

TV White Space 송수신기의 스펙트럼 센싱을 위한 RF 에너지 검출 회로 설계

Design of RF Energy Detector for Spectrum Sensing in TV White Space Transceiver

김 종 식*
(Jongsik Kim)

신 현 철**
(Hyunchol Shin)

요 약

TV 대역 White Space 송수신기에서 스펙트럼 센싱을 위한 RF 에너지 검출기 구조를 제안하였다. 제안된 에너지 검출기는 RF 능동 필터 구조에 기반하며, RF 저잡음 증폭기에 고역통과필터를 포함하는 피드포워드 루프를 추가함으로써 원하는 RF 주파수 성분만 통과시키고 그 외의 대역은 감쇄시키는 동작을 수행한다. 본 연구에서는 기존의 구조가 갖는 단점인 단측파 대역만 억압할 수 있는 문제를 해결하고자 양측파 대역을 동시에 억압할 수 있는 새로운 구조를 제안하였고, 간단한 시스템 모델링을 통해 구성요소의 Non-ideality에 의한 RF 에너지 검출기 성능에 대한 영향을 평가하였다. 또한, 시스템 시뮬레이션을 통해 양측파대역이 효과적으로 감쇄되어 RF 에너지 검출기로서 동작할 수 있음을 보였다.

Abstract

An RF energy detector for spectrum sensing in TV white space transceiver is presented. It is based on an RF active filtering technique that comprises a low-noise amplifier with a frequency-translation high-pass filtering feedforward loop, which attenuates the unwanted sideband energy and only passes the wanted band energy. Unlike the conventional architecture, a new architecture that can attenuate both sidebands at the same time is proposed. A simplified system modeling method is presented to assess the non-ideality effects on the RF energy detector performances. System behavioral simulations demonstrate that the proposed architecture can be instrumental for realizing a RF energy detector circuit in CMOS.

Key words : TV white space devices, Cognitive radio, Spectrum sensing, RF energy detector, RF filter

† 본 연구는 광운대학교 2010년 연구년 지원으로 수행하였습니다.

* 주저자 : 광운대학교 전자공학과 박사과정

** 교신저자 : 광운대학교 전자융합공학과 교수

† 논문접수일 : 2012년 1월 25일

† 논문심사일 : 2012년 4월 4일

† 게재확정일 : 2012년 4월 18일

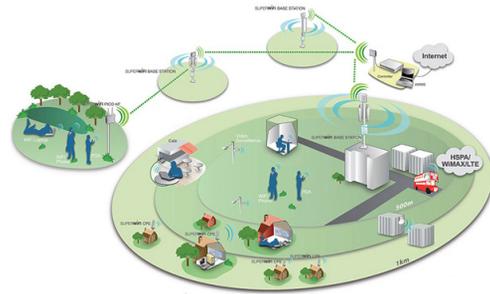
I. 서 론

아날로그 텔레비전 방송이 디지털 텔레비전(DTV) 방송으로 전환됨에 따라[1], 기존에 사용하던 아날로그 텔레비전 주파수 대역 중 일부가 사용하지 않게 되었다. 이렇게 남게된 주파수 대역과, 면허 사업자에게 할당된 주파수 이지만 특정 지역과 시간에 따라 사용되지 않는 주파수 대역을 “White Space” 라고 하는데, 지난 2008년 11월에 미국 연방통신위원회(FCC: Federal Communications Commission)는 TV “White Space” 주파수 대역에서의 비면허 무선 송신을 허가 하였다[2]. 방송 사업자와 무선마이크 제조사들은 비면허 무선 장치 때문에 생기는 신호간섭을 우려하여 FCC의 계획을 반대하고 있지만, 2009년 9월에 미국에서 DTV 전환이 완료되면서 White space 네트워킹을 위한 개발이 더욱 주목을 받게 되었으며, 그 후로 많은 IT 기업들은 TV White space에서의 효율적인 스펙트럼 공유와 관리를 위해 Geo-location 데이터베이스 관리시스템을 제안하고 White space 네트워킹의 데모를 성공적으로 수행하였다[3,4]. 이러한 White space 네트워킹은 TV 주파수 대역에서 무선 접속을 가능하게 하는 Super-WiFi를 이용하여 <그림 1>과 같이 도심뿐만 아니라 외곽에서도 무선 인터넷 접속과, 도심 지역 Hotspot, cellular offload 네트워크, 그리고 홈네트워킹을 구현 시킬 것이라 기대하고 있다[5,6].

