

RFID 신호 탐지용 컴프레시브 수신기의 설계 및 제작

Design and Fabrication of Compressive Receiver for RFID Signal Detection

조원상 · 박동철*

Won Sang Jo · Dong Chul Park*

요약

본 논문에서는 컴프레시브 RFID 신호를 탐지하기 위한 컴프레시브 수신기의 이론적 배경과 구체적 구현 방법, 그리고 분산 지연선과 chirp LO의 설계 방법에 대해 기술하였다. 컴프레시브 수신기의 주요 구성품 중 하나인 분산 지연선을 대역폭 6 MHz, 분산 지연 시간 13 μ s로 설계하여 LiNbO₃ 재질 기반의 SAW(Surface Acoustic Wave) 기술을 통해 구현하였고, DDS(Direct Digital Synthesizer)를 이용하여 chirp LO를 구현하였다. 또한 RFID 리더에 내장되어 연동될 수 있도록 컴프레시브 수신기를 구성하였다. 시험 결과, 단일 신호 입력시 주파수 오차는 최대 25 kHz, 수신 감도는 -44 dBm, 500 kHz 간격으로 동시에 입력되는 6개의 신호에 대한 주파수 오차는 최대 75 kHz로서 제작된 컴프레시브 수신기가 밀집된 RFID 운영 환경에 적합함을 보였다.

Abstract

In this paper, the theoretical background and the specific implementation method of a compressive receiver for RFID signal detection as well as the design method of DDL(Dispersive Delay Line) and chirp LO are described. DDL, which is one of the main components of the compressive receiver, is designed to have 13 μ s dispersive delay time and 6 MHz bandwidth using the SAW technique based on LiNbO₃ material. The chirp LO is designed using DDS(Direct Digital Synthesizer). Also the compressive receiver is fabricated to be installed into the RFID reader. Test results show the maximum frequency error of 25 kHz for single signal input, the receiver sensitivity of -44 dBm, and the maximum frequency error is 75 kHz for 6 multi-tone input signals. These results indicate that the fabricated compressive receiver is working well even in dense RFID operating environments.

Key words : Compressive Receiver, Chirp LO, DDS, DDL, Hamming Weighting, RFID

I. 서론

컴프레시브 수신기는 입력된 고주파 신호를 시간 영역에서 압축(compress)하여 신호의 제원을 측정하는 시스템으로, 주파수에 따라 군 지연 속도가 선형적으로 변화하는 분산 지연선(DDL: Dispersive Delay Line)과 chirp LO가 핵심 구성 요소이다. 일반적으로

컴프레시브 수신기는 광대역, 고밀도 전파 환경에서 신호를 분석하는데 적합한 수신기로서, 특히 여러 주파수 신호가 동시에 존재하는 환경에서 실시간으로 이들의 주파수 정보를 측정하는데 매우 뛰어난 성능을 갖는다^[1]. 컴프레시브 수신기의 이러한 광대역 실시간 신호 처리 성능을 통해 다양한 변조 방식의 신호 탐지 및 분석에 대한 많은 연구가 진행되고

(주)빅텍 기술연구소(Victex Co. Ltd., R&D Center)

*충남대학교 전자공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20100128-003

· 교신저자 : 박동철(e-mail : dcpark@cnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 3월 5일

있다^{[2],[3]}. 또한 실시간 주파수 탐지 능력을 통해 주파수 호핑(frequency hopping) 방식을 이용하는 UHF 대역 RFID 시스템의 주파수 충돌을 회피하기 위한 수단으로 컴프레시브 수신기가 적용될 수 있다^[4].

본 연구팀은 DDS(Direct Digital Synthesizer) 기반의 chirp LO가 적용된 컴프레시브 수신기의 구현에 관한 연구를 참고문헌 [4]를 통해 발표한 바 있다. 본 논문에서는 참고문헌 [4]에서 다루지 못한 컴프레시브 수신기의 구체적 설계 방안을 제시하고, 주요 구성품인 DDL의 구현 방법과 시험 결과를 나타내었다. 또한 UHF 대역 RFID 리더에 컴프레시브 수신기가 적용되기 위해 필요한 주파수 정확도와 수신 감도에 대해 논의하고, 시험 결과를 통해 설계 방법의 타당성을 제시하였다.

먼저 컴프레시브 수신기 설계를 위한 수학적 개념과 펄스 압축 과정에 대해 기술하였고, 설계 주요 항목들의 관계식 및 결정 방법에 대해 논의하였다. 컴프레시브 수신기의 주요 구성품 중 하나인 DDL은 LiNbO₃ 재질 기판의 SAW 기술을 통해 제작하였고, 참고문헌 [4]에서 제안된 DDS를 이용한 chirp LO의 구체적 설계 변수에 대해 논의하였다. 밀집 환경의 RFID 시스템에 제작된 컴프레시브 수신기의 적용 가능성을 판단하기 위해 대역 내에 최대 6개의 신호가 동시에 존재할 경우를 가정하여 주파수 정확도를 측정하였다. 또한 RFID 리더와 연동되는 컴프레시브 수신기의 수신 감도를 측정하여 제작된 컴프레시브 수신기가 실제 RFID 리더 운영 환경에 적합함을 확인하였다.

