

APDP를 이용한 5.8GHz 무선 랜용 서브 하모닉 혼합기의 설계

Design of 5.8 GHz Wireless LAN Sub Harmonics Pumped Mixer Using Anti Parallel Diode Pair

劉洪吉*, 張碩桓*, 姜廷震**, 李鍾岳*

(Hong-Gil Yoo*, Seok-Hwan Jang*, Jeong-Jin Kang**, Jong-Arc Lee*)

요 약

본 논문은 APDP(Anti-parallel diode pair)를 이용한 5.8 GHz 무선 랜용 서브 하모닉 혼합기를 설계하였다. 기존의 혼합기는 LO와 RF를 혼합하여 두 주파수의 차로써 IF 신호를 얻는다. 그래서 주파수가 높아질수록, 안정되고, 높은 출력을 갖고, 우수한 위상잡음 특성을 갖는 LO 발진기가 필요하다. 그러나 APDP를 이용한 서브 하모닉 혼합기는 LO 신호의 제 2 고조파를 이용하여 혼합 작용을 한다. 그래서 기존의 혼합기에서 필요한 LO 주파수가 1/2로 줄어드는 장점이 있다. 제작된 SHP 혼합기의 변환손실은 LO 신호전력이 3 dBm일 때, 12.83 dB이다. LO/IF, 2LO/IF, RF/IF, LO/RF의 분리도 특성은 39.17 dB, 58 dB, 34 dB, 67.9 dB이다. 그리고 IIP3는 8 dBm이다.

ABSTRACT

In this paper, Sub harmonic mixer using anti-parallel diode pair is designed for 5.8 GHz Wireless LAN. Conventional mixers mix LO with RF and obtain IF signal from the difference between LO and RF. As frequency increase, LO signal is required increasing LO power, better phase noise, stable LO. But, using APDP, the SHP mixer mix the harmonics of LO signal. Therefore, Sub harmonic mixer is advantage that necessary LO signal frequency was used to operate the 1/2. When LO power is 3 dBm, the conversion loss of manufactured SHP mixer is 12.83 dB. The isolation of LO/IF, 2LO/IF, RF/IF and LO/RF is 39.17 dB, 58 dB, 34 dB, 67.9 dB. And IIP3 is 8 dBm.

keyword : APDP, Harmonic, mixer, WLAN, IP3

1. 서 론

이동통신의 급속적인 성장은 노트북 컴퓨터, PDA 등의 보급 확대로 무선 랜 및 블루투스 등 무선 기술에

* 건국대학교 전자정보통신공학과

(Dept. of electronic information Eng. Konkuk Univ.)

** 동서울대학 정보통신과

(Dept. of information and communication DongSeoul College)

대한 연구가 국내외적으로 활발히 진행되어왔다. 이중 무선 랜은 IEEE 802.11b 표준 기반으로 국내에서 상용화되었으나 유선 LAN에 비하여 상대적으로 느리기 때문에 멀티미디어 서비스를 제공하기에 미흡하다. 그래서 좀더 빠른 속도의 무선 랜에 대한 요구가 커지고 있다. 이에 따라 고속 무선 LAN의 표준안이 미국의 IEEE 802.11a이다.

IEEE 802.11a 의 주파수 대역은 그림 1과 같다.

