

논문 2006-43TC-1-19

# BJT 클랩 전압제어 발진기의 공진기에서 최대 발진전압 도출기법

( A Technique to Induce Maximum Oscillating Voltage  
in BJT Clapp VCO's Resonator )

전 만 영\*

( Man-Young Jeon )

## 요 약

본 논문은 BJT 클랩 전압제어 발진기의 공진기에서 최대 발진전압 도출을 위한 기법에 관한 연구이다. 제시된 기법을 사용함으로써 주어진 바이어스 조건과 중심 주파수에서 공진기에 유도되는 발진 신호의 크기를 최대로 하는 최적 케환 커패시턴스 값을 찾아낼 수 있다. 이렇게 함으로써, BJT 클랩 전압제어 발진기의 위상잡음은 최소 값을 갖게 된다. 제작된 발진기의 측정 결과로부터 최적 커패시턴스 값을 갖는 발진기가 실제로 가장 낮은 위상잡음을 나타냄을 확인 할 수 있었다.

## Abstract

A technique used to induce maximum oscillating voltage in the BJT-Clapp VCO is presented. The technique finds the optimal feedback capacitance values resulting in the largest oscillating signal swing across the resonator at a given bias state and the VCO's center frequency. By doing so, the presented technique attains the lowest phase noise which the BJT-Clapp VCO can have. An analysis of the measurement results of the fabricated oscillators has verified that the VCO with the optimal feedback capacitance values actually exhibits the lowest phase noise.

**Keywords :** Phase Noise, BJT Clapp VCO, Clapp VCO, Oscillator, VCO

## I. 서 론

전압제어 발진기(VCO)는 이동 무선통신 시스템의 RF 전단부의 구현에 있어서 중요한 구성요소 중의 하나이다. 특히 전압제어 발진기의 위상잡음 특성은 수신부에서의 BER(Bit Error Ratio)에 큰 영향을 미치는 것으로 알려져 있다<sup>[1]</sup>. 이러한 VCO를 구현하기 위하여 현재까지 널리 사용되어지고 연구되어진 RF발진기로는 교차결합형(Cross-coupled) 발진기<sup>[2][3][4][5]</sup>와 콜피츠 발진기가 있다<sup>[6][7][8]</sup>. 교차결합형 발진기는 제작과 발진시 동의 용이함으로 인하여 RFIC VCO의 구현 시 가장 널

리 사용되고 있다. 그러나 교차결합형 발진기는 열잡음이나 플리커 (Flicker) 잡음과 같은 외부교란에 대한 민감도가 높아 위상잡음이 콜피츠 발진기에 비하여 높은 단점이 있다<sup>[6][9]</sup>. 콜피츠 발진기는 외부교란에 대한 민감도가 낮아 위상잡음이 교차결합형 발진기보다 작으나 발진전압의 크기가 전원전압에 의하여 제한을 받는 단점이 있다<sup>[9]</sup>. 오늘날의 이동 무선통신 시스템에서는 전력소비를 가능한 줄이기 위하여 전원전압을 줄여나가는 추세에 있다.

이를 감안하면, 콜피츠 발진기는 전원전압 감소 시 발진전압의 감소에 의한 위상잡음의 증가로 인하여 저전압 전원을 사용하는 이동 무선통신 시스템에는 적합하지 않음을 알 수 있다. 상기의 문제점들은 클랩(Clapp) 발진기(일명, 콜렉터 접지형 콜피츠 발진기)를

\* 정희원, 동양대학교 정보통신공학부  
(Dongyang University)

접수일자 : 2005년9월30일 수정완료일 : 2006년1월11일

사용하면 해결 할 수 있다. 클랩 발진기는 교차결합형 발진기보다 외부교란에 대한 민감도가 낮고 발진 신호의 크기가 전원전압에 의하여 제한되지 않는 장점이 있다<sup>[9]</sup>.

