

전치 왜곡 혼합기 설계

Design of Predistortive Mixer

정 용 채

Yong-Chae Jeong

요 약

매우 높은 선형성을 요구하는 혼합기의 설계는 입력 전력의 back-off로 얻어지는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 혼합기의 비선형 특성을 보상하기 위해 혼합기의 입력단에 역 비선형 특성을 갖는 전치왜곡 회로를 부착하여 비선형 특성을 개선시키는 방법을 제안하였다. 이 제안된 방법으로 주파수 성분이 1852.5 MHz와 1857.5 MHz인 2-tone 입력 RF 신호와 2015 MHz인 LO 신호를 혼합기에 입력하여 혼합기의 C/I비를 IF 출력이 -20dBm/tone 일 때 22 dB, -17 dBm/tone일 때 21.7 dB를 개선시켰다.

Abstract

The back-off of input power level method is generally used for design of high linear mixer. In this paper, the predistortive mixer design method which attaches the predistorter in front of mixer is proposed to compensate the nonlinear characteristics of mixer and the predistorter has inverse nonlinear characteristics of mixer. The proposed method improves C/I ratio of mixer by 22 dB (@Po = -20 dBm/tone), 21.7 dB (@Po = -17 dBm/tone) with two tones of RF at 1852.5 MHz, 1857.5 MHz and LO at 2015 MHz, respectively.

I. 서 론

오늘날 대부분의 통신 시스템은 Heterodyne 방식의 송수신기로 구현되고 있다. 이는 비록 Homodyne 방식이 구조적인 장점을 가지고 있지만 국부 발진 신호와 RF 신호가 같은 주파수 성분을 갖는 것에 따른 충분한 격리도(isolation)을 확보하지 못한다면 전송품질에 큰 문제를 일으키기 때문이다. 한편 Heterodyne 방식을 사용하는 통신 시스템은 영상주파수 신호에 대한 시스템의 잡음을 최소화하는 것이 관건이라고 할 수 있으며, 안테나, 증폭기, 여파기, 국부발진기, 주파수 혼합기 등으로 구성된다^[1].

주파수 혼합기는 상향 또는 하향 주파수 변환 기능을 수행하는 것으로 국부 발진 신호에 의한 혼합

기의 비선형성에 의하여 주파수 변환이 일어난다고 할 수 있겠다. 주파수 혼합기는 GaAs MESFET 이나 다이오드를 이용하여 구현된다. FET를 이용한 주파수 혼합기는 비선형을 이용하는 방법에 따라 구분되는데 pinch-off 영역에서의 전달 콘덕턴스 비선형성을 이용한 게이트 주파수 혼합기와 드레인 전류가 포화되는 지점에서 포화 영역과 비포화 영역의 드레인 소스 저항의 비선형성과 전달 콘덕턴스의 비선형성을 이용하는 드레인 주파수 혼합기, 비포화 영역에서 드레인-소스 저항의 비선형성을 이용하는 저항성 주파수 혼합기로 구분된다. 다이오드 혼합기는 주로 schottky 다이오드를 이용하는데 LO 신호와 상향 또는 하향 변환시키고자 하는 신호들을 상호 격리된 상태에서 다이오드에 인가하는 방식에 따

「본 연구는 정보통신부의 정보통신 우수 시범학교 지원사업에 의하여 수행되었음.」

전북대학교 전자·정보공학부 및 정보통신연구소(Division of Electronic & Information Engineering; Institute of Information & Communication, Chonbuk National Univ.)

· 논문 번호 : 990709-058

· 수정완료일자 : 1999년 10월 6일

라 단일 다이오드 혼합기, 평형 다이오드 혼합기 등으로 구분된다^[2].

주파수 혼합기 설계시 고려사항은 변환 손실(혹은 변환 이득), Noise Figure, LO 신호의 AM 잡음, 위상 잡음(phase noise), spurious 신호, 혼변조 왜곡(Intermodulation Distortion), 단자간의 격리, IF 단의 VSWR 및 반사 잡음 등이다. 기본적으로 주파수 혼합기는 다이오드나 MESFET의 비선형특성을 이용하므로 LO 신호와 RF 신호(또는 IF 신호)들을 인가하였을 때 다수의 원하지 않는 고조파와 혼변조 왜곡 신호들을 발생시키는데 이것들로 인하여 변환 손실의 증가(또는 변환 이득의 감소)를 가져오며 변환 신호의 왜곡을 가져오게 된다. 또한 혼변조 왜곡 신호들은 인접채널에 혼신 또는 잡음으로 존재함으로써 전체 통신 시스템의 통화품질을 제한하는 요소라고 하겠다^[3].

