

CMOS Terahertz Plasma Wave Transistor

한석균 · 김선아 ·  
이재린 · 이상국  
한국과학기술원

I. 서 론

테라헤르츠파(THz파)는 100 GHz~10 THz 대역의 미개발 주파수 자원으로 전자기파 스펙트럼에서 적외선과 밀리미터파의 중간 영역으로서, 현재 기술 수준으로는 진입 장벽이 매우 높기 때문에 일종의 THz 갭으로 인식되는 미개척 기술 분야이다. THz파 기술은 처음에는 주로 광학적 영역이었으나, 차츰 나노급 전자 소자/소재 기술이 발달하면서 광공학 기술과 전자공학 기술이 혼재하는 양상으로 전개되고 있다. 광공학 기술로서 광전도 스위치, 광정류, 차주파수 발생(DFG), 광파 라메트리, THz 양자폭포 레이저(THz-QCL) 및 일방 캐리어 포토다이오드(UTC-PD) 등과 같은 소자의 개발이 현실화 되면서 테라헤르츠 기술을 더욱 진보시켰으며, 전자공학 기술로는 RTD(Resonant Tunneling Diode), SBD(Schottky Barrier Diode) 등의 수동 소자에 대한 연구가 활발히 진행 중이고, III-V HBT, HEMT 소자는 최근 차단 주파수 1 THz까지 접근하며 Sub-THz 동작이 가능케 되었다.

현재의 나노 트랜지스터 기술은 더욱더 높은 동작 주파수를 위해 지속적으로 20 nm까지 스케일 다운되고 있지만, transit-mode에서의 채널 축소화 만으로는 500 GHz 이상의 대역에서 동작하기에 한계가 있다. 이를 극복하기 위한 새로운 개념의 소자인 플라즈마 웨이브 트랜지스터(PWT)는 채널 전자 밀도의 시공간 진동파로 정의되는 플라즈마파(plasma-wave)를 이용하여 transit-mode 전자 표류 속도의 10~100

배 속도로 동작이 가능하다. 이 2D 채널 전자 밀도의 플라즈마 공진 현상을 이용해 트랜지스터의 차단 주파수보다 높은 주파수 영역에서 동작하는 THz 발진 및 검출용 PWT에 대한 소자 연구는 THz 갭을 메우기 위한 기술로써 전 세계적으로 많은 연구가 진행되고 있다.

PWT를 이용한 THz 발진 및 검출 소자 연구는 Ballistic 전계 효과 트랜지스터(Field-Effect Transistor, FET)의 2D 채널 전자 밀도에서의 플라즈마 웨이브 발진 및 검출의 이론적 가능성에 대한 이론<sup>[1]</sup>을 1993년 미국 Rensselaer Polytechnic Institute의 Michael Shur 교수가 처음 제시한 이후에, 20년간 구현 및 응용에의 연구가 미국, 일본, 유럽의 대학을 중심으로 진행되고 있다.

THz PWT 검출기의 경우, 2006년 일본 Tohoku 대학에서 현재까지 CMOS로 구현된 회로 중 가장 높은 동작 주파수인 2.52 THz에서 동작하는 검출기를 보고하였으며, 2009년 독일의 Wuppertal 대학은 Si CMOS 기반의 650 GHz FPA(Focal Plane Array)를, 프랑스 Montpellier 대학을 중심으로 한 연구기관에서는 bow-tie 안테나와 증폭기를 함께 집적한 Sub-THz 광대역 FPA를 구현하여 이미징 결과를 각각 보고하고 있다.

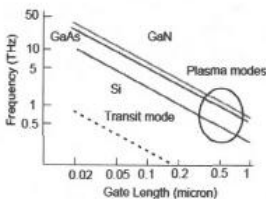
THz PWT 발진소자 경우에는 resonant 영역에서 동작해야 하고, 이를 위한 전제 조건으로 이동도의 제약이 없는 ballistic transport 영역이 되어야 하는데, 지금까지 발표된 THz PWT 발진 소자는 주로 이동도가 상대적으로 큰 화합물 FET 기반으로 연구되어져 왔으며, 이마저도 진정한 ballistic transport 영역이

이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2010-0027023)

아닌 격자 산란(phonon scattering)을 부분적으로 억제 한 20 K 이하 극저온의 quasi-ballistic 영역에서의 측정 결과가 관측되어 왔다. 최근에는 Panasonic에서 50 nm AlGaIn/ GaN HEMT 기반으로 소스-드레인 grating ohmic contact 구조를 적용하여 고체소자로써는 높은 수준인 ~uW 출력을 갖는 1.5 THz 상온 발진 결과를 보고하였으며, 2011년 일본의 Tohoku 대학에서는 InGaP/InGaAs/ GaAs HEMT 기반으로 dual-grating-gate 구조를 연구하여 ~uW 수준의 상온 발진 출력을 관측<sup>[2]</sup>하는 등, 실질적인 THz 응용을 위한 요소 기술로서는 연구 개발의 초기 단계에 있다. 그러므로 본 논문에서는 주로 PWT 기반의 비공진 영역 동작 모드에 대한 이론 및 실험 결과를 다루고자 한다.