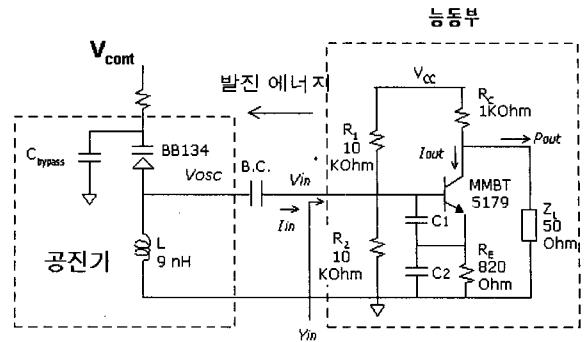
어떤 주어진 공진기하에서 위상잡음을 줄이려 할 때, 대부분의 발진기는 통상적으로 트랜지스터의 콜렉터(또는 드레인) 바이어스 전류를 증가시켜 공진기의 발진전압을 증가시킨다. 그러나 이는 발진기의 전력소비를 상승 시키는 문제점을 야기한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 본 논문에서는 컬렉터 전류를 증가시키지 않으면서도 주어진 바이어스 조건에서 BJT 클랩 발진기의 공진기에 최대 발진전압을 유도 시킬 수 있는 기법을 제시한다. 제안된 기법은 최대 발진전압을 유도 시킬 수 있는 최적 궤환 커패시턴스 값을 순환 반복적 계산에 의해 찾아내는 기법에 관한 것이다. 이렇게 함으로써 제안된 기법은 BJT 클랩 발진기의 능동부에서 열에너지로 소비되어 사라져 버리는 에너지 중 가급적 많은 에너지가 공진기로 유입되도록 함으로써 동일한 에너지 소비에서 최대의 발진 전압을 얻을 수 있다.

## II. 입력 어드미턴스의 근사화

식(1)은 위상잡음에 관하여 널리 알려진 Leeson의 비례식을 나나낸다.

$$\begin{aligned} L(\Delta w) &\propto 10 \log \left[ \frac{4KT}{4R_p C^2 V_{osc}^2 \Delta w^2} \right] \\ &= 10 \log \left[ \frac{2kT}{P_{osc}} \left( \frac{w}{2Q\Delta w^2} \right) \right] \end{aligned} \quad (1)$$

상기 (1)식으로부터, 어떤 주어진 공진기(즉 어떤 주어진 Q값을 갖는 공진기)에 대하여 위상잡음을 감소시키려면 공진기의 발진전압  $V_{osc}$ 를 증가시켜야 함을 알 수 있다. 이러한 발진전압의 증가는 통상적으로 트랜지스터의 콜렉터(또는 드레인) 바이어스 전류를 증가시킴으로써 달성된다. 그러나 이는 발진기의 부가적 전력소비를 야기 시키는 문제점이 있다. 본 연구에서는 이러한 부가적 전력소비를 일으키지 않으면서 주어진 바이어스 조건하에서 최대의 발진 전압  $V_{osc}$ 를 공진기에 유도할 수 있는 기법을 제시하고자 한다. 제시된 기법은 궤환 커패시턴스 값(그림1의  $C_1$ 과  $C_2$ )이 변경됨에 따라 공진기의 발진전압이 가변된다는 회로 시뮬레이션 관찰 결과에 근거한 것으로써, 발진을 가능하게 하는 여러 궤환 커패시턴스 값을 중 최대 발진 전압을 일으키는 최적 궤환 커패시턴스 값을 순환 반복적 계산에 의해 찾음으



$$G_{in} = \text{Re}[Y_{in}], C_{in} = \text{Im}[Y_{in}] / 2\pi f_{osc}$$

그림 1. BJT 클랩 전압 제어 발진기

Fig. 1. BJT Clapp voltage controlled oscillator.

로써 주어진 바이어스 조건하에서 최소 위상잡음을 얻는 기법이다. 이러한 최적 궤환 커패시턴스를 찾는 방법은 III장에서 상세히 기술된다.

그림1은 능동부와 병렬 L-C 공진기로 이루어진 BJT 클랩 전압제어 발진기를 나타낸다. 발진기의 발진 주파수는 바렉터 다이오우드에 가하여지는 제어전압을 증감시킴으로써 가변된다. 그림1의 입력 임피던스는 입력전류  $I_{in}$ 에 대하여 비선형적이다. 이러한 입력 임피던스의 근사적 계산을 위하여, 우선 MMBT 5179 BJT의 소신호 등가회로 파라미터를 주어진 바이어스 조건에서 추출할 필요가 있다. 사용된 소신호 등가회로는 다음 그림2의 Hybrid-π 모델이며 참고문헌<sup>[10]</sup>에서 제시된 것과 유사한 방식에 의하여 등가회로 파라미터를 추출하였다.  $V_{cc}=5V$ ,  $I_c=1.9mA$ 의 바이어스 조건에서 추출된 모델 파라미터는 다음과 같다.  $r_b=10\Omega$ ,  $r_\pi=1.06k\Omega$ ,  $C_{\pi}=12.12pF$ ,  $C_g=0.88pF$ ,  $g_m=68.14mS$ ,  $r_o=52.6k\Omega$ ,  $C_{ce}=2.47fF$

그림1의 MMBT 5179 BJT를 상기에서 추출된 Hybrid-π 모델로 치환시킨 후 그림1의 능동부에 KCL과 KVL을 적용함으로써 다음과 같이 근사화된 입력 어드미턴스  $Y_{in}$ 을 얻는다.

