이중 Viterbi 복호기를 가지는 반율 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화

강 석 근†

요 약

본 논문에서는 이중 Viterbi 복호기를 가지는 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 방식을 제안하고 분석한다. 여기서는 이진 정보원 부호를 컨볼루션 부호화한 후 서로 독립적인 두 개의 반율 직교 주파수분할다중화 심볼이 생성된다. 수신기는 복조된 신호를 이중 Viterbi 복호기를 이용하여 독립적으로 복호하고, 이들의 경로 메트릭을 비교한다. 따라서 기존 시스템에서의 복구된 이진 데이터는 단순한 Viterbi 복호기의 출력으로 나타나는 반면 제안된 방식에서는 분절길이 내에서 큰 경로 메트릭을 가지는 부호열의 조합이 된다. 그 결과, 제안된 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 방식은 기존의 시스템에 비하여 모든 신호대 잡음비 영역에서 향상된 성능을 갖는다.

키워드 : 직교 주파수분할다중화, 공간-주파수 부호화, Viterbi 복호기, 무선통신시스템

A Half-Rate Space-Frequency Coded OFDM with Dual Viterbi Decoder

Seog Geun Kang†

ABSTRACT

In this paper, a space-frequency coded orthogonal frequency division multiplexing (SFC-OFDM) scheme with dual Viterbi decoder is proposed and analyzed. Here, two independent half-rate OFDM symbols are generated after convolutional coding of the binary source code. A dual Viterbi decoder is exploited to decode the demodulated sequences independently in the receiver, and their path metrics are compared. Accordingly, the recovered binary data in the proposed scheme are composed of the combination of the sequences having larger path metrics while those in a conventional system are simply the output of single Viterbi decoder. As a result, the proposed SFC-OFDM scheme has a better performance than the conventional one for all signal-to-noise power ratio.

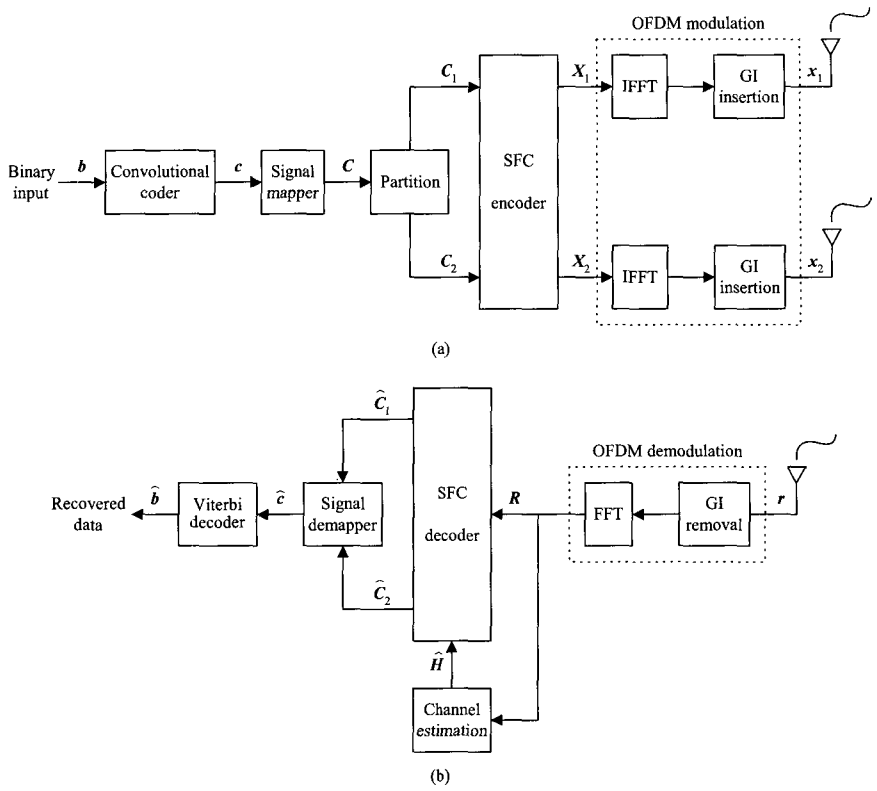
Key Words : Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM), Space-frequency Coding(SFC), Viterbi, Wireless Communication System

1. 서 론

최근 다수의 송신 안테나를 이용한 공간-시간 전송 다이버시티에 대한 관심과 연구가 급증하고 있다[1]-[12]. 전송환경의 특성이 정적이거나 또는 의사 정적인 것으로 가정할 수 있는 경우 적절히 설계된 공간-시간 부호(space-time codes, STC)는 전 다이버시티 이득(full diversity gain)을 얻을 수 있는 것으로 알려져 있다[1]-[4]. 한편, 직교 주파수분할다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)는 고속 무선통신을 위한 매우 유력한 전송방식 가운데 하나이다. 이는 스펙트럼효율면에서 매우 우수하고 주파수선택성 페이딩(frequency-selective fading)에 강인한 병렬전송방식(parallel transmission scheme)으로 알려져 있다. 뿐만 아니라 연속되는 심볼사이에 보호구간(guard interval, GI)을 삽입함으로써 심볼간간섭(intersymbol interference, ISI)을 효과적으로 제거할 수 있다.

