



최병건, 박철순/  
현석봉, 탁금영, 이희태, 박성수  
한국정보통신대학교/한국전자통신연구원  
E-Mail : cbgun@icu.ac.kr

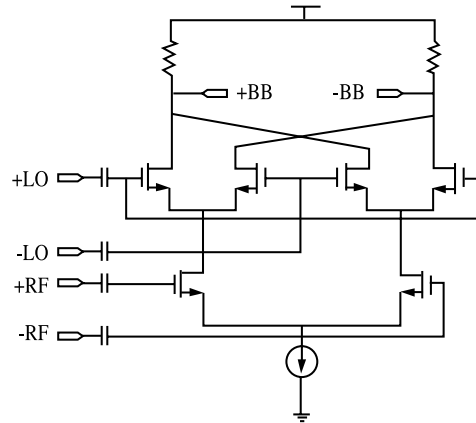
# 저전압 저전력 다중대역 RF-SoC를 위한 단층 직접변환 주파수 혼합기

## 1. 서론

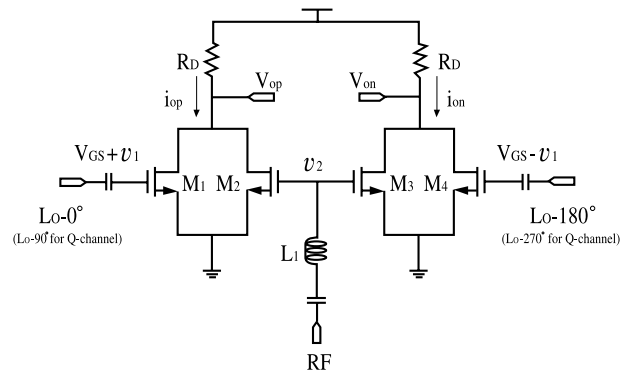
VLSI 기술이 발전함에 따라 공정가능한 최소 선폴이 매우 낮은 수준의 서브 마이크로까지 가능해졌고, 이는 시스템온칩(System on Chip, SoC) 개발에 있어서 많은 장점을 가져오며, 특히 RF 회로와 아날로그 회로를 포함하는 SoC 개발에 있어서 여러 가능성을 제시한다. RF-SoC를 구현하기 위해 우선적으로 해결해야 할 중요한 문제들 중 하나는 전원전압을 줄이는 것으로, CMOS의 설계규칙이 곧 90nm 이하로 떨어짐으로 인해, 1 V 이하로 전원전압을 낮추면서도 회로의 성능 저하없이 SoC의 구현이 가능하여야 한다[1]. 전원전압의 크기는 최대 출력전압의 전압 스윙폭을 결정하기 때문에, 전원전압을 떨어뜨릴수록 최대 출력 신호의 크기는 감소하게 되고, 이는 RF 특성 중 선형성과 dynamic range를 저하시키는 단점을 가져온다. 반면, 최근 무선통신시스템이 다중규격, 광대역화 됨에 따라 선형성에 있어서 더욱 엄격한 규격이 요구되어지고 있다. WPAN (wireless personal area network[2])과 같은 근거리, 초고속 무선통신시스템은 저전력, 저가격, 고선형의 RF 송수신기 특성을 요구하는데, 이와 같은 광대역 시스템은 다른 통신규격과의 사용주파수를 배타적으로 점유하지 않고 사용되기 때문에, 높은 Q 값을 가지는 대역통과필터를 사용할 수 없고, 수신기 용 칩으로 입력되는 주파수 내에 큰 간섭신호들이 존재하게 된다. 따라서, 이러한 잡음원들에 의한 인터모듈레이션을 막고, 둔감해지기 위해서는 높은 선형성을 가지는 송수신기가 필요하게 된다.

