

구부러진 전송선에서 비아 홀 펜스에 의한 누화 감소 해석

Analysis of Crosstalk Reduction by Metal Filled Via Hole Fence in Bent Transmission Lines

김 종 호 · 한 재 권 · 박 동 철

Jong-Ho Kim · Jae-Kwon Han · Dong-Chul Park

요 약

다중 전송선들로 회로를 구성할 경우 필요에 의해 중간 부분이 구부러진 형태를 갖기도 하는데, 이때의 누화는 금속으로 채워진 비아 홀 펜스를 전송선 사이에 위치시킴으로써 감소시킬 수 있다. 이러한 효과를 해석하기 위하여 비아 홀 펜스를 포함한 다중 전송선을 구간별로 나누고, 전송선 구간을 위한 회로 개념 접근법과 비아 홀 구간을 위한 임피던스 모델링을 이용하고, 각 구간을 ABCD 행렬로 나타내어 직렬 연결하는 방법을 제안하였다. 마지막으로 이 방법에 의한 최종 계산 결과가 일부 저주파 대역을 제외하고 대략 3 dB 이내의 범위로 측정 결과와 일치함을 확인하였다.

Abstract

The crosstalk between bent transmission lines and the effects of additional trace with the metal filled via holes on alleviating the crosstalk are investigated using the circuit concept approach for transmission line sections and impedance modeling for via hole sections. All sections are represented by ABCD matrices and then cascaded. Finally the calculated results by proposed method are confirmed that they agree with the measured results in less than 3 dB except a band of low frequency.

Key words : Crosstalk, Bent Transmission Line, Circuit Concept Approach, ABCD Matrix

I. 서 론

최근의 전기, 전자 및 정보 통신 기술의 급속한 발전에 의해 고속 디지털 인쇄 회로 기판(Printed Circuit Board: PCB)의 사용이 증가되고 있으며 여기에 쓰이는 각종 기기 및 부품들의 패턴이 점점 고집적화 되고, 고속 데이터 전송을 위해 사용 신호의 성분이 높은 주파수 영역으로 확장됨에 따라 불요 전자파 문제가 많이 발생되고 있다. 고속 디지털 PCB에서 전송선들은 평행한 형태뿐만 아니라 필요한 회로를 구성하기 위해 구부러진 형태를 갖기도 한다. 그러므로 이러한 전송선들 사이에 나타나는 누화

(crosstalk)는 점점 복잡해질 뿐만 아니라 가장 해석하기 힘든 문제 중의 하나로 부각되고 있다.

다중 전송선의 결합 문제는 Paul^[1]에 의해 많이 연구되었다. 이때 누설 전자파의 파장은 전송선의 단면적에 비해 훨씬 크다고 가정하였으며, 이 가정은 대부분의 실제 상황에 적용될 수 있다. Kami^{[2],[3]}는 회로 개념을 이용하여 두 전송선 사이의 결합 또는 외부 전자파가 전송선에 미치는 영향을 해석하였고, 최근에는 이것을 다중 전송선까지 확장하여 해석한 연구 결과가 발표되었다^[4]. Kami의 회로 개념을 이용하여 전송선 문제를 해석하면 기존의 수치 해석 방법들이 가졌던 복잡하지만 제한적으로 이용할 수

「본 연구는 대학 IT 연구 센터인 충남대학교 전자파 환경기술 연구센터의 지원으로 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20050905-099

· 수정완료일자 : 2005년 10월 21일

밖에 없었던 점을 해결할 수 있어서 전송선 형태가 비평행, 임의의 형태인 경우에도 간단하게 해석할 수 있게 되었고^[5], 본인은 이를 응용하여 ABCD 행렬과 비아 홀의 임피던스 모델링을 통해서 비아 홀 펜스에 의한 영향을 해석할 수 있는 방법을 제안하였다^[6].

본 연구는 ABCD 행렬과 비아 홀의 임피던스 모델링을 이용하여 전송선이 구부러진 형태에 대해서도 다중 전송선의 누화 해석이 가능함을 보였다. 구부러진 전송선들을 전송선 구간, 비아 홀 구간, 그리고 구부러진 지점에 의해 나뉘지는 전송선 구간으로 분류하고 전송선 구간은 회로 개념 접근법을 이용하여 누화를 ABCD 행렬로 나타내고, 비아 홀 부분은 임피던스 모델링을 이용하여 ABCD 행렬로 나타낸 후, 각각을 직렬 연결시킴으로써 해석이 가능하여, 방법^[6]의 응용 영역의 확대를 시도하였다.

