

# 유전체 공진 발진기의 위상잡음 해석 및 최적화 설계

정희원 전 상근\*, 윤양훈\*\*, 권영우\*\*

## Phase noise analysis and optimum design of dielectric resonator oscillators

Sanggeun Jeon\*, Yanghoon Yoon\*\*, Youngwoo Kwon\*\* *Regular Members*

### 요약

본 논문에서는 HEMT를 이용한 초고주파 발진기에 대해 주파수 영역에서 변환행렬을 이용하는 방법으로 위상잡음을 계산하고, 제작 및 측정을 통해 이를 검증하였다. X-band 병렬 되먹임 발진기에 대하여 부하 임피던스를 변화시키면서 위상잡음과 출력을 계산하였다. 위상잡음과 출력 사이의 관계를 고려하여 최적화된 부하 임피던스에서 제작된 발진기는 중심주파수 10.76GHz에서 -104.1dBc/Hz(100kHz offset)의 위상잡음과 8.3dBm(10kHz Resolution BW)의 출력을 나타내었다. 한편 기존의 위상잡음 계산방법을 일반적인 3단자 발진기에 적용이 가능하도록 확장하였다. 이를 이용하여 Ka-band 직렬 되먹임 발진기에 대해 되먹임 길이를 변화시키면서 위상잡음과 출력을 계산하고, 그 변화 경향성을 추출하였다. 이를 제작된 발진기의 측정결과와 비교하여 일치하는 경향성을 얻었다.

### ABSTRACT

In this paper the phase noise of the HEMT oscillators is analyzed by means of the conversion matrices in the frequency domain. Such analysis is verified through comparison with the measured results. The phase noise and the output power of X-band parallel feedback oscillators are calculated at various load impedances. The oscillator with the optimum load impedance exhibits low phase noise of -104.1dBc/Hz(100kHz offset) and 8.3dBm(10kHz Resolution BW) output power at 10.76GHz. The existing algorithm for calculating a phase noise is extended so that it may be applied to general 3-port oscillators. By using the algorithm, the phase noise and the output power of Ka-band series feedback oscillators with various feedback lengths are calculated and the tendency of variations is extracted. The similar tendency is obtained in fabricated oscillators.

### 1. 서론

근래 급격히 늘어나는 정보량을 처리하기 위해 다양한 통신수단이 개발되고 있고, 따라서 높은 주파수 대역에의 관심이 날로 높아지고 있다. 발진기

는 마이크로파/밀리미터파 대역 송수신 모듈의 핵심 부품 중 하나로서, 발진기의 위상잡음(Phase noise)은 아날로그 수신기의 SNR을 감소시키고, CDMA 방식 등을 사용하는 디지털 통신용 송수신기의 BER을 높이며, 통신 채널간의 간격을 제한하고, Homodyne 방식의 레이더 시스템에서는 해상도를

\* 공군사관학교 전자공학과

\*\* 서울대학교 전기공학부

논문번호 : 99079-0305 접수일자 : 1999년 3월 5일

※ 본 연구는 1998년도 서울대학교 발전기금 일반학술연구비 지원과제에 의하여 수행되었습니다.

저하시키는 요인이 된다.

위상잡음은 여러 원인에 의해 발생하지만, 그 중에서도 능동소자에 내재되어 있는 저주파 잡음, 즉  $1/f$  잡음이 발진기의 비선형성에 의해 캐리어 주파수 근처로 상향변환(upconversion)되어 나타나는 것이 주원인이 된다<sup>[1]</sup>. 발진이 일어나고 있는 정상상태(steady-state)에서는 발진신호가 능동소자를 비선형적으로 유기시키고, 이는 다시  $1/f$  잡음을 발진신호와 혼합시켜 캐리어 주파수 근처에서 대체로  $1/f^3$ 의 경향으로 위상잡음을 발생시킨다<sup>[1],[2]</sup>.

따라서 위상잡음을 줄이기 위해서는 일반적으로 알려져 있듯이 바이폴라 트랜지스터와 같은  $1/f$  잡음이 작은 능동소자를 이용하는 방법이 있을 수 있다<sup>[3]</sup>. 하지만 본 논문에서는 마이크로파/밀리미터파 대역에서 광범위하게 사용되는 HEMT(High Electron Mobility Transistor)를 이용한 발진기에 대해 회로설계 단계에서 위상잡음을 줄이기 위하여 위상잡음을 해석하고 계산하였다.

