

# Punctured 콘볼루션 코드 방식을 이용한 코드분할 다중통신에서 패킷 에러 확률 (Packet Error Probability of CDMA Packet Radio System with Puctured Convolutional Codes)

趙 炯 來\*, 鄭 虎 泳\*, 康 昌 彥\*

(Hyoung Rae Cho, Ho Young Jung, and Chang Eon Kang)

## 요 약

최근 CDMA(code division multiple-access)를 이용한 다원 접속 방식이 각광을 받고 있다. 한편, 동일한 점유 대역폭을 유지하면서도 높은 데이터 전송율과 여러성능이 요구되므로 높은 코드율을 가지는 콘볼루션 코드와 이에 상응하는 디코딩 기법이 필요한 실정이다. Punctured 콘볼루션 코드는 높은 코드율에 비해 디코더가 복잡하지 않다는 큰 장점 때문에 최근 여러가지 시스템에서 선호되고 있다.

본 논문에서는 punctured 콘볼루션 코딩 방식과 경관정 Viterbi 디코딩을 이용한 CDMA 패킷 무선 통신 시스템의 패킷 에러 확률(packet error probability)을 구하였으며 일반적인 콘볼루션 코드를 사용했을 때와 비교하였다.

## ABSTRACT

In recent years there has been increased interest in a class of multiple-access techniques known as code division multiple-access(CDMA). As the trend for ever increasing data transmission rate and high error performance continues while conserving bandwidth, the needs arise for good high-rate  $R=b/v$  convolutional codes such as punctured codes.

In this paper, the packet error propability has been analyzed in code division multiple-access packet radio system which utilize punctured convolutional code and hard-decision Viterbi decoding.

## I. 서 론

최근 CDMA(code division multiple-access)를 이용한 다원 접속 방식이 각광을 받고 있다. 위성통신 뿐만 아니라 근래에 미국의 Qualcomm사에 의해

이동통신 시스템에 적용되어 큰 반향을 불러 일으키고 있다. CDMA 방식은 현재 이용되고 있는 아날로그 FM/FDMA방식보다 용량면에서 약 20배, 디지털 FDMA와 TDMA보다는 각각 6배와 4배 정도 크며[1], 이동통신 채널환경에서 가장 문제가 되는 다경로 페이딩(multipath fading)을 극복할 수 있는 반면 송신전력제어(transmission power control) 및 동

---

\*연세대학교 전자공학과  
Dept. of Electronic Eng., Yonsei University

기(synchronization)가 복잡하다. 그러나 CDMA 방식에서 송신전력제어 및 동기화에 대해서는 E. G. Tiedemann, R. S. Gilhousen과 A. B. Salmasi에 의해 제시되었다[2][3].

한편 유선통신망에서는 음성, 데이터, 화상 및 대용량 데이터 등의 여러가지 트래픽 특성을 갖는 정보를 종합적으로 처리하고 불확실한 미래 수요에 유연성을 갖는 통신망을 구축하기 위한 교환기술로서 비동기전송방식(ATM: Asynchronous Transfer Mode)을 가장 활발히 검토하여 왔으며 이의 기본 개념의 확인단계를 지나 실용화를 위한 연구를 진행하고 있다[4][5][6]. ATM은 비동기식 시분할(ATDM: Asynchronous Time Division Multiplexing)방식에 의거한 패킷형 전달방식으로 가상채널(virtual channel)에 의한 연결성 방식이며 신호정보와 사용자 정보는 서로 별개의 가상채널을 통하여 전달된다.

이동통신에서 현재의 아나로그 음성 신호를 전송하는 AMPS방식의 FM/FDMA를 제1세대 이동통신이라하며, 앞으로 3년 이내에 상용화될 TDMA와 CDMA는 음성신호를 디지털화하여 전송하는데 이를 제2세대 이동통신이라 한다. 그러나 가까운 장래에 무선망(wireless network)을 이용하여 ISDN과 연동하는 제3세대 이동통신이 등장할 것이다. 이러한 이동통신의 발전에 가장 중요한 연구는 셀룰라 패킷통신이며 이는 셀룰라 음성통신 채널을 이용하여 패킷화된 데이터를 전송하는 그 전송된 패킷을 ISDN에 연결하는 것이다. 이동통신에서 데이터통신은 패킷무선전송(packet radio)이며 이는 이동통신 환경에서 패킷 스위칭 기술을 이용하는 것이다. 패킷 스위칭 망(packet switching network)은 1960년대에 처음으로 도입되었으며, 특히 군용으로 발전하여 1972년부터 DARPA(Defence Advanced Research Projects Agency)에서 주도되었다[7][8]. D. J. Goodman에 의해 제기된 셀룰라 이동통신에서의 패킷전송은 기존 AMPS(Advanced Mobile Phone Service)무선망과 광대역 종합정보통신망(BISDN: Broad ISDN)을 접속하는 제3세대 무선망(the third generation wireless network)을 설명하고 있다[9].

