

샘플링에 의한 RFID-PJM 모드의 복조 방법

준회원 윤재혁*, 종신회원 양훈기*

Sampling Based Demodulation of RFID-PJM Mode

Jae-Hyuk Youn* Associate Member, Hoon-Gee Yang* Lifelong Member

요약

본 논문은 샘플링된 신호에 대한 코릴레이션을 통해서 PJM 변조 신호를 복조하는 기법 및 이를 구현하는 복조기의 하드웨어 구조를 제시한다. 제안된 복조기법은 샘플링된 이산 신호에 대해 정합필터를 통과시켜 복조하는 것으로서 MFM 부호화에 의해 발생하는 4가지 샘플파형을 복조할 수 있는 데이터 판정 방법을 제시한다. 제시된 데이터 판정방법에 따른 BER 성능을 수학적으로 유도하며 시뮬레이션에 의해 유도 결과의 타당성을 검증한다.

Key Words : RFID, PJM mode, Demodulation, Sampling, BER

ABSTRACT

This paper presents a sampling based demodulation method of PJM signal and a hardware structure to implement the proposed demodulator. The proposed method, using matched filters in the discrete time domain, can make decisions on 4 different sampled signals caused by MFM encoding. We mathematically derive the BER of the proposed demodulation method and prove its validity through simulation results.

1. 서론

RFID(Radio frequency identification) 기술은 전파를 이용해 리더(Reader)와 정보를 저장한 태그(Tag)간의 데이터 통신을 지원하는 무선통신 기술로서 출입관리나 물류, 생산, 유통 등 사회 전반에 걸친 분야에 적용되고 있으며 사용범위가 점차 확대되고 있다. 또한 네트워크의 유연성, 이동성뿐만 아니라 사용자의 편리성을 제공해 주기위한 무선 네트워크에 대한 요구가 해를 거듭할수록 증대되면서 이러한 사회적 요구를 충족시키기 위한 RFID 기술의 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[3]}.

본격적인 Ubiquitous 환경이 구축되어 RFID가 대부분의 사물에 부착되어 RFID/USN(Ubiquitous sensor network)의 세계시장이 큰 성장을 이룰 것으

로 전망되고 있다. 이러한 전망에 따라 개별 제품 인식(ILT : Item level tagging)에 대한 기술적 요구와 관심이 증대되어, ILT 기술에 사용될 현실적인 가격의 생산성이 고려된 Printed RFID tag에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, ILT 기술이 가능한 국제 표준의 제정도 진행되고 있다^{[4], [5]}.

현재 표준제정이 진행 중인 ISO/IEC 18000-3 모드 3의 PJM 모드는 다중채널을 통한 RFID 리더와 태그간의 통신을 이용하여 태그 인식 속도를 높임으로써 ILT가 가능하게 하는 13.56MHz RFID 시스템의 국제표준 규격이다. UHF(Ultra high frequency) 대역의 국제표준인 ISO/IEC 18000-6 Type C와 동일한 논리계층을 사용하여 각 대역의 장단점을 상호 보완하려는 목적을 갖고 있다^{[6]-[8]}.

ISO/IEC 18000-3 모드 3은 단일채널을 사용하여

※ "본 논문은 지식경제부 및 IITA의 IT원천기술개발사업 [2008-S-023-01, 개별물품 단위 응용을 위한 차세대 RFID 기술 개발]의 지원과 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구사업 [No.2009-0076475]의 지원으로 수행된 연구결과임."

* 광운대학교 전기공학과(hyuk329@kw.ac.kr, hgyang@kw.ac.kr)

