

# LPWAN 전송 신뢰성 향상을 위한 간섭제거 기술

김성렬\*, 김기욱\*, 김천용\*, 김주범<sup>o</sup>

## Interference Cancellation to Enhance Transmission Reliability in LPWAN

Sungryul Kim\*, Kiwook Kim\*, Cheonyong Kim\*, Joobum Kim<sup>o</sup>

요 약

LPWAN의 대표적 통신 기술인 로라(LoRa)에서 서로 다른 확산인자로 생성된 두 신호는 중첩되더라도 수신기에서 분리가 가능하다. 그러나 로라 신호들은 서로 완벽하게 직교하는 것이 아니므로 중첩신호는 복조 과정에서 간섭의 영향을 받는다. 따라서 두 신호 세기의 차가 클 경우 강한 신호는 올바르게 복조가 가능하지만 약한 신호는 복조를 실패하는 포획효과가 발생한다. 이에 본 논문에서는 약한 신호가 간섭으로 인해 복조에 실패하는 것을 보호하고 데이터 신뢰성을 보장하는 신호처리 기술을 제안한다. 제안 방법은 중첩된 두 신호 중 강한신호를 먼저 검출한 뒤 검출된 신호를 중첩신호에서 제거한다. 결과적으로 원 신호에는 약한 세기의 신호만이 남으므로 간섭의 영향 없이 복조가 가능하다. 특히 제안 방법은 기존 시스템에서 IFFT 연산만이 추가되므로 높은 호환성을 가진다. 모의실험 결과는 제안 방법이 복조과정에서 간섭의 영향을 제거하여 전송 신뢰성을 향상시키고 있음을 보인다.

**Key Words** : LoRaWAN, Interference Cancellation, Chirp Spread Spectrum, FFT/IFFT

### ABSTRACT

In LoRa, the representative communication technology in LPWAN, two signals generated by different spreading factors can be separated at the receiver even if they overlap. However, since the LoRa signals are not perfectly orthogonal to each other, the demodulation of the overlapping signals is affected by the interference. Therefore, when the difference between the two signal strengths is too large, the strong signal can be demodulated correctly, but the demodulation for the weak signal might be failed, i.e., the capture effect occurs. In this paper, we propose a signal processing technique that protects weak signal demodulation from interferences to enhance the transmission reliability of the LoRa system. The proposed method first detects the stronger one and then it is removes it from the overlapping signal. As a result, since only the weak signal remains, demodulation can be conducted without the impact of interferences. In particular, the proposed method is highly compatible because only the IFFT block is added for the signal separation. Simulation results show that the proposed method improves transmission reliability by eliminating the impact of interference on the LoRa demodulation.

\* 이 연구는 금오공과대학교 학술연구비로 지원되었음(2019-104-029)

• First Author : Department of Computer Software Engineering, Kumoh National Institute of Technology, sungryul@kumoh.ac.kr, 정희원

<sup>o</sup> Corresponding Author : Department of Information Technology, Middle Georgia State University, joobum.kim@mga.edu, 정희원

\* The KREONET Center, Korea Institute of Science and Technology Information, wowook@kisti.re.kr ; cykim0807@kisti.re.kr, 학생회원  
논문번호 : 201909-208-A-RN, Received September 21, 2019; Revised November 21, 2019; Accepted November 21, 2019

## I. 서 론

사물인터넷(Internet of Things, IoT)은 기기, 물건, 동식물 등을 포함하는 사물들을 무선으로 연결하여 유용한 서비스를 이끌어내는 기술이다. 사물인터넷을 구성하는 장치 중에서 온도, 습도, 무게, 위치와 같이 소량의 데이터를 전송하는 사물들을 소물(small thing)로 구분하며 이들로 구성된 네트워크를 소물인터넷이라 한다. 소물들이 교환하는 데이터의 크기는 매우 작으므로 저가의 저성능 프로세서만으로 응용의 요구사항을 만족시킬 수 있다. 또한, 저비용으로 유연하게 통신 인프라를 구축할 수 있는 소물 인터넷의 장점은 개발자 및 기업이 자유롭게 사물인터넷 기반 서비스를 배포할 수 있도록 유도하고 있으며 이로 인해 소물인터넷을 이용한 서비스 개발이 활발하게 이루어지고 있다<sup>1,2</sup>.

소물인터넷은 통신거리를 기준으로 근거리(local area) 통신과 광역(wide area) 통신으로 구분할 수 있다. 근거리 통신망에서 사용되는 기술들은 우리에게 이미 친숙한 RFID(Radio-Frequency Identification), 저전력 블루투스(BLE) 비컨, 근거리통신(NFC) 등이 있다. 반면 서비스 범위가 10 km 내외로 매우 넓고, 초당 최대 수백 킬로비트(kbps) 이하의 통신 속도를 제공하는 기술을 저전력 광역 통신망(Low Power Wide Area Network, LPWAN)이라 부른다. 현재 LPWAN 기술은 수도·전기·가스 원격 검침용 기기, 가축 원격 관리, 스마트 교통관리, 쓰레기 회수 스케줄링과 같이 광역에 산재한 소량의 데이터 수집을 요구하는 응용에 활용되고 있다. 뿐만 아니라 드론으로 대표되는 UAV(Unmanned Aerial Vehicle) 관련 응용과 상호 협업하여 새로운 가치를 창출할 잠재적 가능성도 지니고 있다<sup>3,4</sup>. 이러한 시장의 흐름에 발맞추어 LPWAN을 실현하기 위한 다양한 기술들이 소개되고 있으며 가장 대표적인 기술로 로라(LoRa)가 존재한다. 로라는 주파수가 선형적으로 변화하는 칩 대역 확산(Chirp Spread Spectrum, CSS)신호를 이용해 데이터를 전송하므로 잡음 및 간섭에 강인하며 장거리 통신에 유리하다. 또한 경쟁기술인 시그폭스(SIGFOX)에 비해 더 낮은 전력소비로 더 높은 데이터율을 제공하는 장점을 가진다<sup>5,6</sup>.

