

2차 고조파 주입을 사용한 고 선형성의 자체 발진 혼합기

A Highly Linear Self Oscillating Mixer Using Second Harmonic Injection

김민회 · 조춘식 · 이재욱

Min-Hoe Kim · Choon Sik Cho · Jae Wook Lee

요약

본 논문은 2차 고조파 주입을 적용한 고선형의 균형적인 자체 발진 혼합기(SOM)를 제안하였다. 제안한 SOM은 발진을 위하여 균형적 공진기 구조인 H-슬롯 결합 접지면 구조로 설계하였다. H-슬롯 결합 접지면 구조는 높은 Q 계수를 가지므로 발진기의 낮은 위상 잡음을 제공하기에 적합한 구조이다. 혼합기는 균형적 국부발진기(LO) 신호가 RF 입력 포트에 영향을 주면 안 되므로 LO-RF 신호의 격리에 좋은 단일 평형 혼합기를 활용하였다. 또한, 제안한 SOM은 선형성 향상을 위해 IF의 2차 고조파 주입을 위하여 서로 다른 피드백 경로를 사용하는 두 가지 방법을 제안하였다. 첫 번째 방법은 입력 파워 -20 dBm의 5 GHz RF 입력 신호일 때 226 MHz IF에서 3.08 dB의 변환 이득을 실현하였고, 두 번째 방법으로는 입력 파워 -20 dBm의 5.2 GHz RF 입력 신호일 때 423 MHz IF에서 2 dB의 변환 이득을 달성하였다. 두 가지 방법 대한 측정 결과, 3차 혼변조 왜곡(IMD3)은 각각 61.8 dB, 65 dB로 나타났다. 따라서 제안한 SOM은 2차 고조파 주입 기술을 적용하지 않은 것에 비해 두 가지 방법 각각 IMD3가 18.8 dB, 21 dB로 개선되었으므로 향상된 선형성을 보여준다.

Abstract

In this paper, a highly linear self oscillating mixers(SOM) using second harmonic injections are presented. The H-slot defected ground structure(DGS) is designed as a balanced resonator for oscillation in the proposed SOM. Since the H-slot DGS resonator achieves a high Q factor, it is a suitable structure to provide low phase noise for the oscillator. The single balanced mixer is utilized in this work and it provides good LO-RF isolation since balanced LO signals are suppressed at the RF input port. In order to inject the second harmonic of the IF, we propose two different methods using feedback loops. In the first method, IF achieves a 3.08 dB conversion gain at 226 MHz with input power of -20 dBm at 5 GHz RF input signal. The IF achieves 2 dB conversion gain at 423 MHz with the input power of -20 dBm at 5.2 GHz RF input signal in the second method. The measured IMD3s are 61.8 dB and 65 dB for the each method. These SOMs present improved linearity compared to that without the second harmonic injection because IMD3s are improved by 18. dB and 21 dB for each method.

Key words : Self Oscillating Mixer(SOM), DGS, Second Harmonic Injection, Linearity

I. 서론

최근 무선 통신 시스템은 저가의 고성능 RF 부품

의 수요가 많아지고 있으며, SOM은 자가 발진 기능을 포함한 혼합기로서 레이더 시스템, 영상 처리 및 통신 시스템 등과 같은 여러 분야에 활용 가능하다.

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Engineering, Korea Aerospace University)

· Manuscript received January 6, 2012 ; Revised April 20, 2012 ; Accepted May 10, 2012. (ID No. 20120106-004)

· Corresponding Author : Choon Sik Cho (e-mail : cscho@kau.ac.kr)

SOM은 주로 다이오드나 트랜지스터를 이용하여 구현되어 왔다. 트랜지스터를 이용한 SOM은 다이오드보다 변환 이득(conversion gain) 특성이 좋은 장점을 가지므로 활발한 연구가 이루어지고 있다. 참고 문헌 [1]은 트랜지스터를 이용한 SOM으로 시스템의 소형화 및 저 전력 구성이 가능한 다양한 장점을 가지고 있다. 그러나 SOM 기술은 다른 두 회로를 한 부품으로 결합함으로써 RF-LO 격리 문제가 발생한다. 이 문제를 해결하기 위한 일반적인 기술로 한 Gate는 LO port로, 다른 Gate는 RF 입력 신호를 인가하는 Dual-gate FET 기술을 사용한다^{[2],[3]}. 또한, RF-LO 격리 문제를 개선하기 위한 다른 방법으로 균형 회로 구조가 있다^{[4]~[6]}. 이는 낮은 AM 노이즈와 원하지 않는 고조파 신호를 억제하는 많은 장점들을 포함하고 있다^[6]. SOM 설계에 있어 또 다른 중요한 문제로 혼합기의 선형성이 있으며, 혼합기의 선형성을 높이기 위한 방법으로 기존의 많은 논문에서 연구한 기본적 구조인 Gilbert cell 혼합기가 있다. 이는 출력 포트에서 원하지 않는 주파수는 억제하면서 균형적인 IF 신호를 통과시키기 때문에 선형성 향상에 용이하다. 그러나 Gilbert cell 혼합기는 교차 결합 구조로 인하여 집적 회로 설계만이 가능하기 때문에 본 논문에서 제안한 SOM에 적합한 구조가 아니다. 따라서 하이브리드 기술인 SOM에 적합한 단일 출력 혼합기 구조를 사용하여 단일 입력(RF) 및 단일 출력(IF) 구조의 SOM을 설계하였다. 그러나 하이브리드 기술인 SOM은 일반적으로 혼합기의 선형성을 보장하지는 않는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 기존에 발표한 H-슬롯 접지면 구조의 공진기를 이용한 SOM 구조에 2차 고조파 주입 기술을 적용한 새로운 구조의 마이크로파 균형 SOM을 제안하였다. H-슬롯 공진기로 인해 공진기의 Q값이 향상되었고^[7], 그 결과 발진기의 위상 잡음이 향상되는 것을 확인하였다. 또한, 혼합기 회로에 포함된 균형적인 IF 출력 신호로 인하여 제안한 SOM은 잡음 특성을 강화하였으며, Cascode 구조와 균형적 LO 신호는 RF-LO의 격리도를 향상시켰다.

