

결 과 보 고 서

2.45 GHz ISM 대역 기반 저비용 의료용 RF 열 자극기 설계

팀명	ilovekwu
팀원	신민수
	임승재
	최동욱

전남대학교 IDEC 2025 스마트 전자회로설계 챌린지

목차

1. 설계 개요.....	3
2. 설계 과정.....	6
1) 시스템 구성.....	6
2) 설계 회로 구성.....	7
3) 설계 회로 검증.....	18
3. 구현 결과.....	26
4. 결론	34

1. 설계 개요

● RF 열 자극(RF Thermal Stimulation)이란?

RF 열 자극 기술은 인체 조직에 고주파(Radio Frequency, RF) 신호를 인가하여 조직 내부에서 열을 발생시키는 비침습적(Non-invasive) 자극 방법이다. 외부 전극 또는 안테나를 통해 수백 kHz에서 수 GHz 범위의 전자기파를 인체에 전달하면, 조직 내의 전도 손실(σE^2)과 유전 손실($\omega \epsilon'' E^2$)에 의해 내부 발열(Joule 및 Dielectric Heating)이 발생한다. 이때 생성된 심부열(Deep Heat)은 피부 표면보다 깊은 층(약 1~3 cm)에 집중되어 혈류 개선, 근육 이완, 통증 완화, 피부 탄력 개선 등의 생리적 효과를 유도한다.

● 기술 및 역사적 배경

RF 열 자극의 기초 원리는 고주파 치료(Diathermy)에서 출발하였다. Diathermy는 고주파 전류를 인체에 인가하여 내부에서 발열을 유도하는 기술로 1900년대 초 프랑스의 Jacques-Arsène d'Arsonval 이 고주파 전류의 생리학적 효과를 규명한 것이 시초이다. 이후 독일의 Franz Nagelschmidt 가 이를 의료용 장비로 발전시켜 "Diathermy(통해 가열한다)"라는 용어가 널리 사용되기 시작하였다.

초기에는 수 MHz 이하의 전류를 사용하는 단파(Shortwave) Diathermy가 주류였으나, 1940년대 이후 극초단파(Microwave) 기술이 도입되면서 915 MHz와 2.45 GHz가 의료용 표준 주파수로 지정되었다. 이 주파수들은 현재 ISM(Industrial, Scientific, Medical) 대역으로 분류되어 있으며, 물리치료, 미용, 재활, 연구 등 다양한 RF 기반 의료 장비에 사용되고 있다.

본 프로젝트는 이러한 Microwave Diathermy의 원리를 저비용·소형 회로 수준에서 구현하는 것을 목표로 하며, 복잡한 의료 장비가 아닌 회로적 접근을 통한 RF 열 자극 플랫폼의 가능성을 탐구한다.



Fig.1. Microwave Diathermy

- **원리적 배경**

2.45 GHz ISM 대역의 RF 신호가 인체 조직에 인가되면, 조직의 유전율(ϵ)과 전도도(σ) 특성에 따라 일부 에너지가 흡수되어 내부 발열로 변환된다. 이때 에너지 흡수는 주로 물분자와 이온의 진동·회전에 의해 일어나며, 흡수된 전력은 조직 내부의 열로 변환되어 온도 상승을 유도한다.

이 과정을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$P = \sigma E^2 + \omega \epsilon'' E^2$$

- σ : 전도도(Conductivity)
- ϵ'' : 유전 손실 항(Imaginary part of permittivity)
- E : 전기장 세기
- ω : 각주파수($2\pi f$)

따라서 RF 에너지는 전류가 직접 흐르는 대신 조직 내 분자 진동과 극성 회전에 의해 유전 발열(dielectric heating) 형태로 에너지 전달이 이루어진다. 이로 인해 피부 표면의 화상 위험 없이 조직 내부(수 mm ~ 수 cm)에서 집중적 온열 자극이 가능하다.

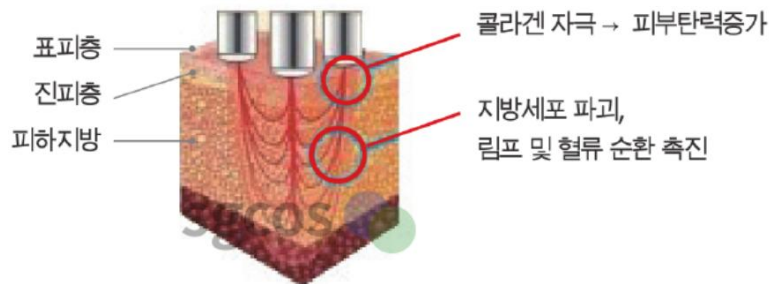


Fig.2. Mechanism of RF heating

- **응용 분야**

- **세포 단위의 선택적 치료 연구**

2.45 GHz 대역의 RF 에너지는 단순히 조직(Tissue) 단위의 가열을 넘어, 세포(Cell) 단위의 정밀 자극 연구에도 활용될 잠재력이 크다.

“Thermo-Energetic Study in Blood Infected with Plasmodium falciparum radiated at 2.45GHz”

논문에서는 2.45 GHz 대역에서 6W, 9W, 12W의 RF 신호와 다양한 Duty Cycle 제어 방식을 적용하여, 건강한 적혈구와 말라리아 원충(Plasmodium falciparum)에 감염된 적혈구 간의 전기적 특성(유전율·전도도) 변화에 따른 반응 차이를 분석하였다. 이 연구는 2.45 GHz RF 조사 조건에서 두 세포군이 서로 다른 열적·전기적 반응 특성을 보인다는 점을 보고하며, 이는 RF 에너지가 세포 상태나 조직 특성 변화에 민감하게

반응할 수 있음을 시사한다. 따라서 본 프로젝트에서 구현한 RF 시스템 역시 세포·조직 특성 기반 반응 차이를 관찰하거나 제어하는 연구 플랫폼으로 확장될 가능성을 가진다.

또한 RF 에너지의 흡수와 열 전달이 생체 특성에 따라 어떻게 달라지는지를 분석한 연구도 존재한다. “*Evaluation of Electrical Properties of Tissue-Simulating Liquids (1.80–2.45 GHz) for Creating Pathways for Cancer Therapy*”에서는 1.80–2.45 GHz 범위에서 조직 등가 매질의 유전율(ϵ'), 유전손실(ϵ''), 전도도(σ), SAR(Specific Absorption Rate)을 실험적으로 정량 분석하였다. 연구 결과에 따르면 2.45 GHz 대역에서는 매질의 전기적 특성 변화에 따라 SAR이 유의하게 변화하며, 유전손실이 증가할수록 열 흡수량이 높아지는 경향이 나타났다. 이러한 결과는 RF 열 자극 기술이 매질의 전도도·유전손실·조성 변화에 따라 열분포가 달라질 수 있음을 보여주며, RF 열 자극 기반 시스템 설계 시 출력·주파수·매질 특성을 정밀하게 제어해야 한다는 점을 시사한다.

- **물리치료 및 재활**

RF 열 자극은 근육통 완화, 혈류 개선, 관절 염증 완화 등에 활용된다. 심부열 효과를 통해 근육 긴장을 완화하고, 수술 후 재활 회복에도 적용된다.

- **의료 미용**

2.45 GHz 마이크로파를 이용하여 지방층을 국소적으로 가열하고, 콜라겐 재배열을 유도함으로써 피부탄력 및 Body Contouring 효과를 얻는다.

- **출력 전력에 따른 다양한 응용**

TABLE I.
Applications of RF Thermal Stimulation According to Output Power

평균 출력 전력	대표 적용	목표/효과
<0.5W	마사지/온열완화	혈류증가, 근육이완
0.5-2W	물리치료용 표면 온열	상처 주위 혈류 촉진
2-5W	국소 온열 치료	통증, 경직 완화
5-10W	심부 온열	-
10-30W	응고/지혈, 분비샘 파괴	단백질 응고

본 프로젝트는 Microwave Diathermy 원리를 기반으로 한 2.45 GHz 저비용 RF 열 자극 시스템을 설계하였다. 또한 기존 의료용 Diathermy 대비 소형화를 통한 프로토타입 제작으로 용이성을 확보하였다. 따라서 의료·미용·연구 등 응용 전반에서의 활용 가능성을 제시한다.

2. 설계 과정

1) 시스템 구성

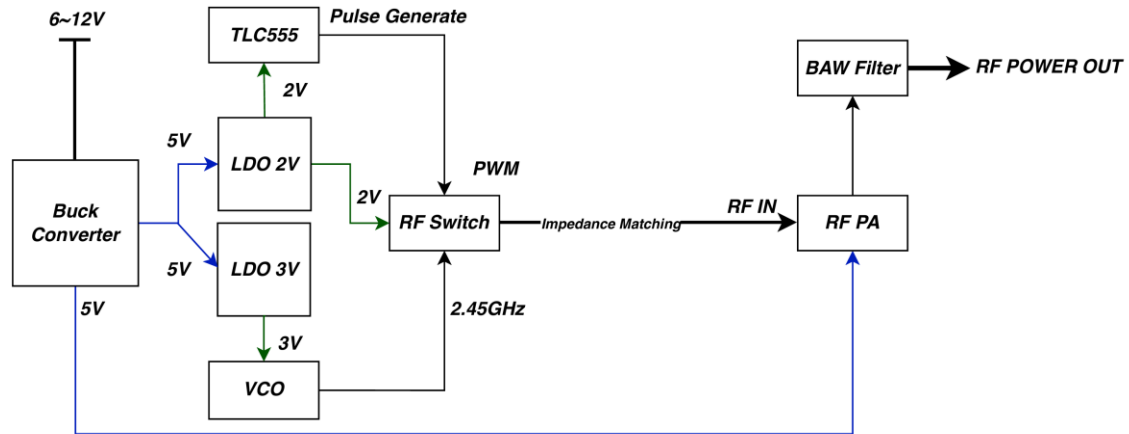


Fig.3. System Block Diagram

본 시스템은 6~12V 입력 전원을 기반으로, RF 신호 생성부터 증폭·필터링·출력까지의 전체 RF 신호 경로를 구현하였다. 기존 방식으로는 PLL, PMIC 등을 사용하여 시스템을 구성해야하나, 저비용을 위해 필요한 기능만 가진 단일 칩(VCO, Buck, LDO)으로 구성하였다.

전체 신호 흐름은 Fig.3과 같으며, 주요 구성 요소는 아래와 같다.

- **전원부 (LMR43620, TPS7A4701)**
 - 6~12V 입력을 Buck Converter로 5V로 변환
 - LDO(5V → 3V, 2V)에서 안정적인 전원 공급
 - 3V → VCO 구동
 - 2V → TLC555 및 RF Switch 제어 신호 공급
- **Voltage Controlled Oscillator (MAX2750)**
 - ISM 대역 2.45 GHz RF 신호 생성
 - 안정된 주파수·출력 유지
- **PWM Pulse 생성 (TLC555)**
 - 1 Hz ~ 수백 kHz 영역의 Pulse 생성
 - Duty Cycle 조정 가능 → Average Power 조절
 - RF Switch 구동 신호 제공 (PWM 제어신호로 사용)

- **RF Switch (ADG901)**

- Pulse 입력에 따라 RF 신호통과 → PWM 구현
- 고속 스위칭 가능 + Isolation 특성 활용

- **RF Power Amplifier (SST12CP33)**

- RF 신호를 최대 약 29.5 dBm까지 증폭 (Gain: 38dB)

- **BAW Filter (885136 2437 MHz BAW Filter)**

- 고조파 및 노이즈 제거 → 2.45 GHz 통과 (2402MHz~2472MHz)

- **Output (SMA)**

- SMA 출력 커넥터로 RF 신호 전달
- 50Ω termination을 사용해 DC test, Spectrum Analyzer로 RF 출력 파워 측정
- 최대 30dBm(1W)의 2.45GHz 가변 RF 파워 출력 목표

2) 설계 회로 구성

- **Schematic**

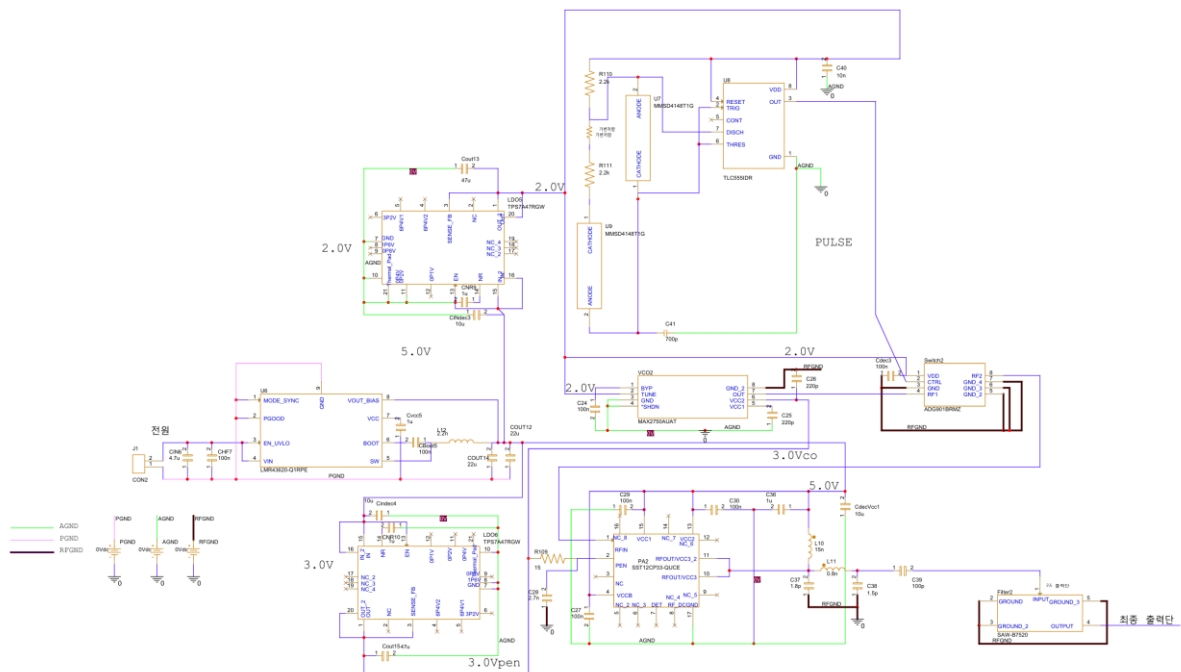


Fig. 4. OrCAD Capture Full Schematic

PSpice 시뮬레이션을 위한 회로도를 OrCAD Capture로 구성하였다.

- PCB

PCB 제작을 위해 Easy EDA pro 툴을 활용하였으며 먼저 Schematic을 구성한 후 PCB Layout을 진행하였다.

- Schematic

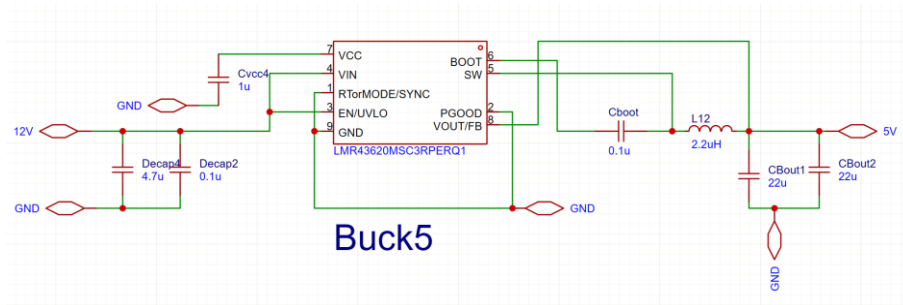


Fig. 5. Buck Converter 5V PCB Schematic

6~12V → 5V의 출력전압을 내주는 Buck Converter의 회로도 구성이다.

