

마이크로웨이브 다중 대역 수신기용 Ku-대역 전압 제어 발진기 설계 및 구현

Design and Implementation of Ku-Band VCO for Microwave Multi-Band Receiver

고 민 호 · 조 호 윤 · 박 효 달

Min-Ho Go · Ho-Yun Cho · Hyo-Dal Park

요 약

X-대역, Ku-대역, K-대역 및 Ka-대역의 신호를 수신할 수 있는 다중 대역 수신기의 구조를 제안하고 이를 구현하기 위해서 요구되는 광대역 및 높은 출력 전력 특성을 갖는 전압 제어 발진기를 설계 제작하였다. 완충단을 갖는 전압 제어 발진기는 정상 상태 조건에서 발진부의 특성이 완충단에 의해 영향을 받지 않도록 발진부의 출력 임피던스와 완충단의 입력 임피던스가 직교 교차하도록 설계하였다. 제작한 전압 제어 발진기는 튜닝 전압 0.0~8.0 V에서 14.00~15.20 GHz 대역폭을 나타내었고, 12~13 dBm 출력 전력 특성을 나타내어 다중 대역 수신기에서 요구하는 특성을 만족하였다.

Abstract

In this paper, we propose the architecture of a multi-band receiver which can receive X-band, Ku-band, K-band and Ka-band signals. For implementing this architecture, we designed a wideband and high power VCO with a buffer stage. In order that a buffer does not affect the characteristic of a oscillation in steady state condition, output impedance of a oscillation part and input impedance of a buffer are orthogonally crossed. The fabricated VCO meets the performance parameter of the multi-band receiver which has a 14.00~15.20 GHz bandwidth with respect to the tuning voltage, 0.0~8.0 V, and output power of 12~13 dBm.

Key words : VCO, Multiband, Receiver, Microwave

I. 서 론

무선 통신 시스템은 협대역 시스템에서 초고속 대용량의 데이터를 위한 광대역 특성과 복합적인 서비스 구현을 위해 다중 대역 특성을 갖는 시스템으로 발전하고 있다. 특히 최근 몇 년 사이에 마이크로웨이브 및 밀리미터를 이용한 시스템 개발이 활발히 이루어지고 있다. 마이크로웨이브 대역을 사용하는 대표적인 시스템인 레이더는 사용 또는 군사 분야에

서 적용되고 있으며, 특히 충돌 방지 또는 스피드 미터의 존재 여부를 감지하여 차량의 안전 운행을 보조하는 수단으로 활용되고 있다^[1].

다중 대역 수신을 위해서는 수신 대역의 개수만큼 전단부를 구성하는 병렬 수신 방식^[2]이나 재구성 가능한 저잡음 증폭기 또는 믹서 회로를 사용하는 방식^[3]들이 적용되고 있지만 마이크로웨이브 대역에서 이러한 구조들은 회로의 개수 증가로 가격과 전력 소모가 높아지고 크기가 커지는 단점이 있다.

「본 연구는 정부의 재원으로 한국학술진흥재단(BK-21 사업)의 지원으로 이루어졌습니다.
인하대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Inha University)

· 논 문 번 호 : 20090605-054

· 수정완료일자 : 2009년 8월 20일

가장 이상적인 방법으로는 단일 경로로 전단부를 구성하는 방식^[4]이 있지만, 광대역 회로 구현에 한계로 높은 성능을 만족시키지 못하는 한계를 나타내고 있다.

본 논문에서는 X-대역, Ku-대역, K-대역 및 Ka-대역의 신호를 수신하기 위해 새로운 주파수 혼합 방법을 적용한 다중 대역 수신기를 제안하고, 이를 구현하기 위해 요구되는 광대역 튜닝 대역폭과 높은 출력 전력을 갖는 전압 제어 발진기를 설계, 제작하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 다중 대역 수신기 구조 및 동작 원리를 간략하게 설명하였고, 이를 구현하기 위한 전압 제어 발진기의 요구 조건들을 정리하였다. III장에서는 완충단을 갖는 전압 제어 발진기의 설계 방법에 대해서 기술하고, IV장에서는 제작하여 측정된 결과를 정리하고, 마지막으로 V장에서는 실험 결과를 바탕으로 결론을 맺었다.

II. 전압 제어 발진기의 구조

2-1 마이크로웨이브 다중 대역 수신기 구조

다중 대역 수신을 위한 일반적인 구조는 그림 1(a)처럼 각 대역을 독립적으로 수신할 수 있도록 병렬로 구성하는 것이다. 각 대역별로 독립적으로 최적화할 수 있는 장점이 있지만 구성 회로의 개수가 증가하기 때문에 전력 소모가 크고, 수신기 크기가 증가하는 단점을 갖는다^[2]. 그림 1(b)처럼 재구성성이 가능한 회로를 적용한 수신기 구조의 경우 협대역 수신에는 적합하지만 마이크로웨이브 및 밀리미터 대역에서 광대역이 포함되는 다중 대역 수신을 위해서는 넓은 가변 대역을 만족시켜야 하므로 회로 구현에 많은 제약이 따른다^[3].

