

전력증폭기 트랜지스터 파라미터의 능동 주파수 체배기 성능 영향에 대한 분석

Analysis of Transistor's Circuit Coefficients on the Performance of Active Frequency Multipliers

박 영 철

Youngcheol Park

요 약

본 논문은 RF 전력증폭기용 트랜지스터의 주파수 체배기 활용을 위한 최대 효율 조건에 대해 분석하고, 고효율을 달성을 위한 출력 정합 회로에서의 고조파 임피던스와 기생 성분에 의한 부정합 영향에 대해 고찰하였다. 이를 바탕으로 능동 주파수 체배기의 설계에 있어 입력 바이어스 제어를 통해 고조파 전류를 발생시키는 경우의 이론적인 고조파 전력을 예상하였으며, class-F 구조를 기반으로 하여 주파수 3체배기를 설계하고, 트랜지스터의 비선형 파라미터로써 정규화된 3차 고조파 전력을 예상하였다. 위의 분석 결과를 바탕으로 2.475 GHz에서 주파수 3체배기를 설계하였으며, 시뮬레이션 효율 약 19.5 % 및 측정 효율 22.9 %, 최대 변환 이득 9.5 dB의 결과를 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, the optimal condition for efficient active frequency multipliers is analyzed. This analysis is based on the effects from transistor nonlinear coefficients, harmonic impedances, and output parasitic components. From the analysis, normalized harmonic power is estimated with the clipping condition of a commercial transistor, and the condition for high conversion efficiency is suggested. From the analysis, a class-F frequency tripler was implemented for the output at 2.475 GHz, showing the maximum efficiency of 22.9 % and the maximum conversion gain of 9.5 dB.

Key words : Efficiency, Frequency Multiplier, Power Amplifier

I. 서 론

최근의 급증하는 무선 통신 데이터 수요와 연계하여 무선 신호 전송기기가 많은 주목을 받고 있는 상황이며, 향후 수 년 이내에 급증할 것으로 예상되는 인지 무선 등의 적응형 스마트 단말의 경우 다중 주파수 대역에서의 동작을 요구하는 바, 현재로서는 스위칭을 통해 협대역 증폭기를 전환하는 방법으로

대응하고 있는 상황이다. 이러한 기술적 제한을 넘기 위하여 주파수 체배기를 다중 대역 전송 장치로 활용하는 기반 기술이 제안되었으나, 다중 대역 신호 전송 장치의 가능성을 제시하는 수준이었을 뿐 증폭기의 비선형성 제약으로 인하여 충분한 이득이나 높은 효율 등에 있어 만족할 만한 성능을 보여주지 못하였다^[1]. 이를 보완하기 위하여, 최근 들어 이론적으로 100 % 효율을 얻을 수 있는 F급, E급 전력

「이 연구는 2011학년도 한국외국어대학교 교내학술연구비의 지원에 의하여 이루어졌음.」

한국외국어대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Hankuk University of Foreign Studies)

· 논문 번호 : 20110809-084

· 교신저자 : 박영철(e-mail : ycpark@hufs.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 9월 20일

증폭기 이론을 적용하는 효율 개선을 위한 연구가 진행되고 있다^[2]. 본 논문에서는 이러한 고효율 주파수 체배기 설계의 연장선에서 전력증폭기용 트랜지스터가 주파수 체배기의 효율에 미치는 영향을 분석하고, clipping 조건 하에서 트랜지스터 출력의 비선형 특성과 고조파 출력 임피던스 및 기생 캐패시턴스에 의한 복합적인 고조파 출력 전력 변화에 대해 분석하였으며, 이를 토대로 2.475 GHz 대역 주파수 3체배기를 설계, 검증하였다.

II. 주파수 체배기의 고조파 분석

능동형 주파수 체배기의 드레인 출력 전압 v_D 과 전류 i_D 파형은 아래와 같이 복소 영역에서 전개할 수 있다.

$$v_D = V_{DD} + Re \left(\sum_k j \cdot v_k e^{-jk\omega_c t} \right) = V_{DD} + Re \left(\sum_k \bar{V}_k \right) \quad (1)$$

$$i_D = I_{dc} + Re \left(\sum_k j \cdot i_k e^{-jk\omega_c t} \right) = I_{dc} + Re \left(\sum_k \bar{I}_k \right) \quad (2)$$

