

시간영역 측정을 이용한 CPW에서 가우시안 펄스 전송 특성

Propagation Characteristics of Picosecond Gaussian Pulses in Coplanar Waveguides using Time Domain Measurement

이 승 엽 · 신 용 섭*

Seung-Yeop Rhee · Young-Seop Shin*

요 약

CPW와 마이크로스트립선로에서 수십 피코초의 펄스 폭을 갖는 가우시안(Gaussian) 펄스 신호가 진행해 갈 때 기판 및 선로 구조에 따른 분산 및 펄스의 전파 특성을 시간 영역에서 해석하고 측정하였다. 특히, 선로에 사용된 기판의 기본 TE 모드에 대한 차단 주파수(f_{TE})의 변화에 따른 CPW와 마이크로스트립 선로간의 전송특성을 구하고 비교하였다. 이를 실험적으로 확인하기 위해 f_{TE} 가 다른 기판에 두 가지 50 Ω 선로를 제작하여 수십 피코초 펄스가 진행되었을 때의 전송 특성을 시간 영역 분석기능이 내장된 VNA(Vector Network Analyzer)를 이용해서 측정하였다.

Abstract

The distortion of picosecond pulses caused by dispersion as it propagates along microstripline and CPW(Coplanar waveguide) is investigated and measured using time domain measurement. Especially, this study presents that the distortion of these lines is analyzed and compared considering the relation between the dispersion effect and cut-off frequency(f_{TE}) of fundamental TE mode for the substrate of line. To verify theoretical results, several samples of 50 Ω lines are fabricated on the two kind of substrates with the different values of f_{TE} . The propagation characteristics of picosecond Gaussian pulse on these lines are simply measured using VNA(Vector Network Analyzer) with the time-domain analysis function.

Key words : CPW, Picosecond, Pulse Propagation, Time Domain

I. 서 론

무선 회로의 소형화와 경량화의 필요성에 따른 집적화로 다양한 평면 전송선로들을 시용한 MIC(Microwave Integrated Circuit) 및 MMIC(Monolithic MIC)들이 개발되고 연구되어지고 있으며, 이들 평면 선로 중 CPW(Coplanar Waveguide)에 대한 관심이 날로 증가하고 있다.

왜냐하면 CPW는 마이크로스트립 선로에 비해 집적화 하는 데 여러 장점을 갖고 있기 때문이다. 즉 CPW는 집적화 과정에서 소자의 집적화에 필요한 비아홀과 같은 후면처리 과정이 필요 없고, 광대역 특성 및 임피던스 정합이 쉽다는 점, 반도체 부품과 쉽게 집적화 할 수 있다는 점 그리고 적은 방사 손실 등의 장점이 있다. 이러한 장점과 무선기기의 M-(M)IC화로 자연스럽게 CPW에 대한 연구가 활발히

국립여수대학교 전자통신공학과(Department of Electronic and Communication, Yosu National University)

*정보통신부(Information Protective Planning Division, Information Planning Office, Ministry of Information and Communication)

· 논문 번호 : 20030625-094

· 수정완료일자 : 2003년 10월 21일

진행되고 있다^{[1],[2]}.

이러한 회로 및 시스템에서 사용된 선로에서 신호의 전송특성은 시스템을 구현하는 데 기초적이고 중요한 연구가 되고 있다. 특히, 1 nsec 이하의 짧은 폭을 갖는 펄스 열(pulse train)을 이용하여 CDMA보다 더 많은 다중 접속 사용자를 증가시킬 수 있는 초광대역(UWB: Ultra Wide Band) 무선시스템에서는 더욱 중요한 연구 분야로 대두되고 있다.

