논문 2012-49-12-29

지상파 및 케이블 디지털 TV 튜너를 위한 RF 프런트 엔드

(An RF Front-end for Terrestrial and Cable Digital TV Tuners)

최 치 훈*, 임 동 구**, 남 일 구***

(Chihoon Choi, Donggu Im, and Ilku Nam)

요 약

본 논문에서는 지상파 및 케이블 디지털 TV를 위한 더블 컨버전 (double-conversion) zero-IF 튜너에 적합한 저잡음 고선형 광대역 RF 프런트 엔드를 제안한다. 저잡음 증폭기는 전류 증폭 기반의 잡음 제거 기법을 적용하여 저잡음과 고선형성 특성을 갖는다. 상향 변환 믹서와 SAW 필터 버퍼는 3차 intermodulation 제거 기법을 적용하여 고선형성 특성을 갖는다. 제안한 RF 프런트 엔드는 0.18 μm CMOS 공정을 사용하여 설계하였고, 전원 전압 1.8 V에서 60 mA의 전류를 소모하면서 48 MHz에서 862Hz의 디지털 TV 밴드에서 30 dB의 전압 이득, 4.2 dB의 single side-band 잡음 지수, 40 dBm의 IIP2, -4.5 dBm의 IIP3의 성능을 보인다.

Abstract

This paper presents an integrated low noise and highly linear wideband RF front-end for a digital terrestrial and cable TV tuner, which are used as a part of double-conversion TV tuner. The low noise amplifier (LNA) has a low noise figure and high linearity by adopting a noise canceling technique based on current amplification. The up-conversion mixer and SAW buffer have high linearity by employing a third order intermodulation cancellation technique. The proposed RF front-end is designed in a 0.18 μm CMOS and draws 60 mA from a 1.8 V supply voltage. The RF front-end shows a voltage gain of 30 dB, an average single side-band noise figure of 4.2 dB, an IIP2 of 40 dBm, and an IIP3 of -4.5 dBm for the entire band from 48 MHz to 862Hz.

Keywords : Cable, Digital TV, RF front-end, Terrestrial, Tuner

Ⅰ. 서 론

최근 세계적으로 고해상도의 요구로 ATSC (Advanced Television Systems Committee)등 다양한 디지털 TV 규격이 개발되어 왔고, 아날로그 TV 방송은 디지털 TV 방송으로 점차 대체되어가고 있다. ASTC 지상파 및 케이블 디지털 TV 표준에서는 48 MHz에서 862 MHz까지의 광대역 주파수 밴드를 사용하고 있고, 수백 개의 방송 채널 신호가 필터링 없이 디지털 RF 튜너에 동시에 들어온다[1]. 따라서 single-conversion zero-IF 구조에서는 원하는 신호뿐만 아니라 홀수 하모닉 성분이 기저대역으로 변환되어 SNR이 열화되는 하모닉 믹싱 문제가 발생한다[2]. 이러한 하모닉 믹싱 문제를 완화하는 구조로 더블 컨버전 zero-IF 수신 구조가 있는데, 이 구조는 상향 변환 믹서와 SAW 필터를 구동하는 버퍼의 선형성이 중요해진다.

따라서 본 논문에서는 더블 컨버전 zero-IF 수신기에 적합한 지상파 및 케이블 디지털 TV 튜너용 RF front-end를 제안하고 0.18 μm CMOS 공정을 사용하여 설계하였다.

* 학생회원, 부산대학교 전자전기공학부
(Pusan National University)
** 정회원, 한국과학기술원 전기및전자
(KAIST)
*** 평생회원, 부산대학교 전기공학과
(Pusan National University)
※ 이 논문은 부산대학교 자유과제 학술연구비(2년)에 의하여 연구되었음
접수일자: 2012년10월24일, 수정완료일: 2012년11월26일

Ⅱ. RF 프런트 엔드 설계

그림 1은 광대역 디지털 TV 튜너를 위한 더블 컨버전 zero-IF 수신기 블록도이다. 더블 컨버전 zero-IF 수신기는 외부 RF SAW 대역통과 필터가 필요하지만, 하모닉 믹서 문제를 완화할 수 있다. 안테나 또는 케이블로부터 들어오는 입력 신호는 저잡음 증폭기에서 증폭된 후, 상향 변환 믹서에 의해 1.22 GHz 주파수 신호로 변환된 후, SAW 대역통과 필터의 입력과 믹서 출력 임피던스 매칭을 위한 SAW 버퍼를 통해 SAW 대역통과 필터로 들어가게 된다. SAW 대역통과 필터를 거친 신호는 I/Q 하향 변환 믹서에서 기저대역 신호로 변환되고 기저대역 아날로그 회로에 의해 처리된다.

