

주기적 접지구조를 이용한 실리콘 RFIC용 광대역 소형 임피던스 변환기

윤 영†

(원고접수일 : 2011년 2월 2일, 원고수정일 : 2011년 4월 21일, 심사완료일 : 2011년 4월 21일)

A Miniaturized Broadband Impedance Transformer Employing Periodic Ground Structure for Application to Silicon RFIC

Yun Young†

요 약 : 본 논문에서는 주기적 접지구조(PAGS)를 이용하여 실리콘 RFIC 반도체 기판상에 다단 임피던스 변환기를 제작 평가하였다. 제작된 임피던스 변환기의 면적은 종래의 약 8.7 %인 0.026 mm^2 이며, 8 ~ 49.5 GHz의 범위에서 양호한 RF 특성을 보여주었다.

주제어 : 임피던스 변환기, 주기적 접지구조, 실리콘, RF 집적회로

Abstract: Using a coplanar waveguide employing periodic ground structure (PGS) on silicon substrate, a highly miniaturized and broadband impedance transformer was developed for application to low impedance matching in broadband. Concretely, the multi-section transformer was designed using Chebyshev polynomials design technique for ultra broadband operation. Its size was 0.026 m^2 on silicon substrate, which was 8.7 % of the one fabricated by conventional coplanar waveguide on silicon substrate. The transformer showed a good RF performance over a ultra broadband from 8 - 49.5 GHz.

Key words: Impedance Transformer, Periodic ground structure, Silicon, RFIC(Radio Frequency Integrated Circuit)

1. 서 론

최근 실리콘 반도체 공정기술의 발달에 의해 CMOS의 고주파 성능이 향상됨에 따라, 마이크로파 및 밀리미터파 영역에까지 CMOS의 응용이 가능하게 되었다[1-3]. 이에 따라 고주파용 RFIC (radio frequency integrated circuit)와 베이스 밴드부의 chip set이 하나의 실리콘 기판상에 집적된 SoC (system on chip)용 단말기의 개발이 가능하게 되었다. 그러나 이러한 실리콘 반도체 기술의 발전에도 불구하고, 아직까지도 결합기 및 분배기, 필터 및 임피던스 변환기등의 대부분의 RF 수동소자들은 큰 점유면적으로 인해 실리콘 IC 내부에 집적되지 못하고 있으며, 실리콘 IC 외부의 프린트 기판 상에 설게 및 제작되고 있는 실정이다[4-7].

특히, 고주파에서 FET 능동소자는 10~25Ω의 저임피던스 특성을 가지므로[7], 능동소자 및 수동소자 사이의 실수부 임피던스 정합을 위해서는 1/4파장 기반의 임피던스 변환기가 필수적으로 사용되어야 한다[8]. 그러나 실리콘반도체 기판 윗면에 접지금속막을 가지는 종래의 코플레너 선로⁽⁸⁾를 이용하여 35Ω 이하의 특성임피던스 선로를 제작하는 경우 선로폭이 매우 커지는 문제점이 있다. 예를 들어 600 μm 의 높이를 가지는 실리콘 기판상에 20Ω 선로를 제작하는 경우 선로폭은 약 1,000 μm 가 된다. 따라서 종래의 코플레너 선로를 이용하는 경우, 아주 큰 점유면적으로 인해 실리콘 IC 내부에 집적되지 못하고 있으며, 실리콘 IC 외부의 프린트 기판 상에 설게 및 제작되고 있는 실정이다[4-7].

상기 문제점으로 인해 아직까지도 진정한 의미의 SoC용 실리콘 반도체 단말기가 실현되지 못하고 있으며, 이는 실리콘 IC 분야에서 조속히 해결되어야 할 필수적인 과제이다. 상기 문제를 해결하기 위해서는 RFIC 내부에 집적 가능한 초소형 수동 소자의 개발이 필요하다.

상기 문제점을 해결하기 위하여 본 연구그룹은 최근 실리콘 기판상에 제작된 임피던스 변환기를 발표하였다[9]. 본 논문은 [9]의 확장본이며, 구체적으로는 [8]을 도입하여 상기논문에서 발표된 임피던스 변환기[9]를 보다 자세히 해석하였으며, 단수의 변환등에 따른 특성등을 추가하였다.

