

2경로 연속 중계 프로토콜을 위한 다중 처프 기반의 중계기 간 간섭 완화 기술

김 광 열*, 신 요 안^o

A Multiple Chirp Based Inter-Relay Interference Mitigation Technique for Two-Path Successive Relaying Protocol

Kwang-Yul Kim*, Yoan Shin^o

요 약

2경로 연속 중계 (Two-Path Successive Relaying; TPSR) 프로토콜은 두 개의 중계기가 교차적으로 데이터를 전송하기 때문에 중계기 간 간섭 (Inter-Relay Interference; IRI)이 발생되어 대역 효율성이 제한받는다. 이에 본 논문은 TPSR 프로토콜을 위한 다중 처프 기반의 IRI 완화 기술을 제안한다. 제안된 방식은 먼저 하나의 중계기에 최적의 상호상관계수를 갖는 분할 대역폭을 할당하고, 또 다른 중계기에는 중계기 신호 간 상호상관계수를 고려한 분할 대역폭을 할당한다. 상호상관계수는 두 신호 간 유사성을 수치화 한 것이기 때문에 주어진 동일한 대역폭 내에서 직교성을 갖는 분할 대역폭을 각각의 중계기에 할당하면 IRI 영향을 완화시킬 수 있다. 모의실험 결과, 제안된 기법은 낮은 신호대간섭비 간섭 환경에서도 IRI를 직접적으로 완화시킴으로써 비트오율 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다.

Key Words : two-path successive relaying, inter-relay interference, chirp spread spectrum, cross-correlation coefficient, separating bandwidth

ABSTRACT

Since two-path successive relaying (TPSR) protocol is continuously relaying data, spectral efficiency may be limited due to inter-relay interference (IRI). In this paper, we propose a multiple linear chirp-based IRI mitigation technique for the TPSR protocol. In the proposed scheme, a separating bandwidth with the optimal cross-correlation coefficient (CCC) is allocated to one relay, and another separating bandwidth considering the CCC between the relays is allocated to another relay. Since the CCC is a numerical value of the similarity between two relays, it is possible to mitigate the IRI effect within the given same bandwidth by assigning orthogonal separating bandwidth to each relay. Simulation results show that the proposed method can improve the bit error rate by mitigating the IRI even in low signal-to-interference ratio environments.

※ 이 논문은 정부 (과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원 (2016R1A2B2014497) 및 2017년도 정부 (과학기술정보통신부)의 재원으로 정보통신기술진흥센터의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2017-0-00724, 셀룰러 기반 산업 자동화 시스템 구축을 위한 5G 성능 한계 극복 저지연, 고신뢰, 초연결 통합 핵심기술 개발).

♦ First Author : (ORCID: 0000-0003-1728-3230)School of Electronic Engineering, Soongsil University, kky1117@ssu.ac.kr, 정희원

o Corresponding Author : (ORCID: 0000-0002-4722-6387)School of Electronic Engineering, Soongsil University, yashin@ssu.ac.kr, 종신회원

논문번호 : 201811-362-A-RN, Received November 13, 2018; Revised November 29, 2018; Accepted December 3, 2018

I. 서 론

차세대 이동통신 시스템의 핵심은 초연결을 위한 저지연, 고신뢰 통신을 보장하는 것으로써 송신단과 수신단 사이에 협력 중계기 (Cooperative Relay)를 설치하여 대역 효율성을 높이기 위한 연구가 지금까지 다양하게 진행되고 있다^[1]. 특히 협력 중계기를 이용하는 데 있어 중요한 기술은 중계기 간 간섭 (Inter-Relay Interference; IRI)을 완화시키는 것으로, IRI 문제를 해결하기 위해 매 순간마다 채널 상태가 최적인 하나의 중계기를 기회적으로 선택하여 중계하는 기회적 중계기 선택 (Opportunistic Relay Selection; ORS) 프로토콜이 제안되었다^[2]. 그러나 ORS 프로토콜은 분리된 전송 시간으로 인해 대역 효율성이 제한받는 문제가 발생할 수 있기 때문에 대역 효율성을 높이기 위한 방법으로 2경로 연속 중계 (Two-Path Successive Relaying; TPSR) 프로토콜이 제안되었다^[3]. TPSR 프로토콜은 하나의 중계기가 송신단으로부터 데이터를 수신하는 동안 또 다른 중계기는 자신이 전송해야 하는 수신단으로 데이터를 중계하는 방식으로, 두 개의 중계기가 교차적으로 데이터를 수신하고 전송하기 때문에 대역 효율성을 높일 수 있는 기술이다. 그러나 TPSR 프로토콜은 중계기 간 연속적인 중계로 대역 효율성은 높일 수 있으나 IRI 문제를 발생시킬 수 있다는 단점이 있다^[4]. 이를 위해 그 동안의 진행된 연구로써 인지 무선 (Cognitive Radio) 기술을 이용하여 채널 상태가 상대적으로 좋은 중계기에 우선권을 부여하고, 우선권이 부여된 중계기에는 자신이 중계할 수 있는 최대 전력을 할당하는 기법을 제안하였다^[5]. 이 기법은 채널 상태에 따라 기회적으로 우선권을 부여하는 방식으로, 우선권이 없는 기법보다 대역 효율성이 뛰어난 것을 확인할 수 있었다. 그러나 이 연구를 통해 TPSR 프로토콜이 대역 효율성을 향상시킬 수 있음은 확인하였으나, 전송 성능은 분석되지 못했다.

