

<http://dx.doi.org/10.7236/JIIBC.2013.13.1.221>

JIIBC 2013-1-30

## 전력선통신을 위한 동적 고성능 Notch Filter 구현

### Implementation of a dynamic high-performance Notch Filter for Power-Line Communications

신성균\*, 이병진\*\*, 장동원\*\*\*, 김경석\*\*\*\*

Seong-kyun Shin, Byung-Jin Lee, Dong-Won Jang, Kyung-Seok Kim

**요약** 최근 인터넷이 주 정보원으로 작용하고 인터넷의 보급이 확산되는 정보화시대에 인터넷 망이 닿지 않는 지역의 Last Mile Solution에 적합한 대안으로서 전력선 통신에 관한 연구가 진행되고 있다. 하지만, 전력선 통신은 전력을 전송하도록 설계되었기 때문에 높은 고주파 신호를 보내게 되면 부근의 무선통신 서비스에 영향을 주게 된다. 이러한 간섭을 제거하기 위해서 일반적인 방법으로는 Notch filter를 주로 사용한다. 본 논문에서는 WDF 방식을 적용한 동적 고성능 Notch filter를 MATLAB을 통해 성능을 확인하였고 TI사의 TMS320C6416T DSP 보드를 이용하여 구현하였다.

**Abstract** Recent studies have been conducted on powerline communications as a viable alternative to the spread of the spread of the Internet and the Internet as the chief source of information act in the information age, the internet does not reach local Last Mile Solution. Powerline communication, but because it has been designed to transfer power to the high frequency signal to be sent when the close of wireless communications services impacted. The notch filters of a common way to eliminate the interference are used. In this paper, a dynamic high-performance notch filter applying WDF performance was verified through MATLAB and was implemented using a TI's TMS320C6416T DSP board.

**Key Words** : (PLC:Power Line Communication), Notch Filter, WDF(Wave Digital Filter), TMS320C6416T

## 1. 서론

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 기대를 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.

\*준회원, 충북대학교 전파통신공학과

\*\*준회원, 충북대학교 정보통신공학과

\*\*\*준회원, 한국전자통신연구원

\*\*\*\*정회원, 충북대학교 전파통신공학과, 교신저자

접수일자 2013년 1월 8일, 수정완료 2013년 2월 3일

게재확정일자 2013년 2월 8일

Received: 8 January 2013 / Revised: 3 February 2013 /

Accepted: 8 February 2013

\*Corresponding Author: kseokkim@cbnu.ac.kr

School of Information and Communication Eng., Chungbuk National University, Korea

최근에 전력선 통신 기술은 매우 발전되어서 200Mbps 정도의 고속통신을 할 수 있게 되었다<sup>[1]</sup>. 그러나 전력선 통신에 이용되는 전력선은 기본적으로 60Hz의 전력을 전송하도록 설계되었으므로 이보다 높은 고주파 신호를 보내게 되면 표피효과(Skin Effect)로 인하여 전파가 방사되어 부근의 무선통신 시스템에 영향을 주게 된다. 그러므로 현재 전력선 통신에서 사용하는 주파수 대역(80MHz 이하)의 일차 이용자(ITU-R 에서 국제적으로 할당)인 항공과 해상의 안전/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<sup>[2]</sup>. 그래서 notch filter를 이용하여 해당하는 대역을 제거하는 방법이 사용된다.

본 논문은 전력선 통신에서 사용하는 주파수 대역(80MHz 이하)의 무선 신호 간섭을 제거하기 위해 WDF(Wave Digital Filter)를 이용하여 동적 고성능 notch filter를 제안한다. 기존 연구했던 논문인 “CIC Filter 기법을 적용한 동적 고성능 Notch Filter 구현”보다 좋은 성능을 보인 WDF를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용하여 notch filter를 제안하였다. 2장에서는 전력선 통신을 위한 기존 Notch filter 대해 알아보고 3장에서는 고성능 WDF기반 Notch filter에 Multi-band 제거 기능을 적용하고, 4장에서는 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션을 하고 TI사의 TMS320C6416T DSP 보드를 이용하여 구현하였다. 끝으로 5장에서 결론을 맺는다.

