

논문 2011-6-1

CIC Filter 기법을 적용한 동적 고성능 Notch Filter 구현

Implementation of a Dynamic High-performance Notch Filter applying CIC Filter Scheme

신성균*, 정원호*, 장동원**, 김경석***

Seong-kyun Shin, Won-ho Jeong, Dong-Won Jang, Kyung-Seok Kim

요약 전력선 통신(PLC : Power Line Communication)은 현재 모든 가구에 전력선이 보급되어 있어 현존하는 인프라 중 가장 광범위한 네트워크를 구성하고 있다는 평가를 받는다. 이와 더불어 네트워크 구성에 필요한 비용이 거의 들지 않는다는 장점은 투자자들과 관련 사업자들의 관심을 끌기에 충분하다. PLC란 전력을 공급하는 전력선을 매개체로 음성과 데이터를 수백kHz~수십MHz의 고주파 신호에 실어 통신하는 기술을 의미한다. 하지만 전력선을 그대로 사용한다는 단점 때문에 기존의 사용되는 무선 통신 시스템과의 간섭이 발생한다. 이러한 간섭을 제거하기 위해서 일반적인 방법으로는 Notch 필터를 주로 사용한다. 본 논문에서는 CIC filter 방식을 적용한 동적 고성능 Notch filter를 MATLAB을 통해 성능을 확인하였고 TI사의 TMS320C6416T DSP 보드를 이용하여 구현하였다.

Abstract Power Line Communication (PLC: Power Line Communication) to propagate the current power lines are in every household of the existing infrastructure is the most extensive network configuration. In addition, the cost required for network configuration, the advantage of almost zero for the investors and is sufficient to attract the attention of operators. The PLC is supply power to power lines used the voice and data communication technologies put it on kHz ~ tens of hundreds of high-frequency signal MHz. But because uses power lines as existing wireless communications systems will occurs interference. The notch filters of a common way to eliminate the interference are used. In this paper, a dynamic high-performance notch filter applying CIC filter performance was verified through MATLAB and was implemented using a TI's TMS320C6416T DSP board.

Key Words : PLC(전력선 통신), Notch Filter(노치 필터), TMS320C6416 (TMS320C6416), CIC Filter

1. 서 론

전력선 통신(PLC:Power Line Communication)은 현재 모든 가구에 전력선이 보급되어 있어 현존하는 인프라 중 가장 광범위한 네트워크를 구성하고 있다는 평가를 받는다. 기존 네트워크의 사각지대에 인터넷 서비스를 제공할 수 있는 라스트마일(last-mile) 솔루션으로 기대

를 받고 있기 때문이다. 전력선 통신(Power Line Communication: PLC)은 PLT(Power Line Carrier, Mains Communication, Power Line Telecom) 또는 PLN(Power Line Networking)으로도 불리며 전력을 실어 나르는 도체에 데이터를 전송시키는 통신시스템이다. 최근에 전력선 통신 기술은 매우 발전되어서 200Mbps 정도의 고속통신을 할 수 있게 되었다^[1]. 그러나 전력선 통신에 이용되는 전력선은 기본적으로 60Hz의 전력을 전송하도록 설계되었으므로 이보다 높은 고주파 신호를 보내게 되면 표피효과(Skin Effect)로 인하여 전파가 방사되어 부근의 무선 통신 시스템에 영향을 주게 된다. 그러므로 현재 전력선

*준회원, 충북대학교 전파통신공학과

**정회원, 한국전자통신연구원 책임연구원

***정회원, 충북대학교 전파통신공학과

접수일자 2011.10.11, 수정완료 2011.11.21

게재확정일자 2011.12.16

통신에서 사용하는 주파수 대역(80MHz 이하)의 일차 이용자(ITU-R 에서 국제적으로 할당)인 항공과 해상의 안 전/조난통신, 방송, 아마추어무선, 전파 천문 등은 간섭에 대한 우려 때문에 전력선 통신의 활성화를 반대하고 있다. 현재 허용 전류 기준치가 규정되어 있지만, 전류 기준치만으로는 간섭을 완벽히 제거할 수 없으므로 별도의 주파수 대역 제거 시스템의 필요성이 대두되고 있다^[2]. 그래서 notch filter를 이용하여 해당하는 대역을 제거하는 방법이 사용된다.

