한국군사과학기술학회지 제13권 제3호, pp. 405~412, 2010년 6월

학술논문 전자 · 통신 부문

디지털 필터뱅크 기반 플렉서블 위성중계기를 위한 채널화 기법의 성능비교 연구

Performance Comparison of Channelization Schemes for Flexible Satellite Transponder with Digital Filter Banks

이 동 훈* 김 기 선*
Donghun Lee Kiseon Kim

Abstract

The purpose of this paper is to compare complexity and to assess flexibility of competing transponder architectures for satellite communication services. For performance comparison, we consider three channelization techniques: digital down converter(DDC) based on the use of the cascaded integrator-comb(CIC) filter, tuneable pipeline frequency transform(T-PFT) based on the tree-structure(TS) and variable oversampled complex-modulated filter banks(OCM-FB) based on the polyphase FFT(P-FFT). The comparison begins by presenting a basic architecture of each channelization method and includes analytical expressions of the number of multiplications as a computational complexity perspective. The analytical results show that DDC with CIC filter requires the heavy computational burden and the perfect flexibility. T-PFT based on the TS provides the almost perfect flexibility with the low complexity over DDC with the CIC filter for a large number of sub-channels. OCM-FB based on the P-FFT shows the high flexibility and the best computational complexity performance compared with other approaches.

Keywords : Satellite Transponder(위성 중계기), Channelization(채널화), Complexity(복잡도), Flexibility(유연성)

1. 서 론

사용자의 다양한 서비스 요구로 인하여 위성 중계기는 실시간 마다 변화하는 사용자수와 각 사용자 마다 서로 다른 데이터 전송 서비스를 제공해야한다. 이로 인하여 차기 위성 통신은 동시에 많은 수의 서브채널을 처리 하고 신호대역이 다른 서브채널 신호의 주파수를 지상 단말의 요구에 따라 변환하는 기능은 처리하는 플렉서블 위성 중계기가 필수적으로 요구된다.

신호대역이 다양하게 변화하는 많은 수의 서브채널을 아날로그 기법을 이용하여 구현하면 각 서브채널당 독립적인 신호처리가 요구되어 서브채널의 수에 비례하여 시스템 복잡도가 증가한다. 수백 MHz 이상의 샘

† 2010년 1월 20일 접수~2010년 5월 20일 게재승인
* 광주과학기술원(Gwangju Institute of Science and Technology)
책임저자 : 김기선(kskim@gist.ac.kr)

플링률을 갖는 신호를 처리할 수 있는 ADC(Analog to Digital Converter)와 DAC(Digital to Analog Converter) 기술의 발달로 디지털 필터뱅크(FB : Filter Banks)는 많은 수의 서브채널을 동시에 처리 하고 신호대역이 다른 서브채널 신호의 주파수를 지상 단말의 요구에 따라 동시 변환하여 위성중계기의 시스템 복잡도를 줄일 수 있다.

디지털 필터뱅크를 이용한 채널화(channelization) 기법은 per-channel 기법[1,2], TS 기법[3~6] 그리고 polyphase FFT 기법[7~10]으로 크게 3가지로 나뉜다. DDC(Digital Down Converter)를 이용하는 per-channel 기법은[1] 완벽한 유연성(flexibility)을 갖고 있지만 서브채널의 수가 증에 함에 따라 비례적으로 복잡도가 증가하여 다른 방식들 보다 시스템 복잡도가 가장 높다는 단점이 있다. 이러한 per-channel 방식의 단점을 보완하고자 Oh[2]는 곱셈 연산량이 필요없는 CIC(Cascaded Integrator-Comb) 필터를 이용하여 시스템 복잡도를 저감하는 DDC 기법을 제안하였다. TS(Tree-Structure) 기법은 모든 스테이지(stage)에 동일한 half-band 필터를 이용하여 높은 유연성을 갖으면서 상대적으로 적은 연산복잡도가 요구된다[3~5]. 유연성을 더욱 향상시키기 위하여 RFEL사[6]은 TS 기법과 per-channel 기법을 접목시킨 T-PFT(Tuneable Pipeline Frequency Transform)기법을 제안하였다. T-PFT기법은 coarse tuning과 fine tuning으로 각 서브채널의 채널화를 수행한다. 우선 기존의 TS 기법을 이용하여 입력된 신호를 coarse tuning하고 DDC를 이용한 per-channel 기법으로 fine tuning을 수행하여 기존의 TS 방식보다 유연성이 높다. P-FFT(Polyphase FFT)[7~9]은 연산복잡도 측면에서 다른 방식들보다 가장 우수한 성능을 갖는다. 하지만 모든 서브채널을 처리 시 하나의 프로토타입 필터(prototype filter)를 이용하고 FFT 알고리즘을 이용하기 때문에 모든 서브채널의 중심주파수 간격이 동일하여 유연성이 떨어진다는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 Johansson[10]는 고정형 디지털 필터뱅크와 간단한 채널 스위치를 이용하여 유연성을 개선하는 OCM-FB(Oversampled Complex- Modulated Filter Banks) 기법을 제안하였다.

