

이동 통신 환경하에서 슬라이딩 윈도우 방법을 이용한 채널 추정 및 적응 수신기

A Channel Estimation Using the Sliding Window and an Adaptive Receiver in the Mobile Communication Channels

송형규 · 조위덕

Hyoung-Kyu Song · We-Duke Cho

요 약

GSM 방식의 이동 통신 시스템에서 등화기 블럭은 수신기의 핵심이며, 전체 성능에 중요한 영향을 미친다. 새롭게 제안한 등화기는 채널 추정기, MLSE, GMSK 디코더로 구성되어 있다. 등화기와 수신기를 설계하는데 있어서 간단하고도 효율적인 알고리즘을 이용하기 위하여 GMSK를 QPSK로 근사화 하였으며, 채널 추정을 위해서는 상호 상관기와 에너지 계산을 이용한 슬라이딩 윈도우 알고리즘을 사용한다. 또한 페이딩이 존재하는 경우 등화기의 성능을 향상시키기 위하여 tuning 알고리즘을 제안한다. 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 여러 GSM 채널을 이용하였다. 시뮬레이션 결과 본 논문에서 제안한 등화기가 GSM 표준화를 만족시키는 효율적인 등화기임이 입증되었다.

Abstract

The equalizer is the central part of the receiver and its performance significantly affects the overall performance of the system in the mobile communication. A proposed equalizer is composed of the channel estimator, MLSE based on the Viterbi algorithm and GMSK decoder. The approximation of GMSK with QPSK has great impact on the equalizer design, because it allows us to use the existing simple and efficient algorithms for designing optimal QPSK equalizer. In order to estimate efficiently channel, we use a sliding window algorithm based on energy calculation and cross-correlator. And also a tuning scheme is presented in order to improve the equalizer performance. Simulation results indicate that a proposed equalizer meets the GSM standards easily in terms of performance.

I. 서 론

GSM(Groupe Special Mobile) 시스템에서는 GMSK(Gaussian minimum shift keying) 변조의

가우시안 저역 통과 필터의 영향과 채널에서 발생하는 지연 스프레드로 인하여 발생하는 심볼간의 간섭이 발생한다. 이를 극복하기 위해서는 등화기의 사용이 필수적이며, 지금까지 여러 가지 종류의 등화 알고리즘이 연구되어 왔다. 일반적으로 등화

전자부품종합기술연구소 (Korea Electronics Technology Institute)

· 논문 번호 : 980720-066

· 수정완료일자 : 1998년 8월 28일

알고리즘은 선형 등화기(linear equalizer), DFE(decision feedback equalizer), MLSE(maximum likelihood sequence equalizer)로 나뉘어진다. MLSE는 채널의 역함수를 추정하여 등화를 행하는 것이 아니라 확률적으로 가장 높은 가능성을 가지는 시퀀스를 추정하는 알고리즘이다. 이것은 컨벌루션 코드에 대한 최적의 복호 방식으로, 사용하는 비터비 알고리즘을 채널 등화에 적용한 것으로 생각할 수 있다. MLSE를 이용하여 채널을 등화하기 위해서는 채널의 탭 계수를 추정하는 과정이 필수적이다. 특히 이동 통신 채널과 같이 채널의 특성이 시간에 따라 변화하는 경우에는 적응적으로 채널의 탭 계수를 추정하는 작업이 필요하며, 이를 적응 MLSE라고 한다. 적응 MLSE의 성능은 선형 등화기나 DFE에 비하여 월등히 우수하나 그 복잡도가 문제가 된다^{[1]~[3]}.

