

# 전력선 채널의 데이터 전송 특성 개선을 위한 고조파 잡음 제거에 관한 연구

正會員 朴 俊 炫\* 正會員 金 南 用\* 正會員 康 昌 彦\*

## A Study on the Cancellation of Harmonic Noise for the Improvement of Data Transmission Characteristics in Power Line Channel

Joon Hyeon PARK\*, Nam Yong KIM\*, Chang Eon KANG\* *Regular Members*

**要 約** 본 논문에서는 전력선 채널에서 가장 심각한 문제인 임펄스성 고조파 잡음을 제거하기 위한 디지털 신호 처리 기술을 LMS(Least Mean Square)와 ITLMS(Individual Tapped LMS)의 두 가지의 알고리즘을 사용한 선형 예측에 의한 전력선 고조파 잡음 제거 방식을 통해 다루었고 각종 제밍(jamming)에 강한 특징을 가지는 DS(Direct sequence) 대역 확산 통신을 전력선 채널에 적용하여 전송 성능의 개선을 확인하였다.

**ABSTRACT** In this paper, power line harmonic noise which is the most serious problem in the secondary power distribution line is eliminated and analyzed using adaptive noise cancellers with two adaptive algorithms, LMS and individual tap LMS(ITLMS) algorithm.

To testify the improvement of data transmission characteristics made by the adaptive filter with two adaptive algorithms, BER was measured in DS spread spectrum communication system including the noise canceller.

### I. 서 론

정보를 효율적으로 전송하기 위한 방법으로 여러 가지 전송 매체가 사용되고 있지만 유선 링크와 밀접한 관계를 가지는 전력선을 전송 매체로 사용하면 신호전송과 전력 공급을 동일한 매체로 이용할 수 있으며 기존 건물에서는 전송로를 다시 설치할 필요가 없다는 장점이 있기 때문에 이용 가치가 부각되고 있다.<sup>(1)</sup>

그러나, 전력선은 배전반이나 전기 기기에서 발생하는 임피던스가 수시로 변화하며 발생하는 잡음이 임펄스성 고조파 형태의 큰 값을 가지므로 신호의 전송매체로서 그다지 품질이 좋은

편은 아니다. 특히, 전력선 반송 통신 시스템에서 가장 심각한 문제는 60Hz 전력 신호와 동기된 스위칭 시간을 가지는 부하에 의해 야기되는 임펄스성 고조파 잡음이다<sup>(2)</sup>.

이러한 고조파 잡음을 제거하기 위하여 고정된 대역 차단 필터를 사용하는 방식과 잡음이 고정된 정수배의 고조파에서 발생한다는 것을 가정하고 고조파 잡음이 존재하지 않는 주파수 대역을 통해 신호를 전송하는 방식이 제안되었다.

하지만, 고조파 잡음이 정확히 60Hz 전력 주파수의 정수배에서 발생하지 않고 이러한 값에서 다소 변화하는 특성을 가지기 때문에 이러한 변화를 고려할 수 있는 적응 필터에 대한 연구가 계속되어 오다가 1985년 Trussell와 Wang이 선형예측에 의한 전력선 고조파 잡음 제거 방식을 제안하였다<sup>(3)</sup>. 고조파 잡음은 60Hz 주기마다 그 크기와 위치가 다소 랜덤한 특성을 지니고

\* 延世大學校 電子工學科  
Dept. of Electronics, Yonsei University.  
論文番號 : 91-23(接受1991. 1. 4)

있지만 이러한 잡음을 통계적으로 특징지어서 고조파 잡음을 제거하기 위해 필터를 설계할 수 있다.

본 논문에서는 전력선을 디지털 통신을 위한 전송로로 이용하기 위해 건물내 전력선에서 가장 심각한 문제인 임펄스성 고조파 잡음을 제거하기 위한 디지털 신호 처리 기술을 LMS(Least Mean Square)<sup>6, 7, 8)</sup>와 ITLMS(Individual Tap LMS)<sup>9)</sup>의 두 가지의 알고리즘을 통해 다루었고 각종 재밍(jamming)에 강한 특징을 가지는 DS(Direct sequence) 대역 확산 통신을 전력선 채널에 적용하여<sup>6, 10)</sup> 전송 성능의 개선을 확인하였다.

II 장에서는 건물내 전력선의 임펄스성 고조파 잡음 측정 결과를 다루었고 III 장에서는 DS 대역 확산 통신 시스템의 수학적 모델에 대해 살펴보았고 IV 장에서는 선형 예측에 의한 전력선 고조파 잡음 제거 방식에 대하여 고찰하였다. V 장에서는 이러한 고조파 잡음 하의 전력선을 채널로 모델링하여 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 두 가지의 서로 다른 알고리즘을 사용한 DS 대역 확산 통신의 신호 전송 성능에 대해 분석하였고, VI 장에서는 결론을 맺었다.

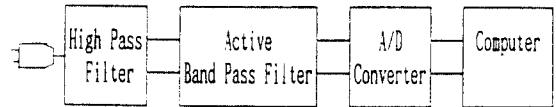
## II. 건물내 전력선의 임펄스 잡음 측정

건물내 전력선에 존재하는 잡음 형태 중에서 충격성 잡음(impulse noise)은 전력선 반송 시스템에서 연결 에러(burst error)를 유발하는 주요한 원인 중의 하나이다. 전력선 채널에서는 60Hz의 전력신호와 동기되어 스위칭 작용을 하는 부하, 즉 SCR과 같은 스위칭 기기들에 의해 높은 레벨의 주기적인 충격성 잡음이 발생된다. 이러한 주기적인 충격성 잡음은 전력선 반송 통신 시스템의 성능을 저하시키는 물론 전력선 채널상에서 발생하는 연결 에러의 주 원인이 되기 때문에 전력선 반송 통신 시스템의 성능면에서 볼 때 대단히 중요한 의미를 지닌다고 할

수 있다. 본 절에서는 그림 1과 같은 측정 시스템을 이용하여 연구동 건물내 전력선에 존재하는 잡음 데이터를 플로피 디스크에 저장한 후 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 이를 분석하고자 한다.