매우 짧은 펄스 전송에 대한 연구는 광학과 마이크로파공학이 접목되는 분야로 광학은 피코초(picosecond) 이하의 펄스를 만들고 마이크로파는 이를 전송 또는 전파하는 데 활용되고 있다^{[3],[4]}. 피코초 펄스는 많은 주파수(수십~수백 GHz 이상)가 내포되어 있기 때문에 이를 전송하는 선로의 펄스 전송 특성을 예측하는 것은 매우 중요하다. 마이크로스트립 선로에 대한 연구는 국내외적으로 많은 연구가 진행되어 왔다^{[5],[6]}. 그리고 CPW에 대해서도 피코초 펄스의 신호원으로 레이저를 이용해서 많은 연구가 현재도 활발히 진행되고 있다^[4]. 그러나 이들 논문 대부분은 레이저를 사용하기 때문에 여러 가지 부가적인 회로 및 광학시스템이 요구된다. 또한 상용화된 마이크로파 기판에서 마이크로스트립 선로와 CPW의 펄스 전송 특성에 대한 실험 및 비교 연구는 미흡한 실정이다^{[7],[8]}.

본 논문에서는 광대역 펄스신호가 CPW에서 전송되는 특성을 연구하고자 한다. 이를 위해 본 논문에서는 CPW에서 주파수에 변화에 따른 유효유전율을 구하고, 이를 바탕으로 CPW 상에서 수십 피코초의 펄스 폭을 갖는 가우시안(Gaussian) 펄스 신호가 진행해 갈 때 기판 및 선로 구조에 따른 분산 및 펄스의 전파 특성을 마이크로스트립 선로상의 결과와 비교 분석하였다. 그리고 VNA가 갖고 있는 시간 영역 측정 기능을 이용하여 수십 피코초의 펄스 측정시스템을 단순화하였고, 이를 이용하여 선로 상에서 펄스의 전파 특성을 측정한 후, 이론적으로 구한 전파 특성과 비교 분석하였다.

II. CPW 분산 특성

그림 1과 같은 구조를 갖는 CPW는 마이크로파용 집적회로를 제작할 때 IC 집적회로에 전송선을 직접

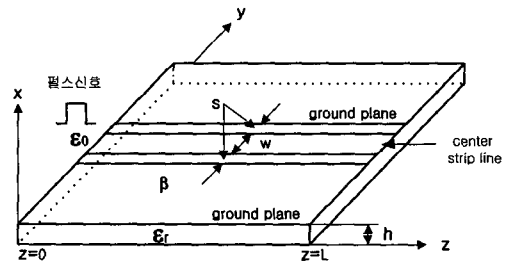


그림 1. 펄스 전파 해석을 위한 CPW 구조
Fig. 1. Geometry of CPW for analysis of pulse propagation.

쉽게 연결할 수 있다. 또한 중앙 스트립 선로(w)와 슬롯(s)의 폭을 변화시켜 원하는 다양한 임피던스를 쉽게 구현할 수 있고, 설계 시 사용할 수 있는 파라미터가 더 많아서 집적회로의 제작에 유리한 구조로 되어 있다.

이러한 CPW는 마이크로스트립 선로와 같이 한쪽은 공기이고 다른 쪽은 유전체로 이루어진 단면구조를 갖는 비균질 선로이다. 이러한 비균질에서 전파가 전송되면, 이 공기-유전체의 경계 면에서는 순수한 TEM 모드 외에 고차모드가 발생하게 된다.

그러므로 위상상수는 더 이상 주파수의 선형함수가 아니며, 주파수에 따라 유효유전율($\epsilon_{eff}(f)$)이 틀려져 위상속도가 달라지는 선로의 분산특성이 발생한다.

CPW 선로의 $\epsilon_{eff}(f)$ 을 결정하는데는 많은 방법들이 이용되어져 왔으며, 이들 중 대부분이 이미 그 정확함이 알려져 있는 스펙트럴 영역법 혹은 횡전류 분포법과 같은 full-wave해를 이용한다. 그러나 이러한 방법들은 복잡한 프로그램을 요구하고 또한 계산하는데 시간이 많이 걸리고 CAD에 유용한 식을 제공하지 않는다^{[1],[2]}.

