

RF회로의 Interconnection Parameter 추출법에 관한 연구

A Study on the Interconnection Parameter Extraction Method in the Radio Frequency Circuits

정명래* · 김학선**

Chung Myung Rae* · Kim Hak Sun**

요 약

본 논문에서는 시스템의 소형화를 위하여 사용되는 interconnection에서 parasitic capacitance의 crossover 영향에 대하여 기술하고, 집적회로나 멀티칩 모듈에서 실제로 커플링된 선로들에 의한 접지 커패시턴스와 상호 커패시턴스를 계산하였다. 각각의 선로를 조그마한 면으로 분리하고, 영상전하기법과 그린함수를 이용하여 좀더 간략화한 모멘트기법을 적용한 결과, 기존의 방법보다 간단하고 시스템의 동작시간은 70%정도 감소하였을 뿐만 아니라 계산 결과에서는 오차를 나타내지 않았다. parasitic inductance는 간단한 변환 공식에 의하여 구할 수 있으므로, 본 논문에서 제시한 방법은 MMIC, PCB, MCM의 Layout또는 설계시에 즉시 사용할 수 있다.

Abstract

In this paper, we describe the crossover of the parasitic capacitance at the interconnections for the system miniature, analyse ground capacitance and mutual capacitance due to actually coupled line in the ICs or MCMs. From the results of deviding interconnection line with infinite parts, using Green's function with image charge method and moments, we could obtain 70% decrease of system runtime without difference of reference. In the designing or layout of MMIC, PCB, MCM, we can easily use parasitic inductance because of simplicity of transforming formular.

I. 서 론

미래의 interconnection은 소형화, 경량화, 신속화, 저가격화를 목표로 하고 있다. 이것은 IC의 설계에서 뿐만 아니라 멀티칩 모듈(Multichip Module : MCM), 그리고 PCB 또는 PWB에서 동일

하게 적용된다[1~3]. MCM-L에서 interconnection에 관심이 있는 것은 낮은 비용, 비교적 큰 पै널에서의 대규모 제조 능력과 인쇄배선 제조 과정이 잘 알려져 있고 신뢰성이 있기 때문이다[3~4]. 이러한 interconnection은 RF MMIC에서나 RF MCM에서 거의 동일한 과정을 통하여 제조되며 그들의 영향도 동일한 알고리즘에 의하여 분석될 수 있다.

* 목포해양대학교(Mokpo National Maritime University)

** 대전산업대학교(Taejeon National University of Technology)

· 논문번호 : 96-4-046

· 접수일자 : 1996년 9월 20일

본 논문에서는 interconnection으로 인한 parasitic capacitance를 계산하는 방법을 제시하고 이를 변환하여 바로 parasitic inductance를 구할 수 있으므로 실제의 RF, microwave 회로 설계시 사용할 수 있다[5~6]. 제2장에서는 parasitic 성분들에 의한 crossover에 대한 영향을 시간축에서 조사하고 제3장에서는 interconnection 효과를 계산하는 수학적 방법을 제시, 정리하였으며 제4장에서 2층으로 구성된 interconnection 파라미터의 계산 결과를 나타내어 각각의 파라미터에 의한 영향을 분석하였다.

본 연구는 무선통신기기의 소형, 경량화를 위하여 사용되는 RF MMIC의 설계 뿐만 아니라 PCB를 사용하여 소형으로 집적화되는 MCM-L의 설계 및 제작에도 사용될 수 있다.

II. Parasitic 성분에 의한 영향

2-1. 상호 커패시턴스

두개의 회로가 가까이 있으면 상호 커패시턴스가 존재하여 하나의 회로에서 전자장이 변화하면 이 전자장은 다른 회로에 영향을 주고 또는 받기 때문에 두 회로는 전기적으로 상호작용한다. 이러한 영향을 나타내는 계수는 거리의 증가에 따라 현저히 감소하는데 두 회로사이에서 작용하는 전기적 상호작용의 계수를 그들의 상호 커패시턴스라고하며 단위는 [farad] 또는 [$A \cdot s/V$]이다.

두 회로 사이에서 상호 커패시턴스의 커플링은 회로 A에서 회로 B를 연결하는 parasitic 커패시터이다. 상호 커패시턴스 C_M 은 회로 B에 전류 I_M 을 발생시키며, 회로 A의 전압의 변화율에 비례한다.

$$I_M = C_M \frac{dV_A}{dt} \quad (1)$$

식(1)은 실제로 결합된 잡음 전류의 간략식이며 실제적인 경우에는 회로 A와 B의 전압차를 사용하

고 두 회로에 C_M 이 부가된 상태로 고찰해야 하지만 다음과 같은 경우로 생각하여 간략화 시킨다[5].

1. C_M 을 통해 흐르는 결합 전류는 A회로 의 기본 신호 전류에 비하여 매우 적으므로 은 회로A에 부가하지 않는다.
2. 회로 B에 유기된 신호 전압은 A의 신호에 비해 적으므로 잡음 전류를 계산할 때와 회로 A와 B사이의 전압을 계산할 때 단순히 V_A 라 할 수 있으므로 무시한다.
3. C_M 은 회로 B와 접지 사이의 임피던스에 비하여 매우크다.

2-2. 상호 커패시턴스와 누화와의 관계

상호 커패시턴스 C_M , 고정된 회로의 상승시간 T_r , 입력 회로의 임피던스를 R_B 라고하면 누화의 정도는 구동 파형 V_A 를 미분하여 평가할 수 있다. 먼저 파형 V_A 의 단위시간당 전압의 최대 변화를 유도하는데 이때 ΔV 는 동작 파형의 진폭이고 T_r 은 파형의 상승시간이다.

$$\frac{dV_A}{dt} = \frac{\Delta V}{T_r} \quad (2)$$

다음으로 회로 A에서 B로 흐르는 상호 용량성 전류를 계산한다.

$$I_M = C_M \frac{\Delta V}{T_r} \quad (3)$$

간섭전류 I_M 에 R_B 를 곱하고 간섭전압을 파고 ΔV 로 나누어 간섭수준을 구한다.

$$Crosstalk = \frac{R_B I_M}{\Delta V} = \frac{R_B C_M}{T_r} \quad (4)$$

III. Interconnection Parasitic 효과의 계산

3-1. 영상기법

영상기법은 도체 표면과 유전체 표면에 있는 주어진 전하의 전압을 찾아내기 위하여 사용할 수 있다.

