http://dx.doi.org/10.5515/KJKIEES.2011.22.8.784

오토트랜스포머를 이용한 RFID용 CMOS 송신 누설 신호 제거기

A CMOS TX Leakage Canceller Using an Autotransformer for RFID Application

최 인 덕 · 권 익 진

Induck Choi · Ickjin Kwon

요 약

본 논문에서는 UHF RFID 리더에서의 오토트랜스포머를 이용한 가변 송신 누설 신호 제거기를 제안하였다. 제안된 송신 누설 신호 제거기는 오토트랜스포머와 디지털 가변 캐패시터, 가변 저항, 보상 증폭기로 구성되었으며, 0.13 μm 1-폴리 6-메탈 RF CMOS 공정을 사용하여 설계되었다. 시뮬레이션 결과, 제안된 구조는 송신단에서 수신단으로 신호가 전송될 때 55 dB 이상의 송신 누설 신호 제거도를 보이며, 2.5 dB의 수신 삽입 손실을 갖는다. 송신 누설 신호 제거 회로는 825 MHz에서 985 MHz까지 디지털 주파수 조정이 가능하며, CMOS 공정으로 집적될 수 있다.

Abstract

In this paper, a tunable integrated transmitter leakage canceller based on an autotransformer for ultra-high-frequency (UHF) RFID readers is presented. The proposed TX leakage canceller consists of an autotransformer, a digital tuning capacitor, a voltage controlled tuning resistor, and a compensating amplifier, and it is designed using 0.13 μm 1-poly 6-metal RF CMOS process. The simulation results show that the proposed structure has over 55 dB rejection characteristic between a transmitter and a receiver and a 2.5 dB of the RX insertion loss. The TX leakage canceller can be digitally tuned from 825 MHz to 985 MHz with the tuning capacitor and it can be fully integrated.

Key words : Transmitter(TX) Leakage Cancellation, Autotransformer, UHF RFID

Ⅰ. 서 론

최근 radio frequency identification(RFID)가 주요 산업이 되면서, 구매 및 유통 재고 관리 산업, 제조 산업 및 자재 유통 산업, 의료 서비스 등 다양한 영역에서 이와 관련된 많은 어플리케이션들을 발견할 수 있으며[1], 뿐만 아니라 동물 추적 장치, 개인 출입 장치, 전자 요금 징수 장치 등 그 영역이 계속해서 확산되고 있다.

RFID 리더의 송신단은 태그에 연속파(CW)를 송신하고, RFID 리더의 수신단은 태그에서 반사된 응답 신호를 수신하게 되는 방식으로 동작한다. 그러나 이러한 RFID 리더의 통신 방식에서 가장 중요한 문제 중의 하나는 태그에서 반사된 응답 신호를 수

「본 연구는 2011년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업을 지원을 받아 수행된 것임(No.2011-00-13744).」

「본 연구는 2011학년도 아주대학교 일반연구비 지원에 의하여 연구되었음.」

아주대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Ajou University)

· 교 신 저 자 : 권익진(e-mail : ijkwon@ajou.ac.kr)

· 논 문 번 호 : 20110601-049

· 수정완료일자 : 2011년 8월 3일

신할 때 RFID 리더 송신단의 매우 큰 송신 신호가 수신단으로 누설되어 들어오는 것이다. 이 송신 누설 신호는 비선형 왜곡을 만들기 때문에 수신단의 수신감도를 감소시키거나, 누설 신호가 매우 큰 경우에는 심지어 수신단 회로를 포화시키는 문제를 발생시킨다.

기존 RFID 리더에서는 송수신단 각각의 안테나를 사용하거나, 서큘레이터나 방향성 결합기, 직각 결합기 등을 사용하여 RFID 리더의 송수신단과 안테나를 하나로 연결함으로써 이러한 문제를 해결하였다. 기존의 서큘레이터는 송수신단 사이에 약 20 dB에서 40 dB 정도의 격리도를 갖고 있고, 기존의 방향성 결합기는 송신단과 수신단 사이에 30 dB의 격리도를 갖는다[2],[3].