## II. 본 론

기존 나노 전자 소자의 고속화 및 초고주파 성능 향상 기술은 채널을 형성하는 전자가 얼마나 빠른 속도로 이동하는지에 의해 동작 속도가 결정되는 transit-mode에서 이루어지는 것으로, 이 영역에서의 전자 속도는 고체 결정 구조 내에서의 산란(scattering)에 의해 제한되어 10<sup>6</sup> cm/sec 정도의 포화 속도를 가지며, 산란이 없는 평균 자유 경로(mean-free-path) 내에서는 이론적으로 10<sup>7</sup> cm/sec 수준의 전송 속도를 가지는 ballistic transport 영역에 도달한다. [그림 1]과 같이 transit mode에 동작하는 전자소자의 차단 주파수 전자 drift 속도에 의하여 결정되지만 트랜지스터가 나노미터 단위로 스케일 다운됨에 따라서 전자의



[그림 1] FET 차단 주파수 및 PWT 동작 주파수

transit time은 electron momentum relaxation time,  $\tau_m$  보다 작아지게 되고, ballistic transport 영역으로 쉽게 접근하게 된다. 이때, FET 채널내서의 플라즈마 웨이브의 속도는 전자 drift 속도보다 수백 배 높게 됨에 따라 transit time이 작아지게 되면  $\omega_p \tau_m > 1$  상태 (조건이)가 훨씬 쉽게  $2\pi\tau_m/t_{tr} > 1$  조건을 만족하게 된다. 여기서  $t_{tr}$ 은 전자의 transit time이다. 이  $\omega_p \tau_m > 1$  조건을 만족하게 되면 FET의 채널은 플라즈마 웨이브 공진기(resonant cavity)로서 동작한다<sup>[3]</sup>. 이 공진기의 기본 주파수는 게이트 바이어스에 의하여 tuning 되면서 THz 대역의 검출기, 믹서뿐만 아니라 신호원으로서 기존의 transit mode 동작에서보다 훨씬 높은 THz 주파수 영역에서 활용할 수 있다.

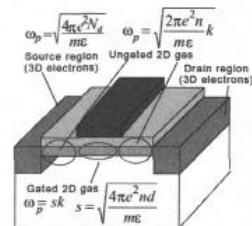
### 2-1 플라즈마 웨이브 트랜지스터

플라즈마 웨이브 발생에 대해 Dykonov-Shur model<sup>[1]</sup>은 [그림 2]와 같이 채널 길이가 매우 짧은 2D electron gas(2DEG) FET 채널에서의 전자의 이동을 아래 Euler-수식으로 나타낼 수 있다고 가정하고, 그리고 전자 입자 각각의 이동이 아닌 shallow water의 유체역학적 파동방정식 유사하다고 해석했다.

$$\frac{\partial v}{\partial t} + v \frac{\partial v}{\partial x} = - \frac{e}{m} \frac{\partial U}{\partial x},$$

$$\frac{\partial U}{\partial t} + \partial \left( \frac{Uv}{\partial x} \right) = 0 \tag{1}$$

그 결과, 플라즈마 웨이브의 분산은  $k = \omega_p/s$ 가 된



[그림 2] 2DEG FET 채널에서의 플라즈마 웨이브

다. 여기서  $k$ 는 웨이브 벡터,  $\omega_p$ 는 플라즈마 웨이브 주파수이다. 플라즈마 웨이브 속도  $s$ 는 채널의 캐리어 전자 밀도 및 게이트 채널 간의 커패시턴스와 비례하기 때문에 다음과 같이 쓸 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$s = \frac{\sqrt{4\pi e^2 n d}}{m\epsilon} \quad (2)$$

여기서,  $m$ 은 전자 유효질량,  $e$ 는 유전율,  $N_d$ 는 벌크 전자 밀도,  $n$ 은 시트 전자 밀도이다. Strong inversion 영역에서 채널의 캐리어 전자 밀도는  $n = CU_o/e$ 이고, 이 때 플라즈마 웨이브 속도는 다음 수식과 같게 된다.

$$s = (eU_o/m)^{1/2} \quad (3)$$

여기서  $U_o$ 는  $U_{gs} - U_{th}$ 이며,  $U_{gs}$ 는 게이트 소스 전압,  $U_{th}$ 는 임계 동작 전압이다. 따라서 PWT는 게이트 바이어스 전압을 이용해 채널 전자 밀도를 변화시켜 공진 주파수를 선택적으로 조절함으로써 주파수 가변 검출 소자로 이용이 가능하다. 플라즈마 발진주파수는 채널 전자 밀도, 채널 길이, 소스-드레인, 게이트-드레인 영역의 기하학적 매개변수에 따라 결정되는데, 소스 및 드레인에서의 비대칭 경계 조건이 만족될 때 수식 (1)의 채널 내 파동의 흐름은 불안정하게 되고, 소스 드레인 사이에서의 연속적인 반사에 의한 파동의 증폭으로 인하여 플라즈마 웨이브 발진이 일어나게 되며, 이때 플라즈마 웨이브 발진 주파수는 다음 수식과 같다<sup>[5]</sup>.

$$\omega = (2p-1) \frac{\sqrt{eU_o/m}}{8\pi L} \quad (4)$$

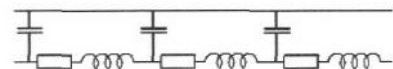
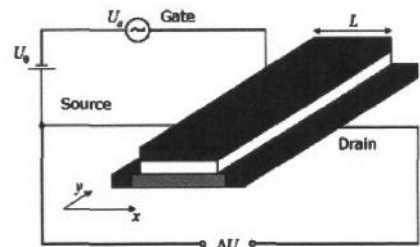
여기서  $L$ 은 채널 길이,  $p$ 는 정수이고,  $p$ 가 1 일 때 기본 주파수  $\omega_o$ 가 된다. 여기서 두 가지 중요한 사실은,

나노미터 FET 소자가 THz 검출 소자로 사용될 수 있다는 점과 검출기의 동작 주파수가 게이트 바이어스로 인해 조절이 가능하다는 것이다. 그리고 여기서 플라즈마파 공진 현상을 평가하는 또 다른 중요한 성능 평가 지수(quality factor)  $\omega\tau$ 가 있다. 여기서  $\tau$ 는 electron momentum relaxation time으로서 공진 특성 스펙트럼의 라인폭을 결정한다.  $\omega\tau \gg 1$  영역에서 FET는 공진 모드로 동작하게 되며,  $\omega\tau \ll 1$  영역에서는 플라즈마 웨이브가 과감쇠(overdamped)하게 되어 비공진 모드(non-resonant mode) 광대역 검출기로 동작하게 된다. 여기서 상온에서 포론 산란으로 인한  $\tau$ 의 감소는 채널의 전자 밀도나 이동도를 향상시킴으로서 보상될 수 있다.