능동 주파수혼합기는 대부분의 무선통신시스템에서 일반적으로 사용되어지며, 능동 주파수혼합기의 선형성은 RF 수신기 전체의 선형성을 결정하는데 중요한 부분을 차지한다. 이동통신시스템에서 요구되는 전원전압이 점차 낮아짐에 따라, 제한된 전원전압 아래에서 충분한 출력전압의 크기를 얻기는 더욱 어려워진다. 낮은 전원전압에서 동작하는 주파수혼합기에 대한 연구가 진행되어지고 있으나, 빠른 속도의 다중대역 시스템을 위한 충분한 주파수 대역폭이나 변환이득은 보여주지 못하고 있다[3][4]. 능동 주파수혼합기로 많이 사용되고 있는 Gilbert-cell 구조의 주파수혼합기는 우수한 주파수혼합 특성을 보이지만, RF 신호의 입력단과 LO 신호의 입력단이 서로 적층된 구조를 가지기 때문에, 2~3단의 트랜지스터 적층 구조를 가진다. 따라서 정해진 전원전압을 2단 혹은 3단의 트랜지스터에 배분하여 사용한다면, 출력단에서 출력전압의 스윙폭이 제한받게 되어 RF 수신단의 선형성을 떨어뜨릴 수 있다. [그림 1]은 기존의 Gilbert-cell 구조의 주파수혼합기에 대한 회로도를 나타낸 것이다.

본 연구에서는 낮은 전원전압에서 동작하고 광대역특성을 가짐으로 인해, 현재 혹은 가까운 미래의 혼합신호(mixed signal)를 위한 SoC에 적용이 가능한 주파수혼합기를 CMOS를 이용하여 설계 및 제작하였다.



[그림 1] 일반적인 Gilbert-cell 구조의 주파수혼합기 회로



[그림 2] 단층 직접변환 주파수혼합기 회로도

## 2. 단층 주파수혼합기의 구동 원리

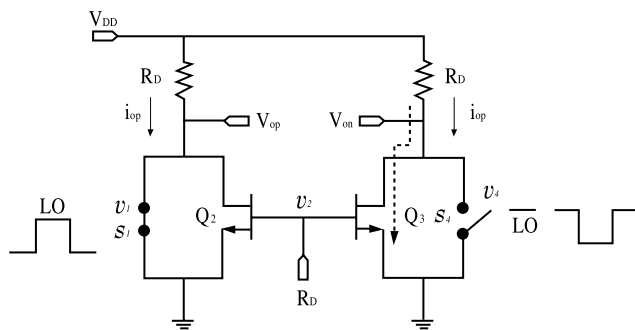
제한된 저전압 직접변환 주파수혼합기는 두개의 드레인-결합 NMOS 쌍으로 이루어져 있으며, [그림 2]에 회로도를 나타내었다. 단일 위상의 RF신호가 트랜지스터 M2와 M3의 게이트전극으로 입력되고, 차동의 LO신호가 M1과 M4의 게이트 전극에 각각 입력된다. RF신호와 LO신호 간의 비선형주파수혼합이 각각 드레인-결합 쌍인 M1-M2와 M3-M4에서 발생한다. RF신호가 입력되는 트랜지스터인 M2와 M3는 기존 주파수혼합기의 transconductance 단의 역할을 하고, RF신호에 비해 상대적으로 큰 크기의 LO신호가 인가되는 트랜지스터인 M1과 M4는 기존 주파수혼합기의 스위치 단과 같은 동작을 한다. 회로의 동작원리를 보다 쉽게 설명하기 위하여, 그림 3과 같이 트랜지스터 M1과 M4를 논리신호인 LO와 LO에 의해 스위치로 동작된다고 가정한다. [그림 2]에 나타나 있는 트랜지스터 M1의 게이트전극의 AC 전압성분인  $V_1$ 은 [그림 3]의 논리신호인 LO라고 볼 수 있다. 만약

LO가 양이면, 스위치 S1은 닫히고, 트랜지스터 M2의 드레인전극은 소스전극과 직접 연결된다. 따라서, RF신호인  $V_2$ 에 의한 출력 전극에서의 전류  $i_{op}$ 는 매우 작아서 무시할 수 있다. 한편, 오른쪽 스위치 S4는 열리게 되고, 출력전류의 대부분인  $i_{on}$ 은 M3의 드레인 전류가 된다. 회로 전체의 차동 출력전류는 다음과 같다.

$$i_o = i_{op} - i_{on} = -i_{d,M3} = -(-g_{m3} \cdot V_2), \text{ if } V_1 > 0. \quad (1)$$

