



**UZAY UYGULAMALARI İÇİN K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ
YÜKSELTEÇ MODÜL TASARIMI VE ÜRETİMİ**

Galip Orkun ARICAN

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

MAYIS 2021

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

İmza

Galip Orkun ARICAN

28/05/2021

UZAY UYGULAMALARI İÇİN K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ MODÜL TASARIMI VE ÜRETİMİ

(Doktora Tezi)

Galip Orkun ARICAN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mayıs 2021

ÖZET

Bu tez çalışmasında, jeosenkron yörüngelerde görev yapan ticari uydularında kullanılabilecek K-bant çalışma frekansına sahip radyo frekansı (RF) ön-uç düşük gürültülü yükselteç (low noise amplifier-LNA) modül tasarlanarak üretilmiştir. Geliştirilen LNA modül, uydu haberleşmesinde görev yapabilecek elektriksel ve fiziki performansları sağlayacak şekilde tasarlanarak üretilmiştir. Bu kapsamda geliştirilen ve üretilen LNA modülün gürültü figürü karakterizasyonu iyileştirmeye yönelik düşük gürültülü devre tasarım topolojileri ve üretim teknikleri kullanılmıştır. LNA modül tasarımında kullanılmak üzere çok düşük gürültülü yükselteç yonga tasarım gerçekleştirilmiştir. LNA yonga tasarımı, ortak kaynak topolojisi temel alınarak iki kademeli bir devre mimarisine göre gerçekleştirilmiştir. Bu sayede, LNA yonganın kazanç ve doğrusallık performansları iyileştirilmiştir. Ek olarak, LNA yonganın kararlılığını iyileştirmek ve transistörlerin giriş uyumlama devrelerini basitleştirerek gürültü figürü ile kazancı dengelemek amacıyla her bir yükselteç kademesindeki transistörlere kaynak dejenerasyon yöntemi uygulanmıştır. Fransa'da OMMIC firmasında üretimi tamamlanan LNA yongadan 18-21 GHz frekans bandında 1.05 dB'den düşük gürültü figürü ile 21 dB'de yüksek kazanç elde edilmiştir. Ayrıca, LNA'nın yonganın P1dB çıkış gücü ile taşıyıcının girişime oranı (carrier-to-interference - C/I) değerleri sırasıyla +9.2 dBm ile -70 dBc olarak elde edilmiştir. Bu ölçüm sonuçlarına göre, literatürde K-bantta çalışan en düşük gürültülü ve yüksek kazançlı yükselteç elde edilmiştir. Elde edilen LNA yongalar kullanılarak girişi WR51 dalga kılavuzu ve çıkışı 2.92 mm konektörlü LNA modül tasarımı ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen LNA modülden 18-21GHz frekans bandında 1.4dB gürültü figürü ve 36 dB'den yüksek kazanç elde edilmiştir. Ek olarak LNA modülün, güç ve doğrusallık ölçümlerinde P1dB ve C/I değerleri sırasıyla +7.4 dBm ve -62 dBc olarak elde edilmiştir. Geliştirilen LNA modülün zorlu uzay şartlarında 15 yıl çalışabilmesini öngörebilmek amacıyla radyasyon, parça indirgenme ve güvenilirlik analizleri yapılmıştır.

Bilim Kodu : 90516

Anahtar Kelimeler : Galyum arsenik, LNA, MMIC, HEMT, Uydu haberleşmesi

Sayfa Adedi : 120

Danışman : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

İkinci Danışman : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

DESIGN AND DEVELOPMENT OF K-BAND LOW NOISE AMPLIFIER MODULE FOR SPACE APPLICATIONS

(Ph. D. Thesis)

Galip Orkun ARICAN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

May 2021

ABSTRACT

In this thesis, the radio frequency (RF) front-end K-band low-noise amplifier (LNA) module for space applications has been designed and manufactured. The LNA module has been developed to provide electrical and physical performances that can serve in satellite. In this context, a LNA monolithic microwave integrated circuit (MMIC) was designed and manufactured by using low-noise circuit topologies to enhance the noise characterization of the LNA module. The LNA MMIC design has been implemented with a two-stage circuit architecture based on a common-source topology. Thus, the gain and linearity of the LNA MMIC are improved. In addition, the source degeneration method was applied in each stage so as to enhance the stability and balance the gain with noise figure by simplifying the input matching. A gain of 21 dB with a noise figure less than 1.05 dB in the 18-21 GHz was obtained from the LNA MMIC. In addition, the P1dB output power and carrier-to-interference (C/I) of the LNA MMIC were obtained as +9.2 dBm and -70 dBc, respectively. According to measurement results, the lowest noise with moderately high gain in the K-band was obtained in the literature. Utilizing the developed LNA MMIC, the design and production of the LNA module with input WR51 and output 2.92 mm connector were realized. From the developed LNA module, noise figure of 1.4 dB and a gain of 36 dB were obtained in the 18-21 GHz. Moreover, P1dB and C/I of the LNA module were obtained as +7.4 dBm and -62 dBc, respectively. In order to predict that the developed LNA module can operate in harsh space conditions for 15 years, radiation, part approval process and reliability analyzes have been performed.

Science Code : 90516

Key Words : Gallium arsenide, LNA, MMIC, HEMT, Satellite communication

Page Number : 120

Supervisor : Prof. Dr. Nursel AKÇAM

Co-Supervisor : Prof. Dr. Erdem YAZGAN

TEŞEKKÜR

Doktora eğitimim süresinde bilgisini ve desteğini hiç bir zaman esirgemeyerek sağlamış olduğu tüm desteği için danışman hocam Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a, tez çalışmam sırasında engin bilgisini ve yardımlarını esirgemeyen 2. danışman hocam Prof. Dr. Erdem YAZGAN'a ve tez izleme komitemin değerleri hocaları Sayın Prof. Dr. Murat H. SAZLI ve Sayın Doç. Dr. Özgür ERTUĞ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Ek olarak, tez savunması jüri üyelerim Sayın Prof. Dr. Murat KOYUNCU'ya, Sayın Doç. Dr. Tuğba SELCEN NAVRUZ'a ve Sayın Doç. Dr. Ertuğrul AKSOY'a teşekkür ederim.

Tez çalışmam kapsamında geliştirilen modülün tasarım, üretim ve ölçüm faaliyetlerinde tüm teknik altyapısını kullanmış olduğum ASELSAN A.Ş.'ye çok teşekkür ederim. Tez çalışmamda her türlü desteği sağladıkları için bölüm yöneticilerimden Sayın Tuğrul ERTEKİN'e ve tasarım liderim Dr. A. Hakan ÇOŞKUN'a teşekkür ederim.

Beni yetiştiren ve hayatım boyunca her koşulda bana desteklerini, hoşgörü ve sabırlarını esirgemeyen, varlıklarıyla onur ve gurur duyduğum sevgili annem Firdevs ARICAN, babam Yücel ARICAN'a en derin şükranlarımı sunuyorum. Her daim yanımda olan Dr. Dilara ARICAN ve Dr. Gökhun ARICAN'a desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

Doktora başlamamdan tez teslimine kadar geçen sürede karşılaşmış olduğum tüm zorluk ve sıkıntılarda her zaman destek olarak tecrübe ve bilgilerinden yararlandığım eşim Dr. Özge ARICAN ile hayatıma renk katan canım oğlum Mert ARICAN'a sonsuz teşekkür ediyorum

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xv
1. GİRİŞ.....	1
2. DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇLERİN TEMELLERİ	11
2.1. Gürültü	11
2.1.1. Gürültü faktörü	13
2.1.2. Gürültü gücü	14
2.1.3. İki kapılı sistemlerde gürültü teorisi	15
2.1.4. Çok kademeli (kaskad) yapılarda gürültü formülü.....	21
2.2. Doğrusallık.....	22
2.2.1. Harmonik bozunum	23
2.2.2. Kazanç bastırma	23
2.2.3. Arakiplenim bozunumu	24
2.3. Kararlılık	26
2.4. LNA Tasarım Topolojileri	27
2.5. Gürültü Figürü Ölçüm Yöntemleri.....	30
2.5.1. Y-faktör yöntemi	30
2.5.2. Soğuk kaynak yöntemi	31

3. K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ YONGA TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ.....	33
3.1. Üretim Kütüphanesi Seçimi	33
3.2. Transistör Seçimi	34
3.3. LNA Yonga Şematik Tasarımı.....	40
3.4. LNA Yonga Elektromanyetik Tasarımı	51
3.5. LNA Yonga Elektromanyetik Tasarım Benzetim Sonuçları	52
3.6. LNA Yonganın Gerçeklenmesi.....	56
3.7. LNA Yonga Ölçüm Sonuçları	57
3.8. LNA Yonga Tasarım ve Ölçüm Sonuçları Karşılaştırılması	64
4. K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ MODÜL TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ	69
4.1. LNA Hibrit Modül Bileşenleri	69
4.2. RF Taşıyıcı Tasarımı ve Üretimi.....	70
4.3. RF Kavite Tasarımı	71
4.4. WR51 Dalga Kılavuzundan Mikroşerite Uyarlayıcı Tasarımı ve Üretimi	74
4.5. DC Güç Kartı Tasarımı ve Üretimi	77
4.6. Mekanik Gövde Tasarımı ve Üretimi	79
4.7. LNA Modül Ölçüm Sonuçları.....	82
5. ANALİZLER.....	89
5.1. Radyasyon Analizi	89
5.1.1. Radyasyon ortamının oluşturulması	93
5.1.2. Toplam iyonlaştırıcı doz (TID) analizi	98
5.2. Parça İndirgenme Analizi.....	99
5.3. Güvenilirlik Analizi	100
5.3.1. LNA yonga hata oranı analizi.....	101

	Sayfa
5.3.2. Direnç hata oranı analizi.....	101
5.3.3. Kondansatör hata oranı analizi	102
5.3.4. LNA modül hata oranı analizi	103
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	105
KAYNAKLAR	109
EKLER.....	115
EK-1. LNA yonga birinci kademe giriş uyumlama devresi.....	116
EK-2. LNA yonga birinci kademe çıkış uyumlama devresi	117
EK-3. LNA yonga ikinci kademe giriş uyumlama devresi	118
EK-4. LNA yonga ikinci kademe çıkış uyumlama devresi.....	119
ÖZGEÇMİŞ	120

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. Uydu çalışma frekans bantları ve dalga boyları	2
Çizelge 1.2. K-bant uydu iletişimi için yeni frekans genişlemeleri (WRC-19).....	4
Çizelge 2.1. LNA devre tasarım topolojileri karşılaştırması	28
Çizelge 3.1. Üretim evlerine ait süreç özelliklerinin karşılaştırması	34
Çizelge 3.2. LNA yonga şematik benzetim sonuçları.....	51
Çizelge 3.3.LNA yonga 2.5 boyutlu EM benzetim sonuçları.....	56
Çizelge 3.4. LNA yonga ölçüm sonuçları	63
Çizelge 3.5. LNA yonga şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu karşılaştırması....	64
Çizelge 3.6. Literatürde yer alan LNA yongaların performans karşılaştırması.....	67
Çizelge 4.1. RF taşıyıcıda yer alan devre elemanlarının listesi	71
Çizelge 4.2. LNA modül kavite benzetim sonuçları.....	73
Çizelge 4.3. WR51 uyarlayıcı boyutlar bilgileri.....	75
Çizelge 4.4. DC konektör bağlantı pim atamaları.....	82
Çizelge 4.5. LNA modül ölçüm sonuçları	88
Çizelge 5.1. GEO için Van Allen kuşağı elektron akısı (160° Batı).....	94
Çizelge 5.2. GEO için Van Allen kuşağı proton akısı (160° Batı)	95
Çizelge 5.3. GEO için kozmik ışın kaynaklı proton akışı (160° Batı).....	95
Çizelge 5.4. Biriken doz ve kalkanlama kalınlığı	96
Çizelge 5.5. Radyasyon analiz sonucu.....	99
Çizelge 5.6. LNA yonga PAR analizi	100
Çizelge 5.7. LNA modül hata oranı	104

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 1.1. Uydu yer bağı	1
Şekil 1.2. ITU uydu haberleşme bölgeleri [9].....	3
Şekil 1.3. Uydu almaç sistemi blok şeması.....	5
Şekil 1.4. LNA hibrit modül gereksinimleri	8
Şekil 2.1. Frekansa göre gürültü çeşitleri.....	11
Şekil 2.2. Giriş ve çıkıştaki sinyal gürültü oranı.....	14
Şekil 2.3. İki kapılı ideal bant geçiren süzgeç devresi	15
Şekil 2.4. Gürültüsüz iki kapılı sistem	16
Şekil 2.5. Gürültüsüz iki kapılı sistemlerde eşlenik gürültü kaynakları	16
Şekil 2.6. Çok katlı yükselteç yapıları blok şeması	21
Şekil 2.7. 1 dB kazanç bastırma noktası	24
Şekil 2.8. Doğrusallık	25
Şekil 2.9. Arakiplenim ürünleri	26
Şekil 2.10. Ortak kaynak topolojisi.....	28
Şekil 2.11. Ortak kapı topolojisi	29
Şekil 2.12. Akımı yeniden kullanımlı ortak kapı topolojisi.....	30
Şekil 2.13. Y-faktör NF ölçüm yöntemi	30
Şekil 3.1. İki kademeli LNA blok şeması	35
Şekil 3.2. 4x20 μm transistör benzetim şematığı	36
Şekil 3.3. 4x20 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları	37
Şekil 3.4. 4x20 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları (-0.1 V_g ve 1.2 V_d)	38
Şekil 3.5. 6x15 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları	39
Şekil 3.6. 6x15 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları (-0.1 V_g ve 1.2 V_d)	40
Şekil 3.7. Kaynak dejenerasyonlu ortak kaynaklı LNA küçük sinyal modeli	42
Şekil 3.8. Giriş ve çıkış kademeleri kaynak dejenerasyonu ile kararlılık devresi	44

Şekil	Sayfa
Şekil 3.9. LNA kaynak dejenerasyonu, kararlılık ve besleme devreleri.....	45
Şekil 3.10. İki kademeli LNA uyumlama devresi blok şeması.....	45
Şekil 3.11. LNA şematik devresi	47
Şekil 3.12. LNA yonga şematik tasarımı S-parametresi benzetim sonucu.....	48
Şekil 3.13. LNA yonga şematik tasarımı NF benzetim sonucu	49
Şekil 3.14. LNA yonga şematik tasarımı kararlılık benzetim sonucu	49
Şekil 3.15. LNA yonga şematik tasarımı çıkış gücü benzetim sonuçları	50
Şekil 3.16. LNA yonga şematik tasarımı doğrusallık benzetim sonuçları.....	51
Şekil 3.17. LNA yonga 3 boyutlu ve 2 boyutlu devre serimi	52
Şekil 3.18. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM S-parametresi benzetim sonucu	53
Şekil 3.19. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM NF benzetim sonucu	54
Şekil 3.20. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM kararlılık benzetim sonucu.....	55
Şekil 3.21. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM doğrusallık benzetim sonucu	56
Şekil 3.22. K-bant LNA yongalar	57
Şekil 3.23. K-bant LNA yonganın ön ve arka yüzü.....	57
Şekil 3.24. LNA yonga ölçüm düzeneği.....	58
Şekil 3.25. SOLT Kalibrasyonu.....	58
Şekil 3.26. K-bant LNA yonga S-parametresi ölçüm sonucu.....	59
Şekil 3.27. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-31$ dBm).....	60
Şekil 3.28. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-41$ dBm).....	60
Şekil 3.29. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-51$ dBm).....	61
Şekil 3.30. K-bant LNA yonga P_{1dB} ölçüm sonucu	62
Şekil 3.31. K-bant LNA yonga NF ölçüm sonucu.....	63
Şekil 3.32. K-bant LNA yonga S_{11} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu	65
Şekil 3.33. K-bant LNA yonga S_{22} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu	65
Şekil 3.34. K-bant LNA yonga S_{21} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu	66

Şekil	Sayfa
Şekil 4.1. LNA modül blok şeması.....	69
Şekil 4.2. RF taşıyıcı tasarımı serim ve üretim görüntüsü.....	71
Şekil 4.3. LNA modül 3 boyutlu kavite tasarımı.....	72
Şekil 4.4. RF kavite kesim frekansı benzetim sonucu	73
Şekil 4.5. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı 3 boyutlu serimi	74
Şekil 4.6. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlama tasarımı benzetim sonucu.	75
Şekil 4.7. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı.....	76
Şekil 4.8. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı ölçüm sonucu	76
Şekil 4.9. Kapı DC gerilim devresi.....	77
Şekil 4.10. Akaç DC gerilim devresi	78
Şekil 4.11. DC Güç kartı kesit bilgisi	78
Şekil 4.12. LNA DC güç kartı serimi	79
Şekil 4.13. LNA DC güç kartı ön ve arka yüz görüntüsü	79
Şekil 4.14. LNA modül RF kavite tasarımı	80
Şekil 4.15. LNA modül RF kavite görüntüsü	81
Şekil 4.16. LNA modül DC kavite tasarım ve montaj görüntüsü.....	81
Şekil 4.17. Üretimi tamamlanan K-bant LNA modül görüntüsü.....	82
Şekil 4.18. LNA modül S-parametresi ölçüm sonucu	83
Şekil 4.19. LNA modülün P_{1dB} noktasındaki kazanç ölçüm sonucu	84
Şekil 4.20. LNA modülün P_{1dB} ölçüm sonucu.....	84
Şekil 4.21. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-51$ dBm).....	85
Şekil 4.22. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-41$ dBm).....	86
Şekil 4.23. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-31$ dBm).....	86
Şekil 4.24. LNA modül NF ölçüm sonucu	87
Şekil 5.1. Tuzaklanmış elektron ve proton kemerleri	90
Şekil 5.2. Durdurma gücü	91

Şekil	Sayfa
Şekil 5.3. Uzay ortamı (160° batı)	94
Şekil 5.4. Toplam iyonlaştırıcı doz eğrisi	97
Şekil 5.5. LNA modül TID analiz sonucu	99



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

Açıklamalar

C	Coulomb
dB	Desibel
dBm	Desibel-milli Watt
GHz	Giga Hertz
mA	Mili Amper
mW	Mili Watt
Ω	Ohm

Kısaltmalar

Açıklamalar

C/I	Carrier to Interference
CuW	Bakır Tungsten
CG	Commen Gate
CS	Commen Source
DC	Direct Current
F	Noise Factor
FIT	Failure in Time
FPGA	Field Programmable Gate Array
GaAs	Galyum Arsenik
GEO	Geostationary Orbit
GPS	Global Positioning System
IMD	Intermodulation Distortion
InGaAs	İndiyum Galyum Arsenik
ITU	International Telecommunication Union
LET	Linear Energy Transfer

Kısaltmalar**Açıklamalar****LNA**

Low Noise Amplifier

mHEMT

Metamorphic High Electron Mobility Transistor

NF

Noise Figure

RF

Radio Frequency

RAD

Radiation Absorbed Dose

IP3

3. Arakiplenim Ürünü

MIM

Metal Insulator Metal

MAG

Maximum Available Gain

NIEL

Nonionizing Energy Loss

pHEMT

Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor

SNR

Signal to Noise Ratio

TSA

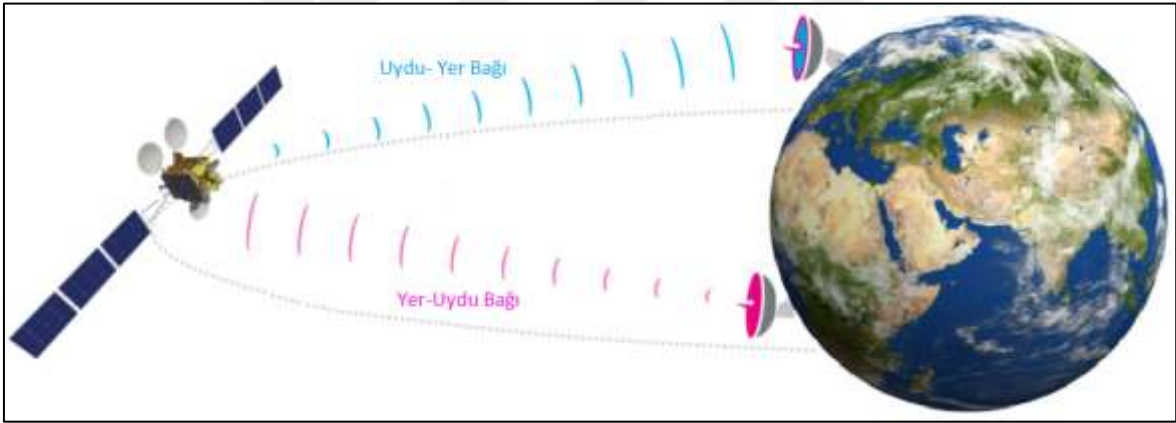
Total Signal Attenuation

Wi-Fi

Wireless Fidelity

1. GİRİŞ

Uydu haberleşme sistemleri küresel haberleşme sistemleri içerisinde kritik bir öneme sahiptir [1]. Haberleşme uyduları dünyanın etrafında matematiksel olarak tahmin edilebilir bir yörüngede döner. Dünya etrafından çeşitli yörüngelere konuşlandırılmış yaklaşık olarak 3000'e yakın sayıda yapay uydu devlet yönetimi, askeri, sivil, ticari ve karışık kullanım amacıyla haberleşme veri bağı sağlanmasında görev yapmaktadır [2]. Kullanım alanlarına göre uydular denizcilik, madencilik, bankacılık, petrol, acil durum uygulamaları ile yerleşim yerlerinden uzak ev, karakol vb. birimlere telefon, internet, veri aktarımı, hava tahmini, astronomi, haritacılık gibi hizmetler sunarlar [3]. Bu uydular, Şekil 1.1.'de gösterildiği üzere yeryüzündeki herhangi bir noktadaki yer istasyonundan uyduyu gören herhangi başka bir noktadaki yer istasyonuna sayısal ses, görüntü, video ve veri aktarımı gibi bilgi transferlerinin sağlanmasında görev yaparlar [4].



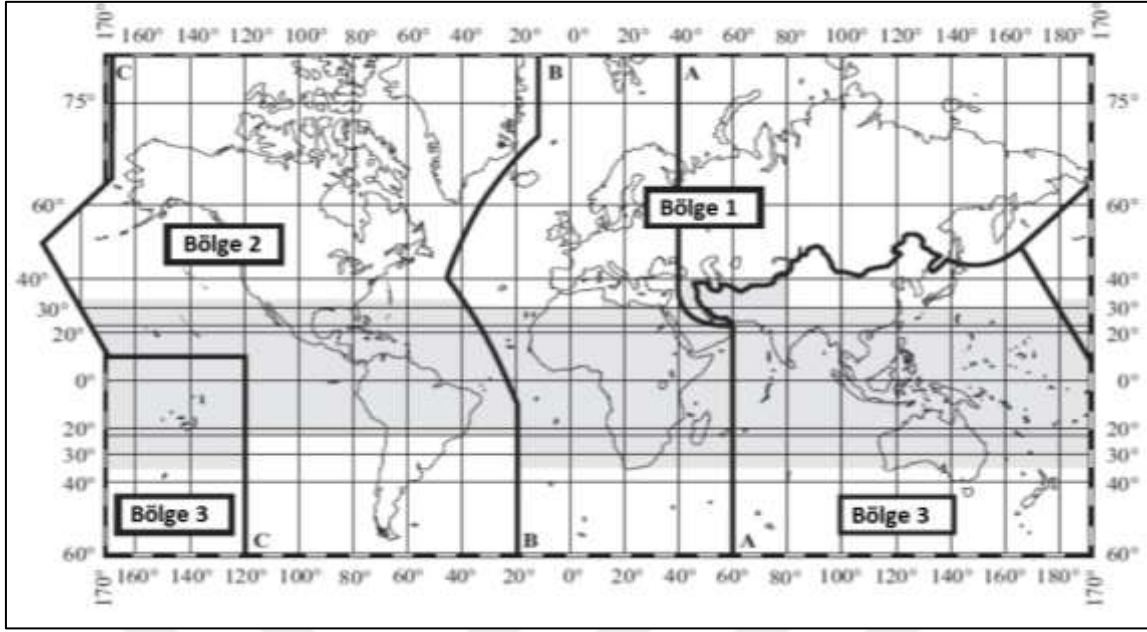
Şekil 1.1. Uydu yer bağı

Mikrodalga haberleşme teknolojisi, küçük dalga boyuna sahip olması nedeniyle uygun boyutlarda anten yardımıyla dar hüzmeye doğrudan alıcı antene doğru elektromanyetik sinyal gönderilebilmesine olanak sağlar [5]. Bundan dolayı da yüksek frekanslı uydu haberleşme sistemlerinde düşük frekans yayınlarda olduğu için birbirine yakın iki yer istasyonun birbirine karıştırması gibi olumsuzlukların ortaya çıkmasını engellenir [6]. Yüksek çalışma frekans bandına sahip uydu haberleşme sistemlerinin sunduğu bir diğer önemli fayda ise mikrodalga frekanslarda çok geniş bilgi taşıma kapasitesi sağlamasıdır.

Çizelge 1.1. Uydu çalışma frekans bantları ve dalga boyları

Frekans (GHz)	Frekans Bandı	Dalga Boyu (mm)	Kullanım Alanları
1-2	L-bant	300 – 150	Radar, Astronomi, Uydu Haberleşmesi, GPS, Mobil
2-4	S-bant	150 – 75	Radar, Uydu Haberleşmesi
4-8	C-bant	75 – 32.7	Wi-Fi, Sabit Uydu haberleşmesi
8-12	X-bant	37.5 – 25	Askeri Uydu haberleşmesi, Radar
12-18	Ku-bant	25 – 16.7	Radar, Astronomi, Sabit Uydu Haberleşmesi
18-27	K-bant	16.7 – 11.1	Radar, Astronomi, Sabit Uydu Haberleşmesi
27-40	Ka-bant	11.1 – 7.5	Radar, Astronomi, Uydu Haberleşmesi
40-75	V-bant	7.5 – 4	Radar, Astronomi, Haberleşme
75-110	W-bant	4 – 2.73	Radar, Astronomi, Uydu Haberleşmesi

Çizelge 1.1.'de görüldüğü üzere uygulama alanlarına göre uydu çalışma frekansları 1 GHz'den 110 GHz'e kadar farklı frekans bantlarındadırlar. Çizelgede farklı uygulamalar için kullanılan uydu frekans bantları L, S, C, X, Ku, K, Ka ve V bantlar olarak sınıflandırılır [7,8]. Düşük frekanslı (L, S ve C bant) sinyaller daha düşük güç seviyelerine sahipken, daha yüksek frekanslı (X, Ku, K, Ka ve V bant) sinyaller daha yüksek güç seviyelerine sahiptirler [8]. Bu da yüksek uydu çalışma frekansına sahip sinyallerin yer istasyonlarındaki 45 cm'ye kadar düşük çaplardaki antenler tarafından alınabilmesine olanak sağlar. Ek olarak, ev, iş ve gezici gibi yer istasyonlarında Ku ve Ka-bant frekanslarında çalışan uydular internet, radyo, televizyon, cep telefonu ile haberleşme araçlarıyla veri aktarımı gibi hizmetlerin alınmasında tercih edilir.



Şekil 1.2. ITU uydu haberleşme bölgeleri [9]

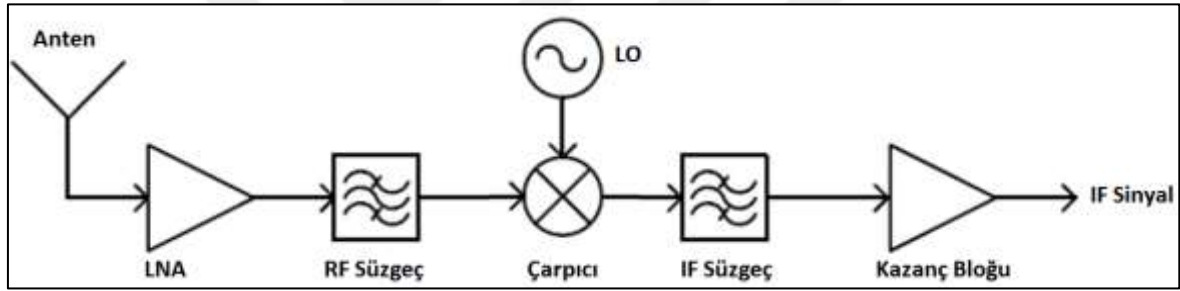
Uluslararası telekomünikasyon birliği (International Telecommunication Union - ITU) dünyayı haberleşme frekans bantları açısından üç farklı bölgeye ayırmaktadır. Dünya genelinde her bölge için uydu haberleşmesinde kullanılacak olan yer-uydu ve uydu-yer bağı çalışma frekansı bantları 1977 yılında belirlenmiş ve günümüze kadar temel frekans bantlarında ihtiyaçlara göre zaman zaman genişletmelere ve eklemelere gidilmiştir. Mevcut Ku-bant haberleşme uyduları ihtiyaçlara cevap veremediği için daha yüksek frekanslara doğru frekans bandı tahsis edilmesi ihtiyacı ortaya çıkmıştır [10]. 2019 yılında Şarm El-Şeyh’de gerçekleştirilen Dünya Radyo İletişimi konferansında (World Radiocommunication Conference, WRC2019) K-bantta Çizelge 1.2’de verildiği gibi ITU uydu haberleşmesi bölgeleri için yeni frekans bantları tanımlanmıştır [11]. Yeni frekans tanımlamalarına göre yeni nesil sabit uydularda K-bantta çalışacak yeni nesil uydu haberleşme sistemlerine ihtiyaç olacağı öngörülmektedir.

Çizelge 1.2. K-bant uydu iletişimi için yeni frekans genişlemeleri (WRC-19)

Uydu-yer ve yer-uydu bağı frekansları		
Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3
18.4-18.6GHz Sabit Sabit Uydu Mobil		
18.6-18.8GHz Yeryüzü Keşfi Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) Mobil Uzay Araştırmaları	18.6-18.8GHz Yeryüzü Keşfi Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) Mobil Uzay Araştırmaları	18.6-18.8GHz Yeryüzü Keşfi Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) Mobil Uzay Araştırmaları
18.8-19.3GHz Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) Mobil		
18.8-19.3GHz Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) Mobil		
19.3-19.7GHz Sabit Sabit Uydu (uydu-yer) (yer-uydu) Mobil		
21.4-22.0GHz Sabit Mobil Uydu Yayını	21.4-22.0GHz Sabit Mobil	21.4-22.0GHz Sabit Mobil Uydu Yayını

Haberleşme uyduları telekomünikasyon, radyo, televizyon ve internet uygulamalarının kullanımına uzay ortamında yardımcı olan bir mikrodalga tekrarlayıcısı görevinde kullanılır. Uyduda görev yapan aktarıcı (transponder) birimleri almaç-göndermeç alt sistemleriyle uydu yer istasyonundan gönderilen sinyali alıp seviyesini yükselterek sinyalin çalışma frekansını aşağı çevirip tekrar alıcı yer istasyonuna aktarılır [12]. Uydu-yer bağı çalışma frekansı yer-uydu çalışma frekansına göre uyduda görev yapan yükselteçlerin güneş panelleri aracılığıyla ürettikleri kısıtlı enerji ile çalıştığından daha düşük çalışma frekansına sahiptir. Uydu haberleşmesinde genel olarak görüş hattı genişletilmiş mikrodalga teknolojisi kullanılır. Uydu haberleşmesindeki en önemli sorunlardan biri görüş hattı mesafesinin uydu ile yer istasyonu arasındaki mesafeden ziyade uydu haberleşme ağı içindeki gürültü seviyesidir [8]. RF almaç bloklarının antenden sonraki ilk elemanı LNA'dır. Düşük gürültülü yükselteçler yer istasyonundan gelen ve anten tarafından alınan düşük güçlü

sinyalleri en düşük seviyede gürültü eklemek suretiyle yükselterek sistemin duyarlılığını belirlemekte önemli bir role sahiptir [13]. Başka bir deyişle LNA'nın temel görevi, sisteme yeteri kadar kazanç sağlayarak LNA sonrasında gelen karıştırıcı ve süzgeç gibi devre elemanlarından gelecek gürültüleri sisteme en düşük seviyede gürültü ekleyerek kısıtlamaktır [14,15]. Ek olarak, LNA güçlü bozunumların meydana getirdiği arakiplenim bozulumlarından sistemi etkilememek amacıyla yeteri kadar doğrusal çalışmalıdır. RF alması sisteminin dinamik erim aralığı sistemin doğrusallığının en düşük ve doğrusal olmayan durumunun ise en yüksek olduğu durumlarda LNA'nın sisteme ne kadar gürültü eklediğiyle belirlenmektedir. Bundan dolayı uydu aktarıcı (transponder) yapılarında yer alan RF alması sistemleri içerisinde tüm uydu haberleşme sisteminin SNR değerini belirleyen en önemli devre elemanıdır. Şekil 1.3.'de uydu haberleşmesi sistemleri faydalı yük alması alt sistemlerinde kullanılan örnek bir devre blok şeması yer almaktadır [16].



Şekil 1.3. Uydu alması sistemi blok şeması

Uydu haberleşme sistemlerine olan ilginin artmasıyla haberleşme teknolojileri ve alt sistemleri hızla gelişmektedir [17]. Gelişen uydu haberleşme sistemleri kullanıcılara çok kanallı ve kaliteli iletişim olanakları sunmak için yarış halindedir. Bundan dolayı uydu faydalı yük birimlerinde birden çok sayıda yüksek çalışma frekanslarına sahip geniş bantlı ve düşük gürültülü alması alt birimlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Günümüzde gelişen uydu haberleşme sistemleriyle kullanıcıların günlük haberleşme ihtiyaçlarıyla ülkelerin ve özel şirketlerin daha hızlı internet ve veri aktarımı sağlayabilmeleri amacıyla daha yüksek frekanslarda çalışan çok kanallı uydulara ihtiyaç duyulmaktadır. Bu ihtiyacı karşılamak amacıyla Ku-bant yer uydu bağı frekanslarında çok sayıda uydu aktarıcısı görev yapmakta olduğu için ITU Ku-bandın ötesinde frekansları kullanıma açmaya başlamıştır [11]. Bunun neticesinde K-bant çalışma frekansının ilk etapta her üç bölge ülkeleri için 18.4-18.6 GHz, 18.6-18.8 GHz, 18.8-19.3 GHz, 19.3-19.7 GHz ile 21.4-22.0 GHz frekanslarını kullanıma açmıştır [11]. Yeni nesil uyduların çalışma frekanslarının daha yüksek frekanslara doğru

yöneldiği görülmektedir. Ek olarak, K-bant çalışma frekansında yeni nesil uydu haberleşme sistemlerinin artacağı öngörülmektedir. Yeni nesil uydu haberleşme sistemlerinde yukarı yönlü frekans artışlarının yanı sıra faydalı yük birimlerinde görev yapan almaç alt sistemlerinin sayılarının artmasıyla sistemin duyarlılığının iyileştirilmesi ihtiyacı uydu haberleşmesinin en ilgi çekici konularındandır. Almaç sistemin duyarlılığının iyileştirilmesi amacıyla çok düşük gürültülü, yüksek kazançlı ve iyi bir doğrusalık performans özelliklerine sahip LNA tasarımı uydu haberleşmesinde öncelikli ihtiyaçların başında gelir. Bu taleplere çözüm olması amacıyla yüksek performanslı yüksek frekanslı düşük gürültülü yükselteç devre tasarımları ihtiyacı ortaya çıkmaktadır.

Düşük gürültülü yükselteç ile ilgili literatürde yayınlanan çalışmalar incelendiğinde çeşitli devre mimarileri ve tasarım topolojileri ile farklı üretim teknolojileri kullanılarak geliştirilen birçok yüksek çalışma frekans bandına sahip LNA yonga çalışmaları olduğu görülmüştür. Yayınlanan bu LNA çalışmalarının bazılarının uygulama alanlarına göre çok geniş bantlı, bazılarının yüksek küçük sinyal kazancı sağlarken en olabildiğince düşük gürültü figürü değerini hedeflediği, bir diğer çalışmalarda ise daha dar frekans bandına sahip ve en düşük gürültü performansı değerini sağlayacak şekilde tasarlandığı ortaya çıkmaktadır. Bu kapsamda, 2017 yılında gerçekleştirilen bir LNA yonga çalışmasında 0.15 μm kapı genişliğine sahip İndiyum Galyum Arsenik (InGaAs) pHEMT (pseudomorphic high electron mobility transistor) yarıiletken teknolojisi kullanılarak üç kademeli olarak tasarlanan LNA yongadan 18.9-35.9 GHz frekans bandında yaklaşık olarak 21 dB küçük sinyal kazancı ile bant içerisinde en düşük olduğu yerde 2.19 dB gürültü figürü değeri elde edildiği görüldü [18]. Haberleşme sistemlerinde yer alan geniş bantlı almaç birimlerinde kullanılmak üzere 2017 yılında yapılan bir çalışmada ise, 70 nm Galyum Arsenik (GaAs) teknolojisiyle üç kademeli olarak tasarlanan LNA yongadan 80 mW güç tüketimiyle çalışma frekans bandı içerisine ortalama olarak 27 dB küçük sinyal kazancı sağladığı ve gürültü figürü değerinin ise ortalama olarak 1.1 dB civarında olduğu bildirildi [19]. Bunun yanında yüksek güce karşı dayanıksız olan GaAs ve indiyum fosfat (InP) teknolojilerine alternatif olarak geliştirilen 0.1 μm kapı genişliğine sahip Galyum Nitrat (GaN) teknolojisi ile 18-31 GHz frekans aralığında için geliştirilen dört kademeli LNA yonga, 280 mW güç tüketilirken 22 dB'den yüksek küçük sinyal kazancı ile ortalama olarak 1.43 dB gürültü figürü değeri elde edildiği bildirildi [20]. Radyo astronomi uygulamalarında kullanılmak üzere 2019 yılında gerçekleştirilen diğer bir çalışmada ise ticari olarak erişebilir 0.1 μm GaAs teknolojisi kullanılarak 13.6-24 GHz frekans bandında 41 mW DC güç tüketimiyle 22 dB

küçük işaret kazancı ile 1.2 dB gürültü figürü değerlerine sahip LNA yonga geliştirildiği görüldü [21].

Bu tez kapsamında yeni nesil uydu haberleşme sistemlerinde kullanılmak üzere çok düşük gürültü ve yüksek kazanç ölçütlerine sahip uydu faydalı yük alt birimi olan almaç sistemi girişinde RF ön uç modül olarak kullanılmak üzere çok düşük gürültülü yükselteç modül tasarımı ve üretimi hedeflenmiştir. Bu kapsamda, LNA modül içinde kullanılmak amacıyla GaAs mHEMT teknolojisinin geleneksel yüksek frekanslı transistörlere göre gürültü, kazanç ve güç tüketimi gibi üstün özelliklerini keşfederek düşük gürültülü yükselteç tasarım teknikleriyle yüksek standartlara sahip bir LNA yonga tasarımı hedeflenmiştir. LNA tasarımında uygun giriş empedans değerinin transistöre tanıtılması ve uygun değerde transistörlerin kaynaklarına kaynak dejenerasyon yöntemiyle bobin etkisi yaratan iletim hatlarının kullanılması LNA'nın gürültü figürü ve kazanç performansına olumlu etki etmektedir. LNA yonga tasarımı çalışmasında transistörlerin giriş empedansı en uygun empedans değerine göre uyumlanarak transistörlerin kaynaklarına uygulanan uygun kaynak dejenerasyonlarla çok düşük gürültülü yükselteç tasarımı gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Bunun yanı sıra, RF ön uç olarak geliştirilmesi hedeflenen LNA modül tasarımında uzaya dayanıklı malzemeler kullanılarak modül tasarımı yapılmasına dikkat edilmiştir. Çizelge 1.3'te geliştirilmesi hedeflenen LNA modülün elektriksel performans gereksinimleri yer almaktadır. Bununla beraber, geliştirilmesi hedeflenen düşük gürültülü yükselteç modülün yeryüzünden yaklaşık olarak 36000km uzakta bulunan jeosenkron yörüngede (geostationary orbit - GEO) zorlu uzay radyasyon ortamında 15 yıldan uzun bir süre boyunca çalışabileceğini öngörmek amacıyla radyasyon, parça indirgenme ve güvenilirlik analizlerinin gerçekleştirilerek tasarımın uzay şartlarına uygun olarak gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir.

Şekil 1.4. LNA hibrit modül gereksinimleri

Özellik	Değer
Çalışma Frekansı	18.0 - 21.0 GHz
Giriş Gücü	-51 dBm
Giriş Arayüz	WR51 Dalga Kılavuzu
Çıkış Arayüz	2.92 mm dişi konektör
Aşırı Sürülmüş Giriş Gücü	-31 dBm
Gürültü Figürü	< 1.3 dB
Kazanç	> 36 dB
C/I	< -50 dBc
Giriş Yansıma Kaybı	< -10 dB
Çıkış Yansıma Kaybı	< -10 dB
Kararlılık	Koşulsuz kararlı

Tezin içeriği altı ana bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm, uydu haberleşme sistemleri hakkında genel bilgilerin verildiği, geçmişten günümüze uydu haberleşmesinin gelişimi ve yeni nesil uydu haberleşme sistemlerinin tanıtıldığı giriş bölümüdür. Giriş bölümünde ayrıca uydular kullanılan faydalı yük birimi aktarıcı (transponder) sistemlerinde görev yapan düşük gürültülü yükselteç devrelerin önemi ve tasarım tekniklerinden bahsedilmiştir. İkinci bölümde düşük gürültülü yükselteç devre tasarımı temellerinden bahsedilmiştir. LNA tasarımı dikkat edilmesi gereken gürültü figürü, gürültü gücü, doğrusallık, kararlılık, arakiplenim bozunumu ve kazanç bastırma noktası gibi performansını belirleyen parametreler ile gürültü figürü ölçüm teknikleri hakkında teorik bilgiler verilmiştir. Üçüncü bölümde düşük gürültülü yonga tasarımı için gerçekleştirilen literatür çalışmasıyla teknoloji karşılaştırmaları yapılarak tasarımda tercih edilen teknoloji ile üretim süreci seçiminden bahsedilmiştir. Üretim evi ve süreci seçimi tamamlandıktan sonra devre tasarımına başlamak amacıyla gerçekleştirilen transistör seçimi ile düşük gürültülü yükselteç yonga tasarımı hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. Bunun yanı sıra, LNA şematik ve serim tasarımında en düşük gürültü figürü ile en yüksek kazanç performansını elde edebilmek amacıyla gerçekleştirilen giriş ve çıkış devre uyumlamalarıyla tasarımda kullanılan devre mimarileri hakkında detaylı bilgiler verilmiştir. LNA yonganın şematik ve elektromanyetik benzetimleri tamamlandıktan sonra Fransa'da üretimi gerçekleştirilen LNA yonganın RF sonda istasyonunda elektriksel performans testleri sonuçlarına yer verilmiştir. Ek olarak, elde edilen benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçları karşılaştırmalarına yer verilmiştir. Tezin dördüncü bölümünde LNA hibrit modül tasarım ve üretim süreçleri ile LNA yongaların gerilim beslemeleri için tasarlanan DC güç kartı tasarımı, montaj ve dizgi süreçlerinden bahsedilmiştir. Ayrıca, LNA modülün anten ara yüzüne doğrudan bağlantısının

yapılabilmesi amacıyla modülün girişine dalga kılavuzundan mikroşerit hatta uyarlayıcı tasarımı ve ölçüm sonuçlarına yer verilmiştir. Ek olarak, üretimi tamamlanan LNA modül ile gerçekleştirilen elektriksel performans test sonuçlarından bahsedilmiştir. Tezin beşinci bölümde ise LNA modülün zorlu uzay şartlarında bozulmadan uzun yıllar görev yapabildiğini öngörmek ve ona göre tasarımda önlemler almak amacıyla gerçekleştirilen radyasyon, parça indirgenme ve güvenilirlik analizlerine yer verilmiştir. Tezin son bölümü olan altıncı bölümde ise tez kapsamında gerçekleştirilen çalışmalar değerlendirilerek elde edilen sonuçlardan bahsedilmiştir. Ayrıca doktora öğrenimi süresince edinilen bilgi birikiminden ve tez kapsamından çıkarak, gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında fikir yürütülerek tez çalışması tamamlanmıştır.

