

실리콘 공정에서 패턴으로 식각된 접지(PGS)를 이용한 인터컨넥션의 전송선 특성분석 및 RF/초고주파 집적회로에의 응용

(Transmission Line Characteristics of Silicon Based Interconnections with Patterned Ground Shields and its Implication for RF/Microwave ICs)

郭赫龍*, 李相國*, 趙允石**

(Huk-Yong Gwak, Sang-Gug Lee, and Yun-Seok Cho)

요약

초고주파에서 집적회로용 연결선(interconnect)에 PGS(Patterned Grounded Shield)를 적용하는 실험을 하였다. PGS는 신호선으로부터 비절연 실리콘 기판을 차폐시킴으로써 광대역에 걸쳐 전송선의 실리콘기판을 통한 전력손실을 크게 줄일 수 있음을 측정결과를 통해 보였다. 또한 PGS를 이용한 전송선의 특성을 분석하고 PGS가 전송선의 파장을 줄여주는 효과가 있음을 확인하였다.

Abstract

The integrated circuit interconnection lines are experimented with patterned ground shields (PGS) at microwave frequencies. Measurement results demonstrate that the PGS can significantly reduce the power loss through the interconnect lines over wide frequency ranges as the PGS shields the lossy silicon substrate. The transmission line characteristics of the PGS interconnect lines are analyzed and identified that the PGS reduces the wave length of the interconnect line.

I 서론

실리콘기판의 집적회로에서는 비절연 실리콘기판을 통한 전력손실이 RF 및 초고주파 응용에 주요한 문제로 인식되어져 왔다. PGS 아이디어는 실리콘 기판에

구현되는 나선형 인덕터의 충실도를 개선하기 위한 방법으로 제안되었다^[1,2]. PGS는 나선형 인덕터와 실리콘 기판 사이에 접지판(ground plane)을 삽입함으로써 전자파를 실리콘 기판으로부터 차폐하지만 접지판에 발생하는 이미지 전류(image current)의 형성을 방지하기 위해 신호의 진행방향과 직각방향으로 접지판을 절단한 구조를 말한다. PGS를 이용한 나선형 인덕터의 경우 금속선의 인덕턴스는 그대로 유지하면서 실리콘 기판을 통한 전력손실을 제거하는 효과를 얻을 수 있다.

하지만 PGS 인덕터는 무엇을(다른 금속선 층, 폴리 실리콘 층, 실리콘 기판 등) PGS로 활용하느냐에 따라 인덕터와 PGS 사이의 지나친 기생 커패시턴스의 증가로 인하여 그 실제응용에 문제점이 있을 수 있다. 높은 기생 커패시턴스는 인덕터의 공진 주파수를 낮추고 이로 인하여 오히려 결과적으로 PGS를 사용하지 않은

* 正會員, 韓國情報通信大學院大學校 工學部
(School of Engineering, Information & Communication University)

** 正會員, 韓東大學校 電算電子工學部
(School of CSEE, Handong University)

※ 본 연구는 서울대학교 반도체공동연구소의 교육부
반도체분야 학술연구조성비(과제번호 : ISRC97-E-
2306)에 의해 수행되었음.

接受日字:1999年9月27日, 수정완료일:2000年5月26日

경우보다 낮은 충실도를 얻게 되는 경향이 있기 때문이다.

본 논문에서는 인덕터에 활용되어진 PGS를 집적회로에서의 연결선(interconnect)에 적용하였을 때 고주파에서 연결선이 갖는 손실 특성을 평가하고, 전송선으로서의 특성을 분석하였다. 그리고 RF 및 초고주파 회로에서 PGS의 응용 가능성에 대하여 논하였다.