II. 동작 개념

컴프레시브 수신기의 압축 과정은 크게 MCM (Multiply Convolve Multiply) 구조와 CMC(Convolve Multiply Convolve) 구조로 나눌 수 있는데, 이는 시간 영역에서 믹서는 multiply를, DDL은 convolution을 의미하는 데서 정의되었다. 그러나 설계 개념이 비교적 명확하고 신호 탐지 확률 100%를 얻을 수 있는 MCM 구조가 주로 채택된다^[1]. 그림 1은 MCM 구조의 컴프레시브 수신기 구성을 나타낸 것이다.

컴프레시브 수신기의 DDL 대역폭을 B_L 이라 하고, 분산 지연 시간을 T 라 하면 스캔 속도 μ 는 식 (1)과

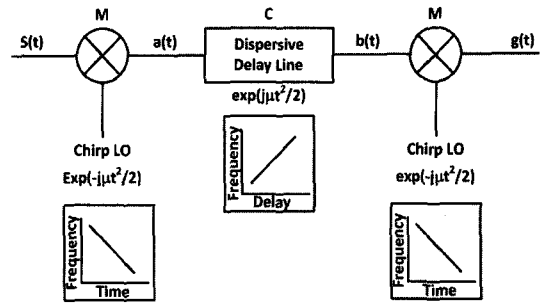


그림 1. MCM 구조의 컴프레시브 수신기
Fig. 1. Compressive receiver with MCM structure.

같이 정의된다.

$$\mu = \frac{2\pi B_L}{T} \quad (1)$$

그림 1에서 컴프레시브 수신기의 입력 신호가 $S(t)$ 라면 첫 번째 믹서의 출력 $a(t)$ 는 식 (2)와 같다.

$$a(t) = S(t) \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu t^2\right) \quad (2)$$

Chirp LO와 첫 번째 믹서에 의해 식 (2)와 같이 변조된 신호가 DDL을 통과하면 그 출력 $b(t)$ 는 $a(t)$ 와 DDL의 전달함수의 convolution으로 나타난다.

$$\begin{aligned} b(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} a(\tau) h(t-\tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu \tau^2\right) \exp\left[\frac{1}{2} j\mu (t-\tau)^2\right] d\tau \end{aligned} \quad (3)$$

첫 번째 믹서 출력의 경우와 마찬가지로 두 번째 믹서의 출력 $g(t)$ 는 $b(t)$ 와 두 번째 chirp LO의 multiply로 나타나므로 식 (4)와 같다.

$$g(t) = b(t) \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu t^2\right) \quad (4)$$

식 (3)을 식 (4)에 대입시키면, 입력 신호 $S(t)$ 에 대한 컴프레시브 수신기의 출력 신호는 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} g(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu \tau^2\right) \\ &\quad \exp\left[\frac{1}{2} j\mu (t-\tau)^2\right] \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu t^2\right) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau) \exp\left(-\frac{1}{2} j\mu \tau^2\right) d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

만약 $\omega = \mu t$ 라면, $g(t)$ 는 입력 신호 $S(t)$ 의 푸리에 변환(Fourier transform)이 된다. 결국 컴프레시브

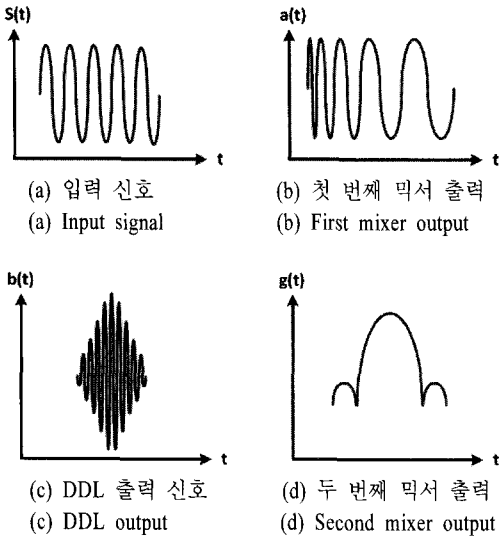


그림 2. 컴프레시브 수신기의 구간별 신호 형태
Fig. 2. Signal forms of the compressive receiver at several stages.

수신기는 주파수 영역의 신호를 시간 영역으로 변환하는 실시간 푸리에 변환 수신기이다. 그러나 컴프레시브 수신기의 DDL과 chirp LO는 식 (5)와 같이 무한대의 시간과 대역폭을 가질 수 없기 때문에 컴프레시브 수신기의 출력 펄스는 DDL의 대역폭과 분산 지연 시간에 따라 펄스폭과 부엽(sidelobe) 특성이 변화한다. 식 (5)로부터 DDL의 분산 지연 시간이 무한대이면, 출력 펄스는 임펄스(impulse) 형태로 나타나고 DDL의 분산 지연 시간이 짧아질수록 출력 펄스의 폭은 넓어진다.

그림 2는 그림 1과 같이 구성된 컴프레시브 수신기의 각 단계별 신호 특성을 시간 영역에서 개념적으로 나타낸 것이다. 컴프레시브 수신기에 입력된 신호는 chirp LO와 첫 번째 믹서를 거치면서 그림 2의 (b)처럼 chirp LO의 시간대 주파수 기울기에 따라 주파수가 변조된다. 이렇게 변조된 신호는 chirp LO의 시간대 주파수 기울기는 같고 방향이 반대인 균지연 특성을 갖는 DDL을 거친 후, 그림 2의 (c)와 같은 압축 펄스로 변환된다^[1]. 이때 DDL에서 출력되는 압축 펄스에는 고주파 성분이 포함되어 있는데, 이는 두 번째 chirp LO와 믹서를 거치면서 그림 2의 (d)에 표현된 것처럼 이론적으로는 기저 대역(baseband) 신호로 변환된다. 그러나 일반적인 컴프레시브 수신

기는 구현의 편의를 위해 MCM 구조 대신 MC 구조만으로 구현되며, 두 번째 믹서의 역할은 logarithmic 증폭기로 대체한다^[1].