본 논문은 전력선 통신에서 사용하는 주파수 대역(80 MHz 이하)의 무선 신호 간섭을 제거하기 위해 CIC filter를 이용하여 동적 고성능 notch filter를 제안한다. CIC filter를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용하여 notch filter를 제안하였다. 2장에서는 기존 Wavelet OFDM 시스템에 대해 알아보고 3장에서는 고성능 CIC filter기반 Wavelet-OFDM 시스템에 Multi-band 제거 기능을 적용하고, 4장에서는 MATLAB을 이용하여 성능을 검증하고, TI사의 TMS320C6416T DSP board를 통해 notch filter emulator를 구현하였다. 끝으로 5장에서 결론을 맺는다.

II. 전력선 통신을 위한 기존 Wavelet OFDM 시스템

일반적인 Wavelet 시스템은 그림 1에서 보듯이 M-band transmultiplexer로 구성된다. 이 transmultiplexer는 synthesis filter bank와 analysis filter bank로 구성된다^[3]. filter bank는 입력 신호가 들어오면 보간법을 이용하여 신호를 보간 한 후 각 주파수 대역으로 다르게 잘려진 합성(synthesis) filter bank를 통해 신호를 합성하고, 채널을 통과한 신호는 분석(analysis) filter bank를 통해 신호를 자른 후 데시메이션 하여 신호를 복원한다.

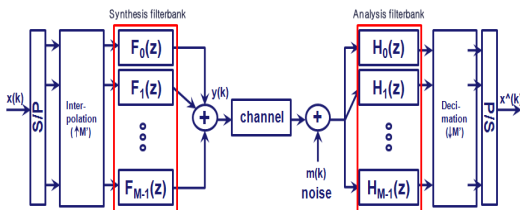


그림 1. M-band transmultiplexer 구조
Fig. 1. Structure of M-band transmultiplexer

Synthesis filter bank는 다음과 같이 표현된다.

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

Analysis filter bank는 다음과 같이 표현된다.

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

M은 subchannel의 수, N은 각각의 filter의 길이를 나타낸다.

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

모든 filter는 아래 식과 같은 cosine modulated prototype filter인 $P_0(z)$ 을 포함한다.

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

그리고 각각의 filter는 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.

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

III. Multi-band 제거를 위한 CIC filter 기반 고성능 Wavelet-OFDM 시스템

CMFB(Cosine Modulated Filter Bank)에 prototype filter로 적용할 CIC filter는 FIR filter에 기반을 두고 integrator부와 comb filter부가 직렬로 구성된 형태로 곱셈기가 필요하지 않으므로, 적은 메모리를 요구되는 형태이다^[4]. CIC filter의 전체 전달함수는 아래 수식과 같다.

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

이때 세부적으로 각 기능을 나누면 M은 decimation factor로써, M을 증가시키면 main lobe부분의 성능이 향상되고, 차수 N을 증가시키면 저지대역의 특성을 향상시켜 저지대역의 감쇠특성이 향상된다. D는 comb filter에서의

차동 지연을 나타내는 factor로 D factor처럼 증가할수록 main lobe의 성능이 향상 된다. $H_I(z)$ 는 integrator부로 다음과 같은 전달함수를 갖는다.

$$H_I(z) = \left(\frac{1}{DM} \frac{1}{1 - z^{-1}} \right)^N \quad (9)$$

$H_C(z)$ 는 comb filter로 다음과 같은 전달함수를 갖는다.

$$H_C(z) = (1 - z^{-DM})^N \quad (10)$$

이러한 CIC filter의 주파수 응답 $H_{CIC}(e^{j\omega})$ 은

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

로 표현된다. 다음은 CIC filter를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용한다. 즉 식 11을 식 5 및 식 6을 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$f_{cic,m}(k) = 2 \left(\frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (12)$$

$$h_{cic,m}(k) = 2 \left(\frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \cos \left[\frac{\pi}{M} \left(m + \frac{1}{2} \right) \left(k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (13)$$

그림 2는 CIC filter를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용한 시스템이다.

