

논문 2010-47TC-8-5

WBAN 시스템에서 골드 코드를 이용한 다중 프리앰블의 성능 분석

(Performance Analysis of the Multi Preambles
Using Gold Codes in a WBAN System)

오 준 석*, 류 승 문**, 은 창 수***

(Junseok Oh, Seung-Moon Ryu, and Changsoo Eun)

요 약

골드 코드를 이용한 다중 프리앰블의 사용을 제안하고 성능을 분석한다. 다중 프리앰블은 한 시스템에서 모드 또는 응용의 종류에 따라 각자 다른 프리앰블을 사용하는 것이다. 골드 코드를 사용하는 다중 프리앰블의 수신은 최대 우도 (ML, maximum likelihood) 알고리듬을 사용하여 간단한 구조로 구현할 수 있으며, 골드 코드 특성은 상호 상관 특성이 우수하여 잡음에 강하다. 길이가 128 비트인 다중 프리앰블에 대한 최대 우도 검출 시 검출 실패 확률을 구하고, 컴퓨터 모의실험을 통해 성능 분석 및 타당성을 입증한다. 결과적으로 이론과 실험이 오차 범위 내에서 일치함을 확인하였다.

Abstract

We propose the use of multi-preambles using Gold codes and analyze its performance. The multi-preamble is a way of utilizing different codes for preambles according to operation modes or applications in a system. The receiver can be easily implemented using the maximum likelihood algorithm. The performance is robust against noise due to the good correlation characteristic of the Gold codes. We use 128-bit-long multi-preambles generated by 127 bit Gold codes in deriving the detection error probability and in verifying the validity through computer simulation. The results show that the theory and the experiment are in good agreement within the approximation error.

Keywords : WBAN, Multi-Preamble, Gold Code, Code Acquisition, Maximum Likelihood Detection.

I. 서 론

최근 무선이동통신 기술의 발전과 응용 서비스의 다양화로 여러 통신 방식이 개발되고 있다. 그 중에서 WBAN(wireless body area network) 기술은 인체 기준 3 미터 이내에서 이루어지는 통신으로써, 인체 주변에 위치하는 다양한 의료 및 가전기기들 간의 통신을 목적

으로 하고 있다^[1~2].

유비쿼터스 센서 네트워크 기술과 바이오 기술을 기반으로 이루어진 WBAN은 의료용, 비 의료용 또는 인체 이식형, 인체 부착형 등으로 분류할 수 있으며 다양한 응용 분야에 이용될 것이다. 각각의 기기들은 용도 및 전송 방법이 다르기 때문에 그에 맞는 송수신기를 별도로 두게 된다. 따라서 각각의 송수신기들은 인체 기기와의 간섭을 회피하기 위한 기술이 필요하다. 전체 시스템의 간소화를 위해서는 하나의 기기로 인체에 부착 또는 이식된 기기들과 통신하는 기법이 효율적일 것이다. 그럼 1은 사람에 부착된 다수의 송신기와 한 대의 수신기 간의 데이터 전송을 나타낸다. 한 대의 수신

* 정회원, (주)파인텔레콤
(PINETELECOM)

** 평생회원, (주)카서
(CASUH)

*** 평생회원, 충남대학교
(Chungnam National University)

접수일자: 2010년2월1일, 수정완료일: 2010년8월13일

기를 사용할 경우, 각각의 송신기들을 구별해야 한다. 본 논문에서는 각각의 송신기마다 프리앰블을 달리하여 송신기의 종류를 구별하는 방식을 제안한다. 일반적인 프리앰블은 수신 동기를 목적으로^[3~4] 사용하지만 본 논문에서 다룬 여러 종류의 프리앰블을 갖는 다중 프리앰블은 수신 동기와 프리앰블 검출 과정만으로 송신 신호의 해당 기기를 알아 낼 수 있는 장점이 있다.

본 논문에서는 골드 코드^[5~9]를 이용한 다중 프리앰블 방식을 제안하고 그 성능을 분석한다. II장에서는 골드 코드를 이용한 다중 프리앰블의 원리 및 특성을 알아보며, III장에서는 제안하는 수신 알고리듬의 코드 획득 실패 확률에 대한 수식 유도를 한다. IV장에서는 모의실험 결과와 III장에서 유도한 수식을 비교하여 수식의 타당성을 확인한다. V장에서는 본 연구에 대한 결론을 제시한다.

II. 골드 코드를 이용한 다중 프리앰블

프리앰블은 주로 프레임 동기를 목적으로 사용되며, 수신 프리앰블과 기준 프리앰블의 상관도를 이용하여 동기 여부를 추정하게 된다. 다중 프리앰블을 시스템에 적용하기 위한 요구 사항 중의 하나는 프리앰블들의 구별을 위해 각각의 상호 상관 값이 적어야 한다는 것이다. 이 논문에서는 이 요구 사항을 만족하기 위해 상호 상관 특성이 우수한 골드 코드의 사용을 제안한다. 일반적으로 두 개의 선호 쌍(preferred pair) ML SSRS(maximum length simple shift register sequence)를 이용하여 골드 코드를 생성한다. 골드 코드는 2 개의 ML SSRS 구조의 생성 다항식을 사용하므로 실제 생성할 수 있는 골드 코드 세트가 많은 특징이 있다. ML SSRS의 차수가 n 일 때 골드 코드의 길이 N 은

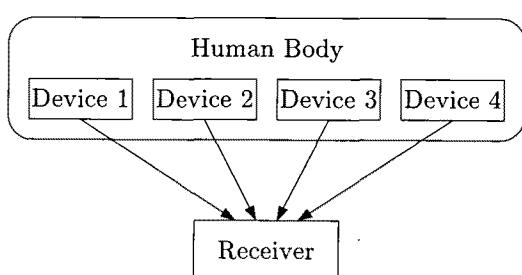


그림 1. 다중 프리앰블이 적용 가능한 WBAN의 통신 구조.

Fig. 1. Communication topology of WBAN by the multi preamble.