논문 번호: KICS2009-10-529, 접수일자: 2009년 10월 31일, 최종논문접수일자: 2009년 12월 16일

통신하는 ASK(Amplitude shift keying) 모드와 다중채널을 사용하는 PJM(Phase jitter modulation) 모드로 나뉜다. ASK 모드는 단일채널을 사용하기 때문에 태그 인식속도가 느리다는 단점이 있지만 포락선 검출(Envelope detection)을 통한 동기화 및 복조가 가능하기 때문에 구현이 쉽다는 장점이 있다. 반면, PJM 모드는 ASK 모드보다 태그인식속도가 최대 5.64배 빠르다는 장점이 있지만, 무변조 신호인 CW(Continuous wave)와 PJM 변조신호의 위상차가 매우 작기 때문에 포락선 검출이 불가능하여 동기화 및 복조방법이 쉽지 않다는 단점이 있다^{[7][9]}. PJM 신호 동기방법에 관해서는 [13]에서 MFM(Modified frequency modulation) 플래그 파형에 대한 상관관산을 통하여 동기를 획득할 수 있는 알고리즘 및 하드웨어 구조가 제시되었다. 본 논문에서는 [13]에서 제시한 동기부와 연동되는 PJM 신호 복조방법을 제시하고자 한다. 이를 위해서 II장에서는 ISO/IEC 18000-3 PJM 모드의 규격 및 분석내용을 살펴보고 III장에서는 복조 기법을 제시하며 또한 부정확한 샘플링 위치에 따른 성능 저하를 막기 위한 신호 보정 방법을 제시한다. IV장에서는 제시된 복조방식의 BER(Bit error rate) 성능을 수학적으로 유도하며 V장에서는 제안한 복조 기법의 성능을 시뮬레이션을 통해 검증하고 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. ISO 18000-3 모드 3의 PJM 모드

그림 1은 국제표준에서 제시한 PJM 신호의 파형을 나타낸 것이다. PJM 모드는 13.56MHz RFID의

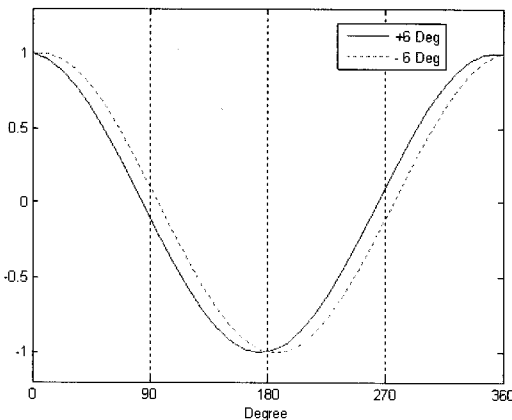


그림 1. PJM 신호
Fig 1. PJM signal

ISO 국제표준에 제안된 모드 중의 하나로 무변조 신호인 CW(Continuous wave) 파형에 위상을 각각 $+\theta$, $-\theta$ 만큼 지연을 주어 데이터 '0'과 '1'을 표현하는 변조 방식이다. 여기서 θ 는 최대 6° 까지를 권고하고 있으므로 변조 파형이 CW파형을 닮아서 대역폭이 DSB(Double side band) 변조 신호의 대역폭 정도를 가진다. 이와 같은 협대역 특성은 PJM 모드가 다중 채널 환경에서 동작 가능하도록 해주고 있으며 국제 표준에 따르면 최대 8개까지의 리더/태그 간 전송 채널이 가능하다. 이와 같은 다중 채널 환경은 태그 충돌 확률을 대폭적으로 줄여서 리더가 최대 8배까지 더 고속으로 태그를 인식하는 것이 이론적으로 가능하다. 표준에서 주어진 파라메타 값을 고려하면 단일 채널을 사용하는 경우보다 약 5.64배 정도 빠르게 주어진 태그를 읽을 수 있다^[9].

그림 2는 MFM 부호화 파형과 비트간격을 나타낸 것이다. PJM 모드에서 데이터 전송은 MFM 부호화 후 PJM 변조를 하게 되는데 MFM 부호화에서는 데이터 '0'과 데이터 '1'의 비트 간격은 모두 동일하게 $4.72\mu s$ 이며, 그림과 같이 데이터 '1'은 비트 중간에 위상 천이가 발생하고, 데이터 '0'은 비트가 시작할 때 위상 천이가 발생하지만, 데이터 '1'을 바로 뒤따르는 데이터 '0'은 비트 시작 시 위상 천이가 발생하지 않는다.

국제표준에 따르면 리더가 태그로 송신하는 모든 명령어는 반드시 MFM 플래그로 시작하도록 되어 있다. 그림 3은 CW 구간이후 리더의 명령어가 송출되고 그 다음 CW 구간까지의 PJM 모드의 프레임 구조를 보인 것이다.

PJM 변조신호를 복조하기 위해서 태그는 CW구간에서 충전을 하다가 MFM 플래그가 입력되면 이를 인지하고 복조 시점을 판단하는 동기화 과정이 필요하다. 본고에서는 동기화 과정 이후의 복조 방법에 대한 내용만을 다룬다.

