

CIC 필터를 이용한 Wavelet OFDM 설계

준희원 문기탁*, 정희원 장동원**, 김경석***

A Design of Wavelet OFDM based on CIC Filter

Ki-Tak Moon* Associate Member, Dong-Won Jang**, Kyung-Seok Kim*** Regular Members

요약

현재 매우 빠른 속도로 늘어나고 있는 인터넷 수요를 충족시키기 위하여 새로운 통신 대안이 필요하다. 이런 대안들 중에 하나가 바로 광대역 고속 전력선 통신이다. 전력선 통신은 전력을 전달하는 도체에 신호를 같이 실어 보내는 통신 방법이다. 하지만 전력선을 그대로 사용한다는 단점 때문에 기존의 사용되는 통신 시스템과의 간섭이 발생한다. 이런 간섭을 제거하기 위하여 일반적인 방법으로는 Notch 필터를 주로 사용한다. 반면 다른 방법의 하나로 Wavelet OFDM이 사용된다. 본 논문에서는 Wavelet OFDM에서 사용되는 CMFB구조에 CIC 필터를 적용하여 그 부엽의 값을 더욱 낮추어 성능을 높이는 방법을 제안한다.

Key Words : Wavelet, OFDM, PLC, CIC, Notch Filter

ABSTRACT

Currently, The new communication system was very important because of the increasing demand for Internet access. One of these alternatives is the PLC. But, Power Line is not suitable for communication. So, electromagnetic wave is generated from Power Line during flow of communication information. And the electromagnetic wave is interfered with Wireless Communication Service using the same frequency range. To eliminate this interference by used Notch filter. Wavelet OFDM in another way, while one is used. In this paper, Wavelet OFDM CIC filter used in the CMFB structure by applying a further lowering the value of the side-lobe is proposed to improve performance.

1. 서론

최근 빠르게 늘어나고 있는 인터넷 통신의 수요를 만족시키기 위해서는 다른 대안이 필요하다. 이런 대안 중에 하나가 바로 전력선 통신이다. 전력선 통신(Power Line Communication: PLC)은 우리 주위에 광범위하게 설치되어 있는 전력선을 통신 매체로 활용하는 통신 방식이다. 최근에는 전력선 통신 기술의 발전으로 200Mbps PLC 장비가 상용화되는 등 전력선을 이용한 고속통신이 가능하게 됐다¹⁾. 전력선은 현재 전 세계적으로 60% 이상의 대부분의 주거지에 설치되어 있기 때문에 고속의 전력선 통신을 이용하

여 별도의 인터넷 접근을 실현하는 접근용 회선을 부설하지 않고 광대역 서비스의 제공이 가능하다. 하지만, 전력선 통신에 이용되는 전력선은 통신용 배선이 아닌 전력을 실어 나르는 배선이기 때문에 고주파를 전송하다 보면 전자파의 누설로 부근의 무선통신 시스템까지 영향을 받게 된다. 현재 전력선 통신에서 사용하는 주파수 대역인 80MHz 이하 대역의 일차 이용자(ITU-R 에서 국제적으로 할당)인 항공과 방송, 야마추어무선, 전파 천문, 해상의 안진/조난통신 등이 전력선 통신의 활성화를 반대하는 이유는 이러한 간섭에 대한 우려 때문이다. 이러한 이유로 전력선 통신 시스템과 주변의 무선 통신 서비스 간의 간섭을 줄이

* 충북대학교 전파통신공학과 차세대전파시스템연구실 (narasian@gmail.com)

** 한국전자통신연구원 책임연구원 (dwjang@etri.re.kr), 충북대학교 정보통신공학과 부교수 (kseokkim@cbnu.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-12-587, 접수일자 : 2010년 12월 7일, 최종논문접수일자 : 2010년 12월 27일

기 위한 기술로 Notch Filter에 대한 연구가 진행되고 있다^[2]. 하지만 기존의 Notch Filter를 이용하여 간섭을 줄이는 방법은 기본 통신회로 이외의 Notch Filter를 사용하기 때문에 복잡도도 높아지게 되고 Notch 되는 깊이가 또한 깊지 않은 것을 알 수 있다. 따라서 일본에서 개발한 Wavelet 기반 OFDM 방식은 효과적으로 전력선 통신 시스템과 주변의 무선 서비스와의 간섭을 줄일 수 있다. FFT(Fast Fourier Transform)기반 OFDM 방식에서는 약 13dB의 Notch 깊이를 가지지만 Wavelet 기반 OFDM 방식은 약 35dB의 Notch 깊이를 가진다. 이 때문에 부반송과 사이의 직교성을 유지하기 위한 Guard Interval을 필요로 하지 않아 FFT 기반 OFDM 방식보다 주파수 효율성이 뛰어나다^[3]. 이 논문에서는 기존의 Wavelet OFDM 방법보다 CIC 필터를 이용하여 Notch 깊이를 더욱 깊게 하는 방법을 제안한다.

