

주변 후방산란 통신용 에너지 검출기 설계

응웬뚜랑 녹*, 이정호*, 김진영**, 김동인***, 신요안°

Energy Detector Design for Ambient Backscatter Communications

Thu L. N. Nguyen*, Jung Ho Lee*, Jin Young Kim**, Dong In Kim***, Yoan Shin°

요약

본 논문에서는 공중 무선 신호를 이용하는 주변 후방산란 통신 시스템에서 주변 직교 주파수 분할 다중화 시스템 신호를 이용하는 경우의 시스템 모델 및 태그 신호 검출을 위한 검정 통계량을 제시한다. 이를 바탕으로, 기존 연구에서 이용했던 신호 진폭의 제곱 연산 대신 임의의 차수로 전력을 계산하는 방법으로 향상시킨 에너지 검출기 설계 방안을 제안한다. 모의실험 결과, 본 논문에서 제안된 최적 전력 차수를 갖는 제안된 검출기가 기존 방식보다 낮은 비트오율과 높은 데이터 전송율을 가질 수 있음을 보인다.

Key Words : Backscatter Communication, Ambient OFDM, Energy Harvesting, Energy Detector, Test Statistic

ABSTRACT

In this paper, we first introduce the system model for the ambient backscatter communication over ambient orthogonal frequency division multiplexing carriers in the air, and the test statistic for tag signal detection. Then, we propose an energy detector by making an arbitrary positive power operation of the signal amplitude instead of squaring operation as in the previous work. Numerical results indicate that the proposed detector with optimum power order can achieve lower bit error rate and higher data rate than those in the conventional approach.

1. 서론

주변 후방산란 통신 (Ambient Backscatter Communication; AmBC)은 WiFi, TV 신호 등 주변에 존재하는 RF (Radio Frequency) 신호의 후방산란을 이용하여 추가 전원장치 없이 다른 장치와 통신할 수 있는 방식이다. Radio Frequency Identification (RFID) 시스템과 같은 이전의 후방산란 통신에서, 장치는 반사된 입사 RF 신호를 변조하여 통신하는데 이

과정은 전파를 생성하는 데 많은 비용이 든다. 예를 들어, 판독기는 연속된 반송파를 생성하고 생성된 반송파를 전송한다. 태그는 신호를 받아 변조하고 후방산란 신호를 판독기에 전달한다. 이런 과정을 통해 후방산란 신호는 긴 지연 및 추가적인 경로 손실을 겪게 된다. 더욱이 통신 및 컴퓨팅 장치가 점점 작아지고 장치의 수가 많아짐에 따라 더 많은 배터리 용량, 잦은 충전 및 교체가 필요하게 되었고, 이에 따라 장치에 전원을 공급하는 것이 더욱 중요하게 되었다.

※ 이 논문은 2014년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (2014R1A5A1011478).

• First Author : School of Electronic Engineering, Soongsil University, thunguyen@ssu.ac.kr, 학생회원

° Corresponding Author : School of Electronic Engineering, Soongsil University, yashin@ssu.ac.kr, 종신회원

* School of Electronic Engineering, Soongsil University, jungho802@ssu.ac.kr, 학생회원

** Department of Electronics Convergence Engineering, Kwangwoon University, jinyoung@kw.ac.kr, 종신회원

*** School of Information and Communication Engineering, Sungkyunkwan University, dikim@skku.ac.kr, 종신회원

논문번호 : KICS2017-11-340, Received November 7, 2017; Revised December 5, 2017; Accepted December 5, 2017

AmBC는 스스로 전파를 생성하지 않고 주변의 RF 신호를 사용하여 이러한 문제를 해결할 수 있다. RF 신호가 이미 존재하기 때문에 AmBC는 전력 효율이 높고 기존 무선통신 시스템보다 훨씬 비용이 적게 든다^[1-3]. 따라서 AmBC는 값이 싸고 유지보수가 거의 없는 장치에서 유비쿼터스 통신을 가능케 하는 핵심 기술이라 할 수 있다.

일반적으로 AmBC를 사용하는 RF 전력 장치는 다음과 같은 세 가지 문제를 해결해야 한다^[3,4]. 첫째, 후방산란 신호의 크기가 약하기 때문에 작은 신호 변화를 탐지하는 시스템 설계에 대해 고려하여야 한다. 둘째, 기존 후방산란 수신기는 발진기와 같은 전원이 요구되는 장치로 구성되는 반면, AmBC는 전원이 필요하지 않다. 대신 AmBC에서의 문제는 주변 후방산란을 가능케 하는 장치를 만들거나 새로운 복잡한 신호 처리 기술을 개발해야 하는 것이다. 셋째, AmBC 장치에 다중 액세스 프로토콜을 설치할 수 있는가 하는 문제이다.

