

위상 지연 선로를 이용한 새로운 구조의 주파수 2체배기

정회원 조승용*, 이경학**, 김용환*, 도지훈*, 이형규*, 종신회원 홍의석*

A New Structure Frequency Doubler Using Phase Delay Line

Cho Seung yong*, Lee Kyoung hak**, Kim Yong Hwan*, Do Ji Hoon* *Regular Members*,
Lee Hyung Kyu* *Regular Member*, Hong Ui seok* *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 입력단에 위상 지연 선로와 하모닉 출력단에 90°하이브리드 결합기를 사용하여 억압특성을 개선한 새로운 구조의 주파수 체배기를 설계 및 제작하였다. 제안된 구조의 주파수 체배기는 출력전력 결합특성과 기본주파수의 억압특성을 개선하였다. 2.13~2.15GHz의 주파수를 2체배 하여 4.26~4.30GHz의 신호원을 얻는 능동주파수 2체배기이며, 입력전력이 10dBm일 때 0.79dB 변환이득과 기본주파수에서 -55.54dBc, 3체배 주파수 6.42GHz에서 -44.76dBc, 4체배 주파수 8.56GHz에서 -39.19dBc의 개선된 억압특성값 얻을수 있었다.

Key Words : Frequency multiplier, Frequency doubler, Output coupling, Harmonic suppression, Conversion gain

ABSTRACT

In this paper, A novel structure of frequency doubler using Phase Delay line and 90° Hybrid coupler at harmonic output have been designed and implemented to improve suppression. Proposed structure of frequency doubler improve output. coupling and fundamental suppression. Active frequency doubler with band from 2.13~2.15GHz to 4.26~4.3GHz was designed and fabricated with 10dBm input power, 0.79dB conversion gain and -55.54dBc suppression at fundamental frequency, -44.76dBc suppression at third harmonic frequency 6.42GHz and -39.18dBc suppression at fourth harmonic frequency 8.56GHz.

1. 서론

최근 무선통신 시스템은 이동 통신 및 무선 네트워크에 대한 급격한 수요로 크게 발전하고 있으며 더 많은 정보를 제공하기 위하여 광대역, 초고주파의 추세로 나아가고 있다. 이에 따라 이동 통신 시스템에 중간주파수, 송·수신용의 발진 주파수 그리고 송·수신 신호등 여러 종류의 신호원이 필요하다. 특히 높은 안정도와 저 잡음을 갖는 신호를 생성하는 것은 여러 가지 응용분야에 있어서 매우 중요한 일이다. 신호원(signal source)을 얻기 위한 방법으로 높은 주파수의 원하는 신호를 직접 만들거나, 수정 발진기로부터 얻은 주파수를 체배한 후 시

스템에서 필요로 하는 각종 주파수를 발생시키는 체배기를 이용하는 방법이 있다.

특히 W-CDMA, Wibro와 같은 디지털 통신에 응용되는 주파수 체배기는 전력증폭기와 함께 사용하게 되면 포화영역에서도 다수 반송파의 공동 증폭시 발생하는 혼변조 신호들을 대폭 감소시키면서도 원하는 출력 전력을 얻을 수 있어서 선형화 방법에 이용되기도 한다. FET를 이용한 주파수 2체배기는 일반적으로 다이오드 체배기보다 낮은 conversion loss를 갖는다.

본 논문에서는 제안된 주파수체배기에 대한 기본적인 이론을 서술하고 설계 및 제작 측정을 통해서

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2006-(C1090-0603-0008))

* 광운대학교 전자공학과 초고주파연구실 (chos419@kw.ac.kr), ** 한국산업기술평가원 선임연구원

논문번호 : KICS2006-09-395, 접수일자 : 2006년 9월 25일, 최종제출논문정보일자 : 2007년 2월 2일

offset-line과 90°하이브리드 결합기를 이용한 새로운 구조의 주파수 체배기를 제안하였으며 측정결과를 보였다. 결론으로 응용분야와 향후 연구방향 등에 관해 기술하였다.