### (1) 잡음 측정

전력선을 통해 통신을 하기 위해서는 다른 통신 채널보다 심한 잡음과 감쇄현상, 페이딩(fading)에 대한 정확한 고찰을 필요로 하며, 전력선 채널상의 잡음을 측정하는 데는 60Hz의 높은 전압에 대한 대책이 있어야만 한다. 여기서는 배전선에서 부터 건물내로 전력선을 연결시키준 변압기의 이차 측(secondary side)에서 존재하는 잡음을 측정하였다. 주 잡음원으로는 모터(motor)와 TV 수신기, 전원 장치(power supply), 조도 조절기 등이 있으나, 조도 조절기에서 발생하는 60Hz와 동기된 잡음을 주로 고리하였다. 그림 1과 같은 장치를 설치하여 잡음을 측정하였는데 120V 벽면 콘센트에서 HPF까지의 간격은 12m이고, 조도 조절기



AC 100V

그림 1. 잡음 측정에 사용된 시스템

정기 전압 100V, 정기 소비 전력 60W인 효성 조명의 AURORA 8000을 사용하였고 HPF와의 간격은 3m였다. 측정 시각은 00시에서 02시 사이였으며 이 시간에 측정된 연구동은, 주로 컴퓨터 들인 주변 연구실들의 기기들이 동작하고 있었는데, 거의 일정하게 변동없는 상태를 유지하고 있었다. 60Hz의 고 전압을 차단 시키기 위하여 0.9kHz이상의 신호만 통과시키도록 HPF를 사용하였으며 A/D 변환기의 샘플링 주파수의 에일리어징(Aliasing)을 방지하기 위해 1.2kHz의 차단 주파수를 가지는 능동 대역 여파기

를 사용하였다.

이 측정에서 사용된 A/D 컨버터는 Data Translation사의 DT 2827로서 2.5kHz의 표본화율로 잡음을 A/D 변환하였다.

### (2) 측정 결과

측정 결과는 그림 2와 같은 잡음 특성을 얻을 수 있는데, 이 잡음 측정에서 트라이악(triac)을 가진 조도 조절기의 직접적인 영향으로 60Hz의 큰 충격성 잡음이 생기고 그 사이에 작은 크기의 충격성 잡음이 주기적으로 관찰되고 있다.

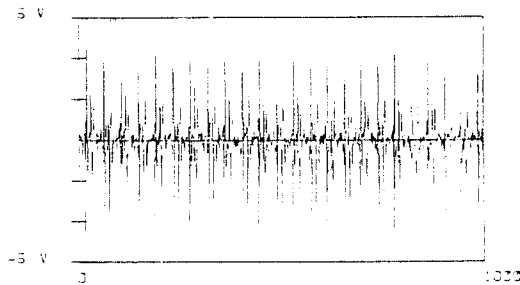


그림 2. 측정된 잡음

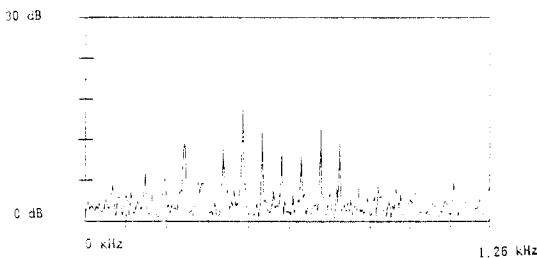


그림 3. 측정된 잡음의 주파수 특성

트라이악은 60Hz에 동기되어 60Hz 주기마다 충격성 잡음이 관찰되며, 그 사이에 발생하는 주기적 충격성 잡음은 배전선의 3상에 각각 60kHz로 발생하는 주기성 충격성 잡음이 유기되어 나타나는 것으로 해석할 수 있다. 이들 충격성 잡음은 조도 조절기를 연결시키기 전부터 관찰되었으나 조도 조절기를 연결시키 조명을

최대로 해준 이후에 60Hz 주기의 충격성 잡음이 더 크게 관측되었다.

그림 3은 그림 2에 주어진 임펄스 잡음을 주파수 영역에서 관찰한 것이다. 이 그림에서 보는 것 처럼 약 500~800Hz 사이의 주파수 대역에서 강한 임펄스 잡음이 존재하는데 이것은 HPF를 사용하여 60Hz 전력 신호의 임펄스 잡음 성분을 제거하였지만 60Hz의 전력이 매우 크기 때문에 HPF에 의하여 완전히 제거되지 않고 필터를 통해 흘러들어 오고 있기 때문이다. 이러한 임펄스 잡음은 BPF에 의하여 제거되어 잡음 전력이 점점 약해짐을 관측할 수 있다.

## Ⅲ. DS 대역 확산 통신 시스템의 수학적 모델

대역 확산 통신 시스템에서 신호가 디지털 형태로 전송될 때 DS 대역 확산 시스템의 전송 신호는 그림 4와 같이 생성된다. 확산 함수는 가상 잡음 생성기(pseudonoise generator)에 의하여 구현될 수 있다.