그림 2는 본 논문에서 제시하고 있는 다중 대역 수신기 구조에 적용된 다중 대역 혼합기의 동작을 나타내었다. 제안한 다중 대역 혼합기는 능동소자의 비선형 특성을 조절하여 두 신호(ω_{RF} , ω_{LO})의 주파수 혼합으로 발생하는 출력 신호($|\omega_{LO} \pm \omega_X|$, $|\omega_{LO} \pm \omega_{Ku}|$, $|2\omega_{LO} \pm \omega_X|$, $|2\omega_{LO} \pm \omega_{Ku}|$) 성분의 크기를 선택적으로 최대화시킬 수 있는 방식을 적용하였다^[5].

다중 대역 주파수 혼합기의 동작은 다음과 같다. 각 대역의 단일 주파수-X-대역(10,520 MHz), Ku-대역(13,480 MHz), K-대역(24,235 MHz), Ka-대역(35,465 MHz)-가 안테나로 입력될 때, 첫 번째 바이어스 조

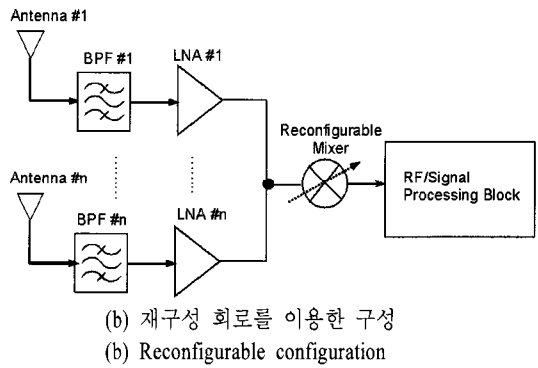
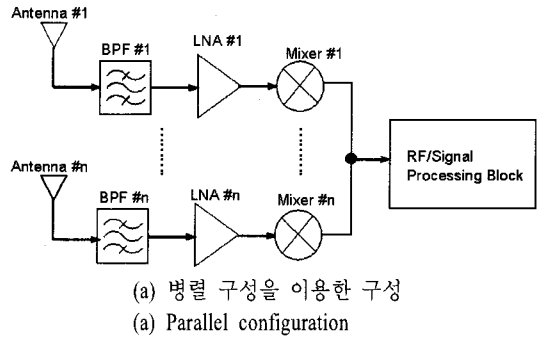


그림 1. 다중 대역 수신기의 일반적인 구조
Fig. 1. General architecture for multi-band receiver.

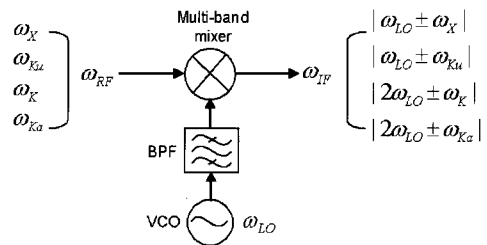


그림 2. 다중 대역 혼합기의 동작 원리
Fig. 2. Operation principle of multi-band mixer.

건에서 기본파 혼합기로 동작하여 X-대역과 Ku-대역의 신호는 $|10,520 \pm 15,115 \text{ MHz}| = 4,595 \text{ MHz}$ 와 $|13,480 \pm 14,200 \text{ MHz}| = 720 \text{ MHz}$ 에서 최대 출력 크기를 갖고, 두 번째 바이어스 조건에서 고조파 혼합기로 동작하여 K-대역과 Ka-대역의 신호는 $|24,235 \pm 28,330 \text{ MHz}| = 4,595 \text{ MHz}$ 와 $|35,465 \pm 29,430 \text{ MHz}| = 6,035 \text{ MHz}$ 에서 최대 출력 크기를 나타낸다. 표 1은 다중 대역 주파수 혼합기에서 극부 발진기 신호와 각 대역별 주파수 변환 결과를 요약하였다.

그림 3은 상기에서 기술한 방식을 적용한 마이크로웨이브 다중 대역 수신기의 구조를 나타내었다. 1

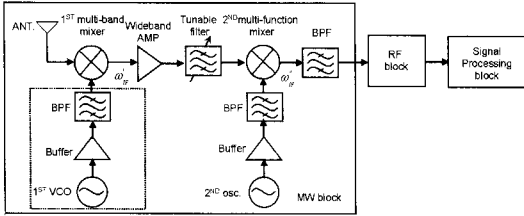


그림 3. 마이크로웨이브 다중 대역 수신기 구조
Fig. 3. Architecture of microwave multi-band receiver.

표 1. 다중 대역 주파수 혼합기에서의 각 대역별 주파수 변환

Table 1. Frequency conversion result for each bands in the multi-band mixer.

		X-band (MHz)	Ku-band (MHz)	K-band (MHz)	Ka-band (MHz)
LO (MHz)	2*LO (MHz)	10,520	13,480	24,235	35,465
14,200	28,400	3,680	720	4,165	7,065
14,415	28,830	3,895	935	4,595	6,635
14,715	29,430	4,195	1,235	5,195	6,035
15,115	30,230	4,595	1,635	5,995	5,235

차 믹서 회로에서 변환된 각 대역의 신호들은 3개의 중간 주파수 성분을 나타내고, 이 중간 주파수들은 다시 2차 믹서 회로에 의해서 단일 주파수로 변환되며, 최종적으로 RF 블록과 신호처리 블록을 거쳐 원하는 신호를 복조하는 구조로 구성하였다. 이러한 구조는 1차 믹서 회로의 입력 정합 특성과 국부 발진기의 운용 방법에 따라서 다중 대역뿐만 아니라 광대역의 수신이 가능하고, 또한 안테나 다음 단계 광대역 저잡음 증폭기를 적용할 경우 더 낮은 잡음 지수 특성을 갖는 마이크로웨이브 다중 대역 및 광대역 수신기 구현이 가능하다.

