

Equivalent Circuit Model for Four Port Connector System

沈 啟 圭* · 金 鍾 民* · 羅 浣 洙†
(Min-Kyu Shim · Jong-Min Kim · Wansoo Nah)

Abstract - This paper describes an equivalent circuit modeling of 4-port connector system. A coupled transmission line was designed and fabricated, mimicking a 4-port connector system, and then S-parameters were measured using 4 port VNA (Vector Network Analyzer). The S-parameters from measurement and from Full-wave simulator coincided quite nice. By using these S parameters, an equivalent circuit parameters for a 4-port system was obtained. The time domain response from the equivalent circuit model matched to the signals, which was measured using TDR(Time Domain Reflectometry) meter. We were also convinced that there should be enough bandwidth to get a meaningful time domain result from Fourier inverse transformation of the S parameters. In addition, we applied the conversion algorithm to the 4-port connector system, which calculates the S-parameters of a 4 port system using the data from a 2-port VNA with the other ports open. Comparison of the two data, one from measurement and the other one from the conversion algorithm, was made in this manuscript.

Key Words : S parameter, Equivalent circuit parameter, Conversion algorithm, TDR, IFFT

1. 서 론

보드와 보드 또는 보드와 케이블을 연결하는 커넥터는 기본적으로 멀티입력/멀티출력 시스템이며 모든 전자회로에서 광범위하게 사용되는 수동소자로써 높은 신호 전달특성이 요구된다. 시스템의 동작주파수가 저주파에서 고주파로 올라감에 따라서 일반적으로 신호전달 특성이 급속히 저하되며, 이것은 커넥터의 경계면에서 전자기장 패턴이 급속하게 변화하면서 높은 모드 (Higher mode)의 전자기파가 생성되는 것에 기인한다.^[1] 일반적으로 커넥터의 신호전달 특성을 파악, 분석하기 위해서는 커넥터를 등가의 회로모델로 변환하는 것이 요구되며, 본 논문에서는 멀티커넥터 시스템의 등가회로 모델 도출을 위한 전 단계 연구로, 4 포트 커넥터 시스템의 등가회로 모델링 기법에 대하여 논의하고자 한다. 그리고 여기에서는 4포트 커넥터 시스템을 4포트 결합 전송선로를 이용하여 모델링하였으며, 이 시스템의 S 파라미터를 EM 시뮬레이션을 통해서, 그리고 4포트 VNA(Vector Network Analyzer)를 이용하여 1~6GHz 영역까지 확보하였다. 이와 같이 얻어진 S 파라미터를 이용하여 등가회로 파라미터를 추출하고 등가회로를 구성하였다.^[2]

구성된 등가회로의 타당성을 검증하기 위해서 TDR (Time Domain Reflectometry)미터를 이용하여 시간영역에서의 신호전달 특성을 측정하였으며, 측정결과 등가회로 모

델링에서 얻어진 파형과 일치함을 확인하였다. 아울러 S 파라미터 데이터의 IFFT (Inverse Fast Fourier Transform)를 이용하여도 같은 시간 영역에서의 신호를 얻을 수 있으며, 여기서 얻은 데이터와 등가회로 모델링에서 얻은 데이터의 차이점에 대하여 기술하였다.

마지막으로 2포트 VNA로 측정할 때, 나머지 포트를 개방(Open)한 채로 측정된 S 파라미터 데이터를 나머지 포트를 50Ω으로 매칭해서 측정된 S 파라미터 값으로 변환하는 알고리즘을 실제로 사용할 때 부딪히는 한계에 대하여 언급하였다.^[3]

2. 본 론

2.1 4포트 결합 전송선로 모델

그림 1은 본 논문에서의 분석 대상인 DUT(Device Under Test, 4포트 결합 전송선로 시스템)를 간략화한 그림이다. 형태는 마이크로스트립 전송선로 타입이며 종단부근이 45°씩 구부러진 밴드구조이다. 계측기와 신호 입출력을 위해서 끝단에 SMA 커넥터를 사용하였으며, Agilent사 E5071B 4포트 VNA (Vector Network Analyzer)를 이용하여 100MHz~6GHz범위에서의 S 파라미터 값을 측정하였다. Full-wave EM Simulator인 Ansoft사 HFSS를 이용하여 그림 2와 같이 모델링하여 동일한 조건하에서 측정값과 시뮬레이션 결과값들을 그림 3, 4와 같이 비교하였다.