II. 주파수 체배기 이론

2.1 핀치 오프 바이어스

원하는 고조파를 생성하기 위한 방법으로는 바이어스 조절방법, 출력 종단 (termination)을 이용하여 출력 파형을 변형시키는 방법, 중심 주파수와 출력에서 나온 고조파를 혼합하여 원하는 고조파를 생성시키는 방법이 있다.[3][4][5] 고조파 생성을 위한 바이어스 방법으로는 핀치 오프(pinch-off)바이어스, IDSS(zero-gate bias) 바이어스, 그리고 그 사이의 점을 택하는 방법이 있다.

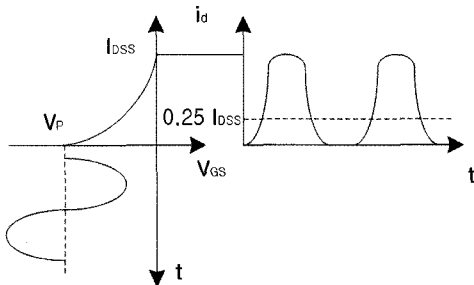


그림 1. 핀치 오프 바이어스

핀치 오프 바이어스의 형태는 우수 고조파 성분을 많이 갖는 전류파형을 갖는다. 핀치 오프 바이어스 조건에서는 비선형 전달 컨덕턴스가 중요한 고조파 생성요소이다.

핀치 오프 바이어스는 게이트 전압이 핀치 오프 지점 아래서 스윙할 때, 드레인 전류는 클리핑 되기 때문에 입력 전압 파형의 positive 부분만 나타나게 된다.[6]

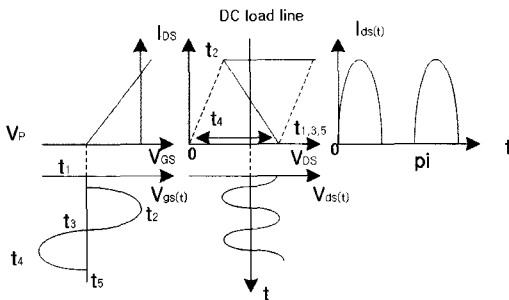


그림 2. 핀치 오프 바이어스 전압, 전류 파형

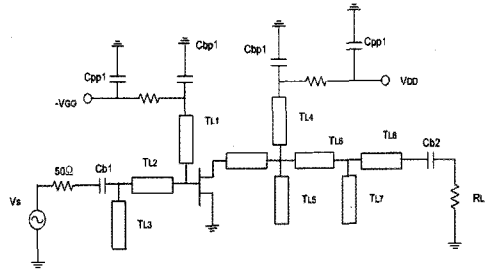


그림 3. 단일 구조의 주파수 2체배기

2.2 단일 구조의 주파수 2체배기 이론

TL2 TL3는 input frequency에 대해 input matching을 시켜주는 역할을 한다. 입력단의 bias는 음의 전압이 걸려서 FET의 동작을 제어하게 된다. TL1의 경우 RF Choke의 역할로 전원단으로 들어가는 교류신호를 막아 버리는 역할을 한다. Cbp1과 Cpp1은 bypass capacitor로 TL1이 막는 교류신호가 완벽하게 막히지 않을 경우를 대비해서 미세하게 새어나오는 교류신호를 추가적으로 제거한다.

Cb1의 경우 전원 단에서 들어오는 직류가 다른 곳으로 새어나가지 않도록 DC를 Blocking 하는 역할을 한다. 이는 모든 전압이 FET로 인가되도록 하기 위한 것이다. Output단의 Cbp1과 Cpp1도 마찬가지로 bypass capacitor의 역할을 하며, TL4의 경우 TL1과 같은 역할을 하도록 $\lambda/4$ 의 길이로 만들었다. TL7의 경우 fo의 주파수에 대해서 open stub처럼 동작하도록 설계를 하였다.

