

다상분해 신호의 주파수 스펙트럼 압축 효과

The Frequency Spectrum Compression Effects for Polyphase Decomposition Signal

박 영 석*, 정 원 용*

Young-Seak Park*, Won-Yong Chung*

요 약

디지털신호처리에 있어서 신호의 다상분해(polyphase decomposition)는 멀티레이트(multirate) 시스템 구현에 있어서 다양한 용도로 사용된다. 특히 디지털 필터설계 등에 있어서 다채널 신호를 제공함으로써 병렬연산을 가능하게 하여 알고리즘의 성능을 개선하는데 특히 유용하다.

일반적으로 다상분해신호는 원신호를 다운샘플링을 위해 데시메이션(decimation)하기 때문에 원신호에 비해 많은 고주파 성분을 포함하여 주파수 대역이 확장되는 경향이 있다. 이러한 성질은 다상분해신호의 활용, 즉 디지털 신호처리 시스템의 구조나 성능에 상당한 제약을 초래한다. 따라서 본 연구에서는 다상분해신호에 대한 완전 대역압축 및 복원 방법을 이론적으로 제시하고 Matlab 시뮬레이션을 통하여 그 유효성을 확인한다.

Abstract

In digital signal processing, the polyphase decomposition of signal has been often used in the implementation of multirate system. Especially, in the design of digital filter and so forth the method is very useful to improve the performance of various algorithms because it provides the multi-channel for parallel processing.

Generally, the polyphase-decomposed signals tend to expand the frequency band by including more high frequencies than original signal from decimation for down sampling. This property brings about the significant limitation in the structure or the performance of digital polyphase signal processing system. In this paper we theoretically propose a perfect band compression and reconstruction method for polyphase component signals, then experimentally show its effectiveness through Matlab simulation.

Keywords : polyphase decomposition signal, multirate signal processing, down-sampling, decimation, spectrum compression, complete band compression

I. 서 론

디지털신호처리에 있어서 신호의 다상분해(polyphase decomposition)는 멀티레이트(multirate) 시스템 구현에 있어서 다양한 용도로 사용될 수 있다[1-3]. 특히 디지털 필터설계에 있어서 다채널 신호를 제공함으로써 병렬연산을 가능하게하여 알고리즘의 처리시간을 단축하는데 특히 유

용하다.[2-6]

일반적으로 다상분해신호는 다운샘플링을 위해 원신호를 데시메이션(decimation)하기 때문에 원신호에 비해 많은 고주파 성분을 포함하여 주파수 대역이 확장되게 된다. 이러한 일반적 성질은 순수한 다상구조(polyphase structure)의 필터설계 기술에 있어서는 그다지 문제가 되지않을 수도 있지만 신호의 압축기술 관점에서는 여러 문제성 해석을 초래할 수 있다.

이러한 문제점을 극복하기 위하여 본 연구에서는 다상분해된 디지털신호 그자체를 타상신호간의 상관성을 고려하여 개개 신호의 주파수 대역 및 스펙트럼의 크기를 축소하는 소위 대역압축을 수행하는 방법을 제시하고자 한다.

*경남대학교 정보통신공학부

논문 번호 : 2006-2-11 접수 일자 : 2006. 1. 17

심사 완료 일자 : 2006. 4. 25

※본 연구는 2006년도 경남대학교 학술연구장려금 지원으로 이루어졌음.

II장에서는 다상분해신호에 대한 해석이 주어지고 III장에서는 다상분해신호의 완전 대역압축 및 복원 방법을 수학적으로 제시한다. IV장에서는 실험결과 및 고찰을 정리하고 마지막으로 V장에서는 결론을 요약한다.

II. 다상분해신호 해석

2-1 신호의 샘플링[2]

하나의 복소수 W_M 은 식 (2-1)로 정의되는 1의 M차 중근이다. 여기서 M은 정수이고 $W_M^M = 1$ 이다.

이산시간신호(discrete-time signal)의 샘플링, 즉 이산신호 샘플링은 식(2-2)의 이산 샘플링 함수를 사용하여 원신호와 샘플링함수의 곱으로 표현할 수 있다. 여기서, m은 정수이다. 또한 식(2-3)의 짝수열(even series)도 성립한다.

$$W_M = \exp(-j2\pi/M) = \sqrt[M]{\text{Mof}1} \quad (2-1)$$

$$w_M(n) = \frac{1}{M} \sum_{\nu=0}^{M-1} W_M^{\nu n} = \begin{cases} 1 & \text{for } n = mM \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2-2)$$

$$w_M(n) = w_M(-n) \quad (2-3)$$

그림 1은 M=4에 대한 샘플링의 개념을 설명하고 있다.

