
다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 대역 확산 통신 시스템

김상태*, 김종일**

Trellis Coded Spread Spectrum with the multiple symbol detection

Sang-Tae Kim*, Chong-Il Kim**

국문요약

본 논문에서는 직접대역확산통신시스템에서 코딩 이득을 향상시키고자 다중 심벌 검파를 수행하는 트렐리스 부호화 변조를 적용하였다. MDPSK($\pi/4$ shift QPSK)를 트렐리스 부호화된 직접대역확산시스템 적용하고 정보가 인접한 채널 신호의 위상차에 전송된다는 것을 이용하여 1차 위상차 뿐만 아니라 다중위상차를 추출한다. BER특성을 향상시키기 위해, 이러한 다중 위상차를 이용하여 MDPSK($\pi/4$ shift QPSK)에서 다중 심벌 검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산시스템의 비터비 디코더 알고리즘을 설계하여 향상된 코딩 이득을 얻고자 한다. 이러한 시스템을 직접대역확산통신시스템에 적용하였을 때 얻을 수 있는 코딩 이득은 시뮬레이션 결과, AWGN채널에서 TCM의 콘볼루션부호화기의 상태수 4, 8, 16에 따라 3-4dB 정도의 성능향상이 있으며, 레일레이 페이딩 채널에서는 4-5dB정도의 성능 향상이 있음을 알 수 있다. 일반적으로 상태수가 증가할수록 더 큰 코딩 이득을 얻을 수 있다.

Abstract

In this paper, we propose the trellis coded spread spectrum communication system with one channel signal selection of the subset by the PN code. This paper proposes the Viterbi decoder that have the squared Euclidean distance of L th order phase difference as well as 1st order phase difference as the branch metrics by using the multiple symbol detection method. TCM method was developed to overcome limited power and

* 한국산업기술평가원(ITEP)

** 관동대학교 전자공학과

접수일자 : 2000년 6월 22일

bandwidth efficiently in digital communication. we multiply one of convolution code's output data to PN code for applying TCM to the spread spectrum. We investigated the performance of the direct sequence/spread spectrum communication system with trellis coded modulation. In this system, we could improved the coding gain in the spread spectrum.

I. 서 론

정보화 사회의 대두와 이동 통신의 수요 급증으로 디지털 이동통신 시스템의 개발이 현재 활발히 진행되고 있다. 이동통신 시스템은 아날로그 시스템에서 디지털 이동통신으로 발전하여 멀티미디어 통신을 위한 광대역 CDMA 시스템으로 발전되어 가고 있다. 그러나 대역폭이 증가하면 증가할수록 제한된 주파수 자원의 활용 측면에서 전력과 대역폭 효율이 좋은 변조방식의 선택은 중요하다. 1982년 Trellis 부호화 변조(Trellis-Coded Modulation, TCM)는 제한된 전력과 대역폭에서 효율적인 디지털 통신을 위해 Ungerboeck에 의해 제안 되었다[5]. 채널코딩은 BER 성능을 향상시키기 위해 블럭 혹은 콘볼루션(convolutional) 코드와 같은 에러 정정 코드를 사용하여 리던던시 비트를 첨가하게 된다. 그러나 이러한 비트의 첨가는 비트율을 증가시키고 대역폭을 확장시킨다[5]. 이러한 대역폭 확장은 모든 시스템에서 원하는바가 아니고 또한 대역폭이 제한된 채널에서는 사용에 제한을 받게 된다. 리던던시 비트에 의해 확장된 대역폭을 보상하기 위해 변조기에서 더 큰 신호 집합을 사용하여 성상도를 증가시킬 수 있다. 하지만 신호의 성상도를 증가시키면 시퀀스 폭이 좁아지는 성능을 유지하기 위해서 신호전력을 증가시켜야 되거나 똑같은 전력에서는 성능이 저하되게 된다. 과거에는 이러한 채널코딩과 변조를 분리하여 취급하였으나 Ungerboeck는 채널코딩과 변조를 동시에 수행하여 향상된 코딩이득(coding gain)을 얻을 수 있는 TCM을 제안하였다.

그러나 TCM은 기본적으로 수신단에서 MLSE 기법인 비터비 디코더 알고리즘을 사용하게 된다. 비터비 디코더는 AWGN과 같은 산발 에러에서는 성능을 향상시킬 수 있으나 이동 통신 채널과 같은 연접(burst) 에러특성에서는 에러 propagation에 의한 성능 저하를 가져오게 된다. 따라서 본 논문에서는

이러한 성능의 저하를 막기위하여 이동통신 채널에서 우수한 성능을 가진 직접대역확산통신시스템에 TCM을 적용하고 다중심벌 검파를 수행함으로써 성능의 향상을 도모하고자 한다. 대역확산통신시스템의 직접 시퀀스 대역확산(DS/SS)방법은 전송 속도가 R bps인 정보를 이보다 전송속도가 높은 특정 코드 열과 exclusive OR 처리를 함으로써 출력은 전송 속도가 높아지게 되고 결국 주파수 대역폭이 넓어지는 방식이다. 수신부에서는 송신부에서 사용한 동일한 코드로 수신 신호를 exclusive OR 처리를 함으로써 본래의 정보를 얻어낼 수 있다. 이때 다른 코드를 사용하여 송신된 정보는 동일한 전송 주파수에 실려 동시에 수신된다 해도 역확산된 후 잡음으로 처리된다. 따라서 본 논문에서는 MDPSK($\pi/4$ shift QPSK)를 트렐리스 부호화된 직접대역확산시스템(TC-DS/SS) 적용시키고 정보가 인접한 위상차에 전송된다는 것을 이용하여 MDPSK($\pi/4$ shift QPSK)에 다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 직접대역확산시스템을 설계하여 향상된 코딩 이득을 얻고자 한다.