본 논문에서는 위 문제들 가운데 첫 번째 문제인 태그 비트를 복구하기 위한 판독기 내의 검출기 설계 이슈를 해결하고자 한다. 이 주제와 관련하여, 참고문헌 [3]에서는 채널로 전달되는 신호의 에너지를 직접적으로 측정할 수 없는 경우에 대해서 에너지 검출을 수행하는 방안을 고려하였다. 여기서 기본 아이디어로서 송신기가 주변 신호보다 낮은 속도로 정보를 후방산란 하면 통신 속도의 차이를 이용하여 두 신호를 분리하는 수신기를 설계할 수 있다는 것이 핵심이나, 그 결과 아주 낮은 디코딩 신호대잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)와 낮은 데이터 전송율을 얻는 단점이 있다. 참고문헌 [5]와 [6]에서는 주변 후방산란을 이용하는 통신 시스템의 상향링크 신호 검출에 초점을 맞추었다. 여기서 최대 사후 (Maximum a Posteriori; MAP) 확률, 수신기와 최대 우도 (Maximum Likelihood; ML) 추정기를 이용하는 경우를 고려하였다. 하지만 이 방법은 후방산란 채널과 직접 링크 채널 간 세기의 차이가 작은 경우는 제대로 동작하지 않는 문제가 있다. 다른 접근법으로는 WiFi 신호를 후방산란에 사용하는 것이 있다^[6,7]. 이 방법은 채널 및 다중 경로 효과에 따라 변화하는 수신 강도 표시기의 변화를 감지하여 태그 비트를 디코딩한다. 한편 참고문헌 [8]에서는 대역 확산 측면에서 주변 직교 주파수 분할 다중화 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 신호를 이용한 새로운 AmBC 방식을 제안하였다. 또한 태그 파형 및 판독기 내의 검출기를 동시 설계하는 새로운 기법을 제시하였다.

여기서는 OFDM 신호의 순환 접두 (Cyclic Prefix; CP)를 사용하는 주변 OFDM 신호의 반복 구조를 이용해 직접 링크의 간섭을 제거하는 검정 통계량 (Test Statistic)을 제안하였다. 이러한 참고문헌 [8]의 결과를 바탕으로 참고문헌 [9]에서는 다중 안테나 수신기가 제시되었으며, 여기서 검정 통계량은 안테나별 검정 통계량의 선형 결합으로 구성된다.

본 논문에서는 참고문헌 [8]의 내용을 기반으로 주변 OFDM 신호에 대한 후방산란 통신을 이용하는 시스템에서 상향링크 신호 탐지 및 성능 분석에 중점을 두고, 우선 주변 OFDM 무선 신호에 대한 시스템 모델과 참고문헌 [9]에서 제시된 태그 신호 검출을 위한 검정 통계량을 살펴본다. 다음, 기존 연구에서 사용되었던 제곱 연산 대신에 신호 진폭에 임의의 차수로 전력값을 계산하는 향상된 에너지 검출기를 제안한다. 모의실험을 통해 최적의 전력 차수를 갖는 제안된 검출기가 참고문헌 [9]에 비해 낮은 비트오율 (Bit Error Rate; BER) 및 높은 데이터 전송율을 얻을 수 있음을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 앞서 언급된 시스템 모델 및 문제를 정의한다. III장에서는 기존 검출기 및 제안 검출기에 대한 최적의 검출기 설계 방안을 분석한다. IV장에서는 제안 기법에 대한 모의 실험 결과를 제시하며, V장에서는 결론을 맺는다. 한편 본 논문에서 사용되는 기호들을 정리하면 다음과 같다. $E[\cdot]$ 와 $Var[\cdot]$ 는 각각 평균과 분산을 나타낸다. $N(\mu, \sigma^2)$ 는 평균 μ 와 분산 σ^2 을 갖는 가우시안 분포를 의미하며, $w \sim N(\mu, \sigma^2)$ 는 w 가 $N(\mu, \sigma^2)$ 에 따라 분포함을 나타낸다. 한편 $CN(\mu, \sigma^2)$ 는 실수부와 허수부가 각각 평균 μ , 분산 σ^2 인 가우시안 분포인 복소 가우시안 분포를 나타낸다. 매개변수가 k , θ 인 감마 분포를 따르는 랜덤변수 X 는 $X \sim \Gamma(k, \theta)$ 로 표시하며, 이의 확률밀도함수 (Probability Density Function; PDF)는 $f(x; k; \theta) = \frac{1}{\theta^k \Gamma(k)} x^{k-1} e^{-x/\theta}$ 이다.

II. 시스템 모델 및 문제 정의

그림 1에서 도시된 것과 같은 주변 OFDM 신호 기반의 AmBC 시스템에서, RF 소스로부터 전송된 통과 대역 신호는 식 (1)처럼 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}(n) \triangleq Re \left\{ \sqrt{P_s(n)} e^{j\omega 2\pi f_c \frac{n}{f_s}} \right\}, \quad (1)$$

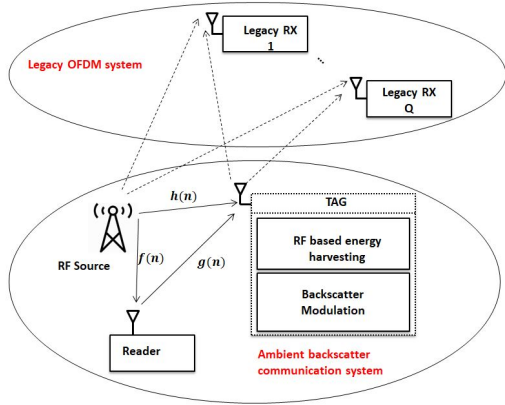


그림 1. 주변 OFDM 신호를 이용하는 AmBC 통신 시스템의 예시.
Fig. 1. An AmBC system utilizing ambient OFDM carriers.

