

격자형 IIR 노치필터를 이용한 DS-CDMA 시스템에서의 협대역 간섭신호 제거 알고리즘

최준원*, 양윤기**, 김창범***, 조남익*

*서울대학교 전기공학부, **수원대학교 정보통신공학과, ***LG 종합기술원

Narrowband Interference Suppression in DS-CDMA System Using Lattice IIR Notch Filter

Junwon Choi, Yun Gi Yang, Chang Bum Kim, Nam Ik Cho

e-mail : jnwon76@ispl.snu.ac.kr, ygyang@mail.suwon.ac.kr, newton@lgcit.com, nicho@snu.ac.kr

요약

본 논문에서는 2차의 격자 IIR 노치필터를 이용하여 DS-CDMA 시스템에서 협대역 간섭신호를 제거한다. 본 노치필터는 구조가 간단하고 다양한 간섭신호 모델에 따라 필터의 계수를 조절할 수 있어 간섭신호의 효과적인 제거가 가능하다. 노치필터의 앞단에는 주파수 추정부를 평행하게 구성하여 간섭신호 주파수의 위치와 파워를 검출한다. 제안된 적응 필터링 알고리즘은 이러한 정보를 이용하여 노치필터의 주파수를 조절하고 간섭신호의 파워와 대역폭에 따라 노치의 깊이와 깊이를 조절한다. 즉, IIR 노치필터의 특성을 이론적으로 분석하여 출력 신호대 잡음비를 입력과 필터의 파라미터에 관한 수식으로 유도하였고 이를 이용하여 주어진 입력에 따른 최적의 필터 파라미터를 구하여 적용시키는 것이다. 입력의 간섭 주파수와 파워를 검출하는 방법에는 여러가지가 있지만 본 논문에서는 비교적 간단한 IIR ALE[6]를 사용하였다. 제안된 알고리즘을 사용한 결과 신호대 잡음비와 에러율에 있어서 FIR 필터를 사용한 기존의 방법[4]에 비하여 좋은 성능을 보임을 알 수 있다.

근에는 TFD(time-distribution domain)에서 IF를 추정하여 제한된 차수의 FIR 필터를 사용하고 이의 계수를 적응하여 최적의 필터 성능을 얻을 수 있는 알고리즘이 제안되었다[3,4].

본 논문에서는 보다 효율적인 간섭신호 제거를 위하여 [5]에서와 같은 구조의 IIR 노치필터를 이용한다. IIR 필터를 이용함으로써 FIR 필터의 경우보다 더 이상적인 노치필터의 전달함수를 얻을 수 있다. 일반적으로 [5,6]의 ALE 알고리즘을 적용하면 노치 부분의 이득이 0이 되도록, 즉 간섭신호의 주파수 성분이 완전히 제거되도록 적용된다. 그러나 이 경우, 그 주파수 대역의 신호도 완전히 제거되므로 전송신호의 파형이 왜곡되어 성능은 오히려 노치필터를 통과하지 않은 경우보다 떨어질 수 있다. 따라서 간섭신호의 파워와 대역폭에 따라 노치의 깊이와 깊이를 조절하여 간섭신호를 제거하면서 데이터 신호의 왜곡을 최소로 해 주는 최적 알고리즘을 제안한다. 이를 위해 IIR 노치필터의 특성을 이론적으로 분석하여 출력신호대 잡음비를 입력과 필터의 파라미터에 관한 수식으로 유도하였고 이를 이용하여 주어진 입력에 따른 최적의 필터 파라미터를 구하여 적용시키도록 하였다.

1 서론

CDMA 시스템은 일정 대역의 전송 신호를 PN 코드를 이용하여 넓은 대역으로 확산시킴으로써 일정 대역에서 간섭신호의 파워를 낮추어 간섭신호에 대한 영향을 줄일 수 있다[1]. 확산이득을 높이면 그만큼 간섭신호의 영향이 줄어들지만 확산신호의 대역폭이 증가하기 때문에 수신기에서 미리 간섭신호를 제거하면 한정된 대역폭 내에서 더 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이를 위해 여러가지 신호처리 기법들이 제안되어 왔다. 고전적으로 시간에 따라 변하는 간섭신호를 제거하기 위하여 일차 예측을 이용한 적응 필터를 사용하는 방법과 주파수 영역에서 필터링하는 방법등이 사용되어 왔다[2]. 또한 다양한 IF(instantaneous frequency) 추정 방법이 제안되면서 이를 이용한 필터링 방법들이 제시되었다. 최

