

수중통신에서 Zero Forcing 기법을 이용한 최적의 시공간 부호화 알고리즘

권해찬* · 박태두** · 천승용*** · 이상국*** · † 정지원

* 한국해양대학교, ** 한화, *** 국방과학연구소, † 한국해양대학교

An Optimal Space Time Coding Algorithm with Zero Forcing Method in Underwater Channel

Hae-Chan Kwon* · Tae-Doo Park** · Seung-Yong Chun*** · Sang-Kook Lee*** · † Ji-Won Jung

* Department of radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, Busan 606-791, Korea

** Hanwha Corporation Gumi Plant(Development Team3)

*** Korea Agency for Defense Development**

† Department of radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, Busan 606-791, Korea

요 약 : 수중통신에서는 다중경로로 인해 심벌간의 상호간섭이 발생하여 시스템의 성능을 저하시킨다. 최근 수중 통신시스템에서는 이러한 열악한 채널환경을 극복하고 전송률을 향상시키기 위하여 등화기 및 채널 부호화와 시공간 부호화 방식의 효율적인 연결 구조가 수중통신에서 MIMO시스템으로 응용되어 연구되고 있다. 수중 MIMO 환경에서 시공간 부호화 방식 중에서는 시공간 블록 부호화 방식과 시공간 격자 부호화 방식이 있으며, 시공간 격자 부호화 방식이 등화기 및 채널 부호화 방식에 최적이다. 따라서 본 논문에서는 다중경로 채널 환경에서 효율적인 전송을 위해 터보 Pi 부호화기를 외부부호로 사용하고, MIMO시스템에서 전송 다이버시티와 부호화이득을 동시에 가지는 시공간 격자부호를 내부부호로 구성한다. 그리고 심벌간 상호 간섭 제거를 위해 Zero Forcing 등화기법을 사용하여 수중채널에서의 시뮬레이션을 통해 성능을 확인하였다.

핵심용어 : 수중통신, 다중경로, 시공간 격자부호, 시공간 블록부호, Zero Forcing, 터보 Pi

Abstract : In the underwater communication, the performance of system is reduced because of the inter-symbol interference occur by the multi-path. In the recent years, to deal with poor channel environment and improve the throughput, the efficient concatenated structure of equalization, channel codes and Space Time Codes has been studied as MIMO system in the underwater communication. Space Time Codes include Space Time Block Codes and Space Time Trellis Codes in underwater communication. Space Time Trellis Codes are optimum for equalization and channel codes among the Space Time Codes to apply in the MIMO environment. Therefore, in this paper, turbo pi codes are used for the outer code to efficiently transmit in the multi-path channel environment. The inner codes consist of Space Time Trellis Codes with transmission diversity and coding gain in the MIMO system. And Zero Forcing method is used to remove inter-symbol interference. Finally, the performance of this model is simulated in the underwater channel.

Key words : underwater communication, multi-path, Space-Time Trellis Codes, Space-Time Block Codes, Zero Forcing, Turbo Pi

1. 서 론

천해에서 다중경로 전달 특성을 갖는 경우 수중통신 시스템은 과거 군사적 목적을 위해 제한적으로 사용되었다. 수중 음원 탐지나 수중 운동체 추정, 잠수함등과의 통신을 위해 주로 연구되었으나 해양에 관한 관심이 고조되고, 해양 탐사

나 해저 자원 탐사가 활발해지면서 그 활용분야가 확대되었다. 하지만 국내의 기술 수준은 해양산업기술의 수요 부족으로 인하여 수중통신 시스템의 개발은 미미한 수준이다.

수중에서 전파는 급격한 감쇠특성을 갖기 때문에 수중통신에는 음파를 이용하여 통신을 하게 된다(Walree, 2011). 이러한 이유로 수중통신 시스템 연구는 수중음향학과 통신기술의 복

* 연회원, khanm100@kmou.ac.kr 051)410-4920

** 연회원, bokddori@kmou.ac.kr 010-4763-8588

*** 연회원, jude3024@naver.com 051)410-4920

† Corresponding author : 연회원, jwjung@kmou.ac.kr 051)410-4920

합기술로 연구가 이루어지는 분야이다. 수중통신에서의 채널의 경우 전달 과정에서 잔향 및 다중경로 등에 의해 크게 왜곡되며, 수중에서 고속 데이터 전송을 위하여 수중통신 채널 특성을 결정하는 해면, 해저, 수심 등의 시공간 변화에 의한 다중경로 특성이나 도플러 확산이 시스템의 설계에 고려되어야 한다. 특히 천해에서의 다중경로는 해면의 시변 산란에 의해 도플러 확산과 직접파에 혼입되어 통신 채널의 특성을 좌우하게 된다. 이러한 수중통신에서 채널 특성의 시공간적인 변화는 디지털 수중 통신에서 송신하는 심벌간의 상호간섭을 (Inter-Symbol Interference : ISI) 야기하여 통신 시스템의 성능을 저하시킨다. 따라서 현재 열악한 채널 환경을 극복하고 전송율을 향상 시키기 위하여 여러 가지 등화기 기법과 함께 MIMO시스템이 연구되고 있다. 최근 수중 통신시스템에서는 이러한 열악한 채널환경을 극복하고 전송율을 향상시키기 위하여 등화기 및 채널 부호화와 시공간 부호화 방식의 효율적인 연결 구조가 수중통신에서 MIMO시스템이 적용 및 연구되고 있다. MIMO 시스템에서는 서로 독립적인 채널 환경으로 수신되어야 하며 채널 추정이 정확하게 이루어져야 신호를 복원할 수 있다(Kilfoyle, 2000)(Stojanovic, 1994).