II. 연결선 구조

그림 1, 2, 3은 PGS를 이용한 연결선의 전송선 특성을 알아보기 위해 제작한 세 가지 종류의 테스트 패턴이다. 이들 테스트 패턴들은 2-중 폴리 및 4-중 금속층을 갖는 0.35- μm CMOS 공정으로 제작하였다. 그림 1에서는 금속 도선과 실리콘 기판 사이에 산화 실리콘 층만 있는 일반적인 연결선 구조를 나타내고 있다. 그림에서 측정 패턴의 크기는 60- μm ×60- μm , 연결선의 길이는 1180- μm , 그리고 연결선의 폭은 10- μm 이다. 그림 2에서는 PGS를 삽입한 연결선 구조를 나타내고 있다. 이 구조는 PGS를 제외하고 그림 1과 같은 구조이며 PGS는 폴리-실리콘 층을 이용하여 구현되었다. 그림 2에서 PGS를 구성하는 폴리-실리콘 조각들은 각각 10- μm 폭으로 하였고 서로 0.5- μm 의 간격을 두고 배열되었다. 각각의 PGS는 그림 2에서 보는 바와 같이 칸택(contact)을 통하여 접지판에 연결하였다. 그림 3의 구조는 그림 2와 유사한데 절단된 폴리-실리콘 조각들이 접지에 연결되어 있지 않다. 그림 1~3에서 연결선의 두께는 1- μm , 연결선과 폴리-실리콘 층 사이의 산화 실리콘 두께는 3- μm 정도이다.

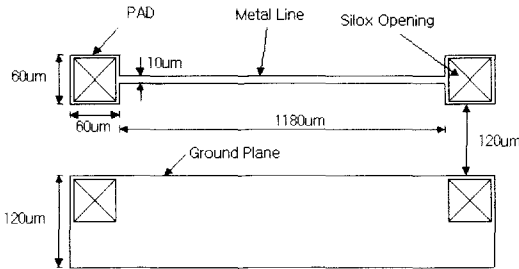


그림 1. PGS가 없는 일반적인 연결선 구조. 금속도선과 실리콘기판 사이에 SiO₂ 층만 존재하는 구조

Fig. 1. The no-PGS structure. There's no object between the metal line and the silicon substrate except the SiO₂ layer.

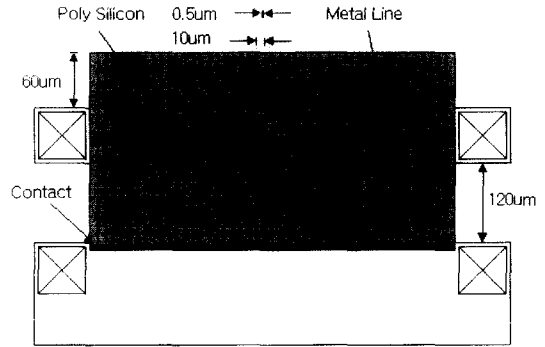


그림 2. PGS를 이용한 전송선 구조. 폴리실리콘 조각들로 구성된 PGS가 접지판과 연결되어 있다

Fig. 2. The PGS transmission line structure. The segments of poly-silicon strips are connected to the ground plane through the contact.

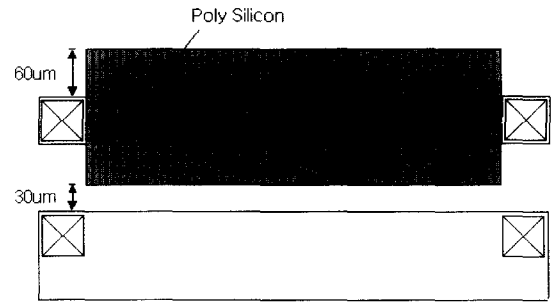


그림 3. 접지 되지 않은 PS를 이용한 전송선 구조. 폴리실리콘 조각들이 접지에 연결되지 않다

Fig. 3. The transmission line using the ungrounded Patterned Shield (PS). The segments of poly-silicon strips are not connected to the ground plane.

III. 측정결과 및 특성분석

그림 1~3의 구조물에 대하여 500MHz에서 20GHz 사이에서 4-단자(two-port) S-파라미터를 측정하였다. 그림 4는 측정 결과로부터 주파수에 따른 삽입 전력손실(insertion loss) 특성을 나타내었다. 삽입손실은 S-파라미터의 함수로서 식 (1)과 같이 주어진다.

$$loss = -10 \log_{10} \{ |S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2) \} \quad (1)$$

식 (1)에서 S₂₁ 과 S₁₁은 각각 규준화 된 전압파(normalized voltage wave)의 전달계수와 반사계수를 나타낸다.

