

GMSK를 이용한 협대역 TDMA 이동통신 시스템의 동기화와 비터비 적응 등화기에 관한 연구

안대영 한영렬
한양대학교 전자통신공학과

A STUDY ON THE SYNCHRONIZATION TECHNIQUES AND VITERBI ADAPTIVE EQUALIZER FOR NARROWBAND TDMA MOBILE RADIO SYSTEM USING GMSK

AHN DAE-YOUNG HAN YOUNG-YEARL

Dept. of Electronic Commun. Eng. Hanyang Univ.

Abstract

In this paper, time and phase synchronization techniques are explained by using the autocorrelation functions of reference preamble and received preamble.

Also, preambles are used to estimate channel impulse responses necessary in using the adaptive VITERBI equalizer that equalizes channel distortion caused by multipath fading in each time slot.

Finally, the performance of VITERBI adaptive equalizer is expressed by signal to noise ratio in three different channel environments.

I. 서론

CEPT/GSM(Group Special Mobile)에서 정의되고 있는 범유럽(Pan-European) 협대역(Narrowband) 시간분할 다중 접속 이동통신 시스템에 있어서의 적응 등화기의 개념중 가장 유력시되고 있는 방법중의 하나는 추정된 채널 임펄스 응답을 이용하여 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation)방법을 사용하여 데이터를 검출하는 것이다.

특히 채널 임펄스 응답은 다중접속 프레임에서 각 시간 슬롯마다 정보신호와 함께 전송되어지는 일정조건을 만족시키는 기준 이원부호에 의하여 추정된다.

전송하는 신호의 시간축에서의 위치(Timing)와 반송파 위상의 재생도 또한 앞 문장에서 설명한 이원부호에 의하여 계산된다. 따라서 전체적인 전송 시스템의 성능은 어떤 방법을 사용하여 채널 임펄스 응답을 추정하고, 신호의 시간축에서의 위치와 반송파 위상을 재생하느냐에 크게 좌우된다.

최근의 관련 논문들에 의하면, 이런 방법들은 이동통신 채널특성이 시간에 따라 급격하게 변화함에 따라 더욱 영향을 받는다. 자동차의 속도가 시속 20 km 를 넘게되면 각 슬롯에서의 채널특성이 일정한 값을 유지하지 못한다.

본 논문의 연구목적은 CEPT/GSM 권고안을 근간으로하여 신호의 시간축에서의 위치와 반송파 위상을 재생하고, 세 가지 채널 환경에서 성능을 분석하는데 있다.

또한 CEPT/GSM에서 제시한 이원 부호(프리앰블) 이외에도 사용될 수 있는 이원부호를 컴퓨터 시뮬레이션으로 계산하여 제안하였다.

최종적으로 채널 임펄스 응답을 추정하는 기술적인 방법을 보이고 비터비 적응등화기(VITERBI Adaptive Equalizer)를 사용할 때의 전체적인 시스템의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 계산하고 종래의 수신기와 비교하였다.

II. GSM 신호전송과 시스템 특성

II-1. 데이터 형태

협대역 시간분할 다중접속방식으로 정보신호를 보낼 때의 각 슬롯의 데이터 형태는 그림 1과 같고 이러한 데이터 형태로써 트래픽 채널과 제어 채널 정보신호를 전송한다.

각 슬롯에 있어서의 데이터 비트수는 두 부분으로 구성된 각각 57비트(한비트는 헤더(Header)비트의 정보신호 비트와 두 정보신호의 가운데에 놓인 26비트의 길이를 갖는 프리앰블을 포함하여 142 비트로 구성된다. 이때, 좌우 양쪽에 3비트의 길이를 갖는 테일(Tail)비트가 위치함으로써 총 148 비트가 하나의 데이터 형식(Format)을 이룬다.

II-2. GMSK 변-복조

II-2-1. GMSK 변조

CEPT/GSM에서 권고하고 있는 변복조 방법은 동기식 GMSK 방법으로서 신호의 변조율은 270.8kbit/s 이고 BT는 0.3이다. 여기서 T는 정보신호의 한 비트의 지속시간이고 B는 사전변조 저역 가우시안 필터의 3dB 대역폭이다. 그림 2는 GMSK 변조기를 나타낸다.