MIMO(Multiple-Input-Multiple-Output) 시스템은 다이버시티 기술을 사용하여 다수의 송수신 센서를 갖는 수중 통신 시스템에서 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 얻기 위해 제안 되었다. 다중경로 채널 환경에서 효율적인 전송을 위한 MIMO에서 적용되는 시공간 부호화 기법은 크게 전송 다이버시티와 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 격자부호와 부호화 이득은 없고 전송 다이버시티만 가지는 시공간 블록부호로 나눌 수 있다(Calderbank, 1998).

고품질의 높은 신뢰도를 요구하는 수중 통신 시스템에서는 부호화 이득을 가지는 시공간 격자부호화 기술이 더 적합하다(Kienle, 2010). 시공간 격자부호화 기술은 1998년 Tarokh에 의해 처음으로 발표되었고, 그 이후 Baro, Blum 등에 의해 성능이 좋은 부호화 구조가 연구 되어졌으며, 최근에는 시공간 격자 부호화 기법과 반복 부호를 결합하는 계층적인 시공간 부호화 기법이 대두되고 있다. 수중 MIMO 환경에서 적용되는 시공간 부호화 방식 중 시공간 격자 부호화 방식이 등화기 및 채널 부호화 방식에 최적임을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 다중경로 채널 환경에서 효율적인 전송을 위해 터보 Pi 부호화기를 외부부호로 MIMO시스템에서 전송 다이버시티와 부호화이득을 동시에 가지는 시공간 격자부호를 내부부호로 구성하여, 심볼간 상호 간섭 제거를 위해 Zero Forcing 등화기법을 사용하여 수중채널에서의 시뮬레이션을 통해 성능을 확인하였다.

2. 수중 MIMO 시스템 모델

수중 통신 시스템에서 채널의 특성상 오류가 연속으로 발생하는 경우가 있다. 오류가 한곳에 집중적으로 발생할 경우

채널 부호를 독립적으로 사용시 복호기의 성능이 열화되어 오류 정정능력이 감소하게 된다. 따라서 외부부호인 기존의 채널 부호와 외부부호로 시공간 부호를 효율적으로 연결하는 방법이 연구 되어지고 있다. 본 논문에서는 오류가 집중되어 발생할 경우 오류를 분산시키는 기능을 하는 인터리버를 외부부호와 시공간 격자 부호 사이에 첨가하여 효율적인 송신 구조를 제안한다. 또한 인터리버를 가지는 구조는 외부 부호의 오류마무 현상을 방지하는 효과도 가지고 있다. 본 논문에서 제시하는 MIMO수중채널에서 송수신단 구조는 Fig. 1과 같다. Fig. 1에서 외부부호로는 터보 Pi부호를 적용시키며, 내부부호로는 시공간 부호화 방식의 구조를 제안한다.

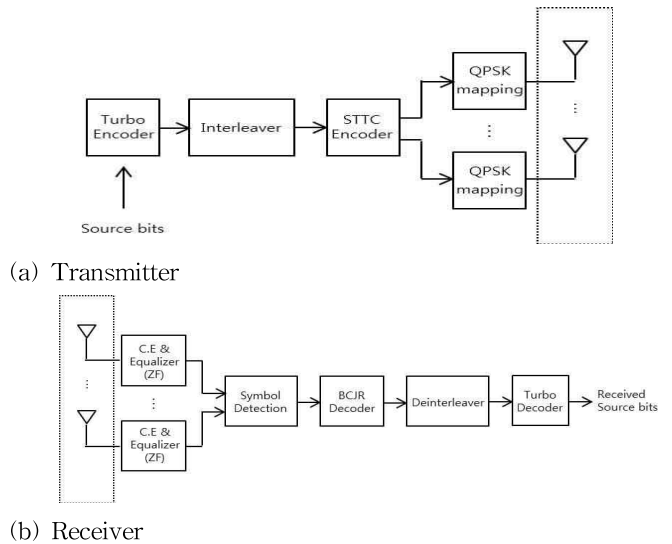


Fig. 1 Proposed the Optimum Structure

송신 구조는 터보 Pi와 시공간 격자 부호 사이에 인터리버를 접목시키는 구조이며 터보 Pi 부호화를 거친 비트 스트림은 인터리버 후에 시공간 격자 부호에 입력된다.

송신된 신호는 다중경로 채널을 통과하여 수신 된다. 수신 신호는 채널 추정과 등화기를 통하여 복원된 송신신호가 합쳐져서 BCJR 복호기로 입력되며 시공간 격자 복호부에서 BCJR 복호기를 통하여 수신 비트 스트림 크기만큼의 LLR(Log-likelihood ratio) 값이 출력된다. BCJR의 복호 방식은 터보 Pi 부호의 복호 방식과 동일하며, 각 상태에서 '0'의 확률과 '1'의 확률을 계산하여 FSM, BSM을 계산하여 최종적으로 값을 계산한다. 추정되어진 LLR 값은 역-인터리버를 통하여 송신단에서의 인터리버 이전의 주소로 재배치하여 터보 Pi 복호기에 입력된다(Berrou, 1993). 이러한 구조를 제안함으로써 다중경로 채널 환경에서 전송율을 높일 수 있다. 다음 각 절에서는 Fig. 1의 세부 블록별 설명을 한다.

