

DS-확산대역 시스템에서 격자형 IIR 노치필터를 이용한 협대역 간섭신호 제거 알고리즘

준회원 최 준 원*, 정회원 양 윤 기**, 조 남 익*

Narrow-band Interference Suppression in Direct Sequence Spread Spectrum Systems Using a Lattice IIR Notch Filter

Jun Won Choi* Associate Member Yun Gi Yang**, Nam Ik Cho* Regular Members

요 약

본 논문에서는 DS-확산대역 시스템에서 격자형 IIR 노치필터를 이용하여 협대역 간섭신호를 제거한다. 이를 위하여 우선 간섭신호의 중심 주파수와 파워가 격자형 IIR 노치필터에 의하여 추정된다. 그리고 또 다른 IIR 노치필터를 수신기 앞에 위치시키고 노치의 위치가 추정된 간섭신호의 주파수에 있도록 한다. 그러나 단위원 위에 영점이 존재하는 IIR 노치필터는 간섭신호 뿐만 아니라 노치부분의 신호 성분도 제거하므로 데이터의 왜곡이 발생하게 된다. 따라서 이러한 데이터의 왜곡을 줄이기 위해서 필터의 노치 깊이를 조절하는 알고리즘을 개발하였다. 이를 위해 노치필터 출력의 신호 대 잡음비를 필터 파라미터에 대한 식으로 유도하고 이를 최대화 하는 최적의 노치 깊이를 구하였다. 시뮬레이션 결과 제안한 알고리즘이 기존의 FIR 노치필터나 FIR LMS 알고리즘에 비해 좋은 성능을 갖는다는 것을 확인할 수 있다.

ABSTRACT

This paper proposes an algorithm for the suppression of narrow-band interference in direct sequence spread spectrum systems, based on the open loop adaptive IIR notch filtering. The center frequency and power of the interference is monitored on-line by the adaptive lattice IIR notch filter. Another lattice IIR notch filter is placed in front of the receiver, the notch of which is controlled by the frequency estimate to remove the interference. However, the IIR notch filter with the zeros on the unit circle also removes the information signal while removing the interference and causes data distortion. Hence, the depth of the notch should also be adjusted for the trade-off between data distortion and effective interference reduction. For this purpose, the output SNR is derived as a function of filter parameters and the notch depth that maximizes the SNR is found. Simulation results show that the proposed algorithm yields better performance than the existing FIR notch filter and the conventional FIR LMS algorithm with very long taps.

1. 서 론

DS(direct sequence)-확산대역방식은 일반적으로 전송신호의 대역을 PN (psuedo noise) 코드를 이용하여 넓은 대역으로 확산시키는 방식으로서 역확산 과정에서 간섭신호의 파워를 낮춤으로써 협대역 간

섭신호에 대해 강한 저항력을 갖는다^[1]. 확산이득을 높이면 역확산 시에 간섭신호가 확산되는 정도가 커지기 때문에 충분한 확산이득은 간섭신호의 영향을 줄일 수 있다. 그러나 강한 간섭신호가 들어왔을 경우, 높은 확산이득으로도 간섭신호의 제거가 불충분하고, 확산이득을 더 크게 할 경우 신호의 대역폭

* 서울대학교 전기공학부 (jnwon76@ispl.snu.ac.kr),
 ** 수원대학교 정보통신공학과 (gyyang@mail.suwon.ac.kr)
 논문번호 : 00449-1128, 접수일자 : 2000년 11월 28일

도 커지기 때문에 좋은 성능을 얻기 위해서는 역확산이 일어나기 전에 간섭신호를 제거하여야 한다. 이를 위해 다양한 신호처리 방법이 제안되어 왔다. 고전적으로 시간에 따라 변하는 간섭신호를 제거하기 위하여 선형 예측필터를 이용한 방법이 제안되었다^[2]. 일반적으로 협대역 신호는 광대역 신호에 비해 대역폭이 작아 과거 값으로부터 예측이 가능하나, 광대역 신호는 예측이 어렵다. 이러한 성질을 이용하면 LMS (least mean square)와 같은 알고리즘을 이용하여 두 신호를 분리해 낼 수 있다. 1990 대 초에는 선형 예측필터보다 좋은 성능을 얻기 위하여 비선형 예측 방법이 제안되었다^[3]. 간섭신호를 제거하기 위한 다른 접근 방법으로는 주파수 영역에서 필터링을 수행하는 방법이 있다. 즉, 신호를 주파수 영역으로 변환하고 간섭신호가 존재할 것으로 추정되는 주파수 성분의 계수를 작게 한 후, 다시 역변환함으로써 간섭신호를 제거하는 방법이다. 이를 위하여 과거에는 Short-time DFT (discrete fourier transform)가 많이 사용되었으나 최근에는 부대역 필터 뱅크나 웨이블릿을 이용하는 방법들이 제안되었고, 시간-주파수 분포를 이용하여 간섭신호의 특성에 따라 적응 필터링 하는 방법도 제안되었다^[6-9]. 그러나 이러한 방법들은 간섭신호의 주파수가 빠르게 변하는 경우 성능이 떨어지는 단점이 있으므로 간섭신호의 IF (instantaneous frequency)를 추정하고 이를 이용하여 시간 영역에서 적응 필터를 사용하여 간섭신호를 제거하는 방법이 제안되었다^[10]. Amin은 시간-주파수 분포 (TFD, time-frequency distribution) 분석을 이용하여 간섭신호의 IF를 추정하고 간단한 FIR 노치필터를 사용하여 간섭신호를 제거하는 알고리즘을 제안하였다^[11]. 또한 Amin은 이러한 FIR 노치필터의 성능 향상을 위해 노치의 깊이를 조절하여 최적의 간섭신호 제거 특성을 얻을 수 있도록 하였다^[12].