여기서 P 는 평균 송신 전력, f_s 는 주변 OFDM 신호에 대한 표본화 주파수, f_c 는 RF 소스의 반송파 주파수이다. 태그는 이 신호를 수신하며 후방산란 과정으로 자체의 이진 신호 B 를 판독기에 전달한다. 태그에서 수신된 주변 OFDM 신호는 아래와 같이 저역통과 신호 $s(n)$ 및 등가 저역통과 채널 $h(n)$ 을 사용하여 나타낼 수 있다.

$$\tilde{c}(n) = \text{Re} \left\{ [\sqrt{P}s(n) \otimes h(n)] e^{j\omega 2\pi f_c \frac{n}{f_s}} \right\}. \quad (2)$$

판독기에 수신된 기저대역 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned} y(n) &= y_b(n) + y_d(n) \\ &= [\eta c(n)x(n)] \otimes g(n) \\ &\quad + \sqrt{P}s(n) \otimes f(n) + w(n), \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 $y_b(n)$ 은 태그에서 수신된 후방산란 신호, $y_d(n)$ 은 RF 소스로부터의 직접 링크 간섭, 잡음은 $w(n) \sim CN(0, \sigma^2)$ 이며, η 는 태그 내부 신호 $\tilde{c}(n)$ 의 감쇄 매개변수이다.

주변 OFDM 신호는 CP가 추가되고 직렬 형태로 변환되어 무선 채널을 통해 전송된다. 다중 경로 채널의 채널 임펄스 응답을 유한 임펄스 응답 필터로 모델링 하고 L_h, L_g, L_f 를 채널 임펄스 응답 $h(n), g(n), f(n)$ 의 탭수라 할 때 다중 경로 채널의 최대 지연은 $L = \max\{L_f, L_h + L_g - 1\}$ 로 정의된다. 한편 N 을 주변 OFDM 신호 $s(n)$ 의 부반송파 개수, N_{cp} 를 CP의 길이라 하자. 이 때 수신기에서의 완벽한 시간 정렬

및 주파수 동기를 위해 채널의 최대 지연 확산이 CP의 길이보다 작다고 가정한다. 즉, $L \ll N_{cp}$ 이다. 따라서 태그는 참고문헌 [8]에서 고려된 아래 식과 같은 파형 $x(n)$ 을 사용하여 각 태그 심벌에서 비트 B 를 전달한다.

$$x(n) = \begin{cases} a(n) + a\left(n - \frac{N+N_{cp}}{2}\right), & \text{if } B=0 \text{ (bit 0)}, \\ a(n) - a\left(n - \frac{N+N_{cp}}{2}\right), & \text{if } B=1 \text{ (bit 1)}. \end{cases} \quad (4)$$

위 식에서 함수 $a(n)$ 은 다음과 같이 정의된다.

$$a(n) = \begin{cases} 1 & \text{for } n=0, \dots, \frac{N+N_{cp}}{2}-1, \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5)$$

판독기에서는 다중 경로의 영향으로 인해 각 OFDM 심볼 주기 내에서 $y_d(n) = y_d(n+N)$, $n = L_f - 1, \dots, N_{cp} - 1$ 과 같이 직접 링크 간섭 신호 $y_d(n)$ 의 두 부분이 동일하다. 유사하게 태그에서도 $c(n) = c(n+N)$, $n = L_h - 1, \dots, N_{cp} - 1$ 이다. 실제로 판독기와 태그 사이의 거리가 짧기 때문에, 수신된 주변 OFDM 신호 $c(n)$ 에 대해 각 $g(n)$ 을 단일 경로 g 로 생각할 수 있다. 이 경우 최종적으로 판독기에서의 후방산란된 신호 $y_b(n)$ 을 식 (6)과 같이 얻을 수 있다.

$$y_b(n) = \begin{cases} y_b(n+N) & \text{if } B=0, \\ -y_b(n+N) & \text{if } B=1. \end{cases} \quad (6)$$

$n = L - 1, \dots, N_{cp} - 1$ 일 때,

$$z(n) \triangleq y_b(n) - y(n+N) = \begin{cases} v(n), & \text{if } B=0, \\ u(n) + v(n), & \text{if } B=1. \end{cases} \quad (7)$$

이며, 여기서 $u(n) = 2\eta g \sqrt{P} \sum_{l=0}^{L_h-1} s(n-l)h(l)$ 이고 $v(n) = w(n) - w(n+N)$ 이다. 결국 검출 문제는 아래의 두 가설 H_0 와 H_1 을 구분하는 문제와 동일하다.

$$\begin{aligned} H_0: & z(n) = v(n) & \text{if } B=0, \\ H_1: & z(n) = u(n) + v(n) & \text{if } B=1, \end{aligned} \quad (8)$$

위 식에서, $\sigma_v^2 = 2\sigma$ 일 때 $v(n) \sim CN(0, \sigma_v^2)$ 이고 $\sigma_u^2 = 4P\eta^2 |g|^2 \sum_{l=0}^{L-1} |h(l)|^2$ 일 때 $u(n) \sim CN(0, \sigma_u^2)$ 이며, 이들을 이용하면 검출 SNR은 $\gamma \triangleq \sigma_u^2 / \sigma_v^2$ 로 정의된다.