## 2-2 플라즈마웨이브 동작 영역

THz 파의 믹싱 및 검출을 위한 2DEG 채널에서의 플라즈마 웨이브의 비선형 특성을 해석하기 위해 플라즈마 공진 및 비공진 동작 영역을 분산 전송선 관점에서 살펴본다.

일반적으로 FET의 채널이 [그림 3]에 있는 R, LC 등가회로 모델로 표현될 수 있다면, 이 등가 회로 모델에서 게이트-채널 커패시턴스와 채널 저항은 게이트 전압에 의한 채널 전자 밀도로서 다음과 같이 쓸 수 있다.



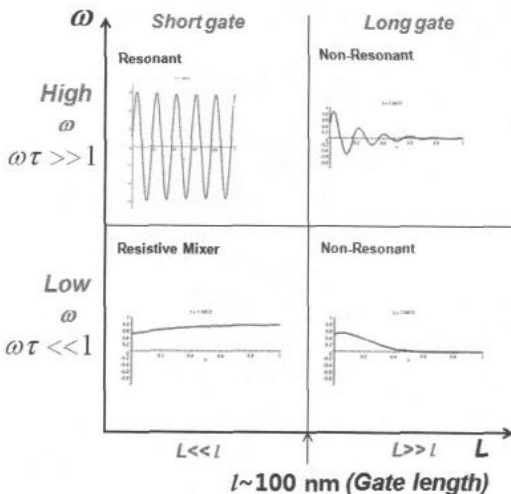
[그림 3] PWT 소자의 채널 등가 회로 모델

$$en = CU \quad (5)$$

여기서,  $e$ 는 단위 전하,  $n$ 은 채널전자 밀도,  $C$ 는 단위면적당 게이트-채널 커패시턴스, 그리고  $U$ 는 게이트 채널 전압이다. 게이트-채널 분리도가  $U(x)$ 의 공간 변화량보다 훨씬 클 때, 수식 (5)는 채널 어느 한 부분에서만 유효하다(gradual channel approximation). [그림 3]에서 인덕턴스는 전자 운동으로 인한 kinetic 인덕턴스로서 전자 유효질량에 비례한다. 플라즈마 웨이브 트랜지스터의 동작 영역은 [그림 4]와 같이 동작주파수에 따라서 2개의 영역으로, 게이트 길이에 따라서 2개의 영역으로 나누어 생각할 수 있다.

A. 고주파 동작 영역:  $\omega\tau > 1$

$\tau$ 는 electron momentum relaxation time으로 채널의 전도도  $\sigma = ne^2\tau/m$ 를 결정한다. 이 경우, [그림 3]의 kinetic 인덕턴스는 공진 모드를 결정하는데 매우 중요한 팩터이고, 플라즈마 웨이브는 RLC 전송선에서의 파동의 전파와 매우 유사하게 된다. 플라즈마 웨이브는 감쇠 시간  $\tau$ 를 가지면서 수식 (3)의 파동 속도로 진동하게 된다.



[그림 4] PWT 검출기 및 등가 회로 모델

1a. 공진 모드: Short Gate,  $L < s\tau$

[그림 4]에서 플라즈마 웨이브는 채널의 소스 및 드레인 경계에서 반사를 반복하며 진행함으로써 큰 진폭의 정재파를 생성하며, 이때 채널은 플라즈마 발진에 대한 공진기로서 동작하게 된다. 이 때 플라즈마 웨이브 기본 주파수는  $\sim s/L$ 이 된다.

1b. 비공진 모드: Long Gate,  $L \gg s\tau$

소스에서 야기된 플라즈마 웨이브는 드레인에 도달하기 전에 감쇠되어, AC 전류는 소스와 인접한 국소 부분에만 존재하게 된다.

B. 저주파 동작 영역:  $\omega\tau \ll 1$ ,

저주파 동작 영역에서 플라즈마 웨이브는 과감쇠(overdamping) 때문에 더 이상 존재할 수 없게 된다. 이러한 동작에서, [그림 3]에서 인덕턴스는 단순한 단락 회로가 되어 RC 회로로 나타내어진다. 따라서 그 동작 특성은 게이트 길이에 따라 결정되며, RC 시정수에 의한  $\omega\tau_{RC}$ 에 대해 나타난다. 여기서 전체 채널의 저항은  $L\rho/W$ 이고, 전체 커패시턴스는  $CWL$ 이므로 ( $W$ 는 게이트 폭,  $\rho$ 는 채널 저항) 시정수는  $\tau_{RC} = L^2\rho C$ 가 됨을 알 수 있다.

2a. 비공진 모드: Short Gate,  $L < (\rho C\omega)^{-1/2}$

$\omega\tau_{RC} < 1$ 이 되면 AC 전류는 게이트-채널 커패시턴스를 따라 게이트 길이 전체에 균일하게 흐르게 되는데, 이러한 동작 방식을 resistive mixing이라고 한다. THz 대역에서 이 동작 영역은 매우 짧은 게이트, 예를 들어 1 THz 동작을 위해 실리콘에서는 70 nm 이하의 FET에 적용할 수 있다.

