

900 MHz N-Path 필터를 이용한 Wake-Up 수신기 설계

Design of a 900 MHz Wake-Up Receiver Using an N-Path Filter

이 윤 기 · 김 영 식

Yoon-Ki Lee · Young-Sik Kim

요 약

본 연구에서 0.18 μm CMOS 공정을 이용하여 저 전력 무선 센서 노드(WSN)를 위한 wake-up 수신기(WuRx)를 설계하였다. 제안된 WuRx의 반송파 주파수는 900 MHz이고 에너지 효율을 높이기 위해 On-Off Keying(OOK) 변조 방식을 선택했다. 제작한 WuRx는 전력소모를 낮추기 위해 N-Path Passive 필터 회로와 저 전력 LC-디지털 제어 발진기(LC-DCO)를 설계하였고 선택 감도와 수신 감도를 높이기 위해 이중-IF 구조를 설계하였다. 제작된 WuRx는 저 전력 동작을 위해 1.2 V로 구동하였으며, 비트 에러율(BER) 10^{-3} 기준으로 전송률 10 kbps에서 수신감도 -84 dBm 과 148 μW 의 소모 전력으로 측정되었다.

Abstract

This work reports a 900 MHz wake-up receiver developed using 0.18 μm CMOS technology to reduce the power consumption of a Wireless Sensor Node(WSN). It employs the on-off-keying(OOK) modulation scheme for low power operation. N-path passive filters and an ultra-low power LC digitally controlled oscillator(LC-DCO) were designed. Additionally, a Dual-IF was adopted for lower sensitivity. The chip was tested at 1.2 V supply for low power operation. The measured results showed that the sensitivity and power consumption were -84 dBm and 148 μW , respectively, with a 10 kbps data rate and bit error rate(BER) of 10^{-3} .

Key words: Wireless Sensor Networks, Wake-Up Receiver, N-Path Filter, Dual-IF

I. 서 론

최근 무선 센서 네트워크(WSN)는 다양한 센서 데이터 수집 요구에 따라 급속히 발전하고 있다. 이러한 WSN은 센서가 장착된 자율 노드로 구성이 되는데, 수신감도, 칩면적, 시스템의 긴 배터리 수명 보장 그리고 저렴한 가격이 중요한 요소이다. 특히, 시스템의 긴 배터리 수명 보장을 위한 에너지 소비는 중요한 연구 과제이다. Wake-up 수신기(WuRx)는 불필요하게 중복되는 에너지 소비를 줄

이고, 효율적인 네트워크 프로토콜 설계를 가능하게 한다.

WuRx의 원리는 다음과 같다. 주 무선 센서 모듈의 전력소모를 줄이기 위해 자신이 필요한 상태가 아니면 비활성화 모드로 동작한다. 반면, 주 무선 센서 모듈과 함께 있는 WuRx는 항상 켜져 있으며, wake-up 신호를 받으면 수신한 ID와 자신의 ID를 비교하여 일치할 경우 wake-up Interrupt 신호를 주 무선 센서 모듈에게 전달하여 활성화 시킨다^[1]. Wake-up Receiver 기술은 다양한 분야에 적용되고 있다. 대표적으로 적용된 예로는 건강, 환경, 그리고

한동대학교 정보통신공학과(Department of Information Communication Engineering, Handong University)

· Manuscript received September 10, 2019 ; Revised October 24, 2019 ; Accepted October 24, 2019. (ID No. 20190910-083)

· Corresponding Author: Young-Sik Kim (e-mail: young@handong.edu)

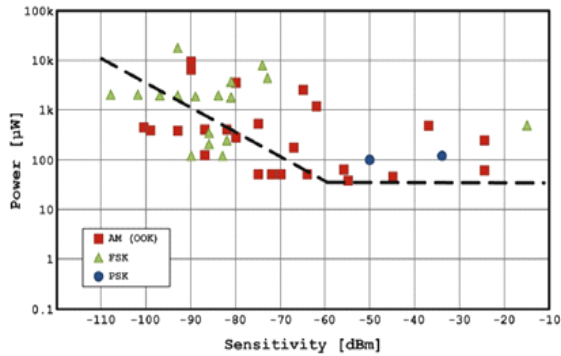


그림 1. 전력 대 수신감도 그래프^[3]
Fig. 1. Radio's power versus sensitivity^[3].

안보 분야까지 상시 모니터링이 필요한 다양한 응용분야에 적용되고 있다^[2].

WuRx는 항상 켜져 있기 때문에 초저 전력 동작이 필수적이다. 그리고 무선 수신기의 경우, 전력 소모와 수신감도는 상충관계가 있어 용도에 맞게 설계해야 한다. 그림 1은 변조방식에 따라서 WuRx의 수신감도와 전력 소모의 상충관계를 나타낸다. 수신감도 -80 dBm보다 낮은 wake-up 수신기는 $200 \mu\text{W}$ 이상의 전력을 소모하고 있다^[3].

본 연구는 수신감도 -80 dBm 이하로 우수한 수신감도를 가짐과 동시에 $200 \mu\text{W}$ 이하의 초저 전력을 소모하는 wake-up 수신기를 설계하고자 한다.

