

Multi-Signal Detection Technique using Interference Canceller in Undersampling Systems

Hisato IWAI*, Kazuhiro YAMASAKI* and Hideichi SASAOKA*

(Received May 8, 2007)

Software Defined Radio (SDR) technology has attracted attention because of its great flexibility as a multi-mode radio terminal. The undersampling system is developed as one of the technologies to achieve simultaneous reception of multiple radio systems using a single terminal. Generally in the undersampling system, the desired signal cannot be correctly demodulated when the other simultaneously received signal (=interference) overlaps or neighbors the desired spectrum in the frequency region after undersampling. Hence, the sampling frequency by which the overlapping can be avoided is usually selected. However, in the method, the sampling frequency inevitably becomes large to avoid the generation of the interference. On the problem, the paper proposes a new multi-signal detection technique in the undersampling system using an interference canceller. The scheme reduces the effect of the interference and, as the results of the reduction of the interference, the increase of the sampling frequency is suppressed. The principle of the technique and the receiver configuration are introduced and they are followed by numerical analysis of the performance based on the computer simulations. The effectiveness of the proposed system is discussed based on the results of the computer simulations.

Key words : software defined radio, undersampling, canceller, multi-signal

キーワード : ソフトウェア無線, アンダーサンプリング, キャンセラ, 複数信号

アンダーサンプリングにおけるキャンセラを用いた複数信号同時受信方式

岩井 誠人, 山崎 和裕, 笹岡 秀一

1. はじめに

汎用性の高いソフトウェア無線機を実現するためには、受信信号を高周波のままサンプリングするRF(Radio Frequency)サンプリング構成が理想的である¹⁾。RFサンプリングによりデジタル処理の領域を広げることによって、プログラムで処理の内容を変えられる範囲が広がり、汎用性の高い端末を実現できる。しかし、RFサンプリングでは高い周波数の信号をサンプリングする必要があるため、A/D変換器に極めて高いサンプリング速度が求められるという問題がある。この問題を解決するサンプリング方式として、ナイキスト周波数以下の周波数でサンプリングと周

波数変換を同時に行うアンダーサンプリングが検討されている²⁻⁴⁾。しかし、サンプリングにより折り返された所望信号が他の信号と周波数的に重なる場合など相互の信号に影響を与える場合には、これらの信号を同時に受信することは困難である。このような相互の信号の影響を避けるために、サンプリング後の信号の分離を容易とするサンプリング周波数が選択されることが一般的である²⁾。また、複数の無線通信システムをシームレスに使用するには複数信号を同時に受信する必要があるが、アンダーサンプリングは同時受信信号数の増加に伴って、サンプリング周波数が大きくなる問題がある⁵⁾。

* Department of Electronics, Doshisha University, Kyotanabe, Kyoto, 610-0321, Japan, Tel: +81-774-65-6267, Fax: +81-774-65-6801, E-mail: iwai@mail.doshisha.ac.jp

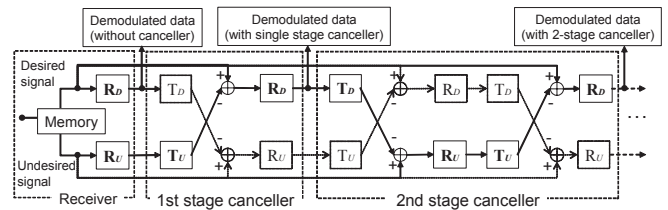
本稿では、アンダーサンプリング構成の受信機において複数の信号を同時にサンプリングする方式を対象とし、所望信号以外の信号を抑圧するキャンセラの適用を提案する。この方式により、隣接信号の影響を低減することができるだけでなく、複数信号が周波数的に重なる場合でもこれらの信号を受信することが可能となる。この提案方式の構成を示し、計算機シミュレーションによりその性能を評価する。

2. アンダーサンプリングにおけるキャンセラを用いた複数信号同時受信方式

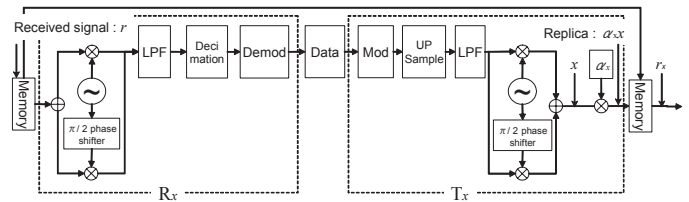
2.1 仮判定によるレプリカを用いたキャンセラ

本提案方式では、電力が大小2つの信号がある場合、まず電力の大きい信号を仮判定し、そのデータからレプリカを作成して受信信号内の電力の大きい信号成分を抑圧し、電力の小さい信号を取り出す。所望信号が干渉信号に対して電力が大きい場合にはキャンセラを用いなくても良好な特性が得られるため、基本的には所望信号に対して干渉信号が大きい場合を想定する。

Fig. 1 にキャンセラを用いた受信機構成を示す。キャンセラを用いた受信機内の所望信号と干渉信号の流れを(a)に、キャンセラ内の仮判定部 R_x と変調回路部 T_x を(b)にそれぞれ示す(ただし、 x には所望信号を表す D 、または干渉信号を表す U が入る)。受信機内には所望信号用と干渉信号用の2系統の受信回路と受信信号を保存するメモリが必要である。(a)では所望信号用を上段に、干渉信号用を下段としている。同図に従ってキャンセラの処理内容について説明する。受信機内ではまず、所望信号用と干渉信号用それぞれの仮判定部で信号を仮判定する。次に、干渉信号のレプリカを作成するために、仮判定した干渉信号のデータを、変調回路部において送信機と同様の変調方式で再変調し、干渉信号のレプリカを作成する。ここで、干渉信号のレプリカの作成において、受信信号と同じ大きさにするために受信信号振幅 α_x を推定する必要がある。 α_x の推定方法については後に示す。作成したレプリカを用いて、メモリ内にあ



(a) Desired and undesired signal processing in receiver configuration using canceller



(b) Configuration of demodulation unit (Rx) and modulation unit (Tx) in canceller

Fig. 1. Receiver configuration based on undersampling with canceller. x is D (desired signal) or U (undesired signal).

