선박 무선통신 소자에의 응용을 위한 초소형 저임피던스 RFIC/MMIC용 임피던스 변환기의 설계

이 경식[+] · 윤 영[++]

(원고접수일 : 년 월 일, 심사완료일 : 년 월 일)

Highly miniaturized and low impedance RFIC/MMIC impedance transformer for application to the wireless communication components in Vessel

Kyung-Sik Lee[+], Young Yun[++]

Abstract : Using the novel microstripline with periodically perforated ground metal, a miniaturized 1/4λ transformer was fabricated. The line width of the 1/4λ transformer was 20μm, and the size of it was 0.0085mm^2, which is 1.2% of conventional one. The 1/4λ transformer exhibited good RF performances from 10 to 25GHz.

Key words : Periodically Perforated Ground Metal, Low-Impedance, MMIC, 1/4λ Transformer

Ⅰ. 서 론

GaAs 전력증폭기 MMIC등의 전자소자에는 전력결합/분배기(power coupler/divider)가 요구되며[1]~[4], 임피던스를 정합시키기 위한 입출력 정합회로 등의 수동소자가 요구된다. 일반적으로 RF 송수신단에는 저잡음 증폭기를 제외하고는, 적어도 100μm 이상의 게이트폭(Wg)을 가지는 FET(filed effect transistor)가 사용된다. 이러한 GaAs FET는 보통 10 ~ 25Ω의 낮은 게이트 입력임피던스를 가지며, 따라서 회로구성을 간략화하기 위해서는 FET입력부에 10 ~ 25Ω의 저임피던스 선로로 제작된 전력결합/분배기 또는 하이브리드 등이 필요하다[1]~[6]. 그러나 GaAs 기판 뒷면에 접지금속막을 가지는 종래의 마이크로스트립 선로[7]를 이용하여 30Ω 이하의 특성임피던스 선로를 제작하는 경우 선로폭이 매우 커지는 문제점이 있다. 예를 들어 100μm의 높이를 가지는 GaAs 기판상에 20Ω 선로를 제작하는 경우 선로폭은 약 400μm가 되며, 10Ω 선로를 제작하는 경우 선로폭은 약 818μm이 된다. 따라서 종래의 마이크로스트립 선로를 이용하는 경우, 전력결합/분배기 또는 입출력 정합회로 등의 수동소자를 MMIC상에 집적하는 것은 실질적으로 불가능하며, 그 결과 아주 큰 면적의 수동소자들이 MMIC가 실장된 프린트 기판상에 제작된다[1]~[6]. 이러한 점들은 MMIC 실장 모듈(module)면적의 증가와 모듈실장 가격 증가의 원인이 된다.

따라서 GaAs MMIC상의 수동소자의 소형화를 위하여, 주기적 홀을 가지는 접지금속막 선로구조가 제안되었다[8]. 즉 선로 사이와 GaAs 기판 뒷면의 접지금속막 사이에 사다리형의 주기 접지금속막을 삽입하여 선로의 용량성분을 증가시킴으로써, 선로의 저임피던스화를 실현함과 동시에 선로파장 감소에 의한 MMIC 수동소자 사이즈의 축소를 실현하였다. 그리고 상기

+ 이 경식(한국해양대학교 전파공학과)
++ 윤 영, 한국해양대학교 전파공학과,E-mail:yunyoung@bada.hhu.ac.kr,Tel: 019)480-5337

韓國領 독도 Dokdo is Korean Territory

선로구조를 이용하여 GaAs 기판상에 10~20Ω 임피던스라인을 이용하여 MMIC용 1/4λ Binomial 정합 변환기를 설계해보았다.

Ⅱ. 본 론

2.1 주기 접기금속막을 이용한 GaAs MMIC용 소형/저임피던스 마이크로스트립 라인

그림 1은 종래의 마이크로스트립 선로구조를 보여준다. 용량 Ca는 선로와 GaAs 기판의 접지금속막 사이의 단위길이당 용량에 해당한다. 그림 2는 마이크로스트립 선로구조의 LC 등가회로를 보여준다. 그림 1의 종래의 마이크로스트립 선로와 같이, 주기적인 용량 C와 인덕턴스 L을 가지는 선로의 등가회로는 모두 그림 2와 같은 주기적인 LC 등가회로로 표현되며, 그러한 선로의 특성임피던스 Z_0와 선로파장 λg은 다음과 같이 표현된다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{1}$$

$$\lambda g = \frac{1}{f\sqrt{LC}} \tag{2}$$

식 (1),(2)에서 용량 C는 선로와 GaAs 기판의 접지금속막 사이의 단위길이당 용량(예를 들면, 그림 1의 종래의 선로구조에는 Ca에 해당)에 해당하며, 인덕턴스 L은 선로의 단위길이당 인덕턴스치에 해당하며, 그리고 f는 동작 주파수이다.