최근에 기존의 서큘레이터나 방향성 결합기, 하이브리드 트랜스포머 등을 응용하여 송신 누설 신호를 제거한 많은 시도들이 있으며, 이러한 구조들은 송신단과 수신단 사이의 40 dB 이상의 격리도를 보인다[4]~[8]. 그러나 이러한 구조들은 크기가 커서 한 칩에 집적될 수 없기 때문에 모바일 장치에는 적합하지 않은 단점이 있다. 안테나를 포함한 RFID 시스템의 사이즈는 모바일 장치에서 매우 제한되기 때문에 송신 누설 신호 제거기는 가능한 집적되어야 한다.

본 논문에서는 이러한 단점을 해결하기 위해 오토트랜스포머를 이용하여 ultra high frequency(UHF) RFID에 적합한 전체 집적 가능한 송신 누설 신호 제거기를 제안하였다.

Ⅱ. 송신 누설 신호 제거기의 구조 및 동작

그림 1은 제안된 송신 누설 신호 제거기의 전체 구조를 보여준다. 송신단과 수신단 사이에 양 쪽의 권선비가 동일한 오토트랜스포머와 전압 조절 가변 저항, 4-비트 디지털 가변 캐패시터가 연결되고, 안테나는 오토트랜스포머의 중간 탭에 연결된다. 또한 안테나와 송신단 사이에는 보상 증폭기가 있어서 오토트랜스포머에서 생기는 삽입 손실을 보상해준다. 본 구조의 사용되는 오토트랜스포머는 하나의 권선으로 이루어져 권선의 중간에 탭이 나와 있는 구조로, 중간탭이 있는 나선형 인덕터를 사용하여 집적되었다. 실제 CMOS 공정을 이용하여 칩으로 구현하

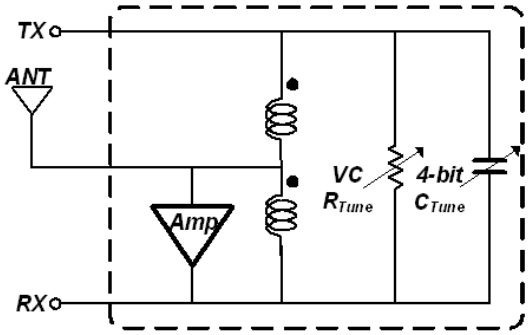


그림 1. 제안된 송신 누설 신호 제거기
Fig. 1. The proposed TX leakage canceller.

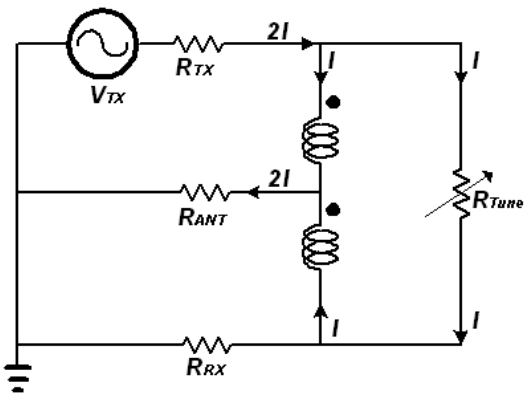
였을 경우, Q값이 낮아서 오토트랜스포머의 삽입 손실이 증가하는 문제가 발생하는데, 이를 보상 증폭기를 이용하여 개선하였다.

2-1 오토트랜스포머의 동작

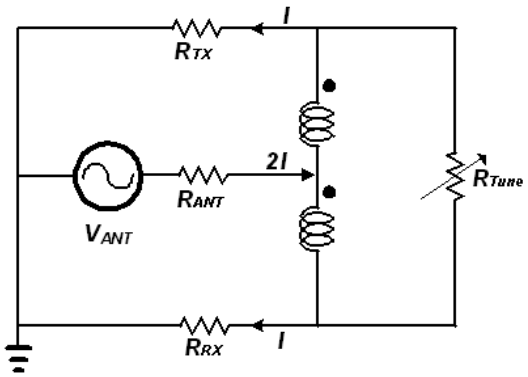
그림 2는 송신 신호가 전달될 때와 안테나 신호가 전달될 때의 오토트랜스포머의 동작을 각각 보여준다. 송신단으로부터 송신 신호가 전송될 때 오토트랜스포머의 첫 번째 인덕터에 I의 동위상 전류가 흐른다고 가정하면, 커플링에 의해 크기가 같은 위상 반전 전류 I가 흐르고, 안테나에는 총 $2I$의 동위상 전류가 흐르게 된다. 송신 누설 신호의 제거를 위해서 튜닝 저항(R_{Tune})에 I가 흐르며, 위상 반전 전류 I와 R_{Tune}에 흐르는 동위상 전류 I가 만나 서로 완벽하게 제거된다. 이 때 오토트랜스포머의 양 인덕터의 흐르는 전류와 권선비가 같기 때문에 양 인덕터에 걸리는 전압은 같다. 따라서 R_{Tune}에 걸리는 전압은 안테나 저항(R_{ANT})에 걸리는 전압의 2배가 되며, 전류는 1/2배이므로 R_{ANT}과 R_{Tune}의 관계는 아래와 같다.

