

위성과 지상 중계 장치와의 협동 다이버시티를 위한 효율적인 STBC 방식

준회원 박 운 희*, 이 정*, 종신회원 김 수 영*

An Efficient STBC Scheme for a Cooperative Satellite-Terrestrial System

Unhee Park*, Jing Li* *Associate Members*, Sooyoung Kim* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 차세대 이동 멀티미디어 위성통신에 효율적으로 사용될 수 있는 시공간 블록 부호화(Space-Time Block Coding ;STBC) 방식을 제시하고자 한다. 본 논문에서 제안하는 STBC 방식은 3개의 송신 안테나로부터 송신되는 신호의 부호화율이 1인 동시에 복호 과정에 필요한 채널 행렬이 완전한 직교성을 가짐으로써 복호 과정을 간단히 하고, 수신단에서 기존의 방식보다 더 큰 다이버시티 이득을 기대할 수 있다. 성능 시뮬레이션 결과는 제시하는 방식이 몇 가지 일반적인 STBC 기술 적용 사례보다 BER 성능이 우수하다는 것을 확인하고 실제 위성에서 보내는 신호와 지상의 중계기로부터의 신호를 구분하여 각각의 송신 전력을 달리함에 따라 성능이 어떻게 변하는지 알아본다.

Key Words : Space-time block code(STBC), Satellite, Cooperative diversity, Terrestrial equipment

ABSTRACT

In this paper, we propose an efficient space-time block coding (STBC) scheme in a cooperative satellite-terrestrial system. The proposed STBC scheme has code rate 1 for a 3 transmit antenna scheme. Because the channel matrix of the proposed scheme is orthogonal, we can use a simple linear decoding algorithm and also can expect improved performance over the conventional scheme. The simulation results demonstrate that the proposed scheme has improved performance for bit error rates (BER) than several conventional STBC schemes. In addition, we investigate performance simulation results by power imbalance between the terrestrial repeaters and satellite.

I. 서 론

멀티미디어 방송 및 멀티 캐스트 서비스(Multi-media Broadcast and Multicast Service ; MBMS)는 미래의 이동 시스템에서 중요한 역할을 할 것이다. 위성 시스템은 광대역 통신 범위와 재구성력, 그리고 멀티캐스트 전송이 가능함에 따라 이러한 서비스를 제공하는데 매우 효과적인 방법이 된다. 협력적

인 위성-지상간 네트워크는 각 기술의 최대 장점을 균일하게 혼합하여 높은 질의 MBMS를 제공할 수 있다. MBMS의 단방향성 특성으로 인하여 전력 제어나 적응형 변조 및 코딩(Adaptive Modulation and Coding ; AMC)방식을 사용할 수 없기 때문에 성능 향상을 위해서는 효율적인 하향링크 전송 방식에 중점을 두어야 할 것이다.

협력적인 위성-지상간 네트워크 개념은 우리나라

* 전북대학교 전자정보공학부 디지털통신시스템 연구실 (sookim@chonbuk.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-07-295, 접수일자 : 2008년 7월 1일, 최종논문접수일자 : 2008년 9월 24일

위성 디지털 멀티미디어 방송(Satellite Digital Multimedia Broadcasting ; S-DMB)과 미국의 XM-라디오와 같은 시스템을 포함하는 몇 가지 위성 DMB 시스템에서 찾아볼 수 있다^{[1][2]}. 최근 이러한 협동 네트워크 기술의 발달로 인하여 적절한 신호처리 능력을 갖는 지상 중계 장치들을 사용한 다이버시티 기법들이 제안되었다.

예를 들어, 위성-지상간 네트워크에서 시공간 부호(Space-Time Coding ; STC)를 이용한 효과적인 다이버시티 기술들이 제안되었다^{[3][4]}. 이러한 기술들은 송신 다이버시티 기술이기 때문에 역방향 링크로부터의 채널 품질 정보(Channel Quality Information ; CQI)가 필요 없다. 이러한 시나리오에 의해 지상 중계 장치와 위성은 시공간 부호화된 신호를 협력하여 전송하고, 중계 장치는 단순한 증폭기의 역할이 아닌 신호를 부호화 할 수 있는 능력을 갖는다. 하나의 안테나로서의 위성과 각각의 지상 중계 장치로부터의 신호들은 수신단에서 동시에 STC 이득을 얻는 것에 일치하여 운영된다. 위에서 언급한 기존의 방식에서는 위성으로부터 수신단으로 직접 전송되는 신호를 제외하고 오직 지상 중계 장치들로부터 전송되는 신호만을 시공간 부호화하여 전송하였다.

본 논문에서는 위성과 2개의 지상 중계 장치에서 협동하여 다이버시티 이득을 구현할 수 있도록 3개의 송신 안테나에 대해 시공간부호를 결합한 효과적인 송신 다이버시티 기술을 제안한다. 제안한 방식은 부호화율이 1이고, 수신단에서 복호 시에 필요한 채널정보를 담은 채널 행렬이 완전한 직교성을 가짐으로써 간단한 복호 과정을 제공하는 동시에 향상된 수신 다이버시티 이득을 기대할 수 있는 STBC 기술이다.