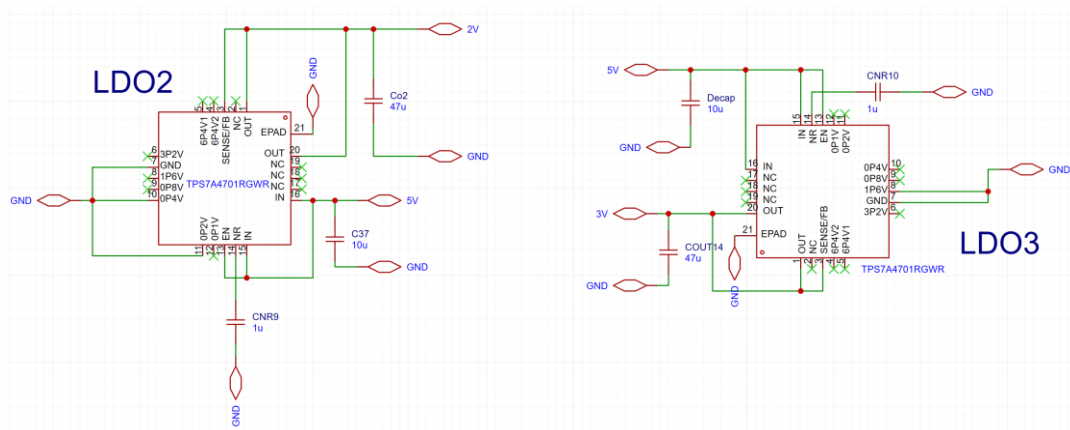


Fig. 6. LDO PCB Schematic

2V와 3V의 안정적인 전압공급을 위해 두 개의 LDO를 사용하였다.

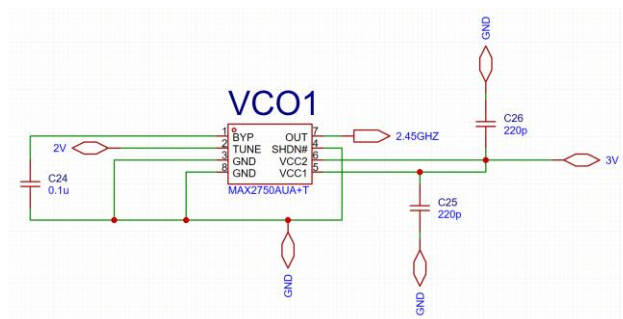


Fig. 7. VCO PCB Schematic

2.45GHz RF신호를 생성하기 위한 Voltage Controlled Oscillator의 구성이다.

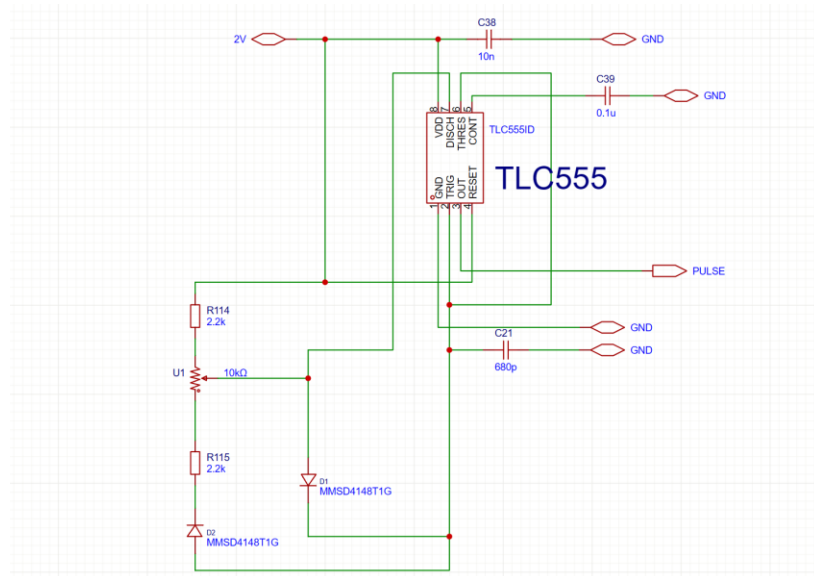


Fig. 8. TLC555 PCB Schematic

PWM 구동을 위한 Pulse를 생성하여 RF Switch로 신호를 공급하기 위한 구성이다. 하나의 가변저항을 사용해 Duty Cycle을 조절하여 출력 파워를 조절한다.

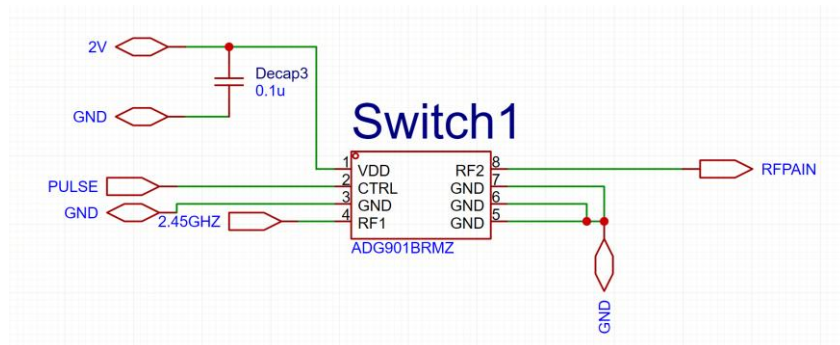


Fig. 9. RF Switch PCB Schematic

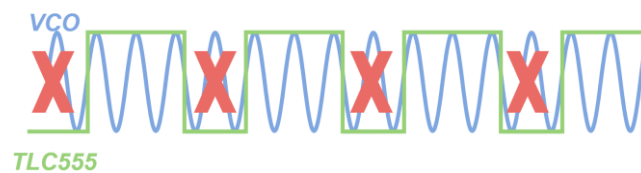


Fig. 10. PWM Operation Principle

TLC555에서 발생한 Pulse에 맞춰 VCO의 RF 신호를 선택적으로 통과시키는 RF Switch의 회로 구성이다.

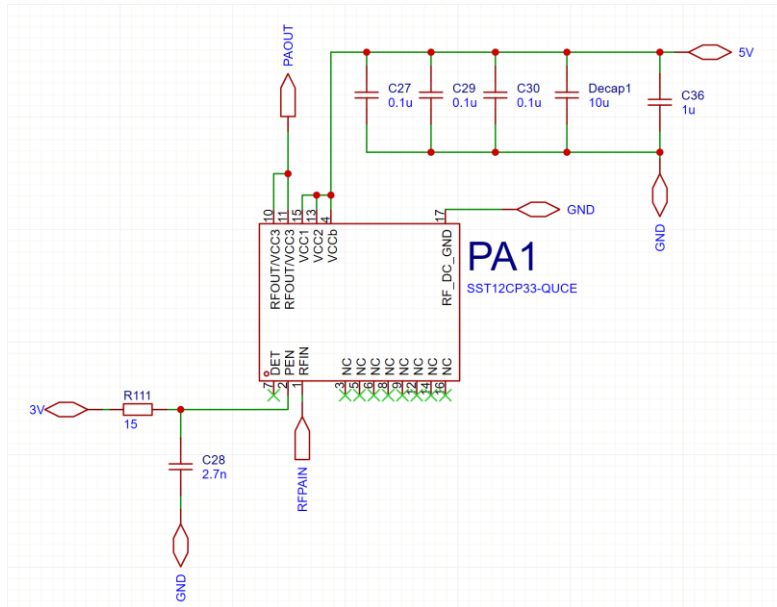


Fig. 11. RF PA PCB Schematic

스위치 출력단의 미세한 RF 신호를 증폭시키기 위한 RF PA의 회로도 구성이다.

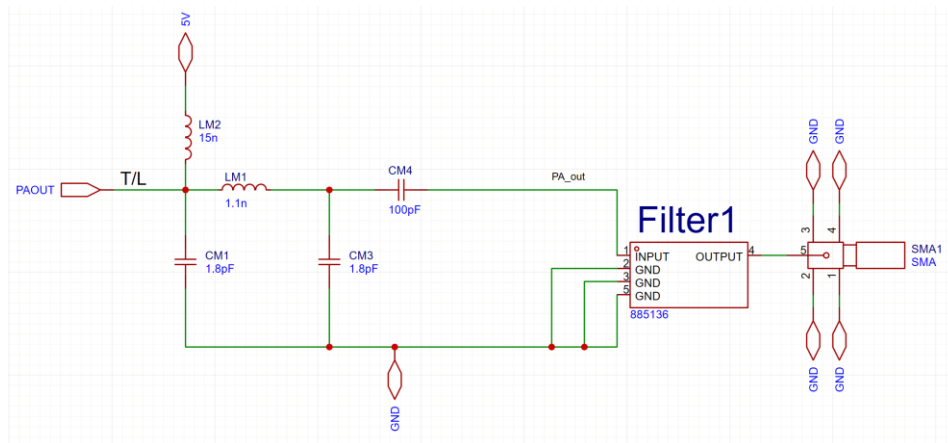


Fig. 12. Filter – output stage PCB Schematic

PA에서 나온 출력을 받아 Matching Circuit을 통해 BAW Filter로 고조파 및 노이즈 제거 후 SMA 커넥터를 통해 출력을 내보내는 Filter – Output stage 구성이다.

● Layout

PCB는 총 4개의 레이어로 구성하였다. Top Layer에는 RF 신호로 구성하였고, Layer 2는 GND, Layer 3은 VDD, Bottom Layer에는 전원을 포함한 아날로그 신호로 구성하여 RF 신호와의 분리를 통해 안정성을 높이고 열 분산을 고려하여 설계하였다.

전원 라인의 순간적인 부하 전류 변화에 대응하기 위해 Decoupling Capacitor를 각 칩마다 가깝게 배치하였다. 이를 통해 전원 전압의 순간 강하와 고주파 노이즈를 억제하여 안정적인 전원 공급을 확보하였다. 또한 Top Layer와 Bottom Layer의 빈 공간을 GND Copper Pour을 해, 열 분산과 GND의 임피던스와 RF Return Path를 최소화하였다.

아래는 각 PCB의 Part별 구성 설명이다.

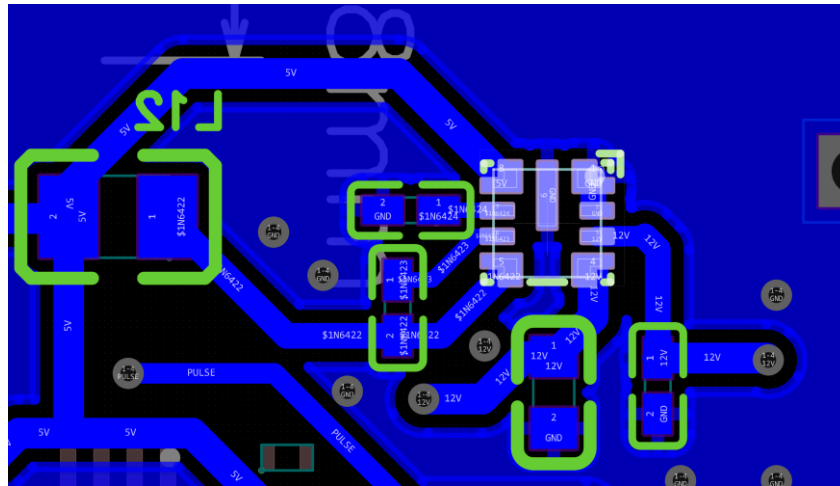


Fig. 13. Buck Converter 5V PCB Layout

Bottom Layer에 위치하는 Buck Converter의 Layout 구성이다. 위의 설명처럼 안정적인 회로동작을 위해 Decoupling Capacitor를 칩에 가깝게 배치하였다.

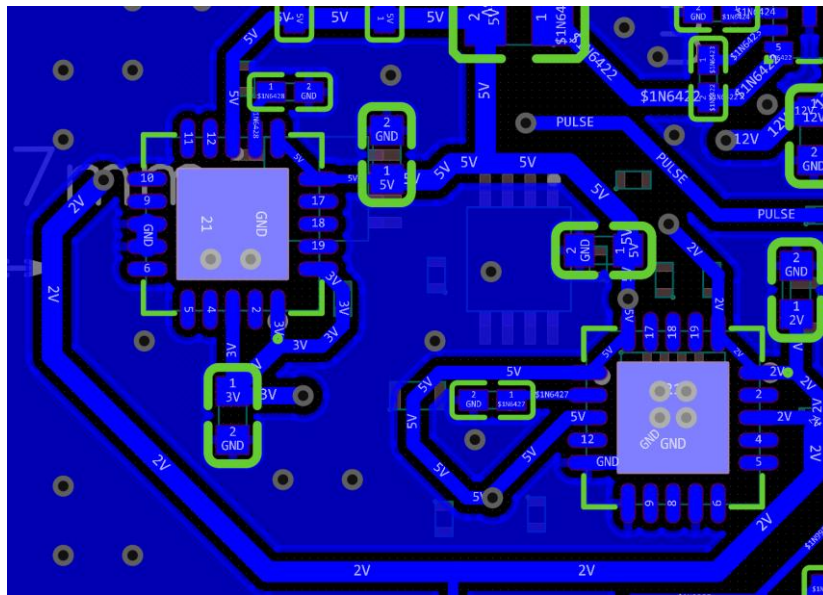


Fig. 14. LDO PCB Layout

Bottom Layer에 위치하는 LDO 구성이다. 왼쪽의 LDO는 VCO의 전원공급을 담당하는 3V 출력 LDO이고, 오른쪽은 TLC555, RF Switch의 전원 공급을 담당하는 2V 출력 LDO의 Layout 구성이다. 2V Power Line의 길이가 상대적으로 길기 때문에 IR drop을 최소화하기 위해 Line Width를 0.6mm로 두껍게 구성하였다.

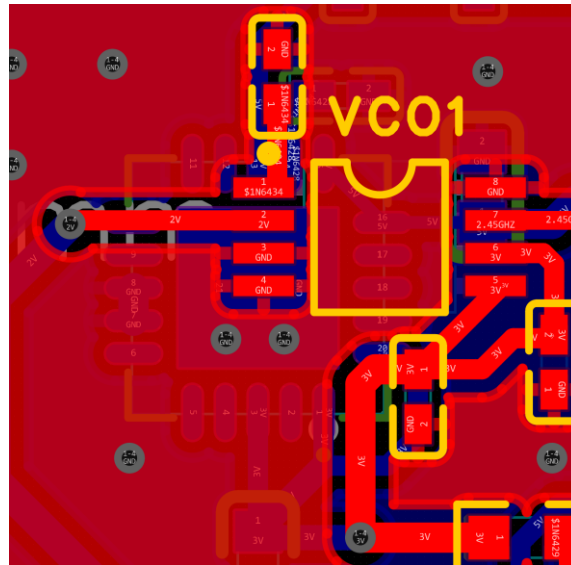


Fig. 15. VCO PCB Layout

Top Layer에 위치하는 VCO의 구성이다. LDO의 3V로 공급전원을 받고, LDO의 2V로 출력 주파수를 결정한다. ($V_{\text{tune}} = 2\text{V}$ 일 때 2.45GHz 신호를 생성한다.)