공간-시간 부호와 직교 주파수분할다중화의 장점들을 동시에 얻기 위하여 이들의 효과적인 결합기술에 대한 연구가 광범위하게 진행되어 왔다[5]-[11]. Li 등은 [5]에서 무선 패킷교환망에서의 직교 주파수분할다중화 심볼의 다이버시티 전송에 관한 다양한 분석을 제공한 바 있다. 그리고 [6], [7]에서는 공간-시간 부호화된 직교 주파수분할다중화의 용량과 그 성능이 분석되었다. 이러한 노력들에 따라 최근 공간-시간 부호화된 직교 주파수분할다중화는 4세대 무선통신시스템을 위한 유망한 후보로서 추천된 바 있다[8]. 한편, 단일반송파변조(single carrier modulation, SCM)와는 달리 직교 주파수분할다중화와 같은 다중반송파변조(multicarrier modulation, MCM) 방식에서는 실제 부호화 과정이 주파수영역에서 이루어진다. 이에 따라 최근에는 다중입력-다중출력

† 정 회 원 : 경상대학교 전기전자공학부 조교수
논문접수 : 2005년 7월 4일, 심사완료 : 2005년 11월 9일



(a) 송신기 (b) 수신기

(그림 1) 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템의 구조

(multiple input multiple output, MIMO) 직교 주파수분할다중화의 경우 공간-주파수 부호화(space-frequency coding, SFC)라는 용어가 [9]-[11] 일반적으로 사용되고 있다.

대부분의 이전의 연구들은 직교 주파수분할다중화를 이용한 공간-주파수 부호화된 데이터의 병렬전송을 위한 시스템의 구조에 초점을 두고 있다. 따라서 직교 주파수분할다중화의 전송율에 맞는 입력 데이터열은 송신 안테나의 수에 따라 분할된 후 공간-주파수 부호화되어 전송된다. 본 논문에서는 이를 전율(full-rate) 시스템이라 정한다. 이 경우 신호는 전파경로에 따라 서로 독립적인 채널의 영향을 받는다. 이로 인하여 복조를 위하여 합성된 신호에는 부분적으로 매우 심각한 왜곡이 발생될 수 있으며, 이는 시스템의 성능을 저하시키는 원인이 될 수 있다.

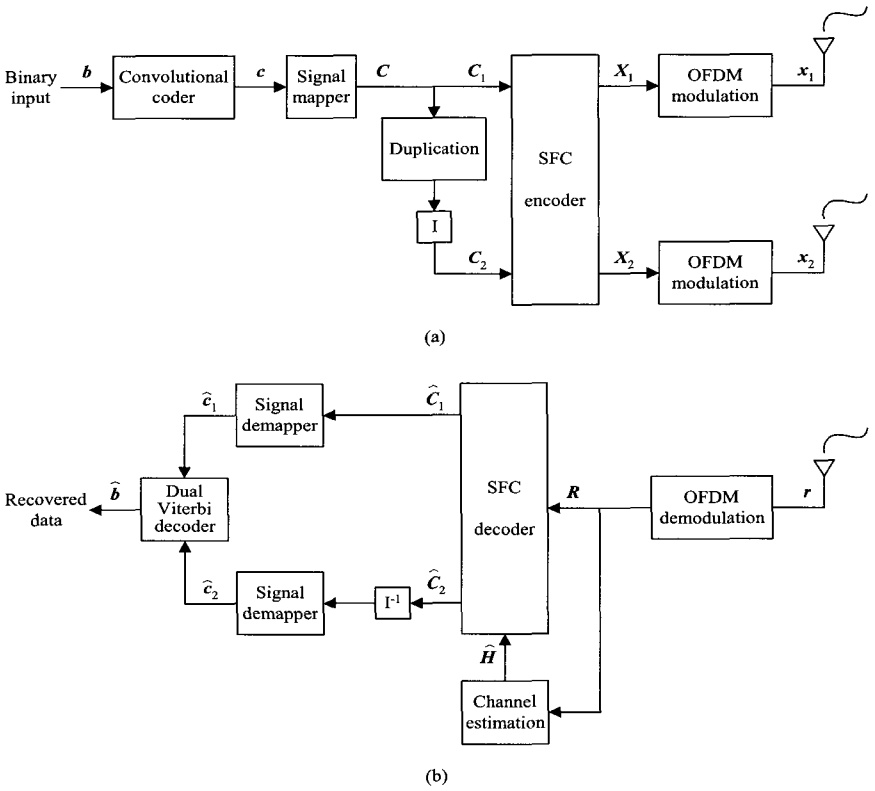
이러한 문제점을 완화시키기 위하여 본 논문에서는 이중 Viterbi 복호기를 가지는 반율(half-rate) 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화(SFC-OFDM) 방식을 제안하고, 그 성능을 분석한다. 기존의 시스템에서는 신호사상기(signal mapper) 출력의 단순 분할에 의하여 생성된 복소 데이터열들이 공간-주파수 부호기의 입력으로 사용된다. 이와는 달리 새로운 시스템에서 신호사상기 출력 복소신호열은 부호화 이전에 복제되고 인터리버에 의하여 재정렬된다. 그리고 원신호열과 복제된 신호열은 Alamouti형 부호기[3]의 입력으로 사용된다. 여기서 제안된 시스템은 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나로 구성되는 것으로 가정한다. 두 개의 경로를 통하여 수신된 신호는 전송채널에서 야기되는 왜곡의 정도에 따라 분절길이 내에서 서로 다른 경로 메트릭(path metrics)을 갖는다. 따라서 이중 Viterbi 복호기(dual Viterbi decoder)에 의하여 독립적으로 복호된 신호열 가운데 경로 메트릭이 큰 이진 데이터열만을 선택적으로 조합함으로써 제안된 방식은 기존의 시스템에 비하여 비트오류성능을 향상시킬 수 있다.

