

論文2000-37TC-3-6

본딩와이어를 이용한 수직형 집적 트랜스포머 (Vertical Integrated Transformer using Bondwires)

宋炳旭*, 李海英*

(Byung-Wook Song and Hai-Young Lee)

요약

본 논문에서는 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머를 제안하고, FEM (Finite Element Method)을 이용한 완전 해석법 (Full-wave analysis)으로 20 GHz 까지 해석하였다. 나선형 트랜스포머와 전기적인 특성을 비교하였고, 구해진 S-파라미터로부터 상호 인덕턴스를 추출하였다. 본딩와이어를 이용한 트랜스포머는 낮은 삽입손실을 가지며, 본딩와이어의 대부분이 손실이 없는 공기중에 위치하므로 정전용량 및 유전 손실을 줄일 수 있는 구조이다. 또한, 자동화된 와이어 본딩 장비를 이용하여 쉽게 제작할 수 있다. 본딩와이어를 이용한 트랜스포머는 Impedance matching, Phase shifting 등 다양한 범위에 응용되어 MMIC의 성능 향상을 이룰 것으로 기대된다.

Abstract

In this paper, vertical integrated transformers using bondwires are proposed and characterized for MMIC's (Monolithic Microwave Integrated Circuits) in a wide range of frequencies (1 ~ 20 GHz), where full-wave analysis by the FEM (Finite Element Method) was adopted. The electrical characteristics of the proposed transformers are compared with those of the spiral transformer. We extracted mutual inductances from S-parameters. The vertical transformers using bondwires have not only low insertion loss but also reduce parasitic capacitances and dielectric loss due to their separation from substrates. It can be fabricated easily by used of the modern automatic wirebonding technology. It is expected that the proposed transformers are to improve the performance of MMIC's applied to impedance matching, and phase shifting circuits.

I. 서론

최근 무선통신에 사용되는 고집적 정보통신용 반도체 소자 개발의 중요성이 더욱더 강조되고 있으며 이와함께 고속화, 고집적화, 경량화 및 저가격화를 기본전제로 하여 발전되고 있다. 현재 MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 기술에 이용되는 수동소자들은 저가격, 소형화를 위해 온-칩 (On-chip)화 되어 가고 있다^[1]. 이는 반도체 칩 내부에 사용되는 고정

능 수동소자의 설계기술 개발을 기본전제로 하고 있다. 이러한 수동소자들 중에서 트랜스포머 (Transformer)는 Impedance matching, Signal coupling, Phase shifting 등 다양한 응용범위를 가지고 있으며, 또한 LNA (Low Noise Amplifier) 등에 Negative feedback 구현 시에도 이용되고 있다^[2]. 현재 MMIC에 응용되고 있는 트랜스포머는 2개의 나선형 (Spiral) 인덕터가 결합하는 형태를 기본 구조로한 평면 나선형 트랜스포머와 다층구조 (Multilayer structure)로 제작되고 있는 나선형 트랜스포머가 있다. 기존의 평면 나선형 트랜스포머의 경우 Silicon과 같이 높은 전도도를 갖는 기판 위에 제작될 시 손실이 크고, 두 Spiral 사이의 기생 커패시턴스로 인하여 Capacitive coupling으로 인한 공진

* 正會員, 亞州大學校 電子工學部

(School of Electronics Engineering, Ajou University)