이를 바탕으로 본 논문에서는 증폭기의 선형성 개선에 있어 효율적 기술 중 하나인 2차 고조파 주입 기술을 적용한 SOM을 제안하였다. 그러나 이 기술은 혼합기 설계에 적용하기에는 다른 고조파 신호

로 인하여 용이하지 않다. 그러나 제안한 SOM은 2차 RF 및 LO 고조파 신호의 주입과 병합 과정을 통하여 IF 출력에서 생성하는 3차 혼변조 신호를 억제함으로써 높은 선형성을 얻었다.

본 논문의 구성은 다음과 같이 구성하였다. 2장에서는 2차 고조파 주입을 사용한 SOM의 설계 원리를 설명하고, 3장에서는 시뮬레이션 결과를, 4장에서는 측정 결과로 구성하였다. 마지막으로 본 논문의 요약은 5장으로 구성하여 본 논문을 마무리 하였다.

II. SOM의 설계

2-1 기존에 제안한 2차 고조파 주입 없는 SOM

본 저자는 이전에 논문에서 결합 접지면 구조의 공진기를 사용한 균형적 SOM을 제안하였다^[8]. 그림 1은 이전에 제안한 SOM의 블록 다이어그램을 나타낸다.

SOM은 발진기와 혼합기를 통합하기 때문에 RF 입력 신호는 직접적으로 발진기에 영향을 미친다. 따라서 RF 입력 신호가 발진기에 입력되지 않도록 혼합기의 구조를 Cascode로 구성하였고, 이 구조는 균형 잡힌 LO 신호가 RF 포트 밖에서 없어지므로 높은 RF-LO의 격리도를 얻을 수 있다. 이러한 균형적 구조의 혼합기는 높은 변환 이득을 가지며, 선형성 또한 작게나마 향상시킬 수 있다. 또한, 제안한 SOM의 발진기 성능을 향상시키기 위하여 H-슬롯 결합 접지면 공진기를 사용하였다. 그림 2는 H-슬롯 결합 접지면 공진기를 나타낸다. 결합 접지면 공진

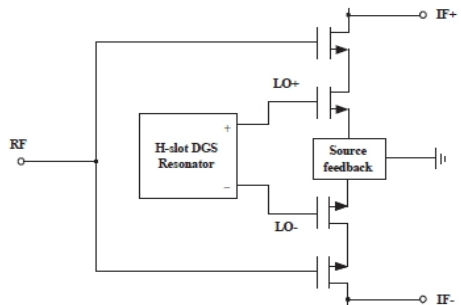
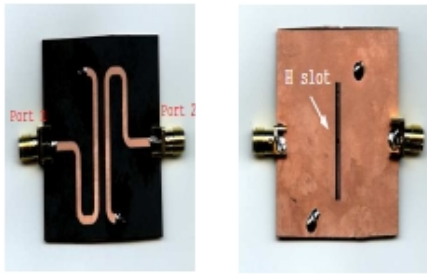


그림 1. 2차 고조파 입력이 없는 이전 SOM^[8] 블록 다이어그램

Fig. 1. Block diagram of the previous SOM^[8] without second harmonic injection.



(a) 상면부 (a) Top view
(b) 하면부 (b) Bottom view

그림 2. H-슬롯 결함 접지면 구조 공진기
Fig. 2. H-slot defected ground structure(DGS) resonator.

기 구조는 비 순환적인 구조를 가지므로, 신호의 주기적인 하위 고조파 신호가 존재하지 않으므로 발진기는 혼변조 왜곡을 최소화하기 위하여 위 구조를 사용하였으며, 결함 접지면 공진기의 Q 계수를 측정 한 결과, 40.8의 매우 높은 Q 계수로 인하여 낮은 위상 잡음 특성을 가지게 된다.

2-2 2차 고조파 주입 방식의 SOM 설계

그림 3는 제안하는 2차 고조파 주입 기술의 SOM 을 나타낸다. 그림에서 확인할 수 있듯이 이전 논문에서 제안한 2차 고조파 주입 기술이 없는 SOM과 유사한 구조이다. 본 논문에서 제안한 2차 고조파 주입 방식의 SOM의 구성은 기존에 사용한 혼합기와 발진기에 피드백 경로를 추가한 구조로 구성된다. 동작 상 원리를 설명하면, M1과 M4는 H-슬롯 결함 접지면 공진기와 함께 발진 기능을 하고, 그 결과 생성된 LO 신호는 M2와 M5를 통해 RF 신호와 혼합되어 최종적으로 IF 신호가 출력되는 것을 그림 3을 통하여 확인할 수 있다. 우리는 2차 고조파 주입 기술을 적용하기 위해 피드백 경로를 추가하였고, 이 경로는 IF의 2차 고조파 신호만을 통과시키므로 다른 신호에는 영향을 주지 않는다. 그러나 Q 계수 및 추가적인 리액턴스가 피드백 경로의 다른 신호에 의해 영향을 받으므로 이를 최소화하기 위하여 마이크로스트립 라인-필터-트랜지스터-필터-마이크로스트립 라인으로 구성된 Cascade 구조의 피드백 회로를 설계하였다. 즉, 신호의 위상은 마이크로스트립 라인에 의해 제어되고, 필터를 이용하여 다른 신호는

