

전력선 통신을 위한 전력선 고조파 잡음의 제거

박준현, 김남용, 강창언

연세대학교 전자공학과

(Cancellation of power line harmonic noise in the
power line carrier communication)

°Joon Ilyeon Park, Nam Yong Kim, Chang Eon Kang

De t. of electronics, Yonsei university

ABSTRACT

Cancellation of power line harmonic noise which is one of the most serious problems in the power line carrier communication is made by the use of adaptive noise canceller using two different adaptation algorithms and DS spread spectrum communication system.

The performance of the prediction filter using ITLMS (Individual Tap LMS) algorithm is better than that using the LMS algorithm with the same convergence parameters and number of taps.

1. 서론

지체 간섭 신호 억제 능력이 있는 대역 확산 통신 방식은 최근에 이르기 까지 여러 다른 시스템에 점점 선호되어 쓰이는 기술이 되어 왔다. 대역 확산 변조 방식에는 여러 가지가 있는데 여기에는 직접 확산(DS), 주파수 호핑(FH), 시간 호핑(TH), 그리고 이들을 혼용한 더욱 복잡한 방식이 개발되고 있다. DS 방식에서, 보내고자 하는 넓은 대역의 신호에 비하여 간섭 신호는 종종 협대역이므로 주파수 영역에서 신호로부터 간섭 신호를 분리해 내는데 선형 추정 방법을 사용할 수 있다[1,3,4,6,8].

본 논문에서는 LMS 알고리즘[8]과 ITLMS 알고리즘[9]을 선형 예측 방법에 기본을 둔 간섭신호 추정 및 억제에 적용하여 그 성능을 비교 검토하였다.

3장에서 대역확산 통신에서의 간섭신호 제거를 위한 두 가지 알고리즘인 LMS와 ITLMS 알고리즘을 살펴보고 4장에서는 전력선 고조파 잡음에 대하여 LMS와 ITLMS 수신기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션으로 비교하여 나타내었다.

2. DS-대역 확산 시스템의 수학적 모델

정보 비트당 사용되는 가상 잡음 칩(chip)수를 L 이라고 할 때 k 번째 정보 비트의 신호(등가 저역 통과 신호)는 식(1)과 같이 표현될 수 있다.

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

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

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

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

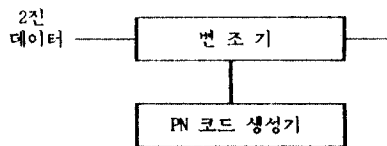


그림 1. DS 대역 확산 송신기
(Fig.1. DS spread-spectrum transmitter)

전송된 신호는 채널을 거치면서 전력선 잡음에 의해 왜곡된다. 전력선 고조파 잡음은 다음과 같이 모델링될 수 있다.

$$n_h(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j * \delta(t - nt - i*(T/6 + \Delta T_i)) \quad (3)$$

여기서, a_i : 시간 $nt + i*(T/6 + \Delta T_i)$ 에서의 고조파 잡음의 크기
 $1/T$: 60kHz에 가까운 기본 전력선 주파수
 ΔT_i : 고조파를 유발하는 부하의 이상적인 스위칭 시간으로 부하의 random 모프셋업

따라서, 수신된 신호는 다음과 같은 형태를 갖게 된다.

$$r(t) = s(k) + n_h(t) + n_w(t) \quad (4)$$

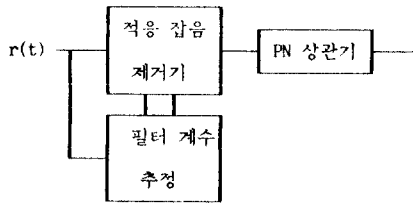


그림 2. 적응 간섭제거 DS 대역확산 수신기
 (Fig.2. DS spread-spectrum receiver with adaptive noise canceller)

이때, 수신기는 전력선 잡음 중 임펄스성 고조파 잡음 성분을 억압하도록 하며 송신단에서 사용된 것과 같은 PN 시이퀀스로 상관(cross correlation)작용을 거쳐 정보 시이퀀스가 재생된다. 전력선 고조파 잡음 성분의 추정과 억압은 신호 복조과정 앞단에서 수행되며 그림 2에 나타내었다.

