
광대역 멀티미디어 시스템을 위한 다채널 중간 주파수 송수신기 설계 및 성능 분석

김성철*

Design and Performance Analysis of the Multichannel I. F. Transceiver for Broadband Multimedia System

Seong-Cheol Kim*

요 약

본 논문에서는 초고속 광대역 무선 멀티미디어 서비스를 양방향으로 제공하는 시스템을 위한 다 채널 중간주파수 변환 모듈을 설계하고 성능을 분석하였다. 먼저 송수신기를 구성하는 각 부분에 대한 기본적인 이론을 소개하고 이를 바탕으로 송수신부를 설계하고 각 모듈별로 무 변조, 변조시의 특성 및 광 대역 다 채널 신호의 발생과정에서의 채널에 따른 특성을 시간 및 주파수 영역에서 측정하였다. 송수신부의 국부 발진 신호의 위상잡음 특성은 70 dBc/kHz 이하로 특성이 우수하다. 대역내 주파수 특성은 송수신 특성이 평탄하게 측정되었다. 한편 송수신기의 자동이득조절 기능은 상당히 우수한 것으로 나타났다. 또한 이웃채널 간섭의 영향과 스푸리어스 방사에 대한 성능분석도 하였다.

ABSTRACT

In this paper, the multichannel intermediate frequency transceiver for broadband multimedia system is designed and the experimental results are analyzed. Basic elements of the transceiver such as frequency synthesizer, amplifier, mixer, automatic gain control amplifier are introduced. The analysis technique described here applies not only to amplifier but also to any other nonlinear components such as mixers and frequency doubler. Through the investigation of the power spectrum density of the transmitted signal, the phase noise of the local oscillator is evaluated below 70 dBc/kHz. The frequency characteristics of the modulated signal is flat within the system bandwidth. . Also the effects of adjacent channel interference and spurious emission are analyzed. And the function of automatic gain control amplifier is well operated.

키워드

멀티미디어 시스템, 자동이득조절, 위상고정루프, 위상잡음, 주파수 합성기

Key word

Multimedia system, AGC, PLL, Phase noise, frequency synthesizer

* 정회원 : 우송대학교 철도전기시스템학과 교수(kmin@wsu.ac.kr)

접수일자 : 2011. 03. 23

심사완료일자 : 2011. 04. 25

I. 서 론

컴퓨터의 수요와 보급의 증가로 인한 사용자들의 멀티미디어 통신서비스의 욕구 확산 등이 데이터 통신망의 체증을 불러오고 있다. 이것에 대한 해결 방안으로 가입자망의 고속화를 향한 다양한 기술이 제시되고 있다. 최근에 기존의 공중 전화망 사용자에게 무선 가입자 접속 망을 통해 전화, 팩스, ISDN(Integrated Services Digital Network)용 고속 데이터 서비스를 효율적으로 지원 할 수 있는 광대역 멀티미디어 시스템에 관심이 고조되고 있다. 이를 위해서 24.25~26.7GHz 대역의 밀리미터파를 이용하여 초고속, 광대역 무선멀티미디어 서비스를 양방향으로 제공하는 시스템이 고려되고 있다 [1]. 경제적이며 신속한 가입자망의 확보에 대한 신규 통신사업자의 요구사항 증대에 따라 국내 실정에 맞는 광대역멀티미디어 시스템의 개발이 요구되어 연구개발 중에 있다.

멀티미디어 시스템은 가입자 장치와 기지국 장치로 구성되며 가입자에서 기저대역 변조신호를 450~700MHz로 중간주파수 변환을 하고 이를 24.25~24.75GHz의 RF주파수로 변환하여 무선으로 전송하며, 기지국장치에서는 기저대역 변조 신호를 950~1150MHz의 중간주파수 변환을 거쳐 25.5~26.7 GHz의 RF 주파수로 변환하여 무선으로 전송한다. 가입자 장치 및 기지국 장치의 IF부의 주파수 특성 및 BLOCK MASK, 채널 MASK 특성은 규격에 따른 시스템의 동작을 위하여 매우 중요한 요소이다. 또한 많은 가입자 수용을 위해서는 주어진 주파수 대역을 효과적으로 이용하기 위해 여러 채널이 동시에 동작이 되도록 하여야 하며 IF주파수 허용오차 및 점유주파수 대역과 허용 방사전력특성, 스푸리어스 방사 등이 고려되어야 한다[2].

