

논문 2008-45TC-8-16

단락 개방 Calibration 방법을 이용한 MIM 커패시터의 기생 소자 값 추출

(A Parasitic Elements Extraction of MIM Capacitor Using Short-Open Calibration Method)

김 유 선**, 남 훈***, 임 영 석*

(Yuseon Kim, Hun Nam, and Yeongseog Lim)

요 약

본 논문에서는 단락 개방 Calibration (SOC) 방법을 이용하여 MIM 구조로 구성된 커패시터의 기생 소자 값들을 추출하였다. Strip line 으로 구성된 short, open, MIM 구조들의 산란 파라미터 행렬들은 전자기 시뮬레이터 및 벡터 네트워크 분석기를 이용하여 측정되었다. 전자기 시뮬레이션들은 3차원 구조 해석에 적합해왔던 유한 요소법 (FEM)을 이용하여 수행되었다. 적층 구조 내부에 형성된 MIM 커패시터의 전자기 영향들은 집중 소자들로 구성된 Π 형 등가 회로로 제안되었고, 2 포트 네트워크 해석을 수행함으로써, 측정된 산란 파라미터들과 등가회로 소자들 간의 관계를 보였다. 제안된 SOC 방법을 이용하여 추출된 집중 소자들은 주파수 독립적인 결과를 나타낸다.

Abstract

In this paper, we extract the parasitic elements of the metal-insulate-metal(MIM) capacitor using short-open calibration (SOC). The scattering matrixes of short, open, and MIM structures in strip lines are measured by full electro-magnetic (EM) simulator and vector network analyser. The full EM simulations are performed by finite element method (FEM) that was fitted three dimensional structure analysis. The electro-magnetic effects of MIM capacitor laminated in the multi-layered structures are proposed the Π equivalent circuit with lumped elements, and the relations between the measured scattering parameters of the MIM structures and lumped elements in the circuits are shown by performing 2 port network analysis. The extracted lumped elements using the proposed SOC method are independent to frequencies.

Keywords : Short-Open Calibration, microwave passive element, multi-layer, MIM capacitor

I. 서 론

정전 계에서 커패시턴스 값은 두 도체 사이의 단위 전위차에 대한 대전 전하량의 비로 정의 된다. 한편, 시변 전자기장에서의 도체에 인가되는 전하 분포는 매 시간, 매 위치마다 균일하지 않으며, 이로 인해 두 도체 사이에는 시간에 따라 변하는 전위가 형성된다. 계

다가 시간에 따라 변하는 전기장에 의해 자기장이 형성되게 되고, 자기장에 의해 형성되는 자속은 원하지 않는 자기 유도 효과를 발생시킨다. 이로 인해 모든 주파수 영역에서 주파수와 독립적으로 동작하는 이상적인 커패시터는 존재 할 수 없게 된다. 즉, 어떠한 형태의 커패시터를 구성하게 되더라도 내부의 전기 유도 성분, 자기 유도 성분들로 인해 자기 공진이 발생하게 된다. 그러므로 커패시터의 성능을 나타내는 Factor로 자기공진주파수 (SRF)라는 수치를 대입하여 왔다. 즉 주파수의존이 적은 커패시터는 구조 내부에 자기 유도 성분이 적어야 하고, 이로 인해 높은 자기 공진 주파수를 가져야 한다. 높은 자기 공진주파수를 갖는 소자는 주파수에 대한 유효 커패시턴스 변화량을 적게 하여 소자가

* 정회원, ** 학생 회원 전남대학교 전자공학과
(Dept. of Electronics Engineering, Chonnam Nat. University)

*** 정회원, LG-Nortel
(LG-Nortel)

접수일자: 2007년6월17일, 수정완료일: 2008년8월12일

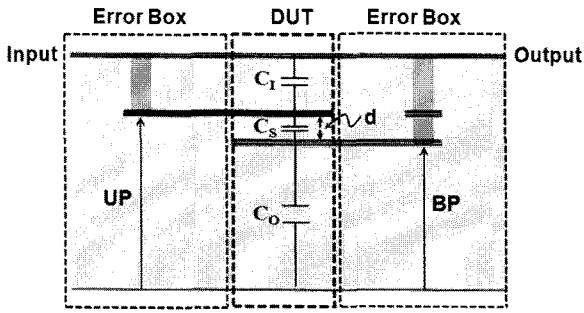


그림 1. MIM 용량기의 단면도
Fig. 1. Sectional view of the MIM Capacitor.

