

전자전 증폭장치

김 동 옥

충남대학교 전자공학과

I. 서 론

레이더 및 통신 시스템을 교란하기 위한 재머(jammer)로 광대역의 고출력 증폭기들이 지속적으로 연구되고 개발되어 배치되고 있다. 일반적으로 위협이 되는 통신 시스템 및 레이더의 교란은 6~18 GHz의 광대역 증폭기가 원거리에서 고출력의 신호를 송신함으로써 이루어진다. 최근에 들어 원격 급조 폭발물들(Improvised Explosive Devices, IEDs)의 출현으로 전장 환경이 변화하고, IED를 활용한 광범위한 테러의 위협이 증가함에 따라 이들의 통신을 교란하기 위한 2~6 GHz의 광대역 증폭기에 대한 요구도 함께 증가하고 있으며, 수십 W 수준의 광대역 증폭기를 효과적으로 구현하기 위한 소자의 개발 또한 가속화되고 있다.

최근 차세대 반도체로 각광을 받고 있는 GaN HEMT(High Electron Mobility Transistor)는 마이크로웨이브 전력증폭기 소자의 물질로 보통 사용되는 Si 또는 GaAs보다 큰 밴드갭(bandgap)을 가지고 있어 고온 동작 특성이 우수하고 큰 전력을 증폭시키는데 유리할 뿐 아니라, 광대역의 회로 구현에도 많은 장점을 가지고 있다.

본고에서는 레이더 및 통신 시스템 교란용, 즉 전자전(electronic warfare)을 위한 증폭기에 초점을 맞추어 GaN 물질과 이를 기반으로 하는 GaN HEMT, 그리고 GaN HEMT 기반의 증폭기에 대해 기존 발표 자료를 중심으로 소개하고자 한다.

2-1 GaN HEMT

마이크로웨이브 영역에서 발진기, 증폭기 등의 능동회로를 구현하는데 사용되는 MESFET(Metal Semiconductor Field Effect Transistor), HBT(Heterojunction Bipolar Transistor), HEMT와 같은 반도체 소자는 일반적으로 1.12 eV의 밴드갭을 가지는 Si 또는 1.42 eV의 밴드갭을 가지는 GaAs 물질로 구현된다. 한편, SiC와 GaN은 이들 반도체 물질보다 큰 3.2 eV와 3.4 eV의 밴드갭을 가지고 있어 큰 밴드갭 물질로 불린다. 큰 밴드갭 물질을 활용한 첫 상용 제품은 SiC 기반의 청색 LED(Light Emitting Diode)였으며, 후에 더 밝은 청색 LED, 궁극적으로는 백색 LED를 구현하기 위해 GaN 물질 기반의 소자로 대체되었다. 이러한 광소자의 개발과 상업적 성공은 RF 및 마이크로웨이브 소자의 본격적인 개발의 원동력이 되었다^[1].

SiC나 GaN의 큰 밴드갭 특성은 이들 물질로 제작된 트랜지스터가 아주 높은 온도에서도 안정적으로 동작할 수 있도록 했으며, Si이나 GaAs 기반의 물질을 비교한 <표 1>에서도 제시된 바와 같이 GaN 물질은 3~4×10⁶ V/cm의 큰 항복 전계, 1.5~2.2×10⁷ cm/s의 높은 포화 전자속도, 그리고 GaN 소자 제작을 위해 SiC 기판을 사용할 경우 4.9 W/cm-K에 이르는 높은 열전도도를 가져 전력증폭기에 최적인 특성을 제공하고 있다^{[2][3]}. 트랜지스터의 I-V 곡선과 부하선(load line)으로 계산된 최대 RF 출력 전력은 식 (1)과 같이 주어진다.

II. 본 론

$$P_{out,max} = \frac{1}{2} \frac{(V_{DS} - V_{knee})^2}{R_L} \tag{1}$$

<표 1> 일반적인 반도체의 물질 특성^[2]

Property	Units	Silicon	GaAs	4H-Sic	GaN
Bandgap	EV	1.11	1.43	3.2	3.4
Breakdown field	V/cm	7×10^5	7×10^5	35×10^5	35×10^5
Saturation velocity	cm/sec	1×10^7	1×10^7	2×10^7	1.5×10^7
Saturation field	V/cm	8×10^3	3×10^3	25×10^3	15×10^3
Thermal conductivity	W/cm-K	1.5	0.46	4.9	1.7/substrate
Electron mobility	cm ² /V-sec	1,350	6,000	800	1,000
Hole mobility	cm ² /V-sec	450	330	120	300

여기서 P_{out} 은 RF 출력전력, V_{DS} 는 드레인 바이어스 전압, V_{knee} 는 knee 전압, R_L 는 트랜지스터의 바이어스 전류와 전압에 의해 결정되는 부하 저항을 나타낸다.

3.4 eV의 큰 밴드갭을 가지는 트랜지스터는 높은 드레인 전압을 사용할 수 있으므로 식 (1)에서 알 수 있는 바와 같이 큰 RF 출력 전력을 가질 수 있다. 또한 높은 드레인 전압은 큰 부하 저항을 최적 부하로 가질 수 있으므로 50 Ω의 시스템에 낮은 임피던스 변환비로 전력 정합을 달성할 수 있다. 낮은 임피던스 변환비를 가지는 정합회로는 넓은 대역폭에 대해서 구현 가능하므로 큰 밴드갭 트랜지스터는 광대역 동작에 적합하다고 할 수 있다. 뿐만 아니라 SiC 기판에서 구현된 GaN HEMT는 높은 포화 전자속도와 큰 2차원 전자 가스 밀도를 가져 다른 전자 소자 대비 큰 전류밀도를 가질 수 있어 단위면적당 전력밀도가 크며, 높은 열전도도를 가지는 SiC 기판을 통해 트랜지스터의 채널에서 발생한 열을 손쉽게 방출할 수 있으므로 고전력 동작에 유리하다. 바꾸어 표현하면 동일 크기의 소자를 기준으로 GaAs pHEMT와 비교할 경우 작은 크기의 트랜지스터로 동일한 출력 전력을 구현할 수 있으므로 트랜지스터의 출력 캐패시턴스가 작고, 출력 저항이 커서 광대역 동작에 유리하다.