한편, 대역 확산 (Spread Spectrum) 기법은 최초로 아군 통신 신호의 생존성을 향상시키기 위해 개발되었으며, 동일한 대역폭을 다수의 사용자가 공유할 수 있고 다중 경로 페이딩에 강인한 특성이 있어 CDMA (Code Division Multiple Access)의 핵심 기술로 활용되었다. 대역 확산 기법 중 처프 대역 확산 (Chirp Spread Spectrum; CSS) 시스템은 시간에 따라 순간 주파수가 변하는 처프 신호를 이용하여 데이터 신호를 더 넓은 주파수 대역으로 확산시키는 기술로서 저 전력, 높은 시간 분해능, 다중 경로 감쇠와 도플러에

강인한 특성을 지니고 있다^[6]. 이로 인해 CSS 시스템은 1940년대부터 군용 레이더 기술로 사용되었고, 2007년에는 IEEE 802.15.4a 표준에서 무선측위를 위한 물리계층 기술로 채택된 바 있으며, 최근에는 IoT (Internet of Things) 기술로 각광을 받고 있는 LPWAN (Low-Power Wide-Area Network) 중 하나인 LoRa (Long Range)의 물리계층 기술로 사용되고 있다^[7-9]. CSS 전송 방식은 처프 신호를 이용하는 방식에 따라 DM (Direct Modulation) 방식과 BOK (Binary Orthogonal Keying) 방식으로 구분된다^[10]. DM 방식은 처프 신호가 DS/SS (Direct Sequence Spread Spectrum) 방식의 확산 코드처럼 사용되는 방식으로 변조 신호를 생성하는 부분과 처프 신호를 생성하는 부분이 독립적으로 동작한다. 반면, BOK 방식은 전송하고자 하는 이진 데이터에 따라 직교 특성이 있는 두 개의 단일 선형 처프 (Single Linear Chirp; SLC)를 전송하는 방식으로, 순간 주파수가 높아지는 상향 처프 (Up-Chirp)와 순간 주파수가 낮아지는 하향 처프 (Down-Chirp)를 주로 이용한다. 그러나 SLC는 완벽하게 직교하지 않기 때문에 처프 간 상호상관계수 (Cross-Correlation Coefficient; CCC)를 고려해야 한다. 이를 위한 기존의 연구로 단일 사용자에게 최적의 전송 성능을 보장할 수 있는 다중 선형 처프 (Multiple Linear Chirp; MLC)의 처프율을 수식적으로 도출했으며, 다중 사용자 신호 간 CCC를 고려함으로써 다중 접속 간섭 (Multiple Access Interference) 문제를 완화시키는 기법을 제안하였다^[11,12]. 그리고 시간, 주파수, 전력, 직교성 관점에서 TPSR 프로토콜의 IRI 영향을 모의실험을 통해 측정하였다^[13]. 그러나 처프의 분할 대역폭과 IRI의 상관관계를 수식적인 관점에서 분석하지는 못했다.

따라서 본 논문은 TPSR 프로토콜을 위한 다중 처프 기반 간섭 완화 기술을 제안하고, IRI의 영향을 수식적으로 분석한다. 제안된 기법은 TPSR 프로토콜에서 발생하는 IRI 문제를 해결하기 위해 분할 대역폭에 따라 CCC를 조절할 수 있는 MLC를 고려한다. 그리고 본 논문에서는 단일 중계기 신호 간 CCC (Single Relay CCC; SR-CCC)와 중계기 신호 간 CCC (Inter-Relay CCC; IR-CCC) 개념을 이용하여 분할 대역폭에 따른 IRI의 영향을 수식적으로 분석한다. 그리고 SR-CCC와 IR-CCC가 전송 성능에 미치는 영향을 물리적인 설명과 함께 이론적인 비트오율 (Bit Error Rate; BER) 성능을 수식으로 표현하고, 모의실험을 통해 이론적인 BER 성능을 검증한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 CSS 기

반의 TRSR 프로토콜과 BOK-CSS 모델을 설명하고, 3장에서는 분할 대역폭과 IRI의 상관관계를 수식적으로 도출한다. 그리고 4장에서는 다양한 분할 대역폭에 따른 BER 성능을 모의실험을 통해 분석하고, 5장에서는 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

본 논문의 전송 프로토콜은 TPSR 방식이며, 모델은 BOK-CSS 시스템으로 구성된다. 이에 따라 TPSR 프로토콜과 BOK-CSS 시스템을 설명하며, 해결해야 하는 문제를 정의한다.

2.1 TPSR 프로토콜

그림 1은 본 논문에서 고려하는 TPSR 프로토콜을 도시한 것으로, 한 개의 소스 노드, 두 개의 AF (Amplify and Forward) 중계기, 두 개의 목적 노드로 구성된다⁵⁾. 스케줄링 과정을 통해 중계기와 목적 노드는 사전에 중계 쌍 (Relaying Pair)으로 결정되고, 소스 노드는 중계기에 데이터를 순차적으로 전송한다. 소스 노드와 각 목적 노드 사이에는 직접적인 채널이 없다고 가정하며, 서로 다른 중계 쌍 간의 채널도 없다고 가정한다. 그림에서 h_k ($k \in \{1, 2\}$)는 소스 노드와 k 번째 중계기 간 채널 이득, g_k 는 중계기와 목적 노드 간 채널 이득, 그리고 I 는 IRI의 채널 이득을 의미한다. 본 논문에서는 간섭의 영향만을 분석하기 위해 페이딩 채널은 고려하지 않으며, 중계기와 목적 노드의 수신기에서 AWGN (Additive White Gaussian Noise) 채널만을 고려한다. 이 때 중계기 1이 소스 노드로부터 데이터를 수신함과 동시에 중계기 j 에서 전송한 신호가 더해진다면 이 문제는 동일 채널 간섭 (Co-Channel Interference) 문제와 동일하게 볼 수 있으며, 상관 시간 내에 두 개의 Antipodal 신호가 동일한 시간에 수신된다고 가정했을 때 각 중계기에서의 BER 성능은 다음과 같이 표현된다¹⁴⁾.

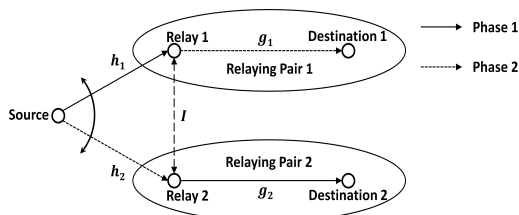


그림 1. 일반적인 TPSR 프로토콜[5]
Fig. 1. Conventional TPSR protocol[5]

$$P_{IRI} = \frac{1}{2} [Q\{(1+\alpha)\sqrt{\gamma}\} + Q\{(1-\alpha)\sqrt{\gamma}\}] \quad (1)$$

여기서 $Q(x) \triangleq 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이며, $\gamma = S/N$ 는 신호 대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio; SNR)로 S 는 수신 신호의 평균 전력, N 은 잡음의 평균 전력, $\alpha = 1/\sqrt{S/I}$ 는 간섭의 크기로 $S/I = 1/\alpha^2$ 은 신호 대 중계기 간섭비 (Signal-to-IRI Ratio; SIR), I 은 중계기 간 평균 간섭 전력이다. 여기서 SNR $\gamma = (2E_b/N_0) \cdot (B/R_b)$ 로 E_b 는 비트 에너지, N_0 는 잡음 전력 스펙트럼 밀도, ρ 는 SR-CCC, B/R_b 는 처리 이득 (Processing Gain) G_p 으로 B 는 전송 (또는 확산) 대역폭, R_b 는 비트율이다. 이 때 BER 성능을 높일 수 있는 방법은 SNR을 높이기 위해 처리 이득을 높이거나 중계기 간 평균 간섭 전력을 낮추는 것이다. 이에, 본 논문에서는 IRI 영향을 줄이기 위한 근본적인 방법으로 간섭의 크기 α 를 줄일 수 있는 MLC 조합을 제안한다.

