

# DS 스펙트럼 확산 시스템의 협대역 간섭 제거에 관한 연구

正會員 羅 相 同\*

## A Study on the Narrow-band Interference Rejection in DS Spread-spectrum Systems

Sang Dong Ra\* *Regular Member*

### 요 약

이 논문에서는 DS 스펙트럼 확산방식에서 협대역 간섭신호를 추정하고 제거하여 DS 자체가 가지는 간섭억압능력의 성능을 개선할 수 있도록 새로운 필터구조를 제안하였고 제안한 필터구조가 가지는 간섭제거성능을 기존의 간섭억압필터와 비교하여 나타내었다. 이 간섭제거 필터에 들어가는 기준입력신호는 칩결정을 거친 신호를 사용하여 만들어지므로 수신신호의 협대역 간섭신호성분과 보다 많이 상관정도를 갖게된다. 칩 결정된 신호를 캐환하여 수신신호에서 빼주어 필터에 가한 경우 간섭제거 필터에 의해 얻고자 하는 신호의 왜곡을 줄일 수 있다. 그리고 필터의 계수를 보정하는 과정에 사용되는 오차신호에는 아직 덜 제거되고 남은 간섭신호의 상관성이 존재할 수 있으므로 이 오차신호에 선형예측기를 적용하여 간섭신호의 상관량이 제거된 오차신호를 탭계수 보정에 사용함으로써 적응필터의 성능을 향상시킬 수 있다. 시뮬레이션 과정에서는 처리이득(칩수)을 7과 15 두가지 경우로 하고 간섭제거 필터의 탭계수의 수는 16, 전송대역의 5%를 간섭대역으로 하고 신호대 간섭비를  $-10$  dB로 하여 시행한 결과, 간섭억압능력과 BER 성능면에서 약  $1\sim 3$  dB의 SNR 향상을 얻을 수 있었다.

### ABSTRACT

A new lattice structure using decision feedback and augmented prediction for estimating and suppressing the narrowband interference is presented. The performance of the proposed interference canceller is compared to the conventional interference cancellation filter.

The reference signal of the interference canceller is formed by using the chip decisions, which is correlated with the narrowband interference components of the received signal. The decision feedback techniques reduce the distortion of the desired signal which is introduced by the interference canceller through the use of feedback chip decisions. And by linear prediction of the error signal, the residual interference component of can be eliminated, Using this uncontaminated error signal to update the adaptive filter coefficients, the performance of the rejection can be improved.

In the simulation, it is assumed that the processing gains are 7 and 15, signal to interference ratio is  $-10$ [dB], and 5% interference band. The results show that the BER performance of the proposed filter structure is improved by  $1\sim 3$  dB.

\*朝鮮大學校 工科大學 컴퓨터工學科  
論文番號 : 93-198

## I. 서 론

대역 확산 통신은 효율적 이용, 간섭 제거 능력 그리고 통신의 보안 등의 장점을 가지고 있어서 최근 무선 통신 분야에 있어서 활발히 연구가 이루어지고 있다[1][2].

대역 확산 통신의 성능을 나타내는 척도인 처리 이득(processing gain)을 크게함으로써 대역 확산 통신의 효과를 높일 수 있으나 현실적으로 한정된 대역과 시스템 자체의 한계등으로 인하여 대역 확산의 폭이 제한되어 있을 경우 이를 보완 해줄 수 있는 신호 처리가 필요하게 된다.

1978년 Hsu와 Giordano이 선형 예측에 의한 DS (direct sequence) 대역 확산 시스템에서의 간섭 제거 방법을 제안한 이후 적응 디지털 필터를 사용하여 협대역 간섭 신호를 억압할 수 있는 방법이 연구되어 왔다[3][4][5][6].

일반적으로 DS 대역 확산 신호에 비하여 간섭 신호는 협대역이므로 LMS(least mean square)등 적응 알고리즘에 의하여 간섭 신호를 추정하여 제거할 수 있다. 그러나 이러한 방법은 간섭 제거기의 기준 신호(reference signal)로 지연된 수신 신호를 사용하므로써 원신호에 왜곡을 가져오게 한다. 이것은 신호의 상관 특성(correlation property)을 떨어뜨려서 수신기의 성능 저하를 가져오게 된다.