GSM 이동 통신 시스템에서 등화기 블록은 수신기의 핵심 부분이며, 등화기의 성능은 시스템의 전체 성능에 직접적으로 영향을 미친다. 따라서 표준화를 만족시키고, 시스템 하드웨어 한계를 충족시키면서 거의 최적의 성능을 갖는 등화기를 설계하는 것이 바람직하다. 본 논문에서의 등화기 설계는 향상된 성능을 얻기 위하여 GSM의 노말 버스트의 훈련된 시퀀스와 GMSK 변조의 QPSK 근사화 특성을 이용한다. 또한 시변 채널을 추정하기 위해서 버스트 중간의 훈련된 시퀀스를 이용한다. 본 논문에서는 효율적인 채널 추정을 위하여 에너지 측정을 이용한 슬라이딩 윈도우 알고리즘과, 적응 등화기의 성능 향상을 위하여 변형된 LMS를 이용한 tuning 기법을 제안한다^[4].

II. 채널 추정 및 적응 등화

2-1 전송 신호 모델링

GSM시스템에 사용되는 변조 방식은 GMSK이며, GMSK에서는 캐리어 주파수의 변화를 부드럽

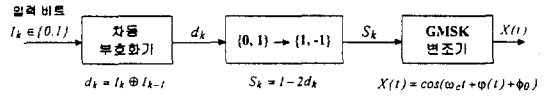


그림 1. GSM 변조의 블록 다이어그램

게 하기 위하여 MSK(minimum shift keying) 변조 전에 가우시안 펄스의 필터를 사용한다. 이것은 대역폭이 더 효율적인 전송을 가능하게 하는 반면에 수신기의 설계에서 보상해야만 하는 ISI(intersymbol interference)를 유발한다.

GSM 시스템에서 GMSK 변조기를 위해 권고한 사항은 그림 1의 블록 다이어그램과 같다. GMSK 변조기의 출력 $X(t)$ 의 베이스밴드 $x(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x(t) = \exp(j\varphi(t)) = \exp\left(j\frac{\pi}{2} \sum_{i=0}^{\infty} S_i \int_{-\infty}^t q(\tau - iT) d\tau\right)$$

$$q(t) = \frac{1}{T} [Q(\sigma(t - \frac{T}{2})) - Q(\sigma(t + \frac{T}{2}))],$$

$$\sigma = \frac{0.3\pi}{\sqrt{\ln(2)}}, \quad Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^{\infty} e^{-x^2/2} dx$$
(1)

MSK나 GMSK가 비선형 변조 방식일지라도, 많은 경우에 충분히 높은 정확도를 가지고 선형 QPSK(quadrature phase shift keying)로 근사화될 수 있다. $q(t)$ 가 한 심볼 구간에만 존재하는 특별한 경우 ($q(t) = 0$ if $t \leq -T/2$ or $t \geq T/2$)에 있어서 ISI는 존재하지 않고 GMSK 변조된 신호는 정확히 다음의 QPSK 변조된 신호와 같다.

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k g(t - kT)$$
(2)

여기에서

$$\alpha_k = \exp\left(j \frac{\pi}{2} S_k\right) \alpha_{k-1} \in \{\pm 1, \pm j\}$$

$$g(t) = \sin\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)p(t+T/2)\right] \quad \text{if } -T \leq t \leq 0$$

$$= \sin\left[\left(\frac{\pi}{2}\right)p(T/2-t)\right] \quad \text{if } 0 \leq t < T$$

$$p(t) = \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau$$

그러나 GSM에 사용되는 GMSK는 ISI를 유발한다. 그럼에도 불구하고 ISI가 첫번째 3-4의 이웃하는 심볼로 제한된다면, 위의 표현에서 $g(t)$ 가 $q(t)$ 의 복잡한 형태로 표현되는 것을 제외하고는 같게 된다. GMSK를 QPSK로 근사화하는 것의 장점은 수신기를 설계하는데 있어서 존재하는 최적의 QPSK 등화기/수신기를 설계하는 간단하고도 효율적인 알고리즘을 이용할 수 있다는 것이다. GMSK 변조기의 선형 근사화를 나타내면 그림 2와 같다^[5].

