

3-terminal MESFET 바랙터를 이용한 새로운 전압 제어 유전체 공진 발진기의 설계

(A Novel Design of Voltage Controlled Dielectric Resonator Oscillator using 3-terminal MESFET Varactor)

李柱悅*, 李燦柱**, 洪義錫***

(Joo Yeol Lee, Chan Joo Lee and Ui Seok Hong)

要約

MESFET는 게이트 depletion 캐패시턴스 C_g 를 이용하므로써 3-terminal 바랙터로 사용될 수 있다. 본 논문에서 이 개념을 전압제어 유전체 공진 발진기에 응용하여 새로운 전압제어 유전체 공진 발진기를 설계했다. 설계된 발진기는 11.058GHz에서 출력 전력이 6.33dBm 이었고 45MHz의 튜닝 대역폭을 얻었다. 3-terminal 바랙터로 MESFET를 사용하는 장점은 MESFET가 동시에 두가지 기능을 갖게 되므로써 회로 구조와 제조 공정을 단순화하게 된다. 이와 같은 점은 능동 소자의 등가 임피던스에 대한 실수부와 허수부를 모두 이용할 수 있는 가능성을 보여 준다.

Abstract

The MESFET can be used as a three-terminal varactor by employing gate depletion capacitance C_g . In this paper, a novel VCDRO(voltage controlled dielectric resonator oscillator) is designed to apply VCDRO with this concept. The VCDRO produced 6.33dBm output power at a frequency of 11.058GHz and tuning bandwidth of 45MHz. The advantage of using the MESFET as a three-terminal varactor is to let the MESFET play both roles at the same time, thus simplifying the circuit configuration and fabrication. This finding demonstrates the potential of using both real and imaginary parts of the equivalent impedance of the active device.

1. 서론

모든 마이크로웨이브 시스템은 신호의 IF 변환이나 RF 변, 복조를 위하여 표준 주파수를 갖는 발진기가 필요하며 DBS(direct broadcast satellite)용 수신기, 레이더 및 EW(electronic warfare) 시스템 등에 다양한 이용범위를 갖는다. 특히 디지털 마이크로웨이브 시스템에서의 신호원은 전체시스템의 데이터 오율 특성에 중대한 영향을 끼치므로 온도 변화에 대한 주파수 안정도 및 위상 잡음 특성이 우수한 발진

*正會員, 光云大學校 電子通信工學科

(Dept. of Elec. Comm. Kwangwoon Univ.)

**正會員, 新興實業專門大學 電波通信科

(Dept. of Radio & Comm. Shinhung Junior College)

***正會員, 光云大學校 電波工學科

(Dept. of Radio Science & Eng. Kwangwoon Univ.)

接受日字 : 1993年 6月 28日

기가 필요로 하게 된다. 일반적으로 마이크로웨이브 용 발진기는 능동소자와 주파수 결정 공진 회로로 구성되는데 GaAs MESFET와 HEMT 같은 능동 소자와 유전체 공진기가 높은 값의 Q 때문에 주파수 결정 공진 회로에 많이 이용되고 있다. 유전체 공진기를 이용한 발진기는 유전체 공진기의 유전율과 물리적 크기 그리고 차폐 조건에 따라 주파수가 결정되기 때문에 좁은 대역폭으로 주파수를 동조하는 것이 필요하다. 협대역 주파수 가변 유전체 공진 발진기의 주파수 동조는 전기적 동조와 기계적 동조로 구분되며 전기적 동조인 경우 바랙터 동조, 페라이트 동조, 바이어스 동조와 광학적 동조 등을 이용할 수 있다. 이에 따라서 디지털 온도 보상, injection locking, phase loop locking과 low frequency modulated source 등과 같은 분야에 응용할 수가 있다. 발진기의 주파수 동조 방법중 바랙터를 사용해서 주파수를 동조하는 것이 매우 일반적인 방법으로 자리잡혀 왔으며 이는 바이어스 전압을 인가해 바랙터 다이오드의 캐패시턴스를 변화시켜주므로써 유전체 공진기와 결합된 마이크로스트립 선로의 실효 파장이 변하게 되어 발진 주파수를 동조시키게 된다. 그러나 본 논문에서는 기존의 바랙터를 사용한 VCDRO(Voltage Controlled Dielectric Resonator Oscillator)를 MESFET의 게이트 depletion 캐패시턴스로 인한 3-terminal GaAs MESFET 바랙터로 대체하여 새로운 VCDRO를 설계 및 구현하였다. 본 논문에서 제안된 방법으로 VCDRO를 구현하였을 때 바랙터 다이오드에 비해서 보다 적은 인가 전압으로 주파수를 가변시킬 수 있으며, 발진부에 사용되는 능동 소자와 동일한 소자를 사용하므로써 MMIC화 하는데 이점이 있다고 본다.