본 논문에서는 punctured 콘볼루션 코딩 방식과 경관정 Viterbi 디코딩을 이용한 CDMA 패킷 무선 통신 시스템의 패킷 에러 확률(packet error probability)을 구하였으며 일반적인 콘볼루션 코드를 사용했을 때와 비교하였다. Punctured 콘볼루션 코드

는 높은 코드율에 비해 디코더가 복잡하지 않다는 큰 장점 때문에 최근 여러가지 시스템에서 선호되고 있다. 패킷 에러 확률은 복호기 출력의 에러 형태가 독립적이지 아니기 때문에 구하기 어려운 난점이 있다[10]. 즉, 복호기 입력단에 존재하는 에러형태가 독립적이라 해도 출력되는 비트열의 에러 형태는 종속적이기 때문에 복호기 출력단에서 평균적인 비트 에러 확률을 알고 있다 해도 패킷 에러 확률을 정확히 구하는 것은 불가능하다. 따라서, 패킷 에러확률은 일반적으로 상한(upper bound)을 이용하여 계산하게 된다. 패킷길이가  $L$ 이고 first-event 에러확률을  $P_u$ 라 할 때 패킷 에러 확률의 상한은  $LP_u$ 로 알려졌지만 Pursley에 의해 유도된  $1 - (1 - P_u)^L$ 이 더욱 더 좁은 범위의 상한을 갖는 것으로 알려져 있다[11]. 본 논문에서도 Pursley에 의해 유도된 상한식을 이용하였다.

패킷에러확률은 에러형태가 독립적이라는 가정하에서 구하는 것이 일반적이며, 이진 콘볼루션 코드 및 경관정 Viterbi 복호 방식을 사용하는 경우 복호기의 출력 비트열에 포함된 에러형태가 독립적이면 이때 계산된 패킷에러 확률은 실제 에러확률에 대해 상한 값을 가진다. 그러나 대역 확산(spread-spectrum)무선망의 경우, 패킷 에러는 수신단의 잡음과 전송 패킷 간의 간섭 등에 의해 발생되며 이러한 점은 복호기 입력단의 에러 형태가 있어 종속성을 부과하게 된다. 따라서 다원 접속 환경에서 패킷 에러 확률을 정확히 구하는 것은 불가능하므로 본 논문에서는 복호기 입력단의 에러형태가 독립성을 가질 수 있도록 파라미터를 제한하여 패킷에러 확률을 구하기로 한다.

## II. CDMA 이동통신 시스템의 특성

CDMA 방식은 대역확산 통신방식의 일종으로 주파수 도약과 직접 확산방식 등이 있다. 직접 확산방식은 보내고자 하는 정보를 고속의 서로 다른 PN 코드에 의해 변조하는 방식으로써 동일한 반송파를 사용하여 서로 다른 다수의 PN 코드를 변조함으로써 이론적으로 용량의 제한이 없다는 접속 방식이다. 이러한 이론적 근거에 준하여 A. Salmasi와 K. S. Gilhousen은 직접 대역확산 통신기법을 이용하여 다수의 가입자가 기지국과 이동국간의 무선링크상에서 동일한 반송파를 통하여 개개의 정보를 송수신할 수

있는 CDMA 셀룰라 방식을 제안하게 되었다[2]. 그런데 CDMA 방식에서 수신기의 역확산기(despreader)를 통해 해당 가입자의 신호를 뽑아내려면 기지국 수신기에 도착하는 셀내 모든 이동국의 수신세기는 동일해야 하는 제약조건이 따른다. 또한, 각 가입자의 코드 시퀀스는 서로 직교성을 가져야 역확산기를 통해 해당 가입자 신호만 추출하고 다른 가입자의 신호는 제거되게 할 수 있다. 이 경우 상관기를 이용하여 해당 가입자의 신호를 뽑아 내는데 PN 코드에 일치되지 않는 다른 신호는 대역내에 역확산되지 않고 잡음으로 남게 된다[12].

