

콜피츠 전압제어 발진기 동작의 새로운 해석 및 구현에 관한 연구

正會員 金 學 善* 正會員 黃 寅 鉀** 正會員 李 亨 宰***

A Study on the New Analysis to the Dynamics of Colpitts VCO's and Practical Implication

Hak Sun Kim*, Ingab Hwang**, Hyung Jae Lee*** *Regular Members*

要 約

Colpitts VCO(Voltage Controlled Oscillator)의 새로운 모델링을 제시하였다. 일반적으로 VCO의 해석에는 2차원 모델이 사용되고 있는데 본 논문에서는 3차원 모델을 사용하였다. 이는 수학적으로 정확함은 물론 실제적으로도 유용하게 사용할 수 있다. 이러한 잇점은 실제의 VCO는 콜피츠 발진회로에 기초한 것이며 이는 3차원 시스템이기 때문이다.

모델링은 선형 근사법으로 시작하여 HBM(harmonic balance method)에 의하여 비선형 해석으로 접근하였다. 이 해석에서는 시스템의 출력에 영향을 주는 발진과 함께, 겹쳐서 나타나는 시프팅 바이어스라는 새로운 모드의 존재를 드러내었다. 더우기 해석의 성과는 발진 주파수의 변화를 시도하고자 할 때 발진기의 파라미터를 변화시키는 유용한 과정을 추출하였다. 시뮬레이션으로 이를 확인하고 개인용 휴대전화기에 사용될 GaAs MESFET VCO 실제회로에 적용시켜 본 결과 매우 잘 일치하였다.

ABSTRACT

In this paper, We analyze Colpitts type voltage controlled oscillator(VCO) used in personal handheld phone using a nonlinear analysis with third-order model. The result shows the non-exponentially decaying shifting bias superimposed on the oscillator output which is different with the exponentially decaying shifting bias from the linear analysis. The stable oscillation criterion during a frequency change in a design of VCO can be also determined using proposed non-linear analysis. The theory is confirmed using PSPICE simulation and the experimental result of GaAs VCO matched very well with the theory.

* 大田産業大學校 情報通信工學科

Department of Information and Communication Engineering, Taejon National University of Technology

** 韓國電子通信研究所

Electronics and Telecommunications Research Institute

*** 韓國航空大學校

Hankook Aviation University

論文番號 : 94224

接受日字 : 1994年 8月 26日

I. 서 론

GaAs MESFET를 사용하여 휴대 전화기에 사용될 실제적인 정현파 VCO(voltage controlled oscillator)의 모델링에 대한 접근을 시도하였다. 통상적인 VCO 해석에는 2차원의 발진기 모델이 적용되어 왔고^[15] 그렇게 때문에 단지 전압, 주파수의 정현파 파라미터만을 사용하였다. 그러나 최근의 회로 설계 툴들은 HBM을 주로 사용하고 있기 때문에 본 논문은 한단계 나아가 VCO의 좀더 실제적인 표현을 제공하고자 한다.

그것은 3차원 발진기 시스템을 다룸으로서 접근된다. 3차원 모델을 사용함에 의해서 실제의 Colpitts 발진기 회로에서의 근원적인 현상을 기술할 수 있을 것이다.

Colpitts 발진기에서 발진 주파수를 변경시키고자 할 때 일반적으로 동조회로 파라미터를 바꾸는 방법이 사용되고 있다. 이것은 발진기의 동조 회로에 바랙터(varactor)^[16]나 혹은 전자동조형 인덕터(inductor)^[17]를 사용함으로써 구현된다.

비록 매우 단순한 선형 해석법이 이미 제안되어 있다 하더라도 3차원 모델만이 기본적인 동작 구조를 규명할 수 있다.

선형근사 해석법에 있어서 3차 발진기 모델은 두개의 복소 폴과 하나의 지수형 감쇄를 나타내는 부유 바이어스 모드를 나타내는 폴로 구성된다^[8].

후자는 VCO 동작의 질에 영향을 주는 부유 잡음신호의 원인임이 발견된다. II 장에서는 이것을 선형적으로 해석하였으며 이것은 하나의 폴에 의하여 비발진 신호가 시프팅 바이어스(Shifting Bias)로 간주됨을 알 수 있게 한다.

3차원 모델에 의한 확장된 비선형 해석이 III 장에서 주어진다. 이 확장된 해석법은 비록 복잡한 모양이지만 실제적인 VCO의 출력신호의 성능을 규정하는데 매우 중요하다. 제시된 비선형 해석법의 주된 핵심은 HBM 방법에 의한다. 평가는 제한 주파수 근처에서 주파수의 변화량을 해석적으로 제공한다. 이 해석법은 정상상태와 비선형 발진기의 과도응답의 정보를 제공한다. 선형 해석과 그의 비선형 확장은 주파수를 조절하기 위한 제안된 구조를 기술하는데 도움을 준다. 이 해석법은 시뮬레이션에 의해 검증하였고 실제의 발진기로 실험하였다.

