

동시 무선 정보 및 전력 전송을 위한 통합된 수신기 구조 기반의 새로운 검출 기법

강 진 호*, 김 영 빈*, 신 대 규**, 최 완^o

Novel Detection Schemes Based on the Unified Receiver Architecture for SWIPT

Jinho Kang*, Young-bin Kim*, Dae Kyu Shin**, Wan Choi^o

요 약

본 논문에서는 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템에서 전송률-에너지 영역 관점에서의 근본적인 트레이드오프를 최소화하기 위해 제안되었던 새로운 수신기 구조를 기반으로 복잡도가 낮은 새로운 검출 기법들을 제안한다. 첫 번째로 에너지 하베스팅을 위한 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 통해 유클리드 거리 기반으로 부호의 진폭을 먼저 검출한 후 기존의 정보 복호화 과정에서 얻을 수 있는 위상 정보를 통해 유클리드 거리를 기반으로 최종 부호를 검출하는 이단 검출 기법을 제안한다. 두 번째로 기존의 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭과 위상 정보를 포함한 유클리드 거리와 에너지 하베스팅을 위한 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 포함한 유클리드 거리를 결합하여 부호를 검출 할 수 있는 유클리드 거리 결합 검출 기법을 제시한다. 모의실험을 통해 부호 에러율과 부호 성공률-에너지 영역, 달성 가능한 전송률-에너지 영역 측면에서 기존의 정보 복호화 기법보다 우수한 성능을 얻음을 확인하였다.

Key Words : SWIPT, Receiver architecture, Detection scheme, Rate-energy region

ABSTRACT

In this paper, we propose two novel detection schemes with low-complexity based on the unified receiver architecture which minimizes a fundamental tradeoff at rate-energy region in SWIPT system. The proposed detection schemes are twofold: The two-stage detection scheme and Euclidean distance combination detection scheme. The two-stage detection scheme detects amplitude information of symbols from rectified signals for energy harvesting. In the sequel, it detects symbols based on phase information of baseband signals for information decoding. The Euclidean distance combination detection scheme detects symbols using linear positive-weighted sum of two metrics: Euclidean distance based on baseband signals for information decoding and Euclidean distance based on rectified signals for energy harvesting. For numerical results, we confirm that the proposed detection scheme can achieve better performance than the conventional scheme in terms of symbol error rate, symbol success rate-energy region and achievable rate-energy region.

※ 본 연구는 2016년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2014R1A5A1011478).

• First Author : KAIST, School of Electrical Engineering, jinho_kang@kaist.ac.kr, 학생회원

^o Corresponding Author : KAIST, School of Electrical Engineering, wchoi@kaist.edu, 종신회원

* KAIST, School of Electrical Engineering, aliasing@kaist.ac.kr

** Samsung Electronics, dk1107.shin@samsung.com

논문번호 : KICS2016-08-228, Received August 31, 2016; Revised January 4, 2017; Accepted January 4, 2017

I. 서 론

최근 무선 센서 네트워크에서는 배터리와 같은 고정된 에너지 공급원의 제한된 수명으로 인해 효율적인 에너지 전송이 주목 받고 있다. 높은 가격과 주기적인 배터리 교체의 어려움으로 인해 원격 에너지 재충전에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있으며, 이에 따른 해결책으로 무선 에너지 하베스팅(Energy harvesting)이 각광받고 있다^[1-5]. 배터리와 같은 고정된 공급원으로부터 에너지를 제공받는 기존의 네트워크 구조와는 달리 외부 에너지 공급원으로부터 에너지 하베스팅을 통해 지속적인 에너지 재충전이 가능하다. 에너지 재충전을 위한 무선 전력 전송(Wireless power transfer)의 기술로서 수신된 RF(Radio frequency) 신호를 전기적 전력 신호로 변환함으로써 원거리(Far-field) 전력 전송을 통해 에너지 하베스팅이 가능한 RF 에너지 하베스팅 기술이 주목받고 있다^[3,4]. RF 신호는 전력 전송뿐만 아니라 정보 전송까지 가능하기 때문에, 같은 RF 신호로 에너지 하베스팅과 정보 복호화를 동시에 달성할 수 있는 동시 무선 정보 및 전력 전송(Simultaneous wireless information and power transfer, SWIPT)이 제안되었으며 최근 활발한 연구가 진행되고 있다^[8-16].

Varshney가 정보와 에너지를 동시에 전송하는 개념을 처음으로 제안하였으며, 용량-에너지 함수를 기반으로 정보 및 에너지 동시 전송에서 근본적인 트레이드오프(Fundamental trade-off)가 존재함을 분석하였다^[8]. Grover와 Sahai가 추가적인 백색 가우시안 잡음의 frequency-selective 채널로 확장함으로써 근본적인 트레이드오프가 있음을 확인하였다^[9]. 정보 및 에너지 동시 전송에서의 근본적인 트레이드오프가 밝혀진 후, 이러한 트레이드오프를 줄이는 대신 전송률-에너지 영역을 최대화하는 SWIPT 시스템에서의 수신기 구조 설계에 관한 연구가 활발히 이루어 졌다^[7,11-14]. 시간-스위칭(Time-switching)을 통해 정보 전송과 전력 전송을 기회적으로 스위칭하여 트레이드오프 성능을 최적화하는 연구가 진행되었으며^[11], 수신기에서 전력 분배(Power splitting)를 통해 정보 전송과 전력 전송을 동시에 가능하게 하고 전력 분배 비율을 최적화시킴으로써 트레이드오프를 줄여 전송률-에너지 영역을 최대화하는 연구가 진행되었다^[12]. 시간-스위칭과 전력 분배 수신기 구조는 정보 복호화와 에너지 하베스팅을 동시에 달성하기 위해 수신 에너지의 분배가 요구되기 때문에 전송률-에너지 영역에서 효율 향상의 근본적인 한계가 있다. 에너지 분배에 의

한 한계를 최소화하기 위해 통합된 정보 및 에너지(Integrated information and energy, IIE) 수신기가 제안되었다^[13]. IIE 수신기 구조에서는 수신 신호가 에너지 하베스팅을 위해 정류(Rectified)되고 정류된 신호 중 일부분이 정보 복호화로 쓰이게 된다. 전송률-에너지 영역의 관점에서 보면 IIE 수신기는 특정 전송률에 대해서 최대의 에너지 용량을 달성할 수 있지만, 정보 복호화가 정류된 신호를 통해 이루어지기 때문에 중대한 용량 손실이 발생하게 된다. 이러한 손실을 극복하기 위해서 달성 가능한 전송률-에너지 영역에서 근본적인 트레이드오프를 최소화하며 이상적인 영역에 근접할 수 있는 SWIPT 시스템의 새로운 수신기 구조가 제안되었다^[14]. 새롭게 제안된 수신기 구조는 기존의 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭 및 위상 정보와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 결합함으로써 정보 복호화 과정에 필요한 에너지를 최소화 할 수 있다.

