

# 인지 무선 및 고속의 신호정보 수집을 위한 채널화한 수신기 기술

## I. 서론

현대에는 다양한 무선 통신 규격이 존재할 뿐만 아니라 사용되고 있는 무선 통신 기기의 숫자 역시 기하급수적으로 증가하고 있다. 따라서 미래의 무선 통신 기기는 이러한 다양한 통신 규격과 수많은 통신 기기의 홍수 속에서 기존의 시스템이 접하지 못한 수준의 외부 간섭(Interference) 신호 및 블로커(Blocker) 신호에 노출되어 있다. 소비자의 높아진 데이터 수요 및 요구량에 맞추어 데이터의 송수신을 역시 증가함이 바람직할 것이며 무선 통신을 위해 전력 소모의 최소화는 당연히 만족해야 할 조건이다.

무선 송수신기(wireless transceiver)의 성능은 수신감도(sensitivity)와 비선형 특성(예: IIP3, P1dB, spectrum mask), 혹은 이 둘의 특성을 아우르는 동적범위(DR: Dynamic Range)로서 가늠할 수 있으며 전통적으로 수신감도 성능이 좀 더 critical한 것으로 이해가 되어왔다. 하지만 최근의 초연결사회 및 사물 인터넷 환경에서 비선형 특성이 전체 시스템의 성능에 좌우되는 비율이 상대적으로 커지고 있는 것이 현실이다.

따라서 수 GHz 혹은 수십 GHz에 이르는 광대역에서의 고속의 스펙트럼 분석 및 감지(sensing) 기술은 그 중요성과 역할이 현대 사회에서 매우 커지고 있다. 이러한 기술은 인지 무선<sup>[1]</sup>(Cognitive Radio)로 대변되는 기술에 쓰일 경우 광대역 스펙트럼 분석을 바탕으로 최적의 무선 통신 스펙트럼을 찾아내고 이 결과를 바탕으로 송수신 효율 및 성능을 최적화할 수 있게 한다. 그뿐만 아니라 전자전(Electronic Warfare)을 위한 송수신 시스템에서 고속의 스펙트럼 감지 및 분석

기술은 레이더 경고 수신기(RWR: Radar Warning Receiver), 레이더 자동 방향 탐지기(ADF: Automatic Direction Finder), 조기 경고

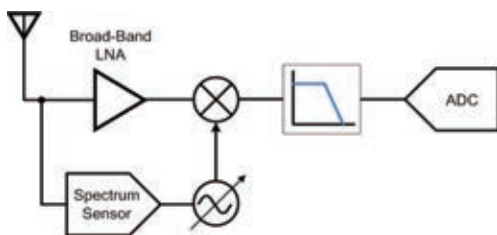


김 주 성  
한밭대학교  
전자·계어공학과

수신기 등에서 매우 유용하게 쓰일 수 있다. 전자전에서 사용되고 있는 RF 입력 주파수 대역은 최근 DC-40GHz로 확대되어 가는 추세이므로 위협 신호에 대한 탐색 속도를 획기적으로 개선되는 스펙트럼 감지 기술의 요구는 커지고 있다.

다양한 무선 통신 규격의 도입과 더불어 최근의 무선 송수신 개발 트렌드는 기존의 협대역(narrowband) 구조에서 벗어나 다양한 용도/규격에 좌우되지 않는 광대역(broadband)의 송수신 시스템을 구현하는 방향으로 가고 있다. 이러한 광대역 송수신 시스템은 수정 가능하며, 프로그래밍 화가 가능하여야 하며 이러한 시스템을 소프트웨어-정의형 송수신기<sup>[2]</sup>(SDR: Software Defined Radio)라 한다. SDR은 시스템의 가격 경쟁력, 반도체의 면적을 획기적으로 줄일 수 있는 장점이 있다. 하지만 현대의 SDR은 기존의 협대역 송수신 시스템과 비교하면 그 성능 수준이 상당히 떨어지고 있는 것이 현실이다.