선형 예측 방법의 이러한 단점을 극복하기 위하여 1984년 Ketchum에 의하여 결정 케환 equalizer에서 사용한 방법과 비슷한 방법으로 칩결정(chip decision)을 통해서 지연된 수신 신호로부터 추정되어진 원 신호를 빼냄으로써, 간섭 제거기의 기준 신호에 추정된 간섭 신호만을 사용하는 기법이 제안되었다[7]. 또한 그해 DHYoon에 의해 필터계수 보정을 위해 쓰일 오차신호속에 완전히 제거되지 못하고 남아 있는 자기상관성이 큰 간섭성분을 없애도록 증보된 예측기를 이 오차신호에 적용하는 기법이 제안되었다[8].

본 논문에서는 결정제한 방법에 의해 필터입력신호로서 상관성이 보강된 입력신호를 만드는 방법과 오차신호속에 제거되지 못하고 남아 필터 탭계수 보정에 악영향을 미치지 못하도록 오차신호속에 들어 있는 간섭신호의 상관성을 예측기를 통하여 제거한 후 필터계수 보정에 사용하도록 방식을 병용하는 간섭 제거기를 제안하고 각 구조에 대한 협대역 간섭제

거기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교 분석하였다.

II 장에서는 선형예측에 의한 일반적인 간섭제거에 대해 살펴보고 III장에서 결정 케환에 의한 간섭제거 방식과 오차신호에 적용하는 예측기 방식에 대해 고찰하였으며 IV장에서는 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 선형 예측 방법과 제안한 방식에 의한 간섭제거시 성능을 비교 분석하였고, V장에서는 결론을 내렸다.

## II. DS 대역 확산 시스템에서의 협대역 간섭 제거

DS 대역 확산 시스템의 성능을 향상 시키기 위하여 수신 신호는 상관기를 통과하기전에 적응 디지털 필터에 의해 백색화과정(whitening)을 거치게 된다. 이것은 간섭 신호를 제외한 대역 확산 백색 특성을 갖기 때문이다. 간섭 신호는 coherent 하나 대역 확산 신호는 그렇지 않기 때문에 적응 디지털 필터에 의하여 제거할 수 있다. 간섭신호의 특성이 시간에 따라 변하더라도 적응 디지털 필터는 필터계수를 조정하여 간섭 신호를 추정하여 억압 할 수 있다. 계수를 변화시키는 알고리즘은 선형 예측 알고리즘 방법이나 FFT에 바탕을 둔 알고리즘이 사용되기도하나 여기서는 선형 예측에 의한 간섭신호 제거에 대하여 살펴보기로 한다. 여러가지 방법 중 필터의 자승 평균 오차를 최소화 시키도록 계수를 조정하는 LMS (Least Mean Square) 알고리즘을 적용 하였다.

전송된 신호는 채널을 거치면서 첨가 백색 가우시안 잡음(additive white gaussian noise)  $n(t)$ 와 협대역 간섭신호  $i(t)$ 에 의하여 왜곡된다. 협대역 간섭신호는 다음과 같이 CW tone들로 모델링될 수 있다 [2].

$$i(t) = \sum_{m=1}^q A_m \cos(2\pi f_m t + \phi_m) \quad (1)$$

여기서,  $\phi_m$ :  $(0, 2\pi)$ 에서 균일 분포를 갖는 랜덤 위상  
 $f_m$ : m번째 tone의 주파수

$A_m$ : m번째 tone의 크기이다.

따라서 수신된 신호는 다음과 같은 형태를 갖게된다.

$$r(t) = s(t) + i(t) + n(t) \quad (2)$$

이때 수신기는 간섭 신호를 억압하도록 하며 송신단

에서 사용된 똑같은 PN 시퀀스로 상관기(correlator)를 거쳐서 정보 시퀀스가 재생된다. 현대역 간섭신호의 추정과 억압은 상관기 앞단에서 수행되며 그림 1에 나타내었다.