최신의 알고리즘 분석 연구는 기존 알고리즘의 장단점을 비교 분석하여 추후 성능 개선된 알고리즘을 개발하는데 많은 기여를 하므로 이에 대한 연구는 중요하다. 최근 높은 유연성과 고속의 데이터 전송 속도를 갖는 서비스를 제공하는 플렉서블 위성 중계기의 역할은 증대 되어 새로운 위성중계 기법들에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. Kumar[11,12]는 오래된 채널화 기법의 연산 복잡도를 비교 분석하였다. 하지만 CIC 필터를 기반으로 하는 DDC 기법[2], TS방식과 per-channel방식을 접목한 T-PFT 기법[9] 그리고 고정형 디지털 필터뱅크와 채널 스위치를 이용하는 OCM-FB 기법[10]등 최신의 채널화 기법에 대한 정량화된 복잡도 분석에 관한 연구는 이루어지지 않았다.

본 논문에서는 최신의 플렉서블 위성 중계기법들의 정량화된 복잡도와 유연성를 비교 분석한다. 이를 위해 최신 채널화 기법인 CIC 필터를 기반으로 하는 DDC 기법[2], TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법[6] 그리고 P-FFT를 이용하는 OCM-FB기법[10]을 고려한다. 플렉서블 위성 중계기의 복잡도를 분석하기 위하여 정의된 기저대역 샘플당 곱셈 연산량의 해석적 식을 유도하고 이를 명확히 하기 위하여 유도과정을 포함하여 제시한다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 2장에서는 위성중계기의 기본 구조에 대해 설명하고, 3장에서는 플렉서블 위성중계기의 성능을 비교 분석한다. 또한 4장에서는 분석결과에 대한 논의하고 마지막으로 5장에서 결론에 대해 설명한다.

2. 위성중계기의 기본 구조

사용자의 서비스 요구가 다양해지면서 플렉서블 위성 중계기는 실시간 마다 변화하는 사용자수와 각 사용자 마다 서로 다른 데이터 전송 서비스를 제공해야 한다. 한 명의 사용자가 하나의 서브채널을 갖는다고 가정한다면 실시간을 변화하는 사용자 요구 환경에 의해서 위성 중계기에서 처리해야 할 서브채널 수와 각 서브채널 신호의 대역이 변화한다. 유연성(flexibility)은 이러한 신호를 처리할 수 있는 플렉서블 위성중계기의 성능을 나타내는 척도로 플렉서블 위성 중계기의 주요 기능은 다음과 같다.

1) 채널화(channelization) : 다중서브채널 신호에서 원하는 서브채널의 신호를 필터링하는 기능
2) 주파수 변환(frequency shifting) : 원하는 주파수 대역으로 서브채널의 신호를 주파수 변환하는 기능
3) 역채널화(de-channelization) : 신호의 왜곡없이 주파수 변환된 다중사용자의 신호를 결합하는 기능