2-2 전압 제어 발진기의 구조

표 1과 그림 3에서 다중 대역 수신기의 1차 전압 제어 발진기는 14.20~15.20 GHz의 광대역 튜닝 대역폭을 만족해야 하고 1차 믹서회로의 정상적인 주파수 변환 동작을 보장할 수 있는 적절한 LO 레벨을 발생시킬 수 있어야 한다. 능동소자로 구현된 믹서 회로의 경우 4~7 dBm의 LO 레벨에서 원하는 변환 손

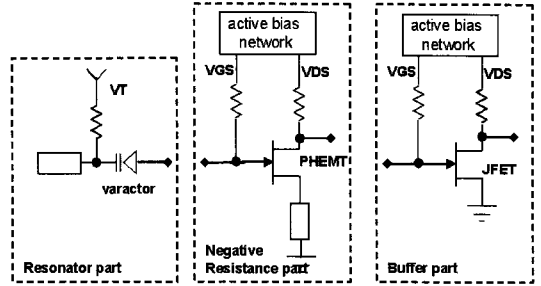


그림 4. 전압 제어 발진기의 구조
Fig. 4. VCO topology.

실 특성을 나타내었고 수동소자로 구현된 경우에는 10~13 dBm의 LO 레벨에서 적절한 주파수 변환 특성을 갖는다^[5]. 그리고 전압 제어 발진기의 위상 잡음은 가역 혼합(reciprocal mixing)으로 수신기로 입력되는 간섭 신호를 원하는 신호 대역으로 증첩되게 하는 원인으로 작용하여 수신기의 신호대 잡음비를 감소하게 하므로 수신기 설계 시 고려해야 한다^[6].

그림 3과 같은 마이크로웨이브 다중 대역 수신기의 전압 제어 발진기는 다음과 같은 요구 조건을 만족해야 하며, 이를 만족시키기 위한 전압 제어 발진기의 구조를 그림 4에 나타내었다. 첫째, 다중 대역 신호의 주파수 변환을 위해 14.20~15.20 GHz 범위의 광대역 튜닝 대역폭을 만족해야 한다. 이를 위해 세리믹 패키징 타입의 PHEMT 능동소자와 패키징 기생성분이 없는 Flip-chip 형태의 바랙터 다이오드를 사용하여 발진부와 공진부를 구성하였다. 둘째, 주파수 변환 동작에 요구되는 최대 13 dBm 정도의 출력 레벨 조건을 만족해야 한다. 이는 전력 소모 및 선행적인 튜닝 대역폭 구현의 제약으로 단일 발진부로는 만족시키기 어렵기 때문에 완충단을 사용하여 원하는 출력 레벨을 구현할 수 있도록 했으며, 마지막으로 위상 잡음 규격은 수신기의 응용 분야에 따라 결정되지만 위상 잡음을 최소화할 수 있는 조건^[7]을 고려해 설계하였다. 전압 제어 발진기는 귀환 소자를 포함하여 부정 저항을 갖는 부정 저항부, 바랙터 다이오드를 포함한 공진부 및 완충단으로 구성하였다.

III. 전압 제어 발진기의 설계

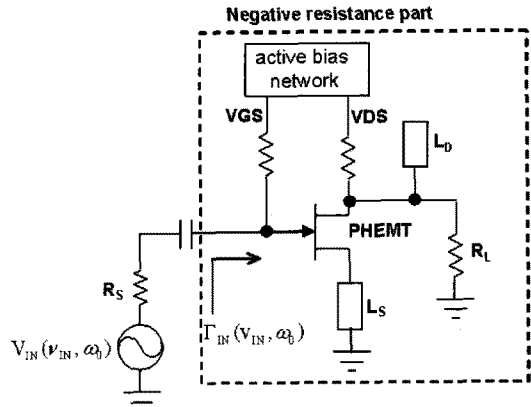
3-1 부정 저항 및 공진부 설계

발진기의 직류 동작점은 낮은 위상 잡음 특성을

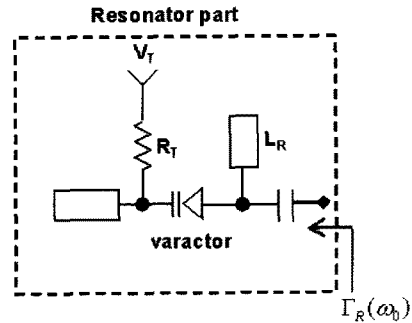
위해 능동소자의 잡음지수가 최소가 되는 동작 조건을 선택했으며, 직렬 궤환을 사용하여 부성 저항을 생성하였다. 낮은 부성 저항 값은 발진 조건을 만족시키지 못하게 되고, 반면에 높은 부성 저항 값은 초기 발진 조건과 정상 상태 발진 조건의 부정합으로 안정한 발진 출력을 얻을 수 없으므로 설계 주파수 대역에서 공진기의 손실 및 발진 조건을 고려하여 부성 저항의 크기를 결정하였다. 하지만 부성 저항 부에서 발생하는 전력 증가에 따라 부성 저항의 크기가 감소하기 때문에 소신호 선형 설계 방법으로는 정상 상태에서 발진기의 출력 레벨과 발진 주파수를 예측하기 어렵다. 부성 저항에 따른 출력 레벨과 발진 주파수의 정확한 예측을 위해 대신히 비선형 해석을 수행하였다⁸⁾. 그림 5(a)와 같은 구성에서 능동소자의 게이트 단자에 단일 발진 주파수(ω_0)를 갖는 교류 전압원을 삽입 후 전압원의 크기 v_{IN} 에 따른 부성 저항 또는 반사계수 $\Gamma_{IN}(v_{IN}, \omega_0)$ 의 궤적을 도시하였다.

