

---

# 대역확산 통신시스템에서 다중 적응 필터 뱅크를 이용한 간섭신호 제거 시스템 성능 분석

박재오\*, 이정재\*

On the Performance of Interference Excision Scheme using Multiple  
Adaptive Filter Banks in Spread Spectrum Communication Systems

Jae-O Park\*, Jeong-Jae Lee\*

---

이 논문은 1999학년도 동의대학교 자체 학술연구조성비의 지원을 받아 작성되었음

---

## 요약

본 논문에서는 대역확산 통신을 위하여 웨이브렛 패킷 영역에서 다중적응필터뱅크를 이용하여 간섭신호를 제거할 수 있는 적응간섭제거기를 제안하고 Monte-Carlo 시뮬레이션을 이용하여 AWGN과 간섭채널에서 LMS와 RLS 적응알고리즘이 적용된 간섭제거기에 따른 대역확산통신시스템의 성능을 분석하였다.

## Abstract

In this paper, an adaptive interference excision scheme with multiple adaptive filter bank using an adaptive algorithm is proposed. This scheme suppresses interference in the wavelet packet transform domain for the direct spread spectrum communication systems. Using the Monte-Carlo simulation, we analyze the performance of the direct spread spectrum communication systems with this excision scheme using LMS and RLS adaptive algorithms in AWGN and interference channel.

---

\* 동의대학교 정보통신공학과

\*\* 동의대학교 정보통신공학과 교수

접수일자 : 2000년 4월 16일

1. 서론

정보 신호의 대역폭보다 훨씬 큰 대역폭을 사용하는 대역확산 통신시스템에서는 PN(Pseudo Noise) 코드를 이용하여 대역을 확산시키는 방식이 많이 이용되어 왔다. 이들 통신시스템으로 인해서 정보 신호의 전력이 넓은 주파수 영역에서 분산될 수 있었다. 그 결과로서 각 대역의 전력이 낮아 질 수 있었다. 여기에서 협대역신호는 대역 확산신호보다 적은 대역폭으로 인해서 협대역 간섭신호로 인식이 되었다. 대역확산 통신시스템의 수신측에서는 역확산(despreading)에 의해서 이들간섭 신호 성분들의 전력을 효과적으로 분산시킬 수 있고, 이로 인해서 적은 손실만으로 간섭 신호 성분을 제거시킬 수 있다. 이런 능력은 처리 이득에 비례하며 간섭 신호 전력이 처리 이득의 보상한계를 넘는 경우 간섭신호를 충분히 제거하지 못하므로 시스템의 성능이 저하된다. 따라서, 비트 오류를 낮추고, 사용자 수에 따른 용량 향상, 그리고, 코드동기의 성능 향상을 위해 협대역 간섭 신호를 효율적으로 제거하는 기술이 필요하게 되었다. 협대역 간섭신호를 제거하는 방법은 여러 가지가 있다. 먼저 신호성분의 주파수 스펙트럼 상에서 연속적인 간섭신호보다 펄스 간섭성분 제거에 상대적으로 유리한 노칭(notching) 또는 리미팅(limiting)의 방법이 있다. 그러나, 이들 방법은 주파수 스펙트럼 영역에서 간섭 제거의 경우 시간의 변화에 대한 정보를 알 수 없고 간섭신호를 주파수만으로 구별하므로 비효율적이라 할 수 있다. 그래서, 영상신호처리 분야에서 이용되어 오던 웨이브렛(wavelet) 변환을 도입하였다. 웨이브렛은 시간-주파수 국부화 특성이 있기 때문에 푸리에 변환과 달리 비균일 해상도의 시간 및 주파수 정보를 가지며, 이는 다해상도 이론과 결합하여 특이점 검출 및 비정상신호처리에 유용하게 사용될 수 있다. 웨이브렛의 시간-국부화 특성을 이용하여 간섭신호 제거를 효율적으로 개선하기 위한 연구가 P. Das1),2), W. W Jones3), J. Patti4), T. Qguafunmi 5)등에 의해 수행되어 왔다.