3. 전력선 잡음을 추정억압하기 위한 알고리즘

식 (4)로부터 수신된 신호는 다음과 같다.

$$r(t) = s(k) + n_h(t) + n_w(t) \quad (5)$$

여기서, $s(t)$ 는 정보신호이고, $n_h(t)$ 와 $n_w(t)$ 는 각각 전력선 고조파 잡음의 임펄스 성분과 백색잡음 성분이라 가정한다. 편의상 $r(t)$ 가 PN 시이퀀스의 칩율(chip rate)로 샘플링 된다고 가정할때 식(5)는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(k) = s(k) + n_h(k) + n_w(k), k=1,2,3, \dots (6)$$

여기서, $s(k), n_h(k), n_w(k)$ 는 상호 무관하다고 가정한다. 전력선 고조파 잡음 $n_h(t)$ 는 $r(t)$ 로부터 추정되는 데 $n_h(t)$ 의 통계적 특성을 안다고 가정하고 시불변(stationary)이라고 할 때 $r(k-1), r(k-2), \dots, r(k-m)$ 로부터 추정될 수 있다. 즉

$$n_h(k) = \sum_{n=1}^m c_n r(k-n) \quad (7)$$

여기서, c_n 은 선형 예측기의 계수이다. 칩율로 샘플링한 결과로 $s(k)$ 는 $r(k-n)$ ($n=1,2,\dots,m$)과 무관하기 때문에 고조파 잡음만을 예측할 수 있게 된다[7]. 식(7)에서의 계수는 식(6)와 같이 정의되는 $r(k)$ 와 $n_h(k)$ 사이의 평균 자승오차 (MSE; mean square error)를 최소화 하는 계수들로 결정된다.

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E [e^2(k)] = E [(r(k) - n_h(k))^2] \\ &= E [(r(k) - \sum_{n=1}^m c_n r(k-n))^2] \end{aligned} \quad (8)$$

예측기 계수로서 MSE를 최소화함은 지승 평균 추정에서 직교 원리(orthogonality principle)를 적용하여 쉽게 이루어질 수 있다. 그 결과로 다음과 같은 선형 방정식을 얻을 수 있다.

$$\sum_{n=1}^m c_n R(k-n) = R(k) \quad k=1,2,\dots,m \quad (9)$$

$$\text{여기서, } R(k) = E [r(m)r(k-m)] \quad (10)$$

$R(k)$ 는 수신 신호 $r(k)$ 의 자기 상관 함수이며 식(3.6)의 방정식은 Yule-Walker 방정식이라 불린다. 이 방정식의 행렬 형태는 다음과 같다.

$$RC = P \quad (11)$$

여기서, R 은 $m \times m$ 자기상관 행렬이며, C 는 최적 필터 계수 벡터이고, P 은 $R(k)$ ($1 \leq k \leq m$) 벡터이다.

최적계수 C 를 찾아기는 방법 중에 가장 간단한 반복 수행 방법으로 Steepest Descent 방법이 있으며 이는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$C(k+1) = C(k) + \mu(-G(k)) \quad (12)$$

여기서, μ 는 수렴 속도와 안정도를 제어하는 파라미터이며 gradient vector $G(k)$ 는 다음과 같다.

$$G(k) = \frac{dE[e^2(t)]}{dC(k)} = -2P + 2RP \quad (13)$$

(1) LMS 알고리즘

실제의 경우 P 와 R 은 정확히 알 수 없으므로 gradient vector의 추정치가 사용된다. 이 추정치를 사용하는 방법이 LMS 알고리즘이며 식은 다음과 같다.

$$C(k+1) = C(k) + 2\mu e(k)X(k) \quad (14)$$

여기서, $X(k)$ 는 $r(k-n)$ ($n=1,2,\dots,m$) 벡터이다.

