

## I. 서 론

테라헤르츠는  $10^{12}$  Hz로 1초에 1조번 진동하는 주파수이다. 이는 주파수 스펙트럼으로 보면 마이크로웨이브 입장에서는 상당한 고주파 영역이며 광학의 입장에서는 저주파 영역에 속하는 원적외선 부분이며 시간영역에서는 1 ps의 극초단파가 된다.

이러한 극초단의 짧은 시간에 일어나는 자연 현상을 관측하기 위해서는 그러한 짧은 현상을 발생시키는 방법과 그렇게 발생한 현상을 샘플링할 수 있는 방법이 필요하다. 이 경우 극초단 현상을 보기 위해서는 극초단이 샘플링이 가능해야 하고 그러한 샘플링은 극초단 광펄스나 전기 또는 전자파 펄스와 샘플링 기능을 담당할 광학적 또는 전기적 소자가 필요하게 된다. 이러한 이유로 현재 우리나라에서는 테라헤르츠 주파수 영역에 관하여 연구가 많이 되어 있지 않은 상태이다.

그러나 현재 사회는 정보화 사회라 부를 만큼 정보의 양이 범람하고 있으며 이러한 정보 대역폭의 증가에 따른 마이크로웨이브 스펙트럼의 부족으로 점점 더 고주파 영역에 대한 관심과 연구 노력이 증가하고 있다. 그리고 최근에 반도체 경정 성장 기술, 공정 기술 및 회로 설계 기술의 발전에 힘입어 반도체 소자의 반응 속도도 끊임없이 짧아지고 있으며 그에 따른 동작 주파수도 계속 높아지고 있다. 그 결과 HEMT(high-electron mobility transistor)와 같은 초고속 소자 및 고속의 광전자 소자들은 100 GHz 이상의 동작 주파수를 갖게 되었다. 이러한 초고주파 대역의 효율적인 사용을 위해서는 그 대역에서

원하는 특성을 갖는 소자와 회로의 효율적인 개발과 그러한 고속의 소자들을 이용하여 회로를 설계하거나 시스템의 제작이 이루어져야 하는데, 이를 위해서는 그 대역까지 그러한 소자와 회로의 특성을 정확히 characterization할 수 있는 측정기술의 확보가 우선되어야 할 필수 요건이다. 하지만 지금까지의 전자적인 방식에 기초한 측정 장비들은 그 측정 대역폭이 수십 GHz에 제한되어 있어 초고주파 대역의 소자와 회로의 정확한 측정에는 사용이 불가능함에 따라 그러한 대역의 소자개발의 발전을 늦추고 있는 원인이 된다.

현재 사용하고 있는 초고속 소자들의 고주파 대역에서의 측정 방법으로 전기적 측정 방법인 electronic vector network analyzer, spectrum analyzer, sampling oscilloscope들이 있으나, 이들은 측정을 하기 위하여 측정장비와 측정 대상간에 전기적 고속 연결을 위한 waveguide, connectors 등이 필요하며 이로 인한 전기적 불연속 지점이 발생한다. 뿐만 아니라 소자와 회로의 기관위의 평면 구조에서 coaxial cable의 원통형 구조로의 전송선 구조변환 과정에서 발생하는 고주파 신호의 손실 및 왜곡과 각 연결 부분의 효과를 상쇄하기는 대단히 어렵다. Electrical sampling oscilloscope의 경우 time-based drift, jitter, scale nonlinearity, connector discontinuity에 의한 오차 발생으로 인하여 그 측정 주파수가 50 GHz를 넘지 못한다. Network analyzer의 경우도 각각의 주파수 대역에서 다른 hollow waveguide를 채용하여 110 GHz 주파수 대역까지 측정 주파수를 높일 수는 있으나, 각 주파수 대역마다 필요한 waveguide로 대

채시커야 하며 그때마다 재 calibration이 요구된다. 또한 active device testing에서는 waveguide의 reactive impedance에 의한 공진 현상이 발생할 수도 있다. 또한 electronic network analyzer의 경우 측정 소자와 측정 장비 사이의 물리적인 거리로 인하여 발생하는 복잡한 calibration작업을 항상 수반하게 된다.

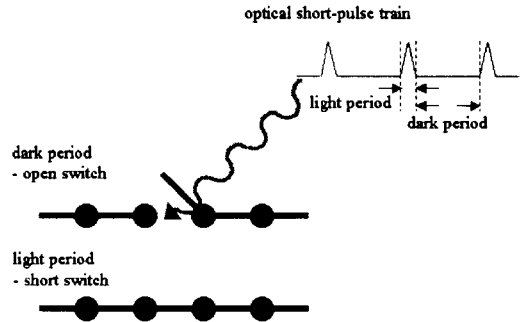
이러한 측정 방법의 한계를 극복하기 위해서 새로운 측정 방법이 사용된다. 그러한 방식에는 광전자 기술에 기초한 electro-optic sampling과 photoconductive sampling기술이 바로 그것이다.

여기에서는 photoconductive sampling에 관하여 소개하고 이를 이용하여 passive element들의 측정하여 수백 GHz까지 측정이 가능하다는 것을 보이고 이러한 기술을 이용하여 테라헤르츠 펄스를 발생시키고 이를 사용하여 비접촉으로 순수한 물의 특징을 분석해 보고 또한 이미지에 이용할 수 있다는 것을 보이려고 한다.

## II. Photoconductive Sampling

Photoconductive sampling이란 광전도라는 물리적 현상을 이용한 sampling 방법이다. 이러한 광전도 현상을 photoconductive sampling에 이용하기 위해서는 광전도 현상을 일으켜 pulse를 만들어내기 위한 source가 되는 Ultrafast short pulse laser와 광을 비추었을 때 광전도 현상을 일으킬 수 있는 초고속 광전도 물질 및 switching하기 위한 구조물인 photoconductive switch가 사용되어야 한다.

광전도 물질은 200 C에서 성장시킨 1 um의 두께를 갖는 LT-GaAs(Low-temperature-grown GaAs)를 사용한다. 이렇게 제작된 LT-GaAs는 약 300 fs의 매우 짧은 carrier life time을 가지게 되어 short pulse를 generation하고 detection하는데 많이 사용되고 있다.

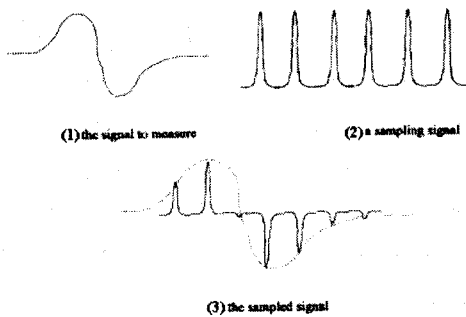


[그림 1] 광전도 현상의 원리

광전도 현상은 [그림 1]에서 간단히 설명하고 있다. 앞에서 설명한 광전도 물질위에 제작된 Photoconductive switch에 광 pulse를 비추지 않았을 때에는 switch가 open상태를 유지하고 있다가 광 pulse를 비추게 되면 그 순간 switch가 short상태가 되면서 switching하게 된다.

이 광전도 현상을 이용한 photoconductive sampling하는 방법은 [그림 2]에서 기존의 sampling방법과 비교하여 설명하고 있다. 기존의 sampling방법은 sampling하고자 하는 신호의 2배의 주파수 이상 되는(Nyquist Frequency) 신호로 sampling하여 원신호를 복원하는 방법을 채택하고 있다. 하지만 sampling하려고 하는 신호가 초고주파 영역이라면 이를 sampling하는 2배 이상의 주파수를 갖는 신호를 만들어 내기가 힘들다. 곧 기계적인 delay를 이용하여 [그림 2]에서 보여주는 것과 같이 delay T1 지점에서는 (1)부분을 sampling하고 delay T2 지점에서는 (2)부분을 sampling하여 이들을 조합하여 원신호를 복원하는 방식을 취하고 있다.

