ソフトウェア無線用フィルタバンクアナログ - ディジタル信号 処理デバイスの開発

眞 田 幸 俊 慶應義塾大学理工学部講師

1 はじめに

1992年に紹介された最初の論文以来,ソフトウェア無線はワイヤレス通信の分野の研究者間で注目を浴びている^[3]。

このように注目を浴びているのには概念的な面での理由と技術的な面での理由がある^[4]。概念的な理由として は無線通信の各世代を通じて,多くの標準が打ち立てられてきた事に関係している。どの世代においても,いく つもの標準規格が違った地域でつくられてきた。たとえば,第三世代移動通信システムの標準化は長年議論され たが,にもかかわらず 3CDMA,2TDMA 方式が標準方式として採用されている。無線 LAN は,IEEE 標準だ けでなく bluetooth のように世界中の多くの企業から幅広い支持をうけ,事実上の標準になっているものもある。 従って,マルチバンド,マルチモードの通信システムは快適なモバイルコンピューティング環境を作り出すため に求められているのである。ソフトウェア無線技術によりマルチモードに対応可能であるため,ソフトウェア無 線がこの問題への解答であると言われている。ソフトウェア無線の注目されている技術的な理由としては再構築 可能な DSP や FPGA といった信号処理デバイスの発展があげられる。最新の DSP の処理速度は 1.1GHz に達 している。また,FPGA は低消費電力で200万ゲートに達する密度を提供できている。そして,これらの数値は つねに改善し続けているのである^[6]。

そのような状況を加味すると、ソフトウェア無線が直面している当面の課題は RF フロントエンドから A/D 変換部の間にあるといえる。ソフトウェア無線を可能にするには RF フロントエンドから A/D 変換の部分が前 述した DSP や FPGA などの再構築可能な信号処理のデバイスを生かせるように構成される必要がある。ソフトウェア無線の受信機の理想的な構造としては受信した信号を変換するために、超高速な A/D 変換器を搭載し ていることである。

しかしながら,そのような高速な A/D 変換器が実際には無いため,現実には受信した信号をアナログから直 接ディジタルに変換することはできない。代わりにダイレクトコンバージョンと呼ばれるようなダウンコンバー ジョン技術が研究されている^[7,8,9]。ダイレクトコンバージョンにおいてはミキサーを利用して,受信信号をベー スバンド信号に直接変換している。ダイレクトコンバージョンを利用した受信機はそのものがイメージングレス ポンスを持たないので,それを取り除くためのフィルタを必要としない。さらにアンチエイリアス LPF は,ス イッチドキャパシターフィルタのように多様な帯域幅のアクティブフィルタとして設計可能である。しかし,ダ イレクトコンバージョンを利用した受信機の性能は DC オフセット等の歪みによって,制約を受ける。

代替可能な選択としては,通常の IF 受信機よりも Low-IF 受信機を用いることである^[10]。この受信機におい てはハイパスフィルタを用いることで,DC オフセットの問題を回避することが可能である。なぜなら希望信号 は DC 付近の信号ではないからである。ブロードバンド信号を受信するためのディジタルハイパスフィルタを 実現するためには,A/D 変換器の解像度と速度は十分に速い必要がある。しかしながら,A/D 変換機の進歩は ディジタル信号処理の進歩に比べるときわめて遅くなっている^[11,12]。

A/D 変換器の速度を改善するためにフィルタバンクを用いた並列 A/D 変換の概念が提案されている^[13,14,15]。 この設計によれば, A/D 変換の全体速度を増すことが可能であり, さらにサブバンドごとのそれぞれの A/D 変換器の解像度を減らすことが可能になる。また,サンプリングレートを平滑化するための消費電力を低下させ ることが可能である^[16]。しかし,フィルタバンクにおけるアナリシスフィルタの係数はエラーを含んでいる可 能性があるが,そのエラーは受信信号の歪みとなるものである^[17]。