결론적으로 큰 밴드갭 트랜지스터는 동일한 전력을 기준으로 할 때 GaAs나 Si 기반 트랜지스터보다

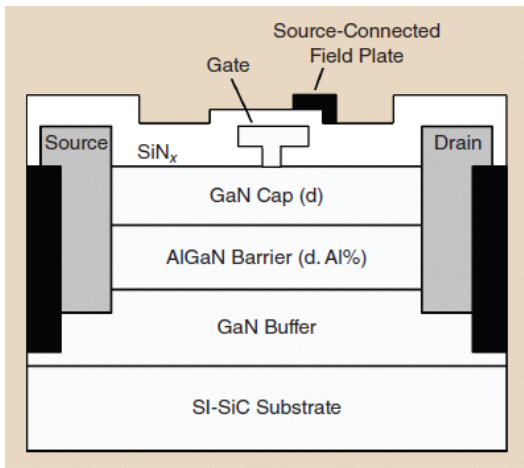
광대역 동작이 가능하며, 동일 대역폭을 기준으로 할 경우 고출력 동작이 가능한 장점을 가지고 있다.

GaN HEMT의 성공적인 개발과 시스템 적용 과정에는 여러 가지 기술적 난관들이 있었으나, 전계 판(field plate) 구조를 사용함으로써 성능의 급격한 개선이 이루어지게 되었다. [그림 1]은 이중 전계판(dual field plates)을 이용한 SiC 기판 기반의 AlGaIn/GaN HEMT의 소자 구조를 보여주고 있다^[4]. GaAs HEMT에서처럼 도핑된 GaN 영역에서의 2차원 전자 가스층은 도핑된 AlGaIn 층에서 전위 장벽을 넘어올 수도 있고, SiC 기판에 형성된 이중 에피층(heteroepitaxial layer)인 스트레인(strained)된 GaN 층의 압전 효과에 의해 발생되기도 한다.

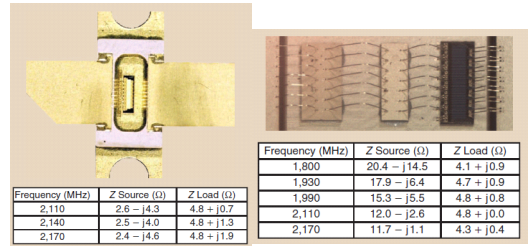
초기의 GaN HEMT는 28 V의 전압으로 동작하는 Si LDMOS(Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor) 트랜지스터의 전력밀도인 1 W/mm보다 10배 정도 큰 10~11 W/mm의 전력밀도를 보여주었으며, 이후 전계판 기술을 접목하여 게이트의 드레인 측 전계 최대치를 줄임으로써 4 GHz에서 32 W/mm의 전력능력을 가지는 소자가 개발되었다^[5]. 0.5 μm GaN HEMT의 경우, 이중 전계판 구조를 사용할 경우 300 V 이상의 항복 전압을 확보할 수 있었으며, 2.2 mm 게이트 폭 소자의 경우 28 V 드레인 전압과 44 mA 드레인 전류 조건에서 12 GHz의 전류이득 차단주파수(f_t)와 16 GHz의 전력이득 차단주파수(f_{max})가 얻어졌다.

0.25 μm GaN HEMT는 Cree, TriQuint, NXP 반도체 등이 선보이고 있으며, 40 V까지의 드레인 동작 전압에 6 W/mm의 전력밀도와 18 GHz에 이르는 동작 특성을 보여주고 있다^[6]. 현재까지 가장 우수한 성능을 내는 AlGaIn/GaN HEMT는 SiC 절연기판을 활용하여 제작된 소자들이며, 큰 직경의 웨이퍼에서 저가격의 소자를 만들기 위한 노력의 일환으로 p형 <111> Si 웨이퍼를 사용하여 고성능의 GaN HEMT를 구현하고자 하는 연구들이 활발하게 일어나고 있다^[7].

GaN HEMT를 사용하여 원하는 응용에 맞는 전력 증폭기를 구현하고자 할 때, 반도체 공정만으로 하나의 웨이퍼에서 완전히 입출력이 정합된 회로를 만드는 것이 이상적이라고 할 수 있으나, 대부분의 전력소자가 그렇듯 초기의 제품들은 필요에 따라 입출력이 정합되지 않은 상태의 전력 소자 혹은 전력증폭기 형태로 사용자에게 제공된다. GaAs pHEMT나 Si LDMOS와 달리 GaN HEMT는 출력 측의 전력 정합보다는 입력 측의 임피던스 정합이 어렵기 때문에 사용자의 설계 편의를 위해 입력이 부분적으로 정합된 형태의 소자 또는 증폭기가 제작되어 제공된다.