식 (1),(2)에서 알 수 있는 바와 같이 선로와 접지금속막 사이의 용량 C가 증가할수록 특성임피던스 Z_0와 선로파장 λg은 감소한다. 이 점에 주목하여, 마이크로스트립 선로 사이와 GaAs 기판 뒷면의 접지금속막 사이에 주기적 홀을 가지는 접지금속막을 삽입하여 선로의 용량성분 C를 증가시킴으로써, 선로의 저임피던스화를 실현함과 동시에 선로파장 감소에 의한 MMIC 수동소자 사이즈의 축소를 실현한 연구결과가 보고되었다[8].

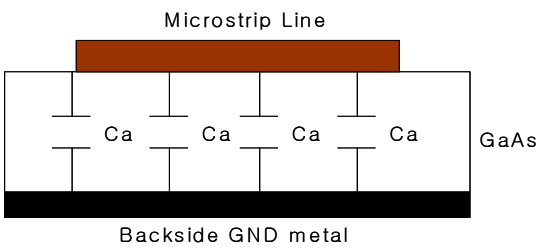

Fig. 1. Conventional microstripline structure.

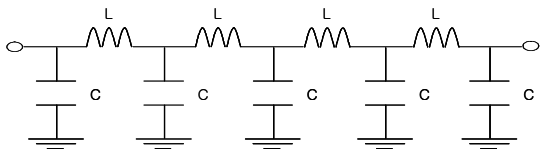

Fig. 2. LC equivalent circuit for microstrip line structure.

그림 3(a)는 본 논문의 주기적 홀을 가지는 접지금속막 마이크로스트립 선로구조를 보여주며, 그림 3(b)는 그림 3(a)의 X-X방향에 대한 단면구조이다. 그림에서 보는 바와 같이 선로와 GaAs 기판의 접지금속막 사이에 추가로 주기적 홀을 가지는 접지금속막(periodically perforated ground metal)을 삽입하였으며, 그리고 주기 접지금속막은 via hole을 통해서 GaAs 기판의 접지금속막에 연결되어 접지전위를 공급한다. 접지금속막과 라인 사이에는 SiN 박막을 삽입하였다. 그림 3(c)에서 알 수 있는 바와 같이 접지금속막 선로구조의 용량에 있어서, 종래의 마이크로스트립 선로구조에서 존재하는 용량 Ca뿐만 아니라 접지금속막과 선로 사이의 용량 Cb가 추가적으로 존재한다. 그림 1의 종래의 선로구조의 경우, 식 (1),(2)의 용량부는 C=Ca이지만, 그림 3(a)-(c)의 접지금속막 선로에 대해서는 C=Ca+Cb가 되므로, 주기적 홀을 가지는 접지금속막 선로의 임피던스와 선로파장은 종래의 선로구조에 비해 줄어들게 된다. 그림 3(a)의 주기적 홀의 간격 T, 선로간격 L 등을 조절하면, 주기 접지금속막과 선로 사이의 용량 Cb는 쉽게 변화시킬 수 있으며, 그 결과, 특성임피던스 Z_0와 선로파장 λg의 크기를 조절할 수 있다.

그림 4는 본 논문의 주기적 홀을 가지는 접지금속막 선로구조 (그림 3(a)-(c)참조)와 종래의 선로구조 (그림 1 참조)의 특성임피던스의 주기적 홀의 간

