

# 주파수대역 직접확산 통신시스템에서 다중경로 페이딩 보상을 위한 최적 레이크 신호처리에 관한 연구

정희원 장원석\*, 이재천\*\*

## Optimum Rake Processing for Multipath Fading in Direct-Sequence Spread-Spectrum Communication Systems

Won-Suk Jang\*, Jae-Chon Lee\*\* *Regular Members*

요 약

무선 통신 시스템은 전자파 신호의 전파 특성과 주위 환경/장애물에 의해 다중 경로 페이딩을 겪게 되어 수신 신호의 급격한 전력 감쇄가 생길 수 있음은 잘 알려져 있는 사실이다. 한편으로 송신기에서 생성된 하나의 동일한 송신 신호가 여러 경로를 통해서 해당 수신기에 도달하므로 이점을 적극적으로 활용하면 데이터 수신 성능을 향상시킬 수 있는데 이것의 한가지 방법이 레이크 신호처리 기법이다. 본 연구는 PN (pseudo noise) 수열을 사용하여 주파수대역 확산을 구현하는 무선통신 수신기에서 레이크 신호처리 기법에 대해서 연구하였다. 기존의 고정 PN 레이크 복조기는 다중 경로 페이딩 채널의 임펄스 응답 계수의 공액 복소수 값을 계수로 하는 유한 길이 디지털 필터에 의해 수신 신호를 처리한 후, PN 복조 과정을 거쳐 데이터 신호를 재생하게 된다. 본 연구에서는 기존의 PN 복조 과정을 대체하는 최적 복조기의 개념 및 적용 설계 기법을 제안하였다. 제안된 최적 레이크 복조기에 대해 이론적인 성능 분석을 수행하였으며, 컴퓨터 모의 실험을 통해 유도된 결과들의 타당성을 검증하였다. 결과로 새로운 최적 레이크 신호처리 기법을 통해 기존의 고정 PN 레이크 복조기에 비해 심볼평균제곱오차가 10 dB 이상의 월등한 성능 향상이 가능함을 보였다. 또한 다중 경로 신호의 결합과 PN 복조를 동시에 한 복조 심볼 구간 안에서 수행하는 통합 복조기에 비해서도 약 10 dB 정도의 성능 향상이 있었다. 그리고 최적 레이크 복조기의 심볼평균제곱오차가 이론적인 한계치인 백색잡음 채널에서 QPSK 복조기의 심볼평균제곱오차에 매우 근접함을 보였다.

Key Words: Rake, Multipath fading, DSSS

### ABSTRACT

It is well known that in the wireless communication systems the transmitted signals can suffer from multipath fading due to the wave propagation characteristics and the obstacles over the paths, resulting in serious reduction in the power of the received signals. However, it is possible to take advantage of the inherent diversity imposed in the multipath reception if the underlying channel can be properly estimated. One of the diversity reception methods in this case is Rake processing. In this paper we study the Rake receivers for the direct-sequence spread-spectrum communication systems utilizing PN (pseudo noise) sequences to achieve spread spectrum. A conventional Rake receiver can use the finite-duration impulse (FIR) filter followed by the PN sequence demodulator, where the FIR filter coefficients are the reverse-ordered complex conjugate values of the fading channel impulse response estimates. Here, we propose a new Rake processing method by replacing the aforementioned PN code sequence with a new set of optimum demodulator coefficients. More specifically, the concept of the new optimum Rake processing is first introduced and then the optimum demodulator coefficients are theoretically derived. The performance obtained using the new optimum Rake processing is also calculated. The analytical results are verified by computer simulation. As a result, it is shown that the new optimum Rake processing method improves the MSE performance more than 10 dB over the conventional one using the fixed PN sequence demodulator. It is also shown that the new optimum Rake processing method improves the MSE performance about 10 dB over the Adaptive Correlator that performs the combining of the multipath components and PN demodulation concurrently. And finally, the MSE performance of the optimum Rake demodulator is very close to the MSE performance of QPSK demodulator under the AWGN channel.

\* 모토로라 코리아

\*\* 아주대학교 시스템공학과

논문번호 : 030362 - 0820, 접수일자 : 2003년 8월 20일

### 1. 서론

주파수대역 확산을 구현하는 무선통신 수신기에서 다중 경로 페이딩은 시스템의 성능을 저하시키는 주요 요인 중의 하나이다. 특히 복잡한 환경/장애물이 존재하는 도심 환경은 다중 경로 페이딩을 심하게 만들어 수신 신호의 급격한 전력 감쇄를 초래한다. 송신기에서 생성된 하나의 송신 신호가 여러 경로를 통해서 수신기에 도달하게 되는 무선통신시스템에서 다이버시티 수신 방법이 널리 사용된다.

신호의 대역폭이 채널의 코히어런스 대역폭보다 상당히 큰 주파수대역 확산 시스템에서는 고정 PN 레이크 복조기가 널리 사용되어 왔다[1][2]. Price와 Green의 최초 레이크 수신기는  $L$  개의 동일한 지연을 갖는 TDL(tapped delay line)을 이용하여  $L$  경로를 결합하는 방식이며 이는 PN 복조기 앞에 채널 응답의 반대 순서의 공역 복소수 값을 갖는 FIR 필터를 사용하는 방법과 동일한데 이를 최대 비결합 방식 (MRC: maximal ratio combining) 이라고 한다. 현재 이동통신 시스템에 널리 사용되는 상용 CDMA 시스템은  $N$  finger 구조를 사용하는데 이 구조는 searcher를 사용하여  $N$  개의 경로를 추적한 후 PN 복조 후 심볼 동기된  $N$  개의 경로만을 결합하게 된다[7].

이러한 고정 PN 레이크 복조기 수신 방식 이외에 레이크 구조와 PN 코드를 따로 쓰지 않고 통합된 복조기 계수를 사용하여 다중 경로 페이딩 채널에 대한 보상과 PN 복조를 동시에 수행하는 통합 복조기가 [3]에 보고되어 있다. 그러나 이 방식은 PN 복조 전단에서 다중 경로에 의한 페이딩을 따로 보상하지 않고 수신기에서 동기화 된 한 심볼 구간에 대해 통합 복조를 수행하게 된다. 따라서 그 심볼 구간에 속한 칩 신호의 다중 경로 페이딩이 복조하는 한 심볼 구간을 벗어나 일어나는 경우, 최적 복조기법을 사용하더라도 성능의 저하를 가져오게 된다.