II. 다중 전송선의 누화 해석

그림 1처럼 같은 그라운드 위에 다중 전송 선로가 임의의 방향으로 놓여 있는 경우 전송선 간의 누화가 매우 미약하다고 가정하면 각각의 전송선은 인접한 전송선의 영향을 받지 않고 근사적으로 독립적인 임피던스를 갖는다고 생각할 수 있다.

또한, 어느 한 전송선에 영향을 주는 전자기파는 인접한 모든 전송선으로부터 발생한 전자기파로 간

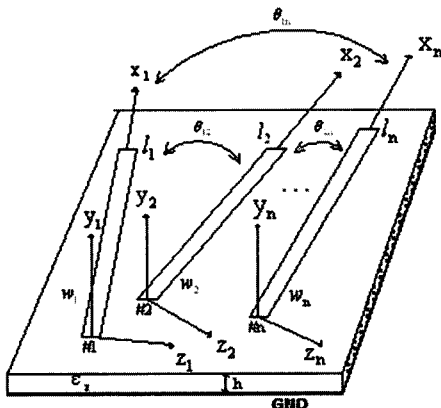


그림 1. 임의의 방향으로 놓여져 있는 다중 전송선 모델
Fig. 1. Multitransmission lines model with arbitrary direction.

주할 수 있다. 따라서 #1 전송선의 선전압과 선전류는 다음과 같은 수식으로 표현될 수 있다^{[2],[6]}.

$$-\frac{d}{dx} \begin{bmatrix} V_1(x) \\ I_1(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & j\omega L_1 \\ j\omega C_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(x) \\ I_1(x) \end{bmatrix} + \sum_{i=2}^n \begin{bmatrix} V_{\beta_i}(x) \\ I_{\beta_i}(x) \end{bmatrix} \quad (1)$$

식 (1)의 우변의 두 번째 항은 #1 전송선을 제외한 모든 전송선에 흐르는 전류로부터 발생한 전자기파의 영향을 고려해 넣은 수식이다. 식 (1)의 일반 해는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = F_1(l_1) \cdot \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \end{bmatrix} - \sum_{i=2}^n \int_0^{l_1} F_1(x_i) \cdot \begin{bmatrix} V_{\beta_i}(x_i) \\ I_{\beta_i}(x_i) \end{bmatrix} dx_i \quad (2)$$

여기서 F_1 은 다음과 같은 체인 행렬이다.

$$F_1(x_1) = \begin{bmatrix} \cos \beta_1 x_1 & jZ_{01} \sin \beta_1 x_1 \\ j \sin \beta_1 x_1 / Z_{01} & \cos \beta_1 x_1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

전송선이 두 개인 경우처럼 #1 전송선을 제외한 모든 인접한 전송선에서 발생한 전자기파에 의한 영향을 벡터 포텐셜을 이용하여 계산한다. 인접한 전송선중 i 번째 전송선에서 발생하는 전자기파를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{\beta_i}(x_i) \\ I_{\beta_i}(x_i) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega \left\{ \int_0^{l_i} \left(\frac{\partial A_{y_i}}{\partial x} - \frac{\partial A_{x_i}}{\partial y} \right) dy' \right\} \\ j\omega C_1 \left\{ -j\omega \int_0^{l_i} A_{y_i} dy' + \frac{(\nabla \cdot \vec{A}_i)|_0}{j\omega \mu \epsilon} \right\} \end{bmatrix} \quad (4)$$

벡터 포텐셜의 x 성분에 대한 수식은 다음과 같다.

$$A_{x_i} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \int_0^{l_i} I_1(x'_1) \frac{\exp(-jkR_{11})}{R_{11}} dx'_1 - \int_0^{l_i} I_1(x'_1) \frac{\exp(-jkR_{12})}{R_{12}} dx'_1 \right\} \quad (5)$$