대부분의 기존 해석들^[2,3]과 최근의 발진기와 VCO

에 관한 해석^[5]들이 발진기 시스템을 단지 2차라고 가정하였는데 이는 실제와는 매우 다르다.

원래의 콜피츠 발진기는 3차 케환 회로이며 증폭기의 출력은 콘덴서들 중 병렬로 연결된 하나에 의해서 되먹임된다. 결과적으로 단순화된 모델에서 부컨덕턴스는 이 커패시터와 병렬로 연결되게 되는 것이다.

그러므로 콜피츠 발진기와 비슷한 회로는 엄밀하게 말해서 3차원 회로인 것이다.

II. 콜피츠 발진기의 선형해석

잘 알려진 콜피츠 발진기의 단순화된 모델은 그림 1.에 나타낸 바와 같다.

이 모델은 [9]에서 논의된 것이며 회로의 상태방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 C_1 \frac{dv}{dt} - i_L &= 0 \\
 ri_L + L \frac{di_L}{dt} + i_L \frac{dL}{dt} + v + v_2 &= 0 \\
 -i_L + C_2 \frac{dv_2}{dt} + v_2 \frac{dC_2}{dt} - f(v) &= 0 \quad (1)
 \end{aligned}$$

여기에서 v 는 C_1 의 순시전압이고 i_L 은 코일 L에 흐르는 순시전류이다.

(1)식에서 C_2, L 은 시간의존 파라미터일 것이다.

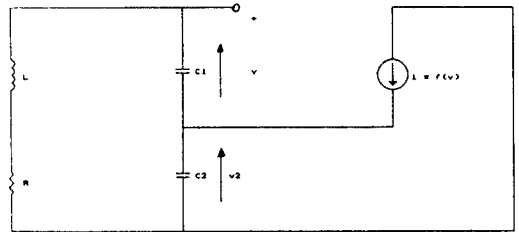


그림 1. 콜피츠 발진기의 모델. 선형에서 $i = a_1 v$, 비선형에서 $i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3$

Fig. 1. Model of Colpitts oscillator, $i = a_1 v$ in the linear analysis, $i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3$ in the nonlinear analysis.

현재의 해석에서는 선형이라고 하면 능동소자는 C_1 에 걸리는 전압에 의해서 제어된 전류원 $f(v)$ 라는 특성식으로 사용가능하다. 결과적으로

$$i = f(v) = a_1 v \quad (2)$$

여기에서 a_1 은 능동소자의 전달 컨덕턴스이며 상수이다.

C_2 또는 L 을 변화시키거나 또는 두개 모두를 변화 시킴으로써 주파수의 변화가 얻어진다. 그러나 상태 방정식 (1)로부터 C_2 또는 L 을 변화시키는 과정이 매우 복잡함을 알 수 있다. 왜냐하면 $\frac{dC_2}{dt}$ 나 $\frac{dL}{dt}$ 를 고려 하여야 하기 때문이다. 결과적으로 우리는 주파수의 변화과정 동안에는 시스템의 동작을 평가하지 않고 주파수 변화 이전이나 주파수 변화 이후에 평가한다.

그러므로 $\frac{dC_2}{dt} = 0, \frac{dL}{dt} = 0$ 이라 가정한다. 그렇게 하므로서 바랙터의 커패시턴스의 변화나 인덕터의 변화는 완료되었다고 보는 것이다.

더우기 [10][11]에서 실제적으로 나타내고 있는 것과 같이 바랙터의 커패시턴스 변화과정은 매우 짧은 시간동안에 이루어진다. 그렇게 때문에 지금의 해석은 주파수 변화과정의 대부분에 상용하게 된다.

이러한 가정을 적용하여 전압 v 의 변화에 대한 미분방정식을 (1)로부터 얻을 수 있다.

$$\frac{d^3 v}{dt^3} + \alpha_1 \frac{d^2 v}{dt^2} + \alpha_2 \frac{dv}{dt} + \alpha_3 v = 0 \quad (3)$$

여기에서 $\alpha_1 = \frac{r}{L}, \alpha_2 = \omega_0^2, \alpha_3 = \frac{a}{LC_1 C_2}$ 이며 이때

$$\omega_0^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \quad (4)$$

바크하우젠 조건을 적용하면 발진하는 조건을 유지하기 위해서는 $\alpha_3 = \alpha_1 \alpha_2$ 이며 따라서

$$\alpha_1 = \left(\frac{r}{L}\right)(C_1 + C_2) \quad (5)$$

만약 α_1 의 값이 (5)에서 요구되는 것보다 크거나 작게되면 발진파형의 진폭도 각각 무한대로 가거나 0으로 된다. 따라서 발진이 지속되는 경우에 각주파수 ω 는

$$\omega = \omega_0 \quad (6)$$

(3)식에 바크하우젠 조건을 대입하면 다음과 같이 간

단한 식이 된다.

$$\left(D_t + \frac{r}{L}\right)(D_t^2 + \omega_0^2)v = 0 \quad (7)$$

$$\text{여기에서 } D_t \triangleq \frac{d}{dt} \quad (8)$$

(7)식으로부터 시스템의 해를 구하면

$$v(t) = B e^{-\frac{r}{L}t} + A \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (9)$$

여기에서 A, θ, B 는 초기조건과 관련된 상수이다. 바이어스의 천이를 상수 B 와 관련하여 지수적으로 감소함을 그림 2.에서 알 수 있다.