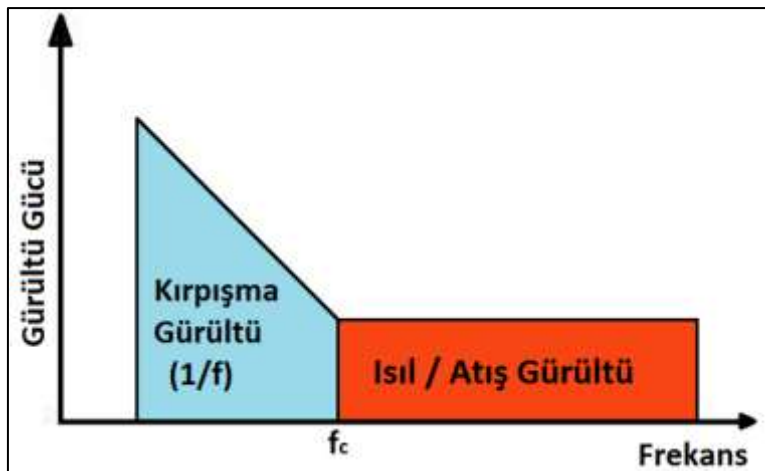


2. DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇLERİN TEMELLERİ

LNA, modern haberleşme sistemlerinde antenin hemen arkasında almaç sistemi içinde aktif sinyal işleme görevi üstlenen önemli devre elemanlarından biridir [18]. LNA, antenden alınan işareti önemli bir bozunum olmaksızın yükselterek aktarmada ve almaç sisteminin duyarlılığını belirlemede kullanılan aktif bir göreve sahiptir [7,18]. LNA'ların sistem içindeki başarı ölçütünü belirleyen en önemli iki özellikten biri alınan işarete ne kadar gürültü eklediği, diğeri ise alınan işareti ne kadar yükselttiği ile ilintidir. Gürültü figürü ve kazanç ölçütleri desibel cinsinden ifade edilir [7]. Buna ek olarak, LNA yapısının antenden alınan işaretleri doğru ve güvenilir bir şekilde almaç blok şeması içinde kendinden sonra gelen devre elemanına aktarabilmesi için devrenin kararlı ve doğrusal bir şekilde çalışması istenir.

2.1.Gürültü

Kablolu veya kablosuz herhangi bir modern haberleşme sistemi doğal veya insan yapımı etkiler ile sistemlerin birbirleriyle ya da sistemin kendi içindeki etkileşimleri istenmeyen işaretler üretilir ve bu etkileri dışardan sisteme ekleyebilir. Sisteme eklenen bu tür istenmeyen yayınlardan dolayı işaretlerden meydana gelen hata veya bozulmalar gürültü olarak tanımlanır. Gürültü jenerik bir tanım olmakla birlikte genellikle voltaj ve akım genliğinde düşük seviyede ve rastgele meydana gelen istenmeyen yayınların tümü olarak ifade edilir [16].



Şekil 2.1. Frekansa göre gürültü çeşitleri

Gürültü, elektronik devrelerde rastgele ve tahmin edilemeyen birçok etkiden dolayı oluşan istenmeyen işaretlerdir [23]. Elektronik devrelerde gürültü fiziksel kaynağına ve frekans spektrumunda meydana geldiği frekans aralığına göre Şekil 2.1.'deki gibi sınıflandırılırlar [24]. Bunlardan en önemlileri şu şekildedir:

Isıl Gürültü: Isıl gürültü veya diğer bir adıyla Johnson gürültü, elektronik devrelerde yer alan kayıplı devre elemanlarının üzerinde yer alan serbest elektronların sıcaklık etkisiyle oluşturduğu gürültü olarak ifade edilir [16, 25,26]. Isıl gürültü tüm elektronik cihazlarda ve iletim ortamlarında var olan ve sıcaklık ile bağlantılı olan bir gürültü çeşididir. Isıl gürültünün en önemli etkeni güneş olduğu için uydu haberleşme sistemlerinin bir parçası olan almaç biriminde ısı gürültü özellikle dikkat edilmesi gereken bir husustur. Elektronik devrelerde yer alan kayıplı devre elemanları frekanstan bağımsız olarak sıcaklık etkisiyle gürültü üretir. Isıl gürültü gücü

$$P_N = kTB \quad (2.1)$$

Eş. 2.1 ile ifade edilebilir 26. Burada $k=1.38 \times 10^{-23}$ (J/°K) Boltzmann sabiti, T Kelvin (K) cinsinden sıcaklığı, B Hertz (Hz) cinsinden çalışma frekans bant genişliğini ifade etmektedir. Direncin açık devre ısı gürültü voltaj değeri (v_{nt}) ise Eş. 2.2 ile ifade edilir [26].

$$v_{nt} = \sqrt{4kTRB} \quad (2.2)$$

Burada; R ohm (Ω) cinsinden direnç değeridir.

Atış (Shot) Gürültü: Atış gürültü, kuantum, foton veya Schottky gürültü olarak da adlandırılan ve genellikle yük taşıyıcıların ayırık yapılarından kaynaklı kuantum mekanik etkilerden meydana gelen bir gürültü çeşididir [7,25]. Atış gürültü, pn eklem yapılarında ayırık darbelerin meydana getirdiği akımın potansiyel engeli geçerken meydana getirmiş olduğu dalgalanmalardan dolayı ortaya çıkar. Ek olarak, atış gürültüsü ortalama değerde dalgalanan akımın etkisiyle oluşur. Atış gürültü akımı

$$\overline{I_{ns}^2} = 2qI_{DC}B \quad (2.3)$$

biçiminde verilir. Burada; q Coulomb (C) cinsinden elektron yükü, I_{DC} Amper (A) cinsinden DC akımdır. Eş. 2.3'den görüldüğü üzere ısı gürültüden farklı olarak atış gürültüsünün

meydana gelmesi için doğrusal bir akımın (I) akmasına ihtiyaç vardır ve bu gürültü sıcaklıktan bağımsızdır.

Kırpışma Gürültü: Kırpışma gürültüsü frekans spektrumunda düşük frekans değerlerinde meydana gelen bir gürültü çeşididir ve düşük frekans gürültüsü olarak ifade edilir. Kırpışma gürültü genliği, frekans ile ters orantılı olarak düşük frekanslara daha yüksek seviyelerde olduğu için $1/f$ gürültüsü olarak da adlandırılır. Kırpışma gürültü yüksek frekanslı RF uygulamalarında ihmal edilebilecek kadar düşük seviyelerdedir. Kırpışma gürültüsü gerilim kaynağı transistörün kapısına seri olarak Eş. 2.4’de verildiği gibi modellenenir.

$$\overline{V_{nf}^2} = \frac{k_p}{C_{ox}WLf} \quad (2.4)$$

Burada; k_p üretim sürecine bağlı sabittir ve üretimden üretime değişkenlik gösterebilir, C_{ox} birim alandaki kapı kondansatör değeri, W ve L ise transistörün kapı genişliği ve uzunluğudur.

2.1.1. Gürültü faktörü

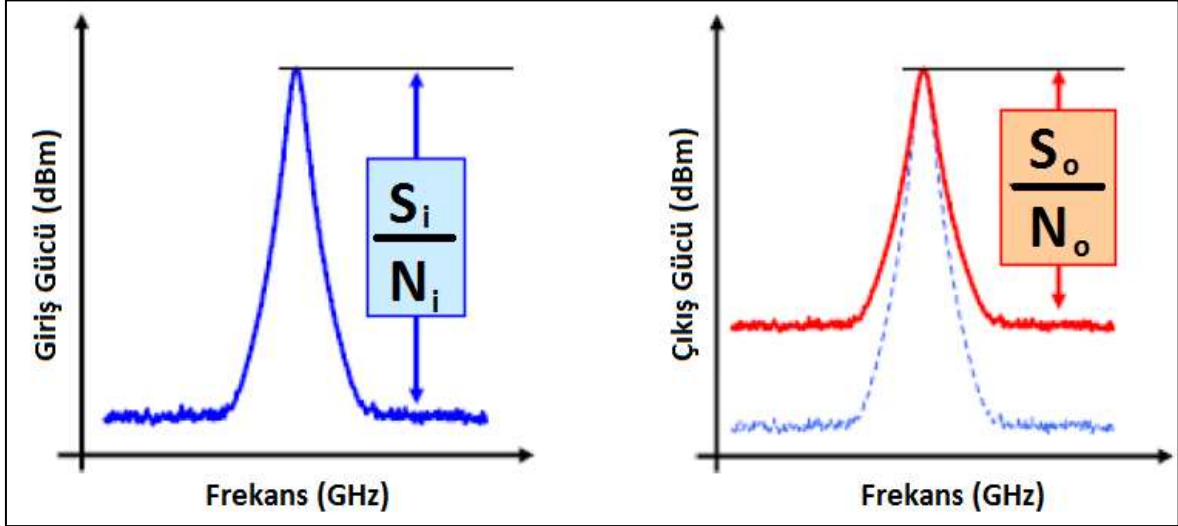
Gürültü faktörü (F), Harold Friis’nin en basit söylemine göre iki kapılı bir sistemin girişine gelen işarete fazladan herhangi bir gürültü eklenip eklenmediğini belirten bir parametre olarak tanımlanmaktadır. Başka bir deyişle gürültü faktörü iki kapılı bir sistemin sinyal gürültü oranının ne kadar kötüleştiğini ifade etmektedir. Buna göre ideal şartlar altındaki gürültüsüz iki kapılı bir sistemin girişindeki gürültü gücüne ilave bir gürültü eklenmediği durumlar için giriş ve çıkış sinyal gürültü oranı (Signal to Noise ratio – SNR) değeri aynı oranda artarak azalacağı için gürültü faktörü 1 ve üzeri bir değere eşit olur. Gürültü faktörü Eş. 2.5’de verildiği üzere giriş sinyal gürültü oranının (S_i/N_i), çıkış sinyal gürültü oranına (S_o/N_o) oranı olarak matematiksel olarak hesaplanır.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{SNR_i}{SNR_o} \geq 1 \quad (2.5)$$

Gürültü faktörü pratikte desibel cinsinden gürültü figürü (noise figure - NF) ile ifade edilmektedir.

$$NF = 10 \log(F) \quad (2.6)$$

Şekil 2.2.'de giriş ve çıkıştaki sinyal gürültü oranlarını gösteren grafikler görülmektedir.



Şekil 2.2. Giriş ve çıkıştaki sinyal gürültü oranı

2.1.2. Gürültü gücü

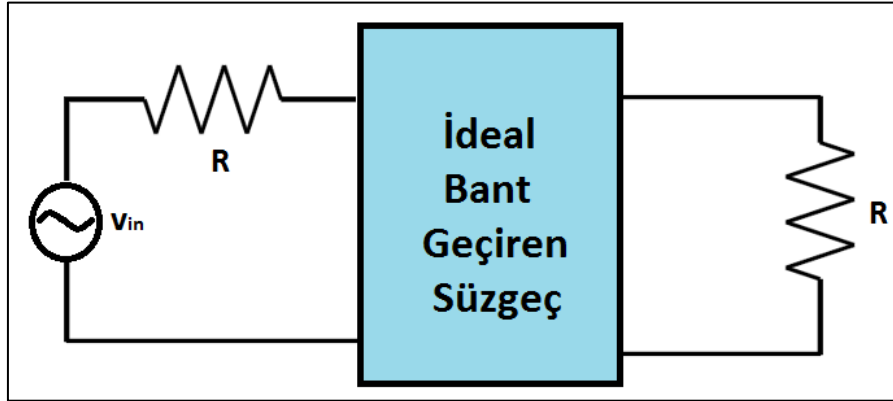
İki kapılı bir sistemin girişinin T ($^{\circ}\text{K}$) sıcaklığındaki ve R (Ω) değerinde bir direnç ile sonlandırıldığı varsayılırsa devrenin girişinde yer alan direnç üzerindeki elektronlar sıcaklıkla orantılı olarak sahip oldukları kinetik enerjilerinin etkisiyle rastgele hareket halindedir. Elektronları bu hareketleri direnç üzerinde ortalaması 0 V olan ancak rms değeri 0'dan farklı rastgele voltaj salınımlarına sebep olur. Rayleigh Jeans yaklaşımına göre elektronların direnç üzerindeki rastgele salınımlarından kaynaklı oluşan yük üzerindeki gürültü gerilimi en basit şekliyle Eş. 2.7 ile ifade edilebilir [26].

$$v_{in} = \sqrt{4kTRB} \quad (2.7)$$

Buna göre gürültülü R değerindeki bir direnç, Thevenin eşdeğer devresine göre birbirlerine seri olan gürültüsüz bir direnç ve voltaj kaynağı olarak düşünülebilir. Buna göre Şekil 'te verilen iki kapılı bir sistemin en yüksek güç iletimini sağlayabilmesi amacıyla devrenin girişini sonlandırmakta kullanılan R değerindeki direncin karmaşık eşleniği olan R değerindeki başka bir direnç ile sonlandırıldığı varsayıldığında gürültü gücü Eş. 2.8 ile ifade edilebilir.

$$P_{in} = \left(\frac{v_{in}}{R+R} \right)^2 + R = \frac{v_{in}^2}{4R} = kTB \quad (2.8)$$

Gürültü gücü Eş. 2.8'e göre iki kapılı bir sistemin ortam sıcaklığının azaltılarak ve çalışma frekans bant genişliğinin daraltılarak sistemin daha düşük seviyelerde gürültü gücü üretmesi sağlanabilir.



Şekil 2.3. İki kapılı ideal bant geçiren süzgeç devresi

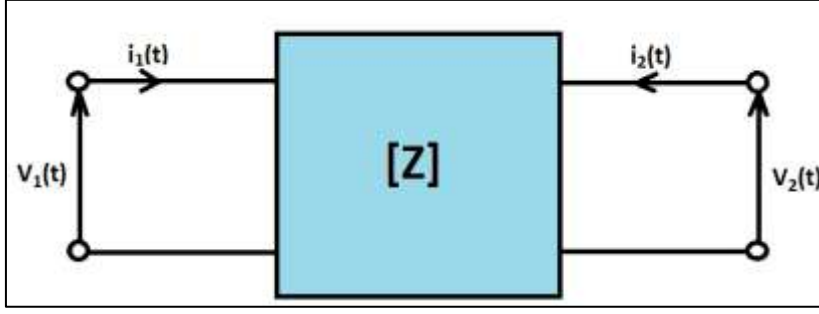
2.1.3. İki kapılı sistemlerde gürültü teorisi

İki kapılı sistemler, Şekil 2.4.'de verildiği üzere giriş ve çıkış kapılarında ikişer adet kapı olmak üzere toplamda dört adet kapıya sahiptirler. Gürültüsüz iki kapılı bir sistemin giriş ve çıkış kapılarındaki akım ve voltajlara bağlı olarak sistemin Z empedans ve Y admitans matrisleri sırasıyla Eş. 2.9 ve Eş. 2.10 kullanılarak elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

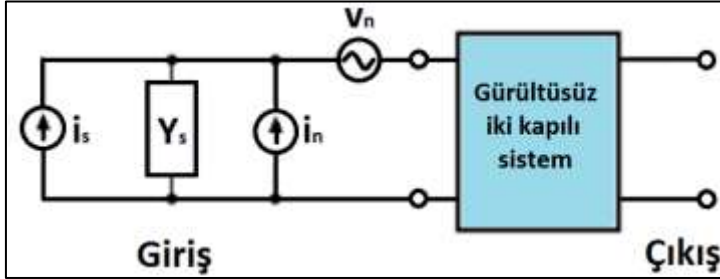
Z empedans ve Y admitans matris tanımlarında yer alan 1 ve 2 alt indisleri sırasıyla giriş ve çıkış kapılarını ifade ederken, I ve V ise sırayla zamana bağlı değişken akım ve voltaj değerlerini ifade etmektedir.



Şekil 2.4. Gürültüsüz iki kapılı sistem

Bununla birlikte iki kapılı sistemlerde gürültü analizlerini gerçekleştirebilmek amacıyla gürültüsüz iki kapılı bir devrenin girişine Şekil 2.5.'de gösterildiği gibi Y_s admitans değerine sahip I_s akım kaynağı ile ifade edilir, gürültüsüz iki kapılı devrede kaynağın gürültü kaynaklarından bağımsız olduğu varsayılır [27, 28]. Gürültüsüz iki kapılı devrenin gürültü gücü kısa devre akımının (active low I_{sc}^2) mutlak karesi ile orantılıdır ve gürültü gücü tek başına kaynak akımının (active low I_s^2) mutlak karesi ile orantılıdır. NF Eş. 2.11'de verildiği gibi tanımlanabilir [29].

$$NF = \frac{\overline{I_{sc}^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (2.11)$$



Şekil 2.5. Gürültüsüz iki kapılı sistemlerde eşlenik gürültü kaynakları

2-kapılı devrenin kısa devre akımını Şekil 2.5.'de

$$\overline{I_{sc}} = -\overline{I_s} + \overline{I_n} + \overline{v_n Y_s} \quad (2.12)$$

olarak ifade edilir. Buna göre kısa devre akımının ortalama karesi Eş. 2.13 ile hesaplanabilir.

$$\overline{I_{sc}^2} = \overline{(-I_s + I_n + v_n Y_s)^2} = \overline{I_s^2} + \overline{(I_n + v_n Y_s)^2} - 2\overline{I_s(I_n + v_n Y_s)} \quad (2.13)$$

İki kapılı sistemdeki gürültü ile kaynak gürültüleri birbirinden bağımsız olduğu için $\overline{I_s (I_n + v_n Y_s)} = 0$ olarak yazılabilir. Bu ifade, formülde yerine konulursa kısa devre akımının ortalama karesi Eş. 2.14 ile ifade edildiği şekilde sadeleştirilebilir.

$$\overline{I_{sc}^2} = \overline{I_s^2} + \overline{(I_n + v_n Y_s)^2} \quad (2.14)$$

Bu durumda gürültü figürü Eş. 2.15 ile ifade edilebilir.

$$NF = 1 + \frac{\overline{(I_n + v_n Y_s)^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (2.15)$$

İki kapılı devrenin girişine takıldığı varsayılan I_n gürültü akım kaynağının V_n gürültü voltaj kaynağıyla arasındaki bağlantılı akım değerinin I_{nc} ve bağlantısız akım değerinin ise I_{nu} ile ifade edildiği varsayılırsa, gürültü akımı

$$\overline{I_n} = \overline{I_{nu}} + \overline{I_{nc}} \quad (2.16)$$

biçiminde yazılır. I_{nc} ile V_n arasındaki bağlantıyı tanımlamak amacıyla gerçekte var olmayan bir Y_c admitans değeri Eş. 2.17'deki gibi ifade edilebilir [30,31].

$$\overline{I_{nc}} = Y_c \overline{v_n} \quad (2.17)$$

Daha sonra Eş. 2.17, Eş. 2.16'da yerine yazılırsa gürültü akımı

$$\overline{I_n} = \overline{I_{nu}} + Y_c \overline{v_n} \quad (2.18)$$

elde edilir. Eş. 2.18 ile ifade edilen değer V_n^* karmaşık gürültü voltajı ifadesi ile çarpılır,

$$\overline{I_n V_n^*} = Y_c \overline{v_n^2} \quad (2.19)$$

ve Eş. 2.18, Eş. 2.15'deki gibi ifade edilen NF eşitliğinde yerine yazılırsa NF değeri Eş. 2.20'deki gibi elde edilir.

$$NF = 1 + \frac{\overline{(I_{nu} + v_n ((Y_c + Y_s)))^2}}{\overline{I_s^2}} \quad (2.20)$$

Devre girişine eklenen akım kaynağının kondüktans değeri ile ilgili kaynağın ürettiği gürültü akımı

$$\overline{I_s^2} = 4kT_0G_sB \quad (2.21)$$

biçiminde ifade edilir. Bu eşitlikteki $G_s = \text{Re}[Y_s]$ olduğuna göre, voltaj gürültüsü eşlenik gürültü direnci R_n cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir [29-31].

$$\overline{V_n^2} = 4kT_0R_nB \quad (2.22)$$

Bunun yanı sıra bağlantısız gürültü akımı I_{nu} , eşlenik gürültü kondüktansı G_u cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\overline{I_{nu}^2} = 4kT_0G_uB \quad (2.23)$$

İki kapılı devredeki bağımlı admitans (correlated admittans) ve kaynak admitans değerlerini Eş. 2.24 ve Eş. 2.25'deki gibi tanımlandığı kabul edildiğinde,

$$Y_c = G_c + jB_c \quad (2.24)$$

$$Y_s = G_s + jB_s \quad (2.25)$$

Eş. 2.21, Eş. 2.22 ve Eş. 2.23 eşitliklerini de Eş. 2.20'de yerine konulduğunda NF eşitliği Eş. 2.26'daki gibi elde edilir..

$$NF = 1 + \frac{4kT_0G_uB + |G_s + jB_s + G_c + jB_c|^2 4kT_0R_nB}{4kT_0G_sB} = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s + B_c)^2] \quad (2.26)$$

Eş. 2.26'de verilen NF eşitliğini en düşük seviyeye indirilen bilmek için ($B_s = -B_c$) olduğu kabul edilirse ve bu ifade Eş. 2.26'da yerine yazılırsa NF ifadesi

$$NF_{B_s=-B_c} = 1 + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} (G_s + G_c)^2 \quad (2.27)$$

biçiminde sadeleştirilir. Buna göre G_s değerini en aza indirgenmesi için Eş. 2.28'i sağlamalıdır.

$$\frac{NF_{B_s=-B_c}}{dG_s} = 0 \rightarrow -\frac{G_u}{G_s^2} + R_n \frac{(2G_s(G_s+G_c)-(G_s+G_c)^2)}{G_s^2} = 0 \quad (2.28)$$

Eş. 2.27 ifadesi G_s değeri için hesaplanırsa,

$$G_s = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} \quad (2.29)$$

Buna göre NF değerinin en düşük seviyeye indirgenmesi için gerekli olan en uygun admitans değeri Eş. 2.30 ile ifade edilir.

$$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt} = \sqrt{G_c^2 + \frac{G_u}{R_n}} - jB_c \quad (2.30)$$

Eş. 2.27'ye göre en düşük gürültü figürü Eş. 2.31 ile ifade edilebilir.

$$NF_{min} = 1 + \frac{G_u}{G_{opt}} + \frac{R_n}{G_{opt}} (G_{opt} + G_c)^2 \quad (2.31)$$

Eş. 2.29 eşitliğini G_u/G_{opt} için çözer ve Eş. 2.31'de yerine yazılırsa en düşük NF değeri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} NF_{min} &= 1 + R_n \left(G_{opt} - \frac{G_c^2}{G_{opt}} \right) + \frac{R_n}{G_{opt}} (G_{opt}^2 + 2G_{opt}G_c + G_c^2) \\ &= 1 + 2R_n(G_{opt} + G_c) \end{aligned} \quad (2.32)$$

Eş. 2.32 kullanılarak, Eş. 2.26 aşağıdaki gibi yeniden ifade edilebilir.

$$NF = NF_{min} - 2R_n(G_{opt} + G_c) + \frac{G_u}{G_s} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (2.33)$$

Eş. 2.29 eşitliğini G_u için çözer ve Eş. 2.33'de yerine yazarsak minimum NF değeri aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir.

$$NF = NF_{min} + \frac{R_n}{G_s} [(G_s + G_c)^2 + (B_s - B_{opt})^2] \quad (2.34)$$

Eş. 2.34’da görüldüğü üzere NF değeri, NF_{min} ve Y_{opt} admitans değerine göre değişkenlik göstermektedir. Düşük gürültülü yükselteç devrelerde en düşük gürültü figürü performansının elde edilebilmesi Eş. 2.36’a göre NF_{min} ve $Y_{opt}=G_{opt}+jB_{out}$ değerlerine bağlıdır. Buna göre NF değeri Eş. 2.35’de verildiği üzere herhangi bir Y_{opt} admitans değerine göre belirlenebilir.

$$NF = NF_{min} + \frac{R_n}{G_s} |y_s - y_{opt}|^2 \rightarrow NF = NF_{min} + \frac{R_n}{Re\{y_s\}} |Y_s - Y_{opt}|^2 \quad (2.35)$$

Normalize olmuş kaynak ve en uygun kaynak admitans değerleri Eş. 2.36 ve Eş. 2.37 ile ifade edilebilir.

$$y_s = Y_s Z_0 = \frac{G_s + jB_s}{Y_0} = g_s + jb_s \quad (2.36)$$

$$y_{opt} = Y_{opt} Z_0 = \frac{G_{opt} + jB_{opt}}{Y_0} = g_{opt} + jb_{opt} \quad (2.37)$$

Y_s ve Y_{opt} admitans değerleri yansıma katsayıları cinsinden Eş. 2.38 ve Eş. 2.39 ile ifade edilebilir.

$$y_s = \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s} \quad (2.38)$$

$$y_{opt} = \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (2.39)$$

Buna göre kaynak ve en uygun yansıma kaynak katsayıları sırasıyla Eş. 2.40 ve Eş. 2.41 ile ifade edilebilir.

$$\Gamma_s = \frac{1 - y_s}{1 + y_s} \quad (2.40)$$

$$\Gamma_{opt} = \frac{1 - y_{opt}}{1 + y_{opt}} \quad (2.41)$$

$$NF = NF_{min} + 4r_n \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{|1 + \Gamma_{opt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (2.42)$$

Eş. 2.42’de verilen NF eşitliği, Smith abağında en düşük gürültü performansı değeri elde edebilmek için bir çember fonksiyonu olarak çözüldüğü zaman gürültü çemberinin merkezi (C_N) ve çapı (R_N) sırasıyla Eş. 2.43 ve Eş. 2.44 kullanılarak elde edilebilir [29].

$$C_N = \frac{\Gamma_{opt}}{1+N} \quad (2.43)$$

$$R_N = \frac{1}{1-N} \sqrt{[N^2 + N(1 - |\Gamma_{opt}|^2)]} \quad (2.44)$$

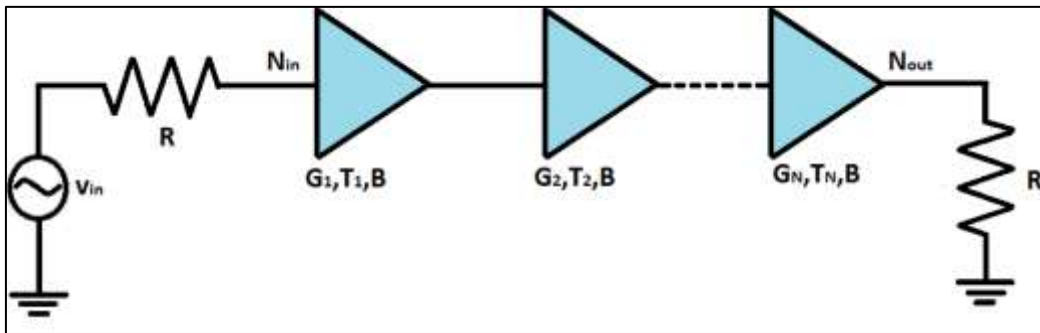
$$N = \frac{NF - NF_{min}}{4r_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (2.45)$$

2.1.4. Çok kademeli (kaskad) yapılarda gürültü formülü

Şekil 2.6.’da gösterildiği üzere birden fazla seri kademeye sahip sistemlerde, sistemin giriş gürültü gücü Eş. 2.46 ile ifade edilebilir.

$$v_{in} = \sqrt{4kTBR} \quad (2.46)$$

$$P_{in} = \left(\frac{v_{in}}{2R} \right)^2 R = kTB \quad (2.47)$$



Şekil 2.6. Çok katlı yükselteç yapıları blok şeması

Buna göre iki kademeli bir sistemin çıkışında elde edilen gürültü gücü Eş. 2.48 ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned}
N_{out} &= G_1 G_2 k T_0 B + G_1 G_2 k T_1 B + G_2 k T_2 B \\
&= G_1 G_2 k B \left(T_0 + T_1 + \frac{T_2}{G_1} \right) \\
&= G_1 G_2 k B (T_0 + T_{cas})
\end{aligned} \tag{2.48}$$

İki kademeli bir sistemin T_{cas} toplam gürültü sıcaklığı ve F_{cas} toplam gürültü faktörü ise Eş. 2.49 ve Eş. 2.50 ile hesaplanabilir [26,32].

$$T_{cas} = \left(T_1 + \frac{T_2}{G_1} \right) \tag{2.49}$$

$$F_{cas} = \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right) \tag{2.50}$$

Buna göre çok kademeli bir sistemin çıkışındaki toplam gürültü sıcaklığı ve gürültü faktörü genel olarak Eş. 2.51 ve Eş. 2.52 ile hesaplanabilir.

$$T_{total} = T_1 + \sum_{i=2}^N \frac{T_i}{\prod_{j=i}^N G_{j-1}} \tag{2.51}$$

$$F_{total} = F_1 + \sum_{i=2}^N \frac{F_i - 1}{\prod_{j=i}^N G_{j-1}} \tag{2.52}$$

2.2. Doğrusallık

Doğrusallık, haberleşme sistemlerinde alıcının farklı işaretlerinden kaynaklanan arakiplerin bozulumunu tahmin etmede kullanılan önemli elektriksel performans ölçütlerinden biridir. Haberleşme sistemlerinden, LNA, anten tarafından alınan yüksek güçlü işaretler ile çalışma durumunda hem de köreltme ve çapraz kiplenim gibi bozucu durumlara maruz kaldığı durumlarda doğrusallığını bozmadan alınan zayıf işareti doğru ve güvenilir bir şekilde işleyerek bir sonraki devre elemanına iletebilmelidir [16].

Doğrusallık analizlerinde hafıza etkisi bulunmayan doğrusal olmayan bir yükseltecin zamana bağlı olarak ve giriş gerilimine bağlı olarak değişen çıkış gücü incelenmiştir. Çıkış gerilimi, üçüncü dereceden yüksek parametrelerden ihmal edilebilir düzeyde etki geldiğinden üçüncü dereceden Eş. 2.53 gibi bir polinom ile ifade edilebilir.

$$v_{out}(t) = a_0 + a_1 v_{in}(t) + a_2 v_{in}^2(t) + a_3 v_{in}^3(t) \quad (2.53)$$

Burada $v_{in}(t)$ ve $v_{out}(t)$ sırasıyla yükseltecin giriş ve çıkış gerilimlerini ifade etmektedir. Yükselteç doğrusallık ölçütü olarak daha çok harmonik bozunum, kazanç bastırma, arakiplenim bozulumu gibi birçok parametreye bakılmaktadır.

2.2.1. Harmonik bozunum

Doğrusal olmayan bir sistemin girişine Eş. 2.54'de verildiği gibi bir gerilim uygulandığını varsayarsak,

$$v_{in} = A_{i,1} \cos(\varphi_1) \quad (2.54)$$

çıkış gerilimi,

$$\begin{aligned} v_{out}(t) &= a_1 A_1 \cos \varphi_1 + a_2 A_1^2 \cos^2 \varphi_1 + a_3 A_1^3 \cos^3 \varphi_1 \\ &= a_1 A_1 \cos \varphi_1 + \frac{1}{2} a_2 A_1^2 (1 + \cos 2\varphi_1) + \frac{1}{4} a_3 A_1^3 (3 \cos \varphi_1 + \cos 3\varphi_1) \\ &= \frac{1}{2} a_2 A_1^2 + \left(a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_1^2 \right) A_1 \cos \varphi_1 + \frac{1}{2} a_2 A_1^2 \cos 2\varphi_1 + \frac{1}{4} a_3 A_1^3 \cos 3\varphi_1 \quad (2.55) \end{aligned}$$

olarak elde edilir. Burada $\varphi_1 = \omega_1 t + \phi_1$ 'dır. Elde edilen çıkış gerilimi eşitliğinde sistemin harmonik bileşenlerinin ve harmonik gerilim oluşumlarının meydana geldiği görülmektedir. Buna göre, çıkış gerilimi eşitliği sırasıyla DC bileşen, kazanç faktörü katsayısı ile çarpılmış temel işaret, 2. ve 3. derece harmonik bileşenlerden oluşmaktadır (Eş. 2.55).

2.2.2. Kazanç bastırma

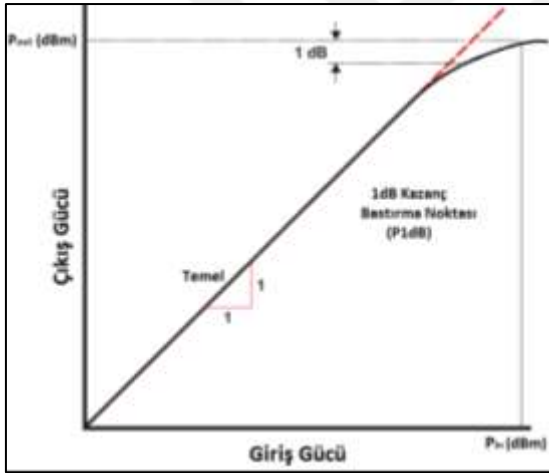
Bir yükselteç devresinin girişine küçük işaret uygulandığı zaman Eş. 2.40 ifadesinde yer alan $a_1 A_1$ bileşeni diğer tüm A_1 katsayısı içeren bileşenlerden büyük ise a_1 katsayısı yükseltecin küçük sinyal kazancına eşittir [33]. Yükseltecin girişine uygulanan işaret genliği arttıkça, çıkış gücü de belirli bir seviyeye kadar artış gösterir. Ancak Eş. 2.40 ifadesinde kazanç bileşeni içinde yer alan $(\frac{3}{4} a_3 A_1^2)$ bileşeninin değeri a_1 ile karşılaştırılabilir seviyelere gelir ve $a_1 a_3 < 0$ olduğu durum için, giriş gücü artırılırken çıkışta elde edilen kazanç değeri azalır.

Yüksek frekanslı yükselteç devrelerde kazanç bastırma yükselteçlerin en yüksek çıkış gücünü elde edebildikleri doğrusal bölgelerde çalışmaları için daha çok 1 dB kazanç bastırma olarak tanımlanır (Şekil 2.7). Başka bir deyişle, 1dB kazanç bastırma giriş gücü artırılırken çıkış gücünün beklenenden 1dB düşük elde edildiği noktadır ve 1dB kazanç bastırma noktası Eş. 2.56 ile ifade edilebilir [33].

$$20 \log[a_1] - 20 \log \left[a_1 + \frac{3}{4} a_3 A_{1dB}^2 \right] = 1dB \quad (2.56)$$

Yukarıdaki eşitlik sadeleştirilirse 1 dB kazanç bastırma koşulu Eş. 2.57 ile hesaplanabilir.

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2.57)$$



Şekil 2.7. 1 dB kazanç bastırma noktası

2.2.3. Arakiplenim bozunumu

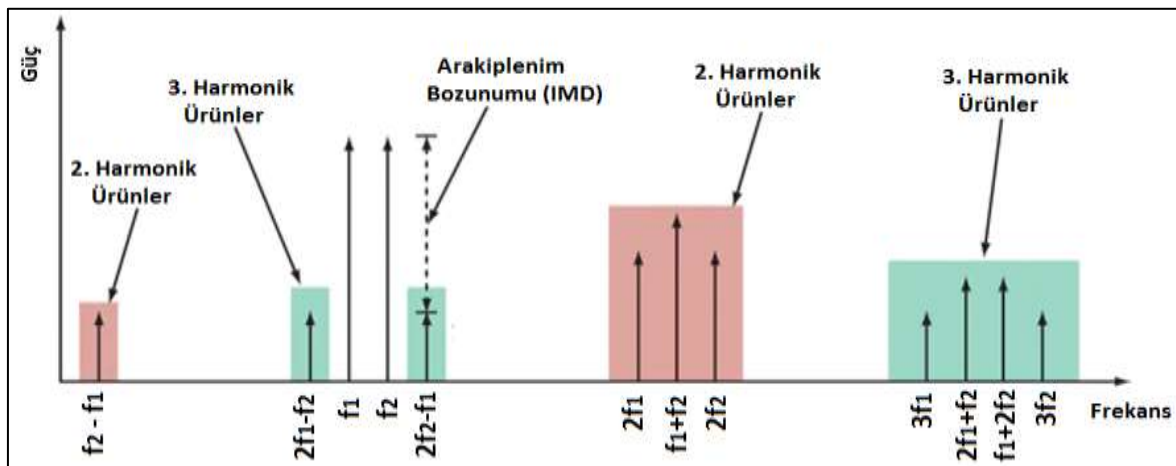
Doğrusallık ölçütü olarak kullanılan diğer ölçüt arakiplenim bozunumdur. Arakiplenim bozunumunda temel olarak yükselteç devrenin girişine aralarında belirli bir frekans mesafesi bulunan ve benzer genlik değerine sahip Eş. 2.58 ile ifade edildiği gibi farklı fazlarda iki işaret uygulanır [16].

$$v_{in} = A_{i,1} \cos(\varphi_1) + A_{i,2} \cos(\varphi_2) \quad (2.58)$$

Burada $\varphi_1 = \omega_1 t + \phi_1$ ve $\varphi_2 = \omega_2 t + \phi_2$ olduğu kabul edilir ve yükseltecin girişine Eş.2.43 ile ifade edilen farklı iki fazda uygulanan işareti Eş.2.53'de belirtilen çıkış gerilimi eşitliğinde yerine yazılırsa çıkış gerilimi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

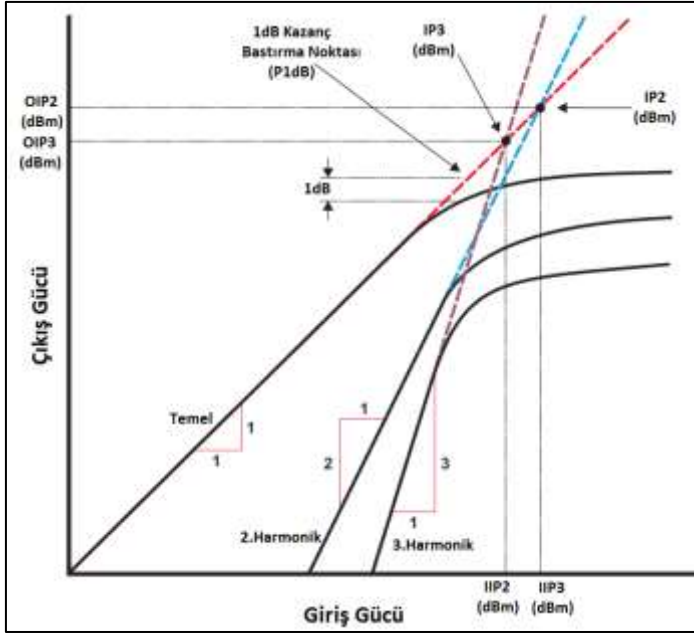
$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) = & \left(a_1 + a_3 \left(\frac{3}{4} A_{i,1}^2 + \frac{3}{2} A_{i,2}^2 \right) \right) A_{i,1} \cos \varphi_1 + \left(a_1 + a_3 \left(\frac{3}{4} A_{i,2}^2 + \frac{3}{2} A_{i,1}^2 \right) \right) A_{i,2} \cos \varphi_2 \\
 & + \frac{1}{2} a_2 (A_{i,1}^2 \cos(2\varphi_1) + A_{i,2}^2 \cos(2\varphi_2)) \\
 & + \frac{1}{4} a_3 (A_{i,1}^3 \cos(3\varphi_1) + A_{i,2}^3 \cos(3\varphi_2)) \\
 & + \frac{1}{2} a_2 A_{i,1} A_{i,2} (\cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos(\varphi_1 + \varphi_2)) \\
 & + \frac{3}{4} a_3 (A_{i,1} A_{i,2}^2 \cos(\varphi_1 - 2\varphi_2) + A_{i,1}^2 A_{i,2} \cos(2\varphi_1 - \varphi_2) + A_{i,1} A_{i,2}^2 \cos(2\varphi_1 + \varphi_2) + \\
 & A_{i,1}^2 A_{i,2} \cos(2\varphi_1 + \varphi_2)) \quad (2.59)
 \end{aligned}$$

Girişine farklı iki fazda uygulanan işaret uygulanan yükseltecin çıkış gerilimi eşitliği Eş. 2.59'da görüldüğü üzere sırasıyla temel, 2. ve 3. harmonikler ile 2. ve 3. arakiplenim ürünlerini içermektedir. Çıkış gerilimi 3.arakiplenim ürünlerine bakıldığında zaman arakiplenimlerin Şekil 2.8. Doğrusallık $(2\omega_1 - \omega_2)$, $(\omega_1 - 2\omega_2)$, $(2\omega_1 + \omega_2)$ ve $(\omega_1 + 2\omega_2)$ frekans değerlerinde oluştuğu ve bunlardan da ilk iki arakiplenim bileşenlerinin çalışma frekans bandı içerisine düştüğü görülmektedir.



Şekil 2.8. Doğrusallık

Başka bir ifadeyle, anten tarafından $(2\omega_1 - \omega_2)$ veya $(\omega_1 - 2\omega_2)$ frekanslarında alınması istenilen zayıf bir işaret ω_1 ve ω_2 frekanslarında alınana daha güçlü karıştırıcı işaretlerin meydana getirdiği 3. arakiplenim ürünlerinden kaynaklı olarak köreltir. Şekil 2.9.'da gösterildiği gibi temel işaretlerin ve 3. harmoniklerin eşit olduğu durumdaki giriş gücü, giriş arakiplenim ürünü (IIP3) ve çıkış gücü ise çıkış arakiplenim ürünü olarak tanımlanabilir.



Şekil 2.9. Arakiplenim ürünleri

2.3. Kararlılık

Kararlılık, iki kapılı sistemlerde sistemin istenmeyen yayın oluşumuna karşı gösterdiği direnci olarak ifade edilebilir [25]. Yükselteç tasarımlarında, devrenin giriş ve çıkış empedanslarının herhangi bir istenmeyen yayın oluşturmaksızın kararlı bir biçimde çalışmaları istenir. Devre kararlılığı herhangi bir koşuldaki bağımsız olarak sağlanıyorsa bu tür devrelere koşulsuz kararlı, eğer devre kararlılığı bir koşula bağlı olarak sağlanabiliyorsa bu tür devrelere ise koşullu kararlı olarak tanımlanır. Başka bir ifadeyle, iki kapılı doğrusal devrelerin koşulsuz kararlı olmaları için tüm frekans spektrumu boyunca farklı empedans değerleriyle sonlandırıldığı durumda devrede herhangi bir istenmeyen yayın gözlemlenmemesi gerekir. Bununla beraber eğer iki kapılı bir devre belirli bir empedans ve belirli bir DC besleme durumları için belirli frekans bandı aralığında kararlı hale geliyor ise bu tür devreler koşullu kararlı olarak adlandırılır. Devre tasarımında koşulsuz kararlı devrelerin kullanılması istenmeyen yayınların oluşumunu engellemek açısından önemlidir.

İki kapılı devrelerin kararlı olup olmadığı Rollet kararlılık katsayısına (k-faktör) bakılarak anlaşılır. Rollet kararlılık koşuluna göre iki kapılı bir devrenin koşulsuz kararlı olabilmesi için Eş. 2.60’da verilen k-faktörü tüm spektrum içinde 1’den yüksek ve Eş. 2.61’de verilen iki kapılı devrenin S-parametresinin determinantının “ $|\Delta|$ ” ise 1’den küçük olması gerekir. Bu iki şartı sağlayan iki kapılı devreler koşulsuz kararlılığı olarak tanımlanır.

$$k = \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.60)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.61)$$

Rollet’in iki kapılı devreler için önerdiği kararlılık denklemine ek olarak Edward ve Sinksy (1992) yükselteç devre tasarımlarında devrenin kararlılığın Eş. 2.62’de verilen geometrik kararlılığı (μ -faktör) koşuluna göre bakılarak tasarlanması gerektiği ortaya koymuşlardır [34]. Geometrik kararlılık Eş. 2.47 koşulunda yükselteç devrenin tüm frekans bandı boyunca koşulsuz kararlı olabilmesi için μ -faktörünün 1’den yüksek olması gerekmektedir. Geometrik kararlılık Smith abağında iki kapılı devrenin çıkış empedansının en yakın kararsız olduğu yeri hesapladığı için μ -faktörü 1’den ne kadar yüksek ise devre kararlılığı o kadar yüksektir.

$$\mu = \frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{22}-S_{11}^*\Delta|+|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.62)$$

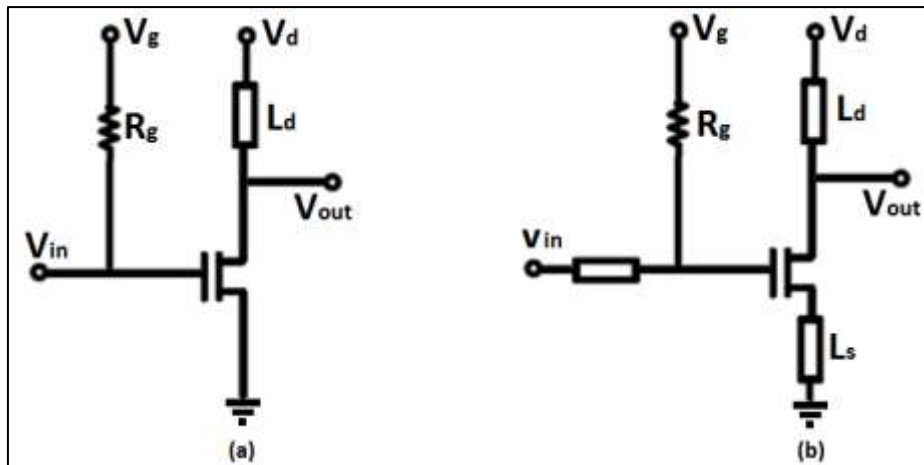
2.4. LNA Tasarım Topolojileri

RF almaç sistemlerinin duyarlılık performanslarını iyileştirmek amacıyla düşük gürültülü sayısına sahip LNA tasarımı yapılması gerekir. LNA yapılarının gürültü faktörü performansı belirlemede en önemli ölçütlerin başında devre tasarım topolojisi gelmektedir. LNA devre tasarım topolojilerinde, LNA’nın sistem toplam gürültü figürü performansı fazladan bir gürültü eklemekten alınan sinyali basit devre uyumlaması ile birkaç transistör kullanarak yükseltip bir sonraki devre bloğuna aktarması gerekir. LNA devre tasarımında temel olarak ortak kaynak, ortak kapı ve kaskad topolojileri kullanılır. **Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.**’de LNA devre tasarım topolojilerinin sağladığı performans ölçütleri karşılaştırması verilmiştir [35].