정보 비트당 사용되는 가상 잡음 칩(chip)수를  $L$ 이라고 할 때  $k$ 번째 정보 비트의 신호(등가 지역 통과 신호)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$b_k(t) = \sum_{j=1}^L P_{kj} q(t - j\tau_c) \quad (3-1)$$

여기서,  $P_{kj}$ 는  $k$ 번째 정보 비트에 대하여 PN 코드 생성기로 부터 나온 출력 시퀀스이며  $q(t)$ 는 간격  $\tau_c$ 와 단위 에너지를 갖는 구형파 펄스이다. 전체 전송 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$s(t) = \sum_k I_k b_k(t - kT_b) \quad (3-2)$$

여기서,  $I_k$ 는 2진 정보 시퀀스이고  $T_b = L\tau_c$ 는 정보 비트의 간격이다.

$T_b/\tau_c = L$ 이고 이것을 처리 이득(processing

gain)이라고 하며 DS 대역 확산 시스템의 성능을 가늠하는 척도가 된다. 처리 이득이 커질수록 정보 신호의 확산이 넓게 일어나서 간섭 제거 능력이 향상되는 반면 전송 대역의 증가를 가져온다. 의사 잡음 생성기(pseudonoise generator)는 대역 확산 통신에서 공통적으로 사용되는 랜덤 코드 발생기로서 코드율에 따라 처리 이득이 결정되어 DS 대역 확산시스템의 간섭 제거 능력을 좌우하게 된다.

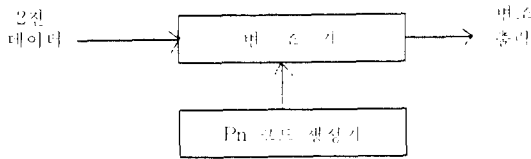


그림 4. DS 대역 확산 송신기

전력선 고조파 잡음을 DS 대역 확산 통신의 개념에서 간섭 신호로 간주하여, TDL에 의한 적응 잡음 제거를 DS 대역 확산 통신에 적용해 보도록 한다. 앞서서 그림 4에 DS 대역 확산 송신기를 나타내었고 아래의 그림 5에 TDL 고조파 잡음 제거를 적용한 DS 대역 확산 수신기가 나타나 있다. 적응 고조파 잡음 제거기를 통해 추정 및 억압된 고조파 잡음 제거기의 출력 신호는 PN 상관기에 의해 복조된다.

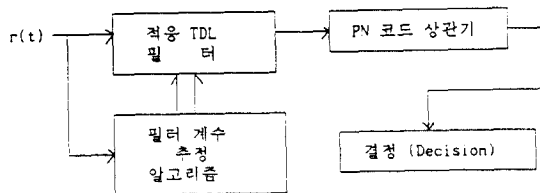


그림 5. TDL 잡음제거기를 포함한 DS 대역 확산 수신기

#### IV. 선형 예측에 의한 전력선 고조파 잡음 제거

전송된 신호는 전력선을 거치면서 첨가 백색 가우시안 잡음  $n_w(t)$ 와 임펄스성 고조파 잡음  $n_h(t)$ 에 의하여 왜곡된다. 전력선 고조파 잡음은 식(4.1)과 같이 모델링될 수 있다.

$$n_h(t) = \sum_{i=1}^m a_i \cdot \delta(t - nt - i(T/6 + \Delta T_1)) \quad (4.1)$$

여기서,  $a_i$ : 시간  $nT + i(T/6 + \Delta T_1)$ 에서의 고조파 잡음의 크기

$1/T$ : 60Hz에 가까운 기본 전력선 주파수

$\Delta T_1$ : 고조파를 유발하는 부하의 이상적인 스위칭 시간에 대한 랜덤 편이이다.

따라서, 수신된 신호는 다음과 같은 형태를 갖게 된다.

$$r(t) = s(t) + n_h(t) + n_w(t) \quad (4.2)$$

여기서,  $s(t)$ 는 이전 정보 신호를 나타내고  $n_h(t)$ 는 전력선 고조파 잡음을 의미하며  $n_w(t)$ 은 백색 가우시안 잡음의 한 샘플 함수를 나타낸다.

정의된  $r(t)$ 를 어떤 수 만큼 샘플링 한다고 가정할 때 수신된 신호는 다음과 같이 된다.

$$r(k) = s(k) + n_h(k) + n_w(k) \quad k=1,2,3,\dots \quad (4.3)$$

여기서,  $s(t)$ ,  $n_h(t)$ , 및  $n_w(t)$ 는 상호 무관(uncorrelated)하고  $s(k)$ 는 +1 혹은 -1의 값을 갖는다고 가정한다. 전력선 고조파 잡음  $n_h(t)$ 는  $r(t)$ 로부터 추정되는 데  $n_h(t)$ 의 통계적 특성을 알다고 가정하고 시불변(stationary)이라고 할 때  $r(k-1), r(k-2), \dots, r(k-m)$ 로부터 추정될 수 있다.

$$n_h(k) = \sum_{n=1}^m c(n) r(k-n) \quad (4.4)$$

여기서,  $c(n)$ 은 선형 예측기의 계수이다.

샘플링한 결과로  $s(k)$ 는  $r(k-n)$  ( $n=1,2,\dots,m$ )과 무관하기 때문에 코호라 잡음 값을 예측할 수 있게 된다<sup>2)</sup>.

식(4-4)에서의 계수는 식(4-5)와 같이 정의되는  $r(k)$ 와  $n_h(k)$ 사이의 평균 자승 오차(MSE : Mean Square Error)를 최소화 하는 계수들로 결정된다.