본 논문에서는 웨이브렛 패킷 변환영역에서 간섭신호를 제거하기 위하여 적응 필터를 다중화한 간섭제거 시스템을 제안하였다. 그리고 LMS (Least

Mean Square)와 RLS(Recursive Least Square) 알고리즘에 따른 시스템의 성능을 평가하기 위하여 제 2장에서는 웨이브렛 패킷변환과 필터뱅크와의 관계를 알아본다. 제 3장에서는 AWGN과 간섭신호 채널에서 적응간섭 제거기를 이용한 시스템 모델을 설정하고 다중 적응필터를 사용한 간섭제거기와 간섭신호를 제거하기 위한 적응알고리즘에 대하여 검토한다. 제 4장에서는 Monte-Carlo 시뮬레이션을 통한 시스템의 성능을 비교하고 제 5장에서는 결론을 맺는다.

2. 웨이브렛 패킷변환과 필터뱅크

세부적인 신호 분석을 제공하는 웨이브렛 패킷은 scaling 함수  $\phi(x)$ 와 wavelet 함수  $\psi(x)$ 로서 나타난다. 이들  $\phi(x), \psi(x)$ 함수는 다음과 같은 2-scale 방정식을 만족한다.

$$\phi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{L-1} h(k)\phi(2x-k) \dots\dots\dots (2.1)$$

$$\psi(x) = \sqrt{2} \sum_{k=0}^{L-1} g(k)\phi(2x-k) \dots\dots\dots (2.2)$$

$h(k)$ 를 저역통과 필터,  $g(k)$ 를 고역통과 필터라고 하면 PR-QMF(Perfect Reconstruction Quadrature Mirror Filter)를 구성할 수 있고 이를 웨이브렛 패킷 공간으로 확장이 가능하다. 웨이브렛 패킷  $P_n(x)$ 들은 다음과 같은 계열함수에 의하여 순환적으로 정의된다.

$$p_{2n}(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} h(k)p_n(2x-k) \dots\dots\dots (2.2)$$

$$p_{2n+1}(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} g(k)p_n(2x-k) \dots\dots\dots (2.3)$$

위의 식(2.2)와 (2.3)에서  $n=0$ 일 때  $p_0(x)$ 는 scaling 함수  $\phi(x)$ 이고  $p_1(x)$ 는 wavelet 함수  $\psi(x)$ 가 된다. 이들 함수는 식 (2.4), (2.5)와 같은 중요한 특성을 갖는다.

$$\langle p_n(x-j), p_n(x-k) \rangle = \delta_{jk}, j, k \in Z \dots\dots\dots (2.4)$$

$$\langle p_{2n}(x-j), p_{2n+1}(x-k) \rangle = 0, j, k \in Z \dots\dots\dots (2.5)$$

식 (2.4)는 각각의 웨이브렛 패킷  $p_n(x)$ 가 영 (zero)아닌 변위에 대하여 자기 자신이 직교함을 보이고, 식 (2.5)는 동일한 패킷  $p_n(x)$ 로부터 파생된 한 쌍의 패킷  $p_{2n}(x)$ 와  $p_{2n+1}(x)$ 는 모든 변위에 대하여 직교함을 보인다. 따라서 전자의 패킷  $p_n$ 을 부모(parent) 패킷, 후자의 패킷  $p_{2n}, p_{2n+1}$ 을 자식(children) 패킷이라고 부른다. 이들 관계가 연속적으로 수행되면 식 (2.6)과 같은  $L^2(R)$ 의 웨이브렛 부분 공간을 형성한다.

$$W_{2^j}^n = \text{clos}_{L^2(R)}\{2^{j/2}p_n(2^jx - k) : k \in Z\} \dots\dots (2.6)$$

식 (2.6)을 일반화하여 두 부분공간  $W_{2^j}^n$ 과  $W_{2^{j+1}}^n$ 을 상위의 부분공간  $W_{2^{j+1}}^n$ 으로부터 식을 다음과 같이 분해시킬 수 있다.