2.1 터보 Pi부호화 기법(외부부호)

기존의 터보 부호화기는 3개의 메모리를 가지며 8-상태로 구성되어 있다. 하지만 터보 Pi 부호화기는 4개의 메모리를

가지며 16개의 상태를 이용하여 각각의 상태가 가지는 해밍거리차이를 더 크게 만들어 오류 마루 현상을 제거할 수 있는 구조이다. 부호기의 구조는 Fig. 2와 같이 나타낼 수 있다.

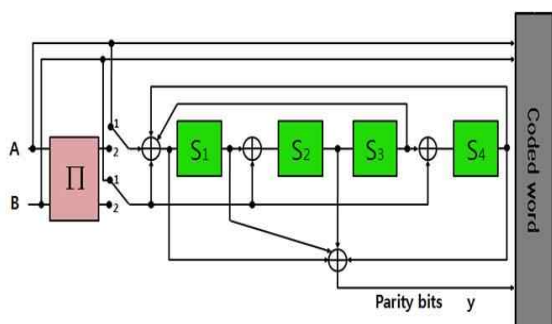


Fig. 2 Encoder of Turbo pi with Memory

메모리가 4개이므로 상태 수는 모두 16개 이며 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다. 메모리가 4개이므로 상태 수는 모두 16개 이며 입력되는 비트가 네 가지 발생하므로 한 상태에서 다음 상태로의 가지 수는 총 4개이다. 터보 Pi의 부호기 전체 구조는 기존의 터보와 동일하다.

가장 간단한 인터리빙 방법은 데이터들을 가로 방향으로 쓰고 세로 방향으로 읽어 들이는 rectangular 행렬방식으로써 행해진다. 이런 rectangular 오류 패턴의 거리를 증가시켜주기 위해서 non-uniformity 한 방법이 있는데 이 방법은 오류 패턴의 특징을 잘 풀어지게 하는 효과를 가져 오면서, 각 부호의 code word를 분산시킴으로써 decoding weight를 증가시킨다. 따라서, 인터리버사이즈 즉, 인코딩 된 프레임의 크기가 증가할 수록 성능이 지속적으로 향상되는데, 이것은 인터리버로 인하여 얻어지는 “Interleaving gain”이 프레임의 크기에 따라 지수함수적으로 증가하기 때문이다. 기존의 터보 부호와 성능이 거의 비슷하나, 부호화율이 커질수록 오류 마루 현상이 기존 방식에는 발생하는 반면 터보 Pi 부호는 발생하지 않아 터보 Pi가 다중경로 채널 환경에서 가장 효율적인 채널 부호화 기법이다.

2.2 시공간 부호화 방식

수중 채널의 다중 경로 극복을 위해서 송수신단의 다수의 센서를 이용한 다이버시티 효과를 제공하고 대역폭의 손실 없이 비부호화 시스템 보다 이득을 제공하는 MIMO기술을 수중 채널 코딩 방식과 함께 접목 시킨다. 이에 적용되는 부호화 기술은 시공간 블록부호화방식과 시공간 격자 부호화 방식이 있다.

2.2.1 시공간 블록 부호화 방식

시공간 부호화된 신호를 다중 센서를 통해 전송함으로써 수신단에서 다이버시티 이득을 쉽게 얻을 수 있는 대표적인 다중 센서 기술 중의 하나인 시공간 블록 부호화방식은 송신하고자 하는 복소 심볼이 S_0, S_1 일 때 Fig. 3과 같은 부호화 방식을

거친다(Tarokh,1999).

$$[S_0 \ S_1] \rightarrow \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix}$$

Fig. 3 Space-Time block code method

이때 *는 공액 복소수를 나타내며, 행은 각각의 송신 센서를 나타내고 열은 전송시간을 나타낸다. 전송기간 t 에 따라 송신 센서는 각각의 주어진 심볼을 전송하게 되고 $t+T$ 시간 동안 S_0, S_1 의 심볼을 전송함으로써 부호화율이나 전송효율에 따른 손실은 1:1통신과 같게 된다.

Fig. 4는 2개의 송신 센서와 2개의 수신 센서에서의 신호의 복호화 과정을 나타낸다.