(2) ITLMS 알고리즘

식 (8)에 나타낸 MSE는 필터계수에 대하여 이차곡면함수를 이루고 있다. 그러나, 다른 모든 탭 계수들이 상수로 고정 되어 있는 동안 MSE는 각 하나의 계수의 함수로도 나타낼 수 있다[9]. 바로 이런 조건에서 다음과 같이 i 번째 탭에 대한 이차함수를 얻는다.

$$\text{MSE}(c(i)) = A c(i) + 2B c(i) + D, \quad i=0,2,\dots,m-1 \quad (15)$$

여기에서 A, B, D 는 m 개의 계수값과 지연에 의한 채널의 임펄스 응답값 h_j 그리고 $s(t)$ 와 $n(t)$ 가 가지는 분산 σ_s^2, σ_n^2 그리고 수신신호 $r(k)$ 의 분산 σ_r^2 에 따라 주어지는 상수들이며 다음과 같다[9].

$$A = \sum_j h(j-1)^2 + \sigma_{n+n} / \sigma_r^2 \quad (16)$$

$$B = \left\{ \sum_{j \neq i} \sum_{n \neq i} c(n)h(j-i)h(j-n) - h(-i) \right\} \quad (17)$$

$$D = \left\{ \sum_j \sum_k \sum_n c(k)c(n)h(j-k)h(j-n) \right\} + 1 \quad (18)$$

$$- 2 \sum_{k \neq i} c(k)h(-k) + \frac{\sigma_{n+n}^2}{\sigma_r^2} \sum_{k \neq i} c^2(k)$$

식(15)의 이차함수에서 i 번째 탭의 최적치 $c(i)$ 을 조절, 찾아가는 방법에 LMS 알고리즘을 적용한다. 즉, 다른 탭 계수가 고정된 상태에서 필터 입력력으로부터 취하여 온 출력 샘플들을 현재의 계수 벡터와 컨벌루션을 행하는 과정에서 i 번째 탭 이득은 일차원 공간에서의 독립적인 포물선 함수를 가지므로 [9] 한 샘플씩 컨벌빙할 때 마다 나타나는 여러 신호로 LMS 알고리즘이 적용되어 $c(i)$ 에 접근하여 간다. 취하여 온 출력샘플들로 컨벌루션 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 3은 샘플 시간 k 에서 i 번째 탭에 대한 프로세서의 흐름도이다.

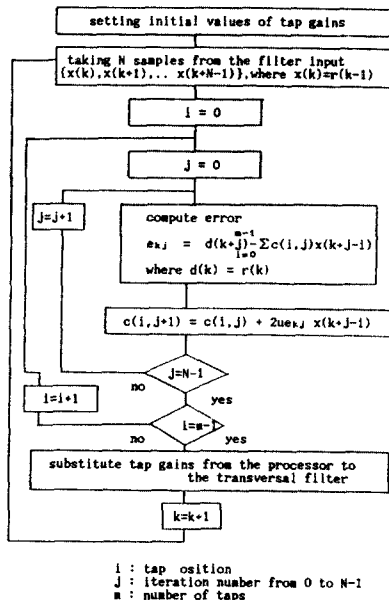


그림3. 샘플시간 k 에서 i 번째 탭에 대한 흐름도
(Fig.3. Flow-diagram of processor operation for the k -th sample time)

4. 전력선 잡음 제거에 대한 시뮬레이션 및 결과 고찰

3장에서 논의된 두 가지 알고리즘을 사용하여 결정된 필터 계수가 60Hz의 정수배에서 발생하는 전력선 고조파 잡음에 동조 및 너치된 정도와 DS 대역 확산 통신 시스템에 이용해서 잡음 제거기를 적용함으로써 얻어지는 신호 전송 개선도를 조사하였다.

전력선 통신을 위한 고조파 잡음의 적용 제거(90946)

전력선 고조파 잡음은 다음과 같이 모델링될 수 있다.

$$n_b(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} a_j * \delta(t - nt - i*(T/6 + \Delta T_i)) \quad (3.1)$$

여기서, a_i : 시간 $nT+i*(T/6+\Delta T_i)$ 에서의 고조파 잡음의 크기
 $1/T$: 60Hz에 가까운 기본 전력선 주파수
 ΔT_i : 고조파를 유발하는 부하의 이상적인 스윙칭 시간으로부터의 random 오프셋이다.

3장에서 논의된 두 가지 알고리즘을 사용하여 결정된 필터 계수가 전력선 고조파 잡음에 대하여 동조 및 너치(Notch)된 정도를 서로 비교해 보았으며 전력선고조파 잡음을 DS 대역 확산 통신 환경에서의 제밍(Jamming) 신호라고 간주하고선형 예측에 의한 잡음 제거기를 포함하는 DS 대역 확산 통신 시스템에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 전력선 고조파 잡음은 앞에서 말한 것처럼 식 (3)과 같이 정의 된다.