본 논문에서는 상기한 바와 같은 전단에

레이크 구조를 갖는 통상의 레이크 수신 시스템에서 고정 PN 복조기 대신 최적화된 코드를 사용하는 복조 방식을 사용함으로써 통합 복조기에서 다중 경로 페이딩 채널 보상 시 성능 저하의 원인이 되는 동기화 된 심볼 구간을 벗어나 페이딩된 칩 신호의 다중 경로도 보상한다. 그리고 기존 고정 PN 레이크 복조기의 단점인 레이크 구조에서 생성된 잔류 잡음을 대폭 감축시킬 수 있음을 보인다. 그리고 최적 레이크 수신 방식에 대해 최적 계수 및 성능 함수를 이론적으로 계산하였다. 또한 공통의 성능 평가 함수인 심볼단위 최소평균제곱오차를 통해 다중 경로 페이딩 채널에서의 여러 가지 수신 방식의 성능을 비교함으로써 최적 레이크 수신 방식이 이론적인 한계인 다중 경로 페이딩이 존재하지 않는 백색첨가잡음(AWGN) 채널에서의 QPSK 복조 방식의 심볼평균제곱오차에 가장 근접함을 보였다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 제 2장에서는 무선 채널의 신호 모델 및 고정PN 레이크 수신 방식을 적용하여 구성하는 고정 PN 레이크 복조기와 레이크 수신기를 사용하지 않는 통합 복조기 방식에 대하여 설명한다. 제 3장에서는 레이크 수신 후 최적 복조 방식을 수행하는 새로운 최적 레이크 수신 방식에 대해서 논의하고 지금까지 논의한 복조기들을 비교하기 위해 공통의 심볼단위 최소평균제곱오차를 분석하고 비교한다. 제4장에서는 컴퓨터 시뮬레이션 결과들을 통해 이론적으로 계산된 분석 결과들의 타당성에 대해서 검토한다. 마지막으로 제5장에서 결론을 맺는다.

### 2. 신호 모델 및 기존 고정 PN 레이크 복조기 신호처리기법

기본적으로 기저대역 등가의 신호 모델을 고려하는데, 송신부에서 QPSK 랜덤 심볼 데이터  $\{b_k = b_k^i + jb_k^q\}$ 가 매 심볼 구간마다 길이가  $N$  칩인 복소수 PN 코드  $\{c_k = c_k^i + jc_k^q\}$  ( $k=0,1,2,\dots,N-1$ )로 변조되고 다중 경로 페이딩 채널을 통과한다. 수신신호를

칩단위로 샘플할 때 이산시간지표로  $n$  와  $k$ , 심볼단위 이산시간지표로  $i$  를 사용한다면 이 지표들 사이에는 다음과 같은 관계가 있다. 즉,  $n = iN + k$ ,  $0 \leq k \leq N - 1$ ,  $k = \text{mod}(n, N)$  및  $i = (n - k) / N$ . 수신부에서는 다중 경로 페이딩 채널을 통과한 송신신호에 백색첨가잡음  $\eta(n)$  이 추가되어 수신된다고 가정한다. 본 논문에서 칩 간격을  $T_c$  로 하면 데이터 심볼 간격은  $T_b = NT_c$  가 된다.

이산 시간 표본화 다중 경로 페이딩 채널은 시간 간격  $T_c$  를 갖고 복소 값을 가지며 길이가  $L$  인 FIR 필터로 그림 1와 같이 모델을 가정한다[6]. 시간에 따라 변화하는 다중 경로 페이딩 채널의 계수  $\{h_i = \alpha_i e^{j\theta_i}\}$  에서 페이딩 현상은 주로 채널의 감쇄 인자  $\alpha_i$  보다는 위상 변수  $\theta_i$  에 의해 변화한다.

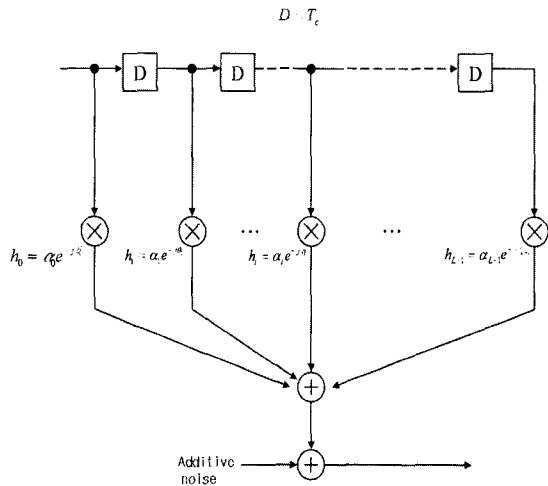


그림 1. FIR 필터 (TDL: Tapped Delay Line)로 모델한 다중 경로 페이딩 채널.

Fig. 1. Multipath fading channel model using Tapped Delay Line FIR filter.

이러한 다중 경로 페이딩 채널에 의한 신호 왜곡을 보상하기 위해 상용 CDMA 시스템은 그림 2와 같은  $N$  finger 구조를 사용하는데 데이터 신호가 포함되어 있지 않으나 일정 비율의 비교적 강한 파워를 가지는 파일럿 채널

신호를 이용하여 searcher를 구동하여 각각의 finger 구조에서 지연된 신호와 동기화된 PN코드를 생성한다. 이때 각각의  $N$  개의 finger에서 파일럿 신호를 이용하여 채널을 보상한다. 이 파일럿 신호는 특히 역 방향의 경우 단말간의 멀티 사용자 간섭을 심화 시키고 비교적 강한 파워로 인해 상대적으로 신호 탐지가 용이해 지는 단점이 있다.

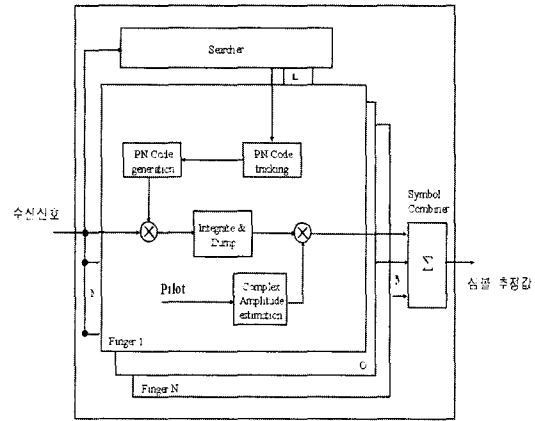


그림 2. finger 형식의 레이크 복조기.  
Fig. 2. Rake demodulator with finger structure.