接受日:2004年 3月 4日, 修正完了日:2004年 7月 20日

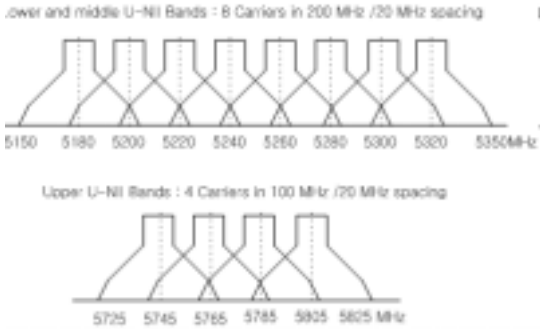


그림 1 IEEE 802.11a 주파수 채널
Fig 1. IEEE 802.11a frequency channel

무선 랜 시스템에서 기존의 혼합기로 사용 시 5 GHz 대역에서의 안정된 LO를 만들어야 하는 문제점이 있다. 일반적으로 낮은 주파수에서 기본 주파수를 발생시키고, 이것의 고조파 성분을 시스템의 LO로 사용한다. 이런 발진기의 고조파 성분을 이용하는 주파수 체배 방식은 전체 시스템의 LO 회로에서 발진기의 기본파와 다른 불필요한 고조파 성분을 제거하기 위한 대역통과 여파기가 추가로 필요로 한다. 그리고 이런 주파수 체배 과정과 여파기의 손실 때문에, 혼합기에 필요한 적정 LO 전력을 만들기 위해서는 5 GHz 대역에서의 증폭기를 추가로 필요로 하므로 소모 전력이 증가한다. 또한 주파수 체배 과정에서 위상잡음이 열화가 되므로 발진기의 위상잡음을 더 개선해야하는 문제점이 있다. 그러나 APDP를 이용한 하모닉 혼합기는 LO 주파수의 하모닉 성분을 이용하여 주파수 혼합하므로 시스템에 사용되는 LO 주파수가 줄어들어 기존 혼합기를 이용하여 시스템 구성 시의 여러 가지 문제점을 해결할 수 있다.[1]-[4]

II. APDP를 이용한 SHP 혼합기 이론

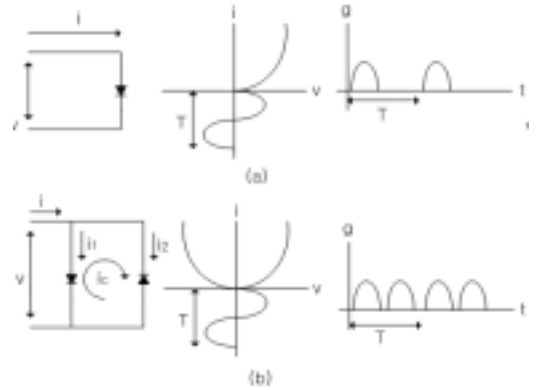
APDP를 이용한 서브 하모닉 혼합기는 다이오드의 컨덕턴스 파형을 결정하여 해석할 수 있다.

그림 2는 단일 다이오드와 Anti-parallel 다이오드 구성했을 때의 혼합기 회로이다.

그림 2(a)에 있는 단일 다이오드혼합기에 식 1과 같은 전압파형을 인가한다.

$$V = V_{LO} \sin \omega_{LO} t + V_S \sin \omega_S t \quad (1)$$

이 때, 단일 다이오드에는 $m f_{LO} \pm n f_S$ 의 모든 주파수 성분을 갖는 전류를 얻는다. 여기서 m과 n은 정수이다.



(a) 단일다이오드 혼합기 (b) APDP 혼합기
(a) single diode mixer (b) APDP mixer

그림 2. 혼합기 회로
Fig. 2. Mixer Circuit

그림 2(b)의에서 합성된 시변 미소 컨덕턴스 g 에 대한 식은 다이오드 각각의 미소 컨덕턴스의 합으로 나타낼 수 있다.

$$g = g_1 + g_2 = \alpha i_s (e^{\alpha V} + e^{-\alpha V}) = \alpha i_s \cosh \alpha V \quad (2)$$

이 식에 의하면 미소 컨덕턴스 g 는 그림 2(b)에서 보는 것처럼 우 대칭이다. 단일 다이오드 혼합기와 비교하여 LO 신호의 한 주기에 대해서 컨덕턴스의 펄스의 수는 2배가 된다.

