

λ/4 개방형 CRLH 스텐브와 LH 전송 선로를 이용한 주파수 체배기 설계

A Design of Frequency Multipliers Using λ/4 Open Composite Right/Left Handed Stub and Left Handed Transmission Line

서수진 · 박상근* · 최흥재 · 정용채 · 임종식**

Sujin Seo · Sangkeun Park* · Heungjae Choi · Yongchae Jeong · Jongsik Lim**

요 약

본 논문에서는 composite right/left-handed 전송 선로를 이용한 주파수 체배기를 제안하였다. 제안된 주파수 체배기의 left-handed 전송 선로는 기본 주파수(f_0) 성분을 억압하였고, composite right/left-handed λ/4 개방 스텐브는 원하지 않는 고조파 신호 성분들을 제거하였다. Left-handed 전송 선로와 composite right/left-handed λ/4 개방 스텐브를 조합하여 사용함으로써, 오직 3차 및 4차 고조파와 같은 원하는 고조파 신호들만을 효과적으로 얻을 수 있었다. 본 논문의 타당성을 보이기 위해 기본 주파수를 1 GHz로 하는 주파수 체배기를 설계하고, 측정하였다. 설계된 주파수 체배기의 입력 전력을 0 dBm으로 하였을 때, 측정된 3차 체배기와 4차 체배기의 출력 전력은 각각 -5.67 dBm과 -6.43 dBm이다.

Abstract

A novel frequency multiplier using composite right/left-handed transmission line is proposed. The left-handed transmission line in the proposed frequency multiplier suppresses the fundamental component(f_0), while the composite right/left-handed λ/4 open stub diminishes unwanted harmonics. Due to the combination of the left-handed transmission line and composite right/left-handed λ/4 open stub, the only desirable multiplied frequency component such as $3 f_0$ and $4 f_0$ are obtained at the output port excellently. For the example of the proposed design, frequency multipliers are designed at 1 GHz of f_0 and measured. The measured output power of $3 f_0$ and $4 f_0$ is -5.67 dBm and -6.43 dBm, respectively, when the fundamental input power was 0 dBm.

Key words : Frequency Multiplier, Harmonic Suppression, Composite Right/Left-Handed Transmission Line

I. 서 론

마이크로파, 밀리미터파 통신 및 레이다 시스템에서는 높은 안정도와 저잡음 주파수 신호원을 요구하며, 높은 주파수 신호원을 안정화시키기 어렵기 때문에 저주파 신호를 체배하여 사용한다. 이러한 주

파수 체배기는 기본 주파수 신호를 두 배 혹은 그 이상으로 체배하는 회로이다. 주로 비선형 소자의 고조파 성분을 이용하기 때문에 원하는 출력 특성에 맞도록 비선형 소자의 입/출력 매칭 회로를 설계한다. 일반적인 능동 체배기는 낮은 차수의 고조파 체배의 경우 변환 이득을 얻을 수 있으며, 리액턴스 성

「 이 연구에 참여한 연구자는 2단계 BK21 사업의 지원비를 받았다.」

전북대학교 전자정보공학부 & BK21(Dept. of Electronics and Communication Engineering, Chonbuk National University)

*삼성탈레스(주)(Samsung Thales)

**순천향대학교 전기통신시스템공학과(Dept. of Electrical & Communication System Engineering, Soochunhyang University)

· 논문 번호 : 20070904-095

· 수정완료일자 : 2007년 10월 22일

분의 비선형 요소를 사용하여 고조파를 발생시킨다. 이러한 주파수 체배기는 불필요한 고조파 성분들을 포함하고 있어 주파수 혼합기에서 국부 발진 신호와 혼합할 때, 동작 대역 내에 혼변조 신호들을 발생시켜 시스템 성능을 저하시키므로 불필요한 고조파 신호들을 효과적으로 제거해야 한다^{[1],[2]}. 기존의 주파수 체배기는 기본 주파수 신호를 제거하기 위해 $\lambda/4$ 개방형 스텐브나 평형 체배기 구조를 이용하였다. 하지만 이러한 방법은 특정 주파수 성분만을 제거할 수 있고, 일반적으로 20~25 dB 이하의 제거 효과를 갖는다. 또한, 기본 주파수 신호와 원치 않는 고조파 성분들을 제거하기 위해 대역 통과 여파기를 사용하는데, 대역 통과 여파기의 삽입 손실로 인해 체배된 신호의 불필요한 신호 감쇠가 발생하게 된다. 또한, 집적회로 구현시 정확한 특성을 구현하기 위한 높은 Q값을 갖는 대역 통과 여파기를 만들기 쉽지가 않아 집적화하기 어려운 문제점이 있다. 또한, 전력 증폭기의 선형화에 많이 쓰이는 feedforward 기술이 있다. 이것은 주파수 체배기에서 발생하는 불필요 기본파 성분을 효과적으로 제거할 수 있다는 장점이 있지만 결합기, 가변 감쇠기 그리고 가변 위상 변환기 등 부가적인 회로로 인하여 전체 주파수 체배기의 구조가 복잡하게 되어, 전체 회로의 면적이 넓어지는 문제가 발생하게 된다^[3].