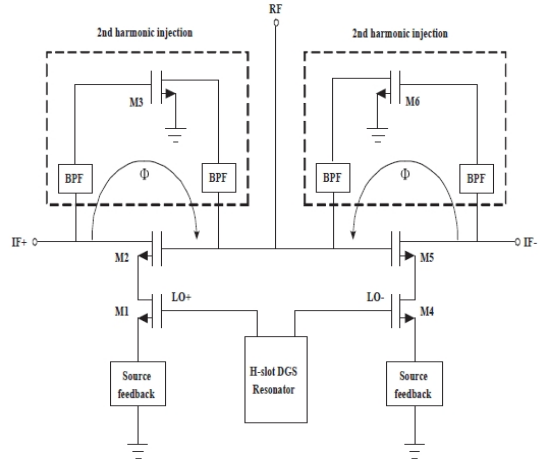


그림 3. 2차 고조파 주입 방식의 SOM 블록 다이어그램

Fig. 3. Block diagram of the self oscillating mixer with second harmonic injection.

제거하고, 트랜지스터(M3, M6)로 주입되는 신호의 크기를 조절한 후 M3, M6의 drain에서 생성된 여러 고조파 신호 중 필터를 이용하여 원하는 고조파 신호만을 통과시키게 된다. 피드백 회로를 통한 고조파 신호를 믹서에 인가하여 선형성을 향상시킬 수 있는 것이다. 이에 대한 자세한 설명은 다음 절에서 하도록 하겠다.

우리는 IF 2차 고조파 주입 기술에 대한 두 가지 방법을 제안하였다. 첫 번째는 SAW 필터를 이용하는 방법이고, 두 번째는 RF 신호와 LO 신호를 이용하는 것이다. 두 번째 방법의 경우, IF 신호의 2차 고조파를 이용하는 대신에 RF와 LO의 2차 고조파를 주입하는 것이다. 이 방법은 RF와 LO 신호는 트랜지스터(M2, M5)를 통하여 IF 신호를 얻을 수 있다. 이때 출력되는 IF 신호는 $2\omega_{RF} - 2\omega_{LO} = 2\omega_{IF}$ 와 같으므로 IF 신호를 이용하지 않고 2차 고조파 주입 기술을 사용할 수 있다. 이 경우 원하는 주파수를 통과시킬 수 있지만, 크기와 Q-계수의 문제가 생길 수 있으므로 마이크로스트립 라인으로 제작해야 한다는 단점을 가지고 있지만, 균형적 LO 신호는 RF 포트에서 동상이므로 RF 및 LO의 2차 고조파를 이용한 피드백 회로의 구성은 어렵지 않게 할 수 있다.

2-3 선형성 향상을 위한 2차 고조파 입력 기술

대부분의 연구자들은 SOM 설계에 있어 발진기와 혼합기의 성능을 동시에 향상시키기를 바란다. 그러나 두 기능의 성능을 동시에 향상시키기란 매우 어렵다. SOM 설계는 일반적으로 발진기의 성능을 향상시키는 것과 혼합기의 성능을 향상시키는 것으로 나뉜다. 그러나 대부분의 SOM 연구에 있어 혼합기의 성능 향상보다는 발진기의 성능 향상에 중점을 둔다. 따라서 일부 논문에서는 발진기의 성능 향상을 위하여 입력 고정 기술을 사용한다^{[9]~[11]}. 그러나 SOM은 RF Front-end 시스템 관점에서 보면 내부 발진 기능을 포함한 혼합기로서 작동하기 때문에 혼합기의 선형성을 개선하는 것이 필요하다.

일반적인 RF 수신기는 RF 신호가 Cascade 구조를 통해 처리된다. 여기서 중요한 점은 Cascade 구조에서 각 단의 입력과 비선형성과의 관계이다.

다음 수식은 3차 또는 그 이상에서의 선형성에 대한 일반적인 표현식이다^[12].

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{\alpha_1^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{\alpha_1^2 \beta_1^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots \quad (1)$$

$A_{IP3,n}$ 은 n 번째 단계에서 입력 IP3의 진폭을 나타내며, 여기서 IP3(3rd Intercept Point)는 기본주파수 전력과 3차 혼변조(IM3) 전력이 같아지는 가상의 전력 점을 의미하고, 전체 IP3는 IP3,3에 상당한 영향을 받는다. 따라서 혼합기의 IP3는 RF시스템 전체의 선형성을 평가할 수 있는 중요한 성능 지표이다^[12]. 따라서, RF 수신기의 혼합기는 선형성에 기반하여 설계되어야 하므로 대부분의 연구에서는 선형성을 향상시키기 위한 방법을 제안하고 있다. 그러나 기존 기술의 혼합기를 이용한 SOM 설계 시 SOM 내부의 발진 기능으로 인하여 혼합기에 영향을 미치기 때문에 고 선형성의 구현은 어렵다. 그러나 본 논문에서 제안한 SOM은 2차 고조파 주입 기법은 발진기의 성능 저하 없이 높은 선형성을 얻을 수 있다. 이에 대한 이론적 배경은 혼합기에 대한 비선형 전달 함수의 첫 세 항으로부터 얻을 수 있다.

