

13.56MHz RFID PJM 모드의 동기화 방법

준회원 윤재혁*, 중신회원 양훈기**, 정회원 양성현***,
중신회원 강봉순****, 정회원 배지훈*****, 최길영*****

Synchronization Method in PJM Mode of 13.56 MHz RFID

Jae-Hyuk Youn* *Associate Member*, Hoon-Gee Yang** *Lifelong Member*,
Sung-Hyun Yang*** *Regular Member*, Bong-Soon Kang**** *Lifelong Member*,
Ji-Hoon Bae*****, Gil-Young Choi***** *Regular Members*

요약

본 논문은 ISO 18000-3 mode 3 PJM 모드에서 프리엠블을 이용해서 데이터 복조 시작점을 추출하는 동기화 기법 및 이를 구현하는 하드웨어 구조를 제시한다. 제안된 시스템은 초기시간 선택부 및 코릴레이터로 초기 피크를 검출 후 이어지는 두 개의 코릴레이터를 이용해서 검출된 피크의 위치를 확인하여 동기를 맞춘다. 각각의 코릴레이터 템플릿 및 피크검출 알고리즘을 제시하며 제안된 시스템이 잡음 환경에서도 성공적으로 동작함을 시뮬레이션 결과를 통해 보인다.

Key Words : RFID, ISO 18000-3, PJM mode, Synchronization

ABSTRACT

This paper presents a synchronization method to determine the exact demodulation time using the MFM Flag of the 18000-3 PJM mode, along with the hardware structure to implement the proposed method. The proposed system detects an incipient peak using ITS(Initial Time Selector) and a correlator and achieves the final synchronization via identifying the peak position from the comparison of the outputs of two followed additional correlators. The peak detection algorithm and the choice of the templates of the correlators are described. Simulation results show that the proposed system performs successfully in noisy environment.

I. 서론

RFID(Radio frequency identification) 기술은 무선통신을 통해 사물에 부착된 태그의 정보를 수집, 저장, 가공 및 추적하는 기술로서 지능화 된 네트워크를 제공하여 생산, 유통 및 물류뿐만 아니라 자산, 인력, 지식, 안전관리 등 거의 모든 비즈니스 활

동에 혁신적으로 적용될 것으로 전망되어 유비쿼터스 컴퓨팅 환경의 주역으로 각광받고 있다^{[1]-[3]}.

ISO 18000 시리즈는 RFID 무선접속 국제 표준이다. 초고주파(UHF) 대역의 규격은 Part 6에 정의되어 있으며 연구도 활발히 진행되고 있으나 다중채널통신을 지원하지 않기 때문에 파렛, 케이스 단위의 태깅만이 가능하다. 최근 물품단위의 태그 부

※ “본 논문은 지식경제부 및 IITA의 IT원천기술개발사업 [2008-S-023-01, 개별물품 단위 응용을 위한 차세대 RFID 기술 개발]의 지원과 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업 [IITA-2009-C1090-0902-0038]의 연구결과로 수행되었음”

* 광운대학교 전자공학과 석사과정 (hyuk329@kw.ac.kr), ** 광운대학교 전자공학과 교수 (hgyang@kw.ac.kr),

*** 광운대학교 전자공학과 교수 (shyang@kw.ac.kr), **** 동아대학교 전기전자컴퓨터 공학부 부교수 (boonsoon@dau.ac.kr)

***** 한국전자통신연구원 ({baejh, kychoi}@etri.re.kr)

논문 번호 : KICS2009-08-352, 접수일자 : 2009년 8월 14일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 16일

착이 가능한 ILT(Item level tagging)의 필요성이 부각되면서 part 3 mode 3의 국제표준화가 진행되고 있는데, 이는 의도적으로 UHF 대역의 RFID 통신 규격인 18000-6 Type C와 동일한 논리계층을 가져온 것으로 향후 초고주파 대역과 고주파 대역의 기술을 통합하려는 목적을 갖고 있다⁴⁾.