SWIPT 시스템에서 전송률-에너지 영역의 관점에서 근본적인 트레이드오프를 최소화하기 위해 수신기 구조에 관한 연구가 활발히 이루어졌지만, 이러한 연구들은 채널 입력을 이상적인 가우시안 분포로 가정하였다. 가우시안 분포 입력은 평균 출력 제약 하에 이론적으로 채널의 상호 정보(Mutual information)를 최대화된다고 알려져 있으며, 이를 가우시안 채널 용량(Capacity)이라 정의 한다^[15]. 하지만 가우시안 분포 입력은 무한한 수의 요소를 가지는 연속적인 알파벳으로 전송 신호가 표현되기 때문에 실제로는 비현실적이다. 실용 가능한 관점에서는 M -ary 직교 진폭 변조(Quadrature amplitude modulation, QAM), M -ary 펄스 진폭 변조(Pulse amplitude modulation, PAM)와 같은 유한한 수의 요소를 가지는 불연속적인 성상도(Constellation)의 입력으로 표현되어야 한다. 기존의 시간-스위칭과 전력 분배 수신기를 기반으로 동등한 확률의 불연속적인 성상도를 가지는 M -ary QAM과 M -ary PAM의 입력으로 전송률-에너지 영역의 근본적인 트레이드오프를 분석하는 연구가 진행되었다^[15]. 기존의 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭 및 위상 정보와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 결합함으로써 최대-우도 검출 기법(Maximum-likelihood detection)을 기반으로 M -ary QAM과 M -ary PAM의 입력 하에 부호 에러율(Symbol error rate)을 분석하는 연구가 진행되었다^[16]. 최대-우도 검출 기법은 동등한 확률의 전송 부호가 주어진 상황 하에 수신기에서 채널 정보를 알 때

이상적인 검출 기법으로 알려져 있지만, 검출 복잡도 (Complexity)가 높다는 문제가 있으며 성상도의 신호 차원(M)이 커질수록 복잡도는 더욱 증가한다고 알려져 있다.

본 논문에서는 논문 [14]에서 새롭게 제안한 수신기 구조를 기반으로 불연속적인 성상도의 입력인 circular M -QAM 입력 하에서 복잡도가 낮은 장점을 가지는 새로운 검출 기법을 제안한다. 논문 [14]는 정보 이론을 기반으로 새롭게 제안하는 SWIPT 수신기 구조가 전송률-에너지 영역에서 이상적인 성능에 근접할 수 있음을 검증하였으며, 본 논문은 논문 [14]에서 제안된 수신기 구조 및 분석의 직관을 바탕으로 실용적 측면에서의 새로운 저 복잡도 검출 기법들을 제시한다. M -QAM은 실용 가능한 불연속적인 성상도 입력 중에 우수한 부호 에러율 성능을 보인다고 알려져 있으며, circular M -QAM이 square M -QAM 보다 우수한 성능을 가진다고 알려져 있다^[17]. 첫 번째로 제안하는 검출 기법은 이단 검출 기법이다. 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 통해 유클리드 거리 (Euclidean distance)를 기반으로 부호의 진폭을 먼저 검출한 후 기존의 정보 복호화 과정에서 얻을 수 있는 위상 정보를 통해 유클리드 거리를 기반으로 부호를 검출하는 기법이다. 두 번째로 제안하는 검출 기법은 유클리드 거리 결합 검출 기법이다. 기존의 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭과 위상 정보를 기반으로 한 성상도와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 추가적인 진폭 정보를 기반으로 한 새로운 성상도의 유클리드 거리를 결합하여 부호를 검출하는 기법이다. 모의실험을 통해 제안하는 새로운 검출 기법들의 달성 가능한 부호 에러율을 알아보고, 기존의 정보 복호화 과정만을 통해 달성할 수 있는 부호 에러율 보다 성능이 향상됨을 확인하였다. 부호 성공률-에너지 영역 관점에서 제안하는 검출 기법들과 기존의 정보 복호화 검출 기법과의 트레이드오프를 분석하였으며, 최종적으로 달성 가능한 전송률-에너지 영역을 확인하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 SWIPT의 시스템 모델과 수신기 구조를 정의한다. 3절에서는 새롭게 제안되었던 SWIPT 수신기 구조를 정의하고, 본 논문에서 논의하는 새로운 검출 기법들을 제안한다. 4절에서는 모의실험을 통해 새롭게 제안하는 검출 기법의 성능을 확인하고 5절에서 본 논문을 종합하여 결론을 제시한다.

II. 시스템 모델

본 논문은 그림 1과 같은 하이브리드(Hybrid) 접근점(Access point)과 하이브리드 수신기로 구성된 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템을 고려한다. 하이브리드 접근점과 하이브리드 수신기는 각각 한 개의 안테나로 구성된다.

부호 간격(Symbol duration)을 T 라 하고 신호의 대역폭을 $B = 1/T$ 라 가정한다. 하이브리드 접근점에서 전송되는 복소 기저대역 신호(Complex baseband signal)를 $x(t) = A(t)e^{j\phi(t)}$ 라 한다. $A(t)$ 와 $\phi(t)$ 는 각각 $x(t)$ 의 진폭과 위상을 나타내며, $E[|x(t)|^2] = 1$ 이다. 하이브리드 접근점에서 송신 신호의 평균 전력을 P 라 가정한다. 만약 반송 주파수 f 가 B 보다 매우 크다고 가정하면, 하이브리드 접근점에서 전송되는 통과대역(Passband) 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s(t) &= \sqrt{2P} \operatorname{Re}\{x(t)e^{j2\pi ft}\} \\ &= \sqrt{2P} A(t) \cos(2\pi ft + \phi(t)) \end{aligned} \quad (1)$$