이러한 photoconductive sampling의 최대 장점은 비록 device에서 일어나는 그리고 측정하고 있는 현상들은 수백 GHz에 이르는 ultrafast phenomena이지만, 극초단 전기과도펄스신호를 생성할 때도 단지 DC bias만 요구되는 등 측정에 사용되는 components



(a) Conventional sampling

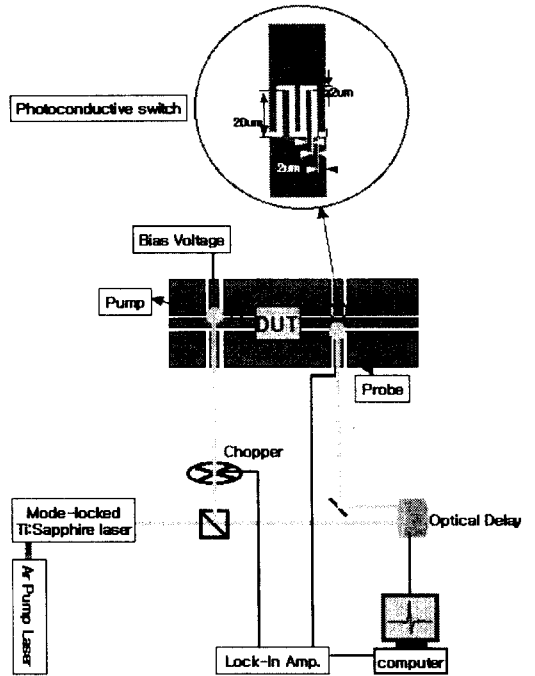
(b) Photoconductive sampling

[그림 2] Photoconductive sampling과 기존의 sampling의 비교

는 모두 저주파용이고, 또한 측정이 상온에서 이루어지므로 극초고속과 측정을 위한 극저온 시스템같은 특별한 측정환경이 요구되지 않는다는 것이다.

### III. 측정 setup

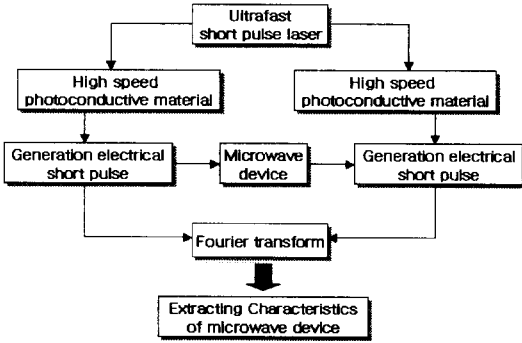
이러한 photoconductive sampling을 수행하는 실험 setup은 [그림 3]에 나타나 있다. 이 setup에서는 ultrafast short pulse laser로 passively mode-locked Ti:Sapphire laser가 사용된다. 여기서 Ti:Sapphire crystal을 발진시키기 위한 pump laser로는 Argon laser가 이용되었으며, 이렇게 mode locked Ti:Sapphire laser는 약 100 fs의 optical pulse duration



[그림 3] Photoconductive sampling을 위한 실험 setup

을 가지며, 그러한 광펄스열의 반복률은 76 MHz이다.

[그림 3]에서처럼 Ti:Sapphire laser로부터 나온 광펄스들은 beam-splitter를 통해 2개로 나뉘어지는데, 이를 각각 pump beam과 probe beam이라 한다. 여기서 이용된 photoconductive sampling과 같은 pump-probe 측정에서는 이처럼 서로 동기된 두 광펄스의 사용을 근본으로 한다. 이렇게 나누어진 pump 펄스는 photoconductive switch에 입사하여 전기 펄스신호를 생성하고, probe 펄스는 다른 photoconductive switch에 입사하여 전기 신호를 sampling하게 된다. 이 때 time domain에서 신호를 측정하기 위해 pump와 probe pulse의 시간차를 이용하게 되는데, 이 시간차는 mechanical optical delay를 이용하여 delay의 이동거리가 시간의 차로 나타나게 되는 것이다. 또한 신호에 대한 noise의 비를 감소시키



[그림 4] 측정과정

기 위해 lock-in amplifier가 사용되었고 측정하고자 하는 DUT(device under test)가 pump와 probe를 위한 photoconductive switch중간에 위치하게 된다.

[그림 4]는 측정과정을 나타낸다. Ultrafast short pulse laser와 초고속 광전도 물질에 의해 생성된 electrical short pulse가 DUT를 통과하거나 반사하게 된다. 이 반사되고 통과된 신호를 역시 ultrafast short pulse laser와 초고속 광전도 물질을 이용하여 photoconductive sampling을 통해 검출하게 된다. 이렇게 해서 얻은 time-domain 정보는 Fourier transform을 통해 frequency-domain 정보로 바꿀 수 있으며 이를 통해 device의 scattering parameter를 구할 수 있다.

#### IV. Passive elements의 측정

##### 4-1 Transmission line

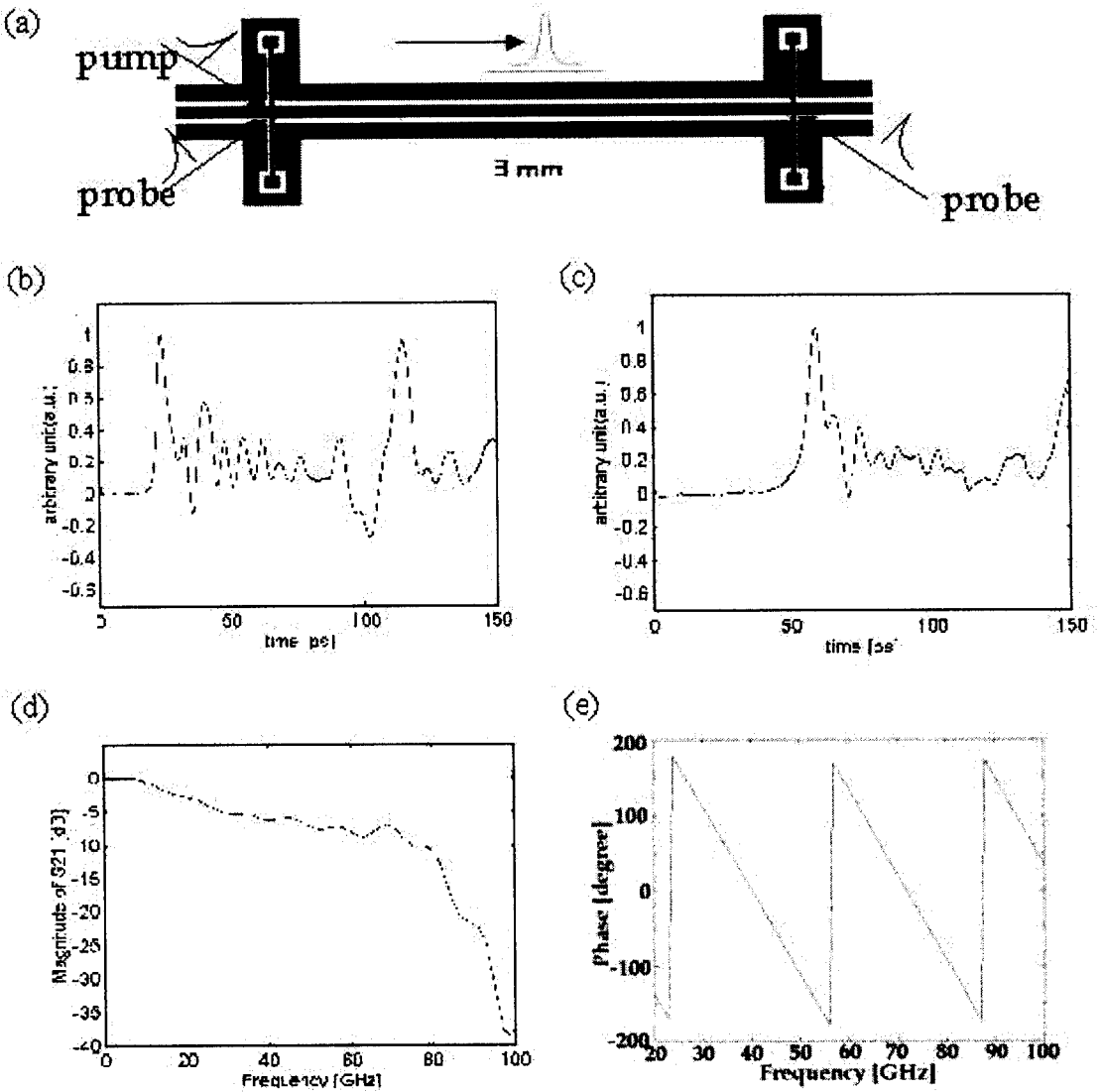
Passive element를 측정하기 전에 측정을 위해 들어가야 할 transmission line이 측정되어야 한다. 측정된 transmission line은 CPW(Coplanar Waveguide)로서 두가지 형태가 이용되었다. 먼저 하나는 [그림 5] (a)에서와 같은 것으로, 이는 100 um의 center line 폭과 50 um의 slot 폭을 가진다. 그리고

두 photoconductive sampling probe 사이의 거리는 3 mm이다. [그림 5] (b)~(f)는 (a)의 CPW를 갖고 측정된 결과들이다. [그림 5] (b)는 앞단 photoconductive switch probe에서 측정된 파형이고, (c)는 (b)에 대해 3 mm를 더 전파한 후에 뒷단에서 측정된 파형이다. 이렇게 측정된 input pulse와 transmitted pulse를 FFT한 후 transmitted pulse와 input pulse를 나누는 것이 [그림 5]의 (d), (e)와 같다. Frequency domain에서의 amplitude를 살펴보면 주파수의 증가에 따라 감소하는 현상을 보이며 위상은 주파수에 따라 -180도에서 180도까지 반복적으로 나타나는 것을 알 수 있다. 이것은 일반적인 transmission line 현상과 동일하다고 할 수 있다.