[그림 1] 이중 전계판을 가지는 SiC 기판 기반의 AlGaIn / GaN HEMT 소자 구조



[그림 2] 입출력이 정합되지 않은 GaN HEMT와 입력이 부분 정합된 GaN HEMT의 예^[4]

[그림 2]는 입출력 정합이 되지 않는 형태의 60-W, 48-V GaN HEMT와 입력이 부분적으로 정합된 90-W, 48-V GaN HEMT를 예로써 보여주고 있다^[4]. 그림에서 나타난 바와 같이 입출력이 정합되지 않은 형태의 트랜지스터는 수 Ω 정도의 값을 가지며, 부분정합을 통해 10~20 Ω 수준으로 임피던스를 올리 지 않으면 50 % 이상의 대역폭을 가지는 회로를 구현하기는 상당히 어렵다.

2-2 광대역 정합기법

2-2-1 회로의 안정성

회로를 설계했을 때 어떠한 발진도 발생하지 않도록 하기 위해서는 소신호 조건에서 2단자 회로의 임피던스 또는 어드미턴스로 표현되는 Rollet's K factor가 아래 식 (2)를 만족해야 한다. 즉, 반대편 단자에 임의의 실수 임피던스가 있을 때 한 단자의 임피던스 실수부가 0보다 크다면 트랜지스터는 무조건적으로 안정하다고 할 수 있다.

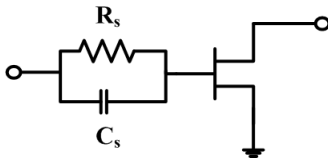
$$K = \frac{2Re(\gamma_{11})Re(\gamma_{22}) - Re(\gamma_{12}\gamma_{21})}{|\gamma_{12}\gamma_{21}|} > 1 \quad (2)$$

여기서 $\gamma_{ij} = Z_{ij}$ (또는 Y_{ij})이며, 2단자 회로의 임피던스 또는 어드미턴스 파라미터이다. 회로의 K를 증

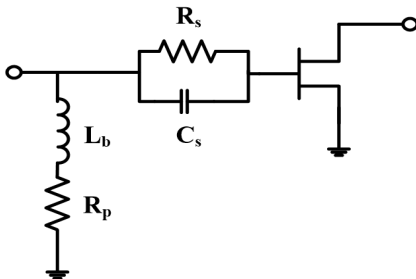
가시키는 가장 간단한 방법은 원하는 K 값에 맞게 트랜지스터 입력에 주파수 의존형 저항(R_{stab})을 달아 주는 것이다^{[8],[9]}. 필요로 하는 저항 값은 식 (3)으로부터 계산될 수 있으며, 일반적으로 [그림 3]과 같이 병렬 RC를 트랜지스터에 직렬로 연결하는 방법을 사용한다.

$$R_{stab} = \frac{K|Z_{12}Z_{21}| + Re(Z_{12}Z_{21})}{2Re(Z_{22})} - Re(Z_{11}) \quad (3)$$

낮은 주파수 영역에서 회로를 안정화시키기 위해서는 [그림 3]의 RC 병렬회로의 R 이 아주 크거나 C 가 아주 작아야 하는데, 이러한 소자 값들을 초고주파 집적회로의 형태로 반도체 상에 구현하기는 쉽지 않다. 저주파에서의 회로 안정화를 위해 트랜지스터의 입력에 분기 선로(shunt)의 모습으로 저항을 삽입할 수 있다. 분기 선로의 저항은 설계 주파수 영역에서 회로



[그림 3] 트랜지스터의 입력에 직렬로 연결된 병렬 RC 안정화 회로



[그림 4] 트랜지스터의 게이트 바이어스 경로에 삽입한 RL 직렬 분기회로

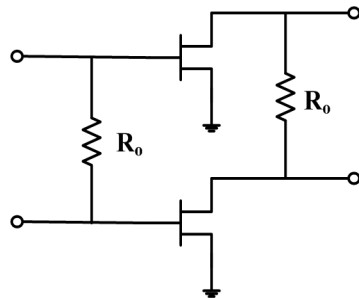
의 성능에 영향을 미치지 않도록 [그림 4]처럼 큰 값의 인덕터를 직렬로 함께 사용하여 게이트 바이어스 경로에 뒀으로써 회로의 저주파 안정화와 설계주파수 영역에서의 성능 확보를 동시에 얻을 수 있다.

소신호 조건에서 회로의 안정성이 확보되었다고 하더라도 다수의 트랜지스터를 병렬로 연결하여 높은 출력 전력을 얻어내는 전력증폭기의 경우 트랜지스터 상호간에 존재하는 궤환 루프를 통해 기모드(odd mode) 발진이 발생할 수 있다. 기모드 발진의 억제에는 [그림 5]와 같이 경로 상에 저항을 삽입함으로써 이루어진다.

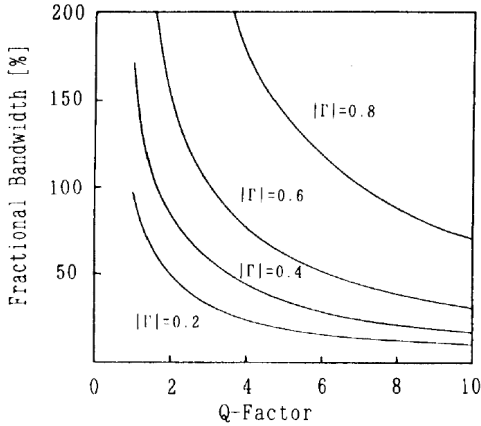
2-2-2 손실 정합 회로

전자전에 사용되는 전력증폭기는 대역폭의 상한 주파수와 하한 주파수의 비가 보통 3:1 이상(비대역폭(fractional bandwidth) B 로 환산할 경우 115% 이상)을 요구하므로 10~20%의 대역폭에서 동작하는 LC 정합회로 만으로는 성능 구현에 한계가 있다. 비대역폭 B 와 트랜지스터의 입출력 임피던스의 품질 계수 Q 의 관계는 식 (4)에 의해 주어지고, 이를 그래프로 표현하면 [그림 6]과 같다^[10].

