

수동 페이저 컨주게이션 수중음향통신 기법의 비트오류 영향 인자

Bit Error Parameters on Passive Phase Conjugation Underwater Acoustic Communication

윤 종 락*, 박 문 갑**, 노 옹 주***

(Jong Rak Yoon*, Moon Kab Park**, Yong Ju Ro***)

*부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부, **한국해양수산연수원, ***지피에스코리아

(접수일자: 2005년 6월 8일; 수정일자: 2005년 9월 8일; 채택일자: 2005년 9월 22일)

수중음향채널의 다중경로에 의한 수신신호의 지연확산은 ISI (Inter-Symbol Interference)를 유발하여 수중음향 통신시스템의 성능을 저하시킨다. 본 연구에서 적용하는 수동 페이저 컨주게이션 기법은 신호대 다중경로 간섭 신호비를 크게 하여 다중경로에 의한 주파수 선택성을 경감시켜 ISI를 줄이는 다이버시티 통신기법이다. 신호 대 다중경로 간섭신호비의 개선과 이에 따른 주파수 선택성은 수동 페이저 컨주게이션에 적용하는 수신기 배열의 배열 센서 개수, 송수신기의 상대운동에 의해 좌우되며, 따라서 비트 오류특성이 결정된다. 본 연구에서는 이들의 특성을 수치모의 실험으로 해석하였다.

핵심용어: 수동 페이저 컨주게이션, 수중음향통신, ISI, 다중경로 페이딩, 주파수 선택성

투고분야: 음향 통신기술 분야 (6.3)

Time spread due to the multipath in underwater acoustic channel, induces ISI (Inter-Symbol Interference) which degrades the performance of the underwater acoustic communication system. The passive phase conjugation (PPC) which improves the signal to multipath interference ratio (SMR) and therefore reduces the frequency selectivity, is a diversity communication technique giving a less ISI under multipath fading channel. Its frequency selectivity depends on the number of receiver array sensors and time varying source to receiver range. In this study, frequency selectivity of the PPC and its effects on bit error of underwater acoustic communication is analyzed by numerical simulation.

Keywords: Passive phase conjugation, Underwater acoustic communication, ISI, Multipath fading, Frequency selectivity.

ASK subject classification: Acoustic communication (6.3)

I. 서론

수중음향통신시스템의 송신기에서 방사되는 음파는 시변 다중경로를 통해 수신기에 도달하여 수신기에 수신되는 신호는 지연 확산특성을 갖는다. 따라서 전송신호의 대역폭 내에서 주파수에 따라 신호의 크기가 다르게 되어 주파수 선택적인 채널이 되며 송수신기의 상대운동은 이러한 채널 주파수 선택성의 사공간적 변화를 유발

한다. 결과적으로 송신하는 정보 심벌간의 상호간섭 (Inter-Symbol Interference: ISI)이 심화되어 전송신호의 비트 오류가 증가한다.

다중경로에 의한 반사파의 에너지가 소멸한 후에 다음 정보 심벌에 대응되는 신호를 보내는 인코더러인트 변복조 기법인 FSK (Frequency Shift Keying)가 사용될 수 있지만 전송률이 낮아 고속데이터 전송에는 부적합하고 고속전송을 하기 위해 MFSK (Multiple Frequency Shift Keying)를 적용할 수 있으나 대역효율이 낮아지게 된다[1-2]. 따라서 수중의 화상데이터와 같은 고속데이터 전송 시스템에는 코히어런트 변복조기법이 요구되며,

책임저자: 윤 종 락 (jryoon@pknu.ac.kr)
부산 남구 대연3동 599-1 부경대학교 전자컴퓨터 정보통신공학부
(전화: 051-620-6473, 팩스: 051-620-6450)

이 경우 지연확산에 의한 ISI가 증가하게 된다. 다중경로 영향을 최소화하기 위해 등화기를 적용할 수 있으나 [3] 시간확산의 크기에 비례하는 탭수의 증가에 의해 계산량이 증가하여 실시간 통신이 어렵게 된다. 이와 더불어 지향성 송수신기를 이용하여 다중반사파의 효과를 경감시킬 수 있으나 이 경우에는 송수신기의 위치가 고정되어야 하고 아울러 음파 전파경로의 직진성이 유지되어야 한다. 다수의 협대역 부반송파를 적용하는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식으로 다중경로에 의한 채널의 주파수 선택성에 대응하려는 연구도 있으나 송수신 신호의 처리가 복잡한 단점이 있다[4].

본 연구에서는 시역전 (Time reversal) 기술 혹은 정합필터 기술의 하나인 수동 페이저 컨주게이션 (Passive phase conjugation: PPC) 기술[5-6]을 적용하여 다중반사에 의한 전송성능 저하를 개선하고자 한다. 이 기법은 전송채널의 응답을 추정하기 위해 시험신호펄스 (Probe pulse)를 정보신호의 전송 전에 송신하고, 시험신호 펄스의 응답신호를 이용하여 정보신호를 추정하는 다이버시티 처리기법이다. 송신기에서 시험신호 펄스를 전송한 후 정보 신호열을 전송하며, 수신기 배열의 각 센서에서 수신된 신호는 시험신호펄스의 응답신호와 페이저 컨주게이션 되어 동기 가산 합성된 후 복조된다[7]. 결과적으로 ISI를 유발시키는 각각의 정보신호의 부엽 (side lobe)이 억제되고 각 정보신호에 대응되는 주엽 (main lobe)이 증폭되어 주엽 신호에 대한 다중반사 간섭신호비가 증가하고 동시에 주파수 선택성이 경감되어 ISI가 억제된다. 그러나 제안되는 기법은 배열센서의 개수, 배열의 공간적 크기, 다중경로의 형태, 송수신기간의 상대운동 등의 수중음향채널의 시공간적 변화에 의해 그 성능이 결정된다.