2. 주기적 접지구조를 이용한 실리콘 RFIC용 단파장 전송선로

최근 단파장 특성을 가지는 주기적 접지구조의 코프레너 선로가 본 연구그룹에 의해 제안되었다 [9,10]. 그림 1은 본 논문에서 제안하는 주기적 접지구조를 이용한 코프레너 선로구조 즉, PGS (Periodic Ground Structure) 선로구조이다[9, 10]. 그림에서 보는 바와 같이 선로와 실리콘 기판 사이에 주기적 접지구조인 PGS를 삽입하였으며, PGS와 선로사이에는 유전체 박막이 존재한다. 그리고 PGS는 콘택트를 통해서 선로의 양측에 존재하는 상단의 접지면에 연결되므로 PGS도 접지가 된다. 그림 1에서 알 수 있는 바와 같이 PGS 선로구조의 용량에 있어서, 종래의 코프레너 선로에서 존재하는 선로와 상부 접지면 사이의 용량 C_a 뿐 아니라 PGS와 선로 사이의 용량 C_b 가 추가적으로 존재한다. 즉, PGS가 존재하지 않는 종래의 전송선로의 경우 전체용량은 $C = C_a$ 가 되나, PGS가 존재하는 전송선로의 경우 전체용량은 $C = C_a + C_b$ 가 된다. 전송선로의 파장과 임피던스는 식 (1), (2)와 같이, 선로의 용량에 반비례하므로[8], 선로와 접지사이의 용량이 증가할수록 특성임피던스 Z_0 와 선로파장 λ_g 은 감소하며, 그림 1의 선로구조는 종래의 코프레너 선로[8]구조에 비해 저임피던스 특성과 단파장 특성을 가진다.

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

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

그림 2는 실리콘 RFIC상에 형성된 종래의 코프레너 선로의 파장과 PGS 구조를 사용한 코프레너 선로의 파장을 측정된 값과를 비교한 그래프이다. 그림 1의 PGS 구조의 기본 셀 사이의 간격 L 과 선로 폭 W 는 모두 $20\ \mu\text{m}$ 이며, 그림 2의 검은 사각형은 PGS 구조의 기본 셀 두께 $T = 5\ \mu\text{m}$ 에 해당하며, 흰 원은 $T = 20\ \mu\text{m}$ 에 해당한다. 그림에서 보는 바와 같이, PGS를 사용하는 경우의 선로파장은 종래의 코프레너 선로의 $60 \sim 65\%$ 로 축소됨을 볼 수 있다. 예를 들어, 주파수 $20\ \text{GHz}$ 에서 종래의 전송선로의 경우 선로파장 λ_g 는 $5.9\ \text{mm}$ 이며, PGS 구조의 경우, $T = 20\ \mu\text{m}$ 일 때의 선로파장 λ_g 는 $3.7\ \text{mm}$ 이다.

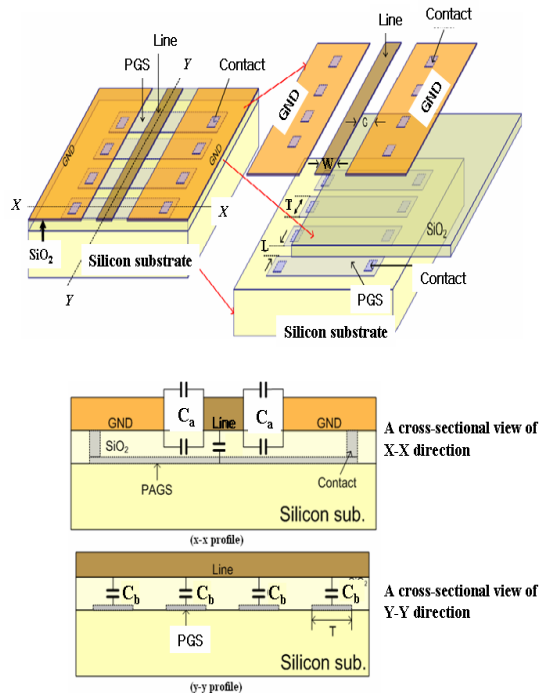


Figure 1: Structure of a coplanar waveguide employing PGS[10].

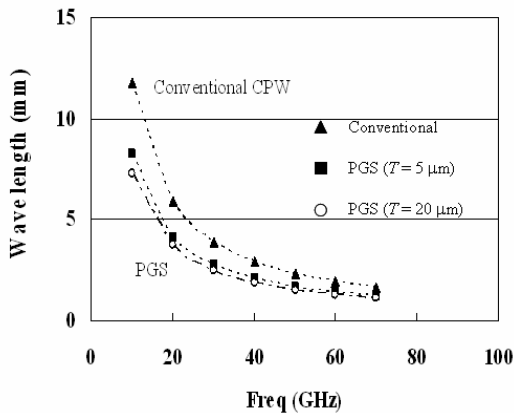


Figure 2: Measured wavelength of the coplanar waveguide employing PGS and a conventional one[10].