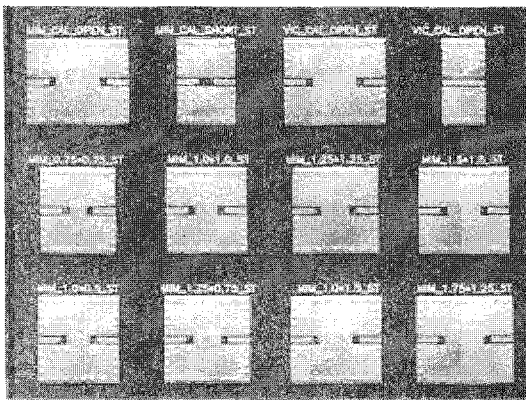


그림 2. LTCC를 이용한 적층 MIM 커패시터
Fig. 2. The laminated MIM Capacitor using LTCC.

적용될 수 있는 주파수 대역폭을 증가 시킨다.

기존에 제시된 커패시터 설계 방법은 측정된 산란 파라미터를 주파수에 대한 유효 커패시턴스 변화량으로 변환하고, 등가 회로 소자 값들을 반복적으로 변환 시키며 측정치에 Curve-fitting을 해왔다. 이러한 방법은 많은 설계 시간을 요구할 뿐만 아니라, 측정을 위한 구조가 갖는 전자기적 성분들, 적층 구조에 따른 기생 효과들 등이 혼재되어 실제 회로에 응용 시 많은 오차들을 유발해 왔다^[1~3].

한 편, Calibration 기술은 정확한 DUT (Device Under Test)의 결과 값을 얻어내는 데에 목적이 있다. 벡터 네트워크가 제공하는 Calibration 방식으로는 TRL (Thru-Reflect-Line)의 방법과 SOC (Short-Open-Calibration) 방법 등이 존재한다. 앞서 제시된 Calibration 방법들은 선로간의 서로 다른 특성 임피던스에 대한 영향, 선로 굵기에 대한 영향, 측정 디바이스에 대한 영향 등을 보상해주는 역할을 위해 응용 될 수 있다^[4~6]. 본 논문은 측정된 MIM 용량기의 산란 파라미터로부터 간단하면서 비교적 정확한 SOC 방법을 통해 측정 디바이스에 대한 영향을 제거하고, 제거된 행렬 값과 커패시터 내부에 존재하는 전기적 성분, 자기

적 성분들의 연관 관계를 밝힘으로써, 주파수에 독립적인 집중 소자 값들로 분리해 내는 데에 그 목적을 둔다.

본 논문에서 제안한 MIM 커패시터의 집중 소자 값 추출 과정은 다음과 같이 서술된다. II장에서는, 제안된 SOC 과정을 설명하고 회로 해석을 통해 타당성을 검증한다. III장에서는, 제안된 SOC 과정을 통해 측정 디바이스 영향이 제거된 행렬 요소들과 MIM 커패시터 등가 회로의 집중 소자 값의 연결을 통해 각 소자들의 값을 추출하고 그 결과에 대해 논의한다. 결론에서는 본 논문에서 제시한 SOC를 이용한 MIM 커패시터 소자 값 추출에 대한 의의에 대해 논의한다.

II. SOC를 통한 DUT의 ABCD 추출 과정

1. DUT의 ABCD 행렬 값 추출

그림 1은 커패시터와 측정 디바이스가 포함된 MIM 구조의 단면도이다. 입력 측과 연결된 신호 도체와 접지면 사이의 전위차에 기인한 정전 용량 효과를 C_1 , 입력 신호 도체와 출력 신호 도체 사이의 전기적 결합에 기인한 정전 용량 효과를 C_s , 출력 측과 연결된 신호 도체와 그라운드 사이의 전위차에 기인한 정전 용량 효과를 C_0 라 표기하였다. MIM 커패시터는 50옴 전송선로와 비아(via)를 통해 입출력 포트와 연결되어 있다. 입출력 포트는 프로브 스테이션을 이용한 측정을 위해 그림 2와 같이 CPW (Co-planar Waveguide) 형태의 구조로 되어 있다. 본 논문에서는 두 도체 판이 마주보는 면적을 제외한 나머지 구조들을 Error Box로 정의하였다.