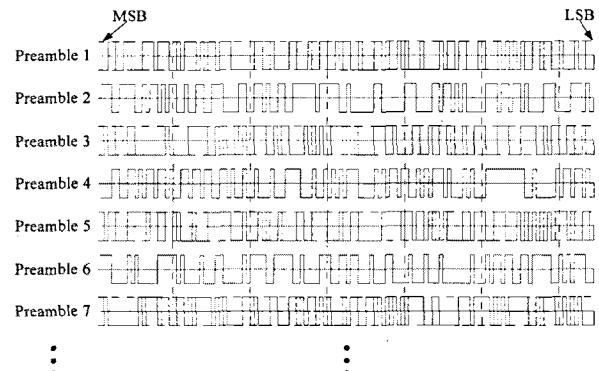


그림 2. 128 비트 다중 프리앰블의 예

Fig. 2. Example of 128 bit multi preambles.

$N = 2^n - 1$ 이다. 본 논문에서는 $n = 7$ 인 ML SSRS를 사용하여 127 비트 골드 코드를 이용한 프리앰블을 다루었다. 또한 각각의 쉬프트 레지스터의 초기 값이 '모두 0'인 경우를 제외한 총 127 개의 골드 코드 세트가 만들어 진다.

실제 프리앰블로써 32 비트 또는 64 비트의 코드를 주로 사용하지만, 127 비트 코드를 사용할 경우 검출 확률이 훨씬 높고 또 코드의 가지 수도 훨씬 많아지게 되어 127 비트를 선택하였다. 하지만, 논문의 내용은 비트 수와는 무관하게 논의될 수 있다.^[10]

골드 코드는 한 주기에 대한 상호 상관 값은 3 가지를 가지며, 상관 값들은 식 (1) 과 같다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{(2^n - 1) - t(n)}{2} \\ \frac{(2^n - 1) - 1}{2} \\ \frac{(2^n - 1) + t(n) - 2}{2} \end{array} \right. \quad (1)$$

여기서,

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{0.5(n+1)} & n \text{이 홀수} \\ 1 + 2^{0.5(n+2)} & n \text{이 짝수} \end{cases} \quad (2)$$

이다^[11]. 식 (1)과 식 (2)에서 n 은 ML SSRS의 차수이고, 사용할 수 있는 골드 코드의 길이는 127이다. 0과 1의 개수의 균형을 맞추기 위해 127 비트 골드 코드의 LSB(least significant bit)에 0을 추가하여, 제안하는 프리앰블의 길이는 128 비트가 된다.

그림 2는 128 비트의 다중 프리앰블들 중의 일부를 나타낸다^[12]. 모든 프리앰블의 128 비트 중 LSB는 항상 0이며, 나머지 127 비트는 127 개의 골드 코드 세트이 된

다. 본 논문에서 다룬 다중 프리앰블 검출 방법은 송신 기에서 이진 코드를 전송하고 수신측에서는 신호 레벨 0을 기준으로 $+/- 1$ 로 판별하여, 다중 프리앰블 후보 프리앰블들과 상호 상관 값을 구한다.

결과적으로 128 비트의 프리앰블과 후보 프리앰블이 일치할 경우 상호 상관 값은 128이고, 후보 프리앰블과 128 비트 모두 다른 값일 경우 상호 상관 값은 -128이 된다. 즉 상호 상관 값은 -128부터 +128 까지 짝수의 값을 갖게 되며, 이러한 상호 상관 값은 0부터 128의 값으로 맵핑할 수 있다. 수신 프리앰블과 후보 프리앰블이 일치할 경우 상호 상관 값은 128이고, 모두 다른 경우 상관 값 0을 가지며, 맵핑된 상호 상관 값은 128 비트의 프리앰블 중 후보 프리앰블과의 일치하는 비트 수를 나타낸다. 127 개의 128 비트 프리앰블들에 대한 상관 값은 자기 상관 값 128을 가지며, 나머지 126 개의 프리앰블에 대한 상호 상관 값은 64의 값을 갖는다. 그림 3은 하나의 송신 프리앰블과 후보 프리앰블에 대한 한 주기 상관 값들의 분포를 나타낸다.

x 축은 한 주기 상관 값은 나타내기 위한 시간 이동 값에 해당하고, y축은 상관 값을 나타낸다. 자기 상관 값과 다른 코드와의 상호 상관 값이 차이가 많이 나므로 코드 구분이 쉽고, 자기 상관 함수 또한 우수한 것으로 알려져 있으며 이는 그림 3을 통해 알 수 있다^[10]. 그림 3에서는 골드 코드의 최하위 비트에 0을 추가하였을 경우의 특성으로 이러한 상관 특성이 프리앰블 검출

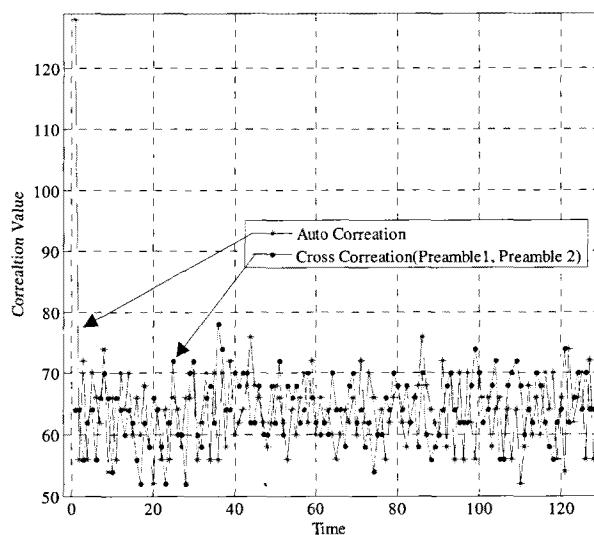


그림 3. 송신 프리앰블과 후보 프리앰블들의 상관 값
Fig. 3. The correlation value of between the multi preamble reference table and transmitted preamble.

에 미치는 영향을 그림 4에서 다룰 것이다.