$$V_{IN}(t) = \cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t) \quad (2)$$

식 (2)는 SOM에 주입되는 두 신호로 구성된 입력 전압을 나타낸다^[13]. 이때 Drain 전류를 표현하면 식 (3)과 같다.

$$I_d = g_{m1}[\cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t)] + g_{m2}[\cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t)]^2 + g_{m3}[\cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t)]^3 \quad (3)$$

식 (3)에서 세 번째 항을 삼각 함수를 이용하여 확장하면 식 (4)를 얻을 수 있다^[13].

$$g_{m3} \left\{ \frac{1}{4} [\cos(3\omega_{IF1}t) + \cos(3\omega_{IF2}t)] + \frac{3}{4} [\cos(2\omega_{IF1} + \omega_{IF2})t + \cos(2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})t + \cos(2\omega_{IF2} + \omega_{IF1})t + \cos(2\omega_{IF2} - \omega_{IF1})t] + \frac{9}{4} [\cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t)] \right\} \quad (4)$$

한편, 기본 신호에 2차 고조파 신호를 삽입한 입력 신호는 식 (2)를 이용하여 다음과 같이 식 (5)로 표현할 수 있다^[13].

$$V_{IN}(t) = \cos(\omega_{IF1}t) + \cos(\omega_{IF2}t) + A_1 \cos(2\omega_{IF1}t + \phi_1) + A_2 \cos(2\omega_{IF2}t + \phi_2) \quad (5)$$

3차 IM은 식 (4)을 이용하여 $\pm(2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})$ 의 형태로 다음과 같이 식(6)으로 나타낼 수 있다.

$$A_2 g_{m2} \cos((2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})t + \phi_2) + \frac{3}{4} g_{m3} \cos((2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})t) + \frac{9}{4} A_1 A_2 g_{m3} \cos((2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})t + \phi_2 - \phi_1) \quad (6)$$

식 (6)의 첫 째와 세 번째 항은 기본 신호와 2차 고조파 신호의 주입으로 인한 3차 IM의 결과이며, 이 두 항은 식 (4)와 (6)에서 2차 혼변조 신호로부터 생성된 원 신호의 3차 IM과 위상의 차이만 있고, $(2\omega_{IF1} - \omega_{IF2})$ 와 동일한 주파수를 가진다. 본 논문은 혼합기에 주입하는 2차 고조파의 위상(ϕ_1, ϕ_2)과 진폭(A_1, A_2)을 적절하게 조절함으로써 원 신호와 주입된 2차 고조파에 의해 생성된 3차 IM 신호를 주입되는 2차 고조파로 제거될 수 있으며, 그 결과 3차 IM의 제거가 가능하다^[13]. 따라서, 이와 같은 원리를 이용하여 선형성을 개선하였다.

III. 시뮬레이션

제안하는 회로는 Agilent-ADS의 HB 시뮬레이션을 이용하였다. 트랜지스터 ATF13786은 발진기에 사용하였고, 혼합기의 이득과 선형성 및 LO 전력 레

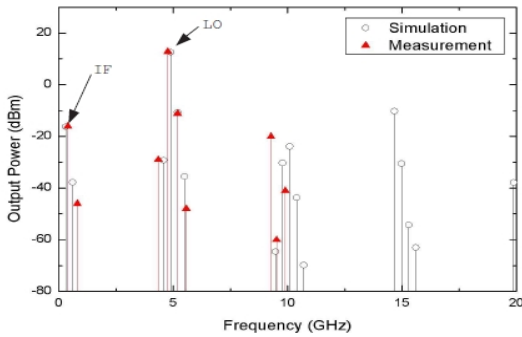
표 1. 제안한 SOM의 바이어스 조건
Table 1. Bias condition of the proposed SOM.

	V_{dd}	V_{gs}	I_D
M1, M4	-	-0.5 V	15 mA
M2, M5	2.5 V	0.5 V	15 mA
M3, M6	1.5V	-0.5 V	18 mA

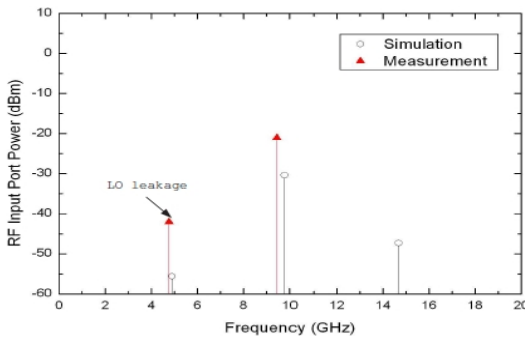
벨을 보장하기 위하여 트랜지스터를 포화 영역에서 동작시켰다. 이때 바이어스 조건은 $V_{DD}=2.5V$, $V_{GS1}=-0.55V$, $V_{GS2}=0.5 V$ 이다. 표 1은 주입 회로에 사용된 트랜지스터의 바이어스 조건을 보여준다.

제안한 회로의 발진을 확인하기 위하여 HB 시뮬레이션을 하였고, 이때 50 Ω RF 포트를 연결하였다. 그 다음 혼합기 기능은 입력 신호에 의해 전달된 신호를 RF 포트를 이용하여 시뮬레이션 하였다.

