

論文98-35D-3-1

조셉슨 전압 표준을 위한 극저온(4.2K) X-밴드 HEMT 발진기의 설계

(Design of Cryogenic(4.2K) X-Band HEMT Oscillator for Josephson Voltage Standard)

李文揆*, 南相郁*, 廉京煥**, 金奎泰***

(Moon-Que Lee, SangWook Nam, Kyung-Whan Yeom, and Kyu-Tae Kim)

요 약

본 논문에서는 극저온(4.2K)에서 동작하는 조셉슨 전압 표준을 위한 새로운 발진기의 구조를 제안하고, 제작, 측정하였다. 발진기의 설계를 위해, 저온에서 능동소자의 특성을 $1/f$ 잡음과 출력전력, 전류 붕괴 현상 측면에서 고찰하였다. 발진기의 설계는 비선형 설계 기법을 이용하여 출력 전력의 최적화를 수행하였다. 발진기의 구조로 결합단자를 갖는 새로운 구조를 제안하고, 일반적인 6가지 구조에 대해 케환소자의 값들을 유도하였다. X-band 대역에서 조셉슨 전압표준을 위한 HEMT 발진기를 설계하였고, 상온과 저온에서 발진 주파수, 출력레벨, C/N비, 주파수 안정도에 대한 특성을 비교하였다.

Abstract

A new oscillator configuration is presented and tested for Josephson voltage standard operated at the cryogenic(4.2K) temperature. Features of active devices are investigated in aspects of $1/f$ noise, output power, and current collapse at low temperature. The output power of oscillator is optimized by a nonlinear design approach called Harmonic Two Signal Method(HTSM). The embedding networks of the generalized six oscillators with two loads are derived. A HEMT oscillator is designed in X-Band for the Josephson voltage standard and tested at room and cryogenic(4.2K) temperatures. Oscillation frequency, output power, C/N ratio, and frequency stability are compared at room and low temperatures.

I. 서 론

최근 들어 computer를 통한 자동측정 및 계측기를

통한 측정량은 과거에 비해 급격히 늘어나고 또한 이들의 측정의 신뢰성을 위해 보다 정확한 표준의 생성 및 이용이 증대되고 있다. 따라서 정확한 표준단위의 발생법 및 이를 이용한 표준 제공은 매우 중요한 문제가 되고 있다. 전기측정에서의 표준은 전압과 전류를 그 기본으로 볼 수 있으며, 전압에 대한 표준으로서 과거 수은 전지에서 발생된 전압을 표준으로 사용하였으나, Josephson 소자의 발견 이후 이를 이용한 전압 표준은 과거보다 10^{-6} 의 정확도를 갖는 전압 표준을 제공하는 것이 가능하게 되었다.

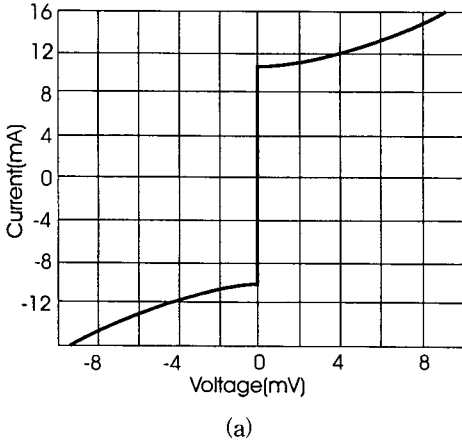
현재 가장 정밀, 정확하게 측정할 수 있는 물리량은 주파수다. 전압표준을 주파수의 정밀도로 높이기 위한

* 正會員, 서울大學校 電氣工學部
(School of Electrical Engineering, Seoul National University)

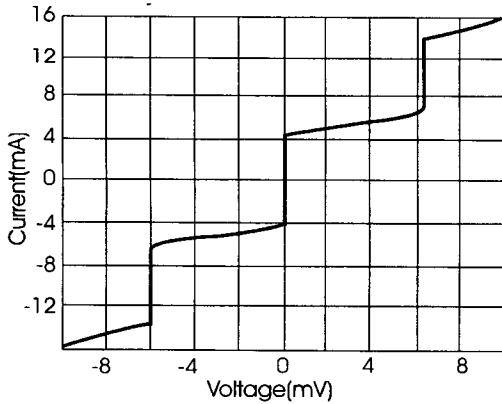
** 正會員, 忠南大學校 電波工學科
(Depart. of Radio Science and Comm. Eng., Chungnam National University)

*** 正會員, 韓國 標準科學研究院
(Korea Research Institute of Standards and Science)
接受日字:1997年5月29日, 수정완료일:1998年2月27日

방법으로 조셉슨 소자에 마이크로파 주파수를 인가하는 방법을 사용하고 있다. 조셉슨 접합에 주파수 f_0 의 마이크로파가 인가될 때 출력전압 V_n 은 $V_n = nf_0 / (2e/h)$ 로 인가 주파수 (f_0)와 물리상수 ($2e/h$) 그리고 Josephson series array의 개수인 n 에 의존하게 되어 전압단위 volt를 주파수 (f_0)의 정확도와 같은 수준의 정확도로 구현할 수가 있다.



(a)



(b)

그림 1. 저온(4K) 상태에서 400개의 SNS 접합에 대한 전류-전압 특성 (a)마이크로파 전력을 인가하지 않은 경우 (b) 15 GHz의 마이크로파 전력을 인가하는 경우

Fig. 1. Current-voltage characteristics for a 400 SNS junction array at 4.2K (a) with no microwave power, (b) with microwave power at 15 GHz.

과거에는 전압 표준 array의 집적도가 높지 않아 1V에 가까운 전압 표준을 얻기 위해서는 주파수가 높은 밀리미터파 발진기가 필요했다^[1]. 최근 들어 전압 표준으로 사용되는 조셉슨 array의 제작기술의 진전으

로 1) 좀더 많은 조셉슨 array를 집적시킬 수 있게 되었고 2) 그림 1과 같은 SNS (Superconductor Normal Superconductor) junction을 사용할 경우 임계 전류가 커서 전압 스텝이 열잡음(thermal fluctuation) 등에 영향을 덜 받게되었다.