II. 발진기 이론

아래 그림과 같은 2-단자 회로망은 입력정합회로 또는 generator-tuning network와 출력정합회로

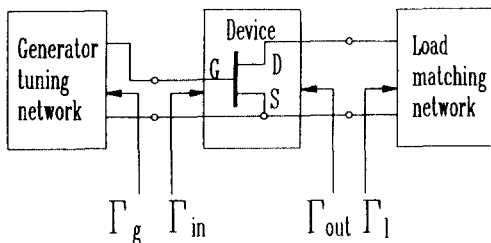


그림 1. 2-단자망 발진기 모델

Fig. 1. Two-port oscillator model.

또는 load-matching network등으로 나뉘며 입력 정합회로는 발진주파수를 결정하며 출력 정합회로는 정합역할을 제공한다.

2-단자망 발진기의 발진조건 세 가지는 다음과 같다.

발진 조건 1: $K < 1$ (1)

발진 조건 2: $\Gamma_{in} \Gamma_g = 1$ (2)

발진 조건 3: $\Gamma_{out} \Gamma_l = 1$ (3)

여기서 K는 능동소자의 stability factor 이며,

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|} \quad (4)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Γ_{in} = 능동소자의 입력 반사계수

Γ_g = 공진회로의 반사계수

Γ_{out} = 능동소자의 출력 반사계수

Γ_l = 부하 정합회로의 부하 반사계수

발진조건 1은 stability factor가 1보다 작아야 되며 만약 1보다 크다면 common terminal을 바꾸어 주거나 positive feedback을 첨가하면 된다. ¹⁾

발진조건 2와 3은 발진주파수에서 능동소자의 입력과 출력단자를 공진 시키기 위해 Zg와 Zl을 첨가시켜야한다. 다르게 표현하면 어느 한 단자에서 발진을 한다면 동시에 또다른 한쪽 단자에서도 발진이 일어나야한다. 일반적으로 출력의 대부분이 어느 한 쪽 단자로 전달되며 한개의 부하를 연결해야 한다.

Γ_g 와 Γ_l 은 1 보다 작기 때문에 $|\Gamma_{in}| > 1$ 과 $|\Gamma_{out}| > 1$ 이 되어야한다. FET의 동작주파수대에서 소신호 산란계수로 계산된 stability factor K가 1 보다 클 경우 직렬궤환 또는 병렬궤환 중 적당한 궤환을 선택해서 stability factor K를 1 보다 작게 만들어 주어야한다.

본 논문에서는 직렬궤환 발진기의 형태로 Common drain VCDRO를 구성하였다. 게이트단에 결합된 유전체 공진기는 반사 모드(reflection mode)로 동작하고 충분히 결합된 유전체 공진기의 반사계수의 절대값은 0.9 정도이며 FET의 게이트로부터 일정거리 θ 만큼 떨어진 유전체 공진기의 반사계수 Γ 는

$$\Gamma_l = \Gamma R e^{-2j\theta} = |\Gamma R| e^{-2j\theta} \quad (5)$$

가 되며, 발진 상태가 정상이 된다면

$$1 = S'_{11} \cdot \Gamma_l = S'_{11} \cdot |\Gamma R| e^{-2j\theta} \quad (6)$$

이 된다. ²⁾ 그러므로 정상 상태에서 $|S'_{11}| = 1$

∠|Γ_R|이 되어야 한다.

이 상태에서 얻어진 |S₁₁|, |Γ_R|과 arg S₁₁로부터

$$\theta_g = \frac{1}{2} \arg S_{11} + n\pi \quad (7)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots$$

로 구해진다. 실질적으로 게이트단과 유전체 공진기의 기준면과의 거리 L은 유전체 공진기의 직경보다 작을 경우가 있는데 이럴 때 n이 선택되며 물리적 길이 L은

$$L = (\theta_g / 2\pi) \lambda_m \quad (8)$$

이 되고, 여기서 λ_m은 마이크로스트립의 관내파장이다.

그러므로 FET에 연결된 마이크로스트립 전송로상의 길이 L에 위치한 유전체 공진기가 전송로와 결합하여 공진 주파수에서 등가회로로 나타낸 저항 R이 최대가 될 때 FET의 드레인단에서 본 반사계수 Γ_{out}가 최대가 되는 지점을 찾기 위해 길이 L을 변화시킨다.