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E[e^2(k)] = E[(r(k) - n_h(k))^2] \\ &= E[r(k) - \sum_{n=1}^m c(n) r(k-n)]^2 \end{aligned} \quad (4-5)$$

예측기 계수로서 MSE를 최소화함은 자승 평균 추정에서 직교 원리(orthogonality principle)를 적용하여 쉽게 이루어질 수 있다<sup>2)</sup>. 그 결과로 다음과 같은 선형 방정식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{n=1}^m c(n) R(k-n) = R(k) \quad (4-6)$$

여기서,

$$R(k) = E[r(m)r(k-m)] \quad (4-7)$$

$R(k)$ 는 수신 신호  $r(k)$ 의 자기 상관 함수이며 식(4-6)의 방정식은 Yule-Walker 방정식이라 불리운다<sup>2)</sup>. 이 방정식의 행렬 형태는 다음과 같다.

$$RC^* = P \quad (4-8)$$

여기서,  $R$ 는  $m \times m$  자기상관 행렬이며,  $P$ 는  $R(k)$  ( $1 \leq k \leq m$ )일때의 벡터이고  $C^*$ 는 최적 필터 계수이다.

최적 계수들  $C^*$ 를 찾아가는 방법 중에 가장 간단한 반복 수행 방법으로 Steepest Descent 방법이 있으며 이는 다음과 같은 관계식을 가진다<sup>2)</sup>.

$$C(k+1) = C(k) + \mu(-G(k)) \quad (4-9)$$

여기서,  $\mu$ 는 수렴 속도와 안정도를 제어하는 파라미터(parameter)이며 Gradient vector  $G(k)$ 는 다음과 같다.

$$G(k) = \frac{dE[e^2(t)]}{dc(k)} = -2P + 2RP \quad (4-10)$$

### (1) LMS 알고리즘

실제의 경우  $P$ 와  $R$ 을 정확히 알 수 없는 경우가 많으므로 gradient vector의 추정치가 사용된다. 이 추정치를 사용하는 방법이 LMS 알고리즘이며 식은 다음과 같다<sup>2)</sup>.

$$C(k+1) = C(k) + 2\mu e(k)X(k) \quad (4-11)$$

여기서,  $C(k)$  :  $k$ 번째 필터 계수 벡터

$X^T(K) : [r(k-1), r(k-2) \dots r(k-m)]$  인 수신 신호 벡터

### (2) ITLMS 알고리즘

식(4-5)에 나타난 MSE는 필터 계수에 대하여 이차 곡면 함수를 이루고 있다. 그러나, 다른 모든 탭 계수들이 상수로 고정되어 있는 동안 MSE는 각 하나의 계수의 함수로도 나타낼 수 있다<sup>2)</sup>. 바로 이런 조건에서 다음과 같이  $i$ 번째 탭에 대한 이차 함수를 얻는다.

$$\text{MSE}\{c(i)\} = A c(i)^2 + 2B c(i) + D, \quad i=0,2,\dots, m-1 \quad (4-12)$$

여기에서,  $A, B, D$ 는  $m$ 개의 계수값과 지연에 의한 채널의 임펄스 응답값  $h_j$  그리고  $s(t)$ 와  $n(t)$ 가 가지는 분산  $\sigma_{s,n}^2$  그리고 수신 신호  $r(k)$ 의 분산  $\sigma_r^2$ 에 따라 주어지는 상수들이며 다음과 같다<sup>2)</sup>.

$$A = \sum_j h(j-1)^2 + \sigma_{s,n}^2 / \sigma_r^2 \quad (4-13)$$

$$B = \sum_j \sum_{n=1}^m c(n) h(j-i) h(j-n) - h(i) \quad (4-14)$$

$$D = \sum_j \sum_k \sum_n c(k) c(n) h(j-k) h(j-n) + 1$$

$$-2 \sum_{k=1}^m c(k) h(-k) + \frac{\sigma_s \sigma_n^2}{\sigma_r^2} \sum_{k=1}^m c^2(k) \quad (4.15)$$

식 (4.12)의 이차 함수에서  $i$ 번째 탭의 최적치  $c(i)$ 을 조절, 찾아가는 방법에 LMS 알고리즘을 적용한다. 즉, 다른 탭 계수가 고정된 상태에서 필터 입력으로 부터 취하여 온 블락 샘플들을 현재의 계수 벡터와 컨볼루션을 행하는 과정에서  $i$ 번째 탭 이득은 일차원 공간에서의 독립적인 포물선 함수를 가지므로 한 샘플씩 컨볼빙할 때 마다 나타나는 에러 신호로 LMS 알고리즘이 적용되어  $c(i)$ 에 접근하여 갔다. 취하여 온 블락 샘플들로 컨볼루션 과정이 마치면  $c(i)$ 는  $c(i)$  근처에 접근해 있게 되며 이 값에서  $c(i)$ 는 고정되고 다음  $i+1$ 번째 탭에 대하여 같은 과정을 반복한다.  $m$ 개의 탭에 대해 이득이 조정된 후 계수들은 TDL 필터로 보내지게 된다. 다음 그림 6은 샘플 시간  $k$ 에서  $i$ 번째 탭에 대한 프로세서의 흐름도이다.