본 논문에서는, 이러한 문제점을 개선하기 위하여 간단한 집중 정수 소자로 이루어진 left-handed 전송선로(LHTL)를 이용하여 기본 주파수 성분을 효율적으로 제거하였고, 이중 대역 차단 특성을 가진 $\lambda/4$ 개방형 composite right/left-handed(CRLH) 스텐브를 이용하여 원하지 않는 고조파 신호를 제거하였다. 따라서 제안한 주파수 체배기는 가변 감쇠기나 가변 위상 변환기 등의 부가적인 회로없이 매우 간단한 구조로 구현할 수 있어 feedforward 구조보다 작은 면적에 구현할 수 있다.

II. 주파수 체배기의 설계

2.1 주파수 체배기 이론

트랜지스터의 입력 전압에 따른 출력 전류 파형은 바이어스 조건과 전도각(conduction angle)에 따

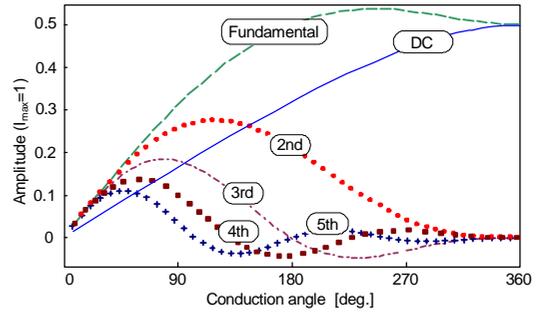


그림 1. 전도각에 따른 기본 신호 성분과 고조파 성분의 크기 비교

Fig. 1. Amplitude comparison of the fundamental and harmonic components versus conduction angle.

라 설명할 수 있다. 바이어스 전압에 따른 DC 전류 소비와 고조파 신호는 식 (1)과 (2)에서와 같이 나타낼 수 있으며, 이때 α 는 입력 신호의 전도각이다.

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{max}}{1 - \cos(\alpha/2)} [\cos \theta - \cos(\alpha/2)] d\theta \quad (1)$$

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{max}}{1 - \cos(\alpha/2)} [\cos \theta - \cos(\alpha/2)] \cos n\theta d\theta \quad (2)$$

그림 1은 식 (1)과 (2)를 이용하여 전도각에 따른 dc 및 기본파와 5차까지의 고조파 신호의 진폭을 나타낸 것이다. 그림 1에서 3차 고조파 신호와 4차 고조파 신호에 대한 진폭의 최대점은 전도각이 75°와 60°이고, 전도각에 따라 출력 전류 파형이 결정되며, 트랜지스터의 바이어스를 B급과 C급 중간 지점인 pinch-off 전압 근처에서 동작시켜야 한다. 바이어스를 결정한 후, 그림 2와 같이 입력단은 기본 주파수 (f_0)에 대해 정합을 하되 출력단은 체배된 신호의 진폭이 최대가 되도록 체배된 주파수에 대하여 정합하였다.

그림 2의 블록 다이어그램의 단자 A에서는 체배된 고조파 성분을 얻을 수 있지만, 기본파 및 원하지 않는 고조파 신호의 진폭이 원하는 고조파 신호의 진폭에 비해 무시할 수 없을 만큼 크게 출력된다. 따라서 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텐브와 LHTL을 이용하여 원하지 않는 기본파 및 고조파 신호들을 제거할 수 있으며, 원하는 신호만을 출력할 수 있다.