る受信信号の干渉信号成分を抑圧し所望信号を復調する。

2.2 受信信号振幅の推定方法

Fig. 1(b)の受信信号振幅 α_x を求めるために、所望信号用と干渉信号用のキャンセラのレプリカ作成部を用いる。ここで、2つのシステムにおいて DUR (Desired signal power to Undesired signal power Ratio) は一方のシステムが大きければ、もう一方のシステムはその逆数となり小さい。これを用いて、受信信号からレプリカ作成までの間で、各レプリカ作成部の DUR を比較し、受信信号振幅 α_x を推定する方法を示す。所望信号用のレプリカ作成部を用いて説明する。例として、干渉信号に対して所望信号が十分大きい場合を考える。この場合、所望信号はほぼ正しく仮判定され、また、受信信号 r は所望信号に近い信号であると考えられる。これより、所望信号振幅 α_D と受信信号 r 、変調回路部 T_D で直交変調後の信号 D (振幅を1とする) から次式が導出される。

$$\alpha_D^2 \cong \frac{r^2}{D^2} = r^2 \quad (1)$$

式(1)より受信信号振幅 α_D を求めることができる。また、 r_U を受信信号 r 内の干渉信号成分とすると

$$r_U = r - \alpha_D D \quad (2)$$

と表せる. よって, 所望信号のレプリカ作成部における DUR_D は

$$DUR_D = \frac{\alpha_D^2 \overline{D^2}}{r_U^2} = \frac{\overline{r^2}}{r_U^2} \quad (3)$$

と表せる. 同様の方法で干渉信号についても DUR_U を求める. 干渉信号強度に対して所望信号が十分大きい場合, 干渉信号正しく仮判定できない. その結果, DUR_U は DUR_D と比較して小さくなる. ここで, 大きい DUR を与える方の信号振幅が正しい推定となる. 大きい DUR を与える方から求めた α_D , DUR_D から α_U は次式によって求められる.

$$DUR_D = \frac{\alpha_D^2}{\alpha_U^2} \quad (4)$$

以上が受信信号振幅 α_x の推定方法である.

2.2 マルチステージキャンセラ

キャンセラ内で作成した干渉信号のレプリカの精度が悪い場合, 受信信号内の干渉信号成分を完全に抑圧することができない. そのため, 所望信号は干渉信号の影響を受けてビット誤り率特性などの受信性能が劣化する. そこで, キャンセラの段数を複数段とするマルチステージキャンセラを適用することで, 1 段キャンセラでは抑圧することができなかった残存干渉信号成分を抑圧することを考える. この処理を, Fig. 1(a)を参照しながら説明する.

所望信号用の受信回路では, 1 段目のキャンセラによって干渉信号成分を抑圧した受信信号を仮判定し, その仮判定データを用いて 2 段目のキャンセラ内にある変調回路部で再変調し, 所望信号のレプリカを作成する. 干渉信号用の受信回路ではこの所望信号のレプリカを用いて受信信号から所望信号成分を抑圧し, 受信信号を仮判定する. この仮判定データを用いて先程と同様に再変調することでより精度の高い干渉信号のレプリカを作成することができる. 所望信号用の受信回路では, 作成した干渉信号のレプリカを用いて受信信号から干渉信号成分を抑圧す

る. その結果, 受信信号から所望信号を復調することができる. このようにキャンセラを 3 段, 4 段と複数段組み合わせることで, より精度の高いレプリカを作成できるので, 受信信号内の干渉信号成分を抑圧でき, 所望信号を正確に復調することができると考えられる.

3. 計算機シミュレーション

3.1 シミュレーションモデル

複数の無線システムをシームレスに使用するには, それぞれの無線システムに対応した複数信号を同時に復調することが必要である. その場合, DUR が大きければ ($DUR \gg 0\text{dB}$) 所望信号の受信性能に干渉の影響はない. よって, ここでは DUR が小さい ($DUR < 0\text{dB}$) 領域で評価することを考える. また, 本稿の提案方式の評価では所望信号に対して干渉となる他の信号を干渉信号とみなし, 所望信号と干渉信号がそれぞれ 1 つずつである場合を想定する. 同時受信する信号数が増えても所望信号に対して干渉信号が複数となるだけであり, 基本的には所望信号と干渉信号がそれぞれ 1 つの場合と同様に考えることができる.

Fig. 2 に計算機シミュレーションで用いた送受信機モデルを示す. 送受信機とも, 上段を所望信号用, 下段を干渉信号用とする. キャンセラを用いた受信機の構成と信号の流れは Fig. 1 に示したので, Fig. 2

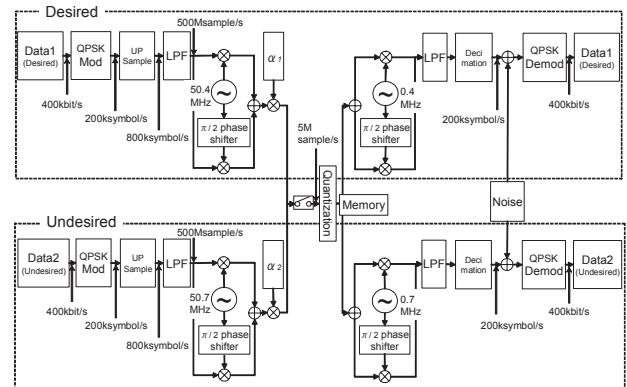


Fig. 2. Configuration of multi-signal detection technique in under-sampling systems.