II. 일반적인 Wavelet OFDM 시스템

일반적인 Wavelet OFDM시스템에서는 IDWT/DWT 구조를 사용하는데, 그림 1에서 보듯이 M-band transmultiplexer로 구성되어 있다^[4]. 이는 Fast Discrete Cosine Transform(DCT)알고리즘을 이용하여 계산을 더 효율적으로 할 수 있기 때문이다. 게다가, 모든 필터는 단일 Prototype 필터에서 파생되기 때문에 디자인은 일반적인 필터뱅크보다 간단하다. 이 Transmultiplexer는 합성필터뱅크와 분석필터뱅크로 구성된다.

Synthesis filterbank는 다음과 같이 표현된다.

$$F_m(z) = \sum_{k=0}^{N-1} f_m(k)z^{-k}, 0 \leq m < M \quad (1)$$

Analysis filterbank는 다음과 같이 표현된다.

$$H_m(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_m(k)z^{-k}, 0 \leq m < M \quad (2)$$

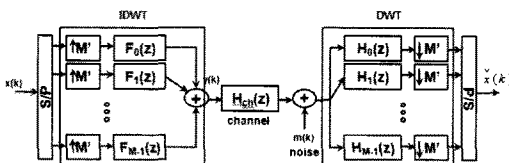


그림 1. Cosine modulated filter bank 구조

위의 두 식에서 M은 subchannel의 수를 나타내고, N은 각각의 필터의 길이를 나타낸다. 이 때, Wavelet OFDM은 Perfect Reconstruction Filter Banks (PRFBs)로 구현된다. Perfect Reconstruction은 출력이 입력의 이득 및 지연과 같다. 그리고 Synthesis filterbank와 Analysis filterbank의 관계는 아래의 수식과 같다.

$$f_m(k) = h_m(N-1-k), k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

모든 필터는 아래 식과 같은 Cosine modulated prototype filter를 포함한다.

$$P_0(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} p_0(k)z^{-k} \quad (4)$$

그리고 각각의 필터는 다음과 같이 표현된다.

$$f_m(k) = 2p_0(k) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (5)$$

$$h_m(k) = 2p_0(k) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (6)$$

는 다음과 같이 표현된다.

$$P_0(z) = \sum_{k=0}^{2M-1} z^{-k} G_k(z^{2M}) \quad (7)$$

현재 일본에서 개발된 Wavelet OFDM은 위에서 보는 그림 2와 같이 일반적인 OFDM에서보다 약 22dB더 깊은 약 35dB정도의 Notch 깊이를 가지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 Wavelet OFDM은 그만큼 더 간섭에 강하다는 것을 확인할 수 있다. 하지만 다음에 제안할 CIC 필터를 이용한 방법은 위의 그림에

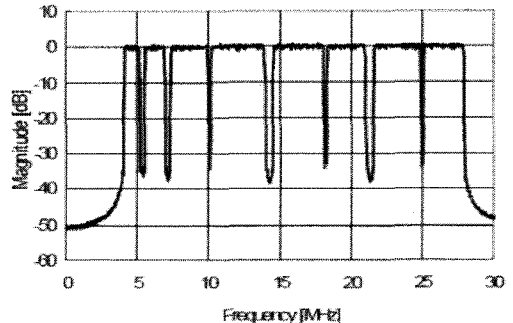


그림 2. Wavelet OFDM의 PSD

서 보는 것 보다 더욱 깊은 Notch 깊이를 가지는 것을 시뮬레이션 결과를 통하여 제시한다.

