X-bant Radar Uygulamaları için GaN Tabanda Alıcı/Verici Tümleşik Devreleri

Program Kodu: 1003

Proje No: 115E750

Proje Yürütücüsü:

Prof. Dr. Özlem Aydın Çivi (Nisan 2017-Aralık 2018)

(Dr. Fatih Koçer (Aralık 2015-Nisan 2017))

Araştırmacılar:

Onur Memioğlu (Mikro Tasarım)

Bursiyerler:

Oğuz Kazan

Duygu Işınsu Turan

OCAK 2019

ANKARA

ÖNSÖZ

115E750 nolu proje kapsamında Galyum-Nitrat (GaN) yarı-iletken taban üzerinde X-bantta 25 W çıkış gücü olan güç yükselteci, yüksek giriş gücüne sınırlayıcı olmadan dayanabilen ve gürültü niceliği 2 dB ya da küçük olan düşük gürültülü yükselteç, 25 W giriş gücüne dayanabilen bir alıcı/verici anahtarı ve vektör modülatör devresi tasarlanmış ve bu tümleşik devrelerin ürettirilerek ölçümleri yapılarak tasarımlar doğrulanmıştır. Geliştirilen ürünlerde Tayvan Merkezli WIN Semiconductors firması tarafından sunulan 0,25 µm GaN teknolojisi kullanılmış ve üretimler bu fabrikada yaptırılmıştır. Geliştirilen bu tümleşik devreler, X-Bant Radar uygulamalarında tümleşik alıcı/verici modüllerinde kullanılabilir. Projede geliştirilen bu dört ana ürün (güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç, RF anahtar ve vektör modülatör) Orta Doğu Teknik Üniversitesi ve Mikro-Tasarım Ltd. Şti. ortak çalışması ile ortaya çıkmıştır.

Bu proje, TÜBİTAK tarafından 1003 Öncelikli Alanlar Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı 2015 yılı BT0503 numaralı Yüksek Frekanslı Uygulamalar için SiGe, GaN Teknolojileri başlıklı çağrı kapsamında desteklenmiştir. TÜBİTAK'a verdiği destek için teşekkür ederiz.

Projede geliştirilen tümleşik devrelerin ölçümlerinin yapılabilmesi için tasarlanan baskı devre kartları ASELSAN HBT tarafından üretilmiştir. Üretilmiş tümleşik devrelerin puldan ayrılması ve baskı devre kartlarına yerleştirilmesi ODTÜ MEMS Merkezi tarafından yapılmıştır. Ölçümlerin önemli bir kısmı ODTÜ Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümündeki mikrodalga laboratuvarı altyapısı kullanılarak yapılmıştır. Bir kısım ölçüm ise ASELSAN REHİS Gölbaşı tesislerinde gerçekleştirilmiştir. ASELSAN'a baskı devre kartı üretimi ve ölçümlerle ilgili desteği için teşekkür ederiz.

İÇİNDEKİLER

Önsöz ii
İçindekiler iii
Tablo Listesi v
Şekil Listesi vi
Özet xi
Abstract xii
1. Giriş 1
2. Güç Yükselteci Tasarımı 5
2.1 Giriş 5
2.2 Yük Empedansı Değiştirme Simülasyonları 6
2.3 Uyumlama Devresi Tasarımı 8
2.4 Kararlılık Önlemleri 10
2.5 Güç Yükselteci Blok Şeması ve Serimi 11
2.6 Yüksek Güçlü Yükselteç Test Değerlendirme Kartı (EVB) 13
2.7 Termal Analiz 16
2.8 Güç Yükselteci Ölçümleri 18
2.9 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları Karşılaştırması 19
2.10 Sonuç ve Değerlendirme 23
3. Düşük Gürültülü Yükselteç Yapısı, Tasarımı ve Performansı 25
3.1 Giriş 25
3.2 Tasarım 27
3.3 Performans 34
3.4 Son Tasarım 45
3.5 Sonuç ve Değerlendirme 49
4. Yüksek Giriş Güçlü, Tek Kutuplu Çift Konumlu 2 Anahtar Modeli İçin Tasarim Süreçleri, Benzetim Ve Ölçüm Sonuçlari 51
4.1 Giriş 51
4.2 Anahtar-1 52
4.2.1 Tasarım 52
4.2.2 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları 54
4.3 Anahtar-2 57

4.3.1 Tasarım 57
4.3.2 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları.....58
4.4 Sonuç ve Değerlendirme 61
5. Vektör Modülatör Tasarımı 63
5.1 Giriş.....63
5.2 Sistem Tasarımı 64
5.2.1 3 dB 90 Derece Hibrit Tasarımı ve Sonuçları.....65
5.2.2 180 Derece Faz Kaydırıcı Tasarımı 68
5.2.3 Sayısal Adım Zayıflatıcı Tasarımı 71
5.2.4 Güç Birleştirici Tasarımı.....73
5.3 Ölçüm Düzenekleri 74
5.4 Ölçüm Sonuçları.....75
5.5 Sonuç ve Değerlendirme 78
6. Sonuçlar.....80
Kaynaklar Listesi 82

TABLO LİSTESİ

Tablo 1. Yapılan çalışmanın diğer güç yükselticiler ile performans karşılaştırılması 24

Tablo 2. GaN düşük gürültülü yükselteç tasarım hedefleri 26

Tablo 3. Geliştirilen düşük gürültülü yükseltecin diğer benzer yükselteçler ile karşılaştırılması 50

Tablo 4. GaN Anahtarların Karşılaştırılması 61

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1. Tipik bir radar alıcı/verici devresi 2

Şekil 2. Yük empedansı değiştirme benzetim düzeneği 7

Şekil 3. 8x125 µm (mavi) ve 6x125 µm (kesikli pembe) transistörlerinin yük değiştirme empedansı sonuçları 7

Şekil 4. Kapı besleme devresi 10

Şekil 5. Savak besleme hattı 10

Şekil 6. Kararlılık yapıları 11

Şekil 7. Güç yükselteci en üst seviye blok şema gösterimi 12

Şekil 8. 8-10 GHz ve 10-12 GHz Güç yükselteç devrelerinin serimi 12

Şekil 9. Üretilen güç yükselteç çiplerinin fotoğrafları 13

Şekil 10. Test değerlendirme kartının (EVB) RF iletim hatlarının elektromantyetik analiz benzetimi için kullanılan düzenek 14

Şekil 11. Yüksek güçlü yükselteç test değerlendirme kartı (EVB) serimi 15

Şekil 12. Yüksek güçlü yükselteç test değerlendirme kartı (EVB) serimi (yakından bakış) 15

Şekil 13. PCB üzerine yerleştirilmiş üretilmiş güç yükselteç çiplerinin fotoğrafları 16

Şekil 14. Soğutucu üzerine yerleştirilmiş çip, ... 17

Şekil 15. ANSYS'de yapılan termal analizin sonucu 17

Şekil 16. Güç yükselticinin ölçüm şeması 18

Şekil 17. Zayıflatıcı kayıp ölçüm şeması 18

Şekil 18. Giriş Yükselteci çıkış gücü ölçümü şeması 19

Şekil 19. Güç yükselteci için kurulmuş test düzeneğinin fotoğrafı 19

Şekil 20. Sürüm 1 (8-10 GHz) için frekansa doymuş güç çıkışı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare) 20

Şekil 21. Sürüm 1 için frekansa göre kazanç grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare) 20

Şekil 22. Sürüm 1 için frekansa göre güç eklenmiş verimlilik, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare) 21

Şekil 23. Sürüm 2 için frekansa göre doymuş güç çıkışı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare) 22

Şekil 24. Sürüm 2 için frekansa göre güç kazancı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare).....22

Şekil 25. Sürüm 2 için frekansa göre güç verimliliği grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare) 23

Şekil 26. Tasarlanan çekirdek devrelerden birinin basitleştirilmiş şeması 27

Şekil 27. Çekirdek devrenin minimum gürültü figürü benzetimi 28

Şekil 28. Çekirdek devrenin Kmaks ve MKK benzetimi.....28

Şekil 29. Çekirdek devrenin giriş empedans uyumlama devre şeması.....29

Şekil 30. GammaUG, GammaOpt ve GammaG benzetim sonucu.....30

Şekil 31. Çekirdek devrenin çıkış empedans uyumlama devre şeması.....30

Şekil 32. GammaUÇ ve GammaÇ benzetim sonucu 31

Şekil 33. Bütün katmanın devre şeması 31

Şekil 34. Bütün katmanın S-parametresi benzetimi 32

Şekil 35. Bütün katmanın gürültü figürü benzetimi 32

Şekil 36. Bütün katmanın kararlılık benzetimi 33

Şekil 37. İlk iki üretime gönderilen yükselteç tasarımlarının şemaları.....33

Şekil 38. İlk üretime giden tasarımın serimi 34

Şekil 39. İkinci üretime giden tasarımın serimi.....34

Şekil 40. İlk tasarımın mikro-fotoğrafı 35

Şekil 41. İkinci tasarımın mikro-fotoğrafı.....35

Şekil 42. İlk tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 36

Şekil 43. İlk tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 36

Şekil 44. İlk tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 37

Şekil 45. İkinci tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm kıyaslaması.....37

Şekil 46. İkinci tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm kıyaslaması.....38

Şekil 47. İkinci tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm kıyaslaması.....38

Şekil 48. Gürültü figürü ölçümleri için kullanılan düzenek 39
Şekil 49. İlk tasarımın gürültü figürü benzetim ve ölçüm kıyaslaması.....39
Şekil 50. İkinci tasarımın gürültü figürü benzetim ve ölçüm kıyaslaması 40
Şekil 51. Çıkış P1dB ölçümleri için kullanılan düzenek 40
Şekil 52. OIP3 ölçümleri için kullanılan düzenek.....41
Şekil 53. İlk tasarımın OIP3 ölçüm sonuçları 41
Şekil 54. İlk tasarımın çıkış P1dB ölçüm sonuçları.....42
Şekil 55. İkinci tasarımın OIP3 ölçüm sonuçları.....42
Şekil 56. İkinci tasarımın çıkış P1dB ölçüm sonuçları 43
Şekil 57. Üretilen baskılı devre kartının fotoğrafı.....43
Şekil 58. 8 GHz dayanırlık testi sonuçları 44
Şekil 59. 10 GHz dayanırlık testi sonuçları 45
Şekil 60. Son üretim için tasarlanan düşük gürültülü yükselteç devre şeması.....45
Şekil 61. Son tasarlanan LNA'in mikro fotoğrafı.....46
Şekil 62. Son tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 46
Şekil 63. Son tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 47
Şekil 64. Son tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm karşılaştırması 47
Şekil 65. Son tasamın gürültü figürü benzetim ve ölçüm karşılaştırması.....48
Şekil 66. Dayanırlık testi öncesi ve sonrası s-parametresi ölçüm sonuçları 48
Şekil 67. Dayanırlık testi öncesi ve sonrası gürültü figürü ölçüm sonuçları 49
Şekil 68. Anahtar topolojileri 52
Şekil 69. İletim hattı araya girme kaybı 52
Şekil 70. Anahtar-1'e ait şematik 53
Şekil 71. Anahtar-1'e ait serim görüntüsü 54
Şekil 72. Üretilen anahtara ait fotoğraf.....54
Şekil 73. Araya girme kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması 55
Şekil 74. İzolasyon benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması.....55
Şekil 75. Yansıma kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması 56
Şekil 76. P1dB ölçümü 56

Şekil 77. Frekansa bağlı OIP3 değişimi 57
Şekil 78. Anahtar-2'ye ait şematik.....57
Şekil 79. Anahtar-2'ye ait serim görüntüsü 58
Şekil 80. Üretilen anahtarın fotoğrafı 58
Şekil 81. Araya girme kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması 59
Şekil 82. İzolasyon benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması.....59
Şekil 83. Yansıma kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması 60
Şekil 84. P1dB ölçümü 60
Şekil 85. Frekansa bağlı OIP3 değişimi 61
Şekil 86. I-Q düzlemi 63
Şekil 87. Vektör modülatör sistem diagramı.....64
Şekil 88. Basit hibrit yapısı 65
Şekil 89. Basit hibrid yapısının genlik tepkisi 65
Şekil 90. Önerilen hibrid yapısı 66
Şekil 91. 4 adet balunla oluşturulan hibrid yapısı 66
Şekil 92. Kristal Balun yapısı 67
Şekil 93. Genişbant 3 dB 90 derece hibrid şeması 67
Şekil 94. Üretilen genişbant 3 dB 90 derece hibrid fotoğrafı 67
Şekil 95: Genişbantlı hibrid genlik ve yansıma tepkileri.....68
Şekil 96. Genişbantlı hibrid faz tepkisi 68
Şekil 97. 180 derece faz kaydırıcının serimi 69
Şekil 98. 180 derece faz kaydırıcının fotoğrafı.....69
Şekil 99. 180 derece faz kaydırıcının S parametrelerinin benzetim sonucu 70
Şekil 100. 180 derece faz kaydırıcının faz farkı benzetim sonucu.....70
Şekil 101. T-Zayıflatıcı devresi 72
Şekil 102: 4 bit zayıflatıcının mikro- fotoğrafı 73
Şekil 103. Üretilmiş vektör modülatör devresinin fotoğrafı 74
Şekil 104. Vektör Modülatör Test Düzeneği.....75
Şekil 105. Giriş yansıma kaybı 76

Şekil 106. Çıkış yansıma kaybı.....76
Şekil 107. Zayıflatıcı zayıflatma adımları 77
Şekil 108. 90-180 derece faz kayması.....77
Şekil 109. 0-90 derece faz kayması.....78

ÖZET

Bu projede X-bant Radar ya da faz dizili anten alıcı/verici devre modüllerinde kullanılabilecek bileşenler GaN teknolojisi kullanılarak geliştirilmiştir. Vericide kullanılmak üzere 8-10 GHz ve 10-12 GHz bantlarında çalışan iki adet 25 W güç yükselteci, 25 W güce dayanabilen tek kutup çift atım RF anahtar, alıcıda kullanılmak üzere X-bandı tamamen kapsayacak ve 2 W giriş gücüne dayanabilen düşük gürültülü yükselteç ve faz kaydırma ve zayıflatma işlevini gerçekleştiren vektör modülatör devresi tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülerek performansı değerlendirilmiştir.

Yüksek güçlere çıkabilmek, alıcı ve verici tümleşik devre tasarımlarında önemli bir parametredir. Geleneksel olarak bu tip entegre devreler mevcut CMOS ve GaAs teknolojileri ile üretilmektedir. Fakat bu teknolojilerin performansı yüksek güçlerde yetersiz kalmaktadır. Oysa, GaN, diğer malzemelere göre 3 kat daha yüksek enerji bant aralığına sahip olduğu için daha yüksek savak voltajlarına ulaşabilmektedir. Yüksek savak voltajı ile teknolojinin sunduğu bu transistörlerden 5 W/mm güç yoğunluğu elde edilebildiğinden, GaAs ve Si karşısında güç konusunda çok büyük bir avantaj sağlamakta ve tek pul üzerinde yüksek güçlü yükselteçler gerçeklenebilmektedir. Aynı zamanda bu transistörlerin yıkım gerilimleri yüksek olduğundan, daha yüksek giriş gücüne dayanabilen devreler yapılabilmektedir. Bu avantajları nedeniyle bu projede GaN teknolojisi tercih edilmiştir. Tasarlanan devreler “0.25 µm Power GaN/SiC HEMT” üretim süreci ile WIN Semiconductor firmasında üretilmiştir. Ölçümlerin bir kısmı pul üstünde kontrollü prob istasyonunda, bir kısmı ise baskı devre kart üzerinde gerçekleştirilmiştir. Ölçüm sonuçlarına göre yüksek güç yükseltecinde 25 W üzeri güç çıkışı elde edilmiştir. Düşük gürültülü yükseltecin kazancı bant içerisinde 20 dB’nin üzerinde; gürültü figürü 2 dB’nin altındadır. Anahtar ölçümlerinde X-bant içerisinde 0.8 dB civarında araya girme kaybı ve 50 dB izolasyon görülmektedir. Bütün yansıma kayıpları 10 dB’den yüksektir.

Anahtar kelimeler: GaN, güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç, alıcı/verici anahtar, vektör modülatör, X-bant alıcı/verici modülü

ABSTRACT

In this project, GaN based circuit elements that can be used in transciever modules of phased arrays or radars are developed in X-band. Two 25 W power amplifiers operating in 8-10 GHz and 10-12 GHz bands are developed for the transmit chain. Furthermore, a 25 W single pole double throw T/R switch, a robust low noise amplifier with a noise figure of 2 dB that can operate under 2 W input power without a limiter circuit, and a vector modulator circuit which performs as a combination of attenuator and phase shifter are designed, produced and characterized.

High power output is an important parameter for the integrated circuit design of receiver and transmitter. Traditionally, such integrated circuits are produced using existing CMOS and GaAs technologies. However, performance of these technologies is insufficient for high power applications. High electron mobility transistors (HEMT) offered on the GaN substrate are very suitable for high power/frequency applications due to their wide bandgap, high electron saturation velocity, and large breakdown voltage. Advances in GaN technology are replacing these technologies by offering superior performance in a smaller area. High breakdown voltage of GaN technology typically enables power densities up to 5 W/mm, which is far greater than those achievable by GaAs or Si counterparts. Furthermore, it is possible to design passive circuits that can withstand high powers. Therefore, GaN technology is preferred in this project due to these advantages. Circuits are designed and manufactured using 0.25 µm Power GaN/SiC HEMT process offered by WIN Semiconductor. Some of the measurements are performed on wafer whereas some of the devices are located on printed circuit boards. Measurement results verified that saturated output power of the fabricated power amplifiers are above 25 W. Measurement results show that low noise amplifier has more than 20 dB small signal gain with less than 2 dB noise figure. RF switch has 50 dB of isolation with less than 1 dB insertion loss. All return loss values are greater than 10 dB.

Keywords: GaN, power amplifier (PA), low noise amplifier (LNA), T/R switch, vector modulator, X- band Transmit/Receive (T/R) module

1. GİRİŞ

Projede Galyum-Nitrat (GaN) yarı-iletken taban üzerinde X-Bant radar ya da faz dizili anten uygulamalarında kullanılabilecek yüksek performanslı alıcı/verici tümleşik devre elemanlarını geliştirmek amaçlanmıştır. Bu kapsamda X-bantta 25 W çıkış gücü olan güç yükselteci, gürültü niceliği 2 dB'nin altında olan 2 W giriş gücüne dayanıklı düşük gürültülü yükselteç, alıcı/verici devrede kullanılabilecek yüksek güç altında çalışabilen SPDT anahtar ve faz kaydırmayı ve zayıflatmayı gerçekleştirmek üzere vektör modülatör devreleri tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür.

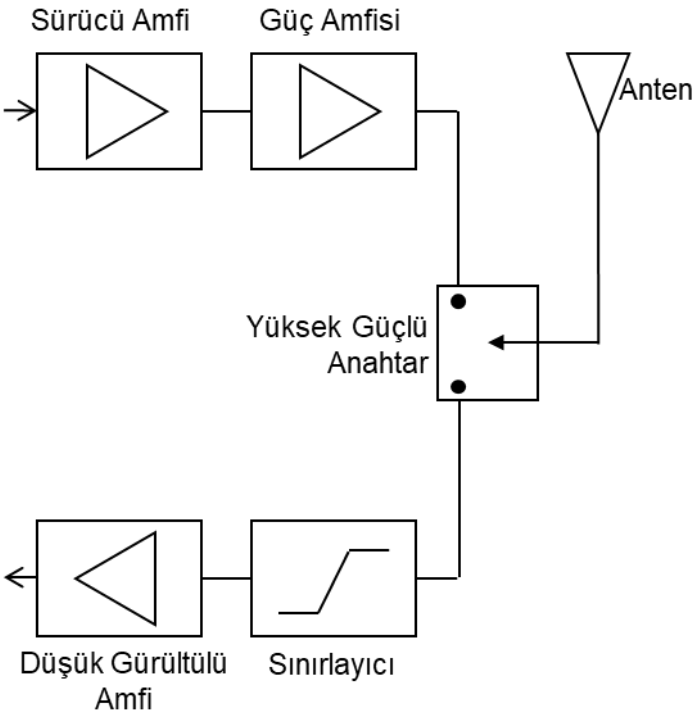
GaN yarı-iletken taban üzerinde sunulan yüksek elektron mobilite transistörleri (HEMT) sundukları yüksek bant genişliği, yüksek elektron doygunluk hızı ve yüksek yığılım gerilimi sayesinde yüksek güç/frekans uygulamaları için diğer saf ve bileşik yarı iletken teknolojilerine göre daha uygundur. Son yıllarda ülkemiz de dahil olmak üzere dünyanın çeşitli bölgelerinde yapılan ARGE faaliyetleri neticesinde GaN teknolojisinin birim alanda sunabildiği güç yoğunluğu ve maksimum çalışma frekansı hızla artmıştır (Campbell vd., 2012). Bu sayede piyasaya sunulan GaN tabanlı tümleşik devrelerin sayısı her geçen gün artmaktadır. Fakat, bu teknoloji ile üretilen yüksek frekansta (K bandı) çalışan, yüksek bant genişliği sunan ve birim alanda yüksek güç sağlayabilen ürünler özellikle askeri uygulamalarda anahtar ürünler olduklarından ithalat sınırlamalarına tabi tutulmaktadırlar. Bu sebeple, bu kritik teknolojinin milli olanaklarla üretilebilmesi için Bilkent Üniversitesi ve Aselsan ortaklığında çalışmalar sürmektedir. Bu projede GaN yarı-iletken teknolojilerinde tasarım bilgisinin kazanılması ve kritik bazı ürünlerin ithalat sınırlamasına tabi olmayan bir fabrikada üretilmesi amaçlanmıştır.