위상잡음의 해석에 관한 연구는 그동안 다양한 방법으로 수행되어 왔다. Leeson은 발진기를 선형적인 증폭기와 제한회로로 모델링하여, 출력 위상잡음을 입력 위상잡음과 제한회로의 Q-factor에 대한 함수로 표현함으로써 실험적으로만 확인되던 위상잡음의 주파수에 대한 의존성을 이론적으로 설명하였다<sup>[2]</sup>. Kurokawa는 부정저항(Negative resistance)을 갖는 1단자 능동소자를 이용한 발진기에 대해 진폭잡음과 위상잡음의 스펙트럼을 수식적으로 유도하였다<sup>[4]</sup>. Debney와 Joshi는 GaAs FET 발진기를 1단자 회로로 표현하고, 이에 Kurokawa의 이론을 인용하여 위상잡음을 계산하였다. Siweris와 Schiek는 FET 발진기에 대해 주파수 영역에서 변환행렬(Conversion matrix)을 이용하는 방법으로 위상잡음을 계산하였다<sup>[1]</sup>.

본 논문에서는 Siweris와 Schiek의 위상잡음 해석법을 이용하여 위상잡음을 수치적으로 계산하였다. X-band 병렬 되먹임 발진기에 대해서는 부하의 임피던스를 변화시키면서 각각에 대해 발진조건을 만족시키고, 위상잡음과 출력을 계산하였다. 부하 임피던스에 따른 위상잡음과 출력의 변화 경향을 추출하고, 이를 이용하여 위상잡음과 출력 사이의 관계를 고려한, 최적화된 부하 임피던스를 찾아내었다. 또한 최적화된 발진기를 실제로 제작하고 측정하여 이론을 검증하였다.

한편 Siweris와 Schiek의 위상잡음 해석법은 FET의 소스를 접지로 가정하고, 게이트와 드레인 단의

전압에 대해 발진조건과 위상잡음을 계산하기 때문에, 소스에 되먹임이 있는 발진기 등에 대해서는 적용이 불가능하다고 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 모든 토폴로지의 발진기에 대한 위상잡음 해석이 가능하도록 [1]에서 제시한 방법을 일반적인 3단자 발진기에 대한 해석법으로 확장하였다. 이를 이용하여 Ka-band 직렬 되먹임 발진기에 대해 되먹임 길이를 변화시키면서 위상잡음과 출력의 변화 경향을 계산하였다. 또한 다양한 되먹임 길이를 갖는 Ka-band 발진기를 제작하여 계산결과와 비교함으로써 본 논문에서 확장하여 제시한 해석방법의 타당성을 검증하였다.

## II. X-band 병렬 되먹임 발진기의 위상잡음 해석

[1]에서 제시된 위상잡음 해석 방법을 이용하여, X-band 병렬 되먹임 발진기의 부하 임피던스를 변화시키면서 위상잡음과 출력을 수치적으로 계산하였다. 발진기를 비선형회로 부분과 선형회로 부분으로 나누고, 각각의 부분으로 흘러 들어가는 전류 성분을 밸런싱하여 발진조건을 구하게 된다. 또한 발진조건으로부터 능동소자 각 단에서의 전압을 계산하여 비선형회로 부분의 변환행렬을 구하고, 이로부터 위상잡음을 계산하게 된다.

해석된 발진기의 회로도도 그림 1과 같다. 그림 1에서 RLC 직렬 공진회로는 마이크로스트립 라인과 유전체 공진기(Dielectric resonator)의 결합 특성을 모델링한 것으로 일종의 대역통과 여파기의 역할을 한다<sup>[5]</sup>.

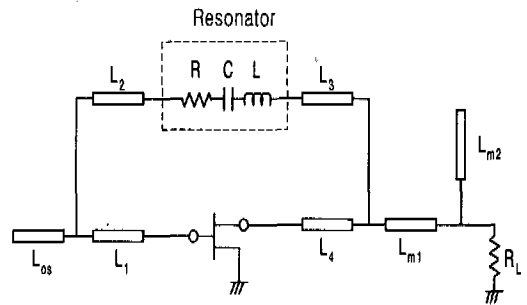


그림 1. 병렬 되먹임 발진기의 회로도

HEMT의 비선형회로 부분은 등가모델의 여러 파라미터 중에서 게이트-소스 캐패시턴스  $C_{gs}$ , 전달 컨덕턴스  $G_m$ , 드레인 저항  $G_d$ 만을 고려하였다. 이

파라미터들은 다양한 바이어스 지점에서 측정된 능동소자의 S-파라미터로부터 추출하였다<sup>6)</sup>.