전송되는 통과대역 신호는 평균 전력 제약 $E[|s(t)|^2] = P$ 을 만족하게 된다. 시-불변한 채널 이득을 갖는 추가적인 백색 가우시안 잡음(Additive white Gaussian noise, AWGN) 채널이라고 가정하면 채널 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sqrt{2} \operatorname{Re}\{y(t)\} \\ &= \sqrt{2} \operatorname{Re}\{\sqrt{P} h e^{j\theta} x(t) e^{j2\pi ft} + n_{ant}(t) e^{j2\pi ft}\} \\ &= \sqrt{2P} h A(t) \cos(2\pi ft + \phi(t) + \theta) + w_{ant}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

h 는 채널 이득 상수를 $\theta \in [0, 2\pi)$ 는 위상 변화를 나타내며, $n_{ant}(t) \sim CN(0, \sigma_{ant}^2)$ 는 안테나 잡음이며 회전 대칭 복소 가우시안 잡음(Circular symmetric

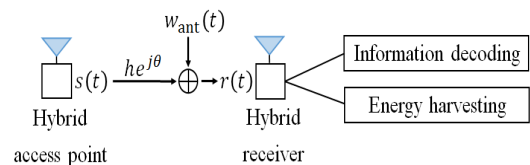


그림 1. 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템 모델
Fig. 1. A SWIPT system model

complex Gaussian noise)으로 나타 내어 지고, $w_{ant}(t) = \sqrt{2} \text{Re}\{n_{ant}(t)e^{j2\pi ft}\}$ 는 통과대역 가우시안 잡음을 나타낸다. $\sigma_{ant}^2 = N_0 B$ 이며, N_0 는 한 방향 전력 스펙트럼 밀도를 나타낸다.

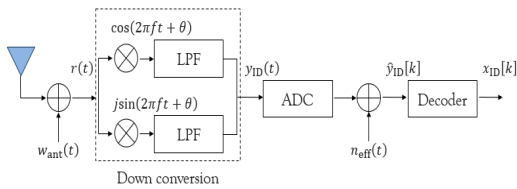
2.1 정보 복호화

그림 2.(a)는 수신기에서 채널 부가 정보를 알고 있을 때 정보 복호화를 위한 최적의 신호 처리 과정을 나타낸다. 수신 신호는 기저대역 신호로 저역 변환된 (Down-converted) 후 아날로그-디지털 변환기에 의해서 양자화된다. 양자화 에러가 가우시안 분포를 따른다고 가정하면, 저역 변환기와 아날로그-디지털 변환기에서 발생하는 양자화 에러와 추가적인 잡음은 회전 대칭 가우시안 잡음 $n_{eff}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{eff}^2)$ 으로 나타낼 수 있다. 이산-시간 아날로그-디지털 변환기의 출력은 시간 인덱스 k 에서 다음과 같이 표현된다.

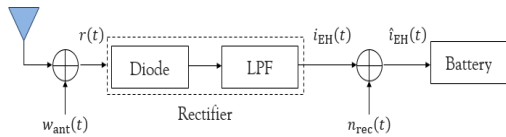
$$\hat{y}_{ID}[k] = x_{ID}[k] + n_{ID}[k] \quad (3)$$

$x_{ID}[k]$ 와 $y_{ID}[k]$ 는 각각 채널 입력과 출력을 나타내며, $n_{ID}[k] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{ant}^2 + \sigma_{eff}^2)$ 는 복소 가우시안 잡음을 나타낸다. 입력 신호를 가우시안 신호 처리라 가정하고 수신된 전체 신호가 정보 복호화 과정에 쓰이게 된다면, 달성 가능한 전송률(Rate)은 AWGN 채널 용량이 되며 다음과 같이 나타낼 수 있다^[18].

$$C_{ID} = \log_2 \left(1 + \frac{h^2 P}{\sigma_{ant}^2 + \sigma_{eff}^2} \right) \quad (4)$$



(a) Information decoding



(b) Energy harvesting

그림 2. 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템 모델
Fig. 2. A SWIPT system model

2.2 에너지 하베스팅

그림 2.(b)는 수신기에서 정류형 안테나(Rectenna)를 기반으로 RF 에너지 하베스팅 신호 처리 과정을 나타낸다^[13,14,19]. 정보 복호화 과정과는 다르게 수신 신호가 기저대역 신호로 저역 변환되는 과정이 요구되지 않으며, 정류기(Rectifier)에 의해 RF 대역 신호가 직류 신호로 정류된다. 정류기는 Schottky 다이오드와 저역통과 필터로 구성된다. 수신 신호로부터 변환된 직류 신호 $i_{DC}(t)$ 가 에너지 하베스팅을 위한 배터리 충전으로 사용된다. Schottky 다이오드에서의 출력 전류 $i(t)$ 는 다음과 같다^[20].

$$i(t) = I_s(e^{\gamma y(t)} - 1) = c_1 r(t) + c_2 r^2(t) + \dots \quad (5)$$

I_s 는 포화 전류(Saturation current)를 나타내며, γ 는 Schottky 다이오드의 열 전압의 역수(Reciprocal)를 나타내고, 상수 $c_k = I_s^k / k!$, $k = 1, 2, \dots$ 는 지수 함수의 테일러(Taylor) 급수 표현이며, 식 (2)의 $r(t)$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = \sqrt{2} u(t) \cos(2\pi ft + \psi_u(t)) \quad (6)$$

$$u(t) = \sqrt{u_I^2(t) + u_Q^2(t)}$$

$$\psi_u(t) = \arctan\left(\frac{u_Q(t)}{u_I(t)}\right)$$

$$u_I(t) = \sqrt{P} h_A(t) \cos(\phi(t) + \theta) + n_{ant,I}(t)$$

$$u_Q(t) = \sqrt{P} h_A(t) \sin(\phi(t) + \theta) + n_{ant,Q}(t)$$

$$n_{ant,I}(t) \sim \mathcal{N}(0, \frac{\sigma_{ant}^2}{2}) \text{ 와 } n_{ant,Q}(t) \sim \mathcal{N}(0, \frac{\sigma_{ant}^2}{2})$$

는 복소 기저대역 안테나 잡음 $n_{ant}(t)$ 의 in-phase 성분과 quadrature 성분을 나타낸다. 3차 이상의 성분을 무시하고 식(5)에 식(6)을 대입하여 전개하면 다음과 같다.

$$i(t) \approx c_2 u^2(t) + \sqrt{2} c_1 u(t) \cos(2\pi ft + \psi_u(t)) + c_2 u^2(t) \cos(4\pi ft + 2\psi_u(t)) \quad (7)$$

Schottky 다이오드를 지난 출력 전류 $i(t)$ 는 저역 통과 필터를 거쳐 주파수 대역 f 와 $2f$ 성분들이 제거된다. 정류기에서의 추가적인 잡음을 백색 잡음 $n_{rec}(t) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_{rec}^2)$ 이라 가정하면 정류된 신호 $i_{DC}(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{DC}(t) \approx c_2 u^2(t) + n_{rec}(t) \quad (8)$$