Proje öneri aşamasında (Haziran 2015) yapılan araştırmalar neticesinde ithalat sınırlamalarına tabi olmaması ve 2013 yılından itibaren ticari olarak sunulması nedenlerinden dolayı projede Tayvan Merkezli *WIN Semiconductors* firması tarafından sunulan 0,25 µm GaN teknolojisinin kullanılması planlanmış ve tüm üretimler bu firmada yaptırılmıştır. Proje kapsamında ister değerlerinin elde edilebilmesi için proje önerisinde de belirtildiği gibi üç ayrı üretim yapılmıştır. Bu üretimlerden alınan sonuçlar ve bir sonraki üretimde yapılması planlanan çalışmalar gelişme raporlarında detaylı anlatılmıştır. Bu raporda ise son versiyon çiplerin tasarım detayları, benzetim ve ölçüm sonuçları sunulmuştur.

Projede gerçeklenen entegre devreler genellikle askeri uygulamalarda kullanılan bir X-bant radar sisteminde kullanılabilir. Çoğu radar sisteminde faz dizili antenler ile huzme şekillendirme teknikleri kullanılmaktadır. Faz dizili radar sistemlerinde gereken çok yüksek

çıkış gücünün elde edilebilmesi ve bu işin küçük bir alanda yapılabilmesi için alıcı/verici birimlerinin her bir anten elemanı ile entegrasyonu önemlidir. Bu şekilde gerçeklenen aktif anten elemanları temel banttan sürülerek gerekli huzme şekillendirme işlemi yapılabilir.

Şekil 1'de faz dizili X-bant radar sisteminde kullanılan tipik bir aktif antenin blok şeması verilmiştir. Şekilde verilen örnek uygulamada alıcı ve verici hatları tek kutuplu-çift atımlı bir anahtar vasıtası ile ayrılmıştır. Tipik bir anahtarın bu frekanstaki izolasyon değeri 10 dB ile 20 dB mertebesindedir. Bu uygulamalarda kullanılan tipik bir güç amfisinin çıkış gücünün 25 W değerinde olduğu ve anahtarın sağlayacağı izolasyon değerinin 10 dB olacağı düşünülürse alıcı tarafına kaçan güç miktarı 34 dBm ve üstünde olabilir. Bu yüksek güç, düşük güçteki sinyalleri düşük gürültülü bir şekilde yükseltmek için tasarlanmış olan düşük gürültülü yükselteci (LNA) bozabilir. Bu sebeple LNA'nın girişinde kaçan gücü limitlemek için standart uygulamalarda bir sınırlayıcı (*limiter*) kullanmak çok önemlidir. Kullanılacak bu limitleyici aynı zamanda elektronik harp uygulamalarında kullanılan yüksek RF gücünün de LNA'ya ulaşmasını engelleyecektir.



Şekil 1. Tipik bir radar alıcı/verici devresi

Standart uygulamalarda LNA'lar çoğunlukla piyasadaki en düşük gürültüyü sunan Galyum-Arsenik (GaAs) teknolojilerinde yapılır. GaAs tabanda sunulan pHEMT ve mHEMT transistörler yüksek frekanslarda çok düşük gürültü niceliği sunan LNA devreleri yapılmasını olanaklı hale getirir. Fakat, bu tip yükselteçlerin dayanabilirlik limiti genellikle 20 dBm ve

altıdır. Daha yüksek giriş güçlerinde LNA yapısında kullanılan transistörler onarılamayacak şekilde bozulabilirler. Elektronik harp taktiklerinden birisi alıcıdaki LNA'nın bozulması için hedefe yüksek güçlü sinyal gönderilmesidir. Bu tip bir saldırının engellenmesi ve giriş gücünün belli bir üst sınırda limitlenmesi için genellikle PiN diyot yapısında bir sınırlandırıcı devre elemanının LNA girişinde kullanılması zaruridir. Açıktır ki, düşük gürültü için optimize edilmiş GaAs tabanda tasarlanan bir LNA ile yüksek giriş gücünü limitleyen PiN diyotun aynı taban üzerinde gerçeklenmesi mümkün değildir. Bununla birlikte GaAs tabanda tasarlanan güç kuvvetlendiricileri akım kapasitelerinin yüksek olmasından dolayı genellikle bipolar transistörler sunan HBT teknolojilerinde yapılırlar. Bu sebeplerden dolayı antene en yakın olan üç devre elemanın en iyi şekilde gerçeklenmesi üç ayrı teknolojide mümkündür. Değişik entegrelerin değişik teknolojilerde üretilme zorunluluğu aktif anten yapılarında önemli olan aynı tabanda tümleşik entegrasyonu imkânsız yapmaktadır.

Bu projede PA, LNA ve anahtar yapılarının aynı teknolojide üretilmesi ile yukarda bahsi geçen soruna bir çözüm geliştirilmiştir. Yukarda belirtildiği gibi GaN HEMT transistörlerin sunduğu yüksek bant genişliği ve yıkım gerilimi ve SiC tabanın sunduğu üstün ısı geçirgenliğinden dolayı GaN teknolojisi güç yükselteci üretimi için en önde gelen teknolojidir. Bununla birlikte GaN teknolojileri HEMT transistör yapısı ve GaN materyal özellikleri dolayısıyla çok düşük gürültü de sunabilmektedir. Transistörlerin yüksek yıkım geriliminden dolayı bu teknolojide yapılan yükselteçlerin dayanabilirlik limiti diğer teknolojilerle karşılaştırıldığında çok yüksektir. Örneğin hâlihazırda piyasada 2 W ve daha fazla giriş gücüne dayanabilen GaN tabanda üretilen LNA'lar bulunmaktadır, (TriQuint, 2015; Yağbasan, 2018). Bu tip yüksek dayanma gücü olan LNA'lar sistemlerde sınırlayıcı gereksinimini ortadan kaldırmaktadır.

Her ne kadar GaN teknolojisi henüz GaAs teknolojileri kadar düşük gürültü düzeyleri sunamasa da sistemden sınırlayıcının çıkartılması alıcı ünitesinin toplam gürültü niceliğini GaAs tabanda üretilen bir çözüm ile benzer noktalara getirmektedir. PiN diyot gereksiniminin kalkması ve GaN tabanda düşük gürültülü yükselteçlerin başarı ile gerçeklenebilecek olması aktif anten yapısındaki tüm elemanların aynı taban üzerinde gerçeklenmesi olasılığını doğurmuştur. Sonuçlanan bu projede sunulan ürünler gerektiğinde aynı taban üzerinde tümleşik olarak üretilebilir. Böylece küçük boyutta, elektronik olarak tarama yapabilen, aktif faz dizilimli X-bant radar uygulamaları için tamamen milli olanaklarla tasarlanmış sistemler elde edilebilir.

Proje sonuç raporu şu şekilde sunulmuştur:

Bölüm 2'de güç yükselteci çalışmaları anlatılmıştır. Güç yükselteci tasarımının ayrıntıları, devre şematikleri ve serimleri verilmiş, ölçümlerle, benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

Bölüm 3'de düşük gürültülü yükselteç tasarım, benzetim ve ölçüm çalışmaları anlatılmıştır. Üretilen LNA'ların performansları literatürdeki benzer çalışmalarla karşılaştırılmıştır.

Bölüm 4'de 25 W giriş gücüne dayanabilen, düşük araya girme kaybına ve yüksek izolasyona sahip tek kutuplu çift konumlu anahtar geliştirilmesi çalışmaları sunulmuştur.

Bölüm 5'de GaN teknolojisi ile X-band vektör modülatörü geliştirilmesi çalışmaları anlatılmıştır. Proje önerisinde bir adet sinyal zayıflatıcı ve bir adet faz kaydırıcı geliştirileceği belirtilmiştir. Vektör modülatör devresi sinyal zayıflatıcı ve faz kaydırıcı işlemlerini bir arada yapabileceği için projede vektör modülatörü yapılmasına karar verilmiştir. Gerçeklenen vektör modülatörü devresi girişte kullanılan 90 derece hibrit ile giriş sinyalini I ve Q bileşenlerine ayırmaktadır. I ve Q bileşenleri ayrı ayrı sayısal sinyal zayıflatıcılardan geçirildikten sonra toplanmaktadır. Böylece I/Q uzayında tüm faz ve genlik değerleri tek blokta elde edilebilmektedir.

Bölüm 6'da ise genel olarak proje sonuçları değerlendirilmiş ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar özetlenmiştir.

2. GÜÇ YÜKSELTECİ TASARIMI

2.1 Giriş

Geniş bantlı güç yükselteç (PA) çipleri bugünkü askeri ve elektronik harp alıcı ve verici devrelerinin en önemli yapıtaşlarından birini oluşturmaktadır. Özellikle X banttaki uygulamalar için geliştirilen yüksek güçlü güç yükselteçleri geleneksel olarak Si ve GaAs teknolojileri ile tasarlanmaktadır. Fakat bu teknolojilerin düşük güç çıkışı, düşük savak voltajı ve düşük yıkılma voltajları yüzünden bir kırmıktan alınabilecek RF güç miktarı sınırlıdır (genellikle 10 W'dan küçük). Bu nedenle, çok yüksek çıkış gücü gerektiren uygulamalarda vakum tüpleri gibi yer işgal eden teknolojiler kullanılmaktadır. Fakat, son zamanlarda gelişmekte olan GaN yarı iletken teknolojisi, yüksek kırılma gerilimi ve yüksek güç çıkışı ile yarı iletken teknolojisi ile yapılan yükselteçlerin kapsama alanının genişletilmesine yardımcı olmuştur. GaN teknolojilerinde güç yoğunluğu 5 W/mm seviyelerine çıkabildiği için çok küçük alanlarda çok yüksek güçlü çipler geliştirmek mümkün olmaktadır.

SiC taban, yüksek termal iletkenlik (3.5 W.K/cm) (Green, 2001) ile çipin içinde dağılan gücün hızlı bir şekilde tabana atılmasını sağlamaktadır. Aynı zamanda tabana inen iletken delikler sayesinde transistör kaynağından jonksiyondaki sıcaklık hızlı bir şekilde tabana iletilebilmektedir. Bu sayede GaN termal açıdan da termal iletkenliği düşük Si ve GaAs karşısında daha avantajlı bir duruma gelmektedir.

GaN tabanda güç kuvvetlendirici çalışmaları son yıllarda artan bir yoğunlukta bir süredir yapılmaktadır. Bu çalışmaların tamamında GaN transistörlerin sunduğu üstün özellikler kullanılarak yüksek çıkış gücü elde edilmeye çalışılmıştır. Bunun yapılabilmesi için güç eklenmiş verimlilik (PAE, power-added-efficiency) yüksek değerlerde tutulmaya çalışılmış ve transistörlerin izin verdiği kadar yüksek besleme gerilimleri kullanılmıştır. Bu çalışmaların sonucunda çeşitli ticari ürünler son yıllarda piyasaya sürülmeye başlanmıştır. Günümüzdeki çalışmalarda tek bir GaN çip üzerinden X-bantta 20 W üzerinde güç alınabilmektedir, (Feghhi, 2016; Kamioka, 2018). GaN güç yükselteçleriyle ilgili kapsamlı değerlendirmeler ve ayrıntılı kaynak listesi Katz ve Franco (2010) tarafından verilmiştir. Geniş bant GaN güç yükselteci tasarımlarıyla ilgili kapsamlı bir derleme de Ghavide vd (2017) tarafından sunulmuştur.

Proje kapsamında PAE değerinin yüksek değerlerde (yüzde 25'den yüksek) tutulabilmesi için X-bandın tamamının iki ayrı yükselteç ile kapsanması planlanmıştır. Çalışma bandı olarak 8-

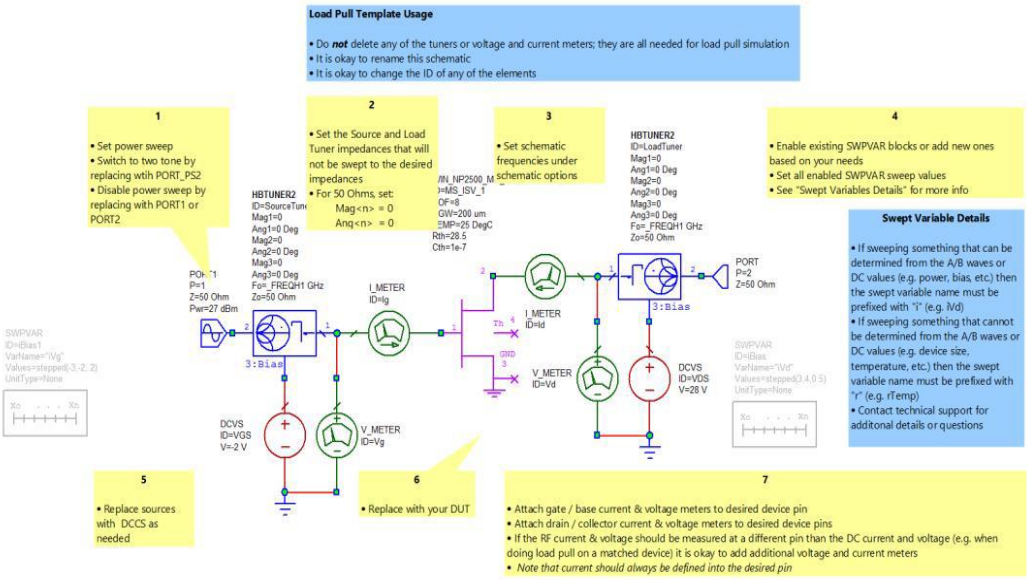
10 GHz ve 10-12 GHz olan 2 güç yükselteci geliştirilmiştir. Güç yükselteci tasarımı için ilk olarak uygun bir transistör, transistör boyu ve transistör akımı seçilmelidir. *WIN Semiconductors* firması kullanımımıza açtığı GaN teknolojisinde güç yükselteci devreleri için kullanılabilecek iki adet transistör sunmuştur. Bu transistörlerden birincisinde kaynak delikleri transistörün iki ucunda mevcuttur ve ikinci transistör yapısında bu delikler bütün kaynak bağlantılarında mevcuttur. Bütün tasarımlarda ikinci tip transistör kullanılmıştır. Bu transistörde delik sayısının fazla olması, hem toprak hattına giden direnci ve endüktansı minimize etmektedir hem de termal açıdan tabana daha çok bağlantı olacağından transistör daha hızlı ve etkin bir şekilde soğumaktadır.

Transistör boy ve akım tercihi, devre tasarımları, yapılan çalışmalar, üretim ve sonuçları ilerleyen bölümlerde daha detaylı anlatılmaktadır.

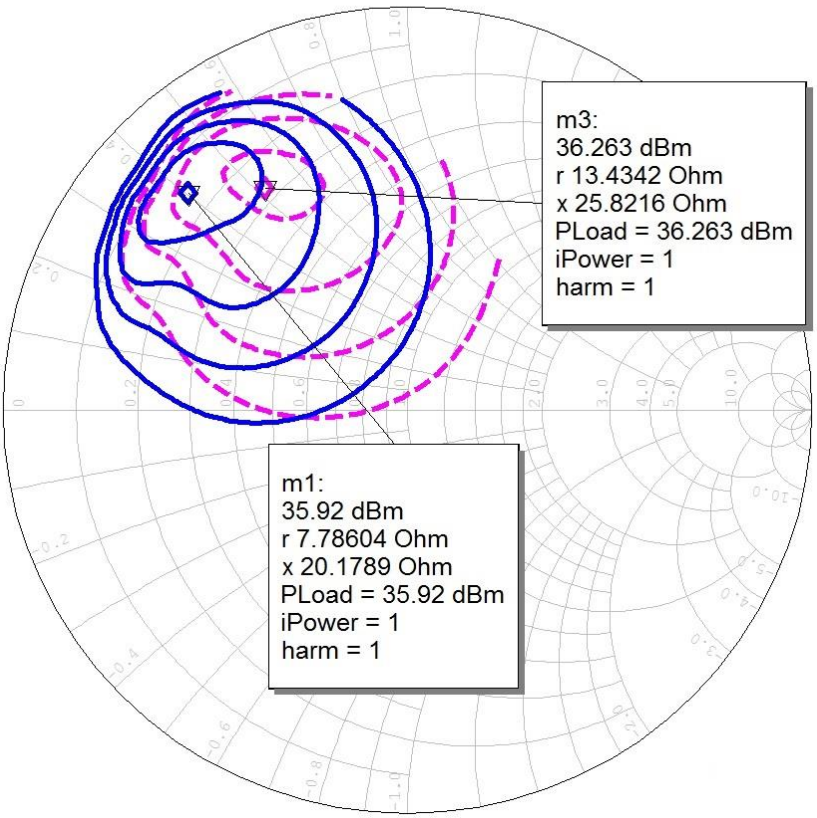
2.2 Yük Empedansı Değiştirme Simülasyonları

Transistör boyunun ve geçen akımın belirlenmesi için bir dizi benzetim yapılmalıdır. Transistörlerden elde edilebilecek en yüksek güç çıkışını alabilmek için öncelikle en uygun yük empedansının belirlenmesi gerekmektedir. S-parametre benzetimi sadece küçük işaretle yapılan bir analiz olduğu için yüksek güç altında bu yöntem geçersiz kalmaktadır. Güç yükselteçlerinin doğrusal olmayan bölgelerdeki çalışmasını belirleyecek, S-parametre benzetiminden farklı tür modelleme yöntemleri vardır. Bunlardan en yaygın olanı yük empedansı değiştirme (load pull) yöntemidir (Cripps, 2002). Bu yöntemin amacı, transistörün giriş ve çıkış empedansının belli değerler aralığında sürekli değiştirilerek açığa çıkan güç değerlerinin ölçülmesi ve bu değişken empedans değerlerinde verimlilik, kazanç ve doğrusallık gibi parametrelerin belirlenmesidir. Belirlenen empedans değerleri Smith abağı üzerinde çizilerek transistörün hangi empedans değerinde hangi gücü sağladığı belirlenmektedir.

Benzetimlerde, bu ölçüm için, giriş ve çıkışa ayarlanabilen ideal empedanslar takılır ve bu empedanslar sürekli değiştirilir. Daha sonra, harmonik denge benzetimiyle iyileştirme yapılarak transistörün verebileceği maksimum güç değerleri belirlenir. Sonraki adımda istenilen güç değerlerine göre, karşılık gelen empedanslar hesaplanıp Smith abağı üzerinde değerlendirilir. Yük değiştirme benzetim düzeneği Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 3'de ise bu benzetimin sonuçları eklenmiştir.



Şekil 2. Yük empedansı değiştirme benzetim düzeneği



Şekil 3. 8x125 µm (mavi) ve 6x125 µm (kesikli pembe) transistörlerinin yük değiştirme empedansı sonuçları

Şekil 3'deki sonuçlara göre 6x125 µm'lik transistörün görmesi gereken empedans 7.78 + j20.18 Ω olarak belirlenmiştir. Bu değer karakteristik empedansa uyumlandığında (50 Ω) güç çıkışı 35.92 dBm olarak hesaplanmıştır. 8x125 µm'lik transistör için bu empedans 13.43 + j20.17 Ω olarak hesaplanmış olup, güç çıkışı 36.26 dBm'dir.

Sürüm-1, V1-GaN Güç yükselteci için çalışma bandı olarak 8-10 GHz, Sürüm-2, V2-GaN Güç yükselteci için çalışma bandı olarak 10-12 GHz hedeflenmiştir. Uyum devresi tasarımına başlamadan önce 8x125 µm tek-bir çekirdek-transistör-hücre yapısının görmesi gereken giriş empedansı 1.6 + 4j olarak, 6x125 µm için 2 - j3.8 Ω olarak belirlenmiştir. Güç yükselteci mimarisindeki her 3 kat için kapı (gate) gerilimleri –2 V olarak belirlenmiş olup, 8 kapılı ve 125 µm kapı genişliği olan 8 çekirdek transistör hücre yapısı seçilmiştir.

Mimari olarak 8-10 GHz'lik tasarım için üç katlı bir yükselteç yapısı ve 10-12 GHz'lik tasarım için iki katlı bir yükselteç yapısı benimsenmiştir. Üç katlı tasarımda giriş katında sadece 1 çekirdek transistör hücre yapısı bulunurken ikinci katta 2 çekirdek transistör hücre ve çıkış katında 8 çekirdek transistör hücre yapısı bulunmaktadır. Çıkış katında 8 çekirdek transistör hücre yapısı bulunmasının nedeni, her bir çekirdek transistör hücre yapısının çıkış gücünün maksimum 5 W (+36 dBm) olmasıdır. 8 çekirdek transistör hücre yapısıyla [10log(8) = +9 dBm] toplamda 32 W (+45 dBm = +36 dBm + 9 dBm) güç çıkışı elde edilebilmektedir. Fakat güç birleştirme devrelerindeki kayıplar, kart kayıpları gibi etkenler göz önüne alındığında, çıkış gücünü 32 W olarak belirlemek gerçekte en az 25 W (+44 dBm) çıkış gücü alabilmek için yeterli olmuştur.

Güç yükselteci, yüksek güçte doğrusal çalışmayacağından ve yükselteç doyum seviyesinde çalışacağından, çıkışta 2. ve 3. harmonik değerleri yüksek olacaktır. Fakat empedans uyum devresi, sadece dar bir frekans aralığında empedanslara uyum sağlayacağından 2. ve 3. harmonik değerler uzakta kaldıkları için bastırılmış olacaktır.

Uyumlama ve besleme devrelerinin tasarımı sırasında elektromanyetik analiz yöntemi kullanılmıştır. İlk önce şema düzeyinde benzetimler yapılarak istenilen sonuç elde edilmiştir. Bir sonraki adımda serim oluşturularak elektromanyetik analizler yapılmıştır. Böylece tasarlanan devrelerin hedeflenen elektriksel özelliklere ne kadar uyum sağladığı belirlenerek istenilen sonuca en yakın değere erişecek biçimde tasarım iyileştirilmiştir.

