

# 셀룰라 이동 통신에서 NNAC를 이용한 협대역 간섭 신호 제어

조현섭<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>청운대학교 디지털방송공학과

## A NNAC using narrowband interference signal control in cellular mobile communication systems

Hyun-Seob Cho<sup>1\*</sup>

<sup>1</sup>Dept. of Digital Broadcast Engineering, Chungwoon University

**요약** 본 논문은 신경망을 이용한 간섭 신호 제어으로써 합성 다층 퍼셉트론에 입각하여 셀룰라 이동 통신에서의 수신된 신호들을 역전파 학습알고리즘을 이용하여 검파하는 것에 대하여 소개하였다. 그리고 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 통하여 co-channel 간섭과 협대역 간섭의 실제 음색에서 기존에 쓰여진 Rake수신기보다 더 낮은 비트 오차 확률을 가지는 NNAC(neural network adaptive correlator)에 대하여 분석 고찰하였다.

**Abstract** In this Paper, a back propagation neural network learning algorithm based on the complex multilayer perceptron is represented for controlling and detecting interference of the received signals in cellular mobile communication system. We proposed neural network adaptive correlator which has fast convergence rate and good performance with combining back propagation neural network and the receiver of cellular. We analyzed and proved that NNAC has lower bit error probability than that of traditional RAKE receiver through results of computer simulation in the presence of the tone and narrow-band interference and the co-channel interference.

**Key Words** : Neural Network Adaptive Correlator, CDMA, CBPRLS

### 1. 서론

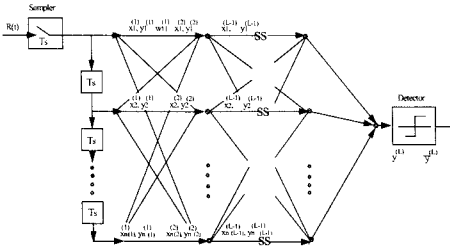
이동 통신의 발달로 CDMA처리의 방법과 응용에 관한 연구가 고조되고 있다[1]. 이것은 컴퓨터의 발달과 더불어 인간과 같이 계산하고 판단하며, 인식할 수 있는 인공지능의 구현을 위한 노력으로 신경망(Neural Network)응용에 관한 연구가 있기 때문이다. 하지만 CDMA이동 통신에서 Rake수신기는 다소 복잡하고, 비 확산 함수의 결합, 간섭의 방해와 많은 경로의 페이딩에 대한 보상등 여러 가지 채널의 시간에 대한 필터와 최적의 상태로는 어울리지 않는다. 특히 비선형 특성이 심한 채널 간섭 시스템의 제어는 아주 어렵다. 그러므로 실제로 비선형 간섭 시스템의 모형은 비선형성, 불확정성, 시간 지연, 시변 시스템의 변수, 구조 등에 의해서 정확하게 기술한다는 것은 불가능하기 때문에 최근 신경회로망을 이용하여 비선

형 시스템의 간섭 특성을 표현하는 연구가 활발히 진행되고 있다[2]. 이것은 역시 신경회로망을 포함한 시그모이드 함수를 원하는 만큼 정확하게 근사화 할 수 있는 장점을 지니고 있기 때문이다. 본 연구에서는 이러한 배경으로 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다층의 신경 회로망인 역전파 학습 알고리즘을 결합한 셀룰라이동 통신 시스템에서 수신된 신호를 검출하여 그에 따른 결과들을 분석한다. 또 NNAC알고리즘의 실행이 Rake수신기 실행보다 더 좋고, NNAC의 오차 확률이 Rake수신기의 오차 확률보다 더 낮으며, 신호 음성 및 협대역 간섭에서도 NNAC가 간섭 억제 필터 없이 작동할 수 있음을 나타내고, Rake수신기는 그렇게 할 수 없음을 고찰 한다.

**2. 신경망에 기초한 적응상관기 (NNAC) 모델**  
CDMA이동 통신 시스템의 수신기에서 변조 방법이

\* 교신저자: 조현섭(chohs@chungwoon.ac.kr)

QPSK라 하면 NNAC구조는 그림 1과 같이 다층 신경망에서 학습법칙으로 EBP(error back propagation)모델을 사용하고, 중간층과 각 유닛의 입출력 특성을 비선형화한다[3]. 낮게 통과한 신호와 동등하게 수신된 R(t)는 식(1),(2)와 같다[4].