III. 3-terminal GaAs MESFET 바랙터

GaAs MESFET가 3-terminal 바랙터로 사용될 때 MESFET 등가 회로 상에서 게이트-소오스 캐패시턴스(C_{gs}), 게이트-드레인 캐패시턴스(C_{gd})와 드레인-소오스 캐패시턴스(C_{ds})의 세개의 캐패시턴스로 볼 수 있다. 본 논문에서 제안된 전압제어 유전체 공진 발전기에 사용하기 위한 3-terminal MESFET 바랙터의 동작조건은 게이트-소오스 부전압과 제로 드레인-소오스 전압이며, 이 때 C_{ds}와 C_{gd}는 게이트에 인가된 전압으로 charge가 생성됨에 따라 성장된 depletion width가 게이트를 중심으로 소오스와 드레인 사이에 동일하게 분포되어 거의 같게 되며 C_{ds}는 훨씬 작게 된다.^{[3], [4]} 그러므로 드레인-소오스 전류는 흐르지않게 되며 이 때를 드레인-소오스 전류가 흘러 MESFET의 본래 동작을 하는 능동 모드(active mode)에 반하여 수동모드(passive mode)라 하며 게이트에 인가된 전압이 변화하게 될 때 C_{ds}가 변하지 않는 동안 C_{gs}와 C_{gd}가 변하게 된다. 이 경우 3-terminal GaAs MESFET 바랙터에서 사용할 수 있는 dominant 캐패시턴스는 C_{gs}와 C_{gd}가 된다.^[5] 이 용량 성분중 C_{gd}와 C_{ds}는 소자가 saturation 영역에 있을 경우 거의 일정한 값을 갖고있다고

알려져 있고^[6], C_{gs}는 게이트와 드레인 전압에 의해 비 선형적으로 증속 되어 있음에도 불구하고 실제 소자가 동작하는 드레인 전압과 전류의 궤적인 부하 곡선 위에서의 C_{gs}의 변화는 거의 없으므로 선형 요소로 볼 수 있다.^[7]

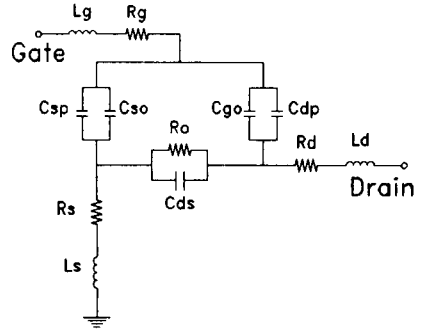


그림 2. V_{ds}=0V 일 때의 GaAs MESFET의 등가 회로

Fig. 2. GaAs MESFET equivalent circuit with V_{ds}=0V.

그림 2는 GaAs MESFET가 수동 모드일 때 즉, MESFET의 드레인에 전압이 인가되지 않았을 때의 등가 회로이다. 3-terminal GaAs MESFET 바랙터의 게이트-소오스 캐패시턴스 C_{gs}와 게이트-드레인 캐패시턴스는

$$C_{gs} = C_{sp} + C_{ss} \quad (9)$$

$$C_{gd} = C_{dp} + C_{dd} \quad (10)$$

로 구성되며, 여기서 C_{sp}와 C_{dp}는 게이트-소오스, 게이트-드레인 contact metallization으로 인한 캐패시턴스이고 C_{ss}와 C_{dd}는 게이트-소오스, 게이트-드레인 depletion 캐패시턴스이며 전체 게이트 depletion 캐패시턴스 C_g에서 나누어진 용량이 된다. 또한 C_{dp}와 C_{sp}는 결합된 마이크로스트립 선로에 대한 closed-form 표현으로 쉽게 계산될 수 있다.^[8] C_{ss}는 게이트 전압과 드레인 전압 양쪽에 의존하지만 드레인 전압에 대한 의존은 비교적 적은 편이고 단지 게이트 전압에 의존한다고 가정하면 Schottky diode depletion 캐패시턴스로 표현될 수 있다.^[9] 발전기에 응용하기위한 전체 게이트 depletion 캐패시턴스 C_K는 C_{gs}와 C_{gd}의 합이므로

$$C_{gs} = C_{so}/(1-V_g/V_b)^{1/2} + C_{sp} \quad (11)$$

$$C_{gd} = C_{g0}/(1-V_g/V_b)^{1/2} (1-V_d/V_{sat}) + C_{dp} \text{ for } V_d < V_{sat} = C_{dp} \text{ for } V_d \geq V_{sat} \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서 V_g 는 게이트에 인가된 전압이며 V_b 는 Schottky barrier의 built-in 전압, V_d 는 드레인에 인가된 전압이며 V_{sat} 는 MESFET의 포화 전압이다. C_{g0} 는 제로 바이어스 조건 ($V_{gs}=0, V_{ds}=0$)에서의 게이트-소오스 depletion 캐패시턴스이며 이 조건에서 C_{g0} 와 동일하다고 가정한다. 이 캐패시턴스는 주어진 조건에서 측정된 S-parameter를 통한 GaAs MESFET 등가회로에 의해 구할 수 있으며

$$C_{g0} = \frac{\epsilon WL}{2A_0} = \frac{1}{2} WL \{ (\epsilon q N_a) / (2V_b) \}^{1/2} \quad (13)$$