Table 1. Simulation parameter.

| | |
|--|--|
| Symbol Rate | 200 ksymbol/s |
| Modulation / demodulation | QPSK |
| Filter | Root Nyquist filter (roll-off factor = 0.5) Single side length : 3 symbol |
| Career frequency | Desired:50.4MHz, Undesired:60.4~60.7MHz |
| Sampling rate | 5 Msample/s |
| Quantization bit width | Floating point or 1~16 bit |
| Number of canceller stages | 0 ~ 10 stage |
| DUR ($\equiv \alpha_1^2/\alpha_2^2$) | 0 ~ -80 dB |

では送信機で信号が作成されてから受信機で信号が復調されるまでの信号の流れを主に示す。また、キャリア周波数は、通常の RF に比べて低い周波数(例えば 50MHz 程度)を想定してシミュレーションを行う。これは、どのような周波数帯域の信号でもアンダーサンプリングの折り返し効果によりベースバンド付近に周波数変換されるので、基本的にはキャリア周波数の高低は関係しないからである。ただし、高い RF 周波数に対するサンプリングは、A/D 変換器に対して、高いジッタ精度や高い周波数までの入力可能周波数を要求する。

シミュレーションで想定する信号や送受信機のパラメータを Table 1 に示す。まず、送信系における所望信号のデータの流れに沿って、所望信号の送信機について説明する。QPSK 変調した 200ksymbol/s のシンボルデータを、ルートナイキストフィルタ(ロールオフファクタ=0.5, 片側シンボル数=3 シンボル)で帯域制限する。Fig. 2 ではルートナイキストフィルタを LPF と示している。次に、帯域制限したシンボルデータをキャリア周波数 50.4MHz で直交変調することにより所望無線信号を生成する。また、干渉評価のために所望信号の送信機モデルと同様の送信系をもう一つ用意する。ただし、所望無線信号のキャリア周波数とは異なる無線周波数、例えば 60.7MHz で直交変調することにより干渉無線信号を作成する。ここで、無線周波数を 60.7MHz としたが、後述する 5MHz でのアンダーサンプリングによる周波数変換後に、所望信号と干渉信号が隣接する場合を想定したためである。また 5MHz でアンダーサンプリングするので、 $60.7\text{MHz} \pm 5\text{MHz} \times n$ (n は整数)の無線周波数はすべて同じ周波数帯にアンダーサン

プリングされる。送信系では、所望信号と干渉信号の 2 つの信号を混合して受信系へと送信するが、その際に所望信号を干渉信号の電力比である DUR を設定する。 DUR は所望信号の振幅 α_1 と干渉信号の振幅 α_2 によって決定される。 $(DUR \equiv \alpha_1^2/\alpha_2^2)$

次に、受信系における所望信号のデータの流れに沿って所望信号の受信処理について示す。まず、所望無線信号と干渉無線信号が混合しているアナログ受信信号を、5MHz のサンプリング周波数でアンダーサンプリングする。また、キャリア周波数が 50.4MHz の所望無線信号に対しては、アンダーサンプリングによる周波数スペクトルの折り返しが 0.4MHz に現れるため、キャリア周波数 0.4MHz の所望信号と等価になる。よって、所望信号の受信機モデルのローカル周波数を 0.4MHz とする。また、アンダーサンプリングされたアナログ受信信号はデジタル信号にするために量子化する。量子化の細かさを示す量子化ビット数は多いほど信号の精度が高くなるが、A/D 変換器およびその後の信号処理に対する負担が大きくなる。逆に少なければ、量子化誤差が発生し信号を正しく復調できなくなる。デジタル信号となった 5Msample/sec のサンプルデータの受信信号をローカル周波数 0.4MHz で直交復調する。一般に直交復調後には LPF が必要であるが、本稿ではルートナイキストフィルタ(ロールオフファクタ=0.5, 片側シンボル数=3 シンボル)をこの LPF として用いた。ルートナイキストフィルタ後のサンプルデータを QPSK 復調することで情報データを取り出す。なお、クロックタイミングは既知であるとする。次に、干渉信号のために所望信号の受信機モデルと同様の受信機を用意する。ただし、キャリア周波数が 60.7MHz の干渉無線信号に対しては、アンダーサンプリングによる周波数スペクトルの折り返しが 0.7MHz に現れるため、キャリア周波数 0.7MHz の干渉信号と同じになる。したがって、干渉信号の受信機ではローカル周波数を 0.7MHz とする。

次節に、所望信号用の受信回路で仮判定されたデータと干渉信号用の受信回路で仮判定されたデータを用いて、Fig. 1 で示したキャンセラを適用した受信機内で所望信号と干渉信号からなる受信信号から、

干渉信号成分を抑圧して所望信号を復調する方法を示す。

3.2 アンダーサンプリングにおける干渉信号の影響の評価

複数の RF 信号を 1 つのサンプリング回路で同時にアンダーサンプリングした場合には、サンプリング周波数の選択によって折り返される信号同士が隣接する場合や周波数的に重なる場合がある。所望信号が干渉信号と周波数的に重なる場合や、隣接する干渉が相対的に大きい場合には所望信号を復調することができない。そこで、アンダーサンプリング後の所望信号と干渉信号の周波数的な重なり具合が受信性能にどの程度影響を与えるのかを評価する。そして、キャンセラの適用による干渉抑圧効果について評価する。