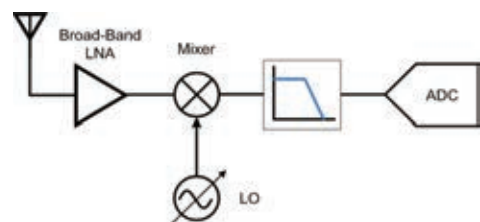
채널화한 수신기 기술은 광대역의 신호 수집을 쉽게 할 뿐만 아니라 그 수집 속도에서도 획기적인 성능 향상을 가져다줄 수 있다. 광대역 신호의 처리를 채널화하여 별도로 처리할 수 있는 특성으로 인해 광대역 시스템의 구현에도 큰 장점이 있다. 본 기고문에서는 이러한 채널화한 수신기 기술의 원리 및 최근 기술 동향을 살펴보려 한다. 본 기고문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 기존의 수신기 시스템을 소개하고 스펙트럼 분석 측면에서 속도를 비롯한 성능의 한계 원인을 소개한다. 3장에서는 최근 다양한 연구가 수행되고 있는 채널화한 수신기 기술을 소개하며 인지 무선 및 전자전 장비에의 적용 가능성 및 SDR 시스템의 적용 가능성을 검토한다. 마지막으로 채널화한 수신기 기술의 한계 및 전망을 소개함으로 결론을 맺는다.



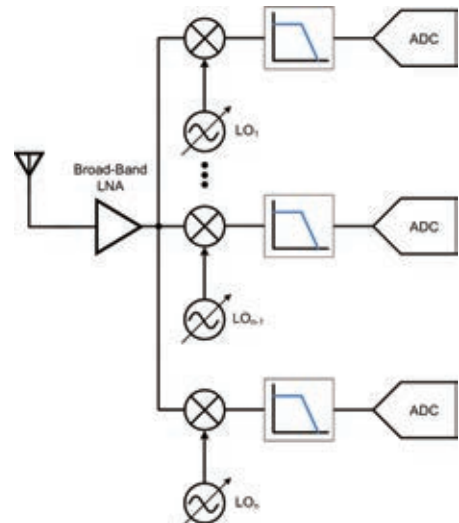
〈그림 1〉 스펙트럼 분석 및 감지 기술을 통한 인지무선 송수신기 개념도

## II. 광대역 스펙트럼 분석기

〈그림 2〉는 주파수 합성기(Frequency Synthesizer)의 순서를 통한 단일채널 광대역 스펙트럼 분석기를 나타낸다. 다른 스펙트럼의 분석이 필요할 경우 주파수 합성기의 출력 주파수를 변화시킴으로써 분석이 필요한 주파수를 변경할 수 있게 한다. 이러한 구조의 광대역 스펙트럼 분석기는 많은 기술적 장벽을 가지고 있다. 일차적으로 주파수 합성기의 대역폭은 광대역 스펙트럼 수신기가 요구로 하는 분석 대역폭 지원이 쉽지 않다. 그뿐만 아니라 요구되는 대역폭 지원이 가능하다고 하더라도 주파수 순서를 위한 주파수 합성기의 출력 주파수 변경은 그 속도에 있어서 한계가 있다. 이는 소위 가드너의 안정도 한계<sup>[3]</sup>(Gardner's stability limit)에 의한 것으로서, 주파수 합성기의 루프 BW(bandwidth)는 일반적으로 외부의 기준 주파수(reference frequency)의 1/10 이내로 설계가 이루어져야 하기 때문이다.



〈그림 2〉 주파수 합성기 기반의 단일채널 광대역 스펙트럼 분석기



〈그림 3〉 주파수 합성기 기반의 복수채널 광대역 스펙트럼 분석기



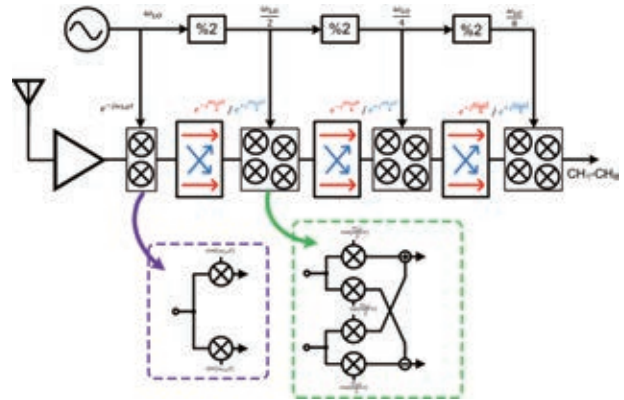
〈그림 3〉은 단일채널의 스펙트럼 분석기의 한계를 극복하기 위해 다수의 복수채널 스펙트럼 분석기를 병렬로 배치함으로써 광대역 지원을 가능하게 하는 구조이다. 병렬 구조를 채택함으로써 주파수 순시 시간 (scan time) 은 〈그림 2〉의 구조에 비교하여 병렬 신호부의 개수(N) 만큼 빠르게 구현할 수 있다. 하지만 다수의 주파수 하향 변환기 (down conversion mixer)로 인하여 광대역 저잡음 증폭기(LNA: Low Noise Amplifier)의 성능 열화가 발생하며 원하는 대역폭의 실현이 쉽지 않을 수 있다. 그 뿐만 아니라 다수의 병렬 신호부로 인하여 전체 시스템의 사이즈가 커질 수밖에 없으며 다수의 주파수 합성기가 단일 칩에 존재함으로 인하여 서로 간의 커플링 및 스퓨리어스(spurious)에 의한 성능 열화 역시 피할 수가 없다.

