

PCB 상에 놓여 있는 굽은 결합 선로의 누화 해석

Crosstalk Analysis of Bent Coupled Lines on a PCB

한 재 권 · 박 동 철

Jae-Kwon Han · Dong-Chul Park

요 약

PCB 설계시 전송선간에 발생하는 전자기적 결합 현상은 장비의 동작을 저감시키는 요인이 될 수 있다. 이런 결합 현상은 전송선과 라이저를 통해 흐르는 전류에 의해 생기는 전자기계에 의해 발생한다. 본 논문에서는 PCB 상에 놓여 있는 굽은 결합 선로의 누화를 해석하기 위한 개선된 방법을 제안하고 고찰해 보고자 한다. 굽은 결합 선로에 대한 기존의 누화 해석은 굽은 결합 선로의 굽은 지점을 기준으로 각 구간으로 나누고 각 구간을 ABCD 행렬로 나타내어 이를 직렬 연결한 방법을 이용하였다. 하지만 본 논문에서 제안하는 누화 해석 방법은 기존의 방법과는 달리 결합 현상을 계산할 때의 결합 구간을 소스가 인가되는 전송선을 인접한 전송선으로 수직 투영시킨 구간만이 아닌 인접한 전송선의 전 구간에 영향을 준다고 보고 계산을 하는 개선된 회로 접근법에 의해 계산하였다. 마지막으로, 몇 가지 굽은 결합 선로 모델들에 대해서 계산한 결과와 측정된 결과를 비교함으로써 본 논문에서 제안하는 누화 해석 방법의 타당성을 보였다.

Abstract

The electromagnetic coupling between transmission lines in PCB design can degrade the performance of equipment operations. The coupling phenomenon is caused by electromagnetic fields generated by the currents on the transmission lines and the risers. In this paper, an improved method of crosstalk analysis for bent coupled lines on a PCB is proposed and investigated. In the previous cascading method combined with circuit-concept approach, bent coupled lines are divided into sections and each section is represented by ABCD matrix and then they are cascaded. In the proposed method, the crosstalk of bent coupled lines is calculated by the modified circuit-concept approach, where the coupled region is not restricted to the region projected by a generator line on a receptor line but is the total length of receptor line in calculating the forcing terms. Finally, the accuracy of the proposed approach is verified by comparing the calculated results with the measured ones for several bent coupled-line examples.

Key words : Crosstalk, Bent Coupled Lines, Cascading Method, Modified Circuit-Concept, Forcing Terms

I. 서 론

최근 경박단소형 휴대 단말기의 증가로 인해 인쇄회로 기판(Printed Circuit Board: PCB)에서 레이아웃의 집적도가 높아지고, 고속 데이터 전송을 위해 사용되는 신호의 성분이 높은 주파수 대역으로 점점

올라감에 따라 PCB 설계시 불요 전자파 문제가 크게 대두되고 있다. 특히, PCB 전송선들 사이에서 발생하는 선로간의 간섭 현상인 누화(crosstalk)는 가장 해석하기 힘든 문제 중의 하나로 부각되고 있다.

다중 전송선간의 결합 문제는 Paul^[1]에 의해 많이 연구되었는데, 전송선들의 길이가 같고 같은 방향으

「본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음(IITA-2006-(C1090-0603-00 34)).」

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

· 논문 번호 : 20061103-12S

· 수정완료일자 : 2007년 1월 25일

로 놓여 있는 경우로 제한되었다. 이와는 달리 Kami^[2]가 제안한 회로접근법을 이용하여 전송선 문제를 해석하면 길이가 서로 다른 전송선이 임의의 방향으로 놓여 있을 경우에도 전송선간의 결합 문제를 계산할 수 있다. 최근에는 이것을 다중 전송선까지 확장하여 실제로 PCB상에서 구현될 수 있는 임의의 방향으로 놓여 있는 다중 전송선^[3]이나 비아 펜스(via fence)^[4], 4층 기판에서 비아로 연결된 결합 선로^[5]에 대해 해석한 연구 결과가 발표되었다.