III. CIC(Cascaded Integrator Comb) 필터 기반 Wavelet OFDM 설계

일반적으로 CIC필터는 ADC를 통해 들어온 신호를 Decimation하기 전에 구성되는 필터로 Anti-aliasing 필터의 역할로 활용된다. 특히 GSM (Global System for Mobile Communications), IS-95이나 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 환경을 사용하는 SDR(Software Defined Radio) 수신기에서는 80M sample/s의 직각위상 다운컨버터를 갖고 있는 CIC필터의 위치 때문에 CIC필터의 OSR(Over Sample Ratio)는 상대적으로 높기 때문에 CIC필터의 통과 대역과 저지대역은 매우 완만하다^{5,6}.

CIC필터는 곱셈기가 필요하지 않고 적은 메모리를 요구하고 규칙적인 구조를 갖고 있다. 그리고 프로그래머블하게 특성의 조절이 가능하다. 또한, 처리속도의 변환이 가능하기 때문에 고속과 저전력을 요구하는 Decimation/Interpolation 필터에 적합하기 때문에 이동 통신 시스템에서 디지털 중간주파수(Digital Intermediate Frequency)처리 단에서 decimation이나 Modem의 Decimation블록에서 많이 사용된다⁷.

E. B. Hogenauer에 의하여 제안된 CIC 필터는 Integrator 부와 Comb 필터부로 구성된다. Integrator 부는 직렬로 연결된 N개의 integrator로 이루어지며, CIC필터의 integrator부는 다음과 같은 전달함수를 갖는다.

$$H_I(z) = \left(\frac{1}{DM} \frac{1}{1-z^{-1}} \right)^N \quad (8)$$

여기서 M은 Interpolation/Decimation 비율이고, D는 Comb 필터에서의 차동 지연 이다. 한편, Comb 필터부는 Integrator부와 Comb필터부 사이에 있는 업다운 샘플러에 의해 단위 Comb 필터에 의해

$$H_c(z) = (1-z^{-DM})^N \quad (9)$$

의 전달함수를 갖는다. 따라서, CIC 필터의 전체 전달함수는

$$H(z) = \left(\frac{1}{DM} \frac{1-z^{-DM}}{1-z^{-1}} \right)^N \quad (10)$$

와 같다. 스케일링 요소 1/DM은 DC에서의 이득을 보상하기 위한 것이다. 이러한 CIC 필터의 주파수 응답은,

$$H(e^{j\omega}) = \left(\frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right)^N \quad (11)$$

로 표현된다. CIC 필터는 1/M의 정수배에서 null이 발생하므로, Aliasing이나 Image 성분을 제거가 가능하게 된다. 또한 저지대역 감쇄도 Side-lobe 이상의 값을 갖는다.

앞서 설명한 CIC필터를 Transmultiplexer구조의 Prototype 필터로 적용을 하였다. 즉 식 4에 해당하는 Prototype필터를 식 11의 CIC 필터를 적용하여 식 5와 식 6에 적용을 해보면 다음과 같다.

$$f_m(k) = 2H_{CK}(k) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (12)$$

$$h_m(k) = 2H_{CK}(k) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (13)$$

위의 식은

$$f_m(k) = 2 \left(\frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \times \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (14)$$

$$h_m(k) = 2 \left(\frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \times \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (15)$$

다음과 같이 표현된다. 이 때 CIC 필터의 파라미터인 D, M은 필터의 통과대역의 폭을 정해주며 차수인 N은 필터의 Main-lobe와 Side-lobe의 값의 차이, 즉 감쇄대역의 크기를 정해주는 역할을 한다. 이 때 위의 식에서 보듯이 위상변화는 CMFB에서와 마찬가지로 일정하게 유지되는 것을 알 수 있다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

4.1 CIC 필터 시뮬레이션

표 5-1에서는 시뮬레이션 하기 위한 CIC 필터의

표 1. CIC 필터 파라미터

Parameters	Values
Decimation Factor	16
Number of Section	5,7,9,11
Differential Delay	1
Filter Length	64

파라미터 값을 나타내었다. 일반적으로 Differential Delay의 값은 1로 정하고, Number of Section의 값은 부엽과의 차이를 보기 위해 5, 7, 9, 11로 다르게 하였고, Decimation Factor의 값은 16으로 일정하게 하였다.