眞田 , 池原の論文^[2]において , フィルタ係数の誤差をディジタル側で補償する方式が提案された。提案された

方式では,サブバンド信号間の相互相関行列等を利用することでフィルタの係数を推定する。推定したフィルタの係数を用いることで,サブバンド信号間の干渉を除去する。

提案された方式においては,フィルタの実係数を推定することが非常に重要となっている。本研究においては, この理論をもとに1次のローパスフィルタ,ハイパスフィルタを用いて,フィルタの係数の推定,評価を行った。 また,ローパスフィルタより推定した係数をもとにハイパスフィルタ側に起きる干渉を除去する方式を実装し, その性能評価を行った。

本報告書は以下のように構成されている。第2章ではダイレクトコンバージョン方式について。第3章では実 験システムについて。第4章では測定方法について。第5章では結果・考察。第6章では結論。についてそれぞ れ述べている。

2 ダイレクトコンバージョン方式について

2.1 ダイレクトコンバージョン方式

ダイレクトコンバージョン方式とは,受信信号を高周波からベースバンドに落とさず直接変換する方式のことである。この方式を使うダイレクトコンバージョン受信機は従来の受信機で必要であったバンドパスフィルタ, イメージ・リジェクト・フィルタや SAW フィルタが不要である。このため,低コストとなり近年注目を集め ている技術である。

2.2 DC オフセットについて

本研究での提案方式は,DC オフセットによって生じるエラーをキャンセルするものであるが,先に記述した とおり,ダイレクトコンバージョン受信機の性能は DC オフセットや2番目に表れる歪みによって制約を受け ているため,DC オフセットの干渉を取り除くことが重要である。まず,DC オフセットの原因であるが,ミキ サーの含まれた回路によるセルフミキシングである。図1に示したものがダイレクトコンバージョン受信機の構 造であるが,図中に太字の矢印で示したように,受信した信号の一部がミキサーが理想的でないために,アンテ ナ側に漏れ,それが送信される。送信された信号が反射し,再び受信される。この信号が自己ミキシングにより 周波数 0Hz にダウンコンバージョンされる。これが DC オフセットであり,DC 付近に大きな歪みをもたらす。 移動体通信システムを想定した際には,受信機が図2のように移動をしているので,ドップラー効果により,こ の歪み成分がフェージングの影響を受けることになる。フェージングの影響により $v/\lambda cos\phi_n$ だけ周波数偏移を 受ける^[5]。但し λ は送信波の波長,v は移動局の走行速度である。例えば,5GHz 帯の通信システムにおいて, 時速 36Km で移動する受信機で受信した場合,約 166Hz 付近に歪みが生じることを意味する。このようにダイ レクトコンバージョン受信機では低周波に発生する干渉が問題となっている。



図1 ダイレクトコンバージョン受信機のブロックシステム



3 実験システムについて

3.1 想定する通信システムについて

本実験では,図3に示したような,RF帯から low-IF帯に周波数を落とすような通信システムを想定して実験を行っている。図4に示したように,low-IF帯に周波数を落とす際に DC 付近に大きな歪みが生じる。

DC 付近に出る歪みは非常に大きいため, A/D 変換器に要求されるダイナミックレンジが図3に示したよう に大きなものになる。本実験では,この部分にアナログのローパスフィルタとハイパスフィルタを用い,ローパ スフィルタ側に出た歪みから,ハイパスフィルタ側に出る干渉成分を推定する方法を提案している。具体的な方 法としては,ローパスフィルタとハイパスフィルタの時定数 CR を推定し,その推定した時定数 CR からロー パスフィルタ側に出た出力を元にして,ハイパスフィルタ側に出る干渉を再生するという手法をとっている。



図3 通信システム図



図4 想定する通信システム図



図7 ハイパスフィルタの回路図

3.2 フィルタの時定数 CR の推定

まず,フィルタの時定数 CR を推定する実験であるが,図5で示したように,信号発生器で発生させた信号を,ローパスフィルタ,ハイパスフィルタそれぞれのフィルタを通し,オシロスコープで測定し,そのデータを処理するという流れで行った。