그러나 Amin이 사용한 짧은 길이의 FIR 노치필터는 이상적인 노치필터의 형태와 거리가 있다. 반면에 IIR 노치필터의 경우에는 작은 길이로도 이상적인 노치필터에 더 가까운 주파수 응답을 가지므로 위 시스템에 IIR 노치필터를 적용하면 FIR 노치필터보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있으리라 기대된다. IIR 노치 필터의 기본적인 이론은 [13]에서 제안되어 있으며 협대역 신호를 제거하거나 잡음이 있는 환경에서 사인파를 강화하는 구조 (ALE, adaptive line enhancer)에 적용되어 왔다. 따라서 본 논문에서는 보다 효율적인 간섭신호 제거를 위

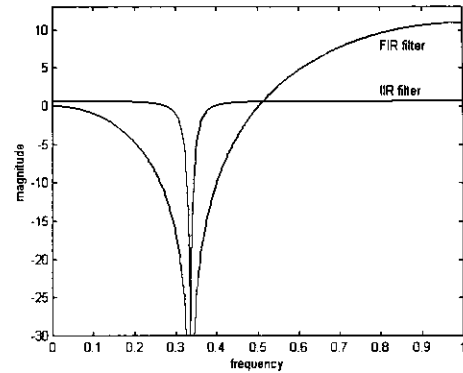


그림 1. IIR 노치필터와 FIR 노치필터 (5차)의 주파수 응답 비교

하여 [14]와 같은 격자형 IIR 노치필터를 이용한다. 제안하는 IIR 노치필터는 격자형으로 구성되고 단 2 차의 필터만으로 간섭신호를 제거할 수 있다. 또한 노치필터로서의 주파수 특성이 같은 차수의 FIR 필터보다 좋으므로 작은 계산 시간으로 더 좋은 성능을 얻을 수 있다. 예를 들어, 그림 1은 [11]의 FIR 노치필터와 제안하는 IIR 노치필터의 주파수 응답을 비교한 그림이다. 이러한 IIR 노치필터의 주파수 응답 곡선을 FIR로 구현하여 얻기 위해서는 매우 높은 차수의 필터가 필요할 것이다.

본 논문에서 제안하는 간섭 제거 시스템에서는 우선 주파수 추정기를 따로 두어 간섭신호의 주파수를 추정하고 IIR 노치필터의 영점을 추정된 주파수에 위치시켜 시간에 따라 변하는 간섭신호를 제거하도록 한다. 주파수 추정부는 IIR 노치필터와 같은 구조를 갖는 ALE를 이용하도록 하며 ALE는 재귀최소자승 (recursive least squares) 알고리즘을 사용하여 주파수 추정을 한다^[14,15]. 그러나 그림 1에서와 같은 기존의 IIR 노치필터는 필터의 영점이 단위 위에 있어 깊이가 무한한 노치를 가지므로 간섭신호를 완전히 제거하지만 동시에 신호 성분도 제거하여 데이터 신호의 왜곡이 발생한다. 따라서 이러한 신호의 왜곡을 줄이기 위해 본 IIR 노치필

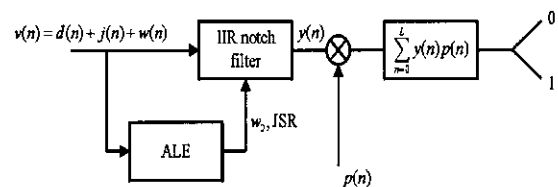


그림 2. IIR 노치필터를 이용한 확산대역 시스템의 블록도

터에서도 Amin의 경우 [12]와 같이 노치의 깊이를 조절하는 알고리즘을 개발해야 한다. 즉, 간섭신호가 매우 강한 경우는 간섭신호의 영향이 크기 때문에 깊은 노치를 이용하여 제거하고 간섭신호가 작은 경우에는 신호 성분 왜곡에 의한 영향이 주로 나타나므로 노치를 얇게 해야 한다. 이처럼 최적의 간섭신호 제거 특성을 얻기 위해 IIR 노치 필터의 특성을 이론적으로 분석하여 출력의 신호 대 잡음비를 입력과 필터의 파라미터에 관한 수식으로 유도하고, 이를 이용하여 주어진 입력에 따른 최적의 노치 깊이를 구하여 적용한다. 최적의 노치 깊이는 간섭신호의 파워에 대한 함수로 표현되므로 ALE에서 IIR 노치필터에 간섭신호의 주파수와 파워를 제공하도록 한다. 시뮬레이션 결과 제안한 방법이 신호 대 잡음비와 에러율에 있어서 [12]의 FIR 필터나 FIR LMS 알고리즘을 사용한 방법 [2]보다 더 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

2장에서는 [14,15]의 격자구조형 IIR 노치필터에 대하여 살펴보고 3장에서는 제안하는 IIR 노치필터의 구조에 대하여 다루었다. 4장에서는 IIR 노치필터 출력의 신호 대 잡음비를 유도하였다. 5장에서는 이를 이용하여 최적의 간섭신호 제거 알고리즘을 유도하였다. 6장에서 실험 결과를 제시하였고 마지막으로 7장에서 결론을 맺는다.

