

속도 추정용 빔포밍 기반 RFID 시스템 성능 분석

전성하 · 전현무 · 양훈기*

Performance of a Beamforming based RFID System for Velocity Estimation

Seong-ha Jeon · Hyeon-mu Jeon · Hoon-gee Yang*

Department of Electronics Convergence Engineering, Kwangwoon University, Seoul 139-701, Korea

요 약

RFID 기술에 레이더 시스템을 접목시켜 태그의 아이디 획득뿐만 아니라 위치 정보를 추가로 획득할 수 있는 기술이 최근 많은 주목을 받고 있다. 본 논문에서는 태그가 부착된 이동하는 물체로부터 태그 아이디 및 속도를 추출하는 최근 제안된 RFID 시스템을 분석하고 성능을 검증한다. 제안된 시스템에서는 감시영역으로 진입한 태그가 지상 비콘으로부터 트리거 신호를 받은 후 태그 아이디 정보를 FMCW 변조한 신호를 리더로 전송하면 리더는 수신 신호를 복조하여 아이디 및 속도를 동시에 획득한다. 본 논문에서는 송신 신호와 기준신호 간의 동기 오차가 발생하는 경우 및 시스템 구현을 위해 샘플링 률을 낮춘 경우 제시된 시스템의 동작 가능성 및 성능 열화 정도를 분석하고 시뮬레이션으로 이를 검증한다.

ABSTRACT

RFID based applications that combine radar techniques to obtain the location and the ID of a tag have widely been investigated. In this paper, we analyze a recently proposed RFID system that can extract the tag IDs and their velocities using signals transmitted from the tag attached moving objects and verify its performance. In the proposed system, a beacon transmits triggering signal at regular intervals into a monitoring area and the tag receiving the triggering signal backscatters the FMCW(frequency modulation continuous wave) signal modulated by the tag ID. The reader system demodulates this FMCW signal using predefined two reference signals to obtain not only the tag ID but its velocity. In this paper, we show that the proposed system works properly and analyze the degree of performance degradation in cases when the synchronization error between the transmitting signal and the reference signal occurs, and even when sampling rate is lowered for implementation purpose. Finally, the analytical results are verified by simulation.

키워드 : RFID, 리더, 빔포밍, FMCW

Key word : RFID, reader, beamforming, FMCW

Received 06 May 2015, Revised 02 June 2015, Accepted 15 June 2015

* Corresponding Author Hoon-gee Yang(E-mail:hgyang@kw.ac.kr, Tel:+82-2-940-5187)

Department of Electronics Convergence Engineering, Kwangwoon University, Seoul 139-701, Korea

Open Access <http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2015.19.8.1925>

print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

©This is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright © The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

I. 서론

RFID는 리더에 의해 물체에 부착된 태그 아이디 정보를 고속으로 획득하는 기술이며 최근에는 아이디 태그 뿐만 아니라 태그의 위치 정보를 동시에 획득하는 연구들이 많이 진행되고 있다[1,2]. 특히 차세대 ITS (Intelligent Transportation System) 기술에서는 이동 차량을 태깅하기 위하여 RFID 기술을 적용하는 다양한 연구가 진행 중이다. 리더에 카메라와 감지센서를 장착하여 태그 위치 정보와 영상을 조합하는 기술이 개발되었고 능동형 태그에 대한 아이디 및 위치 정보를 동시에 획득하는 연구도 발표되었다[3,4]. 즉 RFID 기술과 레이더 기술이 융합되는 연구 결과들이 발표되고 있으며 회로설계 기술로는 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 펄스 파형을 사용한 수동형 태그 설계 방법에 대한 연구 결과도 발표되었다[5]. 또한 입사되는 태그 신호를 복수의 리더 수신부를 사용하여 AOA(angle of arrival) 정보를 획득하는 방법도 발표되었다[6].

본 논문은 최근 발표된 이동체 속도 측정을 위한 디지털 빔포밍 기반 RFID 시스템의 구현 시 발생할 수 있는 동기 오차 문제 및 낮은 샘플링률에 따른 시스템 성능을 이론적으로 분석하고 수치해석으로 검증하고자 한다[7].

기존 발표 논문에서 리더는 태그로부터 전송된 FMCW 신호를 복조하여 거리 및 속도를 찾아내고 디지털 빔포밍을 통해 각 태그의 방위각을 찾아내는 동시에 태그의 아이디 정보를 획득할 수 있는 기능을 가지고 있으며 이 기능이 정확하게 동작하기 위해서는 태그에서 전송하는 송신 신호와 리더에서 생성하는 기준신호의 동기가 정확하게 맞아야 한다. 실제 제안된 시스템이 구현되는 경우 동기 오차는 필연적으로 발생하게 되어 오차에 대한 영향을 이론적으로 분석하며 이에 따른 성능 열화 정도를 검증할 필요가 있다.