II. TCM과 직접대역확산통신시스템

디지털 통신 시스템의 채널은 전력이 제한된 환경과 대역폭이 제한된 환경으로 구분할 수 있는데, 전력이 제한된 환경에서는 통신의 신뢰도를 향상시키는 방법으로 오류 정정 부호, 즉 채널 부호화가 이용된다. 채널 부호화는 전송되어야 할 정보 비트에 잉여 비트를 추가하여 오류 정정 능력을 향상시킨다[5][6]. 그러나 상기의 기법으로는 대역폭의 효율을 감소시키면서 신뢰성을 향상시키는 방법이다. 또한, 대역폭이 제한된 환경에서 대역폭을 줄이는 방법으로는 채널신호의 집합 크기를 확장시키는 M-ary 변조 기법을 이용한다. 그러나 M-ary 변조기법은 대역폭 효율은 향상되지만 전력

을 증가시켜야 하는 단점이 있다. 따라서, 대역폭과 전력이 제한된 통신 채널에서 성능의 향상을 도모하기 위해 전송 가능한 채널 신호 열간의 유클리드 거리(Euclidean distance)가 최대가 되도록 하는 새로운 부호화 방법인 TCM이 개발되었다.

기존에는 이러한 채널 부호화와 변복조를 분리하여 취급하였으나 채널 부호화와 변복조를 하나의 과정으로 수행하여 대역폭이나 전력의 증가없이 신뢰도를 향상시키는 기법인 TCM이 1982년 Ungerboeck에 의해 제안되었다. 성능 향상을 위하여 채널 부호화로서 k/n 콘볼루션 부호화기를 사용하면 이것은 전송 비트량의 증가를 가져오고 대역폭의 증가를 의미한다. 이렇게 증가된 대역폭을 M 보다 더 큰 2^n 개의 채널 신호 집합으로 상세시키는 반면 특정 변조 방식의 오율 특성은 신호 공간상에서 채널 신호들간의 유클리드 거리의 제곱에 밀접한 관계가 있기 때문에 신호열들 사이의 유클리드 거리가 최대가 되도록 콘볼루션 부호화기를 설계하면 코딩 이득을 얻을 수 있다. 즉, TCM은 콘볼루션 부호와 M -ary 변조를 동시에 수행하고 수신측에서 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) 기법인 비터비 디코딩(Viterbi decoding)을 이용한 연관정을 함으로써 코딩 이득을 얻는 방법이다. 일반적인 통신 시스템에서 잡음에 의한 에러율을 감소시키기 위해 신호열들은 유클리드 신호 공간(Euclidean signal space)에서 더 큰 유클리드 거리를 가져야만 한다. 코딩에 의한 리던던시를 얻기 위해 신호 집합을 확장하고 부호화된 신호열들의 최소 유클리드 거리(자유 유클리드 거리, Free Euclidean distance)를 최대화시키기 위한 부호화와 신호 사상을 결합하여 설계한다. 이것은 똑같은 정보 전송율, 대역폭, 신호 전력에서 변조 신호의 자유 유클리드 거리가 부호화되지 않은 신호들사이의 최소 유클리드 거리를 초과하도록 만든다.

Ungerboeck가 계산한 결과에 의하면 두배로 확장된 신호 집합이면 거의 모든 코딩 이득을 얻을 수 있기 때문에 TCM에서는 기존의 M -ary 변조에 필요한 채널 신호보다 두배로 확장된 신호 집합만을 사용한다. 즉 신호 집합 크기를 $M=2^n$ 에서 $2M=2^{n+1}$ 으로 확장시킨다. 따라서 $n/(n+1)$ 콘

볼루션 부호화기를 사용하며 이때 콘볼루션 부호화기는 채널 신호열간의 유클리드 거리가 극대가 되도록 설계한다. 이것은 기존의 해밍 거리가 극대가 되도록 설계된 콘볼루션 부호와는 다른 부호화기이다.

CDMA 방식의 기본 기술은 대역확산통신기술로서 각기 고유한 언어를 사용하는 여러 나라 사람들이 모여 동시에 얘기를 할 때 같은 언어를 사용하는 사람들끼리만 얘기를 주고받을 수 있는 원리와 같다. 대역확산통신 기술은 송·수신간에 정보전송을 위한 변·복조과정에서 동일한 코드를 사용하여 하는데 위에서 예로 든 고유한 언어에 해당된다고 말할 수 있다. 직접 시퀀스 대역확산(DS/SS)방법은 전송 속도가 R bps인 정보를 이보다 전송속도가 높은 특정 코드 열과 exclusive OR 처리를 함으로써 출력은 전송 속도가 높아지게 되고 결국 주파수 대역폭이 넓어지는 방식으로 그림 1과 같다.