アンダーサンプリング後の所望信号と干渉信号の周波数配置については、

- (a) 周波数的に完全に重なる場合、所望信号と干渉信号の中心周波数差 0kHz,
- (b) 周波数的に帯域幅の半分以上が重なる場合、周波数差 100kHz,
- (c) 周波数的に帯域幅の半分以下が重なる場合、周波数差 200kHz,
- (d) 隣接する場合、周波数差 300kHz,

とした。本稿のシミュレーションでは 200ksymbol/s のシンボルデータを作成している。よって、ロールオフファクタが 0.5 のルートナイキストフィルタを通った信号は片側の帯域幅が $100+100 \times 0.5 = 150\text{kHz}$ となる。したがって(d)の時に信号が隣接することになる。シミュレーションは(a)から(d)の各周波数配置の場合に、 DUR を 0 から -80dB まで変化させる。また量子化ビット数については 2 つの場合を想定して評価を行う。

1. 受信信号の量子化は行わず、浮動小数点処理による場合、
2. 量子化ビット数を 1 から 16 まで変化させて量子化する場合。

さらに、1 段キャンセラで干渉信号の影響を抑圧することができない場合に、マルチステージキャンセラを用いて 1 段キャンセラの場合と同様の評価を行う。なお、このようなマルチステージキャンセラが有効であるのは所望信号と干渉信号の強度差がある程度小さい場合であり、例えば干渉信号強度が所望信号に比べて十分大きい場合には、所望信号を抑圧する効果は小さいのでマルチステージ構成の効果は大きくないと予想される。この点についても評価を行う。

4. シミュレーションによる提案方式の性能評価

4.1 所望信号と干渉信号の周波数配置に対する相互干渉の評価

アンダーサンプリング後の周波数差を 0kHz, 100kHz, 200kHz, 300kHz とし、 DUR を変化させた場合の結果について評価する。なお、ここでのシミュレーションは量子化を行わず浮動小数点処理による計算を想定した場合について考える。

まず、受信信号振幅の推定について評価する。振幅値の推定は干渉信号用のレプリカ作成部で行うことを想定する。Fig. 3 は理想的に振幅推定が行われた場合と 2.2 節で示した方法により、キャンセラ内で推定した振幅値との誤差をパーセント表示したコンターである。グラフから DUR が小さいほど推定誤差が減少しているのがわかる。干渉信号の電力が大きくなれば、受信信号はほぼ干渉信号のみとみなせるので干渉信号を正しく仮判定できる。そのため、

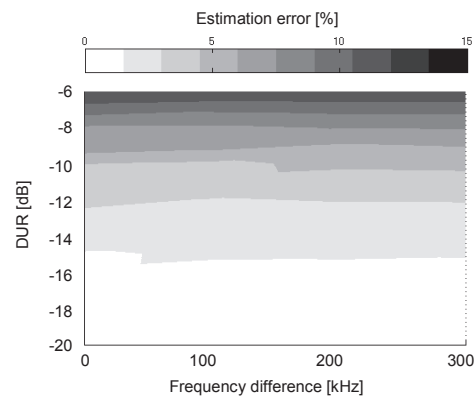


Fig. 3. Estimation error of signal amplitude when DUR and frequency difference are changed. (floating point processing)

推定精度が向上すると考えられる。逆に DUR が小さくなれば、所望信号の影響を受け正しく仮判定できず、推定精度は劣化すると考えられる。

推定した振幅値を用いたキャンセラを適用して干渉信号成分を抑圧した所望信号の BER(ビット誤り率: Bit Error Rate)特性を Fig. 4 に示す。キャンセラ適用時の BER が劣化しない DUR においては推定誤差による影響はないといえる。Fig. 3 では DUR が大きくなると推定誤差が大きくなるが、後で示すようにこの領域では理想的な信号振幅値を用いたとしても有効なキャンセラの動作は期待できない。したがって、本提案方式が対象とする範囲では、信号振幅の推定誤差はほとんどないと考えられる。

次に、キャンセラを適用しない場合のアンダーサンプリングによる受信特性を示す。Fig. 5 に、隣接チャンネルによる干渉の影響として、周波数差が

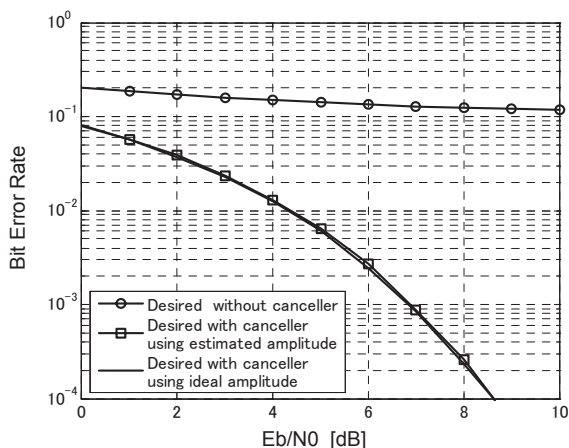


Fig. 4. BER performance of desired signal with single stage canceller. (DUR : -10[dB], Frequency difference: 200[kHz])

