

새로운 고조파 차단 부하 회로와 정합회로를 이용한 이중 대역의 고효율 GaN HEMT F급 전력증폭기 설계

요 약 - 본 연구에서는 2.14 GHz 와 2.35 GHz 에서 동작하는 이중 대역(dual band) F급 고효율 GaN 전력 증폭기를 제안하였다. 이를 위해서 새로운 이중 대역 고조파 차단 부하 회로를 제안하고, 이를 통해 F급 전력 증폭기의 효율 향상에 있어서 관건이 되는 이중 대역의 2차 및 3차 고조파들의 종단 임피던스를 정합하였다. 또한, 이중 대역의 정합회로를 제안하여 하나의 트랜지스터로 동시에 이중 대역에서 높은 효율과 이득을 얻을 수 있었다. 제안된 고조파 차단 부하 회로는 고조파 대역들에서 25 dB 이상의 감쇠 특성과 0.11 dB 의 삽입 손실을 보이며, 이를 통해 동작 주파수들의 신호에는 미소한 신호 감쇠를 주면서 고조파 신호들을 충분히 차단 할 수 있도록 하였다. 이중 대역에서 트랜지스터의 최대 출력을 얻게 해주는 정합 회로 역시 개별 동작 주파수 대역에서 측정된 최대 출력점을 만족하였다. 제작된 이중 대역 F급 고효율 GaN 전력 증폭기는 최대 출력 43 dBm 조건에서 65.4 % 과 63.9 % 의 전력 부가 효율(Power Added Efficiency)을 보였다.

I. 서론

과거의 무선통신은 주로 음성이나 텍스트와 같은 저용량의 데이터 교환에 국한되어 있었다. 하지만 최근의 무선통신은 기존의 음성 통신 외에 추가적으로 멀티미디어 정보를 포함하는 서비스 기능들이 모바일 기기에 더해지면서 대용량의 데이터를 송/수신해야 하는 상황이 되었다. 이러한 서비스 제공을 위해 하나의 서비스 제공 업자가 이미 사용하고 있는 주파수 외에 그 주변 또는 서로 다른 주파수 대역을 사용하게 되었다. 각각의 주파수에 맞는 장비를 개별적으로 개발하기 위해서는 많은 비용과 노력이 수반되기 때문에, 최근에는 하나 이상의 주파수 대역을 다룰 수 있는 광대역/다중모드/다중대역 장비의 필요성이 제기되었다. 현재 다중모드/다중대역 무선 전단부(Front-end)의 개발은 활발하지만, 전체 시스템 효율에 있어서 가장 중요한 전력 증폭기가 다중 대역에서 동시에 높은 효율을 갖도록 하는 연구는 미진한 상황이다 [1]~[3].

단일 대역(single band)에서 고효율 전력 증폭기를 위해 지금까지 다양한 방법들이 제시되어 왔다. 그 중 대표적인 증폭기로 E급 전력 증폭기와 F급 전력 증폭기가 제시되어 왔다[4]~[9]. 일반적으로 E급 전력 증폭기의 구현 회로는 비교적 간단한 반면, 출력 전력이 트랜지스터의 출력 단자 단락 캐패시턴스에 따라 출력 전력이 심하게 변하는 민감도가 높아 1 GHz 이상의 대역에서 대전력 증폭기를 구현하기가 어렵다. F급 전력 증폭기는 시간 축에서 전류와 전압의 파형이 겹치지 않게 하여 이론적으로 DC 전력 소모를 “0” 으로 만들어 고효율을 얻게 된다. 또한, F급 전력 증폭기는 전력 밀도가 높고 정합

회로로 고조파 성분들을 제어하여 증폭기의 효율을 높일 수 있어 UHF 대역에서도 설계가 가능하다. 하지만 모든 고조파 성분을 제어하는 것은 회로가 복잡해지기 때문에 현실적으로 3차 고조파까지 고려하는 것이 일반적이다.

비록 적은 수이기는 하지만, E급 및 F급 전력 증폭기 설계 방법을 이용하여 이중 대역 고효율 전력 증폭기의 설계 방법들이 제시되어 왔다. 첫번째로, GaAs MESFET으로 1.7GHz와 2.14GHz에서 동작하는 이중대역의 F급 전력 증폭기가 제안되었다[10]. 하지만 고조파에서의 트랜지스터 출력 임피던스들이 완벽하게 구현되지 못한 점과 낮은 효율 등의 단점을 갖고 있다. 또한, Composite Right/Left Handed (CRLH) 전송선로를 이용하여 다중 대역에서 동작하는 F급 전력 증폭기[11]~[12], 이중 대역 여파기로 정합 회로를 설계한 이중 대역 전력 증폭기[13], CRLH 전송선로를 사용한 이중 대역 E급 전력 증폭기[14]와 같이 다양한 설계 방법들이 제안되어 왔지만, 모두 낮은 출력 전력과 효율의 문제점을 갖고 있다.

본 연구에서는 전력 증폭기가 두 개의 동작 주파수 대역(f_1 , f_2)에서 큰 출력과 고효율을 갖는 F급 이중 대역 고효율 전력 증폭기를 설계하고자 한다. 이를 위해 효율 향상에 있어서 가장 큰 기여도를 갖는 2차와 3차 고조파 성분들($2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$)을 정합할 수 있는 이중 대역 고조파 차단 부하 회로를 제안한다. 또한, 제안하는 고조파 차단 부하 회로를 F급 전력 증폭기에 적용하고, 두 동작 주파수에서의 최대 전력 정합점을 중단 부하에 정합하는 이중 대역 정합 회로를 제안하여 이중 대역 고효율 F급 전력 증폭기를 설계

하였다.

II. 단일대역과 이중대역에서 동작하는 고조파 차단 부하 회로망

그림 1은 이상적인 F급 전력 증폭기의 전압과 전류 파형이다. 이상적인 F급 전력 증폭기의 출력 신호는 사인 반파의 전류 파형과 사각파 모양의 전압 파형이 서로 겹치지 않으면서 주기적으로 반복되는 것이다. 전류와 전압의 파형을 각각 푸리에 급수로 표현하면 수식 (1)과 (2)로 표현할 수 있다.

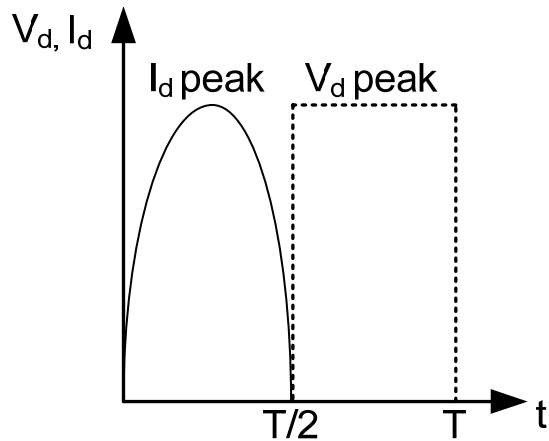


그림 1. 이상적인 F급 전력 증폭기의 전압과 전류 파형.

$$I_d = i_{dpeak} \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \cos n\omega_0 t \right) \quad (1)$$

$$V_d = v_{dpeak} \left(\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega_0 t \right) \quad (2)$$

수식에서 보듯이, 전류 파형과 전압 파형은 각각의 짝수 차수, 홀수 차수의 고조파 성

분과 DC값으로 구성되어 있는 것을 볼 수 있다. 만약, 고조파 차단 부하 회로가 짝수 차수 고조파에서의 임피던스를 단락(short), 홀수 차수 고조파에서의 임피던스를 개방(open) 조건으로 구현한다면, 고조파 전류와 전압 파형이 서로 겹치지 않게 되어 고조파에서 소모되는 전력을 제거함으로써 전력 증폭기의 효율 향상을 기대할 수 있다.

