

광대역 및 다중 대역 시스템용 혼성 변환 방식 RF 전단부 구현을 위한 다중 기능 회로의 설계 및 제작

Design and Fabrication of a Multi-Function Circuit to Implement Hybrid-Conversion RF Front-End for Broadband and Multiband System

고민호 · 주영림 · 조운현 · 박효달

Min-Ho Go · Young-Rim Ju · Yun-Hyun Jo · Hyo-Dal Park

요 약

본 논문은 광대역과 다중 대역 특성을 갖는 DVB-H 수신기에 적합한 혼성 변환 방식의 RF 전단부 구조를 제안하고, 이의 구현을 위한 다중 기능 회로를 제작하여 측정하였다. 다중 기능 회로는 광대역 VHF/UHF-대역을 수신하는 경우, 변환 손실 -10.0 dB, 잡음 지수 7.0 dB, IIP3 2.0 dBm을 갖는 부고조파 혼합기 모드로 동작하고, 다중 대역, L-대역 신호를 수신하는 경우, 삽입 손실 -10.0 dB를 갖는 감쇄 모드로 동작한다.

Abstract

In this paper, we propose a RF front-end architecture based on hybrid conversion which is available to receive both broadband and multiband DVB-H receiver, and a multi-function circuit for implementing the RF front-end is fabricated. A multi-function circuit is operated as a sub-harmonic mixer mode in the case of receiving a broadband VHF/UHF-band, which show a conversion loss of -10.0 dB, noise figure of 7.0 dB and IIP3 of 2.0 dBm. On the other hand, it is performed as a attenuation mode with a insertion loss of -10.0 dB in receiving a multiband, L-band.

Key words : Hybrid-Conversion, Multi-Function, Broadband, Multiband, DVB-H

I. 서 론

DVB-H(Digital Video Broadcast-Handheld) 시스템은 유럽 방송 연합의 주도로 디지털 지상파 방송의 다채널 고품질 및 데이터 서비스를 이동 중에 수신할 수 있도록 개발되고 있고, 이와 더불어 미주 규격인 L-대역, 무선 랜, 무선 인터넷과 같은 이종의 무선 표준을 지원하는 시스템으로 발전하고 있다. 이러한 DVB-H 시스템 구현을 위해 VHF/UHF 광대역(470~892 MHz)의 수신뿐만 아니라 다른 무선 표준을 지원할 수 있는 저전력, 다중 표준(multistandard),

다중 대역(multiband) RF 전단부 구조에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

광대역 RF 전단부는 고조파 신호 변환(harmonic signal conversion) 및 영상 신호 변환(image signal conversion)에 의해서 발생하는 수신 성능의 저하 문제를 극복할 수 있어야 하고, 단일의 LO(Local Oscillator) 회로만으로 광대역 튜닝 대역폭을 갖는 LO 신호를 구현할 수 있어야 한다. 또한 다중 대역 수신을 위해 요구되는 회로의 개수를 최소화하여 저전력 특성을 구현할 수 있어야 한다. 기존의 직접 변환(direct-conversion) 방식 또는 Low-IF 변환 방식의 RF

「본 연구는 정부의 재원으로 한국학술진흥재단(BK-21 사업)의 지원으로 이루어졌습니다.」

인하대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, InHa University)

· 논문 번호 : 20091130-144

· 교신저자 : 고민호(e-mail : sydney989@hanafos.com)

· 수정완료일자 : 2010년 1월 7일

전단부는 고조파 신호 변환과 영상 신호 변환에 의한 성능 저하를 보상하기 위해 복잡한 디지털 신호 처리 기술을 적용하고, 광대역 LO 신호의 구현을 위해 다중의 LO 회로를 사용하며, 다중 대역 구현을 위해 각 대역별로 별개의 회로를 사용하기 때문에 복잡하고, 전력 효율이 저하되는 단점을 갖는다^{[1]-[5]}.

본 논문에서는 DVB-H 수신기에서 발생하는 고조파 신호 변환과 영상 신호 변환 문제를 개선할 수 있고, 단일 LO 회로만으로 요구되는 튜닝 대역폭을 구현할 수 있으며, 회로의 재사용(reuse)으로 별도의 회로 추가없이 다중 대역을 수신할 수 있는 혼성 변환(hybrid-conversion) 방식의 RF 전단부를 제안하고, 제안한 전단부의 구현을 필수적인 다중 기능(multi-function) 회로를 설계, 제작하여 이의 동작을 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 제안한 RF 전단부 구조 및 동작을 설명하고, 이를 바탕으로 다중 기능 회로의 동작 조건을 언급하며, III장에서는 다중 기능 회로의 동작 및 설계에 대해서 기술한다. IV장에서는 제작하여 측정한 결과를 정리하고, 마지막으로 V장에서는 실험 결과를 바탕으로 결론을 맺었다.