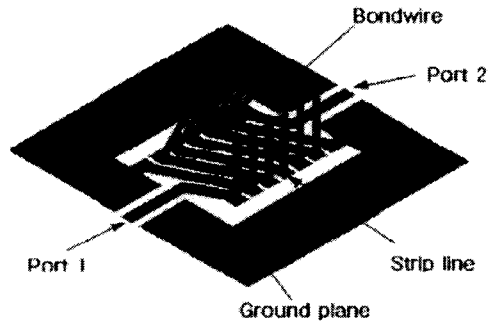
接受日字:1999年10月19日, 수정완료일:2000年2月10日

이 발생되기도 한다. 또한, 동일한 면적에 결합계수를 높이기 위해 환 수를 증가시키기 위해서는 도선의 폭이 좁아지므로 이는 바로 도체저항의 증가로 이어져서 손실이 일어나게 된다^[3]. 그리고, 트랜스포머 중심부를 연결하기 위해 추가적인 현가 공정 (Air bridge)을 사용하므로 제작원가가 상승되는 단점을 지니고 있다^[4]. 다층구조로 제작되고 있는 나선형 트랜스포머의 경우 상층 Layer와 하층 Layer 사이에 각각의 회전구조가 위치하므로 높은 Magnetic coupling이 이루어진다. 그러나, 이러한 구조는 상층 Layer와 하층 Layer 사이의 연결에 Via를 필요로 하며, 이는 결국 기생회로 성분을 증가시키며 여러 개의 마스크가 요구되는 단점을 지니고 있다^[5].

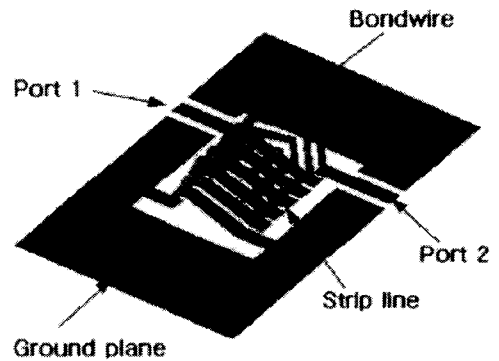
본 논문에서는 기존의 온-칩(On-chip) 트랜스포머의 전기적 특성과 제작상의 단점을 극복하기 위하여 반도체 공정에서 전기적 신호의 연결선(Interconnection)으로 널리 사용되고 있는 본딩와이어를 이용한 트랜스포머를 제안하고 해석하였다. 이 구조는 본딩와이어의 대부분이 손실이 없는 공기중에 위치하므로 정전용량 및 유전 손실을 줄일 수 있어 고주파특성이 우수하다. 또한, 여러개의 마스크가 요구되는 다층 구조로 구성되는 트랜스포머에 비해 공정이 간단하고, 본딩와이어가 높은 재연성을 가짐으로 현재 널리 보급되어 있는 와이어 본딩 장비를 이용하여 대량생산이 적합한 방식이다.^[4] 제안된 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머의 전기적 해석을 위하여 완전 수치 해석법 (Full-wave analysis)인 유한요소법 (Finite Element Method: FEM)을 이용하여 20 GHz 까지의 S-파라미터를 추출하였고, 나선형 트랜스포머와 수직형 트랜스포머의 전기적인 특성을 비교하였다. 또한, 추출된 S-파라미터를 이용하여 상호 인덕턴스 (Mutual inductance)를 계산하였다. Far-end coupling 구조인 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머의 경우 전대역에 걸쳐 공진이 발생되지 않으며 음의 상호인덕턴스를 가짐을 확인하였고, Near-end coupling 구조인 경우는 공진이 발생되며 양의 상호인덕턴스를 가짐을 확인하였다. 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머는 기존의 나선형 트랜스포머를 대체할 수 있는 새로운 방식으로 MMIC에 적용되어 전체 성능 향상을 이룰 수 있을 것으로 기대된다.

II. 구조 및 해석 방법

1. 구조



(a) Far-end coupling 구조



(b) Near-end coupling 구조

그림 1. 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머.
Fig. 1. Vertical transformer using bondwire.

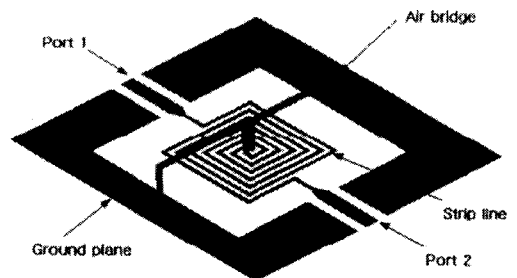


그림 2. 나선형 트랜스포머
Fig. 2. Spiral transformer.