2.2 BOK-CSS 모델

2.2.1 SLC 신호 모델

그림 2는 일반적인 BOK-CSS 모델을 도시한 것이다. 그림에서 $c_1(t)$ 과 $c_0(t)$ 는 직교 특성을 지닌 서로 다른 SLC이며, SLC의 기저대역 신호 모델은 다음 식과 같이 표현된다¹⁰⁾.

$$c_i(t) = \exp[j(2\pi f_0 t - (-1)^i \pi \mu t^2)] \quad (2)$$

여기서 $|t| \leq T_c/2$, T_c 는 처프 신호의 스위핑 (Sweeping) 시간 구간, f_0 는 처프 신호의 시작 주파수, $\mu = B/T_c$ 는 처프율로 처프 신호의 순간 주파수 변화량 [Hz/sec], B 는 처프 신호의 확산 대역폭이다. 따라서 처프 신호의 송신 신호 $s(t)$ 는 전송 비트 $i \in \{0, 1\}$ 에 따라 비트 $i=1$ 이면 $c_1(t)$, 비트 $i=0$ 이면 $c_0(t)$ 로 전송한다. $n(t)$ 는 평균 0인 AWGN이며, $y(t)$ 은 수신 신호

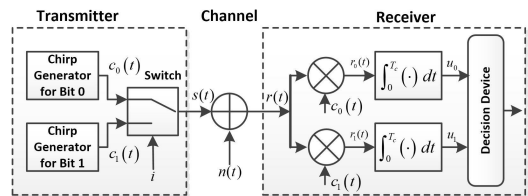


그림 2. 일반적인 BOK-CSS 모델[10]
Fig. 2. Conventional BOK-CSS modem[10]

이다. 따라서 일반적인 BOK-CSS 모델의 BER 성능은 다음 식과 같이 표현된다^[11].

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E_s(1-\rho_{SR}^{SLC})}{N_0}}\right) \quad (3)$$

여기서 ρ_{SR}^{SLC} 는 SR-CCC로 다음 식과 같이 정의된다.

$$\rho_{SR}^{SLC} \triangleq \frac{1}{E_s} \int_0^{T_c} c_1(t)^* c_0(t) dt \quad (4)$$

여기서 E_s 는 처프 신호의 에너지, “*”는 Complex Conjugate이다. 식 (3)과 (4)를 통해 SR-CCC에 의해 BOK-CSS 모델의 BER 성능이 영향을 받는 것을 볼 수 있다. 다음 식은 통과대역에서 $T_c B$ 에 따른 SLC의 이론적인 SR-CCC를 표현한 것이다^[11].

$$\rho_{SR}^{SLC} = \text{Re}\left[\frac{1}{\sqrt{T_c B}} \cdot \{C(\sqrt{T_c B}) - jS(\sqrt{T_c B})\}\right] \quad (5)$$

여기서 $C(x) \triangleq \int_0^x \cos(\pi v^2/2) dv$ 와 $S(x) \triangleq \int_0^x \sin(\pi v^2/2) dv$ 은 각각 프레넬 (Fresnel) 코사인 적분과 사인 적분^[10]을 의미하며, $\text{Re}[\cdot]$ 은 복소수의 실수부를 의미한다. 그러나 SLC는 확산 대역폭 B 을 넓혀도 직교가 되지 않기 때문에 BER 성능에 한계가 발생된다^[15]. 이에 따라 분할 대역폭을 통해 SR-CCC를 조절할 수 있는 MLC가 제안되었다^[12].

2.2.2 MLC 신호 모델

MLC는 균등하게 분할된 처프 시간 동안 서로 다른 처프율로 전송하는 기법으로 주어진 대역폭 내에서 BER 성능을 향상시킬 수 있는 방식이다. 그림 3은 이해를 돕기 위해 SLC와 MLC의 시간-주파수 관계를 도식한 것이며, 다음 식은 일반적인 MLC의 기저대역 신호 모델을 표현한 것이다^[12].

$$\begin{aligned} c_f(t_1) &= \exp\left[j(2\pi f_0 t_1 + \pi \mu_{f_1} t_1^2)\right] \\ c_b(t_2) &= \exp\left[j(2\pi(f_0 + B_f)t_2 + \pi \mu_{b_1} t_2^2)\right] \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $0 \leq t_1 \leq T_c/2$ 와 $T_c/2 \leq t_2 \leq T_c$ 은 각각 Front 처프와 Back 처프의 지속 시간, B_f 는 각 Front 처프에 할당된 대역폭, $\mu_{f_1} = B_f/(T_c/2)$ 와 $\mu_{b_1} = (B - B_f)/(T_c/2)$ 는 각각 Front와 Back 처프율을 의미한다. 한편 $\mu_\Delta = |\mu_{f_1} - \mu_{f_0}| = 2B_\Delta/T_c$ 는 처프율 간격, B_Δ 은 분할

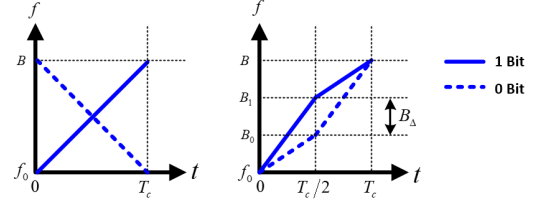


그림 3. SLC (좌)와 MLC (우)의 시간-주파수 관계[12]
Fig. 3. Time-frequency relationship for SLC and MLC[12]

대역폭이다. 다음 식은 Front 처프의 SR-CCC ρ_{m_f} 를 표현한 것이다.

$$\rho_{m_f} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} \exp[j\pi \mu_\Delta t^2] dt \quad (7)$$