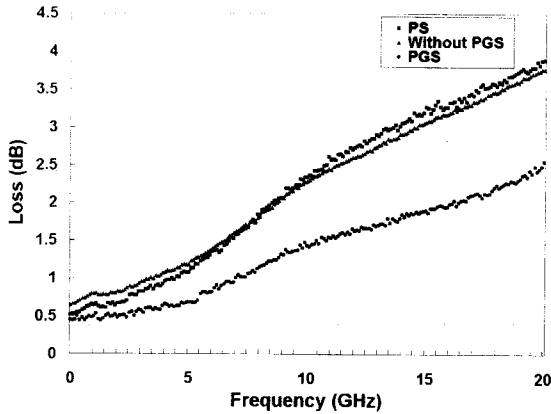


그림 4. PGS없는 경우, 접지되지 않은 PS 및 PGS를 적용한 연결선들을 통한 삽입 손실의 주파수에 대한 변화

Fig. 4. Insertion losses of the interconnect lines as a function of frequencies for no-PGS, ungrounded PS, and PGS for the length of 1180- μ m.

그림 4에서 보는바와 같이 PGS 채택 여부에 따라 70~80% 수준으로 전력손실의 감소가 전체 주파수 대역에서 뚜렷이 나타남을 알 수 있다. 이 같은 손실 감소 추세가 5-GHz 미만의 주파수에서도 유지된다는 것은 주목할 만하며 RF 집적회로에 활용함으로써 신호선을 통한 전력손실을 줄이는 방안이 될 수 있다. 이는 나선형 인덕터에 PGS를 적용하였을 때 얻은 특성과 일치하는 결과라고 할 수 있다.

그림 4에서 접지를 하지 않은 PS(patterned shield)를 채택한 경우에 10 GHz 이상의 주파수에서는, 약간이나마 오히려 역효과로 나타나지만, 5 GHz 미만의 주파수에서는 상당부분 전력손실을 줄여주는 효과가 있는 것으로 나타나고 있다. 이 같은 현상에 대한 근본적인 원인분석은 본 논문에서는 취급하고자 하는 범위를 넘어가는 사항이지만, 일반적인 실리콘 공장에서 PGS를 구현하기가 용이하지 않다는 점을 고려할 때, PS 만으로도 약간의 손실감소를 얻을 수 있다는 점은 실용적인 면에서 유익한 결과라 할 수 있다.

그림 1, 2, 3에 소개된 연결선들의 전송선으로서의 특성을 평가하고자 측정된 S-파라미터로부터 논문[3]에 소개된 방법을 따라 연결선의 전송선 특성들을 살펴보았다. 논문 [3]에 의하면

$$e\gamma l = \left\{ \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2S_{21}} \pm \left[\frac{(S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1) - (2S_{11})^2}{(2S_{21})^2} \right]^{0.5} \right\}^{-1} \quad (2)$$

$$Z^2 = Z_0^2 \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{(1 - S_{11})^2 - S_{21}^2} \quad (3)$$

식 (2) 및 (3)에서 γ 는 전송상수 (propagation constant), l 은 전송선의 길이, Z 는 전송선의 특성 임피던스 (characteristic impedance), 그리고 Z_0 는 50- Ω 을 각각 나타낸다.

식 (2) 및 (3)으로부터, 전송선의 인덕턴스는 $lL = \text{Im}(\gamma Z)/\omega$ 로 주어진다^[3]. 1180 μ m 길이의 PGS를 적용한 연결선, 접지되지 않은 PS를 적용한 연결선, 그리고 일반적인 연결선에 대한 각각의 인덕턴스 값을 주파수에 대한 함수로 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 보는 바와 같이 세 가지 연결선 구조의 인덕턴스 값은 대체로 비슷하게 나타나고 있다. 특히 10 GHz 미만에서는 주파수 및 연결선 구조에 무관하게 일정한 값을 보여 주고 있다.

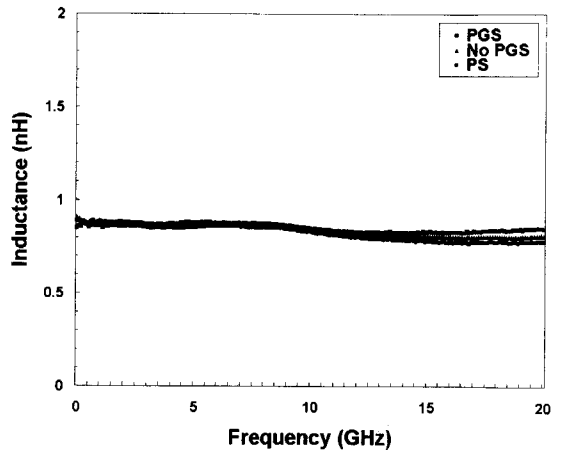


그림 5. PGS없는 경우, 접지되지 않은 PS 및 PGS를 적용한 전송선의 인덕턴스 값의 주파수 변화 (1180- μ m 길이)

Fig. 5. The inductances of the transmission lines as a function of frequencies for no-PGS, ungrounded PS, and PGS for the length of 1180- μ m.