2 IIR 노치필터와 시스템 구조

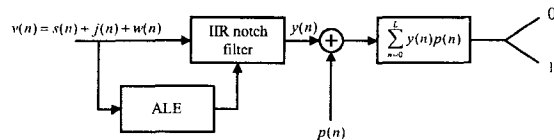


그림 1: 노치필터를 이용한 확산대역시스템의 블록도

[5]의 격자형 IIR 노치필터의 전달함수는 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{1 + k_0(1 + k_1)z^{-1} + k_1z^{-2}}{1 + k_0(1 + \alpha k_1)z^{-1} + \alpha k_1z^{-1}} \quad (1)$$

여기서 k_0 는 주파수 영역에서 노치가 위치하는 주파수를 결정하는 변수이고 k_1 과 α 는 각각 노치의 깊이와 넓이를 조절하는 변수를 나타낸다. 그림 1이 제안된 간섭신호 제거 시스템을 나타내고 있다. 앞에서 설명한 바와 같이 입력신호가 [5]에서의 IIR 노치필터를 통과하면서 간섭신호가 줄어들고 그 결과가 CDMA 수신기에 전달된다. 그림에서와 같이 간섭신호의 주파수 파워를 추출하기 위하여 똑같은 구조를 갖는 [6]의 ALE가 사용된다. 이는 무한한 깊이와 좁은 대역폭으로 고정된 노치필터로서 IF와 노치의 위치가 일치할 때 출력이 최소가 된다는 것을 이용하여 주파수 추정을 한다. 그림 1에 나타난 바와 같이 수신기에 입력되는 신호는 다음과 같다.

$$v(n) = d(n) + j(n) + w(n) \quad (2)$$

여기서 $d(n)$ 은 원래의 데이터 신호에 PN code가 곱해진 형태의 데이터 신호이고 $j(n)$ 은 랜덤한 위상을 갖는 사인파로 모델링된 간섭신호, $w(n)$ 은 가우시언 노이즈이다. $d(n)$ 은 C 과 $-C$ 를 같은 확률을 가지고 반복하여 일어나는 신호로 생각할 수 있다. 따라서,

$$v(n) = p(n) + A\cos(w_0n + \psi) + w(n) \quad (3)$$

이 때 $p(n)$ 은 L 의 길이를 갖는 PN code이고 ψ 는 $-\pi$ 와 π 에서 균일 분포를 갖는 임의의 변수이다. 이 신호가 제안된 IIR notch filter를 통과하면 출력신호는 다음과 같다.

$$y(n) = H(z)v(n) = p_0(n) + j_0(n) + w_0(n) \quad (4)$$

이 신호를 PN 코드를 곱한 후 칩의 주기만큼 적분해 주어야 한다. 이 때 노치필터 출력신호의 신호대 잡음비는,

$$SNR_o = \frac{E[p(n)^2]}{E[(y(n) - p(n))^2]} \quad (5)$$

여기서 분모는,

$$\begin{aligned} & E[(y(n) - p(n))^2] \\ &= E[y(n)^2] - 2E[y(n)p(n)] + E[p(n)^2] \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다.

여기서 $E[p(n)^2] = C^2$ 이므로 $E[y(n)^2]$ 와 $E[y(n)p(n)]$ 를 구하면 된다. $p(n)$, $j(n)$, $w(n)$ 이 모두 서로 독립이라고 가정하면

$$\begin{aligned} E[p_0(n)j_0(n)] &= E[p_0(n)w_0(n)] = E[j_0(n)w_0(n)] \approx 0, \\ E[j_0(n)p(n)] &= E[w_0(n)p(n)] \approx 0 \text{라 할 수 있다.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} E[y(n)^2] &= E[(p_0(n) + j_0(n) + w_0(n))^2] \\ &= E[(p_0(n)^2) + \sigma_{j_0}^2 + \sigma_w^2] \end{aligned} \quad (7)$$

$$= C^2 \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 + \sigma_{j_0}^2 + \sigma_w^2 \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 \quad (8)$$

여기에서 σ^2 는 가우시언 잡음의 분산이고 $\sigma_{j_0}^2$ 와 σ_w^2 는 각각 노치필터를 통과한 간섭신호와 가우시언 잡음의 분산이다. 그리고

$$E[y(n)p(n)] = E[p_0(n)p(n)] = C^2 h_0 \quad (9)$$

이므로 (5),(8),(9)에 의해

$$SNR_o = \frac{C^2}{(C^2 + \sigma^2) \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 - \sigma_{j_0}^2 - 2C^2 h_0 + C^2} \quad (10)$$

로 정리된다.