그림 4(a)는 2차 고조파 주입이 없는 SOM에 대한



(a) 출력 스펙트럼
(a) Output spectrum



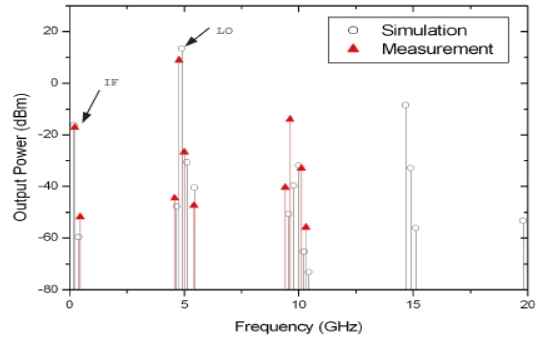
(b) 누설 LO
(b) LO leakage

그림 4. 2차 고조파 주입이 없는 SOM의 시뮬레이션 및 측정 결과

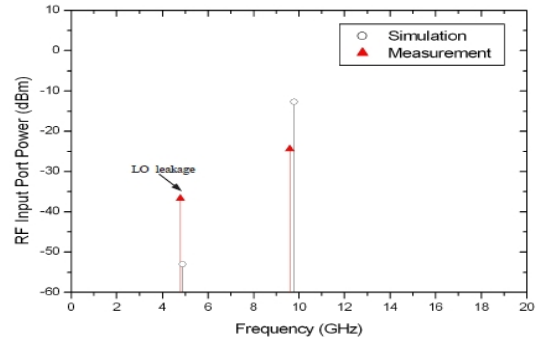
Fig. 4. Simulation and measurement results of the SOM without second harmonic injection.

혼합기의 출력 스펙트럼이다^[8]. 그래프를 보면 4.4887 GHz에서 발진이 일어나고, 이때 IF 포트의 출력 파워는 11.282 dBm이다. 또한, 319.8 MHz에서 혼합기의 출력을 확인할 수 있고, 이때 사용되는 RF 신호는 5.2 GHz의 -20 dBm이다. 혼합기 변환 이득은 4 dB임을 시뮬레이션을 통하여 확인할 수 있다. 그림 4(b)는 RF 입력 포트에서 2차 고조파 주입이 없는 SOM의 누설 LO를 보여준다. 이때 누설 LO가 -55 dBm이고, 이것으로부터 2차 고조파 주입이 없는 SOM은 높은 RF-LO 격리도를 갖는다.

고조파를 주입하는 첫 번째 방법으로 2차 IF를 주입하는 SOM에 SA455AP SAW 필터를 사용하였다. 필터의 통과 대역은 452~458 MHz이며, RF 신호는 -20 dBm 5.115 GHz를 사용하였다. 그림 5(a)는 2차 IF 고조파가 주입되는 SOM의 226.7 MHz에서 생성



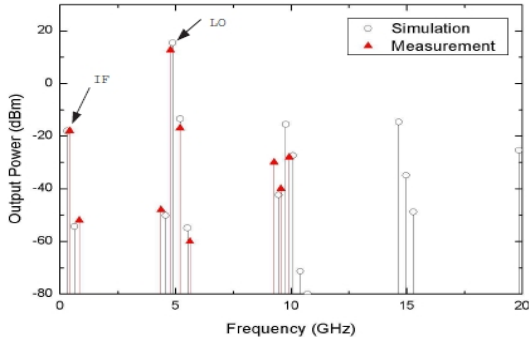
(a) 출력 스펙트럼
(a) Output spectrum



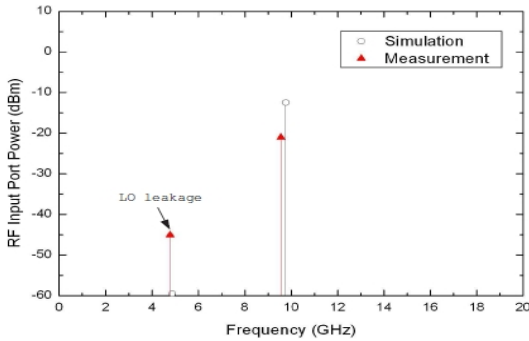
(b) 누설 LO
(b) LO leakage

그림 5. 2차 IF 고조파가 주입된 SOM의 시뮬레이션 및 측정 결과

Fig. 5. Simulation and measurement results of the 2nd IF harmonic injection SOM.



(a) 출력 스펙트럼
(a) Output spectrum

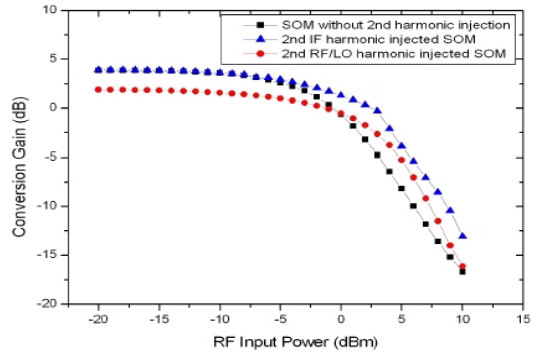


(b) 누설 LO
(b) LO leakage

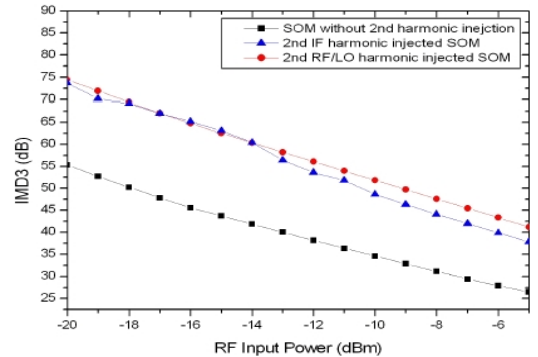
그림 6. 2차 RF/LO 고조파가 주입된 SOM의 시뮬레이션 및 측정 결과
Fig. 6. Simulation and measurement results of the 2nd RF/LO harmonic injection SOM.