이러한 조셉슨 array 집적기술의 향상으로 1V 전압표준을 얻기 위해 더 낮은 발진 주파수가 필요하게 되어 제작이 수월하게 되었다. 또한 발진 주파수가 낮아질 경우 전압 표준 셀에 균등한 마이크로파 전력을 인가하기가 밀리미터파보다 용이하여 array에서의 AC 조셉슨 효과에 의해 발생하는 전압의 stability를 높일 수가 있다. 이러한 배경에서 전압표준의 대량 보급을 위해서는 마이크로파 발진원과 전압표준 array를 monolithic으로 제작하는 것이 필요할 것이다. 그러나 현재로서는 전압표준 array내에서 능동소자를 공정 개발하는 것이 전무한 상태이며 액체 He상태에서 발진 조정 시험 등의 난관이 예측되어 용이한 일은 아니다. 따라서 본 논문에서는 하이브리드 기술의 평면형 X-Band대역의 발진기를 설계하고 이를 액체 helium 상태에서 동작을 확인하며 전압표준 array와 접속시킴으로서 저가형 전압표준을 구현하려 한다. 이는 향후 전압 표준 array와 같은 substrate를 사용 집적시키는데 훌륭한 토대가 되리라고 생각된다.

II. Josephson 전압표준기의 구조

그림 2와 그림 3은 조셉슨 전압표준기의 구성과 회로의 Jig의 구조를 보여주고 있다. 조셉슨의 초전도 특성을 얻기 위해 발진기와 조셉슨 어레이를 액체 helium에 놓이게 되고, 발진주파수의 sampling단자와 DC 바이어스 선 등은 자기적으로 차폐된 파이프를 통하여 외부로 연결된다. 바이어스 라인으로는 게이트 전압, 드레인 전압, 그라운드를 위한 결선이 요구된다. 발진기의 주파수를 안정화시키기 위한 결함단자는 3.5mm coaxial cable로 같은 알루미늄 파이프를 통하여 외부로 연결되고 외부에서 주파수 locking을 시킨다. Josephson array는 재료의 특성상 자기차폐 (magnetic shielding)가 요구되므로 자기 차폐를 위한 금속재질의 파이프 안에 Jig를 두어야 한다. 주파수의 안정도를 높이기 위한 목적으로 위상 동기를 걸기도 하는데, 위상동기는 주파수 counter인 EIP counter의 phase lock기능을 이용한다. MIC 발진기

의 능동소자는 HEMT나 MESFET등으로 구현될 수 있고, 발진 전력은 Josephson array에 인가된다. MIC에 사용되는 기판은 열팽창계수가 작고 soft substrate인 테플론을 이용한다. 회로의 구현은 마이크로스트립 형태로 제작된다.

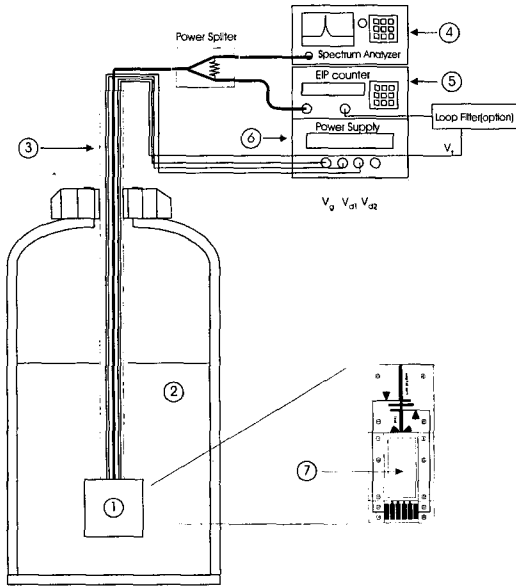


그림 2. 조셉슨 전압 표준의 구성도 그림설명: ①; 마이크로파 발진기 + 조셉슨 어레이, ②; 액체 헬륨(4.2K), ③; 자기 차폐 파이프 (결합 단자, 바이어선, 조셉슨 전압, 전류 배선), ④; spectrum analyzer, ⑤; Source locking counter(frequency counter), ⑥; DC power supply(V_g, V_{d1}, V_{d2}), ⑦; 조셉슨 어레이의 위치

Fig. 2. Configuration of Josephson voltage standard. Description of Figure: ①; microwave oscillator + Josephson array, ②; liquid helium(4.2K), ③; pipe magnetic shielded containing the wires for coupling load, bias line, and voltage and current generated by Josephson array), ④; spectrum analyzer, ⑤; source locking counter(frequency counter), ⑥; DC power supply(V_g, V_{d1}, V_{d2}), ⑦; position of Josephson array.

Josephson array의 마이크로파 입력부분은 공정의 편의상 CPW(Coplanar Wave Guide)구조로 제작이 용이하므로, 발진기의 출력부분은 발진범위에서 동작하는 Microstrip-to-CPW transition의 설계가 요구된다. 이 transition은 비교적 넓은 대역에서 단락 특성과 $\lambda/4$ 길이가 짧은 radial stub로 가상의 그라운드

를 구성하고 bonding wire로 마이크로스트립과 Josephson array의 입력단을 연결하여 구현한다. Jig에서 발진기는 그라운드를 갖는 테플론 기판위에 $30 \times 30 \text{ mm}^2$ 안에서 구현이 되고, Josephson array는 그라운드가 없는 coplanar waveguide이므로 금속 Jig에 테플론 재질의 carrier를 만들어 착탈식으로 장착한다.

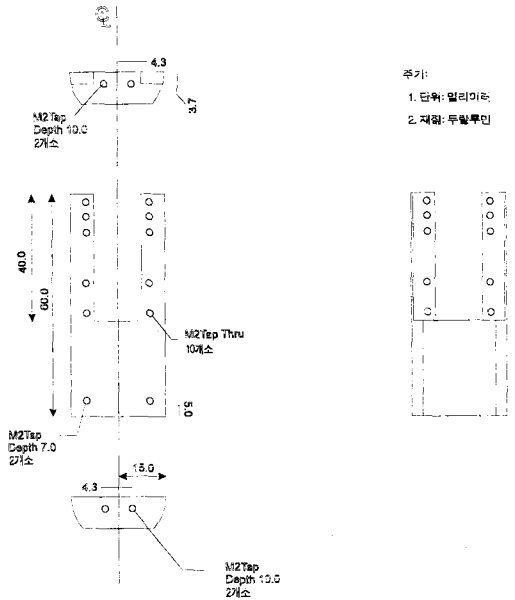


그림 3. MIC 발진기와 Josephson array의 장착을 위한 Jig
Fig. 3. Jig for MIC oscillator and Josephson array.

