRR を実現している。提案方式の処理回路はパイロット信号発生器、乗算器、符号変換器、平均化フィルタ(LPF)、可算器で構成されており、実用的である。提案方式について、以下のことが明らかになった。

(1) 受信信号とパイロット信号を合成していることから受信信号を除去するための平均化処理に要するデータ数が 128 程度以上であれば 16 QAM 及び 64QAM において良好な BER 特性が得られる。シミュレーションによる評価解析により、60dB 以上の IRR 及び良好な BER 特性を得るためには、信信号帯域幅と平均化データ数の最適な組み合わせ(例として 50MHz のサンプリング周波数の場合に受信帯域幅が 4MHz 及び平均化データ数 8192)とする必要がある。

(2) シミュレーションによる評価解析により、従来方式及び第 3 章のブラインド方式では 10^6 以上の平均化データが必要であるが、提案方式(パイロット方式)では、 $10^4 - 10^5$ の平均化データ数で、60dB の IRR が実現できる。

(3) 提案方式の位相補正処理及び振幅補正処理を受信機の構成が同様の zero-IF 方式受信機に適用した場合でも、ブラインド方式と同じようにパイロット方式においても、低 IF 受信機と同等の補償効果が得られることが BER シミュレーション結果により確認された。

第 5 章は第 3 章に記述したブラインド方式及び第 4 章に記述したパイロット方式の比較検討を行うと共に通信システムへの適用検討を行っている。通信システムへの適用検討では、ブラインド方式は主として広帯域信号に適用可能であり、パイロット方式は広帯域及び狭帯域信号のシステムに適用可能である。

第 6 章は結論として本研究の成果のまとめを行っている。

本論文の成果は、低 IF 受信機における必須の課題であるイメージ信号抑圧方式の提案により既存の通信システム(第 3 世代・第 4 世代移動通信並びに自営通信システム等)及び第 5 世代移動通信システムが混在するような場合において、柔軟性や適応性の高いシステムを構築するためのソフトウェア無線やコグニティブ無線における受信機に実用的に適用できると考えられる。また、本論文の位相振幅偏差補償方式は、低 IF 方式受信機のみならず第 5 世代移動通信システムの受信機で主流となると予想されるダイレクトコンバージョン(zero-IF)方式受信機においても有用である。

参考文献

- [1] B. Razavi, “Design consideration for direct-conversion receiver,” IEEE Trans. Circuits & Systems- II : Analog and Digital Signal Processing, Vol. 44, no. 6, pp. 428–435, Jun. 1997.
- [2] W. Namgoong and T. H. Meng, “Direct-conversion RF receiver design”, IEEE Trans. Communications, Vol. 49, no. 3, pp. 518–529, Mar. 2001.
- [3] H. Tsurumi, H. Yoshida, S. Otaka, H. Tanimoto and Y. Suzuki, “Broadband and flexible receiver architecture for software defined radio terminal using direct conversion and low-IF principle,” IEICE Trans. Commun., Vol. E83-B, no. 6, pp. 1246–1253, Jun. 2000.
- [4] J. Crols and M. S. J. Steyaert, “A single-chip 900MHz CMOS receiver front-end with a high performance low-IF topology,” IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 30, no. 12, pp. 1483–1492, Dec. 1995.
- [5] Y. Sanda and M. Ikehara, “Digital compensation scheme for coefficient errors of complex filter bank parallel A/D converter in low-IF Receivers,” IEICE Trans. Commun., Vol. E85-B, no. 12, pp. 2656–2662, Dec. 2002.
- [6] R. G. Vaughan, N. L. Scott, and D. R. White, “The theory of bandpass sampling,” IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 39, no. 9, pp. 1973–1984, Sep. 1991.
- [7] J. Li, R. G. Bosisio, and K. Wu, “Computer and measurement simulation of new digital receiver operating directly at millimeter-wave frequencies,” IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, pp. 2766–2772, Dec. 1995.
- [8] T. Yamaji and H. Tanimoto, “A 2GHz balanced harmonic mixer for direct-conversion receivers,” IEEE 1997 Custom Integrated Circuits Conference, Vol. 9.6, pp. 193–196, May 1997.
- [9] 3GPP RAN, 3G TS 25. 401, V3. 3. 0 (June 2000)
- [10] 立川敬二監修: “W- CDMA 移動通信方式,” 丸善出版, 2001 年 6 月 25 日.
- [11] 服部武他漢訳: “4G LTE/LTE-Advanced のすべて 上巻/下巻,” 丸善出版, 2015 年 10 月 20 日.
- [12] “市町村デジタル移動通信システム(SCPC/4 値 FSK 方式) 標準規格 ARIB STD-T116 1.0 版,” 社団法人電波産業会, 2015 年 12 月 3 日.
- [13] “都道府県・市町村デジタル移動通信システム 標準規格 ARIB STD-T79 3.0 版,” 社団法人電波産業会, 2009 年 7 月 29 日.
- [14] “デジタル簡易無線局の無線設備 標準規格 ARIB STD-T98 1.4 版,” 社団法人電波産業会, 2014 年 12 月 16 日.
- [15] U. L. Rohde, J. C. Whitaker, and T. T. N. Bucher, “Communications Receivers: Principles and Design,” 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1997.