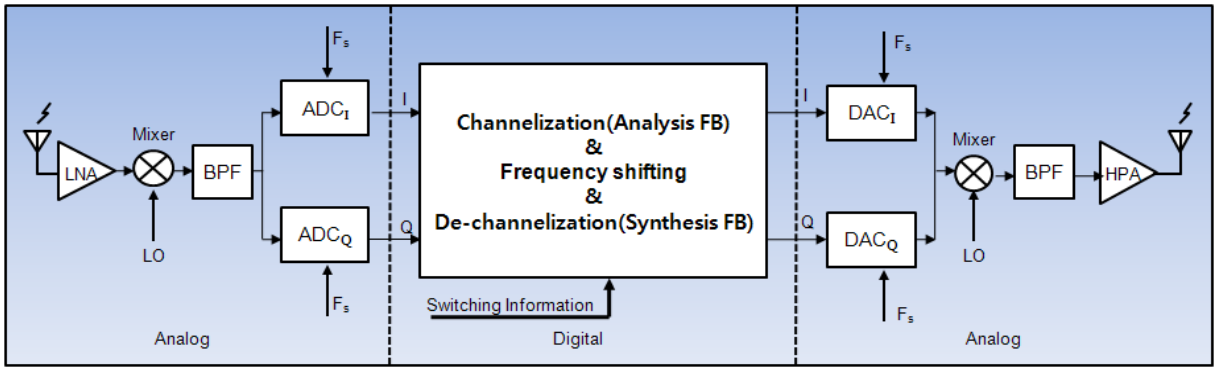


Fig. 1. 디지털 필터뱅크 기반 플렉서블 위성 중계기의 블록도(Block diagram of the flexible satellite transponder based on digital filter banks)

Fig. 1은 디지털 필터뱅크 기반 플렉서블 위성 중계기의 블록도이다. 서브채널의 수가 많고 각 서브채널의 신호대역이 다양한 경우 디지털 필터뱅크(analysis FB/synthesis FB)를 이용하면 시스템 연산 복잡도를 줄일 수 있다. 지상단말로부터 입력되는 신호는 수신 안테나, LNA(Low-Noise Amplifier), 대역 통과 필터(BPF : BandPass Filter) 그리고 LO(Local Oscillator)를 통과한다. LO에서 주파수 하향변환된 수신 신호는 샘플링률을 줄이기 위하여 두개의 ADC(Analog to Digital Convertor)를 이용하여 quadrature sampling을 수행한다. ADC를 거친 수신신호는 analysis FB로 구현된 채널화 블록에서 원하는 서브채널을 필터링한다. Analysis FB는 대역통과 필터링과 ADC로 부터의 높은 샘플링률을 기저대역의 낮은 샘플링률과 낮추는 decimation을 수행한다. Analysis FB에서 원하는 서브채널로 필터링된 신호는 채널 스위칭 정보를 이용하여 원하는 주파수 대역으로 주파수 변환된다. 주파수 변환된 신호는 역채널화(synthesis FB) 블록에서 디지털 신호처리 중 발생한 간섭 신호를 제거한다. 역채널화 블록은 기저대역의 낮은 샘플링률을 DAC(Digital to Analog Convertor)와 동일한 샘플링률로 높이는 interpolation과 대역통과 필터링을 수행한다. 역채널화 블록에서 출력된 신호는 LO, 대역 통과필터 그리고 HPA(High-Power Amplifier)를 거쳐 재송신 된다.

최신의 알고리즘들을 비교 분석하는 연구는 각 알고리즘의 장점과 단점을 분석하여 성능 개선된 알고리즘을 개발하는데 많은 기여를 하므로 이에 대한 연구는 중요하다. 최근 높은 유연성과 고속의 데이터 전송 속도를 갖는 서비스를 제공하는 위성 중계기의 역할은 증대 되어 새로운 위성중계 기법들에 대한 많은 연구가 이루어지고 있지만 기존 연구[11]는 오래된 기법들의 연산 복잡도만을 비교하였다. 이를 보완 하기 위하여 본 연구에서는 최신의 플렉서블 위성중계 기법들에 대한 정량화된 복잡도와 유연성을 비교 분석한다. 또한 정량화된 복잡도 분석을 위해 정의된 기저대역 샘플당 곱셈 연산량의 해석적 식을 유도과정을 포함하여 제시한다.

3. 플렉서블 위성중계기의 성능비교

Fig. 1에서 알 수 있듯이 플렉서블 위성 중계기의주요 기능은 채널화 블록, 주파수 변환 블록 그리고 역채널화 블록이다. 기저대역 샘플링율을 갖는 주파수 변환 블록 보다 ADC와 DAC와 동일한 샘플링율을 갖는 채널화 기법과 역채널화 블록에 의해 플렉서블 위성중계기의 연산 복잡도가 결정된다. 또한 채널화 기법과 역채널화 기법은 상호적인 관계로 거의 동일한 복잡도를 가지므로 채널화 기법의 연산 복잡도 비교한다. 연산 복잡도 비교를 위해 기저대역 샘플당 곱셈 연산량을 정의하고 이를 비교한다. 본 논문에서는 채널화 기법인 CIC 필터를 이용하는 DDC 기법[2], TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법[6] 그리고 P-FFT를 이용하는 OCM-FB기법[10]을 고려한다.