입력 정합회로는 게이트단에서 기본주파수에 정합 하였으며 출력 정합회로는 체배된 주파수인 2fo에 정합하였다. 정합회로는 최적의 출력과 동작주파수의 설계는 $\lambda/4$ 길이와 같은 기능을 하는 개방형 스테르브를 설계하여 FET의 드레인단에 첨가한 후 입력과 출력을 정합하였다.

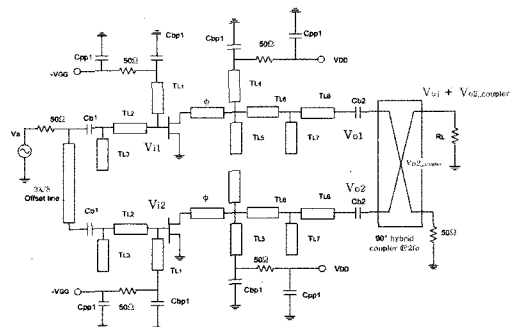


그림 4. 새로운 구조의 주파수 2체배기 블록도

2.3 새로운 구조의 주파수 2체배기 이론

제안된 구조는 주파수 체배기는 평형구조의 주파수 체배기의 장점인 원하지 않는 고조파를 억압시키는 특성과 더불어 고차 고조파를 제어하기 위한 구조이다. [7] 주경로와 부경로로 나뉘어서 결합기를 통해서 결합되는 구조이다.

주경로에는 원신호가 인가되며, 부경로는 offset-line을 통과후 135°의 위상Φ을 가지게 되어 실용적으로 위상을 조절위상을 조절할 수 있다.

$$v_{i1} = A \cos wt \tag{1}$$

$$\begin{aligned} v_{o1} &= K_1 v_{i1} + K_2 v_{i1}^2 + K_3 v_{i1}^3 + K_4 v_{i1}^4 + \dots \\ &= \left[\frac{1}{2} K_2 A^2 + \frac{3}{8} K_4 A^4 \right] \\ &\quad + \left[K_1 A + \frac{3}{8} K_3 A^3 \right] \cos wt \\ &\quad + \frac{1}{2} \left[K_2 A^2 + \frac{1}{2} \right] \cos 2wt \\ &\quad + \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos 3wt \\ &\quad + \frac{1}{8} K_4 A^4 \cos 4wt + \dots \end{aligned} \tag{2}$$

v_{o1} 은 주경로 주파수 체배기에 v_{i1} 이 인가되었을 때 결과이다.

식 (2)은 주경로 주파수체배기 식 (1)의 1-tone 입력신호일 때 나타낸 식이다. 단일 주파수 w 을 갖는 입력신호에 대해 출력단에서는 기본 주파수 w 외에 DC, $2w$, $3w$ 의 harmonic 성분이 나타남을 알 수 있다.

부경로 구조의 주파수 체배기를 통해서 위와 같이 수식을 전개하면

$$v_{i2} = A \cos (wt + 3\lambda/8) \tag{3}$$

$$\begin{aligned} v_{o2} &= K_1 v_{i2} + K_2 v_{i2}^2 + K_3 v_{i2}^3 + K_4 v_{i2}^4 + \dots \\ &= \left[\frac{1}{2} K_2 A^2 + \frac{3}{8} K_4 A^4 \right] \\ &\quad + \left[K_1 A + \frac{3}{8} K_3 A^3 \right] \cos (wt + 3\lambda/8) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left[K_2 A^2 + \frac{1}{2} \right] \cos 2(wt + 3\lambda/8) \\ &\quad + \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos 3(wt + 3\lambda/8) \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{8} K_4 A^4 \cos 4(wt + 3\lambda/8) \dots \tag{4}$$

와 같이 나타난다. $3\lambda/8$ 의 offset line의 위상성분이다.