로라에서 사용하는 CSS신호는 심볼당 인코딩되는 비트수를 의미하는 확산인자(Spreading Factor, SF)에 따라 그 형태가 결정된다. 한 가지 주목할 사실은 서로 다른 확산인자로 변조된 두 신호는 동일 주파수 대역에서 중첩되더라도 분리할 수 있다는 것이다. 이는

상이한 확산인자로 생성된 두 신호는 준직교(quasi orthogonal)하기 때문이다. 준직교는 복조 시 상호 간에 미치는 영향이 매우 적음을 의미하지만 그 크기는 반드시 존재한다. 따라서 실제 두 신호 세기의 차가 클 경우, 다시 말해 SIR이 작은 상황에서는 신호 세기가 작은 신호가 큰 신호의 영향으로 인해 검출이 실패할 수 있다<sup>7,8</sup>. 로라 시스템에서는 게이트웨이와 단말 간의 거리가 짧게는 수백 미터에서 길게는 10km 내외로 그 편차가 상당히 크므로 이러한 신호 세기의 큰 차이는 자주 발생하게 된다. 또한, 로라 시스템은 가장 단순한 매체접근 프로토콜인 순수 알로하를 사용하므로 간섭이 발생할 확률이 높다. 따라서 신호 간 간섭으로 인한 통신성능 열화를 해결하기 위한 적절한 신호처리 기술이 반드시 연구되어야 한다.

본 논문에서는 동일한 대역에서 상이한 확산인자로 변조된 두 신호 간에 간섭을 제거하는 신호처리 기술을 제안한다. 제안 방법은 동일한 채널에서 다중 신호가 중첩되었다는 사실을 인지할 경우, 신호 세기가 큰 신호를 먼저 검출한 뒤 이를 수신신호에서 제거하고 남아있는 신호를 재검출하여 간섭으로 인한 문제를 해결한다. 특히 제안기술은 기존 로라 수신기 구조의 변경을 최소화하고 구현 복잡도를 낮추기 위해 FFT/IFFT를 적극적으로 활용한다. 본 논문의 간섭제거 기술은 수신기의 심볼 검출 성능을 높임으로써 로라 시스템의 데이터 신뢰성 및 처리량을 향상시킬 수 있다. 또한, 완화된 충돌확률은 게이트웨이당 관리 가능한 장치 수의 증가를 의미하므로 제안 방법은 로라 시스템의 확장성(scalability)을 강화할 것으로 기대한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 제안 방법의 이해를 위해 먼저 로라의 변/복조 방법을 설명하고 3장에서 SIR이 작은 환경에서 간섭으로 인해 복조가 실패할 수 있음을 보인다. 4장에서 제안하는 간섭제거 기술을 설명하고 5장에서 모의실험을 통해 제안 방법이 간섭을 효과적으로 제거할 수 있음을 검증한다. 마지막으로 6장에서 본 연구의 정리 및 향후 과제를 통해 논문을 마무리한다.

## II. 로라 변/복조

본 장에서는 로라의 변/복조 기술을 살펴본다. 특히, 변/복조의 핵심인 CSS신호와 원형 이동을 자세히 소개한다.

### 2.1 로라변조

로라는 기본 CSS신호를 복조될 데이터 심볼에 따

라 좌측으로 원형 이동(circular shift) 시킨다. 기본 CSS신호의 식은 (1)과 같다<sup>9)</sup>.

$$s = e^{j2\pi(f_1 t + 0.5kt^2)} \quad (0 < t < T) \quad (1)$$

여기서  $k$ 는 처프율(chirp rate)로 심볼 길이  $T$ 시간 동안 시작 주파수  $f_1$ 에서 끝 주파수인  $f_2$ 까지 선형적으로 변하는 주파수의 변화율을 의미하며 그 식은 아래와 같다.

$$k = \frac{f_2 - f_1}{T} \quad (2)$$

이때 주파수가 증가하는 신호를 상향 처프(up-chirp), 감소하는 신호를 하향 처프(down-chirp)라 부르며 송신측에서는 상향 처프를 이용하여 변조를 수행한다. 본 논문에서 위첨자에 '+' 기호가 있을 경우에는 상향 처프를 '-' 기호가 있는 경우에는 하향 처프를 의미한다.

한편, 하나의 심볼을 전송하기 위한 CSS신호의 길이는 심볼당 인코딩된 비트수를 나타내는 확산인자에 의해 결정된다. 대역폭을  $BW$ 로 표기하면 확산인자  $SF$ 와 신호 길이의 관계는 아래와 같다.

$$T = \frac{2^{SF}}{BW} \quad (3)$$

위 수식을 통해 알 수 있듯이  $SF$ 가 커질수록 신호 길이가 길어지므로 신호의 시간상관성이 증가한다. 시간상관성이 증가할수록 수신측에서 신호검출의 성능이 높아지므로 상대적으로 수신 신호의 세기가 낮은 장거리 통신의 경우 큰  $SF$ 를 사용하는 것이 일반적이다.

로라의 송신기는 기본 CSS신호를 변조될 데이터에 따라 원형 이동시킨다. 실제 원형 이동은 시간영역에서 수행되지만 복조의 핵심은 기본 CSS신호의 시작 주파수가 원형 이동으로 인해 얼마큼 변했는지를 판별하는 것이다. 따라서 로라의 변/복조는 주파수 관점에서 해석할 필요가 있다. 송신기는 대역폭  $BW$ 를  $2^{SF}$ 개의 구간으로 분할한 후 변조될 데이터 심볼에 비례하여 시작 주파수  $f_1$ 을 주파수 오프셋  $f_o$ 만큼 이동시킨다. 예를 들어,  $SF10$ 을 이용하여 데이터 심볼 100을 변조할 경우, 대역폭을 1024( $2^{10}$ )개로 균등하게 분할하고 기본 CSS신호의 시작주파수가 100번째 구간에 도달하도록 좌측 원형 이동한다. 변조될 데이터

심볼  $D$ 에 대응하는 주파수 오프셋을 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$f_o = \frac{BW}{2^{SF}} D \quad (0 \leq D \leq 2^{SF} - 1) \quad (4)$$

$f_1$ 이  $f_o$ 만큼 이동하기 위해 필요한 원형 이동 오프셋  $t_o$ 를 계산하기 위해선 임의의 시간  $t$ 에서 CSS신호의 주파수, 즉 순시주파수(Instantaneous Frequency,  $IF$ )를 알아야 한다.  $SF$ 를 이용하여 생성된 신호의 순시 주파수  $IF_i$ 는 식 (1)의 시간 관련항들을 미분하여 식 아래와 같이 도출할 수 있다.

