

CDMA System에서 협대역 간섭제거 적응 상관기에 관한 연구

정찬주 * · 양화섭 ** · 김용식 ***

오승재 **** · 김재갑 *****

〈목 차〉

- | | |
|--------------------------|-----------------------------|
| I. 서론 | 2. 반복적 최소 자승 알고리즘 적응 상관기 구조 |
| II. 협대역 간섭신호 적응 상관기 모델 | IV. 시뮬레이션 결과 및 분석 |
| 1. 적응 횡단성 필터의 수신기 | V. 결 론 |
| 2. 신경망을 이용한 네트워크 | 참고문헌 |
| III. 신경망 적응 상관기와 알고리즘 관계 | Abstract |
| 1. 신경망을 이용한 적응 상관기 | |

I. 서론

최근 이동통신의 수요와 공급이 기하급수적으로 증가되고 있고, 상용 이동통신의 전송방식이 아날로그에서 디지털로 변화되고 있다. 현재 미국을 중심으로 디지털 이동통신 방식의 하나로 CDMA(code division multiple access)가 사용중이며, 개인휴대통신(PCS) 및 무선 데이터 통신망에도 CDMA 방식이 사용 또는 검토되고 있다.

CDMA 디지털 이동통신 방식은 주로 군용 통신장비에 사용되어 왔던 직접 시퀀스 대역확

* 순천청암대학 전산정보학부 전임강사

** 순천청암대학 경상학부 조교수

*** 순천청암대학 경상학부 조교수

**** 순천청암대학 전산정보학부 조교수

***** 순천청암대학 전산정보학부 조교수

산 통신방식(direct sequence spread spectrum communications)을 셀룰라 전화망에 응용한 것이다. 1980년대말 미국의 Qualcomm사에 의하여 제안된 이 방식은 초기에는 국내외에서 그 상용화 가능성에 대하여 많은 논란이 있었다. 그러나 Qualcomm사의 적극적인 시제품 및 관련 ASIC 개발과 성공적인 인증실험(validation test) 결과로 현재로는 그 성능의 우수성과 상용화 가능성에 대한 더 이상의 논란은 일고 있지 않다.¹⁾

CDMA 방식은 1993년 초 TIA(Telecommunications industry Association)에 의하여 IS-95 CAI 임시표준(Interim Standard)으로 선정되었으며, 정보통신부에 의하여 국내 차세대 디지털 셀룰라 전화방식으로 선정되었다.²⁾

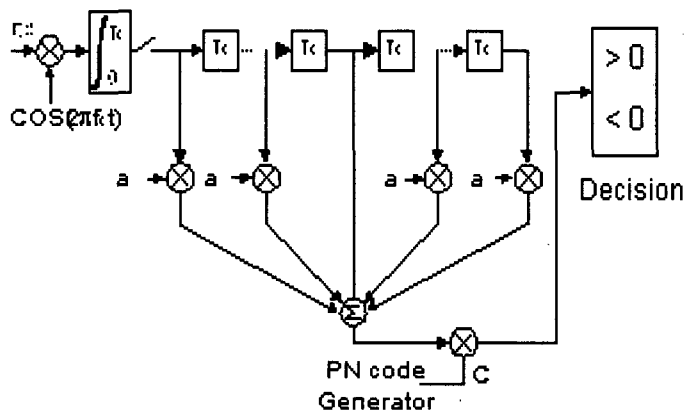
CDMA 이동통신에서 직접 순차 확산 스펙트럼의 수신기에서 수신되는 간섭 신호는 광대역 신호와 비교할 때 협대역이며 주파수 영역에서 간섭 신호를 제거하기 위해서 선형 평가 기법을 사용하며, 간섭을 제거하는 데 보다 효율적인 직접 순차 확산 스펙트럼 확산 방식은 고의적인 반방해 전파와 다중 경로 또는 동일 대역폭에 존재하는 다중 사용자들로부터 발생하는 간섭을 줄이기 위해 사용된다. 협대역 간섭에 의해 왜곡된 직접순차 확산 스펙트럼 통신시스템의 간섭에 대한 면역은 교차 상관관계(cross correlation) 이전의 신호를 필터링 함으로써 보다 개선되어질 수 있다. 적응 횡단선 필터를 이용한 수신기의 반방해 전파 및 협대역 간섭 제거 특성은 확산 스펙트럼 신호의 상관특성을 이용함으로써 협대역 간섭이 개선되어진다. 특히 직접 순차 확산 스펙트럼에서 반방해 전파로써 증시되어 온 협대역 간섭을 제거하는 것은 매우 중요하고 더욱이 처리 이득이 높지 않은 경우에 더욱 중요하다.^{8), 9)}