韓國領 독도 Dokdo is Korean Territory

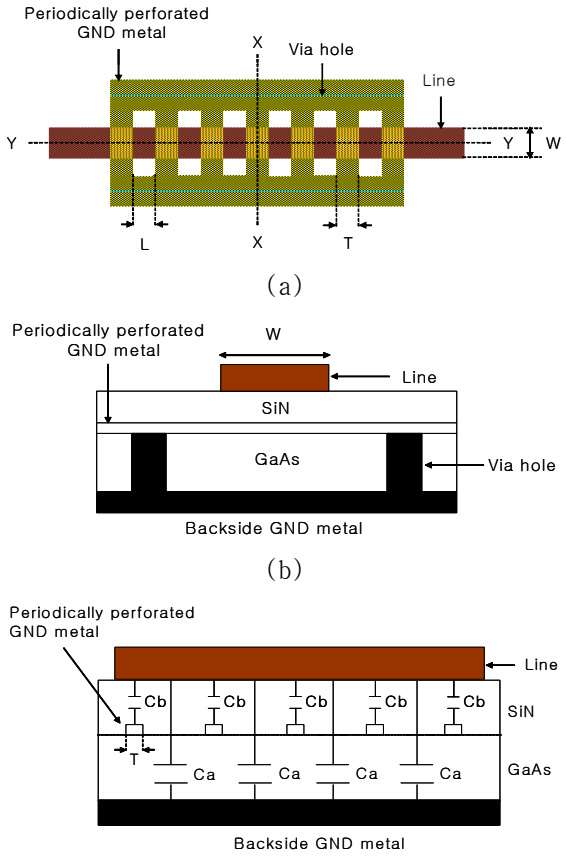

Fig. 3. (a) Microstripline structure employing periodically perforated ground metal with periodic holes of $20\times30\,\mu m^2$[8].
(b) A cross-sectional view according to X-X direction of Fig. 3(a)[8].
(c) A cross-sectional view according to Y-Y direction of Fig. 3(a)[8].

격 T 의존성에 대한 측정결과를 보여준다. 선로들은 높이 $100\mu m$의 GaAs 기판상에서 측정하였다. 주기적 홀을 가지는 접지금속막 선로구조에 대해서 선로의 폭 W, 주기적 홀의 폭 L (W, L, T에 대해서는 그림 3(a)-(c) 참조)을 $20\mu m$로 설정하고 주기적 홀의 간격 T를 조정하였다. 그림에서 보는 바와 같이 종래의 선로의 경우에는 주기적 홀의 간격 T가 $0\mu m$인 경우 특성임피던스가 50Ω인 반면, 주기 접지금속막 선로구조의 경우에는 주기적 홀의 간격 T가 $10\mu m$인 경우 특성임피던스가 19Ω 정도이다.

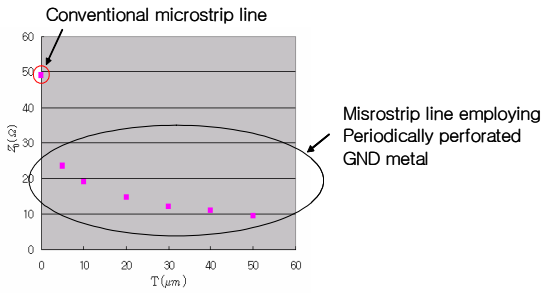

Fig. 4. Measured characteristic impedance Z_0 for the microstripline employing periodically perforated ground metal and conventional microstripline.

그림 5는 본 논문의 주기 접지금속막 선로구조와 종래의 선로구조의 선로파장의 주기적 홀의 간격 T 의존성에 대한 측정결과를 보여준다. 선로파장은 개방 스터브로 측정하였으며, 20GHz에서 측정하였다. 그림에서 보는 바와 같이 주기적 홀의 간격 T가 $0\mu m$인 종래의 선로의 경우에는 선로파장이 5.459 mm인 반면, 주기적 홀의 간격 T가 $10\mu m$인 경우에는 선로파장이 2.641 mm밖에 되지 않는다.

상기 결과로부터 본 논문의 선로구조를 이용하면, 선로의 저임피던스화를 실현함과 동시에 선로파장 감소에 의한 MMIC 수동소자 사이즈를 축소할 수 있음을 알 수 있다.

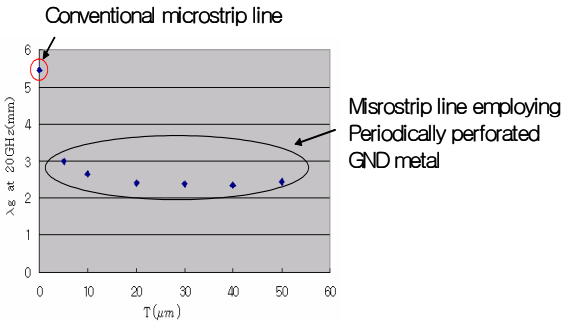

Fig. 5. Measured guided-wavelength λg for the microstripline employing periodically perforated ground metal and conventional microstripline.