일반적인 마이크로스트립(microstrip) 구조의 전송선에서는 신호선이 접지판에 가까워지면 이미지 전류의 증가로 신호선의 인덕턴스 값이 감소하게 된다. 그러나 그림 5에서는, PGS를 적용한 연결선의 경우에, 신호선이 접지판에 더 가까워 졌음에도 불구하고 접지판을 신호의 진행방향과 직각 방향으로 절단함으로써 이미지 전류의 형성을 차단하는 효과가 있기 때문에 인덕

턴스가 감소하지 않는 것이다.

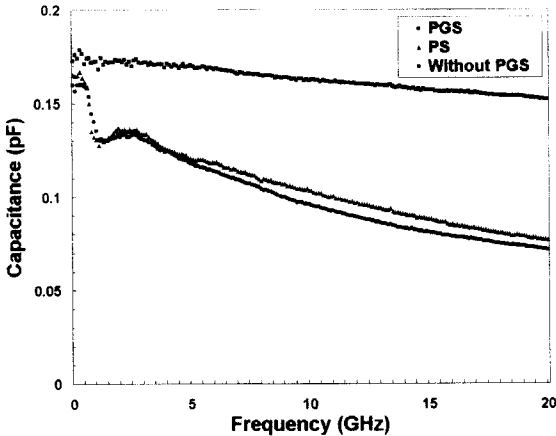


그림 6. 1180 μm 길이의 PGS없는 경우, 접지되지 않은 PS, 및 PGS를 활용한 전송선의 커패시턴스의 주파수에 대한 변화

Fig. 6. Capacitances of the Transmission lines as a function of frequencies for no-PGS, ungrounded-PS, and PGS for the length of 1180 μm .

식 (2) 및 (3)으로부터, 전송선의 커패시턴스는 $\ell C = \text{Im}(\gamma/Z)/\omega$ 로 주어진다^[3]. 그림 6에는 그림 1~3의 연결선 구조물들의 커패시턴스 값을 주파수의 함수로 나타내었다. 그림 6에서 보는 바와 같이, 인덕턴스의 경우와 달리, PGS를 적용한 연결선의 경우 나머지 두 경우에 비해 전체주파수 대역에서 높은 커패시턴스 값을 나타내고 있다. 이는 절단된 접지판이라 하더라도 커패시턴스의 입장에서 접지판이 가까우면 커패시턴스는 거리에 반비례하여 증가하기 때문이다. 그림 6에서 보면 1.5 GHz 미만의 주파수에서 PGS를 적용하지 않은 경우 및 접지하지 않은 PS를 적용한 경우에 커패시턴스가 급격히 증가하는 현상을 볼 수 있는데, 이 부분에 대한 정확한 원인을 알 수가 없으나 측정상의 문제로 짐작된다. 그림 6에서 전체적으로 주파수의 증가와 더불어 커패시턴스가 감소하는 현상은 [4]에서 소개된 것처럼 주파수 증가에 따른 실리콘 기판의 절연 현상에 기인하는 것으로 추정된다.

그림 5 및 6에서 나타내는 PGS 연결선의 인덕턴스 및 커패시턴스 특성으로 미루어 전송선의 다른 중요한 특성들에도 일반적인 전송선의 경우와 다른 결과를 기대할 수 있게 한다.

주어진 주파수 ω 에서 전송선의 전기적 파장(λ)는

전송선의 단위길이 당 인덕턴스(L) 및 커패시턴스(C)의 함수로 주어지는데^[5]

$$\lambda \cong \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (4)$$

일반적인 전송선에서는 접지판의 위치에 따라 L과 C의 값이 상호 보완적으로 증감하기 때문에 λ 는 거의 일정하게 나타난다. 측정된 S-파라미터 값으로부터 식 (2)를 이용하여 그림 1~3에 나타낸 1180 μm 길이의 연결선들이 얼마만큼의 전기적 길이에 해당하는가 하는 것을 1/4 파장($\lambda/4$)의 배수로 그림 7에 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 1180 μm 길이의 전송선로는 20GHz 근처에서 PGS를 적용한 경우 약 $1.3 \cdot \lambda/4 = 0.325 \lambda$ 의 전기적 길이를 갖지만 PGS가 없는 경우 약 $0.9 \cdot \lambda/4 = 0.225 \lambda$ 의 전기적 길이를 나타냄으로써 PGS를 이용한 전송선의 파장이 약 30% 정도 감소하는 것을 알 수 있다.