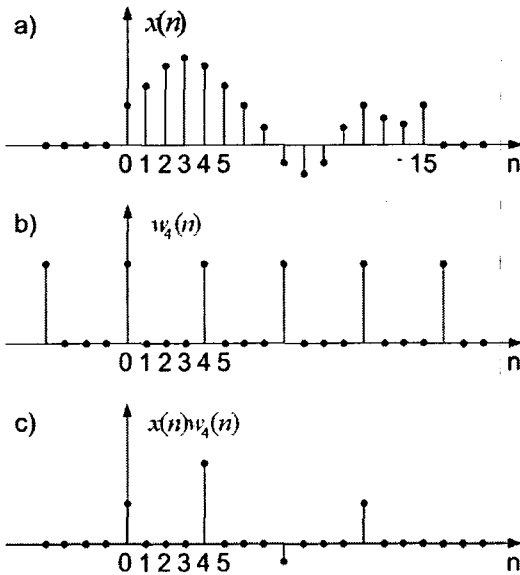


그림 50. 이산신호의 샘플링

Fig. 1. The sampling of discrete signal

2-2 신호의 다상표현(polyphase representation)[1-3]

식(2-4)와 같이 임의의 M에 대하여 신호 $x(n)$ 으로부터 이산적으로 샘플링된 다른 위상 오프셋(phase offset)가지는 M개의 신호를 얻을 수 있다.

$$x(n) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} x_{\lambda}^{(p)}(n) = \sum_{\lambda=0}^{M-1} x(n)w_M(n-\lambda) \quad (2-4)$$

식(2-4)는 시간영역(time domain)에서의 신호 $x(n)$ 의 다상표현이라 불리우고, 개별신호 $x_{\lambda}^{(p)}(n)$ 은 다상컴포넌트(polyphase component)라 한다, 여기서 윗첨자 p는 단순히 다상컴포넌트라는 것을 나타낸다[2].

신호 $x(n)$ 의 z-변환은 식(2-5)로 정의되고 M개의 부신호(sub-signals), 즉 다상컴포넌트로 나눌 수 있다.

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)z^{-n} \quad (2-5)$$

식(2-5)에 $n = mM + \lambda$ 를 대입하면,

$$\begin{aligned} X(z) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{\lambda=0}^{M-1} x(mM + \lambda)z^{-(mM + \lambda)} \right] \\ &= \sum_{\lambda=0}^{M-1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mM + \lambda)z^{-(mM + \lambda)} \\ &= \sum_{\lambda=0}^{M-1} z^{-\lambda} X_{\lambda}^{(p)}(z^M) \end{aligned} \quad (2-6)$$

로 표현할 수 있고, 여기서

$$X_{\lambda}^{(p)}(z^M) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mM + \lambda)z^{-(mM)} \quad (2-7)$$

이다. 식(2-6)은 z-변환 $X(z)$ 의 다상표현으로 표준(type 1)표현[2]이라 한다. 다항식 $X_{\lambda}^{(p)}(z^M)$ 은 시간영역 다상컴포넌트 $x_{\lambda}^{(p)}(n)$ 에 일대일로 대응하는 주파수영역 다상컴포넌트이다.

2-3 다상분해신호의 대역분석[2]

그림 2는 이산신호 $x(n)$ 을 M 샘플 간격으로 다운샘플링(downsampling) 혹은 데시메이션(decimation)하면 식 (2-8)과 같은 $y(m)$ 을 얻을 수 있다.

$$y(m) = x(m \cdot M) \quad (2-8)$$

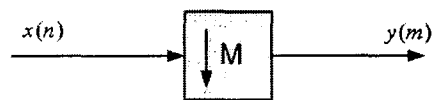


그림 51. 다운샘플러

Fig. 2. Down sampler

신호 $y(m)$ 은 위상 오프셋 $\lambda = 0$ 를 가지는 하나의 다상컴포넌트이다. 즉, 식(2-5)와 식(2-7)로부터,

$$\begin{aligned}
 X_0^{(\rho)}(z^M) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} x(mM)z^{-(mM)} \\
 &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} y(m)(z^M)^{-m} \\
 &= Y(z^M) = Y(z')
 \end{aligned}
 \tag{2-9}$$

을 얻을 수 있다.