III. 수신기 설계

3-1 설계 변수의 결정

DDL의 분산 지연 시간이 T 이고, 대역폭이 B_D 라면 스캔 비율 S 는 다음과 같이 정의된다.

$$S = B_D/T \quad (6)$$

컴프레시브 수신기에서 chirp LO의 스캔 대역폭은 고주파 입력 대역폭과 DDL 대역폭의 합과 같아야 하고 시간대 주파수 기울기는 DDL과 동일해야 한다^[1]. 따라서 chirp LO의 대역폭 B_{LO} 와 총 스캔 시간 T_{LO} 는 각각 식 (7), (8)과 같아야 한다.

$$B_{LO} = B_R + B_D \quad (7)$$

$$T_{LO} = \frac{B_R + B_D}{S} = \frac{(B_R + B_D)T}{B_D} \quad (8)$$

컴프레시브 수신기의 주파수 분해능은 압축 펄스의 펄스 폭에 의해 결정된다. 이 압축 펄스 폭은 DDL의 분산 지연 시간에 반비례하므로 주파수 분해능 Δf 는 식 (9)와 같이 정의할 수 있다.

$$\Delta f = k/T \quad (9)$$

여기서 k 는 비례 상수로 일반적으로 1과 2 사이의 값을 갖는데, DDL의 가중치 함수나 주파수 탐지 방식에 의해 그 값이 결정된다^[1].

한국의 UHF 대역 RFID 신호를 탐지하기 위해서 컴프레시브 수신기의 실시간 처리 대역폭은 6 MHz 이상이어야 하고 주파수 분해능은 200 kHz 미만이어야 하므로, DDL의 대역폭과 분산 지연 시간은 식 (7)과 (9)에 의해 각각 6 MHz, 10 μ s 이상이어야 한다. 만약 수신기의 입력 대역폭과 DDL의 대역폭을 동일하게 설계한다면 chirp LO의 대역폭은 12 MHz 이 되고, 식 (8)에 의해 스캔 시간은 20 μ s 이상이어야 한다. 이론적으로는 DDL의 분산 지연 시간이 길수록 주파수 분해능이나 압축 펄스의 특성이 좋아지지만 실제 DDL의 제작에 있어 크기, 가격, 구현의 용이성 등을 고려하여 13 μ s으로 결정하였다. 이렇

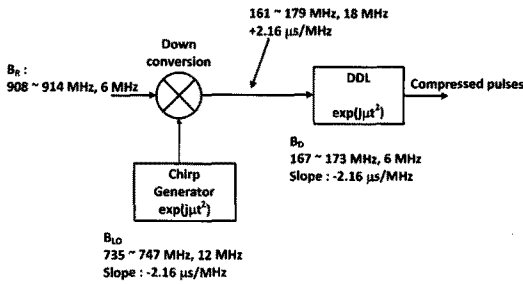


그림 3. 컴프레시브 수신기의 주요 설계 변수
Fig. 3. Main design parameters of the compressive receiver.

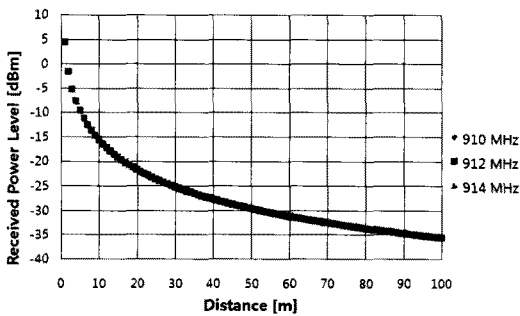


그림 4. 송신 출력이 36 dBm일 때 거리에 따른 수신 신호 세기
Fig. 4. Received power level vs. distance when the transmit power is 36 dBm.

계 결정된 컴프레시브 수신기의 주요 설계 항목은 그림 3과 같다.

RFID 리더에 내장된 컴프레시브 수신기의 수신 감도는 RFID 리더 운영 조건에 따라 다양하게 결정될 수 있으나, 본 논문에서는 반경 100 m 내에서 여러 리더가 동시에 운영되는 조건을 가정하여 감도를 결정하였다. 그림 4는 타 리더의 출력이 36 dBm(4 W)이고, 수신 안테나의 이득이 0 dB일 때, 거리에 따른 수신 신호 세기를 Friis 공식에 의해 나타낸 것이다. 계산 결과로부터 반경 100 m 이내에 존재하는 타 RFID 리더의 신호를 탐지하여 주파수를 회피하기 위한 컴프레시브 수신기의 감도는 RFID 리더 입력단을 기준으로 약 -40 dBm 이하이어야 한다.