본 서론에 이어 II장에서는 이동 멀티미디어 위성 시스템 네트워크의 구성도와 위성 시스템을 위한 기존의 STBC 방식에 대해 살펴보고 III장에서는 본 논문에서 소개하고자 하는 차세대 이동 멀티미디어 위성통신 시스템에서의 새로운 STBC 방식의 부호화와 복호 과정을 살펴본다. IV장을 통해 시뮬레이션 결과를 확인하고 분석하며, 마지막으로 V장에서 이 논문의 결론을 정리하고 향후 연구 방안을 기술할 것이다.

II. 위성시스템을 위한 기존의 STBC 방식

본 장에서는 STC를 이용한 협력적인 위성-지상간 네트워크 시스템 구성도를 살펴보고 실제 STC

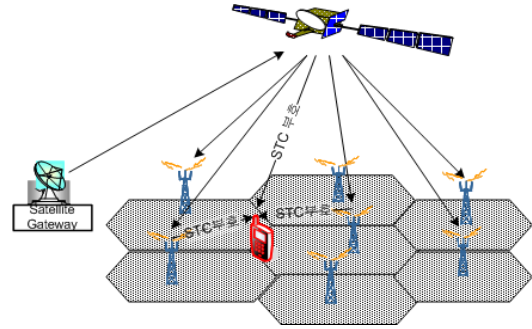


그림 1. 이동 멀티미디어 위성통신 시스템 네트워크
Fig. 1. Mobile multimedia satellite communication system network

를 위성시스템에 적용한 기존의 아이디어에 대해 기술한다.

2.1 시스템 구성도

그림 1은 STC를 적용한 기존의 위성통신 시스템 네트워크의 구성도를 나타낸 것으로, 위성 게이트웨이로부터 전송된 신호는 위성을 통과하여 사용자 단말기를 포함한 지상의 각 중계 장치들에 전달된다. 이 때 사용자 단말기에는 지상 중계 장치들과 위성으로부터 온 신호를 함께 수신할 수 있으며, 위성과 각 중계 장치들은 시공간 부호화된 신호들을 전송함으로써 단말기에서 협동 다이버시티 이득을 기대할 수 있다.

2.2 STC를 이용한 기존 위성 시스템

기존의 참고문헌 [3][4]에서는 STC를 위성 시스템에 적용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 기술이 소개되었는데, 여기서 지상의 중계기들을 단순한 증폭기가 아닌 송신 다이버시티 기술을 실현하기 위한 각각 하나의 안테나로 간주하였다.

단말기의 위치에 따라 여러 가지 채널 환경을 고려 할 수 있는데, 첫 번째 경우는 사용자 단말기가 지상 중계기로부터 신호는 잘 받지만, 위성으로부터의 신호는 약하게 수신하는 경우이다. 이것은 주로 사용자가 도심지역에 위치하는 경우에 해당한다. 두 번째 경우는 사용자 단말기가 지상 중계기뿐만 아니라 위성으로부터 신호를 함께 받는 경우로, 이는 사용자가 교외 지역에 위치한 때이다. 마지막으로 세 번째는 사용자가 오직 위성으로부터 신호를 받을 수 있는 경우이다.

위 그림 1 시스템 모델에서 보는 바와 같이 각 위성 및 중계기 안테나로부터 수신단으로 향하는 신호 경로가 서로 독립적이라고 간주할 수 있기

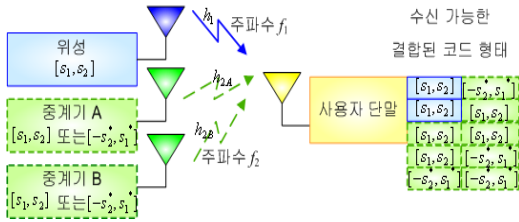


그림 2. 위성-지상간 네트워크에 STC를 적용한 모델
Fig. 2. STC application model for satellite-terrestrial system

때문에 위에서 언급한 세 가지 채널 상태 중 첫 번째와 두 번째의 경우에 시공간 부호 방식을 적용할 수 있다. 이를 위해 기존의 기술에서는 Alamouti가 제안한 부호화 방식을 사용하였다⁵⁾.

그림 2는 위 그림 1의 위성통신 시스템 네트워크에서 STC 방식이 적용되는 것을 도식화 한 것인데, 위성을 하나의 안테나로 간주하면 위성 안테나를 통해 시간 2T 동안 $[s_1, s_2]$ 로 이루어진 신호가 직렬로 전송된다. 이 신호는 정보원으로부터 위성으로 수신된 신호가 단지 위성을 통과하여 사용자 단말기에 도달하기 때문에 위성은 별도의 부호화 능력을 필요로 하지 않는다.