본 연구에 적용한 시험신호펄스는 반송주파수로 변조된 단일 이진정보에 대응되는 펄스신호이며 잔향시간에 비례하는 휴지시간을 삽입한 후 정보 신호열을 전송하였고 배열 센서의 개수와 송수신기의 상대운동특성에 따른 제안하는 기법의 주엽 신호에 대한 부엽 신호비 즉 신호에 대한 다중경로 간섭 신호대 특성과 음향채널의 주파수 선택성을 해석하였다. ISI에 의한 비트오류 특성은 BPSK 방식을 대상으로 하였다.

기존의 수동 페이저 컨주게이션 기법을 이용한 수중음향통신에 관한 이론적, 실험적 연구[7-9]에서, 주파수 영역의 페이저 컨주게이션 처리 신호 특성해석은 수치

선배열이 전체 수층에 걸쳐 위치하는 것으로 가정하고 모드 이론에 의한 모드 직교성으로 해양의 음파전달 함수를 해석하여 주엽의 증폭효과만 보이고 배열의 크기, 센서개수 및 송수신기의 상대운동에 따른 주엽 및 부엽의 특성과 이에 따른 통신채널의 주파수 선택성은 보이지 못하고 있다. 아울러 반송주파수가 수 KHz 이상인 경우에는 모드이론은 부적합하므로 수치 모의실험의 반송주파수는 수 백 Hz로 제한하였다.

본 연구는 음선이론을 기초로, 잔향을 고려하지 않은 이산적인 시변 다중경로 상호간의 지연시간 특성, 해면 및 해저 경계면 반사계수, 배열 센서 개수, 송수신기의 상대운동에 따른 수동 페이저 컨주게이션 신호의 주엽 신호에 대한 부엽 신호비, 채널의 주파수 선택성을 해석하고 이들이 비트오류에 미치는 영향에 관한 연구로 기존의 연구결과를 보완한 연구이다.

II. 이론

그림 1은 다중경로 페이딩 수중음향통신 채널 및 조류 등에 의한 송신기의 수평 및 수직방향의 상대운동 상태를 보인다. 이러한 다중경로 페이딩 채널은 지연확산의 실효치 (root mean square delay spread)로 평가되며, k 번째 다중경로의 지연을 τ_k 라 하면 지연확산 실효치 τ_s 는 식 (1)로 정의된다[10].

$$\tau_s = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (1)$$

여기서, 평균지연 $\overline{\tau}$ 와 $\overline{\tau^2}$ 는 각각 식 (2-1) 및 (2-2)로 주어진다.

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2-1)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2-2)$$

식 (2-1) 및 (2-2)에서 $P(\tau_k)$ 는 k 번째 다중경로파의 세기이다. 지연확산의 실효치 τ_s 의 역수는 채널의

코히어런스 대역폭 B_c 로 근사되고($B_c \approx \frac{1}{\tau_s}$) 만일 B_c 가 신호의 대역폭 B_s 보다 작다면 채널은 주파수 선택성을 보이며, 수신신호는 왜곡되어 비트오류가 발생하게 된다. 식 (1)로 부터 다중경로의 구조에 따라 주파수 선택성은 달라지며 일반적으로 다중경로의 지연이 클수록 주파수 선택성은 커진다. 이러한 주파수 선택성에 대응하기 위해 적용하는 수동 페이저 컨주게이션 기법의 수중 음향통신은 다이버시티 처리기법으로 다중경로에 의한 주파수 선택성을 경감시키는 기술이다.

수동 페이저 컨주게이션 수중음향 통신은 초기 송신기의 위치에서 한개의 시험신호펄스가 전송된 후 정보 신호열을 전송하는 것이다.

해양의 물리적 특성이 시불변이라 가정하면 시험신호펄스의 응답은 시불변으로 다중경로 페이딩 특성은 송수신기간의 음향채널 특성, 즉 수심, 해면과 해저의 반사 특성 및 음파의 전송손실 등에 의해 결정되지만 송수신기가 상대 운동하는 경우에는 시간경과에 따라 전송채널 특성이 변화하므로 수신신호가 갖는 시변채널응답과 초기 시험신호펄스의 채널 응답은 부정합 상태로 된다. 따라서 초기 시험신호 펄스응답을 이용한 수동 페이저 컨주게이션 기법의 수중음향통신의 비트오류는 시변특성을 갖게 된다.

정보신호를 전송하기 전에 송신하는 시험신호펄스 $p(t)$ 는 식 (3)과 같고 정보신호열의 각 신호는 시험신호펄스와 동일한 형상으로 이진정보의 값에 의해 부호가 결정된다. 식 (3)을 적용하는 경우에 정보신호열의 대역폭 B_s 는 전송율의 약 2배가 된다.

$$p(t) = \cos(2\pi f_c t)(1 - \cos(2\pi t/T_b)), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3)$$

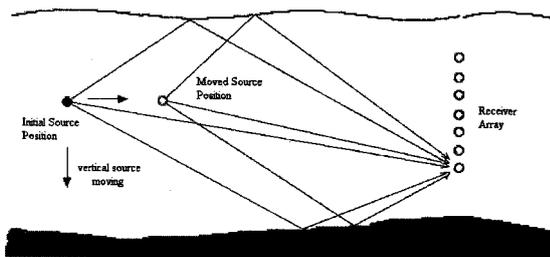


그림 1. 수동 페이저 컨주게이션 처리를 이용한 수중음향통신 환경.
Fig. 1. Environmental configuration of PPC process underwater acoustic communication.