4.28GHz 90°결합기에서 위상은 2.14GHz에서 $\lambda/8$, 4.28GHz에서 $\lambda/4$, 6.42GHz에서 $3\lambda/8$, 8.56GHz에서 $\lambda/2$ 의 위상을 더해서 식(4)는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} v_{o2_coupler} &= \left[\frac{1}{2} K_2 A^2 + \frac{3}{8} K_4 A^4 \right] \\ &\quad + \left[K_1 A + \frac{3}{8} K_3 A^3 \right] \cos (wt + 3\lambda/8 + \lambda/8) \\ &\quad + \frac{1}{2} \left[K_2 A^2 + \frac{1}{2} \right] \cos (2wt + 3\lambda/4 + \lambda/4) \\ &\quad + \frac{1}{4} K_3 A^3 \cos (3wt + 9\lambda/8 + 3\lambda/8) \\ &\quad + \frac{1}{8} K_4 A^4 \cos (4wt + 3\lambda/2 + \lambda/2) + \dots \end{aligned} \tag{5}$$

odd frequency는 180°의 위상을 가지게 되고 even frequency는 360°의 동위상이 된다. 결합기 출력단에서 최종 식(2)와 식(5)는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{o1} + v_{o2_coupler} &= \left[\frac{1}{2} K_2 A^2 + \frac{3}{8} K_4 A^4 \right] + \left[K_2 A^2 + \frac{1}{2} \right] \cos 2wt + \\ &\quad + \frac{1}{4} K_4 A^4 \cos 4wt + \dots \end{aligned} \tag{6}$$

odd frequency는 억압되고 DCs성분과 $2w$, $4w$, $6w$...등 even frequency는 결합되게 된다. 하지만 $4w$ 를 포함하여 $6w$, $8w$ 의 harmonic 성분은 그 신호가 극히 미약하여 4체배 이후의 신호 또한 억압된다고 볼 수 있다.

2.4 주파수 체배기 시뮬레이션

회로 설계는 Agilent사의 ADS tool을 이용하여 설계를 하였으며 능동소자로는 Agilent사의 ATF-26884 FET를 사용하였다. 그림 5는 단일 주파수 체배기의 시뮬레이션 결과이다. 주파수 2.14GHz에서 입력전력이 10dBm 일 때 4.28 GHz에서 변환이득이 2.34dB이며 기본주파수의 억압특성은 -43.3dBc, 3체배 억압특성은 -32.6dBc, 4체배 억압특성은 -37.6dBc이다. 그림 6은 제안된 구조의 주파수 체배기의 시뮬레이션 결과이다. 2.14GHz의 주파수에 입력전력이 10dBm 일때, 변환이득이 2.3dB이며 기본주파수의

역압특성은 -80.567dBc 3체배 역압특성은 -61.927dBc , 4체배 역압특성은 -78.707dBc 의 역압특성을 얻었다.