로 표현된다. 여기서 W 는 게이트 금속단의 폭, L 는 게이트 금속단의 길이, q 는 이 조건에서의 전하량, N_a 는 active layer의 doping density 그리고 A_0 는 V_{gs} 가 0V 일 때 게이트 금속단 아래의 depletion width를 나타낸다.

IV. 전기적인 동조

PLL 시스템과 같은 응용에서 발진 주파수 대역폭을 전기적으로 동조할 필요가 있다. 이때 낮은 위상 잡음, 빠른 튜닝 속도, 낮은 튜닝 전력을 갖는 소자가 필요로 하게 되며 보통 바랙터 다이오드를 이용한 동조방법을 사용한다.^{[12], [13]} 본 논문에서는 MESFET의 게이트 depletion 캐패시턴스를 바이어스 전압 V_{gr} 로 가변 시켜 새로운 주파수 동조 방법을 제안하여 설계했다. 유전체 공진기는 두개의 마이크로스트립 라인과 동시에 자기적 결합을 일으킨다. 그림 3-(a)는 단일 마이크로스트립과 유전체 공진기의 결합인 대역저지필터(BRF: Band Pass Filter)와는 달리 대역통과필터(BPF: Band Pass Filter) 역할을 하며 그림 3-(b)와 같은 등가회로로 표현된다. 유전체 공진기와 마이크로스트립 라인사이의 간격 d_1, d_2 에 의해 결합계수 β_1, β_2 가 각각 결정된다. 길이 l_2 는 $\lambda/4$ 로 유지하여 AA' 면에서 공진기가 최대 자체결합을 갖는다. 유전체 공진기의 공진 주파수를 전기적으로 가변 시키기 위해서는 그림 3-(a)와 같이 3-terminal MESFET 바랙터를 사용한다. AA'에서 3-terminal MESFET 바랙터를 들여다본 입력 임피던스는 다음식으로 표현된다. 이때 l_2 를 $\lambda/4$ 로 유지하면

$$\sqrt{Z_o \cdot (1/jwCg)} = Z_o^2, Z_m = jwZ_o^2 Cg \quad (14)$$

이며 여기서 $L_t = Z_o^2 Cg$ 로 치환하면

$$Z_{ab} = (jwL_t/N_i^2) \quad (15)$$

이고

$$L_t' = L_t/N_i^2 \quad (16)$$

이며 N_i 은 이상적인 변압기의 권선비이다. 그리고 총 인덕턴스는

$$L_{et} = L_e/L_t' = L_e L_t' / (L_e + L_t') \quad (17)$$

으로 표현되므로 유전체 공진기의 새로운 공진 주파수를 구하면 다음의 (18)식과 같이

$$w_o' = \frac{1}{\sqrt{L_{et} \cdot C_e}} \equiv w_o \cdot \left(1 + \frac{N_i^2 \cdot L_e}{2Z_o \cdot Cg} \right) \quad (18)$$

표현된다. 식 (18)에서 게이트 depletion 캐패시턴스 Cg 를 변화시켜서 본래의 공진 주파수 w_o 를 새로운 공진 주파수 w_o' 으로 바꿀 수 있다.

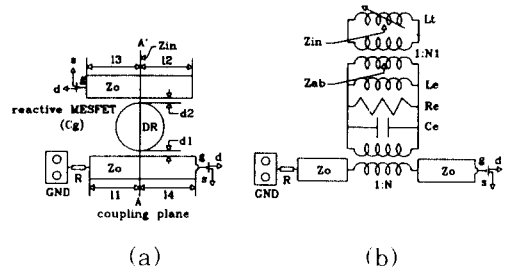


그림 3. 튜닝 메카니즘의 모델
 (a) 동시에 두 마이크로스트립 라인과 결합한 유전체 공진
 (b) 등가회로
 Fig. 3. A model of tuning mechanism.
 (a) Dielectric Resonator coupled simultaneously to two microstrip lines.
 (b) Equivalent circuit.