여기서,

$$R_{11} = \sqrt{(x_i - x'_1)^2 + (y_i - h)^2 + z_i^2} \\ R_{12} = \sqrt{(x_i - x'_1)^2 + (y_i + h)^2 + z_i^2} \quad (6)$$

이며 벡터 포텐셜의 y 성분에 대한 수식은 다음과 같다.

$$A_{y_1} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \int_{-h}^h I_i(0) \frac{\exp(-jkR_{y_1})}{R_{y_1}} dy' - \int_{-h}^h I_i(l_i) \frac{\exp(-jkR_{y_2})}{R_{y_2}} dy' \right\} \quad (7)$$

여기서,

$$R_{y_1} = \sqrt{x_i^2 + (y_i - y_i')^2 + z_i^2}$$

$$R_{y_2} = \sqrt{(x_i - l_i)^2 + (y_i - y_i')^2 + z_i^2} \quad (8)$$

벡터 포텐셜을 나타낸 식 (5)와 식 (7)은 (x_i, y_i, z_i) 좌표계와 (x_i, y_i, z_i) 좌표계 사이의 다음과 같은 관계식을 이용하여 (x_i, y_i, z_i) 좌표계의 값을 (x_i, y_i, z_i) 좌표계의 값으로 바꿀 수 있다.

$$\begin{bmatrix} A_{x_1} \\ A_{y_1} \\ A_{z_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{x_2} \\ A_{y_2} \\ A_{z_2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

식 (5)와 식 (7)을 식 (2)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 행렬 방정식의 형태로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{11} \\ c_{11} & d_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \end{bmatrix} + \sum_{i=2}^n \begin{bmatrix} a_{i1} & b_{i1} \\ c_{i1} & d_{i1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_i(l_i) \\ I_i(l_i) \end{bmatrix} \quad (10)$$

같은 방법으로 나머지 전송선에 대해 적용하면 식 (10)과 유사한 방정식들을 얻을 수 있고 이 방정식들을 종합해서 다시 정리하면 결국 다음과 같은 $2n$ 단자 파라미터 행렬 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ V_2(0) \\ \vdots \\ V_n(0) \\ I_1(0) \\ I_2(0) \\ \vdots \\ I_n(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1n} & b_{11} & b_{12} & \cdots & b_{1n} \\ a_{21} & a_{22} & & & b_{21} & b_{22} & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & & \cdots & a_{nn} & b_{n1} & & \cdots & b_{nn} \\ c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1n} & d_{11} & d_{12} & \cdots & d_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & & & d_{21} & d_{22} & & \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n1} & & \cdots & c_{nn} & d_{n1} & & \cdots & d_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ V_2(l_2) \\ \vdots \\ V_n(l_n) \\ I_1(l_1) \\ I_2(l_2) \\ \vdots \\ I_n(l_n) \end{bmatrix} \quad (11)$$

위 방정식에 경계조건을 대입하면 각 단자의 중단 전압과 중단 전류를 얻어낼 수 있다.

III. 구부러진 전송선들과 비아 홀 펜스에 대한 해석 방법

PCB 위에 있는 구부러진 전송선과 비아 홀 펜스

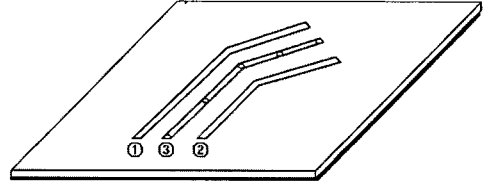
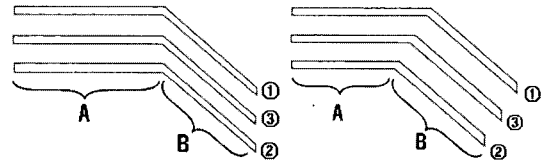


그림 2. PCB 위의 구부러진 두 개의 전송선(①, ②)과 비아 홀 펜스(③)

Fig. 2. Two bent transmission lines(①, ②) and a via hole fence(③) on a PCB.



(a) 같은 결합 길이 다른 특성 임피던스
(b) 다른 결합 길이, 같은 특성 임피던스
(a) Same coupling length different characteristic impedance
(b) Different coupling length, same characteristic impedance

그림 3. 구부러진 전송선의 두 형태

Fig. 3. Two types of bent transmission lines.