ISO 18000 part 3은 13.56MHz 대역의 국제표준으로서 Part 3은 변조방식 및 부호화 방식에 따라 다시 Mode 1, 2, 3으로 분류되며 Mode 1, 2는 각각 ASK 및 PJM 모드에 관한 규격이다. Mode 3은 ASK 모드와 PJM 모드를 선택할 수 있도록 한 규격으로서, Mode 3의 ASK 모드는 PIE(Pulse interval encoding)를, PJM 모드는 MFM(Modified frequency modulation)을 부호화 방식으로 채택하고 있다⁵⁾.

PJM 모드는 다중 채널을 이용한 통신을 하기 때문에 단일 채널을 이용한 ASK 모드보다 태그 인식 속도가 월등히 빠르다는 장점이 있지만⁶⁾, 태그의 입력신호에 대하여 포락선 검출(Envelope detection)이 불가능하기 때문에 페이로드(Payload) 데이터 시작 시점을 추출하는 동기화의 어려움이 따르며 두 PJM 신호의 위상차가 매우 작기 때문에 위상을 복조함에 있어 서도 어려움이 있다. 본고는 이러한 PJM 모드의 단점을 해결하기 위한 동기화 기법을 제시하고자 한다.

II장에서는 ISO 18000 part 3 mode 3 PJM 모드의 규격을 살펴보고, III장에서 동기화 기법을 제시하며, 제시한 동기화 기법을 적용하여 수행한 시뮬레이션 결과를 IV장에서 보이며, V장에서 결론을 맺는다.

II. ISO 18000-3 mode 3 PJM mode

그림 1은 국제표준에서 제시한 PJM 신호의 파형을 나타낸 것이다. PJM 변조는 위상에 정보를 실은 것으로서, 무변조 신호인 CW(Continuous wave)와 비교하면 최대 $\pm 6^\circ$ 만큼 차이가 나게 된다(III장에서는 최대 위상차를 기준으로 설명하였음).

그림 2는 MFM 부호화 파형을 나타낸다. 데이터 0과 데이터 1의 비트 간격은 모두 동일하게 $4.72\mu s$ 이며, 그림과 같이 데이터 1은 비트 중간에 위상천이가 발생하고, 데이터 0은 비트가 시작할 때 위상천이가 발생하지만, 데이터 1을 바로 뒤따르는 데이터 0은 비트 시작 시 위상천이가 발생하지 않는다.

PJM 모드의 국제표준에서는 리더가 태그로 송신

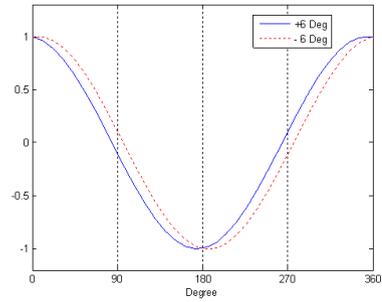


그림 1. PJM 신호
Fig 1. PJM signal

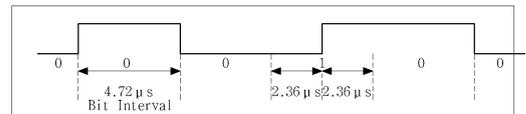


그림 2. MFM 인코딩 및 비트간격
Fig 2. MFM encoding and bit interval

하는 모든 명령어는 프리앰블인 MFM 플래그로 시작하도록 규정하고 있으며, 그 형태는 그림 3과 같다. 시작 레벨에 따라 2가지 형태가 가능하며(Flag 1, Flag 2), 데이터 값이 1인 9개의 연속적인 비트로 구성된 Synchronising string, 6비트로 구성된 MFM encoding violation, 그리고 Trailing zero 한 비트로 구성된다. 실제 명령어인 페이로드 데이터는 MFM 플래그 바로 다음부터 시작한다.