그림 3은 PGS 구조를 가지는 코플레너 선로와 종래의 코플레너 선로에 대한 특성 임피던스 Z_0 측정결과이다. 여기서 T 는 그림 1에서 보는 바와 같이 PGS 구조의 기본 셀 두께이며, $T = 0$ 이 종래의 전송선로에 해당한다. 그림 1의 PGS 구조에서 알 수 있는 바와 같이, T 가 커질수록 선로와 PGS 구조와 선로사이에서 발생하는 정전용량 C_b 가 증가하게 되며, 그 결과 식 (1)로부터 특성 임피던스 Z_0 값은 줄어들게 됨을 알 수 있다. 상기 결과는 본 논문에서 제안하는 선로구조를 이용하면 단지 셀 두께 T 만 조절함으로써 선로의 특성 임피던스를 쉽게 조절할 수 있음을 보여준다. 즉, 선로 폭 $W = 20 \mu\text{m}$ 인 경우 단지 T 를 $0 \sim 50 \mu\text{m}$ 범위에서 조절함으로써 특성 임피던스가 $30 \sim 70 \Omega$ 이 되도록 조절 가능하다. 결국, PGS 구조를 이용하면 임피던스를 매우 낮은 범위까지 조절 가능하며, 이는 RFIC용 수동소자 개발에 있어서 사이즈 축소의 측면에서 매우 유리한 점이다. 왜냐하면, 일반적으로 RF용 트랜지스터는 고주파에서 보통 50Ω 보다 매우 낮은 입출력 임피던스를 가지므로[11], 이들에 대한 임피던스 정합을 위해서는 저임피던스 특성을 가지는 전송선로가 필요하며, PGS 구조를 이용하면 종래의 코플레너 선로구조에 비해 적은 선로 폭으로 저임피던스 선로를 구현할 수 있다. 구체적으로, 35Ω 의 특성임피던스를 가지는 선로를 구현하는 경우, T 가 $20 \mu\text{m}$ 인 PGS 구조를 이용하면 선

로 폭 W 가 $20 \mu\text{m}$ 이 되나, 선로와 접지사이의 거리 G 가 $30 \mu\text{m}$ 인 종래의 코플레너 선로구조[8]를 사용하면 선로 폭 W 는 $130 \mu\text{m}$ 가 된다.

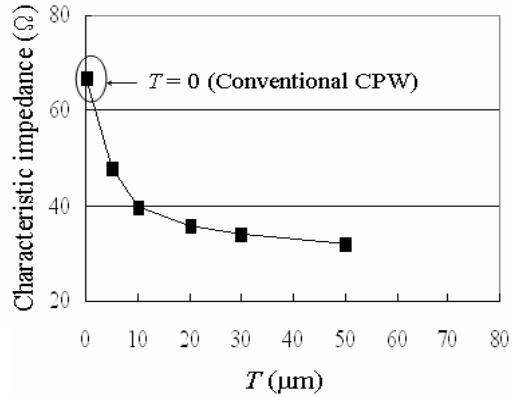


Figure 3: Measured characteristic impedance of the coplanar waveguide employing PGS and conventional one[10].

3. 초광대역 응용을 위한 실리콘 RFIC용 다단 초소형 임피던스 변환기 설계

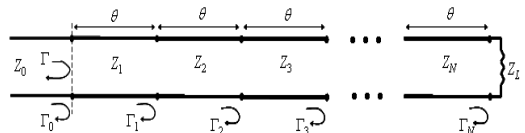


Figure 4: An equivalent circuit of multisection $\lambda/4$ impedance transformer

본 논문에서는 주기적 접지구조를 이용하여 초광대역에 걸쳐서 저임피던스 변환에의 응용을 위한 초소형 다단 임피던스 변환기를 제작하였다. 초광대역 동작을 위해서 임피던스 변환기의 반사계수가 Chebyshev 다항식과 일치하도록 임피던스 변환기를 설계하였다. 구체적인 설계방법은 다음과 같다.