수신된 전체 신호가 에너지 하베스팅에 사용되고, 에너지 저장을 위한 직류 신호로부터 에너지 변환 과정의 효율을 $\eta \in (0,1)$ 라 하면 배터리에 저장되는 에너지 용량은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 상수 c_2 는 다이오드에 의해 정해지는 상수로 편의성을 위해 $c_2 = 1$ 이라 가정하였다.

$$Q_{EH} = \eta E[i_{DC}(t)] = \eta h^2 P \quad (J) \quad (9)$$

2.3 에너지 하베스팅

달성 가능한 전송률-에너지 영역에서의 바깥 경계는 다음과 같이 정의된다. SWIPT 시스템에서는 전체 수신 신호가 정보 복호화와 에너지 하베스팅 과정에 모두 쓰여야 하기 때문에 실제 달성 가능한 전송률-에너지 영역은 전송률과 에너지 관계에서 트레이드오프가 발생하며, 식 (10)의 바깥 경계보다 작다고 알려져 있다. 이러한 트레이드오프를 줄이고 달성 가능한 전송률-에너지 영역 바깥 경계에 도달하기 위해 SWIPT 수신기 구조에 관한 선행 연구들이 진행되어 왔다 [7,11-14].

$$C_{R-E}^{outer}(P) = (R, Q) | R \leq l_2(1 + \frac{h^2 P}{\sigma_{ant}^2 + \sigma_{eff}^2}), Q \leq \eta h^2 P \quad (10)$$

III. 수신기 구조와 검출 기법

본 장에서는 논문 [14]에서 제안된 통합된 수신기 구조에 대해 설명하고, 이를 기반으로 본 논문에서 제안하는 이단 검출 기법과 유클리드 거리 결합 검출 기법을 묘사한다.

3.1 정보 복호화

그림 3은 정보와 에너지 손실을 최소화하기 위해 새롭게 제안된 수신기 구조를 나타낸다^[14]. 기존의 전력 분배 수신기구조처럼 정보 복호화와 에너지 하베스팅 과정을 위한 각각의 신호 경로가 있다. 반면에, 진폭과 위상 정보를 얻을 수 있는 기저대역 신호가 에너지 하베스팅을 위해 정류된 신호와 결합된다. 수신된 신호 $r(t)$ 가 지점 A에서 전력 분배되어 전체 수신 전력 중에 $\rho \in [0,1)$ 의 비율로 분배된 전력이 에너지 하베스팅 수신기의 입력 신호가 되며 나머지 $1-\rho$ 의

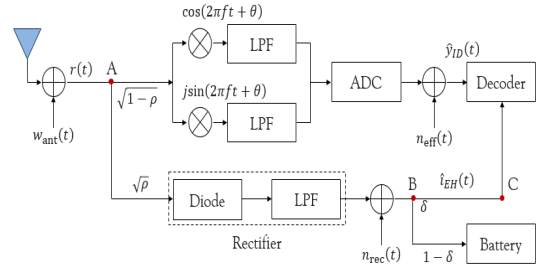


그림 3. 통합된 수신기 구조
Fig. 3. A unified receiver architecture

배율로 분배된 전력이 정보 복호화 과정을 거친다. 지점 A에서 분배되어 정보 복호화 과정을 거치는 신호와 에너지 하베스팅 수신기의 입력 신호는 복소 도메인(Complex domain)에서 각각 아래의 식 (11), (12)와 같다.

$$r_{ID}(t) = \sqrt{2(1-\rho)} P h e^{j\theta} A(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f t} + \sqrt{(1-\rho)} n_{ant}(t) \quad (11)$$

$$r_{EH}(t) = \sqrt{2\rho} P h e^{j\theta} A(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f t} + \sqrt{\rho} n_{ant}(t) \quad (12)$$

정류기를 지나 정류된 신호(지점 B)는 다음과 같다.

$$i_{EH}(t) = c_2 \rho \left[\left\{ \sqrt{P} h A(t) \cos(\phi(t) + \theta) + n_{ant,I}(t) \right\}^2 + \left\{ \sqrt{P} h A(t) \sin(\phi(t) + \theta) + n_{ant,Q}(t) \right\}^2 \right] + n_{rec}(t) \quad (13)$$

지점 B에서 다시 분배되어 $1-\delta$ 배율의 전력이 배터리 충전으로 쓰이며 나머지 δ 배율의 전력이 정보 복호화 과정에서 진폭 정보로 쓰이게 된다. 복호기(Decoder)에서는 기저대역 신호로부터 얻은 진폭 및 위상 정보와 정류된 신호로부터 얻은 진폭 정보(지점 C)를 결합하여 정보 복호화를 진행한다. δ 의 배율로 분배된 전력을 바탕으로 전력 관리 유닛(Power management unit)^[21]으로 부터 지점 B에서 정류된 RF 전력 $i_{EH}(t)$ 을 측정함으로써, 지점 C에서 얻을 수 있는 안테나 잡음과 정류기에서의 추가적인 잡음을 포함한 진폭 레벨 정보는 시간 인덱스 l 에서 아래와 같다.

$$\begin{aligned} i_{EH,l} &= c_2 \rho h^2 P A_l^2 + n_{EH,l} \\ n_{EH,l} &= 2c_2 \rho h \sqrt{P} A_l \{n_{ant,l} \cos(\phi_l + \theta) \\ &\quad + n_{ant,Q} \sin(\phi_l + \theta)\} \\ &\quad + c_2 \rho (n_{ant,l}^2 + n_{ant,Q,l}^2) + n_{rec,l} \end{aligned} \quad (14)$$

이 과정에서 정보와 에너지 손실을 최소화 할 수 있다. 진폭 정보를 기저대역 신호와 정류된 신호 모두로부터 얻는 동시에 위상 정보를 기저대역 신호로부터 얻을 수 있기 때문에 달성 가능한 전송률의 감소 없이 $1-\rho$ 의 전력 배분율을 최소화 할 수 있다. 지점 B에서 얻어진 직류 신호에서 신호 대 잡음 비(Signal-to-noise ratio)의 변화가 없기 때문에 $\delta \rightarrow 0$ 를 아주 작은 값으로 정할 수 있다. 따라서 배터리에 충전되는 에너지 용량 $Q_{EH} \approx \eta \rho h^2 P$ 을 최대화 할 수 있다. 제안된 수신기 구조의 전송률-에너지 영역에서의 안쪽 경계와 바깥쪽 경계는 논문 [14]에 자세한 내용이 있다.