본 논문에서는 PCB상에 놓여 있는 굵은 결합 선로를 대상으로 하여 개선된 누화 해석 방법을 제시하고자 한다. 기존 방법^[5]에서는 먼저 굵은 결합 선로에 대해 굵은 지점을 기준으로 임의의 구간으로 나누고 각 구간을 회로접근법을 이용하여 ABCD 행렬로 나타낸 후 이 행렬들을 직렬 연결하여 누화량을 계산하였다. 기존의 직렬 연결 방법은 소스가 인가되는 전송선을 인접한 전송선으로 수직 투영시킨 구간에만 영향을 준다고 가정하고 계산하는 방법이였다. 하지만 본 논문에서 제안하는 방법은 소스가 인가되는 전송선을 인접한 전송선으로 수직 투영시킨 구간만이 아닌 인접한 전송선의 전 구간에 영향을 준다고 보고 누화량을 계산하는 방법이다. 본 논문에서 제시한 방법으로 계산한 누화의 결과와 기존의 회로접근법에 기반을 둔 직렬 연결 방법의 결과, 그리고 벡터 회로망 분석기를 이용하여 측정된 결과를 서로 비교하여 제안한 누화 해석 방법을 검증하였다.

II. 회로접근법을 이용한 누화 해석

높이 h 를 갖는 두 전송선이 같은 그라운드 위에 매우 근접하게 위치하고 있는 기존의 결합 선로 해석 모델을 그림 1에 나타내었다. 전송선의 길이와 진행 방향이 각각 l_1, x_1 그리고 l_2, x_2 인 두 전송선 #1과 #2는 θ 의 각을 이루며 놓여 있고, 그라운드 위에 전송선을 둘러싸고 있는 매질은 유효 유전율을 갖는 균질한 매질로 간주하였다. 전송선 #1과 #2의 단면적이 누설 전자파의 파장에 비해 매우 작다고 하면 두 전송선에서의 전파 모드는 각각 TEM 모드로 해석되어질 수 있다.

또한, 두 전송선 간의 누화가 매우 미약하다고 가

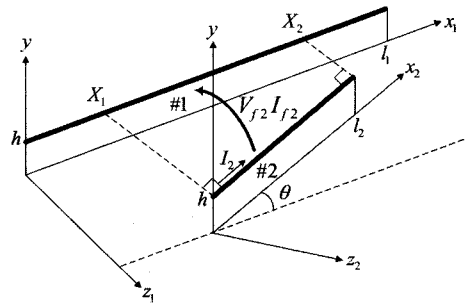


그림 1. 기존의 결합 선로 해석 모델
Fig. 1. Previous coupled-line analysis model.

정하면 각각의 전송선은 인접한 전송선의 영향을 받지 않고 근사적으로 독립적인 특성 임피던스를 갖는 하나의 선로로 생각할 수 있다. 이때 인접 전송선으로부터의 전자기파가 전송선에 결합되면 그 전송선에는 유도 전압과 전류가 발생한다.

각주파수 ω 의 외부 전자기파, 즉, 인접한 전송선 #2에서 발생한 전자기파가 전송선 #1으로 결합되었을 때의 결합 현상은 식 (1)과 같이 전송선 #1의 선 전압과 선 전류로 표현될 수 있다^{[2]-[5]}. 식 (1) 우변의 두 번째 항인 $V_{f2}(x'_1), I_{f2}(x'_1)$ 는 인가 항(forcing term)으로서 인접한 전송선 #2에 흐르는 전류로부터 발생한 전자기파에 의한 #1에서의 전압, 전류를 의미한다. 이때의 적분 구간을 살펴보면 전송선 #2를 전송선 #1으로 수직 투영시킨 구간인 X_1 에서 X_2 구간만이 누화량을 계산하는데 고려되었다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = F_1(l_1) \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \end{bmatrix} + \int_{x_1}^{x_2} F_1(x'_1) \begin{bmatrix} V_{f2}(x'_1) \\ I_{f2}(x'_1) \end{bmatrix} dx'_1 \quad (1)$$

기존의 결합 선로 해석 모델과 차이가 있는 본 논문에서 제안하는 결합 선로 해석 모델을 그림 2에 나타내었다. 이때의 적분 구간을 살펴보면 기존의 결합 선로 해석 모델인 그림 1에서처럼 전송선 #2를 전송선 #1으로 수직 투영시킨 구간만이 아닌 전송선 #1의 전 구간인 0에서 l_1 구간에 영향을 준다고 보고 누화량을 식 (2)와 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = F_1(l_1) \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \end{bmatrix} + \int_0^{l_1} F_1(x'_1) \begin{bmatrix} V_{f2}(x'_1) \\ I_{f2}(x'_1) \end{bmatrix} dx'_1 \quad (2)$$

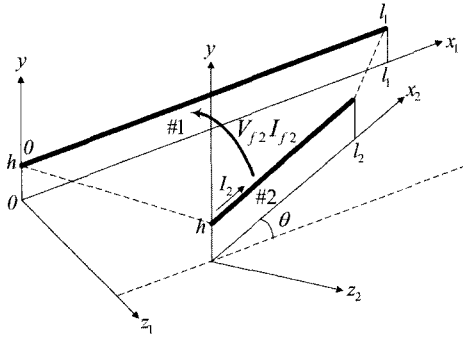


그림 2. 제안하는 결합 선로 해석 모델
Fig. 2. Proposed coupled-line analysis model.