본 논문은 다음과 같이 구성된다. 서론에 이은 2장에서는 기존의 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템과 제안된 방식의 구조와 동작을 비교하여 소개된다. 그리고 이중 Viterbi 복호기의 구조와 동작에 대하여도 자세히 설명된다. 그리고 3장에서는 모의실험의 결과를 제시하고 분석하며, 마지막 4장에서 제안된 시스템에 대한 결론을 맺는다.

2. 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화

2.1 송신기

공간-시간 부호와 직교 주파수분할다중화가 가지는 장점들을 동시에 얻기 위한 효과적인 방법으로 이들이 결합된 형태인 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화가 소개되었다[9]-[11]. 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나로 구성된 대표적인 시스템을 (그림 1)에 나타내었다. 여기서 대문자는 주파수영역 신호를, 그리고 소문자는 시간영역 신호를 각각 나타낸다. 그리고 송신기의 신호사상기는



(a) 송신기 (b) 이중 Viterbi 복호기를 가지는 수신기

(그림 2) 새로운 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템

이차원 신호성상도를 이용하여 입력된 이진 데이터열을 복소신호열로 변환시킨다.

일반적으로 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템에서 신호사상기의 출력 복소신호열 $C=[C_0C_1\cdots C_{N-1}]$은 두 개의 반율 복소신호열 $C_1=[C_{1,0}C_{1,1}\cdots C_{1,N/2-1}]$과 $C_2=[C_{2,0}C_{2,1}\cdots C_{2,N/2-1}]$로 분할된다. 여기서 N은 직교 주파수 분할다중화 심볼에서 부대역의 수를 나타낸다. 그리고 반율은 신호열 C_1과 C_2가 원신호열 원소수의 반으로 구성됨을 뜻한다. 대표적인 공간-주파수 부호화 기법에서 C_1과 C_2는 원신호블록 C의 홀수 번째와 짝수 번째 원소들로 각각 구성된다. C_1과 C_2는 Alamouti형 부호기에 [3] 의하여 두 개의 전율 신호열 X_1과 X_2로 변환되고, 역푸리에변환(inverse fast Fourier transform)을 이용하여 각각 독립적으로 변조된다. 다중 경로채널의 전파지연에 의하여 수신신호에서 발생될 수 있는 심볼간간섭을 효과적으로 제거하기 위하여 변조된 신호열은 순회접두(cyclic prefix)와 함께 해당되는 송신 안테나를 통하여 동시에 전송된다.

새로운 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템을 (그림 2)에 나타내었다. 여기서 송·수신기의 I와 I^{-1}는 인터리버와 역인터리버를 각각 나타낸다. 제안된 방식의 송신기는 기존의 시스템과 매우 유사한 구조를 갖는다. 하지만 여기서는 공간-주파수 부호기의 입력신호를 생성하는 과정에서 C_1과 C_2가 복소신호열 C의 단순한 분할에 의하여 생성되는 것이 아니라 $C=C_1=[C_{1,0}C_{1,1}\cdots C_{1,N-1}]$을 복제한 다음 인터리버를 이용하여 재구성함으로써 $C_2=[C_{2,0}C_{2,1}\cdots C_{2,N-1}]$가 생성되는 점이 다르다. 이와 같이 복제와 재정렬을 이용할 경우 C_1과 C_2는 이미 전율 복소신호열이 되므로 부호기의 출력신호열인 X_1과 X_2의 크기는 $2N$이 된다. 따라서 새로운 시스템에서는 미리 C의 원소 수를 기존 시스템에 비하여 반으로 감소시킨다.