이상적인 레이크 수신기는 길이가  $L$  이고 채널 응답 계수의 반대 순서의 공액 복소수 값을 갖는 FIR 필터와 부속 PN 복조기로 구성한다. PN 코드  $\mathbf{c}$ , 다중 경로 페이딩 채널의 계수  $\mathbf{h}$ , 레이크 수신을 위한 FIR 필터 계수  $\mathbf{h}'$  그리고 다중 경로 페이딩 채널과 레이크 수신기를 구성하는 FIR 필터를 결합한 새로운 채널 응답 계수  $\mathbf{g}$  는 아래와 같이 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{c} = [c_0 \dots c_{N-1}]^T, \mathbf{h} = [h_0 \dots h_{L-1}]^T, \mathbf{h}' = [\bar{h}_{L-1} \bar{h}_{L-2} \dots \bar{h}_0]^T, \mathbf{g} = [g_0 \dots g_{L-2}]^T \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{g}$  는  $\mathbf{h}$  와  $\mathbf{h}'$  의 컨벌루션으로 표현되는데 각각  $L$  개의 계수를 갖는 다중 경로 페이딩 채널과 레이크 수신기 전단을 구성하는 FIR 필터를 직렬 결합하면  $L + L - 1 = 2L - 1$  샘플 길이를 갖는 등가의 FIR 필터가 된다. 이때 아래와 같이 계수  $\mathbf{g} = \{g_i\}, i = 0 \dots 2L - 2$  를 표현한다.

$$\mathbf{g} = \mathbf{h} * \mathbf{h}' = \begin{bmatrix} h_0 \bar{h}_{L-1} \\ h_1 \bar{h}_{L-1} + h_0 \bar{h}_{L-2} \\ h_2 \bar{h}_{L-1} + h_1 \bar{h}_{L-2} + h_0 \bar{h}_{L-3} \\ \vdots \\ h_{L-2} \bar{h}_{L-1} + h_{L-3} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_1 \\ h_{L-1} \bar{h}_{L-1} + h_{L-2} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_0 \\ h_{L-1} \bar{h}_{L-2} + h_{L-2} \bar{h}_{L-3} + \dots + h_1 \bar{h}_0 \\ \vdots \\ h_{L-1} \bar{h}_1 + h_{L-2} \bar{h}_0 \\ h_{L-1} \bar{h}_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$\mathbf{g}$  벡터의  $i$  번째 성분  $g_i$  는 아래와 같다.

$$g_i = \begin{cases} \sum_{j=0}^i h_{i-j} \bar{h}_{L-j-1}, & i = 0 \dots L-1 \\ \sum_{j=0}^{2L-i-2} h_{L-j-1} \bar{h}_{2L-i-j-2}, & i = L \dots 2L-2 \end{cases} \quad (3)$$

각 심볼 간격  $T_b = NT_c$  마다 기존의 레이 크 수신기의 PN 복조기는  $N$  개의 샘플을 FIR 필터로부터 제공 받아 동기화 된 PN 복조를 통해 다이버시티 수신을 완료한다. 이때 레이 크 수신기가 제대로 동작하기 위해서는 최대 비 결합(MRC)이 구현 되어야 하는데 식 (2)을 관찰하면 최대 비 결합이 이루어 지는 성분이 오직 하나 존재하며  $g_{L-1} = h_{L-1} \bar{h}_{L-1} + h_{L-2} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_0$  인 것을 알 수 있다. 이 과정에서 FIR 필터를 통과한 백색잡음을 제외한  $i$  번째 심볼을 복조하기 위한 PN 복조에 사용 되는  $N$  개의 샘플  $\hat{x}_{i,k}, 0 \leq k \leq N-1$  들 속에는 다음 식에 포함되어 있는 다중 경로 페이딩 채널에 의해 만들어진 잡음 항이 존재한다.

$$\hat{x}_{i,k} = \begin{cases} b_i \left( \sum_{r=0}^{L-1} c_{L-i+k+r} g_r + \sum_{r=L}^{L+k-1(k=0)} c_{L+k+r} g_r \right) + b_{-1} \left( \sum_{r=L-k}^{2L-2} c_{N+i+k+r} g_r \right), & 0 \leq k \leq L-2 \\ b_i \left( \sum_{r=0}^{L-1} c_{L-i+k+r} g_r + \sum_{r=L}^{2L-2} c_{L+k+r} g_r \right), & L-1 \leq k \leq N-L-1 \\ b_i \left( \sum_{r=k-N+L+1}^{L-1} c_{L-i+k+r} g_r + \sum_{r=L}^{2L-2} c_{L+k+r} g_r \right) + b_{-1} \left( \sum_{r=0}^{k-N+L} c_{k-N+L+r} g_r \right), & N-L \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (4)$$

PN 복조한 신호를

$$\hat{z}_i = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{z}_{i,k}, \quad \hat{z}_{i,k} \equiv \hat{x}_{i,k} c_k, \quad 0 \leq k \leq N-1$$

라고 정의하고 (4)신호를 PN 복조 하면 다음과 같다.

$$\hat{z}_i = \begin{cases} b_i g_{i-1} + \left( b_i \left( \sum_{r=0}^{L-2} c_{L-i+r} g_r + \sum_{r=L}^{L+k-1(k=0)} c_{L+k+r} g_r \right) + b_{-1} \left( \sum_{r=L-k}^{2L-2} c_{N+i+k+r} g_r \right) \right) c_i, & 0 \leq k \leq L-2 \\ b_i g_{i-1} + \left( b_i \left( \sum_{r=0}^{L-1} c_{L-i+r} g_r + \sum_{r=L}^{2L-2} c_{L+k+r} g_r \right) \right) c_i, & L-1 \leq k \leq N-L-1 \\ b_i g_{i-1} + \left( b_i \left( \sum_{r=k-N+L+1}^{L-1} c_{L-i+r} g_r + \sum_{r=L}^{2L-2} c_{L+k+r} g_r \right) + b_{-1} \left( \sum_{r=0}^{k-N+L} c_{k-N+L+r} g_r \right) \right) c_i, & N-L \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (5)$$

식 (5)에서 레이 크 수신에 의한 최대 비 결합을 구현하는 첫 번째 항을 제외한 나머지 항들은 다중 경로 페이딩에 의해 초래된 잡음 항이 된다. 이 때문에 PN 복조 후의 성능이 백색잡음 가잡음  $\eta(n)$  만 존재하는 이상적인 환경에서의 PN 복조에 비해 상당히 성능이 저하되게 된다.

통합 복조기는 최대 비 결합 방식의 레이 크 수신기를 사용하지 않고 PN 복조시 PN 코드 대신 최적의 코드를 사용하여 다중 경로 페이딩 채널 보상과 PN 복조를 동시에 수행한다[3]. 송신 신호가 그림 1의 TDL 필터로 모델 된 다중 경로 페이딩 채널 모델을 통과하여 통합 복조기에 입력되어 PN 코드 대신 필터 계수가 최적 코드에 수렴하도록 설계된 그림 3와 같은 적응 신호처리 부를 거쳐 복조 된다. 이 방식은 다음과 같이 표현 할 수 있고 심볼평균제곱오차  $\mathcal{E}$  를 최소화 하는 최적 계수  $w_{opt,k}, 0 \leq k \leq N-1$  에 대한 해와 최소심볼평균제곱오차는 [3]에 보고되어 있다.