본 논문에서는 적응 상관기 수신기 구조에서 신경망을 이용하여 다계층 퍼셉트론이 직접 순차 확산스펙트럼 이동통신시스템에서 수신된 신호의 간섭을 보다 효율적으로 억압하며, 최소 평균 자승 선형 기법과 신경망 알고리즘을 조합하여 반복적 최소 자승 신경망 알고리즘을 제안하였다. 이러한 알고리즘을 이용한 적응 상관기 수신기가 단순히 적응 횡단선 필터를 이용한 수신기보다 비트 에러율이 적음을 나타내고, 단일 톤, 다중 톤과 협대역 간섭이 존재하는 곳에서 부가적인 간섭 억압 필터가 없이 신경망을 이용한 적응 상관기 수신기가 보다 효율적으로 간섭을 억압할 수 있음을 입증한다.^{5), 7), 10)}

II. 협대역 간섭 신호 적응 상관기 모델

1. 적응 횡단선 필터의 수신기

직접 순차 확산 스펙트럼 시스템에서 입력되는 신호는 분산되지 않으며, 데이터 대역폭에서 필터 된다. 의사 잡음 코드를 곱하는 비확산 동작은 방해전파 전력의 일부만이 필터를 통과하기 위해 반방해 전파 에너지를 넓은 대역폭에서 분산한다. 일부를 제외한 협대역 방해 전파 전력은 데이터 대역폭에 대한 확산 스펙트럼 대역폭의 비와 같다. 즉, 처리 이득에 비례하는 전력 요소에 의해 증가되는 신호 대 반방해 전파 평균 전력비 이다. 이진 위상 천이 변조를 이용하는 직접 순차 확산 스펙트럼에서 처리 이득은 비트당 칩 수로 나타내며 칩은 이진 값 펄스이다. 부가적인 백색 가우시안 잡음과 협대역 간섭 조건하에서 선형 적응 횡단선 필터를 이용한 직접 순차 확산 스펙트럼 시스템은 비트 에러율을 개선시킨다. 에러 정정 코드는 직접 순차 확산 스펙트럼에서 간섭을 측정하기 위해 이용된다. 협대역 간섭을 제거하기 위해 간섭 억압 횡단선 필터를 의사 랜덤 코드 발생기 이전에 위치하는 수신기를 <그림 1>과 같이 나타내며, 억압 필터는 원하는 신호성분은 왜곡시키지 않고 협대역 간섭 신호를 상관함으로써 간섭을 억압한다.^{6), 9)}



<그림 1> Adaptive Transversal Filter

적응 횡단선 필터를 이용한 직접 순차 확산 스펙트럼의 입력 신호는 식 (1)과 같이 나타낼

수 있다.

$$R(t) = Ad(t)PN(t)\cos(2\pi f_c t) + i(t) + n(t) \quad \dots\dots(1)$$

위 식에서 A 는 수신된 신호의 진폭을 나타내고, $d(t)$ 는 단위 진폭과 펄스를 가진 랜덤 이진 순차이며, $i(t)$ 는 협대역 간섭, $n(t)$ 는 부가적인 백색 가우시안 잡음을 나타낸다. <그림 1>의 구조에 L 사용자를 가진 CDMA 이동통신 수신기에서 신경망 알고리즘을 이용한 모델은 <그림 2>와 같이 나타낼 수 있다.

이러한 구조는 복잡한 다계층 퍼셉트론의 구조와 비슷하다.

