

SPICE에서의 RF와 Microwave회로 해석에 관한 연구

(A Study on the RF and Microwave Circuit Analysis in the SPICE)

김 학 선* · 이 창 석** · 이 형 재***

Hak Sun Kim* · Chang Seok Lee** · Hyung Jae Lee***

요 약

SPICE 회로 해석 프로그램은 수치계산에서 한계를 가지고 있으며 일반적으로 노드전압으로부터 S-파라미터를 계산하기 위한 복잡한 수식으로 인하여 RF나 Microwave회로의 시뮬레이션에서는 사용할 수 없는 것으로 알려져 왔다. 회로해석에 의한 노드 전압과 전류로서도 S-파라미터를 쉽게 구할 수 있음을 보였으며 입사, 반사, 진행파와 비례하는 노드 전압을 구하기 위하여 사용되는 테스트 벤치를 개발하였다. SPICE의 계산된 노드전압으로부터 S-파라미터를 계산하고 PSPICE의 후처리 프로세서인 PROBE를 사용하여 전송선로로 구성된 저역통과 필터를 예로써 제시한다. 시뮬레이션 결과는 또다른 고주파 회로해석 프로그램인 TOUCHSTONE으로 얻어진 결과와 비교하였다. 2가지 프로그램의 해석 결과에서 크기(amplitude)는 0.003이하의 오차를 나타내었고 위상(phase)은 수십분의 1도(degree)정도의 차이를 보였다. RF나 Microwave회로를 시뮬레이션하기 위하여 이러한 테스트 벤치를 사용하면 정확도는 물론 가격적으로 매우 저렴하고 교육에 필요한 도구로서 유용하고 실제의 기술자들에게도 효율적일 것이다.

Abstract

The SPICE circuit analysis program has a limited math capability and, in general, cannot be used for RF and microwave simulation because a complex arithmetic is required to compute S-parameters from node voltages. This paper presents two test bench models that can be used to obtain node voltages proportional to incident, reflected, and transmitted signals. From SPICE computed node voltages, S-parameters are computed using the math capability of the PSPICE post processor, PROBE, as an example for a low-pass filter consisting of transmission line sections.

* 대전산업대학교 정보통신공학과 (Dept. of Information and Communication Eng., Tae Jeon National University of Technology)

** 한국전자통신연구소 (Electronics and Telecommunications Research Institute)

*** 한국항공대학교 (Hankook Aviation University)

The results of this example are compared with another high frequency circuit analysis program, TOUCHSTONE. The difference between the results of these two programs in magnitude was less than 0.003 and in phase was a few tenths of a degree. By using these test benches to simulate a filter, RF and microwave analysis can be made with the SPICE, which can be a cost-effective and readily available computational tool for educators and practicing engineers.

I. 서 론

SPICE 회로해석 프로그램은 현장에서 전자 회로 해석을 위한 실제적인 기준으로 받아들여지고 있으며 대학이나 산업현장에서 많이 사용되고 있다. [1-5].

이 프로그램은 기본적으로 집적회로의 해석을 위해서 직류, 과도, 교류해석을 할 수 있도록 만들어진 범용 회로해석용이다.

실제적으로 이 프로그램의 형태는 VLSI칩의 광의 해석뿐만 아니라 저항과 전원을 연결하여 개별소자를 사용한 회로의 해석에도 사용할 수 있도록 되었다.

SPICE는 프로그래밍을 필요로 하지 않고 회로의 형태를 기술하는 넷리스트(netlist)와 실행 명령으로 구성된 입력 화일을 이용하여 노드의 전압 또는 전류를 도표나 그림의 형태로 출력시킨다. 이러한 형태의 프로그램은 정확한 회로모델만 있다면 회로 해석에 유용하고 편리하게 사용될 수 있다.

SPICE와 그의 유사품들은 출력 데이터를 이용한 수치계산에 한계를 가지고 있었다. 몇몇의 상업용 버전들은 수치계산용 프로세서를 이용하여 이러한 문제점을 해결하고 그래프로 나타낼 수 있도록 하였는데, 예를 들면 MicroSim Corp.의 Probe와 같은 것이다. 그러나 아직도 수치 계산에 있어서 제약을 받는 부분은 존재한다.