그림 1과 그림 2는 본 논문에서 해석한 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머와 나선형 트랜스포머 모두 2-port 구조를 가진다. 그림 1의 본딩와이어를 이

용한 수직형 트랜스포머는 350 μm 두께의 Silicon ($\epsilon_r = 11.9$) 기판 위에 선폭이 80 μm 인 스트립라인을 면적이 80 \times 80 μm^2 인 본딩패드들과 연결한 후, 직경이 25 μm 인 본딩와이어로 와이어 높이를 350 μm 로 유지하면서 와이어사이를 100 μm 간격을 두고 삼중으로 와이어 본딩한 구조이다. 그림 1의 (a)는 Far-end coupling 구조로써 양쪽 Port에서부터 본딩와이어가 감기는 방향이 서로 반대인 구조이며, (b)는 Near-end coupling 구조로써 양쪽 Port에서부터 본딩와이어가 감기는 방향이 서로 동일한 구조이다. 또한, 그림 2는 기존의 평면 나선형 트랜스포머로 350 μm 두께의 Silicon 기판 위에 스트립라인의 선 폭과 간격을 20 μm 로 유지하면서 세 번 감은 구조이다. 또한, 실제 제작시의 측정의 용이함을 위해 2-port 측정을 위한 CPW (Coplanar waveguide) 구조를 적용하였다. 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머의 경우 입력과 출력 이외의 Port들은 CPW의 Ground면에 접지 시켰고, 나선형 트랜스포머는 트랜스포머의 중심부로부터 Air bridge를 이용하여 접지 시켰다.

2. FEM (Finite Element Method)을 이용한 구조 해석방법

그림 1과 2에 보인 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머와 나선형 트랜스포머는 FEM (Finite Element Method)방식을 이용하는 상용 시뮬레이션 툴^[12]을 사용하여 20 GHz 까지의 주파수 범위 내에서 해석을 수행하였으며, 입력단 (Port 1)과 출력단 (Port 2)을 제외한 경계면에서의 방사효과를 고려하기 위해 기판 두께의 약 5배 정도 떨어진 지점에 흡수경계조건 (Absorbing

Boundary Condition: ABC)을 적용하여 실제현상과 근접한 경계조건이 되도록 설정하였다. 또한, 도체스트립과 본딩와이어는 완전도체 (Perfect conductor)로 설정하였다.

3. 등가회로 및 특성추출

본 논문에서 해석한 트랜스포머는 모두 2-port 구조로써, 그림 3과 같이 집중소자(Lumped element)모델로 표현된다^[6]. 그림 3을 살펴보면 각각 L_1 과 L_2 는 각각 자기 인덕턴스(Self inductance)를 나타내며, C_p 와 M 은 각각 상호 커패시턴스 (Mutual capacitance)와 상호 인덕턴스 (Mutual inductance)를 나타낸다. 또한, R_1 과 R_2 는 스트립라인과 본딩와이어로 구성된 환의 도체저항을 나타내고, C_{ox} 는 기판과 트랜스포머 사이에 나타나는 커패시턴스를, C_s 는 트랜스포머의 회전 루프 (Loop)간의 커패시턴스를 나타낸다. 마지막으로 C_{si} 와 R_{si} 는 기판내의 커패시턴스와 저항으로 등가화 하여 나타낼 수 있다. 본 논문에서는 기판 손실을 고려치 않았으므로 R_{si} 는 무시할 수 있으며, 커패시턴스의 영향도 적으므로 해석의 간소화를 위해 제외한다면 그림 3의 등가회로는 그림 4와 같이 R 과 L , M 인 회로로 다시 간소화 될 수 있다. 따라서, FEM 을 통해 추출된 S-파라미터를 이용하여 이를 다시 식 (1)~(3)과 같이 2-port 형태의 Z-파라미터로 변환할 수 있으며, 이는 간소화된 등가회로를 그림 5와 같은 가역성이 있는 2-port 형태의 T-형 등가회로로 표현할 수 있다. 그림 5에서 보면 L_1 과 L_2 는 식 (4)~(6)과 같이 $Z_{11} = R_1 + \omega L_1$, $Z_{22} = R_2 + \omega L_2$ 의 허수부를 ω 로 나누어 준 값에 해당하고, M 은 Z_{12} , Z_{21} 의 허수부를 ω 로 나누어 준 값에 해당한다. 즉,