입력 비트를 QPSK 심볼로 변화시키는 GMSK 인코더의 식은 다음과 같다.

$$\frac{\alpha_k}{\alpha_{k-1}} = j[1 - 2(I_k \oplus I_{k-1})] = j(1 - 2I_k)(1 - 2I_{k-1}) \quad (3)$$

$$\frac{\alpha_k}{\alpha_m} = j^{(k-m)}(1 - 2I_k)(1 - 2I_m) \quad \text{for all } k, m \quad (4)$$

수신기의 알고리즘을 간단하게 하기 위하여 $g(t)$ 를 채널 전달 함수의 일부분이라고 가정하자. 즉, 시스템의 채널 임펄스 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$H(t, \tau) = g(t) * C(t, \tau) * f(t) \quad (5)$$

여기에서 $f(t)$ 는 수신 필터의 베이스밴드 임펄스 응답이다. 이 근사화를 그림으로 나타내면 그림 3과 같다.

다경로 전파 모델과 도플러 주파수 스펙트럼을 포함한 GSM 통신 채널의 특성은 GSM spec. 05.05의 부록 C에 나타나 있다. 채널의 전달 함수는 12 탭과 6 탭을 가진 유한한 임펄스 응답의 전달 함수에 의하여 근사화 된다. 계수들은 가우시안 분포를 가진 랜덤 변수들이다. 여러 물리적인 조건하에서 유사하지만 다른 파라미터를 가진 4 class의 전파 모델이 주어진다. 4 class는 TUx, HTx, RAx와 EQx로써 각각 도심 지역, 구릉 지역, 교외 지역, 테스트를 나타내며, x는 이동체의 속도를 나타낸다.

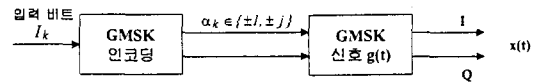


그림 2. GMSK 변조기의 선형 근사화

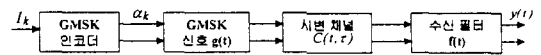


그림 3. 전체 채널 전달 함수

2-2 시변 채널 추정

그림 4는 본 논문에서 제안한 등화기/검출 블록의 구조이다. 기존의 등화기에 비하여 채널 추정에 있어서 에너지 측정의 슬라이딩 윈도우를 이용한 것과 tuning 기법을 새롭게 제안한다. \hat{y}_k 는 채널 출력의 T/4-spaced 샘플링을 나타내며, \hat{h}_k 는 채널 계수의 추정치이고, $\hat{\alpha}_k$ 와 \hat{I}_k 는 QPSK 심볼 α_k 와 입력 비트 I_k 의 추정치이다. 그림에서 보듯이 등화기의 주요 구성 요소는 채널 추정기, 비터비 알고리즘을 이용한 MLSE, GMSK 디코더 등이다.

채널 추정 알고리즘은 uncorrelated 백색 잡음과 매우 유사한 혼련된 시퀀스의 sharply peaked 자

기상관 함수를 이용한다. r_k 를 채널의 전달 함수 $H(z^{-1})$ 를 통해 전달된 훈련된 시퀀스에 해당하는 알고 있는 α_k 심볼이라 하자. 그러면 수신된 심볼 y_k 는 다음과 같이 표현된다.

$$y_k = (h^* r)_k + \varepsilon_k \quad (6)$$

여기에서 h_k 는 $H(z^{-1})$ 의 임펄스 응답이고, $(h^* r)_k$ 는 h_k 와 r_k 의 컨볼루션이고, ε_k 는 AWGN(additive white Gaussian noise)이다. 따라서 다음과 같은 관계식을 얻는다.

$$R_{ry} \approx \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \bar{r}_i y_{k+i} \approx h_k \quad (7)$$

여기서 L 은 훈련된 시퀀스의 길이이고, \bar{r}_k 는 r_k 의 공역 복소수이다. 이것은 위의 식을 이용하면 채널 FIR(finite impulse response) 전달 함수의 계수를 추정할 수 있다는 것을 의미한다.