단지 LO 신호가 다이오드의 컨덕턴스를 변조하는 일반적인 경우에 대해서는 $V = V_{LO} \sin \omega_{LO} t$ 을 식 (2)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$g = \alpha i_s \cosh \alpha (V_{LO} \cos \omega_{LO} t) \quad (3)$$

식 (3)은 다음과 같은 급수로 확장될 수 있다.

$$g = \alpha i_s [I_0(\alpha V_{LO}) + 2I_2(\alpha V_{LO}) \cos 2w_{LO}t + 2I_4(\alpha V_{LO}) \cos 4w_{LO}t + \dots] \quad (4)$$

여기서 $I_n(\alpha V_{LO})$ 는 변형된 2종 Bessel 함수이다. 식 (4)에서 보면 컨덕턴스 항은 DC항과 LO의 우수 고조파의 합으로 되어 있음을 알 수 있다.

인가된 전압이 $V = V_{LO} \sin w_{LO}t + V_S \sin w_S t$ 인 경우에 있어서는 전류는 식 (5)와 같다.

$$i = g(V_{LO} \sin w_{LO}t + V_S \sin w_S t) \quad (5)$$

$$i = A \cos w_{LO}t + B \cos w_S t + C \cos w_S t + D \cos 5w_{LO}t + E \cos(2w_{LO} + w_S)t + F \cos(2w_{LO} - w_S)t + G \cos(4w_{LO} + w_S)t + H \cos(4w_{LO} - w_S)t + \dots \quad (6)$$

식 (6)에서 전류 성분은 $mf_{LO} \pm nf_S$ 에서 $m + n$ 이 기수인 정수 즉, $m + n = 1, 3, 5 \dots$ 인 경우에만 존재한다.

그림 2(b)에서의 순환 전류 i_C 는 다음과 같다.

$$i_C = (i_2 - i_1) / 2 = i_s (\cosh \alpha V - 1) \quad (7)$$

$$V = V_{LO} \cos w_{LO}t + V_S \cos w_S t \quad (8)$$

식 (8)을 식 (7)에 대입하여 \cosh 에 대하여 확장하면, 다음 식과 같아진다.

$$i_C = i_s \left[1 + \frac{(V_{LO} \cos w_{LO}t + V_S \cos w_S t)^2}{2!} + \dots - 1 \right] \\ = \frac{i_s}{2} \left\{ \frac{V_{LO}^2 + V_S^2}{2} + \frac{V_{LO}^2}{2} \cos 2w_{LO}t + \frac{V_S^2}{2} \cos 2w_S t + V_{LO} V_S [\cos(w_{LO} - w_S)t + \cos(w_{LO} + w_S)t + \dots] \right\} \quad (9)$$

식 (9)로부터 순환 전류는 $m + n$ 이 우수로 나타나는 성분만 존재한다.

식 (6)과 식 (9)에서 APDP를 이용한 혼합기의 스퓨리어스 특성은 $m + n$ 이 기수인 성분만 남고, $m + n$ 이 우수인 항은 나타나지 않는다는 것을 알 수 있다.

III. APDP를 이용한 SHP 혼합기 설계

본 연구에서는 RF 주파수는 IEEE 802.11a의 Upper U-NII대역(5725 MHz - 5825 MHz)의 중심 주파수인 5775 MHz로 정하였으며, IF 주파수는 IEEE 802.11b에서 사용되고 있는 374 MHz로 설정하였다. 그래서 LO 주파수는 2695.5 MHz로 정하여 설계하였다.

사용한 기판은 FR4로 유전체의 비유전율은 4.4, 기판의 두께는 0.8mm, 동박 두께는 18 μ m, $\tan \delta = 0.02$ 의 특성을 가지고 있다.

설계에 사용된 다이오드는 HP 사의 HSMS - 8202를 사용하였다. 이 소자는 내부적으로 다이오드가 anti-parallel로 구성되어 있어서, 한 개의 부품으로 서브하모닉 혼합기를 구성하기가 용이하다.

본 논문에서는 그림 3과 같은 구조를 갖는 서브하모닉 혼합기를 설계하였다.

그림 3에서는 다이오드 양 옆에는 LO 주파수의 $\lambda/4$ 의 개방 스테르브와 단락 스테르브로 연결되어 있다.