그림 2에서 중계기 A는 지상에 존재하는 중계 장치들의 절반을 의미하고 중계기 B는 그 나머지의 절반을 나타낸다. 각 중계기들은 위성에서 신호를 전송하는 동일한 2T의 시간 동안 $[s_1, s_2]$ 또는 $[-s_1^*, s_2^*]$ 로 이루어진 신호를 랜덤하게 선택하여 직렬로 전송한다. 단, 각 중계기들에서 이처럼 전송하는 STC 부호를 랜덤하게 선택하는 대신에, 다이버시티 이득을 최대로 얻기 위해 최적의 STC 부호를 선택하는 지능적인 알고리즘을 사용할 수도 있다. 그러나 이로 인한 충분한 복잡도의 증가를 감수해야 할 것이다.

위에서 언급한 방법과 같이 위성과 중계기들에서 신호를 송신하게 되면, 사용자 단말기에서 수신할 수 있는 결합된 신호의 형태는 여러 가지가 존재하게 된다. 만일 사용자 단말기에서 위성이나 하나의 중계기로부터 $[s_1, s_2]$ 의 신호 형태를 수신하고, 또 다른 중계기로부터 $[-s_1^*, s_2^*]$ 의 신호를 수신한다면, 이는 Alamouti 방식에서의 일반적인 선형 복호를 통하여 송신 다이버시티 이득을 얻을 수 있을 것이다⁵⁾. 반면에, 사용자 단말기가 동일한 $[s_1, s_2]$ 이나 $[-s_1^*, s_2^*]$ 의 신호를 수신할 경우, 이는 반복 코드와 같아서 시공간 부호를 적용하지 않은 경우와 같은 성능을 나타낸다.

III. 차세대 이동 멀티미디어 위성통신 시스템을 위한 STBC 방식

3.1 필요성

STBC방식은 송신단에서 시공간 부호화된 신호를 다중 안테나를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 안테나 기술 중 하나로서, 1998년 Alamouti에 의해 송신단에서 2개의 안테나를 사용하는 방식이 처음 제안되었다⁵⁾. 이는 완전한 부호화율을 갖는 동시에 부호화 행렬이 직교성을 가짐으로써 간단한 선형 결합에 의한 복호가 가능하고 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있다. 이후 Tarokh은 송신 안테나의 수가 세 개 이상일 경우 적용 가능한 방식을 제안하였다⁶⁾.

앞서 2.2에서는 위성시스템에 STC를 적용한 기존의 기술에 대하여 살펴보았는데, 이는 Alamouti 부호를 지상의 중계기들에 적용한 방식이었다. 일반적으로 STC 방식에서는 송신 안테나의 개수가 늘어날수록 다이버시티 이득이 증가할 수 있기 때문에, 위성시스템에서도 Alamouti 방식과 같은 두 개의 송신 안테나에 적용 가능한 방식 외에 더 많은 송신 안테나 개수에 적용할 수 있는 STC 방식을 사용한다면 더 높은 다이버시티 이득을 기대할 수 있을 것이다.

위에서 언급한 Alamouti 방식과 Tarokh가 제안한 방식들은 모두 직교코드(orthogonal code)를 이용하여 간단한 선형 계산만으로 신호 복호가 가능하다는 강점이 있는 반면 안테나가 3개 이상인 경우 전송률이 감소한다는 단점이 존재한다. 이에 Jafarkhani등은 송신 안테나가 4개 일 때 부호화 행렬이 준직교 성질을 갖는 준직교 시공간 블록 부호(quasi-orthogonal space time block coding ; QO-STBC) 방식을 제안하였다⁷⁾⁸⁾.

QO-STBC는 부호화율은 1이지만, 부호화 행렬이 완전한 직교성을 갖지 않기 때문에 복호 과정에서 필요한 채널 행렬에 이득 인자 외에 간섭 인자들이 더해진다. 이와 같은 간섭인자들로 인하여 수신단에서 복호 시 간단한 선형 계산만으로 처리할 수 없어 복호 과정을 매우 복잡하게 만든다. 이와 같은 단점을 보완하여 기존의 QO-STBC 방식에 대해 복호 과정을 최소화 하는 방식이 제안되었으나, 이 역시 선형 결합에 의한 복호는 불가능하다⁹⁾.

따라서 이러한 점에 착안하여, 본 논문에서는 위성과 중계기 A, 중계기 B를 각각 3개의 송신안테나로 간주하고, 이에 적용 가능한 효율적인 STBC 방식을 제안하고자 한다. 먼저, 스펙트럼 효율을 최대화하기 위하여 QO-STBC 방식을 사용하고, 또한 성능의 극대화를 위하여 기존의 QO-STBC 방식을 보완할 수 있는 새로운 방식을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 방식은 기존의 QO-STBC 부호화 행렬의 부분적인 직교성에 의해 발생하는 간섭요소를 제거함으로써, 완전한 직교성을 갖는 새로운 채널 행렬을 생성하는 것이다. 제안한 방식에서는 채널 행렬이 직교 행렬이기 때문에, 신호의 선형 결합에 의한 최대우도 (Maximum likelihood ; ML) 복호 방식을 사용해 간단한 복호가 가능하게 된다.