3-2 DDL 설계

컴프레시브 수신기의 성능을 결정짓는 가장 중요한 요소인 DDL은 요구되는 대역폭과 분산 지연 시

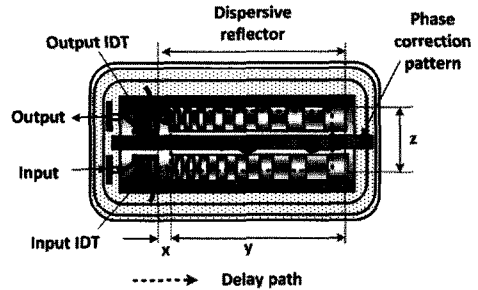


그림 5. SAW DDL의 구조
Fig. 5. Structure of SAW DDL.

간에 따라 여러 방법으로 구현될 수 있다. 초전도체를 이용한 방법^[5], meander line을 이용한 방법^[6], crimped 동축선을 이용한 방법^[7], 그리고 SAW 기술을 이용하는 방법^[8] 등이 있으며, 이중 수십 μ s 단위의 분산 지연 시간을 얻을 수 있는 SAW 방식이 가장 많이 이용된다^[1].

SAW DDL은 입출력 IDT(Interdigital Transducer)와 주파수에 따라 정밀하게 조정된 반사판으로 구성된다. IDT는 고주파 신호를 acoustic wave로 변환하거나 그 반대 과정을 수행하며, 반사판은 acoustic wave의 주파수에 따라 반사 위치를 분산시켜 원하는 지연 시간을 얻는다. 그림 5는 SAW DDL의 구성을 나타낸 것이다. 그림 5에서 SAW DDL의 지연 시간은 식 (10)과 같이 정의된다.

$$T|_{f_{max}} = (2x + z) / V_{SAW}$$

$$T|_{f_{min}} = (2x + 2y + z) / V_{SAW} \quad (10)$$

여기서, V_{SAW} 는 acoustic wave의 전달 속도이다.

2절에서 언급했듯이 컴프레시브 수신기는 실시간 푸리에 변환기와 동일한 개념으로 동작한다. 이론적으로 지속파(CW) 신호는 시간 영역에서 임펄스 신호로 나타나지만 실제 컴프레시브 수신기에서는 압축 시간이 제한되기 때문에 구형파 신호를 푸리에 변환하는 것과 유사한 압축 펄스를 출력한다. 구형파 신호를 푸리에 변환하면 시간 영역의 응답 특성에서 sidelobe의 크기는 mainlobe 크기보다 약 13.5 dB 낮게 나타난다^[1]. 이는 주파수 간격이 넓지 않은 두 신호가 동시에 컴프레시브 수신기에 입력되었을 때, 두 신호의 세기가 13.5 dB 이상 차이가 나면 세기가 작은 신호의 압축 펄스는 세기가 큰 신호의

sidelobe에 묻혀 측정될 수 없음을 의미한다.

여러 개의 리더가 반경 100 m 내에서 동시에 운영되는 환경에서 간섭될 수 있는 신호의 세기는 그림 4에서처럼 약 35 dB 차이가 날 수 있으므로 컴프레시브 수신기의 동시 입력 신호에 대한 동적 범위도 35 dB 이상이어야 한다. 이러한 문제는 DDL의 응답 특성에 특정 가중치를 더하므로 해결되는데 일반적으로 식 (11)과 같이 정의되는 cosine square pedestal 가중치를 적용한다. 여기서 K 는 0과 1 사이의 가중치 상수이며, $K=0.08$ 일 때 Hamming 가중치 함수로 정의된다^[1].

$$w(t) = K + (1 - K) \cos^2(\pi t / T) \quad (11)$$

그림 6은 Hamming 가중치가 적용된 DDL의 시간 응답 특성을 시뮬레이션한 결과이다. Hamming 가중치가 적용된 DDL을 이용하여 펄스 압축을 수행할 경우 sidelobe는 mainlobe에 비해 42.8 dB 낮게 나타난다. 앞서 언급했듯이 DDL의 군 지연 시간은 주파수에 따라 선형적으로 변화하므로 시간 영역에서의 Hamming 가중치는 주파수 영역에서 삽입 손실 응답 특성으로 동일하게 나타나게 된다. 따라서 그림 6에서 보이는 바와 같이 Hamming 가중치가 적용된 경우 삽입 손실 차는 약 20 dB 정도가 되므로 Hamming 가중치 DDL의 통과 대역 역시 20 dB 대역폭으로 정의되어야 한다.

SAW 기반의 DDL은 기관 재질에 따라 온도의 영향을 크게 받는데, DDL의 온도에 따른 편차는 컴프레시브 수신기의 주파수 오차로 나타난다. 따라서

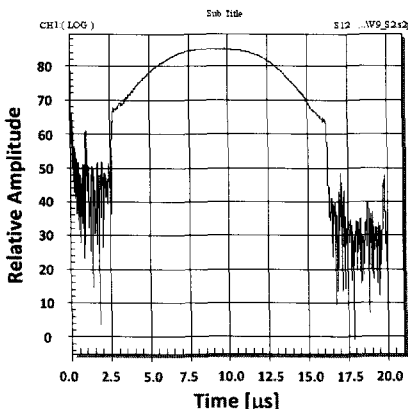


그림 6. Hamming 가중치의 시간 응답 특성
Fig. 6. Time response of Hamming weighting.