만약 SPICE를 RF나 마이크로파 회로해석 계산에 사용하고자 할 때 반사계수나 전송계수, 노드 전압과 전류로부터 얻는 임피던스의 계산 등에는 매우 어려움을 갖는다. 이것은 입사, 반

사, 전송신호에 대한 지식이 없이 이들을 계산하는데 필요한 수학적인 복잡함에 기인한다. [6-8].

본 논문은 노드 전압과 전류로부터 회로해석에 의하여 결정되는 입사, 반사, 전송신호 및 전압 정재파비(VSWR)를 구할 수 있도록 S parameter 측정을 위한 SPICE 이용 방법에 대하여 기술한다. 신호전압, 또는 전류를 가지고도 SPICE의 제한된 능력을 이용하여 반사, 전송계수를 구할 수 있음을 해석하였고, 이를 이용하여 필터를 분석하여 RF 및 마이크로파 회로설계용 프로그램의 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

II. 회로방정식으로부터 s-parameter의 산출

전송선로에서의 전압은 진행하는 방향의 성분 $V^{+(x)}$ 와 반사되는 방향성분 $V^{-(x)}$ 로 나누어 생각할 수 있다.

$$V^{+(x)} = Ae^{-j\alpha x} \quad (1)$$

$$V^{-(x)} = Be^{+j\alpha x} \quad (2)$$

전송선로의 임의의 점 x에서의 전압, 전류는 다음과 같이 표시된다.

$$V(x) = V^{+(x)} + V^{-(x)} \quad (3)$$

$$I(x) = I^{+(x)} + I^{-(x)} = \frac{1}{Z_0} (V^{+(x)} + V^{-(x)}) \quad (4)$$

여기서 Z_0 는 전송선로의 특성 임피던스로 무손실인 경우에는 실수 성분만을 가진다. 식 (3)

과 (4)에서 알 수 있는 바와 같이 전송선내에서의 진행하는 방향의 성분과 반사되는 방향 성분의 전압, 전류는 다음과 같이 단순히 특성 임피던스 Z_0 에만 관련된다.

$$I^+_{(x)} = \frac{1}{Z_0} V^+_{(x)} \quad (5)$$

$$I^-_{(x)} = \frac{1}{Z_0} V^-_{(x)} \quad (6)$$

그러므로 전송선로 내에서는 임의의 점 x 에서 한쪽 방향으로 진행하는 전압을 알면 같은 방향으로 진행하는 전류를 알 수 있고, 반대로 전류를 알면 전압을 알 수 있다. 따라서 전류와 전압을 따로 생각할 필요가 없으며 다음과 같이 normalized wave “a”와 “b”를 정의하는데 그 정의식은 다음과 같다[6].

$$a_{(x)} = \frac{V^+_{(x)}}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0} I^+_{(x)} \quad (7)$$

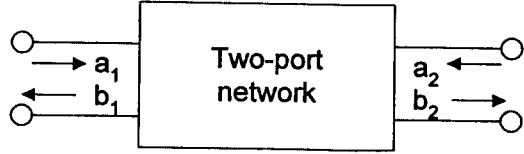
$$b_{(x)} = \frac{V^-_{(x)}}{\sqrt{Z_0}} = \sqrt{Z_0} I^-_{(x)} \quad (8)$$

Scattering parameter는 [그림 1]에 표시한 것처럼 각 port에 입력되는 normalized wave “a”와 각 port에서 반사되는 normalized wave “b”를 이용하여 다음과 같이 표시된다[9].

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (9)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (10)$$

즉 S_{11} 은 a_2 가 0일 때 b_1 과 a_1 의 비이며, a_2 가 0이라는 조건은 port 2의 전송선을 무한대 길이로 하여 a_1 에 의해 발생하는 b_1 이 port 2로 다시 돌아오는 조건이다. 실제 측정에 있어서 port 2의 전송선을 무한대로 하는 것은 불가능하지만 전송선의 끝에 특성 임피던스와 같은 임피던스로 termination하면 전송선의 길이가 무한대일 때와 같은 효과를 얻을 수 있다[10].