$$|\Gamma|^2 = \exp\left(-\frac{\pi}{BQ}\right) \quad (4)$$



[그림 5] 다수의 트랜지스터를 사용하는 전력증폭기의 기모드 발진 억제를 위한 저항 삽입



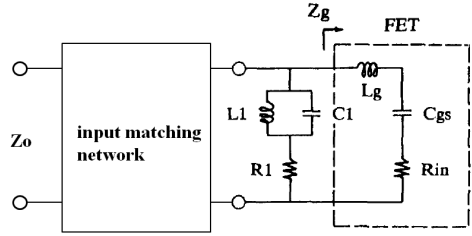
[그림 6] 비대역폭 B 와 Q 지수의 상관 관계^[10]

여기서 $Q_i = 1/\omega R_{in} C_{gs}$, $Q_o = \omega R_{ds} C_{ds}$ 이고, $B = (\omega_2 - \omega_1) / \sqrt{\omega_2 \omega_1}$ ($\omega_2 > \omega_1$)이다.

입출력 임피던스의 품질계수가 다르게 표현된 이유는 트랜지스터의 입력 등가회로는 직렬 RC 회로로 모델링될 수 있고, 출력 등가회로는 RC 병렬회로로 표현되기 때문이다. 식에서 알 수 있는 바와 같이 광대역 특성은 작은 Q 값에 대해 구현 가능하므로 트랜지스터의 입력 캐패시턴스 C_{gs} 는 크고, 출력 캐패시턴스 C_{ds} 는 작아야 한다. 즉, 트랜지스터의 입출력 임피던스는 저항 성분으로만 표시되어야 광대역 특성을 구현하기가 용이하다.

트랜지스터의 입출력 임피던스를 주파수에 독립적인 저항 값으로 만들기 위해 사용하는 방법 중의 하나는 트랜지스터의 입력에 [그림 7]과 같이 정저항 회로망(constant-resistance network)을 연결하는 것이다^[11]. 정저항 회로망에 사용된 소자 값 L_1 , C_1 , R_1 이 식 (5)~(7)로 주어질 때 입력 정합회로 앞에서 트랜지스터를 바라본 임피던스 $Z_{in} = R_{in}$ 이 되어 광대역 임피던스 변환회로를 정합회로에 적용하기가 용이해진다.

$$L_1 = C_{gs} R_{in}^2 \quad (5)$$



[그림 7] 트랜지스터의 입력에 연결된 정저항 회로망

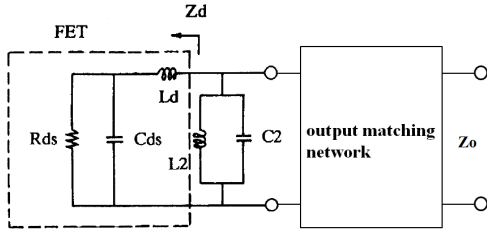
$$C_1 = \frac{L_g}{R_{in}^2} \quad (6)$$

$$R_1 = R_{in} \quad (7)$$

전력증폭기의 출력 정합은 최대출력 또는 최대 효율을 위해 정합을 수행하므로 트랜지스터의 출력저항 값과 동일한 저항 값이 트랜지스터의 드레인 단에서 보이도록 정합회로를 설계하게 되며, 트랜지스터의 출력 캐패시턴스는 정합회로의 소자로 활용된다. 전력 정합을 수행하는 보통의 전력증폭기는 출력 VSWR을 고려하지 않으므로 입력과 달리 낮은 값을 보이지 않으며, VSWR 자체가 소신호 개념에서 출발하므로 출력 VSWR은 전력증폭기에서 엄격히 요구되지 않는다. 전력정합을 위한 출력단 회로의 예가 [그림 8]에 나타나 있다. [그림 8]의 L_d 는 트랜지스터의 C_{ds} 가 만들어내는 리액턴스 성분을 설계 중심주파수 (ω_c)에서 상쇄하기 위한 것이며, 식 (8)로 주어진다.

$$L_d = \frac{C_{ds}}{\left(\frac{1}{R_{ds}}\right)^2 + (\omega_c C_{ds})^2} \quad (8)$$

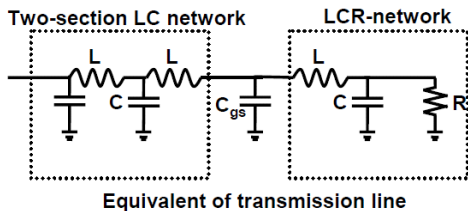
L_d 에 이어서 연결된 L_2 - C_2 공진회로는 설계 중심주파수에서 공진하도록 구성됨으로써 출력 정합단 앞에서의 임피던스는 저항 값만 가지게 된다. 광대역 특성을 구현하기 위해서는 식 (4)에 언급한 것처



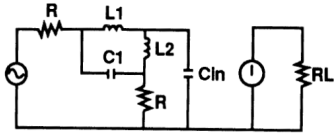
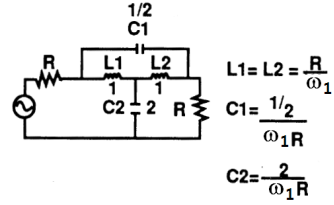
[그림 8] 트랜지스터의 출력에 연결된 광대역 사전 정합회로

럼 설계 주파수 전체 대역에서 실수부의 임피던스를 구현해야 하지만, 실제로 리액턴스 성분을 제거하기란 어렵다. [그림 8]의 L_2 - C_2 공진회로는 ω_c 보다 낮은 주파수에서는 용량성 부하가 되고, ω_c 보다 높은 주파수 영역에서는 유도성 부하가 되어 Z_d 의 주파수에 따른 리액턴스와 반대되는 특성을 가지므로 전체 리액턴스 성분은 상당히 감소시킬 수 있게 된다. 즉, 공진회로 자체는 협대역의 특성을 가지지만 L_d 를 포함한 트랜지스터의 리액턴스와의 결합으로 회로의 Q 가 낮아지게 되는 것이다.