가우시안 저역필터의 입력단에 가해지는 NRZ(Non Return To Zero)신호는

$$m(t) = \pm 1 \quad (1)$$

이고, 가우시안 저역필터의 임펄스 응답은

$$h(\tau) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left[-\frac{\pi^2}{\alpha^2} \tau^2\right] \quad (2)$$

인데, 여기서 α 는 식 (3)과 같이 정의되는 3dB 주파수 대역폭에 관계되는 변수이다.

$$B = \sqrt{\frac{\ln 2}{2} \frac{1}{\alpha}} \quad (3)$$

그림 2에서 가우시안 저역필터의 $m(t)$ 에 대한 출력은

$$L(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)m(t-\tau)d\tau \quad (4)$$

이다.

입력의 $m(t)$ 가 신호율 $1/T$ 로서 전송될때의 일반적인 형태는

$$m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n p(t-nT) \quad (5)$$

이다. 여기서 a_n 은 +1 또는 -1의 값을 나타내는 정보신호이고 $p(t)$ 는 시간축에서 0점에 중심을 둔 지속 시간이 T 인 단위 구형파 펄스를 나타낸다.

이때의 $L(t)$ 는 $m(t)$ 와 $h(t)$ 의 컨볼루션 관계로서 이루어지므로

$$\begin{aligned} L(t) &= m(t)*h(t) \\ &= 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \end{aligned} \quad (6)$$

가 된다. 이때,

$$\begin{aligned} g(t) &= p(t)*h(t) \\ &= \frac{1}{2} \left[\operatorname{erf} \left[-\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left[t - \frac{T}{2} \right] \right] + \operatorname{erf} \left[\sqrt{\frac{2}{\ln 2}} \pi B \left[t + \frac{T}{2} \right] \right] \right] \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $g(t) = g(-t)$ 이고

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (8)$$

이다.

GMSK 변조기의 출력신호 $S(t)$ 는

$$\begin{aligned} S(t) &= \cos[2\pi f_c t + \phi_s(t)] \\ &= \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \right] \end{aligned} \quad (9)$$

가 된다.

II-2-2. GMSK 동기복조

MSK 에서는 정보신호 ± 1 이 입력되면 각 순간마다의 위상값의 최대변환이 +90도 또는 -90도만큼 변하게 되어서 변조신호의 동위상성분과 직교위상 성분의 각 끝점의 샘플링값에 의하여 정보신호가 검출된다.

반면에 GMSK 에서는 변조하기 전에 가우시안 저역필터를 이용하여 신호를 미리 성형화(Shaping)함으로써 필연적으로 부호간 상호간섭이 야기되고 이러한 이유때문에 송신된 각 정보의 위상변화는 MSK 처럼 +1이 전송되면 +90도, -1이 전송되면 -90도가 되지는 않는다. 그러나 이때의 값들은 MSK 의 동위상 직교위상 성분과 모양은 다르지만 MSK 에서와 마찬가지로 동기식 수신방법을 사용하면 정보신호를 검출할 수 있다.

수신된 GMSK 변조신호의 동위상 성분 $X_i(t)$ 와 직교위상 성분 $X_q(t)$ 를 나타내면

$$X_i(t) = \cos \left[2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \right] \quad (10)$$

$$X_q(t) = \sin \left[2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \right] \quad (11)$$

가 되고, $t = iT$ (여기서 $i = 0, 1, 2, 3, \dots$)에서 $X_i(t)$ 와 $X_q(t)$ 의 값을 샘플링하면

$$X_i(iT) = \cos \left[2\pi h \int_{-\infty}^{iT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \right] \quad (12)$$

$$X_q(iT) = \sin \left[2\pi h \int_{-\infty}^{iT} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(u-nT)du \right] \quad (13)$$

가 된다. 추정하는 정보신호 $a(iT)$ 를 시간축상에서 i 번째의 시간에 추정하는 정보신호라 하면, $i = 1, 2, 3, \dots$ 에서

$$a(2iT) = X_i(2iT) \otimes X_q((2i-1)T) \quad (14)$$

$$a((2i-1)T) = X_i(2(i-1)T) \otimes X_q((2i-1)T) \quad (15)$$

가 되는데 여기서 \otimes 는 이원합 연산자이고, $\overline{\quad}$ 는 역(Inverse)을 나타낸다.