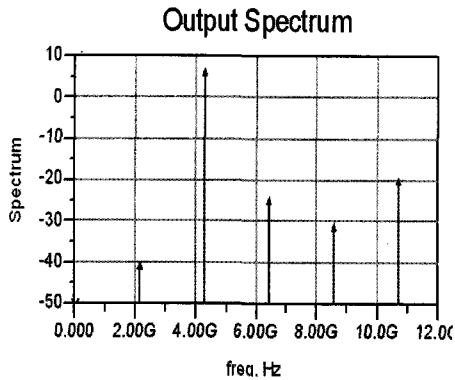


그림 5. 단일주파수체배기 설계 결과

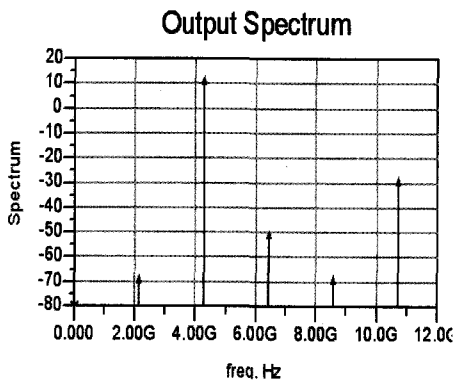
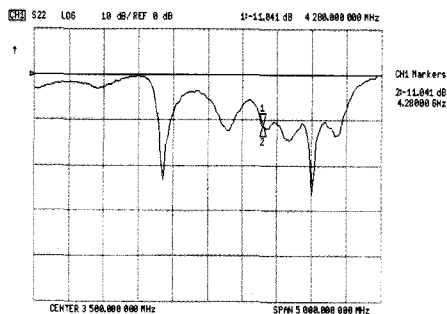


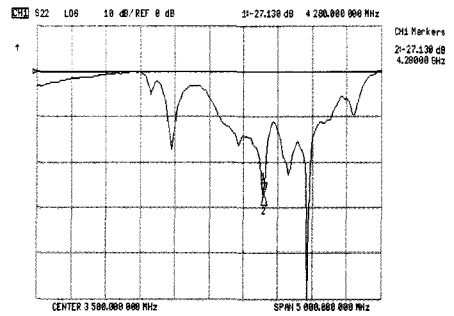
그림 6. 제안된 구조의 주파수 체배기 설계 결과

III. 제작 및 측정

ATF-26884를 이용하여 새로운구조의 주파수 2체배기를 제작했다. 사용된 기판은 유전율 2.52 유전체 두께 0.504mm Chuckoh사의 테프론 기판을 사용하였다.



(a). 단일 주파수 체배기 측정결과



(b). 제안된 구조의 주파수 체배기 측정결과

그림 7. 주파수 체배기 출력반사손실 측정결과

단일 주파수체배기는 4.28GHz 에서 출력반사손실이 -11.041dB 이지만 제안된 구조의 주파수 체배기는 약 -27.13dB 의 개선된 측정값을 얻을 수 있었다. 제안한 구조의 주파수 체배기는 90° 하이브리드 결합기를 이용하여 반사손실특성값을 개선할 수 있었다.

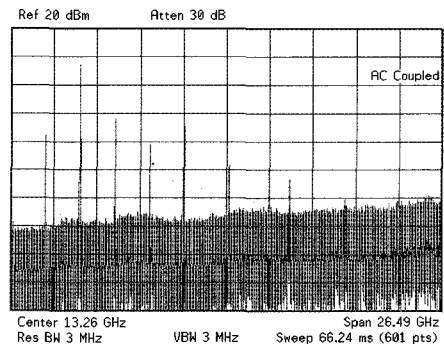


그림 8. 단일 주파수 체배기 측정 결과

그림 8은 2.14GHz에 입력전력이 10dBm 일 때 변환이득은 -3.16dB 이며 기본주파수 역압특성은 -24.82dBc 이며, 3체배 역압특성은 -18.8dBc , 4체배 역압특성은 -28dBc 이다.

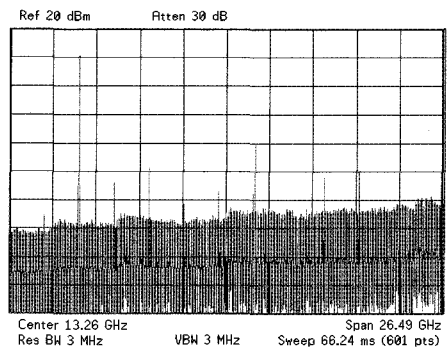


그림 9. 제안된 구조의 2주파수 체배기 측정 결과

그림 9는 제안된 구조의 주파수 2채배기의 측정 결과이다. 2.14GHz의 입력전력이 10dBm일 때 4.28GHz의 출력전력은 10.8dBm을 얻었다. 변환이득은 0.79dB이며, 기본주파수 억압특성은 -55.54dBc이며, 3채배 억압특성은 -44.76 dBc, 4채배 억압특성은 -39.19dBc의 개선된 값을 얻을 수 있었다.