Çizelge 2.1. LNA devre tasarım topolojileri karşılaştırması

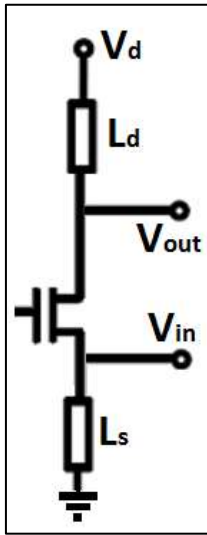
Topoloji	Düşük Gürültülü Yükselteç (LNA)		
	Ortak Kaynak (CS)	Ortak Kapı (CG)	Akım Yeniden Kullanımlı Ortak Kapı (Cascode)
Gürültü figürü	En Düşük	Yüksek	Düşük
Kazanç	Yüksek	Düşük	En Yüksek
Doğrusallık	Orta	Yüksek	En Yüksek
Bant Genişliği	Dar	Çok Geniş	Geniş
Kararlılık	Düşük	Yüksek	Yüksek
Ters İzolasyon	Orta	İyi	Çok İyi
Voltaj	Düşük	Düşük	Yüksek

LNA devre tasarımında en çok tercih edilen topolojilerin başında ortak kaynak topolojisi (Common Source - CS) gelmektedir [36-38]. CS devre topolojisinde tek bir transistör kullanılarak ve giriş gerilimi transistörün kapısından uygulanır. Kapı besleme hattında uygulamalara göre seri direnç ve bobin kullanılarak kapı gerilimi transistöre sağlanır. CS LNA yapısı Miller etkisinden kaynaklı olarak diğer topolojilere kıyasla daha dar çalışma bandına sahip olmasına rağmen transistörden elde edilebilir. CS topolojisinde, en düşük gürültü faktörü ve iyi bir doğrusallık performansının elde edilirken, bu topoloji dirençsel giriş devre uyumlaması sağlaması açısından uygun değildir. CS LNA yapısının gürültü ve kazanç performansı transistöre kaynak dejenerasyon yöntemi uygulanarak daha iyi giriş uyumlaması elde edilmek suretiyle iyileştirilir [35]. Başka bir ifadeyle, kaynak dejenerasyon yöntemi kullanılarak CS LNA'nın gürültü ve kazanç performansı iyi bir giriş uyumlama devresinin kalite faktörüne, transistörün transkondüksiyonuna ve DC gerilim akımına göre optimize edilebilir. Şekil 2.10. 'de ortak kaynak ve kaynak dejenerasyonlu ortak kaynak topolojisi örnek devre şeması yer almaktadır.



Şekil 2.10. Ortak kaynak topolojisi

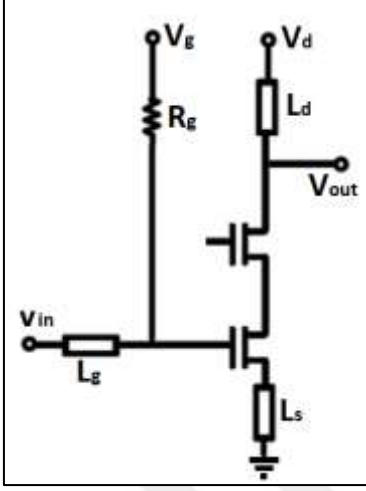
Ortak kapı (Common Gate - CG) devre topolojisi LNA tasarımlarında yaygın olarak kullanılan devre topolojilerinden biridir [39,40]. CG LNA topolojisi, CS LNA topolojisi ile kıyaslandığı zaman devrenin giriş uyumlamasına herhangi bir LC devre ihtiyacı duymaksızın daha iyi giriş yansıma kaybı sağlar (Şekil 2.11.). CG topolojisi devrenin Miller etkisinden kurtularak iyi bir ters izolasyon özelliği sergilemesine ve giriş ile çıkış devre uyumlamalarının birbirinden bağımsız olarak gerçekleştirilebilmesine olanak sağlar [41]. CG LNA tasarım topolojisi giriş yansıma kaybının seviyesini iyileştirmekte ve CS tasarım topolojisinin aksine gürültü figürü performansının daha yüksek olmasına rağmen yüksek çalışma frekanslarında daha düz gürültü figürü tepkisi elde edilmesine olanak sağlar [35].



Şekil 2.11. Ortak kapı topolojisi

Akımı yeniden kullanımlı ortak kapı topolojisi CS LNA ve CG LNA tasarım topolojilerin birbirine seri olarak bağlanmış halidir. Bu topolojide Şekil 2.12.'de gösterildiği üzere iki (2) adet transistör yapısı kullanılır. Akımı yeniden kullanımlı ortak kapı (kaskad) devre topolojisi diğer topolojilere kıyasla yüksek güç tüketimine ihtiyaç duyar. Yüksek güç tüketimi olumsuzluğuna rağmen bu topoloji yükseltecin Miller etkisinden kurtararak LNA'nın ters izolasyon performansını oldukça iyileştirir. Bu sayede LNA'nın kararlılığı ile kolay ve az elemanla giriş ve çıkış uyumlama devresi kurulabilmesini sağlar. Ek olarak, CG LNA yapısının CS LNA yapısının hemen üzerinde kullanılması tek başına uygulanan CS ve CG LNA yapılarına nazaran yüksek çıkış empedansı sağlayarak LNA'nın yüksek kazançlı olmasını sağlar. Bu devre topolojisi ayrıca düşük frekanslarda CS LNA yapılarına yakın gürültü figürü performansı sağlarken, yüksek frekanslara doğru gidildikçe gürültü

performansı kötüleşir. Bu olumsuz etkiye karşı CG transistörün girişi ile CS transistörün çıkışı arasındaki parazitik kondüktansın azaltılması gerekir [42].

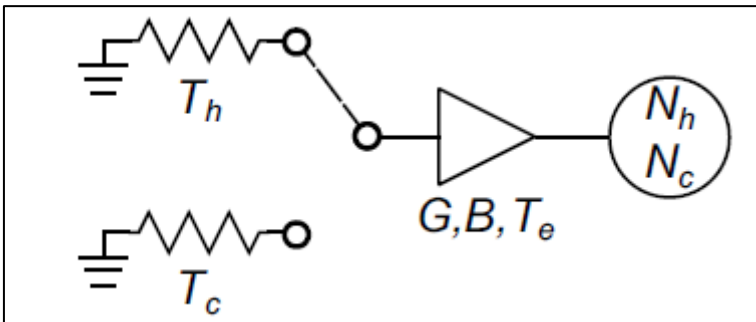


Şekil 2.12. Akımı yeniden kullanımlı ortak kapı topolojisi

2.5. Gürültü Figürü Ölçüm Yöntemleri

2.5.1. Y-faktör yöntemi

LNA devrelerinin gürültü figürünü ölçmekte en bilinen yöntemlerin başında Y-faktör yöntemi gelir. Y-faktör yöntemi temel olarak birbirinden farklı iki sıcaklık değerine sahip uyumlanmış iki yük için LNA'nın giriş portuna tanıtılarak sıcak ve soğuk durumlar için elde edilen çıkış güçlerinin birbirine oranı olarak tanımlanabilir [32]. Y-faktör yönteminde temel olarak test altındaki cihazın girişine gürültü kaynağı bağlanarak soğuk ve sıcak değerler için güç uygulayarak çıkışındaki güç seviyesinin spektrum analizörde ölçülerek gürültü figürü hesaplanır. Şekil 2.13.'te Y-faktör ölçüm yöntemi blok şeması yer almaktadır.



Şekil 2.13. Y-faktör NF ölçüm yöntemi

Y-faktör yöntemine göre yükselteç devrenin çıkış gücü sıcak ve soğuk sıcaklık değerler için sırasıyla P_c ve P_h olarak tanımlanırsa,

$$P_c = GkT_cB + GkT_eB \quad (2.63)$$

$$P_h = GkT_hB + GkT_eB \quad (2.64)$$

eşitlikleri yazılabilir. Burada G yükselteç kazancını, T_c ve T_h sırasıyla düşük ve yüksek sıcaklık değerlerini ve T_e yükseltecin eşdeğer sıcaklık değerini ifade etmektedir. Bu iki eşitlik kullanılarak Y-faktör Eş.2.65 ile hesaplanabilir.

$$Y = \frac{P_h}{P_c} = \frac{T_h + T_e}{T_c + T_e} \quad (2.65)$$

Y-faktör eşitliği kullanılarak sistemin eşlenik gürültü sıcaklığı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_e = \frac{T_h + YT_c}{Y - 1} \quad (2.66)$$

2.5.2. Soğuk kaynak yöntemi

LNA devrelerinin gürültü figürünü ölçmekte kullanılan diğer bir yöntem ise soğuk kaynak ya da diğer bir adıyla network analizör yöntemidir. Soğuk kaynak yöntemi temel olarak test altındaki cihazın girişini referans sıcaklık değerinde güç uygulayarak frekansa bağlı olarak çıkıştaki gürültü gücünü ölçerek gürültü figürünü hesaplamaktadır. Bu teknikte test edilen cihazın kazanç karakteristiğinin çok iyi bilinmesi gerekir. Bundan dolayı, çok hassas kazanç ölçebilme yeteneğine sahip network analizörler soğuk kaynak yönteminin kullanılması için ideal ölçüm aletleridir.

Soğuk kaynak yönteminde N_A değeri test altındaki cihazın sisteme eklediği gürültü, N_R ise network analizdeki alıcının sisteme eklediği gürültü olduğu kabul edilirse, network analizör tarafından ölçülen çıkış gücü Eş. 2.67'deki gibi yazılabilir.

$$P = GkTB + |N_A|^2 + |N_R|^2 \quad (2.67)$$

Bu eşitlik test edilmek istenilen sistemin sisteme eklediği gürültü değerini hesaplanmak için Eş. 2.68 gibi yeniden yazılabilir.

$$|N_A|^2 = P - GkTB - |N_R|^2 \quad (2.68)$$

Toplam gürültü figürü eşitliğinde Eş. 2.69 yerine yazılırsa

$$NF = 1 + \frac{|N_A|^2}{GkTB} = 1 + \frac{P - GkTB - |N_R|^2}{GkTB} \quad (2.69)$$

NF değeri elde edilir. Eş. 2.70 sadeleştirilirse NF değeri Eş. 2.55 ile hesaplanabilir.

$$NF = \frac{P - |N_R|^2}{GkTB} \quad (2.70)$$

3. K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ YONGA TASARIMI VE GERÇEKLEMESİ

Tezin bu bölümünde K-bant düşük gürültülü yükselteç devresi şematik ve elektromanyetik tasarımı detaylı bir şekilde anlatılmıştır. Entegre devre tasarımında ilk önce kullanılacak olan üretim kütüphanesi seçimi hakkında bilgi verilmiştir. Üretim kütüphanesi seçiminin ardından Keysight firmasının ADS tasarım yazılımı ile düşük gürültülü yükselteç şematik tasarımına başlanmıştır. Şematik tasarım tamamlandıktan sonra Keysight firmasının Moment methodu (MoM) kullanarak 2.5 boyutlu elektromanyetik çözümleme yapan ADS Momentum yazılı kullanılarak LNA yonganın serimi tamamlanarak elektromanyetik (EM) benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Tasarımı tamamlanan LNA yongaların yarıiletken üretim evinden üretilmesi tamamlandıktan sonra yongaların RF sonda istasyonunda elektriksel testleri gerçekleştirilerek ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçlarının karşılaştırması yapılmıştır.

3.1. Üretim Kütüphanesi Seçimi

LNA yonga tasarımı ve gerçekleştirilmesi için istenilen elektriksel gereksinimlerini sağlayabilecek yarıiletken üretim evi araştırmaları gerçekleştirilmiştir. Yapılan yarıiletken üretim evi araştırmaları neticesinde düşük gürültülü uygulamalarına uygun üretim hizmeti sunan üç farklı firmaya (Win, UMS ve OMMIC firmaları) ait çok düşük gürültülü yarıiletken üretim süreci ve devre elemanı kütüphaneleri olduğu görülmüştür. Çizelge 3.1’de üç (3) farklı firmaya ait toplam beş adet düşük gürültü uygulamalarına yönelik geliştirilmiş olan yarıiletken üretim süreçleri karşılaştırılması yer almaktadır. Yarıiletken üretim süreçleri karşılaştırıldığında 70 nm teknolojisine sahip mHEMT yapılı OMMIC firmasına ait D007IH sürecinin diğer üretim süreçlerine göre daha düşük NF ve daha yüksek küçük sinyal kazancı performansına sahip olduğu görülmüştür. Ek olarak, entegre devre tasarımında daha yüksek frekans değerlerinde çalışılabilme koşulunu belirleyen tek yönlü kazanç kesim frekansı (f_{max}) ile akım kesim frekansı (f_t) değerlerinin OMMIC firmasının D007IH sürecinin diğer süreçlere göre çok daha yüksek olduğu görülmüştür. Ayrıca OMMIC firmasının yarıiletken üretim süreçlerinin uzay uygulamalarına uygun bir şekilde kalifiye edilmektedir.

Çizelge 3.1. Üretim evlerine ait süreç özelliklerinin karşılaştırması

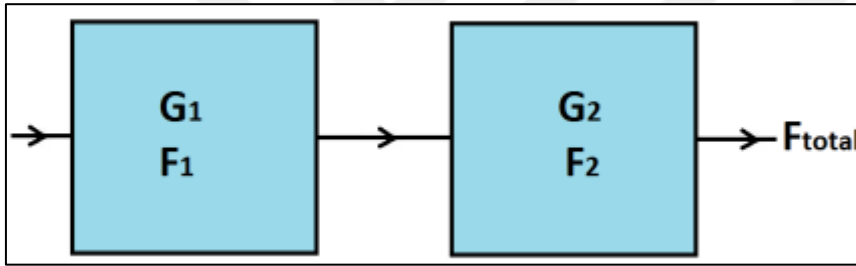
Üretim Evi	Win [43]	UMS [44]		OMMIC [45]	
Süreç Adı	PP10–10/11	PH10	PH15	D01MH	D007IH
Teknoloji	GaAs pHEMT	GaAs pHEMT	GaAs pHEMT	GaAs mHEMT	GaAs mHEMT
Kapı Uzunluğu (μm)	0.1	0.15	0.1	0.1	0.07
Transkondüktans (mS/mm)	725	640	750	700	1600
I_{dss} (mA/mm)	760	550	-	500	400
F_t (GHz)	130	110	130	150	300
F_{max} (GHz)	180	-	-	250	450
Güç Yoğunluğu (mW/mm)	860 @ 4 V, 29 GHz ($2 \times 50 \mu\text{m}$)	-	-	300	-
NF (dB)	0.9 dB @40 GHz	0.5 dB @10 GHz; 1.9 dB @60 GHz	2.3dB @70 GHz	0.8 dB @30 GHz	0.5 dB @30 GHz

3.2. Transistör Seçimi

GaAs temelli düşük gürültülü yükselteç yonga tasarımı gürültü figürü ve kazanç değerlerinin istenilen elektriksel performansları sağlayabilmesi için farklı boyutlarda transistörlerin farklı gerilim beslemesi koşulları için Keysight firmasının ADS yazılımı kullanılarak s-parametresi, NF gibi benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre istenilen kazanç performans değerini elde edebilmek amacıyla LNA yonganın iki kademeli olarak tasarlanmasına karar verilmiştir. LNA yonga tasarımı kullanılacak olan transistörün aktif alan büyüklüğü başka bir ifadeyle transistördeki toplam kapı sayısı ve uzunluğu (L_g), küçük sinyal kazancının sağlanabilmesinde belirleyici ölçütlerdir. Transistörlerde geçit genişliği kısaldıkça, yüksek frekanslardaki kazanç artarken çıkış gücü düşmektedir. Bununla beraber geçit sayısı arttıkça transistörden elde edilen çıkış gücü artarken küçük sinyal kazancı azalmaktadır. Buna göre LNA yonga tasarımının giriş kademesinde yüksek küçük sinyal kazanç elde edilmesi için daha küçük boyutlarda; yani düşük geçit uzunluğunda ve daha az geçit sayısına sahip transistörler tercih edilmiştir. LNA yonga tasarımını ikinci kademesinde ise kısmen daha düşük kazançlı, fakat yüksek güç sağlayacak, daha büyük aktif alana sahip transistör tercih edilmiştir. Belirlenen transistörlerin ısı gürültü kaynaklı gürültü sayılarını artırmamak için olabildiğince düşük

güç tüketimi ile soğuk çalıştırılarak transistörlerin gürültü faktörü en düşük seviyede tutulmuştur.

LNA yonga devre tasarımı mimarisinde, birinci kademede en düşük gürültü faktörü ve en iyi kazanç performansının elde edilmesi, ikinci kademede ise en yüksek çıkış gücü ve daha iyi doğrusallık performans değerlerinin elde edilmesi hedeflenmiştir. LNA yonga tasarımı Şekil 3.1.'de gösterildiği gibi giriş kademesi kazancı G_1 ve gürültü faktörü F_1 ile çıkış katı kazancı G_2 ve gürültü faktörü F_2 olan iki kademeli bir yükselteç devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan LNA yonganın toplam gürültü katsayısı Eş. 3.1 ile ifade edilebilmektedir. Toplam gürültü katsayısı formülüne göre sistemin gürültü performansını belirlenmesinde ağırlıklı olarak birinci kademedenin gürültü ve kazanç performansı belirleyici olmaktadır.

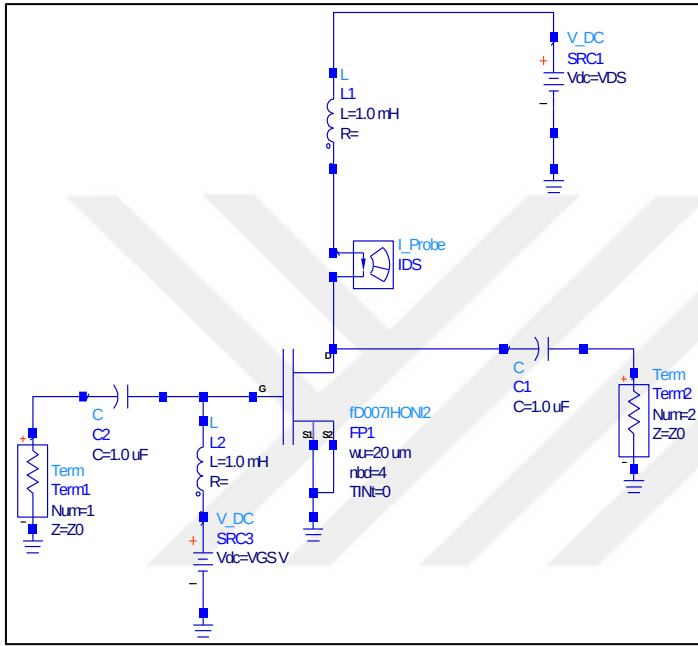


Şekil 3.1. İki kademeli LNA blok şeması

$$F_{total} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (3.1)$$

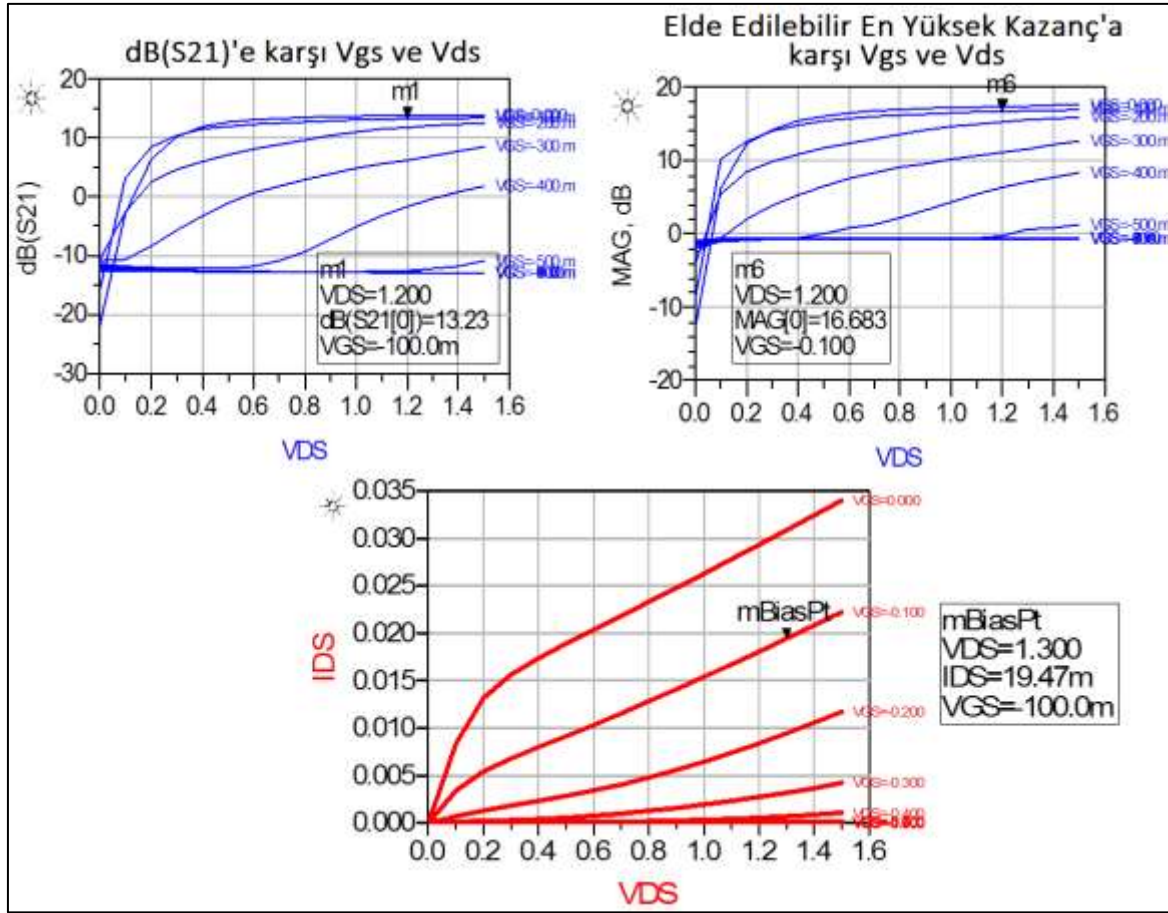
Toplam gürültü katsayısı formülüne göre LNA tasarımının ilk kademesinde gürültü faktörünün olabildiğince düşük seviyede tutulması hedeflenmesinin sebebi, çoklu kademeli yükselteç yapılarında giriş kademesinden çıkış kademesine doğru kademelerin toplam gürültü katsayısına olan etkilerinin azalmasıdır. Bunun için giriş kademesi tasarımında olabildiğince küçük boyutlarda bir transistör yapısı tercih edilerek transistör soğuk çalıştırılmıştır. Çıkış kademesi tasarımında ise, devrenin çıkış gücü ve doğrusallık performansını sağlayabilmek için giriş katında kullanılan transistör yapısından daha büyük aktif alana sahip transistör yapısı tercih edilmiştir. Buna göre LNA tasarımına ilk önce birinci ve ikinci kademelerde kullanılacak olan transistörlerin seçimi ile başlanmıştır. Transistör seçimi sırasında farklı büyüklüklerdeki çeşitleri için farklı kapı ve akaç gerilim noktaları için S-parametresi ve gürültü figürü benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen

benzetim sonucuna göre düşük gürültü figürü performansını sağlamak amacıyla giriş kademesine $4 \times 20 \mu\text{m}$ ve çıkış kademesinde de çıkış gücü ve doğrusallık performansını sağlamak için ise $6 \times 15 \mu\text{m}$ büyüklüklerinde transistörler seçilmiştir. Seçilen transistörlerin benzetimleri gerçekleştirilerek uygun DC besleme noktaları belirlenmiştir. Şekil 3.2.'de verilen devre şematiği kullanılarak $4 \times 20 \mu\text{m}$ ve $6 \times 15 \mu\text{m}$ büyüklüğündeki transistörlerin uygun DC besleme noktalarını bulmak amacıyla benzetimler gerçekleştirilmiştir.



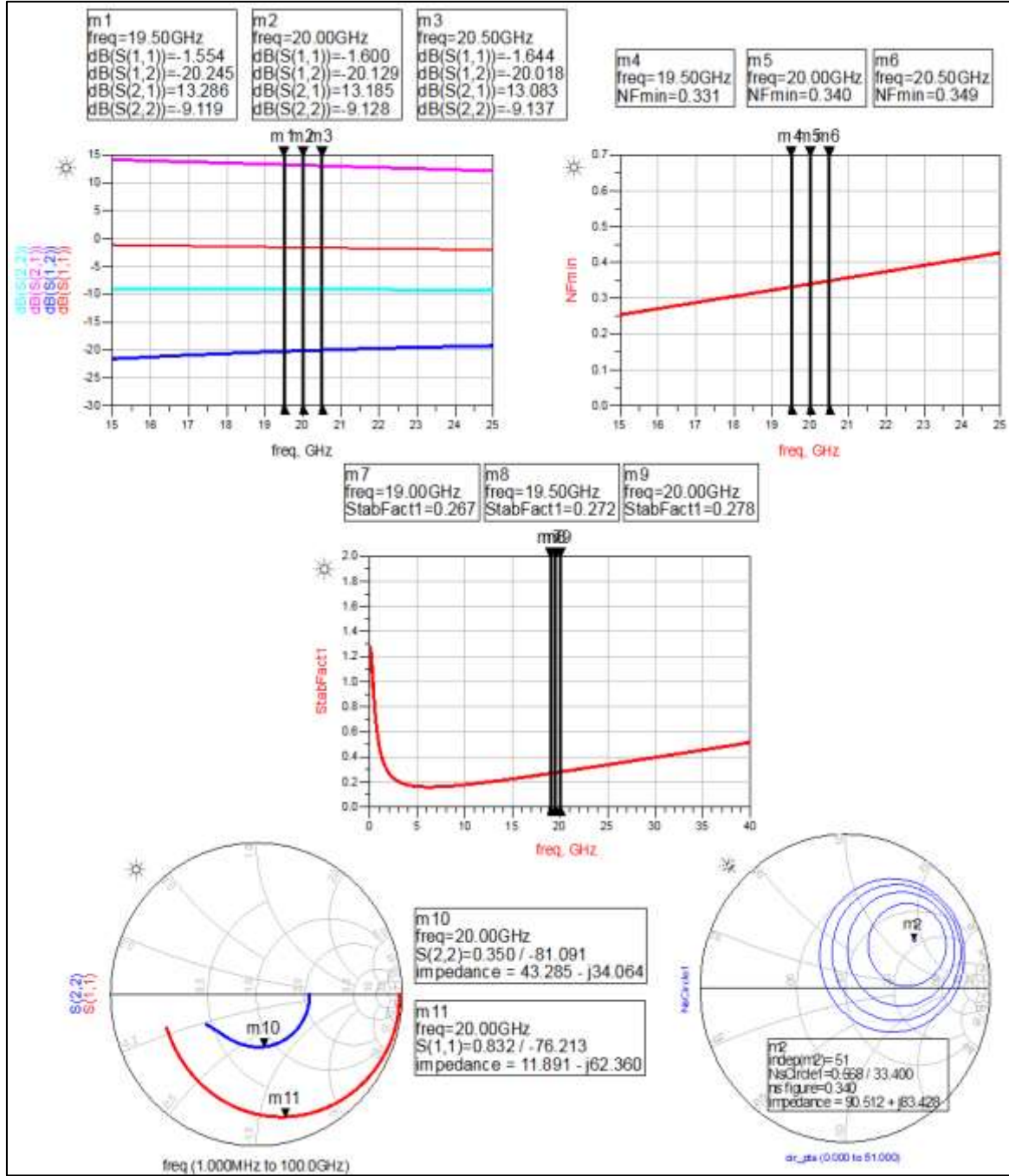
Şekil 3.2. $4 \times 20 \mu\text{m}$ transistör benzetim şematiği

Şekil 3.3.'te $4 \times 20 \mu\text{m}$ büyüklüğündeki transistörden elde edilen benzetim sonuçları yer almaktadır. Gerçekleştirilen benzetimlerde farklı transistör boyutu, kapı (V_{gs}) ve akaç (V_{ds}) gerilim değerleri için transistör benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre LNA yonga giriş kademesinde $4 \times 20 \mu\text{m}$ büyüklüğünde transistör kullanılmasına karar verilmiştir. $4 \times 20 \mu\text{m}$ büyüklüğündeki transistörün, sırasıyla $-0.1 V_{gs}$ ve $1.2 V_{ds}$ kapı ve akaç gerilim değerleri ile çalıştırıldığı zaman küçük sinyal kazancının 13.23 dB, elde edilebilir en yüksek kazancının ise 16.32 dB olduğu görülmüştür. Belirlenen gerilim değerleri için akaç akımı 19.5mA ve transistörün güç tüketimi ise 23.4 mW seviyesindedir.



Şekil 3.3. 4x20 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları

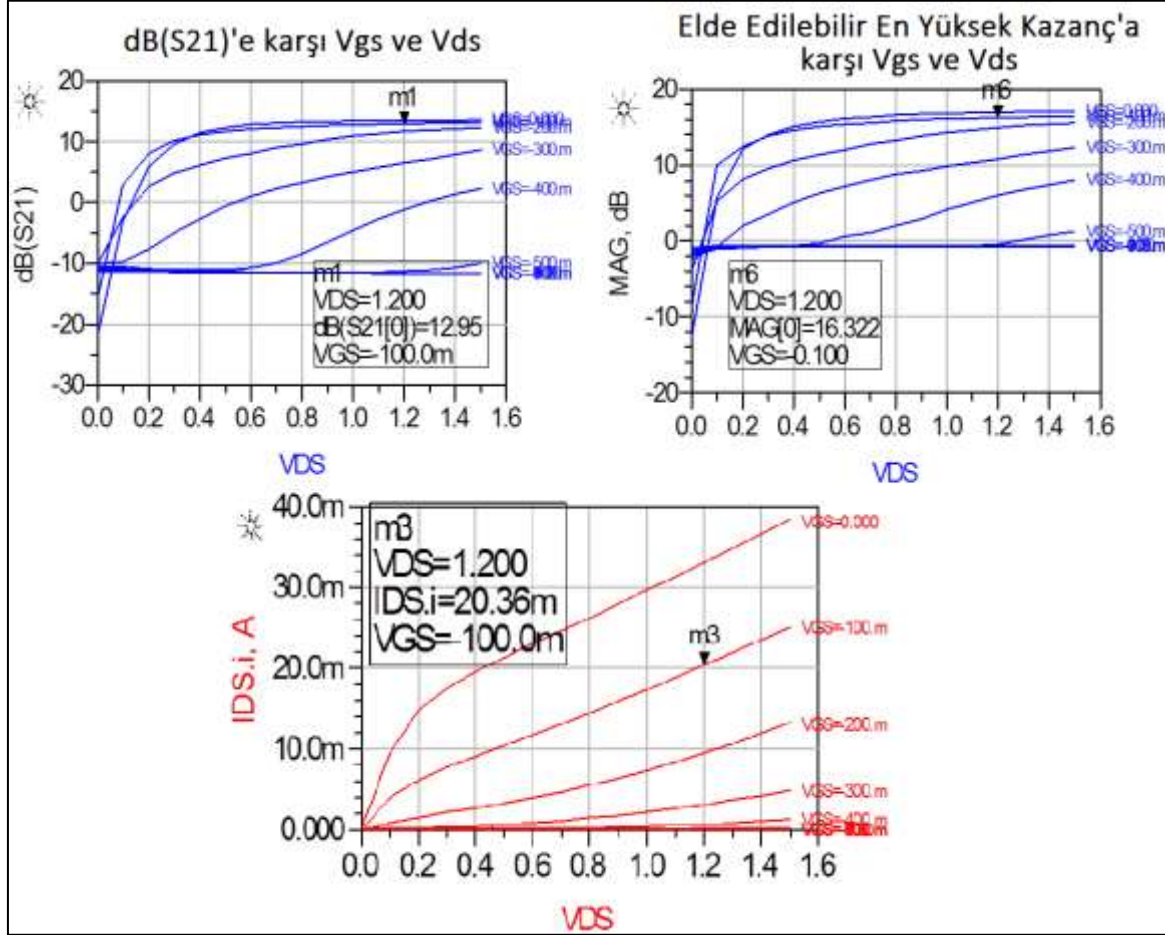
Şekil 3.4.'te 4x20 μm büyüklüğündeki transistör için -0.1 V_{GS} ve 1.2 V_{DS} kapı ve akçe gerilim değerlerinde S-parametresi ve gürültü figürü benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre transistörün en düşük gürültü figürünü sağladığı en uygun giriş empedansının $90.512+j83.428$ olduğu görülmüştür. Bu empedans değerine göre giriş devre uyumlaması yapılan 4x20 μm transistörden 0.34 dB NF değeri ile yaklaşık olarak 13.1 dB kazanç elde edilebilmektedir. Bunun yanında k-kararlık faktörü bu empedans değeri için yaklaşık olarak çalışma frekans bandı içinde 0.27 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.4. 4x20 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları (-0.1 V_g ve 1.2 V_d)

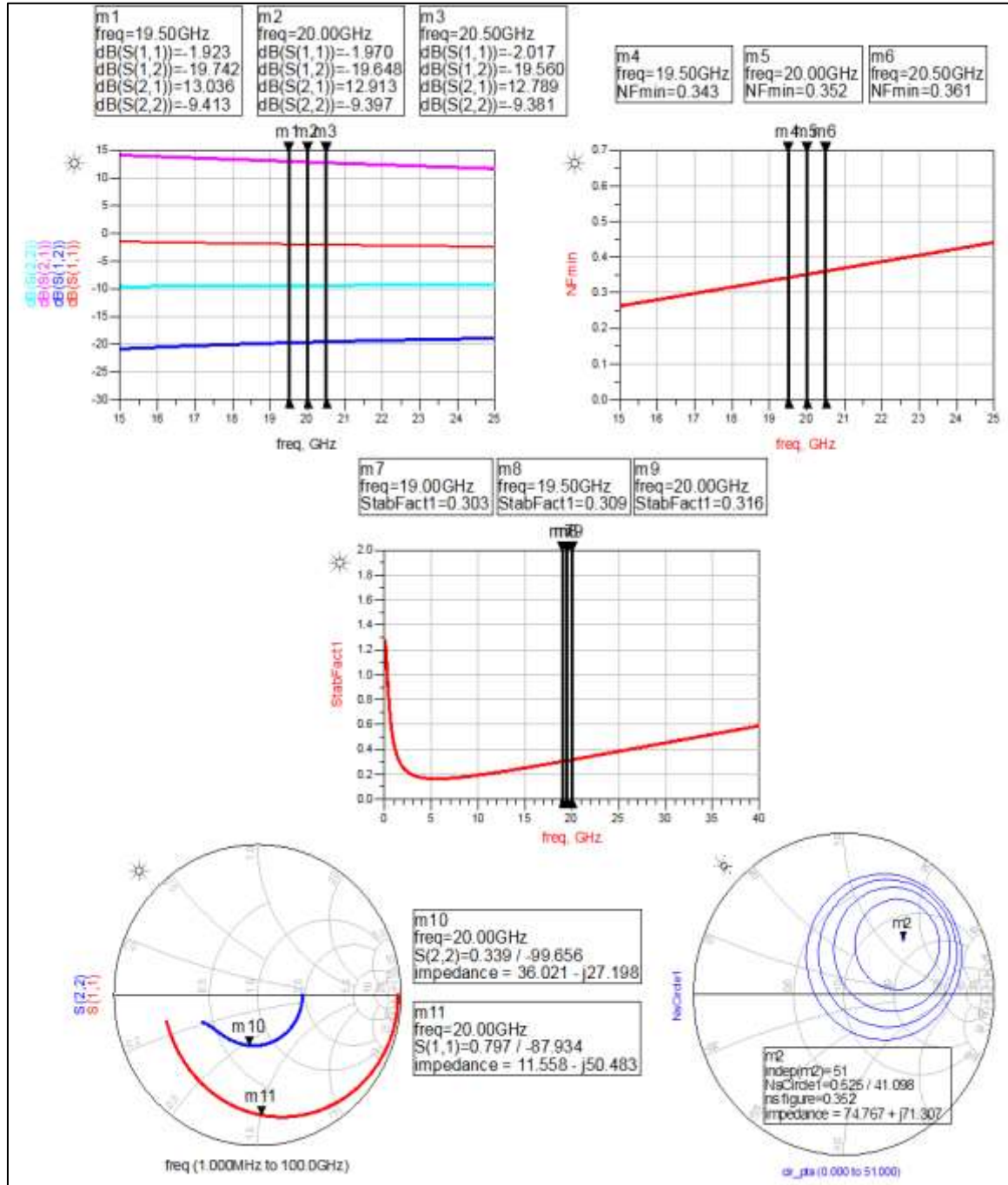
LNA yonga tasarımını çıkış kademesinde kullanılacak transistör boyutu ve çalıştırılacağı gerilim değerlerini belirlemek amacıyla farklı transistör boyutlarına, V_{gs} ve V_{ds} gerilimleri uygulanarak S-parametresi benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim sonuçlarına göre LNA yonga çıkış katında 6x15 μm büyüklüğünde transistör kullanılmasına karar verilmiştir. Şekil 3.5.'de LNA yonga çıkış kademesinde kullanılan 6x15 μm büyüklüğündeki transistörden elde edilen benzetim sonuçları yer almaktadır. Şematik benzetim sonuçlarına göre yükselteç devresi giriş katı tasarımında 6x15 μm büyüklüğündeki

transistör kapı ve akaç gerilimlerinin sırasıyla $-0.1 V_{gs}$ ve $1.2 V_{ds}$ olduğu durumlar için küçük sinyal kazancının 12.95 dB, elde edilebilir en yüksek küçük sinyal kazancının ise 16.32 dB olduğu görülmüştür. Belirlenen gerilim değerleri için akaç akımı 20.4 mA ve transistörün güç tüketimi ise 24.5 mW seviyesindedir.



Şekil 3.5. 6x15 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları

Şekil 3.6.'da 6x15 μm büyüklüğündeki transistör için $-0.1 V_{gs}$ ve $1.2 V_{ds}$ kapı ve akaç gerilim değerlerinde S-parametresi ve gürültü figürü benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre transistörün en düşük gürültü figürü performansı sağladığı en uygun giriş empedansının $74.767+j*71.307$ olduğu görülmüştür. Bu empedans değerine göre giriş devre uyumlaması yapılan 6x15 μm transistörden 0.36 dB NF değeri ile yaklaşık olarak 12.7 dB kazanç elde edilebilmektedir. Bunun yanında k-kararlık faktörü bu empedans değeri için yaklaşık olarak çalışma frekans bandı içinde 0.3 olarak hesaplanmıştır.



Şekil 3.6. 6x15 μm transistör S-parametresi benzetim sonuçları (-0.1 V_g ve 1.2 V_d)

3.3. LNA Yonga Şematik Tasarımı

LNA yonga tasarımının her bir kademesinde kullanılacak olan transistör boyutlarının seçimi tamamlandıktan sonra şematik devre tasarımına başlanmıştır. Transistörlerin tek başlarına gerçekleştirilen analizlerinde giriş ve çıkış kademelerinde kullanılacak olan 4x20 μm ve 6x15 μm transistörlerin tek başlarına kararsız durumda olduğu görülmüştür ve LNA devre tasarımında ilk önce transistörlerin tek başlarına koşulsuz kararlı hale getirilmesi gerekir. İki

kapılı doğrusal devrelerin koşulsuz kararlı olmaları için tüm frekans bandı ve tüm empedans değerleri için giriş ve çıkışı 50Ω ile sonlandırılmış devrenin çıkış spektrumunda istenmeyen işaretler gözlemlenmemesi gerekir. Bununla beraber eğer iki kapılı bir devre belirli bir empedans ve belirli bir DC besleme durumları için belirli frekans bandı aralığında kararlı hale geliyor ise bu tür devreler ise koşullu kararlı olarak tanımlanır. İki kapılı devrelerin kararlı olup olmadığına Rollet kararlılık katsayısına (k-faktör) bakılarak anlaşılır. Buna göre iki kapılı bir devrenin koşulsuz kararlı olabilmesi için k-faktörü tüm spektrum içinde 1'den yüksek ve iki kapılı devrenin S-parametresinin determinantının " $|\Delta|$ " ise 1'den küçük olması gerekir. Bu iki şartı sağlayan iki kapılı devrelere koşulsuz kararlı olarak tanımlanır.

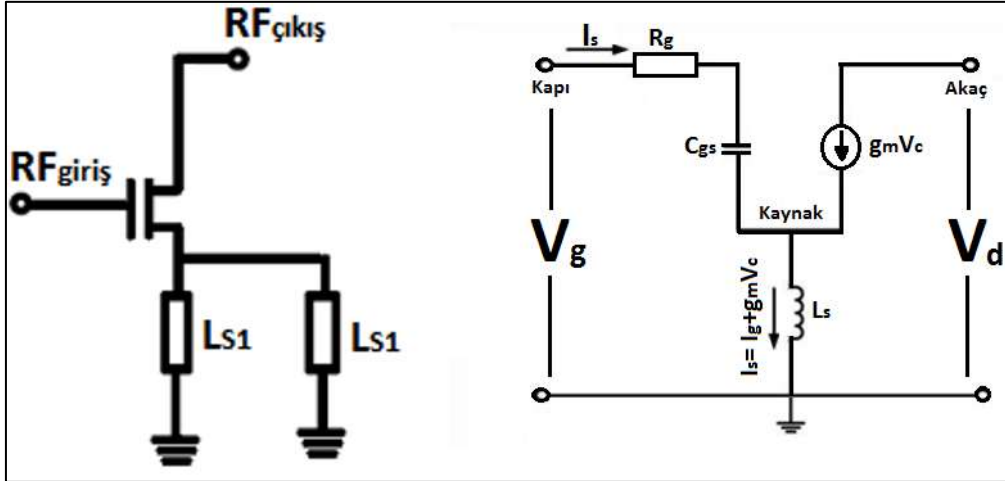
$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.1)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (3.2)$$

Rollet kararlılık denkleminde ek olarak Edward ve Sinkovits'in (1992) önerdiği Eş. 3.3'te verilen μ -faktör koşuluna göre devre de devrenin kararlılığına bakılmıştır. Buna göre tüm frekans bandı boyunca μ -faktörünün 1'den yüksek olması koşulu sağlanmalıdır [34].

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (3.3)$$

LNA devre tasarımında transistörlerin kararlı hale getirilmesi ve giriş uyumlama devresinin basitleştirilebilmesi amacıyla devre tasarımında kaynak dejenerasyonu yöntemi kullanılmıştır. Kaynak dejenerasyonu yönteminde Şekil 3.7.'de gösterildiği üzere transistörlerin kaynaklarından toprağa doğru indüktör eklenir [46].