또한 제안된 시스템에서 태그의 아이디를 판별하기 위해 두 가지의 서로 반대인 기준신호(reference signal)를 이용하여 dechirp 과정과 FFT 연산을 수행하여 두 믹싱신호의 피크값을 비교하여 태그의 아이디를 판별하였다. 이 경우 이론적인 샘플링률은 상당히 높아야 하며 이를 적용할 경우 계산 복잡도가 상당히 커져 제안 시스템의 구현이 어렵다. 구현을 위해 샘플링률은 이론치보

다 충분히 낮아야 하므로 본 논문에서는 시스템 복잡도를 낮출 수 있는 샘플링률에 따른 피크값의 진폭을 예측하고 이를 이용하여 시스템의 성능을 이론적으로 제시하며 시뮬레이션으로 이를 검증하고자 한다. 이를 위해 II. 절에서는 기존에 발표된 시스템 개요를 소개하고 III. 절에서는 리더와 태그 간 동기 오차가 발생할 경우 제시된 시스템의 성능을 분석하며 또한 태그의 아이디를 판별하는 과정을 이론적으로 설명한다. 마지막으로 IV. 절에서 시뮬레이션을 통해 성능을 검증한다.

II. 기존 시스템 개요

그림 1은 도로에 RFID 리더를 설치하여 일정 감시영역으로 태그가 부착된 물체가 접근할 경우 물체의 아이디와 속도를 측정하는 시스템을 도식화한 그림이다. 도로 측면에 근거리 무선 센서 비콘을 설치하여 감시영역으로 주기적인 트리거 신호를 전송하고 동시에 우선으로 연결된 리더로 동기신호를 전송한다. FMCW 변조 신호를 복조하기 위해서는 태그에서 전송하는 신호와 동일한 시간에 생성된 기준신호를 필요하므로 태그와 리더의 동기를 맞추기 위해 미리 설정된 감시영역과 리더 간의 거리에 따른 시간 지연을 계산하여 리더는 기준신호를 생성한다.

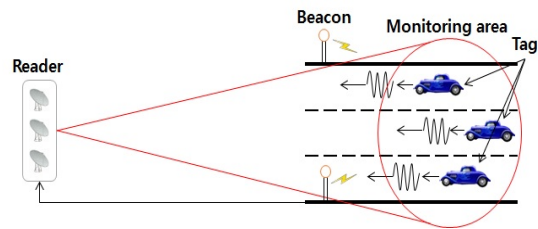


그림 1. 이동 태그 인식을 위한 RFID 시스템
Fig. 1 RFID system for tagging moving tags

이동 물체에 부착된 태그가 감시영역에서 비콘으로부터 전송된 트리거 신호를 에너지 디텍션을 통해 감지되면 리더가 있는 전방으로 FMCW 변조한 태그 아이디를 송신한다.

그림 2는 최근 발표된 논문에서 제시하는 리더 시스템의 블록도이다[8]. 리더는 태그가 전송한 신호를 방위각 방향으로 구분하기 위해서 N 개의 배열(array) 안테

나 구조로 구성한다. 배열 안테나로 수신된 수신신호는 두 종류의 기준 신호를 이용하여 복조하고 CAPON 기법을 이용하여 방위각별로 신호를 분리 후 FFT 연산을 하여 물체의 속도를 찾아낼 수 있다[9].

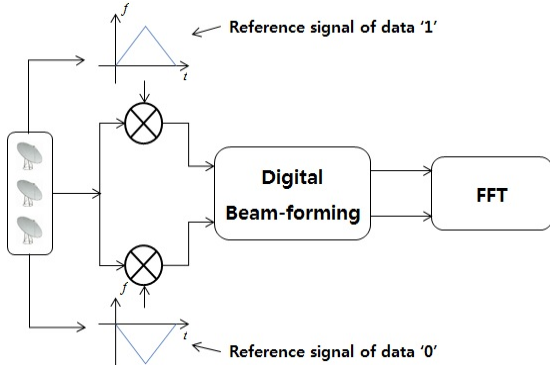


그림 2. RFID 리더 시스템 블록도
Fig. 2 RFID Reader system Block

본 논문은 발표 논문에서 제시한 시스템에서 동기 오차가 발생할 경우 대하여 분석하고 시스템 성능을 분석하였다. 또한 수신 신호와 기준신호의 믹싱과정 이전에 디지털 빔포밍 과정이 선행되도록 하였으나 일반적인 믹싱과정은 아날로그적으로 이루어지므로 실제 시스템 구현 시에는 디지털 빔포밍 과정보다 먼저 이루어져야 한다. 두 과정의 실행 순서는 최종 프로세싱 결과에 영향을 주지는 않으므로 본 논문에서는 그림 2에 나타난 것처럼 믹싱과정을 먼저 수행한 후 디지털 빔포밍을 수행하는 것으로 시스템 구조를 달리하였으며 “IV. 시뮬레이션”에서도 이 순서로 시뮬레이션하였다.