그러나, [그림 5]의 전송선의 경우, (d)에서와 같이 dynamic range가 100 GHz 이하로 제한되며 [그림 5] (b),(c)에서처럼 측정된 파형이 전송선의 용량문제로 oscillation이 많아 실질적으로 수백 GHz의 초고주파 영역에서는 그 사용이 어려움을 알 수 있다. 그래서 [그림 6] (a)와 같은 또 다른 형태의 CPW를 제작하였다. 이것은 20 um의 center line 폭과 10 um의 slot 폭을 가지며 일반적인 CPW처럼 ground plane이 신호선에 비해 월등히 큰 구조를 갖고 있다.

[그림 6] (b)~(f)는 (a)의 CPW에 대해 측정된 파형과 분석 결과인데, (c)는 (b)로부터 pulse의 tail부분을 LT-GaAs의 carrier lifetime과 interdigit 형태의 photoconductive switch의 RC time constant를 고려하여 exponential fitting을 통해 de-embed한 파형이다.

[그림 6] (d)는 frequency-domain 정보인데, 이로부터 [그림 6] (a)의 CPW 구조가 수백 GHz의 dynamic range를 가져 전송선으로 적합함을 알 수 있다. 그리고 [그림 6] (b)의 input pulse는 pump 위치로부터 275 um 전파한 후에 측정된 파형이고, transmitted pulse는 1.5 mm 전파한 후에 측정된 파

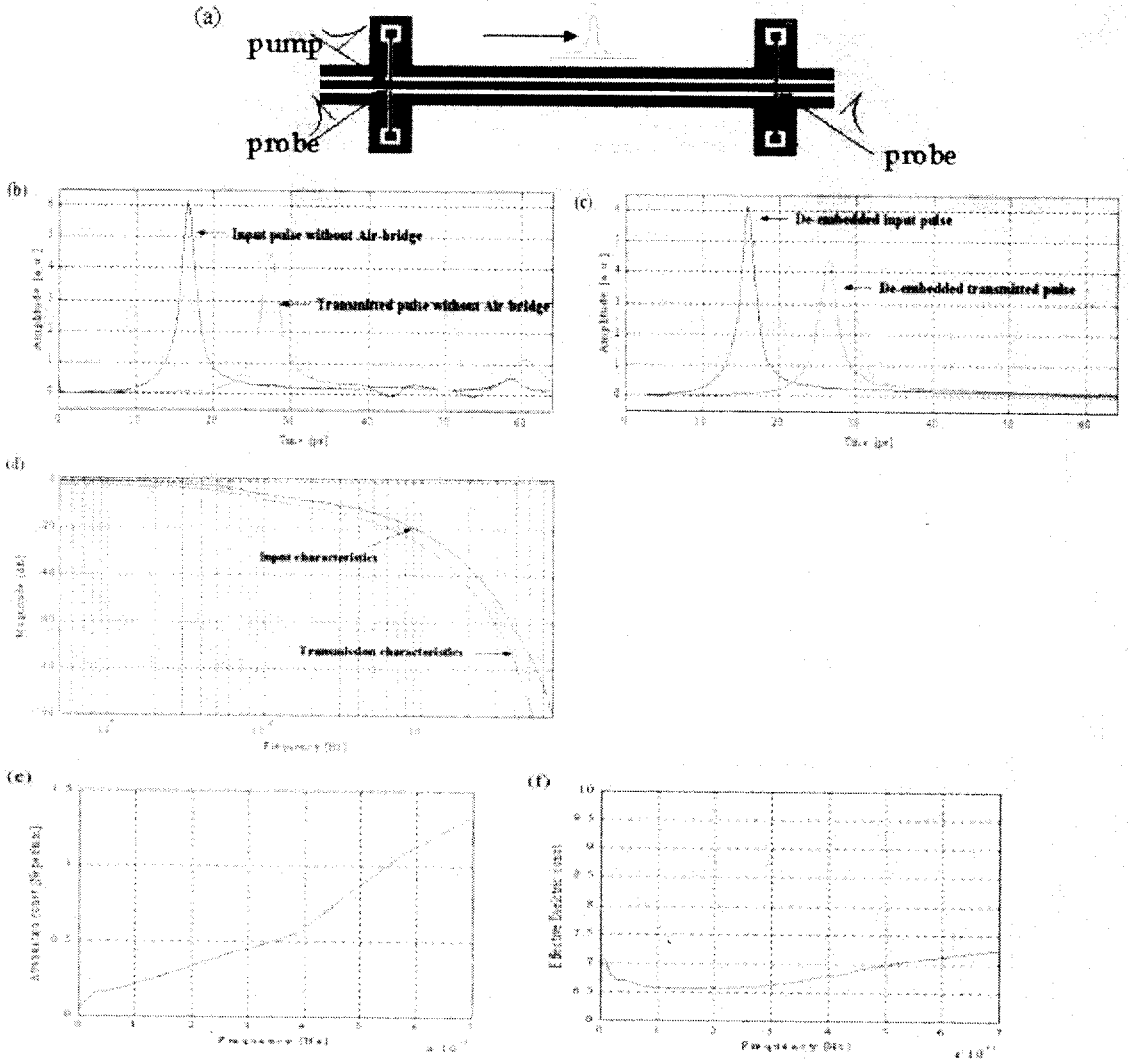


[그림 5] 100  $\mu\text{m}$ 의 신호선폭과 50  $\mu\text{m}$ 의 slot폭을 가진 CPW 전송선

- (a) 3 mm transmission line, (b) 측정된 input pulse, (c) 측정된 transmitted pulse,  
 (d) S21의 amplitude, (e) S21의 phase

형이다. 그러므로 두 신호 사이의 전파거리 차이는 1.225 mm이다. 이로부터 계산된 700 GHz에 이르는 LT-GaAs 상의 [그림 6] (a)와 같은 구조의 감쇄상수(attenuation constant)와 유효유전상수(effective

dielectric constant)가 각각 [그림 6] (e)와 (f)에 나타나 있다.



[그림 6] 20 um의 신호선폭과 10 um의 slot 폭을 가진 CPW 전송선

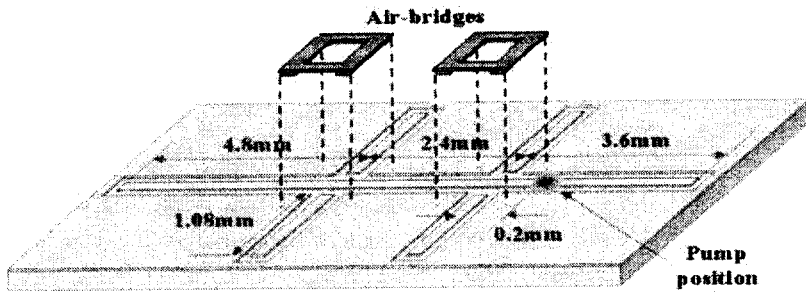
- (a) CPW transmission line 구조, (b) 측정된 input 및 transmission waveform,
- (c) (b)로부터 de-embedded pulses, (d) input 및 transmitted pulses의 frequency 정보,
- (e) 계산된 CPW의 감쇄상수, (f) 계산된 유효유전계수

#### 4-2 Air-bridge가 있는 transmission line

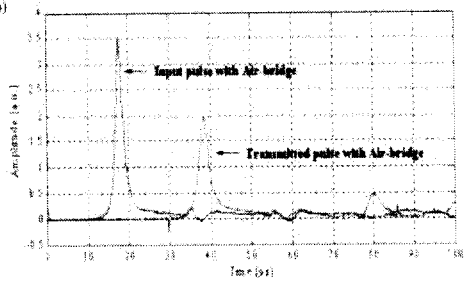
[그림 7]은 이러한 air-bridges가 결합된 CPW에 대해 [그림 6]과 같은 측정과 분석을 수행한 것이다. [그림 7] (a)에는 [그림 6] (a)와 같은 구조에

대해 pump 위치와 air-bridges가 제작되는 위치, 그리고 각종 dimension들이 나타나 있다. [그림 7] (b)에서 input pulse는 pump 위치에 대해 가까운 sampling PCS probe, 즉 pump로부터 200 um 전파된 펄스를 측정하고, transmitted pulse는 pump