실제 데이터 전송 프레임은 프리앰블을 제외한 데이터 필드 및 기타 필드들이 추가된다. 본 연구에서 제안하는 다중 프리앰블 구조에서 송신 프리앰블을 정확히 검출하기 위해서는 전체 전송 프레임에서 프리앰블의 시작 위치를 검출해야 하며, 후보 프리앰블들 중에서

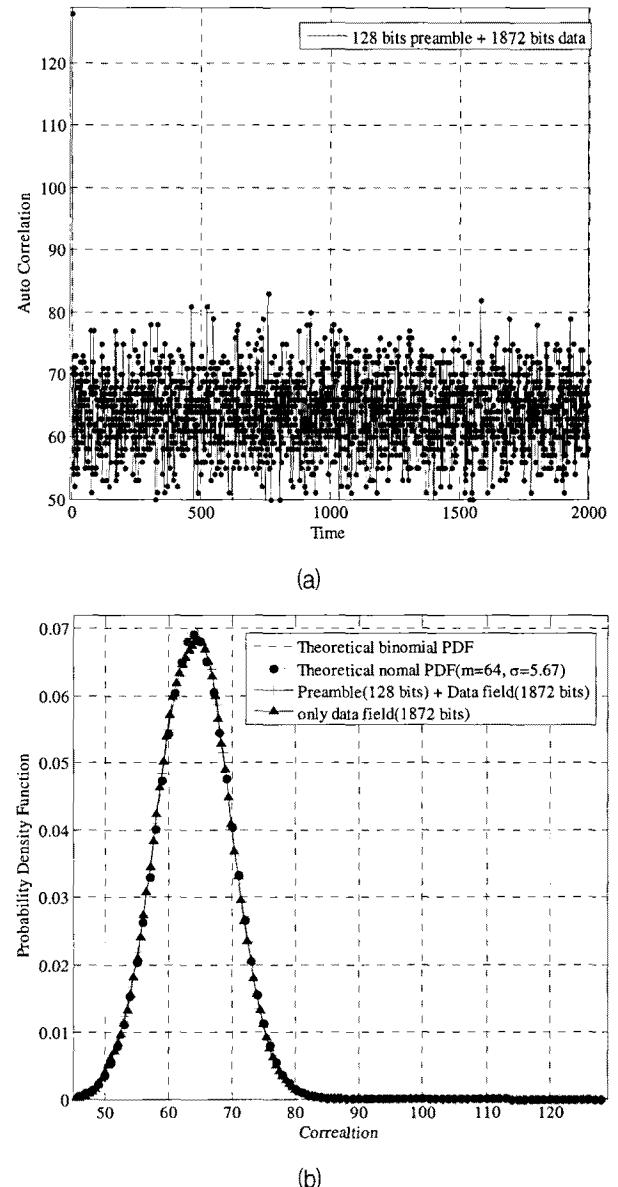


그림 4. (a) 송신 프리앰블의 전송 프레임에 대한 자기 상관 값
(b) 송신 프리앰블의 전송 프레임에 대한 자기 상관 값의 확률 밀도 함수

Fig. 4. (a) The auto correlation value of transmission frame of preamble
(b) The probability density function to the correlation value of transmission frame received preamble.

송신 프리앰블에 해당하는 것을 판별해야 한다. 따라서 프리앰블을 정확히 검출하지 못하는 경우는 프리앰블의 위치가 맞지 않은 프레임 구간에서 검출이 오보되는 경우와 잘못된 후보 프리앰블로 판단하는 경우가 있다.

그림 4는 컴퓨터 모의실험을 하여 2000 비트의 길이를 갖는 프레임에 대한 상관 특성을 구해 본 것이다.

그림 4(a)는 송신 프리앰블의 전송 프레임에 대한 자기 상관 값을 나타내며, 데이터 필드에 대한 상관 값은 그림 3에서 보여준 수신 프리앰블과 후보 프리앰블들의 상관 값과 비슷한 특성을 갖는 것을 확인할 수 있다. 이는 그림 4(b)에서 나타내는 상관 값의 확률 밀도 함수로 입증된다. 그림 4(b)에서 전송 프레임에 대한 상관 특성은 프리앰블을 포함할 경우의 확률 밀도 함수와 데이터 필드에 대한 확률 밀도 함수를 비교할 수 있다. 프리앰블을 포함할 경우 정확한 프리앰블 위치에 대한 상관 값 128을 제외한 나머지 특성에 대한 확률 밀도 함수는 데이터 필드에 대한 확률 밀도 함수와 대부분 일치한다.

컴퓨터 모의실험을 통해 전송 프리앰블의 상관 값에 대한 평균은 약 64이고, 표준 편차는 5.67 값을 갖는 것을 확인하였으며, 이를 정규 분포로 나타낸 결과는 랜덤 함수에 대한 이항 확률 밀도 함수와 비슷한 특성을 가진다. 프리앰블의 위치가 맞지 않는 프레임 구간에서 검출이 오보되는 경우의 확률은 상관 값에 대한 랜덤 변수에 대한 이항 확률 밀도 함수 특성으로 전개할 수 있다. 이러한 점은 프리앰블의 위치가 맞지 않는 프레임 구간에서의 상관 값은 랜덤 신호와의 상관 값 분포와 비슷한 결과일 것으로 예상된다. 본 연구에서는 프리앰블의 위치가 맞을 경우의 다중 프리앰블에 대한 검출 성능을 다루고자 한다. 이는 III장에서 다룰 것이다.

III. 다중 프리앰블의 코드 획득 확률

III장에서 골드 코드를 이용한 다중 프리앰블을 생성하는 방법을 살펴보았다. 이 장에서는 앞서 구한 127 개의 128 비트 프리앰블의 코드 획득 확률을 유도한다. 다중 프리앰블이 적용된 수신기의 코드 획득 알고리듬은 그림 5에 나타내었다. 먼저 수신된 신호는 0을 기준으로 1과 -1로 나눈 후 비트 0과 1로 적용된다. 이는 수신기 구조를 간단히 하기 위한 것이다^[11~12].

M 은 다중 프리앰블의 개수이고, 최대 127 개의 코드를 사용할 수 있다. 비트화된 수신 신호는 최대 우도

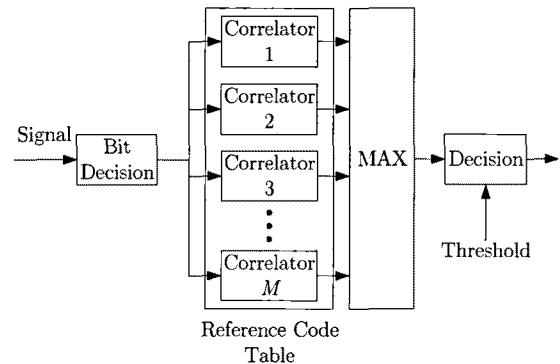


그림 5. 다중 프리앰블의 코드 획득 블록도

Fig. 5. The block diagram of the code acquisition of the multi preamble.

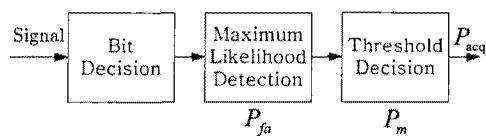


그림 6. 다중 프리앰블의 최대 우도 검출과 판별 기준 값에 의한 코드 획득 블록도

Fig. 6. The code acquisition block diagram of the multi preamble of the ML detection and the threshold value.