간섭 제거기는 강한 간섭신호가 자리잡은 주파수 대역에서 수신 신호를 감쇠시키는 것이 그 목적이 된다. 식 (2)에서  $s(t)$ 는 이진 정보신호를 PN 코드에 의하여 대역 확산된 신호이고  $i(t)$ 는 간섭 또는 방해 신호이며  $n(t)$ 는 AWGN(첨가 백색 가우시안 잡음)이라고 가정한다. 편의상  $r(t)$ 가 PN 시퀀스의 칩율(chip rate)로 샘플링 된다고 가정할 때

$$r(k) = s(k) + i(k) + n(k) \quad (3)$$

여기서  $s(k)$ ,  $i(k)$ ,  $n(k)$ 는 상호 무관(uncorrelated)하고  $s(k)$ 는  $\pm 1$ 의 값을 갖는다고 가정한다. 간섭 신호  $i(k)$ 는  $r(k)$ 로부터 추정되는데,  $i(k)$ 의 통계적 특성을 안다고 가정하고 시불변(stationary)이라고 할 때  $r(k-1)$ ,  $r(k-2)$ , ...,  $r(k-m)$ 들로부터 추정될 수 있다.

$$\hat{i}(k) = \sum_{i=1}^m c_i \cdot r(k-i) \quad (4)$$

여기서  $c_i$ 는 선형예측기의 계수이다.

칩율로 샘플링된 결과로  $s(k)$ 는  $r(k-i)$ ,  $i=1, 2, \dots, m$ 과 무관하기때문에 간섭 신호만을 예측할 수 있게 된다[9].

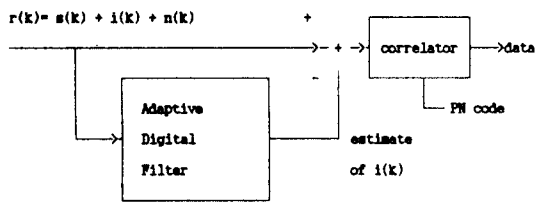


그림 1. 필터에 의한 현대역 간섭신호의 추정과 억압  
Fig 1. Inetrference estimation and rejection of TDL filter.

### III. 결정 제한과 오차신호 예측기 방식

#### (1) 결정 제한에 의한 간섭 제거

이러한 선형 예측 방법은 많은 연구가 진행되었으나 1996

나 간섭 신호와 대역 확산 신호가 섞인 수신 신호에 의하여 간섭 신호를 추정하므로 신호에 왜곡이 발생하여 원하는 신호의 상관 특성이 떨어지는 단점이 있다. 이것을 극복하기 위하여 필터의 계수를 수신된 신호가 아닌 칩결정(chip decision)에 의하여 대역 확산 신호가 빼대어진 신호(간섭 신호 + 첨가 백색 가우시안 잡음)을 이용하여 구하는 결정 제한 방식이 제안되었다.

선형예측 방법들은 모두 칩(chip) 펄스 분산을 가져와서 대역 확산 신호의 상관특성(correlation property)을 떨어지게 하는 단점이 있다.

이것은 칩 결정(chip decision)에 의하여 수신 신호의 간섭 신호 성분과 상관성이 있는 신호를 간섭 제거기의 기준 신호로 왜곡을 줄일 수 있다.

송신단의 칩 시퀀스를  $v(k)$ , 수신단에서 이를 추정 한 시퀀스를  $w(k)$ 라고 할때 선형 간섭제거기에 의하여 추정된 시퀀스는 다음과 같다.

$$W(k) = \sum_{n=0}^p h(n)r(k-n) \quad (5)$$

여기서  $r(k)$ 는 칩율(chip rate)로 샘플링된 수신 신호이고 이것은 백색 가우시안 잡음과 간섭신호가 포함 되어있어 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(k) = v(k) + n(k) + i(k) \quad (6)$$

여기서,  $h(n)$ 은 간섭제거기의 계수이며 이것은 앞 절에서 구한 선형 방법으로 구할 수 있다.  $h(n)$ 은 수신신호  $r(k)$ 를 백색화 하는 필터계수임을 알 수 있다. 간섭 제거기의 출력은 송신단에서 사용된 PN코드의 동일한 코드의 상관 관계에 의하여 칩 결정이 이루어진다.

그림 2에서 적응간섭제거기의 기준신호(reference signal)  $i_{ref}$ 는 수신 신호의 간섭 신호 성분과 상관 관계가 있고 대역 확산 신호가 섞이지 않은 신호를 나타낸다. 즉,  $i_{ref}$ 는 PN 상관기에 의하여 추정된 칩 시퀀스를 지연된 수신신호로부터 빼냄으로써 만들어질 수 있다.