CIC 필터는 Number of section의 값 즉 단수에 따라 그림 3에서와 같이 부엽의 차이가 다른 것을 확인할 수 있다. 단수가 5단일 때에는 차이가 약 60dB 정도의 차이가 나는 것을 확인할 수 있고 7단일 때에는 약 90dB, 9단일 때에는 120dB, 11단일 때에는 140dB 정도의 차이가 나는 것을 확인할 수 있다. 또한 main-lobe의 대역폭은 Normalized Frequency를 기준

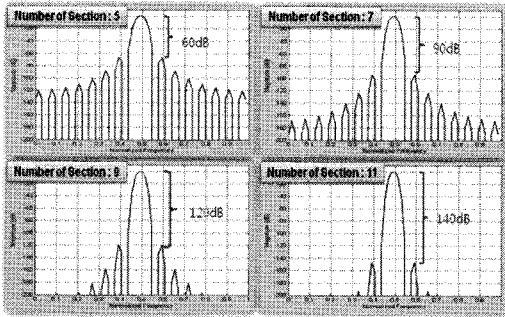


그림 3. CIC 필터의 주파수 응답 특성

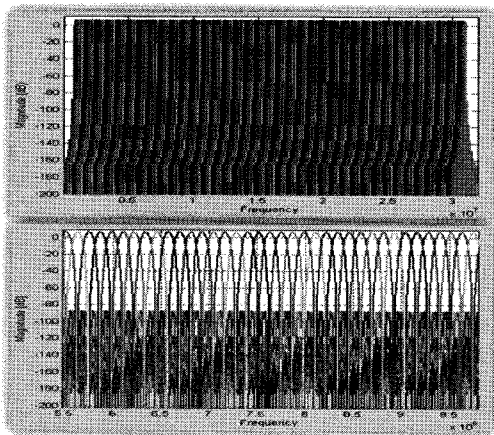


그림 4. 필터뱅크의 구조 및 확대 결과

으로 약 0.1정도이며, 이는 실제 2~30MHz 시뮬레이션 상에서 약 100kHz의 대역폭을 가지는 것을 알 수 있다.

대역폭이 2~30MHz에서 필터뱅크의 시뮬레이션 결과이다. 이 결과를 부분적으로 확대 하여 살펴보면 오른쪽 그림과 같고, 그림에서 볼 수 있듯이 부엽과의 차이는 약 90dB정도 되는 것을 확인할 수 있다. 이는 앞서 설명한 CIC 필터에서 Number of section의 파라미터 값을 7로 하여 시뮬레이션 한 결과이다. 또한 필터들 간에 서로 직교성을 이루고 있기 때문에 OFDM의 특성도 만족을 하고 있다.

4.2 간섭 채널 제거 시뮬레이션

표 2에서 보듯 ETSI HF Broadcasting Band의 총 채널은 15개로 2.3MHz에서 26.1MHz까지 채널이 존재한다. 대역폭은 최소 100kHz부터 최대 800kHz까지 분포하고 있다. 3번, 4번 채널이 각각 100kHz 대역폭으로 가장 좁은 대역폭을 사용하며, 11번 채널이 800kHz로 가장 넓은 대역폭을 사용한다. 가장 근접한 채널은 4번 채널과 5번 채널로 두 채널간의 간격이 100kHz에 불과하다.

ETSI에서 제시한 간섭 구간을 기준으로 하여 필터뱅크를 구성하였다. 대역 제거 방법은 필터의 일부를 제거하는 방법으로 하였다. 아래 그림 5는 그 중 가장 대역폭이 작은 4번 채널을 제거한 모습이다. 이 때 4번 채널의 대역폭은 100kHz로서 그림에서 보면 100kHz가 제거된 필터의 시뮬레이션 결과를 확인할 수 있다. 이 때 notch되는 깊이는 -80dB 이상이 되는 것을 확인할 수 있다.

표 2. ETSI HF Broadcasting Band

Ch.N	From (kHz)	To (kHz)	Bandwidth (kHz)
1	2300	2498	198
2	3200	3400	200
3	3900	4000	100
4	4550	4650	100
5	4750	5110	360
6	5750	6200	450
7	7100	7700	600
8	9300	9950	650
9	11550	12100	550
10	13550	13900	350
11	15050	15850	800
12	17400	17950	550
13	18900	19020	120
14	21450	21850	400
15	25670	26100	430