본 논문에서는 식 (1)과 같이 closed-form 수식 형식이지만 full wave 방법으로 구한 결과와 실험식의 결과를 토대로 만든 해석식(analytic formula)을 이용하여 $\epsilon_{eff}(f)$ 을 구하는 방법을 사용하였다^[8].

$$\sqrt{\epsilon_{eff}(f)} = \sqrt{\epsilon_q} + \frac{(\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_q})}{(1 + aF^{-b})} \quad (1)$$

여기서, $F = f/f_{TE}$, ϵ_q 는 준정전계일 때의 유효유전율이며, a, b 는 선로의 치수에 관련된 상수이다^[8].

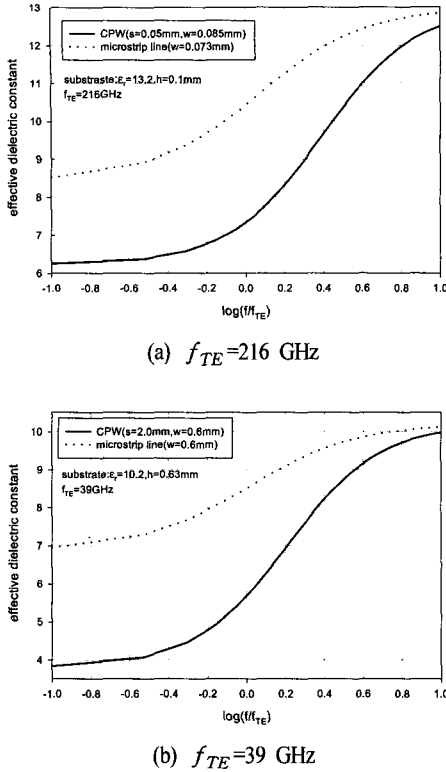


그림 2. f/f_{TE} 에 따른 유효 유전율 변화
 Fig. 2. Effective dielectric constant versus normalized frequency f/f_{TE} .

그림 2는 50 Ω 인 마이크로스트립 선로와 CPW의 유효유전율 변화를 주파수에 따라 그린 것이다. 그림에서 $f_{TE} = c/4h\sqrt{\epsilon_r - 1}$ 이며, 기본 TE 모드의 차단 주파수를 나타낸 것이다. 기판의 두께 및 유전율에 따라 유효 유전율 변화가 매우 다를 수 있다. 특히, 마이크로스트립 선로와 비교해 볼 때 CPW는 낮은 주파수 대역에서 유효유전율 변화가 없지만 ($\log(f/f_{TE}) < 0$), 전 대역의 주파수 ($-1 < \log(f/f_{TE}) < 1$)를 고려한 분산특성은 CPW가 더 크다는 것이다.

따라서 선로에 전송되는 펄스의 주파수 대역이 크면 마이크로스트립 선로보다 CPW에서 분산이 많이 일어남을 알 수 있다.

그러나 f_{TE} 가 큰 경우 일반 수십 psec의 가우시안 펄스 주파수 범위와 비슷해지기 때문에 이런 경우는 위와 반대로 마이크로스트립 선로보다 적은 분산 특성을 얻을 수 있다.

그림 2(a)와 (b)는 회로 기판에 일반적으로 사용되

고 있는 마이크로파 기판 중 유전율이 높은 기판에 대한 결과 그림이다. 이들 기판에 대한 f_{TE} 는 각각 216 GHz와 39 GHz이다. 낮은 f_{TE} 인 경우는 수십 psec의 펄스 폭(FWHW: Full Width Half Maximum)을 갖는 가우시안 펄스라도 CPW에서 더 많은 분산이 일어남을 예측할 수 있다. 반대로 높은 f_{TE} 는 수십 psec의 펄스 폭을 갖는 가우시안 펄스라도 CPW에서 더 적은 분산이 일어남을 예측할 수 있다. 따라서 기판의 유전율과 기판의 두께에 따라 분산의 정도가 달라질 수 있다.

결과적으로 그림 2로부터 펄스 폭(시간 축에 짧은 폭은 주파수 영역에서 보면 넓은 주파수 대역을 갖고 있음을 뜻함)에 따라 선로간의 분산 특성이 매우 다양하게 얻어짐을 알 수 있다.