그림 2는 본 연구에서 제안하는 단일 대역 F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 블럭도이다. 회로의 복잡성을 피하기 위해 2차 및 3차 고조파에 대해서만 고려하였다. 이 회로망은 2차와 3차 고조파 신호 성분을 제어하는 직렬 및 두 개의 단락 전송 선로로 구성되어 있다. 전송 선로 TL2와 TL3는 짝수 차수와 홀수 차수의 고조파에서 고조파 차단 특성을 제공하기 위한 것으로 종단이 각각 단락과 개방으로 되었다. 그 물리적 길이는 기본파(f_0)에서 $\lambda/4$ 와 $\lambda/12$ 다. 2차($2f_0$) 고조파에서 TL2의 전기적 길이는 $\lambda/2$ 로, 3차($3f_0$) 고조파에서 TL3의 전기적 길이가 $\lambda/4$ 로 보이게 되어 TL1과의 연결점에서 TL2와 TL3의 2차 및 3차 고조파 입력 임피던스는 단락 임피던스($2S$, $3S$)를 제공한다. 이 TL1, TL2 그리고 TL3 연결점에서의 2차 및 3차 고조파 단락 임피던스들($2S$, $3S$)은 후단의 기본파 정합회로(M/N)의 조건에 관계없이 일정하게 유지된다. 이 단락 임피던스들($2S$, $3S$)은 기본파(f_0)에서 물리적 길이가 $\lambda/4$ 인 전송선로 TL1에 종단된다. 전력 증폭기의 출력 단에서 바라본 입력 임피던스(Z_{in})는 2차와 3차 고조파에서 각각 단락 임피던스($2S$)와 개방 임피던스($3S$)로 변환된다. 이 때, TL2는 전력 증폭기에 DC 전력을 제공하는 목적도 수행하기 위해 기본파에서 $\lambda/4$ 로 선택되었다.

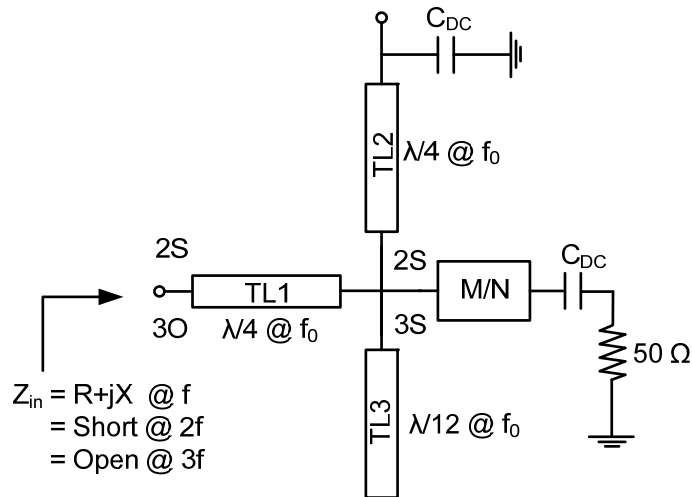
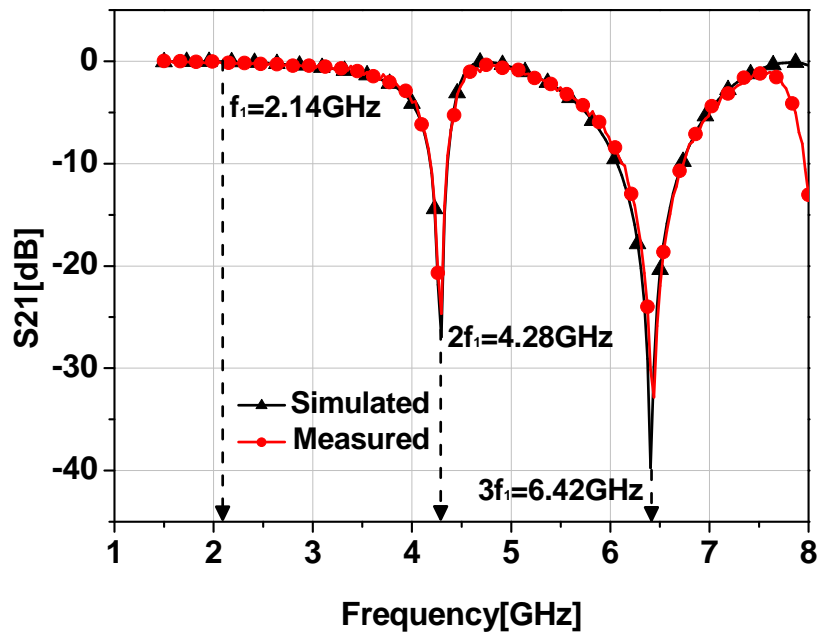


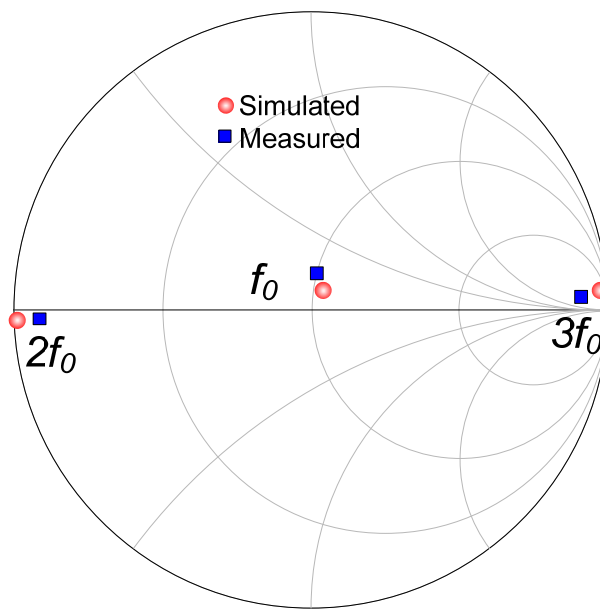
그림 2. 제안하는 F급 전력증폭기용 단일 대역 고조파 차단 부하 회로의 블럭도.

설계된 F급 전력 증폭기의 고조파 차단 부하 회로망의 타당성을 증명하기 위해 3차원 전자기 시뮬레이터인 Ansoft사의 HFSS11을 이용하여 시뮬레이션과 측정을 하였다. 전력 증폭기의 동작주파수는 wideband code division multiple access (WCDMA) 하향 링크의 송신 주파수 대역인 2.14 GHz로 설정하였다. 시뮬레이션과 측정에 사용된 기판은 유전율(ϵ_r)이 2.2이고 두께 (h)가 1 Oz 인 Rogers 사의 RT/Duroid-5880이다.

그림 3은 단일 대역 (WCDMA) F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 시뮬레이션과 측정 결과를 나타낸다. 그림 3(a)는 2차와 3차 고조파에서 제안된 부하 회로망의 감쇠 특성이 F급 전력 증폭기에서 고조파 억압을 위해 충분한 24 dB이상의 값을 나타내고 있다. 그림 3(b)로부터, 2차(짝수)와 3차(홀수) 고조파 성분에 대한 입력 임피던스는 각각 단락과 개방 특성을 나타내고 있다. 동작 주파수인 2.14 GHz에서의 삽입 손실은 0.11 dB로서 회로 설계에서 무시 가능한 값이다.



