creative commons

COMMONS DEED

저작자표시-비영리-동일조건변경허락 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.

동일조건변경허락. 귀하가 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공했을 경우에는, 이 저작물과 동일한 이용허락조건하에서만 배포할 수 있습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

[UCI]I804:24011-200000236399

2008年2月

碩士學位論文

프로그램할 수 있는 저잡음 증폭기 설계 기반 RFID 수신감도 개선

朝 鮮 大 學 校 大 學 院

情報通信工學科

文 九 善

프로그램할 수 있는 저잡음 증폭기 설계 기반 RFID 수신감도 개선

The sensitivity improvement of RFID receiver based on the design of a programmable Low Noise Amplifier.

2 0 08 年 2 月 日

朝 鮮 大 學 校 大 學 院

情報通信工學科

文 九 善

프로그램할 수 있는 저잡음 증폭기 설계 기반 RFID 수신감도 개선

指導敎授 朴 鍾 安

이 論文을 工學碩士學位申請 論文으로 提出함.

2 0 07 年 11 月 日

朝 鮮 大 學 校 大 學 院

情報通信工學科

文 九 善

文 九 善의 碩士學位 論文을

認准함

委員長 朝鮮大學校 敎授 한 승 조 印

委 員 朝鮮大學校 敎授 박 종 안 印

委 員 朝鮮大學校 敎授 신 영 숙 印

2 0 07 年 11月 日

朝 鮮 大 學 校 大 學 院

목 차

표 목 차 ····· iii
그 림 목 차 ····· iv
약 어 목 록 ····· vi
Abstract ····· viii

I. 서 론 ····· *1*

II. RFID 시스템 개요 ····· *3*
A. RFID 개요 ····· 3
1. RFID의 개념 ····· 3
2. 기존 판독 시스템과의 비교 ····· 3
B. 주파수 사용 범위 및 대역별 기술기준 ····· 5
1. 주파수 사용 범위 ····· 5
2. 사용주파수 대역별 기술기준 ····· 6
C. 국내·외 동향 ····· 8
1. 국내 ····· 8
2. 미국 등 북미 ····· 9
3. 일본 ····· 10
4. EU ····· 11
D. RFID 시스템 ····· 11
1. 시스템 구성 방식 ····· 11
2. 동작원리 ····· 12
3. 무선접속 방식 ····· 13
4. 변조방식 ····· 14
5. 데이터 송수신과 공진주파수 ····· 20
6. 트랜스폰더의 에너지 도달 범위 ····· 23

Ⅲ. 프로그래머블 *LNA* 설계 ····· *24*

A. 저잡음증폭기와 수신감도 ····· 24
1. 저잡음증폭기(LNA) ····· 24
2. 수신감도(sensitivity) ····· 25
3. 잡음지수(Noise Figure) ····· 26
4. 비트오율(BER) ····· 27
B. 데이터 해석 알고리즘 ····· 29
1. 순방향 링크(forward link)에서의 데이터 해석 ····· 29
2. 리턴 링크(return link)에서의 데이터 해석 ····· 35

Ⅳ. 알고리즘을 적용한 수신감도 실험 ····· *37*
A. 기존 시스템 ····· 37
B. 개선된 시스템 ····· 39
1. 시스템 구성도 ····· 39
2. 스위칭 알고리즘 ····· 40
C. 수신감도 실험 ····· 42
1. 신호발생기 적용 실험 ····· 42
2. 상용 중인 태그를 이용한 실험 ····· 52

Ⅴ. 결 론 ····· *58*

참 고 문 헌 ····· *60*

감 사 의 글 ····· *62*

표 목 차

표 2.1 기존 판독 시스템과의 비교 ····· 4
표 2.2 RFID 표준화 주파수 대역별 특성 ····· 5
표 3.1 교정펄스와 펄스 간격 파라미터 ····· 31
표 3.2 데이터 교정 및 전송 신호 파라미터 ····· 33
표 3.3 '데이터 0' 파라미터 ····· 34
표 3.4 '데이터 1' 파라미터 ····· 34
표 3.5 '데이터 null' 파라미터 ····· 35
표 3.6 리더기에서 인식하는 데이터 0과1의 주파수 ····· 36
표 4.1 LNA(RF2442) 제품 규격 ····· 38
표 4.2 신호발생기 출력 레벨과 리더기 수신측 입력 레벨 ····· 46
표 4.3 프로그래머블 LNA 유무에 따른 수신 신호 크기 ····· 51

그 림 목 차

그림 2.1 주요 국가의 RFID 관련 기술기준 비교 ····· 7
그림 2.2 유럽 RFID 주파수 내역 및 출력 변경 계획 ····· 8
그림 2.3 RFID 시스템 구성 요소 ····· 12
그림 2.4 상호유도(inductively coupled) 방식 ····· 13
그림 2.5 전자기파(electro-magnetic wave) 방식 ····· 14
그림 2.6 진폭편이변조(ASK) 방식 ····· 15
그림 2.7 정현파 변조에 의하여 발생되는 측파대 ····· 16
그림 2.8 진폭편이변조 방식에서 이진 코드 신호에 의한 반송파의 진폭 ····· 17
그림 2.9 정현 반송파 변조에 의한 100% ASK 파형 ····· 19
그림 2.10 주파수편이변조(FSK) 방식 ····· 19
그림 2.11 위상편이변조(PSK) 방식 ····· 20
그림 2.12 안테나 L1을 가진 리더기의 등가회로 다이어그램 ····· 21
그림 2.13 공진주파수(resonance frequency)에서의 단계적 전압 증가 ····· 22
그림 3.1 내부 잡음원과 이상적 증폭기 결합 모델 ····· 24
그림 3.2 LNA 내부 개념도 ····· 25
그림 3.3 리더-태그 초기 모드 설정 과정 ····· 29
그림 3.4 재설정(reset) 과정에 소요되는 시간 ····· 30
그림 3.5 오실레이터 교정 신호 ····· 31
그림 3.6 리더기로부터 발생되는 데이터 심벌 교정 신호 ····· 32
그림 3.7 데이터 교정 및 데이터 전송 신호 ····· 32
그림 3.8 리더기 ‘데이터 0’ ····· 34
그림 3.9 리더기 ‘데이터 1’ ····· 34
그림 3.10 리더기 ‘데이터 null′ ····· 35
그림 3.11 리턴 링크에서 태그의 전파발사(backscatter) ····· 35
그림 4.1 수신감도 개선을 위한 모델 ····· 37
그림 4.2 송신 출력 전력의 수신측 유입 과정 ····· 38
그림 4.3 LNA(RF2442) 내부 회로도 ····· 39

그림 4.4 개선된 시스템의 Block Diagram ····· 40
그림 4.5 프로그래머블 LNA 동작 알고리즘 ····· 41
그림 4.6 개선된 알고리즘에 의한 스위치 ON/OFF 타이밍 ····· 41
그림 4.7 오실로스코프를 이용한 타이밍 분석 ····· 42
그림 4.8 신호발생기를 이용한 수신감도 실험 구성도 ····· 43
그림 4.9 신호발생기 출력전력이 +15dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력 ····· 44
그림 4.10 신호발생기 출력전력이 +10dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력 ····· 44
그림 4.11 신호발생기 출력전력이 +5dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력 ····· 45
그림 4.12 신호발생기 출력전력이 0dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력 ····· 45
그림 4.13 '데이터 1'의 이진 신호 분석 ····· 46
그림 4.14 '데이터 0'의 이진 신호 분석 ····· 47
그림 4.15 출력 신호 측정 구성도 ····· 47
그림 4.16 +20dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(existing system) ····· 48
그림 4.17 +20dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(proposed system) ····· 48
그림 4.18 +15dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(existing system) ····· 49
그림 4.19 +15dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(proposed system) ····· 49
그림 4.20 +10dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(existing system) ····· 50
그림 4.21 +10dBm 입력시 측정지점에서의 신호크기(proposed system) ····· 50
그림 4.22 측정지점에서의 출력 신호 비교 ····· 52
그림 4.23 상용 중인 태그를 이용한 실험 구성도 ····· 53
그림 4.24 아시아나항공 수화물 태그 ····· 53
그림 4.25 수신된 태그 데이터(고유번호 00988711046) ····· 54
그림 4.26 수신된 태그 데이터(고유번호 09988711068) ····· 54
그림 4.27 TAI628 항공 수화물 태그 ····· 55
그림 4.28 수신된 태그 데이터(고유번호 321EADDCC) ····· 56
그림 4.29 수신된 태그 데이터(고유번호 321EB6A48) ····· 56

약 어 목 록

AFA	: Adaptive Frequency Agile
AIT	: Automatic Identification Technology
ASK	: Amplitude Shift Keying
APSK	: Amplitude Phase Shift Keying
BER	: Bit Error Rate
CDMA	: Code Division Multiple Access
CPU	: Central Processing Unit
CRC	: Cyclic Redundancy Check
DARPA	: Defense Advanced Research Projects Agency
DPSK	: Differential Phase Shift Keying
DS	: Direct Sequence
EEPROM	: Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory
EIRP	: Effective Isotropically Radiated Power
EPC	: Electrical Product Code
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum
FRAM	: Ferroelectric Random Access Memory
FSK	: Frequency Shift Keying
HCI	: Human Computer Interaction
HF	: High Frequency
IPTO	: Information Processing Technology Office
ISM	: Industrial-Scientific-Medical
ISO	: International Standard Organization
ISO/IEC	: International Standard Organization and International Electro-technical Commission
IST	: Information Society Technology
LBT	: Listen Before Talk
LNA	: Low Noise Amplifier
LSB	: Lower Side Band
MODEM	: MOdulation and DEModulation

NF	: Noise Figure
OIP_3	: 3rd Output Intercept Point
POR	: Power On Reset
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
RADAR	: RAdio Detection And Ranging
RAM	: Random Access Memory
RF	: Radio Frequence
RFID	: Radio Frequency Identification
RFID/USN	: RFID/Ubiquitous Sensor Network
RS232	: Recommend Standard number 232
SAR	: Successive Approximate Register
	: Specific Absorption Rate
SNR	: Signal Noise Ratio
TCP/IP	: Transmission Control Protocol-Internet Protocol
TRON	: The Realtime Operating System Nucleus
UCC	: Uniform Code Council
UHF	: Ultra High Frequency
USB	: Universal Serial Bus
	: Upper Side Band

ABSTRACT

The sensitivity improvement RFID receiver based on the design of a programmable Low Noise Amplifier

Mun Gu Seon
Advisor : Prof. Park, Jong-An, Ph. D
Department of Electronic Engineering
Graduate School of Chosun University

Radio frequency identification(RFID) is an automatically identific method, relying on storing and remotely retrieving data using the RFID transponders(called as 'Tag'). This system is different from the existing contact identification system using a sort of magnetic code such as a bar code or smart code, etc. RFID system is the contact-less radio identification system utilizing the radio frequency. Also the RFID's tag is an object that can be attached to any product, animal, or person for the purpose of identification.

There are many merits in this system, especially it is possible to perceive a lot of tags simultaneously, and its operating properties are very stable for environmental variation. But in the situation of the ultra high frequency band RFID system based on a passive tag, as it is surrounded by ambient noises and receiving weaky power, which makes it perceive the distance shorter and its distinct ability worse.

An improved model is presented to solve above problems designing a low noise amplifier(LNA) in the receiver part. It makes the noise minimize and amplify only the wanted signal, so it is made to increase the total sensitivity(approximately 12.6 dBm) of RFID receiver system. But it caused the degradation of LNA function because the bigger power(+17dBm) flows into receiver LNA input.

This paper presents the improved model to solve this problem effectively. It designs the on/off switch being controlled by central control unit. Being placed in front of LNA, this switch is possible of CPU to control by generating a RX switching time in reverse of the TX transmitting time(ASK modulator pulse clock). So this programmable switch is open when the transfer power is radiated, otherwise it is closed. Therefore it prevents the TX power from influencing on the LNA that improves the sensitivity of the RFID receiver's module.

To conform the effect of this proposed method, we accomplish the test using proposed algorithm and utilize the signal generator(E4432B, Agilent社) and a commercialized transponder(code number is 0988711068, Asiana Airlines' Luggage Using). First, in the test of signal generator, according to varying the range of receiver's input power from +20dBm to 0dBm, comparing the signal power detected in the receiver's demodulator output, it is clear that the signal power is 1.8 times as much as the case of existing system. Second, in the experiment of using a commercialized transponder, we have found that the perceiving distance is 1.3 times as long as before. Above all, we can find that the receiver's sensitivity is improved about 2.5dB, using the programmable switch.

There are a lot of problem to be settled in the future, analysis of the LNA properties specification according to varying the output power and study of the switch mechanical degradation caused by performing the high speed switching operation, and so on.

But this proposed method is expected to contribute to study of a high efficiency LNA design for the UHF RFID system based on the passive tag in terms of the expansion of perceiving distance and the improvement of a receiver's sensitivity.

Keyword : RFID, passive tag, perceiving distance, LNA, sensitivity, efficiency, expansion of perceiving distance, improvement of sensitivity, etc.

I. 서 론

무선 인식(Radio Frequency IDentification, 이하 'RFID')은 무선으로 사물을 인식·판독하는 기술로 2차 세계대전 때 개발된 레이다(RADAR; RAdio Detection And Ranging) 기술을 기반으로 사물에 대한 정보를 담고 있는 태그(transponder)와 그 정보를 판독하는 리더기(interrogator, 안테나 포함) 및 제반 응용설비(computer, networking system 등)로 구성되어 있다[1].

RFID 시스템에서 태그(tag)라고 불리는 트랜스폰더는 사물에 극소형 IC 칩을 내장하여 대상 물체의 생산, 유통, 보관, 소비의 전 과정에 대한 정보를 담고 있으며, 리더기에서는 안테나를 통해 일정 범위 안에 있는 태그로부터 데이터를 수신하여 사물에 대한 다양한 서비스를 제공하는 비접촉식 자동식별 시스템이다.

이러한 RFID 시스템의 가장 주요한 특징은 시스템 구축 환경이 불규칙하게 변동하는 개방된 공간에 적용하기 적합하다는 점이다. 동시에 여러 개의 태그를 인식할 수 있고, 짧은 시간 내에 고속 인식이 가능하며, 기계적인 접촉이 없기 때문에 마찰 등에 의한 카드 손상이나 먼지, 습기, 온도 등 주변 환경의 악조건 속에서도 오차율이 극히 낮다는 점이 이를 가능하게 해준다.

또한, 인식거리(perceiving distance)가 길어 시스템 구축 환경이 변동하여도 적용이 용이하여 응용영역이 매우 넓다는 장점 때문에 물류분야에서 RFID 시스템은 기존의 바코드나 스마트카드 등 마그네틱 태그를 이용한 식별 시스템을 대체해 나가고 있는 추세이다.

RFID 시스템의 적용 주파수 대역은 HF 대역(High Frequency, 13.56㎒)과 UHF 대역(Ultra High Frequency, 860 ~ 960㎒), 그리고 ISM(Industrial Scientific Medical, 2.4㎓) 대역에서 다각적인 연구가 진행되고 있다. 이 중 HF 대역은 자계 결합 방식을 사용하여 안테나 인식 영역이 매우 협소하다는 단점을 갖고 있으며, ISM 대역의 경우에는 주변 환경에 민감하여 RFID 전체 시스템의 특성이 매우 불안정하다는 단점을 갖고 있다.

반면에 UHF 대역을 사용하는 RFID 시스템은 전자파방사(electro-magnetic-wave radiated) 방식을 사용하여 여러 개의 태그를 동시 고속 인식이 가능하며, 주변 환경 변화에 민감하지 않아 특성이 매우 안정적이고, 태그 제작 단가가 저렴하기 때문에 UHF 대역은 향후 국제적 표준화에 적합한 주파수 대역으로 수렴될 전망이다. 우리나라도

기존 시티폰에 할당하였던 908.5 ~ 914㎒ 대역을 RFID/USN(Ubiquitous Sensor Network) 무선설비용으로 분배하였다(정보통신부고시2004-34호, 2004년7월26일)[2].

하지만 수동형 태그를 기반으로 하는 UHF 대역 RFID 시스템에서 리더기에 수신된 전력은 매우 미약할 뿐만 아니라 주변 잡음(ambient noise)에 묻혀 있기 때문에 잡음 특성이 우수한 저잡음증폭기(low noise amplifier, 이하 'LNA') 등을 사용하여 잡음 속에 숨어있는 희망신호만을 증폭시켜 수신감도를 개선시켜야 한다.

이렇게 수신부에 LNA를 사용할 경우 송신측에서 전력을 방출할 때 송수신 주파수가 동일하여 수신 전력에 비해 매우 큰 출력 전력(+17dBm)이 수신부로 유입되기 때문에 LNA 최대 RF 입력 파라미터(Max_RF_Input_Level) 등에 심각한 영향을 미치게 된다. 송신 주파수와 수신 주파수가 동일(911.75㎒)하기 때문에 발생하는 이러한 문제들을 극복하기 위해서 본 논문에서는 수신부 LNA 바로 전단에 중앙제어장치에서 프로그램으로 제어 가능한 스위치를 설계하여, 데이터 송신 시에는 스위치를 개방하여 송신 전력이 수신부로 유입되는 것을 막고, 송신 데이터가 없을 때에는 스위치를 단락시켜 LNA를 통해 수신 신호를 효율적으로 증폭시켜 수신감도를 개선하는 모델을 제시하고자 한다.

따라서, 제안 알고리즘에 대한 체계적 이해를 돕기 위해본 논문 II장에서는 RFID 시스템에 대한 일반적인 사항을, III장에서는 본 논문에서 제안하고 있는 LNA 및 ON/OFF 스위칭 시간 등에 관한 이론과 알고리즘에 대해서 설명하였고, IV장에서는 개선된 알고리즘을 이용한 감도 개선 실험 결과에 대해 설명하고 있다. 끝으로 V장에서는 감도 개선 효과에 대한 결과와 향후 연구과제 및 개선된 알고리즘 적용 범위와 기여도에 대해 논하였다.

Ⅱ. *RFID* 시스템 개요

A. *RFID* 개요

1. *RFID*의 개념

RFID(Radio Frequency Identification)는 자동 판독 시스템의 한 분야로서 사물에 데이터가 저장된 태그를 부착하고 비접촉 방식으로 리더기에서 태그를 인식, 태그 내부에 저장된 사물에 대한 데이터를 인식하는 기술이다. 이러한 RFID 시스템은 트랜스폰더(transponder; 즉 태그, 사물의 고유 정보 저장), 판독기(리더기 ; 트랜스폰더에 저장된 데이터를 판독 및 해독), 그리고 제어용 컴퓨터와 관련 소프트웨어 등으로 구성된다.

RFID 시스템은 태그의 읽기/쓰기 능력, 사용하는 주파수 대역, 무선 접속 방식, 그리고 태그의 전원 사용 유무에 따라 여러 방식으로 구분되지만, 본 논문의 대상 시스템은 UHF 대역(908.5 ~ 914㎒)을 사용하는 수동형 RFID 시스템으로 한정한다[3][4].

EN 302 208-1을 참조하여 수동형 태그(passive tag)에 대한 정의를 살펴보면, 'Battery-less Tag'라고 할 수 있는데, 이는 자체에 태그의 기능강화 등의 목적을 위한 전원을 내장하지 않은 것을 말하며, 또한 전파발사를 위해 RFID 리더기로부터 전파발사를 위한 전력을 공급받는 것이라고 할 수 있다[3].

RFID 시스템이 기존 바코드와 가장 큰 차이점은 동시에 다수 개의 태그 인식이 가능하며, 바코드의 스캐닝 과정처럼 정확한 인식작업을 필요로 하지 않는다. 그리고 태그에 대량의 데이터를 저장할 수 있기 때문에 바코드와 달리 개별 태그 하나하나를 구분할 수 있으며 태그에 새로운 정보를 기록할 수도 있다.

2. 기존 판독 시스템과의 비교

표 2.1에서는 바코드(Bar-code), 자기카드(Magnetic card), IC 카드(Integrated Circuit card) 등과 같은 기존 시스템과 RFID 시스템을 특성별로 비교 설명하고 있다. 특히 인식방법이나 거리, 속도 등 태그를 인식할 수 있는 기본적 능력을 비롯해 투과력, 사용기간, 보존 가능한 데이터양, 데이터 Read/Write 여부, 카드 손상률, 보안능력, 재활용, 태그 제작비용 등 다양한 분야에 대해 비교 설명하였다.

표 2.1 기존 판독 시스템과의 비교

항 목	바코드	자기 카드	IC 카드	RFID
인식방법	비접촉식	접촉식	접촉식	비접촉식
인식거리	0 ~ 0.5m	리더기에 삽입	리더기에 삽입	0 ~ 5m
인식속도	4 초	4 초	1 초	0.01 ~ 0.1 초
인 식 률	95.0% 이하	99.9% 이상	99.9% 이상	99.9% 이상
투 과 력	불가능	불가능	불가능	가능(금속제외)
사용기간	불가능	1만 번 이내(4년)	1만 번 (5년)	10만 번 (60년)
데이터보관	1 ~ 100 byte	1 ~ 100 byte	16 ~ 64 Kbyte	64 Kbyte 이하
Data Read/Write	불가능	가능	가능	가능
카드손상률	매우 잦음	잦음	잦음	거의 없음
보안능력	거의 없음	거의 없음	복제 불가	복제 불가
재 활 용	불가능	불가능	가능	가능
태그제작비용	가장 저렴	저렴	높음($10 이상)	보통($0.5~$1)

위 표에서 알 수 있듯이 RFID 시스템이 기존 판독시스템과 확연하게 구분되는 점을 정리하면 다음과 같다. 첫째, 사용이 간편하고 동시에 여러 태그를 인식할 수 있으며 고속 인식이 가능하여 서비스 운용시간이 절약될 수 있다. 둘째, 능동형 태그를 이용한 시스템인 경우 감지거리가 매우 길기 때문에 구축 환경이 유동적으로 변하는 개방공간에서 적용하기 용이하며 시스템 확장이 용이하다. 그리고 셋째, 비접촉 방식으로 판독하므로 태그의 기계적 파손 등의 위험이 없으므로 반영구적으로 사용할 수 있어 유지보수 및 시스템 운영이 매우 용이하다. 마지막으로 OTP(One Time Programming)로 태그를 프로그램화하여 데이터의 위조 및 변조가 불가능하여 완벽한 보안을 유지할 수 있다는 점이다.