[그림 1] NNAC 구조

$$R(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=0}^{J-1} a_{jk} (t - iT_s) u_k(t - jT_c - iT_s) + i(t) + n(t) \quad (1)$$

$$u_k(t - iT_s) = b_k^{(i)} \sum_{n=0}^{N-1} p_n g(t - nT_c - iT_s) \quad (2)$$

위식에서  $(a_{jk}, j=0, \dots, j-1)$  와  $J$ 는 탭 이득 계수를 나타내고,  $u_k(t)$ 는 송신 기본 신호이며,  $b_k^{(i)}$ 는 사용자  $k$ 의  $i$ 번째 송신 정보 기호이다.  $p_n$ 은 PN코드의  $n$ 번째 칩의 값이고  $N$ 에 의해서 길이를 나타내며,  $g(t)$ 는 물결 형태의 칩이다. 또한  $T_s$ 와  $T_c$ 는 각각 칩과 기호의 주기이고  $i(t)$ 는 협대역 간섭을 나타내며  $n(t)$ 는 부가된 백색 가우시안 잡음을 나타낸다[5].  $p_n$ 과  $g(t)$ 가 실수일때  $R(t), a_{jk}, u_k(t), b_k^{(i)}, i(t)$ 와  $n(t)$ 는 모두 복소수이다. NNAC에서 입력 벡터  $X$ 는 식(3)과 같고  $T_c$ 을 표본으로 신호  $R(t)$ 는 수신을 나타내기 때문에 출력 신호는  $T_s(T_s = NT_c)$ 의 비율을 가진 기호가 복원된다.

$$X^T = (R(T_c), R(2T_c), \dots, R(NT_c)) \quad (3)$$

NNAC의 입·출력의 관계는 식(4)와 식(5)에 의해 나타난다.

$$x_j^{(l)} = \sum_{i=0}^{n^{(l-1)}} w_{ij}^{(l-1)} y_i^{(l-1)} \quad l = 2, \dots, L \quad (4)$$

$$y_j^{(l)} = \begin{cases} F(x_j^{(l)}), & j = 1, \dots, n^{(l)}, \quad l = 2, \dots, L \\ x_j^{(l)}, & j = 1, \dots, n^{(l)}, \quad l = 1 \end{cases} \quad (5)$$

여기서,  $n^{(l)}$ 은  $l$ 층안의 노드 개수이고,  $w_{ij}^{(l)}$ 는  $l$ 층의 노드  $i$ 와  $l+1$ 층의 노드  $j$ 사이의 가중치 값이다.  $y_j^{(l)}, w_{ij}^{(l)}, x_j^{(l)}$ 는  $F(\cdot)$ 일때 모두 비선형 복소수 함수에서 유도되며 그 것은 식(6),(7)과 같다.

$$F(Z) = f(r) + if(q) \quad (6)$$

$$\frac{dF(Z)}{dZ} = \frac{df(r)}{dr} + i \frac{df(q)}{dq} \quad (7)$$

위식에서  $Z$ 는 실수  $r$ 를 가진 복소수이고, 허수  $q$ 와  $f(\cdot)$ 는 실제 시그모이드 함수를 나타내며 NNAC의 출력에서 NNAC가 원하는 출력과 실제 출력 사이에서의 신호의 차이점은 역전파 학습 알고리즘의 규칙에 따라 가중치를 조정한다[6,7,8].

### 3. CBPRLS 알고리즘

CBP(Complex Back-Propagation)알고리즘의 형식에 따른 각 계층의 가중치는 steepest descent규칙에 따라 조정되고 최적의 가중치는 천천히 그 값에 근접하게 되며 신경망 각 계층의 가중치는 빠른 수렴 비율에서 얻어진 반복적인 가장 적은 결과에 따라 조정된다.