* 學生會員 : 成均館大 工大 電子電氣學科 碩士課程

† 교신저자, 正會員 : 成均館大 工大 情報通信工學部 教授

E-mail : wsnah@yurim.skku.ac.kr

接受日字 : 2007年 1月 30日

最終完了 : 2007年 5月 10日

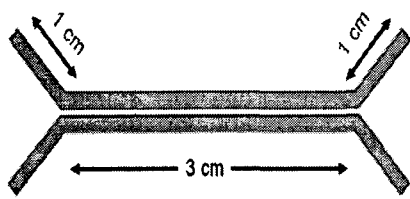


그림 1 4포트 마이크로스트립 전송선로
Fig. 1 4 port microstrip transmission line

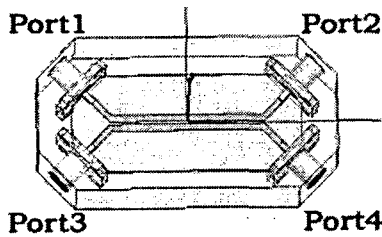


그림 2 4포트 마이크로스트립 전송선로의 HFSS 시뮬레이션 모델
Fig. 2 HFSS Simulation model for 4 port microstrip transmission line

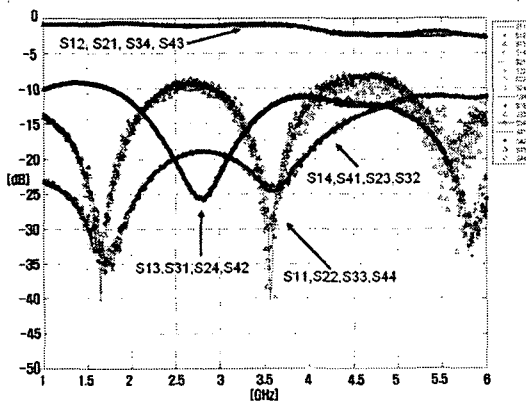


그림 3 측정된 16개의 S 파라미터
Fig. 3 Measured 16 S-parameters

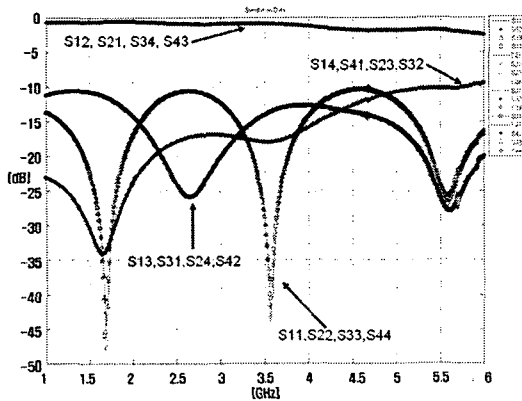


그림 4 계산된 16개의 S 파라미터
Fig. 4 Simulated 16 S-parameters

그림 3, 4에서 볼 수 있듯이 측정결과와 시뮬레이션 결과가 전반적으로 매우 잘 일치함을 알 수 있다. 반사특성의 경우에는 1.7GHz, 3.5GHz, 5.5GHz에서 공진점이 나타났고 통과특성의 경우에는 측정 범위 내에서 통과크기 최소값이 -25dB로 좋은 신호 전달특성을 가지고 있음을 알 수 있다.

2.2 등가회로 모델

그림 5는 앞 장에서 얻은 S파라미터를 이용하여 등가회로 파라미터를 구하기 위한 ADS의 회로도이다. 전송선로 끝단의 SMA를 L과 C의 소자로 나타내었으며, 전송선로 사이의 누화를 고려하기 위해 전송선로간에 커패시터를 대칭적으로 추가하였다. 등가회로 파라미터 추출은 측정에서 얻은 S 파라미터와 시뮬레이션에서 얻은 S파라미터 모두를 이용하였다. 먼저 1~6GHz까지의 측정을 통해 얻은 S 파라미터 파일을 그림 5의 ADS 등가회로 해석모델에 입력하였고, 파라미터가 포함된 등가회로의 S 파라미터 값과 측정된 S 파라미터 값과의 오차를 최소화 시키는 방법으로(최소자승법) 파라미터의 값을 추출하였다. 다음으로, 시뮬레이션으로 얻은 S 파라미터 데이터도 같은 방법으로 등가회로 파라미터 값을 추출하였으며, 이 과정을 통해 얻은 각각의 파라미터 값들은 표 1과 같다.