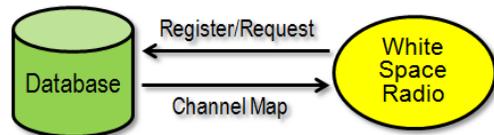
본 논문에서는 RF/Analog 하드웨어로 구현 가능한 TV Whites Space (TVWS) 광대역 RF 송수신기 설계 고려사항과 스펙트럼 센싱을 위한 RF 에너지 검출기(energy detector)의 설계에 대해 기술하였다.

II. TV White Space 장치 구조

2010년 9월에 FCC는 TVWS 장치에 대한 몇 가지 구체적인 규칙을 발표했다[7]. 그에 따르면, TV White space 장치는 고정형과 휴대용 Mode-II 장치와 Mode-I 장치로 구분된다. Mode-II 고정 장치는 기지국 형태의 목적으로 사용되며, 다른 장치보다



<그림 1> Super-WiFi 네트워크 (5)
<Fig. 1> Super-WiFi network (5).



<그림 2> 데이터베이스와 White space 장치간의 초기 네트워크의 구성
<Fig. 2> Initial networking between the database and white space device.

광대역에서 동작해야 한다. Mode-II 휴대 장치는 위치인식기능을 가지는 낮은 출력의 개인휴대 기기이다. 반면에, 가용 채널 정보를 Mode-II 장치로부터 얻는 Mode-I 장치는 위치인식기능을 가지고 있지 않는 White Space 장치이다. <그림 2>는 White Space 장치가 통신을 위해 초기 네트워킹을 어떻게 구성하고 있는지 개념적으로 보여주고 있다. White Space 장치는 우선 데이터베이스에 자기 자신을 등록하고 주파수 정보가 들어있는 채널 맵을 요청한다. 데이터베이스는 해당 White Space 장치의 현재 위치에서의 주파수 정보를 구성하여 보내게 되고, White Space 장치는 전송받은 채널 맵 가운데 가용 채널을 선택하여 통신을 시작하게 된다.

이러한 White Space 장치를 사용하는 White Space 네트워킹은 주파수의 공유, 동적 주파수 접근, 그리고 주파수 충돌 등을 방지하기 위한 데이터베이스 관리 시스템이 필수 요소가 되는데, 상황인지 무선(CR: Cognitive Radio) 기술에 의해서 가능해질 것이다[8]. 상황인지 무선 기술은 어느 통신 채널이 사용 되는지 또는 사용되고 있지 않는지를

〈표 1〉 IEEE 802.22 WRAN 주요 표준 사양
 〈Table 1〉 IEEE 802.22 WRAN access interface key parameters.

Air Interface	OFDMA
Number of Carriers	2048
Channel Bandwidth (MHz)	6, 7, 8; according to regulatory domain
Cyclic Prefix	1/4, 1/8, 1/16, and 1/32
Access Mode	TDD
Sub-channels per Symbol	60
Sub-carrier per Sub-Channel	28: 24 data sub-carriers, 4 pilot sub-carriers
Frame Size (msec)	10
Burst Allocation	Linear
Modulation	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Coding Rates (Data)	1/2, 2/3, 3/4, 5/6 (for each modulation)
Coding Type	Mandatory: Convolution coding Optional: Convolution turbo code (CTC), shortened block turbo codes (SBTC), and low density parity check (LDPC) codes

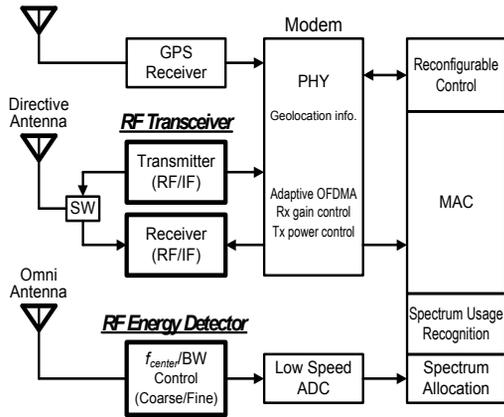
검출하고, 사용되고 있지 않는 채널을 잠시 동안 사용할 수 있도록 해준다. 다른 사용자에 대한 간섭을 최소로 하면서 유효한 주파수에 대한 사용 효율을 최적화하기 위해서 단말기는 자신의 위치 결정, 사용자의 확인과 허가, 데이터의 암호화와 해독, 주변의 동작하고 있는 무선장치의 검출, 그리고 출력전력과 변조특성을 조정하는 몇 가지 기능을 가져야 한다. 이러한 CR 기술은 White Space 장치를 위한 초기 플랫폼으로써 구체화 될 것이다[9].