DDL 주변 온도에 대한 보상이 반드시 필요하다. DDL의 온도에 따른 주파수 편차 D_F 는 식 (12)와 같다.

$$D_F = G_d \times f_c \times D_T \quad (12)$$

여기서 G_d 는 DDL을 구현하기 위해 적용된 재질의 온도 이동계수, f_c 는 DDL의 중심 주파수, 그리고 D_T 는 DDL의 동작 온도 변화 범위를 나타낸다. DDL의 온도 보상계수와 온도 보상 전, 후의 주파수 정확도는 4절에서 논의하겠다.

3-3 Chirp LO 설계

본 논문에서는 Analog Device사의 AD9854 DDS를 이용하여 chirp LO를 설계하였다. DDS의 신호 발생을 위한 기준 클럭(reference clock)은 300 MHz를 적용하였고, 안정적인 주파수 출력을 위해 63~75 MHz 대역을 26 μ s 동안 선형적으로 출력하도록 하였다. 그림 3에서 결정된 chirp LO의 주파수 범위를 얻기 위해 672 MHz fixed LO를 통한 up conversion을 통해 735~747 MHz 대역의 chirp 신호를 발생하도록 하였다.

DDS에서 chirp 신호를 발생시키는데 필요한 변수들은 시작 주파수 f_1 , 제어 시간 간격 Δt , 변경 주파수 간격 Δf , 그리고 반복 주기 T_{LO} 이다. 그림 7에 chirp LO의 시간대 주파수 응답 특성을 나타내었다. DDS에서 발생되는 chirp 신호는 그림 7의 확대된 부분과 같이 계단형 응답 특성을 갖는데, 이러한 응답 특성은 압축 펄스 특성을 왜곡시킬 수 있으나, 제어 간격이 $T/1,000$ 미만이면 압축 펄스의 특성에 거의 영향을 미치지 않는다^[4]. 따라서 본 논문에서는 제어

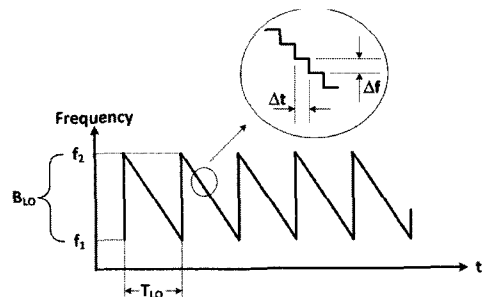


그림 7. Chirp LO의 시간대 주파수 응답 특성
Fig. 7. Time vs. frequency response of the chirp LO.

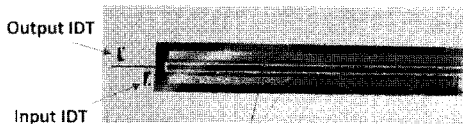
간격 Δt 를 10 ns으로 하였고, 제어 주파수 간격 Δf 는 식 (13)과 같이 결정하였다.

$$\begin{aligned} \Delta f &= \frac{\Delta t}{T_{LO}} (f_2 - f_1) \\ &= \frac{10 \text{ ns}}{26 \mu\text{s}} 12 \text{ MHz} \approx 4.62 \text{ kHz} \end{aligned} \quad (13)$$

IV. 제작 및 시험 결과

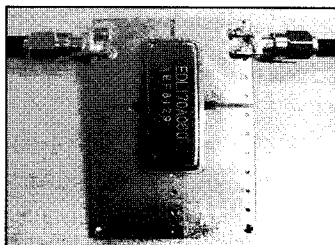
그림 8에 제작된 DDL과 시험 구성을 나타내었다. SAW DDL은 YZ cut LiNbO₃ 재질 기판에 구현되었으며, 상온에서 측정한 결과는 표 1과 같고, 주파수 응답 시험 결과는 그림 9와 같다. LiNbO₃ 재질 온도 이동 계수가 94 ppm이고, DDL의 동작 온도 범위가 -20~+60 °C라면, 온도에 따른 DDL의 주파수 편차는 식 (12)에 의해 중심 주파수를 기준으로 최대 ±640 kHz의 오차가 발생할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 컴프레시브 수신기에 온도 센서를 추가하여, DDL의 주파수 편차로 인한 주파수 측정 오차를 개선하였다.

제작된 DDS 기반의 chirp LO의 출력 주파수는 735~747 MHz로 DDL 대역폭의 2배인 12 MHz가 되도록 하였다. 또한 고속으로 DDS를 제어하는 디지털 신호로 발생하는 잡음으로 인한 컴프레시브 수신기의 수신 감도 저하를 방지하기 위해 chirp LO는 수