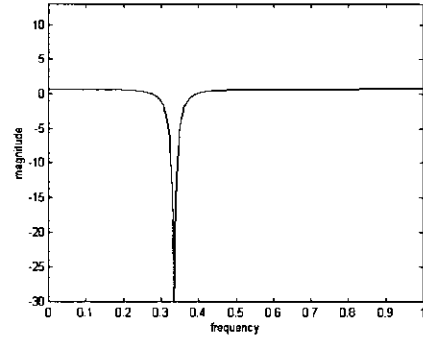
II. 격자형 IIR 노치필터

본 절에서는 우선 본 논문에서 사용될 IIR 노치 필터 구조와 적응 알고리즘을 간단히 되살펴 본다 [14,15]. 어떤 신호에서 주파수 w_0 의 성분을 완전히 제거하기 위해서는 그림 3(a)의 주파수 응답을 갖는 노치필터가 필요하고, 이는 영점, 극점이 그림 3(b)에서 보는 것과 같은 위치에 있는 IIR 필터로 쉽게 구현된다[13]. 즉 영점의 위치는 e^{+jw_0} , 극점의 위치는 원점, 영점과 같은 선상에 있는 ae^{+jw_0} 에 있도록 하면 ($a < 1$) 그림 3(a)와 같은 주파수 응답을 가지며, 따라서 이의 전달 함수는 다음과 같다.

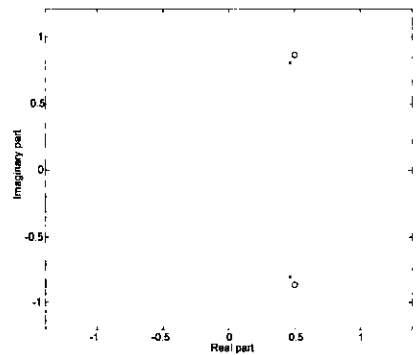
$$H(z) = \frac{(1 - e^{jw_0}z^{-1})(1 - e^{-jw_0}z^{-1})}{(1 - ae^{jw_0}z^{-1})(1 - ae^{-jw_0}z^{-1})} \quad (1)$$

$$= \frac{1 - 2\cos w_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2a\cos w_0 z^{-1} + a^2 z^{-2}} \quad (2)$$

$$= \frac{1 + 2a_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 + 2a_0 z^{-1} + a^2 z^{-2}} \quad (3)$$



(a)



(b)

그림 3. IIR 노치필터의 (a) 주파수 응답 및 (b) 영점, 극점의 위치 (o: 영점, x: 극점)

여기서 $a_0 = -\cos(w_0)$ 이다. [13]에서는 이를 직접형 구조로 구현했는데, [15]에서는 이와 같은 IIR 노치필터를 격자형 구조로 구현하기 적합하도록 다음과 같이 극점의 위치가 약간 변형된 노치필터를 제시하였다.

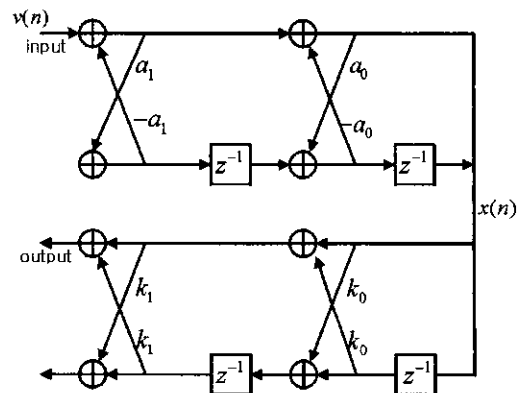


그림 4. 2차의 격자구조 IIR 노치필터의 구조

$$H(z) = \frac{1 + 2k_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_0(1 + \alpha)z^{-1} + \alpha z^{-2}} \quad (4)$$

이와 같은 전달함수의 노치필터가 식 (1)의 필터와 비교하여 갖는 장점은 이를 입력 사인파의 주파수 추정에 이용할 경우 bias가 없는 추정치를 얻을 수 있다는 것이다^[15]. 반면에 [13]의 직접 구조, 즉 식 (1)의 노치필터를 이용하면 입력 잡음과 α 값에 따른 bias가 생긴다. 이러한 격자형 노치필터의 구현에는 여러 가지 방법이 있으나, [15]에서는 그림 4에서와 같이 all-pole 격자 필터와 all-zero 격자 필터의 직렬 연결을 사용하였다. 이 구조에서 다음 관계식을 만족하면 식 (4)와 같은 전달함수를 갖게 된다.

$$k_1 = 1 \quad (5)$$

$$a_1 = \alpha \quad (6)$$

$$a_0 = k_0 \quad (7)$$

이러한 적응 노치필터에 입력신호 $u(n)$ 이 다음과 같이 가우시언 잡음 $w(n)$ 과 하나의 사인파 신호의 합이라고 가정하자.

$$u(n) = A \sin(w_0 n + \phi) + w(n) \quad (8)$$

여기서 A는 사인파의 크기, ϕ 는 위상을 나타낸다. 이 때, 입력 주파수 w_0 를 추정하기 위해 [15]에서는 출력의 파워가 최소가 되는 방향으로 재귀 최소화승 알고리즘을 그림 4의 all-zero 필터에 적용시켰다. 이 알고리즘은 다음과 같다.

$$D(n) = \lambda D(n-1) + (1-\lambda)2x(n-1)^2 \quad (9.a)$$

$$C(n) = \lambda C(n-1) + (1-\lambda)x(n-1)[x(n) + x(n-2)] \quad (9.b)$$

$$\hat{k}_0(n) = -\frac{C(n)}{D(n)} \quad (9.c)$$

$$\hat{k}_0(n) = \begin{cases} \hat{k}_0(n), & \text{if } -1 \leq \hat{k}_0(n) \leq 1 \\ 1, & \text{if } \hat{k}_0(n) > 1 \\ -1, & \text{if } \hat{k}_0(n) < -1 \end{cases} \quad (9.d)$$

$$\hat{k}_0(n) = \gamma \hat{k}_0(n-1) + (1-\gamma) \hat{k}_0(n) \quad (9.e)$$

여기서 $x(n)$ 은 그림 4에서 보는 바와 같이 all-pole 부분의 출력이며, $\hat{k}_0(n)$ 은 추정하고자 하는 k_0 의 시간 n 에서의 추정값이고 $\hat{k}_0(n)$ 은 스무딩하