III. 극 저온에서의 발진기로 사용 가능한 능동소자 비교

저온에서 solid state device의 특성은 재료에 따라 상온과 많은 차이를 보이게 된다. 4.2K 온도에서 동작하는 회로의 설계에서 특히 고려해야하는 것은 전류의 붕괴현상(Current Collapse)이다. 전류 붕괴현상이란 DC I-V의 곡선에서 온도가 낮아짐에 따라 DC 전류가 급격하게 줄어들어 능동소자로서 동작을 하지 못하는 현상을 말한다. 이밖에 소신호 이득계수, 발진기의 위상잡음 특성 등을 상온과 비교하여 능동소자를 선택하여야한다. 소자가 상온에서 저온으로 동작상태가 옮겨갈 때, 상용 MESFET, HEMT, PHEMT(Pseudomorphic HEMT)의 DC I-V와 S parameters의

특성 변화는 소자마다 다르게 나타난다. MESFET와 PHEMT의 DC특성은 온도에 따라 일반적으로 크게 영향을 받지 않은 것으로 알려져 있다^[3].

이종접합 물질인 HEMT는 GaAs 기판위에 성장된 AlGaAs/GaAs(HEMT) 구조의 소자이다. AlGaAs/GaAs 이종접합의 경우 Al의 양을 변화시킴에 따라 전도대의 에너지 차이를 조절할 수 있으며 동시에 격자 정합된 에피층을 얻을 수 있다. 이 경우 Al의 비율이 증대될 때, AlGaAs에 대한 n형 불순물인 Si의 주입은 DX center라는 깊은 에너지 준위를 에너지 금지대에 형성하여 특히 저온에서 소자 특성이 악화된다. 그러한 예로는 persistent photo-conductivity, 온도에 따르는 문턱 전압의 변화, drain I-V collapse 현상, 생성 및 재결합 잡음 등을 들 수 있다^[4]. 이러한 현상들은 DX center에 전자가 포획, 방출됨에 따라 일어난다. 근래에는 MBE, MOCVD 방법 등으로 성장된 InAlAs/InGaAs이종접합구조(PHEMT)을 사용하는 연구가 활발히 이루어지고 있다. InAlAs/InGaAs 이종접합은 InAlAs에서 In과 Al의 비율을 0.52 대 0.48로, InGaAs에서 In과 Ga의 비율을 0.53 대 0.47로 조절하여 InP의 기판 위에 격자 정합된 상태로 성장을 시킨다. InAlAs/InGaAs 접합은 앞서 언급한 DX center의 영향이 없다.

HEMT의 고주파 소신호이득은 드레인 전압을 충분히 높게 유지하여 전류붕괴현상이 없다면 저온으로 갈수록 오히려 더 커지게 된다. HEMT의 소신호 산란계수의 변화는 S21의 크기가 온도가 낮아짐(77K)에 따라 20%정도가 증가하고, 그밖의 다른 산란계수들은 (S11, S22, S12)은 상온과 비슷한 결과를 보이는 것이 알려져 있다^[4]. 따라서 상온설계를 가지고 저온의 특성을 실험하면 gain(S21)의 증가로부터 출력전력이 증가함을 예측할 수 있다.

전류붕괴 현상은 특히 드레인 전압이 낮을 때 발생하고, 이를 회복시키기 위해서는 드레인 전압을 높이거나, 소자에 빛을 쬐이면 회복이 된다. 전류붕괴의 원인은 DX center와 trap으로 인한 hole의 포획(trapping)에 의한 것으로, 기존 HEMT인 경우 심각한 영향을 미친다. 저주파 잡음 특성(1/f 잡음)은 상온에서는 MESFET이 HEMT에 비해 우수한 특성을 가지고 있지만, 온도를 낮출수록 HEMT의 잡음특성이 더 우수한 결과를 나타낸다^[3]. 표 1은 MESFET, PHEMT, HEMT의 상온과 저온특성을 비교한 결과

이다. 본 논문에서는 저온에서 소신호 이득이 상온보다 더 커지고, 전류 붕괴현상의 가능성이 비교적 적고, 1/f 잡음의 특성이 더 개선될 것으로 예상되는 HEMT를 발진기의 능동소자로 사용하고자 한다.

표 1. 저온에서 능동소자의 특성 비교

Table 1. Comparisons among the characteristics of various active devices at low temperature.

| Device | Current Collapse | 소신호 이득 |
|--------|------------------|----------|
| HEMT | Poor | Improved |
| PHEMT | Medium | Degraded |
| MESFET | Good | Degraded |

IV. 결합단자를 갖는 발진기의 구조 및 설계

준선형 설계를 이용하여 발진기의 케환소자를 결정하는 문제는 Vehovec에 의해 처음 제시되고, Kotzebue에 의해 6가지 일반적인 발진기 구성의 케환소자의 값이 완결된 형태로 정하여졌다^[5]. 6가지의 구조란 트랜지스터의 3단자 회로에 대해 직렬과 병렬 중 어느 한가지 구조로만 케환회로가 구성되는 경우에 부하의 위치에 따라 형성되는 각각의 3가지의 구조를 말한다. 이러한 6가지 구조에서 부하를 포함한 케환소자의 값은 능동소자 관점에서 보면 모두 같은 동작점을 갖는 동일한 회로이다. 각 발진기의 케환회로의 유도는 수식 전개 편의상 직렬케환 발진기의 경우는 능동소자를 Z-parameters로, 병렬케환 발진기는 Y-parameters로 표현하는 것이 유리하다. 부하가 1개인 경우에는 결정해야할 변수는 4개(부하의 실수부, 부하의 허수부, 무손실 소자 2개)이며 실제로 복소 선형식 2개를 독립적으로 얻을 수 있으므로 전체 부하를 유일하게 결정할 수 있다.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 결합단자를 갖는 발진기의 6가지 구조로 모든 발진기는 능동소자의 동일한 동작점을 갖는 일반적인 구조이다^[6]. 결합단자를 갖는 발진기의 경우 결정해야할 변수의 개수는 5개(부하의 실수부, 부하의 허수부, 결합단자의 실수부, 결합단자의 허수부, 무손실 소자)로 케환소자의 값을 결정하기 위해서는 독립된 방정식의 개수가 5개가 필요하지만, 실제로 독립적으로 얻을 수 있는 방정식은 복소방정식이 2개, 즉 독립된 방정식은 4개만을 얻을

수 있다. 따라서 그림 3과 같은 구조에서 부하와 케환 소자의 값은 유일하게 결정되지 않는다.