먼저 사업자를 간섭하지 않기 위해서 White Space 장치는 스펙트럼 센싱(Spectrum sensing) 기능과 같은 간섭회피 기술이 적용되어야만 한다. 상황인지 무선 기술의 구현을 위해 필요한 대부분의 기능들은 물리계층에서의 설계뿐만 아니라 정교한 다중 Cross-layer 설계가 이루어져야 한다.

IEEE 802.22 WRAN (Wireless Regional Area Network) 은 TV 주파수 대역에서 CR의 구현을 지향하고 있기 때문에 TVWS 장치를 개발하기 위한 주요 표준을 <표 1>과 같이 제공하고 있다[10]. 이러한 표준을 만족하고 White Space 네트워킹을 위한 White Space 장치를 개발하기 위해 본 논문에서는 <그림 3>과 같이 TVWS 장치의 구조를 제안하였다. TVWS 장치는 위치정보를 얻기 위한 GPS (Global Positioning System) 수신기, 주 송수신기, 디

지털 모뎀, MAC, 그리고 스펙트럼 검출 기능을 위한 RF 에너지 검출기로 구성되어 있다. GPS 수신기는 좋은 잡음특성을 가지고 있어야 하며, 주 송수신기는 VHF와 UHF 대역 (54-862 MHz) 에서 동작하고 IEEE 802.16 기반의 통신 시스템을 지원할 수 있도록 높은 선형성을 가지고 있어야 한다. White Space 장치는 주 송수신기가 통신을 하고 있는 동안에 주파수 환경을 지속적으로 검출해야 하므로 스펙트럼 센싱을 위한 RF 에너지 검출기가 필요하다. 이러한 RF energy 검출기는 특정 주파수 대역의 신호만을 검출하고 ADC의 데이터 변환 속도를 낮출 수 있도록 RF 대역 필터 기능을 가지고 있어야 한다.

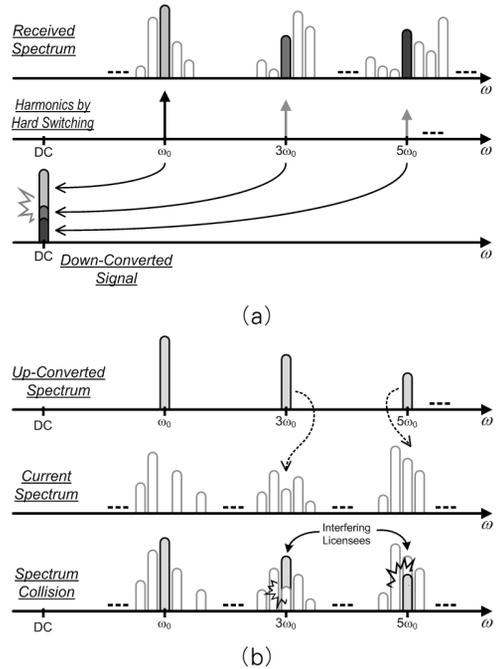
TV 대역에서 동작하는 광대역 White Space 송수신기를 설계하는데 있어서 다음의 고려사항이 중요하다. 첫째, LO 신호의 고조파 성분에 대한 영향을 최소화해야 하고, 둘째, 54~862 MHz 의 TV 대역에서 LO 신호를 생성해야 한다. 그림 4는 주파수 변환 시에 생기는 LO 신호의 고조파 성분에 의한 수신단에서의 고조파 믹싱 (Harmonic Mixing) <그림 4(a)>와 송신 단에서의 고조파 왜곡 (Harmonic Distortion) <그림 4(b)> 현상을 보여주고 있다. Even Harmonic은 차동회로에 의해 자동 제거되므로 Odd Harmonic 성분만 고려하면 된다. 이러한 고조파 믹



<그림 3> TV White Space 장치 구조
<Fig. 3> Architecture of TV white space (TWWS) device.

상과 고조파 왜곡은 RF 수신기의 SNR (Signal to Noise Ratio) 을 떨어뜨리게 되고, RF 송신기의 출력 잡음크기를 증가시켜 다른 사용자를 간섭할 수 있게 된다. 이러한 고조파 성분으로 부터의 영향을 최소화하기 위해 다중 대역 구조[11], 이중 변환 구조[12,13], 그리고 RF Tracking 필터와 컴플렉스 (Complex) 믹서를 함께 사용한 구조[14] 가 개발 되었다. 하지만, 여러 개의 SAW (Surface Acoustic Wave) 필터가 필요하거나[11] 두 개의 PLL (Phase Locked Loop)을 필요로 하게 되는 단점도 있으며 [12,13], 비교적 가깝게 위치한 고조파 성분으로 인해 RF 필터의 설계가 쉽지 않다는 단점이 있다[14]. 54~862 MHz의 TV 대역에서 LO 신호를 생성하기 위해서 여러 개의 VCO[14]를 사용하거나 이중 모드 VCO[15]를 사용한 주파수 합성기를 적용할 수 있는데, 전력소모, LO 신호선의 Layout, 그리고 Silicon 면적 등을 고려해서 선택해야 한다.