식(2-4)와 식(2-6)으로부터,

$$z^{-\lambda} X_{\lambda}^{(\rho)}(z^M) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{\lambda}^{(\rho)}(n)z^{-n}
 \tag{2-10}$$

이고, 다상컴포넌트 $x_{\lambda}^{(\rho)}(n)$ 은

$$\begin{aligned}
 x_{\lambda}^{(\rho)}(n) &= x(n) \cdot w_M(n-\lambda) \\
 &= x(n) \cdot \frac{1}{M} \sum_{v=0}^{M-1} W_M^{v(\lambda-n)}
 \end{aligned}
 \tag{2-11}$$

이다. 식(2-11)를 식(2-10)에 대입하고 v 를 k 로 치환하면,

$$\begin{aligned}
 & z^{-\lambda} X_{\lambda}^{(\rho)}(z^M) \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} W_M^{k(\lambda-n)} z^{-n} \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)(zW_M^k)^{-n} \right] W_M^{k\lambda} \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(zW_M^k) W_M^{k\lambda} \\
 &= \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X_k^M(z) W_M^{k\lambda}
 \end{aligned}
 \tag{2-12}$$

이다. 여기서,

$$\begin{aligned}
 X_k^M(z) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)(zW_M^k)^{-n} \\
 &= X(zW_M^k)
 \end{aligned}
 \tag{2-13}$$

는 z -변환 $X(z)$ 의 변조(modulation)라 불리운다. 결국 식(2-12)은 다상컴포넌트들과 변조컴포넌트들 간의 관계를 보여준다[2].

2-4 다운샘플 신호의 스펙트럼 분석

식(2-9)와 식(2-12)으로부터 오프셋 $\lambda=0$ 를 대입하면 하나의 다상컴포넌트에 대한 다음의 식(2-14)를 얻는다.

$$Y(z^M) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(zW_M^k)
 \tag{2-14}$$

안정된 신호에 대하여, 식(2-14)에 $z = e^{-j\Omega}$ 를 대입하면 이산시간 푸리에 변환(discrete-time Fourier transform)을 얻는다. 식(2-15)의 크기(magnitude)는 다상컴포넌트의 스펙트럼이 된다.

$$Y(e^{-jM\Omega}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{-j\Omega - j2\pi k/M})
 \tag{2-15}$$

그림3의 a)는 원신호 $x(n)$ 의 스펙트럼 $|X(e^{-j\Omega})|$ 를 보인다. 그 신호는 $\Omega = \pi/M$ 으로 대역 제한된(band-limited) 것으로 가정했다. 스펙트럼은 정규화 샘플링율(normalized sampling rate) 2π 의 주기를 가진다. 그림 3의 b)는 식(2-15)에 따른 다운샘플 신호 $y(m)$ 의 스펙트럼을 보인다. 원신호의 스펙트럼 $|X|$ 는 $2\pi/M$ 의 간격으로 반복된다. 길이 2π 인 모든 구간에서 그 신호 자체 뿐만 아니라 등간격으로 배치된 $M-1$ 개의 복제를 발견할 수 있다. 다만 그 스펙트럼의 크기는 M 배만큼 줄었다. 결국 그 주기는 $2\pi/M$ 이고 이것은 샘플링율이 M 배만큼 줄었다는 것을 의미한다.

한편 신호 $y(m)$ 의 샘플링 간격 $T' = MT$, 즉 줄어든 샘플링율에 대응하는 정규화 주파수는 $\Omega' = M\Omega$ 이다. 따라서 식(2-15)로부터 새로운 샘플링율 $\Omega' = 2\pi$ 를 가지는 새로운 주파수 변수 Ω' 의 관점에서 스펙트럼 $|Y|$ 는 식(2-16)과 같다.

$$Y(e^{-j\Omega'}) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(e^{j(\Omega' - 2\pi k)/M})
 \tag{2-16}$$

식(2-15)는 원샘플링율에 의거해서 정규화된 주파수 관점에 표현된 것이고, 식(2-16)은 감소된 샘플링율에 의거해서 정규화된 주파수에 관한 것이다[2].

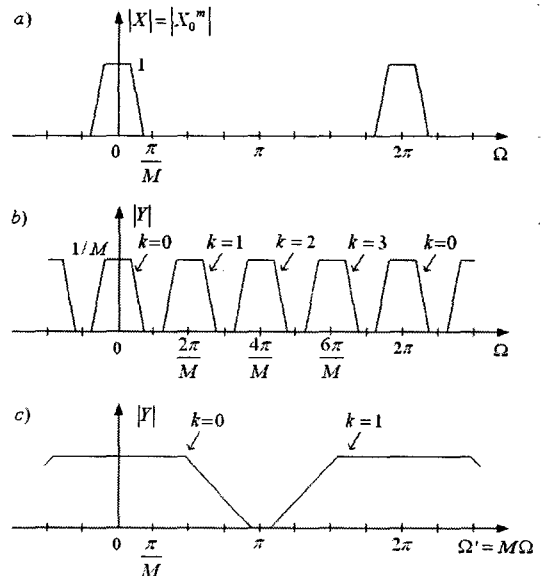


그림 52. 다운샘플링 스펙트라(M=4)
Fig. 3. Down sampling spectra(M=4)