2. 신경망을 이용한 네트워크

신경망 구조에서 수신된 신호 $R(t)$ 는 적응 횡단선 필터를 이용한 수신기에서 수신된 신호 식 (1)을 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t) = \sum_{i=1}^L \sum_{j=0}^{J-1} g_{ji}(t - iT_s)u_i(t - jT_s) + i(t) + n(t) \quad \dots\dots(2)$$

위 식에서 첫 번째 항 우측부 분식 $u_i(t - iT_s)$ 은 식 (3)과 같다.

$$u_i(t - iT_s) = b_i^{(i)} \sum_{m=0}^{M-1} p_m k(t - mT_c - iT_s) \quad \dots\dots(3)$$

식 (3)에서 $\{g_{ji}; j=0, \dots, J-1\}$ 와 J 는 선택적 페이딩 채널 모델 주파수에서 탭 이득 계수와 탭 수를 정의하고 $u_i(t)$ 는 전송된 기저대역 신호, $b_i^{(i)}$ 는 사용자 L 의 i 번째 정보 심볼로 정의한다.

p_m 은 의사잡음 코드의 m 번째 칩 값이고, 코드의 길이는 M 으로 나타내고, $k(t)$ 는 칩 파형, T_s 와 T_c 는 각각 칩과 심볼의 주기를 나타낸다.

p_m 과 $k(t)$ 가 실수인 반면에 $R(t)$, a_{ji} , $u_i(t)$, $b_i^{(i)}$, $i(t)$ 와 $n(t)$ 는 모두 복소수이다. 신경망을 이용한 적응횡단선 구조에서 입력 벡터 X 는 식 (4)와 같이 나타내며, T_c 에서 샘플된 수신 신호 $R(t)$ 로 정의한다. 출력 신호는 T_s 즉 MT_c 비율로 복원된 심볼이다.

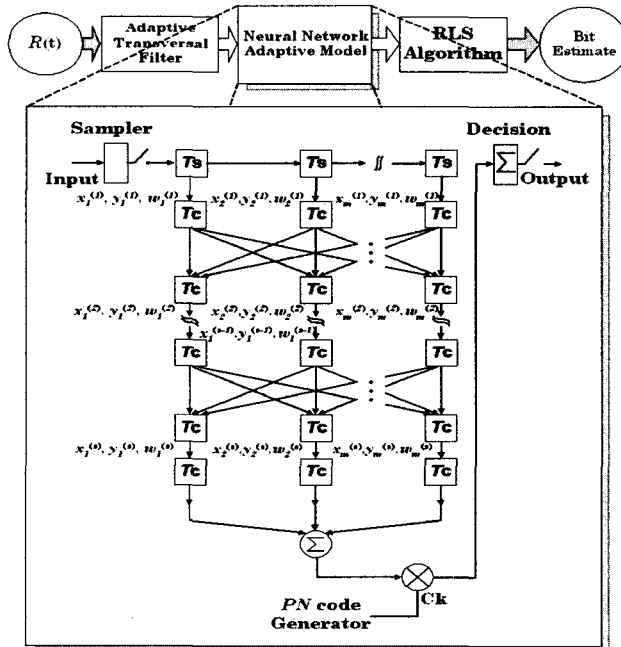
$$X = (R(T_c), R(2T_c), \dots, R(MT_c)) \quad \dots\dots(4)$$

신경망을 이용한 적응횡단선의 입력은 식 (5)와 같이 나타내고

$$x_j^{(s)} = \sum_{i=0}^{m^{(s-1)}} w_{ij}^{(s-1)} y_i^{(s-1)} \quad s=2, \dots, S \quad \dots\dots(5)$$

출력은 식 (6)과 같이 나타낸다.

$$y_j^{(s)} = \begin{cases} F(x_j^{(s)}), & j = 1, \dots, m^{(s)}, s = 2, \dots, S \\ x_j^{(s)}, & j = 1, \dots, m^{(s)}, s = 1 \end{cases} \quad \dots\dots(6)$$

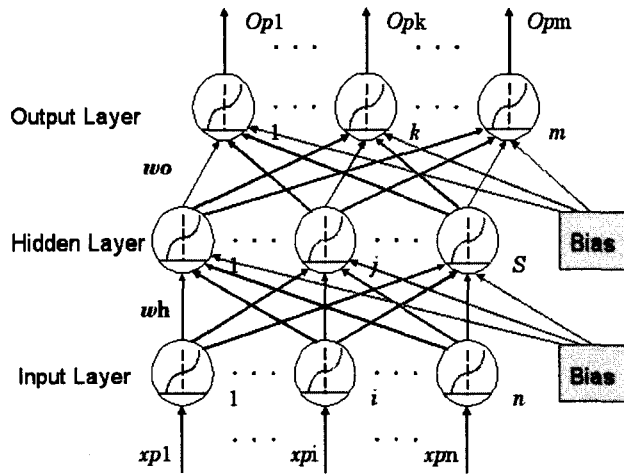


<그림 2> Adaptive Correlator Structure with Neural Network

여기서, $m^{(s)}$ 은 s층에서 노드 개수이고, $w_{ij}^{(s)}$ 는 s층의 노드 i 와 s+1 층의 노드 j 사이의 연결 강도를 나타낸다. 적응횡단선 필터에 신경망을 이용한 다계층 신경망의 계략적인 구

조는 <그림 3>과 같이 입력층, 은닉층, 출력층의 3계층으로 구성되어 있다.