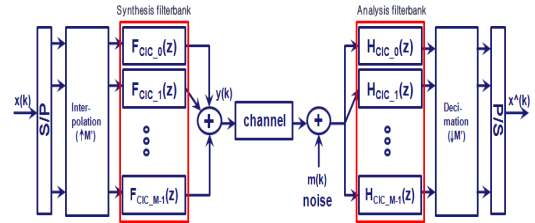


그림 2. CIC filter를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용한 구조
Fig. 2. CIC filter applied to prototype filter of the M-band transmultiplexer structure

CMFB 구조에 prototype filter부분에 CIC filter를 적용하여 filter bank를 구성한다. 이때 식 12와 식 13에서 D, M은 필터의 통과대역의 폭에 밀접한 관계가 있고, 차수인 N은 필터의 main-lobe와 side-lobe의 값의 차이, 즉 notch깊이의 크기를 정해주는 역할을 한다. 그러므로, CIC filter의 main-lobe의 대역폭과 notch깊이는 D, M 및 N값을 적절히 조절하여 생성되며, 이러한 CIC filter를 M-개 중첩하여 M-band CIC filter bank를 만들어 간섭신호를 제거하도록 설계하였다.

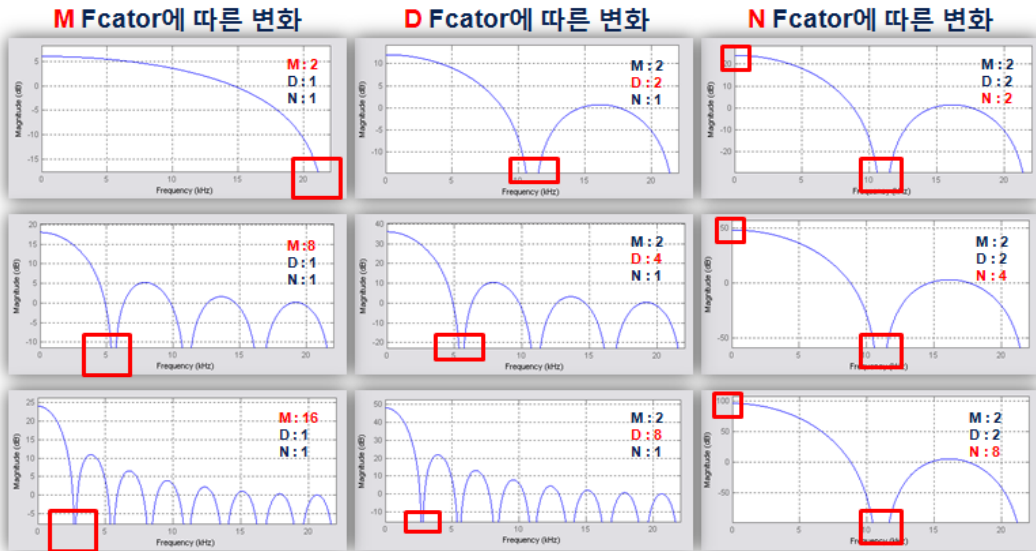


그림 3. CIC 필터의 파라미터 D, M 및 N에 따른 변화
Fig. 3. Changes of pursuant to CIC filter's parameters D, M and N

IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

전력선 통신을 위해 사용이 허가된 2~30MHz의 주파수 대역에 고주파 신호를 실어 보내게 되면, 기존에 해당 주파수 대역을 사용하던 단파 라디오, 아마추어 무선, 선박, 항공의 무선 시스템 등에 장애를 일으킬 수 있다. 따라서 간섭을 일으키는 대역을 제거해야 한다.