특히 RF 신호 주파수가 f_1, f_2 이고 LO 신호 주파수가 f_L 이며, LO 신호 주파수가 RF 신호주파수보다 더 크다고 가정할 때, 혼변조 왜곡 신호 중에 대역내에 위치하는 3차 혼변조 왜곡 신호 성분 $f_L - 2f_2 + f_1, f_L - 2f_1 + f_2$ 의 영향이 가장 크기 때문에 기본 주파수 신호와 3차 혼변조 신호 레벨의 비로써 왜곡 정도를 많이 판단한다. 이것을 보통 (C/I)3rd 비(Carrier to 3rd order Intermodulation ratio)라고 한다. 기준에 이 (C/I)3rd를 개선시키기 위하여 수동 혼합기의 경우 입력 신호를 Back-off 하거나 Harmonic Balanced Method를 이용하여 최적의 동작 조건을 구하고, 능동 혼합기의 경우에는 GaAs MESFET의 최적 동작 전압을 구하는 방법들이 이용된다^[2].

그러나 이런 방법은 설계 및 성능 면에서 많은 어려움과 단점을 가지고 있다. 가장 간단한 방법으로 동작 국부 발진 신호 레벨이 큰 주파수 혼합기를 사용하거나 RF 신호 레벨의 Back-off 등으로 주파수 혼합기의 혼변조 왜곡 특성을 어느 정도 작게 할 수는 있다. 하지만 일반적으로 RF 송수신 시스템을 제작할 경우, 국부 발진 신호가 인접 회로에 누설되어 전체 RF 송수신 시스템의 특성에 문제를 일으키는 경우가 많은데 국부 발진 신호 레벨을 키우는 것은 시스템 구현시 문제를 일으킬 가능성을 크게 할 수 있다. 또한 통신 시스템의 기지국 RF 모듈의 경우, 혼변조 왜곡에 대한 규격이 엄격하여 단순히 RF 신

호의 Back-off 만으로 특정 구현을 할 경우 RF 신호 레벨의 Back-off 정도가 심하여 주파수 변환시 RF 또는 IF 단에서 나타나는 주파수 스펙트럼을 보면 비록 LO-RF, LO-IF 간의 격리도가 있을지라도 RF 또는 IF 단에서 나타나는 LO 주파수 신호 레벨이 상향 또는 하향된 주파수 신호레벨보다 큰 경우가 많아 이 LO 신호의 제거가 또 다른 문제로 대두된다.

본 논문에서는 혼합기에서 발생하는 왜곡 특성에 대하여 역 왜곡 특성을 갖는 전치 왜곡기(Predistortor)를 혼합기의 앞 단에 연결하여 (C/I)3rd가 개선되는 방법을 제시하고자 한다. 이 설계 방법을 사용할 경우, 동작 국부 발진 신호 레벨이 큰 주파수 혼합기를 사용하지 않아도 되며, 따라서 국부 발진 신호가 인접 회로에 누설되어 전체 RF 송수신 시스템의 특성에 문제를 일으킬 가능성을 줄일 수 있다. 또한 RF 신호 레벨을 과도하게 Back-off 하지 않아도 됨으로써 상향 또는 하향된 주파수 신호레벨이 RF 또는 IF 단에서 나타나는 LO 주파수 신호 레벨보다 크게 됨으로써 영상신호 제거용 여파기 설계에 부담을 줄일 수 있게 된다.

II. 전치 왜곡 혼합기 설계

RF 신호들을 증폭기로 증폭할 경우 트랜지스터의 비선형 특성으로 인하여 신호 증폭 이외에 혼변조 왜곡 신호 성분들이 발생되므로 증폭기에서 만들어질 왜곡 성분을 고려하여 이것과 역의 왜곡 특성을 갖는 전치 왜곡 회로를 증폭기의 입력측에 부가하여 증폭기의 왜곡 성분을 상쇄시키는 것을 전치왜곡(predistortion) 선형화 방식이라고 한다. 그림 1은 RF 증폭기에 대한 전치왜곡 선형화 방식의 개념도이다. RF 증폭기는 입력전력이 증가함에 따라 1 dB 압축점(1 dB saturation point) 근처에서 이득이 감소하는 AM-to-AM 현상과 위상이 지연되는 AM-to-PM 현상이 일어나며 스펙트럼 측면에서는 혼변조 왜곡 주파수 성분이 많이 생기는 왜곡현상으로 설명할 수 있다. 이러한 증폭기 앞에 입력 전력의 증가함에 따라 이득이 증가하고 위상이 선형되며 스펙트럼 측면에서는 역시 혼변조 신호 성분을 발생하여 증폭기의 왜곡 특성과는 성격이 다른 역왜곡 특성을 갖