3.2 3개의 안테나에 대한 STBC 방식

아래 식 (1)에 있는 부호화 행렬은 4개의 송신안테나에 적용할 수 있도록 제안된 것이다^[8].

$$X_4 = \begin{bmatrix} X_{12} & X_{34} \\ X_{34} & X_{12} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ x_2^* & -x_1^* & x_4^* & -x_3^* \\ x_3 & x_4 & x_1 & x_2 \\ x_4^* & -x_3^* & x_2^* & -x_1^* \end{bmatrix}, \quad (1)$$

위 (1) 행렬에서 4개의 송신 안테나 중 하나의 안테나를 제거하면 3개의 송신 안테나에 적용할 수 있는 QO-STBC 부호화 행렬을 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$X_3 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ x_2^* & -x_1^* & x_4^* \\ x_3 & x_4 & x_1 \\ x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix}, \quad (2)$$

행렬 X_3 의 행은 각 타임 슬롯, 열은 송신 안테나를 의미한다. 위 행렬은 부호화율은 1이지만, 완전한 공간 직교성을 갖지 않는다.

네 타임 슬롯 동안 수신단에 도달하는 신호는 다음과 같은 행렬식으로 나타낼 수 있다.

$$\Gamma = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ x_2^* & -x_1^* & x_4^* \\ x_3 & x_4 & x_1 \\ x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

위에서 h_1, h_2, h_3 는 3개의 송신 안테나로부터 수신단으로 정보 전송이 이루어지는 각각의 채널 정보를 담은 행렬을 의미하고, n_1, n_2, n_3, n_4 는 각 네 타임 슬롯마다 채널을 통과하는 신호에 더해지는 복소 가우시안 잡음이다.

위의 식 (3)에서 각각 2번째, 4번째 타임 슬롯의 수신 신호에 복소공액 연산을 취하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{\Gamma} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \\ r_3 \\ r_4^* \end{bmatrix} = H \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \\ n_3 \\ n_4^* \end{bmatrix}, \quad (4)$$

여기서,

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ -h_2^* & h_1^* & 0 & h_3^* \\ h_3 & 0 & h_1 & h_2 \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix}. \quad (5)$$

이 신호를 기존의 참고 문헌 [10]에서 제시된 방식에 의해 복호하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{X}_3 = (HH^H)^{-1}H^H \cdot \hat{\Gamma} + (HH^H)^{-1}H^H \cdot n. \quad (6)$$

이와 같은 방식은 O-STBC방식에서 사용하는 선형 복호 과정에 비하여 복잡도가 매우 증가하고, 성능도 감소한다. QO-STBC방식의 이와 같은 문제점은 복호 시 필요한 검출 행렬의 성질에서 찾아볼 수 있다. O-STBC 방식의 복호를 위해서는 검출행렬, 즉 HH^H 를 구하게 되는데, O-STBC 방식에서는 이 검출 행렬이 대각행렬이 된다, 그러나, QO-STBC 방식에서는 이 검출행렬이 대각 행렬이 되지 못하기 때문에 위의 식 (6)에 나타난 바와 같이 복잡한 방법으로 대각행렬이 되는 $(HH^H)^{-1}H^H$ 를 구하는 것이다.

이와 같은 점에 착안하여 본 논문에서는 행렬 이론을 적용하여 검출 행렬이 대각행렬이 될 수 있도록 변형하고, 이에 해당하는 새로운 채널 행렬 및 부호화 행렬을 구할 것이다.

3.3 직교 채널 행렬을 갖는 QO-STBC 방식

위에서 언급한 바와 같이 부호화율이 1이면서도 송신 안테나의 개수가 3개가 되도록 준 직교 방식

을 적용할 경우에는 복호 방식이 매우 복잡해지기 때문에 본 논문에서는 Givens 회전법을 이용해 새로이 발견한 부호화 행렬을 적용하여 3개의 송신 안테나를 사용하는 시스템에서 부호화율이 1이면서도 단순한 선형 결합에 의한 복호가 가능한 방식을 제안한다.

위 (2)식에서 부호화 행렬 X_3 이 완전한 직교성을 갖지 않기 때문에 부호화 행렬에 의해 유도된 채널 행렬 H 역시 완전한 직교성을 가질 수 없다. 위의 3.2절에서 3개의 안테나에 적용할 수 있는 QO-STBC 방식에 대하여 복호 과정을 위해 필요한 검출 행렬 Δ 를 구하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta = H^H \cdot H = \begin{bmatrix} \alpha & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \alpha & 0 & \beta \\ \beta & 0 & \alpha & 0 \\ 0 & \beta & 0 & \alpha \end{bmatrix}, \quad (7)$$

여기서 α 는 세 개의 송신 안테나로부터 얻을 수 있는 채널 이득이고, β 는 간섭인자로서 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha = \sum_{i=1}^3 |h_i|^2, \quad (8)$$

$$\beta = h_1^* h_3 + h_1 h_3^*, \quad (9)$$

이 Δ 에서 간섭 인자인 β 를 제거한다면, 수신부에서의 복호 과정을 간단히 하고, 최적의 다이버시티 이득을 기대할 수 있을 것이다.