GSM 채널은 지연 스프레드의 시변 특성 때문에 채널의 임펄스 응답은 버스트마다 약간씩 천이된다. 이것은 타이밍 복원 알고리즘에서 구한 일정한 타이밍 기준치가 더 이상 동화를 하는데 적절하지 못하므로 조정되어야 한다는 것을 의미한다. 이것을 위하여 상호 상관 $R_{r_y}(k)$ 를 이용한다.

$R_{r_y}(k)$ 는 계수 \bar{r}_{L-i}/L 를 가진 non-causal FIR 필터의 출력으로써, T/4-spaced 수신 샘플의 4번째마다 동작한다. 즉, 다음과 같이 표현된다.

$$R_{r_y}(k) = \sum_{i=1}^L \frac{\bar{r}_{L-i}}{L} \tilde{y}_{4L+k-4i} \quad (8)$$

부가적인 타이밍 조정 알고리즘은 시간 동기화 알고리즘에서 구한 timebase를 다음과 같이 천이시키는 것이다.

$$\Theta = i \quad \text{such that} \quad -I^- \leq i \leq I^+$$

$$\text{and} \quad \sum_{m=0}^{N-1} |R_{r_y}(i+4m)|^2 \text{ is maximized} \quad (9)$$

여기에서 N 은 채널 FIR 모델의 계수의 수이고, I^- 와 I^+ 는 최적화 구간을 정의하며 적절하게 선택되어야 한다. 위 식에서 합은 길이 NT 의 윈도우에 대하여 상호 상관 관계의 에너지이고, Θ 는 $-I_{\min}(T/4)$ 부터 $I_{\max}(T/4)$ 까지 0.25 T마다 윈도우를 슬라이딩하고, 최대 에너지를 갖는 윈도우를 찾으므로써 구할 수 있다. 일단 Θ 가 선택되면 채널 계수의 추정은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{h}_k = R_{r_y}(\Theta + 4k) \quad (10)$$

이와 같은 에너지 측정을 이용한 슬라이딩 윈도우 방법 이외에 다음과 같은 두 가지 방법이 고려되었다.

- (1) 훈련된 시퀀스의 시작점에서 고정된 윈도우를 갖는 방법
- (2) 윈도우 에너지를 최대로 갖는 대신에 $|R_{r_y}(k)|$ 를 최대화 시키는 슬라이딩 윈도우 방법

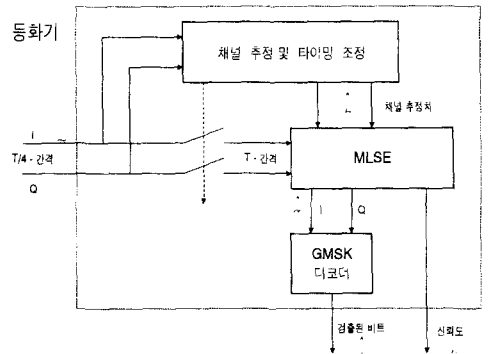


그림 4. 제안된 등화기/검출기의 블럭 다이어그램

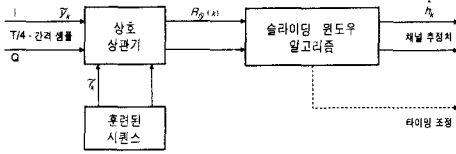


그림 5. 채널 추정

그림 5는 채널 추정 알고리즘을 나타낸다. 페이딩이 없는 프레임에 대하여 $R_{yy}(k)$ 는 이상적인 δ 함수로 근사화되고, $R_{r\epsilon}(k)$ 는 $R_{yy}(k)$ 에 비하여 무시할 정도로 작다. 따라서 \hat{h}_k 는 채널 계수의 좋은 추정치가 되어 등화기는 올바르게 동작한다.