식 (1)과 (2)의 적분안의 $V_{f2}(x'_1)$, $I_{f2}(x'_1)$ 는 벡터 포텐셜을 이용하여 식 (3)과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} V_{f2}(x'_1) \\ I_{f2}(x'_1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega \left\{ \int_0^{h_1} \left(\frac{\partial A_{y1}}{\partial x_1} - \frac{\partial A_{x1}}{\partial y_1} \right) dy'_1 \right\} \\ j\omega C_1 \left\{ -j\omega \int_0^{h_1} A_{y1} dy'_1 + \frac{(\nabla \cdot \vec{A}_1) \square_0^{h_1}}{j\omega\mu\epsilon} \right\} \end{bmatrix} \quad (3)$$

주파수가 높아짐에 따라 SMA 커넥터 등이 연결되는 라이저(riser) 부분에 의한 영향을 무시할 수 없기 때문에 식 (3)은 라이저에 의한 전자기파의 영향도 고려한 수식이다. 전송선 #2의 (x_2, y_2, z_2) 좌표계에서 전송선 선로와 라이저를 통해 흐르는 전류 I_2 에 기인한 임의의 한 지점에서의 벡터 포텐셜 A_{x2} 와 A_{y2} 를 그림 3에 보였다.

전송선 부분을 통해 흐르는 전류로부터 발생하는 벡터 포텐셜 중 x 성분인 A_{x2} 는 식 (4)와 같다. 식 (4)에서 괄호안의 두 번째 항은 이미지 전류에 의한 것이고, R_{x1} , R_{x2} 는 다음과 같다.

$$A_{x2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \int_0^{l_2} I_2(x'_2) \frac{\exp(-j\beta R_{x1})}{R_{x1}} dx'_2 - \int_0^{l_2} I_2(x'_2) \frac{\exp(-j\beta R_{x2})}{R_{x2}} dx'_2 \right\} \quad (4)$$

$$R_{x1} = \sqrt{(x_2 - x'_2)^2 + (y_2 - h_2)^2 + z_2^2} \quad (5)$$

$$R_{x2} = \sqrt{(x_2 - x'_2)^2 + (y_2 + h_2)^2 + z_2^2} \quad (6)$$

또한, 라이저를 통해 흐르는 전류로부터 발생하는 벡터 포텐셜 중 y 성분인 A_{y2} 는 식 (7)과 같다. 여

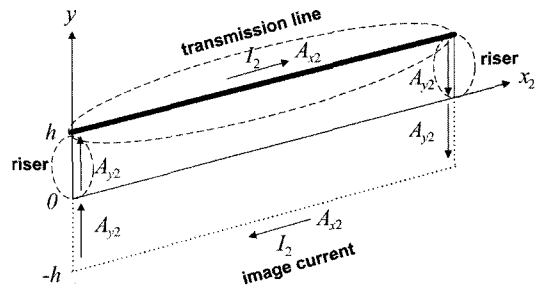


그림 3. 전송선 #2에 의한 벡터 포텐셜
Fig. 3. Vector potential due to line #2.

기서의 R_{y1} , R_{y2} 는 다음과 같다.

$$A_{y2} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ \int_{-h_2}^{h_2} I_2(0) \frac{\exp(-j\beta R_{y1})}{R_{y1}} dy'_2 - \int_{-h_2}^{h_2} I_2(l_2) \frac{\exp(-j\beta R_{y2})}{R_{y2}} dy'_2 \right\} \quad (7)$$

$$R_{y1} = \sqrt{(x_2)^2 + (y_2 - y'_2)^2 + z_2^2} \quad (8)$$

$$R_{y2} = \sqrt{(x_2 - l_2)^2 + (y_2 - y'_2)^2 + z_2^2} \quad (9)$$

식 (4)와 (7)의 전류 $I_2(x'_2)$ 와 $I_2(0)$ 는 식 (10)과 (11)에서와 같이 $V_2(l_2)$ 와 $I_2(l_2)$ 로 표현될 수 있고, 이를 다시 식 (12)로 표현되는 좌표 변환 관계식을 이용하여 식 (3)에 최종적으로 대입하면 인접한 선로에 영향을 주는 인가 항인 $V_{f2}(x'_1)$, $I_{f2}(x'_1)$ 를 계산할 수 있다.