2.3 Uyumlama Devresi Tasarımı

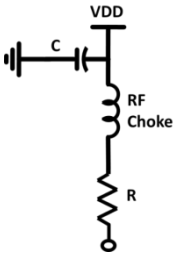
Transistörlerin giriş ve çıkış empedansları belirlendikten sonra, kuvvetlendiricinin giriş ve çıkışını 50 Ohm'a uyumlu hale getirmek ve ayrıca ara katı giriş ve çıkış katlarına uyumlu hale getirebilmek için L-C uyumlama devresi tasarlanmıştır. Çıkış katı birbirine seri şekilde

bağlanmış seri-L-paralel-C (LC devre) ile 50 Ohm'a uyumlu hale getirilmiştir. Böylece, uyumlama devresinin bandının geniş olması sağlanırken, çıkış katında bulunan 8 çekirdek transistör hücresinin güç çıkışları birleştirilmiştir. Toplu (lumped) endüktans'ın öz-çınlama frekansı (self resonance frequency) X-bandından düşük, yüksek akıma dayanıksız ve endüktans serim alanı (layout) çok yer kaplayacağı için endüktans yerine, mikroşerit hatlar (microstrip transmission lines) kullanılarak L-C uyum devreleri gerçekleştirilmiştir. Frekansın 10 GHz mertebelerinde olması, mikroşerit hatların uzunluğunun kısa olmasını sağlamış ve böylece entegre devre içerisinde kullanılabilmiştir. L-C uyum devresi tasarlanırken ilk önce Smith abağı kullanılarak istenilen empedans uyumunu sağlamak için gerekli olan endüktans ve kondansatör değerleri bulunmuştur.

$$\theta_{seri} = sin^{-1}\frac{\omega L}{Z_0} \qquad (2.1)$$

Daha sonra (2.1)'de verilen formül kullanılarak endüktör değerinden mikroşerit hattın elektriksel uzunluğu hesaplanmıştır. Tasarım aracının "TX Line" özelliği kullanılarak, belirlenen elektriksel uzunluk, frekans, ve empedans değeri ile mikroşerit hattın genişliği ve uzunluğu belirlenmiştir. Ayrıca, çıkış hatlarının birbirine olan faz farkını en aza indirmek için uyumlama devresindeki kondansatörler birbirine simetrik olacak biçimde yerleştirilerek olası faz farkından kaynaklanabilecek güç kayıpları önlenmiştir. Uyum devresine ait mikroşerit hat ve kondansatör değerleri hesaplanınca, eş zamanlı olarak, daha ileride detaylı bir şekilde anlatılacak olan uyum devre serimi yapılarak elektromanyetik analizler gerçekleştirilmiştir. Böylece, uyum devrelerinin parametreleri gerçeğe en yakın olacak şekilde belirlenmiştir. Çıkış katı gibi giriş katı da L-C uyum devresi kullanarak 50 Ohm uyumlu hale getirilmiştir. Hedeflenen bantlarda uyum devrelerinin S_{11} ve S_{22}'sinin −10 dB'den küçük olduğu gözlemlenerek giriş ve çıkış katlarının 50-Ohm'a uyumlu olduğu doğrulanmaktadır.

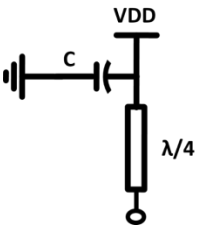
Transistörlerin savak terminali 28 V ve kapı terminali − 2 V ile besleme devreleri kulanılarak güç kaynağına bağlanmıştır. Şekil 4'de kapı (gate) besleme devresi gösterilmiştir. Kapı beslemelerinde endüktans, RF işaret hattına paralel olacak şekilde besleme devresi oluşturulup seri bir direnç eklenmiştir. Bu direnç devrenin kararsızlığa ulaşmasını engellemek üzere eklenmiştir. Aynı zamanda endüktans değeri yeterince yüksek seçilerek empedansı yükseltilmiş, böylece RF işaret hattının yüklenmesi önlenmiştir.



Şekil 4. Kapı besleme devresi

Şekil 5'de ise savak besleme devresi oluşturulmuştur. Bu hat üzerinden geçen akım oldukça yüksek olduğundan endüktör kullanmak yerine çeyrek dalgaboyu hatlar kullanılmıştır. Hatların bağlandığı DC pad'ler yüksek değerli kapasitörler ile toprağa çekilmiş olup çeyrek dalgaboyu hatlar ile devreye bağlandığı noktada maksimum empedans göstererek etkisi minimize edilmiştir.

Bütün uyumlama devreleri Microwave Office programının AXIEM isimli 2D elektromanyetik çözücüsü ile analiz edilmiştir. Bu analizler sonucu oluşan uyum devreleri ile devre benzetilip gerekli görülen düzeltmeler yapılmıştır. Böylece, sonuçta ortaya çıkan ürün bütün kuplaj vb. etkilerle benzetilmiş olup üretim ile çok yakın bir performans göstermesi amaçlanmıştır.



Şekil 5. Savak besleme hattı

2.4 Kararlılık Önlemleri

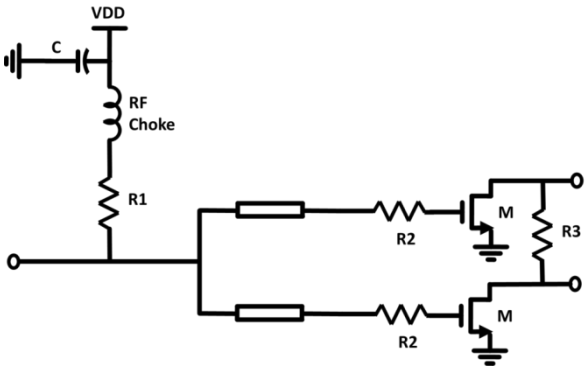
Tasarım sırasında yapının kararlı bir şekilde çalışması için bazı önlemler alınmıştır. Bu önlemler sayesinde gerek benzetimlerde gerekse gerçek ortamda üretilen güç yükselteci çipleri bir kararsızlığa girmeden istenilen performansta çalışmıştır.

Transistör kapılarının önüne kuvvetlendiricinin kararlı çalışmasını sağlamak amacıyla dirençler eklenmiştir. Bu dirençler transistörün iç yapısından kaynaklanan ya da dışarıda gerilim kaynaklarının birbiriyle etkileşimi sonucu oluşacak geri beslemeden dolayı kararsız bir yapıya sürüklenmemesi için yerleştirilmiştir. Kapı besleme hattında eklenen dirençlerle, aynı

zamanda, besleme hatlarında oluşabilecek kuplaj için bir önlem oluşturulması hedeflenmiştir. Girişe eklenen direnç değeri aynı zamanda uyum devresinin tasarımını da kolaylaştırmaktadır.

Bir diğer önlem DC besleme hattına eklenen seri dirençtir. Bu direnç yine besleme hatlarında oluşabilecek geri besleme mekanizmalarının önüne geçmek amacıyla eklenmiş olup aynı zamanda uyumlama devresinin tasarımını kolaylaştırmaktadır.

Son olarak tek-çift mod kararsızlıkların önüne geçmek için paralel bağlanan transistörlerin arasına bir direnç koyulmuştur (Elad, 2006). Bu dirençler her iki transistör eğer aynı koşullarda çalışıyorsa hiçbir şekilde üzerinde güç harcamamaktadır. Eğer transistörler çeşitli nedenlerden dolayı (örneğin üretim saçılması ve eşit olmayan elektromanyetik etkileşim) birbirleriyle tamamen aynı değilse bu dirençler oluşan kazanç farklılıklarını kendi üzerinde dağıtarak yapının güç asimetrisinden doğabilecek kararsızlıkların önüne geçmektedir. Şekil 6 bu üç önlemi şema üzerinde göstermektedir.

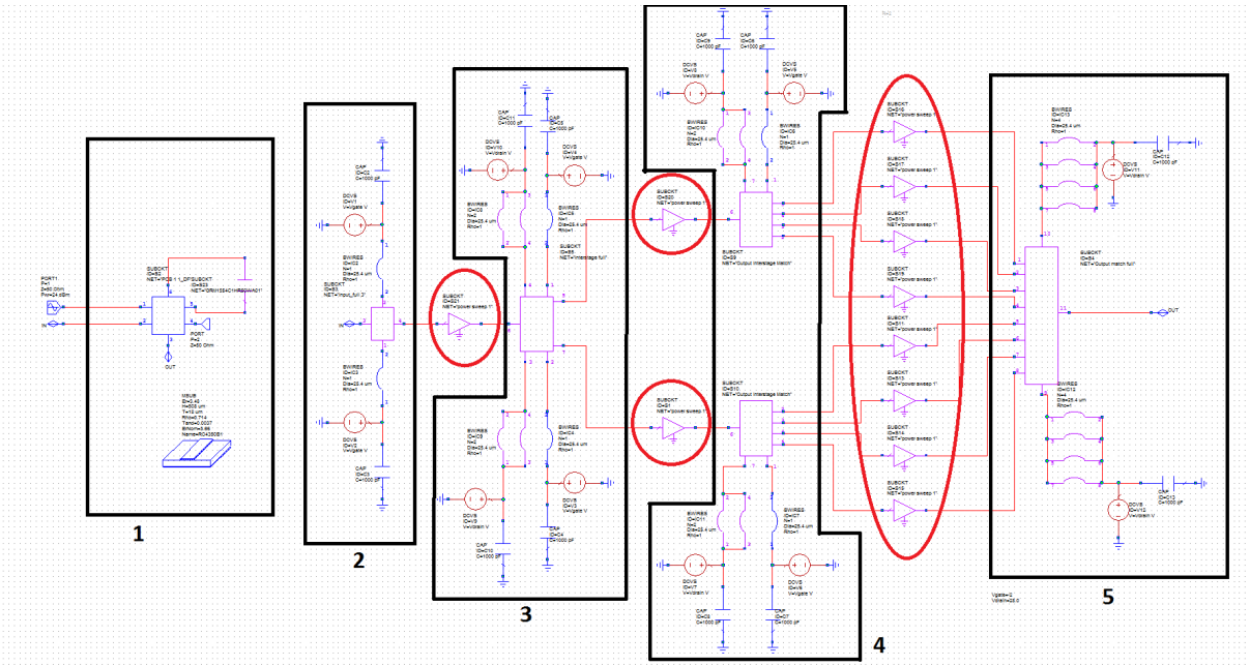


Şekil 6. Kararlılık yapıları

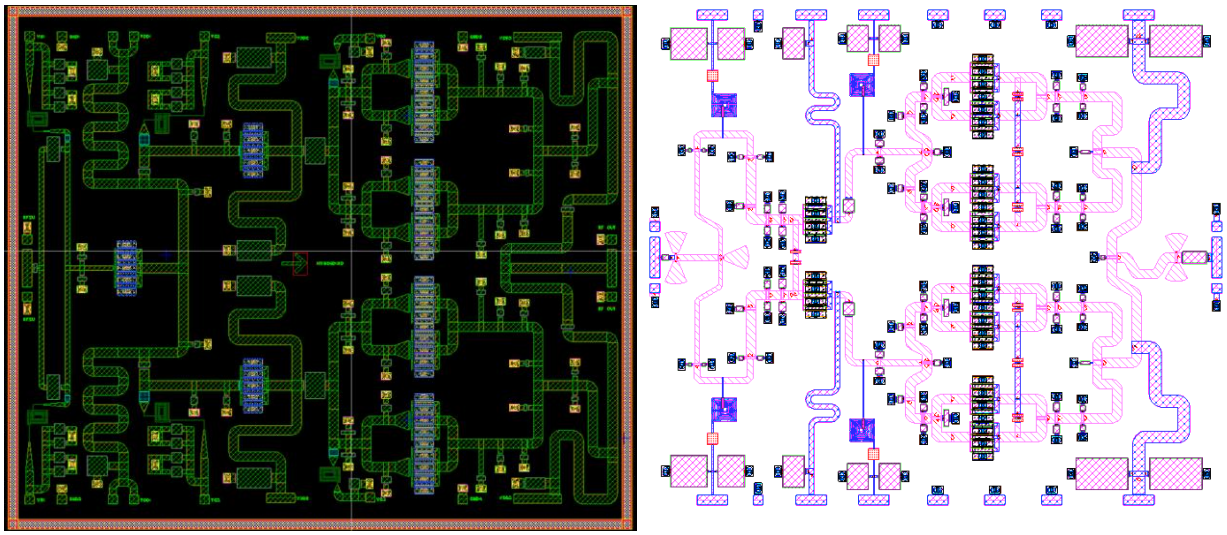
2.5 Güç Yükselteci Blok Şeması ve Serimi

Yukarıda parçaları anlatılan güç yükseltecinin en üst seviye blok şeması Şekil 7'de verilmektedir. Güç yükselteci en üst blok seviye benzetimlerinde uyumlama devrelerinin elektromanyetik analiz sonucu oluşan modelleri kullanılmıştır. 1 no'lu kutucukta gösterilen kısım Bölüm 2.6'da detaylandırılacak olan tasarlanan test kartının elektromanyetik modelidir. 2 no'lu kutucukta gösterilen kısım giriş katının uyum ve besleme devresinin elektromanyetik modelidir. 3 no'lu kutucukta gösterilen kısım 1. ara kat uyum ve besleme devresinin elektromanyetik modelidir. 4 no'lu kutucukta gösterilen kısım 2. ara kat uyum ve besleme devresinin elektromanyetik modelidir. 5 no'lu kutucukta gösterilen kısım çıkış devresinin uyum ve besleme devresinin elektromanyetik modelidir. Kırmızı renk kullanılarak kapsanan

kısımlar ise transistörlerin devre içindeki yerleşimini belirtmektedir. 25 W 8-10 GHz bandında çalışan güç yükseltecinin serimi Şekil 8 (a)'da, 10-12 GHz bandında çalışan güç yükseltecinin serimi ise Şekil 8 (b)'de gösterilmektedir. Bunlar Microwave Office programı kullanılarak çizilmiştir.



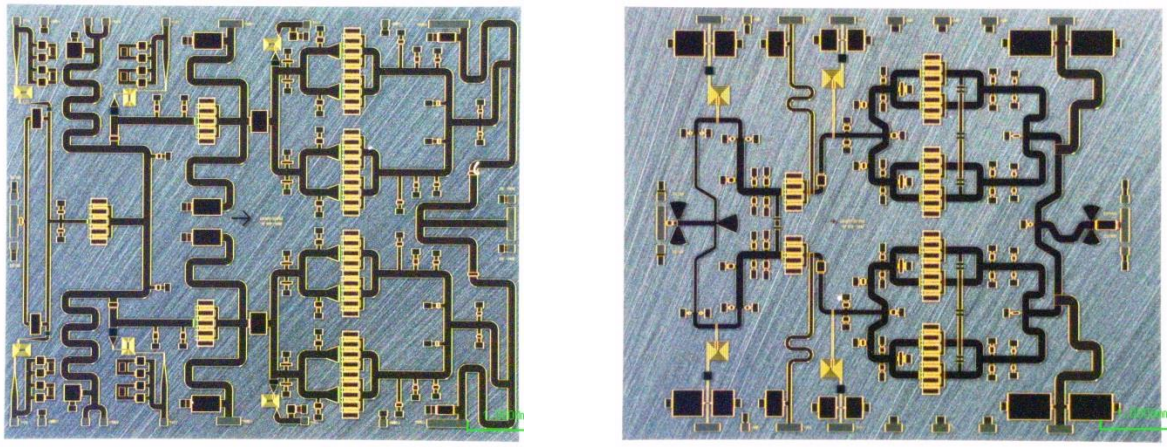
Şekil 7. Güç yükselteci en üst seviye blok şema gösterimi



(a) 8-10 GHz (b) 10-12 GHz

Şekil 8. 8-10 GHz ve 10-12 GHz Güç yükselteç devrelerinin serimi

Tasarlanan bu devreler WIN Semiconductor firmasında üretilmiştir. Üretilen güç yükselteç çiplerinin fotoğrafları Şekil 9'da gösterilmektedir.



(a) 8-10 GHz (sürüm 1) (b) 10-12 GHz (sürüm2)

Şekil 9. Üretilen güç yükselteç çiplerinin fotoğrafları

2.6 Yüksek Güçlü Yükselteç Test Değerlendirme Kartı (EVB)

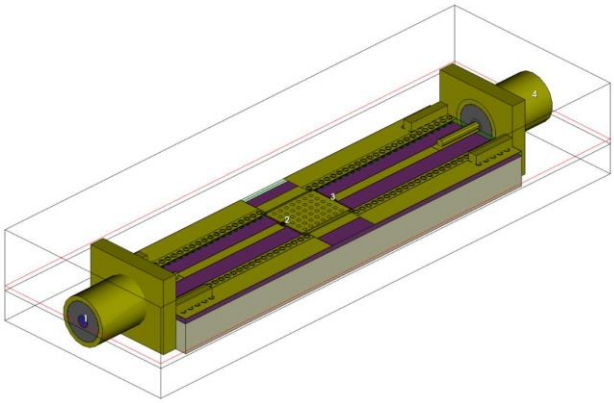
Yükseltecin testi için çipin (üretimi yapılan GaN entegre devresinin) bir baskı devresi üzerine yerleştirilerek ölçümünün yapılması gerekmektedir. Bu amaçla test değerlendirme kartı (Evaluation Board EVB) geliştirilmiştir. EVB kartının en önemli işlevlerinden biri RF işareti 50 Ohm empedansı bozmayacak bir şekilde çipin girişine ve çıkışına kadar getirmektir. Diğeri ise üzerine yerleştirilecek çipin jonksiyon sıcaklığının (junction temperature) yüksek sıcaklığa çıktığı durumlarda soğumasını sağlayacak mekanik tasarıma sahip olmasıdır. EVB kart materyali olarak 500um kalınlığında Rogers 4003C seçilmiştir. İnce kart malzemesi temel olarak ısıyı daha iyi iletmesi amacıyla tercih edilmiştir. Test değerlendirme kartı Şekil 10 – Şekil 12'de gösterilmiştir.

Çip termal iletkenlik açısından 20 mil bakır plakanın üzerine oturtulmuştur. Böylece çipin üzerindeki ısı doğrudan bakır plakanın üzerine aktarılarak çipin hızlı ve etkili bir şekilde soğuması sağlanmıştır. Aynı zamanda, ek bir önlem olarak fanlı bir soğutma sistemi de kullanılmaktadır. Bu önlemler ile çipin "junction-temperature"ının 175°C seviyesinin üzerine çıkması engellenmesi hedeflenmiştir.

50 Ohm iletimi için mikroşerit hat kullanılmıştır. 20 mil kalınlığında Rogers 4003C materyali için mikroşerit hat kalınlığı hesaplanmış olup bu değerler kullanılarak elektomanyetik

analizleri yapılmıştır. Aynı zamanda, EVB kartının çipe bağlantısı tel bağlama (wire bonding) ile sağlanacağından, bu tel bağlamaların etkisi de göz önüne alınarak benzetimler yapılmıştır. Bu benzetimin sonucu çipin en üst blok analizine eklenmiş olup gösterilen bütün sonuçlarda kartın etkisi dahil edilmiştir.

Elektromanyetik analiz bir konektörün girişinden diğer konektörün çıkışına kadar yapılmaktadır. Böylece, konektör etkisi de analiz edilmiş olup GaN Güç Yükselteç sistemi tümüyle karakterize edilmiştir.

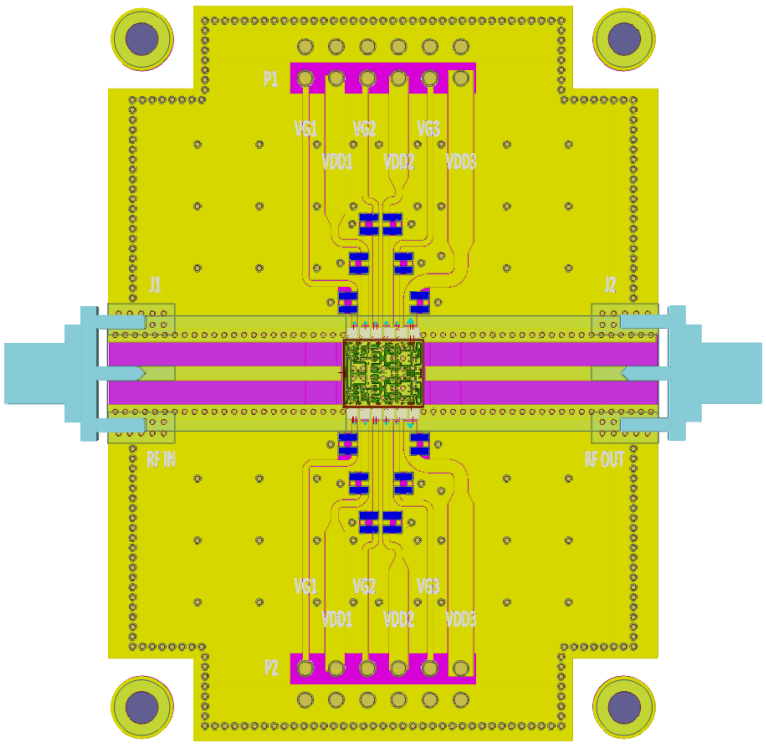


Şekil 10. Test değerlendirme kartının (EVB) RF iletim hatlarının elektromantyetik analiz benzetimi için kullanılan düzenek

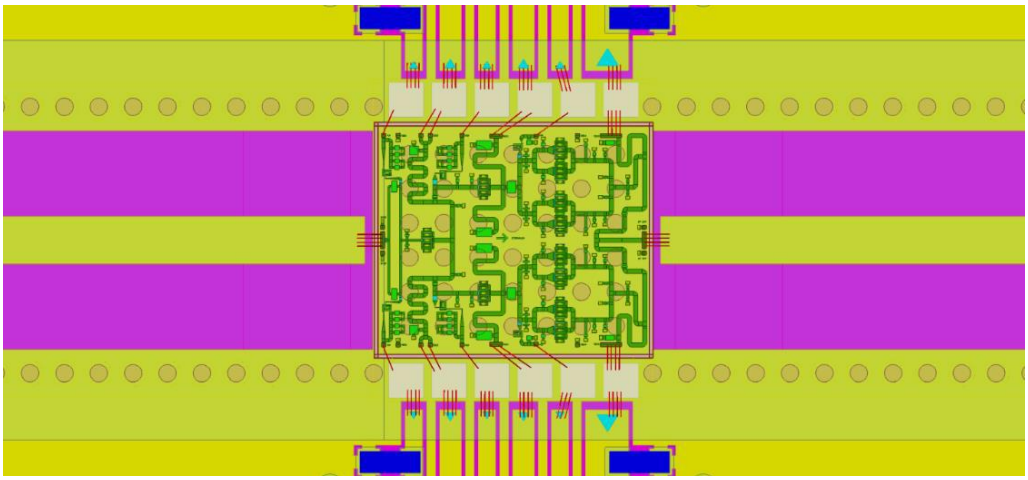
Besleme hatlarından gelen RF işareti süzmek için değerleri belirlenen süzme kondansatörlerinin kullanılması gerekmektedir. Yüksek sığa değerli bu kondansatörleri çipe en yakın monte edilecek biçimde yerleştirebilmek ve bu kondansatörlerden kaynaklanabilecek kararsızlıkları en aza indirmek için tek katmanlı kondansatör kullanılmaktadır.