표 1의 결과에서 볼 수 있듯이 DUT가 대칭적인 특징을 갖고 있기 때문에 구조적으로 같은 위치에 있는 L, C 파라미터의 경우에는 값이 동일하였다. 그림 6, 7은 파라미터의 값들을 등가회로에 반영하여 주파수 영역에서 S11(반사특성) 및 S21(통과특성)의 특성을 도시한 결과이다. S21의 경우에 고주파로 가면서 오차가 발생하고 있으나, 종축의 S 파라미터 값 스케일을 확대한 것을 감안하면, 크기와 추세면에서 전반적으로 잘 일치하고 있음을 알 수 있다. 나머지 S 파라미터들도 모두 실험치와 등가회로모델에서 얻은 값들이 잘 일치하였으며, 여기에서는 지면 관계상 나머지 그래프들은 생략하였다.

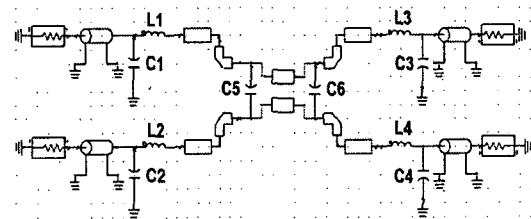


그림 5 등가회로 파라미터 산정을 위한 ADS 회로도
Fig. 5 ADS schematic for equivalent circuit parameters

표 1 등가회로 파라미터 값
Table 1 Equivalent circuit parameters

	L1~L4	C1~C4	C5	C6
측정값 이용	0.01nH	0.04pF	0.073pF	0.073pF
시뮬레이션값 이용	0.01nH	0.04pF	0.062pF	0.044pF

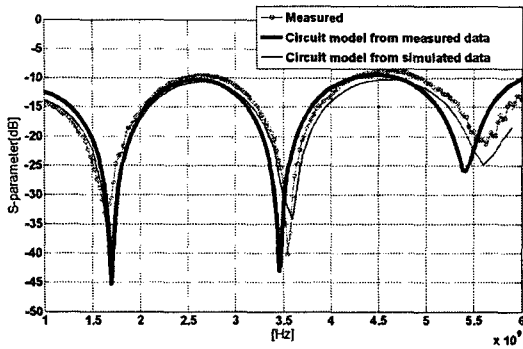


그림 6 측정된 S11 값과 등가회로에서 추출한 S11 값의 비교
Fig. 6 S11 data from measured and equivalent circuit model

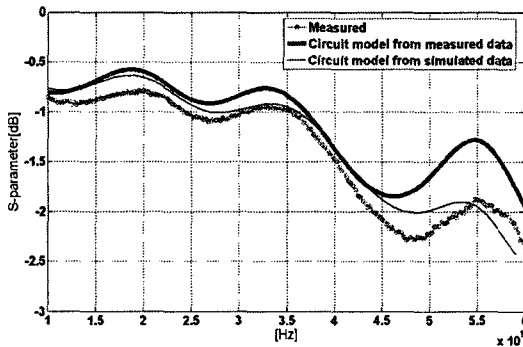


그림 7 측정된 S21 값과 등가회로에서 추출한 S21 값의 비교
Fig. 7 S21 data from measured and equivalent circuit model

2.3 시간영역에서의 신호전달 특성

앞 장까지의 과정을 통해서 S 파라미터 측정과 주파수영역에서의 최적화에 따른 등가회로 파라미터를 구하고 주파수 응답특성을 확인하였다. 이 파라미터 값들이 시간영역에서도 유효한지를 확인하기 위해서 시간영역 신호전달 특성을 측정 및 시뮬레이션을 수행하였다.