공진부는 전압 제어 발진기의 튜닝 대역폭과 위상 잡음 특성에 영향을 미친다. 마이크로웨이브 대역에서 높은 Q값을 갖는 공진부 구현에 제약이 있기 때문에 위상 잡음 특성을 개선하기 위한 접근보다는 광대역 튜닝 대역폭 구현을 목적으로 설계하였다. Flip-chip 형태의 바랙터를 사용했고, 비선형 모델을 이용하여 설계 주파수 대역에서 기생 인덕턴스 성분의 발생 여부 및 접합 커패시턴스 범위를 확인 후 공진부의 임피던스 $\Gamma_R(\omega_0)$ 이 설계 주파수에서 발진부의 대신호 해석을 통해서 얻은 임피던스와 정합이 되도록 구성하였다. 그림 5(b)는 공진부의 구성을 나타낸 것으로 발진 신호가 다이오드 튜닝 전압 단자로 유입되면 접합 커패시턴스 용량값의 변동을 초래하여 발진기의 주파수 안정도 및 위상 잡음 특성을 악화시키므로 교류 신호에 대해 높은 임피던스를 갖도록 하였다⁹⁾.

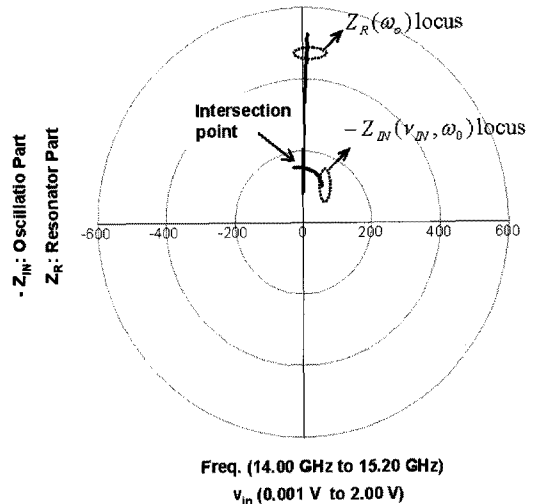
발진기의 정상 상태에서 임의의 단자에서 입출력 되는 전력의 양이 같기 때문에 어떤 단자로 입력되는 전력과 다른 단자로 반사되는 전력의 크기와 위상이 같으면 정상 상태에 이르게 된다. 정상 상태 조건에서 발진기의 정상적인 동작을 위해 그림 5(c)처럼 발진 주파수와 입력 전압(전력) 크기의 함수인 부



(a) 크기와 주파수의 함수인 부성 저항을 얻기 위한 구성
(a) The configuration to get the negative resistance with respect to magnitude and frequency



(b) 공진부의 구성
(b) The configuration of resonator part



(c) 정상 상태에서 발진 조건
(c) Oscillation condition in the steady-state

그림 5. 발진부 설계
Fig. 5. The design of oscillation part.

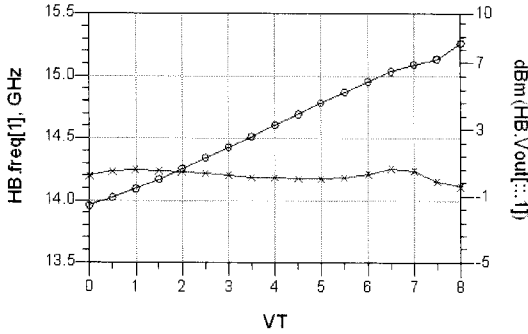


그림 6. 발진부의 모의실험 결과
Fig. 6. Simulation results of oscillation part.

성 저항부의 입력 임피던스 $Z_{IN}(v_{IN}, \omega_0)$ 궤적과 발진 주파수의 함수인 공진부의 입력 임피던스 $Z_R(\omega_0)$ 궤적이 단일 지점에서 직교 특성으로 상호 교차하도록 하였다. 이 교차점에서의 발진 주파수는 14.50 GHz이고 입력 신호의 크기는 0.8 V이다.

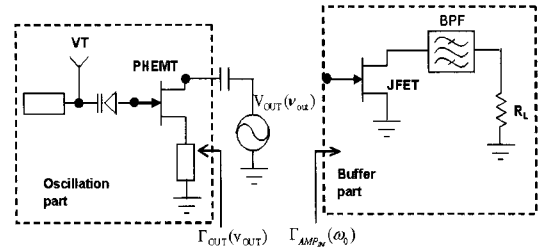
그림 6은 발진부의 모의실험 결과를 나타낸 것으로 튜닝 전압 0.0~8.0 V에서 발진 주파수는 13.90~15.20 GHz 튜닝 범위를 나타내었고, 발진 출력은 0.0 dBm으로 +0.6 dB의 평탄도 특성을 나타내었다. 발진 출력은 그림 6(c)의 결과처럼 정상 상태 조건에서의 입력 신호 크기 0.8 V와 유사한 결과를 나타내었다.