Bu kondansatörler çok yüksek öz-çınlama frekansı (100 GHz) ve çok yüksek gerilime dayanma özelliklerine sahiptirler. Bu kondansatörler iletken yapıştırıcı ile çipin bulunduğu bölüme en yakın olacak biçimde yerleştirilerek tel bağlamayla GaN çipine ve Şekil 11'de serimi verilen EVB kartına bağlanmıştır.

Şekil 12'de açık renkle gösterilen kareler tek katmanlı kondansatörleri belirtmektedir. Bu kondansatörler çipe çok yakın yerleştirildikleri için RF işareti süzme işlevini gerçekleştirmektedirler.

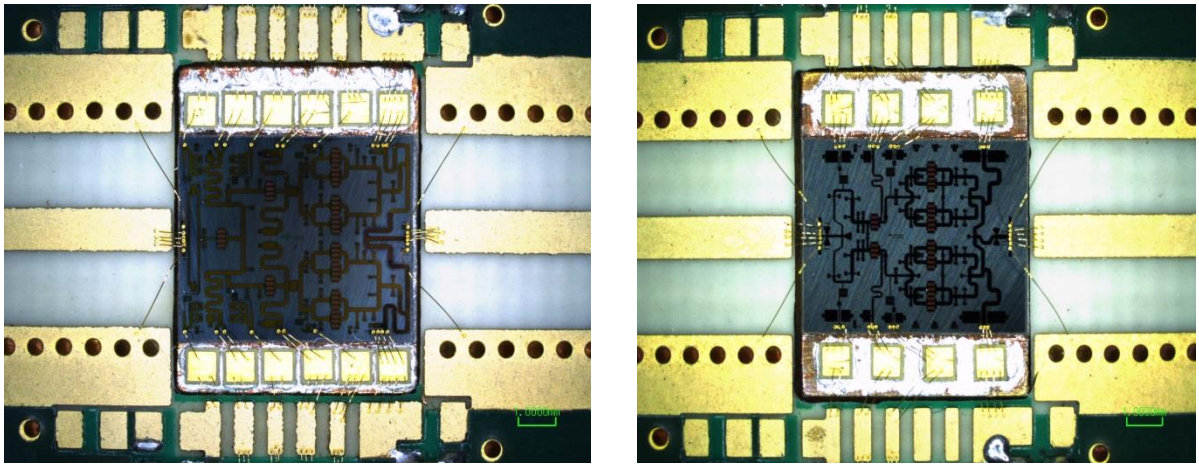


Şekil 11. Yüksek güçlü yükselteç test değerlendirme kartı (EVB) serimi



Şekil 12. Yüksek güçlü yükselteç test değerlendirme kartı (EVB) serimi (yakından bakış)

Üretilen yükselteçler Şekil 13’de gösterildiği gibi test değerlendirme kartlarına yerleştirilmiş ve ölçümleri gerçekleştirilmiştir.



(a) 8-10 GHz (sürüm 1) (b) 10-12 GHz (sürüm 2)

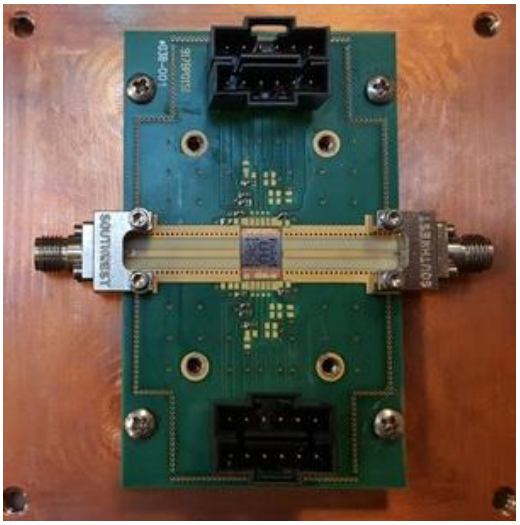
Şekil 13. PCB üzerine yerleştirilmiş üretilmiş güç yükselteç çiplerinin fotoğrafları

2.7 Termal Analiz

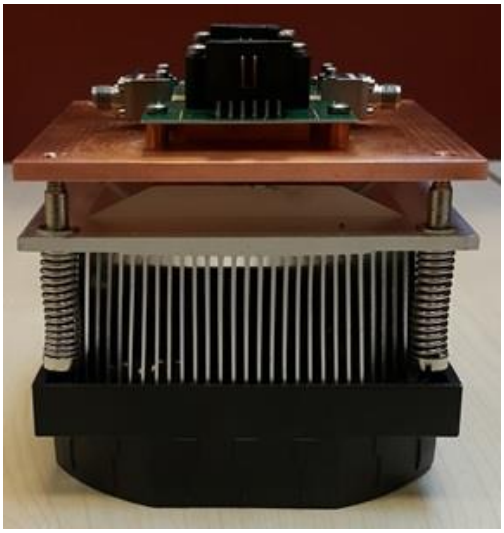
Güç yükseltecinin çalışma koşullarındaki jonksiyon sıcaklığını hesaplayabilmek için termal analiz uygulanmıştır. Termal analiz sıraında çipin yapıştırılacağı yüzey, epoksi çeşidi ve soğutma yöntemleri belirlenmeye çalışılmıştır. Yapılan araştırmalar sonucu, GaN yüksek güçlü yükselteçlerin genellikle Cu malzeme üzerine AuSn ve “Cintered-Ag” gibi termal iletkenliği çok yüksek yapıştırıcılarla yapıştırıldığı ortaya çıkmıştır (Qorvo 2019).

Mevcut tasarımda güç yükselteç çipleri AuSn epoksi kullanılarak bakır bir yüzeyin üzerine yerleştirilmiştir. Daha sonra bu bakır yüzeyde oluşacak sıcaklığı atmak için bakırın altına alimünyum ve bir fandan oluşan sistem konulmuştur. Şekil 14’de bu termal düzeneğin önden ve üstten görünüşü görülmektedir. Termal analiz Ansys programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Soğutucu ile alınan termal analizin sonuçları Şekil 15’de verilmektedir. Ortam sıcaklığı 25 derece alındığında ve aktif soğutmanın var olduğu hesaplandığında çipteki sıcaklığın 100 dereceyi aşmadığı hesaplanmıştır.

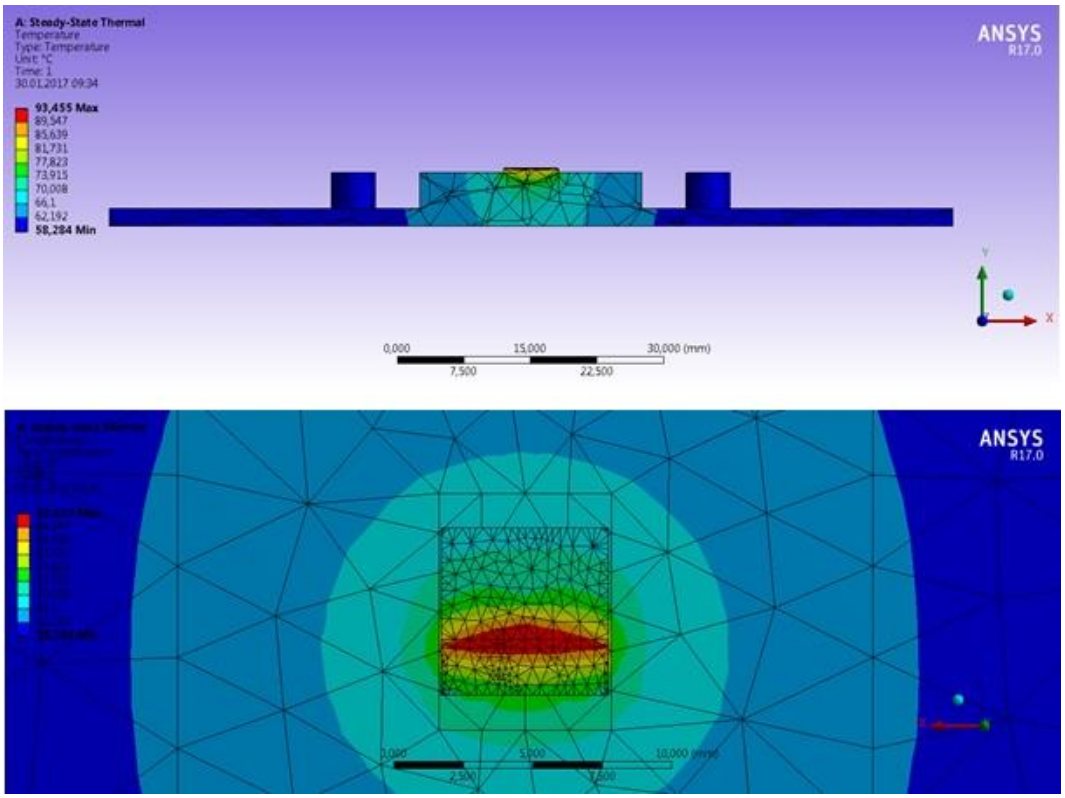


(a) Üstten görünüş



(b) Yandan görünüş

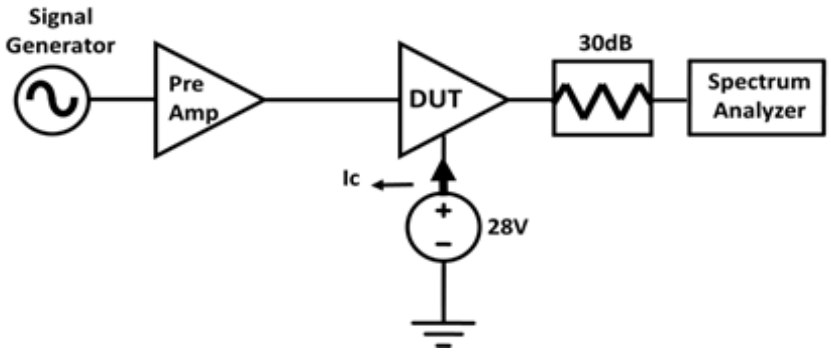
Şekil 14. Soğutucu üzerine yerleştirilmiş çip,



Şekil 15. ANSYS'de yapılan termal analizin sonucu

2.8 Güç Yükselteci Ölçümleri

Güç yükseltecinden çıkan gücü ölçmek için Şekil 16'da görülen düzenek kurulmuştur. Spektrum analizörü +30 dBm maksimum güç seviyesine kadar çıkabildiği için, gelen sinyali zayıflatmak için 50 W'lık 30 dB zayıflatıcı kullanılmıştır. Aynı zamanda benzetim ortamında güç yükseltecinin girişine +24 dBm güç sağlayabilmek için ölçüm düzeneğinde kullanılan sinyal üreteci ve test edilen güç yükseltecinin arasına Mini-circuits firmasından proje dahilinde alınan 1 adet ara kuvvetlendirici konulmuştur. Bu ara kuvvetlendirici 6-18 GHz bandında 3 W'a kadar güç verebilen bir güç yükseltecidir.

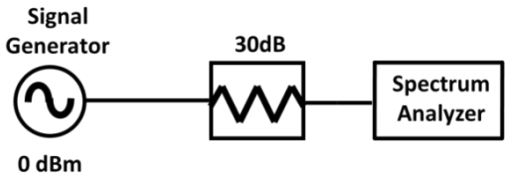


Şekil 16. Güç yükselticinin ölçüm şeması

Güç çıkışının yanı sıra voltaj kaynağından çekilecek akım da ölçülerek verimlilik hesaplamaları için kullanılmıştır.

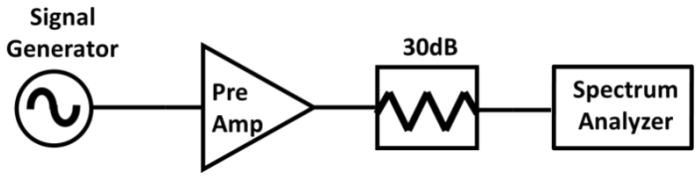
Ölçüm sırasında güç yükseltecinin girişine ne kadar güç geldiğini ve test edilen güç yükseltecinin çıkış gücünü ölçmek için bir seri kalibrasyon ölçümü yapılması gerekir. Gerek kablo kayıpları, gerekse zayıflatıcı ve yükselteç gibi devrelerin bant boyunca değişen davranışlarını ölçmek için bu kalibrasyon ölçümü yapılmalıdır.

İlk yapılan ölçüm çıkıştaki zayıflatıcının frekansa göre kaybının çıkarılmasıdır. Bunun için Şekil 17'deki düzenek kurulmuştur. Sinyal üretecinden 0 dBm güç verilerek Spektrum analizördeki güç çıkışına bakarak çıkış kaybı hesaplanıp daha sonra ölçüm sonuçlarına eklenmiştir.

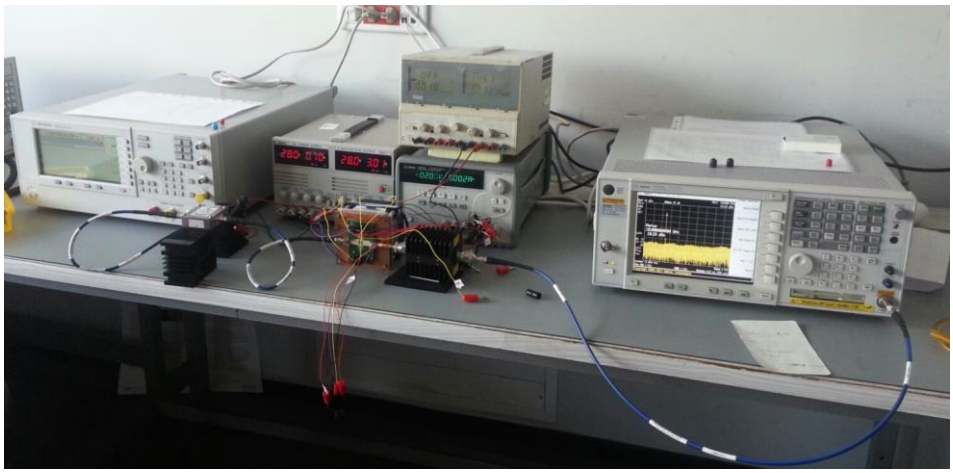


Şekil 17. Zayıflatıcı kayıp ölçüm şeması

İkinci kalibrasyon ölçümü, test edilen güç yükseltecinin girişine gelen gücün ölçülmesi için gerekli olan kalibrasyondur. Bu ölçümde yine test düzeneğinde kullanılacak aynı zayıflatıcı kullanılmıştır. Şekil 18'deki düzenekle yapılan çıkış kaybı ölçümü eklenerek giriş gücü hesaplanabilmektedir.



Şekil 18. Giriş Yükselteci çıkış gücü ölçümü şeması



Şekil 19. Güç yükselteci için kurulmuş test düzeneğinin fotoğrafı

Ölçüm düzeneğinin fotoğrafı Şekil 19'da görülmektedir. 8-10 GHz ve 10-12 GHz bantlarında çalışan her iki güç yükselteci için yapılan 3 adet ölçüm vardır. Bu ölçümler sırası ile

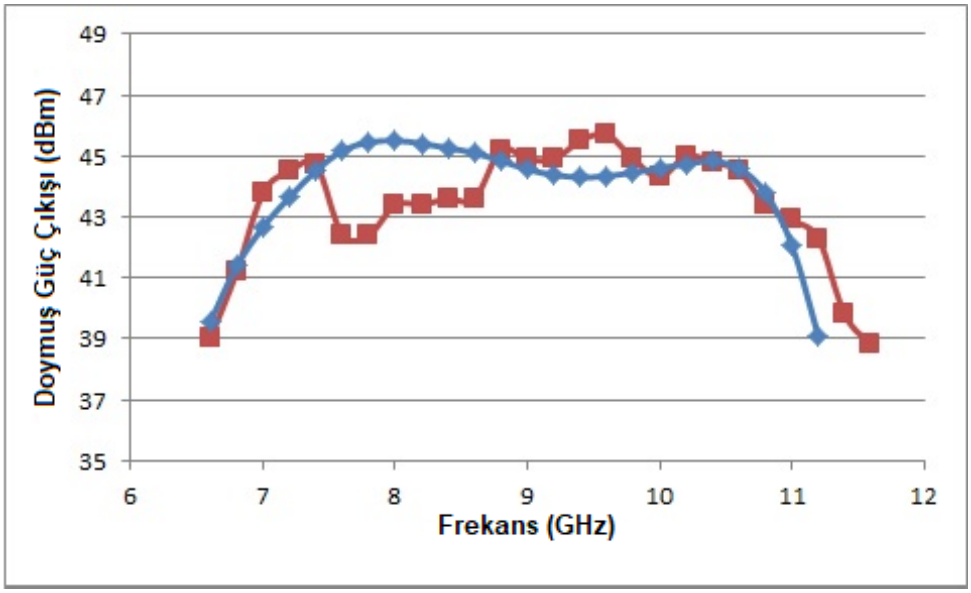
- Frekansa göre doymuş güç çıkışı,
- Frekansa göre güç kazancı,
- Frekansa göre güç eklenmiş verimlilik

Frekansa göre doymuş güç çıkışı spektrum analizörden gösterilen gücün, zayıflatıcı kaybı eklenmesi ile ortaya çıkmıştır. Frekansa göre güç kazancı ise çıkış gücünün giriş gücünden çıkarılması ile hesaplanmaktadır. Güç eklenmiş verimlilik ise doğrusal olarak hesaplanmış çıkış gücünün, doğrusal olan giriş gücünden çıkarılıp düzeneğe giren toplam DC güce bölünmesi ile bulunmaktadır.

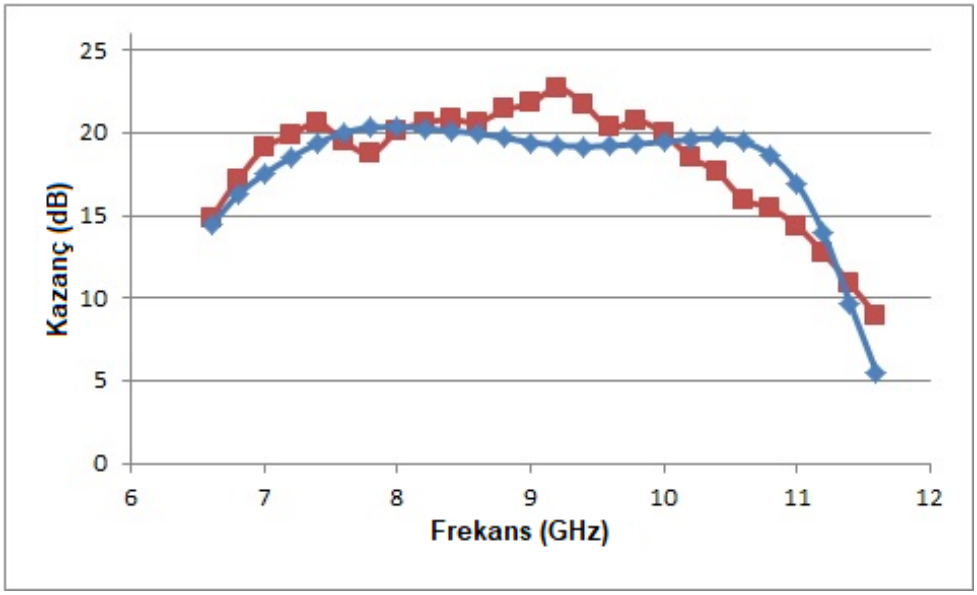
2.9 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları Karşılaştırması

Bu bölümde Sürüm 1 (8-10 GHz) ve Sürüm 2 (10-12 GHz) bandında çalışan güç yükselteçlerinin ölçüm sonuçları benzetimlerle karşılaştırımıştır. Grafiklerdeki kırmızı eğriler

ölçüm sonucunu, mavi eğriler ise benzetim sonucunu göstermektedir. Şekil 20'de Sürüm 1 güç yükseltecinin sonuçları görülmektedir. Bant içerisinde (8-10 GHz) 20 W ve üzeri güç çıkışı gözlenmektedir. Sadece 8-8.5 GHz arasında güç çıkışı 20 W düzeylerinde kalmaktadır, Fakat 11 GHz'e kadar arada 30 W civarlarına çıkan 25 W üzeri güç çıkışı gözlenmektedir.