따라서, 먼저 위의 검출 행렬 Δ 에서 간섭인자를 제거하기 위하여, 행렬의 변환 이론 중의 하나인 Givens 회전법을 적용할 것이다^[11]. Givens 회전법은 회전각의 적절한 선택에 따라 행렬 내 원소를 선택적으로 0으로 만들 수 있기 때문에 채널 행렬 내 불필요한 간섭인자를 제거할 수 있다.

간단한 Givens 회전법을 소개하기 위해 2×2 직교 행렬 Q 를 다음과 같이 정의한다.

$$Q = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (10)$$

변환하고자 하는 임의의 2×2 행렬 A 가 있다고 하면, 다음 $Q^T \cdot A \cdot Q$ 방식의 연산에 따라 θ 의 값을 적절히 선택하여 다음과 같이 a_{12} , a_{21} 원소를 0으로 만들 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 \\ 0 & a_{22} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

이제 (7)의 행렬 Δ 에 Givens 회전을 취하기 위해 적절한 θ 를 대입하여 Givens 회전 기본행렬을 정의한다. 우선 Δ_{13} 과 Δ_{31} 에 존재하는 간섭인자 β 를 제거하기 위해 Givens 회전 기본 행렬 Q_1 을 다음과 같이 정의한다.

$$Q_1 = \begin{bmatrix} \cos(\pi/4) & 0 & \sin(\pi/4) & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\sin(\pi/4) & 0 & \cos(\pi/4) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (12)$$

다음으로 Δ_{24} 와 Δ_{42} 의 β 를 제거하기 위해 필요한 Givens 회전 기본 행렬 Q_2 을 다음과 같이 정의한다.

$$Q_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\pi/4) & 0 & \sin(\pi/4) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\sin(\pi/4) & 0 & \cos(\pi/4) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

이제 Givens 회전을 취한 결과 행렬을 Δ_n 라 정의하고 다음과 같이 정리한다.

$$\Delta = Q_2^T (Q_1^T \Delta Q_1) Q_2 = \begin{bmatrix} \alpha - \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha - \beta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha + \beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \alpha + \beta \end{bmatrix}, \quad (14)$$

원래의 Δ 행렬에서 간섭 인자인 β 위치의 값이 0으로 되어 복호과정을 복잡하게 하는 간섭인자가 제거된 것을 확인 할 수 있다. 이제 위 식 (14)를 아래와 같이 정리하면,

$$\begin{aligned} \Delta_n &= Q_2^T (Q_1^T \Delta Q_1) Q_2, \\ &= (Q_2^T Q_1^T) H^H H (Q_1 Q_2), \\ &= (Q_1 Q_2)^T H^H H (Q_1 Q_2), \\ &= (H Q_1 Q_2)^H (H Q_1 Q_2). \end{aligned} \quad (15)$$

위의 전개에 따라 새로운 채널 행렬 H_n 을 다음과 같이 정의하면,

$$H_n = HQ_1Q_2 = \begin{bmatrix} h_1 - h_3 & h_2 & h_1 + h_3 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* - h_3^* & h_2^* & h_1^* + h_3^* \\ h_3 - h_1 & -h_2 & h_3 + h_1 & h_2 \\ h_2^* & h_3^* - h_1^* & -h_2^* & h_3^* + h_1^* \end{bmatrix}, \quad (16)$$

식 (15)에 의해 $H_n^H H_n$ 은 대각행렬이 된다는 것을 알 수 있다. 이 행렬은 완전한 직교 행렬이므로 간단한 선형 복호과정을 제공한다. 위 채널 행렬 H_n 을 바탕으로 역 과정을 통해 3×1 안테나 시스템의 부호화 행렬 X 를 구한다.

$$X = \begin{bmatrix} x_1 + x_3 & x_2 + x_4 & -(x_1 - x_3) \\ x_2^* + x_4^* & -(x_1^* + x_3^*) & -(x_2^* - x_4^*) \\ -(x_1 - x_3) & -(x_2 - x_4) & x_1 + x_3 \\ -(x_2^* - x_4^*) & x_1^* - x_3^* & x_2^* + x_4^* \end{bmatrix}. \quad (17)$$

3.4 위성시스템에서의 응용

본 절에서는 위에서 유도한 STBC 방식을 위성-지상간 협동 네트워크에 적용하는 예제를 살펴보기로 한다.

위 네트워크에서는 위성 및 두 개의 지상 중계기에서 오는 신호를 단말기에서 이용하여 다이버시티 이득을 얻을 것이므로, 이를 간단히 모델링하면 3개의 송신 안테나를 이용한 STBC 방식으로 간주할 수 있다. 3.3 절에서 구한 부호화 행렬 X 를 사용하여 그림 1의 네트워크에서 시간 $t, t+T_1, t+T_2, t+T_3$ 동안 각 안테나로부터 송신되는 신호를 나타내면 표 1과 같다.