III. CPW에서의 펄스 전파특성

그림 1에서 마이크로스트립 선로의 기준점 $z=0$ 에서 전압 혹은 전계는 다음과 같이 표현된다^{[6],[8]}.

$$v(t, z=0) = \begin{cases} v(t), & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases}$$

$$V(f, z=0) = \int_{-T/2}^{T/2} v(t, z=0) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2)$$

여기서, $v(t)$ 와 $V(f)$ 는 Fourier 변환쌍을 이룬다. 거리 L 에서 주파수 영역의 펄스신호는 식 (3)과 같이 된다.

$$V(f, z=L) = V(f, z=0) e^{-\gamma(f)L}$$

$$\gamma(f) = \alpha(f) + j\beta(f) \quad (3)$$

여기서, $\alpha(f)$ 와 $\beta(f)$ 는 각각 감쇄 상수와 위상상수이다. 식 (3)에 Fourier 역 변환을 취하면 $z=L$ 에서 펄스의 시간영역 응답을 알 수 있으며, 식 (4)와 같이 쓸 수 있다.

$$v(t, L) = \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=L) e^{+j2\pi f t} df$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} V(f, z=0) e^{+j2\pi f t - \beta(f)L} e^{-\alpha(f)L} df \quad (4)$$

여기서, $\beta(f) = 2\pi f \sqrt{\mu\epsilon(f)} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{eff}(f)}$ 이다.

$v(t, 0)$ 이 가우시안 펄스인 경우 시간영역에서의 Fourier 변환 쌍은 식 (5)로 주어진다^[7].

$$v(t, 0) = A \exp(-a^2 t^2)$$

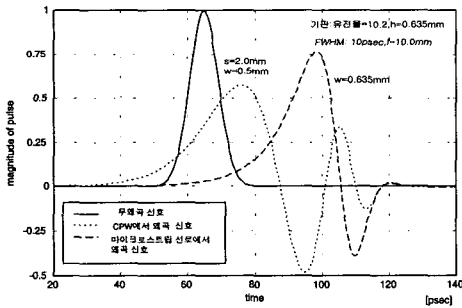
$$V(f,0) = \frac{A\sqrt{\pi}}{a} \exp(-(2\pi f)^2/4a^2) \quad (5)$$

여기서, $2\sqrt{\ln 2}/a$ 는 3 dB 펄스폭(FWHM)이고 A는 시간영역에서 펄스의 진폭이다.

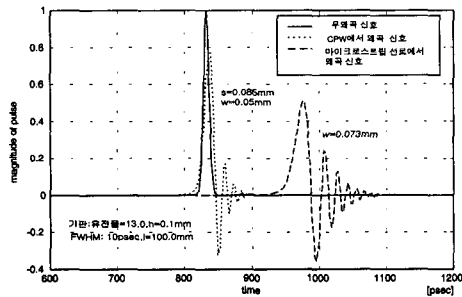
앞서 구한 마이크로스트립 선로와 CPW와의 유효 유전율의 변화의 결과로부터 기판의 종류 즉 기판의 두께 및 유전율에 따라 그리고 전송하려는 펄스 신호의 주파수 대역 사이에 밀접한 관계가 있음을 알 수 있었다.

여기서는 이러한 밀접한 관계를 임의의 펄스 폭을 갖는 가우시안 펄스를 선로에 서로 다른 기판으로 설계된 마이크로스트립 선로와 CPW에 인가하여 펄스 신호의 왜곡을 살펴보고자 한다.

그림 3(a)는 기판의 기본 TE 모드 차단 주파수 (f_{TE})가 39 GHz(유전율=10.2, 두께=0.63 mm)가 되는 기판에서 10 psec의 FWHM을 갖는 가우시안 펄스의 전송 특성을 계산한 결과로, CPW상의 펄스가 마이크로스트립 선로 상의 펄스에 비해 더 많은 왜곡 특성을 보임을 알 수 있다.