2.3.1 TDT(Time Domain Transmission) 신호전달 특성

측정 장비로는 TDS 8200과 80E04 샘플링 모듈을 사용하였으며 측정을 위한 기본 셋업은 그림 8과 같다. 우선 샘플링 모듈의 신호단자를 동축케이블로 DUT의 한쪽에 연결하였고, 신호의 전달특성을 파악하고자 DUT의 다른 한쪽을 샘플링 모듈의 다른 쪽 단자에 연결하였다. 입력으로 인가된 계단형 펄스신호는 DUT 경계면을 만나면서 일부는 반사되어 TDR값으로 표현되며 통과한 신호는 DUT길이의 시간만큼 지난 후에 TDT(Time Domain Transmission)값으로 출력된다.^[4]

그림 9의 청색 신호는 4포트 마이크로스트립 전송선로의 TDT 신호(포트1에서 포트2로의 전송) 전달을 측정하는 것이다. 신호는 t=0 순간에 인가되었으며, 이 때 포트2까지 전달

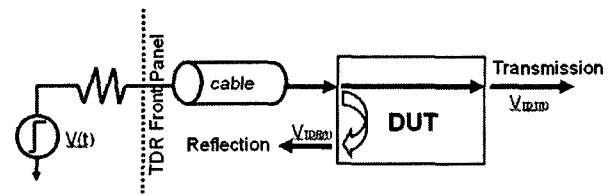


그림 8 TDT 측정을 위한 블록선도
Fig. 8 TDT Diagram

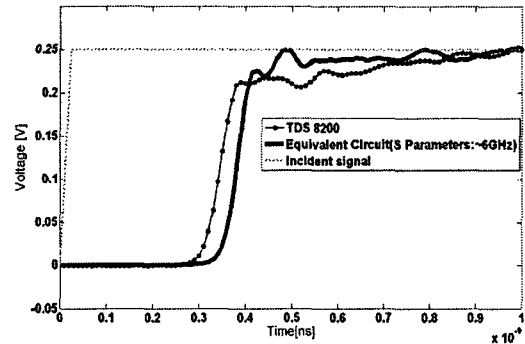


그림 9 4포트 마이크로스트립 전송선로의 TDT 전달 특성 (포트1에서 포트2로의 전송). 청색선: 측정치, 검정색 선: 등가회로모델, 회색선: 입력신호
Fig. 9 TDT characteristic of 4 port microstrip transmission line (From port 1 to port 2). Blue line: Measured, Black line: From Equivalent circuit. Gray line : Incident Signal

되는 데에 소요된 시간은 다음 식을 이용하여 구할 수 있다.

$$T_d = \frac{l \times \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad (1)$$

선로의 총길이가 5cm 유효 유전율이 3.17 일 때, 시간지연은 $T_d=0.30ns$ 로 계산이 되고 이것은 그림 9에 표시된 T_d 와 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 9에서의 검정색 선은 앞에서 구한 등가회로 모델을 이용하여 얻은 전달특성 그래프이다. 계산 시 측정 TDR장비와 동일한 크기(DUT단 0.25V)의 펄스를 인가하였고, 계단형 펄스의 상승시간(Rising Time)을 동일하게 25ps로 설정하고 그 응답을 확인하였다. 그림 9에서 볼 수 있듯이 실제로 측정된 TDT값과 거의 일치함을 확인할 수 있다.

2.3.2 S 파라미터의 IFFT을 통한 신호전달 특성

시간영역에서 해석하는 또 한 가지 방법은 주파수영역에서 S 파라미터를 얻은 후에 등가회로 파라미터를 구하는 과정을 거치지 않고 바로 S 파라미터 파일을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 하여 시간영역 해석 값을 구하는 것이다. 본 연구에서 IFFT는 ADS 회로 시뮬레이터에 기본적으로 내장되어있는 기능을 사용하였다.