3-2 완충단 설계

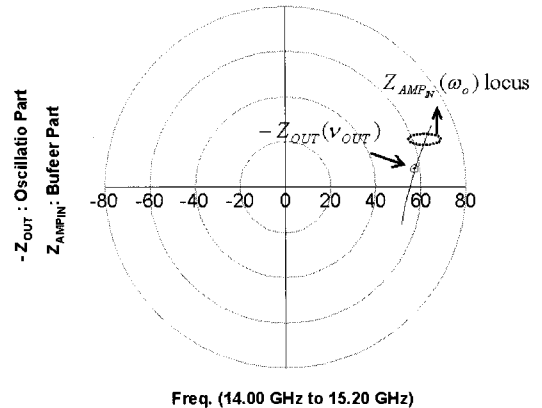
마이크로웨이브 대역에서 구현할 수 있는 발진기의 출력 전력에는 한계가 있기 때문에 요구되는 출력 전력을 구현하기 위하여 완충단(buffer part)을 사용했다. 하지만 발진부와 완충단의 설계를 독립적으로 설계하여 연결하는 경우 완충단에 의해 발진부의 발진 주파수와 출력 전력이 영향을 받게 된다.

본 논문에서는 발진부의 특성에 영향을 미치지 않고 완충단 설계를 위해 정상 상태에서 발진부의 출력 임피던스를 구한 후 완충단의 입력 임피던스가 발진부의 출력 임피던스와 직교적인 특성으로 교차하도록 하였다.

그림 7(a)는 정상 상태 조건에서 발진기의 출력 임피던스를 도출하기 위한 모의실험 구성으로 부성 저항과 공진부로 구성된 발진기의 드레인 단자에 교류 전압원을 삽입 후 HB 해석을 통하여 정상 상태



(a) 정상 상태에서 발진부의 출력 임피던스를 얻기 위한 구성
(a) The configuration to get output impedance of a steady-state oscillation part



Freq. (14.00 GHz to 15.20 GHz)

(b) 완충단 설계 결과
(b) The design result of buffer part

그림 7. 발진부의 정상 상태 조건을 고려한 완충단의 설계

Fig. 7. The design of buffer part as considering the steady-state oscillation part.

발진 조건에서 출력 임피던스 $Z_{OUT}(v_{out})$ 를 결정하였다. 여기서 교류 전압원의 크기에 의한 출력 레벨의 변화는 거의 동일하기 때문에 임의의 값으로 고정하였다^[10]. 완충단의 입력 임피던스 $Z_{AMP IN}(\omega_0)$ 가 그림 7(b)처럼 정상 상태에서 발진부의 출력 임피던스 $Z_{OUT}(v_{out})$ 와 교차하도록 설계하여 발진부의 부하로 동작하는 완충단에 의해 발진부의 동작이 영향을 받지 않도록 하였다.

그림 8은 완충단의 모의실험 결과를 나타내었다. 완충단의 입력 임피던스는 발진 주파수에서 그림 7(b)의 교차점에 해당하는 값을 같도록 설계해야 하며, 또한 적절한 이득과 안정도 특성을 갖도록 해야 한다. 모의실험 결과, 완충단의 이득은 발진단의 튜닝 대역폭 내에서 9.0 dB 특성을 나타내고 있으며,

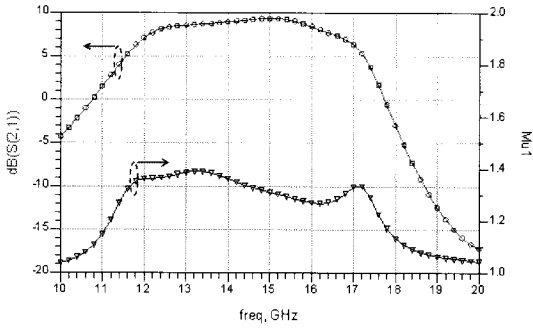


그림 8. 완충단의 모의실험 결과
Fig. 8. Simulation results of buffer part.

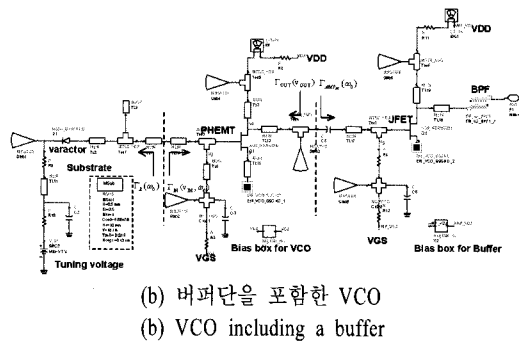
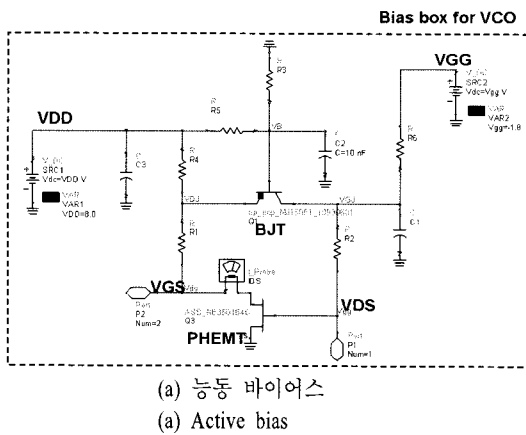


그림 9. 전압 제어 발진기 회로도
Fig. 9. The schematic circuit of VCO.