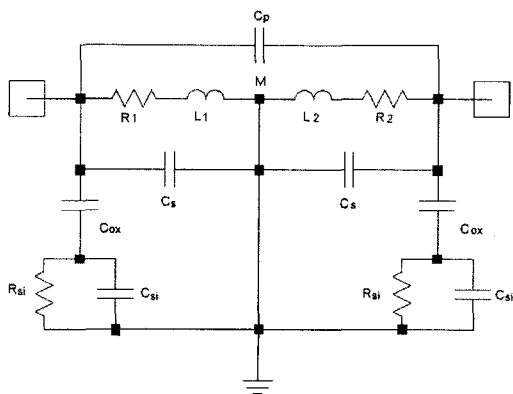


그림 3. 트랜스포머의 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit model of transformer.

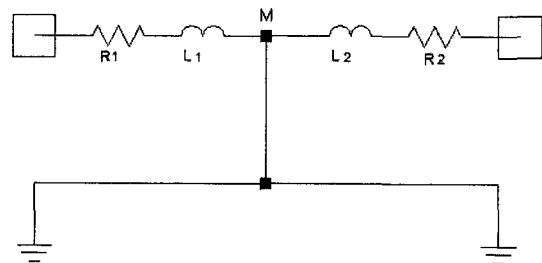


그림 4. 간소화된 트랜스포머의 등가회로
Fig. 4. Reduced equivalent circuit model of transformer.

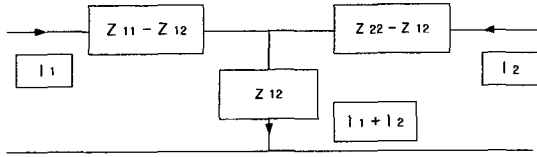


그림 5. Z-파라미터로 구성된 T-형 등가회로
Fig. 5. T-type equivalent circuit model for z-parameters.

$$Z_{11} = Z_o \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (1)$$

$$Z_{21} = Z_o \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (2)$$

$$Z_{22} = Z_o \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3)$$

$$L_1 = \frac{I_m(Z_{11})}{w} \quad (4)$$

$$L_2 = \frac{I_m(Z_{22})}{w} \quad (5)$$

$$M = \frac{I_m(Z_{12})}{w} \quad (6)$$

또한, 각각의 레지스턴스(Resistance) 와 결합계수 (Coupling Coefficient : K)는 (7)~(9)식으로 계산될 수 있다.

$$R_1 = Re(Z_{11}) \quad (7)$$

$$R_2 = Re(Z_{22}) \quad (8)$$

$$K = \frac{I_m(Z_{12})}{\sqrt{I_m(Z_{11}) * I_m(Z_{22})}} \quad (9)$$

III. 해석 결과

1. 나선형 트랜스포머의 전기적 특성

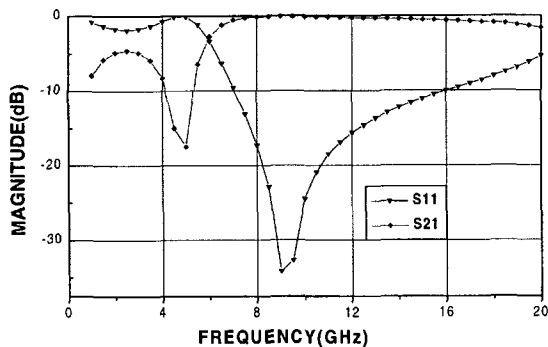


그림 6. 나선형 트랜스포머의 S-파라미터
Fig. 6. S-parameters of the spiral transformer.