II. 다양한 Wake-Up 수신 방식

2-1 Envelop Detection WuRx

Envelop detection 방식의 WuRx는 OOK 변조 방식으로 RF 신호의 envelop를 직접 검파하는 zero-IF 수신기로 구현한다. 이 방법은 전력 소모를 크게 낮출 수 있고, 허수 주파수 성분이 없는 장점이 존재한다. 그러나 넓은 영역을 self mixing하는 동작에 의해 수신 감도에 한계가 존재하며, out-of-band의 간섭 신호들을 제거할 능력을 갖추지 못하는 단점이 존재한다^[4].

2-2 Uncertain-IF WuRx

Uncertain-IF WuRx 구조는 OOK 변조에서 사용되며, 고

정되어 있지 않은 낮은 정확도를 가진 LO를 사용함으로써 전력을 많이 소비하는 위상 고정 루프(PLL)의 제거가 가능하게 되었다. Uncertain-IF WuRx는 envelope detection WuRx와 다르게 간섭 신호들에 대한 면역력을 가지고 있다. 그러나 마찬가지로 저 잡음 증폭기(LNA)가 없는 것과 IF 대역폭이 넓기 때문인 것은 수신 감도를 제한하는 요인이 된다^[5].

2-3 Low-IF WuRx

Low-IF WuRx는 정확한 LO 신호를 가지고 있다는 특징이 있다. 이는 IF 대역폭을 감소시켜 수신 감도 및 간섭 신호를 제거하는 능력을 증가시킨다. 그러나 높은 quality factor(Q) 값을 가지는 crystal 공진기로부터 주입되어 발생하는 LO 신호이기 때문에, RF 주파수가 높아질 경우, 전력 손실이 크게 증가한다. 따라서 높은 비용과 전력 손실로 인한 단점이 존재한다^[6].

III. Wake-Up 수신기 설계

3-1 WuRx 전체 구조

본 연구에서는 그림 2에 나타난 이중-IF 구조를 가지는 WuRx를 설계하였다. 먼저, RF 신호는 front end matching network(FEMN)을 통해 임피던스 정합 및 BPF 기능을 한다. 필터를 통과한 RF 신호는 LC-DCO에서 생성된 국부 발진기(local oscillator: LO) 신호와 믹서를 통해 1차 IF 대역 신호로 변환하고, 2차 IF 변환회로와 비교기를 디지털 기저대역으로 신호를 변환 후 마지막으로 디지털 상관기를 통해 wake-up ID를 검출한다.

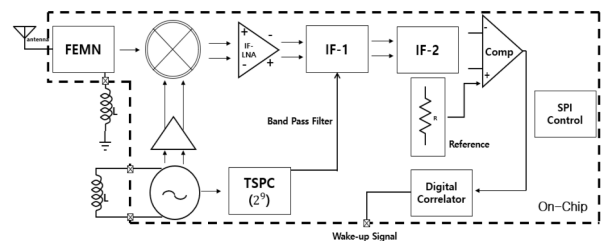


그림 2. WuRx 전체 블록도
Fig. 2. Block diagram of the proposed WuRx.

3-2 Front End Matching Network

RF 신호는 matching network를 통해 임피던스 정합 및 BPF 기능을 한다. 회로의 모델링 및 회로도도 그림 3과 같이 설계가 가능하며, 식 (1)~식 (4)를 바탕으로 계산 후 Smith Chart를 이용하여 임피던스를 매칭하였다.

$$R_{ip} = R_l(1 + Q_L^2) \quad (1)$$

$$R_{eq} = R_s \frac{R_s}{1 + (wR_s C_2)^2} (1 + Q_C^2) \quad (2)$$

$$Z_{out}(w_o) = R_{eq}(w_o) \approx \frac{w_o L_1 Q_L}{2} \quad (3)$$

$$\rightarrow |A_{v0}(w_o)| \approx \sqrt{\frac{w_o L_1 Q_L}{R_s}} \quad (4)$$

식 (4)와 같이 임피던스 변환을 통해 전압 이득을 가질 수 있고, 외부 인덕터와 내부 가변 커패시터를 이용하여 BPF 구간 및 Q 값을 개선할 수 있다^[7].

3-3 N-Path Passive 필터

N-path 필터는 CMOS 공정에서 인덕터를 사용하지 않고 High Q 필터 설계를 가능하게 한 기술이며, 본 설계에서는 N-PPM(N-Path Passive Mixer)을 사용하는 협대역 하향 변환 믹서 설계에 사용했다. 일반적으로 N-PPM은 그림 4(a)와 같이 모델링되며, LO 신호는 중첩되지 않는 N 개의 위상의 LO 신호에 의해 구동된다. 또한 이 기술은 그림 4(b)에서 나타난 것과 같이, 동시에 기저 대역의 LPF 주파수 응답을 RF 입력 노드로 주파수 상향 기능도 가지

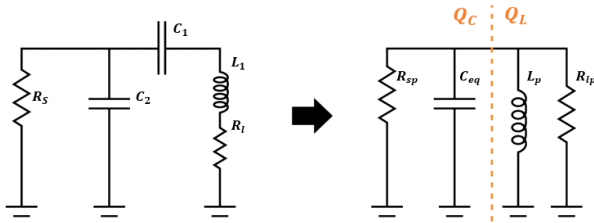
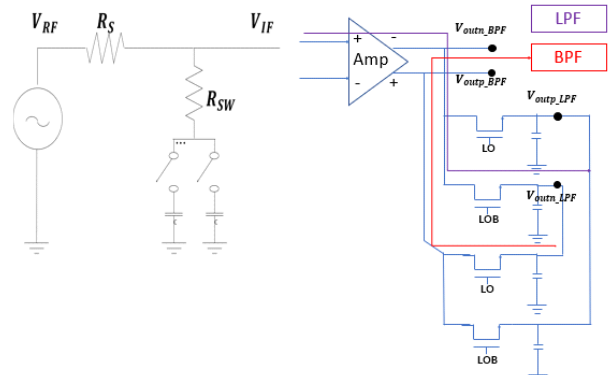


그림 3. 부하없는 matching network 모델링

Fig. 3. RF matching network model and its equivalent model without two passive path mixer.