B. 주파수 사용 범위 및 대역별 기술기준

1. 주파수 사용 범위

수동형 태그를 기반으로 하는 UHF 대역 RFID 시스템은 전자기파를 발생시켜 공간으로 방사시키기 때문에 무선 시스템으로 분류되며, 기존 전파환경에 영향을 주거나 영향을 받지 않아야 한다. 특히 근접한 무선 방송설비(텔레비전 등)나 무선통신서비스(경찰, 보안업체, 이동통신, 택시 등 산업용), 해상 및 우주 무선 통신 서비스와는 간섭을 일으키지 않아야 한다.

아래 표 2.2에서도 알 수 있듯이, 이러한 RFID 시스템용으로 사용할 수 있는 주파수 대역은 0 ~ 135㎑, 40.68㎒, 433.92㎒, 869㎒, 915㎒(유럽에서 사용 불가능), 2.45㎓, 5.8㎓, 24.125㎓ 대역이 있다. 서론에서도 언급했듯이 국내에서는 908.5 ~ 914㎒ 대역을 RFID 주파수 대역으로 할당하였다. 하지만 미국이나 유럽 등지에서는 433㎒, 860 ~ 930㎒ 대역을 RFID 주파수 대역으로 사용하고 있기 때문에, 미국이나 유럽에서 운용 중인 RFID 시스템을 국내에 적용할 경우에는 필터를 이용하여 주파수 대역을 조절해야 한다.

표 2.2 RFID 표준화 주파수 대역별 특성

구분	저주파	고주파	극초단파(UHF)		마이크로파
	125.134㎑	13.56㎒	433.92㎒	860 ~ 960㎒	2.45㎓
인식거리	60cm 미만	수십cm 이내	50 ~ 100m	3.5 ~ 10m	1m 이내
국제규격	ISO 11784, 11785, 14223	ISO 14443, 15693	ISO 18000-7	ISO18000-6	-
동작방식	수동형	수동형	능동형	능동/수동형	능동/수동형
적용분야	· 공정 자동화 · 동물 관리	· 수화물 관리 · 교통카드	· 컨테이너 관리 · 실시간 위치 추적	· 유통/물류 전반 · 자동 통행료 징수	· 위조 방지 · 각종 관리시스템
인식속도	저속 ◀- - - -

2. 사용주파수 대역별 기술기준

a. 135㎑ 대역

관련 국제 표준은 ISO/IEC 18000-2이며, 표준에서 권고하고 있는 측정거리는 3m 내지 10m($\lambda/2\pi \gg$측정거리)이다. 하지만 거리가 멀어질수록 전계강도가 급격히 감소하는 특성을 가지고 있다. 자계강도의 경우 유럽 기술기준은 ISO/IEC 18000-2의 표준과 동일하지만, 미국의 경우에는 유럽의 경우보다 3.5dB 정도 더 낮다.

3m 거리에서의 이론적인 환산 값을 비교해 보면, 유럽과 미국, 그리고 ISO 표준은 거의 동일하지만, 우리나라보다는 53.1dB만큼 높은 값이다(전파법시행령제30조제1호). 따라서 이 주파수 대역을 이용하여 우리나라에 RFID 시스템을 적용하고자 한다면 관련법령을 국제 표준에 적합하게 개정해야 할 것으로 사료된다[5].

b. 13.56㎒ 대역

전계강도 관련 각국의 기술기준 현황을 살펴보면, 먼저 우리나라의 전계강도 관련 기술기준은 200㎶/m @500m(환산 시 80.0dB㎶/m @10m 임)이고, 일본과 유럽은 93.5dB㎶/m @10m이여서 우리나라보다 13.5dB 만큼 더 높다. 최근 유럽은 최소 1.5m의 거리에서도 13.56㎒ 대역의 서비스 실현이 가능할 수 있도록 현재의 전계강도의 기준인 93.5dB㎶/m @10m 보다 18dB 이상을 상승시켜줄 것을 국제 표준 위원회에 요구하고 있다[5].

c. 433㎒ 대역

433.92㎒ 대역에 대한 국제 표준은 ISO/IEC 18000-7이지만, 컨테이너 기술위원회(ISO TC104)에서 작업 중인 ISO 18185에서도 논란이 되고 있다. ISO 18185은 미국의 9.11 테러 이후 미국의 요구 내용을 반영한 표준이며 해당 주파수 대역은 UHF 대역(433.92㎒, 915㎒, 862-928㎒, 433.92/ 915㎒)이다. 하지만 심의 과정에서 한국, 일본, 중국 등 각 국에서 반대 의사를 표시하고 있기 때문에 433.92㎒ 대역의 RFID 시스템의 경우는 컨테이너용으로 한정하고, 급전선전력은 ISO 18000-7 기준, 유럽 및 미국 기준을 고려하여 1mW 이하로 제한한 능동형 RFID 시스템을 사용하는 것이 타당할 것으로 사료된다.

d. 860 ~ 930㎒ 대역

상기 대역에서 RFID 시스템의 중요 파라미터들을 보면, 40Kbps 데이터 처리율,

AM 변조방식, 그리고 주파수 도약(frequency hopping) 변조 방식 중 필요한 상황에만 전파를 송신하는 송신전감지(LBT; Listen Before Talk) 방식과 항상 통신 상태를 유지하는 주파수 도약 확산 스펙트럼(FHSS; Frequency Hopping Spread Spectrum) 방식, 향상된 주파수 공용 기술인 AFA(Adaptive Frequency Agile) 방식이 요구되고 있다. 또한, 최소 대역폭은 2㎒ 이상으로서 2 ~ 7㎒의 사용이 권고된다.

FHSS가 사용되는 경우 하나의 호핑 대역은 200 ~ 250㎑가 바람직하며, 채널 점유 시간은 400ms 이하이고, 보다 주파수 대역의 활용율을 높이기 위해서는 파형 정형 필터(Wave Shaping Filter)의 적용이 필요하다. 또한 고속 인식을 위해서는 500㎑ 대역폭의 단일 채널도 필요하다.

e. 2.4㎓ 대역

상기 대역에서 우리나라 RFID 시스템을 적용할 경우 관련 기술기준은 주파수 허용편차는 ±50ppm, 변조방식은 주파수 호핑 방식, 점유 주파수 대역폭은 83.5㎒ 이하, 공중선 전력은 10mW/㎒ 이하, 전체 전력은 260mW 이하, 공중선 이득은 6dB 이하, 공중선 허용편차는 +20% ~ -80%까지, 유효복사전력 환산치는 30dBm(1W) 정도이다.

그림 2.1은 유럽, 미국 및 일본의 기술기준을 비교한 자료이고, 그림 2.2는 유럽의 RFID 주파수 내역 및 출력 변경 계획을 도시화한 것이다[6].

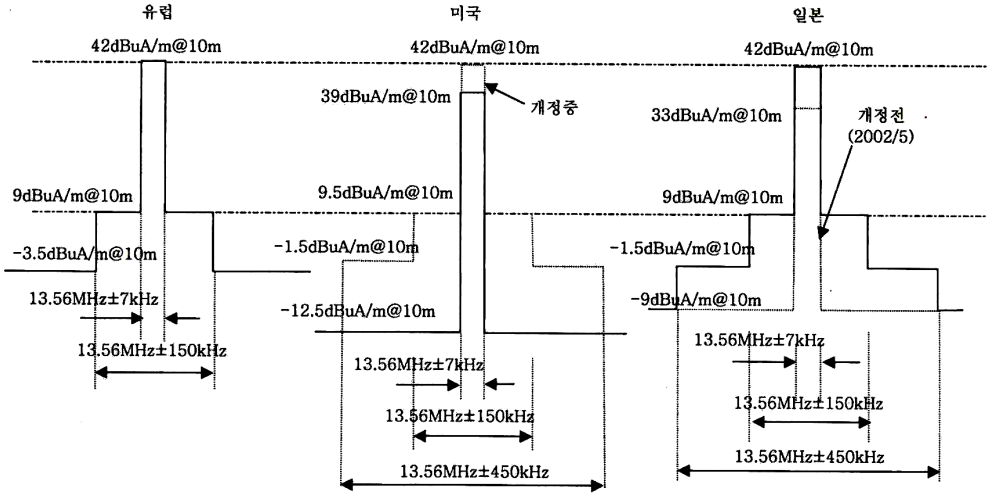

그림 2.1 주요 국가의 RFID 관련 기술기준 비교[6]

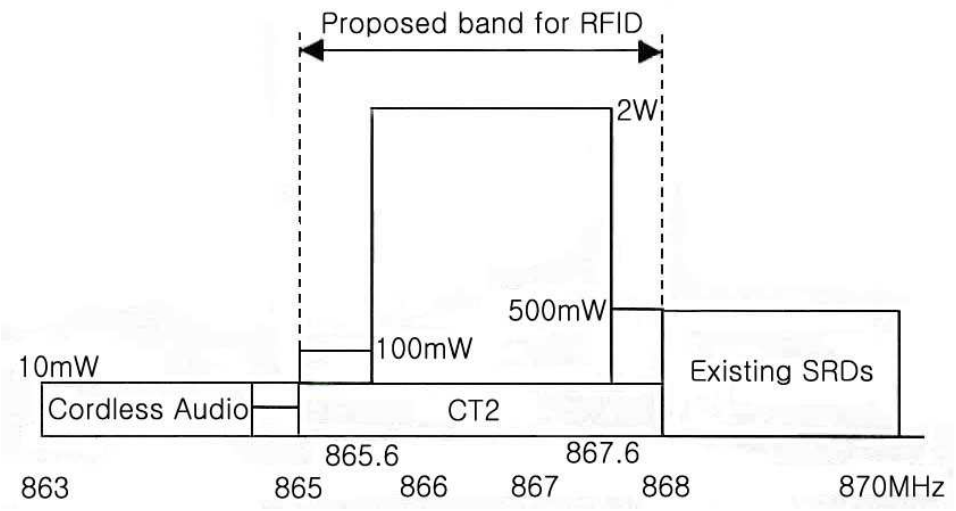

그림 2.2 유럽 RFID 주파수 내역 및 출력 변경 계획[6]

C. 국내·외 동향

1. 국내

본 논문에서 연구하고 있는 RFID 시스템은 비접촉 방식으로 태그를 인식하여 태그 내부에 저장되어 있는 정보를 판독하거나 기록하는 등 데이터를 자동으로 인식, 처리하는 자동 식별 기술(AIT; Automatic Identification Technology)이다.

이러한 RFID 시스템에서 사용하고 있는 주파수대역은 나라별로 약간의 차이가 있다. 미국이나 유럽에서는 433㎒, 860 ~ 930㎒ 대역을 사용하고 있고, 국내에서는 908.5 ~ 914㎒ 대역을 사용하고 있다. 때문에 미국이나 유럽에서 사용하는 RFID 시스템을 국내에서 사용하고자 한다면 필터를 이용하여 주파수 대역을 조절해야 한다.

우리나라도 RFID 시스템의 국가적 보급촉진과 국제표준의 확산을 통한 유통물류 산업의 경쟁력 강화를 위해 관련 국제표준권고안(ISO/IEC 18000-6 Type B)을 기초로 국가표준(KS)을 신속히 제정·확산시킨다는 방침을 세우고 있다. 현재 RFID 시스템 국제 표준 기구(ISO/IEC JTC1/SC31/WG4)에서는 수동형 태그를 사용하여 약 2m 이상의 인식 거리를 권고하고 있으며, 국내 RFID 관련 기술개발은 정보통신부와 산업자원부 등 정부기관과 국책연구기관이 주도적으로 추진하고 있다. 하지만 지금까지의 국내 RFID 관련 산업은 핵심 칩을 해외에서 수입하여 재가공하거나 주요 부품을 수입하

여 단순 조립하는 수준에 머무르고 있는 실정이다.

최근 정부에서는 RFID 시스템 상용화를 위하여 정보통신부, 산업자원부, 조달청 등 정부기관을 중심으로 활발하게 연구를 진행하고 있다. 정부통합전산센터는 23개 도서관과 공공기관을 중심으로 IPv6(Internet Protocol version 6) 플랫폼 시범사업을 전개하고 있으며, 조달청에서는 정부에 조달하는 물품 중 정부 저장물품에 RFID를 부착하여 처리비용을 절감하는 등 RFID 관련 산업을 육성시키고자 노력하고 있다. 무엇보다도 RFID 관련 산업은 현장 산업체에서 활발히 연구되고 있으며, 관련 특허출원도 최근 5년 동안 125%씩 성장하여 2003년에는 54건이 출원되었다.

2. 미국 등 북미

미국의 경우, 유비쿼터스 컴퓨팅 프로젝트를 진행하고 있다. 이는 국방부 산하 고등연구 계획국(DARPA)과 미국 국립 표준 기술원(NIST), 그리고 여러 개 대학 연구소(MIT, CMU, 워싱턴 대학 등) 및 민간기업(HP, IBM, MS社 등)이 컨소시엄을 구성해 추진하고 있다.

특히 미래 경제사회의 근간이 될 상업용 기술 및 응용 기술을 개발한다는 관점에서 자국의 정보산업 경쟁력을 유지하고 있고, 조기에 RFID 관련 응용기술을 개발한다는 점에 중점을 두고 연구를 진행하고 있다. 현재는 HCI(Human Computer Interaction, 인간과 컴퓨터 간의 상호작용에 관한 연구) 기술과 그 표준화에 주력하고 있으며, 전자태그를 이용한 상품관리를 위하여 MIT 대학을 중심으로 북미지역 코드관리기관인 UCC, 그리고 미 국방성과 관련업체 등이 협력하여 '자동화 ID 센터'를 설립하여('98년) 기술개발 및 상용화를 적극 추진하고 있다.

RFID 관련 대표적인 프로젝트로는 미국방위고등연구계획국과 정보처리 기술국(IPTO)에서 자금을 지원받아 진행되고 있는 'Smart Dust' 프로젝트가 있다.

스마트먼지는 RFID 칩으로서 1㎟ 크기의 실리콘 모트라는 입방체 안에 완전히 '자율적인 센싱'과 '통신플랫폼'을 갖춘 보이지 않는 컴퓨팅 시스템으로 설계되었다. 또한, MIT와 UCC, P&G 등 현재 75개 협력사가 공동으로 참여하는 'Auto-ID' 프로젝트는 '스마트 태그'를 각종 상품에 부착해 사물을 지능화하여, 사물 간, 또는 기업 및 소비자와의 커뮤니케이션을 통해 자동화된 공급 망 관리 시스템 개발에 기여하겠다는 프로젝트이다.

Auto-ID 센터는 EPC(Electronic Product Code, 전자제품코드) 프로젝트를 글로벌

표준안으로 정하고 상용화를 위한 실험에 들어갔다. 이 프로젝트의 목표는 인터넷과 유사한 개념의 네트워크를 통해 전자태그가 부착된 아이템을 원거리에서 실시간 감시하는 개념이다. 즉, 어느 곳에서라도 그 어떤 물체일지라도 자동적으로 확인할 수 있는 열린 정보망을 구축하는 것이다. 미국 Auto-ID 센터의 EPC 프로젝트는 1999년 설립, 5개 대학(미국의 메사추세츠 공과대학, 영국 캠프리지 대학, 호주 애들래이드 대학, 일본 게이오 대학, 스위스 칼랜 대학)을 중심으로 100여개 글로벌 기업의 후원으로 공동 표준안을 연구하고 있다.

3. 일본

일본은 자국이 국제 경쟁력을 확보하고 있는 모바일, 광섬유, 가전제품, IPv6, 정밀가공 기술과 연계시킨 '포스트 e-Japan' 전략 차원에서 일본 총무성을 중심으로 꾸준히 유비쿼터스에 대한 연구를 진행하고 있다. 일본의 유비쿼터스 연구는 '어디서나 컴퓨터 환경', 즉 모든 사물에 초소형 칩을 이식하고 네트워크를 구성하여, 통신이 가능한 유비쿼터스 컴퓨팅 환경을 구축한다는 목표로 동경대학 사카무라 켄 교수의 TRON 프로젝트(TRON; The Realtime Operating System Nucleus, 임의의 컴퓨터에서나 공통으로 사용할 수 있는 운영체제를 표준화하여 컴퓨터를 조작하기 편하게 하려는 계획)를 중심으로 연구를 진행하고 있다.

또한 2001년에는 총무성 산하 '유비쿼터스 네트워크 기술의 장래 전망에 관한 조사연구회'를 발족하여 관련 기술에 대한 국내외 연구개발 동향을 조사·분석하고, 유비쿼터스 네트워크 사회의 실현을 위해 대응해야 할 연구개발 과제나 연구개발 추진대책 등을 검토한 바 있다.

최근 동향으로는 위 연구회에서 '개인 정보 관리 보호 가이드라인 원칙안'을 제정하여 내각에 최종 보고할 예정으로 있는데 주로 개인 프라이버시 침해에 관한 대책 및 예방책을 포함하고 있어, RFID에 관한 일본의 연구가 종전의 기반기술 개발에 초점을 맞추고 있으면서도 점차 RFID의 응용분야 및 비즈니스 영역에의 확산에도 관심을 기울이기 시작한 것으로 보인다.

일본의 대표적 RFID 관련 프로젝트인 TRON 프로젝트는 초기 일본 국내의 다양한 내장형 S/W의 규격 통일을 시도하였고 트론 칩 개발과 영역별 특징을 제시하였으며, 지능형 지역분산 시스템을 추구하였다. 최근에는 NTT 토코모의 'i-mode'에 'ITRON'이 적용되는 등 활발한 활동을 벌이고 있다. 태그의 크기는 송·수신용 안테나 포함 1

㎜ 이하이면서 메모리 기억용량은 128 비트 이상이다. 태그와 리더기 사이의 무선통신 거리를 약 4 ~ 5미터로 확정·발표하였다. 9월부터 마루에쓰, 마루베니, NTT데이터 3사가 공동으로 식품유통 분야에 활용하기 위한 실험을 실시하고 있다. 표준규격에 확정에 따라 내년부터 전용판독기, POS시스템 등을 개발하여 출시할 예정이다.

4. *EU*

유럽의 경우 2001년 유럽연합(EU)의 정보화 사회 기술 계획(IST)의 일환으로 미래 기술계획(FET)의 자금 지원을 투자하여 16개 연구 프로젝트를 진행하고 있으며, 유비쿼터스 컴퓨팅에 대한 전략을 모색하고 있다. 새로운 컴퓨팅 네트워크 및 구조화와 컴퓨터 객체들 간의 조합에 따른 새로운 개념의 서비스 창출을 통해 정보기술을 일상사물과 통합하여 인간생활을 향상한다는 목표를 가지고 있으며, 미국의 경우와 마찬가지로 연구소, 대학, 기업이 공동으로 참여하여 RFID 시스템에 대해 활발하게 연구하고 있다.

'Smart Its' 프로젝트가 대표적 사례로서, 사물에 소형의 내장형 RFID 칩인 'Smart Its'를 삽입하여 감지, 인식, 컴퓨팅 및 무선 통신 등의 기능을 지닌 정보 인공물을 개발하고, 지능화된 사물 간의 무선통신을 통해 사물간의 연계까지를 목표로 연구 중에 있다.

D. *RFID* 시스템

1. 시스템 구성 방식

RFID 시스템에서 판독대상이 되는 데이터는 데이터 운반 장치인 트랜스폰더에 저장된다. 여기서 트랜스폰더의 전원공급과 리더기와 태그 사이의 데이터 교환 과정이 상호 물리적, 전기적인 접촉 없이 자계 또는 전자계 영역을 통하여 이뤄진다.

일반적으로 리더기는 제어 기능과 트랜스폰더와 연결 기능을 하는 무선 주파수 모듈(송신기와 수신기)을 가지고 있다. 또한 대부분의 리더기는 RS232/485(Recommend Standard number 232/485), TCP/IP(Transmission Control Protocol-Internet Protocol), USB(Universal Serial Bus) 등 추가적인 인터페이스를 가지고 있어 수신된 데이터를 다른 시스템으로 송신할 수도 있다. 트랜스폰더는 결합장치와 전자 마이크로칩으로 구

성되어 있다. 그림 2.3은 RFID 시스템의 핵심 구성 요소인 리더기와 트랜스폰더를 보여주고 있다.

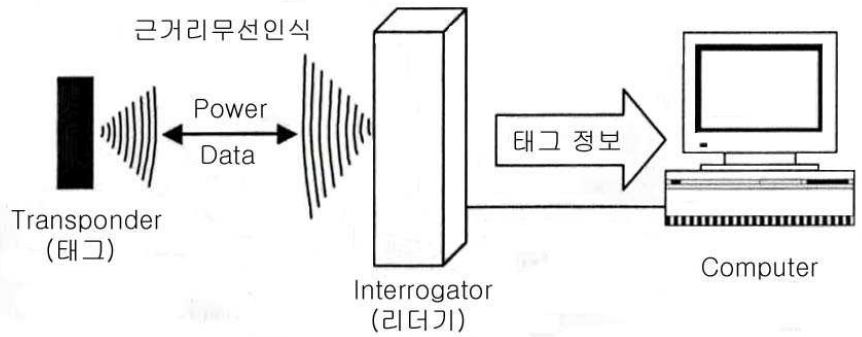

그림 2.3 RFID 시스템 구성 요소

2. 동작 원리

RFID 시스템은 리더기로부터 신호를 받으면 태그는 리더기와의 동기를 맞추기 위해 동기신호를 전송한다. 동기신호가 맞지 않으면 반복적으로 전력신호와 동기신호를 계속해서 전송한다. 전송신호 중 동기신호가 맞으면 리더기는 태그의 특정 주소 데이터를 읽어 들여 태그의 식별자(ID) 데이터를 확인한다. 양자는 리더기에서 태그로 보내는 명령과 데이터 신호를 이용하여 통신을 수행한다.

리더기는 안테나에서 지속적으로 전파를 방사하고 있고 식별자와 데이터가 저장된 태그가 그 전파범위 안에 들어가면 자신이 지니고 있는 식별자와 데이터를 안테나를 통해 리더기로 전송한다. 리더기는 안테나를 통해 수신된 식별자와 데이터들을 이진신호로 변환하여 컴퓨터에 전송하고 컴퓨터는 전송된 데이터를 이용하여 필요한 서비스를 제공한다.

수동형 태그를 기반으로 하는 UHF 대역의 RFID 시스템의 경우, 리더기가 태그로 전파를 전송하면 태그는 수신된 전파로부터 에너지를 얻어서 활성화된다. 일단 태그가 활성화되면 자신의 정보를 전파에 실어서 리더기로 다시 전송한다. 이렇게 수동형 시스템은 리더기로부터 전파를 수신하여 송신 에너지를 획득하는 방식으로 통신이 이뤄진다.