가. CIC필터를 이용한 DDC 기법

Fig. 2는 CIC 필터를 기반으로 하는 DDC 기법[2]이다. ADC로 부터의 N개의 서브채널 신호가 N개의 DDS

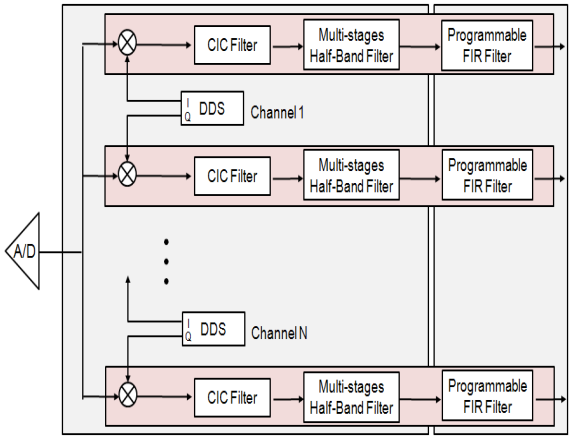


Fig. 2. CIC필터를 이용한 DDC 기법 블록도(Block diagram of DDC with the CIC filter)

(Direct Digital Synthesis)에 의해 하향변환된다. DDS의 최소 해상도가 Hz단위 이기 때문에 DDS를 이용한 채널화 기법은 완벽한 유연성을 갖는다. CIC 필터는 곱셈 연산을 하지 않으므로 기존의 per-channel 기법[1]보다 연산 복잡도를 저감된다. 또한 다단의 half-band 필터는 pass-band droop를 보상하기 위하여 사용된다. 마지막으로 programmable FIR 필터는 원하는 서브채널을 최적으로 필터링하기 위하여 사용된다.

Fig. 2로부터 알 수 있듯이 CIC 필터를 이용한 DDC 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량은 Mixer 부분, Multi-stage Half-band filter 부분 그리고 Programmable FIR filter 부분으로 나뉜다. 식 (1)은 CIC 필터를 이용한 DDC기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량이다.

Fig. 2로부터 알 수 있듯이 CIC 필터를 이용한 DDC 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량은 Mixer 부분, Multi-stage Half-band filter 부분 그리고 Programmable FIR filter 부분으로 나뉜다. 식 (1)은 CIC 필터를 이용한 DDC기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량이다.

$$C_{DDC}=\frac{M_{DDC}}{f_s}=\frac{T_{ch}\times[M_{Mixer}+M_{Multi}+M_{\mathrm{Prog}}]}{f_s} \quad (1)$$

여기에서 T_{ch}는 전체 서브채널 수, f_s는 기저대역 샘플링률, M_{Mixer}는 Mixer의 연산량, M_{Multi}는 Multi-stage Half-band filter의 연산량 그리고 M_{Prog}은 Programmable FIR filter의 연산량이다. 각 서브채널당 요구되는 곱셈 연산량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}M_{Mixer}&=Mixer_{IF}\times F_s\\ M_{Multi}&=2\times(Tap_{Half}\times\frac{F_s}{2\times M})\\ &\quad+2\times(Tap_{Half}\times\frac{F_s}{4\times M})+\ldots\\ M_{\mathrm{Prog}}&=2\times Tap_{FIR}\end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 $Mixer_{IF}$는 서브채널당 IF 믹서의 수, F_s는 ADC 샘플링율, M은 CIC 필터의 decimation ratio, Tap_{Half}는 half-band 필터의 탭 수 그리고 Tap_{FIR}은 programmable FIR 필터의 탭 수이다. 따라서 CIC 필터를 이용한 DDC 기법의 기저대역당 곱셈 연산량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}C_{DDC}=T_{ch}\times[&Mixer_{IF}\times D_{tot}\\ &+2\times(Tap_{Half}\times\frac{D_{tot}}{2\times M})\\ &+2\times(Tap_{Half}\times\frac{D_{tot}}{4\times M})+\cdots\\ &+2\times(Tap_{FIR})]\end{aligned} \quad (3)$$

여기에서 $D_{tot}(=F_s/f_s)$는 전체 decimation ratio이다. 식 (3)으로부터 CIC 필터가 곱셈연산이 필요하지 않아 기존의 per-channel 기법보다 기저대역당 곱셈연산량이 저감됨을 알 수 있다. 하지만 믹서단에서 샘플링률 F_s와 서브채널수 T_{ch} 그리고 전체decimation ratio D_{tot}에 비례하여 연산복잡도가 증가함을 알 수 있다.

나. TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법

Fig. 3은 TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법[6]의 블록도로 채널화 과정이 coarse tuning과 fine tuning으로 나뉜다. PS기법의 다단 half-band 필터를 이용하여 신호를 coarse 필터링하고 NCO(Numerically Controlled Oscillator)와 LO를 이용하여 fine 필터링한다. TS를 기반으로 하는 T-PFT기법은 채널화와 유연성 측면에서 기존의 TS기법보다 개선되고 per-channel 기법보다 LUT (Look-Up Table)의 크기가 줄어드는 장점이 있다.

Fig. 3로부터 알 수 있듯이 TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법의 곱셈 연산량은 coarse tuning 부분 M_{Coarse}과 fine tuning 부분 M_{Fine}으로 나뉜다. 따라서 TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량은 다음과 같다.

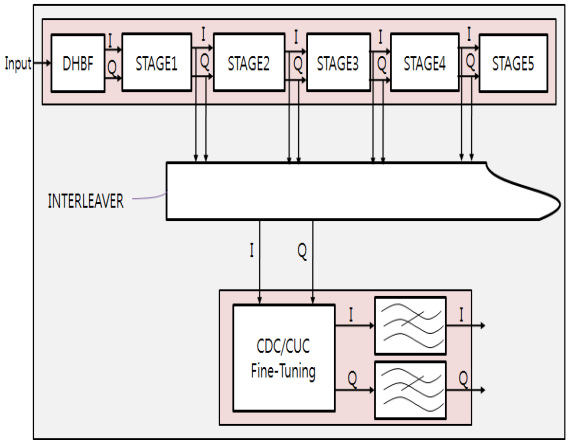


Fig. 3. TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법 블록도(Block diagram of T-PFT based on TS)

$$C_{TREE} = \frac{M_{TREE}}{f_s} = \frac{[M_{Coarse} + M_{Fine}]}{f_s} \tag{4}$$

Coarse tuning에서의 샘플링율이 fine tuning보다 훨씬 높기 때문에 fine tuning에 의한 연산 복잡도는 매우 작아 fine tuning에 의한 연산 복잡도는 무시한다. Coarse tuning 또한 Mixer 부분 M_{Mixer}과 filter 부분 M_{Filter}으로 나뉘어 기저대역 샘플당 곱셈 연산량 다음과 같이 정리된다.

$$\begin{aligned} C_{TREE} &\approx \frac{[M_{Mixer} + M_{Filer}]_{Coarse}}{f_s} \\ &= Mixer_{IF} \times \sum_{i=1}^{S-1} 2^{i-1} \frac{D_{tot}}{2^i} \\ &\quad + 2 \times Tap_{Half} \times \sum_{i=0}^{S-1} 2^{i+1} \frac{D_{tot}}{2^i} \\ &= Mixer_{IF} \times \frac{(S-1) D_{tot}}{2} \\ &\quad + 4 \times Tap_{Half} \times S \times D_{tot} \end{aligned} \tag{5}$$

식 (5)는 TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량으로 S는 coarse tuning에서 사용되는 다단 half-band 필터의 stage 수이다. 식 (5)로부터 곱셈 연산량은 다단 half-band 필터의 stage 수 S 그리고 전체 decimation ratio D_{tot}에 비례하여 연산복잡도가 증가함을 알 수 있다.

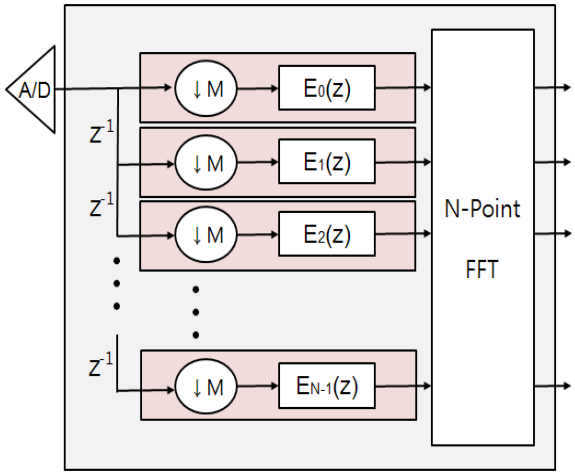


Fig. 4. P-FFT를 이용한 OCM-FB 기법 블록도(Block diagram of OCM-FB based on P-FFT)