(a) N-path passive mixer (b) 저역통과 필터(보라)와 통과 대역 필터(빨강)
(b) LPF and BPF using N-path passive mixer.

그림 4. N-path passive 필터

Fig. 4. N-path passive filter.

고 있다. 상향 변환기는 LO 주파수를 기준으로 High Q 통과대역필터(BPF) 역할을 하며, N-PPM의 주요 장점 중 하나라고 할 수 있다^[8].

특히, RF 앞단 설계에 있어서 mixer는 LO 저 전력 소모를 위해 two-path passive mixer를 사용하였다. 그림 5는 two-path passive mixer의 동작 모델을 나타낸다.

먼저, LO 신호가 RF 신호와 동일했을 때, Zero-IF 수신기로 동작하는데 식 (5)~식 (8)과 같이 커패시터 전압에 대한 식으로 정리할 수 있다.

$$V_{RF}(t) = A_{RF}(t) \cos(w_{RF}t + \phi_{RF}(t)) \quad (5)$$

$$\frac{V_{c,m}}{R_{IF}} = \frac{2}{T_{LO}} \int_{\frac{T_{LO}}{2} \left(m - \frac{1}{2} \right)}^{\frac{T_{LO}}{2} \left(m + \frac{1}{2} \right)} I_{C_{IF}}(t) dt \quad (6)$$

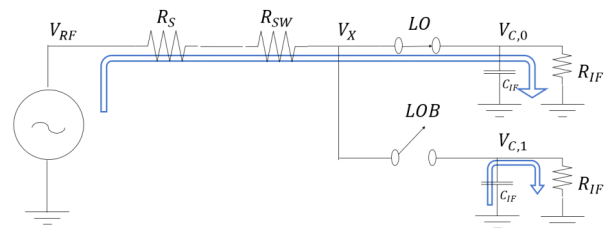


그림 5. Two path passive mixer 모델링

Fig. 5. Single to differential two-path passive mixer model.

$$Q_{RF_m} = \int_{\frac{T_{LO}}{2}(m-\frac{1}{2})}^{\frac{T_{LO}}{2}(m+\frac{1}{2})} \frac{V_{RF}(t) - V_{c,m}}{R_s + R_{sw}} dt$$

$$= \frac{V_{c,m} T_{LO}}{R_{IF}} \quad (7)$$

$$V_{c,m} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{R_{IF}}{R_{IF} + 2(R_s + R_{sw})} \right] A_{RF} \cos(m\pi + \phi_{RF})$$

$$m = 0, 1 \quad (8)$$

식 (8)에서 RF 위상 ϕ_{RF} 에 의해 아래쪽 커패시터 전압, $V_{c,m}$ 에 영향을 준다는 사실을 알 수 있으며, 이는 zero-IF 수신기 구조에 적합하지 않다는 것을 유추할 수 있다. 따라서 제안된 Two-Path Passive Mixer는 위상이 180° 다른 두 개의 LO 신호를 이용하여 IF 단으로 RF 신호를 하향 변환하는 방법을 이용하였다.

$$V_{c,m} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{R_{IF}}{R_{IF} + 2(R_s + R_{sw})} \right] A_{RF}$$

$$\times [\cos(w_{IF}t + \phi_{RF} + m\pi) + \cos(-w_{IF}t - \phi_{RF} + m\pi)] \quad (9)$$

식 (9)에서 w_{IF} 에 의해 위상 ϕ_{RF} 에 대한 전압 변화가 제거된다는 것을 알 수 있고, IF 신호를 이끌어낼 수 있음을 의미한다. 이를 기반으로 Two-Path Passive Mixer의 입력 임피던스를 그림 6과 식 (10)과 같이 얻을 수 있다^[9].

$$Z_{in}(nw_{LO} + w_{IF}) = [R_{sw} + (R_{sh,n} \parallel R_{IF}) \parallel \frac{1}{jn w_{IF} C_{IF}}] \quad (10)$$

제안된 N-Path Passive 필터는 이전에 언급했던 Low-IF 구조와 같이 높은 Q 값을 얻기 위해 비싸고 Q 값이 좋은 Crystal을 사용할 필요가 없다. 따라서 비용 절감 및 면적을 줄일 수 있다.

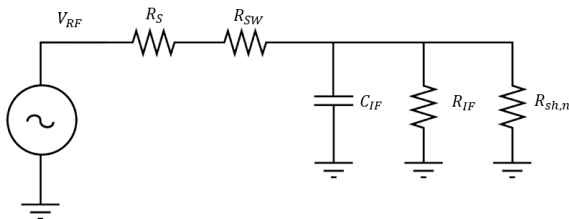


그림 6. 정상 상태의 헤테로다인 passive mixer 모델^[9]
Fig. 6. Steady-state heterodyne passive mixer^[9].

