

WSN 을 위한 초저전력 MICS RF 송수신기 기술 개요 및 설계 기법

Ultra-Low Power MICS RF Transceiver Design for Wireless Sensor Network

김규원¹, 김유정¹, 한정환^{1,+}
(Gyu-won Kim¹, Yu-jung Kim¹, and Junghwan Han^{1,+})

요약

본 논문에서는 무선 센서 네트워크를 위한 생체이식형 초저전력 MICS RF 트랜시버 설계에 대해 다룬다. 400 MHz MICS 표준은 WBAN 무선 센서 시스템 구현을 위해, 인체 내 전파적 특성 및 주변 네트워크와의 간섭 최소화하며 고려되었다. 본 논문은 MICS 표준에 부합하는 시스템 및 송수신기 설계를 위한 link budget 및 다양한 송수신 아키텍처, 초저전력 송수신기 회로기법을 포함한다.

ABSTRACT

This paper discusses the design of bio-implanted ultra-low-power MICS RF transceivers for wireless sensor networks. The 400 MHz MICS standard was considered for the implementation of the WBAN wireless sensor system, indirectly minimizing radio propagation losses in the human body and the inference with surrounding networks. This paper includes link budget, various transmission and reception architectures for a system design and ultra-low power transceiver circuit techniques for the implementation of RF transceivers that meet MICS standards.

KEY WORDS

송수신기; 초저전력; 트랜시버; on-off keying (OOK); frequency shift keying (FSK); medical implant communication service (MICS); radio frequency (RF) transceiver; ultra-low power; wake-up receiver; wireless sensor network (WSN);

I. 서론

다양한 분야에서 무선 통신 기술이 활발히 적용되어 오며 따라, 보다 저비용의 의료시스템 구축 및 서비스 제공을 위해 헬스케어 (health-care) 분야에서도 그 활용도가 높아지고 있다. 이에 따라, 1999년 FCC (federal communication commission) 는 의료 전자 장치의 표준으로 이식형 의료 장치 (implantable device) 와 관련된 진단 및 치료에 적용될 수 있는 MICS (medical implant communication service) 주파수 대역을 지정하였다. 할당된 402-405MHz 주파수 대역은 공유된 보조 기반의 MICS 작업에

사용할 수 있으며, 외부 기지국 제어 장치와 주기적으로 통신하거나 생체 이식된 장치가 모니터링하는 지정된 매개변수에 변경 사항이 있을 때 통신한다. FCC는 다른 사용 가능한 주파수와 비교하여 402-405MHz 주파수 대역이 여러가지 이유로 MICS의 기술 요구 사항을 가장 잘 충족한다고 판단했다. 이 주파수는 인체 내에서 무선신호를 전송하는 데 도움이 되는 전파 특성을 가지고 있다. 또한, MICS 표준에 402-405 MHz 대역을 사용하는 것은 국제 주파수 할당과 호환되며 해당 대역의 다른 무선 네트워크와의 간섭을 최소화 할 수 있다 [1,2].

¹ Department of Radio and Information Communication Engineering, Chungnam National University, Daejeon
⁺Corresponding author: Junghwan Han, jh.han@cnu.ac.kr
(Received Sep.19, 2023, Revised Jan.04, 2024, Accepted Jan.08, 2024)

표 2. 송신단 설계 사양 요약

모드	DBPSK	DQPSK	D8PSK
주파수 (MHz)	402-405		
대역폭 (kHz)	300		
Data-rate (kb/s)	75.9/151.8	303.6	455.4
TX power (dBm)	<-16		
RX 감도 (dBm)	-95/-92	-89	-83
RX NF (dB)	6	6	6

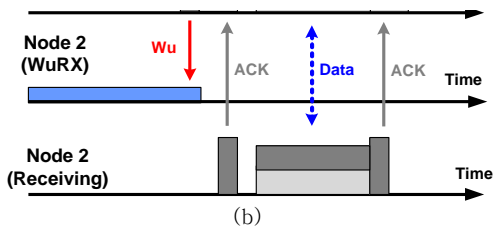


그림 1. (a) 무선 센서 네트워크 구성도 (b) wake-up 수신기를 이용한 통신 방법.

실제적으로 MICS 표준을 지원하는 송수신단의 경우, 매우 엄격한 초저전력 요구조건의 충족을 필요로 한다. 특히, 체내 삽입 생체형 임플란트 기기(implant device)의 데이터 전송을 위해 무선 RF(radio frequency) 트랜시버(transceiver, TRX)의 전력 소모를 최소화함으로써 전체 무선 센서 네트워크 (wireless sensor network, WSN)의 지속성을 극대화 할 수 있다. 이는 즉, 저전력 회로를 통해 구현하면, 저용량 배터리를 사용한 시스템 구현이 용이하기 때문에 웨어러블(wearable) WSN, 의료용 무선 신체 영역 네트워크(wireless body area network, WBAN) 및 이식형 장치와 같은 응용 분야에서 기기 소형화를 이끌어낼 수 있다 [2]. 또한, 의료용 임플란트 기기는 배터리 교체가 매우 제한적이고, 제품 수명이 오랜 시간 지속되어야 함에 따라, 생체형 임플란트 기기의 초저전력 RF트랜시버 구현이 매우 중요하다 [3].