## II. 전력선 통신을 위한 기존 Notch filter

### 1. IIR 기반 Notch filter

IIR(Infinite Impulse Response)기반 Notch filter를 구성하는 기본 수식은 식(1)과 같다.

$$H(z) = \frac{1 - 2r \cos(\omega_0)z^{-1} + r^2z^{-2}}{1 - 2\alpha r \cos(\omega_0)z^{-1} + \alpha^2 r^2 z^{-2}} \quad (1)$$

- $\omega$  : Notch filter 중심 주파수
- $\alpha$  : Notch filter Slope 계수
- $r$  : Notch filter Pole & Zero

IIR Notch filter는  $\alpha$ 와  $r$ 에 의해 그 성능이 좌우되며,  $\alpha$ 와  $r$ 은 임의의 상수를 지정하여 적용하도록 되어있다.

Frequency Spacing 및 Notch Level을 결정짓는 값은 수식의  $r$ 값이므로,  $r$ 값을 구하는 식을 도출하였다. 본 논문의 적용을 위해 도출한 식은 식(2)와 같다.

$$r^2 = r_{100kHz}^2 - \alpha \times (2 \times BW_{NF} - 100kHz) \quad (2)$$

이러한 수식을 기반으로 ETSI 기준 채널 5번에 해당하는 IIR Notch filter를 설계한 결과는 그림 1와 같다.

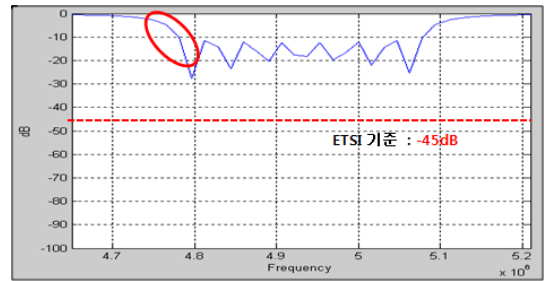


그림 1. IIR 기반 Notch filter 결과  
Fig. 1. IIR Notch filter based results

IIR Notch filter를 3단으로 구성하여 해당 대역을 제거하도록 구성한 결과, 일부는 전력선 통신의 잡음 제거를 위한 ETSI의 최소 기준인 -45 dB를 만족하지 못하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 점을 보완하기 위해 Stable IIR Notch filter를 통하여 IIR Notch filter의 성능을 검증하였다.

### 2. Stable IIR 기반 Notch filter

Stable IIR Notch filter를 위한 전달 함수식은 다음과 같다<sup>[3]</sup>.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{1 - 2\cos(\omega_N)z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r\cos(\omega_N)z^{-1} + r^2z^{-2}} \quad (2)$$

-  $r$  : Pole/Zero Radius

-  $\omega_N$  : Pole/Zero Angle

$$\omega_N = \frac{\text{Notch 주파수}}{\text{전체 주파수}} (\text{Radian})$$

여기에서  $\omega_N$ 은 Notch Frequency의 영향을 받고  $r$ 은 filter 대역폭의 영향을 받는다.  $r$ 값은 Pole/Zero Radius로 Notch 해야 하는 대역폭의 영향을 받는다.  $\omega_{Nk}$ 는 Pole/Zero Angle로 Notch Frequency의 영향을 받는다. 일반적인 IIR Notch filter에서는  $\alpha$ 와  $r$ 을 임의의 상수로 지정해야 했지만, Stable IIR Notch filter에서는  $r$ 값을 지정할 경우, 해당  $r$ 값에 합당한 Zero와 Pole을 연산하므로 Notch filter의 성능을 높일 수 있다.

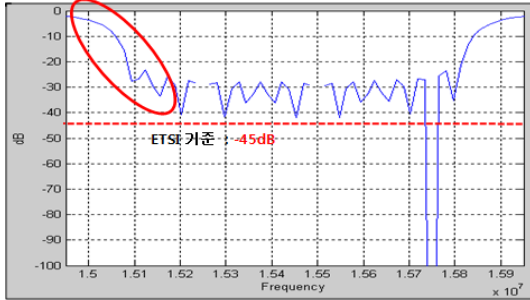


그림 2. Stable IIR 기반 Notch filter 결과  
Fig. 2. Stable IIR Notch filter based results

위 그림은 대역폭이 800 kHz인 11번 채널을 제거하기 위한 15단 Stable IIR Notch filter이다. 성능은 -8 dB ~ -43 dB로 역시 대부분이 ETSI 최소 기준에 도달하지 못하는 것을 확인할 수 있다.