III. 동기화 기술[4]

동기화를 시키는데 좋은 특성을 갖는 부호에 대한 연구가 계속 진행되어 왔다. CEPT/GSM 에서 권고한 여덟개의 동기화 이원 부호를 표 1에 나타내었고 이들의 자기상관함수 특성을 표 2에 나타내었다. 이때 여덟개의 이원 부호는 가운데에 16비트가 존재하고 좌우 양쪽에 각각 5비트씩 존재한다. 이 중에서 가운데의 16비트만이 상호상관함수를 계산하는데 사용되며 표 1의 부호값을 보면 좌우양쪽의 각 5비트는 가운데 16비트의 각각 오른쪽, 왼쪽의 5비트의 값과 같음을 알 수 있는데, 이 비트들은 채널 임펄스 응답의 시간에서의 퍼짐과 수신된 각 슬롯의 신호들의 시간 지터(Jitter)등을 고려한 비트들이다.

표 1에 나타낸 상관함수 값을 갖는 이원부호는 여러개가 존재하는데 뒤에서 표 3에 나타내었다.

P를 수신된 길이 26비트인 이원 부호이라하고 S를 수신측에 저장된 26비트의 이원 부호중 가운데 부분의 16비트라 하면, 이때의 P 와 S 의 상호 상관함수는

$$M(t) = \sqrt{(Rps^1(t))^2 + (Rps^0(t))^2} \quad (16)$$

가 된다. 여기서 $Rps^1(t)$ 는 상호 상관함수의 동위상 성분이고 $Rps^0(t)$ 는 직교위상 성분이다.

$M(t)$ 가 일정 시간동안 시간에 대한 연속함수일때 어떤 시점 t_0 에서 식(16)이 최대값을 가지면, 상호 상관함수의 값이 가장 큰 시점(t_0)이 계산된다. t_0 가 계산되면 이때의 t_0 에 대한 반송파 주파수의 위상은

$$\phi_0 = \tan^{-1} \left[\frac{Rps^0(t_0)}{Rps^1(t_0)} \right] \quad (17)$$

이다.

협대역 시간분할 다중접속 슬롯의 정보들이 GMSK 변조 방법을 통하여 수신단에 들어오게 되면, 이때 샘플링되어 A/D RAM에 저장된다.[2]

그러나 t_0 와 ϕ_0 가 계산되기 전까지는 일단 저장되고 t_0 의 값과 ϕ_0 의 값이 계산된다.

이때부터 프리앰블의 좌우 양쪽으로 정보 비트들을 시간에 맞추어서 얻고 $X(t)$ 의 값이 얻어진다.

IV. 채널 임펄스 특성

이동 무선통신 채널에서는 채널특성이 시간에 따라 변하므로 각 순간의 채널 특성 값을 얻는것이 필요하다.

비터비 알고리즘은 다음과 같은 방법으로 계산되어지는 채널 임펄스 특성의 값이 필요하다.[2]

- 1) 26 비트의 길이를 갖는 기준신호샘플 $\{V_i\}$ 가 이원 부호 $\{a_i\}$ 로부터 다음식과 같이 발생된다.

$$V(t) = \sum_{i=1}^{N/2} a_{2i-1} \delta(t-2(i-1)T) + j \sum_{i=1}^{N/2} a_{2i} \delta(t-(2i-1)T) \quad (18)$$

여기서 $N = 26$

- 2) 16 비트의 길이를 갖는 복조된 정보신호 $\{X_i\}$ 는 다음과 같은 식으로 표시된다.

$$X(t) = \sum_{i=1}^{M/2} X^1_{2i-1} \delta(t-2(i-1)T) + j \sum_{i=1}^{M/2} X^0_{2i} \delta(t-(2i-1)T) \quad (19)$$