본 논문의 시뮬레이션을 위해 구성된 DS 대역 확산 통신 시스템이 그림 4에 나타나 있다. 이때 수신단과 송신단은 서로 동기화되어 있다고 가정한다.

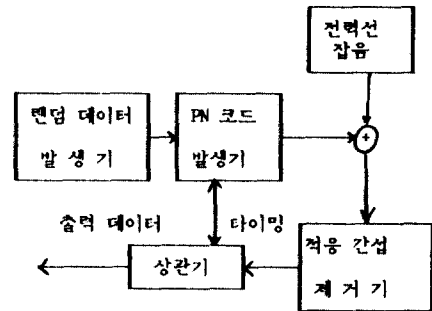


그림 4. 시뮬레이션을 위한 시스템 구성도
(Fig.4. simulation block diagram)

A/D 변환기를 통해 받은 전력선 잡음은 임펄스성 고조파 잡음과 백색 가우시안잡음으로 이루어지는 데 이러한 전력선 잡음의 전력을 10dB로 고정하고 정보 신호와 배경 잡음을 형성하는 백색 잡음사이의 SNR을 달리하면서 시뮬레이션을 행하였으며 이 과정에서 두 가지의 서로 다른 적용화 알고리즘을 적용한 적용 필터가 동시에 수렴 상태(Steady State)에 도달한 약 800 샘플(200개의 정보 비트에 해당)이후부터 비트에러율을 계산하였다.

시뮬레이션에 사용된 변수의 값으로는 처리 이득은 4로 하였고 수렴 상수의 값은 두 알고리즘 모두 0.9999의 값을 사용하였고 탭수는 128개로 하였으며 ITLMS의 경우 불럭 상수는 2로 하였다.

그림 5에 전력선 잡음이 나타나 있다. 그림 6은 PN 코드 시이퀀스에 의해 변조된 정보 신호가 전력선 채널에서 고조파 잡음에 의해 왜곡된 모양을 보여주고 있다. 그림 7는 수신 신호 중 임펄스성 고조파 잡음 성분이 잡음 제거기에 의해 제거되는 과정을 보여주고 있다.

그림 8은 LMS 알고리즘을 사용한 적응 필터 계수가 전력선의 임펄스 잡음을 추정한 결과를 보여주고 있고 그림 9은 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 10과 그림 11은 각각 LMS와 ITLMS 알고리즘에 의한 필터 계수의 주파수 응답이 60Hz의 정수배의 주파수에서 발생하는 임펄스 고조파 잡음을 추정하여 이에 동조된 상태를 보여주고 있다. 그림 8과 그림 9에서 충분히 예측할 수 있듯이 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, 60Hz 근처의 주파수에서 ITLMS 알고리즘을 적용한 필터의 경우가 임펄스 잡음을 훨씬 더 잘 추적하고 있음을 알 수 있다.

그림 12와 13은 두 알고리즘에 의한 필터 계수가 전력선 잡음을 추정하여 억압한 억압 필터의 계수 주파수 응답을 보여주고 있다. DS 대역 확산 통신 환경에서 일련의 주기적인 제밍 신호라 간주될 수 있는 전력선 고조파 잡음이 억압 필터를 통과한 후 이러한 제밍이 제거된 여러 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 14는 DS 대역 확산 시스템을 사용하여 두 가지 알고리즘을 사용한 잡음 제거기의 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 경우의 비트 에러율이 별 차이를 보이지 않지만 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.