본 논문에서는 부하의 임피던스를 다양하게 바꾸면서 발진조건을 만족시키고, 위상잡음과 출력을 계산하였다. 우선 발진기의 최대출력 전달조건을 만족시키는 부하 임피던스를 찾기 위해 로드풀(Load-pull) 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 2는 실험에 사용된 능동소자인 국제상사의 KH1032 소자에 대해 10GHz에서 로드풀 시뮬레이션을 수행한 결과를 보여주고 있는데, 최대 출력을 내는 최적의 부하 임피던스는  $0.345 \angle 46^\circ$  임을 확인할 수 있다.

그림 3에는 본 논문에서 계산한 부하 임피던스 지점을 나타내고 있다. 1번 지점이 로드풀 시뮬레이션으로 찾은 최적의 임피던스이고, 이 지점으로부터 A 방향과 B방향의 두 방향으로 부하 임피던스를 변화시켰다. 표 1에는 각각의 부하 임피던스 지점에 대해 위상잡음과 출력을 계산한 결과가 제시되어 있다.

1번 지점이 최대출력 전달조건을 만족하는 지점이므로 발진출력이 가장 크다는 것을 확인할 수 있다. A방향(1번, 2번, 3번, 4번 지점)으로 임피던스를 변화시키면, 위상잡음과 출력 특성이 동시에 급격히 악화되는 경향을 보인다. 반면에 B방향(1번, 5번, 6번, 7번, 8번 지점)으로는 출력에 약간의 손실이 있지만, 위상잡음은 비교적 많이 향상되는 경향을 보인다. 따라서 7번, 8번 지점이 위상잡음과 출력 사이의 관계를 적절히 고려한, 최적화된 부하 임피던스라고 할 수 있다. 본 논문에서는 최대 출력을 내는 1번 지점과 최적화된 부하 임피던스인 8번 지점에 대해 하이브리드 발진기를 각각 제작하고 측정하였다.

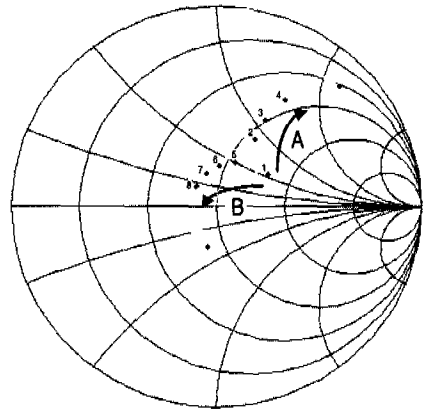


그림 3. 부하 임피던스 지점

표 1. 부하 임피던스에 따른 위상잡음과 출력

부하 임피던스 번호	반사계수	위상잡음 (dBc/Hz)	출력 (dBm)
1	$0.30 \angle 33^\circ$	-93.64	17.06
2	$0.39 \angle 61^\circ$	-93.56	16.00
3	$0.49 \angle 61^\circ$	-92.00	15.10
4	$0.62 \angle 58^\circ$	-90.19	13.82
5	$0.24 \angle 68^\circ$	-94.69	16.89
6	$0.21 \angle 86^\circ$	-96.79	16.13
7	$0.17 \angle 107^\circ$	-96.80	16.14
8	$0.14 \angle 133^\circ$	-96.72	16.42

발진기의 설계는 능동소자의 Table-based 모델을 이용하여 비선형적인 방법으로 수행되었다. 측정 결과, 최적화된 발진기(부하 임피던스 8번 지점)는 중심주파수 10.76GHz에서  $-104.1 \text{ dBc/Hz}$  (100kHz offset)의 위상잡음과  $8.3 \text{ dBm}$  (10kHz Resolution BW)의 출력을 나타내었다. 이에 대한 측정 스펙트럼은 그림 4에 제시되었다. 발진주파수 10.76GHz에서 로드풀 시뮬레이션을 한 결과는 그림 2의 10GHz에서의 거의 일치하는 것으로 나타났다. 한편 1번 지점의 부하 임피던스를 가지는 발진기는  $11.5 \text{ dBm}$  (10kHz Resolution BW)의 높은 출력을 보인 반면,  $-74.1 \text{ dBc/Hz}$  (100kHz offset)의 위상잡음 특성을 보였다. 측정된 위상잡음이 시뮬레이션된 값과 차이를 보이는 것은 여러 가지 시뮬레이션과 실험적 경험으로 비추어볼 때, 시뮬레이션의 수치 오

