
3차 혼변조 왜곡 특성이 우수한 K-band 상향변환기 설계

정인기* · 이영철*

The Design of K-band Up converter with the Excellent IMD3 Performance

In-Ki Jeong* · Young-Chul Rhee*

이 논문은 2003년도 경남대학교 교내 학술연구비로 이루어졌습니다.

요 약

본 논문에서는 우수한 OIP3(output intercept point) 특성을 가지는 평형전력증폭단을 설계하고 이를 적용하여 K-band 상향변환기를 설계 및 제작하였다. 상향변환기의 구성은 전력 증폭기단, 국부발진신호 제거필터, 주파수혼합기 및 IF단으로 구성하였으며 RF 경로의 동작 유무를 판단하기 위한 국부 루프 경로와 출력 전력을 감시하기 위한 감시 단자로 구성하여 소요되는 전력을 예측하였다. K-대역 MMIC를 이용하여 평형전력증폭단을 제작하였으며 전력 예측값에 의하여 상향변환기를 설계 제작하였다. 설계된 상향변환기의 이득은 $40\pm 2\text{dB}$, P1dB는 29dBm의 특성을 가지며, OIP3는 37.25dBm의 높은 특성이 나타내었다. 특히 전력증폭단의 MMIC를 조정하여 30dB이상의 이득을 제어하였다. 본 논문에서 제작한 상향변환기는 PTP 및 PTMP용 트랜시버에 사용할 수 있으며, QAM 및 QPSK 변조방식을 이용하는 디지털 통신 시스템 및 BWA(Broad Wireless System)에도 적용할 수 있다.

Abstract

In this paper, we has designed and implemented Up-converter for K-band with high IMD3 performance using balanced power amplifier. It is consisted of PA module and , Local Oscillator module with reject Filter, mixer module and IF block, and Up-converter has a local loop path to decide whether it operate or not and has the sensing port to inspect output power level. According to the power budget of designed Up-converter, K-band balanced power amplifier was fabricated by commercial MMIC. Measurement results of up-converter show about 40dB Gain, P1dB of 29dBm and OIP3 was 38.25dBm, that is good performance compared to power budgets. We has adjusted gate voltage of MMIC to control more than 30 dB gain. This up-converter was used in transceiver for PTP and PTMP, and applied to digital communication system that use QAM and QPSK modulation.

키워드

Transmitter, Up-converter

1. 서 론

최근의 정보통신 기술의 발전에 따라 디지털 영상정보를 비롯한 대용량, 초고속의 무선 멀티미디어

어 정보를 마이크로파 및 밀리미터파대역에서 전송시키고자 OFDM과 같은 다채널 디지털 정보전송시스템을 결합시킨 광대역 무선접속시스템(BWA : broadband wireless access system)에 대한 연구개발이 범세계적으로 추진되고 있다[1-2].

광대역 무선 접속시스템을 위한 IEEE 802.16 의 표준화 연구는 주파수 대역을 10.5GHz이하 대역과 10-66GHz 대역으로 구분하여 연구 개발되고 있으며[3], 이러한 표준화 연구는 기존의 23GHz, 28GHz, 31GHz 및 40GHz대역을 이용한 LMDS와 MVDS 및 B-WLL 등 광대역 무선접속 실용화 연구와 디지털 무선통신시스템의 개발을 촉진시켰으며 특히 60GHz 대역을 실용화시키고자 밀리미터파 대역의 모듈 연구와 광대역 통신시스템과 위성통신을 연계시킨 쌍방향 위성 멀티미디어에 대한 연구가 진행되고 있다[4,5]. 이와 같은 광대역 무선접속 시스템에서 현재 개발의 초점이 되고 있는 근원적인 통신망은 근거리 고속 대용량의 서비스를 위한 PTP(point to point), PTMP(point to multi-point)이며 K-대역을 적용한 연구가 진행되고 있다[5].

그러나 광대역 무선접속시스템에 적용되는 마이크로파 및 밀리미터파 통신시스템에서 가장 큰 문제점은 주파수가 매우 높기 때문에 대기환경에서 전자파 감쇄와 전파채널 특성에 대한 연구개발[6]이 요구되며 고 정밀특성과 신뢰성이 높은 MMIC에 의한 소자 및 모듈이 설계되어야 한다는 점이다[7,8].

특히 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서의 고출력 전력증폭기와 같은 무선시스템의 비선형전달 특성이 다채널 디지털정보시스템에 미치는 영향에 대한 분석을 통해 우수한 성능을 나타내는 효과적인 RF 전단부의 설계가 요구 된다[9].

이와 같이 광대역 무선접속시스템에 이용되고

있는 K-대역 및 Ka-대역의 능동소자중 가장 시스템에 영향을 크게 미치는 소자는 전력증폭단이며 특히 전력증폭기의 비선형 특성에 의하여 혼변조 왜곡(IMD)이 발생된다[10]. 전력증폭기의비선형특성에 의한 신호왜곡과 주파수 재발생 특성은 고속의 데이터 전송율을 갖는 다채널 전송시스템에서는 근접채널간섭왜곡 문제가 발생되므로 효과적인 광대역 무선접속을 위하여 마이크로파 및 밀리미터파 대역에 적용될 전력증폭용 소자는 OIP(output intercept point)와 혼변조왜곡(IMD) 및 ACPR (Adjacent channe power rate)에 의한 시스템 레벨 지수등 전력증폭단의 비선형특성을 가장 작게 나타내도록 선형화(linearization) 방안이 모색되어야 한다[11]. 기존의 전력증폭기의 선형화방안은 주로 이동통신주파수에 한정하여 이동통신 기지국용 대출력증폭기에 적용시키고자 귀환방식[12]과, 전방 귀환방식[13]및 적응방식을 적용한 전치왜곡방식[14] 등을 중심으로 연구 개발되어 왔으나 이러한 방안은 여러 파라미터의 조정이 필요하며 특히 대량 생산에 어려움 등이 있으며 이러한 선형화 방안을 K-대역 및 Ka-대역의 전력증폭단에 적용하기에는 성능면과 경제적인 점을 고려할 때 많은 어려움이 있다.