본 논문은 이러한 요구를 충족시키기 위한 광대역 멀티미디어 시스템에서 다채널 중간주파수 변환기의 설계 및 성능분석에 관한 것으로 이를 위해 II장에서는 시스템의 중간주파수변환기 모듈설계를 위한 송수신 시스템의 기본 구성 요소인 증폭기 및 시스템의 동적 동작을 위한 가변이득 증폭기의 이론을 다루며 변복조 및 송수신기의 모든 부분에서 필요한 정교한 기준 주파수를 발생시키고 다채널의 주파수 발생을 위해 위상고정루

프에 기초한 주파수합성기의 설계 방법에 대해 다루었으며[3],[4], 기지국 장치의 송수신부의 중간 주파수 변환기에 대해서 설계하였다. 그리고 III장에서는 설계한 것에 대해 구현하고 측정 결과를 토대로 성능을 분석하였으며 IV장에서는 결론을 맺었다.

II. 송수신 시스템 구성요소

2.1. 증폭기 왜곡

증폭기에서 왜곡은 전달 특성이 비선형일 때 신호를 크게 할 경우에 나타난다. 이러한 왜곡을 해석하기 위해 신호원을 전압으로 나타낼 경우 출력 전압은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_o = K_0 + K_1 V_i + K_2 V_i^2 + K_3 V_i^3 + \dots = \sum_n K_n V_i^n \quad (1)$$

실제 비 선형성에 의한 왜곡은 네 번째 항에 의한 특성으로 인해 나타나게 되는데 이 항에 의한 출력을 보면 식 (2)와 같다.

$$V_o = \frac{3K_4 E_1^2 E_2}{2} (\sin \omega_2 t - \frac{1}{2} [\sin(2\omega_1 + \omega_2)t - \sin(2\omega_1 - \omega_2)t]) \quad (2)$$

식(2)의 두 번째 항을 3차 상호변조 왜곡이라 하는데 이항에 의한 입력신호에 따른 출력 주파수를 살펴보면 식(3)과 같이 두개의 항으로 나타난다.

$$f_o = 2f_1 - f_2, \quad f_o = 2f_1 + f_2 \quad (3)$$

만약 두 입력 신호의 주파수(f_1, f_2)가 서로 근접해 있을 경우 식 (3)에서 알 수 있듯이 두 신호의 합 신호는 3차 하모니 왜곡과 비슷하여 여파기를 이용하면 쉽게 제거 할 수 있는 반면에 차의 신호항은 두 입력신호의 아주 가까운 곳에 존재하기 때문에 여파기를 통해 분리해 내기가 어렵다. 마찬가지로 식(4)과 같이 나타 낼 수 있다.

$$f_o = 2f_2 - f_1, \quad f_o = 2f_2 + f_1 \quad (4)$$

결과적으로 3차 상호변조 왜곡의 특성으로 인해 두 입력신호와 아주 근접해서 왜곡신호가 존재하게 된다. 그림 1에 입력신호에 따른 출력의 변화를 나타내었다. 그림에서 보듯이 출력신호가 어느 점에서 입력신호의 증가에 따라 선형적으로 변하지 않는 점이 나타나게 되는데 이 점을 이득 압점(Gain Compression)이라 한다. 식 (2)과 그림 1의 결과에서 보면 알 수 있듯이 3차 상호 변조 왜곡은 입력신호의 세제곱에 비례함을 알 수 있다. 또한 증폭기 해석에 있어서 중요한 요소인 3차 상호 변조 왜곡 차단점(3rd Order Intercept Point)을 볼 수 있는데 이는 그림에서도 알 수 있듯이 원하는 신호와 3차 상호 변조 왜곡신호와의 교차점을 말한다.