CBPRLS(Complex Back-Propagation Recursive Least Sequence)는 실제 RLS알고리즘의 복소수 부분으로부터 확대되는데, 조정된 가중치에 의해 필요한 오차는 수정된 복소수 역전파 오차와 합쳐서 증가된다. CBPRLS알고리즘에서 유도된 순서에서 수정된 CBP오차는 다음과 같다. 수정된 CBP오차: NNAC에서 출력층안의  $n^{(L)}$  노드라 가정하면, NNAC의 출력 면적 오차( $\epsilon$ )는 식(8)과 같다.

$$\epsilon = \sum_{k=1}^{n^{(L)}} e_k e_k^* \quad (8)$$

여기서  $e_k$ 는 원하는 출력  $d_k$ 와 실제 출력  $y_k^{(l)}$ 사이의  $k$ 번째 신호의 차이점이고 기호 "\*"는 공액 복소수이다. 2장에서 논의한 NNAC의 가중치는 모두 복소수이고 CBP알고리즘에 따라 조정될 수 있으며 이는 식(9),(10),(11),(12)와 같다.

$$\nabla_{ij} = \frac{\delta \epsilon}{\delta w_{ij}^{(l)}} + i \frac{\delta \epsilon}{\delta w_{ij}^{(l)}} \quad (9)$$

$$\frac{\delta \epsilon}{\delta w_{ij}^{(l)}} + i \frac{\delta \epsilon}{\delta w_{ij}^{(l)}} = -2e_j^{(l+1)} y_i^{*(l)}$$

$$e_j^{(l)} = \begin{cases} F^{-1}(x_j^{(l)} \otimes (d_j - y_j)), & l = L \\ \delta_j^{(l)} \otimes F^{-1}(x_j^{(l)}), & l = 1, \dots, L-1 \end{cases} \quad (10)$$

$$\delta_j^{(l)} = \sum_{k=1}^{n^{(l+1)}} e_k^{(l+1)} w_{jk}^{*(l)} \quad (11)$$

$$w_{jk}^{*(l)} \Leftarrow w_{ij}^{(l)} - \mu \cdot \nabla_{ij} \quad (12)$$

여기서 연산자 "⊗" 는 식(13)과 같이 정의된다.

$$Z_1 \otimes Z_2 = r_1 \cdot r_2 + i q_1 \cdot q_2 \quad (13)$$

또한,  $Z_1$ 과  $Z_2$ 는 실수  $r_1, r_2$ 와 허수 부분  $q_1, q_2$  이들 각각은 복소수 값이고,  $w_{ij}^{(l)}$ 와  $w_{ij}^{*(l)}$ 는 각각 가중치  $w_{ij}^{(l)}$ 의 실수 부분과 허수 부분으로 나타낸다.  $\mu$ 는 1step크기이고  $x_j^{(l)}$ 와  $y_j^{(l)}$ 는 모두 복소수 값이며  $F^{-1}(\cdot)$ 의 평균은  $F(\cdot)$ 에서 유도된 것이며 식(9)에서 나타낸 오차 신호  $e_j^{(l)}$ 은 역전과 오차이다.

CBPRLS 알고리즘: 수정된 CBP오차를 기본으로 한 CBPRLS알고리즘은 다음과 같다.

- [1] NNAC의 초기 값을 가진 가중치와 역 상호 행렬  $P_N^{(l)}$ ; 은 아래 식(15)에서 식(18)과 같다.
- [2] NNAC의 출력계산은 식(4)과 식(5)에 따른다.
- [3] 가중치 조정

$$K_N^{(l)} = \frac{P_N^{(l)} Y_N^{*(l)}}{\omega + Y_N^{*(l)} P_N^{(l)} Y_N^{*(l)}}, N = n^{(l)}, l = 1, \dots, (L-1) \quad (15)$$

$$P_N^{(l)} \Leftarrow \frac{1}{\omega} [ P_N^{(l)} - K_N^{(l)} Y_N^{(l)} P_N^{(l)} ] \quad (16)$$

$$w_{ij}^{(l)} \Leftarrow w_{ij}^{(l)} + k_{ij}^{(l)} \bar{e}_{ij}^{(l+1)}, i = 1, \dots, n^{(l-1)}, j = 1, \dots, n^{(l)} \quad (17)$$

$$\bar{e}_{ij}^{(l+1)} = \begin{cases} F^{-1}(d_j) - x_j^{(l)}, & l = L \\ e_j^{(l)}, & elsewhere \end{cases} \quad (18)$$

여기서  $\omega$ 는 ( 0 <  $\omega$  < 1 ) 사이에서 조정된다.