$$IF_i(t) = f_1 + kt \quad (0 < t < T) \quad (5)$$

기본 CSS신호의 시작 주파수가  $f_o$ 로 이동하기 위해 필요한 원형 이동 오프셋  $t_o$ 를 계산하기 위해 순시 주파수와 시간의 관계를 나타내는 식 (5)를 이용하면

$$\begin{aligned} f_o &= f_1 + kt_o \\ &= f_1 + \frac{f_2 - f_1}{T} t_o \end{aligned} \quad (6)$$

와 같이 표현되고  $f_2 - f_1$ 은  $BW$ 와 동일하므로 식 (6)을 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$t_o = \frac{f_o - f_1}{BW} T \quad (7)$$

또한, 위에서 도출한  $t_o$ 를 기준으로 원형 이동된 신호의 순시주파수는 두 구간으로 단절되므로 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$IF_i(t) = \begin{cases} f_1 + k(t + t_o) & (0 < t < t_o) \\ f_1 + k(t - T + t_o) & (t_o < t < T) \end{cases} \quad (8)$$

원형 이동에 따른 CSS신호의 주파수 변화의 이해를 돕기 위한 한 예로서, 125kHz의 대역폭에서  $SF10$ 을 사용하여 데이터 심볼 0(기본), 256 및 512를 변조한 경우, 각각의 스펙트로그램(Spectrogram)을 그림 1에 표시하였다. 그림 1(a)와 같이 기본 CSS신호의 주파수는 시작 주파수 0에서 끝 주파수 125kHz까지 선형적으로 증가하고 있다. 또한, 데이터 심볼 256과 512에 대응하여 좌측으로 원형 이동된 CSS신호의 주

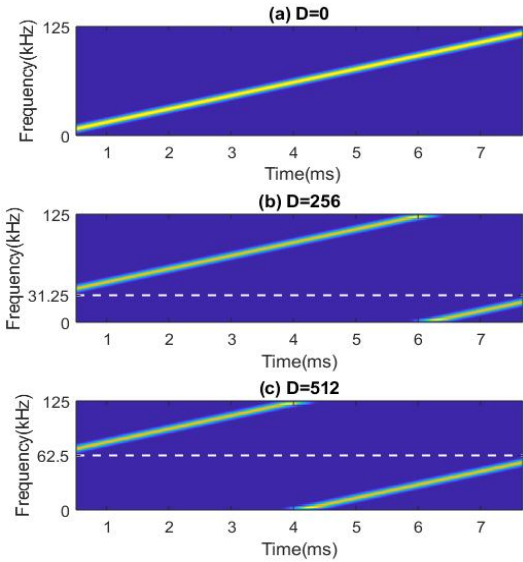


그림 1. 데이터 심볼에 따른 원형 이동된 CSS신호의 스펙트로그램(SF=10, BW=125kHz, f1=0, f2=125kHz)  
 Fig. 1. Spectrogram of the circular-shifted CSS signals according to the data symbol(SF=10, BW=125kHz, f1=0, f2=125kHz).

파수 추이가 그림 1(b)와 1(c)에 나타나 있다. 그림에서 보이는 바와 같이 주파수 오프셋  $f_o$ 는 데이터 심볼 크기에 비례하며 수신측에서는 이를 검출하여 변조된 데이터를 파악할 수 있다.

### 2.2 로라복조

로라복조는 프리앰블(preamble) 검출, 수신 신호와 하향 처프 신호의 곱, FFT연산 과정으로 진행된다. 송신측에서는 신호검출 및 동기화를 위해 매 전송마다 수신측과 미리 약속된 프리앰블을 전송한다. 이때 수신기는 프리앰블을 통해 변조를 위해 사용된 SF를 파악하여 복조에 사용할 하향 처프 CSS신호를 생성한다. 이때 사용되는 하향 처프 신호는 원형 이동이 없는 기본신호이다. 한편, 하향 처프 신호는 상향 처프 신호에서 시작 주파수와 끝 주파수만 뒤바뀐 형태이므로 하향 처프 신호의 순시주파수는 식 (5)를 참고하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$IF_i(t) = f_2 - kt \quad (0 < t < T) \quad (9)$$

생성된 기본 하향 처프 신호는 수신 신호에 곱해서 새로운 신호를 생성한다. 여기서 시간 영역에서 곱해진 두 신호의 주파수 성분은 서로 더해지므로 식 (8)과 식(9)의 합으로 도출되는 곱셈 신호의 순시주파수

는 식 (10)으로 정리된다.

$$IF_i(t) = \begin{cases} f_1 + f_2 + kt_o & (0 < t < t_o) \\ f_1 + f_2 - kT + kt_o & (t_o < t < T) \end{cases} \quad (10)$$

위 수식을 더 간결하게 표현하기 위해 식 (2)에 나타난  $k$ 를 식 (10)에 대입하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$IF_i(t) = \begin{cases} f_1 + f_2 + kt_o & (0 < t < t_o) \\ 2f_1 + kt_o & (t_o < t < T) \end{cases} \quad (11)$$

위 식에서 가장 주목할 점은 선형적으로 증가하는 CSS신호의 주파수가 곱셈 연산을 통해 상수로 변한다는 사실이다. 다시 말해 수신기는 FFT연산을 통해 두드러진 특정 주파수 성분만을 검출할 수 있고 이를 이용하여 복조를 수행할 수 있다. 복조 과정을 자세히 설명하면 다음과 같다.

로라 수신기는 아날로그 신호를 디지털 신호로 샘플링할 때 언더샘플링(undersampling)을 사용한다. 나이퀴스트 이론(Nyquist Theorem)에 따르면 샘플링 주파수는 입력 신호의 최고 주파수보다 최소 두 배 이상이 되어야 하지만 언더샘플링은 그보다 낮은 주파수로 신호를 샘플링한다. 언더샘플링은 저가의 ADC(Analog-to-Digital Converter)의 사용을 가능하게 하고 ADC에서 발생하는 전력소비를 줄이는 장점을 지닌다. 또한 고주파 신호를 저주파 영역으로 변환하는 과정인 다운 컨버터(down converter)가 필요 없으므로 수신기의 구현 복잡도가 낮아진다<sup>[10]</sup>. 정리하면, 언더샘플링은 단말기의 저전력 동작, 저비용 및 낮은 복잡도를 요구하는 LPWAN 환경에 적합한 기술이다.