태그로부터 수신된 FMCW 변조 신호를 복조하기 위해 리더는 태그의 송신 신호에 대응하는 두 종류의 기준신호 $s(t)$ 를 생성한다. 기준신호 $s(t)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s(t) = \begin{cases} \exp\left[j2\pi\left(f_c t + k' \frac{B}{T_m} t^2\right)\right] & 0 < t \leq \frac{T_m}{2} \\ \exp\left[j2\pi\left(f_c t - k' \frac{B}{T_m} t^2\right)\right] & \frac{T_m}{2} < t \leq T_m \end{cases} \quad (1)$$

여기서 f_c, B, T_m 는 각각 반송파 주파수, 신호 대역폭, 펄스폭이며 k' 는 태그 아이디의 비트 값이 ‘1’일 경우 1, ‘0’일 경우 -1 값을 갖는 상수이다. 리더의 n 번째 안테나 소자로 수신된 수신 신호 $r_n(t)$ 는 두 가지(branch)의 기준신호와 믹싱되며 이후 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$m_n(t) \approx \begin{cases} a_n(\theta, t) \times \exp\left[j2\pi\left(\frac{R}{c} f_c + \left(\frac{2kBR}{T_m c} + \frac{v}{c} f_c\right)t + (k' - k)\left(\frac{B}{T_m}\right)t^2\right)\right] & 0 < t < \frac{T_m}{2} \\ a_n(\theta, t) \times \exp\left[j2\pi\left(\frac{R}{c} f_c + \left(\frac{2kBR}{T_m c} - \frac{v}{c} f_c\right)t - (k' - k)\left(\frac{B}{T_m}\right)t^2\right)\right] & \frac{T_m}{2} < t < T_m \end{cases} \quad (2)$$

여기서 $m_n(t)$ 는 믹싱 후 n 번째 배열소자의 수신 신호이며 θ 는 수신 신호의 입사각, R 는 태그와 리더 간의 거리, v 는 태그의 속도, c 는 빛의 속도이고 $a_n(\theta, t)$ 는 각 소자간의 위상차에 의해 정해지는 성분으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$a_n(\theta, t) = \exp\left[-j2\pi\left(\frac{(n-1)d \sin\theta}{c}\right)\left(f_c + \frac{2B}{T_m}t\right)\right] \approx \exp\left[-j2\pi f_c \left(\frac{(n-1)d \sin\theta}{c}\right)\right] \quad (3)$$

여기서 d 는 배열 소자간의 간격이다. 태그로부터 전송된 신호의 데이터 값과 기준신호의 데이터 값이 동일할 경우, 즉 $k' = k$ 일 경우 믹싱신호 $m_n(t)$ 는 일반적인 FMCW 복조 신호와 동일한 형태의 일정한 주파수를 가진 신호가 되고 태그로부터 전송된 신호의 데이터 값과 기준신호의 데이터 값이 다를 경우, 즉 $k' = -k$ 일 경우 믹싱신호 $m_n(t)$ 는 FMCW 송신 신호의 2배의 대역폭을 갖는 신호가 된다(그림 3 참조).

믹싱신호를 벡터 형태로 나타내면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{m} = [a_1(t) \times m_1(t), \dots, a_N(t) \times m_N(t)]^T \quad (4)$$

N 개의 안테나 소자들 중 각각의 안테나 소자의 수신 신호에서 위상차 성분 $a_n(\theta, t)$ 를 상쇄하기 위해 빔포밍 과정을 수행한다. 믹싱신호 $m_n(t)$ 는 첫 번째 안테나 소자의 수신 신호에 위상차 성분 $a_n(\theta, t)$ 을 곱해 준 형태가 되기 때문에 $a_n(\theta, t)$ 을 상쇄시키기 위해 믹싱신호 $m_n(t)$ 에 $a_n(\theta, t)$ 의 켈레복소수 형태의 가중치 벡터(weight vector) w 를 곱해준다.

$$w(\theta_0) = \left[1 \exp\left[\frac{j2\pi\sin\theta_0}{\lambda}\right] \dots \exp\left[\frac{j2\pi(N-1)\sin\theta_0}{\lambda}\right] \right]^T \quad (5)$$

여기서 θ_0 는 제시된 시스템이 설치되는 환경, 즉 감지영역의 각 차선과 리더 시스템까지의 거리 등은 미리 고정되어 있으므로 이에 근거해서 추출할 수 있어 리더에서 알고 있다고 가정하여도 무방하다. 실제 이동 물체가 도로의 정 중앙에 위치하지 않을 수 있으므로 미세한 오차가 있을 수 있으며 이에 대한 오차 영향은 “IV. 시뮬레이션”에서 보인다.