$$R_{ANT} = \frac{1}{4} R_{Tune} \tag{1}$$

안테나로부터 신호가 전송될 때, $2I$의 전류가 흐른다고 가정하면, 오토트랜스포머의 양 쪽의 인덕터가 같은 권선비를 갖고 있으므로 첫 번째 인덕터와 두 번째 인덕터에 각각 I의 전류가 흐르게 된다. 이 때 동일한 전력의 전달을 위해, 송신단의 출력 저항(R_{TX})와 수신단의 입력 저항(R_{RX})의 크기는 같아야 하며, 안테나 임피던스 매칭을 위해 R_{ANT}의 값은 R_{TX}와



(a) 송신 신호가 전송될 때의 전류 흐름
(a) The current flow when the TX signal is sent



(b) 안테나 신호가 전송될 때의 전류 흐름
(b) The current flow when the antenna signal is sent

그림 2. 오토트랜스포머의 동작
Fig. 2. The operation of the autotransformer.

R_{RX}의 병렬 값이 된다. 따라서 이 때의 R_{ANT}와 R_{TX}, R_{RX}의 관계는 다음과 같다.

$$R_{TX} = R_{RX} = 2R_{ANT} \tag{2}$$

결과적으로, 모든 포트의 임피던스가 매칭되었을 때의 관계식은 아래와 같다[8],[9].

$$R_{TX} = R_{RX} = 2R_{ANT} = \frac{1}{2}R_{Tune} \tag{3}$$

2-2 가변 튜닝 캐패시터와 저항

실제의 비이상적인 오토트랜스포머는 약간의 자기 공진 주파수를 갖는다. 본 논문에 사용된 오토트랜스포머는 약 300 fF의 기생 캐패시터와 오토트랜스포머의 인덕턴스의 값 8.5 nH에 의해 약 3.15 GHz의 자기 공진 주파수를 갖는다. 이 주파수를 UHF RFID 대역으로 이동시키기 위해 오토트랜스포머의 자기 인덕턴스와 가변 튜닝 캐패시터를 통하여 공진 주파수를 만든다. 따라서 송신단과 수신단 사이의 격리도는 공진 주파수에서 노치 특성을 보이게 된다. 이 때 공진에 의한 큰 임피던스는 R_{Tune} 값보다 매우 큰 값을 갖기 때문에 전체 송신 누설 신호 제거기의 동작에 영향을 주지 않는다. 본 논문에서 설계된 가변 튜닝 캐패시터는 5개의 병렬 캐패시터와 4개의 NMOS 스위치로 구성되며, 공정 변화에 의한 노치 주파수를 고려하기 위해 4-비트의 디지털 튜닝이 가능하도록 설계되었다. 시뮬레이션된 공정 변화에 의한 노치 중심 주파수의 변화도는 약 60 MHz이기 때문에 노치의 각 중심 주파수는 800 MHz에서 1,020 MHz가 되어야 한다. 800 MHz의 노치를 만들기 위해 오토트랜스포머의 기생 캐패시터를 포함한 최대 캐패시터 크기를 4.35 pF으로 선택하였고, 같은 방법으로 1,020 MHz의 노치를 만들기 위해 최소 캐패시턴스를 1.77 pF으로 선택하였다.

송신단과 수신단 사이의 노치의 깊이는 가변 튜닝 저항의 정확도에 의존한다. 본 논문에 사용된 가변 튜닝 저항은 2개의 NMOS로 구성되며, NMOS에 인가되는 게이트의 전압 조절에 따라 NMOS의 온저항 값을 조절하여 저항 값을 세밀하게 가변시킬 수 있다.

2-3 보상 증폭기에 의한 수신 삽입 손실 보상

안테나에서 신호가 흐를 때는 신호가 오토트랜스포머에 의해 절반으로 나누어지기 때문에 필연적으로 3 dB의 수신 삽입 손실이 생기게 되며, 여기에 오토트랜스포머 인덕터에 의한 추가적인 저항 손실이 더해지게 된다.