다. P-FFT를 이용한 OCM-FB 기법

Fig. 4는 P-FFT를 이용한 OCM-FB의 블록도이다. 이 기법은 서브채널을 필터링하기 위하여 polyphase 필터와 효과적으로 각 서브채널을 기저대역 샘플링률로 변환하기 위하여 FFT 알고리즘을 이용한다. 기존의 P-FFT 기법들[7~9]은 서브채널의 필터링 대역이 고정되어 있는 반면 OCM-FB 기법은 고정 디지털 필터뱅크와 간단한 채널 스위치를 이용하여 유연성을 개선한다. Oversampling에 의한 replica를 이용하여 최소 서브채널의 대역폭 단위로 필터링 대역을 조정 할 수 있고 간단한 채널 스위치로 서브채널의 주파수 변환을 수행한다. 또한 고정형 디지털 필터뱅크를 이용하여 복잡도를 저감한다. Fig. 4로부터 알 수 있듯이 OCM-FB 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량 다음과 같다.

$$C_{OCM-FB} = \frac{M_{OCM-FB}}{f_s} = \frac{[M_{Ploy} + M_{FFT}]}{f_s} \tag{6}$$

즉, OCM-FB 기법의 곱셈 연산량은 polyphase 필터링 부분 M_{Ploy}과 FFT 부분 M_{FFT}로 나뉜다. Polyphase 필터링과 FFT 모두 기저대역 샘플링율을 가지므로 Cooley의 FFT 알고리즘을 가정하였을 때 OCM-FB 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} C_{OCM-FB} &= [2 \times Tap_{Half}] \\ &\quad + 4 \times FFT_{size} \times \log_2(FFT_{size}) \end{aligned} \tag{7}$$

여기에서 F_{size}는 FFT 크기이고 Tap_{Half}는 prototype FIR 필터의 탭 수이다. OCM-FB 기법은 기저대역 샘플당 곱셈 연산량은 polyphase 필터링 부분과 FFT 부분으로 나뉜다. 식 (7)로부터 연산 복잡도는 FFT_{size}과 Tap_{Half}에 의해 각각 결정됨을 알 수 있다. 또한 OCM-FB 기법의 연산 복잡도는 기저대역 샘플링율로 polyphase 필터링과 FFT 연산을 수행하기 때문에 D_{tot}와 관계없다.

4. 성능분석

본 장에서는 3가지 최신의 채널화 기법의 성능을 분석한다. 연산 복잡도는 MATLAB 시뮬레이션을 이용하여 규격을 만족하는 필터의 탭 수로 기저대역당 요구하는 곱셈 연산량이다.

가. 주요 파라미터

Table 1은 각 채널화 기법의 파라미터이다. 서브채널의 신호는 IF 중심 주파수가 70MHz이고 대역이 500 kHz에서 50MHz로 변화함을 가정한다. 이러한 조건하에서 Nyquist 샘플링 주파수를 만족하기위하여 ADC의 샘플링 주파수 F_s를 210MHz로 한다. $Mixer_{IF}$=2인 quadrature 샘플링을 고려하였을 때 완벽한 신호복원을 위해 신호대역이 500kHz인 신호의 기저대역 샘플링률 f_s는 500kHz이다. T-PFT 기법의 경우 coarse tuning 최종 단에서의 샘플링률이 기저대역 샘플링률 f_s보다 커야하므로 S=8이다. 각 채널화 기법에 사용되는 필터의 탭수는 연산 복잡도를 결정하는데 중요한 요소이다. 복잡도 비교를 위하여 MATLAB을 이용하여 다음 조건을 만족하는 필터의 탭수를 결정한다.

Table 1. 각 채널화 기법의 파라미터(Analysis parameters for each channelization)

Fundamental parameters		
T_{ch}	Max. number of sub-channel	100
Fs	ADC sampling rate	210MHz
D_{tot}	Maximum Decimation	416
f_s	Min. sampling rate at baseband	500kHz
S	Number of stage for tree structure	8
f_{IF}	IF frequency	70MHz
$Mixer_{If}$	Number of IF mixer	2
Tap_{Half}	Number of Half-band filter Taps for DDC approach	6,10,14
	Number of Half-band filter Taps for T-PFT approach	7
Tap_{FIR}	Number of FIR filter Taps for DDC approach	30
	Number of FIR filter Taps for OCM-FB approach	3253
FFT_{size}	FFT size	128