$$W_{2^{j+1}}^n = W_{2^j}^{2n} \oplus W_{2^j}^{2n+1} \dots\dots\dots (2.7)$$

유한 에너지를 갖는 함수  $f(x) \in W_{2^j}^n$ 는 웨이브렛 패킷 함수의 급수로 식 (2.8)과 같이 표현할 수 있다.

$$f(x) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (\sum_{(l,n) \in C_i} a_l^n \sqrt{2^l} p_n(2^l x - i)) \dots\dots\dots (2.8)$$

계수  $a_l^n(i)$ 는 함수  $f(x)$ 와 이를 표현하는 기저 함수 웨이브렛 패킷을 곱해 줌으로서 구해진다.

$$a_l^n(i) = \langle f(x), \sqrt{2^l} p_n(2^l x - i) \rangle \dots\dots\dots (2.9)$$

### 3. 웨이브렛 패킷변환 적응간섭 제거기를 이용한 시스템

적응간섭 제거기는 신호나 채널환경이 시간에 따라 변하고 있을 때 중요하다. 이런 면에서 FIR 필터로서 신호나 환경을 모델링하고, 적응시스템의 에러를 최소화하기 위하여 시간적으로 적응시킨다. 그림 1은 협대역간섭신호를 제거하기 위하여 적응 알고리즘을 이용한 간섭제거기를 부착한 대역확산 통신시스템이다.

입력신호는 직접 대역확산 방식에 의하여 대역확산이 되고 대역 확산된 신호에 AWGN과 협대역

간섭신호가 더해진다. 수신 측에서는 신호는 DWPT(Discrete Wavelet Packet Transform) 시스템에 의하여 웨이브렛 패킷 변환 영역으로 변환되고 적응간섭제거 시스템을 통하여 간섭신호가 제거된

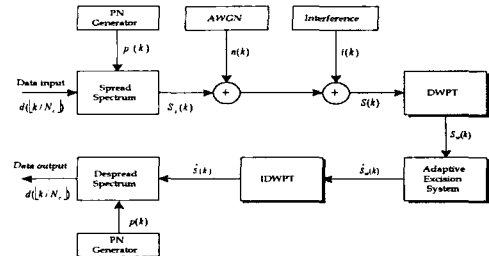


그림 1. 적응 알고리즘을 이용한 간섭제거 시스템 모델  
Fig. 1. interference excision system using adaptive algorithm

뒤 IDWPT(Inverse Discrete Wavelet Packet Transform)를 통하여 역변환된 뒤 역확산을 시켜 정보신호를 추출하는 시스템이다.

$$s(k) = d(\lfloor k/N_c \rfloor)p(k) + n(k) + i(k) \dots\dots\dots (3.1)$$

$$= s_s(k) + i_s(k)$$

$$s_s(k) = d(k)p(k) \dots\dots\dots (3.2)$$

$$i_s(k) = n(k) + i(k) \quad k=0,1,2,\dots,N_c \dots\dots\dots (3.3)$$

여기서  $d(k)$ 는 기저대역에서 전송되는 정보 신호이며  $\lfloor x \rfloor$ 는  $x$ 의 정수 부분으로 정의된다. 즉 정보데이터 한 구간에서 확산부호  $p(k)$ 의 길이  $N_c$ 만큼 반복된다. 수신신호  $s(k)$ 는  $p(k)$ 에 의해 확산된 신호  $s_s(k)$ 에 채널에서 발생하는 AWGN  $n(k)$ 와 협대역 간섭신호  $i(k)$ 가 부가된 신호로 정의된다.  $s(k)$ 가 웨이브렛 패킷 변환된 신호가 식 (3.4)과 같이 정의된다.

$$s_w(k) = DWPT[s(k)]$$

$$= \sum_{j=0}^{2^L-1} [s_{sw,j}(k) + n_{w,j}(k) + i_{w,j}(k)] \dots\dots\dots (3.4)$$

여기서 DWPT는 변환 연산자이고 아래 첨자  $w$ ,

$j$ 는 각 신호에 대한 웨이브렛 패킷변환 신호로서  $j(j = 0, 1, 2, \dots, 2^L - 1)$ 번째 필터채널을 의미하며  $L$ 은 레벨을 의미한다.