Core Thickness	εr	Prepreg Type	Resin Content	Nominal Thickness	εr
0.08 mm	3.99	7628	49%	8.6 mil	4.4
0.10 mm	4.36	3313 (2313)	57%	4.2 mil	4.1
0.13 mm	4.17	1080	67%	3.3 mil	3.91
0.15 mm	4.36	2116	54%	4.9 mil	4.16

Fig. 16. Impedance Calculation Setting 1

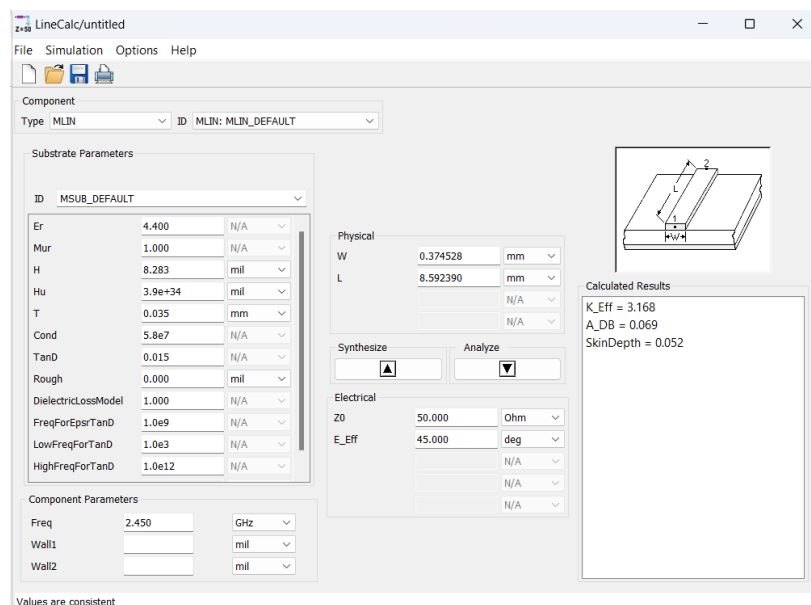


Fig. 17. Impedance Calculation Setting 2

이제 전달되는 신호는 RF 신호이기 때문에 반사도 고려를 해야 한다. 그렇기 때문에 Keysight ADS의 Line calculator 활용하여 Transmission Line(TL)을 구성하였다.

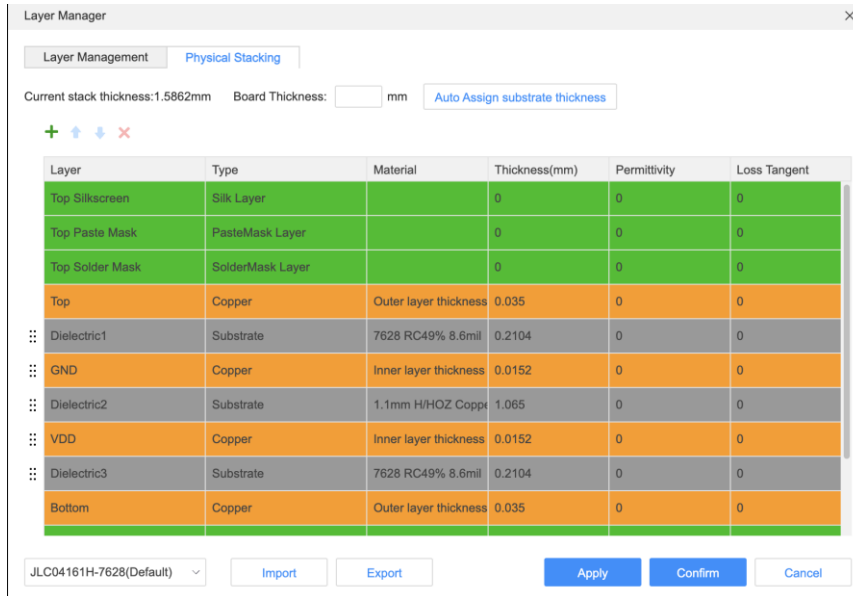


Fig. 18. PCB Layer Setting

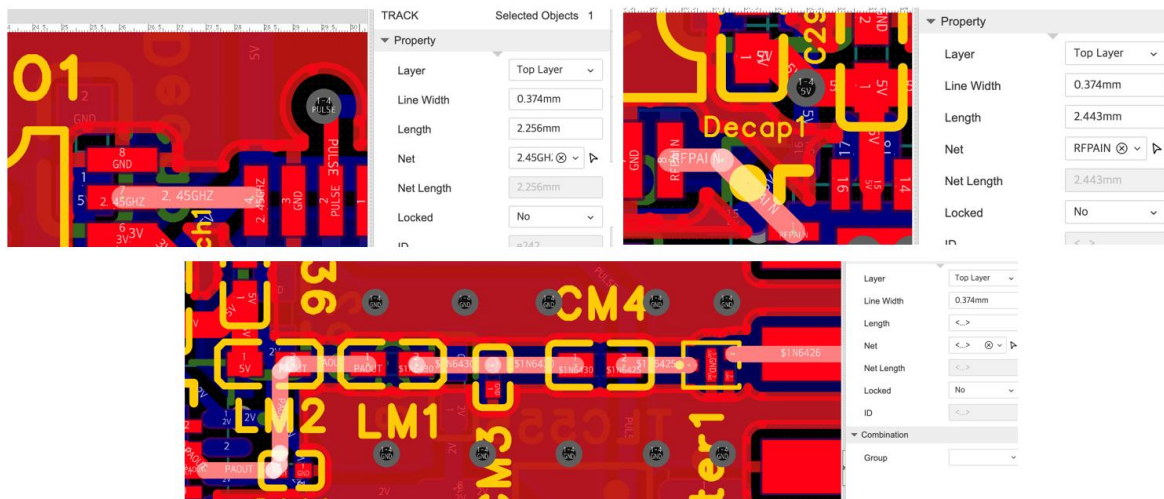


Fig. 19. Transmission Line Setting

PCB제작 업체의 PCB layer Setting 값을 활용하여 계산된 결과를 활용해, RF 신호 경로의 TL의 Width를 $374\mu\text{m}$ 로 설정하여 Routing을 진행하였다.

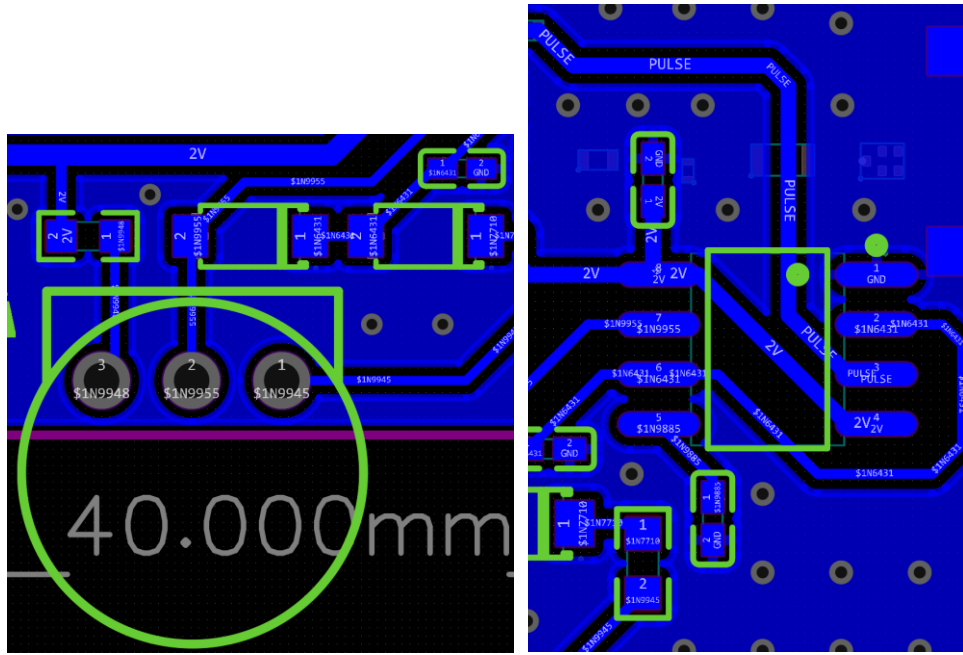


Fig. 20. TLC555 PCB Layout

Bottom Layer에 위치하는 TLC555의 구성이다. 3번 Pulse 신호는 RF Switch로 전달되고, 좌측의 가변저항을 통해 Duty Cycle을 조절할 수 있다.

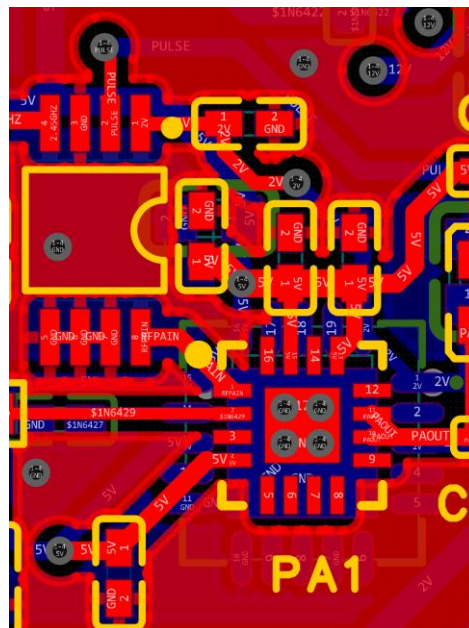


Fig. 21. RF Switch and PA PCB Schematic

Top Layer에 위치하는 RF Switch와 PA의 구성이다. RF 신호를 고려하여 칩 간 거리를 최대한 가깝게 배치시켰고, Decoupling Capacitor도 최대한 가깝게 배치하여 칩에 안정적인 전력공급을 제공하였다. 또한 5V Power Line 라인을 최대한 두껍게 하여, IR drop을 최소화하고 전류에 의한 문제가 없도록 설계하였다.

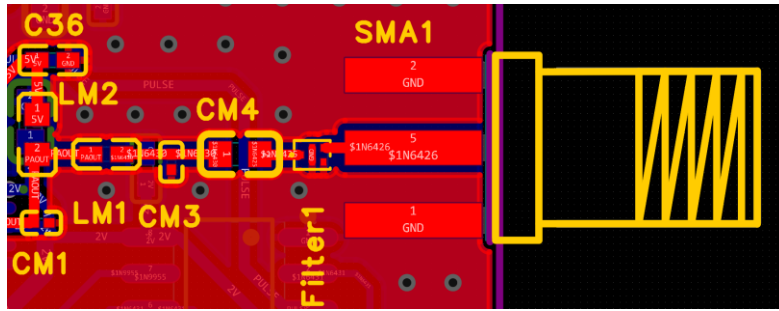


Fig. 22. Filter – output stage PCB Schematic

PA출력에서 Filter를 거쳐 SMA커넥터로 출력이 되는 최종단의 Layout 구성이다. PA 출력은 앞에서 계산한 TL을 통해 전달되고, 커패시터와 인덕터로 구성된 Matching Circuit을 통해 반사를 최소화하여 구성하였다.

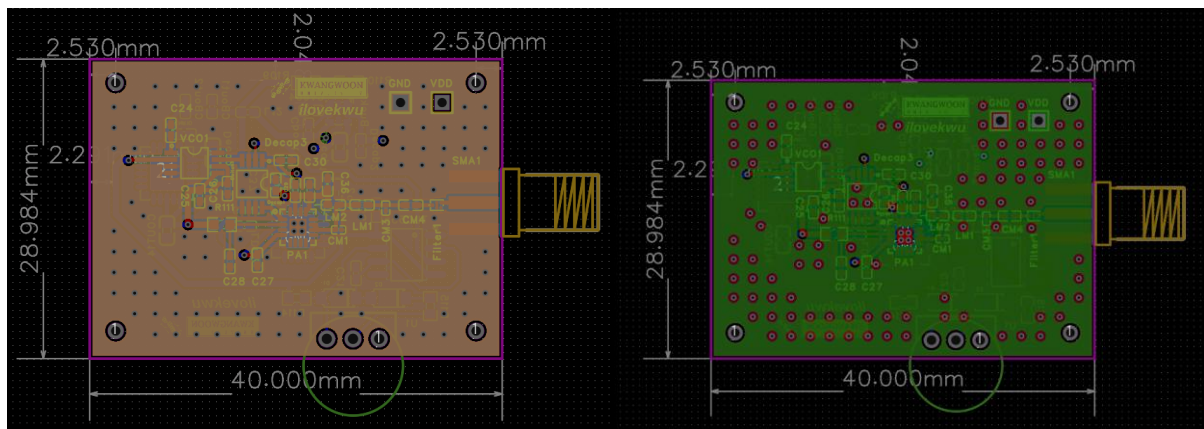


Fig. 23. GND, VDD Layer

GND Layer와 VDD Layer의 구성이다. 각각 Plane Zone으로 구성하여 IR drop과 발열을 최소화하도록 구성하였다.



Fig. 24. Power Line Width

앞서 언급한 것처럼 Power Line을 여유가 되는 한 최대한 두껍게 설정하여 전류에 의한 안정성 확보 및 IR drop 최소화를 위해 설계하였다.

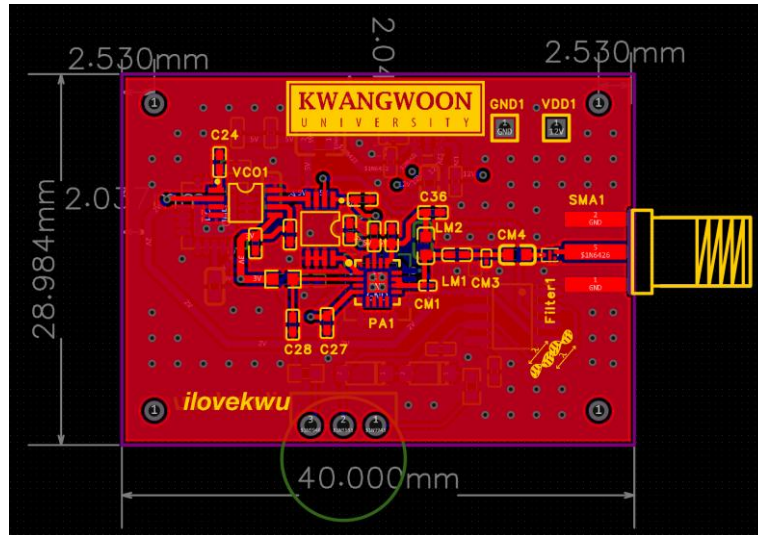


Fig. 25. Top Layer Full Layout

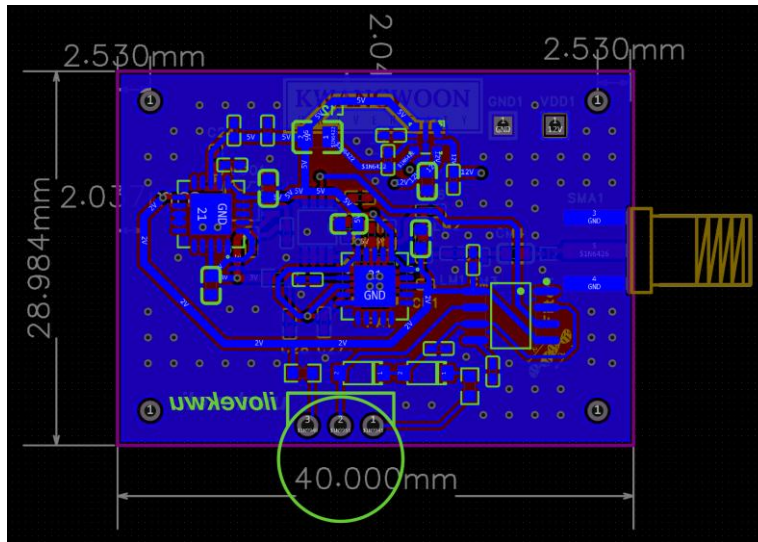


Fig. 26. Bottom Layer Full Layout

소형화를 목표한 결과 40 mm(W) × 29 mm(H) 의 집적도를 달성하였다.