### 3. CIC filter 기반 Notch filter

CIC(Cascaded Integrator Comb) filter의 전체 전달함수는 아래 수식과 같다<sup>[4]</sup>.

$$H_{CIC}(z) = \left( \frac{1}{DM} \frac{1-z^{-DM}}{1-z^{-1}} \right)^N = H_I(z) \times H_C(z) \quad (3)$$

이때 세부적으로 각 기능을 나누면  $M$ 은 decimation factor로써,  $M$ 을 증가시키면 main lobe부분의 성능이 향상되고, 차수  $N$ 을 증가시키면 저지대역의 특성을 향상시켜 저지대역의 감쇠특성이 향상된다.  $D$ 는 comb filter에서의 차동 지연을 나타내는 factor로  $D$  factor처럼 증가할수록 main lobe의 성능이 향상 된다.  $H_I(z)$ 는 integrator부로 다음과 같은 전달함수를 갖는다.

$$H_I(z) = \left( \frac{1}{DM} \frac{1}{1-z^{-1}} \right)^N \quad (4)$$

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

$$H_C(z) = (1-z^{-DM})^N \quad (5)$$

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

$$H_{CIC}(e^{j\omega}) = \left( \frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right)^N \quad (6)$$

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

$$f_{cic,m}(k) = 2 \left( \frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( m + \frac{1}{2} \right) \left( k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (7)$$

$$h_{cic,m}(k) = 2 \left( \frac{\sin \frac{\omega DM}{2}}{DM \sin \frac{\omega}{2}} e^{-j\omega[(DM-1)/2]} \right) \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( m + \frac{1}{2} \right) \left( k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (8)$$

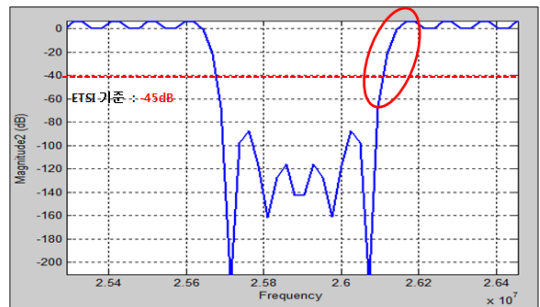


그림 3. CIC 기반 Notch filter 결과  
Fig. 3. CIC Notch filter based results

위의 그림은 14번 채널을 제거한 결과이다. 대역폭이 400 kHz이므로 그림에서도 확인할 수 있듯이 22.6~23 MHz까지 notch 깊이가 약 -80 dB정도 되며 채널이 제거 되는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 side lobe에서 완만하게 떨어지는 모습을 볼 수 있다<sup>[5]</sup>.

기존의 연구되었던 notch filter의 성능을 보면 IIR 기반 notch filter와 Stable IIR 기반 Notch filter는 전력선 통신의 잡음 제거를 위한 ETSI의 최소 기준인 -45 dB를 만족하지 못하는 것을 확인할 수 있다. CIC 기반 notch filter는 ETSI의 최소 기준인 -45 dB를 만족하지만 side lobe에서 완만하게 떨어지는 모습을 볼 수 있었다. 본 논문은 ETSI의 최소 기준인 -45 dB를 만족 못하는 점과 side lobe에서 완만하게 떨어지는 점을 보완하고자 WDF 기반 notch filter를 제안한다.

### III. 고성능 WDF 기반 Notch filter

CMFB(Cosine Modulated Filter Bank)에 prototype filter로 적용할 WDF는 Fettweis에 의해 제안된 filter로 IIR filter의 한 형태인데 오버플로우나 반올림오차 등과 같은 비선형 동작 상태나 filter 계수의 단어길이가 짧은 경우에도 뛰어난 동작특성을 보여 주어 루프 연산에서도 안정성을 제공 할 수 있기 때문에 많이 이용되고 있다<sup>[6]</sup>.