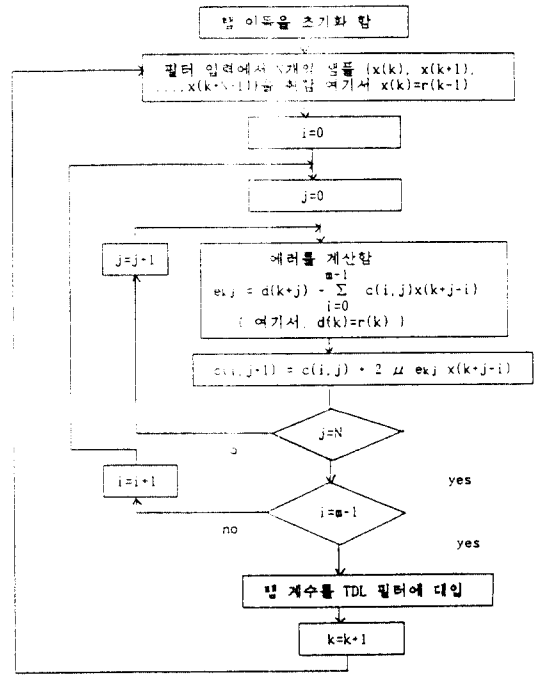


그림 6. 샘플시간  $k$ 에서  $i$ 번째 탭 계수에 대한 프로세서의 흐름도.

## V. 전력선 고조파 잡음 제거에 대한 성능 결과

4장에서 논의된 두 가지 알고리즘을 사용하여 결정된 필터 계수가 전력선 고조파 잡음에 대하여 동조 및 니치(notch)된 정도를 서로 비교해 보았으며 전력선 고조파 잡음을 DS 대역 확산

통신 환경에서의 재밍(jamming) 신호라고 간주하고 선형 예측에 의한 잡음 제거기를 포함하는 DS 대역 확산 통신 시스템에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 본 시뮬레이션에서는 직접 측정 수집된 전력선 임펄스 고조파 잡음을 사용하였다. 본 논문의 시뮬레이션을 위해 구성

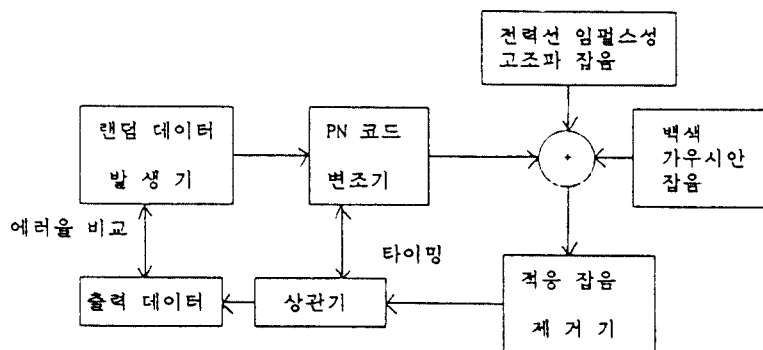


그림 7. 시뮬레이션을 위한 시스템 구성도

된 DS 대역확산 통신 시스템이 그림 7에 나타나 있다. 이때 수신단과 송신단은 서로 동기화되어 있다고 가정한다.

랜덤 데이터 발생기로 부터 +1 혹은 -1의 값을 가지는 정보 시퀀스가 만들어져서 PN 코드 발생기에 의하여 생성된 칩 시퀀스에 의하여 변조된다. 송신단에서 변조된 이러한 정보 신호가 전력선 채널에서 백색 가우시안 잡음과 임펄스성 고조파잡음으로 이루어진 전력선 잡음에 의해 왜곡되어 수신 신호를 형성하는데 이것이 간섭 제거기의 입력이 된다.

본 시뮬레이션 사용된 PN 코드는 10비트 최대 길이(Maximal Length)코드이고 그림 8에 천이 레지스터에 의한 PN 코드 발생기의 구성도를 나타내었다.

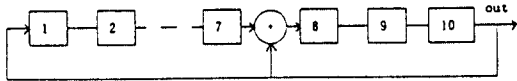


그림 8. 10비트 Maximal Length 코드 발생기

A/D 변환기를 통해 받은 전력선 잡음은 임펄스성 고조파 잡음과 백색 가우시안 잡음으로 이루어지는데 이러한 임펄스성 잡음의 전력을 10dB로 고정하고 정보신호와 배경 잡음을 형성하는 백색 잡음의 SNR을 달리하면서 시뮬레이션을 행하였으며 이 과정에서 두 가지의 서로 다른 적응 알고리즘을 사용한 적응 필터가 함께 수렴 상태(steady state)에 도달한 약 800 샘플(200개의 정보 비트에 해당) 이후 부터 비트에러를 계산하였다.

시뮬레이션에 사용된 처리 이득은 4로 하였고 수렴 상수의 값은 두 알고리즘 모두 0.9999의 같은 값을 사용하였다. 시뮬레이션에 사용된 변수들의 값이 표1에 나타나 있다.

그림 9는 PN 코드 시퀀스에 의해 변조된 정보 신호가 전력선 채널에서 전력선 고조파 잡음에 의해 왜곡된 모양을 보여주고 있다. 그림 10은 그림 9에서 주어진 수신 신호 중 임펄스성 고조파 잡음 성분이 잡음 제거기에 의해 제거되

표 1. 비트 에러율의 개선을 위해 사용된 변수들

알고리즘	처리이득	탭수	수렴상수 ( $\beta$ )	블록 샘플수(N)	신호대 고조파 잡음 전력비
LMS	4	128	0.9999	-	-10dB
ITLMS	4	128	0.9999	2	-10dB