WSN에서 무선 통신의 에너지 소비는 전체 전력 소모를 실질적으로 지배한다. 따라서, 무선 노드(node)의 RF 트랜시버는 데이터 송수신 최소한으로 켜지도록 최소한으로 설정된다. 그림 1(a)은 생체 이식형 MICS 무선 센서 네트워크의 구성도를 보여준다. 생체형 임플란트 기기 내의 RF트랜시버의 경우, 실질적인 데이터 통신구간 이외에 주 트랜시버는 절전(sleep)

표 1. MICS 표준 주요 사양 [7]

항목		값
주파수 대역		402-405 MHz
최대 채널 대역폭		300 KHz
온도 영역	임플란트기기	25-45 °C
	바디부착기기	0-55 °C
주파수 안정도 (stability)		±100ppm
송신기타입	LBT - EIRP	-16 dBm
	LP-LDC EIRP	-40 dBm
	LP-LDC Duty Cycle	0.01 %

모드에 있으며 wake-up(Wu) 수신기 (receiver, RX)가 무선 채널에서 잠재적인 수신 트래픽을 모니터링한다(그림 1(b)) [4]. Wake-up 수신기는 sleep 타이머(timer)를 통해 주기적으로 활성화하여 지속적으로 wake-up 트래픽(event)을 감지, 수신하기 때문에 전력 소모는 RF 트랜시버에 비해 매우 낮아야 한다 [4]. Wu 신호를 감지했을 시, Node2 송신단(Transmitter, TX)이 ACK (acknowledge)신호를 리턴하고 data 트랜시버를 활성화 시킴으로써 데이터 송수신을 준비하게 된다.

섹션 II에서는 MICS RF트랜시버 시스템 설계의 내용으로 MICS 표준과 link budget, 다양한 아키텍처 내용을 정리한다. 섹션III은 저전력 RF트랜시버 설계 구현에 적용할 수 있는 다양한 저전력 회로설계 기법을 살펴본다. 마지막으로 섹션 IV에서는 기존 선행 연구된 MICS RF트랜시버 성능을 비교해보면서 논문을 마무리한다.

II. 시스템 설계

1. MICS 표준 및 Link Budget

RF 시스템에서 데이터 송수신 시 주파수 선택에 있어서 안테나 효율(antenna efficiency)과 안테나 크기(antenna size) 고려하는 것이 필요하다. 일반적으로 안테나 사이즈가 작아질수록 안테나 효율이 작아지지만, 주어진 크기에 반송파의 주파수를 높일수록 효율이 좋아지게 된다. 하지만, 전파 에너지의 경우, 세포 투과 시 더 높은 주파수에서 더 많은 흡수가 일어나는 만큼, 생체 이식형 임플란트 기기를 위한 주파수 및 표준 선택이 중요하다 [6]. MICS 주파수 대역인

402~405 MHz는 안테나 효율과 세포 투과 측면에서 최적의 링크 성능을 보여줄 뿐만 아니라, 900 MHz/2.4GHz ISM 주파수 밴드에 비해 간섭영향을 줄일 수 있다. 표1은 MICS 표준의 주된 사양을 보여준다.

표1에서 알 수 있듯이 MICS 표준에서 동일한 대역의 다른 사용자와의 간섭 최소화를 위해 LBT(listen-before-talk) 모드에서 기지국(node1) 송신기와 센서장치에서 최대 전송 전력인 EIRP (equivalent isotropic radiated power, PEIRP)를 -16dBm ($25\mu\text{W}$)으로 설정하고 있다 [1, 6, 7]. 따라서, fade margin을 포함한 세포 내외 흡수되는 경로손실(path loss, PPL)과 안테나이득 (GP)을 고려했을 때, 수신단에 수신되는 최대 신호의 전력(P_{MAX})은 다음과 같이 결정될 수 있다.

$$P_{MAX} = P_{EIRP} - P_{PL} - G_p \quad (1)$$

피부 접촉과 1m이내의 기지국과 4cm 이내의 체내 삽입된 임플란트 기기, -10.6dB 의 안테나이득을 가정했을 때, 총 LOS(line-of-sight) 손실은 약 51dB 이다 [8]. 이는 즉, 기지국 및 임플란트 기기에서 -67dBm 최대 신호가 수신됨을 의미한다. 수신되는 P_{MAX}는 수신단 최소전력인 감도레벨(P_{SEN})보다 커야 하며, P_{SEN}는 다음 식(2)와 (3)을 통해 유도될 수 있다.