또, 다른 손실 정합 기법으로는 2-2-1절에서 회로를 안정화시키기 위해 사용된 이득 보상 회로를 사용하여 [그림 9]와 같이 등가적인 전송선로를 구현하는 방법이다. LCR 회로는 낮은 주파수에서 손실을 증가시키고, 높은 주파수에서는 인덕터와 캐패시터에 의해 저항 R 이 보이지 않게 함으로써 손실을 억제하여 평탄한 이득을 구현할 수 있게 한다. LCR 회로는 C_{gs} 로 간단히 표현된 트랜지스터 및 저역 통과 필터



[그림 9] LCR 정합을 이용한 광대역 입력 정합 회로



[그림 10] 전역 통과 회로망의 트랜지스터 입력 정합 적용 예

형태의 LC 정합회로와 함께 전송선로 형태를 가짐으로써 광대역 정합 특성을 얻을 수 있게 한다.

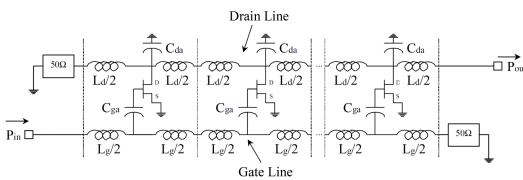
LCR 정합처럼 트랜지스터의 입력 캐패시턴스를 손실 정합 회로의 소자로 사용하는 또 다른 정합 기법으로 2차 전역 통과 회로망(all-pass network)을 고려할 수 있다^[12]. [그림 10]은 2차 전역 통과 회로와 이를 트랜지스터에 적용한 회로의 모습을 함께 보여주고 있다. 트랜지스터의 입력은 C_{gs} 와 C_{gd} 가 Miller 효과로 만들어내는 성분이 함께 나타나며, 이를 C_m 으로 표현할 경우 전역 통과 회로의 C_2 대신에 사용될 수 있다. C_2 에 걸리는 전압, 즉 트랜지스터의 게이트 전압이 180도의 위상 변화를 겪게 되는 주파수를 ω_1 이라고 할 때 ω_1 까지는 평탄한 이득을 유지할 수 있으며, 이 주파수를 넘어가면 이득이 감소하게 된다. 따라서 평탄한 이득을 필요로 하는 상한주파수를 ω_1 으로 설정하면 회로의 구성소자 R, C_1, L_1, L_2 를 차례로 결정할 수 있게 된다. 실제 설계에서는 ω_1 을 설계 상한 주파수보다 약간 높게 설정하는 것이 좋으며, C_1 이 L_1 과 L_2 를 연결할 때 원하지 않는 인덕턴스 성분이 발생할 수 있으므로 유의해야 한다.

2-2-3 분산증폭 구조

광대역 특성의 증폭기를 구현하는 방법으로 손실

정함 이외에 분산 증폭 구조를 고려할 수 있다. 분산 증폭 구조는 Percival에 의해 개념이 제안되었으며, A-yasli 등에 의해 1981년에 GaAs FET에 처음으로 적용된 구조로 증폭기의 주파수 특성을 제한하는 트랜지스터의 입출력 캐패시턴스를 인공전송선로(artificial transmission line)의 구성 요소로 활용함으로써 동작 주파수를 확장하는 방식이다^[13]. [그림 11]에 나타낸 바와 같이 트랜지스터의 게이트 캐패시턴스 C_{gs} 는 직렬 인덕턴스 L_g 와 결합하여 게이트에서 인공전송선로를 형성하고, 드레인 캐패시턴스 C_{ds} 는 L_d 와 함께 드레인의 인공전송선로를 형성하여 인공전송선로의 차단주파수만큼 동작대역폭이 확장되게 된다. 게이트 측의 인공전송선로는 직렬 캐패시터 C_{ga} 를 추가함으로써 $f_{c1} = 1/\pi\sqrt{L_g C_{gs}}$ 로 결정된 차단주파수를 $f_{c2} = 1/\pi\sqrt{L_g\left(\frac{C_{ga}C_{gs}}{C_{ga} + C_{gs}}\right)}$ 로 증가시킬 수 있다. 그러나 드레인 측의 인공전송선로는 드레인 DC 전류로 인해 직렬 캐패시터를 추가할 수 없으므로 인공전송선로의 차단주파수를 향상시킬 수가 없다. 따라서 보통 드레인 측의 인공전송선로가 분산증폭기의 차단주파수를 결정하는 주요 인자가 된다.