복소수 입력벡터 $x_p = (x_{p1}, x_{p2}, \dots, x_{pn})^s$ 는 신경망의 입력층에 적용되고 각 입력단위의 값에 가중치가 곱해진 것을 다음 계층인 은닉층 단위에게 분산된다. j 번째 은닉층에 대한 망 입력에 대한 식 $F(x_j^{(s)})$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며, i 번째 입력단위로부터 연결된 복소수 가중치 W_{ij}^h 에 바이어스 항인 θ_j^h 의 합으로 나타낼 수 있다.



<그림 3> Multilayer Neural Network Schem

$$F(x_j^{(s)}) = \sum_{i=1}^n w_{ij}^h x_{pi} + \theta_j^h = \left[\sum_{i=1}^n (w_{ij,R}^h x_{pi,R} - w_{ij,I}^h x_{pi,I}) + \theta_{j,R}^h \right] + \mathcal{J} \left[\sum_{i=1}^n (w_{ij,R}^h x_{pi,I} + w_{ij,I}^h x_{pi,R}) + \theta_{j,I}^h \right] \quad \dots\dots(7)$$

식 (7)에서 나타낸 h는 은닉층상의 노드 수를 의미하고, 실수 부분과 허수 부분은 R과 I로 나타내었다. 입·출력과 가중치는 복소수이고 전이함수 $F(\cdot)$ 는 비선형 함수로서 식(8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$F(Z) = f(u) + if(v) \quad \dots\dots(8)$$

식 (8)에서 Z는 실수 u와 허수 v의 복소수이고 전이함수 $f(\cdot)$ 는 로그 시그모이드 함수

를 나타낸다. 신경망의 출력에서 원하는 출력과 실제 출력 사이에서의 차이는 규칙에 따른 가중치를 조절함으로써 발생됨을 알 수 있다.

Ⅲ. 신경망 적응 상관기와 알고리즘 관계

1. 신경망을 이용한 적응 상관기

반복적 최소 자승 신경망 알고리즘의 형식에 따른 각 계층의 가중치는 급경사 하강 규칙에 의해 조절되며, 은닉층의 가중치는 빠른 수렴 비율을 얻기 위해 반복적 최소 자승 알고리즘에 의해 조절된다. 반복적 최소 자승 알고리즘은 반복적 최소 자승 알고리즘의 실수영역에서 복소수 영역까지 확장되며, 가중치를 조절하기 위해 필요한 오차는 수정된 에러에 따라 전파된다.

신경망을 이용한 적응 상관기 구조의 출력층에서 $n^{(s)}$ 가 있다고 가정하면 신경망 적응 상관기 구조의 출력 면적 오차는 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{n^{(s)}} e_k e_k^* \quad \dots\dots(9)$$

여기서, e_k 는 원하는 출력 d_j 와 실제 출력 $y_j^{(s)}$ 사이의 j 번째 신호의 차이점이고, 기호 "*"는 공액 복소수를 표현한다. 신경망을 이용한 적응 상관기 구조에서 가중치는 모두 복소수임을 제시하였으며 신경망 알고리즘에 따라 조정될 수 있다. 연결 강도를 조정함으로써 에러 신호는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있다.