Şekil 3.7. Kaynak dejenerasyonlu ortak kaynaklı LNA küçük sinyal modeli

LNA yonga tasarımında kaynak dejenerasyonu yöntemi, giriş uyumlama devresinin daha basit bir devre topolojisiyle kurulabilmesine ve devrenin giriş yansıma kaybını iyileştirerek daha geniş bantlı bir yapıya sahip olmasını sağlar. Ek olarak kaynak dejenerasyonu yöntemi transistörlerin tek başlarına kararlılık değerleri iyileştirerek ve devrenin giriş empedansı 50Ω değerine yaklaştırmak suretiyle az sayıda devre elemanı ile giriş uyumlama devresi tasarlanabilmesine olanak sağlar. Bunun neticesinde LNA devresinin kararlılık ve doğrusallık performansında iyileşme olurken, devrenin kazanç performansı kötüleşir. Başka bir ifadeyle yüksek kaynak indüktans değeri transistörün kararlılık performansını iyileştirirken, NF ve kazanç performanslarını kötüleştirir. Bundan dolayı kaynak dejenerasyonu yönteminde en uygun indüktans değerini bulmak LNA tasarımının NF ve kazanç performansını doğrudan etkiler. Ayrıca, kaynak dejenerasyon yönteminde transistörlerin kaynaklarına bağlanacak olan indüktans değeri aşağıda transkondüktans formülünden elde edilebilir [47].

$$g'_m = \frac{g_m}{1 + j\omega L_s(g_m + j\omega C_{gs})} \quad (3.4)$$

Transkondüktans formülünde “ g_m ” transkondüktansı, “ C_{gs} ” kapı-kaynak kondansatör değerini ve “ L_s ” ise indüktif kaynak bobinini ifade etmektedir. Transkondüktans formülüne göre “ L_s ” değeri ile transkondüktans değeri arasında ters orantı vardır. Bu formüle göre “ L_s ” indüktans değeri arttıkça elde edilebilir kazanç (Maximum Available Gain - MAG) değeri azalır. Şekil 3.7.’de verildiği üzere transistöre uygulanan kaynak dejenarasyonu yöntemi ile devrenin küçük sinyal modelin giriş empedansı Eş. 3.5 ile ifade edilebilir.

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g R_g + V_c + j\omega I_s L_s}{I_g} \quad (3.5)$$

Giriş empedansı formülünde $V_c = I_g / j\omega C_{gs}$ ve $I_s = I_g + g_m V_c$ eşitlikleri yerine konulursa giriş empedansı Eş. 3.6'daki gibi yeniden tanımlanabilir.

$$Z_{in} = \frac{(I_g R_g + (I_g / j\omega C_{gs})) + j\omega (I_g + g_m V_c) L_c / I_g}{I_g} \quad (3.6)$$

$V_c = I_g / j\omega C_{gs}$ eşitliği Eş. 3.6'da yerine konulursa:

$$Z_{in} = \frac{(I_g R_g + (I_g / j\omega C_{gs})) + j\omega (I_g + g_m I_g) / j\omega C_{gs} / L_s}{I_g} \quad (3.7)$$

Giriş empedansı formülü tekrar düzenlenirse:

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j\omega \left(R_g + \frac{1}{(j\omega)^2 C_{gs}} \right) L_s \quad (3.8)$$

$$Z_{in} = R_g + \frac{g_m L_s}{C_{gs}} + j \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) \quad (3.9)$$

Buna göre transistörün giriş empedans değeri şu şekilde ifade edilebilir:

$$Z_{in} = R_g + R_a + j(X_{ls} - X_{cgs}) \quad (3.10)$$

Transistörün giriş empedans değeri geri beslemesiz devre için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_{in} = R_g - jX_{cgs} \quad (3.11)$$

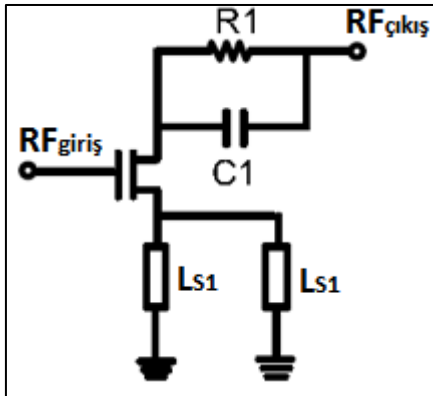
$R_g = 0$ olarak kabul edersek:

$$Z_{in} = -jX_{cgs} \quad (3.12)$$

$$Z_{in} = \frac{L_s g_m}{C_{gs}} = 50\Omega \quad (3.13)$$

$$j \left[\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right] = 0 \quad (3.14)$$

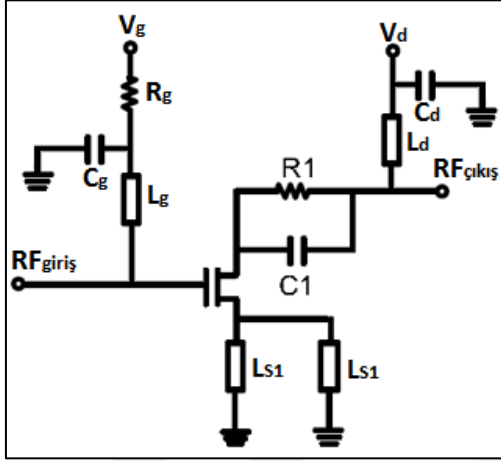
Buna göre LNA devresi şematik tasarımında transistörün kaynağından toprağa doğru farklı değerlerde bobin değeri denmiş ve devrenin MAG değerini sağlarken k- ve μ -kararlılık katsayılarının tüm frekans bandı boyunca 1 civarında olması sağlanmıştır. Bunu sağlamak amacıyla 1. ve 2. kademelerde kullanılan $4 \times 20 \mu\text{m}$ ve $6 \times 15 \mu\text{m}$ transistörlerinde “ L_s ” bobin değerleri yerine sırasıyla $12.5 \text{ j}\Omega$ ve $11.9 \text{ j}\Omega$ değerlerini sağlayacak şekilde 100 pF ve 95 pF değerlerinde indüktör eklenmiştir. Ek olarak, tasarım mimarisinde devrenin geniş bantlı olabilmesi ve devre kararlılığının artırılması amacıyla transistörün akaç hattına paralel RC devre yapısı eklenmiştir [48]. Şekil 3.8.’de verilen devre mimarisinde, düşük frekans değerlerinde R_1 direnci, kazancın düşürürken, C_1 kondansatörü ise düşük reaktans özelliği sergilemektedir [48]. Bunun yanında, yüksek frekans değerlerinde ise kazancın azaltılmasında C_1 yüksek reaktans görevi üstlenirken, R_1 direnci de ikinci bir yük görevi üstlenmektedir [48]. Devre tasarımında giriş ve çıkış kademelerinde kullanılan paralel RC devresi değerleri sırasıyla $(18.8-10.9\text{j}) \Omega$ ve $(27.4-10.9\text{j}) \Omega$ empedans değerlerine karşılık $(18.8 \Omega, 730 \text{ fF})$ ve $(27.4 \Omega, 545 \text{ fF})$ değerleri belirlenmiştir.



Şekil 3.8. Giriş ve çıkış kademeleri kaynak dejenerasyonu ile kararlılık devresi

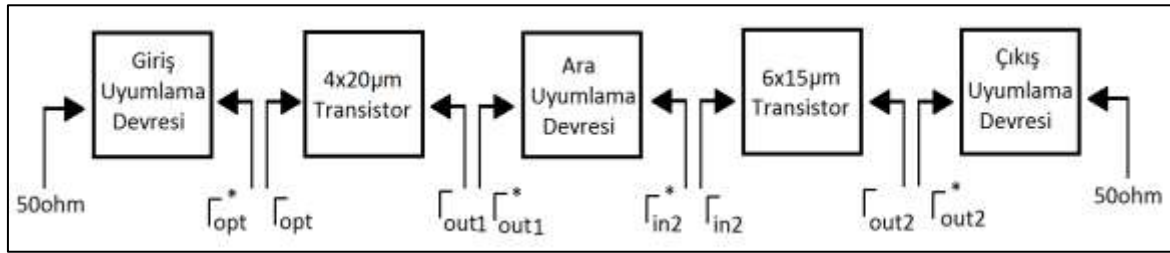
Söndürme bobinleri düşük frekans değerlerinde açık devre özelliği taşımasından dolayı DC besleme hatlarına RF işareti geçirmemektedir. Bu özelliklerinden dolayı, her bir kapı ve akaç beslemesi söndürme bobini üzerinden sağlanmıştır. Ayrıca, yongaya DC güç kaynağından gelebilecek herhangi bir istenmeyen yayının devrenin çalışma performansını etkilememek ve DC besleme hatlarını filtrelemek amacıyla söndürme bobinin önüne şönt kondansatör eklenmiştir [49]. Ek olarak, devre kararlılığının iyileştirilmesi amacıyla kapı gerilimi

besleme hatlarında seri hatta giriş ve çıkış kademesi için sırasıyla $2\text{ k}\Omega$ ve $560\ \Omega$ direnç (R_g) eklenmiştir [50].



Şekil 3.9. LNA kaynak dejenerasyonu, kararlılık ve besleme devreleri

Transistörlerin tek başlarına kararlılıkları sağlandıktan sonra Şekil 3.10.'da verilen devre blok şemasına göre iki kademeli LNA şematik uyumlama devrelerinin tasarımına devam edilmiştir. Tasarımda, her bir yonga kademesinin giriş ve çıkış uyumlaması modül tasarımında harici bir uyumlama devresine ihtiyaç olmaması için $50\ \Omega$ empedans değerine uyumlanmıştır.

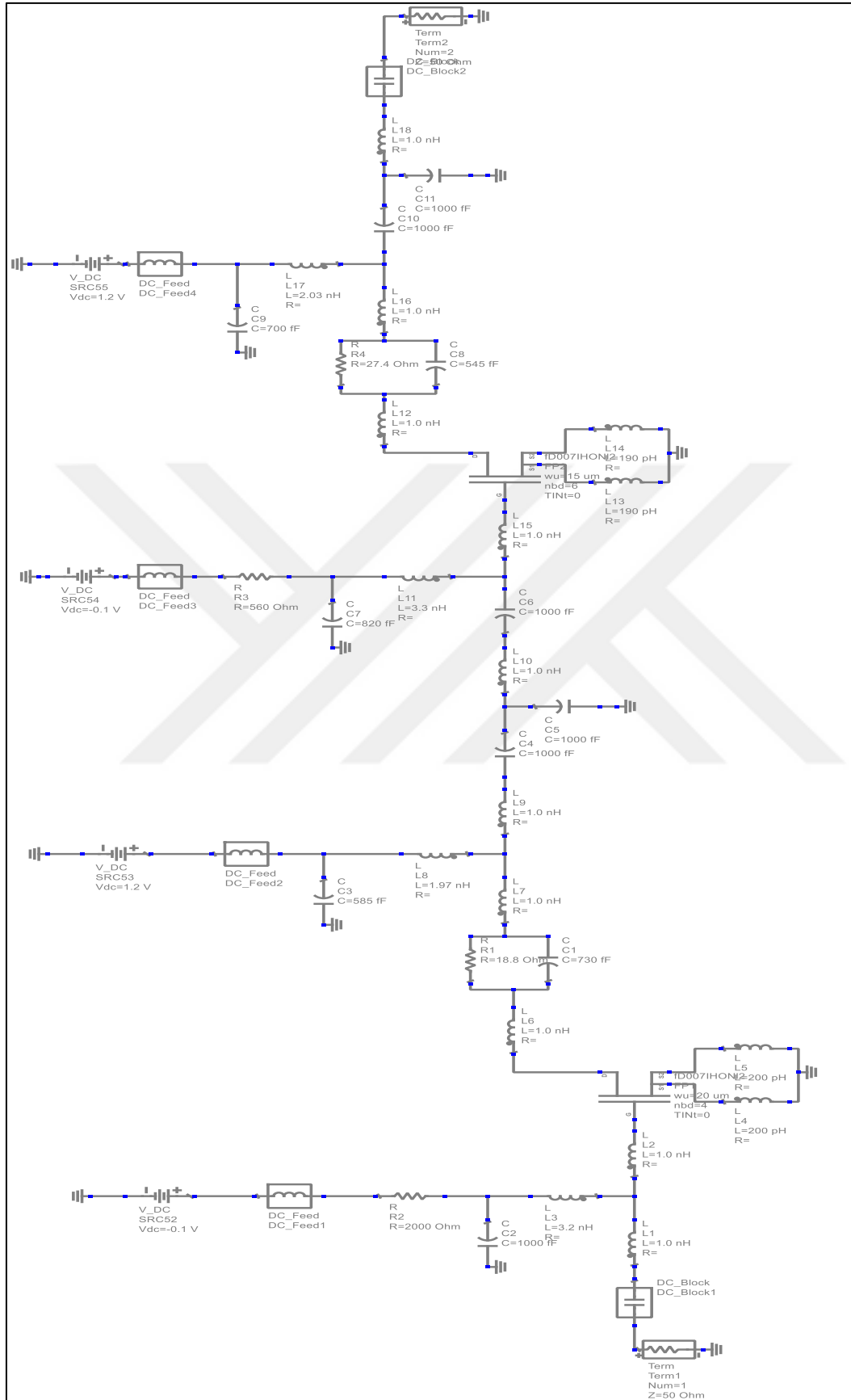


Şekil 3.10. İki kademeli LNA uyumlama devresi blok şeması

Birinci kademede kullanılan $4 \times 20\ \mu\text{m}$ büyüklüğündeki transistör, tüm almalı sistemin toplam NF performansının belirlenmesinde en önemli devre elemanı olduğu için transistörün giriş empedansının en düşük gürültü figürü çemberleri çizdirilerek elde edilen optimum empedans değerine empedans uyumlaması yapılmıştır [51]. Devre uyumlamasında LNA'nın en düşük NF değerini sağlarken olabildiğince yüksek kazançla sahip olması için en yüksek güç iletimini sağlayacak şekilde Γ_{opt} empedansı ($59.9-j65.4$) değerinin karmaşık eşlenik empedansına uyumlaması ($59.9+j65.4$) yapılmıştır. İkinci kademede ise, $6 \times 15\ \mu\text{m}$ büyüklüğündeki transistörün düşük gürültü figürüne sahip olurken daha iyi doğrusallık ve

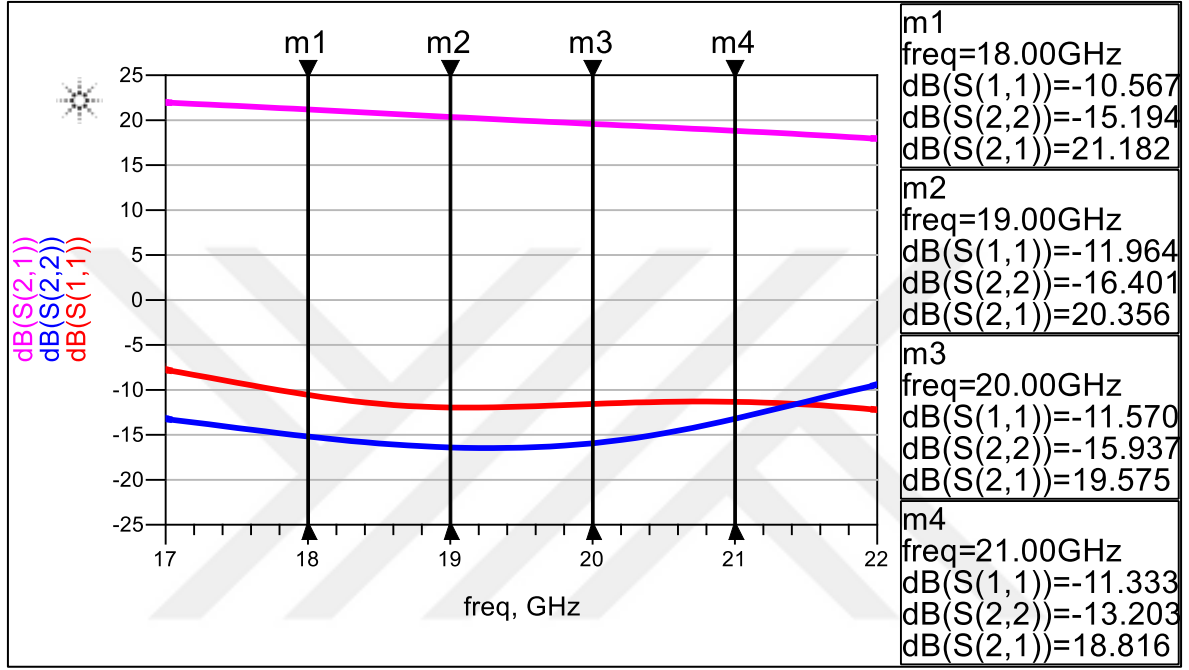
ıkış gücü performansı sağlaması amacıyla Γ_{in} empedansı $(59.1-j53.3)$ karmaşık eşlenik empedansına uyumlaması $(59.1+j53.3)$ yapılmıştır. Buna ek olarak, LNA tasarımının RF giriş ve çıkış terminalleri 50Ω empedans değerine uyumlanmıştır. Tasarımı tamamlanan iki kademeli LNA yonga devre şematik tasarımı şekil 3.11.'de verilmiştir. Detaylı şematik tasarımının birinci kademe giriş uyumlama devresi EK-1'de, birinci kademe çıkış uyumlama devresi EK-2'de, ikinci kademe giriş uyumlama devresi EK-3'te ve ikinci kademe çıkış uyumlama devresi ise EK-4'te görülmektedir.





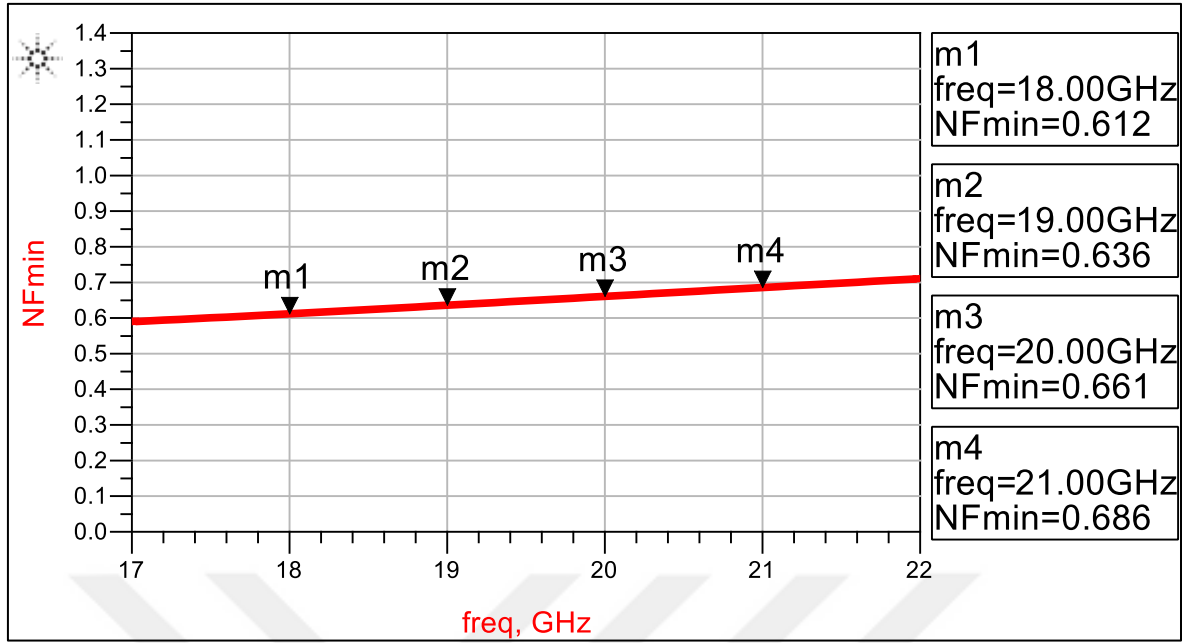
Şekil 3.11. LNA şematik devresi

LNA şematik tasarımına göre S-parametresi benzetimleri gerçekleştirilmiştir. LNA şematik devre tasarımı S-parametresi benzetim sonuçlarına göre giriş ve çıkış yansıma kayıplarının sırasıyla -12.2 dB ve -9.8 dB'den iyi oldukları, küçük sinyal kazancının 18.8 dB'den yüksek olduğu görülmüştür. Şekil 3.12.'de LNA şematik devre tasarımı S-parametresi, kararlılık ve NF benzetim sonuçları yer almaktadır.



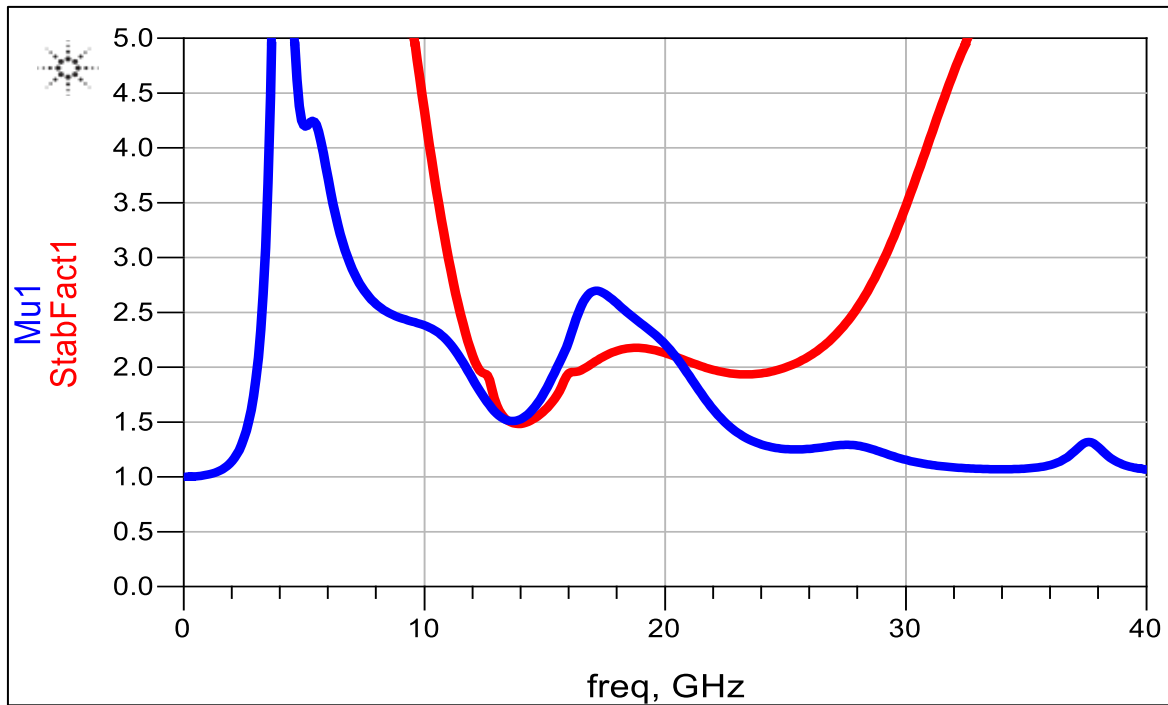
Şekil 3.12. LNA yonga şematik tasarımı S-parametresi benzetim sonucu

LNA şematik tasarımına göre NF benzetimleri gerçekleştirilmiştir. LNA şematik devre tasarımı NF benzetim sonuçlarına göre tüm çalışma frekans bandı içinde 0.7 dB'den iyi olduğu görülmüştür. Şekil 3.13.'te LNA şematik devre tasarımı NF benzetim sonucu yer almaktadır.



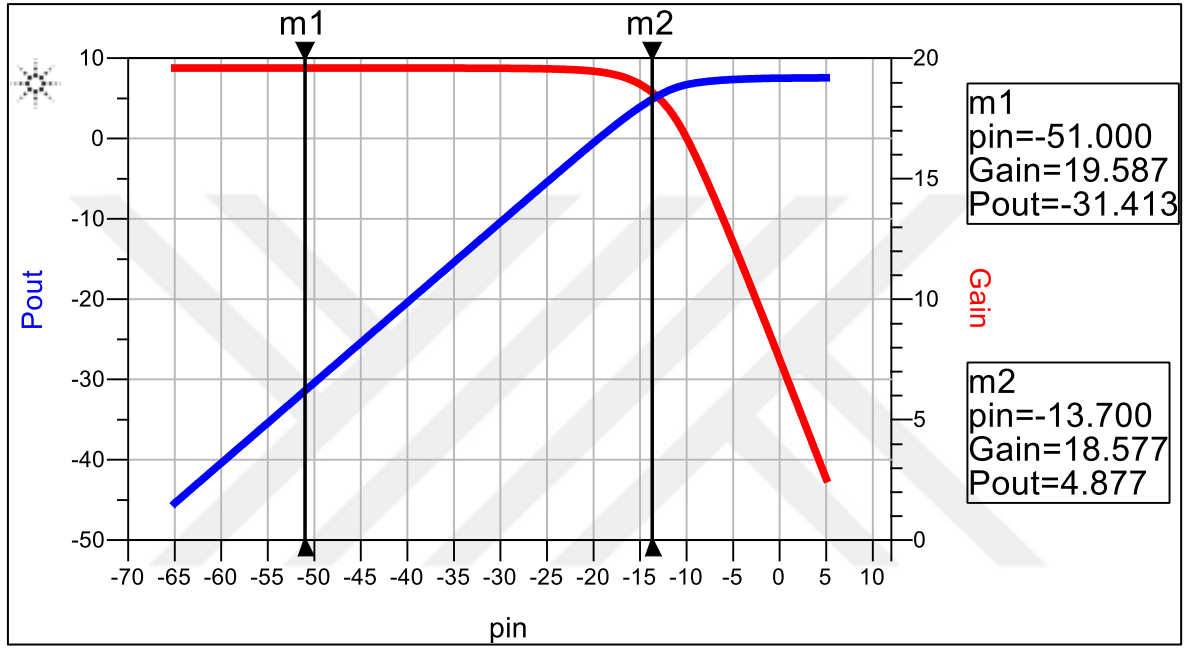
Şekil 3.13. LNA yonga şematik tasarımı NF benzetim sonucu

LNA'nın herhangi bir istenmeyen yayın oluşumunun meydana gelmemesi için yaklaşık olarak çalışma frekansının iki katı kadar yüksek frekans değerine kadar LNA yonga tasarımının koşulsuz kararlı olmasına dikkat edilmiştir. LNA şematik tasarımı k- ve μ -faktör testlerine göre 40 GHz'e kadar koşulsuz kararlı olduğu görülmüştür. Şekil 3.14.'te LNA şematik devre tasarımı kararlılık benzetim sonucu yer almaktadır.



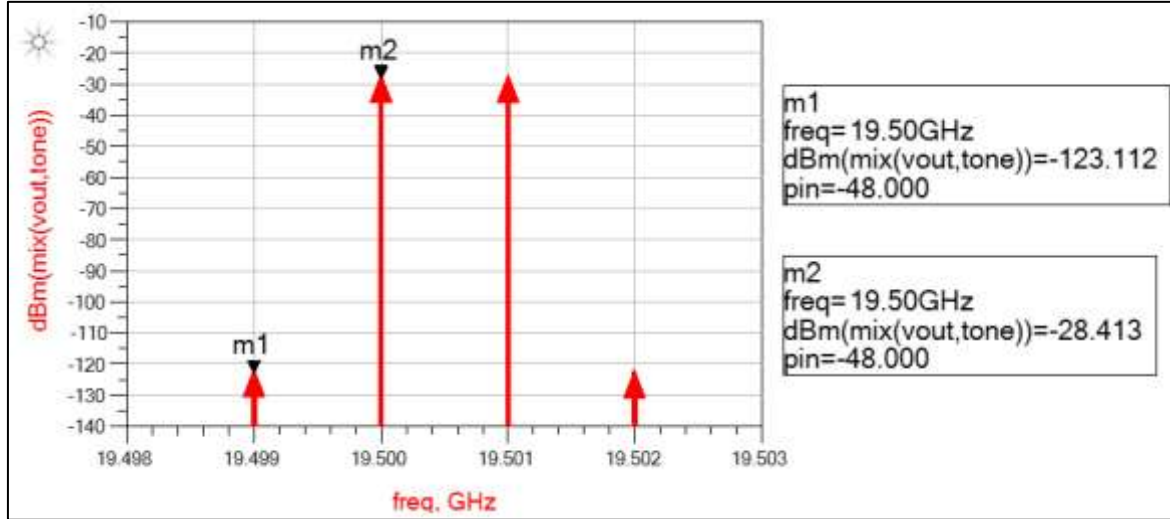
Şekil 3.14. LNA yonga şematik tasarımı kararlılık benzetim sonucu

S-parametresi benzetimleri tamamlandıktan sonra LNA şematik devre tasarımının çıkış gücü benzetimleri gerçekleştirilmiştir. LNA şematik devre tasarımı çıkış gücü benzetim sonuçlarına göre merkez frekansında çıkış gücünün 1 dB kazanç bastırma (P_{1dB}) noktasında LNA yongadan yaklaşık olarak +4.8 dBm güç elde edilmektedir. Ayrıca P_{1dB} noktasında 18.5 dB kazanç elde edilmektedir. Şekil 3.15.'te LNA yonga şematik tasarımın çıkış gücü benzetim sonuçları yer almaktadır.



Şekil 3.15. LNA yonga şematik tasarımı çıkış gücü benzetim sonuçları

Şekil 3.16.'da LNA yonga şematik tasarımın doğrusallık benzetim sonuçları yer almaktadır. Doğrusallık benzetiminde devrenin girişine 1 MHz faz farkıyla iki farklı işaret uygulanmıştır ve LNA'da oluşan arakiplenim ürünlerinin seviyeleri hesaplanmıştır. LNA yonga şematik tasarım devresinin doğrusallık benzetimlerinde merkez frekansında (19.5 GHz) C/I değeri yaklaşık olarak -95 dBc ve IP3 değeri ise yaklaşık olarak 18.9 dBm olarak elde edilmiştir.



Şekil 3.16. LNA yonga şematik tasarımı doğrusallık benzetim sonuçları

ADS yazılımı kullanılarak gerçekleştirilen LNA yonga şematik tasarımı elektriksel benzetim sonuçları Çizelge 3.2.'de yer almaktadır.

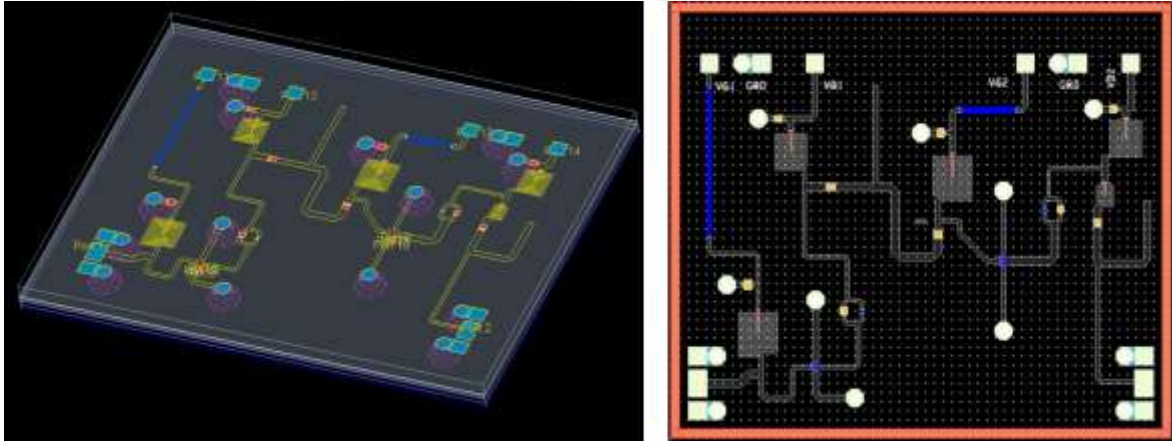
Çizelge 3.2. LNA yonga şematik benzetim sonuçları

LNA Yonga Şematik Benzetim Sonuçları	
Frekans Bandı	18.0 – 21.0 GHz
S_{11}	<-10.5 dB
S_{22}	<-13.2 dB
S_{21}	>18.8 dB
NF	<0.7 dB
P_{1dB}	+4.8 dBm
$S_{21} @ P_{1dB}$	18.5 dB
C/I	-95 dBc
Çıkış IP3	18.9 dBm
Kararlılık	Koşulsuz kararlı

3.4. LNA Yonga Elektromanyetik Tasarımı

LNA devresinin şematik tasarımın tamamlanmasının ardından Keysight firmasının bilgisayar destekli Advance Design System (ADS) yazılımının 2.5 boyutlu elektromanyetik çözümleme yapan Momentum uygulaması kullanılarak LNA devre serimi tasarımı gerçekleştirilmiştir. LNA şematik tasarımındaki devre elemanları sarmal bobin, metal-yalıtkan-metal (metal insulator metal - MIM), iletim hattı, nikel krom (NiCr) direnç ve transistör gibi devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devre serimi tasarımında RF giriş ve çıkış terminalleri RF sonda istasyonunda sondalanabilecek ve modül montaj işlemi sırasında altın tel bağlantı yapabilecek şekilde toprak ve canlı hat arası 150 μ m olacak

şekilde ayarlanmıştır. Yonga serimi tasarımında yükselteç devrenin RF ve DC sondalarının hibrit modül üretiminde kullanılacak olan altın tel bağlama sayısı ve çapına uygun olacak boyutta olmasına dikkat edilmiştir. Buna göre DC terminaller $100 \times 100 \mu\text{m}$ ve RF terminaller ise $150 \times 110 \mu\text{m}$ büyüklüğünde olacak şekilde tasarlanmıştır. Ek olarak, iletim hatlarının birbirlerine elektromanyetik olarak etkilememesi için iki iletim hattı arasındaki mesafe iletim hattı kalınlığının en az iki katı olacak şekilde mesafe bırakılmıştır. Ayrıca devre içinde kullanılan MIM kondansatörlerin en boy oranları mümkün olduğunda bir oranında tutularak, üretim sırasında olabilecek hatalardan kaynaklı kondansatör değerlerindeki değişimin asgari düzeyde tutulması hedeflenmiştir. Buna ek olarak DC besleme terminalleri tek bir yönde ve doğrusal bir hat boyunca yerleştirilerek RF sonda istasyonunda LNA yonganın sondalanarak ölçülebilmesi kolaylaştırılmıştır. Şekil 3.17.'de tasarımı tamamlanan LNA yongaya ait iki ve üç boyutlu devre serim görüntüsü yer almaktadır.



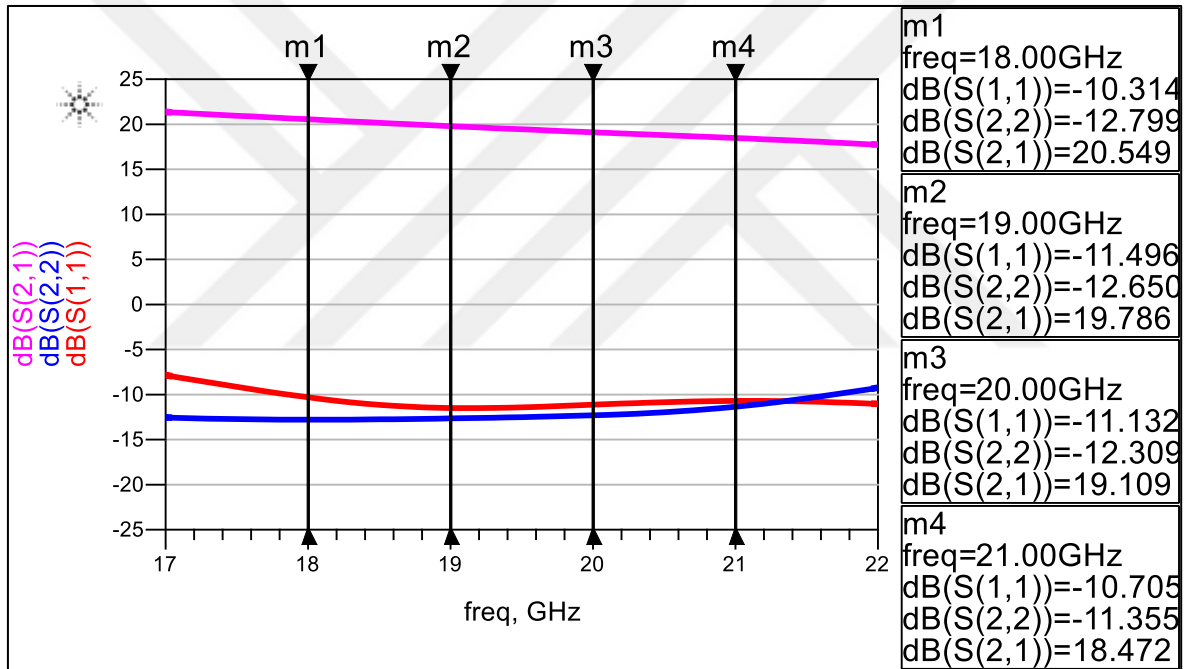
Şekil 3.17. LNA yonga 3 boyutlu ve 2 boyutlu devre serimi

LNA yonga serimi tasarımında kapı ve akaç gerilim beslemelerinin sağlandığı iletim hatlarının ve sarmal bobinlerin genişlikleri hatların üzerlerinden akabilecek en yüksek akım değerine göre belirlenmiştir. DC besleme hatlarında sarmal bobinlerin bittiği noktalara şönt MIM kondansatör konularak düşük frekanstaki istenmeyen işaretlerin söndürülmesi sağlanmıştır. Ek olarak, kapı besleme hatlarında seri NiCr direnç kullanılarak devrenin kararlılık faktörünün iyileşmesi sağlanmıştır.

3.5. LNA Yonga Elektromanyetik Tasarım Benzetim Sonuçları

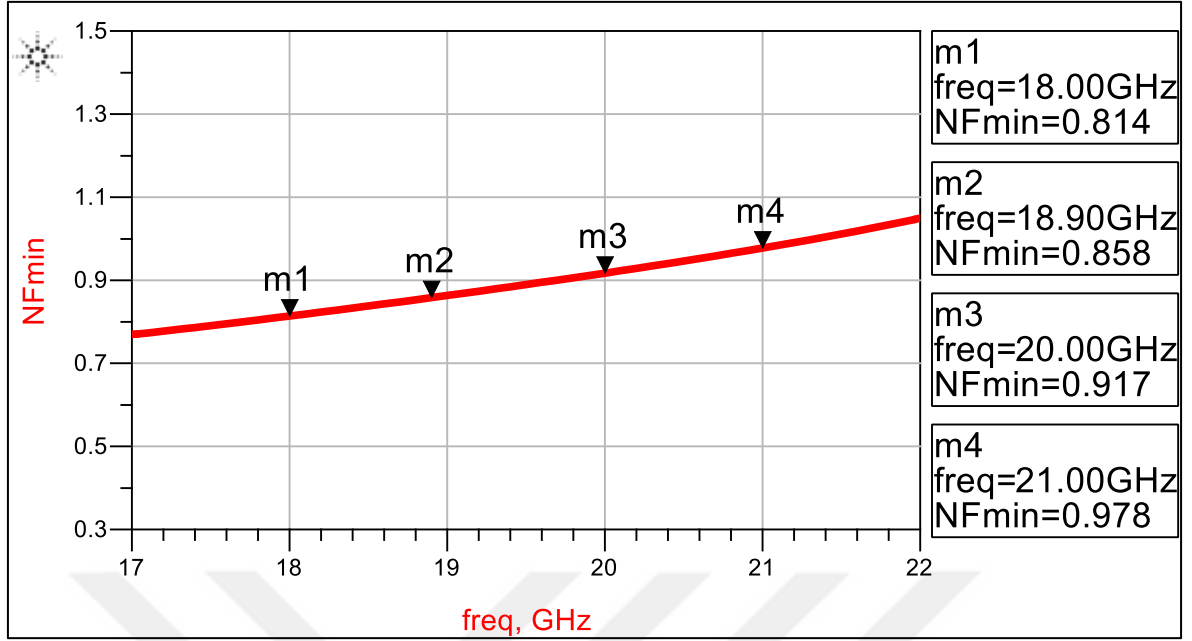
İki kademeli K-bant LNA yonga tasarımının 2.5 boyutlu elektromanyetik benzetimi bilgisayar destekli ADS yazılımının Momentum uygulamasında gerçekleştirilmiştir. ADS

Momentum yazılımında iki kademeli yonga tasarımının EM benzetimlerini gerçekleştirebilmek amacıyla her bir DC ve RF terminal ile transistörlerin kapı ve akaç besleme hatlarına ayrı ayrı terminal tanımlamaları yapılarak, bu terminallerin toprak bağlantıları her biri için ayrı ayrı tanımlanmıştır. Terminal tanımlamaları tamamlanan iki kademeli yonga tasarımına göre devrenin on sekiz adet portu vardır ve bu portlardan dört tanesi RF giriş ve çıkış terminallerinin toprak referansı olarak tanımlanmıştır. Şekil 3.18’de LNA yonga 2.5 boyutlu S-parametresi benzetim sonuçları görülmektedir. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM S-parametresi benzetim sonuçlarına çalışma frekans bandı içinde LNA yonganın giriş ve çıkış yansıma kayıplarının sırasıyla -10.3 dB ve -11.3 dB’den iyi oldukları, küçük sinyal kazancının ise 18.4 dB’den yüksek olduğu görülmüştür.



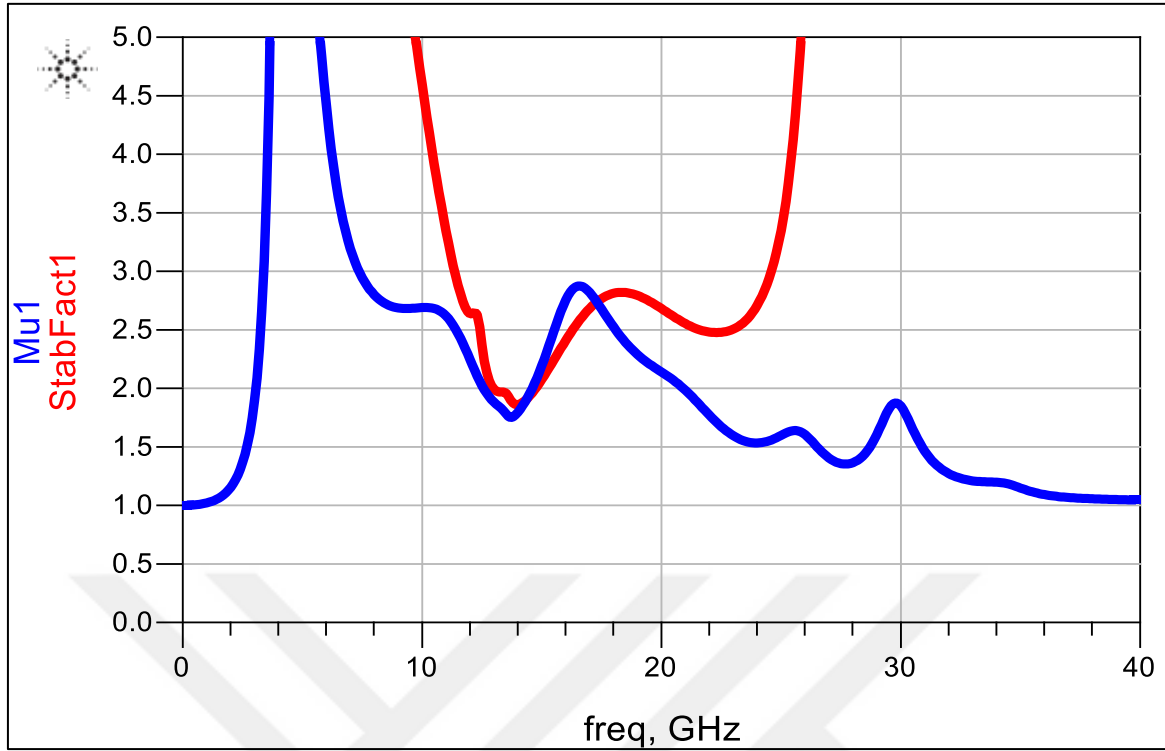
Şekil 3.18. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM S-parametresi benzetim sonucu

LNA şematik tasarımına göre NF benzetimleri gerçekleştirilmiştir. LNA şematik devre tasarımı NF benzetim sonuçlarına göre tüm çalışma frekans bandı içinde 0.98 dB’den iyi olduğu görülmüştür. Şekil 3.19.’da LNA şematik devre tasarımı NF benzetim sonucu görülmektedir.