바이어스의 천이 과정은 시상수 $\frac{L}{r}$ 에 관련되며 이러한 현상은 VCO동작의 질에 영향을 미치는 부유 간섭의 원인임이 밝혀진다.

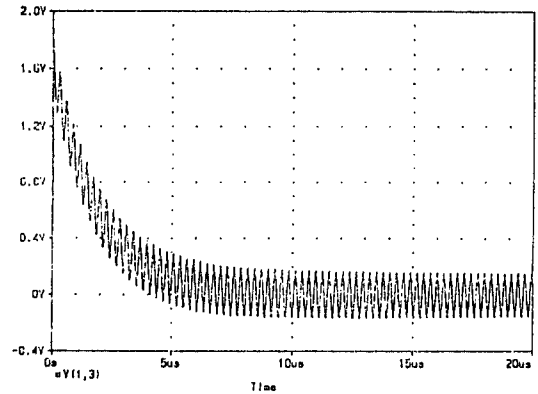


그림 2. 콜피츠 발진기의 선형 시뮬레이션에 의해서 얻어진 바이어스 천이의 도식

Fig. 2. Demonstration of the shifting bias obtained by simulating the Colpitts oscillator equations for the linear case.

간섭신호는 그의 에너지의 대부분을 낮은 주파수 대에 포함되도록 하여 결합 콘덴서로 하여금 차단시키도록 하기 위해서 큰 $\frac{L}{r}$ 시상수가 좋을 것이다.

흔히 발진파형의 진폭이 주파수가 변함에 따라 0으로 되거나 무한대가 되는 것은 바크하우젠 조건이 등조회로의 파라미터가 변한 상태에서는 만족하지 않기

때문이다. 더군다나 이론적으로, 만약 발진기의 주파수 변화가 바랙터나 가변 인덕터와 관계없이 일어났다면 (5)식은 바랙터의 커패시터나 동조 인덕터가 변화하는 과정을 마친 상태에서도 만족하지 않을 것이다.

이런 관계는 그림 2.에 나타나는데 시간이 지나감에 따라 진폭과 주파수의 변화가 미세하게 나타남을 알 수 있다.

좀더 명확하게 하기위해 그림 3.에서는 그림 2.의 구간의 과정을 푸리에 변환하여 주파수 스펙트럼으로 나타낸 것으로써 낮은 주파수대에서 발진기의 주파수와 진폭이 동시에 변화함을 알 수 있다.

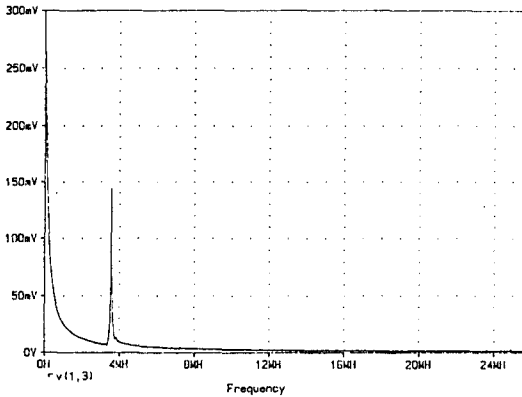


그림 3. 선형 발진기 출력파형의 주파수 스펙트럼
Fig. 3. Frequency spectrum of the linear VCO output wave form

결과적으로 발진 출력의 진폭은 0으로 줄어든다. 이러한 문제를 극복하기 위해서 좀더 나은 주파수 변화 시스템을 제안한다. 이러한 구조는 바랙터의 커패시턴스와 코일의 인덕턴스를 동시에 변화시키되 항상 바크하우젠 조건을 만족시킬 수 있도록 하는 것으로써 초기치인 $\frac{(C_1+C_2(0))}{L(0)}$ 와 평상시의 $\frac{(C_1+C_2(t))}{L(t)}$ 가 같게 유지되도록 하는 것이다. 이 구조는 [12]에서 제시한 것과 매우 흡사하다. 무손실 동조회로는 이상적인 VCO를 구현하며 L/C의 비가 상수로 존재하는 상태에서 L과 C가 동시에 변화하여도 발진파형의 진폭은 일정하게 유지되면서 주파수만 변하게 되는 것이다. 만약 바이어스 천이가 진행되는 동안(실제의 경우 $(t < \frac{5L}{r})$)에는 바이어스 천이에 따르는 비율에

의하여 진폭이 변화할 것을 예상할 수 있다.