그림 2는 언더샘플링을 이용한 로라의 복조 원리를 나타내고 있다. SF10을 이용하여 데이터 심볼 256과 512를 각각 변조한 후, 이를 기본 하향 처프 신호와 곱하여 새로운 곱셈신호를 생성하였다. 만약 나이퀴스트 이론 주파수를 사용하여 신호를 샘플링하면 그림 2(a)와 2(b)처럼 곱셈 신호의 주파수 성분은  $t_o$ 를 기준으로 두 구간으로 분리된다. 이처럼 주파수가 단절된 신호성분을 FFT로 변환하면 두 개의 봉우리(peak)가 발생하여 복조의 모호성이 발생한다. 반면 언더샘플링을 사용하면 그림 2(c)와 2(d)처럼 125kHz와 250kHz에서 나타난 주파수성분이 0과 125kHz구간에 나타난 주파수 성분에 더해져 하나의 신호성분으로 표현된다. 이는 언더샘플링된 신호의 주파수는 샘플링

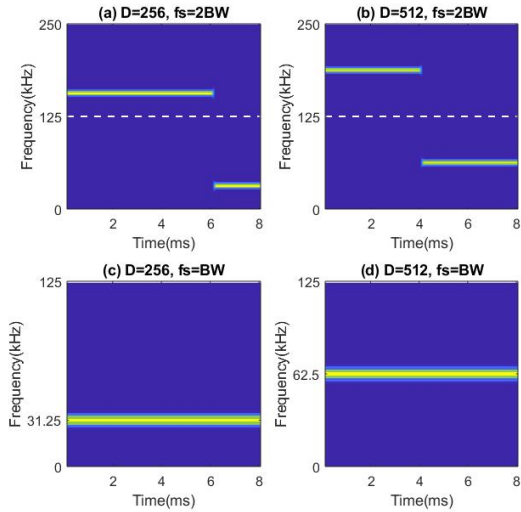


그림 2. 샘플링 주파수에 따른 곱셈 신호의 스펙트로그램  
Fig. 2. Spectrogram of the multiplied signal with respect to the sampling frequency.

주파수의 정수배만큼 떨어진 주파수와 동일하게 여겨지기 때문이다. 식 (11)에 나타난 두 구간의 주파수 차이를 계산하면 항상

$$2f_1 + kt_o - (f_1 + f_2 + kt_o) = f_2 - f_1 = BW \quad (12)$$

이므로 두 구간의 주파수 성분은 동일한  $f_o$ 로 간주된다. 따라서 곱셈신호의 주파수성분은 그림 2(c)와 2(d)에서 묘사된 것처럼 상수인  $f_o$ 만 존재한다.

수신기는 FFT연산을 통해 곱셈신호에서 최댓값을 가지는 주파수를 도출함으로써 주파수 오프셋을 알 수 있으며 이를 역산하여 변조된 데이터 심볼을 유추할 수 있다. 그림 3(a)와 같이 데이터 심볼 256과 512

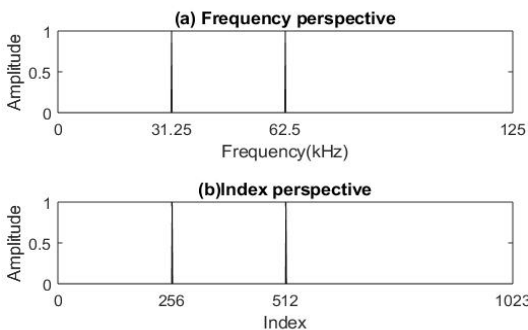


그림 3. 곱셈 신호의 FFT결과  
Fig. 3. FFT of the multiplied signal.

변조를 위해 원형 이동된 신호의 주파수 오프셋인 31.25kHz와 62.5kHz에서 각각 최대 봉우리가 발견되므로 이를 이용하여 수신기는 복조를 수행한다. 더욱이 곱셈 신호의 샘플 개수는  $2^{SF}$ 와 동일하므로 그림 3(b)와 같이 FFT결과에서 최댓값이 관측되는 주파수 색인(index)을 찾으면 주파수에 대한 해석 없이 곧바로 복조할 수 있다.

### III. 간섭문제

로라 시스템에서 서로 다른 SF를 통해 만들어진 두 신호는 중첩되더라도 분리할 수 있으며 이는 준직교 특성에 기인한다고 알려져 있다. 통상적으로 두 신호가 서로 직교한다는 것은 두 신호의 내적이 항상 0임을 의미하지만 로라 시스템에서는 약간 다른 의미로 해석된다.

서로 다른 SF를 통해 만들어진 두 신호  $A, B$ 를 중첩한 신호를  $C$ 라 하자. 수신기에서  $A$ 를 복조하기 위해 이에 대응하는 하향 처프를  $C$ 에 곱할 경우,  $A$ 신호의 주파수 성분은 앞서 언급한 바와 같이 상수가 된다. 이는 상향 처프 신호와 하향 처프 신호의 주파수가 시간-주파수 평면(time-frequency plane)에서 기울기의 부호만 다르고 그 크기는 같기 때문이다. 반면,  $B$ 신호와  $A$ 의 하향 처프 신호의 주파수 기울기는 부호뿐만 아니라 크기도 다르므로 두 신호의 곱으로 생성된 주파수 성분은 선형적으로 변하는 형태를 가진다. 다시 말해, 중첩신호와 하향 처프의 곱셈 결과에는 1) 검출의도를 가진 상수 주파수와 2)간섭으로 작용하는 시변 주파수가 함께 공존한다. 이처럼 서로 다른 특성을 가진 두 주파수 분이 존재함에도 불구하고 올바른 복조가 가능한 이유는 에너지가 분산된 시변 주파수의 FFT결과에 비해 하나의 주파수에 에너지가 집중된 상수 주파수의 FFT결과가 상대적으로 매우 크기 때문이다.