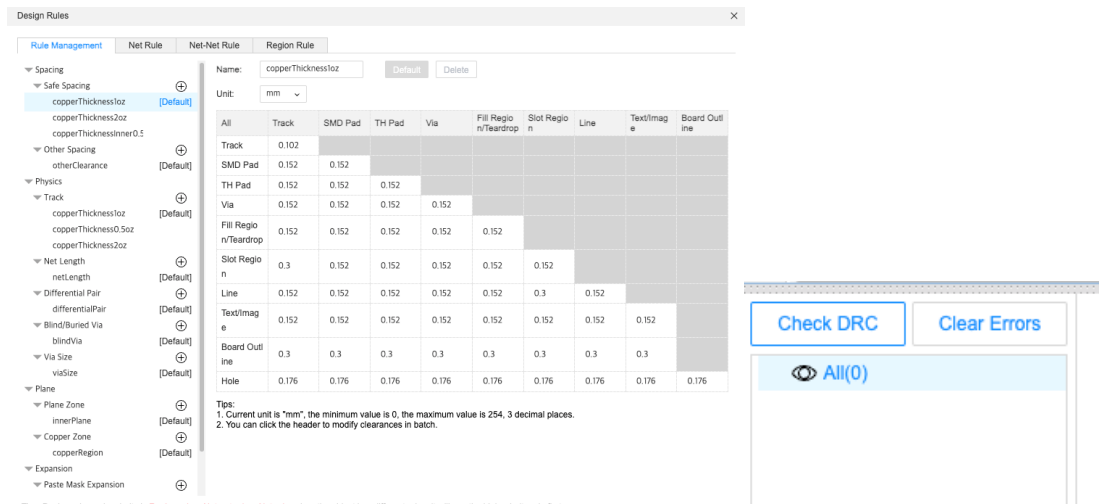


Fig. 27. PCB Layout DRC

Fig.27과 같이 DRC를 설정하여 진행하였고, 모든 오류를 제거하여 최종적으로 DRC 문제없는 PCB 제작을 완료하였다.

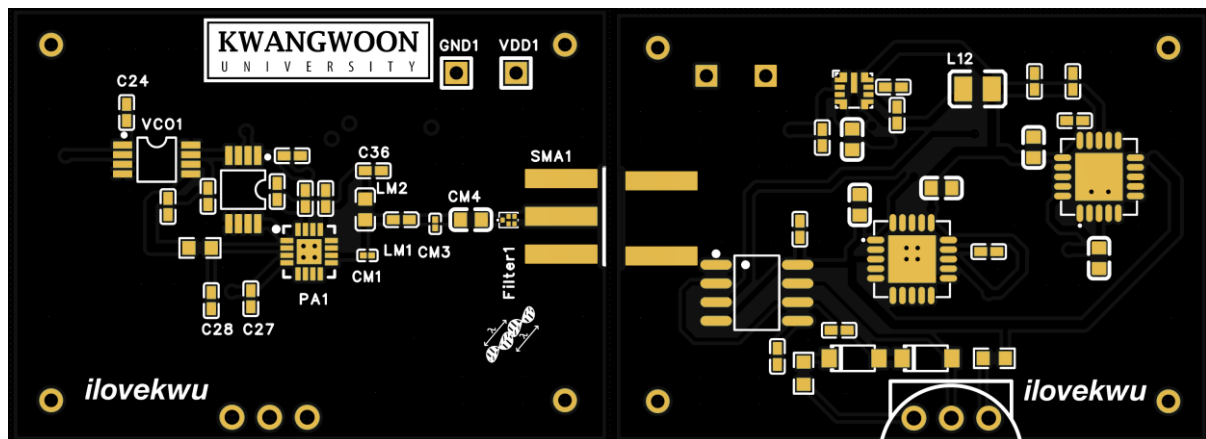


Fig. 28. PCB 2D

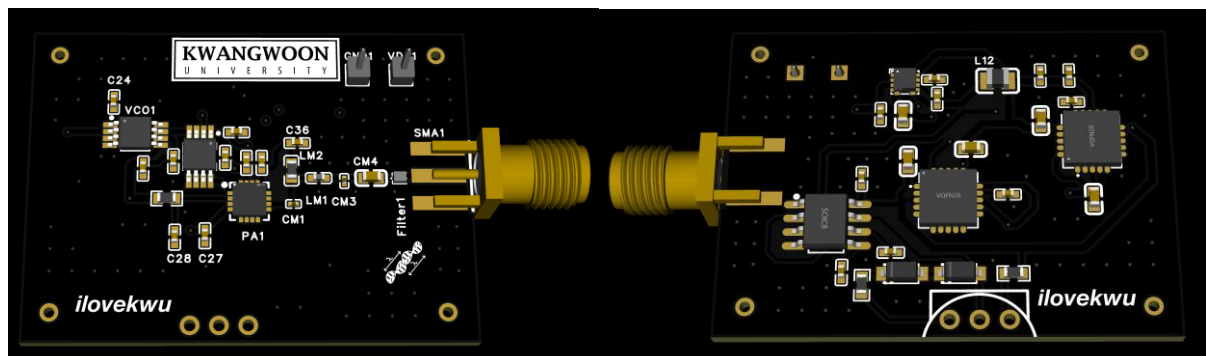


Fig. 29. PCB 3D

Fig.28, Fig.29는 PCB Layout을 기반으로 생성된 2D, 3D View이다.

3) 설계 회로 검증

OrCAD Capture로 schematic을 구성한 후 PSpice를 통해 Stage별로 시뮬레이션을 진행하였고, Data sheet Application의 검증을 위해 Keysight ADS로 시뮬레이션을 진행하였다.

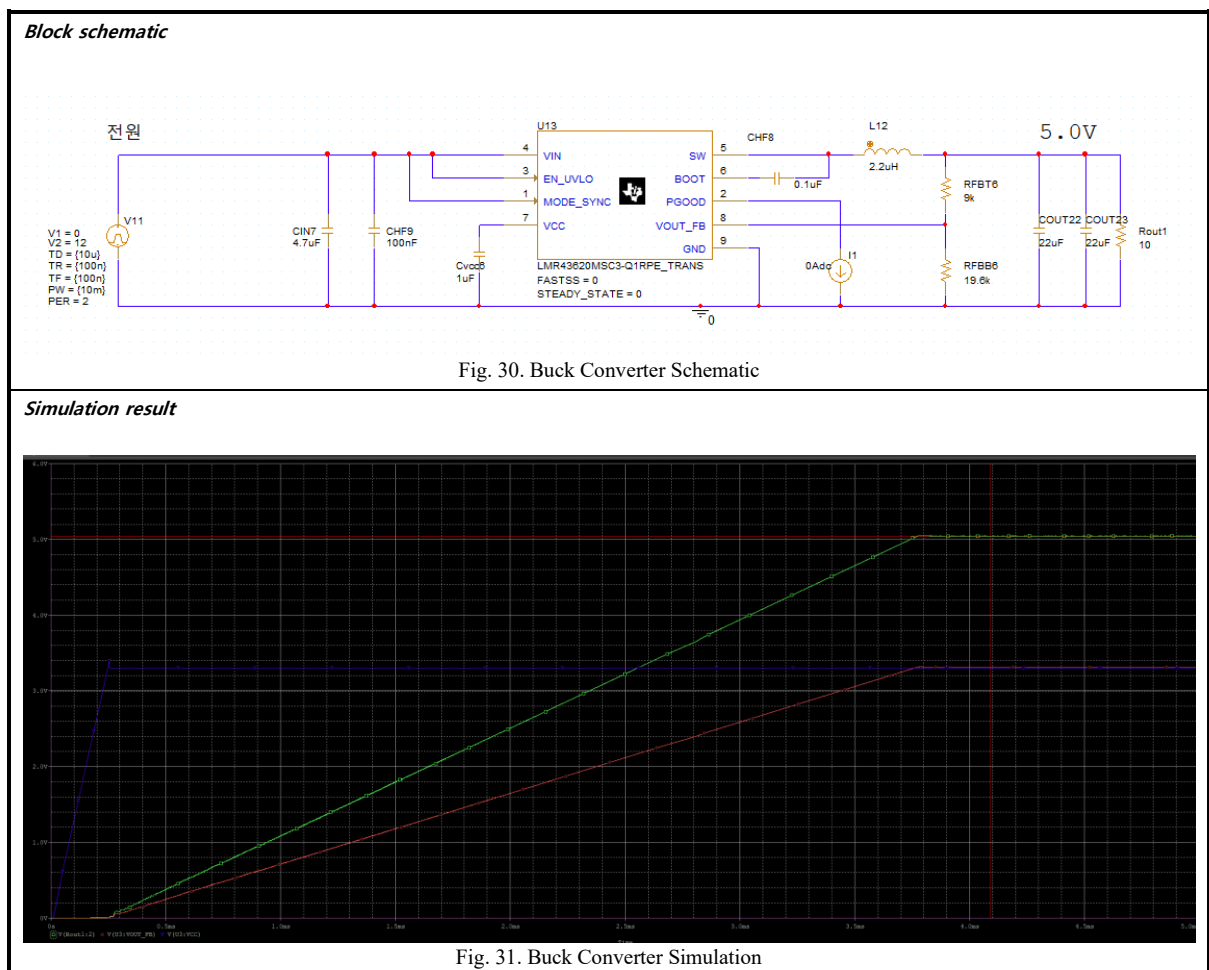
- OrCAD PSpice Simulation

- 각 블록별 시뮬레이션 결과

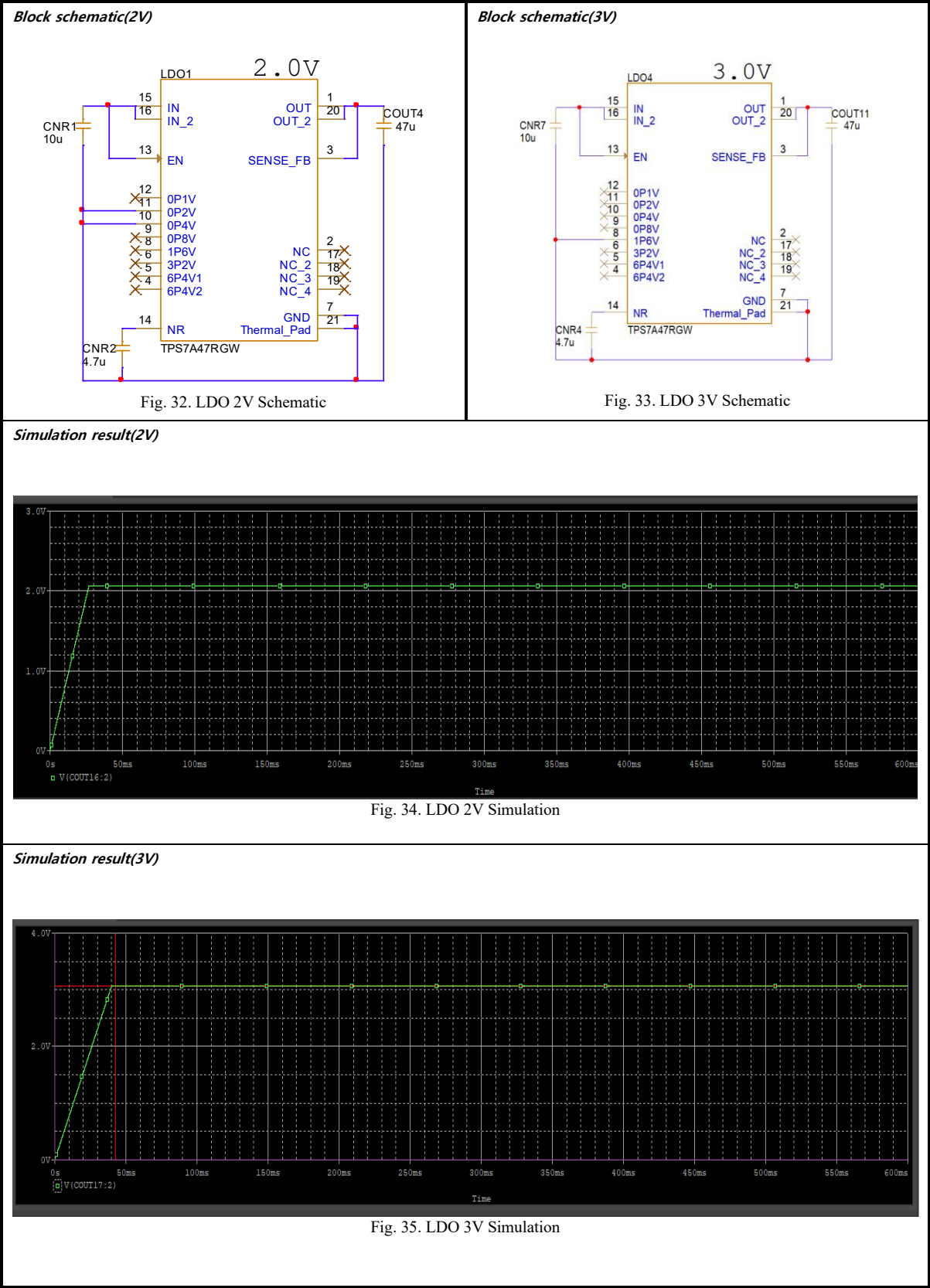
TABLE II.
Simulation Results of Each Functional Block

	목표 성능	시뮬레이션
Buck-Converter	5V output	5.0449V
LDO	3V, 2V	3.0652V, 2.069V
TLC555	100kHz	100kHz
Switch	TLC555 펄스 신호에 맞게 ON/OFF	TLC555 펄스 신호에 맞게 ON/OFF 확인
BAW Filter	$f_c=2.45\text{GHz}$, BW= 17.8 MHz	$f_c=2.45\text{GHz}$, BW \approx 20MHz