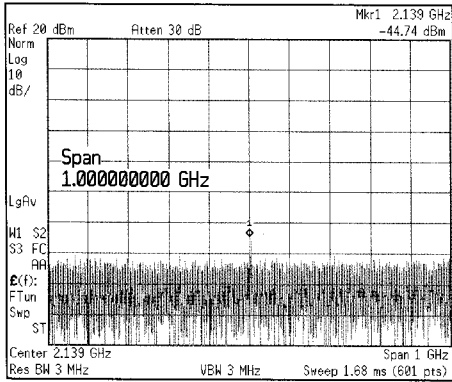


그림 10. 기본 주파수의 측정 결과

그림 10은 그림 8의 결과를 중심주파수 2.14GHz에서 SPAN 1GHz에서 확인한 결과값이다. 2.14GHz에서 입력전력이 10dBm일 때 주파수채배기를 통과한 후에 결과는 -44.74dBm이다.

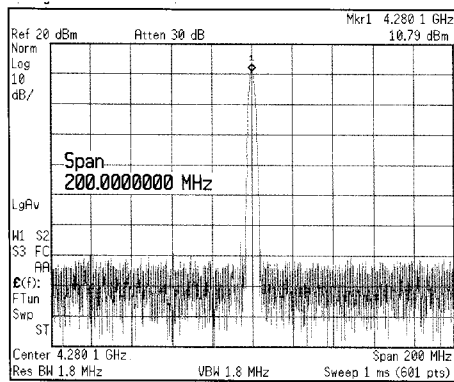


그림 11. 2 채배 주파수 측정 결과

그림 11은 중심주파수 4.28GHz에서 SPAN 200MHz에서 확인 한 결과값이다. 2.14GHz 입력전력이 10dBm 일 때 4.28GHz에서 10.79dBm 결과 값을 확인 할 수 있다. 변환 이득 특성값은 0.79dB이다.

표 1. 주파수 채배기 하모닉 억압특성 비교[dBc]

	일반적인 채배기	Feedforward 구조 채배기	제안된 구조의 채배기
fo	-24.82	-49.4	-55.54
3fo	-18.8	-33.5	-44.76
4fo	-28	-20	-39.19

표 1은 단일 주파수 채배기와 Feedforward 구조 채배기[8]와 제안된 구조의 주파수채배기의 하모닉 억압특성 비교표이다.

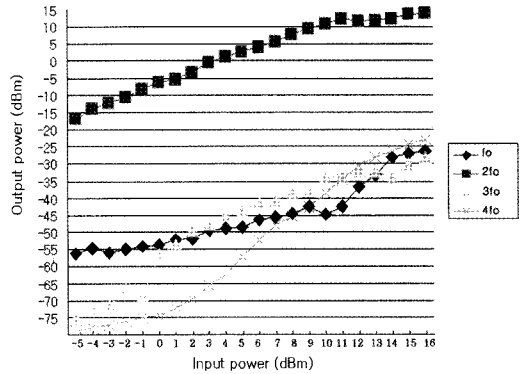


그림 12. 입력전력에 따른 측정된 출력전력

그림 12는 입력전력이 -5 ~ 16dBm 일 때 기본 주파수, 2채배주파수, 3채배 주파수, 4채배 주파수에서의 출력전력을 나타낸 것이다. 입력전력이 10dBm 일 때 기본 주파수 억압특성이 좋은것을 확인 할 수 있으며, 개선된 변환이득 특성값 을 확인 할 수 있다.