実験に用いたのは、1次のローパスフィルタである。回路図を図6に、回路方程式を式(1)に示す。

ローパスフィルタの回路方程式

$$T(j\omega) = \frac{1}{1+j\omega CR} \tag{1}$$

(2)

次にハイパスフィルタであるが,実験に用いたのは,1次のハイパスフィルタである。回路図を**図7**に,回路 方程式を式⁽²⁾に示す。

ハイパスフィルタの回路方程式

$$T(j\omega) = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

3.3 干涉再生方式

先の時定数 CR の推定で得たローパスフィルタとハイパスフィルタの時定数 CR を用い,ローパスフィルタ に出力される干渉成分からハイパスフィルタに出力される干渉成分を推定する。図8に示したように,信号発生



図8 実験システムのプロック2

器にローパスフィルタとハイパスフィルタを同時に接続し、クロックを同期させ、オシロスコープでデータを取 得した。

4 測定方法について

この章では測定方法について述べる。

4.1 フィルタの時定数 CR の推定

4.1.1 ローパスフィルタの時定数 CR の推定方法について

ローパスフィルタの伝達関数である式(1)は

$$T = \frac{1}{1+s} \tag{3}$$

となり,次の標準 z 変換を用いると,

$$\frac{a_v}{s + s_v} = \frac{a_v}{1 - \exp(-S_v T) z^{-1}}$$
(4)

式(4)からフィルタの入出力は次式で表せる。

$$y_{n} = a_{0} x_{n} - b_{1} y_{n-1}$$

= $\frac{1}{CR} x(n) + \exp(-\frac{T}{CR}) y(n-1)$ (5)

ここで**図9**に示すようなパルス波を入力し,**図**10に示したようにパルスのピークが入力された点をy(n-1)とし,ピークから1サンプル後をy(n)とすると,

$$y(n) = 0 + \exp(-\frac{T}{CR})y(n-1)$$
 (6)

となる。y(n), y(n-1), T が測定可能なので,

$$CR = -\frac{T}{\ln \frac{y(n)}{y(n-1)}} \tag{7}$$

とすることで,時定数 CR を求める。



図9 入力パルス



4.1.2 ハイパスフィルタの時定数 CR の推定方法について

ハイパスフィルタの伝達関数である(2)式に,次の双1次 z 変換を用いると,

$$s \to 1 - z^{-1} , \tag{8}$$

$$s + \alpha \rightarrow 1 - z^{-1} \exp\left(-\alpha T\right).$$
 (9)

したがって,以下の様に変形できる。

$$\frac{s}{s+\frac{1}{CR}} \Rightarrow \frac{1-z^{-1}}{1-z^{-1}\exp\left(-\frac{T}{CR}\right)}.$$
(10)

式10)よりフィルタの入出力は次式のように表せる。

$$y(n) = \frac{1}{CR} x(n) - \frac{1}{CR} x(n-1) + \exp(-\frac{T}{CR}) y(n-1)$$
(11)

ここで図11に示すような矩形波を入力し,図12のに示したように矩形波の矩形の山の最後の点を y(n-2),山





から降りた点を y (n-1) とし, その次の点を y (n) とすると,

$$y (n-1) = 0 - \frac{1}{CR} x (n-2) + \exp(-\frac{T}{CR}) y (n-2)$$
(12)
$$y (n) = \exp(-\frac{T}{CR}) y (n-1)$$
(13)

$$CR = \frac{T}{\ln \frac{y(n)}{y(n-1)}} \tag{14}$$

とすることで,時定数 CR が求まる。

4.2 干渉の再生について

まず,式(1)の伝達関数を一般化するために分母と分子を CR で割り,次のように変形する。

$$T(j\omega) = \frac{\frac{1}{CR}}{\frac{1}{CR} + j\omega}.$$
(15)

ここで,遮断周波数 $\omega_0 = 1/CR$ を用いて,正規化すると,

$$T(j\omega) = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}}$$
(16)

となる。この式(16)よりこの伝達関数の振幅 ((T)) および位相 (の) 特性は,次のようになる

$$|T| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

$$\theta = -\tan^{-1}\frac{\omega}{\omega_0}.$$
(17)
(18)

次に信号をハイパスフィルタに入力した時の位相と振幅のずれについてであるが,ローパスフィルタと同様に, 式⁽²⁾からこの伝達関数の振幅 (*T*)) および位相 (*θ*) 特性を求めると,次のようになる。

$$|T| = \sqrt{\frac{\omega^2}{1+\omega^2}} \quad , \tag{19}$$



 $\theta = 90 - \tan^{-1} \omega$.