ETSI HF Broadcasting Band^[5]는 대역이 2.3MHz에서 30MHz까지 총 15개의 채널이 존재한다. 제거 대역폭은 최소 100kHz부터 최대 800kHz까지 분포하고 있다. 3번, 4번 채널이 각각 100kHz 가장 좁은 대역폭을 사용하며, 11번 채널이 800kHz로 가장 넓은 대역폭을 사용한다. 가장 근접한 채널은 4번 채널과 5번 채널로 두 채널간의 간격이 100kHz에 불과하다. 2~30MHz 주파수 대역의 시뮬레이션 상에서 CIC filter의 main-lobe 대역폭은 약 100kHz의 대역폭을 가졌다. 만약 간섭채널의 대역폭이 200kHz일 경우 2개의 filter를 제거해서 간섭 채널을 제거했다. 간섭 채널의 대역폭 등의 정보가 균일하지 않으므로 이러한 정보를 고려하여 Multi-band 제거 filter를 구성하여야 한다. 전체적인 system flow chart는 그림 4와 같다.

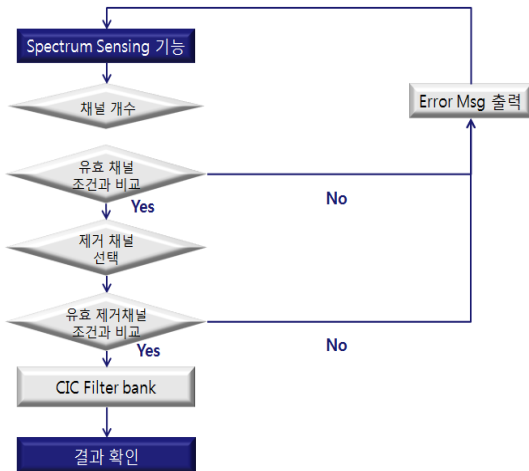


그림 4. system flow chart
Fig. 4. system flow chart

처음에는 몇 개의 채널을 제거할지 입력한다. 그 후 15개의 유효 채널 조건과 부합하면 다음 단계로 넘어가고 15개 이상을 입력하거나 1개미만의 채널 개수를 입력하면 에러 메시지가 뜬다. 몇 번 채널을 제거 할 것인지 입

력하면 그에 해당하는 채널 대역폭을 제거한다. 예를 들어 앞에서 제거 채널 개수를 3개로 입력한다. 만약 제거 채널이 3개 미만이거나 초과를 하게 되면 에러 메시지가 뜨고, 3번, 5번 그리고 13번 3개의 채널을 선택하면 선택한 채널의 대역을 제거한 CIC filter bank를 확인 할 수 있다.

1. 간섭 채널 제거 시뮬레이션

그림 5는 filter bank 개수에 따른 변화를 알아보기 위해 filter bank의 개수를 각각 128개, 256개로 하여 2번 채널을 제거하도록 시뮬레이션을 한 결과이다. 이 때 2번 채널의 대역폭은 200kHz로서 3.2~3.4MHz까지가 제거할 대역이다. filter bank가 128개일 때는 제거할 대역을 벗어나 있지만, filter bank가 256개일 때는 filter bank 개수가 128개일 때보다는 좋은 성능을 보였다. 이 때 notch되는 깊이는 둘 다 -80dB 이상이 되는 것을 확인할 수 있다.