그림 3은 제한에 의한 간섭제거 방법을 나타낸 것으로 여기서는 편의상 수신 신호의 지연량을 한 샘플로 하였으나 실제로는 처리 이득 만큼 지연된 수신신호에서 칩 결정에 의하여 추정된  $w(k)$ 가 빠지게 된다.

칩 결정은 오차없이 정확히 행하여지지 않는다. 따

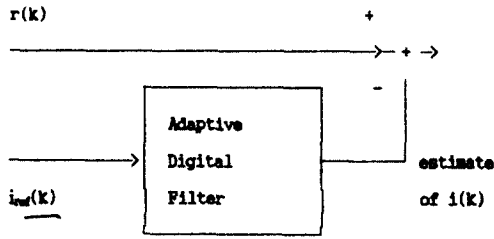


그림 2. 기준 신호가 있는 간섭제거기  
Fig 2. Interference canceller with reference signal

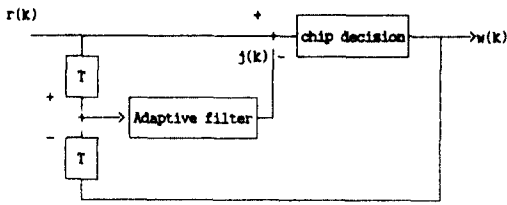


그림 3. 결정에 의한 간섭제거  
Fig 3. Interference rejection by feedback process

라서 간섭제거 필터에 의한 왜곡이 완전히 없어지지 않지만 선형 예측 방법보다 상당한 성능향상을 가져올 수 있다.

그림 2에서 나타내어진 기준 신호는 다음과 같다.

$$i_{ref}(k) = r(k-1) - w(k-1) \quad (7)$$

이것에 의한 간섭신호의 추정된 신호  $j(k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$j(k) = \sum_{n=1}^P h(n)[r(k-n) - w(k-n)] \quad (8)$$

이때 송신된 칩 시퀀스의 수신단에서의 추정신호는

$$\begin{aligned} W(k) &= r(k) - j(k) \\ &= r(k) - \sum_{n=1}^P h(n)r(k-n) + \sum_{n=1}^P h(n)w(k-n) \end{aligned} \quad (9)$$

$w(k)$ 를 결정하는 방법은 여러가지가 있으나 본 논

문에서는 가장 간단한 방법중에 하나인  $w(k) = 1$  ( $U_k > 0$ ),  $w(k) = -1$  ( $U_k < 0$ )으로 칩 결정을 하기로 한다.

$v(k)$ 의 오차확률이 커지면 DFC(decision feedback interference canceller)의 성능이 급격히 떨어지게 된다. 이것을 방지하기 위해 적응필터는 간섭신호가 가지는 상관성으로 오염되지 않은 정확한 오차신호를 사용하여 탭계수 갱신을 시행해야 할 필요성이 있다.

### (2) 오차신호에 대한 예측기

필터의 계수를 보정하는 과정에 사용되는 오차신호에는 아직 덜 제거되고 남은 간섭신호의 상관성이 존재할 수 있으므로 이 오차신호에 선형예측기를 적용하여 간섭신호의 상관량이 제거된 오차신호를 탭계수 보정에 사용함으로써 적응필터의 성능을 향상시킬 수 있다.

필터의 간섭제거 기능이 불완전할 수 있는 관계로 잔여 간섭 성분  $i(k) - j(k) = u(k)$ 가 간섭제거 시스템의 출력  $e(k)$ 에 존재하게 된다.

$$e(k) = \epsilon(k) + u(k)$$

$$\text{여기서 } \epsilon(k) = i(k) + n(k) \quad (10)$$

[10]에 의하면  $u(k)$ 는 정상상태 오차를 유발시킨다.  $u(k)$ 는 stationary로 불수 있고 강한 상관량을 지니고 있으므로 예측계수  $\{a_i\}$ 를 사용하여  $u(k)$ 를 선택 예측할 수 있을 것이다.

$$u(k) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i u(k-\Delta-i) + z(k) \quad (11)$$