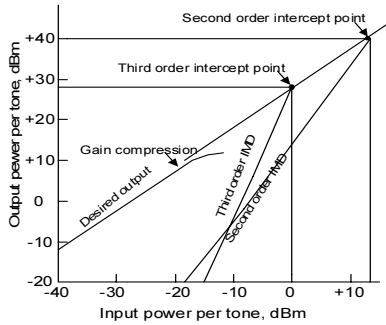


그림 1. 입력신호에 따른 출력신호
Fig.1. Output signal according to input

여기서 식(5)와 같은 관계를 알 수 있다.

$$P_{imd} = P_s - 2(IP_3 - P_s) \tag{5}$$

여기서 P_{imd} , P_s , IP_3 는 3차 상호변조, 간섭신호 전력, 그리고 3차 상호변조 왜곡 차단점이다. 결과적으로 이러한 왜곡을 최소화하기 위해서는 식(2)을 보면 알 수 있듯이 전체 시스템에 있어서 이득을 고루 분포시키거나 증폭기의 설계에 있어서 선형 이득 (K_1)에 비해 비선형 이득 (K_3)을 아주 작도록 설정하게 되면 이러한 3차 상호변조왜곡 신호의 크기를 작게 할 수 있을 것이다.

2.2. 가변이득증폭기

가변이득 증폭기는 인가되는 직류 제어 전압에 의해 이득이 변하는 증폭기를 말하는데 이는 보통 수신단에

서 자동 이득 조절 목적으로 사용된다. 이러한 증폭기의 선택시 고려되어야 할 사항은 주파수 응답, 제어전압 가변 영역, 가변 이득 영역 등이며 이득이 제어전압의 지수 함수적인 변화를 하느냐 선형적인 변화를 하느냐에 따라 분류할 수 있다. 여기서는 지수함수적인 변화를 하는 형태인 지수함수 증폭기를 살펴보면 전압이득은 콜렉터의 바이어스 전류에 따라 변하게 되는데 콜렉터의 전류는 식 (6)과 같다.

$$I_3 = I_s \exp(V_R / V_T) \tag{6}$$

즉 증폭기의 이득은 제어전압의 지수 함수적인 변화를 갖는다. 이러한 가변이득 증폭기는 전체 시스템의 동적 영역(dynamic range)을 결정하므로 즉 허용 가능한 최대 입력신호를 결정하기 때문에 이러한 신호는 비 선형성 즉 왜곡에 의해 제한이 되므로 잡음지수보다는 출력 신호 대 잡음비로서 성능을 판단하게 되며 잡음 원로서는 앞서 살펴보았던 3차 상호변조 왜곡을 주 잡음 원으로 간주한다. 기본적인 블럭도는 그림 2와 같다.

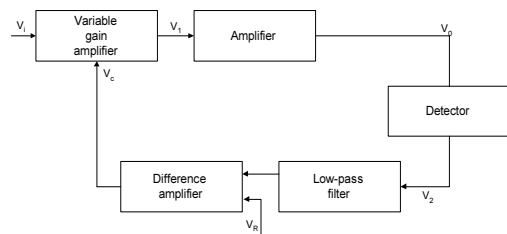


그림 2. 자동 이득 조절 시스템의 블럭도
Fig. 2. Block diagram of AGC

2.3. 주파수합성기

위상고정루프를 이용한 주파수 합성기의 설계에 대해서 살펴본다. 분주기, 위상 비교기 등의 기능을 하나의 IC로 집적화하여 구현 하고자 하는 노력이 계속되어 왔으며 이를 위해서 저 전력 소비의 CMOS기술을 이용하였다. 그러나, 수백MHz의 고주파신호를 발생시키기 위해서는 CMOS의 속도가 이를 따라가지 못하므로 고 주파 출력 신호를 사전계수기를 이용하여 낮은 주파수로 낮추게 된다. 이러한 사전 계수기는 ECL이나 Schottky TTL과 같은 기술에 의해 구현된다[5],[6]. 이와 같은 구조에서는 입력주파수의 특정 배수 주파수만을

만들게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위한 구조가 그림 3와 같이 이중 모듈 사전계수기를 사용하여 분할 비율이 외부의 제어 신호에 의해 전환될 수 있도록 하여 f_1 의 간격을 갖는 주파수를 발생시킬 수 있도록 하는 구조이다.