위성, 중계기 A, 중계기 B로부터의 각 신호가 STBC 부호화기를 거쳐 수신단말기 안테나로 수신되는 신호는 다음 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다. 단, 연속적인 전송 심벌 네 주기 동안의 채널 페이딩은 일정하다고 가정한다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1 + x_3 & x_2 + x_4 & -(x_1 - x_3) \\ x_2^* + x_4^* & -(x_1^* + x_3^*) & -(x_2^* - x_4^*) \\ -(x_1 - x_3) & -(x_2 - x_4) & x_1 + x_3 \\ -(x_2^* - x_4^*) & x_1^* - x_3^* & x_2^* + x_4^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

표 1. 제안된 STBC 방식에서 신호 전송
Table 1. Transmitted signals in the proposed STBC scheme

시 간	위 성	중계기 A	중계기 B
t	$x_1 + x_3$	$x_2 + x_4$	$-(x_1 - x_3)$
$t + T_1$	$x_2^* + x_4^*$	$-(x_1^* + x_3^*)$	$-(x_2^* - x_4^*)$
$t + T_2$	$-(x_1 - x_3)$	$-(x_2 - x_4)$	$x_1 + x_3$
$t + T_3$	$-(x_2^* - x_4^*)$	$x_1^* - x_3^*$	$x_2^* + x_4^*$

단말기에 수신되는 신호의 복호는 채널 행렬 H_n 이 완전한 직교 행렬이기 때문에 Alamouti가 제시한 STBC 방식에서의 복호 과정과 마찬가지로 간단한 ML 복호 방식으로 복호 가능하다. 즉 네 타임 슬롯 동안의 수신신호는 아래와 같이 나타낼 수 있고,

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = H_n \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}. \quad (19)$$

추정된 채널 정보가 완벽하다면, STBC 복호기를 통과한 추정 신호 \hat{x} 는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} = H_n^H \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} + H_n^H \cdot \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \\ n_4 \end{bmatrix}, \quad (20)$$

여기서 H_n^H 는 $(H_n^*)^T$ 이다.

IV. 성능 시뮬레이션 결과

본 절에서는 기존의 몇 가지 STBC 방식과 본 논문에서 제안한 STBC 방식의 성능을 비교, 분석한다. 일반적으로 송신 안테나 수가 증가하게 되면 다이버시티 이득이 증가하게 되므로, 본 논문에서 제안한 방식과의 성능 비교를 위하여 3개 또는 4개의 송신 안테나를 사용한 부호화율이 1인 STBC 방식을 비교 대상으로 선정하였다.

먼저 제안한 방식과 기존 방식의 공정한 비교를 위하여 세 경로로부터 오는 신호가 겪게 되는 채널은 모두 레일리 채널이라고 가정하여 시뮬레이션 한 결과가 그림 3에 나타나 있다. 그림 3에 나타나 있는 방식들은 모두 부호화율이 1인 방식들이다. 시뮬레이션에서는 QPSK 변조 방식을 사용하고, 수신단에서 심벌 동기 및 완벽한 채널 추정정이 가능하다고 가정한다.

그림 3을 보면 송신 안테나의 수가 증가하면 다이버시티 이득이 증가하면서 BER 성능이 향상되는 것을 볼 수 있다. 기존에 제안된 방식들의 경우, 송신 안테나수의 증가에 따라 차례로 BER 성능이 증가한다는 것을 볼 수 있다. 그러나 본 논문에서 제안한 방식은 송신 안테나의 수가 3개임에도 불

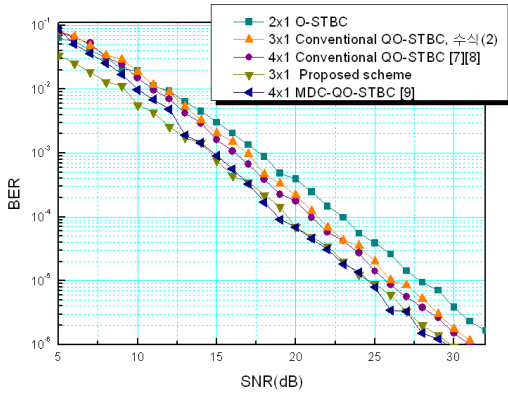


그림 3. 레일레이 채널에서 기존 방식과 제시한 방식의 BER 성능 비교
 Fig. 3. The BER performance comparison of the conventional and proposed schemes over a rayleigh channel

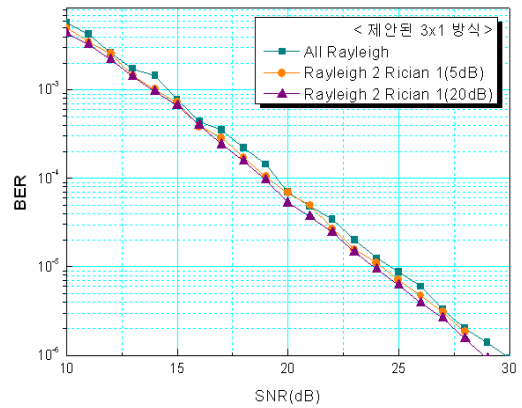


그림 4. 위성 다운링크 채널 특성을 고려한 제안된 방식의 성능 비교
 Fig. 4. The BER performance comparison of the proposed scheme considering satellite down link channel

구하고 기존의 [7][8]에서 제시된 기존의 4×1 방식에 비해 성능이 더 우수하며, 기존의 [9]에서 제시한 방식과 비교해서는 더 적은 수의 안테나로 거의 동일한 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 특히, 무엇보다도 본 논문에서 제안한 방식은 매우 간단한 선형 복호 과정을 사용할 수 있다는 점에서 기존의 방식에 비해 큰 장점을 가진다고 할 수 있다.

