

論文98-35D-10-9

고속 MCM 배선의 전기적 특성 및 임계길이 평가

(Evaluation of electrical characterization and critical length of interconnect for high-speed MCM)

李榮敏*, 朴性洙*, 朱哲源*, 李相福*, 白種泰*, 金輔佑*

(Young-Min Lee, Seong-Su Park, Chul-Won Joo, Sang-Pok Lee, Jong-Tae Baek, and Bo-Woo Kim)

요 약

본 논문에서는 MCM 배선의 특성 임피던스를 제어하는 마이크로스트립의 기하학적 변수에 대해 조사하였고, 50MHz 주파수와 비교하여 500 MHz 주파수에서 전송감쇠, 전송지연, 누화 등을 계산하여 배선의 실제적인 요구조건으로 MCM-L과 MCM-D 배선의 임계길이를 평가하였다. 특성 임피던스 50 을 갖는 MCM-L 과 MCM-D 배선의 실례를 통해, 마이크로스트립의 특성 임피던스를 제어하는데 가장 중요한 변수는 유전체의 두께와 배선의 폭임을 알 수 있었다. 특히, 배선밀도가 높은 MCM-D의 유전체 두께는 적어도 2 m 이내에서 제어되어야 한다. 500 MHz 주파수에서 MCM 배선의 전송감쇠는 문제가 되지 않으나 전송지연은 심각하여 배선과 부하와의 임피던스 정합이 필수적임을 알 수 있었다. MCM-D 배선은 인접배선이 오동작할 만큼 누화가 발생하지 않는데 비하여 MCM-L 배선은 심한 누화로 MCM 기판으로 사용이 불가능할 것으로 판단되었다. 마지막으로, 500 MHz의 고속 MCM 기판 설계에서는 전송선 거동에 대한 연구가 필요한 것을 알 수 있었다.

Abstract

This paper examined the geometrical variables of microstrip to control the characteristic impedance of MCM interconnect and also with respect to the practical requirements, evaluated the critical lengths for attenuation, propagation delay, and crosstalk at 500 MHz frequency compared to at 50 MHz frequency. With the illustration of each MCM-L and MCM-D interconnect having 50 characteristic impedance, it was revealed that the most important geometrical variables to control the characteristic impedance of microstrip are eventually dielectric thickness and line width. In particular, the dielectric thickness of MCM-D interconnect must be controlled with tolerance below 2 m. It is clear that the attenuation does not give rise to signal distortion in the range of up to 500 MHz frequency for both MCM-L and MCM-D interconnects. However, the propagation delay is so significant that both MCM-L and MCM-D interconnects should be matched with load at the 500 MHz frequency. For the MCM-D interconnect, the crosstalk voltage would not be high to generate the wrong signal on the neighboring line at 500 MHz frequency, but the MCM-L interconnect could not be used due to severe crosstalk. Eventually, it is clear that the transmission line behavior must be studied for the design of MCM substrate at the 500 MHz frequency.

* 正會員, 韓國電子通信研究院 回路素子技術研究所
(Electronic Packaging Team, Micro-Electronics Technology Laboratory Electronics and Telecommu-

nications Research Institute)

接受日字:1998年6月2日, 수정완료일:1998年8月24日

I. 서론

MOS 트랜지스터의 비례축소(*scaling*)가 sub- μm 이하로 축소됨에 따라 VLSI 디바이스의 복잡성, 집적 밀도, 스위치속도 등은 계속 증가하고 있다^[1]. 최근 오프-칩 드라이버(*off-chip driver*)의 상승시간이 1 ns 이하인 고속 CMOS 가 등장함에 따라 전자시스템의 성능은 각각의 gate 속도 뿐만 아니라 칩 상호간의(*chip-to-chip*) 전송지연(*propagation delay*)에 큰 영향을 받게 되었다. 예를 들어 FR-4 (유전율 $\epsilon_r = 4.7$) PCB(*printed circuit board*)의 마이크로스트립 전송지연은 72 ps/cm 로 13.9 cm 의 배선은 1 ns 의 전송지연을 야기하게 된다. 그림 1은 칩내(*on-chip*)의 동작주파수와 칩과 보드간의 배선 요구주파수에 대한 기술추세를 나타낸 것이다^[2]. 현재 가장 널리 사용되는 PCB배선은 100 MHz 이상의 주파수에서는 설계가 쉽지 않다. 따라서, 칩 상호간의 전송지연을 줄일 수 있는 고속/고밀도 MCM(*Multichip Module*)의 필요성이 커지고 있고, 궁극적으로 MCM 개발은 전자시스템의 소형화, 경량화 추세에 보다 적극적인 대응방법으로도 인식되고 있다^[3,4,5]. 특히, MCM-D(*deposited*)의 배선에서는 폴리이미드($\epsilon_r = 3.5$), Benzocyclobutenes($\epsilon_r = 2.7$)^[6] 등과 같이 유전율이 낮은 유전체를 사용하므로 전송지연시간도 PCB에 비해 각각 14%, 24% 이상 줄일 수 있다.

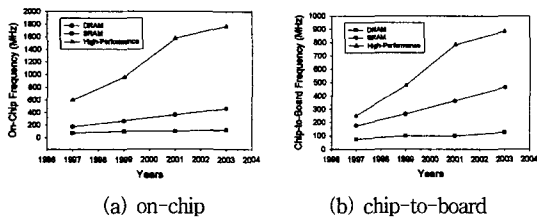


그림 1. 칩내 및 칩과 보드간의 요구주파수에 대한 기술추세
 Fig. 1. The roadmap of on-chip frequency and chip-to-board frequency.