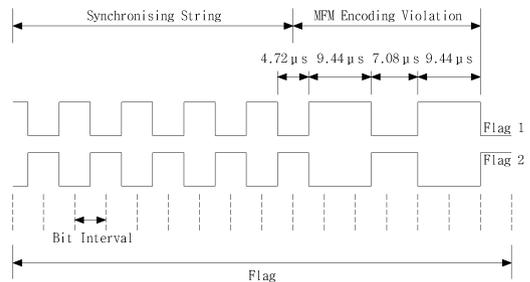


그림 3. MFM 플래그
Fig 3. MFM flag

III. 동기화 기법

13.56MHz RFID PJM 모드의 태그는 수동형이므로 CW구간동안 리더로부터 전송되는 CW를 이용하여 충전을 하다가 명령어를 수신하면 이를 인지할 수 있어야 하며, MFM 플래그가 끝나는 지점을 계산하여 실제 명령어가 복조되어야 하는 지점

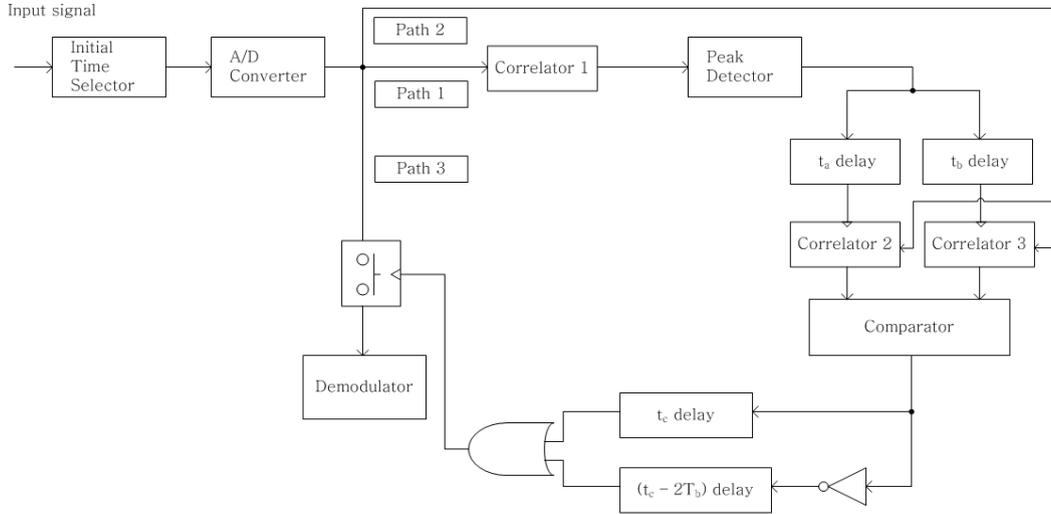


그림 4. 동기부 회로도
Fig 4. Block diagram for synchronization

을 판단할 수 있어야 한다. 그림 4는 이러한 동기화 과정을 위한 회로를 블록다이어그램으로 표현한 것이다.

3.1 ITS(Initial time selector)

+6°와 -6°의 위상차를 갖는 두 신호를 구분하기 위해서 최적의 순간에 두 신호 값을 추출해야 한다. 태그에서 수신되는 PJM 신호의 매 주기 당 하나의 샘플링 값을 취하는 경우, 그림 1에서 CW의 크기가 0인 90°지점은 두 PJM 변조신호의 진폭 차가 가장 큰 지점이기 때문에 최적의 샘플링 위치가 된다. 따라서 최대한 이 지점과 근접한 위치에서 샘플링이 이루어져야 한다. 반대로 0°와 180°지점에서는 두 PJM 신호의 크기가 동일하므로, 이 지점에서 샘플링이 될 경우 PJM 신호의 구분이 되지 않는다.

그림 4는 동기부 전체의 블록도를 나타내며 가장 앞단에 있는 ITS부를 그림 5에 나타내었다. 이는 태그에서 수신되는 CW 신호를 최대한 90°에 가까운 지점에서 샘플링 하는 역할을 한다. 수신 신호에 대하여 각기 다른 지연시간을 주어 샘플링하기 때문에 PJM 신호의 한 주기를 여러 번 샘플링 하는 효과가 있으며, 이 중에 가장 0에 근접한 샘플 값을 갖는 경로를 선택하여 궁극적으로 최적의 복조 성능을 낼 수 있도록 한다. 그림 5의 경우는 0, t_1 , ..., t_4 만큼 지연시간을 주어 한 주기동안에 5번 샘플링한 효과가 있다. ITS의 출력은 AD(Analog-to-digital) 컨버터로 입력되어 양자화 과정을 거친 후 그림 4의

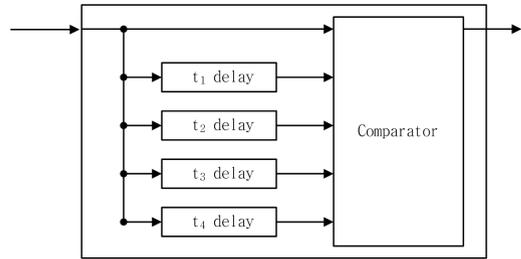


그림 5. 초기시간 선택부
Fig 5. Initial time selector

경로 1(Path 1)을 따라 코릴레이터 1에 입력된다.