그러나 페이딩이나 SNR(signal to noise ratio)이 낮은 경우에 $R_{yy}(k)$ 는 더 이상 이상적인 δ 함수로 근사화되지 않고, $R_{r\epsilon}(k)$ 도 무시할 수 없게 된다. 결과적으로 이 경우에 등화기의 출력은 신뢰성이 없게 된다. 이러한 경우에는 다음과 같은 tuning scheme하에서 슬라이딩 윈도우 추정 알고리즘의 출력을 변경시킴으로써 BER과 등화기의 성능을 향상시킬 수 있다. 이 방법에서는 LMS 적응 알고리즘을 한번 반복함으로써 채널 추정치를 update한다. 이 tuning 기법은 슬라이딩 윈도우 방법 후에 적용한다. 이것은 자기상관 함수 $R_{yy}(k)$ 의 non-ideality를 보상한다.

$$\hat{h}_i = \hat{h}_i + \gamma \sum_{n=N}^{L_{TS}} \left[y_{n+k_0} - \sum_{m=0}^{N-1} r_{n-m} \hat{h}_i \right] \bar{r}_{n-i}$$

for $i = 0, 1, \dots, N-1$ (11)

여기에서 L_{TS} 는 노말 버스트에 대하여 26이고, \hat{h}_i 는 슬라이딩 윈도우 알고리즘의 출력이고, \hat{h}_i 는 updated된 채널 추정치이고, r_k 는 훈련된 시퀀스의 IQ 심볼이며, y_k 는 타이밍 조정 후의 수신된

신호이며, y_{k_0} 는 훈련된 시퀀스의 시작에 해당하며, γ 는 tuning 이득이다.

2-3 Maximum likelihood sequence equalizer

GMSK 변조기를 선형 QPSK로 근사화하면 채널 모델은 N 개의 탭을 가진 전달 함수를 가지며, 입력은 $\alpha_k \in \{\pm 1, \pm j\}$ 인 심볼 시퀀스이다. 그러한 모델은 마지막 $N-1$ 개의 전송 심볼 ($\alpha_{k-N+1}, \dots, \alpha_{k-1}$)에 해당하는 유한 상태의 수로 표현된다. 각 단계 k 에서 α_k 는 ± 1 또는 $\pm j$ 이므로 $2 \times 2^{N-1} = 2^N$ 상태가 된다. 각 상태에서 현재의 전송 심볼의 부호에 따라서 2 개의 천이가 가능하다. FSM(finite state machine)의 출력은 $\sum_{i=0}^{N-1} h_i \alpha_{k-i}$ 가 된다. 이러한 상태 천이에 대한 트렐리스 다이어그램을 나타내면 그림 6과 같다.

상태 천이는 1을 j 로 바꿀지라도 같게 된다. 이것은 FSM이 단지 2^{N-1} 로 줄어들 수 있다는 것을 의미한다. 또한 $\{-1, -j\}$ 를 1로, $\{1, j\}$ 를 0으로 표현하면, 각 상태 ($\alpha_{k-N+1}, \dots, \alpha_{k-1}$)을 2진수나 10진수로 나타낼 수 있다. 예를 들어 $N=5$ 이면 $\{j, -1, -j, -1\}$ 은 0111=7로 표현할 수 있다. 이것을 이용하면 트렐리스 다이어그램을 그림 7과 같은 butterfly 구조로 나눌 수 있다. 여기에서 k 가 짝수이면 $p=1$ 이고, k 가 홀수이면 $p=j$ 이다. 이러한 표현 형태는 MLSE 비터비 알고리즘을 간단하게 할 수 있다.

MLSD(maximum-likelihood sequence detection)는 에리 확률의 관점에서 보면 QPSK 변조 시스템에 대한 최적의 검출 알고리즘이다. MLSD 입력은 수신된 신호 $y_k = \sum_{i=0}^{N-1} \alpha_{k-i} h_i + \epsilon_k$ 이며, 이것은 AWGN에 의하여 손상된 채널 FSM의 출력이다. MLSD는 수신된 입력 시퀀스를 발생시킨 전송 심볼 α_k 의 최대 확률론적 시퀀스를 추정한다.