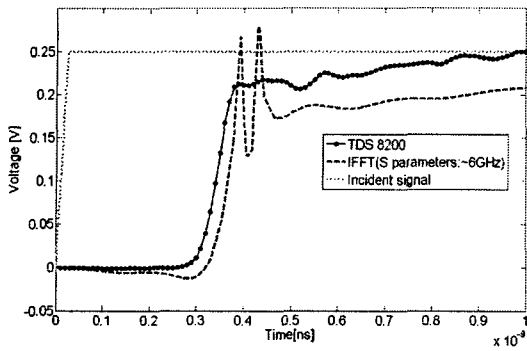


그림 10 4포트 마이크로스트립 전송선로의 TDT 전달 특성 (포트1에서 포트2로의 전송). 청색선: 측정치, 붉은 선: S 파라미터의 IFFT (~6GHz), 회색선: 입력신호
 Fig. 10 TDT characteristic of 4 port microstrip transmission line (From port 1 to port 2). Blue line: Measured, Red line: IFFT of S parameters (~6GHz), Gray line: Incident Signal

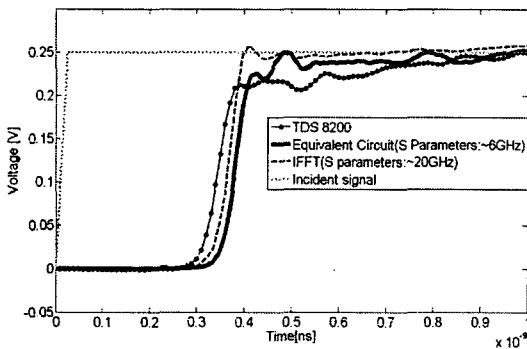


그림 11 4포트 마이크로스트립 전송선로의 TDT 전달 특성 (포트1에서 포트2로의 전송). 청색선: 측정치, 검정색선: 등가회로 모델, 붉은 선: S 파라미터의 IFFT (~20GHz), 회색선: 입력신호
 Fig. 11 TDT characteristic of 4 port microstrip transmission line (From port 1 to port 2). Blue line: Measured, Black line: From equivalent circuit, Red line: IFFT of S parameters (~20GHz), Gray line : Incident Signal

그림 10은 주파수 영역에서 1~6GHz까지 측정된 S 파라미터를 IFFT 시간영역 TDT값으로 변환한 결과이다. 그림에서 볼 수 있듯이 이 파형은 전반적으로 측정치와 크게 다르며, 특히 신호가 갑자기 상승할 때 순간 피크치가 크게 발생함을 알 수 있다. 일반적으로 주파수 데이터를 시간영역으로 변환할 때 (또는 반대로 변환할 때) Nyquist theorem에 의해서 식 (2)와 같은 해상도를 고려해야 한다.

$$f_s = \frac{1}{t_r} \geq 2 \times f_{min} \quad (2)$$

여기서 f_s 는 rising time을 주기로 갖는 주파수이며, f_{min} 은 Nyquist theorem을 만족하는 최소주파수가 된다. 즉, 25ps의 상승시간(rising time)을 갖는 데이터를 올바르게

해석하기 식 (2)에서 언급한 바와 같이 최소한 20GHz까지의 주파수 데이터가 요구됨을 알 수 있다. 그림 11의 붉은 선은 HFSS를 이용하여 20GHz까지 계산한 S 파라미터를 IFFT 이용하여 시간영역 신호로 변환한 것이다. 이 신호파형은 TDT로 측정된 것과 또, 등가회로에서 얻은 값과 잘 일치하고 있음을 볼 수 있다.

위의 결과를 통해서 알 수 있듯이 IFFT를 이용한 변환은 쉽고 빠르다는 장점이 있는 반면에 주파수영역의 측정범위가 시간영역에서의 상승시간(rising time)을 만족하는 광대역이 아닐 경우에는 변환한 신호의 파형이 왜곡되기에 사용하기에 적합하지 않음을 알 수 있었다. 하지만 등가회로 모델은 측정주파수 범위의 데이터만으로도 충분히 시간영역까지 해석이 가능함을 확인하였다.