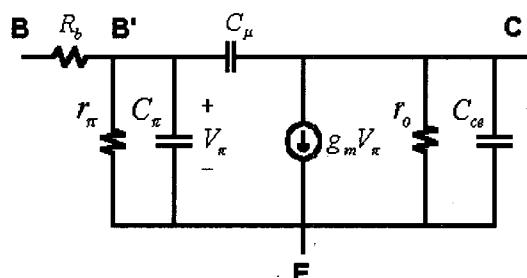


그림 2. MMBT 5179의 Hybrid-π 모델

Fig. 2. Hybrid-π model of MMBT 5179.

$$Y_{in} = \frac{-(R_b R_E + X_{C1} R_E) C + AE}{BC + A [X_{C1} (X_\mu + R_C) X_\pi + X_{C2} (X_\mu + R_C) + D]} \quad (2)$$

식(2)에서  $X_{C1}$ 과  $X_{C2}$ 는 그림1의  $C_1$ 과  $C_2$ 의 리액턴스를 각각 나타내며  $X_\mu$ 과  $X_\pi$ 는 그림2에서  $C_\mu$ 의 리액턴스와  $r_\pi//C_\pi$  가지(branch)의 임피던스를 각각 나타낸다. 또한  $X_T$ 는  $R_C//Z_L$ 의 임피던스를 나타낸다. 식(2)의 계산 시 그림2의  $C_{ce}$  및  $r_o$ 의 영향과 바이어스 저항  $R_1$ 과  $R_2$ 의 영향도 무시하였다. 상기 식(2)에서 A, B, C, D 및 E는 다음의 식(3)-(7)로 각각 주어진다.

$$A = X_{C1} X_{C2} (X_\mu + X_T) + X_{C1} R_E (X_\mu + X_T) - X_{C2} R_b R_E \quad (3)$$

$$B = X_{C1} X_{C2} (X_\mu + X_T) - (X_{C1} + X_{C2}) R_b R_E \quad (4)$$

$$C = G_m R_E X_{C1} X_\pi (X_\mu + X_T) + X_{C1} R_E (X_\mu + X_T) - X_{C2} X_\pi (X_\mu + X_T) - R_b [X_{C2} (X_\mu + X_T) + X_{C2} X_\pi] + G_m X_{C2} X_\pi (X_T + R_E) + X_{C2} R_E \quad (5)$$

$$D = R_b [X_{C2} (X_\mu + X_T) + X_{C2} X_\pi + G_m X_{C2} X_\pi (X_T + R_E) + X_{C2} R_E + X_{C1} (X_\mu + X_T) + X_{C1} X_\pi + G_m X_{C1} X_\pi (X_T + R_E) + X_{C1} R_E] \quad (6)$$

$$E = X_\pi (X_\mu + X_T) + X_{C1} (X_\mu + X_T) + X_{C1} X_\pi + G_m X_{C1} X_\pi (X_T + R_E) + X_{C1} R_E + R_b [X_\mu + X_T + X_\pi + G_m X_\pi (X_T + R_E) + R_E] \quad (7)$$

한편, 그림2의  $r_\pi//C_\pi$  가지에 걸리는 전압  $V_\pi$ 는 다음의 식으로 주어진다.

$$V_\pi = \frac{V_{in} A X_{C1} (X_\mu + X_T) X_\pi}{BC + A [X_{C1} (X_\mu + X_T) X_\pi + X_{C2} (X_\mu + X_T) X_\pi + D]} \quad (8)$$

상기 식에서  $V_{in}$ 은 그림1에 표시된 입력전압 (공진기 발진전압  $V_{osc}$ )을 나타내며 다음과 같이 주어진다.

$$V_{in} = Y_{in}^{-1} I_{in} \quad (9)$$

(9)식에서  $I_{in}$ 은 그림1에 표시된 발진기 능동부로의 입력전류를 나타낸다. 식(5)-(7)에 있는  $G_m$ 은 유효 대신호 전달 컨덕턴스(effective large signal transconductance)를 나타내며 다음의 식(10)로 표현된다<sup>[11]</sup>.

$$G_m = \frac{2 g_m I_1 (\frac{V_\pi}{V_T})}{(\frac{V_\pi}{V_T}) I_o (\frac{V_\pi}{V_T})} \quad (10)$$