되는 혼합기의 출력의 시뮬레이션 결과이다. 이때 혼합기의 변환 이득은 3.5 dB이다. 그림 5(b)는 RF 입력 포트에서의 누설 LO로 -53 dBm임을 알 수 있다.

그림 6(a)는 두 번째 방법의 시뮬레이션 결과로 2차 RF/LO 고조파가 주입된 SOM의 314.7 MHz 발생하는 혼합기의 출력을 보여준다. 이때 RF 신호는 5.2 GHz의 -20 dBm을 사용하였다. 그림 6(b)는 RF 출력 포트에서의 누설 LO 신호로 -59 dBm임을 나타낸다. 2차 고조파가 주입된 SOM의 변환 이득은 두 가지 방법 각각에 대하여 0.5 dB, 2 dB로 감소한다. 이것은 LO와 RF의 2차 고조파로 구성되는 실제 주입되는 신호가 혼합기의 성능을 저하시켰기 때문이다. 또한, 혼합기는 변환 이득 및 선형성을 저하시키는 다양한 고조파 신호를 생성하므로 피드백 회로



(a) 변환 이득
(a) Conversion gain



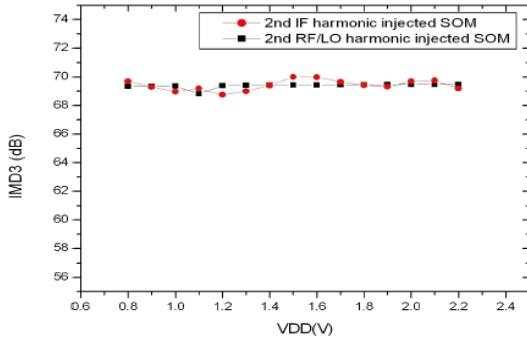
(b) IMD3
(b) IMD3

그림 7. SOM의 변환 이득 및 IMD3 시뮬레이션 결과
Fig. 7. Simulation results of conversion gain and MD3 of SOMs.

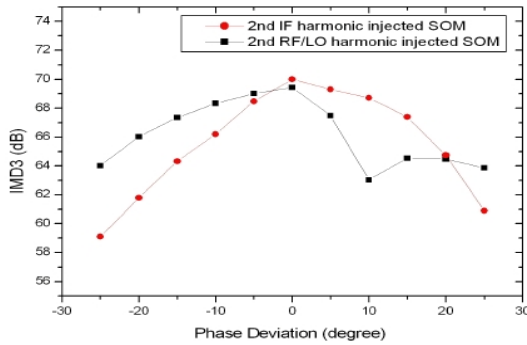
의 임피던스 변화에 영향을 미친다.

그림 7(a)는 2차 고조파가 주입되지 않는 SOM의 변환 이득을 보여준다. 그림 7(b)는 5 MHz 간격의 two tone 신호가 입력되었을 때, 2차 고조파가 주입되지 않는 SOM에 비하여 2차 고조파가 주입된 SOM의 향상된 선형성을 보여준다. 또한, IMD3는 20 dB 이상 향상되었다.

그림 8은 V_{DD} 의 변화에 따른 SOM의 IMD3의 결과와 주입되는 2차 IF 고조파 위상 편차 변화에 의한 IMD3의 결과를 보여준다. 이때 ϕ 는 가장 높은 IMD3을 얻기 위한 최적화된 피드백 경로의 전체 위상이다. 위상 편차는 진폭 변화보다는 IMD3에 많은 영향을 미친다. 제안한 SOM의 IIP3의 시뮬레이션 결과는 두 가지 방법 각각에 대하여 15.7 dBm, 18 dBm으로 확인할 수 있다.



(a) V_{DD}
 (a) V_{DD} of each injection circuit



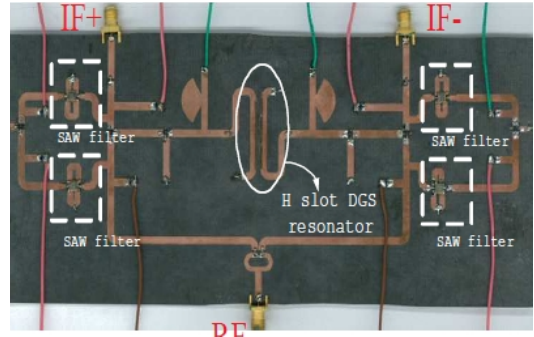
(b) 위상 편차
 (b) Phase deviation

그림 8. 튜닝 변수에 따른 SOM의 시뮬레이션 결과
 Fig. 8. Simulation results of the tuning range for the SOM varying.