여기서  $z(k)$ 는 오차예측기의 예측에러로서 대개 무시할 수 있을 만큼 작다.

$$u(k) - \sum_{i=0}^{M-1} a_i u(k-\Delta-i) = z(k) \quad (12)$$

오차예측기의 에러는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} e(k) &= \sum_{i=0}^{M-1} a_i e(k-\Delta-i) \\ &= \epsilon(k) + u(k) - \sum_{i=0}^{M-1} a_i [\epsilon(k-\Delta-i) - u(k-\Delta-i)] \end{aligned}$$

$$= \epsilon(k) - \sum_{i=0}^{M-1} a_i \epsilon(k-\Delta-i) + [u(k) - \sum_{i=0}^{M-1} u(k-\Delta-i)] \quad (13)$$

$$= \epsilon(k) - \sum_{i=0}^{M-1} a_i \epsilon(k-\Delta-i) + z(k)$$

따라서  $e(k)$  중에 남아있던 강한 상관량을 지닌 간섭신호 성분은 효과적으로 제거되고  $e(k) = \sum_{i=0}^{M-1} a_i \epsilon(k-\Delta-i)$  는  $e(k)$  보다 식(10)의  $\epsilon(k)$ 에 대한 보다 정확한 추정치가 된다.

다음 그림4에 결정계환과 오차 예측기에 의한 간섭 제거 시스템을 나타내었다.

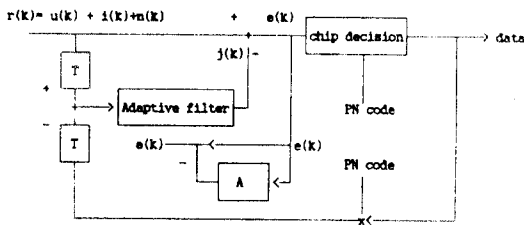


그림 4. 제안한 간섭제거 시스템  
Fig 4. Proposed interference canceller system

#### IV. 시뮬레이션 결과 및 토론

앞에서 고찰한 기존의 선형 예측과 제안한 간섭제거 시스템에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 간섭 신호는 식(1)과 같이 정의 되고 이때 각 tone의 크기는 모두 같다고 가정할때 간섭 신호의 자기 상관 함수는 다음과 같다.

$$\rho_i(k) = 0.5 \sum_{m=1}^P A_m \cos 2\pi f_m k \quad (14)$$

신호 대 간섭비(SIR)는  $1/\rho_i(0)$ 로 정의되며 -10dB로 하였고 100개의 tone으로 10Hz-20Hz, 즉 5% 간섭 대역으로 구성하였다. 수신단과 송신단은 동기화되어 있다고 가정한다. 시뮬레이션 구성도를 그림5에 나타내었다.

랜덤 데이터 발생기로부터  $\pm 1$ 의 값을 갖는 정보 시퀀스가 만들어져서 PN 코드 발생기의 확산 코드에 의하여 칩 시퀀스가 생성된다. 이 칩 시퀀스

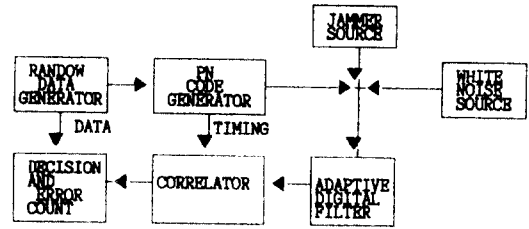


그림 5. 시뮬레이션 구성도  
Fig 5. Simulation block diagram

는 원래의 간섭 신호와 백색 잡음에 의하여 왜곡된 수신 신호가 만들어져서 간섭 제거기의 입력이 된다. 본 시뮬레이션에서 사용되는 PN 코드는 10비트 Maximum Length 코드이고 그림 6에 7이 레지스터에 의한 구성도를 나타내었다.