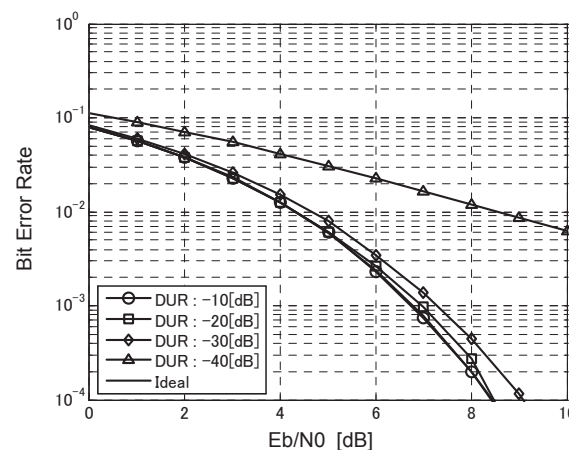
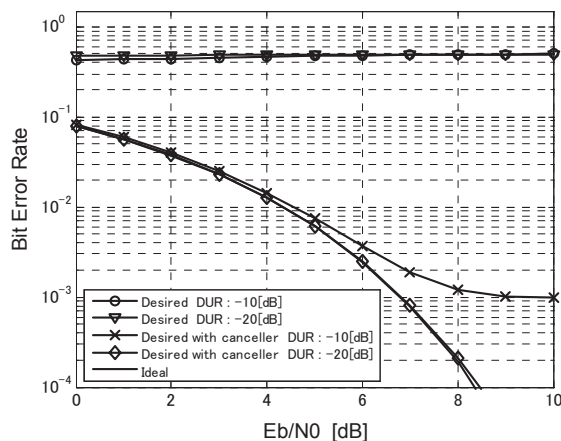


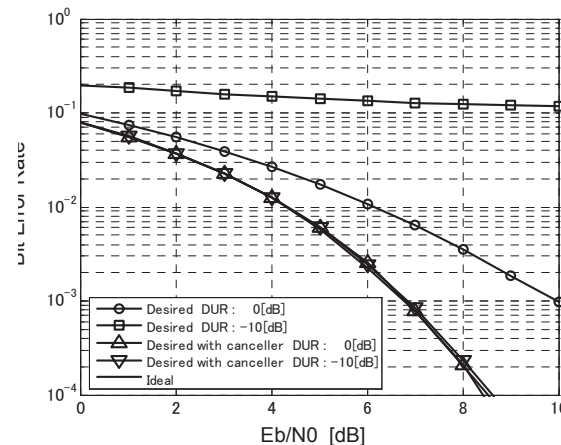
Fig. 5. Adjacent channel interference without canceller.

300kHz(2つの信号が隣接), DUR が -10dB から -40dB のそれぞれの BER 特性を示す。同図には QPSK の理想特性を併せて示している。ただし、この特性はデジタル直交復調器の LPF の特性に依存する。これらの結果より、信号同士を隣接させて複数信号の同時受信を考えた場合、その信号強度差が 30dB 程度までが実用的な範囲といえる。Fig. 6 に周波数差が 0kHz, 200kHz で 1 段キャンセラを適用する場合の BER 特性を示す。Fig. 6(b)より、キャンセラなしでは干渉による BER の激しい劣化が、キャンセラを適用することにより完全に抑圧されていることがわかる。

同様に、周波数差と DUR の関係について評価した結果を Fig. 7 に示す。(a)はキャンセラを適用しない場合、(b)は 1 段キャンセラを適用する場合の特性である。それぞれの条件に対して $BER=10^{-4}$ における QPSK 理想特性からの劣化をコンターで示してい



(a) Frequency difference : 0[kHz]



(b) Frequency difference : 200[kHz].

Fig. 6. BER performance of desired signal with single stage canceller.

る。また、上段のカラーバーは 0 から 2dB の劣化を色の濃淡で表し、2dB 以上の劣化は 2dB と同じ濃度で表している。

Fig. 7(a)において、 $DUR < 0\text{dB}$ のでは、周波数差が 0kHz, 100kHz, 200kHz の場合に所望信号の特性は常に 2dB 以上劣化している。これはアンダーサンプリング後の所望信号と干渉信号が一部分でも周波数的に重なるので、干渉信号の影響を大きく受けるためである。また周波数差が 300kHz の場合は、所望信号と干渉信号が隣接しているため DUR が 0dB から -30dB までは劣化しないが、それ以下となると劣化が生じる。これは干渉信号が隣接チャンネル干渉を発生するためであると考えられる。なお、この場合の特性は前述の通り、デジタル直交復調器の LPF の特性に依存する。Fig. 7(a)と(b)を比較すると、 $DUR > 0\text{dB}$ の領域では、キャンセラの効果が見られない。これはレプリカを作成する場合に、電力の大きい方の信号を用いないと正しくレプリカが作成されないからである。 $DUR < 0\text{dB}$ の領域ではキャンセラを適用することにより、周波数差が 0kHz, 100kHz の場合は -20dB から -80dB まで、周波数差が 200kHz の場合は -10dB から -80dB まで BER の劣化が改善される。また、周波数差が 300kHz の場合は 0dB から -80dB までにおいて劣化は生じない。これはキャンセラにより干渉信号の隣接チャンネル干渉が抑圧されているためである。したがって、信号同士を隣接させてキャンセラを適用した複数信号同時受信を考えた場合、その信号強度差に依存せず特性が劣化しないといえる。これらの結果より、キャンセラの適用により BER の劣化が改善可能であることがわかる。また Fig. 7(b)において、周波数差が 0kHz, 100kHz の場合は 0dB から -20dB, 周波数差が 200kHz の場合では 0dB から -10dB まで特性が劣化している。これは、アンダーサンプリング後の所望信号と干渉信号が一部分でも周波数的に重なると、所望信号と干渉信号の電力差が小さいので、干渉信号を仮判定する際に所望信号の影響を受け精度の高い干渉信号のレプリカを作成できないからである。