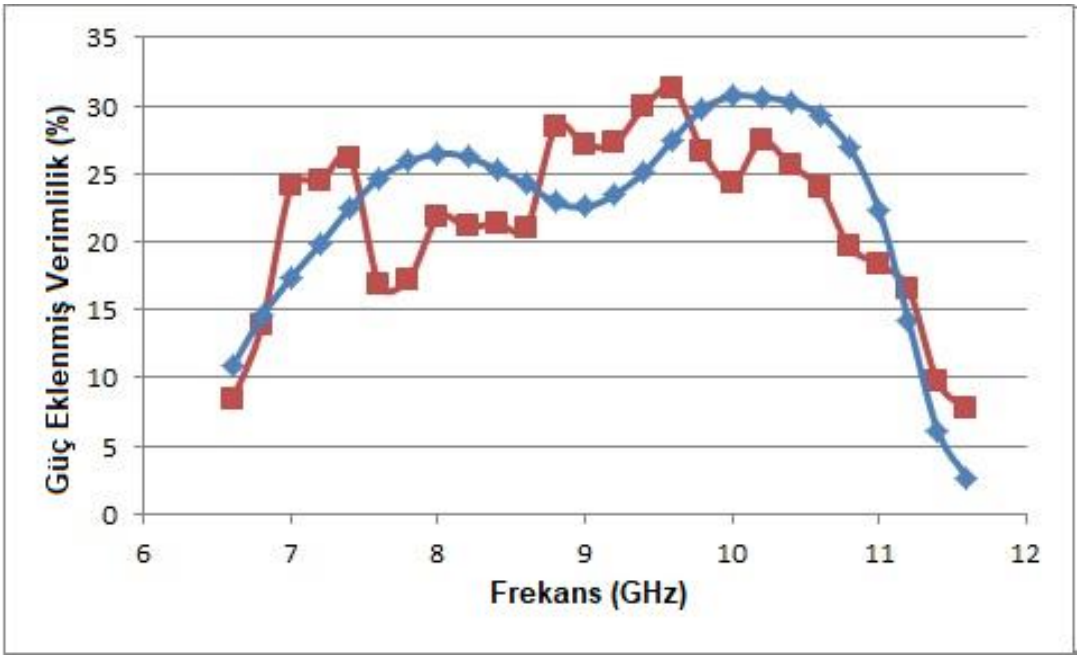


Şekil 20. Sürüm 1 (8-10 GHz) için frekansa doymuş güç çıkışı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)



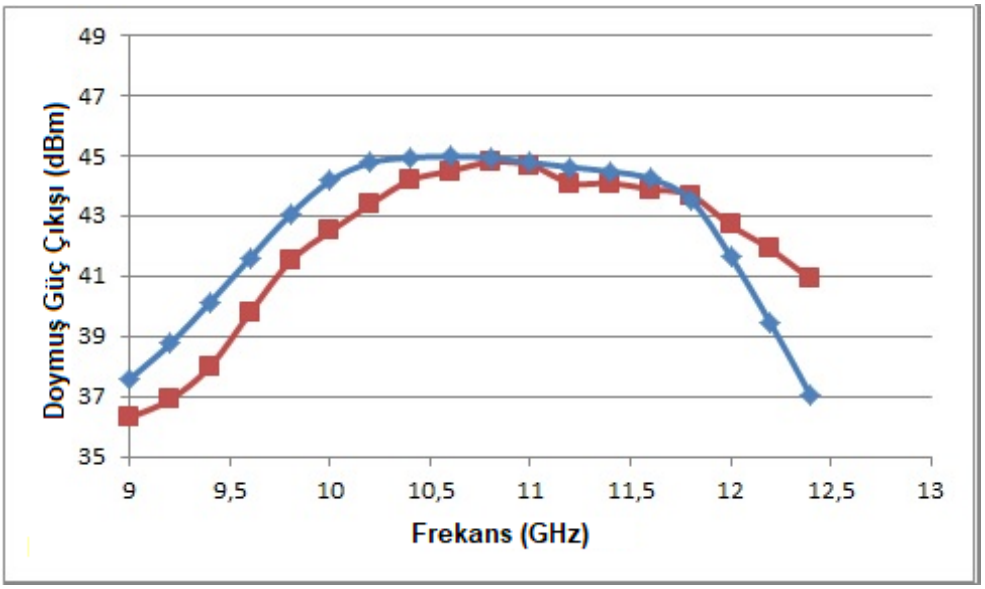
Şekil 21. Sürüm 1 için frekansa göre kazanç grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)

Şekil 21'de Sürüm 1 yükselteç kazancının frekansa göre değişimi gözlenmektedir. Bant boyunca 20 dB kazanç görülmektedir.



Şekil 22. Sürüm 1 için frekansa göre güç eklenmiş verimlilik, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)

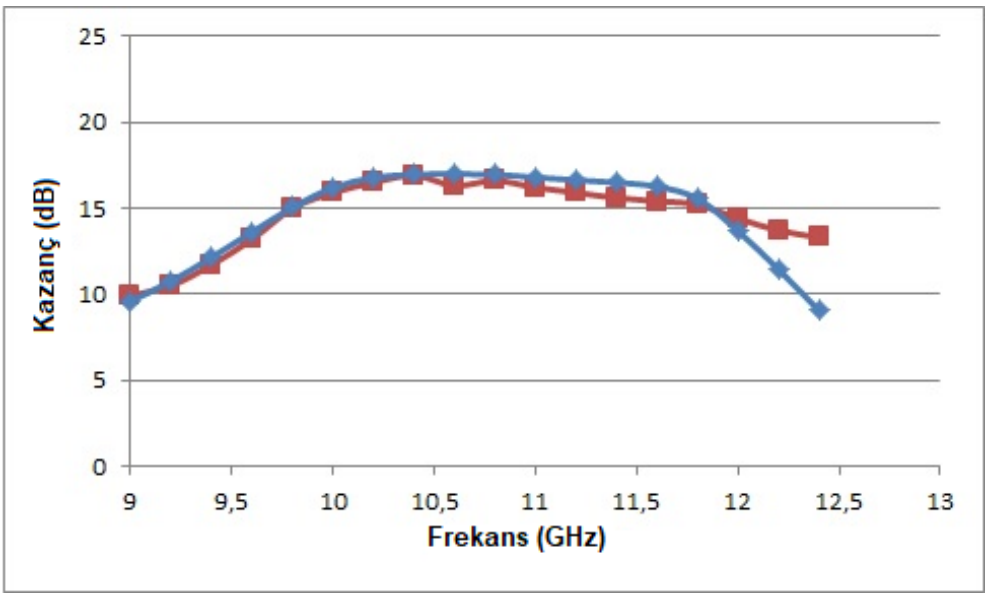
Şekil 22'de güç eklenmiş verimlilik gösterilmektedir. Gücün 20 W seviyelerinde olduğu bölgelerde verimlilik %20 dolaylarında kalmıştır. Güç çıkışı arttıkça maksimum verimlilik %30'lara kadar çıkmıştır.



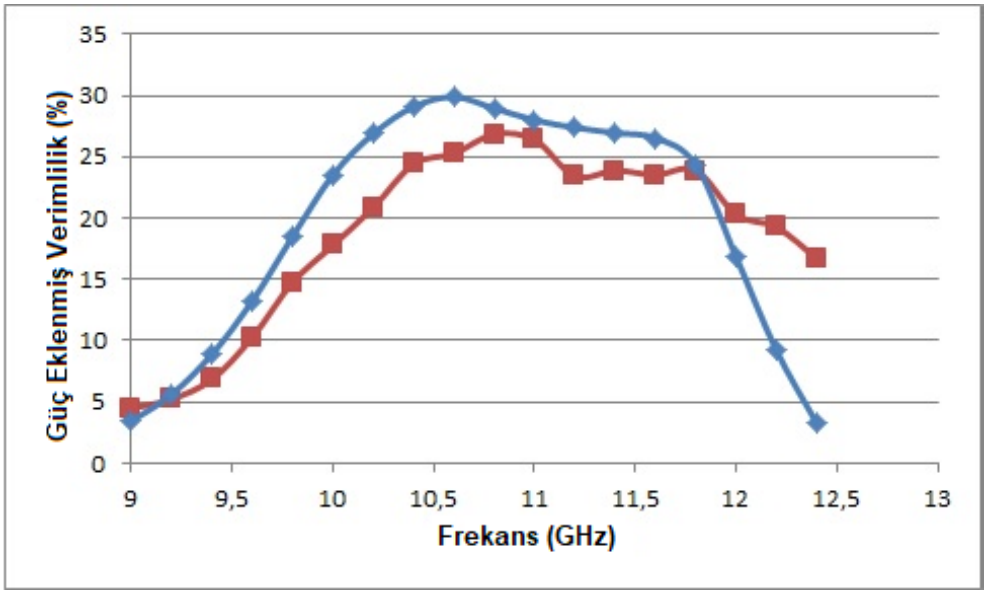
Şekil 23. Sürüm 2 için frekansa göre doymuş güç çıkışı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)

Şekil 23'de Sürüm 2 güç yükseltecinin sonuçları görülmektedir. 10-12 GHz çalışma bandı içerisinde 25 W ve üzeri güç çıkışı gözlemlenmekte olup isterleri sağlamaktadır.

Şekil 24'de yükselteç kazancının frekansa göre değişimi gözlenmektedir. 25 W güç alındığı zaman 15 dB üzerinde kazanç sağlamaktadır.



Şekil 24. Sürüm 2 için frekansa göre güç kazancı grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)



Şekil 25. Sürüm 2 için frekansa göre güç verimliliği grafiği, benzetim (mavi - baklava) ve ölçüm (kırmızı - kare)

Sürüm 2 için güç eklenmiş verimlilik hesaplanmış ve Şekil 25'de frekansa göre güç eklenmiş verimlilik grafiği gösterilmiştir. Maksimum verimlilik %27 civarlarına çıkmıştır.

2.10 Sonuç ve Değerlendirme

Grafiklerden de görüldüğü üzere geliştirilen GaN güç yükselteçleri 8-10 GHz ve 10-12 GHz bantlarında istenen hedeflere ulaşmıştır. Her iki tasarımda 25 W güç ve % 25 güç eklenmiş verimliliğin üzerine çıkılmıştır. Benzetim ve ölçüm sonuçlarının birbirleriyle uyuşması tasarımları doğrulamaktadır. Özellikle RF tasarımda elektromanyetik benzetimlere baskı devre kartı ve altın tellerin etkilerinin eklenmesi ölçüm ve benzetim performanslarının bu kadar birbirine yakın çıkmasını sağlamıştır. Aynı zamanda kullanılan termal analiz yöntemleri de performansın istenilen seviyelerde olmasına yardımcı olmuştur.

Tablo 1'de projede geliştirilen güç yükselteçlerinin literatürdeki diğer güç yükselteçleri ile karşılaştırılması verilmiştir. Üretilen güç yükselteçleri, paketli üretimlere göre bant genişliği ve çıkış gücü olarak gayet iyi bir performansa sahiptir. Özellikle hem paketli bir üretim olup hem de sürekli dalga ölçüm koşulu altında 25 W güç çıkışı bu tasarımları benzerlerine göre üstün kılmaktadır. Yapılan bu çalışma İspanya'nın Madrid şehrinde düzenlenen European Microwave Week (Eylül 2018) konferansında yapılan bir sunum ile literatüre sunulmuştur (Memioğlu, 2018a).

Tablo 1. Yapılan çalışmanın diğer güç yükselticiler ile performans karşılaştırılması

Referans	**Paket Çeşidi**	**Ölçüm**	**Vds (V)**	**Frekans (GHz)**	**Pout (W)**	**Verım. (%)**	**Kazanç (dB)**
Leckey (2014)	Paketli	Atım	50	9.5-10.0	25.0	40	12.0
Pavlidis vd. (2015)	Paketli	Sürekli Dalga	40	9.5-10.5	5.4	38	15.0
Sardin vd. (2014)	Paketli	Sürekli Dalga	25	10.0-10.5	14.0	61	19.0
Kuwata vd. (2011)	N/A	Atım	35	6.0-18.0	20.0	15	9.6
Piotrowicz vd. (2008)	Yonga üzerinden	Atım	36	7.0-11.0	40.0	38	16.5
8-10 GHz	Paketli	Sürekli Dalga	28	7.0-11.0	30.0	30	21.0
10-12 GHz	Paketli	Sürekli Dalga	28	10.0-12.0	25.0	27	17.0

3. DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ YÜKSELTEÇ YAPISI, TASARIMI VE PERFORMANSI

3.1 Giriş

Yüksek giriş gücüne dayanıklı GaN düşük gürültülü yükselteç (LNA) çalışmaları özellikle son yıllarda akademi ve endüstride hızlanmış ve çeşitli ticari ürünler piyasaya sürülmüştür (Colangeli, 2013; Rudolph, 2009; Janssen, 2009; Ciccognani, 2010; Suijker, 2009). GaN tabanda gerçeklenen LNA'lar yüksek giriş gücüne dayanmanın yanında sundukları yüksek doğrusallık değerleriyle de GaAs alternatiflerine göre elektronik harp, elektronik harp savunması gibi uygulamalarda tercih edilmeye başlanmıştır. Literatürde hibrit yöntemle ve tümleşik devre olarak geliştirilmiş GaN LNA'ler bulunmaktadır. Hibrit tasarımlar, tümleşik devre tasarımlarına göre daha düşük frekansta çalışmaktadırlar (Khalil, 2008; Piotrowicz, 2009; Andrei, 2010, Chebrenegar, 2012). Khalil (2008)'deki tasarımda çok iyi bir doğrusallık elde edilmiştir. Bu tasarımın 2 GHz'deki çıkış üçüncü iç modülasyon (OIP3) değeri 54 dBm; gürültü figürü (NF) 2 dB'dir. Piotrowicz (2009) tasarımında 1,7 dB'lik gürültü figürü ve 22 dB'lik güç kazancı elde edilmiştir. Andrei (2010) ise 1,7 GHz ve 2,3 GHz frekans aralığında 2 dB'den az gürültü figürü elde etmiştir. Chebrenegar (2012)'deki tasarımın gürültü figürü 0,5 dB ile 1,6 dB arasındadır ve tasarım 3 GHz'ye kadar çalışmaktadır. Sonuç olarak, hibrit teknolojisiyle üretilmiş GaN düşük gürültülü yükselteçlerin gürültü figürleri 0,5 dB ile 2 dB arasındadır.

Tümleşik devre teknolojisiyle de çeşitli frekans aralıklarında GaN düşük gürültülü yükselteçler geliştirilmiştir. Örneğin, Kao (2013), S bandında (2-4 GHz) çalışan 2,9 dB'lik gürültü figürüne ve 17,2 dB'lik güç kazancına sahip yükselteç sunumuştur. Tasarımın ilk katmanında kaskod (cascode) topoloji ikinci katmanında ise ortak kaynak (CS) topolojisi kullanılmıştır. C bandında (4-8 GHz) 1,85 dB'den daha az gürültü figürüne sahip bir yükselteç Xu (2004) tarafından verilmiştir. Bu tasarımın sadece bir tane CS katmanı vardır. Daha yüksek frekans bantlarında, çrneğin 12-18 GHz'de 2 dB'lik gürültü figürü Resca (2013) tarafından; 27-40 GHz bandında ise 1 dB'lik gürültü figürü Micovic (2016) tarafından elde edilmiştir.

Çeşitli çalışmalarda (Micovic, 2007; Andrei, 2012; Kim, 2012; Biondi, 2016), X-bant uygulamaları için 2,5 dB civarında gürültü figürü sunan LNA'lar geliştirilmiştir. Micovic (2007) tarafından geniş bantlı iki katmandan oluşan düşük gürültülü yükselteç tasarlanmıştır. Tasarımın ilk katmanı yüksek güç kazancı için CS topolojisiyle tasarlanmıştır. Tasarımın ikinci katmanı ise ortak gider (CD) topolojisiyle yapılmıştır ve empedans dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. Tasarım geniş bantlı (4-16 GHz) olmasına karsın güç kazancı düşüktür

(11 dB). Kazancı arttırmak için başka bir CS katmanı eklenebilir. Fakat bu çözüm tasarımın çalışma bandını daraltabileceği gibi gürültü figürünü de artırmaktadır. Anderi (2012)'de iki katmanlı yükselteç tasarlanmıştır. Tasarımın iki katlı olmasına rağmen, tasarlanan devre 5 mm^2'lik oldukça geniş bir alanı kaplamaktadır. Ayrıca, tasarımın gürültü figürü 2,5 dB yüksek olarak düşünülebilir. Literatürdeki bu çalışmalardan bazıları geliştirilen LNA'ların giriş gücü hassasiyetlerini de raporlarmıştır. Örneğin Rudolph (2009), X-bant uygulamaları için tasarlanan LNA'nın 40 dBm giriş gücüne kadar dayanabildiği göstermiştir. Bu denli yüksek giriş gücüne dayanabildiği raporlanan LNA'ların hemen hepsi akademik çalışmalardır. Endüstrinin sunduğu dayanıklı LNA'lar çoğunlukla 2 W civarında bir limit öne sürmektedir (TriQuint, 2015) .

Bu projede düşük gürültülü yükselteç için hedeflenen özellikler Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. GaN düşük gürültülü yükselteç tasarım hedefleri

Frekans (GHz)	8-12 (X bandı)
Gürültü Figürü (dB)	<2
Güç Kazancı (dB)	>20
Dönüş kaybı (dB)	>10
Çıkış P1dB (dBm)	>15
Girdi gücü dayanıklılığı (W)	>2

Proje kapsamında X-bantta çalışan ve özellikleri Tablo 2'de sunulan düşük gürültülü yükselteçler (LNA) GaN/SiC tabanda tasarlanmış ve üretilmiştir. Tasarımlar üretimden geldikten sonra bunların ölçümleri yapılmış ve çıkan ölçüm sonuçları değerlendirilmiştir. Proje süresince farklı LNA versiyonları çalışılmış ve tasarlanmıştır. Tasarımlarda üretimi yapan *WIN Semiconductor* firmasının sunduğu LNA tasarımı için optimize edilmiş mikroşerit transistörler kullanılmıştır. Bu bölümde projede geliştirilen ve performansı başarılı olan iki LNA tasarımı, benzetim sonuçları ve ölçüm sonuçları anlatılmıştır. Burada sonuçları sunulan ilk LNA'in gürültü figürü isteri sağlamasına karşın giriş dönüş kaybı bazı frekanslarda istenen düzeyin altında kalmıştır. Bunu düzeltmek için raporda sunulan ikinci tasarım yapılmış ve üretilmiştir.

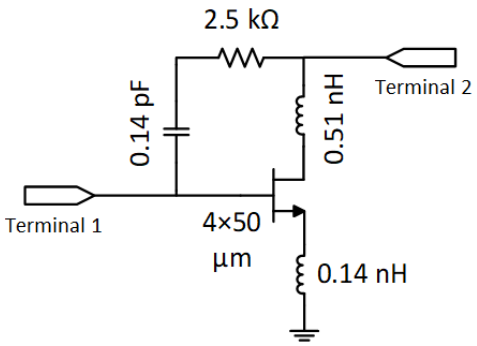
3.2 Tasarım

Düşük gürültülü yükselteçlerin tasarımda yüksek doğrusallık sağlayabilmek için üç katlı topoloji kullanılmıştır. Raporda ilk önce yükselteç devresinin katmanları ayrı ayrı ele alınmış; her bir katman için ilk olarak katmanın topolojisini gösteren "çekirdek devre" tasarlanmıştır. Çekirdek devrelerine uyumlama devreleri dahil değildir.

Tasarımda kullandığımız kütüphane düşük gürültülü yükselteçlerde kullanılan transistörlerin sadece doğrusal modellerini (gürültü figürlü S-parametreleri) içerdiği için transistörlerin beslemesi kapı (gate) ve gider (drain) gerilimleri değiştirilerek ayarlanmamıştır. Bunun yerine beslemesi belli S-parametreleri devreye konulup çevre elemanları (örneğin: direnç, kondansatör) yerleştirilmiştir.

Tasarımların her katmanında 4×50 µm boyutunda transistörler kullanılmıştır ve bu transistörlerin giderdeki besleme akımları 20 mA'dir.

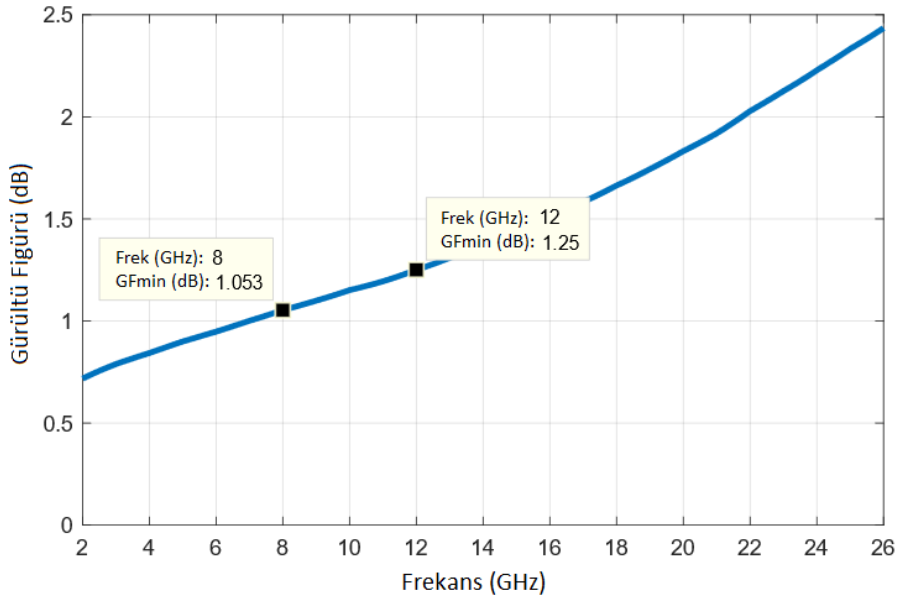
Tasarlanan çekirdek devrelerden birinin basitleştirilmiş şeması Şekil 26'da gösterilmiştir.