개방 스테르브는 LO 주파수에서 다이오드 왼쪽에서 단락 회로가 되어 효과적으로 접지가 되도록 하고 단락 스테르브는 다이오드의 오른쪽에서 개방 회로가 되어 LO 신호가 인가되도록 한다.

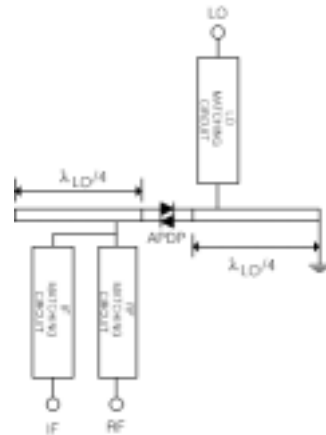


그림 3. 마이크로스트립 서브 하모닉 혼합기

Fig. 3. Microstrip SHP mixer

RF 정합회로는 $\lambda/4$ 평형 결합선로를 이용한 대역통과 여파기로 설계하였다.[5]

그림 4는 LO의 전력을 증가시키면서 LO 포트에서의 반사계수를 측정하였다.

LO 전력이 5 dBm 일 때, 측정된 LO 포트의 반사계수는 $0.143 \angle -36.17^\circ$ 이다. 이 값을 이용하여, 공액복소수 값으로 LO 정합회로를 설계하였다.



그림 4. LO 포트의 반사계수
Fig. 4. LO port reflection coefficient

IF 정합회로는 LO 주파수와 RF 주파수에 대해서 $\lambda/4$ 길이를 갖는 개방 스티브로 설계하여, IF 포트의 분리도 특성을 개선할 수 있도록 하였다. 그림 5는 LO 전력을 -10 dBm에서 10 dBm까지 변화시켰을 때, 혼합기의 변환 손실을 나타낸다. LO 전력이 5 dBm에서 변환손실이 11 dB이다. 그림 6은 LO 전력이 5 dBm, RF 전력이 -20 dBm 일 때, IF 포트에서의 출력 스펙트럼이다. IF 주파수인 374 MHz에서는 -31 dBm으로 변환손실은 11 dB이다. LO 주파수인 2695.5 MHz에서는 -40.9 dBm, 2 LO 주파수인 5391 MHz에서는 -38.9 dBm, RF 주파수인 5765 MHz에서는 -53.52 dBm이다. 이것에서 LO/IF, 2LO/IF, RF/IF 분리도 특성은 45.9 dB, 43.9 dB, 33.52 dB임을 알 수 있다.

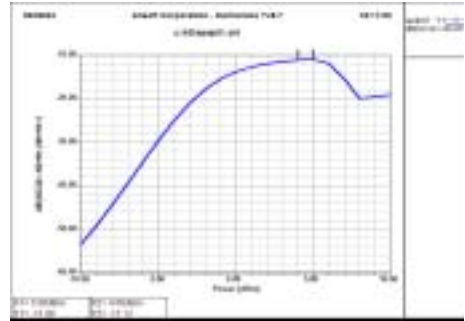


그림 5. LO 변화에 따른 변환손실
Fig. 5. Conversion loss vs. LO power

그림 7은 LO 전력이 5 dBm, RF 전력이 -20 dBm 일 때, RF 포트에서의 출력 스펙트럼을 나타낸다. LO 주파수인 2695.5 MHz에서는 -80.3 dBm, 2 LO 주파수인 5391 MHz에서는 -37.3 dBm, 이것에서 LO/RF, 2LO/RF 분리도 특성은 85.3 dB, 42.3 dB임을 알 수 있다.

그림 8은 RF 주파수는 5765 MHz와 5766 MHz이고, RF 입력 전력을 -20 dBm/1tone을 했을 때, IF 포트에서의 출력 스펙트럼이다. 이 때, 기본파 성분은 -31 dBm, IMD 성분은 -87.92 dBm이다. 혼합기의 IIP3는 8.4 dBm임을 알 수 있다.