빔포밍 후 얻어진 신호 $y(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y(t) = \mathbf{m}^T \times w(\theta_0) = \sum_{n=1}^N a_n(\theta, t) m_1(t) w(\theta_0) \quad (6)$$

$$= \sum_{n=1}^N \exp\left[-j2\pi f_c \left(\frac{(n-1)d(\sin\theta - \sin\theta_0)}{c}\right)\right] \times m_1(t)$$

위의 식에서 $\theta = \theta_0$, 즉 실제 방위각과 가중치에 사용된 방위각이 동일할 경우 $a_n(\theta, t)$ 와 $w(\theta_0)$ 는 서로 상쇄가 되어 $y(t)$ 는 첫 번째 안테나 소자에서 믹싱 후 얻어진 신호와 동일하며 크기만 N 배가 되는 것을 알 수 있다. 빔포밍 과정을 거친 dechirp된 신호에 대해 FFT 연산을 하게 되면 upbeat 주파수 f_{ub} 와 downbeat 주파수 f_{db} 를 추출할 수 있다[10].

[10]에 의해서 f_{ub} 및 f_{db} 는 태그의 속도 및 거리와 다음과 같은 관계가 있다.

$$R = \frac{c(f_{db} + f_{ub})T_m}{4B} \quad (7)$$

$$v = \frac{c(f_{db} - f_{ub})T_m}{2f_c} \quad (8)$$

그림 2에서 제시한 리더 수신부는 데이터 ‘1’과 ‘0’에 따라 FMCW 변조된 수신 신호에 대해서 복조를 하여야 한다. 이를 위해서 두 종류 수신 파형에 대해 두 가지(branch)에 따라 복조를 하여 각 가지의 신호 진폭을 비교하여 복조한다. 그림 3은 수신 신호가 ‘1’을 FMCW 변조한 경우 두 가지에서 믹싱/dechirp 하는 과정을 나타내었다. 그림 3(a)는 $k' = 1$ 인 기준신호를 사용하고, 그림 3(b)는 $k' = -1$ 인 기준신호를 사용한 경우이다.

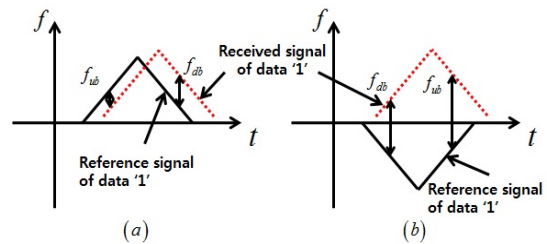


그림 3. 각 기준신호에 대한 FMCW 복조과정 (a) 데이터 ‘1’ 기준신호를 이용하여 복조 (b) 데이터 ‘0’ 기준신호를 이용하여 복조
Fig. 3 FMCW demodulation for each reference signal (a) Demodulation using reference signal of data ‘1’ (b) Demodulation using reference signal of data ‘0’

그림 3(a)의 경우 수신 신호와 기준신호의 파형이 동일하기 때문에 dechirp 과정에서 두 beat 주파수 f_{ub} 와 f_{db} 가 일정한 크기를 갖는 파형이 생성되어 이 신호에 대해 FFT 연산을 수행하면 두 beat 주파수에서 큰 피크값을 얻게 된다. 그림 3(b)의 경우 수신 신호와 기준신호의 파형이 정반대이므로 dechirp 과정을 수행할 경우 두 beat 주파수 f_{ub} 와 f_{db} 가 시간에 따라 변화하게 된다.

또한 그림 3(b)에서 보인 것처럼 dechirp 과정 이후 신호는 대역폭이 약 2배로 커지며 파형은 FMCW 형태를 보이는 신호가 된다. 그러므로 이 신호에 대해 FFT 연산을 수행하면 피크값이 생기지 않고 모든 주파수에 신호 성분이 존재하게 된다. 그러므로 두 가지의 FFT 연산 결과의 피크값을 비교하여 태그 아이디 비트 값을 복조할 수 있다. 그리고 피크값이 큰 가지에서 얻어진 두 beat 주파수를 이용하여 물체의 속도를 추정할 수 있다.