신호대 잡음비는 해당 가입자 신호전력대 다른 가입자 신호전력들의 합의 비로써 결정되는데 수신기에 동일한 레벨로 수신된다고 가정하면 근사적으로 신호의 수, 즉 채널용량의 역수와 동일하게 된다. 또 직접 확산방식에서 신호대 잡음비는 기저대역 데이터율과 확산된 코드율의 비인 수행 이득으로도 표현된다. 따라서 용량을 신호의 수와 동일하게 유지하려면 기지국에 수신되는 모든 가입자의 수신레벨을 거의 유사하게 만들어야 하는데 이는 완벽한 전력제어를 통해서만 해결될 수 있다.

CDMA 방식은 인접셀에서도 같은 반송파가 사용되므로 주파수사용 효율이 대단히 높다. 이러한 특성으로 인하여 용량이 증대되며 부드러운 핸드오프(soft hand-off)가 가능하게 된다. Soft hand-off는 각 셀마다 동일 반송파를 사용하므로 이동국이 인접 기지국에 송신되는 신호를 수신하거나 해당 기지국의 신호를 수신하여 호(call)유지를 지속시켜주는 방법이다. 또한 CDMA 방식은 암호화에 유리한데, 가입자 신호가 개개의 고유 의사랜덤코드로 확산되므로 무선채널상에 발생하는 통신보안의 허점을 해결한다.

CDMA 방식도 기존의 셀룰라 방식처럼 하나의 셀에 하나의 기지국과 많은 이동 단말로 구성되며 각 셀의 기지국은 중앙통제국과 연결되어 있다. CDMA 시스템에서는 하나의 셀에서 각각의 이동단말들은 같은 무선채널을 이용한다. 즉 기지국에서 하나의 디지털 처리부(digital processor)는 이동단말의 디지털 처리부와 동일하며, forward 에러 정정 부분과 변조 및 대역확산 부분, 중폭 및 전송 부분으로 크게 나누어진다. 수신단의 디지털 처리부는 실제로 동기 및 지연 요소를 고려한 시스템이 되므로 송신부 보다 훨씬 복잡하다.

K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Jr. Weaver 및 C. E. Wheatley에 의하면 CDMA 방식은 기존의 아날로그 FM/FDMA 방식보다 용량에서 20배, 디지털 FDMA와 TDMA보다는 각각 6배와 4배 정도의 증가를 보인다고 밝히고 있다[1]. 이동통신에서 송수신간의 데이터 통신시 BER(Bit Error Rate)이  $10^{-3}$  정도의 성능을 유지하여야 양질의 음성 및 콘볼루션 코드 성능, 안테나 디이버시티 등을 보장할 수 있다. CDMA 이동통신에서  $P=Pr(BER>10^{-3})$ 을 얻기 위해서는  $E_b/N_0$ (비트 에너지 대 잡음비)가 5dB 이상되어야 한다.

### Ⅲ. Punctured 코드 및 Viterbi 복호기의 어려서능

지금까지 콘볼루션 코드를 이용한 오류 정정 기법은 코드율이 낮은( $R=1/n$ 코드) 것이 대부분이었다. 이와 같은 코드들 중 코딩 이득을 갖는 것들이 많으며 현재 10-40 Mbps 정도의 데이터 전송율을 보는 강력한 디코더들이 실제 구현되고 있다[13]. 한편, 근래에는 동일한 점유 대역폭을 유지하면서도 높은 데이터 전송율과 어려서능이 요구되므로 높은 코드율을 가지는 콘볼루션 코드와 이에 상응하는 코딩 기법이 필요한 실정이다. 그러나 코드율이 증가할 수록 Viterbi 복호기 혹은 순차 복호기를 구현하는 것은 상당한 난점이 있다. 이에 따라, 높은 코드율을 가지면서도 Viterbi 복호기나 순차 복호기를 적용하기 쉬운 punctured 콘볼루션 코드가 선호되고 있으며 이들 디코더는 적응적(adaptive) 혹은 가변율(Variable) 복호에 적용하기 쉬운 장점도 가지고 있기 때문에 최근에 많은 연구가 뒤따르고 있다.