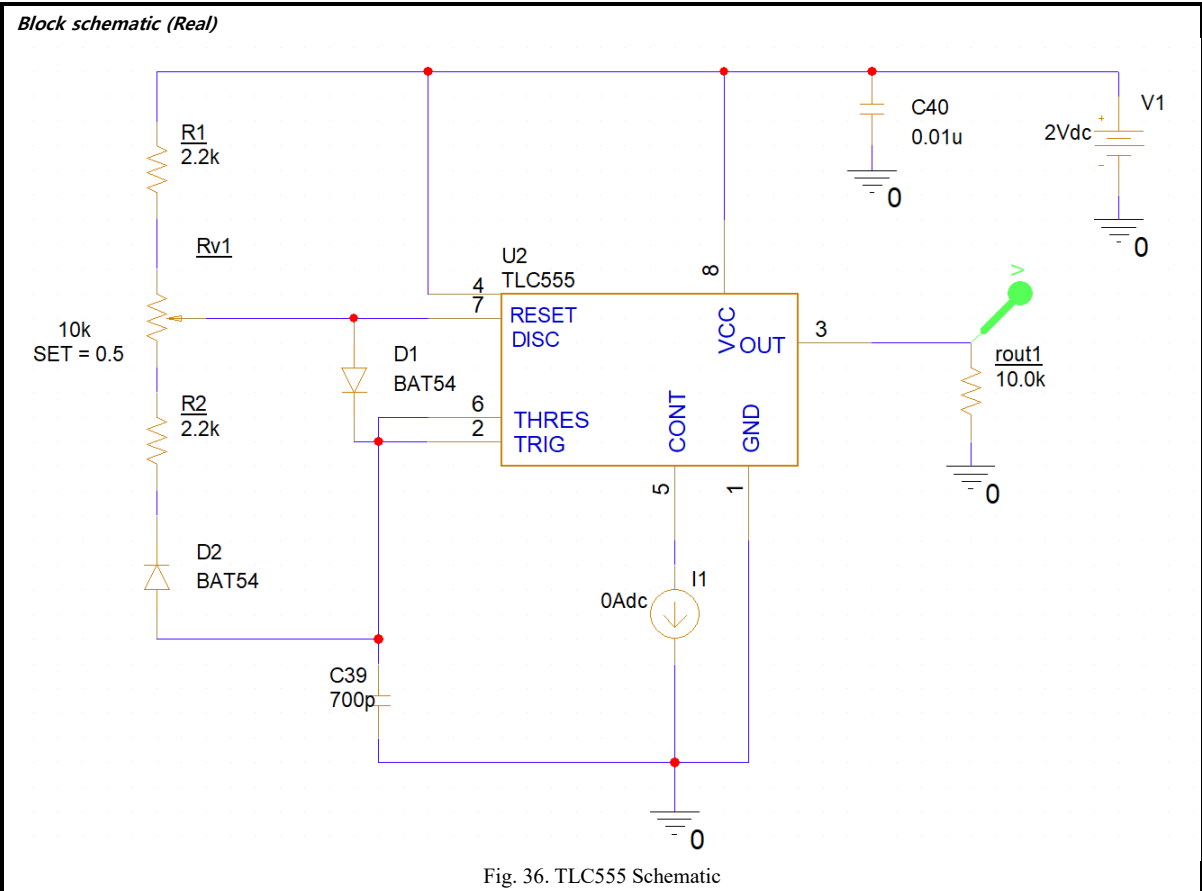
[Buck-Converter]



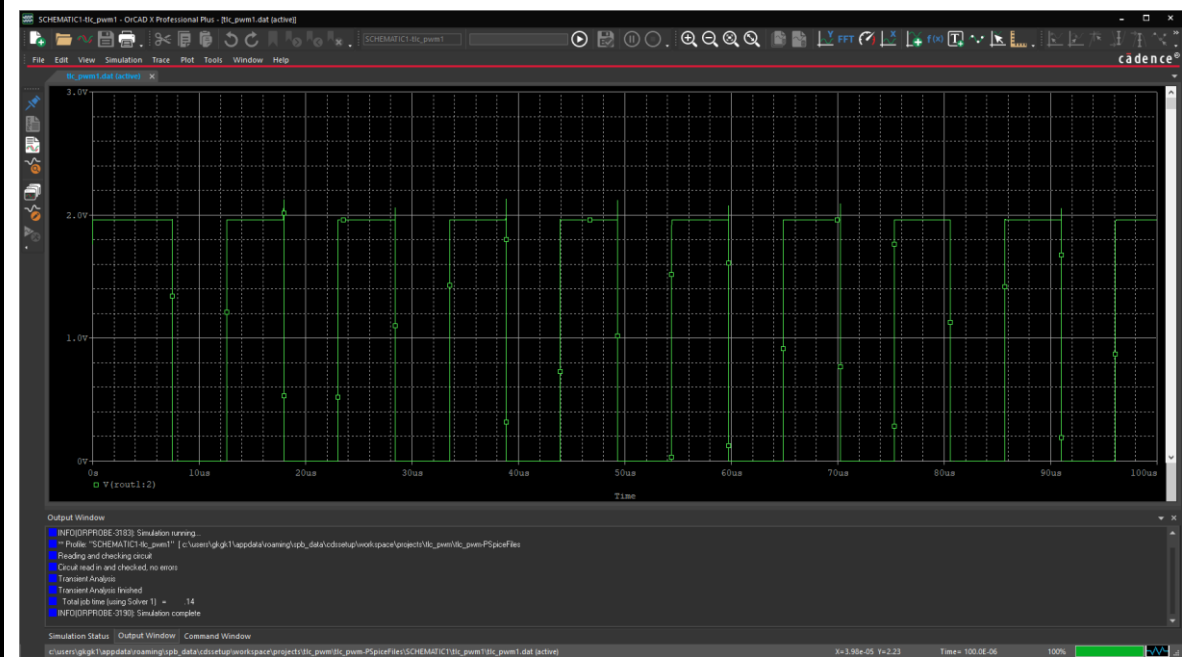
[LDO]



[TLC555]



Simulation result



[VCO]

Block schematic (Real)

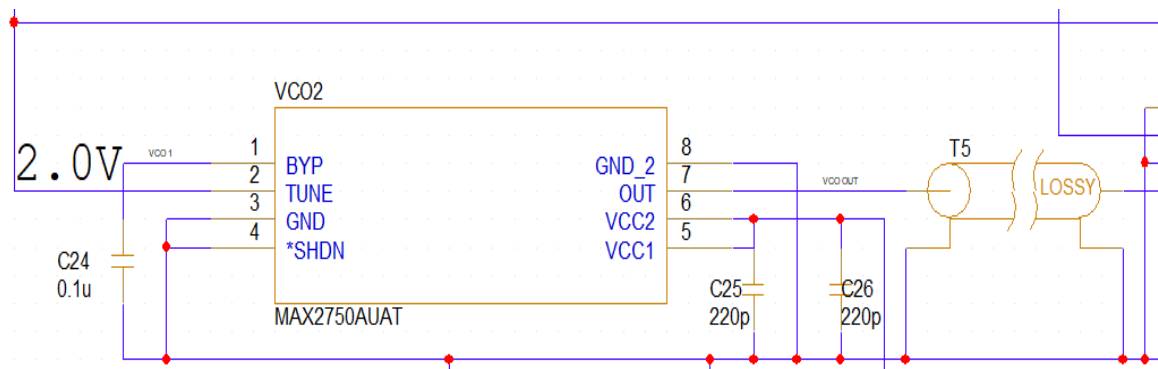


Fig. 38. VCO Schematic

Block schematic (Ideal)

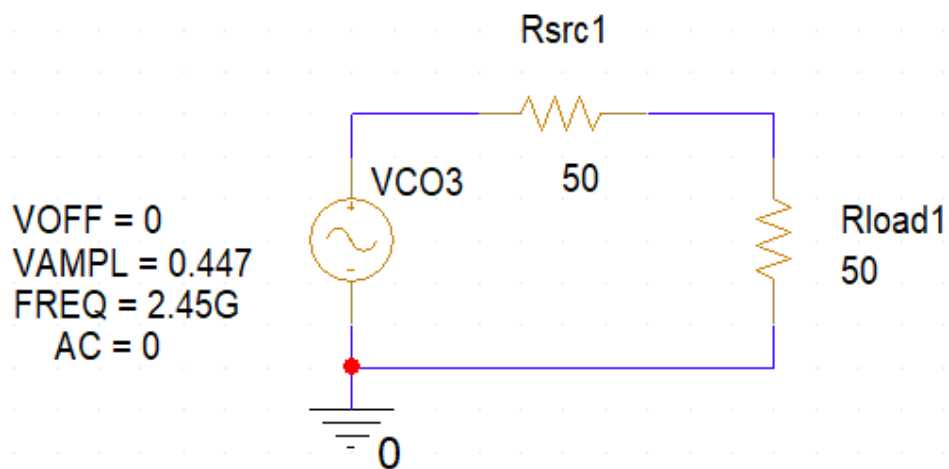


Fig. 39. VCO Ideal Schematic

Simulation result (time axis)

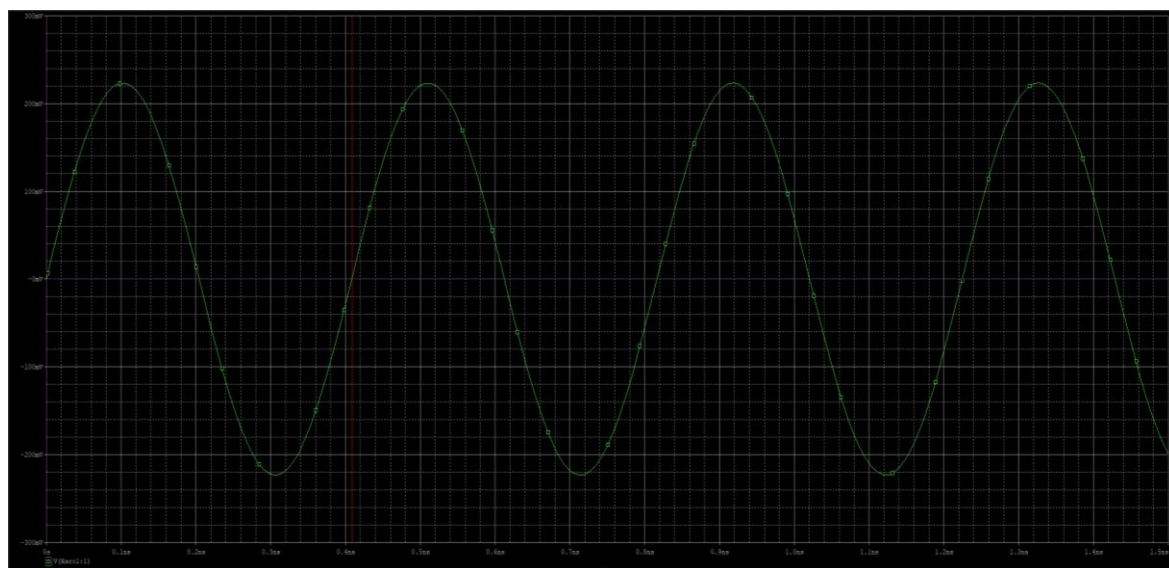


Fig. 40. VCO Ideal Simulation time axis

Simulation result (freq. axis)