여기서 변수 $v = \sqrt{2\mu_\Delta} t$ 로 치환하고, 오일러 공식과 프레넬 적분을 이용하면 다음 식과 같이 표현된다.

$$\rho_{m_f}^b = \frac{1}{2\sqrt{T_c B_\Delta}} \cdot \{C(\sqrt{T_c B_\Delta}) + jS(\sqrt{T_c B_\Delta})\} \quad (8)$$

다음으로 Back 처프의 SR-CCC ρ_{m_b} 를 표현하면 다음 식과 같다.

$$\rho_{m_b} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} \exp[j\pi(\mu_\Delta t^2 + 2B_\Delta t)] dt \quad (9)$$

그리고 변수 $v = 2(\sqrt{\mu_\Delta} t + B_\Delta/\sqrt{\mu_\Delta})$ 로 치환하기 위해 식 (9)를 다음 식과 같이 변형시킬 수 있다.

$$\rho_{m_b} = \frac{1}{T_c} \exp\left[-j\pi \frac{B_\Delta^2}{\mu_\Delta}\right] \int_0^{T_c/2} \exp\left[j\pi \left(\sqrt{\mu_\Delta} t + \frac{B_\Delta}{\sqrt{\mu_\Delta}}\right)^2\right] dt \quad (10)$$

최종적으로 오일러 공식과 프레넬 적분을 이용하여 정리하면 다음 식과 같이 표현된다.

$$\rho_{m_b}^b = \frac{1}{2\sqrt{T_c B_\Delta}} \cdot \exp\left[-j\pi \frac{T_c B_\Delta}{2}\right] \cdot \{C(\sqrt{T_c B_\Delta}) + jS(\sqrt{T_c B_\Delta})\} \quad (11)$$

따라서 통과대역에서 MLC의 SR-CCC는 다음 식과 같다.

$$\rho_{SR}^{MLC} = \text{Re} [\rho_{m_f}^b + \rho_{m_b}^b] \quad (12)$$

이 때 SR-CCC만을 고려할 경우에는 동일한 MLC 신호를 이용하기 때문에 IRI의 영향이 줄어들지 않게 된다. 따라서 본 논문에서는 IRI의 영향을 완화시키기 위해 IR-CCC 기반의 다중 분할 대역폭 할당 방법을 제안한다.

III. 분할 대역폭과 IRI의 상관관계 분석

3.1 분할 대역폭에 따른 IR-CCC 분석

그림 4는 각각의 중계기에 할당되는 분할 대역폭을 도시한 것이다. 그림에서 실선은 비트 $i=1$ 일 때를 의미하며, 점선은 비트 $i=0$ 일 때를 의미한다. 그리고 중계기 1은 분할 대역폭 B_{Δ} 을 이용하며, 중계기 2는 다중 분할 대역폭 M_{Δ} 만큼 떨어진 분할 대역폭을 이용한다. 다음 식은 중계기 1과 중계기 2에서 전송하는 MLC의 통과대역 신호 모델을 표현한 것이다.

$$\begin{aligned} c_{f_{ik}}(t_1) &= A \cos(2\pi f_0 t_1 + \pi \mu_{f_{ik}} t_1^2) \\ c_{b_{ik}}(t_2) &= A \cos(2\pi(f_0 + B_{f_{ik}})t_2 + \pi \mu_{b_{ik}} t_2^2) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $A = \sqrt{E_s/T_c}$, $B_{f_{ik}}$ 는 k 번째 중계기의 비트 i 에 따라 할당된 대역폭을 의미하며, $\mu_{f_{ik}}$ 와 $\mu_{b_{ik}}$ 는 각각 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\mu_{f_{ik}} = \frac{B_{f_{ik}}}{T_c/2} \quad (14)$$

$$\mu_{b_{ik}} = \frac{B - B_{f_{ik}}}{T_c/2} \quad (15)$$

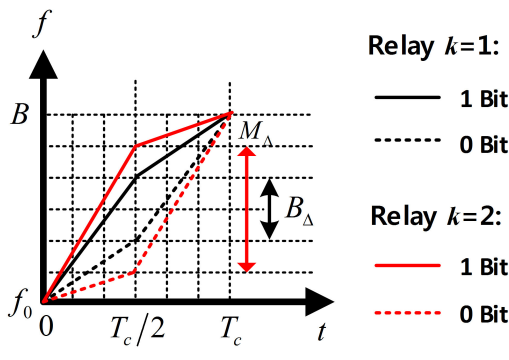


그림 4. 각 중계기에 할당되는 분할 대역폭
Fig. 4. Separating bandwidth for each relay

여기서 $B_{f_{ik}} = B/2 + (-1)^i \{B_{\Delta}/2 + (k-1)M_{\Delta}/2\}$ 로 표현되며, $B_{\Delta} = |B_{f_{11}} - B_{f_{01}}|$ 로서 $B_{f_{11}}$ 은 중계기 1이 비트 $i=1$ 을 보내기 위한 분할 대역폭, $B_{f_{01}}$ 은 중계기 1이 비트 $i=0$ 을 보내기 위한 분할 대역폭이다. 이 때 중계기 1이 비트 $i=1$ 을 전송할 때 발생하는 IRI는 중계기 2가 비트 $i=1$ 을 전송할 때와 비트 $i=0$ 을 전송할 때로 구분할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 중계기 1과 중계기 2가 동일한 비트를 전송할 때와 상이한 비트를 전송할 때로 구분하여 IR-CCC를 분석한다.

3.1.1 동일한 비트를 전송할 때의 IR-CCC

두 개의 중계기가 동일하게 비트 $i=1$ 을 전송할 때 Front 처프의 IR-CCC는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_f^+ &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} c_{f_{11}}(t) c_{f_{12}}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} \frac{E_s}{T_c} \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu_{f_{11}} t^2) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu_{f_{12}} t^2) dt \end{aligned} \quad (16)$$

여기서 위 첨자 “+”는 동일한 비트를 전송한 것을 의미한다. 이 때, $\cos(a)\cos(b) = 1/2[\cos(a-b) + \cos(a+b)]$ 관계를 이용하고, $f_0 \gg 1/T_c$ 일 때 f_0 가 포함된 적분 구간을 무시할 수 있다는 조건을 이용하면 식 (16)은 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$\rho_f^+ = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} \cos(\pi \mu_{\Delta}^+ t^2) dt \quad (17)$$

여기서 $\mu_{\Delta}^+ = |B_{f_{11}} - M_{\Delta}^+|/(T_c/2)$ 는 동일한 비트를 전송할 때 중계기 1과 2의 분할 대역폭 차이에 따른 처프율 차이, $M_{\Delta}^+ = \{B/2, B/2 + D_{\Delta}, B/2 + 2D_{\Delta}, \dots, B\}$ 는 동일한 비트를 전송할 때 중계기 2에서 선택할 수 있는 다중 분할 대역폭 집합으로서 IR-CCC를 얻기 위한 대역폭 분할 간격 D_{Δ} 에 따라 분할 대역폭과 개수가 결정된다.