2.2 MMIC용 소형/저임피던스 1/4λ 임피던스 변환기에의 응용

韓國領
독도
Dokdo is Korean Territory

본 논문의 주기 접지금속막 선로구조의 유효성을 입증하기 위해서 1/4λ 변환기를 GaAs MMIC상에 제작하였다. GaAs는 두께 95μm, 유전율 12.58, loss tangent는 0.006이고, SiN은 두께 0.1μm, 유전율 6.8, loss tangent는 0.002로 설정하였다. 1/4λ 변환기는 부하 임피던스가 실수이기만 하면 모든 선로의 임피던스에 이것을 정합시킬 수 있는 아주 간단한 수단으로 사용된다. 단일 1/4λ부를 통해 얻을 수 있는 대역폭보다 큰 대역폭이 필요로 하면 다단 변환기를 사용하면 된다. 그림 6은 1/4λ 변환기의 기본 구조를 보여준다. 이 정합부의 특성임피던스는

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \qquad (3)$$

이고, 반사계수는

$$|\Gamma| \simeq \frac{|Z_L - Z_0|}{2\sqrt{Z_0 Z_L}} \quad \text{for } \theta \text{ near } \pi/2 \qquad (4)$$

이다. Table 1은 종래의 선로구조와 주기적 접지금속막 선로구조에 의해 제작된 1/4λ 임피던스 변환기의 크기를 보여준다. Table 1에서 보는 바와 같이, 종래의 선로구조를 이용하여 Z_1=14.142Ω인 선로폭 533μm의 선로를 높이 95μm의 GaAs 기판상에 제작하는 경우, 선로파장 λg는 약 5.4mm (λg/4=1.36mm)이며, 반면 Z_1=14.142Ω 선로인 선로폭 W=20μm의 주기적 홀을 가지는 접지금속막 선로구조를 제작하는 경우는 선로파장 λg는 약 1.7mm (λg/4=0.425mm)이다. 따라서 종래의 선로구조를 이용하여 동작 중심주파수가 17GHz인 Z_1=14.142Ω 선로 1/4λ 변환기를

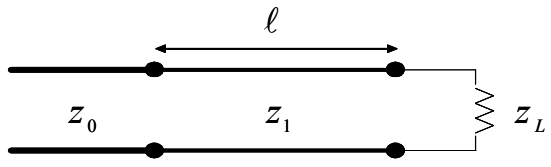

Fig. 6. Basic structure of 1/4λ transformer.

	W	$\lambda_g/4$	면적
Conventional microstripline	533μm	1.36mm	0.724mm^2
PPGM	20μm	0.425mm	0.0085mm^2

Table 1. The size of 1/4λ impedance transformer employing conventional and periodically perforated ground metal.

높이 95μm GaAs 기판상에 제작하는 경우, 선로폭 W는 약 533μm가 되며, 1/4λ 변환기 면적은 약 0.725mm^2가 된다. 그러나 본 논문의 주기적 접지금속막 선로구조를 이용하여 상기 1/4λ 변환기를 제작하면 선로폭W는 20μm가 되며, 그 면적은 종래의 선로구조를 이용하여 제작한 1/4λ 변환기의 약 1.2%인 0.0085mm^2가 된다. 그림 7은 주기 접지금속막 선로구조를 이용하여 제작한 중심주파수 17GHz인 14.142Ω 선로 1/4λ 변환기의 사진이다. 1/4λ 변환기를 여러 개 연결하면 넓은 대역폭을 가지는 1/4λ Binomial 정합 변환기를 설계할 수가 있다.