더블 컨버전 zero-IF 튜너에서는 RF SAW 대역통과 필터 이전 단인 RF 프런트 엔드의 성능이 튜너 성능에 중요한 영향을 주기 때문에, 저잡음과 고선형성을 갖는 RF 프런트 엔드를 설계하는 것이 중요하다.

제안한 RF 프런트 엔드 설계에 대해 자세히 살펴보

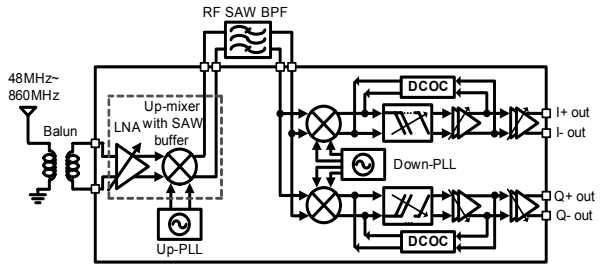


그림 1. 더블 컨버전 zero-IF 수신기 블록도
Fig. 1 Block diagram of double conversion zero-IF (DZIF) receiver.

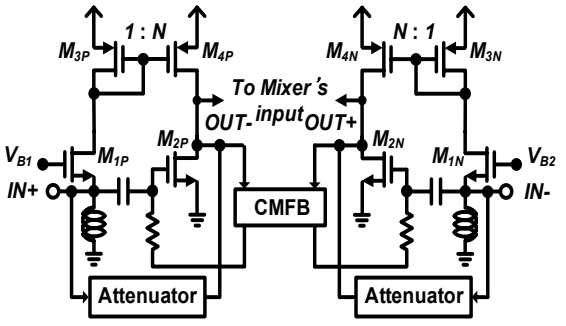


그림 2. 공통 소스 증폭단과 공통 게이트 증폭단으로 구성된 광대역 잡음 제거 저잡음 증폭기
Fig. 2. Simplified schematic of the wideband noise cancelling LNA composed of the common source amplifier with the common gate amplifier.

도록 하겠다. 디지털 TV 튜너를 위한 저잡음 증폭기는 광대역 특성을 가지면서 고이득, 저잡음, 고선형성을 가져야 한다. 48 MHz에서 862 MHz까지의 수많은 입력 채널이 저잡음 증폭기로 들어오기 때문에 IIP2 특성이 중요하여 저잡음 증폭기는 차동 증폭기 형태로 설계하였다. 그림 2는 설계된 광대역 잡음 제거 저잡음 증폭기를 보여주고 있다. 공통 소스 증폭단과 공통 게이트 증폭단을 전류 미러로 결합하여 공통 게이트 트랜지스터의 잡음을 제거하였다. 그리고 설계한 저잡음 증폭기는 공통 소스 증폭단과 공통 게이트 증폭단을 전류 미러로 결합하여 비선형 성분이 생기는 것을 줄여주어 상대적으로 높은 선형성 특성을 얻을 수 있다[3]. 차동 저잡음 증폭기의 입력 임피던스는

$$Z_{IN} \simeq \frac{2}{g_{m1}}, \tag{1}$$

로 근사화할 수 있고, 여기에서 g_{m1}은 트랜지스터 M_1의 트랜스컨덕턴스이다. 수식(1)로부터 차동 저잡음 증폭기는 광대역 입력 매칭을 쉽게 얻을 수 있다. 저잡음 증폭기의 입력 임피던스가 소스 임피던스와 매칭이 되었을 때, 저잡음 증폭기의 이득은

$$A_V = -(g_{m1}N + g_{m2})Z_{M.i}, \tag{2}$$

으로 표현할 수 있다. 여기에서 g_{m2}는 트랜지스터 M_2의 트랜스컨덕턴스이고, $Z_{M.i}$는 상향 변환 믹서의 입력 임피던스, N은 저잡음 증폭기의 전류 미러를 구성하는 트랜지스터 M_3과 트랜지스터 M_4의 사이즈 비이다. 전류 미러를 통한 공통 게이트 증폭단의 이득과 공통 소스 증폭단의 이득이 동일할 때 최대로 잡음 제거를 할 수 있고 이 때의 저잡음 증폭기의 잡음 지수는

$$F = \frac{1}{2}\left\{1 + \frac{g_{do1}\gamma}{g_{m1}} + \frac{\gamma}{N}\left(1 + N\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right)\right\} \tag{3}$$