(a)

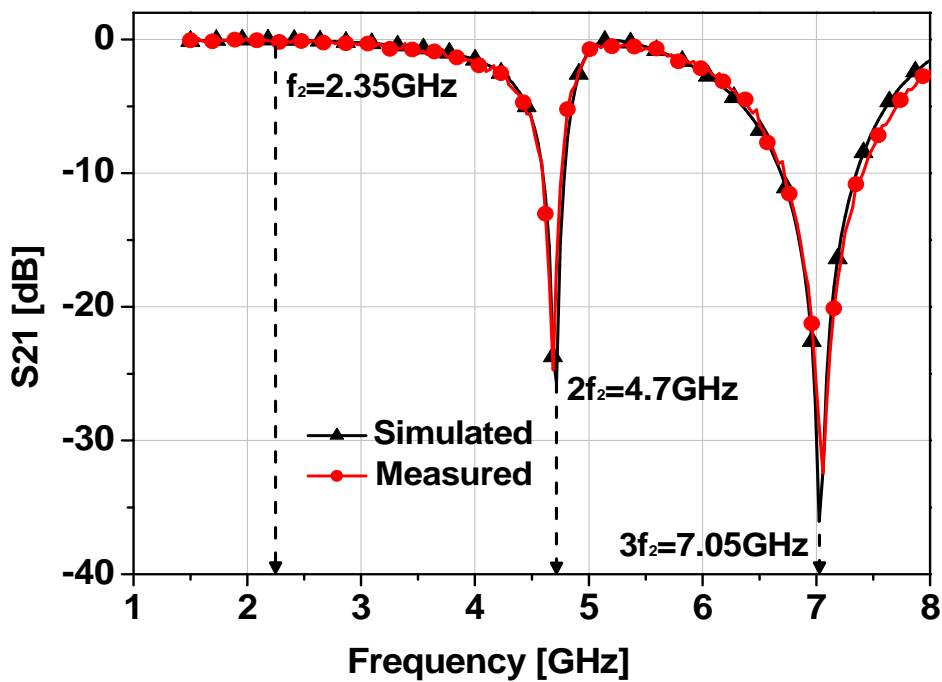


(b)

그림 3. 단일 대역 F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 (a) 전달 특성과 (b) 입력 임피던스의 시뮬레이션 및 측정 결과 (@ $f_0=2.14$ GHz).

이중 대역 전력 증폭기 설계를 위한 또 다른 동작 주파수 대역으로 worldwide

interoperability for microwave access (WiMAX)의 하향 링크의 송신 대역인 2.35 GHz로 설정하였다. 그림 4는 단일 대역 (WiMAX) F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 시뮬레이션과 측정 결과를 나타낸다. 그림 4(a)로부터 2차와 3차 고조파에서 감쇠 특성이 24 dB 이상임을 확인할 수 있다. 또한 동작 주파수에서 삽입 손실은 0.12 dB이다. 부하 회로망의 2차와 3차 고조파에서의 입력 임피던스는 각각 단락과 개방 특성에 거의 가깝게 위치하고 있다. 또한 시뮬레이션 결과와 측정 결과가 거의 일치하는 특성을 보이고 있다.



(a)

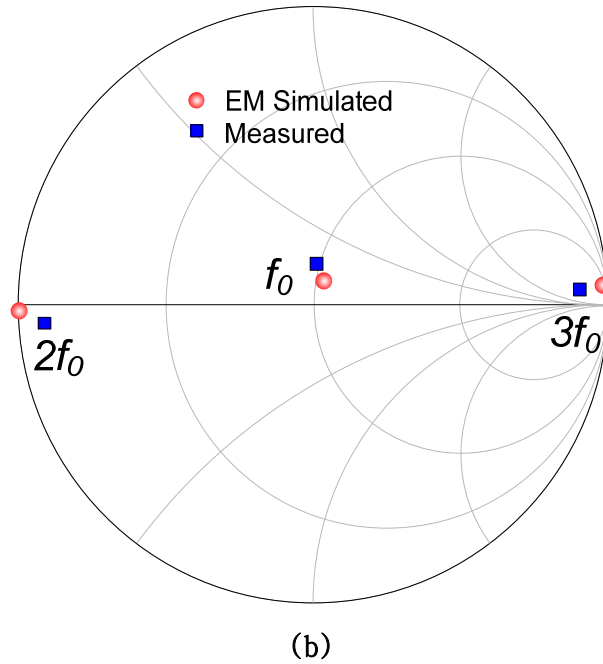


그림 4. 단일 대역 F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 (a) 전달 특성과 (b) 입력 임피던스의 시뮬레이션 및 측정 결과 (@ $f_0=2.35$ GHz).

앞서 제안한 각각의 단일 대역 부하 회로망을 연결하여 이중 대역 고조파 차단 부하 회로를 설계하였다. 그림 5는 F급 전력 증폭기용 이중 대역 고조파 차단 부하 회로의 블록도이다. 이중 대역 부하 회로망은 두 주파수 f_1 과 f_2 에서 설계된 두 단일 대역 부하 회로로 구성된다. 전송 선로 TL2와 TL3는 기본 주파수 f_1 의 2차 및 3차 고조파($2f_1$, $3f_1$)에서 단락 임피던스를 제공한다. 이런 목적으로 TL2와 TL3는 기본 주파수 f_1 에서 $\lambda/4$ 와 $\lambda/12$ 인 전송 선로로 구현되었다. 전송 선로 TL2는 바이어스 단자로도 사용할 수 있어 추가적인 바이어스 회로가 필요없는 장점을 가지고 있다. 전송 선로 TL1은 기본 주파수 f_1 의 2차와 3차 고조파에서 트랜지스터의 출력 단 입력 임피던스가 단락과 개방 조건을 각각 갖도록 한다. 비슷하게 전송 선로 TL5와 TL6는 기본 주파수 f_2 의 2차와 3차 고조파($2f_2$, $3f_2$)에서 단락 임피던스를 제공한다. 전송 선로 TL5와 TL6은 각각 2차와 3차 고조

파인 $2f_2$, $3f_2$ 에서 $\lambda/4$ (f_2 에서 $\lambda/8$, f_2 에서 $\lambda/12$)인 전송 선로로 구현되었다. 전송 선로 TL4는 기본 주파수 f_2 의 2차와 3차 고조파($2f_2$, $3f_2$)에서 트랜지스터의 출력 단 입력 임피던스가 단락과 개방 조건을 각각 갖도록 최적화(optimization)한다. 전송 선로 TL1은 이미 기본 주파수 f_1 에서 $\lambda/4$ 로 고정되어 있으나, 두 동작 주파수의 차이가 크지 않는 경우 전송선로 TL4를 $\lambda/4$ 근처에서 최적화하면 2차 고조파($2f_2$)에서 트랜지스터의 출력 단 입력 임피던스 단락 조건을 만족하면서 3차 고조파($3f_2$)에서는 리액티브(reactive)하게 하여 고조파 신호를 정합할 수 있다.

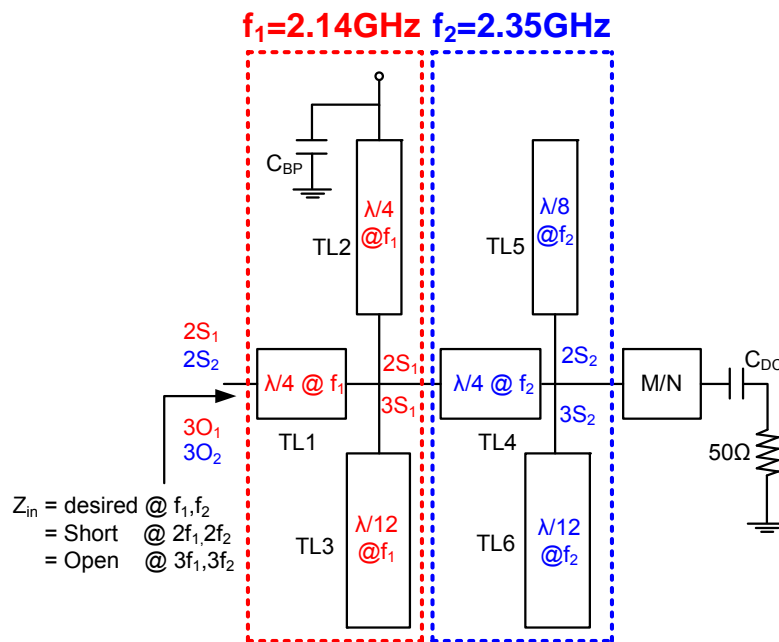
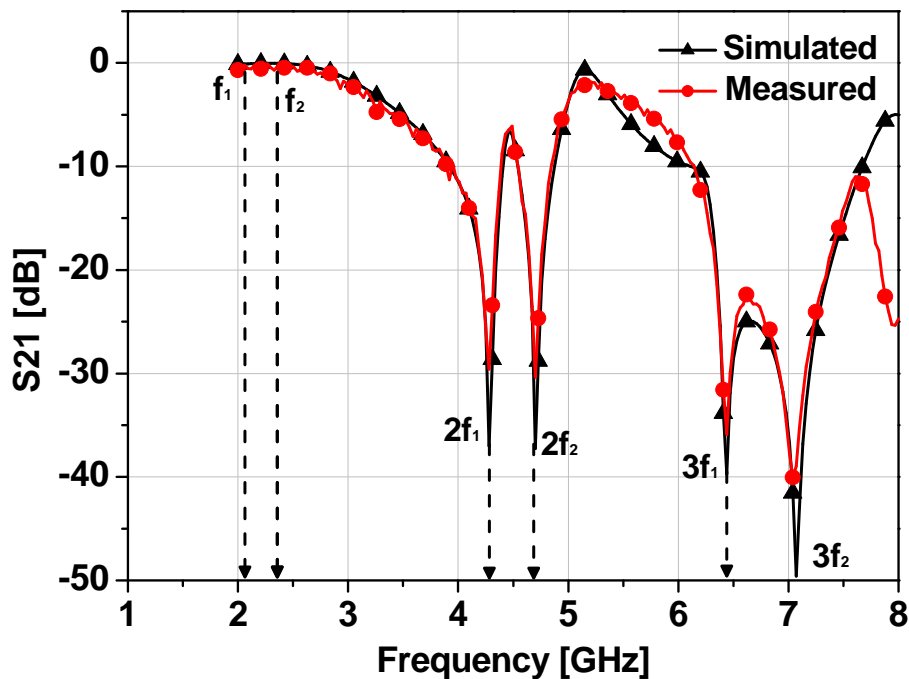