그러나, 고밀도 배선에서는 단면적이 작아지면서 배선의 저항증가로 인한 전송손실이 증가하고, 또한 인접 배선과의 간격이 좁아져 누화(*crosstalk*)현상이 증가하게 된다. 특히 동작주파수가 높아지면, 금속의 표피효과(*skin effect*)에 의한 급속한 배선저항 증가로 전송감쇠(*attenuation*)가 증가하며 또한 신호의 파장이 MCM 배선길이 혹은 그 이하로 작아져 집중회로

모델(*lumped circuit model*) 대신에 전송선 모델(*transmission line model*)에 의한 배선해석이 필요하게 된다^[7,8].

따라서, 본 논문에서는 MCM-L(*laminated*)과 MCM-D 기판에 대해 고속 신호 전송특성을 분석하였다. 이들 기판은 기본적으로 마이크로스트립 구조를 사용하는데, PCB 제작기술에서 발전된 전자는 제조가 적이 저렴한 장점이 있고 박막기술에서 발전된 후자는 미세한 배선제작이 가능한 장점을 가지고 있어서 MCM 기판으로서 활용가능성이 아주 높다. MCM-L과 MCM-D의 마이크로스트립 구조에 적합한 특성 임피던스 실험식들로부터 고속 신호전송을 위해 MCM 기판의 배선설계에서 주요한 공정변수에 대해 논의하였다. 또한 마이크로스트립의 단위길이당 전송감쇠, 전송지연, 누화 등을 계산하여 실제적인 배선의 요구조건을 근거로 50MHz 주파수와 비교하여 500MHz 주파수에서 허용되는 MCM 기판의 최대 배선길이를 평가하였다.

II. MCM 배선 평가방법

그림 2는 MCM 기판의 배선에 사용되는 마이크로스트립의 단면구조와 변수를 나타낸 것이다.

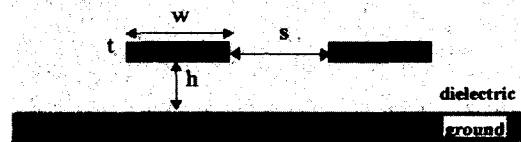


그림 2. 마이크로스트립의 단면구조와 변수
 Fig. 2. The cross-section and variables of microstrip.

표 1은 본 연구에서 MCM-L과 MCM-D 기판의 배선특성을 평가하기 위해서 채택한 배선의 치수인데, 이들의 설계규격은 양산성이 확보된 기술수준에서 미세한 패턴의 수준을 대표하는 것이다. 그런데, 고속신호 전송을 위해서는 배선의 특성 임피던스 제어가 필요한데, MCM 기판에서 특성 임피던스가 50Ω 이 되는 배선구조 중에서 $|Z/Z_0| < 0.1$ 이하를 만족하기 위한 제작 공정상의 오차범위를 평가하였다. 또한 이들 배선중에서 MCM-L과 MCM-D 공정을 고려하여 적합한 배선구조를 설정하여 전기적 특성을 평가하였

다. 배선의 전기적 특성에 대한 요구조건은 전자시스템 사용환경에 의존하기 때문에 일률적으로 규정은 어렵지만 표2에 제시된 요구조건은 MCM 배선설계에 유익한 지침으로 받아들일 수 있다^[9,10,11].

표 1. MCM-L와 MCM-D에서 전형적인 배선의 규격

Table 1. The specifications of typical microstrips for MCM-L and MCM-D.

		MCM-L	MCM-D
Trace	material	Cu	Cu
	w	100 μm	50 μm
	s	100 μm	40 μm
	t	12 μm	3 μm
Dielectric	material(ε _r)	BT-Resin(4.7)	BCB(2.7)
	h	200 μm	14 μm

표 2. 배선의 전기적 특성에 대한 요구조건

Table 2. The electrical requirements of interconnects.

	Criteria
Attenuation	-2 dB
Return Loss	-20 dB
Crosstalk	-20 dB
Delay time	0.5 tr (rising time)

III. 결과 및 토의

1. 특성 임피던스 (Z₀)와 제작 허용오차

마이크로스트립은 일정한 신호 전송경로와 용이한 제작성 때문에 고속소자(high-speed logic circuits)나 MCM의 배선으로 많이 사용되고 있다. 배선의 특성 임피던스는 사용환경에 따라 50 ~ 100Ω을 요구하는데, 고속 배선에서는 특성 임피던스의 오차범위를 ±10 % 이내가 바람직하다^[12]. 배선의 폭과 유전체 두께가 비슷하여 프링징 필드(fringing field) 효과를 무시할 수 없는 마이크로스트립의 경우에 그 구조에 따라 특성 임피던스를 계산한 실험식들이 제시되어 왔다. 본 연구에서 사용된 MCM-L 과 MCM-D 기판의 마이크로스트립의 기하학적 치수에 적합한 특성 임피던스 실험식은 각각 식(1)^[12], 식(2)^[13]로 나타낼 수 있고 표 1에 제시한 MCM-L과 MCM-D 배선의 특성 임피던스는 각각 90.3Ω, 37.7Ω이었다.