여기서 $M = 13$

- 3) 복소수값을 갖는 상호 상관함수 $R_{xv}(t)$ 는 $V(t)$ 와 $X(t)$ 사이에서 구해지는데, 이때의 값은

$$\begin{aligned} R_{xv}(t) &= \int X(\tau+t)V^*(\tau) d\tau \\ &= \int \sum_{i=1}^{M/2} \sum_{k=1}^{N/2} X^1_{2i-1} a_{2k-1} \delta(\tau-2(i-1)T+t) \delta(-2(k-1)T) d\tau \\ &+ \int \sum_{i=1}^{M/2} \sum_{k=1}^{N/2} X^0_{2i} a_{2k} \delta(\tau-(2i-1)T+t) \delta(-(2k-1)T) d\tau \\ &+ j \left[- \int \sum_{i=1}^{M/2} \sum_{k=1}^{N/2} X^1_{2i-1} a_{2k} \delta(\tau-2(i-1)T-t) \delta(-(2k-1)T) d\tau \right. \\ &\left. + \int \sum_{i=1}^{M/2} \sum_{k=1}^{N/2} X^0_{2i} a_{2k-1} \delta(\tau-(2i-1)T+t) \delta(-2(k-1)T) d\tau \right] \quad (20) \end{aligned}$$

실질적으로 식 (20)에서 표시된 $R_{xv}(t)$ 는 전체적인 임펄스 특성과 기준 프리앰블의 자기 상관함수 $R_{vv}(t)$ 와의 콘볼루션이다. 즉,

$$\begin{aligned} R_{xv}(t) &= \int X(\tau+t)V^*(\tau) d\tau \\ &= \int \int V(\tau+t-s)h(s)V^*(\tau) d\tau ds \\ &= \int R_{vv}(t-s)h(s) ds = R_{vv}(t)*h(t) \quad (21) \end{aligned}$$

표 1의 첫번째의 이원부호를 사용하면 $R_{vv}(t)$ 는 자기 상관함수의 지연시간이 0인 점에서 좌우로 약 6비트까지는 델타 함수가 되는것을 알 수 있다. 따라서 식(21)은

$$R_{xv}(t) = h(t) \quad (22)$$

가 된다.

본 논문에서는 일반적인 개활지, 준도시지역, 도시지역의 전송특성을 모델로 정하였는데, 이때의 실측한 채널 임펄스 특성의 형태는 그림 4와 같다.

V. 비터비 등화기에 의한 신호검출

여기서 말하는 비터비 등화기는 엄밀히 말하면 채널의 임펄스 특성을 등화시키는 그러한 등화기가 아니고 오히려 채널을 추정하는 일련의 과정을 통해서 채널특성을 얻은후, 그 특성과 수신된 신호정보를 이용하여 가장 전송될 확률이 큰 데이터 계열을 찾는 것이다. 즉, 부호간 상호간섭이 있을때의 최적 검파기인 MLSE의 변형이라고 말할 수 있다. MLSE에서는 평가량이라고 하는 단위를 최대로 하는 데이터 계열을 선택한다. 그러나, 평가량의 계산은 발생할 가능성이 있는 모든 데이터 경우에 대해서 다 해야 하므로 계산하는데 시간이 많이 걸리고 효율성이 없다.

그림 5는 부호간 상호간섭이 존재하고 백색 가우시안 잡음이 존재할 때의 이산적인 (Discrete) 모델이다.

어떤순간 kT 에서 받은 신호는

$$V_k = \sum_{n=0}^L f_n I_{k-n} + \eta_k \quad (23)$$

이다. 여기서 L 은 채널함수 $h(t)$ 가 0이 되는 가장 작은 정수를 나타내며 식(23)에서의 각각의 출력 V_k 를 이용하여 비터비 등화기에 적용시켜 정보계열을 추정하게 된다.

MLSE에서는 전송되는 데이터가 N 개의 심볼로 구성되어 있고 각각의 심볼이 M 개의 하위 채널의 하나일때 MN 의 평가량을 계산하여 데이터를 추정했지만, 비터비 등화기에서는 하나의 신호간격에 M 개의 평가량을 계산하고, N 의 길이를 갖는 심볼에 대하여는 MN 개의 평가량만 계산하면 된다. L 개의 심볼까지 영향을 주는 부호간 상호간섭이 있을 때에는 NM^{L+1} 개의 평가량만 계산하면 된다.