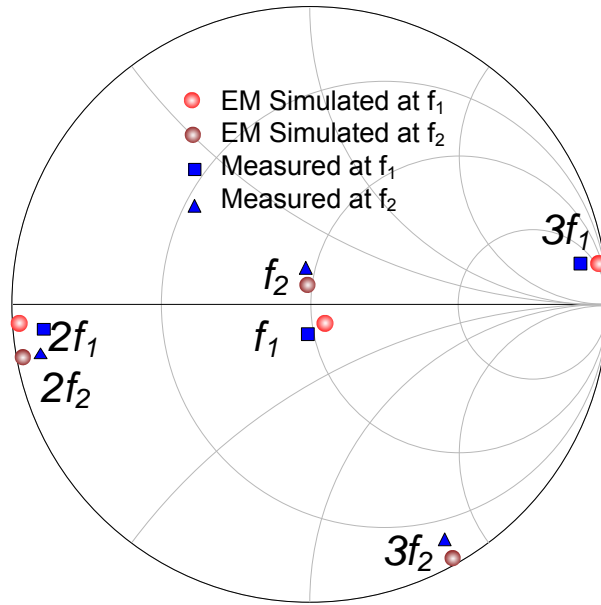
그림 5. 제안하는 F급 전력증폭기용 이중 대역 고조파 차단 부하 회로의 블록도.

그림 6은 WCDMA와 WiMAX 통신 방식의 하향 링크 송신 주파수인 2.14 GHz와 2.35GHz 에서 동시에 동작할 수 있는 이중 대역 F급 전력 증폭기의 고조파 차단 부하

회로의 시뮬레이션과 측정 결과를 나타낸다. 그림 6(a)는 제안된 이중 대역 부하 회로가 두 동작 대역의 2차와 3차 고조파에서 이중 대역 F급 전력 증폭기의 고조파 성분들을 29 dB 이상 억압하는 특성들을 나타낸다. 또한 그림 6(b)는 이중 대역 부하 회로의 2차와 3차 고조파에서의 입력 임피던스가 F급 전력 증폭기의 효율 향상을 위한 조건인 단락과 개방 임피던스에 거의 가깝게 위치하고 있음을 보이고 있다. 비록 $3f_2$ 에서 개방 조건을 충분히 만족시키지는 못하지만 트랜지스터의 출력 단에서 바라본 입력 임피던스가 리액티브한 특성을 가지고 있고, $3f_2$ 에서의 고조파 정합 특성을 충분히 보이고 있다. 측정 결과로부터 두 통신 방식의 동작 주파수인 2.14 GHz와 2.35 GHz에서의 삽입 손실은 0.12 dB 로써 고조파 차단 부하 회로의 손실로서 충분히 작은 값을 알 수 있다.



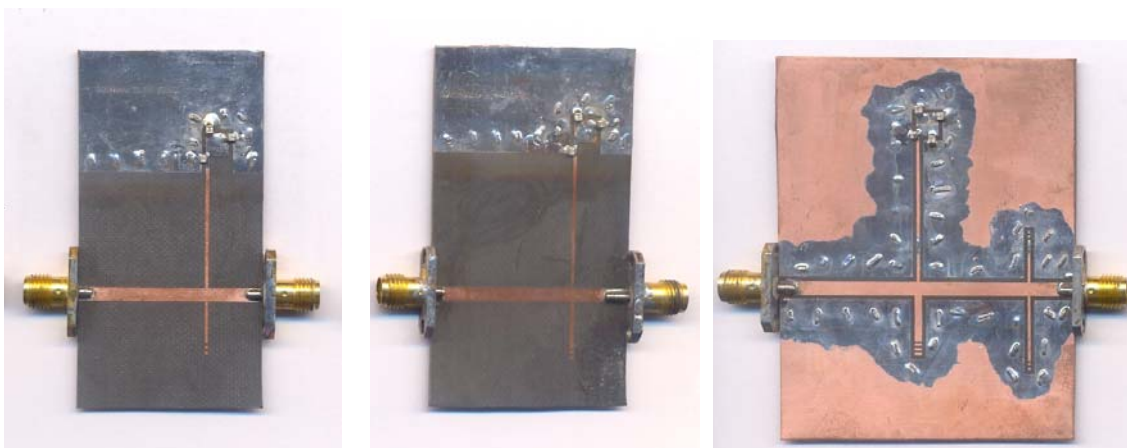
(a)



(b)

그림 6. 이중 대역 F급 전력 증폭기용 고조파 차단 부하 회로의 (a) 전달 특성과 (b) 입력 임피던스의 시뮬레이션 및 측정 결과 (@ $f_1=2.14$ GHz, $f_2=2.35$ GHz).

그림 7은 WCDMA와 WiMAX 통신 방식의 동작 주파수에서 동작하는 단일 대역 F급 고조파 차단 부하회로들과 두 대역에서 동시에 동작하는 이중 대역 F급 고조파 차단 부하 회로의 제작 사진을 나타내고 있다.



(a)

(b)

(c)

그림 7. (a) 2.14 GHz 동작 단일 대역 고조파 차단 부하 회로, (b) 2.35 GHz 동작 단일 대역 고조파 차단 부하 회로, 그리고 (c) 이중 대역 고조파 차단 부하 회로 사진.

Ⅲ. 이중 대역 정합 회로망

이중 대역 고효율 전력증폭기를 설계하기 위해서는 먼저 두 단일 대역에서 증폭기가 고효율을 갖기 위한 트랜지스터의 출력 임피던스 정합점을 찾아야 한다. 단일 대역 ($f_1=2.14\text{GHz}$, $f_2=2.35\text{GHz}$) 고조파 차단 부하 회로를 사용한 F급 전력 증폭기의 최대 출력 임피던스 정합점을 Load-pull 방법으로 각각 추출하였는데, 설계에 사용된 트랜지스터 모델은 Nitronex사 NPTB00025이며 GaN-HEMT 소자이다. 사용된 기판은 Rogers사의 RT/Duroid-5880로써, 유전율(ϵ_r) 2.2이고 유전체 두께(h) 31mil이고 동판 두께는 1 Oz인 Teflon기판을 사용하였다. 각각의 동작 주파수에서 얻어낸 최대 출력 정합점을 측정한 결과는 그림 8과 같다.