MIM 구조는 주로 직렬 커패시터 성분인 C_s 값을 이용하게 위해 사용되는 구조이다. 이를 제외한 C_1 , C_0 , 도체손실, 유전체 손실, 시변 전기장에 의해 유도 되는 인덕턴스 효과 등은 MIM 커패시터의 성능 개선을 위해 억제되어야 하는 기생 성분들로 간주되어져 왔다. 이를 위해 일반적으로, 직렬 커패시터 구현을 위한 MIM 구조는 적층 구조의 중간에 구성하는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 도체 손실과 유전체 손실을 무시할 수 있을 정도로 적은 LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramic) 공정을 적용하였고, 시변 전기장에 의해 유도 되는 자기 용량 효과를 L_s 라 가정하여 그림 3과 같은 Π 형 등가 회로로 보완 하였다. 그림 3에 제안된 등가회로의 각 집중 소자 값들의 신뢰성 있는 추출을 위해서는 그림 1과 2에서 보인 측정 디바이스에 대한 영향을 효과적으로 제거해 주어야만 한다.

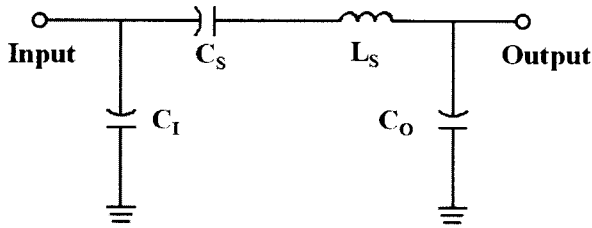


그림 3. MIM 용량기의 보완된 등가회로
Fig. 3. A modified Equivalent Circuit of the MIM Capacitor.

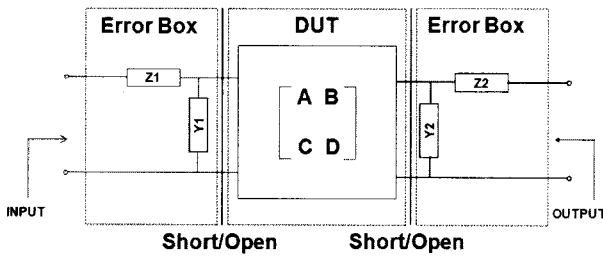


그림 4. 제안된 SOC 모델
Fig. 4. A proposed SOC Model.

본 논문에서는 CPW 형태로 이루어진 측정 디바이스와 CPW와 DUT 사이에 연결된 strip 라인으로 구성된 50옴 선로, 이들을 연결해 주는 비아(Via)에 대한 영향 등을 효과적으로 제거하기 위해 그림 4와 같은 SOC 모델을 제안하였다.

입출력 포트에서 DUT까지의 측정 디바이스에 의한 영향은 임의의 임피던스, 어드미턴스 값을 포함할 것이라고 가정하였다. 입출력 측의 측정 디바이스에 대한 영향을 각각 Z_1, Y_1, Z_2, Y_2 의 임피던스, 어드미턴스 값으로 표기하고, 이를 ABCD 행렬 연산을 이용하여 제거 해주면, DUT의 A, B, C, D의 값들이 각각 추출될 것이다. 측정 디바이스의 영향이 제거된 행렬은 다음과 같은 행렬 연산을 통해 구하여 질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -Z_1 \\ -Y_1 & 1+Z_1Y_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Y_2Z_2+1 & -Z_2 \\ -Y_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, A_T, B_T, C_T, D_T 는 측정패드와 DUT의 영향이 포함된 각각의 ABCD 행렬 값이고, A, B, C, D는 DUT의 각 행렬 값이다.