이와 같은 환경에서 공간-주파수 부호기는 입력 신호에 대하여 2배수의 비율로 업샘플링(upsampling)하여 부호화된 두 개의 전율 복소신호벡터 X_1과 X_2를 다음과 같이 생성한다.

$$\begin{aligned} X_{1,k_1}&=C_{1,k},\quad X_{2,k_1}=C_{2,k},\\ X_{1,k_2}&=-C_{2,k},\ X_{2,k_2}=C_{1,k}^{*}, \end{aligned} \tag{1}$$

$0\le k\le N/2-1$. 여기서 첨자 k_1과 k_2는 신호열 C_1과 C_2의 k번째 신호에 대한 첫 번째와 두 번째 표본을 각각 나타낸다. 부호화된 신호열 X_1과 X_2는 역푸리에변환을 이용하여 독립적으로 변조된 후 심볼간간섭의 제거를 위하여 아래의 식 (2)와 같이 보호구간에 순회접두가 첨부된다.

$$x_{1,k}=\begin{cases} \tilde{x}_{1,k}, & 0\le k\le N-1 \\ \tilde{x}_{1,N+k} & -L\le k\le -1 \end{cases}, \tag{2}$$

여기서 L은 보호구간의 길이고 $\widetilde{x_{1,k}}$는 변조된 신호열 $\widetilde{x_1}$의

k번째 표본으로 아래와 같다.

$$\tilde{x}_{1,k}=\frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1}X_{1,n}e^{-j2\pi kn/N}. \quad (3)$$

전송채널의 임펄스 응답은 $2\times(N+L)$ 행렬 $h=[h_1\ h_2]^T$로 나타낼 수 있다. 여기서 $h_1=[h_{1,0}h_{1,1}\cdots h_{1,N+L-1}]^T$과 $h_2=[h_{2,0}h_{2,1}\cdots h_{2,N+L-1}]^T$는 각 전송경로의 임펄스 응답 계수를 나타내며 통계적으로 서로 독립인 것으로 가정한다. 이러한 경우 수신신호 $r=[r_0r_1\cdots r_{N+L-1}]$은 다음과 같다.

$$r_k=h_{1,k}x_{1,k}+h_{2,k}x_{2,k}+w_k, \quad (4)$$

여기서 $x_{1,k}$와 $x_{2,k}$는 k번째 표본순간에 각각의 송신 안테나를 통하여 전송되는 신호이다. 그리고 w_k는 가산성 백색 가우스잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)을 나타내며 평균이 0이고 분산은 σ_w^2이다.

2.2 수신기

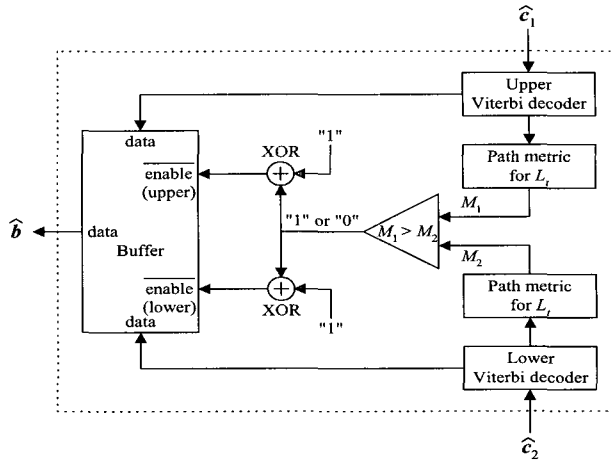
제안된 반율 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템을 위한 수신기의 구조를 (그림 2) (b)에 나타내었다. 수신된 신호는 보호구간에 해당되는 처음 L개의 표본 신호가 제거된 후 고속 푸리에변환을 이용하여 복조된다. 복조된 신호는 전파경로의 다중화에 의하여 심각하게 왜곡될 수 있으며, 이는 채널간간섭(interchannel interference, ICI)의 원인이 된다. 따라서 수신기에서는 이를 완화시키기 위하여 전송채널의 영향을 추정 및 보상한다[12]. 직교 주파수분할다중화를 위한 채널추정 및 등화기법은 매우 중요한 연구주제이지만 본 논문의 주된 관심영역에서 벗어나므로 여기서는 전송채널의 특성이 이미 알려진 것으로 가정한다.

공간-주파수 복호기는 최대 비율 결합(maximal ratio combining, MRC)을 이용하여 두 경로를 통한 직교 주파수분할다중화 심볼을 다음과 같이 계산한다.

$$\hat{C}_{1,k}=\frac{\hat{H}_{1,2k}^{*}R_{2k}+\hat{H}_{2,2k}R_{2k+1}^{*}}{|\hat{H}_{1,2k}|^2+|\hat{H}_{2,2k}|^2}=C_{1,k}+\hat{W}_{1,k},$$
$$\hat{C}_{2,k}=\frac{\hat{H}_{2,2k}^{*}R_{2k}-\hat{H}_{1,2k}R_{2k+1}^{*}}{|\hat{H}_{1,2k}|^2+|\hat{H}_{2,2k}|^2}=C_{2,k}+\hat{W}_{2,k}, \quad (5)$$

$0\le k\le N/2-1$. 여기서 $\hat{W}_{1,k}$와 $\hat{W}_{2,k}$는 각각의 전파경로를 통한 백색 가우스잡음의 정규화된 값으로 아래의 식 (6)과 같이 계산된다. 그리고 $\hat{H}_{1,k}$과 $\hat{H}_{2,k}$는 각 경로의 전달함수이다.

$$\widehat{W_{1,k}}=\frac{\widehat{H_{1,2k}^{*}}W_{2k}+\widehat{H_{2,2k}}W_{2k+1}^{*}}{|\widehat{H_{1,2k}}|^2+|\widehat{H_{2,2k}}|^2},$$
$$\widehat{W_{2,k}}=\frac{\widehat{H_{2,2k}^{*}}W_{2k}-\widehat{H_{1,2k}}W_{2k+1}^{*}}{|\widehat{H_{1,2k}}|^2+|\widehat{H_{2,2k}}|^2}. \quad (6)$$