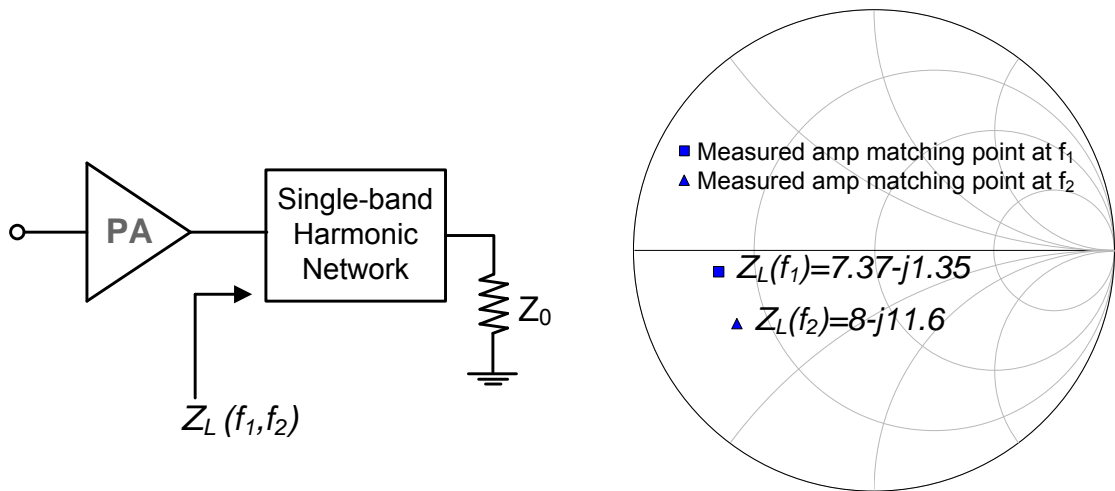


그림 8. f_1 (2.14 GHz)과 f_2 (2.35 GHz) 주파수에서 측정된 최대 출력 정합점.

이중 대역에서 동작하는 F급 전력 증폭기(Power Amplifier: PA)가 두 동작 대역에서 동시에 고효율 특성을 갖기 위해 단일 대역에서 추출된 최적 부하 임피던스들을 동시에

정합할 수 있는 이중 대역의 정합 회로가 필요하다. 제안하는 이중 대역 정합 회로도를 그림 9에 나타냈다.

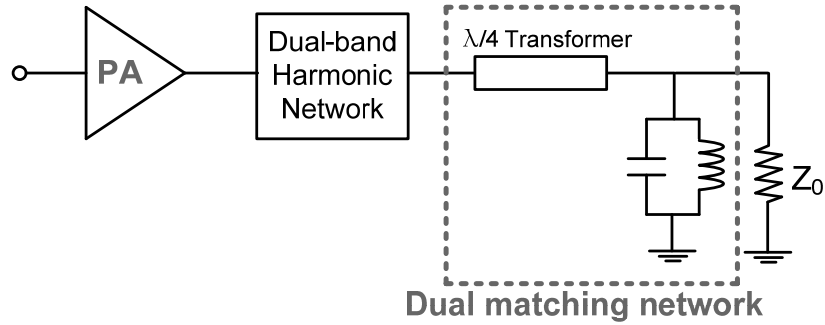


그림 9. 제안하는 이중 대역 정합 회로도.

제안된 이중 대역 정합 회로망은 이미 제안된 전력 증폭기의 이중 대역 고조파 차단 부하 회로(Dual-band Harmonic Network) 다음에 위치하게 된다. 설계 단계의 자세한 설명은 그림 10과 같은 순서로 설명할 수 있다. 그림 10(a)는 이중 대역 고조파 차단 부하 회로(Dual-band Harmonic Network)에서 트랜지스터 방향으로 바라본 임피던스이다. 그림 8의 f_1 및 f_2 에서의 임피던스는 그림 5의 전송 선로 TL1과 TL4를 거치면서 거의 같은 위치에 존재하게 되고, 그림 10(a)와 같이 출력 임피던스를 측정하면 그림 8의 데이터들의 공액(conjugate) 값을 갖게 된다. $\lambda/4$ 전송 선로 임피던스 변환법을 사용하면 그림 10(b)와 같이 그림 10(a)의 최대 출력 임피던스를 컨덕턴스 원($1/50\Omega$)에 위치시킬 수 있다. 마지막으로 병렬 공진기를 사용하여 그림 10(c)처럼 50Ω 으로 정합할 수 있다. 이때, 사용되는 병렬 공진기의 공진 주파수는 f_1 과 f_2 주파수의 중간 주파수 근처로 설정

하였다.

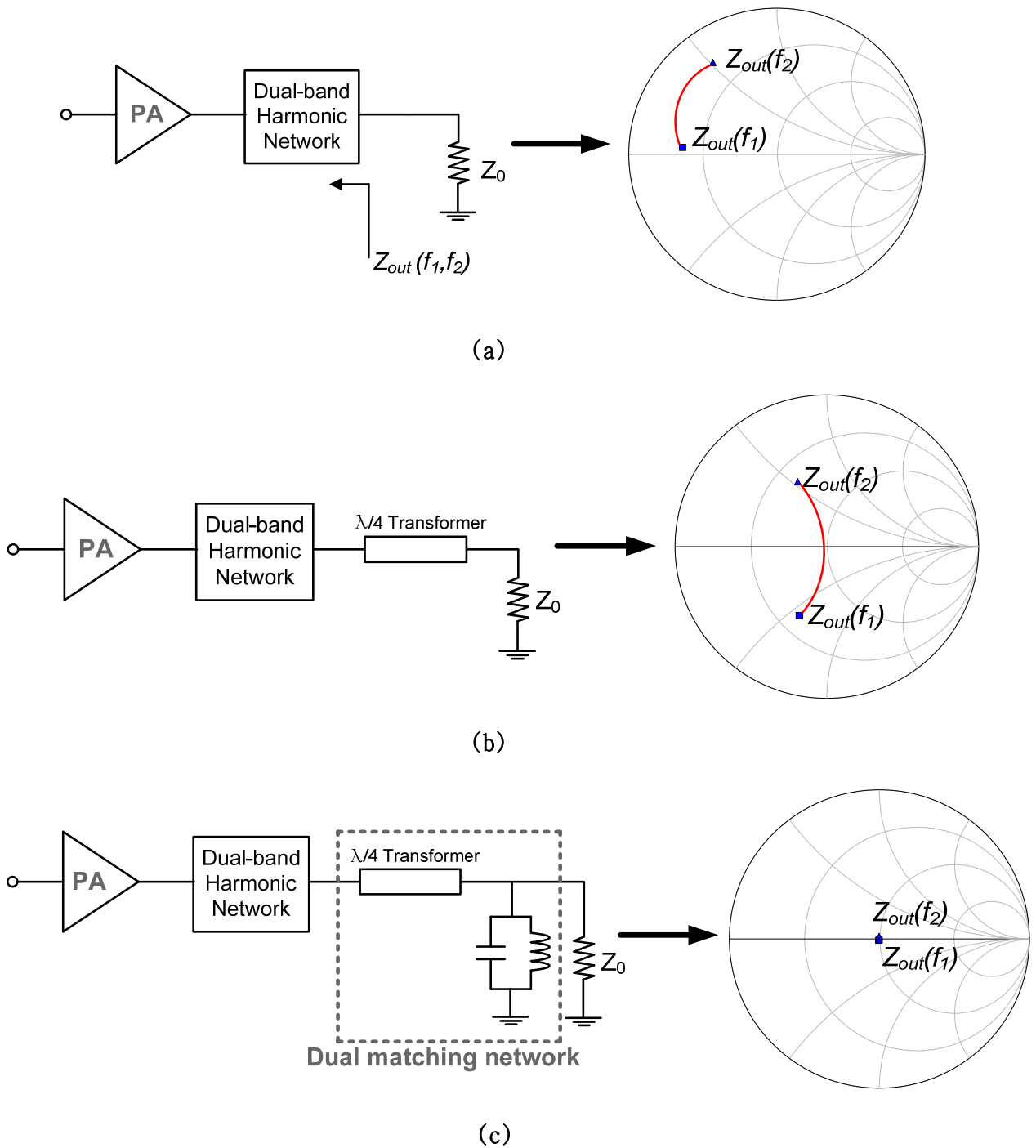
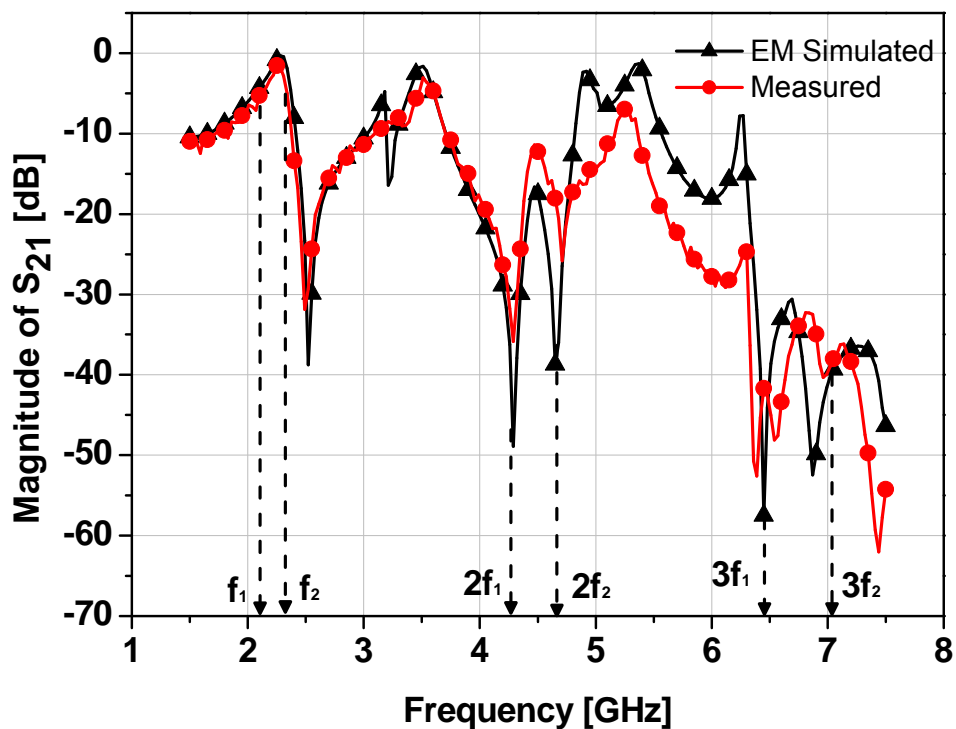