2b. 비공진 모드: Long Gate,  $L \gg (\rho C\omega)^{-1/2}$

여기서는  $\omega\tau_{RC} \gg 1$ 이 되고, 채널에 유기된 AC 전류는 소스로부터 얼마 못가 게이트로 누설되기 때문에,  $l \ll L$ 인 롱게이트 디바이스에서는 소스로부터

터 1이상 떨어진 거리에서부터 더 이상 AC 전류나 AC 전압이 존재하기 않게 된다.

따라서, AC 전류가 존재하는 특성 길이는  $\omega\tau > 1$ 에 대하여  $s\tau$ 가 되고  $\omega\tau < 1$ 인 경우에는  $s(\tau/\omega)^{1/2}$ 가 된다. 예를 들면 동작 영역 1a(공진 모드)에서  $\tau$ 가 30fs(Si MOSFET의 이동도가  $300 \text{ cm}^2/\text{Vs}$ )이고,  $s=10^8 \text{ cm/s}$ 일 경우 5 THz 이상의 주파수에서 동작하기 위해 게이트는 30 nm보다 작아야 한다. 0.5 THz의 저주파 동작 영역(동작 영역2)에서는 게이트가 0.1  $\mu\text{m}$ 보다 커야함을 알 수 있다. 1a의 조건이 만족될 경우 공진 모드로 동작하게 되고, 그 이외의 경우는 광대역 비공진 검출기 모드로 동작하게 된다. 동작 영역 1b와 2b에서  $\omega\tau$ 와 독립적으로 입력 신호에 야기된 AC 전류가 드레인 쪽으로 도달할 수 없을 경우 출력 전압은 다음 식으로 간략화 될 수 있다<sup>[6]</sup>.

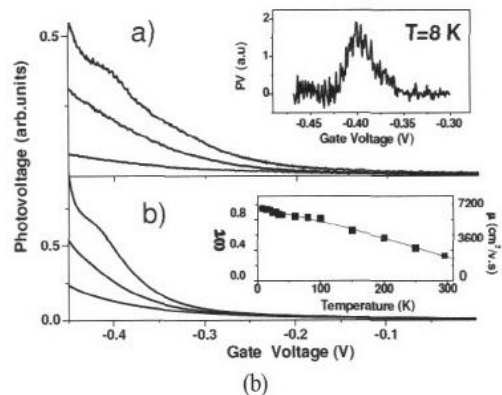
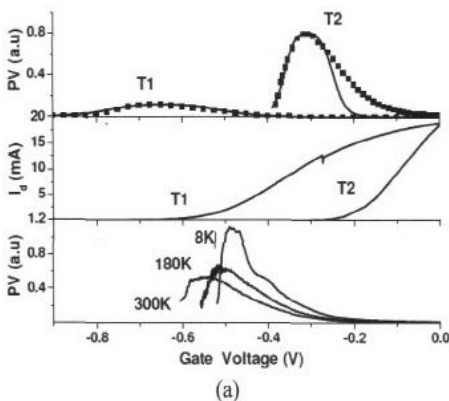
$$\Delta U = \frac{U_a^2}{4U_o^2} \left[ 1 + \frac{2\omega\tau}{\sqrt{1+\omega\tau^2}} \right] \quad (6)$$

### 2-3 Non-resonant Detection

[그림 5]는 게이트 전압, 동작 온도 및 게이트 길이에 따른 플라즈마 웨이브 검출 특성 실험 결과<sup>[4]</sup>를 나타낸 것이다. 서로 다른 트랜지스터(T1, T2)의 동작

임계 전압 및 각각 저온 및 상온에서 동작하는 T1(300K), T2(200K)의 GaAS/AlGaAs FET의 검출기 감응도(PV)는 채널 전하 밀도를 결정하는 게이트 바이어스가 임계 전압에 가까울수록 커지는 것을 나타내고 있으며, 이것은 수식 (6)과 일치함을 알 수 있다. 검출 특성 곡선은 동작영역 1b, 2a 또는 2b와 같음을 또한 볼 수 있다<sup>[7]</sup>. 그리고 곡선의 피크 특성은 채널 전하 밀도(동작 임계 전압), 채널 저항, 게이트 누설 전류가 온도에 영향을 받기 때문에 온도 또한 검출기 응답 특성의 형태를 결정하게 된다. 이 온도에 따른 특성 곡선은 상온에서 극저온(8K)으로 이동함에 따라 피크점이 높아짐을 알 수 있다. [그림 5]의 오른쪽 그림을 통해 저온으로 갈수록 이동도가 향상되면서  $\omega\tau$ 가 1에 가까워짐에 따라 공진 모드(1a)로 동작함을 볼 수 있다<sup>[8]</sup>.

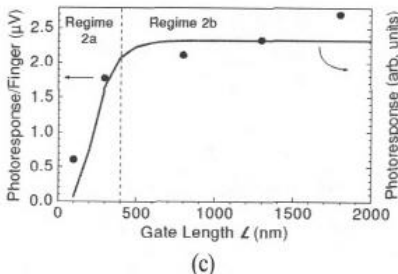
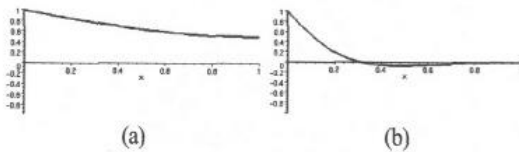
이제 채널 길이에 따른 검출기의 감응도를 살펴볼 것이다. 상온에서도 높은 전자 이동도를 갖는 III-V 화합물 소자는 resonant 검출 특성을 나타내지만, 상온 동작하는 실리콘 소자에서 플라즈마 웨이브는 non-resonant 광대역 특성을 가지며, 소스로부터 거리가 멀어짐에 따라 AC 신호가 과감쇠되면서 드레인에서 검출된 DC 전압은 다음과 같이 쓸 수 있다<sup>[9]</sup>.