검출을 하여 수신 신호와의 상관 값이 가장 큰 프리앰블을 찾아낸다. 상관 값은 후보 프리앰블들과 수신 프리앰블의 상호 상관 값이다. 최대 우도 검출을 통하여 찾은 상관 값은 상관 값은 다시 정해진 판별 기준 값(threshold)과 비교하여, 판별 기준 값보다 클 경우 원하는 프리앰블로 인정한다.

이 장에서는 그림 5와 같은 알고리듬에서의 획득 확률을 유도하고 성능을 분석한다. 그림 6은 128 비트 길이의 다중 프리앰블의 최대 우도 검출과 판별 기준 값에 의한 코드 획득 과정과 각 단계의 확률을 나타낸 것이다. 그림 6에서 최대 우도 검출 알고리듬의 오류 확률 P_{fa} 는 수신된 신호를 최대 우도 검출 하였을 경우, 원하는 프리앰블로 검출하지 못하는 확률이다. 판별 기준 값에 의해 수신 신호를 잡음으로 인식하는 오류 확률 P_m 은 수신된 프리앰블과 후보 프리앰블들에 의한 최대 상관 값에 의해 검출할 때, 잡음에 의해 최대 상관 값이 판별 기준 값보다 작을 확률이다. 코드 획득 확률 P_{acq} 는 최대 우도 검출 알고리듬 오류 확률 P_{fa} 와 판별 기준 값에 의한 오류 확률 P_m 에 의해 결정된다. 그림 6에서 확률 P_{fa} , P_m , P_{acq} 를 유도하기 위해 128 개 비트에 대한 오보(誤報, false alarm) 확률 P_{FA} 와 누설

(漏失, miss) 확률 P_M 을 유도한다.

128 개 비트에 대한 오보 확률 P_{FA} 는 잡음만 수신될 경우, 잡음과 기준 프리앰블들 중 하나의 프리앰블과의 상관 값이 최대값을 갖고 판별 기준 값보다 클 확률을 나타낸다. 그림 6에서 수신 신호에 대한 비트 판정(bit decision) 방법은 수신 신호 레벨이 0 보다 클 경우 +1로, 0 보다 작을 경우 -1로 판정한다. 따라서 잡음의 경우, 두 가지 상태(+1, -1)를 이항 분포에 의한 랜덤한 확률 가지므로 판정이 맞거나 틀릴 확률은 1/2이다. 따라서 P_{FA} 는

$$P_{FA}(k > \gamma) = \sum_{k=\gamma}^{128} \binom{128}{k} \left(\frac{1}{2}\right)^{128} \quad (3)$$

이다. 여기서, k 는 잡음과 원하는 신호의 상호 상관 값이고, γ 는 판별 기준 값, 128은 전체 비트 길이를 나타낸다. 오보 확률은 랜덤한 성질을 갖는 잡음에 대한 것으로 이항 확률 분포 함수(binomial probability density function)를 갖는다^[14]. 누실 확률 P_M 은 수신 프리앰블과 그에 대응하는 기준 프리앰블과의 상호 상관 값이 판별 기준 값보다 작을 확률을 나타내며 획득 확률과 반대 개념이다. 획득 확률 P_D 는

$$P_D(k > \gamma) = \sum_{k=\gamma}^{128} \binom{128}{k} (1 - Q(\sqrt{2E_b/N_0}))^k \times (Q(\sqrt{2E_b/N_0}))^{128-k} \quad (4)$$

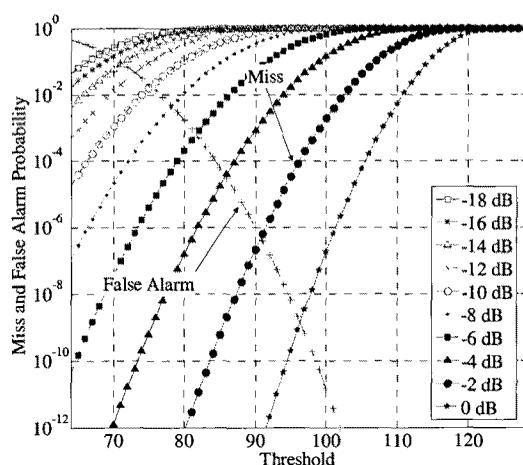


그림 7. 판별 기준 값에 따른 128 비트 프리앰블의 오보 확률과 누실 확률(@AWGN)

Fig. 7. The false alarm(dash-dot) and the miss probabilities(dot, solid) of 128 bit multi preamble vs threshold values(@AWGN).

이고, $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ 는 AWGN 채널에서의 비트 오율이며, 안티포달(antipodal) 신호의 비트 오율(BER)과 같다. 식 (4)는 프리앰블의 전체 길이가 128일 경우, 상호 상관 값 k 가 판별 기준 값 γ 보다 클 확률을 나타낸다. 누실 확률 P_M 은

$$P_M(k < \gamma) = 1 - P_D(k > \gamma) \quad (5)$$

이다. 식 (4)를 식 (5)에 대입하면 누실 확률 P_M 은

$$P_M(k < \gamma) = 1 - \sum_{k=\gamma}^{128} \binom{128}{k} (1 - Q(\sqrt{2E_b/N_0}))^k \times (Q(\sqrt{2E_b/N_0}))^{128-k} \quad (6)$$

이 된다.

그림 7은 판별 기준 값(threshold)에 따른 오보(false alarm) 확률과 누실(miss) 확률을 나타낸 것이다. 그림 7에서 '+' 표시된 곡선이 오보 확률 P_{FA} 를 나타내고, 판별 기준 값이 클수록 확률이 낮아진다. 판별 기준 값이 작을수록 오보 확률이 높게 나타난다. 누실 확률 P_M 은 E_b/N_0 와 판별 기준 값에 따라 확률이 변한다. 판별 기준 값이 클수록 그리고 E_b/N_0 가 작을수록 누실 확률이 높게 나타난다.

그림 7을 이용하여 주어진 E_b/N_0 에서 오보 확률과 누실 확률의 교차점에서 최적의 판별 기준 값을 결정할 수 있다.