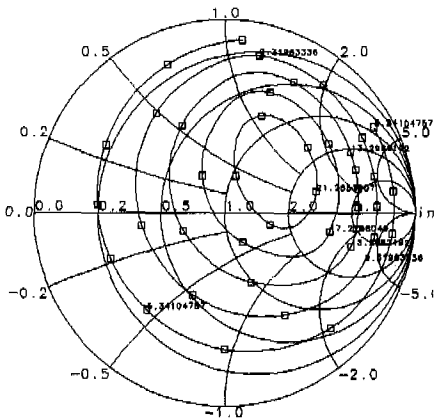


그림 2. KH1032의 Load-pull 시뮬레이션 결과

차, 측정 소자의 최적 bias의 변화, bonding wire 등으로 인한 발진주파수의 변화, 수동 소자의 임피던스 변화 등이 주요 요인으로 추정되어진다. 그러나 부하 임피던스에 따른 출력전력이나 위상잡음의 증감 경향은 시뮬레이션과 같은 경향을 보이고 있다.

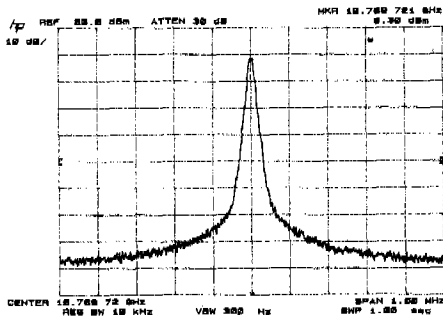


그림 4. 최적화된 X-band 발진기의 측정 스펙트럼

### III. 위상잡음 해석의 확장

[1]에서의 위상잡음 해석은 소스를 접지로 하여 게이트, 드레인의 2단자 회로로 해석이 이루어지므로 소스에 되먹임이 있거나 다른 토폴로지의 발진기에의 적용은 불가능하다고 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이를 일반적인 3단자 발진기 회로에 적용이 가능하도록 확장하였다. 일반적인 3단자 FET 발진기 모델은 그림 5와 같다.

FET 내의 비선형 파라미터는  $C_{gs}$ ,  $G_m$ ,  $G_d$ 로만 가정하였고, 소스를 접지가 아닌 하나의 단자로 가정하였다.

정상상태의 발진이 주파수  $\Omega_0$ 에서 발생한다고 가정하면, 게이트와 드레인 단에서의 전압, 전류인  $V_\nu$ ,  $I_\nu$  ( $\nu = 1, 2, 3$ )와 FET 내의 비선형 파라미터인  $C_{gs}$ ,  $G_m$ ,  $G_d$ 는  $\Omega_0$ 에 대한 주기함수가 된다. 따라서 비선형 파라미터는 식 (1)-(3)과 같이 푸리에 전개할 수 있다.

$$C_{gs}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{gsk} e^{jk\Omega_0 t} \quad (1)$$

$$G_m(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{mk} e^{jk\Omega_0 t} \quad (2)$$

$$G_d(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} g_{dk} e^{jk\Omega_0 t} \quad (3)$$

또한 FET 각 단자에서의 캐리어 전압과 전류를

static 부분과 dynamic 부분으로 구분하여 표시하면, 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} v_\nu(t) &= V_{\nu 0} + \tilde{v}_\nu(t), \\ i_\nu(t) &= I_{\nu 0} + \tilde{i}_\nu(t), \end{aligned} \quad (4)$$

$\nu = 1, 2, 3$

이 때, dynamic 부분  $\tilde{v}_\nu(t)$  와  $\tilde{i}_\nu(t)$ 에서 하모닉스 성분을 무시하고 기본파만을 가정하면, 다음 식 (5), (6)과 같이 표현할 수 있다.