[그림 5] 게이트 전압, 동작온도,  $\omega\tau$ 에 대한 검출기 특성

$$\Delta U(x) = \frac{U_a^2}{4U_o} [1 - \exp(-2x/l_c)] \quad (7)$$

여기서,  $x$ 는 소스로부터 거리,  $l$ 은 감쇠 특성을 갖게 되는 채널 길이이다. 이때의 플라즈마파는 낮은 전자 이동도와 상대적으로 낮은 입사주파수 때문에 과감쇠(over-damped)되는데, 이 경우의 비공진 검출(nonresonant detection)은 수십 나노미터 수준의 전하 분포 감쇠 특성 길이  $l_c$ 에 크게 의존한다. [그림 6] (a)의 짧은 채널을 가지는 트랜지스터의 경우 입사 방사선에 의해 생긴 AC 전류는 게이트-채널 커패시턴스를 통해 전체 게이트 길이에 거의 균일하게 들어가기 때문에 매우 작은 DC 전압만이 형성된다. 이 경우에 최종 측정되는 전압은 gate 길이에 의존할 것으로 예상할 수 있다. 반대로, [그림 6] (b)의 긴 채널을 가지는 트랜지스터의 경우에는 AC 전류가 드레인에 도달하기 전에 게이트로 누설되어 채널의 일부분에만 DC 전압이 형성된다. 이 경우에 최종 측정되는 전압은 게이트 길이에 의존하지 않을 것으로 예상할 수 있다. [그림 6] (c)는 게이트 길이가 길어짐에 따라서는 감응도가 일정하게 나타나지만, 특정 길이보다 짧아지게 되면 감응도가 급격히 떨어짐을 보여준다.



[그림 6] 게이트 길이 따른 검출기 감응도 특성

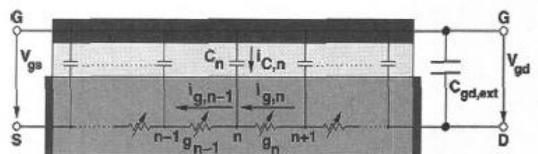
결론적으로, 효율적인 광대역 비공진 검출을 위한 최적의 게이트 길이는 플라즈마 감쇠 임계 길이( $l_c$ )의 2~3배임을 알 수 있다[10].

또한, 앞서 설명한 플라즈마 웨이브와는 다른 접근 방향의 비공진(resonant) THz파 검출기 이론으로서 resistive self-mixing 기반의 NQS(Non-Quasi-Static) FET 모델이 제시되었다[11]. NQS 모델은 FET의 채널을 [그림 7]과 같은 2차원 트랜지스터 채널을 RC 전송선 즉, 분산 gate-channel 커패시턴스 및 저항으로 간주하고, 이 채널에서의 resistive self-mixing을 통한 비공진 검출 방식을 설명하였다.

FET 채널 내에서 소스로부터 드레인 사이의 거리에 따라 변화하는 전압 분포는 아래의 편미분 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[ \mu(v(x,t) - V_{th}) \frac{\partial v(x,t)}{\partial x} \right] = \frac{\partial}{\partial t} v(x,t) \quad (8)$$

수식 (8)에서 출력 전압은 캐리어 이동도  $\mu$  및 게이트 바이어스  $V_g - V_{th}$ 에 따라서 결정되며, 이는 Dyakonov-Shur[1] 플라즈마 웨이브 기반의 non-resonant damping 이론과 일치함을 알 수 있다. 이 수식을 시간과 채널 위치에 따른 numerical solution으로 풀어 도 시화하면, 게이트 바이어스 전압 아래 게이트-소스 단에 테라헤르츠 신호가 가해질 경우, 신호는 NQS 모델의 RC 채널을 전파하게 되며, resistive self-mixing에 의한 비선형 성분의 결과로 변조된 채널 농도에 대한 DC 성분이 드레인과 소스 단 사이의 DC 전압차를 결정하게 됨을 알 수 있다. [그림 8]은 0.25



[그림 7] FET 채널의 NQS 모델

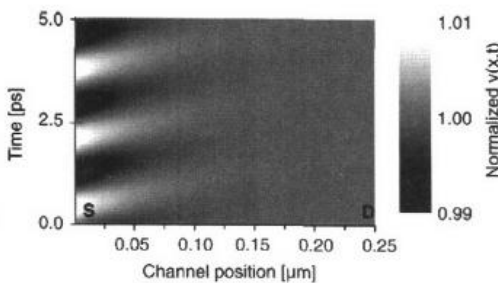
um CMOS FET에서 600 GHz 입사 주파수에 대해 시뮬레이션한 결과이다. 채널의 소스와 드레인 사이의 전압 분포는 [그림 8]과 같이 나타내어지며, 이 그래프에서 채널의 소스 단에 인가된 테라헤르츠 신호는 드레인으로 이동하는 동안 damping됨이 나타난다. 인가된 신호는 0.25 um 게이트에서 소스로부터 0.1 um 거리 밖으로는 감쇠되어 사라지고, 이후의 채널 영역은 드레인 포텐셜과 같게 된다. 또한, 이 결과는 [그림 4]의 동작 영역 2a에 해당하는 resistive mixing과 같음을 알 수 있다. 이 결과로부터 resistive mixing은 소스 근처에서만 발생되며, 긴 채널의 소자도 THz 검출기에 적용 가능하다는 것을 보여준다.