이러한 점을 고려하여 본 논문에서는 K-대역에서 전력증폭기의 IMD를 감소시키고 우수한 선형성 특성을 나타내는 전력증폭단을 고출력 MMIC 소자와 하이브리드 결합기를 이용한 평형전력증폭단(balanced power amplifiers)[15,16]을 설계하고 설계된 평형 전력증폭단을 광대역 무선접속 PTP용 K-대역 상향 변환시스템에 적용하고자 한다.

평형 전력증폭단을 설계할 때 다채널 다중반송 적용에 따라 전력증폭용 MMIC 에서 나타나는 비선형 특성은 한정된 대역에서 반송파신호의 레벨

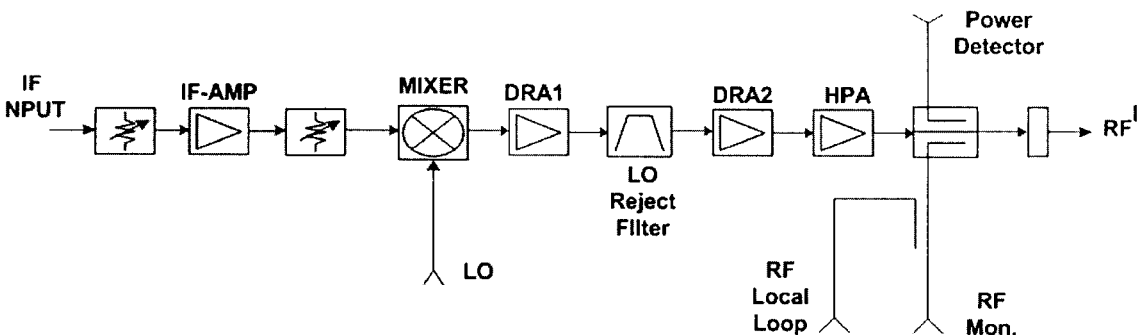


그림1. K-대역 상향변환기의 구성도
Fig 1. K-band up-converter Block-diagram

과 비선형 특성에 의한 혼변조(IM) 레벨의 비를 나타내는 파라미터로 보편적으로 많이 사용하는 신호왜곡에 가장 크게 영향을 미치는 제3 혼변조왜곡신호의 감소관계를 분석하였다. MMIC를 이용한 K-대역 평형전력증폭기를 상향변환기에 적용하고자 상향변환기 시스템의 각 모듈에서 전력과 감쇠 및 이득을 고려하여 기술적인 전력예측(power budget)을 설정하였다. 전력예측에 의하여 상향 변환기를 설계하고 제작된 K-대역 상향변환기에 대하여 주요 파라미터를 측정함으로써 이론적으로 제시한 특성을 기술적 규격과 측정결과를 비교 분석하고자 한다.

II. K-대역 평형전력증폭단의 IMD분석 및 상향변환기 전력예측

마이크로파 및 밀리미터파 대역을 이용하는 광대역 무선 디지털통신시스템을 설계함에 있어서 가장 고려해야 할 부분은 디지털 신호에 어떤 영향도 미치지 않아야 효과적인 BER 관계를 만족시킬 수 있다. 그림1과 같이 광대역 무선 접속 상향변환기에서 디지털 변조된 기저대역신호를 K-대역 RF 전단부(front-end stage)시스템을 통하여 전파되므로 자유공간에 전달되면서 나타나는 채널상태와 고출력 전송에 의한 전력증폭기와 같은 RF 전단부의 비선형특성에 의한 영향을 고려해야 한다. RF 전단부에서 가장 크게 신호전송에 크게 영향을 미치는 부분은 전력증폭단이며 가능한 높은 효율을 유지하면서 주어진 출력전력의 상태에서 전력증폭기의 혼변조를 개선하기 위한 방안이 요구된다. 본 연구에서는 K-대역 상향 변환기에 적용되는 수 와 트급의 전력증폭기를 구성하기 위하여 그림2와 같은 평형전력증폭시스템을 구성하였다.

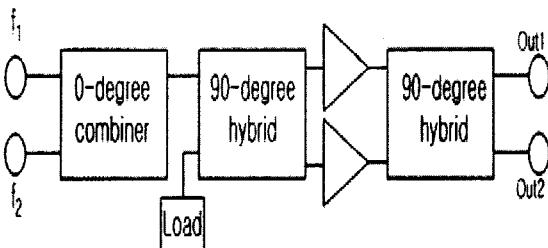


그림2. 평형전력증폭단 구성
Fig.2 Balanced high power amplifiers.