튜닝특성은 3-terminal MESFET 바랙터의 게이트 depletion 캐패시턴스, 선로와의 결합정도에 따라 다르나 유전체 공진기와 바랙터 사이의 결합이 강할수록 튜닝범위는 넓어지나 양호도 Q의 성능저하로 부하나 바이어스의 변동에 따라 주파수가 변할 수 있

으며 위상잡음과 온도 안정성에도 영향을 줄 수 있다. [13] 전압제어 유전체 공진 발진기의 튜닝곡선은 3-terminal MESFET 바랙터 자체의 캐패시턴스-전압특성과 부성저항을 갖는 회로의 RF 임피던스로 인해 비선형적인 특성을 보이거나 상당히 매끄러운 단조증가 함수의 성질을 나타낸다. 그림 4은 전압제어 유전체 공진 발진기의 바랙터 튜닝구조이다.

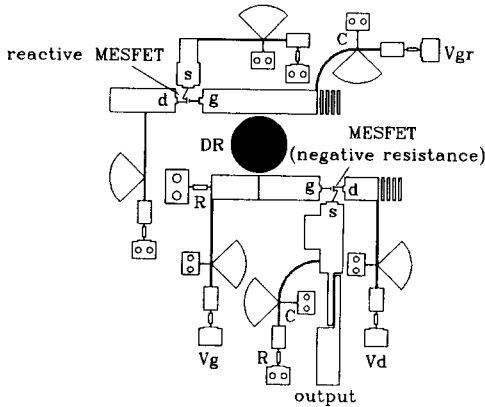


그림 4. 3-terminal MEFET 바랙터를 사용한 VCDRO의 구조
 Fig. 4. Configuration of VCDRO using 3-terminal MEFET varactor.

V. Common drain VCDRO의 설계 및 제작

일반적으로 마이크로파 발진기를 설계하는 과정은 제조회사가 주는 S-parameter를 이용하므로써 발진기의 설계가 시작된다. 본 논문에서는 초고주파 시물

레이터인 LINMIC+을 이용하여 소자 모델링을 통한 모델링 파라미터들을 구하여 설계에 이용하였다. 시뮬레이션 결과를 바탕으로 원하는 회로를 최적화시키고 제작을 하였다. 트랜지스터는 X-Band에서 사용하는 Mitsubishi사의 MGF1302를 사용하였다.

먼저 그림 5에서 길이 11과 12만으로 이루어진 기본적인 발진기에 대하여 설계 및 시뮬레이션을 하였다. 11과 12는 각각 발진조건을 만족하기 위한 게이트 단으로 부터 유전체 공진기의 기준면까지 길이와 소스단의 개방스터브의 길이이다. 이때 출력 임피던스의 허수부분이 설계 주파수에서 "0"을 교차할 때 부성저항 특성을 나타내도록 한다. 다음으로 위의 회로에 R, L, C 병렬공진회로와 길이 13를 갖는 선로를 첨가하여 특성 임피던스 Z_0 로 종단시켰다. 이는 회로에 미치는 기생발진과 히스테리시스를 제거하기 위한 것이고 칩저항을 사용하여 종단시킨다. 부성저항은 11GHz를 주위로 넓게 분포하도록 설계한다. 이는 실제 측정시 유전체 공진기의 위치를 변화시키면서 발진주파수를 찾기 위함이다. 병렬공진회로는 BRF이므로 원하는 주파수에서 신호를 FET로 되반사시켜야 한다. 그리고 소오스단에서 능동소자를 바라본 반사계수가 가장 크도록 출력단의 선로 14, 15를 구한다. 최종적으로 이 회로에 바이어스 회로를 첨가하여 최종적인 유전체 공진 발진기를 최적화 설계하였다. 그림 6와 7은 설계된 발진기의 부성저항 특성과 발진가능성을 나타낸다. 그림 6에서 허수부분이 "0"을 교차하는 부분은 많이 존재하나 발진조건을 만족하는 부분은 11GHz와 부근이며 그림 7에서 11GHz에서 발진 가능성이 가장 높다. 바이어스 회로는 전체 발진기 회로가 바이어스 회로의 영향을 받지 않도록 하였다. 마이크로스트립 선로와 결합된 유전체 공진기는 Murata사의 DRD055UE024A를 사용했으며 주

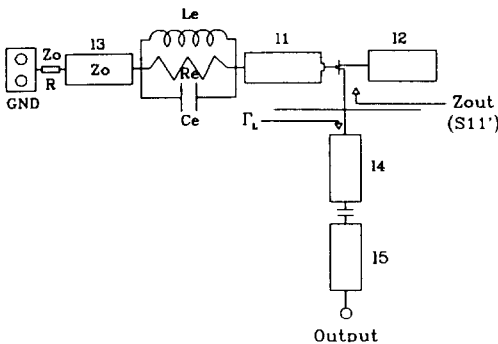


그림 5. 직렬 레환 DRO의 구조
 FIG. 5. Configuration for series feedback DRO.