상기 식에서  $g_m$ 은 그림1의 바이어스 조건에서의 소

신호 전달 컨덕턴스를,  $V_T$ 는 BJT의 열전압(Thermal Voltage)을 각각 나타내며  $I_0(\cdot)$ 과  $I_I(\cdot)$ 는 0과 1차의 변형 베셀함수(modified Bessel function)를 각각 나타낸다. 주어진 입력전류  $I_{in}$ 과 VCO의 중심 주파수  $f_c$  (본 연구에서는 428 MHz)에 대하여 대신호 전달 컨덕턴스  $G_m$ 은 식(8)과 (10)을 순환 반복적으로 계산함으로써 구할 수 있다. 그 다음, 이렇게 구한  $G_m$ 을 (2)식에 대입하여 얻어지는  $Y_{in}$ 이 바로 주어진  $I_{in}$ 과  $f_c$ 에 대한 근사화된  $Y_{in}$ 이 된다. 그림3은 대신호 전달 컨덕턴스  $G_m$ 을 구하는 과정을 요약한 것이다. 그림1의 출력 발진전류  $I_{out}$ 과  $V_{out}$ 은 각각 다음의 식 (11)과 (12)식으로 주어진다.

$$I_{out} = G_m V_\pi - \frac{1 + G_m (X_T + R_E) + R_E X_\pi^{-1}}{X_\mu + X_T} V_\pi + \frac{R_E}{X_\mu + X_T} F \quad (11)$$

$$V_{out} = X_T I_{out} \quad (12)$$

식(11)에서 F는 다음 식(13)으로 표현된다.

$$F = \frac{G}{(X_{C1} X_{C2} X_\pi + X_{C1} X_\pi R_E) (X_\mu + X_T) - X_{C2} X_\pi R_E R_b} \quad (13)$$

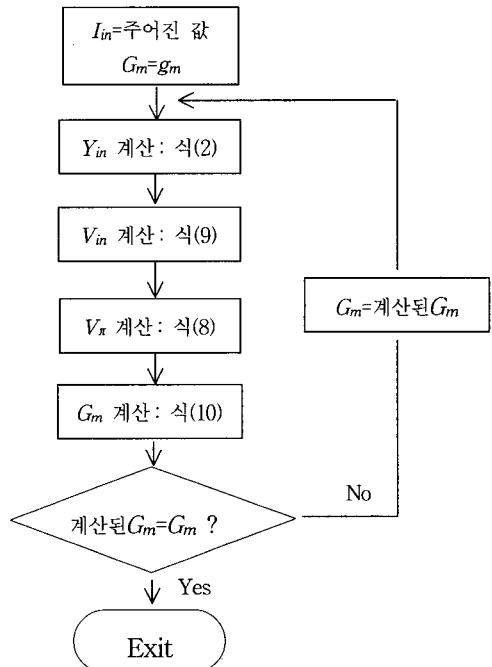


그림 3. 주어진 입력전류  $I_{in}$ 에 대한 대신호 전달 컨덕턴스를 구하기 위한 흐름도

Fig. 3. Flow chart for the calculation of large signal transconductance  $G_m$  for a given current  $I_{in}$ .

식(13)에서  $G$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} G &= V_\pi [(X_\mu + X_T) \\ &+ (G_m R_E X_{C1} X_\pi + X_{C1} R_E - X_{C2} X_\pi - X_{C2} R_b) \\ &- X_{C2} X_\pi R_b - G_m X_{C2} X_\pi R_b (X_T + R_E) - X_{C2} R_E R_b] \end{aligned} \quad (14)$$