#### 2-4 Resonant Detection

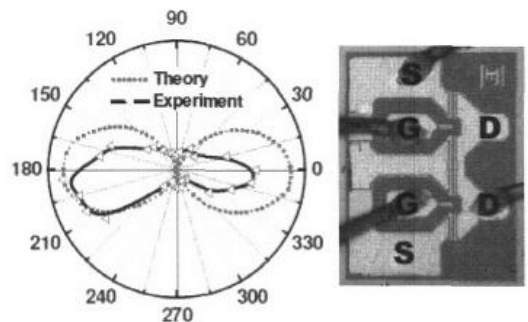
THz 플라즈마 웨이브의 물리적 특성을 이해하는데, 가장 기본적인 중요한 이슈는 플라즈마 공진 특성 곡선의 퍼짐 현상과 최적의 안테나 및 게이트 grating 구조에 관한 정확한 해석이다. THz 대역에서 방사파에 대한 소자 및 안테나의 커플링 효율은 소스, 드레인, 게이트 연결 패드 및 와이어 본딩의 형태에 영향을 받는다<sup>[12]</sup>. 이 금속 패드들은 전극 역할을 하는 소스-드레인간 커패시턴스로써 비대칭 경계조건을 제공하며, [그림 9]와 같은 와이어 본딩 라인은 선형 다이폴과 같이 해석되어 검출기의 감응도가 와이어 본딩의 공간 배열에 따라 좌우된다. 커플링에 대한

최적화 연구는 THz 플라즈마 웨이브의 물리적 이론을 이해하는데 중요한 이슈 중에 하나가 될 것이며, 참고로 grating 구조의 트랜지스터는 게이트가 안테나의 역할을 할 때 방사 효율을 높이는 구조로서 제안되었다<sup>[13]</sup>.

Resonant detection의 경우, 지금까지 III-V HEMT를 가지고 극저온에서 주로 이루어져 와서  $\omega\tau > 1$ 인 경우, 동작영역 1a처럼 공진 특성 곡선이 플라즈마 발진 주파수에서 피크 특성을 가짐을 보여주고 있다. 그러나 여전히 이론적인 수치와 비교하면 큰 차이를 나타내고 있고, 더욱이  $\omega\tau \gg 1$ 인 ~2-3의 경우에서도 공진 특성 곡선의 퍼짐 현상은 아직도 명확하게 해석되지 못하고 있는데, 이는 PWT의 공진 모드 동작 특성을 정확히 분석하기 위하여 반드시 밝혀져야 할 중요한 이론적 실험적 도전 과제이다. 현재까지 추측되고 있는 이유로서 oblique 플라즈마 모드의 존재와 gated 플라즈몬이 트랜지스터의 ungated 영역으로 누설됨으로 인한 부가적인 damping 현상이 있다. 먼저 oblique 플라즈마 모드에 대한 가정은, 게이트 폭이 게이트 길이보다 클 때 이 트랜지스터의 채널이 플라즈마 웨이브에 대한 공진기로 동작하기 보다는 웨이브 가이드로 동작하게 됨으로써 플라즈마 웨이브가 oblique 모드로 채널을 전파하게 되어 플라즈마 웨이브 검출 응답 스펙트럼이 연속적이며, 낮은



[그림 8] 수식 (8)의 게이트 채널 전압 분포  $v(x,t)$ 에 대한 시뮬레이션 결과



[그림 9] FET 소자의 레이아웃, 와이어 본딩 형태에 대한 방사 패턴 및 감응도 특성

플라즈마 웨이브 주파수만 전파하게 된다는 것이다. 두 번째 gated 플라즈몬의 ungated 영역으로의 leakage는, 게이트 채널 영역이 소스-드레인 영역보다 좁기 때문에 게이트 아래에 존재하는 플라즈몬이 ungated 소스, 드레인 영역과 무관하지 못하고 서로 독립적으로 취급될 수 없어, 이들 상호 작용으로 인한 inter-mode 플라즈몬 산란현상이 플라즈몬 damping으로 나타나 특성 곡선의 퍼짐 현상이 발생된다고 추측하고 있다<sup>[14]</sup>.

Non-resonant 동작 영역에서는  $I_d = 0$ 인 경우,  $\omega_o \tau \ll 1$ 로써 수식 (6)과 같이 게이트 전압에 따른 채널 전하 밀도의 함수로 표현된다. 여기서 공진 모드 동작을 위한 성능지수  $\tau$ 를 향상시키기 위해서는 저온에서 동작시키거나 전자 이동도를 향상시키는 방법이 있으나, 드레인 바이어스 전류를 증가시킴으로써 플라즈마 웨이브 유효 scattering 시간을 증가시키는 방안을 이용하여 드레인 바이어스 전류가 증가함에 따라 검출기 감응도를 향상시키고, resonant 영역에 동작 조건  $\omega_o \tau \gg 1$ 을 좌우하는 효과에 관한 분석이 제시되었다. 여기서  $I_d \neq 0$  경우는 소스-게이트, 드레인-게이트 사이의 양단 커패시터에 따른 비대칭 경계 조건을 증가시킴으로써 검출기의 감응도 수식을 유효 전자 운동 이완 시간을 사용하여 다음과 같이 나타내었다.

$$\Delta U = \propto \frac{1}{(\omega - \omega_o)^2 + \left(\frac{1}{\tau_{eff}}\right)^2} \quad (9)$$

여기서  $1/\tau_{eff} = 1/\tau + 2v_o/L$  이고,  $v_o$ 는 전자 드리프트 속도이다. 즉, 전류가 증가함에 따라서 전자드리프트 속도가 증가하고,  $\tau_{eff}$ 를 증가시킴에 따라서 감응도 특성 곡선의 폭을 좁히고 진폭을 높이면서 검출기가 공진 모드로 동작하게 된다.  $I_d \neq 0$ , 경우 비공진 모드에서 게이트 전압 스윙은 소스측의 저항 성분을 고려해야 하고, 트랜지스터가 포화 영역에서