태그 내부 데이터는 IC 칩에 저장이 되며, 저장용량은 약 25 Byte ~ 512 KB이다. 메모리 형태는 읽기 전용, 읽고 쓰기가 가능한 형태, 한번만 쓰여 여러 번 읽기가 가능한 형태가 있고, 메모리 종류에는 EEPROM(Electrically Erasable Programmable-ROM, 전기적으로 지우기가 가능한 읽기 전용 기억소자), FRAM(Ferroelectric-RAM, 강유전체메모리소자) 등이 있다.

3. 무선접속 방식

RFID 시스템은 무선접속 방식에 따라 상호유도방식(inductively coupled method)과 전자기파방식(electro-magnetic wave method)으로 나눌 수 있다. 상호유도방식은 1m 이내의 근거리에서 사용되며, 태그가 동작하는데 필요한 모든 에너지는 리더기에서 보내는 전파에 의해 공급받는 방식이다. 먼저 리더기 송신측에 있는 안테나 코일은 주위에 강한 자기장(magnetic field)을 발생시킨다. 이렇게 방사된 자기장의 일부분이 리더기와 떨어져 있는 태그의 코일 안테나에 닿게 되면 유도성 전압을 발생하게 되고 이를 정류하여 태그 전원으로 사용하게 된다. 아래 그림 2.4는 상호유도 방식에 의한 유도전압 발생 과정을 보여주고 있다[2].

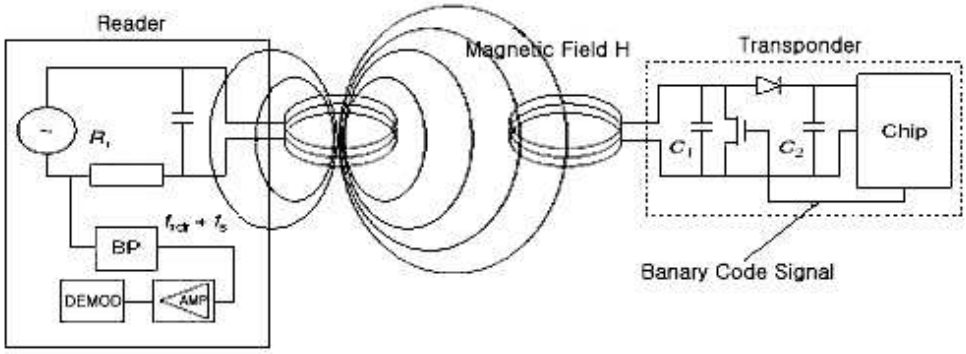

그림 2.4 상호유도(inductively coupled) 방식

전자기파 방식은 3m 이상 중장거리에서 사용되는 RFID 시스템으로 고주파 안테나와 무선 주파수를 이용하여 비접촉 방식으로 통신을 수행하는 방식이며 주요 특징을 살펴보면, 인식거리가 1미터 이상인 장거리 시스템에 적용 가능하며, 사용주파수 대역은 UHF 대역(868㎒-유럽, 915㎒-미국, 908.5 ~ 915㎒-국내) 및 ISM 대역(2.5㎓, 5.8

㎓)이 있고, 트랜스폰더 전력소모가 극히 적어서(약 50㎲) 다방면에 적용할 수 있다는 특징이 있다.

특히 전자기파 방식에서 트랜스폰더 응답(transponder response)은 전자기파가 파장의 반(1/2)보다 큰 크기를 갖는 물질에 의해 반사되어 이뤄지는 데, 이것은 레이더 기술을 응용한 Modulated Reflection Cross-Section 방식을 이용한 것이다. 그러나 이 방식은 태그를 구동하기 위해 필요한 최소 전력을 리더기로부터 공급받지 못할 경우에는 인식거리가 좁아지고 인식률 또한 떨어지는 단점이 있으며, 이를 방지하기 위해 추가적으로 전지를 장착하는 방식(능동형)이 고려되기도 한다. 그림 2.5는 전자기파 방식으로 구성된 RFID 시스템에서 리더기와 태그 상호간 전력 공급 방식을 보여주고 있다.

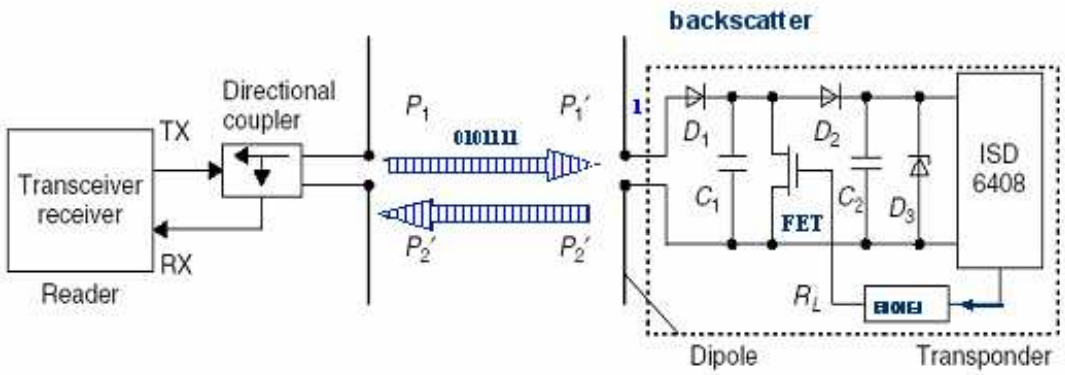

그림 2.5 전자기파(electro-magnetic wave) 방식

4. 변조 방식

리더기와 태그는 여러 가지 디지털 방식의 부호화(coding)를 이용하여 기저대역의 데이터를 처리한다. 무선 신호 방식에서는 ASK(Amplitude Shift Keying), FSK(Frequency Shift Keying), PSK(Phase Shift Keying) 등 주로 세 가지의 디지털 변조방식을 이용하여 기저신호를 고주파 신호로 변환하게 된다. 그러나 특정 주파수 대역을 사용할 경우(예, 미국에서의 UHF 대역 RFID)에는 전자파의 인체영향(SAR; Specific Absorption Rate, 전자파인체흡수율)이나 다른 통신시스템과의 간섭을 줄이기 위하여 특정 변조방식만을 쓰도록 요구하고 있는데 가장 많이 쓰이는 것이 주파수 도약 확산 스펙트럼 방식(FHSS; Frequency Hopping Spread Spectrum)이다.

스펙트럼 확산 방식(SSC; Spread Spectrum Communication)이란 디지털 변조 방식

의 일종으로서 송출되는 정보를 전송하는데 필요한 최소 대역보다 훨씬 넓은 주파수 대역으로 확산한 신호를 사용하는 통신 방식으로서, 직접 확산 방식인 SS-DS(Spread Spectrum Direct Sequence) 방식과 주파수 도약 방식인 SS-FH(Spread Spectrum Frequency Hopping) 방식이 있다. 특히 부호 분할 다중 접속 방식은 모바일 폰이나 무선랜(wireless LAN)에 이용되는 직접 시퀀스(Direct Sequence) 방식과 블루투스(bluetooth)에 이용되는 주파수 호핑(frequency hopping) 방식에 주로 사용된다.

그러나 이러한 변조방식을 그대로 태그에 적용하게 되면 회로가 복잡해져서 제작가격이 상승하고 부피가 커지기 때문에 실제 제작 시에는 리더기 설계에만 상기한 변조방식을 적용하고, 태그에서는 디지털 신호 변조 방식 중 진폭편이변조 방식을 이용하여 신호를 변조하게 된다.

또한 데이터 정보의 신뢰성을 높이기 위해, 순환잉여검사(CRC; Cyclic Redundancy Check)를 통한 에러 정정, ALOHA(Additive Links On-line Hawaii Aream, 하와이 대학에서 개발한 패킷 기반 무선 접속 방식) 및 CSMA(Carrier Sense Multiple Access) 방식을 적용한 데이터 충돌 방지(anti-collision), 대칭 또는 비대칭 암호 알고리즘을 사용하는 데이터 보안 작업들이 수행된다.

a. 진폭편이변조(ASK; Amplitude Shift Keying) 방식

ASK 방식은 단말기나 컴퓨터에서 발생된 디지털 형태의 정보신호를 0과 1에 대응시켜 각각 반송파 신호(carrier signal)의 진폭(amplitude)을 변화시키는 방식이다.

정보신호가 0일 경우에는 반송파 신호 진폭을 작게 하고, 1일 경우에는 진폭을 크게 하여 전송한다. 2개의 진폭을 사용하면 1비트를 전송할 수 있으나, 4개의 다른 진폭을 사용하면 2비트를 동시에 전송할 수 있다. 그림 2.6은 진폭편이변조 방식을 데이터 신호에 따른 반송파 신호 변조 과정을 설명하고 있다[1].

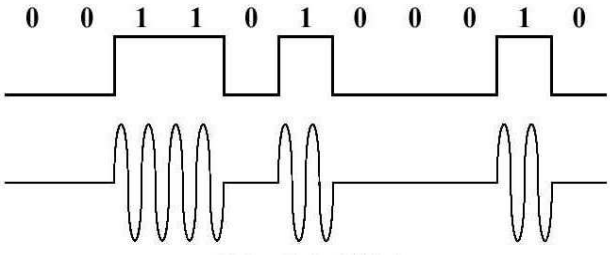

그림 2.6 진폭편이변조(ASK) 방식

진폭편이변조 방식의 주요 특징을 살펴보면, 변조 속도가 1200bps 이하의 저속·비동기 데이터를 전송할 경우에 사용되며, 전송로 상에서 잡음이나 레벨변동에 약하므로 변조기술에 거의 사용되지 않으나 복합 변조기술을 이용하는 직교(直交)진폭변조(QAM; Quadrature Amplitude Modulation) 방식에서 주로 사용된다. 그리고 반송파의 on과 off로 디지털 신호를 쉽게 변조할 수 있어 회로 제작단가가 저렴하며, 전송대역을 효율적으로 이용할 수 있는 장점을 가지고 있다.

진폭편이변조 방식에서는 반송파 진동의 크기가 이진 코드 신호에 의하여 두개의 상태 $\hat{u}_0$와 $\hat{u}_1$ 사이에서 전환(switching)된다. 여기서 $\hat{u}_0$와 $\hat{u}_1$의 비율을 듀티 팩터(duty factor) $'m'$이라고 한다. 그림 2.7은 정현파 변조에 의하여 발생되는 측파대를 보여주고 있다[1][2].

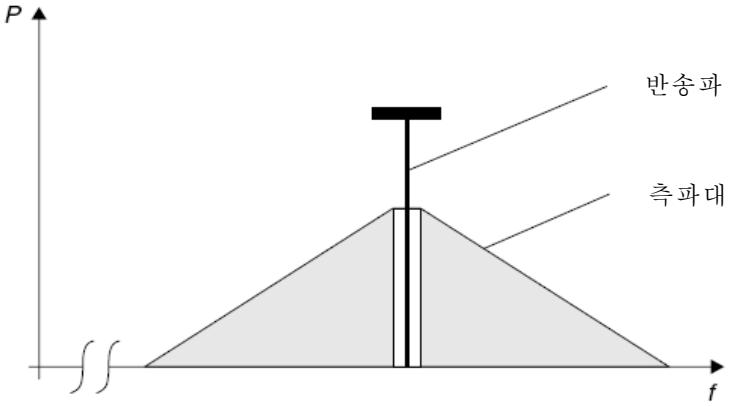

그림 2.7 정현파 변조에 의하여 발생되는 측파대

먼저, 듀티 팩터 m을 구하기 위해여 반송파의 변조 전후 크기의 산술적 평균을 구하려면 식 (2-1)을 적용한다.

$$\hat{u}_m = \frac{\hat{u}_0 + \hat{u}_1}{2} \qquad (2\text{-}1)$$

여기서 듀티 팩터 m은 식 (2-2)처럼 크기 변화 $\hat{u}_0$-$\hat{u}_m$과 평균값 $\hat{u}_m$에 대한 비로 계산할 수 있다.

$$m = \frac{\Delta \hat{u}_m}{\hat{u}_m} = \frac{\hat{u}_0 - \hat{u}_m}{\hat{u}_m} = \frac{\hat{u}_0 - \hat{u}_1}{\hat{u}_0 + \hat{u}_1} \qquad (2\text{-}2)$$

특히 100% 진폭편이변조 방식에서는 반송파 진동의 크기가 반송파 크기값 2 $\hat{u}_m$과 0 사이에서 변환된다. 그림 2.8은 진폭편이변조 방식에서 이진 코드 신호에 의한 반송파의 진폭은 두 가지 상태로 변환되는 것을 보여주고 있다.

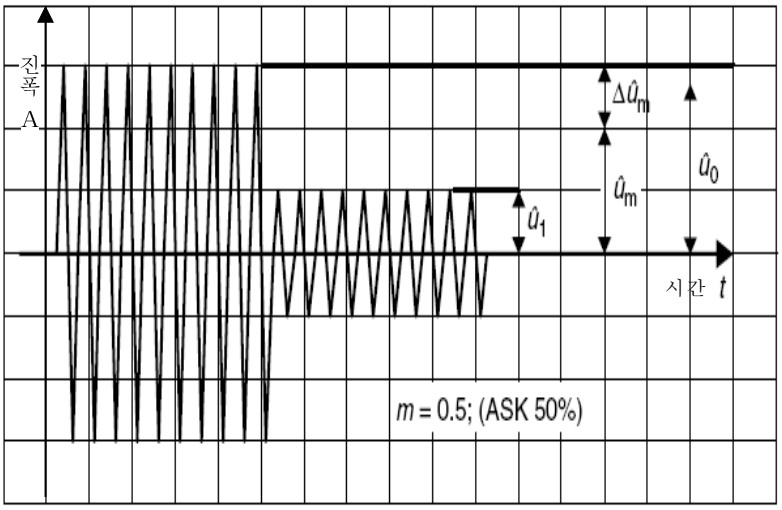

그림 2.8 진폭편이변조 방식에서 이진 코드 신호에 의한 반송파의 진폭

그림 2.8은 듀티 팩터가 50% 이상적인 변조 형태를 도시화한 경우를 보여주고 있다. 아날로그 신호(sine curve, 정현파신호)를 사용하는 진폭 변조(AM)에서는 변조지수 m은 1(100%)에 상응하는 결과가 된다. 듀티 팩터를 계산하기 위하여 설명된 과정은 아날로그 신호를 이용한 크기변조에서 변조지수의 계산을 설명하는 과정과 같다. 그러나 디지털 변조와 아날로그 변조 사이에는 큰 차이점이 있다.

디지털 변조에서 반송파는 변조되지 않는 상태에서 $\hat{u}_0$의 크기를 갖는 반면, 아날로그 변조에서 반송파는 변조에서 반송파는 변조되지 않은 상태에서 $\hat{u}_m$의 크기를 갖는다. 듀티 팩터는 변조하는 동안의 반송파 감소 m'으로써 식 (2-3)과 같이 정의할 수 있다.

$$m' = 1 - \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_0} \qquad (2\text{-}3)$$

듀티 팩터가 15%보다 작은 경우나 듀티 팩터가 85%보다 큰 경우에는 두 계산 방법 간의 차이가 무시될 수 있다. 수학적 관점에서 진폭편이변조 파형은 코드 신호 U_{code}(t)와 반송파 신호 U_{cc}(t)를 곱함으로써 얻어질 수 있다. 듀티 팩터 m이 1보다 작은 경우 추가적인 상수(1-m)을 도입한다. 이 경우에는 식 (2-4)에서처럼 변조되지 않은 상태에서 U_{HF}(t)에 1을 곱하여 계산할 수 있다.

$$U_{ASK}(t)=(m \cdot U_{code}(t)+1-m) \cdot U_{HF}(t) \qquad (2\text{-}4)$$

따라서, 진폭편이 변조된 신호의 스펙트럼은 코드 신호 스펙트럼과 반송파 주파수(fc)와의 중첩 적분(convolution)으로 구하거나, 또는 코드신호의 퓨리에 전개식에 반송파를 곱함으로써 얻어질 수 있다. 이 스펙트럼에는 반송파를 중심으로 좌우 대칭으로 상측파대(USB; Upper Side Band)와 하측파대(LSB; Lower Side Band)에 코드 신호의 스펙트럼이 포함되어 있다. 그림 2.9는 신호발생기로부터 얻어지는 정현 반송파에 의한 100% ASK 변조 신호 발생과정을 보여주고 있다.

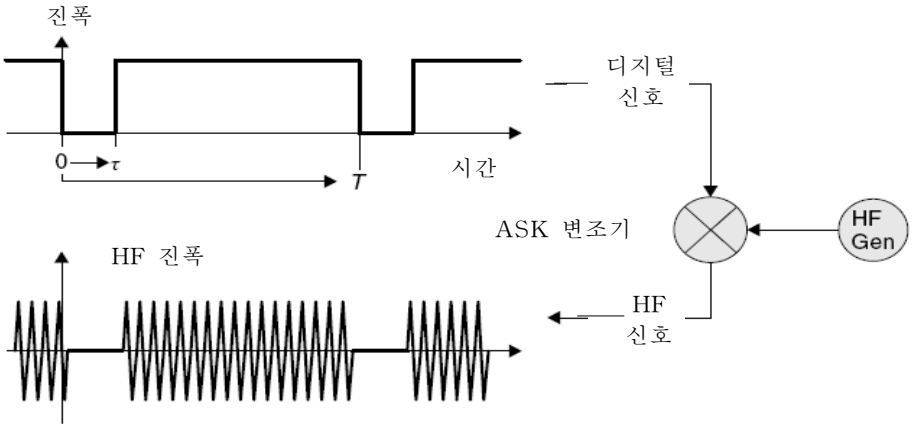

그림 2.9 정현 반송파 변조에 의한 100% ASK 파형

b. 주파수편이변조(FSK; Frequency Shift Keying) 방식

주파수편이변조 방식은 디지털 신호인 0과 1비트를 두 종류의 주파수에 각각 할당하여 전송하는 방식이다. 즉 정보 신호 0을 저주파에, 1을 고주파에 각각 대응시킨다. 다시 말하면, 정보 신호가 0일 경우에는 반송주파수보다 낮은 주파수로, 1일 경우에는 반송주파수보다 높은 주파수를 발생시켜 전송하는 방식이다. 주파수편이변조 방식의 특징은 정보가 주파수에 의해 전달되므로 진폭편이변조 방식보다 잡음이나 레벨변동에 강할 뿐만 아니라 회로가 비교적 간단하며, 2400bps 이하 의 저속·비동기 모뎀에 주로 사용된다는 점이다. 하지만 동기 모뎀에는 사용되지 않는다. 그림 2.10은 주파수편이변조 방식을 보여주고 있다.

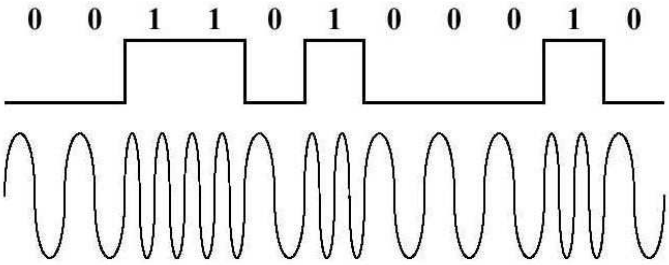

그림 2.10 주파수편이변조(FSK) 방식

c. 위상편이변조(PSK; Phase Shift Keying) 방식

위상편이변조 방식은 전송될 데이터에 따라 반송파의 위상이 변한다. 위상의 변화 정도는 전송할 데이터에 의해 결정된다. 전송할 데이터가 0일 경우에는 반송파의 위상을 180도 변화시키고, 1일 경우 90도 변화시켜 정보를 비트 단위로 하나씩 전송한다.

위상편이변조 방식은 절대위상편이변조(APSK; Absolute PSK) 방식과 상대위상편이변조(DPSK; Differential PSK) 방식이 있다. APSK 방식은 기술적으로 검토한 결과 실현 타당성이 없고, 현재 모뎀에 적용되는 위상편이변조 방식은 DPSK 방식이다. DPSK 방식은 특히 1200bps, 2400bps 및 4800bps 전송 속도를 가진 동기식 모뎀에 주로 사용된다. 그림 2.11은 위상편이변조 방식에 의한 파형을 보여주고 있다.

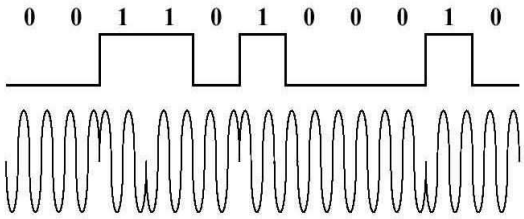

그림 2.11 위상편이변조(PSK) 방식

5. 데이터 송수신과 공진주파수

교류 자계를 발생시킬 필요가 있는 도체 루프는 코일 L_1에 의해 나타난다. 도체 루프 L_1에서 직렬저항 R_1은 도선저항의 옴 손실과 일치한다. 리더기 동작 주파수 f_{TX}의 도체 코일 L_1에서 최대 전류를 얻기 위해 공진주파수($f_{RES} = f_{TX}$)를 갖는 직렬 공진회로는 커패시터 C_1의 직렬연결에 의해 생성된다. 직렬 공진회로의 공진주파수는 식 (2-5)에서처럼 톰슨 방정식을 사용하여 계산할 수 있다.

$$f_{TX} = f_{RES} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \qquad (2\text{-}5)$$

또한 직렬 공진 회로이기 때문에, 전체 임피던스 Z_1은 식 (2-6)에서처럼 각각의 임

피던스의 합이 된다.

$$Z_1 = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{jw\,C_1} \qquad (2\text{-}6)$$

그림 2.12는 안테나 L_1을 가진 리더기의 등가회로 다이어그램이다. 리더기의 송신기 외부 분기점은 HF 전압 u_0을 발생시킨다. 리더기의 수신기는 안테나 코일 L_1에 직접적으로 연결된다.