TVWS 통신을 위해서는 이러한 사항들을 고려한 CMOS 송수신기가 필요하다. 우리는 직접변환 방식의 54~862 MHz 대역에서 동작하는 CMOS 송수신기를 개발하였다. <그림 5>는 개발된 송수신기의 자세한 구조이며 이를 칩으로 구현한 자세한 회로 및 측정결과는 [16]에 발표되었다. 이 송수신기는 <그림 3>의 TVWS 장치 중 송수신기부에 적용될 수 있다.

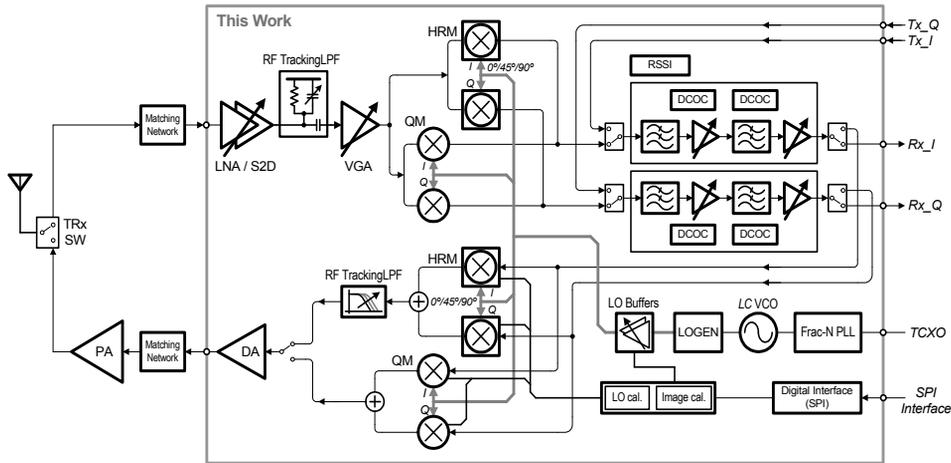


<그림 4> 광대역 송수신기의 고조파 성분의 효과 (a) 수신기에서의 고조파 믹싱, (b) 송신기에서의 고조파 왜곡

<Fig. 4> The effects of harmonic components on wideband transceiver (a) harmonic mixing in the receiver, (b) harmonic emission in the transmitter.

III. 스펙트럼 센싱을 위한 RF 에너지 검출기 설계

TV 주파수 대역에서는 임의의 주파수에서 매우 큰 전력을 가지고 있는 많은 간섭 신호가 존재하게 되고, 광대역 수신기는 대부분의 간섭 신호를 동시에 수신하기 때문에 수신기의 Sensitivity를 떨어뜨리지 않기 위해서는 원치 않는 신호는 제거되어야만 한다. 그러므로 스펙트럼 검출을 위한 RF 에너지 검출기는 RF 주파수에서 대역통과 필터의 기능을 가지고 있어야한다. 일반적으로 RF 집적회로에서는 On-chip LC 필터를 사용할 수 있지만, On-chip 인덕터는 Q 값이 낮기 때문에 좋은 필터의 특성을 얻기 힘들고 튜닝 범위 (Tuning range)도 제한적이다. 최근에 RF 주파수 대역에서 광대역으로 필터링 특성을 얻기 위해서 Multi-Resolution Spectrum



<그림 5> CMOS TVWS 송수신기 구조 [10]
 <Fig. 5> CMOS TVWS transceiver architecture [10]