Dispersive reflector

- (a) 제작된 DDL chip
- (a) Fabricated DDL chip

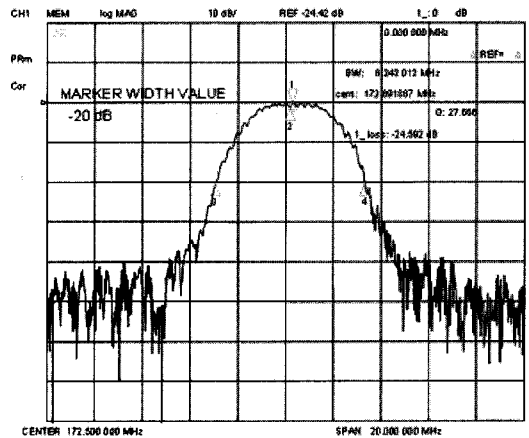


- (b) 패키징된 DDL 시험 구성
- (b) Test fixture of packaged DDL

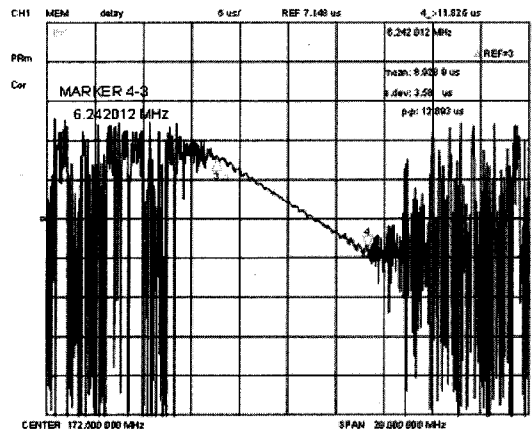
그림 8. 제작된 DDL과 시험 구성
Fig. 8. Fabricated DDL and test fixture.

표 1. 제작된 DDL 측정 결과
Table 1. Measured results of fabricated DDL.

| Parameter | Designed | Measured |
|-----------------------|----------|----------|
| Center frequency(MHz) | 170 | 172.69 |
| Bandwidth(MHz) | 6 | 6.24 |
| Dispersion(μ s) | 13 | 12.89 |
| Insertion loss(dB) | 35 | 24.59 |
| Slope(μ s/MHz) | -2.16 | -2.06 |



- (a) 주파수 응답 특성(S_{21} 의 크기)
- (a) Frequency response(magnitude of S_{21})



- (b) 군 지연 특성
- (b) Group delay characteristic

그림 9. 제작된 DDL의 주파수 응답 및 군 지연 특성
Fig. 9. Frequency response and group delay of fabricated DDL.

신기와 분리하여 구성하였다.

그림 10은 제작된 컴프레시브 수신기의 수신부이고, RFID 리더에 내장된 컴프레시브 수신기의 구성

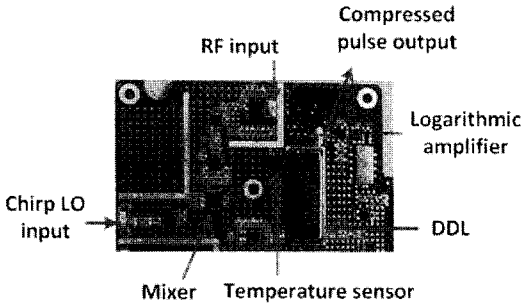


그림 10. 제작된 컴프레시브 수신기(chirp LO 제외)
 Fig. 10. Fabricated compressive receiver(excluding chirp LO).

은 그림 11과 같다. 컴프레시브 수신기의 front end 일부는 RFID 리더와 공유해야 하기 때문에 감도 개선 등을 위한 저잡음 증폭기 등을 수신기 입력단에 추가하는 것은 불가능하다.

컴프레시브 수신기가 내장된 RFID 리더는 송신 전 그림 11의 SPDT(Single Pole Double Thru) 스위치를 컴프레시브 수신기쪽에 연결시켜 컴프레시브 수신기를 이용해 송신을 위한 빈 채널을 찾아낸다. 이러한 동작은 마치 LBT(Listen Before Talk) 방식과 유사해 보이지만, 탐지 시간이 30 μ s에 불과해 RFID 리더의 주파수 호핑 시간에는 전혀 영향을 끼치지 않고, 태그와 통신 중인 다른 RFID 리더 신호를 충분히 찾아낼 수 있다. 그림 10에서 RF input으로 나타난 부분이 그림 11의 가변 감쇄기(variable attenuator)

입력단이다.

제작된 컴프레시브 수신기를 RFID 리더에 장착시켜 시험을 수행하였다. 컴프레시브 수신기가 6 MHz 대역폭으로 설계되었으나, RFID 리더의 대역 통과 필터(bandpass filter)에 의해 수신할 수 있는 주파수 대역은 910~914 MHz 대역으로 제한되어 시험은 4 MHz 대역에 대해서만 진행하였다. 또한 다중 신호를 모의하기 위해 HP사의 벡터 신호 발생기(Vector Signal Generator: VSG)를 신호원으로 사용하였다. 국내 관계 법령 변경에 의해 UHF 대역 RFID의 주파수 범위가 변경되었으나, 컴프레시브 수신기는 chirp LO의 주파수 범위만 조정해 주면 큰 변경 없이 적용이 가능하다.

그림 12는 VSG를 통해 -20 dBm 세기의 단일 신호(single tone)를 리더에 입력하였을 때 측정된 주파수 정확도이다. 식 (12)에서 언급된 DDL의 온도에 따른 주파수 편차로 인한 측정 오차와 온도 센서를 통한 온도 보정 후 오차를 같이 나타내었다. 실제 시험은 상온(+25 $^{\circ}$ C)에서 수행하였으나, 보드의 온도 상승으로 인해 125 kHz까지 오차가 발생한 것으로 판단된다. 온도 챔버(chamber)를 이용하여 운용 환경을 +60 $^{\circ}$ C까지 높여본 결과 주파수 오차는 최대 800 kHz로 나타났다. 이는 식 (12)를 통해 계산한 640 kHz를 초과하는 것으로 DDL의 가공오차나 전기적 오차에 의한 것으로 판단된다. DDL의 온도 보정은