기 전의 중간값이다. λ 는 기억 상수이고 γ 은 스무딩 상수이다. 식 (9.d)는 안정성을 위한 것으로서 계수를 [-1, 1] 범위로 제한하는 것이다. 식 (9.e)는 이러한 제한이나 초기의 심한 변동을 줄이기 위한 계수 스무딩 과정이다. 노치의 주파수 f_0 와 계수 k_0 는 $k_0 = -\cos 2\pi f_0$ 의 관계를 가지므로 주파수 추정값 (frequency estimate)은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{f}_0(n) = \frac{1}{2\pi} \arccos(-\hat{k}_0(n)) \quad (10)$$

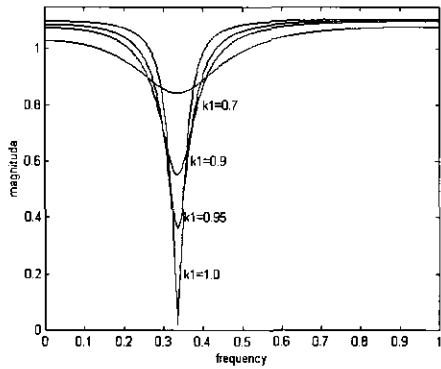
[15]와 [16]에는 격자형 노치필터에 대한 여러 가지 성능 분석이 제시되어 있다. 이에 따르면 격자형 노치필터는 직접형으로 구현된 노치필터와 달리 잡음의 분산값과 극점과 영점의 거리에 관계없이 bias가 없는 주파수 추정치를 제공한다.

III. 간섭신호 제거를 위한 IIR 노치필터의 구조

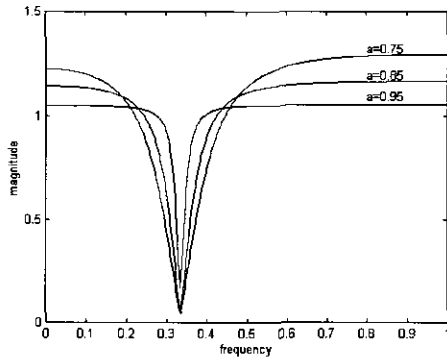
앞 절에서 설명한 격자형 노치필터를 이용한 ALE는 노치의 위치에 있는 신호 성분을 완전히 제거하는 것이 목적이므로 영점의 위치를 단위원 상에 놓는 것이 좋다. 이와 똑같은 구조를 확산대역 시스템에서 협대역 잡음을 제거하는 데 사용하면, 간섭신호는 제거할 수 있으나 노치가 있는 위치의 신호 성분도 완전히 제거되는 단점이 있다. 그러므로 본 논문에서는 2장에서 소개한 ALE는 단지 입력에서 협대역 잡음의 중심 주파수를 추정하는 데 사용하고, 실제 잡음 제거를 위해서는 영점의 각도와 함께 반지름도 조절되어 노치의 위치와 깊이가 함께 조절되는 필터를 별도로 사용한다. 이러한 영점의 위치를 조절하는 노치필터의 구현방법에는 여러 가지가 있으나 본 논문에서는 그림 4의 구조를 그대로 사용하고 식 (4)와는 달리 계수 k_1 을 변수로 두어 이것이 노치의 깊이를 조절하는 변수로서의 역할을 하도록 한다. 즉, 이 필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{1 + k_0(1 + k_1)z^{-1} + k_1 z^{-2}}{1 + k_0(1 + \alpha k_1)z^{-1} + \alpha k_1 z^{-2}} \quad (11)$$

이 필터의 두 파라미터 k_1 과 α 는 필터의 주파수 응답 특성을 조절할 수 있는 변수로서 각각 노치의 깊이와 넓이를 조절한다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 k_1 이 커질수록 노치의 깊이는 커지고 α 가 커질수



(a)



(b)

그림 5. (a) k_1 에 따른 노치의 깊이 변화 (b) α 에 따른 노치의 넓이 변화

록 노치의 넓이가 작아진다. 따라서 협대역 간섭신호의 크기와 대역폭에 따라 위의 두 파라미터를 적절히 조절할 수 있다.

본 논문에서는 DS-확산대역 시스템에서 간섭신호 제거를 목적으로 이러한 IIR 필터를 적용하여 그림 2와 같이 시스템을 구성한다. 앞에서 설명한 바와 같이 입력신호가 위의 IIR 노치필터를 통과하면서 간섭신호가 줄어들고 그 결과가 수신기에 전달되는 것이다. 정리하면, 우선 간섭신호의 주파수 추정을 위해서는 2절에서 설명한 바와 같이 k_1 을 1 고정시킨 ALE를 이용하여 k_0 값을 추정한다. 이 ALE는 단지 주파수 추정과 간섭신호 파워를 추정하기 위하여 사용되며, 이와는 별도로 k_1 이 조절되는 같은 구조의 노치필터를 그림 2에서 보는 바와 같이 확산대역 시스템 수신기 앞에 위치시킨다. 이 필터의 k_0 값은 ALE에서 얻은 추정치를 그대로 사용함으로써 노치의 위치를 조절하며, ALE에서 추정된 파워

에 따라 k_1 , 즉 노치의 깊이를 조절한다.