오보 및 누실 확률에 대한 식 (3)과 식 (6)은 프리앰블의 길이 128과 비트 오율 $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$ 에 대한 함

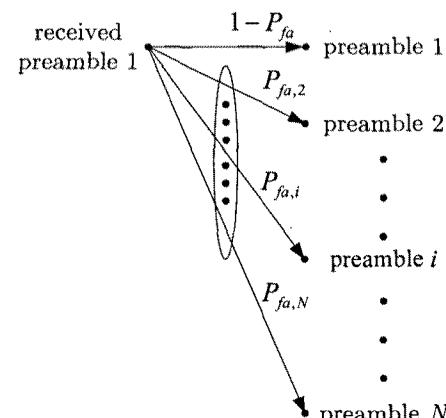


그림 8. 다중 프리앰블의 최대 우도 검출 오류 확률의 정의

Fig. 8. The definition of the error probabilities of multi preamble.

수이며, 사용하는 프리앰블의 개수와 상관이 없으므로, 오보 및 누설 확률은 127 개의 프리앰블의 모두 사용하더라도 성능 열화가 없다.

다음으로 128 비트 길이의 프리앰블의 오보 확률 P_{FA} 와 누설 확률 P_M 을 이용하여 P_{fa} , P_m , P_{acq} 를 유도할 수 있다. 그림 6에서 정의한 다중 프리앰블의 최대 우도 검출 오류 P_{fa} 는 AWGN 채널 환경의 수신 프리앰블과 그에 대응하는 후보 프리앰블의 상관 값이 잡음으로 인해 다른 기준 후보 프리앰블의 상호 상관 값보다 작아 다른 프리앰블로 인식되는 경우이고, 그림 8과 같이 나타낼 수 있다. 그림 8에서 수신된 프리앰블을 'preamble 1'로 표시한다. 즉, E_b/N_0 에 따른 송신 프리앰블과 수신 프리앰블의 상호 상관 값들의 확률과 후보 프리앰블 표의 프리앰블과 수신 프리앰블의 상호 상관 값들의 확률을 이용하여 최대 우도 검출 오류 확률이 유도된다.

그림 8에서 수신된 프리앰블 1은 잡음의 영향으로 프리앰블 1과의 자기 상관 값이 작아지고, 나머지 후보 프리앰블들에 대해서는 상호 상관 값이 커진다. 따라서 수신 프리앰블 1을 최대 우도 검출을 하여 송신 프리앰블을 추정할 경우, 프리앰블 1이 아닌 다른 프리앰블로 인식될 수 있다. 이때의 오류 확률을 P_{fa} 라 정의하고, 올바른 프리앰블로 인식할 확률은 $1 - P_{fa}$ 라 할 수 있다. 프리앰블의 상관 값에 대한 확률 밀도 함수를 이용하여 P_{fa} 를 유도할 수 있다.

E_b/N_0 에 따른 송신 프리앰블과 수신 프리앰블의 상

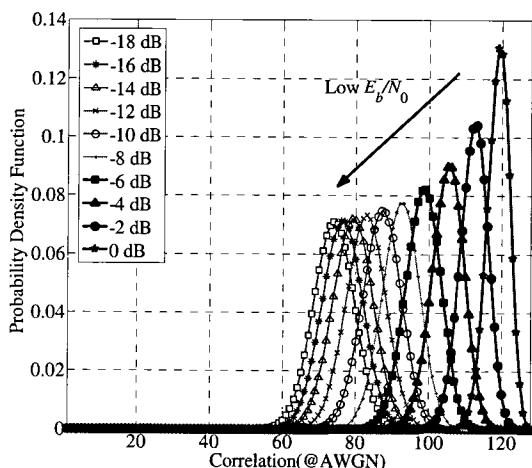


그림 9. 128 비트 다중 프리앰블의 상관 값에 대한 확률 밀도 함수(@AWGN)

Fig. 9. The probability density function of 128 bit multi preamble of the correlation values(@AWGN).

관 값 x 의 확률 밀도 함수 $f_X(x)$ 는

$$f_X(x) = \binom{128}{x} \left(1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^x \times Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)^{128-x} \quad (7)$$

과 같다. 따라서 이산 분포의 특성^[15]으로, 특정 E_b/N_0 에서 송신 프리앰블과 수신 프리앰블의 상관 값이 x 일 확률 $P_X(X=x)$ 는

$$P_X(X=x) = f_X(x) \\ = \binom{128}{x} \left(1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^x \times Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)^{128-x} \quad (8)$$

이다.

그림 9는 식 (7)을 이용한, E_b/N_0 에 따른 128 비트 다중 프리앰블의 상관 값에 대한 확률 밀도 함수를 나타낸다. E_b/N_0 가 클수록 상관 값에 대한 평균이 128에 가깝고 분산이 작고, E_b/N_0 가 작을수록 평균이 64에 가까워지고 분산이 커진다. 이는 AWGN 채널의 영향과 수신 신호를 비트 0과 1로 결정하였기 때문이며, 이항 확률 분포의 형태로 평균 값 $m = 128 \times Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)$ 을 갖고, 분산 값 $\sigma^2 = 128 \times Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right) \times (1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right))$ 을 갖는다. 따라서 비트 오율이 증가 할수록 상관 값은 128의 중간인 64로 수렴하고 분산은 커지게 된다.

후보 프리앰블 표를 이용하여 최대 우도 검출하는 과정은 수신 프리앰블과 후보 프리앰블의 상호 상관 값을 비교하는 과정을 거친다. 후보 프리앰블들과 수신 프리앰블의 상관 값에 대한 확률 밀도 함수를 유도한다. 127 개의 다중 프리앰블 중 송신 프리앰블과 같은 후보 프리앰블 1에 대한 상관 값 C_{11} 은 128이고, 나머지 프리앰블 2부터 프리앰블 127에 대한 상관 값 $C_{12} \sim C_{127}$ 은 64이다. E_b/N_0 에 의한 수신 프리앰블과 후보 프리앰블의 상관 값에 대한 확률은 마코브 체인(Markov chain)을 이용하여 유도할 수 있다. 즉, E_b/N_0 에 의한 n_p 개의 오류를 1 부터 n_p 번째 단계(step)로 정의하고, 각각의 단계에서 상호 상관 값을 하나의 상태(state)로 정의할 수 있다. 따라서 오류의 개수 n_p 즉, n_p 단계에서의 i 번째 후보 프리앰블($i =$ 후보 프리앰블들의 배치 순서)의 상태(상호 상관 값 C_{1i}')가 초기 상태 상관 값 C_{1i} 에서 $C_{1i} + m_{p,n_p}$ 가 될 확률을 $P_{Y,i}(C_{1i}' = C_{1i} + m_{p,n_p})$ 라 정의하면,

$$\begin{aligned}
 & P_{Y,i}(C_{1i}' = C_{1i} + m_{p,n_p}) \\
 &= \sum_{n_{p-1}=2}^2 \cdots \sum_{n_2=1}^3 \sum_{n_1=1}^2 P(C_{1i}|C_{1i} + m_{1,n_1}) \\
 &\quad \times P(C_{1i} + m_{1,n_1}|C_{1i} + m_{2,n_2}) \cdots \\
 &\quad \times P(C_{1i} + m_{p-1,n_{p-1}}|C_{1i} + m_{p,n_p}) \\
 &= P(C_{1i}|C_{1i} + m_p)
 \end{aligned} \tag{9}$$