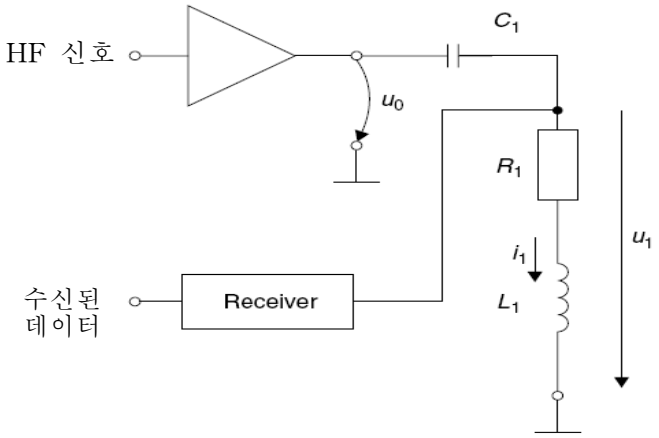

그림 2.12 안테나 L_1을 가진 리더기의 등가회로 다이어그램

그러나 공진주파수 f_{RES}에서 L_1과 C_1의 임피던스는 서로 상쇄되어 없어진다. 이 경우 전체 임피던스 Z_1은 식 (2-7)에서처럼 오직 R_1에 의해서만 결정되므로 최소값에 도달할 수 있다.

$$jw\,L_1 + \frac{1}{jw\,C_1} = 0 \Big|_{w\,=\,2\pi\,f_{RES}} \rightarrow Z_1\,(f_{RES}) = R_1 \qquad (2\text{-}7)$$

안테나에 흐르는 전류 i_1은 공진주파수에서 최대가 되며, 이는 식 (2-8)에서처럼 송

신기의 높은 레벨의 전압원과 코일의 옴저항 R_1으로부터(R_i=0인 이상적인 전압원의 가정에 기초하여) 구할 수 있다.

$$i_1(f_{RES}) = \frac{u_0}{Z_1(f_{RES})} = \frac{u_0}{R_1} \qquad (2\text{-}8)$$

도체루프 L_1에서의 u_1과 커패시터 C_1의 UC_1의 두 전압에서 전류 i_1의 크기가 동일하기 때문에 공진주파수에 있어서 위상이 반대가 되므로 서로 상쇄된다. 그러나 각각의 값은 매우 높을 수 있다. 일반적으로 수 볼트(Volt) 정도로 낮은 전압원 u_0에도 불구하고 몇 백 볼트(volt)의 지수는 L_1과 C_1에 쉽게 도달할 수 있다. 따라서 높은 전류에 대한 도체 루프 안테나를 설계할 경우에는 사용되는 소자(특히 capacitor)에 충분히 큰 저항을 포함하지 않으면, 실제 사용 시에는 아크방전에 의해 쉽게 파괴될 수 있다.

그림 2.13은 공진일 때 전압이 단계적으로 증가하는 예를 보여주고 있다. 즉 10 ~ 17 ㎒ 대역에서 직렬로 연결된 코일과 커패시터 전압이 단계적으로 증가할 경우, 전압이 매우 높은 레벨에 도달하여도 리더기 안테나의 전압 반송 소자를 조절하는 데에는 문제가 되지 않는다. 추가로 설계된 커패시터 때문에 직렬 공진회로는 빠르게 조정이 변화하여 전압 공진의 단계적 증가가 감소된다.

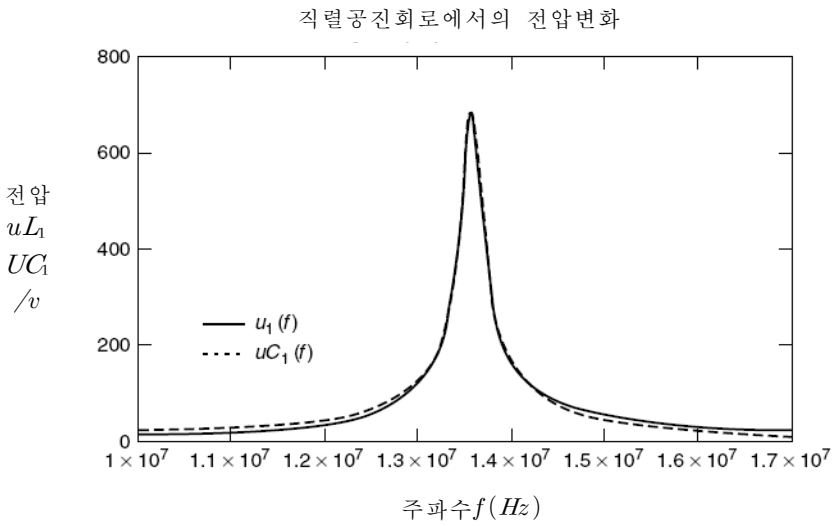

그림 2.13 공진주파수(resonance frequency)에서의 단계적 전압 증가

6. 트랜스폰더의 에너지 도달 범위

트랜스폰더의 에너지 도달 범위는 리더기 안테나로부터 트랜스폰더를 동작시키기에 충분한 에너지가 존재하는 곳(u_{2min}과 R_L에 의해 정의된)까지의 거리이다. 안테나의 전류I, 반경r, 그리고 송신기 안테나의 쇄교(鎖交)수 N_1 그리고 x 방향에서의 자계강도의 경로가 주어지면 식 (2-9)을 이용하여 구할 수 있다[8].

$$H = \frac{I \cdot N \cdot r}{2\sqrt{(r^2 + x^2)^3}} \qquad (2\text{-}9)$$

만약 x에 관하여 방정식을 풀게 되면 다음 식 (2-10)과 같이 에너지 도달 범위와 주어진 리더기에 대한 트랜스폰더의 판독 자계강도 $H_{\min}$간의 관계식을 얻을 수 있다.

$$x = \sqrt{3\sqrt{(\frac{I \cdot N_1 \cdot r^2}{2 \cdot H_{\min}})^2 - r^2}} \qquad (2\text{-}9)$$

예를 들어 트랜스폰더의 에너지 도달 범위를 데이터 캐리어($R_L = u_2/i_2$)의 전력 소모의 함수로써 생각하면, 트랜스폰더의 전류 소모가 증가하면 트랜스폰더의 판독 감도가 증가하고 에너지 도달거리는 떨어지다. 트랜스폰더의 최대 에너지 도달 범위는 데이터 캐리어의 동작을 위해 요구되는 최소 전력공급 u_{2min}이 무부하 트랜스폰더 공진회로(예, $i_2 \rightarrow 0, R_L \rightarrow \infty$)로 존재하는 곳에서 트랜스폰더와 리더기 안테나간의 거리에 의해 결정된다. 거리 $x = 0$이 되는 곳에서 최대 전류 i_2는 데이터 캐리어를 위한 공급전압이 u_{2min}이하로 떨어지는 한계를 나타내는데, 이는 데이터 반송파의 동작을 의미한다.

III. 프로그래머블 *LNA* 설계

A. 저잡음증폭기와 수신감도

1. 저잡음증폭기(*LNA*)

Ⅱ장에서 살펴본 바와 같이 다단 증폭기로 연결되어 있는 수신 시스템에서 첫 번째에 위치한 LNA의 증폭 특성은 전체 수신감도를 결정짓는 매우 중요한 역할을 한다. 일반적으로 수신부에 도달하는 신호 전력은 매우 미약하며 주변 잡음과 혼합되어 있다. 따라서 수신 신호를 LNA에서 증폭시키면 희망신호 뿐만 아니라 잡음 성분까지 같이 증폭된다. 때문에 안테나와 증폭기 단자 사이의 임피던스 정합 및 증폭기 소자 특성 등을 충분히 감안하여 잡음 전력은 최소화하고 증폭 이득은 최대화할 수 있도록 설계하여야 한다.

그림 3.1은 내부 잡음이 없는 이상적인 증폭기에 실제 주변 온도 변화 등에 의해 야기되는 잡음 성분을 내부 잡음원으로 모델화하여 보여주고 있다[5].

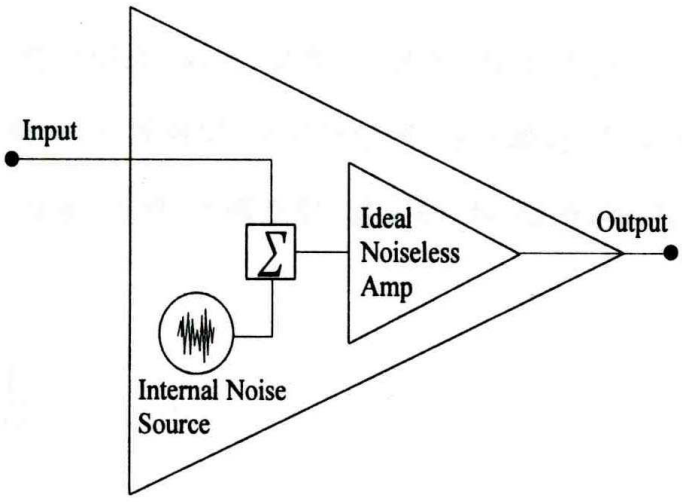

그림 3.1 내부 잡음원과 이상적 증폭기 결합 모델

태그로부터의 신호가 리더기 수신부에 들어오면, LNA에서 주변의 잡음과 혼합된 미

약한 수신 신호를 양질의 신호로 증폭하게 되며, 이때 RF회로의 전단에 위치한 LNA의 특성이 아주 우수하여야 한다. 일반적으로 LNA는 주변 온도가 변함에 따라 이득뿐만 아니라 잡음지수도 변하게 되는데, 주변 온도가 상승하면 이득이 감소하고 잡음지수는 증가한다. 따라서 LNA는 잡음지수가 작고 이득이 크며 선형성 및 입출력단 정합이 잘되어 전력 손실이 적게 설계되어야 한다. 특히 다단으로 구성된 회로에서는 첫 번째 단에 설치된 LNA 잡음지수가 작고 이득이 크다면, 두 번째 단 이하의 증폭기로부터의 잡음 증가 영향은 상대적으로 적어지므로. 첫 번째 단에서 최소의 잡음지수와 최대의 이득을 갖도록 설계되어져야 한다. 아래 그림 3.2는 LNA 내부 개념을 도시화시켜 놓은 그림이다[5].

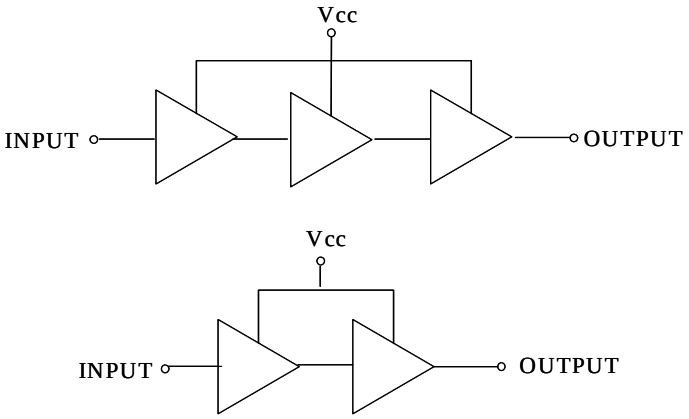

그림 3.2 LNA 내부 개념도

2. 수신감도(*Sensitivity*)

감도(sensitivity)는 어느 정도의 미약한 전파까지를 수신하여 충실하게 정보를 재생할 수 있는가의 정도를 나타낸다. 즉, 외부 간섭 없이 주어진 신호 대 잡음 비(SNR; Signal Noise Ratio)를 얻는 데 필요한 최소 수신 신호 레벨을 말한다. 따라서 수신기 잡음이 적을수록 SNR이 높아지므로 수신감도는 향상되기 때문에, 잡음 성분을 억제하면서 수신된 미약한 전파를 얼마까지 증폭시킬 수 있는지의 여부가 매우 중요하며, 또한 잡음지수와 직접적인 관련이 있다.

3. 잡음지수(*Noise Figure*)

무선 통신 시스템에 영향을 주는 잡음은 주로 송신기, 수신기 및 전송로 상에서 발생하는 잡음이나, 저항기 내부 전자, 분자 및 원자들의 불규칙한 운동에 의해 발생되는 잡음 등 매우 다양하게 존재한다. 이를 크게 구분하면, 열잡음(thermal noise), 산탄 잡음(short noise), 백색잡음(white noise), 험 잡음(hum noise), 존슨 잡음(johnson noise) 들이 있는 데, 이러한 잡음들은 전송신호를 열화(signal degradation)시켜 통달거리를 변화시키는 등 통신 시스템 능력을 제약하는 요인으로 작용한다[4].

열잡음은 도체나 반도체 매체에서 전하 캐리어의 불규칙한 운동으로 인해 발생되는데, 이렇게 원자 레벨에서의 불규칙한 요동(random agitation)으로 발생되는 열잡음은 절대온도가 0 인 경우(-273℃, 잡음 = 0)를 제외하고 모든 물체에 일반적으로 나타나는 특성 중 하나이다.

나이퀴스트 정리(nyquist's theorem)에 따르면, 특정 주파수 대역에서 절대 온도가 T[°K]일 때 저항 단자에 걸린 평균 자승 잡음 전압은 식 (3-1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V = \sqrt{4KTRB} \qquad (3\text{-}1)$$

여기서 V는 저항 단자 양단에 걸린 평균 자승 전압(rms; root-mean-square)이고, K는 볼쯔만상수(1.38×10^{-23} [J/°K]), T는 절대 온도, R은 저항, 그리고 B는 특정 주파수 대역폭(bandwidth)을 나타낸다. 트랜지스터(TR)와 전계 효과 트랜지스터(FET; Field Effect Transistor) 등의 소자에서 내부 잡음을 입력 전압으로 환산하여 이것과 동일 전압을 발생시킬 수 있는 저항 R을 등가 잡음 저항이라고 하며, 내부 잡음이 적은 소자일수록 저잡음 소자라고 한다. 저항기에서 발생하는 최대 잡음 전력은 절대 온도와 측정되는 잡음 대역폭에 비례하는 데 식 (3-2)와 식 (3-3)과 같이 구할 수 있다.

$$P_n = \frac{V^2}{4R} = KTB \qquad (3\text{-}2)$$

$$P_n[dB] = 10\log(KTB) \qquad (3\text{-}3)$$

트랜지스터 내부 열잡음은 주로 베이스, 에미터, 콜렉터 내부에 분포하는 저항 성분

에 의해서 발생되는데, 대개의 경우 베이스 저항 성분에서 가장 많이 발생된다. 이때 발생되는 잡음 전력은 500[Hz] 대역에서부터 베이스접지 차단 주파수(f_{ab})의 1/5이 되는 주파수 대역까지 일정하게 나타난다.

혼합기(mixer)의 경우 동일 소자를 사용한 증폭기에 비해 발생되는 잡음이 훨씬 더 커지는데, 그 원인은 매우 복잡하다. 하지만 극초단파(UHF; Ultra High Frequency) 대역에서는 혼합기의 변환 상호 콘덕턴스가 증폭기의 상호 콘덕턴스보다도 매우 작아서 영상 주파수(image frequency)를 적절히 제거하지 못할 경우 발생될 수 있다.

4. 비트오율(*BER*)

디지털 링크의 기준으로서 비트오율을 구하는 방식은 식 (3-4)와 같다[4][5].

$$\text{비트오율} = \frac{\text{수신된 에러 비트수}}{\text{전체 수신 비트수}} \tag{3-4}$$

또한 디지털 통신 시스템에서 주어진 비트오율을 이용하여 신호 대 잡음비를 정량적으로 나타내기 위해서 E_b/N_o를 많이 사용하는데, 이를 차례로 정리하면 아래 식 (3-5)와 같다.

$$E_b = \frac{e_s^2 \cdot 1}{Z \cdot R_b} \tag{3-5}$$

여기서 E_b는 하나의 비트에 들어 있는 잡음 전력을 말하며, Z는 임피던스, e_s는 실효치 신호전압, 그리고 R_b는 비트율(bit rate)을 말한다. 즉, E_b는 하나의 신호 주기 동안에 정규화된 전력을 의미하며, 잡음 전력 스펙트럼 밀도 N_o는 아래 식 (3-6)과 같다.

$$N_o = \frac{e_n^2 \cdot 1}{Z \cdot B} \tag{3-6}$$

위 식에서 e_n은 실효치 잡음전압을, B는 수신기 등가잡음 대역폭을 뜻한다. 결과적으로 수신기 복조기의 특성을 결정하는 E_b/N_o은 다음 식 (3-7)과 식 (3-8)과 같이 정리할 수 있다.

$$E_b/N_o = \frac{e_s^2 \cdot B}{e_n^2 \cdot R_b} \tag{3-7}$$

$$E_b/N_o[dB] = 20\log\frac{e_s}{e_n} + 10\log\frac{B}{R_b} \quad (3\text{-}8)$$

위 식 (3-8)에서 $20\log(e_s/e_n)$은 신호 대 잡음비(SNR)를 의미하고 $10\log(B/R_b)$은 전력 대역폭비(processing gain, 처리이득)를 나타낸다. 일반적인 변복조기(MODEM)에서는 수신기 등가잡음 대역폭 B가 비트율 R_b보다 2배 정도 크다.

디지털 수신기에서 반송파 대 잡음비(CNR; Carrier Noise Rate)와 비트 오율(BER; Bit Error Rate)과의 관계는 매우 중요한 성능 파라미터이며, 양자의 관계식은 다음 식 (3-9)과 같다.

$$C/N = \frac{E_b \cdot R_b}{N_o \cdot B} \quad (3\text{-}9)$$

위 식에서 C는 수신기 입력 신호 전력을 말하고, N은 잡음 전력을 뜻한다. 그리고 수신기 입력단의 등가 잡음 전력은 식 (3-10)과 식 (3-11)과 같다.

$$N = KTBF \quad (3\text{-}10)$$

$$N[dB] = 10\log KT + 10\log B + 10\log F \quad (3\text{-}11)$$

잡음이 발생되는 소자들이 다단으로 종속 연결되어 있을 경우 전체 수신 시스템의 잡음 계수는 식 (3-12)을 이용하여 구할 수 있다.

$$F_{TOT} = F_1 + \frac{(F_1 - 1)}{G_1} + \frac{(F_2 - 1)}{G_1 \cdot G_2} + \frac{(F_3 - 1)}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} + \cdot \cdot \quad (3\text{-}12)$$

위 식에서 F_{TOT}는 전체 시스템의 잡음 계수, F_1은 첫 번째 소자의 잡음 계수, F_2는 두 번째 소자의 잡음 계수, F_3은 세 번째 소자의 잡음 계수, G_1은 첫 번째 소자의 이득, G_2는 두 번째 소자의 이득, 그리고 G_3는 세 번째 소자의 이득을 말하며 모든 값은 선형값을 사용하였다. 잡음지수 NF(Noise Figure)는 이러한 잡음계수 F를 데시벨로 나타낸 것으로 식 (3-13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$NF = 10\log F \quad (3\text{-}13)$$

따라서 수신기의 잡음지수는 외부 간섭이 존재하지 않을 경우 수신 시스템의 감도를 결정하는 중요한 요인이 된다. 특히 위 식 (3-12)에서 보듯이 두 번째 단 이하에 위치한 증폭기로부터 발생되는 잡음은 전체 수신 시스템에 미치는 영향이 극히 적으므로, 첫 번째 단의 LNA 설계시 잡음 계수는 최소화하고 이득 증폭은 최대화할 수 있도록 설계하여야 할 것이다.

B. 데이터 해석 알고리즘

1. 순방향링크(*forward link*)에서의 데이터 해석

RFID 시스템에서 순방향링크(forward link)란 리더기와 태그 상호간 초기 통신 모드를 설정하는 과정을 말하며, 전원투입, 재설정, 오실레이터 교정 신호, 데이터 심벌 교정 신호, 명령어 시작 단계를 거친다. 먼저 태그 내부에서 전원투입재설정(POR; Power On Reset)을 유발하도록 하기 위해서는 로컬 대역폭(local bandwidth)이 적용되고 있는 시간 동안 RF 전력을 최대한 빨리 공급하여야 한다. 아래 그림 3.3은 초기 모드 설정과정을 보여주고 있다[8].

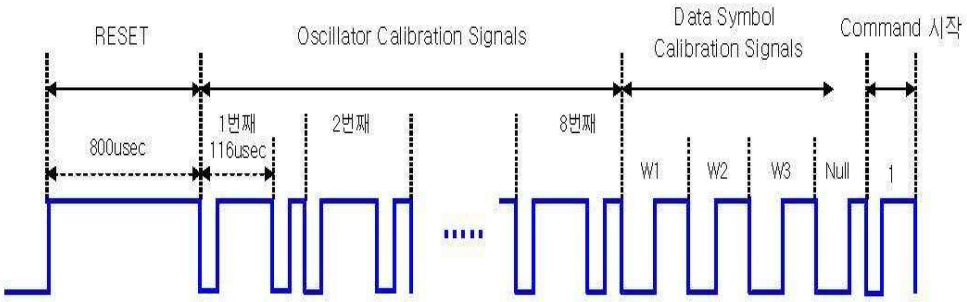

그림 3.3 리더-태그 초기 모드 설정과정

리더기의 전력이 가동되면 리더기로부터 재설정 과정이 시작된다. 재설정 신호(reset signal)는 리더기로부터 데이터 변조없이 400μs 시간동안 지속적으로 방출되는 연속된 반송파 신호다. 이 과정에서 태그에서의 전원투입재설정시간은 최대 200μs, 리더기에서 재설정 신호 검파시간은 최소 600μs 등 모든 태그들이 재설정 신호를 올바르게 복호하기 위해서 리더기는 전체 출력 전력이 수신부에 도달한 이후 800μs 동안 지속파

신호를 방출하여야 한다. 이 경우 리더기는 다음(next) 데이터 수신할 때마다 펄스의 하강 에지 부분에서 첫마디의 정보를 검사하는 과정을 실시할 것이다. 그림 3.4는 재설정 과정에 소요되는 전체 시간 간격을 보여주고 있다. 재설정 과정이 끝나면 반드시 오실레이터 교정 신호용 펄스가 공급되어야 한다.

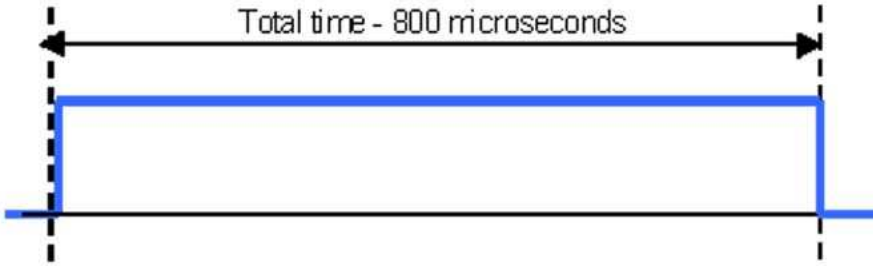

그림 3.4 재설정(Reset) 과정에 소요되는 시간

리더기로부터 재설정 과정이 완료되면 반드시 오실레이터 교정 신호가 뒤따라야 한다. 오실레이터 교정 신호(oscillator calibration signal)은 8개의 연속된 펄스로 구성되는데, 정밀하게 조정하기 위해 연속적 근사 레지스터(SAR; Successive Approximation Register)가 사용된다. 8개의 SAR 교정 펄스의 끝부분에는 독립적인 펄스가 하나 있는데, 이것은 태그가 자체적으로 발진 주파수를 조절하거나, 다음 SAR 교정 펄스를 위해 스스로 준비하는 기능을 한다.