측정 디바이스와 DUT의 영향이 포함되어 측정된 산란 파라미터 값을 각각 $S_{11T}, S_{12T}, S_{21T}, S_{22T}$ 라 정의하면, A_T, B_T, C_T, D_T 와 각 산란 파라미터 간의 관계는 다음과 같다^[7~8].

$$A_T = \frac{(1+S_{11T})(1-S_{22T})+S_{12T}S_{21T}}{2S_{21T}} \quad (2)$$

$$B_T = Z_0 \frac{(1+S_{11T})(1+S_{22T})-S_{12T}S_{21T}}{2S_{21T}} \quad (3)$$

$$C_T = \frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11T})(1-S_{22T})-S_{12T}S_{21T}}{2S_{21T}} \quad (4)$$

$$D_T = \frac{(1-S_{11T})(1+S_{22T})+S_{12T}S_{21T}}{2S_{21T}} \quad (5)$$

한 편, 측정 패드의 영향인 Z_1, Y_1, Z_2, Y_2 의 값은 DUT를 제외한 지점까지의 선로에서 단락한 구조와 오픈한 구조의 산란 파라미터로부터 결정할 수 있다. 이에 대한 관계식은 아래와 같다.

$$Z_1 = \frac{Z_0(1+S_{11Short})}{(1-S_{11Short})} \quad (6)$$

$$Z_2 = \frac{Z_0(1+S_{22Short})}{(1-S_{22Short})} \quad (7)$$

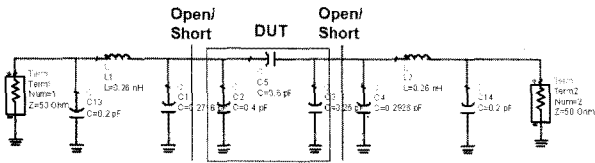
$$\frac{1}{Y_1} = Z_0 \left[\frac{(1+S_{11Open})}{(1-S_{11Open})} - \frac{(1+S_{11Short})}{(1-S_{11Short})} \right] \quad (8)$$

$$\frac{1}{Y_2} = Z_0 \left[\frac{(1+S_{22Open})}{(1-S_{22Open})} - \frac{(1+S_{22Short})}{(1-S_{22Short})} \right] \quad (9)$$

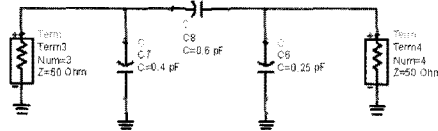
여기서 $S_{11Short}, S_{22Short}, S_{11Open}, S_{22Open}$ 값들은 각각 단락, 개방 회로의 측정으로부터 얻어진 산란 파라미터 값들이다. DUT의 A, B, C, D의 값은 $S_{11Short}, S_{22Short}, S_{11Open}, S_{22Open}$ 과 Z_1, Y_1, Z_2, Y_2 의 관계식인 (6)~(9), $S_{11T}, S_{12T}, S_{21T}, S_{22T}$ 과 A_T, B_T, C_T, D_T 행렬 사이의 관계식 (2)~(5)을 이용하여 Z_1, Y_1, Z_2, Y_2 값과 A_T, B_T, C_T, D_T 값들을 (1)에 대입함으로써 얻어질 수 있다.

2. 회로 모델을 이용한 Calibration 검증

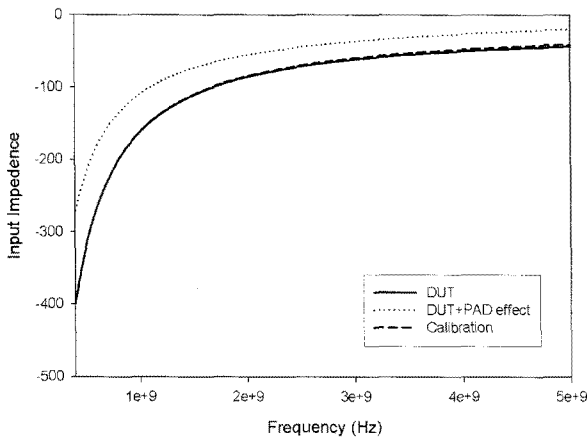
본 논문에서는 제안한 SOC 방법의 신뢰성 향상을 위해 회로 모델을 이용하여 검증하였다. 측정 패드의 효과를 임의의 회로로 가정한 그림 5(a)의 회로를 앞서 제시된 SOC 방법을 이용하여 추출한 DUT의 A, B, C, D 값들과 그림 5(b) DUT 회로의 A, B, C, D 값들이 일치한다면 앞서 제안된 SOC 방법은 검증될 것이다. 그림 5(c)에는 앞서 가정한 검증 과정을 통해 계산된 각각의 A, B, C, D 행렬 값들을 이용하여 주파수에 따른 입력 임피던스 변화를 도시 한 것이다. 입력 임피던



(a) 측정 패드의 효과를 가정한 등가 회로



(b) 측정 패드의 효과가 제거된 등가 회로



(c) 주파수에 따른 입력 임피던스 변화

그림 5. 제안된 SOC의 검증

Fig. 5. Verification of the proposed SOC.