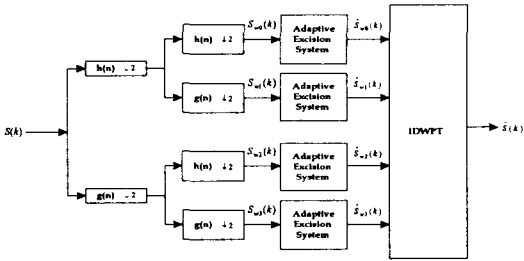


그림 2. 2 레벨 PR-QMF를 이용한 4 채널 적응간섭제거 시스템.  
Fig. 2. Four-channel adaptive interference excision system using two\_level PR-QMF.

그림 2는 그림 1의 전체적인 시스템 모델 중 간섭제거를 위한 부분인 DWPT과정과 적응필터부분 IDWPT 과정을 구체화하여 표현한 것이다. 예로서 레벨  $L$ 이 2인 경우 4개의 출력이 형성되며 이 각각의 출력에 간섭제거를 위한 다중적용필터를 사용한 웨이브렛 패킷 변환영역에서의 간섭제거 시스템을 나타낸다. IDWPT는 적응간섭제거 시스템을 통과한 신호를 웨이브렛패킷 역변환 시키는 시스템이다. 이에 사용되는 적응필터는 LMS와 RLS 알고리즘을 사용한 두 종류의 시스템으로 구성되어 모델화 하였다. 그림 3은 LMS적용 알고리즘을 사용한 간섭제거기의 블록도를 보였다. 그림에서  $s_w(k)$ 에 포함된 간섭신호성분은 간섭신호에 상관하고 원래의 정보신호와 무상관인 참고신호  $r_w(k)$ 와  $\widehat{s_w}(k)$ 에 의하여 알고리즘에 따라 필터계수가 변화된 신호  $z(k)$ 가 출력되며  $s_w(k)$ 와의 차

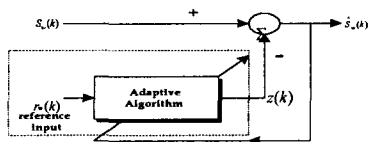


그림 3. LMS 적응간섭 제거기 블록도  
Fig. 3. LMS block diagram

신호  $\widehat{s_w}(k)$ 로 변화된다.

그림 4는 채널  $j$ 를 위한 LMS 적응간섭제거기의 상세도이다. 여기서  $j$ 번째 채널의 변환신호  $s_{w,j}(k)$ 는 식 (3.5)로 표현이 되고 간섭제거기를 통과한 후 간섭성분이 억제된 신호로 변한다.

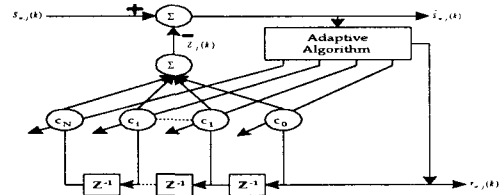


그림 4. 채널 j의 LMS 적응간섭제거 필터  
Fig. 4. LMS adaptive interference excision filter for the channel j

$$s_{w,j}(k) = s_{sw,j}(k) + n_{w,j}(k) + i_{w,j}(k) \quad \dots\dots (3.5)$$

$$\begin{aligned} \widehat{s_{w,j}}(k) &= s_{w,j}(k) - z_j(k) \\ &= s_{w,j}(k) - \sum_{i=0}^N c_{i,j}(k) r_w(k-i) \quad \dots\dots (3.6) \end{aligned}$$

$$z_j(k) = \sum_{i=0}^N c_{i,j}(k) r_w(k-i) \quad \dots\dots (3.7)$$

$$\begin{aligned} E[\widehat{s_{w,j}}^2(k)] &= E[(s_{sw,j}(k) + i_{tw,j}(k) \\ &\quad - \sum_{i=0}^N c_{i,j}(k) r_w(k-i))^2] \quad \dots\dots (3.8) \end{aligned}$$

$$\sum_{i=0}^N \frac{\partial \widehat{s_{w,j}}^2(k)}{\partial c_{i,j}} = - \sum_{i=0}^N 2\widehat{s_{w,j}}(k) r_w(k-i) \quad (3.10)$$