평형 전력증폭단은 그림2에서와 같이 두개의 균

일한 전력증폭기의 입력과 출력단에 이상적인 $\pi/2$ 결합기를 각각 설치하며 전력증폭기의 비선형특성에 의하여 발생하는 하모닉 성분과 혼변조 신호가 최종 출력에서 서로 π 만큼의 위상차가 나타나도록 하여 두 개의 출력신호를 합했을 때 위상차에 의하여 혼변조성분만 상쇄시키는 방법이다. 그림2의 평형전력증폭단의 혼변조왜곡신호의 감소관계를 분석하기 위하여 이상적인 $\pi/2$ -하이브리드 결합기는 단자1과 3사이와 단자2와 4사이에서는 $\pi/2$ 만큼의 위상차와 $1/\sqrt{2}$ 만큼의 감쇠가 발생하므로 하이브리드 결합기의 S-파라미터는 다음과 같다[16].

$$(S)_{90^\circ} = 1/\sqrt{2} \begin{pmatrix} 0 & -1 & -j & 0 \\ -1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & -1 \\ 0 & -j & -1 & 0 \end{pmatrix} \dots\dots(1)$$

한편 평형전력증폭기에서는 전력 전달함수의 비선형 특성에 의하여 여러개의 주파수 성분이 발생되며 이러한 주파수 재생성(frequency regrowth)에 의하여 고조파신호와 혼변조신호에 의하여 근접채널에 영향을 미친다. 전력증폭기의 성능을 판단하는 파라미터로서는 IMD가 있다. IMD 파라미터를 판단하는 가장 좋은 방안은 비교적 근접되어 서로 다른 주파수를 갖는 두개의 신호를 비선형함수에 인가시키는 two-tone test 법[10] 이 가장 많이 이용되고 있으며 이 방법에 의하여 전력증폭기의 출력에서는 입력신호의 하모닉 성분과 혼변조 성분까지 나타난다. 일반적으로 전력증폭기의 전달함수를 멱급수함수로 표현하면

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x(t)^2 + a_3x(t)^3 + \dots\dots(2)$$

이 되며 전력증폭기의 전달함수 특성에 따라 계수 a_n 와 멱급수를 결정한다.

입력단 하이브리드 결합기를 통과한 후 증폭기 PA1에 입사되는 신호 $x_1(t)$ 는

$$x_1(t) = 1/\sqrt{2}[A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t] \dots\dots(3)$$

이며, 두개의 신호가 동시에 식(2)에 입력되었을때, 전력증폭기의 출력 $y_1(t)$ 를 전개하면 전력증폭기의 비선형 특성에 의하여 기본주파수 w_1 과 w_2 과 제n차 고조파 성분 nw_1, nw_2 및 각 차수의 혼성 신호가 나타난다. 그림2에서와 같이 PA1 전력증폭기 뒤에 기본신호 대역을 중심으로 대역통과필터

를 설치하여 기본신호 (w_1, w_2)와 근접해 있는 제3차 혼변조신호 ($2w_1 - w_2$)와 ($2w_2 - w_1$)만 출력되고 나머지 신호성분은 제거되므로 PA1 전력 증폭단의 출력에서 나타내는 항은

[1] 기본주파수 w_1 과 w_2 성분 항:
 $(\alpha_1 A_1 + 3/4 \alpha_3 A_1^3 + 3/2 \alpha_3 A_1 A_2^2) \cos \omega_1 t +$
 $(\alpha_1 A_2 + 3/4 \alpha_3 A_2^3 + 3/2 \alpha_3 A_2 A_1^2) \cos \omega_2 t \dots \dots \dots (4)$

[2] PA1의 제3차 혼변조신호(IMD3) 성분항:
 $3\alpha_3 A_1^2 A_2 / 4 \cos(2w_1 - w_2)t +$
 $3\alpha_3 A_2^2 A_1 / 4 \cos(2w_2 - w_1)t \dots \dots \dots (5)$

이 된다.

한편 평형증폭단의 PA2에 입사되는 신호는 식(3)과는 $\pi/2$ -하이브리드 결합기의 특성에 의하여 $\pi/2$ 만큼 위상차이가 있으므로 PA2의 입력신호는

$$x_2(t) = 1/\sqrt{2} [A_1 \cos(\omega_1 t + \pi/2) + A_2 \cos(\omega_2 t + \pi/2)] \dots \dots (6)$$

같이 표현된다. 식(6)의 두개의 신호를 PA2 전력증폭기의 출력 $y_2(t)$ 에서의 위상차 관계를 정리하면 기본주파수 신호의 위상은 동일하나 관심이 되는 제3차 혼변조 왜곡신호는 위상은 $(\pi/2 + \pi/2 - \pi/2)$ 로 $\pi/2$ 만큼의 위상차를 갖게 된다[17].

[3] PA2의 제3차 혼변조(IMD3) 성분항:
 $3\alpha_3 A_1^2 A_2 / 4 \cos(2w_1 - w_2 + \pi/2)t +$
 $3\alpha_3 A_2^2 A_1 / 4 \cos(2w_2 - w_1 + \pi/2)t \dots \dots \dots (7)$

제3차 혼변조신호 성분은 식(5)과 식(6)의 신호가 출력단 하이브리드 결합기에 의하여 다시 $\pi/2$ 만큼 위상전이가 되어 합성되므로 두 신호는 위상적으로 서로 반전된 신호가 되어 서로 상쇄되며 출력단에는 제3차 혼변조 왜곡신호가 나타나지 않으므로 그림2의 평형전력증폭단의 출력하이브리드 결합기의 특성에 의하여 최종 출력단에서의 출력신호는 $y_1(t)$ 신호와 $y_2(t)$ 신호가 출력단 하이브리드 결합기를 통하여 제3차 혼변조가 없는 이상적인 출력신호를 얻게되며[4] 최종 출력단에 나타나는 신호 $y(t)$ 는 다음과 같다

$$y(t) = \alpha_1 A_1 + \frac{3}{8} [\alpha_3 A_1 (2A_2 + A_1^2)] \cos(\omega_1 t) + \alpha_1 A_2 + \frac{3}{8} [\alpha_3 A_2 (2A_1 + A_2^2)] \cos(\omega_2 t) \dots \dots (8)$$