그림 6은 20 GHz까지의 나선형 트랜스포머의 S-파라미터를 나타낸 그림이다. 2-port 측정이므로, S_{11} 은 반사손실 (Return Loss)이며, S_{21} 은 삽입손실 (Insertion Loss)이다. 그림에서 보면 5 GHz 에서 S_{21} 이 약 -17dB의 공진이 일어남을 볼 수 있다. 이는 스트립라인간 발생하는 유도성 결합 (Inductive coupling) 과 용량성 결합 (Capacitive coupling)이 서로 상쇄되기 때문이다. 따라서, 나선형 트랜스포머는 기생 커패시턴스로 인하여 사용 주파수 대역에 제한을 받게된다^{[7][8]}. 또한, 동일한 면적에 결합계수를 높이기 위해 환 수를 증가시키기 위해서는 도선의 폭이 좁아지므로 이는 바로 도체저항의 증가로 이어져서 손실이 증가하게 된다.

2. 수직형 트랜스포머의 전기적 특성

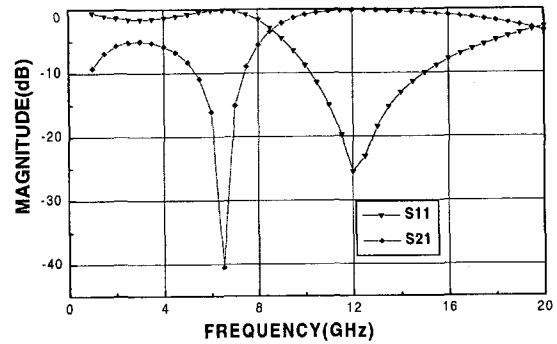


그림 7. Near-end coupling 본딩와이어 트랜스포머의 S-파라미터.
Fig. 7. S-parameters of near-end coupling bondwire transformer.

그림 7은 20 GHz 까지의 Near-end Coupling 구조의 본딩와이어 트랜스포머의 S-파라미터의 특성을 나타낸 그림이다. 그림에서 살펴보면 나선형 트랜스포머의 특성과 비슷하게 S_{21} 이 약 6.5 GHz 부근에서 공진이 발생됨을 볼 수 있다. 이는 본 논문에서 해석한 나선형 트랜스포머의 구조처럼 양쪽 port에서부터 본딩와이어가 감기는 방향이 서로 동일한 구조이기 때문이다. 또한 추출된 S-파라미터 값을 이용하여 Z-파라미터로 변환한 후, Z_{21} 의 허수부를 w 로 나눈 상호 인덕턴스는 그림 8과 같이 Near-end Coupling 구조에서 공진이 발생되기 전까지 양(Positive)의 값을 가지게 된다. 즉, 본딩와이어와 스트립라인으로 구성되어진 두 개의 환 사이의 전류방향이 같다. 따라서, Positive Coupling이 주요함을 알 수 있다.

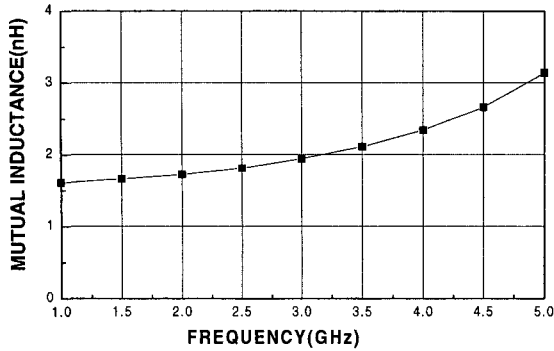


그림 8. Near-end coupling 본딩와이어 트랜스포머의 상호인덕턴스

Fig. 8. Mutual inductances of near-end coupling bondwire transformer.