여기서, $m_{1,n_1} = \{-1, +1\}$ $m_{2,n_2} = \{-2, 0, +2\}$

$\cdots m_{p,n_p} = \{C_{1i} + m_p - 1, C_{1i} + m_p + 1\}$ 이고 각 단계에 대한 상태의 변화 값으로 상호 상관 값의 변화량에 해당한다. 식 (9)에서 각 단계에 대한 모든 상호 상관 값에 대한 확률의 합은,

$$\sum_{C_{1i} + m_p = 1}^{128} P_{Y,i}(C_{1i}' = C_{1i} + m_{p,n_p}) = 1$$

이다. 식 (9)에서 $C_{1i} + m_p = y$ 로 치환하여 확률 밀도함수로 표현할 수 있으며,

$$P_{Y,i}(C_{1i}' = C_{1i} + m_{p,n_p}) = P(C_{1i}|y) = f_{Y,i}(y) \tag{10}$$

이다. $P(C_{1i}|y)$ 는 이산(discrete) 분포의 특성으로 확률 밀도 함수 $f_{Y,i}(y)$ 로 유도할 수 있다. 식 (9)와 식 (10)에서 E_b/N_0 에 의한 오류의 개수는 특정 평균과 분산을 갖는 이항 확률 분포로 나타낼 수 있다. 수식을 간단히 하기 위해 상수로 근사화하며, 프리앰블의 길이가 128비트일 경우,

$$n_p \cong 128 \times Q(\sqrt{2E_b/N_0}) \tag{11}$$

로 근사한다. 따라서 다중 프리앰블의 최대 우도 검출 오류 확률 P_{fa} 는, 주어진 E_b/N_0 에서 수신 프리앰블과 송신 프리앰블이 상관 값들에 대한 확률 밀도 함수 $f_X(x)$ 와 수신 프리앰블과 i 번째 후보 프리앰블의 상관 값의 확률 밀도 함수 $f_{Y,i}(y)$ 를 이용하여 유도할 수 있다.

그림 10에서 $f_X(x)$ 와 $f_{Y,i}(y)$ 의 곱에 의한 면적이 i 번째 후보 프리앰블에 대한 최대 우도 검출 오류 확률 $P_{fa,i}$ 에 해당한다. 따라서 식 (7)과 식 (10)을 이용하여 $P_{fa,i}$ 를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 & P_{fa,i}(128 - n < C_{1i} + m) \\
 &= F_X(x)F_{Y,i}(y) \\
 &= \begin{cases} \sum_{x=1}^{128} \sum_{y=1}^{128} f_X(x)f_{Y,i}(y), & \text{if } x = y \\ 0, & \text{if } x \neq y \end{cases} \\
 &= \begin{cases} \sum_{x=1}^{128} \sum_{y=1}^{128} P_X(x)P_{Y,i}(y), & \text{if } x = y \\ 0, & \text{if } x \neq y \end{cases}
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)는 수신 프리앰블과 i 번째 후보 프리앰블의 상호 상관 값 $C_{1i} + m$ 이 수신 프리앰블과 송신 프리앰블의 상호 상관 값보다 클 확률이다. 전체 프리앰블에 대한 최대 우도 검출 오류 확률을 유도하기 위해 식 (12)를 모든 후보 프리앰블에 대한 식으로 확장해야 한다. 송신 프리앰블을 제외한 후보 프리앰블의 개수는 126개이므로, 전체 최대 우도 검출 오류 확률은 각각의 후보 프리앰블의 최대 우도 검출 오류 확률의 곱으로 나타낼 수 있으며,

$$\begin{aligned}
 P_{fa} &= \prod_{i=1}^{126} P_{fa,i}(128 - n < C_{1i} + m) \\
 &= \prod_{i=1}^{126} \left(\sum_{x=1}^{128} \sum_{y=1}^{128} P_X(x)P_{Y,i}(y) \right) \\
 &= 1 - \prod_{i=1}^{126} \left(1 - \sum_{x=1}^{128} \sum_{y=1}^{128} P_X(x)P_{Y,i}(y) \right)
 \end{aligned} \tag{13}$$

과 같다.

코드 획득 과정 시 최대 우도 검출 후 판별 기준 값에 의해 코드 획득 여부를 결정한다. 판별 기준 값이 작을 경우 잡음만 존재할 경우와 송신 신호가 있을 경우의 구분이 어려워지므로 적절히 판별 기준 값을 결정해야 한다.

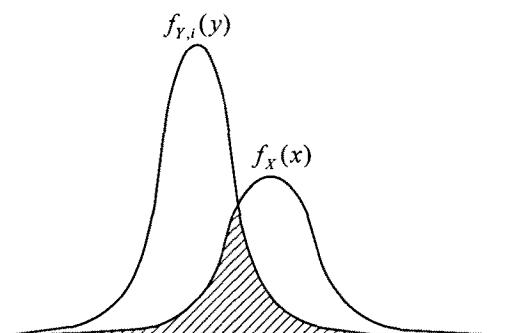


그림 10. i 번째 후보 프리앰블에 대한 최대 우도 검출 오류 확률

Fig. 10. The error probability of ML detection with i -th reference preamble.