만약 LO 신호  $V_1$ 이 음이되면, S1은 열리고, S4는 닫히게 된다. 이 경우에는 M2는 active 영역에서, M3는 triode 영역에서 동작하게 되어 출력전류는 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_o = i_{op} - i_{on} = i_{d,M2} = -g_{m2} \cdot V_2, \text{ if } V_1 < 0. \quad (2)$$



[그림 3] 큰 LO 신호입력에 따른 제안된 주파수혼합기의 동작원리

따라서, 전체 차동 출력전류의 부호는 LO신호의 부호에 의해 결정되고, 이를 수식으로 나타내면 식 (3)과 같다.

$$i_o = g_{m2} \cdot V_2 \cdot \text{sign}(V_1) \quad (3)$$

만약 LO신호가 주파수가  $f_{LO}$ 인 주기함수라고 한다면,  $\text{sign}(v_1)$  항은 주기적인 사각파가 되고, 이를 푸리에 시리즈를 통해 확장하면 출력전류는 다음과 같이 표시된다.

$$i_o = g_{m2} \cdot \text{sign}(\omega_2 t) \cdot \frac{\pi}{4} \left( \sin\omega_1 t - \frac{1}{3} \sin 3\omega_1 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_1 t - \dots \right) \quad (4)$$

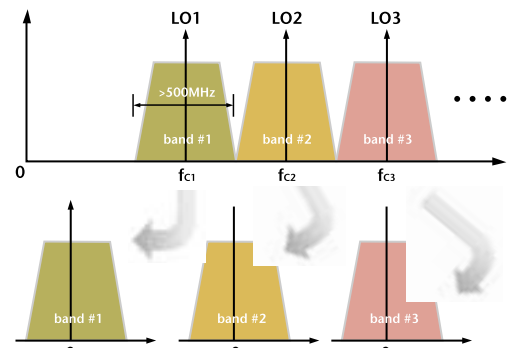
즉, 일반적인 단일평형 능동 주파수혼합기의 출력신호와 같은 형식으로 주파수변환이 일어남을 알 수 있다. 높은 주파수 성분들은 저역통과필터를 통해 쉽게 제거할 수 있고, 원하는 주파수혼합 성분을 얻을 수 있다.

### 3. 회로 설계

본 연구에서 제안된 직접변환 주파수혼합기는 3GHz에서 7GHz 범위의 광대역 및 다중대역 시스템을 위해 설계되었다. 이 주파수 범위에서 각 RF신호는 500MHz 이상의 주파수 대역폭을 가지는 다중대역 신호로서, 각 RF신호 대역의 중심주파수에 LO 주파수를 가지도록 하여, 직접하향주파수변환을 일으킬 수 있도록 설계하였다. [표 1]에 다중대역 시스템을 위한 본 연구에서 사용한 주파수 설정을 나타내었다[2]. [그림 4]는 다중대역 직접변환 수신기의 주파수 스펙트럼을 나타낸다.

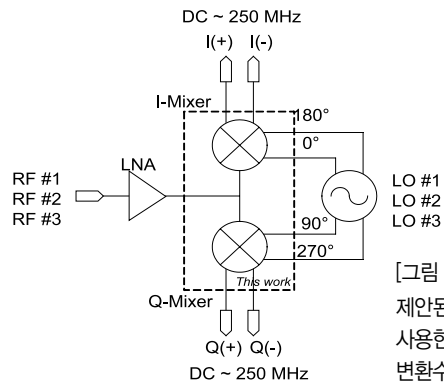
[표 1] 다중대역, 고속 WPAN 시스템의 주파수 설정[2]

Band ID	Center Frequency $f_c$ (MHz)	Bandwidth (MHz)	LO Frequency (MHz)	
#1	3432	> 500	3432 (LO1)	This work
#2	3960		3960 (LO2)	
#3	4488		4488 (LO3)	
#4	5016	> 500		Further work
#5	5808			
#6	6336			