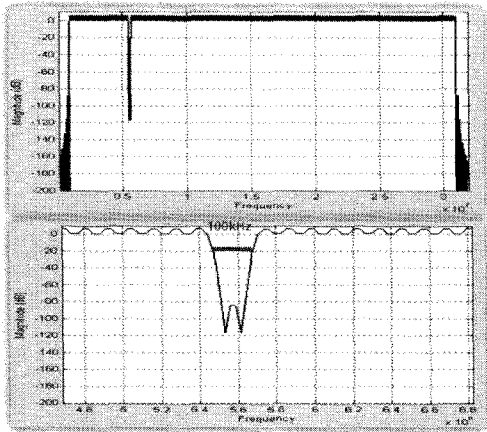


그림 5. 4번 채널 제거 결과

그림 6은 11번 채널을 제거한 시뮬레이션 결과이다. 대역폭이 가장 큰 800kHz이므로 그림에서 확인할 수 있듯이 해당 채널이 -80dB 이상의 notch 깊이로 제거되는 것을 확인할 수 있다.

CIC 필터의 특성에 의하여 side-lobe의 값이 계속 감소하기 때문에 위의 그림에서 보듯이 16.5MHz에서는 더 깊이 제거 되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 실제적으로 신호에서 제거되는 깊이는 약 -80dB정도 제거 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 7은 앞서 4번 채널과 11번 채널에서의 제거와 마찬가지로 14번 채널에서도 필터의 일부를 제거하는 방법으로 시뮬레이션을 진행하였다. 대역폭이 400kHz이므로 그림에서도 확인할 수 있듯이 22.6-23MHz까지 notch 깊이가 약 -80dB정도 되며 채널이 제거되는 것을 확인할 수 있다.

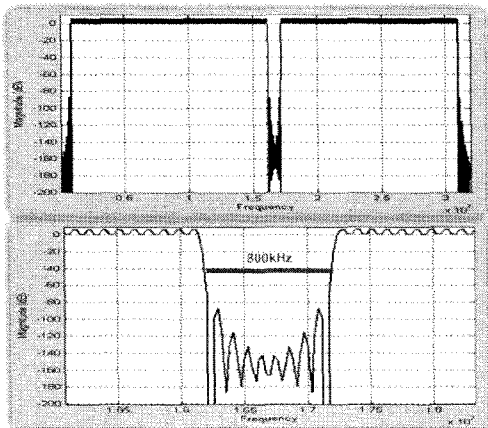


그림 6. 11번 채널 제거 결과

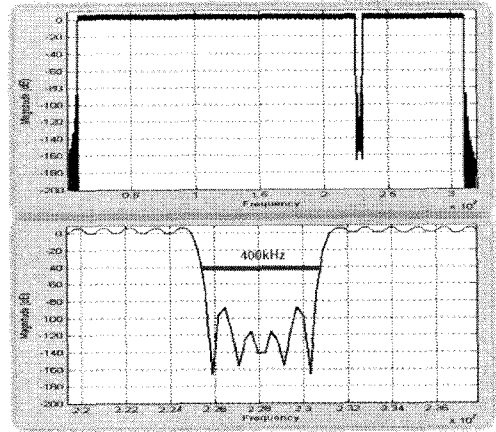


그림 7. 14번 채널 제거 결과

그림 8은 동시에 여러 개의 채널은 제거한 시뮬레이션 결과이다. 실제 환경에서도 상황에 따라 몇 개의 채널을 제거하여 전력선통신을 이용하기 때문에 아래와 같은 시뮬레이션을 진행하였다. 여기서는 시뮬레이션 과정에서 미리 정한 세 개의 채널을 모두 제거한 결과를 제시하였다.

그림에서 확인할 수 있듯이 4번 채널의 100kHz와 11번 채널의 800kHz, 14번 채널의 400kHz가 모두 -80dB정도의 notch 깊이를 가지며 제거되는 것을 확인할 수 있다.