스와 각각의 A, B, C, D의 행렬 값과의 관계는 다음과 같다.

$$Z_{INT} = \frac{A_T Z_L + B_T}{C_T Z_L + D_T} \quad (10)$$

$$Z_{SOC} = \frac{A_{SOC} Z_L + B_{SOC}}{C_{SOC} Z_L + D_{SOC}} \quad (11)$$

$$Z_{DUT} = \frac{A_{DUT} Z_L + B_{DUT}}{C_{DUT} Z_L + D_{DUT}} \quad (12)$$

여기서 A_T, B_T, C_T, D_T 는 그림 5 (a)의 산란 파라미터로부터 식 (2)~(5)를 이용하여 얻어진 결과이고, $A_{SOC}, B_{SOC}, C_{SOC}, D_{SOC}$ 는 식 (1)~(9)가 이용된 결과이다. $A_{DUT}, B_{DUT}, C_{DUT}, D_{DUT}$ 값은 그림 5(b)로부터 측정된 산란 파라미터로부터 식 (2)~(5)의 연산을 통해 계산되어진 값들이다. 한편, $Z_{INT}, Z_{SOC}, Z_{DUT}$ 들은 각각 그림 5(a)의 입력 임피던스, 그림 5(a)를 SOC 방법을 이용하여 측정 디바이스 효과를 제거한 입력 임피던스, DUT의 입력 임피던스 값 들이다. 입출력 포트의 임피던스

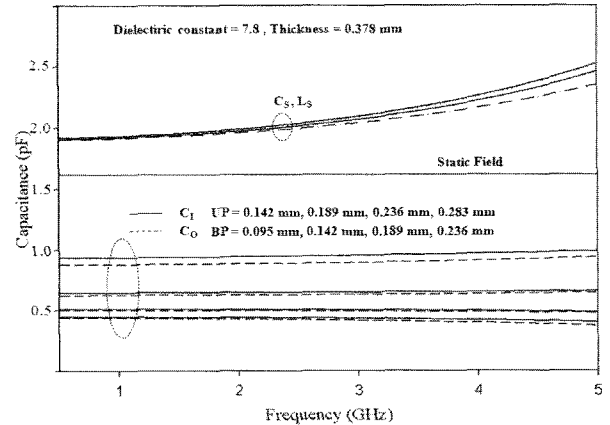


그림 6. MIM 용량기의 추출된 소자 값들

Fig. 6. The extracted values of the MIM Capacitor.

Z_L 은 50옴으로 계산하였다. 그림 5 (c)에서 $Z_{SOC} = Z_{DUT}$ 임을 보임으로써, 본 논문에서 제시한 SOC 방법은 타당하다할 수 있다.

III. MIM 용량기의 소자 값 추출

적층 커패시터의 집중 소자 값들과 측정 디바이스에 의한 영향이 제거된 DUT의 A, B, C, D 간의 연결 관계는 그림 3에 제안된 Π 형 등가 회로에 2포트 네트워킹 회로 해석을 수행함으로써, 얻어질 수 있다. 그림 3의 등가회로를 구성하는 각각의 집중 소자들과 앞서 추출된 DUT의 ABCD 행렬 요소간의 관계는 다음과 같다.

$$A = 1 + (j\omega C_O)(j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S}) \quad (13)$$

$$B = j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S} \quad (14)$$

$$C = j\omega C_T + j\omega C_O + (j\omega C_T)(j\omega C_O)(j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S}) \quad (15)$$

$$D = 1 + (j\omega C_T)(j\omega L_S + \frac{1}{j\omega C_S}) \quad (16)$$

그림 6에서는 식(1)~(9)와 식(13)~(16)들을 적용하여 C_L, C_S, L_S, C_O 에 관한 식으로 정리하여 추출한 값들을 도시하였다. 사용된 유전체의 유전율은 7.8, 유전체의 전체 두께는 0.378 mm, 두 도체 사이의 간격을 d라 하고 이를 0.043 mm, 도체의 폭과 길이는 1 mm로 고정하였다. 최하층의 접지 면 위치를 기준으로 하여 입출력 측의 도체 판이 위치한 높이를 각각 UP, BP로 하였을 때, UP, BP에의 변화에 따른 C_L, C_S, L_S, C_O 값