[그림 4] 다중대역 WPAN 시스템의 RF 수신기의 주파수 스펙트럼

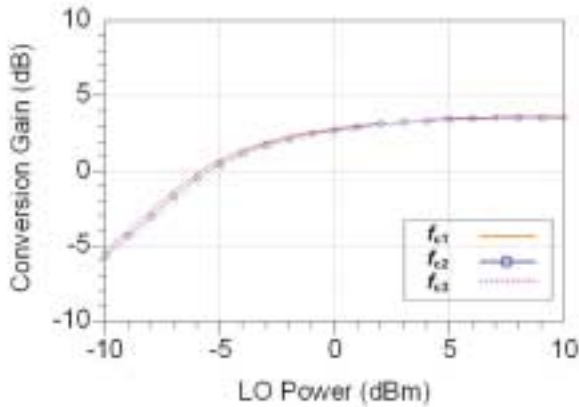
[그림 5]는 제안된 주파수혼합기를 이용한 UWB 시스템 직접변환 수신기의 구조도를 나타낸다. 저잡음증폭기를 통과한 단일위상의 RF신호는 둘로 나뉘어져 각각 I-채널과 Q-채널 주파수혼합기에 RF 신호입력으로 들어간다. I-채널 주파수혼합기는 단일 위상의 RF 신호와 0도와 180도 위상의 차동 LO신호를 입력으로 받아 차동의 I-채널 베이스밴드 신호를 발생시킨다. Q-채널 주파수혼합기는 90도와 270도 위상의 차동 LO신호를 이용하여 차동의 Q-채널 베이스밴드 신호를 발생시킨다. 제안된 주파수혼합기의 구조는 단층의 트랜지스터로 구성되어 있는데, 단층의 주파수혼합기는 기존의 2층 또는 3층의 트랜지스터가 적용된 Gilbert-cell 구조의 주파수혼합기에 비해 여러 가지 장점을 가진다. 단층의 주파수혼합기는 기존의 주파수혼합기에 비해 훨씬 낮은 전원전압에서 구동이 가능하기 때문에, DC 전력소모를 줄일 수 있을 뿐만 아니라, 아날로그와 디지털 회로와 전원전압을 공유함으로써, 단일 칩으로 집적이 가능하게 되어 RF, 아날로그, 디지털 회로가 혼합된 SoC 구현이 용이하게 된다.



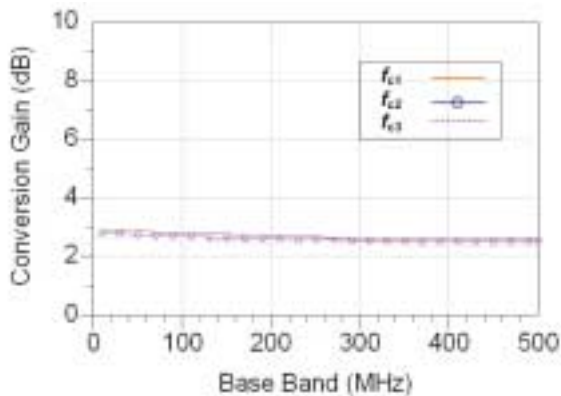
[그림 5] 제안된 단층 주파수 혼합기를 사용한 UWB 시스템의 직접변환수신기 구조도

#### 4. 설계 결과 및 측정

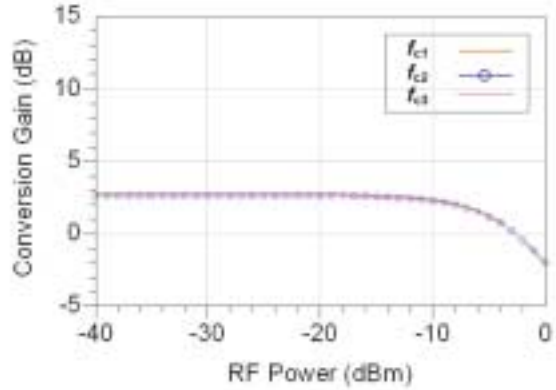
제안된 직접변환 주파수혼합기는 0.18 $\mu$ m CMOS 기술을 이용하여 설계되었다. 베이스밴드 주파수를 100 MHz로 고정하고, 세 가지 RF 주파수영역에서 LO 전력을 -10dBm에서 10dBm까지 변화시키며 주파수혼합기의 변환이득의 변화를 시뮬레이션하여, [그림 6]에 나타내었다. 각각의 변환이득은 LO 전력이 커짐에 따라 증가하였으며, RF 주파수가 각각 3.432GHz( $f_{c1}$ ), 3.96 GHz( $f_{c2}$ ), 4.488 GHz( $f_{c3}$ ) 일 때, 2.5 dB, 2.7 dB, 2.8 dB의 변환이득을 나타내었다. 주파수혼합기의 광대역특성을 알아보기 위한 시뮬레이션과, RF신호의 전력변화에 따른 주파수혼합기의 변환이득을 각각 그림 7과 그림 8에 나타내었다. 각 RF신호주파수에 대한 입력 P1dB는 약 -7dBm으로 예측되었다.