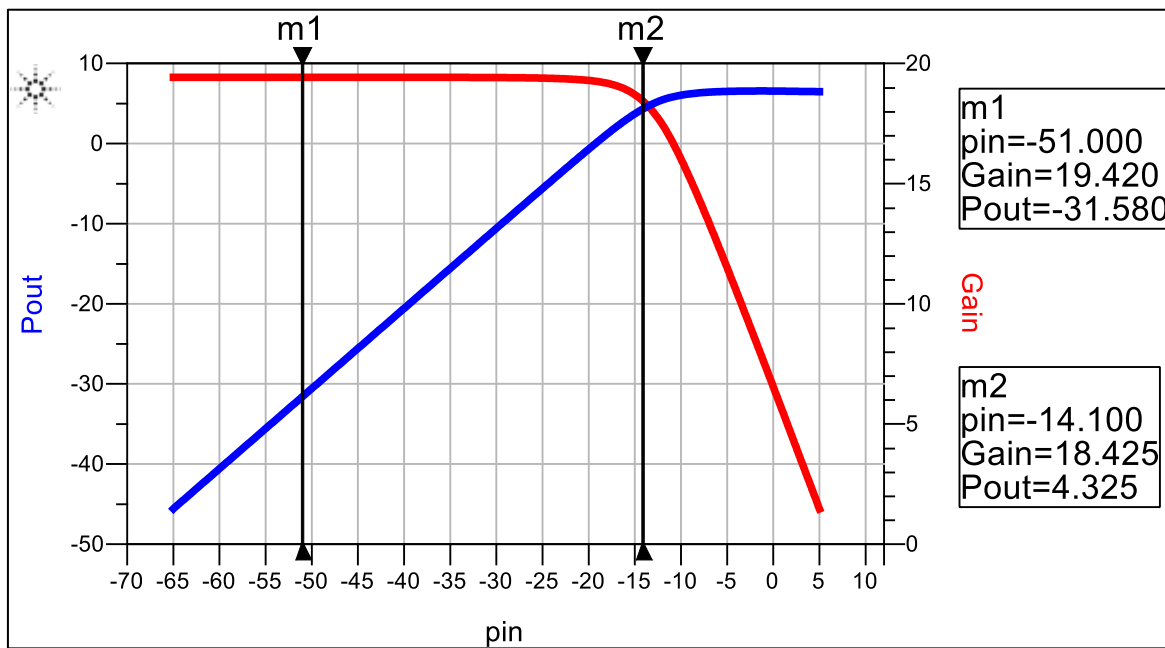
Şekil 3.19. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM NF benzetim sonucu

LNA'nın herhangi bir istenmeyen yayın oluşumunun meydana gelmemesi için yaklaşık olarak çalışma frekansının iki katı kadar yüksek frekans değerine kadar LNA yonga tasarımının koşulsuz kararlı olmasına dikkat edilmiştir. LNA yonga 2.5 boyutlu EM tasarımı k- ve μ -faktör testlerine göre 40 GHz'e kadar koşulsuz kararlı olduğu görülmüştür. Şekil 3.20.'de LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM kararlılık benzetim sonucu görülmektedir.



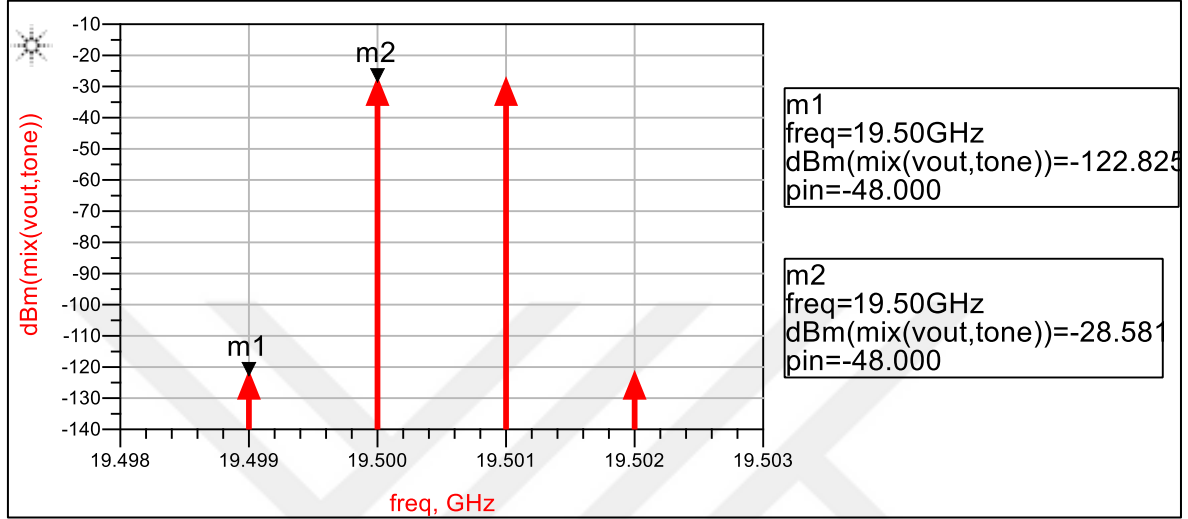
Şekil 3.20. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM kararlılık benzetim sonucu

Şekil 3.21.'de LNA yonga şematik tasarımının çıkış gücü benzetim sonuçları görülmektedir. LNA yonga şematik tasarımını çıkış gücü benzetim sonuçlarına göre merkez frekansında (19.5 GHz) çıkış gücünün 1dB kazanç bastırma noktasında LNA yongadan yaklaşık olarak +4.3 dBm çıkış gücü (P_{1dB}) elde edilmiştir. Ayrıca P_{1dB} noktasında 18.4 dB kazanç elde edilmiştir.



Şekil 0.1. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM çıkış gücü benzetim sonucu

Şekil 3.22.'de LNA yonga tasarımının 2.5 boyutlu EM doğrusallık benzetim sonuçları görülmektedir. Doğrusallık benzetiminde devrenin girişine 1 MHz faz farklıyla iki farklı işaret uygulanmış ve 19.5 GHz merkez frekansında C/I değeri yaklaşık olarak -94 dBc ve IP3 değeri ise yaklaşık olarak 18.5 dBm olarak elde edilmiştir.



Şekil 3.21. LNA yonga tasarımı 2.5 boyutlu EM doğrusallık benzetim sonucu

ADS Momentum yazılımında gerçekleştirilen 2.5 boyutlu EM benzetimlere göre K-bant LNA yonga tasarımının elektriksel benzetim sonuçları Çizelge 3.3.'de verilmiştir.

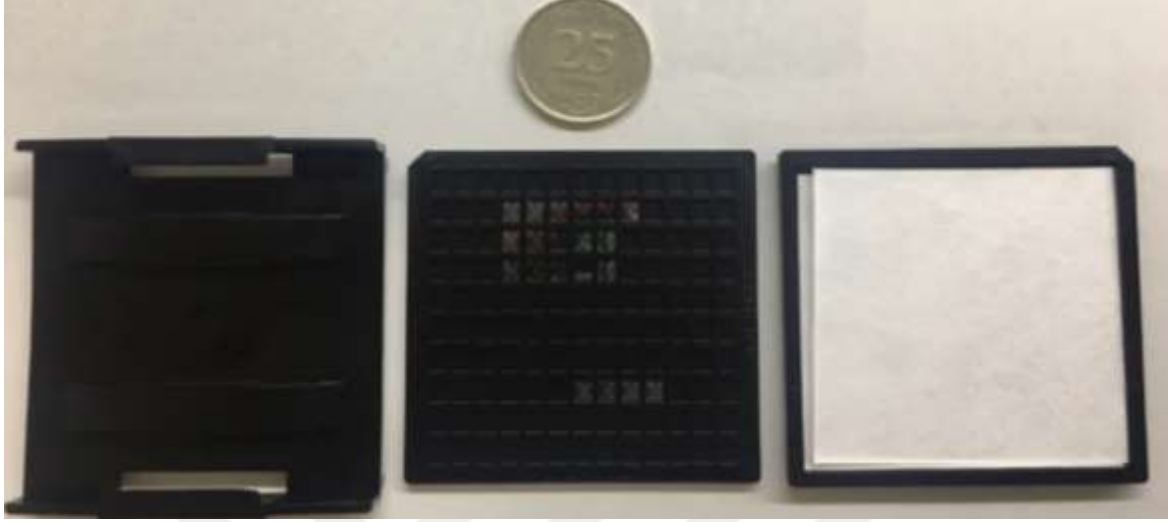
Çizelge 3.3.LNA yonga 2.5 boyutlu EM benzetim sonuçları

Frekans Bandı	18.0 - 21.0 GHz
S_{11}	<-10.3 dB
S_{22}	<-11.3 dB
S_{21}	>18.4 dB
NF	<0.98 dB
P_{1dB}	$+4.3$ dBm
$S_{21} @ P_{1dB}$	18.4 dB
C/I	-94 dBc
IP3	18.5 dBm
Kararlılık	Koşulsuz kararlı
Boyut	6.3 mm ²

3.6. LNA Yonganın Gerçeklenmesi

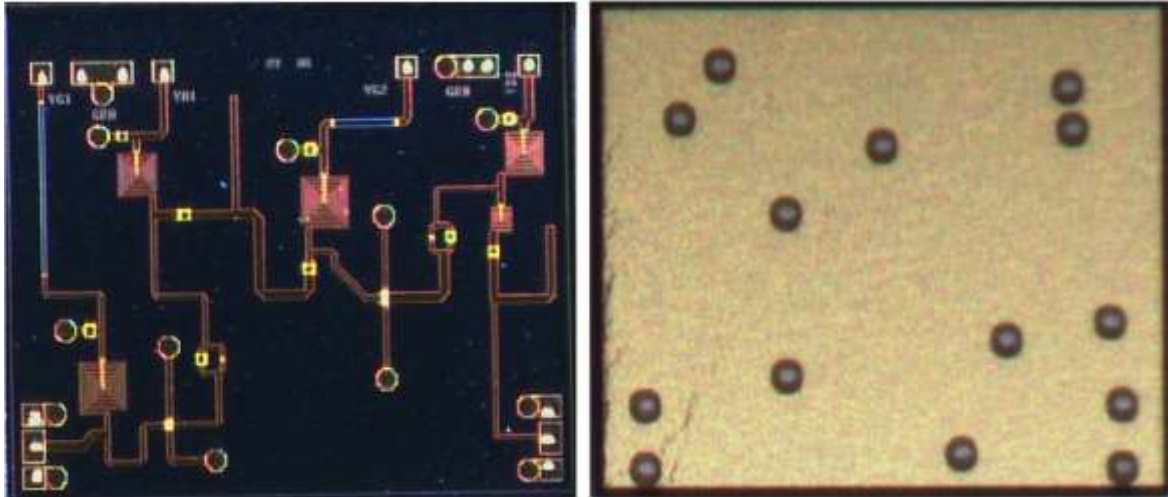
Elektromanyetik devre tasarımı tamamlanan LNA yonganın üretimi Fransız menşeli OMMIC firmasına ait yarıiletken üretim evinde gerçekleştirilmiştir. Üretilen LNA yongalar, OMMIC firması tarafından nakliye sırasında zarar görmemesi için Şekil 3.23.'da gösterildiği

gibi özel elektrostatik deşarj (ESD) korumalı paketler içinde yarıiletken üretim evinden gönderilmiştir.



Şekil 3.22. K-bant LNA yongalar

Üretimi tamamlanan LNA yonganın ön ve arka yüzlerine ait görüntü Şekil 3.24.'de verilmiştir.



Şekil 3.23. K-bant LNA yonganın ön ve arka yüzü

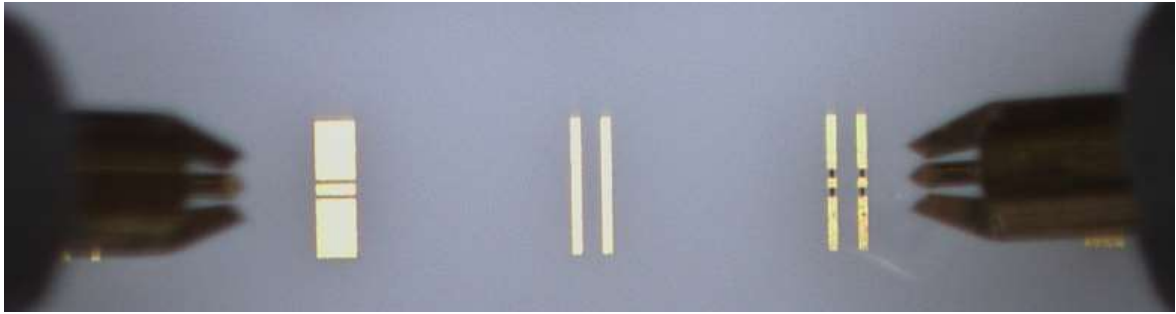
3.7. LNA Yonga Ölçüm Sonuçları

LNA yonga elektriksel testleri Şekil 3.25.'de verilen RF sonda istasyonunda gerçekleştirilmiştir. Testlerde Keysight N5222B network analizör, Keysight UXA N9040B sinyal analizörü, Rohde Schwarz SMF100A sinyal üreteçleri, Keysight E3631A DC güç kaynakları ile Cascade MPS150 RF sonda istasyonu kullanılmıştır.



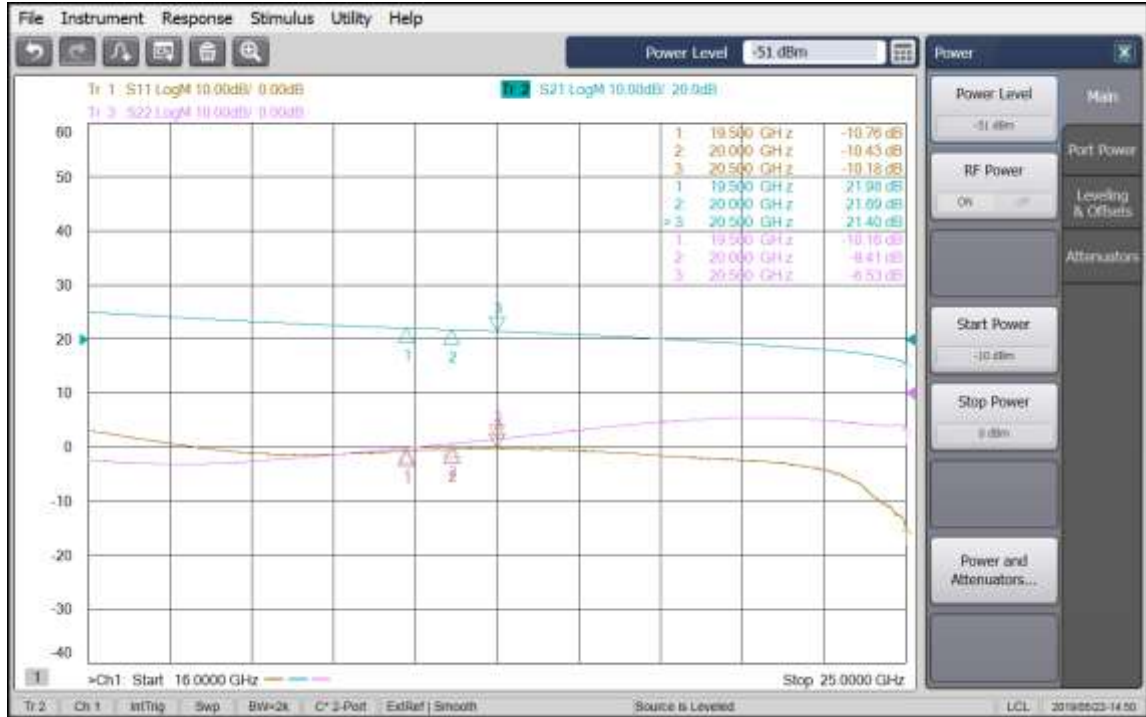
Şekil 3.24. LNA yonga ölçüm düzeneği

LNA yongaların S-parametresi ölçümleri gerçekleştirilmeden önce ölçümlerde kullanılan Picoprobe GGB 40A RF sondaların ucundan Şekil 3.26.'de gösterildiği üzere Cascade 101-190C SOLT (kısa devre, açık devre, yük, düz geçiş) kalibrasyon alttaşı kullanılarak kalibrasyon gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3.25. SOLT Kalibrasyonu

Şekil 3.27.'de LNA yonganın RF sonda istasyonunda gerçekleştirilen S-parametresi ölçüm sonuçları gösterilmiştir. Elde edilen s-parametresi ölçüm sonuçlarına göre LNA yonganın giriş ve çıkış yansıma kayıplarının sırasıyla -10.1 dB ve -8.5 dB'den iyi oldukları ve küçük sinyal kazancının 21.4 dB'den yüksek olduğu görülmüştür.

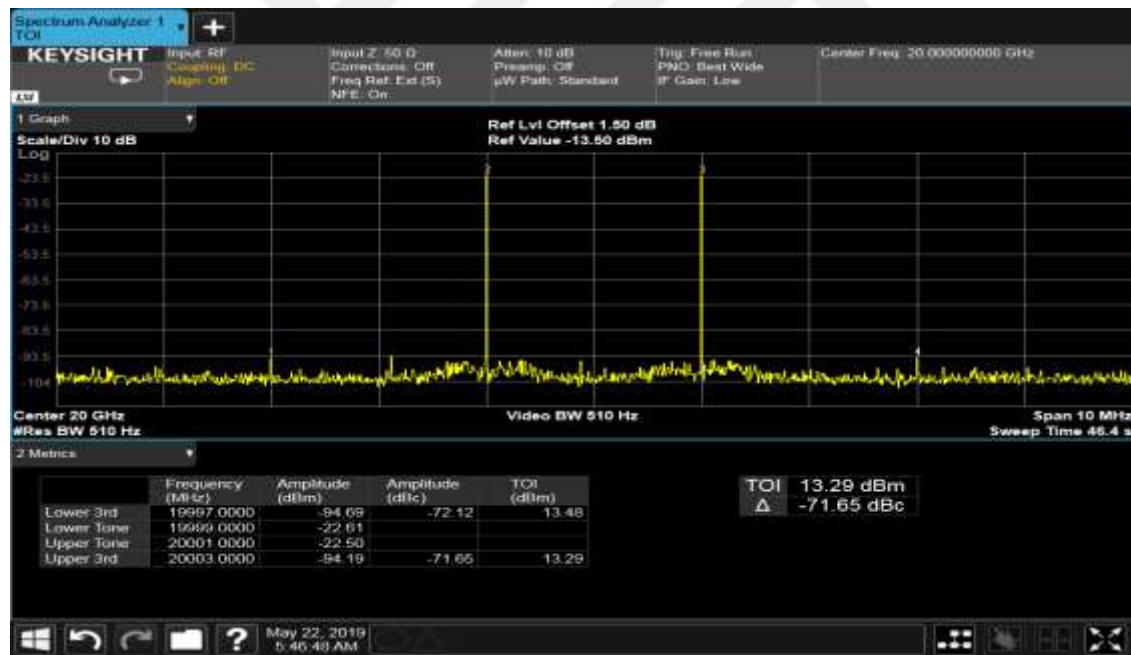


Şekil 3.26. K-bant LNA yonga S-parametresi ölçüm sonucu

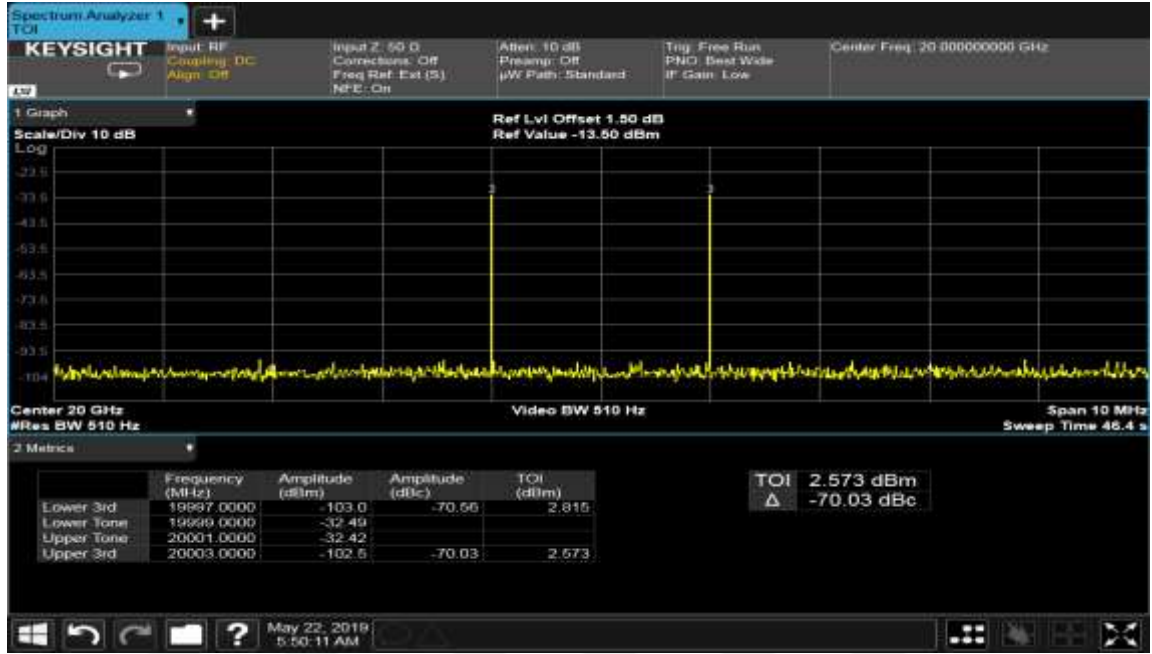
Şekil 3.28., Şekil 3.29.ve Şekil 3.30.'da LNA yonganın girişine sırasıyla -31 dBm, -41 dBm ve -51 dBm giriş gücü uygulandığı durum için doğrusallık ölçüm sonuçları gösterilmiştir. Doğrusallık ölçümlerinde LNA yonganın girişine RF birleştirici yardımıyla 1MHz arayla 2 ton işaret uygulanarak çıkış spektrumunda oluşan temel ve arakiplenim işaretlerinin seviyeleri spektrum analizör yardımıyla ölçülmüştür. Elde edilen doğrusallık ölçümlerinde -31 dBm, -41 dBm ve -51 dBm giriş gücü seviyeleri için LNA yonganın C/I değerleri -51 dBc, -71 dBc ve <-70 dBc olarak elde edilmiştir.



Şekil 3.27. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in} = -31$ dBm)

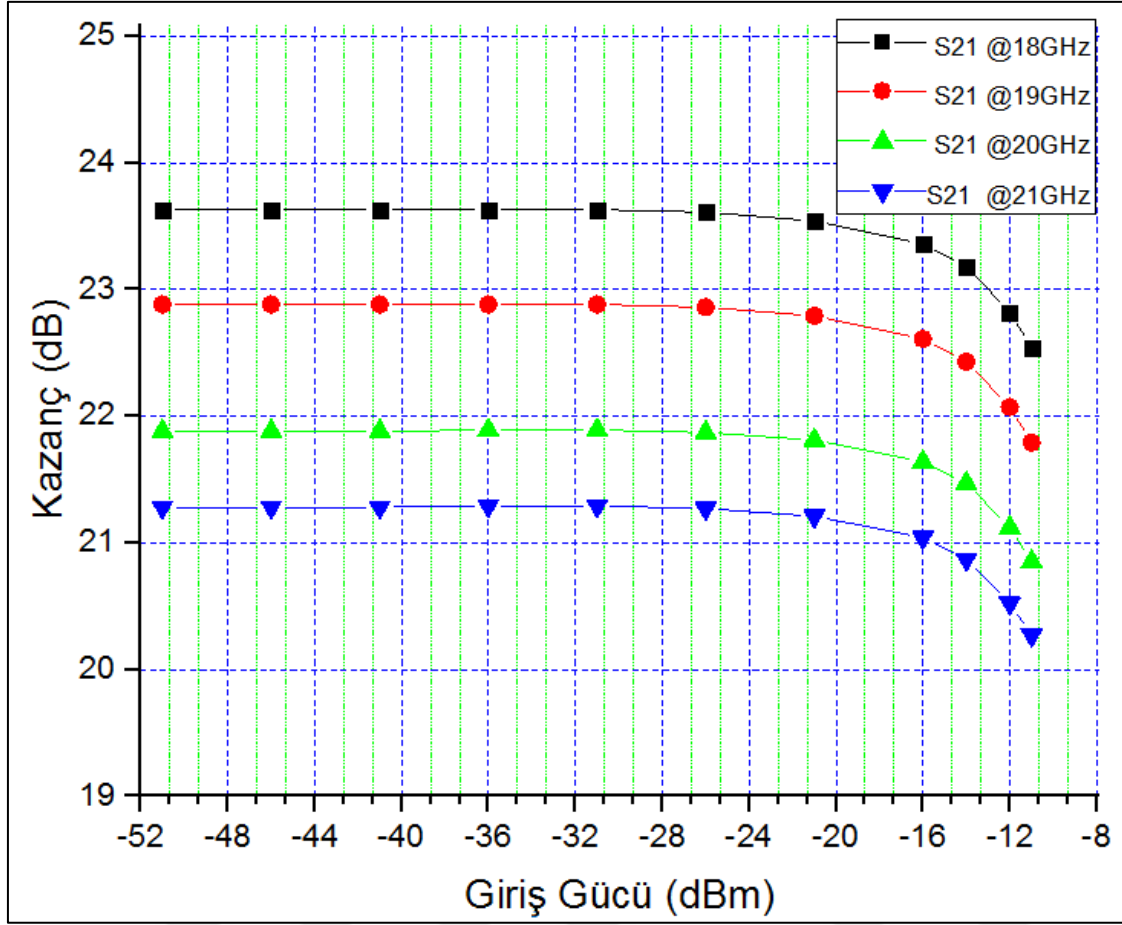


Şekil 3.28. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in} = -41$ dBm)



Şekil 3.29. K-bant LNA yonga doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in} = -51$ dBm)

Şekil 3.31.'de LNA yonga P_{1dB} ölçüm sonucu gösterilmiştir. P_{1dB} ölçümlerinde LNA yonganın giriş gücü -51 dBm'den -11 dBm seviyesine kadar 1 dB aralıklarla sürülerek network analizörde LNA'nın kazancı ve çıkış gücü ölçülmüştür. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre 1 dB kazanç bastırma noktasında LNA yongadan yaklaşık olarak 20.2 dB kazanç ve +9.2 dBm çıkış gücü (P_{1dB}) elde edilmektedir.



Şekil 3.30. K-bant LNA yonga P_{1dB} ölçüm sonucu

Şekil 3.32.'de LNA yonga NF ölçüm sonuçları yer almaktadır. LNA yonga gürültü figürü ölçümlerinde Y-faktör yöntemi kullanılmıştır. Gürültü figürü ölçebilme özelliği olan sinyal analizörde Y-faktör yöntemi kullanılarak LNA yonga girişinde ENR değeri sinyal analizöre tanıtılmış Keysight 346C gürültü kaynağı bağlanarak NF ölçümü gerçekleştirilmiştir. NF ölçüm sonucuna göre çalışma frekansı bandı içinde LNA yonganın NF değerinin 1.05 dB'den düşük olduğu görülmüştür.



Şekil 3.31. K-bant LNA yonga NF ölçüm sonucu

RF sonda istasyonunda gerçekleştirilen K-bant LNA yonga tasarımının elektriksel benzetim sonuçları Çizelge 3.4’te verilmiştir.

Çizelge 3.4. LNA yonga ölçüm sonuçları

Frekans Bandı	18.0 - 21.0 GHz
S_{11}	< -10.2 dB
S_{22}	< -7.6 dB
S_{21}	> 21.1 dB
NF	< 1.05 dB
P_{1dB}	+9.2 dBm
$S_{21} @ P_{1dB}$	20.2 dB
C/I	-51 dBc (@ P_{in} = -31 dBm)
	-71 dBc (@ P_{in} = -41 dBm)
	< -70 dBc (@ P_{in} = -51 dBm)
Kararlılık	Koşulsuz kararlı

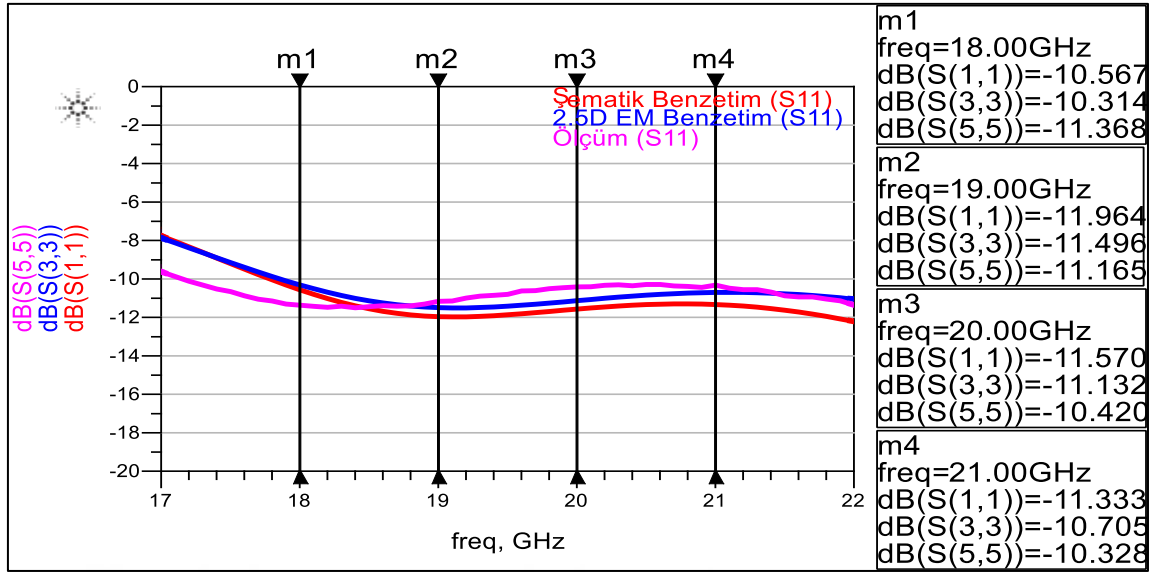
3.8. LNA Yonga Tasarım ve Ölçüm Sonuçları Karşılaştırılması

LNA yonga tasarım ve ölçüm faaliyetleri tamamlandıktan sonra şematik devre benzetim ve 2.5 boyutlu EM benzetim sonuçları ile yonga ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Çizelge 3.5.'de LNA yonga tasarımına ait şematik ve EM benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçlarının karşılaştırması görülmektedir. Elde edilen ölçüm sonuçlarının tasarlanan LNA yonga benzetim sonuçları ile iyi uyum içinde olduğu ve çalışma frekans bandı içinde giriş çıkış yansıma kaybı tepkilerinin beklenildiği gibi olduğu görülmüştür.

Çizelge 3.5. LNA yonga şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu karşılaştırması

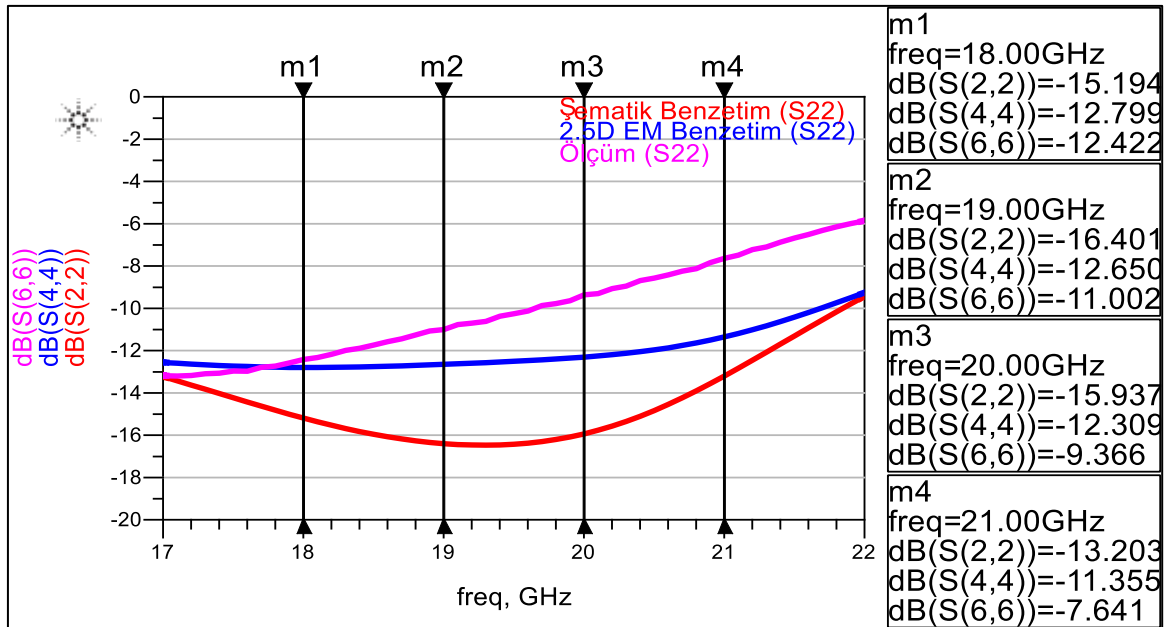
	Şematik Benzetim Sonuçları	ADS Momentum 2.5D EM Benzetim Sonuçları	Ölçüm Sonuçları
Frekans Bandı	18.0 – 21.0 GHz	18.0 - 21.0 GHz	18.0 - 21.0 GHz
S_{11}	< -10.5 dB	< -10.3 dB	< -10.2 dB
S_{22}	< -13.2 dB	< -11.3 dB	< -7.6 dB
S_{21}	> 18.8 dB	> 18.4 dB	> 21.1 dB
NF	< 0.7 dB	< 0.98 dB	< 1.05 dB
P_{1dB}	+4.8 dBm	+4.3 dBm	+9.2 dBm
$S_{21} @ P_{1dB}$	18.5 dB	18.4 dB	20.2 dB
C/I	-95 dBc	-94 dBc	< -70 dBc
Çıkış IP3	18.9 dBm	18.5 dBm	13 dBm
Kararlılık	Koşulsuz kararlı	Koşulsuz kararlı	Koşulsuz kararlı
Boyut	-	6.3 mm ²	6.3 mm ²

Şekil 3.33.'de LNA yonga giriş yansıma kaybı (S_{11}) şematik benzetim, 2.5 boyutlu EM benzetim ve ölçüm sonuçları görülmektedir. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre giriş yansıma kaybının çalışma frekansı bandı içinde tasarım ile oldukça uyumlu olduğu görülmüştür.



Şekil 3.32. K-bant LNA yonga S_{11} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu

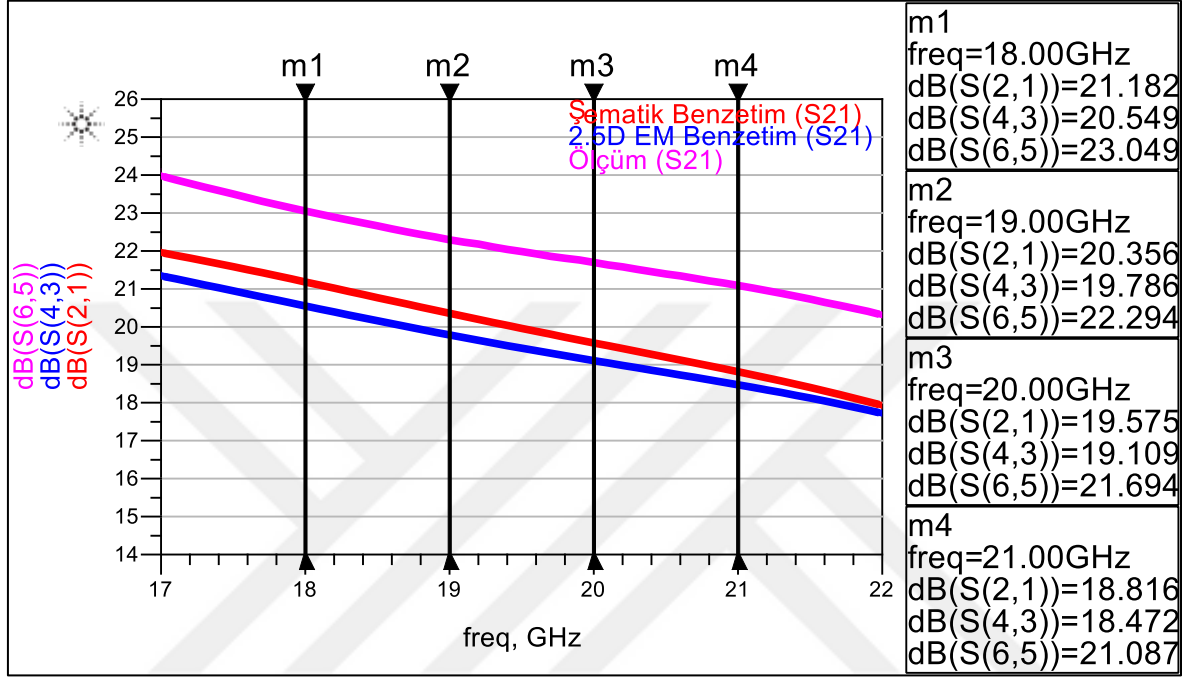
Şekil 3.34.'te LNA yonga çıkış yansıma kaybı (S_{22}) şematik ve 2.5 boyutlu EM benzetim ile ölçüm sonuçları görülmektedir. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre kaybının çalışma frekansı bandı içinde çıkış yansıma tepkisinin şematik ve EM benzetim sonuçları ile uyumlu olduğu görülmüştür. Ölçüm ve benzetim karşılaştırmasına bakıldığı zaman çıkış yansıma kaybının en kötü olduğu noktada yaklaşık 5-6 dB fark olduğu görülmüştür.



Şekil 3.33. K-bant LNA yonga S_{22} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu

Şekil 3.35.'de LNA yonga küçük sinyal kazancının (S_{21}) şematik benzetim, 2.5 boyutlu EM benzetim ve ölçüm sonuçları görülmektedir. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre küçük

sinyal kazancının benzetim ile ölçüm sonuçlarının çalışma frekansı bandı içinde tepkisinin tasarım ile benzer olduğu görülmüştür. Ölçümde küçük sinyal kazancının 2-3 dB kadar benzetim sonuçlarından yüksek çıktığı görülmüştür. Bu farkın üretim sürecinden kaynaklı olarak meydana geldiği öngörülmüştür.



Şekil 3.34. K-bant LNA yonga S_{21} şematik ve EM benzetim ile ölçüm sonucu

LNA yonganın elektriksel performans testleri tamamlandıktan sonra literatürde K-bant çalışma frekansı için geliştirilmiş LNA yongaların performans karşılaştırması gerçekleştirilmiştir. Çizelge 3.6.'da verilen karşılaştırma çizelgesine göre tez kapsamında geliştirilen LNA yonganın en düşük gürültü figürü performansına sahip olduğu ve ortalamanın üzerinde küçük sinyal kazancına sahip olduğu görülmüştür.

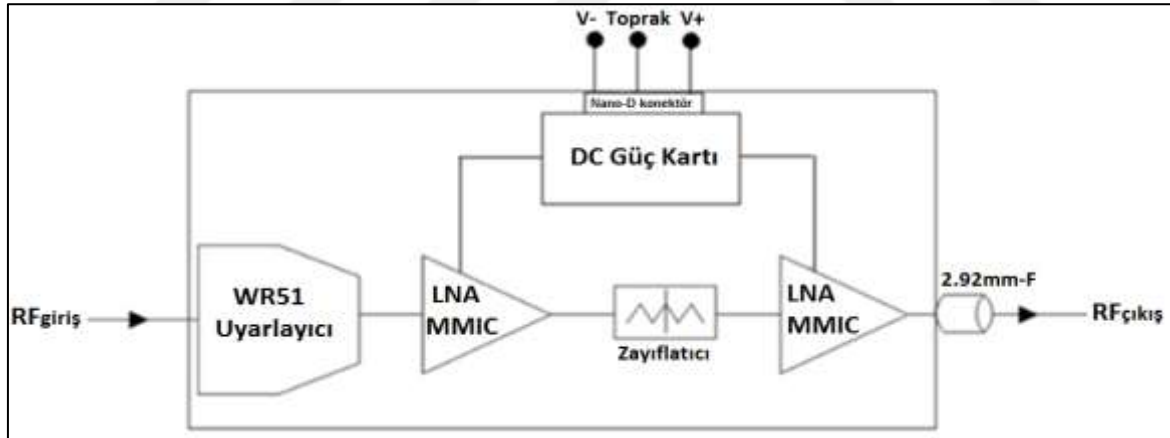
Çizelge 3.6. Literatürde yer alan LNA yongaların performans karşılaştırması

Ref	Freq [GHz]	S21 [dB]	NF [dB]	S11 [dB]	S22 [dB]	P _{1dB} [dBm]	P _{dc} [mW]	Boyut [mm ²]	Süreç
[18]	18.9-35.9	21	>2.19	< -5	< -5	9.9	27	1.2	0.15 µm InGaAs pHEMT
[19]	24.0-30.0	>27	<1.26	< -20	< -14	10	83	1.5	70 nm GaAs mHEMT
[20]	18.0-31.0	>22	<1.43	< -10	< -10	17	280	2.3	0.1 µm GaN pHEMT
[21]	13.6 – 24.0	>22	<1.2	< -5.5	-16	-	41	-	0.1 µm GaAs
[52]	18.5-30.0	29	<2.1	< -5	< -7	-	27	1.5	0.1 µm GaAs pHEMT
[53]	18.0-26.0	>19	1.5	< -5	< -5	-	120	6.1	0.25 µm GaAs pHEMT
[54]	28.0-33.0	23	1.6	-	-	-	15	2.5	0.18 µm GaAs mHEMT
[55]	19.0-33.0	>12.5	<1.9	-	-	-	19	0.9	0.15 µm GaAs pHEMT
[56]	4.0-24.0	>17	<1.1	< -5	< -5	-	20	-	50 nm InGaAs pHEMT
[57]	16.0-26.0	>10	<2.35	< -5.5	< -9.5	-	14	4.2	0.2 µm InP HEMT
[58]	21.0-26.5	>13	<3.2	< -17	< -13	-	4	-	40 nm CMOS
[59]	9.0-21.0	>20	<4.0	< -10	< -10	-10	88	1.5	0.15 µm GaAs pHEMT
Bu çalışma	18.0-21.0	>21	<1.05	<-10.2	<-7.6	9.2	48	6.3	70 nm GaAs mHEMT

4. K-BANT DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ MODÜL TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ

4.1. LNA Hibrit Modül Bileşenleri

Düşük gürültülü yükselteç modül uydu görev yüklerinde özellikle sistemin gürültü faktörü değerini belirleyen ana kısımdır. Bununla birlikte LNA modülün giriş yansıma kaybı, küçük sinyal kazancı ve doğrusallığı almaç sisteminin duyarlılığına doğrudan etkisi bulunmaktadır. LNA modül, Friis'nin gürültü faktörü formülü temel alınarak tasarlanmıştır. Buna göre LNA modülün RF giriş kapısından ilk LNA devresine kadar kullanılacak olan pasif devre elemanların (dalga kılavuzu uyarlayıcı, pim, iletim hatları vb.) kayıpları gürültü faktörü değerine birikimli olarak etki etmektedir. Bundan dolayı, LNA öncesinde mümkün olduğunca az sayıda ve az kayıplı devre elemanı kullanılmıştır. LNA hibrit modülü temel olarak Şekil 4.1.'de verilen LNA hibrit modül blok şemasında gösterildiği üzere dalga kılavuzu uyarlayıcı, iki adet LNA yonga, yonga zayıflatıcı, sızdırmaz pimler ile çıkış RF konektöründen oluşmaktadır.



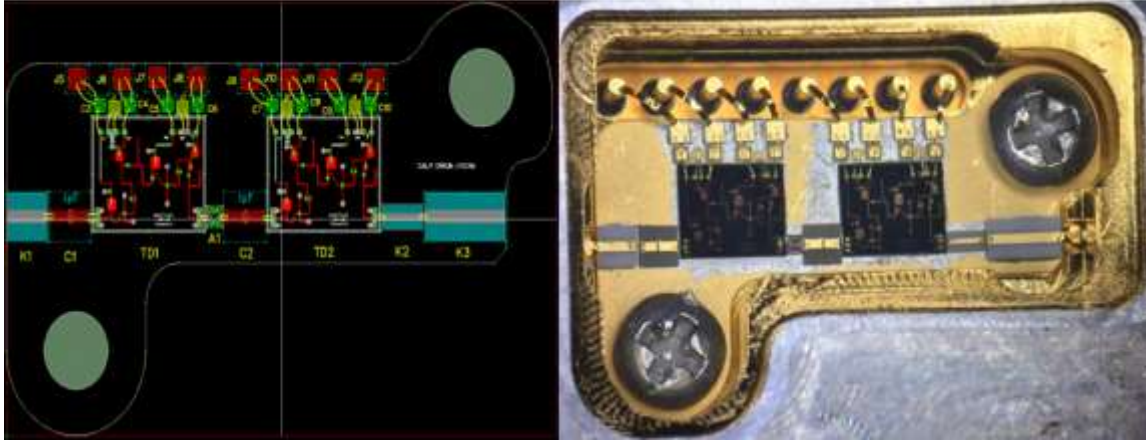
Şekil 4.1. LNA modül blok şeması

LNA hibrit modül tasarımında RF giriş kapısında antenden gelen işareti alarak modül içerisine düşürmek için tasarlanan WR51 dalga kılavuzundan mikroşerite uyarlayıcı yer almaktadır. Dalga kılavuzundan uyarlayıcısından alınan işaret sızdırmaz RF pim aracılığıyla kavite içinde 50Ω alümina iletim hattı üzerine düşürülmektedir. Modül içerisine alınan RF işaret iki adet LNA devreleri tarafından yükseltilere gene sızdırmaz pim aracılığıyla RF çıkışta bulunan 2.92 mm dişli konektöre iletilmektedir. Modül içinde kullanılan LNA devreleri arasına 3 dB kaybı bulunan çip zayıflatıcı kullanılarak hem aktif devreler

arasındaki izolasyonun iyileştirilmesi hem de istenilen kazanç seviyesinin sağlanması hedeflenmiştir. LNA modülün asgari gürültü faktörü değerine sahip olabilmesi amacıyla WR51 dalga kılavuzu mikroşerite uyarlayıcı devresin asgari kayıpla alınan işareti iletecek şekilde tasarlanmıştır. Ek olarak LNA hibrit modülün asgari gürültü faktörü ile en uygun kazanç değerlerine sahip olacak şekilde LNA yonga tasarlanmıştır.