판별 기준 값에 따른 128 비트 다중 프리앰블의 오류 확률 $P_m(k > \gamma)$ 은 식 (6)에서 유도한 누설 확률 P_M 과 같다. 따라서 그림 7과 같은 확률의 곡선을 가진다.

$$P_m(k < \gamma) = 1 - \sum_{k=\gamma}^{128} \binom{128}{k} \left(1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^k \times \left(Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^{128-k} \quad (14)$$

여기서, γ 는 판별 기준 값이다. 코드 획득 오류 확률 $P_{\text{Error}, \gamma}$ 는 식 (14)와 식 (13)을 이용하여,

$$\begin{aligned} P_{\text{Error}, \gamma} &= P_{fa} + (1 - P_{fa}) \times P_m(K > \gamma) \\ &= \left(1 - \prod_{i=1}^{126} \left(1 - \sum_{x=y=1}^{128} P_X(x) P_{Y,i}(y)\right)\right) \\ &\quad + \left(\prod_{i=1}^{126} \left(1 - \sum_{x=y=1}^{128} P_X(x) P_{Y,i}(y)\right)\right) \\ &\quad \times \left\{1 - \sum_{k=\gamma}^{128} \binom{128}{k} \left(1 - Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^k \times \left(Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right)\right)^{128-k}\right\} \end{aligned} \quad (15)$$

와 같이 표현할 수 있으므로, 코드 획득 확률 P_{acq} 는

$$P_{\text{acq}} = 1 - P_{\text{Error}, \gamma} \quad (16)$$

이다. $P_{\text{Error}, \gamma}$ 에 대한 곡선은 그림 11에 나타내었다. 그림 11에서 쇄선은 식 (6)의 누설 확률이다. 그림 11에서 최대 우도 검출의 영향으로 일정 판별 기준 값 ($\gamma \approx 80$) 이하에서 오류 확률 플로어(floor)가 나타나며, 이때는 E_b/N_0 의 영향을 받지 않는다. 따라서 오류 확률 플로어는 다중 프리앰블에 의한 영향이며, 오류 확률 플로어의 확률은 프리앰블의 개수와 상관이 있다.

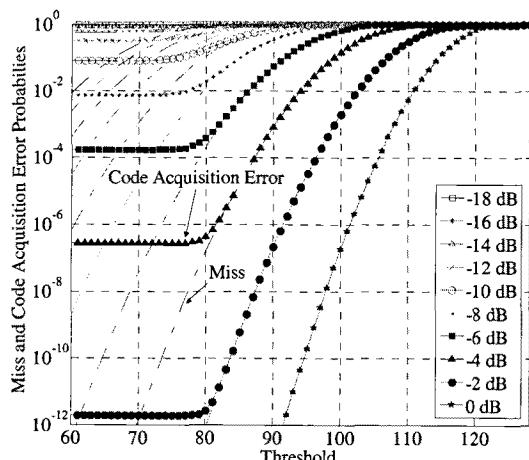


그림 11. 128 비트 다중 프리앰블의 코드 획득 오류 확률(@AWGN)

Fig. 11. The probabilities of miss and code acquisition error of 128 bit multi preamble(@AWGN).

프리앰블의 개수가 적을수록 오류 확률 플로어의 오류 확률은 낮아질 것이며, 오류 확률 플로어가 발생하는 판별 기준 값 γ 는 80 이하 부분일 것이다. 코드 획득 오류 확률 $P_{\text{Error}, \gamma}$ 는 오류 확률 플로어 부분을 제외하고는 누설 확률과 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 11을 이용하여 수신기의 최적의 판별 기준 값을 찾을 수 있다.

IV. 모의 실험

이번 장에서는 앞에서 유도한 식 (14)의 $P_m(k < \gamma)$ 와 식 (15)의 $P_{\text{Error}, \gamma}$ 를 컴퓨터 모의실험에 의한 결과와 비교한다. 모의실험에서는, 127 비트 골드 코드를 이용하여 128 비트 프리앰블을 생성하였고, 127 개의 다중 프리앰블을 사용하였다. AWGN 채널 환경을 가정하였으며, E_b/N_0 (-18 ~ 0 dB)에 따른 누설 확률을 모의실험 하였다.

그림 12에서 쇄선은 128 비트 프리앰블의 오보 확률의 이론값이고, '+'로 표시한 곡선은 누설 확률의 이론값이다. 모의실험 결과는 도형으로 표시하였다. 그림 12의 모의실험 결과와 완벽히 일치하는 것을 확인할 수 있다. 그림 12에서 낮은 오류 확률 부분의 불일치는 적은 샘플 개수에 의한 것으로 많은 양의 샘플 개수로 충분한 시간의 모의실험을 한다면 이론값과 같아질 것으로 추정된다.

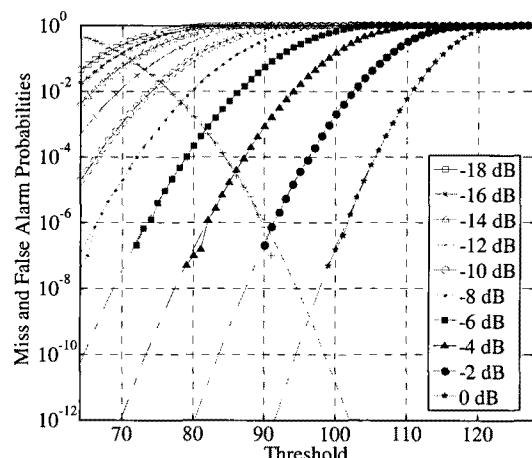


그림 12. 판별 기준 값에 따른 128 비트 프리앰블의 오보 확률과 누설 확률의 모의실험 결과(@AWGN)

Fig. 12. The simulation result of the false alarm the miss probabilities of 128 bit multi preamble vs threshold values(@AWGN).

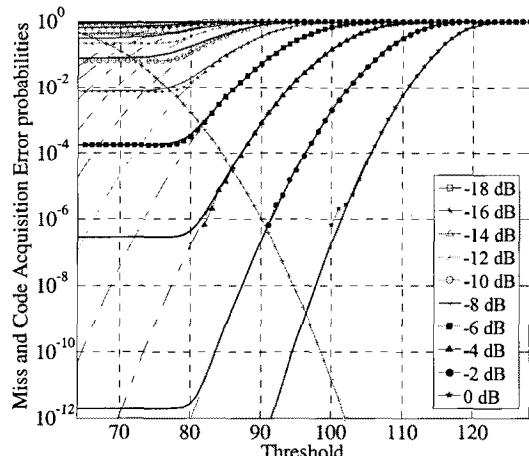


그림 13. 모의실험에 의한 128 비트 다중 프리앰블의 코드 획득 오류 확률(@AWGN)

Fig. 13. The simulation result of the error probability about the code acquisition of 128 bit multi preamble (@AWGN).