2.4 2단자 VNA 측정을 이용한 4단자 시스템의 S 파라미터 예측

본 장에서는 2단자 VNA를 이용하여 멀티 포트 시스템의 S-parameter를 측정할 수 있는 알고리즘을 4포트 커넥터 시스템에 적용하였다. 이 알고리즘은 멀티포트측정에서 2개의 측정단자를 제외한 나머지 단자들을 50Ω 매칭 없이 오픈(open)된 상태에서 측정된 후, 임피던스 변환 알고리즘을 통하여 최종적으로 50Ω 매칭이 된 S 파라미터로 바꾸는 방법이다.^[5] 이 변환은 Z_k 를 기준 임피던스로 갖는 포트에서의 Scattering Matrix \bar{S} 를 Z_k 를 기준 임피던스로 갖는 Scattering Matrix \bar{S}_i 로 바꾸게 되며 기본 식은 다음과 같이 표현된다.^[6]

$$\bar{S}_i = [\bar{T}(\bar{Z} + \bar{Z}_i) + \bar{S}\bar{T}(\bar{Z} - \bar{Z}_i)]^{-1} [\bar{T}(\bar{Z} - \bar{Z}_i) + \bar{S}\bar{T}(\bar{Z} + \bar{Z}_i)] \quad (3)$$

여기서 $\bar{T} = \text{diag}[-\frac{1}{\sqrt{R_k R_{tk}}}]$, $R_k = \text{Re}(Z_k)$, $R_{tk} = \text{Re}(Z_{tk})$,

$$\bar{Z} = \text{diag}[Z_k], \bar{Z}_i = \text{diag}[Z_{tk}] \text{ 이다.}$$

일반적으로 2단자 네트워크 분석기를 이용하여 i번째 포트와 j번째 포트를 측정하였다면, 측정데이터는 i와 j번째 포트에 대해서만 Z_k 가 50Ω이 되며 나머지 매칭이 안 된 포트들은 그림 12, 식 4와 같이 무한대(∞) 값을 기준 임피던스로 갖게 된다.

$$\bar{S}_{(Z_1, Z_2, \dots, Z_{i-1}, Z_i = 50, Z_{i+1}, \dots, Z_{j-1}, 50, Z_{j+1}, \dots, Z_{2n})} \quad (4)$$

따라서 모든 포트에 대해서 50Ω이 매칭된 Scattering Matrix를 얻기 위해서는 50Ω 기준으로 얻어진 i, j 번째 데이터를 무한대(∞) 임피던스 기준으로 바꾸고, 결과적으로 모든 포트에 대해서 무한대 임피던스 기준으로 바뀌어지면, 모든 포트를 다시 50Ω 기준으로 변환하게 된다.

$$\bar{S}_{(50, 50)} \rightarrow \bar{S}_{(Z_i = \infty, Z_j = \infty)} \quad (5)$$

이 경우, 조건들은 식(6)과 같으며 결과적으로 그림 13과 식(7)을 얻게 된다.

$$\bar{T} = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{50 \times R_1}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{50 \times R_2}} \end{pmatrix}, \bar{Z} = \begin{pmatrix} 50 & 0 \\ 0 & 50 \end{pmatrix}, \bar{Z} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{pmatrix}, (R_1 = R_2 = \infty)$$

$$\bar{S}_{(Z_1, Z_2, \dots, Z_{i-1}, Z_i, Z_{i+1}, \dots, Z_{j-1}, Z_j, Z_{j+1}, \dots, Z_{2N})} \quad (7)$$

이제 전체적으로 50Ω 기준으로 Scattering Matrix를 바꾸면 그림 14, 식(8)과 같이 최종적인 50Ω매칭된 Scattering Matrix를 구할 수 있다.

$$\bar{S}_{(Z_1, Z_2, \dots, Z_{i-1}, Z_i, Z_{i+1}, \dots, Z_{j-1}, Z_j, Z_{j+1}, \dots, Z_{2N})} \rightarrow \bar{S}_{(50, 50, 50, \dots, 50, 50, 50)} \quad (8)$$

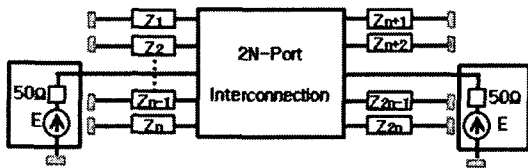


그림 12 ij번째 포트만 50Ω 값을 기준으로 갖을때 S-Matrix 추출을 위한 개념도

Fig. 12 Schematic representation for obtaining the S-Matrix referenced to their reference impedance except for port ij are connected to the 50Ω