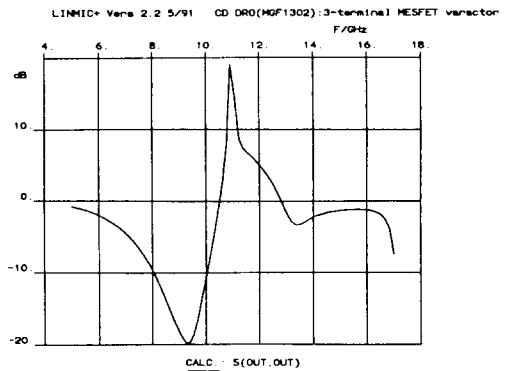


그림 6. 유전체 공진 발진기의 발진 조건
 Fig. 6. Oscillation condition of DRO.

파수를 동조하기 위해 3-terminal MESFET 바랙터를 장착했다.

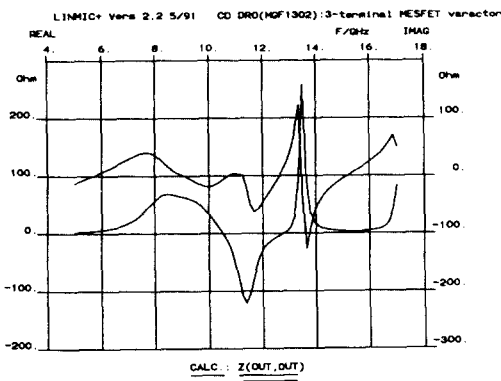


그림 7. 유전체 공진 발전기의 발진 가능성
Fig. 7. Oscillation possibility of DRO.

Ⅶ. 실험 및 검토

실험에서 common drain 유전체 공진 발전기의 발진 주파수를 상온에서 측정하기 위한 장비는 스펙트럼 아날라이저(Spectrum analyser) HP 8563E 를 사용했고 MESFET의 드레인과 소스 사이에 걸리는 전압과 전류 V_{ds} , I_{ds} 가 3V, 30mA가 되도록 인가 전압을 가변 시켜 스펙트럼 아날라이저의 스펙트럼을 측정했다. 방사 손실을 줄이기 위해서 재질을 동으로 택해 test fixture를 제작하였고 출력과 노이즈에 중대한 영향을 줄 수 있는 접지(grounding)를 고려하

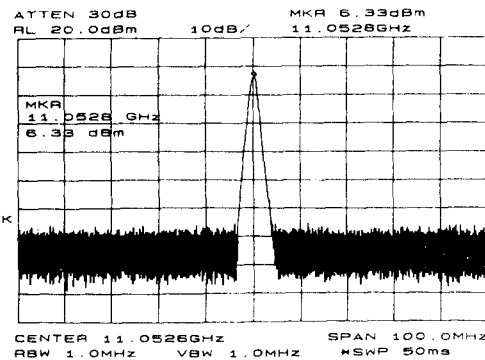


그림 8. Span이 100MHz 일 때 common drain VCDRO의 스펙트럼
Fig. 8. Spectrum of Common drain VCDRO with 100MHz SPAN.