Punctured 콘볼루션 코드는 코드율이 낮은 코드의 부호화기 출력 심볼들 중 특정 패턴에 의해 주기적으로 몇 몇개의 심볼들을 제거 하므로써 높은 코드율을 얻는 콘볼루션 코드를 말한다. 이때 제거하는 심볼들을 규정하는 특정 패턴을 punctured 코드의 perforation 패턴이라 하여 이는 행렬을 이용해 표현하는 것이 가장 일반적이다[13]. 그림 1은  $R=1/2$ 이고 구속장 길이가  $K=3$ 인 코드의 trellis도를 나타낸 것인데 매 네번째 비트를 주기적으로 제거함으로써 그림 2와 같이  $R=2/3$ ,  $K=3$ 인 punctured 콘볼루션 코드를 얻고 있다. Punctured 코드는 본래 Viterbi 복호기를 위해 개발된 것이며 지금까지 개발된 punc-

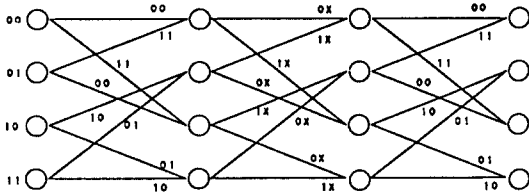


그림 1. 콘볼루션 코드의 trellis(K=3, R=1/2)  
Fig. 1. Trellis of convolutional code (K=3, R=1/2).

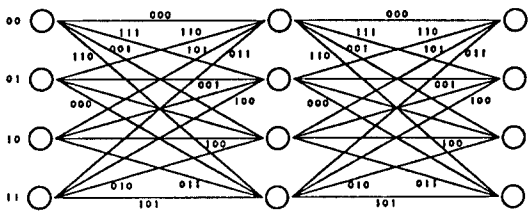


그림 2. Punctured 콘볼루션 코드의 trellis  
(K=3, R=2/3)  
Fig. 2. Trellis of punctured convolutional code (K=3, R=2/3).

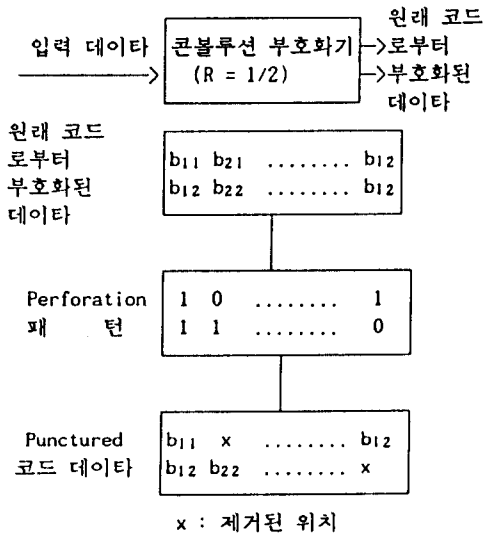


그림 3. R=1/2인 코드로부터 높은 코드율의 punctured 코드를 얻는 과정  
Fig. 3. Transition process of high rate punctured code from R=1/2 code

tured 코드는 대부분이 구속장 길이가 짧은 코드에 한정된 것들이다. Punctured 코드를 선정할 때 좋은 코드인지의 여부를 판정하는 기준은 최소 자유거리가 가장 핵심인 파라미터가 된다. 코드율이  $b/v$ 이고 구속장 길이가  $K$ 인 punctured 코드를 찾기 위해서는 우선 구속장 길이가  $K$ 이고 코드율이  $1/v_0$ 인 저효율 코딩 중 좋은 성질을 갖는 코드를 선정한 후 perforation 패턴을 적절히 조합하여 얻게 된다.