• 통합 복조기의 출력:

$$z_i = \sum_{k=0}^{N-1} w_{i,k} r_{i,k} = \mathbf{w}'_i \mathbf{r}_i = \mathbf{r}'_i \mathbf{w} \quad (6)$$

• 오차 및 비용함수:

$$e_i = b_i - z_i, \quad \varepsilon \triangleq E[e_i \bar{e}_i] = E[|b_i - z_i|^2] \quad (7)$$

· 통합 복조기의 계수 경신:

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{w}_i} = -2\bar{\mathbf{r}}_i e_i, \quad \mathbf{w}_{i+1} = \mathbf{w}_i + \mu \bar{\mathbf{r}}_i e_i \quad (8)$$

이 방식의 단점은 다중 경로 페이딩 채널을 통해 수신된 칩 신호들이 복조시 사용하는 한심볼 구간을 벗어나는 경우에 대해서 처리가 불가능하다는 점이며 이는 레이크 수신기와 비교할 때 성능 저하를 가져올 수 있는 원인이 된다.

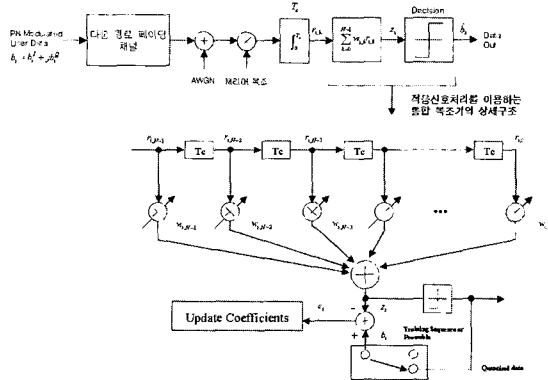


그림 3. 최적 코드에 수렴하도록 설계된 적응 신호처리를 이용한 통합 복조기.

Fig. 3. Optimum code demodulator using adaptive signal processing.

본 논문의 목표는 기존의 고정 PN 레이크 복조기에서 PN 코드  $\{c_k\}$ ,  $0 \leq k \leq N-1$  대신 송신 데이터  $b_i$ 을 복조 하면서 식 (5)에서 관찰되는 다중 경로 페이딩에 의해 초래된 잡음을 제거할 수 있는 최적 코드  $\{w_{opt,k}\}$ ,  $0 \leq k \leq N-1$ 을 찾아 레이크 수신기의 성능을 개선한 최적 레이크 복조기를 설계하고 최적 레이크 복조기의 성능이 백색잡음만 존재하는 이상적인 환경에서의 PN 복조에 근접함을 보이는 것이다.

### 3. 새로운 최적 레이크 복조기 신호처리기법

PN 복조기 대신 최적 복조기를 사용하는 최적 레이크 복조기는 그림 4와 같이 구성할 수 있다. 채널 추정부에서는 다중 경로 페이딩 채널의 채널 인자를 추정하여 레이크 수신기를 구성하는 FIR 필터에 제공하며 채널 추정부의 채널 추정 방법에 대한 자세한 구조는 3장 후반부와 참고 문헌에 소개되어 있다[8][9].

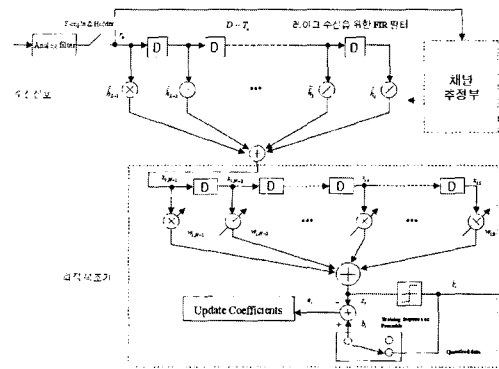


그림 4. 최적 레이크 복조기 (기존 고정 PN 레이크

복조기의 경우  $w_{i,k}$  대신 PN 코드  $c_k/N$  사용).  
Fig. 4. Optimum Rake receiver (Conventional Rake receiver uses PN code  $c_k/N$  instead of  $w_{i,k}$ ).

심볼 index  $i$ 에 따라 다음과 같은  $N \times 1$  크기의 열 벡터들이 정의된다.

$$\mathbf{x}_i \triangleq [x_{i,0} x_{i,1} \dots x_{i,k} \dots x_{i,N-2} x_{i,N-1}]^t \quad (9)$$

$$\mathbf{w}_i \triangleq [w_{i,0} w_{i,1} \dots w_{i,k} \dots w_{i,N-2} w_{i,N-1}]^t \quad (10)$$

이 벡터들로 최적 복조기의 출력을 통하여 심볼 추정값을 계산할 수가 있다.

· 최적 복조기 출력/ PN 복조 (심볼단위):

$$z_i = \sum_{k=0}^{N-1} w_{i,k} x_{i,k} = \mathbf{w}'_i \mathbf{x}_i = \mathbf{x}'_i \mathbf{w}_i \quad (11)$$

· 오차 및 비용함수 (심볼단위):

$$\varepsilon = E[e_i \bar{e}_i] = E[b_i - z_i^2] = E[b_i^2] - \mathbf{p}'_x \mathbf{w} - \mathbf{w}'_x \mathbf{p}_x + \mathbf{w}'_x \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (12)$$

여기서  $H$  는 complex-conjugate transpose 를 나타낸다.

· 최적 복조기의 계수 경신 (심볼단위):

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{w}_i} = -2\bar{x}_i e_i, \quad \mathbf{w}_{i+1} = \mathbf{w}_i + \mu \bar{x}_i e_i \quad (13)$$

여기서 통상적인 PN 복조기의 경우  $\mathbf{w} = \mathbf{c}/N$  이 되고 자기상관 행렬  $\mathbf{R}_x$  와 상호상관 벡터  $\mathbf{p}_x$  을 다음과 같이 정의한다.

$$\mathbf{R}_x \triangleq E[\bar{x}_i x_i'], \quad \mathbf{p}_x \triangleq E[b_i \bar{x}_i] \quad (14)$$

심볼평균제곱오차를 최소화하는 필터 계수를 구하기 위해 식 (12)을  $\mathbf{w}$  에 대하여 미분하고 그 결과를  $\mathbf{0}$  으로 설정하면 아래와 같다.  $\mathbf{R}_x^{-1}$  이 존재할 때 최적해를 얻을 수 있고 최소심볼 평균제곱오차는 다음과 같다.