여기서, f_c 와 T_b 는 각각 반송주파수 및 비트주기가 다. 시험신호펄스를 보낸 후 다중반사파의 지연 시간에 비례하는 휴지시간 T_s 후에 정보 신호열을 전송한다.

송수신기가 고정되어 있는 경우, 이산적인 다중경로만을 고려하면 배열 수신기의 i 번째 센서의 임펄스 응답은 식 (4)로 주어진다.

$$h_i(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_{ik} \delta(t - \tau_{ik}) \quad (4)$$

여기서 α_{ik} 는 직접파 ($k=1$)의 진폭으로 규준화된 반사파의 진폭이고 τ_{ik} 는 직접파와 반사파의 지연이다. 따라서 i 번째 센서의 시험신호펄스 응답 $r_{\pi}(t)$ 는 식 (5)로 주어진다.

$$r_{\pi}(t) = p(t) * h_i(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_{ik} p(t - \tau_{ik}) \quad (5)$$

시험신호펄스에 대한 수동 페이저컨주게이션 신호는 시험신호펄스 응답의 자기상관 신호로 식 (6)로 주어지고, 식 (7)은 식(6)의 스펙트럼이다.

$$y_i(t) = r_{\pi}(t) * r_{\pi}(-t) = \sum_{k_1=1}^K (\alpha_{ik_1})^2 R_{pp}(t) + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq k_2}}^K \sum_{k_2=1}^K \alpha_{ik_1} \alpha_{ik_2} R_{pp}(t + \tau_{ik_1} - \tau_{ik_2}) \quad (6)$$

$$Y_i(f) = \sum_{k=1}^K (\alpha_{ik})^2 G_{pp}(f) + \sum_{\substack{k_1=1 \\ k_1 \neq k_2}}^K \sum_{k_2=1}^K \alpha_{ik_1} \alpha_{ik_2} G_{pp}(f) \cos 2\pi f(\tau_{ik_1} - \tau_{ik_2}) \quad (7)$$

여기서 $R_{pp}(t)$ 는 시험신호펄스의 자기상관이다.

식 (6)에서 첫째항은 각 반사파 세기의 합으로 전체 세기가 결정되며 주엽으로 정의된다. 두 번째 항은 서로 다른 경로를 갖는 다중반사파의 진폭의 곱으로 시험신호의 자기상관 신호가 $(\tau_{ik_1} - \tau_{ik_2})$ 만큼 지연되어 나타나며 부엽으로 정의된다. 따라서 각각의 반사파의 시간축 상분포가 상호 독립이면, 반사파의 수가 많을수록 주엽의 세기는 상대적으로 커지게 된다. 식 (7)의 스펙트럼 특성에서 첫째 항은 각 반사파의 세기 합으로 주어지는 시험신호펄스의 스펙트럼이고 두 번째 항은 $\frac{1}{|\tau_{ik_1} - \tau_{ik_2}|}$

의 주파수 간격으로 시험신호펄스의 대역 내에서 주파수에 따른 간섭을 보이는 주파수 선택채널 특성이다.

다중경로의 개수가 제한되어 있는 경우, 부엽에 대한 주엽의 세기를 상대적으로 크게 하고 대역내의 간섭효과 즉 주파수 선택성을 줄이기 위해서 배열 수신기를 사용하여 다이버시티 처리를 수행한다. M개의 배열 센서로 구성되어 있는 경우 식 (6)와 (7)를 동기 가산한 수동 페이저 컨주게이션 신호는 식 (8)과 (9)로 주어진다.

$$y(t) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^K (a_{kl})^2 R_{pp}(t) + \sum_{k_1=1}^M \sum_{k_2=1}^M \sum_{l_1=1}^K \sum_{l_2=1}^K a_{k_1 l_1} a_{k_2 l_2} R_{pp}(t + \tau_{k_1 l_1} - \tau_{k_2 l_2}) \quad (8)$$

$$Y(f) = \sum_{k=1}^M \sum_{l=1}^K (a_{kl})^2 G_{pp}(f) + \sum_{k_1=1}^M \sum_{k_2=1}^M \sum_{l_1=1}^K \sum_{l_2=1}^K a_{k_1 l_1} a_{k_2 l_2} G_{pp}(f) \cos 2\pi f(\tau_{k_1 l_1} - \tau_{k_2 l_2}) \quad (9)$$

식 (8)에서 직접 전달파를 포함하여 K개의 반사파가 있는 경우 단일 수신기의 출력은 K²개의 시험신호의 자기상관 펄스열로서 나타난다. 여기서 왜곡되지 않는 주엽 신호를 형성하는 시간중심축상의 K개는 식 (6)에서 보이는 바와 같이 각 반사파 세기의 합으로 나타난다. 나머지 K(K-1)개는 부엽신호를 형성하고 주엽신호와는 다른 시각에 분포한다. 따라서 정보 신호열을 시험신호 펄스열로서 전송하는 수중음향통신에서 부엽신호는 인접하는 정보신호에 간섭신호로서 작용한다. 다중반사파의 효과를 경감하기 위해 적용하는 다이버시티 기법에서 요구되는 수신기배열조건은 각 수신기에서 수신하는 다중반사파의 시간 지연 분포 특성이 서로 다른 특성을 갖도록 하는 것이다. 수직과 수평배열에 관계없이 각 수신기의 간격이 충분히 큰 경우 이러한 조건을 만족시킬 수 있고, 보통은 수신기 간격이 대상으로 하는 신호 파장의 수배 이상이면 만족하는 것으로 알려져 있다. 이러한 조건에서 각 수신기의 부엽의 세기는 상호 간섭으로 커지지 않는다.