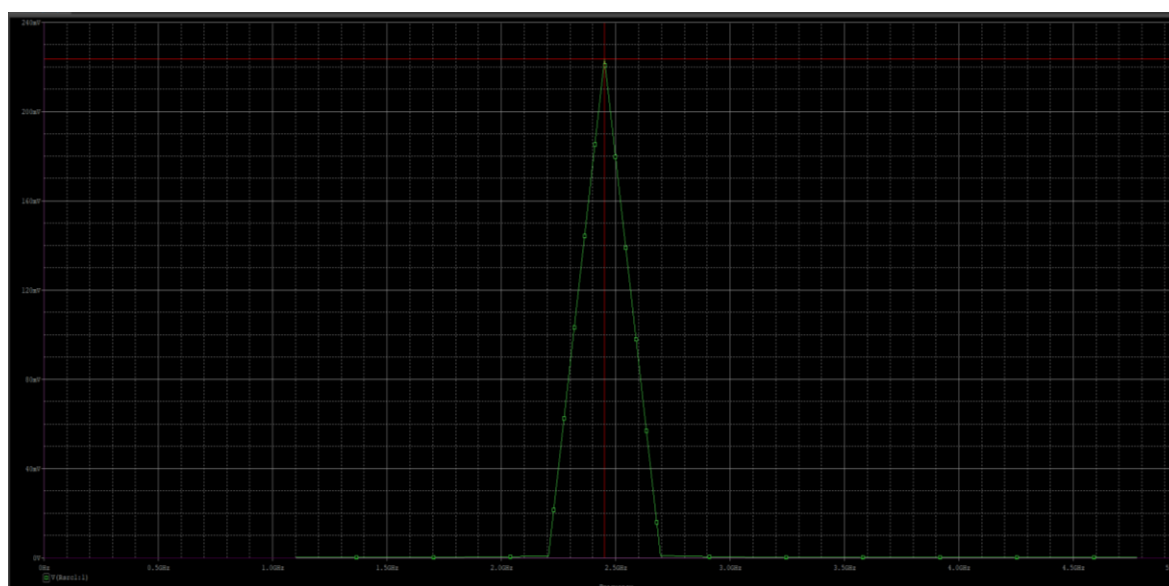
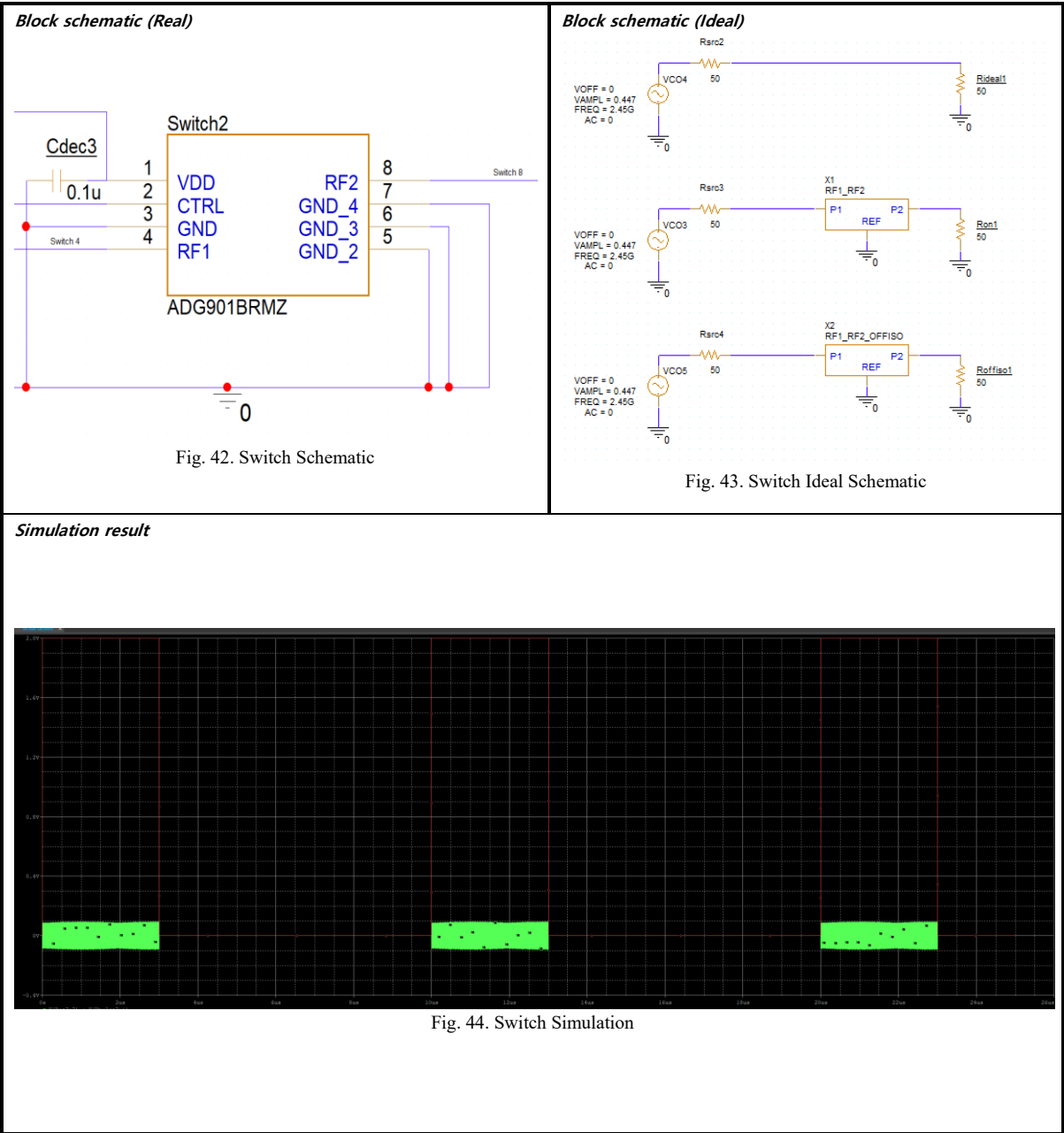
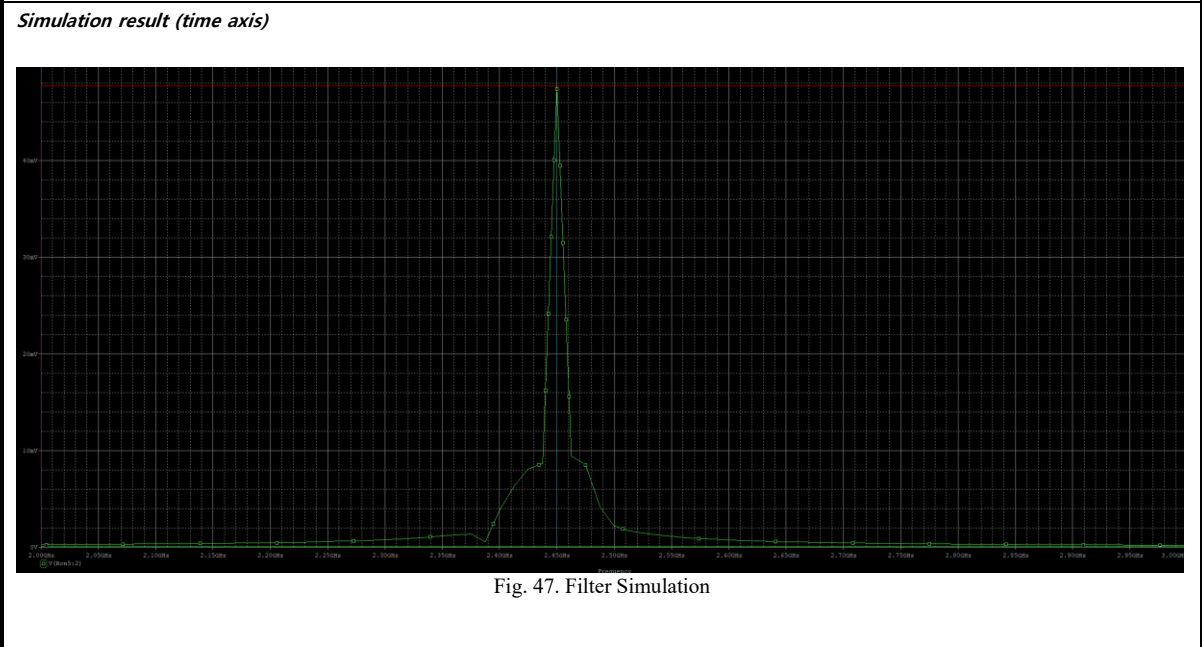
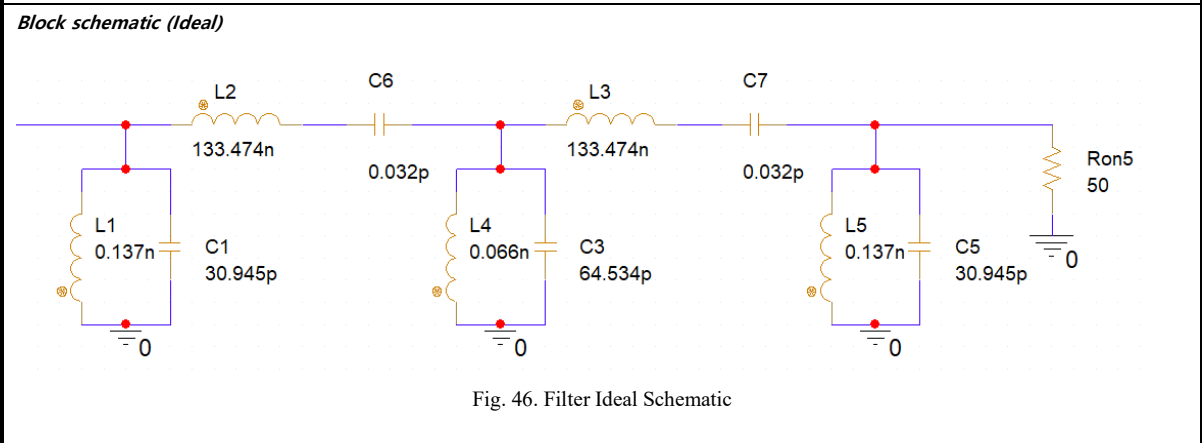
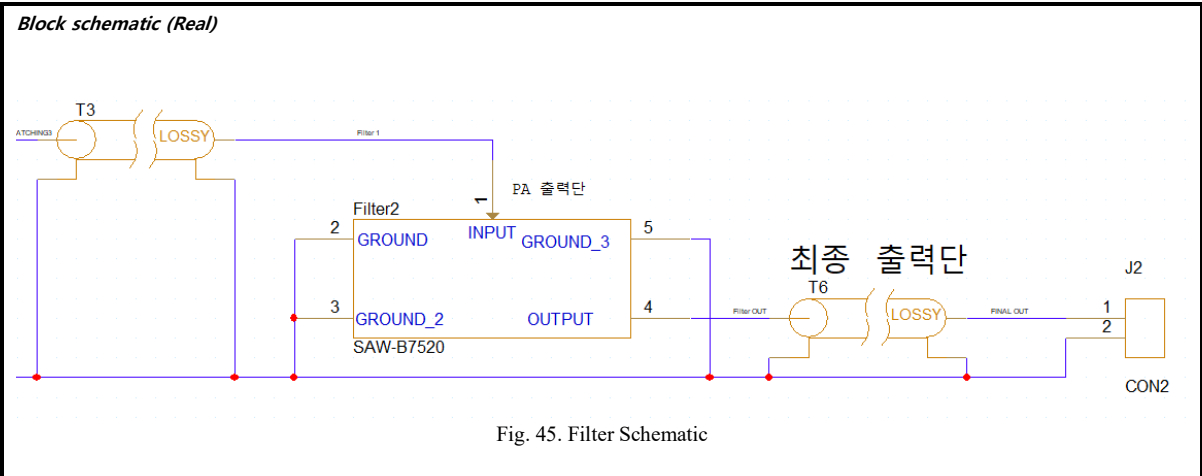


Fig. 41. VCO Ideal Simulation frequency axis

[Switch]



[Filter]



- **Keysight ADS**

Data sheet 상의 Matching 회로를 검증하기 위한 시뮬레이션 결과이다.

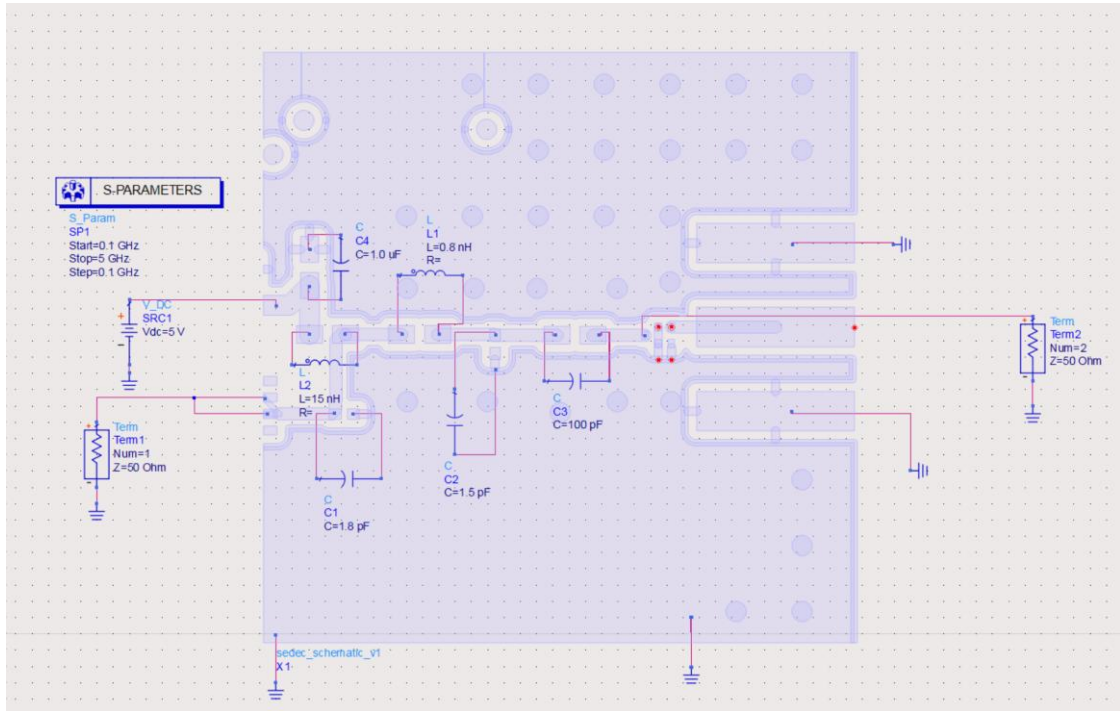


Fig. 48. ADS Schematic for impedance matching simulation

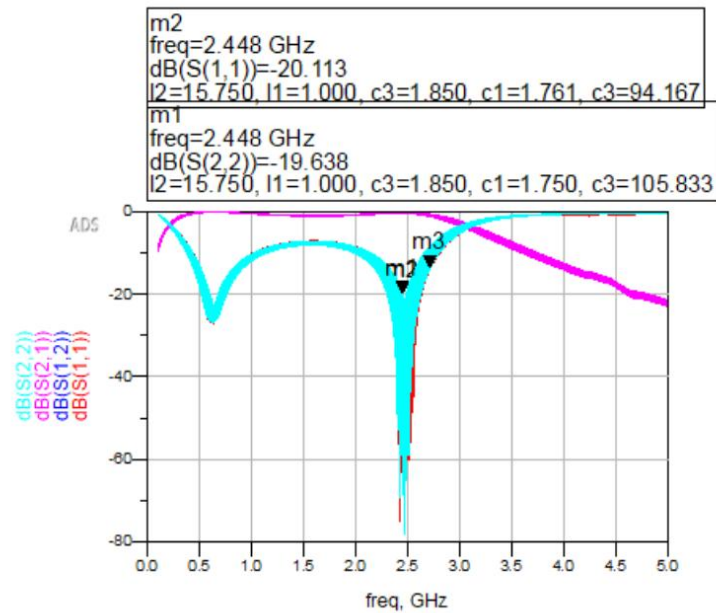


Fig. 49. Impedance matching simulation results

시뮬레이션 결과를 바탕으로 Matching Circuit 소자 값을 수정하였다.

3. 구현 결과

- PCB

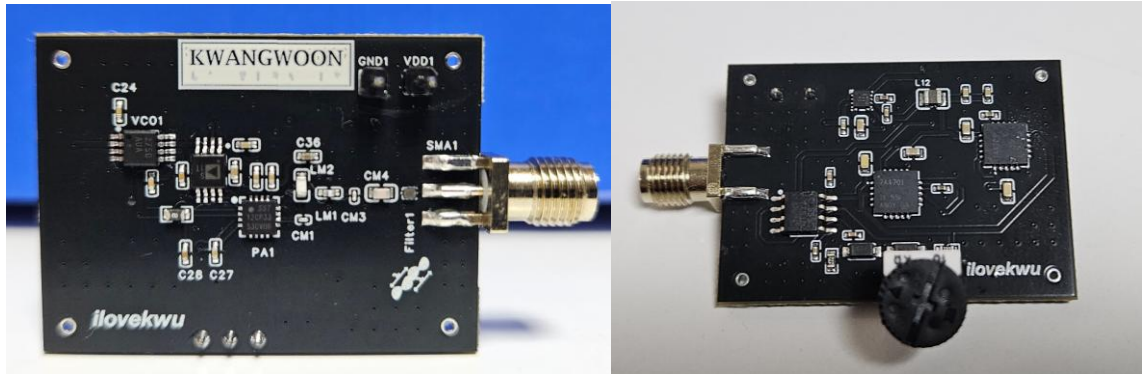


Fig. 50. Fabricated Prototype RF PCB

- DC Test

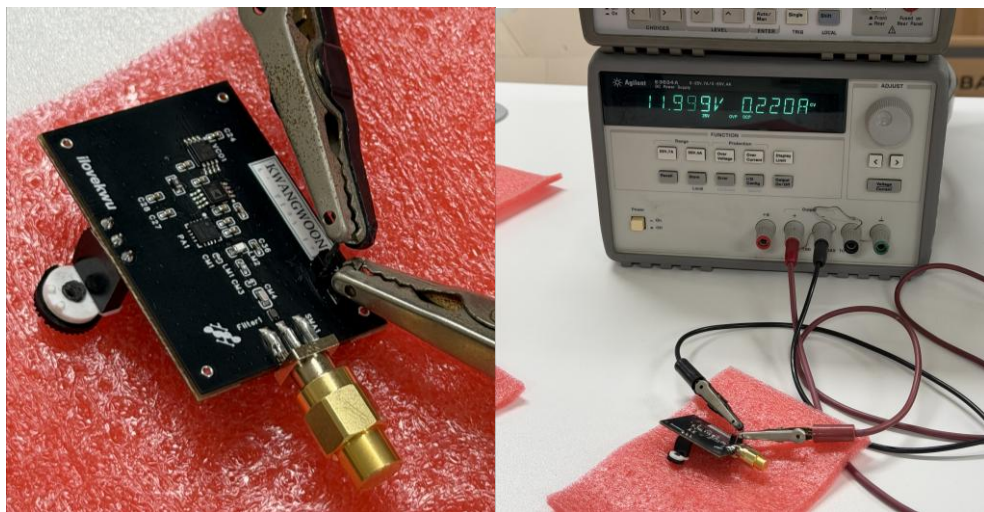


Fig. 51. PCB DC Test

SMA 커넥터에 50Ω Termination 후 DC Test 진행

● RF Test (Spectrum Analyzer)