그림 10. 이중 대역 정합회로 설계 방법 설명도.

제안한 이중 대역 정합 회로망의 타당성을 증명하기 위해 EM 시뮬레이션과 측정을 하

였다. 그림 11(a)는 이중 대역 고조파 차단 부하 회로망과 이중 대역 정합 회로를 연동 측정된 특성을 나타내고 있다. 2차와 3차 고조파 주파수에서는 25 dB 이상의 신호 감쇠가 되면서, 동작 주파수 f_1 (2.14 GHz)과 f_2 (2.35 GHz)에서는 낮은 삽입손실을 갖는 특성을 보이고 있다. 그림 11(b)는 제안된 이중 대역 고조파 차단 부하 회로와 이중 대역 정합 회로를 들여다 본 입력 임피던스들을 나타내고 있다. 제안된 이중 대역 고조파 차단 부하 회로와 이중 대역 정합 회로는 이중 대역 F급 전력 증폭기의 개별 임피던스 정합점을 모두 만족하면서 2차 및 3차 고조파 신호들의 차단 특성을 만족하고 있다.



(a)

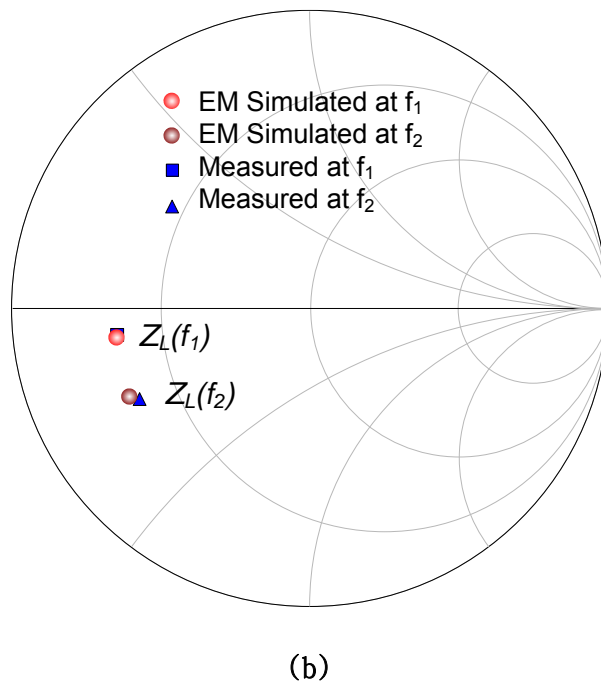


그림 11. 이중 대역 정합 회로의 (a) 전달 특성과 (b) 입력 임피던스.

IV. 이중 대역 F급 전력 증폭기

본 절에서는 앞서 제안한 이중 대역 고조파 차단 부하 회로와 이중 대역 정합 회로를 F급 전력 증폭기에 적용하여 이중 대역 F급 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다.

그림 12는 이중 대역 F급 전력 증폭기의 2.14 GHz대역에서의 성능 결과를 나타내고 있다. 2차와 3차 고조파를 차단한 F급 전력 증폭기의 최대 출력으로 43 dBm을 얻었으며, 드레인 효율(Drain Efficiency)과 전력 부가효율(Power Added Efficiency)은 70.5 %와 65.4 %를 각각 얻었다. 전력 증폭기의 최대 출력점에서 얻은 이득(Gain)은 11.4 dB이다. 단일 대역 F급 전력 증폭기로 얻은 최대 출력 전력 43.8 dBm보다 약간 출력 감소가 발생하였는데, 이는 이중 대역 고조파 차단 부하 회로와 이중대역 정합회로를 연결하면서

커진 전송 선로의 삽입 손실에 기인한다.

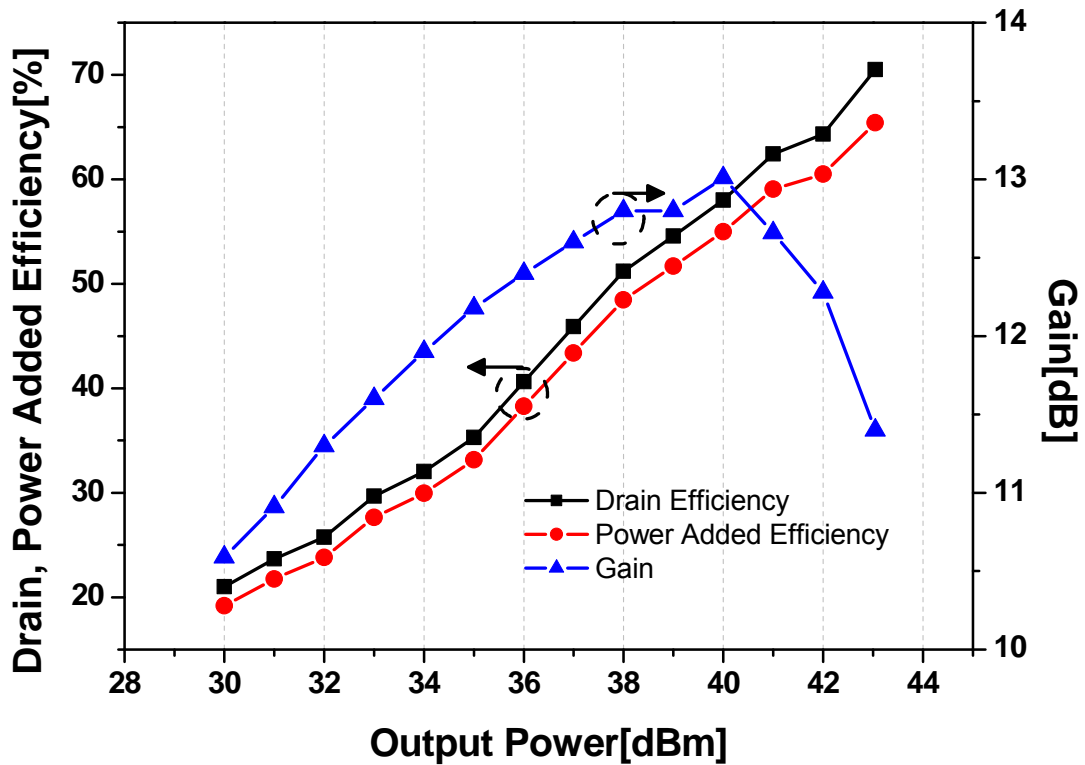


그림 12. 이중 대역 F급 전력 증폭기의 2.14 GHz대역에서의 성능 측정 결과.