필터 탭의 수는  $N+1$ 개이며 채널을 위한 적응 간섭제거 트랜스버설 필터계수  $c_{i,j}(k)$ 를 보정하는 LMS 알고리즘은 식 (3.11)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} c_{i,j}(k+1) \\ = c_{i,j}(k) + 2\mu\widehat{s_{w,j}}(k) r_w(k-i) \quad \dots\dots (3.11) \end{aligned}$$

여기서  $\mu$ 는 시스템의 안정과 속도에 관련하여 정의되는 매개변수이며 참고신호  $r_w(k)$ 는 임의의 진폭과 위상을 갖는 신호로 간섭신호의 형태에 따라 특성을 달리하는 DWPT 변환 영역에서의 신호이다. RLS 알고리즘을 사용한 적응간섭제거 필터

의 블록도는 그림 5와 같이 표현되고, 그림 6은 신호 흐름도를 나타내며 다음과 같은 알고리즘에 의하여 간섭신호를 제거할 수 있다.<sup>7)</sup>

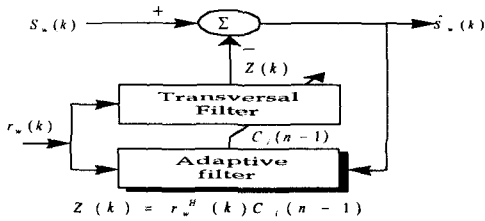


그림 5. RLS 적응간섭 제거기 블록도  
Fig. 5. RLS block diagram

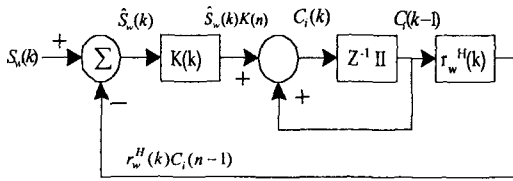


그림 6. RLS 적응간섭제거기 신호흐름도  
Fig. 6. RLS signal graph

웨이브렛 패킷영역에서의 참고신호  $r_w(i)$ 와 트랜스버설 필터계수  $c_j(i)$ 는 식 (3.12)와 (3.13)과 같이 표현이 된다.

$$r_w(i) = [r_w(i), r_w(i-1), \dots, r_w(i-N)] \dots (3.12)$$

$$c_j(i) = [c_{0,j}(i), c_{1,j}(i), \dots, c_{N,j}(i)]^T \dots (3.13)$$

$(N+1) \times (N+1)$  상관행렬(correlation matrix)  $\Phi(n)$ 과  $(N+1) \times 1$  상호상과 벡터  $r(n)$ 은 각각 (3.14), (3.15)로 정의된다.

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r_w(i) r_w^H(i) \dots (3.14)$$

$$Y(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r_w(i) s_w(i) \dots (3.15)$$

그리고 상관 행렬의 역행렬  $P(n)$ 은 (3.16)과 같이 표현될 수 있다.

$$P(n) = \Phi^{-1}(n) \dots (3.16)$$

이로부터 RLS 알고리즘은 다음과 같이 초기화 과정과 적응변환 과정을 통하여 수행된다.

i) 초기화 과정

$$P(0) = \delta^{-1} I \dots (3.17)$$

$$c_j(0) = 0 \dots (3.18)$$

여기서  $\delta$ 는 매우 작은 양수(positive number)이며,  $I$ 는 단위행렬이다.