[그림 1]에서와 같이 유전율 ϵ_2 인 유전체 경계면과 접해 있는 ϵ_1 인 유전체 매질내에 선전하 ρ [c/m]가 d [m]만큼 떨어져 있는 경우, 두 매질의 접촉면에서는 다음의 2가지 경계조건이 만족된다 [6].

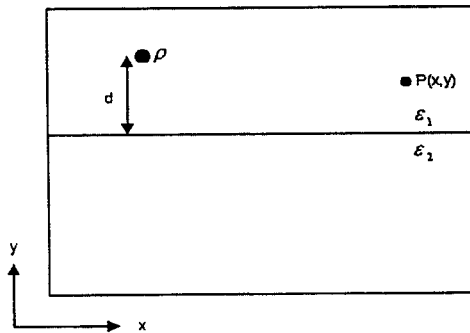
1. 접촉하는 두 면에서 전기장 밀도 D_n 의 수직 (normal) 성분은 같아야 한다.
2. 전기장 E_t 의 접선 성분은 두 접촉면의 양측에서 같아야 한다.

[그림 1]의 좌표평면을 이용하여 접촉면을 $y=0$ 으로 취한다.

$$D_{n1} = D_{n2} \quad \text{또는} \quad \epsilon_1 E_{y1} = \epsilon_2 E_{y2} \quad (5)$$

$$E_{x1} = E_{x2} \quad (6)$$

이다. 일반적으로 유전율 ϵ 인 매질에 있는 무한 선로전하 ρ 에 대하여 거리 r 만큼 떨어진 점의 전압 V 는 다음과 같이 구할 수 있다.



[그림 1] 유전 상수 ϵ_1 인 유전체 중간에 위치하는 선전하 ρ

[Fig. 1] Line charge density ρ in the medium ϵ_1 .

$$V = \frac{-\rho}{4\pi\epsilon} \ln(r^2) \quad (7)$$

다른 유전체가 존재할때 실제 전하 ρ 는 유전체 접촉면의 반대측에 영상전하를 만들어 낸다. 만약 관측점 P가 접촉면 위에 있는 경우 즉, 실전하와 같은 측에 있다면 영상전하 ρ_1 는 접촉면 아래의 거리 d 에 존재한다. 실전하를 $x=0, y=d$ 에 있다고 하면 관측점과 실전하와의 거리는 $r = \sqrt{x^2 + (y-d)^2}$ 이며 영상전하와의 거리는 $r = \sqrt{x^2 + (y+d)^2}$ 이다.

식(7)을 사용하여 접촉면 위에서의 전압은

$$V_1 = \frac{-1}{4\pi\epsilon_1} \left[\rho \ln(r^2) + \rho_1 \ln(r_1^2) \right] \quad \text{이다.}$$

$$E_{x1} = -\frac{\partial V_1}{\partial x} \quad \text{이므로}$$

$$E_{x1} = \frac{1}{4\pi\epsilon_1} \frac{\partial}{\partial x} \left[\rho \ln(x^2 + (y-d)^2) + \rho_1 \ln(x^2 + (y+d)^2) \right] = \frac{1}{4\pi\epsilon_1} \left[\rho \frac{2x}{x^2 + (y-d)^2} + \rho_1 \frac{2x}{x^2 + (y+d)^2} \right] \quad (8)$$

마찬가지로 $E_{y1} = -\frac{\partial V_1}{\partial y}$ 에 의하여

$$E_{y1} = \frac{1}{4\pi\epsilon_1} \left[\rho \frac{2(y-d)}{x^2 + (y-d)^2} + \rho_1 \frac{2(y+d)}{x^2 + (y+d)^2} \right] \quad (9)$$

만약 관측점이 유전체 접촉면 아래에 있다면, 즉 유전율 ϵ_2 인 매질내에 있으면 실제 선전하 ρ 는 유전체 표면의 효과를 고려하여 기술되어야 한다.

이 수정된 전하를 ρ_2 라 하면 ρ 와의 관계를 다음과 같이 구한다.

$r = \sqrt{x^2 + (y-d)^2}$ 이므로 관측점과 표면 아래서의 전압 V_2 는 $V_2 = \frac{-1}{4\pi\epsilon_2} \left[\rho_2 \ln(r^2) \right]$ 이다. 그런데

$$E_{x2} = -\frac{\partial V_2}{\partial x} \text{ 이므로}$$

$$\begin{aligned} E_{x2} &= \frac{1}{4\pi\epsilon_2} \frac{\partial}{\partial x} \left[\rho_2 \ln \left(x^2 + (y-d)^2 \right) \right] \\ &= \frac{1}{4\pi\epsilon_2} \left[\rho_2 \frac{2x}{x^2 + (y-d)^2} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

마찬가지로

$$E_{y2} = \frac{1}{4\pi\epsilon_2} \left[\rho_2 \frac{2(y-d)}{x^2 + (y-d)^2} \right] \quad (11)$$

연속조건에 의하여 (8), (10)로부터

$$\frac{1}{4\pi\epsilon_1} [\rho + \rho_1] \frac{2x}{x^2 + d^2} = \frac{\rho_2}{4\pi\epsilon_2} \left[\frac{2x}{x^2 + d^2} \right]$$

이므로

$$\frac{\rho + \rho_1}{\epsilon_1} = \frac{\rho_2}{\epsilon_2} \quad (12)$$

식(9), (11)을 식(5)에 대입하면

$$\frac{\epsilon_1}{4\pi\epsilon_1} (-\rho + \rho_1) \left[\frac{2d}{x^2 + d^2} \right] = \frac{\epsilon_2 \rho_2}{4\pi\epsilon_2} \left[\frac{-2d}{x^2 + d^2} \right]$$

이 되어

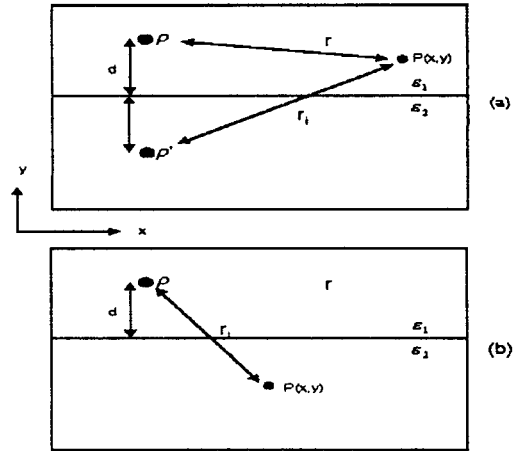
$$-\rho + \rho_1 = -\rho_2 \quad (13)$$

$$\text{식(12), (13)으로부터 } \frac{\rho + \rho_1}{\epsilon_1} = \frac{\rho - \rho_1}{\epsilon_2} \text{ 이므로}$$