(그림 3) 제안된 시스템을 위한 이중 Viterbi 복호기의 상세 블록도

2.3 이중 Viterbi 복호기

새로운 시스템에서 원래의 이진 데이터열을 복구하기 위하여 직교 주파수분할다중화 심볼의 역사상기 출력 비트열 $\hat{c}_1$과 $\hat{c}_2$는 이중 Viterbi 복호기에서 독립적으로 복호된다. 이중 Viterbi 복호기의 상세한 블럭도를 (그림 3)에 나타내었다. 여기서 XOR은 배타적 논리합(exclusive-OR) 게이트이다. 데이터 버퍼의 $\overline{\text{enable}}$은 부논리(negative logic)로 동작되는 데이터 포트 제어기를 나타낸다. 그리고 L_t는 Viterbi 복호기의 분절길이이다.

상위 및 하위 경로 비트열의 경판정 복호(hard-decision decoding)을 위한 비트 메트릭은 다음과 같이 가정한다[13], [14].

$M(\hat{c}_{i,l^{(j)}}\|y_l^{(j)})$	$\hat{c}_{i,l^{(j)}}=0$	1
$y_l^{(j)}=0$	1	0
1	0	1

(7)

여기서 $i=1,2$는 이중 Viterbi 복호기의 복호경로를 나타낸다. 그리고 $\hat{c}_{i,l^{(j)}}$은 비트열 $\hat{c}_i$의 l번째 부호어의 j번째 비트를, 그리고 $y_{l^{(j)}}=(y_l^{(0)}y_l^{(1)}\cdots y_l^{(n-1)})$는 전송된 부호어에 대한 추정치를 각각 나타낸다. n은 부호어의 길이이다. 이와 같은 경우 상위와 하위 Viterbi 복호기의 분절길이 당 경로 메트릭은 다음과 같이 독립적으로 계산된다.

$$M_i=M(\widehat{c}_i|\widehat{y})=M(\widehat{c}_{i,l^{(j)}}|y_l^{(j)}). \quad (8)$$

복구된 데이터열들은 서로 독립적인 전파경로를 통하여 수신되었으므로 정상적인 경우 상·하위 데이터열의 경로 메트릭은 서로 다르게 나타난다. 제안된 시스템의 수신기에서는 복호된 이진 데이터열의 신뢰성을 향상시키기 위하여 M_1과 M_2를 비교하여 더 큰 값을 가지는 데이터열이 선택

된다. 따라서 이중 Viterbi 복호기의 출력 이진 데이터열 $\hat{b}$은 독립적으로 경판정 복호된 $\hat{c_1}$과 $\hat{c_2}$ 가운데 적은 수의 오류를 가지는 데이터열의 선택적 조합으로 구성된다.

부대역의 수가 N이고 각 부대역에 m 비트 성상도 상의 복소신호가 사용되는 기존의 전율시스템의 경우 단일 직교주파수분할다중화 심볼의 전송에 의하여 mN 비트에 대한 복호가 이루어진다. 이에 비하여 제안된 반율시스템의 경우 동수의 부대역에 대하여 $(m/2)\times N$ 비트가 단일 심볼에 의하여 전송되므로 전율시스템과 동일한 데이터 처리량을 가지기 위해서는 2배의 심볼전송이 요구된다. 하지만 새로운 시스템에서는 복조된 상·하위 데이터열이 이중 Viterbi 복호기에서 병렬연산되므로 부분적인 하드웨어의 복잡도만 증가될 뿐 복호에 따른 시간지연은 미미한 것으로 보인다. 따라서 최종 복호된 이진 데이터열이 단위 분절길이마다 독립적으로 경판정 복호된 비트열 가운데 더 높은 신뢰도를 가지는 것들의 조합으로 구성됨으로 인하여 시스템의 성능이 향상될 수 있을 것으로 예상된다.

3. 모의실험 및 성능분석

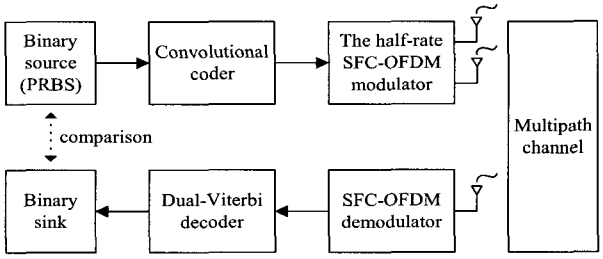
제안된 시스템의 성능 평가를 위하여 컴퓨터 모의실험이 수행되었다. 랜덤하게 발생된 이진 정보원 부호에 대한 오류제어부호(error control code, ECC)로는 생성다항식이 $G=(101,111)_2$이고 부호율이 1/2인 컨볼루션 부호가 사용되었다. 모의실험을 위한 직교 주파수분할다중화 시스템은 1024개의 부대역으로 구성되며, 각각의 부대역에는 4진 직교진폭변조와 16진 직교진폭변조 성상도 상의 복소신호가 할당된다. 그리고 전송채널의 가용주파수 대역은 5MHz로 정하고 변조된 심볼의 전송을 위한 반송주파수는 2.2GHz로 하여 한국정보통신진흥협회(telecommunications technology association, TTA)의 이동통신을 위한 모의실험 권고안에 [15] 따랐다. 이와 같은 매개변수들을 <표 1>에 정리하여 나타내었다.