3.2 코릴레이터 1 / 피크검출기

코릴레이터 1과 피크검출기는 동기화를 위한 첫 번째 단계를 수행하는 역할을 하며, MFM 플래그 및 그 파형의 특징을 이용하여 동기화하는 방법을 사용한다. 그림 6의 a)는 코릴레이터 1의 형태를 표현한 것이다. 그림 6의 b)는 코릴레이터 1의 템플릿인 C_1 을 표현한 것으로서 그 형태는 MFM 플래그의 Synchronising string 9비트와 동일하다. 따라서 코릴레이터 1의 출력은 그림 7과 같은 형태가 된다.

그림 7의 출력파형은 ITS가 수신신호에 대하여 CW를 기준으로 90°인 지점에서 샘플링 하고, 노이즈가 없는 상태에서의 결과이다. 따라서 CW 구간 동안 코릴레이터 1의 출력은 0이 되며, MFM 플래그가 입력되기 시작하면 수신신호는 코릴레이터 1

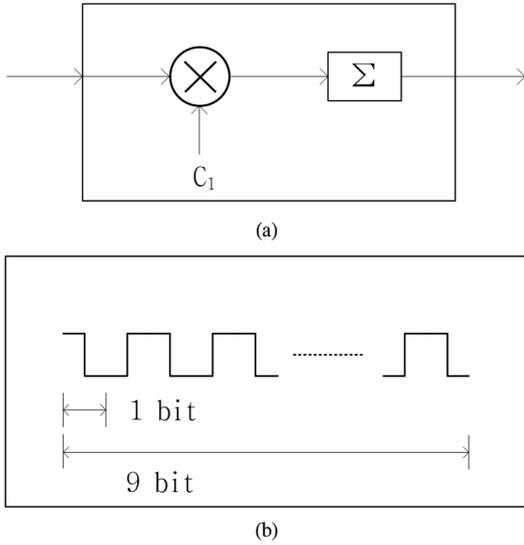


그림 6. 코릴레이터 1 a) 코릴레이터 1, b) 템플릿 C_1
 Fig 6. Correlator 1 a) Correlator 1, b) Template C_1

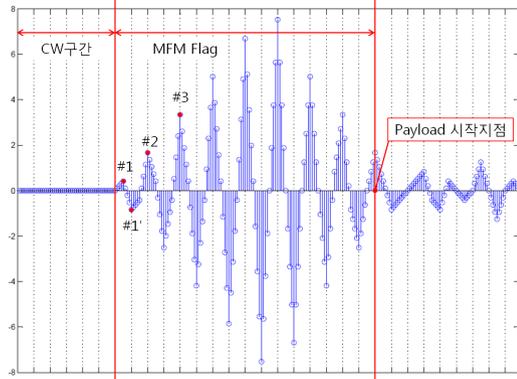


그림 7. 코릴레이터 1의 출력 파형
 Fig 7. Output of correlator 1

의 템플릿과 크로스 코릴레이션 연산이 되므로 그 출력 값이 비트 간격마다 증가 또는 감소를 반복하면서 피크 값의 절대 값은 점차 증가하다가 다시 점차 감소하는 형태를 취하게 된다. 피크 검출기는 코릴레이터 1의 출력 값들을 메모리에 저장한 후 피크 검출 알고리즘에 따라 피크를 검출하게 된다.