[그림 1] Two-port network에서의 normalized wave.

[Fig. 1] Normalized wave of two-port network.

RF 설계용 simulator에서는 S 파라미터를 주로 사용하고 있는 반면 일반적인 회로해석 프로그램에서는 H, Z, Y 파라미터를 주로 사용하고 있다. 특히 회로설계에 많이 사용되고 있는 SPICE의 경우에도 S 파라미터를 제공하고 있지 않으므로 SPICE에서의 해석결과를 RF 설계용 software에서는 사용할 수가 없다. 따라서 SPICE에서 S parameter를 출력할 수 있도록 할 필요가 있는데 이를 위해서는 S parameter를 회로이론적인 관점에서 다시 해석해야 할 필요가 있다.

식(3), (4)와 (7), (8)을 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V^+_{(x)} = \frac{1}{2} (V_{(x)} + Z_0 \cdot I_{(x)}) \quad (11)$$

$$V^-_{(x)} = \frac{1}{2} (V_{(x)} - Z_0 \cdot I_{(x)}) \quad (12)$$

S 파라미터를 정의에 의하여 다시 쓰면 (13) ~ (16)식으로 나타낼 수 있다.

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V^-_{1(x)}}{V^+_{1(x)}} \right|_{R_2=50} \quad (13)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V^-_{1(x)}}{V^+_{2(x)}} \right|_{R_1=50} \quad (14)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \left. \frac{V^-_{2(x)}}{V^+_{1(x)}} \right|_{R_2=50} \quad (15)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \left. \frac{V^-_{2(x)}}{V^+_{2(x)}} \right|_{R_1=50} \quad (16)$$

위의 식에서 R_1, R_2 는 각각 입력측과 출력측의 정합 저항을 나타낸다. 식 (11)의 V^+ 는 R_S 와 Z_0 가 같다면 항상 일정하며 이러한 조건은 정합을 통하여 가능하다.

$$V^+ = \frac{1}{2} \left(\frac{X}{R_S + X} V_S + Z_0 \frac{1}{R_S + X} V_S \right)$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{Z_0 + X}{R_S + X} V_S \right) \quad (17)$$

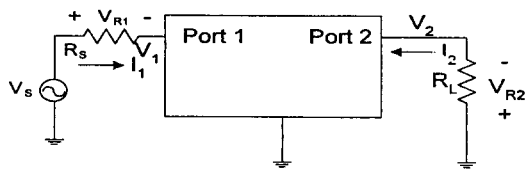
여기에서 R_S 는 소스 저항이며 Z_0 는 부하측 임피던스이다. V_S 를 1로 하는 경우 V_1^+ 는 0.5이므로 V_1^+ 를 1로 하기 위해서는 V_S 를 2로 하여야 한다. 그러나 모든 파라미터가 상대적인 비율이고 분자와 분모에 모두 1/2을 곱하고 있으므로 SPICE에서의 계산을 용이하게 하기 위하여 (11), (12)에 모두 2를 곱하여 적용한다.

[그림 2]와 [그림 3]의 회로에서 V_S 를 1로 하였을 때 S 파라미터는 다음과 같은 식으로 정리할 수 있다.

[그림 2]의 회로에서 S_{11} 과 S_{21} 은 다음과 같다.

$$S_{11} = V_1 - Z_0 I_1 = V_1 - \frac{Z_0}{R_S} V_{R1} \quad (18)$$

$$S_{21} = V_2 - Z_0 I_2 = V_2 - \frac{Z_0}{R_L} V_{R2} = 2V_2 \quad (19)$$



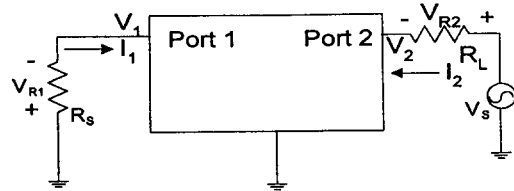
[그림 2] S_{11} 및 S_{21} 계산에 사용하는 회로도
[Fig. 2] Schematics for the calculation of S_{11} and S_{21} .