Fig. 8 に例として、周波数差が 0kHz の場合、キャンセラを適用した場合の所望信号と干渉信号の

BER 特性を示す。(a)から 0dB の場合にはキャンセラの効果はない。これは、周波数差が 0kHz で、電力差がないのでレプリカを正しく作成できないからである。 DUR を小さくすると(b)から $DUR = -18\text{dB}$ で特性が劣化しないことがわかる。

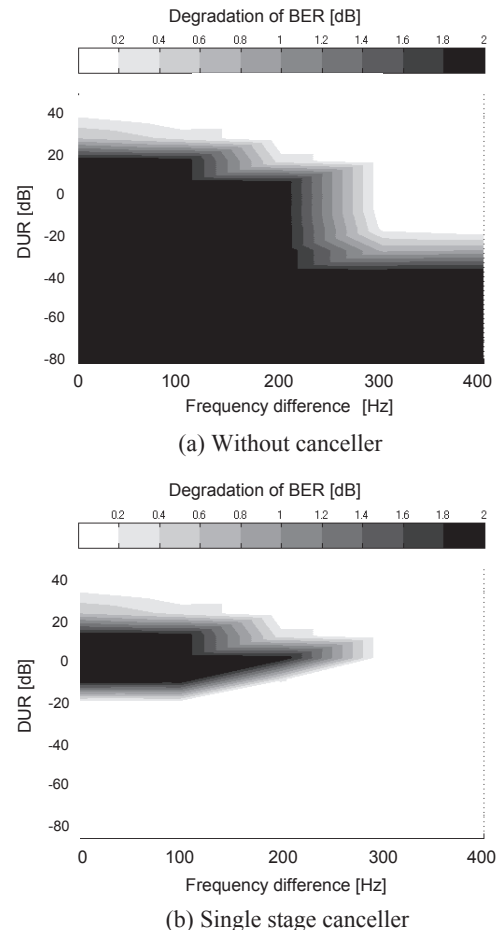


Fig. 7. Degradation of BER when DUR and frequency difference are changed with canceller by floating point processing.

4.2 マルチステージキャンセラの特性評価

前節の検討よりキャンセラを適用することで BER の劣化を改善できることがわかった。しかし、所望信号と干渉信号の電力差が小さい場合、例えば DUR が -10dB の場合には 1 段キャンセラである程度の効果はあっても、劣化なく受信できる程干渉信号成分を抑圧できない。そこで、キャンセラの段数を増やし 1 段キャンセラで抑圧できなかった受信信号

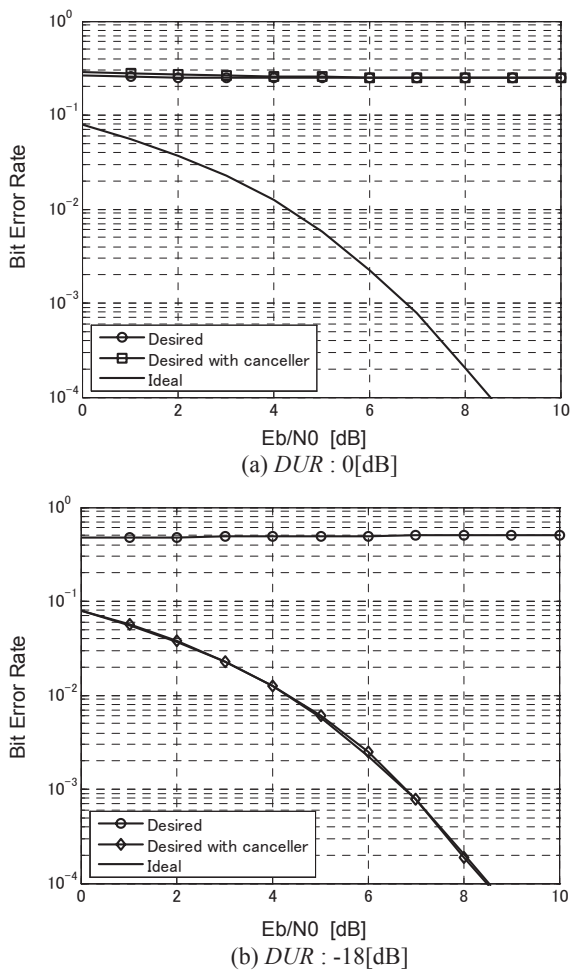


Fig. 8. BER performance of desired signal and undesired signal with single stage canceller when frequency difference is 0kHz.

内の残存干渉信号成分を除去し、性能を向上させることを考える。

周波数差を 0kHz, DUR を -9dB, キャンセラ適用なし, および 1~3 段キャンセラを適用した場合の BER 特性を Fig. 9 に示す. 1 段では除去することができなかった BER の劣化が, 2 段, 3 段と段数を増加させることにより改善されていくことがわかる. また, キャンセラの段数と DUR の変化に対する BER の劣化特性をまとめたコンターを Fig. 10 に示す. 同図から 2 段キャンセラは大きな DUR 改善効果があるが, それ以上は段数を増やしても改善は小さく, 6 段キャンセラ以上ではほとんど改善がないことがわかる. これは 2 段キャンセラにより十分精度の高いレプリカが作成され, 所望信号内の干渉信号成分がほぼ完全に除去されているので, それ以上に段数を増やしても干渉除去効果は大きく現れないことによ