- [16] “250MHz/380MHz 帯コードレス電話の無線局の無線設備 標準規格 RCR STD-13 1. 3版,” 社団法人電波産業会, 2005年11月30日.
- [17] C. Muto and H. Hoshikawa, “An integrable image rejection system using a complex analog filter with variable bandwidth and center frequency characteristics,” *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E85-A, no. 2, pp.309–315, Feb. 2002.
- [18] S. Wu and B. Razavi, “A 900-MHz/1.8-GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 12, pp. 2178–2185, Dec. 1998.
- [19] D. K. Weaver, “A third method of generation and detection of single-sideband signals,” *Proceedings of the IRE*, pp. 1703–1705, Dec. 1956.
- [20] M. K. Nezami, “Performance assessment of baseband algorithms for direct conversion tactical software defined receivers: I/Q imbalance correction, image rejection, DC removal, and channelization,” *IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2002)*, vol. 1, pp.369–376, Oct. 2002.
- [21] M. Windisch and G. Fettweis, “Blind I/Q imbalance parameter estimation and compensation in low-IF receivers,” *IEEE International Symposium on Control, Communications, and Signal Processing (ISCCSP 2004)*, pp. 75–78, Mar. 2004.
- [22] J. K. Cavers and M. W. Liao, “Adaptive compensation for imbalance and offset losses in direct conversion transceivers,” *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol.42, no. 4, pp.581–588, Nov. 1993.
- [23] M. Hajirostam and K. Martin, “A digital decision-based adaptive image-reject technique for QAM receivers,” *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS 2005)*, vol. 1, pp. 135–138, Aug. 2005.
- [24] C. H. Heng, M. Gupta, S. H. Lee, D. Kang, and B.S. Song, “A CMOS TV tuner/demodulator IC with digital image rejection,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 12, pp. 2525–2535, Dec. 2005.
- [25] B. S. Kirei, M. Topa, V. Popescu, and I. Dornean, “Image rejection filter based on blind source separation for low-IF receivers,” *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR 2008)*, Vol. 3, pp. 253 – 256, May 2008.
- [26] G. T. Gil, Y. D. Kim, and Y. H. Lee, “Non-data-aided approach to I/Q mismatch compensation in low-IF receivers,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, Vol. 55, no. 7, pp. 3360 – 3365, Jul. 2007.
- [27] J. P. F. Glas, “Digital I/Q imbalance compensation in a Low-IF receiver,” *IEEE Global Telecommunications conference (GLOBECOM 1998)*, Vol. 3, pp.1461–1466, Nov. 1998.
- [28] E. Seagraves and B. Walcott, “Online calibration of quadrature low-IF receivers,”

IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2006), pp. 5191 – 5194, May 2006.