[그림 3]의 회로에서 S_{12} 과 S_{22} 는 아래의

식으로 나타낼 수 있다.

$$S_{22} = V_2 - Z_0 I_2 = V_2 - \frac{Z_0}{R_L} V_{R2} \quad (20)$$

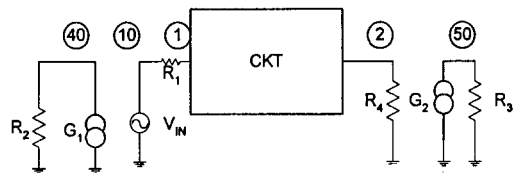
$$S_{12} = V_1 - Z_0 I_1 = V_1 - \frac{Z_0}{R_S} V_{R1} = 2V_1 \quad (21)$$



[그림 3] S_{12} 및 S_{22} 계산에 사용하는 회로도
[Fig. 3] Schematics for the calculation of S_{12} and S_{22} .

지금까지 보고된 RF 및 마이크로파 회로 해석에서 SPICE를 사용하고자 할 때에는 전송선로를 복잡하게 해석하고 별도의 부가회로를 더하여 S 파라미터를 구하여 왔는데 그 이유는 회로의 개념이 복잡하고 이해하기가 어렵다고 생각했기 때문이었다[8], [12]. 그러나 유도한 식은 기초적인 파의 개념만 이해하면 타당성을 쉽게 검증할 수 있는 내용이다.

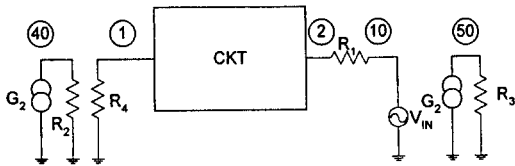
[그림 2]와 [그림 3]의 회로를 이용하여 S파라미터를 구하기 위한 회로를 [그림 4]와



[그림 4] S_{11} 및 S_{21} 측정용 테스트 벤치
[Fig. 4] Test bench configuration for S_{11} and S_{21} measurement.

[그림 5]에 나타내었는데 이는 TOUCH-

STONE과 같은 RF와 마이크로파 설계 전용 프로그램에서 해석하고자 하는 회로를 테스트 벤치에서 항시 불러 쓸 수 있도록 한 것과 마찬가지로, 해석하고자 하는 회로를 Sub-circuit으로 바꿀 수 있도록 한 것이다.



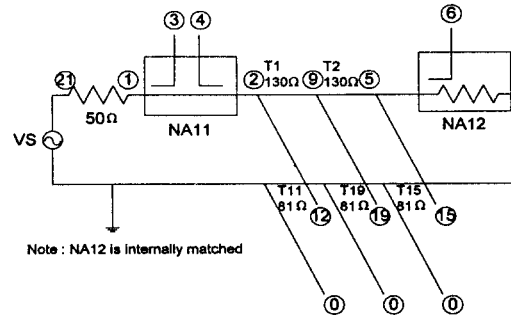
[그림 5] S_{12} 및 S_{22} 측정 테스트 벤치
[Fig. 5] Test bench configuration for S_{12} and S_{22} measurement.

III. RF 저역통과필터 Simulation

RF와 마이크로파 회로 해석을 위해 제안된 방법은 반사계수와 전달계수를 측정하기 위하여 RF 회로를 모의실험하므로써 정확도를 나타낼 수 있다.