다음으로 동일한 비트를 전송할 때의 Back 처프의 IR-CCC는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_b^+ &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} c_{b_{11}}(t) c_{b_{12}}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s/2} \int_{T_c/2}^{T_c} \frac{E_s}{T_c} \cos(2\pi(f_0 + B_{f_{11}})t + \pi \mu_{b_{11}} t^2) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi(f_0 + B_{f_{12}})t + \pi \mu_{b_{12}} t^2) dt \end{aligned} \quad (18)$$

Front 처프에서와 동일하게 코사인 계산과 적분 조건을 이용하면 식 (18)을 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$\rho_b^+ = \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2}^{T_c} \cos(\pi(\mu_{\Delta}^+ t^2 + 2B_{\Delta}^+ t)) dt \quad (19)$$

여기서 $B_{\Delta}^+ = |B_{f_{i1}} - M_{\Delta}^+|$ 는 동일한 비트를 전송할 때 중계기 1과 2의 분할 대역폭 차이이다. 따라서 중계기 1과 중계기 2의 분할 대역폭이 동일한 경우 ($B_{\Delta} = M_{\Delta}$)가 발생할 수 있으며, 이 때 IR-CCC는 1이 된다. 그리고 중계기 간 분할 대역폭 차이에 따라 IR-CCC가 변화된다.

3.1.2 상이한 비트를 전송할 때의 IR-CCC

중계기 1이 비트 $i=1$ 을 전송하고, 중계기 2가 비트 $i=0$ 을 전송할 때 Front 처프의 IR-CCC는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \rho_f^- &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} c_{f_{i1}}(t) c_{f_{i2}}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} \frac{E_s}{T_c} \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu_{f_{i1}} t^2) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu_{f_{i2}} t^2) dt \end{aligned} \quad (20)$$

여기서 위 첨자 “-”는 상이한 비트를 전송한 것을 의미한다. 이 때, 코사인 관계를 이용하고 적분 조건을 이용하면, 식 (20)을 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$\rho_f^- = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} \cos(\pi \mu_{\Delta}^- t^2) dt \quad (21)$$

여기서 $\mu_{\Delta}^- = |B_{f_{i1}} - M_{\Delta}^-| / (T_c/2)$ 는 상이한 비트를 전송할 때 중계기 1과 2의 분할 대역폭 차이에 따른 처프율 차이, $M_{\Delta}^- = \{B/2, B/2 - D_{\Delta}, B/2 - 2D_{\Delta}, \dots, 0\}$ 는 상이한 비트를 전송할 때 중계기 2에서 선택할 수 있는 다중 분할 대역폭 집합이다.

다음으로 상이한 비트를 전송할 때의 Back 처프의 IR-CCC는 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_b^- &= \frac{1}{E_s/2} \int_0^{T_c/2} c_{b_{i1}}(t) c_{b_{i2}}(t) dt \\ &= \frac{1}{E_s/2} \int_{T_c/2}^{T_c} \frac{E_s}{T_c} \cos(2\pi(f_0 + B_{f_{i1}})t + \pi \mu_{b_{i1}} t^2) \\ &\quad \cdot \cos(2\pi(f_0 + B_{f_{i2}})t + \pi \mu_{b_{i2}} t^2) dt \end{aligned} \quad (22)$$

Front 처프에서와 동일하게 코사인 계산과 적분 조건을 이용하면, 식 (22)를 다음 식과 같이 정리할 수 있다.

$$\rho_b^- = \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2}^{T_c} \cos(\pi(\mu_{\Delta}^- t^2 + 2B_{\Delta}^- t)) dt \quad (23)$$

여기서 $B_{\Delta}^- = |B_{f_{i1}} - M_{\Delta}^-|$ 는 상이한 비트를 전송할 때 중계기 1과 2의 분할 대역폭 차이이다. 따라서 중계기 1과 중계기 2의 분할 대역폭이 동일한 경우가 발생되지 않으며, 중계기 간 분할 대역폭 차이에 따라 IR-CCC가 변화된다.

3.1.3 이론적인 IR-CCC 유도

동일한 비트를 전송할 때와 상이한 비트를 전송할 때의 IR-CCC를 보면 유사한 형태인 것을 볼 수 있으며, 두 경우를 함께 고려해서 분석할 필요가 있기 때문에 본 논문은 Front 처프와 Back 처프를 다음과 같이 유도한다. 먼저, Front 처프의 IR-CCC를 유도하기 위해 식 (17)과 식 (21)을 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\rho_f^{\pm} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c/2} \cos(\pi \mu_{\Delta}^{\pm} t^2) dt \quad (24)$$

여기서 위 첨자 “±”는 동일한 비트를 전송할 때와 상이한 비트를 전송할 때를 함께 고려한 것으로 각 경우에 따라 각각 사용된다. 이 때 치환 적분을 위해 변수를 $v = \sqrt{2\mu_{\Delta}^{\pm}} t$ 로 치환하면, 식 (24)는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\rho_f^{\pm} = \frac{1}{T_c \sqrt{2\mu_{\Delta}^{\pm}}} \int_0^{\frac{T_c}{2} \sqrt{2\mu_{\Delta}^{\pm}}} \cos\left(\pi \frac{v^2}{2}\right) dv \quad (25)$$

이 때 처프율과 대역폭 관계 ($\mu_{\Delta}^{\pm} = B_{\Delta}^{\pm} / (T_c/2)$)와 프레넬 코사인 적분을 이용하면, 식 (25)는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\rho_f^{\pm} = \frac{1}{2\sqrt{T_c B_{\Delta}^{\pm}}} C\left(\sqrt{T_c B_{\Delta}^{\pm}}\right) \quad (26)$$