그림 6. IF 포트에서의 출력 스펙트럼
Fig. 6. Output spectrum at IF port

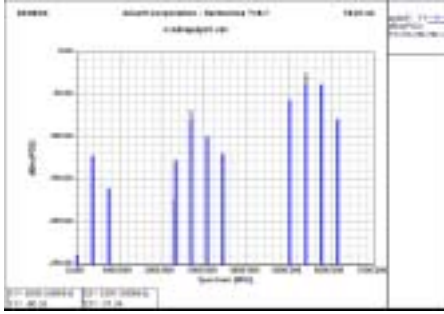


그림 7. RF 포트에서의 출력 스펙트럼
Fig. 7. Output spectrum at RF port

그림 10은 LO 전력에 변화에 따른 변환손실을 나타낸다. LO 전력이 3 dBm에서 변환손실이 12.83 dB로 최소의 변환손실을 얻었다

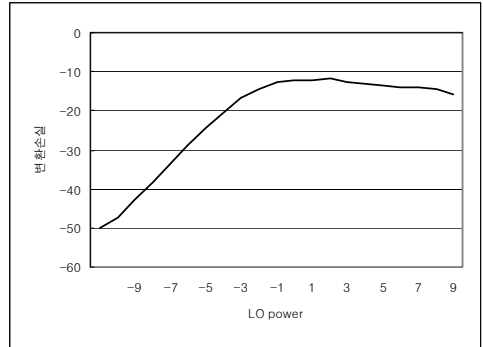


그림 10. LO 전력 변화에 따른 변환손실
Fig. 10. Conversion loss vs LO power

그림 11은 LO 전력 3 dBm, RF 입력 전력을 -20 dBm/1tone을 했을 때의 혼합기의 IMD 특성이다. 변환 손실은 12.83 dB이고, 기본과 성분은 -32.83 dBm, 3차 IMD 성분은 -89 dBm이다. 입력 IP3는 8 dBm이다.

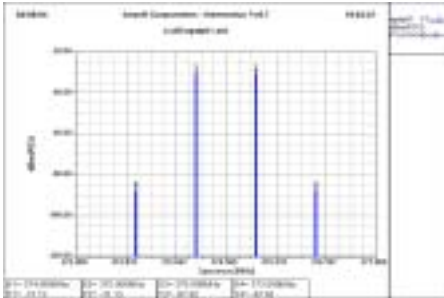
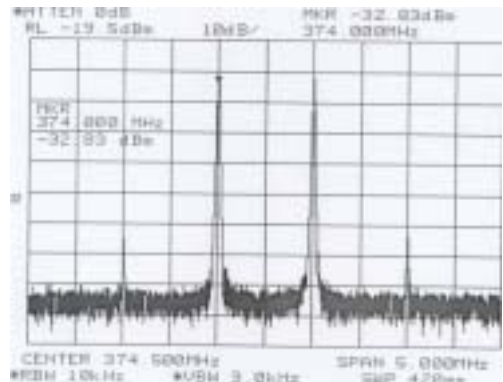


그림 8. 혼합기의 IMD 특성
Fig. 8. IMD of mixer

표 1은 설계 제작된 혼합기의 설계 치와 실험 치의 비교 결과이다.



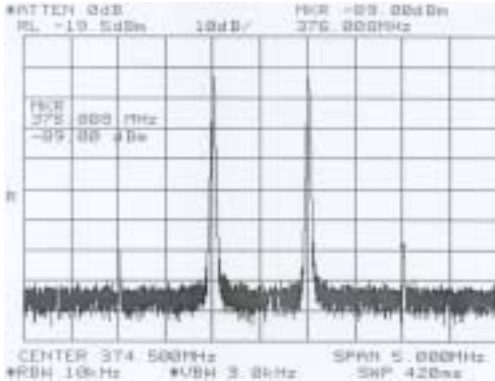
(a)

IV. 실험 및 고찰

그림 9는 설계 제작한 혼합기의 사진이다.