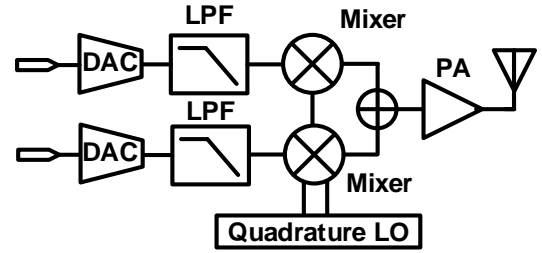
$$P_{SEN} = -174 + 10\log BW + SNR + NF + L \quad (2)$$

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \times \frac{DR}{BW} \quad (3)$$

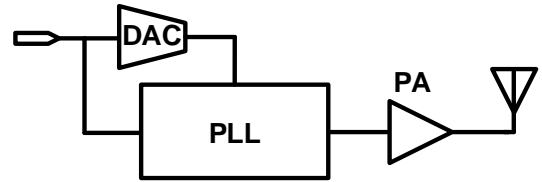
여기서, BW와 SNR, E_b/N₀, DR, L은 각각 대역폭과 신호대비잡음비, 잡음전력밀도대비 비트에너지, data-rate, 손실을 의미한다. 표2는 BER<0.1%, L=10dB를 가정했을 때, IEEE 15.6에 따른 각 변조모드에 대한 필요로 하는 잡음지수(noise figure, NF)를 보여준다.

WuRX 경우도, 동일한 거리에서의 LOS 경로손실을 기반하여, 요구되는 감도와 NF를 유도할 수 있다. 하지만, 실질적으로 감도/NF와 전력 소모 간의 설계적 절충관계가 존재하기 때문에, 목표로 하는 변조 방식을 고려하여 결정하는 것이 필요하다. Wu RX의 경우, 높은 데이터 전송속도를 요구하지 않기 때문에 OOK (on-off-keying)를 지원하도록 설계되는 것이 일반적이다. OOK의 경우, BER<10⁻³을

가정했을 때, SNR=12dB를 필요로 함에



(a)



(b)

그림 2. 송신기 구조: (a) 믹서 기반 송신기 (b) PLL(Phase Lock Loop) 기반 송신기.

따라, 감도, NF, 전력소모를 고려하여 결정하는 것이 필요하다 [5]. 트랜시버와 동일하게 식(2)를 이용하여 필요로 하는 NF 값을 계산할 수 있다. 구현 손실 L=10dB, BW=300kHz 가정했을 때, -90dBm 의 감도 특성을 얻기 위해 약 7dB NF가 요구된다.

2. 아키텍처 개요

표3. 송수신기 성능 요약

	[22]	[23]	[7]	[24]
모드	FSK	BFSK	GFSK	OOK
주파수 (MHz)	402-405	402-405	400	413-419
Data-rate (kb/s)	250	75	200	1/10
공급전압 (V)	0.7	1.8	1	1.8
TX 출력전력 (dBm)	-20 ~ -2	-5	-6	-4 ~ 4.5
TX 전력소모 (mW)	0.4	1.6	3.1	2.8/5.6
RX 전력소모 (mW)	0.49	2	1.5	0.042/0.092
RX 감도 (dBm)	-69	-97	-90	-79/-74
공정 (nm)	180	180	40	180

체내 삽입용 임플란트 기기를 위한 일반적인 RF트랜시버는 기본 원격 측정 링크를 설정하는 MICS대역(402-405MHz)의 데이터 송수신을 위한 주

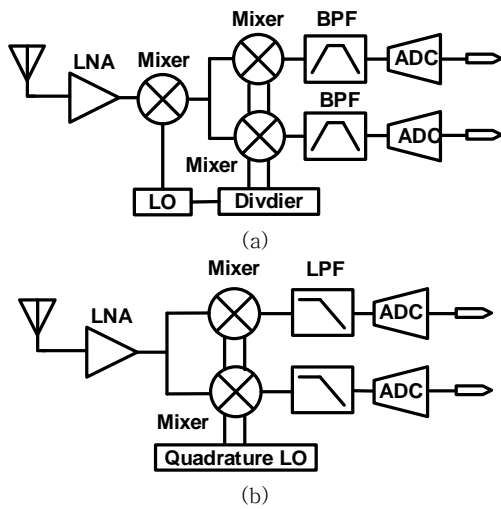


그림 3. 수신기 구조(a) heterodyne (b) homodyne 수신기.