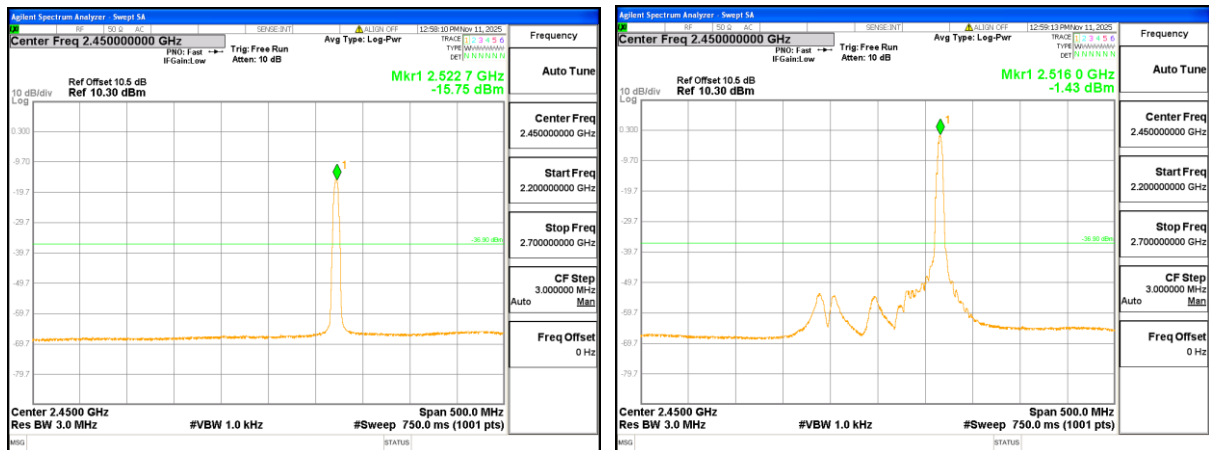


Fig. 52. PA Input / Output Result

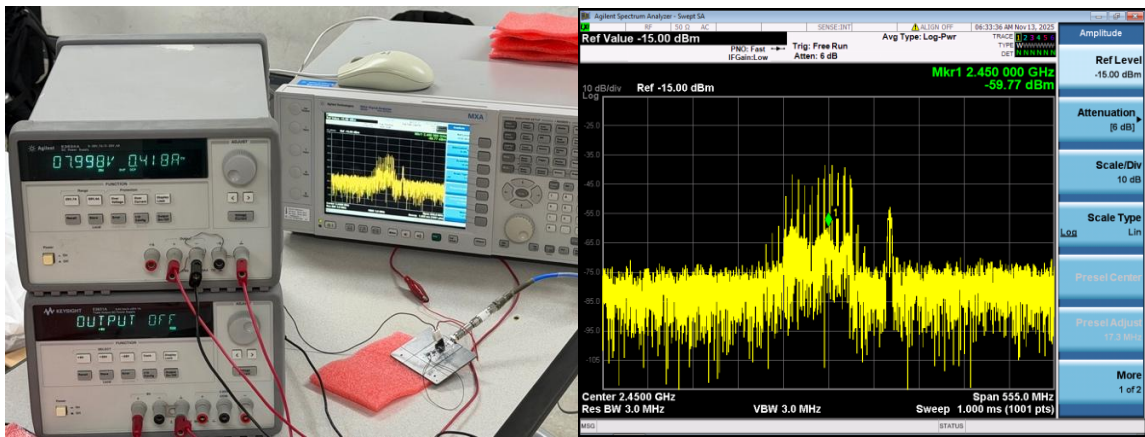


Fig. 53. SMA Output Result ($V_{tune} = 2V$)

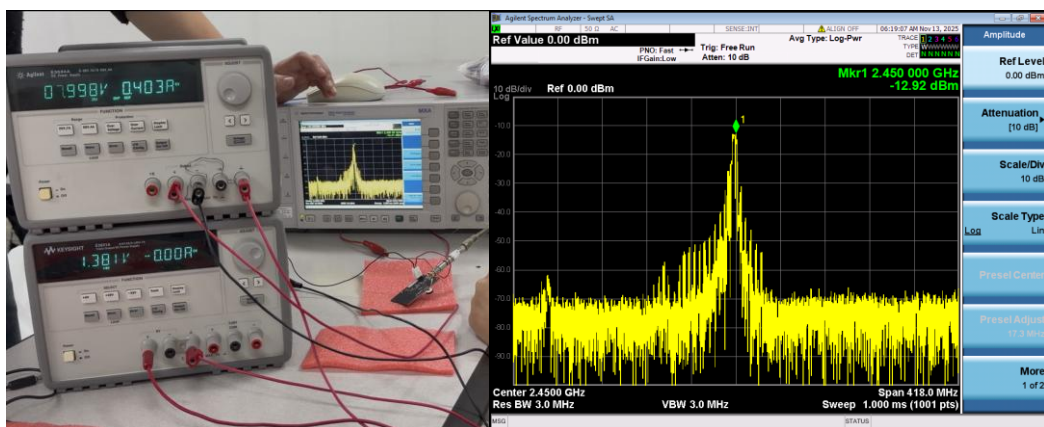


Fig. 54. Modified PCB RF Test ($V_{tune} = 1.38V$)

VCO의 중심 주파수가 Data Sheet의 값과 달라 Fig.53 처럼 목표가 나오지 않았다. 그래서 PCB 회로를 수정하여 V_{tune} 의 값을 별도의 파워 서플라이를 통해 전압을 인가하여 VCO의 출력 주파수를 2.45GHz로 조정하였다.

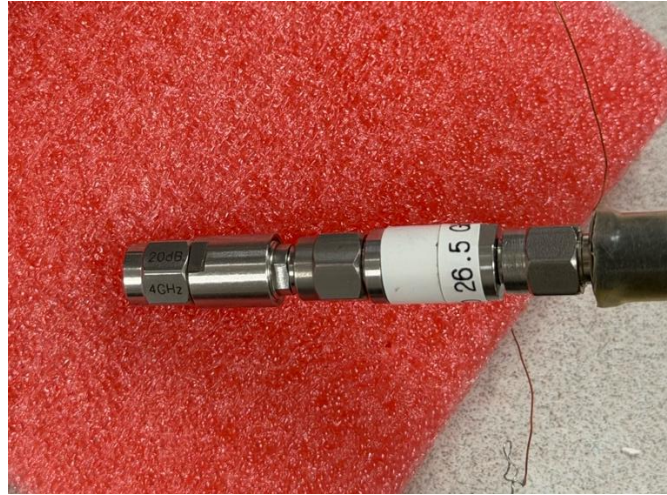


Fig. 55. Attenuator

Fig.54에서 볼 수 있듯이 중심 주파수 2.45GHz에서 -12.92dBm결과를 얻었다. Fig.55에 나와있는 Attenuator 감쇠 값 20dB, 계측기의 감쇠 값 10dB를 고려하여 최종 17.08dBm을 얻을 수 있었다.

초기 목표했던 29.5dBm에 비해 출력 파워가 낮게 나온 이유는 PCB 제작 이후 SAW Filter에서 BAW Filter로 변경하면서 구조상 Matching Circuit을 추가로 수정하지 못했기 때문이다.

● 구현 과정에서 발생한 문제와 해결 방법

• VCO, Switch, PA, Filter의 라이브러리 파일이 존재하지 않음

- .s2p 파일을 제공하는 Switch는 .lib 파일로 변경하여 시뮬레이션을 진행하였고, 그 외 제공되지 않는 VCO, Filter는 Ideal 소자로 변경하여 PSpice simulation을 진행하였다. 하지만 PA는 Ideal로 대체할 수 있는 방법이 없어 시뮬레이션을 진행하지 못하고 Data sheet상으로만 확인하였다.

• TLC555, Buck-Converter 시뮬레이션 문제

- Data sheet의 application을 참고하여 시뮬레이션을 진행하였으나, 원인불명의 이유로 시뮬레이션이 돌아가지 않는 현상이 발생하였다. TLC555 라이브러리의 문제점을 의심하여 새로운 라이브러리를 업체로부터 받아, PSpice 시뮬레이션 설정을 수정하여 소자의 동작을 확인할 수 있었다.
- Buck-Converter 시뮬레이션에서 Switching 회로는 V_{in} 에 V_{dc} 를 바로 인가하면 PSpice 시뮬레이션 상 연산 오류가 발생한다는 사실을 알게 되어, V_{pulse} 를 사용한 Soft start 방식으로 V_{in} 을 인가하여 동작을 확인하였다.
하지만, Data sheet상의 application 예시를 참고하여 시뮬레이션을 진행하였음에도 원하는 출력 전압 값이 나오지 않았다. 결국 업체에서 제공하는 PSpice application 문서를 참고해 약간의 소자들을 추가하고 값을 조절하여 예상하는 출력을 얻게 되었다.

- **RF PCB 고려사항에 대한 문제점**

- 간단한 2-Layer PCB를 사용하지 못하고 RF신호와 나머지 아날로그 신호를 분리해야 하기 때문에 4-Layer PCB를 제작하게 되었다. 이 과정에서 GND, Power Plane의 구획과 각 소자 배치의 복잡함에 어려움을 겪었다. 일반적인 아날로그 Signal line과 다르게 PCB 상에서 Transmission Line을 설계할 때 각 Layer의 유전율, 두께 등과 Line Width를 고려해 계산하여, 해당 문제를 해결하였다.

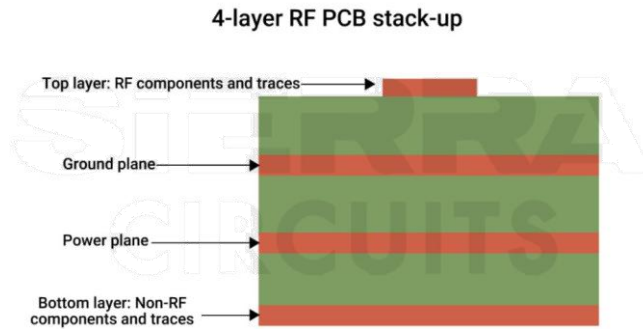


Fig. 56. 4-Layer RF PCB stack-up

- PCB layout 제작 후, 최종 주문 전의 부품 선정에서 Matching Circuit의 소자들이 부품 구매사이트에 존재하지 않거나 본 프로젝트의 Matching 소자로 적합하지 않은 소자들이 있어, 다시 Keysight ADS 시뮬레이션을 진행하여 적절한 소자 선정과 설계의 적합성을 검증하였다.

- **PCB Layout**

- 위에 잠깐 언급한 것처럼, 4-Layer PCB 설계를 처음 진행하면서 GND Plane 구성 방식에 어려움을 겪었다. 초기 설계에서는 각 소자의 GND 핀을 단순히 비아를 통해 하단 GND Plane과 연결하는 방식만 적용하였다. 그러나 이러한 방식은 고주파에서 GND 임피던스를 충분히 낮추지 못하고, 비아 자체의 인덕턴스 증가로 인해 리턴 경로가 불안정해지는 문제가 있었다. 이로 인해 Ground Reference가 흔들리면서 회로 전체의 노이즈가 증가하고, RF Return Path가 길어져 고주파 영역에서 매칭 성능 저하 및 신호 품질 악화가 발생할 가능성이 높은 것을 파악하였다.

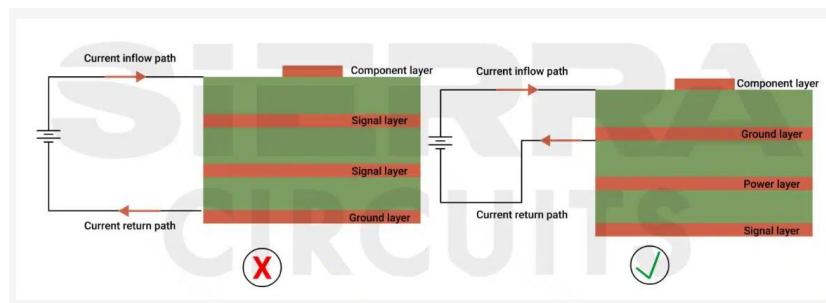


Fig. 57. RF PCB Return Path

이를 개선하기 위해 Copper Pour를 적용한 연속적인 GND Plane을 확보하였고, 약 2 mm 간격으로 Ground Via를 배치하여 층간 접지 연결을 강화하였다. Ground Via 간격을 2 mm로 설정한 이유는 2.45 GHz에서 $\lambda/10$ (약 12 mm)보다 충분히 작은 간격을 확보함으로써 Return Path의 불연속을 최소화하고 고주파 인덕턴스 증가를 억제하기 위함이다. 결과적으로 RF 신호 경로 주변에 GND Via(ground stitching)를 배치하여 Return Path를 단속하고 EMI를 줄여 EM radiation 억제 및 Crosstalk 감소 효과를 얻을 수 있었다.

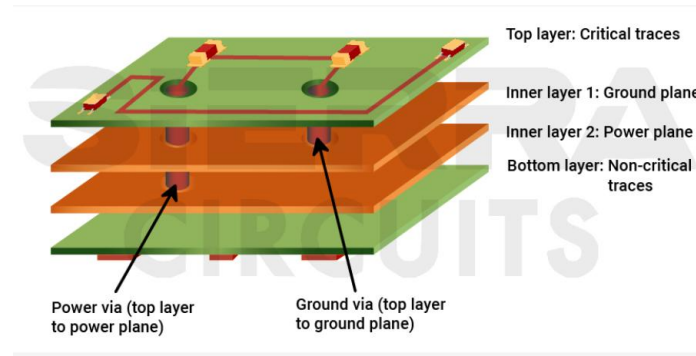


Fig. 58. 4-Layer RF PCB

• RF 소자 납땜 온도 문제

- 일반적인 소자들과 달리 RF소자가 납땜 시 온도에 취약한 점을 늦게 파악하게 되었다. 미처 고려하지 못하고 일반적인 고온 납땜 온도로 진행하였더니, 테스트 단계에서 소자가 정상적으로 동작하지 않는 경우가 발생하였다. 원인을 파악하던 중 Data Sheet 상 허용가능한 최대 온도와 시간이 작성되어 있다는 것을 알게 되어 이후의 납땜에서는 반영하여 진행하였다.

12 Soldering profile

The recommended soldering process is in accordance with IEC 60068-2-58 – 3rd edit and IPC/JEDEC J-STD-020B.

ramp rate	≤ 3 K/s
preheat	125 °C to 220 °C, 150 s to 210 s, 0.4 K/s to 1.0 K/s
T > 220 °C	30 s to 70 s
T > 230 °C	min. 10 s
T > 245 °C	max. 20 s
T ≥ 255 °C	–
peak temperature T _{peak}	250 °C +0/-5 °C
wetting temperature T _{min}	230 °C +5/-0 °C for 10 s ± 1 s
cooling rate	≤ 3 K/s
soldering temperature T	measured at solder pads

Fig. 59. Soldering profile

• 필터 문제점

- 기존에 사용한 SAW Filter의 입력 최대 파워가 24dBm인 것을 확인하지 못하여 PA의 최대출력인 29.5dBm을 받지 못하는 문제가 발생하였다. 위의 검증 단계에서 PA 소자와 Filter의 라이브러리 부재로 시뮬레이션을 하지 못해 오류를 빠르게 확인하지 못하였다. 문제를 파악한 후, 최대 39dBm의 파워를 받을 수 있는 BAW Filter로 교체하였다.