따라서 M개의 센서를 사용하는 경우 MK²개의 시험신호 자기상관 펄스열 중 주엽을 구성하는 MK개는 시간축 중심에서, 간섭신호 성분이 되는 MK(K-1)개는 다른 시각에 나타난다. 해석을 간단히 하기 위해 각 반사파의 세기가 동일하다고 가정하면, 주엽 신호에 대한 다중반사 간섭신호비 SMR (Signal to multipath interference ratio)은 식 (10)으로 주어진다.

$$SMR = (MK)^2 / MK(K-1) = MK / (K-1) \approx M \quad (10)$$

실제의 경우 각 수신기의 개별 반사파의 세기는 수신기에 따라 달라 식 (10)과는 차이가 있지만 송수신기간의 거리가 상대적으로 큰 경우에는 식 (10)의 조건은 만족된다. 따라서 M개의 수신기를 배열하는 경우, SMR은 10log(M)으로 개선된다. 전형적인 빔포밍 기법에서 신호대 반사 신호에너지의 비 $SMR = M / (K-1)$ 로 주어져 반사파의 수가 많아지면 배열의 효과는 없어지게 된다.

주파수 영역의 특성을 보이는 식 (9)의 두 번째 항으로 주어지는 대역내의 부엽에 의한 간섭효과는 상호 상쇄되어 주파수 선택성이 경감된다. 식 (11)은 식 (8)을 BPSK 정보 신호열에 적용한 결과로 코히어런트 복조기의 입력 신호이다.

$$I_y(t) = \sum_{n=1}^M \sum_{l=1}^K I_n \sum_{k=1}^K (a_{kl})^2 R_{pp}(t - nT_b) + \sum_{n=1}^M \sum_{k_1=1}^M \sum_{k_2=1}^M \sum_{l_1=1}^K \sum_{l_2=1}^K a_{k_1 l_1} a_{k_2 l_2} R_{pp}(t + \tau_{k_1 l_1} - \tau_{k_2 l_2} - nT_b) \quad (11)$$

식 (11)에서 첫째 항은 현재의 정보신호에 대응되고 둘째 항은 부엽의 크기에 의해 결정되는 인접하는 정보신호에 의한 ISI 성분이다. 여기서 I_n 은 +1 혹은 -1의 값을 갖는 이진데이터의 시계열이다. 식 (11)의 첫째 항은 현재의 정보신호이고, 두 번째 항은 현재의 정보신호 전후의 정보신호가 현재의 정보신호에 부가되어 ISI를 야기시키는 성분으로 식 (8)로 주어지는 주엽에 대한 부엽신호의 상대적 크기에 의해 영향도가 결정된다. 언급한 바와 같이 모든 센서의 다중반사파가 시간축 상에서 랜덤하게 독립적으로 분포하고 배열센서의 개수가 증가하면 식 (11)의 두 번째 항의 영향은 적어진다.

이상의 해석은 송신기와 수신기가 고정되어 있는 경우이다. 수신기는 고정되어 있고 송신기가 운동한다고 가정하면, 시험신호펄스 송신시의 초기 다중경로 구조와 정보신호 수신시의 다중경로 구조는 시간 경과에 따라 변화하게 되므로 초기의 시험신호펄스 응답을 이용하는 수동 페이저 컨주게이션 처리 결과는 시간 경과에 따라 변화하게 되어 전달함수 부정합이 일어나게 된다. 식 (11)의 부정합 상태 표현은 식 (12)와 같다.

$$I_y(t) = \sum_{n=1}^M \sum_{l=1}^K I_n \sum_{k=1}^K (a_{kl}) R_{pp}(t + \tau_{kl} - \tau_{kl} - nT_b) + \sum_{n=1}^M \sum_{l=1}^K I_n \sum_{k_1=1}^M \sum_{k_2=1}^M \sum_{l_1=1}^K \sum_{l_2=1}^K a_{k_1 l_1} a_{k_2 l_2} R_{pp}(t + \tau_{k_1 l_1} - \tau_{k_2 l_2} - nT_b) \quad (12)$$

여기서, " "은 송신기가 운동하는 경우의 임의시각에서의 다중경로 반사파이다. 송수신기간의 거리에 비해 상대운동거리가 상대적으로 작다면 각 다중경로 반사파의 진폭은 일정하다고 할 수 있다. 따라서 식 (12)의 두 번째 항인 부엽의 세기변화 및 주파수 선택성은 일정하다. 그러나 주엽을 나타내는 첫째항에서 $|\tau_{ik} - \tau_{ik}'|$ 은 0이 아니므로 주엽은 시간 축 상에서 지연 확산되고 주엽 자체 내에서 간섭이 일어난다.

본 연구에서 고려하는 상관 복조기를 고려하면, 식 (10) 및 (11)의 수동 페이지 컨주게이션 처리신호는 1개 비트 주기간격으로 시험신호 펄스 $p(t)$ 와의 상관계수 값으로 정보 데이터가 결정된다. 송수신기가 고정되어 있는 경우, 상관계수는 식 (13)으로 주어진다.

$$\rho_{I_s} = \frac{1}{(E_{I_s} E_p)^{1/2}} \int_0^{T_s} I_s(t) p(t) dt \quad (13)$$

여기서, E_{I_s} 와 E_p 는 $I_s(t)$ 와 $p(t)$ 의 에너지이다. 식 (10)의 첫째 및 두 번째 항에서 보는 바와 같이 첫째 항의 주엽은 이진정보 값에 따라 '+1'혹은 '-1'의 값으로 결정되고, 두 번째 항의 부엽은 인접하는 정보신호에 의한 ISI 성분으로 이진정보의 분산 값이 된다. 송수신기가 상대 운동하는 경우의 식 (12)의 경우, 두 번째 항의 성분은 송수신기가 고정되어 있는 경우의 값으로 가정할 수 있는 반면, 첫째항의 주엽 성분은 언급한 바와 같이 송수신기 고정인 경우에 비해 시간축 상에서 확산되고, 주엽내에서 간섭이 일어나 송수신기 고정인 경우의 '+1'보다 적은 값을 갖고, '-1'의 값보다 큰 값을 갖게 되며 부엽에 의한 분산은 일정하므로 비트 오류 확률이 커지게 되고 잡음에 취약하게 된다.