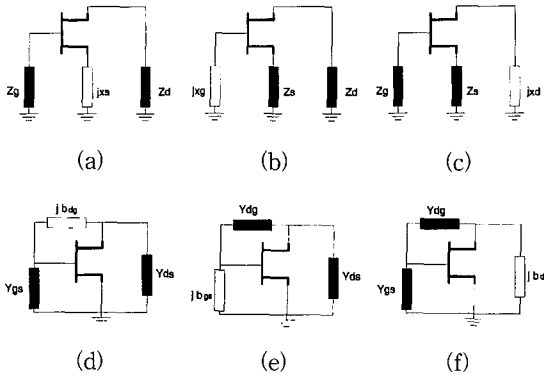


그림 4. 결합단자를 갖는 6가지 일반적인 발진기 구조
Fig. 4. Proposed six configurations of oscillators with a direct coupling load.

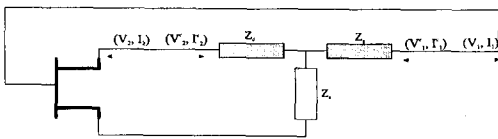


그림 5. T형 구조로 된 케환구조의 발진기(능동소자의 관점)
Fig. 5. Oscillator configuration with T-shape embedding elements.

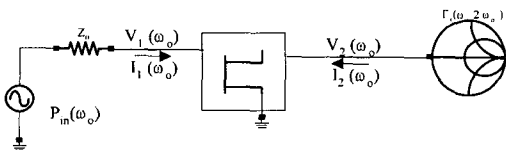


그림 6. 발진기의 동작점 해석을 위한 Load-pull (Harmonic Two Signal Method)
Fig. 6. Load-pull Method (Harmonic Two Signal Method) for the analysis of RF-operating point of oscillator.

발진기의 출력전력은 능동소자의 RF 동작점과 DC 바이어스 점에 의한 RF 전류, 전압 파형의 제한과 직접적인 관련이 있다. 따라서 발진기의 출력을 최적화하기 위해서는 적절한 바이어스 점의 선정뿐만 아니라 최적의 RF 동작점을 결정하여야 한다. 여기서 RF 동작점이란 그림 5에서 발진기의 동작이 최적이 되는 능동소자의 단자 전압과 전류 (V_1, V_2, I_1, I_2)를 말한다. 그러나 발진기에 있어서는 tuning 도중 발진주파수가 변하며, 또한 발진기의 외부 케환소자 모두를 tuning

하는 것은 현실적으로 매우 어려운 일이기 때문에 발진기의 RF 동작점을 최적화하기 위해서는 발진기의 상태가 아닌 증폭기의 상태로 RF의 동작점을 분석해야 한다. 따라서 최적의 단자 전압과 전류를 구하는 과정은 그림 6과 같은 Load-Pull을 거쳐서 결정이 된다. 이때 그림 6에서 $P_{in}(\omega_o)$ 로 표시되는 RF-drive level은 부하로 전달되는 전력이 최대가 되도록 설정한다. 이 값은 FET의 경우 gate-source간의 다이오드를 turn-on시키는 전압에 해당한다. gate-source간 다이오드가 turn-on이 되면 트랜지스터가 열화가 되고 gate-source사이의 DC전류로 인한 잡음 특성이 급격히 나빠지므로 RF-drive level은 turn-on이 되지 않는 범위 내에서 조심스럽게 선택되어야 한다. 발진기의 설에서 RF 동작점을 결정하는 과정을 요약하면 다음과 같다.

- 1) 능동소자의 gate-source간 junction 다이오드를 turn-on시키지 않는 범위 내에서 입력 입사 전력의 크기 ($|P_{in}|$)를 결정한다.
- 2) 능동소자를 최적의 load-line에서 동작하도록 RF 동작점을 load-pull을 이용하여 결정한다(그림 6에서 I_1). 최적의 RF 동작점은 능동소자가 최대 전력을 부하로 전달하는 Load-Pull의 부하로 결정된다.

위의 과정(HTSM, [7])을 통하여 RF-동작점이 결정되었으면, 발진기가 이 동작점에서 동작할 수 있도록 외부 케환회로를 구성해야 한다. 외부 케환회로는 그림 4중 하나를 선택하면 되는데 여기서는 (a)에 대해서만 생각하기로 한다.

여기서 $V_1^e, V_2^e, I_1^e, I_2^e$ 는 embedding network의 단자전압, 전류로 그림 5의 정의와 같다. 그림 5에서 케환소자(embedding network)는 수동소자로만 구성되므로 reciprocal property를 만족하여, $Z_{21}^e = Z_{12}^e$ 이고, 단자전압과 단자 전류의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} V_1^e \\ V_2^e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11}^e & Z_{12}^e \\ Z_{12}^e & Z_{22}^e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1^e \\ I_2^e \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 Z_{ij}^e 는 케환소자의 Z-parameters를 나타낸다. 단자 전류를 회로의 안쪽으로 흘러 들어가는 방향을 정방향으로 가정한다. 결합단자를 포함하는 embedding network이 T-type으로 구성된 경우, source, gate, drain 임피던스와 embedding network의

Z-parameters와의 관계는 T-network의 Z-parameters계산식으로부터 아래와 같다.

$$Z_{12}^e = Z_s, \quad (2)$$

$$Z_{11}^e = Z_g + Z_s, \quad (3)$$

$$Z_{22}^e = Z_d + Z_s. \quad (4)$$

식(2)-식(4)을 식(1)에 대입하고 gate와 drain 임피던스를 단자 전압, 전류, source 임피던스로 표현하면

$$\begin{pmatrix} Z_g \\ Z_d \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} V_1/I_1 & 1+I_2/I_1 \\ V_2/I_2 & 1+I_1/I_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ Z_s \end{pmatrix} \quad (5)$$

식(5)를 좀더 간결하게 표현하기 위해 다음의 4개의 변수를 새롭게 도입한다.

$$z_1 = -\frac{V_1}{I_1}, \quad (6)$$

$$z_2 = -\frac{V_2}{I_2}, \quad (7)$$

$$\beta_f = -(1+A_1) = -\left(1 + \frac{I_2}{I_1}\right), \quad (8)$$

$$\beta_b = -\left(1 + \frac{1}{A_1}\right) = -\left(1 + \frac{I_1}{I_2}\right), \quad (9)$$

여기서 $A_1 = I_2/I_1$.

식(6)-식(9)을 식(5)에 대입하면

$$\begin{pmatrix} Z_g \\ Z_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1 & \beta_f \\ z_2 & \beta_b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ Z_s \end{pmatrix}. \quad (10)$$

식(10)는 embedding network의 element들 사이의 관계를 일반적인 식이다.