WDF는 아날로그에서 디지털로 변환 하여 설계 한다. 아날로그에서 디지털로 변환하는 방법에는 여러 가지 방법이 있는데 Butterworth, Chebyshev I,II, Elliptic을 이용하여 아날로그 하프밴드 filter를 설계 할 수 있고, 이렇게 만들어진 아날로그 하프밴드 filter를 Impulse Invariant와 Bilinear을 이용하여 아날로그에서 디지털로 변환을 하여 WDF를 완성 할 수 있겠다. 본 논문에서는 butterworth, chebyshev I,II, Elliptic의 여러 방법 중 Elliptic을 이용하여 아날로그 하프밴드 filter를 설계하고 만들어진 아날로그 하프밴드 filter에서 디지털로 변환할 때 Impulse invariant와 Bilinear방법 중 Bilinear방법을 이용하여 설계하였다.

Elliptic filter의 수식은 다음과 같다.

$$H_i(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} = \frac{s^2 + A_{0i}}{s^2 + B_{1i}s + B_{0i}} \quad (9)$$

이렇게 만들어진 아날로그 Elliptic filter를 Impulse Invariant와 Bilinear을 이용하여 아날로그에서 디지털로 변환을 하여 WDF를 완성 할 수 있겠다. Bilinear을 이용한 방법은 라플라스 영역을 Z-domain으로 변환하여 사용하는 방법으로 아날로그 영역과 디지털 영역을 1:1로 대응 시켜 변환한다. 그렇기 때문에 안정적인 설계가 가능하고 Aliasing이 없으며, 변환 할 수 있는 filter 형태의 제한이 없기 때문에 Bilinear방법을 사용하여 설계하였다. 식(9)을 Bilinear방법을 이용하여 디지털 영역으로 변환하는 과정은 아래와 같다.

$$H(z) = H(s) \left|_{s = \frac{2}{T} \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} = c \left( \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)} \right. \\ = \frac{\beta_2 + \beta_2 z^{-1}}{1 - \beta_1 z^{-1}} \prod_{i=1}^r \frac{\alpha_{3i} - \alpha_{4i} z^{-1} + \alpha_{3i} z^{-2}}{1 - \alpha_{1i} z^{-1} + \alpha_{2i} z^{-2}} \quad (10)$$

앞서 Transmultiplexer 구조의 Prototype filter로 WDF을 적용했다. 이 때 사용되는 filter는 앞서 설명한 CMFB (cosine modulated filter bank)의 구조를 가지고 있다.

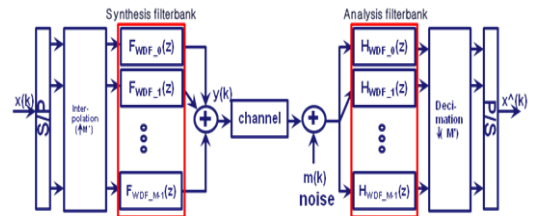


그림 4. WDF를 M-band transmultiplexer의 prototype filter로 적용한 구조  
Fig. 4. WDF applied to prototype filter of the M-band transmultiplexer structure

즉 식 (5)에 해당하는 Prototypefilter로 WDF를 적용하여 식 (5)과 식 (6)에 적용을 해보면 다음과 같다.

$$f_m(k) = 2 \left( \frac{H_0(1 + e^{-j\omega})}{(c + \sigma_0) - (c - \sigma_0)e^{-j\omega}} \frac{[(c^2 + A_{0i})\cos\omega - 2(c^2 - A_{0i})]^2}{\Pi [(c^2 + B_{0i})\cos\omega - (c^2 - B_{0i})]^2 + (BC)^2 \sin^2\omega} \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( m + \frac{1}{2} \right) \left( k - \frac{N-1}{2} \right) - (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \right) \quad (11)$$

$$h_m(k) = 2 \left( \frac{H_0(1+e^{-jw})}{(c+\sigma_0) - (c-\sigma_0)e^{-jw}} \frac{[(c^2+A_{0i})\cos\omega - 2(c^2-A_{0i})]^2}{[(c^2+B_{0i})\cos\omega - (c^2-B_{0i})]^2 + (BC)^2\sin^2\omega} \right) \cos \left[ \frac{\pi}{M} \left( m + \frac{1}{2} \right) \left( k - \frac{N-1}{2} \right) + (-1)^m \frac{\pi}{4} \right] \quad (12)$$

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

WDF를 디자인하기 먼저 디지털 영역에서 주어진 스펙을 아날로그 영역의 스펙으로 변환하여 복중단 LCfilter를 디자인한다. WDF을 설계하기 위해서는 우선 디지털 영역에서 요구되는 스펙을 사용자에게 의해 설정해야 한다. 디지털영역에서 요구되는 스펙은 filter의 저지대역 특성을 결정하는 Stop band Attenuation, 통과대역 주파수를 정하는 Pass band edge 마지막으로 차단대역 주파수를 결정하는 Stop band edge 세 가지로 분류된다.