실제적으로 동조용 인덕터는 집적회로로 제작시 고주파에서 구현하기가 어렵기 때문에 통상적으로는 사용하지 않는다. 동조용 인덕터를 사용하는 대신 모든 시간 구간에서 $C_1 \gg C_2(t)$ 가 성립하도록 하는 것이다. 따라서 $(C_1 + C_2(t)) \cong C_1/L$ 이 되며 $C_2(t)$ 가 변하여 주파수가 변화한다 하더라도 항상 상수로서 유지되기 때문이다.

이때의 $\omega_0^2 \cong 1/LC_2(t)$ 이다. 그러므로 바크하우젠 조건은 유지될 것이며 바이어스 천이의 시상수 L/r 도 상수로 유지된다. 이러한 방법은 L/r 시상수의 영향이 VCO출력에 도달하기 전에 필터링하므로써 훨씬 좋아질 것이다.

III. 정상상태에서 콜피츠 발진기의 비선형 해석

실제적인 발진기는 선형회로로서 구현할 수 없다는 것은 잘 알려진 사실이다. 이것은 선형 모델에서 정현파의 진폭은 초기조건에 의존하며 잡음에 민감하기 때문이다.

본 논문의 비선형 해석범에서도 그림 1.의 회로 모델이 그대로 적용된다. 그러나 $i = f(v)$ 는 전압의 비선형 함수임을 고려한다. 여기에서 시도하는 수학적 해석에서 회로파라미터들은 시간상에서 상수로 생각한다. 그러므로 $\frac{dC_2}{dt} = 0, \frac{dL}{dt} = 0$ 이며 선형해석의 경우와 같다. 3차원 해석에서는 다음과 같은 2가지의 조건을 고려하여야 한다.

(1) 스위칭 바이어스의 존재 : 이는 2차원 해석에서 고려되지 않았던 요소이다.

(2) 발진 진폭과 주파수 사이에 정상상태에서 상호의존성이 존재 : 2차해석에서는 발진 주파수와 그때의 출력 전압의 관계는 독립적이다.

비선형 해석도 출발은 선형성에서 출발하므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i = f(v) = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 \tag{10}$$

시스템의 상태 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d^3 v}{dt^3} + \alpha_1 \frac{d^2 v}{dt^2} + \alpha_2 \frac{dv}{dt} + \alpha_3 v + k_2 v^2 + k_3 v^3 = 0 \tag{11}$$

$$\begin{aligned} \text{여기에서 } \alpha_1 &= \frac{r}{L}, \quad \alpha_2 = \omega_o^2 = \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \\ \alpha_3 &= \frac{a_1}{LC_1 C_2}, \quad k_2 = \frac{a_2}{LC_1 C_2}, \quad k_3 = \frac{a_3}{LC_1 C_2} \end{aligned}$$

비선형 미분방정식 (11)을 풀기 위해서는 II, 장에서의 선형해석법에서 출발하는데, 해는 발전부와 시프팅바이어스부로 구성된다. 따라서 해의 형태를 다음과 같이 가정한다.

$$v(t) = z + r_1 \cos\phi \quad (12)$$

$$z = z(t), \quad r_1 = r(t), \quad \phi = \phi(t) \quad (13)$$

z 는 시프팅 바이어스부이며 r_1 은 고조파부의 진폭을 나타내고 ϕ 는 해에 있어서 발전의 전체 순시위상각이다.

HBM은 다음과 같은 가정하에서 출발한다^{[13][14]}.

a) 변수 z 와 r_1 은 2차이상의 항은 무시될 수 있을 만큼 변화가 적은 변수이다.

- 이 가정의 타당성은 다음과 같은 사실에 의거하여 쉽게 알 수 있다. 즉 발전기 동조회로는 협대역 통과필터와 같아서 발전기 변수의 빠른 변화를 허용하지 않고 있다. 순시위상각 $\phi(t) = \omega_o t + \theta(t)$ 와 같이 쓸수 있는데 이때 θ 는 세번째로 변화가 적은 변수이다. 따라서 ϕ 의 2차 이상의 성분은 무시될 수 있다.

b) 시스템의 비선형성으로 인하여 고조파 성분 $2\omega_o, 3\omega_o \dots$ 등이 생성되는데 발전기 회로의 동조부분을 고려하면 고조파성분은 없어진다고 생각할 수 있다.

- 각 주파수를 개발시키거나 단락시킴에 의해서 제거한다.

가정 a)와 b)는 (11)식의 각항을 그들의 하모닉 밸런스에 해당하는 성분을 얻기 위해서 변환시키는 방법을 제시한다.