III. 리더/태그 시스템 분석

3.1. 수신 신호와 기준신호의 동기 오차

본 절에서는 분석을 위한 수식을 간소화하기 위해서 수신 신호가 데이터 '1'에 대한 FMCW 신호이고 기준 신호의 k' 값도 1이며 믹싱 신호에 포함된 $a_n(\theta, t)$ 도 성공적으로 상쇄되었다고 가정한 후 동기 오차의 영향을 분석하였다.

$$s'(t) = \begin{cases} \exp\left[j2\pi\left(f_c(t-\tau_0) + k' \frac{B}{T_m}(t-\tau_0)^2\right)\right] & 0 < t \leq \frac{T_m}{2} \\ \exp\left[j2\pi\left(f_c(t-\tau_0) - k' \frac{B}{T_m}(t-\tau_0)^2\right)\right] & \frac{T_m}{2} < t \leq T_m \end{cases} \quad (9)$$

동기오차의 크기가 τ_0 라면 기준신호는 식 (9)와 같이 모델링 할 수 있다.

식 (9)에 나타난 기준신호를 사용하여 믹싱을 했다면 믹싱 후 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$m(t) \approx \begin{cases} \exp\left[j2\pi\left(\frac{R}{c}f_c + \left(\frac{2BR}{T_m c} + \frac{v}{c}f_c - \frac{2B\tau_0}{T_m}\right)t\right)\right] & 0 < t < \frac{T_m}{2} \\ \exp\left[j2\pi\left(\frac{R}{c}f_c + \left(\frac{2BR}{T_m c} - \frac{v}{c}f_c - \frac{2B\tau_0}{T_m}\right)t\right)\right] & 0 < t < T_m \end{cases} \quad (10)$$

이 때 f_{ub} 와 f_{db} 는 다음과 같이 표현된다.

$$f_{ub} = \frac{2BR}{T_m c} + \frac{v}{c}f_c - \frac{2B\tau_0}{T_m} \quad (11)$$

$$f_{db} = \frac{2BR}{T_m c} - \frac{v}{c}f_c - \frac{2B\tau_0}{T_m} \quad (12)$$

위 식에서 두 주파수는 $\frac{2B\tau_0}{T_m}$ 만큼의 오차가 발생 하는 것을 알 수 있다. 이 두 주파수를 연립하여 거리 R 과 속도 v 에 대해 정리를 하면 다음과 같이 표현 된다.

$$R = \frac{c(f_{db} + f_{ub})T_m}{4B} + \tau_0 c \quad (13)$$

$$v = \frac{c(f_{db} - f_{ub})T_m}{4f_c} \quad (14)$$

식 (13)에 의해서 거리 정보의 경우 동기 오차에 따라 $\tau_0 c$ 만큼의 거리 오차가 발생하는 것을 볼 수 있다. 제시된 시스템은 감시영역으로 진입하는 이동 차량의 속도와 아이디 정보를 측정하는 것이 주요 임무이고 거리정보의 경우 미리 설정된 감시영역과 리더 간의 거리이기 때문에 거리 오차는 무시할 수 있다. 속도 정보의 경우 두 비트 주파수의 차이를 이용하며 두 비트 주파수에 동일한 오차가 발생하여 식 (14)에서 보인 바와 같이 동기 오차의 영향은 이론적으로 없으며 이에 대해서는 "IV. 시뮬레이션"에서 검증한다.

3.2. 샘플링률에 따른 비트오류확률

일반적으로 FMCW 변조 신호는 거리 방향의 해상도를 높이기 위해 수백MHz의 신호 대역폭을 가진다. 하지만 그림 3(a) 에서 보여준 것처럼 dechirp된 믹싱신호의 신호 대역폭은 수십~수백 kHz로 낮아진다. 그러므로 수신단에서 FFT 연산을 위해 dechirp 신호를 샘플링 할 때 수신 신호의 대역폭보다 훨씬 낮은 샘플링률을 사용하여도 f_{ub} 와 f_{db} 를 찾아내는데 전혀 문제가 안 된다. 하지만 그림 3(b)에서처럼 신호파형과 기준신호가 다른 경우는 실제 신호 대역폭 2배 이상 커지게 되므로 낮은 샘플링률로 샘플링을 하고 FFT 연산을 할 경우에 에일리어싱이 발생한다.

그림 4은 두 가지에서 dechirp 및 FFT를 수행한 후 얻어진 두 파형을 중첩한 결과다. 그림 4(a)은 Nyquist 샘플링 이론에 맞추어 수신신호 대역폭의 2배에 해당하는 샘플링률을 두 가지에서 사용한 경우이며 그림 4(b)은 신호 대역폭과 동일한 샘플링률을 사용한 경우이고 그림 4(c)은 두 피크는 얻을 수 있으나 샘플링률을 획기적으로 낮춘 경우이다. 수신 신호와 기준신호가 동일한 경우에 얻을 수 있는 두 피크값도 FFT 연산에 사용되는 샘플수에 따라 변하지만 SNR(signal-to-noise ratio) 측면에서의 비교를 위해서 피크 값의 진폭을 정규화하였다. 샘플링률이 낮을수록 에일리어싱이 더 많이 발생하여 수신 신호와 기준신호가 다른 경우 잡음처럼 나타나 는 신호성분의 진폭 값이 더 증가하는 것을 알 수 있다.