안정도 특성 또한 1보다 큰 값을 나타내고 있다. 그림 9는 발진부와 완충단에 사용한 능동 바이어스 회로와 완충단을 갖는 전압 제어 발진기의 회로도를 나타내었다. 그림 9(a)처럼 능동 바이어스 회로를 사용하여 발진부와 완충단에 인가되는 게이트 전압(V_{GS})과 드레인 전압(V_{DS})을 공급하였고, 발진부는 10 mA, 완충단은 15 mA의 전류를 인가하였다. 그림

9(b)는 전체 회로도를 나타낸 것으로 비아홀과 대역 통과 필터는 EM 해석을 수행 후 그 결과를 회로 설계에 적용하였다. 대역 통과 필터는 포화 상태의 버퍼단의 출력에 발생하는 고조파 성분의 억제에 위해 사용했으며, 2차 고조파 대역에서 30 dBc 이상의 억압 특성을 갖도록 설계하였다.

IV. 실험 결과

그림 10은 제작한 전압 제어 발진기를 나타낸 것으로 발진부의 능동소자는 세라믹 패키징 PHEMT 소자인 NE350184(NEC)를, 완충단의 능동소자는 JFET 소자인 NE3210S01(NEC)와 Flip-chip 형태의 바랙터 다이오드 MA46H120(M/A COM)을 사용하였다. 비유전율 2.5, 유전체 두께 0.5 mm인 테프론 기판을 사용했고, 측정은 8564EC 스펙트럼 분석기로 수행하였다. 공급 전원은 8.0 V이고, 튜닝 전압은 0.0 ~ 8.0 V를 인가하였다.

그림 11은 완충단을 포함하지 않은 전압 제어 발진기의 성능을 나타낸 것으로 그림 11(a)는 4.5 V 튜닝 전압이 인가되었을 때 출력 스펙트럼 특성을 나타내었고, 그림 11(b)는 0.0 ~ 8.0 V 튜닝 전압 범위에서 발진 주파수 및 출력 전력 특성을 나타내었다. 튜닝 전압에 대해 14.00 ~ 15.20 GHz 주파수 가변 특성을 가지며, 6 ~ 8 dBm의 출력 전력 특성과 40 dBc 이상의 2차 고조파 억압 특성을 얻었다. 모의실험 결과와 비교했을 때 튜닝 대역폭은 동일한 특성을 나타내었지만 발진 출력은 모의실험 결과인 0.0 dBm 보다 높은 특성을 나타내었다. 이러한 특성은 소오스

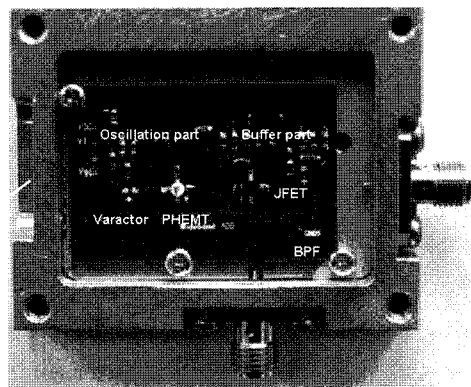
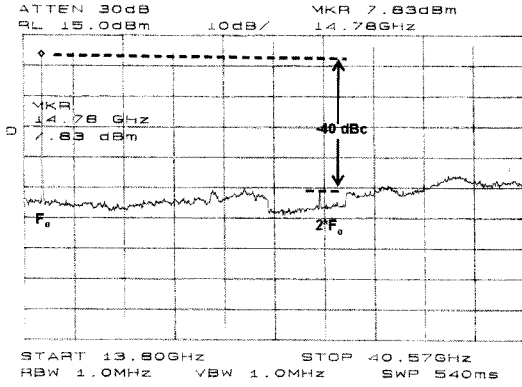
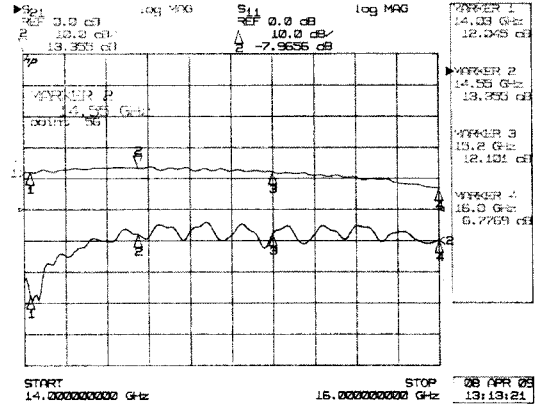


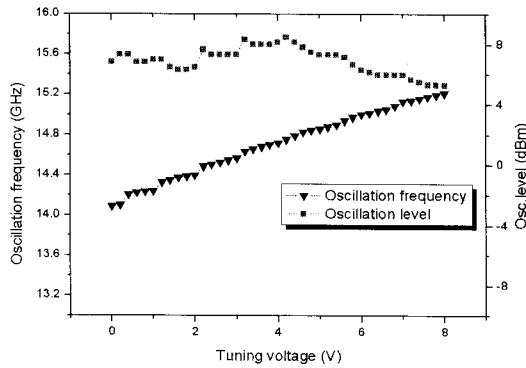
그림 10. 제작한 전압 제어 발진기의 실물도
Fig. 10. The photograph of the fabricated VCO.