II. 혼성 변환 방식의 RF 전단부 구조

2-1 광대역 및 다중 대역 DVB-H 수신기용 RF 전단부 설계시 고려사항

VHF/UHF 광대역 수신시 발생하는 고조파 신호 변환 및 영상 신호 변환은 DVB-H 수신기의 성능을 저하시키는 원인이 된다^[6]. 고조파 신호 변환은 RF 대역 내에 존재하는 LO 신호의 고조파 성분들에 의한 발생하는 간섭 신호가 원하는 신호의 DC 또는 중간 주파수와 중복되는 현상이고, 영상 신호 변환은 RF 대역 내에 존재하는 영상 신호가 원하는 신호의 중간 주파수와 중첩되어 나타나는 현상이다. DVB-H 용 RF 전단부는 420 MHz 정도의 튜닝 대역폭뿐만 아니라 낮은 위상 잡음 특성을 갖는 LO 회로를 요구한다. 하지만 튜닝 대역폭과 위상잡음의 상반되는 특성으로 요구되는 수신 감도 특성을 만족시키는 위상 잡음 특성을 갖는 LO 회로 구현에 많은 제약이 따

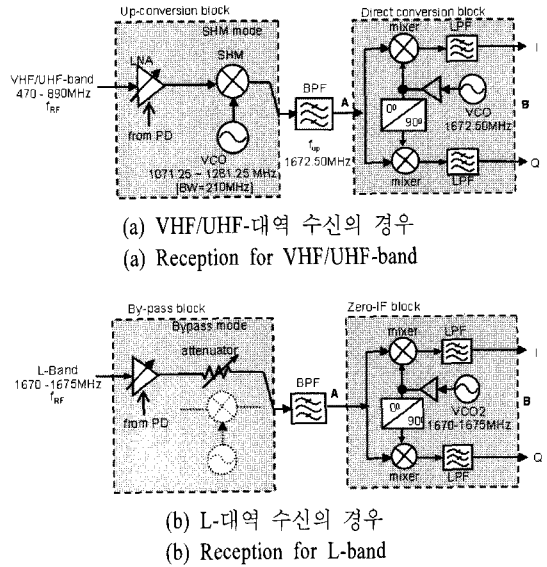


그림 1. 혼성 변환 방식의 RF 전단부 동작
Fig. 1. Operation of the RF front-end based on hybrid-conversion method.

른다. 그리고 디지털 지상파 이외에 이종의 무선 표준을 지원하는 RF 전단부는 VHF/UHF 대역 이외에 추가적인 대역 수신을 위해 회로의 개수가 증가하여 저전력 및 소형화 구현에 제약을 갖는다^[7].

2-2 혼성 변환 방식 RF 전단부 구조 및 동작

그림 1은 본 논문에서 제안하는 혼성 변환 방식의 RF 전단부 구조를 나타낸 것으로 광대역 VHF/UHF-대역은 그림 1(a)처럼 저잡음 증폭기(LNA: Low Noise Amplifier)를 통과하여 부고조파 혼합기(SHM: Sub-Harmonic Mixer)로 입력된다. 부고조파 혼합기는 $|2f_{LO} \pm f_{RF}|$ 성분에서 최대의 변환 손실 특성을 나타낸다. 상측파대 $|2f_{LO} + f_{RF}|$ 성분은 대역 통과 필터(BPF: Band Pass Filter)에 의해서 제거되고, A 지점에서는 원하는 단일 고정 주파수 $|2f_{LO} - f_{RF}|$ 성분만이 출력되어 직접 변환 블록에 의해서 I/Q 신호로 변환된다.

반면에, L-대역 수신인 경우 그림 1(b)처럼 부고조파 혼합기를 가변 감쇄기로 동작시켜 저잡음 증폭기에서 증폭된 후 신호는 주파수 변환 없이 대역 통과 필터를 거쳐 직접 변환 블록에 의해서 I/Q 신호로 변환한다.

표 1. DVB-H 수신용 RF 전단부 비교

Table 1. The comparison of RF front-ends for DVB-H.

참고 문헌	변환 방식	LO 구현 방식	다중 대역 서비스	다중 대역 구성 방식
Vassiliou ^[1]	직접 변환	다중 LO 및 주파수 분배 방식	L-대역	병렬 구성
Barnett ^[2]	직접 변환	단일 LO 및 주파수 분배 방식	Media-FLO	병렬 구성
Shi ^[3]	이중 변환	다중 LO 및 주파수 분배 방식	WLAN	병렬 구성
Amiot ^[4] Iizuka ^[5]	직접 변환	다중 LO 및 주파수 분배 방식	-	-
제안 구조	혼성 변환	단일 LO	L-대역	직렬 구성