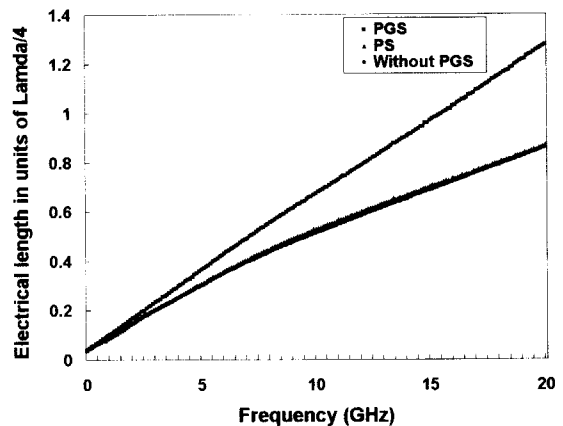


그림 7. 주파수에 따른 1/4파장의 배수로 나타낸 1180 μm 의 전송선의 전기적 길이

Fig. 7. The electrical length of the test patterns (1180 μm in length) in units of quarter wavelength vs. frequency.

그림 7에 나타난 전기적 파장(λ)의 감소는 PGS로 인한 커패시턴스의 증가에 기인한다는 점을 고려하면, PGS를 신호선에 더욱 가깝게 위치함으로써 λ 를 더 줄일 수 있을 것이라는 것이다. 많은 10-GHz 이상의 초고주파용 집적회로에서 전송선을 이용하여 커플러(coupler), 발룬(balun), 공진기(resonator), 필터, 안테나, 커패시터, 인덕터 등의 각종 유용한 수동소자들을 구현하여 사용하는데, 이들 수동부품들의 크기가 대개 $\lambda/4$

의 함수로 주어진다. 따라서 전송선의 전기적 길이는 전체 집적회로의 크기와 밀접한 관계에 있고 때문에 RF대역(300-MHz ~ 3-GHz)에서는 이 같은 소자들을 집적회로에 수용하는 것이 현실적으로 불가능한 상황이다. 그런데 예를 들어, 커패시턴스를 100배정도 증가시킨다면 식 (4)로 부터 PGS를 이용한 전송선의 파장은 그렇지 않은 경우에 비해 1/10로 줄일 수 있다는 계산이 나온다. 이 경우 RF 대역에서도 전송선을 이용한 수동소자 구현 가능성을 시사하고 있다.

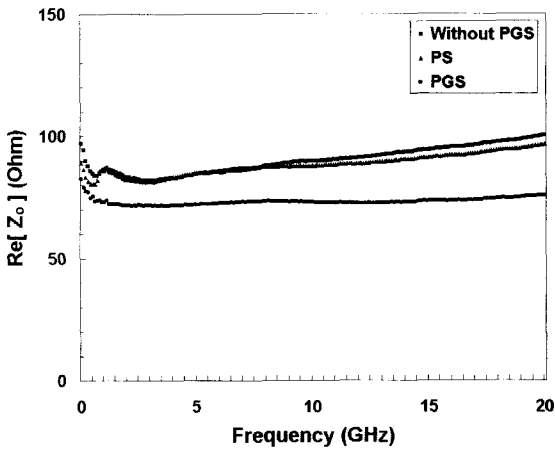


그림 8. 특성임피던스 실수부의 주파수에 대한 변화
Fig. 8. Real part of the characteristic impedance(ohm) vs. frequency.

그림 8은 측정된 S-파라미터로부터 식 (3)을 이용하여 계산한 특성임피던스의 실수성분을 주파수에 대한 함수로 보여주고 있다. 전송선의 특성임피던스 역시 단위길이 당 인덕턴스와 커패시턴스의 함수로 주어지기 때문에^[5] 일반적인 마이크로스트립(microstrip) 구조의 전송선에서는 신호선이 접지판에 가까워지면 이미지 전류의 증가로 신호선의 인덕턴스 값이 감소하게 된다. 그러나 그림 5에서는, PGS를 적용한 연결선의 경우에, 신호선이 접지판에 더 가까워 졌음에도 불구하고 접지판을 신호의 진행방향과 직각 방향으로 절단함으로써 이미지 전류의 형성을 차단하는 효과가 있기 때문에 인덕턴스가 감소하지 않는 것이다.