3 SNR 유도 및 최적 알고리즘

먼저 σ_o^2 를 구하기 위하여 $H(z) = \frac{N(z)}{D(z)}$ 라, 하고 $g(n)$ 을 다음과 같이 정리한다.

$$\begin{aligned} g(n) &= \frac{1}{D(z)}w(n) \\ &= \frac{w(n)}{1 + k_0(1 + \alpha k_1)z^{-1} + \alpha k_1z^{-2}} \end{aligned} \quad (11)$$

$$(12)$$

$g(n)$ 의 특성은,

$$R_{gg}(0) = \frac{1}{(1 - \alpha k_1^2)(1 - k_0^2)} \sigma^2 \quad (13)$$

$$R_{gg}(1) = -k_0 \frac{1}{(1 - \alpha k_1^2)(1 - k_0^2)} \sigma^2 \quad (14)$$

$$\begin{aligned} R_{gg}(2) &= k_0^2(1 + \alpha k_1) \frac{1}{(1 - \alpha k_1^2)(1 - k_0^2)} \sigma^2 \\ &\quad - \alpha k_1 \frac{1}{(1 - \alpha k_1^2)(1 - k_0^2)} \sigma^2 \end{aligned} \quad (15)$$

따라서 (12),(13),(14)를 이용하여 σ_o^2 를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \sigma_o^2 &= \{1 + k_0^2(1 + k_1^2) + k_1^2\} R_{gg}(0) \\ &\quad + \{2k_0(1 + k_1) + 2k_0k_1(1 + k_1)\} R_{gg}(1) \\ &\quad + 2k_0 R_{gg}(2) \end{aligned} \quad (16)$$

$$= \frac{1 + k_1^2 - 2\alpha k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} \sigma^2 \quad (17)$$

그리고 $\sigma_o^2 = E(w_o(n)^2) = \sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 \sigma^2$ 이므로,

$$\sum_{k=0}^{\infty} h_k^2 = \frac{1 + k_1^2 - 2\alpha k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} \quad (18)$$

한편 $\sigma_{j_o}^2$ 는 다음과 같이 유도된다.[6]

$$E(j_o(n)^2) = \frac{A^2}{2} |H(e^{jw_0})|^2 \quad (19)$$

이 때 추정된 간섭신호의 주파수가 거의 정확하다고 가정하면

$$k_0 \approx -\cos(w_0) \quad (20)$$

$$E(j_o(n)^2) = \frac{A^2}{2} \frac{(1 - k_1)^2}{(1 - \alpha k_1)^2} \quad (21)$$

(10),(17),(20)을 이용하여 출력신호의 잡음대 신호비를 구하면,

$$SNR_o = \frac{C^2}{(C^2 + \sigma^2) \frac{1+k_1^2-2\alpha k_1^2}{1-\alpha^2 k_1^2} + \frac{A^2}{2} \frac{(1-k_1)^2}{(1-\alpha k_1)^2} - C^2} \quad (22)$$

간섭대 신호비(JSR)는 $\frac{A/2}{C^2}$ 와 같이 정의되므로,

$$SNR_o = \frac{1}{(1 + \frac{\sigma^2}{C^2}) \frac{1+k_1^2-2\alpha k_1^2}{1-\alpha^2 k_1^2} + jsr \frac{(1-k_1)^2}{(1-\alpha k_1)^2} - 1} \quad (23)$$

신호대 잡음비가 최대가 되기 위한 k_1 과 α 를 구해야 한다. 우선 α 가 1에 가까운 수로 일정하다고 가정하면 (22)의 분모가 최소가 되도록 하는 k_1 을 얻을 수 있다. 따라서 다음의 $f(k_1)$ 를 최소화하면 된다.