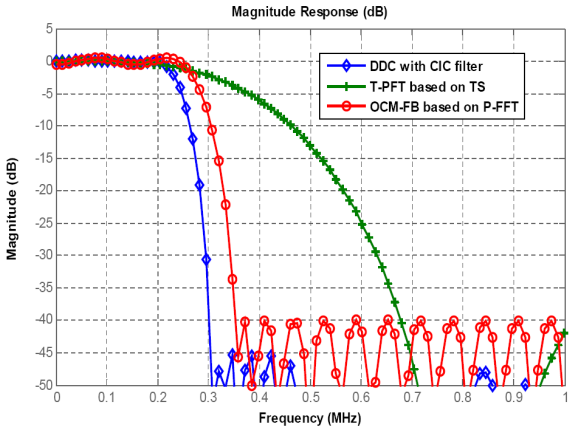


Fig. 5. 각 채널화 기법의 주파수 응답(Frequency response of each channelization)

1) passband edge frequency : 250kHz
2) passband ripple : 1dB(peak to peak)
3) minimum attenuation in stopband : 40dB

Fig. 5는 각 채널화 기법의 주파수 응답특성으로 모든 기법이 위의 필터규격을 만족함을 알 수 있다.

나. 복잡도와 유연성 분석

Fig. 6은 Nyquist 샘플링률(D_{tot}=416)인 경우 각 채널화 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량이다. 그림으로부터 OCM-FB 기법이 다른 기법들보다 연산 복잡도성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

이러한 연산 복잡도 저감은 polyphase 필터와 FFT 신호처리를 기저대역에서 효과적으로 수행하였기 때문이다. CIC 필터를 기반으로 하는 DDC 기법은 서브채널의 수에 비례하여 연산복잡도가 증가하여 서브채널이 100개 이상인 경우 시스템 복잡도가 가장 큼을 알 수 있다. 또한 DDC 기법은 T_{ch}=8에서 OCM-FB 기법과 연산 복잡도가 동일한다.

Fig. 7은 오버샘플링 factor가 4(D_{tot}=104)인 경우 각

채널화 기법의 기저대역 샘플당 곱셈 연산량이다. DDC 기법과 T-PFT 기법은 오버샘플링 factor에 의해 D_{tot}가 줄어들기 때문에 Nyquist 샘플링률(D_{tot}=416)인 경우보다 연산 복잡도가 저감된다. 이와 반대로 OCM-FB 기법은 연산 복잡도가 D_{tot}와 무관하므로 Nyquist 샘플링률(D_{tot}=416)인 경우와 복잡도가 동일하다. 따라서

DDC 기법은 T_{ch}=20에서 T-PFT 기법은 T_{ch}=65에서 OCM-FB 기법과 연산 복잡도가 각각 동일하다. 오버샘플링 factor가 4(D_{tot}=104)일 때 DDC 기법은 서브채널의 수가 20개 이하인 경우 OCM-FB 기법은 20 이상인 경우 복잡도 성능이 각각 가장 우수하다.

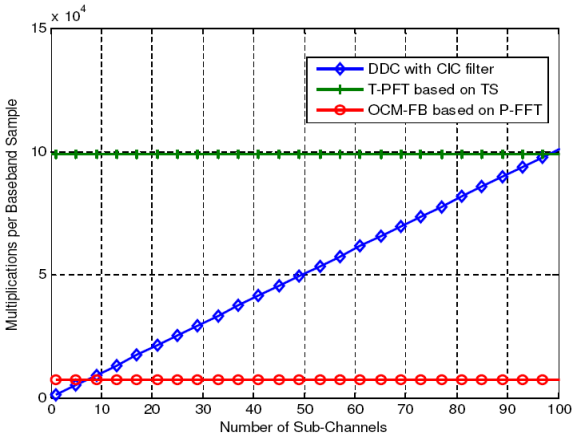


Fig. 6. Nyquist 샘플링률인 경우 곱셈 연산량(Number of multiplications for Nyquist sampling)

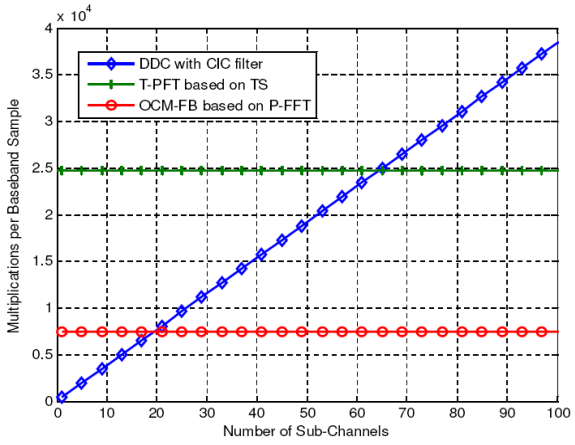


Fig. 7. 오버샘플링 factor가 4인 경우 곱셈 연산량 (Number of multiplications for 4 over-sampling)