[4] 만약 CBPRLS알고리즘이 수렴되면 검출된 신호  $y_j^{(L)}$ 가 원하는 신호  $d_j$ 을 대신한다.

#### 4. 컴퓨터 시뮬레이션 결과

NNAC는 수신된 확산 스펙트럼 신호를 검파하여 사용하였고, 컴퓨터 시뮬레이션 결과가 가져다주는 Rake수신기와 NNAC실행과 비교해서 제안했다. 컴퓨터 시뮬레이션에서 사용자가 원하는 것이 사용자 1라고하고, 각 기호 정보가 길이(N = 31)의 PN GOLD코드 할당에 의해 변조된 것이라 하면 4탭을 가지는 주파수 선택 페이딩 채널을 고려하여 5개 활동적인 사용자를 가지는 CDMA시스템을 시뮬레이션 하였다. 다계층 퍼셉트론안에 각각층 노드수의 선택 때문에 NNAC실행에 영향을 주게 된다. 알고리즘 계산에 의한 복잡성의 증가도 아니고, NNAC실행의 감소도 아닌 수단으로써 3계층 CMPL는 31개의 입력 노드와 4개의 은닉층과 단 하나의 출력 노드를 가진 상관기 선택의 수단을 제공하며, 다른 매개변수는 다음과 같은 조건을 가진다.

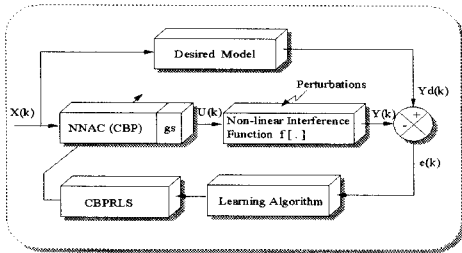
- $SNR_i$  는 i번째 사용자의 잡음비와 동등하고
- $\frac{E2}{E1}$  는 사용자 1대 사용자 2의 전송 전력 비이다.
- $f_d, T_s$ 는 각각 최대 도플러 주파수 이동과 정보 기호의 주기이다.
- $f_d \cdot T_s$ 는 채널의 여러 가지 비율 시간을 보여준다.
- $f_s$  는 정보 기호의 비율이다.
- $f_l$  는 주파수 운반체로부터 주파수 offset간섭이다.
- $B_l$ 는 협대역 간섭의 대역폭이다.

비선형 간섭 추종은 미지의 비선형 플랜트에 요구되는 응답에 대해 입력 신호  $x(k)$ 를 검토하며, 차분 방정식으로 기술되는 비선형 동적 플랜트는 단일 입출력을 갖는 식 (19)과 같은 형태의 비선형 동적 시스템이 사용된다.

$$\begin{matrix} y(k+1) = & f[y(k), y(k-1), \dots, y(k-n+1)], \\ u(k), u(k-1), \dots, u(k-m+1)] \end{matrix} \quad (19)$$

단:  $[ y(k), u(k) ]$  는 이산 시간 k에서 단일 입출력 플랜트의 입출력 쌍을 나타낸다. 이러한 제어 시스템의 구성은 그림 2과 같다. 그림 2에서  $g_s$  는 n 와 b 를 나타내며 역전과 학습의 활성화 함수에 새로운 기울기 값으로 오차 진동을 적게 하여 수렴 속도를 빨리

하기 위하여 첨가한 모멘텀항이다. 요구되는 출력이  $y_d(k)$  이고 제어중인 간섭 추종의 실제 출력이  $y(k)$  일 때 오차  $e(k) = y_d(k) - y(k)$  이면 제어의 목표는 식 (20)와 같은 제한된 제어 입력  $u(k)$  를 결정한다.