$$I_2(x'_2) = j \frac{V_2(l_2)}{Z_{02}} \sin \beta(l_2 - x'_2) + I_2(l_2) \cos \beta(l_2 - x'_2) \quad (10)$$

$$I_2(0) = j \frac{V_2(l_2)}{Z_{02}} \sin \beta l_2 + I_2(l_2) \cos \beta l_2 \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} A_{x1} \\ A_{y1} \\ A_{z1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & 0 & \sin \theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \theta & 0 & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{x2} \\ A_{y2} \\ A_{z2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

위의 과정을 통해 얻은 인가 항을 식 (2)에 대입하여 정리하면 전송선 #1에서의 종단의 전압과 전류 관계식 (13)을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & b_{11} & a_{12} & b_{12} \\ c_{11} & d_{11} & c_{12} & d_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \\ V_2(l_2) \\ I_2(l_2) \end{bmatrix} \quad (13)$$

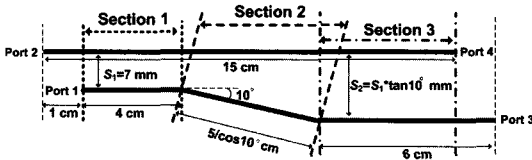


그림 4. 세 구간으로 나뉜 기존의 굽은 결합 선로 모델 1

Fig. 4. Previous bent coupled-line model 1 divided into the three sections.

그림 4는 세 구간으로 나뉜 기존의 굽은 결합 선로 모델 1이다. 각 구간에서의 결합 구간을 그림 1에서와 같이 수직 투영된 구간으로 나타내었다. 각 구간 종단의 전압, 전류를 식 (13)을 이용하여 구한 후 이를 직렬 연결하고 각 포트에서의 경계 조건을 대입하면 각 입·출력 포트에서의 전압과 전류를 얻을 수 있어 최종적으로 선로간의 누화량을 계산할 수 있게 된다.

그림 4에서의 직렬 연결 방법과는 달리 각 전송선의 시작점과 굽은 지점에 좌표계를 설정하고 소스가 인가되는 전송선을 인접한 전송선으로 수직 투영시킨 구간만이 아닌 인접한 전송선의 전 구간에 영향을 준다고 보고 각 좌표계에서 인접한 전송선에 영향을 주는 인가 항을 계산할 수 있다.

그림 5는 그림 4와 동일한 모델을 해석하는 새로운 방법을 보여주고 있다. 전송선 #2, 3, 4에서 인접한 전송선 #1에 영향을 주는 구간을 서로 다른 3쌍의 점선으로 나타내고 있고, V_{f2}, I_{f2} 는 #2에 의한, V_{f3}, I_{f3} 는 #3에 의한, V_{f4}, I_{f4} 는 #4에 의한 인가 항이

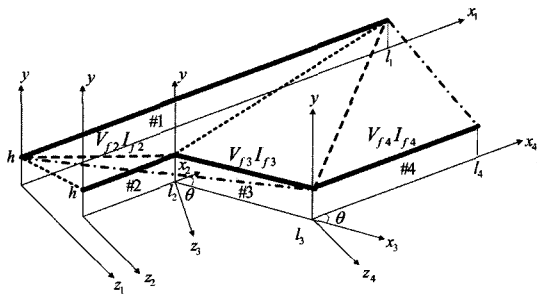
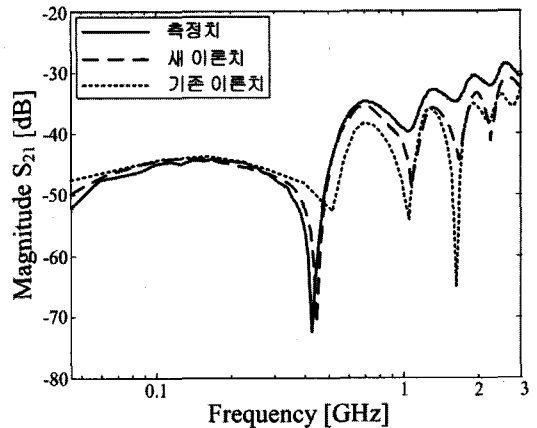