영상전하 ρ_1 과 ρ_2 는 실전하 ρ 와 유전률 ϵ_1 과 ϵ_2 의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\rho_1 = \rho \left(\frac{\epsilon_1 - \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} \right) \quad (14)$$

$$\rho_2 = \rho \left(\frac{2\epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} \right) \quad (15)$$



[그림 2] 관측 점 (a) 실전하와 같은 좌표

(b) 실전하의 반대 좌표

[Fig. 2] Observation point.

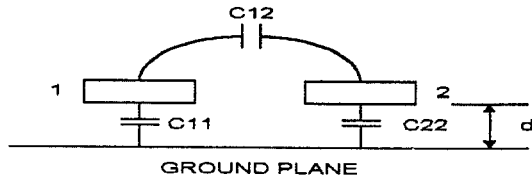
(a) The same medium to true charge.

(b) The opposite medium to true charge.

접지된 컨덕팅 plane의 영상전하는 크기는 같고 부호는 반대이며 위치는 대칭인 접지면 아래에 존재한다.

3-2. Odd 모드와 Even 모드 커패시턴스

두개 이상의 커플된 커패시턴스가 존재하는 경우, 접지면 위의 동일한 표면의 서로 다른 위치에 거리 d 만큼 떨어진 두개의 커플된 도체를 [그림 3]과 같이 나타낸다. 이 시스템의 자체 커패시턴스와 상호 커패시턴스를 구하기 위하여 두 도체와 접지와의 캐패시턴스를 C_{11} , C_{22} 라 하고 두 도체사이의 캐패시턴스를 C_{12} 라 하고 해석을 간단하게 하기 위하여 문제를 even모드와 odd 모드로 나눈다[7~8]. even모드에서는 각 도체는 동일한 방향의 1V의 전압이 걸려있다고 하고 odd 모드는 서로 다른 부호의 동일한 크기의 전압이 가해져 있다고 가정한다. [그림 4]에서 even모드를 보이고 있는데, 이때의 두 도체사이에는 전기력선이 존재하지 않는다



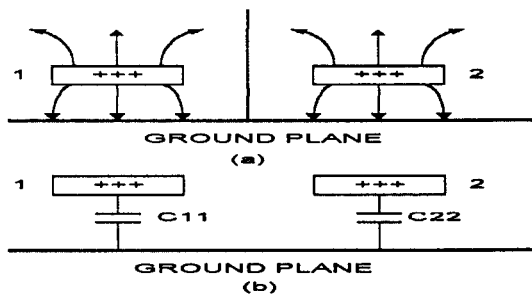
[그림 3] 접지면에서 d만큼 떨어진 커플된 2개의 컨덕터
 [Fig. 3] Distance d from ground plane to 2 coupled conductors.

다. 따라서 이 평면은 두 도체 사이에 어떠한 상호 커패시턴스도 없는 개방 회로를 나타내는 자기장의 벽으로 취급할 수 있다.
 그러므로

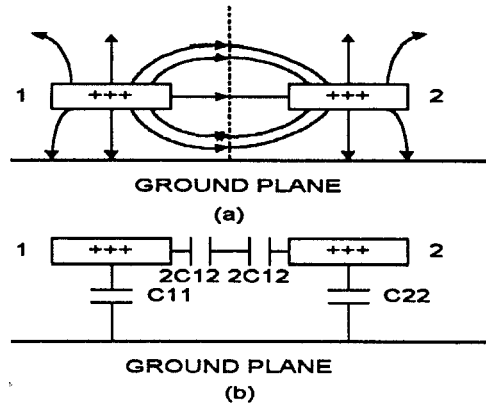
$$C_1^{(e)} = C_{11} \quad (16)$$

$$C_2^{(e)} = C_{22} \quad (17)$$

라고 할 수 있다.



[그림 4] (a) Even 모드의 두 도체에서의 전기력선
 (b) Even 모드의 두 도체의 등가 회로
 [Fig. 4] (a) Line of electric force of the 2 conductors in even mode.
 (b) Equivalent circuit of the 2 conductors in even mode.



[그림 5] (a) Odd 모드의 두 도체에서의 전기력선
 (b) Odd 모드의 두 도체의 등가 회로
 [Fig. 5] (a) Line of electric force of the 2 conductors in odd mode.
 (b) Equivalent circuit of the 2 conductors in odd mode.

Odd모드는 [그림 5]에서 보인 바와 같이 두 도체 사이의 대칭면을 접재된 전기장의 벽으로 취급할 수 있다. 이것은 상호 커패시턴스 C_{11} 에 의하여 단락된 회로를 나타낸다. 그러므로 이 경우는

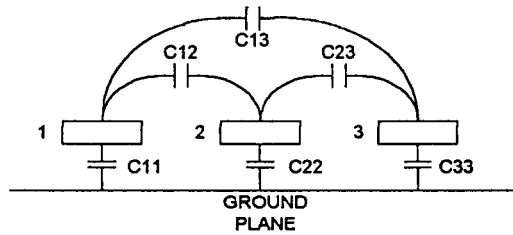
$$C_1^{(0)} = C_{11} + 2C_{12} \quad (18)$$

$$C_2^{(0)} = C_{22} + 2C_{12} \quad (19)$$

라 할 수 있으며, 따라서 C_{12} 는 $C_1^{(0)}$ 와 $C_1^{(e)}$ 를 이용하여 $C_{12} = \frac{C_1^{(0)} - C_1^{(e)}}{2}$ 로 볼 수 있다. 세개의 커플된 도체의 경우는 2개의 경우와 같이 구할 수 있으며 [그림 6]에 보이는 바와 같이 나타낼 때, even mode의 경우에는

$$C_1^{(e)} = C_{11}, C_2^{(e)} = C_{22}, C_3^{(e)} = C_{33} \quad (20)$$

이며 odd모드의 경우에는



[그림 6] 3개의 도체에서의 자체 캐패시턴스와 상호 캐패시턴스
 [Fig. 6] Self and mutual capacitance in the 3 conductors.