의 형태를 그림 2에 나타내었다. 여기에서 ①과 ②는 전송선이고 ③은 비아 홀 펜스이다. 이러한 구조는 구부러진 지점을 중심으로 그림 3(a)와 (b)로 구분할 수 있다. (a)는 A 부분의 길이는 세 라인이 모두 같지만 A 부분과 B 부분의 특성 임피던스가 서로 다르며 라인간 간격이 다르다. 그러나 (b)의 경우는 A 부분의 결합 길이가 모두 다르지만 A 부분과 B 부분의 특성 임피던스는 서로 같고 라인간 간격이 같다. 여기서는 결합 길이는 다르지만 특성 임피던스 및 라인간 간격이 일정한 (b)의 형태를 위주로 해석하였다.

비아 홀 펜스에 대한 해석 방법은 비아 홀을 임피던스 모델링 하여 ABCD 행렬로 표현한 후 이를 전송선 부분의 ABCD 행렬과 직렬 연결하여 해석할 수 있다. 금속으로 채워진 비아 홀의 반지름이 r_w 이고 표피 깊이(skin depth)를 δ 라고 하면 단위길이당 임피던스 Z_{via} 는^[1]

$$Z_{via} = r + j\omega l \quad (12)$$

여기서 $r_w \leq 2\delta$ 인 경우에 $r = 1/\sigma\pi r_w^2 \Omega/m$, $l = \mu_0/8\pi H/m$ 이고, $r_w \geq 2\delta$ 인 경우는 $r = 1/2\pi r_w \sigma \delta = 1/2r_w$

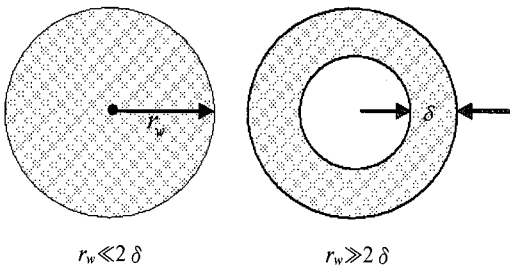


그림 4. 도선의 단면과 표피 깊이

Fig. 4. Cross-sectional view of wire and skin depth.

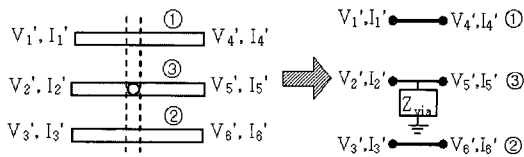


그림 5. 비아 홀의 모델링

Fig. 5. Modeling of via hole.

$\cdot \sqrt{\mu/\pi\sigma} \sqrt{f} \Omega/m, l = 1/4\pi r_w = \sqrt{\mu/\pi\sigma} \sqrt{f} H/m$ 가 된다.

이러한 비아 홀이 갖는 임피던스를 이용하여 ABCD 행렬로 표현하기 위해서 단자간의 전압과 전류 관계를 그림 5처럼 정의하고, 각 도선의 길이가 매우 짧으므로 도선간 누화는 없다고 가정하면 $V_1 = V_4, V_2 = V_5, V_3 = V_6, I_1 = I_4, I_2 = V_5/Z_{via} + I_5, I_3 = I_6$ 가 되며 전체 ABCD 행렬로 표현하면 다음의 식 (13)이 된다.

$$\begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \\ V_3' \\ I_1' \\ I_2' \\ I_3' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{via} \begin{bmatrix} V_4' \\ V_5' \\ V_6' \\ I_4' \\ I_5' \\ I_6' \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{via} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/Z_{via} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

IV. 계산 및 측정 결과

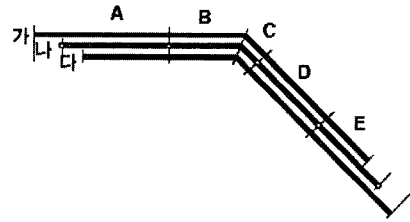


그림 6. 측정 및 계산에 사용된 구부러진 전송선의 구조

Fig. 6. Structure of bent transmission lines for measurement and calculation.