그러나 평형증폭단에서 사용되는 하이브리드 결합기와 전력증폭기가 이상적이라 해도 실제 제작상에서 어느 정도의 위상과 진폭에서 오차를 갖게 되므로 평형증폭기에서 나타나는 오차의 요인은 진폭크기의 불균형과 위상으로 나타낼 수 있다. 입력 하이브리드 결합기를 통과하고 평형증폭단의 출력에 나타나는 두개의 출력신호의 전압성분을 각각 y_1, y_2 는 두 경로사이에서 위상오차 없이 하이브리드 출력단에 나타나는 전력은 R을 하이브리드 출력단 부하저항으로 할 때 위상오차가 θ 만큼 발생하였다면

$$P_{\theta} = \frac{1}{2} \frac{|y_1 + y_2 \exp(j\theta)|^2}{R} \dots \dots \dots (9)$$

이 된다. 이때 하이브리드 출력전압의 비를 $\delta = y_1 / y_2$ 로 놓고 위상차가 없을 때 (P_{01})와 있을 때 (P_{02})의 비를 구하면

$$\frac{P_{\theta}}{P_{01}} = \frac{1}{4} [1 + 2 \cos(\theta) + \delta^2] \dots \dots \dots (10)$$

이 된다. 결국 평형증폭단에서 전력 증폭기의 출력신호의 진폭과 두 신호 사이의 위상오차가 존재할 경우 어느 정도의 제3차 혼변조 신호가 나타날 수 있음을 알 수 있다. 이와 같이 평형전력증폭단을 구성시킬 경우 이론적으로는 기존의 전력증폭단에서 나타나는 혼변조 왜곡신호에 의한 특성을 감소시킬 수 있다. 실제적인 시스템 구성에 있어서 소자의 혼변조 특성은 증폭기의 IIP(input intercept point)와 OIP(output intercept point)에 의하여 IMD와 직접적으로 관계되며 IMD3신호는 OIP가 커야 특성이 좋아진다[18]. OIP가 우수한 평형 전력증폭단을 K-대역 상향변환기에 적용하여 상향변환시스템에서 각 RF 모듈에서 전력소모와 감쇄특성등을 고려하여 시스템에서의 전력특성을 예측할 수 있다. 본 논문에서 설계하려는 그림1의 상향 변환기의 시스템 블록을 고려하면 크게 세 가지의 모듈로 구성되어 있다. 첫 번째 모듈은 디지털 변조된 입력신호를 증폭시키기 위한 저잡음 증폭단(IF-AMP) 모듈이며 두 번째 모듈은 입력된 IF 신호와 국부발

진(LO)신호를 RF신호로 상향변환(up-conversion) 하는 믹서와 대역통과필터(BPF)로 구성된 믹서단 모듈이다. 마지막 세 번째 모듈은 상향변환 된 RF 신호를 고풍출력 신호로 증폭시켜 안테나를 통하여 자유공간에 전파시키기 위하여 전력증폭단 모듈이다. 상향변환기의 전력증폭단의 구성은 일차적으로 선형 증폭시켜 주는 전치증폭단과 최종 전력증폭단 사이에 대역통과 필터에 의하여 누설되는 국부발진신호 성분등 불필요한 신호를 제거시킨 후 다시 구동 증폭시켜 전력증폭단의 입력신호를 만들며 중간 구동증폭단의 신호를 다시한번 최종 전력증폭시켜 주는 전력증폭단으로 구성된다. 전력증폭단에서 가장 고려되어야 할 사항은 모든 증폭단의 비선형 특성에 의해 나타나는 IMD문제, 스퓨리어스 신호등이 인접 채널에 절대적인 영향을 미치므로 불필요한 주파수를 가능한 억제시키고 전력 정격에 알맞는 전력증폭단을 구성해야 한다. 이와 같은 전력증폭단의 특성을 고려하여 출력 전력을 제어하기 위한 제어회로와, 출력 전력을 DC 전압으로 나타내는 검출기 회로로 구성되어야 한다. 국부루프와 감시단자를 구성하여, 출력 단에서 나타나는 출력신호를 탐지하고 RF경로의 동작 유무를 확인 할 수 있도록 구성하였다. 표1은 본 논문에서 설계하고자 하는 그림1의 상향변환기의 구성도에서 나타나는 전력의 소비와 손실 및 이득을 고려하여 작성된 상향변환기의 전력규격을 보여 주고 있다.