여기서 주목할 점은 시변 주파수의 FFT결과가 상대적으로 작을지라도 그 크기가 0은 아니라는 사실이다. 원신호 대비 간섭신호의 세기, 즉 SIR(Signal-to-Interference Ratio)이 매우 작다면 간섭신호 성분의 영향으로 인해 복조가 실패할 수 있다. 이에 대한 이해를 돕기 위해 SF9와 SF10을 이용하여 데이터 심볼 100와 512를 변조하여 두 신호를 중첩한 후, SIR에 따른 데이터 심볼 100의 복조 결과를 그림 4에 나타내었다. 그림 4(a)와 같이 SIR이 0dB라면 곱셈신호의 FFT결과 중 100번째 색인에서 두드러진 봉우리(peak)가 나타나므로 성공적인 복조가 가능하다.

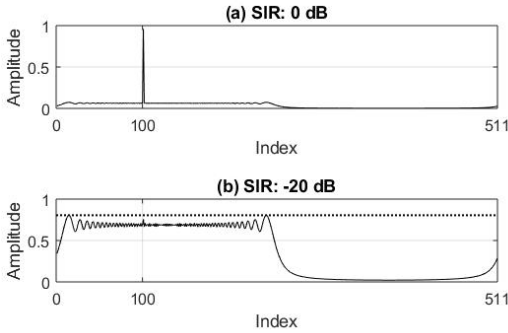


그림 4. 간섭에 의한 복조 실패 예  
Fig. 4. An example of decoding error caused by the interference.

반면 SIR이  $-20\text{dB}$ 일 경우, FFT의 최댓값이 100번째 색인이 아닌 다른 위치에서 발견되므로 복조가 실패하게 된다. 이는 상이한 SF의 사용이 두 신호의 동시 전송을 반드시 보장하는 것은 아님을 암시한다. 더욱이 실제 통신환경에서는 간섭신호뿐만 아니라 잡음성분도 FFT결과에 포함되기 때문에 간섭에 의한 열화문제는 더욱 심화될 수 있다.

로라 시스템 환경에서 발생하는 SIR의 대략적인 분포를 파악하기 위해 본 장에서는 오키무라 하타 모델(Okumura - Hata model)을 이용하였다. 특히 오키무라 하타 모델의 여러 범주 중, 중심 주파수가  $400\text{MHz}$  이상인 대규모 도시에서 발생하는 경로 손실 모델을 사용하였으며 그 수식은 아래와 같다.

$$L(d) = 69.55 + 26.16\log_{10}(f_c) + (44.9 - 6.55\log_{10}h_b)\log_{10}d - 13.82\log_{10}h_b - a(h_m) \quad (13)$$

여기서  $a(h_m)$ 은 다음과 같다.

$$a(h_m) = 3.2\log_{10}(11.75h_m)^2 - 4.97 \quad (f_c > 400 \text{ MHz}) \quad (14)$$

식(13)과 (14)에 사용된 표기와 이에 대응하는 계산에 사용된 로라 시스템 인자는 표 1에 정리되어 있다. 일반적으로 로라 시스템의 통신거리는  $10\text{km}$  내외를 고려하고 있으므로  $1\text{km}$ 에서  $10\text{km}$ 까지  $1\text{km}$  단위로 증가하는 통신거리를 식 (13)에 대입하여 총 10개의 경로 손실 값을 도출하였다. 모든 경로 손실( $10C_2$ 개의 쌍)의 차이를 계산한 결과 평균  $10\text{dB}$ 의 차이가 있었다. 더욱이 통신거리  $1\text{km}$ 와  $10\text{km}$ 에서 발생하는 경로 손실의 차이는  $30\text{dB}$ 로 그 차이가 매우 컸다. 이는

표 1. 하타 모델의 기호 및 적용 값  
Table 1. Notations in the Hata model and setting value.

Notation	Meaning	Value
d	Communication range(km)	1-10
fc	Carrier frequency(MHz)	870
hb	Height of gateway(m)	200
hm	Height of end device(m)	5

신호의 중첩이 발생할 경우, 서로 다른 SF로 생성된 신호라 할지라도 세기가 큰 게이트웨이와 가까운 장치의 통신만 성공될 것임을 의미한다. 그러므로 이러한 포획효과(capture effect)로부터 장거리통신을 보호하여 로라의 통신거리를 보장하고 데이터 신뢰성을 향상하는 간섭제거 기술이 필요하다<sup>[11]</sup>.

#### IV. 간섭제거

본 논문에서 제안하는 중첩신호 분리 방법은 1) 중첩 발생 유무 판별 2) 세기가 강한 신호 복조 3) 중첩 신호에서 복조된 신호 제거 순으로 진행된다. 이 중 첫 번째 단계는 중첩된 두 신호를 분리하기 위해 먼저 간섭신호의 시작과 끝을 파악하여 수신신호에서 간섭이 발생한 부분을 알아내는 것을 의미한다. 다행히 로라 게이트웨이들은 프리엠블을 통해 중첩 발생 여부를 판별하는 기능이 있으므로, 본 논문에서는 두 번째와 세 번째 단계를 통해 중첩된 두 신호를 분리하는 방법에 관해서만 설명한다. 한편, 본 장에서는 설명의 명료화를 위해 두 신호가 중첩된 상황을 기준으로 기술하였으나, 다수의 신호가 중첩된 상황에서도 제안 방법을 확장 적용할 수 있다.