식 (2) 및 (3)으로부터, 전송선의 커패시턴스는 $C = \text{Im}(\gamma/Z)/\omega$ 로 주어진다^[3]. 그림 6에는 그림 1~3의 연결선 구조물들의 커패시턴스 값을 주파수의 함수로 나타내었다. 그림 6에서 보는 바와 같이, 인덕턴스의 경우와 달리, PGS를 적용한 연결선의 경우 나머지 두 경

우에 비해 전체주파수 대역에서 높은 커패시턴스 값을 나타내고 있다. 이는 절단된 접지판이라 하더라도 커패시턴스의 입장에서는 접지판이 가까우면 커패시턴스는 거리에 반비례하여 증가하기 때문이다. 그림 6에서 보면 1.5 GHz 미만의 주파수에서 PGS를 적용하지 않은 경우 및 접지하지 않은 PS를 적용한 경우에 커패시턴스가 급격히 증가하는 현상을 볼 수 있는데, 이 부분에 대한 정확한 원인을 알 수가 없으나 측정상의 문제로 짐작된다. 그림 6에서 전체적으로 주파수의 증가와 더불어 커패시턴스가 감소하는 현상은 [4]에서 소개된 것처럼 주파수 증가에 따른 실리콘 기판의 절연 현상에 기인하는 것으로 추정된다.

그림 5 및 6에서 나타내는 PGS 연결선의 인덕턴스 및 커패시턴스 특성으로 미루어 전송선의 다른 중요한 특성들에도 일반적인 전송선의 경우와 다른 결과를 기대할 수 있게 한다.

주어진 주파수 ω 에서 전송선의 전기적 파장(λ)는 전송선의 단위길이 당 인덕턴스(L) 및 커패시턴스(C)의 함수로 주어지는데^[5]

$$\lambda \approx \frac{2\pi}{\omega \sqrt{LC}} \quad (4)$$

일반적인 전송선에서는 접지판의 위치에 따라 L과 C의 값이 상호 보완적으로 증감하기 때문에 λ 는 거의 일정하게 나타난다. 측정된 S-파라미터 값으로부터 식 (2)를 이용하여 그림 1~3에 나타난 1180 μm 길이의 연결선들이 얼마만큼의 전기적 길이에 해당하는가 하는 것을 1/4 파장($\lambda/4$)의 배수로 그림 7에 나타내었다. 그림에서 보는 바와 같이 1180 μm 길이의 전송선로는 20GHz 근처에서 PGS를 적용한 경우 약 $1.3 \cdot \lambda/4 = 0.325\lambda$ 의 전기적 길이를 갖지만 PGS가 없는 경우 약 $0.9 \cdot \lambda/4 = 0.225\lambda$ 의 전기적 길이를 나타냄으로써 PGS를 이용한 전송선의 파장이 약 30% 정도 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 7에 나타난 전기적 파장(λ)의 감소는 PGS로 인한 커패시턴스의 증가에 기인한다는 점을 고려하면, PGS를 신호선에 더욱 가깝게 위치함으로써 λ 를 더 줄일 수 있을 것이라는 것이다. 많은 10-GHz 이상의 초고주파용 집적회로에서 전송선을 이용하여 커플러(coupler), 발룬(balun), 공진기(resonator), 필터, 안테나,

커패시터, 인덕터 등의 각종 유용한 수동소자들을 구현하여 사용하는데, 이들 수동부품들의 크기가 대개 $\lambda/4$ 의 함수로 주어진다. 따라서 전송선의 전기적 길이는 전체 집적회로의 크기와 밀접한 관계에 있고 때문에 RF대역(300-MHz ~ 3-GHz)에서는 이 같은 소자들을 집적회로에 수용하는 것이 현실적으로 불가능한 상황이다. 그런데 예를 들어, 커패시턴스를 100배정도 증가시킨다면 식 (4)로부터 PGS를 이용한 전송선의 파장은 그렇지 않은 경우에 비해 1/10로 줄일 수 있다는 계산이 나온다. 이 경우 RF 대역에서도 전송선을 이용한 수동소자 구현 가능성을 시사하고 있다.