상향변환기 첫 단의 IF 증폭기는 상용화된 패키지 형태의 증폭기를 사용하였고, 온도 보상을 위해 온도보상 소자를 믹서와 IF증폭기 사이에 삽입하였다. 믹서는 서브 하모닉 믹서를 사용하여 국부발

진주파수를 체배기 없이 사용하여 동작시킬 수 있도록 하였으며, 국부발진 신호를 억압하기 위하여 대역통과필터를 삽입하였다. 대역통과 필터는 차단 특성이 좋고 손실이 적은 N=8인 알루미늄 필터를 사용하였다. 또한 상향변환기의 이득을 제어하기 위하여 DRA의 게이트 바이어스를 제어하여 상향변환기의 이득을 30dB 이상 제어할 수 있도록 구성하였다. 국부 루프 경로와 감시 경로는 2개의 커플러를 이용하여 구성하였고, 감시 포트는 상향변환기의 출력전력을 모니터링 할 수 있게 하였으며 국부 루프 포트는 하향변환기로 루프 귀환하여 RF 경로를 자체적으로 시험 할 수 있도록 구성하였다. 검출기 포트는 2개의 다이오드를 이용하여 온도에 따른 변화 값을 보상하여 주도록 구성하였다. 설계에 사용한 믹서, 증폭기는 Hybrid형태의 FET를 사용하지 않고 50옴으로 입·출력단이 정합되어 있는 상용화된 MMIC를 사용하고자 하였으며 표1의 정격특성은 상향변환기를 구성하는 각단을 모듈형태로 구성하고 선택한 MMIC소자의 특성을 예측하였다. 특히 본 논문에서 강조하는 평형 전력증폭단을 적용한 상향변환기는 전체적으로 상향 변환기의 최종 OIP3특성에 중점을 두었으며 최종적으로 전력증폭단에서는 41.57dB의 이득과 38.9dBm의 OIP3특성을 나타내도록 전력관계를 예측하였다.

III. 상향변환기의 제작 및 실험

본 논문에서는 상용화된 MMIC를 이용하여 K-

표1. K-대역 상향변환기의 정격 특성
Table 1. System budget analysis

Pin=-15dBm	GAIN(dB)	GAIN (TOTAL)	N.F	N.F (TOTAL)	P1dB	Pout[dBm]	OIP3	T_OIP3
Connector	-0.30	-0.3	0.30	0.30		-15.3	60.00	60.0
Attenuator	-5.00	-5.3	5.00	5.30		-20.3	60.00	53.8
IF AMP	15.00	9.7	3.50	8.80	16.00	-5.3	31.00	31.0
Attenuator	-10.00	-0.3	10.00	9.32		-15.3	60.00	21.0
Mixer	-12.00	-12.3	12.00	13.88	8.00		2.00	1.2
DRA 1	16.00	3.7	9.00	21.53	16.00	-11.3	20.00	15.4
Band Pass Filter	-6.00	-2.3	6.00	21.57		-17.3	60.00	9.4
DRA 2	16.00	13.7	9.00	21.92	16.00	-1.3	20.00	18.9
HPA	28.00	41.7	10.00	21.93	30.00	26.7	40.00	39.2
Transition+Coupler	-0.20	41.5	0.30	21.93		26.5	60.00	38.9

대역 상향변환기를 설계 및 제작하였다. 상향변환기는 시스템 정격 특성을 이용하여 상향변환기의 이득, IMD3특성 등을 예측하여 상향변환기를 설계하였고, 모듈 단위로 측정된 후 상향변환기 전체를 구성하였다. 상향변환기에 사용한 기판은 20GHz 이상의 주파수에서 손실이 작은 $\epsilon_r=2.2$ $t=0.018\text{mm}$, $H=0.127\text{mm}$ 인 RT5880기판을 사용하였다. 하나의 소자의 성능을 검증하기 위해 각각의 소자의 테스트 지그를 제작하였으며 MMIC 제조사에서 권장하는 조립 및 측정 방법에 따라 제작 및 측정하였다. 상향변환기에 평형전력증폭단에서 사용되는 MMIC는 Fujitsu FMM5807X를 사용하였으며 사용주파수 대역이 21~27GHz이고 이득은 13~19dB, P1dB는 30dBm의 특성을 나타내고 있다. 그림 3은 본 논문에서 적용하려는 평형전력증폭단에 적용되는 전력증폭소자 MMIC FMM5807X를 가지고 단일 SSPA를 설계하여 측정한 결과이다. 측정결과 이득은 17dB, 입출력 반사 계수는 15dB이하로 측정되어 설계하려는 평형증폭단의 원하는 전력증폭단의 특성을 만족하고 있음을 확인하였다. 제2절에서 언급한 바와 같이 상향변환기의 최종단에는 P1dB와 OIP3를 높이기 위해 90° 하이브리드 결합기를 사용하였으며, 하이브리드를 사용할 경우 이론상으로 이득은 3dB, P1dB는 3dB 및 OIP3 역시 3dBm을 높일 수가 있으나 실제 측정결과 각각 이득 2.2dB, P1dB 2.2dB, OIP3는 2dBm의 성능향상이 나타났다. 이는 90° 하이브리드의 포트사이의 위상차와 진폭 차에 의해 생기는 오차로 추정된다.

그림4는 상향변환기 전체의 이득을 온도 변화에 따라 측정한 결과이다. 측정 결과 -20~70°C에서 37~41dB의 변환이득이 나타났고 평탄도는 4dB 이하로 측정되었다.