[29] L. Der and B. Razavi. “A 2-GHz CMOS image-reject receiver with LMS calibration,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 2, pp. 167–175, Feb. 2003.

[30] A. Gomaa and L. M. A. Jalloul. “Data-Aided I/Q Imbalance Estimation and Compensation in OFDM Systems,” IEEE Communications Letters, vol. 18, no. 3, pp. 459–462, Mar. 2014.

[31] E. Cetin, I. Kale and R. C. S. Morling, “Adaptive self-calibrating image rejection receiver,” IEEE International Conference on Communications (ICC 2004), Vol. 5. IEEE, pp. 2731–2735, Jun. 2004.

[32] E. Cetin, I. Kale and R. C. S. Morling, “Adaptive digital receivers for analog front-end mismatch correction,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2001 Fall), vol. 4, pp. 2519 –2522, Oct. 2001.

[33] R. Cherukuri, and P. T. Balsara, “Iterative (TURBO) IQ Imbalance Estimation and Correction in BICM-ID for Flat Fading Channels,” IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2007 Fall), pp. 2070 – 2074, 30 Sept. – 3 Oct. 2007.

[34] R. Cherukuri, and P. T. Balsara, “Code-Aided Adaptive Decorrelator for IQ Imbalance Compensation in Iterative Receivers for Flat Fading Channels,” IEEE Military Communications Conference (MILCOM 2007), Oct. 2007.

[35] S. L. Hahn, “Hilbert Transforms in Signal Processing,” Artech House Inc., Norwood MA, 1996.

[36] 武藤浩二, 神林紀嘉, “複素共振器を用いた実フィルタ構成の一手法”, 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J75-A, no. 7, pp. 1181–1188, 1992 年 7 月.

[37] D. Hayashi, T. Furuno, S. Denno, “A Dual Frequency Conversion Receiver with an Adaptive Linear Image-Band Interference Canceller for Multimode/Band Communications,” IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2007), Sep. 2007.

付録

付録 1 イメージ信号波が入力され場合の LPF を通過した出力 $y(t)$ の式

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \cos(\omega_U t + \theta) [\cos(\omega_L t) - jg \sin(\omega_L t + \Delta\phi)] \\
 &= \frac{1}{2} [\cos(\omega_U t + \omega_L t + \theta) + \cos(\omega_U + \theta - \omega_L t) - jg \{ \sin(\omega_L t + \Delta\phi + \omega_U t + \theta) + \sin(\omega_L t + \Delta\phi - \omega_U t - \theta) \}] \\
 y(t) &= \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} &\frac{1}{2} \{ e^{j(\omega_U t + \omega_L t + \theta)} + e^{-j(\omega_U t + \omega_L t + \theta)} \} \\ &+ \frac{1}{2} \{ e^{j(\omega_U t - \omega_L t + \theta)} + e^{-j(\omega_U t - \omega_L t + \theta)} \} \\ &- jg \left[\begin{aligned} &\frac{1}{2j} \{ e^{j(\omega_L t + \Delta\phi + \omega_U t + \theta)} - e^{-j(\omega_L t + \Delta\phi + \omega_U t + \theta)} \} \\ &+ \frac{1}{2j} \{ e^{j(\omega_L t + \Delta\phi - \omega_U t - \theta)} - e^{-j(\omega_L t + \Delta\phi - \omega_U t - \theta)} \} \end{aligned} \right] \end{aligned} \right]
 \end{aligned}$$