III. 최적의 검출기 설계

두 개의 확률 $\pi_0 = P(H_0)$, $\pi_1 = P(H_1)$ 이라 하면 $\pi_0 + \pi_1 = 1$ 이다. 결정함수 $\delta(\mathbf{x})$ 는 관측 영역 R 을 아래 식과 같이 R_0 와 R_1 두 개의 영역으로 분할한다.

$$R_0 = \{\mathbf{x}: \delta(\mathbf{x}) = 0\}, R_1 = \{\mathbf{x}: \delta(\mathbf{x}) = 1\}. \quad (9)$$

여기서 검출기는 두 가지 잘못된 결정인 오경보 (False Alarm) 와 오검출 (Miss Detection) 가능성이 있다. 오경보 확률을 $P_f(\delta)$, 검출 확률을 $P_d(\delta)$, 오검출 확률을 $P_M(\delta) = 1 - P_d(\delta)$ 라 할 때, 이들은 식 (10) 과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} P_f &= (H_1 \text{ was chosen when } H_0 \text{ is true}), \\ P_d &= (H_1 \text{ was chosen when } H_1 \text{ is true}). \end{aligned} \quad (10)$$

참고문헌 [10] 에서 Neyman 과 Pearson 은 오경보 확률 $P_f(\delta)$ 가 주어진 값 α 보다 작거나 같은 조건하에서 $P_d(\delta)$ 를 최대로 하거나 (혹은 등가적으로 $P_M(\delta)$ 을 최소화하는) δ 를 선택하는 방법으로 이원 가설 문제 (Binary Hypothesis Problem) 를 공식화하였다. 이 때 에너지 검출기는 아래의 우도 비율 (Likelihood Ratio) 테스트를 통해 구해지며, 여기서 $u(n) \sim CN(0, \sigma_u^2)$, $v(n) \sim CN(0, \sigma_v^2)$ 이다.

$$L(\mathbf{z}) = \frac{f_1(\mathbf{z})}{f_0(\mathbf{z})} \stackrel{H_1}{\geq} \tau, \quad (11)$$

위 식에서 τ 는 $P_f = \int_{L(\mathbf{z}) > \tau} f(\mathbf{x}|H_0) d\mathbf{x} = \alpha$ 조건으로부터 얻어진다. 이제 $\mathbf{z} = \{z(n)\}$, $\mathbf{u} = \{u(n)\}$, $\mathbf{v} = \{v(n)\}$ ($n = L-1, \dots, N_{cp}-1$), $D = N_{cp} - L + 1$ 라 정의하자. 가설 H_0 와 H_1 에 대해 샘플들의 결합 확률 밀도 함수 (Joint PDF) 는 아래와 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} f_0(\mathbf{z}) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_v^2)^{D/2}} \exp \left\{ -\frac{\sum_{n=L-1}^{N_{cp}-1} |z(n)|^2}{2\sigma_v^2} \right\}, \\ f_1(\mathbf{z}) &= \frac{1}{(2\pi\sigma_v^2)^{D/2}} \exp \left\{ -\frac{\sum_{n=L-1}^{N_{cp}-1} |z(n) - u(n)|^2}{2\sigma_v^2} \right\}. \end{aligned}$$

3.1 기존의 에너지 검출기 설계 방법

기존의 에너지 검출기 설계 문제는 식 (12) 와 같은 검정 통계량으로 정의될 수 있다^[8].

$$t \triangleq \frac{1}{D} \sum_{n=L-1}^{N_{cp}-1} \frac{|z(n)|^2}{\sigma_v^2} \stackrel{H_1}{\geq} \tau. \quad (12)$$

검출 문제에서 원하는 성능을 얻기 위해서는 임계값 τ 를 설정해야 한다. 이 테스트는 측정치의 표본 공분산에 해당하는 충분 통계량 (Sufficient Statistic) t 로 다시 표현되며, H_0 와 H_1 하에서 t 의 PDF 는 아래와 같다.

$$f_t(\nu) = \begin{cases} \frac{1}{(\sigma_v^2)^D \Gamma(D)} \nu^{D-1} e^{-\nu/\sigma_v^2} & \text{under } H_0, \\ \frac{1}{[\sigma_v^2(1+\gamma)]^D \Gamma(D)} \nu^{D-1} e^{-\nu/[\sigma_v^2(1+\gamma)]} & \text{under } H_1. \end{cases} \quad (13)$$

D 가 충분히 커지면, 두 가설 하의 검정 통계량은 중심 극한 정리 (Central Limit Theorem; CLT)^[10] 에 의해 아래와 같이 정규분포를 따르게 된다.

$$t \sim N \left(E \left[\frac{1}{D} \sum_{n=L-1}^{N_{cp}-1} \frac{|z(n)|^2}{\sigma_v^2} \right], \text{Var} \left[\frac{1}{D} \sum_{n=L-1}^{N_{cp}-1} \frac{|z(n)|^2}{\sigma_v^2} \right] \right). \quad (14)$$

따라서 새로운 이원 가설 검증은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} H_0 : t &\sim N \left(1, \frac{1}{D} \right), \\ H_1 : t &\sim N \left(1 + \gamma, \frac{(1 + \gamma)^2}{D} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

이 때 검출 확률 $P_d = P(t > \tau | H_1)$ 및 오경보 확률 $P_f = P(t > \tau | H_0)$ 은 아래 식과 같이 구해진다.

$$P_f = \frac{\Gamma\left(D, \frac{\tau}{\sigma_v^2}\right)}{\Gamma(D)} \approx Q\left(\frac{\tau-1}{1/\sqrt{D}}\right), \quad (16)$$

$$P_d = \frac{1}{\Gamma(D)} \Gamma\left(D, \frac{\tau}{\sigma_v^2(1+\gamma)}\right) \approx Q\left(\frac{\tau-(1+\gamma)}{(1+\gamma)/\sqrt{D}}\right), \quad (17)$$