서로 다른 SF를 사용하여 변조된 두 신호  $i$ 와  $j$ 가 중첩된 상황을 가정하자. 수신기는 신호 중첩이 감지되면 두 신호의 프리엠블에 대한 전력 스펙트럼 밀도(Power Spectrum Density)를 분석하여 세기가 큰 신호를 판별한 후 이를 먼저 검출한다. SF $i$ 로 변조된 CSS신호를  $s_i^+(t)$ 로 표기하면 서로 다른 SF $i, j$ 로 생성된 신호의 중첩인 수신신호  $r$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = s_i^+(t) + s_j^+(t) \quad (15)$$

또한 이에 대응하여 수신 신호  $r$ 의 순시 주파수는 다음과 같이 표현된다.

$$IF_r(t) = IF_i^+(t) + IF_j^+(t) \quad (16)$$

여기서  $s_i(t)$ 를 더 강한 신호로 가정한다면  $r(t)$ 에서  $s_i(t)$ 를 검출하기 위해  $SF_i$ 로 생성되는 하향 처프 신호를  $r(t)$ 에 곱해야 한다. 본 장에서는 상/하향 처프 중 특별히 원형 이동이 없는 기본 CSS신호를  $s_{SF,b}^{\pm}(t)$ 로 표기하고 이에 대응하는 순시주파수는  $IF_{SF,b}^{\pm}(t)$ 로 표기한다. 이 경우, 곱셈 신호의 순시주파수  $IF_m$ 은 다음과 같다.

$$IF_m(t) = IF_i^+(t) + IF_{i,b}^-(t) + IF_j^+(t) + IF_{i,b}^-(t) \quad (17)$$

식 (17)에서  $IF_i^+(t)$ 와  $IF_{i,b}^-(t)$ 의 합은 앞서 로라 복조에서 설명한 바와 같이 상수가 되므로 위 식은 다음과 같이 변환된다.

$$IF_m(t) = C + IF_j^+(t) + IF_{i,b}^-(t) \quad (C\text{는 상수}) \quad (18)$$

식 (18)에서  $C$ 는 FFT결과와의 최대 주파수를 찾음으로써 도출되며 이는  $SF_b$ 로 변조된 데이터 심볼의 성공적인 복조를 의미한다.

세기가 큰 신호에 대한 복조를 마친 수신기는 FFT 결과에서 최대 주파수 성분만을 제거하고 이를 다시 IFFT를 이용하여 시간영역의 신호로 복원한다. 이를 통해 간섭이 사라진 새로운 신호가 생성되며 이에 해당하는 순시주파수  $IF_m'(t)$ 는 식 (18)에서  $C$ 가 제거된 형태이므로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$IF_m'(t) = IF_j^+(t) + IF_{i,b}^-(t) \quad (19)$$

여기서 위의 식에 남아있는  $IF_{i,b}^-(t)$ 는 이전에  $s_i^+(t)$ 를 복조하기 위해 수행한 곱셈의 결과일 뿐,  $s_j^+(t)$ 의 복조과정에서는 오히려 간섭으로 작용한다. 복원된 신호에  $s_{i,b}^+(t)$ 를 곱해  $IF_{i,b}^-(t)$  성분을 제거해야 하며 이는 다음과 같이 표현된다.

$$IF_d(t) + IF_{i,b}^+(t) = IF_j^+(t) + IF_{i,b}^-(t) + IF_{i,b}^+(t) = IF_j^+(t) \quad (20)$$

위 수식에서도 알 수 있듯이 수신 신호에서 간섭으로 작용하는  $s_i^+(t)$ 의 신호성분이 완전히 사라졌으며

로 신호세기가 약한  $s_j^+(t)$ 도 간섭의 영향 없이 복조를 수행할 수 있다.

제안 방법의 이해를 돕기 위해 SF9와 SF10을 이용하여 각각 데이터 심볼 100과 200을 변조한 후 이를 중첩시켰다. 본 예에서는 SF10으로 생성된 신호를 강한 신호, 즉 간섭으로 간주하였으며 중첩된 두 신호의 분리 과정에 따른 IF의 변화를 그림 5에 도시화하였다. 그림 5(a)와 같이 중첩신호에는 시간-주파수 평면에서 서로 다른 기울기를 가진 두 개의 신호성분이 공존한다. 먼저  $s_{10}^+$ 을 검출하기 위해 중첩신호에  $s_{10,b}^-$ 를 곱할 경우, 그림 5(b)와 같이  $s_{10}^+$ 의 IF는 상수가 되는 반면  $s_9^+$ 의 IF는 여전히 시변특성을 가진다. 수신기는 곱셈신호의 FFT결과에서 상수 주파수 성분을 파악하여  $s_{10}^+$ 을 복조한 뒤, 이를 제거하고 IFFT를 이용하여 FFT결과를 시간영역으로 복원한다. 복원된 신호의 IF는 그림 5(c)에 나타난 바와  $s_9^+$ 의 주파수성분만 남게 된다. 여기서  $s_9^+$ 에 앞서 더해졌던  $s_{10}^-$ 의 주파수 성분은 더 이상 필요 없으므로 복원신호에서  $s_{10,b}^-$ 를 곱한다. 결과적으로 중첩신호에는 그림 5(d)와 같이  $s_9^+$ 의 주파수 성분만 남게 된다. 그림 5(a)와 5(d)의 비교를 통해 알 수 있듯이 제안 방법은 중첩된 신호를 완전히 분리하여 신호 간에 발생하는 간섭문제를 해결하고 있다.

제안방법의 또 다른 장점은 기존 로라 시스템과의

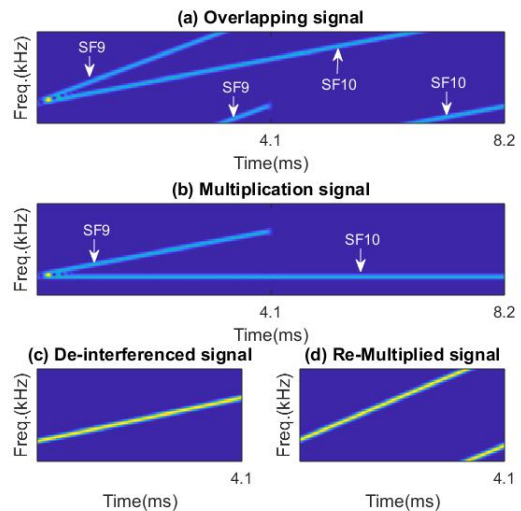


그림 5. 신호분리 과정에서 각 신호의 순시 주파수 변화 예 Fig. 5. An example of IF changes during signal separation.

호환성(compatibility)이다. 신호의 중첩 감지 및 간섭 신호의 시작 위치 파악은 이미 로라 수신기에 구현된 사항이며 기본 CSS신호 생성 및 곱셈연산도 현재 수신기 구조에서 지원된다. 따라서 기존 시스템에 FFT와 더불어 IFFT 연산도 가능한 블록만 추가하면 제안 기술을 적용할 수 있다. 또한 제안 방법은 간섭 제거 블록의 반복적 수행을 통해 다수의 간섭 신호로 인해 발생하는 간섭문제도 처리할 수 있다.