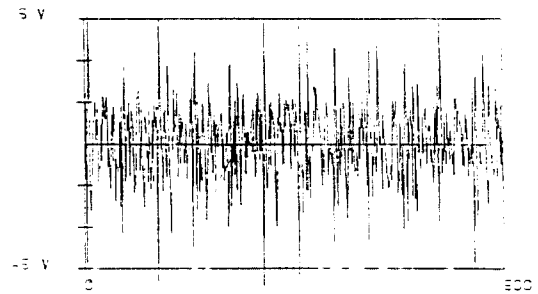


그림 9. 전력선 잡음이 첨가된 변조 신호 (필터 입력)

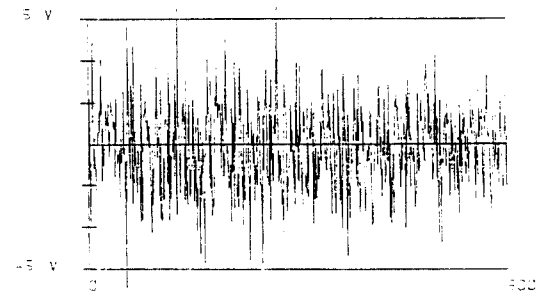


그림 10. 필터 출력(ITLMS)

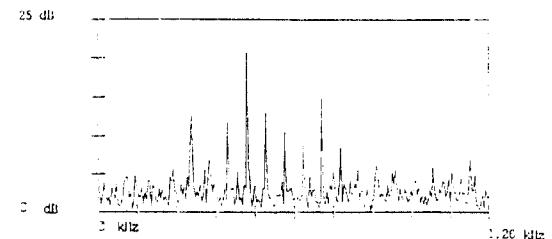


그림 11. 필터 입력 신호의 주파수 영역 특성

는 과정을 보여주고 있으며 그림 11은 변조된

정보 신호가 전력선 채널을 거친후 임펄스성 고조파 잡음에 의해 왜곡된 모습을 주파수 영역에서 본 것이고 그림 12는 적응 잡음 제거기에 의해 전력선 고조파 잡음이 제거되어 신호가 복원된 모습을 보여주고 있다.

그림 13은 LMS 알고리즘을 사용한 적응 필터의 필터 계수가 전력선의 임펄스잡음을 추정한 결과를 보여주고 있고 그림 14는 ITLMS 알고리즘을 적용한 경우의 결과를 나타내고 있다. 이 두 그림에서 볼 수 있듯이 ITLMS 알고리즘을 사용한 경우의 필터 계수가 LMS 알고리즘을 사용한 경우에 비해 임펄스 잡음의 추정에 있어서는 별 차이가 없지만 서로 상관 관계가 적은 신호 성분과 백색 잡음에 대해 반응하지 않음으로써 신호를 크게 왜곡시키지 않고 임펄스 잡음만을 추적함을 알 수 있다.

그림 15와 그림 16은 각각 LMS와 ITLMS 알고리즘에 의한 필터 계수의 주파수응답이 60Hz의 정수배의 주파수에서 발생하는 임펄스

고조파 잡음을 추정하여 이에 동조된 상태를 보여주고 있다. ITLMS 알고리즘을 적용한 경우의 주파수 응답이 주기적인 임펄스 잡음에 대해 보다 잘 동조되어 있으며 그 외의 신호가 전송되는 대역에서는 신호를 크게 왜곡시키지 않고 그대로 통과하고 있음을 알 수 있다. 특히, 60 Hz 근처의 주파수에서 ITLMS 알고리즘을 적용한 필터의 경우가 임펄스 잡음 대역을 훨씬 더 잘 추적하고 있음을 알 수 있다. 그림 17과 18은 두 알고리즘에 의한 필터 계수가 전력선 잡음을 추정하여 억압한 억압 필터의 계수 주파수 응답을 보여주고 있다.

DS 대역 확산 통신 환경에서 일련의 주기적인 재밍 신호라 간주될 수 있는 전력선 고조파 잡음이 억압 필터를 통과한 후 이러한 재밍이 제거되어 리 신호를 출력으로 하는 억압 필터 계수가 60Hz의 정수배의 주파수를 가지는 전력선 고조파 잡음에 대해 너치된 결과를 보여주고 있어 두 알고리즘의 성능 차이를 뚜렷이 알 수 있다.

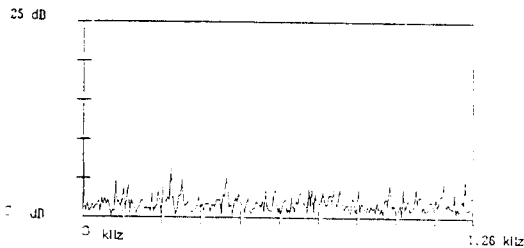


그림 12. 필터 출력의 주파수 영역 특성(ITLMS)