표 1은 DVB-H 수신기에 적용된 기존의 RF 전단부 구조와 본 논문에서 제안한 방식의 특성을 비교하여 나타내었다. 제안한 방식은 첫째, 광대역 VHF/UHF-대역을 상향 변환(up-conversion)하여 고주파 신호 변환 및 영상 신호 변환 문제를 구조적으로 개선할 수 있다. 반면에 기존의 직접 변환 방식의 RF 전단부는 VHF/UHF-대역에서 고주파 신호 변환, 영상 신호 변환 및 IQ 부정합 등과 같은 문제를 개선하기 위해 복잡한 디지털 신호 처리 기술을 사용해야 한다^[8]. 둘째, 기존의 방식들은 VHF/UHF-대역보다 높은 주파수를 갖는 다중 또는 단일의 LO 신호를 생성 후 주파수 분배기를 사용하여 420 MHz 이상의 튜닝 대역폭을 구현하였다. 반면에 제안한 방식은 고주파 차수에 비례하여 대역폭이 확장되는 원리를 $2f_{LO} \pm f_{RF}$ 성분에서 주파수 변환이 최대가 되는 부고조파 혼합기로 구현하여 요구되는 LO 신호의 튜닝 대역폭을 절반으로 줄일 수 있기 때문에 단일의 LO 회로만으로 VHF/UHF-대역의 주파수 변환이 가능하고, 주파수 분배기와 같은 추가적인 회로가 요구되지 않는다. 셋째, 제안한 방식은 이중 대역 수신을 위해 부고조파 혼합기를 감쇄기로 동작시켜 VHF/UHF-대역 수신을 위해 사용된 저잡음 증폭기, 대역 통과 필터 및 직접 변환 블럭을 L-대역에서도

재사용할 수 있기 때문에 저전력 및 소형화 구현을 가능하다. 반면에 기존의 방식들은 별도의 회로들을 추가하는 병렬 방식을 구성하기 때문에 회로의 개수가 증가하여 저전력 및 소형화에 제약을 갖는다.

Ⅲ. 다중 기능 회로 설계

제안한 RF 전단부는 VHF/UHF-대역을 수신하는 경우, 부고조파 혼합기로 동작하고 L-대역 신호를 수신하는 경우, 감쇄기로 동작하는 다중 기능 회로를 요구한다. 본 논문에서는 이러한 다중 모드 동작을 구현하기 위해 역병렬 다이오드(APD: Anti-Parallel Diode)를 이용한 다중 기능 회로를 제안하였다.

3-1 APD의 주파수 혼합 특성^[9]

역병렬 다이오드(APD: Anti-Parallel Diode)는 대칭의 I~V 특성 곡선을 갖기 때문에 전체 컨덕턴스는 식 (1)처럼 각 다이오드의 차분 컨덕턴스의 합으로 나타낼 수 있다.

$$g = g_1 + g_2 = aI_s(e^{aV} + e^{-aV}) = 2aI_s \cosh aV \quad (1)$$

식 (1)과 그림 (2)처럼 전체 컨덕턴스는 대칭적인 쌍곡선 함수를 갖기 때문에 LO 신호 전체 주기에서 단일 다이오드에 비해 컨덕턴스는 두 배가 된다.

APD의 주파수 변환 특성을 살펴보기 위해 LO 신호와 RF 신호를 인가한 경우, $i(t)$ 전류는 $i(t) = g(t) \cdot V(t) = g(t)(V_{LO} \cos n\omega_{LO}t + V_{RF} \cos \omega_{RF}t)$ 으로 나타낼 수 있으며,

$$i(t) = A \cos \omega_{LO}t + B \cos \omega_{RF}t + C \cos 3\omega_{LO}t + D \cos 5\omega_{LO}t + E \cos(\omega_{RF} + 2\omega_{LO})t + F \cos(\omega_{RF} - 2\omega_{LO})t + G \cos(\omega_{RF} + 4\omega_{LO})t + H \cos(\omega_{RF} - 4\omega_{LO})t + \dots \quad (2)$$

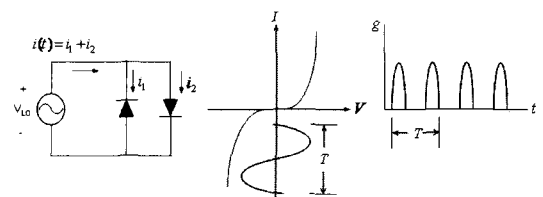


그림 2. APD의 컨덕턴스 파형
Fig. 2. The conductance waveform of APD.

과 같이 표현할 수 있다. 여기서, $A, B, C \dots$ 는 진폭, V_{RF} 은 RF 신호의 진폭, V_{LO} 은 LO 신호의 진폭을 의미한다. 식 (2)에서 전체 전류에 포함된 주파수 성분은 $mf_{LO} \pm nf_{RF}$, 즉 $m+n$ 이 홀수 항을 갖는 주파수 성분만 발생한다. 즉, APD 혼합기는 LO 주파수 ω_{LO} 에 대한 짝수 고조파 혼합기로 동작하여 기본 주파수 변환 $|\omega_{RF} \pm \omega_{LO}|$ 성분은 억압되고 2차 고조파 성분 $|\omega_{RF} \pm 2\omega_{LO}|$ 을 최대의 크기로 변환한다. 국부 발진기의 잡음 성분을 억압하는 장점을 갖지만, 단점으로는 단일 다이오드 혼합기 방식에 비해 3~5 dB 정도 변환 손실이 증가한다.