측정 및 계산을 위해 그림 6의 구부러진 전송선과 비아 홀 펜스 구조를 선택하였다. 전송선의 폭은 0.381 mm, 선간 간격은 1.143 mm, 길이는 모두 10 cm이고, 기판의 두께는 1.2 mm, 유전율은 4.6, 구부러진 각은 45°, 전송선 "가"와 "나", "나"와 "다"는 각각 0.5 cm 씩 시작점이 차이하고, 비아 홀 펜스로 사용된 전송선 "나"에서 비아 홀의 간격은 비아 홀의 개수에 따라 달라지는데, 2개일 경우는 10 cm, 3개일 경우는 5 cm, 5개일 경우는 2.5 cm로 균일하게 위치하도록 하였다.

그림 6의 전송선은 비아 홀 및 구부러진 지점에서 구간별로 나누었고 이때의 각 구간의 길이는 표 1에 나타난 바와 같다.

여기서 "2 line no via"는 전송선 "가"와 전송선 "다"만 있을 때를 나타내며 구간도 구간 A와 구간 B를

표 1. 구간별 길이(단위: cm)

Table 1. Length of each section(unit: cm).

	A	B	C	D	E	
2 line no via	가	5	5			
	다	3.87	6.13			
3 line 2 vias	가	5	5			
	나	4.44	5.56			
	다	3.87	6.13			
3 line 3 vias	가	5	0.63	4.37		
	나	4.44	0.56	5		
	다	3.87	0.5	5.63		
3 line 5 vias	가	3	2	0.63	2.5	1.87
	나	2.5	1.94	0.56	2.5	2.5
	다	2	1.87	0.5	2.5	3.13

합쳐서 하나의 구간으로 하고 나머지 구간 C, D, E를 합쳐서 다른 하나의 구간으로 하여 총 두 개의 구간으로 나누었고, "3 line 2 vias"는 비아 홀 펜스로 사용된 가운데 선의 양 끝에만 비아 홀을 설치한 것으로 구간 나눔은 "2 line no via"와 같으며, "3 line 3 vias"는 가운데 선에 비아 홀을 하나 더 추가하여 3개의 비아 홀이 5 cm의 간격으로 배치되어 있고 구간 나눔은 비아 홀과 구부러진 지점에 의하여 구간 A와 B를 합친 한 구간, 구간 C에 의한 다른 한 구간, 구간 D와 E를 합친 또 다른 한 구간의 총 세 구간으로 나누어지며, 마지막으로 "3 line 5 vias"는 그림 6에 보여준 그대로로써 5개의 구간과 5개의 비아 홀을 가진다.

그림 7은 비아 홀 펜스에 의한 영향을 보여주는 측정 결과이다. 가로축은 주파수를 나타내며 0~3 GHz 범위를 가지며, 세로축은 누화의 크기를 나타

내며 0~-60 dB의 범위를 갖는다. 전반적으로 비아 홀 펜스가 없는 것보다 있을 경우 누화는 줄어드나, 때로는 비아 홀의 간격과 밀접한 관련이 있는 공진 주파수에 의해 비아 홀 펜스의 영향을 반감시키기도 한다^{[7],[8]}.

일반적으로 누화를 줄이기 위해 사용하는 비아

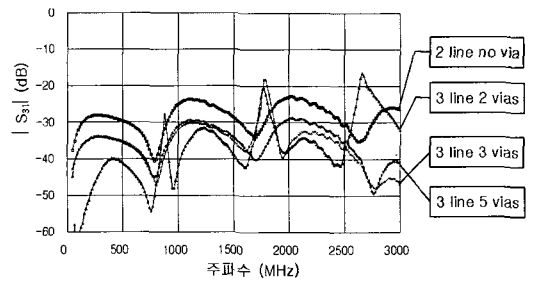


그림 7. 비아 홀 펜스에 의한 영향 측정 결과
Fig. 7. Measured results of via hole fence effects.