해석될 DUT(Device Under Test)는 [그림 6] [11]에 있는 저역통과 필터이다. 실제의 시스템에서는 방향성 커플러를 사용하는데 반사파를 측정하기 위하여 사용되는 커플러는 NA_{11} (4 단자)이고, 전달파를 측정하기 위한 커플러는 NA_{12} (2단자)이다. 그러나 NA_{11} 와 NA_{12} 는 실제의 경우어나 모델링한 경우[12] 주파수의 변화에 따라 특성이 변하므로 이를 이용한 해석방법은 주파수별로 항시 복잡한 계산을 통하여 커플러를 모델링하여야 함은 물론이고 실제 DUT의 데이터와는 차이가 발생하므로 실제 회로해석이나 설계시 calibration을 통하여 net data를 구해야 하는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서 개발한 테스트 벤치를 사용한 방법이 더욱 정확한 결과를 나타낸다고 할 수 있다.



[그림 6] 저역통과필터를 해석하기 위한 회로망 분석기

[Fig. 6] Network analyzer for analysis of a low-pass filter.

<표 1>과 <표 2>는 [그림 6]의 여파기 회로를 해석하기 위한 PSPICE의 Netlist를 보이고 있다.

<표 1> Two port S 파라미터 S_{11} 과 S_{21} 측정을 위한 SPICE 입력 파일

<Table 1> PSPICE netlist for two-port S parameter S_{11} and S_{21}

TEST OF NETWORK ANALYZER SIMULATION FOR FILTER

```
X 1 2 CKT
R1 1 10 50
R2 0 40 1
R3 0 50 1
R4 2 0 50
G1 0 40 1 0 2
G2 0 50 2 0 2
IIN 40 0 AC 1
VIN 10 0 AC 1
.SUBCKT CKT 2 5
T1 2 0 9 0 ZO=130 F=1000MEG NL=0.25
T2 9 0 5 0 ZO=130 F=1000MEG NL=0.25
T11 2 0 12 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
T19 9 0 19 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
T15 5 0 15 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
.ENDS
.AC LIN 90 100MEG 1000MEG
.PROBE
.END
```

〈표 2〉 Two port S parameter S_{12} 와 S_{22} 측정을 위한 SPICE 입력 파일
 〈Table 2〉 PSPICE netlist for two-port S parameter S_{12} and S_{22}

```

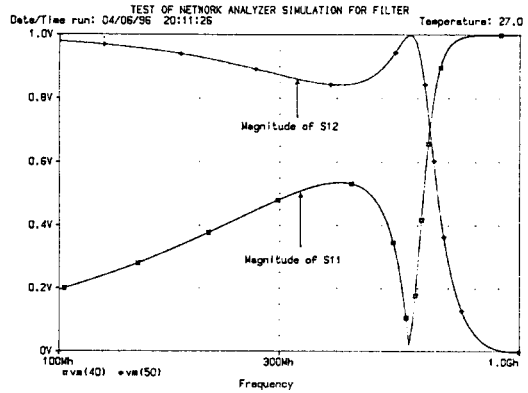
TEST OF NETWORK ANALYZER
SIMULATION FOR FILTER
X 1 2 CKT
R1 10 2 50
R2 40 0 1
R3 50 0 1
R4 1 0 50
G1 0 40 2 0 2
G2 0 50 1 0 2
IIN 40 0 AC 1
VIN 10 0 AC 1
.SUBCKT CKT 2 5
T1 2 0 9 0 ZO=130 F=1000MEG NL=0.25
T2 9 0 5 0 ZO=130 F=1000MEG NL=0.25
T11 2 0 12 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
T19 9 0 19 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
T15 5 0 15 0 ZO=81 F=1000MEG NL=0.25
.ENDS
.AC LIN 90 100MEG 1000MEG
.PROBE
.END
    
```

본 논문에서는 반사와 전달계수를 구하기 위하여 우선 DUT를 제거한 "thru" 연결로 시뮬레이션하였는데 정합된 시스템에서 시험주파수를 통하여 크기는 0.01dB, 각도는 0.2도 이하의 차이밖에 보이지 않았다.

[그림 6]의 RF 필터회로를 PSPICE로 시뮬레이션하여 결과는 그림으로 제시하였다. [그림 7]은 필터의 S_{11} 과 S_{12} 의 크기를 보여주고 있으며 [그림 8]와 [그림 9]는 각각의 위상을 나타내고 있다. [그림 10]은 필터 입력부에서의 VSWR를 표시하고 있는데, 이는 계산된 결과를 수치로 나타내고 있는 것이다.