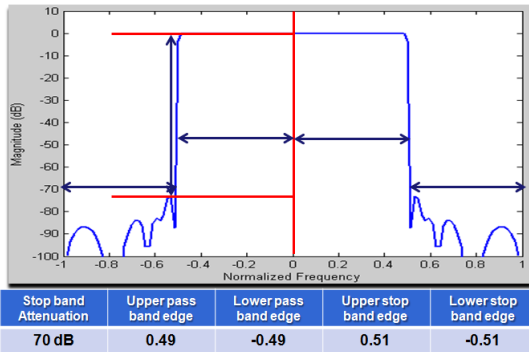


그림 5. 기본적인 WDF의 요구사항  
Fig. 5. The requirements of the basic WDF

위의 그림 5는 Stop band Attenuation = 70 dB, Lower pass band edge = 0.49 pi, Lower stop band edge = 0.51 pi 그리고 Upper pass band edge = 0.49 pi, Upper stop band edge = 0.51 pi으로 설정하여 시뮬레이션 결과이다.

ETSI HF Broadcasting Band<sup>[7]</sup>는 대역이 2.3MHz에서 30MHz까지 총 15개의 채널이 존재한다. 제거 대역폭은 최소 100kHz부터 최대 800kHz까지 분포하고 있다.

filter뱅크 개수를 설정하기 위해 각각 128, 256, 512, 1024개로 설정 했을 때의 2번 채널을 제거했을 때의 시뮬레이션 결과를 보면 128, 256, 512, 1024개 모두 3.2~

3.4MHz까지 대역폭 200kHz가 제거된 모습을 볼 수 있다. 또한, notch되는 깊이는 둘 다 -65dB 이상이 되는 것을 확인할 수 있다.

시뮬레이션 상에서 filter뱅크의 개수가 1024개 일 때 가장 좋은 성능 보였다.

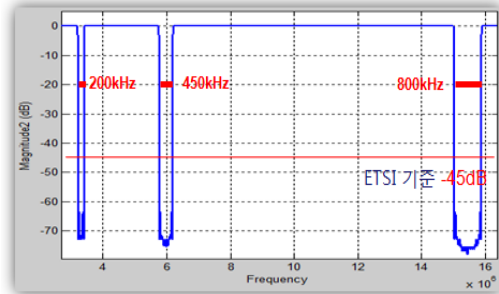


그림 6. 채널 2, 6, 11번 제거 결과  
Fig. 6. Channel 2, 6, 11 removal results

위 그림은 제시된 채널 중 2, 6, 11번 채널을 제거한 결과이다. 확대시킨 그림을 통해 알 수 있듯이 200kHz, 450kHz 와 800kHz가 제거되는 것을 확인할 수 있고 다른 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 notch 깊이도 -65dB 이상을 만족하는 것을 확인할 수 있다.

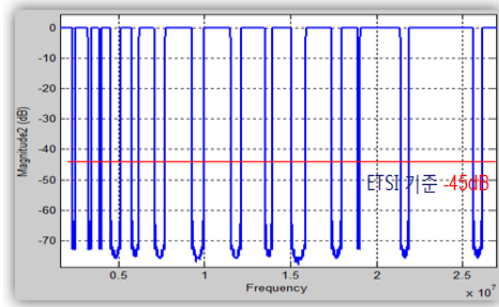


그림 7. 모든 채널 제거 결과  
Fig. 7. All channel removal results

위 그림은 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 -65dB를 만족하는 것을 확인할 수 있다.

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



그림 8. TMS320C6416T DSP 구조  
Fig. 8. Structure of TMS320C6416T DSP

위 그림은 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<sup>[8]</sup>.

그림 14는 6개의 채널을 제거했을 때이다. 그림 11, 그림 12와 비교해봤을 때 Ch.2, Ch.6, Ch.11은 대역폭에 변함이 없음을 확인할 수 있고, Ch.4는 100kHz, Ch.9는 550kHz, Ch.14는 400kHz의 대역폭을 만족함을 확인할 수 있다.

그림 11를 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.