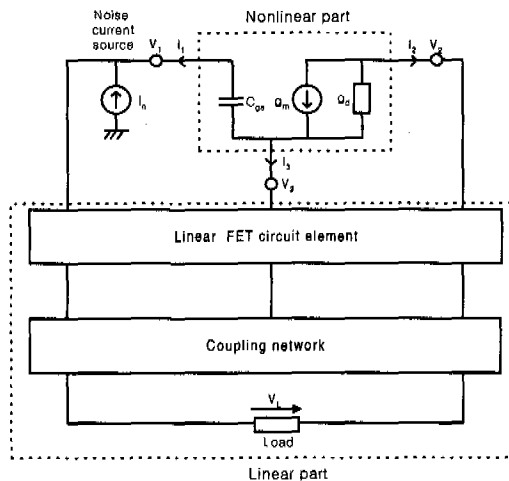


그림 5. 일반적인 3단자 FET 발진기 모델

$$\tilde{v}_\nu(t) = \text{Re}\{V_\nu e^{j\Omega_0 t}\} \quad (5)$$

$$\tilde{i}_\nu(t) = \text{Re}\{I_\nu e^{j\Omega_0 t}\} \quad (6)$$

$\nu = 1, 2, 3$

먼저 그림 5의 비선형회로 부분에 대해 식 (1)-(6)을 이용하여  $V_\nu$ 와  $I_\nu$  사이의 관계식을 구하면, 식 (7)-(9)와 같다.

$$I_1 = -j\Omega_0 \{C_{gs}(V_1 - V_3) - C_{gd}(V_1^* - V_3^*)\} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} -I_2 &= g_{m0}(V_1 - V_3) - g_{m2}(V_1^* - V_3^*) \\ &\quad + g_{d0}(V_2 - V_3) - g_{d2}(V_2^* - V_3^*) \end{aligned} \quad (8)$$

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0 \quad (9)$$

선형회로 부분에 대해서는 식 (10)과 같이 3단자 Y-파라미터로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

식 (7)-(10)에서 전류성분을 소거하면, 식 (11)-(13)과 같이 3개의 발진조건을 얻을 수 있다.

$$(Y_{11} + j\Omega_0 c_{gs0}) V_1 - j\Omega_0 c_{gs2} V_1^* + Y_{12} V_2 + (Y_{13} - j\Omega_0 c_{gs0}) V_3 + j\Omega_0 c_{gs2} V_3^* = 0 \quad (11)$$

$$(Y_{21} + g_{m0}) V_1 - g_{m2} V_1^* + (Y_{22} + g_{d0}) V_2 - g_{d2} V_2^* + (Y_{23} - g_{m0} - g_{d0}) V_3 + (g_{m2} + g_{d2}) V_3^* = 0 \quad (12)$$

$$(Y_{11} + Y_{21} + Y_{31}) V_1 + (Y_{12} + Y_{22} + Y_{32}) V_2 + (Y_{13} + Y_{23} + Y_{33}) V_3 = 0 \quad (13)$$

3개의 발진조건을 수치적으로 풀이하여 정상상태에서의 캐리어 전압  $V_i (\nu = 1, 2, 3)$ 와 발진주파수  $\Omega_0$ 를 구하게 된다.

한편, 위상잡음을 계산하기 위해 1/f 잡음원을 그림 5에서 FET 게이트단의 전류원  $i_n$ 으로 표현하였다.  $i_n$ 은 식 (14)와 같이 주파수  $\omega$ 의 정현파로 모델링한다.

$$i_n(t) = Re\{I_n e^{j\omega t}\} \quad (14)$$

1/f 잡음이 정상상태의 캐리어 신호와 혼합되면, 베이스밴드와 캐리어의 USB(Upper side band), LSB(Lower side band)에서의 스펙트럼이 각각 형성되고, 따라서 FET 각 단자에서의 캐리어 전압은 식 (15)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \vec{V}_\nu(t) = Re\{ & V_{\nu b} e^{j\omega t} + |V_{\nu l}| e^{j(\Omega_0 t + \phi)} \\ & + V_{\nu l} e^{j(\Omega_0 - \omega)t} + V_{\nu u} e^{j(\Omega_0 + \omega)t}\} \quad (15) \end{aligned}$$

$\nu = 1, 2, 3$

캐리어 전류도 식 (15)와 유사하게 표현할 수 있다. 이 때, 식 (15)에서 전류, 전압의 각 스펙트럼 성분만을 식 (16), (17)과 같이 정의한다.

$$\vec{I}_\nu = \begin{bmatrix} I_{\nu b} \\ I_{\nu l} \\ I_{\nu u} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\vec{V}_\nu = \begin{bmatrix} V_{\nu b} \\ V_{\nu l} \\ V_{\nu u} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$\nu = 1, 2, 3$