로 표현할 수 있고, g_{do1}은 드레인과 소스 간의 전압 V_{DS} = 0 V 일 때의 채널 컨덕턴스, γ는 V_{DS} = 0 V 일 때의 열잡음과 주어진 드레인 바이어스에서의 열잡음의 비이다[4]. 인접 채널 신호들에 의해 생성된 많은 왜곡성분을 피하기 위해 저잡음 증폭기는 네 단계의 이득 모드를 갖도록 하였다. 스위치 컨트롤을 통해 전류 미러비 N을 조절함으로써[5] 고이득 모드와 중간이득 모드를 갖도록 하고 bypass 모드와 감쇠 모드에서는 저잡음

증폭기의 바이어스는 꺼지고 저항과 트랜지스터를 이용한 감쇠기를 동작시킨다.

상향 변환 믹서는 광대역 주파수 대역에서 일정한 이득과 광대역 매칭 특성을 유지하면서 높은 IIP2와 IIP3을 가져야 한다. 따라서 그림 3에서 보는 바와 같이 차동 마이크로믹서 구조를 광대역 상향 변환 믹서에 적용하였다. CMOS 회로의 비선형성은 트랜스컨덕턴스의 게이트-소스 전압 v_{gs}에 대해 2차 미분 값에 의해 좌우된다. 그림 3의 트랜지스터 M_1, M_2, M_3의 사이즈 비와 바이어스를 조정하여 $g_{m1}''-g_{m2}''+g_{m3}''$을 최소화하여 차동 상향 변환 믹서의 IIP3을 최대화시켰다[6]. 차동 상향 변환 믹서 설계 시 사이즈 비는 $(W/L)_{M1}=6(W/L)_{M2}$, $(W/L)_{M3}=5(W/L)_{M2}$로 하였다. 큰 입력 파워를 다루기 위해서 차동 상향 변환 믹서도 스위치 컨트롤을 통해 저항 로드 R_V를 조절한다. 그러나 저항 로드가 변하게 되면 차동 상향 변환 믹서의 출력 임피던스와 RF SAW 필터의 입력 임피던스 매칭이 되지 않기 때문에 RF SAW 필터의 필터링 특성이 변하게 된다.

따라서 임피던스 매칭을 위해 믹서 뒷단에 출력 버퍼가 필요하다. 큰 입력 임피던스와 작은 출력 임피던스를 갖는 소스 팔로워가 출력 버퍼로 적절하다. 기존의 소스 팔로워는 1.8 V 전원 전압에서 약 20 dBm 정도의 IIP3을 갖는다. 하지만, 설계한 저잡음 증폭기와 상향 변환 믹서의 이득이 약 35 dB 정도 되기 때문에 기존의 소스 팔로워는 전체 RF 프런트 엔드의 IIP3 성능을 열화시킨다.

RF 프런트 엔드의 선형성의 열화를 막기 위해 멀티플 게이티드 (Multiple gated) 선형화 방법을 이용하여

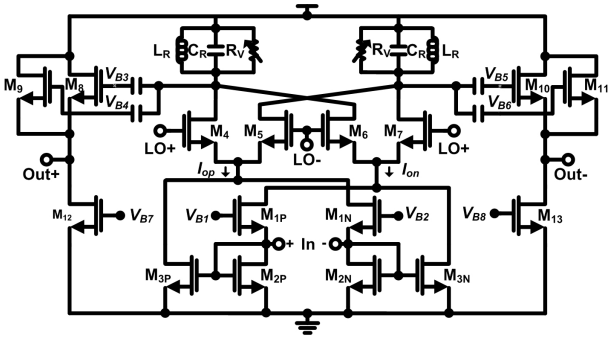


그림 3. 광대역 고선형 차동 상향 변환 믹서와 선형화된 소스 팔로워

Fig. 3. Simplified schematic of the wideband highly linear differential up-conversion mixer with the linearized source follower.