Şekil 26. Tasarlanan çekirdek devrelerden birinin basitleştirilmiş şeması

Şekil 26'da dejenerasyon bobini (transistörün altında) aynı anda empedans ve gürültü uyumlamalarını kolaylaştırmak için eklenmiştir. Geribesleme direnci bant genişliğini arttırmak için eklenmiştir. Kondansatör ise kapı ve giderdeki doğru akım gerilimlerini izole etmek için eklenmiştir. Dejenerasyon bobini ve geribesleme direnci ayrıca devrenin kararlılığını arttırmaktadır.

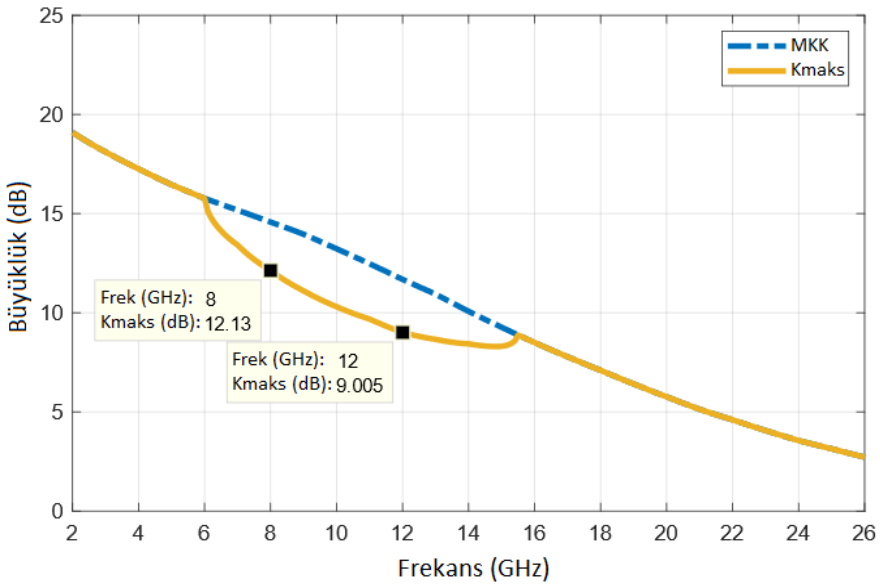
Bu devrenin minimum alabileceği gürültü figürü (GFmin) benzetimi Şekil 27'de gösterilmiştir.



Şekil 27. Çekirdek devrenin minimum gürültü figürü benzetimi

Şekil 27'den anlaşılabileceği gibi çekirdek devrenin gürültü uyumlanması yapıldığında X-bandında devrenin gürültü figürü 1,25 dB'nin altında olacaktır.

Maksimum dönüştürücü kazancı (Kmaks) ve maksimum kararlı kazanç (MKK) benzetim sonuçları Şekil 28'de gösterilmiştir. Kmaks bize çekirdek devrenin kazanca göre empedans uyumlaması yapılınca devrenin ne kadar kazanç sağlayacağını gösterir.



Şekil 28. Çekirdek devrenin Kmaks ve MKK benzetimi

Şekil 28'den de anlaşılabileceği gibi çekirdek devrenin empedans uyumlaması yapılınca devrenin kazancı minimum 9 dB olacaktır.

Çekirdek devre, girişinde Γ_{opt} görürse gürültü uyumlanması yapılmış olur. Ayrıca çekirdek devre girişinde Γ_{UG} ve çıkışında $\Gamma_{UÇ}$ görürse devrenin empedans uyumlaması yapılmış olur. Γ_{opt} belirlenirken ölçülerek oluşturulan transistor modelleri (S-parametreleri) ve Microwave Office benzetim yazılımı kullanılmıştır. Γ_{UG} ve $\Gamma_{UÇ}$ da çekirdek devrenin S-parametreleri kullanılarak benzetim yazılımı ile belirlenmiştir. Γ_{UG} ve $\Gamma_{UÇ}$ hesaplama denklemleri (3.1 – 3.6) aşağıda verilmiştir.

$$\Gamma_{UG} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}, \qquad (3.1)$$

$$\Gamma_{UÇ} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2}, \qquad (3.2)$$

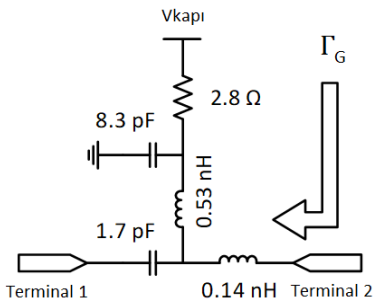
$$B_1 \triangleq 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \qquad (3.3)$$

$$B_2 \triangleq 1 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - |\Delta|^2, \qquad (3.4)$$

$$C_1 \triangleq S_{11} - \Delta S_{22}^*, \qquad (3.5)$$

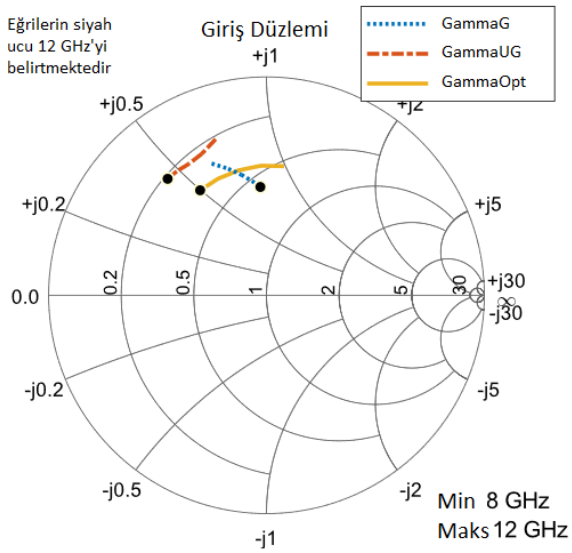
$$C_2 \triangleq S_{22} - \Delta S_{11}^*. \qquad (3.6)$$

Çekirdek devrenin girişi için oluşturulan empedans uyumlama devresi Şekil 29'da gösterilmiştir.



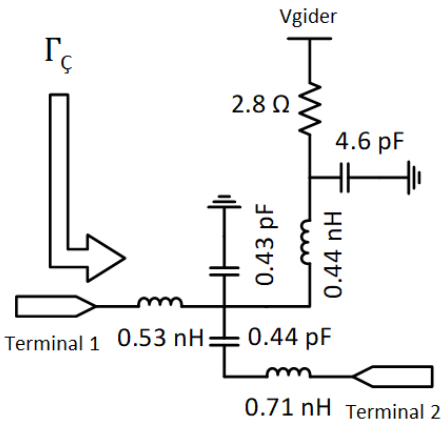
Şekil 29. Çekirdek devrenin giriş empedans uyumlama devre şeması

GammaUG (Γ_{UG}), GammaOpt (Γ_{opt}) ve GammaG (Γ_G) benzetim sonucu Şekil 30'da gösterilmiştir.



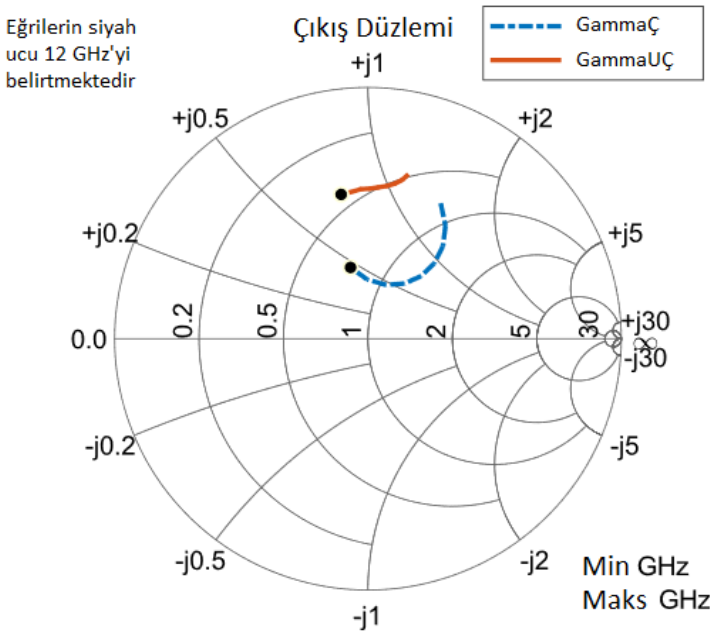
Şekil 30. GammaUG, GammaOpt ve GammaG benzetim sonucu

Çekirdek devrenin çıkışı için oluşturulan empedans uyumlama devresi Şekil 31'de gösterilmiştir.



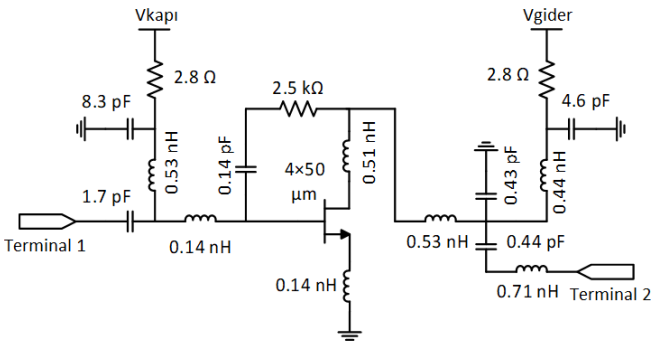
Şekil 31. Çekirdek devrenin çıkış empedans uyumlama devre şeması

GammaUG ($\Gamma_{UÇ}$) ve GammaG ($\Gamma_Ç$) benzetim sonucu Şekil 32'da gösterilmiştir.



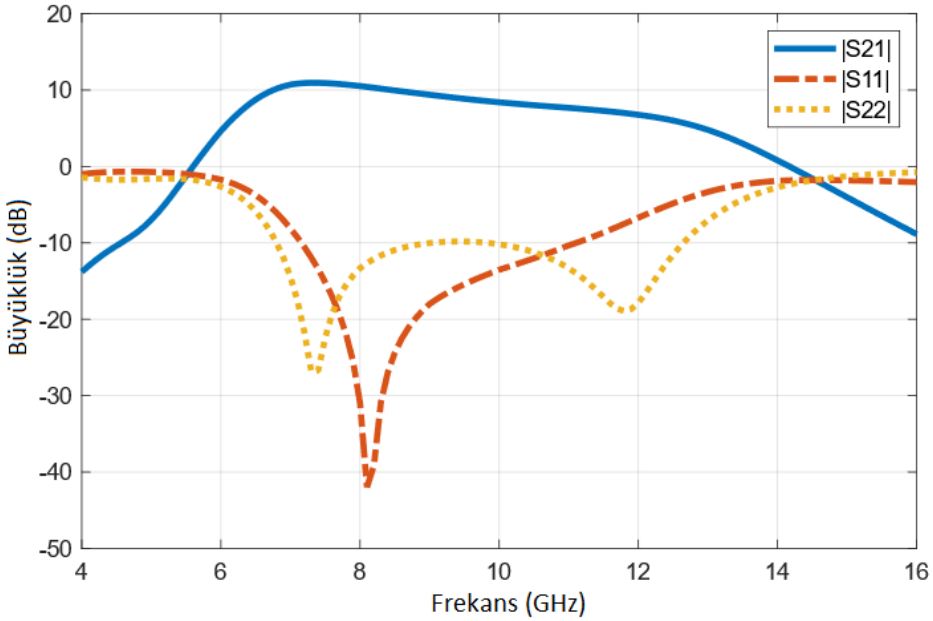
Şekil 32. GammaUÇ ve GammaÇ benzetim sonucu

Uyumlama devreleri oluşturulduktan sonra bu devreler çekirdek devre ile birleştirilip yükselteç katmanı oluşturulmuştur. Bütün katmanın şeması Şekil 33'de verilmiştir.



Şekil 33. Bütün katmanın devre şeması

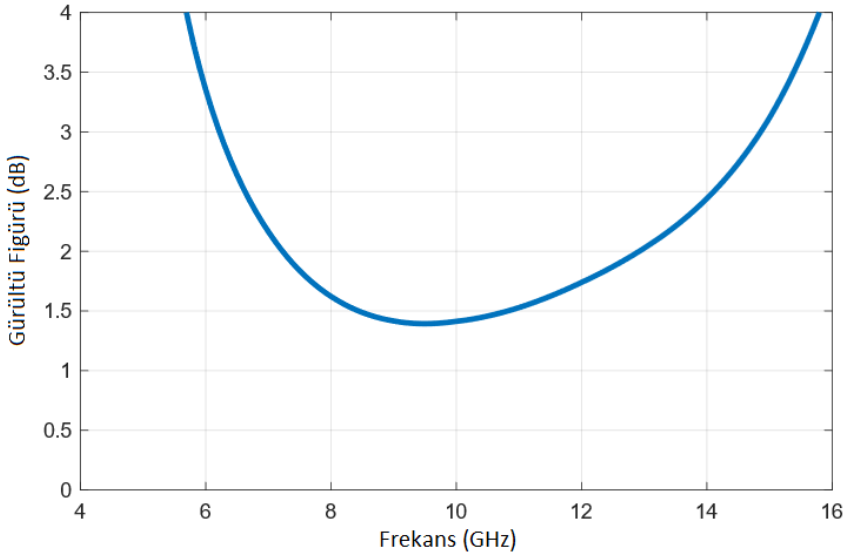
Bütün katmanın S-parametresi benzetimi Şekil 34'de gösterilmiştir.



Şekil 34. Bütün katmanın S-parametresi benzetimi

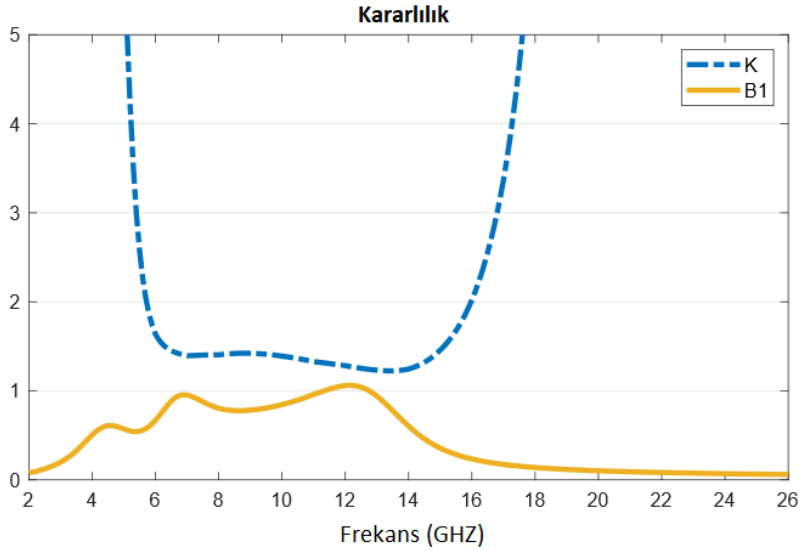
Şekil 34'den de anlaşılabileceği gibi çekirdek devre için tasarlanan empedans uyum devreleri uygundur. Kazanç (S_{21}) Şekil 28'deki Kmaks değerine yakındır.

Katmanın gürültü figürü benzetim sonuçları Şekil 35'de verilmiştir. Gürültü figürü X-bandında 1,75 dB'nin altındadır. Bu gürültü figürü değeriyle katmanlar seri olarak bağlandığında bütün yükseltecin gürültü figürü değerinin 2 dB'nin altında kalacağı beklenmektedir.



Şekil 35. Bütün katmanın gürültü figürü benzetimi

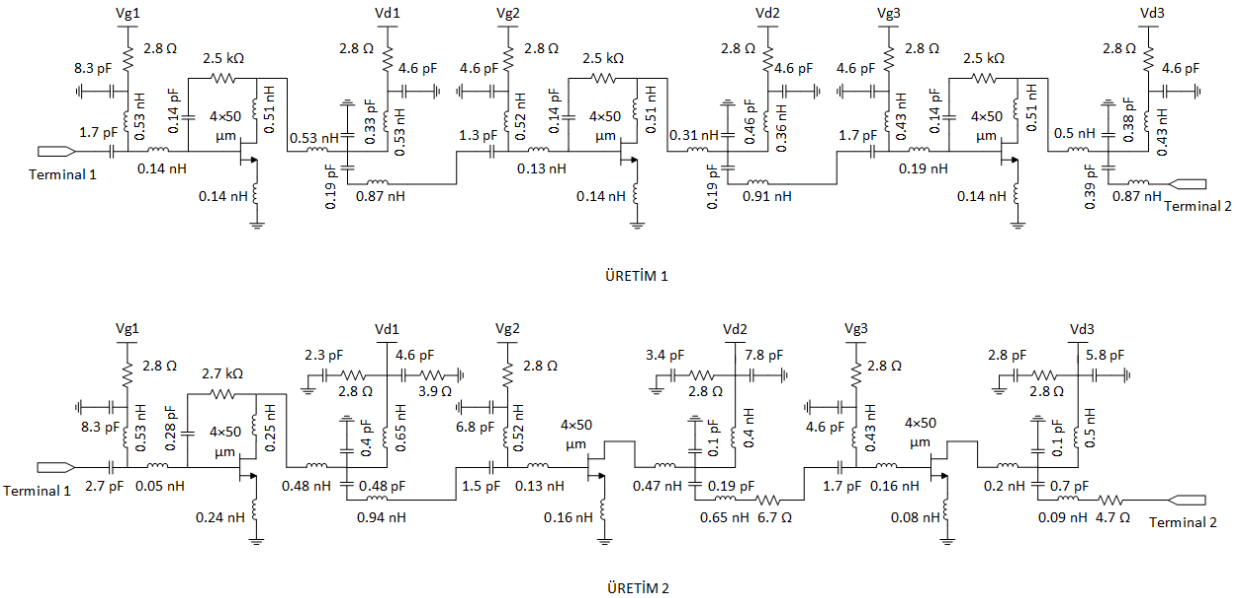
Katmanın kararlılık benzetimi Şekil 36'da verilmiştir. $K > 1$ ve $B_1 > 0$ olduğundan devre koşulsuz kararlıdır.



Şekil 36. Bütün katmanın kararlılık benzetimi

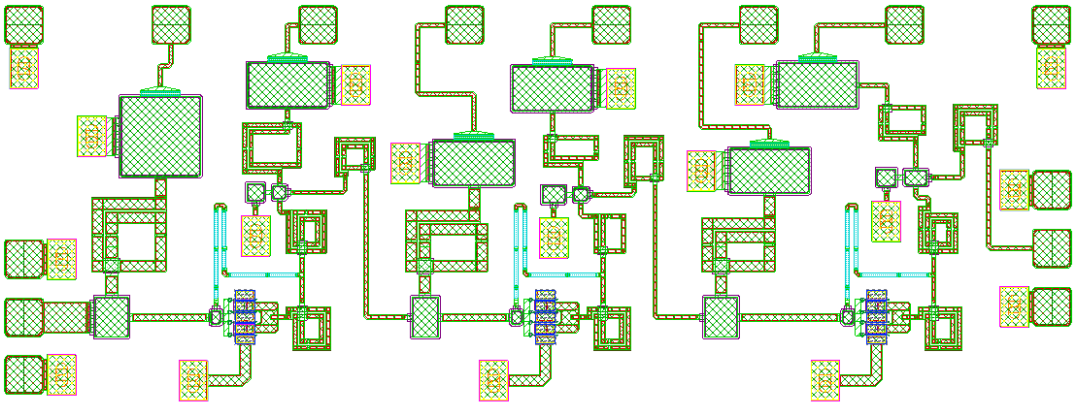
Diğer katmanlarda benzer bir şekilde tasarlanmıştır. Bu katman devreleri seri birleştirilerek yükselteç devreleri oluşturulmuştur.

İlk iki üretime gönderilen yükselteç tasarımlarının şemaları Şekil 37'de verilmiştir. İkinci tasarımın 2. ve 3. katmanları ilkinden farklıdır. Uyumlamayı iyileştirmek için uyumlama devrelerinde de bazı değişiklikler yapılmıştır.

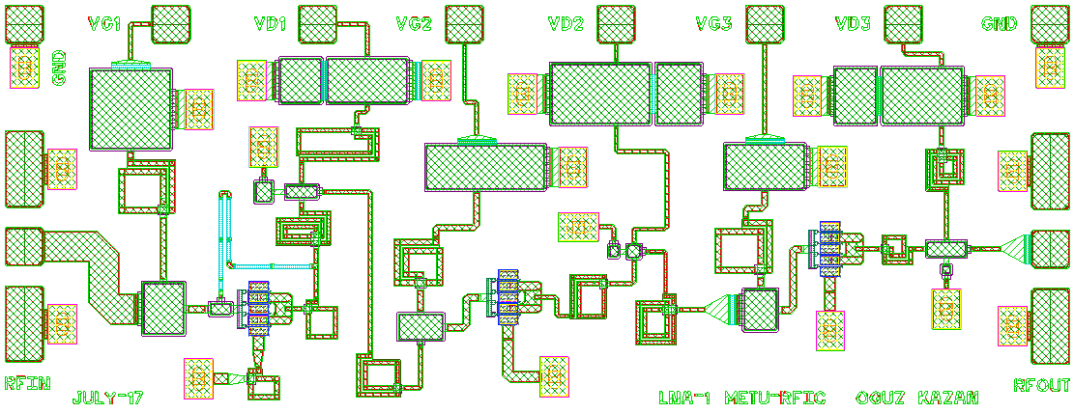


Şekil 37. İlk iki üretime gönderilen yükselteç tasarımlarının şemaları

Şekil 37'deki tasarımların serimleri Şekil 38 ve Şekil 39'da verilmiştir.