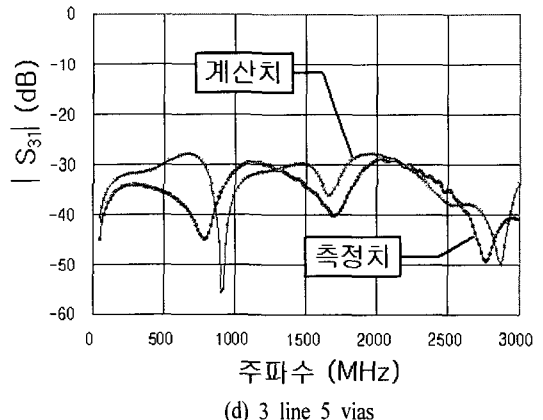
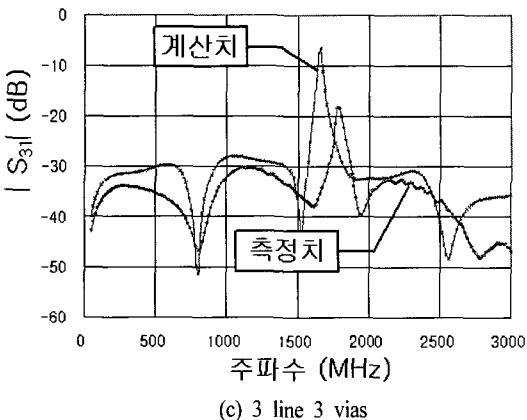
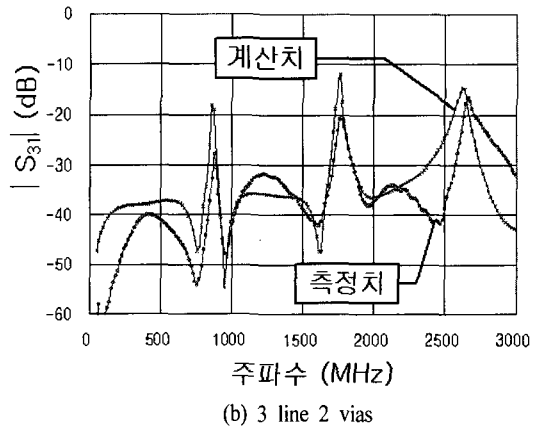
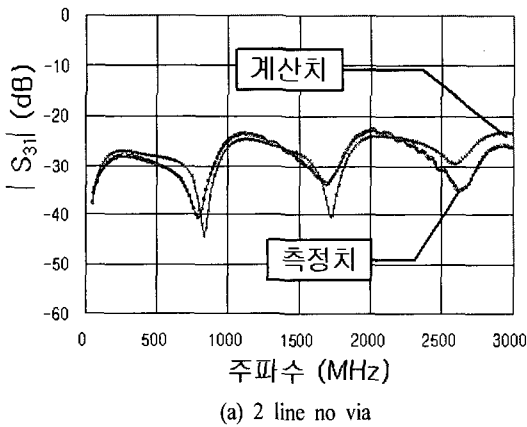


그림 8. 계산 및 측정 결과의 비교
Fig. 8. Comparison of calculated and measured results.

홀 펜스에서 비아 홀의 간격은 유전체 두께의 약 3 배에 해당되는 길이를 권고하고 있다^[9]. 이런 점에서 그림 7에 있는 최대 5개의 비아 홀은 비아 홀이 없을 때보다 대략 주파수에 따라 대략 5~13 dB의 누화 감소를 보여주며, 이것은 다음에 나올 그림 8의 결과가 보여주듯이 제안된 방법에 의한 누화 해석이 충분함을 알 수 있다.

구부러진 전송선에서 비아 홀 펜스의 영향을 보기 위해 제안한 방법을 이용하였다. 그림 6과 표 1에 나타난 조건을 이용하였고 계산 결과를 측정 결과와 비교하기 위해 그림 8에 나타내었다. 여기서도 가로축은 0~3 GHz 범위의 주파수를 나타내며, 세로축은 0~-60 dB 범위의 누화 크기를 나타낸다. 그림 8(a) 2 line no via에서는 전체적으로 계산 결과와 측정 결과가 서로 일치하고 있고, (b) 3 line 2 vias에서는 공진 주파수 부분에서 특히 일치하고 있으며, (c) 3 line 3 vias와 (d) 3 line 5 vias에서는 약간의 주파수 차이가 있고 고주파 부분에서 상대적으로 차이가 크게 나타났다. 주파수 차이는 결합 길이 및 비아 홀간의 간격에 매우 민감하게 나타나는데, 비아 홀이 많아질수록 비아 홀의 직경을 결합 길이 및 비아 홀간의 간격에서 고려하지 못하여 생긴 오차로 생각할 수 있다.