여 칩캐패시터, 칩저항과 FET가 장착된 기판을 test fixture에 정확히 고정시켰다. 그림 8은 스펙트럼 아날라이저로 SPAN이 100MHz일 때 측정 스펙트럼이다. 이 측정 스펙트럼은 3-terminal MESFET 바랙터에 인가 전압을 가하지 않은 상태에서 유전체 공진 발전기의 기본주파수이며 11.0528GHz의 중심 주파수에서 출력이 6.33 dBm의 결과를 얻었다. 그림 9은 발진부의 MESFET에 인가된 전압 대 중심 주파수의 변화 그래프이며 3.3V에서 5.0V까지 전압을 가변 시켰을 때 3.1dBm에서 7.4dBm까지의 중심 주파수의 출력을 보여준다. 제조회사에서 주어진 $V_{ds}=3V$, $I_{d}=30mA$ 의 S-parameter를 이용했기 때문에 드레인으로 인가된 전압 V_d 가 드레인 저항과 소오스 저항으로 인해 4.35V 일 때 V_{ds} 와 I_{d} 가 3V, 30mA이므로 6.33dBm의 출력이 주어진 S-parameter를 정확히 이용한 설계라고 볼 수 있다. 그림 10은 3-terminal MESFET 바랙터에 부전압을 인가했을 때 중심 주파수의 변화를 보여주는 스펙트럼이며 45MHz의 대역폭을 갖는다. 일반적으로 우수한 협대역 주파수 가변 발전기의 주파수 대역폭은 약 1% 정도이므로 유전체 공진기와 3-terminal MESFET 바랙터와 결합된 마이크로스트립 선로의 미세한 조정이 요하게 된다. 그림 11은 3-terminal MESFET 바랙터에 인가된 리액턴스 전압 V_{gr} 대 중심 주파수의 변화에 대한 그래프이다. 이는 게이트단에 부전압을 인가함에 따라 charge depletion 영역이 게이트와 소오스 사이의 캐패시턴스 C_{gs} 와 게이트와 드레인 사이의 캐패시턴스 C_{gd} 를 생성시키므로 이 두 캐패시턴스의 합인 게이트 depletion 캐패시턴스 C_g 를 3-terminal MESFET 바랙터의 dominant 캐패시턴스로 작용케하는 요인이 된다. 리액턴스 전압 V_{gr} 이 pinch-off 전압 이하일 때

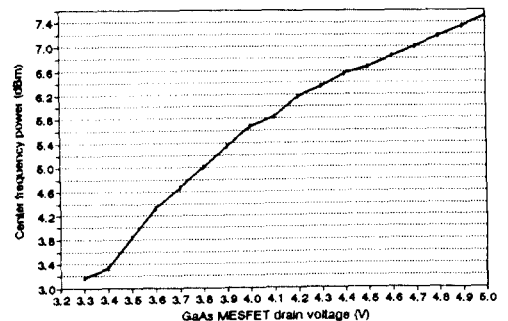


그림 9. 드레인 전압에 대한 중심 주파수 출력 전력
Fig. 9. Center frequency output power vs. drain voltage.

depletion width가 증가하게 되고 생성된 depletion charge가 거의 존재하지 않기 때문에 게이트 depletion 캐패시턴스 C_g 가 매우 작아지게 된다. 그러므로 data sheet^[14]에 주어진 MGF1302의 게이트-소오스 pinch-off 전압이 $-3.5V$ 이므로 약 $-3.0V$ 이하의 리액턴스 전압 V_{gr} 에서는 C_g 의 변화가 거의 없게 되므로 전압 V_{gr} 에 따른 중심 주파수의 변화도 그림 11의 $-3.0V$ 이하의 전압에서 미세하게 변화되는 점을 알 수 있다.

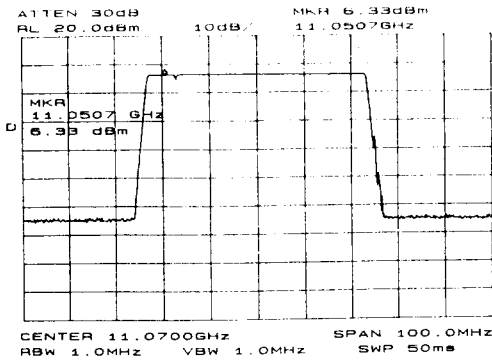


그림 10. VCDRO의 동조된 스펙트럼
Fig. 10. Tuned spectrum of VCDRO.

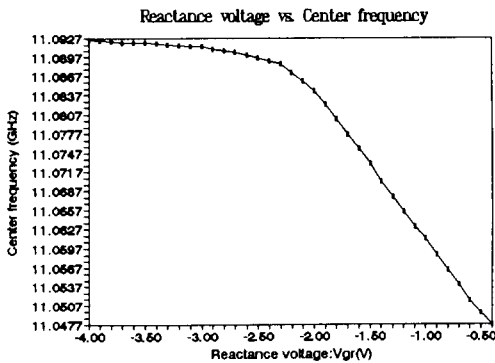


그림 11. 리액턴스 전압 V_{gr} 에 대한 주파수 응답
Fig. 11. Frequency response vs. reactance voltage V_{gr} .

Ⅶ. 결 론

본 연구는 유전체공진기를 이용한 발진기를 common drain 구조로 양호하게 출력할 수 있도록 설계하여 기존의 바랙터 다이오드를 대체한 3-terminal MESFET 바랙터를 이용해 새로운 전압

제어 유전체 공진 발진기를 제안하여 구현하였다. 3-terminal MESFET 바랙터는 MESFET의 등가회로 상의 C_{gs} 와 C_{gd} 의 합인 게이트 depletion 캐패시턴스 C_g 를 이용하여 바랙터 다이오드에 상응하는 용량의 캐패시턴스를 얻을 수 있는 장점이 있다. 이는 능동 소자의 등가 임피던스에 대한 실수부와 허수부를 동시에 이용할 수 있으므로 MESFET의 활용면에서 일반적인 능동소자로 이용되는 능동모드 측면과 리액티브 MESFET로써 사용되는 수동모드 측면으로 MESFET의 응용 범위를 확장시킬 수 있고, 회로 구조와 제조 공정상에서의 단순화에 기여할 수 있다.