2.2 LH 전송 선로의 특성

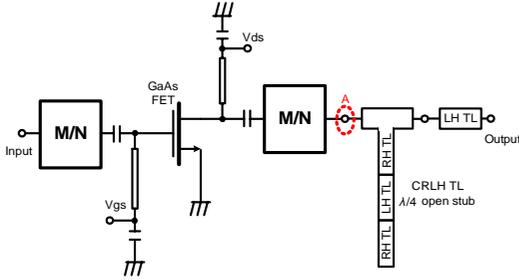


그림 2. 제안된 주파수 체배기의 블록 다이어그램
Fig. 2. Block diagram of the proposed frequency multiplier.

자연계에 존재하는 일반적인 단위 길이 전송 선로(Right Handed Transmission Line: RHTL)의 등가 회로는 그림 3(a)와 같이 직렬 인덕터와 병렬 커패시터로 표현할 수 있으며, RHTL에 대해 역위상 특성을 갖도록 인위적으로 만들어낸 LHTL의 등가 회로는 그림 3(b)와 같이 직렬 커패시터와 병렬 인덕터로 나타낼 수 있다^{[4],[5]}. 각 단위 셀의 위상 응답은 식 (3) 및 (4)와 같이 나타낼 수 있으며, 식 (3)과 (4)를 통해 RHTL과 LHTL이 역위상 특성을 갖는 것을 알 수 있다. 각 RHTL과 LHTL에 대한 특성 임피던스 Z_{0R} 과 Z_{0L} 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_R = -\arctan\left[\frac{\omega}{2}\left(Z_{0R}C_R + \frac{L_R}{Z_{0R}} - \frac{\omega^2 L_R^2 C_R}{2Z_{0R}}\right) / (2 - \omega^2 L_R C_R)\right] < 0 \quad (3)$$

$$\theta_L = -\arctan\left[\frac{\omega}{2}\left(Z_{0L}C_L + \frac{L_L}{Z_{0L}} - \frac{1}{\omega^2 L_L Z_{0L}}\right) / (1 - 2\omega^2 L_L C_L)\right] > 0 \quad (4)$$

$$Z_{0R} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}, \quad Z_{0L} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (5)$$

본 논문에서 기본 주파수 성분(f_0)을 제거하기 위해 제작한 LHTL은 그림 3(b)의 단위 셀 4개를 캐스캐이드 방식으로 연결하여 구성하였으며, 각 단의 소자는 동일한 값의 직렬 커패시터와 단락 스테브로 구현한 인덕터로 구현하였다^[6]. 구현된 캐패시터와 인덕터의 값은 각각 1.1 pF와 2.8 nH이며, LHTL의 특성 임피던스는 50.5 Ω이다. 제작된 LHTL의 크기는 12×15 mm이다. 그림 4는 설계한 LHTL의 시뮬레

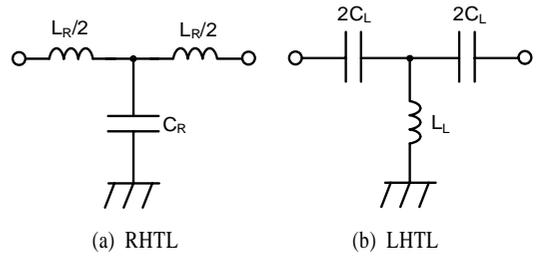


그림 3. T형 등가 회로
Fig. 3. T-type unit cells.

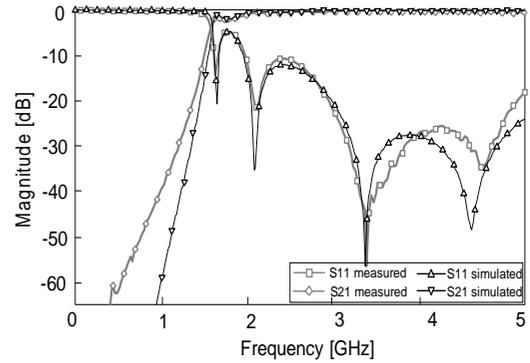


그림 4. LHTL의 시뮬레이션 결과와 측정 결과 비교
Fig. 4. Simulated and measured results of the LHTL.

이션 결과와 제작된 회로의 측정 결과를 비교한 그래프이다. 그림 4를 통해 LHTL이 고역 통과 여파기와 유사한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다. 따라서 LHTL을 이용하여 f_0 가 1 GHz인 주파수 체배기를 구현한다면, 동일한 소자 값을 갖는 셀들의 조합으로 이루어진 간단한 구조의 LHTL만으로 기본 주파수 성분을 제거할 수 있으며, 2체배 주파수 이상의 고조파 신호는 통과시키는 특성을 얻을 수 있다.