和の周波数成分は LPF で除去される．したがって LPF の出力信号 $y(t)$ は以下に示す複素信号になる．

$$\begin{aligned}
 y(t) &= \frac{1}{4} \left\{ e^{j(\omega_L t - \omega_U t - \theta)} - g \cdot e^{j(\omega_L t - \omega_U t - \theta)} \cdot e^{j\Delta\phi} \right. \\
 &\quad \left. + e^{j(\omega_U t - \omega_L t + \theta)} + g \cdot e^{j(\omega_U t - \omega_L t + \theta)} \cdot e^{-j\Delta\phi} \right\} \\
 &= \frac{1}{4} \left[e^{j(\omega_L t - \omega_U t - \theta)} \{ 1 - g \cdot e^{j\Delta\phi} \} \right. \\
 &\quad \left. + e^{j(\omega_U t - \omega_L t + \theta)} \{ 1 + g \cdot e^{-j\Delta\phi} \} \right]
 \end{aligned}$$

$\omega_D - \omega_L = \omega_L - \omega_U = \Delta\omega$ ($\omega_U - \omega_L = \omega_L - \omega_D$) の関係を用いると $y(t)$ は以下の式となる．．

$$\begin{aligned}
 y(t) &= (1/4) [\exp\{j(\omega_L - \omega_U)t - \theta\}] \cdot [1 - g \exp\{j\Delta\phi\}] \\
 &\quad + (1/4) [\exp\{j(\omega_L - \omega_D)t + \theta\}] \cdot [1 + g \exp\{-j\Delta\phi\}]
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

付録 2 イメージ抑圧比に対する近似式

式 (2.29) より,

$$\text{IRR} = \frac{1 + g^2 - 2g \cos\{\Delta \phi\}}{1 + g^2 + 2g \cos\{\Delta \phi\}} \quad (2.29)$$

式 (2.29) について, 位相偏差と振幅偏差が独立であると仮定すると, 位相偏差について, $g=1$ とすると IRR は次式となる.

$$\begin{aligned} \text{IRR} \big|_{g=1} &= \frac{1 - \cos\{\Delta \phi\}}{1 + \cos\{\Delta \phi\}} \\ &= \frac{1 - (1 - \frac{1}{2!} \Delta \phi^2 + \frac{1}{4!} \Delta \phi^4 - \dots)}{1 + (1 - \frac{1}{2!} \Delta \phi^2 + \frac{1}{4!} \Delta \phi^4 - \dots)} \\ &\approx \frac{\frac{1}{2} \Delta \phi^2}{2 - \frac{1}{2} \Delta \phi^2} \\ &\approx \frac{\Delta \phi^2}{4} \end{aligned} \quad (3.21)$$

同様に式 (2.29) について, 振幅偏差について検討するため, $\Delta \phi = 0$, $g = \frac{G + \Delta g}{G}$ とすると IRR は次式となる.

$$\begin{aligned} \text{IRR} \big|_{\Delta \phi=0} &= \frac{1 + (\frac{G + \Delta g}{G})^2 - 2(\frac{G + \Delta g}{G})}{1 + (\frac{G + \Delta g}{G})^2 + 2(\frac{G + \Delta g}{G})} \\ &= \frac{1 + \left\{ 1 + 2 \frac{\Delta g}{G} + (\frac{\Delta g}{G})^2 \right\} - 2 - 2 \frac{\Delta g}{G}}{1 + \left\{ 1 + 2 \frac{\Delta g}{G} + (\frac{\Delta g}{G})^2 \right\} + 2 + 2 \frac{\Delta g}{G}} \end{aligned}$$

$$\approx \frac{(\frac{\Delta g}{G})^2}{4} \tag{3.22}$$

謝辞

本論文は、電気通信大学先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター(AWCC)教授の藤井威生博士の御指導のもとに、筆者が社会人学生として同大学情報理工学研究科情報・通信工学専攻博士後期課程に在学中にまとめたものである。本研究をまとめるに当たり、終始懇切丁寧なるご指導、ご教鞭を賜わった藤井威生教授に心より感謝の意を表します。

また、本研究に関して数々の御討論、御助言をいただいた電気通信大学先端ワイヤレス・コミュニケーション研究センター(AWCC)長教授の山尾泰博士、同センター准教授の石橋功至博士、同センターの学生の皆様に感謝の意を表します。