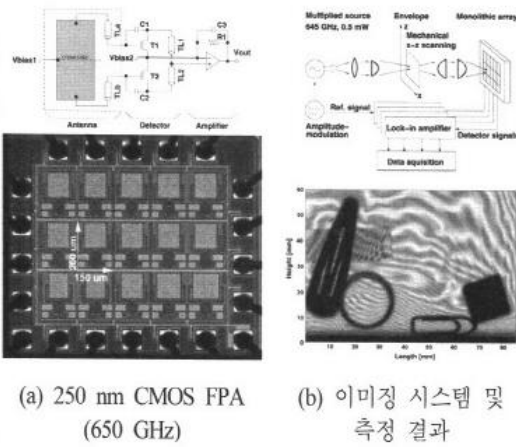
동작하며, 게이트 채널 전자 밀도도 소스에서 드레인쪽으로 옮겨지는 것을 고려할 때, 비공진 모드의 수식 (10)은 아래와 같이 표현되어야 한다. 여기서 공진 모드의 최대 감응도는 드레인 전류에 따라 결정됨을 알 수 있다<sup>[14]</sup>.

$$\omega_o = \frac{\pi}{2L} \sqrt{\frac{e(U_{GS} - U_{TH} - I_D R_S - \alpha U_{SAT})}{m}} \quad (10)$$

### 2-5 CMOS THz 이미징 검출기

지금까지 FET 채널에서 플라즈마의 비선형 특성을 이용해 THz와 검출이 가능함을 보였고, 이러한 FET를 이용한 THz와 검출은 앞으로 매우 유망하고 실제 응용 가능성도 높은 기술로서 빠르게 확산되고 있다. CMOS FET를 이용한 sub-THz 및 THz 검출은 2004년에 Knap 등에 의해 처음 보고<sup>[15]</sup>되었다. 2006년 일본의 Tohoku 대학에서는 현재까지 CMOS로 구현된 최고 중 가장 높은 동작 주파수인 2.52 THz에서 동작하는 검출기를 보고하였으며, 상온에서 CMOS FET의 잡음 등가 전력(noise equivalent power)이 기존 상온 동작 THz 검출기의 최고 수준에 필적할 수 있음을 보였다. 최근에는 CMOS로 상온에서 비공진 플라즈마 특성을 이용한 THz 검출 및 이미징 결과들이 발표되었다. 2009년에는 Wuppertal 대학, Pfeiffer-Roskos 그룹에서 distributed resistive self-mixing 기반의 CMOS 650 GHz FPA(Focal Plane Array) 이미징 시스템을 구현하여 [그림 10]과 같이 봉투 안의 물건들에 대한 이미지 검출 결과를 ISSCC에 발표하며, 감응도 80 kV/W, NEP 50 pW/Hz<sup>0.5</sup>의 검출기 성능을 보여 주었다<sup>[11]</sup>. 또 다른 검출기는 프랑스 Montpellier 대학을 중심으로 한 Knap-Schuster 그룹에서 [그림 11]과 같이 bow-tie 안테나와 증폭기를 함께 집적한 300 GHz FPA를 구현하여 이미징 결과를 2011년 ISSCC에 보고하여 감응도 90 kV/W, NEP 10 pW/Hz<sup>0.5</sup>의 검출기 성능을 시연하였다<sup>[16]</sup>. 이들 검출기 성능 수준은 Golay

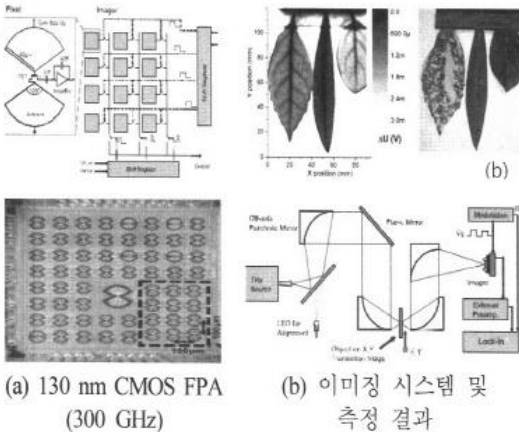




(a) 250 nm CMOS FPA (650 GHz)

(b) 이미징 시스템 및 측정 결과

[그림 10] CMOS THz 검출기



(a) 130 nm CMOS FPA (300 GHz)

(b) 이미징 시스템 및 측정 결과

[그림 11] CMOS THz 검출기

Cell, HEB, STJ Microbolometer 및 pyroelectric detector 등과 같은 기존 검출 소자의 감응도 및 NEP 성능과 필적할 만한 수준이다. 이러한 연구 결과는 복잡한 시그널 프로세싱과 저전력, 고감도 동작 등이 요구되는 미래의 저비용 휴대용 테라헤르츠 카메라에 유용한 기술이 될 것이다.

### III. 결 론

1993년 Dyakonov-Shur가 FET 채널에서의 플라즈

마 웨이브 이론을 소개한 이후, 지금까지 수정, 발전되어온 이론을 근거로, 실험을 통하여 검증된 플라즈마 웨이브 발진, 검출 연구 결과를 살펴보았다. 그러나 잘 확립된 검출 이론 및 실험 결과에도 불구하고, FET 채널에서의 플라즈마 웨이브 이론을 확실히 응용하기 위해 물리학적 및 초고주파적 관점에서 해결해야 할 문제는 여전히 남아있다. 특히, 실험을 통해 관찰된 플라즈마 공진 특성 곡선의 퍼짐 현상에 대한 이유는 아직까지 명확하게 밝혀지지 못하고 있다. 또한, 안테나와 PWT 소자 간의 커플링 효율 향상을 위한 최적의 소자 및 안테나 구조 대한 연구 역시 심도 있게 다루어져야 한다.