III. 모의실험 및 결과

모의실험 환경은 수심 60m, 해면과 해저의 반사계수를 각각 -0.8과 0.6으로 하였다. 수신기 배열센서 개수와 센서간격은 각각 7개와 4m 로 하였고 반사파는 직각파를 포함하여 7개로 하였다. 송신기의 깊이는 22m이고 수신기 배열센서의 깊이는 20/24/28/32/36/40/44m이며 초기 송수신기의 수평거리는 500m 와 1500m이다. 식 (1)에 의해 결정되는 배열 중심센서의 지연확산 실효

치는 500m 와 1500m에서 각각 약 5msec와 2msec로 코히어런스 대역폭은 200Hz와 500Hz이다. 따라서 단일 센서를 이용하는 경우 전송율은 각각 100bps와 250bps로 제한된다.본 연구에서 적용한 전송율은 2Kbps이고 반송주파수는 20KHz이다.

그림 2는 시험신호펄스 및 시험신호펄스의 지연확산 특성이다. 그림 3은 식 (6)와 (8)로 주어지는 시험신호펄스 응답의 시역전 신호를 컨벌류션한 수동 페이지 컨주게이션 신호로 각 센서의 결과와 7개 센서의 동기 가산 합성 결과이다. 동기 가산 합성하는 경우 이론적으로 얻을 수 있는 약 10dB의 이득을 보인다. 즉 7 개의 센서를 배열하는 경우 신호대 다중경로 간섭신호비는 $10 \log (7)$ 로 개선됨을 보인다.

그림 4는 초기 송수신기 거리가 1500m인 경우의 센서 개수 및 송수신기 상대운동에 따른 수동 페이지 컨주게이션 처리신호의 주부엽 특성 및 주파수 선택성 특성

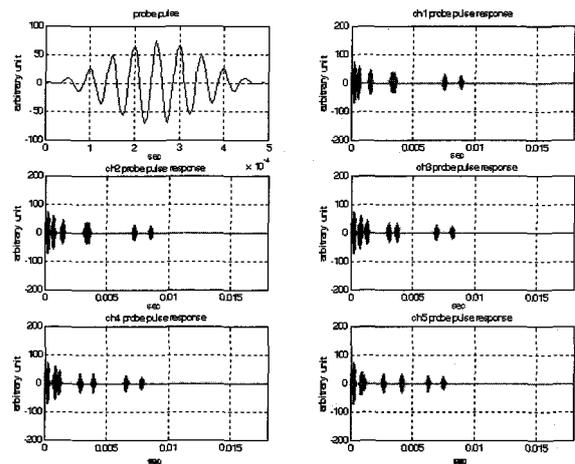


그림 2. 시험신호펄스 및 각 센서의 시험신호펄스 응답
Fig. 2. Probe pulse and its response of each receiver array sensor.

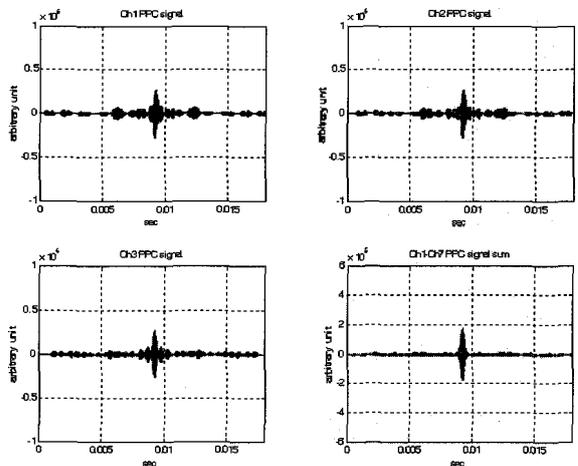


그림 3. 개별 센서 및 7개 센서 동기가산 수동 페이지 컨주게이션 신호
Fig. 3. Each sensor PPC signal and time aligned 7 sensors PPC sum signal.