### V. 모의실험

본 장에서는 모의실험을 통해 제안기술이 SIR이 매우 작은 환경에서도 간섭의 영향 없이 올바르게 신호를 복조할 수 있음을 보인다.

모의실험에서는 두 개의 로라 단말로부터 송신된 각각의 패킷의 신호가 수신 게이트웨이에서 중첩되는 상황을 가정한다. 두 단말은 패킷송신마다 서로 다른 임의의 SF를 사용하며 전송되는 패킷의 크기는 50바이트이다. 두 전송 간의 시간차를 고려하기 위해 중첩은 패킷 전체에서 발생되거나 혹은 일부에서만 발생하도록 임의 설정하였다. 동일한 환경에서 기본방법과 제안방법의 성능차이를 비교하기 위해 총 10000번의 패킷 전송 시도를 수행하였으며 이때 발생한 심볼 에러율과 패킷 에러율을 각각 측정하였다.

우선 제안방법의 이론적 검증을 위해 잡음이 없는 환경에서 중첩신호의 복조 능력을 평가하였다. 그림 6에서 보이는 바와 같이, 기존 시스템에서는 SIR이 작을수록 심볼 에러율이 증가한다. 이는 앞서 설명한 것처럼 간섭신호의 영향으로 FFT결과에서 모호한 다수의 봉우리가 발생되기 때문이다. 반면 제안방법은 복

조과정에서 간섭신호의 영향이 제거되었으므로 SIR과 관계없이 항상 올바른 복조가 수행된다. 특히 제안 방법은 FFT결과에서 하나의 주파수 성분만을 제거하고 있으므로 중첩된 두 신호가 동일한 데이터 심볼을 변조했다더라도 서로의 복조에는 아무런 영향을 미치지 않는다.

한편, 로라 시스템에서는 CRC를 이용하여 비트에러의 유무를 파악할 수는 있으나 수정할 수는 없다. 다시 말해, 패킷을 구성하는 다수의 심볼 중 단 하나의 심볼이라도 복조가 실패될 경우 패킷 전체를 유실할 수 있다. 따라서 그림 7과 같이 심볼 에러율 대신 패킷 에러율을 성능평가의 척도로 사용하면 기존 방식에서는 간섭에 의한 성능 열화 문제가 더욱 심각해진다. 특히 로라에서는 전송실패로 인한 재전송을 요구하지 않으며 단말 당 허용된 전송시간이 매우 제한적이므로 패킷유실은 응용의 성격에 따라 치명적인 문제가 될 수도 있다. 그러므로 제안방법을 통해 데이터 신뢰성을 보장하는 것은 로라 시스템의 응용범위 확대에 초석이 될 수 있다.

실제 통신에서는 간섭뿐만 아니라 잡음도 복조에 영향을 미친다. 로라 시스템에서 잡음과 간섭이 미치는 영향을 함께 고려하기 위해 SIR을 각각 -5dB, -15dB, -25dB로 설정한 후 SNR을 변화시키며 심볼 에러율과 패킷 에러율을 측정하였다. 그림 8과 9처럼 기존 시스템에서는 SIR이 작다면 SNR이 좋아지더라도 복조 성능은 크게 향상되지는 않는다. 이는 로라신호의 특성과 복조방법이 잡음에는 강인한 반면 간섭에는 상대적으로 취약하기 때문이다. 반면 점선으로 표시된 것처럼 제안 방법은 SIR과 관계없이 SNR이 개선됨에 따라 복조실패율이 감소하는 것을 볼 수 있

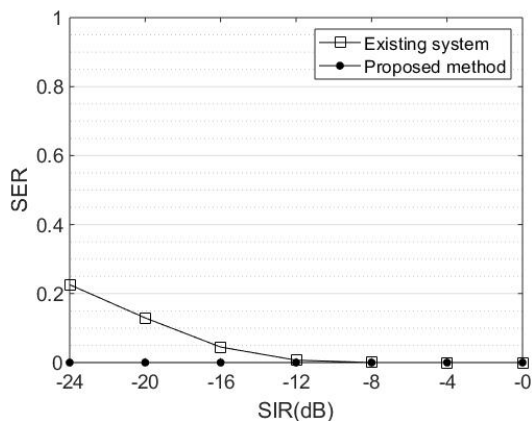


그림 6. SIR에 따른 심볼 에러율  
Fig. 6. Symbol error rate for SIR.

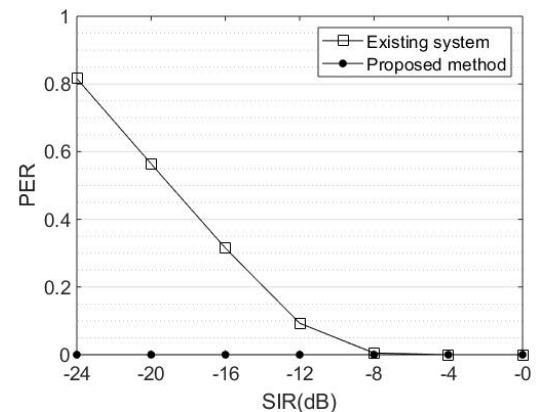


그림 7. SIR에 따른 패킷 에러율  
Fig. 7. Packet error rate for SIR.



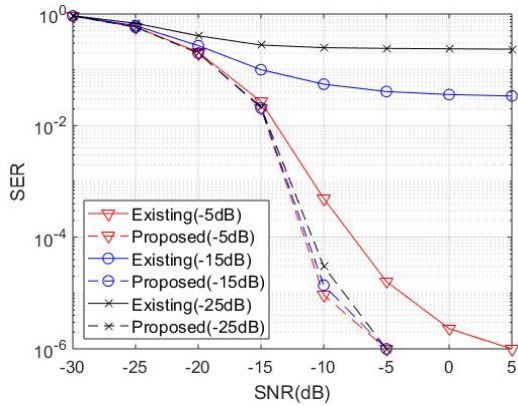


그림 8. SNR에 따른 심볼 에러율  
Fig. 8. Symbol error rate for SNR

다. 또한 동일한 SNR 상황에서도 기존 시스템보다 현저히 낮은 심볼 에러율과 패킷 에러율을 나타낸다. 이는 제안 방법이 중첩된 두 신호간 간섭의 영향을 완전히 제거했음을 의미한다.