여기서, v_k 와 i_k 는 각각 드레인 전압과 전류의 평균화된 고조파 신호 성분이며, 고조파 임피던스 Z_k 는 v_k 와 i_k 의 페이저로부터 찾을 수 있다.

$$Z_k = \frac{\bar{V}_k}{\bar{I}_k} \quad (3)$$

트랜지스터의 비선형성에 의존하는 능동주파수 체배기의 경우, 바이어스 조절을 통하여 입력 전압과 출력 전류의 비선형성을 발현시키는 방법을 활용하며, 다음과 같이 비선형 transconductance g_m 과 비선형 계수 α_k 로 근사화하여 표현할 수 있다.

$$i_D = g_m v_{in} \approx \sum_{k=0}^N i_k = \sum_{k=0}^N \alpha_k v_{in}^k \quad (4)$$

여기서 얻어지는 고조파 전류 i_k 는 트랜지스터의 pinch-off와 클리핑(clipping) 등의 비선형 특성과 외부 바이어스에 의해 결정되어지며, 일반적인 게이트 전압 제어를 통한 고조파 발생의 경우 드레인에서 다음의 전류 성분을 나타내는 것으로 근사화 된다^[3].

$$I_{d,1} = \frac{16I_{max}}{\pi(a/2)^4} \cdot \left\{ 3 - \left(\frac{a}{2} \right)^2 \cdot \sin \left(\frac{a}{2} \right) - \frac{3\alpha}{2} \cdot \cos \left(\frac{a}{2} \right) \right\} \quad (5)$$

$$I_{d,3} = \frac{16I_{max}}{\pi(3a/2)^4} \cdot \left\{ \left[1 - \frac{1}{3} \left(\frac{3a}{2} \right)^2 \right] \cdot \sin \left(\frac{3a}{2} \right) - \frac{3a}{2} \cdot \cos \left(\frac{3a}{2} \right) \right\} \quad (6)$$

여기서 a 는 도통각(conduction angle)이다.

따라서, 결과적인 비선형 전압 전류 파형은 다음과 같이 표현된다.

$$v_D = V_{DD} + Re \left\{ \sum_k (Z_k \bar{I}_k) \right\} = V_{DD} + Re \left\{ \sum_k \alpha_k Z_k (v_{in})^k \right\} \quad (7)$$

한편, 트랜지스터의 드레인에서의 전력은 전원을 통해 공급되는 전력과 부하로 전달되는 전력, 고조파로써 단순 소모되는 전력으로 분리할 수 있으며, 이를 소모 주체별로 DC 전력, 출력 전력, 고조파 전력, 드레인 전력으로 분류하여 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$P_{drain} = \frac{1}{T} \int_0^T v_D(t) \cdot i_D(t) dt = P_{DC} + \frac{1}{2} \frac{|V_n|^2}{R_n} + \frac{1}{2} Re \left(\sum_{\substack{k=odd \\ k \neq n}} \frac{|V_k|^2}{Z_k} + \sum_{\substack{k=even \\ k \neq n}} |\bar{I}_k|^2 Z_k \right) = P_{DC} - P_{out} - P_{har} \quad (8)$$

여기서 P_{DC} 는 전원에서부터 공급되는 전력이며, P_{out} 은 부하로 전달되는 n 차 고조파 영역에서의 전력, P_{har} 은 n 차 고조파 영역 이외의 모든 고조파 전력 손실을 의미한다. 따라서, 주파수 체배기의 효율은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{P_{DC} - P_{drain} - P_{har}}{P_{DC}} \times 100 (\%) \quad (9)$$

이 때, 우선적으로 P_{out} 을 최대화 해야 하기 위해 n 차 고조파 전압이 아래와 같이 최대 진폭을 갖도록 n 차 부하 저항을 설정한다.

$$R_n = \frac{1}{2} \frac{v_{max} - v_{knee}}{I_{d,n}} \quad (10)$$

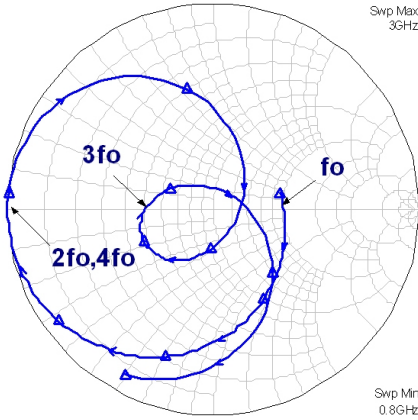


그림 1. Class-F급 주파수 3체배기의 출력 임피던스 설계
Fig. 1. Output harmonic matching circuit of the frequency tripler.