〈표 1〉 직교 주파수분할다중화를 위한 모의실험 매개변수

신호사상기(signal mapper)	4-, 16-QAM
심볼당 부대역 수(the number of subbands for data)	1,024
보호구간의 길이(the length of guard interval)	128
시간영역 심볼길이(symbol duration in time)	230.4 μsec
반송주파수(carrier frequency of radio signals)	2.2 GHz
가용 주파수대역(available bandwidth)	5 MHz

두 개의 송신 안테나를 통하여 전송되는 심볼은 통계적으로 동일한 평균전력을 가지는 것으로 가정하였다. 그리고 송·수신기간 동기는 완전히 유지되는 것으로 가정하였다.

전송채널은 이동통신환경에서 직교 주파수분할다중화 시스템의 성능을 다룬 이전의 연구들에서처럼[5], [16] <표 2>에 나타낸 것과 같은 전력-시간지연 특성을 가지는 대표적인 도심채널(typical urban)을 기준으로 하였다. 그리고 이동단말기의 속도는 저속과 중속의 경우 각각 30km/h와 60km/h로 하고, 고속 주행의 경우에는 90, 120km/h로 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 따라서 반송주파수 2.2GHz에서 이러한 이동속도는 61.1, 122.2, 183.3, 244.4Hz의 도플러 주파수천이(Doppler frequency shift)를 각각 야기하는 것으로 계산된다. 이와 같은 성능 분석을 위한 모의실험 환경을 (그림 4)의 구성도에 나타내었다.



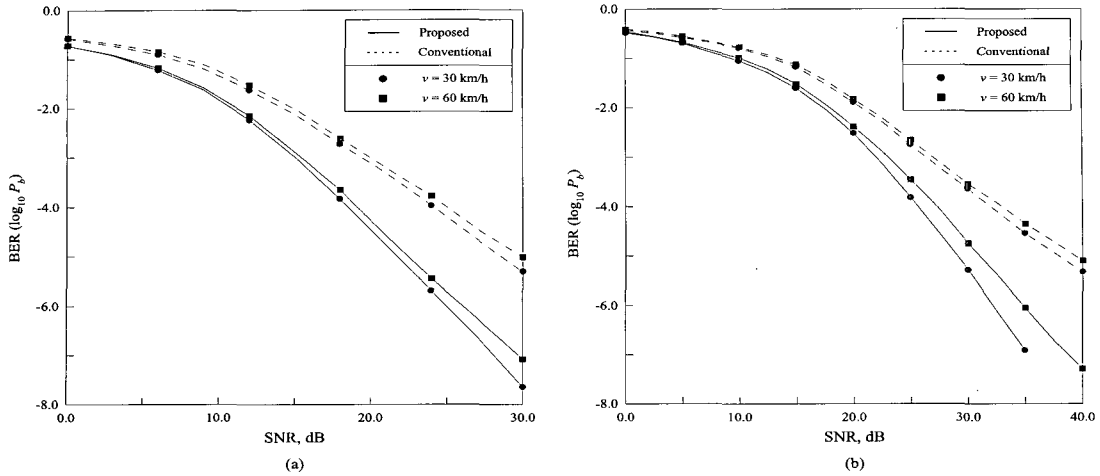
(그림 4) 컴퓨터 모의실험을 위한 구성도.

〈표 2〉 대표적인 도시 전송채널의 전력-시간지연 특성

전송경로	0	1	2	3	4	5
시간지연(μsec)	0.0	0.2	0.5	1.6	2.3	5.0
전력	0.190	0.378	0.239	0.095	0.060	0.038