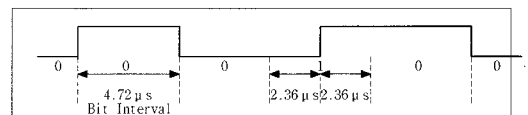


그림 2. MFM 부호화 및 비트간격
Fig 2. MFM encoding and bit interval

CW	MFM flag	Payload data	CW
----	----------	--------------	----

그림 3. PJM 모드 명령어의 프레임 구조
Fig 3. Frame structure of PJM mode

III. PJM 모드의 복조 기법

3.1 복조 알고리즘

두 PJM 변조신호의 형태는 동일하고, 위상 차이는 매우 작기 때문에 BER(Bit error rate) 성능의 지표 중 하나인 상관계수는 1에 가깝다^{[10], [11]}. 따라서 상관 수신기를 이용할 지라도 입력된 PJM 신호를 그대로 복조한다면 복조 성능은 매우 낮을 수밖에 없으므로 적절한 샘플링 기법을 통하여 복조 성능이 향상될 수 있도록 신호를 가공하는 과정이 필요하다.

PJM 신호를 일정 간격으로 한 주기에 한번 샘플링 할 경우, 샘플링 위치에 따라 샘플 값의 차는 달라진다. 그림 1에서 90°와 270° 지점에서 샘플링 할 경우 두 샘플 값의 차가 가장 크므로 최적의 샘플링 위치가 된다. 그림 4는 90° 지점에서 샘플링 하였을 때 샘플 값과 MFM 부호화 파형 및 PJM 신호를 함께 표현한 것이다. 국제표준에 의하면 데이터 비트 내에 64주기의 PJM 신호가 있어야하나 그림 4에서는 편의상 2주기만 나타내었다.

그림 4에서 보듯이 MFM 파형의 위상 천이가 발생하면 PJM 신호의 위상도 천이된다. 또한 CW 기준으로 90°지점에서 샘플링을 하게 되면 위상이 다른 두 PJM 신호의 샘플 값은 0을 기준으로 상하 대칭을 이루게 된다. PJM 신호의 진폭 값이 1이라 가정하면 샘플 값은 각각 약 0.1045, -0.1045가 된다. 이와 같이 샘플링 하여 얻어진 한 비트에 해당되는 샘플 값 시퀀스는 MFM 부호화 파형을 닮은 총 4가지의 형태로 존재한다.

태그의 수신된 PJM 신호는 샘플링 과정을 거친 후 그림 5와 같은 이산신호의 형태가 되기 때문에 이와 동일한 형태를 템플릿으로 취하는 상관기를 통과시키면 최적의 복조 성능을 얻을 수 있다^{[10]-[12]}.

그림 6은 PJM 신호의 변조를 위한 복조부를 나

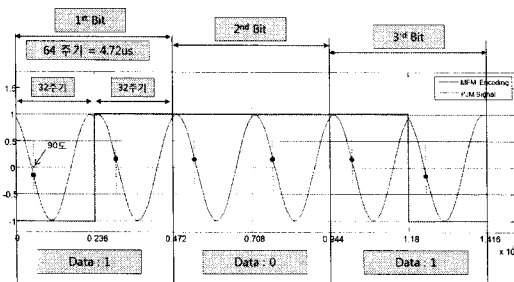


그림 4. MFM 부호화 파형과 PJM 신호 및 샘플 값
Fig 4. PJM signal, MFM encoding wave and sampled value

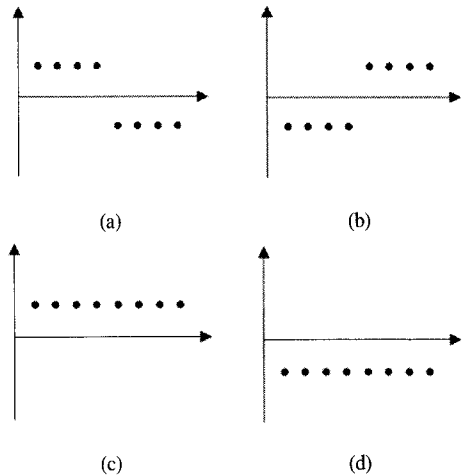


그림 5. 샘플링된 신호파형 a),b) 데이터 '1', c),d) 데이터 '0'
Fig 5. Sampled signal form a),b) data '1', c),d) data '0'