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

위 식에서 $\delta_j^{(s)}$ 은 $s+1$ 번째 에러 신호와 s 번째 가중치의 공액복소수 곱을 의미하며 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

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

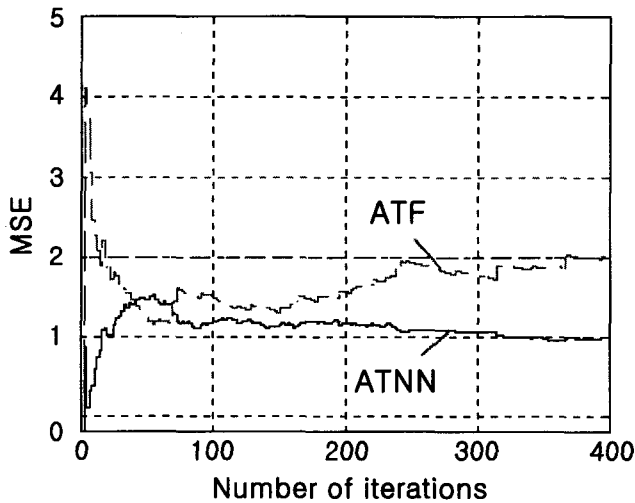
s번째 가중치의 공액복소수는 s번째 가중치에서 스텝의 크기와 가중치의 실수부와 허수부를 편미분한 곱의 차와 같으며, 연산자 “⊗” 는 식 (12)와 같이 정의된다.

$$Z_1 \otimes Z_2 = r_1 \cdot r_2 + iq_1 \cdot q_2 \quad \dots\dots(12)$$

2. 반복적 최소 자승 알고리즘 적응 상관기 구조

신경망 알고리즘을 기본으로 하여 반복적 최소 자승 알고리즘은 적응 상관기 구조에서 가중치와 역상관행렬을 초기화하여 식 (5), (6), (7)에 따라 적응 상관기의 출력 값을 계산한 후 가중치를 조절함으로써 이끌어 낼 수 있다. 반복적 최소 자승 신경망 알고리즘에서 에러신호는 식(13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\bar{e}_j^{(s+1)} = \begin{cases} F^{-1}(d_j) - x_j^{(s)}, & s = S \\ e_j^{(s)}, & elsewhere \end{cases} \quad \dots\dots(13)$$



〈그림 4〉 Convergence and Mean Square Error

〈그림 4〉는 신경망을 이용한 직접 순차 확산 스펙트럼 적응 상관기 구조에서 반복적 최소 자승 알고리즘을 이용한 상태의 평균 자승 에러의 수렴상태와 적응 횡단선 필터만을 이용한 수렴상태를 나타내는데 300번 정도 반복으로 빠른 수렴 특성과 훨씬 낮은 MSE를 갖는다는 것을 알 수 있다.

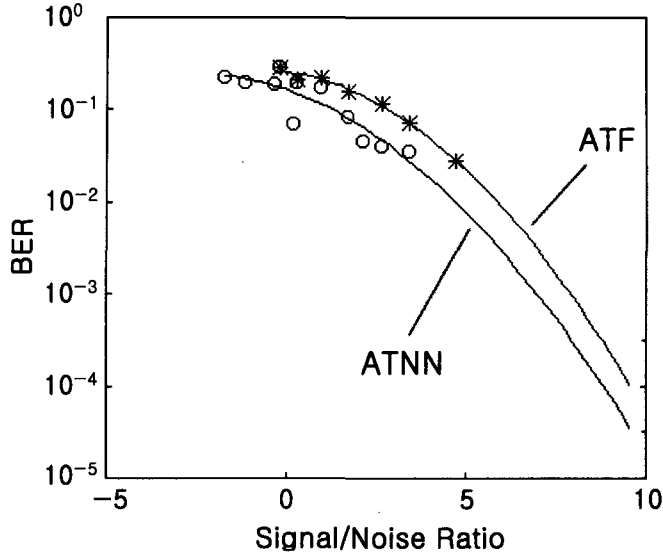
IV. 시뮬레이션 결과 및 분석

협대역 간섭을 억압하고 수신된 확산 스펙트럼 신호의 간섭을 보다 효율적으로 제거하기 위해 직접 순차 확산 스펙트럼 적응 상관기에 신경망을 이용하였다. 컴퓨터 시뮬레이션은 기존에 발표되었던 이상적인 이진 위상 천이의 결과치, 적응 횡단선 필터만을 이용한 결과와 적응 횡단선 구조에 신경망을 이용한 성능을 비교하였다. 컴퓨터 시뮬레이션은 CDMA 이동통신 시스템에서 사용자 2명, 9칩을 가진 선택적 주파수 페이딩 채널을 고려한 상태에서 원하는 사용자는 1명, 각각의 정보 심볼은 길이가 31인 의사잡음코드 할당에 의해 변조가 된다는 것을 가정하였다.