먼저 v^2 과 v^3 의 정확한 값을 구하기 위해서

$$\begin{aligned} v^2 &= z^2 + 2zr_1 \cos\phi + \frac{1}{2} r_1^2 - \frac{1}{2r_1^2} \cos 2\phi \\ v^3 &= z^3 + 3z^2 r_1 \cos\phi + \frac{3}{2} z r_1^2 - \frac{3}{2} z r_1^2 \cos 2\phi \\ &\quad + \frac{3}{4r_1^3} \cos\phi + \frac{1}{4} r_1^3 \cos 3\phi \end{aligned} \quad (14)$$

v^2, v^3 의 harmonic balance method에 의한 근사값은 b)에 의하여 $\cos 2\phi$ 와 $\cos 3\phi$ 성분을 제거하므로써 얻

어진다.

$$\begin{aligned} v^2 &= z^2 + \frac{1}{2} r_1^2 + 2r_1 z \cos\phi \\ v^3 &= z^3 + \frac{3}{2} z r_1^2 + (3z r_1^2 + \frac{3}{4} r_1^3) \cos\phi \end{aligned} \quad (15)$$

(11)식에서 각각의 항을 정확히 계산하면

$$\begin{aligned} \frac{dv}{dt} &= \frac{dz}{dt} + \frac{dr_1}{dt} \cos\phi - r_1 \frac{d\phi}{dt} \sin\phi \\ \frac{d^2 v}{dt^2} &= \frac{d^2 z}{dt^2} + \left[\frac{d^2 r_1}{dt^2} - r_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^2 \right] \cos\phi \\ &\quad + \left(-2 \frac{dr_1}{dt} \frac{d\phi}{dt} - r_1 \frac{d^2 \phi}{dt^2} \right) \sin\phi \\ \frac{d^3 v}{dt^3} &= \frac{d^3 z}{dt^3} + \left[\frac{d^3 r_1}{dt^3} - 3 \frac{dr_1}{dt} \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^2 \right. \\ &\quad \left. - 3 \frac{d\phi}{dt} \frac{d^2 \phi}{dt^2} r_1 \right] \cos\phi \\ &\quad - \left[3 \frac{d^2 r_1}{dt^2} \frac{d\phi}{dt} + r_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^3 \right. \\ &\quad \left. - 3 \frac{dr_1}{dt} \frac{d^2 \phi}{dt^2} + r_1 \frac{d^3 \phi}{dt^3} \right] \sin\phi \end{aligned} \quad (16)$$

HBM에 의한 v 의 2, 3차항의 근사값은 a)에 의하여 z 와 r_1, ϕ 의 고차항을 제거하면 구해지므로

$$\begin{aligned} \frac{d^2 v}{dt^2} &= -r_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^2 \cos\phi - 2 \frac{dr_1}{dt} \frac{d\phi}{dt} \sin\phi \\ \frac{d^3 v}{dt^3} &= -3 \frac{dr_1}{dt} \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^2 \cos\phi + r_1 \left(\frac{d\phi}{dt} \right)^3 \sin\phi \end{aligned} \quad (17)$$

유도된 근사값 $v^2, v^3, \frac{d^2 v}{dt^2}, \frac{d^3 v}{dt^3}$ 등을 (11)식의 각항에 대입한후 HBM에 의하여 (18)식과 같이 3개의 식으로 정리한다. 이 식은 $\cos\phi, \sin\phi$ 항에 의하여 정리한 것이며 두항목을 제외한 다른 부분을 풀면 하나의 식이 생긴다.

$$\begin{aligned} \frac{dr_1}{dt} &= \frac{r_1}{2(\alpha_1^2 + \alpha_2)} \left[(\alpha_3 - \alpha_1 \alpha_2) + 2k_2 z \right. \\ &\quad \left. + k_3 (3z^2 + \frac{3}{4} r_1^2) \right] \end{aligned} \quad (18a)$$

$$\frac{dz}{dt} = -\frac{\alpha_3}{\alpha_2} z - \frac{k_2}{\alpha_2} \left(z^2 + \frac{1}{2} r_1^2 \right) - \frac{k_3}{\alpha_2} \left(z^3 + \frac{3}{2} z r_1^2 \right) \quad (18b)$$

$$\left(\frac{d\phi}{dt}\right)^2 = 2\alpha_1 \frac{dr_i}{r_1} + \alpha_2 \quad (18c)$$

방정식 (18a)~(18c)는 진폭, 바이어스, 발진기출력들의 복잡한 상호의존성을 나타낸다. 복잡한 시프팅 바이어스 파형을 나타내기 위하여 통상적인 경우인 동조회로의 Q=60, 그리고 발진주파수는 4MHz에서 z(t)를 조사해보면 시프팅 바이어스의 영향을 지속적으로 감쇠하되 파형을 이루며 줄어들고, 주파수 또한 지속적으로 줄어들고 있음을 알 수 있다. 이는 그림 4.에서 나타나는데 시프팅 바이어스의 영향이 단순 지수 감소형이 아니라 파형의 형태를 가지고 출렁임을 알 수 있다.