$$f(k_1) = \frac{1 + (1 - 2\alpha)k_1^2}{1 - \alpha^2 k_1^2} + B \frac{(1 - k_1)^2}{(1 - \alpha k_1)^2} - 1 \quad (24)$$

$$(B = \frac{jsr}{(1 + \frac{\sigma^2}{C^2})})$$

최소값을 얻기 위해 이를 미분하면,

$$f'(k_1) = \alpha^2 B k_1^3 + (2\alpha B - \alpha^2 B + \alpha^2 - \alpha) k_1^2 \quad (25)$$

$$+ (1 - \alpha + B - 2\alpha B) k_1 - B = 0 \quad (26)$$

여기서 $f(0) = -B < 0$, $f(1) = (\alpha - 1)^2 > 0$ 이므로 위 방정식은 0과 1사이에서 적어도 하나의 근이 존재함을 알 수 있다. 이 때 근에 되는 k_1 은 노치필터가 최적의 성능을 갖게 하며 간섭대 신호비(JSR)의 함수로 나타난다. 그림 2는 JSR에 따른 최대의 신호대 잡음비를

갖는 k_1 값의 변화를 나타낸다. JSR이 커질 수록 간섭신호의 영향이 커지기 때문에 깊은 노치를 필요로 하며 k_1 이 큰 값에서 성능이 좋다. 반대로 JSR이 작으면 데이터 신호의 왜곡이 커지므로 k_1 이 작아져야 한다. 위의 3차 방정식의 해를 구하면 주어진 JSR에 대한 최적의 k_1 를 값을 얻을 수 있다.

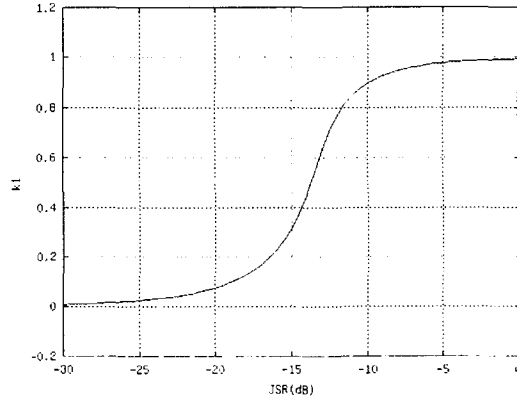


그림 2: JSR에 따른 k_1 의 최적값의 변화

4 실험 결과 및 결론

그림 3은 JSR에 따른 신호대 잡음비의 변화를 나타낸 것으로 노치필터를 통과시키지 않은 경우와 기존의 노치필터를 적용한 경우 그리고 제안하는 알고리즘을 적용한 경우를 비교한 것이다. 여기에서 PN 코드의 길이는 64, α 는 0.85 그리고 신호대 가우시안 잡음의 파워비를 10(dB)으로 하였다. 그리고 ALE에서 추정된 주파수는 실제 간섭신호의 주파수와 동일하다고 가정하였다. 먼저 간섭신호의 주파수를 고정시켜 놓고 파워를 변화시켜 가면서 신호대 잡음비를 조사하였다. 결과에서 본 알고리즘을 적용하면 JSR이 상대적으로 작을 때는 노치필터를 통과시키지 않은 곡선에 근사하고 JSR이 커지면서 노치필터를 적용한 곡선에 근사하여 전체적으로 어떤 경우보다 높은 신호대 잡음비를 갖는다. 그림 4는 위와 같은 환경에서 JSR를 변화시키면서 에러율(BER)을 측정한 결과를 나타내고 있다. 여기에서는 신호대 가우시안 잡음의 파워비를 -10(dB)로 하였다. 알고리즘을 적용한 결과 위의 신호대 잡음비의 경우와 같이 어떤 JSR값에서도 노치필터를 작동시키지 않을 때나 작동시킬 때보다 낮은 에러율을 나타내고 있음을 확인할 수 있다. 마지막으로 실제 CDMA 시스템과 유사한 모델을 시뮬레이션하고 몇 가지 노치필터들을 적용하여 그 성능을 비교해보았다. 시스템은 우선 5명의 사용자를 가정했고 raised 코사인 필터를 이용하여 대역을 제한하였으며 노치 필터링은 IF 대역에서 실행하였다. 그림 5는 제안하는 IIR 노치필터, 세 탭의 FIR 노치필터, LMS 알고리즘을 FIR 필터의 성능

을 비교하였다. 제안하는 IIR 노치필터가 가장 좋은 성능을 보인다.