그림4는 다단임피던스 변환기를 보여준다. 다중 반사이론[11]을 적용하면 다단임피던스 변환기의 반사계수는 다음과 같다[8].

$$\Gamma(\theta) = \Gamma_0 + \Gamma_1 e^{-2j\theta} + \Gamma_2 e^{-4j\theta} + \dots + \Gamma_N e^{-2jN\theta} \quad (3a)$$

$$\Gamma_n = \frac{Z_{n+1} - Z_n}{Z_{n+1} + Z_n} \quad (n = 0, 1, 2 \dots N-1) \quad (3b)$$

$$\Gamma_N = \frac{Z_L - Z_K}{Z_L + Z_K} \quad (3c)$$

임피던스 변환기의 구조가 좌우 대칭적인 경우에는, $\Gamma_0 = \Gamma_N, \Gamma_1 = \Gamma_{N-1}, \Gamma_2 = \Gamma_{N-2} \dots$ 가 성립하며, 상기 식은 다음과 같은 형태가 된다[8].

$$\Gamma(\theta) = e^{-jN\theta} \{ \Gamma_0 [e^{jN\theta} + e^{-jN\theta}] + \Gamma_1 [e^{j(N-2)\theta} + e^{-j(N-2)\theta}] + \dots \} \quad (4)$$

오일러 공식을 적용하면, 상기 식은

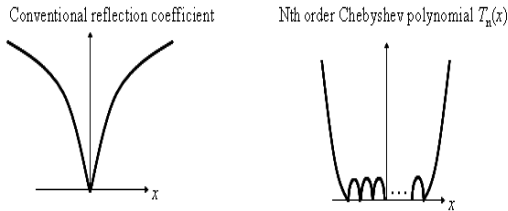


Figure 5: Chebyshev polynomials.

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_N \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2}\Gamma_{N+1}], \text{ for } N \text{ even} \quad (5a)$$

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_N \cos(N-2n)\theta + \dots + \Gamma_{1/2} \cos \theta], \text{ for } N \text{ odd} \quad (5b)$$

가 된다. 본 논문에서는 초광대역 특성을 위해서 상기 반사계수 식이 Chebyshev 다항식과 일치하도록 임피던스 변환기를 설계하였다. Chebyshev 다항식을 간단히 설명하면 다음과 같다. 3차까지의 Chebyshev 다항식은 다음과 같으며[8],

$$T_1(x) = x, T_2(x) = 2x^2 - 1, T_3(x) = 4x^3 - 3x \quad (6a)$$

다음의 관계가 성립한다.

$$T_n(x) = 2xT_{n-1}(x) - T_{n-2}(x) \quad (6b)$$

Chebyshev 다항식 그래프는 그림5와 같으며, 그림에서 보는 바와 같이 $-1 \leq x \leq 1, |T_n(x)| \leq 1$ 의 범위에서 Chebyshev 다항식 그래프는 종래의 반사계수 형태에 비해 ripple 특성을 가지며 이러한 ripple 특성에 의해 그래프의 개형이 넓은 대역폭을 가지는 전달함수의 특성을 띄고 있음을 알 수 있다. 본 논문에서는 이러한 특성을 수동 소자에 이용하여 설계함으로써 넓은 대역폭을 가지는 수동소자를 구현 하고자 한다. $|x| \leq 1$ 의 범위에서 $x = \cos\theta$ 로 두면 상기 Chebyshev 다항식은 다음과 같이 표현된다.

$$|x| \leq 1 : x = \cos \theta, T_n(\cos \theta) = \cos n\theta, T_n(x) = \cos(n \cos^{-1} x) \quad (7a)$$

$$|x| > 1 : x = \cosh \theta, T_n(\cosh \theta) = \cosh n\theta, T_n(x) = \cosh(n \cosh^{-1} x) \quad (7b)$$

상기 식에서 x 를 $\cos\theta/\cos\theta_m$ ($\sec\theta_m \cos\theta$)로 두면 $-1 \leq x \leq 1$ and $|T_n(x)| \leq 1$ 의 범위는 $\theta_m \leq \theta \leq \pi - \theta_m$ 이 되며, 식 (6)의 Chebyshev 다항식은 다음과 같이 된다.

$$T_1(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec\theta_m \cos\theta \quad (8a)$$

$$T_2(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^2 \theta_m (1 + \cos 2\theta) - 1 \quad (8b)$$

$$T_3(\sec\theta_m \cos\theta) = \sec^3 \theta_m (\cos 3\theta + 3 \cos \theta) - 3 \sec \theta_m \cos \theta \quad (8c)$$

식 (5)의 반사계수 특성을 가지는 그림 4의 단 임피던스 변환기가 광대역 특성을 가지기 위해서는, 식 (5)의 반사계수 식이 식 (8)의 Chebyshev 다항식과 일치하면 된다. 즉, 아래의 식이 만족되어야 한다^[8].