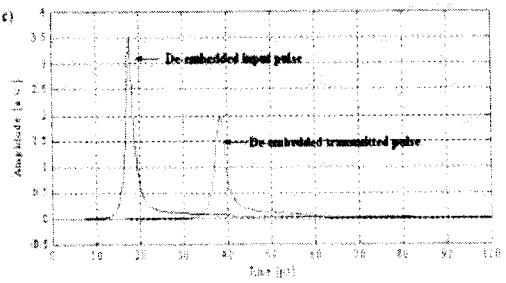
(a)



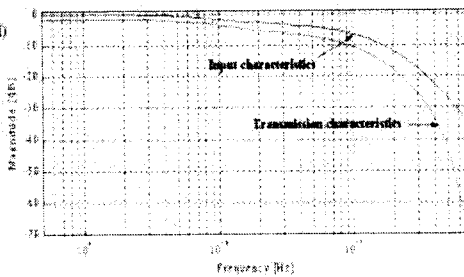
(b)



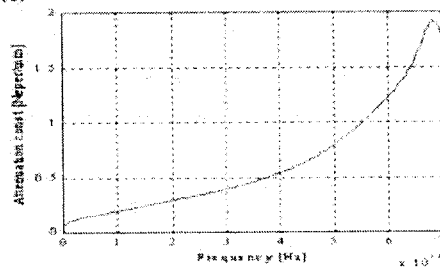
(c)



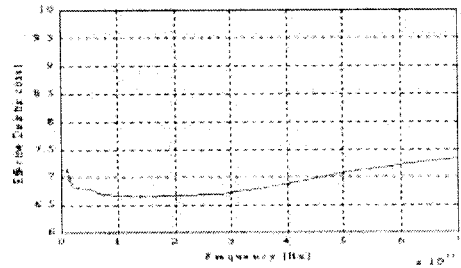
(d)



(e)



(f)



[그림 7] Air-bridge를 가진 20 um의 신호선폭과 10um의 slot 폭을 가진 CPW 전송선

(a) Air-bridge를 가진 CPW transmission line 구조,

(b) 측정된 input 및 transmission waveform,

(c) (b)로부터 de-embedded pulses, (d) input 및 transmitted pulses의 frequency 정보,

(e) 계산된 CPW의 감쇄상수, (f) 계산된 유효유전계수

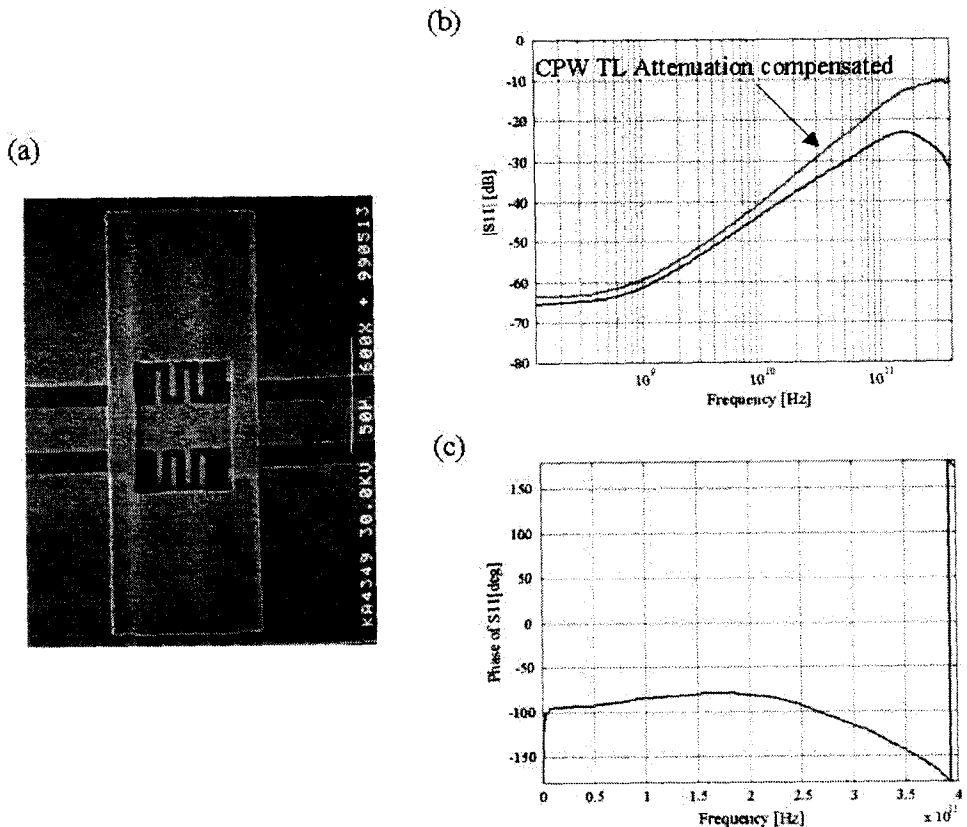
위치에 대해 멀리 있는 sampling PCS probe, 즉 pump로 부터 2.6 mm 전파된 펄스를 측정 한 것이다. 그러므로 두 pulse 사이의 전파거리 차이는 2.4 mm 이고, 이로부터 계산된 감쇄상수와 유효유전계수가 각각 [그림 7] (e)와 (f)에 나타나 있다. [그림 7] (e)에서 감쇄상수가 air-bridges가 없는 경우의 감쇄상수 [그림 6] (e)에 비해 주파수가 올라갈수록 점점 더 커짐을 볼 수 있다. 이는 air-bridge가 CPW 상에 전파하고 있는 신호에 대해 bypass capacitor의 역할을 하기 때문으로 해석할 수 있다.

[그림 8]은 이렇게 제작된 air-bridge의 특성을 분석한 것이다. [그림 8] (a)는 제작된 air-bridges의 SEM 사진이고, [그림 8] (b)와 (c)는 이러한 air-

bridge로부터의 reflection 특성이다. 이로부터 제작된 air-bridges가 CPW에서 도파되고 있는 펄스에 대해 주로 bypass capacitor의 역할을 함을 알 수 있고, 이는 신호선을 crossover하는 air-bridge의 영향이며, photoconductive probe line에 의해 만들어진 ground plane의 discontinuity 영향을 줄이기 위해 제작된 air-bridges는 도파되는 신호에 대해 직력 inductor로 작용함을 알 수 있다.