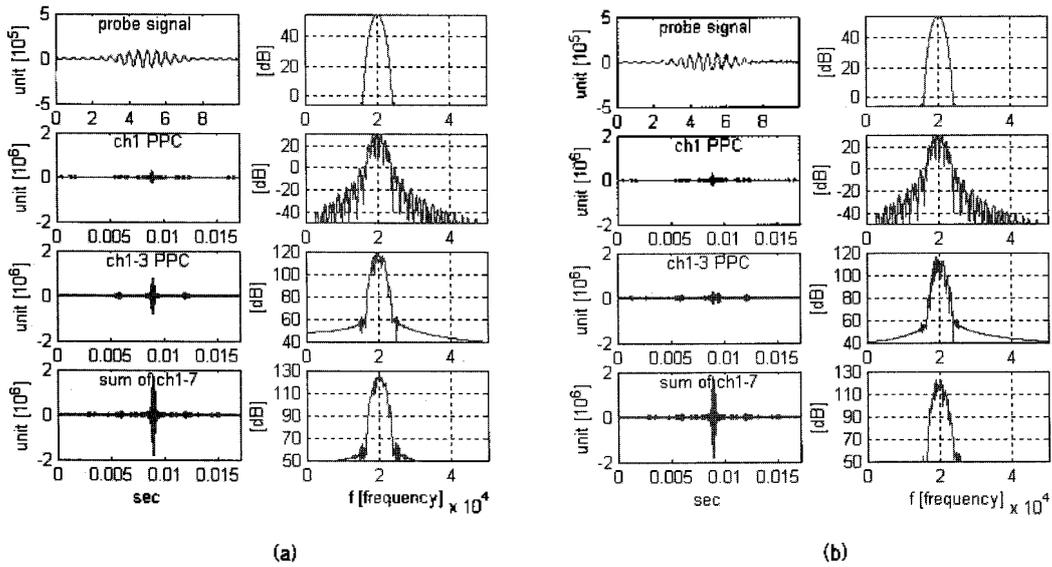


그림 4. 배열 센서 개수와 송신기 상대운동에 따른 주엽 및 주파수 선택성 특성 : (a) 송수신기 고정, (b) 송수신기 상대운동
 Fig. 4. Characteristics of main lobe to side lobes and frequency selectivity with respect to number of receiving array sensors and relative motion of source or receiver : (a) fixed source/receiver, (b) relative motion of source or receiver.

이다. 그림에서 보는 바와 같이 단일 센서의 경우, 신호 대역내의 간섭은 주파수 선택성을 보이며 정밀 분석 결과는 간섭간격은 약 500Hz로 식 (1)로 주어지는 코히어런스 대역폭과 일치한다. 센서수가 증가하면 이득이 커지고, 아울러 다중반사파에 의한 주파수 선택적인 페이딩 효과가 감소한다. 송신기가 수평방향으로 수신기에 접근하는 그림 4(b)에서, 주엽의 상대적인 크기가 작아진다.

그림 5(a)는 송수신기간의 거리를 1500m 로 고정된 상태의 시험신호펄스와 정보 신호열의 송수신신호이고 그림 5(b)는 수신신호를 패시브 컨주게이션 처리한 신호이다. 동기 가산 합성한 신호는 단일 센서의 신호보다 송수신신호와 잘 일치하는 특성이다. 그림 6은 복조출력

특성이다. 그림에서 '*'표시는 이진 정보 '+1'을 전송한 경우이고 '+'표시는 이진 정보 '-1'을 전송한 경우이다. 제안하는 기법을 적용하지 않은 센서 한 개의 수신신호를 처리한 첫 번째는 신호대역폭($B_s=4000\text{Hz}$)보다 채널의 코히어런스 대역폭($B_c=500\text{Hz}$)이 작으므로 오류율이 약 0.08이지만 본 연구의 기법을 적용한 경우 3개 이상의 센서를 사용하는 경우 비트오류는 없었다. 아울러 배열 센서 개수를 증가시키면 SMR이 커져 보다 정확히 전송정보가 결정될 수 있음을 보인다.

그림 7은 송신기가 초기 1500m 위치에서 1490m 위치로 수신기에 접근한 경우로써 송수신기가 고정된 경우와 비교하였다. 식 (12)에서 해석한 바와 같이 전달함수 부정합에 의해 주엽과 정보신호열의 세기가 고정인 경우에

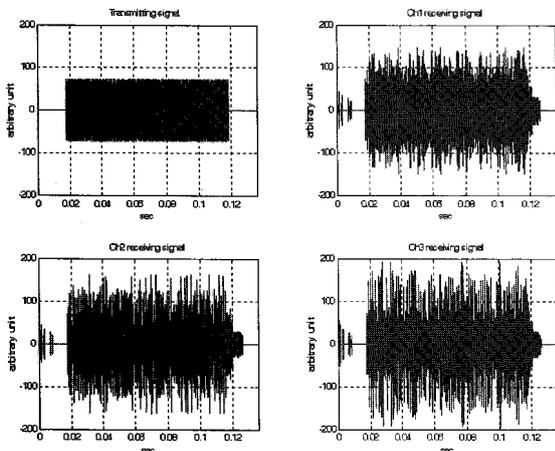


그림 5(a). 송수신 신호
 Fig. 5(a) Transmitting signal and receiving signals.

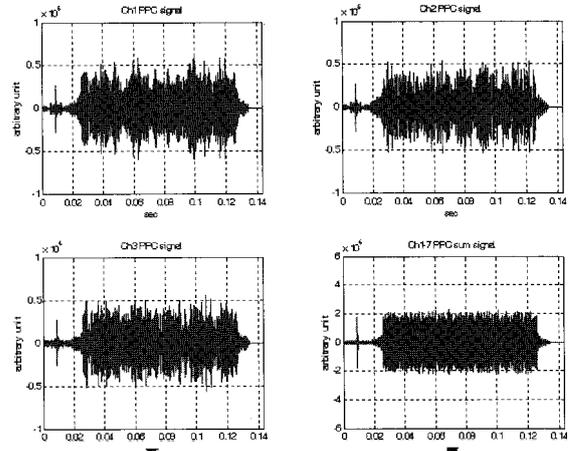


그림 5(b). 수동패시브 컨주게이션 신호
 Fig. 5(b) Passive phase conjugated signals.

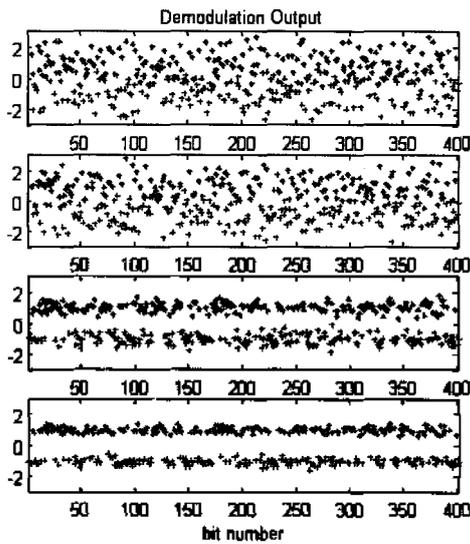


그림 6. 복조 출력 특성(위로부터: PPC 처리를 하지 않은 ch1 출력, PPC 처리를 행한 ch1 출력, ch1-ch3 PPC 처리 기산 합성 출력, ch1-ch7 PPC 처리 기산 합성 출력)
 Fig. 6. Demodulation output (from top figure : ch1 without PPC process, ch1 PPC process output, ch1-ch3 PPC processed output, ch1-ch7 PPC processed output).