표 1. $d = 0.05 \text{ mm}$ 일 때, 집중 소자 값들
Table 1. Lumped element values when distance is 0.05 mm.

h	Width*Length	0.5 mm × 0.5 mm	1 mm × 1 mm	1.5 mm × 1.5 mm	2 mm × 2 mm
	Lumped element				
UP =0.3mm BP =0.25mm	L_S (nH)	0.0013	0.141	0.1942	0.179
	C_S (pF)	0.4987	1.824	4.048	7.286
	C_I (pF)	0.086	0.345	0.736	1.279
	C_O (pF)	0.0947	0.387	0.829	1.461
UP =0.35mm BP =0.3mm	L_S (nH)	0.0015	0.142	0.183	0.2112
	C_S (pF)	0.497	1.814	4.043	7.122
	C_I (pF)	0.098	0.391	0.845	1.436
	C_O (pF)	0.088	0.345	0.734	1.225
h	Width*Length	0.5 mm × 1 mm	1 mm × 0.5 mm	1.5mm × 2 mm	2 mm × 1.5 mm
	Lumped element				
UP =0.3mm BP =0.25mm	L_S (nH)	0.194	0.027	0.25	0.1766
	C_S (pF)	0.9598	0.945	5.375	5.314
	C_I (pF)	0.19	0.179	0.9545	0.9614
	C_O (pF)	0.21	0.199	1.089	1.076
UP =0.35mm BP =0.3mm	L_S (nH)	0.191	0.021	0.2398	0.1693
	C_S (pF)	0.956	0.9557	5.376	5.299
	C_I (pF)	0.216	0.211	1.109	1.119
	C_O (pF)	0.192	0.183	0.943	0.9396

의 주파수에 대한 변화는 주파수 독립적인 이상적인 소자의 형태로 나타남을 알 수 있다. 한편, d 를 고정하고 UP와 BP를 증가시키면 상측 접지 면 위치와 입력 측과 연결된 도체 판의 사이는 가까워지게 되고, 하측 접지 면과 출력 측과 연결된 도체 판 사이는 멀어지게 되므로 C_I 는 증가하고, C_O 는 감소하는 추이를 보인다. 입출력 측 도체 판의 위치가 각각 UP=0.283 mm, BP=0.236 mm 일 때와, 입출력 측 도체 판의 위치가 각각 UP=0.142 mm, BP=0.095mm 일 때를 비교하면, 앞의 경우 $C_I=0.91 \text{ pF}$, $C_O=0.438 \text{ pF}$ 로 추출 되었고, 두 번째의 경우 $C_I=0.442 \text{ pF}$, $C_O=0.88 \text{ pF}$ 로 추출 되었는데 미소한 차이는 도체 두께에 의한 차이 값이다. 추출된 파라미터들의 값은 각각 $C_I=0.442\sim 0.91 \text{ pF}$, $C_O=0.438\sim 0.88 \text{ pF}$, $C_S=1.905 \text{ pF}$, $L_S=0.11\sim 0.125 \text{ nH}$ 의 범위 값을 보였다. 그림 6에서는 비교를 위해 정전 장에서의 커패시턴스 계산 값과 C_S 값을 동시에 나타내었다. 아래의 식은 정전 계에서의 잘 알려진 두 평판간의 커패시턴스 계산식이다.

$$C_S(F) = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad (17)$$

S 는 두 도체간의 결합 면적이고, d 는 두 도체 사이의 거리이다. 하지만, 위의 식은 도체 두께에 대한 영향, fringing 효과에 의한 영향, 고주파 신호에 대한 영

표 2. $d = 0.1 \text{ mm}$ 일 때, 집중 소자 값들
Table 2. Lumped element values when distance is 0.1 mm.