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_N \cos(N-2n)\theta + \dots + \frac{1}{2}\Gamma_{N+1}] = \Gamma_m e^{-jN\theta} T_n(\sec \theta_m \cos \theta), \text{ for } N \text{ even} \quad (9a)$$

$$\Gamma(\theta) = 2e^{-jN\theta} [\Gamma_0 \cos N\theta + \Gamma_1 \cos(N-2)\theta + \dots + \Gamma_L \cos(N-2L)\theta + \dots + \Gamma_{(N-1)/2} \cos \theta] - \Gamma_m e^{-jN\theta} T_N(\sec \theta_m \cos \theta), \quad \text{for } N \text{ odd} \quad (9b)$$

상기 식에서 Γ_m 은 반사계수의 최대치이다. 상기 식에서 $\theta = 0$ 로 두면 다음의 식으로부터 $\sec \theta_m$ 을 구할 수 있다.

$$\Gamma(0) = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \Gamma_m T_N(\sec \theta_m)$$

따라서,

$$T_N(\sec \theta_m) = \frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \quad (10)$$

상기 식에서 $1 \leq \sec \theta_m (= 1/\cos \theta_m)$ 이며, 식 (7b)와 (10)으로부터 다음 식을 구할 수 있다.

$$\sec \theta_m = \cosh \left[\frac{1}{N} \cosh^{-1} \left(\frac{1}{\Gamma_m} \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \right) \right] \quad (11)$$

따라서, N , Γ_m , Z_L and Z_0 가 결정되면 상기 식 (11)로부터 $\sec \theta_m$ 을 구할 수 있으며, 식 (9)로부터 다단 임피던스 변환기를 설계 할 수 있다. 본 논문에서는 50 옴을 19 옴으로 변환하기 위한 임피던스 변환기를 설계하였으며 $\Gamma_m = 0.05$, $N = 3$ 으로 두면 식(8c) and (9b)로부터 다음의 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} \Gamma(\theta) &= 2e^{-j3\theta} [\Gamma_0 \cos 3\theta + \Gamma_1 \cos \theta] = \Gamma_m e^{-j3\theta} T_3(\sec \theta_m \cos \theta) \\ &= \Gamma_m e^{-j3\theta} [\sec^3 \theta_m (\cos 3\theta + 3 \cos \theta) - 3 \sec \theta_m \cos \theta] \end{aligned} \quad (12)$$

상기 식으로부터 다음의 결과를 얻을 수 있다.

$$\cos 3\theta : 2\Gamma_0 = \Gamma_m \sec^3 \theta_m \quad (13a)$$

$$\cos \theta : 2\Gamma_1 = 3\Gamma_m (\sec^3 \theta_m - \sec \theta_m) \quad (13b)$$

$$\Gamma_2 = \Gamma_1 \quad (13c)$$

$$\Gamma_3 = \Gamma_0 \quad (13d)$$

이 경우, 그림 4의 다단 임피던스 변환기가 3단인 경우, 임피던스 식은 다음과 같다.

$$Z_1 = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0} \quad (14a)$$

$$Z_2 = Z_1 \frac{1 + \Gamma_1}{1 - \Gamma_1} \quad (14b)$$

$$Z_3 = Z_2 \frac{1 - \Gamma_3}{1 + \Gamma_3} \quad (14c)$$

상기 식을 이용하여 그림 4의 임피던스 다단 임피던스 변환기를 설계하였으며, 본 논문에서는 $Z_L = 50 \Omega$, $Z_0 = 19 \Omega$ 인 3단으로 임피던스 변환기를 설계한 결과 $Z_1 = 26 \Omega$, $Z_2 = 35 \Omega$, $Z_3 = 43 \Omega$ 이 되었다.

4. 임피던스 변환기의 RF 특성

측정결과

그림 6은 주기적 접지구조를 이용하여 두께 600 μm 인 실리콘 반도체기판상에 제작한 임피던스 변환기 사진을 보여준다. 웨이퍼 측정을 위해서 GSG 패드를 사용했다.