다음으로, Back 처프의 IR-CCC를 유도하기 위해 식 (19)과 식 (23)을 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\rho_b^{\pm} = \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2}^{T_c} \cos(\pi(\mu_{\Delta}^{\pm} t^2 + 2B_{\Delta}^{\pm} t)) dt \quad (27)$$

이 때 변수 $w = \sqrt{2}(\sqrt{\mu_{\Delta}^{\pm}} t + B_{\Delta}^{\pm} / \sqrt{\mu_{\Delta}^{\pm}})$ 로 치환하기 위해 식 (27)을 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$\rho_b^{\pm} = \frac{1}{T_c} \int_{T_c/2}^{T_c} \cos \left(\pi \left[\left(\sqrt{\mu_{\Delta}^{\pm}} t + \frac{B_{\Delta}^{\pm}}{\sqrt{\mu_{\Delta}^{\pm}}} \right)^2 - \frac{B_{\Delta}^{\pm 2}}{\mu_{\Delta}^{\pm}} \right] \right) dv \quad (28)$$

이 때, 처프울과 대역폭 관계 ($\mu_{\Delta}^{\pm} = B_{\Delta}^{\pm} / (T_c/2)$)와 $\cos(a-b) = \cos(a)\cos(b) + \sin(a)\sin(b)$ 관계, 그리고 프레넬 코사인 적분과 사인 적분을 이용하면, 식 (28)은 다음 식과 같이 표현된다.

$$\rho_b^{\pm} = \frac{1}{2\sqrt{T_c B_{\Delta}^{\pm}}} \left\{ \cos \left(\pi \frac{T_c B_{\Delta}^{\pm}}{2} \right) C \left(\sqrt{T_c B_{\Delta}^{\pm}} \right) + \sin \left(\pi \frac{T_c B_{\Delta}^{\pm}}{2} \right) S \left(\sqrt{T_c B_{\Delta}^{\pm}} \right) \right\} \quad (29)$$

따라서 동일한 비트와 상이한 비트를 전송할 때의 최종적인 IR-CCC는 다음 식과 같다.

$$\rho_{IR}^{\pm} = \rho_f^{\pm} + \rho_b^{\pm} \quad (30)$$

결과적으로 동일한 비트를 전송할 때와 상이한 비트를 전송할 때의 IR-CCC는 다중 분할 대역폭 차이 B_{Δ}^{\pm} 에 따라 각각 얻게 된다.

3.2 IR-CCC에 따른 BER 성능 분석

식 (1)에서 간섭의 크기 α 에 따른 BER 성능은 각각의 중계기가 동일한 Antipodal 신호를 이용했을 때 얻을 수 있는 성능이다. 한편, IR-CCC의 물리적 의미는 중계기 간 전송 신호의 유사 정도를 수치로 표현한 것으로서, IR-CCC가 0인 직교 MLC를 각각의 중계기에 할당할 경우에는 IRI의 영향을 직접적으로 완화시킬 수 있다. 따라서 IR-CCC를 고려한 BER 성능은 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$P_{IRI-CCC} = \frac{1}{2} Q \left\{ (1 + \alpha|\beta|) \sqrt{\frac{E_b(1-\rho)}{N_0} G_p} \right\} + \frac{1}{2} Q \left\{ (1 - \alpha|\beta|) \sqrt{\frac{E_b(1-\rho)}{N_0} G_p} \right\} \quad (31)$$

여기서 ρ 는 각 변조 기법의 SR-CCC를 의미하며, β 는 정규화된 IR-CCC 비율로서 다음 식과 같다.

$$\beta = \frac{(\rho_{IR,\ell}^+ - \rho_{IR,\ell}^-)}{\max_{\ell \in \{1, \dots, L\}} (\rho_{IR,\ell}^+ - \rho_{IR,\ell}^-)} \quad (32)$$

여기서 L 은 다중 분할 대역폭의 총 개수로서 ℓ 번째 다중 분할 대역폭마다 β 가 계산된다. 결과적으로 식 (31)을 통해 알 수 있는 것은 동일한 SNR 조건에서 TPSR의 IRI 영향을 줄이기 위해서는 중계기 간 직교성이 있는 MLC 조합을 이용해야 한다는 것이다. 즉, $\beta \approx 0$ 인 MLC 조합을 이용할 경우 IRI 영향이 사라지게 되며, AWGN 환경에서의 BER 성능과 동일하게 될 수 있다.

IV. 모의실험 및 결과 분석

본 논문에서는 BER 성능을 평가하기 위해 그림 1과 그림 2의 모델을 고려하였으며, 모의실험 수행과 SR-CCC, IR-CCC, BER 성능 분석을 용이하게 하기 위해 표 1의 파라미터를 고려하였다. BER 성능은 IRI 영향만을 분석하기 위해 중계기 1에서 측정했으며, 이론적인 성능은 식 (31)을 통해 얻었다. 또한, SR-CCC에 따른 BER 성능 비교를 위해 일반적인 대역 확산 기법인 DS/BPSK (Direct Sequence Binary Phase Shift Keying)와 SLC를 고려하였으며, 제안된 IR-CCC에 따른 BER 성능의 우수성을 평가하기 위해 IRI 완화 기법인 시간 분할 (Time Division; TD)과 주파수 분할 (Frequency Division; FD)도 고려하였다 [13].

표 1. 모의실험을 위한 주요 파라미터
Table 1. Main parameters for simulations

Parameter	Value
Bit rate $R_b = 1/T_c$	1 Mbps
Spreading bandwidth B	30 MHz
Channel	AWGN
Number of simulations	1,000,000

4.1 분할 대역폭에 따른 SR-CCC와 IR-CCC 분석

그림 5는 분할 대역폭에 따른 SR-CCC와 IR-CCC를 도시한 것이다. 여기서 IR-CCC를 구하기 위해서는 먼저 중계기 1의 분할 대역폭 B_{Δ} 을 선택해야 하며, 중계기 1의 채널 상태 또는 임무에 따라 분할 대역폭 B_{Δ} 을 선택할 수 있다. 본 논문에서는 중계기 1이 최적의 SR-CCC를 보장해야 한다는 가정 아래, 분할 대역폭 B_{Δ} 을 2.6 MHz로 선택하였다. 그리고 IR-CCC는 분할 대역폭 B_{Δ} 이 2.6 MHz일 때를 도시한 것이다. 이론적인 SR-CCC는 식 (12), 이론적인 IR-CCC 비율은 식 (32)를 이용하였다. 그림을 통해, 이론적인