일반적으로 분산증폭기는 소신호 이득 증폭기에 주로 활용되어 왔으며, 전력증폭기에 활용할 경우 [그림 11]처럼 균일한 전송선로를 가진 분산 증폭 구조로는 개개의 트랜지스터가 최대의 출력을 내는 부하선을 광대역 주파수에서 형성하지 못하는 문제가 발생하게 된다^[14]. 예를 들어 저주파에서 모든 트랜지스터들이 적절한 부하선을 형성하여 출력을 만들어



[그림 11] 분산증폭기의 기본 구조

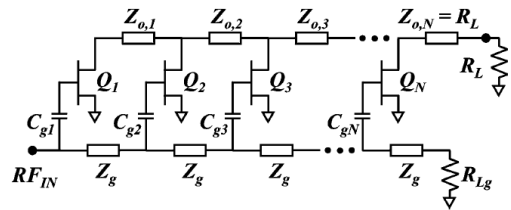
내지만, 높은 주파수로 갈수록 증폭기의 출력에 가까운 트랜지스터의 부하선은 적정 부하선에서 크게 벗어나 출력을 거의 내지 못하거나, 심하게는 전력을 소모하기도 한다. 이러한 분산증폭기의 부하선 문제를 해결하고, 개개의 트랜지스터들이 적절한 부하선으로 동작하도록 하는 연구들이 진행되었는데, 대표적인 결과로는 비균일(nonuniform) 전송선로를 활용하면서 트랜지스터의 크기를 달리 가져가는 방법이 있다^{[15],[16]}.

비균일 전송선로를 사용하여 구현된 분산 전력증폭기의 회로도가 [그림 12]에 나타나 있다. 드레인 측 인공전송선로의 특성임피던스를 식 (9)와 같이 설정하면 각각의 트랜지스터 Q_i 는 최대출력을 얻을 수 있는 부하선을 가질 수 있다.

$$Z_{o,n} = \frac{R_p(\Omega \cdot mm)}{\sum_{i=1}^{i=n} W_{Q_i}} \quad (9)$$

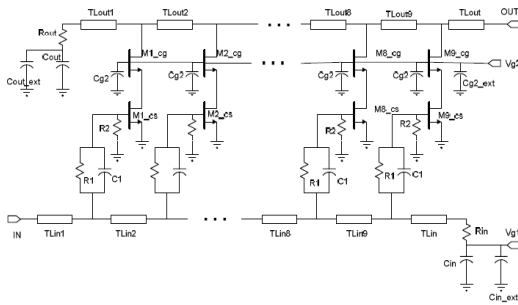
여기서 R_p 는 1 mm의 게이트 폭을 가지는 트랜지스터의 출력 등가회로를 RC 병렬회로로 표현했을 때 병렬 저항에 해당하는 값이며, 최대 출력을 내기 위한 최적 부하 저항과 동일한 값이다. 또한 W_{Q_i} 는 i 번째 트랜지스터의 게이트 폭을 나타낸다.

각 트랜지스터들의 크기를 동일한 크기로 할 경우, 전송선로의 특성임피던스가 반도체 기판 상에서



[그림 12] 비균일 인공전송선로를 이용한 분산 전력증폭기 구조

구현하기 어려운 값을 가지게 되므로, 개개의 트랜지스터 크기는 전송선로의 임피던스가 구현 가능한 값이 되도록 조정되어야 하며, 보통 입력단에 가까운 쪽의 트랜지스터 크기를 증가시키는 방법을 사용한다. 그 외에도 분산 전력증폭기의 출력 전압을 증가시켜 전력 능력을 향상시키기 위해 공통 소스 구조의 트랜지스터 대신 캐스코드(cascode) 구조의 트랜지스터를 삽입하여 회로를 구현하기도 한다^{[17],[18]}. [그림 13]은 캐스코드 형태의 트랜지스터들을 사용하여 구



[그림 13] 캐스코드 트랜지스터 셀을 이용한 분산 전력증폭기 구조

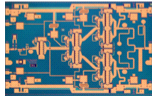
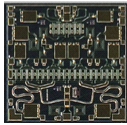
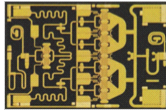
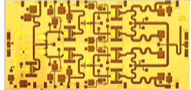
현된 분산 전력증폭기의 한 예를 보여주고 있다.

2-3 광대역 전력증폭기 MMIC 개발 사례들

현재 전자전에 활용 가능한 광대역 전력증폭기는 TriQuint, Cree 등의 소수의 업체만이 MMIC 칩을 개발하여 전략 물자 수출 통제(Export License, EL) 규정에 따라 제한적으로 공급하고 있는 실정이다. <표 2>는 전자전용 송신기에 활용 가능한 광대역 MMIC 칩을 비교하고 있으며, 각각의 칩은 2-2-2절에서 언급한 손실 정합과 리액티브 정합을 함께 사용하여 구현되었다^{[19]~[21]}. GaAs pHEMT를 사용한 6~18 GHz MMIC 칩의 경우, 2.5~3 W의 출력 전력을 보인 반면, GaN HEMT를 사용한 MMIC 칩은 큰 드레인 전압을 사용할 수 있는 장점으로 인해 6~18 GHz 영역에서 6~10 W의 출력 전력을 보이고 있다. 손실 정합을 활용하는 경우 115% 이상의 비대역폭을 얻기는 쉽지 않지만, 전력 이득이 20 dB 이상으로 분산 전력증폭기보다 높은 값을 보이고 있다.

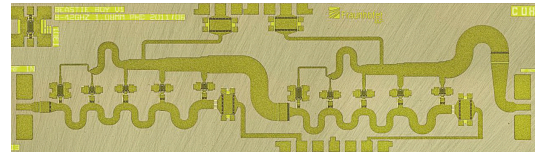
<표 3>은 인공전송선로를 활용한 분산 전력증폭기의 2개 제품을 보여주고 있으며, 각각 GaAs pHEMT와