M^{L+1} 경우의 값을 갖는 신호정보계열 I_{L+1}, I_L, \dots, I_1 은 I_1 을 생각하지 않으면, M^L 개의 경우를 생각할 수 있다. 이때 M^L 의 경우중, I_1 이 다른경우는 M 개의 경우이다.

따라서 M 개의 각 경우에 있어서 I_1 에 대한 최대의 평가량을 갖는 MN 개의 경우를 계산한다.

M^L 의 집합중에서 나머지 계열은 버려진다. 이때 남은 계열을 생존계열(Survivor)이라 한다.

따라서 이 계산후 생존계열은 M 개가 되고, 생존계열의 I_1 값이 모두 같으면 그 순간에 I_1 의 값을 추정하고, 그렇지 않으면 다음 단계로 추정을 넘긴다. 두번째 평가량은 정보 I_1 또는 I_1 과 I_2 의 쌍에 대하여 결정된다. 이 둘째 단계에서 추정하지 못하면 다음 단계에서 추정을 하게 된다. 이와 같은 방법으로 유한 길이로 입력정보를 나누어서 부호간 상호간섭을 생각하면서 비터비 알고리즘을 적용하게 된다.

L 개의 부호상호간 간섭이 있고, $t=kT$ 에서 정보를 추정할 때의 평가량은 다음 식 (24)와 같다.

$$\mu_k(I_{L+k}) = \text{MAX}_{I_k} [\log P(V_{L+k} | I_{L+k}, \dots, I_k)] + \text{MAX}_{I_k} [\mu_{k-1}(I_{L+k-1})] \quad (24)$$

식 (24)를 대표적인 평가량식에 대입하면 식 (25), (26)과 같이 된다.

$$\mu_1(I_{L+1}) = - \sum_{K=1}^{L+1} \left\{ V_k - \sum_{j=0}^k f_{jI_{L+1-k-j}} \right\}^2 \quad (25)$$

$$\mu_2(I_{L+2}) = \mu_1(I_{L+1}) - \left\{ V_{L+2} - \sum_{j=0}^L f_{jI_{L+2-j}} \right\}^2 \quad (26)$$

[예] 비터비 등화기에 의한 데이터 추정

앞에서 설명한 방법에 의해 동기화를 시키고 프리엠플을 이용하여 상관함수를 계산하고 이러한 과정을 통해서 추정된 채널특성이 그림 6과 같을경우 $t=kT$ 에서 신호 V_k 를 받을때 영향을 주는 것은 인접한 하나의 비트뿐이다. 즉, [1]

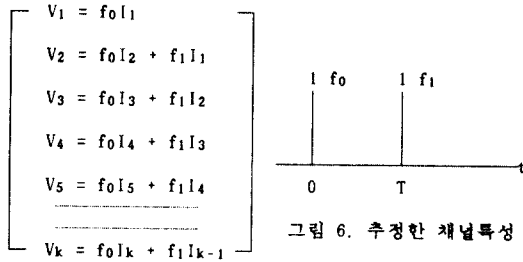


그림 6. 추정된 채널특성

첫번째 평가량을 계산하는 식은,

$$\mu_1(I_2) = - \sum_{k=1}^2 \left\{ V_k - \sum_{j=0}^k f_{jI_{2-k-j}} \right\}^2 \quad (27)$$

이며 여기서 왼쪽의 I_2 는 I_1 과 I_2 의 쌍으로서 네가지의 경우가 존재한다.

따라서 (1, 1), (1, -1), (-1, 1), (-1, -1)의 각 경우에 대해서 식 (27)을 계산하고 이때의 식(27)의 값중에서 I_2 가 1일때의 I_1 이 1, -1인 평가량을 비교하여 큰값을 선택하고 나머지는 버린다. 이와같은 방법으로 I_2 가 -1인 경우에 대해서도 평가량을 비교하여 하나를 선택한다(추정된 신호계열). 따라서, 한 단계씩 평가량을 계산할 때 마다 두 종류의 경우만이 살아남게 되고 이때 남아있는

두개의 경우의 I_1 값이 같으면 I_1 을 추정한다. 두번째 평가량은,

$$\mu_2(I_3) = \mu_1(I_2) - \left\{ V_3 - \sum_{j=0}^1 f_{jI_{3-j}} \right\}^2 \quad (28)$$

이고, 여덟번째의 평가량은

$$\mu_8(I_8) = \mu_7(I_8) - \left\{ V_8 - \sum_{j=0}^7 f_{jI_{8-j}} \right\}^2 \quad (29)$$

이다.