그림 5. 굽은 결합 선로 모델 1의 새로운 해석 방법과 좌표계

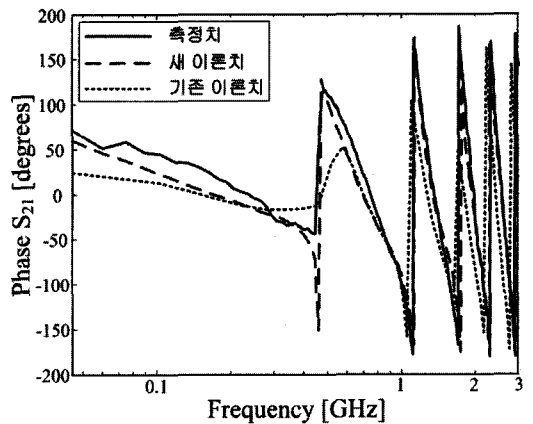
Fig. 5. New analysis method of bent coupled-line model 1 and its coordinate system.

다. 따라서 전송선 #1에서 인가 항이 포함된 전송선 방정식은 식 (14)와 같이 각 좌표계의 전송선 #2, 3, 4에서 인접한 전송선 #1에 영향을 주는 인가 항들을 모두 더한 형태가 된다.

$$\begin{bmatrix} V_1(0) \\ I_1(0) \end{bmatrix} = F_1(l_1) \begin{bmatrix} V_1(l_1) \\ I_1(l_1) \end{bmatrix} + \sum_{f=2}^4 \int_0^{l_1} F_1(x'_1) \begin{bmatrix} V_{f1}(x'_1) \\ I_{f1}(x'_1) \end{bmatrix} dx'_1 \quad (14)$$



(a) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 크기)
(a) Near-end crosstalk(Magnitude of S_{21})



(b) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 위상)
(b) Near-end crosstalk(Phase of S_{21})

그림 6. 굽은 결합 선로 모델 1에서의 near-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 6. Comparison of calculated and simulated near-end crosstalks for bent coupled-line model 1.

III. 측정 및 계산 결과

굵은 결합 선로 모델에 대해 기존 식 (1)을 이용하여 세 구간을 직렬 연결하여 계산한 결과, 새 수식 (14)를 이용하여 계산한 결과, 그리고 벡터 회로망 분석기를 이용하여 측정한 결과를 비교하였다. 그림 4에서 기판의 유전율 $\epsilon_r=4.6$, 기판의 높이 $h=1.2$ mm, 선로의 폭 $w=0.381$ mm이다.

그림 6과 7은 굵은 결합 선로 모델 1에 대한 near-end와 far-end에서 측정 및 계산한 누화량의 크기와 위상을 비교한 것이다. 실선은 벡터 회로망 분석기

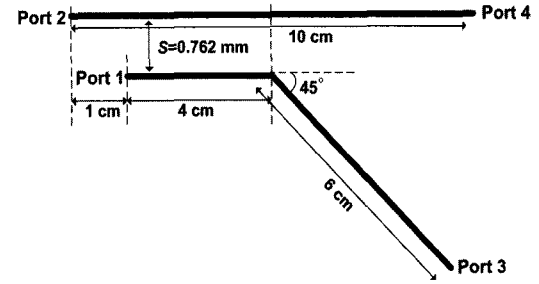
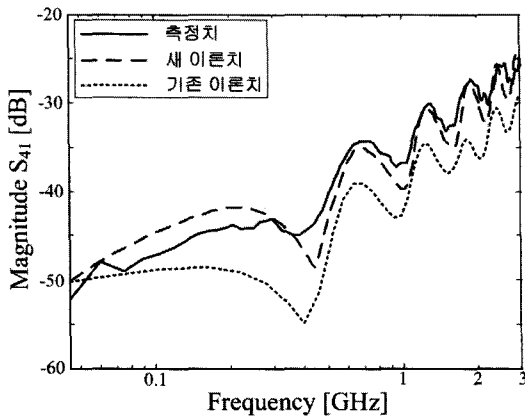
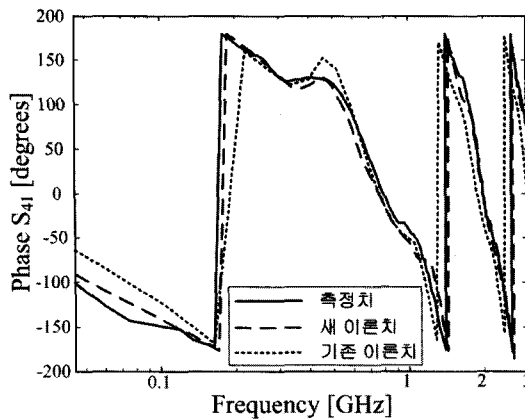


그림 8. 굵은 결합 선로 모델 2
Fig. 8. Bent coupled-line model 2.