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln\left(\frac{5.98h}{0.8w + t}\right) \quad (\Omega) \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi(\epsilon_{eff})^{-1/2}}{(w_{eff}/h) + 1.393 + 0.667 \ln(1.444 + w_{eff}/h)} \quad (\Omega) \text{ for } w > h \quad (2)$$

$$\text{여기서, } \epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12h}{w_{eff}}\right)^{-1/2} + 0.04\left(1 - \frac{w_{eff}}{h}\right)^2 \right]$$

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t}\right)$$

배선 설계에서 특성 임피던스를 제어하는 이유는 부하와의 임피던스 부정합에 의한 반사손실량을 줄이기 위한 것이다. 배선의 반사손실량은 식(3)으로 계산되는데, 여기서 Z_L은 부하의 임피던스, Γ는 반사계수이다.

$$\text{Return Loss} = -20 \log |\Gamma| = -20 \log \left| \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \right| \text{ (dB)} \quad (3)$$

표 1에 제시된 MCM-L과 MCM-D 배선이 50Ω의 부하와 연결되었다고 할 때 반사계수와 반사손실량을 표3에 나타내었다. 두 배선은 모두 반사손실량이 20dB 보다 커서 전송지연시간이 신호 상승시간보다 작도록 배선길이를 짧게 하거나 신호상승시간이 짧은 고속신호에서는 반사에 의한 신호왜곡을 막기 위해서 특성 임피던스를 부하와 정합이 되도록 배선의 특성 임피던스를 조절해야한다.

표 3. 표 1에 제시된 MCM 배선의 반사계수와 반사손실량

Table 3. The reflection coefficients and return losses for MCM interconnects suggested in Table 1.

	MCM-L	MCM-D
반사계수	-0.29	0.14
반사손실량	-10.8 dB	-17.1 dB

식 (1)과 식 (2)로부터 마이크로스트립의 특성 임피던스는 배선의 폭과 두께, 유전체의 두께와 유전율에 밀접한 상관관계를 갖는 것을 알 수 있다. 마이크로스트립의 특성 임피던스는 유전체의 유전율, 배선의 폭, 배선의 두께 등이 증가하면 감소하고 유전체의 두께가 증가하면 증가하는 것을 알 수 있다. 그런데, MCM 기판구조에서는 배선의 두께는 특성 임피던스에 큰 영향을 미치지 않고, 유전율도 사용물질의 특성으로 결정되므로 MCM 배선의 특성 임피던스에 영향을 미치는 공정변수는 유전체의 두께와 배선의 폭이다. 표 4는 MCM-L과 MCM-D 기판에서 특성 임피던스 50

Ω 을 만족하는 배선의 예로서, 식 (1)과 식 (2)로부터 유전체의 두께와 배선의 폭의 조합을 구한 것이다. 그림 3은 표4에서 제시된 마이크로스트립 구조에서 특성 임피던스의 $45\Omega \sim 55\Omega$ ($|Z/Z_0| < 0.1$)이내의 배선을 위해서 필요한 유전체의 두께와 배선의 폭의 공정 허용오차를 계산하여 나타낸 것이다. 여기서, (a)와 (c)는 특성 임피던스가 50Ω 인 $h = h_0, w = w_0$ 배선에서 $w = w_0$ 는 정확하게 제작되었다고 가정할 때, h_0 변화에 따른 h 의 상한(upper limit)폭과 하한(lower limit)폭을 나타낸 것이며, 마찬가지로 (b)와 (d)는 $h = h_0$ 에서, w_0 변화에 따른 w 의 상한폭과 하한폭을 나타낸 것이다. 위의 결과로부터, 첫째 유전체의 두께나 배선의 폭의 허용오차가 MCM-D가 MCM-L 보다 약 5배 이상 작다는 것을 알 수 있다. 즉 배선밀도가 높아질 수록 특성 임피던스 제어가 어려워지는 것을 알 수 있다. 둘째 배선의 폭보다는 유전체의 두께 제어가 더욱 중요하다는 것을 알 수 있다. 특히 MCM-D 기판에서는 유전체의 두께 오차가 $\pm 2 \mu m$ 이내로 조절되어야 한다.

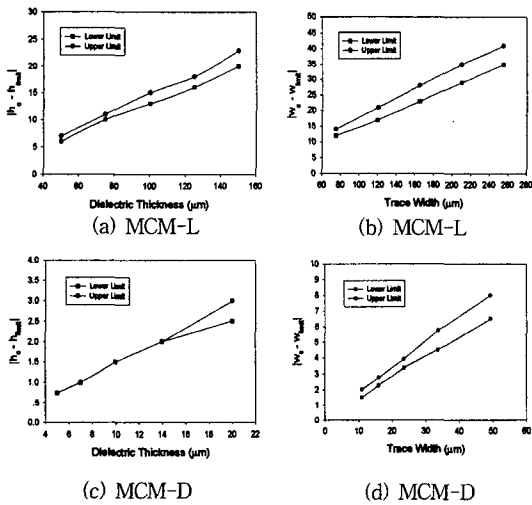


그림 3. MCM기판에서 $|Z/Z_0| < 0.1$ 를 만족하는 공정 오차

Fig. 3. The process tolerances satisfying $|Z/Z_0| < 0.1$ for MCM interconnects.