여기서 $Q(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du$ 는 가우시안- Q 함수이다. $P_f = \alpha$ 라 고정하면, 검출 임계값은 $\tau = \frac{Q^{-1}(\alpha)}{\sqrt{D}} + 1$ 로 구해지며, 따라서 총 검출 오류 확률은 아래와 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} P_e &= \pi_0 P_f + \pi_1 (1 - P_d) \\ &= \pi_0 Q\left(\sqrt{D}(\tau-1)\right) + \pi_1 Q\left(\sqrt{D}\left[1 - \frac{\tau}{1+\gamma}\right]\right). \end{aligned} \quad (18)$$

3.2 제안된 에너지 검출기 설계 방법

검출 성능을 향상시키기 위해, 본 논문에서는 식 (8)로 정의된 문제에 대해서 식 (12)를 사용하는 대신 아래와 같이 새로운 식을 정의하여 사용하는 것을 제안한다.

$$\tilde{t} \triangleq \frac{1}{D} \sum_{n=L-1}^{N_p-1} \frac{|z(n)|^p}{\sigma_v^p} \begin{matrix} H_1 \\ \geq \\ \tilde{\tau} \\ H_0 \end{matrix} \quad (19)$$

여기서, $p > 0$ 는 임의의 정수이고, $\tilde{\tau}$ 는 우리가 구해야 하는 검출 임계값이다. 이 경우 검정 통계량은 매 개변수가 k_i 및 θ_i 인 감마 분포를 따른다. 즉, H_i ($i = 0, 1$) 하에서 $\tilde{t} \sim \Gamma(k_i, \theta_i)$ 이며,

$$k_i = \frac{[E(\tilde{t}|H_i)]^2}{\text{Var}(\tilde{t}|H_i)}, \quad \theta_i = \frac{\text{Var}(\tilde{t}|H_i)}{E(\tilde{t}|H_i)}, \quad (20)$$

을 만족한다. $F_0(\cdot)$, $F_1(\cdot)$ 를 각각 H_0 , H_1 하에서 감마 변수 \tilde{t} 의 누적분포함수 (Cumulative Distribution Function; CDF)라 할 때

$$F_i(z_i; k_i; \theta_i) = \int_0^z \frac{1}{\theta_i^{k_i} \Gamma(k_i)} x^{k_i-1} e^{-x/\theta_i} dx$$

이고, 따라서 식 (21)과 (22)를 유도할 수 있다.

$$P_f = P(\tilde{t} > \tilde{\tau}|H_0) = 1 - F_0(\tilde{\tau}; k_0; \theta_0), \quad (21)$$

$$P_d = P(\tilde{t} > \tilde{\tau}|H_1) = 1 - F_1(\tilde{\tau}; k_1; \theta_1). \quad (22)$$

위 식에서 임계값 설정을 위해 $P_f = \alpha$ 라 두면, 임계값은 $\tilde{\tau} = F_0^{-1}(1-\alpha; k_0; \theta_0)$ 이 되고 따라서 $P_d = 1 - F_1(F_0^{-1}(1-\alpha; k_0; \theta_0); k_1; \theta_1)$ 이다. 만약 D 가 커지면 CLT에 따라 $\tilde{t} \sim N(E(\tilde{t}), \text{Var}(\tilde{t}))$ 로 나타낼 수 있다. 이 때 $|z(n)|^p/\sigma_v^p$ 가 독립, 동일 분포 (Independent and Identically-Distributed; i.i.d.) 확률 변수라 하면 식 (23), (24)을 얻을 수 있다.

$$E(\tilde{t}|H_0) = \mu_0; \quad \text{Var}(\tilde{t}|H_0) = \frac{\sigma_0^2}{D}, \quad (23)$$

$$E(\tilde{t}|H_1) = \mu_1; \quad \text{Var}(\tilde{t}|H_1) = \frac{\sigma_1^2}{D}. \quad (24)$$

따라서

$$\mu_0 = \frac{2^{p/2}}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{p+1}{2}\right), \quad (25)$$

$$\sigma_0 = \frac{2^p}{\sqrt{\pi}} \left[\Gamma\left(\frac{2p+1}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma^2\left(\frac{p+1}{2}\right) \right], \quad (26)$$

$$\mu_1 = \frac{2^{p/2}(1+\gamma)^{p/2}}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{p+1}{2}\right), \quad (27)$$

$$\sigma_1 = \frac{2^p(1+\gamma)^p}{\sqrt{\pi}} \left[\Gamma\left(\frac{2p+1}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma^2\left(\frac{p+1}{2}\right) \right], \quad (28)$$

와 같고, 여기서 $\Gamma(k) = \int_0^\infty x^{k-1} e^{-x} dx$ ($k > 0$) 이다. 결국 오경보 확률 및 검출 확률은 다음과 같다.

$$P_f \approx Q\left(\frac{\tilde{\tau}-\mu_0}{\sigma_0/\sqrt{D}}\right); \quad P_d \approx Q\left(\frac{\tilde{\tau}-\mu_1}{\sigma_1/\sqrt{D}}\right). \quad (29)$$

앞서와 같이 임계값 설정을 위해 $P_f = \alpha$ 라 하면,

$$\tilde{\tau}^* = Q^{-1}(\alpha) \frac{\sigma_0}{\sqrt{D}} + \mu_0, \quad (30)$$

이고, 그 결과로 식 (31)을 얻을 수 있다.

$$P_d \approx Q\left(\frac{Q^{-1}(\alpha)\sigma_0 + \sqrt{D}(\mu_0 - \mu_1)}{\sigma_1}\right). \quad (31)$$