〈그림 2〉, 〈그림 3〉의 주파수 합성기 기반의 스펙트럼 분석기에서 공통으로 수신 감도를 결정하는 주요 기능 블록은 광대역 저잡음 증폭기이다. Friis Equation에서 알 수 있듯이 저잡음 증폭기는 수신기의 전체 시스템 잡음 지수를 결정하며 증폭기 이후의 주파수 하향 변환기 및 베이스밴드 필터의 잡음 지수는 저잡음 증폭기의 증폭 이득에 따라 상당 수준 감쇄가 일어난다<sup>[4]</sup>.

수십 GHz의 주파수 지원이 가능하며 잡음 지수 및 선형성 등의 규격을 만족하는 저잡음 증폭기는 현재의 기술로는 분산증폭기(Distributed Amplifier)가 유일하다<sup>[5]</sup>. 화합물 반도체 기반의 분산 증폭기는 우수한 수동 소자 및 반도체의 높은 주파수 응답 특성을 바탕으로 성능 면에서 CMOS 기반의 분산 증폭기보다 월등히 우수하다. 최근 CMOS 기반의 많은 연구들<sup>[6-8]</sup>이 수행이 되고 있으나 인지 무선 및 전자전 스펙트럼 감지에서 요구하는 수준의 성능을 확보하기는 쉽지 않은 것으로 보인다.

### III. 채널화한 수신기 구조

〈그림 4〉는 채널화한 수신기 구조를 채택한 광대역 스펙트럼 분석기를 나타낸다. 기존의 주파수 합성기 기반의 스펙트럼 분석기에서는 주파수의 순시를 위해 주파수 합성기의 기준 주파수 변경이 필요하지만 〈그림 4〉의 구조에서는 주파수의 순시를 위해 주파수 변환기(Mixer)의



〈그림 4〉 채널화한 수신기 구조의 광대역 스펙트럼 분석기

방향성(Up/Down)을 결정한다. 주파수 합성기를 통해 나오는 기준 주파수는 단일 주파수이며 분주기(Frequency Divider)를 통한 주파수들이 각각의 주파수 변환기의 기준 주파수(혹은 LO)로 동작한다.

광대역 저잡음 증폭기의 다음 단계에 존재하는 제1 주파수 혼합기는 주파수의 하향 변환을 수행하는 Single Quadrature Mixer이다. 단일 위상의 RF 신호와 더불어 I/Q 위상의 LO 신호를 통해 주파수 하향 변환 ( $e^{-j \cdot \omega_{LO} \cdot t}$ )을 수행한다. 제2 주파수 혼합기 및 그 이후의 혼합기는 Double Quadrature Mixer라 지칭되며 이는 RF 신호 및 LO 신호 모두 다 I/Q 위상을 가지는 입력을 가진 것으로 이해할 수 있다. 이 경우 I/Q 위상의 RF 및 LO 신호의 조합을 통해 상향 및 하향 변환 모두를 수행할 수 있게 된다. 상향 및 하향 모드의 변환은 주파수 변환기 사이에 존재하는 스위치 매트릭스(Switch Matrix)를 통해 RF 신호의 위상을 변경함으로써 가능하다.

하향 모드의 선택을 위해 스위치 매트릭스는 직접 (direct) 연결되며 이 경우 주파수 변환기의 출력은 다음과 같은 수식으로 나타내어진다.

$$v_{out-I}(t) = v_{in}(t) \left\{ \cos(\omega_{LO}t) \cos\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) + \sin(\omega_{LO}t) \sin\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) \right\}$$

$$= v_{in}(t) \left\{ \cos\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) \right\}$$

$$v_{out-Q}(t) = v_{in}(t) \left\{ \sin(\omega_{LO}t) \cos\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) - \cos(\omega_{LO}t) \sin\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) \right\}$$

$$= v_{in}(t) \left\{ \sin\left(\frac{\omega_{LO}t}{2}\right) \right\}$$



반면 스위치 매트릭스의 상호교차(cross coupled) 연결에 의한 출력식은 다음과 같다.