3-4 LC-디지털 제어 발진기(LC-DCO)

그림 7(a)는 저 전력 LC-DCO의 회로이다. 제안한 LC-DCO는 전류를 재사용하는 cross-coupled LC-DCO 형태로 설계하였다. 특히, 본 설계는 NMOS와 PMOS가 쌍으로 cross-coupled되므로 transconductances가 향상되고, symmetric하므로 $1/f$ 잡음이 up conversion되는 것을 줄여준다. 이를 통해 전력 향상 효과를 얻을 수 있다.

LC-DCO 회로의 공진주파수는 식 (11)과 같이 주어진다. 그리고 SPI 제어를 통해 5 bits 내부 커패시터를 조정할 수 있도록 설계하여 PVT 변화에 대응할 수 있게 된다. 그림 8은

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2}{LC}} \quad (11)$$

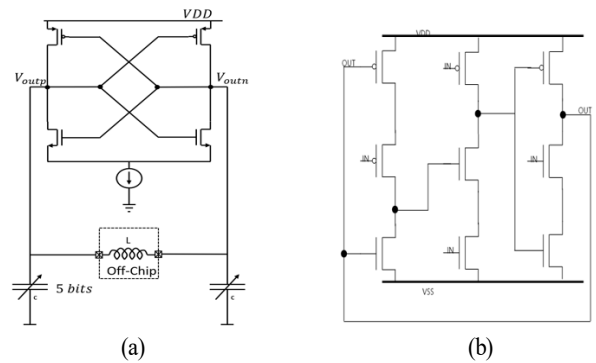


그림 7. (a) LC-DCO 회로도, (b) TSPC 회로도

Fig. 7. Schematic of (a) ultra low power LC-DCO and (b) TSPC.

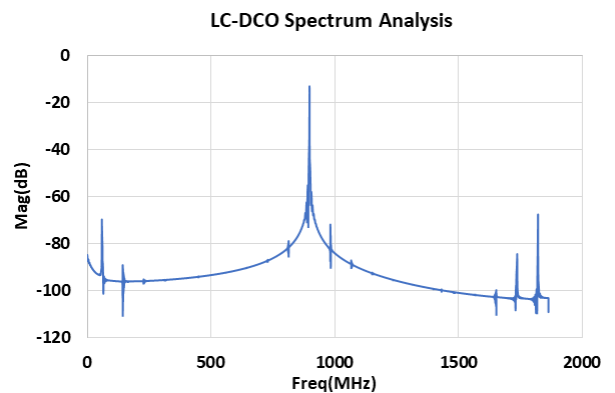


그림 8. 디지털 제어 발진기의 스펙트럼 분석 결과
Fig. 8. Simulated spectrum analysis of LC-DCO.

회로의 시뮬레이션 결과이다. 그림 7(b)의 true single-phase clock(TSPC) 회로는 LO 신호를 IF 단 Clock 주파수로 낮추는 분주기이다. 이 Clock은 IF-1 영역에 있는 BPF와 LPF 회로의 N-path filter의 스위칭 신호를 제공한다^[10].

3-5 IF 대역 LNA 설계

하향 변환 Mixer를 통과한 IF 대역 신호는 후단의 잡음 영향을 줄이기 위해 LNA로 증폭한다. 그림 9의 LNA 회로는 입력 신호를 AC 결합 방식으로 고역 통과 필터(high pass filter: HPF)의 형태를 나타내고 있으며, 저주파수인 flicker 잡음을 줄이는 역할과 DC offset을 제거하는 역할을 한다.

저 전력 동작을 위해 제안된 Ultra low power(ULP) LNA는 Inverter를 기반으로 한 저항 feedback 구조를 사용하였다. 식 (12)는 제안된 IF-LNA의 이득에 관한 전압 이득 식을 나타낸다.

$$A_{v,IF-LNA} = -\frac{g_{m,n} + g_{m,p}}{g_{ds,n} + g_{ds,p}} \quad (12)$$

이를 통해, 기존에 LNA가 없어서 수신감도가 낮았던 Uncertain-IF WuRx와 다르게, 본 WuRx는 IF-LNA 설계로 WuRx의 전력 소모 및 잡음 성능을 개선하였다^{[11],[12]}.

3-6 이중-IF 구조

수신 감도를 높이기 위해 비교기 전에 협대역 필터로 잡음을 충분히 제거해야 한다. 그림 10과 그림 11은 앞서

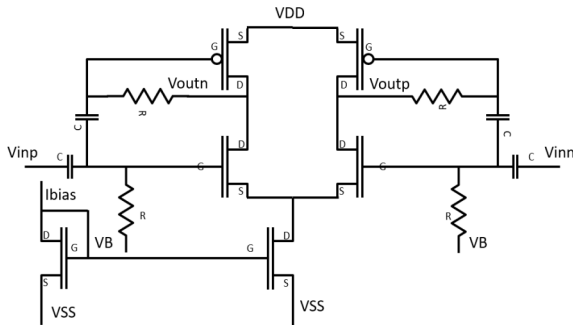


그림 9. IF-LNA 회로도
Fig. 9. Schematic of IF-LNA.