그림 3의 c)는 식 (2-16)을 표현한 것으로 결과적으로 대역제한 신호의 다상분해컴포넌트의 주파수 대역은 원신호의 대역보다 M 배 늘어난다는 사실을 보인다. 더구나 음

용에 따른 일반적인 입력신호는 대역제한되지 않은 경우가 보통이다. 이러한 경우도 같은 이유로 주파수 대역이 늘어남은 지극히 자명하다.

III. 다상분해신호의 대역압축

3-1 다상분해신호의 압축 및 복원

다상분해신호, 즉 다운샘플링된 다상컴포넌트 $x_\lambda^{(p)}(n)$ 는 원신호 $x(n)$ 보다 M배 대역확장됨으로 많은 고주파성분을 포함한다. 이는 처리의 병렬성을 목적으로 다상분해를 이용하는 각종 알고리즘에 있어서 성능저하의 원인으로 작용할 수 있다.

예컨대 다양한 음성 및 영상의 손실압축 알고리즘에 있어 일반적으로 고주파 성분을 제거하기 때문에 고주파 성분 스펙트럼이 큰 신호는 고주파 성분 소실로 인한 압축성능 저하를 초래하게 된다.

따라서 병렬처리성을 높이기 위해 다상분해신호를 사용하는 경우에는 알고리즘의 성능저하를 극복할 특별한 수단을 고려할 필요가 있다. 본 연구에서는 원천적으로 다상분해신호 자체의 대역을 압축하여 고주파 성분을 줄이는 방안을 제시하고자 한다.

그림 4는 신호의 압축(encoding)과 복원(decoding)과정을 보인다. 신호의 표현은 무손실 변환을 가정했고 다상분해신호 $x_\lambda^{(p)}(n)$ 의 윗첨자는 생략하였다. 일반적인 신호 압축 및 복원과정에서는 대역압축(band compression) 단계와 대역복원(band decompression) 단계가 고려되지 않는다. 만약

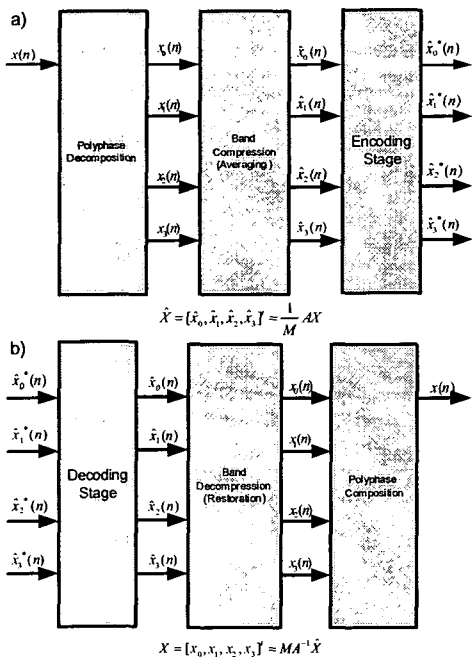


그림 53. 신호의 압축/복원 과정

Fig. 4. The compression/decompression process of signal

그림 4와 같이 대역압축과 대역복원 단계가 완전하고 유효하다면 신호압축 효율이 개선될 것임은 자명하다.

본 연구에서는 다상채널신호의 채널간 평균을 이용해서 완전복원(perfect reconstruction)이 가능한 대역압축(band compression) 및 대역복원(band decompression) 알고리즘을 제안한다.

3-2 다상분해신호의 대역압축법

다상분해신호는 채널이 인접할 수록 상호간에 보다 강한 유사성을 가진다. 예로써, 4-채널 다상분해신호의 2개 채널간 평균을 고려하면, 다음의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \widehat{x}_0 &= \frac{1}{C}(x_0 + x_1) \\ \widehat{x}_1 &= \frac{1}{C}(x_1 + x_2) \\ \widehat{x}_2 &= \frac{1}{C}(x_2 + x_3) \\ \widehat{x}_3 &= \frac{1}{C}(x_3 + x_0) \end{aligned}$$