### III. 최적 궤환 커패시턴스 쌍의 발견법

어떤 주어진 궤환 커패시턴스 값  $C_1$ 과  $C_2$ 에 대하여, 입력 구동전류  $I_{in}$ 을 증분  $\Delta I_{in}$ 을 가지고 0부터  $I_{in,max}$ 까지 점증시킬 때 각각의  $I_{in}$ 에 대응하는 입력 어드미터스  $Y_{in}$ 을 II장에서 기술한 과정에 의하여 근사적으로 계산할 수 있다. 이러한  $I_{in}$ 의 스케닝 과정 중에  $\text{Re}[Y_{in}]$ 의 곡선이  $-G_p$  ( $1/G_p$ : 공진기의 등가 병렬 저항치, 즉, 손실)의 선을 교차하는 지점이 있다(그림4 참조). 이 지점의  $I_{in}$ 이 주어진 궤환 커패시턴스 값  $C_1$ ,  $C_2$ 에 대한 발진기(그림 1)의 발진전류가 된다. 그리고 이 전류를 가지고 식(9)에 의하여 계산된 입력전압  $V_{in}$ 이 주어진 궤환 커패시턴스 값  $C_1$ 과  $C_2$ 에 대한 공진기에서의 발진전압  $V_{osc}$ 이 된다. 이러한 방식으로 모든 가능한  $C_1$ 과  $C_2$ 쌍에 대응하는 발진전압이 순환 반복적으로 계산될 수 있다. 이 중 가장 높은 발진 전압, 즉, 가장 낮은 위상잡음을 야기 시키는  $C_1$ 과  $C_2$ 쌍이 바로 구하고자 하는 최적 궤환 커패시턴스 쌍이 된다. 그림4는 4쌍의 커패시턴스 값에 대하여 입력 구동전류  $I_{in}$ 에 대한  $\text{Re}[Y_{in}]$ 의 변화도와 발진전류를 나타내고 있다. 예를 들면, 궤환 커패시턴스가  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 경우 발진전류는  $I_{in}=8.9\text{mA}$ 이고  $C_1=8\text{pF}$ ,  $C_2=7\text{pF}$  일 경우  $I_{in}=10.8\text{mA}$ 임을 그림 4로부터 알 수 있다. 그림5는 그림4와 동일한 4쌍의 커패시턴스 값에 대하여 입력전압  $V_{in}$ 에 대한  $\text{Re}[Y_{in}]$ 의 변화도와 발진전압을 나타내고 있다. 예로써, 궤환 커패시턴스가  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 경우 발진전압은  $845\text{mV}$ 이고,  $C_1=8\text{pF}$ ,  $C_2=7\text{pF}$  일 경우  $646\text{mV}$ 임을 그림5로부터 알 수 있다.

본 연구에서 제작된 공진기의  $G_p$ 와 Q는 S-파라미터 측정에 의하여 약  $1.5\text{ mS}$ 와  $25$ 로 각각 평가되었다. 사실상  $G_p$ 는 그림1의 바렉터 다이오우드에 가하여진 DC 전압에 의하여 다소 영향을 받지만 문제를 간단하게 하기 위하여 그 영향은 무시하였다.

그림6은 여러 가지 궤환 커패시턴스 쌍에 대하여 계산된 공진기의 발진전압  $V_{osc}$ 를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이,  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  근방에서 최대발진전압  $845\text{ mV}$ 가 발생됨을 볼 수 있다. 따라서  $C_1=12\text{pF}$ ,

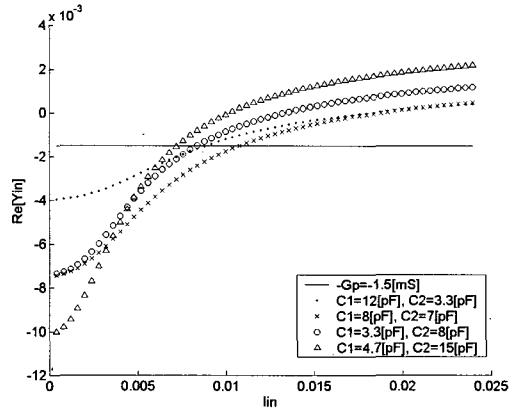


그림 4. 입력전류  $lin$ 에 대한  $\text{Re}[Y_{in}]$ 의 플롯  
Fig. 4. Plots of  $\text{Re}[Y_{in}]$  vs. input current  $lin$ .

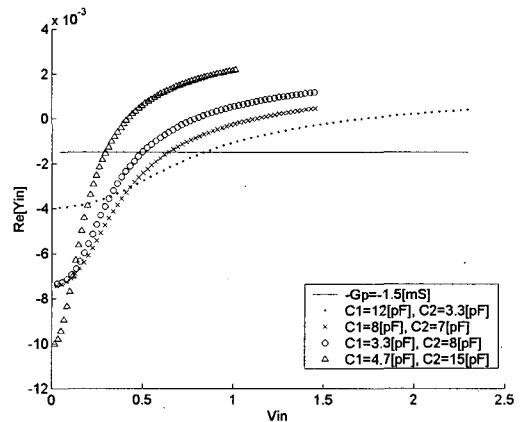


그림 5. 입력전류  $Vin$ 에 대한  $\text{Re}[Y_{in}]$ 의 플롯  
Fig. 5. Plots of  $\text{Re}[Y_{in}]$  vs. input voltage  $Vin$ .

$C_2=3.3\text{pF}$ 은 그림1의 발진기의 최적 궤환 커패시턴스 쌍이 되며 이 궤환 커패시턴스 쌍에서 최소 위상잡음이 얻어짐을 기대 할 수 있다.