이때 Z_g 와 Z_d 는 능동소자의 게이트와 드레인 단자에 연결되는 부하 값으로 부하의 실수부가 양수가 되어야 한다. 즉

$$\text{Real}\{Z_d\} > 0, \quad \text{Real}\{Z_g\} > 0 \quad (11)$$

식(11)을 식(10)에 대입하여 풀면 그림 4의 (a)구조에 대한 부하조건을 구할 수가 있다.

$$\begin{aligned} \text{Re}\{z_1\} - \text{Im}\{\beta_f\}x_s &\geq 0, & \& \\ \text{Re}\{z_2\} - \text{Im}\{\beta_b\}x_s &\geq 0 \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 구해지는 부등식의 범위는 그림 6에서 구한 RF동작점을 정상상태에서 능동소자에 정제환으로 인가할 수 있는 조건을 말한다. 식(12)으로부터 알 수 있듯이 발진기의 부하가 한 개인 경우에는 결정해야할

값은 4개로 독립적인 선형복소방정식 2개가 주어지면, 부하의 값이 유일하게 결정이 되지만, 본 논문에서 제안하는 구조인 부하가 2개인 경우에는 결정해야할 값은 5개로 부하가 유일하게 결정되지 않고 특정한 부하의 범위를 갖는다. 또한 부하의 범위내에서 무손실 소자가 갖는 값은 두 개의 부하로 전달되는 전력이 선형적으로 배분되는 비를 결정한다. 그림 4의 (a)구조에 대해 무손실 부하의 값의 범위는 식(12)을 다음과 같이 정리하고 무손실 소자에 대해 전력의 분배 관계를 그리면 그림 7과 같이 된다.

$$\left\{x_s - \frac{\text{Re}\{z_1\}}{\text{Im}\{\beta_f\}}\right\} \left\{x_s - \frac{\text{Re}\{z_2\}}{\text{Im}\{\beta_b\}}\right\} \leq 0 \quad (13)$$

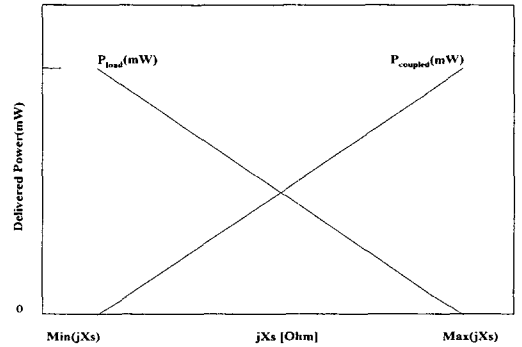


그림 7. 무손실 제환소자의 값의 변화에 대한 결합 단자와 출력단자의 전력 배분 관계

Fig. 7. Power splitting relationship versus the lossless feedback element.

그림 7은 식(13)의 source reactance의 범위에서 게이트단자와 드레인 단자로 전달되는 전력의 크기를 도출한 결과이다. 그림 6의 load-pull에서 알 수 있듯이 전체 부하로 전달되는 전력은 HTSM에서 부하로 전달되는 전력과 같지만, 무손실 소자에 따라 결합단자의 전력이 최대가 되기도 하고, 출력부하단자에 전달되는 전력 최대가 되기도 한다. 따라서 HTSM에서 단자의 전압과 전류를 얻으면 전체 전력을 필요에 따라 출력부하와 결합부하에 적당한 값을 배분할 수가 있다. source가 유일한 무손실 제환소자인 경우에 drain에 연결된 부하와 gate에 연결된 각 부하에 전달되는 전력과 전체전력은 다음과 같다.

$$P_d = P_{\text{load}} \left\{ \frac{\text{Re}\{z_2\} - \text{Im}\{\beta_b\}x_s}{\text{Re}\{z_2\} - \text{Im}\{\beta_b\} \frac{\text{Re}\{z_1\}}{\text{Im}\{\beta_f\}}} \right\} \quad (14)$$

$$P_g = P_{load} \left\{ \frac{\text{Re}\{z_1\} - \text{Im}\{\beta_1\}x_s}{\text{Re}\{z_1\} - \text{Im}\{\beta_1\} \frac{\text{Re}\{z_2\}}{\text{Im}\{\beta_2\}}} \right\} \quad (15)$$

$$P_{load} = -\text{Re}\{V_1 I_1^* + V_2 I_2^*\} \quad (16)$$

이와 비슷한 방법으로 다른 5가지 결합단자를 갖는 발진기의 케환소자의 값을 결정할 수가 있다(표2와 표3).

표 2. 직렬케환 발진기의 케환 소자의 값과 발진가능 범위

Table 2. Values of embedding elements and oscillation range for the series feedback oscillator with a coupling load.

| case | external elements | oscillation range |
|--|---|---|
| (a) | $\begin{bmatrix} Z_a \\ Z_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & \beta_1 \\ z_2 & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ X_s \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{z_1\} - \text{Im}\{\beta_1\}x_s \geq 0, \&$ $\text{Re}\{z_2\} - \text{Im}\{\beta_2\}x_s \geq 0$ |
| (b) | $\begin{bmatrix} Z_a \\ Z_s \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta_b} \begin{bmatrix} \Delta_a & \beta_1 \\ -z_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ X_d \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{\Delta_a \beta_1^*\} - \text{Im}\{\beta_1 \beta_b^*\}x_d \geq 0, \&$ $\text{Re}\{-z_2 \beta_b^*\} - \text{Im}\{\beta_b^*\}x_d \geq 0$ |
| (c) | $\begin{bmatrix} Z_s \\ Z_d \end{bmatrix} = \frac{1}{\beta_t} \begin{bmatrix} -z_1 & 1 \\ -\Delta_d & \beta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ X_s \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{-z_1 \beta_t^*\} - \text{Im}\{\beta_t^*\}x_s \geq 0, \&$ $\text{Re}\{-\Delta_d \beta_t^*\} - \text{Im}\{\beta_t \beta_s^*\}x_s \geq 0$ |
| $z_1 = \frac{V_1}{I_1}, \quad z_2 = \frac{V_2}{I_2}$ $\beta_b = -(1 + \frac{1}{I_2}) = -(1 + 1/A_1), \quad \beta_t = -(1 + \frac{1}{I_1}) = -(1 + A_1)$ $\Delta_a = z_1 \times \beta_b - z_2 \times \beta_t$ | | |