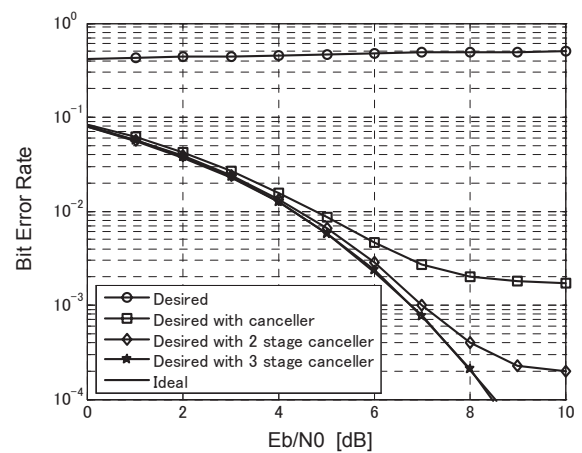


Fig. 9. BER performance of desired signal with 3 stage canceller when frequency difference is 0kHz. (DUR : -9[dB])

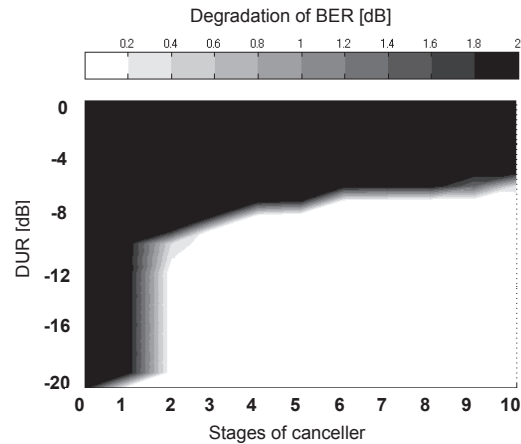


Fig. 10. Degradation of BER performance when DUR and number of canceller stages are changed by floating point processing.

ると考えられる. また, 2 信号の電力差が大きい場合は, 1 段キャンセラで干渉信号成分を抑圧できるためマルチステージにする必要はない.

マルチステージキャンセラを適用した受信機におけるアンダーサンプリングのサンプリング周波数を選択する 1 つの手法として, $|DUR| > 10$ dB では, アンダーサンプリング後の信号が周波数的に重なるサンプリング周波数を選択しキャンセラを用いて受信する, $|DUR| < 10$ dB では, 信号が重ならないサンプリング周波数を選択する, これを適応的に選択することにより平均的なサンプリング周波数の低減を実現することができると考えられる. また, キャンセラの効果は DUR に関係している事に着目して, $|DUR| < 10$ dB の場合に合成前の片方の信号を意図的

に減衰させ、信号の電力に強度差をつけることで、複数信号を周波数的に重ねて同時受信することができ、アンダーサンプリングのサンプリング周波数を低減するという方法も可能であると考えられる。

以上の結果より、例えば、帯域幅の等しい2つのシステムの信号を同時に受信する場合、従来どおりアンダーサンプリング後の信号同士が重ならないように選択すれば最低でも2つの信号を並べた帯域幅の2倍のサンプリング周波数(=帯域幅の4倍)でサンプリングする必要があるが、本提案方式では信号が完全に重なっても復調できるので、最低サンプリング周波数は信号の帯域幅の2倍となる。よって、サンプリング周波数を半減することができる。

4.3 所要量子化ビット数に対する評価

前節までは浮動小数点処理を前提としたが、実際にはA/D変換器の特性を考慮する必要がある。特に本提案方式では $DUR < 0\text{dB}$ という量子化にとっては極めて過酷な状況を想定しているため、量子化の影響は重要である。

4.1節の検討と同様に、周波数差を0kHz, 100kHz, 200kHz, 300kHz, DUR を0から-80dBまで変化させた場合に、量子化ビット数を1から16ビットの範囲で変化させた受信特性を評価する。キャンセラを適用せず DUR および所要量子化ビット数を変化させた場合の浮動小数点処理からの性能劣化を示すコンターをFig. 11に、1段キャンセラを適用して DUR および所要量子化ビット数を変化させた場合のコンターをFig. 12にそれぞれ示す。Fig. 11とFig. 12を比較すると、Fig. 11(a), (b), (c)の $DUR < 0\text{dB}$ の領域では DUR の変化によらず所望信号は劣化していたが、Fig. 12では量子化ビット数が増加するにしたがって、(a), (b)は-20dBから-80dBまで、(c)は-10dBから-80dBまで劣化が改善し、(d)に関しては0dBから-80dBまで劣化が改善される。これは(a), (b), (c)では信号が重なっていても量子化ビット数を増加することでキャンセラが有効になるからである。また、(d)では信号が重なっていないため電力差が小さい場合でも少ない量子化ビット数でキャンセラが有効となる。し