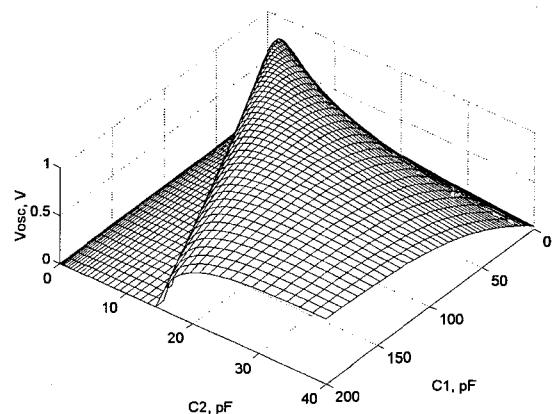


그림 6. 가능한 궤환 커패시턴스쌍에 대한 발진전압 계산치  
Fig. 6. Calculated values of oscillating voltages vs. possible pairs of values of feedback capacitances.

그림에서  $V_{osc}=0$ 인 영역은 궤환 커패시턴스  $C_1$ 과  $C_2$ 의 값이 나이퀴스트(Nyquist) 발진조건을 만족하지 못하여 발진이 일어나지 않는 영역을 나타낸다. 그림6에 발진전압  $V_{osc}$ 의 계산치 뿐만 아니라 측정치도 함께 도시하여 비교하면 바람직하겠으나, 오실로스코우프나 스펙트럼 분석기의 프로브를 제작된 발진기의 공진기에 접촉 시키는 순간 프로브가 공진기에 일종의 부하로 작용하여 공진기의 발진 주파수가 설계 발진 주파수(428 MHz)로부터 수 MHz에서 수십 MHz 까지 벗어나거나 경우에 따라서는 발진이 멈추게 되어, 설계 발진 주파수에서 공진기의 발진전압을 직접 측정하는 것은 사실상 불가능하다.

#### IV. 계산 및 측정 결과

표 1은 최적 궤환 커패시턴스 쌍을 포함하는 4개의 궤환 커패시턴스 쌍에 대한 발진기 출력력의 계산치와 측정치의 비교와  $f_c=428\text{MHz}$ 의 100KHz 오프셋 주파수에서 측정된 위상잡음을 요약한 것이다. 기대한 바와 같이, 최대 발진전압  $V_{osc}$ 을 유도하는 최적 궤환 커패시턴스 쌍인  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ 에서 최소 위상잡음  $-114.66\text{dB}$ 가 얻어짐을 확인 할 수 있다. 또한 보다 높은 발진 전압을 유기시키는 궤환 커패시턴스 쌍이 보다 낮은 위상잡음을 발생시킴도 볼 수 있다. 이는 널리 받아들여지는 발진기의 위상잡음 이론들<sup>[12][13][14]</sup> 과도 잘 일치하는 결과이다. 표에서 출력전력  $P_{out}$ 은 식(12)에서 구한  $V_{out}$ 을 가지고  $P_{out}=V_{out}^2/2 Z_L=V_{out}^2/100$ 에 의하여 계산되었다.

표에서 출력전력의 실제 측정치와 계산치 사이의 오차는 본질적으로  $V_{pi}$ 에 대하여 비선형적인  $I_{out}$ 을 대신호 전달 컨덕턴스  $G_m$ (기본 주파수에서의 전달 컨덕턴

표 1. 위상잡음 측정치

Table 1. Measured phase noise values.

	$C_1, C_2$ [pF]	$V_{osc}$ [mV]	$P_{out}$ [dBm]	위상잡음	*경우와의 위상잡음차[dB]
계 산 치	12, 3.3*	845	-5.65	N. A.	0
	8, 7	646	-5.81	N. A.	2.3
	2, 9	400	-6.64	N. A.	6.5
	4.7, 15	295	-6.65	N. A.	9.2
측 정 치	12, 3.3*	N. A.	-4.35	-114.66	0
	8, 7	N. A.	-5.30	-110.25	4.4
	2, 9	N. A.	-6.40	-105.38	9.3
	4.7, 15	N. A.	-7.03	-101.25	13.4

스)만을 사용하여 식(11)에 의하여 근사화함으로써 발생하는 불가피한 오차이다.