표 3. 병렬케환 발진기의 케환 소자의 값과 발진가능 범위

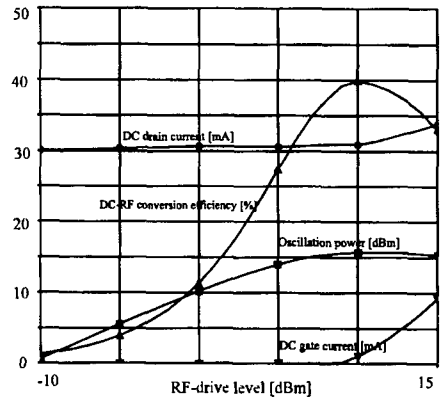
Table 3. Values of embedding elements and oscillation range for the parallel feedback oscillator with a coupling load.

| case | external elements | oscillation range |
|--|--|---|
| (d) | $\begin{bmatrix} Y_{gs} \\ Y_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 & a_1 \\ y_2 & a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ B_{dg} \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{y_1\} - \text{Im}\{a_1\}b_{dg} \geq 0, \&$ $\text{Re}\{y_2\} - \text{Im}\{a_2\}b_{dg} \geq 0$ |
| (e) | $\begin{bmatrix} Y_{gs} \\ Y_{dg} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_b} \begin{bmatrix} \Delta_y & a_1 \\ -y_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ B_{ds} \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{\Delta_y a_b^*\} - \text{Im}\{a_1 a_b^*\}b_{ds} \geq 0, \&$ $\text{Re}\{-y_2 a_b^*\} - \text{Im}\{a_b^*\}x_{ds} \geq 0$ |
| (f) | $\begin{bmatrix} Y_{dg} \\ Y_{ds} \end{bmatrix} = \frac{1}{a_t} \begin{bmatrix} -y_1 & 1 \\ -\Delta_y & a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ B_{gs} \end{bmatrix}$ | $\text{Re}\{-y_1 a_t^*\} - \text{Im}\{a_2^*\}b_{gs} \geq 0, \&$ $\text{Re}\{-\Delta_y a_t^*\} - \text{Im}\{a_2 a_t^*\}b_{gs} \geq 0$ |
| $y_1 = \frac{I_1}{V_1}, \quad y_2 = \frac{I_2}{V_2}$ $a_t = -1 + \frac{V_2}{V_1} = -1 + A_v, \quad a_b = -1 + \frac{V_1}{V_2} = -1 + 1/A_v$ $\Delta_y = y_1 \times a_b - y_2 \times a_t$ | | |

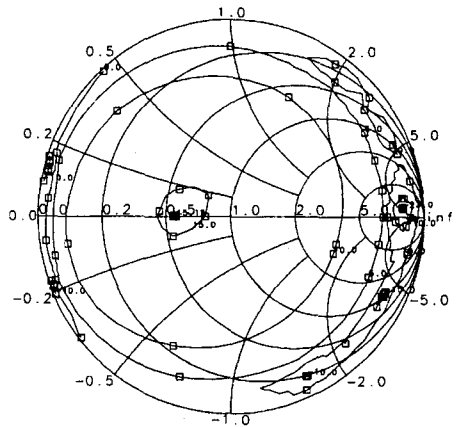
V. HEMT발진기의 설계 및 제작

본 논문에서는 3장에서 비교한 능동소자중 저온에서의 특성이 상온에 비해 개선되는 정도가 큰 HEMT 소자를 이용하여 X밴드 발진기를 설계, 제작하였다. 트랜지스터의 1-dB compression 전력은 14dBm이

고, package의 재질은 세라믹이다. 사용된 기판은 두께 0.6 mm의 glass-fiber reinforced teflon을 사용하였다. 회로가 저온에서 동작할 때의 상황을 고려하여 가능한 한 수동부품(칩 커패시터, 칩 저항)는 사용을 피하고, 모든 회로를 기판 위에 마이크로스트립으로 구현하였다.



(a)



(b)

그림 8. (a) 최적의 RF-drive level($P_{in}(\omega_o)$ 을 선택하기 위한 RF-drive level의 sweep. 사용된 소자 FHX35LG, 부하는 $Z_{opt} = 36.0241 + j3.6893$, (b) $P_{in}=7\text{dBm}$ 에 대한 [그림 6]의 load-pull 결과

Fig. 8. (a) Sweep of RF-drive level $P_{in}(\omega_o)$ for determination of the optimum RF-drive level (FHX35LG HEMT, $Z_{opt} = 36.0241 + j3.6893$), (b) Results of load-pull of Fig. 6 ($P_{in}=7\text{dBm}$)

우선 트랜지스터의 바이어스는 발진기의 동작이 가

장 안정된 Class A에 선택하였다. data sheet에 나와있는 HEMT의 최대 전압은 4V이고, 바이어스 전압은 최대전압에 가까운 $V_{ds} = 3V$ 로 정하였다. 바이어스를 브레이크다운에 가깝게 설정한 이유는 출력전력은 바이어스전압에 비례하고, HEMT의 경우 Breakdown 전압은 서서히 일어나므로 최대전압이 4V이상 걸려도 드레인 전류의 증가가 급격하지 않기 때문이다. 또한 가능한 한 drain전압을 높게 잡아야만 저온에서 전류붕괴현상을 예방하는데 효과적이다. 실제로 급격한 breakdown은 6V보다 큰 값에서 나타난다. 그림 8은 ($V_{gs} = -0.2V$, $V_{ds} = 3V$)에서 HTSM을 수행한 결과이다. 그림 9는 pattern layout이다. DC blocking은 gap coupled line을 사용하였고, DC바이어스는 $\lambda/4$ 마이크로스트립 라인과 $\lambda/4$ radial stub를 사용하여 구현하였다. pattern의 왼쪽 단자는 결합 단자로 이용되고, 오른쪽의 단자는 Josephson array에 인가되는데 Josephson array는 CPW 형태이므로 radial stub을 이용하여 transition을 구현한다. Jig의 가장 오른쪽에 있는 6개의 사각 pattern중 2개는 발진기의 DC바이어스용이고, 나머지는 Josephson array에 필요한 DC 전압 pattern이다. DC pattern과 발진기 사이의 사각 aperture에는 CPW형태의 Josephson array가 착탈식으로 장착된다.