<표 2> 손실정합 기법을 이용한 광대역 전력증폭기 MMIC 비교

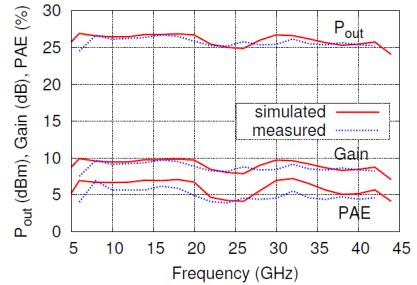
Parameter	GaAs pHEMT	GaN HEMT		
Frequency[GHz]	6~18	2~6	2.5~6	6~18
Output CW power[W]	2.5~3	22~35	30	6~10
PAE[%]	18~30	42~44	35	15~20
Linear gain[dB]	23~27	21~28	26	18~20
Vd[V]	8	28	30	25
Die size[mm ²]	4.3×2.9	3.6×3.6	-	6.43×3.08
Reference	TriQuint[Ref. 19] TGA2501 	Cree[Ref. 20] CMPA2060025D 	TriQuint[Ref. 19] TGA2576 	[Ref. 21] 

GaN HEMT로 제작되었고, 비대역폭은 267 %로 아주 광대역한 특성을 보여주고 있다. GaN 분산 전력 증폭기의 경우 출력 전력이 11 W로 GaAs 분산 전력 증폭기 대비 10배 정도 큰 값을 보이고 있으며, 손실 정합 전력증폭기보다는 낮은 12 dB의 전력 이득을 보여주고 있다. GaN 분산 전력증폭기는 2002년부터 2010년까지 진행된 DARPA의 Wide Band Gap Semiconductor Technology Initiative(WBGSTI) 프로젝트의 트랙 3에서 광대역 전력증폭기 개발을 담당한 TriQuint가 산출물로 제시한 것이 제품화된 것으로써 GaAs 분산 전력증폭기와 달리 비균일 인공전송선로 기법을 활용하여 높은 출력 전력을 얻어내고 있다²⁵⁾.

보통의 전자전에 사용되는 주파수가 18 GHz로 제한되어 있지만, 점점 더 높은 주파수의 레이더 위협이 증가하고 있는 점을 고려하면 현재의 0.25 μm GaN HEMT보다 더 높은 주파수에서의 동작이 가능한 0.1 μm GaN HEMT의 사용이 늘어날 것이다. [그림 14]는 0.1 μm GaN HEMT를 비균일 분산 전력증폭기에 적용하여 최대 42 GHz까지 동작하는 전력증폭기를 보여주고 있다. 그림의 회로는 분산 전력증폭기가 일



(a) 2단 구조의 비균일 분산 전력증폭기 회로

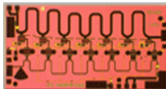
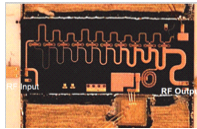


(b) 17 dBm 입력 전력에 대한 출력 특성

[그림 14] 0.1 μm GaN HEMT 기반 8~42 GHz 비균일 분산 전력증폭기 회로 및 결과

반적으로 낮은 전력 이득을 가지는 단점을 감안하여 2단으로 연결함으로써 8~42 GHz에서 14 \pm 2 dB의 전력 이득과 0.5 W 이상의 출력 전력을 확보하였다²⁶⁾.

<표 3> 인공전송선로를 활용한 광대역 분산 전력증폭기 MMIC 비교

Parameter	GaAs pHEMT	GaN HEMT
Frequency[GHz]	2~18	2~18
Output CW power[W]	1.0~1.2	11.0
PAE[%]	20	28
Linear gain[dB]	14	12
Vd[V]	10	35
Die size[mm ²]	2.89×1.55	5.54×2.71
Reference	Hittite Microwave[Ref. 22] TGA2501 	[Ref. 23], TriQuint TGA2573[Ref. 24] 

Ⅲ. 결 론

본고에서는 GaN 물질의 특성과 이를 기반으로 하는 전력용 HEMT 소자의 장점, 광대역 신호를 증폭하기 위해 요구되는 정합회로와 이를 사용한 MMIC들에 대해 살펴보았다. 개개의 주제들 각각이 상세히 들여다보고 분석되어야 하지만, 여기서는 이들을 개략적으로 소개하는데 주안점을 두었으며, 자세한 내용은 참고문헌을 활용할 수 있을 것 같다.

결론적으로 정리하면, 레이더 및 통신 신호를 교란하거나 IED를 폭파시키기 위해 사용하는 RF 신호를 방해하기 위해 전자전 증폭장치는 광대역의 고출력 신호를 송신해야 한다. 고체 전자 소자를 활용한 증폭장치의 경우, GaAs pHEMT를 사용하여 주로 개발되었으나 최근 GaN HEMT의 개발로 더욱 높은 출력이 얻어졌으며, 동일 출력 전력에 대해 소자 자체가 가지는 높은 출력 임피던스는 회로 설계자들이 GaAs pHEMT 대비 광대역한 특성을 좀 더 손쉽게 구현할 수 있게끔 만들었다. GaN HEMT의 게이트 길이를 줄임으로써 동작주파수가 향상되고, 전력뿐만 아니라 잡음 특성이 개선된 소자의 개발, on/off 특성이 우수한 스위칭 소자의 개발 등이 진전됨에 따라 GaN HEMT로만 구성된 단일 블록 전자전 송수신단의 개발이 가시화되고 있으며, 전자전 송신장치의 출력 증대와 더불어 주파수별로 나누어진 송신장치를 다수개 연결하여 전자전 주파수 영역을 담당하는 기존의 방식을 탈피하여 1개의 송신장치로 지금보다 훨씬 넓은 전자전 주파수 대역의 신호를 발신하는 시스템의 출현이 점점 다가오고 있다.