트랜시버와 외부에서 들어오는 W_u 신호를 지속적으로 모니터링하는 추가 비면허 (un-licensed) ISM(industrial, science, and medical) 대역(2.4 GHz) W_u 수신기로 구성될 수 있다. W_u 수신기는 W_u event를 놓치지 않도록 일정 시간 미만의 duty-cycle을 가지고 주기적으로 활성화 되어야 하므로, 보다 엄격한 초전력 설계가 요구된다 [6]. 따라서, 높은 data-rate과 대역폭을 요구하지 않는 W_u 수신기는 저전력을 위해 복잡성이 낮은 OOK(on-off keying) 또는 FSK(frequency-shift keying) 변조방식의 아키텍처가 일반적으로 선택된다.

(1) 400MHz RF 트랜시버

그림 2(a)는 믹서 기반 TX를 나타내며 디지털 베이스밴드(BB)에 의해 파형이 생성된 후, 아날로그 도메인으로 변환된다. LPF (low-pass filter)를 거친 후 quadrature 믹서를 통해 RF로 상향 변환된 다음 전력증폭기(power amplifier, PA)를 통해 증폭된다. 이 아키텍처는 다양한 변조 방식에 대한 보편성 때문에 PSK(phase-shift keying), QAM (quadrature amplitude) 등의 변조 방식에 효율적이고 일관성 있는 성능을 제공한다. 하지만 잡음, 비선형성, 불일치, 프로세스/전압/온도 변화 등 다양한 아날로그 결함에 취약하다. 또한 성능의 경우, 직교(quadrature) LO(local oscillator)의 I/Q(in-phase/quadrature) 정확도에 따라 크게 달라진다. 신호 품질을 보장하려면 복잡한 설계 기술과 더 높은

전력 소비가 필요한 경우가 많다. 따라서 다양한 비이상적 효과를 보상하는 데 필요한 추가 교정 회로로 인해 실리콘 면적과 시스템 복잡성이 증가한다 [9],[10]. PLL(Phase Lock Loop) 기반 송신기 아키텍처를 보여주는 그림 2(b)는 직교 RF 반송파(carrier)가 필요하지 않아서 전력 소모를 줄일 수 있고, 낮은 위상 잡음을 제공하는 장점이 있다. 복잡성을 더욱 줄이기 위해 추가적인 전력 증폭기와 함께 사용하거나 안테나에서 직접 사용할 수 있는 Free-Running Oscillator가 활용된다. 하지만 이는 주파수 drifts를 겪기 때문에 안정적인 공급/기준 전압과 작동 온도가 필수적이다. 게다가, 처리 오류로 인해 부정확한 진동 주파수가 발생할 수 있다는 점에서 주파수 및 위상 안정성이 암묵적으로 요구되지 않는 non-coherent 변조 방식을 사용하는 경우에만 사용된다 [9],[10].

그림 3(a)는 heterodyne 수신기 구조를 보여주며, DC 오프셋(DC offset) 및 플리커 (flicker) 잡음으로 부터 수신기의 SNR(signal-to-noise ratio) 저하에서 비교적 자유로운 성능을 나타낸다. IF 주파수의 선택은 heterodyne 수신기 설계에서 필터 복잡성과 IF블록의 전력 소모에서 주요 설계 절충관계를 갖는다. 그림 3(b)는 homodyne 아키텍처를 보여주며, 신호를 DC로 직접 하향 변환을 수행한다. 이는 이미지 간섭으로부터 자유로우며, 외부 부품 수와 전력 소비를 최소화할 수 있다는 점에서 장점이 존재한다. 하지만, 기저대역의 플리커 잡음 과 DC 오프셋 오류에 의한 성능저하를 극복하기 위해서 일반적인 높은 차수의 FSK를 사용하는 것이 용이한 만큼 아키텍처에서 추가 복잡성 및 전력 소모가 발생할 수 있다 [10],[11]. 표3은 변조방식에 따른 MICS RF 송수신기의 성능 요약을 보여준다.

(2) Wake-up (Wu) 수신기

W_u 수신기를 가장 간단하게 구현할 수 있는 방법은 그림 4(a)에서 볼 수 있듯이, 포락선 검출기(envelop detector, ED)를 이용하는 것이다. 포락선 검출기는 수신된 신호가 기저대역으로 직접 복조되므로 별도의 믹서와 LO가 필요하지 않아 복조 방식이 간단하고 전력 소모가 낮다는 장점이 있다. 그러나 이러한 검출기는 비선형성 특성 때문에 다른 W_u 수신기와 비교했을 때 높은 잡음 특성과 낮은 간섭 복원력이라는