3.2 검출 기법

3.2.1 이단(Two-stage) 검출 기법

제안하는 이단 검출 기법은 다음과 같다. 식 (14)의 정류된 신호 $i_{EH,l}$ 로부터 진폭 정보를 얻을 수 있다. 전력 관리 유닛으로 정류된 RF 전력의 레벨을 저전력 저복잡도로 모니터링 할 수 있다^[21]. 측정된 RF 전력 레벨과 송신기에서 보내는 변조 알파벳과의 유클리드 거리를 바탕으로 진폭 정보를 얻을 수 있다. 변조 알파벳 $X = \{x_m = A_m e^{j\phi_m} \mid m=1,2,...,M\}$ 라 할 때, circular M -ary QAM의 변조 성상도가 N_a 개의 진폭 레벨을 가지며 각각의 진폭 레벨이 M_k 개의 서로 다른 위상 점을 가진다. $M = \sum_{k=1}^{N_a} M_k$ 을 만족한다. 최적화의 복잡도를 고려하여 각각의 진폭 레벨이 같은 수의 위상 점을 가진다고 가정하면 ($M_1 = M_2 = \dots = M_{N_a} = M_\phi$) 변조 알파벳의 진폭 집합을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$A = \{A_k = A_m \mid m = M_\phi(k-1) + u, \quad (15) \\ k = 1, 2, \dots, N_a, u = 1, 2, \dots, M_\phi\}$$

검출한 RF 전력 레벨 $i_{EH,l}$ 로부터 유클리드 거리 기반 계산 수식은 다음과 같다.

$$\arg \min_{A_k \in A} |i_{EH,l} - c_2 \rho h^2 P A_k^2| \quad (16)$$

식 (16)로부터 변조 알파벳의 진폭 정보를 얻을 수 있다. 정류된 신호로부터 얻은 진폭 정보를 기반으로 기존의 정보 복호화 과정에서 얻을 수 있는 위상 정보를 통해 유클리드 거리를 바탕으로 최종 수신된 신호를 검출 할 수 있다. 식 (16)에서 얻은 진폭 정보를 \hat{A}_k 라 하고 변조 알파벳 중 \hat{A}_k 에 해당하는 위상 집합을 $\Phi = \{\hat{\phi}_u \mid u=1,2,...,M_\phi\}$ 라 할 때 유클리드 거리 기반 계산 수식은 다음과 같다.

$$\arg \min_{\hat{\phi}_u \in \Phi} |\hat{y}_{ID} - \sqrt{(1-\rho)P} h e^{j\theta} \hat{A}_k e^{j\hat{\phi}_u}| \quad (17)$$

식 (16)로부터 진폭 정보를 검출하고, 검출한 진폭 정보를 바탕으로 식 (17)을 통해 위상을 검출함으로써 이단 검출을 기반으로 송신기에서 보낸 변조 알파벳을 검출 할 수 있다. 이단 검출은 정류된 신호로부터 검출한 진폭 정보의 정확도가 중요하다. 식 (16)을 통해 검출한 진폭 정보의 오류가 발생하면 식 (17)에서 검출한 위상 정보의 오류가 생기기 때문에 오차 전파(Error propagation)가 발생한다. 수신된 전체 신호 중 에너지 하베스팅의 전력 배분율 ρ 가 작을수록 검출 과정에서 잡음에 민감해지기 때문에 성능 저하 현상이 발생한다. 이러한 단점을 보완하기 위해 다음 절에서 새로운 유클리드 거리 결합 검출 기법을 제안한다.

3.2.2 유클리드 거리 결합 검출 기법

제안하는 유클리드 거리 결합 검출 기법은 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭과 위상 정보를 기반으로 한 성상도에서의 유클리드 거리와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 추가적인 진폭 정보를 기반으로 한 새로운 성상도에서의 유클리드 거리를 선형 중첩(Superposition)하여 부호를 검출하는 기법이다. Circular M -ary QAM의 예시로 8-ary QAM($N_a = 2$,

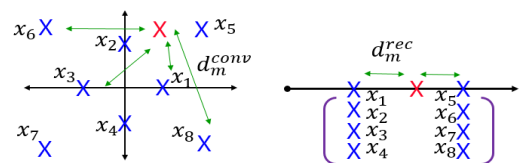


그림 4. 두 성상도에서의 유클리드 거리
Fig. 4. Euclidean distance of the two constellation

$M_k = 4$)으로 성상도를 묘사하면 다음과 같다. 그림 4는 8-ary QAM을 기준으로 정보 복호화 과정에서 얻을 수 있는 성상도와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 추가적인 성상도를 나타낸다. 그림 4.(a)는 기존의 정보 복호화 과정에서 송신기에서 전송한 8개의 부호들과의 유클리드 거리가 최소가 되는 변조 알파벳을 검출하는 과정이다. 그림 4.(b)에서 나타나듯이 송신기에서 전송한 8개의 부호들은 2 단계 레벨을 가지며, 정류된 신호와 2 단계 레벨의 유클리드 거리를 얻을 수 있다. 수신기에서 송신 전력 P , 채널 정보 h 와 θ , 전력 배분율 ρ , 정류기 상수 c_2 를 알고 있다고 가정하면, 정보 복호화 과정으로부터 얻을 수 있는 성상도와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 성상도를 송신기에서의 변조 알파벳의 성상도 영역으로 정규화(Normalized) 가능하다. 각각의 정규화된 성상도로부터 얻을 수 있는 유클리드 거리를 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$d_m^{xmv} = \left| \frac{\hat{y}_{ID}}{\sqrt{(1-\rho)P} h e^{j\theta}} - A_m e^{j\phi_m} \right| \quad (18)$$

$$d_m^{rec} = \left| \sqrt{\frac{i_{EH,l}}{c_2 \rho h^2 P}} - A_m \right| \quad (19)$$

식 (18), (19)로부터 얻어진 유클리드 거리를 바탕으로 유클리드 거리 결합 검출 기법은 다음의 수식과 같다. $w \in (0,1)$ 는 두 성상도로부터 얻을 수 있는 유클리드 거리의 선형 중첩 결합과정에서 중요도를 나타내는 무게 계수(Weighting factor)이다.

$$\arg \min_{m, w} |(1-w)d_m^{xmv} + w d_m^{rec}| \quad (16)$$

모의실험을 통해 최적화된 무게 계수를 찾았으며, 그 결과들은 전력 배분율 ρ , 신호 대 잡음 비 SNR, 안테나 잡음 $n_{ant}(t) \sim CN(0, \sigma_{ant}^2)$, 아날로그-디지털 변환기의 양자화 에러의 잡음 $n_{eff}(t) \sim CN(0, \sigma_{eff}^2)$, 정류기에서의 추가적인 잡음 $n_{rec}(t) \sim N(0, \sigma_{rec}^2)$ 의 영향을 받음을 확인하였다. 모의실험을 통해 찾은 최적화된 무게 계수를 모의실험 결과에서 분석한다.