그림 13은 이중 대역 F급 전력 증폭기의 2.35 GHz대역에서의 측정 결과를 나타내고 있다. 2차와 3차 고조파를 차단한 F급 전력 증폭기의 최대 출력으로 43 dBm을 얻었으며, 드레인 효율과 전력 부가효율로는 68.8 %과 63.9 %를 각각 얻었다. 전력 증폭기의 최대 출력점에서 얻은 이득(Gain)은 11.5 dB이다. 2.14 GHz의 측정 결과와 비슷하게 회로의 늘어난 전송 선로의 삽입 손실로 인해 단일 대역 F급 전력 증폭기의 최대 출력 전력 43.8 dBm보다 출력이 감소하였다. 그림 14는 본 연구에서 제안한 이중 대역 F급 전력 증폭기의 제작된 사진이다.

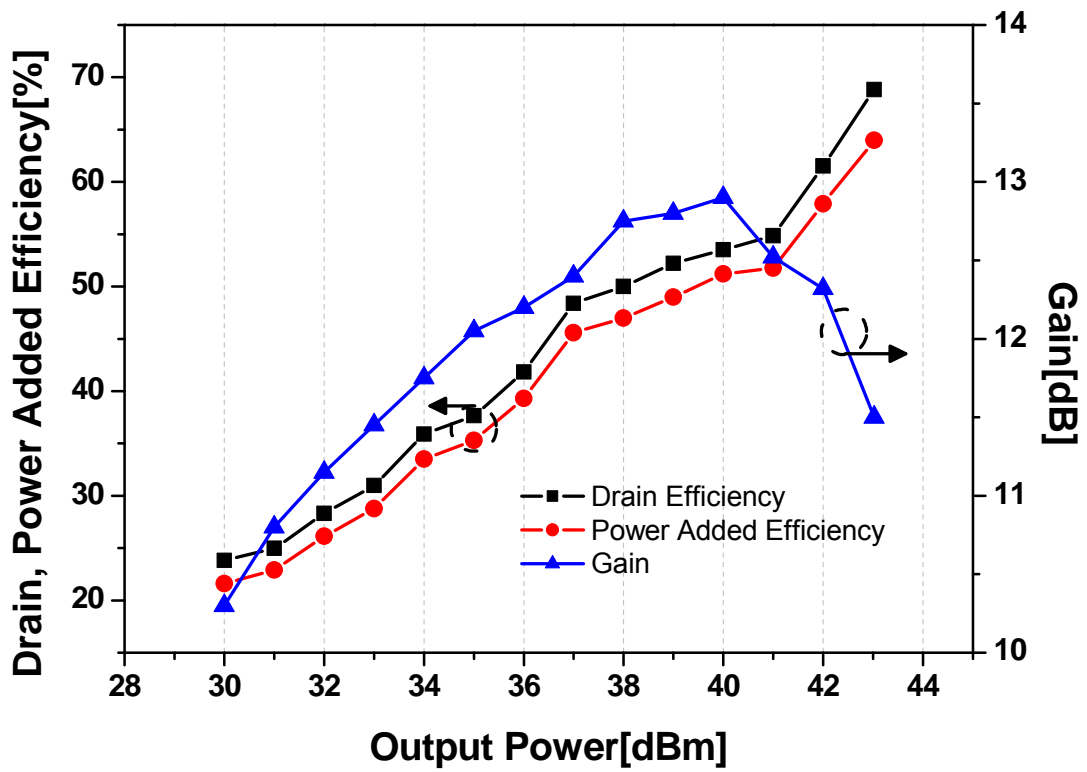


그림 13. 이중 대역 F급 전력 증폭기의 2.35 GHz대역에서의 성능 측정 결과.

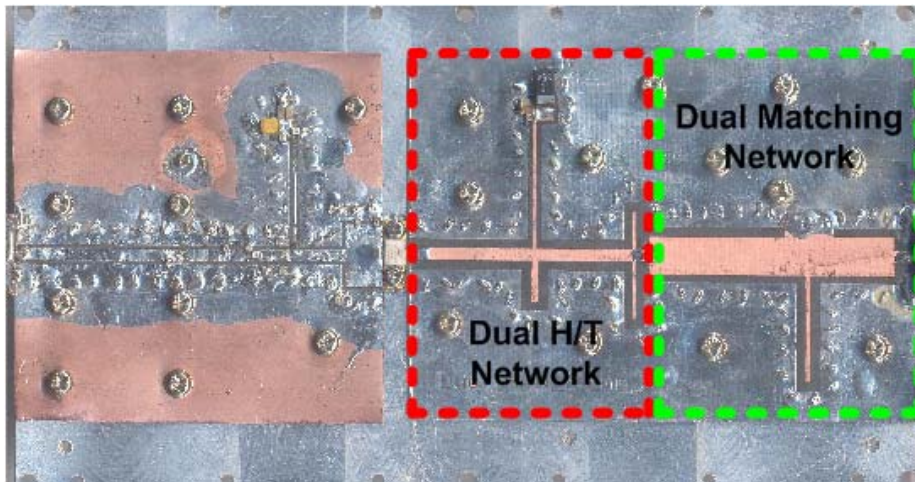


그림 14. 제작된 이중 대역 F급 전력 증폭기의 사진.

표 1은 이전에 다양한 설계 방법으로 제작된 다중 대역 전력 증폭기들의 전기적 특성

측정 결과와 본 연구에서 제안한 방법으로 설계한 이중 대역 전력 증폭기의 전기적 특성 측정 결과를 비교한 것이다. 일반적으로 고출력 트랜지스터는 동작 주파수가 높아질수록 이득, 최대 출력 전력, 드레인(또는 콜렉터)효율, 그리고 전력부가효율이 낮아지는 것이 일반적이다. 또한 같은 공정의 트랜지스터라도 출력이 클수록 이득이 낮아져 전력부가효율이 낮아지는 것이 일반적이다. 본 연구는 이전의 연구보다 더 높은 주파수에서 적용 가능한 이중 대역 전력 증폭기를 설계를 하였음에도 불구하고, 큰 출력 전력과 높은 전력부가효율을 보이고 있다. 그림 15는 다중 대역 전력 증폭기의 Figure-of-Merit (FOM) 을 나타낸 것으로, 전력 증폭기의 동작 주파수와 전력부가효율 특성으로 표현하였는데 제안한 이중 대역 전력 증폭기가 가장 우수한 특성을 보이고 있다.

표 1. 다중 대역 전력 증폭기의 전기적 특성 비교.