수신부에서는 송신부에서 사용한 동일한 코드로 수신 신호를 exclusive OR 처리를 함으로써 본래의 정보를 얻어낼 수 있다. 이때 다른 코드를 사용하여 송신된 정보는 동일한 전송 주파수에 실려 동시에 수신된다 해도 역확산되지 않으므로 잡음으로 처리된다. 그러나, 이와 같이 역확산되지 않은 여러 가입자의 간섭 잡음의 전력 레벨이 누적되어 신호 대 잡음비의 임계치를 초과하면 정보의 신뢰도가 저하된다.

만일 다수의 사용자가 있을 경우 k 번째 사용자의 전송단에서 전송 정보신호 $b_k(t)$ 를 확산시키기 위해 정보 신호보다 높은 칩율을 갖는 PN 코드 $c_k(t)$ ($k=1, 2, \dots, K$)를 직접 곱하여 대역확산신호를 발생시킨다.

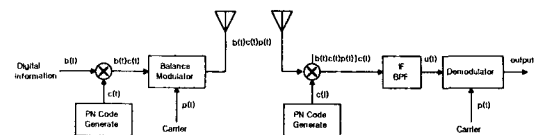


그림 1. 직접대역확산 통신시스템
Fig. 1 DS/SS System

Ⅲ. 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템

본 논문에서는 이동통신 채널에서 우수한 성능을 가진 직접대역확산통신시스템에 TCM을 적용하여 성능 향상을 도모하고자 한다. $n/n+1$ 콘볼루션 부호화기의 출력데이터에 의해 MDPSK의 위상차 $\Delta\theta_k$ 를 선택한다. $\Delta\theta_k$ 에 의해 차동 부호화기 변조기를 거쳐 PN부호 데이터에 의해 대역확산된다.

트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템 모델이 그림 1에 나와 있다. 위상차의 유클리드 거리를 최대가 되도록 하기 위하여 부호화기의 출력을 신호사상에 인가하여 매핑하는 규칙이 Ungerboeck에 의해서 제안된 신호 집합 분할(signal set partition) 기법이다. 이것은 채널 신호 집합을 연속적으로 부집합으로 분할하는데 부집합내 신호들 사이의 최소 유클리드 거리가 점차적으로 증가하도록 ($\Delta_0 < \Delta_1 < \Delta_2 \dots$) 분할하는 방법이다.

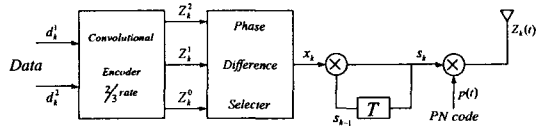


그림 2. 트렐리스 부호화된 DS/SS MDPSK 시스템 모델
Fig. 2 System Model of Trellis Coded DS/SS MDPSK

TC-DS/SS의 구조는 크게 콘볼루션 부호화기와 신호 사상기 및 직접 확산 부호화기의 세 블록으로 나누어 진다.

첫 번째 콘볼루션 부호기는 입력 비트중 $d_k^1 \sim d_k^n$ 의 n 비트는 콘볼루션 부호화기로 입력되어 콘볼루션 부호화기의 상태에 따라 출력 비트 $z_k^0 \sim z_k^n$ 의 $n+1$ 비트를 출력하게 된다. 여기서 $n+1$ 비트의 조합에 따라 다음에 설명할 신호 집합 분할의 부집합중 하나를 선택하게된다. 즉, $z_k^0, z_k^1, z_k^2, \dots, z_k^n$ 의 비트 조합에 따라 부집합 x_k 을 선택하게 된다.

$$x_k = f(z_k^0, z_k^1, z_k^2, \dots, z_k^n) \dots\dots\dots (1)$$

코드율(code rate) $R = n/(n+1)$ 의 콘볼루션 부호화기를 사용하였을때 채널 신호 집합의 크기를 2^n 에서 2^{n+1} 로 채널신호집합을 확장하는 것이다. 확장된 채널신호집합에서 부집합 신호가 2개가 될 때까지 유클리드 거리가 점차적으로 최대가 되도록 신호 집합 분할을 한다. 예로써 그림 3의 trellis 부호화된 8PSK에서 처럼 특정 집합내 신호들간의 가장 작은 유클리드 거리 $\Delta_i, i=0,1,2, \dots$ 가 점차적으로 커지도록 더 작은 부집합으로 분할하는 것이다. 이러한 분할은 Δ_{k+1} 이 설계하고자하는 자유 유클리드 거리(free distance)보다 크거나 같을때까지 $k+1$ 번 반복한다. 이러한 집합 분할이 이루어 지도록 콘볼루션 부호화기를 설계한다. 콘볼루션 부호화기는 상태 천이도(state transition diagram)와 그림 4와 같은 trellis 도로부터 설계될 수 있다.

Trellis 도에서 가지(branch)에 신호를 부여하는 방법은 다음과 같다[5][7][8].