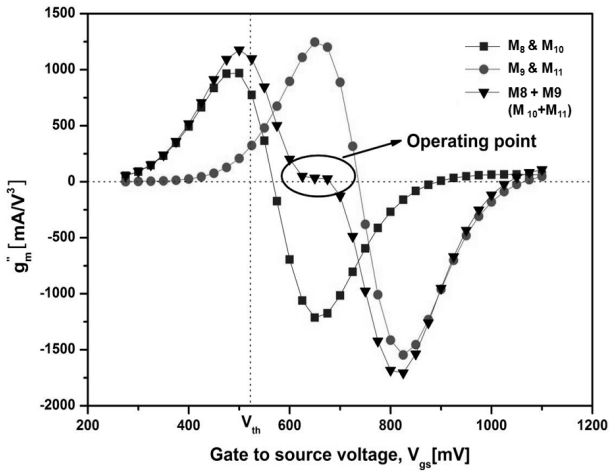


그림 4. 선형화된 소스 팔로워의 트랜스컨덕턴스의 2차 성분

Fig. 4 g_m'' of the linearized source follower.

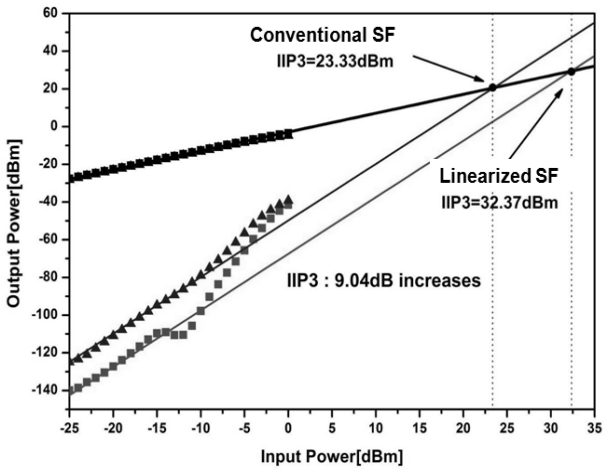


그림 5. 선형화된 소스 팔로워의 시뮬레이션 IIP3 특성

Fig. 5 Simulated IIP3 of the linearized source follower.

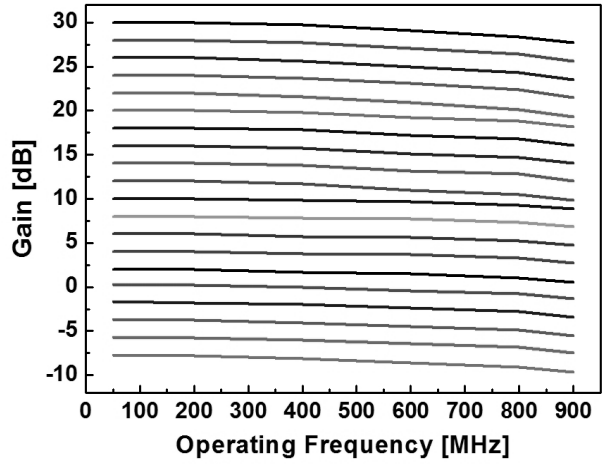


그림 6. 시뮬레이션된 RF 프런트 엔드의 이득

Fig. 6. Simulated gain of the RF front-end.

그림 4에서 보는 바와 같이 비선형성의 유발 요인인 g_m''을 제거하여 소스 팔로워의 선형성을 개선시켰다[6][7]. 시뮬레이션 결과 그림 5에서 보는 바와 같이 선형화된 소스 팔로워의 IIP3은 약 32 dBm으로 기존의 소스팔로워의 IIP3 보다 약 9 dB의 IIP3이 개선된다.