4.2. RF Taşıyıcı Tasarımı ve Üretimi

RF devre elamanları, LNA modül mekanik kovuğu içinde ısıl iletkenlik ve montaj kolaylığı sağlaması açısından CuW taşıyıcı üzerine dolgulu gümüş epoksi yapıştırıcı kullanılarak monte edilmiştir. RF hatta kullanılacak devre elemanlarının doğrusal bir çizgi halinde dizilmesine ve devre elemanlarının birbirlerine 100 μm 'den daha yakın monte edilmesine dikkat edilmiştir. Bu sayede devre elemanlarının arasında birbirleri ile bağlantıyı sağlayan 1 mil altın tel bağlantıların uzunlukları ve etkileri azaltılmıştır. Kavite içinden RF giriş ve çıkış pimlerinden taşıyıcıya geçişte 7 mil genişliğinde altın şerit bağlantılar yapılarak daha 50 Ω empedans değerine sahip alümina hat üzerine işaret taşınmıştır. Kazanç ve çıkış gücü seviyelerini sağlayabilmek amacıyla RF hatta iki adet K-bant LNA yonga kullanılmıştır. LNA yongaların arasına 3 dB zayıflatma değerine sahip çip zayıflatıcı monte edilerek aktif devreler arasındaki izolasyon artırılarak, LNA modülün toplam kazancının istenilen seviyede tutulması sağlanmıştır. Buna ek olarak, her bir LNA yonganın girişine 1 pF değerinde DC blok amacıyla çip kondansatörler eklenerek aktif devrelerin arasında çalışma performansı etkileyebilecek akım kaçaklarının önüne geçilmiştir. Bunlara ek olarak, LNA yongaların DC beslemeleri DC güç kartından 8 pinli düz geçiş konektör aracılığıyla RF kavite içerisine taşınmaktadır. 8 pimli konektöre gelen toprak, kapı ve akaç beslemeleri ilk önce 7 mil altın şerit teller vasıtasıyla atlama terminallerine, sonrasında ise 120 pF değere sahip tek katlı şönt çip kondansatörler üzerinden LNA yongalar üzerinde yer alan transistörlerin ilgili kapı, toprak ve akaç terminallerine 1 mil çapındaki altın tel bağlantılar ile aktarılmıştır. Şekil 4.2.'de RF taşıyıcı tasarımına ait serim ve üretim görüntüsü yer almaktadır. RF taşıyıcı tasarımı ve üretiminde kullanılan devre elemanlarının listesi Çizelge 4.1.'de verilmiştir.



Şekil 4.2. RF taşıyıcı tasarımı serim ve üretim görüntüsü

Çizelge 4.1. RF taşıyıcıda yer alan devre elemanlarının listesi

Malzeme	Özellik
K1	50 Ω Al Hat (En: 10 mil & Boy: 40 mil)
C1, C2	1pF kondansatör
TD1, TD2	K-Bant LNA Yonga
A1	Çip Zayıflatıcı (3dB)
K2	50 Ω Al Hat (En: 5 mil & Boy: 40 mil)
K3	50 Ω Al Hat (En: 10 mil & Boy: 80 mil)
C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10	120pF Çip kondansatör
J1, J2, J3, J4	Toprak Terminali
J5, J6, J7, J8, J9, J10, J11, J12	Atlama Terminali

4.3. RF Kavite Tasarımı

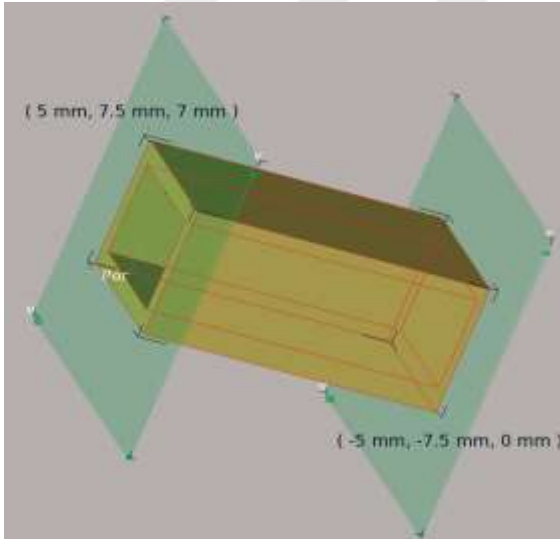
LNA Modülün mekanik tasarımında RF ve DC devre elemanlarının yerleştirileceği iki ayrı kavite görülmektedir. Mekanik tasarımında gövdenin dış duvar kalınlığı uzay ortamında görev süresi boyunca maruz kalacağı radyasyon etkilerine dayanaklı olabilmesi amacıyla Bölüm 5.1.12.'de detaylı bir şekilde anlatılan özyineli yöntem ile gerçekleştirilen TID sektör analizleri sonucuna göre mekanik gövde duvar kalınlığı gövdede en az 1.6 mm olacak şekilde belirlenmiştir. Ek olarak, RF taşıyıcının yerleştirileceği kovuğun aktif aygıtların çalışma frekansı içinde elektriksel performansını etkilememesi, taşıyıcı üzerine monte edilen devre elemanlarının birbirleri ile olan parazittik indüktans değerinin azaltılarak süresiz ve istenmeyen işaret oluşumunu bastırması gerekmektedir. Gerekli bastırma ihtiyacının sağlanabilmesi için CuW taşıyıcının içine yerleştirileceği RF kovuğun kesim frekansının LNA'nın çalışma frekansından yüksek bir değerde olması ve kovuğun istenmeyen yayınları belirli bir seviyede bastırılması istenmektedir. Aksi takdirde kovuğun geri beslemesinden kaynaklı olarak yükselteç devrelerde yüksek kazanç parametresi istenmeyen salınımlara

sebebiyet verebilmektedir. Bu istenmeyen salınımların meydana getirebileceği yüksek genlikli işaretlerin kavite içinde bastırılması gerekmektedir. RF kavite içinde toplam işaret zayıflama (Total Signal Attenuation - TSA) değeri Eş. 4.1. kullanılarak hesaplanmıştır.

$$TSA = e^{-\alpha z} \quad (4.1)$$

$$\alpha = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{(f_c - f)^2 - 1} \quad (4.2)$$

Burada α dalga kılavuzu zayıflatma değerini, f_c kesim frekansını, f çalışma frekansını, c ışık hızını ve z ise dalga kılavuzunun uzunluğunu ifade etmektedir. Bu formüle göre 19.5 GHz merkez çalışma frekansına sahip LNA devresi, kesim frekansı 25 GHz olan bir RF kavite içerisine konulduğu zaman 70 dB seviyesine kadar yüksek genlikli geri besleme işaretini bastırabilme özelliği taşımaktadır. Bu formülden yola çıkarak sonlu elemanlar yöntemi (Finite Element Method - FEM) ile 3 boyutlu elektro manyetik çözümleme yapabilen Keysight firmasına ait EM-Pro yazılımı ile RF taşıcının yerleştirilebileceği ve kesim frekansı 25 GHz civarında olan Şekil 4.3.'de gösterildiği gibi bir kavite tasarımı gerçekleştirilmiştir.



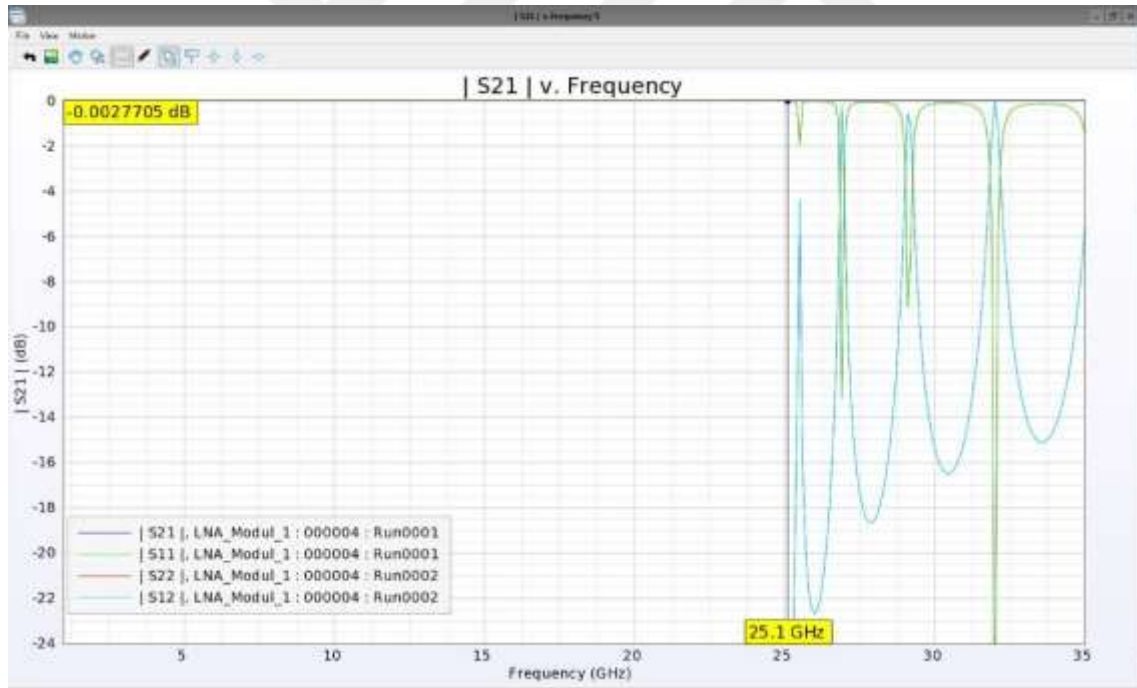
Şekil 4.3. LNA modül 3 boyutlu kavite tasarımı

Kavite tasarımının EM benzetimlerde kavite kesim frekansını 25 GHz ve üzerinde tutabilmek amacıyla Çizelge 4.2.'de verildiği üzere farklı boyutlarda kavite tasarımları ve bunlara ait benzetimleri gerçekleştirilmiştir.

Çizelge 4.2. LNA modül kavite benzetim sonuçları

LNA Modül Kavite Benzetim Sonuçları			
Genişlik (mm)	Uzunluk (mm)	Yükseklik (mm)	Kesim Frekansı (GHz)
6	30	5	25.1
6	40	5	25.0
7	30	5	21.7
7	40	5	21.5
7	40	7	21.4
8	30	5	18.9

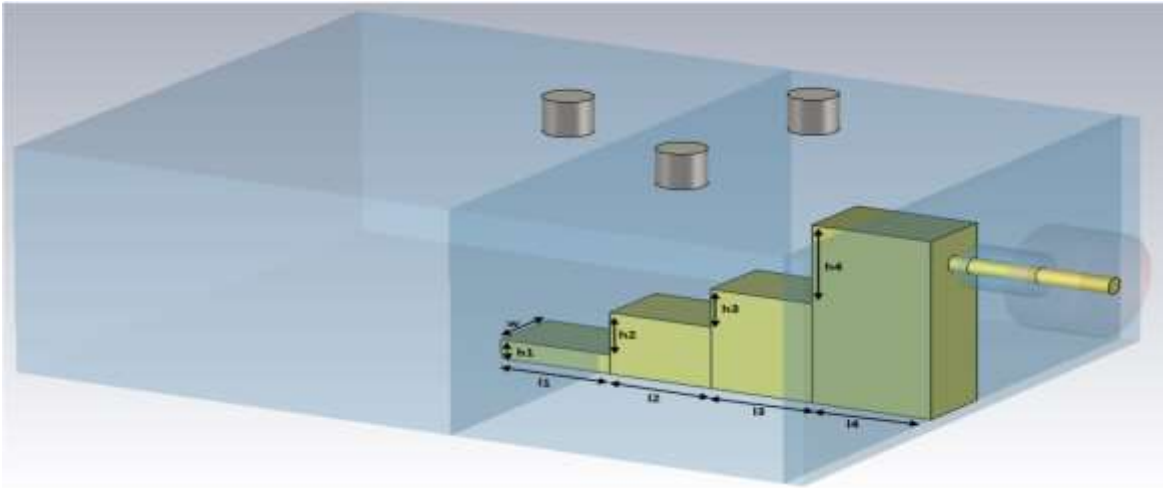
Şekil 4.4.'te verilen RF kavite EM benzetim sonucuna göre, 6 x 5 x 30 mm boyutlarına sahip bir kovuğun kesim frekansının 25.1 GHz elde edildiği görülmüştür. EM benzetimler sonucunda elde edilen RF kavite boyut bilgilerine göre mekanik gövde tasarımı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.4. RF kavite kesim frekansı benzetim sonucu

4.4. WR51 Dalga Kılavuzundan Mikroşerite Uyarlayıcı Tasarımı ve Üretimi

Uydu haberleşme sisteminde almaç ile anten arasında doğrudan bağlantıyı sağlayabilmesi açısından dalga kılavuzundan mikro şerit hatta geçiş uyarlayıcı devrelerin kullanımı önem taşımaktadır. Dalga kılavuzundan mikro şerit hatta uyarlayıcı anten tarafından TE_{10} moddaki alınan işareti hemen hemen enine elektromanyetik (Transverse Electromagnetic - TEM) moda en az geri dönüş kaybıyla iletmede önemli bir rol oynamaktadır. WR51 dalga kılavuzundan mikro şerit hatta uyarlayıcı tasarımında dört basamaklı bir empedans uyarlama tasarım mimarisi kullanılmıştır. Uyarlayıcı devre tasarımı ve 3 boyutlu EM benzetimleri sonlu elemanlar yöntemi kullanan CST yazılımında gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.5.'te verilen uyarlayıcı tasarımına göre anten tarafından alınan işaret WR51 dalga kılavuzu aracılığıyla LNA modüle kadar gelmektedir. Yüksek empedansa sahip standart WR51 dalga kılavuzu içerisinde aktarılan işaret 4 basamaklı uyumlama devresi aracılığıyla 50Ω empedansa sahip mikro şerit hat üzerine taşınmaktadır. Empedans uyarlayıcı basamakların boyut bilgileri Çizelge 4.3.'te verildiği üzere tasarlanmıştır. Mikroşerit hat ile dört basamaklı uyumlama devresi arasındaki bağlantı mekanik gövde içerisine Sn63 kurşunlu lehim ile yapıştırılmış hermetik pim sağlamaktadır. Uyarlayıcı devrenin üretim ve kaplama nedenleriyle olası bir empedans kaymalarından etkilenebileceği düşünülerek tasarımda dalga kılavuzunun üzerine üç adet ayar vidası eklenmiştir.

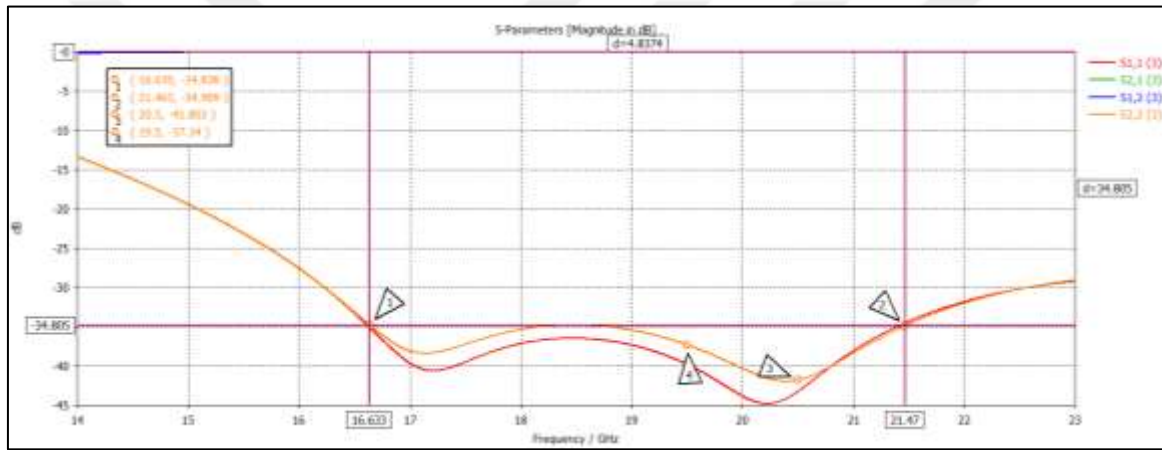


Şekil 4.5. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı 3 boyutlu serimi

Çizelge 4.3. WR51 uyarlayıcı boyutlar bilgileri

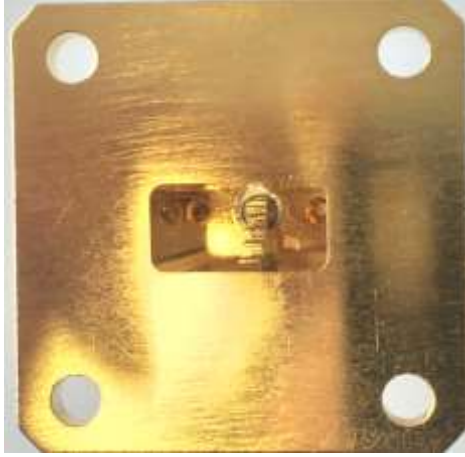
Basamak no	Yükseklik (h)	Uzunluk (l)	Genişlik (w)
1	0.55 mm	2.43 mm	1.73 mm
2	1.22 mm	2.25 mm	1.73 mm
3	1.09 mm	2.25 mm	1.73 mm
4	2.26 mm	2.64 mm	1.73 mm

Şekil 4.6.'da verildiği üzere WR51 dalga kılavuzundan mikro şeride uyarlayıcı tasarımının 3 boyutlu EM benzetimlerinde giriş ve çıkış yansıma kaybının 16.5-21.5 GHz çalışma frekans bant aralığında -35 dB'den iyi olduğu ve geri dönüş kaybının ise yaklaşık olarak -0.1 dB olduğu görülmüştür.



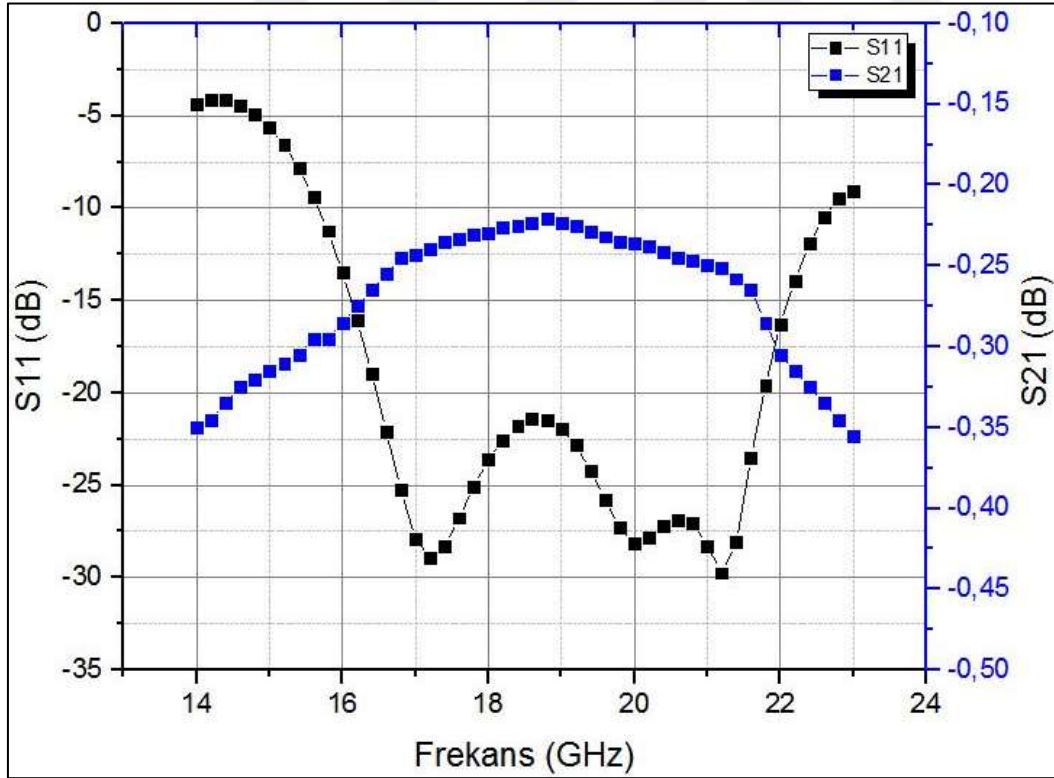
Şekil 4.6. WR51 dalga kılavuzundan mikroşerite uyarlama tasarımı benzetim sonucu

Tasarımı tamamlanan dalga kılavuzundan mikro şerit hatta uyarlayıcı mekanik gövdesi Al6061-T6 alüminyum alaşımından yekpare olacak şekilde üretilmiştir. Üretimi tamamlanan uyarlayıcı mekanik gövdesi elektriksel iletkenliği sağlaması ve korozyona karşı dirençli olması amacıyla altta elektrosuz nikel (Ni), üzerinde ise altın (Au) olacak şekilde kaplanmıştır. Şekil 4.7.'de gösterildiği üzere üretimi tamamlanan iki adet uyarlayıcı arka arkaya bağlanarak network analizörde S-parametresi ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.7. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı

Şekil 4.8.'de verilen WR51 dalga kılavuzundan mikro şeride uyarlayıcı S-parametresi ölçüm sonuçlarına göre uyumlama devresinin çalışma frekansı bandı içerisine yansıma kaybının – 25 dB’ den iyi olduğu ve geri dönüş kaybının ise yaklaşık olarak -0.25 dB civarında olduğu görülmüştür.

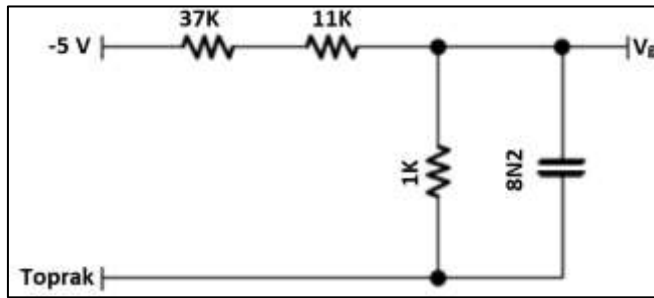


Şekil 4.8. WR51 dalga kılavuzundan mikroşeride uyarlayıcı ölçüm sonucu

Elde edilen S-parametresi ölçüm ve EM benzetim sonuçlarına bakıldığında benzetim ile ölçüm sonuçlarının birbirine oldukça yakın olduğu, geri dönüş kaybının mekanik gövde kaplaması ve üretim toleransları gibi etkilere kaynaklı olarak benzetime göre yaklaşık 0.15 dB yüksek çıktığı görülmüştür.

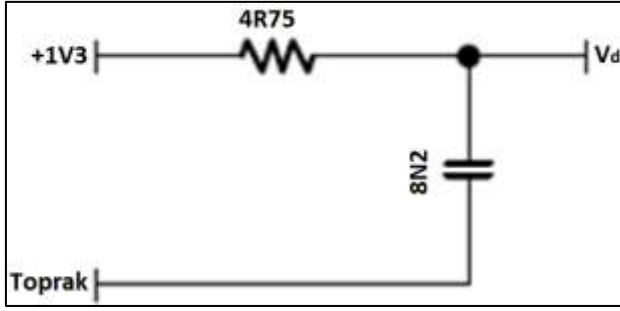
4.5. DC Güç Kartı Tasarımı ve Üretimi

LNA modül RF kavite içinde iki adet LNA yonga yapısında toplam dört adet transistör kullanılmıştır. Bundan dolayı LNA modülü çalıştırabilmek amacıyla dört adet kapı ve dört adet akaç gerilimine ihtiyaç duyulmaktadır. Kapı gerilimleri negatif, akaç gerilimleri ise pozitif voltaj değerine sahiptir. LNA DC dış ara yüzü olarak kullanılan 5 pimli Nano-D konektör yapısına almaç güç biriminden +1.3 V, toprak ve -5 V gelecek şekilde LNA modülü çalıştırabilmek amacıyla LNA DC güç kartı tasarımı gerçekleştirilmiştir. DC güç kartında dört adet kapı gerilimi için modüle gelen -5 V gerilimden direnç bölmesi ile her bir kapı için farklı kapı gerilimi uygulanabilecek şekilde direnç bölmesi devresi eklenmiştir. Transistör kapı DC besleme devrelerinde Şekil 4.9.'da gösterildiği üzere direnç bölmesinde ince ayar yapabilmek amacıyla seri hatta seri iki direnç ve şönt bir adet direnç kullanılmıştır. Bu sayede her bir kapı gerilimi DC kapak kapatılmadan ince ayar yapılarak performansın iyileştirilmesine olanak sağlanmıştır.



Şekil 4.9. Kapı DC gerilim devresi

Ayrıca, DC güç kartı üzerine RF kavite bağlantısını sağlayan sekiz pimli düz geçiş konektörünün hemen önüne DC hattın gelebilecek istenmeyen yayınları süzmek amacıyla şönt 8.2 nF büyüklüğünde kondansatör eklenmiştir. Ek olarak, dört adet akaç gerilimi için ise DC kart üzerinde transistörlerin akım çekebilmesi amacıyla Şekil 4.10.'da verildiği gibi seri hatta 4.75 Ω direnç ve sekiz pimli düz geçiş konektörü hemen önüne ise DC hatta gelebilecek istenmeyen işaretleri süzmek amacıyla şönt 8.2 nF kondansatör kullanılmıştır.



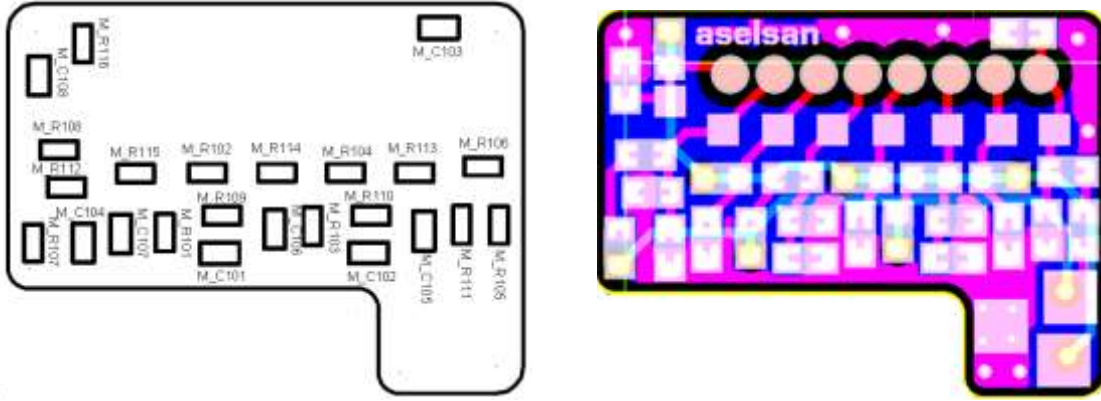
Şekil 4.10. Akaç DC gerilim devresi

LNA modül DC güç kartı 4 katlı olarak polimide malzeme üzerine toplam kalınlığı 44 mil olacak şekilde tasarlanarak üretilmiştir. Şekil 4.11.'te gösterildiği üzere DC güç kartının 1. ve 3. katları canlı işaretlerin taşındığı, 2. ve 4. katlar ise toprak olarak kullanılmıştır.



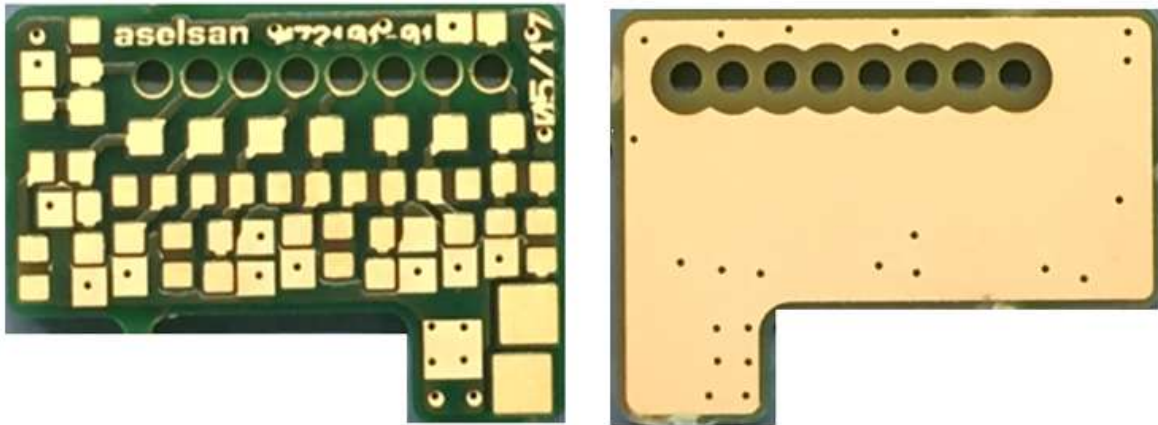
Şekil 4.11. DC Güç kartı kesit bilgisi

Şematik tasarımı tamamlanan LNA DC güç kartının serim görüntüsü Şekil 4.12.'de görülmektedir.



Şekil 4.12. LNA DC güç kartı serimi

Tasarımı tamamlanan LNA DC güç kartı Aselsan Baskı Devre Müdürlüğü bünyesinde polimide malzemeden üretilmiştir. Şekil 4.13.'te üretimi tamamlanan LNA DC güç kartının ön ve arka yüzüne ait görüntü görülmektedir.

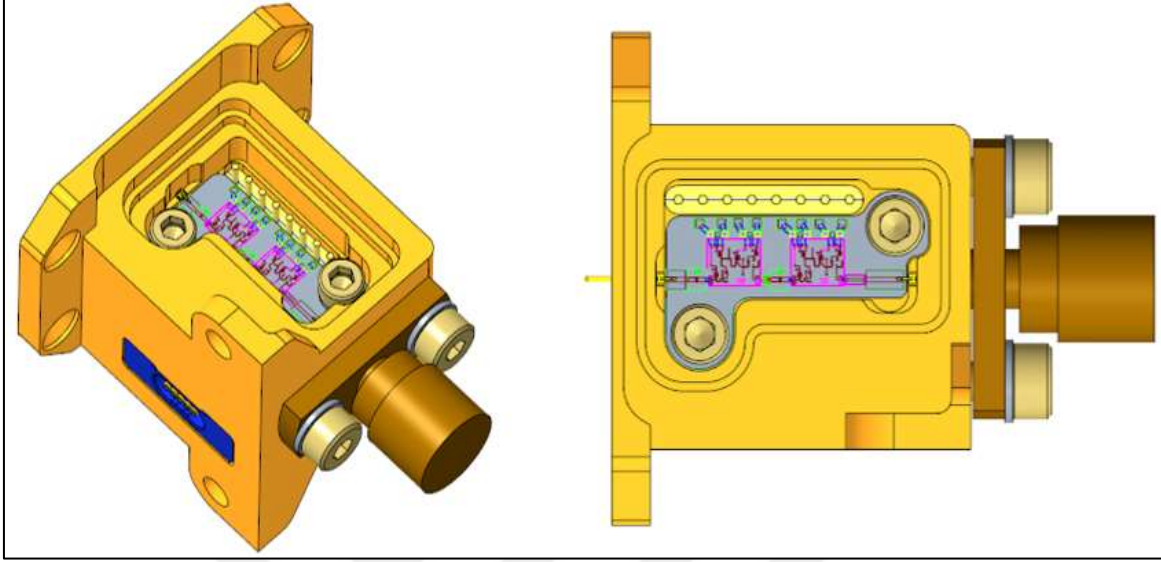


Şekil 4.13. LNA DC güç kartı ön ve arka yüz görüntüsü

4.6. Mekanik Gövde Tasarımı ve Üretimi

Zorlu uzay ortam şartlarında uzun süre göre yapacak elektronik cihazların radyasyon etkilerine karşı dayanıklı olması, mekanik ağırlıklarının yüksek uydu fırlatma maliyetlerinden dolayı olabildiğince hafif olması ve ısı iletkenliğinin aktif cihazların çalışma performanslarını etkilemeyecek düzeyde olması gerekir. Bundan dolayı LNA mekanik gövde tasarımında, gövde ağırlığının radyasyona dayanıklı ve ısı iletkenliğini sağlayabilecek en düşük seviyede tutularak RF ve DC olmak üzere sırt sırta bulunan iki kavite bölümünden oluşmaktadır. Mekanik tasarımda LNA'nın RF giriş terminali hem dalga

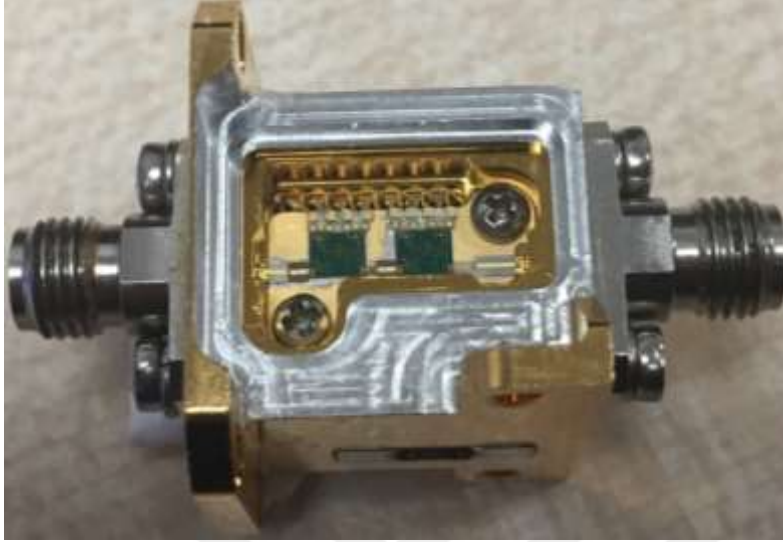
kılavuzundan mikroşerite uyarlayıcı hem de 2.92 mm-dişi konektör, RF çıkış terminaline ise 2.92 mm-dişi konektör takılabilecek şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 4.14. LNA modül RF kavite tasarımı

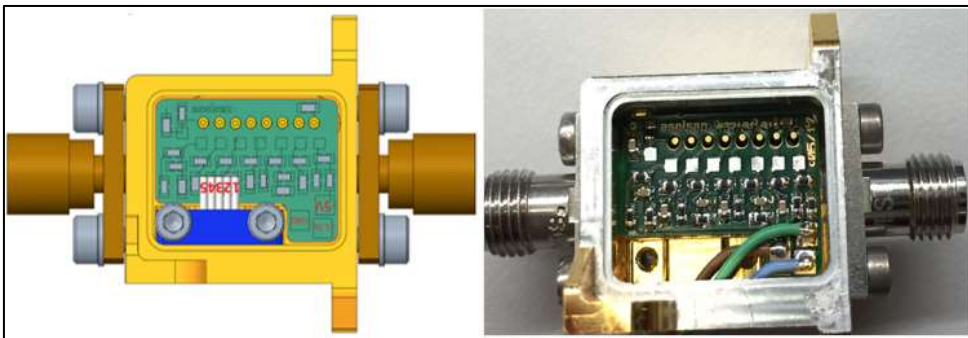
Tasarımı tamamlanan LNA mekanik gövde uzay ortamında sorunsuz çalışabilmesi amacıyla AL6061-T6 alüminyum alaşımdan yekpare ve hermetik sızdırmaz olacak şekilde üretilmiştir. Üretimi tamamlanan mekanik gövde altta elektrosuz nikel (Ni), üzerinde ise altın (Au) olacak şekilde ısı iletkenliği sağlaması amacıyla kaplanmıştır. RF kavite içerisine CuW taşıyıcı vida yardımı ile monte edilmiş ve gövde ile taşıyıcı arasına elektriksel iletkenliği sağlaması amacıyla gümüş dolgu epoksi sürülmüştür. LNA'nın RF giriş ve çıkış pimleri ile sekiz pimli düz geçiş konektörü mekanik gövde duvarları içerisine Sn63 kurşunlu lehim teli kullanılarak hermetik sızdırmaz olacak şekilde monte edilmiştir. RF pimler ile sekiz pimli düz geçiş konektörü ile ilgili RF ve DC terminaller arasındaki bağlantı bobin etkisini en aza indirmek amacıyla altın 7 mil şerit teller kullanılarak bağlantı yapılmıştır. Ek olarak, RF kavite içinde paketsiz LNA yonga yapıları kullanıldığı için uzun görev süresi boyunca hidrojen (H_2), nem (H_2O) gibi ortamda bulunan gazların modül içinde korozyon, H_2 zehirlenmesi vs. etkiler meydana getirerek modülün ömrünü kısaltabilmektedir. Bu olumsuz etkilerin önüne geçebilmek amacıyla LNA modülü dış ortam şartlarından arındırılarak dünyada beklemesi sürecinde devre elemanlarının ömür sürelerinin azalmaması için önce LNA modül vakum ortamında $125^\circ C$ sıcaklıkta yetmiş iki saat tutulmuştur. Bu sayede RF kavite içindeki nem ve hava tamamen boşaltılmıştır. Sonrasında, atmosferik ortama çıkarmadan RF kavite içerisine azot (N_2) gazı doldurularak hermetik sızdırmaz

olacak şekilde kapak mekanik gövdeye kaynatılmıştır. Şekil 4.15.'te üretimi tamamlanmış LNA modüle ait RF kavite görüntüsü görülmektedir.



Şekil 4.15. LNA modül RF kavite görüntüsü

LNA gövde tasarımının DC kavite ise DC güç kartın ve nano-d konektörün takılabileceği biçimde tasarlanarak üretilmiştir. DC kavite içerisine transistörlerin çalışması için gerekli olan DC GÜÇ kartı vakumlu yapıştırma yöntemi kullanılarak monte edilmiştir. DC güç kart ile mekanik gövde arasına ısıl ve elektriksel iletkenliği sağlaması amacıyla esnek iletken film eklenmiştir. Ek olarak, DC güç kartının dizgi işlemi kart montajı tamamlandıktan sonra Sn63 kurşunlu lehim kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Daha sonra nano-d konektörün pimleri ile DC GÜÇ kartı üzerindeki ilgili lehim eklemlerine Çizelge 4.4.'te verildiği gibi Sn63 kurşunlu lehim kullanılarak lehimlenmiştir. DC kavite montajında son adım olarak kapak lazer kaynak cihazı kullanılarak mekanik gövdeye kaynatılmıştır. Şekil 4.16.'da LNA modül DC kavite tasarımı ve üretimine ait görüntü görülmektedir.



Şekil 4.16. LNA modül DC kavite tasarım ve montaj görüntüsü

Çizelge 4.4. DC konektör bağlantı pim atamaları

Pim No	Bağlantı
1	+1.3V
2	TOPRAK
3	TOPRAK
4	TOPRAK
5	-5.0V

LNA modül RF ve DC kavite montaj işlemleri tamamlandıktan sonra lazer kaynak ile her iki bölmenin kapakları lazer kaynak uygulamasıyla mekanik gövdeye kaynatılmıştır. Daha sonra LNA modülün girişine WR51 dalga kılavuzundan mikroşerite uyarlayıcı montajı gerçekleştirilerek K-bant LNA modülün üretim işlemi tamamlanmıştır. Şekil 4.17.'de üretimi tamamlanmış K-bant LNA modüle ait görüntü görülmektedir.

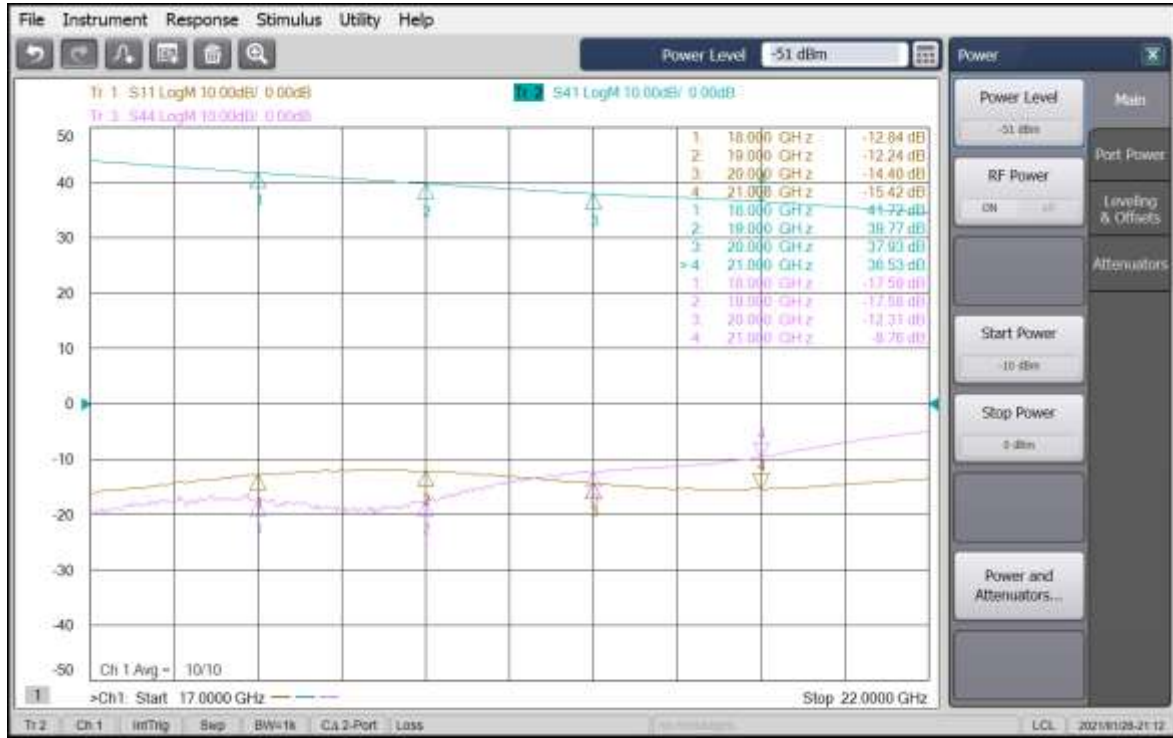


Şekil 4.17. Üretimi tamamlanan K-bant LNA modül görüntüsü

4.7. LNA Modül Ölçüm Sonuçları

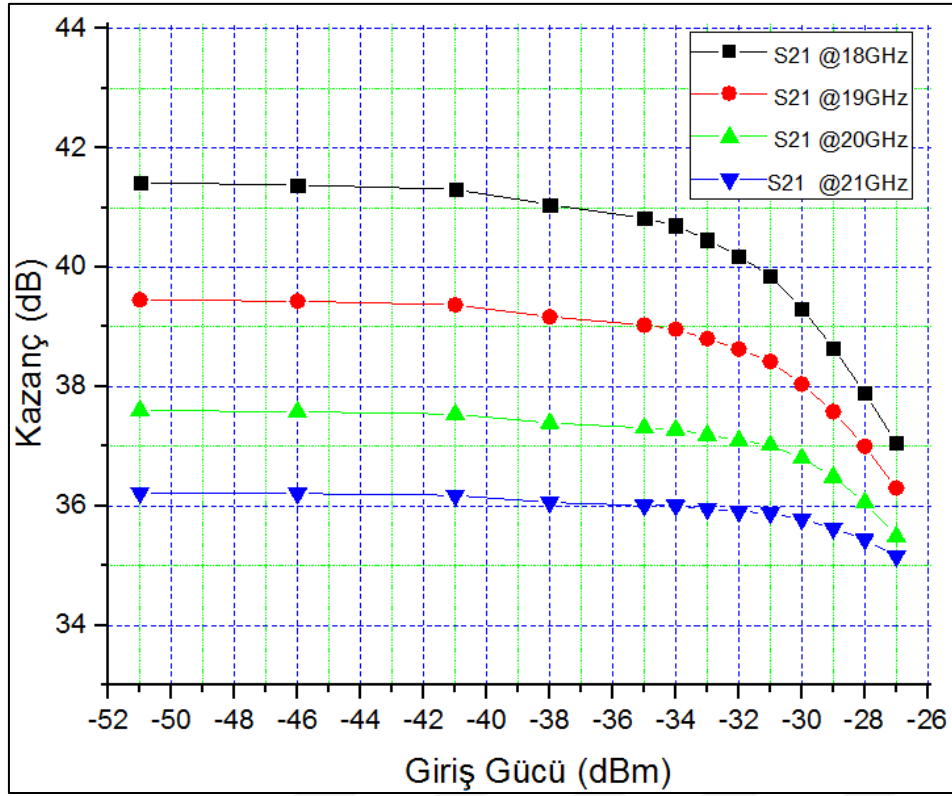
LNA yonga elektriksel testleri Şekil 3.25.'de verilen RF test düzeneğinde gerçekleştirilmiştir. Elektriksel testlerde Keysight N5222B network analizör, Keysight UXA N9040B sinyal analizörü, Rohde Schwarz SMF100A sinyal üreteçleri, Keysight E3631A DC güç kaynakları, RF birleştirici ile RF kablo ve konektörler kullanılmıştır. S-parametresi ölçümleri gerçekleştirilmeden önce network analizörün elektronik kalibrasyon kiti kullanılarak ölçüm öncesi LNA modülün giriş ve çıkış terminalleri referans noktaları olacak şekilde kalibrasyonu gerçekleştirilmiştir. Giriş gücü -51 dBm olacak şekilde LNA modülün

S-parametresi ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.18.'de LNA modülün RF ölçüm istasyonunda gerçekleştirilen S-parametresi ölçüm sonuçları görülmektedir. Elde edilen S-parametresi ölçüm sonuçlarına göre LNA modülün giriş ve çıkış yansıma kayıplarının sırasıyla -12.2 dB ve -9.7 dB'den iyi oldukları ve küçük sinyal kazancının 36.5 dB'den yüksek olduğu görülmüştür.