Non-resonant PWT의 경우, 현재까지 이미징 시스템에 적용된 CMOS 기반 THz 검출기의 연구 결과는 기존의 THz 검출 소자를 대체할 만한 고속, 실시간, 고집적 검출기로 활용될 수 있을 것이다. 그러나 resonant PWT의 경우, 지금까지는 주로 극저온에서 고이동도 III-V HEMT 기반으로 연구가 수행되어 왔으나, 상용화 측면에서는 상온에서 resonant 모드 동작이 진정 가능할 것인가에 대해 여전히 의문점이 남아 있다. 이를 해결하기 위해서는 상온에서 동작하는 고이동도, 높은 채널 전자 밀도를 갖는 트랜지스터 소자 연구가 선행되어야 할 것이다. 마지막으로 THz 파의 입사, 방사를 위한 최적의 커플링 구조와 더불어 PWT 소자를 초고주파적 엔지니어링 관점에서 해석하는 연구가 이루어질 때, PWT 소자는 진정한 의미의 THz 잭을 메우는 기술이 될 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

[1] M. Dyakonov, M. S. Shur, "Shallow water analogy for a ballistic field effects transistor: New mechanism of plasma wave generation by DC current", *Phys. Rev. Lett.*, vol. 71, pp. 2465-2468, Oct. 1993.  
 [2] Taiichi Otusuji, "Terahertz emission, detection and

- modulation using two dimensional plasmons in high electron mobility transistors featured by a dual-grating-gate structure", *PIERS Proceedings*, pp. 1266-1270, Mar. 2011.
- [3] V. Ryzhii, M. S. Shur, "Plasma wave electronics devices", *Semiconductor Device Research Symposium*, pp. 200-201, Dec. 2004.
- [4] M. S. Shur, V. Ryzhii, "New concept for millimeter wave detector and generation", *11th GAAS Symposium*, pp. 301-304, 2003.
- [5] J. Lusakowski, "Nanometer transistors for emission and detection of THz radiation", *Thin Solid Films*, vol. 515, Issue 10, pp. 4327-4332, Mar. 2007.
- [6] M. I. Dyakonov, M. S. Shur, "Detection, mixing, and frequency multiplication of terahertz radiation by two-dimensional electronic fluid", *IEEE Trans. on Electron Devices*, vol. 43, no. 3, pp. 380-387, Mar. 1996.
- [7] W. Knap et al., "Nonresonant detection of terahertz radiation in field effect transistors", *J. Appl. Phys.*, vol. 91, no. 11, pp. 9346-9353. Jun. 2002.
- [8] W. Knap et al., "Resonant detection of subterahertz and terahertz radiation by plasma waves in submicron field-effect transistors", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 81, pp. 4637-4638, 2002.
- [9] Franz Schuster et al., "Broadband terahertz imaging with highly sensitive silicon CMOS detectors", *Optics Express*, vol. 19, Issue 8, pp. 7827-7832.
- [10] W. Knap et al., "Silicon field effect transistors for terahertz detection and imaging", *Antennas and Propagation(EUCAP)*, pp. 3180-3182, Apr. 2011.
- [11] Ojefors et al., "A 0.65 THz focal plane array in a quarter micron cmos procss technology", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 7, Jul. 2009.
- [12] Tatsuya Tanigawa et al., "AlGaIn/GaN plasmon-resonant terahertz detectors with on-chip patch antennas", *Quantum electronics and Laser Science Conf., CLEO/QELS*, pp. 1-2, Jun. 2009.
- [13] T. Otsuji, M. Hanabe, T. Nishimura, and E. Sano, "A grating-bicoupled plasma-wave photomixer with resonant-cavity enhanced structure", *Opt. Express*, vol. 14, no. 11, pp. 4815-4825, 2006.
- [14] W. Knap et al., "Plasma wave oscillations in nanometer field effect transistors for terahertz detection and emission", *J. Physics: Condensed Matter*, vol. 20, no. 38, 2008.
- [15] W. Knap et al., "Plasma wave detection of subterahertz and terahertz radiation by silicon field-effect transistors", *Applied Physics Letters*, vol. 85, no. 40, pp. 675-678, Jul. 2004.
- [16] Franz Schuste et al., "A broadband THz Imager in a low-cost CMOS", *ISSCC 2011*.

≡ 필자소개 ≡

한 석 균



2004년 2월: 목포해양대학교 전자통신공학과 (공학박사)  
2004년 6월~2009년 2월: 한국정보통신대학교 전자공학과 연구 조교수  
2009년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자과 연구 부교수  
[주 관심 분야] CMOS RFIC, CMOS THz, UWB 레이다

UWB 레이다

김 선 아



2006년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
2009년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
2009년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정  
[주 관심분야] Plasma wave 기반 CMOS THz 검출기, CMOS Schottky Barrier Diode, Digital Calibration

THz 검출기, CMOS Schottky Barrier Diode, Digital Calibration

이 재 린



2011년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
2012년 2월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사과정  
[주 관심분야] CMOS 기반 테라헤르츠 파 소자

이 상 국



1981년: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
1989년: University of Florida, electrical engineering (공학석사)  
1992년: University of Florida, electrical engineering (공학박사)  
1992년~1995년: Harris Semiconductor staff engineer

1995년~1997년: 한동대학교 전기전자컴퓨터공학부 조교수  
1998년~2009년 2월: 한국정보통신대학교 전자공학과 교수  
2009년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 교수  
[주 관심분야] CMOS RFIC, THz CMOS, RF 트랜시버, UWB 레이다