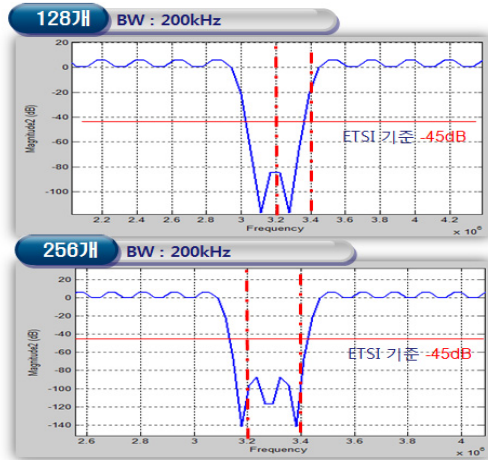


그림 5. Filter bank 개수의 따른 변화 1
Fig. 5. Changes of pursuant to the number of filter bank 1

그림 6은 filter bank 개수를 각각 512개와 1024개로 설정 했을 때의 2번 채널을 제거했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 결과를 보면 512개와 1024개 모두 3.2~3.4MHz까지 대역폭 200kHz가 제거된 모습을 볼 수 있다. Filter bank의 개수가 512개일 때와 1024개일 때의 성능의 차이가 없으므로 앞으로 시뮬레이션을 실행 할 때는 filter bank 개수를 512개로 설정을 했다.

다음은 동시에 여러 개의 채널은 제거한 시물레이션 결과이다. 실제 환경에서도 상황에 따라 몇 개의 채널을 제거하여 전력선통신을 이용하기 때문에 아래와 같은 시물레이션을 진행하였다.

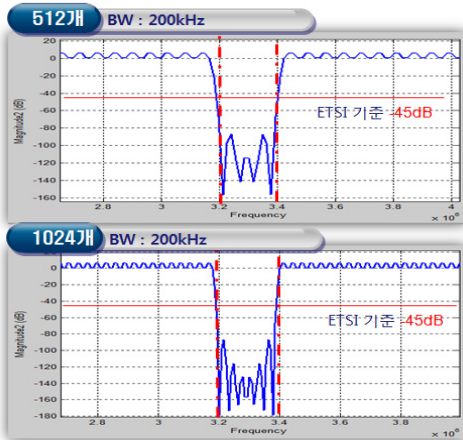


그림 6. Filter bank 개수의 따른 변화 2
Fig. 6. Changes of pursuant to the number of filter bank 2

그림 7은 앞서 제시되었던 채널 중 2번 채널과 7번 채널을 동시에 제거한 결과이다. [그림 6]에서 확인할 수 있듯이 2번 채널의 200kHz와 7번 채널의 600kHz가 모두 -80dB정도의 notch깊이를 가지며 제거되는 것을 확인할 수 있다.

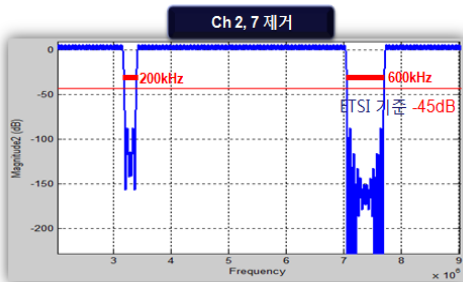


그림 7. 채널 2, 7번 제거 결과
Fig. 7. Channel 2, 7 removal results

그림 8은 제시된 채널 중 2, 6, 11번을 제거한 결과이다. 확대시킨 그림을 통해 알 수 있듯이 200kHz, 450kHz와 800kHz가 제거되는 것을 확인할 수 있고 notch깊이도

-80dB이상을 만족하는 것을 확인할 수 있다.