는 전치 왜곡기를 둔다면 전체적으로 진폭과 위상을 선형화 할 수 있을 것이다. 즉 스펙트럼 측면에서 설명하면 전치 왜곡기에서 만들어지는 혼변조 신호가 증폭기에서 증폭되어, 입력 반송파가 증폭기에서 증폭되면서 만들어지는 혼변조 왜곡 신호들과 서로 상쇄되게 하는 방식이다. 주파수 혼합기 역시 다이오드나 MESFET의 비선형성을 이용하여 주파수 변환을 이용하므로 혼합기에서 주파수 변환 동작을 수행할 때 발생하는 혼변조 왜곡 신호 성분들을 상쇄시킬 수 있는 전치 왜곡 회로를 주파수 혼합기의 입력단에 부착한다면 주파수 혼합기의 비선형 왜곡 특성을 줄일 수 있을 것이다. 그림 2는 일반적인 혼합기의 입출력 스펙트럼이며, 그림 3은 전치왜곡 혼합기의 회로도 및 스펙트럼을 보이고 있다. 그 동작 원리를 살펴보면 다음과 같다. 주파수가 f_1, f_2 인 반송파 신호들을 하향 주파수 변환시키는 혼합기를 설계하고자 할 때 입력 반송파 신호들은 분배기에 의하여 양분될 것이다. 이때 반송파 신호들은 혼변조

왜곡 신호 성분들이 없는 순수한 신호들이다. 분배기에 의하여 분배된 반송파 신호들 중 일부는 ALC (Automatic Level Controller) 회로에 인가되어 ALC 회로에 인가되는 입력 반송파 신호의 레벨이 변화여도 일정한 레벨의 반송파 신호들이 출력되도록 한다. 이 ALC 회로는 혼변조 신호 발생기(Intermodulation Signal Generator: ISG)에 일정한 레벨의 신호가 인입되도록 하기 위한 것으로 주파수 혼합기에 인가되는 RF 반송파 신호들의 레벨이 일정하다면 이 ALC 회로는 필요없다. 따라서 반송파 신호들과 혼변조 신호들이 주파수 변환기에 인가되는데 이 신호들은 모두 국부 발진기의 신호와 혼합이 되어 주파수 변환이 되며, 특히 반송파 신호들이 주파수 변환될 때 함께 발생하는 혼변조 왜곡 신호들이 RF 단에서 입력된 혼변조 신호들의 주파수 변환 성분들과 같은 주파수 성분을 갖게 된다. 따라서 RF단에 입력되는 혼변조 신호들의 진폭과 위상을 조작하면 하향 변환된 혼변조 신호들과 반송파 신호들의 주

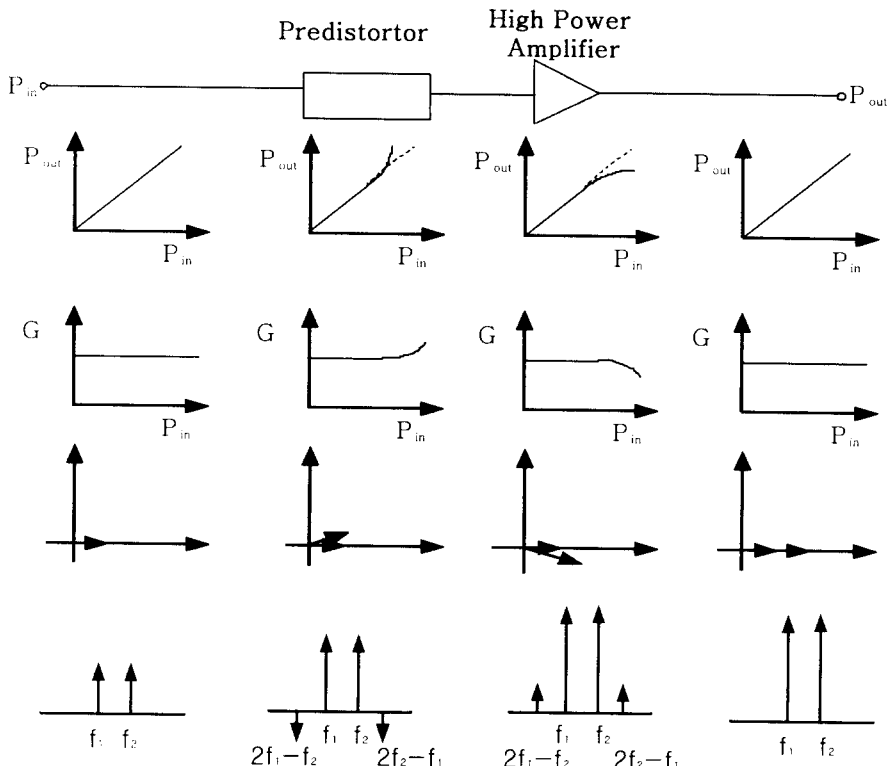


그림 1. 전치왜곡 선형화 방식의 개념도

Fig. 1. The block diagram of predistortion-type linearization.