참 고 문 헌

- [1] M. Golio, *RF and Microwave Semiconductor Device Handbook*, Chapter 9 (by Karen E. Moore), CRC Press, 2003.
- [2] R. J. Trew, "Wide bandgap semiconductor transistors for microwave power amplifiers", *Microwave*, pp. 46-54, Mar. 2000.
- [3] H. Okumura, "Present status and future prospect of widegap semiconductor high-power devices", *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 45, no. 10A, pp. 7565-7586, 2006.
- [4] D. W. Runton, B. Trabert, J. B. Shealy and R. Vetry, "History of GaN", *IEEE Microwave Magazine*, pp. 82-93, May. 2013.
- [5] U. Mishra, "Status of AlGaIn/GaN HEMT technology-A UCSB perspective", in *Proc. IEEE Gallium Arsenide Other Semiconductor Application Symp.*, pp. 21-27, 2005.
- [6] [Online] <http://www.cree.com/news-and-events/cree-news/press-releases>, Jun. 2012.
- [7] S. Jia, Y. Dikme, D. Wang, K. J. Chen, K. M. Lau, and M. Heuken, "AlGaIn-GaN HEMTs on patterned silicon (111) substrate", *IEEE Electron Devices Letters*, vol. 26, no. 3, pp. 130-132, Mar. 2005.
- [8] M. Angeles, G. Garrido, and J. Grajal, *Broadband GaN Power Amplifiers Design* from [online] www.intechopen.com
- [9] D. Teeter, A. Platzker, and R. Bourque, "A compact network for eliminating parametric oscillations in high power MMIC amplifiers", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 967-970, 1999.
- [10] I. Yasushi, M. Mitsuru, "An ultrabroadband monolithic lossy match power amplifier using prematching circuits", *Electronics and Communications in Japan*, Part 2, vol. 79, no. 5, pp. 24-37, 1996.
- [11] I. Yasushi, N. Masatoshi, K. Yasutaka, M. Mitsuru, and T. Tadashi, "A 4 to 25 GHz 0.5 W monolithic lossy match amplifier", *IEEE MTT-S International*

- Microwave Symposium Digest*, pp. 257-260, 1994.
- [12] T. Arell, T. Hongmatip, "2~6 GHz commercial power amplifier", *Applied Microwave Winter*, pp. 51-56, 1993.
- [13] Y. Ayasli, R. L. Mozzi, J. L. Vorhaus, L. D. Reynolds, and R. A. Pucel, "A monolithic GaAs 1~13 GHz traveling-wave amplifier", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 30, no. 7, pp. 976-981, Jul. 1982.
- [14] M. Campovecchio, R. Hilal, B. Le Bras, M. Lajugie, and J. Obregon, "Large signal design method of distributed power amplifiers applied to a 2~18 GHz GaAs chip exhibiting high power density performances", *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 6, no. 4, pp. 259-269, 1996.
- [15] C. Duperrier, M. Campovecchio, L. Roussel, M. Lajugie, and R. Quéré, "New design method of uniform and nonuniform distributed power amplifiers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2494-2500, Dec. 2001.
- [16] C. Campbell, C. Lee, V. Williams, M. Y. Kao, H. Q. Tserng, P. Saunier, and T. Balisteri, "A wide-band power amplifier MMIC utilizing GaN on SiC HEMT technology", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 10, pp. 2640-2647, Oct. 2009.
- [17] B. M. Green, V. Tilak, S. Lee, H. Kim, J. A. Smart, K. J. Webb, J. R. Shealy, and L. F. Eastman, "High-power broadband AlGaIn/GaN HEMT MMIC's on SiC substrates", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1059-1062, 2001.
- [18] K. W. Kobayashi, Y. Chen, I. Smorchkova, B. Heying, W. B. Luo, W. Sutton, M. Wojtowicz, and A. Oki, "Multi-decade GaN HEMT cascode-distributed power amplifier", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest*, pp. 369-372, 2009.
- [19] [online] <http://www.triquint.com/products/all/amplifiers/high-power-amplifiers>
- [20] [online] <http://cree.com/RF/Products/General-Purpose-Broadband-28-V>
- [21] G. Mougino, Z. Ouarch, B. Lefebvre, S. Heckmann, J. Lhortolar, D. Baglieri, D. Floriot, M. Camiade, H. Blanck, M. L. Pipec, D. Mesnager, and P. L. Helleye, "Three stage 6~18 GHz high gain and high power amplifier based on GaN technology", *2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1392-1395, 2010.
- [22] [online] <http://www.hitite.com/products/view.html/view/HMC797>
- [23] E. Reese, D. Allen, C. Lee, and T. Nguyen, "Wide-band power amplifier MMICs utilizing GaN on SiC", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1230-1233, 2010.
- [24] [online] <http://www.triquint.com/products/all/amplifiers/power-amplifiers>
- [25] M. Rosker, "Wide bandgap semiconductor devices and MMICs: A DARPA perspective", *CS MAN-TECH Conference*, 2005.
- [26] P. Dennler, D. Schwantuschke, R. Quay and O. Ambacher, "8~42 GHz GaN non-uniform distributed power amplifier MMICs in microstrip technology", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1-3, 2012.

≡ 필자소개 ≡

김 동 욱



1990년 2월: 한양대학교 전자통신공학과 (공학사)

1992년 2월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 (공학석사)

1996년 8월: 한국과학기술원 전기및전자공학과 (공학박사)

1991년 8월~2000년 5월: LG종합기술원

선임연구원

2000년 6월~2002년 8월: (주)텔레포스 연구소장

2002년 9월~2004년 9월: 에스원기술연구소 응용기술팀장

2009년 6월~2009년 12월: ETRI 초빙연구원

2010년 1월~2011년 1월: 미국 UCSD 방문교수

2004년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수

[주 관심분야] 초고속 및 초고주파 집적회로, 마이크로파 및 밀리미터파 전력증폭기 모듈, 근거리 레이더 모듈