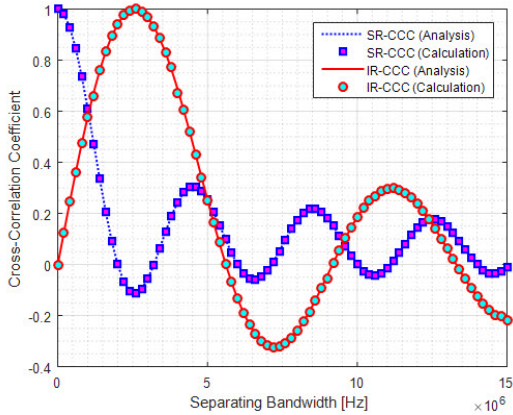


그림 5. 분할 대역폭에 따른 CCC
Fig. 5. CCC values according to separating bandwidth

수식과 MLC 조합을 직접 계산한 것이 동일한 값을 얻음으로써 이론적인 값을 검증할 수 있었다.

한편, 본 논문의 목적은 IRI 완화를 위한 처프율을 제안하는 것이기 때문에, SR-CCC와 IR-CCC에 따른 BER 성능 검증을 위해 그림의 결과를 기반으로 MLC 조합을 표 2와 같이 설정하였다. 여기서 15 MHz는 균등 분할 대역폭에 따라 선택한 값이다¹⁶⁾. 그리고 6.6 MHz는 중계기 2의 BER 성능을 고려한 것이며, 9.2 MHz는 $\beta \approx 0$ 을 고려한 것이다. 표 2를 통해 Case #1과 Case #2는 두 개의 중계기가 동일한 신호 ($\beta = 1$)를 사용하기 때문에 IRI의 영향을 직접적으로 줄일 수 없을 것으로 예상되며, Case #3과 Case #4는 IR-CCC β 의 비율에 따라 IRI의 영향을 직접적으로 줄일 수 있을 것으로 예상된다. 그리고 특별히 Case #4 ($\beta \approx 0$)는 IRI 영향을 배제시킬 수 있을 것으로 예상된다.

4.2 SIR에 따른 BER 성능 분석

그림 6은 $G_p = 30$ 이고 $E_b/N_0 = -4$ dB 일 때 SIR에 따른 BER 성능을 도시한 것이다. 그림의 결과를 통

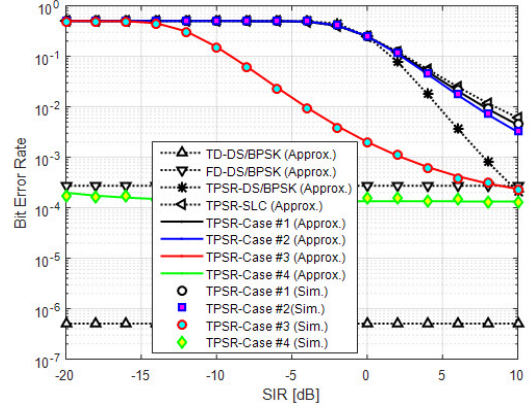


그림 6. SIR에 따른 BER 성능 ($E_b/N_0 = -4$ dB, $G_p = 30$)
Fig. 6. BER performance according to SIR

해, TD-DS/BPSK 기법과 FD-DS/BPSK 기법은 반이중 (Half-Duplex) 중계를 수행하기 때문에 IRI 영향을 받지 않는 것을 볼 수 있다. 그러나 TD-DS/BPSK 기법은 반이중 중계를 수행하기 때문에 대역 효율성이 떨어지는 단점이 발생될 수 있으며, FD-DS/BPSK 기법은 전이중 (Full-Duplex) 중계를 수행하지만 전송 대역폭을 절반으로 분할하기 때문에 처리 이득이 약 3 dB 낮아지는 단점이 있다. 반면, TPSR 프로토콜은 주어진 대역폭을 모두 사용하면서 전이중 중계를 수행하기 때문에, IRI 영향이 커질수록 BER 성능이 저하되는 것을 볼 수 있다.

한편, SR-CCC 고려 방법에 따라 최적의 처프율이 할당된 Case #2 성능이 일반적인 균등 할당 방식인 Case #1 보다 향상된 BER 성능을 얻는 것을 볼 수 있다. 하지만, 각각의 중계기가 동일한 분할 대역폭을 이용한 경우 ($B_\Delta = M_\Delta$)에는 SR-CCC의 특성으로 인해 TPSR-DS/BPSK 기법보다 BER 10^2 에서 약 3 dB 정도 저하된 것을 볼 수 있다. 그러나 각각의 중계기에 서로 다른 분할 대역폭을 할당한 결과, Case #3은

표 2. 모의실험을 위한 대역폭 조합
Table 2. Separating bandwidth pairs for simulations

Legend	Protocol	Signal Type	B_Δ	M_Δ	ρ	β	G_p
TD-DS/BPSK	Half-duplex	Antipodal	-	-	-1	1	30
FD-DS/BPSK	Half-duplex	Antipodal	-	-	-1	1	15
TPSR-DS/BPSK	Full-duplex	Antipodal	-	-	-1	1	30
TPSR-SLC	Full-duplex	SLC	-	-	0.0914	1	30
TPSR-Case #1	Full-duplex	MLC	15 MHz	15 MHz	-0.0108	1	30
TPSR-Case #2	Full-duplex	MLC	2.6 MHz	2.6 MHz	-0.1121	1	30
TPSR-Case #3	Full-duplex	MLC	2.6 MHz	6.6 MHz	-0.1121	-0.273	30
TPSR-Case #4	Full-duplex	MLC	2.6 MHz	9.2 MHz	-0.1121	0.007	30

BER 10^{-3} 에서 TPSR-DS/BPSK 기법보다 약 6 dB 정도 IRI를 완화시킬 수 있었으며, Case #4는 $\beta \approx 0$ 인 MLC를 이용함으로써 IRI의 영향을 배제시킬 수 있는 것을 볼 수 있다. 특히, Case #4의 성능은 MLC가 $G_p = 30$ 이고 $E_b/N_0 = -4$ dB에서 얻을 수 있는 최적의 BER 성능과 동일한 성능을 얻었으며, SIR=-20~10 dB까지 TPSR-DS/BPSK 기법과 FD-DS/BPSK 기법보다 BER 성능이 우수한 것을 볼 수 있다. 결과적으로, 제안된 기법은 SR-CCC와 IR-CCC를 이용하여 IRI 영향을 완화시킴으로써 낮은 SIR 환경에서도 BER 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다.