그러나, 기존의 [3][4]에서는 2×1 Alamouti 방식을 사용하여 위성 노드에서 전송되는 신호의 순서를 특별히 바꿀 필요가 없었다. 즉, 위성에서 전송되는 신호는 마치 STC 부호화와 무관한 것처럼 전송하면서도 지상 중계기와의 협동을 통하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있다는 장점이 있었다. 그러나, 본 논문에서 제안하는 방식에서는 위성 노드에서 송신되는 신호도 STC 부호화가 필요하다는 단점이 있다.

다음은 제시한 방식을 실제 시스템 환경을 고려하여 시뮬레이션 하였다. 우선 위성 다운링크 채널은 직접파가 반사파보다 우세한 라이시안 페이딩 특성을 보이므로, 위성 채널은 라이시안 채널로 지상 중계기는 레일레이 채널로 고려한다. 이처럼 각 경로별 채널 특성을 달리하여 시뮬레이션 한 결과가 그림 4에 나타나 있다.

위성 다운 링크 채널의 라이시안 팩터가 5 dB, 20 dB일 때 BER 성능이 모든 채널이 레일레이 채널 특성을 가질 때와 거의 같게 나오는데, 이는 3개의 채널 중 오직 하나만 라이시안 채널로 선정하였기 때문에 그다지 큰 성능 향상을 기대할 수 없을 것이다. 지상에서는 중계기들로부터 전송되는

신호의 세기가 위성으로부터 전송되는 신호의 세기보다 크지만, 신호가 다중 경로를 통해 전송됨에 따라 수신 신호의 크기에 급격한 변동을 보이는 레일레이 페이딩 채널 특성을 보인다. 이는 지상에서 빌딩, 다리 등의 각종 장애물에 의해 빈번히 발생하게 되는데 위의 시뮬레이션은 각 채널에서 이러한 전력의 비균일성을 고려하지 않은 것이기 때문에 위와 같은 결과가 나온 것이라 예상된다.

일반적으로 단말이 지상중계기로부터의 신호를 수신하게 될 경우에는 위성으로부터의 직접 신호 수신에 매우 어려운 경우이므로 지상 중계기로부터의 전력 크기가 위성 신호에 비해 매우 크게 된다. 다음 그림 5는 이러한 경우를 고려하여 시뮬레이션 한 결과를 나타낸 것으로서 위성으로부터 전송되는 신호의 전력과 지상의 중계기로부터 신호 전력의 비를 달리하여 BER 성능의 변화를 나타낸 것이다.

전체 송신 전력의 크기가 항상 일정할 때, 위성 다운 링크 채널을 통한 신호의 전력 대 나머지 두 중계기의 송신 전력을 각각 2배, 4배한 성과와 모든 채널이 레일레이 페이딩 채널이라 가정 하에 각 안테나의 전력이 동일하도록 한 일반적인 3×1 방식과 성능을 비교하였다. 아래 그림 5에서 전력 비 (S:R1:R2)는 위성 전력 : 중계기 1의 전력 : 중계기 2의 전력비를 나타낸 것이다. 즉 동일한 전력 양을 1:1:1, 1:2:2, 1:4:4로 각각 나누었을 경우에 대하여 시뮬레이션 한 결과를 제시한 것이다.

그림 5에서 BER 성능을 비교해 보면, 어떠한 경우에 있어서도 제안된 방식의 성능이 기존 방식에 비해 우수하다는 것을 알 수 있다. 위 그림 5

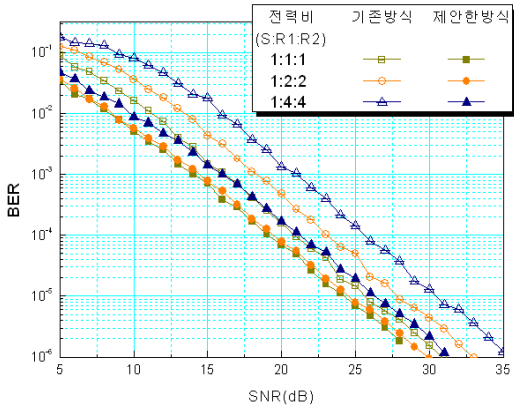


그림 5. 지상 중계 장치와 위성신호의 비균등 전력 분배를 고려한 성능 비교
 Fig. 5. The BER performance comparison considering unequal power distribution

에서 제시한 성능 시뮬레이션 결과에 따르면, 제안된 방식은 기존 방식에 비해 약 6 dB 이상의 전력 이득이 있음을 알 수 있다. 또한, 여러 가지 전력 비균등 분배에 따른 성능 비교에서는 위성 및 각 지상 중계기로부터 오는 신호의 전력 비율이 동일할 경우 가장 성능이 우수하다는 것을 알 수 있는데, 이는 총 전송 전력이 어떠한 경우에 있어서도 항상 일정하다고 가정하였기 때문에 각 경로로부터의 평균 전력이 균일한 분포를 가질 때 가장 우수한 성능을 가지는 것이다. 따라서 동일한 총 전력 하에서는 전력비의 비균일성이 클수록 성능이 더 열화된다.