IV. 모의실험 결과

본 장에서는 제안한 검출 기법들의 성능을 확인하기 위해 모의실험을 수행하였다. 부호 간격 $T=1$ 이라 가정하여 전력과 에너지가 동일하다고 가정하였다. 그림 5와 그림 6은 각각 수신기에서의 전력 분배율이 $\rho=0.3$, $\rho=0.7$ 일 때 신호 대 잡음비에 대한 부호 에러율 성능을 나타낸다. 신호 대 잡음비는 안테나 잡음에 대한 송신기에서의 전력 비율이다. 채널 상수 $h=1$, 잡음의 분산을 $\sigma_{ant}^2 = \sigma_{rec}^2 = \sigma_{eff}^2 = 1$ 이라 가정하였다. 통상적인 circular 16-ary QAM($N_a=4$, $M_k=4$)으로 변조 기법을 사용하였으며, 제안한 검출 기법들을 정류된 신호의 도움을 받지 않는 기존의 유클리드 거리 기반의 정보 복호화 기법의 성능과 비교하였다.

모의실험을 통해 최적화된 무게 계수는 그림 5와 같다. $\rho=0.3$ 일 때 최적화된 모의계수는 상대적으로 낮은 SNR 영역부터 전력 배분을 값보다 큰 경향을

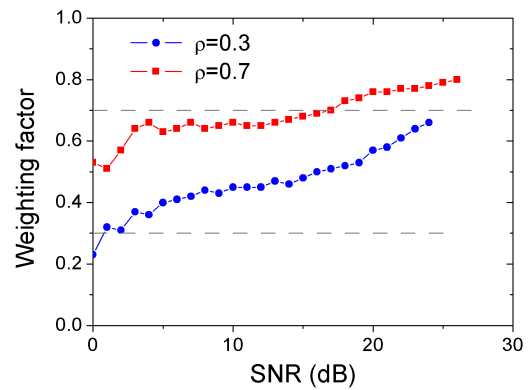


그림 5. 최적화된 무게 계수
Fig. 5. Optimized weighting factor

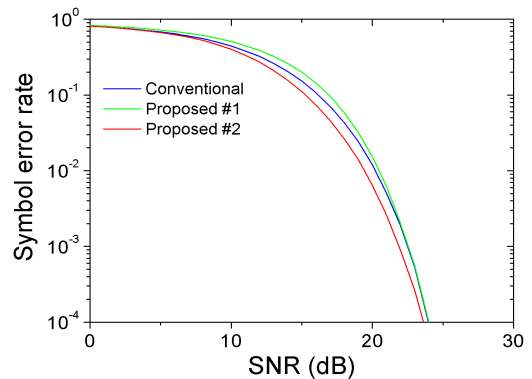


그림 6. 부호 에러율, $\rho=0.3$
Fig. 6. Symbol error rate, $\rho=0.3$

보이며 신호 대 잡음비가 커질수록 증가하는 경향을 확인할 수 있다. $\rho = 0.7$ 일 때는 전력 배분율 값과 비슷한 양상을 보이나 신호 대 잡음비가 커질수록 증가하는 경향을 확인할 수 있다. 전력 배분율에 따라 식 (14)의 정류된 신호로부터 얻은 진폭 정보의 정확도가 달라진다. 즉, 전력 배분율이 클수록 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보의 정확도 또한 커지게 되기 때문에, 전력 배분율이 커질수록 무게 계수가 전력 배분율 값과 비슷한 양상을 보이게 된다. 또한, 신호 대 잡음비가 커질수록 정류된 신호로부터 얻는 진폭 정보의 영향력이 커짐을 알 수 있다. 신호 대 잡음비에 따라 안테나 잡음, 아날로그-디지털 변환기의 양자화 잡음, 정류기에서의 추가적인 잡음의 영향에 의한 식 (18)에서의 \hat{y}_{ID} 와 식 (19)에서의 $i_{EH,l}$ 변화 민감도가 달라지기 때문이다.

그림 6과 그림 7은 최적화된 무게 계수를 기반으로 제한한 검출 기법들의 부호 에러율 성능을 나타낸다. 그림 6에서 전력 배분율이 0.3일 때 이단 검출 기법은 기존의 기법보다 높은 부호 에러율이 나타나며, 신호 대 잡음 비가 커질수록 기존의 기법과 성능이 비슷해지는 양상을 확인할 수 있다. 반면, 유클리드 거리 결합 검출 기법은 전체 신호 대 잡음 비의 영역에서 기존의 기법 보다 우수한 성능의 부호 에러율을 확인할 수 있다. 그림 7에서 전력 배분율이 0.7 일 때 이단 검출 기법과 유클리드 거리 결합 검출 기법 모두 기존의 기법 보다 우수한 성능을 보임을 확인할 수 있었으며, 신호 대 잡음 비가 커질수록 이단 검출 기법은 유클리드 거리 결합 검출 기법과 비슷해지는 양상을 확인할 수 있다. 이는 전력 배분율이 커질수록 식 (14)의 정류된 신호로부터 얻은 진폭 정보의 정확도가 높아지기 때문이다. 유클리드 거리 결합 검출 기법은 전력 배분

율이 커질수록 기존의 기법과 부호 에러율 성능 차이가 점점 커짐을 확인하였다. 정류된 신호의 도움을 받지 않는 기존의 정보 복호화 기법의 부호 에러율에 비해 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 추가적인 진폭 정보로 인해 제안된 기법들의 부호 에러율이 향상됨을 알 수 있다.