ii) RLS 적응변환과정

$$K(k) = \frac{\lambda^{-1} P(k-1) r_w(k)}{1 + \lambda^{-1} r_w^H(k) P(k-1) r_w(k)}$$

$$\widehat{s}_{w,j}(k) = s_{w,j}(k) - c_j^H(k-1) r_w(k) \dots (3.19)$$

$$c_j(k) = c_j(k-1) + K(k) \widehat{s}_{w,j}(k)$$

$$P(k) = \lambda^{-1} P(k-1) - \lambda^{-1} K_w(k) r_w^H(k) P(k-1)$$

여기서  $P(k)$ 는 적응 간섭제거기의 입력신호  $r_w(k)$ 의 상관 함수 행렬의 역행렬이며  $\lambda$ 는 1보다 작은 양의 상수로 RLS 알고리즘이 수렴하는 중요 매개변수다. 그리고  $c_j(k-1)^H r_w(k)$ 는 시간  $k-1$ 에서 추정 템 계수에 기초한 요구응답  $s_{w,j}(k)$ 의 추정 값으로 생각할 수 있다. 적응간섭 제거 알고리즘에 의하여 변환영역에서 간섭성분을 제거시킨  $j$ 번째 채널 신호  $\widehat{s}_{w,j}(k)$ 를 역변환 IDWT시킨 신호  $\hat{s}(k)$ 는 식 (3.20)으로 표현된다.

$$\hat{s}(k) = \sum_{j=0}^{2^L-1} IDWPT(\widehat{s}_{w,j}(k)) \dots (3.20)$$

$\hat{s}(k)$ 는 PN 부호계열  $p(k)$ 에 의해 상관기 출력에 다른 판정기를 거쳐 데이터  $\hat{d}(k)$ 로 출력된다.

#### 4. 시뮬레이션

제안된 DWPT 적응간섭제거기의 성능을 분석하기 위하여 MATLAB을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션은 실제 전송된 데이터  $d(k)$

와  $d(k)$ 의 비교를 통하여 오울을 결정하는 Monte Carlo 시뮬레이션을 이용하였다. 분석 예로  $d(k)$ 와 PN부호  $p(k)$ 는 균일 분포를 갖도록 랜덤하게 발생시키고  $d(k)$ 의 한 정보 비트 구간 동안  $N_c$ 개의  $p(k)$ 에 의하여 대역이 확산되도록 하였으며  $n(t)$ 는 AWGN의 특성을 갖고 간섭신호  $i(k)$ 는 단일톤(single-tone), 고정 펄스형 그리고 시간에 따라 변환하는 간섭신호로서 세가지 유형을 고려하였다.

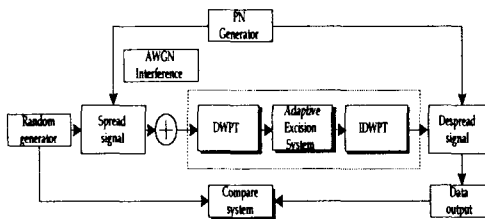


그림 7. Monte-Carlo 시뮬레이션 블록도  
Fig. 7. Block diagram of Monte-Carlo simulation

적응알고리즘 LMS와 RLS를 시스템에 적용하였을 경우 특성을 살펴보기 위하여 레벨 L을 3단으로 한 8 채널 간섭제거 시스템을 사용하였다. 그림 8은 LMS와 RLS 알고리즘에 대한 시스템의 수렴속도를 보인다. 확산부호계열의 길이  $N_c$ 는 1000으로 하고 신호 대 잡음비는 10dB, LMS의 경우  $\mu = 0.005$ ,  $\sigma = 1$  그리고 RLS의 경우  $\delta = 0.001$ ,  $\lambda = 1$ 로 설정 하였다. 그림 8에서 알

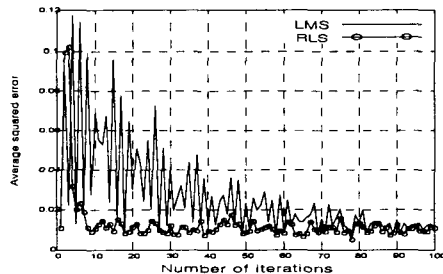


그림 8. LMS와 RLS에 대한 수렴곡선  
(SNR=10dB,  $\mu = 0.005$ )  
Fig. 8. Learning curves for the LMS and RLS Algorithms(SNR=10dB,  $\mu = 0.005$ )

수 있는 바와 같이 RLS는 순환 20이내에 안정 상태로 수렴하지만 LMS는 수렴시간이 상당히 걸림을 알 수 있다.