위 그림은 코드율이  $1/2$ 인 코드로부터 높은 코드율의 punctured 코드를 얻는 과정을 간략히 도시한 것이다. 위와 같이 부호화된 punctured 코드를 Viterbi 알고리즘을 이용해 복호화할 때에는 코드율이  $1/2$ 인 원래 코드에 대해 복호화하는 방식과 동일한 방식으로 수행하게 되는데 다만 제거된 비트에 대해서는 가상 비트를 삽입하는 대신 metric 계산은 하지 않게 된다. 이와같은 경우 비트에러 확률의 상한치(upper bound)는 다음과 같이 주어진다.

$$P_b < (1/1) \sum_{k=1}^{k=B} C_k P_k = \sum_{k=1}^{k=B} C_k P_k$$

단,  $C_k = C_k / 1$

이때  $C_k$ 는 올바른 경로로부터 이탈하여 거리  $k$ 를 가지고 다시 복귀하는 모든 경로들에 의해 생성되는 에러의 총 수이고,  $P_k$ 는 Viterbi 복호기가 올바르지 못한 경로를 선택할 확률이다.

채널로부터 채널 비트열을 수신하면 Viterbi 복호기는 각각의 트렐리스 상태에 대해 전송되었을 가능성이 가장 큰 시퀀스를 찾기위해 metric를 계산하는 일로부터 시작해 복호화 과정을 수행하게 된다. 코드율이  $R=b/v$ 인 경우 각 상태에 합병되는(merge) 경로 수는  $2^b$ 이며 이들 중에서 가장 큰 metric을 갖는 경로(path)가 선택된다. 복호화 과정은 위와 같은 과정을 각 상태에 대해 반복하게 되므로  $b$ 가 증가함에 따라 복호화 과정의 복잡도는 급격히 증가하게 된다.

그러나 punctured 코드의 경우, Viterbi 복호기의 복잡도는 punctured 코드가 도출된 원래의 코드에 비해 거의 다름바 없다. punctured 코드의 복호화는 원래의 코드에 해당하는 trellis 상에서 이루어지며 단지 제거된 심볼(punctured symbol)에 의한 metric 증가분만을 버리게 되므로 복호화 과정은 거의 비슷하다고 볼 수 있다.

Perforation 패턴이 주어지면 제거된 코드 심볼의 위치에 가상 데이터를 삽입 하므로써 이와 같은 과정

은 쉽게 수행되며, 이때 가상 데이터에 대해서는 동일한 metric 값 (0, 1에 상관없이)을 부여하게 된다. 따라서, 높은 코드율을 갖는 punctured 코드에 대한 Viterbi 복호기는 원래(original)의 저 효율 코드에 대한 복호기 회로에 간단한 회로를 부가하므로써 쉽게 구현할 수 있을 뿐만 아니라, 하나의 저 효율 코드에 대해 많은 punctured 코드를 생성할 수 있으므로 가변율(variable-rate) Viterbi 복호기를 구현하는데 특히 유리하다.

Viterbi 알고리즘은 수신된 symbol 스퀀스와 trellis상의 각 경로에 해당하는 symbol 시퀀스를 비교하여 가장 근접한 경로를 선정할 후 복호하는 방식이다. 송신단에서 모두 0인 시퀀스를 전송했다고 가정할 경우 그림 1의 trellis도에서 복호기가 최상단의 경로를 선정하지 않고 다른 경로를 선정하므로써 디코딩 에러가 발생한다. j번째 node에서 최상단의 경로로부터 최초로 이탈한 경로를 복호기가 선정하는 경우 j번째 node에 first-event 에러가 발생하였다고 하며 first-event에러 확률은 상한 (upper bound) 값을 갖는다 [11].

First-event 에러 확률  $P_u$ 에 대한 union bound는

$$P_u < \sum_{d=d_{min}}^{\infty} A_d P_d \quad (1)$$

와 같이 표시되며 이때  $A_d$ 는 경로의 비트 시퀀스 중 "1"의 갯수가  $d$ 인 경로의 수를 말하며  $P_d$ 는 이와같은 경로가 Viterbi 복호기에 의해 선정될 확률이다. 콘볼루션 코드의 전달함수(transfer function)는

$$T(X) = T(D, X) |_{D=1} = \sum_{d=d_{min}}^{\infty} A_d X^d \quad (2)$$

와 같이 표시되며 이를 이용하면 식 (1)은

$$P_u < T(X) |_{X=2^{-(1-p)}} \quad (3)$$

와 같이 표시할 수 있고  $p$ 는 채널에서 발생하는 비트 에러 확률이다.