SAR은 8개 이진 가중치 스위칭 소자(binary weighted switched elements)를 이용하여 데이터 '0'으로 인식하는 2.2㎒ 시스템을 직접 제어한다. 잡음이 없는 이상적인 전파 환경에서 시작부분 최상위비트가 '1000 0000'으로 설정된 SAR을 발진기 조정범위의 중간부분에 투입하면 발진기 주파수가 증가하게 되고, 이 때 태그 계수기에서는 SAR 펄스 주기 중 하강 에지에서 첫 번째 SAR 교정 펄스를 측정하게 된다. 이러한 과정이 여덟 번 반복되며, 각 과정마다 SAR 다음 비트를 설정하거나 재설정하는 기회가 주어지며, 이렇게 하여 각 과정에서는 발진기 허용편차를 반감시킬 수 있다.

그림 3.5는 8비트 SAR 교정 펄스의 파형을 설명하고 있다. 파란색 부분의 교정펄스(t)는 각각 116㎲이며, 녹색부분의 펄스 간격(s)은 각각 6㎲ 이하이다. 표 3.1은 오실레이터 교정에 따른 관련 파라미터 값들을 정리한 것이다.

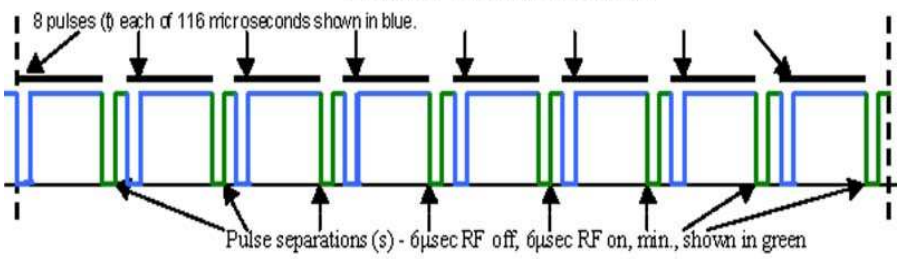

그림 3.5 오실레이터 교정 신호

표 3.1 교정펄스와 펄스 간격 파라미터

파라미터	최소	표준	최대	단위
Calibration Pulse(t)	115	116	117	μs
Separation Widths(s)	6	· · ·	15	μs

오실레이터 교정 신호 과정이 끝나면 곧바로 데이터 심벌 교정 신호가 뒤따른다. 데이터 심벌 교정 신호(data symbol calibration signal)는 연속된 세 개의 펄스 주기를 가지고 있는데, 이들은 태그의 전파발사(backscatter)가 멈춰야하는 시간 지점을 지정해 줄 뿐만 아니라 리더-태그 링크에서 '0', '1' 그리고 'null' 심벌을 판독하는 방식을 알려주는 역할을 한다. 발진기 교정 신호들처럼 각각의 재설정 과정과 데이터 교정신호가 뒤따라야 하며, 발진기 교정 펄스 이후에 데이터 교정신호가 발생하지 않으면 재설정 이후의 조건은 성립되지 않는다.

'시각(timing)'은 그림 3.6에서 보여주는 w_1, w_2, w_3의 낮은 단계의 펄스 간격과 같이 하강과 상승 에지 사이의 간격에 의해 구분되어지는 각각의 세 가지 데이터 심벌 교정 펄스를 말한다. 세 개로 구성된 각각의 데이터 동기 펄스는 높은 단계의 펄스 지속시간에 의해 분리되는데, 이 기간 동안 태그는 다음에 오는 낮은 단계의 데이터 동기 펄스를 준비하고 데이터를 유지할 수 있는 시간을 확보하게 된다.

그림 3.6처럼 각각의 펄스 간격 w_1, w_2, w_3은 그 폭이 점차 넓어지며 각각 분리 주기를 가지고 있다.

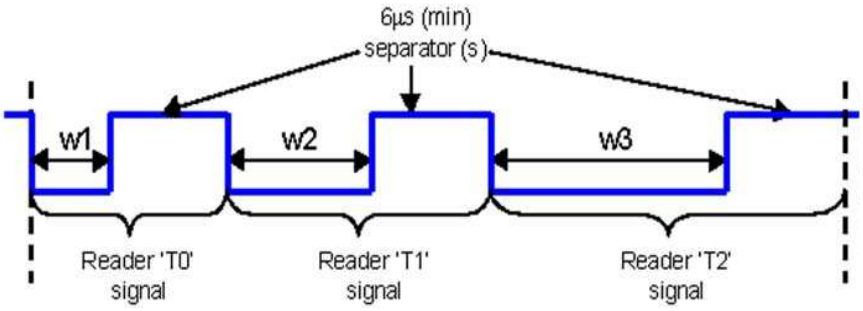

그림 3.6 리더기로부터 발생되는 데이터 심벌 교정 신호

또한 그림 3.7에서는 데이터 전송 신호의 대표적인 값에 따라서 데이터 심벌 교정 신호들을 다시 보여주고 있는데, 데이터 전송신호의 값은 w_1, w_2 그리고 w_3 펄스 간격에 상응하는 기계어로 판독된다. 여기서 w_1은 '데이터 0'과 '데이터 1'의 심벌들 간의 중간지점을 결정하는 시간 간격을 전송하며, w_2는 '데이터 1'과 '데이터 null' 심벌들 간의 중간지점을 결정하는 시간 간격을 전송한다. 표 3.2는 데이터 교정 및 전송 신호 파라미터들을 나열하고 있다.

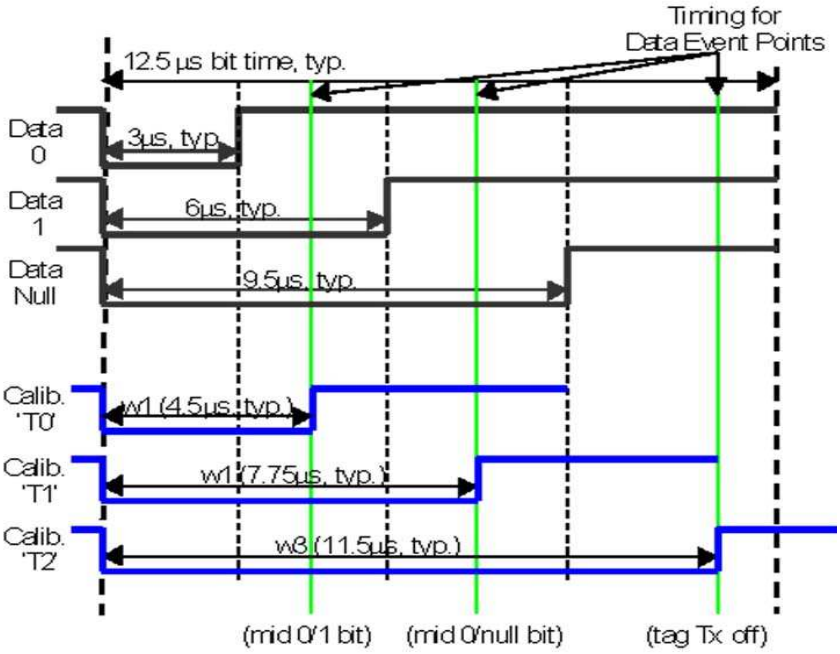

그림 3.7 데이터 교정 및 데이터 전송 신호

표 3.2 데이터 교정 및 전송 신호 파라미터

파라미터	최소	관계	최대	단위
w_1	4.5	…	18	μs
w_2	6.5	> w1	20	μs
w_3	9.5	> w2	25	μs
s(separation)	6	…	20	μs

위 표에서 파라미터 w_1(데이터 0/1)은 '데이터 0' 심벌의 상승에지와 '데이터 1' 심벌 사이의 중간지점에 위치한다. 하강 에지에서는 태그 계수기에 있는 데이터가 초기화되고 다시 계수되기 시작한다. 이때 타이머에서 순간 포착된(latch) w_1 값과 같아지면, 'T0' 플래그라고 부르는 단일 비트 플래그가 설정된다. 만약 T0 플래그가 설정되기 전에 데이터 라인이 높게 되면, 이 때의 데이터는 '데이터 0' 심벌로 해석된다. 만약 리더기의 펄스가 w_1 간격 이후에 높은 상태로 가지 않는다면, 심벌은 아마 '데이터 1' 이거나 '데이터 null'이 될 것이다. 이러한 결정은 w_2 펄스 간격 직전에 이뤄진다. 북미 연산 방식에 따르면 w_1의 펄스 간격은 4.5μs이다.

또한 파라미터 w_2(데이터 1/null)는 '데이터 1' 심벌의 상승에지와 '데이터 null' 심벌 사이의 중간지점에 위치한다. 하강 에지에서는 태그 계수기에 있는 데이터가 초기화되고 다시 계수되기 시작한다. 이 때 타이머에서 순간 포착된(latch) w_2 값과 같아지면, 'T1' 플래그라고 부르는 단일 비트 플래그가 설정된다. 만약 데이터 라인이 높고 T1 플래그가 설정되지 않고 T0 플래그만 설정되어 있다면, 이 때의 데이터는 '데이터 1' 심벌로 해석된다. 만약 데이터 라인이 높고 T1 플래그와 T0 플래그가 설정되어 있다면, 이 때의 데이터는 '데이터 null' 심벌로 해석된다. 북미 연산 방식에 의하면 w_2 간격은 7.75μs이다.

그리고 태그의 전파발사(backscatter)의 끝 지점인 w_3은 태그가 리더기의 후미 부분으로 데이터를 보내는 것을 멈추고 다음에 오는 리더기 데이터 심벌의 하강 에지를 준비하여야 하는 지점이다. 북미 연산 방식에서 w_3의 간격은 11.5μs이다. 그림 3.8과 그림 3.9 및 그림 3.10은 각각의 데이터 심벌(0, 1, null)들의 시간 간격을 보여주고 있고, 표 3.3과 표 3.4 및 표 3.5는 시간간격과 관련된 파라미터들을 설명하고 있다.

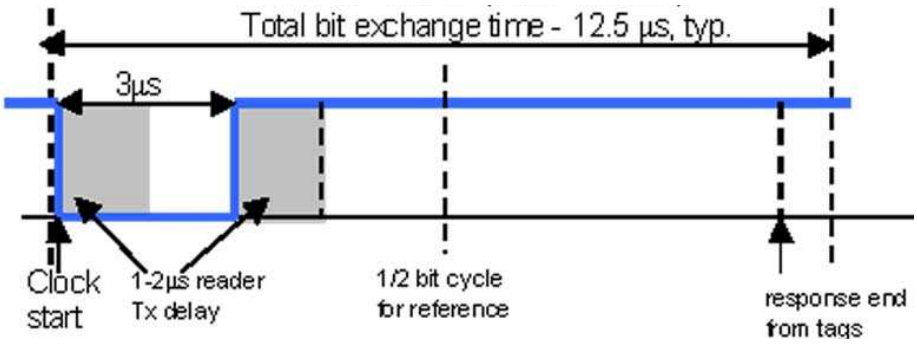

그림 3.8 리더기 '데이터 0'

표 3.3 '데이터 0' 파라미터

파라미터	최소	관계	최대	단위
Bit '0' modulation	4.5	< w_1-1	17	µs
Bit '0' total width	6.5	> w_3+1	30	µs

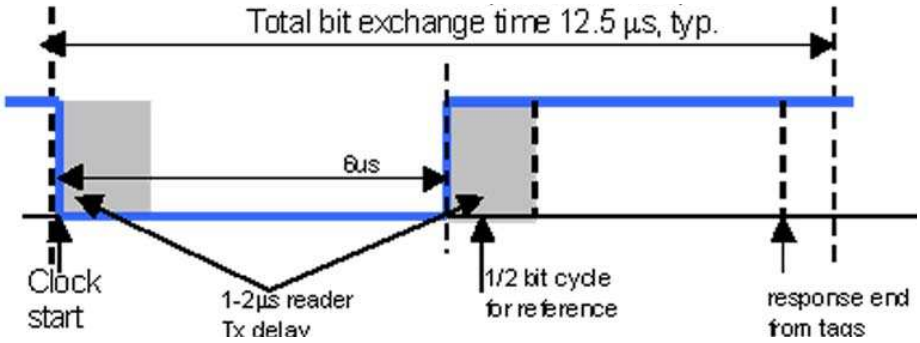

그림 3.9 리더기 '데이터 1'

표 3.4 '데이터 1' 파라미터

파라미터	최소	관계	최대	단위
Bit '1' modulation	5.5	< w_1+1, < w_2-1	19	µs
Bit '1' total width	12.5	> w_3+1	30	µs

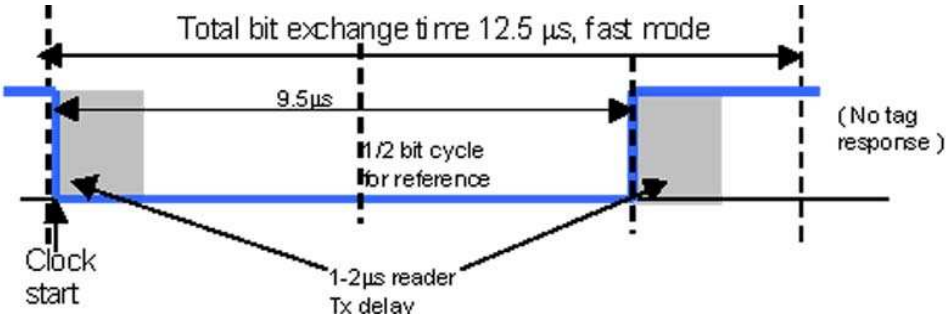

그림 3.10 리더기 '데이터 null'

표 3.5 '데이터 null' 파라미터

파라미터	최소	관계	최대	단위
Bit '1' modulation	7.5	> w_2+1	17	µs
Bit '1' total width	11.5		30	µs

2. 리턴링크(*return link*)에서의 데이터 해석

리턴링크(return link)란 활성화된 태그에서 리더기로의 통신 모드를 말한다. 이때의 태그 응답(reply)은 두개의 부반송파 신호음을 사용하는 RF 전파발사(backscatter) 구조에 의해 만들어진다. 그림 3.11은 전파발사에 의한 리턴링크(return link)에서의 데이터 부호화 과정을 도시화하였고, 표 3.6은 관련 파라미터들을 설명하고 있다[8].

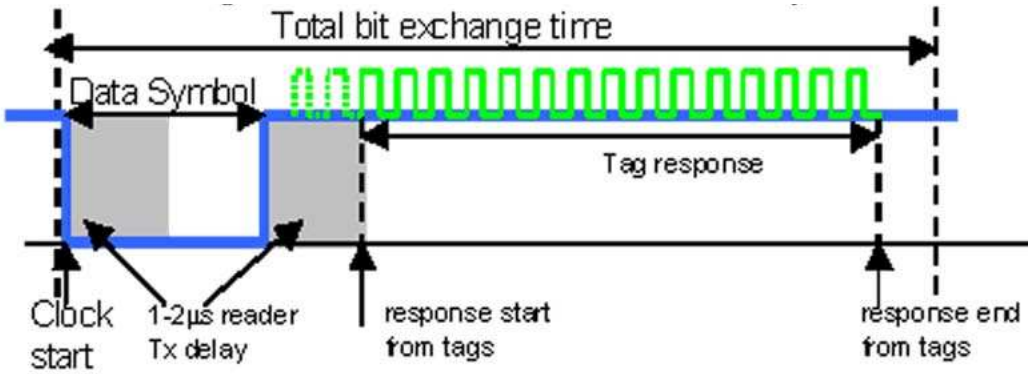

그림 3.11 리턴링크에서 태그의 전파발사(backscatter)

표 3.6 리더기에서 인식하는 데이터 0과 1의 주파수

파라미터	최소	주파수	최대	단위
태그 전파발사 부하	10		30	%
비트 '0' 주파수		2.2		㎒
비트 '1' 주파수		3.3		㎒
주파수 허용편차	-2.5		+2.5	%

위 표에서 알 수 있듯이 리턴링크에서 리더기는 최소 2.2㎒까지의 진동을 '데이터 0'으로 인식하고, 3.3㎒ 이상의 진동은 '데이터 1'로 인식한다. 또한 변조된 데이터는 태그의 전파발사(backscatter) 과정을 통해 리더기 수신부으로 전송되며, 이 때 전파발사는 순방향 링크에서 데이터 0과 데이터 1 심벌에서 연속파(CW; Continuous Wave) 부분이 포함되어 있는 비트 주기의 상승에지에서 시작된다. 'null' 심벌에서는 전파발사가 없다.

IV. 알고리즘을 적용한 수신감도 실험

A. 기존 시스템

수동형 태그를 기반으로 한 UHF 대역 RFID 시스템에서 리더기 수신부에 들어오는 수신 신호는 매우 미약할 수밖에 없다. 서론에서도 언급했듯이, 시스템 자체가 레이다 기술 중 하나인 Modulated Reflection cross-section 방식(일명 'Modulated Backscatter 방식'으로서 전자기파가 파장의 반(1/2)보다 큰 크기를 갖는 물질에 의해 반사되는 RADAR 기술)에 의해 구동되기 때문에 태그는 -13dBm 정도의 전력을 수신하여 최대 -20dBm 정도의 전력을 리더기를 향해 다시 방사하기 때문에 리더기에서 수신되는 전력은 극히 미약할 수밖에 없다.

이를 극복하기 위해 그림 4.1과 같이 수신부에 저잡음증폭기를 설계하여 수신감도를 개선하는 방안을 고려하였다. 이렇게 수신부에 LNA를 설계만 하여도 약 12.6dBm 정도의 감도 개선효과가 나타날 수 있다. 하지만 단순히 LNA만 설계하면, 그림 4.2에서처럼 송신측의 높은 신호출력 전력(+17dBm)이 수신부으로 유입되어 LNA의 최대 입력 RF 레벨 파라미터(MAX RF_Input_Level)에 심각한 영향을 끼치게 된다.

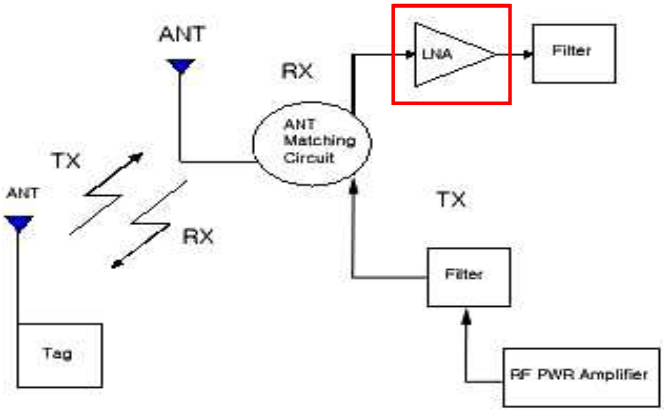

그림 4.1 수신감도 개선을 위한 모델

그림 4.2는 송신 출력 전력이 수신부에 유입되는 과정을 보여주는 것으로, 송신 출력 증폭기의 출력이 +20dBm일 경우 송신 주파수와 수신 주파수가 911.75㎒로 동일하므로

안테나 정합회로에서 약 3dB 정도의 손실이 발생되고 나머지 +17dBm 정도 되는 큰 전력이 수신부에 유입되게 된다.

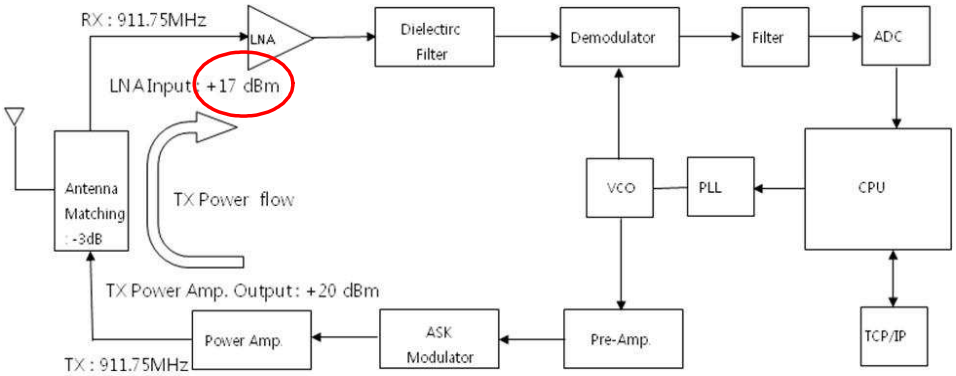

그림 4.2 송신 출력 전력의 수신측 유입 과정

표 4.1은 본 연구에서 사용된 저잡음증폭기의 부품 규격을 파라미터별로 구분해 놓은 것이고 그림 4.3은 내부 회로도를 보여주고 있다[15].

표 4.1 LNA(RF2442) 제품규격

파라미터	범 위	단 위
공급 전압	- 0.5 ~ + 6.0	V_{DC}
최대 입력 RF 레벨	+ 10	dBm
적정 온도	40 ~ 85	℃
보존온도	- 40 ~ + 50	℃

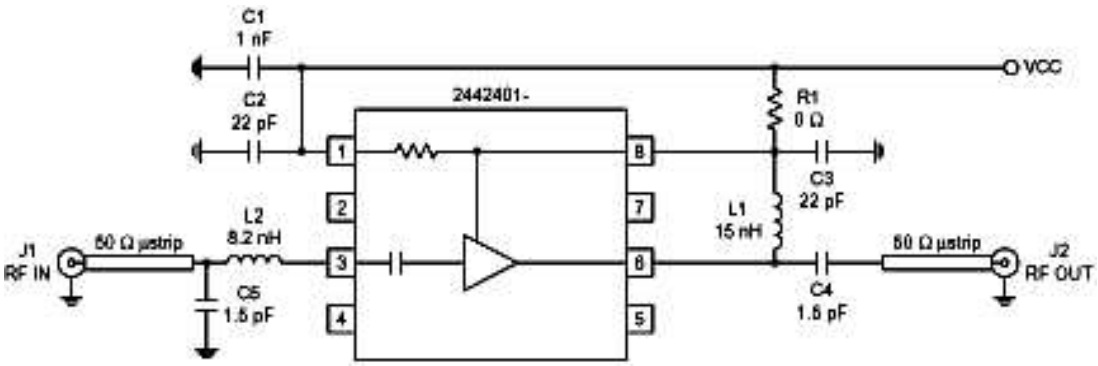

그림 4.3 LNA(RF2442) 내부 회로도

위 시스템에서 사용하고 있는 저잡음증폭기는 미국 RFMD社의 RF2442이며, 내부 회로도는 그림 4.3에서 보여주고 있다. 또한 표 4.1과 그림 4.2에서 보듯이 LNA를 사용하지 않은 기존 모델에서는 높은 출력 전력이 수신측에 유입되어도 안테나 이하 부품이 수동소자로 구성되어 있어 그다지 큰 타격을 입지 않지만, 수신부에 단순히 LNA만 설계할 경우 최대 +17dBm이 입력측으로 유입되어, LNA의 증폭 기능이 현저히 저하되거나 심각한 경우 LNA 부품이 파손되는 상황이 발생될 수 있다.