$$v_{out_I}(t) = v_{in}(t) \left\{ \sin(w_{LO}t) \cos\left(\frac{w_{LO}}{2}t\right) + \cos(w_{LO}t) \sin\left(\frac{w_{LO}}{2}t\right) \right\}$$

$$= v_{in}(t) \left\{ \sin\left(\frac{3w_{LO}}{2}t\right) \right\}$$

$$v_{out_Q}(t) = v_{in}(t) \left\{ \cos(w_{LO}t) \cos\left(\frac{w_{LO}}{2}t\right) - \sin(w_{LO}t) \sin\left(\frac{w_{LO}}{2}t\right) \right\}$$

$$= v_{in}(t) \left\{ \cos\left(\frac{3w_{LO}}{2}t\right) \right\}$$

위의 식에서 알 수 있듯이 스위치 매트릭스의 구성을 통해, cascaded 된 주파수 변환기의 출력은  $w_{LO} \pm \frac{w_{LO}}{2}$ 의 유효 LO 주파수를 생성한다. N 단계의 하향 변환인 경우 유효 LO는 다음의 식과 같다.

$$w_{LO} \pm \frac{w_{LO}}{2} \pm \frac{w_{LO}}{4} \pm \dots \pm \frac{w_{LO}}{2^{N-1}}$$

반복적인 하향 변환을 통하여 입력 스펙트럼은 각 스테이지에서 두 갈래로 나뉘게 된다. 각 LO 주파수에 비추어 볼 때 상위(upper) 혹은 하위(lower) 사이드 밴드(side band)의 선택은 스위치 매트릭스의 구성으로 행해진다. 반복적인 하향 변환기의 개수로 채널수와 채널의 간격이 결정된다. 입력 스펙트럼은 채널화되고, 전체 스펙트럼은 각 하향 변환 스테이지의 적당한 선택과 함께 순차적으로 순서가 이루어진다.

University of Texas, Austin과 Columbia University의 공동 연구진은 채널화한 수신기를 활용한 논문<sup>[9],[10]</sup>을 발표하였으며 UWB(Ultra Wideband)의 스펙트럼 감지 수신용으로 활용하였다. UWB는 광대역의 주파수 대역을 사용하며 높은 데이터 전송률을 보인다. 하지만 기타 여러 이동 통신 스펙트럼과의 공유가 필수적이며 UWB의 송신 출력 역시  $-41.25\text{dBm/MHz}$ 로 한정되어 있다<sup>[11]</sup>. UWB의 수신기에서는 다른 이동통신의 협대역 간섭 신호의 영향이 매우 크므로 UWB의 데이터 전송률을 비롯한 성능이 간섭 신호의 크기 및 주파수에 큰 영향을 받게 된다. 채널화한 수신기는 UWB 수신기와 함께 사용되어 적절한 수신 스펙트럼을 찾는 데 활용되었으며 이는 인지 무선에서의 간섭 회피 기술로 사용된 것으로 볼 수 있다.

H. Krishnaswamy 연구진은 기존의 채널화한 수신기 구조를 개선하여 3-way IDC(Iterative Down Conversion) 구조를 발표하였다<sup>[12]</sup>. 기존의 채널화한 수신기 구조는 한정된 이미지 제거 (Image Rejection) 성능 및 하모닉 제거 (Harmonic Rejection) 성능으로 인하여 채널 간 신호의 leakage가 큰 단점으로 작용한다. 3-way IDC 구조에서는 주파수 변환기의 개수를 최소화하며 하향 변환만으로 채널화가 가능하다. 이에 따라서 신호의 leakage를 줄일 수 있고 전체 시스템의 전력도 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

## IV. 전망과 결론

현재의 주파수 운용을 살펴보면 많은 수의 주파수 대역에서 운용이 될 뿐만 아니라 운용 기기의 개수 역시 기하급수적으로 늘어나고 있다. 수백 kHz 대역의 해상, 항공 무선통신, 수십 MHz 대역의 라디오 방송과 아마추어 무선통신, 수백 MHz 대역의 TV 방송과 다양한 항공, 우주, 기상통신, 1-2GHz 전후의 이동통신, 2.4GHz와 5GHz 대역의 WiFi, 수 GHz 대역의 위성 통신, 무선 탐지, 수십 GHz 대역의 위성 통신, 레이더 등의 다양한 목적으로 모든 대역의 주파수가 쓰이고 있다. 이런 다양한 주파수를 하나의 수신기로 신호를 받고 수신할 수 있다면, 군에서는 레이더 대응, 전자전 대응에 쓰일 수 있고, 민간에서는 UWB를 포함한 다중 밴드, 다중 모드 혼성 시스템을 구축할 수 있게 된다.