다계층 퍼셉트론에서 각 층의 노드 수 선택은 신경망을 이용한 적응 상관기의 실행에 영향을 미칠 것이며, 알고리즘 계산의 복잡성이 증가하거나, 신경망을 이용한 적응 상관기의 성능을 줄이지 않기 위해 31개의 입력 노드와 9개의 은닉층, 한 개의 출력 노드를 가진 상관기를 구현하기 위해 3계층의 퍼셉트론을 선택하였다.

컴퓨터 시뮬레이션에 사용되는 매개 변수 SNR_i 는 i 번째 사용자의 잡음비와 동일한 신호로, E_2 / E_1 는 사용자 1에 대한 사용자 2의 전송 전력 비로, f_d 는 최대 주파수 천이로 T_s 는 정보 심볼의 주기로 정의하며, 채널의 시변수율을 나타낸다. f_s 는 정보 심볼의 비, f_l 는 이동주파수로부터 오프셋된 간섭주파수, B_l 는 협대역 간섭의 대역폭으로 정의한다.

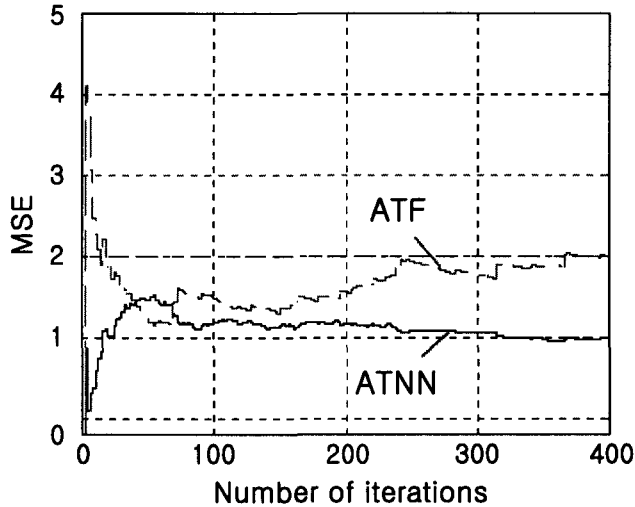
적응 횡단선 필터를 이용한 직접 순차 확산 스펙트럼의 수신기의 신호 간섭비와 신경망을 이용한 적응 상관기의 신호 간섭비에 따른 비트 에러율을 〈그림 5〉에 나타내었다.



〈그림 5〉 Bit Error Rate according to Singal versus Noise Ratio

〈그림 5〉의 시뮬레이션 결과에 사용된 매개변수는 $f_d T_s$ 를 3.0×10^{-3} 으로 하여 시뮬레이션 했으며, 시뮬레이션 결과에 나타난 바와 같이 반복적 최소 자승 알고리즘으로 학습시킨 비트 에러율이 적응 횡단선 필터만을 이용한 비트 에러율보다 적음을 알 수 있다. 〈그림 6〉은 위 〈그림 5〉에서 사용된 매개변수를 이용하여 사용자 1과 사용자 2에 대한 전송 전력비의 결과를 나타내고 있다.

〈그림 5〉에서 적응 횡단선 필터와 신경망을 이용한 적응 상관기의 신호대 간섭비가 증가함에 따라 비트 에러율이 점점 감소한 반면에 〈그림 6〉의 전송 전력비가 증가함에 따라서 비트 에러율은 증가함을 알 수 있다. 또한 전송 전력비가 일정한 상태에서 신경망을 이용한 비트 에러율이 적응 횡단선 필터를 이용한 비트 에러율보다 적음을 알 수 있다.



〈그림 6〉 Bit Error Rate According to $\frac{E_2}{E_1}$ Transmission Power Ratio

V. 결 론

고의적인 반방해 전파와 다중 경로 또는 다중 사용자가 동일 대역폭을 공유함으로써 발생되는 간섭을 제거하기 위해 직접 순차 확산 스펙트럼을 사용한다. 그러나 초기의 직접 순차 확산 스펙트럼은 시스템 성능에 대한 충분한 처리 이득을 얻지 못하여 부가적인 백색 가우시안 잡음과 반방해 전파로서 중요시 되어온 협대역 간섭을 효과적으로 제거하지 못하였고, 직접 순차 확산 스펙트럼에서 이러한 협대역 간섭을 제거하기 위하여 양면 적응 횡단선 필터와 결정 궤환 등을 이용한 여러 가지 기법이 연구되어 왔다.