7 Maximum ratings

Operable temperature	$T_{OP} = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +85\text{ }^{\circ}\text{C}$	
Storage temperature	$T_{STG}^{(1)} = -40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots +85\text{ }^{\circ}\text{C}$	
DC voltage	$ V_{DC} ^{(2)} = 0\text{ V}$	
ESD voltage		
	$V_{ESD}^{(3)} = 150\text{ V}$	Machine model.
	$V_{ESD}^{(4)} = 250\text{ V}$	Human body model.
Input power @ input port: 2403.1 ... 2480.9 MHz	$P_{IN} = 24\text{ dBm}^{(5)}$	17.8 MHz WLAN signal for 5000 h @ 55 °C. Source and load impedance 50 Ω.

Fig. 60. SAW Filter Maximum input power

- 앞서 언급한 불완전한 검증으로 인해, 초기의 이상적인 목표는 최대 1W의 RF Power 출력이었지만 각 부품의 데이터시트를 기반으로 한 이론적 RF 성능을 계산한 결과, PA(SST12CP33)의 최대 출력(+29.5 dBm)과 BAW 필터(885136)의 삽입 손실(Typical 1.1 dB) 및 PCB 트레이스 손실(약 0.5 dB)을 고려할 때, 최종 SMA 출력은 약 +27.9 dBm (약 617 mW) 수준으로 목표보다 낮은 출력 결과가 나온다는 것을 뒤늦게 파악하게 되었다.

• VCO 설계 문제

- VCO의 4번핀 \overline{SHDN} 핀을 GND와 연결하여 VCO가 항상 꺼진 상태로 회로를 동작하게 하여 출력이 나오지 않는 설계 결함을 확인하였다. 이후 PCB를 새로 제작하기에는 시간 상 어려움이 있어, 별도의 점프선과 0Ω 저항의 직렬 연결로 LDO와 연결하여 Logic Level을 High로 바꾸어 VCO가 동작하도록 수정했다.
- VCO의 출력 주파수가 2.45GHz가 나와야 하지만 실제 측정 결과 VCO에서 중심주파수가 2.518GHz 부근이 출력되는 문제가 발생하였다. 마지막단 필터는 2.45GHz이외의 주파수를 필터링 해주기 때문에 출력에서 VCO에서 생성한 주파수가 필터링 되는 문제가 발생했다.

이는 VCO Data sheet와 다른, 칩의 문제이기 때문이다. 문서상으로는 2.5GHz 이상의 고주파 출력이 불가능하다. 칩의 공정상 문제임을 감안하여, V_{tune} 핀의 전압을 외부의 다른 전압으로 구동하여 중심 주파수를 옮기는 방식으로 해결하였다.

또한 오랜 시간 동안 중심 주파수의 변화를 관측한 결과, PCB 회로의 발열로 인해 VCO의 동작이 바뀌어 중심주파수가 온도변화에 따라 이동한다는 것을 확인하였다.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX2750/MAX2751/MAX2752 EV kit, $V_{CC} = +2.7V$ to $+5.5V$, $V_{TUNE} = +0.4V$ to $+2.4V$, $V_{SHDN} \leq +2V$, OUT = connected to 50Ω load, $T_A = +25^\circ C$. Typical values are at $V_{CC} = +3.0V$, unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator Guaranteed Frequency Limits (Note 1)	$V_{TUNE} = +0.4V$ to $+2.4V$, $T_A = -40^\circ C$ to $+85^\circ C$	MAX2750	2400	2500		MHz
		MAX2751	2120	2260		MHz
		MAX2752	2025	2165		MHz
Phase Noise	f _{OFFSET} = 4MHz			-125		dBc/Hz
	Noise floor			-151		dBm/Hz
Tuning Gain (Note 2)	MAX2750	f _{osc} = 2400MHz, +3V		140		MHz/V
		f _{osc} = 2500MHz, +3V		90		
	MAX2751	f _{osc} = 2120MHz, +3V		175		
		f _{osc} = 2260MHz, +3V		110		
	MAX2752	f _{osc} = 2025MHz, +3V		170		
		f _{osc} = 2165MHz, +3V		105		
Output Power				-3		dBm
Return Loss				12		dB
Harmonics				-30		dBc

Fig. 61. Guaranteed VCO Frequency

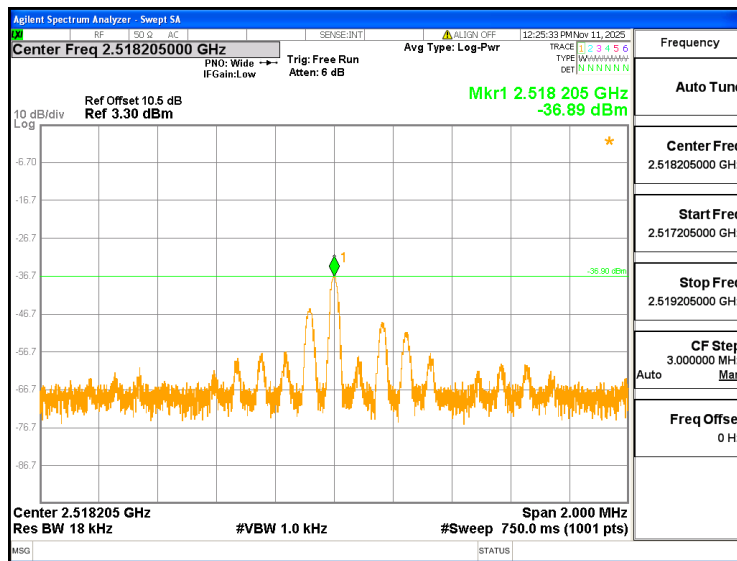


Fig. 62. VCO Output

PA 소자 가격 문제

- 고출력에서의 다양한 활용방안을 반영하기 위해, 고출력이 가능한 다양한 PA 소자를 찾아보았다. 하지만 PA 가격이 Gain 에 기하급수적으로 높아지는 것을 확인하였다. 따라서 우리는 이번 프로젝트의 저비용 목적을 달성하기 위해 **Wilkinson Power divider** 를 설계해 활용하기로 하였다.

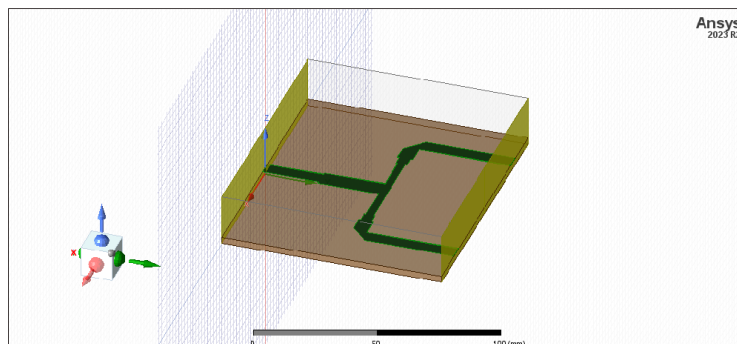


Fig. 63. Wilkinson Divider

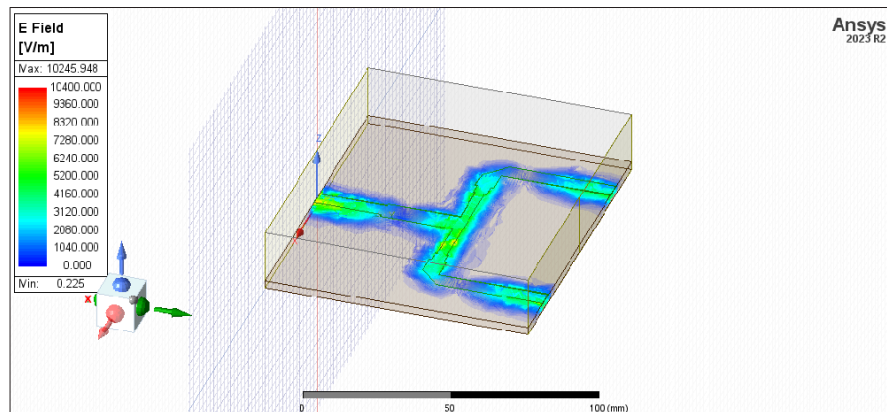


Fig. 64. Wilkinson Divider Simulation

관련 논문을 참고하여 HFSS 로 2.45 GHz 대역에서 작동하는 Divider 를 설계하였으나, 크기가 커 소형화에 목적에는 부합하지 않다 생각하여 이번 PCB Layout 에 적용하지는 않았다.

4. 결론

본 프로젝트에서는 2.45 GHz RF 신호를 사용하기 위해 안정적인 전원공급부(Buck Converter, LDO)를 구성하고, RF 신호 생성 및 제어를 위한 VCO, PWM 제어부, RF Switch, RF Power Amplifier, BAW Filter로 이루어진 전체 RF 체인을 단일 PCB에 통합한 프로토타입을 제작하였다.

이는 상업적 의료 장비 수준의 완성된 제품이라기보다, RF Diathermy 기반 열 자극 기술의 구현 가능성을 검증하기 위한 연구·개발 단계의 실험 플랫폼이라는 점에서 의미가 있다. PCB 제작 후 실제 구동 환경에서 DC 동작 테스트를 수행한 결과, 전원 레일 안정성, PWM 제어 신호 출력, 각 블록별 전력 공급 상태는 정상적으로 동작함을 확인하였다.

RF 특성은 Keysight ADS를 활용하여 임피던스 매칭 및 S-Parameter 시뮬레이션을 통해 사전 분석을 진행하였다. 시뮬레이션 결과, 2.45 GHz에서 입력 및 출력 포트의 반사계수($|S_{11}|$, $|S_{22}|$)는 각각 약 -20 dB이하로 나타나, 설계된 매칭 네트워크가 목표 주파수 대역에서 충분한 에너지 전달 효율을 확보하고 있음을 확인하였다. 또한 전체 주파수 범위에서 특이한 이상 패턴이나 불안정 요소가 관찰되지 않아, 실제 RF 환경에서도 안정적인 매칭 특성을 기대할 수 있다.

실제 출력을 측정한 결과 각각의 모든 칩은 의도한 시스템 흐름대로 동작하였다. 그러나 VCO의 주파수가 의도한 2.45GHz에서 벗어난 2.52GHz 대역대로 출력되었다. 이 값은 데이터시트 상에서 보장하는 최대 주파수인 2.47GHz에서 굉장히 벗어난 값이다. 이로 인해 최종 단 필터의 대역폭에서 벗어나 PA 출력파워가 대폭 감소되었다. VCO의 V_{Tune} 값을 조절하여 강제로 VCO 중심 주파수를 내리거나 정상 동작하는 칩으로 교체하면 해결될 것으로 기대된다.

본 프로젝트에서 구현한 2.45 GHz RF 열 자극 시스템은 기존의 대형·고가 RF Diathermy 장비에 의존하던 온열 자극 기술을 소형·저비용의 실험 플랫폼으로 대체할 수 있는 가능성을 제시한다. 설계 구조가 단순하고 제조 비용이 낮기 때문에, 향후 성능 튜닝, RF 출력 측정, 안전성 검증이 완료된다면 저비용 RF 치료/케어 디바이스 연구 플랫폼으로 발전할 잠재력을 갖고 있다.

특히 PWM 구조는 RF Power의 평균 출력 파워 제어를 제어할 수 있어 혈류 개선, 근육 이완, 통증 완화, 조직 회복 촉진 등의 재활·물리치료 응용에서 높은 활용성을 가진다. 또한 2.45 GHz 대역에서의 심부열 효과는 지방층의 선택적 가열이 가능하여 피부 탄력 개선, 콜라겐 자극, 국소 지방 감소(body contouring) 등 미용·피부과적 응용으로 확장될 잠재력 역시 충분하다. 회로 구조의 단순성과 비용 절감 특성은 향후 비침습적·가정용 RF 케어 디바이스와 같은 차세대 헬스케어 플랫폼 개발에도 적합한 기반을 제공한다.

다만 본 프로젝트에서 구현한 프로토타입은 두 가지 기술적 한계와 현실적 한계를 갖는다.

첫째, 사용된 VCO 칩의 중심 주파수 편차로 인해 RF 출력이 설계된 2.45 GHz 대역에서 필터에 의해 대부분 차단되어 최종 출력이 제한되었다. 이는 소자 자체의 주파수 오차 문제에 기인하며, 향후 PLL 기반 주파수 합성기를 적용할 경우 안정적인 주파수 고정과 출력 품질 확보가 가능할 것으로 판단된다.

둘째, 현재 단일 PA 구조에서는 약 1 W 이상의 고출력 응용을 커버하기에 한계가 존재한다. 추후 Wilkinson Power Combiner를 이용한 다중 PA 병렬 구조로 확장하면 저비용을 유지하면서 출력 스케일링, 열 분산 측면에서 고출력 RF Diathermy 혹은 광범위 조직 자극 응용에도 대응할 수 있을 것으로 기대된다.

또한 현실적인 한계도 존재한다. 최근 2024.10에 행정예고가 된 식품의약품안전처의 시행규칙 개정안을 보면 신개발 의료기기에 적용되는 허가심사 수수료 등을 대폭 인상하였다. 신개발 의료기기 허가심사 수수료에 98,430,000원, 기술문서 사전 검토에 55,240,000원, 임상시험자료 사전검토에 39,170,000원이 되었다. 다행히 신개발 의료기기의 의미가 이미 허가 받은 제품과 작동 원리가 다른 기기들을 의미하는 것이지만, 위를 통해 의료기기의 현실적인 비용적 한계가 존재함을 알 수 있다.

또한 의료기기는 일반적인 전자제품과 달리 아래의 표에서 볼 수 있듯이 엄격한 규격과 성능검사가 존재한다. 이번 프로젝트는 현실의 정부규격에 맞춰 설계하지 않아, 실용화에 문제가 존재한다.

위의 한계들을 극복한다면 본 프로토타입은 교육·연구용 RF 열 자극 시스템을 넘어, 실제 조직 기반 실험 및 고출력 치료기 개발로 확장 가능한 기반 플랫폼으로 발전될 수 있을 것이다.

TABLE III.
Exposure Limits of Electric and Magnetic Fields by Frequency Range

주파수 범위	전기장강도 (V/m)	자기장강도 (A/m)	자속밀도 (μT)	전력밀도 (W/m²)
1Hz 이하	—	3.2×10^4	4×10^4	
1Hz 이상 ~ 8Hz 미만	10,000	$3.2 \times 10^4/f^2$	$4 \times 10^4/f^2$	
8Hz 이상 ~ 25Hz 미만	10,000	$4,000/f$	$5,000/f$	
0.025kHz 이상 ~ 0.8kHz 미만	$250/f$	$4/f$	$5/f$	
0.8kHz 이상 ~ 3kHz 미만	$250/f$	5	6.25	
3kHz 이상 ~ 150kHz 미만	87	5	6.25	
0.15MHz 이상 ~ 1MHz 미만	87	$0.73/f$	$0.92/f$	
1MHz 이상 ~ 10MHz 미만	$87/f^{1/2}$	$0.73/f$	$0.92/f$	
10MHz 이상 ~ 400MHz 미만	28	0.073	0.092	2
400MHz 이상 ~ 2,000MHz 미만	$1.375f^{1/2}$	$0.0037f^{1/2}$	$0.0046f^{1/2}$	$f/200$
2GHz 이상 ~ 300GHz 미만	61	0.16	0.20	10

TABLE IV.
Current Exposure Limits by Frequency

주파수	전류 한계 값 (실효값)
DC	80 mA
≤ 400 Hz	50 mA
> 400 Hz to < 1500 Hz	80 mA
> 1500 Hz	100 mA