이러한 삽입 손실을 보상하기 위해 안테나와 수신단 사이에 보상증폭기를 적용하여 수신 삽입 손실을 보상할 수 있다. 그림 3은 보상 증폭기에 의한 수신 삽입 손실 보상을 나타내는 신호의 흐름을 보여준다. 본 논문에서는 오토트랜스포머를 거친 위상 비반전 신호의 보상을 위해 공통 게이트 증폭기(M_1)를 사용한다. 안테나에서 전송되는 신호는 오토트랜스포머와 공통 게이트 보상 증폭기로 나뉜다.

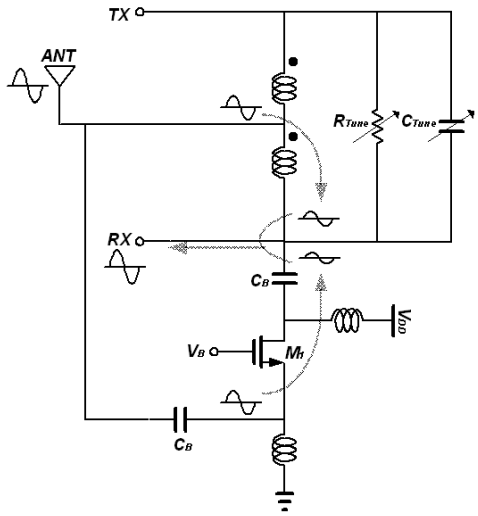


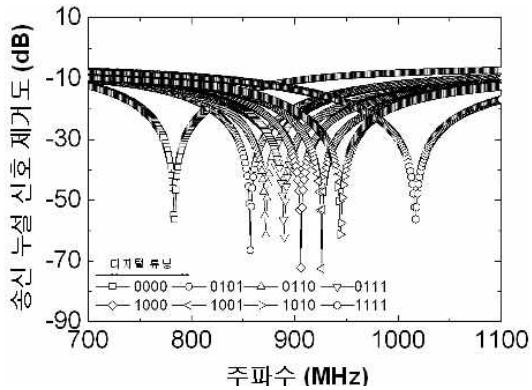
그림 3. 보상 증폭기에 의한 수신 삽입 손실 보상
Fig. 3. Compensation the RX insertion loss by the compensating amplifier.

오토트랜스포머로 전송된 신호는 오토트랜스포머에 의해 삽입 손실을 거치며, 수신단으로 전달되고 동시에 공통 게이트 증폭기를 거친 신호는 오토트랜스포머를 거친 신호와 수신단에서 만나 서로 중첩되어 보상된다. 본 논문의 구조에서 안테나 저항은 50옴, 송수신단 각 포트 저항은 100옴이며, 공통 게이트 증폭기의 입력 임피던스는 166옴, 출력 임피던스는 892옴이다. 그리고, 오토트랜스포머의 저항 손실은 0.24 V/V, 공통 증폭기의 이득은 0.3 V/V으로 설계되었다. 이 때, 안테나에서 보상 증폭기를 통하여 수신단 포트로 전달되는 전력은 안테나에서 송수신단 포트로 전달되는 전체 전력의 7 % 정도이다. 따라서, 안테나로 들어온 신호는 주로 오토트랜스포머의 수신단으로 전달되고, 송신 누설 신호를 제거하는 오토트랜스포머의 동작에 보상증폭기가 미치는 영향은 상당히 작다.

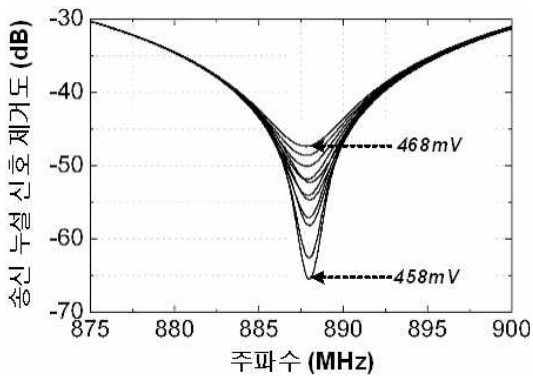
Ⅲ. 모의 실험 결과

본 논문의 오토트랜스포머와 가변 튜닝 캐패시터, 가변 튜닝 저항, 보상 증폭기를 포함한 송신 누설 신호 제거기는 0.13 μm 1-폴리 6-메탈 RF CMOS 공정을 사용한 Spectre RF로 시뮬레이션되었으며, 보상 증폭기를 켰을 때와 껐을 때로 나누어 각각 시뮬레이션 하였다.