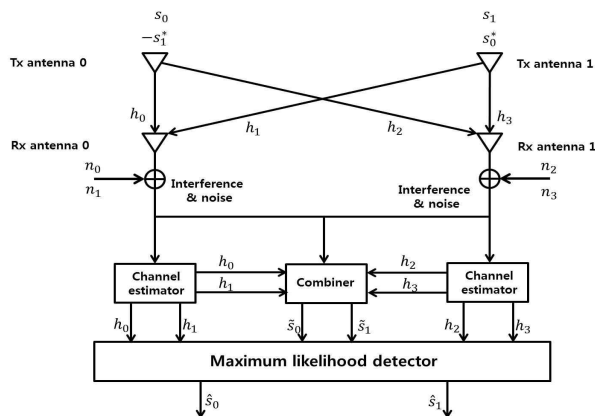


Fig. 4 Space-Time block code system(Tx=2, Rx=2)

h 는 두 송수신 센서 사이의 다중경로 잡음을 나타내고, n 은 시간 t 와 $t+T$ 에서의 가우시안 잡음을 의미한다. 각각의 시간 t 와 $t+T$ 에서 수신센서 1,2에서 받은 신호를 r_0, r_1, r_2, r_3 라고 하면 식 (1)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0s_0 + h_1s_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0s_1^* + h_1s_0^* + n_1 \\ r_2 &= h_2s_0 + h_3s_1 + n_2 \\ r_3 &= -h_2s_1^* + h_3s_0^* + n_3 \end{aligned} \tag{1}$$

식 (1)로부터 전송된 심볼 s_0 와 s_1 을 복호하기 위해 \hat{s}_0 과 \hat{s}_1 을 계산 하는 방법은 식 (2)와 같고

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= h_0^*r_0 + h_1r_1^* + h_2^*r_2 + h_3r_3^* \\ \hat{s}_1 &= h_1^*r_0 - h_0r_1^* + h_3^*r_2 - h_2r_3^* \end{aligned} \tag{2}$$

수신신호 r_0, r_1, r_2, r_3 를 식 (2)에 대입하면 각각의 \hat{s}_0 는 s_0 를 가지고 \hat{s}_1 는 s_1 을 가지는 최종적인 식 (3)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2 + h_3^* n_3 \\ \hat{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0^* n_1 + h_1^* n_0 + h_2^* n_3 + h_3^* n_2 \end{aligned} \quad (3)$$

α 는 다중경로 채널에 대한 잡음의 계수값을 나타내고 이때 채널 추정이 완벽하다고 가정하면 구하고자 하는 복호 심볼 \hat{s}_0, \hat{s}_1 는 maximum likelihood detector를 통해 식 (4)로 구할 수가 있다.

$$\begin{aligned} (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_i) &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_0, s_k) \\ (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 - d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 - d^2(\tilde{s}_1, s_k) \\ d^2(\tilde{s}_1, s_i) &\leq d^2(\tilde{s}_1, s_k) \quad \forall i \neq k \end{aligned} \quad (4)$$

2.2.2 시공간 격자부호화 방식

시공간 격자 부호(Space-Time trellis code)방식은 복호화 과정에서 격자도를 이용한다. 시공간 격자 부호는 시공간 블록 부호의 부호화 과정을 거치지 않고 전송하고자 하는 심볼을 각각의 센서에서 전송함으로써 전송효율의 향상을 가진다. 그러나 시공간 격자 부호에서의 부호 비트들은 각 송수신 센서의 채널에서 선형적으로 결합되어 수신되기 때문에 수신단에서는 수신된 값을 분리하여 각 수신된 정보의 값을 log-likelihood 계산을 통하여 추정하여 복호기에 입력해야 한다. Fig. 5는 MIMO 시스템에서의 Blum에 의해 제안된 32-state의 시공간 격자 부호화기 구조이다(Foschini,1998).

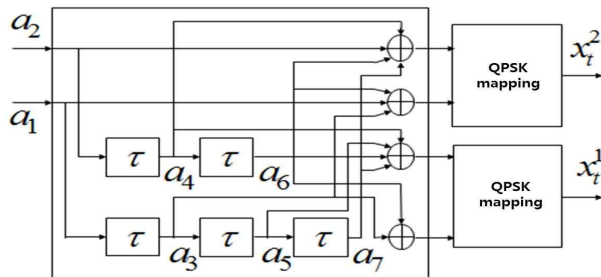


Fig. 5 Structure of Space-Time trellis code based on 32-state

a_1, a_2 는 전송하고자 하는 bit이고 x_t^1, x_t^2 는 시공간 격자 부호화 이후의 QPSK 변조 되어진 전송 심볼을 나타낸다. 채널 환경은 심볼 주기 T 동안 서로 독립적인 분포를 가지는 다중 경로 채널로써 주기 T 동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 이때의 수신

신호 $r_{j,t}$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_{j,t} = \sum_{i=1}^N h_{i,j} x_t^i + \eta_t \quad (5)$$

여기서 $t=(t=1,2,\dots,T)$ 는 송신신호에 대한 시간이며, x_t^i 는 시간 t 에서 $i=(i=1,2,\dots,N)$ 번째 송신센서에서의 전송 심볼 이다. 그리고 $h_{i,j}$ 는 i 번째 송신센서와 j 번째 수신 센서에서의 다중경로 진폭을 나타내며, η_t 는 가우시안 잡음을 나타낸다. 시공간 부호화되어 전송되어진 수신 신호는 BCJR 복호기에 입력된다. BCJR 복호기에서는 BM(Branch Matrix), FSM(Forward State Matrix), BSM(Backward State Matrix)를 구하기 위하여 입력 값에 따른 출력 값과 함께 변화하는 상태를 나타내는 격자도를 이용하여 복호하게 된다 (Kienle,2010).