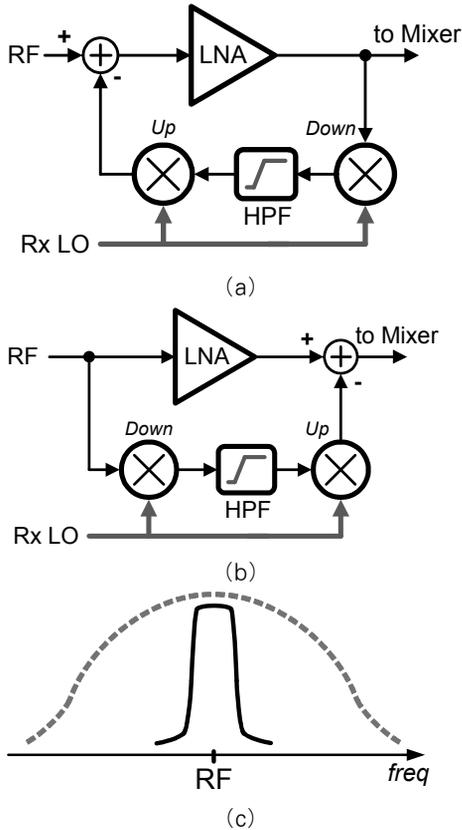
Sensing (MRSS) [15], Frequency Translation[17], 간섭신호 제거를 위한 능동 필터 기술[18,19] 등의 회로 기술이 발표되었다. MRSS 기술은 스펙트럼의 에너지 검출을 위한 한 가지 좋은 방법이지만 수신되는 수많은 원하지 않는 간섭 신호의 영향을 줄이기 위해 매우 정교하게 조절된 수신기가 필요하다. Frequency translation 기술은 고주파수 대역에서 높은 Q값을 가지는 필터를 구현할 수 있지만, 필터를 구성하는 커패시터가 LO 주파수에 의해 스위칭 되므로 LO 주파수의 고조파 성분에 대한 영향을 또 다시 고려해야 한다.

본 연구의 에너지 검출기에서는 <그림 6>에 보듯이 간섭신호 제거를 위한 능동필터 방식을 채택하였다[18,19]. 이 방식은 RF 대역에서 원하는 대역 외부의 신호를 효과적으로 제거 할 수 있도록 해준다. LNA와 병렬로 연결되어 있는 루프는 상향, 하향 변환 믹서와 고역필터로 구성되어 있으며, 루프의 구성에 따라 <그림 6(a)>의 피드백과 <그림 6(b)>의 피드포워드로 구성될 수 있다. 피드백 또는 피드포워드 루프의 입력 RF 신호는 하향 변환 믹서에 의해 기저대역 신호로 변환되고 고역필터에 의해서 DC 근처에 위치하는 신호만 제거된다. 이어서 고역필터 출력에 남아있는 원하지 않는 신호만이 RF 대역으로 변환된다. 이러한 원치 않는 신호가

원래의 신호에서 빠지게 되면 원하는 신호만 얻어 낼 수 있게 된다. 그러므로 <그림 6(a)>와 <그림 6(b)>의 구조는 <그림 6(c)>와 같이 RF 대역에서 대역 통과 필터의 특성을 가지게 된다. 또한, Loop에 구성되는 기저대역 필터가 저역필터로 구성된다면 RF 대역에서 노치 필터의 특성을 가질 수 있게 된다.

일반적으로 피드백 구조는 피드포워드 구조보다 I/Q 신호의 오차에 영향을 적게 받는 구조이다 [19]. 하지만, 회로의 안정성 (Stability)을 높이기 위해서 피드백 루프의 신호의 대역폭이 LNA에 입력되는 신호의 대역폭 보다 커야만 한다. 다시 말해, 입력 신호의 대역폭이 특정 값에 제한되어야 하기 때문에, 광대역 시스템에 사용되기는 어렵다는 단점이 생기게 된다. 그러므로 피드포워드 구조가 TV 대역 White space 장치에 더 적합한 구조임을 알 수 있다.

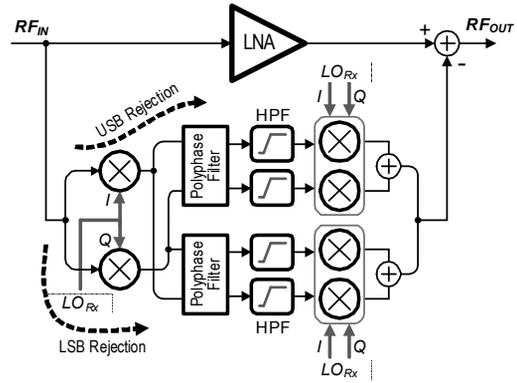
수신 단에서는 보통 수많은 간섭신호들이 동시에 수신되기 때문에 피드포워드 간섭신호 제거 기술을 스펙트럼 센싱을 위한 RF tracking 필터에 사용되기 위해서는 양 측파대 억압 (Double sideband rejection) 특성을 가져야만 한다. 하지만, 기존 방식 [18,19]에서는 이것이 불가능하였다. 우리는 이 문제를 개선하기 위해 <그림 7>과 같은 양측파대 억압의 특성이 가능한 구조를 고안하였다. 쿼드러처 하향 변환 믹서에 입력된 RF 신호는 다-위상 필터