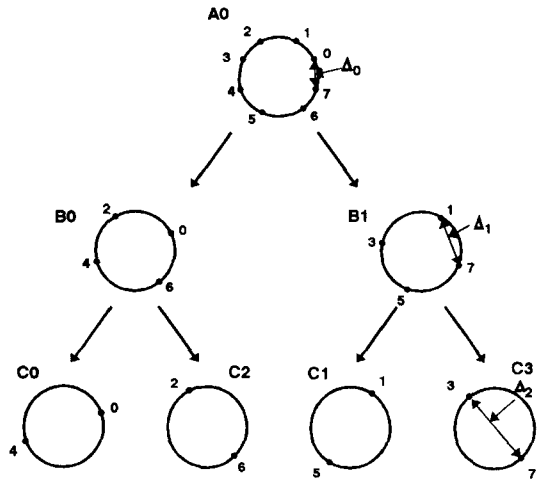


그림 3. Trellis 부호화된 8PSK의 신호 집합 분할
Fig. 3 Signal set partition of trellis coded 8PSK

- (1) 모든 채널 신호는 동일 확률로 나타나며 또한 규칙성과 대칭성이 되도록 한다.
- (2) 같은 상태에서 출발하는 신호는 부집합 B0 혹은 B1 집합내의 신호들이다.
- (3) 같은 상태로 합쳐지는 신호는 부집합 B0 혹

은 B1 집합내의 신호들이다.

(4) 병렬 천이들의 신호는 부집합 C0 혹은 C1 혹은 C2 혹은 C3 중의 신호들이다.

두 번째 이러한 출력 데이터는 신호 사상에 입력되어 MDPSK의 위상차 $\Delta\theta_k$ 를 결정한다. MDPSK 변조를 하기 위해 차동부호화 변조기를 통과한 후 신호 $s_k(t)$ 는

$$s_k = s_{k-1} \cdot e^{j\Delta\theta_k} \equiv s_{k-1} \cdot x_k \quad \dots\dots\dots (2)$$

이 된다. 이러한 신호 s_k 에 PN 부호화기의 출력 $p(t)$ 를 곱함으로써 직접대역 확산이 이루어지게 되며 채널을 통해 전송되어지는 채널신호 $z_k(t)$ 는

$$z_k(t) = s_k \cdot p(t) \quad \dots\dots\dots (3)$$

이때 콘볼루션 부호화기는 매 T초마다 이루어지며 PN 부호화기의 출력인 $p(t)$ 의 최장 부호화 주기는

$$N = 2^m - 1 \quad \dots\dots\dots (4)$$

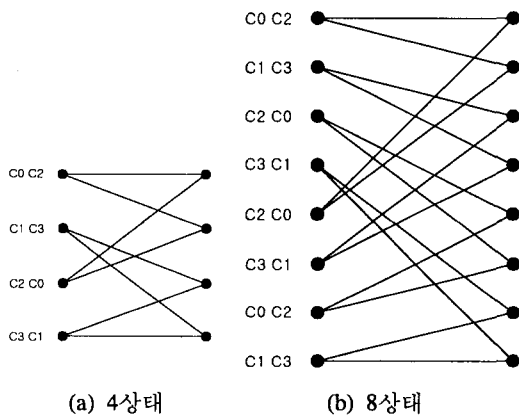


그림 4. 트렐리스부호화된 DS/SS의 트렐리스도
Fig. 4 Trellis diagram of the TC-DS/SS

여기서 m 은 시프터 레지스터의 수이다. 또한 PN 부호화기 출력 데이터의 한 비트 시간 $T_c = T/N$ 이 된다. 따라서 신호 사상에 의한 신호점 선택은 매 $T_c = T/N$ 마다 이루어지게 된다. 이 때 채널에서의 신호 대역폭은 정보 신호의 대

역폭보다 N 배 확산되어진다.

이러한 TC-DS/SS시스템에서 데이터를 복원하기 위한 수신기의 시스템은 그림 5와 같다. 수신된 채널 신호 $z'_k(t)$ 는 PN부호 $p(t)$ 에 의해 역확산 된다. 차동 복호화기에 의해 인접 신호와의 위상차 신호

$$y_k = r_k \cdot r_{k-1}^* \quad \dots\dots\dots (5)$$

를 추출한다. 여기서 r_k 는 역확산된 신호이다. 이러한 위상차 신호 y_k 는 비터비 디코더에 입력되어져 데이터를 복원하게 된다. Trellis 부호화된 대역 확산 신호를 디코딩 하는데는 기본적으로 MLSE(Maximum Likelihood Sequence Estimation) 기법인 비터비 디코딩을 하게된다[7][8][9]. TCM 신호가 trellis에 의해서 표현되면, trellis 가지는 인코더 상태의 천이와 채널로 전송된 신호와 관련되며 이 때 trellis도는 송신단의 콘볼루션부호화기와 PN코드에 의해 결정되며 그결과는 그림 4와 같다. TCM 디코더는 trellis를 통한 인코딩된 신호 열의 경로를 평가하게 된다. 전체 경로 매트릭이 최소가 되는 정보 신호를 얻는다.

일반적으로 디코딩 절차는 크게 두부분으로 나누며 다음과 같다.

- (1) 가지 경로차를 정의하고, 수신된 신호의 값을 기본으로 가지 경로차를 계산한다.
- (2) 최소한의 경로차를 갖는 경로를 구한다.