2.3 BCJR 복호기

Fig. 1에서 알 수 있듯이 송신 구조는 터보 Pi와 시공간 격자 부호 사이에 인터리버를 접속시키는 구조이다. 터보 Pi 부호화를 거친 비트 스트림은 인터리버 후에 시공간 격자 부호에 입력되는 구조이다.

송신된 신호는 다중경로 채널을 통과하여 수신된다. 수신 신호는 채널 추정과 등화기를 통하여 복원된 송신신호가 합쳐져서 BCJR 복호기로 입력된다. 시공간 격자 부호단에서 BCJR 복호기를 통하여 수신 비트 스트림 크기만큼의 LLR 값이 출력된다. BCJR의 복호 방식은 터보 Pi 부호의 복호 방식과 동일하며, 각 상태에서 '0'의 확률과 '1'의 확률을 계산하여 FSM, BSM을 계산하여 최종적으로 LLR값을 계산한다. 격자도 상에서 LLR값을 구하는 과정은 다음과 같다.

BCJR 연산에 있어 이전상태, 채널 출력, 다음상태가 존재한다. Fig. 6에 나타난 것과 같이 32개의 상태를 가지며 각 상태는 서로 다른 5비트로 구성된다. 이전 상태는 s' , 현재 상태는 $s=(x_{j-m}, x_{j-m+1}, \dots, x_j, x_{j+1}, \dots, x_{j+m})$ 로 주어지며, 전송된 신호는 $x=(x_1, x_2, \dots, x_n)$, 수신 신호는 $r=(r_1, r_2, \dots, r_n)$ 로 주어진다. 전송신호 $x_j(j=1,2,\dots,n)$ 에 대한 LLR값은 식 (6)과 같이 나타낸다.

$$L(u_j) = \max^*[\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 0 \quad (6) - \max^*[\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s) + \beta_j(s)](s', s) : x_j = 1$$

Fig. 6에서 점선은 출력값이 0인 부분, 실선은 출력값이 1인 부분을 나타낸다. Fig. 6(b)에서 FSM은 식 (7)에 의해 $\alpha_j(s) = \log p(s_j = s, r_j^1)$ 로 나타낼 수 있다.

$$\alpha_j(s) = \max^*[\alpha_{j-1}(s') + \gamma_j(s', s)] \quad (7)$$

BSM은 식(8)에 의해 $\beta_j(s) = \log p(r_{j+1}^n | s' = s)$ 로 주어진다.

$$\beta_{j-1}(s') = \max^*[\beta_j(s) + \gamma_j(s', s)] \quad (8)$$

BM은 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} \gamma_j(s', s) &= \log p(s_j = s, r_j | s_{j-1} = s') \\ &= \log p(r_j | x_j) p(x_j) \end{aligned} \quad (9)$$

\max^* 는 식 (10)으로 정의된다.

$$\max^*(x, y) = \max(x, y) + \log(1 + e^{|x-y|}) \quad (10)$$

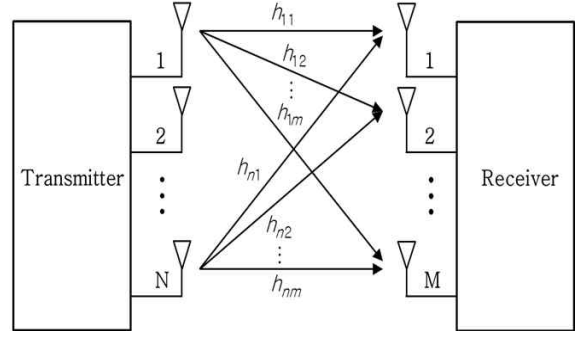


Fig. 7 Structure of MIMO System

이때 수신된 신호는 식 (11)과 같다.

$$y_j(k) = \sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(k) \times x_i(k) + n_j(k), \quad (j=0, \dots, M) \quad (11)$$

y_j 는 j 번째 수신센서의 수신신호, x_i 는 i 번째 송신센서의 송신신호, n_j 는 j 번째 수신센서의 가우시안 잡음이며, h_{ij} 는 i 번째 송신센서에서 j 번째의 수신센서에 대한 채널 임펄스 응답이다. 송신신호는 각각의 독립된 채널 h_{ij} 와 콘볼루션 되어 잡음이 더해지게 된다. 수신신호를 간략하게 $y_j = h_{ij}x_i + n_j$ 로 나타낼 수 있다. 이를 행렬로 식 (12)와 같이 나타낸다.

$$\begin{aligned} y_j &= [y_j(0), \dots, y_j(N-1)]^T \\ x_i &= [x_i(0), \dots, x_i(N-1)]^T \\ n_j &= [n_j(0), \dots, n_j(N-1)]^T \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 N 은 데이터 심볼이며, v 의 길이를 가지는 채널 임펄스 응답 H 는 항상 정방행렬로 식 (13)과 같이 나타낸다.

$$H_{ij} = \begin{bmatrix} h_{ij}(0) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & & \vdots \\ h_{ij}(v) & h_{ij}(v-1) & \dots & & & \\ \vdots & \ddots & & & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & h_{ij}(v) & \dots & h_{ij}(0) \end{bmatrix} \quad (13)$$

최종적인 식은 다음과 같다.