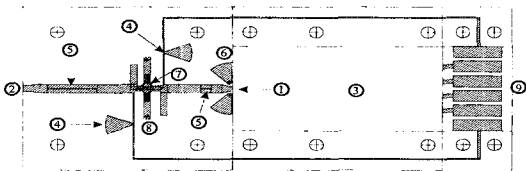


그림 9. 회로의 layout : (70*30 mm²)
 ①: load, ②: coupling load, ③: area of Josephson series array, ④: bias pattern, ⑤: DC blocking, ⑥: microstrip to CPW transition ⑦: HEMT(FHX35LG), ⑧: source impedance, ⑨: DC pad

Fig. 9. Circuit layout : (70*30 mm²).
 ①: load, ②: coupling load, ③: area of Josephson series array, ④: bias pattern, ⑤: DC blocking, ⑥: microstrip to CPW transition ⑦: HEMT(FHX35LG), ⑧: source impedance, ⑨: DC pad

발진기의 측정은 coupled load의 전력과 발진주파수는 spectrum analyzer(HP 8593A)에 연결하여 측정하였고, 출력 부하의 전력은 power meter (HP437B)

를 이용하여 측정하였다. DC 바이어스의 공급은 트랜지스터의 파라미터 어널라이저인 HP- 4145B를 사용하였다.

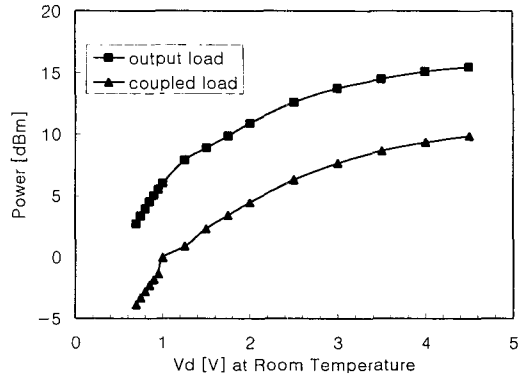


그림 10. 상온에서 HEMT 발진기의 드레인 전압에 대한 출력 변화
 Fig. 10. Load and coupling powers of the implemented HEMT oscillator versus drain bias at room temperature.

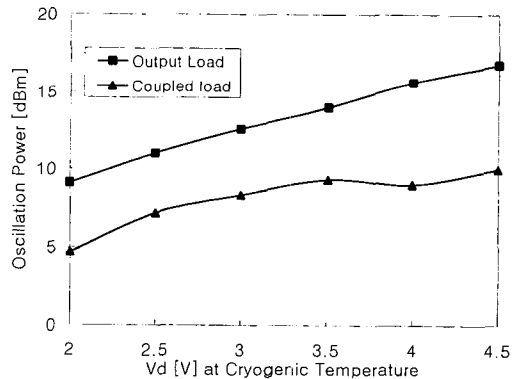


그림 11. 저온(4.2 K)에서 HEMT 발진기의 드레인 전압에 대한 출력 변화
 Fig. 11. Load and coupling powers of the implemented HEMT oscillator versus drain bias at cryogenic(4.2K) temperature.

상온과 저온에서의 발진신호의 크기는 그림 10과 그림 11에서 볼 수 있듯이 결합 전력과 출력전력은 V_{ds} 의 크기에 상관없이 5 dB정도의 전력차이를 보인다. 따라서 설계된 결합단자는 발진기를 주파수 안정화를 위한 Locking 단자로 성공적으로 사용될 수가 있다. 또한 이 결합단자는 출력단자와 크기가 약 5dBm정도로 드레인 전압의 변화에 대해 균일한 특성을 가지므로 출력의 크기를 예측하는 데에도 유용하게

이용될 수 있다. 출력단자의 전력은 최고 15dBm 정도 이고, 이 값은 설계에 사용된 HEMT의 1-dB 포화 전력인 14 dBm 보다 높은 출력으로 충분히 최대 출력점까지 동작을 하고 있다고 생각이 된다. 그림 10과 그림 11의 실험결과로 알 수 있듯이 드레인 바이어스 전압의 변화는 출력전력에는 큰 영향을 준다. 실험결과 드레인 바이어스 전압의 변화에 대한 발진 주파수의 변화에는 영향이 적었다. 그러나 발진기의 gate 전압 변화에 대해서는 발진주파수가 민감하게 변화했으며 출력과 결합단자의 전력에는 영향이 적었다.

따라서 발진기의 위상동기를 위한 단자로 gate 단자를 이용할 수 있고, 발진기의 출력을 최적화하기 위해서는 drain 단자를 이용할 수 있다. 그림 12는 상온에서 제작된 발진기의 C/N비로 약 -70dBc/Hz @50kHz 정도를 보여주고 있다.

그림 13은 제작한 HEMT 발진기의 상온과 저온에서 출력전력과 C/N비를 비교한 것으로, 저온에서 출력의 크기가 상온에 비해 약 3.5dB 정도 증가하였는데, 이는 3절에서 예측한 대로 저온에서 HEMT의 트랜스 컨덕턴스의 특성이 상온에 비해 증가하기 때문이다. 또한 저온에서 C/N비의 특성은 상온에 비해 현저히 감소함을 관측할 수 있다. short term stability는 상온인 경우 10^{-4} 이고 4.2K에서는 10^{-6} 으로 현저히 감소하였다.

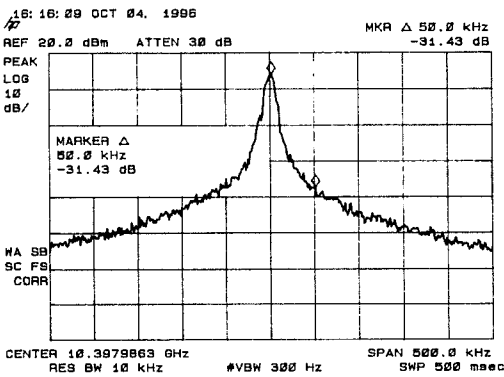


그림 12. 제작한 HEMT 발진기의 상온에서의 스펙트럼 파형

Fig. 12. Power spectrum of the implemented HEMT oscillator at room temperature.