표 4에 제시된 배선구조 모두가 실제로 적용하기에는 MCM-L과 MCM-D 공정상의 제한으로 한계가 예상된다. 따라서, 본 논문에서는 특성 임피던스가 50Ω 인 MCM-L ($h = 75 \mu m, w = 120 \mu m$) 배선과 MCM-D($h = 14 \mu m, w = 33.8 \mu m$) 배선

을 실제로 제작 가능한 대표적인 배선으로 택하여 이들 배선의 전송감쇠, 전송지연, 누하, 주파수특성 등의 전기적 특성을 평가하여 이들의 요구조건에 의해 허용되는 MCM 배선의 임계길이를 분석하였다.

표 4. $Z_0 = 50\Omega$ 을 만족하는 MCM 배선의 예

Table 4. Examples of MCM interconnects satisfying $Z_0 = 50\Omega$.

MCM-L		MCM-D	
$h_0 (\mu m)$	$w_0 (\mu m)$	$h_0 (\mu m)$	$w_0 (\mu m)$
50	75	5	11
75	120	7	16
100	165	10	23.5
125	210	14	33.8
150	255	20	49.3

2. 전기적 요구조건에 따른 MCM 배선의 임계길이

1) 전송감쇠(Attenuation)

전송선에 의해 신호(전압 혹은 전류)의 손실정도는 전송감쇠 상수(α)로 평가되며 식(4)에서처럼 금속의 저항성분에 의한 전도손실(conductor loss)과 기판의 유전손실(dielectric loss)로 나누어지며, 특히 고주파에서는 표피효과가 주요원인이된다.

$$\alpha = \alpha_c + \alpha_d \quad (dB/m) \quad (4)$$

그런데, 전도손실은 마이크로스트립의 기하학적 구조에 의존하는데 식(5)와 식(6)은 MCM-L과 MCM-D에 적합한 계산식들이다^[14].

$$\alpha_c = \left[\frac{8.68R_s}{2\pi Z_0 h} \right] \left[1 - \left(\frac{w}{4h} \right) \right] \left[\frac{1 + \frac{h}{w} + h \left\{ \ln \left(\frac{4h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right\}}{\pi w} \right] \quad \text{for } \frac{1}{2\pi} < \frac{w}{h} < 2 \quad (5)$$

$$\alpha_c = \frac{8.68R_s/(Z_0 h)}{\left[\frac{w}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left(2\pi \left(0.94 + \frac{w}{2h} \right) \right) \right]^2} \left[\frac{w}{h} + \frac{w}{2h} \right] \left[1 + \frac{h}{w} + \frac{h \left\{ \ln \left(\frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right\}}{\pi w} \right] \quad \text{for } \frac{w}{h} > 2 \quad (6)$$

여기서, $R_s = \sqrt{w\mu_0/2\sigma} = \sqrt{\pi f\mu_0/\sigma}$ 이고, 구리의 전도 상수(σ)는 5.813×10^7 S/m 이며, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m 이다. 또한 유전손실에 의한 감쇠는 식 (7)로 주어지며,^[7] $\tan \delta$ 는 유전체의 tangent loss이다.

$$\alpha_d = \frac{8.68\pi f \epsilon_r (\epsilon_r - 1) \tan \delta}{c \sqrt{\epsilon_r (\epsilon_r - 1)}} \quad (dB/m) \quad (7)$$

위 식들에서 전도손실에 의한 감쇠는 유전체 두께와 특성 임피던스가 커지면 감소하고 유전율이 커지면 증가하는 것을 알 수 있다. 물론 배선두께가 커지면 감소하나 그 영향은 작은 것을 알 수 있다. 그런데, 유전손실에 비해 전도손실이 상대적으로 크므로 이에 대한 영향을 고려하기로 한다.

디지털 신호의 전송에서는 양호한 전송을 위해서는 최소한 3 번째 하모닉 주파수(3rd harmonic frequency)는 보존되는 것이 필요하다^[10]. 따라서 50 MHz와 500 MHz 디지털 신호의 3번째 하모닉 주파수인 150 MHz와 1500 MHz에서 전압강하가 20% (-2dB)이내이어야 한다. 표 5는 특성 임피던스가 50 Ω인 MCM-L과 MCM-D 기판에서 50 MHz와 500 MHz인 디지털 신호 전송을 위해서 각각 150 MHz와 1500 MHz 주파수에 대한 단위길이당 전송감쇠와 2dB 신호감소가 일어나는 배선의 임계길이를 계산한 값이다. 위 결과로부터 MCM-L이나 MCM-D은 모두 500 MHz 주파수까지는 전송감쇠로 인한 신호왜곡은 발생하지 않을 것으로 판단된다. 다만 단위길이당 전송감쇠는 MCM-D가 MCM-L보다 훨씬 심한 것을 알 수 있다.

표 5. $Z_0 = 50\Omega$ 배선에서 전송감쇠와 배선의 임계길이

Table 5. The attenuation and critical length of interconnect satisfying $Z_0 = 50\Omega$.