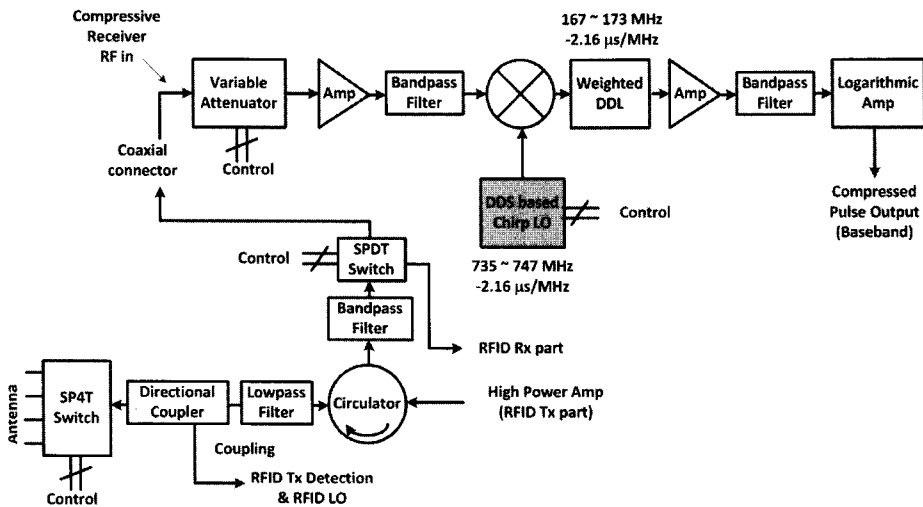


그림 11. RFID 리더에 내장된 컴프레시브 수신기의 구성도
 Fig. 11. Block diagram of compressive receiver installed in RFID reader.

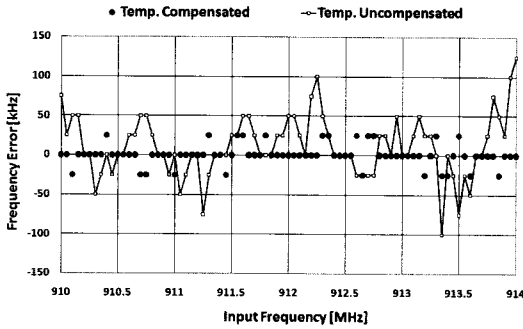


그림 12. 주파수 측정 오차(단일 신호)
Fig. 12. Measured frequency error(single tone).

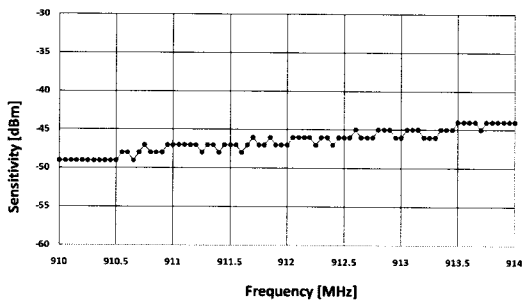


그림 13. RFID 리더에 내장된 컴프레시브 수신기의 수신 감도
Fig. 13. Sensitivity of compressive receiver installed in RFID reader.

그림 10에 나타난 것처럼 DDL 바로 옆에 위치한 온도 센서의 센싱 정보와 온도 보상전 주파수 측정 정보를 온도 보상 메모리에 장입하여 최종 출력단에서 보상하도록 하였고, 온도 보상은 $-20 \sim +60 \text{ }^\circ\text{C}$ 범위에서 $0.5 \text{ }^\circ\text{C}$ 간격으로 하였다. DDL 온도 보정을 거친 컴프레시브 수신기의 주파수 측정 오차는 전 주파수 대역에서 25 kHz(디지털 1 bit)를 초과하지 않았다.

그림 13은 RFID 리더의 front end를 포함한 컴프레시브 수신기의 감도를 나타낸 것이다. VSG에서 리더로 연결되는 고주파 동축 케이블의 손실을 고려하여 1 dB 단위로 신호 세기를 줄여 가면서 주파수가 측정되지 않는 바로 전 레벨을 수신 감도로 하였다. 이때, 주파수 측정 간격은 50 kHz로 하였다. 3절에서 언급한대로 36 dBm(4 W) 세기의 신호를 방사하는 반경 100 m 이내 RFID 리더 신호를 탐지하기 위해서 수신 감도는 -40 dBm 이하이어야 하는데, 측정 결과 최대 -44 dBm 으로 요구 조건을 만족하

였다.

그림 14는 다중 리더 운영 환경을 모의하기 위해 VSG를 통해 -20 dBm 세기로 911 MHz에서 913.5 MHz까지 500 kHz 간격으로 6개의 다중 신호(multitone)가 입력될 경우를 가정하여 주파수 오차를 측정 한 결과이다. 측정 정확도를 높이기 위해 동일한 조건에서 주파수 측정을 20회 반복하였고, 그림 14의 가로축은 측정 회수를 의미한다. 시험 결과 최대 주파수 오차는 75 kHz였다. 마지막으로 그림 15는 단일 신호 입력부터 6개 신호 동시 입력에 대한 RMS 오차와 최대 오차를 나타낸 그림이다. 이때 RMS 오차는 식 (14)와 같이 계산하였다.

$$error_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N k_n^2}{N}} \quad (14)$$

여기서 k_n 는 측정 오차, N 은 측정 회수를 의미한다.