참고문헌 [8]에서는 식 (19)에서 $p=2$ 로 고정되나, 본 논문에서 제안된 방법에서는 고정된 P_f, γ, D 에 대해 검출 확률 P_d 를 최대화하기 위해 p 를 결정한다는 것에 큰 차이가 있다. 따라서 p 의 최적값 p^* 은 다음과 같이 구해진다.

$$\begin{aligned} p^* &= \arg \max_p P_d \\ &= \arg \max_p Q\left(\frac{Q^{-1}(\alpha)\sigma_0 / \sqrt{D} + (\mu_0 - \mu_1)}{\sigma_1 / \sqrt{D}}\right). \end{aligned} \quad (32)$$

P_d 가 미분 가능할 때, 아래 식과 같이 이를 미분하여 0으로 두고 최적값 p^* 를 구할 수 있으며, 이 방정식에 대한 풀이 과정은 부록 A에서 기술하였다.

$$\frac{\partial P_d}{\partial p} = 0. \quad (33)$$

IV. 모의실험 결과

참고문헌 [8]에서는 아래 식 (34)와 같은 수신 신호 $y(n)$ 크기의 제공으로 계산되는 평균 전력을 이용해 판독기가 태그 비트를 검출하는 벤치마크 설계와 에너지 검출기를 비교하였고, 복잡도 측면에서 벤치마크 설계와 유사하나 전송률 및 BER 성능이 우수함을 보였다. 따라서, 본 논문에서 제안하는 기법은 참고문헌 [8]에서 제안한 기법을 기존 기법으로 하여 성능을 비교하기로 하며, 모의실험을 위한 주요 파라미터는 표 1에 정리하였다.

$$\bar{z} = \frac{1}{N+N_{cp}} \sum_{n=1}^{N+N_{cp}-1} |y(n)|^2. \quad (34)$$

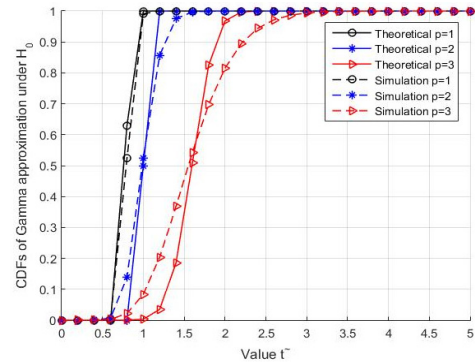
표 1. 모의실험에서 사용된 주요 파라미터.
Table 1. Simulation parameters

Parameter	Value
OFDM bandwidth	20 MHz
Number of paths	$L_f = L_h = 8, L_g = 1$
Attenuation value	$\eta = 1$
CP length, N_{cp}	16, 32, 64, 128
Number of carriers, N	$8N_{cp}$

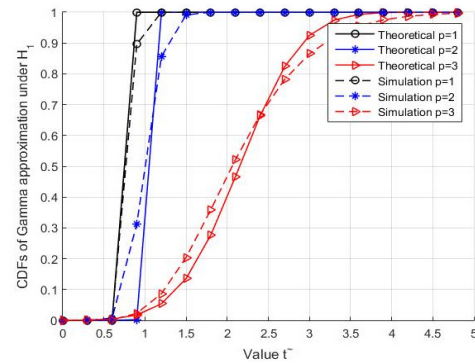
우선 제안 기법에서 검출을 위한 충분 통계량에 대한 확률 분포 근사의 정확성을 검증하기 위해, 그림 2에서는 $\gamma=0$ dB, $N_{cp}=64$, $N=512$ (따라서 $L=8$, $D=57$)일 때 이론적인 Q -함수를 이용해 근사된 CDF와 실제로는 감마 분포인 모의실험 결과의 CDF를 비교 도시하였다. 이 결과로부터 감마 분포가 대부분의 경우에 적합하다는 것을 확인할 수 있으며, p 가 감소하면 근사의 정확도가 증가함을 역시 알 수 있었다. 이러한 결과는 특히 검출시 D 를 증가시켜 용이하게 개선할 수 있기 때문에 실제 에너지 검출기에 적합하다.

그림 3은 서로 다른 고정값 $P_f = \alpha$ 에 대해 식 (33)에서 구한 전력 차수 p 의 최적값 p^* 을 나타낸다. 이 결과로부터 검출 확률 P_d 를 최대로 하는 값 p^* 는 SNR γ 가 증가할수록 감소함을 알 수 있다.

그림 4는 $p=2$ 인 기존의 에너지 검출기와 최적의 전력 차수 p^* 를 갖는 제안된 검출기의 이론적 BER



(a) $\gamma=0$ 이고 H_0 일 때 \tilde{t} 의 CDF
(a) CDFs for \tilde{t} under H_0 when $\gamma=0$



(b) $\gamma=0$ 이고 H_1 일 때 \tilde{t} 의 CDF
(b) CDFs for \tilde{t} under H_1 when $\gamma=0$

그림 2. H_0, H_1 일 때의 CDF.

Fig. 2. Illustration of CDFs under H_0 and H_1 .