또한 비선형회로 부분에서 정상상태의 캐리어 전압 파형으로부터 구한 변환행렬을 식 (18)-(20)과 같이 정의하자.

$$\vec{C}_{gs} = \begin{bmatrix} \omega c_{gs0} & \omega c_{gs1} & \omega c_{gs1}^* \\ -(\Omega_0 - \omega) c_{gs1}^* & -(\Omega_0 - \omega) c_{gs0} & -(\Omega_0 - \omega) c_{gs2}^* \\ (\Omega_0 + \omega) c_{gs1} & (\Omega_0 + \omega) c_{gs2} & (\Omega_0 + \omega) c_{gs0} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\vec{G}_m = \begin{bmatrix} g_{m0} & g_{m1} & g_{m1}^* \\ g_{m1}^* & g_{m0} & g_{m2}^* \\ g_{m1} & g_{m2} & g_{m0} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\vec{G}_d = \begin{bmatrix} g_{d0} & g_{d1} & g_{d1}^* \\ g_{d1}^* & g_{d0} & g_{d2}^* \\ g_{d1} & g_{d2} & g_{d0} \end{bmatrix} \quad (20)$$

마지막으로 선형회로 부분의 Y-파라미터를 각 스펙트럼(베이스밴드, 캐리어의 USB, LSB)별로 구분하여 행렬로 표시하면, 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{Y}_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} Y_{\mu\nu b} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{\mu\nu l} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{\mu\nu u} \end{bmatrix}, \mu, \nu = 1, 2, 3 \quad (21)$$

이 때,  $Y_{\mu\nu b} = Y_{\mu\nu}(\omega)$ ,  $Y_{\mu\nu l} = Y_{\mu\nu}(\Omega_0 - \omega)$ ,  
 $Y_{\mu\nu u} = Y_{\mu\nu}(\Omega_0 + \omega)$

식 (18)-(21)을 이용하여  $\vec{V}_\nu$ 와  $\vec{I}_\nu$ 와의 관계식을 구하면, 다음 식 (22)-(27)과 같다.

$$-\vec{I}_1 = j\vec{C}_{gs}^* (\vec{V}_1 - \vec{V}_3) \quad (22)$$

$$-\vec{I}_2 = \vec{G}_m^* (\vec{V}_1 - \vec{V}_3) + \vec{G}_d^* (\vec{V}_2 - \vec{V}_3) \quad (23)$$

$$\vec{I}_1 + \vec{I}_2 + \vec{I}_3 = 0 \quad (24)$$

$$\vec{I}_1 + \begin{bmatrix} I_n \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \vec{Y}_{11}^* \vec{V}_1 + \vec{Y}_{12}^* \vec{V}_2 + \vec{Y}_{13}^* \vec{V}_3 \quad (25)$$

$$\vec{I}_2 = \vec{Y}_{21}^* \vec{V}_1 + \vec{Y}_{22}^* \vec{V}_2 + \vec{Y}_{23}^* \vec{V}_3 \quad (26)$$

$$\vec{I}_3 = \vec{Y}_{31}^* \vec{V}_1 + \vec{Y}_{32}^* \vec{V}_2 + \vec{Y}_{33}^* \vec{V}_3 \quad (27)$$

식 (22)-(27)의 선형방정식을 연립하면, 단자 전

압의 스펙트럼  $\vec{V}_\nu$ 를 계산하여 캐리어의 USB, LSB 성분을 구할 수 있다. 또한 식 (28)의 변환식을 이용하여 이를 진폭잡음과 위상잡음 성분으로 변환하게 된다<sup>7)</sup>.

$$\begin{bmatrix} \frac{\Delta V_\nu}{|V_\nu|} \\ \Delta\phi_\nu \end{bmatrix} = \frac{1}{|V_\nu|} \begin{bmatrix} e^{j\phi_\nu} & e^{-j\phi_\nu} \\ je^{j\phi_\nu} & -je^{-j\phi_\nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{vu}^* \\ V_{uv} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$\nu = 1, 2, 3$

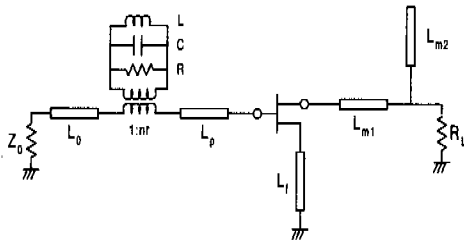


그림 6. 직렬 되먹임 발진기의 회로도

#### IV. Ka-band 직렬 되먹임 발진기의 위상 잡음 해석

III장에서 제시한 일반적인 3단자 발진기의 위상 잡음 해석법을 이용하여 Ka-band 직렬 되먹임 (Series feedback) 발진기의 위상잡음과 출력을 수치적으로 계산하였다. 해석된 발진기의 회로도는 그림 6과 같다.