노이즈 환경에서는 CW구간에서도 C_1 템플릿의 형태로 인하여 코릴레이터 1의 출력이 진폭이 작은 피크를 발생시킬 수 있으므로 피크 검출기는 이와 같은 거짓 피크를 제거할 수 있어야 한다. CW 신호의 진폭이 1인 경우, 그림 7의 #1' 피크의 이론적 진폭값은 6.6899가 된다. 그러므로 CW 진폭값을 α 라고 가정하면 #1' 피크보다 작은 피크는 거

짓 피크로 간주 할 수 있다. CW 진폭은 사실상 알 수는 없으나 ITS 부에서 샘플링을 충분히 한 경우, 샘플값의 최대값은 진폭에 근접한 값으로 가정할 수 있다. 진폭이 0.9인 경우 #1' 피크의 크기는 6.029가 되며 이를 이용하여 거짓피크의 제거가 가능하다. 따라서 그림 7에서 첫번째 피크(#1)는 검출되지 않고 #2 피크부터 검출되며, SNR이 낮아지면 #3 피크부터 검출 될 수도 있다.

검출된 피크가 몇 번째 피크인지 확인 할 수 있다면 MFM 플래그의 형태에 대한 정보는 이미 알고 있으므로 실제 페이로드 데이터가 시작되는 지점, 즉 복조를 시작해야 하는 지점을 계산 할 수 있게 되며, 이 역할은 코릴레이터 2, 3이 맡게 된다.

3.3 코릴레이터 2, 3

그림 8은 코릴레이터 2, 3의 템플릿인 C_2 를 나타낸 것이다. C_2 는 Synchronising string의 일부와 MFM encoding violation의 일부로 구성될 수 있으며, 그림 8은 일례로, MFM 플래그 Synchronising string 마지막 1.5비트와 MFM encoding violation 첫 4비트로 구성된 총 5.5비트 형태의 템플릿 C_2 을 보여준다.

피크가 검출되면 그림 4에서 수신신호는 경로 2(Path 2)를 통하여 코릴레이터 2, 3으로 입력되는데, 코릴레이터 2, 3은 수신신호가 입력되는 지점에서 바로 동작하는 것이 아니라, 피크가 검출된 시점으로부터 각각 상이한 시간 이후에 동작하여 크로스 코릴레이션 연산을 한다. 이 연산 결과를 비교하면 검출된 피크의 위치를 판단할 수 있으며 그림 9에 이를 도식화 하였다.

그림 9의 Case 1은 피크 검출기가 # 2 피크를 검출한 경우이다. 이 때 코릴레이터 2와 코릴레이터 3는 각각 $5.5 T_b$ 와 $3.5 T_b$ 만큼 지연 후 활성화상태가 되면서 C_2 템플릿을 이용해서 코릴레이션 연산을