(20)

ここで式(17),(18)に推定した時定数 CR を代入することで,ローパスフィルタの出力された波形から,ロー パスフィルタに入力される干渉成分を推定する。推定された干渉成分を用い,式(19),20)に推定した時定数 CR を代入し、ハイパスフィルタ側にあらわれる干渉成分を再生する。

4.2.1 平均2 乗誤差について

推定精度は,図13に示したように,オシロスコープを用いて測定したハイパスフィルタの波形(測定値)と ローパスフィルタの出力より計算して求めた推定波形(推定値)の平均2乗誤差を求めることで評価した。 計算方法は以下に与えられる。

$$MSE = \sum_{0}^{n-1} (y_{hpf} - y_{est})^2 / n$$
(21)

但し yhpf をハイパスフィルタの出力値, yest を実験値, n をデータ数とする。

4.2.2 A/D(量子化誤差について)

今回の実験はオシロスコープを用いてデータを取得しているのだが,実際の機器においては受信時の A/D 変 換器の性能によって,量子化誤差が生まれる。本実験においてはオシロスコープから取得したデータに対して2 ~16bit で量子化する処理を行っている。量子化の方法についてであるが,図14に n で示した,データのピーク



図14 量子化の方法

値レンジの4倍, つまり4nのレンジを取得できるデータ幅とみなし,4nのレンジを各々のbit数で量子化するという手法をとった。

5 結 果

5.1 実験機器のスペック

信号発生器,オシロスコープ,スペクトルアナライザのスペックは表1に示した通りである。

5.2 ローパスフィルタ, ハイパスフィルタの時定数 CR の測定について

まず,スペクトルアナライザで測定して,ローパスフィルタの伝達関数を図15に,ハイパスフィルタの伝達 関数を図16に示した。縦軸が振幅 [dB],横軸が周波数 [hz] になっている。

フィルタのカットオフ周波数は一般に,通過域の平坦部より 3dB 減衰した点をいう。ローパスフィルタの カットオフ周波数の真値は図15より 684.3Hz, ハイパスフィルタは同様に図16より 205.0Hz となった。

図16,図15ともに 10Hz 付近に歪みがでているが,この原因については機器の特有なものなので結果には特に影響は無い。

次に推定値についてであるが,ローパスフィルタの推定値は100個のデータ(パルス)につき,それぞれ3章 に記述した方法で推定を行い,その平均値を推定値とした。結果,CRの推定値が0.000256となり,これより カットオフ周波数は621.699Hzと推定された。

ハイパスフィルタの CR の推定値であるが,こちらは矩形波をいれた際の雑音成分が大きかったことを考慮

機器	項目	内容	
信号発生器	解像度	14-bit	
	サンプルレート	100MHz	
	メモリ容量	4000000/16000000 sample	
	ダイナミックレンジ	78dB	
オシロスコープ	最大サンプルレート	8GSa/s	
	チャンネル数	4	
スペクトルアナライザ	入力特性	$10 \mathrm{Hz}{\sim}500 \mathrm{MHz}$	
	入力アッテネータ	0~50dB, 10dB ステップ	
	IF バンド幅	2, 10, 30, 100, 300, 1k, 3k, 10k, 30kHZ	
	インピーダンス	50Ω 公称	

表1 使用機器のスペック表



図15 ローパスフィルタのスペクトル応答



図16 ハイパスフィルタのスペクトル応答

し,20個の矩形波を平均化し,それぞれを対数近似を用い,3章に述べた方法で CR を推定し,それらの10個 の平均を取ることで推定値とした。結果,291.0148Hz が推定値となった。