비해 작아진다. 그림 8은 표류하는 경우의 채널 주파수 선택성으로 전체적으로 고정인 경우에 비해 약 5dB 정도 낮은 값이 된다. 따라서 수신신호의 코히어런스가 작아져서 복조 출력의 이진정보간의 거리가 작아지게 되어 잡음에 취약하게 된다. 그림 9 (a) 및 9(b)는 송신기가 수평 및 수직 운동할 때의 식 (13)에 의한 상관계수 특성이고 그림 10 (a) 및 10 (b)는 대응되는 경우의 복조 출력 특성이다. 초기 상태에서는 정보데이터의 값인 +1과 -1로 복조되며 상대운동 거리의 증가에 따라 전체적으로 상관계수가 작아져 비트오류가 증가하며, 거리변화에 따라 상관계수는 선형적으로 변화하지 않는 특성을 보인다

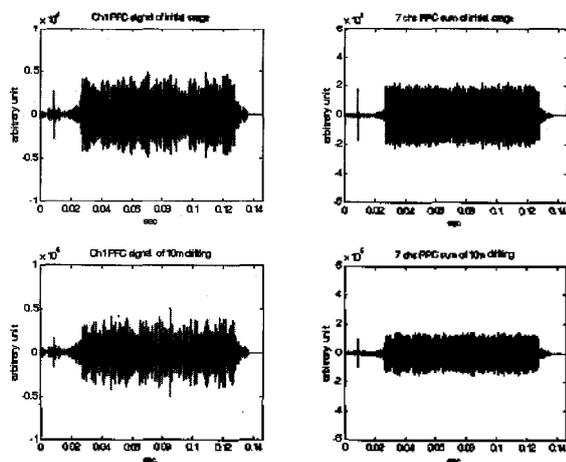


그림 7. 송신기가 상대 운동하는 경우의 수평/이진 컨투어레이션 신호
 Fig. 7. Characteristics of PPC signal for relative motion of source.

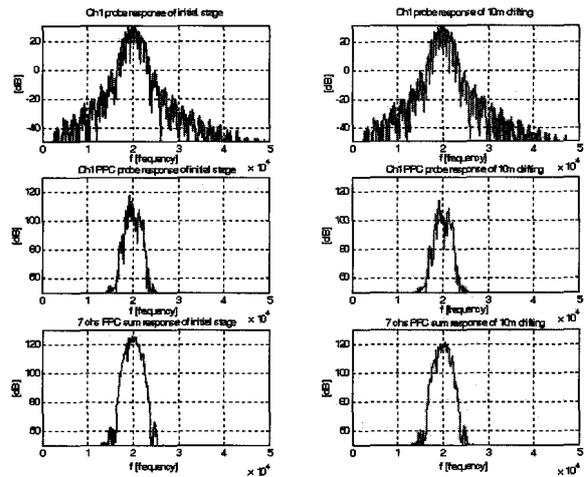


그림 8. 송신기가 상대 운동하는 경우의 주파수 선택성 특성
 Fig. 8. Characteristics of frequency selectivity for relative motion of source.

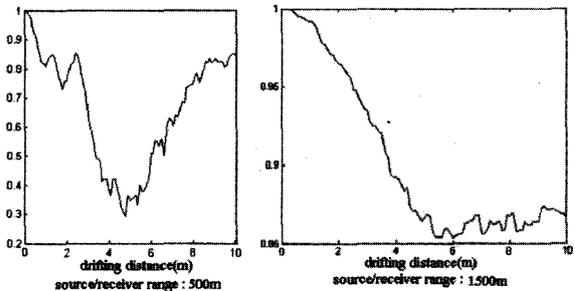


그림 9(a). 송신기간의 초기 거리 및 송신기의 수평방향 운동에 따른 상관 계수 특성
 Fig. 9(a). The correlation coefficient with respect to source drifting distance for two different initial source/receiver ranges.

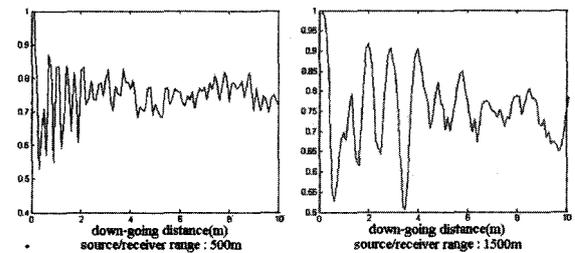


그림 9(b). 송신기간의 초기 거리 및 송신기 수직방향 운동에 따른 상관 계수 특성
 Fig. 9(b). The correlation coefficient with respect to vertically down-going source movement for two different initial source/receiver ranges.

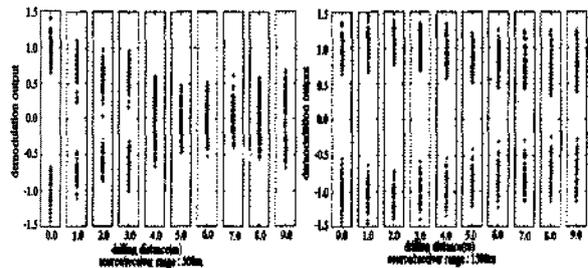


그림 10(a). 송신기의 수평방향 운동에 대한 그림 9(a)의 비트 오류율 특성
 Fig. 10(a). Bit error characteristics corresponding to Fig. 9(a) for source drifting.