		MCM-L	MCM-D
150 MHz	α_c	1.99 dB/m	7.86 dB/m
	critical length	100 cm	25.4 cm
1500 MHz	α_c	6.29 dB/m	24.85 dB/m
	critical length	31.8 cm	8.0 cm

2) 전송지연(propagation delay)

전송선 손실을 무시하면 단위길이당 전송지연 시간 (t_d)는 $3.33\sqrt{\epsilon_r}$ (ns/m)로 주어지므로 MCM-L과 MCM-D 배선의 전송지연 시간을 계산할 수 있다. 그런데 전송선에 의해 전달된 신호는 배선의 임피던스 (Z_0)와 부하(Z_L) 차이에 의해 반사가 일어나며, 반사된 신호는 입력측에서 다시 내부저항(Z_s)과 배선의 임피던스의 차이로 부하측으로 재반사가 일어난다. $Z_s > Z_0$ 인 경우에는 전송지연이 발생하며 $Z_s < Z_0$ 인 경우에는 ringing 현상이 발생한다. 이처럼 배선의 특성 임피던스가 내부저항이나 부하와 정합이 되지 않은 경

우에 배선이 길면 전송지연이나 반사에 의해 overshooting 혹은 undershooting이 발생하므로 종단(termination)이나 damping 방법으로 신호왜곡을 줄여야 한다. 물론 $Z_0 = Z_L = Z_s$ 인 이상적인 경우에는 반사에 의한 신호왜곡은 일어나지 않는다. 배선의 길이가 충분히 짧아 반사된 신호가 신호의 상승(혹은 하강)시간이내에 도달할 경우 신호왜곡은 발생하지 않는다. 따라서, 종단되지 않은 배선에서 허용되는 배선의 최대 길이는 식(8)로 구할 수 있다^[15].

$$l_{max} \leq \frac{t_r}{2t_d} = \frac{10^9 \cdot t_r}{6.66\sqrt{\epsilon_r}} \quad (m) \quad (8)$$

동작주파수에 따른 신호상승시간은 시스템 사용환경에 따라 다르기 때문에 이를 규정하기가 어렵지만 clock 주기의 1/10로 가정하면 큰 무리는 없다고 한다^[16]. 따라서 본 논문에서는 50 MHz, 500MHz의 t_r 을 각각 2ns, 0.2ns 로 가정하여 배선의 최대길이를 계산하였고, 그 결과는 표 6에 나타내었다. 그런데 동작주파수가 높아지면 파장이 MCM 배선길이 정도 혹은 그 이하로 작아져 전송선 모델링이 필요한데, Bakoglu^[17]는 임의의 배선길이에서 전송지연시간이 신호상승시간(t_r)의 20 ~ 40 % 보다 큰 경우에 해당된다고 하므로 $l_{critical} = 0.4 \cdot v \cdot t_r$ 조건에서 전송선 모델이 필요한 배선길이를 계산하여 표 6에 나타내었다.

표 6. $T_d < 0.5 t_r$ 을 만족하는 배선의 임계길이와 전송선 모델링이 필요한 배선길이

Table 6. The critical lengths satisfying $T_d < 0.5 t_r$ and needing the transmission line model.

	MCM-L		MCM-D	
	50 MHz	500 MHz	50 MHz	500 MHz
Delay	13.8 cm	1.4 cm	18.3 cm	1.8 cm
Transmission	11.1 cm	1.1 cm	14.6 cm	1.5 cm

위 결과에서 알 수 있듯이 수 cm 크기의 MCM 기판에서 50 MHz 디지털 신호전송은 전송지연에 의한 문제가 없지만 500MHz에서는 전송지연이 심해 부하와 배선의 특성 임피던스 정합 뿐만 아니라 전송선 모델에 의한 배선의 특성을 해석하는 것이 필요한 것을 알 수 있다.

3) 누화(crosstalk)

누화는 인접 전송선사이의 상호 커패시턴스와 상호

인덕턴스에 의해 발생한다. 길이가 l 이고 전송시간이 T_d 인 구동전송선에 의해 임의의 거리(x)와 시간(t)에서 인접한 비구동 전송선에 발생하는 누화 전압은 식(9)로 주어진다^[10].

$$V(x, t) = K_{fx} V(t - T_d \frac{x}{l}) + K_{rx} [V(t - T_d \frac{x}{l}) - V(t - 2T_d + T_d \frac{x}{l})] \quad (9)$$

여기서, $K_n = \frac{1}{4} (\frac{L_m}{L} + \frac{C_m}{C})$, $K_f = \frac{1}{2v} (\frac{L_m}{L} - \frac{C_m}{C})$; $v = \sqrt{LC}$ 이다.

근거리 누화(near end crosstalk, $x=0$)와 원거리 누화(far end crosstalk, $x = l$)는 각각 식(10)과 식(11)로 주어진다.

$$V_n(0, t) = K_n [V(t) - V(t - 2T_d)] \quad (10)$$

$$V_f(l, t) = K_f l \dot{V}(t - T_d) \quad (11)$$

신호가 균일한 매체를 통해 전파될 때 $C_m/C = L_m/L$ 의 관계를 가져 $K_n = C_m/2C$ 이고 $K_f = 0$ 되서 원거리 누화는 발생하지 않는다. 그런데 마이크로스트립 구조처럼 비균일 매체를 통해 전파되면 $C_m/C \neq L_m/L$ 이므로 원거리 누화가 동시에 발생하게 된다. 따라서, 누화를 줄이기 위해서는 인접 배선과의 거리를 멀게 하고 그라운드를 배선에 가깝게 하여 C_m/C 와 L_m/L 를 가능한 작게 되도록 하는 배선 구조를 설계하는 것이 중요하다.