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{w}} = -2(\mathbf{p}_x - \mathbf{R}_x \mathbf{w}) = -2E[e_i \bar{x}_i] = \mathbf{0} \quad (15)$$

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_x \quad (16)$$

$$\varepsilon_{min} = \varepsilon|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_{opt}} = E[b_i^2] - \mathbf{p}'_x \mathbf{w}_{opt} = E[b_i^2] - \mathbf{p}'_x \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_x \quad (17)$$

송신 신호와 채널의 통계적 특성과 상호 관계에 기반 하여 최적 필터 계수 식 (16)을 구한다. 송신기에서 PN 코드에 의해 확산된 데이터 심볼은 통합 채널에 해당하는 길이  $2L-1$ 인  $\{g_i\}$  식을 통과하여 최적 복조기에 입력된다. 최적 복조기에서 최대 비 결합이 이루어지기 위

해서는 식 (5)와 같이  $b_i c_k g_{L-1}, 0 \leq k \leq N-1$  을 포함한 신호가 최적 복조 되어야 함으로 아래 식의  $\mathbf{C}_0$  에서 보이는 것과 같이  $L-1$  칩의 지연을 갖게 된다. 이러한 관찰에 의거하여 데이터 심볼  $b_i$  가  $N$  개의 최적 코드에 의해 확산 되었을 때  $L \leq N$  이라고 가정하면 최적 복조기에 입력되는  $N$  개의 입력  $\{x_{i,k}\}, 0 \leq k \leq N-1$  은 PN 변조와 다중 경로 페이딩 채널과 레이크 수신기로 구성되는 통합 채널을 거친 세 개의 데이터 심볼  $b_{i-1}, b_i, b_{i+1}$  로 구성되어 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{x}_i = b_{i-1} \mathbf{c}_1 + b_i \mathbf{c}_0 + b_{i+1} \mathbf{c}_{-1} + \boldsymbol{\eta}_i \quad (18)$$

여기서  $N \times 1$  벡터인  $\mathbf{c}_i$  는 PN 변조에 의한 확산과 통합 채널에 의한 영향을 나타내며  $\mathbf{c}_i = \mathbf{C}_i \mathbf{g}, i = -1, 0, 1$  로 정의되고  $N \times (2L-1)$  행렬인  $\mathbf{C}_{-1}, \mathbf{C}_0, \mathbf{C}_1$  은 다음과 같이 정의할 수 있다.  $\boldsymbol{\eta}_i$  은 복소 백색잡음이 레이크 수신기 역할을 하는 FIR 필터에 의해 필터된  $N \times 1$  잡음 벡터이다.

$$\mathbf{C}_{-1} \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & L-2 \\ \vdots & & & \\ 0 & & & \\ c_0 & & & \\ c_1 & c_0 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ c_{L-3} & & & c_0 \\ c_{L-2} & c_{L-3} & \dots & c_1 & c_0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_0 \triangleq \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & L-1 & L & \dots & 2L-2 \\ c_{L-1} & c_{L-2} & \dots & c_0 & 0 & \dots & 0 \\ c_L & c_{L-1} & \dots & c_1 & c_0 & 0 & \vdots \\ \vdots & c_L & \dots & c_2 & c_1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ c_{N-2} & \vdots & & & & & \\ c_{N-1} & c_{N-2} & \vdots & & & & \\ 0 & c_{N-1} & \vdots & & & & \\ \vdots & 0 & \ddots & c_{N-2} & & & \\ 0 & \dots & 0 & c_{N-1} & c_{N-2} & \dots & c_{N-L-1} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{C}_1 \triangleq \begin{bmatrix} L & 2L-3 & 2L-2 : \text{Column number} \\ 0 & \dots & 0 & c_{N-1} & \dots & c_{N-L+2} & c_{N-L+1} \\ & & & 0 & c_{N-1} & \vdots & c_{N-L+2} \\ & & & & \ddots & c_{N-1} & \vdots \\ & & & & & 0 & c_{N-1} \\ \vdots & & & & & & 0 \\ 0 & \ddots & & & & & \\ 0 & 0 & \ddots & & & & \\ 0 & 0 & 0 & \dots & & & \end{bmatrix}$$

PN 코드 대신 사용할 최적 필터 계수를 구하기 위해 식 (19)을 이용하여 신호 사이의 상관 계수들  $\mathbf{R}_x$ 와  $\mathbf{p}_x$ 을 구하면 아래와 같고 부록 A에 자세히 기술되어 있다.

$$\mathbf{R}_x = S(\bar{\mathbf{c}}_{-1}\mathbf{c}'_{-1} + \bar{\mathbf{c}}_0\mathbf{c}'_0 + \bar{\mathbf{c}}_1\mathbf{c}'_1) + \Psi, \quad \mathbf{p}_x = S\mathbf{c}_0 \quad (20)$$

여기서  $\Psi = E[\bar{\mathbf{q}}_i\mathbf{q}'_i] = \sigma_n^2\mathbf{H}, \mathbf{H}^H = \mathbf{H}$  이고  $S = E[|b_i|^2]$ 는 데이터 파워,  $\sigma_n^2$ 는 백색잡음의 파워이다.

파일럿 채널이 존재하지 않는 경우에 다중 경로 페이딩 채널의 채널 인자  $h_l = \alpha_l e^{-j\theta_l}, 0 \leq l \leq L-1$ 는 적응신호처리 알고리즘을 사용하여 추정 할 수 있다[8][9]. 최소평균제곱 알고리즘을 이용하여 그림 5와 같이 레이크 복조부와 채널 추정부를 구성할 수 있고 채널 추정 부분의 최소평균제곱 알고리즘은 다음과 같이 표현할 수 있다.