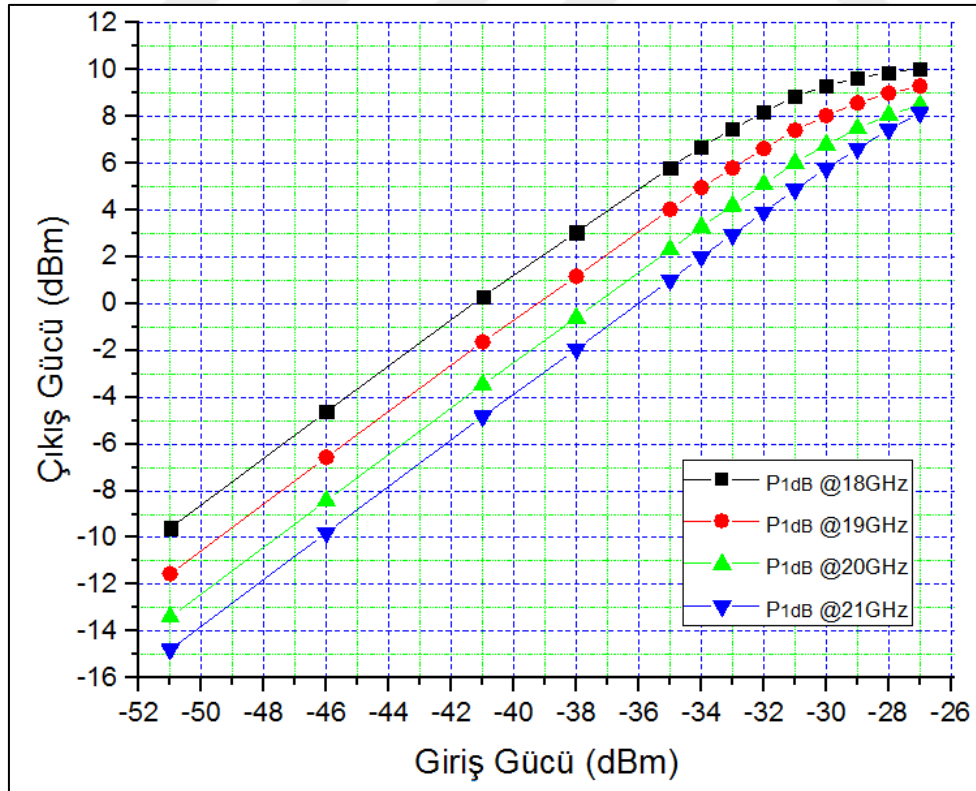


Şekil 4.18. LNA modül S-parametresi ölçüm sonucu

Şekil 4.19.'de ve Şekil 4.20.'de LNA modülün giriş gücünün -51 dBm'den -27 dBm'e kadar artırılarak elde edilen çıkış gücü (P_{1dB}) ve kazanç ölçüm sonuçları görülmektedir. P_{1dB} ölçümlerinde network analizör kullanılarak LNA modülün giriş gücü -51 dBm'den -27 dBm seviyesine kadar sürülerek kazanç ve çıkış gücü değerleri ölçülmüştür. LNA modül çıkış gücü ölçüm sonuçlarına göre merkez frekansı için 1 dB kazanç bastırma noktasında LNA yongadan yaklaşık olarak +7.4 dBm çıkış gücü (P_{1dB}) ve 36 dB kazanç elde edilmektedir.

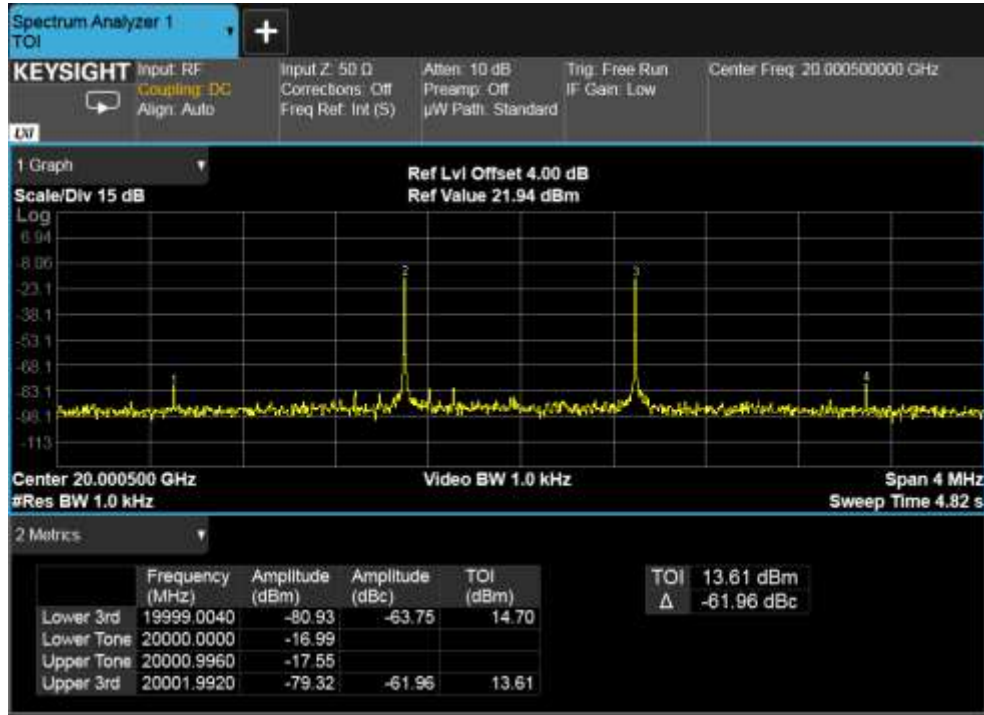


Şekil 4.19. LNA modülün P_{1dB} noktasındaki kazanç ölçüm sonucu



Şekil 4.20. LNA modülün P_{1dB} ölçüm sonucu

Doğrusallık ölçümlerinde LNA yonganın girişine RF birleştirici yardımıyla 1MHz faz farklıyla farklı 2 sinyal uygulanarak çıkış spektrumunda oluşan temel ve arakiplenim işaretlerinin seviyeleri spektrum analizör yardımıyla ölçülmüştür. Doğrusallık ölçüm sonucuna göre 20 GHz’de LNA modül girişine -51 dBm güç uygulandığı zaman C/I ve IP3 değerleri sırasıyla -62 dBc ve 13.61 dBm olarak ölçülmüştür. Şekil 4.21.’de LNA modülün -51 dBm giriş gücü için elde edilen doğrusallık ölçüm sonucu görülmektedir.



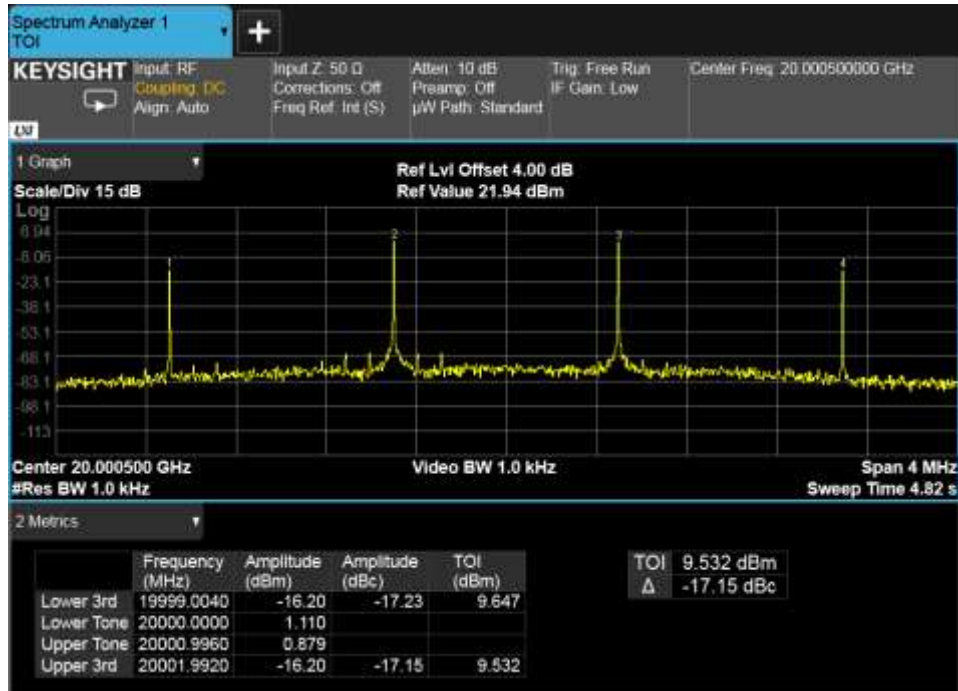
Şekil 4.21. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in}=-51$ dBm)

Doğrusallık ölçüm sonucuna göre 20 GHz’de LNA modül girişine -41 dBm güç uygulandığı zaman C/I ve IP3 değerleri sırasıyla -40 dBc ve 14.3 dBm olarak ölçülmüştür. Şekil 4.22.’de LNA modülün -41 dBm giriş gücü için elde edilen doğrusallık ölçüm sonucu görülmektedir.



Şekil 4.22. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in} = -41$ dBm)

Doğrusallık ölçüm sonucuna göre 20 GHz’de LNA modül girişine -31 dBm güç uygulandığı zaman C/I ve IP3 değerleri sırasıyla -17 dBc ve 9.5 dBm olarak ölçülmüştür. Şekil 4.23.’de LNA modülün -31 dBm giriş gücü için elde edilen doğrusallık ölçüm sonucu görülmektedir.



Şekil 4.23. LNA modül doğrusallık ölçüm sonucu ($P_{in} = -31$ dBm)

LNA yonga gürültü figürü ölçümü Y-faktör ölçüm yöntemi kullanılarak gürültü figürü ölçüm özelliğine sahip işaret analizörü yardımıyla gerçekleştirilmiştir. NF ölçümünden önce gürültü kaynağı ile işaret analizörün kalibrasyonu yapılmıştır. LNA modülün NF ölçümlerinde giriş terminaline aşırı gürültü oranı (Excess Noise Ratio – ENR) sinyal analizöre tanıtılmış 26.5 GHz’e kadar çalışan Keysight 346C gürültü kaynağı bağlanarak NF ölçümü gerçekleştirilmiştir. NF ölçüm sonuna göre çalışma frekans bandı içerinden LNA modülün NF değeri 1.4 dB’den düşük olarak ölçülmüştür. Şekil 4.24.’te LNA modül NF ölçüm sonucu görülmektedir.



Şekil 4.24. LNA modül NF ölçüm sonucu

Geliştirilen K-band LNA modülün S-parametresi, gürültü figürü, doğrusallık ve çıkış gücü elektriksel testleri sonuçları Çizelge 4.5’te görülmektedir.

Çizelge 4.5. LNA modül ölçüm sonuçları

	Ölçüm Sonuçları
Frekans Bandı	18.0 - 21.0 GHz
Giriş Gücü	-51 dBm
S_{11}	< -12.2 dB
S_{22}	< -9.8 dB
S_{21}	> 36.5 dB
NF	< 1.4 dB
P_{1dB}	7.4 dBm
C/I	-62 dBc
IP3	13.6 dBm
Kararlılık	Koşulsuz kararlı

5. ANALİZLER

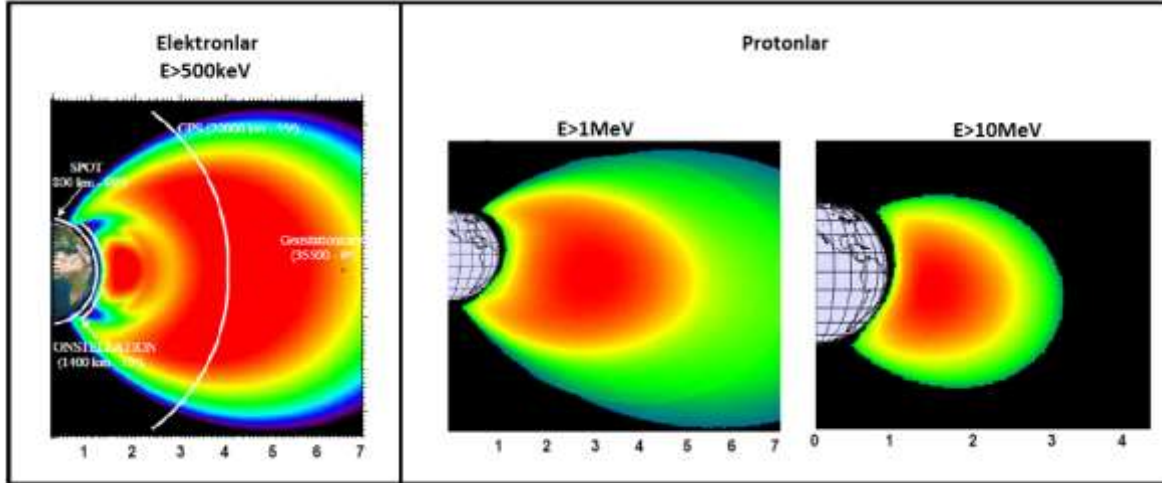
Uydu haberleşme sistemlerinin dünyadan yaklaşık olarak 36000 km uzaklıkta bulunan jeosenkron yörüngesinde (geostationary orbit - GEO) zorlu uzay ve radyasyon şartları altında en az 15 yıl görev yapmaları istenilmektedir. Bu zor ve uzun süre boyunca elektronik devre ve aygıtların sorunsuz bir şekilde çalışacağının tasarım aşamasında doğrulanması için birçok farklı konuda analizler gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde LNA modülün uzay radyasyon ortamında uzun süre sorunsuz görev yapabileceğini öngörmek amacıyla radyasyon, parça indirgenme ve güvenilirlik analizleri yapılmıştır. Radyasyon analizinde, LNA modülün 15 yıl radyasyon ortamında çalışabileceği görülmüş ve radyasyon analizi sonucuna göre mekanik gövde et kalınlıkları belirlenmiştir. Ayrıca, LNA yonga devre mimarisinde kullanılan devre elamanlarının üzerine düşen gerilim ile üzerlerinden akan akım değerleri üretim süreci tarafından belirlenen en yüksek ve en düşük seviyelere göre seçilerek tasarlandığı parça indirgenme analizi ile ortaya konulmuştur. Ek olarak, LNA modül içinde kullanılan devre elemanlarının her birinin ayrı ayrı üretim sürecine, çalışma ortam şartlarına bağlı olarak sahip olduğu hata oranları hesaplanmış ve modülün 15 yıl en düşük hata oranına sahip olacak şekilde çalışabileceği güvenilirlik analiziyle doğrulanmıştır.

5.1. Radyasyon Analizi

Uzay ortamında elektronik cihazlar üzerinde uydu görev süresince meydana gelecek radyasyon etkilerini oluşturan en önemli etkenler olarak elektronlar, tuzaklanan (trapped) ve güneş patlamaları sonucunda meydana gelen protonlar, ağır iyonlar, kozmik ışınlar ile Bremsstrahlung'dır. Uzaydan radyasyon ortamını meydana getiren bu parçacıkların dağılımı hesaplanırken dünyanın manyetik alanı, dünyanın coğrafi merkezi ve manyetik kutup merkezi arasında hem merkezsel olarak, hem de doğrultu olarak kayma olduğu için dikkate alınmalıdır. Dünyanın coğrafi ve manyetik kutbu arasındaki asimetrik yapı da Güney Atlantik Anomali denen ve dünyanın etrafında homojen olmayan bir manyetik alan dağılımına yol açar. Başka bir ifadeyle, Güney Atlantik'te iç Van Allen kuşağı yeryüzüne iyice yaklaşarak bölgede yüksek enerjili parçacık akısında artış meydana gelmektedir. Ek olarak, güneş kaynaklı radyasyon olayları yaklaşık 11 yıllık bir döngüye sahiptir. Bu döngünün 4 yılı yüksek enerjili parçacık sayısı en düşük seviyede, kalan 7 yılında ise en yüksek seviyede ölçülmektedir. Bundan dolayı, haberleşme uydusunun fırlatılacağı ve görev yapacağı zamanların güneş kaynaklı radyasyon döngüsünün en düşük olduğu sürelerle göre

belirlenmelidir. Uzay ortam radyasyonunu temel olarak tuzaklanmış parçacıklar, güneş kaynaklı parçacıklar ile kozmik ışınlar oluşturur [60-62].

Tuzaklanmış parçacıklar: Şekil 5.1.'de gösterildiği üzere tuzaklanmış elektronlar için iç ve dış kemer olmak üzere 2 adet kemer, tuzaklanmış protonlar için 1 adet kemer vardır. Bu kemerler içindeki elektronların enerjisi 10 keV ile 7 MeV arasında değişirken, protonların enerjisi ise 10 keV ile 300 MeV arasında değişmektedir. Tuzaklanmış elektronlar solar maksimum periyodunda en yüksek akı değerine ulaşırken, hapsolmuş protonlar solar minimum periyodunda en yüksek akı değerine ulaşır. Tuzaklanmış protonlardaki bu ters bağıntı solar maksimum döneminde solar parçacıkların dünyanın çevresinde kalkan görevi görmesi ve ağır iyonlarını geçişini engellemesinden kaynaklanır [60,61].

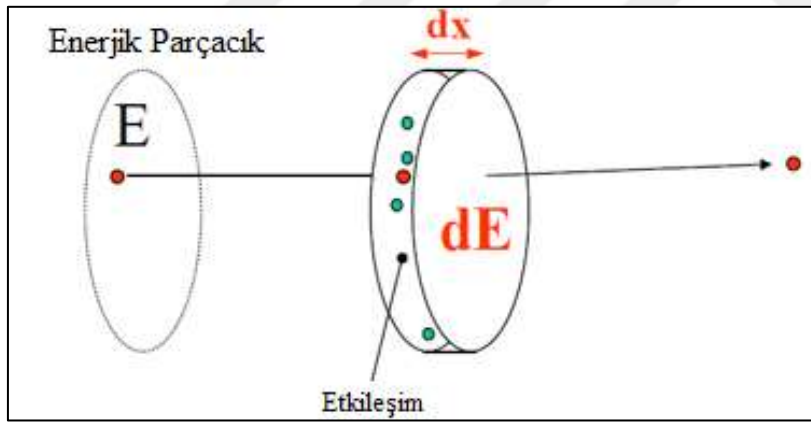


Şekil 5.1. Tuzaklanmış elektron ve proton kemerleri

Güneş kaynaklı parçacıklar: Güneş kaynaklı parçacıklar önemli ölçüde yüksek irtifa, yüksek enlem ve gezegenler arası yörüngelerde bulunur. Güneş kaynaklı parçacıklar temel olarak protonlar ve ağır iyonlardan oluşur. Bu parçacıkların ortalama akı ve zirve akı değerleri vardır. Zirve akı değerlerine güneş patlamaları dönemlerinde ulaşırlar ve zirve akı değerine sahip oldukları süre çok kısadır. Güneş kaynaklı protonlar TID ve SEE hesaplarında kullanılırken, ağır iyonlar sadece SEE hesabında kullanılır. Bunun dışında ortalama akı değerleri toplam iyonize doze (Total Ionizing Dose – TID) ve tekil olaylar etkisi (Single Event Effect – SEE) hesapları için önem taşırken, güneş patlama modelleri sadece SEE hesabında kullanılır [60-62].

Kozmik ışınlar: Kozmik ışınlar önemli ölçüde yüksek irtifa, yüksek enlem ve gezegenler arası yörüngelerde bulunmaktadır. Atom numarası birden doksan ikiye kadar olan ağır iyonları içermektedir. Güneş döngüsüyle ters bağıntılıdır ve en yüksek akı değerine solar minimum döneminde ulaşırlar. Bu ağır iyonlar yüksek enerjili parçacıklardır ama akı değerleri düşüktür. Yüksek enerjili oldukları için tekil olaylara (SEE) yol açarak elektronik elemanlara zarar verebilirler. Ancak akıları düşük olduğu için TID hesabına katılmazlar [61,62].

Şekil 5.2.'de gösterildiği üzere enerji yüklü bir parçacık uzay ortamında elektronik bir malzeme ile karşılaştığı zaman enerjisini bir kısmını malzeme üzerine bırakır. Enerji yüklü parçacığın malzeme içinde izlediği yol boyunca kaybettiği enerji (dE/dx) durdurma gücü olarak ifade edilir. Enerji aktarımında elektronlar parçacığın karşılaştığı yoğun bir ortam gibi davranarak enerji aktarımını sağlıyorsa buna iyonlaştırıcı doz etkisi, enerji yüklü parçacık çekirdeğe çarparak nükleer reaksiyon meydana getirerek enerji aktarımı yapıyorsa buna iyonlaştırıcı olmayan doz veya yer değiştirme etkisi denir.



Şekil 5.2. Durdurma gücü

Toplam durdurma gücü farklı etkilerin toplamı olarak Eş. 5.1 ile hesaplanabilir. Durdurma gücünün birimi $\text{MeV} \cdot \mu\text{m}^{-1}$ 'dir.

$$\left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{toplam}} = \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{nükleer}} + \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{elektronik}} + \left(\frac{dE}{dx}\right)_{\text{ışın}} \quad (5.1)$$

Burada nükleer etkiler iyonlaştırıcı olmayan (yer değiştirme) etkisini; elektronik ve ışın etkileri ise iyonlaştırıcı etkileri ifade etmekte kullanılır. Durdurma gücü hedef malzemenin yoğunluğuyla orantılı olarak değişmektedir. Durdurucu güç iyonlaştırıcı durdurucu güç

olduğu zaman Lineer enerji transferi (LET) , iyonlaştırıcı olmayan durdurucu güç olduğu zaman ise iyonize olmayan enerji kaybı (NIEL) olarak tanımlanmaktadır. Toplam iyonize olan doz miktarını tanımlarken LET, toplam iyonize olmayan doz (TNID) veya yer değiştirme etkisini tanımlarken NIEL kullanılmaktadır. LET ve NIEL Eş. 5.2 ve Eş. 5.3 ile hesaplanabilir [61,62].

$$LET = \left(\frac{dE}{\rho dx} \right)_{iyonlaştırıcı} \quad (5.2)$$

$$NIEL = \left(\frac{dE}{\rho dx} \right)_{nükleer} \quad (5.3)$$

Burada ρ malzemenin g.cm^{-2} cinsinden yoğunluğudur. LET ve NIEL birimi ise $\text{MeV.cm}^2.\text{mg}^{-1}$ kullanılır.

Uydu haberleşme sistemleri uzay ortamında temel olarak üç farklı radyasyon etkisine maruz kalmaktadır. Bunlar toplam iyonlaştırıcı doz (Total Ionizing Dose - TID), toplam iyonlaştırıcı olmayan doz (Displacement Damage - DD) ve tekil olaylar (Single Event Effect - SEE) etkileridir.

Toplam iyonlaştırıcı doz etkisi (TID): Yüksek enerjili bir parçacık uzay ortamında bir elektronik malzeme ile karşılaştığı zaman sahip olduğu enerjisini malzemeye aktarır. Enerjik parçacıktan malzeme yapısında bulunan elektronlara aktarılıyorsa buna iyonlaştırıcı etki denir. Toplam iyonlaştırıcı doz, elektronik cihazlarda göre süresi boyunca katlanarak malzeme üzerinde biriken iyonlaştırıcı doz etkisinden kaynaklı olarak meydana gelen uzun süreli fonksiyonel hatalardır. Bu hatalardan kaynaklı olarak elektronik cihazlarda sızdırma akımı, eşik gerilimi seviyesinde değişimler vb. etkiler ya da işlevsel başarısızlıklar meydana gelebilir. TID etkilerini önleyebilmek amacıyla elektronik cihazların içinde yer aldığı mekanik gövde veya yerel kalkanlamalar ile radyasyona duyarlı malzemeler korunaklı hale getirilebilir [63].

Toplam iyonlaştırıcı olmayan doz etkisi (DD): Yüksek enerjili bir parçacık uzay ortamında bir elektronik malzeme ile karşılaştığı zaman sahip olduğu enerjisini malzemeye aktarır. Enerjik parçacıktan malzeme yapısındaki atomik çekirdeğe enerji aktarımı oluyorsa buna iyonlaştırıcı olmayan veya yer değiştirme etkisi denir. Yer değiştirme etkisi güneş panelleri,

elektro optik cihazlar ve iki kutuplu (bipolar) transistörler üzerinde zamanla kazanç, akım kaçakları gibi performansta kötüleşmeye neden olur.

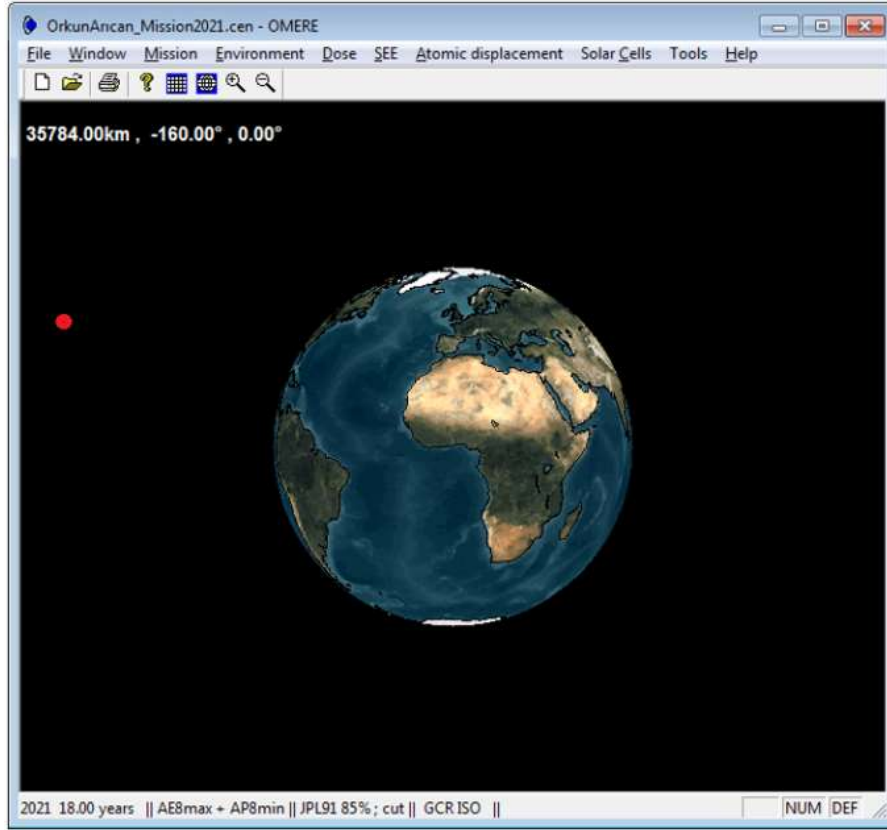
Tekil olaylar etkisi (SEE): Enerji yüklü parçacıklar yarıiletken aygıtlar ile elastik veya elastik olmayan çarpışma yaptıkları zaman yarıiletken aygıtlara LET ile enerji aktarımı meydana gelerek tekil olayları meydana getirir. Tekil olaylar mikroişlemci, hafıza aygıtları, FPGA gibi tekil olaylara duyarlı aygıtlarda kısa süreli hasarlara veya kalıcı hasarlara neden olabilmektedir [62].

LNA modül tasarımında radyasyona duyarsız pasif devre elemanları ile GaAs teknoloji kullanılarak üretilen GaAs LNA yonga yapıları yer almaktadır. GaAs LNA yongalar GaAs malzeme doğasından kaynaklı 300 krad değere kadar iyonize doza karşı dayanıklıdır ve tekil olaylar ile iyonlaştırıcı olmayan doza karşı ise duyarsızdır. LNA modül tasarımında uydu görev süresi sonunda RF kavite içinde LNA yongaların üzerine 300 krad değerinden daha düşük seviyede TID birikecek şekilde özyineli olarak mekanik tasarım ve radyasyon analizi gerçekleştirilmiştir.

5.1.1. Radyasyon ortamının oluşturulması

Uydu cihazlarının görev süresi boyunca maruz kalacakları toplam iyonlaştırıcı doz değerlerinin analizlerini yapmak için ilk önce uygun yazılımlar kullanılarak uzay ortamı tanımlamalarının gerçekleştirilmesi gerekir. Bunun için radyasyon analizlerinin yapılmasında uzay ortamı OMERE yazılımı kullanılarak tanımlanmıştır. Radyasyon analizlerinde uydunun fırlatılma tarihi olarak 2021, uydunun çalışma yörüngesi yer yüzünden yaklaşık 36000 km uzakta olan GEO yörünge ve uydu görev süresi 1.2 marjla 18 yıl olarak hesaplamalarda kullanılmıştır.

Şekil 5.3. Uzay ortamı (160° batı) analizlerde uydu göre süresince cihazlar üzerinde biriken toplam radyasyon dozunu belirtmek için RAD (Radiation Absorbed Dose) birim kullanılmıştır.



Şekil 5.3. Uzay ortamı (160° batı)

Van Allen kuşağı elektron akısı hesaplamalarında en kötü durum olan 160° batı konumu ele alınarak güneş kaynaklı en yüksek seviye için AE8 modeli seçilmiştir. Jeosenkron yörünge (GEO) için hesaplanan Van Allen kuşağı elektron akısı değerleri Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1. GEO için Van Allen kuşağı elektron akısı (160° Batı)

Enerji (MeV)	Diferensiyel Akı (Differential Flux) (Elektron/cm ² .MeV.s)	Tümleşik Akı (Integrated Flux) (Elektron/cm ² .s)
0,1	2,11116 E08	3,18552 E07
0,1298	1,80743 E08	2,5868 E07
0,1685	1,37944 E08	1,97425 E07
0,2187	9,71341E07	1,39018 E07
0,2838	4,95409 E07	9,33299 E06
0,3684	3,16226 E07	5,95737 E06
0,4782	1,62075 E07	3,32655 E06
0,6207	7,01889 E06	1,89489 E06
0,8056	3,3942 E6	967573
1,0456	1,28609 E06	434342
1,3572	507329	183778
1,7616	153187	69758,8
2,2865	50953,4	19258,3
2,9678	7977,01	4114,36
3,8522	1668,89	658,033
5	21,5083	4,50501

Van Allen kuşağı proton değeri güneş kaynaklı en düşük seviye için AP8 modeli kullanarak hesaplanmıştır. Durağan yörünge için Van Allen kuşağı proton akısı değerleri Çizelge 5.2’de görülmektedir.

Çizelge 5.2. GEO için Van Allen kuşağı proton akısı (160° Batı)

Enerji (MeV)	Diferensiyel Akı (Differential Flux) (Elektron/cm ² .MeV.s)	Tümleşik Akı (Integrated Flux) (Elektron/cm ² .s)
0,1	1,23001 E08	8,18645 E06
0,1298	7,86096 E07	5,23194 E06
0,1685	4,3965 E07	2,92613 E06
0,2187	1,55602 E07	1,51459 E06
0,2838	7,86627 E06	794645
0,3684	3,3722 E06	344020
0,4782	1,10216 E06	129070
0,6207	334469	37892,4
0,8056	66706,3	7188,51
1,0456	6936,84	726,504
1,3572	354,129	37,0884
1,7616	4,06999	0

Güneş ve kozmik ışın kaynaklı proton akışı JPL-91 modeli kullanarak hesaplanmıştır. Güneş ve kozmik ışın kaynaklı proton hesaplamaları uydu görev süresi 18 yıl, güneş kaynaklı azami aktif süre 12.50 yıl ve güvenilirlik faktörü ise %85 olduğu durum için hesaplanmıştır ve elde edilen değerler Çizelge 5.3’de görülmektedir.

Çizelge 5.3. GEO için kozmik ışın kaynaklı proton akışı (160° Batı)

Enerji (MeV)	Diferensiyel Akış (Differential Fluence) (proton/MeV.cm ²)	Tümleşik Akış (Integrated Fluence) (proton/cm ²)
0,5	2,7456 E12	1,6133 E12
0,6	2,0341 E12	1,3761 E12
0,8	1,1925 E12	1,0707 E12
1	8,0349 E11	8,8139 E11
2	2,3069 E11	4,8154 E11
3	1,022 E11	3,3811 E11
4	6,3686 E10	2,6309 E11
5	4,4612 E10	2,0835 E11
7	2,2752 E10	1,4657 E11
10	1,181 E10	1,0096 E11
12	8,3796 E9	8,0678 E10
15	5,1328 E9	6,1315 E10
20	2,7042 E9	4,3043 E10

Çizelge 5.3. (devam) GEO için kozmik ışın kaynaklı proton akışı (160° Batı)

25	1,6313 E9	3,2712 E10
30	1,0248 E9	2,6141 E10
35	6,9608 E8	2,2103 E10
45	4,1637 E8	1,6813 E10
60	2,2784 E8	1,2292 E10
75	1,4287 E8	9,6415 E9
100	7,2144 E7	7,0492 E9

Uydu görev süresi sonunda küre şeklinde her yöne eşit olacak şekilde kalkanlama gerçekleştirildiğinde elde edilen toplam biriken doz ve kalkanlama kalınlığı değerleri Çizelge 5.4’de görülmektedir.

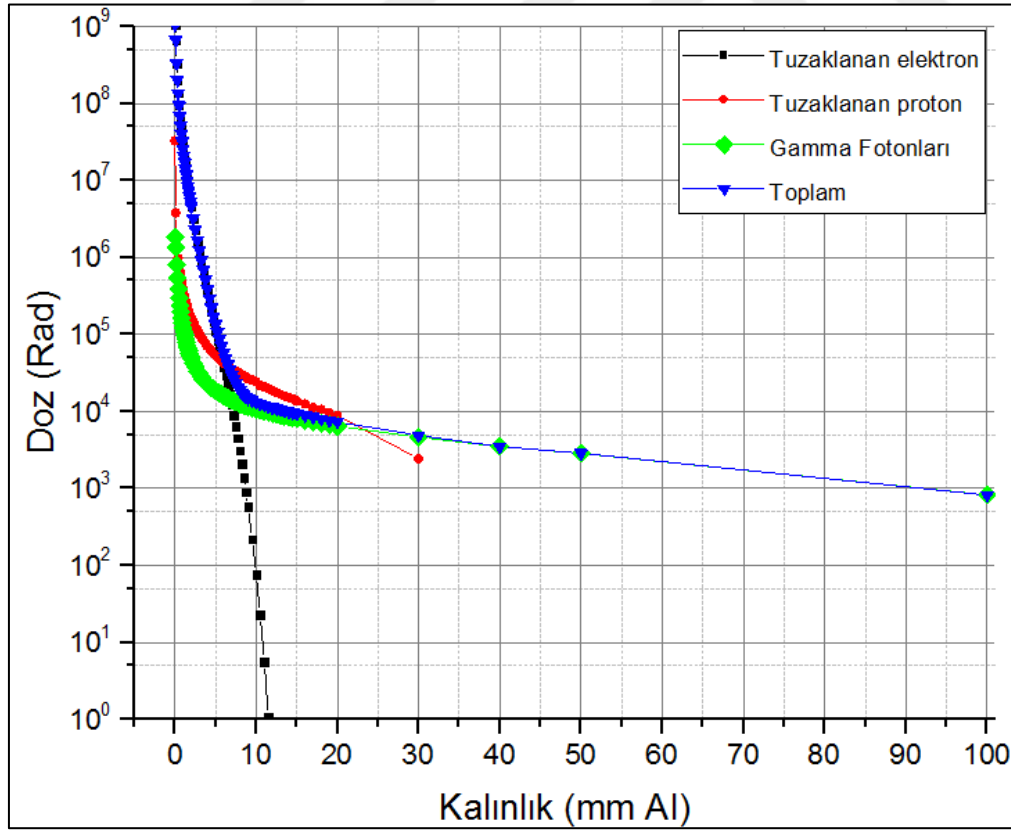
Çizelge 5.4. Biriken doz ve kalkanlama kalınlığı

Kalkanlama Kalınlığı (mm)	Biriken İyonlaştırıcı Doz (Rad)			
	Elektron	Proton	Gamma Foton	Toplam Doz
1,00E-02	1,05E+09	3,26E+07	1,84E+06	1,05E+09
1,00E-01	6,63E+08	3,77E+06	1,34E+06	6,64E+08
2,00E-01	3,30E+08	1,95E+06	7,99E+05	3,31E+08
3,00E-01	2,01E+08	1,30E+06	5,35E+05	2,01E+08
4,00E-01	1,35E+08	9,76E+05	3,87E+05	1,35E+08
5,00E-01	9,38E+07	7,79E+05	2,96E+05	9,42E+07
6,00E-01	6,80E+07	6,50E+05	2,36E+05	6,83E+07
7,00E-01	5,14E+07	5,53E+05	1,94E+05	5,16E+07
8,00E-01	4,00E+07	4,79E+05	1,64E+05	4,02E+07
9,00E-01	3,18E+07	4,18E+05	1,41E+05	3,20E+07
1,00E+00	2,56E+07	3,70E+05	1,22E+05	2,58E+07
1,20E+00	1,71E+07	3,00E+05	9,68E+04	1,72E+07
1,40E+00	1,18E+07	2,51E+05	7,84E+04	1,19E+07
1,60E+00	8,38E+06	2,13E+05	6,61E+04	8,47E+06
1,80E+00	6,11E+06	1,87E+05	5,66E+04	6,19E+06
2,00E+00	4,53E+06	1,65E+05	4,94E+04	4,59E+06
2,50E+00	2,25E+06	1,26E+05	3,75E+04	2,30E+06
3,00E+00	1,20E+06	1,01E+05	3,05E+04	1,24E+06
3,50E+00	6,56E+05	8,35E+04	2,58E+04	6,90E+05
4,00E+00	3,58E+05	6,99E+04	2,28E+04	3,88E+05
4,50E+00	1,96E+05	6,01E+04	2,03E+04	2,23E+05
5,00E+00	1,11E+05	5,31E+04	1,85E+04	1,35E+05
6,00E+00	3,82E+04	4,22E+04	1,58E+04	5,83E+04
7,00E+00	1,23E+04	3,51E+04	1,40E+04	2,98E+04
8,00E+00	3,09E+03	3,12E+04	1,26E+04	1,88E+04
9,00E+00	5,74E+02	2,63E+04	1,15E+04	1,47E+04
1,00E+01	7,60E+01	2,40E+04	1,07E+04	1,32E+04
1,10E+01	5,58E+00	2,07E+04	9,97E+03	1,21E+04
1,20E+01	2,07E-01	1,88E+04	9,36E+03	1,12E+04

Çizelge 5.4. (devam) Biriken doz ve kalkanlama kalınlığı

1,30E+01	1,12E-02	1,66E+04	8,84E+03	1,05E+04
1,40E+01	8,16E-04	1,51E+04	8,39E+03	9,91E+03
1,50E+01	0	1,36E+04	8,00E+03	9,36E+03
1,60E+01	0	1,25E+04	7,64E+03	8,89E+03
1,70E+01	0	1,12E+04	7,30E+03	8,42E+03
1,80E+01	0	1,05E+04	6,99E+03	8,04E+03
1,90E+01	0	9,58E+03	6,70E+03	7,66E+03
2,00E+01	0	8,85E+03	6,43E+03	7,32E+03
3,00E+01	0	2,42E+03	4,62E+03	4,87E+03
4,00E+01	0	0,00E+00	3,49E+03	3,49E+03
5,00E+01	0	0,00E+00	2,86E+03	2,86E+03
1,00E+02	0	0,00E+00	8,17E+02	8,17E+02

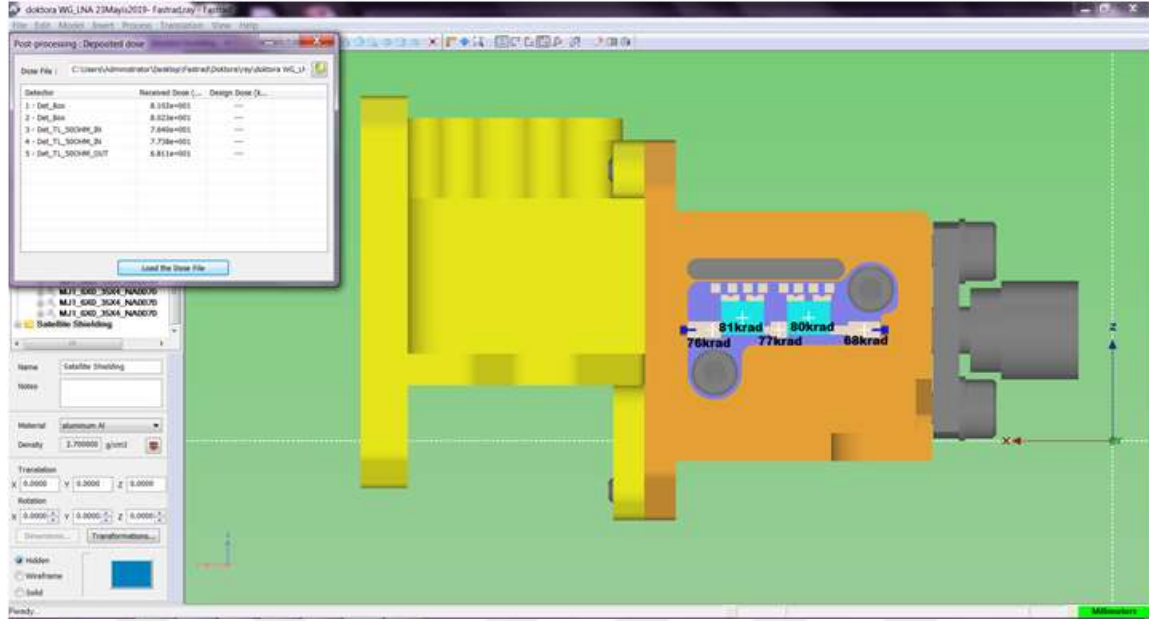
OMERE yazılımında oluşturulan uzay ortam koşulları genel olarak tuzaklanan elektron ve proton ile gamma fotonlarından oluşmaktadır. Uzay ortamı analizleri sonucunda Şekil 5.5.'te verilen birim alüminyum kalınlığına karşılık gelen iyonlaştırıcı doz miktarları bilgisi elde edilir.



Şekil 5.4. Toplam iyonlaştırıcı doz eğrisi

5.1.2. Toplam iyonlaştırıcı doz (TID) analizi

LNA modülün TID analizlerini Fastrad yazılımında gerçekleştirilmiştir. OMERE yazılımı kullanılarak elde edilen uzay ortamı verileri ile LNA modül 3 boyutlu CAD dosyası Fastrad yazılımına aktarılmıştır. Bu bilgiler kullanılarak LNA modül içinde yer alan her bir devre elemanın ve malzemenin malzeme bilgileri ile kalınlıkları Fastrad yazılımına tanıtılmıştır. Ek olarak, uydu görev süresi sonunda hangi devre elemanın üzerinde ne kadar toplam iyonlaştırıcı doz biriktiğini görmek amacıyla ilgili devre elemanlarının üzerlerine Fastrad yazılımında detektör eklenmiştir. Ayrıca, uydu dış kalınlığının kalkanlama etkisi LNA modülün etrafını tamamen çevreleyen 0.8 mm kalınlığında bir küre ile radyasyon analize dâhil edilmiştir. Fastrad yazılımında radyasyon etkilerini hesaplamada hesaplama aracı olarak sektör analizi kullanılmıştır. Sektör analizinde, analiz yöntemi “normal” ve toplam doz eğrisi ise “küre” olacak şekilde analizler gerçekleştirilmiştir. Ek olarak, sektör analizinde 1800 adet sektör analize dâhil edilmiş ve ışın izlemede kutupsal ve azimut açısı sırasıyla 30° ve 60° olarak hesaplamalara alınmıştır. Şekil 5.5.’te LNA modül tasarımı ile gerçekleştirilen TID analiz sonucu yer almaktadır. Çizelge 5.5’te verilen TID analiz sonucuna göre GEO yörüngesine 2021 yılında fırlatılacak LNA modülü 18 yıl görev süresi sonunda RF kavite içinde yaklaşık olarak 81 krad iyonlaştırıcı doz birikeceği analiz sonucunda görülmüştür. GaAs teknolojisinin doğası gereği 300 krad değere kadar malzemenin radyasyona dayanabildiği için Fastrad yazılımı kullanılarak gerçekleştirilen TID analizlerinde LNA modülün uzun ve zorlu uzay görevinde sorunsuz bir şekilde çalışabileceği sonucuna varılmıştır.