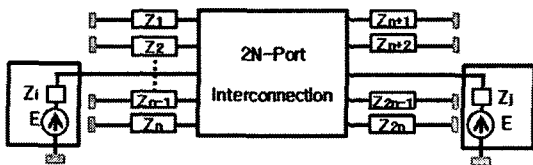


그림 13 포트마다 각각 Z1, ~ Z2N 값을 기준으로 갖을때 S-Matrix 추출을 위한 개념도

Fig. 13 Schematic representation for obtaining the S-Matrix referenced to the impedance Z1, ~ Z2n

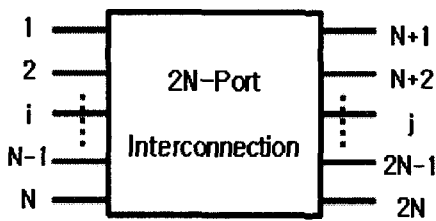


그림 14 S11의 경우 4포트 VNA 측정결과와 변환 알고리즘 적용결과

Fig. 14 Schematic representation of the S-Matrix referenced to the impedance value 50Ω, ..., 50Ω

위의 알고리즘을 사용하여 실제로 측정단자를 제외한 나머지 포트를 오픈한 상태에서 2포트 VNA로 데이터를 측정하고 데이터를 변환하여 4포트 VNA의 실제 측정값과 비교한 결과를 그림 15에 나타내었다. 그림 15에서는 변환 알고

리즘 적용시 대부분의 주파수 영역에서 4포트 VNA로 측정 한 S파라미터 값과 잘 일치함을 보이지만, 특정 주파수범위에서 결과가 심하게 어긋남을 볼 수 있다. 이 현상을 원인을 분석하기 위해서 SMA 커넥터를 개방해서 임피던스를 측정해 보았다. 이 임피던스를 스미스 차트에서 표현한 것을 그림 16에 나타내었다. 그림 16에서 알 수 있듯이 SMA 커넥터를 개방 (Open) 한 상태에서의 임피던스는 무한대의 특성을 나타내지 않고 용량성 부하의 특성을 나타냄을 알 수 있었다. SMA 커넥터의 개방된 단자가 용량성을 부하의 특성을 나타내는 것은 SMA 커넥터가 기본적으로 동축 케이블 형상을 가지고 있다는 것에서부터 그 이유를 짐작할 수 있다고 하겠다. 따라서 식 (3)과 같은 변환 알고리즘을 정확하게 사용하기 위해서는 실제로 개방단자를 무한대 임피던스 특성으로 보이게 하는 것이 중요하다고 할 수 있지만, 일반적으로 전자회로 보드, 회로 영역에서 이러한 특성을 광대역에서 구현하기가 쉽지 않다는 점에서 식 (3)을 현실적으로 적용하기에는 한계가 있다고 하겠다.

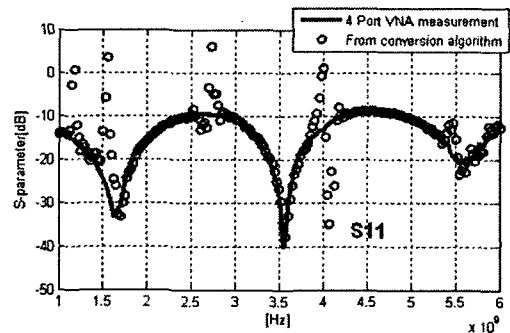


그림 15 S11의 경우 4포트 VNA 측정결과와 변환 알고리즘 적용결과

Fig. 15 S11 data from 4 port VNA measurement and from the conversion algorithm

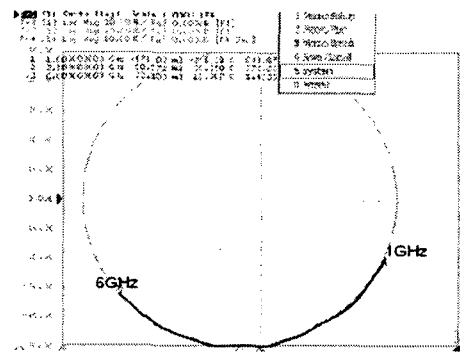


그림 16 SMA 커넥터의 개방 부하의 Smith chart

Fig. 16 Smith chart for SMA connector with the port open

그림 17은 무한대(∞) 임피던스를 ADS 시뮬레이터에서 100KΩ으로 구현하여 식 (3)의 변환이론을 적용한 결과이다. 즉, 나머지 두 단자의 개방 임피던스 값이 100KΩ이라는 값으로 일정하다고 가정하고 ADS상에서 S 파라미터를 구한 다음에 변환행렬 수식을 이용하여 50Ω으로 매칭된 S

파라미터 값을 계산 한 것이다. 그 결과 그림 15와 같이 정확한 임피던스의 값을 알고 변환을 수행한 경우에는 S 파라미터 값을 정확하게 예측할 수 있음을 확인할 수 있었다.