2-3 λ/4 개방형 CRLH 스테브

λ/4 개방형 스테브는 f_0 와 홀수배의 고조파 신호에 대해 차단 특성을 가지고 있어 원하지 않는 고조파 신호를 차단시키는 용도로 널리 사용되고 있다. 3차 주파수 체배기에 대해서 더욱 안정적인 신호원을 얻기 위해서는 기본파 이외에 2차 고조파 신호와 4차 고조파 신호를 추가적으로 제거해야 하며, 4차 주파수 체배기에 대해서는 2차 고조파 신호와 3차 고조파 신호를 제거해야 한다. f_0 가 1 GHz일 때, 3차

주파수 체배기의 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 f_1 과 f_2 는 각각 2 GHz와 4 GHz이며, 4차 주파수 체배기의 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 f_1 과 f_2 는 각각 2 GHz와 3 GHz이다.

일반적인 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브는 RHTL과 LHTL을 결합한 형태이다. RHTL과 LHTL의 주파수에 따른 위상 응답을 각각 $\theta_R(f)$ 과 $\theta_L(f)$ 로 표현한다면 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 위상 응답 특성은 식 (6)과 같이 RHTL과 LHTL의 위상 응답의 합으로 나타낼 수 있다. 임의의 차단 주파수 f_1 에서 위상 특성이 -90° 가 될 때, 두 번째 차단 주파수 f_2 에서 -270° 가 되도록 조절할 수 있기 때문에, 차단 주파수 f_1 과 f_2 에서 신호 차단 특성을 갖게 된다. 이때 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브를 구성하는 LHTL의 차단 주파수($f_{c,LHTL}$)가 첫 번째 차단주파수 f_1 보다 작아야 한다($f_{c,LHTL} < f_1$). LHTL의 각 소자 값은 식 (7)과 (8)을 연립하여 풀면 구할 수 있다.

$$\theta_c(f) = \theta_R(f) + \theta_L(f) \tag{6}$$

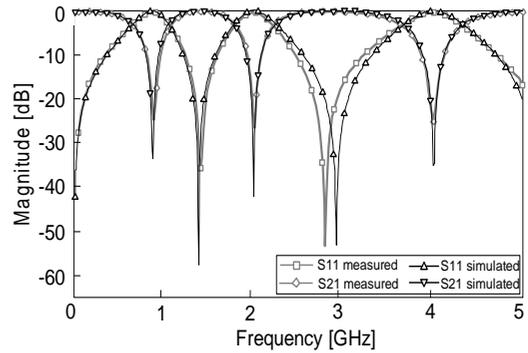
$$\theta_c(f_1) = -(2\pi N \sqrt{L_R C_R})f_1 + \frac{N}{2\pi \sqrt{L_L C_L}} \frac{1}{f_1} \approx -\frac{\pi}{2} \tag{7}$$

$$\theta_c(f_2) = -(2\pi N \sqrt{L_R C_R})f_2 + \frac{N}{2\pi \sqrt{L_L C_L}} \frac{1}{f_2} \approx -\frac{3\pi}{2} \tag{8}$$

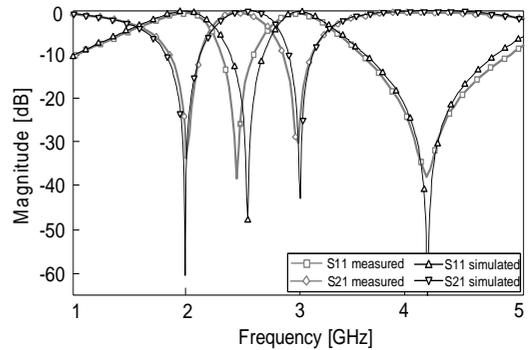
표 1은 식 (7)과 (8)을 이용하여 계산된 집중 정수 소자의 값과 실제 사용한 소자 값이다. 구해진 결과 값을 이용하여 제작하였으며, RHTL과 LHTL을 캐스케이드로 연결하여 구현하였다. 제작된 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 크기는 15×45 mm이며, 시뮬레이션 결과와 측정 결과에 대한 비교 그래프는 그림 5와 같다. 표 2는 각 체배된 주파수에서의 신호에 대한 값을 정리한 것이다.