여기서, v_{max} 는 최대 드레인 출력 전압, v_{knee} 는 트랜지스터의 knee-voltage이다.

최종적으로 n 차 고조파 출력 $P_{o,n}$ 은 다음과 같이 드레인에서의 고조파 출력 $P_{drain,n}$ 와 트랜지스터 외부의 n 차 고조파 부하 저항 R_n , 트랜지스터의 비선형 파라미터 및 내부 기생 임피던스의 복합 작용으로서 아래 식과 같이 표현된다.

$$P_{drain,n} = \frac{1}{2} R_n |i_n|^2 = \frac{1}{2} R_n |\alpha_n v_{in}^n|^2 = \frac{1}{2} R_n |\alpha_n|^2 (2R_{in} P_{in})^n \quad (11)$$

$$P_{o,n} = P_{drain,n} \cdot (1 - |\Gamma_n|)^2. \quad (12)$$

여기서 반사 계수 Γ_n 는 출력 임피던스와 기생 성분에 의한 고조파 전류원 등가 임피던스에 의해 다음 식으로 표현된다.

$$\Gamma_n = \frac{Z_n - Z_{parasitic}}{Z_n + Z_{parasitic}} \quad (13)$$

위 식으로부터 기본 주파수에서의 전력 $P_{o,1}$ 으로 정규화된 n 차 고조파 전력은 아래와 같이 표현한다.

$$\frac{P_{o,n}}{P_{o,1}} = \frac{R_n}{R_1} \cdot \left| \frac{\alpha_n}{\alpha_1} \right|^2 \cdot \left(\frac{1 - |\Gamma_n|}{1 - |\Gamma_1|} \right)^2 \quad (14)$$

단, 본 논문에서의 고조파 전력 분석은 좀 더 근본적인 전력 비율 산출을 위하여 short 혹은 open에

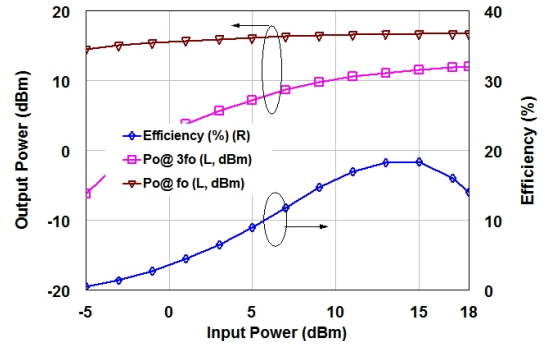


그림 2. Class-F급 능동주파수 체배기 성능(시뮬레이션)
Fig. 2. Simulated results of the class-F frequency tripler.

의한 피드백 효과는 고려하지 않았으며, 추후 피드백 파라미터를 감안할 경우 위상차에 의한 효율 상승 혹은 감소 영향을 분석할 수 있다.

결과적으로, 고효율 주파수 체배기의 설계를 위해서 체배 주파수에서의 전력 $P_{o,n}$ 를 최대화함과 병행하여 불요 고조파 P_{har} 를 최소화하는 기본 원리를 근본으로 하되, 경우에 따라서 class-F 적용과 같이 드레인 소모 전력 P_{drain} 을 최소화하는 우회적인 방법으로 고효율을 달성하기도 한다^{[2],[4]}. 그러나 일반적으로 능동형 주파수 체배기에 활용되는 트랜지스터는 $\alpha_n < \alpha_1$ 의 특성을 가지므로 높은 α_1 은 P_{har} 를 증가시켜 효율을 떨어뜨리는 주요 원인으로 작용한다. 이를 극복하기 위하여 불요 고조파의 전류원은 트랜지스터의 최대 허용 전류나 전압을 고려하여 0 혹은 무한대의 출력 임피던스 값을 취하여야 한다.