그림 8은 신호 대 잡음 비가 20 dB 일 때 부호 성공률-에너지 영역을 나타낸다. 부호 성공률은 (1-부호 에러율)로 정의된다. 송신기에서의 출력 전력이 고정되었을 때 수신기에서의 전력 배분율 ρ 에 따라 하베스트 에너지 용량을 얻을 수 있다. 에너지 변환 과정의 효율 $\eta = 0.6$ 이라 가정하였다. 하베스트 에너지 용량에 따라 기존의 정보 복호화 기법과 이단 검출 기법 사이의 부호 성공률-에너지 영역 성능 측면에서의 트레이드오프를 확인할 수 있다. 하베스트 에너지 용량이 $Q_{EH} < 25$ 일 때 이단 검출 기법의 부호 성공률은 기존의 기법보다 낮은 성공률을 보이지만, 에너지 용량이 커질수록 두 기법의 차이는 점점 줄어들며 $Q_{EH} > 25$ 일 때 기존의 기법보다 우수한 성능을 보인다. 그림 7의 결과에서처럼 하베스트 에너지 용량이 점점 커질수록 유클리드 거리 결합 검출 기법과 비슷한 성능을 보인다. 유클리드 거리 결합 검출 기법은 모든 영역에 대해서 기존의 기법보다 우수한 성능을 나타냄을 확인하였다. 에너지 용량이 $Q_{EH} = 55$ 일 때 기존의 기법은 0.7의 성공률을 달성하는 반면, 유클리드 거리결합 검출 기법은 0.9의 성공률을 달성하였다. 하베스트 에너지 용량이 커질수록 제안한 검출 기법과 기존의 기법과의 성능 차이는 더욱 커짐을 알 수 있다.

그림 9는 목표 부호 에러율에 대한 달성 가능한 전

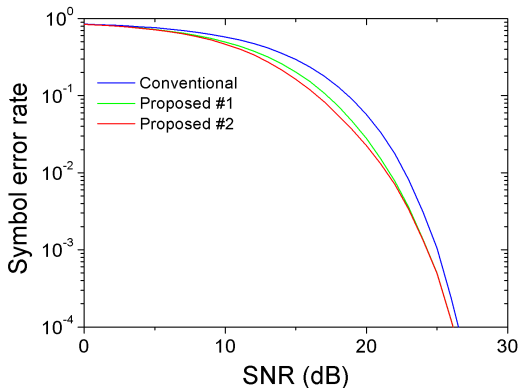


그림 7. 부호 에러율, $\rho = 0.7$
Fig. 7. Symbol error rate, $\rho = 0.7$

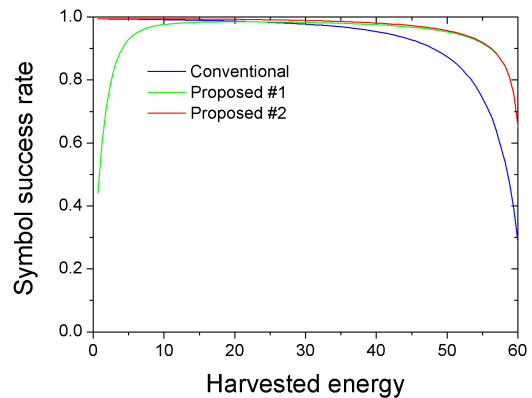


그림 8. 부호 성공률-에너지 영역, SNR=20 dB
Fig. 8. SSR-energy region, SNR=20 dB

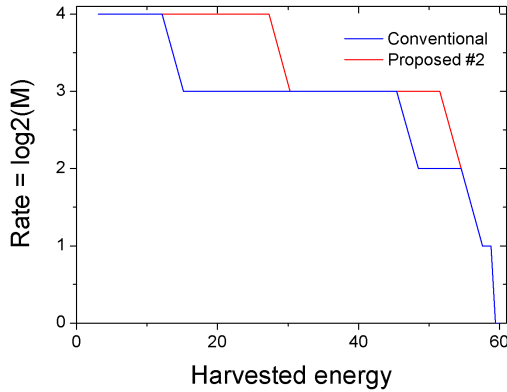


그림 9. 달성 가능한 전송률-에너지 영역
Fig. 9. Achievable rate-energy region

송률-에너지 영역을 나타낸다. 달성 가능한 전송률은 수신기에서 M -ary 변조를 사용하고 수신기에서 복조를 진행했을 때 수신기에서 목표 부호 에러율을 만족하며 달성 가능한 최대 변조 차수(Modulation order, M)로 정의 된다($\text{Rate} = \log_2 M$). 신호 대 잡음 비는 20 dB 이며, 목표 부호 에러율 $P_{\text{error}} = 0.01$ 이다. Circular M -ary QAM으로 변조를 진행하였다. 하베스트 에너지 용량이 $15 < Q_{EH} < 25$ 영역에서 기존의 정보 복호화 기법으로 달성 가능한 전송률은 3이지만, 제안한 유클리드 거리 결합 검출 기법으로는 달성 가능한 전송률이 4로 더 우수한 전송률 성능을 보임을 확인하였다. 에너지 용량이 $48 < Q_{EH} < 51$ 영역에서는 기존의 기법으로 달성 가능한 전송률이 2인 반면, 제안한 검출 기법으로 3을 달성함을 확인하였다. 그림 8의 결과에서 하베스트 에너지 용량이 커질수록 제안한 검출 기법이 기존의 기법보다 더 우수한 부호 성공률을 보였지만, 그림 9의 $51 < Q_{EH}$ 영역 결과에서 달성 가능한 전송률이 기존의 기법과 동일한 이유를 설명하면 다음과 같다. $51 < Q_{EH}$ 영역에서 제안한 기법이 정류된 신호로부터 정확한 진폭 정보의 도움을 받을 수 있지만, Q_{EH} 가 매우 큰 경우 기존의 정보 복호화 과정에서 성상도 상에서의 위상 정보는 양자화 에러와 추가적인 잡음 $n_{\text{eff}}(t) \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\text{eff}}^2)$ 에 더 민감해지는 반면 정류된 신호로부터 위상 정보에 대한 도움을 받을 수 없으므로 위상 정보 검출에 대한 부호 에러율이 발생하기 때문이다. 이는 그림 8의 $51 < Q_{EH}$ 영역 결과에서 제안한 검출 기법의 부호 성공률이 급격히 하락하는 것과 같은 맥락이다.