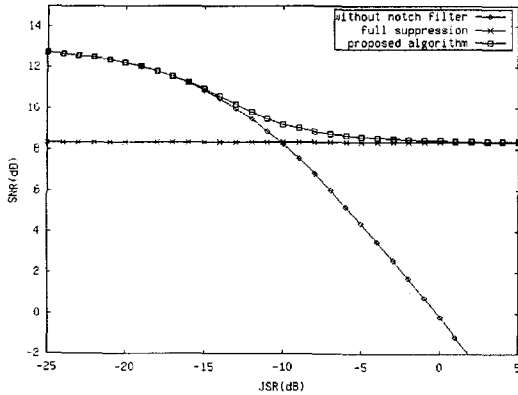


그림 3: JSR에 따른 신호대 잡음비의 변화($L=64$, $\alpha = 0.85$, $\sigma^2 = 0.05$)

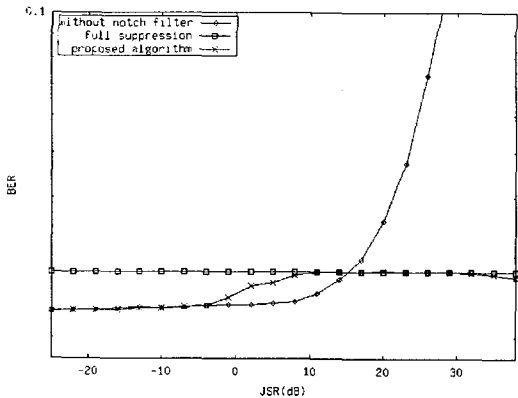


그림 4: JSR에 따른 에러율 변화($L=64$, $\alpha = 0.85$, $\sigma^2 = 15.82$)

5 결론

본 논문에서는 DS-CDMA 시스템에서 협대역 간섭 신호를 제거하기 위해 IIR 노치필터를 적용하였고 최적의 제거 성능을 얻기 위해 필터의 계수를 적응시키는 알고리즘을 제안하였다. 이를 위해 노치필터 앞단에 평행하게 간섭신호를 검출할 수 있는 2차의 IIR 노치필터를 이용한 ALE를 위치시키고 간섭신호의 주파수와 파위를 노치필터에 알려주도록 하였다. 제안하는 노치필터는 ALE에서 구한 주파수에 따라 노치의 위치를

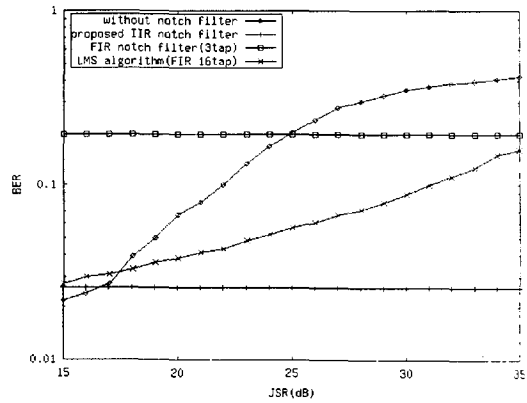


그림 5: 몇가지 노치필터의 성능 비교($\sigma^2 = 15.82$)

변화시켜 간섭신호의 주파수를 따라가게 하였다. 또한 수신기의 출력단에서의 신호대 잡음비를 유도하여 신호대 잡음비가 최대가 되도록 필터 계수를 조절하여 간섭신호의 제거를 최대화하는 알고리즘을 제안하였다. 제안하는 알고리즘을 적용한 결과 간섭신호를 완전히 제거하는 것에 비해 좋은 성능을 낼 수 있다.

6 참고문헌

- [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", *Proceedings of the IEEE*, vol. 76, no. 6, pp. 657-671, June, 1998.
- [3] M. Amin, "Interference mitigation in spread spectrum communication system using time-frequency distribution," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, pp. 90-102, Jan. 1997.
- [4] M. Amin, C. Wang and A. Lindsey, "Optimum interference excision in spread spectrum communication using open-loop adaptive filters" *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 1966-1976, July, 1999.
- [5] N. I. Cho, C-H. Choi and S. U. Lee, "Adaptive line enhancement by using an IIR lattice notch filter," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 37, Apr. 1989. pp. 585-589
- [6] N. I. Cho and S. U. Lee, "On the adaptive lattice notch filter for the detection of sinusoids," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 40, no. 7, pp. 405-416, July, 1993.
- [7] N. I. Cho and S. U. Lee, "Tracking analysis of an adaptive lattice notch filter," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 42, no 3, pp. 186-195, March, 1995.