여기서, 기본적으로 상수 C 는 2가되며 산술평균에 기여하는 채널의 수이다. 그리고 다상분해신호 벡터를

$$X = [x_0, x_1, x_2, x_3]^T$$

그리고 대역압축신호 벡터를

$$\widehat{X} = [\widehat{x}_0, \widehat{x}_1, \widehat{x}_2, \widehat{x}_3]^T$$

이라 두면,

$$\widehat{X} = \frac{1}{C}AX$$

(3-1)

이고, 여기서 계수행렬 A 는

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(3-2)

이다. 행렬상 행(row)의 1들은 가중 산술평균 연산에 참여하는 유효 입력채널들과 그 가중치(weight)를 나타낸다. 그리고 식(3-2)의 A 는 nonsingular이므로, 식(3-1)의 역변환,

$$X = CA^{-1}\widehat{X} \tag{3-3}$$

이 성립한다.

일반적으로 식(3-1)과 식(3-3)을 만족하는 nonsingular 행렬 A 가 다수 존재한다. 예컨대,

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

(3-4)

가 그 한 예이다. 이것은 3개의 인접채널신호들을 평균할 때 사용할 수 있고 이때 기본적으로 $C=3$ 이다.

결과적으로 식(3-1)은 입력채널신호에 대한 평균된 신호를 산출하고, 식(3-3)은 그 역으로 원신호를 복원한다. 전자의 경우는 하나의 입력채널 신호가 유사성이 있는 인접 채널신호와 평균됨으로써 저주파성분이 강한 신호로 변환되기 때문에 대역압축 효과를 얻는다.

일반화해서 M채널 다상분해신호에 대하여, 만약 nonsingular 행렬 A가 존재하기만 한다면 대역압축신호 \hat{X} 는 원신호 X로 완전하게 복원된다. 따라서 이를 완전 대역복원(perfect band decompression)이라 한다. 이때 C의 값은 특별한 목적을 위해서 임의의 값을 가지더라도 이론적 일반성은 유지된다.

결론적으로 대역압축 알고리즘과 완전대역복원 알고리즘은 다음과 같이 정리된다. 이 알고리즘들은 필요에 따라 반복적으로 적용할 수도 있다.

대역압축 알고리즘

주어진 C, A, M과 다상분해 입력신호 X에 대하여, 식(3-1)을 사용하여 대역압축신호 \hat{X} 를 구한다.

완전 대역복원 알고리즘

주어진 C, A, M과 대역압축신호 \hat{X} 에 대하여, 식(3-3)을 사용하여 다상분해 입력신호 X를 구한다.

IV. 시뮬레이션 및 고찰

4-1 실험환경

본 연구에서 제시한 대역압축 및 복원 방법에 대한 기존 연구는 보고된 바 없다. 따라서 본장에서는 단순히 본 연구에서 제안한 이론적 체계와 알고리즘이 실제적인 환경에서 유효하게 적용될 수 있음을 실험적으로 보이는 것으로 충분하다.

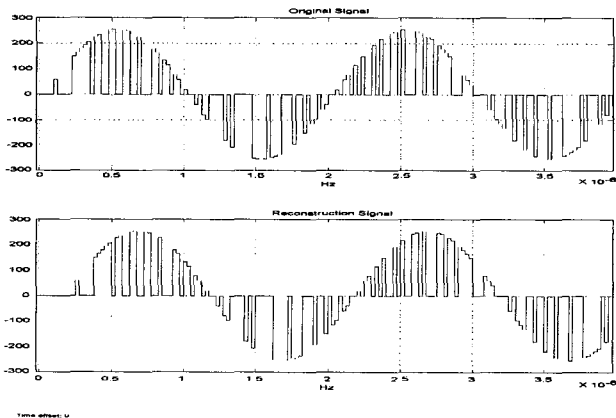


그림 54. 입력신호, $x(n)$ 과 재구성 신호
Fig. 5. Input signal, $x(n)$ and reconstruction signal