Ⅲ. 시뮬레이션 결과

제안한 RF 프런트 엔드는 0.18 μm CMOS 공정을 사용하여 설계하였다. 설계한 RF 프런트 엔드는 1.8 V 전원 전압에서 60 mA의 전류를 소모한다. 차동 상향 변환 믹서에 LO 스위칭 전압은 600 mV의 peak-to-peak 전압을 사용하였다. 저잡음 증폭기의 S11은 이득 모드에 상관없이 -9 dB 보다 작은 값을 갖는다. 그림 6에서 보는 바와 같이 이득 제어 신호에 따라 2 dB 간격으로 -8 dB부터 30 dB까지의 이득 범위를 보이고, 3 dB 대역폭은 900 MHz 이상이다. 그림 7은 시뮬레이션된 RF 프런트 엔드의 single side-band 잡음 지수를 보여주고 있는데, 최대 이득에서 4.2 dB 이하의 잡음 지수를 갖는다. 그림 8에서 설계한 RF 프런트 엔드의 시뮬레이션된 IIP2와 IIP3을 도시하였는데, 디지털 TV 주파수 대역에서 IIP2는 약 40 dBm, IIP3은 약 -4.5 dBm의 결과를 보여주고 있다. 표 1에서는 제안한 디지털 TV 튜너용 RF 프런트 엔드의 시뮬레이션된 성능을 정리하였고, 기존 디지털 TV 튜너 RF 프런트 엔드와 성능 비교를 하였다. 기존의 디지털 TV 튜너 RF 프런트 엔드와 비교하여 제안한 RF 프런트 엔드는 작은 전류 소모를 하면서 우수한 잡음 특성과 선형성 특성을 보여준다.

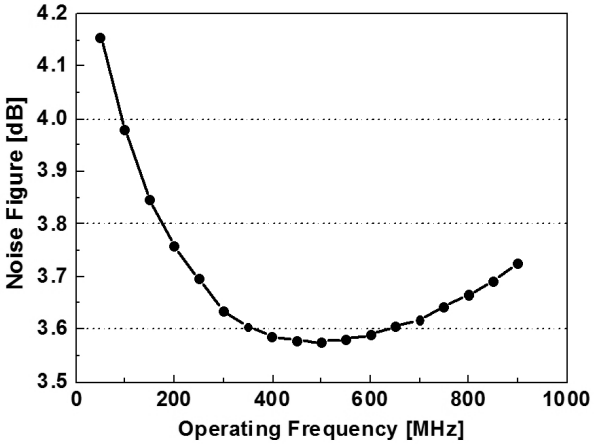


그림 7. 시뮬레이션된 RF 프런트 엔드의 잡음 지수
Fig. 7 Simulated NF of the RF front-end.

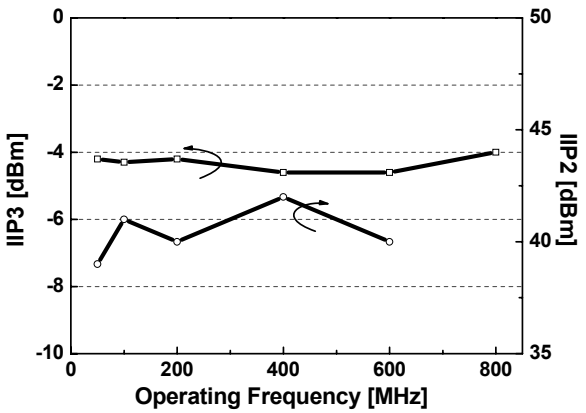


그림 8. 시뮬레이션된 RF 프런트 엔드의 IIP2와 IIP3
Fig. 8 Simulated IIP2 and IIP3 of the RF front-end.

표 1. 기존 디지털 TV용 RF 프런트 엔드와의 성능 비교
Table 1. Performance comparison of the RF front-end with previous works.

	[8]	[9]	This work
Operating frequency (MHz)	48 - 860	47 - 862	48 - 862
Architecture	DZIF	DZIF	DZIF
S11 (dB)	NA	< -14	< -9
Max. gain (dB)	5	24.1	30
NF (dB)	5.7	6.7	4.2
IIP3 (dBm) @ Max. gain	-5.1	-7.1	-4.5
IIP2(dBm) @ Max. gain	NA	8.91	40
Power consumption (mW)	130 @ 3.3V	245 @ 5V (cf. including divider)	108 @ 1.8V
Technology	0.18 μm CMOS	0.9 μm SiGe HBT	0.18 μm CMOS

Ⅳ. 결 론

본 논문에서는 디지털 지상파 및 케이블 TV를 위한 더블 컨버전 zero-IF 튜너에 적합한 저잡음 고선형 광대역 RF 프런트 엔드를 제안하였다. 제안한 RF 프런트 엔드는 0.18 μm CMOS 공정을 사용하여 설계하였고, 전원 전압 1.8 V에서 60 mA의 전류를 소모하면서 48 MHz에서 862Hz의 디지털 TV 밴드에서 30 dB의 전압 이득, 4.2 dB의 잡음 지수, 40 dBm의 IIP2, -4.5 dBm의 IIP3의 성능을 보인다.