$$\begin{aligned} C_1^{(0)} &= C_{11} + 2C_{12} + 2C_{13} \\ C_2^{(0)} &= C_{22} + 2C_{12} + 2C_{23} \\ C_3^{(0)} &= C_{33} + 2C_{13} + 2C_{23} \end{aligned} \quad (21)$$

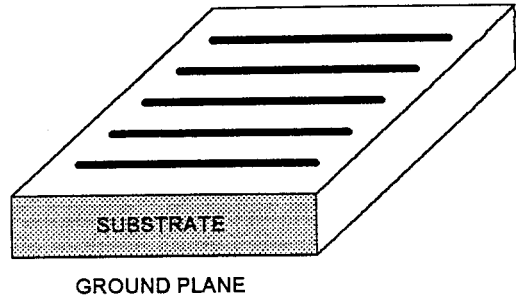
이 식으로부터 상호 캐패시턴스는

$$\begin{aligned} C_{12} &= \frac{[-C_1^{(e)} - C_2^{(e)} + C_3^{(e)} + C_1^{(0)} + C_2^{(0)} - C_3^{(0)}]}{4} \\ C_{13} &= \frac{[-C_1^{(e)} + C_2^{(e)} - C_3^{(e)} + C_1^{(0)} - C_2^{(0)} + C_3^{(0)}]}{4} \\ C_{23} &= \frac{[C_1^{(e)} - C_2^{(e)} - C_3^{(e)} - C_1^{(0)} + C_2^{(0)} + C_3^{(0)}]}{4} \end{aligned} \quad (22)$$

로 구할 수 있다.

3-3. 그린함수를 이용한 영상전하의 계산

접지면 위의 GaAs 기판위에 차례로 놓여져 있는 도선의 interconnection 시스템에서의 parasitic 캐패시턴스를 모멘트[9]의 방법을 이용하여 구하는데 그린함수는 다중 영상의 방법을 사용하고 [10~11] interconnection의 두께는 무시할 수 있다고 가정한다. 기판위에 인쇄된 interconnection에 대한 그린함수 행렬을 구하기 위한 첫번째 단계는 관심이 있는 부분에서 source 전하에 의한 전위를 결정하는 것이다. 먼저 2차원에서의 관계를 살



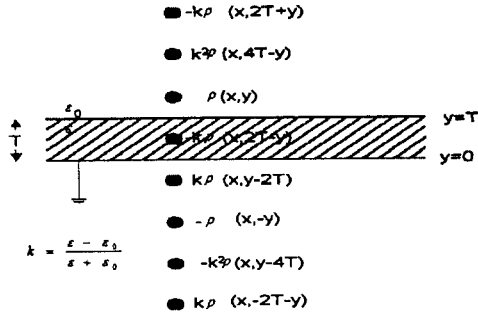
[그림 7] Substrate위에 인쇄된 interconnection 선로의 모양
 [Fig. 7] Printed interconnection line on the substrate.

펴본 후 3차원으로 전개한다. [그림 7]에서 하나 이상의 접촉이 있으며 다중 영상 전하에 대해서 해를 구한다. 각각의 영상 전하는 다른 interface에 영향을 준다. 예를 들어 하나의 실전하 ρ 는 유전체와의 interface에 의해서 $\rho[(\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)]$ 에 해당하는 영상전하를 형성한다.

이 영상전하는 바닥의 접지면에 다시 $-\rho[(\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)]$ 의 다른 영상 전하를 생성한다. 이 새로운 영상전하는 차례로 유전체 경계면에 대칭적으로 크기는 $(\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)$ 에 의해서 변하지만 다시 영상전하를 만들어낸다. 더우기 실제에 있어서는 바닥의 접지면에 $-\rho$ 인 영상을 만든다. 이 영상 전하는 $(\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)$ 에 의해 수정된 크기로 유전체 표면에 나타난다. 이 과정은 무한정 계속되며 무한한 영상전하를 만들어 낸다.

유전율이 ϵ_0 인 매질위에 선전하 ρ 가 있고 그 아래에는 유전율 ϵ 인 매질이 접지면을 이루고 있는 2차원의 경우를 [그림 8]에 나타내었다. 먼저 실전하가 유전체 접촉면을 가로질러 영향을 미친다. 다음에는 실전하와 첫번째 영상전하가 부호가 바뀌어 접지면에 반사된다.

이 두개의 새로운 영상은 유전체 접촉면으로 반대로 반사된다. 이와같은 경우에서 크기를 K로 나



[그림 8] 실전하 ρ 에 의하여 생기는 영상전하의 위치 및 크기

[Fig. 8] Location and magnitude of an image charge by the true charge ρ .

타내면, 이때 $K = (\epsilon_1 - \epsilon_2) / (\epsilon_1 + \epsilon_2)$ 이며 무한대로 반복된다.

이제, 어떤 장의 점 (x_i, y_i) 에서의 전위는 (x_j, y_j) 상에 있는 선전하 ρ 에 의해서 결정된다.

일반적으로 필드점의 소스 전하로부터 떨어져 있는 점의 거리를 r 로 나타내면

$$v(x_i, y_i) = \frac{\rho}{4\pi\epsilon_0} \ln(r^2) \text{ 이다.}$$

그러나, 소스전하와 필드점 사이의 거리는 각 영상으로부터 다르게 되는데 n 번째 영상에 의해서 생기는 전위는

$$v_n(x_i, y_i) = -\frac{\rho}{4\pi\epsilon_0} \ln(r^2) \text{ 이므로 전체 전위는 } v(x_i, y_i) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n \text{ 으로 주어진다.}$$

따라서 [그림 8]에서 $y_i \geq T$ 이고 $y_j > T$ 이면

$$\begin{aligned}
 v(x_i, y_i) &= \frac{\rho}{4\pi\epsilon_0} \{ -\ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2] \\
 &+ k \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j - 2T)^2] \\
 &- k^2 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j - 4T)^2] + \dots \\
 &+ k \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j - 2T)^2] \\
 &- k \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j + 2T)^2] \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ k^2 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j + 4T)^2] + \dots \\
 &- k^2 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j - 4T)^2] \\
 &+ k^3 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j - 6T)^2] + \dots \\
 &- k \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j + 2T)^2] \quad (30) \\
 &+ k^2 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j + 4T)^2] \\
 &- k^3 \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j + 6T)^2] + \dots \\
 &- \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2]
 \end{aligned}$$