<그림 6> RF 능동 대역 통과 필터 구조. (a) 피드백 구조 (c) 피드포워드 구조 (c) 전달특성 (점선은 LNA 자체의 이득특성)
 <Fig. 6> Concept of RF active bandpass filter (a) feedback, (b) feedforward, (c) transfer characteristic (Dotted line represents the gain characteristics of the standalone LNA)

(Polyphase filter)에 의해서 상측파대 (USB: Upper Sideband) 와 하측파대 (LSB: Lower Sideband) 로 분리된다. 고역필터에 의해서 원치 않는 신호만 필터링 되고 쿼드러처 상향 변환 믹서에 의해서 각각의 신호는 원래의 RF 주파수에 위치하게 된다. 결과적으로 양 측파대 억압 구조가 적용된 그림 7의 피드포워드 간섭신호 제거 구조는 RF 대역에서 대역통과 필터로 동작하게 된다.

피드포워드 루프의 이득과 기저대역 고역필터의 특성이 출력에 미치는 영향을 해석하기 위하여 몇 가지 주요 Non-ideality를 고려한 시스템 해석을 수



<그림 7> 제안된 RF 에너지 검출기 구조
 <Fig. 7> Proposed RF Energy Detector

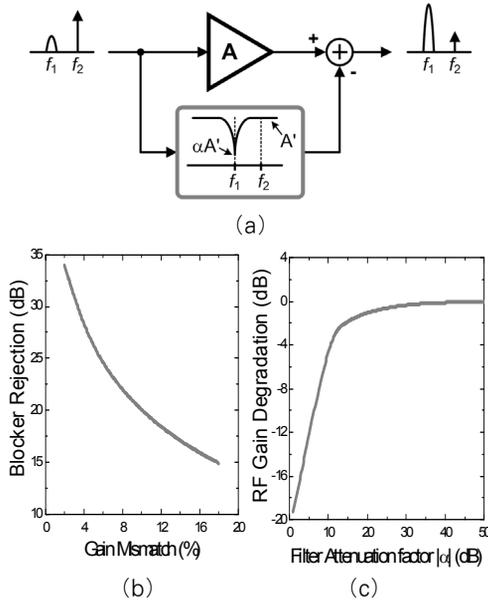
행하였다. <그림 8(a)>는 <그림 7>의 구조를 수학적으로 모델링한 것이다. 여기서, A는 LNA의 이득이며, A'은 피드포워드 Loop의 이득이고, α는 베이스밴드 필터의 감쇄계수이다. 수신기에 원하는 주파수 신호 f1과 함께 원하는 대역 밖의 f2가 입력되면 피드포워드 간섭신호 제거 구조의 최종출력에서는 f1만 출력되는데, 이 때 f1과 f2에 대한 이득은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$A_{f_1} = \frac{A - \alpha A'}{A} \quad (1)$$

$$A_{f_2} = \frac{A - A'}{A} \quad (2)$$

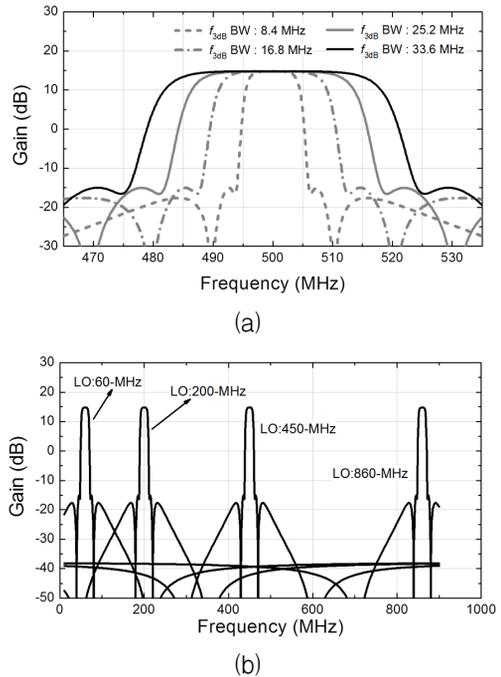
위 수식을 계산한 결과를 <그림 8(b)>와 (c)에 나타내었다. <그림 8(b)>는 α=0 일 때, 즉 베이스밴드 필터가 이상적일 때, 이득의 Mismatch에 따른 f2 감쇄 정도를 나타내며, <그림 8(c)>는 A=A' 일 때, 즉 이득이 완전 정합 되었을때, α에 따른 통과대역에서의 이득 감소의 정도를 나타낸 것이다. f2에 대한 억압을 30 dB 이상 얻기 위해서는 이득의 Mismatch는 3.5 % 이하가 되어야 하며, 이득의 감쇄를 1 dB 이하로 만들기 위해 α가 30 dB 정도 되어야 함을 알 수 있다. 이 정도는 CMOS 회로로 구현 가능함을 확인하였다.