파수 변환시에 동반되는 혼변조 왜곡 신호들이 상쇄되게 된다. 이 전치왜곡 혼합기는 주파수 혼합기에 전치왜곡 회로를 부가함으로써 전체 회로의 부피를 크게 하는 단점이 있다. 그러나 이동통신의 한 축인 기지국의 경우, 통신 시스템의 spurious 방사 특성이 엄격하여 혼합기의 크기가 큰 문제가 되지 않음

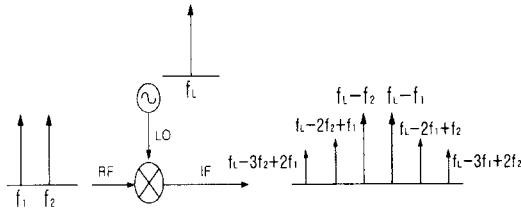


그림 2. 혼합기의 입출력 스펙트럼 특성 ($f_L > f_1, f_2$)
Fig. 2. Input and Output Spectrum of Mixer ($f_L > f_1, f_2$)

며, 혼합기에 인가되는 RF 신호 레벨을 Back-off 하는 것이 일반적인데 이것은 앞에서 언급한 여러 가지 문제점을 동반한다. 따라서 효과적으로 spurious 방사 특성을 만족시킬 필요가 있다.

현재 사용되고 있는 개인휴대통신(PCS)과 향후에 서비스될 광대역 CDMA 방식 통신에서는 동작 주파수 채널에 인접한 정도에 따라 spurious 방사 규격이 다르다. 즉 개인휴대통신의 경우, 사용 채널의 중심 주파수에서 2.25 MHz 이격 지점의 규격이 1.25 MHz 이격 지점의 규격보다 더 까다롭다^[4]. 다이오드를 이용한 주파수 혼합기의 경우, 입력 전력의 back-off 동작시 5차 혼변조 왜곡 신호들이 3차 혼변조 왜곡 신호보다 더 큰 감소 특성을 보이므로, 약간의 입력전력 back-off로 중심주파수에서 멀리 떨어져 있는 지점의 spurious 방사 규격을 만족시킬 수 있다. 본 논문에서는 입력전력의 back-off에만 의존

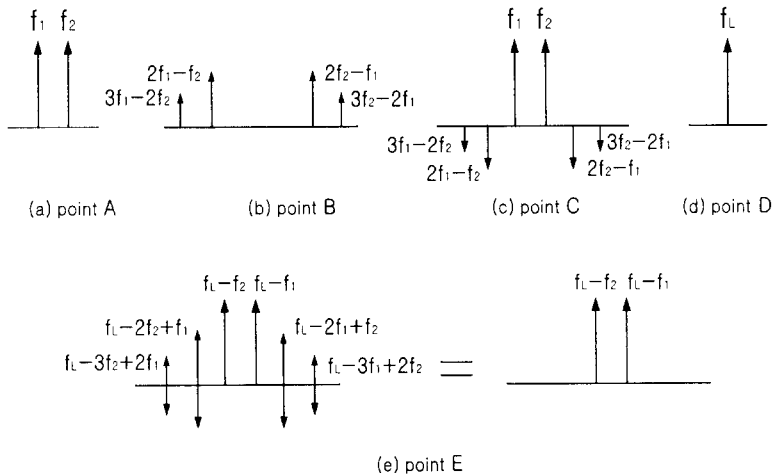
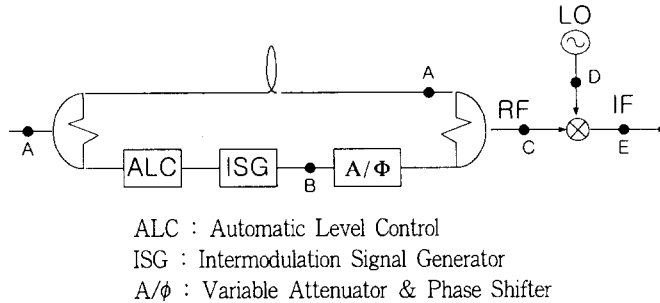


그림 3. 전치왜곡 혼합기의 회로도 및 스펙트럼
Fig. 3. Block diagram and spectrum of predistortive mixer.

하는 증전의 혼합기 설계와는 달리 약간의 입력전력 back-off와 3차 혼변조 왜곡 신호를 집중적으로 제거하는 설계 방법을 사용하였다^[5].