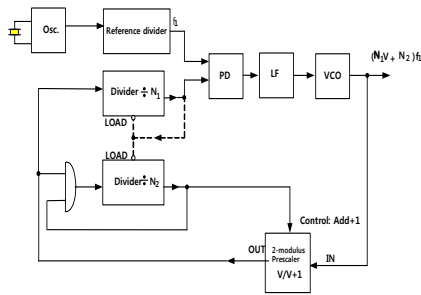


그림 3. dual-modulus 주파수 합성기 블록도
Fig. 3. Block diagram of dual-modulus frequency synthesizer

동작원리를 설명하기 위하여 먼저 N_1 카운터가 '0'을 향해 카운트다운 되고 양쪽의 카운터가 각각 미리 정해진 N_1 과 N_2 값으로 로드 되었다고 하고 같은 논리 상태가 다시 될 때까지 VCO가 카운트해야 하는 주기의 수를 구한다. 이 수는 결국 전체 합성기의 분주수가 된다. N_2 분주기가 0까지 카운트다운 하지 않았을 경우 사전계수기는 $V+1$ 에 의해 나누어진다. 결국 VCO가 $V+1$ 펄스를 생성시켰을 때 N_1 과 N_2 카운터는 카운트 값이 1만큼 낮아지게 된다. 그러므로, VCO가 $N_2(V+1)$ 펄스를 생성시켰을 때 N_2 카운터는 0까지 낮아지게 되며, 그 순간 N_1 분주기는 N_2 카운트만큼 카운트 값이 낮아진다. 즉, 그것의 내용은 $N_1 - N_2$ 이다. 이때 Dual-modulus 계수기의 값은 V 로 전환한다. VCO는 N_1 카운터가 '0'이 될 때까지 추가적인 $(N_1 - N_2)V$ 펄스를 생성한다. N_1 의 내용이 '0'이 될 때, N_1 과 N_2 카운터는 미리 정해진 값까지 로드하며 주기는 반복된다. 결국 VCO가 카운터되는 총 분주값 N_{tot} 은 식 (8)와 같다.

$$N_{tot} = N_1 V + N_2 \quad (8)$$

앞에서 설명하였듯이 N_1 은 항상 N_2 와 같거나 크다.

III. 송수신 시스템 설계

광대역 멀티미디어 시스템의 전체 물리계층(IFU/RFU)의 블록도는 그림 4와 같다.

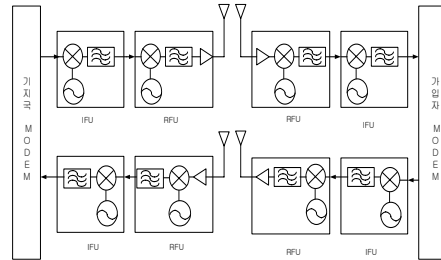


그림 4. IFU/RFU 구성도
Fig.4. IFU/RFU diagram

3.1. 기지국 장치 송신기

설계된 기지국 장치 송신기의 블록도는 그림 5와 같다.

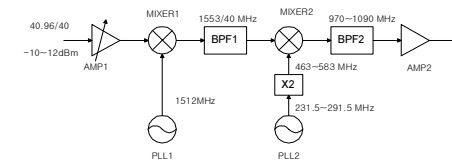


그림 5. 기지국 장치 송신기의 블록도
Fig 5. Block diagram of transmitter on base station

다채널 변환기를 구성하기 위해 2중 변환구조를 채택하였다. 먼저 40MHz 입력신호를 받아 고정된 1차 변환 주파수를 발생시켜 입력신호의 대역제한을 한 뒤 2차 변환과정에서 다채널 선택의 기능을 수행한다.

3.2. 기지국 장치 수신기

기지국 장치 수신기의 블록도는 그림 6와 같다.