3-2 다중 기능 회로의 동작 원리

그림 3은 부고조파 혼합기 모드와 감쇄기 모드를 갖는 APD를 이용한 다중 기능 회로의 동작을 나타내었다. 제어 전압이 인가되지 않은 경우, 그림 3(a)처럼 다중 기능 회로는 역병렬 구성의 D_1 과 D_2 의 대칭적인 전달 특성으로 부고조파 혼합기로 동작하여 210 MHz 튜닝 대역폭의 단일 LO만으로 420 MHz의 VHF/UHF-대역을 변환할 수 있게 된다.

반면에 제어 전압이 인가된 경우, 그림 3(b)처럼 순방향 바이어스 조건인 다이오드 D_1 은 단락 회로로 동작하고, 역방향 바이어스 조건인 다이오드 D_2 는 개방 회로로 동작하게 되므로 다이오드 D_1 의 전달 특성에 의해 기본파 혼합기로 동작하게 된다. 하지만 제어 전압이 인가되는 동시에 LO 회로를 OFF 하면 다이오드 D_1 은 주파수 변환을 하지 않고 단락 회로로 동작하므로 L-대역 신호는 다이오드 D_1 을 통해 일정한 감쇄를 갖고 통과(throughout)된다. LO 주파수에서 $\lambda/4$ 개방 스타브는 직렬 공진으로 동작하므로 LO 신호에 대해서는 단락 회로로 동작하지만, 다른 주파수 신호에 대해서는 개방 회로로 동작한다. 이와 유사하게 LO 주파수에서 $\lambda/4$ 단락 스타브는 병렬 공진으로 동작하므로 LO 신호에 대해서는 개방 회로로 동작하고, 다른 주파수 신호에 대해서는 단락으로 동작하며, 제어 전압에 대한 DC 경로를 제공한다.

3-3 다중 기능 회로의 설계

다중 기능 회로의 설계는 Agilent사의 ADS를 이

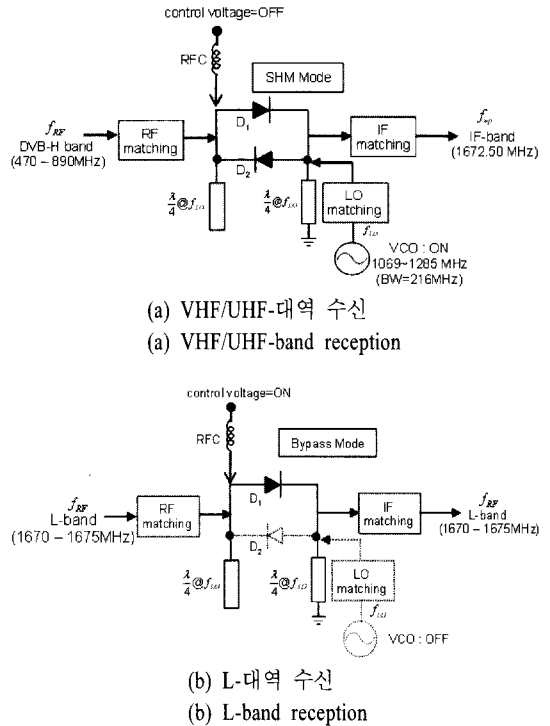
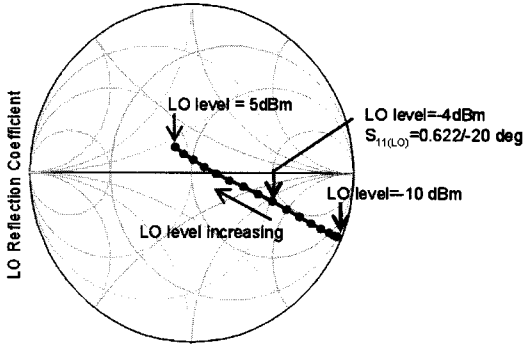


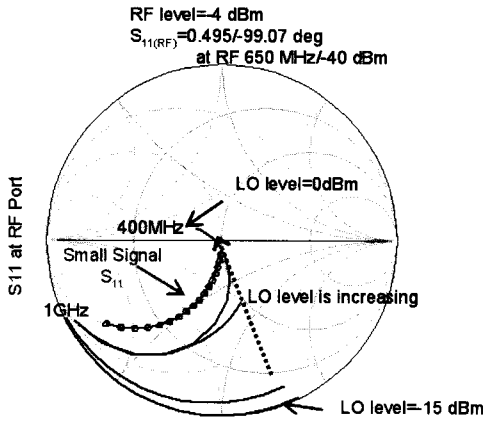
그림 3. 제안한 다중 기능 회로의 동작
Fig. 3. The operation of a multi-function circuit.