ALC 회로의 동작 원리를 살펴보면 ALC 회로에 입력된 RF 신호들은 감쇠기와 증폭기를 거쳐 출력 되는데 출력 신호의 일부가 분기되어 신호 검출기에 인가됨으로써 DC 전압으로 변환시킨다. 즉 검출 전압 V_d 는 ALC 출력단에서 출력시키고자 하는 RF 신호 레벨에 대응하는 검출 전압 V_{ref} 와 비교함으로써 현재 출력 신호 레벨이 목표 신호 레벨보다 작으면 감쇠기의 감쇠량을 줄이므로 출력 신호 레벨을 키우고, 검출 전압 V_d 가 비교 전압 V_{ref} 보다 크면 감쇠기의 감쇠량을 키우므로 출력 신호 레벨을 줄여서 출력 전력이 일정하게 되도록 한다. 이런 과정을 통하여 검출 전압 V_d 와 비교 전압 V_{ref} 가 같게 된다. ALC 회로의 수식적인 설명은 다음과 같다.

$$V_1 = \left(-\frac{R}{R}\right)V_{ref} = -V_{ref}$$

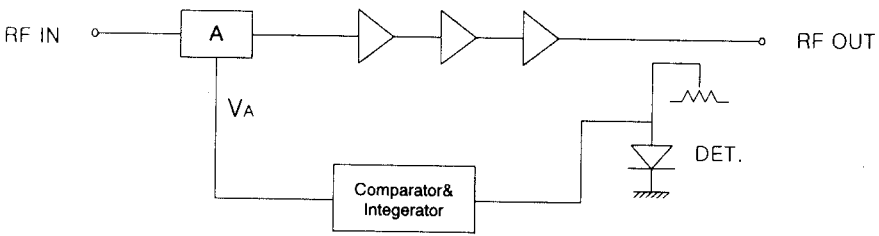
$$V_2 = \left(-\frac{R}{R}\right)(V_d - V_{ref}) = V_{ref} - V_d$$

$$I = \frac{V_2}{R} = -C \frac{dV_A}{dt}$$

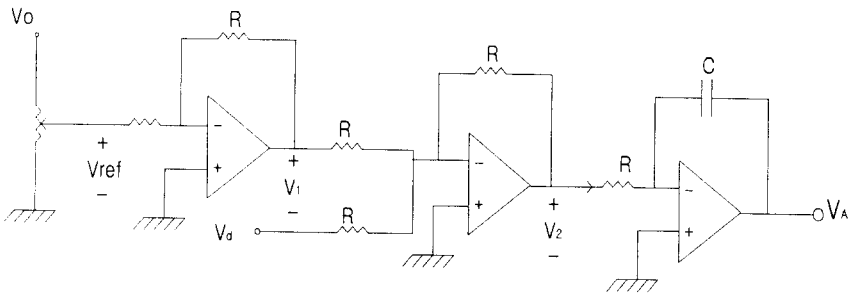
$$V_A = -\frac{1}{RC} \int V_2 dt = -\frac{1}{RC} \int (V_{ref} - V_d) dt$$

그림 4는 ALC 회로도 및 ALC 회로에 사용된 비교 및 적분기 회로이다. ALC 출력 신호들은 혼변조 신호들을 발생시키는 혼변조 신호 발생기에 인가된다. 혼변조 신호 발생기는 혼변조 신호를 발생시키는 MMIC 증폭기와 가변 감쇠기, 가변 위상변환기로 구성되며 그림 5는 혼변조 신호 발생기의 회로도 를 보이고 있다. 혼변조 신호 발생기에 입력된 신호 들은 분배기에 의해 양분되고 양분된 신호들은 MMIC 증폭기에 인가된다. 보통의 경우 MMIC 증폭기는 제작자가 제시하는 바이어스 전류와 전압을 인가하면 신호증폭의 특성을 얻을 수 있는데 바이어스 조건을 변화시켜 의도적으로 MMIC의 비선형 특성을 변화시킬 수 있다.

본 논문에서는 3차 혼변조 신호는 많이 발생시키면서 5차 혼변조 신호는 적게 발생시키는 동작 전압 및 동작 전력을 조사하였다. MMIC 증폭기를 거친 신호들은 가변 감쇠기를 거쳐 신호 레벨의 변화 시킨 후에 합성기에 인가되고, 분배기에서 양분된 또 다른 신호들은 가변 위상 변환기를 거쳐 신호의 위



(a)



(b)

그림 4. (a) ALC 회로도, (b) ALC 회로에 사용된 비교 및 적분기

Fig. 4. (a) ALC circuit diagram, (b) Comparator & Integrator in ALC.

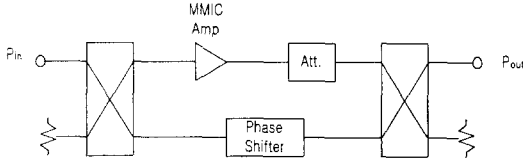


그림 5. 혼변조 신호 발생기의 회로도
 Fig. 5. The block diagram of intermodulation signal generator.