[그림 2] NNAC(CBPRLS)학습알고리즘을 이용한 비선형 간섭 추종 시스템의 제어기법

$$\lim_{k \rightarrow \infty} [y_d(k) - y(k)] = e(k) = 0 \quad (20)$$

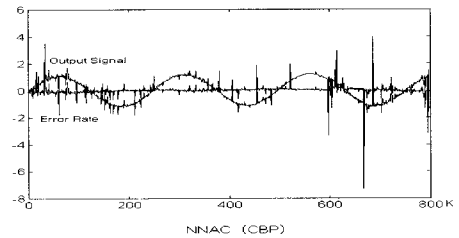
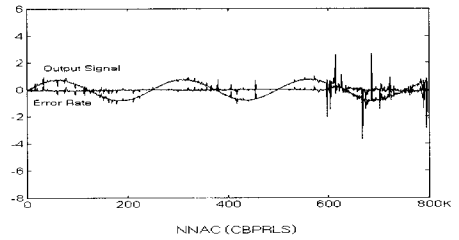
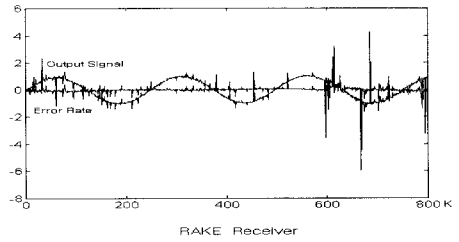
제어되는 간섭 추종 시스템은 식 (6-3)과 같은 차분 방정식으로 기술된다.

$$y(k) = f [y(k-1), y(k-2), u(k), u(k-1), u(k-2)] \quad (21)$$

이때 미지의 함수  $f[\cdot]$  은 식 (22)과 같다.

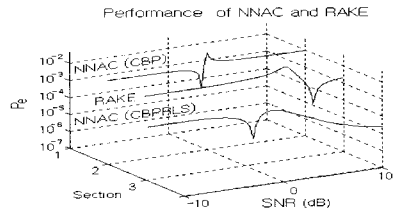
$$f[\cdot] = \left[ \frac{2 + \tanh\{7\pi(y^2(k-1) + y^2(k-2))\}}{1 + e^{-u(k)} + u^2(k-1) + u^2(k-2)} \right] \quad (22)$$

그리고 시스템 입력은  $x(k) = \sin(2\pi k/250)$  이었다. 그림 3에서 NNAC알고리즘과 Rake수신기의 간섭 추종 실행을 비교해서 나타내었다. Rake수신기는 예러율이 높지만 NNAC알고리즘은 입력 신호에 잘 추종함을 알 수 있다. 따라서 NNAC 알고리즘의 오차 면적은 역시 Rake수신기보다 더 작음을 알 수 있다. 또한 그림 4은 NNAC와 Rake의 실행 비율에서 각각 CBPRS과 CBP로 학습된 NNAC는 후자의 실행이 최악인 동안 RAKE 수신기의 예러 확률보다 전자의 예러확률이 더 작음을 보여주고 있다. 그리고 그림 5는 다중 사용자의 전력비의 영향에 대해 나타내는데, 이는  $E_2/E_1$ 의 증가를 가지는 NNAC와 Rake수신기 이 두 가지의 실행은 감소할것이고, 다시말해 지금 직면하고 있고 또한 앞으로 직면하게 될 문제로 CDMA시스템의 실행에 영향을 미칠것이고 여러 사용자 시스템에서 완전한 전력 제어로서 매우 중요하다.



[그림 3] NNAC알고리즘과 Rake수신기의 간섭 추종 실행

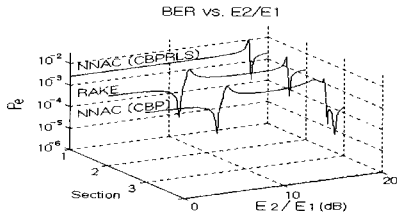
NNAC의 간섭 억압 능력은 그림 6에서와 같이, ISR(Interference to Signal Ratio)가 신호 비율에 대한 간섭이기 때문에 신호 음성과 여러 음성의 간섭을 나타내며 여기서 각각의 음성들은 NNAC에서 효과적으로 억제되어 나타나므로, 협대역 간섭에서도 동일하게 다소의 실행 감소가 발생하여 간섭신호 제어가 됨을 알 수 있고, 반면에 RAKE 수신기는 억압필터가 없기 때문에 수신기의 실행은 단일 음성 간섭의 형태로 소진된다.