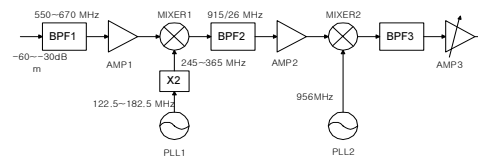


그림 6. 기지국 장치 수신기의 블록도
Fig. 6. Block diagram of transmitter on base station

수신기의 경우 시스템의 동적 동작영역을 결정하는데 있어서 중요한 요소인 가변이득조절증폭기는 그림 7 과 같은 회로에 의해 동작된다.

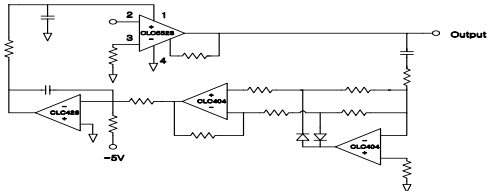


그림 7. 자동이득 조절 증폭기 회로
Fig. 7. Circuit of automatic gain control amplifier

IV. 시스템의 실험 측정 결과

4.1. 기지국 장치 송신기

1차, 2차 국부 발진신호를 발생시키기 위해 dual-modulus prescaler을 이용하였으며 광대역 다채널 송신 신호의 발생을 위해 주파수 채배기를 사용하였다. 송신 1차, 2차 국부 발진 신호의 측정 결과는 각각 그림 8, 9와 같다. 그림을 보면 알 수 있듯이 위상잡음 특성이 상당히 우수함을 볼 수 있다.

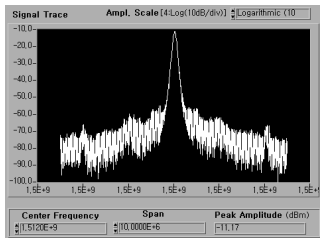


그림 8. 1차 국부발진기의 스펙트럼
Fig. 8. spectrum of 1st local oscillator

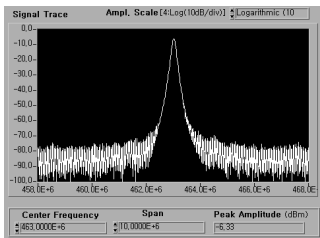
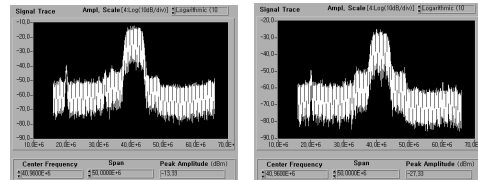


그림 9. 2차 국부발진기의 스펙트럼
Fig. 9. spectrum of 2nd local oscillator

그림 10(a), (b)는 16QAM 변조된 -10dBm 신호입력에 대한 송신 가변이득증폭기의 출력을 나타낸다.



(a) (b)

그림 10. 송신 가변 이득 증폭기의 출력 스펙트럼
(a) 3dBm 감쇄된 신호 (b) 25dBm 감쇄된 신호
Fig. 10. Output spectrum of transmitter AGC AMP
(a) 3dBm attenuated sig.(a) 25dBm attenuated sig.

결과를 보면 알 수 있듯이 가변 이득 증폭기의 이득 변화에 따른 신호의 왜곡이 거의 나타나지 않음을 볼 수 있다. 5Ms/sec 의 16QAM 변조된 신호의 출력 스펙트럼은 그림 11 과 같다. 결과를 보면 알 수 있듯이 대역 외의 첫 번째 측대역 신호의 억압정도가 20dB이상이므로 우수함을 볼 수 있다.

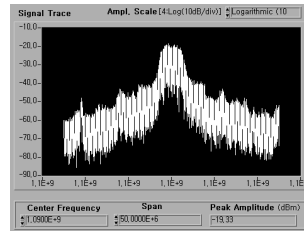


그림 11. 16 QAM 변조된 출력 스펙트럼
Fig. 11. Output spectrum of 16QAM

4.2. 기지국 장치 수신기

QPSK 변조된 수신기 입력 신호는 그림 12과 같다.