MLSE의 성능을 향상시키기 위하여 트렐리스의 첫번째 상태를 알 필요가 있다. 또한 마지막 상태를 알고 있으면 마지막 몇 심볼에 대한 에러 확률은 크게 향상된다. 수신 검출에 대한 기준은 각각의 가능한 상태 천이 시퀀스에 할당된 매트릭이나, 트렐리스의 첫번째 상태로부터 마지막 상태에 이르는 경로를 최적화하는 것이다. 최적의 매트릭을 가진 천이 경로에 해당하는 시퀀스는 검출된 전송 시퀀스로 선택된다.

비터비 알고리즘은 복잡도가 시퀀스의 길이에 대하여 선형적으로 증가하는 MLSD 방법이다. GSM 노말 버스트의 훈련된 시퀀스는 8 가지 종류가 있으며, 수신기에 알려져 있다. Tail 비트는 모두 0이며, 첫번째 3 개의 tail 비트에 해당하는 전송 심볼 시퀀스는 $(1, j, -1)$ 이고, 마지막 3 개의 tail 비트에 해당하는 심볼 시퀀스는 $(j, -1, -j)$ 이다.

비터비 알고리즘은 트렐리스 다이어그램의 첫번째 상태로써 훈련된 시퀀스의 첫번째 $N-1$ 심볼을 사용하여, 수신된 심볼 y_k 를 발생시킬 가능성이 가장 높은 58개의 심볼을 검출하기 위하여 backward로 진행한다. $N=5$ 에 대하여 마지막 상태

는 첫번째 3개의 tail 비트와 $N-4=1$ 이다. 두번째의 58 심볼도 유사하게 검출된다. 첫번째 상태는 훈련된 시퀀스의 마지막 $N-1$ 심볼이며, 검출은 forward로 진행한다.

MLSD의 마지막 단에서 최적의 브랜치와 경로 매트릭은 검출된 심볼의 신뢰도에 대한 정보를 포함하고 있다. 연판정 디코딩을 하기 위하여 GSMK 디코더의 출력인 검출된 비트에 가중치를 주기 위하여 이러한 정보를 이용한다. 디코딩 알고리즘을 간단히하고, 저장 용량을 줄이기 위하여 이 정보는 일정한 수의 레벨로 양자화된다. 최적의 경로 정보와 함께 저장된 최적의 브랜치 매트릭을 4 레벨(2비트)로 양자화한 것을 사용한다. 양자화 레벨은 최적의 성능을 얻기 위하여 적절하게 선택되어야 한다. V_k 를 k 번째의 검출된 심볼에 해당하는 최적의 브랜치 매트릭이라 하고, L_k 를 그에 해당하는 양자화(confidence level)라고 할 때, 시뮬레이션을 통하여 다음의 결과를 얻었다.

$$\begin{aligned}
 L_k &= 1 & \text{if } V_k \leq 0.06 \\
 &= 3 & \text{if } 0.06 \leq V_k \leq 0.1 \\
 &= 5 & \text{if } 0.1 \leq V_k \leq 1.8 \\
 &= 7 & \text{if } 1.8 \leq V_k
 \end{aligned} \tag{12}$$

동화기의 마지막 단계는 검출된 심볼 $\hat{\alpha}_k$ 로부터 입력 비트 I_k 를 디코딩하는 것이다. 따라서 다음과 같은 디코딩 식을 얻는다.

$$\begin{aligned}
 \hat{I}_k &= -\hat{I}_{k-1} & \text{if } (\hat{\alpha}_{k-1}, \hat{\alpha}_k) \\
 &= (j, 1), (1, -j), (-j, -1) \text{ or } (-1, j) \\
 \hat{I}_k &= \hat{I}_{k-1} & \text{if } (\hat{\alpha}_{k-1}, \hat{\alpha}_k) \\
 &= (-j, 1), (1, j), (j, -1) \text{ or } (-1, -j)
 \end{aligned} \tag{13}$$