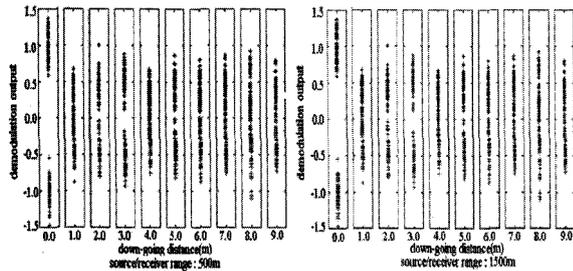


그림 10(b). 송신기의 수직방향 운동에 대한 그림 9(b)의 비트 오류율 특성
Fig. 10(b). Bit error characteristics corresponding to Fig. 9(b) for vertically down-going source movement.

다. 채널의 변화가 상대적으로 큰 수직방향과 근거리 위치에서 상관계수 및 비트오류 변화율이 크다.

IV. 결론

수중음향채널의 다중경로에 의한 수신신호의 지연 확산에 의한 ISI를 감소시키기 위해 수동 페이지 컨주게이션 기법을 적용하였다. 모의 실험결과 수신기 배열센서 개수의 증가에 따라 신호 대 다중경로 간섭신호비가 증가하고 주파수 선택성이 경감되어 비트 오류율이 작아졌다. 송신기가 상대 운동하는 경우에는 초기상태와 운동 상태간의 채널 전달함수 부정합에 의해 수신되는 정보신호 열의 신호 세기가 고정인 경우에 비해 작아진다. 따라서 수신신호의 상관계수가 작아져서 복조 출력의 이진 정보 값이 작아지게 되어 다중경로 간섭신호 및 잡음에 취약하게 된다. 채널의 변화가 상대적으로 큰 수직방향과 근거리 위치에서 상관계수 및 비트오류 변화율이 크다.

실제 시스템으로 구현하기 위해서는 송수신기의 동기화, 천해환경에서 고려해야 하는 연속 잔향음장 및 송수신기의 수직운동에 의한 채널 특성과 도플러 확산 등에 관한 연구가 요구되고, 상대운동으로 인한 오류율 증가에 대응하는 최근의 DFE (Decision Feedback Equalizer) 기술들을 적용하는 것이다.

후 기

이 논문은 2003년도 부경대학교 연구년 교수지원에 의하여 연구되었습니다.

참 고 문 헌

1. Milica Stojanovic, "Recent Advance in High Speed Underwater Acoustic Communications," IEEE Journal of Oceanic engineering, **21** (2), 125-136, 1996.
2. Arthur B. Baggeroer, "Acoustic Telemetry - Overview," IEEE Journal of Oceanic Engineering, **OE-9** (4), October 1984.
3. D. Billon and B. Quillec, "Performance of High Data Rate Acoustic Underwater Communication Systems Using Adaptive Beamforming and Equalizing," Proc. IEEE OCEANS **94**, 507-512, 1994.
4. 김병철, I-Tai Lu, "OFDM 수중음향통신 신호처리 설계와 성능평가," 한국음향학회 학술대회 발표논문집, **23** (2s), 487-490, 2004.
5. Aatares Parvulescu, "Matched-signal ("MESS") Processing by the Ocean," J. Acoust. Soc. Am., **98** (2), 943-960, 1995.
6. David R. Dowling, "Acoustic pulse compression using passive phase-conjugate processing," J. Acoust. Soc. Am., **95** (3), 1450-1458, 1994.
7. Daniel Rouseff, et al., "Underwater Acoustic Communication by Passive-Phase Conjugation: Theory and Experimental Results," IEEE J. Oceanic Engr. **m** **26** (4), 821-831, 2001.
8. T. C. Yang, "Differences Between Passive-Phase Conjugation and Decision-Feedback Equalizer for Underwater Acoustic Communications," IEEE Journal of Oceanic Engineering, **29** (2), April 2004.
9. John A. Flynn, James A. Ritcey, Daniel Rouseff, and Warren L.J. Fox, "Multichannel Equalization by Decision-Directed Passive Phase Conjugation: Experimental Results," IEEE Journal of Oceanic Engineering, **29** (3), July 2004.
10. Hongbin Li, Duixian Liu, Jian Li, Petre Stoica, "Channel order and RMS delay spread estimation with application to AC power line communications," Digital Signal Processing **13**, 284-300, 2003.
11. W. A. Kuperman, W. S. Hodgkiss, H. C. Song, T. Akal, C. Ferla, and D. R. Jackson, "Phase conjugation in the ocean : Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror," J. Acoust. Soc. Am., **103** (1), 25-40, 1998.

저자 약력

• 윤 종 략 (Jong Rak Yoon)

한국음향학회지 제21권 제3호 참조

1990년 4월~현재 부경대학교 전자컴퓨터정보통신공학부 재직중

*주관심 분야: 선박 방사소음 측정/분석, 음향신호처리, 수중 음향 통신시스템

• 박 문 갑 (Moon Kab Park)

한국음향학회지 제23권 제2호 참조

1988년~현재: 한국해양수산연수원 교수

*주관심 분야: 수중음향(수중 소음 및 수중 통신)

• 노 용 주 (Yong Ju Ro)

한국음향학회지 제21권 제3호 참조

2003년 3월~현재: (주) 지피에스코리아 GPS/INS팀 선임연구원

*주관심분야: 수중 음향 신호처리, 음향 표적 위치 탐지, 텔레메틱스 시스템 설계