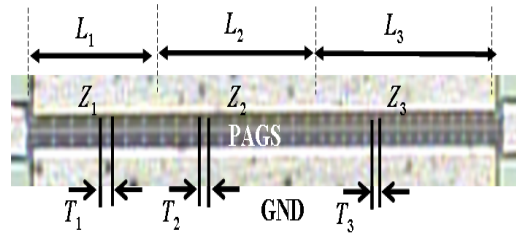


Figure 6: Photograph of the 3 stage impedance transformer employing PGS on silicon RFIC

Table 1: Size of The Three Section Transformer Employing Conventional Coplanar Waveguide and PGS

	$Z_1 = 26\Omega$		$Z_2 = 35\Omega$		$Z_3 = 43\Omega$		Size (mm ²)
	W (μm)	$\lambda/4$ (mm)	W (μm)	$\lambda/4$ (mm)	W (μm)	$\lambda/4$ (mm)	
Conventional CPW	210	1	60	1	30	1	0.3
CPW employing PGS	20	0.38	20	0.44	20	0.485	0.0261

각 단의 특성임피던스가 $Z_1 = 26 \Omega$, $Z_2 = 35 \Omega$, $Z_3 = 43 \Omega$ 가 되도록 주기적 스트립 두께 T 를 그림 3으로부터 결정하였으며, 그 결과 $T_1 = 50 \mu\text{m}$, $T_2 = 30 \mu\text{m}$, $T_3 = 8 \mu\text{m}$ 이며, 각 단의 선로 길이는 각각 $L_1 = 0.38 \text{ mm}$, $L_2 = 0.44 \text{ mm}$, $L_3 = 0.485 \text{ mm}$ 이다. 선로 폭 W 는 $20 \mu\text{m}$ 이므로 그림 6의 임피던스 변환기의 전체면적은 0.261 mm^2 이며, 이는 실리콘상에서 종래의 코프레너 선로를 이용하여 제작한 임피던스 변환기 면적의 8.7%에 해당하는 적은 점유면적이다. 본 논문의 주기적 선로구조와 종래의 선로구조를 이용하여 제작한 3단 임피던스 변환기의 면적비교는 표 1에 요약되어 있다.

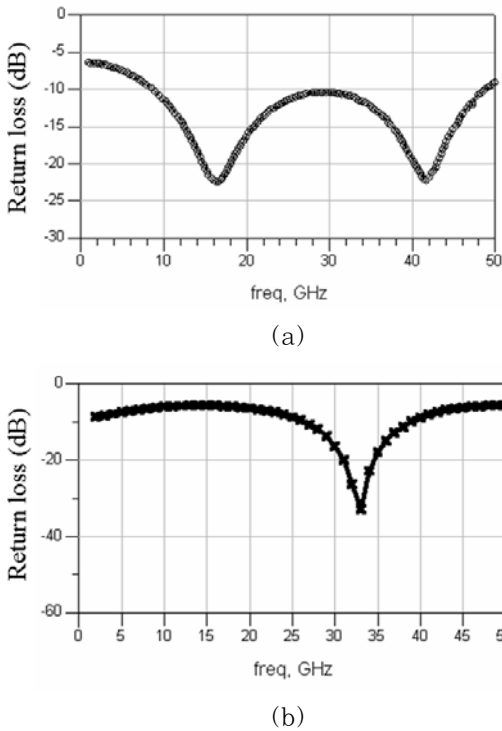


Figure 7: (a) Measured return loss of the 3 stage $\lambda/4$ impedance transformers employing PGS on silicon substrate (b) measured return loss of the single stage $\lambda/4$ conventional impedance transformer