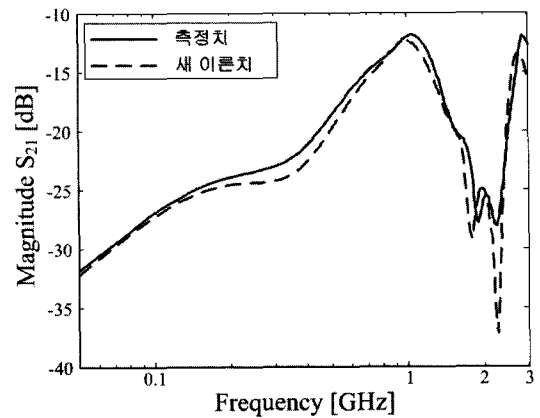
(a) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 크기)
(a) Far-end crosstalk(Magnitude of S_{41})



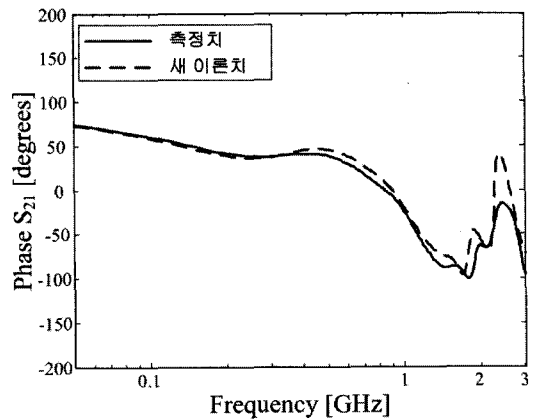
(b) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 위상)
(b) Far-end crosstalk(Phase of S_{41})

그림 7. 굵은 결합 선로 모델 1에서의 far-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 7. Comparison of calculated and simulated far-end crosstalks for bent coupled-line model 1.



(a) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 크기)
(a) Near-end crosstalk(Magnitude of S_{21})



(b) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 위상)
(b) Near-end crosstalk(Phase of S_{21})

그림 9. 굵은 결합 선로 모델 2에서의 near-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 9. Comparison of calculated and simulated near-end crosstalks for bent coupled-line model 2.

방법으로 계산한 결과이고, 파선은 본 논문에서 제안하는 방법으로 계산한 결과이다. 그림 6과 7에서 살펴볼 수 있듯이 기존의 직렬 연결 방법으로 계산한 결과보다 새로 제안한 방법으로 계산한 결과가 측정 결과와 더 잘 일치함을 볼 수 있다.

두 번째 결합 선로 모델로서 전송선이 45° 굽은 결합 선로 모델 2를 그림 8에 나타내었다. 기판은 모델 1과 같은 기판이며, 선로 폭 및 간격은 각각 0.381, 0.762 mm이다. 그림 9와 10은 굽은 결합 선로 모델 2에 대한 near-end와 far-end에서 측정 및 새 이론으로 계산한 누화량의 크기와 위상을 비교한 것이다. 이

론치와 측정치가 잘 일치하는 것을 볼 수 있다.

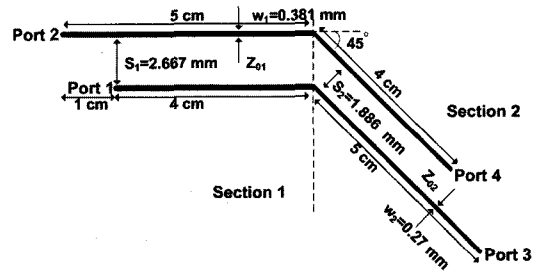
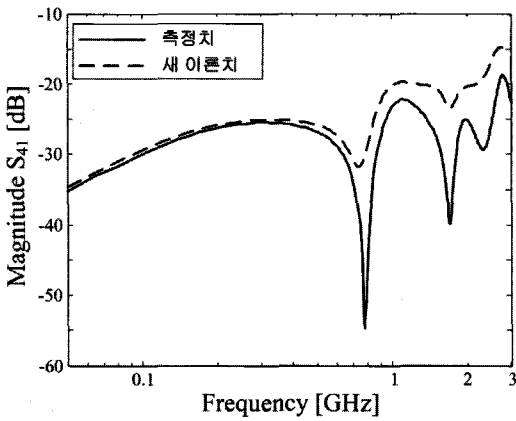
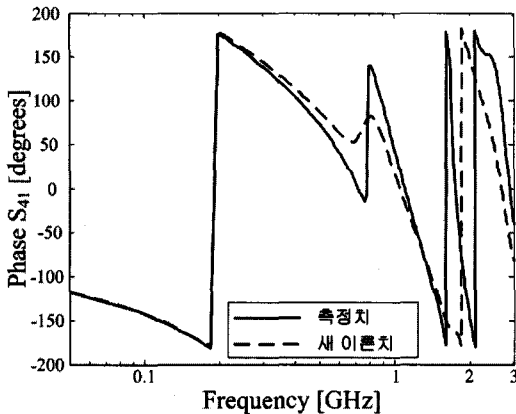