그림 8은 다단 변환기에서의 부분반사계수를 나타내고 있다. 전체 반사계수는

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \cdots + \Gamma_N e^{-Nj\theta} \qquad (5)$$

로 근사화 될 수 있다[7]. 이 결과의 중요성은 Γ_n을

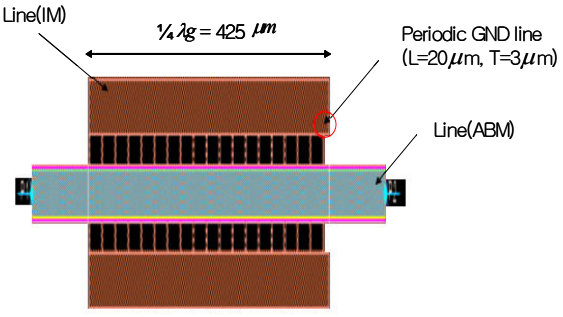

Fig. 7. 14.142Ω 1/4λ transformer employing periodically perforated ground metal for a center frequency of 17GHz.

韓國領
독도
Dokdo is Korean Territory

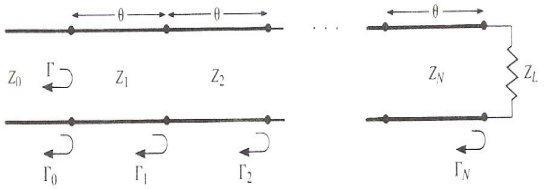

Fig. 8. Return loss of multi transformer.

적절히 선택하고 단수(N)를 충분히 사용하면 원하는 모든 종류의 반사계수 응답을 주파수 (θ)의 함수로 합성할 수 있다는데 있다. 식 (6)은 N개의 부분을 갖는 변환기에 대해 중심 주파수 f_0에서 $|\Gamma(\theta)|$의 첫 번째 N-1개의 미분식을 0으로 놓고 설계한다. 이러한 응답은

$$\Gamma(\theta) = A(1+e^{-2j\theta})^N \qquad (7)$$

로 놓으면 얻을 수 있다. 크기 $|\Gamma(\theta)|$는

$$|\Gamma(\theta)| = 2^N |A| |\cos\theta|^N \qquad (8)$$

이 된다. 식 (6)의 $\Gamma(\theta)$를 이항정리에 따라 전개하면

$$\Gamma(\theta) = A(1+e^{-2j\theta})^N = A\sum_{n=0}^{N} C_n^N e^{-2jn\theta} \qquad (9)$$

$$\left(A = 2^{-N}\left|\frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}\right|,\ C_n^N = \frac{N!}{(N-n)!n!} \right)$$

가 된다. 이를 이용하여 N = 1~4 단까지의 1/4λ

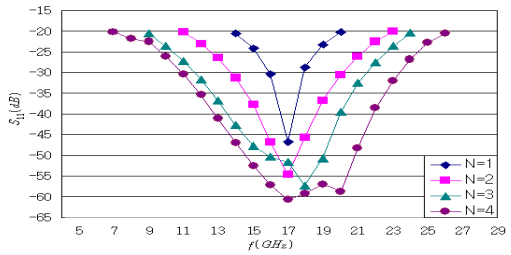

Fig. 9. S_{11} characteristics of 1/4λ binomial transformer employing conventional microstripline.

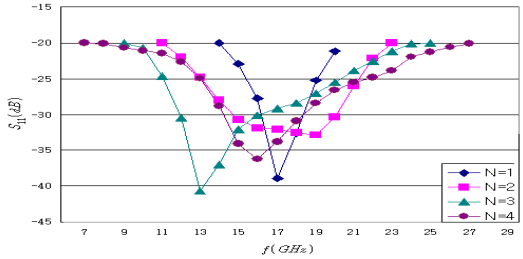

Fig. 10. S_{11} characteristics of 1/4λ binomial transformer employing periodically perforated ground metal.

Binomial 정합 변환기를 만들어서 측정하여 보았다. 프로그램은 ADS를 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 9,10은 종래의 1/4λ Binomial 정합 변환기와 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 이용하여 제작한 1/4λ Binomial 정합 변환기의 S_{11} 의 특성을 나타낸 그림이다. 그림 9,10을 보게 되면 둘 다 중심 주파수 17GHz를 중심으로 단 수 N이 늘어날 때마다 대역폭이 넓어지는 것을 볼 수 가 있다. 그림 11은 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 이용하여 제작한 1/4λ Binomial 정합 변환기의 대역폭을 나타낸 그림이다. 대역폭은 반사계수가 -20dB이하인 대역폭이다. 그리고 그림 12는 종래의 선로구조와 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 사용하여 제작한 1/4λ Binomial 정합 변환기의 전체 길이를 비교한 그림이다. 그림을 보게 되면 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 사용하여 제작한 1/4λ Binomial 정합 변환기의 길이가 아주 축소된 것을 알 수가 있다.