입력데이터가 9비트 입력 되었을때 이원부호일 경우 MLSE 방법을 사용하게되면 2⁹ 개의 경우에 대해서 평가량을 구하여 데이터를 추정해야하는 복잡함이 있지만 비터비 알고리즘을 적용시키면 각 단계마다 4개의 평가량만을 계산하기 때문에 계산상의 수월함이 있다.(그림 7 참조)

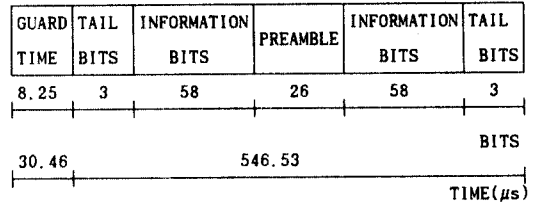


그림 1. 기본적인 시간슬롯 구조

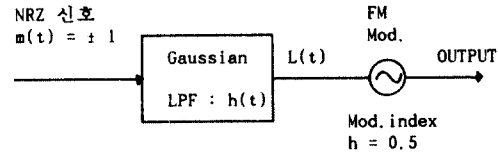


그림 2. GMSK 변조기

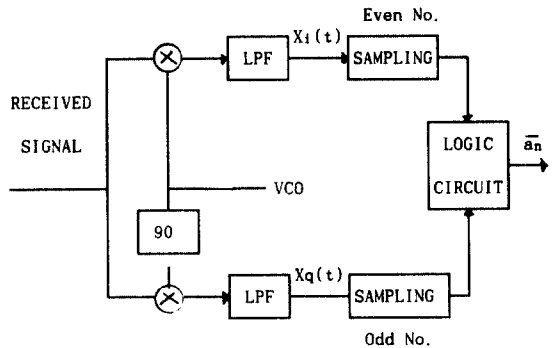
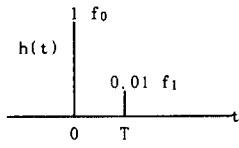
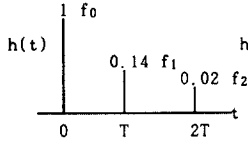