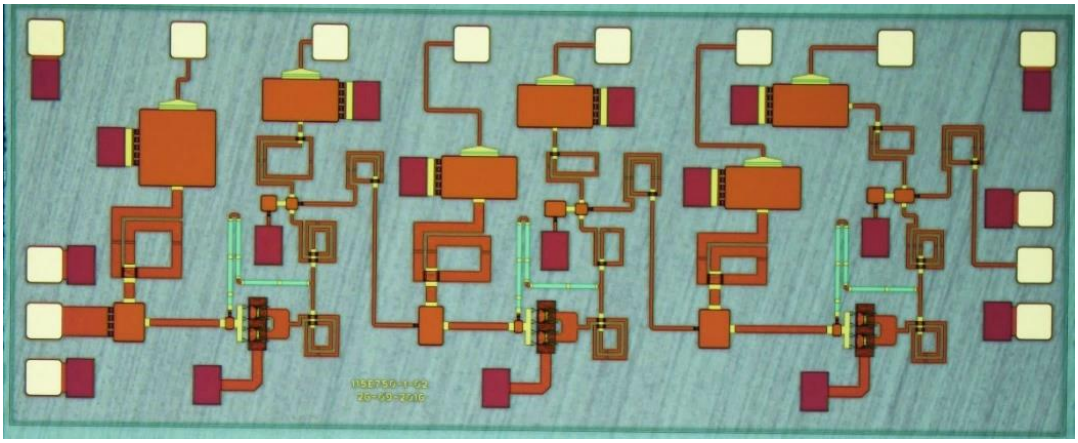
Şekil 38. İlk üretime giden tasarımın serimi



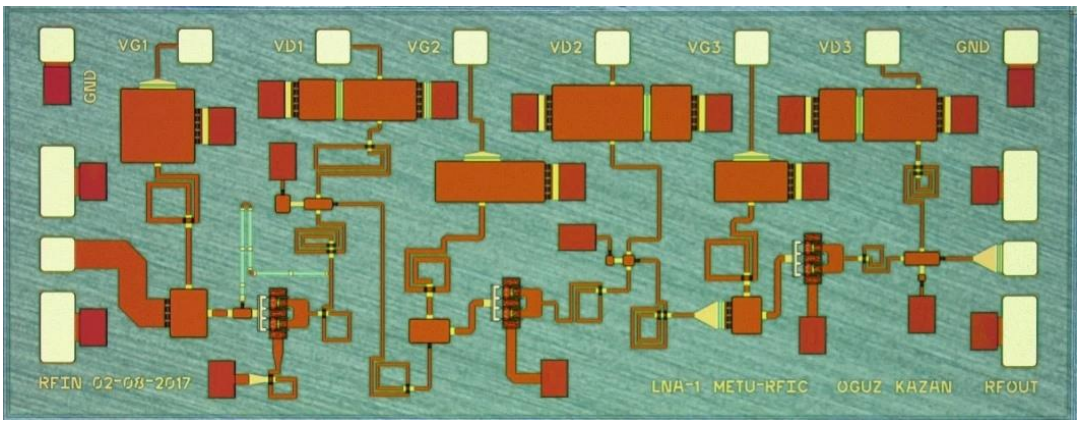
Şekil 39. İkinci üretime giden tasarımın serimi

3.3 Performans

Bu tasarımlar üretime gönderilmiş ve tasarımlar üretimden geldikten sonra performansı değerlendirilmiştir. İlk tasarımın mikro-fotoğrafı Şekil 40'da verilmiştir. İkinci tasarımın mikro-fotoğrafı Şekil 41'de verilmiştir. İki tasarımın da boyutu 2.8 × 1.3 mm^2'dir.



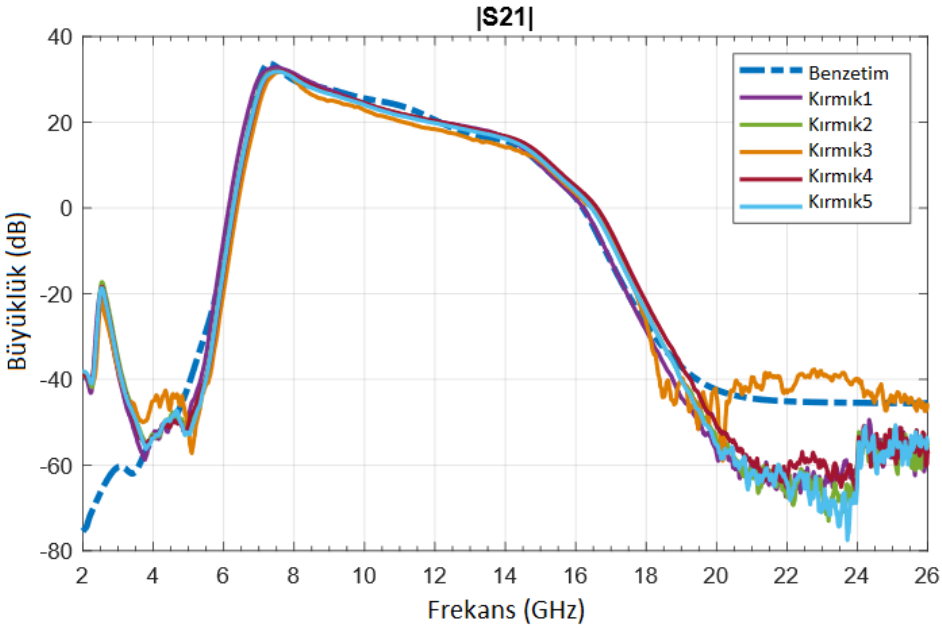
Şekil 40. İlk tasarımın mikro-fotoğrafı



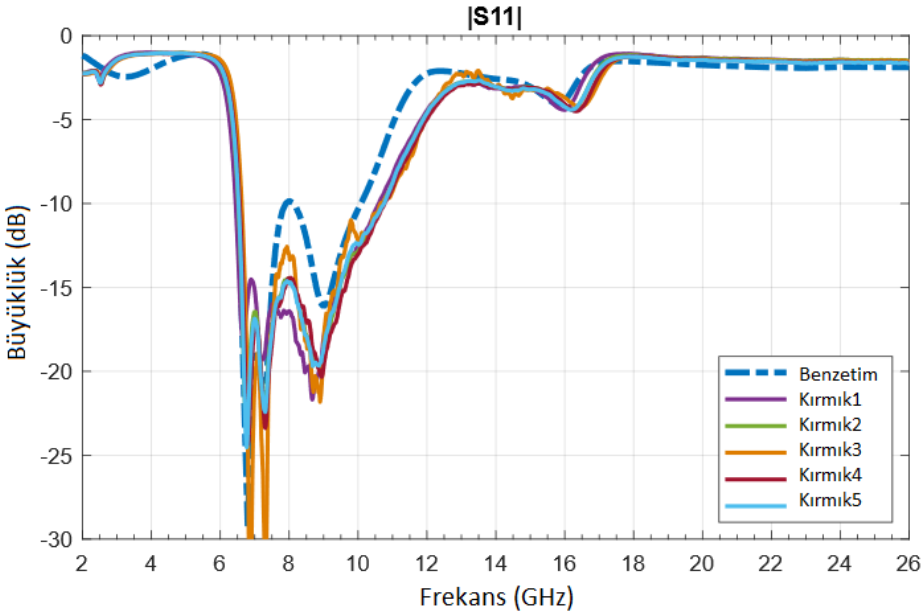
Şekil 41. İkinci tasarımın mikro-fotoğrafı

İlk tasarımın gider gerilimleri 10 V ve akımları toplam 60 mA'dir. Sonuç olarak ilk tasarımın güç tüketimi 0.6 W'dır. İkinci tasarımın gider gerilimleri 6 V ve akımları toplam 60 mA'dir. Sonuç olarak ikinci tasarımın güç tüketimi 0.36 W'dır.

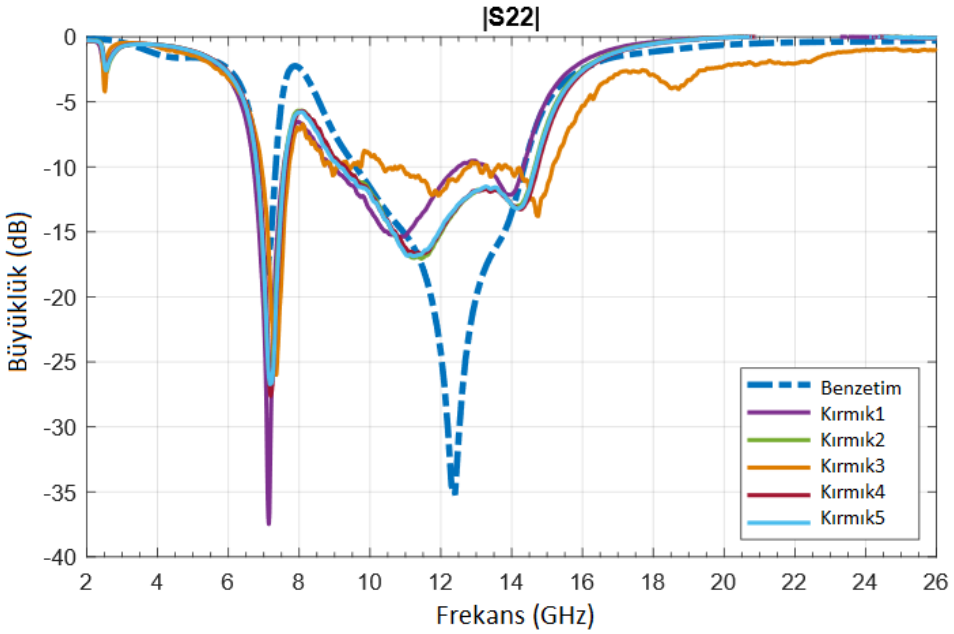
Ölçümler yapılırken sonda istasyonu, ağ çözümleyici (E8361A ve N5242A, opsiyon 029), ve spektrum analizörü (E4446A) kullanılmıştır. İlk tasarımın S-parametresi ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları karşılaştırmaları Şekil 42, Şekil 43 ve Şekil 44'de verilmiştir. Üretilen LNA'lerden 5 tanesi ölçülmüştür, görüldüğü gibi performansları hemen hemen aynıdır.



Şekil 42. İlk tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

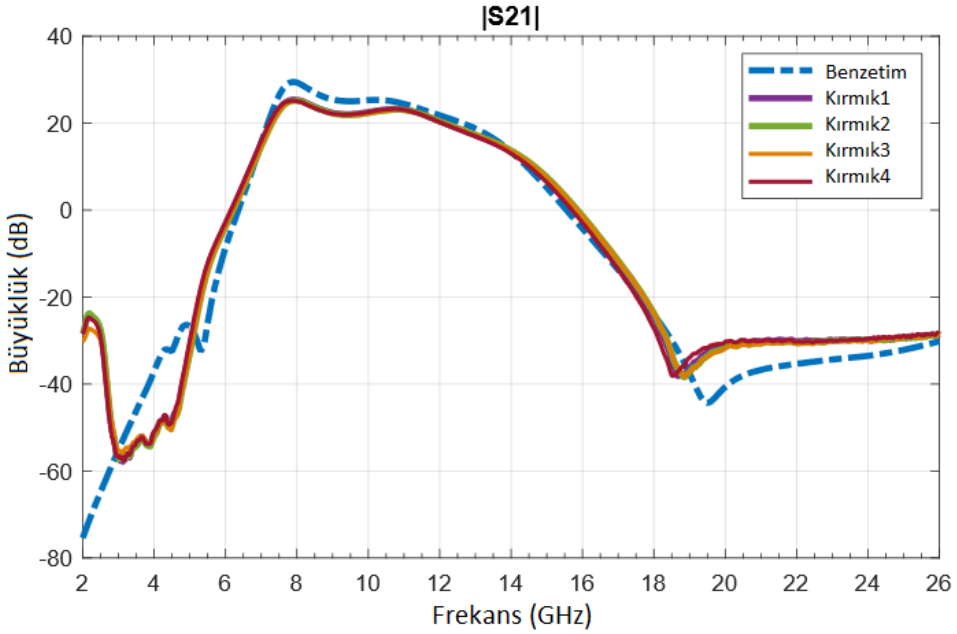


Şekil 43. İlk tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

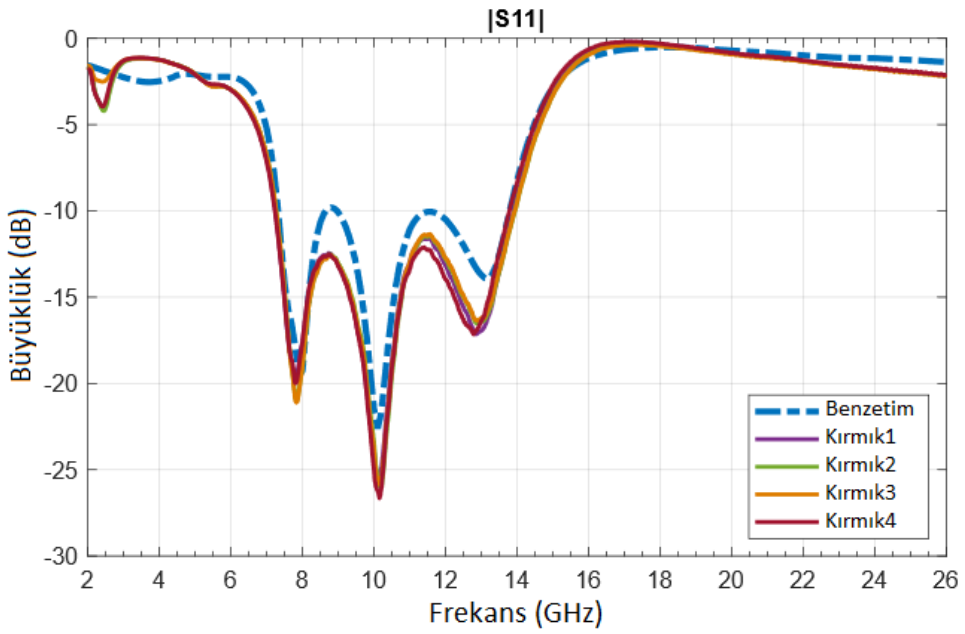


Şekil 44. İlk tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

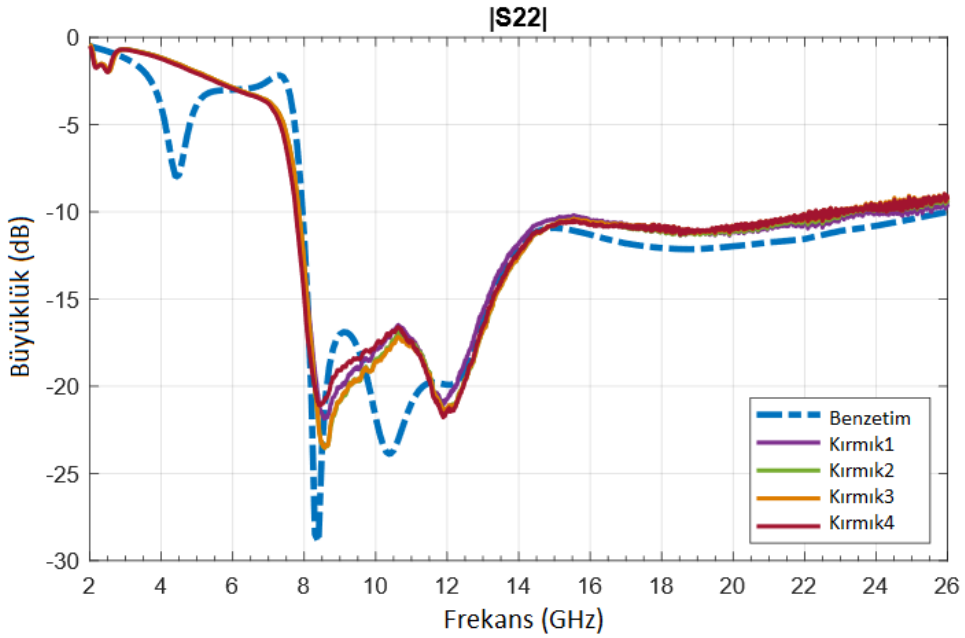
İkinci tasarımın S-parametresi ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları Şekil 45, Şekil 46 ve Şekil 47'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 45. İkinci tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm kıyaslaması



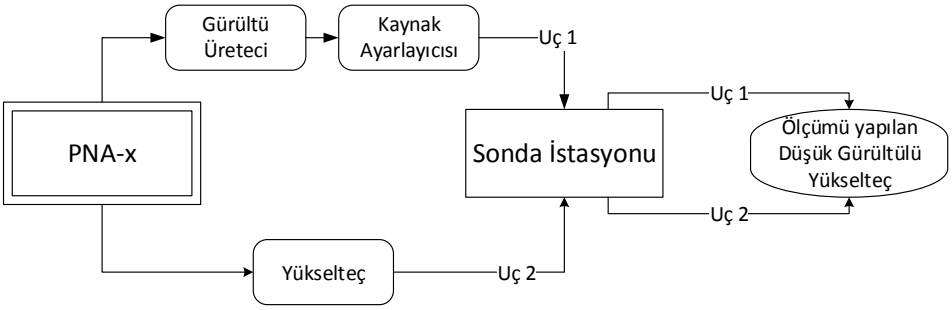
Şekil 46. İkinci tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm kıyaslaması



Şekil 47. İkinci tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm kıyaslaması

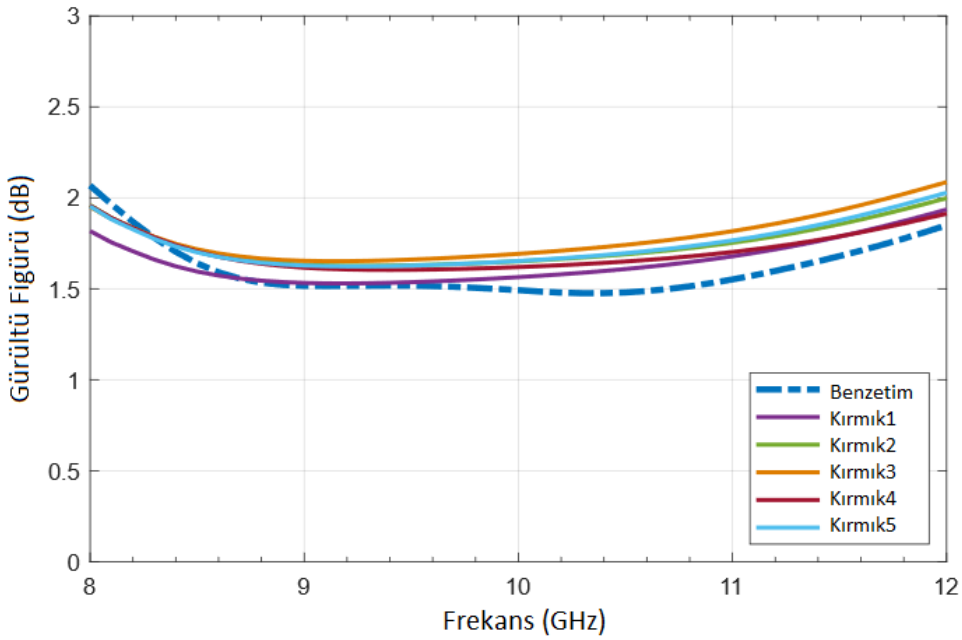
Ölçüm sonuçları iki tasarımın da X-bandında 20 dB'den fazla kazancı olduğunu göstermiştir. İlk tasarımın S_{11}'i 8 ve 11 GHz arasında 10 dB'den iyidir. İkinci tasarımın S_{11}'i bütün X-bandında 10 dB'den iyidir.

Gürültü figürü ölçümleri sonda istasyonunda bulunan kabloların kayıpları nedeniyle gürültüyü tam doğru yansıtamamaktadır. Bu nedenle, gürültü figürü ölçümleri ASELSAN'da PNA-X ağ analizörü ile ve gürültü figürü ölçümlerini çok daha az hata ile yapabilecek bir düzenekle yapılmıştır. Gürültü figürü ölçümleri için Şekil 48'deki düzenek kullanılmıştır.

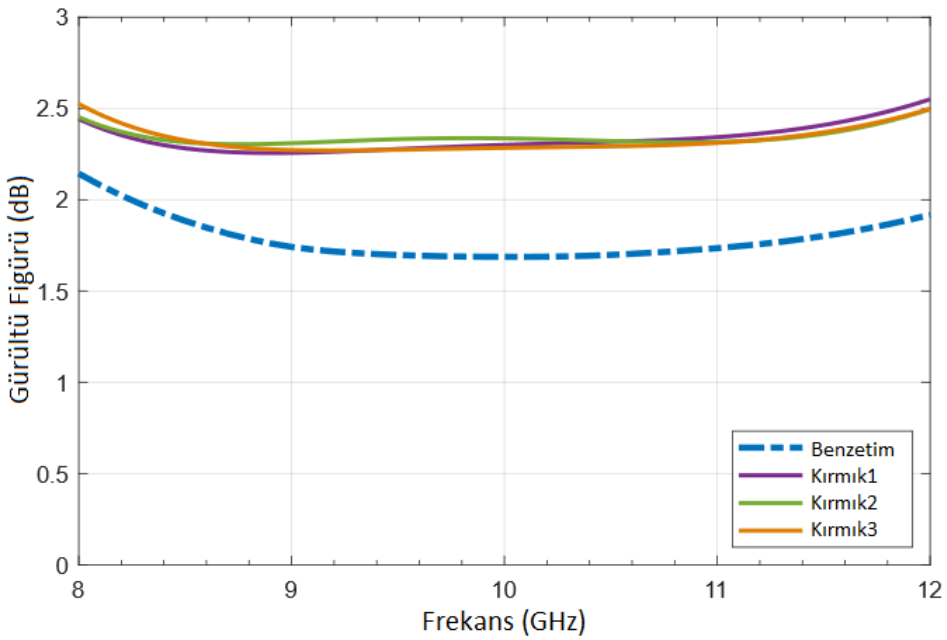


Şekil 48. Gürültü figürü ölçümleri için kullanılan düzenek

Üretilen LNA'lerin gürültü figürü ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları Şekil 49 ve Şekil 50'da karşılaştırılmıştır.