모의실험 결과를 통해 알 수 있듯이 제안방법은 간섭의 영향이 큰 환경에서 데이터 신뢰성을 보장하고 있다. 강한 간섭은 주로 1) 네트워크 내에 단말의 수가 많거나 2) 단말 통신거리의 차가 큰 경우에 발생한다. 따라서 제안 방법을 통해 게이트웨이 당 수용가능한 단말의 수를 증가시킬 수 있고 신호세기가 약한 장거리통신을 보호하여 네트워크 커버리지를 확대할 수 있다. 이러한 확장성 강화는 로라 기술이 LPWAN시장에서 경쟁력을 높이는 중요한 요소가 될 것이다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 신호의 곱셈 연산에 의한 주파수 변화 특성과 FFT/IFFT를 활용한 간섭 제거 기술을 제안하였다. 제안방법은 중첩 신호 중, 세기가 큰 신호를 선별하여 이를 먼저 복조하고 복조된 신호성분을 중첩신호에서 제거하여 간섭으로 인한 문제를 해결하였다. 또한, 동일한 모의실험 환경에서 제안 방법은 기존 방법보다 높은 전송 신뢰성을 보인다.

제안방법은 프리엠블을 통해 중첩 여부를 판별하고 있으나 신호의 SNR 차이가 너무 클 경우, 프리엠블 검출 자체가 어려울 수 있다. 따라서 비선형 주파수 신호의 높은 자기 상관성을 기반으로 우수한 신호검출 성능을 보이는 정합필터를 활용하여 프리엠블을 정확하게 검출하는 연구가 향후 필요하다.

## References

- [1] L. Atzori, A. Iera, and G. Morabito, "The internet of things: A survey," *Comput. Netw.*, vol. 54, no. 15, pp. 2787-2805, Oct. 2010.
- [2] L. D. Xu, W. He, and S. Li, "Internet of things in industries: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 10, no. 4, pp. 2233-2243, Nov. 2014.
- [3] J.P. Bardyn, T. Melly, O. Seller, and N. Sornin, "IoT: The era of LPWAN is starting now," in *Proc. 42nd Eur. Solid-State Cir. Conf.*, pp. 1-6, Lausanne, Switzerland, Sept. 2016.
- [4] J. Haxhibeqiri, E. D. Poorter, I. Moerman, and J. Hoebeke, "A survey of LoRaWAN for IoT: From technology to application," *Sensors*, vol. 18, no. 11, pp. 3995-4032, Nov. 2018.
- [5] M. Centenaro, L. Vangelista, A. Zanella, and M. Zorzi, "Long-range communications in unlicensed bands: the rising stars in the IoT and smart city scenarios," *IEEE Wireless Commun.*, vol. 23, no. 5, pp. 60-67, Oct. 2016.
- [6] J. H. Lee, "Long range communication module implementation in sub-GHz band for inter-drone Ad hoc networks," *J. KICS*, vol. 43, no. 10, pp. 1670-1675, Oct. 2018.
- [7] D. Croce, M. Gucciardo, G. Santaromita, and I. Tinnirello, "Impact of LoRa imperfect orthogonality: analysis of link-level performance," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 22, no. 4, pp. 796-799, Apr. 2018.
- [8] U. Noreen, L. Clavier, and A. Bounceur, "LoRa-like CSS-based PHY layer, capture effect and serial interference cancellation," in *Proc. Eur. Wireless 2018*, Catania, Italy, May 2018.
- [9] L. Vangelista, "Frequency shift chirp modulation: The LoRa modulation," *IEEE Sign. Process. Lett.*, vol. 24, no. 12, pp. 1818-1821, Oct. 2017.
- [10] P. Poshala, "Why oversample when undersampling can do the Job?," Texas Instruments, Application Report, 2013.
- [11] M. C. Bor, U. Roedig, T. Voigt, and J. M. Alonso, "Do LoRa low-power wide-area networks scale?," in *Proc. ACM MSWiM '16*, Malta, Malta, Nov. 2016.

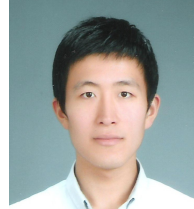
**김 성 렬 (Sungryul Kim)**



신호처리, 머신러닝

2010년 2월 : 부산대학교 컴퓨  
터공학과 학사  
2017년 8월 : 부산대학교 대학원  
컴퓨터공학과(공학박사)  
2019년 3월~현재 금오공과대학교  
컴퓨터소프트웨어공학과 조교수  
<관심분야> IoT, 수중네트워크,

**김 천 용 (Cheonyong Kim)**



<관심분야> IoT, 무선 센서 망, Resource Allocation

2013년 2월 : 충남대학교 컴퓨  
터공학과 졸업  
2015년 2월 : 충남대학교 컴퓨  
터공학과 석사  
2019년 2월 : 충남대학교 컴퓨  
터공학과 공학박사  
2019년 3월~현재 : 한국과학기

**김 기 욱 (Kiwook Kim)**



<관심분야> IoT, SDN, Network Security

2006년 8월 : 고려대학교 컴퓨  
터학과 졸업  
2018년 2월 : 고려대학교 컴퓨  
터전파통신공학과 공학박사  
2018년 12월~현재 : 한국과학  
기술정보연구원 과학기술연  
구망센터 선임기술원

**김 주 범 (Joobum Kim)**



<관심분야> 광 네트워크, 큐잉시스템, 사물인터넷

1999년 2월 : 광운대학교 전자  
통신공학과 학사  
2002년 2월 : 광주과학기술원  
정보통신공학과 석사  
2016년 8월 : The University of  
Texas at Dallas, 공학박사  
2002년~2005년 : 삼성전자

이동통신개발팀 선임연구원  
2005년~2019년 : 한국과학기술정보연구원 과학기술  
연구망센터 선임연구원  
2020년~현재 : Middle Georgia State University,  
Department of Information Technology, Assistant  
Professor