IV. 시스템 모델 및 노치필터의 출력 신호 대 잡음비

본 시스템에서 DS-확산대역신호는 다음과 같이 표현된다.

$$m(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} c_k q(t - kT_c) \quad (12)$$

여기서 N_c 는 데이터 당 PN 코드의 길이, c_i 는 PN 코드의 i 번째 칩, $q(t)$ 는 T_c 의 길이를 갖는 구형파를 나타낸다. 이 때 전달 신호는,

$$d(t) = \sum_k b_k m(t - kT_b) \quad (13)$$

와 같이 주어진다. 여기서 b_i 는 i 번째 데이터 신호, $T_b = N_c T_c$ 는 데이터 샘플당 간격을 나타낸다. 이 때 채널을 협대역 간섭신호 $j(t)$ 와 가우시안 잡음 $w(t)$ 가 들어오는 채널로 가정하면 수신기에 입력되어 샘플링 된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v(n) = d(n) + j(n) + w(n) \quad (14)$$

여기서 $d(n)$ 은 원래의 데이터 신호에 PN code가 곱해진 형태의 데이터 신호이고, $j(n)$ 은 불규칙한 위상을 갖는 사인파로 모델링할 수 있는 간섭신호, $w(n)$ 은 가우시안 노이즈이다. 이 때 PN 코드의 길이가 매우 길고, $d(n)$ 의 크기가 1이라고 가정하면 이는 1 또는 -1을 같은 확률로 갖는 독립시행 $\beta(n)$ 으로 볼 수 있다. 따라서 간섭신호 $j(n)$ 을 사인파로 모델링 하면 $v(n)$ 은 다음과 같이 된다.

$$v(n) = \beta(n) + A \cos(\omega_0 n + \phi) + w(n) \quad (15)$$

여기서 ω_0 는 사인파의 중심주파수이고 ϕ 는 $-\pi$ 와 π 에서 균일 분포를 갖는 확률 변수이다. 이 신호가 수신기 앞에 설치되는 IIR 노치필터를 통과하면서 간섭신호가 제거되도록 하는 것이다. 노치필터의 출력 신호를 $y(n)$ 이라 하면,

$$y(n) = H(z)v(n) = p_o(n) + j_o(n) + w_o(n) \quad (16)$$

여기서, $p_o(n)$, $j_o(n)$, $w_o(n)$ 는 각각 노치필터 출력신호에서 PN 코드, 간섭신호, 가우시안 잡음

성분이고, $H(z)$ 는 식 (11)에서와 같이 노치필터의 전달함수이다. 이 때, 노치필터는 $j_o(n)$ 성분을 최대한 제거하는 한편, 노치필터에 의한 PN 코드의 왜곡이 최소가 되도록 해야 한다. 이를 위해 신호 대 잡음비를 식으로 유도하여 이것이 최대가 되는 노치필터의 파라미터를 찾아야 한다. 우리가 원하는 신호는 $p(n)$ 이고 확산대역시스템의 복호기에는 노치필터의 출력인 $y(n)$ 이 입력되므로 최대가 되어야 할 신호 대 잡음비는 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$SNR_o = \frac{E[p^2(n)]}{E[(y(n)-p(n))^2]} \quad (17)$$

여기서 분모 $E[(y(n)-p(n))^2]$ 는 $E[p^2(n)]$, $E[y(n)p(n)]$, $E[y^2(n)]$ 로 이루어지며, $p(n)$ 의 정의로부터 $E[p^2(n)]=1$ 이고, 나머지 두 항은 노치필터의 임펄스 응답에 관한 식으로 나타낼 수 있다. $p(n)$, $j(n)$, $w_o(n)$ 모두 서로 독립이라고 가정하면, $p_o(n)$, $j_o(n)$, $w_o(n)$ 와도 모두 독립이라 할 수 있으므로, $E[y^2(n)]$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$E[y^2(n)] = E[(p_o(n)+j_o(n)+w_o(n))^2] \quad (18)$$

$$= E[p_o^2(n)] + E[j_o^2(n)] + E[w_o^2(n)] \quad (19)$$

$$= \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 + \sigma_j^2 + \sigma_w^2 \quad (20)$$

여기서 σ_j^2 과 σ_w^2 은 각각 노치필터를 통과한 간섭신호와 가우시안 잡음의 분산이다. 그리고 $E[y(n)p(n)]$ 을 구하면,

$$E[y(n)p(n)] = E[p_o(n)p(n)] = h_0 \quad (21)$$

가 된다. 따라서 식 (17), (20), (21)로부터

$$SNR_o = \frac{1}{\sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 + \sigma_j^2 + \sigma_w^2 - 2h_0 + 1} \quad (22)$$

로 정리된다.

V. 최적의 간섭신호 제거 알고리즘

본 장에서는 앞에서 유도한 신호 대 잡음비를 노치필터의 파라미터에 관한 식으로 나타내어 신호 대 잡음비를 최대로 하는 필터 계수를 구한다. 이를 위하

여 (11)에서의 노치필터의 전달함수를 $H(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$ 라 하고, $g(n) = \frac{1}{D(z)} u(n)$ 라 정의한다. $g(n)$ 의 자기상관도 (autocorrelation)를 $R_{gg}(\cdot)$ 라 했을 때 $R_{gg}(0)$, $R_{gg}(1)$, $R_{gg}(2)$ 는 다음과 같다^[15].

$$R_{gg}(0) = \frac{1}{(1-\alpha k_1^2)(1-k_0^2)} \sigma^2 \quad (23)$$

$$R_{gg}(1) = \frac{-k_0}{(1-\alpha k_1^2)(1-k_0^2)} \sigma^2 \quad (24)$$

$$R_{gg}(2) = \frac{k_0^2(1+\alpha k_1) - \alpha k_1}{(1-\alpha k_1^2)(1-k_0^2)} \sigma^2 \quad (25)$$