5.3 干渉の再生について

ローパスフィルタの出力から推定した,ハイパスフィルタ側にあらわれる干渉についてであるが,3章で述べた通り,平均2乗誤差を求めることで評価した。図17に示したのは平均2乗誤差・周波数のグラフであるが,受 信信号をハイパスフィルタの出力で正規化を行ったものである。図18に示したのが平均2乗誤差・解像度の結果 である。図19に示したのが正規化を行わなかった場合の平均2乗誤差・周波数のグラフである。

この図17より, A/D 変換器の解像度が2ビットの場合には量子化が粗すぎるため,平均2乗誤差が増加して いることがわかる。また,干渉成分が50Hz の場合には,ハイパスフィルタの特性により十分に干渉を抑圧し, 干渉波出力が十分小さくなる。したがって,再生した干渉をハイパスフィルタの出力から引き算するとかえって 干渉を増加してしまうことになる。干渉成分が100~200Hz の範囲においては再生した干渉信号をハイパスフィ ルタの出力から引き算することにより,干渉を抑圧することができる。例えば,100Hz の正規化平均2乗誤差 は0.25 になる。これは干渉成分の振幅を 1/2 に抑圧することになり,A/D 変換器の要求を1ビット緩和するこ ととなる。干渉成分が200Hz 以上になると,ローパスフィルタの出力に含まれる干渉成分が小さくなり推定精 度が悪化する。したがって干渉抑圧効果が悪化し,平均2乗誤差が増加する。図18,19は正規化を行わなかっ



図17 ハイパスフィルタの出力で正規化を行った場合の最小2乗誤差と周波数の関係



図19 最小2 乗誤差と周波数の関係

た場合の平均2乗誤差と干渉成分の周波数の関係を示している。この場合にはフィルタの特性を含めた干渉抑圧 効果を示すことになる。図18より A/D 変換器の解像度は6ビット以上必要とすることがわかる。また図19と図 17を比較すると 50Hz の場合,図17においては平均2乗誤差が増加しているが,図19においては減少している。 これはハイパスフィルタの応答によって、ハイパスフィルタの出力に含まれる干渉成分が小さいためである。ま た,図18より,平均2乗誤差のレンジが0.3~0.003 程度になっていることが読み取れる。元の信号の大きさが 1 であることから,要求される A/D のダイナミックレンジは 約 1/0 ですむことがわかる。

6 結 論

本研究では眞田,池原の論文^[2]において提案された A/D 変換方式を,アナログの1次ローパスフィルタおよ びハイパスフィルタを用いて実験し,性能の評価を行った。フィルタの係数(時定数 CR)を推定し,ローパス フィルタの出力波形から含まれる干渉成分を推定し、さらにハイパスフィルタの出力に含まれる干渉成分を再生 した。平均2乗誤差を用いて干渉の除去の性能評価を行い,100Hz~200Hz においては干渉信号を抑圧できるこ とが確認できた。これにより, A/D 変換器に必要なダイナミックレンジを約1ビット減らすことができること がわかった。また,フィルタを含めた特性においては,A/D 変換器のダイナミックレンジを 約 📙 (約5ビット) に緩和できることが確認できた。