본 논문에서는 그림 4와 같은 등가회로로 마이크로스트립 배선을 가정하여 누화를 SPICE 해석으로 계산하였다. 이때 마이크로스트립의 인덕턴스와 캐패시턴스는 식(12)^[18], 식(13)^[18], 식(14)^[14], 식(15)^[14]로부터 구하였고 단위길이당 기생인자(parasitic parameters)는 표 7에 나타내었다.

$$\frac{L_{self}}{l} = \frac{1.26 \times 10^{-6}}{K_f} \cdot \left(\frac{h}{w}\right), (H/m) \quad (12)$$

$$\frac{L_m}{l} = \frac{\mu_r \mu_0}{4\pi} \ln \left[1 + \left(\frac{2h}{s}\right) \right], (H/m) \quad (13)$$

$$\frac{C_{self}}{l} = \epsilon_r \epsilon_0 \left[1.15 \left(\frac{w}{h}\right) + 2.80 \left(\frac{t}{h}\right) \right], (F/m) \quad (14)$$

$$\frac{C_m}{l} = \epsilon_r \epsilon_0 \left[\frac{w}{h} + 0.83 \left(\frac{t}{h}\right) - 0.07 \left(\frac{t}{h}\right) \right] \cdot \left(\frac{s}{h}\right)^{-1.34}, (F/m) \quad (15)$$

여기서 K_f 는 마이크로스트립에서 배선과 그라운드 면사이의 프링징 인자(fringing factor) 인데, MCM-L과 MCM-D 배선에서는 각각 2.1, 1.5를 사용하였

다. 또한 인접 배선과의 거리(s)는 배선폭과 같게 가정하였다.

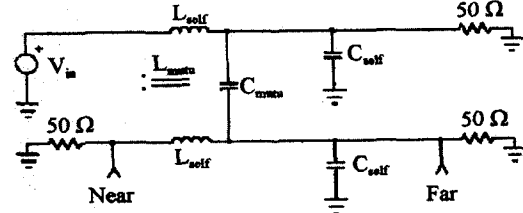


그림 4. SPICE를 이용한 누화해석에 사용한 등가회로
Fig. 4. The equivalent circuit to analyze the crosstalk using SPICE simulation.

표 7. $Z_0 = 50\Omega$ 배선의 기생인자

Table 7. The parasitic parameters of MCM interconnects satisfying $Z_0 = 50\Omega$.

	MCM-L	MCM-D
C_{self}	1.54×10^{-10} F/m	1.14×10^{-10} F/m
C_{mutual}	2.97×10^{-12} F/m	1.47×10^{-12} F/m
L_{self}	3.75×10^{-7} H/m	3.47×10^{-7} H/m
L_{mutual}	9.41×10^{-8} H/m	5.23×10^{-8} H/m

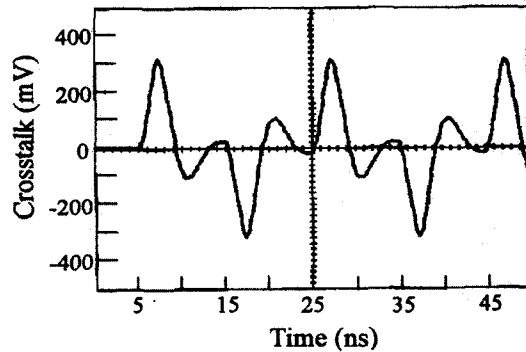


그림 5. MCM-L에서 50 MHz 신호에 의한 누화 해석 결과

Fig. 5. The result of crosstalk in the case of MCM-L interconnects at 50 MHz frequency.

그림 5는 배선길이가 15 cm인 MCM-L기판에서 50 MHz 디지털 신호가 구동될 때 인접 배선에서의 근거리 누화를 나타낸 것으로 최고 0.32 V가 발생하였다. 3.3 V 동작전압에서 SPICE 분석결과, MCM-L 기판은 50 MHz 에서는 배선길이가 16 cm 이상에서는 0.33V 이상이 발생하였고 500 MHz 에서는 1 cm 이하에서도 누화가 발생하여 배선으로 사용하기가

불가능한 것으로 판명되었다. 반면에 MCM-D 배선에서는 500 MHz 까지도 누화가 0.3 V 이하로 누화에 의한 신호왜곡은 없을 것으로 기대된다. MCM-L이 MCM-D 보다 누화가 심한 것은 인접배선과의 인덕턴스의 커플링 정도를 나타내는 커플링인자(coupling factor), 즉 $K_c = L_m / \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ 가 MCM-L은 0.251로써 MCM-D의 0.151보다 큰 것에 기인하는데, MCM-L의 유전층이 두꺼워 그라운드면의 효과가 상대적으로 작기 때문이다.

해져 부하와의 특성 임피던스 정합이 꼭 필요한 것을 알 수 있다. 게다가 MCM-L은 누화가 심해 실제로 기판으로 사용이 불가능할 것으로 예상된다. 그리고 수백 MHz이상의 고속 MCM 개발을 위해서는 전송선 모델에 의한 배선 특성 해석이 필요한 것을 알 수 있었다.