여기서, $w_o(n)$ 에 의한 노치필터의 출력 $w_o(n)$ 은, $w_o(n) = g(n) + k_0(1+k_1)g(n-1) + k_1g(n-2)$ 로 주어지므로 σ_w^2 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_w^2 &= E[w_o^2(n)] \\ &= \{1+k_0^2(1+k_1)^2+k_1^2\}R_{gg}(0) \\ &\quad + 2k_0(1+k_1)^2R_{gg}(1) + 2k_1R_{gg}(2) \end{aligned} \quad (26)$$

여기에 식 (23)-(25)를 대입하면,

$$\sigma_w^2 = \frac{1+k_1^2-2\alpha k_1^2}{1-\alpha^2 k_1^2} \sigma^2 \quad (27)$$

와 같다. 그런데, $\sigma_j^2 = E[w_j^2(n)] = \sigma^2 \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2$ 이므로,

$$\sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 = \frac{1+k_1^2-2\alpha k_1^2}{1-\alpha^2 k_1^2} \quad (28)$$

도 동시에 얻을 수 있다. 한편, 식 (22)에서 σ_w^2 은 노치필터를 통과한 간섭신호의 파워로 볼 수 있으며 이는 [15]에서 유도된 바와 같이 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma_j^2 = E[j_o^2(n)] = \frac{A^2}{2} |H(e^{j\omega})|^2 \quad (29)$$

이 때, $|H(e^{j\omega})|^2$ 는 노치필터 주파수 응답의 간섭신호 주파수에서의 크기를 나타낸다. 정확한 주파수 추정이 된 경우 $k_0 = -\cos(\omega_0)$ 이므로

$$\sigma_j^2 = \frac{A^2}{2} \frac{(1-k_1)^2}{(1-\alpha k_1)^2} \quad (30)$$

가 된다. 여기서 k_1 이 커질수록 위 식의 σ_s^2 가 감소하고 k_1 이 1이 되면 이 값은 0이 된다. 따라서 노치가 깊어지면 간섭신호의 출력 성분이 줄어들며 노치의 깊이를 나타내는 파라미터 k_1 과 간섭신호의 파워의 관계가 식 (30)라 할 수 있다. 식 (27), (28), (30)을 이용하여 출력신호의 신호 대 잡음비를 필터의 파라미터에 관한 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$SNR_o = \frac{1}{(1 + \sigma^2) \frac{1 + k_1^2 - 2\alpha k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} + \frac{A^2}{2} \frac{(1 - k_1)^2}{(1 - \alpha k_1)^2} - 1} \quad (31)$$

이 때, 간섭 대 신호비 (JSR, jammer to signal ratio)를 간섭신호에 대한 데이터 신호의 파워의 비로 정의하면 이는 $A^2/2$ 의 값을 갖는다. 따라서,

$$SNR_o = \frac{1}{(1 + \sigma^2) \frac{1 + k_1^2 - 2\alpha k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} + JSR \frac{(1 - k_1)^2}{(1 - \alpha k_1)^2} - 1} \quad (32)$$

와 같이 정리된다. 따라서 최적의 성능을 갖는 노치 필터는 위의 신호 대 잡음비가 최대가 되도록 하는 k_1 과 α 를 갖는 필터이다. 본 논문에서는 우선 노치의 넓이를 조절하는 α 는 1에 가까운 값으로 고정된 것으로 하고 SNR_o 를 최대로 하는 노치의 깊이를 k_1 을 찾는다. 이를 위하여 식 (32)의 분모를 다음과 같이 k_1 의 함수로 하여 이를 최소로 하는 k_1 을 구한다.

$$f(k_1) = \frac{1 + (1 - 2\alpha)k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} + B \frac{(1 - k_1)^2}{(1 - \alpha k_1)^2} - \frac{1}{1 + \alpha^2} \quad (33)$$

여기서 $B = \frac{JSR}{(1 + \sigma^2)}$ 이다. 최소값을 얻기 위해 이를 k_1 에 관하여 미분하고 그 식을 0으로 놓으면,

$$f(k_1) = \alpha^2 B k_1^3 + (2\alpha B - \alpha^2 B + \alpha^2 - \alpha) k_1^2 + (1 - \alpha + B - 2\alpha B) k_1 - B = 0 \quad (34)$$

여기서 $f(0) = -B < 0$, $f(1) = (\alpha - 1)^2 > 0$ 이므로, 이 방정식은 0과 1사이에서 적어도 하나의 근이 존재함을 알 수 있다. 이 때 위 3차 방정식의 근이 되는 k_1 은 노치필터가 최적의 성능을 갖도록 하는 것이며 간섭 대 신호비의 함수로 나타낼 수 있다.

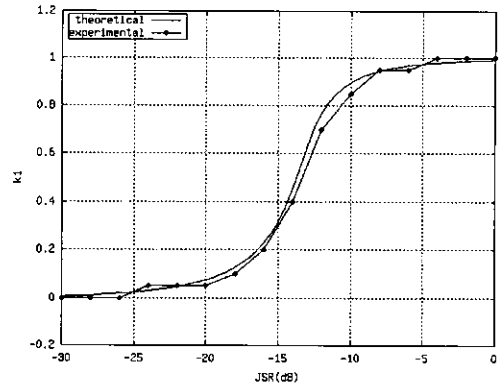
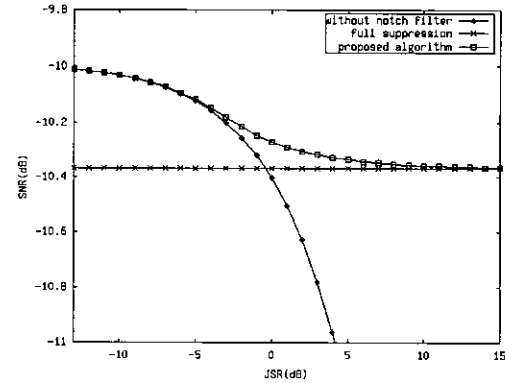
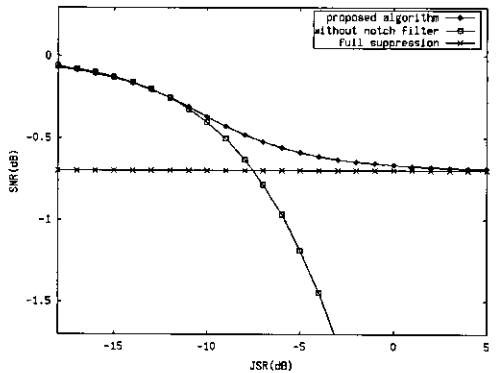