Reference	f_0 [GHz]	PAE [%]	P_{sat} [dBm]	Gain [dB]	Device	Topology
[10]	1.70	44.0	32.80	5.0	GaAs FET	Class-F
	2.14	61.3	34.40			
[11]	0.70	58.2	41.50	11.5	LDMOS FET	Class-F
	0.80	50.3	39.70	9.7		
	1.80	48.6	37.70	7.7		
	2.14	56.6	40.70	10.7		
[12]	0.80	64.8	45.60	13.0	GaN HEMT	Class-E
	1.70	61.4	48.07	11.0		
[13]	0.80	42.5	22.40	X	GaAs FET	Class-E
	1.70	42.6	22.20			
[14]	0.80	51.6	30.90	10.0	GaAS FET	X
	1.50	51.9	28.20			
This work	2.14	65.4	43.04	11.4	GaN HEMT	Class-F
	2.35	63.9	43.02	11.5		

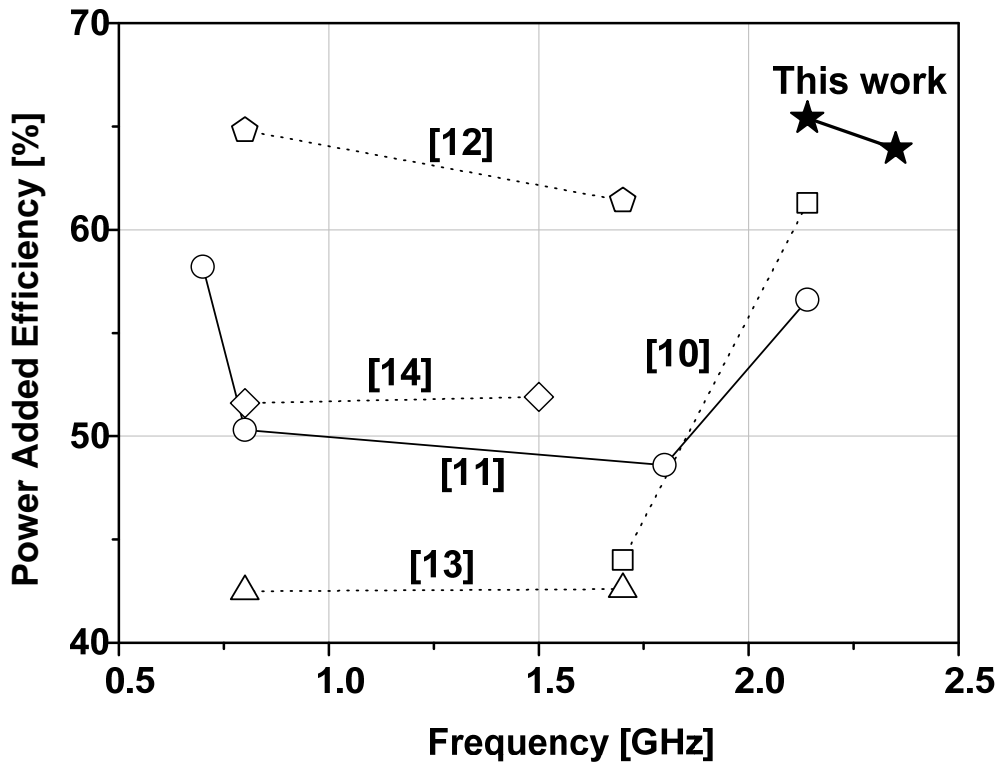


그림 15. 다중 대역 전력 증폭기의 주파수 및 효율 비교.

V. 결론

본 연구에서는 이중 대역 F급 전력 증폭기를 설계하기 위한 새로운 이중 대역 고조파 차단 부하 회로와 이중 대역 정합 회로를 제안하였다. 제안한 회로는 WCDMA의 동작 주파수 2.14 GHz와 WiMAX의 동작 주파수인 2.35 GHz 에서 설계하였다. 제안한 이중 대역 고조파 차단 부하 회로는 이중 대역 모두에서 2차와 3차 고조파를 억압하기에 충분한 25 dB 이상의 감쇠 특성을 보였다. 고조파 차단 부하 회로의 입력 임피던스는 F급 전력 증폭기의 효율을 향상시킬 수 있도록 요구되는 2차와 3차 고조파에서의 단락 및 개방 조건을 충분히 충족하고 있다. 또한, 제안한 이중 대역 정합 회로 역시 전력 증폭기의 최대 출력을 얻기 위한 정합점들을 동시에 정합할 수 있었다. 제작된 F급 전력 증폭기는

이중 대역에서 동시에 65.4 % 및 63.9 % 의 전력 부가 효율을 보임으로써 제안된 회로의 적합성을 증명해 보였다. 본 연구에서 제시한 F급 전력 증폭기의 설계 방법은 기존의 이중 대역 전력 증폭기 설계방법이 갖는 낮은 동작 주파수와 출력 전력, 효율에 대한 문제점을 보완할 수 있다고 판단된다.

References

- [1] Youn Sub Noh, Chul Soon Park, "PCS/W-CDMA Dual-Band MMIC Power Amplifier with a Newly Proposed Linearizing Bias Circuit," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 9, pp. 1096-1099, September 2002.
- [2] Kunihiro, K.; Yamanouchi, S.; Miyazaki, T.; Aoki, Y.; Ikuina, K.; Ohtsuka, T.; Hida, H., "A Diplexer-matching Dual-band Power Amplifier LTCC Module for IEEE 802.11a/b/g Wireless LANs," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium Digest*, pp.303-306, June 2004.
- [3] Adar, A.; DeMoura, J.; Balshem, H.; Lott, J. "A High Efficiency Single Chain GaAs MESFET MMIC Dual Band Power Amplifier for GSM/DCS Handsets," *IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium Digest*, pp. 69-72, November 1998.
- [4] David Schmelzer and Stephen I. Long, "A GaN HEMT Class-F Amplifier at 2 GHz With > 80 % PAE," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 10, pp 2130-2136, October 2007.
- [5] Frederick H. Raab, "Class-F Power Amplifier with Maximally Flat Waveforms," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 11, pp 2007-2012, November 1997.
- [6] Ji-Yeon Kim, Duk-Soo Oh and Jong-Heon Kim, "Design of a Harmonically Tuned

Class-F Power Amplifier,” *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 1-4, 2007.

[7] Chae-Up Yoo, Min-Su Kim and Youngoo Yang, “High-Efficiency Class-F Amplifier Design using DGS(Defected Ground structure),” *International Conference on New Trends in Information and Service Science*, pp. 700-703, 2009.

[8] Yong-Sub Lee, Mun-Woo and Yoon-Ha Jeong, “High-Efficiency Doherty Amplifier Using GaN HEMT Class-F Cells for WCDMA Applications,” *International Conference Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp. 270-273, 2008.

[9] Fabien Lepine, Adreas Adahl and Herbert Ziath, “L-band LDMOS Power Amplifier Based on an Inverse Class-F Architecture,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 6, pp. 2007-2012, 2005.

[10] Renato Negra, Alexandre Sadene, Souheil Bensmida and Fadhel M. Ghannouchi, “Concurrent Dual-Band Class-F Load Coupling Network for Applications at 1.7GHz and 2.14GHz,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 3, pp. 259-263, March 2008.

[11] Jaewon Choi, Seungin Yang, Yong Moon, Changkun Park, Byung-Jun Jang, Jun-Kyung Cho and Chulhun Seo, “Quad-Band Inverse Class-F Power Amplifier using Novel Composite Right/Left-Handed Transmission Line,” *IEEE International Microwave Symposium Digest*, pp. 1078-1081, 2010.

[12] Jia Shi, Taijun Liu, Shuai Ge and Gaoming Xu, "Dual-Band Power Amplifier using Composite Right/Left-Handed Transmission Line," *Wireless Communications Networking and Mobile Computing International Conference Proceedings*, pp. 1-4, June 2010.

[13] Koji Uchida, Yoichiro Takayama, Takayuki Fujita and Kazusuke Maenaka, "Dual-Band GaAs FET Power Amplifier with Two-Frequency Matching Circuits," *Aisa-Pacific Microwave Conference Proceedings*, 2009.

[14] Seung Hun Ji, Choon Sik Cho, Jae W. Lee and Jaeheung Kim, "Concurrent Dual-Band Class-E Power Amplifier using Composite Right/Left-Handed Transmission Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1341-1347, June 2007.

[15] Sung Min Kang, Jae Hong Choi, Sang Wook Nam and Kyung Heon Koo, "A Novel 5GHz and 2.4GHz Dual Band Transmitter using Microstrip Defected Ground Structure," *IEEE International Microwave Symposium Digest*, pp. 2259-2262, 2005.

[16] Paolo Colantonio, Franco Giannini, Rocco Giofre and Luca Piazzon, "A Design Technique for Concurrent Dual-band Harmonic Tuned Power Amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 11, pp. 2545-2555, November 2008.

[17] Kenta Kuroda, Ryo Ishikawa and Kazuhiko Honjo, "High-Efficiency GaN-HEMT Class-F Amplifier Operating at 5.7GHz," *European Microwave Conference Proceedings*, pp. 440-443, 2008.