$$y = Hx + n \quad (14)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_m \end{bmatrix} x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} n = \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_m \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{n1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{n2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{1m} & h_{2m} & \dots & h_{nm} \end{bmatrix} \quad (16)$$

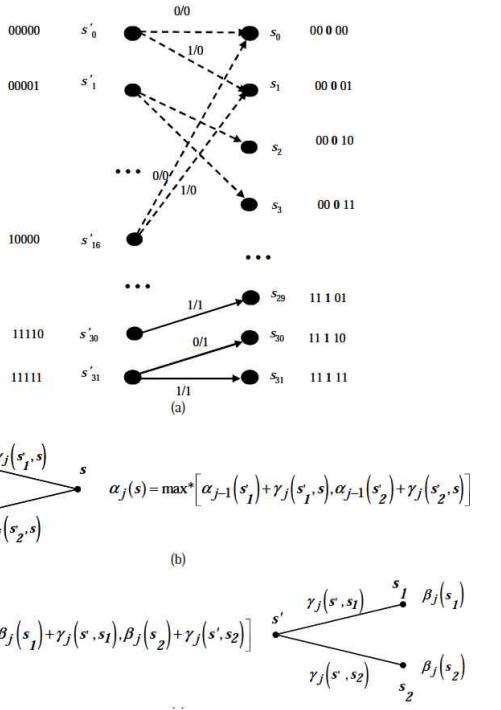


Fig. 6 (a) Trellis used by BCJR, (b) the forward step of BCJR, (c) the backward step of BCJR

2.4 Zero Forcing 등화기법

LMS알고리즘을 사용하여 추정된 채널 값을 이용하여 최종적인 송신신호를 복원하기 위해 ZF(Zero-Forcing) 등화기법을 적용시켰다(Man-Wai,2006).

MIMO 시스템에서는 N개의 송신 센서와 M개의 수신센서를 이용하여 통신을 하며 MIMO 시스템의 구조는 Fig. 7과 같다.

예를 들어 송수신 각각 두 개의 센서를 가지는 MIMO 시스템에서의 수신신호는 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11} \times x_1 + h_{21} \times x_2 + n_1 \\ y_2 &= h_{12} \times x_1 + h_{22} \times x_2 + n_2 \end{aligned} \quad (17)$$

이를 행렬형태로 나타내면 식(18)과 같다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

채널 임펄스 응답 H 를 제거하기 위해 ZF등화기법을 사용하며 ZF 계수 W 는 식 (19)와 같다.

$$WH = I \quad W = (H^H H)^{-1} H^H \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = (H^H H)^{-1} H^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{21} \\ w_{12} & w_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

수신신호에 등화기 계수 W 를 곱하면 복원신호를 구할 수 있다. ZF등화기를 통해 복원된 신호를 가지고 ISI를 제거한다. 이는 두 개의 송신신호가 독립이 되도록 하며 식 (21)과 같다.

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 - h_{21} \times \hat{x}_2 \\ y_2 - h_{12} \times \hat{x}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} \times \hat{x}_1 \\ h_{22} \times \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

식 (22)의 과정을 거치면 복원된 신호를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} \times r_1 \\ w_{22} \times r_2 \end{bmatrix} \quad (22)$$

3. 수중채널 모델

채널 추정 및 등화기법의 성능을 증명하기 위하여 실제 동해상에서 실험을 통하여 얻은 Sound Velocity Profile을 기초로 하여 채널을 생성한 후 시뮬레이션을 하였다. SVP은 Fig. 8과 같다. 해상실험 환경을 분석하기 위하여 음속 분포를 측정하였다. 이는 2011년 6월 강원도 동해시 인근 해역에서 XBT (eXpendable Bathy Thermograph) 를 이용하여 측정하였으며, 이를 Fig. 8에 나타내었다. 이 그림은 실험 당일 오전 9시경부터 오후 5시경까지 음속분포의 변화를 보여준다. 실험 해역의 수심은 약 200 m였으며, 그림으로부터 실험 당시 수심 약 40~50 m까지 혼합층이 형성되어 있었으며, 그 아래는 거의 일정한 음속을 나타내는 특

성이 보인다.

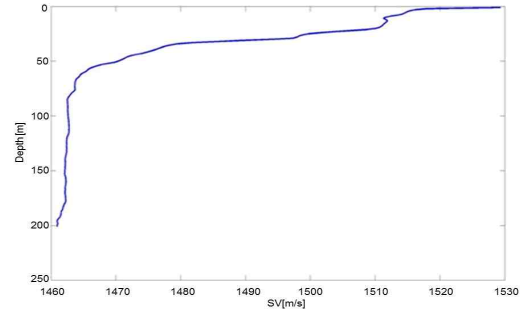


Fig. 8 Sound Velocity Profile

이를 바탕으로 각 채널의 Delay spread profile을 얻기 위해 Matlab을 기반으로 한 Bellhop 모델링 프로그램을 사용하였으며 이때 송신기의 깊이는 Tx1=110m, Tx2=117m이고 수신기의 깊이는 Rx1=110m, Rx2=117m에서 결과를 도출하였으며 Fig. 9와 같다. Fig.10은 실제 채널 정보이며 송신단에서 LFM(Linear Frequency Modulated) 신호를 보내고, 수신된 LFM신호와 이미 알고 있는 송신단측 LFM신호를 correlation하여 채널 정보를 추정한다. Fig. 10에서 가장 먼저 도착한 신호는 해수면이나 해저면에 부딪히지 않고 바로 들어온 신호로써 진폭이 큰 것을 확인할 수 있다.