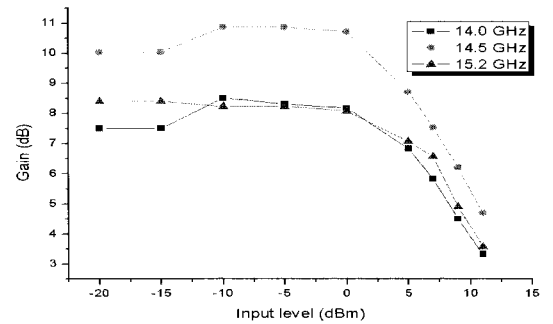
(a) 출력 스펙트럼
(a) Output spectrum



(a) 이득 및 입력 반사 손실
(a) Gain and input return loss



(b) 튜닝 전압에 따른 발진 주파수 및 출력 전력
(b) Oscillation frequency and output power with respect to the tuning voltage



(b) 1 dB-압축점
(b) 1 dB-compression point

그림 11. 완충단을 포함하지 않은 전압 제어 발진기 성능

Fig. 11. VCO performance without buffer part.

단자의 마이크로스트립 선로의 길이와 발진 신호에 의한 바이어스 조건의 변화에 의한 것으로 판단된다.

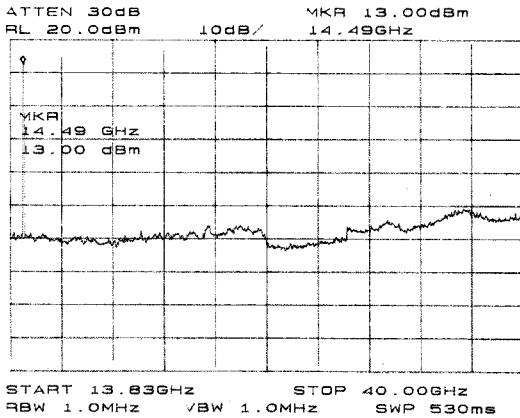
그림 12는 완충단의 특성을 나타낸 것으로 그림 12(a)는 완충단의 이득 및 입력 반사 손실 특성을 나타내었고, 그림 12(b)는 완충단의 P1dB 특성을 나타내었다. 소신호 입력 조건에서 완충단은 발진 주파수 대역에서 12~13 dB 이득 특성을 나타내지만 그림 11(b)처럼 발진부의 출력 전력은 6 dBm 이상의 값을 갖기 때문에 실질적인 완충단의 특성은 그림 12(b)처럼 대신호 조건에서 측정해야 한다. 완충단은 5.0 dBm의 P1dB 특성을 나타내고, 6.0 dBm 입력 조건에서 13 dBm 출력 전력 특성을 갖는다. 모의실험 결과와 비교했을 때 완충단의 이득은 모의실험 결과인

그림 12. 완충단의 성능

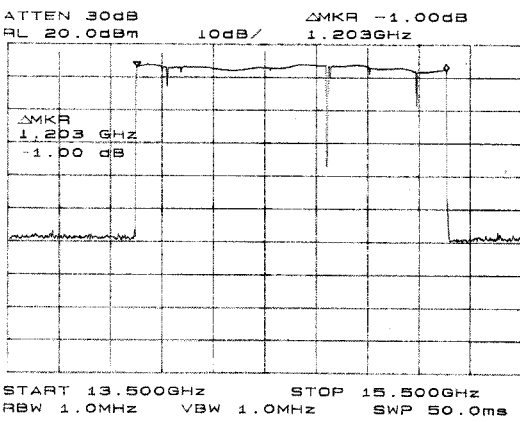
Fig. 12. The buffer performance.

9.0 dB보다 높은 특성을 나타내었다. 이러한 특성은 소오스 단자의 마이크로스트립 선로의 길이의 오차로 인한 것으로 판단된다.

그림 13(a)는 고정된 튜닝 전압에서 완충단을 포함한 전압 제어 발진기의 출력 스펙트럼 특성을 나타낸 것으로 출력 전력은 13 dBm의 출력 전력 특성과 50 dBc 이상의 2차 고조파 억압 특성을 나타내었다. 포화 상태의 완충단에서 발생하는 고조파 성분들은 대역 통과 필터에 의해서 억압되었다. 그림 13(b)는 0.0~8.0 V 튜닝 전압 범위에서 발진 주파수 및 출력 전력 특성을 나타낸 것으로 14.00~15.20 GHz 튜닝 대역폭과 12~13 dBm의 출력 전력을 갖는다. 그림 13(b)에서 발생한 dip은 튜닝 전압 변화에 따른 측정 장비의 응답 속도의 한계에 인한 것으로 판단된다. 측정 결과를 완충단이 없는 경우와 비교했을



(a) 출력 스펙트럼
(a) Output spectrum



(b) 튜닝 전압에 따른 발진 주파수 및 출력 전력
(b) Oscillation frequency and output power with respect to the tuning voltage

그림 13. 완충단을 포함한 전압 제어 발진기 성능
Fig. 13. VCO performance with buffer part.