표1에서 최적 궤환 커패시턴스 쌍  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ 인 경우의 위상잡음과 그 외 경우의 위상잡음과의 차에 관한 측정치는 계산치보다 더 크게 나온다. 예를 들면,  $C_1=8\text{pF}$ ,  $C_2=7\text{pF}$ 일 때의 발진 전압  $V_{osc}$ 는 646mV로서  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 때의 발진전압 845mV에 비하여 1.3배 낮다. 따라서 식(1)에 의하여  $C_1=8\text{pF}$ ,  $C_2=7\text{pF}$  일 때의 위상 잡음이  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 때의 위상 잡음보다  $10\log 1.3^2=2.3\text{dB}$  높아야 하지만 표1에서 보듯이 측정된 위상 잡음은  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 때 보다 4.4dB 정도가 높아 계산치보다 2.1dB 더 높다. 또한  $C_1=4.7\text{pF}$ ,  $C_2=15\text{pF}$  일 때의 발진 전압은 295mV로서  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 때의 발진 전압 845mV에 비하여 2.9배 정도 낮다. 따라서 식(1)에 의하면,  $C_1=4.7\text{pF}$ ,  $C_2=15\text{pF}$ 일 경우의 위상잡음이  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 경우의 위상잡음 보다  $10\log 2.9^2=9.2\text{ dB}$  정도 높아야 하지만 실제 측정치는  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$  일 때에 비하여 13.4dB가 높아 계산치 보다 4.2dB 더 높다. 이처럼 위상 잡음 차이에 있어서 측정치가 계산치보다 더 높은 것은 발진전압  $V_{osc}(=V_{in})$ 을 계산하기 위한 식(2)-(10)이 모두 기본 주파수(발진 주파수)만을 고려하여, 즉 대신호 전달 컨덕턴스  $G_m$ 을 사용하여 유도된 근사식들이기 때문이다.

그림 7은 HP 4352B VCO PLL Analyzer을 사용하여  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ 를 궤환 커패시턴스로 갖는 전압 제어 발진기의 위상잡음을 측정한 것이다. 그림 8은 본 논문에서 제안된 기법을 검증하기 위하여 제작된 전압 제어 발진기들 중 하나를 나타낸다.

그림9는 최적 커패시턴스 쌍인  $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ 에 대하여, 제어 전압에 대한 발진 주파수와 출력전력의 측정도이다. 그림에서 알 수 있듯이 제어 전압의 변동에

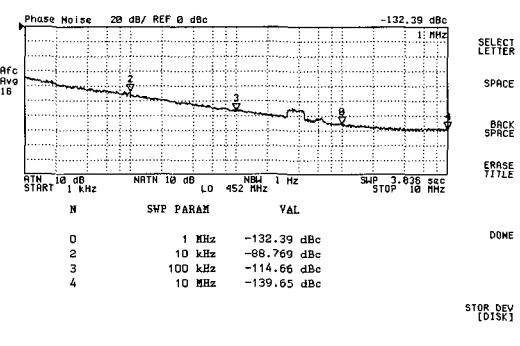


그림 7. 측정된 위상잡음( $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ )

Fig. 7. Measured phase noise( $C_1=12\text{pF}$ ,  $C_2=3.3\text{pF}$ ).

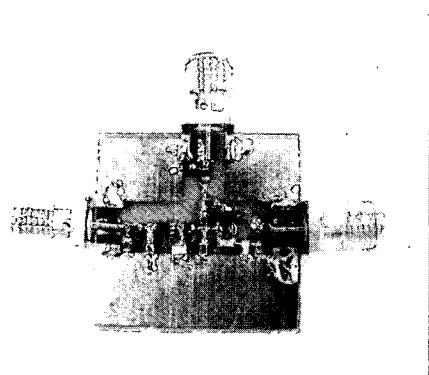
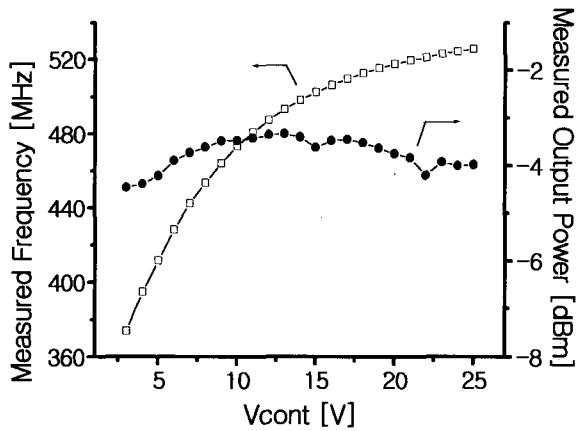


그림 8. 제작된 전압 제어 발진기

Fig. 8. Constructed voltage controlled oscillator.