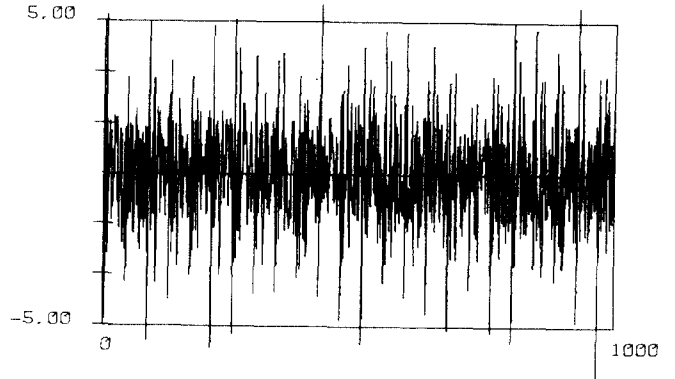


그림 6. 변조된 신호와 첨가된 임펄스 잡음
(Fig.6. DS modulated signals in power line)

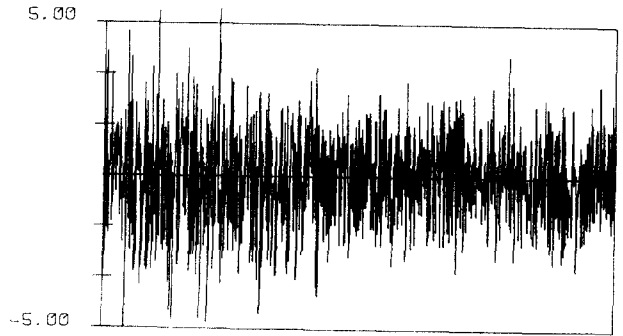


그림 7. 필터 출력
(Fig.7. Filter output signal)

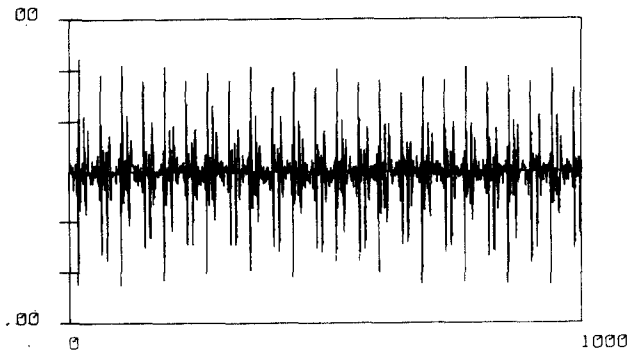


그림 5. 전력선 임펄스성 고조파 잡음
(Fig.5. Impulse noise in power line)

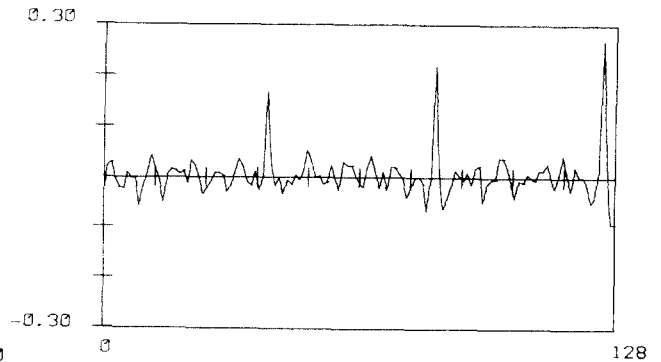


그림 8. LMS 필터 계수
(Fig.8. LMS filter coefficients)

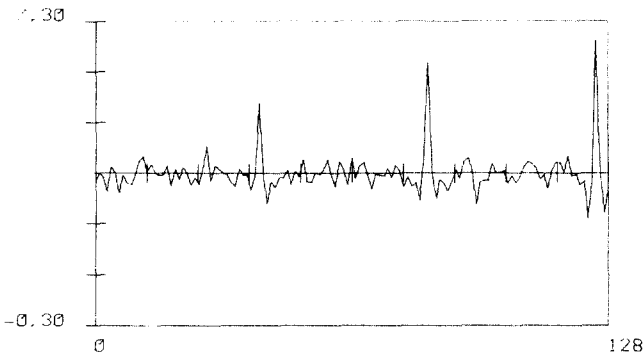


그림 9. ITLMS 필터 계수
(Fig.9. ITLMS filter coefficients)