(a) $f_{TE} = 39$ GHz



(b) $f_{TE} = 216$ GHz

그림 3. 기판에 따른 선로상의 가우시안 펄스 전송특성
Fig. 3. Gaussian pulse propagation in transmission lines on two different substrates.

이것은 앞 절에서 언급했듯이 f_{TE} 가 낮은 경우의 기판에서 수십 psec의 펄스가 진행되면 주파수 대역폭이 커진다. 이로 인한 유효유전율의 차이 즉 낮은 주파수에서의 유효유전율과 높은 주파수에서의 유효유전율차($\epsilon_{eff}(f) - \epsilon_{eff}(0)$)가 CPW에서 더 많이 발생하여 분산 왜곡이 더 커짐을 알 수 있다.

그림 3(b)는 f_{TE} 가 216 GHz(유전율=13.2, 두께=0.1 mm)인 기판에서 선로 전송 왜곡 특성을 계산한 결과로, (a)의 결과와는 반대로 마이크로스트립 선로에서 유효유전율 차가 더 많이 생겨 CPW보다 더 많은 분산 왜곡이 발생함을 알 수 있다.

IV. 시간영역 측정을 이용한 실험

제작된 50 Ω 선로들을 측정하기 위해 S파라미터 시험세트(HP8517B)와 마이크로파 신호원(HP 83651-A:45 MHz~50 GHz)이 내장된 Agilent사의 HP8510C 인 VNA를 사용하였다. 또한 제작된 선로를 정확하게 측정하기 위해 선로 측정용으로 Anritsu사에서 제작한 테스트 전용 지지대(Universal Test Fixture: Model-3680K)를 이용하였다. VNA의 시간 영역 측정 기능을 활용하기 위해서 VNA를 시간 영역에서 사전교정(Calibration: Full 2 port)을 하였다.

사전 교정 후, VNA의 포트 1의 코넥터와 포트 2의 코넥터를 직접 연결하여 S_{21} 의 파형을 측정한다. 측정된 결과는 그림 4와 같으며, 이것은 가우시안 펄스 파형과 같은 모양임을 알 수 있다.

이 신호는 포트 1과 포트 2 사이에 연결할 DUT (Device Under Test)에 인가할 신호가 된다. 이 가우

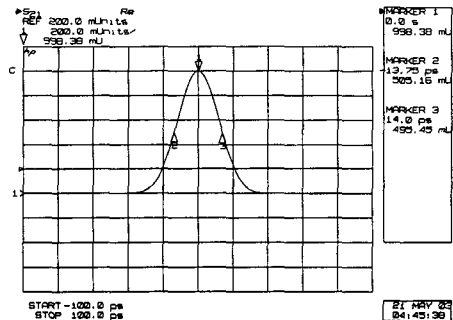


그림 4. 포트 1과 2를 연결했을 경우 측정된 펄스
Fig. 4. Measured pulse in case of directly connecting port 1 with port 2.

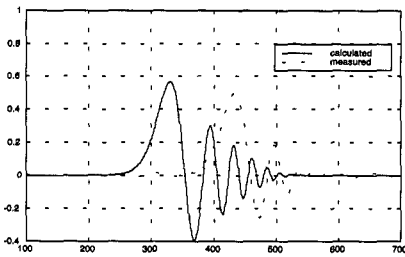
시안 펄스의 폭은 사전 교정할 때 지정한 주파수 대역과 시간 영역에서 사용한 창(window)으로 조정이 가능하다^[9].

본 논문에서는 펄스 폭이 19 psec가 되도록 사전 교정한 후 실험하였다.

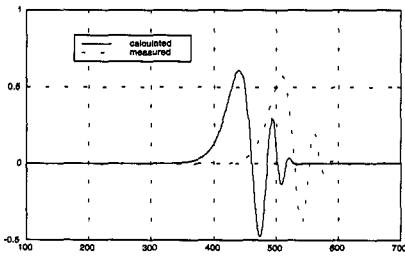
실험에 사용된 기판들은 각각 유전율 10.2, 기판두께 0.63 mm인 기판(기판1: $f_{TE}=39$ GHz)과 유전율 3.4, 기판두께 0.81 mm인 기판(기판2: $f_{TE}=60$ GHz)이다. 그림 5와 6은 이들 기판에 길이 50 mm로 제작된 50 Ω 마이크로스트립 선로와 CPW에서 펄스 전송을 측정하고 이론 계산한 결과를 나타낸 것이다.