CDMA 이동통신 시스템에서 반복적 최소 자승 알고리즘과 신경망 알고리즘을 결합한 반복적 최소 자승 신경망 알고리즘이 동일채널 간섭, 다경로 페이딩에 의해 발생하는 협대역 간섭 그리고 다중 사용자에게 의해 발생하는 간섭을 보다 효율적으로 억압할 수 있었다.

신경망을 이용한 적응 상관기에서 가중치를 적절하게 조절함으로써 보다 빠른 수렴과 훨씬 낮은 MSE를 갖게 됨을 알 수 있었으며, 또한 신호 잡음비와 전송 전력비에 대한 비트 에러율을 줄임으로써 신경망을 이용한 적응 상관기의 간섭 억압능력이 직접 순차 확산 스펙트럼 적응 횡단선 필터보다 뛰어난 것을 입증하였다. 특히, 간섭대 신호비가 5dB인 곳에서 적응 횡단선 필터

의 비트 에러율보다 신경망을 이용한 적응 상관기 비트 에러율이 약 10^{-1} 정도 감소되었다.

CDMA 마이크로 셀룰라 이동통신 시스템에서 결정 궤환 방식을 이용한 직접 순차 확산스펙트럼 적응 횡단선 필터 수신기에 신경망 알고리즘을 사용함으로써 채널 할당시 발생하는 동일채널 간섭, 협대역 간섭, 다중 사용자에 의한 간섭과 선택적 다중 경로 페이딩 간섭을 보다 적극적으로 억압하여 비트 에러율을 감소시키는 연구가 이루어 질 수 있으리라 생각한다.

참 고 문 헌

1. A.J. Viterbi and R. Padovani, "Implications of Mobile Cellular CDMA," *IEEE Communications Magazine*, pp. 38~41, Dec. 1992.
2. TIA/EIA/IS-95 Interim Standard Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-mode Wideband Spread-Spectrum Cellular System, July, 1993.
3. M.M. Gupta, D.H. Rao, "Dynamic Neural units with applications to the control of unknown nonlinear systems," Reprinted with permission from *Journal of Intelligent and Fuzzy systems* Vol. 1, no. 1, pp. 352~371, 1993.
4. Janfeng Weng Guagguo Bi Department of Radio Engineering, "A Neural Network based Adaptive Correlator in DS/SS Mobile Communication System" *IEEE 45th Vehicular Tech.* Vol. 2, pp. 679~684, July 1995.
5. J.J. Hopfield and D. Tank, "Neural computation of decision in optimization problems," *Biol. Cybern.*, Vol. 52, pp. 141~152, 1985.
6. Israe Korn, "Differential Phase Shift Keying in Two-path Rayleigh Channel With Adjacent Channel Interference" *IEEE Tran.*, Vol. 40, pp. 461~471, May 1991.
7. J. Ramanujam and P. Sadayappan, "Optimization by neural networks," *IEEE Conference on Neural Networks*, San Diego, Vol. 2, pp. 325~332, July 1988.
8. W.C.Y. Lee, *Mobile Cellular Telecommunications*, McGraw-Hill CO, 1990, pp. 1797~208, 1990.
9. 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, pp. 1,359~1,366, December 1989.
10. A.J. Maren, C.T. Harston and R.M. Pap, *Handbook of neural computing application*, Academic Press, pp. 107~250, 1990.

Abstract

A Study On Adaptive Correlator Receiver with Narrow-band Interference in CDMA System

Jeong, Chan-ju
Yang, Hwa-sup
Kim, Yong-shik
Oh, Seung-jae
Kim, Jae-gab

Adaptive correlator receiver with neural network based on complex multilayer perceptron is presented for suppressing interference of narrow-band of direct spread spectrum communication systems. Recursive least square algorithm with backpropagation error is used for fast convergence and better performance in adaptive correlator scheme. According to signal noise and transmission power, computer simulation results show that bit error ratio of adaptive correlator using neural network improved that of adaptive transversal filter of direct sequence spread spectrum considering of jamming and narrow-band interference. Bit error ratio of adaptive correlator with neural network is reduced about 10-1 than that of adaptive transversal filter where interference versus signal ratio is 5dB.