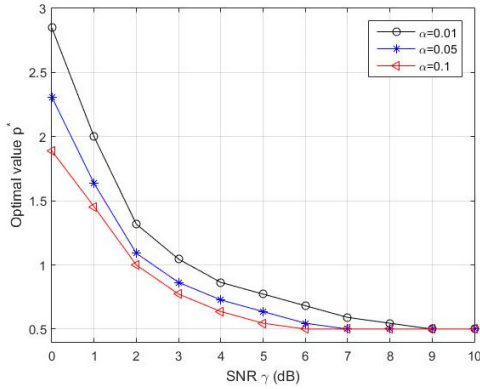


그림 3. 다양한 SNR γ 에 따른 전력 차수 p 의 최적값.
Fig. 3. Optimal value of power order p according to SNR γ .

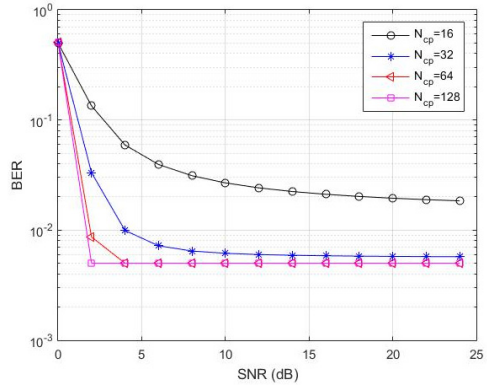


그림 5. 제안된 기법에서 N_{cp} 에 따른 BER 성능.
Fig. 5. BER according to N_{cp} in the proposed scheme.

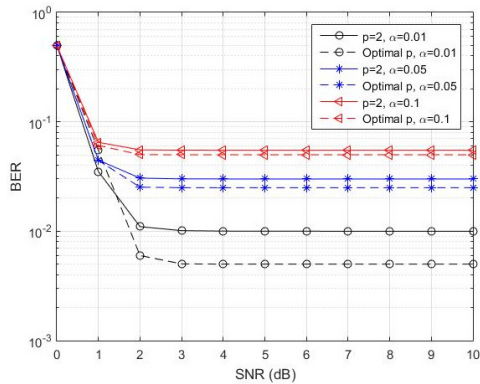


그림 4. SNR γ 에 따른 BER 성능 비교.
Fig. 4. BER according to SNR γ .

성능을 나타낸다. 여기서 $N_{cp} = 64$, $N = 512$, $\alpha = 0.01$ 로 설정하였다. 기존 에너지 검출기는 부정확한 가우시안 근사 때문에 제안된 검출기보다 성능이 떨어지는 것을 볼 수 있다. 또한 목표 오경보 확률이 낮을 때 개선 정도가 현저히 크고 이 때는 달성된 SNR도 상대적으로 높다는 것을 알 수 있다.

그림 5는 제안된 검출기에서 주변 OFDM 신호의 CP 길이에 따른 BER 성능을 도식한다. 여기서 $\gamma = 5$ dB, $\alpha = 0.01$ 이다. 이 결과로부터 N_{cp} 가 증가함에 따라 BER이 감소하나 모든 경우 SNR이 커짐에 따라 BER이 포화되는 것을 관찰할 수 있다. 반면 N_{cp} 가 작은 경우는 아래 식처럼 더 높은 데이터 전송율을 얻을 수 있다.

$$R_{tag} = \frac{f_s}{N + N_{cp}}, \quad (35)$$

여기서 R_{tag} 는 태그 (즉, 데이터) 전송율이다^[8]. 결국 N_{cp} 의 값에 따라 BER과 데이터 전송율 R_{tag} 사이의 절충 관계가 존재함을 알 수 있다.

그림 6에서는 제안된 검출기의 성능을 평가하기 위해, 주어진 SNR γ 에 대해 검출 확률 P_d 와 오경보 확률 P_f 사이의 관계를 나타내는 Receiver Operating Characteristic (ROC) 곡선을 도식한다. 이 결과로부터 제안 방식에서는 γ 가 작을 때 더 좋은 ROC 값을 갖는 것을 확인할 수 있다. 즉, 낮은 SNR 환경에서 성능 이득이 훨씬 크며, SNR이 증가함에 따라 큰 ROC를 얻으려면 검출 임계값을 더 높게 설정해야 함을 알 수 있다.

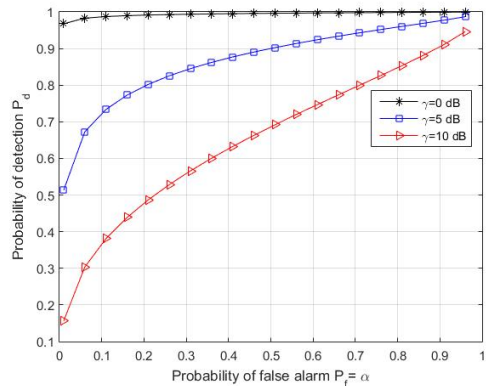


그림 6. 제안 기법에서 SNR γ 에 따른 ROC 곡선.
Fig. 6. ROC curve with several SNRs γ .

V. 결론

본 논문에서는 주변 OFDM 신호를 이용하는

AmBC 시스템의 신호 검출 기법 향상 방안에 대하여 고려하고, 최적의 전력 차수를 갖는 향상된 에너지 검출기를 제안하였다. 제안된 검출기는 AmBC 시스템을 이용하여 스펙트럼을 공유시 에너지 효율을 향상시킬 수 있음을 보였다. 본 논문의 결과를 바탕으로, 비선형 에너지 수집 모델에서 탐지 성능을 향상시키는 모델을 제시하는 것을 향후 방향으로 하여 연구를 진행할 예정이다.