• 채널 추정부의 출력:

$$z_n = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l s_{n-l}, \quad n: \text{칩 신호 인덱스}, L: \text{경로 갯수}$$

• 오차 및 비용함수 (칩 단위):

$$\mathcal{E} = E[|e_n|^2] = E\left[\left|r_n - \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}_l s_{n-l}\right|^2\right]$$

• 채널 추정 인자  $\hat{h}_l$ 의 경신 (칩 단위):

$$\hat{h}_l^{(n+1)} = \hat{h}_l^n + (\mu \bar{s}_{n-l} e_n)$$

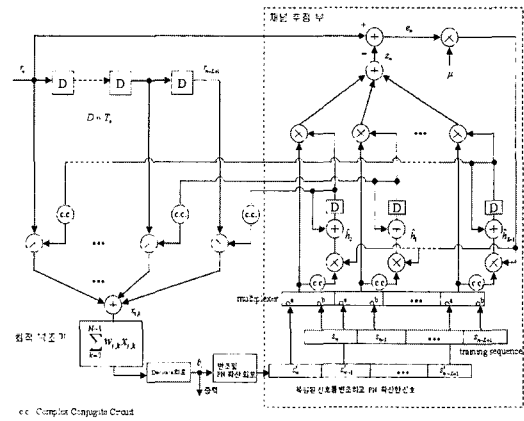


그림 5. 채널 추정부가 추가된 최적 레이크 복조기.  
Fig. 5. Optimum Rake receiver with channel estimation using LMS algorithm.

### 4. 최적 레이크 복조기의 성능 분석 및 컴퓨터 모의 실험 결과

앞서 수행된 다중 경로 페이딩 간섭 채널에서 기존의 고정 PN 레이크 복조기, 통합 복조기, 최적 레이크 복조기의 이론적 분석 결과들에 대한 타당성을 제시해 주는 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시하고 그 결과를 비교한다. PN 코드 길이가  $N=31$ ,  $S/\sigma_n^2=20dB$ ,  $\mu=0.1$ 의 값을 사용하고 그림 6와 같은 채널 특성을 갖는 채널 인자가 고정된 다중 경로 페이딩 채널을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 먼저 고정 PN 레이크 복조기, 통합 복조기, 최적 레이크 복조기에 대한 이론적인 최소심볼평균제곱오차와 시뮬레이션 결과를 그림 7에 비교하였는데 이론적인 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치함을 나타내고 있다. 최적 레이크 복조기가 이론적인 한계에 얼마나 근접하는지를 비교하기 위해 그림 6의 다중 경로 페이딩이 존재할 때 최적 레이크 복조기의 시뮬레이션 결과와 다중 경로 페이딩이 존재하지 않는 백색잡음 하에서 QPSK 수신기의 시뮬레이션 결과 성능을 그림 8에 비교하였다. 따라서 최적 레이크 복조기가 이론적인 한계에 상당히 근접함을 알 수 있다.

채널 인자를 추정하는 경우의 고정 PN 레이크 복조기, 최적 레이크 복조기의 시뮬레이션 결과를 채널 인자 추적이 필요 없는 통합 복조기와 비교하여 그림 9에 나타내었고 채널 인자 추적으로 인하여 고정 PN 또는 최적 레이크 복조기의 심볼평균제곱오차가 약간 상승한 것을 볼 수 있다.

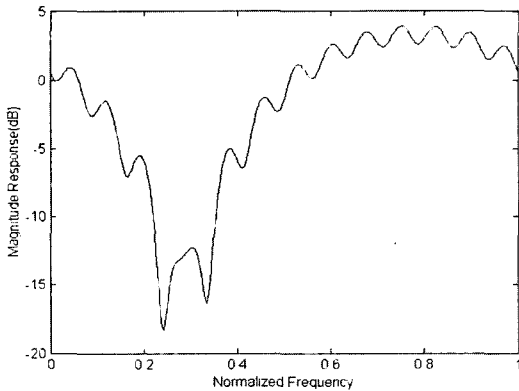


그림 6. 3개의 경로를 갖는 다중 경로 페이딩 채널의 주파수 응답.

Fig. 6. Transfer function for a 3-ray multipath fading channel.

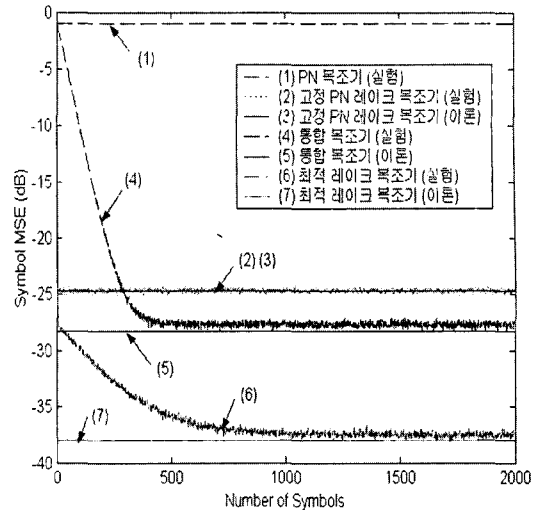


그림 7. 고정 PN 레이크 복조기, 통합 복조기, 최적 레이크 복조기에 대한 이론(직선)과 시뮬레이션 결과(수렴곡선)의 비교.

Fig. 7. Comparison of the theory (straight lines) and simulation results (MSE curves) for the Rake receiver, Adaptive Correlator and Optimum Rake receiver.

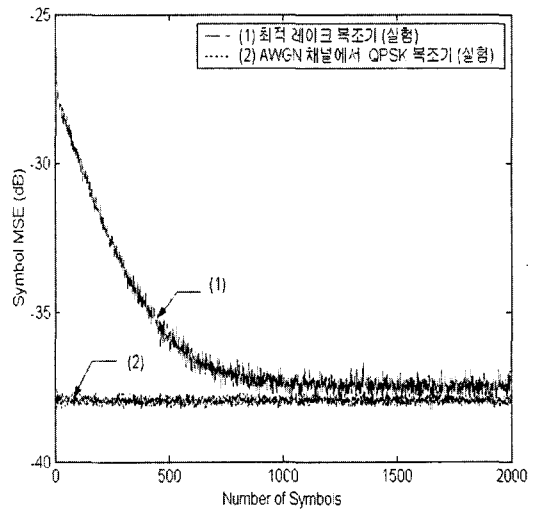


그림 8. 최적 레이크 복조기의 시뮬레이션 결과와 백색잡음만 존재하는 채널의 QPSK PN 복조 시뮬레이션 결과 비교.

Fig. 8. Comparison of the simulation results (MSE curves) for the Optimal Rake receiver and conventional QPSK PN demodulator in AWGN channel.



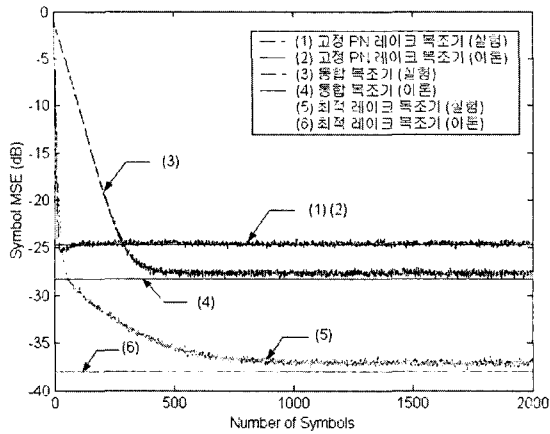


그림 9. 채널 인자를 추정하는 고정 PN 레이크 복조기, 통합 복조기, 최적 레이크 복조기의 비교.