그림 6. JSR에 따른 k_1 의 최적값의 변화

그림 6은 위 식에서 구한 k_1 대 JSR의 그래프와



(a) $\sigma^2 = 10dB$



(b) $\sigma^2 = 0dB$

그림 7. JSR에 따른 신호 대 잡음비의 변화

시뮬레이션을 통하여 JSR과 k_1 을 변화시키면서 각 경우에 최대 SNR을 갖는 k_1 을 구하여 플로팅한

것을 비교한 것이다. 이 때 PN 코드의 길이는 128, α 는 0.85, 가우시안 잡음의 파워를 0dB로 하였다. 그림에서 확인할 수 있듯이 이론치와 시뮬레이션 결과가 잘 일치하며, JSR이 커지면 강한 간섭신호를 확실히 제거하기 위해 필터의 노치가 깊어지도록 k_1 값이 1에 가까워지고 반면 JSR이 작으면 데이터 신호의 왜곡을 줄이기 위해 노치의 깊이가 작아지도록 k_1 이 작아짐을 확인할 수 있다.

VI. 실험 결과 및 추론

본 장에서는 위에서 유도한 최적의 파라미터를 갖는 노치필터를 수신기 앞에 구성하여 SNR이 증가하고 따라서 BER도 개선됨을 보이고, 기존의 FIR 노치 필터 [11]와 FIR-LMS 알고리즘 [2]의 성능과도 비교한다. 그림 7은 JSR에 따른 신호 대 잡음비의 변화를 나타낸 것으로 노치필터를 통과시키지 않은 경우와 k_1 을 1로 고정시킨 노치필터를 적용한 경우, 그리고 제안하는 알고리즘을 적용한 경우를 비교한 것이다. 여기에서 PN 코드의 길이는 128, α 는 0.85로 정하고 가우시안 잡음의 파워를 (a)에서는 10dB로 (b)에서는 0dB로 하였다. 간섭신호의 주파수를 고정시켜 놓고 파워를 변화시켜 가면서 신호 대 잡음비를 조사하였다. 결과에서 알 수 있듯이 간섭신호의 크기가 클 때, 즉 JSR이 클 때에는 노치필터를 적용한 경우 신호 대 잡음비가 크게 상승하므로 노치필터가 간섭신호를 효과적으로 제거하고 있다. 그러나 JSR이 작을 때는 전송신호 왜곡 때문에 노치필터를 적용했을 때가 적용하지 않았을 때 보다 오히려 더 좋지 않은 성능을 보이게 된다. 따라서 노치의 깊이를 조절하는 알고리즘을 적용하면 JSR이 상대적으로 작을 때는 노치필터

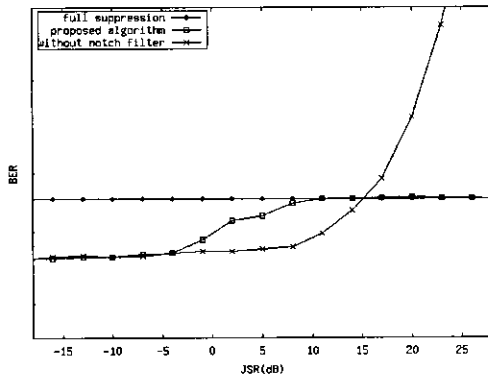


그림 8. JSR에 따른 에러율 (BER) 변화

를 통과시키지 않은 곡선에 근사하고 JSR이 커지면 서 노치필터를 적용한 곡선에 근사하여 어떤 JSR값에서도 높은 신호 대 잡음비를 갖는다.

그림 8은 같은 환경에서 JSR을 변화시키면서 BER을 측정된 결과를 나타내고 있다. 가우시안 잡음의 파워는 10dB로 하였다. 에러율은 15000번의 반복에 의해 측정되었다. 제안한 알고리즘을 적용한 결과 위의 신호 대 잡음비의 경우와 같이 JSR 값이 큰 영역과 작은 영역에서 제안된 알고리즘이 모두 낮은 에러율을 보임을 알 수 있다.

마지막으로 기존의 적응 알고리즘과 제안된 알고리즘의 성능을 비교해보았다. 시스템은 5명의 사용자를 가정했고 raised 코사인 필터를 이용하여 대역을 제한하였다. 비교 대상은 LMS 알고리즘을 사용하는 16차, 64차의 선형예측 필터 [2]와 Amin이 제안한 3차의 FIR 필터 [11]이다. 그림 9는 각각의 노치필터를 적용했을 때 JSR에 따른 에러율 곡선을 나타내고 있다.