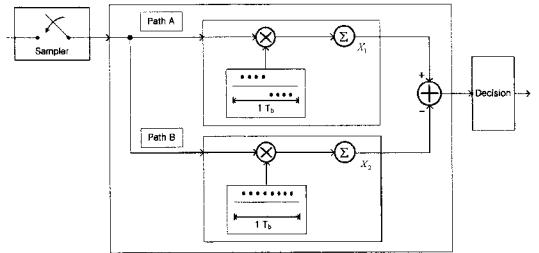


그림 6. 복조기
Fig 6. Demodulator

타내었다. PJM 변조 신호는 90°지점에서 샘플링 된 후 복조기의 두 경로로 동시에 입력된다. A 경로(Path A)는 그림 5의 a)와 동일한 파형(데이터'1'의 MFM 부호화 파형과 동일)을 템플릿으로 취하는 상관기의 입력으로 연결되어 있으며 B 경로(Path B)는 그림 5의 c)와 동일한 파형(데이터'0'의 MFM 부호화 파형과 동일)을 템플릿으로 취하는 상관기의 입력으로 연결된다.

A 경로 상관기의 비트구간별 상호상관 연산의 출력을 X_1 라 하고 B 경로의 출력값을 X_2 라 하자. 수신 데이터가 '1'이면서 그 파형이 그림5의 a)인 경우, 잡음이 없다고 가정하면 X_1 는 약 0.7이 된다 (PJM 신호의 최대 진폭 값이 1인 경우). 반대로 수신 데이터가 '0'인 경우 그 파형(그림 5의 c) 또는 d))에 관계없이 X_2 는 0이 된다. 그러므로 복조기 내부의 두 상관기의 출력 값을 비교하여 $X_1 - X_2 > 0$ 인 경우 수신데이터를 '1'로 그 반대의 경우 '0'으로 판정할 수 있다.

그러나 수신 데이터가 '1'이지만 그 파형이 그림

5의 b)인 경우에는 X_1 의 값이 -0.7 이 되고 X_2 는 0 이기 때문에 위와 동일한 데이터 판정 기준을 적용하면 오류가 발생한다. 이는 데이터 '1', '0'에 대한 파형이 각각 2가지이며, 그 형태가 서로 반전된 형태를 갖기 때문이다.

이를 해결하기 위해서 그림 5의 샘플 파형을 2개의 그룹으로 구분하자. a), c)를 A그룹, b), d)를 B그룹이라 하면 A그룹의 파형이 들어오면 $X_1 + X_2 = +0.7 > 0$ 이 되고, B그룹의 파형이 들어오면 $X_1 + X_2 = -0.7 < 0$ 이 된다. 그러므로 $X_1 - X_2$ 값에 의해 '0', '1'을 구분하기에 앞서 $X_1 + X_2$ 값의 부호에 의해 그룹 구분을 먼저 해 주어야 한다. 그러므로 최종적인 데이터 판정 값 \hat{d} 는 다음과 같은 규칙에 따라 결정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{if } X_1 + X_2 > 0 \ \& \ X_1 - X_2 > 0, \ \hat{d} = 1 \\ \text{if } X_1 + X_2 > 0 \ \& \ X_1 - X_2 < 0, \ \hat{d} = 0 \\ \text{if } X_1 + X_2 < 0 \ \& \ X_1 - X_2 > 0, \ \hat{d} = 0 \\ \text{if } X_1 + X_2 < 0 \ \& \ X_1 - X_2 < 0, \ \hat{d} = 1 \end{aligned}$$

3.2 보정 알고리즘

CW를 기준으로 90° 지점에서 샘플링이 이루어지지 않으면 샘플 값이 상이해질 수 있다. 그림 7의 b)는 샘플링 위치가 정확하지 못한 경우 한 비트 내의 샘플 신호 파형을 보여준다. b)의 경우 데이터 '1'과 '0'의 에너지도 상이할 뿐만 아니라 임계값(Threshold)을 기준으로 상하 대칭이 되지 않으므로 비트 오율 성능의 열화는 자명하다. 따라서 이러한 경우 수신신호의 보정이 필요하다.