한편, punctured 코드의 전달함수는 부호기의 상태가 천이되는 과정을 나타낸식을 이용하여 얻을 수 있으며 [13], 그림 4은 코드율이 2/3이고 구속장 길이가 3인 punctured 코드의 상태도를 나타낸 것이다. 그림에서 0인 상태는  $X_a$ 와  $X_b$ 로 분리하여 나타냈으며 나머지 상태는  $X_1, X_2, X_3$ 로 표시하였다. B의 지수항은 천이를 발생시키는 정보비트중 "1"의 수를 의미하며 D의 지수항은 천이과정에서의 Hamming Weight를 나타낸다.

그림 4을 행렬식으로 나타내면

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} BD & BD^3 & BD \\ BD & BD & BD \\ B^2D^2 & B^2 & B^2D^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BD \\ BD^3 \\ B^2D^2 \end{bmatrix} [X_a] \quad (4)$$

이다. 이는 다시

$$X = [A]X + F X_a \quad (5)$$

로 나타낼 수 있으며 X에 대해 정리하면

$$X = [I - A]^{-1} F X_a \quad (6)$$

이고 X, A 및 F의 의미는 식 (4)로부터 쉽게 알 수 있다. 또한,

$$[X_b] = [D^2 \ D^2 \ D^2] \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} \quad (7)$$

이므로 이를  $X_b = G X$ 로 표시하면 식(6)은

$$X_b = G[I - A]^{-1} F X_a \quad (8)$$

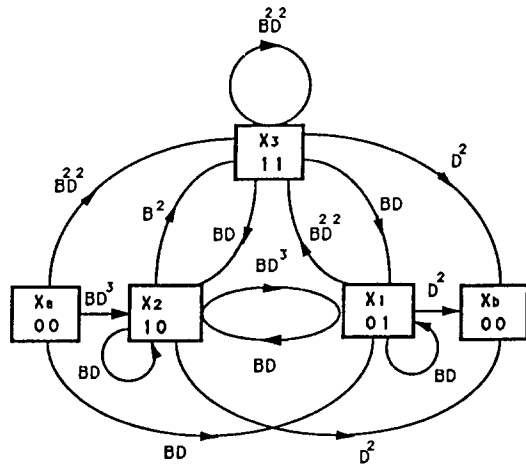


그림 4. Punctured 코드의 상태도 (K=3, R=2/3)

Fig. 4. State diagram of punctured code (K=3, R=2/3)

이다. Punctured 콘볼루션 코드의 전달함수는  $X_b / X_a$ 이므로

$$T(D, B) = X_b / X_a = G[I - A]^{-1} F \quad (9)$$

이다. 역행렬  $[I - A]^{-1}$ 을 무한급수로 전개하면

$$[I - A]^{-1} = I + [A] + [A^2] + [A^3] + \dots \quad (10)$$

이므로 결국, 전달함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T(D,B) = GF + G[A]F + G[A^2]F + \dots \quad (11)$$

식 (11)에서  $B=1$ 로 하면  $A_d$  값을 구할 수 있으며 전달함수를 이용하여 이를 나타내면

$$T(D,B)|_{B=1} = \sum_{d=d_{free}}^{\infty} A_d D^d \quad (12)$$

이다. 표 1은 코드율이 2/3이고 구속장 길이가 3~9 인 punctured 콘볼루션 코드에 대한 최소자유거리 및  $A_d$  값을 나타낸 것이다[13].

패킷 길이가  $L$ 이고 first-event 에러 확률을  $P_u$ 라 할 때 패킷에러확률의 upper bound는  $1 - (1 - P_u)^L$  이 된다. 그러나, 가장 간단한 이진 대칭 채널(BSC)에서도  $P_u(p)$ 의 bound를 구하는 것이 간단치 않으므로 전달함수를 이용하여 계산하는 것이 용이하다.  $p$ 를 채널비트의 전이확률이라 할때  $P_u(p)$ 는 다음과 같다[14].

$$P_u(P) \leq T_{no} \left\{ \frac{1}{2} [T(D) + T(-D)] + \frac{1}{2} D [T(D) - T(-D)] \right\}_{D=2} \quad (13)$$

이때  $T_{no} = \left[ \frac{2^{n_0} - 1}{n_0} \right] 2^{2n_0}$  이고  $n_0$ 는 코드의 최소 거리의 반에 해당한다.