본래 비터비 알고리즘은 콘볼루션 코드를 디코딩하기 위해서 1967년에 제안되었다. TCM 데이터를 디코딩하기 위한 비터비 알고리즘은 TCM 인코더를 표현하는 trellis 도에 기초를 두고 있다. 비터비 알고리즘은 trellis 도를 순차적으로 움직이면

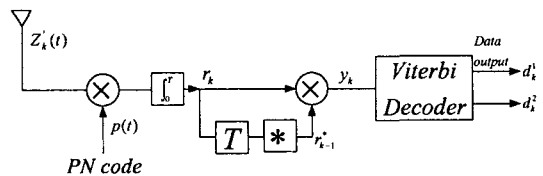


그림 5. 트렐리스 부호화된 DS/SS MDPSK의 복조 시스템 모델
Fig. 5 Decoder of Trellis Coded DS/SS MDPSK

서 최소 경로 메트릭(minimum path metrics)을 갖는 경로를 구한다는 개념이다. 단, 기존의 비터비 알고리즘의 가지 메트릭은 해밍거리였으나 TCM의 비터비 디코딩에서 가지 메트릭은 신호들사이의 유클리드 거리가 된다.

IV. 다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템

트렐리스 부호화된 MDPSK의 N개의 전송된 신호를

$$S = (s_0, s_1, \dots, s_{N-1}) \dots\dots\dots (6)$$

이고 여기서 s_k 는 MDPSK의 신호 중에 하나이고 k 는 k 번째 전송구간을 의미한다. 구간 $kT_s < t \leq (k+1)T_s$ 에서 전송 신호를 복소 형태로 표시하면

$$s_k = e^{j\theta_k} \dots\dots\dots (7)$$

가 된다. 트렐리스 부호화된 MDPSK의 경우 s_k 는

$$\begin{aligned} s_k &= e^{j\theta_k} \\ &= e^{j(\theta_{k-1} + \Delta\theta_k)} \\ &= s_{k-1} e^{j\Delta\theta_k} \equiv s_{k-1} \cdot x_k \dots\dots\dots (8) \\ &= e^{j(\theta_{k-L} + \Delta\theta_{k-L+1} + \Delta\theta_{k-L+2} + \dots + \Delta\theta_k)} \\ &= s_{k-L} \cdot x_{k-L+1} \cdot x_{k-L+2} \cdot \dots \cdot x_k \end{aligned}$$

가 되며 여기서 x_k 는 정보를 포함한 위상차 $e^{j\Delta\theta_k}$ 를 표시한다.

만일, 채널에서 평균이 0인 복소 가우시안 잡음 n_k 가 더해졌다고 가정하고 수신된 N개의 신호열 R 을

$$R = (r_0, r_1, \dots, r_{N-1}) \dots\dots\dots (9)$$

이라 하자. 여기서 r_k 는 k 번째 구간의 수신 신호이다. 정보 비트는 전송 신호의 위상차에 의해서 전송되기 때문에 수신기에서 수신 신호 사이의 위상차를 추출해야만 한다. 추출된 1차 위상차를

$y_{1,k}$ 라 하면

$$\begin{aligned} y_{1,k} &= r_k \cdot r_{k-1}^* = (s_k + n_k) \cdot (s_{k-1} + n_{k-1})^* \\ &= s_k \cdot s_{k-1}^* + n_{1,k} \\ &= x_k + n_{1,k} \end{aligned} \dots\dots\dots (10)$$

가 된다. 여기서 '*'는 공액복소수를 표시한다. 만일 수신측에서 L차 위상차를 추출할 수 있다고 하면

$$\begin{aligned} y_{L,k} &= r_k \cdot r_{k-L}^* = (s_k + n_k) \cdot (s_{k-L} + n_{k-L})^* \\ &= s_k \cdot s_{k-L}^* + n_{L,k} \\ &= x_{k-L+1} \cdot x_{k-L+2} \cdot \dots \cdot x_k + n_{L,k} \end{aligned} \dots\dots\dots (11)$$

가 된다. 남은 문제는 디코딩을 할 때 수신된 위상차 열 Y 를 $\hat{X} = (\hat{x}_0, \hat{x}_1, \hat{x}_2, \dots, \hat{x}_{N-1})$ 으로 평가하는 일이다. 모든 정보 심벌이 일정한 비율로 발생한다고 할 때 에러 확률을 줄이기 위해 y_k 를 Maximum-Likelihood라고 하는 디코딩을 하게 된다. 이것은 전송 가능한 모든 신호 열과 수신된 신호의 조건 확률을 비교하여 가장 큰 확률과 관계되는 전송 신호 열을 선택하는 것이다.

즉 디코더는

$$P_N(Y | \hat{X}) = \max_{all X} P_N(Y | X) \dots\dots\dots (12)$$

가 되는 X 을 선택한다.