상기 임피던스 변환기의 RF 특성은 그림 7, 8에 보인다. 비교를 위해 1단으로 구성된 임피던스

변환기의 반사손실도 그림 7(b)에 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 종래의 1단 임피던스 변환기에 비해 Chebyshev 다항식을 이용하여 설계한 3단 임피던스 변환기는 ripple 특성을 보이며 초광대역 특성을 보인다. 구체적으로는 그림 7 (a)에서 보는바와 같이 3단 임피던스 변환기는 8 - 49.5 GHz의 초광대역에 걸쳐서 -10 dB 이하의 반사손실을 보여주는 반면, 그림 7 (b)의 1단 임피던스 변환기는 27 - 38 GHz의 대역에서 -10 dB 이하의 반사손실을 보여준다. 그림 8은 3단 임피던스 변환기의 삽입손실 특성을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 8 - 49.5 GHz의 대역에서 -1.5 \pm 1 dB의 손실특성을 보여주며, 3단 임피던스 변환기의 길이가 1.305 mm이므로 1 mm당 손실은 $-1.15 \pm 0.76 \text{ dB/mm}$ 의 손실에 해당한다. 실리콘 반도체 기판의 높은 도전율을 생각하면 상기 손실은 비교적 낮은 손실로 간주된다. 즉, 실리콘 RFIC 상의 정합소자에 충분히 응용가능하다[11],[13-16]. 표 2에 본 논문에서 제안하는 초소형 3단 임피던스 변환기와 종래의 임피던스 변환기에 대한 RF특성이 요약되어 있다. 대역폭은 반사손실이 -10 dB이 하인 영역을 대역폭으로 정의하였다. 표에서 보는 바와 같이 3단 임피던스 변환기는 종래의 1단 임피던스 변환기에 비해 아주 넓은 대역폭뿐 아니라 매우 적은 손실을 보인다. 이에 대한 이유는 3단 임피던스 변환기를 구성하는 선로구조인 주기적 구조의 추가적인 용량성분에 의해서 기판으로 누수되는 에너지 손실이 적기 때문인 것으로 알려져 있다[9].

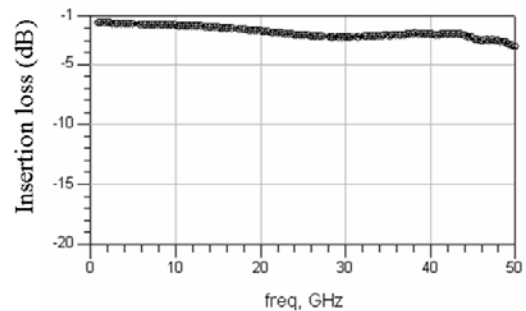


Figure 8: Measured insertion loss of the 3 stage $\lambda/4$ impedance transformers employing PGS on silicon substrate.

Table 2: RF characteristics of the 3 stage impedance transformer employing PGS on silicon substrate and conventional single stage impedance transformer

Item	3 stage employing PGS	Conventional single stage
Bandwidth (GHz)	8 - 49.5	27 - 38
Insertion loss S_{21} (dB/mm)	-1.15 ± 0.76	-2.18 ± 1.1

본 연구에서는 주기적 구조를 이용한 임피던스 변환기의 단수와 RF 특성 및 점유면적과의 관계를 고찰하였다. 표 3은 다단 임피던스 변환기의 대역폭, 면적 및 손실특성을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 임피던스 변환기의 단수가 증가하면 대역폭이 증가하는데 이는 Chebyshev 다항식의 특성에 기인한 것이다. 즉, 그림 5에서 알 수 있는 바와 같이 단수 N 이 증가하면 ripple이 증가하여 전체적인 대역폭은 증가하게 된다. 그러나 표 3에서 볼 수 있는바와 같이 단수가 증가하면 임피던스 변환기의 선로길이가 길어지므로 점유면적이 커지고, 늘어난 길이만큼 전자파의 진행경로가 길어지므로 손실이 증가한다. 결론적으로, 임피던스 변환기의 단수가 증가하면 대역폭 확보에는 유리하나 손실특성이 악화되고 반도체상의 점유면적이 증가한다. 본 논문에서는 레이더 및 위성통신 상용화 대역인 X/Ku/K/Ka 대역이 동작대역이며, 표 3에서 보는 바와 같이 상기 대역을 동작대역으로 고려하는 경우, 3단 임피던스 변환기가 상대적으로 점유면적 및 손실이 가장 적다.

Table 3: Bandwidth, loss and size of multi-stage impedance transformer

Number of stage (N)	Bandwidth (GHz)	Size (mm^2)	Loss (dB)
3	8 - 49.5	0.026	-1.5 ± 1
5	7.2 - 52.6	0.042	-2.3 ± 1.2
7	6.1 - 55	0.06	-3.2 ± 1.4
9	5.1 - 58	0.076	-4.3 ± 1.5

5. 결 론

본 논문에서는 위해 주기적 접지구조를 이용하여 실리콘 RFIC상에 집적가능한 초소형 수동소자를 개발하였다. 초광대역 동작 응용을 위해서 Chebyshev 다항식을 이용하여 3단 임피던스 변환기를 설계하였다. 구체적으로는 3단 임피던스 변환기의 반사계수가 ripple특성을 가지는 Chebyshev 다항식과 일치하도록 각단의 임피던스 값을 결정하였으며, 그 결과 초광대역 특성을 가지는 초소형 임피던스 변환기가 구현되었다. 구체적으로는 실리콘 기판상의 주기적 구조를 이용하여 제작된 3단 임피던스 변환기의 면적은 종래의 약 8.7 %인 0.261 mm^2 이며, 8 - 49.5 GHz의 대역에서 반사손실이 -10 dB이하, 삽입손실은 $-1.15 \pm 0.76 \text{ dB/mm}$ 의 초광대역 특성을 보여주었다.