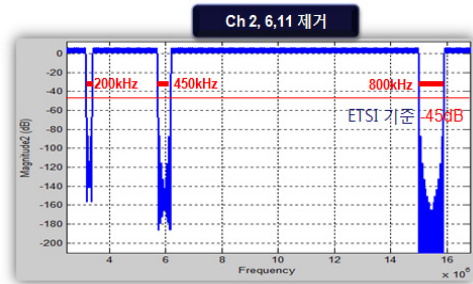


그림 8. 채널 2, 6, 11번 제거 결과
Fig. 8. Channel 2, 6, 11 removal results

그림 9는 2, 4, 6, 9, 11, 14번 채널을 같이 제거하는 경우이다. 즉 6개의 채널을 함께 제거하는 경우로써 위의 그림에서 보듯이 각각 채널에 해당하는 구간이 함께 제거되는 경우를 확인할 수 있다. 위의 결과를 확대하여 확인 하였을 때 각 채널의 제거되는 깊이도 모두 -80dB를 만족하는 것을 확인할 수 있다.

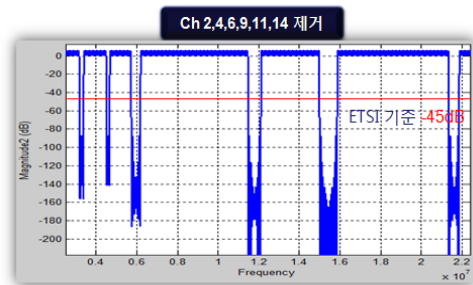


그림 9. 채널 2, 4, 6, 9, 11번 제거 결과
Fig. 9. Channel 2, 4, 6, 9, 11 removal results

그림 10은 제시된 15개의 채널을 모두 동시에 제거하는 경우이다. 즉 1~15번까지 채널을 모두 제거하는 경우인데, 그림에서 보듯이 각각 채널에 해당되는 구간인 모든 대역이 제거되는 것을 확인할 수 있다. 확대된 그림에서 보면 각 채널마다 제거되는 깊이가 다른 듯 하지만 실제로 앞선 결과에서 보듯 제거되는 깊이는 모두 -80dB를 만족하는 것을 확인할 수 있다.

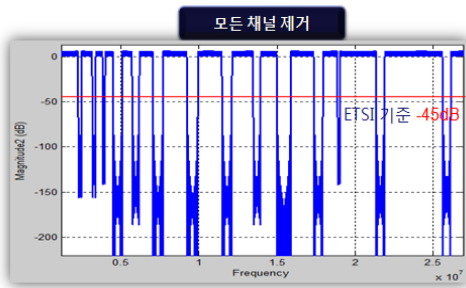


그림 10. 모든 채널 제거 결과
Fig. 10. All channel removal results

2. TMS320C6416T DSP에서 제안한 Notch Filter 구현

앞서 MATLAB을 통해 검증한 CIC filter기반의 고성능 notch filter로 emulator를 구현하고자 한다. Emulator 구현에는 Texas Instruments 사의 TMS320C6416T DSP Board를 이용하였다. 또한 새롭게 CIC filter기반의 동적 고성능 notch filter를 구현하였다.



그림 11. TMS320C6416T DSP 구조
Fig. 11. Structure of TMS320C6416T DSP

그림 11은 TMS320C6416T DSP board의 전체적인 구성을 나타낸다. DSP board가 동작하기 위해서는 5V의 전압원이 필요하고, XDS510 USB는 DSP Board를 컴퓨터와 연결하기 위한 USB Module이다. Emulator 구현에 사용된 DSP Chip은 Texas Instruments 사의 TMS320C6416 Model이며, CPU는 1GHz로 동작한다. Flash memory는 1M bytes이고, SDRAM은 16M Bytes 네 개로 구성되어 총 64M bytes까지 사용이 가능하다. 하지만, flash memory가 1M bytes 이므로, 프로그램이 복잡해지고 연산량이 증가할 경우 SDRAM을 통해 프로그램의 연산이 가능해진다. 이런 경우, SDRAM의 용량이 커 프로그램의 확장이 가능해지지만 flash memory를 통한 연산보다

연산 속도가 느려져, 실시간 시스템을 구성하려면 그 부분에 대한 고려도 필요하다^[6].