3. 결 론

본 논문에서는 멀티커넥터 특성 추출을 위한 기반연구로 4포트 결합 전송선로를 모델링을 하고 S 파라미터를 시뮬레이션과 측정을 통해 추출하였다. 그리고 ADS를 이용하여 회로 파라미터를 구하고 이를 등가회로로 구성하였다. 구성된 등가회로의 검증은 S 파라미터뿐 아니라 TDR미터를 이용하여 시간영역에서의 신호전달특성으로도 측정하였으며, 측정결과 등가회로 모델링에서 얻어진 파형과 매우 일치함을 확인하였다. 아울러 S 파라미터 데이터를 IFFT하여 시간영역 값으로 바꾸는 경우에는 충분한 범위의 주파수 측정 데이터가 필요하다는 제한점을 확인하였다.

마지막으로 50Ω 매칭 없이 2포트 VNA를 이용하여 측정 한 S 파라미터 데이터를 실제 S 파라미터로 변환하는 알고리즘을 4포트 커넥터 시스템에 적용하였다. 그 결과 일부 주파수영역에서 심한 불일치 현상이 나타났으며 이는 변환 과정에서 가정한 개방 임피던스의 값이 실제로는 무한대(∞)가 아닌 용량성 부하에서 기인함을 확인하였다. 이 부분에 대해서는 추후에 보다 심도 있는 연구가 이루어 져야 할 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부 지방기술혁신사업(RTI04-03-04) 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계 부처에 감사드립니다.

참 고 문 헌

[1] H. H. Stephen , W. H. Garrett and A. M. James "High-speed digital system design", A Wiley-Interscience Publication, pp. 102-127, 276-288, 2000.

[2] Myung-Hee Sung, Woong-Hwan Ryu, Hyung-Soo Kim, Jong-Hoon Kim, Joung-Ho Kim, "An efficient crosstalk parameter extraction method for high-speed interconnection lines", *IEEE transaction on Advanced Packaging*, vol. 23, no. 2, pp 148-155, May 2000.

[3] J. C. Tippet, R. A. Speciale, "A Rigorous Technique for Measuring the Scattering Matrix of a Multiport Device with a 2-port Network Analyzer", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, vol.30, no.5, p661~p666, 1982.

[4] T.Granberg "Handbook of digital techniques for high-speed design", Prentice Hall PTR, pp. 519-553, 2004.

[5] S. Sercu, L. Martens, "Characterizing N-port Packages and Interconnections with a 2-port Network Analyzer", *Electrical Performance of Electronic Packaging*, pp 163-166, Oct 1997.

[6] Luc Martens "High-Frequency Characterization of Electronic Packaging", Kluwer Academic Publishers, pp. 89-95, 2001.

저 자 소 개



심민규 (沈 旼 圭)

1978년 9월 16일생. 2001년 성균관대 전기전자컴퓨터공학부 졸업. 2006년~현재 동 대학원 전자전기학과 석사과정
Tel : 031-290-7172
Fax : 031-299-4622
E-mail : minkyu0916@skku.edu



김종민 (金 鍾 民)

1980년 7월 24일생. 2005년 동의대 정보통신공학과 졸업. 2006년~현재 성균관대학교 전자전기대학원 석사과정
Tel : 031-290-7172
Fax : 031-299-4622
E-mail : bell2you@skku.edu



나완수 (羅 浣 洙)

1962년 6월 14일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년~1993년 SSCL Guest Collaborator. 1993년~1995년 한국전기연구원 선임연구원. 1995년~현재 성균관대학교 정보통신공학부 교수
Tel : 031-290-7136
Fax : 031-299-4622
E-mail : wsnah@yurim.skku.ac.kr