Direct sequence(이하 DS) 대역 확산 전송 시스템에서 랜덤 시퀀스는 칩(chip)과 다음 칩 사이에 독립(PN code 사용)이므로 필요한 시간 지연 정보는 가장 근접해 있는 칩에 대한 상대적인 시간 지연 뿐이다[15]. 모든 전송 신호가 동일한 전력을 가질때, 위상정보와 시간지연이 주어진 시스템의 상한을 구할 수 있으며, 이는 곧 모든 신호의 위상과 칩 동기가 이루어진 시스템의 패킷 에러 확률이 되는 한편, 이와 같은 확률은 동시에 전송된 신호 수에 따라 달라진다. 상대적인 시간 지연 및 위상이 0일때 채널 비트의 전이 확률(채널 에러 확률)은 다음과 같다[15].

$$\rho = Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right) + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} u^{-1} \sin(u) \Phi_2(u) (1 - \Phi_1(u)) du \quad (14)$$

여기서,

$N$ : 칩수

$K$ : 동시에 전송된 신호수

$$\Phi_1(u) = \left\{ \cos\left[\frac{u}{N}\right] \right\}^{N(K-1)}$$

$$\Phi_2(u) = \exp\left[\frac{-N_0}{2E_b} u^2\right]$$

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left[-\frac{u^2}{2}\right] du$$

Gaussian근사를 이용하면, 코드율이 2/3인 punctured convolutional 코드에 대해 칩동기 및 위상동기가 이루어진 모델의 경우,

$$\rho \approx Q\left[\left[\frac{3N_0}{4E_b} + \frac{K-1}{N}\right]^{1/2}\right] \quad (15)$$

로 근사화 할 수 있다.

따라서, 식(13),(15)를 이용하면 DS/SSMA 무선통신 망 환경 하에서 punctured 콘볼루션 코드 및 경량 Viterbi 디코딩이 사용된 경우의 first-event 에러 확률을 구할 수 있고  $1 - (1 - P_u)^L$ 을 이용하여 패킷 에러 확률을 구할 수 있다.

#### IV. 수치해석적 결과 및 결론

표 2는 각각 일반적인 콘볼루션 코드와 punctured 콘볼루션 코드로 나누어 SSMA 패킷 무선 통신망 환경 하에서 패킷 에러 확률을 나타낸 것이다. 일반적인 콘볼루션 코드는 코드율이 1/2 이고 구속장 길이가 7(최소 자유거리는 7)인 코드를 사용하였고, punctured 콘볼루션 코드는 코드율이 2/3이고 구속장 길이가 8(최소 자유거리7)인 경우이며, 복호 방법은 두 경우 모두 Viterbi 디코딩을 이용하였다. 패킷 길이는 1000으로 하였으며  $K$ 는 동시에 전송된 신호 수,  $N$ 은 비트당 칩(chip)수이다.

결과에서 punctured 콘볼루션 코드를 이용한 CDMA 패킷 무선 시스템의 패킷 에러 확률이 일반적인 콘볼루션 코드를 사용한 경우와 크게 뒤지지 않으며 전체적으로 약 1.2~1.5[db] 정도의 코딩 이득(coding gain)이 떨어짐을 알 수 있다. 그러나, punctured 콘볼루션 코드는 코드율 면에서 큰 이점을 가질 뿐만 아니라 디코더의 복잡도가 일반적인 콘볼루션 코드와 거의 대등한 장점을 갖는다.

표 1. Punctured 코드의 최소자유거리와 weight 분포 (R=2/3, 3≤K≤9)