지금까지 MCM-L과 MCM-D 기판에서 각각 하나의 대표적인 마이크로 스트립 구조에 대해 분석한 것인데, 고속 MCM 개발을 위해서는 배선의 특성 임피던스를 고려한 배선설계를 통해 신호 안정성이 확보된 기판제작을 할 수 있을 것으로 기대된다.

IV. 결 론

MCM 개발에서 동작주파수가 증가함에 따라 신호 감소, 신호지연, 누화 등에 의한 신호왜곡을 줄이는 노력이 필요하다. 그 중에서도 신호의 전송지연에 따른 신호왜곡을 방지하기 위해서는 배선의 특성 임피던스와 부하의 정합이 필요하다. MCM 기판의 배선제작에서 마이크로스트립의 특성 임피던스는 유전체의 두께와 배선의 폭이 가장 큰 영향을 미치는 것을 알 수 있었다. 특성 임피던스의 $45\Omega \sim 55\Omega$ (오차 $\pm 5\%$) 이내의 배선을 위한 공정오차는 MCM-D가 MCM-L보다 약 5배 이상 작고, 특히 고밀도 MCM-D 기판에서는 유전체의 두께가 $\pm 2 \mu m$ 이내로 조절되어야 한다.

특성 임피던스가 50Ω 인 MCM-L ($h = 75 \mu m$, $w = 120 \mu m$) 배선과 MCM-D($h = 14 \mu m$, $w = 33.8 \mu m$) 배선에서 50 MHz와 500 MHz 디지털 신호 전송을 위한 전기적 특성은 다음과 같이 요약할 수 있었다. 1) MCM-L이나 MCM-D 모두 500 MHz 주파수까지 전송감쇠가 문제를 야기하지 않는다. 2) 전송지연에 따른 신호왜곡은 50 MHz 주파수에서는 문제가 되지 않으나 500MHz에서는 부하와 배선의 특성 임피던스 정합이 필요하고, 또한 전송선 모델에 의한 배선의 전기적 특성 해석이 필요한 것을 알 수 있었다. 3) 누화 측면에서 MCM-L 기판은 50 MHz 주파수에서는 배선길이가 15cm 이내이어야 500 MHz에서는 기판으로 사용이 불가능하였다. 반면에 MCM-D 배선은 500 MHz 에서도 누화는 문제가 되지 않는데, MCM-D 기판의 유전층이 얇아 그라운드면 효과로 인덕턴스 커플링이 상대적으로 작기 때문이다.

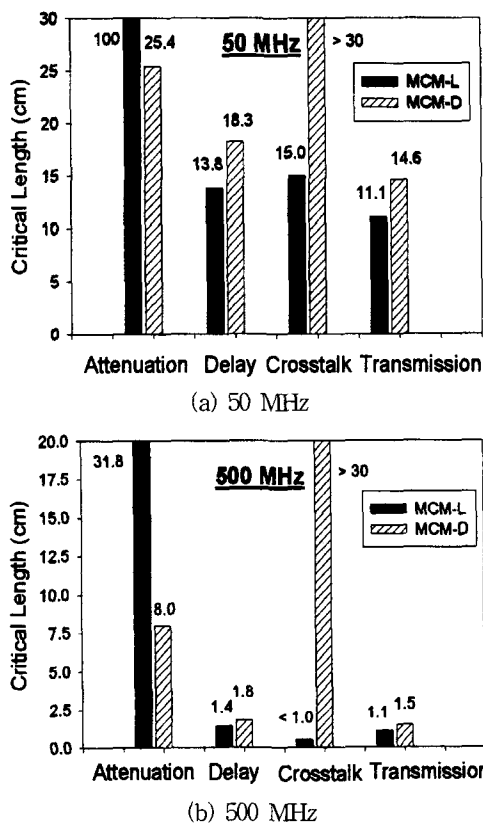


그림 6. 동작 주파수별 MCM 배선의 요구조건에 따른 배선의 임계길이
Fig. 6. The critical lengths of MCM interconnects with respect to electrical requirements.

그림 6은 지금까지 분석한 전송감쇠, 전송지연, 누화 등에 의한 배선 임계길이와 전송선 모델이 필요한 배선길이를 종합적으로 나타낸 것이다. 50 MHz 동작 주파수에서는 10cm 이하의 MCM 기판에서는 MCM-L이나 MCM-D 모두 신호전송에 문제가 발생하지는 않을 것으로 보여진다. 그러나, 500 MHz 동작 주파수에서는 MCM-L과 MCM-D 모두 전송지연이 심