그림 4에서 수신 신호와 기준신호가 다른 경우 잡음 처럼 나타나는 신호성분의 진폭 값에 대한 예측이 가능해야 샘플링률을 낮춘 경우의 BER(Bit Error Rate) 성능을 구할 수 있다.

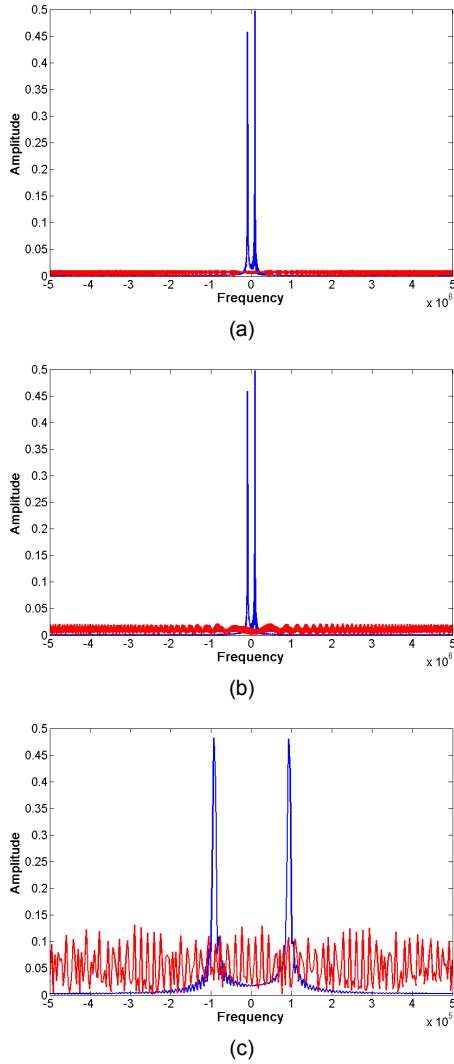


그림 4. 각 기준신호에 대한 FMCW 복조과정 (a) 신호 대역폭의 2배의 샘플링률을 사용한 결과 (b) 신호 대역폭과 동일한 샘플링률을 사용한 결과 (c) 신호 대역폭보다 작은 샘플링률을 사용한 결과
Fig. 4 FMCW demodulation for each reference signal (a) Results using $f_s = 2B$ (b) Results using $f_s = B$ (c) Results using $f_s \ll B$

이때 믹싱 후 신호는 대역폭이 매우 커진 FMCW 신호로서 이 신호가 AWGN 잡음 형태이면 샘플 간에 비 상관관계를 가지므로 에일리어싱에 따른 진폭의 크기를 분석적으로 예측할 수 있지만 FMCW 신호이므로 샘플링률이 낮음에 따라 발생하는 에일리어싱 정도를 알더라도 신호의 진폭을 이론적으로 추정하기는 힘들다. 그러므로 시뮬레이션 기반으로 샘플링률에 따른 피크값의 변화를 예측하였다.

샘플링률을 절반씩 줄였을 경우 에일리어싱이 발생하여 신호가 겹치는 횟수는 2배씩 늘어나게 되고 에일리어싱에 의해 신호가 겹치는 구간의 피크값은 $\sqrt{2}$ 배씩 커진다. 그러므로 수신 신호와 기준신호가 동일한 경우의 피크값을 A_1 , 동일하지 않을 경우의 피크값을 A_2 라고 할 때 두 피크값은 근사적으로 다음과 같은 관계가 있다.

$$A_2 = A_1 \times \frac{4}{\sqrt{M}} \quad (15)$$

여기서 M 는 샘플수이다. 그러므로 두 가지에서 얻을 수 있는 샘플값은 평균이 각각 A_1, A_2 이고 수신부에서 필연적으로 발생하는 AWGN 잡음이 더해진 형태를 보인다. 그러므로 $(A_1 + A_2)/2$ 을 문턱값(threshold)으로 어느 가지의 값이 큰지를 판단하여 태그 아이디 데이터를 복조할 수 있다. dechirp 방식을 적용한 이후 FFT 결과를 비교하였을 경우 BPSK 변복조 시스템과 동일하게 bi-phase 형태를 보이기 때문에 이를 적용하여 비트오류확률 P_b 는 다음과 같이 됨을 알 수 있다.

$$P_b = Q\left(\frac{A_1 - A_2}{2\sqrt{N_0}}\right) \quad (16)$$

여기서 N_0 는 노이즈의 평균전력이며 $Q(\cdot)$ 는 에리 함수로 다음과 같이 정의된다.