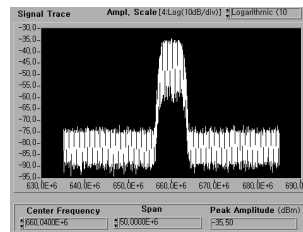


그림 12. QPSK 변조된 수신신호의 스펙트럼
Fig. 12. Received spectrum of QPSK

수신된 신호로부터 1차 중간주파수 변환된 신호의 측정 결과는 그림 13와 같다.

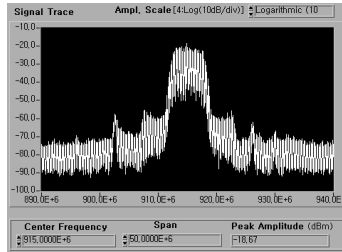


그림 13. 1차 중간주파수 변환된 신호의 스펙트럼
Fig. 13. Spectrum of 1st I.F signal

그림 12과 13를 비교해 보면 두 신호의 대역 내 특성은 차이가 나지 않지만 대역 밖의 특성을 보면 중간주파수 변환된 신호의 스펙트럼에서 원하지 않는 신호가 발생함을 볼 수 있다. 이는 1차 국부 발진신호의 발생을 위해 주파수 체배기 사용시 고조파성분으로 인한 결과이다. 그러나 이 신호성분은 원 신호에 비해 약 40 dBm 이하로 억압되어 있기 때문에 신호의 복조과정에서는 큰 영향을 미치지 않는다.

그림 14(a), (b)는 무변조 -20dBm, -40dBm 수신신호에 따른 2차 중간주파수 변환되어 자동 이득 조절 증폭기를 통과한 신호의 스펙트럼을 나타낸다. 이는 그림 8과 같은 자동 이득 조절 증폭기의 회로에 의해 측정된 결과이다. 결과를 보면 알 수 있듯이 입력신호에 따라 이득 조절이 잘 이루어짐을 볼 수 있다. 무 변조 신호의 경우에는 증폭기의 이득에 따른 단일 톤에 대한 결과로서 이득의 크기에 대한 결과를 관측할 수 있지만 증폭기의 비선형성을 분석하기에는 어려움이 있다.

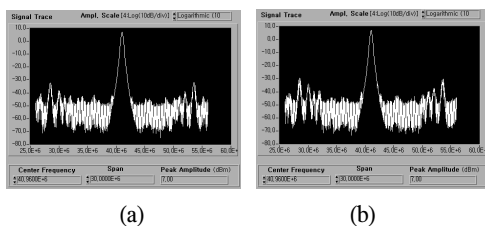
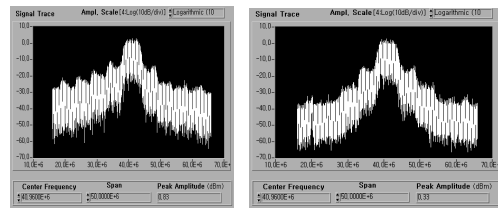


그림 14. 자동이득조절 증폭기 출력신호 스펙트럼
(a)수신신호 전력이-20dBm 인 경우
(b)수신신호 전력이-40dBm 인 경우
Fig. 14. Output spectrum of AGC AMP(unmodulated)
(a) signal power -20dBm (b)signal power -40dBm

그림 15은 변조된 신호에 의한 출력 스펙트럼을 나타낸다. 결과를 보면 알 수 있듯이 -20 dBm 신호의 경우 두 번의 변환과 증폭기를 여러 단 거치면서 증폭기의 포화 영역 근처에서 동작하게 됨으로써 상호변조왜곡 등으로 인해 변조된 측대역 신호의 재생율이 -40dBm 입력신호에 비해 크을 볼 수 있다.



(a) (b)
그림 15. 자동이득조절 증폭기 출력신호 스펙트럼(변조된 경우)
(a)수신신호 전력이-20dBm 인 경우
(b)수신신호 전력이-40dBm 인 경우
Fig 15. Output spectrum of AGC AMP(modulated)
(a) signal power -20dBm
(b)signal power -40dBm

그림 16은 -40dBm 입력신호에 따른 최종 중간주파수 출력신호인 QPSK 변조된 신호의 시간영역에서의 출력 파형이다. 메시지의 한 주기 내에서의 포락선의 변화가 거의 나타나지 않음을 알 수 있다. 이 결과로부터 알 수 있는 것은 QAM 변조의 경우가 증폭기의 비 선형특성에 매우 민감하다는 것을 알 수 있다.