표 1. 그림 5와 6의 피크 점들의 측정값과 계산값
Table 1. Experimental and theoretical values of marked points in Fig. 5 and 6.

| 피크점 | 측정값 | | 계산값 | | 오차 | |
|---------|-----------|------|-----------|------|-----------|------|
| | 시간 [psec] | 크기 | 시간 [psec] | 크기 | 시간 [psec] | 크기 |
| 그림 5(a) | 433 | 0.50 | 329 | 0.57 | 104 | 0.07 |
| 그림 5(b) | 508 | 0.57 | 441 | 0.61 | 67 | 0.04 |
| 그림 6(a) | 352 | 0.75 | 274 | 0.86 | 78 | 0.11 |
| 그림 6(b) | 310 | 0.70 | 224 | 0.87 | 86 | 0.17 |



(a) CPW($w=2.0$ mm, $s=0.5$ mm)



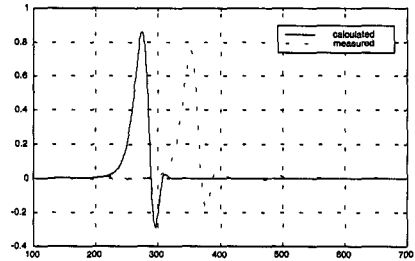
(b) 마이크로스트립 선로($w=0.63$ mm)

그림 5. 왜곡된 가우시안 펄스 측정값 및 계산값
Fig. 5. Experimental and calculated results for distorted Gaussian pulse along the lines(substrate: $\epsilon_r=10.2$, $h=0.63$ mm).

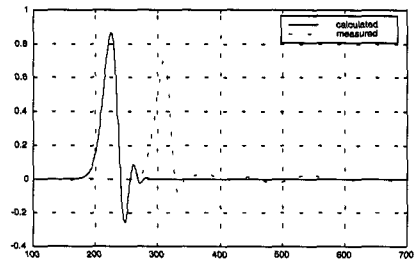
f_{TE} 가 상대적으로 작은 기판1에서는 CPW에서 왜곡이 더 많이 발생함을 확인할 수 있다. 표 1은 그림 5와 6에서 크기가 가장 큰 피크점에 대한 측정값과 계산값을 비교 분석한 것이다. 계산값과 실험 결과에서 시간적 차이는 계산값이 측정값보다 약간 지연되었다. 이 이유는 코넥터로 인해 사전 교정된 기준면이 이동되어 생긴 오차로 보인다. 따라서, 그림 5와 6의 결과에서 계산된 파형을 오른쪽으로 이동하여 보면, 측정값의 파형 모양과 크게 다르지 않고 일치됨을 알 수 있습니다. 그리고 크기 오차는 유전율 3.4인 기판을 사용한 결과(그림 6)에서 더 많이 발생하였다. 이유는 50 Ω 선로의 크기가 유전율 10.2(그림 5)를 사용했을 때보다 커져 측정용 지지대의 접점과 50 Ω 선로의 불연속이 더 많이 발생되기 때문으로 생각된다.

V. 결 론

CPW에서 준 정전계의 유효유전율 값을 마이크로스트립선로의 것과 비교했을 때 일반적으로 낮은 값을 갖는다. 또한, CPW나 마이크로스트립선로의 유



(a) CPW($w=3.0$ mm, $s=0.2$ mm)



(b) 마이크로스트립 선로($w=2.0$ mm)

그림 6. 왜곡된 가우시안 펄스의 측정값 및 계산값
Fig. 6. Experimental and theoretical results for distorted Gaussian pulse along the lines(substrate: $\epsilon_r=3.4$, $h=0.81$ mm).