V. 결 론

본 논문에서는 위성시스템을 비롯한 여러 가지 무선통신 시스템에 새롭게 적용할 수 있는 효율적인 STBC방식을 소개하였다. 본 논문에서 제안한 방식은 지상 중계 장치뿐만 아니라 위성으로부터 직접 전달되는 신호 모두 시공간 부호화하는 3개의 송신 안테나에 적용 가능한 방식으로써, 부호화율이 1이면서도 채널 행렬의 직교성이 유지되어 복호 방식을 매우 용이하게 구현할 수 있는 방식이다. 따라서 이 방식을 위성 시스템에 적용할 경우 위성 경로와 지상 중계기들 간의 모든 신호에 STBC 부호화 방식의 적용이 가능하므로 기존의 방식에 비해 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

제안된 방식은 3개의 송신 안테나에 적용 가능

한 방법으로써, 4개의 송신 안테나를 사용하는 기존 STBC 방식에 비해 더 뛰어난 성능을 보이는 것을 확인 하였다. 또한 본 논문에서는 실제 시스템에서 위성 신호와 지상 중계기 신호의 비 균일한 전력비에서 발생할 수 있는 성능의 변화를 제시하였으며, 전력비의 균일도가 클수록 더 큰 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] Sang-Jin Lee, SangWoon Lee, Member, IEEE, Kyung-Won Kim, and Jong-Soo Seo, "Personal and Mobile Satellite DMB Services in Korea" IEEE Transactions on Broadcasting, Vol.53, No.1, pp.179-187, Mar. 2007.
- [2] <http://www.xradio.com/>
- [3] Hee Wook Kim, Kunseok Kang, and Do Seob Ahn, "Distributed Space-Time Coded Transmission for Mobile Satellite Communication Using Ancillary Terrestrial Component," IEEE ICC 2007, Jun. 2007.
- [4] Sooyoung Kim, Hee Wook Kim, Kunseok Kang, and Do Seob Ahn, "Performance enhancement in future mobile satellite broadcasting services," IEEE Communication Magazine, Vol.46, No.7, pp.118-124, July 2008.
- [5] S. M. Alamouti, "A simple transmitter diversity scheme for wireless communications," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.16, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [6] 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, Jul. 1999.
- [7] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space-time block code," IEEE Trans. Communications, Vol.49, pp.1-4, Jan. 2001.
- [8] O. Tirkkonen, A. Boariu and A. Hottinen. "Minimal non-orthogonality rate 1 space-time block code for 3+ Tx antennas." ISSSTA 2000. pp.429-432. September 2000.
- [9] C. Yuen, Y. L. Guan, and T. T. Tjhung, "Quasi-orthogonal STBC with minimum decoding complexity," IEEE Trans. Wireless Comms., Vol.4, pp.2089-2094, 2005.

- [10] B. Badic, H. Weinrichter, and M. Rupp, "Quasi-Orthogonal Space Time Block Codes: Approaching Optimality," in Proc. of the 13th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), tutorial paper, Antalya, Turkey, Sept. 2005.
- [11] Gene H. Golub and Charles F. Van Loan, "Matrix Computations, 3rd Edition," Johns Hopkins University Press, 1996.

박 운 희 (Unhee Park)

준회원



2008년 2월 전북대학교 전자정보공학부 학사
2008년 3월~현재 전북대학교 전자공학 석사과정
<관심분야> 이동/위성통신

이 정 (Jing Li)

준회원



2008년 8월 전북대학교 전자공학 석사
2008년 8월~2008년 9월 Software testing enngineer, Tsinghua Tongfang Co. Ltd., China
2008년 10월~현재 Algorithm research and development engineer, Datang Telecom Technology Co. Ltd., China

<관심분야> 이동/위성통신

김 수 영 (Sooyoung Kim)

중신회원



1990년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사
1990년 2월~1991년 9월 ETRI 연구원
1992년 10월 Univ. of Surrey, U.K 공학석사
1995년 2월 Univ. of Surrey, U.K 공학박사

1994년 11월~1996년 6월 Research Fellow, Univ. of Surrey, U.K

1996년 8월~2004년 2월 ETRI 광대역무선전송연구팀장

2004년 3월~현재 전북대학교 전자정보공학부 조교수
<관심분야> 오류정정부호화방식, 이동/위성통신