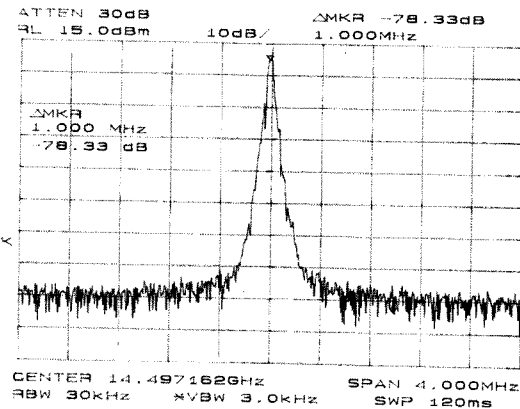


그림 14. 위상 잡음 특성
Fig. 14. Phase noise characteristic.

때 전압 제어 발진기는 발진 주파수 특성에는 변화가 없고 출력 전력만 완충단의 포화 이득만큼 증가된 특성을 나타내었다.

그림 14는 완충단을 포함한 전압 제어 발진기의 위상 잡음 특성을 free-running 상태에서 측정한 결과를 나타내었다. 스펙트럼 분석기의 수치 교정을 고려하여 대략적인 위상 잡음을 계산하였으며, 1 MHz 오프셋 주파수에서 -111.0 dBc/Hz 특성을 나타내었다 [수치교정: $2.5 \text{ dB} - 10 \cdot \log(1.2 \cdot \text{RBW})$].

V. 결론

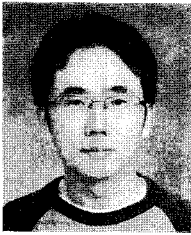
본 논문은 다중 대역 수신기에서 요구되는 광대역 및 높은 출력 전력 특성을 갖는 전압 제어 발진기를 설계하고 제작하여 그 특성을 실험하였다. 마이크로웨이브 대역에서 다중 대역 수신기가 갖는 문제점들을 개선하기 위한 구조를 제안하였고, 이 구조에서 요구되는 광대역 튜닝 대역폭 특성을 만족시키기 위해 flip-chip 형태의 바랙터와 세리믹 패키징의 PHEMT 소자를 이용하여 발진부를 구성하였고, 높은 출력 전력 특성을 위해 JFET 소자의 완충단을 적용하였다. 완충단을 갖는 전압 제어 발진기 설계는 정상 상태 조건에서 발진부의 출력 임피던스와 완충단의 입력 임피던스를 상호 직교하도록 함으로써 위상 잡음 및 완충단에 의한 발진부의 특성 변화를 최소화하였다. 제작한 전압 제어 발진기는 튜닝 전압 0.0~8.0 V에서 14.00~15.20 GHz 튜닝 대역폭과 12~13 dBm 출력 전력 특성을 나타내어 다중 대역 수신기에서 요구하는 특성을 만족하였다. 하지만 다중 대역 수신기에서 요구되는 위상 잡음 특성을 만족시킬 수 있는 마이크로파 대역의 광대역 주파수 합성기에 대한 연구가 추가로 필요하다고 사료된다.

참고 문헌

- [1] Merrill I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, McGraw Hill, 2001.
- [2] Xiaopeng Li, Mohammed Ismail, "A single-chip CMOS front-end receiver architecture for multi-standard wireless applications", *ISCAS*, pp. 374-377, 2001.
- [3] Zhongming Shi, Reza Rofougaran, "A single chip

- and multi-mode 2.5/5GHz RF transceiver for IEEE 802.11 wireless LAN", *IEEE ICMMT*, pp. 229-232, 2002.
- [4] Andrea Bevilacqua et al., "An ultra-wideband CMOS LNA for 3.1 to 10.6 GHz wireless receivers", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 382-533, vol. 1, Feb. 2004.
- [5] 고민호, 강석엽, "SMM 회로를 이용한 레이더", 특허 제10-0687907, 2007년.
- [6] Emmanuel Ngompe, "Computing the LO phase noise requirement in a GSM receiver", *Applied Microwave & Wireless*, pp. 54-58, Jul. 1999.
- [7] D. J. Esdale, M. J. Howes, "A reflection coefficient approach to the design of one-port negative impedance oscillators", *IEEE Trans. Microwave Tech.*, vol. MTT-29, no. 8, pp. 770-776, Aug. 1981.
- [8] Walter Wagner, "Oscillator design by device line measurement", *Microwave Journal*, vol. 22, pp. 43-48, Feb. 1979.
- [9] K. Buisman et al., "Distortion free varactor diode topologies for RF adaptivity", in *Proc. IEEE MTTS Int. Microwave Symp.*, pp. 157-160, 2005.

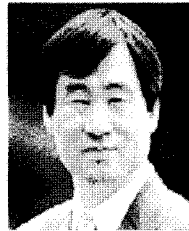
고 민 호



1995년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2009년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학박사)
 2009년 3월 ~ 현재: 인하대학교 전자공학과 박사후과정

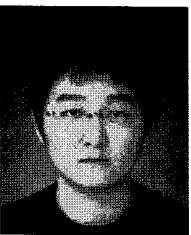
[주 관심분야] 통신 시스템, RFIC/ MMIC, 레이더 설계

박 효 달



1978년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 1987년: (불)국립항공우주대학 전자공학과 (공학박사)
 1992년 ~ 현재: 인하대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 항공통신 시스템, 초고주파 회로

조 호 윤



2009년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 2009년 ~ 현재: 인하대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] RFIC/MMIC, 레이더 설계