용하였고, APD 소자는 인피니언(Infineon)사의 BAT-15-04W 소자를 사용하였다. 다이오드의 교류 I~V 특성 곡선에서 초기 근사적인 LO 전력은 다이오드가 적절하게 도통이 되는 -6.0 dBm으로 결정하였다. 혼합기로 동작하는 경우, LO 신호의 변화에 따라 다이오드는 시변(time-varying) 비선형 특성을 갖기 때문에 각 단자의 임피던스는 LO 신호의 함수가 된다. 정확한 LO 정합 회로의 설계를 위해 그림 4(a)처럼 LO 신호의 크기에 따른 반사 계수 값을 예측한 후 정합 회로를 설계하였다. 손실을 고려하여 초기 LO 전력보다 높은 -4.0 dBm에서 반사 계수를 추출하여 LO 정합 회로를 설계하였다. LO 단자의 정합 회로를 구성한 후 RF 단자의 정합 회로를 설계하였다. 준선형(Quasi-linear) 해석 방법을 이용하여 임의의 LO 신호를 인가한 상태에서 RF 임피던스를 추출하였다^[10]. 그림 4(b)처럼 선형 해석에 의해 추출된 소신호 RF 임피던스 궤적과 준선형 해석에 의한 RF 임피던스 궤적에는 많은 차이를 나타내고 있다. RF 정합 회로 설계를 위해 RF 전력은 -40.0 dBm, LO 전력은 -4.0 dBm 조건에서 추출한 RF 단자의 임피



LO Level (from -10 dBm to 5 dBm)

(a) LO 단자
(a) LO port



RF freq. (from 400MHz to 1000MHz)

(b) RF 단자
(b) RF port

그림 4. LO 전력에 따른 각 단자의 반사 계수
Fig. 4. Reflection coefficient with respect to LO power.

던스를 사용하여 RF 정합 회로를 구성하였다. RF 정합 회로의 주파수 응답은 VHF/UHF-대역과 L-대역 신호는 통과시키고 LO 신호는 억제하는 특성을 갖도록 하였다.

IF 정합 회로를 위한 IF 임피던스는 로드-풀(load-pull) 해석을 통하여 최소 변환 손실 특성을 갖는 임피던스 조건을 결정한 후 IF 정합 회로를 설계하였다^[11]. IF 부하 반사 계수가 너무 큰 경우, 회로 구현이 어렵기 때문에 변환 손실 특성과 회로 구현의 용이성을 고려하여 IF 부하 반사 계수를 결정하였다. IF 정합 회로는 VHF/UHF-대역의 중간 주파수와 L-대역은 통과시키고, VHF/UHF-대역과 LO 신호는 저

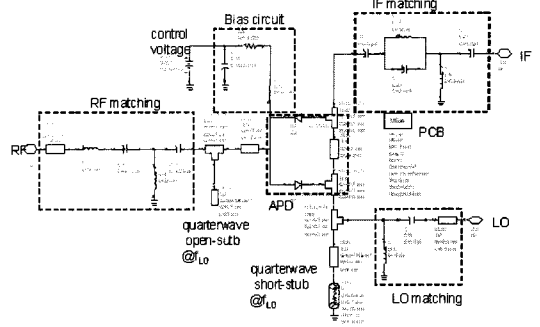


그림 5. 다중 기능 회로의 회로도
Fig. 5. Schematic of a multi-function circuit.

지시키는 고역 통과 특성을 갖도록 설계하였다. 그림 5는 설계한 다중 기능 회로의 회로도를 나타내었다. 비유전율 4.6, 기판 두께 1.0 mm 에폭시 기판을 사용하여 설계하였다. 동작 주파수가 VHF/UHF-대역과 L-대역이므로 정합 회로는 집중 소자를 사용했고, 제어 전압이 인가되는 경우 최소의 삽입 손실 특성을 갖는 도통(conduction) 전류가 인가되도록 바이어스 저항을 결정하였다.

그림 6은 다중 기능 회로가 부고조파 혼합기로 동작하는 경우, RF 주파수에 따른 변환 손실 및 잡음 지수 특성을 나타내었다. LO 전력의 증가에 따라 변환 손실은 감소하지만, 0.0 dBm 이상의 LO 전력에서는 변환 손실이 증가되는 특성을 나타내므로 LO 전력을 -2.0 dBm으로 결정하였다. 420 MHz 대역폭을 갖는 VHF/UHF-대역을 200 MHz 튜닝 대역폭을 갖는 LO 신호만으로 -10.0 dB 이하의 변환 손실 특성 및 10.0 dB 이하의 잡음 지수 특성을 나타내고 있다.

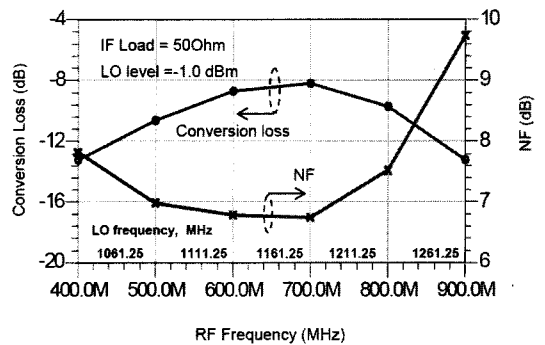


그림 6. RF 대역별 변환 손실 및 잡음 지수 특성
Fig. 6. Conversion loss and NF characteristic for RF bands.