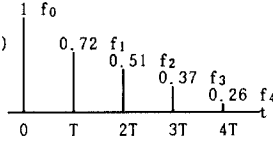
그림 3. GMSK 동기복조 시스템의 구성도



(a) 일반적인 개활지



(b) 일반적인 준 도시지역



(c) 일반적인 도시지역

그림 4. 이동국에서 수신한 샘플링된 임펄스응답

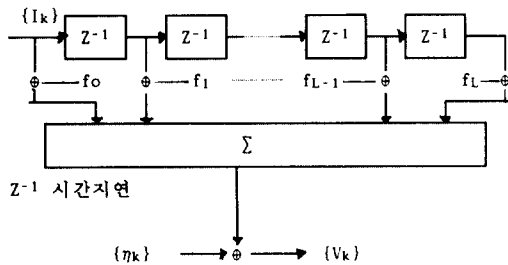


그림 5. 부호간 상호간섭과 백색 가우시안잡음이 존재하는 페이딩 채널의 이산적 모델

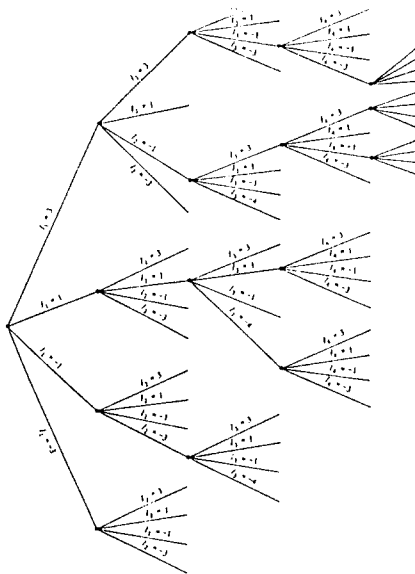


그림 7. VITERBI 검출을 위한 Tree Diagram

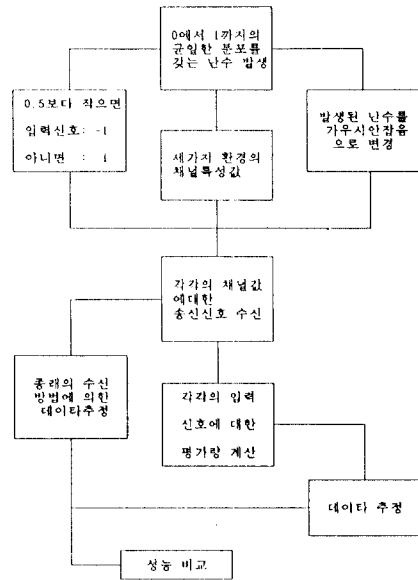
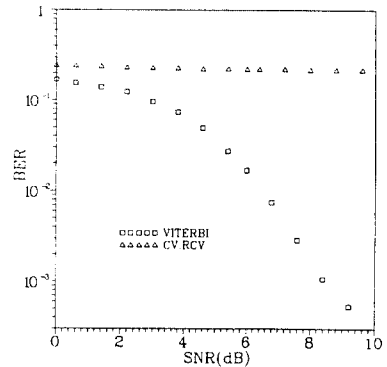
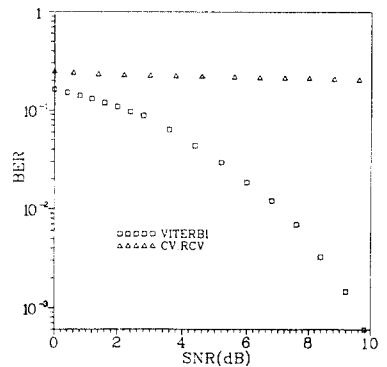


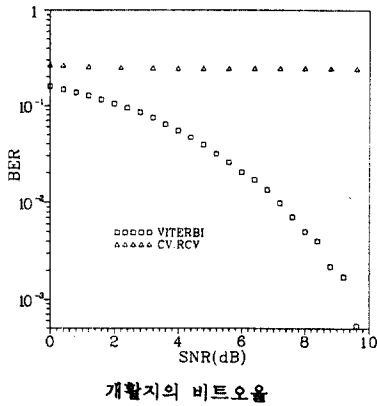
그림 8. 컴퓨터 시뮬레이션에 의한 오류확률 계산 흐름도(Flow Chart)



도시 지역의 비트오율



준도시 지역의 비트오율



계열 번호	π의 값들	심진수 값
1	0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1	47172
2	0 0 1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 1 1 0 1 1 1	48069
3	0 1 0 0 0 0 1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 1 0	30536
4	0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 0 1 0 0 0 1 1 1 1 1 0	63112
5	0 0 0 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 1	23683
6	0 1 0 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0 1 0 0 1 1 1 0 1 0	54793
7	1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1 1 1 1 1	64276
8	1 1 1 0 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0	57949

표 1. CEPT/GSM 에서 제안한 8가지의 프리앰블의 값들

(1)	t	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
	R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 4 -8 4 0 0 0 0 0 0
(2)	t	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
	R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 -4 -8 4 0 0 0 0 0 0
(3)	t	0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15
	R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 0 -12 0 0 0 0 0 0 0

표 2. CEPT/GSM 프리앰블의 자기 상관함수 특성

R(t)	8 0 0 0 -4 0 0 0 0
대 이 타 값	17 13 22 26 44 47 52 61 67 79 88 94 97 104 121 122 133 134 151 158 161 167 176 188 194 203 208 211 229 233 242 244
R(t)	8 0 0 4 0 4 0 0
대 이 타 값	9 18 33 36 66 72 111 123 132 144 183 189 213 222 237 246
R(t)	8 0 0 0 -4 0 -4 0 0
대 이 타 값	23 29 46 58 71 92 113 116 139 142 163 184 197 209 226 232
R(t)	8 0 0 0 0 8 0 0 0
대 이 타 값	17 34 68 119 136 187 221 238