그림 9. 혼합기의 사진
Fig. 9. Photograph of mixer



(b)

그림 11. RF 입력 전력 -20 dBm/1tone 일 때, 혼합기의 IMD 특성

Fig. 11. IMD of mixer at RF power -20dBm/1tone

표 1에서 시뮬레이션 결과와 실험결과의 오차는 설계에 사용한 비선형모델의 오차와 PCB 제작 공정에서의 공차에 의한 것이다.

시뮬레이션에서는 LO 전력이 5 dBm에서 최소의 변환손실을 얻었으나 실제 실험 결과에서는 3 dBm에서 최소의 변환 손실을 얻었다.

표 1. APDP를 이용한 서브하모닉 혼합기의 시뮬레이션과 실험 결과의 비교

Table 1. simulated and measured data

항목	설계 결과	실험 결과
RF 주파수	5775 MHz	5775 MHz
LO 주파수	2695.5 MHz	2695.5 MHz
IF 주파수	374 MHz	374 MHz
LO 전력	5 dBm	3 dBm
변환손실	11 dB	12.83 dB
IIP3	8.4 dBm	8 dBm
분리도 특성		
LO/IF	45.9 dB	39.17 dB
2LO/IF	43.9 dB	58 dB
RF/IF	33.52 dB	34 dB
LO/RF	85.3 dB	67.95 dB
2LO/RF	42.3 dB	41 dB

V. 결론

주파수가 높아질수록 송·수신기의 구성 시, RF 신호를 낮은 IF 주파수로 변환시키기 위해서는 높은 주파수의 LO 발진기가 필요하다. 이것은 안정된 발진기의 구현, 높은 출력을 내는 LO 회로의 구성, 발진기의 위상잡음을 고려해야 한다. APDP를 이용한 서브 하모닉 혼합기는 LO의 제 2 고조파 성분과 RF를 혼합하여 IF 주파수를 얻는다. 그래서 송수신 시스템의 LO의 주파수가 1/2로 줄어드는 장점이 있다. 따라서 본 논문에서 설계한 서브 하모닉 혼합기는 5.8 GHz 대역의 무선 랜에서 LO의 주파수를 1/2로 줄일 수 있다. 설계 제작한 혼합기의 변환손실은 12.83dB, 입력 IP3는 8 dBm, 그리고 우수한 분리도 특성을 보인다.

참고 문헌

[1] M. Cohn, J.E.Degenford, and B.A.Newman, "Harmonic Mixing with an anti-parallel diode pair," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-23, no.8, pp. 667-673, 1975

[2] A.CAzevedo Dias, D.Consonni, M.A.Luqueze "High isolation sub harmonic mixer" IEEE MTT-S Proceedings, pp. 378-381, 1999

[3] K. Itoh et al., "A 40GHz band monolithic even harmonic mixer with an anti-parallel diode pair," IEEE International Microwave Symposium Digest, pp. 879-882, 1991

[4] TIBERIU MAZILU and ASHOK K. TALWAR "A harmonic mixer for the 20-40 GHz range" IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 1 MTT-30, pp. 106-107, JAN. 1982

[5] David M. Pazar, Microwave Engineering, Addison wesley., pp506-518, 1983

저 자 소 개

劉 洪 吉 (學生會員)



1997년 건국대학교 전자공학과 공학사
1999년 건국대학교 전자공학과 공학석사
1999년 ~ 현재 건국대학교 일반대학원 박사과정

張 碩 桓 (學生會員)



2002년 원광대학교 전자공학과 공학사
2003년 ~ 현재 건국대학교 전자공학과 석사과정

李 鍾 岳 (正會員)



1966년 한양대학교 전기과 공학사.
1970년 연세대학교 전기과 공학석사.
1974년 연세대학교 전기과 공학박사.
1976년~현재 건국대학교 전자 정보통신 공학과 교수

姜 廷 震 (正會員)



1991년 건국대학교 전자공학과 공학박사
1991년 ~ 현재 동서울대학 정보통신