參 考 文 獻

- [1] Raymond S. Pengelly, *Microwave Field-Effect Transistor Theory, Design and Application*. Reserch Studies Press, 1982
- [2] A. Podcameni and L. A. Bermudez, "Large signal design of GaAs FET oscillator using input dielectric resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-31, pp. 358-361, April 1983
- [3] W. R. Curtice, "A MESFET model for use the design of GaAs integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, pp. 448-456, May 1980
- [4] Tzu-Hung Chen and M. S. Shur, "A capacitance model for GaAs MESFETs," *IEEE Trans. Electron Device*, vol. ED-12, pp. 883-891, May 1985
- [5] J. Lin and T. Itoh, "Tunable active bandpass filters using three-terminal MES FET varactors," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 921-924, 1992
- [6] W. R. Curtice and M. Ettenberg, "A nonlinear GaAs FET model use in the design of output circuits for power amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, pp. 1383-1394, Dec. 1985
- [7] V. Hwang and T. Itoh, "An effective approach for large-signal modelling and an alysis of the GaAs MESFET," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol

MTT-35, pp.396-402, April 1987

[8] K. C. Gupta *et al.*, *Microstrip Line and Slot Line*. Dedham, MA: Artech House, 1981

[9] Yusuke Tajima, B. Wrona and Katsuhiko Mishima, "GaAs FET large-signal model and its application to circuit design." *IEEE Trans. Electron Device*, vol ED-28, pp. 171-175, Feb. 1981

[10] Hermann Statz, P. Newman, and H. A. Haus, "GaAs FET device circuit simulation in SPICE." *IEEE Trans. Electron Device*, vol. ED-34, Feb. 1987

[11] Cheh-Ming Liu and Chen Y. Ho, "On the design of a voltage-tuned push-push dielectric resonator oscillator." *Microwave Journal*, pp. 165-174, June 1990

[12] George D. Vendelin, A. M. Pavio and V. L. Rohde, *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques*. Wiley New York, 1990

[13] Eric Holzman and Ralston Robertson. *Solide-State Microwave Power Oscillator Design*. Artech House, 1992

[14] Mitsubishi Semiconductors GaAs Field Effect Transistor Data Book. MITSUBISHI ELECTRONIC, 1989

著者紹介



李柱悅(正會員)

1990年 2月 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사), 1992년 2월 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사), 1992년 8월 ~ 현재 광운대학교 대학원 박사과정 재학중, 1993년 3월 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 유급조교, 1993년 10월 ~ 현재 전자부품종합기술연구소 Pre-Doc. 주관심분야는 MIC 및 MMIC 회로 설계, Device 모델링 등임.



李燦柱(正會員)

1987년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사), 1989년 8월 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업(공학석사), 1989년 8월 ~ 1992년 8월 광운대학교 대학원 전산과정 수료, 1993년 3월 ~ 현재 신홍전문대학 전파통신과 전임강사, 주관심분야는 MIC 및 MMIC 회로 설계, 이동통신 등임.

洪義錫(正會員)

1968년 2월 광운대학교 전자통신공학과 졸업(공학사), 1973년 9월 연세대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사), 1982년 11월 독일 Aachen 공대 전자공학과 졸업(공학박사), 1973년 9월 ~ 1976년 5월 광운대학교 응용전자공학과 전임강사, 1976년 10월 ~ 1982년 12월 독일 Aachen 공대 초고주파연구소 연구원, 1983년 1월 ~ 1986년 2월 광운대학교 전자통신공학과 부교수, 1986년 2월 ~ 1987년 2월 미국 Univ. of Texas(Austin) 객원 교수, 1992년 3월 ~ 현재 광운대학교 전파공학과 교수, 1989년 1월 ~ 1991년 12월 대한전자공학회 편집위원, 1984년 3월 ~ 현재 한국통신학회 학술이사, 1991년 1월 ~ 현재 한국전자파기술학회 평의원, 1992년 1월 ~ 현재 한국통신우주산업연구회 이사, 주관심분야는 MIC 및 MMIC 설계, 이동통신, Wave propagation 등임.