상 변환을 시킨 후에 합성기에 인가된다. 이때 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기는 서로 다른 경로의 신호들과 신호 레벨은 같고 역위상이 되도록 조정함으로써 합성기의 출력단에서는 혼변조 신호들만 출력되도록 한다. 발생된 혼변조 신호들은 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기를 통과하게 되는데 이때 혼변조 신호들의 진폭과 위상의 변화를 일으킨다. 이 혼변조 신호들은 최초 분배기에 의해 분기된 주 경로의 반송파 신호들과 신호 합성기에서 합성되며 순수 반송파 신호들은 혼변조 신호들을 만드는 보조 경로에서의 시간 지연을 보상하기 위한 균속도 지연용 Delay Line을 통과된다. 신호 합성기의 순수 반송파 신호들과 혼변조 신호들이 혼합기에 인가되어 국부 발진기 신호들과 합성되어 주파수 하향변환이 일어나는데 국부 발진기 신호와 반송파 신호들의 합성에 의해 생긴 신호의 혼변조 왜곡 주파수 성분들이 혼변조 신호들과 국부 발진기 신호의 합성에 의해 생긴 신호의 주파수 성분들과 같은 주파수 성분을 가지므로 혼변조 신호들의 진폭과 위상을 조정하여 IF 단에서 나타나는 혼변조 왜곡 신호들을 최소화할 수 있을 것이다.

III. 실험 및 결과

전치 왜곡 혼합기의 타당성을 보이기 위해 2-tone 신호를 일반 주파수 혼합기와 전치 왜곡 혼합기에 각각 인가하고 그 출력 신호들의 혼변조 왜곡 신호 성분들을 비교하였다. 2-tone 반송파 신호들의 주파수는 각각 1852.5, 1857.5 MHz이고 국부 발진기의 주파수는 2015 MHz로 하였다. 사용된 혼합기와 국부 발진기는 Mini-circuits사에서 제공하는 LRMS-30J와 JTOS-2200P이다.

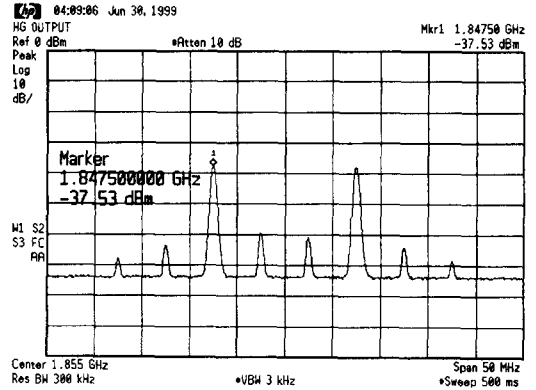


그림 6. 혼변조 신호 발생기의 출력 특성
 Fig. 6. The output characteristics of intermodulation signal generator.

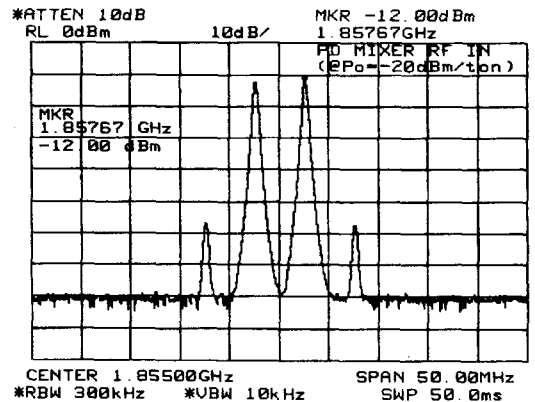
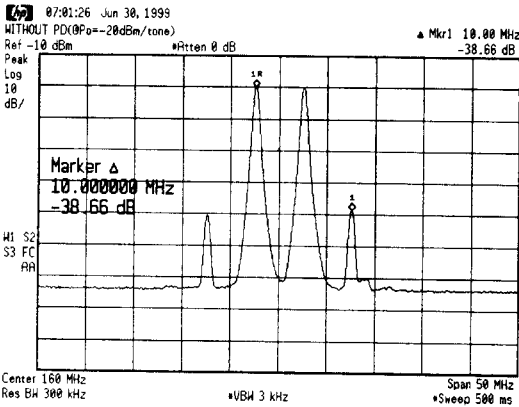
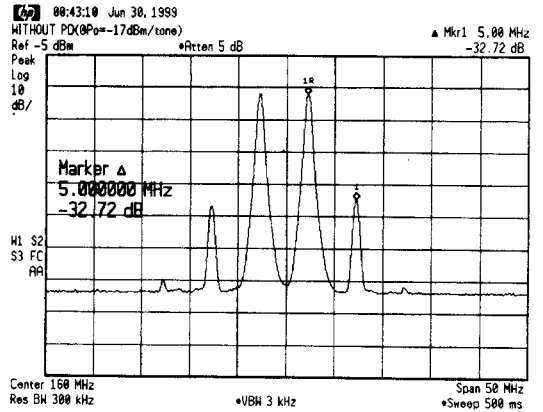


그림 7. 전치왜곡 신호의 특성
 Fig. 7. The characteristics of the predistorted signal.