Fig. 9. Comparison of the simulation results (MSE curves) for the Rake, Optimum Rake receiver with channel estimation using LMS algorithm and Adaptive Correlator.

### 5. 결론

본 논문에서는 DS-CDMA 대역확산 통신시스템에서 다중 경로 페이딩이 존재할 때 PN 코드 대신 최적 코드를 사용 하여 다중 경로 신호의 결합과 PN 복조를 동시에 수행하는 통합 복조기, 기존의 고정 PN 레이크 복조기, 기존의 레이크 수신기의 PN 복조기 대신 최적 코드를 사용하는 최적 레이크 복조기에 대하여 논하였다. 상기 방식들을 비교하기 위한 공통의 성능 평가 기준으로는 각각의 심볼 복조 값과 실제 심볼 간의 최소심볼평균제곱오차를 사용 하였다. 분석 결과 다중 경로 페이딩 간섭이 존재하는 무선 채널에서 최적 레이크 복조 방식의 이론적인 분석 결과들이 컴퓨터 시뮬레이션 결과들과 잘 일치함을 알 수 있었다.

통합 복조기의 경우 다중 경로 페이딩 채널의 상태, 즉 다중 경로 지연 확산의 증가에 따라 성능이 저하된다. 또한 기존의 고정 PN 레이크 복조기는 식 에 분석된 다중 경로 페이딩 채널에 의해 초래된 간섭으로 인해 이론적인 한계인 백색잡음 채널에서 QPSK 수신기에 비하여 심볼평균제곱오차가 10 dB 이상 상당히 성능이 저하된다. 그러나 새로운 최적 레이크 복조기의 경우 기존의 고정 PN 레이크 복조기

에 비해 심볼평균제곱오차가 10 dB 이상의 월등한 성능 향상이 가능함을 보였다. 또한 다중 경로 신호의 결합과 PN 복조를 동시에 한 복조 심볼 구간 안에서 수행하는 통합 복조기에 비해서도 약 10 dB 정도의 성능 향상이 있었다. 특히 최적 레이크 복조기의 성능이 성능 개선의 이론적인 한계치인 백색잡음채널에서 QPSK 수신기의 심볼평균제곱오차 성능에 거의 근접함을 알 수 있다.

**부록 A. QPSK 최적 레이크 복조기의 최적해**

다중 경로 페이딩 채널과 레이크 수신기를 구성하는 FIR 필터를 결합한 새로운 채널 벡터  $\mathbf{g} = \{g_i\}$ ,  $0 \leq i \leq 2L-2$  는  $\mathbf{h}$  와  $\mathbf{h}'$  의 컨벌루션으로 표현되고 다음과 같다.

$$\mathbf{g} = \mathbf{h} * \mathbf{h}' = \begin{bmatrix} h_0 \bar{h}_{L-1} \\ h_1 \bar{h}_{L-1} + h_0 \bar{h}_{L-2} \\ h_2 \bar{h}_{L-1} + h_1 \bar{h}_{L-2} + h_0 \bar{h}_{L-3} \\ \vdots \\ h_{L-2} \bar{h}_{L-1} + h_{L-3} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_1 \\ h_{L-1} \bar{h}_{L-1} + h_{L-2} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_0 \\ h_{L-1} \bar{h}_{L-2} + h_{L-2} \bar{h}_{L-3} + \dots + h_1 \bar{h}_0 \\ \vdots \\ h_{L-1} \bar{h}_1 + h_{L-2} \bar{h}_0 \\ h_{L-1} \bar{h}_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

여기에서

$$g_i = \begin{cases} \sum_{j=0}^i h_{i-j} \bar{h}_{L-j-1}, & i = 0 \dots L-1 \\ \sum_{j=0}^{2L-i-2} h_{L-j-1} \bar{h}_{2L-i-j-2}, & i = L \dots 2L-2 \end{cases}$$

식 (A.1)에서 최대 비 결합은  $g_{L-1} = h_{L-1} \bar{h}_{L-1} + h_{L-2} \bar{h}_{L-2} + \dots + h_0 \bar{h}_0$  에서 발생한다.

새로운 채널 벡터  $\mathbf{g}$  를 통과하여 최적 복조기에 입력되는 신호는 식 (18)와 같이 표현된다. 이 입력 벡터  $\mathbf{x}_i$  에서 레이크 수신기의 FIR 필터를 통과한 백색잡음을 제외한 신호 성분  $\hat{\mathbf{x}}_i = b_{i-1} \mathbf{c}_1 + b_i \mathbf{c}_0 + b_{i+1} \mathbf{c}_{-1}$  은 다음과 같이 표현되고  $k$  는 벡터  $\hat{\mathbf{x}}_i$  의 각 구성원의 인덱스 ( $0 \dots N-1$ ) 를 나타낸다.

$$\hat{x}_{i,k} = \begin{cases} b_i \left( \sum_{s=0}^{L-1} c_{L+k-1+s} g_s + \sum_{s=i}^{L+i-1(k \neq 0)} c_{L+k-1+s} g_s \right) + b_{i-1} \left( \sum_{s=L+k}^{2L-2} c_{L+k-1+s} g_s \right), & 0 \leq k \leq L-2 \\ b_i \left( \sum_{s=0}^{L-1} c_{L+k-1+s} g_s + \sum_{s=i}^{2L-2} c_{L+k-1+s} g_s \right), & L-1 \leq k \leq N-L-1 \\ b_i \left( \sum_{s=k-N+L+1}^{L-1} c_{L+k-1+s} g_s + \sum_{s=i}^{2L-2} c_{L+k-1+s} g_s \right) + b_{i+1} \left( \sum_{s=0}^{k-N+L} c_{L+k-1+s} g_s \right), & N-L \leq k \leq N-1 \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

레이크 수신기의 FIR 필터를 통과하여 최적 복조기에 입력되는  $i$  번째의 심볼을 복조 하기 위한 수신 신호  $\mathbf{x}_i$  을 사용한 최적 필터의 출력을  $z_i$  이라고 하면 아래와 같이 표현되고 이때  $\mathbf{w} = \mathbf{c}/N$  을 사용하면 이는 통상적인 고정 PN 레이크 복조기의 출력이 된다.