그런함수 $G(x_i, y_i, x_j, y_j)$ 은 실전하 (x_j, y_j) 와 필드점 (x_i, y_i) 는 식(30)으로 표현되며, $\rho=1$ 로 하여 얻어진다. 그러므로

$$\begin{aligned}
 G(x_i, y_i, x_j, y_j) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \{ (-1)^n k^{n-1} \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j - 2(n-1)T)^2] \\
 &+ (-1)^{n+1} k^n \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j - 2nT)^2] - (-1)^{n+1} k^n \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j + 2nT)^2] \\
 &- (-1)^n k^{n-1} \ln[(x_i - x_j)^2 + (y_i + y_j + 2(n-1)T)^2] \} \quad (31)
 \end{aligned}$$

만약 모든 interconnection이 substrate 위의 동일한 평면에 프린트 되었다면 $y_i = y_j = T$ 이므로 식(31)은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 G(x_i, T; x_j, T) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{n=1}^{\infty} \{ (1-k) (-1)^{n+1} k^{n-1} \times \{ \ln[(x_i - x_j)^2 + (2(n-1)T)^2] - \ln[(x_i - x_j)^2 + (2nT)^2] \} \\
 &\text{로 나타낼 수 있으며, 이때 } 1-k = 1 - \frac{\epsilon - \epsilon_0}{\epsilon + \epsilon_0} = \frac{2\epsilon_0}{\epsilon + \epsilon_0} \text{ 이므로}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 G(x_i, T; x_j, T) &= \frac{1}{2\pi(\epsilon + \epsilon_0)} \sum_{n=1}^{\infty} \{ (-1)^{n+1} k^{n-1} \times \{ \ln[(x_i - x_j)^2 + (2nT)^2] - \ln[(x_i - x_j)^2 + (2(n-1)T)^2] \}
 \end{aligned}$$

이 된다.

따라서 2차원의 그린함수 행렬을 이용하여 다시 정리하면

$$G(x_i, T; x_j, T) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n [g_{ijn1} - g_{ijn2}] \quad (32)$$

이 되며, 이때 $A_n = \frac{1}{2\pi(\epsilon + \epsilon_0)} [(-1)^{n+1} k^{n-1}]$ 이다.

g_{ijn1} 는 필드점으로부터 $y_i - y_j = 2nT$ 거리에 n 개의 영상전하가 있는 상태의 자유공간에서의 그린함수이며 g_{ijn2} 는 필드점으로부터 $y_i - y_j = 2(n-1)T$ 거리에 n 개의 영상전하가 있는 상태의 자유공간에서의 그린함수이다. 식(32)을 길이와 너비가 유한한 선로에 전하가 존재하는 경우에 대해서 적용하려면, 먼저 3차원에서 전하에 의한 자유공간에서의 전위에 대한 표현식을 구해야 한다. 따라서 여러개의 미소면적으로 나누어진 유전체의 표면에 도체가 있다고 가정하고 작은 미소면적의 가로를 Δx_j 라 하고 세로를 Δy_j 라 하면 면적이 Δs_j 이며 중심점이 (x_j, y_j, z_j) 라고 하면 (x_i, y_i, z_i) 에서의 전위는 단위 전하밀도에 대하여 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$V(x_i, y_i, z_i) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{x_1}^{x_2} \int_{y_1}^{y_2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{[(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2 + (z_i - z_j)^2]^{1/2}} dx dy$$

$$\text{이때 } x_1 = x_j - \frac{\Delta x_j}{2}$$

$$y_1 = y_j - \frac{\Delta y_j}{2}$$

$$x_2 = x_j + \frac{\Delta x_j}{2}$$

$$y_2 = y_j + \frac{\Delta y_j}{2}$$

따라서 이 식을 이용하고 적분하여 정리하면, 그린함수의 3차원 식은

$$G_{ij} = G(x_i, T, x_j, T) = \frac{1}{2\pi(\epsilon + \epsilon_0)} \sum_{n=1}^{\infty} ((-1)^{n+1} k^{n-1}) (T_1 + T_2 + T_3 + T_4 - T_6 + T_7) \quad (33)$$

이 되고, 이 때

$$T_1 = (x_j - x_i) \ln \left[\frac{(c + A_3)(d + B_3)(d + C_2)(c + D_2)}{(d + C_3)(c + D_3)(c + A_2)(d + B_2)} \right]$$

$$T_2 = \left(-\frac{\Delta x_j}{2} \right) \ln \left[\frac{(d + B_3)(d + C_3)(c + D_2)(c + A_2)}{(c + D_3)(c + A_3)(d + B_2)(d + C_2)} \right]$$

$$T_3 = (y_j - y_i) \ln \left[\frac{(a + A_3)(b + B_3)(b + C_2)(a + D_2)}{(b + D_3)(a + C_3)(a + A_2)(b + B_2)} \right]$$

$$T_4 = \left(-\frac{\Delta y_j}{2} \right) \ln \left[\frac{(b + B_3)(b + D_3)(a + C_2)(a + A_2)}{(a + C_3)(a + A_3)(b + B_2)(b + D_2)} \right]$$

$$T_5 = 2(n-1)T \left[\arctan \left(\frac{ac}{2(n-1)TA_3} \right) + \arctan \left(\frac{db}{2(n-1)TB_3} \right) \right]$$

$$T_6 = 2(n-1)T \left[\arctan \left(\frac{ad}{2(n-1)TC_3} \right) + \arctan \left(\frac{bc}{2(n-1)TD_3} \right) \right]$$

$$T_7 = 2nT \left[\arctan \left(\frac{ac}{2nTA_2} \right) + \arctan \left(\frac{db}{2nTB_2} \right) \right]$$

$$T_8 = 2nT \left[\arctan \left(\frac{ad}{2nTC_2} \right) + \arctan \left(\frac{bc}{2nTD_2} \right) \right]$$

이며 여기에서 T 는 기판의 두께이다.