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du \quad (17)$$

IV. 시뮬레이션

본 논문에서 제시한 시스템의 성능 분석을 위해 동기 오차 및 SNR에 따른 속도 추정 성능 및 복조된 태그 아이디의 비트오류확률을 조사하였다. 표 1은 시뮬레이션에서 사용된 RFID 리더 시스템의 송수신 신호 파라메타 값이다. 표 1에서 제시한 파라메터로 수신 신호를 생성하였고 리더 수신부의 기준 신호에 강제로 동기 오차를 발생시켜서 믹싱/dechirp 과정을 수행한 후 신호처리 과정을 거쳐 비트 주파수를 획득하였다.

표 1. RFID 시스템 파라메타

Table. 1 RFID System Parameter

Parameter	Symbol	Value
Carrier frequency	f_c	24GHz
Band width	B	100MHz
Pulse width	T_m	5ms
Sampling rate	f_s	200kHz
Number of samples	M	1000
Number of antenna elements	N	10
Velocity of target	v	72km/h

그림 5는 식 (7)과 식 (8)를 이용해서 거리 및 속도 오차를 추정한 결과로서 동기 오차가 증가하여도 속도 오차는 거의 발생하지 않았다. 그림 5에 나타난 미약한 오차는 수신 신호 샘플링 과정에서 나타난 주파수축에서의 해상도 문제로서 프로세싱 구간이 유한하므로 필연적으로 발생하는 오차이다.

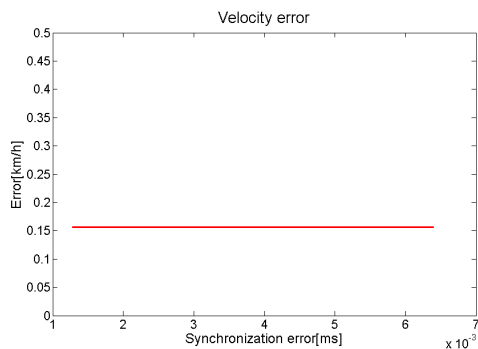


그림 5. 동기 오차에 따른 속도 오차
Fig. 5 Velocity error for synchronization error

그림 6은 SNR을 변화시키면서 수신 신호 처리 과정으로 얻어진 이동물체의 속도에 대한 MSE(Mean Square Error)이다. 시뮬레이션 결과 속도에 대한 MSE는 SNR이 -10dB 이상일 경우 1 km/h 보다 작게 되어 오차가 거의 발생하지 않는 것을 알 수 있다. 제시된 시스템은 수백미터 이내의 근거리에서 동작하는 시스템이므로 SNR이 충분히 크도록 링크버젯(link budget)을 잡으면 속도 오차 문제는 해결할 수 있다.

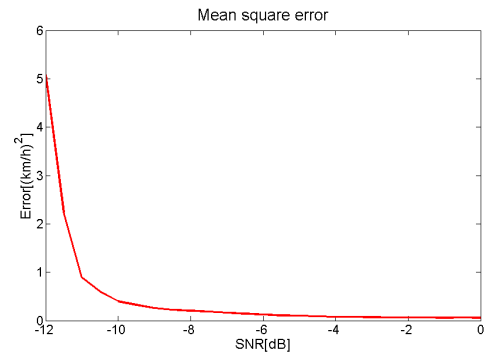


그림 6. 속도에 대한 MSE
Fig. 6 MSE for velocity

그림 7은 SNR에 따라 복조된 태그 아이디와 실제 태그 아이디를 비교하여 비트오류확률을 나타낸 결과이다.

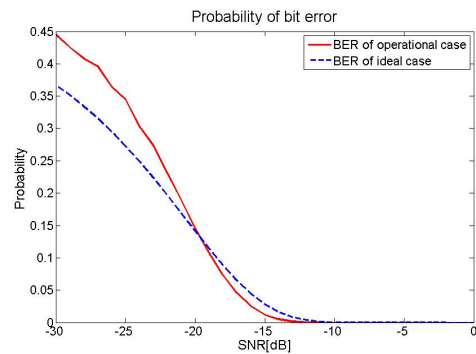


그림 7. 태그 아이디에 대한 비트오류확률
Fig. 7 Probability of bit error about tag ID

그림 7에서 이상적인 경우(ideal case)는 식(16)을 이용해서 계산한 경우이며 실제 경우(operational case)는 수신부에 적용된 알고리즘에 따라 신호처리 되었을 때

얻을 수 있는 결과다. SNR이 나빠짐에 따라 성능 차이가 조금씩 더 나는 이유는 신호처리 과정이 각 가지에서의 두 피크 값을 단순 비교하는 것으로부터 비롯되기 때문이다. 신호 성분이 있는 위치 값을 정확히 사용하면 성능이 이론치에 더 가까워지나 그러기 위해서는 추가적인 신호처리가 더 필요하다.