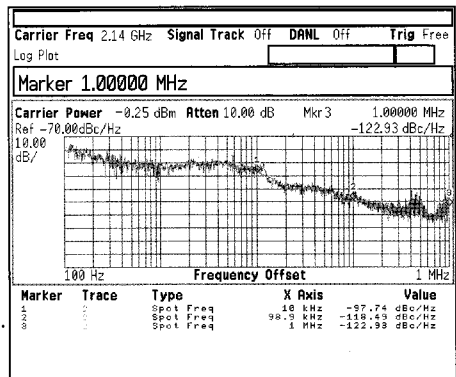


그림 13. 주파수 2채배기 입력 전 위상잡음

그림 13은 주파수 채배기 통과 전 위상잡음이다. -97.74dBc/Hz @ 10KHz, -119.49dBc/Hz @ 100KHz, -122.93dBc/Hz @ 1MHz 위상잡음 특성을 보였다.

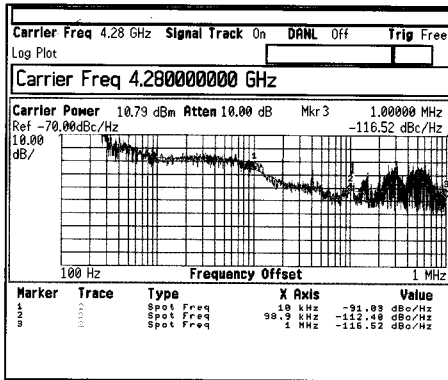


그림 14. 주파수 2체배기 통과 후 위상잡음

그림 14는 주파수 체배기 통과 후 위상잡음이다. 제안된구조의 체배기를 통과한 후의 위상잡음은 -91.03dBc /Hz@10KHz, -112.40dBc/Hz@ 100 KHz, -116.52dBc /Hz@1MHz 위상잡음 특성을 보였다. 약 6dB/Hz의 차이는 $20\log(N)$ 의 이론에 해당하는 위상잡음이다.[9] 그림 15는 제안된 구조의 주파수 2 체배기 제작물이다.

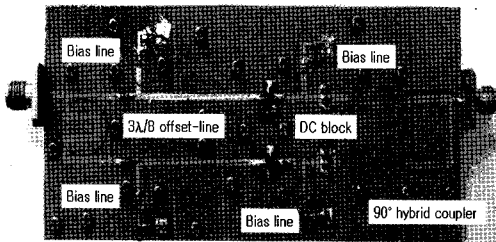


그림 15. 제안된 구조의 주파수 2체배기 제작물

IV. 결론

본 논문에서는 하모닉 억압특성을 개선한 새로운 구조의 주파수 체배기를 설계 및 제작 하였다. 논문에서 제한한 주파수 체배기는 단일 주파수 체배기와 비교하였을 때 기본주파수 억압특성이 우수하면서 출력전력의 특성을 개선하였다.

입력 단에 135°의 offset line으로 정합시켰으며 출력 단에는 체배주파수의 90° 하이브리드 결합기를 이용하여 합성하여 출력전력을 합성하는 반면에 기본주파수의 억압특성을 좋게 하였다. 제안된 구조의 주파수 체배기는 4.28GHz에서 출력반사손실 -27.13dB 특성값으로 단일구조의 주파수체배기보다 약 -16dB 개선하였는데 이는 출력 단에 결합기를