부록 A: 식 (33) 풀이

연쇄 법칙 및 미적분 기본 정리를 이용하여 식 (33) 을 다음과 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial P_d}{\partial A} \frac{\partial A}{\partial p} = 0, \tag{36}$$

이 때 $A = [Q^{-1}(\alpha)\sigma_0 + \sqrt{D}(\mu_0 - \mu_1)]/\sigma_1 \triangleq A/\sigma_1$ 이며, 몇 가지 계산을 통해 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{\partial P_d}{\partial A} = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{A^2}{2}}, \frac{\partial A}{\partial p} = \frac{\frac{\partial A}{\partial p}\sigma_1 - A\frac{\partial \sigma_1}{\partial p}}{\sigma_1^2}. \tag{37}$$

$\Psi(x) = \frac{d}{dx} \ln \Gamma(x) = \frac{\Gamma'(x)}{\Gamma(x)}$ 라고 정의하고^[11] 이를 이용하면,

$$\frac{\partial A}{\partial p} = Q^{-1}(\alpha) \frac{d\sigma_0}{dp} + \sqrt{D} \left(\frac{d\sigma_0}{d} p - \frac{d\mu_1}{dp} \right), \tag{38}$$

$$\frac{d\mu_0}{dp} = \frac{2^{p/2-1}}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{p+1}{2}\right) \left[\ln 2 + \Psi\left(\frac{p+1}{2}\right) \right], \tag{39}$$

$$\frac{d\sigma_0}{dp} = \frac{2^{p/2-1}}{B^4 \sqrt{\pi}} \left[B^2 \ln 2 + \Psi\left(p + \frac{1}{2}\right) \Gamma\left(p + \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Psi\left(\frac{p+1}{2}\right) \Gamma^2\left(p + \frac{1}{2}\right) \right], \tag{40}$$

$$\frac{d\mu_1}{dp} = \frac{2^{p/2-1}(1+\gamma)^{p/2}}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{p+1}{2}\right) \times \left[\Psi\left(\frac{p+1}{2}\right) + \ln(2+2\gamma) \right], \tag{41}$$

$$\frac{d\sigma_1}{dp} = \frac{2^{p/2-1}(1+\gamma)^{p/2}}{\sqrt{\pi}} \left[B^2 \ln(2+2\gamma) + \Psi\left(p + \frac{1}{2}\right) \right] \times \Gamma\left(p + \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Psi\left(\frac{p+1}{2}\right) \Gamma^2\left(\frac{p+1}{2}\right), \tag{42}$$

이고, 이 때 $B = \sqrt{\Gamma\left(p + \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \Gamma\left(\frac{p+1}{2}\right)}$ 이다. 최종적으로 (38)-(42)을 대입하면, (33)의 해를 구할 수 있다.

References

[1] M. Buettner, "Backscatter protocols and energy-efficient computing for RF-powered devices," Ph.D. Thesis, University of Washington, Seattle, USA, 2012.

[2] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surveys & Tuts.*, vol. 17, no. 2, pp. 757-789, Nov. 2014.

[3] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall, and J. R. Smith, "Ambient backscatter: Wireless communication out of thin air," in *Proc. ACM SIGCOMM 2013*, pp. 1-13, Hong Kong, China, Jun. 2013.

[4] G. Wang, F. Gao, R. Fan, and C. Tellambura, "Ambient backscatter communication systems detection and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 64, no. 11, pp. 4836-4846, Nov. 2016.

[5] J. Qian, F. Gao, G. Wang, S. Jin, and H. Zhu, "Noncoherent detections for ambient backscatter system," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 16, no. 3, pp. 1412-1422, Mar. 2017.

[6] B. Kellogg, A. Parks, S. Gollakota, J. R. Smith, and D. Wetherall, "Wi-Fi backscatter: Internet connectivity for RF-powered devices," in *Proc. ACM SIGCOMM 2014*, pp. 1-12, Chicago, USA, Jun. 2014.

[7] D. Bharadia, K. Joshi, M. Kotaru, and S. Katti, "BackFi: High throughput WiFi backscatter," in *Proc. ACM SIGCOMM 2015*,

- pp. 283-296, London, United Kingdom, Aug. 2015.
- [8] G. Yang and Y. C. Liang, "Backscatter communications over ambient OFDM signals: Transceiver design and performance analysis," in *Proc. GLOBECOM 2016*, pp. 1-6, Washington DC, USA, Dec. 2016.
- [9] G. Yang, Y.-C. Liang, R. Zhang, and Y. Pei, "Modulation in the air: Backscatter communication over ambient OFDM carrier," Available at <https://arxiv.org/abs/1704.02245>, Apr. 2017.
- [10] B. C. Levy, *Principles of Signal Detection and Parameter Estimation*, Chapter 2, Springer Science & Business Media, 2008.
- [11] S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik. *Table of Integrals, Series, and Products*, Chapter 8, Academic Press, 7th Ed., 2007.

응웬뚜랑녹 (Thu L. N. Nguyen)
한국통신학회논문지 Vol. 39, No. 2 참조

이 정 호 (Jung Ho Lee)



2017년 2월 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 학사
2017년 3월~현재 : 숭실대학교 정보통신공학과 석사과정
<관심분야> 통신신호 자동분류, 인공지능

김 진 영 (Jin Young Kim)
한국통신학회논문지 Vol. 36, No. 10 참조

김 동 인 (Dong In Kim)
한국통신학회논문지 Vol. 41 No. 9 참조

신 요 안 (Yoan Shin)
한국통신학회논문지 Vol. 34, No. 1 참조