$$z_i = \mathbf{w}' \mathbf{x}_i = \mathbf{x}_i' \mathbf{w} \quad (\text{A.3})$$

$$\varepsilon = E[e_i^2] = E[|b_i - z_i|^2] = E[|b_i|^2] - \mathbf{p}_x' \mathbf{w} - \mathbf{w}' \mathbf{p}_x + \mathbf{w}' \mathbf{R}_x \mathbf{w} \quad (\text{A.4})$$

식 (A.3)을 이용하면 심볼평균제곱오차는 식 (A.4)와 같이 정의되고 이때  $\mathbf{x}_i$  벡터의 자기상관 행렬  $\mathbf{R}_x$  는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{R}_x = b_{n-j}^2 \bar{\mathbf{c}} \mathbf{c}' + b_n^2 \bar{\mathbf{c}}_0 \mathbf{c}'_0 + b_{n+1}^2 \bar{\mathbf{c}}_{-1} \mathbf{c}'_{-1} + \mathbf{\Psi} = \mathbf{S} (\bar{\mathbf{c}}_{-1} \mathbf{c}'_{-1} + \bar{\mathbf{c}}_0 \mathbf{c}'_0 + \bar{\mathbf{c}}_1 \mathbf{c}'_1) + \mathbf{\Psi} \quad (\text{A.5})$$

여기서  $\mathbf{\Psi}$  는 레이크 수신기의 FIR 필터에 의해 필터 된 백색잡음의 자기상관 행렬인데 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{\Psi} = E[\bar{\boldsymbol{\eta}}_i \boldsymbol{\eta}_i'] = \sigma_n^2 \mathbf{H} \quad (\text{A.6})$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \sum_{j=0}^{L-1} \bar{h}_{L-j-1} h_{L-j-1} & \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \dots & h_{L-1} \bar{h}_0 & \dots & 0 \\ \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \sum_{j=0}^{L-1} \bar{h}_{L-j-1} h_{L-j-1} & \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \dots & h_{L-1} \bar{h}_0 & \\ \vdots & \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \ddots & & & \\ h_{L-1} \bar{h}_0 & \sum_{j=0}^{L-1} \bar{h}_{L-j-1} h_{L-j-1} & & & & \\ \vdots & & & \sum_{j=0}^{L-1} \bar{h}_{L-j-1} h_{L-j-1} & \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \\ 0 & \dots & & \sum_{j=0}^{L-2} \bar{h}_{L-j-2} h_{L-j-1} & \sum_{j=0}^{L-1} \bar{h}_{L-j-1} h_{L-j-1} \end{bmatrix}$$

여기서  $N \times N$  행렬  $\Psi$  는 대각성분 (diagonal element)이 모두 같은 Hermitian 행렬이다. 따라서 상삼각 부분만을 계산하면 행렬의 전체를 계산할 수 있다.  $\Psi$  행렬의  $i$  번째 행을 계산하기 위해서는  $k$  를 대각성분과 계산하려고 하는 성분의 인덱스의 차라고 하면 그 성분의 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\sum_{j=0}^{L-k-1} \bar{h}_{L-k-j-1} h_{L-j-1}, \quad 0 \leq k \leq L-1 \quad (\text{A.8})$$

$\mathbf{x}_i$  벡터와 복조기의 목적 응답  $b_i$  간의 상호 상관벡터  $\mathbf{p}_x$  는 식 (18)를 이용하면 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{p}_x = E[b_i \bar{\mathbf{x}}_i] = \mathbf{S} \mathbf{c}_0 \quad (\text{A.9})$$

최적 필터 계수를 구하기 위해  $\mathbf{w}$  에 대하여 미분하면 다음과 같고 이를 0으로 놓으면 최적 필터 계수를 구할 수 있다.

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \mathbf{w}} = -\mathbf{p}_x + \mathbf{R}_x \mathbf{w}_{opt} = 0, \quad \mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_x \quad (\text{A.10})$$

최소 심볼 평균제곱오차를 구하기 위해 식 (A.10)을 식 (A.4)에 대입하면 다음과 같다.

$$\varepsilon_{min} = S - \mathbf{p}_x^H \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_x \quad (\text{A.11})$$

최적 필터 대신 통상적인 PN 복조기를 사용할 경우의 심볼평균제곱오차는 아래와 같다.

$$\varepsilon = E[|e_i|^2] = S - \frac{1}{N} \mathbf{p}_x^H \mathbf{c} - \frac{1}{N} \mathbf{c}^H \mathbf{p}_x + \frac{1}{N^2} \mathbf{c}^H \mathbf{R}_x \mathbf{c} \quad (\text{A.12})$$

### 참 고 문 헌

- [1] Price, R., and Green, P. E., Jr.: "A communication techniques for multipath channels", *Proc. IRE*, 1958, **46**, pp. 555-570.
- [2] J. S. Lee and L. E. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*. Artech House, 1998.
- [3] C. N. Pateros and G. J. Saulnier, "An Adaptive Correlator Receiver for Direct-Sequence Spread-Spectrum Communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, Nov. 1996 pp. 1543-1552.
- [4] Widrow, B., McCool, J., and Ball, M.: "The complex LMS algorithm", *Proc. IEEE*, Apr. 1975, **63**, pp. 719-720.
- [5] M. C. Jeruchim, P. Balaban, and K. S. Shanmugan, *Simulation of Communication System*. New York:Plenum, 1992.
- [6] J. Proakis, *Digital Communications*. New

- York:McGraw-Hill, 1989.
- [7] T. Ojanpera and R. Prasad, *Wideband CDMA For Third Generation Mobile Communications*. Artech House, 1998.
- [8] R. A. Iltis, "GLRT-Based Spread-Spectrum Receiver for Joint Channel Estimation and Interference Suppression", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, Mar. 1989, pp. 277-288.
- [9] A. W. Fuxjaegar and R. A. Iltis, "Adaptive Parameter Estimation using Parallel Kalman Filtering for Spread Spectrum Code and Doppler Tracking," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, June. 1994, pp. 2227-2230.

장 원 석(Won-Suk Jang)

정회원



1988년 2월: 연세대학교 전산  
과학과 (학사)

1990년 2월: Columbia  
University Computer Science  
(석사)

1990년 4월 ~ 1993년 12월:  
대우통신 주임연구원

1994년 1월 ~ 2000년 5월: 고등기술연구원, 선  
임 연구원

1997년 2월: 아주대학교 시스템공학과 박사수료

2000년 5월 ~ 2000년 9월: 신세기통신 선임과장

2000년 9월 ~ 현재: 모토로라 코리아 부장

<주관심분야> 이동통신, 신호처리

이 재 천(Jae-Chon Lee)

정회원

아주대학교 시스템공학과 교수

한국통신학회논문지 Vol.28, No. 4C 참조