今後の検討課題としては,提案方式は一度データをメモリに取り込んでから処理を行っているから為,ノンリ

アルタイムシステムなのでリアルタイムシステムを実装することがあげられる。

参考文献

- [1] Y. Sanada and M. Ikehara, "Digital Compensation Scheme for Coefficient Errors of Complex Filter Bank Parallel A/D Converter in Low-IF Receivers," IEICE Trans. on Commun., vol. E85-B, no. 12, pp.2656-2662, Dec. 2002.
- [2] Y. Sanada and M. Ikehara, "Digital Compensation Scheme for Coefficient Errors of Complex Filter Bank Parallel A/D Converter in Low-IF Receivers," IEICE Trans. on Commun., vol.E85-B, no.12, pp.2656-2662, Dec. 2002.
- [3] J.Mitora III, D.Chester, S.Haruyama, T.Turletti, and W. Tuttlebee, "Globalization of Software Radio," IEEE Communications Magazine, vol.37, no.2, pp.82-83, February 1999.
- [4] J.Mitora III, "Technical Challenges in the Globalization of Software Radio", IEEE Communications Magazine, vol.37, no.2, pp.84-89, February 1999.
- [5] 奥村善久,進士昌明,"移動通信の基礎",社団法人電子情報通信学会,pp. 62-63,昭和61年10月1日初版。
- [6] C.Dick, and F.J.Harris, "Configurable Logic for Digital Communications: Some Signal Processing Perspective," IEEE Communications Magazine, vol.37, no.8, pp.107-111, August 1999.
- [7] B.Razabi, "Design Consideration for Direct-Conversion Receivers," IEEE Trans. on Circuits Syst. II, vol.44, no.6, pp.428-435, June 1997.
- [8] H.Tsurumi and Y.Suzuki, "Broadband RF Stage Architecture for Software-Defined Radio in Handheld Terminal Applications," IEEE Communications Magazine, pp.90-95, Feb.1999.
- [9] W.Namgoong and T.H.Meng, "Direct-conversion RF Receiver Design," IEEE Trans. on Commun., vol.49, no.3, pp.518-529, March 2001.
- [10] J.Crols and M.S.J.Steyaert, "Low-IF Topologies for High-Performance Analog Front Ends of Fully Integrated Receivers," IEEE Trans. on Circuits Syst.II,vol.45, no.3, pp.269-282, March 1998.
- [11] R.H.Walden, "Analog-to-Digital Converter Survey and Analysis," IEEE JSAC, vol.17, no.4, pp.539-550, April 1999.
- [12] A.K.Salkintzis, "ADC and DSP Challenges in the development of Software Radio Base Stations," IEEE Personal Communications, pp.47-55, August 1999.
- [13] A.Petraglia and S.K.Mitra, "High Speed A/D Conversion incorporating a QMF Bank," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.41, pp.427-431, June 1992.
- [14] I.Galton and H.T.Jensenm "Oversampling parallel delta-sigma modulation A/D Conversionm" IEEE Trans. Circuits Syst. IIm vol.43, pp.801-810, Dec. 1996.
- [15] R.khoini-Poorfard, L.B. Lim, and D.A.Johns, "Time-Interleaved Oversampling A/D Converters: Theory and Practice," IEEE Trans. on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, vol.44, no.8, pp.634-645, August 1997.
- [16] D.Miyazaki and S.Kawahito, "Low-power Area-efficient Design of Embedded High-speed A/D Converters," IECEI Trans. Electro., vol.E83-C, no.11, Nov.2000.
- [17] A.Petragria and S.K.Mitra, "Effects of Cofficient Inaccuracy in Switched-Capacitor Transversal Filters," IEEE Trans. on Circuits and Systems, vol.38, no.9, pp.977-983, Sept.1991.

発表 資料

題名	掲 載 誌 ・ 学 会 名 等	発表年月
Digital Compensation Scheme for Coefficient Errprs of Complex Filter Bank Parallel A/D Converter in Low-IF Receivers	IEICE Trans. on Commun.	2002年12月
Ubiquitous Wireless Communications ~ Possibility of Software Defined Radio ~	ISAP i-02	2002年11月
Decorrelating Compensation Scheme for Coefficient Errprs of a Filter Bank Parallel A/D Converter	SDR Technival Conference 2002	2002年11月
Decorrelating Compensation Scheme for Coefficient Errprs of a Filter Bank Parallel A/D Converter	IEEE VTC 2002F	2002年 9 月
Digital Compensation Scheme for Coefficient Errprs of Complex Filter Bank Parallel A/D Converter in Low-IF Receivers	IEEE VTC 2002S	2002年 5 月
フィルタバンク並列 A/D 変換方式用デコ リレータ型係数誤差補償法における係数推 定誤差の影響	電子情報通信学会総合大会	2002年3月