V. 결론

본 논문에서는 TPSR 프로토콜을 위한 MLC 기반의 IRI 완화 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 주어진 대역폭 내에서 다중 분할 대역폭에 따른 IR-CCC를 수직적으로 도출하였으며, 이를 기반으로 IRI 영향을 최소화시킬 수 있는 다중 분할 대역폭을 중계기마다 할당하였다. 모의실험 결과, 중계기 1의 BER 성능만을 최적으로 보장한 경우에는 전이중 전송을 수행하면서도 SIR=-20~10 dB까지 IRI 영향을 배제시킨 것을 볼 수 있었으며, 중계기 1과 2의 BER 성능을 모두 고려한 경우에는 BER 10^{-3} 에서 TPSR-DS/BPSK 기법보다 약 6 dB 정도 IRI를 완화시킬 수 있었다. 따라서 제안된 방법은 처프 기반 TPSR 프로토콜의 IRI 영향을 줄일 수 있는 하나의 방법으로 고려될 수 있으며, 시스템 설계에서 요구되는 증폭 전력을 할당하는데 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

한편, 본 논문에서는 IR-CCC에 따른 성능을 분석하기 위해, 상관 시간 내에 송신기에서 전송한 신호와 간섭 중계기에서 중계한 신호의 도착 시간이 동일하다고 가정했다. 그러나 실제 환경에서는 신호의 지연 시간이 발생하기 때문에, 앞으로는 중첩 비율에 따른 BER 성능 분석 연구^[17]를 참고하여 지연 시간에 따른 전송 성능을 분석하고자 한다.

References

[1] A. Nosratinia and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42, no. 10, pp. 74-80, Oct. 2004.

[2] I. Yoo, J. Oh, and Y. Han, "Opportunistic relay selection protocol under multi-user

environment," in *Proc. IEEE VTC 2013*, Las Vegas, USA, Sept. 2013.

[3] B. Rankov and A. Wittneben, "Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels," *IEEE J. Sel. Areas in Commun.*, vol. 25, no. 2, pp. 379-389, Feb. 2007.

[4] S. H. Kim, T. V. K. Chaitanya, T. Le-Ngoc, and J. Kim, "Rate maximization based power allocation and relay selection with IRI consideration for two-path AF relaying," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 14, no. 11, pp. 6012-6027, Nov. 2015.

[5] K.-Y. Kim, J. Kim, and Y. Shin, "A cognitive radio based relaying power allocation scheme for parallelized relay systems," *J. KICS*, vol. 42, no. 6, pp. 1149-1152, Jun. 2017.

[6] E. Karapistoli and F.-N. Pavlidou, "An overview of the IEEE 802.15.4a standard," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 48, no. 1, pp. 47-53, Jan. 2010.

[7] C. E. Cook and M. Bernfeld, *Radar Signals: An Introduction to Theory and Application*, Academic Press, 1967.

[8] IEEE Standard 802.15.4a-2007, *Wireless MAC and PHY Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, 2007.

[9] F. Adelantado, X. Vilajosana, P. Tuset-Peiro, B. Martinez, J. Melia-Segui, and T. Watteyne, "Understanding the limits of LoRaWAN," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 55, no. 9, pp. 34-40, Jan. 2017.

[10] J. Pinkney, "Low complexity indoor wireless data links using chirp spread spectrum," Ph. D. Dissertation, Dept. of Elect. & Comput. Eng., Univ. of Calgary, Calgary, Canada, 2003.

[11] K.-Y. Kim, S.-W. Lee, Y.-M. Hwang, Y.-S. Kim, J.-S. Lee, J.-Y. Kim, and Y. Shin, "Correlation-based optimal chirp rate allocation for chirp spread spectrum using multiple linear chirps," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E100-A, no. 4, pp. 1088-1091, Apr. 2017.

[12] K.-Y. Kim, S.-W. Lee, Y.-S. Kim, J.-S. Lee, J.-Y. Kim, and Y. Shin, "A chirp rate

allocation scheme for multiple access interference reduction in chirp spread spectrum systems,” *J. KICS*, vol. 41, no. 11, pp. 1420-1422, Nov. 2016.

- [13] K.-Y. Kim and Y. Shin, “Transmission performance analysis of two-path successive relaying scheme using chirp spread spectrum systems,” in *Proc. KICS Summer Conf. 2018*, pp. 270-271, Jeju Island, Korea, Jun. 2018.
- [14] D. Altamirano and C. de Almeida, “Evaluation of the effects of the co-channel interference on the bit error rate of cellular systems for BPSK modulation,” in *Proc. ITS 2010*, pp. 1-5, Manaus, Brazil, Sept. 2010.
- [15] Q. Wang, “Non-linear chirp spread spectrum communication systems of binary orthogonal keying mode,” Ph. D. Dissertation, Dept. Elect. & Comput. Eng., Univ. of Western Ontario, Ontario, Canada, 2015.
- [16] E. Cheng, S. Chen, and F. Yuan, “Design and detection of multilinear chirp signals for underwater acoustic sensor networks,” *Int. J. Distrib. Sensor Net.*, Article ID. 371579, pp. 1-13, 2015.
- [17] J. Kim, Y. Lee, I. Song, and S. Yoon, “Analysis of intersymbol interference due to overlap in overlap-based DM-BPSK CSS systems,” *J. KICS*, vol. 36, no. 2, pp. 99-104, Feb. 2011.

김 광 열 (Kwang-Yul Kim)



2007년 2월 : 공주대학교 정보통신공학과 학사
 2017년 8월 : 숭실대학교 정보통신공학과 박사
 2007년 5월~2009년 4월 : 한국전자통신연구원 위촉연구원
 2017년 9월~현재 : 숭실대학교 전임연구원 (박사후연구원)

<관심분야> 무선통신 시스템, 무선측위 기술, 전술통신 시스템, 자기장 신호처리 기술

신 요 안 (Yoan Shin)

한국통신학회논문지 Vol. 34, No. 1 참조