3-4. 모멘트 기법을 사용한 정확한 계산

4개의 인터컨넥션 선로가 있는 시스템에서 전체 전하에 의한 전위를 구하기 위해서는 나누어진 각 조각의 면전하를 구하여 적용해야하므로 그린함수에 모멘트 기법을 적용하였다.

$$V_i = \sum_{j=1}^4 \int_{S_j} G(x_i, y_i; x_j, y_j; z) \sigma_j(x_j, y_j) dx_j dy_j$$

여기에서 G 는 그린함수이며 S_j 는 j 번째 도체의 면적이다. 만약 도체를 전체 N 개의 면적 S_j 부분으로 나누었다면 i 번째 부분의 전위 V_i 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_i = \sum_{j=1}^4 \sigma_j G_{ij}$$

σ_j 는 부분 j 의 표면전하밀도이며 G_{ij} 는 이 문제에

적절한 그린함수이다. 도체를 작게 나누어 표면전하밀도가 상수가 되도록하면 모멘트 기법을 사용하여 행렬식으로 바꾸어 쓸 수 있다.

$$[V]=[σ_j][G]$$

다음에 역행렬 기법을 이용하여 미지의 $σ_j$ 를 구한다.

$$[σ_j]=[G]^{-1}[V]$$

이를 이용하여 전체 전하를 구하면

$$Q_i = \sum_{j=1}^{N_j} σ_j ds_j \quad j=1, 2, 3, 4$$

이 때 N_j 는 j 번째 도체의 조각 수이다.

3-5. 그라운드와의 커플링 캐패시턴스

접지와와의 커플링 캐패시턴스는 다음 관계식으로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} C_1^e &= C_{11} \\ C_2^e &= C_{22} \\ C_3^e &= C_{33} \\ C_4^e &= C_{44} \\ C_1^e &= C_{11} + 2C_{12} + 2C_{13} + 2C_{14} \\ C_2^e &= C_{22} + 2C_{12} + 2C_{23} + 2C_{24} \\ C_3^e &= C_{33} + 2C_{13} + 2C_{23} + 2C_{34} \\ C_4^e &= C_{44} + 2C_{14} + 2C_{24} + 2C_{34} \end{aligned}$$

그런데 변수의 수가 방정식의 수보다 많기 때문에 식의 해를 완전히 구할 수가 없다. 이와같은 경우에는 근사해를 구하기 위해 자유로운 다변수 최적화 방법을 사용할 수 있다.

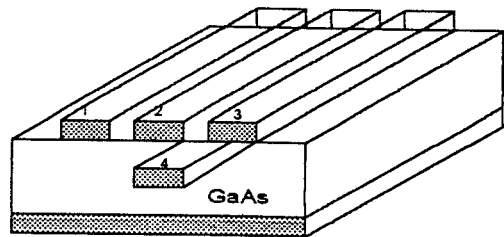
IV. 해석 결과 및 검토

interconnection의 parasitic capacitance를 구하는 수식이 매우 복잡하므로 본 논문에서는 2층으로 구성된 interconnection 4개로 국한하였으며 각 line은 4개씩의 조각으로 각각 나누었다.

[그림 9]에서와 같이 4개의 interconnection이 GaAs substrate상에 있을 경우에 대하여 parasitic capacitance를 계산하기 위한 프로그램을 FORTRAN으로 작성하였다. 계산하는 과정은 수식을 푸는 과정과 동일하게 순서대로 작성하였다. 이 프로그램은 더욱 많은 interconnection에 대해서도 쉽게 변경할 수 있으며 4개의 interconnection중 3개는 표면에 존재하고 1개는 GaAs substrate에 존재하는 것으로 하였다.

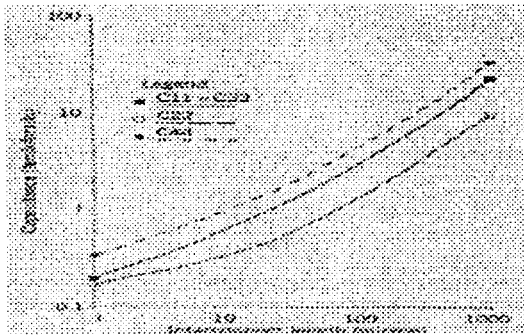
해석 결과는 [그림 10~21]로 나타내고 있으며, [그림 9]에 있는 여러가지의 파라미터에 대한 parasitic capacitance를 각각 계산하였다.

이 결과들은 다른 파라미터들을 고정하고 한가지의 파라미터가 변할 때의 값들이며 일반적인 값으로 interconnection length=100[μ m], 너비=1[μ m], 분리거리=2[μ m], 위아래의 높이=2[μ m], 그리고 GaAs substrate=200[μ m]를 사용하였다. interconnection length에 대한 접지와 커플링 캐패시턴스에 대한 의존도가 [그림 10]과 [그림 11]

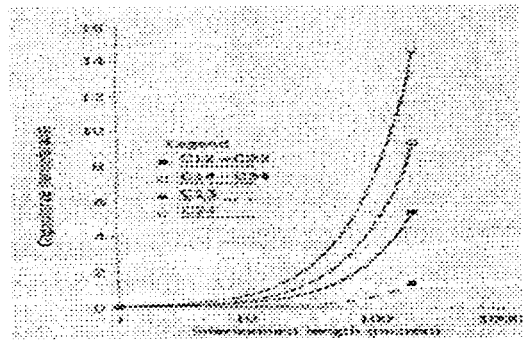


[그림 9] 2층으로 구성된 4개의 interconnection 선로
[Fig. 9] Structure of 2 layers by the 4 interconnection line.