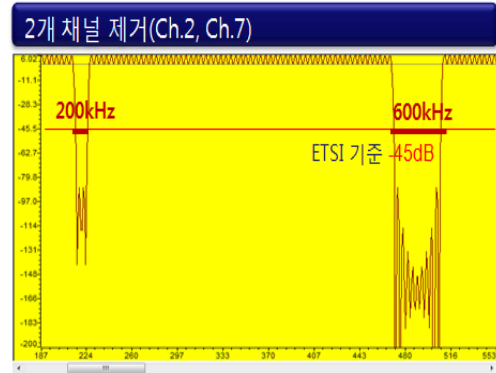


그림 12. 채널 2, 7번 제거 결과
Fig. 12. Channel 2, 7 removal results

그림 12를 보면 2개의 채널을 제거했을 때, Ch.2와 Ch. 7 둘 다 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션을 한 결과와 동일하게 notch되는 깊이가 -80dB이하를 만족하는 것을 볼 수 있다. 또한 제거한 채널의 모두 Ch.2는 200kHz Ch. 7은 600kHz를 만족한다는 것을 확인할 수 있다.

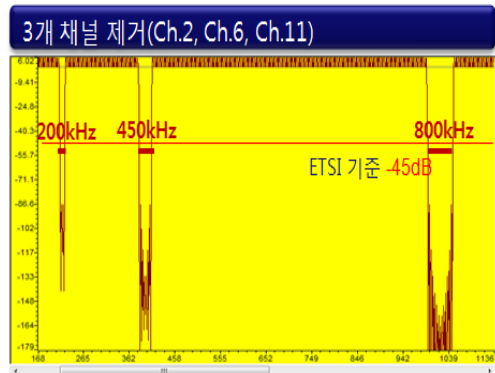


그림 13. 채널 2, 6, 11번 제거 결과
Fig. 13. Channel 2, 6, 11 removal results

그림 13을 보면 3개의 채널을 제거했을 때, Ch.2, Ch.6과 Ch.11 모두 대역폭에 맞게 제거되는 것을 볼 수 있다. Ch.2는 200kHz, Ch.6은 450kHz 그리고 Ch.11은 800kHz의 대역폭을 모두 만족하는 것을 확인할 수 있다.

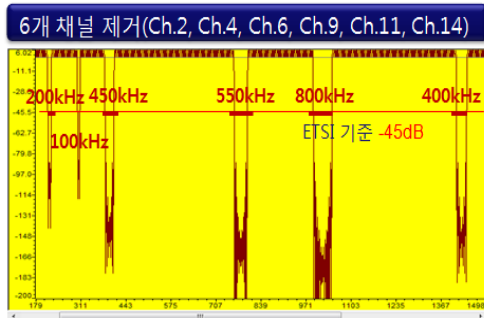


그림 14. 채널 2, 4, 6, 9, 11, 14번 제거 결과
Fig. 14. Channel 2, 4, 6, 9, 11, 14 removal results

그림 14는 6개의 채널을 제거했을 때이다. 그림 11, 그림12와 비교해봤을 때 Ch.2, Ch.6, Ch.11은 대역폭에 변함이 없음을 확인할 수 있고, Ch.4는 100kHz, Ch.9는 550 kHz, Ch.14는 400kHz의 대역폭을 만족함을 확인할 수 있다.

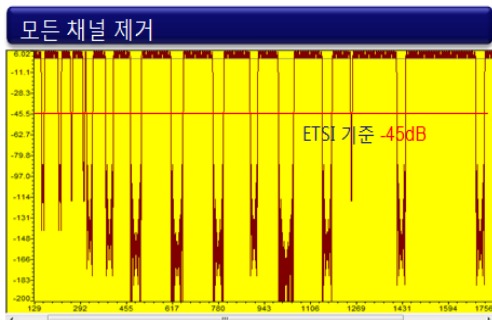


그림 15. 모든 채널 제거 결과
Fig. 15. All channel removal results

그림 15를 보면 15개의 채널을 제거했을 때이다. 모든 채널을 제거하였어도 대역폭에는 변함이 없음을 확인할 수 있고, 따라서 본 연구에서 제거하는 채널의 숫자에 관계없이 제거한 채널은 대역폭을 일정하게 유지한다는 것을 볼 수 있다.