필터는 또한 TOUCHSTONE으로 해석되었고 결과를 〈표 3〉에 나타내었다. PSPICE와 TOUCHSTONE 시뮬레이션 결과는 크기에서 0.003과 위상에서 수십분의 1정도의 범위내의 차이를 보이고 있다. 1GHz에서 S_{12} 의 데이터는 상당히 차이를 보이고 있으나 S_{12} 의 크기는

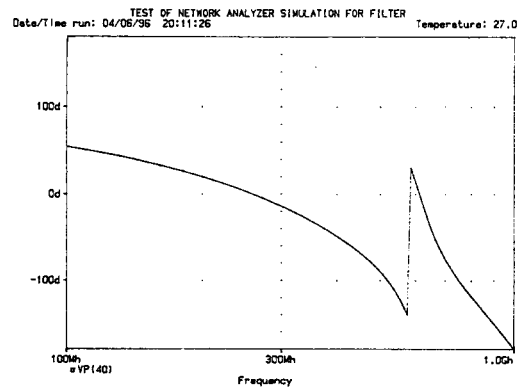
근본적으로 0 ($2.8E-07$ 과 비교하여 $1.6E-12$)이므로 실제로 의미가 없다.



[그림 7] 저역 통과 필터의 주파수별

$|S_{11}|$ 및 $|S_{12}|$ 의 변화

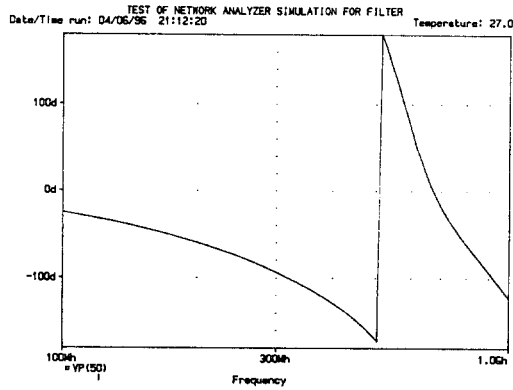
[Fig. 7] $|S_{11}|$ and $|S_{12}|$ variation versus frequency for the low-pass filter.



[그림 8] 저역 통과 필터의 주파수별 ϕ_{11} 의 변화

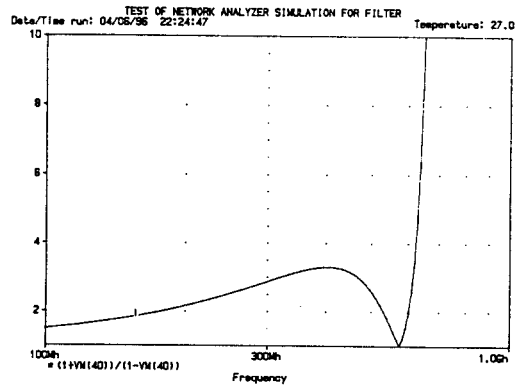
[Fig. 8] ϕ_{11} variation versus frequency for the low-pass filter.

회로망 해석기술에서 일반적으로 방향성 커플러를 사용하려면 전송선로의 길이는 측정하려는 주파수 범위의 중심 주파수에서 $\frac{1}{4}$ 근치



[그림 9] 저역 통과 필터의 주파수별 ϕ_{12} 의 변화

[Fig. 9] ϕ_{12} variation versus frequency for the low-pass filter.



[그림 10] 저역 통과 필터의 주파수별 입력 VSWR의 변화.

[Fig. 10] Input VSWR variation versus frequency for the low-pass filter.