후 기

이 논문은 2010년도 교육과학기술부로부터 지원받아 수행된 연구임 (지역거점연구단육성사업/차세대물류IT기술연구사업단). 본 연구는 지식경제부와 한국산업기술재단의 전략기술인력양성사업으로 수행된 연구 결과임. 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(2010-0007452). 본 논문은 부분적으로 2010년도 한국해양대학교 공대활성화지원사업에 지원됨.

참고문헌

- [1] S. C. Shin, M. D. Tsai, R. C. Liu, K. Y. Lin, and H. Wang "A 24-GHz 3.9-dB NF Low-Noise Amplifier Using $0.18 \mu\text{m}$ CMOS Technology", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 15, no.7, pp. 448-450, 2005.
- [2] H. J. Wei, C. Meng, P. Y. Wu, and K. C. Tsung "K-Band CMOS Sub-Harmonic Resistive Mixer with a Miniature Merchand Balun on Lossy Silicon Substrate", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 18, no. 1,

- pp. 40-42, 2008.
- [3] T. P. Wang, and H. Wang "A 71-80 GHz Amplifier Using 0.13 μm CMOS Technology", IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 17, no. 9, pp. 685-687, 2007.
- [4] M. K. Mandal, and S. Sanyal, "Reduced-Length Rat-Race Couplers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55, no. 12, pp. 2593-2598, 2007.
- [5] B. Liu, W., Hong, Y. Zhang, H. J. Tang, X. Yin, and K. Wu, "Half Mode Substrate Integrated Waveguide 180° 3-dB Directional Couplers", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55, no. 12, pp. 2586-2592, 2007.
- [6] L. K. Yeung, and Y. E. Wang, "A novel 180° hybrid using broadside-coupled asymmetric coplanar striplines", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55, no. 12, pp. 2625-2630, 2007.
- [7] Y. Yun, T. Fukuda, T. Kuniyama, and O. Ishikawa, "A High performance downconverter MMIC for DBS applications", IEICE Trans. Electron., vol.E84-C, no. 11, pp.1679-1688, 2001.
- [8] D. M. Pozar, Microwave Engineering, Addison-Wesley, Reading, 1990.
- [9] Y. Yun, "A Highly Miniaturized Multisection Transformer on Silicon RFIC for Application to Low Impedance Transformation in Ultra Broadband", Microwave Journal, vol. 53, no. 12, pp. 76-82, 2010.
- [10] 윤영, 김세호, "주기적 접지구조를 이용한 실리콘 RFIC용 초소형 수동소자의 개발", 한국마린엔지니어링학회지, vol. 33, no. 4, pp. 562-568, 2009.
- [11] K. Masu, K. Okada, and H. Ito, "RF Passive Components Using Metal Line on Si CMOS", IEICE Trans. Electron., vol.E89-C, no. 6, pp. 681- 691, 2006.
- [12] COLLIN, R. E., Foundations for microwave engineering. McGraw-Hill, 1966.
- [13] T. S. D. Cheung, and J. R. Long, "Shielded Passive Devices for Silicon-Based Monolithic Microwave and Millimeter-Wave Integrated Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 41, pp. 1183-1200, 2006.
- [14] J. R. Long, "Passive Components for silicon RF and MMIC design", IEICE Trans. Electron., vol.E86-C, no. 6, pp. 1022-1031, 2003.
- [15] M. Zargari, and D. Su, "Challenges in Designing CMOS Wireless Systems-on-a-Chip", IEICE Trans. Electron., vol.E90-C, no. 6, pp. 1142- 1148, 2007.
- [16] R. Lowther, and S. G. Lee, "On-chip Interconnect Lines with patterned Ground Shields", IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol.10, no. 2, pp. 49-51, 2000.

저 자 소 개



윤영(尹榮)

1993년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사), 1995년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사), 1999년 3월: 일본 오사카 대학교 전기공 학과 (공학 박사), 1999년 4월~2003년 9월: 마쯔시 따전기 반도체 디바이스 연구센터 MMIC/RFIC 연구그룹
2003년 9월~현재: 한국해양대학교 전파 공학과 부교수
[주 관심분야] 무선통신용 MMIC/RFIC 등