그림 4는 수신단에서 송신단으로의 누설 신호 제거도를 나타낸다. 그림 4(a)는 4-비트 디지털 가변 튜닝 캐패시터에 의한 송신단과 수신단 사이의 제거도를 나타낸다. 튜닝 캐패시터의 디지털 컨트롤이 0000일 때와 1111일 때, 노치의 중심 주파수는 약 780 MHz와 1,030 MHz에서 나타났다. 4-비트 디지털 가변 튜닝 캐패시터에 의해 총 16개의 노치가 생기며 디지털 컨트롤이 0101에서 1010일 때 UHF RFID 대역에 노치가 생성된다. 각 노치의 중심 주파수는 825 MHz에서 985 MHz까지 가변 캐패시터에 의한 튜닝이 가능하며, 송신 누설 신호 제거도는 각 중심



(a) 4-비트 디지털 가변 튜닝 캐패시터에 의한 송신단에서 수신단으로의 누설 신호 제거도 튜닝
(a) TX-to-RX rejection with a 4-bit digital control of the tuning capacitor



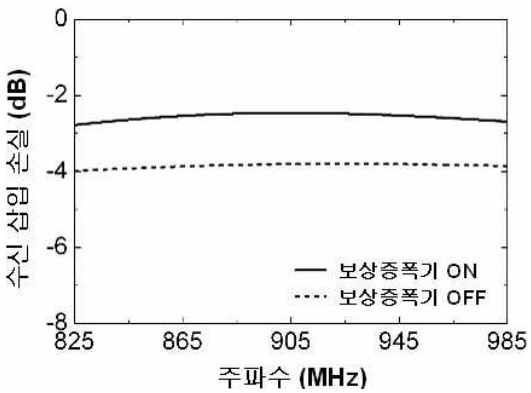
(b) 전압 컨트롤 가변 저항에 의한 수신단에서 송신단으로의 누설 신호 제거도 깊이 변화
(b) TX-to-RX rejection variation by VCR_{Tune} control

그림 4. 송신단과 수신단 사이의 누설 신호 제거도
Fig. 4. TX-to-RX rejection.

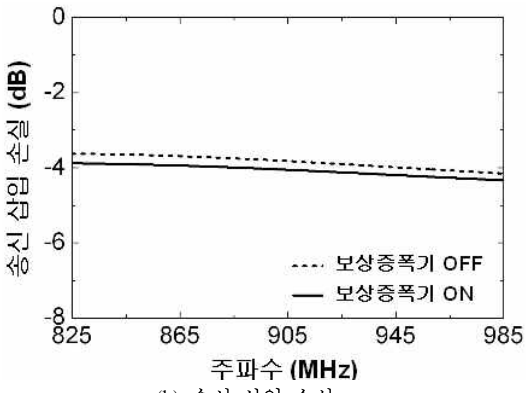
주파수에서 55 dB 이상을 갖는다.

그림 4(b)는 VCR_{Tune}에 의한 송신단에서 수신단으로의 제거도의 변화를 보여준다. 887 MHz에서 전압이 468 mV일 때 제거도가 46 dB의 값을 갖고 458 mV로 VCR_{Tune}을 튜닝하였을 때 65 dB로 제거도가 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 5는 보상 증폭기를 껐을 때와 켰을 때 각각의 송신단과 수신단의 삽입 손실을 보여준다. 보상 증폭기를 껐을 때는 오토트랜스포머의 특성에 의해 900 MHz에서 수신 삽입 손실과 송신 삽입 손실 모두 3.8 dB의 값을 갖는다. 보상 증폭기를 켰을 때에는 900 MHz에서 2.5 dB의 삽입 손실을 보이며, 송신 삽입 손실은 4.0 dB를 보인다. 보상 증폭기를 켰을 때는 안테나 전송 신호의 보상을 통해 수신 삽입 손실이 1.3 dB 감소한 것을 확인할 수 있다. 본 논문의



(a) 수신 삽입 손실
(a) The RX insertion loss



(b) 송신 삽입 손실
(b) The TX insertion loss

그림 5. 수신 및 송신 삽입 손실
Fig. 5. The RX and The TX insertion loss.