<표 3> PSPICE와 TOUCHSTONE으로 해석된 저역통과필터의 특성

<Table 3> Low-pass filter characteristics determined with PSPICE and TOUCHSTONE

FREQ. MHz	PSPICE		TOUCHSTONE		PSPICE		TOUCHSTONE	
	S_{11}	ϕ_{s11}	S_{11}	ϕ_{s11}	S_{12}	ϕ_{s12}	S_{12}	ϕ_{s12}
100	0.196	54.93	0.197	54.93	0.978	-35.07	0.980	-35.07
150	0.286	37.74	0.286	37.59	0.956	-52.26	0.958	-52.41
200	0.365	20.44	0.365	20.45	0.931	-69.56	0.931	-69.56
250	0.431	3.31	0.432	3.450	0.900	-86.69	0.902	-86.55
300	0.482	-13.50	0.484	-13.50	0.873	-103.5	0.875	-103.50
350	0.520	-30.46	0.521	-30.60	0.852	-120.5	0.854	-120.60
400	0.537	-48.28	0.537	-48.28	0.844	-138.3	0.844	-138.28
450	0.521	-67.45	0.522	-67.31	0.851	-157.5	0.853	-157.31
500	0.447	-89.48	0.450	-89.48	0.895	-179.5	0.893	-179.48
550	0.238	-119.1	0.239	-119.23	0.969	150.9	0.971	150.77
600	0.272	14.86	0.272	14.86	0.962	104.9	0.962	104.86
650	0.797	-38.50	0.799	-38.36	0.600	51.50	0.601	51.64
700	0.957	-74.72	0.960	-74.72	0.277	15.28	0.278	15.28
750	0.990	-98.92	0.992	-99.07	0.123	-8.93	0.123	-9.07
800	0.999	-118.2	0.999	-118.2	0.052	-28.21	0.052	-28.22
850	0.997	-135.1	1.000	-135.0	0.019	-45.10	0.019	-44.96
900	0.998	-150.5	1.000	-150.5	5.2E-03	-60.48	5.2E-03	-60.48
950	0.998	-165.2	1.000	-165.4	6.2E-04	-75.23	6.2E-04	-75.38
1000	1.000	-180.0	1.000	180.0	2.8E-07	-96.80	1.6E-22	-179.08

에 있어야 한다. 이러한 방법은 주파수 범위의 수십배에 까지 정확하게 적용되므로 정확한 모델링이 되어야만 실제로 S parameter 의 정확성이 유지된다[12]. 이에 비하여 본 논문에서 사용된 테스트 벤치는 정확성에서 매우 우수한 특성을 보이는데 반하여 전체 파라미터를 구하기 위해서는 입력측 테스트 벤치와 출력측 테스트 벤치를 각각 2포트를 사용하므로 시뮬레이션을 두번 해야 하는 단점이 있다. 그러나 방향성 커플러 모델에서의 오차는 주파수 범위가 더 넓어지면 커지게 되며, 광역 방향성 결합기법을 사용하여 동작 영역을 넓힐 수 있으나 $\frac{\lambda}{4}$ 길이는 동작하고자 하는 주파수대마다 변경되어야 하는 반면 본 논문에서의 테스트 벤치를 사용하는 해석방법이 모든 주파수에 대하여 변경의 필요가 없으며 더 정확하다.

IV. 결 론

RF와 마이크로파 회로를 SPICE 프로그램에서 시뮬레이션시 회로의 노드 전압, 전류를 계산하여 입사, 반사, 전달 신호를 각각 계산할 수 있음을 보였다. 이런 신호를 S parameter로 직접 변환할 수 있도록 수학적인 능력을 갖춘 SPICE 형태의 프로그램에서 테스트 벤치를 구성하였다. 이 새로운 시스템을 사용하여 PSPICE/PROBE로 저역 통과 여파기를 고주파에서 해석한 결과, TOUCHSTONE과 같이 RF 및 마이크로파 회로 설계 및 해석에 널리 사용되는 프로그램과 비교하여 매우 정확하게 일치함을 보이고 있다.

오차는 크기에서 0.003 이하이고 위상에서는 수십분의 1도 정도이다. SPICE 형태의 프로그램은 매우 광범위하게 사용되기 때문에 RF와 마이크로파 회로 해석을 위한 모델의 개발은 매우 유용하여 회로 해석이나 시뮬레이션이 요

구되는 RF나 마이크로파에 관련된 과정이나 실험실에 교육을 위한 program으로 제공될 수 있다.