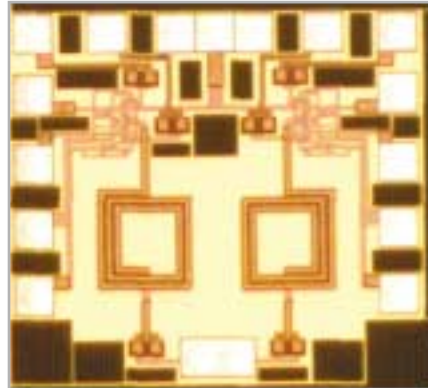
[그림 6] LO 전력 변화에 따른 각 RF신호의 변환이득 시뮬레이션 결과 (fBB = 100 MHz, PRF = -30 dBm)



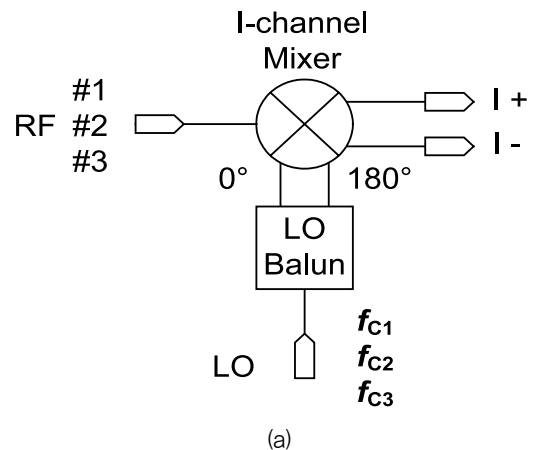
[그림 7] 베이스밴드 주파수 변화에 따른 각 RF신호의 변환이득 시뮬레이션 결과 (PLO = 0 dBm, PRF = -30 dBm)

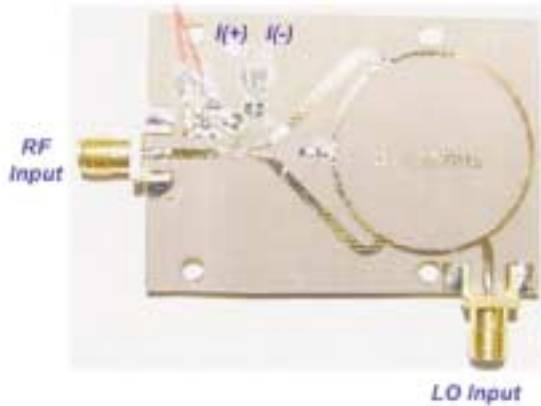


[그림 8] RF전력 변화에 따른 변환이득 시뮬레이션 결과 (PLO = 0 dBm, fBB = 100 MHz)