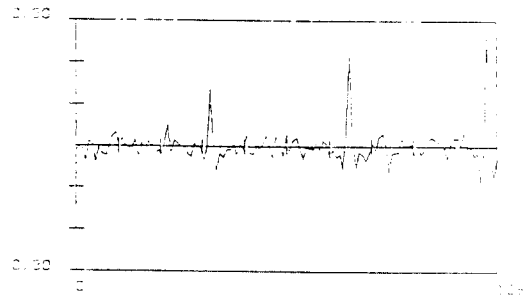


그림 14. ITLMS 알고리즘을 사용한 경우의 필터 계수

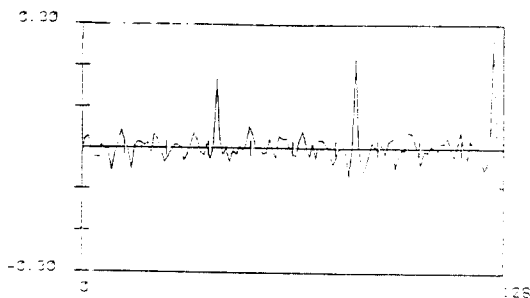


그림 13. LMS 알고리즘을 사용한 경우의 필터 계수

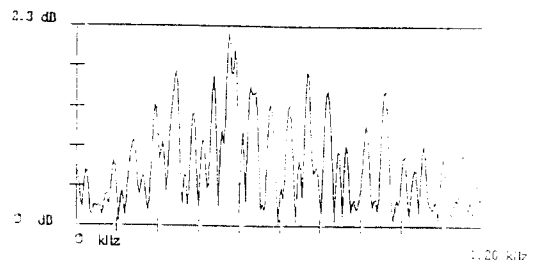


그림 15. LMS 알고리즘을 사용한 경우의 전력선 잡음을 추정한 필터 계수의 주파수 응답



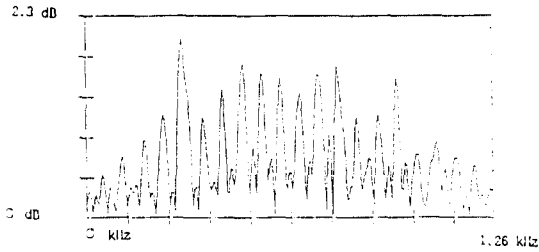


그림 16. ITLMS 알고리즘을 사용한 경우의 전력선 잡음을 추정할 필터 계수의 주파수 응답

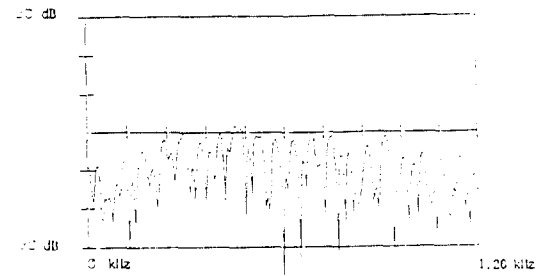


그림 17. LMS 알고리즘을 사용한 경우의 역압 필터의 주파수 응답

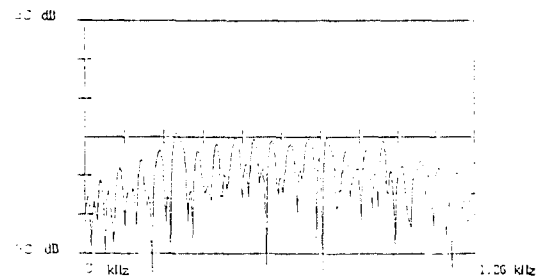


그림 18. ITLMS 알고리즘을 사용한 경우의 역압 필터의 주파수 응답

그림 19는 DS 대역 확산 시스템을 사용하여 두 가지 알고리즘을 사용한 잡음제거기의 신호 전송 개선율을 잡음 제거기를 사용하지 않은 경우, LMS 알고리즘을 사용한 경우 및 ITLMS를 사용한 경우의 세 가지 방식에 대해서 비트 에러율을 계산한 것이다.

이 그림에서 보는 바와 같이 SNR이 10dB 이하인 경우에는 LMS 알고리즘을 적용하였을

때와 ITLMS를 적용한 경우 변화가 없지만 SNR이 10dB 이상인 경우에는 ITLMS 알고리즘에 의한 잡음 제거기의 성능이 DS 대역 확산 통신 시스템에서 훨씬 더 나은 신호 전송 성능을 보임을 알 수 있다.

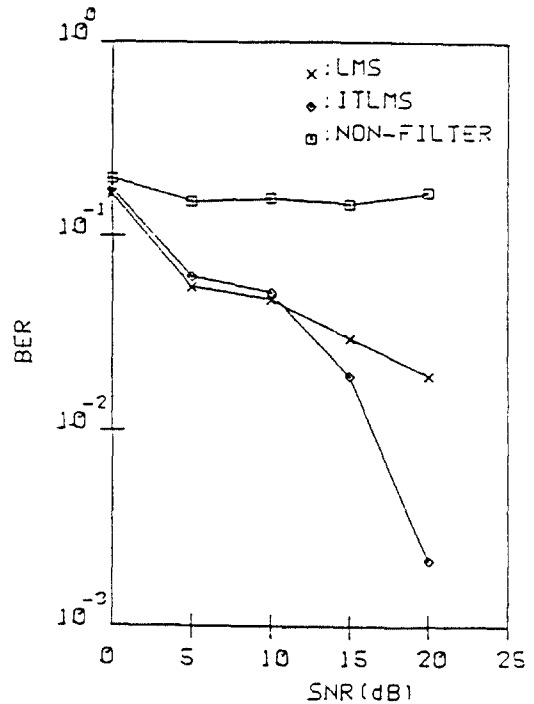


그림 19. LMS 및 ITLMS 알고리즘을 사용한 DS 대역 확산 시스템의 비트 에러율

## VI. 결 론

본 논문에서는 전력선 상에 존재하는 이러한 임펄스성 고조파 잡음을 두가지의 서로 다른 적응 알고리즘을 사용한 잡음 제거기를 통해 시뮬레이션을 행한 결과 LMS를 적용 알고리즘으로 사용한 경우 보다 ITLMS를 적용화 알고리즘으로 사용한 경우의 적응 필터의 필터 계수가 60Hz의 정수배로 이루어진 고조파 잡음에 보다 잘 동조된 상태를 보였으며 잡음이 제거된 신호를 출력으로 하는 역압 필터 계수가 고조파 잡음의 60Hz 정수배의 주파수에서 보다 잘 일치

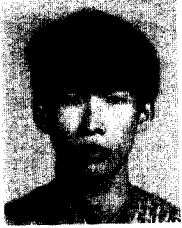
(notch)된 결과를 보여 주고 있어 ITLMS를 적응화 알고리즘으로 사용한 경우의 잡음 제거 능력이 더 뛰어나다는 것을 알 수 있다.