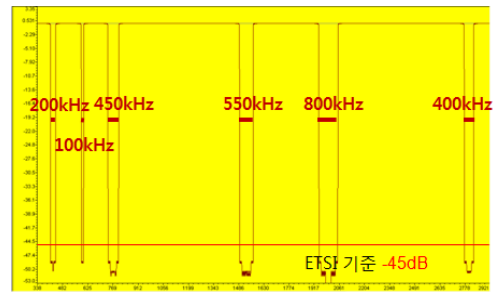


그림 9. 채널 2, 4, 6, 9, 11, 14번 제거 결과  
Fig. 9. Channel 2, 4, 6, 9, 11, 14 removal results

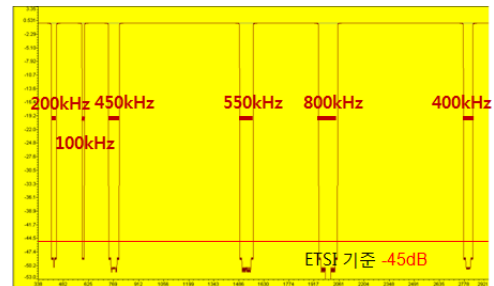


그림 10. 모든 채널 제거 결과  
Fig. 10. All channel removal results

## V. 결론

최근 인터넷이 주 정보원으로 작용하고 인터넷의 보급이 확산되는 정보화시대에 인터넷 망이 닿지 않는 지역의 Last Mile Solution에 적합한 대안으로서 전력선 통신에 관한 연구가 진행되고 있다. 현재 200Mbps PLC 장비가 상용화 되는 등 전력선 통신기술의 발달로 통신 인프라가 구축되지 않은 나라에서는 집근만 뿐만 아니라 백본 망까지 구축하려는 연구가 진행 중이다. 하지만, 전력선 통신은 전력을 전송하도록 설계되었기 때문에 높은 고주파 신호를 보내게 되면 부근의 무선통신 서비스에 영향을 주게 된다. 본 논문에서는 전력선 통신 환경 상에서 주변의 무선통신 서비스와의 간섭을 효과적으로 제거하기 위한 방안에 대하여 기술하였다. 주변 무선 서비스와 간섭을 일으키는 대역의 신호를 효과적으로 제거하기 위해 WDF 기반의 동적 고성능 Notch 필터 기능을 제안하였다. 또한, notch 되는 깊이는 WDF의 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. 또한, MATLAB을 통

해 검증한 WDF기반 Notch 필터의 Emulation 시스템을 구현하여 CCS Tool을 통해 성능을 확인해 보았다.

### 참 고 문 헌

- [1] D.W. Jang, Y.H. Lee "IQUITOUS high-speed data communications studies using powerline", Weekly Technology Trends, no.1367, 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] Chien-Cheng Tseng, "Stable IIR Notch filter Design with Optimal Pole Placement", IEEE Transaction on signal processing, vol. 49, no. 11, pp. 2673-2681, Nov. 2001.
- [4] John G.Proakis, "Digital Signal Processing, 4Th Edition", pp737
- [5] Seong-Kyun Shin, Won-Ho Jeong, Dong-Won Jang, Kyung-Seok Kim "Implementation of a Dynamic High-performance Notch Filter applying CIC Filter Scheme", IWIT Journal of vol. 11, no. 6, 2011.12
- [6] A. Fettweis, Wave Digital Filters: theory and practice, Proc IEEE 74 (2), 270-327, 1986. 02
- [7] ETSI TS 102 578 v1.1.19, "Powerline Telecommunications(PLT); Coexistence between PLT Modems and Short Wave Radio broadcasting Services", Feb. 2008
- [8] Y.B. Jang, "DSP theory and practice", Saeng neung Publisher, 2004.05

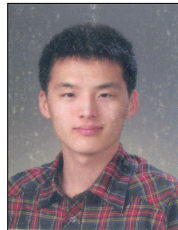
### 저자 소개

#### 신 성 균(준회원)



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

#### 이 병 진(준회원)



- 2006년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 정보통신공학과 학부과정
- <주관심분야 : Cognitive Radio, 전력선 통신, 가시광 통신>

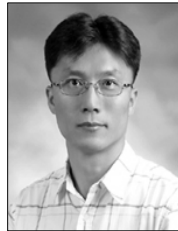
#### 장 동 원(준회원)



- 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>