[그림 9] 제작된 주파수혼합기의 칩사진

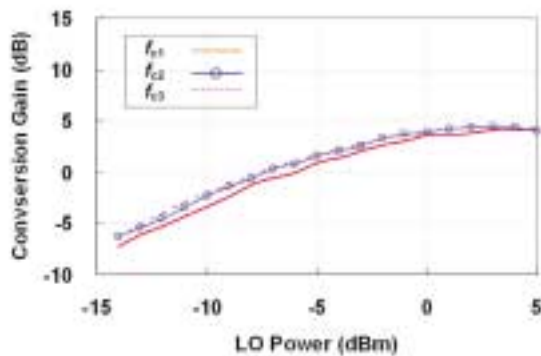




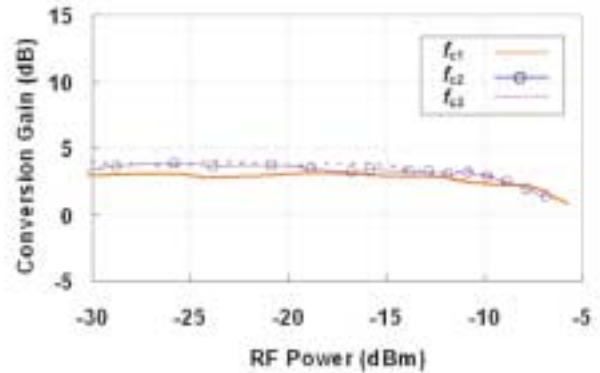
(b)  
[그림 10] 측정 환경 및 PCB 사진

[그림 9]는 제작된 주파수혼합기의 칩사진으로 0.9mm×0.8mm의 면적을 가진다. 단일채널 주파수혼합기의 특성을 측정하기 위한 PCB를 제작하였으며, 측정을 위한 구성과 사진을 그림 10에 나타내었다. 다중대역 특성을 정하기 위하여 RF 대역의 중심주파수를 각각 3.432GHz( $f_{c1}$ ), 3.96GHz( $f_{c2}$ ), 4.488 GHz( $f_{c3}$ )로 두고, 각 주파수별 대역폭을 500MHz로 설정하였다. 측정용 신호발생기의 단일 위상을 차동위상으로 바꾸어 주기 위하여  $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$ ,  $f_{c3}$ 에 중심주파수를 가지는 LO 주파수의 PCB balun을 제작하였다.

주파수혼합기의 LO 입력전력을 변화시키며 각각의 RF 주파수  $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$ ,  $f_{c3}$ 에 대한 변환이득을 측정하였으며, 그림 10에 측정결과를 나타내었다. LO 전력이 증가함에 따라 변환이득은 증가하였으며, 0dBm에서 2~3dB의 변환이득을 나타내었다. 그림 11은 LO 전력을 0dBm으로 고정하고, RF 전력을 변화시키며 측정된 변환이득을 나타낸 그래프로서, 각 RF 주파수에 대해 약 3 dB의 변환이득과 -10dBm의 입력 P1dB를 보여주었다.



[그림 11] LO 전력변화에 따른 주파수혼합기의 변환이득  
(fBB=100 MHz, PRF=-30 dBm)



[그림 12] RF 전력변화에 따른 주파수혼합기의 변환이득  
(fBB=100 MHz, PLO=0 dBm)

### 5. 결론

본 연구에서는 단층의 트랜지스터를 사용한 새로운 직접변환 주파수혼합기에 대해 기술하였다. 단층 주파수혼합기 구조는 기존의 Gilbert-cell 구조의 주파수혼합기에 비해 낮은 전원전압에서 동작할 수 있으며, 이는 저전력 및 고집적 RF SoC 구현에 용이한 장점을 지닌다. 측정된 주파수혼합기의 특성은 3~5GHz 영역에서 시뮬레이션 결과와 유사한 결과를 보여주었다. 측정된 주파수혼합기의 변환이득은 약 3 dB, 입력 P1dB는 -10dBm으로써, 광대역의 다중대역 UWB 시스템에 적용이 가능하다.

### [참고문헌]

- [1] Semiconductor Industry Association, International Technology Roadmap for Semiconductors, 2003.
- [2] Anuj Batra, Multi-band OFDM Physical Layer Proposal, IEEE 802.15-03/267r2, 14 July 2003.
- [3] W.-C. Cheng, C.-F. Chan, C.-S. Choy, and K.-P. Pun, "A 1.5 V 900 MHz CMOS Current Folded-Mirror Mixer," ASIC 2003, vol. 2, pp. 21-24, Oct. 2003.
- [4] M.-S. Yang, H.-R. Kim, and S.-G. Lee, "A 900MHz Low Voltage Low Power Highly Linear Mixer for Direct-Conversion Receivers," ICECS 2003, vol. 3, pp. 14-17, 2003.