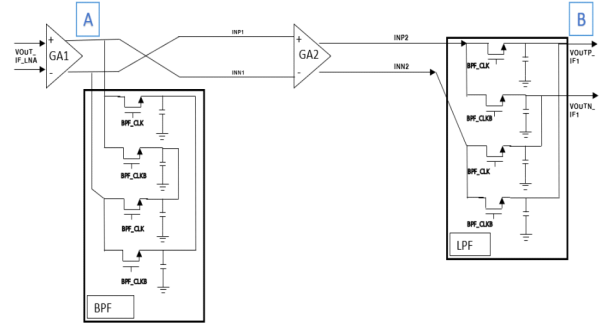


그림 10. IF-1 대역 블록도
Fig. 10. Block diagram of IF-1 band.

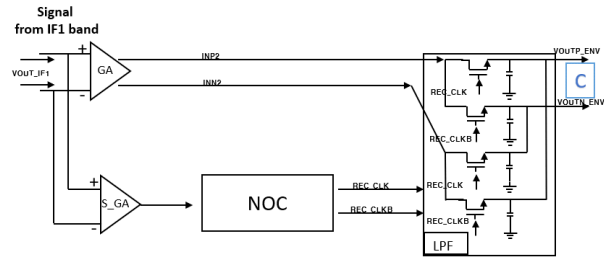


그림 11. IF-2 대역 블록도
Fig. 11. Block diagram of IF-2 band.

그림 2의 IF-1과 IF-2 블록의 내부 회로를 나타낸다. 그림 10의 IF-1 대역에서는 이득 증폭기 GA1을 통해 증폭하며, 이득은 식 (13)과 같다. 그리고 BPF는 협대역 필터 역할로 식 (14)와 같이 주파수 간섭(interference rejection ratio: IRR)을 억제하는 기능을 한다. 다음으로 IF-1 대역에서 IF-2 대역으로 신호를 하향 주파수 변환하기 위해 LPF를 사용하며, N-PPM을 이용하여 설계하였다. 본 설계에서 BPF는 1 MHz 협대역을 가지며, LPF 통과한 신호는 250 kHz 대역폭을 줄여 잡음을 제거한다.

$$A_{v,GA} = \frac{A_{v0,GA} Z_{in,BPF}}{R_{GA,out} + Z_{in,BPF}} \quad (13)$$

$$IRR_{IF1,max} = \left(\frac{R_{VGA2out} + 2R_{sw,IF1-PM2}}{4R_{sw,IF1-PM2}} \right)^2 \quad (14)$$

IF-1 대역에서 출력으로 나온 신호는 IF-2 블록에 들어가며, IF-2 블록은 신호를 self-mixing 함으로 불완전한 LO 신호의 주파수 불확실성을 보완하였다^[13].

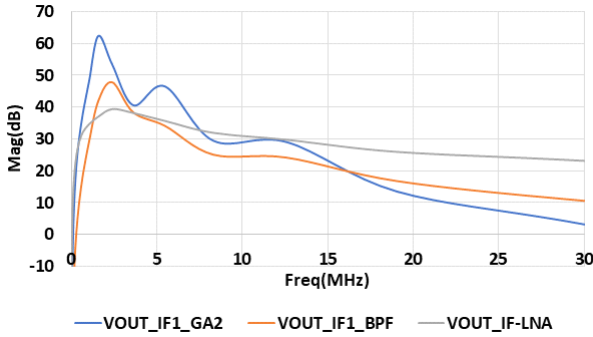


그림 12. IF-LNA, Node A, Node B 주파수 응답 그래프
Fig. 12. Frequency response of IF-LNA, GA1 and GA2.

위 IF-1, IF-2 대역은 N-PPM 구조를 통해 저가 구현이 가능하며, high-Q 필터링과 간섭 제거 성능까지 가지는 WuRx 설계가 가능하다. 본 설계에서 각 구간의 시뮬레이션결과 이득은 그림 12와 같다. 그림 10에서 IF-LNA와 Node A, B의 출력 특성을 나타낸다. 최종 BPF를 통해 2 MHz 중심 주파수에 1MHz 대역폭을 가지는 것을 확인할 수 있다.

IV. 실험 및 측정결과

본 WuRx는 180 nm CMOS 공정을 이용하여 구현되어졌으며, 칩 면적은 $3.8 \times 3.8 \text{ mm}^2$ 이며, 해당 WuRx의 면적은 $3.8 \times 1.9 \text{ mm}^2$ 다. 그림 13과 그림 14는 WuRx 실험 PCB 보드와 WuRx 신호 측정을 통한 BER 실험 순서도이다.

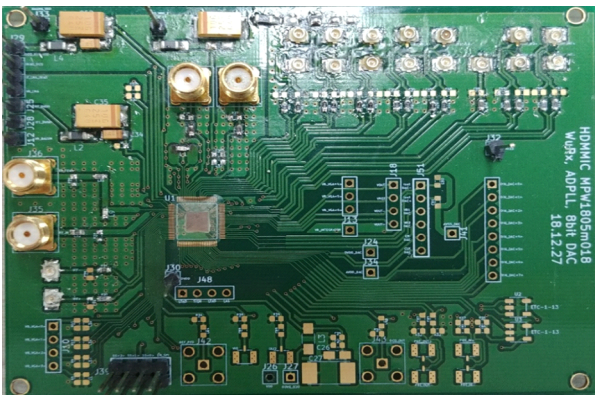


그림 13. WuRx 실험 PCB 보드
Fig. 13. WuRx test PCB board.