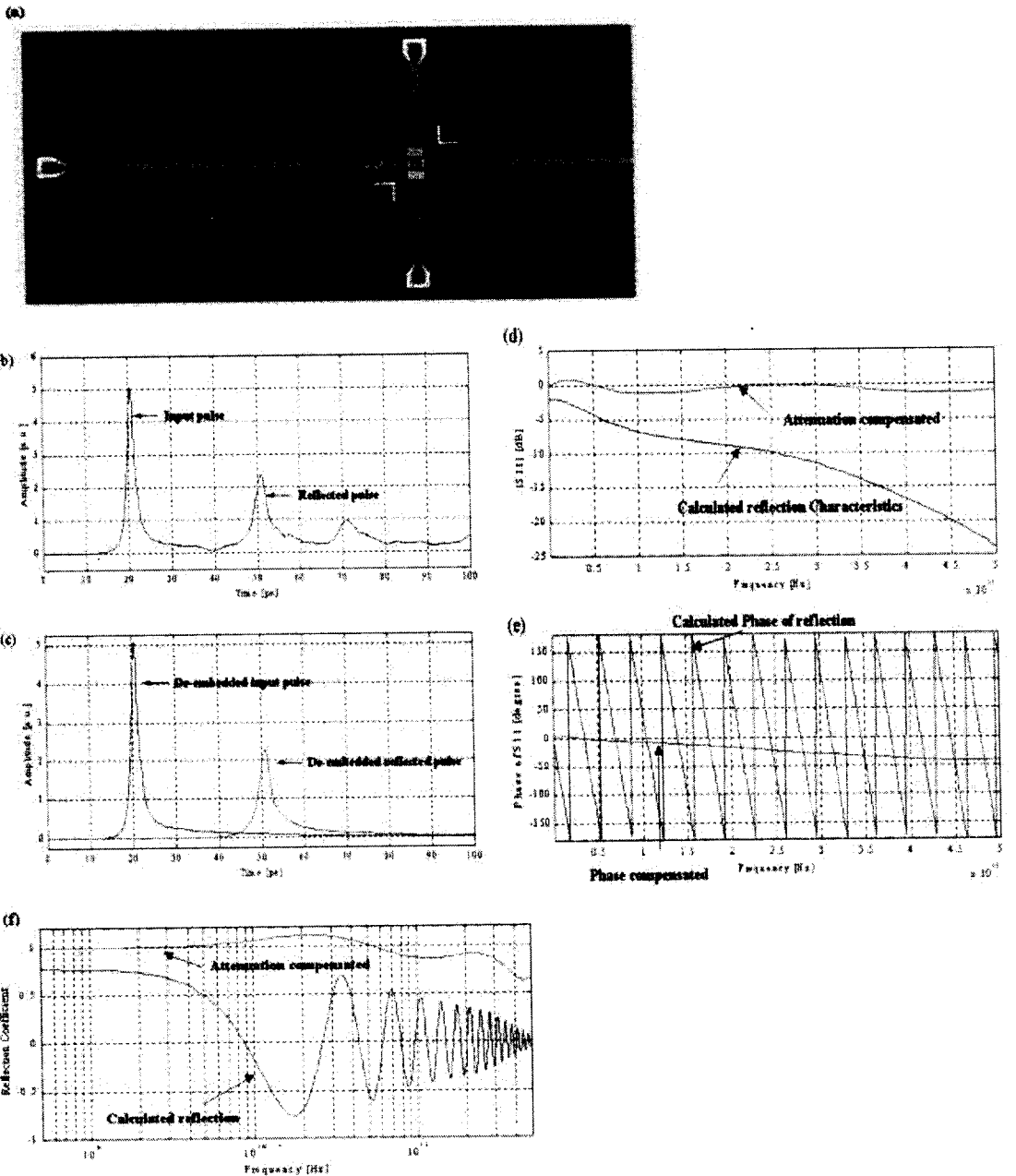
#### 4-3 Open/Short ended CPW

[그림 9]와 [그림 10]은 각각 air-bridge를 가진 CPW 구조에서 open termination과 short termination

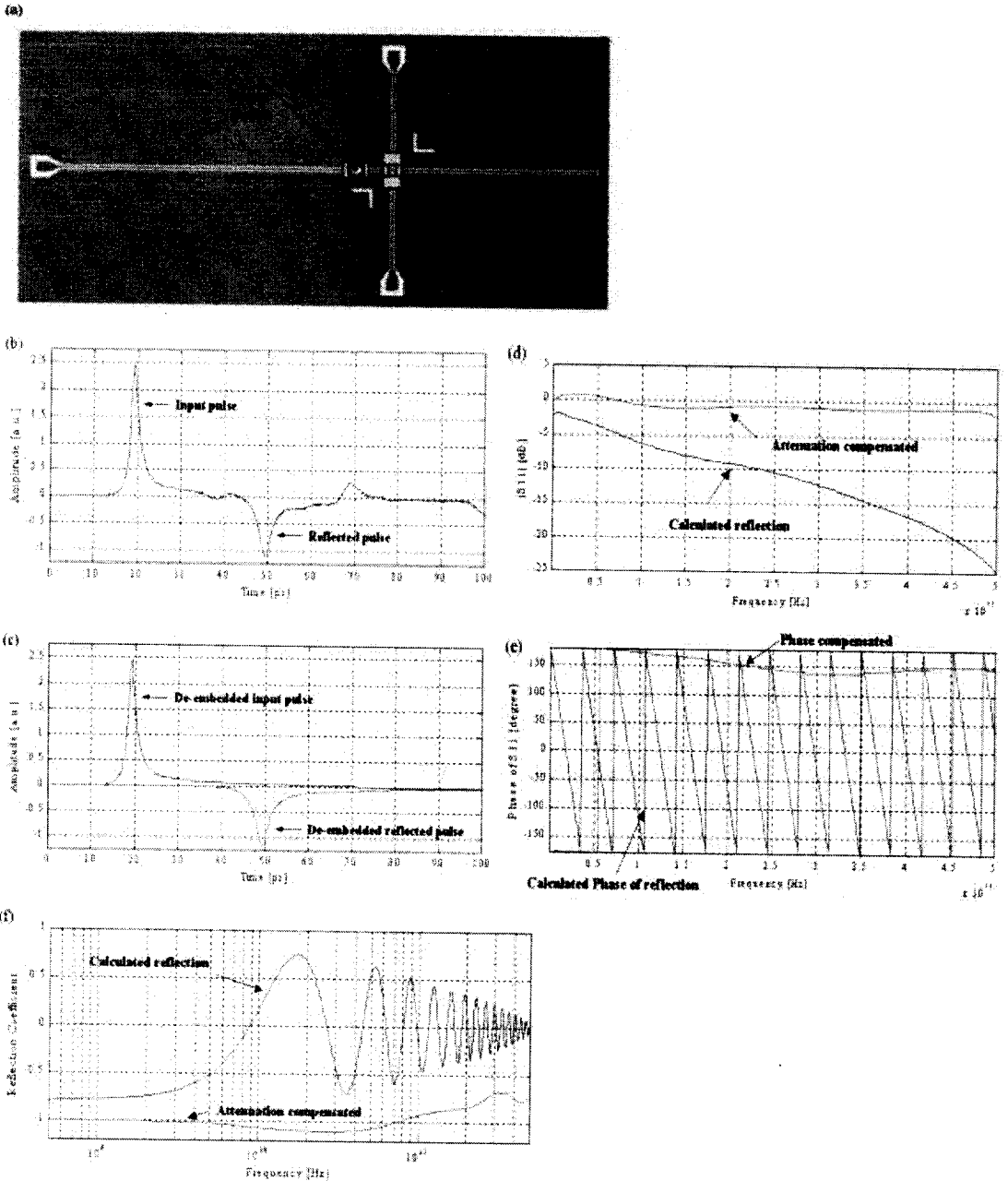


[그림 8] 제작된 air-bridge의 reflection 특성. (a) SEM 사진, (b)  $|S_{11}|$ , (c) Phase of  $S_{11}$



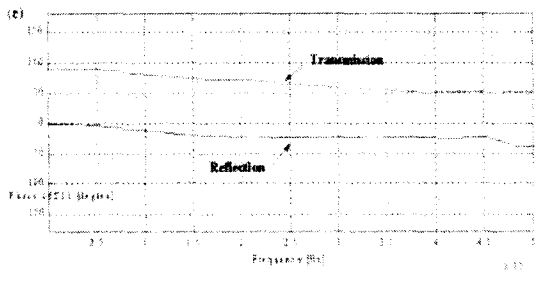
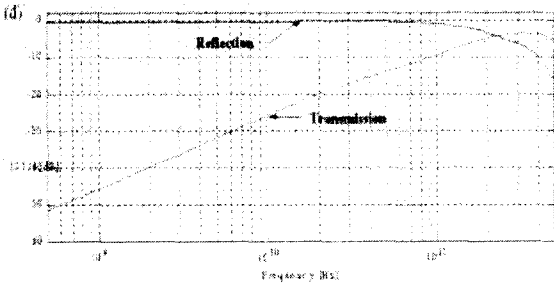
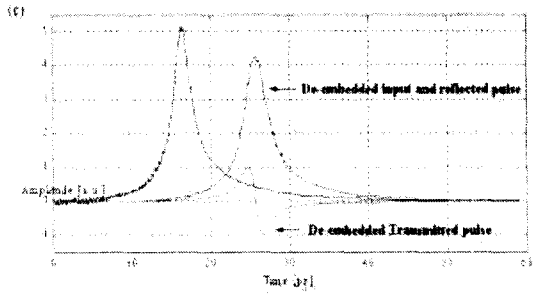
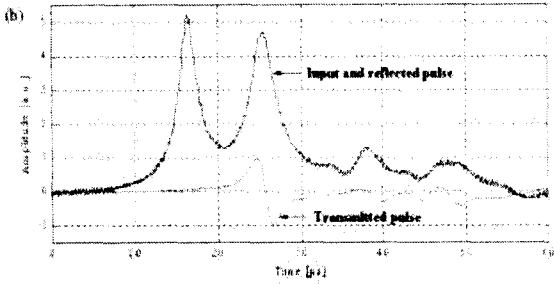
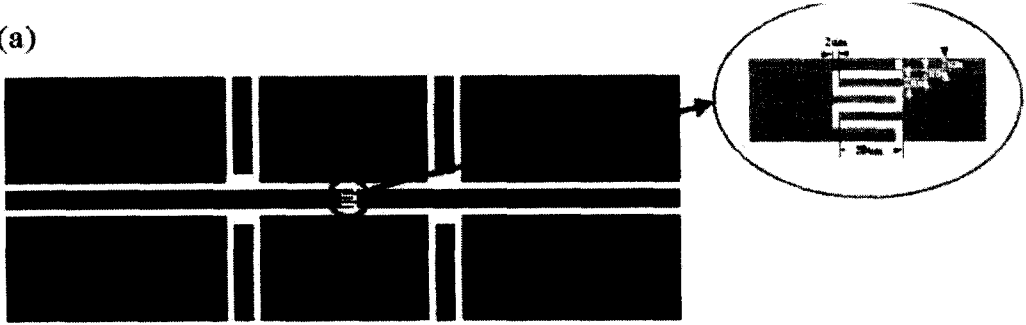