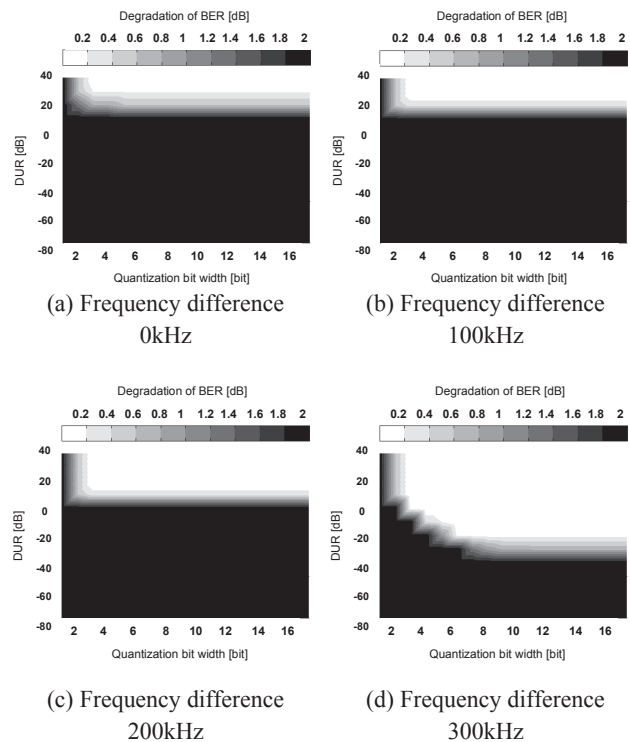


Fig. 11. Degradation of BER performance when DUR and quantization bit width are changed without canceller.

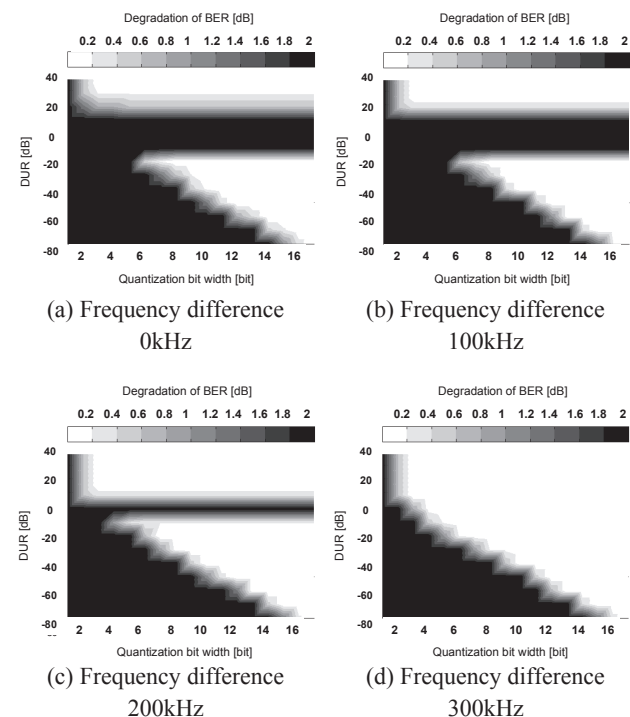


Fig. 12. Degradation of BER performance when DUR and quantization bit width are changed with single stage canceller.

かし、それぞれの DUR に対しての、所要量子化ビット数は(a)から(d)でほとんど違いはない。これは干

渉信号成分の電力レベルが増大すると、量子化は増大した干渉信号の電力レベルに合わせて行われるため、所望信号成分に対して量子化誤差が発生し、所望信号成分は正しく復調できなくなる。そのため、量子化ビット幅を所望信号成分の電力レベルより十分小さくする必要があるため、所要量子化ビット数が増加することになる。キャンセラの適用時、周波数差が 0kHz の場合、 $DUR=40\text{dB}$ まで劣化を生じないためには 12 ビット程度、同じく $DUR=-60\text{dB}$ の場合は 15 ビット程度の、量子化ビット数がそれぞれ必要となる。

5. 結言

アンダーサンプリングにおいてキャンセラを適用した複数信号同時受信方式を提案し、シミュレーションによりその性能を定量的に評価した。本提案方式により、隣接チャネル干渉の影響を除去できるだけでなく、信号が周波数的に重なっている場合でも所望信号と干渉信号にある程度の電力差があれば BER の劣化を改善できることがわかった。その結果、サンプリング周波数を大きく低減できることを明らかにした。さらに、キャンセラを複数段組み合わせたマルチステージキャンセラにすることで受信性能を向上できることがわかった。ただし、効率という観点からは 2 段が最適であると言える。また所要量子化ビット数についても評価した。以上の結果より、本提案方式について以下のような適用手法を考えることができる。

● $|DUR| < 10\text{dB}$

所望信号が重ならないサンプリング周波数を選択することが必要。信号が同程度の強度なので大きな量子化ビット幅は不要。

● $|DUR| > 10\text{dB}$

所望信号が重なるサンプリング周波数を選択し、キャンセラにより性能劣化を防止する。その結果サンプリング周波数を低減できる。

このように DUR の値に対してサンプリング周波数を適応的に制御することにより、消費電力を低減しながら最適な受信性能を維持するようなソフトウェア無線機を実現可能であると考えられる。

本研究は、2006 年度同志社大学理工学研究所研究助成を受けて行った研究の成果である。ここに記して謝意を表す。

参考文献

- 1) 荒木純道, 「ソフトウェア無線の基礎と応用」, サイペック (2002).
- 2) 佐原直宏, 國澤良雄, 岩井誠人, 白井宏, "アンダーサンプリングにおけるサンプリング周波数選択方法の検討," 電子情報通信学会技術研究報告, RCS2004-251, vol.104, No.597, pp.91-96 (2005).
- 3) Y. Kunisawa, N. Sahara, H. Shirai and H. Iwai, "A new sampling frequency selection scheme in undersampling systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E88-B, No.11, pp.4170-4175 (2005).
- 4) H. Harada and R. Prasad, "Simulation and Software Radio for Mobile Communications," Artech House (2002).
- 5) 山崎和裕, 岩井誠人, 笹岡秀一, "干渉信号が存在する場合のアンダーサンプリングの周波数選択方法," 電気関係学会関西支部連合大会講演論文集, G186 (2005).