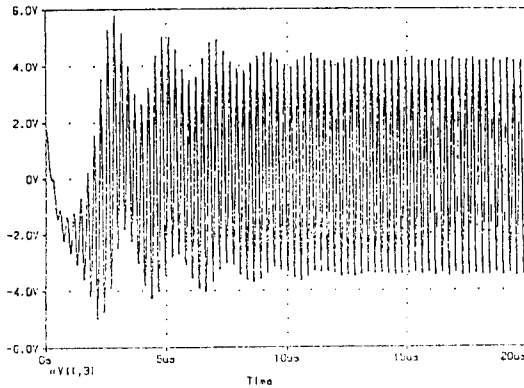


그림 4. 비선형인 콜피츠 발진기의 해석에 의해서 얻어진 바이어스 천이의 도서

Fig. 4. Demonstration of the shifting bias obtained by simulating the Colpitts oscillator equations for the nonlinear case.

z항을 자세히 관찰하면 시프팅 바이어스는 발진 주파수와 진폭도 천이시키고 있다는 사실을 알 수 있다. 그림 5.에 의하면 그림 3.의 선형 해석법에 의한 것보다는 발진 주파수의 성분이 시프팅 바이어스에 의한 저주파 부분에서 개선됨을 알 수 있다.

결과적으로 출력에 도달하기 전에 시프팅 바이어스의 영향을 필터링 할 수는 없지만 줄일수 있다는 것을 의미한다.

이는 식(18a)~(18c)로 나타난 결과와 일치하고 있다. 정상상태의 발진기는 $\frac{dr_1}{dt} = 0, \frac{dz}{dt} = 0$ 일때이

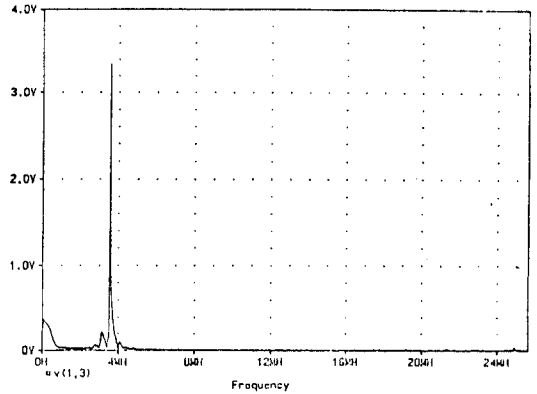


그림 5. 비선형 발진기 출력파형의 주파수 스펙트럼
Fig. 5. Frequency spectrum of the nonlinear VCO output wave form

므로 (18a)와 (18b)의 좌측을 0이라하면 다음과 같은 식이 얻어진다.

$$a_1 z_0 + a_2 z_0^2 + a_3 z_0^3 + \frac{a_2}{2} r_{10}^2 + \frac{3}{2} a_3 z_0 r_{10}^2 = 0 \quad (19)$$

$$a_1 - a_1 * + 2a_2 z_0 + 3a_3 z_0^2 + \frac{3}{4} a_3 r_{10}^2 = 0$$

여기에서 $a_1 * = \frac{2(C_1 + C_2)}{L}$ 이다. 여러개의 α 에 관한 식을 (19)식에서는 a_1, a_2, a_3 에 의해서 대치되었다. 정상해 (r_{10}, z_0)는 발진신호의 진폭과 바이어스를 나타낸다.

(19)식은 3차식이므로 하나이상의 답이 나온다. 따라서 해는 정상해와 과도해 또는 비안정해로 구분된다. 본 논문에서의 해석은 정상해에 대해서만 기술한다.

해는 비선형 정수인 a_1, a_2, a_3 의 영향을 받으며 또한 $\frac{C_1 + C_2}{L}$ 에 의한 영향도 받는다. 이 비는 VCO의 주파수

$\omega_0^2 = \frac{(C_1 + C_2)}{LC_1 C_2}$ 에 의하여 진폭과 바이어스가 영향을 받는다는 사실을 설명해준다. II.장에서 언급한 주파수 변화방법을 사용하면 주파수가 진폭에 영향을 주지 않았다. 따라서 비선형 해석법은 2가지의 주된 잇점을 얻을 수 있다.

- 1) 발진파형의 진폭은 주파수에 의한 영향을 받지 않을 수 있다.
- 2) 주파수의 변화가 동작상태의 비안정성을 유발하지는 않는다.