[그림 9] Air-bridge를 가진 20 $\mu\text{m}$ 의 신호선폭과 10 $\mu\text{m}$ 의 slot 폭을 가진 CPW의 open ended termination의 특성  
 (a) Air-bridge를 가진 CPW open ended termination 구조, (b) 측정된 waveforms,  
 (c) de-embedded pulses, (d) Open termination S11의 magnitude,  
 (e) Open termination S11의 phase, (f) 계산된 반사계수



[그림 10] Air-bridge를 가진 20  $\mu\text{m}$ 의 신호선폭과 10  $\mu\text{m}$ 의 slot 폭을 가진 CPW의 short ended termination의 특성. (a) Air-bridge를 가진 CPW short ended termination 구조, (b) 측정된 waveforms, (c) de-embedded pulses, (d) Short termination S11의 magnitude, (e) Short termination S11의 phase, (f) 계산된 반사계수

(a)



[그림 11] 20  $\mu\text{m}$ 의 신호선폭과 10  $\mu\text{m}$ 의 slot폭을 가진 CPW내에 embed된 interdigit capacitor의 특성  
 (a) CPW내에 embed된 interdigit capacitor의 구조, (b) 측정된 waveform, (c) de-embedded pulses,  
 (d) Interdigit capacitor의 S11 및 S21의 magnitude, (e) Interdigit capacitor의 S11 및 S21의 phase

의 특성을 측정 및 분석한 것이다. 여기서 (a)는 그 구조와 dimensions를 보여준다. (b)는 time domain에서 측정된 파형이고, (c)는 (b)의 파형을 de-embed시킨 pulse들이다. 그리고 (d)와 (e)는 (c)로부터 fft에 의해 구해진 open과 short ended terminations의 reflection 특성을 frequency domain에서 나타낸 것이다. 여기서 "attenuation compensated"와 "phase compensated"라 표시된 그

래프 특성들은 [그림 7]의 air-bridge를 가진 CPW의 attenuation과 phase 상수, 즉 [그림 7]의 (e)와 (f)로부터 파형 측정시에 open/short ended termination 위치와 파형측정이 이루어지는 PCS probe structure 사이의 CPW transmission line의 영향을 보상시킨 것이다. 마지막으로 [그림 9]와 [그림 10]의 (f)는 (d)와 (e)의 특성으로부터 계산된 open/short terminated CPW의 반사계수(reflection co-

efficient)를 나타낸다.

이들 [그림 9]와 [그림 10]로부터 제작된 open/short ended CPW의 특성이 본 연구에서 개발된 photoconductive sampling을 통해 mm-wave 영역에서 잘 측정될 수 있음을 알 수 있다. 일반적으로 open ended는 capacitive 특성을 가지며, short ended는 inductive 특성을 가지는 것으로 알려져 있는데, 이러한 특성 또한 (e)의 phase 정보로부터 잘 나타남을 볼 수 있다. 다만, (d)와 (f)에서 20~30 GHz 영역에서 큰 discrepancy가 보여지는데, 이는 PCS probe structure 위치와 termination사이에 발생하는 정상파(standing wave)의 영향인 듯하다.

#### 4-4 Interdigit Capacitor

[그림 11]은 제작된 interdigit capacitor의 구조와 측정된 파형 및 분석된 결과들을 보여준다. [그림 11] (a)에서 볼 수 있는 바와 같이 interdigit capacitor는 CPW 내에 embed되어 있으며, 그 크기는 면적이  $20\text{ }\mu\text{m} \times 22\text{ }\mu\text{m}$ 이고, finger의 폭은 outer에서  $3\text{ }\mu\text{m}$ , inner에서  $2\text{ }\mu\text{m}$ 이다. 그리고 finger들 사이의 space는  $2\text{ }\mu\text{m}$ 이다.

[그림 11] (c)는 앞에서와 같이 측정된 파형 (b)로부터 de-embed한 것이다. 그리고 이로부터 fft에 의해 구해진 frequency 정보가 그림 (d)와 (e)에 나타나 있는데, 이는 [그림 5]의 CPW에 대해 구한 감쇄상수 [그림 5] (e)와 전파상수 즉, 유효유전계수 [그림 5] (f)를 이용하여 device와 측정 위치 사이의 CPW 전송선의 영향을 보상에 구한 것이다.

이상적인 capacitor의 경우,  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 의 magnitude는 [그림 11] (d)와 같은 특성을 보여주며, 위상의 경우,  $S_{11}$ 의 위상은 주파수가 증가함에 따라 0도에서  $-90$ 도로 떨어지고,  $S_{21}$ 의 위상은 90도에서 0도로 떨어진다. 이 경우, 그 떨어지는 정도는 capacitance가 증가함에 따라 빨리 떨어지게 되고 그들

사이의 위상차이는 항상 90도이다. 그리고 time domain에서는 transmitted pulse가 input pulse의 미분된 형태를 가지게 된다.

본 측정에서도 [그림 11]에서 볼 수 있는 바와 같이 이러한 특성이 잘 나타나며, 제작된 interdigit capacitor의 capacitance는 약 10 fF 정도임을 알 수 있다. 그리고 비록 450 GHz 부근에서는 이상적인 capacitor와 비교해 약간의 차이가 있지만, 그 이하의 영역에서는 interdigit capacitor가 거의 순수한 capacitor로 동작됨을 알 수 있다.

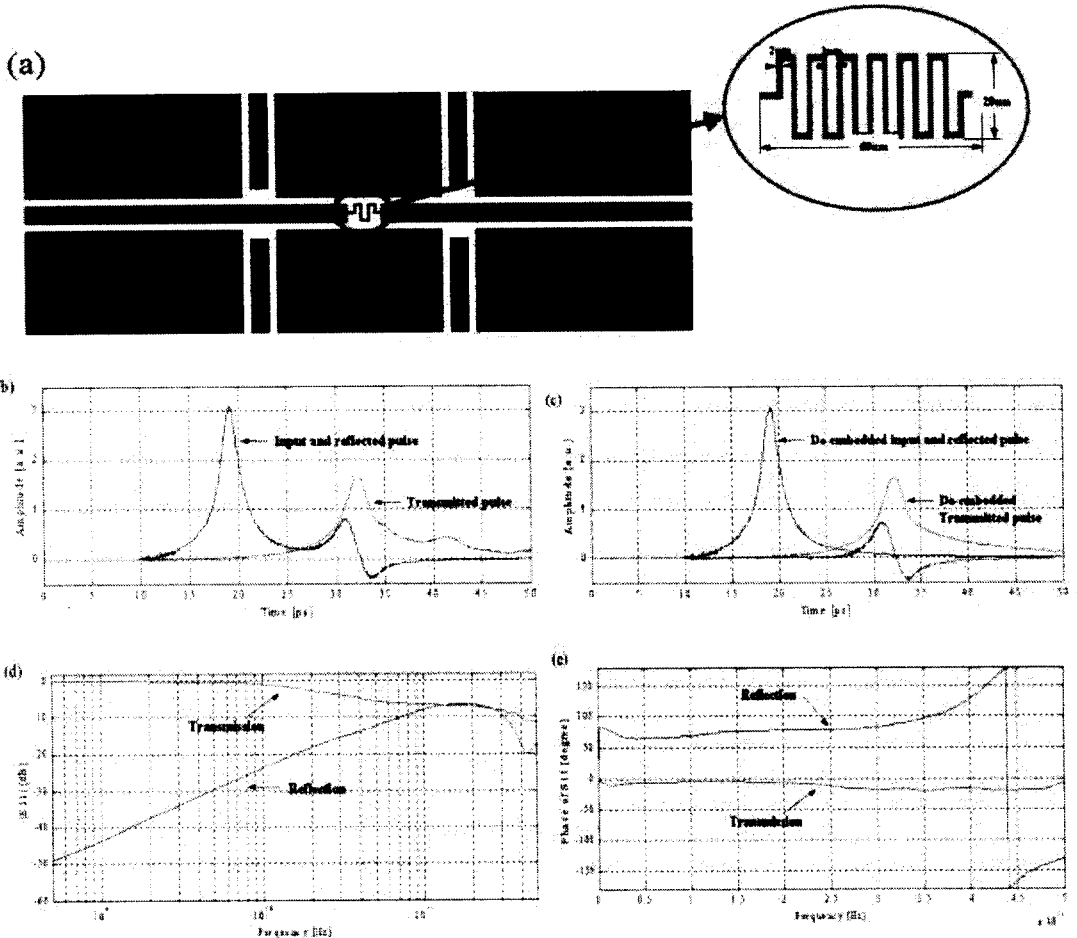
#### 4-5 Inductor

[그림 12]는 제작된 inductor의 구조와 측정된 파형 및 분석된 결과들을 보여준다.