표 1. $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 집중 정수 소자값
Table 1. Lumped element values of CRLH TL $\lambda/4$ open stub.

Elements value	For tripler	For quadrupler
C_L (Designed/Available)	1.5 pF/1.5 pF	0.6 pF/0.7 pF
L_L (Designed/Available)	3.8 nH/4.2 nH	1.7 nH/1.7 nH



(a) 3차 주파수 체배기
(a) Tripler



(b) 4차 주파수 체배기
(b) Quadrupler

그림 5. $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 시뮬레이션과 측정 결과 비교

Fig. 5. Simulated and measured results of the CRLH TL $\lambda/4$ open stub.

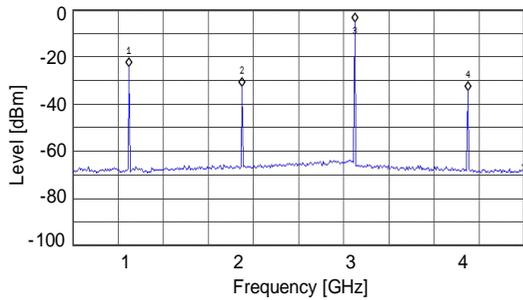
표 2. $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테르브의 측정 결과
Table 2. Measured results of CRLH TL $\lambda/4$ open stub.

$f_0=1$ GHz	S_{21} [dB]		
	$2f_0$	$3f_0$	$4f_0$
For tripler	-24.77	-0.38	-24.97
For quadrupler	-26.74	-24.17	-0.24

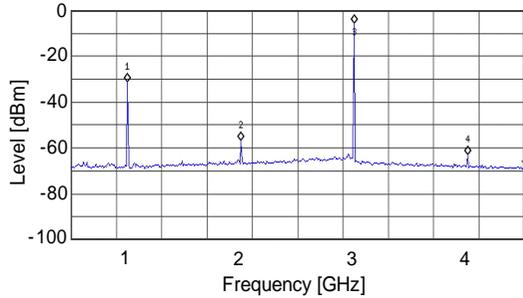
III. 실험 및 측정 결과

본 논문에서 제시하는 주파수 체배기의 타당성을 보이기 위해 각각 1 GHz 신호원을 3 GHz로 체배하는 3차 주파수 체배기와 1 GHz 신호원을 4 GHz로 체배하는 4차 주파수 체배기를 설계하였다. 사용된

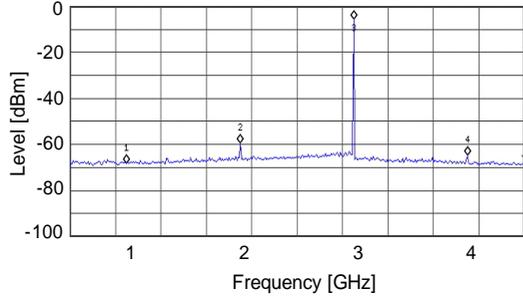
트랜지스터는 ATF10136 MESFET을 사용하였고, 3차 주파수 체배기의 드레인 전압과 게이트 전압은 각각 1.3 V와 -1.3 V를 공급하였고, 4차 주파수 체배기의 드레인 전압과 게이트 전압은 1.2 V와 -1.2 V로 하여 각각 3차 고조파 성분과 4차 고조파 성분이 가장 많이 발생하도록 B급과 C급 사이의 pinch-off 전압 근처에서 동작하도록 하였다. 또한, 입출력 정합점은 Load-full 방법을 이용하여 추출하였고, Agilent사의 ADS를 이용하여 정합회로를 설계하고 구현하였다. 그림 6은 제작된 3차 주파수 체배기의