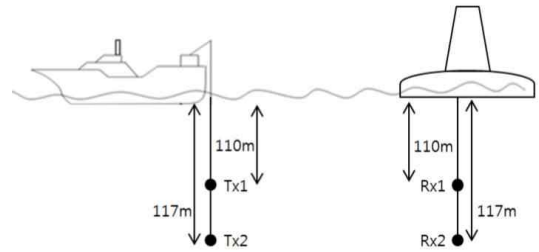


Fig. 9 Tx-Rx Scheme

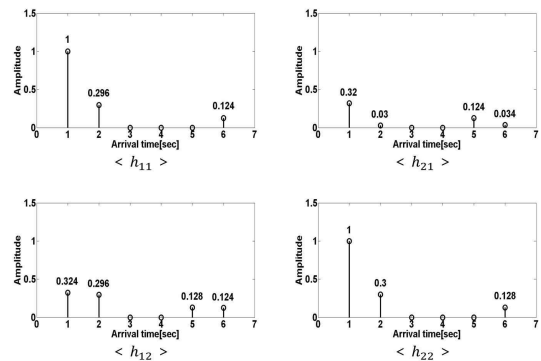


Fig. 10 Channel Information Estimation

4. 시뮬레이션 결과

모든 시뮬레이션은 Fig. 10의 채널 환경을 토대로 실시하였다. Fig. 11은 시공간 격자 부호와 시공간 블록 부호의 시뮬레이션 결과 성능 비교 그래프이다. 시뮬레이션에서 사용한 터보 Pi 부호화기는 전송 bit의 $K=984$ 크기, 부호화율 $R=1/3$ 을 사용하였다. 시뮬레이션 환경은 심볼 주기 T동안 서로 독립적인 분포를 가지는 다중경로 채널로써 주기 T동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 변조방식은 QPSK 변조방식을 적용하였다.

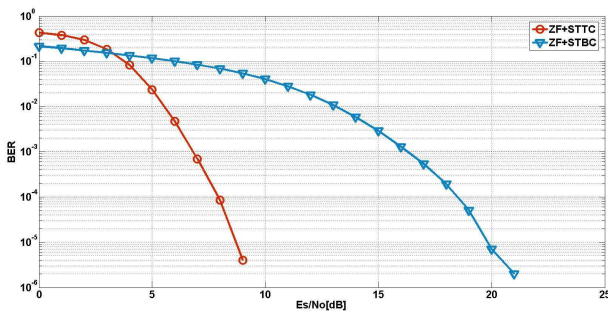


Fig. 11 Performance by Space-Time trellis code and Space-Time block code

시뮬레이션 결과 $BER = 10^{-4}$ 에서 ZF 등화기법이 결합된 시공간 부호기법 중 시공간 격자 부호가 시공간 블록 부호보다 약 10dB 성능이 좋다는 것을 알 수 있다. 이는 다중경로 채널에서 시공간 격자 부호의 시공간 기법이 더욱 적합하다고 할 수 있다. Fig. 12는 다중경로 채널 환경에서 ZF 등화기법의 유무에 따른 성능을 비교한 그림이다. 성능비교에 사용된 구조는 송수신센서 각각 2개의 QPSK MIMO 시스템이며, 사용된 데이터는 약 100만개이고 터보 Pi 부호의 부호화율 1/3과의 비교를 위해 한 블록의 크기는 5904이다.

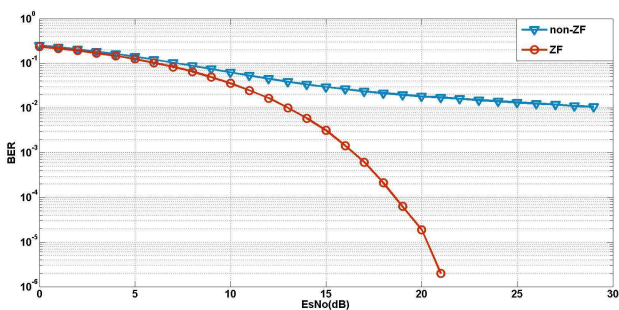


Fig. 12 Comparison between ZF and Non-ZF

시뮬레이션 결과 다중경로 채널 환경에서 등화기법이 없을 때 오류마루현상이 일어나며 성능개선이 되지 않으며, 등화기

법을 사용했을 때 성능이 좋아지는 것을 알 수 있으며, 성능비교 결과 ZF의 유무에 따라 성능이 월등히 차이가 나는 것을 알 수 있다. 따라서 다중경로 채널 환경에서 등화기법의 사용이 반드시 필요하다.