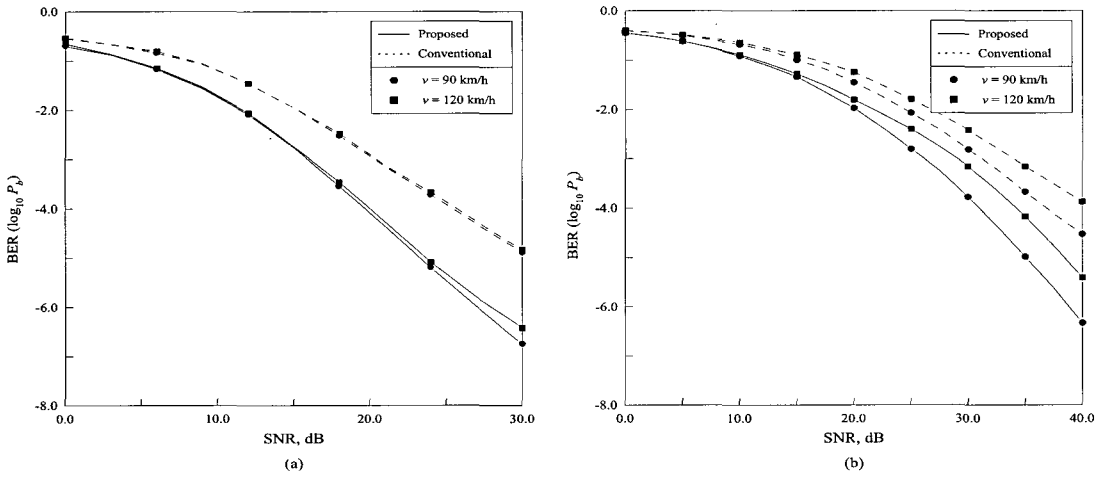
이동 단말기의 속도와 신호사상기를 위한 성상도에 따른 기존 시스템과 제안된 방식의 비트오류 성능을 (그림 5)와 (그림 6)에 비교하여 나타내었다. 여기서 P_b는 비트오율(bit error rate, BER)을, 그리고 $\mathrm{SNR}=E_b/N_0$는 신호대 잡음비(signal-to-noise power ratio, SNR)를 각각 나타낸다. 실험결과로부터 새로운 방식의 오류성능이 기존 시스템에 비하여 모든 신호대 잡음비 영역에서 개선됨을 확인할 수 있다. 단말기의 이동속도가 저속과 중속인 경우를 나타내는 (그림 4)에서 제안된 방식은 비트오율 10^{-5}을 기준으로 할 때 기존의 방식에 비하여 4진 직교진폭변조(quadrature amplitude modulation, QAM)와 16진 직교진폭변조 신호사상기에 대하여 각각 6dB와 8dB 가량 우수한 성능을 보인다.

전술된 바와 같이 채널의 전송특성이 이미 알려진 것으로 가정하였으므로 다중전파경로에 따른 인접 부대역간 간섭현상은 수신기의 채널추정기법에 의하여 보상된 것으로 간주할 수 있다. 따라서 이 경우 시스템의 성능은 식 (5)와 (6)에 주어진 바에 따라 주로 가산성 백색 가우스잡음에 의존적이다. 그럼에도 불구하고 기존의 시스템과 새로운 시스템 모두에서 단말기의 이동속도가 증가됨에 따라 비트오율도 약간 증가되는 것을 관측할 수 있다. 이는 식 (6)에서 예상되는 바와 같이 채널의 전달함수(transfer function)에 대한 추정/보상으로 인하여 최대 비율 결합과정에서 가우스잡



(a) 4진 직교진폭변조 (b) 16진 직교진폭변조

(그림 5) 단말기의 속도가 저속과 중속일 때 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템의 비트오율



(a) 4진 직교진폭변조 (b) 16진 직교진폭변조

(그림 6) 단말기의 속도가 상대적으로 고속일 때 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템의 비트오율.

음이 증폭되기 때문인 것으로 분석된다. 이러한 결과는 (그림 6)에서 더욱 현저히 나타남을 볼 수 있다.

이동 단말기의 속도가 90과 120km/h로 증가되는 경우 두 시스템의 비트오류 성능은 (그림 4)의 저속 및 중속인 경우에 비하여 저하되는 것으로 나타났다. 4진 직교진폭변조가 신호사상기로 사용될 때 저속인 경우에 비하여 고속인 경우 비트오율은 약 2dB 정도 증가되는 반면 16진 직교진폭변조가 사용되면 7dB 가량 비트오율이 증가되는 것을 알 수 있다. 한편, 기존의 시스템에 비하여 제안된 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템은 비트오율 10^{-4}을 기준으로 할 때 4진과 16진 직교진폭변조에 대하여 각각 6 dB와 5dB 가량의 성능향상을 가지는 것으로 관측된다.

E_b/N_0가 작은 영역에서 이중 Viterbi 복호기에 의한 성능향상은 미미한 것으로 나타났다. 하지만 신호대 잡음비가 충분히 큰 영역에서는 이중 Viterbi 복호기가 적용된 제안된 방식이 훨씬 우수한 오류성능을 보이는 것을 확인할 수 있다. 이는 신호대 잡음비가 작은 영역에서는 복조된 이진 데이터열의 단위 분절길이 내에서 오류비트가 연속적으로 발생될 가능성이 높아지고, 이로 인하여 상·하위 복호기의 성능이 모두 악화되므로 이중 Viterbi 복호기에 의한 큰 성능향상을 기대하기 어렵다. 하지만 신호대 잡음비가 충분히 큰 영역에서는 오류비트가 산발적으로 발생되는 경향이 있으므로 상·하위 복호 비트열 가운데 신뢰성이 더 높은, 즉 오류비트의 수가 적은 비트열들을 조합하는 이중 Viterbi 복호기의 역할이 현저하게 나타나는 것으로 분석된다.