(a) Only tripler



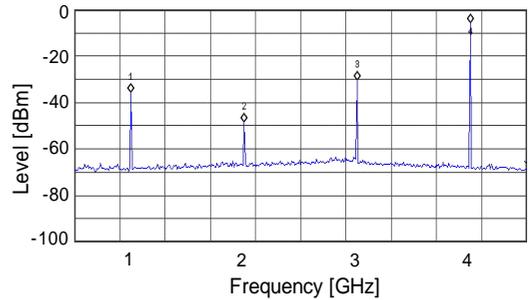
(b) Tripler+OS



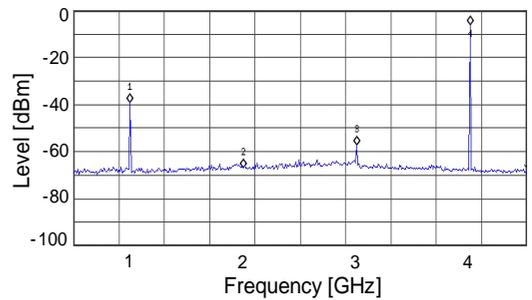
(c) Tripler+OS+LHTL

그림 6. 3차 주파수 체배기의 측정 결과
Fig. 6. Measured spectrum of the frequency tripler.

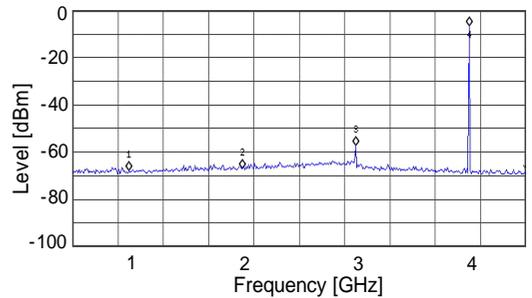
출력 특성을 나타내었으며, 각각 3차 주파수 체배기만 적용하였을 경우, 3차 주파수 체배기와 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텔브(OS)를 적용하였을 경우(tripler+OS), 3차 주파수 체배기와 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텔브(OS) 그리고 LHTL 모두 적용하였을 경우(tripler+OS+LHTL)의 측정 결과를 비교하고 있다. 또한, 그림 7은 제작된 4차 주파수 체배기의 출력 특성을 나타내었으며, 각각 4차 주파수 체배기만 적용하였을 경우, 4차 주파수 체배기와 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텔



(a) Only quadrupler

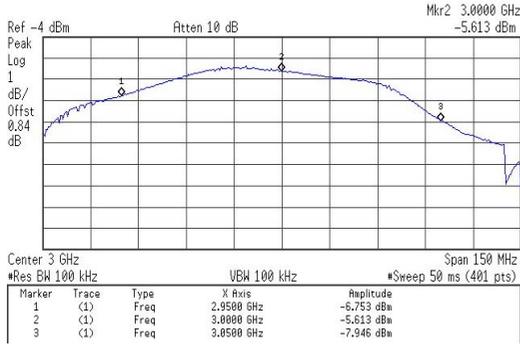


(b) Quadrupler+OS



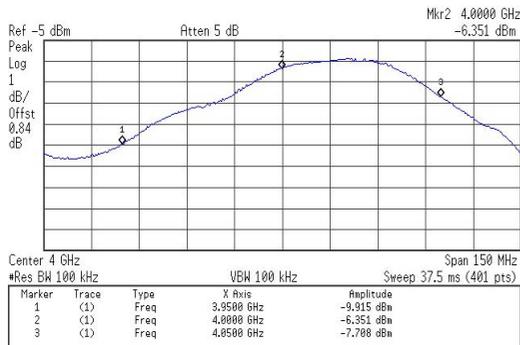
(c) Quadrupler+OS+LHTL

그림 7. 4차 주파수 체배기의 측정 결과
Fig. 7. Measured spectrum of the frequency quadrupler.



(a) 3차 주파수 체배기

(a) Tripler



(b) 4차 주파수 체배기

(b) Quadrupler

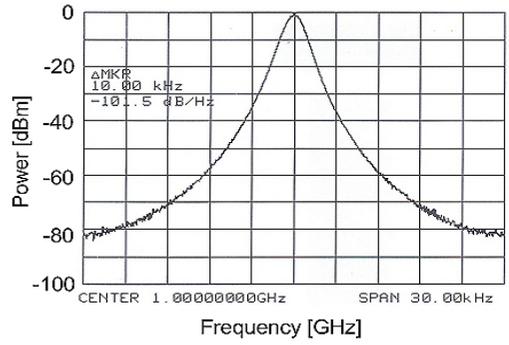
그림 8. 주파수에 따른 변환 손실

Fig. 8. Conversion loss for frequency sweep.