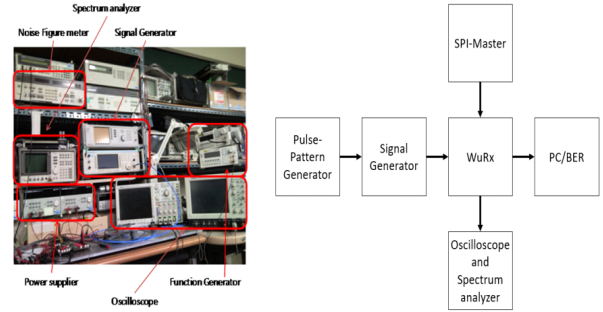


그림 14. 측정 장비 및 BER 실험 순서도
Fig. 14. Measuring equipment setup and BER test flow chart.

실험 순서는 다음과 같다. 먼저, RF signal generator를 이용하여 900 MHz 대역 OOK 변조 신호를 만든다. 이후 가변 감쇄기를 이용해서 Power를 조절하여 제작한 WuRx에 감쇄된 RF 신호를 인가하였다. 오실로스코프와 spectrum analyzer, network analyzer 그리고 noise figure meter를 통해 측정을 진행하였고, PC에서 python을 이용해 BER 실험을 진행하였다. 1.8 V로 동작하는 SPI를 칩 내부에 synopsys tool을 사용하여 설계하여 WuRx 각 영역들의 on/off 및 이득 조절하는 것을 가능하게 하였다.

제안된 WuRx에 1.2 V 전압을 인가하며, RF 처음 부분인 matching network에서 전압 이득 9 dB를 얻었다. 외부 인덕터 값은 4.7 nH를 사용하며, network analyzer를 통해 그림 15와 같이 900 MHz에서 임피던스 매칭 회로를 구현하였다.

900 MHz RF 신호는 898 MHz인 LO 신호와 Two-Path Passive Mixer를 통해 2 MHz IF-1 대역으로 변환하였다. IF 대역에서 주파수 시험 결과, IF-LNA를 통해 29 dB의 전압 이득과 4 MHz 대역폭을 가진다.

대역폭이 2 MHz인 IF-1 대역 신호는 이중-IF 구조에서 OOK 신호를 증폭하고, 간섭 신호를 제거한다. 그림 10에서 A 구간과 B 구간에 대한 그래프는 그림 17 및 그림 18을 통해 BPF를 통과했을 때 신호의 그래프와 IF1-대역을 통과했을 때의 결과를 확인할 수 있다. 그림 19는 그림 11에서 C 구간에 대한 오실로스코프 측정결과를 보여주며, self-mixing을 통해 envelope detector 역할을 하는 것을 확인할 수 있다. 측정된 과정에서 RF 입력 신호는 -70 dBm 이며, 전송률은 20 kbps이고, Tektronix의 Oscilloscope를 사

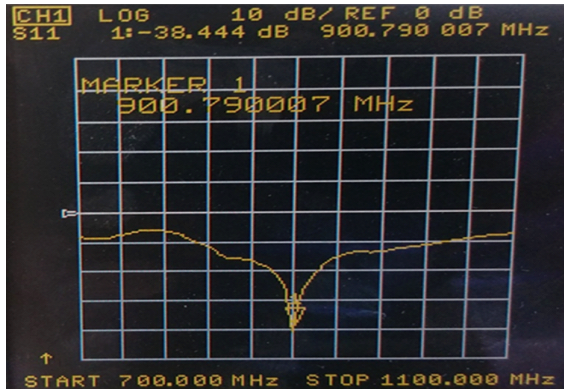


그림 15. S_{11} 측정 결과
Fig. 15. S_{11} measurement.

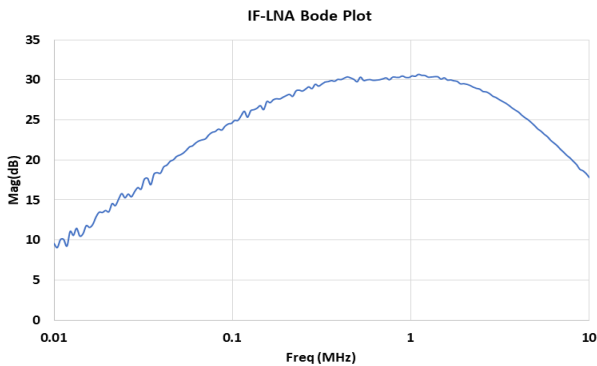


그림 16. IF-LNA의 주파수 응답 그래프
Fig. 16. Frequency response plot of IF-LNA.