표 1. 성능 요약
Table 1. Performance summary.

Parameter	보상 증폭기 ON	보상 증폭기 OFF
송신 누설 신호 제거도	> 55 dB	> 55 dB
수신 삽입 손실	2.5 dB	3.8 dB
송신 삽입 손실	4.0 dB	3.8 dB
주파수 범위	825~985 MHz	825~985 MHz
전류 소모	0.76 mA	0 mA
공급 전압	1.2 V	1.2 V
공정 기술	0.13 μm 1-poly 6-metal CMOS	

송신 누설 신호 제거기의 성능은 표 1에 요약되었다.

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 UHF RFID 리더용 송신 누설 신호 제거기를 제안하였다. 제안된 송신 누설 신호 제거기는 0.13 μm 1-폴리 6-메탈 RF CMOS 공정을 사용하여 집적 가능한 구조로 설계되었으며, 각 노치의 중심 주파수는 4-bit 디지탈 가변 튜닝 캐패시터에 의해 825 MHz에서 985 MHz로 튜닝이 되며, 전압 조절 가변 저항에 의해 저항값이 세부 조정된다. 시뮬레이션 결과, 제안된 송신 누설 신호 제거기는 송신단과 수신단 사이의 55 dB 이상의 격리도를 보이며, 2.5 dB의 수신 삽입 손실을 가진다. 송신 누설 신호 제거기에서 보상증폭기를 사용하여 오토트랜스포머의 삽입 손실을 보상함으로써, 수신 삽입 손실이 1.3 dB 개선되었다.

참 고 문 헌

[1] K. Finkenzeller, *RFID Handbook*, *Radio-Frequency Identification Fundamentals and Applications*, 2nd Ed. Wiley, New York, 2003.

[2] K. Penttil, L. Sydnheimo, and M. Kivikoski, "Implementation of Tx/Rx isolation in an RFID reader", *Int. J. Radio Freq. Identification Technol. Appl.*, vol. 1, pp. 74-79, 2006.

[3] S. L. Karode, V. F. Fusco, "Feedforward embedding circulator enhancement in transmit/receive applications", *IEEE Microw. Lett.*, vol. 8, no. 1, pp. 33-44,

Jan. 1998.

[4] P. Pursula, H. Seppa, "Hybrid transformer-Based adaptive RF front end for UHF RFID mobile phone readers", *IEEE Int. 2008 Conf. on RFID, the Venetian*, LasVegas, Nevada, USA, Apr. 2008.

[5] J. Jung, H. Roh, J. Kim, H. Kwak, M. Jeong, and J. Park, "TX leakage cancellation via a micro controller and high TX-to-RX isolations covering an UHF RFID frequency band of 908~914 MHz", *IEEE Microw. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 710-712, Oct. 2008.

[6] W. Lim, S. Park, W. Son, M. Lee, and J. Yu, "RFID reader front-end having robust Tx leakage canceller for load variation", *IEEE Trans. on Microw. and Techniq*. vol. 57, no. 5, pp. 1348-1355, May 2009.

[7] T. Xiong, X. Tan, and H. Min, "High TX-to-RX isolation in UHF RFID using narrowband leaking carrier canceller", *IEEE Microw. Lett.*, vol. 20, no. 2, pp. 124-126, Feb. 2010.

[8] Eugene Satori, "Hybrid transformers", *IEEE Trans. Parts Materials and Packaging*, vol. 4, no. 3, pp. 59-66, Sep. 1968

[9] M. Mikhemar, H. Darabi, and A. Abidi, "A tunable integrated duplexer with 50 dB isolation in 40 nm CMOS", *ISSCC Digest of Technical Papers*, pp. 386-387, Feb. 2009.

최 인 덕

2010년 2월: 아주대학교 전자공학부 (공학사)
2010년 3월~현재: 아주대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] CMOS RF/Analog 회로설계

권 익 진

1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2004년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
2004년 8월~2008년 2월: 삼성종합기술원 책임연구원
2006년 7월~2006년 10월: University of California Los Angeles(UCLA) 방문연구원
2008년 2월~현재: 아주대학교 전자공학부 조교수
[주 관심분야] CMOS RF/Analog 회로설계