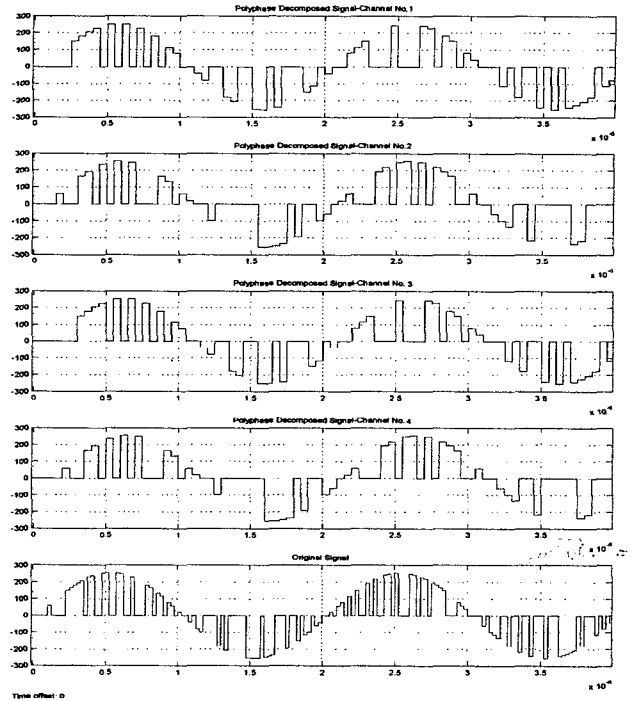


그림 55. 원신호와 다상분해 4-채널 신호
Fig. 6. Original and polyphase 4-channel signals

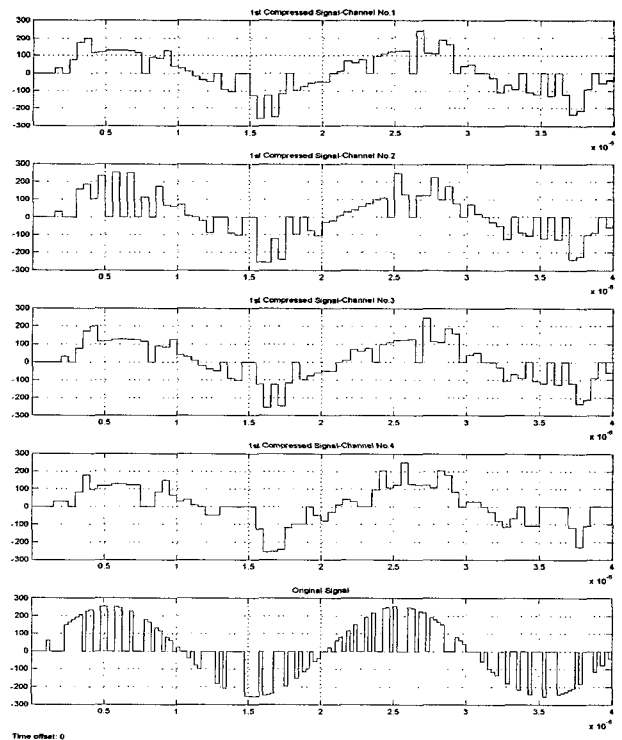


그림 56. 원신호와 대역압축 4-채널 신호
Fig. 7. Original and Band-compressed 4-channel signals

본 연구의 완전 대역압축 및 복원법의 효과를 평가하기 위하여 Window XP OS 환경하에서 Matlab[7]을 사용하여 알고리즘을 구현하고 시뮬레이션 하였다.

본 시뮬레이션에서는 1차원 입력신호로 25×10^{-9} sec의 샘플타임으로 진폭 255의 3.14MHz 정현신호를 샘플링하고 같은 샘플타임의 랜덤비트스트림(평균 0, 분산 2)를 곱한 신호를 $x(n)$ 으로 사용한다. 그림5는 입력신호 $x(n)$ 과 재구성신호를 보인다. 재구성된 신호는 대역압축 후 다시 복원된 신호이고 일정 지연시간을 가지는 점 외에는 원신호와 동일함을 보이고 있다.

4-2 실험결과 및 고찰

그림6은 다상분해된 4-채널 신호를 보이고 있고 최하단 그림은 원신호를 최상단에서 차례로 다상컴포넌트 신호를

보인다. 그림7은 계수행렬 식(3-2)를 사용해서 1차 압축한 4-채널 신호를 보인다. 그림에서 알 수 있듯이 2-채널간의 평균에 의한 채널신호의 평활화가 현저해 보인다. 이러한 대역압축을 반복하면 평활화는 계속해서 진행될 수 있다.

그림8은 입력신호(CH1)와 다상채널 2에 대한 다상분해신호(CH2)와 대역압축신호(CH3)의 스펙트럼을 dB단위로 보이고 있다. 그림8로부터 신호의 스펙트럼의 대역은 60MHz까지이고 다상분해신호(CH2)는 원신호에 비해 고주파성분이 부분적으로 증가하는 현상을 관찰할 수 있고 대역압축신호는 고주파 스펙트럼의 뚜렷한 감소에 따른 대역압축의 효과를 나타내고 있다.

이 대역압축 효과를 보다 명확히 확인하기 위하여 다상분해신호(CH2)와 대역압축신호(CH2)에 대한 그림8의 25dB 이상의 대역을 그림 9에 보였다. 여기서 10MHz 이상의 대역에서 급격한 스펙트럼 감소를 확인할 수 있다.