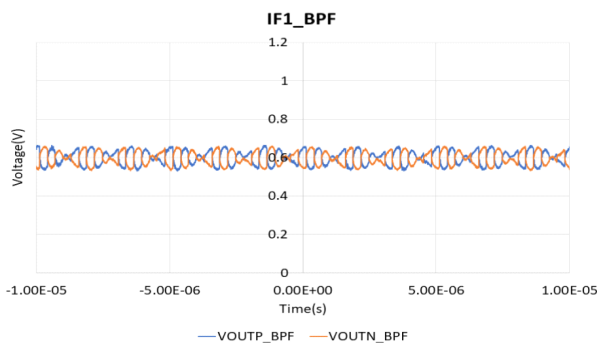


그림 17. A 노드에서 전송률 20 kbps, 입력 RF 신호 -70 dBm, WuRx의 신호 경로에 따른 transient 응답 측정 그래프
Fig. 17. Measured transient response along the signal path of the WuRx at 20 kbps data rate and -70 dBm sensitivity.

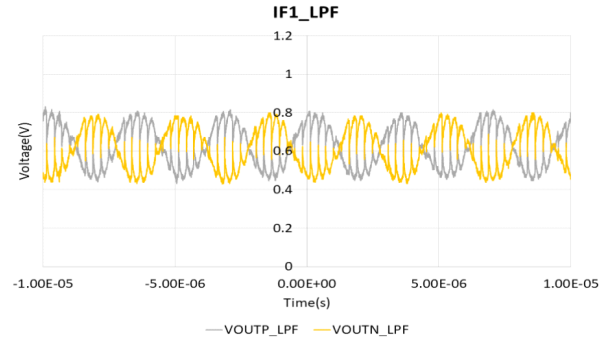


그림 18. B 노드에서 전송률 20 kbps, 입력 RF 신호 -70 dBm, WuRx의 신호 경로에 따른 transient 응답 측정 그래프

Fig. 18. Measured transient response along the signal path of the WuRx at 20 kbps data rate and -70 dBm sensitivity.

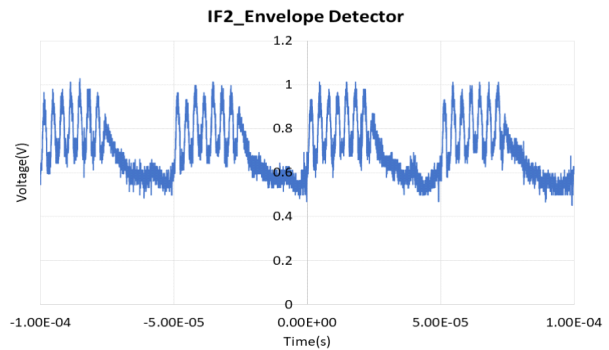


그림 19. C 노드에서 전송률 20 kbps, WuRx의 신호 경로에 따른 transient 응답 측정 그래프

Fig. 19. Measured transient response along the signal path of the WuRx at 20 kbps data rate and -70 dBm sensitivity.

용하여 측정하였다.

최종 기저대역에서 정합 필터 작업을 통해 WuRx 복조 신호를 검출하고, 송신 신호와 비교하여 BER을 측정하였다. 측정된 결과 성능은 보면 반송파 900 MHz, 10 kbps 전송률을 가진 입력 RF 신호를 넣었을 때 수신 감도가 -84 dBm일 때, 10^{-3} BER을 가지는 것을 확인할 수 있다. 그리고 제작된 칩의 전체 전력소모는 $148 \mu\text{W}$ 이고, 개별 회로의 전력 소모는 분포는 그림 21에 나타낸다. LC-DCO, DCO-Buffer, TSPC에서 전체 전력의 60 % 이상을 소비하고 있다.

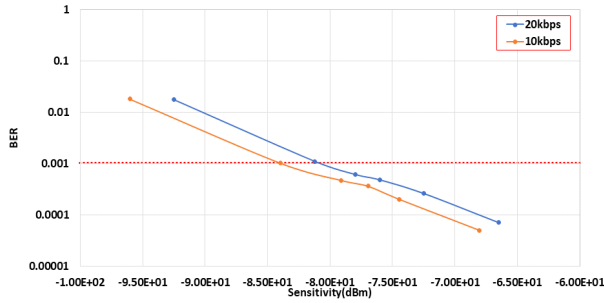


그림 20. 전송률에 따른 측정된 WuRx BER
Fig. 20. Measured WuRx BER based on data rates.

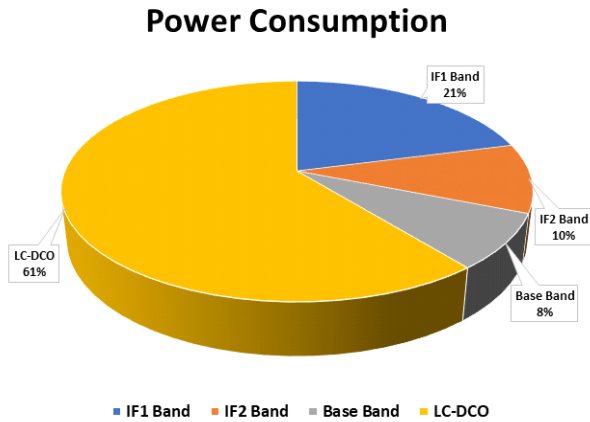


그림 21. WuRx 전력 그래프
Fig. 21. Measured power consumption of WuRx.

표 1. 성능 비교표

Table 1. The comparison of performance.