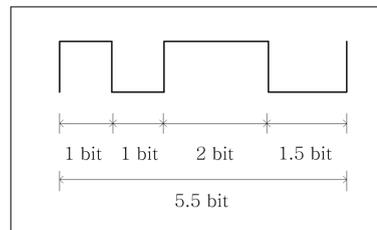


그림 8. 코릴레이터 2, 3의 템플릿 C_2
 Fig 8. Template C_2 of correlator 2 and 3

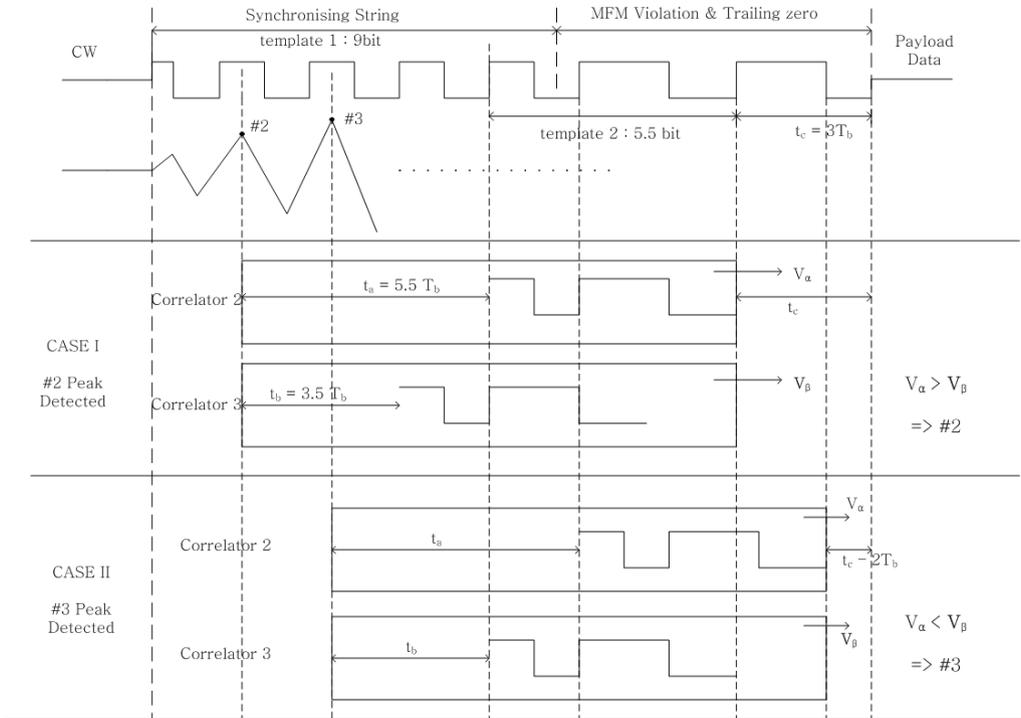


그림 9. 시간 관계도
Fig 9. Timing relation diagram

한다. 코릴레이션 종료 시점에 각각의 코릴레이션 출력값을 V_α , V_β 라고 하자. 코릴레이터 2의 템플릿은 MFM플래그와 정확하게 일치하고 코릴레이터 3의 템플릿을 MFM 플래그와 어긋나 있으므로 V_α 가 V_β 보다 크게 된다. Case 2는 피크 검출기가 #3 피크를 검출한 경우이다. 이 경우에는 코릴레이터 2의 템플릿 신호와 MFM 플래그 파형은 어긋나 있고, 코릴레이터 3의 템플릿 신호와 MFM 플래그 파형은 정확하게 일치하므로 V_α 보다 V_β 가 커진다.

그림 4의 비교기(Comparator)는 V_α 와 V_β 의 크기를 비교하여 $V_\alpha > V_\beta$ 인 경우 논리 1을, 반대의 경우는 논리 0을 출력하여 전자의 경우는 t_c 후자의 경우는 $t_c - 2T_b$ 만큼 지연되게 한 후 경로 3(Path 3) 및 복조기의 동작을 활성화 시켜서 정확히 페이로드 데이터 시작지점부터 복조가 가능하도록 할 수 있으며, 이는 그림 9의 Case 1과 Case 2를 보면 쉽게 이해할 수 있다.

IV. 시뮬레이션

본 논문에서 수행한 시뮬레이션의 조건은 표 1과

같다. 그림 5의 ITS에서 PJM 변조신호의 샘플링 위치는 CW를 기준으로 90° 지점으로 정하였다. 한 비트에 포함되는 PJM 변조신호 주기의 개수는 국제표준에 따라 64개로 하였고, PJM 변조신호의 위상 또한 국제표준을 만족하는 $+6^\circ$, -6° 로 하였다. 수신신호인 MFM 플래그는 그림 3에서 두 가지 형태 중 Low 값(음수 값)으로 시작하는 Flag 2를 선택하였으며, CW 및 PJM 변조신호의 최대 진폭 값은 1로 선택하였다. 노이즈는 부가성 백색 가우시안

표 1. 시뮬레이션 수행 조건
Table 1. Simulation condition

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

노이즈(AWGN) 모델을 적용하여 SNR의 범위를 -2dB부터 8dB까지 2dB 간격으로 시뮬레이션 하였다.

그림 10은 CW구간 2비트와 MFM 플래그 초기 5비트에 대한 이론값 및 SNR이 -2dB인 경우의 이론값에 노이즈가 더해진 샘플링 값들을 함께 보여 준다.

그림 11은 MFM 플래그가 코릴레이터 1로 입력된 후 5비트까지 출력된 이론값 및 SNR에 따른 실험값을 함께 나타낸 것으로, 그림 11. a) b)는 SNR이 각각 -2dB, 8dB인 경우의 결과이다. 그림과 같이 SNR이 클수록 실험값이 이론값에 가까워지지만, SNR이 크다 하더라도 노이즈의 영향으로 CW구간에서도 코릴레이터 1의 출력에서 피크 형태를 이루는 거짓 피크가 여전히 있음을 볼 수 있다.