V. 결 론

본 논문에서는 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템에서 전송률-에너지 영역 관점에서의 근본적인 트레이드오프를 최소화하기 위해 제안된 새로운 수신기 구조를 기반으로 복잡도가 낮은 새로운 검출 기법들을 제안하였다. 실제 실용 가능한 circular M -QAM 입력 기반으로 제안하는 수신기 구조에서 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 활용하여 수신기에서 검출 가능한 기법을 제시하였다. 첫 번째로 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 진폭 정보를 통해 유클리드 거리를 기반으로 부호의 진폭을 먼저 검출한 후 기존의 정보 복호화 과정에서 얻을 수 있는 위상 정보를 통해 유클리드 거리를 기반으로 부호를 검출하는 이단 검출 기법을 제안하였다. 두 번째로 기존의 정보 복호화 과정을 통해 얻을 수 있는 진폭과 위상 정보를 기반으로 한 유클리드 거리와 정류된 신호로부터 얻을 수 있는 추가적인 진폭 정보를 기반으로 한 유클리드 거리 결합 검출 기법을 제안하였다. 모의실험 결과를 통해 제안한 검출 기법이 기존의 정보 복호화 기법보다 부호 에러율과 부호 성공률-에너지 영역, 달성 가능한 전송률-에너지 영역 측면에서 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 본 논문에서 제안하는 기법은 복잡성의 문제를 가지고 있는 최대-우도 검출 기법의 대안으로 실제 실용 가능한 동시 무선 정보 및 전력 전송 시스템에 활용 가능하다.

References

- [1] V. Sharma, U. Mukherji, V. Joseph, and S. Gupta, "Optimal energy management policies for energy harvesting sensor nodes," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 9, no. 4, pp. 1326-1336, Apr. 2010.
- [2] J. Yang and S. Ulukus, "Optimal packet scheduling in an energy harvesting communication system," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 1, pp. 220-230, Jan. 2012.
- [3] D. K. Shin, J. Kang, Y. Kim and W. Choi, "New receiver architecture for simultaneously wireless information and power transfer," in *Proc. KICS Summer General Conference 2016*, pp. 261-262, Jeju Island Korea, June 2016.

- [4] B. Hong and W. Choi, "Distributed MIMO systems based on quantize-map-and-forward relaying," *The Journal of Korean Institute of Communications and Information Society*, vol. 39A, no. 7, pp. 404-412, July 2014.
- [5] S. H. Chae, S. I. Paek, B. Hong, and W. Choi, "An overview of the compressive sensing based multiple access techniques," in *Proc. KICS Summer General Conference 2015*, pp. 9-10, Jeju Island Korea, June 2015.
- [6] X. Lu, P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han, "Wireless networks with RF energy harvesting: A contemporary survey," *IEEE Commun. Surv. & Tuts.*, vol. 17, no. 2, pp. 757-789, Second quarter 2015.
- [7] S. Bi, C. K. Ho, and R. Zhang, "Wireless powered communication: Opportunities and challenges," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 53, no. 4, pp. 117-125, Apr. 2015.
- [8] L. R. Varshney, "Transporting information and energy simultaneously," in *Proc. IEEE ISIT*, pp. 1612-1616, Toronto, Canada, Jul. 2008.
- [9] P. Grover and A. Sahai, "Shannon meets Tesla: wireless information and power transfer," in *Proc. IEEE ISIT*, pp. 2263-2367, Austin, Texas, USA, Jun. 2010.
- [10] R. Zhang and C. K. Ho, "MIMO broadcasting for simultaneous wireless information and power transfer," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 12, no. 5, pp. 1989-2001, May 2013.
- [11] L. Liu, R. Zhang, and K.-C. Chua, "Wireless information transfer with opportunistic energy harvesting," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 12, no. 1, pp. 288-300, Jan. 2013.
- [12] L. Liu, R. Zhang, and K.-C. Chua, "Wireless information and power transfer: A dynamic power splitting approach," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 9, pp. 3990-4001, Sept. 2013.
- [13] X. Zhou, R. Zhang, and C. K. Ho, "Wireless information and power transfer: architecture design and rate-energy tradeoff," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 61, no. 11, pp. 4754-4767, Nov. 2013.
- [14] Y.-B. Kim, D. K. Shin, and W. Choi, "Rate-energy in wireless information and power transfer: New receiver architecture and modulation," submitted to *IEEE Trans. Sign. Process.*
- [15] I.-M. Kim and D. I. Kim, "Wireless information and power transfer: rate-energy tradeoff for equi-probable arbitrary-shaped discrete inputs," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 6, pp. 4393-4407, Jun. 2016.
- [16] C.-H. Chang, R. Y. Chang, and F.-T. Chien, "Energy-assisted information detection for simultaneous wireless information and power transfer: Performance analysis and case studies," *IEEE Trans. Sign. and Inf. Pro. over Net.*, vol. 2, no. 2, pp. 149-159, Jun. 2016.
- [17] K. Abdullah, S. S. Mahmoud, and Z. M. Hussain, "Performance analysis of an optimal circular 16-QAM for wavelet based OFDM systems," *Int. J. Commun., Netw. Syst. Sci.*, vol. 2, pp. 836-844, 2009.
- [18] T. Cover and J. Thomas, *Elements of Information Theory*, Wiley, 1991.
- [19] T. Paing, J. Shin, R. Zane, and Z. Popovic, "Resistor emulation approach to low-power RF energy harvesting," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1494-1501, May 2008.
- [20] J. A. G. Akkermans, M. C. V. Beurden, G. J. N. Doodeman, and H. J. Visser, "Analytical models for low-power rectenna design," *IEEE Ant. Wirel. Propag. Lett.*, vol. 4, no. 1, pp. 187-190, Jun. 2005.
- [21] Z. Popovic, "Cut the cord: Low-power far-field wireless powering for wireless sensors," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 14, no. 2, pp. 55-62, Mar. 2013.

강 진 호 (Jinho Kang)



2013년 : KAIST 기계공학전공
학사

2015년 : KAIST 기계공학전공
석사

2015년~현재 : KAIST 전기 및
전자공학부 박사과정

<관심분야> 무선통신 시스템, 통신 신호처리

신 대 규 (Dae Kyu Shin)



2009년 : KAIST 전자공학과
학사

2011년 : KAIST 전기 및 전자
공학부 석사

2016년 : KAIST 전기 및 전자
공학부 박사

2016년 : 삼성전자 네트워크사
업부

<관심분야> 통신공학

김 영 빈 (Young-bin Kim)



2008년 : KAIST 전자공학과
학사

2010년 : KAIST 전기 및 전자
공학과 석사

2017년 : KAIST 전기 및 전자
공학부 박사

<관심분야> 간섭제어, 무선전력전송

최 완 (Wan Choi)



1996년 : 서울대학교 전자공학
학사

1998년 : 서울대학교 전자공학
석사

1998년~2003년 : KTF 과장

2006년 : Univ. of Texas at
Austin 전자공학 박사

2007년~2011년 : KAIST 전기 및 전자공학부 조교수

2011년~현재 : KAIST 전기 및 전자공학부 부교수

<관심분야> 무선통신 시스템, 통신 신호처리, 통신
및 정보이론