60Hz의 동기된 전력선 고조파 잡음 제거를 통한 신호 전송 상의 개선도를 측정하기 위해 DS 대역 확산 시스템을 통해 비트 에러율을 조사한 결과 적응 필터를 사용한 경우가 그렇지 않은 경우에 비해 현저하게 신호 전송 능력이 향상되었으며 SNR이 10dB이하인 경우에는 ITLMS 알고리즘을 사용한 경우와 LMS 알고리즘을 사용한 경우의 비트 에러율이 별 차이를 보이지 않았으나 SNR이 10dB이상인 경우는 ITLMS 알고리즘을 사용한 경우가 LMS 알고리즘을 사용한 경우 보다 비트 에러율이 훨씬 향상되었음을 알 수 있다. 따라서 SNR을 다소 희생하더라도 낮은 비트 에러율이 요구되는 고성능 통신의 경우에 ITLMS 알고리즘에 의한 잡음 제거기를 사용하는 것이 바람직하다는 것을 알 수 있다.

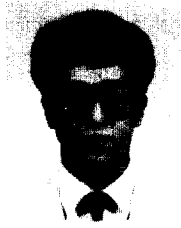
참 고 문 헌

1. Hsu, F.M., and Giordano, A.A., "Digital Whitening Techniques for Improving Spread Spectrum Communication Performance in the Presence of Narrowband Jamming and Interference," IEEE Trans, Commun, vol. COM 26, pp. 209-216, Feb. 1978.
2. Papoulis, A., "Probability, Random Variables and Stochastic Processes", Prentice Hall, 1985, New Jersey.
3. Ketchum, J.W., and Proakis, J.G., "Adaptive Algorithms for Estimating and Suppressing Narrow Band Interference in PN Spread Spectrum System," IEEE Trans, Commun, vol. COM-30, pp. 913-923, May, 1982.

4. Iltis, R.A., and Milstein, L.B., "An Approximate Statistical Analysis of the Widrow LMS Algorithm with Application to Narrow Band Interference Rejection," IEEE Trans, Commun., vol. COM 33, pp.121-130, Feb. 1985.
5. Widrow, B., "Adaptive Signal Processing," Prentice Hall, 1985, New Jersey.
6. L.M. Li, L.B. Milstein, "Rejection of Narrow Band Interference in PN Spread Spectrum System Using Transversal Filters", IEEE Trans, Commun., vol. COM-30, pp.925-928, May, 1982.
7. J.R. Zeidler, E.H. Satorius, "Adaptive Enhancement of Multiple Sinusoids in Uncorrelated Noise," IEEE Trans, ASSP, vol. ASSP 26, pp.240-253, Jun. 1978
8. L.B. Milstein, R.A. Iltis, "Signal Processing for Interference Rejection in Spread Spectrum Communication," IEEE ASSP magazine, pp. 18-31, Apr. 1986.
9. 김남용, 강장연, "DS 대역 확산 통신에서의 협대역 방해 신호 제거 알고리즘" 대한 전자 공학회 통신/전자과학기술회합 동년 발표회, 1989년, 9월
10. 박길, 김남용, 강장연 "DS 대역 확산 통신에서 결정 제한을 이용한 협대역 간섭 제거," 한국 통신 학회/주최 학술 발표회 논문집, 1989년, 11월
11. J.B. O'Neal, "The Residential Power Circuit as A Communication Medium" IEEE Trans, Consumer Electronics, vol. CE 32, No. 3, Aug 1986.
12. R.M. Vines, H.J. Trussell, L.Gale, and J.B. O'Neal, Jr., "Noise on Residential Power Distribution Circuits," IEEE Trans, Electromagnet. Compat., vol. EMC-26, No. 4, pp. 161-168, Nov. 1984.
13. H.J. Trussell, J.D. Wang, "Cancellation of Harmonic Noise in Power Line Communications," IEEE Trans, Power App. and Systems, vol. PAS-104, No. 12, Dec. 1985.



朴俊炫(Joon Hyeon PARK) 正會員  
1966년 9월 29일생  
1989년 2월 : 경북 대학교 전자공학과  
졸업(공학사)  
1991년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공  
학과 졸업(공학석사)



金南용(Nam Yong KIM) 正會員  
1963년 12월 24일생  
1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과  
졸업(공학사)  
1988년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공  
학과 졸업(공학석사)  
1988년 3월~현재 : 연세대학교 대학원  
전자공학과 (박사과정  
정 수료)



康昌彦(Chang Eon KANG) 正會員  
1938년 8월 26日生  
1960年 : 延世大學校電氣工學科(工學士)  
1965年 : 延世大學校大學院電氣工學科  
(工學碩士)  
1969年 : 美國미시간주립大學校大學院電  
氣工學科(工學碩士)  
1973年 : 美國미시간주립大學校大學院電  
氣工學科(工學博士)

1967年~1973年 : 美國미시간주립大學校工業研究所先任研究員  
1973年~1981年 : 美國노턴일리노이대학교電氣工學科助教授,  
副教授  
1982年~現在 : 延世大學校電子工學科 教授  
1987年~1988年 : 本學會 副會長  
1989年 : 本學會 會長