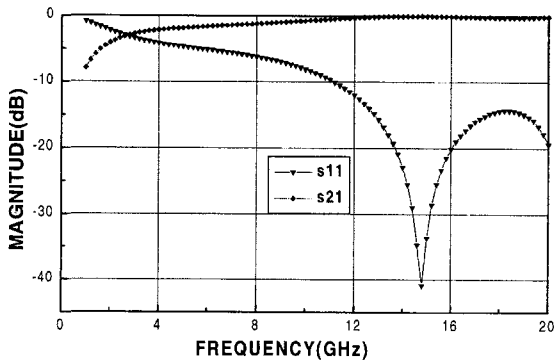


그림 9. Far-end coupling 본딩와이어 트랜스포머의 S-파라미터

Fig. 9. S-parameters of far-end coupling bondwire transformer.

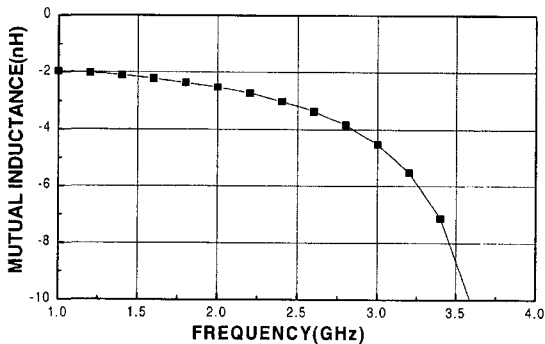


그림 10. Far-end coupling 본딩와이어 트랜스포머의 상호인덕턴스

Fig. 10. Mutual inductances of far-end coupling bondwire transformer.

반면, 그림 9의 Far-end coupling 구조의 본딩와이어 트랜스포머의 S-파라미터 특성을 나타낸 경우 전 대역에 걸쳐 S_{21} 이 공진이 발생되지 않으며, 9 GHz 이상에

서는 삽입손실이 -1 dB 이하임을 볼 수 있다. 또한, 상호 인덕턴스를 계산한 그림 10을 살펴보면, 공진이 발생되기 전까지 상호 인덕턴스의 값이 음 (Negative)의 값을 갖게 된다. 즉, 본딩와이어와 스트립으로 구성된 두 개의 환 사이의 전류의 방향이 서로 반대이다. 따라서, Negative coupling이 주요함을 알 수 있다. 구조적 특징을 살펴보면 나선형 트랜스포머의 경우 유효 자기 공유면적이 내부환으로 들어갈수록 급격히 감소하나, 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머의 경우는 유효자기 공유면적이 환의 간격에 따라 상대적으로 작게 변한다. 이것은 유도성 자기결합이 효과적으로 증가하여, 환 수에 따라 인덕턴스가 증가함을 기대할 수 있다. 또한, 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머 구조는 본딩와이어의 대부분이 손실이 없는 공기 중에 위치하므로 전체구조가 기판위에 놓여 있는 나선형 트랜스포머에 비해 상대적으로 정전용량 및 유전 손실을 줄일 수 있는 구조이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 본딩와이어를 이용한 새로운 구조의 수직형 트랜스포머를 제안하고, 완전 수치 해석법인 FEM을 이용하여 20 GHz 까지 해석하였다. 나선형 트랜스포머의 경우 선 폭과 간격을 20 μm 로 유지하면서 세 번 감은 구조이며, 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머는 양쪽 Port에서부터 본딩와이어가 감기는 방향이 서로 동일한 Near-end coupling 구조와 양쪽 Port에서부터 본딩와이어가 감기는 방향이 서로 반대인 Far-end coupling의 두 구조에 대해서 해석하였다. 해석결과 나선형 트랜스포머의 경우 5 GHz 부근에서 공진이 발생됨을 확인하였고, 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머의 경우 Near-end coupling 구조일때 나선형 트랜스포머의 특성과 비슷하게 약 7 GHz 부근에서 공진이 발생하는 것을 알 수 있었다. 또한 상호 인덕턴스의 극성이 양(Positive)의 값을 나타남을 확인하였다. Far-end coupling 구조인 경우는 전 대역에 걸쳐 공진이 발생되지 않았으며, 음(Negative)인 상호 인덕턴스를 갖게됨을 확인하였다. 또한, 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머 구조는 본딩와이어의 대부분이 손실이 없는 공기 중에 위치하므로 전체구조가 기판위에 놓여 있는 나선형 트랜스포머에 비해 상대적으로 정전용량 및 유전 손실을 줄일 수 있는 구조이다. 본딩