Table 1. Minimum distance and weight distribution of punctured code (R=2/3, 3≤K≤9)

original code			punctured code		
K	G <sub>1</sub>	G <sub>2</sub>	P	d <sub>f</sub>	a <sub>n</sub> , n=d <sub>f</sub> , d <sub>f</sub> +1, d <sub>f</sub> +1, d <sub>f</sub> +1,...
3	5	7	10	3	1, 4, 14, 40, 116, 339, 991, 2897, 8468, 24752
4	15	17	11	4	3, 11, 35, 114, 381, 1276, 4257, 14208, 47413, 158245
5	23	35	11	4	1, 0, 27, 0, 345, 0, 4528, 0, 59435, 0
6	53	75	10	6	19, 0, 220, 0, 3089, 0, 42790, 0, 588022, 0
7	133	171	11	6	1, 16, 48, 158, 642, 2435, 9174, 34705, 131585, 499608
8	247	371	10	7	9, 35, 104, 372, 1552, 5905, 22148, 85189, 323823, 1232139
9	561	753	11	7	3, 9, 50, 190, 641, 2507, 9745, 37121, 142226, 545002

표 2. 패킷 에러 확률의 상한

Table 2. Upper bound of packet error probability

E <sub>b</sub> /N <sub>0</sub>	K	N	P <sub>con</sub>	P <sub>pun</sub>
[dB]	3	31	2.31e-5	3.70e-4
	5	31	4.09e-3	8.03e-2
	6	127	1.01e-6	9.24e-6
	11	127	1.91e-4	3.27e-3
12	3	31	1.58e-7	6.09e-6
	5	31	3.03e-4	1.18e-2
	6	127	7.93e-10	2.01e-8
	11	127	4.11e-6	1.77e-4
15	3	31	1.38e-10	2.54e-8
	5	31	1.51e-5	1.41e-3
	6	127	7.05e-15	1.55e-12
	11	127	2.82e-8	5.41e-6

참 고 문 헌

1. K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Jr. Weaver, and C. E. Wheatley, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, Vol. VT-40, no.

2, pp. 303-312, May 1991.  
 2. A. Salmasi and K. S. Gilhousen, "On the System Design Aspects of Code Division Multiple Access(CDMA) Applied to digital Cellular and personal Communications Networks," in *Proc. 41st IEEE Vehic. Technol. conf.*, St. Louis, MO, May 1991, pp 57-62.  
 3. E. G. Tiedemann, A. Salmasi and K. S. Gilhousen, "The Design and Development of a CDMA System for Cellular and Personal Communications," in *Proc. IEEE Intern. Systems. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, KING'S COLLEGE LONDON, U. K., Sept. 1991, pp. 131-136.  
 4. K. Sato, S. Ohat, and I. Tokizawa, "Broad-band ATM Network Architecture based on Virtual Path," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-38, no. 8, pp. 1212-1222, Aug. 1990.  
 5. J. P. Coudreuse and P. Adam, "ATM Applications," in *proc. 6th World Telecommun. Forum*, Geneva, Oct. 1991, Part 2, vol. I, pp. 231-234.  
 6. R. Vickers, "network Evolution to BISDN," in *Proc. 6th World Telecommun. Forum*, Geneva, Oct 1991, Part 2, vol. I, pp. 225-229.  
 7. B. M. Leiner, D. L. Nielson, and F. A. Tobagi, "Special Issue on Packet Radio Networks," *Proc. IEEE*, vol. 75, no. 1, pp.1-167, Jan1987.  
 8. R. Sinha and S. C. Gupta, "Mobile Packet Radio Networks: State-of-the-Art," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 23, no. 3, pp. 53-61, Mar. 1985.  
 9. D. J. Goodman, "Cellular Packet Communication," *IEEE Trans. Commun.*, vol COM-38, no. 8, pp. 1272-1280, Aug. 1990.  
 10. G. C. Clark, Jr. and J. B. Cain, *Error-Correction Coding for Digital Communications*, New York :Plenum, 1981.  
 11. A.J. Viterbi, "Convolutional codes and their performance in communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-19, pp. 751-772 Oct. 1971  
 12. R. C. Dixon, *Spread spectrum Systems*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1984.  
 13. David Haccoun, "Righ-Rate Punctured Con-

volutional Code for Viterbi and Sequential Decoding," *IEEE Trans. Commun.*, vol.37, No.11, Nov.1989.

14. L. van de Meeberg, "A tightened upper bound on the error probability of binary convolutional codes with Viterbi decoding," *IEEE Trans. Information Theory*, vol. IT-20, pp. 389-391, May 1974.
15. M. B. Pursley, "Performance evaluation for phase-coded spectrum multiple-access communication-part I: System analysis," *IEEE Trans. commun.*, vol. COM-25, pp 795-799, Aug. 1977.