제안된 복호기가 적용된 반율 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 시스템의 이와 같은 성능향상은 송신기에서 다수 부대역신호의 변조를 위한 고속 역푸리에변환 연산량 증가와 수신기에서 Viterbi 복호기의 이중 병렬화에 따른 부분적인 복잡성 증가를 희생으로 하고 있다. 예를 들어, 16진 직교진폭변조 성상도를 이용하여 4096 비트를 전송하는 경우 기존의 전율시스템에서는 1024 부대역에 할당된

복소신호의 변조를 위한 고속 역푸리에변환의 곱셈연산 회수는 $(N/2)\log_2 N = 5120$이 된다. 이에 비하여 제안된 반율 시스템에서는 1024 부대역을 이용하여 전송되는 비트의 수가 반으로 감소되므로 동일한 고속 역푸리에변환이 2회 수행되어야 하는 불리한 점이 있다. 하지만 최근 하드웨어 제조기술의 급격한 발전과 시스템 집적기술의 점진적인 향상은 제안된 방식이 제공하는 성능개선을 지원할 수 있을 것으로 보인다.

4. 결 론

본 논문에서는 이중 Viterbi 복호기가 적용된 반율 공간-주파수 부호화된 직교 주파수분할다중화 방식이 제안되고, 그 성능이 분석되었다. 신호사상기 출력 복소신호열의 직접적인 분할에 의하여 공간-주파수 부호기의 입력 신호열이 생성되는 기존의 시스템과는 달리 새로운 방식에서는 복제와 재정렬에 의하여 신호열이 만들어진다. 그리고 수신기에서 복조된 신호열은 이중 Viterbi 복호기에 의하여 독립적으로 복호된 후 경로 메트릭이 비교된다. 따라서 최종적으로 복호된 이진 데이터열은 매 분절길이에서 경로 메트릭이 큰 데이터열의 선택적 조합으로 구성된다. 그 결과, 제안된 방식은 기존의 시스템에 비하여 모든 신호대 잡음비 영역에서 향상된 성능을 보인다. 특히, 비트오류가 산발적으로 발생되는 경향이 있는 단말기의 이동속도가 느리거나 신호대 잡음비가 큰 영역에서 이중 Viterbi 복호기에 의한 성능 향상이 더욱 두드러지게 나타남을 확인할 수 있다.

한편, 제안된 시스템의 이러한 성능향상을 위하여 송신기에서의 연산량과 수신기에서의 부분적인 복잡성이 증가된다. 하지만 최근의 급격한 하드웨어 제조기술 발전과 점진적인 시스템 집적화 기술의 향상은 제안된 방식이 가질 수 있는 단점을 극복하고 장점인 성능개선을 지원할 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.45, No.5, pp.1456~1467, July, 1999.

[2] A. R. Hammons, Jr. and H. El Gamal, "On the theory of space-time codes for PSK modulation," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.46, No.2, pp.524~542, Mar., 2000.

[3] S. A. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, No.10, pp.1451~1458, Oct., 1998.

[4] H.-J. Su and E. Geraniotis, "Space-time turbo codes with full antenna diversity," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.49, No.1, pp. 47~57, Jan., 2001.

[5] Y. Li, J. C. Chuang, and N. R. Sollenberger, "Transmitter diversity for OFDM systems and its impacts on high-rate data wireless networks," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.17, No.7, pp.1233~1243, July, 1999.

[6] D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, "Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels," *Proc. IEEE VTC'98*, Ottawa, Canada, Vol.3, pp.2232~2236, May, 1998.

[7] H. Bölcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM-based multi-antenna systems," *Proc. IEEE ICASSP'00*, Istanbul, Turkey, Vol.5, pp.2569~2572, June, 2000.

[8] N. R. Sollenberger, "The evolution of TDMA to 3G & 4G wireless systems," http://www.comsoc.org/~vancouver/TDMA3G4G_files/frame.html.

[9] W. Su, Z. Safar, M. Olfat, and K. J. R. Liu, "Obtaining full-diversity space-frequency codes from space-time codes via mapping," *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.51, No.11, pp.2905~2916, Nov., 2003.

[10] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," *Proc. IEEE Globecom'00*, San Francisco, CA, Vol.3, pp.1473~1477, Nov., 2000.

[11] Y. Gong and K. B. Letaief, "An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.11, pp. 2019~2029, Nov., 2003.

[12] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.17, No.3, pp.461~471, Mar., 1999.

[13] S. Lin and D. J. Costello, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1983.

[14] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1995.

[15] TTA, *Golbal CDMA II for IMT-2000 RTT System Description*, ver. 1.0, Korea, June, 1998.

[16] S. G. Kang, Y. M. Ha, and E. K. Joo, "A comparative investigation on channel estimation algorithms for OFDM in mobile communications," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.49, No.2, pp.142~149, June, 2003.

강 석 근

e-mail : sgkang@gsnu.ac.kr

1988년 경북대학교 전자공학과(공학사)

1993년 경북대학교 대학원 전자공학과(공학석사)

1999년 경북대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1993년~1994년 국방과학연구소 연구원

2000년~2003년 National University of Singapore, Research Fellow

2003년~현재 경상대학교 전기전자공학부 조교수

2003년~현재 경상대학교 공학연구원 책임연구원

관심분야 : 통신이론, 디지털통신, 이동통신, 통신신호처리, 통계적신호처리 등