만일 채널에서 평균이 0인 백색 가우시안 잡음이 더해지고 채널이 memoryless라 하면 이것은 잡음이 각 채널 신호에 독립적으로 영향을 미친다는 것이다. 또한 수신측에서 1차 위상차 $y_{1,k}$ 뿐만 아니라 연속된 L개의 1차 위상차 $y_{1,k-L}$ 를 추출할 수 있다고 하면 $P_N(Y | \hat{X})$ 는

$$P_N(Y | \hat{X}) = \max_{all X} \prod_{k=0}^{N-1} P(y_{1,k}, y_{1,k-1}, \dots, y_{1,k-L} | x_k, x_{k-1}, \dots, x_{k-L+1}, x_{k-L}) \dots\dots\dots (13)$$

이 된다. 이러한 계산은 곱셈의 복잡성 때문에 곱셈을 덧셈으로 변환시키는 Log를 취하고 행렬 형태로 표시하면

$$P_N(Y|X) = \max_{all X} \prod_{k=0}^{N-1} \frac{|[C_{XY}]^{-1}|^{1/2}}{(2\pi)^{N/2}} \exp\left\{-\frac{[Y_L - X_L]'[C_{XY}]^{-1}[Y_L - X_L]}{2}\right\}$$

$$= \max_{all X} \left[K - \sum_{k=0}^{N-1} A[Y_L - X_L]'[C_{XY}]^{-1}[Y_L - X_L] \right] \dots (14)$$

단 여기서

$$[Y_L - \overline{Y_L}] = \begin{bmatrix} y_{1,k} - \overline{y_{1,k}} \\ y_{1,k-1} - \overline{y_{1,k-1}} \\ \vdots \\ y_{1,k-L} - \overline{y_{1,k-L}} \end{bmatrix} = [Y_L - X_L] = \begin{bmatrix} y_{1,k} - x_k \\ y_{1,k-1} - x_{k-1} \\ \vdots \\ y_{1,k-L} - x_{k-L} \end{bmatrix} \dots (15)$$

$$[C_{XY}] = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1L} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2L} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ C_{L1} & C_{L2} & \dots & C_{LL} \end{bmatrix} \dots (16)$$

$$C_{ij} = E[(y_{1,k-i} - x_{k-i})(y_{1,k-j} - x_{k-j})] \dots (17)$$

여기서 K 와 A 는 최대화시키면서 버릴 수 있는 상수이다. 결론적으로 Maximum-Likelihood 디코딩은 수신된 신호 열 Y 를 다음과 같이 정의된 메트릭을 최소화시키는 것과 같다.

즉,

$$\lambda_b[Y_L, X_L] = \min_{all X} \left[\sum_{k=0}^{N-1} [Y_L - X_L]'[C_{XY}]^{-1}[Y_L - X_L] \right] \dots (18)$$

여기서, 트렐리스 부호화된 MDPSK의 비터비 디코더의 가지(branch) 메트릭을 다음과 같이 정의한다.

$$\lambda_b[Y_L, X_L] = [Y_L - X_L]'[C_{XY}]^{-1}[Y_L - X_L] \dots (19)$$

만일 수신된 신호의 1차 위상차만을 적용할 경우 즉, $L=1$ 일 경우 가지 메트릭은

$$\lambda_b = |y_{1,k} - x_k|^2 = |r_k \cdot r_{k-1}^* - x_k|^2 \dots (20)$$

이 되며 이것은 일반적인 MDPSK의 TCM 복조기가 된다. 또한 수신된 신호의 연속된 2개의 위상차를 이용할 경우 즉, $L=2$ 일 경우 가지 메트릭은

$$\lambda_b = |y_{1,k} - x_k|^2 + 2\rho |y_{1,k} - x_k| \cdot |y_{1,k-1} - x_{k-1}| + |y_{1,k-1} - x_{k-1}|^2 \dots (21)$$

이 된다. 식 (21)에서 첫 번째 항은 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k}$ 와 후보 신호 x_k 와의 자승 유클리드 거리이며 두 번째 항은 k 번째 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k}$ 와 후보 신호 x_k , $k-1$ 번째 수신된 신호의 1차 위상차 $y_{1,k-1}$ 와 후보 신호 x_{k-1} 와의 유클리드 곱의 거리이며 이는 k 번째 수신된 신호의 2차 위상차 $y_{2,k}$ 와 후보 신호 $x_k \cdot x_{k-1}$ 자승 유클리드 거리가 된다. 따라서 최종적인 비터비 복조기의 가지 메트릭은

$$\lambda_b = |y_{1,k} - x_k|^2 + |y_{2,k} - x_k \cdot x_{k-1}|^2 + |y_{1,k-1} - x_{k-1}|^2 + |r_k \cdot r_{k-1}^* - x_k|^2 + |r_k \cdot r_{k-2}^* - x_k \cdot x_{k-1}|^2 + |r_{k-1} \cdot r_{k-2}^* - x_{k-1}|^2 \dots (22)$$

이 된다.

이러한 가지 메트릭을 이용한 복조 블록도가 그림 6에 나와 있다. 비터비 디코더의 가지 메트릭을 식 (22)과 같이 정의하면 d_{free} 의 값도 커지며 이

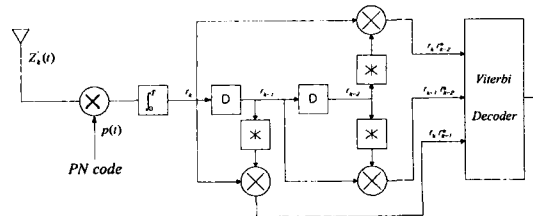


그림 6. 다중심벌검파를 이용한 TC-DS/SS의 복조 시스템 모델

Fig. 6 Decoder of Trellis Coded DS/SS MDPSK with multiple Symbol Detection

와 함께 코딩 이득도 커지게 된다. d_{free} 와 코딩 이득을 정리하면 표 1과 같다.