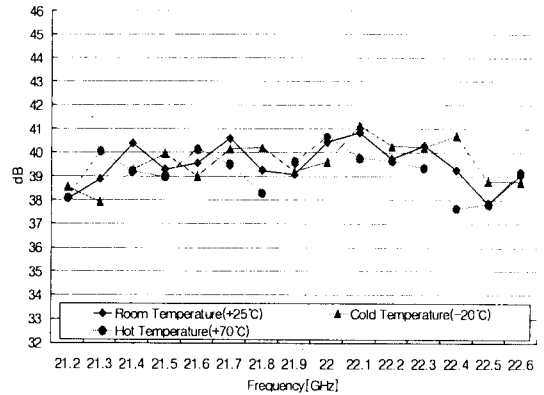


그림 4. 상향변환기의 변환이득
Fig 4. Conversion gain of up-converter

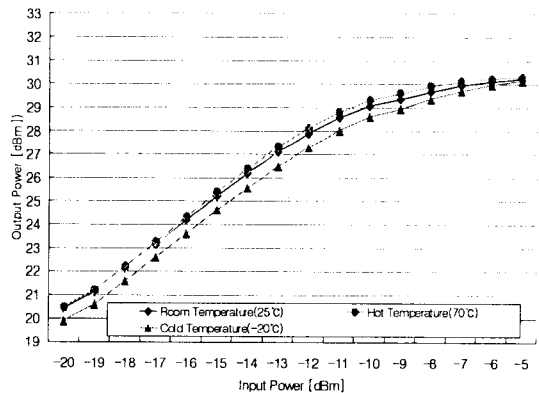


그림 5. 상향변환기의 P1dB 측정결과
Fig 5. The P1dB of up-converter

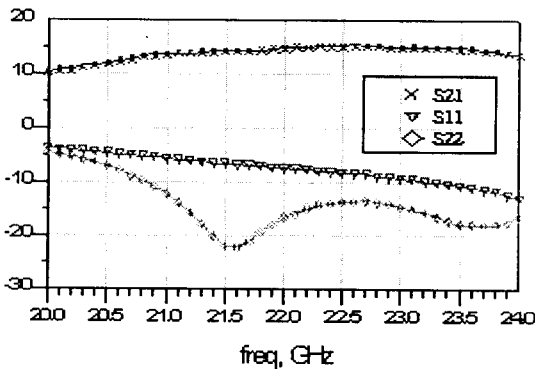


그림3. 상향변환기 최종단 증폭기의 이득 및 입·출력 반사계수
Fig3. Gain & Return Loss of HPA

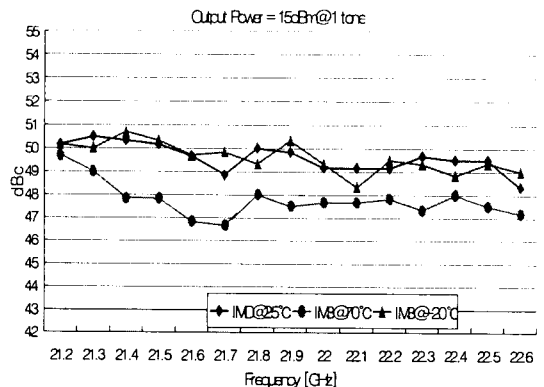


그림 6. 상향변환기의 IMD특성
Fig 6. The measured results of IMD

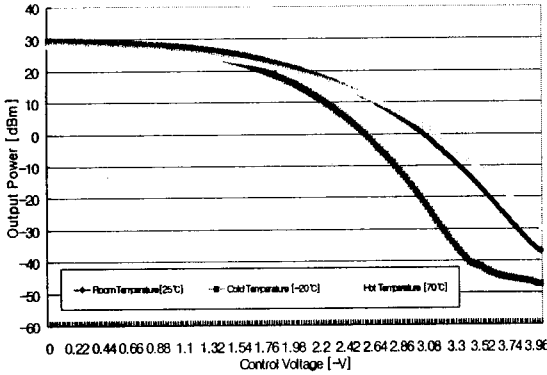


그림7. 제어전압에 따른 상향변환기의 출력전력
Fig 7. Control Voltage vs Output Power of Up-converter

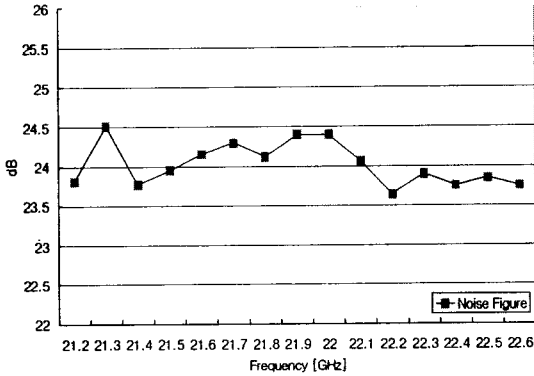


그림8. 상향변환기의 잡음지수 측정결과
Fig 8. Noise performance of up-converter

온도에 따른 MMIC의 이득은 저온에서는 이득이 증가하고 고온에서는 이득이 감소하는 특성을 가지기 때문에 IF 경로에 열 단자(thermal pad)를 부가하여 전체 상향변환기의 이득이 온도에 따라 크게 변화하지 않도록 하였다.