III. Class-F급 주파수 체배기 설계 및 측정

앞에서의 주파수 체배기의 효율 및 전력 분석을 주파수 체배기에 활용하여 2.47 GHz 대역에서 class-F 체배기 설계 조건^[2]을 따르는 주파수 3체배기를 설계, 제작하였다. 트랜지스터의 동작점에서의 비선형 모델 파라미터를 식 (5)와 식 (6)으로부터 산출하면, 3체배의 경우 $a=75^\circ$ 에서 최적점을 얻을 수 있으며, 이때 정규화된 고조파 전류 $I_{d,1}$ 과 $I_{d,3}$ 는 각각 0.3, 0.18의 값을 얻을 수 있다. 또한, P_{drain} 을 최소화하도록 출력 정합 회로를 설계하였으며, $Z_1=100 \Omega$, $Z_3=30 \Omega$ 으로 출력 임피던스를 설정하였다. 설계에 활용된 ATF-53189(Agilent사)의 드레인 기생 커패시턴스 약

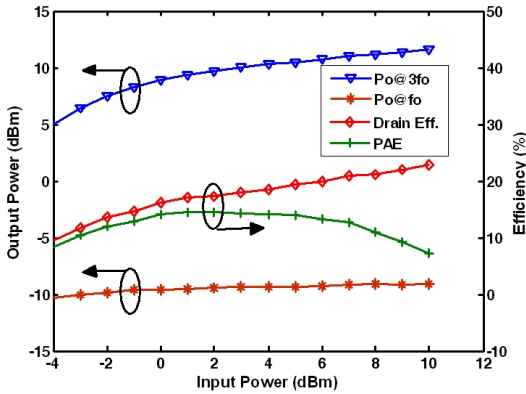


그림 3. 주파수 3채배기의 2.475 GHz 측정 결과
 Fig. 3. Measured performance of the 2.475 GHz frequency tripler.

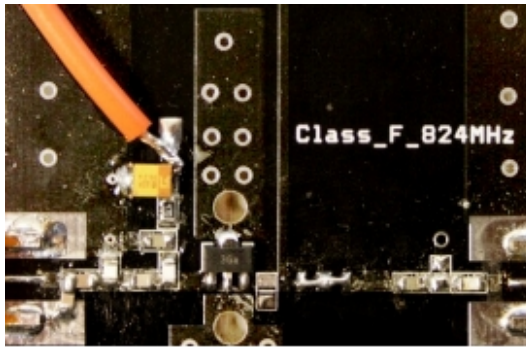


그림 4. 제작된 class-F급 능동주파수 3채배기
 Fig. 4. Implemented class-F frequency tripler.

0.5 pF을 식 (11)~(14)에 적용하면, 출력에서의 3채 배 전력과 기본 주파수 전력비를 예상할 수 있다. 결과적으로 P_3/P_1 은 출력 회로의 주파수 응답을 감안 하지 않을 경우 -8.55 dB로 예상되었다. 그림 1과 그림 2는 각각 출력 매칭 회로와 드레인 전압 전류의 시뮬레이션 결과이다. 그림 3, 그림 4는 제작된 주파수 3채배기의 측정 결과와 실물 사진이다. 그림 3에서 나타난 바와 같이 최대 이득은 약 9.5 dB로 0 dBm에서 얻어졌으며, 최대 변환 효율은 약 22.9 %로 최대 입력 전력에서 얻을 수 있었다. 이는 트랜지

스터가 포화될수록 효율이 개선되는 시뮬레이션 결과와도 일치하였다. 다만 P_1 의 경우 출력 정합 회로의 주파수 응답으로 P_3/P_1 값이 계산값과 시뮬레이션과 차이가 있었다.

IV. 결 론

본 논문은 능동 주파수 3채배기 설계 시 출력 전력 예측에 있어, 주요 인자인 트랜지스터 비선형 파라미터, 고조파 임피던스 매칭 및 바이어스 간의 상호 영향에 대해 분석하였다. 또한, 최대 변환 효율 달성을 위한 출력 정합 회로에서의 고조파 임피던스와 기생 성분에 의한 부정합 영향에 대해 고찰하였고, 능동 주파수 3채배기의 설계에 있어 이론적인 고조파 전력비를 예상하였다. 이러한 분석 결과를 바탕으로 2.475 GHz에서 능동주파수 3채배기를 설계하였으며, 예상 효율 약 19.5 % 및 측정 효율 22.9 %, 최대 변환 이득 9.5 dB의 결과를 얻을 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Y. C. Park, et al., "Dual-band transmitters of using digitally predistorted frequency multipliers for reconfigurable radios", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 115-122, Jan. 2005.
- [2] Y. C. Park, "Class-F techniques as applied to active frequency multiplier designs", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 57, no. 12, pp. 3212-3218, Dec. 2009.
- [3] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*, Boston: Artech House, 1998.
- [4] F. H. Raab, "Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 49, no. 6, pp.1162-1166, Jun. 2001.