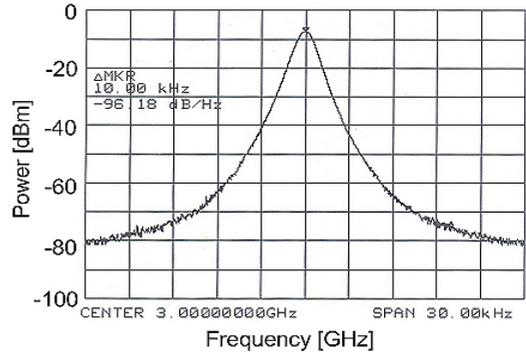
브(OS)를 적용하였을 경우(tripler+OS), 4차 주파수 체배기와 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텐브(OS) 그리고 LH-TL 모두 적용하였을 경우(tripler+OS+LHTL)의 측정 결과를 비교하고 있다.

측정 결과, 주파수 체배기만을 사용하였을 때보다 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스텐브와 LHTL을 모두 적용하였을 때 체배하고자 하는 신호를 제외한 기본파와 고조파 신호들을 노이즈 레벨까지 제거할 수 있었다. 각각 측정된 3차 주파수 체배기와 4차 주파수 체배기의 측정 결과 값은 표 3에 정리하였다.

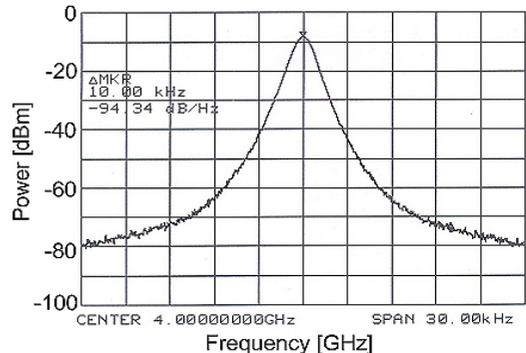
그림 8은 제작된 주파수 체배기의 주파수에 변화에 따른 변환 손실을 측정한 그래프이다. 3차 주파수 체배기의 변환 손실은 입력 신호가 0 dBm일 때, 3 GHz에서 5.6 dB이며, 100 MHz의 주파수 범위에서 2.5 dB의 변화폭을 갖는다. 4차 주파수 체배기의 경우, 입력 신호가 0 dBm일 때 변환 손실이 4 GHz에



(a)



(b)



(c)

그림 9. (a) 입력 신호에 대한 위상 잡음, (b) 3차 주파수 체배기의 출력 신호에 대한 위상 잡음, (c) 4차 주파수 체배기의 출력 신호에 대한 위상 잡음

Fig. 9. Phase noise of (a) input signal, (b) output signal of tripler, (c) output signal of quadrupler.

서 6.3 dB이며, 100 MHz 주파수 범위에서 4.8 dB의 변화폭을 갖는다. 이는 입/출력단의 정합 특성이 열화되어 체배된 주파수 대역의 삽입 손실이 일정하

표 3. 3차 주파수 체배기와 4차 주파수 체배기의 측정 결과 값(dBm)

Table 3. Measured result values of frequency tripler and quadrupler(dBm).

	P_{f0}	P_{2f0}	P_{3f0}	P_{4f0}
Only tripler	-24.43	-32.72	-5.48	-34.17
Tripler + OS	-31.25	-56.92	-5.75	-62.93
Tripler+OS+LHTL	-68.39	-59.27	-5.67	-64.68
Only quadrupler	-35.75	-48.57	-30.25	-5.94
Quadrupler+OS	-39.10	-66.85	-57.26	-6.27
Quadrupler+OS+LHTL	-68.00	-66.89	-57.35	-6.42

값을 갖지 않음을 알 수 있다.

그림 9는 측정된 주파수 체배기의 출력 신호에 대한 위상 잡음을 측정된 그래프이다. 측정된 주파수 체배기의 위상 잡음은 10 kHz 오프셋에서 입력 신호가 -101.5 dBc/Hz이다. 이때 3차 주파수 체배기의 위상 잡음은 -96.18 dBc/Hz이며, 4차 주파수 체배기의 위상 잡음은 -94.34 dBc/Hz이다. 측정된 주파수 체배기의 위상 잡음은 이론적으로 계산된 주파수 체배기의 위상 잡음 열화 값인 $20\log(3)=9.5$ dB와 $20\log(4)=12$ dB보다 각각 4.18 dB와 4.74 dB 향상된 결과이다. 이는 기본 주파수와 원하지 않는 고조파 주파수에서 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테브와 LHTL의 중단 특성에 기인한다. 따라서 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테브를 이용함으로써 고조파 차단 특성을 가질 뿐만 아니라 원하는 신호인 3차 주파수 성분과 4차 주파수 성분에 대한 위상 잡음 특성을 개선해줄 수 있다. 그림 10은 실제 제작된 주파수 체배기의 사진