결론적으로, 수백 MHz 고속 신호전송이 필요한 MCM 개발을 위해서는 칩 상호간의 신호특성에 따라 적절한 배선 구조설계가 요구되며, 특히 전송선 모델링에 의한 배선 특성평가와 배선의 임피던스 제어가 필수적임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] Deepak Nayak, et al, "Calculation of Electrical Parameters of a Thin-Film Multichip Package", IEEE Trans. on CPMT, vol. 12(2), pp. 303-309, 1989.
- [2] *The National Technology Roadmap For Semiconductors*, Semiconductor Industry Association(SIA), pp. 16, 1997.
- [3] Eric D. Perfecto, et al., "A High Performance MCM-D/C Application", IEEE Trans. on CPMT, Part B, vol. 21(1), pp. 20-27, 1998.
- [4] Andreas Thiel, et al., "MCM-L as a Cost-Effective Solution for High-Speed Digital Design", IEEE Innovative Systems in Silicon Conference, pp. 330-340, 1996.
- [5] Yee L. Low and R.C. Frye, "Signal Integrity and Power Distribution System Analyses for a 4X4 ATM Switch MCM", Int'l Conf. on Multichip Modules, pp. 278-283, 1997.
- [6] Andrew J.G. Strandjor, et al, "Process Optimization and Systems Integration of a Copper/Photosensitive Benzocyclobutene MCM-D: Dielectric Processing, Metallization, Solder Bumping, Device Assembly, and Testing", The Int'l Journal of Micro. and Electronic Pack., vol. 19(3), pp. 260-280, 1996.
- [7] D.M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison-Wesley Publishing Company, New York, 1993.
- [8] Eric Beyne, and Joris Peeters, "Transmission Line Analysis of MCM Interconnects", IEEE 43rd Proc. of ECTC, pp. 1022-1029, 1993.
- [9] Barry K. Gilbert, et al., "Implementation of a Gallium Arsenide Multichip Digital Circuit Operation at 500-1000MHz Clock Rates Using a Si/Cu/SiO₂ MCM-D Technology", IEEE Trans. on CPMT, Part B, vol. 20(1), pp. 17-27, 1997.
- [10] T.R. Haller, et al., "High-Frequency Performance of GE High-Density Interconnect Modules", IEEE 42nd Proc. of ECTC, pp. 136-143, 1992.
- [11] N. Sugiura, "Electrical Evaluation for Wiring of Multichip Module", The Int'l Journal of Micro. and Electronic Pack., vol. 19(1), pp. 57-63, 1996.
- [12] H.R.Kaupp, "Characteristics of Microstrip Transmission Lines", IEEE Trans. on Electronic Computers, vol. EC-16(2), pp. 185-193, 1967.
- [13] Kai Chang, *Microwave Solid-State Circuits and Applications*, John Wiley & Sons, New York, 1994.
- [14] A.K. Goel, *High-Speed VLSI Interconnections*, John Wiley & Sons Inc., New York, 1994.
- [15] William R.Blood, Jr., *MECL System Design Book*, Motorola Inc., 1983.
- [16] *HSPICE User's Manual*, vol. 2, pp. 2-44, Meta-Software Inc., 1992.
- [17] H.B. Bakoglu, *Circuits, Interconnections, and Packaging for VLSI*, Addison-Wesley Publishing Company, New York, 1993.
- [18] Charles S. Walker, *Capacitance, Inductance, and Crosstalk Analysis*, Artech House Inc., 1990.

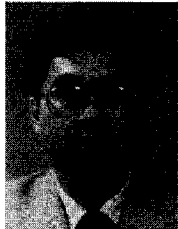
저 자 소 개

李 榮 敏(正會員)

1964年 3月 21日生. 1987年 2月 서울대학교 금속공학과 학사. 1989年 2月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 석사. 1993年 8月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 박사. 1993年 11月 ~ 1987年 11月 삼성전자 반도체총괄사업부 패키지개발팀, 선임연구원. 1997年 12月 ~ 현재 한국전자통신연구원(ETRI) 회로소자연구소 전자소자패키징팀, 선임연구원. 주관심분야는 MCM 회로설계, Wafer Level Packaging, Flip Chip Bonding, 초고주파 패키지

朴 性 洙(正會員)

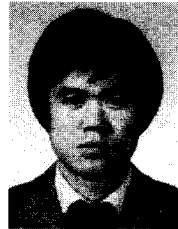
1961年 10月 30日生. 1984年 2月 연세대학교 금속공학과 학사. 1986年 2月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 석사. 1992年 2月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 박사. 1993年 2月 ~ 현재 한국전자통신연구원(ETRI) 회로소자연구소 전자소자패키징팀, 선임연구원. 주관심분야는 전자소자패키징, 초고주파 패키지설계, 초고속 광패키지, MCM 설계



朱 哲 源(正會員)

1954年 6月 17日生. 1977年 2月 釜山大 化工學 學士. 1990年 8月 釜山大 電子공학과 碩士. 1977年 7月 ~ 1982年 4月 LG精密中央研究所 技佐. 1982年 5月 ~ 현재 韓國電子通信研究所 責任研究員. 주관심분야는 실리콘 반도체소자 신뢰성이론 및 시험기술, 전자이주현상 분석기술, 멀티칩모듈 제조기술

실리콘 반도체소자 신뢰성이론 및 시험기술, 전자이주현상 분석기술, 멀티칩모듈 제조기술



李 相 福(正會員)

1965年 11月 15日生. 1996年 2月 韓南大 電子計算工學科 學士. 1983年 4月 ~ 현재 韓國電子通信研究院 技術員. 주관심분야는 실리콘 반도체소자 신뢰성이론 및 시험기술, 멀티칩모듈 설계기술

白 種 泰(正會員)

1956年 5月 16 日生. 1980年 2月 한양대학교 금속공학과 학사. 1982年 2月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 석사. 1996年 3月 한국과학기술원(KAIST) 재료공학과 박사. 1982年 ~ 1998년 6월 한국전자통신연구원(ETRI) 회로소자연구소 미세구조연구실장 책임연구원. 1998년 7월 ~ 현재 정신문화연구원. 주관심분야는 미세구동소자, 미세감지소자

金 輔 佑(正會員) 電子工學會誌 25卷 7號 pp106 參照