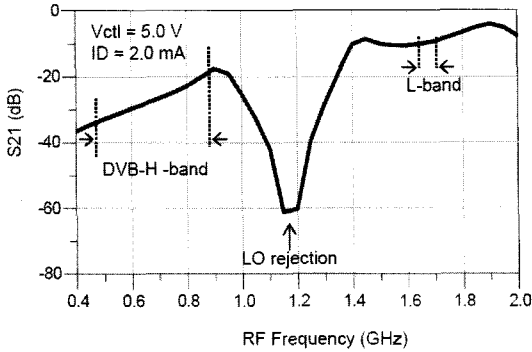


그림 7. 감쇄 모드에서 삽입 손실 특성
Fig. 7. Insertion loss characteristic for attenuation mode.

그림 7은 다중 기능 회로를 감쇄 모드로 동작했을 경우, L-대역에서 RF 단자에서 IF 단자로의 삽입 손실 특성을 나타낸 것으로 인가된 제어 전압 2.0 V에서 L-대역은 -10.0 dB 삽입 손실 특성을 나타내고 있으며, 반면에 VHF/UHF-대역에서는 최대 -38.0 dB의 신호 억제 특성을 갖고 있다.

IV. 실험 결과

그림 8은 제작한 다중 기능 회로를 나타낸 것으로 ADP 소자, 동작 모드 선택을 위해 제어 전압 및 RF, LO 및 IF 단자로 구성하였고, 크기는 $30 \times 30 \text{ mm}^2$ 이다.

그림 9는 LO 레벨에 따른 부고조파 혼합기의 변환 손실 특성을 나타낸 것으로 LO 레벨 -2.0 dBm 이상에서 -10.0 dB 이하의 변환 손실 특성을 가지며, 모의실험과 비교했을 때 더 높은 LO 레벨이 필요하다. 이는 측정 과정에서 발생하는 커넥터 및 케이블 손실, 제작에 사용된 소자의 편차에 의한 오차

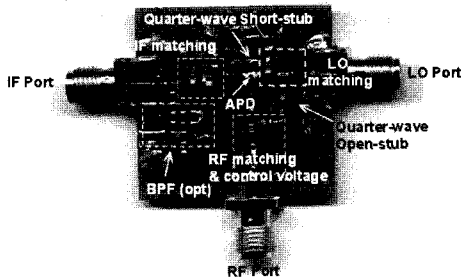


그림 8. 제작한 다중 기능 회로의 실물도
Fig. 8. The photograph of the fabricated multi-function circuit.

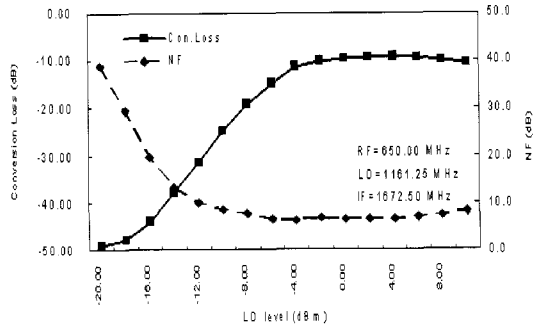


그림 9. LO 레벨에 따른 변환 손실 특성
Fig. 9. Conversion loss characteristic with respect to the LO power.

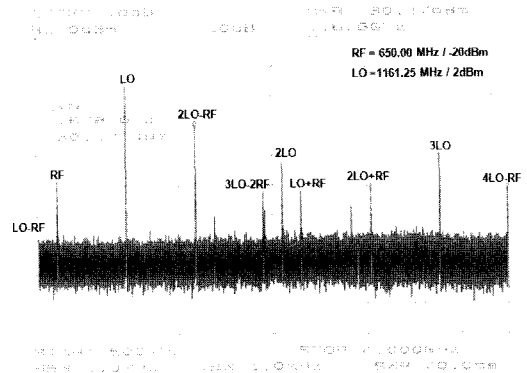


그림 10. 출력 스펙트럼 특성
Fig. 10. Output spectrum characteristic.

로 판단된다. -4.0 dBm LO 레벨에서 잡음 지수는 7.0 dB을 나타내며, LO 레벨이 증가하는 경우, 역병렬 다이오드에 의한 비선형 특성이 증가하여 잡음 지수는 증가한다. LO 레벨은 변환 손실 및 잡음 지수 특성을 고려하여 2.0 dBm으로 결정하였다.

그림 10은 BPF를 사용하지 않은 부고조파 혼합기의 출력 스펙트럼을 나타낸 것으로 VHF/UHF-대역 내에 존재할 수 있는 $f_{LO} - f_{RF}$ 성분이 잡음 레벨로 억압되고 있으며, 다른 스퓨리어스 성분들은 낮은 차수의 대역 통과 필터를 사용하여 제거할 수 있지만, LO 누설 성분에 대해서는 추가적인 보완 설계가 필요하다고 판단된다.