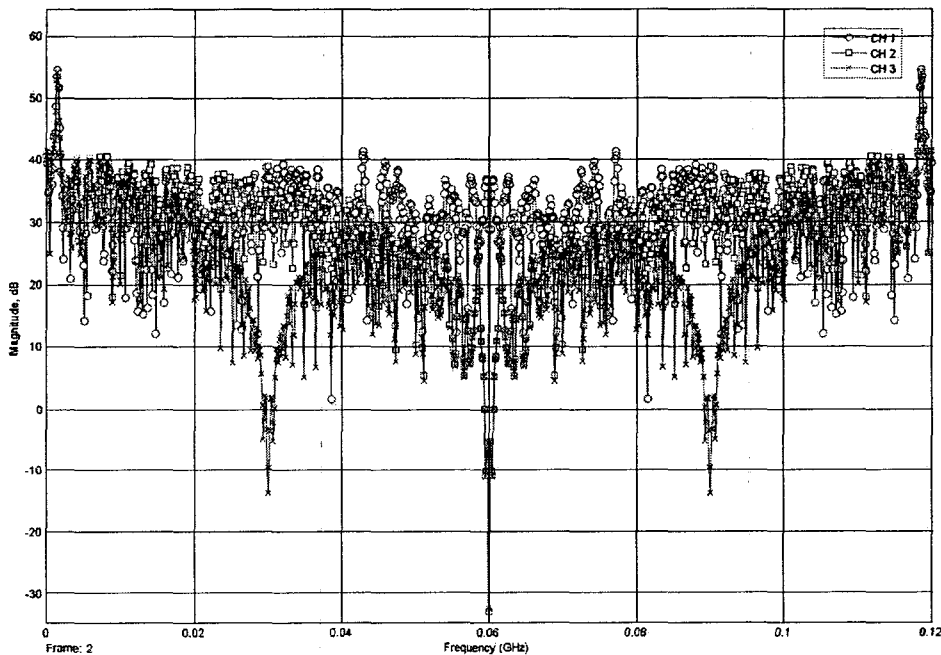


그림 57. 스펙트럼의 비교 (2π 구간)

Fig. 8. The comparison of spectrum(2π interval)

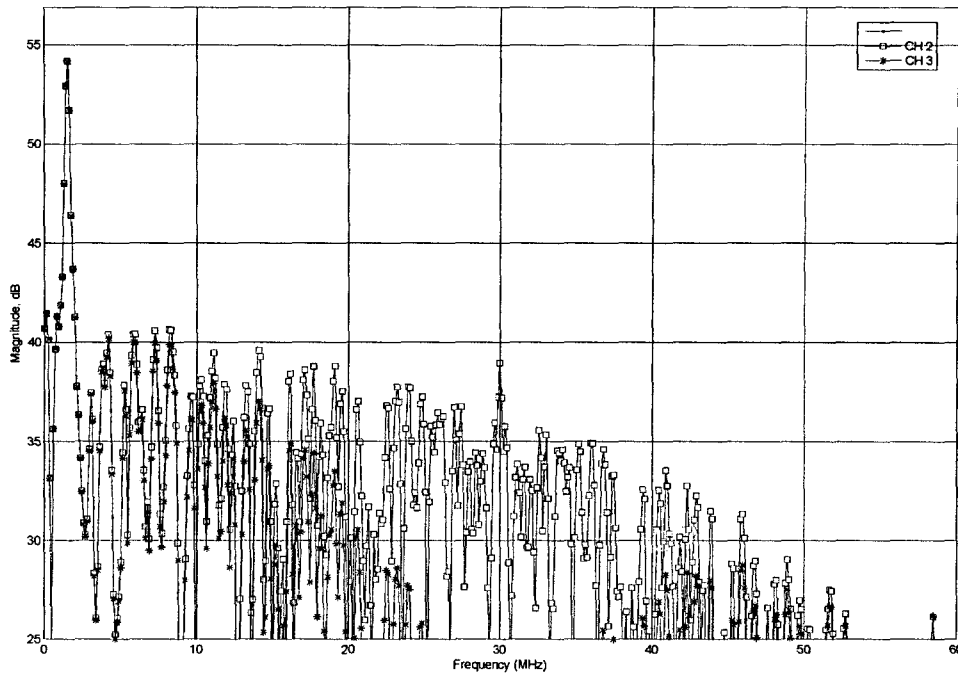


그림 58. 스펙트럼의 세부 비교(1π 구간)

Fig. 9. The detail comparison of spectrum(1π interval)