[그림 12] (a)에서 볼 수 있는 바와 같이 inductor의 영역의 크기는  $20\text{ }\mu\text{m} \times 68\text{ }\mu\text{m}$ 이고 line의 두께는  $2\text{ }\mu\text{m}$ 이며 6개의 turn을 가진다. 이 경우도 [그림 5]의 CPW에 대해 구한 감쇄상수와 전파상수를 이용해 device와 측정 위치 사이의 CPW 전송선의 영향을 보상에 주었다.

이상적인 inductor의 경우,  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 의 magnitude는 [그림 11] (d)에서  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 이 서로 바뀐 특성을 보여주며, 위상의 경우,  $S_{11}$ 의 위상은 주파수가 증가함에 따라 90도에서 0도로 떨어지고,  $S_{21}$ 의 위상은 0도에서  $-90$ 도로 떨어진다. 이 경우도 떨어지는 정도는 inductance가 증가함에 따라 빨리 떨어지게 되고 그들 사이의 위상차이는 항상 90도이다. 그리고 time domain에서는 reflected pulse가 input pulse의 미분된 형태를 가지게 된다.

하지만, 측정된 결과에서는 비록 inductor와 유사한 결과를 보여주긴 하지만, 그것은 약 100 GHz 근처의 일부 영역에서 일뿐 그 외에서는 많은 차이를 보여준다. 그 이유를 생각해 보면, 첫째 line이 CPW에 비해 가늘어 특성 impedance가 많이 크고, 유전상수가 큰 기판의 영향으로 유전손실이 큰 것을 생



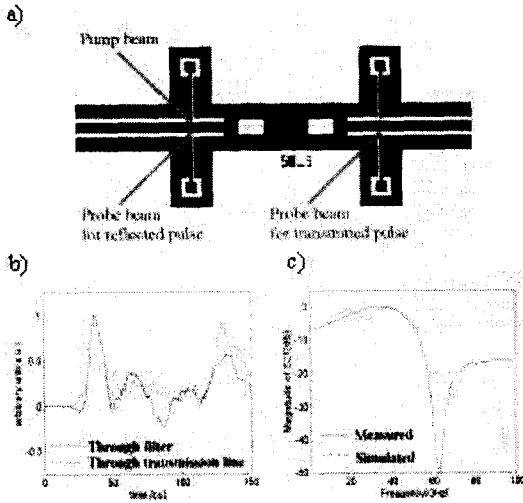
[그림 12] 20 um의 신호선폭과 10 um의 slot폭을 가진 CPW내에 embed된 inductor의 특성  
 (a) CPW내에 embed된 inductor의 구조, (b) 측정된 waveform, (c) de-embedded pulses,  
 (d) Inductor의  $S_{11}$  및  $S_{21}$ 의 magnitude, (e) Inductor의  $S_{11}$  및  $S_{21}$ 의 phase

각할 수 있다. 둘째로는 inductor 영역의 길이가 68 um로 너무 길어 300 GHz 이상에서는 더 이상 lumped element로 고려될 수 없다. 그리고 구조적인 특성으로 인해서 capacitor가 inductor와 더불어 직렬로 형성될 수 있어 공진 등의 영향이 나타날 수 있음을 생각해 볼 수 있다. 그러므로, 제작된 inductor는 다른 planar inductor와 마찬가지로 다른 기생성분들이 무시할 수 없는 값을 가지며, 더 정확한 이해를 위해

서는 그 자체에 대한 연구가 더 요구되며, 기존의 측정 장비로 측정이 거의 불가능한 수백 GHz 영역에서는 photoconductive sampling이 좋은 측정 수단이 되리라 생각된다.

#### 4-6 Low Pass Filter

측정한 Low Pass Filter는 cutoff frequency가 50



[그림 13] (a) 측정된 LPF( $f_c=50\text{GHz}$ ), (b) LPF의 transmitted pulse, (c) LPF의  $S_{21}$

GHz로  $N=5$ 인 stepped impedance LPF의 형태를 가지고 있다. [그림 13]의 (a)는 제작한 LPF를 나타낸 그림이며, [그림 13]의 (b)는 LPF를 통과한 pulse로 이것을 바탕으로 [그림 13] (c)의  $S_{21}$ 이 계산되었다. 이로부터 simulation 결과와 측정된 파형의 cutoff frequency가 거의 비슷한 것을 알 수 있다.

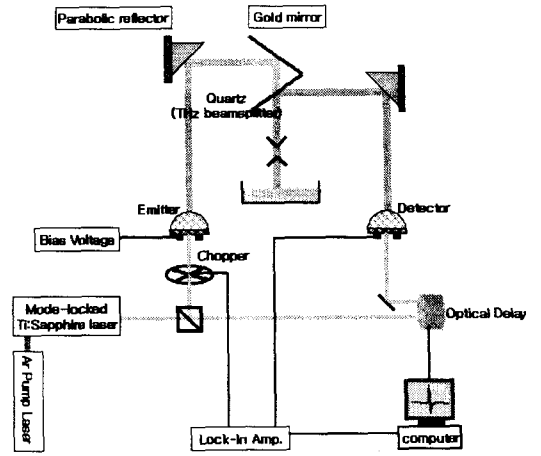
### V. 테라헤르츠 응용분야

#### 5-1 Non-contact Characterization

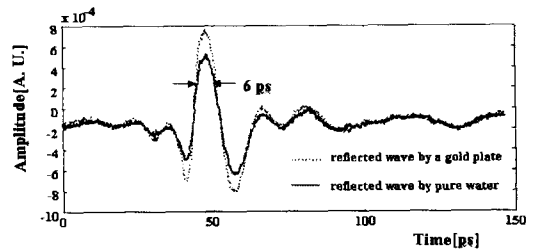
[그림 14]에서 보이는 것이 non-contact characterization setup이다.

위 setup은 ground에 대해 샘플들이 평행하게 놓여져 있지 때문에 고체나 액체의 electromagnetic reflection을 측정하기에 적합하다.

[그림 15]는 [그림 14]에 보여준 실험 setup을 통해 물에 의해 반사된 신호를 보여준다. [그림 15]의 실선은 물의 표면에서 반사된 테라헤르츠 파형이며 점선은 gold-coated mirror의 표면에서 반사된 테라



[그림 14] 측정 setup

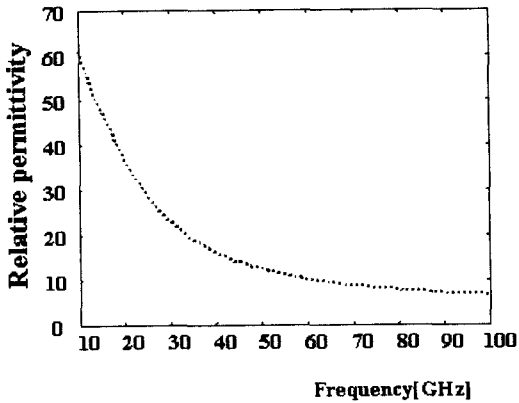


[그림 15] 순수한 물에 의해 반사된 테라헤르츠 파형 (실선)과 gold-coated mirror에 의해 반사된 테라헤르츠 파형(점선)

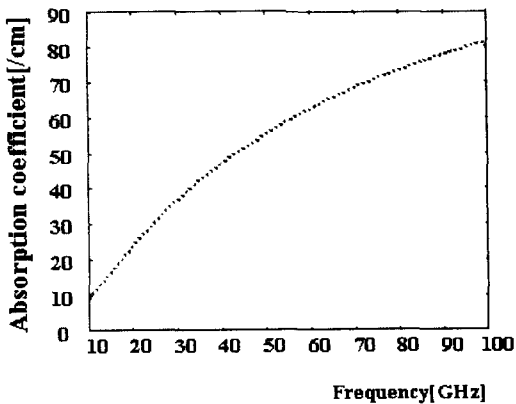
헤르츠 파형을 나타낸다. [그림 15]로부터 순수한 물의 유전적인 특성을 두 신호를 비교함으로써 추출해 낼 수 있다. [그림 16]은 [그림 15]로부터 얻어진 순수한 물의 유전율을 나타낸다.

물의 상대 유전율은 81이고 고주파 영역에서는 orientation polarization이 사라지기 때문에 100 GHz에서 약 4.5가 된다. 약간의 차이가 나지만 실험을 통해서도 비슷한 값을 얻을 수 있었다.

Deby-type의 모델에 따라, 순수한 물의 특성 유전 relaxation time( $\tau$ )이  $25^\circ\text{C}$ 에서  $8.2 \times 10^{-12}$ 초라 알려져 있다. 실험에서는  $8.78 \times 10^{-12}$ 초를 얻었다.