그림 7에서 발생한 비대칭을 보정하기 위해서 그림 8과 같이 동기를 위해 사용되는 MFM 플래그에서 앞부분 동기화 열(Synchronizing string) 부분을 사용할 수 있다. 동기 목적과는 별도로 동기화 열 구간 내에서 $2 \times (\text{비트간격}) \times n$ (n 은 정수)만큼의 시간 간격동안을 샘플링을 하였다면 그림 7과 같은 샘플 파형들이 연속으로 나타나게 되며 시작 시점과 상관없이 0보다 큰 부분과 0보다 작은 부분의 개수가 동일하게 된다. 그러므로 그 구간 동안의 샘플 값들을 더한 후 개수로 나눈 값이 비대칭 정도를 나타내며 이 값이 만약 u 라면 입력되는 페이로드(Payload) 데이터 값을 (수신신호의 진폭 값 $-u$)로 수정한 후 복조함으로써 성능을 개선할 수 있다. 이러한 보정 알고리즘을 적용했을 때의 성능은 V

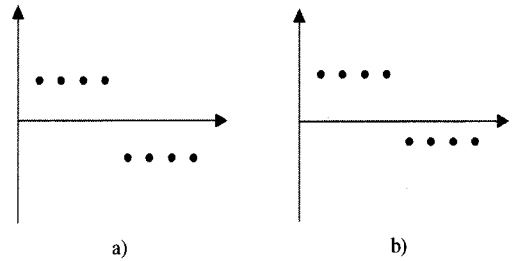


그림 7. 샘플링 위치에 따른 샘플 파형 a) 90° , b) 90° 가 아닌 경우
Fig 7. Sampled waveform at sampling position a) 90° , b) not 90°

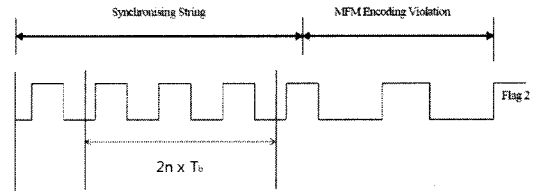


그림 8. 템플릿 파형 보정을 위한 샘플링 구간
Fig 8. Sampling interval for template compensation

장에서 보인다.

IV. 복조 성능

PJM 변조신호의 비트 구간을 T 라 하고 비트 에너지에 E 라 하자. 위상차가 6° 라면 PJM 신호는 식(1)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} s_1(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + 6^\circ) \\ s_2(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t - 6^\circ) \end{aligned} \quad (1)$$

CW를 기준으로 정확히 샘플링이 90° 에서 이루어지고 PJM 신호의 최대 진폭 값이 1이라고 가정한다면 $\cos(84^\circ) \approx 0.1045$, $\cos(96^\circ) \approx -0.1045$ 이므로 식(1)의 두 신호의 샘플 값은 각각 식(2)와 같다($\rho = 0.1045$).

$$\sqrt{\frac{2E}{T}} \times 0.1045 = \pm \rho \sqrt{\frac{2E}{T}} \quad (2)$$

복조기 내부 상관기의 템플릿 파형의 High 값을 $\rho \sqrt{2E/T}$ 로 Low 값을 $-\rho \sqrt{2E/T}$ 로 정하자(이 값은 상수이지만 하면 정합필터가 되므로 BER 성

능에 영향을 주지는 않음). $X_1 + X_2 > 0$ 인 경우의 복조기의 BER 성능은 다음과 같이 유도할 수 있다. $X_1 + X_2 > 0$ 인 경우는 A그룹 신호가 온 경우로 A 그룹 신호가 오더라도 잡음으로 인하여 $X_1 + X_2 > 0$ 이 되지 않을 수도 있으나 그 경우는 여기서 배제하며 이에 제시한 이론 분석의 타당성은 'V. 시뮬레이션'에서 부연 설명한다. A그룹 신호 중 '1' 즉 그림 5 a)파형이 얻어진 경우의 X_1 (그림 6 참조) 분포는 다음과 같이 유도된다. PJM 신호의 한 비트에는 64개의 주기가 포함되어 있고 각 주기마다 한 번씩 샘플링 하였으므로, 템플릿과 동일한 형태의 신호를 갖는 데이터가 입력된 경우의 상관기 출력 값을 α 라고 하면 그 값은 식(3)과 같다.

$$\alpha = \rho^2 \frac{2E}{T} \times 64 \quad (3)$$

각 샘플링 지점의 노이즈 성분을 N_1, N_2, \dots, N_{64} 라 하면 상관기를 거친 잡음은 식(4)와 같다.

$$N = (N_1 + N_2 + \dots + N_{64}) \times \rho \sqrt{\frac{2E}{T}} \quad (4)$$

신호에 더해진 잡음을 AWGN으로 모델링하면 N 은 가우시안 확률변수가 된다. 따라서 분산 σ_N^2 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \sigma_N^2 &= \rho^2 \cdot \frac{2E}{T} (\sigma_{N_1}^2 + \sigma_{N_2}^2 + \dots + \sigma_{N_{64}}^2) \\ &= 64 \cdot \sigma^2 \cdot \rho^2 \cdot \frac{2E}{T} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 σ^2 은 $N_i(i=1, \dots, 64)$ 의 분산으로 샘플링 지점에 관계없이 동일하다. 그러므로 X_1 은 평균이 α , 분산이 σ_N^2 인 Gaussian 분포, 즉 $N(\alpha, \sigma_N^2)$ 를 갖는다.