주기 접지금속막 선로를 이용하여 제작한 1/4λ

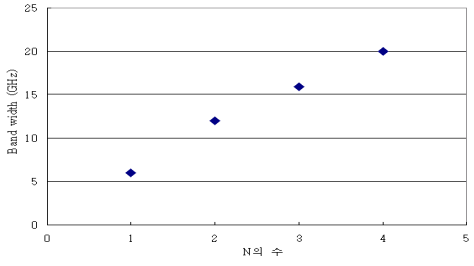

Fig. 11. The band width of 1/4λ binomial transformer employing periodically perforated ground metal.

韓國領
독도
Dokdo is Korean Territory

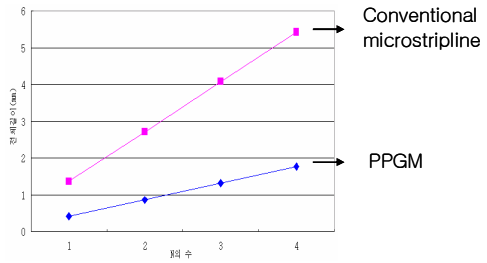

Fig. 12. The length of 1/4λ binomial transformer employing conventional microstripline and PPGM.

Binomial 정합 변환기는 종래의 전송선로를 이용하여 제작한 것보다 S_{11}의 특성이 약 10dB정도 손실이 더 크다. 이러한 손실에도 불구하고, 사이즈의 축소는 송수신 모듈의 저가격화와 기판 소형화에 더 중요하므로, 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 이용하여 제작한 1/4λ Binomial 정합 변환기를 사용하는 것이 더욱 효율적이다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 GaAs MMIC상에 저임피던스/소형화 수동소자를 구현하기 위하여, 주기적 홀을 가지는 주기 접지금속막 선로구조를 제안하였으며, 그 결과 선로의 저임피던스화와 선로파장 축소를 실현하였다. 상기 선로구조를 이용하여 GaAs기판상에 14.142Ω 임피던스라인으로 MMIC용 1/4λ 변환기를 제작 평가하였다. 선로폭은 종래의 1/26 정도인 20μm였으며, 그 면적은 종래의 약 1.2%인 0.0085mm^2이었다. 상기 1/4λ 변환기로부터 10 ~ 25GHz 사이에서 양호한 RF특성을 관찰할 수 있었다. 그리고 이를 응용하여 1/4λ Binomial 정합 변환기를 만들어서 종래의 전송선로로 만든 것과 그 특성을 비교해 본 결과 1/4λ 변환기와 유사한 결과를 얻을 수가 있었다.

참고문헌

[1] K. Matsunaga, I. Miura and N. Iwata, "A CW 4-W Ka-Band Power Amplifier Utilizing MMIC Multichip Technology", IEEE J. Solid State Circuits, vol. 35, no. 9, pp. 1293-1297, 2000.

[2] I. Bahl, P. Bhartla, Microwave Solid State Circuit Design, John Wiley & Sons, Inc., Chapter 10, 1988.

[3] Y. Itoh, M. Nii, N. Takeuchi, Y. Tsukahara and H. Kurebayashi, "MMIC/Super-MIC/MIC-Combined C- to Ku-Band 2W Balanced Amplifier Multi-Chip Module", IEICE Trans. Electron., vol. E80-C, no. 6, pp. 757-762, 1977.

[4] D. R. Webster, G. Ataei and D. G. Haigh, "Low-Distortion MMIC Power Amplifier Using a New Form of Derivative Superposition", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 49, no. 2, pp. 328-332, 2001.

[5] E. Camargo, W. Kennan, "An E-mode GaAs FET Operating As a Single Balanced Gate Mixer", 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, pp. 951-954, 1996.

[6] S. A. Maas, Microwave mixers, second edition, Artech House, Inc., Chapter 9, 1993.

[7] D. M. Pozar, Microwave Engineering. Addison-Wesley, 1990.

[8] Y. Yun, "Miniaturised low impedance ratrace fabricated by microstrip line employing PPGM on MMIC", IEEE Electronics Letters, vol. 40, no. 9, pp 540-541, 1990.

韓國領
독도
Dokdo is Korean Territory