B. 개선된 시스템

1. 시스템 구성도

본 논문에서는 그림 4.4와 같이 중앙제어장치(CPU)에서 프로그램을 통해 제어 가능한 스위치를 LNA 바로 전단에 설치한 프로그래머블 LNA를 설계하여, 높은 송신 출력 전력으로부터 발생하는 악영향을 제거하여 RFID 수신 감도를 효과적으로 개선할 수 있는 알고리즘을 제안하고자 한다.

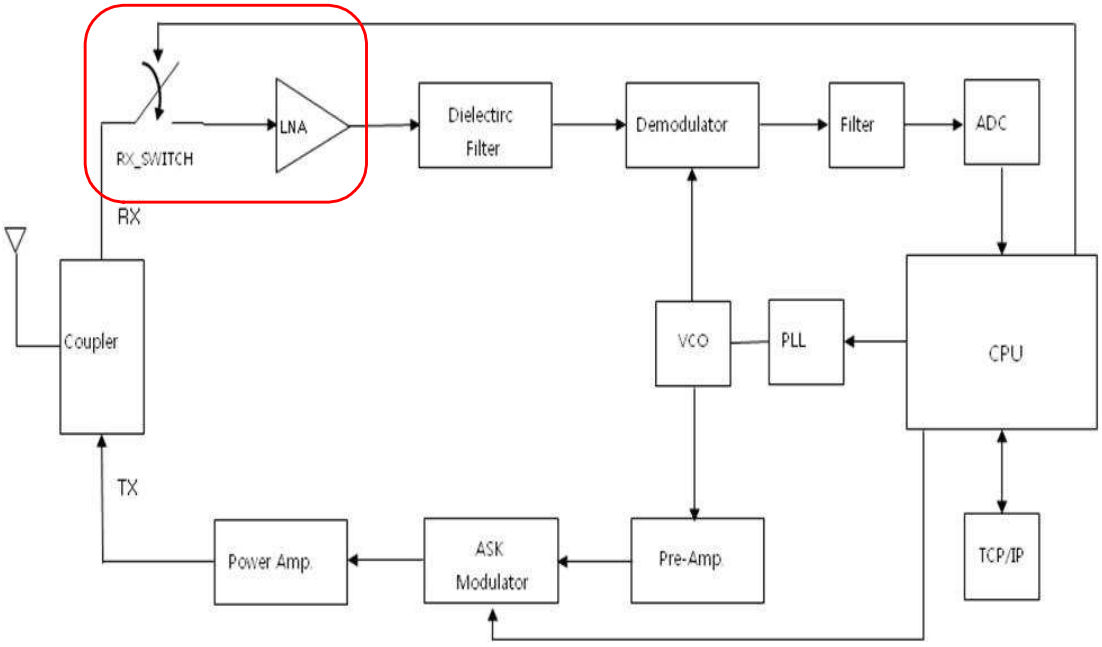

그림 4.4 개선된 시스템의 Block Diagram

위 그림에서 RX_Switch의 스위칭 타이밍은 송신측 ASK 변조단에 있어서의 데이터 송신 타이밍과 정반대가 된다. 부품의 기계적 오차에서 오는 지연 시간을 고려한 수신측 스위칭 시간을 계산하면 식 (4-1)과 식 (4-2)와 같다.

$$RX_SW_ON = TX_SW_OFF + Td \qquad (4\text{-}1)$$

$$RX_SW_OFF = TX_SW_ON - Td \qquad (4\text{-}2)$$

여기서 RX_SW_ON은 데이터 수신 ON 시간을 말하며, RX_SW_OFF는 데이터 수신 OFF 시간을, TX_SW_ON은 데이터 송신 ON 시간을, TX_SW_OFF는 데이터 송신 OFF 시간, 그리고 Td는 스위칭 지연 시간(delay time)을 말한다.

2. 스위칭 알고리즘

본 문에서 제안하고 있는 알고리즘을 도시화하면 그림 4.5와 같고, 이것을 송신측 ASK 변조기 펄스 타이밍과 비교하면 그림 4.6과 같다. 이중 하나의 펄스를 오실로스

코프(Agilent 54622A)를 이용하여 분석하면 그림 4.7과 같다.

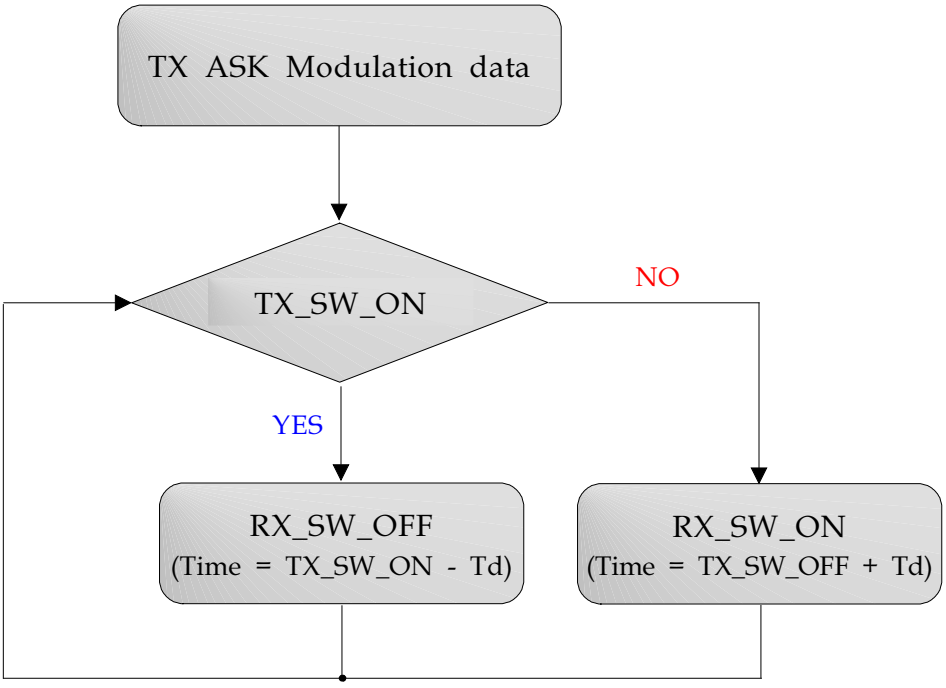

그림 4.5 프로그래머블 LNA 동작 알고리즘

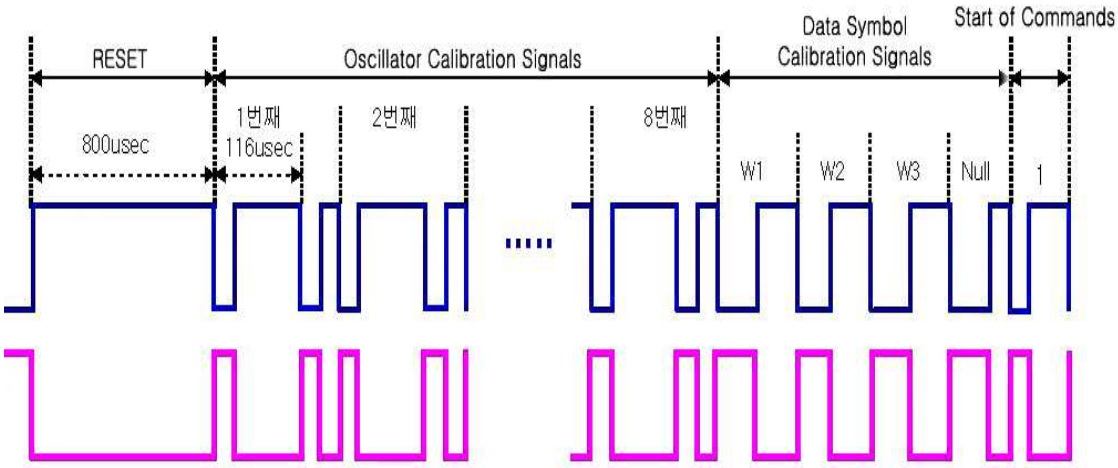

그림 4.6 개선된 알고리즘에 의한 스위치 ON/OFF 타이밍

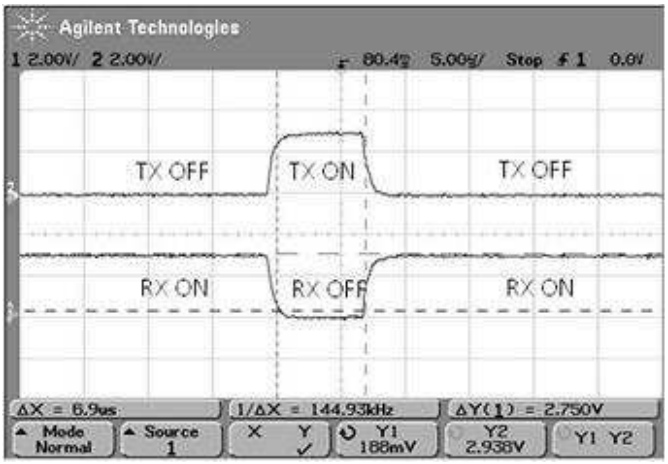

그림 4.7 오실로스코프를 이용한 타이밍 분석

특히 그림 4.7은 송신부 ASK 변조 스위치가 ON 상태일 경우에는 일정시간이 흐른 뒤에(약 6.9㎲) 수신부 LNA 전단 스위치는 OFF가 되고, 반대로 송신부 ASK 변조 스위치가 OFF일 때는 수신부 LNA 전단 스위치가 ON이 되게끔 CPU에서 제어할 수 있음을 보여주고 있다.

C. 수신감도 실험

1. 신호발생기 적용 실험

개선된 시스템 설계를 통한 수신감도 성능 실험은 아래 그림 4.8과 같이 스펙트럼분석기(agilent N9020A)와 신호발생기(agilent E4432B) 및 오실로스코프(agilent 54622A), 그리고 전력분기기(agilent 11667B) 등으로 구성하여 실시하였다.

본 실험에 사용되는 모든 케이블은 특성이 동일하며(케이블 손실 - 1.5dB), 스펙트럼 분석기(N9020A)와 RFID 리더기 출력을 연결하기 위해 사용된 전력 분기기(11667B)의 삽입손실은 - 6dB이다.

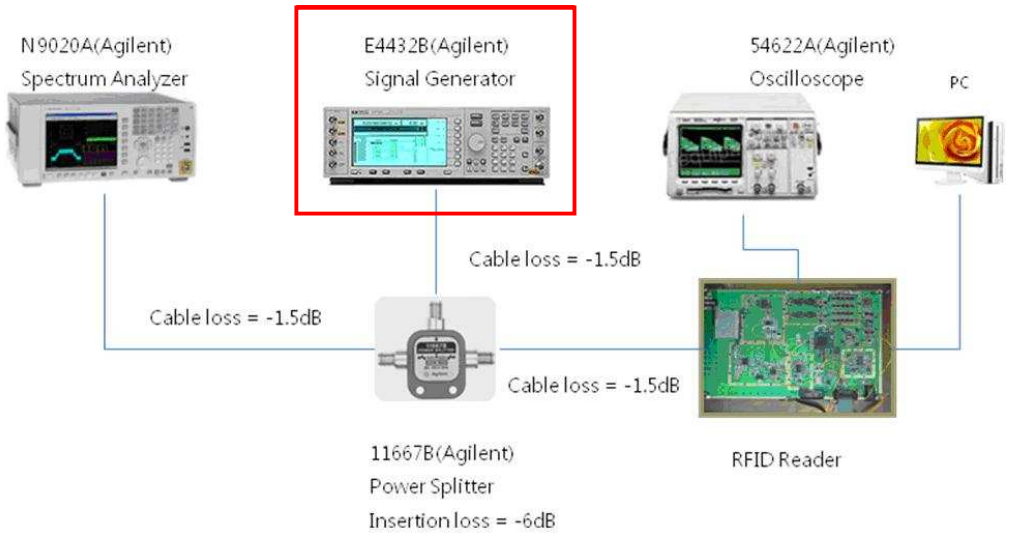

그림 4.8 신호발생기를 이용한 수신감도 실험 구성도

위 그림과 같이 실험을 구성하였을 때 신호발생기(E4432B)에서부터 RFID 리더기까지 발생할 수 있는 경로손실을 계산하면 다음과 같다.

경로손실 = 신호발생기와 전력분기기 사이의 케이블 손실
+ 전력분기기의 삽입손실
+ 전력분기기와 RFID 리더기 사이의 케이블 손실
= (-1.5dB) + (-6dB) + (-1.5dB)
= ***-9dB***

이렇게 실험을 구성하여, 915㎒ 대역에서 신호발생기의 출력 전력을 +15dBm에서 0dBm까지 5dBm 단위로 가변시켜 공급하였을 때 리더기 수신 입력측에 인가되는 신호 전력의 크기를 비교하면 그림 4.9와 그림 4.10, 그리고 그림 4.11과 그림 4.12와 같았다. 입력 신호 크기는 신호발생기 출력이 각각 +15dBm, +10dBm, +5dBm, 0dBm일 때, +6.02dBm, +0.55dBm, -4.44dBm, -9.45dBm으로 측정되었다. 이를 정리하면 표 4.2와 같고, 본 실험에 적용되는 평균 허용 오차는 ±0.5dB이다.

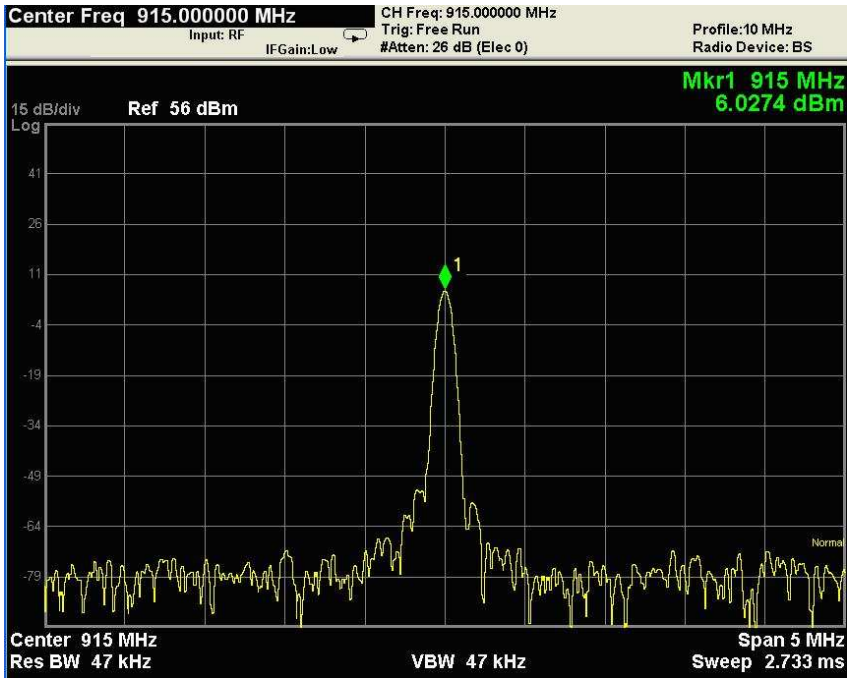

그림 4.9 신호발생기 출력전력이 +15dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력

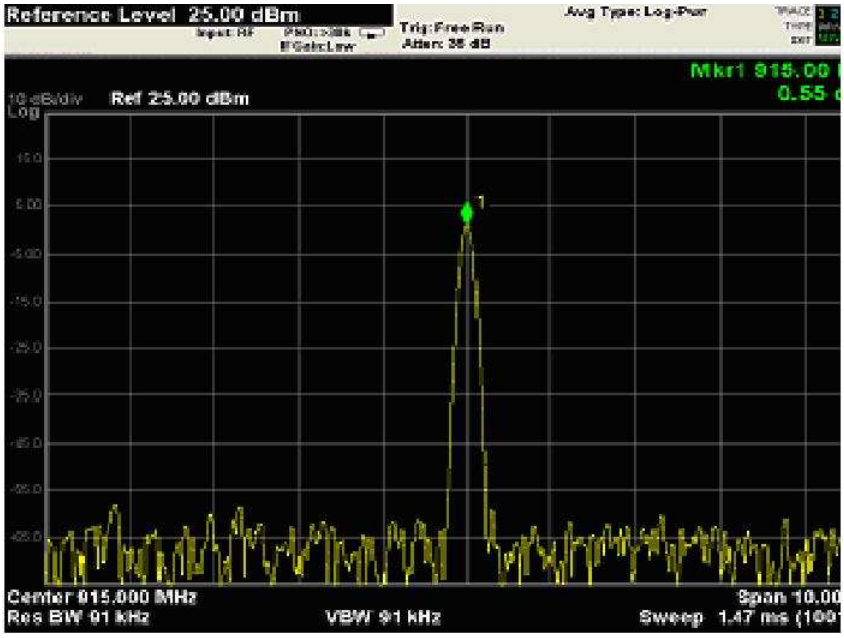

그림 4.10 신호발생기 출력전력이 +10dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력

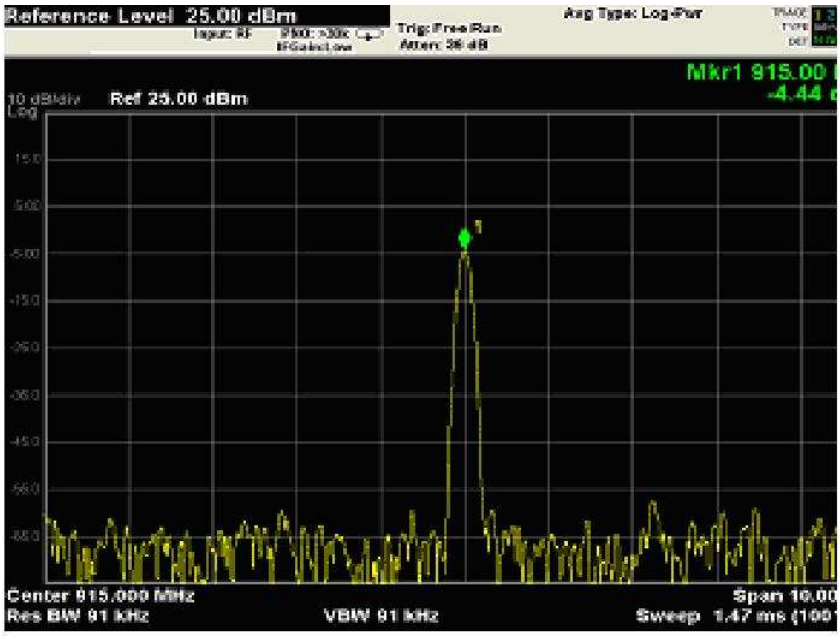

그림 4.11 신호발생기 출력전력이 +5dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력

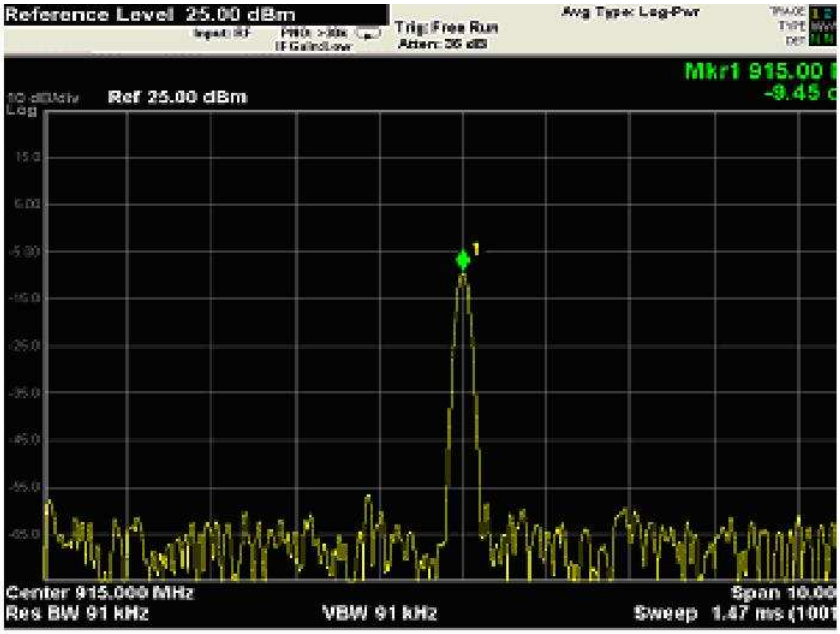

그림 4.12 신호발생기 출력전력이 0dBm인 경우 RFID 리더기 입력 신호 전력

표 4.2 신호발생기 출력 레벨과 리더기 수신측 입력 레벨

SG 출력 레벨	경로손실	LNA 입력 레벨
+ 20 dBm	- 9 dBm	+ 11.00 dBm
+ 15 dBm	- 9 dBm	+ 6.02 dBm
+ 10 dBm	- 9 dBm	+ 0.55 dBm
+ 5 dBm	- 9 dBm	- 4.44 dBm
+ 0 dBm	- 9 dBm	- 9.45 dBm

리더기에서 태그 데이터를 수신하면 컴퓨터에 연결하여 데이터 내용을 확인할 수 있다. 특히 EPC Class 0 태그 신호 규격에 따라 리더기에서 '데이터 1'로 인식하는 3.25 ㎒와 '데이터 0'으로 인식하는 2.25㎒를 컴퓨터 COM 포트를 이용하여 이진 신호로 분석하면 아래 그림 4.13 및 그림 4.14와 같다.