앞에서 기술한 것처럼 제시된 시스템은 근거리 용이므로 SNR 값이 -10dB 이상에서 동작하게 할 수 있으므로 태그 아이디 복조에 따른 BER은 낮출 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 RFID 리더를 레이더 기술과 융합하여 태그가 부착된 이동물체의 속도 및 아이디 정보를 추출할 수 있는 최근 제안된 RFID 리더 시스템의 성능을 분석하였다. 시스템 동작 시 가장 문제가 될 수 있는 태그와 리더 시스템 간의 동기 오차 문제에 대해서 FMCW 변조 방식을 사용하는 제시된 시스템은 비록 동기 오차가 있어도 속도 추정 오차는 발생하지 않음을 이론적으로 분석하고 시뮬레이션에 의해 검증하였다. 또한 제안된 FMCW 신호에 의한 데이터 복조 기법에 대해서도 실제 운용 시 수십~수백 kHz 샘플링율에 따른 성능을 이론적으로 분석하였고 시뮬레이션에 의해 BER 성능을 제시하였다. 제시된 방법의 분석은 마무리 되었으며 이에 대한 구현 문제를 향후 연구에서 다루고자 한다.

ACKNOWLEDGMENTS

This research was supported by Basic Science Research Program through National Research Foundation of Korea, funded by the Ministry of Education and Science Technology(2010-0025385) and partially by the Research Grant of Kwangwoon University in 2014.

REFERENCES

- [1] C. Carlowitz, A. Strobel, T. Schafer, F. Ellinger, M. Vossiek, "A mm-wave RFID system with locatable active backscatter tag", *2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, pp. 1-4, Nov. 2012.
- [2] M. Fujimoto, N. Uchitomi, A. Inada, T. Wada, K. Mitsuura, H. Okada, "A novel method for position estimation of passive RFID tags; Swift Communication Range Recognition(S-CRR) method", *2010 IEEE Global Telecommunications Conference*, pp. 1-6, Dec. 2010.
- [3] S. Kunkel, R. Bieber, H. Ming-Shih, M. Vossiek, "A concept for infrastructure independent localization and augmented reality visualization of RFID tags", *IEEE MTT-S International Microwave Workshop on Wireless Sensing, Local Positioning, and RFID*, 2009.
- [4] H. A. Rahim, R. B. Ahmad, A. S. M. Zain, U. U. Sheikh, "An adapted point based tracking for vehicle speed estimation in linear spacing", *2010 International Conference on Computer and Communication Engineering (ICCCCE)*, pp. 1-4, May. 2010.
- [5] Ussmueller, T., Brenk, D., Essel, J., Heidrich, J., Fischer, G., Weigel, R., "Roundtrip-Time-of-Flight based localization of passive multi-standard RFID-tags" *2012 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS)*, pp. 1-4, Nov. 2012.
- [6] J. Zhou, H. Zhang, and L. Mo, "Two-dimension localization of passive RFID tags using AOA estimation," *in Proc. IEEE Instrum. Meas. Technol. Conf.*, pp. 1-5, 2011.
- [7] Seong-ha Jeon, Hyeon-moo Jeon, Seong-gwan Shin, Chae-bong Sohn, Hoon-gee Yang. "Beamforming based RFID System for Moving Target Tagging," *J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.*, vol. 18, no. 7, pp. 1713-1720, July. 2014.
- [8] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proc. IEEE*, vol. 57, no. 8, pp. 1408-1418, 1969.
- [9] J. Li, S. Petre, Z. Wang, "On Robust Capon Beamforming and Diagonal Loading," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 51, no. 7, pp. 1702-1715, 2003.
- [10] Joon Hyung Yi, Inbook Lee, Shbat, M. S. Tuzlukov, V. "24GHz FMCW radar sensor algorithms for car applications," *Radar Symposium (IRS), 2011 Proceedings International*, pp. 465-470, Sept. 2011.



전성하(Seong-ha Jeon)

2013년 2월 광운대학교 전자공학과 학사
2015년 2월 광운대학교 전자공학과 석사
※관심분야 : 무선통신 시스템, RFID, 레이더 신호처리



전현무(Hyeon-mu Jeon)

2012년 2월 광운대학교 전자공학과 학사
2012년 3월~현재 광운대학교 전자공학과 석박통합과정
※관심분야 : 무선통신 시스템, RFID, 레이더 신호처리



양훈기(Hoon-gee Yang)

1985년 2월 연세대학교 전자공학과 학사
1987년 5월 SUNY at Buffalo 전기컴퓨터공학과 석사
1992년 4월 SUNY at Buffalo 전기컴퓨터공학과 박사
1992년 5월~10월 SUNY at Buffalo 연구원
1993년 3월~현재 광운대학교 전자공학과 교수
※관심분야 : 무선통신 시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학, 레이더 신호처리