표 4. 비트 길이가 8인 이원부호의 자기 상관함수 특성과 이들의 심진수 값들

R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 0 -4 -8 -4 0 0 0 0 0 0
대 이 타 값	2422 3817 4463 4589 4816 5873 7634 7889 8869 8926 9179 9692 11746 12001 15268 15776 17338 17531 17852 18358 18551 19384 22492 24002 24782 28453 28823 29831 30473 30538 30859 31558 33979 34678 34999 35062 35704 36712 37102 38766 41533 42043 48151 48984 47179 47863 48004 48187 49757 50267 53534 53788 59483 58357 58609 56866 57646 57901 59662 60889 60946 61072 61718 63112
R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 0 4 -8 4 0 0 0 0 0 0
대 이 타 값	2199 3729 4329 4398 4832 5871 7458 7917 8658 8733 8796 9668 11742 11793 14918 15834 17316 17486 17592 18363 18567 19372 22484 22586 26871 28401 28809 29832 30351 30803 30903 31668 33867 34622 34932 35184 35703 36726 37134 38854 41849 42051 48203 48988 47172 47843 48069 48219 49701 50619 53742 53793 55869 58738 58802 56877 57618 58077 58904 60702 61137 61208 61806 63358
R(t)	16 0 0 0 0 0 0 0 0 -12 0 0 0 0 0 0 0
대 이 타 값	1259 1721 2221 2518 3442 3993 4333 4482 4847 5036 5371 5857 6884 7141 7566 7913 8407 8686 8924 9181 9894 10072 10463 10742 11714 12017 13769 14282 15041 15172 15826 16069 16814 17322 17467 17848 18169 18382 18679 19388 20144 20401 20926 21464 22562 23428 23583 24034 24753 25247 26758 27526 28177 28564 29811 29187 29839 30082 30344 30601 30871 31852 31907 32158 32587 33628 33893 34684 34934 35191 35453 35896 36338 38724 38871 37338 37999 38776 40289 40892 41501 41852 42107 42986 44051 44809 45134 45391 46147 46854 47179 47366 47687 48058 48293 48721 49468 48708 50393 50494 51253 51787 53518 53821 54793 55072 55493 55841 56354 58611 58889 57128 57622 57849 58384 58851 59879 60184 60498 60688 61072 61202 61742 62093 63017 63304 63814 64276

R(t)	4 0 0 0 0
대 이 타 값	1 2 4 7 8 13 14
R(t)	4 0 -4 0
대 이 타 값	3 6 9 12

비트 길이가 16(위:표3) 4(아래:표5)인 이원부호의 자기 상관함수 특성과 이들의 심진수 값들

Ⅶ. 결론.

이원 부호가 길이 20까지 갖는 것 중에서 16비트의 길이를 갖는 것이 최적 부호 계열임을 알 수 있었고, 지연 시간에 따라서 사용할 수 도있는 8비트의 4비트의 부호를 제시 하였다.

또한, 비터비 적용 등화기를 이용하여 정보를 검출할 때, 세가지 채널 환경에 대하여 컴퓨터 시뮬레이션 을 이용하여 에러 확률을 계산하였다. 이때의 에러 확률을 종래의 수신기의 에러 확률과 비교하였을때 현저한 차이가 남을 알 수 있었다.

References

- [1]. J.G.Proakis, "Digital Communication", McGraw-Hill, New York, 1979.
- [2]. Giovanna D'aria and Valerio Zingarelli, "Design and Performance of Synchronization Techniques and VITERBI Adaptive Equalizer for Narrowband TDMA Mobile Radio", Third Nordic Seminar on Digital Land Mobile Communication, Copenhagen, 1988.
- [3]. Keishi Murakami, Koji Ueda, Michiaki Takano and Tadashi Fujino, "Design of an Adaptive Kalman Equalizer and Its Performance Over Fading Multipath Channels", IEEE V.T., Conf., 1990.
- [4] 안 대영, 한영렬, "부호에 의한 채널특성 계산과 적응 비터비 등화기에 관한 연구", 한국통신학회 하계 종합 학술 발표회 논문집, 제 9권, 제 2호, 1990.