참 고 문 헌

[1] I. Mehr, S. Rose, S. Nesterenko, D. Paterson, R. Schreier, H. L'Bahy, S. Kidambi, M. Elliott, and S. Puckett, "A dual-conversion tuner for multi-standard terrestrial and cable reception," in *Symp. VLSI Circuits Dig. Papers*, Kyoto, Japan, Jun. 2005, pp. 340-343.

[2] M. Gupta, S. Lerstaveensin, D. Kang, and B.-S. Song, "A 48-to-860 MHz CMOS direct-conversion TV tuner," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Tech. Dig.*, San Francisco, CA, Feb. 2007, pp. 206-207.

[3] D. Im, S.S. Song, H.-T. Kim, and K. Lee, "A wide-band variable-gain low noise amplifier for multi-standard terrestrial and cable TV tuner," in *IEEE Radio Freq. Integrated Circuits Symp. Dig.*, Honolulu, HI, Jun. 2007, pp. 621-624.

[4] K. Han, H. Shin, and K. Lee, "Analytical drain thermal noise current model valid for deep submicron MOSFETs," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 51, pp. 261-269, Feb. 2004.

[5] 최준우, 이형수, 최치훈, 박성경, 남일구, "전류 모드 동작에 기반한 2.4 GHz 저전력 직접 변환 송신기," 전자공학회 논문지 SD편, 제 48권, 제 12호, 91-96쪽, 2011년 12월.

[6] I. Nam, D. Im, Y.-W. Lim, X. Xu, H. S. Lee, S.-H. Seo, "A low noise and highly linear wideband CMOS RF front-end circuits for digital TV tuners," in *IEEE International Conf. on ASIC*, Oct. 2009.

[7] T. W. Kim, "A common-gate amplifier with transconductance nonlinearity cancellation and its high-frequency analysis using volterra series," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 6, pp. 1461-1469, Jun. 2009.

[8] G. Retz and P. Burton, "A CMOS up-conversion front-end for cable and terrestrial DTV applications," in *IEEE Int. Solid-State Circuits Tech. Conf. Dig.*, San Francisco, CA, Feb. 2003, pp. 442-443.

[9] K. Stadius, A. Malinen, P. Jarvio, K. Halonen, and P. Paastsila, "A cable-modem RF tuner," in *Proc. European Solid-State Circuits Conf.*, Sept. 2003, pp. 421-424.

저 자 소 개

최 치 훈(학생회원)

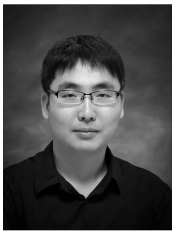
2010년 부산대학교 전자전기공학과 학사졸업.
2010년 3월～현재 부산대학교 전자전기공학과 석박사 통합과정.

<주관심분야 : RF, WPAN, 집적회로>

남 일 구(평생회원)-교신저자

1999년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.
2001년 한국과학기술원 전기및전자 석사 졸업.
2005년 한국과학기술원 전기및전자 박사 졸업.
2005년～2007년 2월 삼성전자 시스템 LSI RF 개발팀 책임연구원
2007년 3월～2011년 2월 부산대학교 전자전기공학부 조교수
2011년 3월～현재 부산대학교 전기공학과 부교수

<주관심분야 : RF/아날로그/마이크로웨이브 집적 회로 및 시스템>



임 동 구(정회원)

2004년 한국과학기술원 전기및전자 학사 졸업.
2006년 한국과학기술원 전기및전자 석사 졸업.
2012년 한국과학기술원 전기및전자 박사 졸업.
2006년 1월～2009년 8월 LG전자 시스템 IC RF 그룹 주임연구원
2012년 9월～현재 한국과학기술원 전기및전자 박사후과정.

<주관심분야 : RF/아날로그/마이크로웨이브 집적회로 및 시스템>