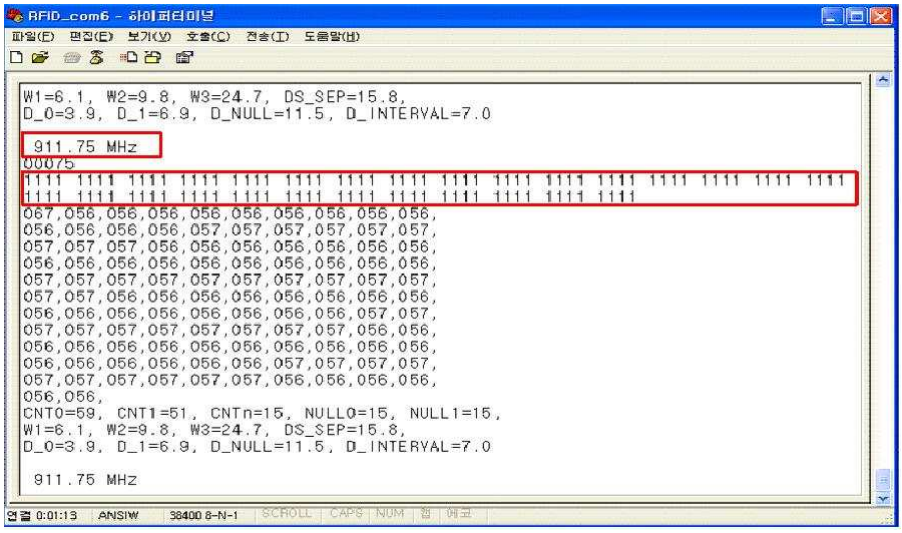

그림 4.13 '데이터 1'의 이진 신호 분석

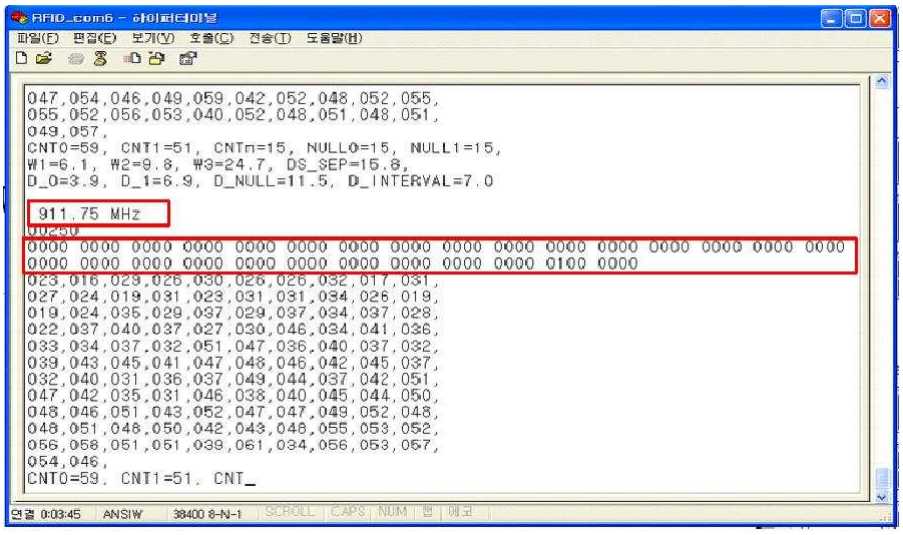

그림 4.14 ‘데이터 0’의 이진 신호 분석

위 그림 4.13과 4.14에서 알 수 있듯이 신호발생기에서 출력된 ‘데이터 1’과 ‘데이터 0’ 신호가 LNA를 거쳐 최종 수신되는 신호 크기를 측정하기 위해서 그림 4.15와 같이 측정지점을 수신부 복조기 출력단(demodulator output)에 설정하였다.

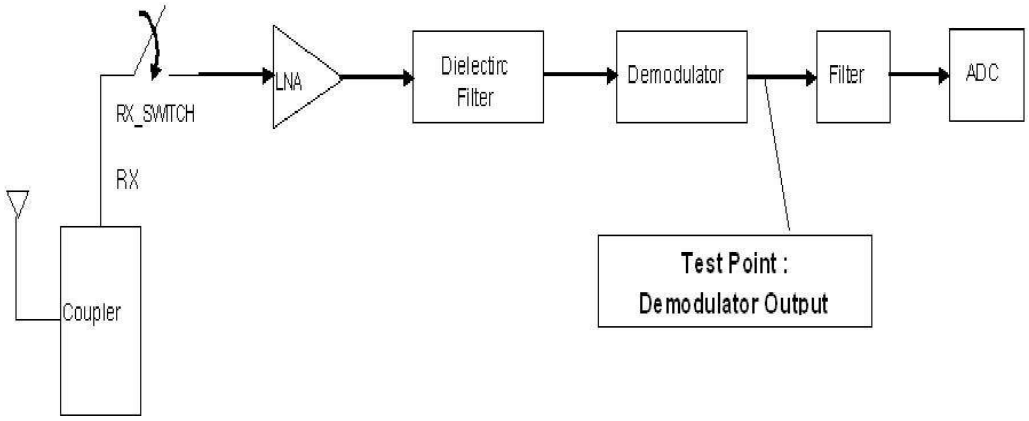

그림 4.15 출력 신호 측정 구성도

표 4.2와 그림 4.15에서 보듯이 +20dBm의 전력을 리더기 입력측에 인가하면 최종적으로 LNA 입력측에 +11dBm의 전력이 인가되고(경로손실 -9dBm 고려), 다시 LNA와 필터 및 복조기를 거쳐 측정 지점에서 검출되는 신호를 분석하면 그림 4.16 및 그림

4.17과 같았다. 그림 4.16은 수동소자로만 구성된 기존 시스템의 경우이고 그림 4.17은 스위치를 LNA 전단에 설치한 제안 시스템의 경우이다.

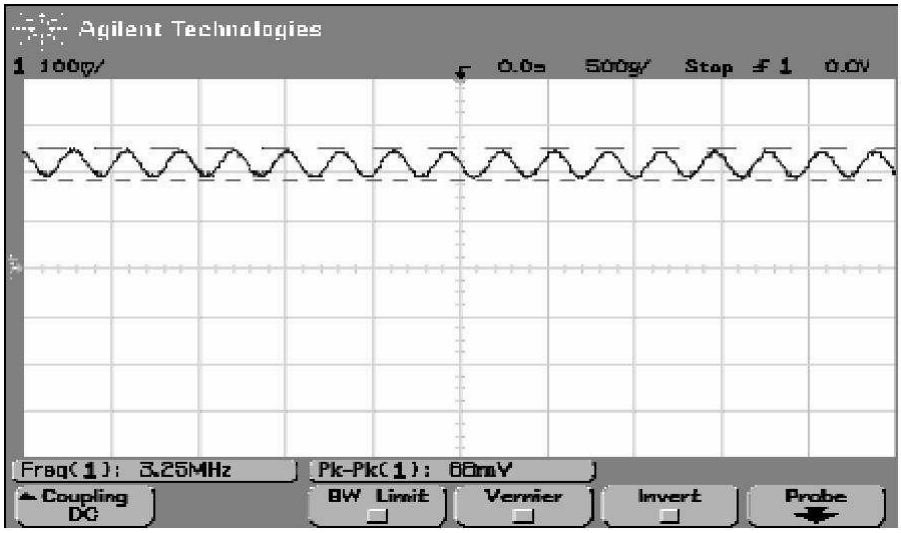

그림 4.16 +20dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(existing system)

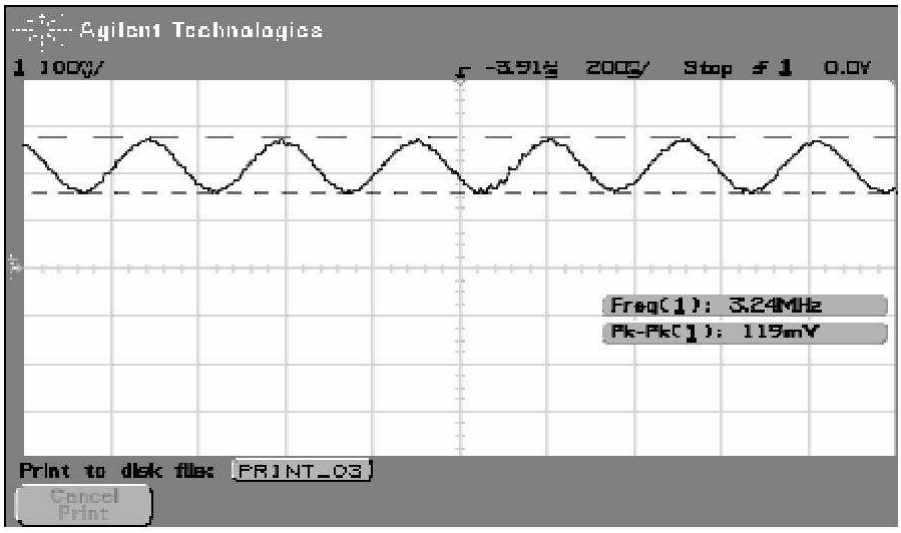

그림 4.17 +20dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(proposed system)

위 그림에서 알 수 있듯이 동일한 입력신호(+20dBm)에 대해 측정지점에서의 신호 크기를 비교하면 개선된 알고리즘의 경우 약 53mV 정도 더 큰 신호(약 1.8배, 2.5dB)

가 측정되었음을 알 수 있었다. 같은 방법으로 입력신호를 +15dBm으로 인가하였을 경우 측정지점에서의 신호크기를 비교하면 그림 4.18 및 그림 4.19와 같다.

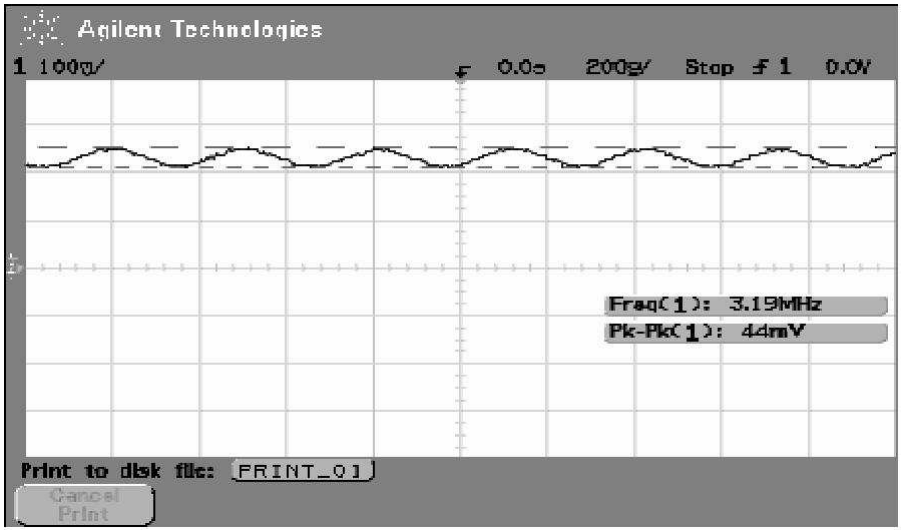

그림 4.18 +15dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(existing system)

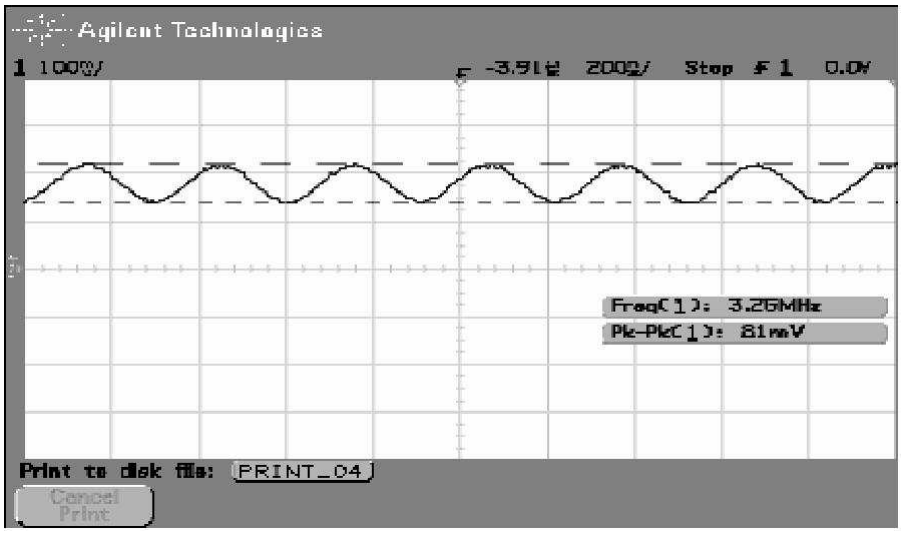

그림 4.19 +15dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(proposed system)

위 그림에 나타나듯이 +15dBm의 입력신호에 대한 측정지점에서의 신호크기는 개선된 알고리즘의 경우 약 37mV 정도 더 큰 신호(약 1.8배, 2.5dB)가 측정되었음을 알

수 있었다. 이렇게 +10dBm의 입력신호에 대한 출력 신호크기를 비교하면 그림 4.20 및 그림 4.21과 같다.

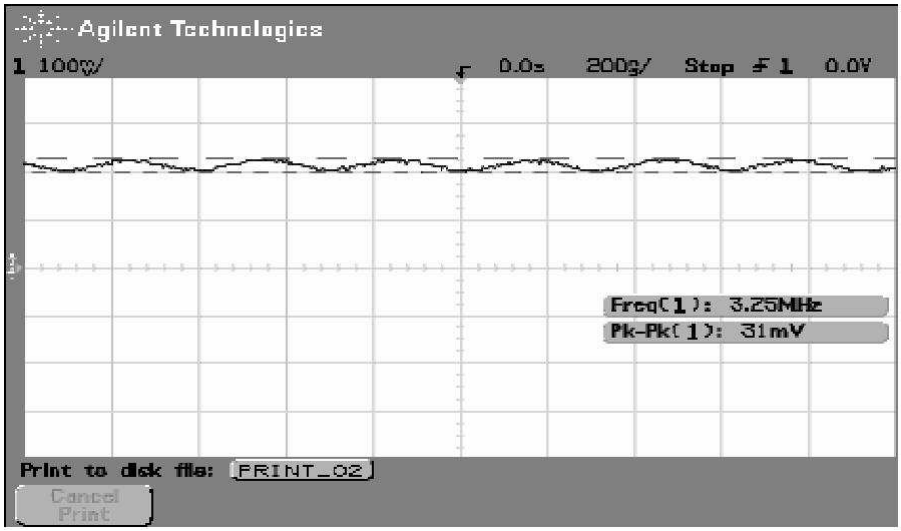

그림 4.20 +10dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(existing system)

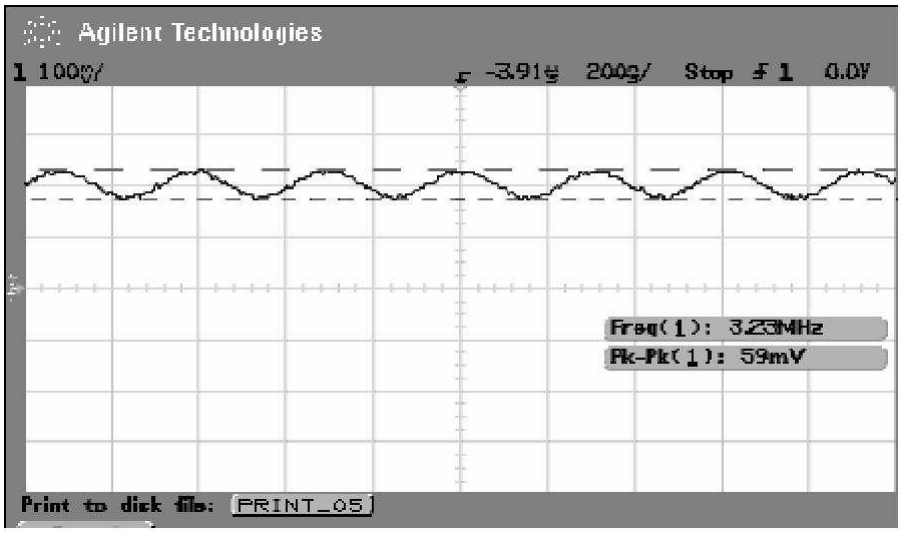

그림 4.21 +10dBm 입력시 측정지점에서의 신호 크기(proposed system)

같은 방법으로 +10dBm의 입력신호에 대한 측정지점에서의 신호크기는 개선된 알고리즘의 경우 약 28mV 정도 더 큰 신호(약 1.9배, 2.7dB)가 측정되었음을 알 수 있

었다. 아래 표 4.3과 그림 4.22는 신호발생기 출력전력을 915㎒ 대역에서 +20dBm에서부터 0dBm까지 가변시켜 공급하였을 경우 입력신호 대 출력신호를 비교 측정한 데이터 값을 보여주고 있다.

표 4.3 프로그래머블 LNA 유무에 따른 수신 신호 크기

입력레벨(dBm)		수신부 복조기 신호 출력 레벨(mV)		비교데이터		
SG 출력	LNA 입력	기존 시스템	개선된 시스템 (programmable LNA)	증가	배수	dB
+ 20	+ 11.00	66	119	53	1.80	2.55
+ 18	+ 9.00	56	109	53	1.94	2.87
+ 16	+ 7.00	47	106	59	2.25	3.52
+ 15	+ 6.02	44	81	37	1.84	2.64
+ 12	+ 3.00	38	69	31	1.81	2.57
+ 10	+ 0.55	31	59	28	1.90	2.78
+ 8	*- 1.00*	*31*	*50*	*19*	*1.61*	*2.06*
+ 5	- 4.44	23	40	17	1.73	2.38
+ 4	- 5.00	19	34	15	1.78	2.50
+ 2	- 7.00	16	31	15	1.93	2.85
+ 0	*- 9.45*	*12*	*28*	*16*	*2.33*	*3.67*

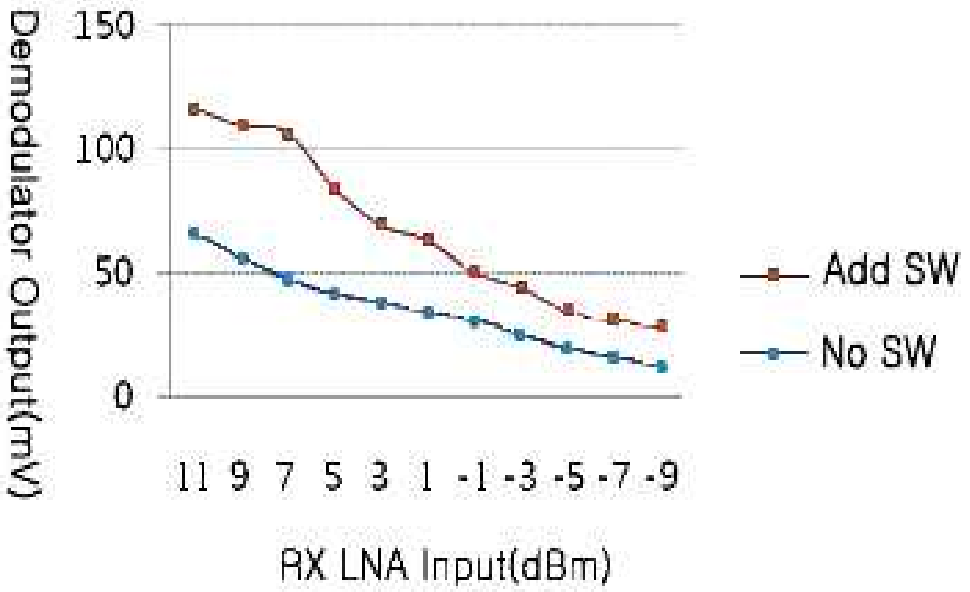

그림 4.22 측정지점에서의 출력 신호 비교

위 그림 4.22에서 'Add SW'는 개선된 시스템으로 LNA 전단에 스위치를 설계하였을 경우 측정 지점에서 수신된 신호크기를 뜻하고, 'No SW'는 기존 시스템으로서 단순히 수동소자로만 구성된 경우 측정지점에서 수신된 신호크기를 말한다.

결국 표 4.2와 위 그림 4.22에서 알 수 있듯이, 수신된 출력 신호 값을 최종 비교하면 기존 시스템보다 개선된 알고리즘을 이용하여 수신 신호를 증폭시키는 경우 적게는 1.61배(2.06dB, LNA 입력 -1dBm)부터 크게는 2.33배(3.67dB, LNA 입력 -9dBm)까지 리더기 수신감도를 개선할 수 있음을 확인할 수 있었다.

2. 상용 중인 태그를 이용한 실험

본 논문에서 제안하고 있는 알고리즘을 실제 운용 중인 RFID 시스템에 적용하여 감도 개선 효과를 알아보기 국내의 경우 아시아나항공 수화물 태그를, 국외의 경우 TAI 항공(홍콩->인천) 수화물 태그를 이용하여 실험하였다. 이와 같은 실험을 측정하기 위해 그림 4.23과 같이 실험을 구성하였다. 그림 4.24는 본 실험에 사용된 아시아나항공 수화물 태그이고 그림 4.25와 그림 4.26은 이를 이용하여 수신된 태그 내부 정보를 컴퓨터에서 분석한 데이터를 보여주고 있다.