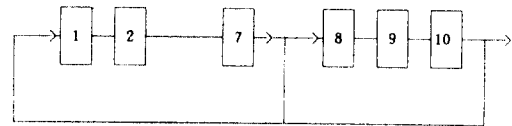


그림 6. 10비트 Maximum Length 코드 발생기  
Fig 6. Maximum length Code generator

시뮬레이션에 사용된 수렴 상수는 0.00014로 하였으며 맵수는 16개,  $A = 0.7 z^{-1}$ , 충분히 수렴한 정상 상태에의 BER을 구하여 그림 8에 나타내었으며 그림 7은 기존의 방식(a)과 제안한 방식(b)에 대하여 간섭대역을 적응필터계수가 얼마나 잘 notch 시키고 있는지를 보여주고 있다. 기존의 시스템은 간섭대역에 대한 억압정도가 미약하면서도 억압하지 않아야 하는 신호대역에 대한 침해가 크게 나타나고 있다. 반면에 제안한 시스템의 필터는 신호대역을 그대로 통과시키면서 간섭대역을 효과적으로 억압하고 있음을 관찰할 수 있다. 그림8은 BER 성능에서 (a)는 칩수(차이저)를 7로 한 경우이고 (b)는 칩수 15인 경우에 대하여 각각 필터가 사용되지 않은 경우와 필터가 사용될 경우 기존의 시스템과 제안한 시스템의 BER 성능을 비교해 놓았다. 칩수가 7인 경우 DS 시스템 자체만으로 얻을 수 있는 BER이 SNR에 관계없이 0.1 정도이나 재필터를 사용함으로써 크게 향상되는 간섭제거특성을 보여주고 있다. 이 경우 기존

의 제거필터 방식과 제안한 방식에서 얻은 성능의 차이는 약 1dB 정도의 SNR이었다. 그러나 칩수를 15로 한 경우에 대해 살펴보면, 우선 DS 시스템 자체만으로 얻을 수 있는 BER이 SNR에 관계없이 0.07정도이며 제거필터를 사용함으로써 더욱 향상되는 간섭 제거특성을 보여주고 있는데 이 경우 기존의 제거필터 방식과 제안한 방식에서 얻은 성능의 차이는 BER  $10^{-3}$  기준으로 약 3dB 정도의 SNR 향상을 가져올 수 있었다.

### V. 결 론

본 논문에서는 DS 대역 확산 통신에서 협대역 간섭 신호가 존재할때 DS 수신기의 성능을 더욱 향상시키는 방법중 기존의 선형 예측과 결정채환및 오차 예측기에 의한 간섭 제거시의 수신기의 특성을 컴퓨터 시뮬레이션에 의하여 비교 분석 하였다.

간섭 제거 방법중 널리 쓰이는 선형 예측에 의한 간섭 제거는 수신 신호 즉, 원신호와 간섭신호 그리고 백색 가우시안 잡음이 섞인 신호를 기준 신호로 사용함으로써 신호의 왜곡이 발생하여 원 신호의 상관 특성이 떨어지게 된다. 이러한 선형 예측 방법의 단점을 극복하기 위하여 새로운 간섭 제거방식을 제시하였다.

간섭대역을 적응필터계수가 얼마나 잘 notch 시키고 있는지에 대해 기존의 시스템은 간섭대역에 대한 억압정도가 미약하면서도 억압하지 말아야하는 신호대역에 대한 침해가 크게 나타나고 있는 반면, 제안한 시스템의 필터는 신호대역은 그대로 통과시키면서 간섭대역을 효과적으로 억압하였다. BER 성능에서 칩수(처리이득)를 7 경우, DS 시스템 자체만으로 얻을 수 있는 BER이 SNR에 관계없이 0.1 정도이나 제거필터를 사용함으로써 크게 향상되었으며 기존의 제거필터 방식과 제안한 방식에서 얻은 성능의 차이는 약 1dB 였다. 그러나 칩수를 15로 한 경우 DS 시스템 자체만으로 얻을 수 있는 BER이 SNR에 관계없이 0.07정도이며 제거필터를 사용함으로써 더욱 향상되는 간섭제거특성을 보여주고 있는데 이 경우 기존의 제거필터 방식과 제안한 방식에서 얻은 성능의 차이는 BER  $10^{-3}$  기준으로 약 3dB로서 이 논문에서 제안한 간섭제거 방식이 대역확산 통신시스템의 성능개선에 크게 활용될 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

1. R. C Dixon, "Spread spectrum system," wiley interscience, 1976.
2. William F. Utlant, "Spread spectrum principles and possible application to spread spectrum utilization and allocation," IEEE commun. society magazine pp. 21-30, sept. 1978.
3. Hsu, F, and Giordano, A. A, "Digital whitening techniques for improving spread spectrum