X_2 은 평균만 0이 되고 분산은 X_1 과 동일하다. Decision은 $X_1 - X_2$ 부호에 의해 결정되므로 $X = X_1 - X_2$ 로 정의된 새로운 확률 변수 X 의 분포를 구해보자. X_1, X_2 는 모두 Gaussian 분포를 가지고 서로 독립하므로 X 는 평균이 α , $1^2\sigma_N^2 + (-1)^2\sigma_N^2 = 2\sigma_N^2$ 에 의해서 분산이 $2\sigma_N^2$ 인 Gaussian 분포, 즉

$N(\alpha, 2\sigma_N^2)$ 이 된다. 그러므로 '1'이 전송된 경우의 X 의 확률밀도 함수 $f(x|'1')$ 은 다음과 같다.

$$f(x|'1') = \frac{1}{2\sigma_N\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(x-\alpha)^2}{4\sigma_N^2}} \quad (6)$$

$X_1 + X_2 > 0$ 인 경우, 즉 샘플링된 신호가 A그룹인 경우에 '0', 즉, 그림 5 c) 파형이 얻어졌다고 하자. 이 경우는 X_1 의 분포는 $N(0, 2\sigma_N^2)$ 이고 X_2 는 $N(\alpha, 2\sigma_N^2)$ 이다. 그러므로 X 의 분포는 $N(-\alpha, 2\sigma_N^2)$ 이 된다. 그러므로 이때의 확률밀도 함수 $f(x|'0')$ 은 다음과 같다.

$$f(x|'0') = \frac{1}{2\sigma_N\sqrt{\pi}} e^{-\frac{(x+\alpha)^2}{4\sigma_N^2}} \quad (7)$$

그러므로 샘플링된 신호가 A그룹 파형인 경우 '0'이 전송되었을 때 BER은 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{aligned} P_{e|0} &= \int_0^\infty f(x|'0') dx \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\alpha}{2\sigma_N}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

'1'이 전송되었을 때도 동일한 과정을 거쳐게 되며 '0'과 '1'의 전송 확률이 각각 $\frac{1}{2}$ 이므로 결국 A 그룹 신호가 전송된 경우의 BER은 다음과 같다.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\alpha}{2\sigma_N}\right) \quad (9)$$

식(3)의 α 값을 식(9)의 erfc 함수 안에 대입하면

$$\frac{\alpha}{2\sigma_N} = \frac{4\rho\sqrt{\frac{2E}{T}}}{\sigma} \quad (10)$$

이 되어 BER은 다음과 같다.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{4\rho\sqrt{\frac{2E}{T}}}{\sigma}\right) \quad (11)$$

복조부 앞단에서의 SNR(Signal-to-noise ratio) γ 는 $\gamma = (E/T)/\sigma^2$ 로 나타낼 수 있으므로 BER은 다음과 같다.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(4\rho\sqrt{2\gamma}) \quad (12)$$

$X_1 + X_2 < 0$ 인 경우, 즉, B그룹의 파형이 얻어진 경우도 비슷한 과정을 거쳐서 식(12)와 동일한 BER을 얻는다. 그러므로 그룹과는 무관하게 전체 BER은 식(12)로 표현된다.

V. 시뮬레이션

본 논문에서 수행한 BER 시뮬레이션의 조건은 표 1과 같다. PJM 변조신호의 샘플링 위치는 CW를 기준으로 90° 지점과 85° 지점으로 하였고 한 비트에 포함되는 PJM 변조신호 주기의 개수는 국제표준에 따라 64개로 하였다. PJM 변조신호의 위상 또한 국제표준을 만족하는 $+6^\circ$, -6° 로 하였으며 PJM 변조신호의 최대 진폭 값은 1로 선택 하였다. 노이즈는 AWGN 모델을 적용하여 SNR의 범위를 0dB부터 16dB까지 2dB 간격으로 시뮬레이션 하였다.