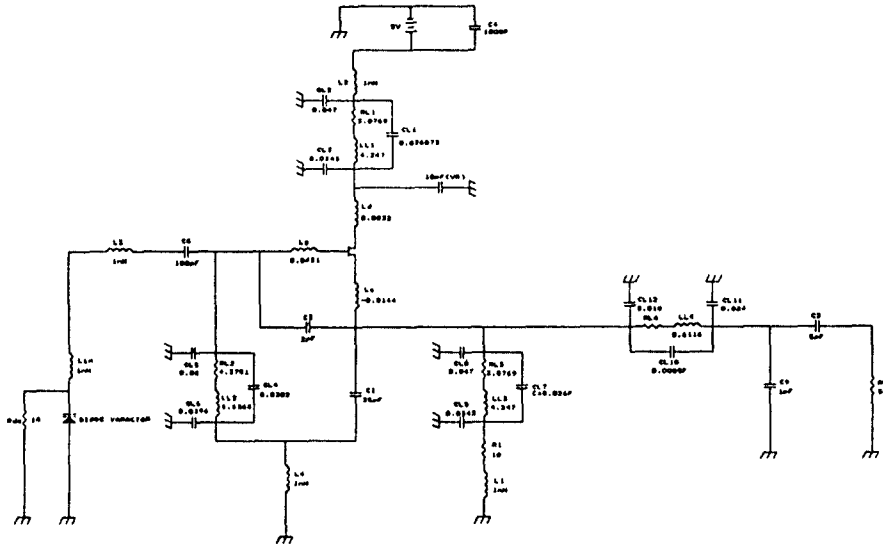
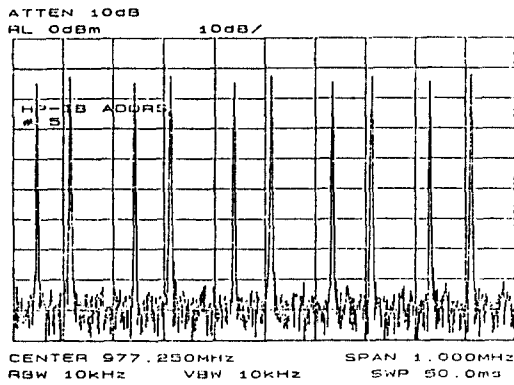
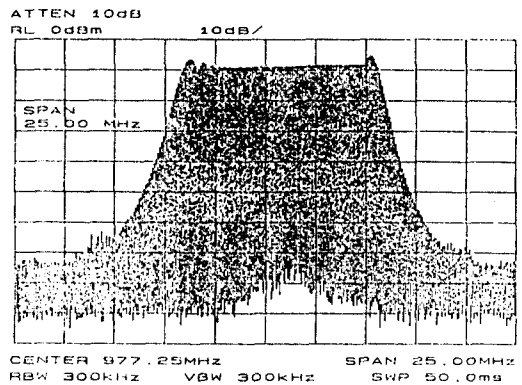


그림 6. 바이어스 회로를 포함한 GaAs MESFET 발진기 회로도.
Fig. 6. Oscillator circuit topology including the bias network.



(a) $C_1 > C_2(t)$ 인 경우



(b) $C_1 \gg C_2$ 인 경우

그림 7. GaAs MESFET VCO의 실험 결과
Fig. 7. Experiment results of the GaAs MESFET VCO

실제적으로 그림 6.의 GaAs MESFET를 이용한 VCO에서 소스측의 C_1 과 C_R 의 직렬 연결된 Capacitor를 C_2 라 할때 $C_1 > C_2(t)$ 인 경우를 택하면 그림 7.의 실험 결과에서 동작주파수는 바랙터에 심각과 전압을 가했을때 발진 주파수가 전 범위에 걸쳐 변화

기는 하나 출력전압의 진폭에 리플이 나타나지만 $C_1 \gg C_2$ 이면 2개의 발진 주파수의 진폭이 전 범위에 걸쳐 거의 일정하게 됨을 알 수 있다.

사용된 회로는 일반적인 VCO 회로지만 실제 MMIC화 할 경우에 사용되는 코일을 등가회로로 나

타낸 것이며 바레터는 외부에 연결하여 실험한 것이다. DC 차단용의 커패시터의 크기는 발진 주파수 제어 범위에도 영향을 주며 발진 주파수의 진폭에도 영향을 주므로 시뮬레이션과 모듈제작 실험을 통하여 최적화 과정을 거쳐야 한다. 각 단자에 연결된 인덕터는 본딩효과에 의하여 나타나는 현상을 나타낸다.

IV. 결 론

본 논문은 실제적인 VCO를 일반적인 2차 시스템으로 모델링하는 대신 3차원으로 모델링하여 몇 가지의 흥미로운 현상을 발견하였다. 그중 가장 중요한 것은 3차원 모델링은 콜피츠 발진기의 출력에 나타나는 시프팅 바이어스 모드를 규명한 것이다. 이모드는 간략화된 선형 해석에서는 지수적으로 감소한다고 언급된바 있으나 비선형 해석결과는 식(18a)~(18c)과 같은 매우 복잡한 파형으로 나타나고 있음을 알 수 있었다. 또한 실험을 통해서 살펴본 결과 급격한 변화의 형태로 나타난다.