SPICE는 선형과 비선형에서 모두 사용되고 가격이 타 프로그램과 비교하여 매우 저렴하므로 RF와 마이크로파 회로의 해석까지의 확장은 교육자나 설계 기술자에게 컴퓨터를 이용한 도구로서의 중요한 진전이 될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] L. W. Nagel , "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits," Electronics Res. Lab., Univ. California, Berkeley, ERL Memo No. ERL-M520, May 1975.
- [2] J. R. Hines, "A comparison of Berkeley SPICE," Design Automat., pp. 28-33, Mar., 1991.
- [3] S. Prigozy, "Novel applications of SPICE in engineering education", IEEE Trans. Educat., vol. E-32, pp. 35-38, Feb. 1989.
- [4] L. V. Hmurcik, M. Hettinger, K. S. Gottschalck, and F. C. Fitchen, "SPICE applications to an undergraduate electronics program", IEEE Trans. Educat., vol. 33, pp. 183-189, May 1990.
- [5] W. Banzhaf, "Using SPICE in the electronics curriculum", Int. J. Appl. Eng. Educ., vol. 3, p. 335, 1987.
- [6] V. K. Tripathi and J. B. Rettig, "ASPICE model for multiple coupled microstrips and other transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory tech., vol. MTT-33, pp. 1513-1518,

SPICE에서의 RF와 Microwave회로 해석에 관한 연구

Dec. 1985.

[7] C. R. Paul, "A simple SPICE model for coupled transmission lines," Proc. IEEE Int. Symp. Electromah. Compatibil., Seatte, WA Aug. 2-4, 1988, pp. 327-333.

[8] K. D. Marx and R. I Eastin, "A configuration oriented SPICE model for multiconductor transmission lines with homogeneous dielectrics," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 38, No. 8, Aug. 1990

[9] D. Kajfez, *Noes on Microuave Circu-*

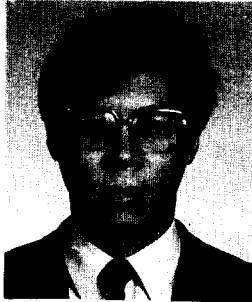
its, vol. 2. Univ. Mississippi, MS : Kajfez Consulting, .1986.

[10] R. Hoffman, *Handbok of Microuave Integrated Circuits*, Norwood, MA: Artech House, 1988.

[11] E. A. Wolff and R. Kaul, *Microuave Engineering and Systems Applications*, New York: Wiley, 1988, pp. 247.

[12] C. E. Smith, "Frequency domain analysis of RF and microuave circuit using SPICE," IEEE Trans. on microuave and techniques, Vol. 42, No 10. Oct. 1994.

김 학 선



1959년 6월 3일 생
 1986년 2월 : 한국항공대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
 1990년 2월 : 한국항공대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사)
 1993년 8월 : 한국항공대학교 전자공학과 (공학박사)

1993년 3월~현재 : 대전산업대학교 정보통신공학과 조교수
 [주 관심 분야] GaAs MESFET MMIC 회로 설계 및 RF회로 설계, 제작

이 창 석

1961년 3월 29일 생
 1984년 2월 : 경북대학교 전자공학과(공학사)
 1986년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 1996년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 1986년 ~ 현재 : 한국전자통신연구소 책임연구원 [주 관심 분야] 고속/고주파 화합물 반도체 I/C 설계 및 고주파 측정 분석

이 형 재

1933년 3월 20일 생
 1958년 3월 : 한국항공대학교 항공전자공학과 졸업
 1961년 3월 : 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업
 1972년 3월 : 한양대학교 대학원(공학석사)
 1988년 2월 : 경희대학교 대학원 (공학박사)
 1964년 10월 ~ 현재 : 한국항공대학교 교수
 1993년 3월 ~ 현재 : 한국항공대학교 총장
 [주 관심 분야] 화합물반도체 회로 및 시스템