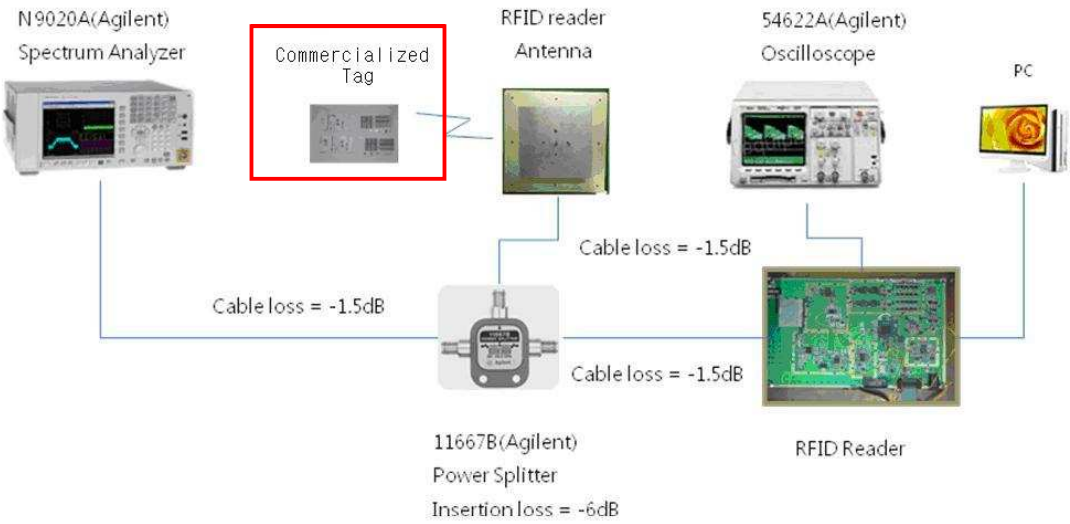

그림 4.23 상용 중인 태그를 이용한 실험 측정 구성도

그림 4.24 아시아나항공 수화물 태그

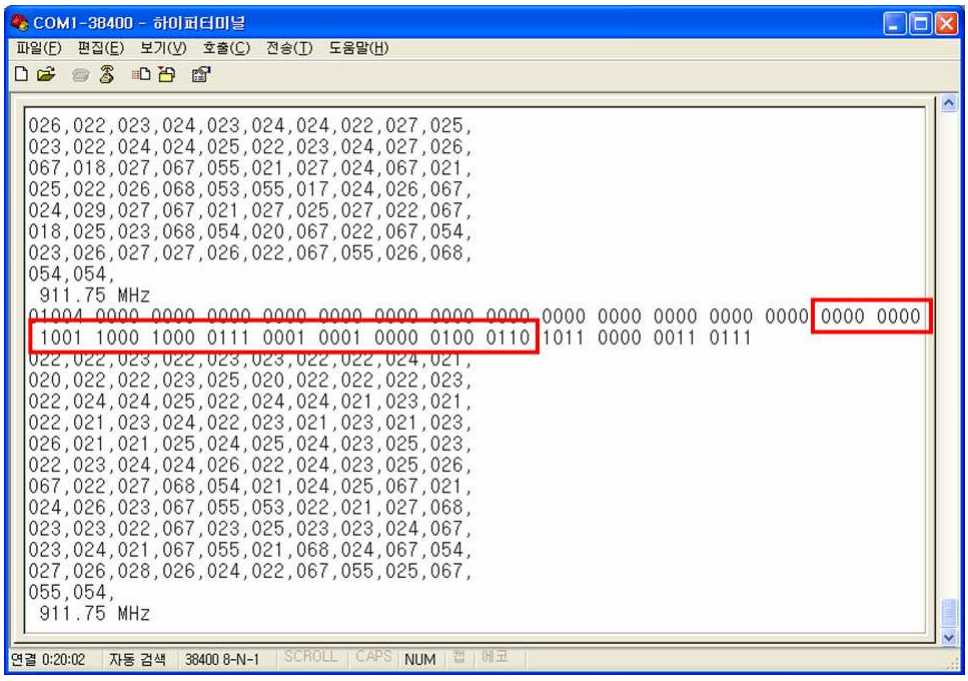

그림 4.25 수신된 태그 데이터(고유번호 0 0 9 8 8 7 1 1 0 4 6)

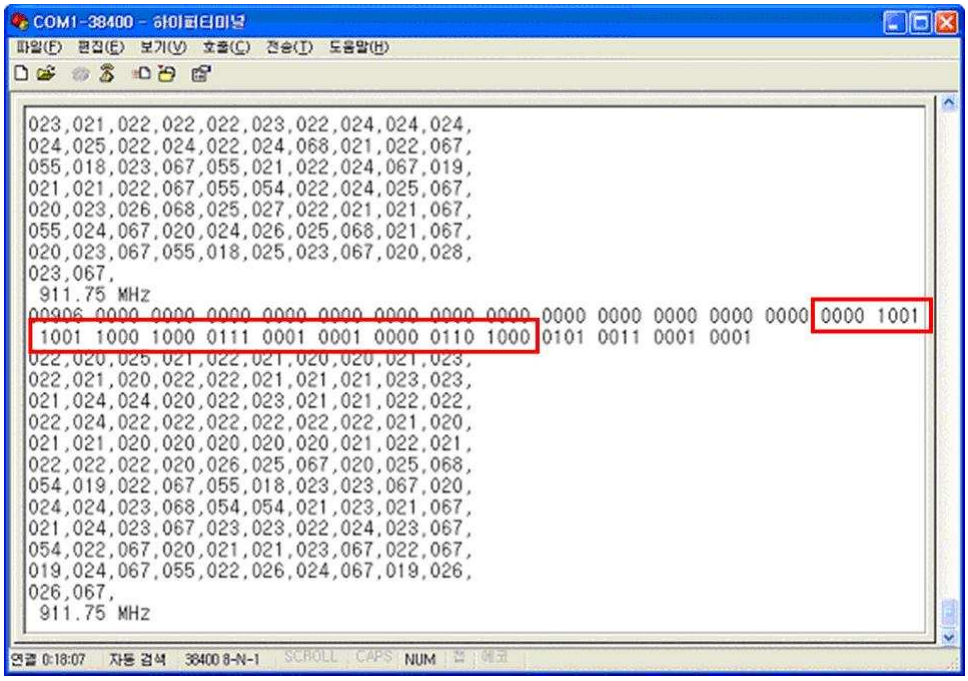

그림 4.26 수신된 태그 데이터(고유번호 0 9 9 8 8 7 1 1 0 6 8)

그림 4.23은 본 연구진에서 자체 제작 중인 UHF RFID 리더기를 이용하여 아시아나 항공 수화물 태그를 측정한 구성도이고, 그림 4.25와 그림 4.26은 이 구성도에 의거하여 실험을 실시한 결과, 수신된 데이터를 컴퓨터에서 이진 부호로 분석한 값들이다. 이 중 그림 4.25는 고유번호 0 0 9 8 8 7 1 1 0 4 6인 태그 데이터를 수신한 값이고, 그림 4.26은 고유번호 0 9 9 8 8 7 1 1 0 6 8인 태그 데이터를 수신한 값이며, 그 이하 데이터들은 CRC(CRC; Cycle Redundancy Code) 값을 나타내고 있다.

아래 그림 4.27은 TAI628 항공(홍콩->인천) 수화물 태그이고, 그림 4.28 및 그림 4.29는 동일한 실험 구성도를 적용하여 리더기에서 수신된 태그 데이터들을 컴퓨터에서 분석한 이진 데이터 값들을 보여주고 있다.

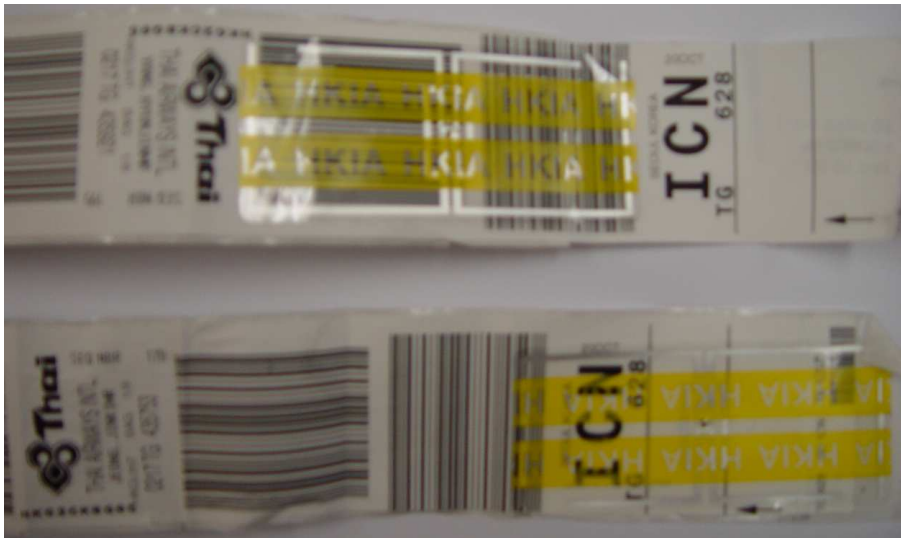

그림 4.27 TAI628 항공 수화물 태그

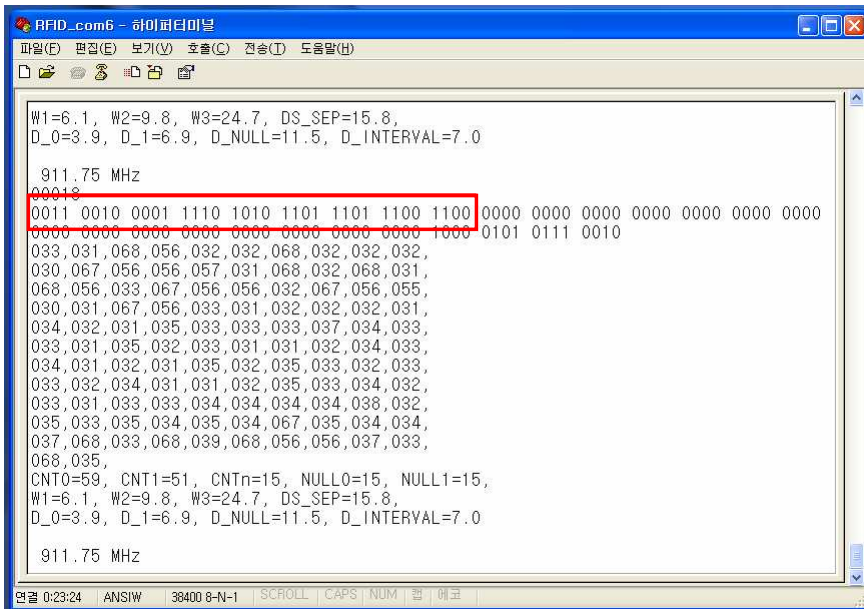

그림 4.28 수신된 태그 데이터(고유번호 3 2 1 E A D D C C)

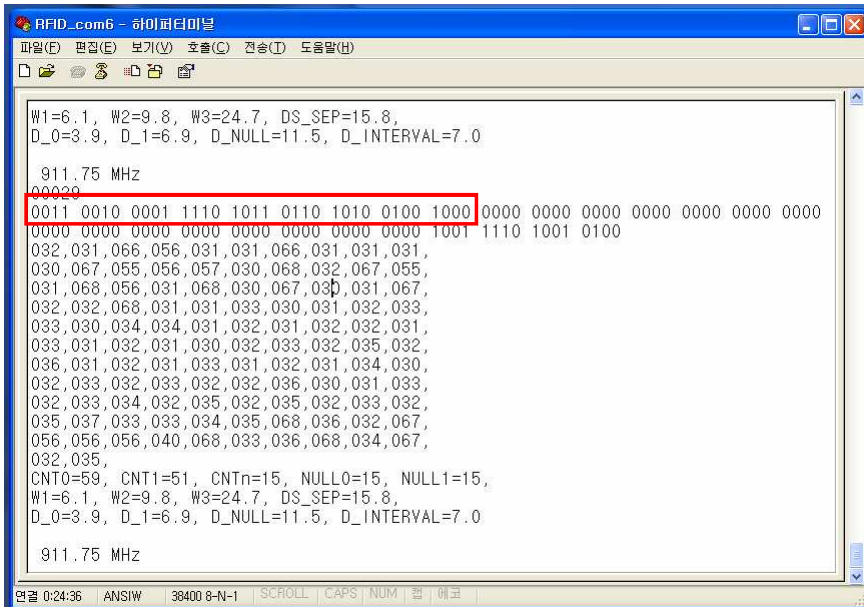

그림 4.29 수신된 태그 데이터(태그고유번호 3 2 1 E B 6 A 4 8)

그림 4.28은 고유번호가 3 2 1 E A D D C C인 태그 데이터를 수신한 값이고, 그림

4.29는 고유번호가 3 2 1 E B 6 A 4 8인 태그 데이터를 수신한 결과 값을 보여주고 있다. 위와 같이 국내외에서 실제 상용화되고 있는 태그를 이용하여 본 연구진에서 자체 제작 중인 UHF RFID 리더기와 태그간 인식거리(perceiving distance)를 실측한 결과 기존 시스템의 경우보다 개선된 제안 알고리즘을 적용한 시스템에서 좀 더 먼 거리에서 정확한 판독을 할 수 있었음을 확인하였다.

이렇게 본 논문에서 제안하고 있는 개선된 알고리즘을 적용한 시스템을 활용하여 리더기의 태그 인식거리를 측정한 결과, 기존 시스템의 경우보다 인식거리 측면에서 약 1.3배 이상 확대되었음을 알 수 있었다. 이는 결국 개선된 알고리즘을 적용할 경우 리더기의 수신감도가 약 1.14dB 이상 개선될 수 있음을 입증하는 것이다.

V. 결 론

RFID 시스템에서 수신감도를 개선하기 위해 LNA(RF2442)를 사용할 경우 수신감도는 개선(약 12.6dBm)할 수 있으나, 수신부 LNA의 성능이 악화되어 기능이 상실되는 등 심각한 문제를 초래하였다.

이를 극복하기 위해서 본 논문에서는 리더기 수신부 LNA 전단에 CPU에서 프로그램으로 제어할 수 있는 ON/OFF 스위치를 설계하여, 송신 전력 출력 시에는 스위치를 개방하여 송신측 출력 성분이 수신부 LNA에 미치는 영향을 최소화하고, 반대 경우에는 스위치를 단락시켜 미약한 수신 전력을 최대 증폭시켜 수신감도를 개선하였다. 이를 검증하기 위해 신호발생기와 현재 상용하고 있는 태그를 이용하여 수신 감도 측정 실험을 실시한 결과, 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 신호발생기(미국 agilent社, E4432B)를 이용한 실험에서는, 신호발생기 송신 출력 전력을 0dBm(1mW)에서 +20dBm(100mW)까지 가변시키면서 수신부 측정지점인 복조기 출력 레벨을 측정한 결과, 제안된 알고리즘을 적용할 경우 수신 전력이 약 1.8배 이상 증가되는 것을 확인하였다.

- 상용화된 국내외 항공수화물 태그(아시아나항공, TAI 항공)를 이용하여 태그 인식거리를 실측한 실험에서는, 개발 중인 리더기 안테나(원형편파안테나, 단면적 13.4cm × 13.4cm)를 이용하여 태그 인식거리를 실측한 결과, 개선된 알고리즘을 적용할 경우 약 1.3배 이상 증가됨을 확인하였다.

- 또한 본 연구는 프로그래머블 LNA MMIC 부품 개발 등 수동형 태그 기반 RFID 시스템의 핵심 기술의 국산화에 기여함은 물론, UHF RFID 시스템의 수신감도를 더욱 향상시켜 태그 인식거리를 획기적으로 확장하여 복잡 다양해지는 RFID 시스템의 효율적 운영에 부응, 유비쿼터스 사회를 조기 구축하는 데 크게 기여할 것이라 사료된다.

앞으로 국내 기술기준(기타업무용 무선설비의 기술기준, 전파연구소고시제2007-22호)에 따른 규정치 공중선 전력(1W 이하) 범위 이내에서 최대 수신 가능한 전력에 대

한 분석과 스위치의 기계적 오차에서 발생되는 스위칭 타이밍의 지연 특성에 대한 추가적인 연구가 향후 진행되어져야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] 임경, 천종훈, 박종안 “UHF RFID 리더기용 원형편파 안테나 설계”(2007년, 한국ITS학회 호남지회 춘계학술대회 논문집 제1권, pp. 50~55)

[2] 이승학, 천종훈, 박종안 “수동형 태그 기반 RFID 리더기의 성능 개선”(2006년, 한국통신학회 논문지 Vol.31, pp. 1159~1166)

[3] 전파연구소기준연구과 “RFID 기술기준 제정 연구 보고서”(2004년10월)

[4] 주재한 “개인휴대통신의 수신성능 개선에 관한 연구”(1998년)

[5] 김신규 “적응적 LNA의 최적 설계에 의한 IMT-2000 수신시스템 성능 개선”(2004년)

[6] 전자통신동향분석 제18권 제6호(2003년12월)

[7] 네비야 히데유끼, 우에타께 고도미 “유비쿼터스 무선공학과 미세 RFID - 무선 IC 테그의 기술"(2004년)

[8] Klaus Finkenzeller “유비쿼터스 컴퓨팅의 핵심 RFID HANDBOOK Second Edition”(2004년3월, (주)영진닷컴)

[9] 장세이, 우운택 “유비쿼터스 컴퓨팅 환경을 위한 컨텍스트 기반 애플리케이션 구조”(2003년, 한국정보과학회 HCI 논문집 제2권, pp. 346~351)

[10] 유승화 “RFID 표준화 동향 및 전략”(2004년)

[11] 산업자원부 “유망전자기기·부품 현황분석-제7절 차세대 부품"(2005년, pp.545~573)

[12] 하성욱 "U-Commerce의 현황과 전망"(2002년)

[13] 신권수, 김동식, 조상영 “13.56㎒ RFID Middle Reader 구현”(2004년, 전자공학회 논문집 제27권)

[14] 나영수, 김빈섭, 강용철 “2.45㎓ 수동형 태그 RFID 시스템 개발“(2004년, 전자공학회 논문지 제41권)

[15] RFMD社, “RF2442 datasheet-high linearity low noise amplifier"(2006년9월)

[16] Rappa, Michael, “Business Models on the Web”(2003-09, Auto-ID Reader Protocol 1.0 Working Draft Version)

[17] Michael, K.; McCathie, L, “The Pros and Cons of RFID in Supply Chain Management”(2005, Mobile Business, ICMB International Conference, pp. 623~629)

[18] Avoine, G.; Oechslin, “A scalable and provable secure hash-based RFID

protocol"(2005, Third IEEE International Conference, pp.110~115)
[19] B.J. Security & Privacy Magazine, "Privacy debate centers on radio frequency identification Alfonsi"(2004, IEEE Vol.2, pp. 12)
[20] De Vita, G. Iannaccone, G, "Microwave Theory and Techniques, Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders"(2005, IEEE Vol.53, pp. 2978~2990)
[21] Jianming Zhang; Zeming Xie; Shengli Lai; Zehai WA, "The design of RF receiving circuit of RFID reader. Microwave and Millimeter Wave Technology"(2004, pp. 406~410)
[22] Penttila, K.; Sydanheimo, L.; Kivikoski, M, "Robotics and Automation, Performance development of a high-speed automatic object identification using passive RFID technology Proceedings"(2004, IEEE Vol.5, pp. 4864~4868)
[23] http://www.karus.or.kr(한국RFID-USN협회)
[24] http://edu.karus.or.kr(RFID/USN 교육센터)
[25] http://userforum.karus.or.kr(RFID-USN User forum)
[26] http://www.uwf.or.kr(u-Work 포럼)
[27] http://www.mrf.or.kr(모바일 RFID 포럼)
[28] http://www.rfidepc.or.kr(RFID산업 활성화 지원센터)
[29] http://www.rfid-handbook.com(RFID Handbook)
[30] http://www.koreasensor.com(코리아센서닷컴)
[31] http://www.stii.co.kr(과학기술정보연구소

감 사 의 글

짧았지만 결코 쉽지 않았던 석사 과정을 마치면서 평소 부족했던 제 자신을 많이 반성하였습니다. 어려운 시기마다 항상 채찍질해 주시고 이끌어 주시던 주위 분들의 도움이 없었다면 이 날이 오지 못했을 것 같습니다.

특히 부족한 저를 인내와 가르침으로 지도해 주신 박종안 교수님께 깊은 감사를 드립니다. 앞으로 더욱 정진하여 교수님의 은혜에 보답하겠습니다. 그리고 성심을 다해 지도해 주신 한승조 교수님과 신영숙 교수님의 은혜에 감사드립니다.

또한 정보통신 분야로 제2의 인생을 열어 주신 천종훈 교수님과 서장원 선배님께 감사드립니다. 게으름 피지 않고 더욱 열심히 공부하겠습니다. 또한 논문 준비를 자기 일처럼 도와 준 강광원 님, 안영은 님을 비롯한 조선대학교 DSP Lab. 선후배님께도 감사한 마음을 전합니다. 고맙습니다.

지난 세월동안 항상 음으로 양으로 저를 지켜 주고 보듬어 준 성용이형과 형수님, 그리고 이쁜 태경이... 정말 감사합니다. 은혜 잊지 않고 살겠습니다. 명호형과 멀리 있는 성식이형, 그리고 친구 현정이와 나우누리 회원분들께도 감사한 마음을 전합니다. 찐하게 한 잔 사겠습니다.

아낌없이 배려해 주시던 최영호 계장님, 저 이제 졸업합니다. 감사합니다. 그리고 제가 많이 속상하게 했는데도 항상 저를 위해 주신 엄태국 형님과 김관식 사장님, 정말 감사합니다. 형님들 덕분에 무사히 졸업할 수 있게 됐습니다. 용범아, 언제나 옆에서 힘이 돼줘서 고맙다. 여러모로 격려를 해주신 이도규 분소장님과 류재만 과장님을 비롯한 전파연구소 이천분소 직원 분들께도 감사드립니다.

존경하는 이덕만 교수님, 힘들어 할 때마다 항상 인생의 참 길을 열어 주신 교수님의 은혜를 어찌 다 갚을 수가 있겠습니까마는 지면으로나마 교수님의 은혜에 가슴깊이 감사드립니다. 더욱 열심히 살겠습니다. 항상 건강하셔야 됩니다.

끝으로 사랑하는 아버님와 어머님, 그리고 큰 형님을 비롯한 가족 분들께 이 글을 드립니다.

꿈을 잃지 않고 부단히 정진하겠습니다. 댁내 건강과 행복을 기원합니다.

2007년 겨울.

문 구 선 배상.

(별지)

저작물 이용 허락서

학 과	정보통신공학과	학번	10111154	과정	석사
성 명	한글: 문 구 선 한문: 文 九 善 영문: Mun Gu Seon				
주 소	경기도 이천시 설성면 신필리 370-9				
연 락 처	E-MAIL : tvop93@mic.go.kr				
논문제목	한글 : 프로그램할 수 있는 LNA 설계 기반 RFID 수신감도 개선 영문 : The sensitivity improvement of RFID receiver based on the design of a programmable Low Noise Amplifier.				

본인이 저작한 위의 저작물에 대하여 다음과 같은 조건아래 조선대학교가 저작물을 이용할 수 있도록 허락하고 동의합니다.

- 다 음 -

1. 저작물의 DB구축 및 인터넷을 포함한 정보통신망에의 공개를 위한 저작물의 복제, 기억장치에의 저장, 전송 등을 허락함
2. 위의 목적을 위하여 필요한 범위 내에서의 편집형식상의 변경을 허락함. 다만, 저작물의 내용변경은 금지함.
3. 배포전송된 저작물의 영리적 목적을 위한 복제, 저장, 전송 등은 금지함.
4. 저작물에 대한 이용기간은 5년으로 하고, 기간종료 3개월 이내에 별도의 의사표시가 없을 경우에는 저작물의 이용기간을 계속 연장함.
5. 해당 저작물의 저작권을 타인에게 양도하거나 또는 출판을 허락을 하였을 경우에는 1개월 이내에 대학에 이를 통보함.
6. 조선대학교는 저작물의 이용허락 이후 해당 저작물로 인하여 발생하는 타인에 의한 권리 침해에 대하여 일체의 법적 책임을 지지 않음
7. 소속대학의 협정기관에 저작물의 제공 및 인터넷 등 정보통신망을 이용한 저작물의 전송출력을 허락함.

동의여부 : 동의(○) 반대( )

2007 년 월 일

저작자: 문 구 선 (서명 또는 인)

조선대학교 총장 귀하