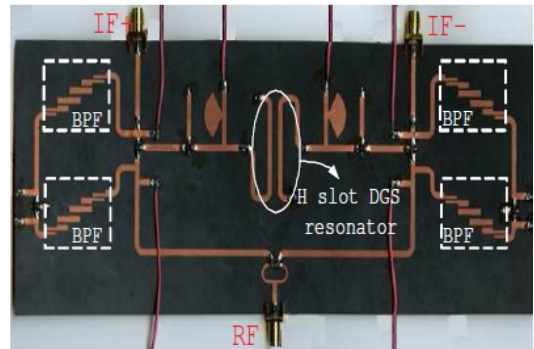
IV. 제작 및 측정

그림 9은 제작한 2차 고조파가 주입되는 SOM이다. 그림 9(a)는 IF의 2차 고조파가 주입된 SOM을 그림 9(b)는 RF/LO의 2차 고조파가 주입된 SOM이다. 제안한 회로는 유전상수 2.2, 높이 0.787 mm인 RT/Duroid 5880 기판으로 제작하였다. 측정 결과, 총 Drain 소모 전류는 두 가지 방법에서 각각 29 mA, 33 mA로 확인됐다. 그림 4~6, 10은 스펙트럼 분석기 (Anritsu MS2668C)를 사용한 측정 결과를 나타낸다.

IF의 2차 고조파가 주입된 SOM은 발진 주파수 4.773 GHz에서 출력 파워 7.18 dBm로 측정되었다. 측정된 발진 주파수는 시뮬레이션 결과에 대하여 137 MHz의 오차가 발생하였다. SOM의 IF 주파수가 SAW 필터의 통과 주파수와 일치할 때, 2차 고조파 주입 기술의 SOM의 향상된 성능을 입증할 수 있다.



(a) IF의 2차 고조파가 주입된 SOM 상면부
 (a) Top view of 2nd IF harmonic injected SOM



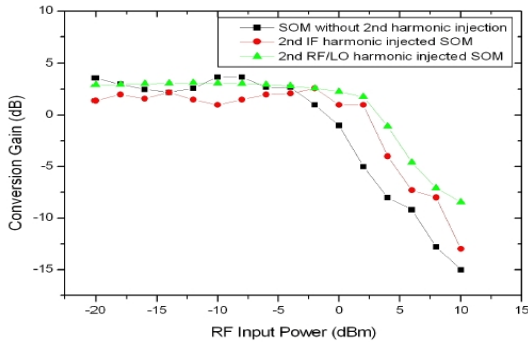
(b) RF/LO의 2차 고조파가 주입된 SOM 상면부
 (b) Top view of 2nd RF/LO harmonic injected SOM

그림 9. SOM 제작 사진
 Fig. 9. Photograph of the fabricated SOM.

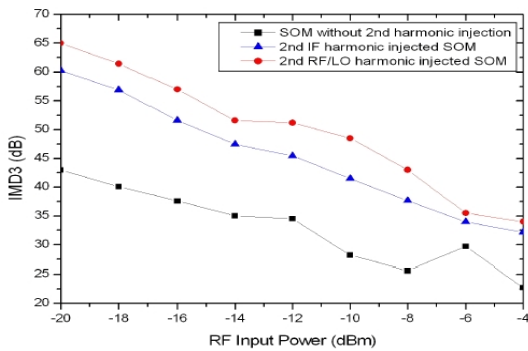
따라서 우리는 5 GHz의 RF 신호를 생성한 후 SOM의 성능을 측정하였다.

RF/LO의 2차 고조파가 주입된 SOM의 측정 결과, 4.777 GHz 발진 주파수에서 출력 파워 9.03 dBm을 확인하였다. 이때, 측정된 발진 출력이 시뮬레이션 결과와 비슷한 반면, 발진 주파수는 132 MHz가 벗어났다. 일반적으로 발진기의 성능 지표인 위상 잡음은 1 MHz offset에서 -110.8 dBc로 나타났다.

-20 dBm의 RF 입력 신호는 Agilent E8257D의 신호 발생기를 사용하였다. 첫 번째 방법인 그림 5(a)는 IF 주파수 226 MHz에서 변환 이득 3.08 dB로 측정되었고, 두 번째 방법인 그림 6(a)는 IF 주파수 423 MHz에서 변환 이득 2 dB로 확인됐다. 그림 10(a)는 변환 이득의 측정 결과이고, 그림 10(b)는 입력 신호의 입력 전력에 따른 IMD3로 2차 고조파 주입이 없는 SOM의 결과를 함께 표시하였다. 이때, 2차 고조



(a) 변환 이득
(a) Conversion gain



(b) IMD3
(b) IMD3

그림 10. SOM의 변환 이득 및 IMD3 측정 결과
Fig. 10. Measurement results of conversion gain and IMD3 of SOMs.

표 2. SOM 성능 비교

Table 2. Performance comparison of the SOM.

	Ref. [8]	Ref. [3]	Ref. [6]	제안한 SOM
RF 주파수(GHz)	5.2	30	5.9	5 / 5.2
IF 주파수(MHz)	430	1700	160	226 / 423
Conversion gain(dB)	4	-8.6	-7	2.98 / 2
Pout(LO)(dBm)	10.08	-	10	7.18 / 9.03
IIP3(dBm)	6	-	-	13 / 15

파 주입이 없는 SOM의 최대 IMD3는 입력 전력 -20 dBm에서 43 dB임을 볼 수 있다. 따라서 2차 고조파가 주입된 SOM의 최대 IMD3가 두 방법에 대해 각각 61.8 dB, 65 dB로 2차 고조파 주입이 없는 SOM에 비하여 18.8 dB와 21 dB의 향상된 성능을 확인할 수 있다. 이것은 시뮬레이션 결과 일치한다. 제안한 2차 고조파가 주입된 SOM의 IIP3 측정 결과, 두 방법

에 대하여 각각 13 dBm, 15 dBm으로 측정됐다.