그림 9는 SNR에 따른 BER 성능 시뮬레이션 결과로서, 이론치 및 실험치를 함께 나타낸 것이다.

이론치는 4장에서 유도한 식 (12)을 이용하여 도식화 한 것이고, 실험치는 표 1을 바탕으로 제안한 샘플링 기반 복조 기법을 적용한 시뮬레이션 결과이다. 이론치와 실험치의 결과가 차이가 나는 이유는 다음과 같다.

표 1. 시뮬레이션 수행 조건
Table 1. Simulation condition

항 목	조 건	비 고
샘플링 위치	CW기준 90° CW기준 85°	최적 샘플링 위치 보정 알고리즘
PJM 변조신호 비트당 주기수	64주기	ISO/IEC 18000-3 모드 3
PJM 신호의 위상	$+6^\circ / -6^\circ$	ISO/IEC 18000-3 모드 3
MFM 플래그 형태	Flag 2	Low 값으로 시작
최대 진폭 값	1	
노이즈	AWGN 모델	

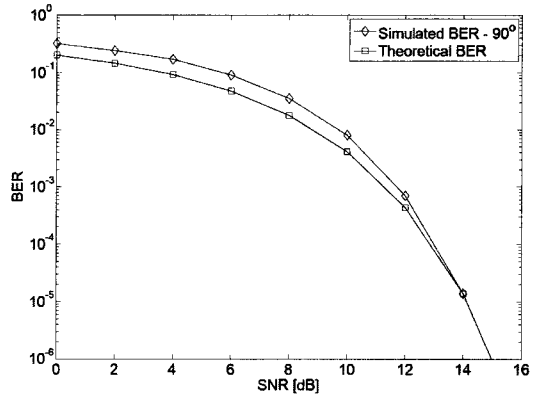


그림 9. PJM 모드의 비트오율 성능
Fig 9. Bit error rate performance of PJM mode

3.1절에서 복조기 내부의 각 상관기의 출력 결과를 비교하여 $X_1 + X_2 > 0$ 인 경우와 $X_1 + X_2 < 0$ 에 대하여 서로 다른 판정기준으로 수신 데이터를 판정하였다. 그러나 SNR이 낮아 잡음의 영향이 커지면 그림 5의 a) 파형이 입력되어도 $X_1 + X_2 > 0$ 가 아닌 $X_1 + X_2 < 0$ 조건을 만족시키는 경우가 있다. 이러한 경우 수신 데이터 판정기준이 반대가 되기 때문에 추가적인 오류가 발생한다. 시뮬레이션을 통해 SNR이 낮을 때 이러한 오류가 발생하는 것을 확인할 수 있었다. 그러나 SNR이 커지거나 PJM 변조신호의 비트당 주기수가 늘어나면 이러한 오류는 크게 줄어들게 된다. SNR이 높은 경우 이론치와 실험값의 차가 작아져 SNR이 14dB 이상인 경우 두 결과가 거의 동일함을 확인할 수 있다.

그림 10은 샘플링 위치가 85° 인 경우 보정 알고리즘을 적용하지 않은 복조 실험 결과, 보정 알고리즘

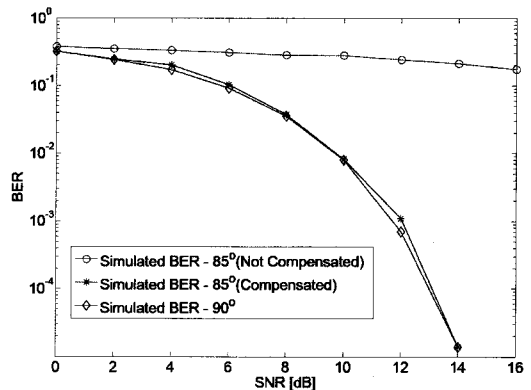


그림 10. 보정 알고리즘이 적용된 PJM 모드의 복조 성능
Fig 10. BER performance of PJM mode applied the compensation algorithm

즘을 적용한 실험 결과, 그리고 샘플링 위치가 90°인 경우의 실험 결과를 함께 보여준다. 그림에서 알 수 있듯이 샘플링 위치가 비록 5°밖에 차이 나지 않지만 보정 알고리즘이 적용되지 않은 경우 복조 성능의 열화가 매우 크다는 것을 알 수 있다. 그러나 보정 알고리즘이 적용된 실험치는 샘플링 위치가 90°인 경우의 복조 성능과 거의 일치함을 보이고 있음을 확인할 수 있다.