또한 상향변환기의 이득은 전치증폭단과 구동증폭단의 게이트 전압을 제어 하여 이득을 조절할 수 있으며 이득 조절 범위는 30dB이상 제어 할 수 있다. 그림 5는 상향변환기의 P1dB를 측정된 결과를 나타내고 있으며 온도 변화에 따라 29dBm 이상의 P1dB가 측정되었다. 그림 6은 제3혼변조왜곡(IMD3)특성을 측정된 결과이다. 입력주파수의 오프셋은 4MHz로 하였고, IF입력 주파수의 신호당 전력은 -18dBm을 인가하고, 출력주파수에서 신호당 출력전력이 15dBm이 되도록 구동증폭단의 게이트 바이어스를 제어하였으며 온도에 따라 100MHz단위로 측정된 결과이다. 측정결과 IMD3

는 -46.5dBc로 측정 되었고, 이를 OIP3로 계산하게 되면 상향변환기의 OIP3는 38.25dBm 이상이 측정 되었다. 고온에서 OIP3의 성능이 저하되는 이유는 최종단 증폭기의 OIP3특성이 고온에서 저하되기 때문이다. RF 통과 주파수인 21.2~22.6GHz에 가장 가까운 국부발진주파수 23.288GHz에서 국부발진 신호의 누설(leakage)이 가장 크며, 출력전력이 24dBm일 때 최대 누설은 -30dBm으로 측정되어 국부발진주파수 억압은 54dBc 측정되었다. 상향변환기의 출력전력에 따른 검출특성을 알아보기 위하여 검출전압을 측정한 결과, 출력전력이 20dBm 일 때 737~815mV, +6dBm일때 141~149mV로 측정 되었다. 온도 변화에 따른 전압 값의 보상을 위하여 검출기 회로에는 쇼트키 다이오드 2개를 사용하여 온도보상회로를 구현하여 온도 변화에 따른 변화량은 100mV 이내로 측정하였다. 검출기 회로의 전압값을 판독함으로써 제어전압을 이용하여 상향변환기의 출력전력을 제어 할 수 있다.

그림 7은 상향변환기의 출력전력을 제어하기 위한 제어 회로의 측정결과를 나타내고 있다. 전치증폭단과 구동증폭단의 게이트 바이어스를 변화시켜 이득 변화를 알아보기 위하여 상향변환기의 제어 전압이 -4V~0V로 변화 할 때 출력전력은 30dB이상 제어되었으며, 검출회로와 같이 사용하여 자동이득제어(AGC)가 가능하다. 온도변화에 따라 제어 범위가 차이가나는 이유는 전치증폭단과 구동증폭단의 온도에 따른 이득 특성이 차이가 나기 때문이다. 그림8.은 상향변환기의 잡음지수를 측정된 결과를 나타내고 있다. 측정 결과 23.6~24.51dB로 나타났다. 그림9는 실제 제작한 상향변환기의 실물 사진을 나타내고 있다. 표2는 본 논문에서 제안한 평형전력증폭단을 이용한 K-대역 상향변환기의 특성을 이론값과 측정값을 비교하였다.

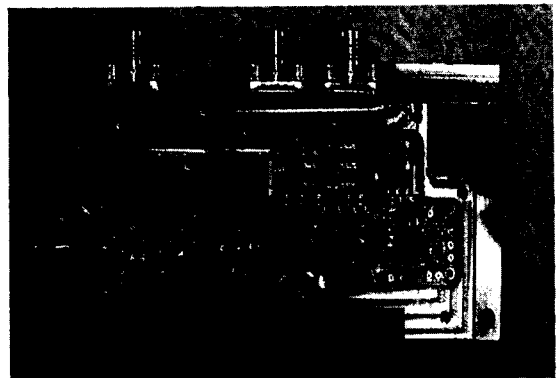


그림9. 상향변환기의 실물사진
Fig 9. Photo of implemented up-converter

II. 결 론

고속의 데이터 전송율을 갖는 다채널 디지털 전송시스템에 의한 K-대역 및 Ka-대역 광대역 무선 접속시스템에서 전력증폭소자를 비롯한 능동소자의 비선형 특성에 의하여 신호왜곡과 불필요한 주파수를 발생시켜 근접채널간섭왜곡 문제가 발생되므로, 마이크로파 및 밀리미터파 대역에서의 MMIC와 같은 초정밀 소자에 의하여 우수한 성능을 나타내는 효과적인 RF 전단부를 설계가 요구되므로 본 논문에서는 K-대역에서 전력증폭기의 IMD를 감소시키고 우수한 선형성 특성을 나타내는 전력증폭단을 고효율 MMIC소자와 하이브리드 결합기를 이용한 평형전력증단을 설계하고 혼변조 왜곡의 감소됨을 나타내었다. 평형전력증폭기에서 혼변조왜곡신호를 충분히 감소시킬 수 있음을 증명함에 따라 상용화된 MMIC를 이용하여 K-band 상향변환기를 설계 및 제작하였으며, 상향변환기의 설계에서 각 모듈에서 전력과 감쇠 및 이득을 고려한 기술적인 전력예측(power budget)을 하여 전체적으로 출력 교차점(OIP)이 우수한 특성을 나타나도록 하였다. 상향변환기의 주요구성은 입력 신호 주파수 2.088GHz의 신호를 증폭시키는 IF증폭기와, 온도에 따른 이득 보상을 위한 열적 패드, 입력신호와 국부발진신호를 상향 변환시키는 믹서, 21.2~22.6GHz의 대역의 신호만을 통과시키고 국부발진신호를 억압하기 위한 대역통과필터, 및 평형전력증폭에 의한 고효율증폭단으로 상향변환기를 구성하였다.

본 논문에서 설계 제작한 상향변환기는 PTP용 상향변환기 및 고속/광 대역폭을 가지는 디지털 통신시스템에 적용할 수 있으며 향후 다채널 디지털 전송방식의 개발기술을 BWA시스템에 접목시킨 차세대 무선이동통신시스템에 적용되는 마이크로파 및 밀리미터파 대역을 응용한 광대역 정보 전송 시스템에 대한 연구는 SoC-MMIC/RFIC의 하이브리드화에 대한 연구와 저가형 상향변환기 개발에 의한 신뢰성 있는 MMIC 소자의 개발이 뒷받침 되어야 한다.