수신된 신호는 역확산 과정을 거쳐 1차 위상차 뿐만 아니라 2차 위상차를 추출하게 된다. 이러한 1차 및 2차 위상차를 가지 메트릭으로 하는 비터비 디코더에 입력되어져 데이터를 복원하게 된다.

표 1. 다중 심벌 검파 trellis 부호화된 MDPSK의 상태수에 따른 d_{free}^2 코딩 이득과의 관계

Table 1. Coding Gain for Trellis Coded DS/SS MDPSK with multiple Symbol Detection

상 태 수	트렐리스 부호화된 MDPSK		다중 심벌 검파를 이용한 트렐리스 부호화된 MDPSK	
	자승 자유 유클리드 거리	코딩 이득	자승 자유 유클리드 거리	코딩 이득
2	2.586	1.1dB	3.755	2.7dB
4	4	3.0dB	4	3.0dB
8	4.586	3.6dB	6.9	5.4dB
16	5.172	4.1dB	7.85	5.9dB

레이레이 페이딩 채널에서 k 번째 전송된 신호 $z_k(t)$ 는

$$z_k(t) = Re\{\sqrt{2P} \exp j(\omega_c t + \theta_k)\} \dots\dots\dots (23)$$

이 되며 이때 수신된 신호 $z'_k(t)$ 는

$$z'_k(t) = \rho_k(t) s_k(t) + n_k(t) + i_k(t) \dots\dots\dots (24)$$

이다. 여기서 $\rho_k(t)$ 는 페이딩에서 신호 감쇠를 나타내는 Rayleigh random 변수, $n_k(t)$ 는 variance $\sigma^2 = N_0/2E_s$ 인 AWGN, $i_k(t)$ 는 다른 $(M-1)$ 사용자에 의한 간섭(interference) 항이다.

Bhattacharyya bound를 사용하여 트렐리스 부호화된 직접대역확산시스템의 칩 에러 확률은

$$P_c \leq \frac{1}{n} \frac{\partial}{\partial I} T(D, D) \Big|_{I=1} \dots\dots\dots (25)$$

이 되며 여기서 $T(D, D)$ 는 TCM의 전달 함수, D 는 Bhattacharyya 거리, I 는 입력 비트 1에 의한 branch 천이 변수이다.

Rayleigh 페이딩에서

$$D = \frac{2N_0}{E_s + 2N_0} \dots\dots\dots (26)$$

이 된다.

V. 시뮬레이션 및 결과 고찰

본 장에서는 일반적인 DQPSK와 트렐리스 부호화된 MDPSK, DS/SS방식과 본 논문에서 제안한 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템의 성능을 평가하기 위하여 시뮬레이션을 통한 오율특성을 비교하고자 한다. 채널은 AWGN(Additive white Gaussian noise) 잡음 채널과 이동 통신에서의 레일리 페이딩 채널에서 Monte Carlo 방법에 의한 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 성능 평가를 한다. 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템을 시뮬레이션 하기 위한 시스템 모델은 그림 2와 그림 5, 6과 같다. 랜덤 발생기에 의해 데이터를 발생시켜 그림 2의 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템의 변조 블록도를 거쳐 전송하게 된다.

시뮬레이션은 부호화 되지 않은 직접대역확산통신시스템과 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템에서 BER 특성을 살펴보고 또한 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템의 성능을 측정하게 된다. 이를 위하여 TCM의 콘볼루션 부호화기 상태수는 2, 4, 8, 16으로 한다. 또한 성능 평가의 중요한 요소인 비터비 디코딩 알고리즘의 경로 메모리의 수 M 은 5ν (M : decision delay, ν : state number)로 한다. 이러한 시뮬레이션 결과가 그림 7에 제시되어 있다. 디지털 통신 시스템의 데이터 전송을 위한 10^{-5} BER에서 부호화되지 않은 직접대역확산통신시스템, 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템과 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템의 BER 특성을 살펴보면, AWGN에서는 부호화되지 않은 DQPSK와 직접대

역확산 통신시스템은 성능의 향상이 없다. 그러나 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템은 일반적인 직접대역확산시스템보다 상태수에 따라 약 1-2dB의 성능이 향상됨을 알 수 있으며, 또한 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템은 3-4dB의 성능이 향상됨을 알 수 있다.