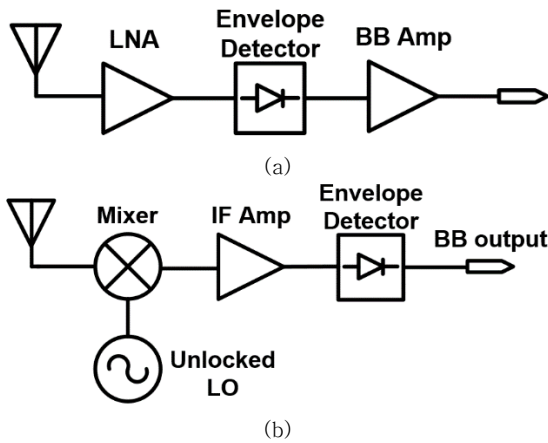


그림 4. Wake-up 수신기 아키텍처 비교 (a) 포락선 검출기 기반 수신기 (b) 주파수 변환 (Uncertain-IF) 수신기.

단점이 존재한다. 따라서, 포락선 검출기 아키텍처에서 달성할 수 있는 감도는 제한적이다. 감도를 개선하기 위해 높은 RF이득이 필요한데, 이를 구현하기 위해 포락선 검출기 전단에 저잡음 증폭기(Low-noise amplifier, LNA)를 일반적으로 배치한다. 이 아키텍처는 TRF(Tuned RF)로 알려져 있다 (그림 4(a)). 포락선 검출기의 잡음 기여도를 줄이기 위해 저잡음 증폭기에 높은 전력이 요구되기 때문에 감도와 전력 소비 사이에 절충관계가 발생한다 [12].

주파수변환 아키텍처는 입력되는 RF 신호를 IF 또는 BB로 혼합하기 위해 LO 온칩을 생성한다. 이는 기존 RF 수신기와 유사하게 BB/IF로 믹싱하면 RF보다 전력 효율이 더 높은 증폭이 가능하며, 저전력 BB 또는 IF 필터를 설계하여 근처 주파수 오프셋에서 회로 잡음과 간섭 요인을 제거하는 것이 가능하다. 따라서 믹서 기반 아키텍처는 포락선 검출기 기반 아키텍처에 비해 감도 및 간섭 복원력 측면에서 유리하다. 그러나 LO 생성에 상당한 전력이 필요한 것이 단점이다 [13]. 이 단점을 보완하기 위해 믹서 기반 아키텍처 중 PLL을 사용하지 않는 Uncertain-IF 방식을 적용할 수 있다. (그림 4(b)). 신호 하향 변환에 필요한 안정적인 주파수를 생성하기 위해 PLL을 사용하는 것인데, 이는 전력 소비가 많이 든다는 단점이 있다. 이 문제를 해결하기 위해 PLL이 없는 LO를 사용하여 전력 소비를 줄이고, 상대적으로 낮은 전력에서 IF 높은 이득을 실현할 수 있는 장점이 있다. 그러나 LO가 자유롭게 생성되기 때문에 정확한 주파수가

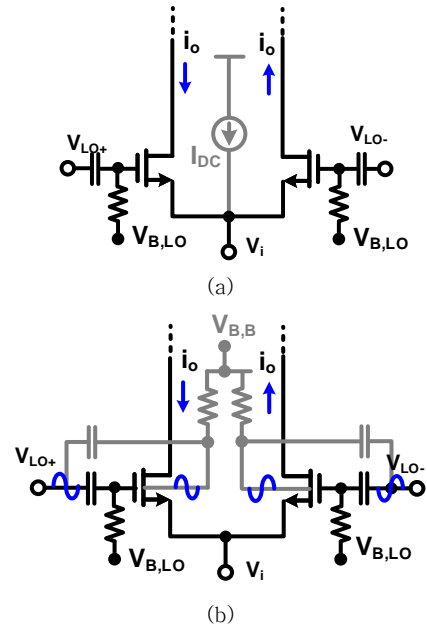


그림 7. 저전력 믹서 회로 기법: (a) 전류-블리딩 믹서 (b) 바디효과를 이용한 이득 부스팅 믹서.

불확실하여 IF 대역폭이 잠재적으로 매우 클 수 있다는 단점이 있다 [13],[14]. 표4는 아키텍처에 따른 Wu수신기의 성능 요약을 보여준다.

III. 저전력 회로 기법

배터리 교체가 제한적인 임플란트 기기에서 초저전력을 구현하기 위해 다양한 저전력 회로기법의 적용이 필요하다. 이를 위해 전류의 추가 사용없이 이득을 증가시킬 수 있는 이득 부스팅 (gain-boosting) 또는 전류 재사용 (current-reuse) 회로 기법이 주로 적용되어 왔다.