h	Width*Length	0.5 mm × 0.5 mm	1 mm × 1 mm	1.5 mm × 1.5 mm	2 mm × 2 mm
	Lumped element				
UP =0.3mm BP =0.2mm	L_S (nH)	0.04	0.14	0.22	0.23
	C_S (pF)	0.249	0.867	1.896	3.413
	C_I (pF)	0.095	0.367	0.773	1.351
	C_O (pF)	0.124	0.476	1.03	1.801
UP =0.4mm BP =0.3mm	L_S (nH)	0.04	0.13	0.196	0.23
	C_S (pF)	0.25	0.865	1.897	3.271
	C_I (pF)	0.128	0.49	1.05	1.78
	C_O (pF)	0.095	0.36	0.76	1.27
h	Width*Length	0.5 mm × 1 mm	1 mm × 0.5 mm	1.5mm × 2 mm	2 mm × 1.5 mm
	Lumped element				
UP =0.3mm BP =0.2mm	L_S (nH)	0.17	0.043	0.288	0.201
	C_S (pF)	0.46	0.462	2.513	2.487
	C_I (pF)	0.203	0.193	0.999	0.997
	C_O (pF)	0.257	0.252	1.341	1.339
UP =0.4mm BP =0.3mm	L_S (nH)	0.16	0.019	0.258	0.173
	C_S (pF)	0.46	0.46	2.495	2.476
	C_I (pF)	0.26	0.26	1.375	1.368
	C_O (pF)	0.21	0.19	0.985	0.99

향 등이 고려되지 않은 저주파에서의 정전 용량 계산식이다. 반면에 본 논문에서 제안한 방법을 이용한 MIM 커패시터의 C_S 추출은 식 (17)를 이용한 계산에 비해 앞서 제시한 영향들에 대한 값을 포함 시킬 수 있을 뿐만 아니라 입출력 선로와 DUT 사이의 서로 다른 특성 임피던스에 의한 추가 효과들에 의한 값까지도 고려할 수 있게 한다.

표 1과 표 2에는 유전체의 유전율을 7.8, 유전체의 두께가 0.6 mm, 상측 도체 판과 하측 도체 판사이의 거리 d 를 각각 0.05 mm, 1 mm로 고정하여, 도체의 넓이, 길이, 위치 등을 변화 시키면서 제안된 방법으로 추출한 등가회로의 소자 값들을 보였다. 도체의 면적은 같지만, 폭과 길이 비에 의해서 서로 다른 결과를 갖는 것을 확인할 수 있다. 이는 MIM 커패시터의 SRF는 넓은 폭을 갖는 구조를 선택함으로써 개선할 수 있다는 것을 의미한다. 즉, 넓은 폭을 갖는 커패시터는 적은 특성 임피던스 값을 갖게 되므로, 아래에 주어진 식에 의해서 낮은 기생 유도 용량 값을 갖는다^[9~11].

$$C_S + C_I \approx \frac{l\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0 c_0} + C_f \quad (18)$$

$$L_S \approx \frac{Z_0 l \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \quad (19)$$

여기서, Z_0 는 선로의 특성 임피던스, l 은 선로의 길이, ϵ_r 은 유전체의 비유전율, c_0 는 진공 중에서의 빛의 속도이다. 위의 식은 출력 측의 도체 판을 단락시켰을 때, 비교적 정확한 값을 갖는다. 이는 식 (17)에 비해 비대칭적인 도체 판이 형성되었을 때에 대한 영향, 기생 인덕턴스에 대한 영향을 고려할 수 있게 하지만 fringing 효과, C_s , C_l , C_o 등의 값들을 분리할 수 없을뿐더러 DUT와 연결 선로간의 서로 다른 특성 임피던스에 의한 추가되는 값들을 고려할 수 없다. 본 논문의 커패시턴스, 인덕턴스 값들의 추출 방법은 식 (18), (19)의 추이를 설명할 수 있을 뿐만 아니라 앞서 제시된 추가 값을 정량적으로 분리하여 반영한다.