本研究に関して有益な御討論、御助言を賜った慶應義塾大学理工学部電子工学科教授の眞田幸俊博士、東海大学工学部電気電子工学科講師の稲森真美子博士に謹んで感謝の意を表します。

本研究は、筆者が前勤務先の株式会社日立国際電気及び現勤務先の鹿児島工業高等専門学校に在職中に実施した内容をまとめたものであり、多くの方々の御指導、御協力をいただいた。本研究の機会を与えて下さり、ご支援、御協力いただいた皆様に深く感謝致します。ここに御礼申し上げます。

関連論文の印刷公表の方法及び時期

全著者名：T. Ide, T. Fujii, M. Inamori, and Y. Sanada

論文題目：“Phase and gain imbalance compensation in low-IF receivers,”

印刷公表の方法及び時期：IEICE Trans. Commun., vol.E99-B, no.1, pp.211-223,
Jan. 2016.

(3 章の内容に関連)

参考論文の印刷公表の方法及び時期

(1)全著者名：H. Miyashita, M. Inamori, Y. Sanada, and T. Ide

論文題目：“IQ Imbalance Estimation Scheme with Intercarrier Interference
Self-Cancellation Pilot Symbols in OFDM Direct Conversion
Receivers,”

印刷公表の方法及び時期：in Proc. the 75th IEEE Vehicular Technology Conference,
Yokohama, Japan, May 2012

(2)全著者名：種田 和晃, 井手 輝二, 藤井 威生, 眞田 幸俊

論文題目：“ダイレクトコンバージョン方式受信機の位相振幅補償方式の検討,”

印刷公表の方法及び時期：電子情報通信学会総合大会 2015,B-17-14, 2015 年 3 月

(3)全著者名：赤崎 正真, 井手 輝二, 藤井 威生, 眞田 幸俊

論文題目：“低 IF 方式受信機のパイロット信号を用いた位相振幅補償方式の
検討,”

印刷公表の方法及び時期：電子情報通信学会総合大会 2013,B-17-29,2013 年 3 月

(4)全著者名：井手 輝二, 藤井 拓三, 白須 光雄, 其阿彌 光行

論文題目：“低 IF 方式受信機の構成方式に関する検討と性能評価,”

印刷公表の方法及び時期：電子情報通信学会 技術研究報告 SR2005-56, pp63-70,
2005-11(2005 年 11 月)

(5) 全著者名：井手 輝二, 手嶋 功, 高橋 謙次, 其阿彌 光行

論文題目：“ソフトウェア無線機の試作と性能評価,”

印刷公表の方法及び時期：電子情報通信学会 技術研究報告 SR00-23, pp35-40,
2000-10(2000 年 10 月)

著者略歴

井手 輝二（いで てるじ）

1962 年 2 月 27 日 福岡県北九州市 生まれ

学歴

1985 年 3 月 千葉大学工学部 電気工学科卒業

1992 年 4 月 電気通信大学大学院 情報システム学研究科 情報システム設計学専攻
博士前期課程入学

1994 年 3 月 同上修了

2010 年 10 月 電気通信大学大学院情報理工学研究科情報・通信工学専攻
博士後期課程入学

2016 年 6 月 同上修了

職歴

1985 年 4 月 国際電気株式会社 入社（(株) 日立国際電気に社名変更）

2011 年 3 月 同社退職

2011 年 4 月 (独) 国立高等専門学校機構 鹿児島工業高等専門学校
電気電子工学科 着任
現在に至る

研究歴

1986 年 4 月 国際電気株式会社羽村工場第一設計部にて「無線通信機器のデジタル変復調の研究」に従事

1999 年 4 月 株式会社日立国際電気八木記念情報通信システム研究所にて「ソフトウェア無線の研究」に従事

2009 年 4 月 株式会社日立国際電気研究開発本部 情報通信システム研究所にて「公共ブロードバンド無線システムの研究」に従事

2011 年 4 月 (独) 国立高等専門学校機構 鹿児島工業高等専門学校 電気電子工学科にて「ソフトウェア無線・コグニティブ無線の研究」に従事