1. 저잡음 증폭기 (Low-noise amplifier, LNA)

그림 5는 이득개선 위한 이득 부스팅 기법의 대표적인 회로도들을 보여준다. 단일 트랜지스터 단으로 이루어진 일반적인, 공통게이트 (common-gate, CG)에 보조(auxiliary) 증폭단을 통한 반전 이득을 게이트에 인가함으로써 추가 이득을 얻을 수 있다. 이 때, 보조 증폭단의 이득을 A로 가정했을 때, 이득은 (1+A) 만큼 증가하게 된다. 그림 5(a)는 공통소스(common-source, CS)을 추가로 보조 증폭단으로 활용한 경우로 추가 전력소모는 존재하지만 많은 이득 증가효과가 존재한다. 그림

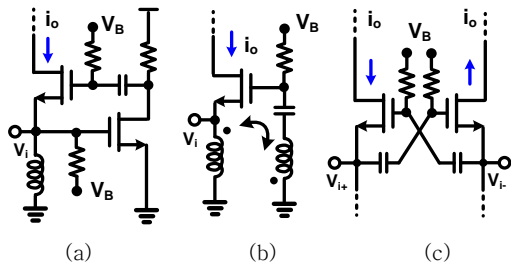


그림 5. 이득 부스팅 회로 기법: (a) CS-CG 증폭기 (b) 트랜스포머기반 증폭기 (c) Cross-coupled 증폭기.

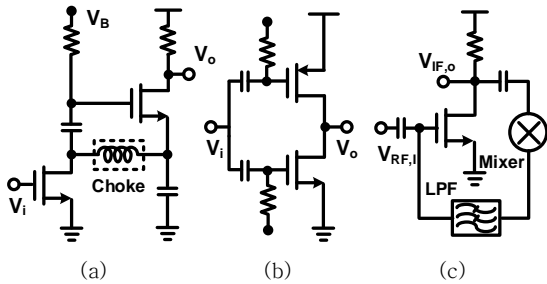


그림 6. 전류 재사용 회로 기법: (a) 2단 CS 증폭기, (b) 상보대칭 (complimentary) 증폭기 (c) Recursive 증폭기.

5(b)와 5(c)의 경우, 추가 전력소모가 없이 이득 부스팅이 가능하지만, 각각 다소 큰 트랜스포머가 필요하고, 차동 (differential) 구조에 제한적으로 사용 가능하는 점에서 설계 절충점이 필요하다 [15]. 이득 부스팅과 더불어 전류 재사용 회로 기법의 경우도 많은 저전력 회로에 적용되어왔다. 그림 6은 전류 재사용을 적용한 회로 기법의 예를 보여준다. 대표적으로 2단 증폭기 설계 시, choke등의 신호차단 DC전류경로를 구성하여 전류소모를 증가시키지 않고, 2단의 증폭을 구현할 수 있다 (그림 6(a)) [16]. 또한, NMOS와 PMOS를 모두 증폭에 사용한 상보대칭 (complementary) 구조 (그림 6(b)) 또한, 전류를 공유함으로써 추가 이득을 얻는 방법이다 [17]. 그림 6(c)의 recursive 구조의 경우, 트랜지스터의 증폭을 위한 트랜스컨덕턴스 (g_m)가 광대역 특성을 가진다는 관점에서, 별도의 믹서를 이용해 설계된 하나의 증폭기에서 RF와 IF 신호를 동시에 증폭할 수 있는 기능을 제공한다 [18]. 이 경우, 설계된 하나의 증폭기에서 RF, IF 신호를 모두 증폭함으로써 적은 전류 소모에 위 소개된 다양한 회로기법을 2개 이상 활용함으로써 초저전력 회로설계가 가능하다.

2. 믹서

그림 7은 TRX 믹서 설계에서도 적용할 수 있는 저전력 회로 기법을 보여준다. 그림 7(a)에서의 전류-블리딩 (current-bleeding) 회로 기법은 스위칭 트랜지스터의 DC 바이어스 전류를 감소시킴에 따라, 믹서의 플리커 잡음 성능을 개선하는 효과가 있을 뿐만 아니라, 부하 저항으로 가는 DC 전류량을 감소시켜 더 큰 부하저항을 적용이 가능하게 한다. 이는, 전류의 증가 없이 주어진 전원 조건에서 믹서의 변환이득을 보다 용이하게 증가시킬 수 있다. 또한, 트랜지스터의 바디효과 (body effect)를 이용하여 추가 전류 소모 없이 믹서 스위치 자체의 변환 이득을 향상시킬 수 있다. 그림 7(b)에서 LO신호를 믹서 게이트와 바디에 동시에 인가함으로써 믹서 스위치의 문턱전압 (threshold voltage) 제어가 가능하다. 이를 통해, 믹서 스위치의 입력저항 감소효과와 더불어, 믹서 스위칭 특성을 개선함으로써 이득 및 잡음성능 개선이 가능하다 [19].