Fig. 13은 본 논문에서 제안한 방식에 대한 시뮬레이션 결과 성능 비교 그래프이다. 시뮬레이션에서 사용한 터보 Pi 부호화기는 전송 bit의 크기는 $K=984$, 부호화율 $R=1/3$ 을 사용하였다. 시뮬레이션 환경은 심볼 주기 T동안 서로 독립적인 분포를 가지는 다중경로 채널로써 주기 T동안 채널의 변화가 없고, 수신단에서는 채널 추정을 정확히 알고 있다고 가정하였다. 변조방식은 QPSK 변조방식을 적용하였으며 송수신센서가 각 2개인 MIMO시스템이다.

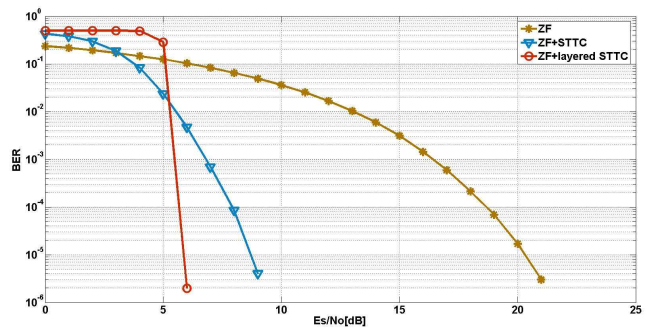


Fig. 13 Performance of Proposed Method

시뮬레이션 결과 터보 Pi 부호화 시공간 격자부호를 효율적으로 결합하고 등화기법을 접목시킨 계층적 시공간 방식의 부호는 ZF방식 보다 약 15dB, ZF등화기를 사용한 시공간 격자 부호보다 약 3dB 정도의 성능이 향상되었다. 이에 따라, 본 논문에서 제안하는 등화기를 사용한 계층적 시공간 부호기는 높은 신뢰도를 가지는 것을 확인하였다.

5. 결론

본 논문에서는 다중경로 채널 환경을 가지는 수중에서의 원활한 통신과 전송률을 높이기 위해 Zero Forcing기법을 이용한 최적의 시공간 부호화 기법에 대해 연구하였다. 실제 동해 해상의 다중경로 채널 환경 정보를 수집하여 LMS 알고리즘을 통해 채널 추정된 값을 가지고 다중경로 채널 환경에서 ZF등화기 유무에 따른 성능을 확인하였다. 그 결과 등화기법을 적용하지 않았을 때는 오류마루현상이 일어나 성능이 개선되지 않았고, 등화기법이 적용될 때 성능개선이 나타나는 것으로부터 MIMO시스템에서 등화기법은 필수적이라 할 수 있다. 여기에 다이버시티 이득과 함께 부호화 이득을 동시에 가지는 시공간 부호기법 중 시공간 블록 부호와 시공간 격자 부호를 접목시켰을 경우, 시공간 격자 부호가 $BER = 10^{-4}$ 기준으로 시공간 블록 부호보다 약 10dB정도 성

능이 좋은 7.5dB의 성능을 가지는 것을 확인하였다. 또한 본 논문에서 제안한 방법인 고품질, 고속전송을 만족시키기 위한 방안으로 여러 시스템에서 사용되고 있는 터보 Pi 부호와 시공간 격자부호를 효율적으로 결합시킨 구조에 등화기를 다중경로 채널환경에서 적용했을 경우 Es/No가 약 5.8dB일 때 만족할만한 성능을 보였다. 이에 따라 본 논문에서 제시한 구조가 수중통신과 같은 다중경로 채널 환경의 수중통신 시스템에 적합하다고 사료된다.

[9] Van Walree, P.(2011), Channel sounding for acoustic communications: techniques and shallow-water examples, FFI(Norwegian Defence Research Establishment) report.

원고접수일 : 2014년 2월 26일
심사완료일 : 2014년 6월 27일
원고채택일 : 2014년 6월 30일

후 기

본 연구는 방위사업청과 국방과학연구소의 지원 (계약번호 UD100002KD)으로 수행되었습니다.

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임

References

[1] Berrou, C., Glavieux, A. and Thitimajshima, P.(1993), "Near Shanon Limit Error-Correcting Coding and Decoding : Turbo-Codes", in Proc. ICC93.

[2] Calderbank, A. R., Seshadri, N. and Tarokh, V.(1998), "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 744-765.

[3] Foschini, G. J., Gans, M. J.,(1998) "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," Wireless Personal Communication, vol.5, no.3, pp. 311-335.

[4] Kilfoyle, D. B. and Baggeroer, A. B.(2000), "The state of art in underwater acoustic telemetry", IEEE J. Oceanic Eng., Vol. 25, No. 1, pp. 4-27.

[5] Kienle, F. and Gimmler, C.(2010), "Space-time bit trellis codes", 2010 International ITG Conference, pp. 18-21.

[6] Man-Wai Kwan and Chi-Wah Kok(2006), "FIR zero-forcing equalizer for ISI MIMO channels using space-time modulated codes", IEEE Transactions on Wireless Communication, Vol. 5, No. 1, pp. 123-132.

[7] Stojanovic, M., Catipovic, J. and Proakis, J.(1994), "Phase coherent digital communications for underwater acoustic channels", IEEE J. Ocean. Eng., Vol. 19, No. 1, pp. 100-111.

[8] Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A. R.(1999), "Space-time block coding for wireless communications: performance results", Selected Areas in Communications, IEEE Journal, Vol. 17, No. 3, pp. 451-460.