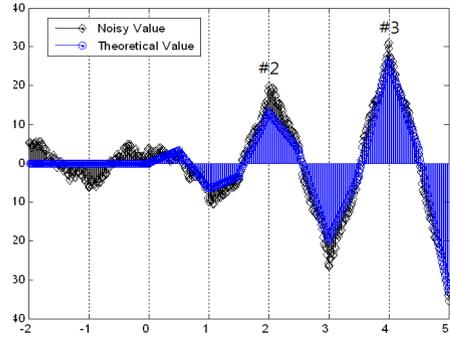
피크 검출 시뮬레이션은 앞서 언급한 피크 검출 알고리즘을 적용하여 거짓 피크와 #1 피크는 검출되지 않고 #2 피크부터 검출 가능하도록 하였다.

표 2는 시뮬레이션 5,000회를 실시하여 얻은 결과로서, SNR -2dB부터 8dB까지 2dB 간격으로 피크 검출의 성공률 및 검출된 피크의 위치에 대한 결과를 정리한 것이다.

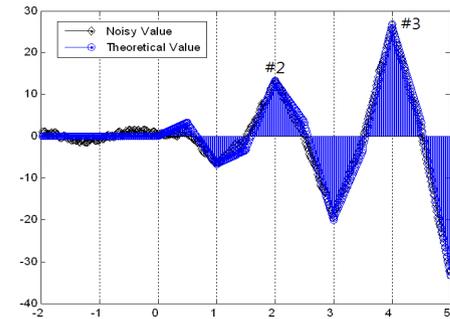
그림 11에서 #2 또는 #3 피크가 검출되고, 정확한 위치로부터 좌우 8주기 이내에서 피크가 검출된 경우를 성공으로 보았다⁵⁾. SNR이 증가할수록 노이즈의 영향이 적어지기 때문에 성공률이 높아지는 동시에, #2 피크의 검출 횟수가 증가하는 것을 볼 수 있다. SNR이 8dB 이상인 경우에 시뮬레이션 결과 100%피크 검출이 가능하였고, -2dB 미만에서는 피크 검출 성공률이 90% 미만으로 떨어지는 결과

표 2. 동기화 성능
Table 2. Synchronization performance

구분	-2dB	0dB	2dB	4dB	6dB	8dB
#2	3515	3928	4285	4549	4748	4891
#3	985	852	622	427	246	109
실패	500	220	93	24	6	0
성공 (%)	90.0	95.6	98.1	99.5	99.9	100



(a)



(b)

그림 11. 코릴레이터 1의 출력 a) SNR : -2dB, b) SNR : 8dB

Fig 11. Output of correlator 1 a) SNR : -2dB, b) SNR : 8dB

를 확인하였다.

또한 코릴레이터 2, 3의 출력 값을 비교하여 검출된 피크의 위치를 판단하는 시뮬레이션을 실시한 결과, 상기 SNR 조건에서 시뮬레이션을 통해 얻은 피크의 위치와 실제 피크의 위치는 모두 일치함을 확인하였다.

표 2의 피크 검출 시뮬레이션의 결과를 보면 주어진 SNR 조건 내에서는 항상 세 번째 이내의 피크가 검출된다. 따라서 코릴레이터 1의 템플릿인 C_1 의 크기는 5비트까지 줄어들어도 세 번째 피크를

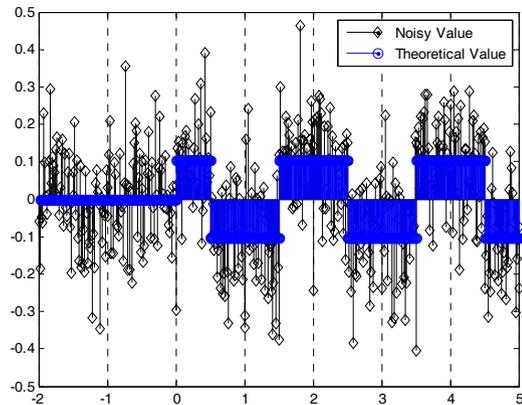


그림 10. CW 및 PJM 신호의 Sampling 값 (SNR : -2dB)
Fig 10. Sampled value of PJM signal and CW (SNR : -2dB)

충분히 검출할 수 있다. C_1 의 크기가 줄어들면 연산량 및 구현에 필요한 소자 수의 감소 등의 장점이 있다.