그림 9는 동일한 조건 아래 매개변수  $\mu$ 를 0.05로 달리한 결과다. 이 경우 LMS의 수렴속도는 빨라지며 RLS와 LMS는 거의 동일한 특성을 갖게 된다. 또한 그림 10은 신호 대 잡음비에 따른 비트 오울을 RLS와 LMS 두 종류의 알고리즘을 적용했을 경우 결과를 비교한 것으로 유사한 특성을 가짐을 알 수 있다.

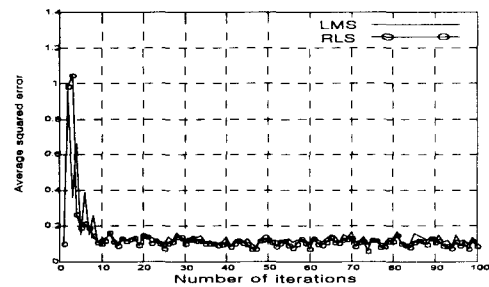


그림 9. LMS와 RLS에 대한 수렴곡선  
(SNR=10dB,  $\mu = 0.05$ ).  
Fig. 9. Learning curves for the LMS and RLS Algorithms(SNR=10dB,  $\mu = 0.05$ ).

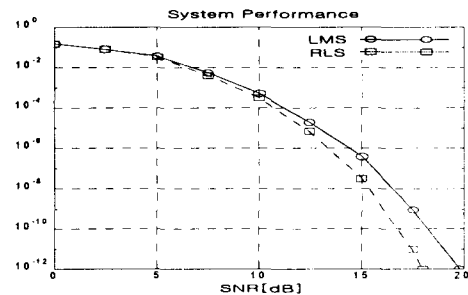


그림 10. 시스템 오울  
Fig. 10. BER of system

따라서 간섭신호의 종류와 크기에 따른 오울은 LMS만을 이용하여 수행하였다. 그림 11은 간섭신호가 시간에 따른 채널 변화를 고려하지 않은 경우로서 단일톤의 협대역 간섭신호 크기 A에 따른 시스템의 성능을 비교한 것이며 그림 12는 간섭원

이 고정 펄스형 간섭성분인 경우 시스템의 성능을 보인다. 각 그림에서 알 수 있는 바와 같이 DFT(Discrete Fourier Transform)와 DWPT 영역에서의 간섭제거기 성능이 거의 동일하다. 그러나 실제적인 채널은 항상 시간에 따라 달라지므로 이를 고려하여 펄스형 간섭신호를 시간적으로 랜덤하게 발생시키고 참고 신호의 경우 일정하게 유지시켜 적응필터가 간섭원에 따라 수렴하도록 한 성능 결과는 그림 13과 같다. 이 경우에는 DWPT 적응 간섭제거기의 성능 개선 효과가 크게 뛰어남을 알 수 있다.

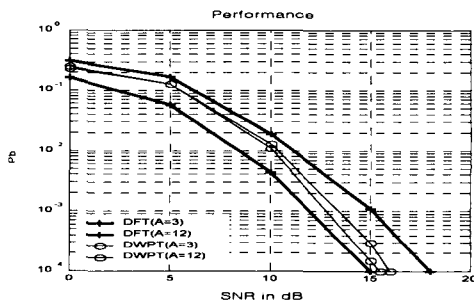


그림 11. 적응간섭제거기의 오율특성 (정현파 간섭성분일 경우)  
Fig. 11. BER of adaptive interference excision (sinuous interference)

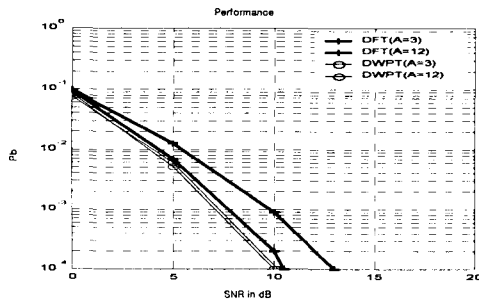


그림 12. 적응간섭제거기의 오율특성 (고정펄스형 간섭성분일 경우)  
Fig. 12. BER of adaptive interference excision (fixed pulse interference)