V. 결 론

비아 홀 펜스는 전송선간의 결합을 방지하기 위한 가장 간단하면서도 효과적인 도구이며 심지어 구부러진 전송선 형태에서도 누화를 감소시킬 수 있음을 알 수 있었다. 또한 이러한 구부러진 비아 홀 펜스를 간단하게 모델링 하여, 정확하게 해석할 수 있는 방법을 새로 제안함으로써 전송선의 누화 해석 범위를 넓힐 수 있었다.

여기서 제안한 방법은 비아 홀 펜스를 포함한 구부러진 전송선을 부분별로 나누어서 전송선 부분은 회로 개념을 이용한 다중 전송선의 누화 해석방법으로, 비아 홀 부분은 재질과 단면적에 의한 임피던스 모델링 하여, 각 부분을 ABCD 파라미터로 나타내어 직렬 연결시키는 방법으로 해석하였다. 특히, 전송선의 꺾여진 지점을 구간의 시작이나 끝 지점으로 정함으로써 자연스럽게 꺾인 부분의 해석이 가능하

게 되었다.

참 고 문 헌

- [1] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, New York, Wiley-Intersciences, 1994.
- [2] Y. Kami, R. Sato, "Analysis of radiation characteristics of a finite-length transmission line using a circuit-concept approach", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 30, pp. 114-121, May 1988.
- [3] Y. Kami, R. Sato, "Crosstalk of finite-length transmission lines in arbitrary directions on the same ground", *Proc. 1992 IEEE Intn. Symp. Electromagn. Compat.*, pp. 247-250, Aug. 1992.
- [4] S. W. Park, J. C. Ju, and D. C. Park, "Analysis of crosstalk between multiconductor transmission lines in arbitrary directions using a circuit-concept approach", *2004 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Sendai, Jun. 2004.
- [5] F. Xiao, K. Murano, and Y. Kami, "The use of via holes for controlling the crosstalk of non-parallel microstrip lines on PCBs", *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, vol. 2, pp. 19-23, Aug. 2002.
- [6] 김종호, 박상욱, 주재철, 박동철, "PCB 전송선에서 비아 펜스의 효과 분석", *한국전자과학회논문지*, 16(4), pp. 402-409, 2005년 4월.
- [7] Darcy N. Ladd, George I. Costache, "SPICE simulation used to characterize the crosstalk reduction effect of additional tracks grounded with vias on printed circuit boards", *IEEE Trans. Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 39, no. 6, pp. 342-347, Jun. 1992.
- [8] S. Li, Y. Liu, Z. Song, and H. Hu, "Analysis of crosstalk of coupled transmission lines by inserting additional traces grounded with vias on printed circuit boards", *Asia-Pacific Conference on Environmental Electromagnetics*, pp. 451-454, Nov. 2003.
- [9] G. E. Ponchak, D. Chun, J. Yook, and Linda P. B. Katehi, "Experimental verification of the use of

metal filled via hole fences for crosstalk control of microstrip lines in LTCC packages", *IEEE Trans.*

Advanced Packing, vol. 24, no. 1, Feb. 2001.

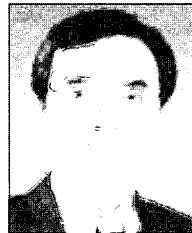
김 종 호



1986년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
1989년 2월~현재: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 책임연구원

1999년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정
[주 관심분야] EMC/EMI, PCB 상의 전자파 해석

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)
1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)
1977년~1978년: Ruhr University, Bochum, Germany 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson
1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson
2000년~2001년: 한국전자파학회 회장
2002년 5월~2004년 5월: 충남대학교 산업기술연구소장
1976년~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] Microwave and millimeterwave passive components, Antenna, EMC/EMI

한 재 권



2005년 2월: 충남대학교 전기전자정보통신공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 충남대학교 전파공학과 석사과정
[주 관심분야] EMI/EMC, 전자장수치해석, 전송선 이론