그림 11. 굽은 결합 선로 모델 3
Fig. 11. Bent coupled-line model 3.



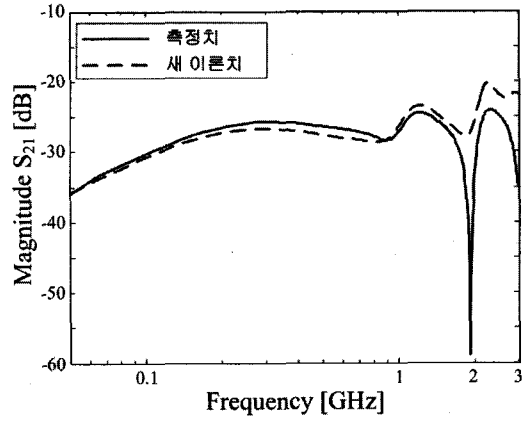
(a) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 크기)
(a) Far-end crosstalk(Magnitude of S_{41})



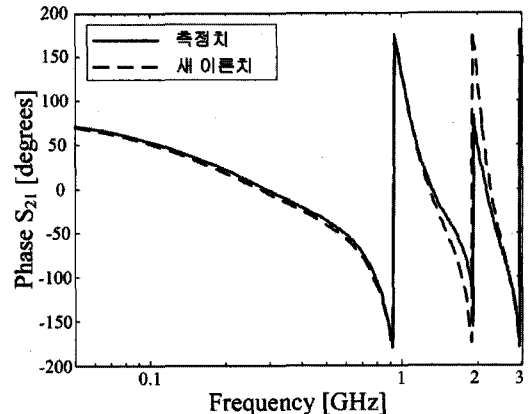
(b) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 위상)
(b) Far-end crosstalk(Phase of S_{41})

그림 10. 굽은 결합 선로 모델 2에서의 far-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 10. Comparison of calculated and simulated far-end crosstalks for bent coupled-line model 2.



(a) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 크기)
(a) Near-end crosstalk(Magnitude of S_{21})



(b) Near-end에서의 누화(S_{21} 의 위상)
(b) Near-end crosstalk(Phase of S_{21})

그림 12. 굽은 결합 선로 모델 3에서의 near-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 12. Comparison of calculated and simulated near-end crosstalks for bent coupled-line model 3.

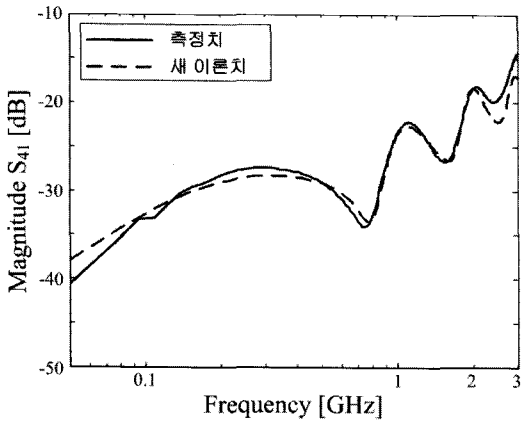
새 이론치와 측정치가 잘 일치함을 볼 수 있다.