표 1. 대역압축신호의 개선효과

Table 1. The improvement effect of band-compressed signals

| 구분 | 분산 | 증감율(%) | 비교 |
|-------------|----------|--------|--------|
| 원신호(CH1) | 15.789.0 | - | - |
| 다상분해(CH2) | 16.295.0 | +3.2 | CH1 대비 |
| 1차대역압축(CH3) | 11.526.0 | -29.3 | CH2 대비 |
| 2차대역압축 | 9.868.4 | -39.4 | CH2 대비 |

표1은 대역압축에 따른 신호들 중에 하나의 다상분해신호(채널 2)에 대해 분산을 척도로 비교한 것으로 원신호로부터 다상분해신호는 스펙트럼의 분산이 3.2%로 증가하고 다상분해신호 대비 1차 대역압축신호는 29.3%감소하고 2회 반복 압축한 2차 대역압축신호는 39.4 %감소하는 것으로 나타났다. 분산의 감소는 스펙트럼 감소 즉, 대역압축효과의 증대를 의미하며 이것은 정보 부호화(encoding) 효율을 증대시킴을 직접적으로 의미한다.

한편 채널간 평균을 취하는 대역압축을 반복하면 대역압축효과는 개선되지만 결국은 특정의 한계값에 수렴한다. 이와 같은 반복 알고리즘(iterative algorithm)의 효과와 수렴성의 문제는 향후의 과제로 남긴다.

V. 결론

본 연구에서는 멀티레이트 시스템에서 흔히 사용되는 다상분해신호에 대한 완전대역압축 및 복원방법을 이론적으로 제시하였고 시뮬레이션을 통하여 그 유효성을 확인하였다.

본연구의 결과는 디지털신호처리를 위한 멀티레이트 시스템 구현에 있어서 다양한 용도로 사용될 수 있고, 특히 1차원 혹은 2차원 신호의 압축에 있어서 처리의 병렬성을 목적으로 다상분해를 사용하는 경우, 시스템의 구조 및 성능 개선을 위해 매우 유용하게 활용할 수 있다.

향후 연구로는 본 연구의 결과를 2차원 신호에 대해 확장하는 문제와 실제적인 응용에서 활용하는 방법들에 관한 연구를 들 수 있다.

참고 문헌

- [1] R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, Multirate Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1983
- [2] N. J. Fliege, Multirate Digital Signal Processing, John Wiley & Son, 1994
- [3] S. K. Mitra, Digital Signal Processing : A Computer-Based Approach, 3rd Ed., McGraw-Hill, 2006

- [4] M. G. Bellanger, G. Bonnerot, and M. Coudreuse, "Digital filtering by polyphase network: Application to sample-rate alteration and filter banks," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-24, pp. 109-114, Apr. 1976
- [5] T. G. Marshall, Jr., "Structures for digital filter banks," in Proc. IEEE Int. Conf. Acousr., Speech, Signal Processing, Paris, France, Apr. 1982, pp. 315-318.
- [6] P. P. Vaidyanathan and S. K. Mitra, "Polyphase Networks, Block Digital Filtering, LPTV Systems, and Alias-Free QMF Banks: a Unified Approach Based on Pseudocirculants," IEEE Trans. Acoust. Speech. Signal Processing, Vol. ASSP-36, No 3. pp.381-391 March 1988
- [7] D. J. Higham and N. J. Higham, Matlab Guide, SIAM, 2005



박 영 석(Young-Seak Park)

1979년 영남대학교 전자공학과 (공학사)
1981년 한양대학교 전자공학과 (공학석사)
1985년 한양대학교 전자공학과 (공학박사)
1990년 ~ 1991년 일본 우정성 통신총합연구소(관서선단연구센터) 초빙과학자

1990년 ~ 1991년 일본 긴끼이동통신센터 객원연구원
2001년 ~ 2002년 미국 North Carolina 주립대학(NCSU) 교환교수
1985년 ~ 현재 경남대학교 정보통신공학부 교수
관심분야: Software Engineering, Web-based Software Design & Development, Pattern Recognition, Image Processing, Computer Network & Network Computing, Embedded Processor System Design



정 원 용(Won-Yong Chong)

1975년 부산대학교 전기공학과 (공학사)
1977년 부산대학교 전기공학과 (공학석사)
1983년 미국 FIT 전기공학과 (공학석사)
1992년 영남대학교 전기공학과 (공학박사)

1997년 ~ 1998년 미국 Boston University 교환교수
1978년 ~ 현재 경남대학교 정보통신공학부 교수
관심분야: Digital Signal Processing, DSP Processor, Image Processing, Speech Processing, Pattern Recognition,