Şekil 5.5. LNA modül TID analiz sonucu

Çizelge 5.5. Radyasyon analiz sonucu

Konum	Biriken Toplam Doz Miktarı	Gereksinim	Durum
Giriş hattı	76 krad	< 300krad	Başarılı
1.LNA yonga	81 krad	< 300krad	Başarılı
Yongalar arasındaki hat	77 krad	< 300krad	Başarılı
2.LNA yonga	80 krad	< 300krad	Başarılı
Çıkış hattı	68 krad	< 300krad	Başarılı

5.2. Parça İndirgenme Analizi

İndirgenme, güvenilirliği arttırmak için bir devre elemanının önerilen değerinden daha düşük bir değerde çalıştırılmasıdır. Bu analizde, her bir parçanın elektriksel parametreler bakımından stres seviyeleri hesaplanarak ve indirgenmiş parametre seviyeleri ile karşılaştırılır. İndirgenme faktörleri için, Avrupa Uzay Ajansı (European Space Agency - ESA) verileri kullanılmıştır. Analizin amacı, her bir parçanın indirgenmiş seviyenin altında olduğunu göstermek veya gereksinimleri karşılamayan parçaları belirleyerek istenen seviyeden ne derece saptıklarını ortaya koymaktır. Bu analiz sonuçlarına göre aşırı stres altında olan parçalar belirlenerek ve parçalar üzerindeki stresi azaltmak için yeni öneriler sunulmaktadır. LNA yonga tasarımında kullanılan OMMIC firmasına ait D007ih üretim süreci dokümanında belirtilen asgari ve azami akım ve gerilim limit değerleri göz önüne alınarak yonga tasarımı gerçekleştirilmiştir. Devre elemanları üzerine düşen gerilim ve akım

değerleri en yüksek ve en düşük değerleri göz önünde bulundurularak %60 oranından düşük seviyede tutulmuştur. Bu sayede görev süresinde LNA yonganın çalışma performansını etkileyebilecek olumsuz etkilerin önüne geçilmek hedeflenmiştir.

Çizelge 5.6. LNA yonga PAR analizi

Devre Elemanı	Akım (mA)	Voltaj (V)	Azami Akım (mA)	Azami Voltaj (V)	Akım Oranı %	Voltaj Oranı %	Stres Kontrolü
Direnç - R1	2,80E-03	0,04	53,1	68,4	0,005		Başarılı
Direnç - R2	1,44E+01	0,2	28,3	0,98	50,883		Başarılı
Direnç - R3	3,70E-03	0,02	27,8	15,8	0,013		Başarılı
Direnç - R4	1,65E+01	0,1	121,8	0,98	13,547		Başarılı
Kond. - C1	1,93E-06	0,96		15		6,4	Başarılı
Kond. - C2	7,40E-06	0,18		15		1,2	Başarılı
Kond. - C3	2,40E-05	1,2		15		8	Başarılı
Kond. - C4	2,00E-05	0,86		15		5,73	Başarılı
Kond. - C5	6,00E-06	0,35		15		2,33	Başarılı
Kond. - C6	2,00E-06	0,98		15		6,53	Başarılı
Kond. - C7	8,80E-06	0,12		15		0,8	Başarılı
Kond. - C8	2,40E-05	1,2		15		8	Başarılı
Kond. - C9	2,20E-05	0,55		15		3,67	Başarılı
Bobin - B1	2,80E-03		104,5		0,003		Başarılı
Bobin - B2	1,44E+01	0,07	104,5		13,78		Başarılı
Bobin - B3	3,70E-03		104,5		0,004		Başarılı
Bobin - B4	1,65E+01	0,09	104,5		15,789		Başarılı
Bobin - B5	2,20E-05		104,5		0		Başarılı
Transistör-T1	1,44E01	1,2	40	2	36		Başarılı
Transistör-T2	1,65E01	1,2	60	2	27,5		Başarılı

LNA yonga tasarımında devre mimarisinde yer alan her bir aktif ve pasif devre elemanının parça indirgenme analizi sonuçları Çizelge 5.6.'da görülmektedir. Elde edilen parça indirgenme analizi sonuçlarına göre LNA yonga yapısı içinde yer alan devre elemanları en yüksek akım ve gerilim değerleri göz önüne alındığında uydu görev süresi boyunca sorunsuz bir şekilde çalışması öngörülmektedir.

5.3. Güvenilirlik Analizi

Güvenilirlik analizi, özellikle zorlu ve uzun görev koşulları altında çalışması gereken elektronik cihazların, bir sistemin mekanik veya elektronik bileşenlerinin bozulma oranının beklenen değeri hesaplayabilmek amacıyla gerçekleştirilir. Güvenilirlik analizi temel olarak

elektronik cihaz veya sistemde yer alana devre elemanlarının ve bileşenlerin sayıları ile çalışma esnasında maruz kaldıkları stres seviyesi arttıkça, bozulma oranlarının da artacağı fikrine dayanır. Uzay ortamında görev yapacak elektronik cihazları için çeşitli organizasyonlar ve kurumlar güvenilirlik analizi hesaplamaları için bazı standartlar yayınlamıştır. Bunlardan en bilineni MIL-HDBK-217 standardıdır. LNA modülün güvenilirlik analizinde bozulma oranları hesaplanırken temel olarak MIL-HDBK-217 standardındaki modeller kullanılmıştır. Cihazın güvenilirliği için hesaplanan hata oranı 1 milyar saatteki bozulmayı ifade eden FIT değeri ile verilmiştir. LNA tasarımında güvenilirlik analizi gereksinimi olarak 10 FIT değerinin altında kalınması hedeflenmiştir.

5.3.1. LNA yonga hata oranı analizi

GaAs yarıiletken teknolojisi ile üretilen LNA yonga yapısının hata oranı MIL-HDBK-217F standardına göre Eş. 5.1 ile hesaplanabilmektedir.

$$\lambda_P = (C_1 \pi_T \pi_A + C_2 \pi_E) \pi_Q \pi_L \quad (5.1)$$

Burada C_1 yonga karmaşıklık hata oranı devre kullanılan eleman sayısı 1-100 arasında olduğu için 4.5, π_A yonga çalışma alanı faktörünü 100 mW'tan az güç tüketimi olduğu için 1.0, π_T sıcaklık faktörünü 80°C sıcaklıkta çalışan GaAs MMIC için 5.7E-05, C_2 paket hata oranı 10 pimli modül yapısı için 0.0034, π_E çevre faktörü uzay ortamı için 0.5, π_Q kalite faktörü uzay kalifiye modül olduğu için 0.25 ve π_L üretim yılına bağlı öğrenme faktörü ise 2.0 olarak hesaba katılmıştır. Buna göre LNA yonga yapısının hata oranı 1.96E-09 hata/saat olarak hesaplanmıştır.

5.3.2. Direnç hata oranı analizi

LNA Modül içinde kullanılan 16 adet sabit direncin hata oranı MIL-HDBK-217F standardına göre Eş. 5.2 ile hesaplanabilmektedir.

$$\lambda_P = \lambda_b \pi_T \pi_P \pi_S \pi_Q \pi_E \quad (5.2)$$

Burada;

λ_b değeri sabit değerli dirençler için 0.0037,

π_T sıcaklık faktörünü 80°C için 1.6,

π_P güç faktörü değeri 0.1W güç tüketimi için 0.24,

π_S güç stres faktörü 1.2,

π_P kalite faktörü uzay kalifiye ürünler için 0.03,

π_E çevre faktörü uzay ortamı için 0.5 olarak hesaba katılmıştır.

Buna göre LNA modül RF kavite içinde hata oranı 6.3E-12 hata/saat olarak hesaplanmıştır.

5.3.3. Kondansatör hata oranı analizi

LNA Modül içinde kullanılan 26 adet kondansatöre ait hata oranı MIL-HDBK-217F standardına göre Eş. 5.3 ile hesaplanabilmektedir.

$$\lambda_P = \lambda_b \pi_T \pi_C \pi_V \pi_{SR} \pi_Q \pi_E \quad (5.3)$$

Burada;

λ_b değeri sabit değerli dirençler için 0.002,

π_T sıcaklık faktörünü 80°C için 8.4,

π_{SR} değeri MIL-55681 standardına göre kalifiye ürünler için 1.0,

π_P güç faktörü değeri 0.1W güç tüketimi için 0.24,

π_C kapasite değeri 0.35,

π_V voltaj stres faktörü ise 0.1V değeri için 1.0,

π_P kalite faktörü uzay kalifiye ürünler için 0.03,

π_E çevre faktörü uzay ortamı için 0.5 olarak hesaba katılmıştır.

Buna göre LNA modül içinde yer alan 26 adet kapasitenin her biri için hata oranı 8.82E-011 hata/saat olarak hesaplanmıştır.

5.3.4. LNA modül hata oranı analizi

MIL-HDBK-217 standardına göre LNA modülün güvenilirlik analizi gerçekleştirilmiştir. Güvenilirlik analizinde LNA modül içinde devre elemanı olarak kullanılan kondansatör, direnç, yonga gibi devre elemanlarının tümünün hata oranları ayrı olarak hesaplanarak elde edilen değerler modül seviyesindeki hata oranı hesaplamalarında kullanılmıştır. LNA modül RF kavite içinde 2 adet LNA yonga, 16 adet direnç ile 24 adet kondansatör, DC kavite içinde ise 16 adet direnç, 8 adet kondansatör ile 1 adet polimide DC güç kartı kullanılmıştır. LNA hibrit modül toplam hata oranı Eş. 5.4 kullanılarak hesaplanmıştır.

$$\lambda_P = [\sum N_c \lambda_c] (1 + 0.2\pi_E) \pi_F \pi_Q \pi_L \quad (5.4)$$

Burada;

N_c her bir devre elemanı sayısını,

λ_c her bir devre elemanı hata oranını,

π_F devre fonksiyon faktörü mikrodalga devreler için 2.6,

π_E çevre faktörü uzay ortamı için 0.5,

π_Q kalite faktörü uzay kalifiye modül olduğu için 0.25,

π_L üretim yılına bağlı öğrenme faktörü ise 2.0 olarak alınmıştır.

Buna göre LNA modül içerisinde yer alan 45 adet devre elemanının toplam hata oranı hata oranı 30°C ortam sıcaklığı için **Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.**'de gösterildiği üzere 9 .03 FIT olarak hesaplanmıştır.

Çizelge 5.7. LNA modül hata oranı

30°C ortam sıcaklığı için güvenilirlik analizi			
	Malzeme	Adet	Hata Oranı (FIT)
LNA Modül	LNA Yonga	2	3.92
	Direnç	16	0.1008
	Kondansatör	26	2.2932
	DC güç kartı	1	0.0000275
Toplam		45	9.03

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Gelişen haberleşme sistemleriyle 21. yüzyıl haberleşme teknolojileri çağı olarak anılmaktadır. Tüm dünyada insanlar birbirleriyle farklı haberleşme teknolojileriyle iletişim kurabilmektedir. Uydu haberleşme sistemleri, insanların birbirleriyle küresel bir biçimde güvenilir, hızlı ve kaliteli iletişim kurabilmelerine olanak sağlamaktadır. Bununla birlikte uydu haberleşme sistemleri yerleşim yerlerinin uzağında kablolu iletişim teknolojilerinin kullanılmasının zor olduğu veya mümkün olmadığı bölgelerde, açık denizlerde insanların birbirleriyle iletişim kurabilmelerinde büyük bir öneme sahiptir. İnsanların yeni nesil iletişim araçlarıyla kesintisiz ve kaliteli haberleşme imkânına sahip olmasında uydu alıcılarındaki düşük gürültülü yükselteç modüllerin çok önemli ve kritik bir rolü vardır. Dolayısıyla bu tez kapsamında, GEO yörüngesinde hizmet edecek yeni nesil ticari haberleşme uydusu görev yükü içinde yer alan almaç sisteminde görev yapabilecek K-bantta çalışan (18.0 - 21.0 GHz) çok düşük gürültülü yükselteç modül tasarımı, üretimi ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

Bu tez kapsamında uzay kalifiye üretim sürecine sahip Fransız menşeli OMMIC firmasının D007IH süreci ile K-bantta çalışan LNA yonga tasarımı gerçekleştirilerek OMMIC firmasında yonga üretimi gerçekleştirilmiştir. LNA yonga yapısı ortak kaynak yapısında olacak şekilde kaynak dejenerasyon yöntemi kullanılarak 2 kademeli kasket devre mimariyle tasarlanmıştır. Yonga tasarımında çalışma frekansı bandı içinde koşulsuz kararlı olacak şekilde en düşük gürültü faktörü ve yüksek kazanç değerine sahip olması hedeflenmiştir. LNA yonga ölçümleri ASELSAN bünyesinde bulunan temiz oda ve RF ölçüm düzeneği ile sonda istasyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarımda hedeflenen NF performansına benzer bir şekilde LNA yonganın NF değerinin çalışma frekansı içinde 1.05 dB'den düşük bir seviyede elde edilmiştir. Ek olarak, gerçekleştirilen S-parametresi ölçümlerinde LNA yonganın küçük sinyal performansının tasarımdan yaklaşık 2 dB kadar yüksek olduğu ve giriş/çıkış yansıma kayıplarının ise tasarıma göre 1-2 dB kadar kötü olduğu görülmüştür. Bunun sebebi olarak da farklı yarıiletken devre üretimlerinde üretimden üretime ufak farklılıkları olması S-parametresi performansında küçük değişikliklere neden olduğu düşünülmektedir. Bunun yanında, elektromanyetik benzetim ile ölçüm sonuçlarının S-parametresi tepkilerinin frekans bandı içinde birbirleriyle uyumlu oldukları görülmüştür. Geliştirilen LNA yonganın literatürde yer alan K-bant LNA yongalar arasında en düşük gürültü figürü performansına sahip olduğu görülmüştür.

Geliştirilen LNA yongaların kılıfsız yapıda olmasından dolayı RF devre elemanlarının ve DC güç kartının içinde yer alacağı mekanik gövde tasarlanarak ürettirilmiştir. Devre elemanlarının ve LNA yongaların zorlu uzay radyasyon ortamında uzun süre görev yapabilmesi amacıyla özyineli bir şekilde radyasyon analizi gerçekleştirilerek mekanik gövde et kalınlıkları belirlenerek mekanik gövde tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mekanik gövde tasarımı ASELSAN firması Haberleşme Bilgi Teknolojileri (HBT) sektörü bünyesinde uzay kalifiye Al6061-T6 alüminyum alaşımdan yekpare olacak şekilde üretilerek, elektriksel iletkenliği sağlaması ve korozyona karşı dirençli olması amacıyla altta elektrosuz Ni üzerinde ise Au olacak şekilde kaplanmıştır. LNA modülün mekanik boyutlarının çok küçük olmasından dolayı çok hassas bir mekanik üretim gerektirmektedir. Aksi durumda mekanik yüzeylerde ufak kılcal çapaklanmaların kalması mekanik gövde içine yerleştirilen RF taşıyıcının tam olarak toprak alamamasından dolayı LNA modül içinde istenmeyen yayınlar oluşabildiği görülmüştür. Üretim koşulları hassasiyeti göz önünde bulundurularak mekanik gövde, WR51 dalga kılavuzu uyarlayıcı, RF taşıyıcı, DC güç kartı dizgi ve montaj işlemleri tamamlanarak LNA modül elektriksel performans testleri ASELSAN bünyesindeki temiz oda RF ölçüm düzeneği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen ölçüm sonuçlarına göre çalışma frekansı bandı içinde LNA modül gürültü figürünün 1.4 dB'den düşük ve küçük sinyal kazancının ise 36 dB'den yüksek olduğu görülmüştür. Bu değerlerin tasarımda hedeflenen değeri sağladığı görülmektedir. Ek olarak giriş ve çıkış yansıma kayıplarında üretim toleransları ve altın tel bağlantılardan kaynaklı olarak küçük farklılıklar olabildiği düşünülmektedir.

Bu tez kapsamında elde edilen sonuçlara göre K-bant uydu yer bağı frekansına göre zorlu uzay koşullarına dayanıklı literatürde en düşük gürültü figürü performansına sahip ticari olarak ulaşılabilir en düşük gürültülü yükselteç modül tasarımı, üretimi ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen K-bant LNA modülün uzay koşullarında GEO yörüngede 15 yıldan uzun bir süre görev yapabilmesi amacıyla radyasyon, parça indirgenme ve güvenilirlik analizleri gerçekleştirilmiştir. Bölüm 5'de verilen analiz sonuçlarına göre K-bant LNA modülün uzay koşullarından performansından ödün vermeden çalışabileceği öngörülmüştür.

Tez çalışması sırasında elde edilen tasarım ve üretim tecrübelerini baz alarak sonraki çalışmalarda devre ve modül boyutlarının biraz daha küçültülerek toplam ağırlığın biraz daha düşürüleceği, daha geniş bantlı tasarım teknikleri kullanılarak tüm K-bant uydu yer

bağı çalışma frekansını kapsayacak şekilde LNA modül tasarımı gerçekleştirilerek gelecekte olası bir frekans değişiminin önüne geçilmesi önerilebilir. Bunun yanında geliştirilen K-band LNA modülün uzay kalifikasyon testleri gerçekleştirilerek modülün çevre koşullarından ne kadar etkilendiği incelenebilir.





KAYNAKLAR

1. Evans, B. G. (Editör).(1999). *Satellite communication systems*. London: Short Run Press.
2. Hua, Z., Hongfei, Y., Peng, D., Yongbo, S., Xiaoxi, N., Zhi, J., and Xinyu, L. (2015). A full W-band low noise amplifier module for millimeter-wave applications. *Journal of Semiconductors*, 36(9), 1-6.
3. Tschoban, C., Curran, B., Reyes, J., Ndip, I., Rossi, M., and Lang, K. D. (2018). *K-band SATCOM Receiver Modules: System Design, Analysis and Test using the M3-Approach*. 2018 IEEE 20th Electronics Packaging Technology Conference (EPTC), 551-556.
4. Evans, B., Werner, M., Lutz, E., Bousquet, M., Corazza, G. E., Maral, G., and Rumeau, R. (2005). Integration of satellite and terrestrial systems in future multimedia communications. *IEEE Wireless Communications*, 12(5), 72-80.
5. Kizer, G. (2013). *Digital microwave communication: engineering point-to-point microwave systems*. USA: John Wiley & Sons.
6. Da Silva, E. (2001). *High frequency and microwave engineering*. Oxford: Butterworth Heinemann.
7. Mcculloch, M. (2014). *Enhancing the Noise Performance of Low Noise Amplifiers-With Applications for Future Cosmic Microwave Background Observatories*. Doktora Tezi, Manchester Üniversitesi Fizik ve Astronomi Fakültesi, Manchester.
8. Braun, T. M. (2012). *Satellite communications payload and system*. New Jersey: John Wiley & Sons.
9. World Meteorological Organization. (2015). *Guide to participation in radio-frequency coordination*, 2015 edition. Switzerland: WMO Publication Board, 8.
10. Evans, B., Thompson, P., Lagunas, E., Sharma, S. K., Tarchi, D., and Icolari, V. R. (2015, July). *Extending the usable Ka band spectrum for satellite communications: The CoRaSat project*. International Conference on Wireless and Satellite Systems, 119-132.
11. Struzak, R. (2003). *Introduction to international radio regulations*. Trieste, Italy: ICTP Lecture Notes.
12. Kolawole, M. O. (2017). *Satellite communication engineering*. Boca Raton, Florida: CRC Press.
13. Deng, K. L., Tsai, M. D., Lin, C. S., Lin, K. Y., Wang, H., Wang, S. H., and Lien, W. Y. (2005, November). *A Ku-band CMOS low-noise amplifier*. 2005 IEEE International Workshop on Radio-Frequency Integration Technology: Integrated Circuits for Wideband Comm & Wireless Sensor Networks, 183-186.
14. Chang, D. P., Yom, I. B., and Oh, S. H. (2005). *Ka-band LNA module with 1.9 dB NF for communications satellite payload*. 2005 Asia-Pacific Microwave Conference.

15. Ma, Q., Leenaerts, D., and Mahmoudi, R. (2012). *A 30GHz 2dB NF low noise amplifier for Ka-band applications*. 2005 Asia-Pacific Microwave Conference.
16. Razavi, B. (1998). *RF Microelectronics*. New Jersey: Prentice Hall.
17. Karim, S. R., Sakib, S., Islam, M. T., and Ahamed, F. S. (2018). A review of communications satellite by focusing on ‘Bangabandhu Satellite-1’, the first GEO communications satellite of Bangladesh. *International Journal of Networks and Communications*, 8(5), 123-128.
18. Kong, S., Lee, H. D., Kim, C. H., and Park, B. (2017). *A 21.9-dB Gain 18.9–35.9-GHz low noise amplifier using InGaAs E-mode 0.15-um pHEMT technology*. 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC).
19. Cheng, X., Zhang, L., and Deng, X. (2017). *Ka-band low noise amplifier using 70nm mHEMT process for wideband communication*. 2017 China Semiconductor Technology International Conference (CSTIC).
20. Tong, X., Zhang, S., Xu, J., Zheng, P., Shi, X., Huang, Y., and Luo, L. (2018). 18-31 GHz GaN wideband low noise amplifier (LNA) using a 0.1 μm T-gate high electron mobility transistor (HEMT) process. *International Journal of RF and Microwave Computer Aided Engineering*, 28(8), 1-7.
21. White, D., McGenn, W., Jarufe, C., George, D., and Fuller, G. A. (2019). *13.6-24 GHz LNA design for radio astronomy using a commercially available 100 nm GaAs pHEMT process*. 2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC).
22. Mohammad, A. (2008). *Low noise amplifier design for dense phased arrays*. Yüksek Lisans Tezi, Gavle Üniversitesi, Teknoloji ve Mamur Çevre Bölümü, İsveç.
23. Koringa, H. P. (2017). *Analog low noise amplifier circuit design and optimization*. Doktora Tezi, Gujarat Teknoloji Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim dalı, Ahmedabad.
24. Aktan, O. (2011). *The design aspects of an optically powered cmos receiver front-end for electrically isolated applications*. Doktora Tezi, Boğaziçi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
25. Kazan, O. (2018). *GaN-based robust low-noise amplifier*. Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
26. Pozar, D. M. (2011). *Microwave engineering*. USA: John Wiley & sons.
27. Hartmann, K. (1976). Noise characterization of linear circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 23(10), 581-590.
28. Voinigescu, S. (2013). *High-frequency integrated circuits*. United Kingdom: Cambridge University Press.
29. Gozales, G. (1996). *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. New Jersey: Prentice Hall.

30. Leroux, P., and Steyaert, M. (2005). *LNA-ESD co-design for fully integrated cmos wireless receivers*. Netherland: Springer Science and Business.
31. Engberg, P., and Larsen, T. (1995). *Noise theory of linear and nonlinear circuits*. Chichester: Wiley.
32. Pozar, D. M. (2000). *Microwave and RF design of wireless systems*. USA: John Wiley and sons.
33. Colantonio, P., Giannini, F., and Limiti, E. (2009). *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. K. Chang (Ed). New Jersey: Wiley.
34. Edwards, M. L., and Sinsky, J. H. (1992). A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 40(12), 2303-2311.
35. Pei, Q. (2016). *Design of Wideband Low Noise Amplifier and Mixer Using CMOS Technology*. Doktora Tezi, Hong Kong Şehir Üniversitesi Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Hong Kong.
36. Lerdworatawee, J., and Won, N. (2005). Wide-band CMOS cascode low-noise amplifier design based on source degeneration topology. *IEEE Transactions Circuits System*, 52 (11), 2327-2334.
37. Xin, C., and Sanchez-Sinencio, E. (2005). A GSM LNA using mutual-coupled degeneration. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, 15(2), 68-70.
38. Wu, H. I., Hu, R., and Jou, C. F. (2010). Complementary UWB LNA design using asymmetrical inductive source degeneration. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, 20(7), 402-404.
39. Li, Z., Wang, Z., Zhang, M., Chen, L., Wu, C. and Wang, Z. (2014). A 2.4 GHz ultra-low-power current-reuse CG-LNA with active Gm-boosting technique. *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, 24(5), 348- 350.
40. Han, H. G., Jung, D. H., and Kim, T. W. (2015). A 2.88 mW > 9.06 dBm IIP3 common-gate LNA with dual cross-coupled capacitive feedback. *IEEE Transactions Microwave Theory Technologies*, 63(3), 1019-1025.
41. Lin, Y. T., Chen, H. C., Wang, T., Lin, Y. S., and Lu, S. S. (2007) 3-10-GHz ultra-wideband low-noise amplifier utilizing miller effect and inductive shunt feedback technique. *IEEE Transactions Microwave Theory Techniques*, 55(9), 1832-1843.
42. Guo, W., & Huang, D. (2002). Noise and linearity analysis for a 1.9 GHz CMOS LNA. *Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, 409-414.
43. İnternet: Win semiconductors. URL: https://www.winfoundry.com/en-US/Tech/tech_advanced. Son Erişim Tarihi: 02.03.2021
44. İnternet: United Monolithic Semiconductors. Technologies. URL: <https://www.ums-rf.com/foundry/technologies/>. Son Erişim Tarihi: 02.03.2021

45. İnternet: OMMIC | III – V Process. URL: <https://www.ommic.com/iii-v-processes/>. Son Erişim Tarihi: 02.03.2021
46. Arican, G. O., Dokmetas, B., Akcam, N., and Yazgan, E. (2019). *28-36 GHz MMIC LNA Design for Satellite Applications*. 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 726-729.
47. Arican, G. O., Akcam, N., and Yazgan, E. (2019). *Ku-band MMIC LNA design for space applications*. 2019 6th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE), 274-278.
48. Zhang, S. Y., Xu, J. X., Zheng, P. H., and Tong, X. D. (2018). *15–32 GHz broad band low-noise amplifier using 100nm gan on silicon technology*. 2018 14th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT).
49. Lee, M. P., Kim, S., Hong, S. J., and Kim, D. W. (2020). Compact 20-W GaN internally matched power amplifier for 2.5 GHz to 6 GHz jammer systems. *Micromachines*, 11(4), 375.
50. Arican, G. O., Akcam, N., and Yazgan, E. (2021). Ku-band GaAs mHEMT MMIC and RF front-end module for space applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 63(2), 417-425.
51. Salvucci, A., Longhi, P. E., Colangeli, S., Ciccognani, W., Serino, A., and Limiti, E. (2019). A straightforward design technique for narrowband multi-stage low-noise amplifiers with I/O conjugate match. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 29(9), 1-13.
52. Chen, B. Y., Chiong, C. C., and Wang, H. (2014). *A high gain K-band LNA in GaAs 0.1- μ m pHEMT for radio astronomy application*. 2014 Asia-Pacific Microwave Conference, 226-228.
53. Tserng, H. Q., Witkowski, L. C., Ketterson, A. A., Saunier, P., and Jones, T. (1998). K/Ka-band low-noise embedded transmission line (ETL) MMIC amplifiers. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 46(12), 2604-2610.
54. Matinpour, B., Lal, N., Laskar, J., Leoni, R. E., and Whelan, C. S. (2001). K-band receiver front-ends in a GaAs metamorphic HEMT process. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 49(12), 2459-2463.
55. Tokumitsu, T. (2001). K-band and millimeter-wave MMICs for emerging commercial wireless applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49(11), 2066-2072.
56. Chen, P. S., Kim, D. H., Bergman, J., Hacker, J., and Brar, B. (2011 October). *Wideband Low-Noise-Amplifier (LNA) with $L_g = 50$ nm InGaAs pHEMT and wideband RF chokes*. 2011 IEEE MTT-S International Microwave Symposium.
57. Limacher, R., Megej, A., Scoca, L., Zaugg, T., Meier, H., Orzati, A., and Bachtold, W. (2004). Broadband low-noise amplifiers for K-and Q-bands using 0.2/spl mu/m InP HEMT MMIC technology. *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium* içerisinde (305-308).

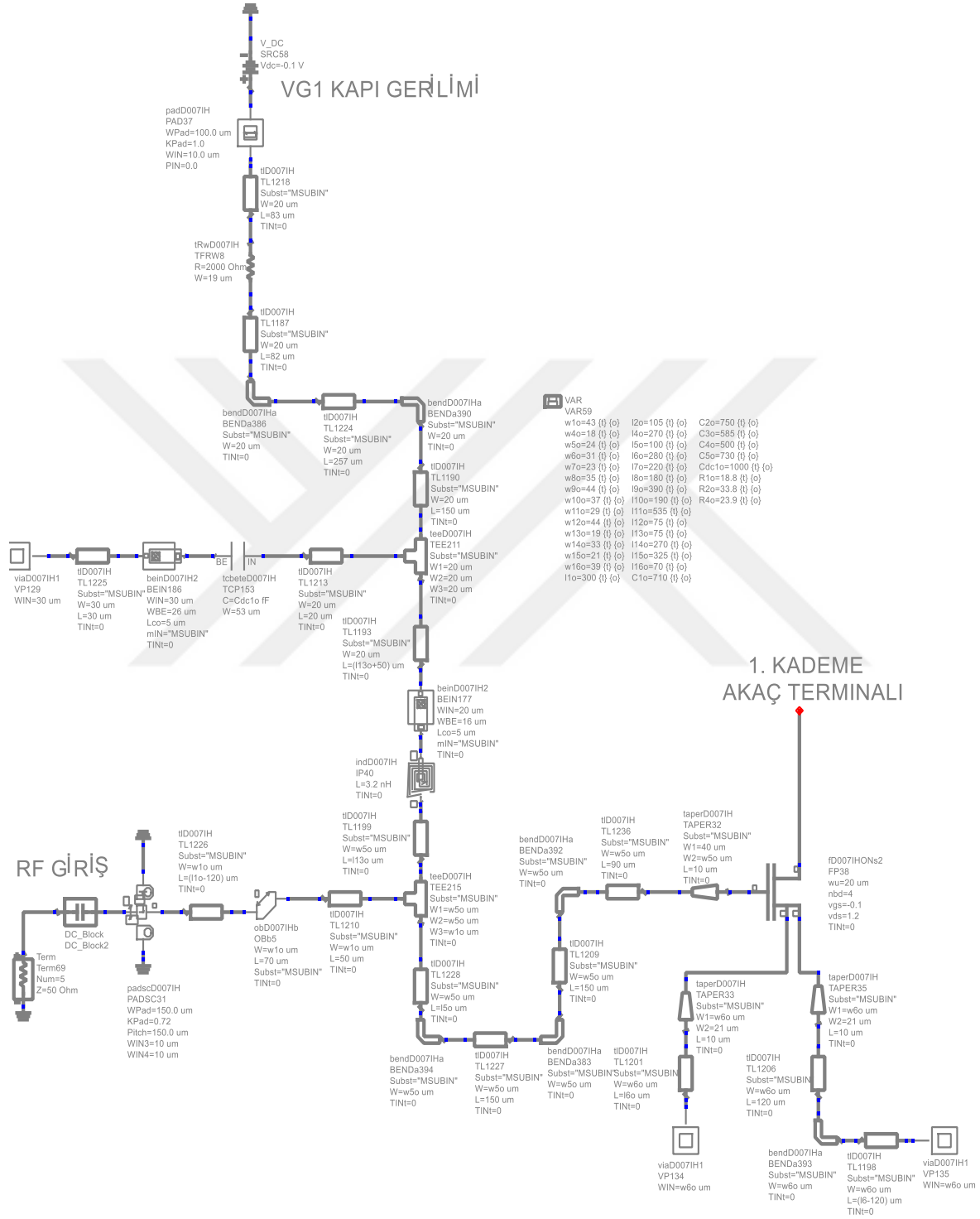
58. Tsai, M. H., Hsu, S. S., Hsueh, F. L., Jou, C. P., Yeh, T. J., Song, M. H., and Tseng, J. C. (2011 October). *An ultra-low power K-band low-noise amplifier co-designed with ESD protection in 40-nm CMOS*. 2011 IEEE International Conference on IC Design and Technology.
59. Tsai, J. H., Lin, J. Y., and Ding, K. Y. (2012 October). *Design of a 9–25 GHz broadband low noise amplifier using 0.15- μm GaAs HEMT process*. 2012 International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT).
60. Walt, M. (2005). *Introduction to geomagnetically trapped radiation*. New York: Cambridge University Press.
61. Shapiro, M. M. (Editör). (2012). *Composition and origin of cosmic rays*. Dordrecht, Holland: D. Reidel Publishing Company.
62. Petersen, E. (2011). *Single event effects in aerospace*. USA: John Wiley & Sons
63. Uzel, R., and Özyildirim, A. (2017). *A study on the local shielding protection of electronic components in space radiation environment*. 2017 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST), 295-299.



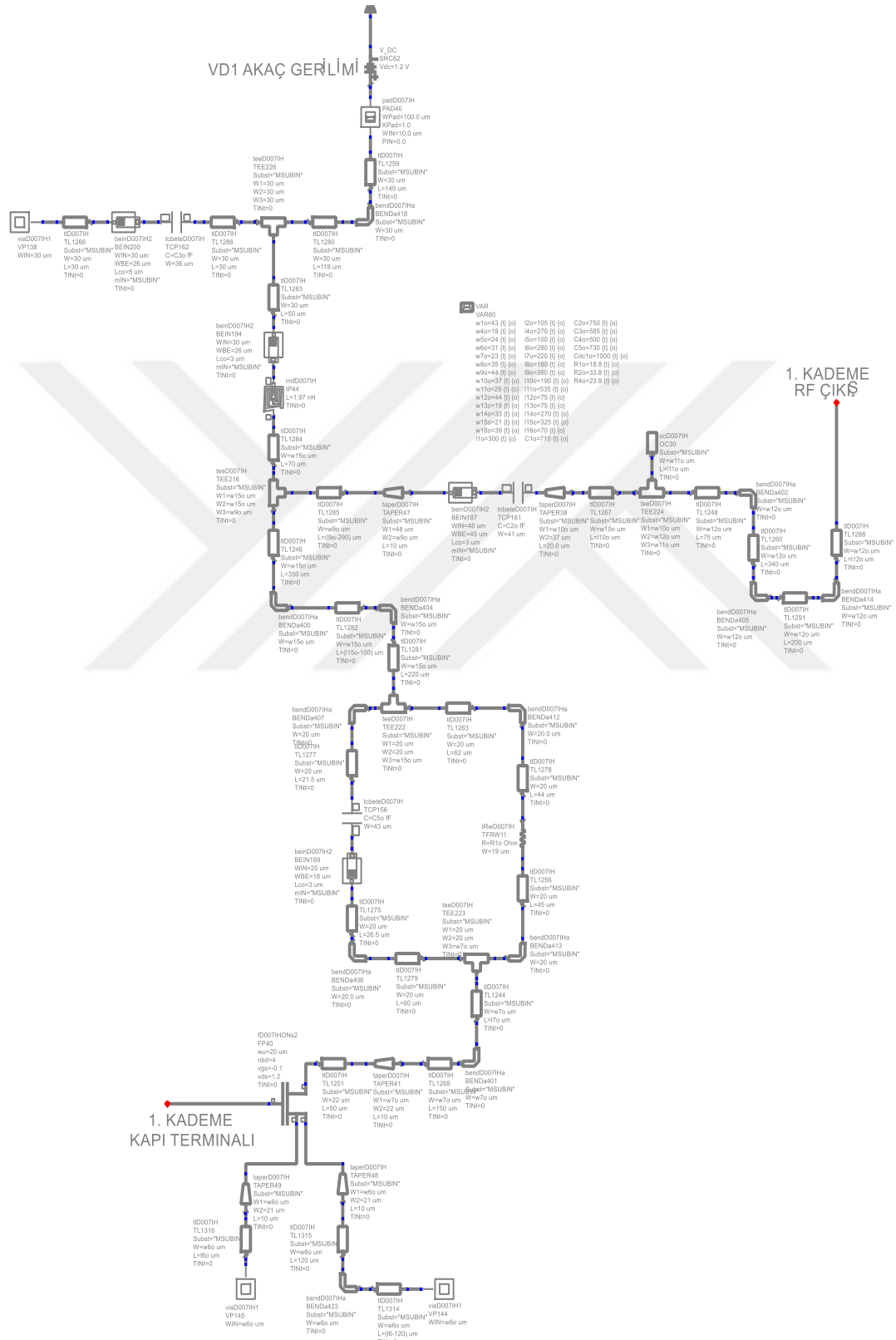


EKLER

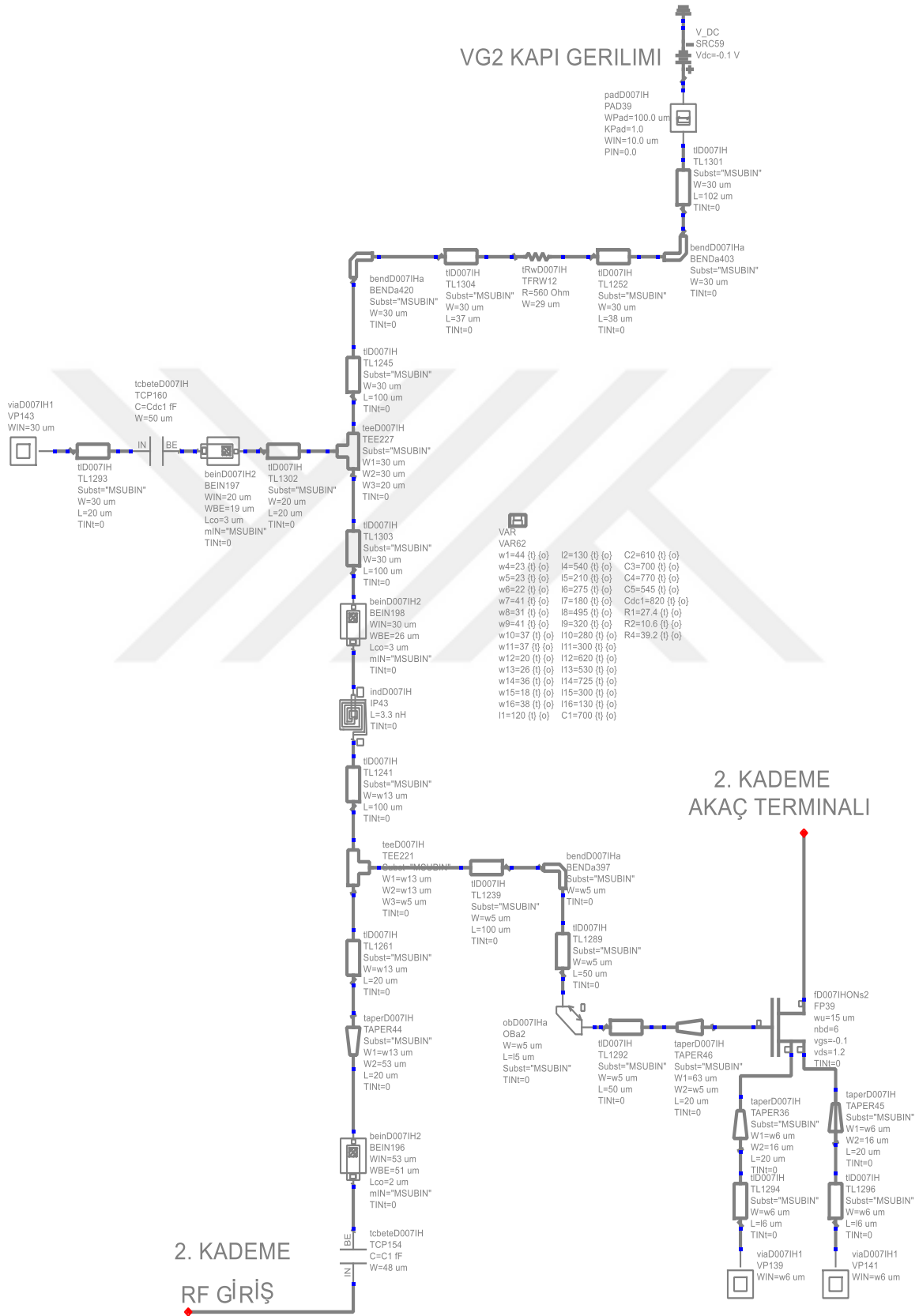
EK-1. LNA yonga birinci kademe giriş uyumlama devresi



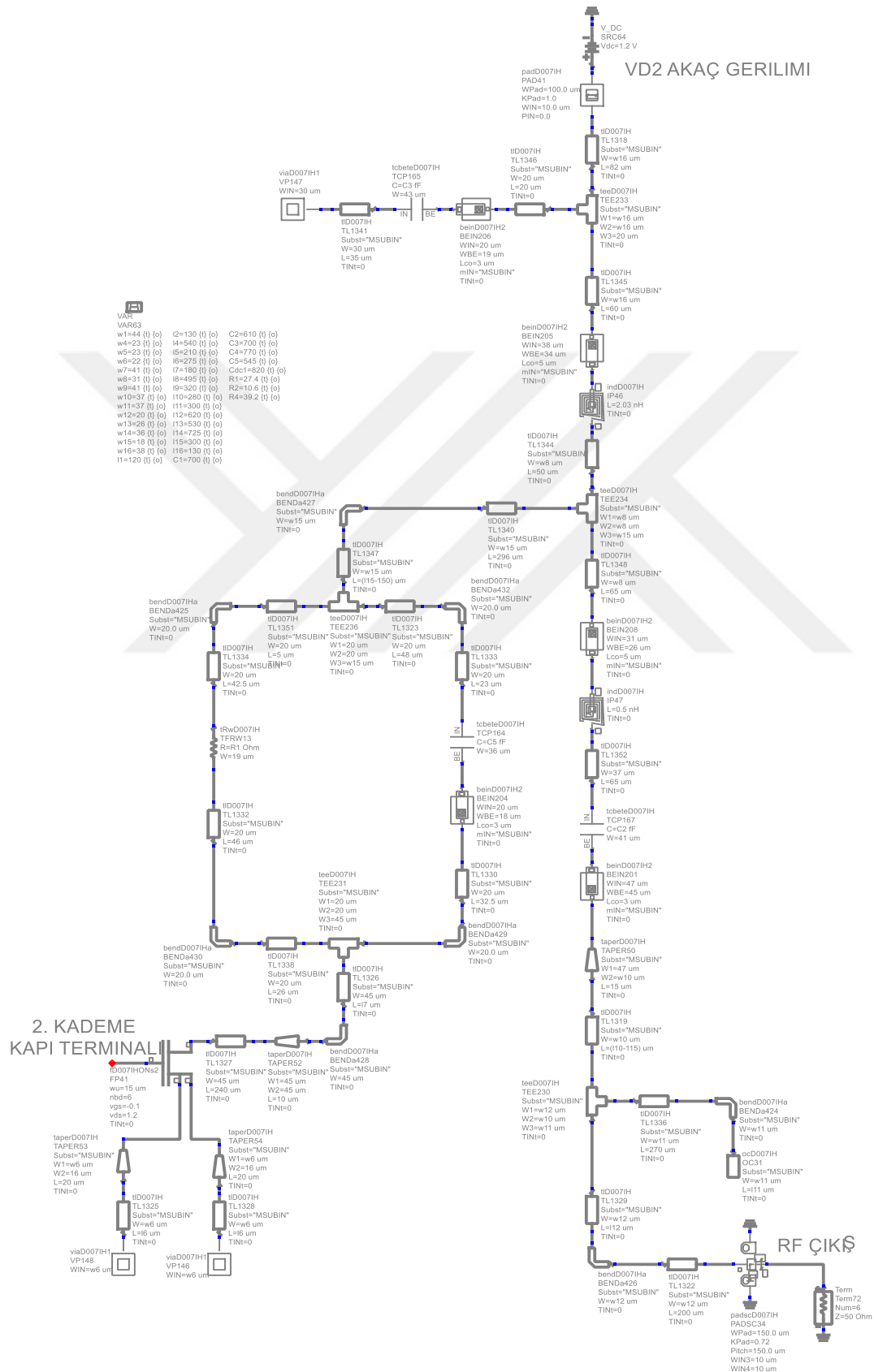
EK-2. LNA yonga birinci kademe çıkış uyumlama devresi



EK-3. LNA yonga ikinci kademe giriş uyumlama devresi



EK-4. LNA yonga ikinci kademe çıkış uyumlama devresi





GAZİ GELECEKTİR..