VI. 결 론

본 논문은 13.56MHz 대역 RFID PJM 모드의 복조 기법을 제시하였고, BER 복조성능을 수학적으로 유도하였으며 시뮬레이션에 의해 검증하였다. MFM 부호화된 신호를 샘플링 하였으므로 서로 다른 4가지 파형이 존재하며 이들 파형에 대한 복조를 위해서 샘플 파형을 두 그룹으로 구분하였다. 이론적 분석은 샘플 파형을 두 그룹으로 구분한 것이 정확했다는 가정 하에 유도되었으며 SNR이 낮은 경우는 그룹 구분의 정확도가 떨어지므로 시뮬레이션 결과가 이 가정에 의해 유도된 이론치보다 성능이 떨어졌다. 하지만 SNR이 커질수록 유도된 BER 성능과 시뮬레이션 결과의 차이가 줄어들어 SNR이 14dB 이상에서는 거의 동일함을 알 수 있었다.

또한 정확한 위치에서 샘플링이 이루어지지 않아 샘플 파형의 진폭이 비대칭인 경우 이를 보정하는 알고리즘을 제시하였고 시뮬레이션에 의해 제시된 알고리즘이 효과적으로 복조성능을 향상시켜 준다는 것을 알 수 있었다. 향후 SNR이 낮은 경우에 두 그룹을 구분할 때 발생하는 오차도 포함하는 BER 성능 분석이 필요하리라 사료된다.

참 고 문 헌

[1] K. Finkenzeller, "RFID Handbook 2nd edition," Wiley, 2003

[2] Weinstein, R, "RFID : a technical overview and its application to the enterprise," *IT Professional*, 7(3), pp.27-33, May-June 2005

[3] Michael, K, McCathie, L, "The pros and cons of RFID in supply chain management," *Mobile Business, ICBM 2005. International Conference*, pp623-629, July 2005

[4] 노용영, 구재본, 최성욱, 안성덕, 유인규, "Printed RFID tag 개발동향", *한국통신학회지 (정보와통*

신), 제25권 제10호, pp. 25~32, September, 2008

[5] <http://kidbs.itfind.or.kr/WZIN/jugidong/1164/116403.htm>

김시호, "UHF 대역의 RFID 구현을 위한 SoC 요소 기술(IITA)", *정보통신연구진흥원 학술정보 주간기술동향 1164호*

[6] 강유성, "UHF과 HF 대역의 RFID 기술의 국제 표준화 논쟁", *TTA 표준화 동향*, December, 2007

[7] "Information technology — RFID for item management — Part 3: Parameters for air interface communications at 13.56MHz," ISO/IEC WD 18000-3 REV2, July 2008.

[8] EPC Global, "EPC Radio-Frequency identity Protocol class1 generation2 UHF RFID protocols for communications at 860MHz~960MHz version 1.0.9," EPC global, 2005

[9] 제영대, 양훈기, 양성현, 권성호, 최길영, "13.56MHz RFID 시스템의 모드별 리딩속도 비교", *한국통신학회 논문지*, 제34권 제7호, pp. 697-705, July, 2009

[10] John G. Proakis, "Digital Communications 4/e," McGraw Hill, 2007

[11] S. Haykin, "Communication Systems 4/e," WILEY, 2008

[12] Y. Liu, C. Huang, H. Min, G. Li, Y. Han, "Digital Correlation Demodulator Design for RFID Reader Receiver," *Wireless Communications and Networking Conference 2007, IEEE*, pp. 1664-1668, March 2007.

[13] 윤재혁, 양훈기, 양성현, 강봉순, 배지훈, 최길영, "13.56MHz RFID PJM 모드의 동기화 방법", *한국통신학회 논문지*, 제34권 제12호, pp. 1506-1513, December, 2009

윤재혁 (Jae-Hyuk Youn)

준회원



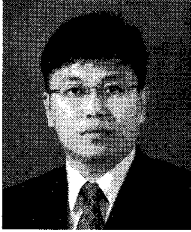
2008년 2월 광운대학교 전자공학과 학사

2008년 3월~광운대학교 전자공학과 석사

<관심분야> RFID 시스템, 무선 통신 시스템

양 훈 기 (Hoon-Gee Yang)

종신회원



1985년 연세대학교 전자공학과 학사

1987년 SUNY at Buffalo ECE (석사)

1992년 SUNY at Buffalo ECE (박사)

1993년 3월~현재 광운대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 무선통신시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학