5. 결 론

본 논문에서는 플렉서블 위성 중계기의 복잡도와 유연성을 비교 분석을 하였다. 성능 분석을 위하여 CIC 필터를 기반으로 하는 DDC 기법, TS를 기반으로 하는 T-PFT 기법 그리고 P-FFT를 기반으로 하는 OCM-FB를 고려하였다. 연산 복잡도를 분석하기 위하여 각 채널화 기법에서 요구되어지는 곱셈 연산량을 해석적 식으로 제시하였다. DDC 기법은 유연성은 완벽하지만 다른 기법들보다 연산복잡도가 큼을 알 수 있었다. 오버샘플링 factor가 4(D_{tot}=104) 일 때 DDC 기법은 서브채널의 수가 20개 이하인 경우 복잡도 성능이 가장 우수함을 보였다. T-PFT 기법은 연산 복잡도 측면에서 DDC 기법 보다 유연성 측면에서 OCM-FB 기법 보다 성능이 우수하였다. P-FFT를 기반으로 하는 OCM-FB 기법은 유연성이 높고 다른 기법들보다 복잡도 성능이 가장 우수 하였다. 오버샘플링 factor가 4(D_{tot}=104) 일 때 DDC 기법은 서브채널의 수가 20개 이상인 경우 복잡도 성능이 각각 가장 우수함을 보였다.

후 기

본 연구는 국방과학연구소 핵심기술응용연구사업 (UD080038ED)의 지원으로 수행되었습니다.

Reference

[1] T. Hollis, and R. Weir, The Theory of Digital Down Conversion, Hunt Engineering, Jun. 2003.

[2] H. J. Oh, S. Kim, G. Choi, and Y. H. Lee, “On the Use of Interpolated Second-order Polynimials for Efficient Filter Design in Programmable Downconversion”, IEEE J. of Select. Areas of Comm., Vol. 16, No. 8, pp. 1451～1458, Oct. 1998.

[3] H. G. Gockler, and H. Eyssele, “Study of On-board FDM Demultiplexing for Mobile SCPC Satellite Communications”, Europ. Trans. Telecommun., Vol. 3, pp. 7～30, Jan.～Feb. 1992.

[4] E. Bayha, M. Clostermann, T. Fahnle, P. Greulich, and B. Hespeler, “Multi-carrier Demodulator for Regenerative Payloads”, 6th Int. Workshop Dig. Sign.

Proc. Techn. for Space Applications DSP'98(WPP-144), Noordwijk, p. 10.1, 1998.

[5] H. G. Gockler, "A Modular Multistage Approach to Digital FDM Demultiplexing for Mobile SCPC Satellite Communications", Int. J. Satell. Commun., Vol. 6, pp. 283～288, 1988.

[6] A. Russo, TPFT - Tuneable Pipelined Frequency Transform, RF Engines Limited, Sep. 2002.

[7] B. R. Andersen, "Digital Filter Bank Designs for Satellite Transponder Payloads : Implementation on VLSI Circuits", in Proc. 15th University Personal Comm., pp. 750～754, Oct. 1996.

[8] K. C. Zangi and R. D. Koilpillai, "Software Radio Issuesin Cellular Base Stations", IEEE J. of Select. Areas of Comm., Vol. 17, No. 4, pp. 561～573, April 1999.

[9] K. C. Zangi and R. D. Koilpillai, "Efficient Filterbank Channelizers for Software Radio Receivers", in Proc. ICC 1998 - IEEE International Conference on Communications, No. 1, pp. 1566～1570 June 1998.

[10] H. Johansson, and P. Lowenborg, "Flexible Frequency-Band Reallocation Networks using Variable Oversampling Complex-Modulated Filter Banks", EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, July 2006.

[11] R. Kumar, T. M. Nguyen, C. C. Wang, and G. W. Goo, "Signal Processing Techniques for Wideband Communications Systems", in Proc. MILCOM 1999 - IEEE Military Commun. Conference, pp. 452～457, Oct. 1999.

[12] R. Kumar, D. Taggart, R. Monzingo, and G. Goo, "Wideband Gapfiller Satellite(WGS) System", in Proc. AC 2005-IEEE Aerospace Conference, pp. 1410～1417, Mar. 2005.