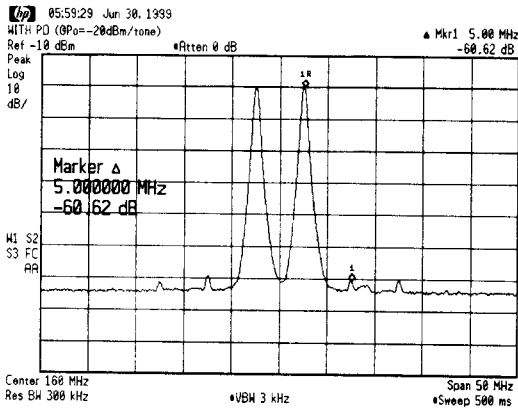
전치 왜곡 회로의 ALC의 출력 레벨은 -4.3 dBm/ton에 되도록 하였고, 이 출력 레벨에 의해서 혼변조 신호 발생기에서 발생된 3차 혼변조 신호 레벨은 -37.53 dBm/ton이다. 이때 5차 혼변조 신호 레벨은 -63.6 dBm/ton으로서 3차 혼변조 신호와 5차 혼변조 신호의 레벨 차이를 26 dB가 되도록 만들었다. 사용된 MMIC는 HP사의 MSA-0386이며 혼변조 신호 발생기의 출력 특성은 그림 6에 나타나 있다. 위상과 진폭의 변화를 위해 사용된 가변 위상 변환기, 가변 감쇠기의 다이오드는 Sony사의 1T362와 HP사의 HSMP-4810이다. 가변 위상 변환기와 가변 감쇠기 모두 반사 특성을 좋게 하기 위해 반사형 구조를 이용하였으며 사용된 3dB 하이브리드는 Anaren



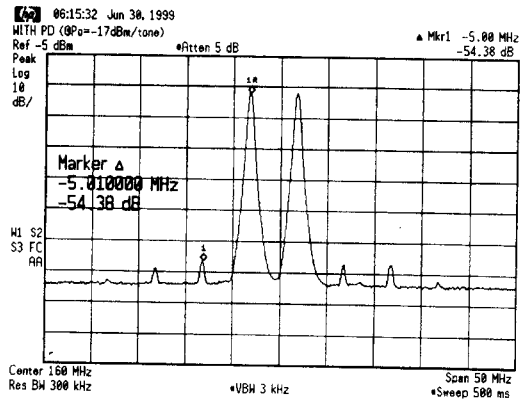
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 8. (a) 전치 왜곡 회로를 사용치 않은 혼합기 특성($P_0 = -20$ dBm/tone), (b) 전치 왜곡 회로를 사용한 혼합기 특성($P_0 = -20$ dBm/ tone)

Fig. 8. (a) The output characteristics of mixer without predistortor ($P_0 = -20$ dBm/ tone), (b) The output characteristics of mixer with predistortor ($P_0 = -20$ dBm/ tone).

사의 1A1305-3이다. 주파수 혼합기에 인가되는 전치왜곡 신호의 특성을 그림 7에 나타내었다.

사용된 혼합기의 측정된 변환 손실은 8.5 dB이며 1 dB 출력 압축점은 -7.2 dBm이다. 그림 8은 IF 출력이 -20 dBm/ tone일 때 전치 왜곡 회로를 사용치 않은 혼합기와 전치 왜곡 회로를 사용한 혼합기의 출력 특성이다. 이때 (C/I)_{3rd}가 각각 38.66 dB와 60.62 dB로서 전치 왜곡 회로를 사용함으로써 22 dB

그림 9. (a) 전치 왜곡 회로를 사용치 않은 혼합기 특성($P_0 = -17$ dBm/ tone), (b) 전치 왜곡 회로를 사용한 혼합기 특성($P_0 = -17$ dBm/ tone)

Fig. 9. (a) The output characteristics of mixer without predistortor ($P_0 = -17$ dBm/ tone), (b) The output characteristics of mixer with predistortor ($P_0 = -17$ dBm/ tone).

의 개선 효과를 보이고 있다. 또한 그림 9는 IF 출력이 -17 dBm/ tone 일 때 전치 왜곡 회로를 사용치 않은 혼합기와 전치 왜곡 회로를 사용한 혼합기의 출력 특성이다. 이때 (C/I)_{3rd}가 각각 32.72 dB와 54.38 dB로서 전치 왜곡 회로를 사용함으로써 21.7 dB의 개선 효과를 보이고 있다. 그림 10은 IF단의 출력 레벨이 -14 dBm/ tone ~ -20 dBm/ tone일 때 전치 왜곡 회로를 사용치 않은 혼합기와 전치 왜곡

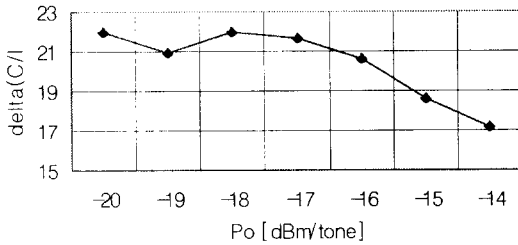


그림 10. 혼변조 왜곡 개선 특성

Fig. 10. The improvement quantity of intermodulation distortion.