$P_{\text{Error}, \gamma}$ 를 비교하기 위한 모의실험 결과는 그림 13과 같다. 그림 13의 모의실험은 앞의 모의실험과 같이 AWGN 채널 환경을 가정하였으며, E_b/N_0 ($-18 \sim 0$ dB)에 따른 누설 확률을 모의실험 하였다. 그림 13에서 그림 12와 같이 쇄선은 오보 확률의 이론값이고, '+'로 표시한 곡선은 누설 확률의 이론값이며, 실선은 식 (15)에 의한 획득 확률이다. 그림 13에서 오류 확률 플로어 부분에서 확률 값의 오차는 식 (12)의 근사화에 의한 오차이며, 근사화 오차를 제외한 부분에서는 일치하는 것을 확인할 수 있다. 또한 그림 13을 이용하여 길이가 128 비트이고, 127 개의 다중 프리앰블을 사용하는 시스템의 코드 획득 판별 기준 값을 결정할 수 있다. E_b/N_0 가 -4 dB 이상 일 경우, 오보 확률의 교차점은 오류 확률 플로어를 벗어난 부분에서 생기고, -4 dB 이하에서는 오류 확률 플로어 부분에서 생긴다. 즉, 오류 확률 플로어 부분에서 교차점이 생길 경우 최적의 판별 기준 값은 $\gamma = 80$ 이다. 따라서 오보 확률과 코드 획득 오류 확률의 관계를 이용한 최소의 판별 기준 값은 약 $\gamma = 80$ 이다.

V. 결 론

본 논문에서는 WBAN과 같이 높은 검출 확률이 요구되고, 또 다른 종류의 장치들이 동시에 사용되는 환경에서 적용할 수 있는 골드 코드를 사용하는 다중 프리앰블을 제안하고, 성능을 분석하였다. 본 논문에서는

다중 프리앰블로는 127 비트의 골드 코드를 이용하였고, 수신기의 알고리듬은 최대 우도 검출과 판별 기준값으로 코드 획득을 결정하는 경우에 대해서 성능을 분석하였다. 성능을 분석하기 위해 코드 획득과 누설 확률의 식을 구하였으며 모의실험과 비교하였다. 이론값과 모의실험의 결과는 근사화 오차 이내에서 일치함을 보였다. 코드 획득 및 오보 확률, 그리고 누설 확률 등을 사용하는 프리앰블의 개수와 상관이 없음이 밝혀졌다. 오보 확률과 코드 획득 오류 확률의 관계를 이용하여 최적의 성능을 위한 판별 기준 값을 결정하였다. 이 연구 결과는 다양한 응용에 기초 자료로 활용될 것으로 기대한다.

참 고 문 헌

- [1] 이형수, “WBAN기술개발과 IEEE802.15.6 표준화의 동향”, OSIA Standards & Technology Review 제32권 제2호, 35-42쪽, 2008년 6월.
- [2] 장병준, 최선웅, “Wireless body area network 기술 동향”, 한국전자과학회지 vol.19 no.3 통권67호, 35-46쪽, 2008년 5월.
- [3] ETSI, “EN 302 307 V1.1.2 - Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications”, 2006.
- [4] Hyeong-Sook Park, Youn-Ok Park, “Design of Synchronization in OFDMA/TDD based Wibro System”, PIMRC 2007. IEEE 18th International Symposium on Volume, Issue, 3-7, pp. 1-5, Sept. 2007.
- [5] R. Gold, “Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing”, IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-13, pp. 619-621, 1967.
- [6] Dilip V. Sarwate, “Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences”, Proceedings of the IEEE, VOL. 68, NO. 5, MAY 1980.
- [7] M. B. Pursley, “Numerical Evaluation of Correlation Parameters for Optimal Phases of Binary Shift-Register Sequences”, IEEE transactions on communications, vol. com-27, no. 10, OCTOBER 1979.
- [8] Richard A. Roisel, “Modern Communications Jamming Principles and Techniques”, Artech House, pp. 149-172, 2004.
- [9] John G. Proakis, “Digital Communications”, 4th ed., McGRAW-HILL, pp. 766-771, 2000.

- [10] Robert C. Dixon, Spread Spectrum Systems with Commercial Applications, Wiley- Interscience, pp. 85-88, 1994.
- [11] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, Introduction to Spread-Spectrum Communications, Prentice-Hall, pp. 135-138, 1995.
- [12] 류승문, “Binary CDMA 기술 소개”, 전자파기술 제13권 제4호, 13-24쪽, 2002년 10월
- [13] 은창수, “Binary CDMA 기술을 이용한 WBAN”, 텔레콤 제23권 제2호, 43-50쪽, 2007년 12월
- [14] Roger L. Peterson, Rodger E. Ziemer, David E. Borth, “Introduction to Spread-Spectrum Communications”, Prentice-Hall, pp. 391-403, 1995.
- [15] Wilbur B. Davenport, JR., “Probability and Random Processes”, McGRAW-HILL, pp.311-317, 1970.

저 자 소 개



오 준 석(정회원)

2007년 충남대학교 전자전파정보통신공학부 학사 졸업.
2009년 충남대학교 정보통신시스템공학과 석사 졸업.
2009년 ~ 현재 (주)파인텔레콤 주임 연구원

<주관심분야 : RF 및 마이크로파 회로, 통신 신호처리>



류 승 문(평생회원)

1975년 서울대학교 전기공학과 학사 졸업
1980년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사 졸업
1985년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사 졸업

1975년 ~ 1993년 국방과학연구소 책임연구원/부장
1994년 ~ 1996년 한국이동통신 본부장
1996년 ~ 2000년 국가공무원 부이사관
2000년 ~ 2009년 (주)카서 대표이사
2010년 ~ 현재 (주)카서 CTO
<주관심 분야 : 이동통신 시스템, Spread Spectrum, 무선망 및 프로토콜설계, Binary CDMA 모뎀>



은 창 수(평생회원)-교신저자

1985년 서울대학교 전자공학과 학사 졸업.
1987년 서울대학교 전자공학과 석사 졸업.
1995년 The University of Texas at Austin 박사 졸업.

1997년 ~ 현재 충남대학교 전기정보통신공학부 교수.

<주관심분야 : RF 및 마이크로파 회로, 통신 신호처리>