능동소자는 국제상사의 KH1032를 사용하였으며, 모든 전송선은 마이크로스트립 라인으로 구현하였다. 본 논문에서는 직렬 되먹임의 길이인  $L_p$ 를 변화시키면서 위상잡음과 출력을 계산하여 그 변화 경향성을 파악하였다. 그림 7에 계산 결과가 제시되었다.

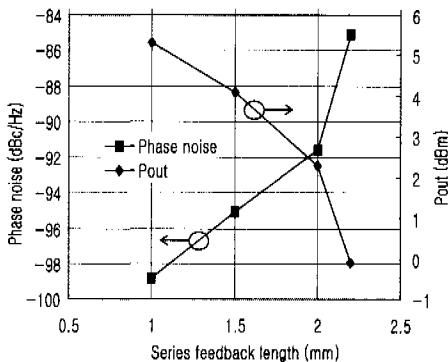


그림 7. 직렬 되먹임 길이에 따른 위상잡음과 출력의 변화 (계산 결과)

그림 7에서 보면, 직렬 되먹임 길이가 2.2mm에서 1.0mm까지 변화하면서 위상잡음은 감소하고, 출력은 증가하는 경향을 보이게 된다. 되먹임 길이가 더욱 감소하면, 발진조건을 만족하는 해를 찾을 수 없었다.

계산된 결과를 검증하기 위하여, 서로 다른 되먹임 길이를 갖는 3개의 Ka-band 직렬 되먹임 발진기를 각각 제작하였다. 직렬 되먹임 길이는 각각 1.2mm, 1.6mm, 1.9mm였다. 한편 Ka-band에서의 측정손실을 줄이기 위하여 출력측에 도파관-마이크로스트립 변환구조를 이용하였다<sup>8)</sup>.

발진주파수는 되먹임 길이가 1.2mm, 1.6mm, 1.9mm일 때, 각각 26.2GHz, 24.7GHz, 25.9GHz로 측정되었다. 또한 각 발진기의 위상잡음과 출력을 서로 비교하기 위하여 동일한 바이어스 조건 ( $V_{ds}=2.5V$ ,  $I_{ds}=25mA$ )에서 각각 측정된 값을 그림 8에 나타내었다.

그림 8을 보면, 직렬 되먹임 길이가 1.2mm에서 1.9mm로 커질수록 위상잡음은 -97dBc/Hz에서 -89dBc/Hz로 증가하고(1MHz offset), 출력은 -1.15dBm에서 -6.10dBm으로 감소했다(100kHz Resolution BW). 이는 그림 7의 계산 결과와도 경향이 잘 일치하는 것이다. 다만 발진 주파수와 출력 전력, 위상잡음값이 계산 결과와 측정값 사이에 다소 큰 차이를 보이는 것은 칩소자의 본딩 와이어(Bonding wire) 효과와 출력 계산시에 캐리어의 하모닉스를 무시한 점, 또 유전체 공진기의 Modeling Error, 그리고 소자의 파라미터를 간소화한 점 등이 원인으로 생각된다.

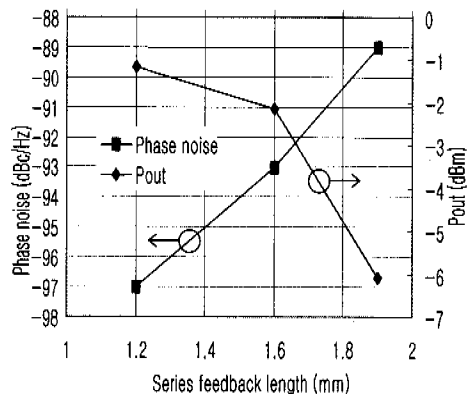


그림 8. 직렬 되먹임 길이에 따른 위상잡음과 출력의 변화 (측정 결과)