와이어를 이용한 수직형 트랜스포머는 반도체 패키징에 일반적으로 이용되는 와이어본딩 기술을 이용하여 쉽게 구현될 수 있다. 따라서, 제안된 본딩와이어를 이용한 수직형 트랜스포머는 MMIC에 적용되어 성능 향상을 이룰 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Sunderarajan S. Mohan, C. Patrick Yue, Maria del Mar Hershenson, S. Simon, and Thomas H. Lee, "Modeling and Characterization of On-Chip Transformers", Center for Integrated Systems, Stanford University, Stanford, CA 94305.
- [2] Jianjun J. Zhou, and David J. Allstot, "Monolithic Transformers and Their Application in a Differential CMOS RF Low-Noise Amplifier", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 12, pp 2020-2027, December, 1998.
- [3] I. D. Robertson, MMIC Design, IEE Circuit and Systems Series 7, pp73, 1995.
- [4] 이용구, 이해영, "플라스틱 패키징되는 MMIC를 위한 저가격 고품질의 수직형 본딩와이어 인덕터", 대한 전자 공학회지, 제35권, D편, 제 7호, pp 17-24, 1998년 6월.
- [5] David C. Laney, Lawrence E. Larson, Paul Chan, John Malinowski, David Hame, Seshadri Subbanna, Rich Volant, and Michael Case, " Lateral Microwave Transformers And Inductors Implemented In A Si/SiGe HBT Process", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp 855-858, 1999.
- [6] Ali M. Niknejad and Robert G. Meyer, " Analysis, Design, and Optimization of Spiral Inductors and Transformers for Si RF IC's", *IEEE Journal Of Solid-State Circuits*, Vol. 33 No. 10, pp 1470-1481, October, 1998.
- [7] Shin-Ping Liu, "Planar Transmission Line Transformer Using Coupled Microstrip Lines", Computer & ommunication Research Laboratories Industrial Technology Research Institute Hsinchu, Taiwan.
- [8] E. Frlan, S. Meszaros, M. Chhaci and J.S. Wight. "Computer Aided Design of Square Transformers and Inductors", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol II, Long Beach, 13-15 June, pp. 661-664, 1989.
- [9] G. E. Howard, J. Dai, Y.L. Chow, and M.G. Stubbs, "The Power Transfer mechanism of MMIC spiral transformers and adjacent spiral inductors", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.1251-1254, 1989.
- [10] H. M. Greenhouse, "Design of Planar Rectangular Microelectronic Inductors", *IEEE Transactions on Parts, Hybrids and Packaging*, PHP-10, No. 2, pp. 101-109, June 1974.
- [11] H.-Y. Lee, "Wideband characterization of a typical bonding wire for microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-43, No. 1, pp. 63-68, Jan. 1995.
- [12] HFSS (High Frequency Structure Simulator), ver 6.0 , Ansoft

저 자 소 개



宋炳旭(正會員)

1973년 6월 25일생. 1999년 아주대학교 전자공학부 졸업. 현재 아주대학교 전자공학부 석사과정 재학중. 주 관심분야는 초고주파 수동소자 설계 및 패키징 기법

李海英(正會員) 第36卷 D編 第9號 參照

현재 아주대학교 전자공학부 부교수