	Ref. [4]	Ref. [5]	Ref. [6]	This Work
Architecture	Envelope detection	Uncertain-IF	Low-IF	Dual-IF with N-Path filter
Sensitivity	-41 dBm	-72 dBm	-70 dBm	-84 dBm
Power consumption	98 nW	52 μ W	44 μ W	148 μ W
Data rate	100 kbps	100 kbps	200 kbps	10 kbps

V. 결 론

본 논문에서는 0.18 μ m CMOS 공정으로 900 MHz 대역의 wake-up 수신기를 설계하였다. 설계된 wake-up 수신

기는 LC 공진 방식의 LC-디지털 제어 발진기, Two-Path Passive Mixer, IF-LNA, 이득 증폭기, BPF, LPF, 비교기로 구성되어 있으며, 이중-IF 구조를 이용하여 간섭 신호를 제거하고, LO 신호의 불완전성도 해결하여 온전한 신호만 증폭하는 결과를 가질 수 있었다. 설계 제작한 wake-up 수신기의 측정결과, 전송률 10 kbps에서 수신감도 -84 dBm, 전력 148 μ W를 가졌으며, matching network에서 9 dB의 이득과 IF-LNA를 통한 29 dB 이득, 전압 증폭기에서 각각 12 dB 이득을 가지고, IF-2 대역에서 Self-Mixing을 통해 3 dB의 이득을 가지므로 IF-2 대역까지 59 dB의 총 이득을 가졌다.

제작된 Wake-up 수신기는 CMOS로 집적 설계되어 있으며, 비교적 좋은 수신감도와 전력을 가지고 있어서 무선 센서 네트워크 환경에서 용이하게 사용될 것이다.

References

- [1] E. Y. A. Lin, J. M. Rabaey, and A. Wolisz, "Power-efficient rendez-vous schemes for dense wireless sensor networks," in *2004 IEEE International Conference on Communications*, Paris, Jun. 2004, vol. 7, pp. 3769-3776.
- [2] W. Zhou, J. Rabaey, "Energy detection technique for ultra-low power high sensitivity wake-up receiver," in *2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Beijing, 2013, pp. 1857-1860.
- [3] P. P. Mercier, A. P. Chandrakasan, *Ultra-Low-Power Short-Range Radios*, Cham, Switzerland, Springer, pp. 146-147, 2015.
- [4] E. Roberts, D. D. Wentzloff, "A 98 nW wake-up radio for wireless body area networks," in *2012 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, Montreal, QC, 2012, pp. 373-376.
- [5] N. M. Pletcher, S. Gambini, and J. M. Rabaey, "A 2 GHz 52 μ W wake-up receiver with -72 dBm sensitivity using uncertain-IF architecture," in *2008 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers*, San Francisco, CA, 2008, pp. 524-633.
- [6] J. Pandey, J. Shi, and B. Otis, "A 120 μ W MICS/ISM-

- band FSK receiver with a 44 μ W low-power mode based on injection-locking and $9\times$ frequency multiplication," in *2011 IEEE International Solid-State Circuits Conference*, San Francisco, CA, 2011, pp. 460-462.
- [7] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, New York, NY, McGraw Hill, 2001.
- [8] E. A. M. Klumperink, H. J. Westerveld, and B. Nauta, "N-path filters and mixer-first receivers: A review," in *2017 IEEE Custom Integrated Circuits Conference(CICC)*, Austin, TX, 2017, pp. 1-8.
- [9] C. Andrews, A. C. Molnar, "Implications of passive mixer transparency for impedance matching and noise figure in passive mixer-first receivers," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 12, pp. 3092-3103, Dec. 2010.
- [10] C. C. Enz, E. A. Vittoz, *Charge-Based MOS Transistor Modeling: The EKV Model for Low-Power and RF IC Design*, New York, NY, John Wiley & Sons, 2006.
- [11] H. Cha, M. K. Raja, X. Yuan, and M. Je, "A CMOS MedRadio receiver RF front-end with a complementary current-reuse LNA," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 7, pp. 1846-1854, Jul. 2011.
- [12] G. Chang, S. Maity, B. Chatterjee, and S. Sen, "Design considerations of a sub-50 μ W receiver front-end for implantable devices in MedRadio band," in *2018 31st International Conference on VLSI Design and 2018 17th International Conference on Embedded Systems(VLSID)*, Pune, 2018, pp. 329-334.
- [13] C. Salazar, A. Cathelin, A. Kaiser, and J. Rabaey, "A 2.4 GHz interferer-resilient wake-up receiver using a dual-IF multi-stage N-path architecture," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 9, pp. 2091-2105, Sep. 2016.

이 윤 기 [한동대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0000-0001-6453-1765>



2018년 2월: 한동대학교 전산전자공학부 (공학사)
2018년 3월~현재: 한동대학교 정보통신 공학과 석사과정
[주 관심분야] 무선통신시스템, RF/Analog IC 설계, 초고주파 회로설계

김 영 식 [한동대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-1590-8233>



1993년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학 학과 (공학사)
1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학 학과 (공학석사)
1999년 2월~현재: 포항공과대학교 전자 전기공학과 (공학박사)
1999년 3월~현재: 한동대학교 전산전자 공학부 정교수

[주 관심분야] 센서네트워크 개발, RFID, 무선 송수신용 RF/Analog IC 설계, 무선통신용 모뎀 설계, RF 전력증폭기 개발