효유전율은 주파수가 무한대로 높아짐에 따라 기판의 유전율 값에 수렴한다. 이와 같은 결과로부터 넓은 주파수 대역을 갖는 매우 짧은 펄스($\log(f/f_{TE}) > 0$)는 CPW 상에서 전파되어 갈 때 마이크로스트립 선로보다 많은 분산이 발생되어 펄스 신호에 많은 왜곡이 발생된다. 반면에 주파수 대역폭을 좁게 갖는 넓은 펄스($\log(f/f_{TE}) < 0$)인 경우는 유효유전율의 변화가 상대적으로 적은 CPW가 마이크로스트립 선로보다 펄스 왜곡이 적게 발생됨을 알 수 있었다. 그리고 이에 대한 기준으로 f_{TE} 가 매우 중요한 파라미터로 작용함을 이론적 해석과 실험으로 확인할 수 있었다.

CPW는 준 정전계의 유효유전율이 마이크로스트립 선로와 비교해 작기 때문에 펄스 폭이 짧은 펄스(점유하는 주파수 대역폭이 넓은 신호)인 경우에는 왜곡이 심할 수밖에 없음을 확인할 수 있었다. 앞으로 다양한 선로(예: Conduct Backed CPW, Elevated CPW 등)구조가 꾸준히 연구되고 개발되고 있는 추세이기 때문에 이러한 새로운 선로에서 피코초 펄스 전송 해석 및 측정 연구가 뒤따라야 할 것이다.

참 고 문 헌

[1] R. N. Simons, *Coplanar waveguide circuits, components, and systems*, Wiley Interscience, 2001.
 [2] K. C. Gupta et al., *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, 1996.

[3] C. H. Lee, "Picosecond optics and microwave technology", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 596-607, May 1990.
 [4] J. Lee, S. Yu and J. Kim, "Characterization of picosecond electric-pulse propagation on CPW components by transient near-field mapping", *IEEE Trans. Advanced Packaging*, vol. 25, no. 3, pp. 459-466, Aug. 2002.
 [5] K. K. Li et al., "Propagation of picosecond pulses in microwave striplines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-30, pp. 1270-1272, Aug. 1982.
 [6] Y. Qian, E. Yamashita, "Characterization of Picosecond Pulse Crosstalk between Coupled Microstrip Lines with Arbitrary Conductor Width", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 6, pp. 1011-1016, Jun. 1993.
 [7] Y. Qian, E. Yamashita and K. Atsuki, "Modal dispersion control and distortion suppression of picosecond pulses in suspended coplanar waveguides", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, no. 10, pp. 1903-1909, Oct. 1992.
 [8] G. Hasnain, A. Diens and J. R. Whinnery, "Dispersion of picosecond pulses in coplanar transmission lines", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech.*, vol. 34, no. 6, pp. 738-741, Jun. 1996.
 [9] *HP8510C network analyzer system operating and programing manual*, Hewlett Packard.

이 승 엽



1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1988년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
 1993년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학박사)
 1993년 9월~현재: 국립여수대학교

전자통신공학과 부교수

[주 관심분야] 안테나 해석 및 설계, 초고주파 회로설계, 전자파 해석, 광을 이용한 마이크로파 소자 제어

신 용 섭

1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
 1982년 11월: 체신부 전파관리국 주파수와 통신사무관
 1984년 12월: Bell연구소 파견 근무
 1992년 5월: 정보통신 시기관
 1993년 10월: 체신부 전파관리국 기술과장
 1996년 7월: 정보통신부 정보통신정책실 기술기준과장
 1997년 2월: 정보통신부 이사관
 2000년 1월: 정보통신부 정보화기획실 정보보호기획과장
 2000년 2월: 연세대학교 산업대학원 전자공학과 (공학석사)
 2000년 6월: 정보통신부 전파연구소 연구소장
 2001년 2월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 2003년~현재: 정보통신부 정보보호 심의관 국장
 [주 관심분야] 전파전파특성연구, 전파전파모델링, 전파간섭 및 공유기술 등