IV. 결 론

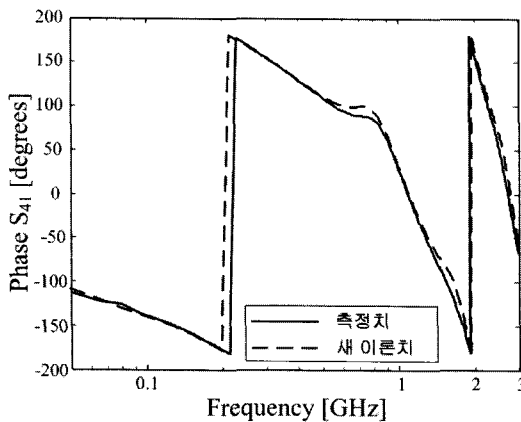
본 논문에서는 PCB상에 놓여 있는 굽은 결합 선로를 대상으로 누화를 해석하기 위한 개선된 방법을 제안하였다. 굽은 결합 선로에 대한 기존의 누화 해석은 굽은 결합 선로의 굽은 지점을 기준으로 각 구간으로 나누고, 각 구간에서의 인가 항을 계산한 후 직렬 연결하는 방법으로 누화를 해석하였지만, 본 논문에서는 소스가 인가되는 전송선을 인접한 전송선으로 수직 투영시킨 구간만이 아닌 인접한 전송선의 전 구간을 적분 구간으로 선정하여 각 전송선에서 인접한 전송선으로 인가된 항을 모두 더하여 누화를 해석하는 새로운 방법을 제안하였다. 이론치를 계산하기 위한 Matlab 프로그램을 개발하였으며, 세 가지 굽은 결합 선로 모델에 대해 계산한 결과와 측정 결과를 비교함으로써 논문에서 제안하는 누화 해석 방법의 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] C. R. Paul, *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*, New York, Wiley-Intersciences, 1994.
- [2] Y. Kami, W. Liu, "Analysis of coupling between transmission lines in arbitrary directions", in *IEEE Intl. EMC Symp.* Denver, pp. 952-957, 1998.
- [3] S. W. Park, J. C. Ju, and D. C. Park, "Analysis of crosstalk between finite-length multiconductor transmission lines on a PCB by using a circuit-concept approach", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 8, pp. 3189-3194, Aug. 2005.
- [4] 김종호, 한재권, 박동철, "구부러진 전송선에서 비아 홀 펜스에 의한 누화 감소 해석", *한국전자과학기술논문지*, 16(10), pp. 1036-1042, 2005년 10월.
- [5] 한재권, 박동철, "4층 기판에서 비아로 연결된 결합 선로의 누화 해석", *한국전자과학기술논문지*, 17(6), pp. 529-537, 2006년 6월.



(a) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 크기)
(a) Far-end crosstalk(Magnitude of S_{41})



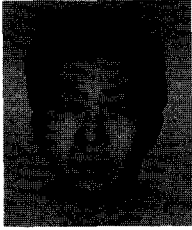
(b) Far-end에서의 누화(S_{41} 의 위상)
(b) Far-end crosstalk(Phase of S_{41})

그림 13. 굽은 결합 선로 모델 3에서의 far-end 누화 계산 및 측정 결과 비교

Fig. 13. Comparison of calculated and simulated far-end crosstalks for bent coupled-line model 3.

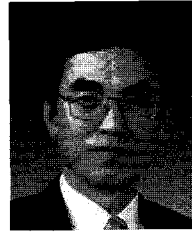
세 번째의 결합 선로 모델로서 시작점이 다른 비평행한 결합 선로가 특정 지점에서 45° 굽어져 두 구간으로 나뉜 결합 선로 모델 3를 그림 11에 나타내었다. 구간 1에서의 선로 간격 및 특성 임피던스는 각각 $s_1=2.667$ mm, Z_{01} 인 반면 구간 2에서는 $s_2=1.886$ mm, Z_{02} 인 결합 선로이다. 그림 12와 13은 굽은 결합 선로 모델 3에 대한 near-end와 far-end에서 측정 및 계산한 누화량의 크기와 위상을 비교한 것이다. 이 예에서도

한 재 권



2005년 2월: 충남대학교 전기전자
정보통신공학부 (공학사)
2005년 3월~현재: 충남대학교 전
파공학과 석사과정
[주 관심분야] EMI/EMC, 전자장
수치해석

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 전자공학
과 (공학사)
1976년 2월: 한국과학기술원 전기
전자공학과 (공학석사)
1984년 12월: Univ. of California, San-
ta Barbara (공학박사)
1977년~1978년: Ruhr University, Bo-
chum, Germany 방문교수
1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson
1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chapter Chairperson
2000년~2001년: 한국전자과학회 회장
1976년~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
2005년 4월~현재: 대덕 Wireless 포럼 회장
[주 관심분야] Microwave and millimeterwave passive com-
ponents, Antennas, EMI/EMC