그림 11은 RF 대역별 변환 손실 및 잡음 지수 특성을 나타낸 것으로 450 MHz 대역을 제외한 모든 대역에서 -10 dB 이하의 변환 손실, 7.0 dB 이하의 잡음 지수 특성을 나타내고 있다. 이는 부고조파 혼

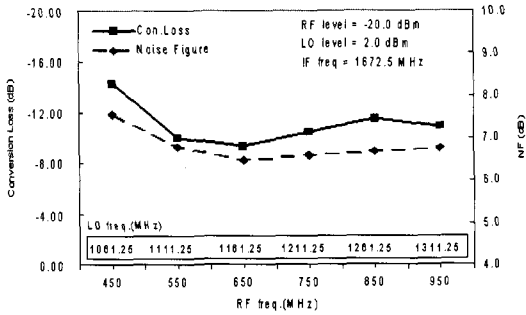


그림 11. RF 대역별 변환 손실 및 잡음 지수 특성
Fig. 11. Conversion loss and NF characteristic for RF band.

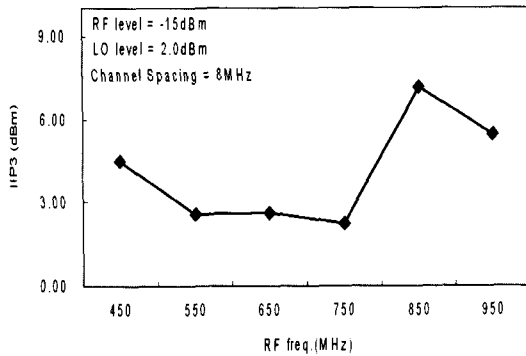


그림 12. RF 대역별 IIP3 특성
Fig. 12. IIP3 characteristic for RF band.

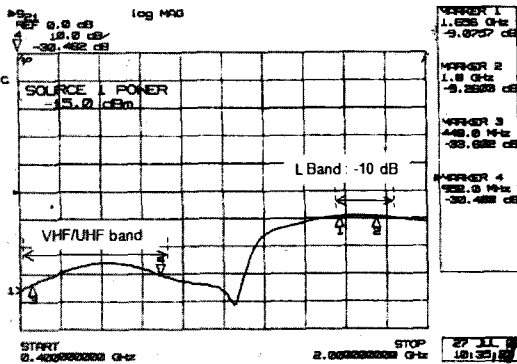


그림 13. L-대역의 삽입 손실 특성
Fig. 13. Insertion loss characteristic of L-band.

합기를 사용하여 VHF/UHF-대역(450~950 MHz)을 250 MHz의 튜닝 대역폭을 갖는 LO 회로만으로 주파수 변환이 가능함을 알 수 있다.

그림 12는 RF 대역별 IIP3 특성을 나타낸 것으로

채널 간격은 8 MHz이고, RF 입력 전력은 1 dB 압축점보다 -10 dB 낮은 신호를 입력하여 측정하였고, VHF-UHF 대역에서 2.0 dBm 이상의 IIP3 특성을 나타내었다.

부고조파 혼합기의 LO-IF 단자로의 격리도 특성은 -15 dB 이하, LO-RF 단자로의 격리도 특성은 -10 dB 이하, RF-IF 단자로의 격리도 특성은 -25 dB 이하의 성능을 나타내었다.

그림 13은 다중 기능 회로의 감쇄 모드 특성을 나타낸 것으로 인가된 제어 전압 2.0 V에 대해서 L-대역 신호는 -10.0 dB 삽입 손실을 갖고 통과되는 특성을 나타내고 있으며, VHF/UHF-대역은 -30 dB 정도 억제되고 있음을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문은 VHF/UHF-대역과 L-대역 수신에 적합한 혼성 변환 방식의 RF 전단부 구조를 제안하고, 이의 구현을 위한 다중 기능 회로를 설계, 제작한 연구 결과이다. 제안한 혼성 변환 방식의 RF 전단부는 광대역 VHF/UHF 대역의 수신시 발생하는 고조파 신호 변환 및 영상 신호 변환 문제를 상향 변환 블록을 적용하여 개선할 수 있고, 다중 기능 회로를 부고조파 혼합기 모드로 동작시켜 단일의 LO만으로 광대역 VHF/UHF 대역을 주파수 변환할 수 있도록 하였다. 또한 다중 대역, L-대역 수신은 다중 기능 회로를 감쇄 모드로 동작시켜 저잡음 증폭기, 대역 통과 필터 및 직접 변환 블록을 재사용하는 직렬 구조 방식으로 구현하여 전단부 구조의 단순화 및 저전력 구현을 가능하게 하였다.

제안한 RF 전단부 구조를 구현하기 위해 ADP에 인가되는 제어 전압의 유무에 따라 부고조파 혼합기 모드와 감쇄 모드로 동작하는 다중 기능 회로를 제안하고 구현하였다. 다중 기능 회로가 부고조파 혼합기로 동작하는 경우, 광대역 VHF/UHF 대역 10.0~13.0 dB 변환 손실, 7.0 dB 이하의 잡음 지수, 2.0 dBm 이상의 IIP3 특성을 나타내었고, 감쇄 모드로 동작하는 경우, L-대역에서 -10.0 dB 삽입 손실 특성을 나타내었다.