$$\text{User}=5, f_d T_s = 2.5 \times 10^{-3}$$

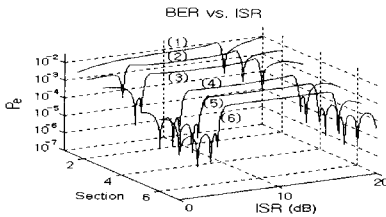
$$\text{SNR}_2 = \text{SNR}_3 = \text{SNR}_4 = \text{SNR}_5 = 0\text{dB}$$

[그림 4] NNAC와 Rake의 실행



User=5,  $f_d T_s = 2.5 \times 10^{-3}$   
 $SNR_1 = SNR_3 = SNR_4 = SNR_5 = 0dB$

[그림 5] BER 대  $\frac{E2}{E1}$



1, 2, 3 : RAKE    4, 5, 6 : NNAC  
 1, 4 : Narrowband Interferences  
 2, 5 : Multi tone    3, 6 : Single tone

User=5,  $f_d T_s = 2.5 \times 10^{-3}$   
 $SNR_1 = SNR_2 = SNR_3 = SNR_4 = SNR_5 = 0dB$   
 $f_l = 10 \text{ khz}$ ,  $B_l = 3 \text{ khz}$ ,  $f_s = 20 \text{ ks/s}$

[그림 6] BER 대 ISR

#### 4. 결론

본 논문은 새로운 CBPRLS 알고리즘에 의해 묘사된 내용으로 컴퓨터 시뮬레이션을 하였으며 다층 신경망을 통해 적응 상관기를 응용한 협대역 간섭과 음성에서 co-channel 간섭 경로에 존재하는 기존의 Rake 수신기를 신경망 학습결과 에러율이 높았으나, NNAC 알고리즘에서는 오차 면적이 적고, 입력 신호에 잘 추종되어 간섭신호가 제어됨을 입증하였다.

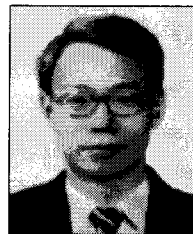
#### 참고문헌

[1] W. C. Y. Lee, "Mobile Cellular Telecommunications", McGRAW-HILL CO., pp.1797-208, 1990.  
 [2] Israe Korn, "Differential Phase Shift Keying in Two-path

Rayleigh Channel With Adjacent Channel Interference" IEEE Tran. Vol. 40. pp.461-471, 5월, 1991.  
 [3] R.C Dixon "Spread Spectrum System", wiley interscience, 1976.  
 [4] Sang-Dong Ra, Hyeon-Seob Cho, " A Study on Neural-fuzzy Pattern Matching Word Recognition" 'NNAS P'93, 8월, 1993.  
 [5] J. Gevorgiz, 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" in IEEE Trans, Commun. Vol 37, pp 1359-1366, 12월, 1989.  
 [6] J. J. Hopfield and D. Tank, "Neural computation of decision in optimization problems," Biol. Cybern., Vol 52, pp. 141-152, 1985.  
 [7] J. Ramanujam and P. Sadayappan, "Optimization by neural networks," IEEE Conference on Neural Networks, San Diego, Vol. 2. pp, 325-332. 7월, 1988.  
 [8] A. J. Maren, C. T. Harston, and R. M. Pap, Handbook of neural computing application, Academic Press, pp. 107-250, 1990.

#### 조 현 섭(Hyun-Seob Cho)

[중신회원]



- 1990년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과 (학사)
- 1992년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과(석사)
- 1996년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과(박사)
- 1996년 1월 ~ 1997년 6월 : Department of Electrical and Computer Engineering, University of California Irvine(UCI) 연구원

• 1998년 1월 ~ 현재 : 한국전력기술인협회 고급감리원 (전력감리)

- 1998년 10월 ~ 현재 : 중소기업청 기술경쟁력 평가위원
- 1997년 3월 ~ 현재 : 청운대학교 디지털방송공학과 부교수

<관심분야>

전기공학, 공장자동화, 응용전자