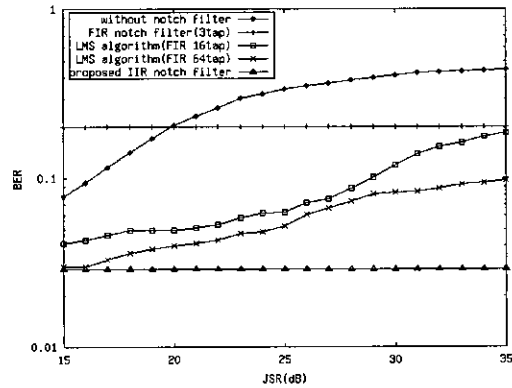


그림 9. 몇 가지 노치필터들의 성능 비교 - BER vs. JSR

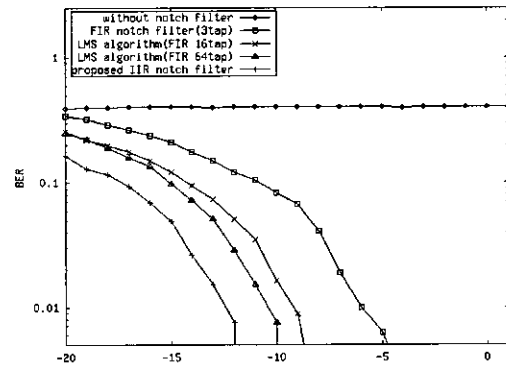


그림 10. 몇 가지 노치필터들의 성능 비교 - BER vs. Eb/No

제안한 IIR 노치필터를 적용한 경우 가장 낮은 에러율을 갖게 됨을 알 수 있다. 그림 10은 위의 몇 가지 노치필터들에 대해 E_b/N_0 를 변화시켜가면서 BER을 측정하는 것이다. 전달 신호와 간섭신호를 일정하게 한 후 가우시안 잡음의 파워를 변화시키면서 실험하였다. 그림 9, 10에서 볼 수 있듯이 제안하는 IIR 노치필터가 기존의 FIR 노치필터나 선형예측필터에 비하여 좋은 성능을 보인다는 것을 확인할 수 있다.

VI. 결론

본 논문에서는 확산대역 시스템에서 보다 효율적으로 협대역 간섭신호를 제거하기 위한 IIR 노치필터를 제시하였고 최적의 간섭 제거 성능을 얻기 위해 필터의 특성을 조절하는 알고리즘을 유도하였다. IIR 노치필터는 같은 차수의 FIR 노치필터보다 더 이상적인 노치필터에 가까운 주파수 응답을 갖기 때문에 간단한 구조로도 좋은 성능을 얻을 수 있다. 제안하는 IIR 노치필터에서는 시간에 따라 변하는 간섭신호를 제거하기 위해서 IIR 노치필터의 영점을 주파수 추정기에서 제공하는 간섭신호의 주파수에 위치시킨다. 그러나 영점이 단위원 위에 있게 되면 무한의 노치 깊이를 갖게 되어 노치필터가 간섭신호 뿐만 아니라 신호성분도 제거하기 때문에 데이터 신호의 왜곡이 일어난다. 따라서 간섭신호가 약한 경우 노치필터를 적용하지 않았을 때 보다 시스템이 오히려 낮은 성능을 나타내게 된다. 그러므로 간섭신호의 파워를 추정하고 이에 따라 노치의 깊이를 조절하는 알고리즘이 필요하고 이를 위해 필터 출력의 신호 대 잡음비를 식으로 유도하고 주어진 간섭신호의 파워에 대해 신호 대 잡음비를 최대로 하는 노치 깊이를 구하였다. 간섭신호의 주파수와 파워를 추정하기 위해서 IIR 노치필터와 같은 구조의 ALE를 수신기 앞에 장치하고 주파수 추정을 위해 [15]의 적응 알고리즘을 이용하였다. 시뮬레이션 결과 제안된 알고리즘이 [11]의 FIR 노치필터와 [2]의 FIR-LMS 알고리즘보다 SNR과 BER에 있어 좋은 성능을 보임을 확인할 수 있다.

참 고 문 헌

[1] B. Sklar, Digital communications : fundamentals and applications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988, pp. 536-594.

[2] L.B. Milstein, "Interference rejection techniques in spread spectrum communications," *Proc. IEEE*, vol. 76. no. 6, pp. 657-671, June 1998.

[3] R. Vijayan and H. V. Poor, "Nonlinear techniques for interference suppression in spread spectrum systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, no. 7, pp. 1060-1065, July 1991.

[4] L. A. Rusch and H. V Poor, "Narrowband interference suppression in CDMA Spread Spectrum Communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-42, no. 2/3/4, pp. 1969-1979, Apr. 1994.

[5] K.-J Wang and Y. Yao, "New nonlinear algorithms for narrow-band interference suppression in CDMA spread-spectrum systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 12, pp. 2148-2153, Dec. 1999.

[6] J. Gevargiz, P. K. Das, and L. B. Milstein, "Adaptive narrow-band interference rejection in a DS spread-spectrum intercept receiver using transform domain signal processing techniques," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, no. 12, pp.1359-1366, Dec. 1989.

[7] B. Krongold, K. Ramchandran, D. Jones, and M. Kramer, "Spread spectrum interference suppression using adaptive time-frequency tiling." in *Proc. IEEE ICASSP*, Munich, Germany, Apr. 1997.

[8] M. Tazebay and A. Akansu, "Adaptive subband transforms in time-frequency excisers for DSSS communication systems," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol 43, no. 11, pp. 2776-2782, Nov. 1995.

[9] M. Medley, G. Saulnier, and P. Das, "Applications of the wavelet transform in SS communication systems," *Proceedings of the SPIE - The Int'l Society for Optical Engineering*, vol. 2242, pp. 54-68, 1994.

[10] M. Amin, A. Lindsey, and C. Wang, "On the application of time - frequency distributions in the excision of pulse jamming in spread spectrum communication systems," in *Proc. IEEE Workshop SSAP*, June 1996.

[11] M. Amin, "Interference mitigation in spread