표 2는 제안한 SOM과 기존의 SOM의 비교 자료이다. 표 2에 따르면 제안한 SOM은 변환 이득은 유지하면서 기존의 SOM에 비하여 비교적 높은 IIP3를 가진다. 그 결과, 변환 이득의 감소 없이 선형성의 향상을 달성하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존에 연구한 H-슬롯 결합 접지면 공진기와 2차 고조파 주입 기법을 적용하여 만든 새로운 SOM 기술을 제안하였다. 또한, 2차 고조파 주입 기술에 있어 IF 또는 RF/LO 신호에 따른 두 개의 SOM 회로를 제안하였다. 제안한 기술은 불필요한 고조파의 제한으로 효율적인 신호 혼합을 수행할 수 있다. 혼합기와 발진기의 균형적 구조는 원하지 않는 고조파 신호를 제한할 수 있고, 또한, RF-LO의 향상된 신호 격리를 이룰 수 있다. 측정된 IF 주파수의 전력은 226 MHz에서 7.18 dBm, 423 MHz에서 9.09 dBm이다. 그리고 IMD3는 두 가지 방법에 대해 61.8 dB, 65 dB로 측정되었다. 따라서 제안하는 구조는 매우 효과적으로 선형성 향상을 이루었다.

참 고 문 헌

- [1] I. D. Higgins, "Performance of self-oscillating Ga-As MESFET mixers at X-band", *Electron. Lett.*, vol. 12, no. 23, pp. 605-606, Nov. 1976.
- [2] J. Zhang, Y. Wang, and Z. Chen, "Integration of a self-oscillating mixer and an active antenna", *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 9, no. 3, pp. 117-119, Mar. 1999.
- [3] J. Xu, K. Wu, "A subharmonic self-oscillating mixer using substrate integrated waveguide cavity for millimeter-wave application", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 2019-2022, Jun. 2005.
- [4] Y. Cassivi, K. Wu, "Low cost microwave oscillator using substrate integrated waveguide cavity", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, pp. 48-50, Feb. 2003.
- [5] T. C. Huang, S. J. Chung, "A new balanced self-oscillating mixer(SOM) with integrated antenna",

Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, IEEE, pp. 22-27 Jun. 2003.

- [6] S. A. Winkler, K. Wu, and A. Stelzer, "Integrated receiver based on a high-order subharmonic self-oscillating mixer", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1398-1404, Jun. 2007.
- [7] D. J. Woo, T. K. Lee, J. W. Lee, C. S. Pyo, and W. K. Choi, "Novel U-slot and V-slot DGSs for band-stop filter with improved Q factor", *Microwave Theory and Techniques IEEE Transactions on*, vol. 54, issue 6, part 2, pp. 2840-2847, Jun. 2006.
- [8] C. W. Ryu, C. S. Cho, J. W. Lee, and J. H. Kim, "New balanced self oscillating mixer using DGS resonator", *Microwave Conference, 2007, 37th european*, pp. 648-651, Oct. 2007.
- [9] F. Plessas, A. Papalambrou, and G. Kalivas, "A subharmonic injection-locked self-oscillating mixer",

Circuits and Systems, 2007. ISCAS 2007. IEEE International Symposium on, pp. 2626-2629, May 2007.

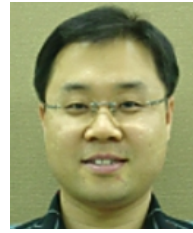
- [10] M. R. Tofghi, A. S. Daryoush, "An IC based self-oscillating mixer for telecommunications", *Radio and Wireless Conference, 2004 IEEE*, pp. 331-334, Sep. 2004.
- [11] X. Zhou, X. Zhang, and A. S. Daryoush, "A phase controlled self-oscillating mixer", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp. 749-752, May 1994.
- [12] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, 1998.
- [13] T. Nesimoglu, D. Budimir, M. R. Moazzam, and C. S. Aitchison, "Second harmonic injecting technique for low intermodulation RF-microwave amplifiers", *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, pp. 143-148, Sep. 1997.

김 민 회



2010년 2월: 한국항공대학교 정보통신공학과 (공학사)
 2011년 3월~현재: 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정
 [주 관심분야] RFIC, VCO, 바이오 시스템, 바이오 레이다

이 재 욱



1992년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1998년 3월~2004년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파 기반연구그룹
 2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부, 전자 및 항공전자 전공, 부교수
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능, 수동 소자 해석 및 설계, EMI/EMC 대책 기술, 고출력 증폭기 및 고출력 안테나 설계, 위성 통신 안테나, 전자장 수치 해석

조 춘 식



1887년 2월: 서울대학교 제어계측공학과 (공학사)
 1998년 12월: 미국 Colorado 대학교 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
 1987년~1993년: LG 정보통신
 1999년~2003년: 팬택앤큐리텔
 2004년 3월~현재: 한국항공대학교

항공전자 및 정보통신공학부 부교수
 [주 관심분야] Millimeter-wave IC 설계, 전력증폭기 설계, Analog IC 설계, 바이오 시스템