그림 8은 측정된 S-파라미터로부터 식 (3)을 이용하여 계산한 특성임피던스의 실수성분을 주파수에 대한 함수로 보여주고 있다. 전송선의 특성임피던스 역시 단위길이 당 인덕턴스와 커패시턴스의 함수로 주어지기 때문에^[5]

$$Z \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

그림 5와 6에 나타난 전송선들의 인덕턴스와 커패시턴스 특성들을 고려하면, 그림 8에서 PGS를 이용한 경우의 특성임피던스가 낮아지는 현상이 쉽게 설명되어진다.

그림 4, 5, 6, 7, 8에 나타난 특성들을 보면, 접지되지 않은 PS를 이용한 도선의 경우 일반적인 연결선의 경우와 비교하여, 5 GHz 미만에서 약간의 신호손실의 감소를 제외하고는 별로 효과가 없는 것을 알 수 있다.

IV. 결 론

0.35 μ m CMOS 공정에서 PGS를 이용한 집적회로상의 연결선의 특성을 다른 일반 연결선과 비교해 보았다. 측정결과를 통해 PGS는 연결선과 비절연 실리콘 기판을 차폐시킴으로써 실리콘 기판에서의 신호의 감쇠를 줄이는데 크게 도움이 된다는 점을 보여주었다. 또한 PGS는 연결선의 인덕턴스에는 영향을 미치지 않는 반면 단위길이 당 커패시턴스를 증가시키는 기능으로 인하여, PGS 전송선의 전기적 파장(λ)을 감소시키는 기능이 있음을 확인하였다. PGS 전송선의 전기적 파장 감소 특성은 초고주파 집적회로에서 각종 전송선을 활용한 수동소자들의 크기를 줄일 수 있는 가능성을 제시하고 있다.

참 고 문 헌

- [1] R. Lowther, "Integrated Circuit with an Improved Inductor Structure and Method of Fabrication," U.S. Patent# 5717,243; Filed Feb. 10, 1998.
- [2] C. P. Yue and S. S. Wong, "On-Chip Spiral Inductors with Patterned Ground Shield for Si based RF IC's," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, May 1998.
- [3] Y. Eo and W. R. Eisenstadt, "S-parameter-based IC Interconnect Transmission Line Characterization," *IEEE Trans. Comp. Hybrids Manuf. Technol.*, vol. 15, no. 5, Aug. 1992.
- [4] H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, "Properties of Microstrip Line on Si-SiO₂ System," *IEEE Trans. Microwave Theory and Technologies*, vol. MTT-19, no. 11, pp. 869-881, Nov. 1971.
- [5] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd edition, Wiley, pp. 56-98, 1998.

저 자 소 개



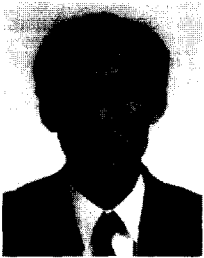
郭赫龍(正會員)
1999년 2월 광운대학교(공학사-전파공학). 1999년 3월~현재. 한국정보통신대학원대학교 석사과정. 1999년 10월~현재 ETRI 고속회로소자 연구소 RFCMOS팀 위촉연구원. 관심분야 : 실리콘 공정을 이용한 RF

집적회로 및 RF 집적회로 용 수동소자



李相國(正會員)
1981년 경북대학교(공학사-전자공학). 1989년(미) 플로리다 대학교(공학석사-전기공학). 1992년(미) 플로리다 대학교(공학박사-전기공학). 1983~1986 해군사관학교 교수 부 전자공학과 교관. 1995~1997 한

동대학교 전산전자 공학부 조교수. 1992~1995 (미)헤리스 반도체 (주) RF 집적회로 설계 엔지니어. 1998~현재 한국정보통신대학원대학교 공학부 조교수. 관심분야 : 실리콘공정을 이용한 RF 집적회로 및 RF 집적회로 용 수동소자



趙允石(正會員)
1987년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박사). 1994년 3월~1995

년 2월 한국과학기술원 정보 및 통신공학과 연구원. 1995년 3월~현재 한동대학교 전산전자공학부 조교수. 관심분야 : 신호처리 및 VLSI, 네트워크용 ASIC 설계