본 논문의 해석 결과를 발진기의 동조회로 설계에 매우 긴요하게 쓰일 수 있다. 이미 보인대로 $C_1 \gg C_2$ (t)이어야 하는데 C_1 과 C_2 는 콜피츠 발진기에 사용되는 콘덴서이며 VCO의 성능을 향상시킨다. 이 사실은 선형이나 비선형해석 모두에서 입증되고 있다. 선형해석에서 이러한 조건은 발진주파수가 변한 이후에도 정상상태가 유지되도록 해 주는 역할을 하며, 비선형 해석의 경우에는 바레터에 가해지는 전압이 바뀔 때 주파수가 변하게 되는데 발진파의 진폭이 변화하지 않도록 하는 효과를 나타낸다. 앞의 결론은 주파수 변화를 시도한 후에 진폭의 유지에 관한 내용으로 제안된 방법에 의해 정확한 주파수의 변화에 관심을 기울일 수가 있으며, 주파수가 변화하는 동안에도 제안된 방법에 의하여 바크하우젠 조건을 유지하여 발진이 항상 유지되며 또한 파라미터의 변화과정이 끝난 후에 즉시 새로운 주파수를 얻을 수 있게 되는 것이다. 그러나 이러한 비선형 해석은 매우 복잡하다는 사실이 단점이 된다.

식(18c)는 원하는 주파수와는 조금 다른 주파수가 발생될 수 있다는 사실을 내포하고 있다. 그 차이는 $2a_1 \left(\frac{dr_1}{dt} / r_1 \right)$ 항의 영향이다. 따라서 MMIC VCO의 설계시 load pull 방법에 의한 matching회로의 조절이 요구되는 것이다. 그러나 Q의 값을 크게 설계하면

$Q = \frac{\omega_0 L}{r}$ 이므로 진폭의 변화효과를 최소화 할 수 있다.

참 고 문 헌

1. Winch, R.G., "Wide-band varector-tuned oscillator," IEEE Trans., SC-17, pp.1214-1219, 1982.
2. El-Kamali, "New design approach for wide-band FET voltage controlled oscillators," IEEE Trans., MTT-34, pp. 1059-1063, 1988.
3. Dupuis, A., Hausner, J. Russer, P., "Hybrid integrated Ku-band VCO," Proc. 19th European Microwave Conference, pp. 1009-1024, 1989.
4. K. D. Stephan, "Inter-injection-locked oscillators for power combining and phase arrays," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, no. 10, pp. 1017-1025, Oct. 1986.
5. S. A. Mass Nonlinear Microwave Circuits. Norwood, MA: Artech, 1988, ch. 12.
6. D. F. Peterson, "Varector properties for wide band linear tuning microwave VCO's," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, no. 2, pp. 110-125, Feb. 1980.
7. M. D. Jensen and L. C. Howlett, "Wide frequency range sine wave VCO with tunable inductor and capacitor," IEEE Trans. Instrum. Measure, vol. 33, no. 4, pp. 876-881, Aug. 1989.
8. Martin H. Schwab, "Determination of the steady state of an oscillator by a combined time-frequency method," IEEE Trans, Microwave Theory and Tech., vol. 39, no. 8, pp. 1391-1402, Aug. 1991.
9. W. N. Cheung, "Gain requirements profile of LC oscillators," Int. J. Electron., vol. 59, no. 5, pp. 629-636, 1985.
10. S. Svensson, "Fast tuned VCO's," in Conf. Proc. Millatery Microwave 1978, London, Oct. 25-27, 1978, pp. 287-291.
11. E. G. Chalmers and R. E. Carmen, "Design criteria of broadband varector tuned gunn oscillator," in Conf. Proc. Millatery Microwave 1978, London, Oct. 25-27, 1978, pp. 267-278.
12. Franz X. Kaertner, "Analysis of white and

$f^{-\alpha}$ noise in oscillators," Int. J. of Circuit Theory and Applications, vol. 18, pp. 485-519, 1990.

13. J. H. Haywood and Y. L. Chow, "Intermodulation distortion analysis using a frequency domain harmonic balance technique," IEEE Trans. Microwave Theory and Tcch., vol. 36,

no. 8, pp. 1251-1257, Aug. 1988.

14. M. S. Nakhala and et al., "A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems," IEEE Trans. Circuit Syst., vol. 23, no. 2, pp. 85-91, Feb. 1976.



金 學 善(Hak Sun Kim) 정회원
 1986년 2월 : 한국항공대학 전자공학과 졸업(공학사)
 1990년 2월 : 한국항공대학 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1993년 8월 : 한국항공대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)

1993년 3월~현재 : 대전산업대학교 정보통신공학과 전임강사

※주관심분야 : GaAs MESFET의 Micro, Macro 모델링
 GaAs MESFET를 이용한 아날로그(AF, RF, Microwave)모듈 및 MMIC설계 및 제작
 PSPICE를 이용한 회로 해석 및 설계



黃 寅 鉉(Ingab Hwang) 정회원
 1959년 1월 9일생
 1981년 2월 : 연세대학교 전기공학과(공학사)
 1983년 2월 : 연세대학교 대학원(공학석사)
 1992년 12월 : 아리조나주립대학교(공학박사)

1984년 2월~1986년 8월 : 삼성전자 주임연구원

1993년 2월 : 한국전자통신연구소 선임연구원

※주관심분야 : MMIC Design

李 亨 宰(Hyung Jae Lee) 정회원
 한국통신학회 논문지 17권 8호 참조
 현재 : 한국항공대학교 총장