사용함으로써 출력반사손실을 개선하였기 때문이다. 또한 단일 주파수 체배기는 -2.5dB의 변화이득과 기본주파수에서 -24.82dBc, 3체배에서 -18.8dBc, 4 체배주파수에서 -28dBc의 억압특성을 얻은 반면에 제안된 구조의 주파수 체배기는 변화이득이 0.79dB, 기본주파수에서 -55.54dBc, 3체배에서 -44.76dBc, 4 체배에서 -39.19 dBc의 특성값을 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- [1] Young cheol Park, Stevenson Kenney, "Adaptive Digital Predistortion Linearization of Frequency Multipliers," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2516-2522 Dec, 2003
- [2] Y.Campos-Roca, L.Verweyen, M. Fernandez-Barciela, W. Bischof, M. C. Curras-Francos, E. Sanchez A. Hulsmann, and M. Schlechtweg, "38/76 GHz PHEMT MMIC balance frequency doublers in coplanar technology," *IEEE Micro. Guided Wave Lett.*, vol. 10, no. 11, pp. 484-487, Nov. 2000
- [3] S. A. Mass, *Nonlinear Microwave Circuits*, MA : Artech House, Inc., 1988,
- [4] L.P.Huemsman, *Active and Passive Analog Filter Design* McGraw-Hill, 1993.
- [5] R. Filmore, "Concepts in the design of frequency multipliers," *Microwave Journal*, pp.129-139, March, 1987
- [6] Edmar Camargo, *Design of FET Frequency Multipliers and Harmonic Oscillators*, Artech House, 1998.
- [7] Jui-Chieh Chiu, Chieh-pin Chang, Mau-Phon Houng, Yeong-Her Wang, "A 12-36 GHz PHEMTMMIC Balanced Frequency Tripler," *IEEE Micro Lett*, vol. 16, no. 1, pp. 19-21, Jan. 2006
- [8] 황도경, 권영필, 김정호, 김연환, 정용채, "기존 신호와 3차 이상의 고조파 신호제거 특성을 갖는 주파수 체배기 설계", *한국전자과학회, 한국전자과학회논문지 한국전자과학회 논문지* 제14권 5호, 2003. 5, pp. 513-520 (8pages)
- [9] Stephen A. Maas. "Nonlinear Microwave Circuits" Artech House 1988.

조 승 용 (Cho Seung yong)

정회원



2005년 2월: 광운대학교 전파공학
학과(공학사)
2005년 3월~현재: 광운대학교 전
파공학과 석사과정
<관심분야> RF, 마이크로파 회로
설계 및 응용

도 지 훈 (Do Ji Hoon)

정회원



2004년 2월: 한밭대학교 전자공
학과(공학사)
2006년 2월: 광운대학교 전파공
학과
대학원 (공학석사)
2006년 2월~현재: 광운대학교 전
파공학과 대학원 박사과정
<관심분야> 초고주파 능동회로(MMIC, Hybrid) 회로
설계, SSPA, LPA

이 경 학 (Lee Kyoung hak)

정회원



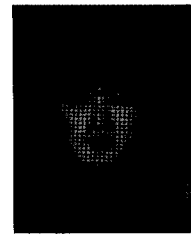
1992년 2월: 광운대학교 전자통
신공학과(공학사)
1994년 2월: 광운대학교 전자통
신공학과(공학석사)
2000년 3월~현재: 광운대학교 전
자통신공학과 박사과정
1994년 4월~현재: 한국산업기술

평가원 선임연구원

<관심분야> RF Signal detecting, 통신신호처리, DSP

이 형 규 (Lee Hyung Kyu)

정회원



2000년 2월: 호원대학교 정보통신
공학과 (공학사)
2002년 8월: 광운대학교 전파공
학과(공학석사)
2002년 9월~현재: 광운대학교 전파
공학과 박사과정
<관심분야> RF, 마이크로파 회
로설계 및 응용

김 용 환 (Kim Yong Hwan)

정회원



2000년 2월: 광운대학교 전자공
학부(공학사)
2002년 2월: 광운대학교 전파공
학과
(공학석사)
2002년 3월~현재: 광운대학교 전
파공학과 박사과정

<관심분야> MW/RF 능동 및 수동회로 설계, MW/RF
시스템

홍 의 석 (Hong Ui seok)

종신회원



1968년 2월: 광운대학교 전자통
신공학과(공학사)
1973년 9월: 연세대학교 전자공
학과(공학석사)
1982년 11월: 독일 Aachen 공대
전자공학과(공학박사)
1986년~1987년: 미국 Univ. of
Texas 객원교수
2001년 1월 ~ 2001년 12월: 한국통신학회 회장
2002년 5월 ~ 2003년 12월: 한국 ITS 학회 초대회장
1992년 2월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 교수
<관심분야> 초조주파 RF 능동/수동회로 설계, RF 시스템