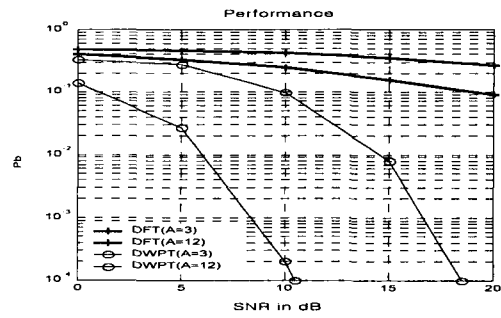


그림 13. 적응 간섭제거기의 오율특성 (시간변화 펄스형 간섭성분)  
Fig. 13. BER of adaptive interference excision (time variance pulse interference)

### 5. 결론

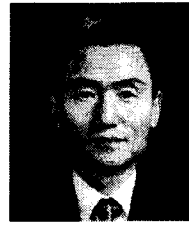
본 논문에서는 Wavelet 패킷변환 영역에서 간섭신호의 형태와 적응알고리즘의 종류에 따른 직접 대역확산 통신시스템에서의 오율을 분석하였다.

AWGN과 협대역 간섭 채널에서 대역확산 통신시스템의 신호 대 잡음비에 따른 시스템 오율특성은 RLS와 LMS 알고리즘에 따라 분석한 결과 유사한 특성을 가짐을 알 수 있었다. 또한 적응 간섭제거기는 시스템의 채널 특성이 변하지 않는 간섭신호원의 경우 DFT에서의 성능과 비슷한 결과를 얻었지만 실제적인 채널 특성 즉 시간에 따라 변하는 간섭신호원에서는 DWPT 적응 간섭제거기의 성능 개선효과가 뛰어남을 알 수 있었다.

### 참고 문헌

[1] M. Medley, G. Saulnier and P. Das, "The application of wavelet-domain adaptive filtering to spread spectrum communications," SPIE Proceedings-Wavelet Applications, vol.2491, pp.233-247, 1995.  
[2] M. Mettke, Michael J, G. J. Saulnier and P. Das, "Wavelet transform excision using IIR filters in spread spectrum communication systems," Proceedings of MILCOM, pp.1627-1631, 1994.

- [3] W. W. Jones and K. R. Jones, "Narrowband interference suppression using filter-bank analysis/synthesis techniques," Proceedings of MILCOM, pp.898-902, 1992.
- [4] J. Patti and S. Roberts, "Adaptive and block excisions in spread spectrum communication systems using the wavelet transform," ICASSP, pp.293-297, 1995.
- [5] T. Ogunfunmi and L. Laurence, "Performance analysis wavelet transform-based adaptive filtering," IEEE-Trans. '95 ASSAP, pp.288-292, 1995.
- [6] S. Narayan and others, "Transform domain LMS algorithm" IEEE Trans. on acoustics, speech, and signal processing, Vol. 31, No.3, June 1983.
- [7] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall International, Inc., 1996



李正宰(Jeong-Jae LEE)

1973년 2월: 서강대학교 전자공학  
학과(공학사)

1984년 2월: 한양대학교 전자공  
학과(공학석사)

1990년 8월: 한양대학교 전자통  
신공학과(공학박사)

1997년 8월~1998년 8월: 미국 Pennsylvania State  
Univ. CICTR 교환교수

1987년 2월~현재: 동의대학교 정보통신공학과 교수

\*관심분야: WCDMA 통신시스템, 부호계열발생,  
Wavelet응용 통신시스템.



朴宰품(Jae-O Park)

1998년 2월: 동의대학교 전자통  
신공학과 졸업(공학사)

2000년 2월: 동의대학교 정보통  
신공학과(공학석사  
예정)

\*관심분야: WCDMA 통신시스템, Wavelet응용 통  
신시스템.