3. 전력 증폭기

의료용 임플란트 시스템 등 낮은 공급 전압에서 동작하는 저전력회로에서는 선형성 감소와 더불어 더 작은 부하가 필요로 하기 때문에 출력 임피던스 변환 네트워크가 더 복잡해진다. 하지만, 생체 이식 분야에서 전력 증폭기가 높은 출력 전력 수준을 필요로 하지 않기 때문에 작은 부하 값이 필요하지 않다. 또한, 선형성 특성은 비선형 E급 (class-E) 증폭기를 사용하여 선형성 감소를 해결할 수 있다 [20]. 그림 8은 F급 (class-F) 구동기 단이 있는 통합형 E급 전력 증폭기를 보여준다. E급 증폭기는 스위칭 모드 동작으로 수행되기 때문에, 트랜지스터를 켜고 끄기 위한 입력 파형을 형성하는 것이 중요한 문제이다. 한 스위칭 상태에서 다른 스위칭 상태로의 최단 전환 시간을 얻으려면 구형파형을 E급 증폭기에 적용해야 한다. 이 기능은 F급 증폭기를 드라이버 스테이지로 사용하여 실현할 수 있으며, 입력 신호의 적절한 고조파를 생성하고 이를 구형파형으로 결합할 수 있다 [21].

IV. 결론

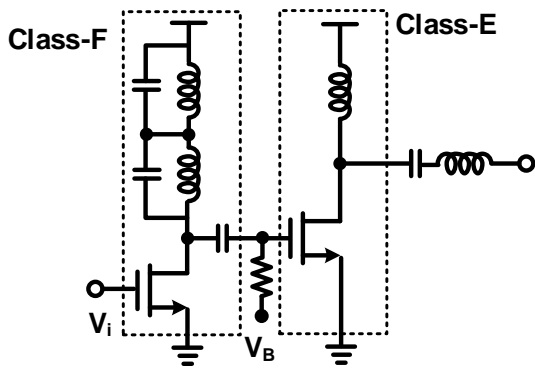


그림 8. F급(Class-F) 구동기 단이 있는 통합형 E급 전력 증폭기

본 논문에서는 무선 센서 네트워크를 위한 생체이식형 초저전력 MICS RF 트랜시버 설계에 대해 다루었다. 생체 이식형 임플란트 기기에 요구되는 MICS 표준과 link budget 을 통해 RF트랜시버에 대한 목표 사양치를 유도할 수 있다. 실제 설계 상에서도 다른 변조 방식, 데이터 전송 속도, 아키텍처를 선택함에 따라 다양한 설계 고려사항 및 절충 관계가 존재한다. 따라서, 기존의 다양한 저전력 회로 기법을 폭넓게 적용할 경우, 보다 저전력 RF트랜시버 구현이 가능해진다.

감사의 글

이 논문은 산업통상자원부가 지원한 ‘차세대지능형반도체기술개발’ 사업으로 지원을 받아 수행된 연구 결과입니다. [과제고유번호: 20025736]

참고 문헌

[1] H. S. Savci et al., "MICS transceivers: regulatory standards and applications [medical implant communications service]," *IEEE Southeast Conf.*, pp. 179–182, Apr. 2005.

[2] M. Magno and L. Benini, "An ultra low power high sensitivity wake-up radio receiver with addressing capability," *2014 IEEE 10th International Conf. on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pp. 92–99, Oct. 2014.

[3] H. Sjoland et al., "A receiver architecture for devices in wireless body area networks," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. ED-2, no. 1, pp. 82–95, Mar. 2012.

[4] K.-W. Cheng and S. Chen, "An ultralow-power OOK/BFSK/DBPSK wake-up receiver based on injection-locked oscillator," *IEEE Trans. on VLSI Systems*, vol. ED-7, no. 21, pp. 1379–1391, Jul. 2021.

[5] T. Taris et al., "An FSK and OOK compatible RF demodulator for wake-up receiver," *Journal of Low*

Power Electronics and Applications, vol. ED-5, no. 4, pp. 274–290, Nov. 2015

[6] M. Song et al., "A millimeter-scale crystal-less MICS transceiver for insertable smart pills," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. ED-14, no. 6, pp. 1218–1229, Nov. 2020.

[7] P. D. Bradley, "An ultra low power, high performance medical implant communication system(MICS) transceiver for implantable devices", in *2006 IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, pp. 158–161.

[8] H. W. Pflug et al., "Radio channel characterization for 400 MHz implanted devices," in *Proc. 2014 IEEE Wireless Comm. and Net. Conf. (WCNC)*, Apr. 2014, pp. 1–7.

[9] A. Ba et al., "A 0.33 nJ/bit IEEE802.15.6/Proprietary MICS/ISM wireless transceiver with scalable data rate for medical implantable applications," *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 19, no. 3, pp. 920–929, Mar. 2015.