설계된 RF 에너지 검출기의 검출 대역폭은 피드포워드 루프의 고역필터의 차단주파수를 바꿈으로



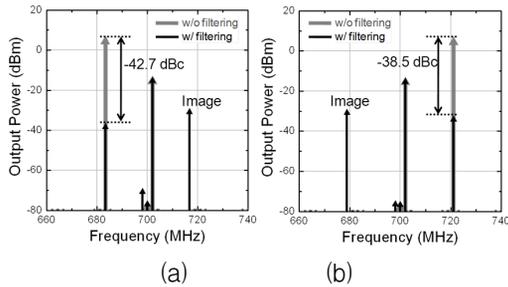
<그림 8> RF 에너지 검출기의 성능평가. (a) 등가 블록도 (b) 이득의 Mismatch에 따른 측파대역 억압 ($\alpha=0$) (c) 감쇄계수에 따른 통과대역에서의 이득 감쇄 ($A=A'$)
 <Fig. 8> System simulation of RF energy detector. (a) equivalent block diagram (b) Unwanted band rejection against the gain mismatch ($\alpha=0$) (c) gain degradation against the attenuation factor α ($A=A'$).

조절할 수 있으며, 검출 중심 주파수는 피드포워드 경로에 있는 믹서의 LO 주파수를 바꿈으로 조절할 수 있다. 이와 같은 피드포워드 간섭신호 제거 구조의 검출 특성을 검증하기 위해 시스템 시뮬레이션을 <그림 9>와 같이 수행하였다. 위상과 이득의 오차는 보정회로로 조절될 수 있기 때문에 회로 해석의 편의성을 위해서 LO와 Image 성분의 억압특성은 -40 dBc로 가정하고 이득의 오차는 무시할 정도로 작다고 가정하였다. 루프에 구성되는 고역 필터의 차단 주파수의 크기에 따라 검출 대역폭은 <그림 9(a)>와 같이 8.4-33.6 MHz로 조절될 수 있음을 확인하였다. 이때, 스킨트 특성 (Skirt characteristic) 은 고역필터의 차수에 따라 조절이 가능하다. 또한, 검출 중심주파수는 루프의 하향 변환 믹서와 상향 변환 믹서에 공급되는 LO 주파수에 따라 쉽게 바



<그림 9> RF 에너지 검출기의 Behavioral 시뮬레이션 결과. (a) 검출 대역폭 조정. (b) 중심 주파수 조정.
 <Fig. 9> Behavioral simulation results of the RF energy detector. (a) Detection bandwidth tuning. (b) Detection center frequency tuning.

뀌게 된다는 것이 <그림 9(b)>와 같이 확인되었다. 한편, 본 구조의 고유한 특징인 양 측파대 억압 특성을 증명하기 위해 시스템 시뮬레이션을 수행하고 그 결과를 <그림 10>에 나타내었다. <그림 10>의 시뮬레이션은 702 MHz에 원하는 신호가 있고, 하 측파대 간섭신호는 684 MHz에 존재하고 상 측파대 간섭신호는 721 MHz에 존재하는 조건으로 수행하였다. 그림에서 알 수 있듯이 하 측파대와 상 측파대의 억압 특성은 각각 -42.7 dBc 와 -38.5 dBc의 특성을 얻었다. 이는 기존[18], [19]의 구조에서 얻을 수 없는 특성으로 원하는 중심주파수에서 원하는 대역폭으로 에너지 검출을 수행할 수 있음을 보여주는 것이다.



〈그림 10〉 Multi-tone 시뮬레이션 결과. (a) 하 측파대 억압 특성. (b) 상 측파대 억압 특성.

〈Fig. 10〉 Multi-tone simulation results (a) lower sideband rejection, (b) upper sideband rejection.

V. 결 론

본 논문에서는 TV 대역의 White Space 광대역 송수신기에서 스펙트럼 센싱에 사용될 수 있는 RF 에너지 검출기를 제안하였다. 제안된 구조는 양 측파대 억압특성을 가지는 간섭 신호 제거 구조로서 비이상적인 효과에 대한 성능변화를 정량적으로 해석하였다. 제안된 간섭 신호 제거 구조의 에너지 검출 대역폭과 검출 중심주파수는 전체 TV 주파수 대역에서 조절할 수 있다. 제안된 스펙트럼 검출을 위한 RF 에너지 검출기는 TV White Space 장치의 개발에 적합한 구조가 될 것이다.