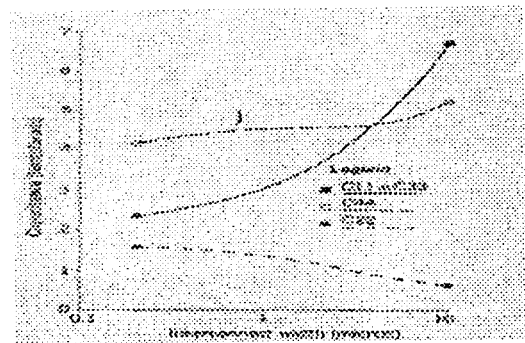
에 보인바와 같으며 [그림 10]과 [그림 11]에서는 C_{22} 가 다른 것에 비하여 작은 것을 나타내는데 이는 전기장에 대한 shielding이 훨씬 크기 때문이다. 이 그림은 또한 길이가 $10[\mu\text{m}]$ 이상인 경우에 접지와 의 캐패시턴스는 선형적으로 길이와 비례한다는 것을 보여주고 있다. 길이가 작은 경우의 비선형성은 작은 interconnection에서는 fringing효과가 더욱 크게 작용하기 때문이다. 너비에 대한 접지와 커플링 캐패시턴스에 대한 의존도를 [그림 12]와 [그림 13]에 나타내었다. 인터컨넥션간이 거리에 대한 접지와 커플링 캐패시턴스에 대한 의존도를 [그림 14]와 [그림 15]에 각각 나타내었다. 2층으로 할 경우의 높이에 대한 접지와 커플링 캐패시턴스에 대한 의존도를 [그림 16]과 [그림 17]에 나타내었다. GaAs substrate의 두께에 대한 접지와 커플링 캐패시턴스에 대한 의존도를 [그림 18]과 [그림 19]에 나타내었다. [그림 20]과 [그림 21]은 4번째 interconnection의 각도를 변화시킬 때의 두가지 효과를 각각 보여주고 있다. [그림 21]에서는 C_{14} , C_{24} , 그리고 C_{34} 는 급격히 줄어드는 것을 보이며 반면에 C_{12} , C_{23} , 그리고 C_{13} 는 각도가 커짐에 따라 증가하는 것을 보여주고 있다.



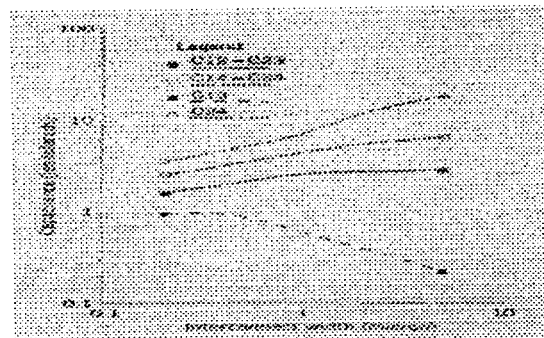
[그림 10] Interconnection length와 접지 capacitance의 관계
 [Fig. 10] Relations of interconnection length and ground capacitance.



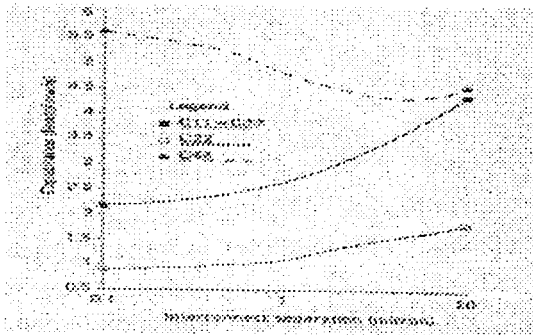
[그림 11] Interconnection length와 상호 capacitance의 관계
 [Fig. 11] Relations of interconnection length and mutual capacitance.



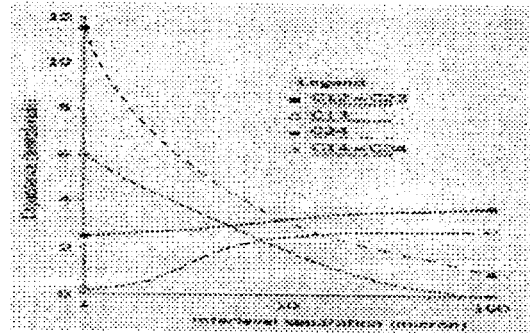
[그림 12] Interconnection width와 접지 capacitance의 관계
 [Fig. 12] Relations of interconnection width and ground capacitance.



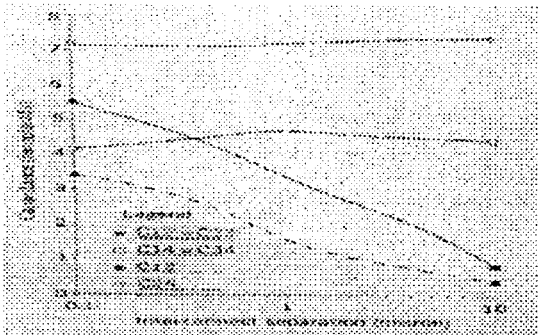
[그림 13] Interconnection width와 상호 capacitance의 관계
 [Fig. 12] Relations of interconnection width and mutual capacitance.



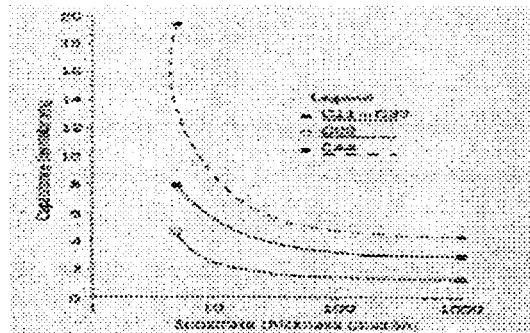
[그림 14] Interconnection 간의 분리거리와 접지 capacitance의 관계
 [Fig. 14] Relations of interconnection separated distance and ground capacitance.



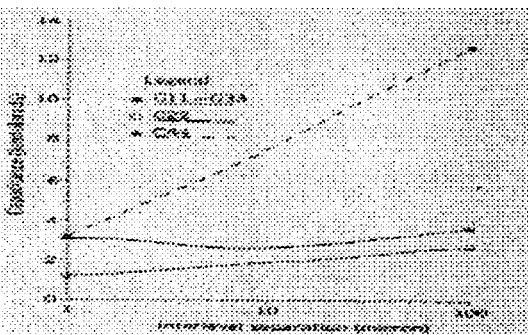
[그림 17] Interconnection 층간 거리와 상호 capacitance의 관계
 [Fig. 17] Relations of interconnection layer distance and mutual capacitance.



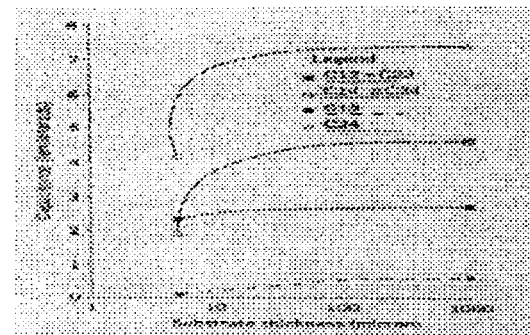
[그림 15] Interconnection 간의 분리거리와 상호 capacitance의 관계
 [Fig. 15] Relations of interconnection separated distance and mutual capacitance.