그림 9. 제어전압 대 한 발진주파수와 발진 출력  $P_{out}$  측정 결과Fig. 9. Measured oscillating frequency and output power  $P_{out}$  vs. control voltage.

따라 발진기의 발진 주파수는 약 370MHz에서 525MHz 이내에서 가변되고 있음을 볼 수 있다. 또한 이때의 발진기 출력 변동량은  $\pm 1\text{dBm}$  이내로서 이는 VCO로 사용하기에 충분히 만족스러운 출력변동이다.

## V. 결 론

본 연구에서는 BJT 클랩 전압제어 발진기의 위상잡음 저감을 위한 새로운 기법을 제시하였다. 제시된 기법은 공진기에 최대 발진전압을 발생시키는 최적 궤환 커패시턴스 쌍을 발진기 입력 임피던스의 근사식에 대한 순환 반복적 계산을 통하여 찾아낼 수 있었다. 일반 위상잡음 이론들로부터 기대되는 바와 같이, 최대 발진전압을 생성시키는 최적 궤환 커패시턴스 쌍에서 최소 위상잡음이 얻어짐을 위상잡음 측정 결과로부터 확인할 수 있었다.

본 논문의 목적은, 기존에 발표된 연구결과 보다 뛰

어난 성능의 위상잡음 특성을 갖는 전압 제어 발진기의 측정 결과를 제시하는 것이 아니라 주어진 바이어스 조건과 주어진 Q의 공진기하에서 최적의 위상 잡음 특성을 얻기 위한 기법에 관한 것이다. 따라서 본 실험에서 제작된 공진기( $Q=25$ ) 보다 높은 Q를 갖는 공진기(유전체 공진기, 또는 마이크로 스트립 라인 L-C 공진기)를 가지고 본 논문에서 제시된 기법을 적용하여 발진기를 제작한다면 표1에 나타난 최소 위상잡음  $-114.66\text{dBc/Hz}$  보다 수  $\text{dBc/Hz}$  더 낮은 위상잡음 측정 결과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall PTR, 1998.
- [2] A. Hajimiri and T. H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, pp. 717-724, May 1999.
- [3] D. Ham and A. Hajimiri, "Concepts and methods in optimization of integrated LC VCOs," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 6, pp. 896-909, June 2001.
- [4] E. Hegazi, H. Sjøland, and A. A. Abidi, "A filtering technique to lower LC oscillator phase noise," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 12, pp. 1921-1930, Dec. 2001.
- [5] B. Min and H. Jeong, "5-GHz CMOS LC VCOs with wide tuning ranges," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 5, pp. 336-338, May 2005.
- [6] R. Aparicio and A. Hajimiri, "A noise-shifting differential Colpitts VCO," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 12, pp. 1728-1736, Dec. 2002.
- [7] C.-Y. Cha and S.-G. Lee, "A complementary Colpitts oscillator in CMOS technology," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, pp. 881-887, Mar. 2005.
- [8] M.-D. Tsai, Y.-H. Cho, and H. Wang, "A 5-GHz low phase noise differential Colpitts VCO," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no. 5, pp. 327-329, May 2005.
- [9] T. H. Lee and A. Hajimiri, "Oscillator phase noise: a tutorial," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, no. 3, pp. 326-336, Mar. 2000.
- [10] M.-Y. Jeon, "A technique to extract extrinsic parameters of HEMTs," *Microwave and Optical*

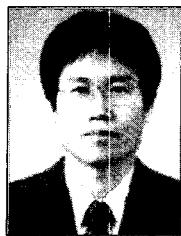
*Tech Letters*, vol. 44, no. 6, pp. 489-492, Mar. 2005.

- [11] K. K. Clarke and D. T. Hess, *Communication Circuits: analysis and design*, Addison-Wesley, 1971.
- [12] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 2, pp. 179-194, Feb. 1998.
- [13] Q. Huang, "Phase noise to carrier ratio in LC oscillators," *IEEE Trans. Circuit and Syst. I*, vol. 47, no. 7, pp. 965-980, July 2000.
- [14] D. Ham and A. Hajimiri, "Virtual damping and Einstein relation in oscillators," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 3, pp. 407-418, Mar. 2003.

---

저자소개

---



전만영(정회원)

1987년 경북대학교 전자공학 학사

1987년~1997년 삼성전자 주임연구원, 한국전자통신연구원 선임연구원

2000년 포항공과대학교 전자 및 전기공학 박사

2000년~2001년 삼성종합기술원 수석연구원

2001년~현재 동양대학교 정보통신공학부 교수

<주관심분야 : RF회로설계, RF 디바이스 모델링, SoC설계>