감사의 글

본 논문을 완성하기 위하여 (주)밀리트론에게 감사드립니다.

참고문헌

[1] Hossein Izadpanah, " A Millimeter-Wave Broadband Wireless Access Technology Demonstrator for the Next-Generation Internet Network Reach Extension," IEEE Communication Magazine, pp140-145, Sep. 2001.

표2.본 논문의 기준 및 측정결과
Table2. Specification & measured results

Item	Spec.	Measurc
RF output frequency [GHz]	21.2~22.6	21.2~22.6
IF frequency [MHz]	2088	2088
IF input level [dBm]	-15 +/-1	-15 +/-1
Nominal output level [dBm]	18	18
Output power range	-5 / 24	-5 / 24
Detected voltage level@20dBm[mV]	800+/-200	700~900
Detected voltage level@6dBm[mV]	Typ. > 50	> 100
Linear Gain (RF/IF) [dB]	> 40	37 ~ 41
Gain flatness [dB]	< 4	< 4
Gain flatness on every 50MHz	< 0.75	< 0.75
P1dB(Typ.) [dBm]	29	> 29
IM3@nominal output power[dBc]	< -42	< -46.5
NF@nominal output power[dB]	< 25	< 25
Image freq. Level output [dBm]	< -30	< -30
Spurious output level [dBm]	< -50	< -50
RF/IF return Loss [dB]	>8 / >10	>8 / >10
LO Return Loss (dB)	10	10
Monitoring output level [dBm]	0 + / -2	0 +/-2
Local Loop output level [dBm]	-20+/-2.5	-20+/-2.5
Monitoring return loss [dB]	> 10	> 10
Local Loop return loss [dB]	> 13	> 13
Power Consumption [W]	< 15	< 15

[2] F. Adachi," Evolution Broadband Wireless Systems," IEEE, International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, pp19-26, Oct. 2002.

[3] Rger B. Marks," The IEEE 802.16 Working Group on Broadband Wireless," IEEE Network, pp 4-7, March/April 1999.

[4] L.Ngoc and V. Leung," Interactive Multive Satellite Access Communications," IEEE Communication Magazine, pp78-85, July 2003

[5] Y. Rahayu, J. Din and T. Rachman., "Optimised performance of a 23GHz transceiver system for point-to-point microwave link," IEEE, International Conference on Communication Systems,

Vol.2, pp1162-1165, Nov. 2002.

[6] A. Paraboni G.Masjni and A. Elia , "The effect of precipitation on microwave LMDS networks-performance analysis using a physical raincell model," IEEE Jour. of Selected Areas in Communications, Vol.20, No.3, pp615-619, April 2002.

[7] Thomas Merkle, A.Tessmann and S. Ramberger, "Intercept Point of Ka-band GaAs Gigh Power Amplifiers," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp453-456, June 2002.

[8] F. Y. Colomb and A. Platzker, " 2 and 4 watt Ka-band GaAs PHEMT power amplifier MMICs," IEEE MTT-S , Microwave Symposium Digest, 2003 International , Vol.2, pp843- 846, June 2003.

[9] E.Sonmez, A. Trasser, K.B. Schad and H.Schumacher, "A single-chip 24 GHz receiver front-end using a commercially available SiGe HBT foundry process," IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, pp159-162 June 2002.

[10] C. S. Aitchison, M. Mbabele and F. Ali, "Improvement of Third-order Intermodulation Product of RF and Microwave Amplifiers by Injection," IEEE Trans. on Microwave and Technique, Vol. 49, No.6, pp1148-1154, June 2001.

[11] Allen Katz, " Linearization : Reducing Distortion in Power Amplifiers," IEEE Microwave magazine Vol.2, No.4, pp37-49, Dec. 2002

[12] M. Faulkner, "Amplifier linearization using RF feedback and feedforward techniques," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.47, No.1, pp209-215, Feb. 1998,

[13] A.H. Coskun and S. Demir, " A mathematical characterization and analysis of a feedforward circuit for CDMA applications," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.51,

pp767-777, No.3, March 2003.

[14] J.A. Sills and R.Sperlich, " Adaptive power amplifier linearization by digital predistortion using genetic algorithms," IEEE Radio and Wireless Conference, RAWCON, pp229-232, Aug. 2002.

[15] Abelardo Podcameni and C.R.Riback., " An Amplifier Linearization Method based on a Quadrature Balance Structure," IEEE Trans.on Broadcasting, Vol.48, No.2, pp158-162 June 2002,

[16] Thomas P. Weldon and Konrad Miehle., " Using Amplifiers with Poor Linearity to Linearize Amplifiers with Good Linearity," IEEE MTT-S Internation Microwave Symposium. pp1741-1743, June 2003.

[17] S. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Norwood, MA: Artech House, 1988

[18] Behzad Razavi, RF Microelectronics, Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall, 1998.

저자소개

정인기(In-Ki Jeong)



1999년 : 경남대학교 전자공학과 공학사
 2001년 : 경남대 전자공학과 공학 석사
 2003년 : 경남대 정보통신공학과 공학박사 수료

2003년~현재 : 경남대학교 정보통신공학과 전파통신 연구실 연구원
 ※관심분야 : 마이크로파 Transceiver 설계 및 응용, MMIC On Chip 설계

이영철(Young-Chul Rhee)

현재 경남대학교 정보통신공학부 교수