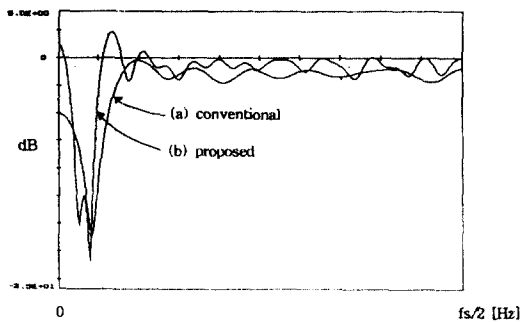


그림 7. notch 상태의 적응필터 전달함수  
Fig 7. Transfer function of the notch filter

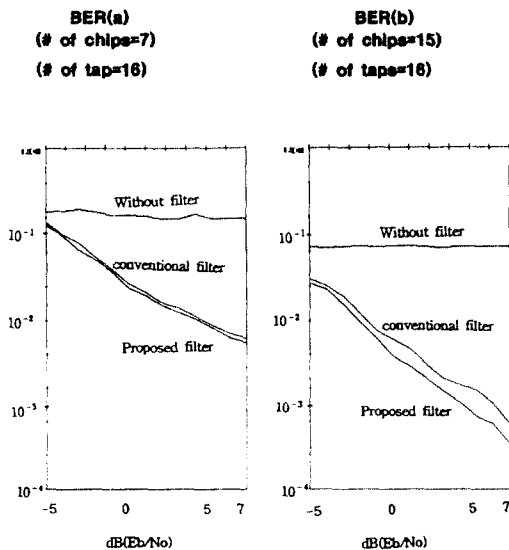


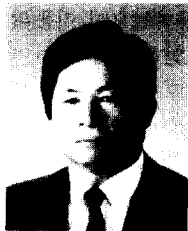
그림 8. BER 성능비교  
Fig 8. Comparison among BER performance

- ommunication performance in presence of narrow band jamming and interference," IEEE Trans. commun. vol. COM-26, pp. 209-216, Feb. 1978.
4. Ketchum, J. W, and Proakis, J. G, "Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow band interference in PN spread systems," IEEE Trans. commun. vol. COM-30, pp. 913-923, May, 1982.
  5. Iltis, R. A, and Milstein. L. B, "An approximate staistical analysis of the Widrow LMS algorithm with application to narrow band interference rejection," IEEE Trans. commun. vol. COM-33, pp. 121-130, Feb. 1985.
  6. Coh-Ming Li, and L. B. Milstein, "Rejection of narrow band interference in PN spread spectrum systems using transversal filters," IEEE Trans. on commun. vol. COM-30, pp. 925-928, May, 1982.
  7. J. W. Ketchum, "Decision feedback techniques for interference cancellation in PN spread spectrum communication systems," IEEE military commun. conf. pp. 39.5.1-39.5.5, Oct. 1984.
  8. D. H. Yoon, and J. H. Kim, "An Adaptive Filter with an Augmented Predictor," Proc. 18th Asilomar Conf. on Circ. and Systems, Nov. 1984.
  9. S. T. Alexander, "Adaptive signal Processing," New York, Springer-verlag, 1986.
  10. T. A. C. M. Claasen, and W. F. G. Mecklenbrauker, "Comparison of the Convergence of Two Algorithms for Adaptive FIR Digital Filter," IEEE Trans. on ASSP, Vol. ASSP-29, pp. 670-678, June, 1981.

---

이 논문은 1992년도 조선대학교 학술연구비의 지원을 받아 이루어진 것임.

---



羅 相 同 (Sang Dong Ra) 正회원  
 1968년 3월 : 조선 대학교 공과대학 전기공학과(공학사)  
 1979년 9월 : 건국 대학교 대학원 전기전자공학과(공학 석사)  
 1991년 9월 : 원광 대학교 대학원 전기공학과(박사과정수료)

1973년 3월 ~ 현재 : 조선대학교 공과대학 컴퓨터공학과 교수  
 ※ 주 관심분야 : 컴퓨터 통신, 무선통신, 위성통신의 spread spectrum 이동통신 및 체널한당량 등 화기 이론 기술등