채널화한 수신기 구조는 순시시간의 급격한 감소를 가져다줄 수 있으며 무리한 광대역 동작으로 잡음지수와 선형성이 나빠지는 것을 막을 수 있다는 장점이 있다. 인지 무선 송수신 시스템에 쓰일 경우 간섭 신호의 존재 여부 및 그 크기의 감지를 통해 시스템이 간섭 신호가 존재하지 않는 주파수 영역에서의 동작을 가능하게 한다. 기존의 무선 송수신 시스템에서는 간섭 신호에 대한 강성을 높이기 위해 수신부의 선형성 특성을 매우 좋게 가져가야 했으며 이에 따라 상시 운용되는 수신부의 전력 소모는 매우 클 수밖에 없다. 인지 무선을 채용함으로써 간섭 신호의 빠른 감지를 스펙트럼 감지를 통해 수행하고

신호 수신부의 선형성 요구는 낮아질 수 있고 이에 따라 전력 소모량도 감소한다.

군에서의 레이더 대응을 비롯한 전자전 운용에서는 주파수 순시시간 및 감도가 매우 중요하다. 기존의 전자전 장비들은 모듈 기반으로써 다수의 off-chip 소자로 인해 가격 및 시스템의 면적이 클 수밖에 없으며 다수의 주파수 합성기 및 LO로 인해 커플링, 스퓨리어스 성능이 나쁘다. 그뿐만 아니라 주파수 순시시간 역시 주파수 합성기의 settling time에 의해 빠르게 가져가기 쉽지 않다. 채널화한 수신기는 주파수 합성기의 주파수 순시가 아닌 수신부의 up/down 스위칭 동작으로 주파수 순시를 하게 되며 이에 따라 순시시간의 감소 및 전자전 장비의 빠른 대응 속도를 이룩할 수 있게 된다.

### 참고 문헌

- [1] J. Mitola and G. Q. Maguire Jr., "Cognitive Radio: Making Software Radios More Personal", IEEE Personal Communications, vol. 6, no. 4, Aug. 1999, pp. 13-18
- [2] J. Mitola, "The Software Radio Architecture", IEEE Communication Magazines, vol. 33, no. 5, May 1995, pp. 26-38
- [3] F. M. Gardner, "Charge-Pump Phase-Locked Loop", IEEE Transactions on Communications, vol. COM-28, no. 11, Nov. 1980, pp. 1849-1858
- [4] H. T. Friis, "Noise Figure of Radio Receivers", Proc. IRE, Jul. 1944, pp. 419-422
- [5] G. Nikandish, et al., "Unilateralization of MMIC Distributed Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 62, no. 12, Dec. 2014, pp. 3041-3052
- [6] A. Asafarian, et al., "A Distributed RF Front-End for UWB Receivers", CICC, 2006
- [7] A. Arbabian and A. M. Niknejad, "Design of a CMOS Tapered Cascaded Multistage Distributed Amplifier", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, no. 4, Apr. 2009, pp. 938-946
- [8] A. Jahanian and P. Heydari, "A CMOS Distributed Amplifier with Distributed Active Input Balun using GBW and Linearity Enhancing Techniques", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 5, May 2012, pp. 1331-1341
- [9] R. Gharpurey and P. Kinget, "Channelized Front Ends for Broadband Analog and RF Signal Processing with Merged LO Synthesis", IEEE Dallas Circuits and Systems Workshop(DCAS), Dallas, TX, USA, Oct. 2009, pp. 1-4
- [10] T.-L. Hsieh, P. Kinget, and R. Gharpurey, "A Rapid Interference Detector for Ultra Wideband Radio Systems in 0.13um CMOS", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium(RFIC), Atlanta, GA, USA, June 2008, pp. 347-350
- [11] "Multiband OFDM physical layer specification" Wimedia Alliance specification document: [hhttp://www.wimedia.org](http://www.wimedia.org)
- [12] H.Krishnaswamy et al., "RF Channelizer Architectures Using Iterative Downconversion for Concurrent or Fast-Switching Spectrum Analysis", IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems(MWSCAS), Cancun, Mexico, Aug. 2009, pp. 977-980



김주성

- 2006년 8월 연세대학교 공과대학 전자공학과 학사
- 2011년 12월 Texas A&M Univ. 전자공학과 박사
- 2012년 1월~2015년 8월 미국 Qualcomm 연구원
- 2015년 9월~현재 한밭대학교 전자·제어공학과 조교수

〈관심분야〉

RF IC, Broadband Transceiver, Biomedical Circuits, Software Defined Radio