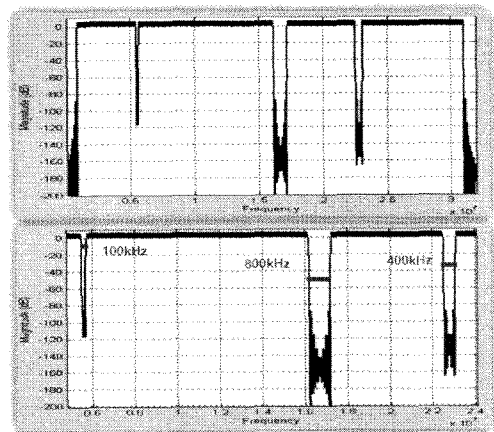


그림 8. 여러 채널 동시 제거 결과

V. 결 론

기존의 PLC 상황에서는 Notch 필터를 사용하여 무선기기와의 간섭을 제어 했지만, 본 논문에서는

CIC 필터를 이용하여 Wavelet OFDM 방법을 이용하여 notch 필터를 사용하지 않고 간섭을 제거하는 방법을 제안 하였다. CIC 필터는 곱셈기가 필요하지 않고 적은 메모리를 요구하고 규칙적인 구조를 갖고 있다. 그리고 프로그래머블하게 특성의 조절이 가능하다. 또한, 처리속도의 변환이 가능하기 때문에 고속과 저전력을 요구하는 Decimation/Interpolation 필터에 적합하기 때문에 이동 통신 시스템에서 많이 사용되고 있다. 앞선 결과에서 보듯이 CIC 필터에서 부엽과의 차이는 파라미터 변화에 따라 작게는 50dB, 크게는 140dB 이상의 성능을 나타내기 때문에 외부의 간섭 신호를 제거하는데 효율적으로 사용이 될 수 있는 것을 확인할 수 있다. 또한, notch 되는 깊이는 CIC 필터의 파라미터를 조절 하면 제시된 결과 보다 더욱 큰 값을 가지게 할 수 있다. 이를 통해 전력선 통신에서 외부 신호와의 간섭에 더욱 강한 시스템을 기대할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] 장동원, 이영환, “전력선을 이용한 유비쿼터스 고속 데이터 통신 연구”, *주간기술동향 통권*, 1367 호, Oct. 2008.

[2] George Jee, Ram Das Rao, and Yehuda Cern, “Demonstration of the technical viability of PLC systems on medium-and low-voltage lines in the United States”, *IEEE Communications Magazine*, Vol.41, No.5, pp.108-112. May. 2003,

[3] Hisao Koga, “Power Line Communication Experiment using Wavelet OFDM in U.S..”, *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol.125, Issue8, pp.1254-1259, 2005

[4] Hisao Koga, “Power Line Communication Experiment using Wavelet OFDM in U.S..”, *IEEJ Transactions on Electronics, Information and Systems*, Vol.125, Issue8, pp.1254-1259, 2005

[5] Hogenauer, E, “An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation”, *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions*, Vol.29 , Issue2, pp.155-162, 1981

[6] Alan Y. Kwentus, Zhongnong Jiang, Alan N. Willson, Jr., “Application of Filter Sharpening to

Cascaded Integrator-Comb Decimation Filters”, *IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING*, Vol.45, No.2, FEBRUARY 1997

[7] 장영범, “DSP 이론과 실무”, *생능 출판사*, 2004.05

문 기 탁 (Ki-Tak Moon)

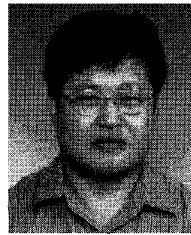
정회원



2009년 2월 충북대학교 정보통신공학과
2009년 3월~현재 충북대학교 전파통신공학과 석사과정
<관심분야> PLC, Wavelet, CMFB, CIC, Notch Filter

장 동 원 (Dong-Won Jang)

정회원



1983년 2월 한국항공대학교 항공통신공과(공학사)
2002년 2월 충남대학교 전파공학과(공학석사)
2005년 2월 충남대학교 전파공학과 박사과정 수료
1989년 2월~현재 한국전자통신연구원 책임연구원
<관심분야> 전파시스템, 통신시스템, 디지털신호처리, 프로토콜 공학

김 경 석 (Kyung-Seok Kim)

정회원



1989년 1월~1998년 12월 한국전자통신연구원 무선통신연구단 선임연구원
1999년 1월~2002년 3월 University of Surrey(영국) 전기전자공학과 대학원 졸업(공학박사)
2002년 2월~2004년 8월 한국전자통신연구원 이동통신연구단 책임연구원
2004년 9월~2005년 2월 전북대학교 생체정보공학부 전임강사
2005년 3월~현재 충북대학교 정보통신공학과 부교수
<관심분야> 전파시스템, SDR, CR, MIMO-OFDM, DSA, UWB, 디지털라디오, 전력선 시스템