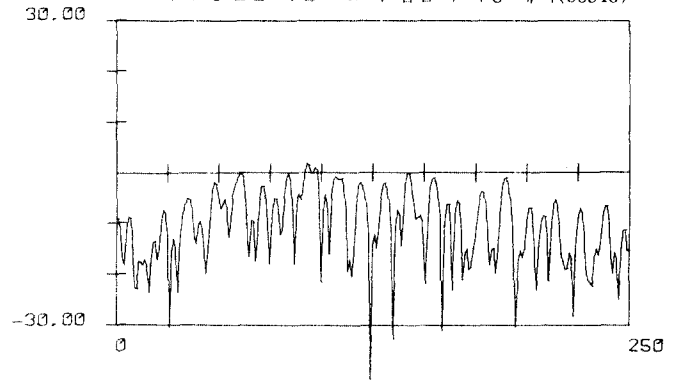


그림 12. 필터 계수의 억압(LMS)
(Fig.12. Suppression filter frequency response)

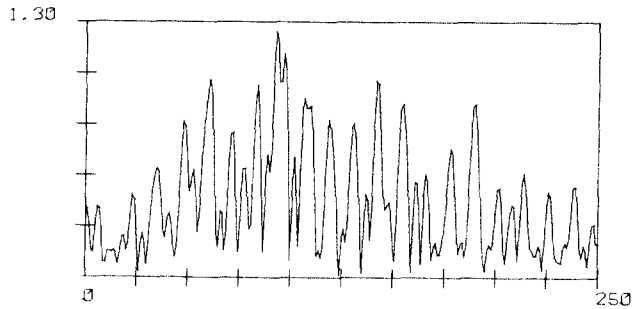


그림 10. 필터 계수의 추정(LMS)
(Fig.10. Estimation filter frequency response)

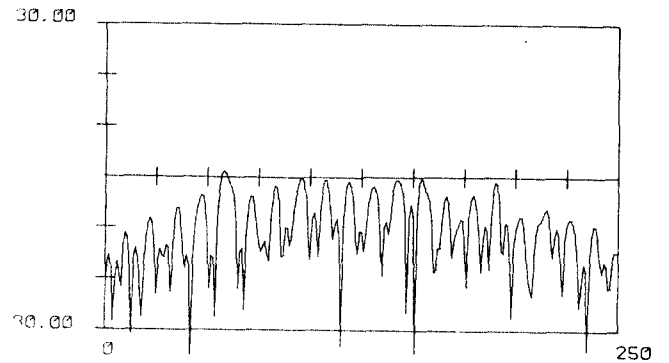


그림 13. 필터 계수의 억압(ITLMS)
(Fig.13. Suppression filter frequency response)

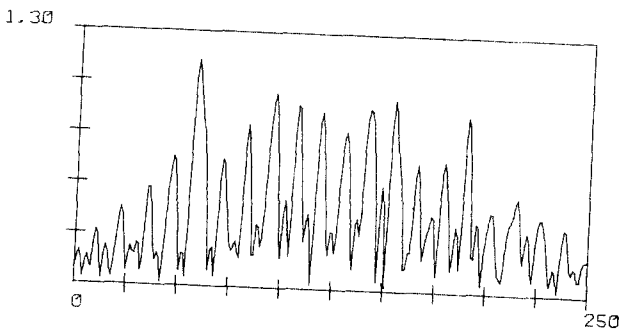


그림 11. 필터 계수의 추정(ITLMS)
(Fig.11. Estimation filter frequency response)

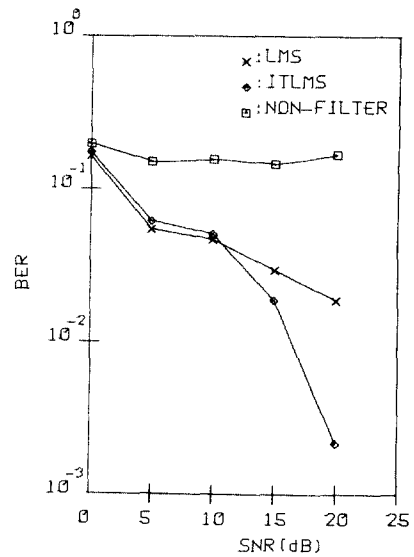


그림 14. DS 대역확산 시스템에서의 BER
(Fig.14. BER in DS spread spectrum system)

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 Systems 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 Sread Spectrum Communication,"IEEE ASSP magazine,pp.18-31,Apr.1986

[9] 김 남용,강 창언,"DS 대역 확산 통신에서의 협대역 방해 신호 제거 알고리즘,"대한 전자 공학회 통신/전자교환기 합동 학술 발표회,1989년,9월