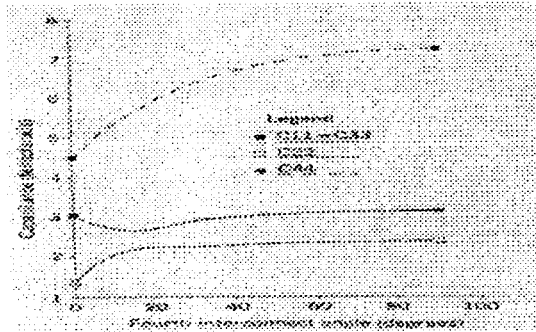
[그림 18] Substrate의 두께와 접지 capacitance의 관계
 [Fig. 18] Relations of substrate thickness and ground capacitance.



[그림 16] Interconnection 층간 거리와 접지 capacitance의 관계
 [Fig. 16] Relations of interconnection layer distance and ground capacitance.

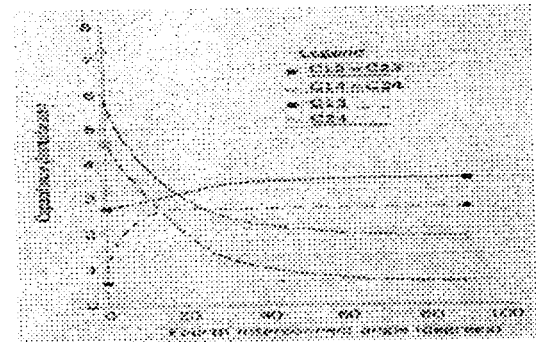


[그림 19] Substrate의 두께와 상호 capacitance의 관계
 [Fig. 19] Relations of substrate thickness and mutual capacitance.



[그림 20] Interconnection line의 각도와 접지 capacitance의 관계

[Fig. 20] Relations of interconnection line angle and ground capacitance.



[그림 21] Interconnection line의 각도와 상호 capacitance의 관계

[Fig. 21] Relations of interconnection line angle and mutual capacitance.

V. 결 론

본 논문에서 제시한 interconnection에서의 crossover에 영향을 미치는 parasitic capacitance의 영향 평가는 이동통신기기의 소형, 경량화에 따르는 좁은 면적과 고밀도의 회로 설계 및 제작시 지금까지 의존해 오던 모멘텀과 같은 고가의 소프트웨어를 이용할 때보다 훨씬 빠르게 답을 구할 수 있으며 이론적 근거를 명확하게 설명할 수 있으므로 유용하게 쓰일 수 있다. 또한 RF MMIC의 설계에서나 MCM의 설계 제작시, 혹은 PCB의 layout을

수행함에 있어서도 미리 parasitic 효과를 고려하여 interconnection line의 위치나 간격, 그리고 기관사이의 두께 등도 고려할 수 있게 되었다. 동일한 모양과 규격을 참고문헌[5]에서 제시한 값과 비교할 때 오차가 거의 없으며, 계산시간은 기존의 프로그램에 의한 것의 30%정도 소요되었다.

따라서 RF 및 microwave회로의 설계나 제작시 내부회로 뿐만 아니라 정합회로의 설계시에도 이러한 결과는 유용하게 사용할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] Freda, Mike. "Laminates for MCM-L's." *Proc. of the Technical Program, NEPCON West '93*, Anaheim, Calif. 1993.
- [2] Smith Adlai. "Phase Mask Machining for High Throughput Via Formation." *Proc. of ISHM/IEPS International Conf. and Exhibition on multichip modules*, Denver, Colorado 1993.
- [3] Mahler, Bruce. and Schroeder, Paul "Planer Resistor Technology for High Speed Multilayer Boards." *Electronic Packaging & Production*, Jan. 1986.
- [4] Caren B. Lane and George A. Mancuso, "Purchasing Magazine's Guide to the PWB Marketplace", Prentice Hall, 1993.
- [5] Haward W. Johnson and Martin Graham, "High-Speed Digital Design." Prentice Hall, 1993.
- [6] Ashok K. Goel, "High-Speed VLSI interconnections." John Wiley & Sons, 1994.
- [7] T. Sakurai and K. Tamaru, "Simple formulas for Two- and three-dimensional capacitances," *IEEE Trans. Electron. Dev.*, vol. ED-30, pp. 183-185, Feb. 1983.
- [8] A. K. Goel and Y. R. Huang, "Parasitic Capacitances and Inductances for Mul-

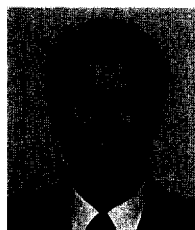
tilevel Interconnections on GaAs-based Integrated circuits," *J. electromag. waves appl.*, 5(4/5), pp. 477-502, 1991.

- [9] R. F. Harrington, *Field Computation by Moment Methods*, Macmillan, Y. N., 1968.
- [10] N. G. Alexopoulos, J. A. Maupin, and P. T. Greiling, "Determination of the electrode capacitance matrix for GaAs FETs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,

MTT-28(5), pp. 459-466, 1980.

- [11] J. A. Maupin, citan "Self-and mutual-capacities of printed or embedded patch conductors," M. S. thesis, Univ. of California, Losangeles, 1979.
- [12] R. F. Harrington, "Matrix methods for field problems," *Proc. IEEE*, 55(2), pp. 136-149, Feb. 1967.

정 명 래



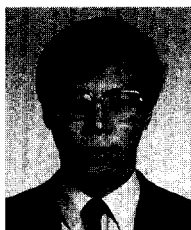
1941년 8월 28일생
 1964년 : 한국항공대학 통신학과 (졸업)
 1992년 : 한국항공대학 통신정보공학과 (석사)
 1996년 : 한국항공대학 전자공학과

(박사과정 수료)

1966년 ~ 현재 : 목포해양대학교 교수

[주 관심분야] 전파 전파특성, EMI /EMC

김 학 선



1959년 6월 3일생
 1986년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업(공학사)
 1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
 1993년 8월 : 한국항공대학교 전자

공학과(공학박사)

1993년 3월 ~ 현재 : 대전산업대학교 정보통신공학과 조교수

[주 관심분야] GaAs MESFET MMIC 회로 설계 및 RF 회로 설계, 제작