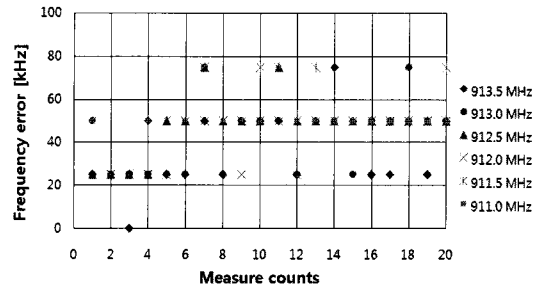


그림 14. 500 kHz 간격으로 동시 입력되는 6개 신호에 대한 주파수 측정 오차
Fig. 14. Measured frequency error for 6 tone simultaneous input signals with 500 kHz step.

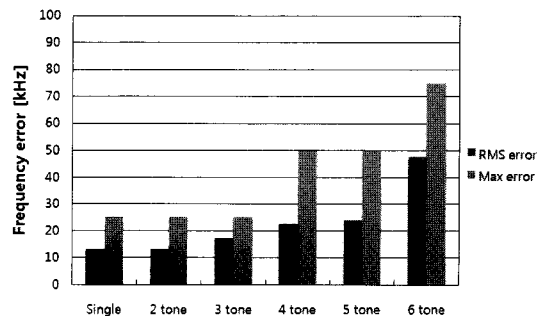


그림 15. 입력 신호 수에 따른 주파수 측정 오차
Fig. 15. Measured frequency error vs. the number of input signals.

V. 결 론

본 논문에서는 UHF 대역 RFID 신호 탐지를 위한 컴프레시브 수신기의 설계 방법을 제안하였고, 컴프레시브 수신기의 주요 구성품인 DDL과 chirp LO를 구현하였다. 컴프레시브 수신기의 동적 범위를 향상시키기 위해 DDL은 Hamming 가중치를 적용하여 제작되었고, chirp LO는 DDS를 이용하여 구현하였다. 이렇게 구현된 DDL과 chirp LO를 컴프레시브 수신기에 적용하여 RFID 리더 내부에 장착하였다. 온도 보상을 거친 컴프레시브 수신기의 주파수 측정 오차는 최대 75 kHz 이하로 RFID 리더의 한 채널 간격인 200 kHz를 넘지 않았다. 또한 RFID 리더의 front end를 포함한 컴프레시브 수신기의 수신 감도는 -44 dBm으로 이론적으로 반경 100 m 이내에 존재하는 RFID 리더 신호들을 탐지할 수 있었다.

제안된 방식을 사용하면 국내나 유럽 등 RFID 대역으로 허가된 주파수 범위가 북미 지역에 비해 상대적으로 매우 좁은 지역에서 주파수 호핑 방식을 사용하는 RFID 시스템의 전파 간섭 문제를 상당히 개선시켜 시스템 전체의 성능을 높일 수 있다.

향후 DDL의 분산 지연 시간과 대역폭을 확장하여 주파수 분해능을 포함한 컴프레시브 수신기의 성능을 개선할 예정이다.

참 고 문 헌

- [1] James B. Y. Tsui, *Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications*, John Wiley & Sons, pp. 278-328, 1986.
- [2] William E. Snelling, Evaggelos Geraniotis, "Analysis of compressive receivers for the optimal interception of frequency-hopped waveforms", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 1, pp. 127-138, Jan. 1994.
- [3] Kwok H. Li, Laurence B. Milstein, "On the use of a compressive receiver for signal detection", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 39, no. 4, pp. 557-566, Apr. 1991.
- [4] 조원상, 박동철, "DDS 기반의 chirp LO가 적용된 RFID 신호 탐지용 컴프레시브 수신기의 구현", *한국전자과학회논문지*, 20(11), pp. 1186-1193, 2009년 11월.
- [5] W. Gregory Lyons, Duane R. Arsenault, Alfredo C. Anderson, T. C. L. Gerhard, Peter G. Murphy, Mark M. Seaver, Rene R. Boisvert, Richard L. Slattery, and Richard W. Ralston, "High temperature superconductive wideband compressive receivers", *IEEE Transactions on MTTs*, vol. 44, no. 7, pp. 1258-1278, Jul. 1996.
- [6] H. S. Hewitt, "A computer designed 720 to 1 microwave compression filter", *IEEE Transactions on MTTs*, vol. 15, issue 12, pp. 687-694, 1967.
- [7] H. W. Fuller, "Broadband MW pulse compression using crimped coax delay lines", *Microwave Journal*, vol. 23, p. 52, Apr. 1980.
- [8] Jun-Ho Choi, Jong-Won Yang, Sun-Phil Nah, and Won Jang, "Design and fabrication of reflective array type wideband SAW dispersive delay line", *JKEES*, vol. 6, no. 2, pp. 110-116, Jun. 2006.

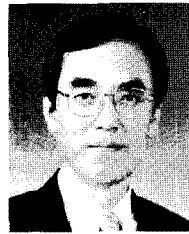
조 원 상



1997년 8월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2000년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2000년 1월~현재: (주)빅텍, 기술연구소 책임연구원
2002년 3월~현재: 충남대학교 전파

공학과 박사과정
[주 관심분야] RFID, 초고주파 회로 설계, 통신 시스템 등

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairman
1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairman
2000년~2001년: 한국전자파학회 회장
2005년~2007년: 대덕 Wireless 포럼 회장
1976년~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] Microwave and Millimeterwave Passive Components, Antennas, EMI/EMC