IV. 결 론

본 논문의 SOC 방법을 이용한 MIM 커패시터의 소자 값 추출 방법은 다음과 같은 의미를 갖는다. 첫째, 기존에 분리하기 어려웠던 접지 면과 신호 도체간의 커패시턴스 효과를 정량적으로 분리 할 수 있다. 둘째, DUT를 제외한 측정 패드에 대한 영향을 효과적으로 제거함으로써 소자의 신뢰성을 향상시킨다. 셋째, 정량적인 기생 성분 값 추출을 통해 MIM 커패시터의 효과적인 응용을 가능하게 하였다. 넷째, 적은 인덕턴스 값을 갖는 MIM 커패시터 설계를 용이하게 할뿐만 아니라 SRF의 새로운 기준을 제시할 수 있다. 다섯째, MIM 구조의 등가 회로와 측정된 단락, 개방, 측정 패드를 포함한 결과들 간의 연관성을 밝힘으로써 커패시터 내부의 주요 성분뿐만 아니라 다른 성분들을 효율적으로 제어할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Asahara, M., Campbell, C.F., Frensley, W.R., "A Novel Approach to Modeling Metal - Insulator - Metal Capacitors Over Vias With Significant Electrical Length", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 55, Issue 4, pp. 709 - 714, April 2007.
- [2] Liu Lintao, Wang Jinxiang, Feng-Chang Lai, "A New Equivalent Circuit Model of MIM Capacitor for RFIC", ICMMT '07. April 2007.
- [3] Piquet, J., Cueto, O., Charlet, F., Thomas, M., Bermond, C., Farcy, A., Torres, J., Flechet, B., "Simulation and characterization of high-frequency performances of advanced MIM capacitors" ESSDERC 2005. pp.497-500 Sept. 2005.
- [4] Lei Zhu, and W.Menzel, "Broad-Band Microstrip to CPW Transition via Frequency Dependent Electro-magnetic Coupling", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 52, no. 5, May 2004, pp. 1517-1522.
- [5] Farina, M.,Rozzi, T., "A short-open deembedding technique for method-of-moments-based electro magnetic analyses", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 49, pp. 624-628, April 2001.
- [6] Lei Zhu, Ke Wu, "Short-open calibration technique for field theory-based parameter extraction of lumped elements of planar integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 1861 - 1869, Aug. 2002
- [7] George L. Matthaei, Leo Young, E.M.T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching networks and Coupling Structures." Artech House, Dedham, Mass., Chapter 4, 8, 1980.
- [8] David M. Pozar, "Microwave Engineering." second edition, Wiley, Chapter 2, 4, 8, 1998.
- [9] A. Sutono, J. Laskar, and W. R. Smith, "Design of Miniature Multilayer On-Package Integrated Image-Reject Filters." IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, NO. 1, pp. 156-162, Jan, 2003.
- [10] A. Sutono, A. V. H. Pham, J. Laskar, and William R. smith, "RF/Microwave Characterization of Multilayer Ceramic-Based MCM Technology." IEEE Trans. advanced pack aging, vol. 22, no. 3, pp. 326-331, Aug, 1999.
- [11] 김유선, 남 훈, 정진우, 임영석, "개구 접지 면과 적층 PCB를 이용한 우수한 민감도를 갖는 미앤더 선로 인덕터 설계" 대한전자공학회 논문지, 제 43 권 TC편 제 12호, pp. 75-82, 2006 12월.

저 자 소 개



김 유 선(학생회원)
 2004년 2월 전남대학교
 전자공학과 (공학사)
 2006년 2월 전남대학교
 전자공학과 (공학석사)
 2006년 2월~현재 전남대학교
 전자공학과 박사과정

<주관심분야 : 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나>



임 영 석(정회원)
 1980년 2월 서울대학교
 전자공학과(공학사)
 1982년 2월 서울대학교
 전자공학과(공학석사)
 1989년 2월 전북대학교
 전자공학과(공학박사)

1984년 9월~현재 전남대학교 전자공학과 교수
 <주관심분야 : 전자파 수치 해석, 초고주파 회로 설계 및 해석, RF 소자 설계, 안테나>



남 훈(정회원)
 1997년 2월 동신대학교
 전자공학과(공학사)
 2001년 8월 전남대학교
 전자공학과(공학석사)
 2001년 9월~현재 전남대학교
 전자공학과 박사과정

2001년 7월~현재 LG-Nortel 선임 연구원
 <주관심분야 : 초고주파 회로설계 및 해석, RF 소자 설계, 전자파 수치 해석>