[10] M. Bettaieb et al., "A novel MICS chirp FSK receiver front-end," *2017 International Conference on Engineering & MIS (ICEMIS)*, pp. 1–6, Feb. 2017.

[11] R. van Langevelde et al., "An ultra-low-power 868/915 MHz RF transceiver for wireless sensor network applications," *2009 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 113–116, June 2009.

[12] D Galante-Sempere, et al., "Area-Efficient Integrated Current-Reuse Feedback Amplifier for Wake-Up Receivers in Wireless Sensor Network Applications," *Sensors*, vol. ED-22, no. 4, pp. 1662, February. 2022.

[13] P. P. Mercier et al., "Low-power RF wake-up receivers: analysis, tradeoffs, and design," *IEEE Open Journal of the Solid-State Circuits Society*, Oct. 2022.

[14] N. M. Pletcher et al., "A 52 μ W wake-up receiver with -72dBm sensitivity using an uncertain-IF architecture," *IEEE Journal of solid-state circuits*, vol. 44, no. 1, pp. 269–280, Dec. 2008.

[15] S. Woo et al., "A g_m -boosted common-gate CMOS low-noise amplifier with high P1dB," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, pp. 33–37, Apr. 2014.

[16] L. M. Devlin et al., "A 2.4 GHz single chip transceiver," *IEEE Microwave and Millimeter Wave Monolithic Circuits Symp.*, pp. 23–26, 1993.

[17] M. Mubin and A. Marzuki, "A low-noise amplifier utilizing current-reuse technique and active shunt feedback for MedRadio band applications," *International Journal of Electrical and Electronic Engineering & Telecommunications*, vol. 9, no. 5, pp. 306–316, Jan. 2020.

[18] J. Han and Ranjit. Gharpurey, "Recursive receiver down-converters with multiband feedback and gain-reuse," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. ED-43, no. 5, May 2008.

[19] B. Bae and J. Han, "24–40GHz gain-boosted wide-band CMOS down-conversion mixer employing body-effect control for 5G NR applications." *IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. ED-63, no. 3, Mar. 2022.

[20] M. M. El-Desouki et al., "A low-power CMOS class-E power amplifier for biotelemetry applications,"

2005 *European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 4, Oct. 2005.

[21] C. C. Ho et al., "A fully integrated class-E CMOS amplifier with a class-F driver stage," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pp. 211-214, June 2003.

[22] J. Bae, N. Cho and H.-J. Yoo, "A 490uW fully MICS compatible FSK transceiver for implantable devices", *Proc. Symp. VLSI Circuits*, pp. 36-37, Jun. 2009.

[23] T. Copani et al., "A CMOS low-power transceiver with reconfigurable antenna interface for medical implant applications", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 5, pp. 1369-1378, May 2011.

[24] M. Lee et al., "A CMOS medradio transceiver with supply-modulated power saving technique for an implantable brain-machine interface system", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 6, pp. 1541-1552, Jun 2019.

[25] X. Huang, et. al, "A 2.4GHz/915MHz 51 μ W wakeup receiver with offset and noise suppression," *IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. Dig. Tech. Papers*, pp. 222-223, Feb. 2010.

[26] M. S. Durante and S. Mahlkecht, "An ultra low power wakeup receiver for wireless sensor nodes", *Proc. Third International Conference on Sensor Technologies and Applications (SENSORCOMM)*, pp. 167-170, 2009.

[27] J. Ayers, K. Mayaram and T. S. Fiez, "An ultralow-power receiverfor wireless sensor networks", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 9, pp. 1759-1769, Sep. 2010.

김 규 원 (Gyu-won Kim)



2023년 2월 : 충남대학교
전파정보통신공학과 졸업
2023년 3월~현재 : 충남
대학교 전파정보통신공
학과 석사과정

<관심분야> CMOS RF 집적회로 설계

김 유 정 (Yu-jung Kim)



2019년 2월 : 충남대학교
전파정보통신공학과 졸업
2023년 3월~현재 : 충남
대학교 전파정보통신공
학과 석사과정

<관심분야> CMOS RF 집적회로 설계

한 정 환 (Junghwan Han), 정회원



2007년 12월 : Univ. of
Texas at Austin 전자
전기컴퓨터공학부 박사
졸업
2008년 1월~2010년 9월 :
미국 쉘컴사 선임연구원
2010년 11월~2014년 3
월 : 삼성전자 DMC 연
구소 책임연구원
2014년 3월~2017년 2월: 삼성전자 System-
LSI 사업부 수석연구원
2017년 3월~현재 : 충남대학교 전파정보통신
공학과 부교수

<관심분야> 초고주파회로, CMOS RF 집적회로
통신시스템 설계