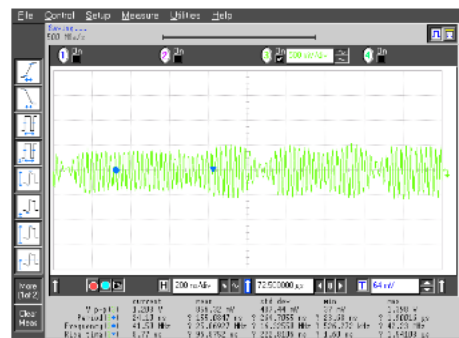


그림 16. 중간주파수 출력 신호의 파형
Fig. 16. Output waveform of I.F

V. 결론

본 논문에서는 초고속 광대역 무선 멀티미디어 서비스를 양방향으로 제공하는 시스템의 기지국장치를 위한 다 채널 중간주파수 변환 모듈을 설계하고 특성을 측정하였다. 먼저 송수신기를 구성하는 각 부분에 대한 기본적인 이론을 소개하고 이를 바탕으로 기지국 장치의 송수신부를 설계하고 각 모듈별로 무 변조, 변조시의 특성 및 광 대역 다 채널 신호의 발생과정에서의 채널에 따른 특성을 시간 및 주파수 영역에서 측정하였다. 송수신부의 국부 발진 신호의 위상잡음 특성은 70dBc/KHz 이하로 특성이 우수하다. 대역내 주파수 특성은 송수신 특성이 평탄하게 측정되었다. 이는 각 부분의 필터의 특성과 증폭기의 주파수 특성이 평탄하기 때문으로 생각된다. 반면 대역 외 특성은 다소 떨어짐을 볼 수 있다. 이는 광 대역 다 채널 신호의 발생을 위해 국부발진 신호의 체배 과정에서의 고조파 신호의 발생과 대역통과 필터의 특성이 우수하지 못하였으며 수신기의 경우 최종 모뎀 입력신호의 세기를 크게 하는 과정에서의 증폭기의 포화영역 근처에서의 동작으로 인한 결과로 나타난 것으로 생각된다. 한편 송수신기의 자동이득조절 기능은 상당히 우수한 것으로 나타났다. 앞으로 더 고려되어야 할 내용은 광 대역 다 채널 신호의 발생을 위해서 주파수 합성기의 가변 주파수 폭을 넓힐 수 있는 방법과 광대역 대역통과 필터의 대역폭에 따른 설계, 광 대역신호에 대한 증폭기의 주파수 특성 등을 고려하여야 할 것이다.

참고문헌

[1] 전파진흥뉴스 "20GHz대 광대역 무선가입회선용 주파수대역지정," 전파진흥, 1999년 10월호, pp.86~87

[2] Lawrence E. Larson, RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications, Artech House Boston, 1996.

[3] Roland E. Best, Phase-Locked Loops : Theory, Design, and Applications, McGraw Hill, New York, 1984.

[4] Dan H. Wolaver, Phase-Locked Loop Circuit Design, Prentice Hall, Englewood, 1991.

[5] P. H. Saul and D. G. Taylor, "A high-speed direct

frequency synthesizer," IEEE J. Solid-State Circuits, vol.25, no. 1, pp.215-219, 1990.

[6] Lindsey, William C, Chak Ming, Chie, "A Survey of Digital Phase-Locked Loops", Proc. IEEE, vol. 69, April 1981

저자소개

김성철(Seong-cheol Kim)



1987년 고려대학교 전자공학과 학사

1989년 고려대학교 전자공학과 석사

1989년~1994년: 삼성전자(주) 근무

1997년 고려대학교 전자공학과 박사

1997년~현재: 우송대학교 철도전기시스템학과 부교수

※관심분야: CDMA 이동통신, 통신이론, 차세대 광대역 이동 멀티미디어 시스템