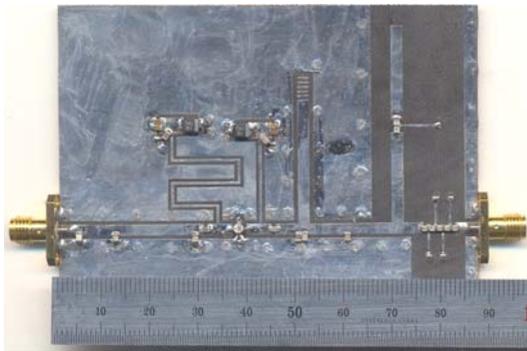


그림 10. 제작된 주파수 체배기
Fig. 10. Photographs of the fabricated tripler.

이다.

IV. 결 론

높은 안정도와 저위상 잡음의 신호원을 얻기 위한 주파수 체배기 설계 기법을 제시하였다. 본 논문에서는 기존에 이용되었던 feedforward 방식과 달리 트랜지스터를 이용하여 체배된 신호를 출력하였고, LHTL과 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테브를 이용하여 트랜지스터에서 출력된 기본 주파수 성분과 원하지 않는 고조파 신호를 차단하였으며, 원하는 신호원에 대한 높은 안정도와 위상 잡음 특성을 얻었다. 주파수 체배기에서 사용한 LHTL과 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테브는 본 논문에서 제시한 것처럼 매우 간단한 방법으로 구현하였다. 따라서 기존의 고조파 신호를 제거하기 위해 사용하였던 대역 통과 필터에 비해 구현이 용이하다. 또한 LHTL과 $\lambda/4$ 개방형 CRLH 스테브의 고조파 차단 특성을 다른 마이크로파 회로 설계에 응용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] E. N. Ivanov, M. E. Tobar, and R. A. Woode, "Ultra-low-noise microwave oscillator with advanced phase noise suppression system", *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 6, no. 9, pp. 312-314, Sep. 1996.
- [2] D. P. Tsarapkin, V. S. Komarov, "Frequency stable microwave oscillator with combined frequency stabilization", *Proc. Moscow Power Engineering Institute*, pp. 82-87, 1973.
- [3] Y. C. Jeong, J. S. Lim, "A novel frequency doubler using feedforward technique and detected ground structure", *IEEE Microwave Wireless and Components Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 557-559, Dec. 2004.
- [4] G. V. Eleftheriades, A. K. Iyer, and P. C. Kremer, "Planar negative refractive index media using periodically L-C loaded transmission lines", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2702-2712, Dec. 2002.
- [5] A. Grbic, G. V. Eleftheriades, "Overcoming the di-

fraction limit with a planar left-handed transmission-line lens", *Physic Rev. Letters*, vol. 92, no. 11, Mar. 2004.

[6] A. Lai, C. Caloz, and T. Itoh, "Composite right/

left-handed transmission line metamaterials", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 34-50, 2004.

서 수 진



2006년 2월: 전북대학교 전자정보공학부 (공학사)
2006년 3월~현재: 전북대학교 정보통신공학과 석사과정
[주 관심분야] RFIC

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신본부 선임연구원
2006년 7월~2007년 12월: Georgia Institute of Technology 방문연구교수
1998년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 부교수 및 IDEC WG 참여교수
[주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계

박 상 근



2005년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
2007년 2월: 전북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
2007년 6월~현재: (주)삼성탈레스 주임연구원
[주 관심분야] RF 전력 증폭기, DGS

임 중 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
1993년 2월~1999년 3월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단, 무선방송기술연구소 선임연구원
2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사업단 박사후 연구원
2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관
2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송통신구단 전파기술연구그룹 선임연구원
2005년 3월~현재: 순천향대학교 전기통신공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 무선 회로/부품 설계, 능동/수동 소자 모델링 및 회로 응용, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용 등

최 흥 재



2004년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
2006년 2월: 전북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
2006년 2월~현재: 전북대학교 정보통신공학과 박사과정
[주 관심분야] 광대역 증폭기, 고효율 증폭기, 선형화기