[그림 16] 측정된 순수한 물의 유전율

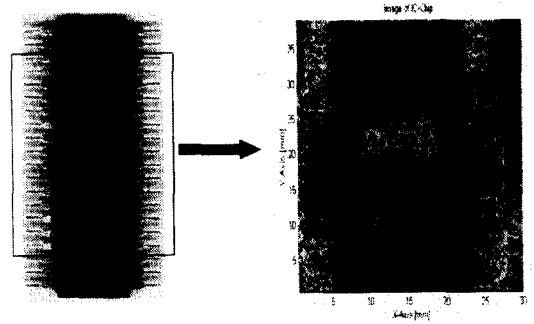


[그림 17] 측정된 순수한 물의 absorption coefficient

[그림 17]은 순수한 물의 absorption을 나타내며 이는 이전 발표된 논문의 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

### 5-2 테라헤르츠 이미지

테라헤르츠는 앞에서 언급한 non-contact characteristic 검출을 위한 setup의외에 테라헤르츠의 유전체 투과특성을 이용, 투과전의 펄스와 투과후의 펄스의 amplitude를 비교함으로써 이미징 시스템으로도 사용할 수 있다.



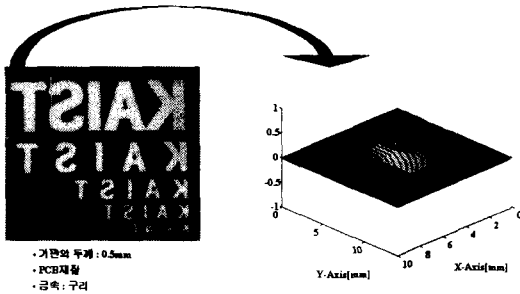
[그림 18] 패키징된 반도체 집적회로의 테라헤르츠 투과이미지

테라헤르츠 이미징이 반도체 집적회로 패키지의 내부를 조사하는데 사용했다. [그림 18]에서 보듯이 칩 뿐만 아니라 플라스틱 패키징 내부의 metal contacts 및 integrity를 조사할 수 있음을 알 수 있다. 칩의 플라스틱 패키징 물질은 테라헤르츠가 약간 흡수된 반면에 metal은 전부를 그리고 도핑된 반도체는 부분적으로 흡수된 것을 볼 수 있다. 이 이미지에서 공간적인 resolution은 약 1mm이고 6,400 pixel이 포함되어 있다.

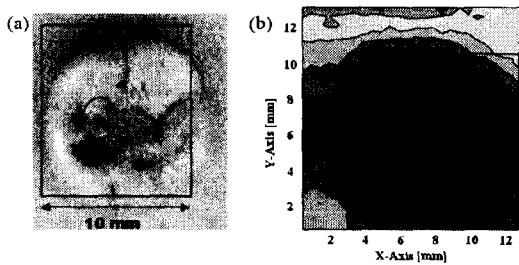
또한 테라헤르츠 이미지 시스템은 PCB의 이미징에 사용되었다. PCB는 기계적인 지지대나 보드위의 전기적인 interconnection 연결의 전기적인 시스템으로 널리 사용되어진다. 시스템 클럭이 증가함에 따라 high-performance PC의 design rule은 10 um아래로 감소하고 있고 보드위에 연결된 device의 비파괴검사가 중요하게 됐다.

[그림 19]는 probe를 사용해 전송된 이미지를 보여준다. 이 이미지는 48 pixel을 포함하고 있다. 테라헤르츠 펄스가 polymer부분은 약간만이 흡수되고 metal부분은 전부가 흡수된 것을 볼 수 있다. Metal과 polymer의 경계에서 회절에 의해 측정 resolution이 감소되는 것을 알 수 있었다.

마지막으로 테라헤르츠 이미징 시스템은 의료 이미징 시스템에 사용될 수 있음을 보였다. 처음으로,



[그림 19] PCB내에서 T자의 테라헤르츠 투과이미지



[그림 20] (a) 치아사진 (b) 치아의 테라헤르츠 투과 이미지

치아의 이미지 시스템에 사용했다. 치아는 인간 신체 중에서 매우 중요한 부분이며 테라헤르츠 펄스는 물에 의한 흡수가 매우 강한 이유에서 치아는 신체의 다른 부위보다 테라헤르츠 펄스가 덜 흡수되는 부분이기 때문이다.

[그림 20] (a)는 샘플 치아의 사진을 보여준다. 이 치아는 원으로 표시된 충치를 가지고 있다. [그림 20] (b)는 치아의 이차원 테라헤르츠 이미지를 보여준다. 치아의 충치가 원으로 표시되었다. 충치 진단이 테라헤르츠 이미징 시스템으로 가능하며 비파괴이면서 안전한 진찰 기술임을 확인하였다. 이전의 치아진찰 시스템은 인체에 해로운 X-ray를 사용했기 때문에 인체에 안전한 테라헤르츠 이미징 시스템으로 X-ray를 대신할 수 있는 가능성을 보였다.

## VI. 결 론

본 연구는 Ultrafast short pulse laser와 초고속 광전도 물질 및 photoconductive switch를 이용하여 short pulse를 만들고 이를 이용하여 photoconductive sampling이라는 새로운 sampling기술에 접목시켜 현재 최고 110 GHz에 머무르고 있는 측정 bandwidth를 수백 GHz까지 올렸다. 그리고 수백 GHz에서 동작하는 transmission line(CPW) 및 passive element(Open, Short, Capacitor, Inductor, Low Pass Filter)들을 제작을 하였으며 time domain 및 frequency domain을 측정하여 수백 GHz 주파수 대역까지 동작하며 측정 가능함을 확인하였다. 이는 현재 한계에 다다른 측정장비 및 측정방법을 photoconductive sampling을 통하여 극복할 수 있음을 확인하였고 photoconductive switch와 같이 구조에 불연속적인 영향을 받아 왜곡되거나 감쇠되는 파형을 air-bridge를 첨부시킴으로써 감소시켰다.

또한, 테라헤르츠를 이용한 응용분야로 non-contact characteristic 추출에 이용하여 물의 유전율 및 absorption coefficient를 구해 보고 이전의 결과와 같음을 확인하였다. 이는 물뿐만 아니라 반도체의 도핑농도 및 도체의 특성추출에도 사용될 수 있다.

마지막으로 테라헤르츠를 이미징 시스템에 사용하였다. 여러 가지 사물들의 테라헤르츠 투과이미지를 얻어 보았고 특히, 테라헤르츠가 치아의 충치 감지등의 의료 영상시스템에 적용될 수 있는 가능성을 확인하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. M. Asbeck, et al., "Heterojunction bipolar transistors for microwave and millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Trans.*



- 
- Electron Devices*, vol. ED-34, pp. 2571, 1987.
- [2] J. A. Valdamanis and G. Mourou, "Sub-picosecond electrooptic sampling: Principles and application," *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 22, no. 1, pp. 69-78, Jan., 1986.
- [3] D. H. Auston, "Impulse Response of Photoconductors in Transmission Lines," *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 19, no. 4, pp. 639-648, April, 1983.
- [4] Shantanu Gupta, John F. Whitaker and Gerard A. Mourou, "Ultrafast Carrier Dynamics in III-V Semiconductors grown by Molecular-Beam Epitaxy at Very Low Substrate Temperatures," *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 28, no. 10, pp. 2464-2474, October, 1992.
- [5] Jongjoo Lee, H. Lee, W. Kim, J. Lee, and J. Kim, "Suppression of Coupled-Slotline Mode on CPW Using Air-Bridges Measured by Picosecond Photoconductive Sampling," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 7, pp. 265, 1999.
- [6] D. M. Mittleman, J. Cunningham, and M. C. Nuss, "Noncontact semiconductor wafer and P-type GaAs using THz time-domain spectroscopy", *Appl. Phys. Lett.* 61, pp. 840, 1992.
- [7] L. Thrane, R. H. Jacobsen, P. Uhd Jepsen, S. R. Keiding, *Chemical Physics Lett.* 240, pp 330, 1995.
- [8] D. M. Mittleman, R. H. Jacobsen, and M. C. Nuss, "T-ray imaging", *IEEE J. Quantum Electron*, vol. 2, pp. 679-692, 1996.

≡필자소개≡

백 승 용

1999년 2월: 충남대학교 전자공학과(공학사)  
 1992년 3월~현재: 한국과학기술원 전자전산학과 석사과정

김 정 호

1984년 2월: 서울대학교 전기공학과(공학사)  
 1986년 2월: 서울대학교 대학원 전기공학과(공학석사)  
 1993년 2월: Univ. of Michigan 전자공학과(공학박사)  
 1993년~1994년: Picometrix Inc. 근무  
 1994년~1996년: 삼성전자 메모리사업부 근무  
 1996년~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수