SNR이 -6dB보다 낮아지게 되면 피크 검출기가 #3 피크를 검출하지 못하여 #4 피크 이상의 피크를 검출하는 경우도 발생한다. #4 피크가 검출되는 경우도 고려한다면, 검출된 피크의 위치를 판단하기 위해 코릴레이터가 하나 더 추가되어야 하고, 각 코릴레이터의 출력 값을 비교연산 후 실제 페이로드 데이터의 시작 지점까지 여유가 있어야 하므로 C_2 의 크기가 줄어들어야 한다. 그러나 이러한 경우 노이즈의 영향이 크기 때문에 코릴레이터 3개의 출력 값의 차이가 작아져서 검출된 피크의 정확한 위치를 판단하는데 어려움이 발생하고, 실제로 이러한 SNR 조건에서는 복조성능의 열화가 매우 심하기 때문에 본 논문에서 수행한 시뮬레이션에서는 이러한 경우를 제외하였다.

V. 결 론

본 논문은 13.56MHz 대역 RFID 시스템 PJM 모드의 동기화 기법을 제시하였고, 그 성능을 시뮬레이션을 통해 보였다. 본고에서 제시한 동기화 기법은 다중채널통신을 위한 과정에서 파생되는 단점을 극복하기 위한 방법을 제시하였고, 국제표준규격인 ISO 18000-3 mode 3의 범위를 벗어나지 않았다.

MFМ 플래그 파형의 형태 및 코릴레이터를 이용한 피크 검출 및 검출된 피크의 위치를 판단하는 알고리즘을 적용하여, PJM 태그가 CW구간에서 MFМ 플래그를 수신하였을 때 이를 인지하고 실제 페이로드 데이터 시작점을 계산하여 복조 시작 지점을 판단할 수 있도록 하였다.

시뮬레이션을 통해 제시한 동기화 기법이 SNR이 0dB인 경우 95% 이상, 4dB 이상인 경우 99% 이상 동기화에 성공함을 보였다.

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, 2005. ICBM 2005. International Conference, pp623-629, July 2005

- [4] 강유성, "UHF과 HF 대역의 RFID 기술의 국제 표준화 논쟁", TTA 표준화 동향, December, 2007
- [5] "Information technology — RFID for item management — Part 3: Parameters for air interface communications at 13.56MHz," ISO/IEC WD 18000-3 REV2, July 2008.
- [6] 제영대, 양훈기, 양성현, 권성호, 최길영, "13.56MHz RFID 시스템의 모드별 리딩속도 비교", 한국통신학회 논문지, 제34권 제7호, pp. 697-705, July, 2008

윤 재 혁 (Jae-Hyuk Youn)

준회원



2008년 2월 광운대학교 전파공학
학과 학사

2008년 3월~ 광운대학교 전파
공학과 석사

<관심분야> RFID 시스템, 무
선 통신 시스템

양 훈 기 (Hoon-Gee Yang)

종신회원

한국통신학회논문지 제33권 제9호 참조
현재 광운대학교 전파공학과 교수

양 성 현 (Seong-Hyeon Yang)

정회원

한국통신학회논문지 제33권 제9호 참조
현재 광운대학교 전자공학과 교수

강 봉 순 (Bong-Soon Kang)

종신회원

한국통신학회논문지 제32권 제4호 참조
현재 동아대학교 전기전자컴퓨터 공학부 부교수

배 지 훈 (Ji-Hoon Bae)

정회원



2000년 2월 경북대학교 전자
전기공학과 학사

2002년 2월 포항공과대학교
전자전기공학과 석사

2002년 1월~한국전자통신연
구원 선임연구원

최 길 영 (Gil-Young Choi)

정회원

한국통신학회논문지 제29권 4B호 참조

현재 한국전자통신연구원 팀장