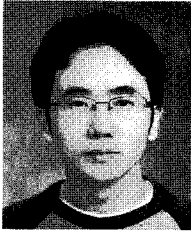
본 논문에서 제안한 RF 전단부를 하이브리드 방식으로 제작하여 측정했을 때 DVB-H MBRAI 규격

의 전단부 성능을 만족하고 있음을 확인하였다. 이후 추가적으로 DVB-H 복조기를 포함한 test-bed를 구축하여 수신 감도와 같은 수신기 성능을 검증하는 연구가 진행되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

- [1] Iason Vassiliou, Kostis Vavelidis, Nikos Haralabidis, Aris Kyranas, Yiannis Kokolakis, Stamatis Bouras, George Kamoulakos, Charalambos Kapnistis, Spyros Kavadias, Nikos Kanakaris, Emmanouil Metaxakis, Christos Kokozidis, and Hamed Peyravi, "A 65 nm CMOS multistandard, multiband TV tuner for mobile and multimedia applications", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 7, Jul. 2008.
- [2] Kenneth Barnett, Harish Muthali, Susanta Sengupta, Yunfei Feng, Bo Yang, Zhije Xiong, Tae wook Kim, James Jaffee, and Cormac Conroy, "A multistandard mobile digital video receiver in 0.18 um CMOS process", *IEEE Solid-State Circuits Conference*, pp. 154-157, Sep. 2008.
- [3] Yin Shi, Fa Foster Dai, Jun Yan, Xueqing Hu, Hua Xu, Ming Gu, Xuelian Zhang, Qiming Xu, Bei Chen, Fangxiong Chen, Peng Yu, Heping Ma, Fang Yuan, and Richard C. Jaeger, "A multifunction transceiver RFIC for 802.a/b/g WLAN and DVB-H applications", *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 249-252, 2008.
- [4] Sebastien Amiot, Gregory Bassement, Alexandre Daubenfeld, Vincent Fillatre, Eric Maurice, Frederi Mercier, Thierry Mevel, Yves Richard, and Jean-Robert Tourret, "A low power DVB-T/H Zeor-IF tuner IC design in 0.25 um BiCMOS technology for mobile TV recetption", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 53, no. 1, Mar. 2007.
- [5] Kunihiko Iizuka, Hiroshi Kawamura, Takanobu Fujiwara, Kanetomo Kagoshima, Shuichi Kawama, Hiroshi Kijima, Kasato Koutani, Shinji Toyoyama, and Keiichi Sakuno, "A 184 mW full integrated DVB-H tuner with a linearized variable gain LNA and quadrature mixers using cross-coupled transistor", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 4, Apr. 2007.
- [6] Iason Vassiliou, Kostis Vavelidis, Nikos Haralabidis, Stamatis Bouras, Spyros Kavadias, Ioannis Kokolakis, Gerge Kamoulakos, Aristeidis Kyranas, Charalambos Kapnistis, Michael Margaras, and Broadcom Greece, "CMOS tuners for mobile TV", *IEEE Communication Magazine*, vol. 44, issue 12, pp. 118-125, Dec. 2006.
- [7] Zhongming Shi, Reza Rofougaran, "A single chip and multi-mode 2.5/5 GHz RF transceiver for IEEE 802.11 wireless LAN", *IEEE ICMMT*, pp. 229-232, 2002.
- [8] Andreas Schuchert, Rainer Makowitz, "Front end architectures for multistandard digital TV receivers", *IEEE Transaction on Consumer Electronics*, vol. 46, no. 3, Aug. 2000.
- [9] Marvin. Cohn, James E. Degenford, and Burton A. Newmant, "Harmonic mixing with an anti-parallel diode pair", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 23, pp. 667-673, Aug. 1975.
- [10] Yew Hui Niew, Jurianto Joe, "RF and IF ports matching circuit synthesis for a simultaneous conjugate-matched mixer using quasi-linear analysis", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 9, Sep. 2002.
- [11] D. L. Le, F. M. Ghannouchi, "Multitone characterization and design of FET resistive mixers based on combined active source-pull/load-pull techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 1201-1208, Sep. 1998.

고 민 호



1995년 2월: 전남대학교 전자공학과 (공학사)
2009년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학박사)
2009년 3월~현재: 인하대학교 전자공학과 박사후과정
[주 관심분야] 디지털 수신기, 레이더, RFIC/MMIC

조 윤 현



2007년 2월: 인하대학교 전자공학부 (공학사)
2009년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
2009년 3월~현재: 인하대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 항공 통신 시스템, 레이더

주 영 립



2008년 8월: 인하대학교 전자공학부 (공학사)
2009년 3월~현재: 인하대학교 전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나 응용 기술

박 효 달



1978년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
1984년 6월: 프랑스국립항공우주대학교 (공학석사)
1987년: 프랑스국립항공우주대학교 전자공학과 (공학박사)
1992년~현재: 인하대학교 전자공학과 교수
[주 관심분야] 항공 통신 시스템, 초고주파 회로