VI. 결론

본 논문에서는 전압표준소자로 사용되는 Josephson array에 X 밴드 대역의 마이크로파 주파수를 공급하는 HEMT 발진기를 설계하고, 제작하였다. 능동소자로 HEMT를 선택한 이유는 상온 특성은 MESFET 보다 열등하지만, 저온에서 소신호 이득이 MESFET 보다 더 크고, 위상 잡음의 특성도 더 개선된 특성을 보이기 때문이다. 발진기의 구조는 주파수의 위상동기를 위한 단자로 기존의 coupler를 사용하는 구조를 지양하고, 직접 발진출력을 결합시키는 새로운 구조의 발진기를 제안하고, 케환소자의 값과 전력의 분배에 대한 식을 유도하였다. 제안된 발진기의 구조는 기존 회로의 면적을 줄일 수 있고, 회로를 더 간단하게 구성할 수 있는 장점을 지니고 있다. 제작한 발진기를 상온과 저온에서 그 특성을 측정하여 비교하였고, 저온에서 출력 전력, 주파수 안정도, C/N비 등이 현저히 개선됨을 보였다. 향후의 연구과제로는 1) 4.2K에서 능동소자의 소신호 이득특성, DC I-V curve 변화, 위상잡음 특성 변화를 고려한 온도에 대한 능동소자 모델링, 2) 조셉슨 소자와 함께 초전도체를 이용하여 발진기의 공진기를 제작하여 주파수 안정도가 높은 발진기를 제작하는 것과 초전도체위에 MMIC 형태로 발진기를 구현하는 SMMIC를 설계하는 설계기술에 대한 연구가 요구된다.

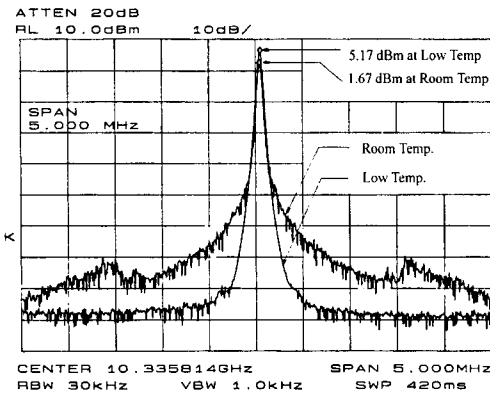


그림 13. 제작한 HEMT 발진기의 상온과 저온의 스펙트럼 파형 비교. HEMT의 바이어스; ($V_{gs} = -0.5V$, $V_{ds} = 3V$)

Fig. 13. Comparison between the spectrums of the implemented HEMT oscillator at room and cryogenic temperatures. HEMT is biased at ($V_{gs} = -0.5V$, $V_{ds} = 3V$).

참 고 문 헌

[1] 조셉슨 Array 소자개발 및 응용기술개발(III), 한국표준과학연구원 보고서, 1993년

[2] C. A. Hamilton, R. L. Kautz, M. Stieg, K. Chieh, W. F. Avrin, and M. B. Stimmmons, "A 24-GHz Josephson array voltage standard," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 40, pp. 301-304, 1991.

[3] O. Llopis, R. Plana, H. Amine, L. Escotte, and J. Graffeuil, "Phase noise in cryogenic microwave HEMT and MESFET oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* vol. 41, no. 3, Mar. 1993, pp. 369-374.

[4] O. Llopis, J. Verdier, J. M. Dienot, Ph. Andre, R. Plana, and J. Graffeuil, "Large signal modeling of cryogenically cooled GaAs field effect transistor for low phase

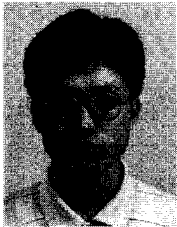
noise oscillator design," in *1994 IEEE MTT-S Microwave Symposium Dig.*, pp. 981-984.

[5] K. L. Kotzebue, "A technique for the design of microwave transistor oscillator," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.* vol. 32, no. 7, July 1984, pp. 719-721

[6] 이문규, 한재희, 서문교, 남상욱, 염경환, "결합 단자를 갖는 발진기의 준선형 설계," *1996년 추계 마이크로파 및 전파학술발표회 논문집*, vol. 19, no. 2, 1996년 9월, pp. 31-34

[7] Moon-Que Lee, Sangwook Nam, Young-woo Kwon and Kyung-Whan Yeom, "Analytic Design of High Efficiency Harmonic Loading Oscillator Using Harmonic Two Signal Method," in *1997 IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig.*, June 1997.

저 자 소 개



李文揆(正會員)

1969년 5월 24일생. 1988년 ~ 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 학사. 1992년 ~ 1994년 서울대학교 전자공학과 석사. 1994년 ~ 현재 서울대학교 전자공학과 박사과정. 주관심분야는 마이크로파 수동 및 능동

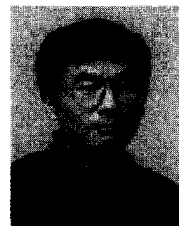
부품 설계, 고주파 발진기 설계, 유전체 필터, 듀플렉서 설계

廉京煥(正會員)

1976년 ~ 1980년 : 서울대학교 전자공학과 학사. 1980년 ~ 1982년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사. 1982년 ~ 1988년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사. 1988년 3월 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원(MIC)팀장. 1990년 3월 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원. 1991년 5월 금성정밀(주) 기술연구소 연구실 책임연구원. 1991년 8월 (주)LTI연구원. 1995년 10월 충남대학교 전파공학과 조교수. 주관심분야는 마이크로파 수동 및 능동회로 설계, 고주파 발진기 설계, 단말기용 전력증폭기 설계, MMIC 설계

南相郁(正會員)

1959년 2월 2일생. 1981년 2월 서울대학교 전자공학과 학사. 1983년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사. 1983년 2월 ~ 1986년 8월 금성사 중앙연구소 주임 연구원. 1989년 5월 미국 Texas 주립대학교 전기공학과 박사. 1989년 6월 ~ 1989년 9월 미국 Texas 주립대학교 Post-Doc. 연구원. 1989년 9월 ~ 1990년 1월 금성정밀 연구소 선임연구원. 1990년 2월 ~ 현재 서울대학교 공과대학 전기공학부 교수. 주관심분야는 전자파 수치해석, 마이크로파 측정 및 회로 설계



金奎泰(正會員)

1960년 4월 5일생. 1983년 인하대학교 응용물리학과 학사. 1985년 한국과학기술원 물리학과 석사. 1989년 한국과학기술원 물리학과 박사. 1989년 ~ 현재 한국표준과학연구원 전기 그룹 근무. 국가전압표준기인 조셉슨

어레이 전압표준기개발. 1992년 10월 1993년 10월 : 독일연방물리기술청(PTB)에서 박사후 연수연구. 주관심분야는 조셉슨효과 및 단전자효과를 이용한 정밀 측정 기술, 초고속 AD converter, RSFQ(Rapid Single Flux Quantum)프로세서 등