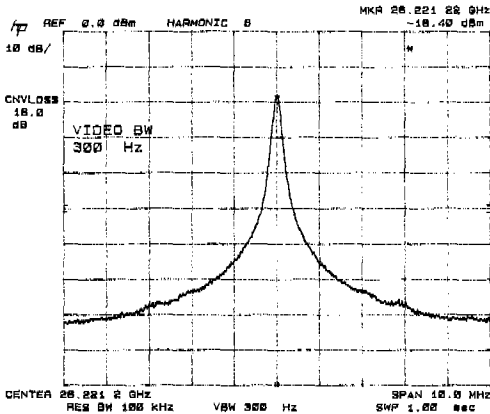


그림 9. Ka-band 발진기의 측정 스펙트럼 (직렬 되먹임 길이 : 1.2mm)

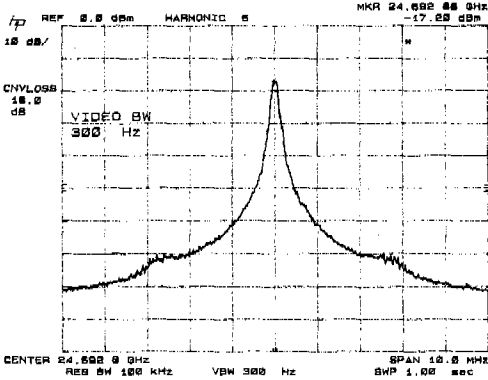


그림 10. Ka-band 발진기의 측정 스펙트럼 (직렬 되먹임 길이 : 1.6mm)

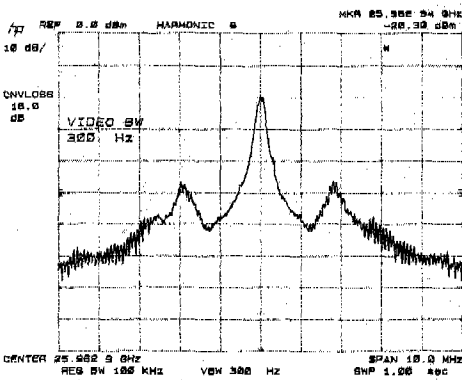


그림 11. Ka-band 발진기의 측정 스펙트럼 (직렬 되먹임 길이 : 1.9mm)

스펙트럼 분석기를 이용하여 측정된 발진신호의 스펙트럼을 되먹임 길이에 따라 그림 9-11에 각각

제시하였다. 스펙트럼 분석기에서 보여지는 출력값은 측정시 사용한 10dB 방향성 결합기(directional coupler)에서의 감쇄와 측정장비에서 발생한 손실이 포함된 것이므로, power meter로 측정한 실제값보다는 작은 값을 밝혀준다.

### V. 결론

본 논문에서는 기존의 위상잡음 해석법을 수치적으로 적용하여, 발진기의 부하 임피던스를 변화시키면서 위상잡음과 출력을 계산하였다. 위상잡음과 출력의 관계를 고려하여 최적의 부하 임피던스를 찾아내고, 발진기를 실제로 제작하여 중심주파수 10.76GHz에서 -104.1dBc/Hz(100kHz offset)의 위상잡음과 8.3dBm(10kHz Resolution BW)의 출력을 얻었다.

또한 기존의 해석법을 일반적인 3단자 발진기에 적용이 가능하도록 확장하였으며, 이를 Ka-band 직렬 되먹임 발진기에 적용하였다. 되먹임 길이를 달리하여 위상잡음과 출력을 계산하고, 이를 제작된 발진기의 측정결과와 비교하여 비교적 잘 일치하는 경향을 얻을 수 있었다. 본 논문에서 제시된, 일반적인 3단자 발진기의 위상잡음 해석법은 다른 토폴로지의 발진기에 대해서도 적용이 가능하여 위상잡음과 출력에 대한 최적화에 이용될 수 있으리라 사료된다.

### 참고 문헌

- [1] H. J. Siweris and B. Schiek, "Analysis of Noise Upconversion in Microwave FET Oscillators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, No. 3, pp. 233-242, Mar. 1985.
- [2] D. B. Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," *Proceedings of IEEE*, vol. 54, pp. 329-330, Feb. 1966.
- [3] M. N. Tutt, D. Pavlidis, A. Khatibzadeh and B. Bayraktaroglu, "Low Frequency Noise Characteristics of Self-Aligned AlGaAs/GaAs Power Heterojunction Bipolar Transistors," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 42, pp. 219-230, 1995.
- [4] K. Kurokawa, "Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 48, pp.