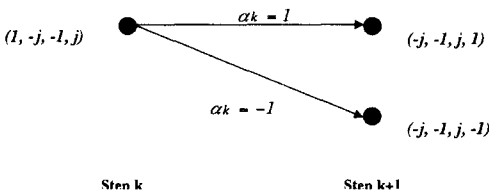


그림 6. 등가 채널 FSM에 대한 상태 천이

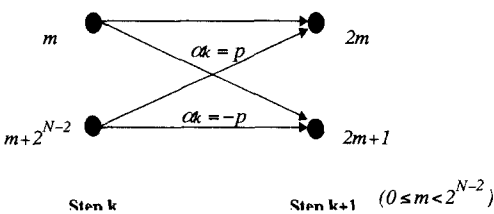


그림 7. Butterfly 구조를 갖는 상태 천이

III. 시뮬레이션 결과 및 고찰

여기서는 지금까지 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 입증한다. GSM시스템의 적응 수신기의 성능을 분석하기 위하여 Synopsys의 COS-SAP tool을 이용하였다.

GSM spec. 05.05에 따르면, 등화기는 다음의 성능을 만족해야 한다.

$$BER \leq 10^{-4} \text{ for static (no delay-spread) channel}$$

$$BER \leq 0.03 \text{ for EQ50 channel}$$

N=5를 사용한 시뮬레이션 결과, tuning이나 적응 방법 없이도 제안된 등화기가 위의 spec.을 쉽게 만족시킨다. 그러나 등화기의 성능은 전체 시스템 성능에 상당한 영향을 미친다. 그러므로 다른 GSM spec.을 만족시키기 위해서 등화기의 설계는 가능한 최고의 성능을 이루어야 한다. 그림 8은 tuning이나 적응 방법을 사용하지 않은 등화기의 성능을 나타낸다. 시뮬레이션을 위하여 GSM spec.에 나타나 있는 등화 테스트를 위한 profile과 static 채널을 이용하였다. 그림에서 보듯이 제안된 등화기는 spec.을 만족시킨다.

그림 9는 본 논문에서 고려한 여러 가지 채널 추정 방법에 따른 등화기의 성능을 나타낸다. 고정된 윈도우를 사용한 방법은 성능이 저하되어 GSM spec.을 만족시키지 못하며, peak 윈도우를 이용한 슬라이딩 윈도우 방법은 에너지 측정을 이용한 슬라이딩 윈도우 알고리즘보다 낮은 성능을 나타낸다. BER=0.03에서 제안된 방법은 peak 윈도우 방법 보다 2 dB의 성능 향상을 나타내고, 고정된 윈도우 방법 보다 8 dB 성능 향상을 얻는다.

그림 10은 tuning 이득에 따른 성능을 나타낸다. Tuning 이득을 조정함으로써 등화기의 성능을 향상시킬 수 있다. 시뮬레이션 결과 tuning 이득 0.04에서 최고의 성능 향상을 얻는다.