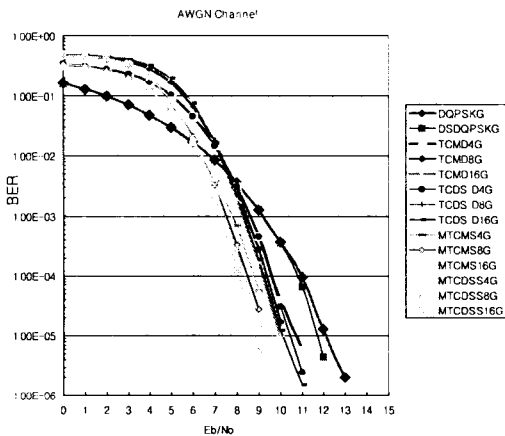


그림 7. AWGN에서의 시뮬레이션 결과
Fig. 7 Simulation Result for AWGN

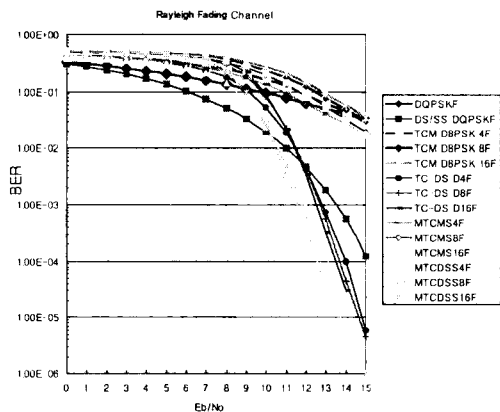


그림 8. 레일레이 페이딩 채널에서의 시뮬레이션 결과
Fig. 8 Simulation Results for Rayleigh Fading Channel

레일레이 페이딩채널에서는 페이딩 현상에 의해 랜덤 오류뿐만 아니라 연접 오류가 발생하게 되며, 이러한 연접 오류에 의해 에러 floor현상이 나타난다. 그림 8에서와 같이 부호화되지 않은 DQPSK와 트렐리스 부호화된 MDPSK는 에러 floor현상이 일어남을 알 수 있다. 그러나 이러한 채널에 대역확산을 적용하고 또한 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템을 적용하면 부호화되지 않은 직접대역확산통신시스템과 트렐리스 부호화된 DS/SS는 상태수에 따라 약 3-4dB, 다중심벌검파를 수행하는 트렐리스 부호화된 직접대역확산통신시스템은 약 4-5dB의 코딩이득이 있음을 알 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 직접대역확산통신시스템에서 코딩 이득을 향상시키고자 다중 심벌 검파를 수행하는 트렐리스 부호화 변조를 적용하였다. 트렐리스 부호화 변조는 전력과 대역폭의 증가없이 코딩 이득을 얻는 기법으로 현재 사용되고 있는 DS방식의 대역확산통신시스템에 적용할 수 있는 다중 심벌 검파를 수행하는 트렐리스 부호화 변조 방식을 제안하였다. 이러한 시스템을 직접대역 확산통신시스템에 적용하였을 때 얻을 수 있는 코딩 이득은 상태수 4, 8, 16인 콘벌루션 인코더의 적용시 AWGN채널에서는 DQPSK나 DS/SS방식에 비해 3-4dB, 레일레이 페이딩 채널에서 DS/SS방식에 비해 4-5dB의 코딩 이득 개선이 있다. 또한 상태수가 증가하면 더 큰 코딩 이득을 얻을 수 있으리라 판단된다.

참고문헌

- [1] Kamilo Feher, "MODEMS for emerging digital cellular-mobile radio system," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol. 40, No.2, pp 355~365, May 1991.
- [2] C.L. Liu and K. Feher, " $\pi/4$ -QPSK Modems for satellite sound/data broadcast systems," IEEE Trans. Broadcasting, Vol. 37, No.1, pp.

1~8, March, 1991.

[3] S. Chennakeshu, and G.J. Saulnier, "Differential detection of $\pi/4$ shifted-DQPSK for digital cellular radio," Proceedings of 41th IEEE VTC, pp. 186~191, 1991.

[4] D.Subasinghe Dias and K.Feher, "Baseband pulse shaping techniques for $\pi/4$ -DQPSK in non-linearly amplified land mobile channels, " Proceeding of 41th IEEE VTC., pp.759~764, 1991.

[5] G. Ungerboeck, "Channel coding with multilevel phase signals," IEEE Trans. Information Theory, Vol. IT-28, pp.55-67, Jan. 1982.

[6] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part I : Introduction," IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp.5-11, Feb. 1987.

[7] G. Ungerboeck, "Trellis-coded modulation with redundant signal sets-Part II: State of the art," IEEE Communications Magazine, Vol.25, No.2, pp.12-21, Feb.1987.

[8] D. Divsalar, M.K. Simon, and J.H Yuen, "Trellis coding with asymmetric modulations," IEEE Trans. Commun., Vol. COM-35, No.2, pp 130~141, Feb. 1987.

[9] L.F. Wei, "Trellis-coded modulation with multidimensional constellations," IEEE Trans. Inf. Theory, Vol. IT-33, No.4, pp 483~501, July 1987.

김 상 태

1980~1984 아주대학교 전자공학과(공학사),
1984~1986 아주대학교 전자공학과(공학석사),
1994~2000 아주대학교 전자공학과(공학박사),
1991~현재 한국산업기술평가원 선임연구원,
*주 관심분야 : RF 회로설계, 필터설계



김 종 일(金宗一)

1980~1987 서강대학교 전자공학과 공학사
1987~1989 연세대학교 전자공학과 공학석사
1989~1993 연세대학교 전자공학과 공학박사

1993~현재 관동대학교 정보기술공학부(전자정보전공) 교수

*관심분야 : 이동통신, 부호이론, 변복조이론, 위성통신, CDMA, TCM 등