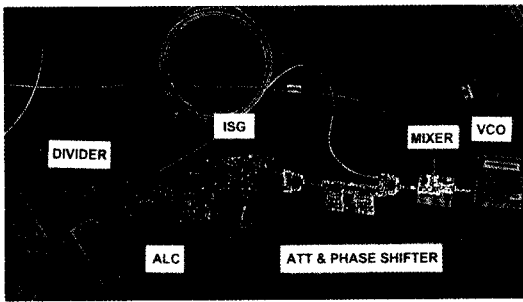


그림 11. 전치왜곡 혼합기 회로

Fig. 11. The photograph of the predistorted mixer circuit.

회로를 사용한 혼합기의 혼변조 왜곡 특성을 비교함으로써 혼변조 왜곡 개선 정도를 나타낸 것으로 17.15~21.96 dB의 개선 특성을 보이고 있다. 이때 주파수 혼합기의 출력 레벨이 커짐에 따라 개선효과가 점점 작아지는데 이는 주파수 혼합기에 인가되는 RF 전력이 커짐에 따라 3차 혼변조 신호들간의 레벨이 다른 불균일성이 두드러진 반면 혼변조 신호 발생기에서 만들어진 3차 혼변조 신호들은 레벨이 거의 같으므로 RF 입력 전력이 커짐에 따라 혼변조 왜곡 개선 특성이 작아지는 현상이 관찰되었다. 따라서 그림 7을 근거로 하여 판단할 때 사용된 다이오드의 출력 레벨을 -20 dBm/tonne 이하로 하면서 이 전치 왜곡회로를 동작시킨다면 (C/I)를 60 dBc 이하로 만듦으로써 기지국 혼합기에 적합할 것으로 판단된다. 그림 11은 제작되어진 전치왜곡 혼합기의 실물을 사진으로 찍은 것이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 주파수 혼합기에 여러 반송파 신호들이나 CDMA 신호들이 인가되어 국부 발진기의 신호들과 혼합되어 주파수 변환이 일어날 때 발생하는 혼변조 왜곡 신호들을 줄일 수 있는 전치왜곡 혼합기 설계 방법을 제시하였다. 혼합기에서 발생하는 왜곡 특성에 대하여 역 왜곡 특성을 발생시키는 전치 왜곡 회로를 주파수 혼합기의 전단에 부착함으로써 혼합기 출력단에서의 C/I비를 개선시킬 수 있었다. 특히 이동통신 기지국의 경우 spurious 방사 특성이 엄격하여 혼합기의 설계에 어려움이 많이 있다. 종전의 기지국 혼합기 설계시에는 혼합기에 인가되는 국부발진기의 신호 레벨이 큰 혼합기를 사용하면서 주파수 변환하고자 하는 RF 또는 IF 단의 신호레벨을 back-off 하여 설계하였으나 이 경우 신호 레벨이 큰 국부 발진기를 사용함에 따른 RF 시스템의 안정성 문제와 과도한 back-off로 인한 주파수 변환 후 여파기 설계 등이 문제가 되었다. 본 논문에서는 약간의 back-off와 3차 혼변조 왜곡 신호의 제거로 이동통신 기지국에서 사용 가능한 혼합기 설계방법을 제시하였다. 제시한 혼합기 설계 방법은 비록 수동 혼합기에 적용하였지만 능동 혼합기 설계에도 적용 가능하다고 판단되며 기지국 상하향 주파수 변환 회로에 적용할 경우 통신 시스템 성능 개선에 기여할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, pp. 118-165, 1998.
- [2] Stephen A. Maas, *Microwave Mixers*, Artech House, 1993.
- [3] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley, pp. 582-609, 1990.
- [4] Personal Station-Base Station Compatibility Requirements for 1.8 to 2.0 GHz Code Division Multiple Access(CDMA) Personal Communication Systems, SP-3384
- [5] 정용채, 혼변조 신호의 개별 차수 조정 Pre-distortion 선형화기 설계, 서강대학교 박사학위논문, 1996.

정 용 채



1963년 7월 15일 생

1989년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학사)

1991년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학석사)

1996년 8월: 서강대학교 전자공학
과(공학박사)

1991년 2월 ~ 1998년 2월: 삼성전자(주) 정보통신본부 선
임연구원

1998년 3월 ~ 현재: 전북대학교 공과대학 전자정보공학부
전임강사