V. 결론

전력선 통신에 이용되는 전력선은 통신용 배선이 아닌 전력을 실어 나르는 배선이기 때문에 60Hz의 전력을 기본으로 전송하도록 설계되었다는 단점이 존재한다. 현재 전력선 통신에서 사용하는 주파수 대역인 80MHz 이

하 대역의 일차 이용자(ITU-R 에서 국제적으로 할당)인 항공과 방송, 아마추어무선, 전파 천문, 해상의 안전/조난 통신 등이 전력선 통신의 활성화를 반대하는 이유는 이러한 간섭에 대한 우려 때문이다. 본 논문에서는 M-band transmultiplexer에 CIC filter를 prototype filter로 적용하여 notch filter를 설계하였다. CIC filter는 직렬로 연결된 N개의 integrator부와 comb filter부로 구성된다. 이때 일차 사용자들과의 간섭을 줄이기 위하여 필터구조의 일정대역을 제거하는 방법을 사용하였다. 또한, ETSI에서 제시한 간섭 채널 15개에서 사용자가 원하는 개수만큼의 채널을 제거할 수 있게 설계하였다. 그 동안 전력선 통신에서 문제점으로 지적되었던 일차 이용자(ITU-R 에서 국제적으로 할당)인 항공과 해상의 안전/조난통신, 방송, 아마추어무선, 전파 천문 등과의 간섭을 동적으로 제거할 수 있으므로 전력선 통신에서 외부 신호와의 간섭에 더욱 강한 시스템을 기대할 수 있다.

참고 문헌

- [1] 장동원, 이영환, “전력선을 이용한 유비쿼터스 고속 데이터 통신 연구”, 주간기술동향 통권, 1367호, Oct. 2008
- [2] AGeorge 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..”, IEEE Transactions on Electronics, Information and Systems, Volume 125, Issue 8, pp. 1254-1259, 2005
- [4] John G.Proakis, “Digital Signal Processing, 4Th Edition”, pp737
- [5] ETSI TS 102 578 v1.1.19, “Powerline Telecommunications(PLT); Coexistence between PLT Modems and Short Wave Radio broadcasting Services”, Feb. 2008
- [6] 장영범, “DSP 이론과 실무”, 생능 출판사, 2004.05

※ 본 연구는 한국전자통신연구원의 정보통신개발사업의 연구결과로 수행하였음.

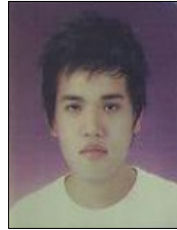
저자 소개

신 성 균(준회원)



- 2011년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업
 - 2011년 3월~현재 : 충북대학교 전파공학과 석사과정
- <주관심분야 : Wavelet OFDM, DDC, 디지털 라디오, 전력선 통신>

정 원 호(준회원)



- 2011년 2월 : 충북대학교 정보통신공학과 졸업
 - 2011년 3월~현재 : 충북대학교 전파공학과 석사과정
- <주관심분야 : DDC, 디지털 라디오>

장 동 원(준회원)



- 1983년 2월 : 한국항공대학교 항공통신공과(공학사)
- 2002년 2월 : 충남대학교 전파공학과(공학석사)
- 2005년 2월 : 충남대학교 전파공학과 박사과정 수료
- 1989년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 책임연구원

연구원 책임연구원
<주관심분야 : 전파시스템, 통신시스템, 디지털신호처리, 프로토콜 공학>

김 경 석(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
- <주관심분야 : 전파감시/관리시스템, 전파신호처리, SDR, Cognitive Radio, MIMO-OFDM, 전력선통신, 디지털라디오, MIMO 무선채널분석>