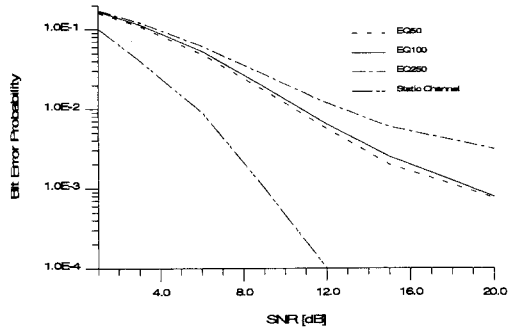


그림 8. Tuning 방법을 사용하지 않은 등화기 성능

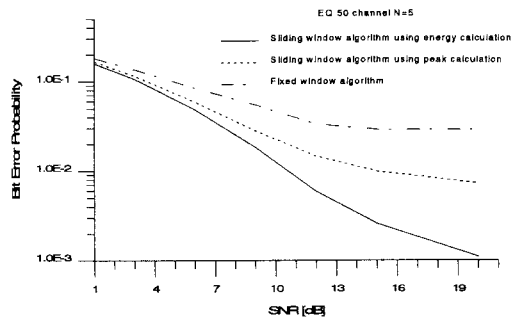


그림 9. 채널 추정 방법에 따른 등화기 성능

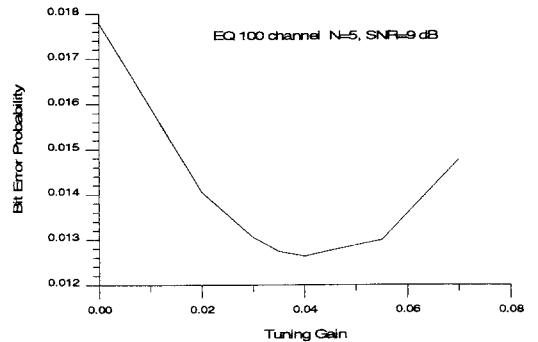


그림 10. Tuning 이득에 따른 등화기의 성능

IV. 결론

GSM 시스템에서 등화기 부분은 수신기의 핵심이며, 등화기의 성능은 시스템의 전체 성능에 중요한 영향을 미친다. 따라서 표준화를 만족시키고, 시스템 하드웨어의 한계를 충족시키면서 거의 최적의 성능을 갖는 등화기를 설계하는 것이 바람직

하다. 새롭게 제안한 등화기는 채널 추정기, MLSE, GMSK 디코더로 구성되어 있다. 등화기와 수신기를 설계하는데 있어서 간단하고도 효율적인 알고리즘을 이용하기 위하여 GMSK를 QPSK 로 근사화하였으며, 채널 추정을 위해서는 에너지 계산을 이용한 슬라이딩 윈도우 알고리즘을 사용하였다. 또한 페이딩이 존재할 때와 신호대 잡음비가 낮은 환경에서 등화기의 성능을 향상시키기 위하여 tuning 기법을 제안하였다.

본 논문에서 제안한 등화기는 표준화를 만족시키는 효율적인 등화기임이 입증되었다. 따라서 본 논문에서 제안한 알고리즘은 TDMA(time division multiple access) 방식의 이동 통신 시스템들에 적용 가능할 것이다.

참 고 문 헌

[1] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization," *IEEE Proceedings*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-

1387, Sept. 1985.

- [2] Giovanna D'Aria, Flavio Muratore, and Valerio Palestini, "Simulation and performance of the Pan-European land mobile radio system," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, no. 2, pp.177-189, May 1992.
- [3] Raymond Steel, *Mobile radio communications*, Pentech Press, 1992.
- [4] Brian D. Hart, and Desmond P. Taylor, "Maximum-likelihood synchronization, equalization, and sequence estimation for unknown time-varying frequency-selective Rician channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 2, pp. 211-221, Feb. 1998.
- [5] Pierre A. Laurent, "Exact and approximate construction of a digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses(AMP)," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-34. no. 2, pp. 150-160, Feb. 1986.

송 형 규



1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1996년 1월 ~ 현재 : 전자부품종합기술 연구소 시스템 IC 연구센터 선임연구원

[주 관심분야] : 이동 및 개인 휴대 통신 시스템 및 디지털 신호 처리

조 위 덕



1981년 2월 : 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1983년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
 1987년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자 공학과(공학박사)
 1983년 3월 ~ 1990년 3월 : 금성전기

(주) 기술연구소 연구실장

1990년 4월 ~ 1991년 10월 : 생산기술연구원 선임연구원
 1991년 11월 ~ 현재 : 전자부품종합기술연구소 멀티미디어 연구센터 수석연구원

[주 관심분야] : 디지털 통신 신호 처리, 디지털 이동 통신 시스템, 무선 멀티미디어 통신