감사의 글

본 연구는 2010년도 광주대학교 연구년 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

[1] en.wikipedia.org/wiki/Digital_television_transition.
 [2] Second report and order and memorandum opinion and order: Unlicensed operation in the TV broadcast bands, *Federal Communications Commission (FCC) ET docket no. 04-186*, Nov.

2008.

- [3] "Proposal by Google Inc. to Provide a TV Band Device Database Management Solution", *Federal Communications Commission (FCC) ECFS Filing 01-186*, Jan. 2010.
 [4] research.microsoft.com/en-us/projects/knows/default.aspx.
 [5] http://www.dekalwireless.com/whyUse.htm.
 [6] www.airity.com/docs/OverviewofWhitespaces.pdf.
 [7] Second report and order and memorandum opinion and order, *Federal Communications Commission (FCC) ET docket no. 10-174*, Sep. 2010.
 [8] Mitola and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive radio: making software radios more personal," *IEEE Personal Communications*, vol. 6, pp. 13-18, Aug. 1999.
 [9] S. Haykin, "Cognitive radio: brain-empowered wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, vol. 23, no. 2, pp.201-220, Feb. 2005.
 [10] IEEE 802.22 working group http://www.ieee802.org/22.
 [11] I. Nam, H. Moon, J.-D. Bae, and B.-H. Park, "A Wideband CMOS RF Front-End Using AC-Coupled Current Mirrored Technique for Multiband Multistandard Mobile TV Tuners," *IEEE Microwave and Wireless Comp. Lett.*, pp. 739-741, Oct. 2007.
 [12] J. M. Stevenson, P. Hisayasu, A. Deiss, B. Abesingha, K. Beumer, and J. Esquivel, "A Multi-Standard Analog and Digital TV Tuner for Cable and Terrestrial Applications," *IEEE ISSCC*, pp.210-211, Feb. 2007.
 [13] K. B. Ashby, R. E. Greene, B. E. Nise, M. D. Womac, D. W. Stout, and A. H. Taddiken, "A SiGe Transmitter Chipset for CATV Video-on-Demand Systems," *IEEE ISSCC*, pp. 440-441, Feb. 2003.
 [14] J. van Sinderen, F. Seneschal, E. Stikvoort, F. Mounaim, M. Notten, H. Brekelmans, O. Crand,

- F. Singh, M. Bernad, V. Fillatre, and A. Tombeur et al, "A 48-860 MHz Digital Cable Tuner IC with Integrated RF and IF Selectivity," *IEEE ISSCC*, pp.444-445, Feb. 2003.
- [15] J. Park, T. Song, J. Hur, S. M. Lee, J. Choi, K. Lim, C.-H. Lee, H. Kim, and J. Laskar, "A fully integrated UHF-band CMOS receiver with multi-resolution spectrum sensing(MRSS) functionality for IEEE 802.22 cognitive radio applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp.258-268, Jan. 2009.
- [16] J. Kim, S. J. Lee, S. Kim, J. O. Ha, Y. S. Eo, and H. Shin, "A 54-862 MHz CMOS Transceiver for TV-Band White-Space Device Applications," *IEEE Tran. Microwave Theory and Techniques*, pp.966-977, Apr. 2011.
- [17] A. Mirzaei, X. Chen, A. Yazdi, J. Chiu, J. Leete, and H. Darabi, "A Frequency Translation Technique for SAW-Less 3G Receivers," *IEEE Sym. VLSI*, pp.280-281, Jun. 2009.
- [18] T. D. Werth, C. Schmits, R. Wunderlich, and S. Heinen, "An Active Feedback Interference Cancellation Technique for Blocker Filtering in RF Receiver Front-Ends," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp.989-997, May 2010.
- [19] H. Darabi, "A Blocker Filtering Technique for SAW-Less Wireless Receivers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, pp.2766-2773, Dec. 2007.

저자소개



김 종 식 (Kim, Jongsik)

2007년 3월 ~ 현 재 : 광운대학교 전자공학과 박사과정
 2005년 3월 ~ 2007년 2월 : 광운대학교 전자공학과 공학석사
 2003년 3월 ~ 2005년 2월 : 광운대학교 전자공학과 공학사



신 현 철 (Shin, Hyunchol)

2003년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 전자융합공학과 교수
 2010년 8월 ~ 2011년 8월 : 미국 퀄컴 중앙연구소 방문교수
 2002년 5월 ~ 2003년 8월 : 미국 퀄컴 선임연구원
 2000년 4월 ~ 2002년 4월 : UCLA 박사후연구원
 1998년 1월 ~ 2000년 3월 : 삼성전자 선임연구원
 1993년 1월 ~ 1998년 2월 : KAIST 공학박사