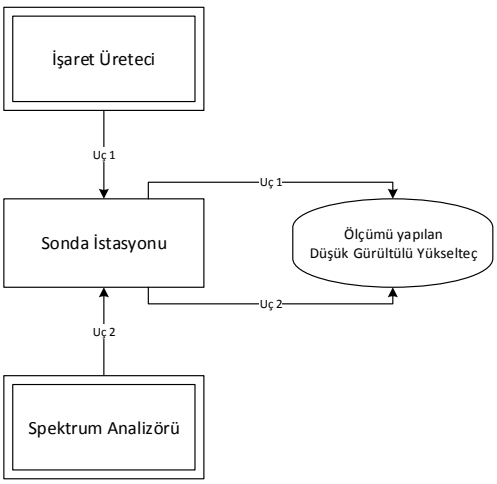
Şekil 49. İlk tasarımın gürültü figürü benzetim ve ölçüm kıyaslaması



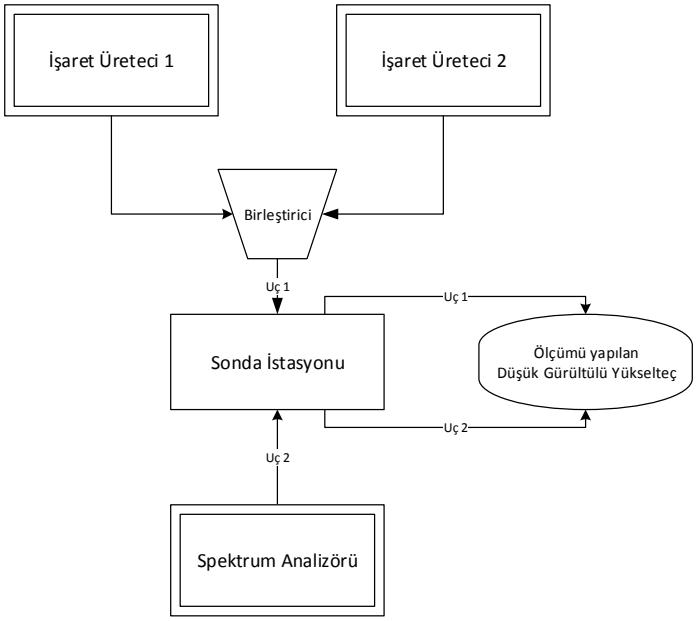
Şekil 50. İkinci tasarımın gürültü figürü benzetim ve ölçüm kıyaslaması

İlk tasarım X-bandında 2 dB'den daha az gürültü figürüne sahiptir. İkinci tasarımın ise gürültü figürü 2,5 dB'den daha iyidir. İkinci devrenin gürültü figürünün ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları arasındaki farkın transistör modellerinden kaynaklandığı saptanmıştır. *WIN Semiconductor* firması üretim sürecinde iyileştirmeye yönelik değişiklikler yaptığı için, proje sürecindeki bazı üretimlerde tasarımda kullanılan transistör modelleri ile üretilen transistörler arasında farklılıklar olmuştur.

Tasarım kütüphanesinde transistörlerin sadece doğrusal modeli olduğundan tasarımların doğrusallık benzetimi yapılamamıştır. Doğrusallık performansı ölçümleri için kullanılan düzenekler Şekil 51 ve Şekil 52'de verilmiştir.

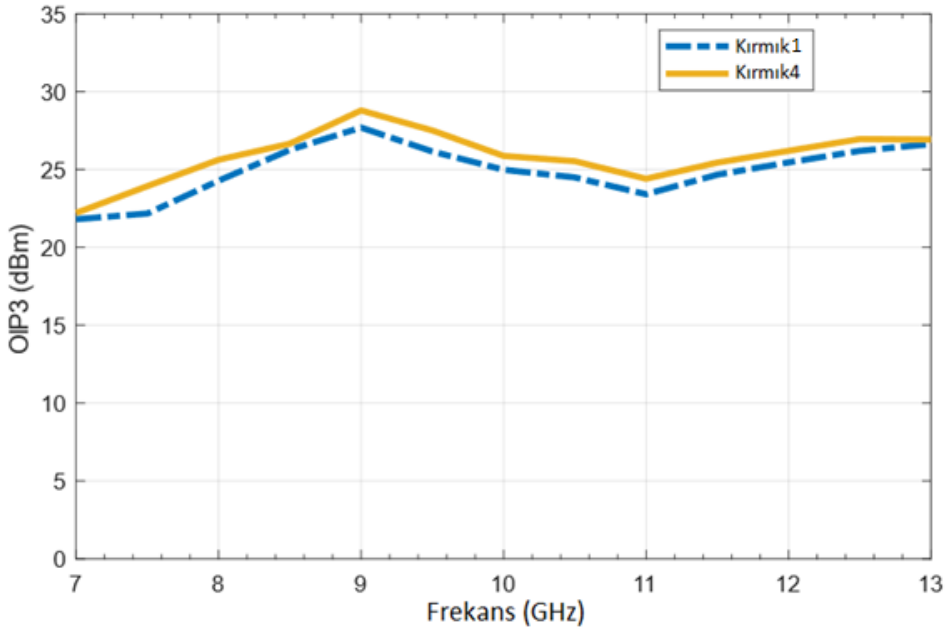


Şekil 51. Çıkış P1dB ölçümleri için kullanılan düzenek

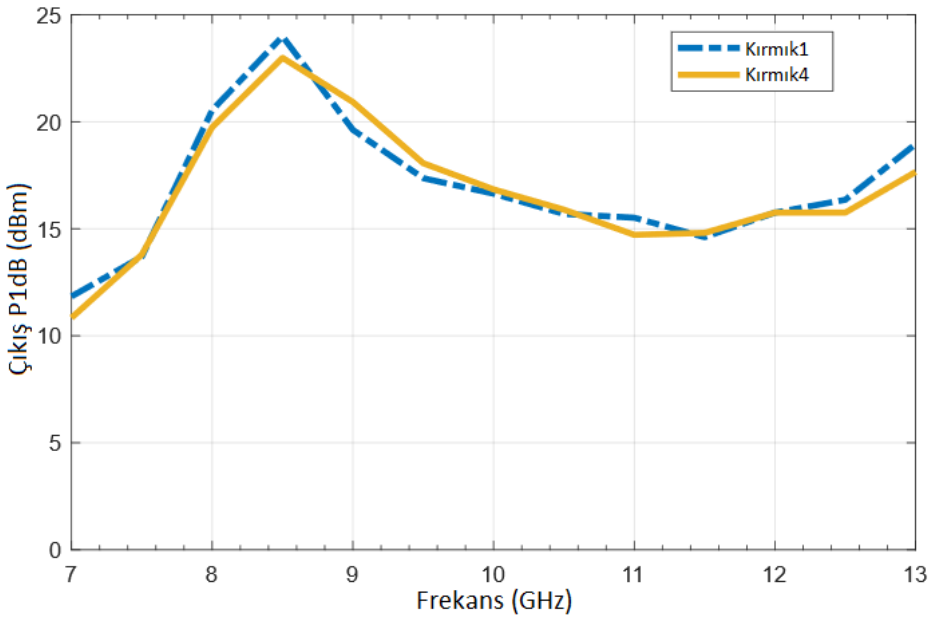


Şekil 52. OIP3 ölçümleri için kullanılan düzenek

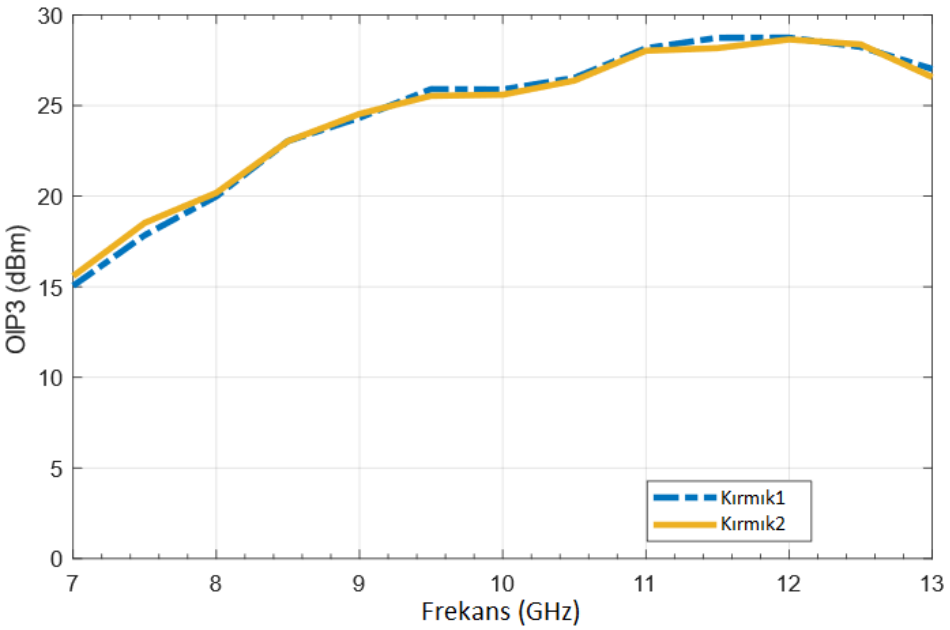
Tasarımların doğrusallık ölçüm sonuçları Şekil 53, Şekil 54, Şekil 55 ve Şekil 56'de verilmiştir.



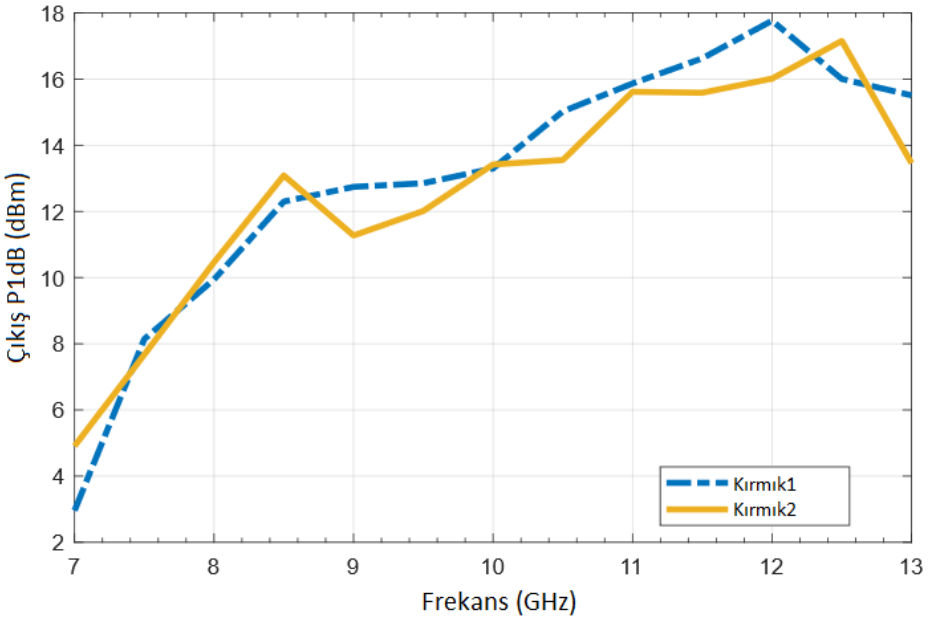
Şekil 53. İlk tasarımın OIP3 ölçüm sonuçları



Şekil 54. İlk tasarımın çıkış P1dB ölçüm sonuçları



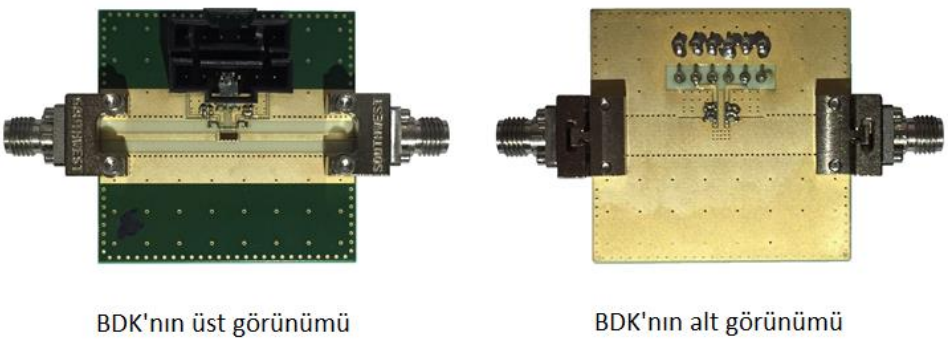
Şekil 55. İkinci tasarımın OIP3 ölçüm sonuçları



Şekil 56. İkinci tasarımın çıkış P1dB ölçüm sonuçları

İlk LNA'in P1dB değeri bant içinde beklendiği gibi 15 dB'den iyidir. 2. LNA'in gider voltajları ilkininkinden daha düşük olduğu için P1dB değeri de daha düşüktür. Ayrıca, OIP3 ve P1dB arasındaki ofset verilen grafiklerden gözlenmektedir. Ofset değeri 9.64 dB olarak hesaplanmıştır ama ofset değerindeki kaymanın ölçüm hatalarından kaynaklandığı düşünülmektedir.

Son olarak üretilen düşük gürültülü yükselteçlerin hedeflendiği gibi yüksek güce (2.5 W) dayanıp dayanmadığı test edilmiştir. Sonda istasyonunun terminal kabloları uzun olduğundan kablolar çok kayıplıdır ve 2 W'dan daha yüksek dayanırlık testi yapılmasını engellemektedir. Bu sorunu aşmak için baskı devre kartı (BDK- PCB) tasarlanmıştır. Üretilen baskı devre kartının fotoğrafı Şekil 57'de verilmiştir.

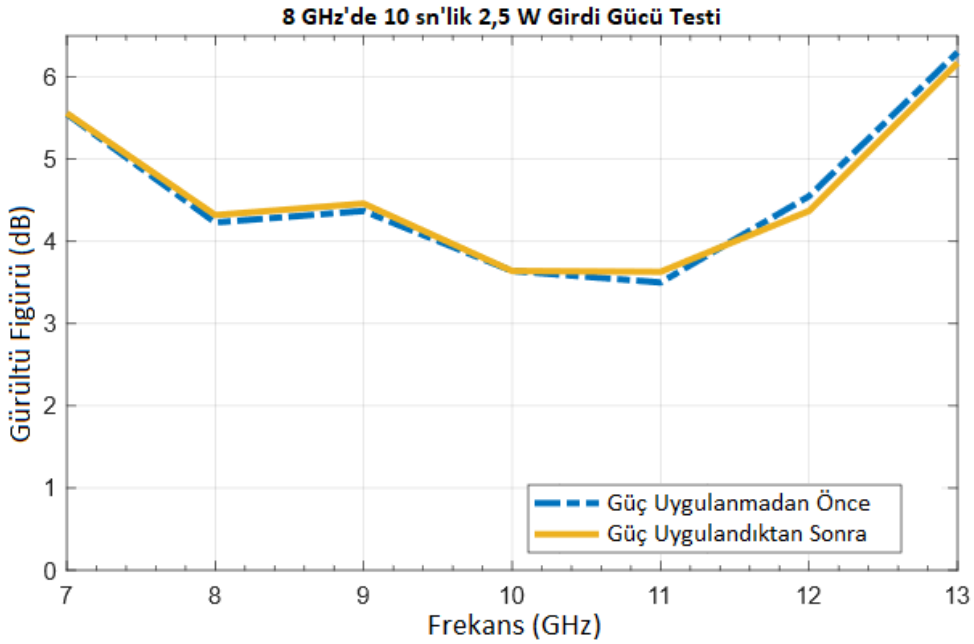


Şekil 57. Üretilen baskılı devre kartının fotoğrafı

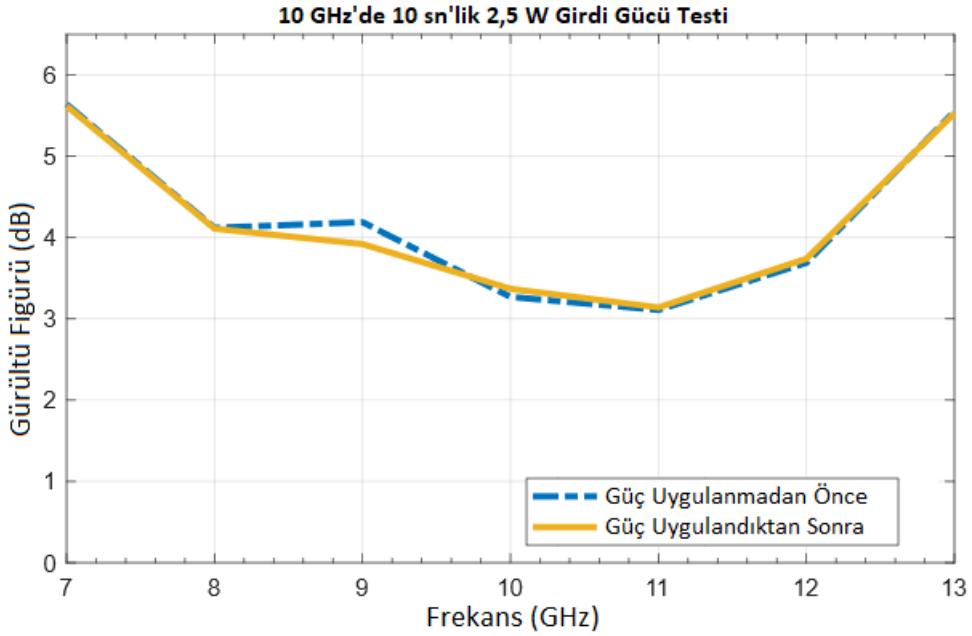
Dayanırlık testinde kullanılan yükseltecin azami çıkış gücü 3 W'dır. Kartın kayıpları nedeniyle düşük gürültülü yükseltece uygulanan azami güç 2,5 W olmuştur.

Dayanırlık testinde ilk önce düşük gürültülü yükseltecin gürültü figürü ölçülmüştür. Sonra belli bir frekansta (8 ve 10 GHz) düşük gürültülü yükseltecin girişine 10 saniyeliğine 2,5 W güç uygulanmıştır. Yüksek güç uygulamasından sonra düşük gürültülü yükseltecin gürültü figürü yeniden ölçülmüştür ve gürültü figürünün değişimi gözlenmiştir. Gürültü figürünün bu testen sonra çok az değiştiği gözlenmiştir. Azami uygulanan güç 2,5 W olduğundan tasarımlar 2,5 W'dan daha fazla giriş gücüne dayanabilmektedir.

Dayanırlık testlerinin ölçüm sonuçları Şekil 58 ve Şekil 59'da verilmiştir. Bu sonuçlarda, testlerde kullanılan konektörler, mikroşerit hatlar ve bağlama tellerin (wire bond) etkileri çıkartılmamıştır. O nedenle gürültü figürü değerleri olduğundan daha yüksek görünmektedir.



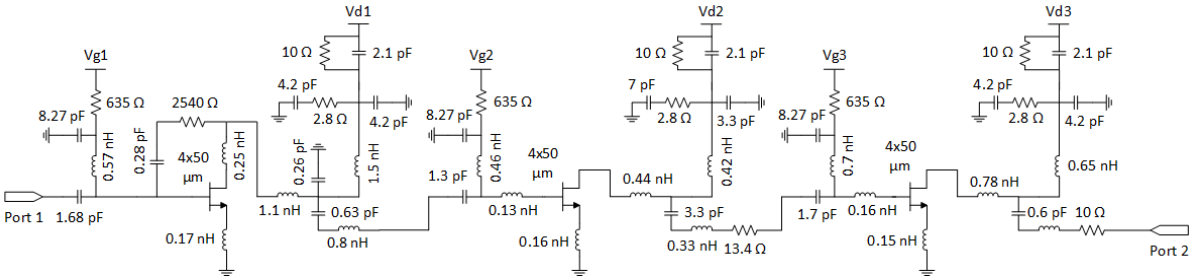
Şekil 58. 8 GHz dayanırlık testi sonuçları



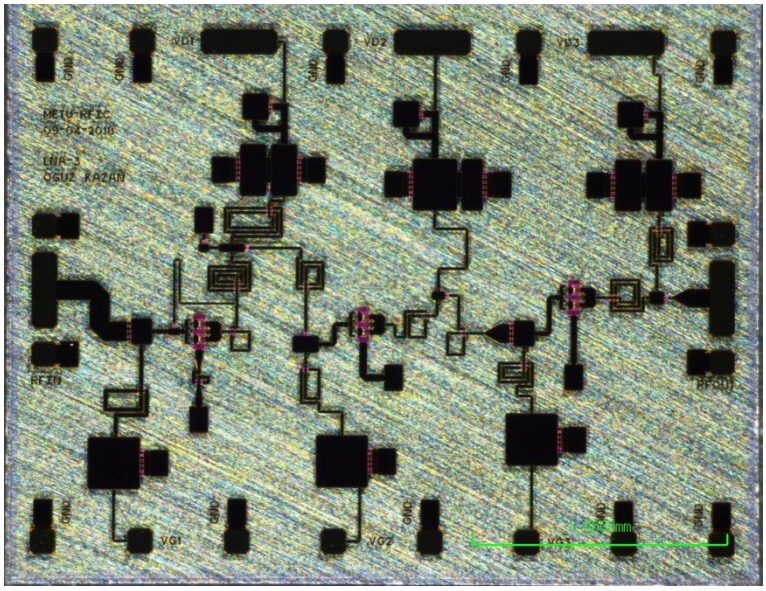
Şekil 59. 10 GHz dayanırlık testi sonuçları

3.4 Son Tasarım

Bir önceki bölümde sunulan LNA ölçüm sonuçlarının benzetimlerle karşılaştırmasında bazı farklar görülmüştür. Bu farkların üretim yapan firmanın verdiği transistör modellerinin eksikliğinden kaynaklandığı düşünülmüştür. Bu problemi çözmek için elimizdeki benzetim ve ölçüm sonuçlarını kullanarak bir transistör modeli çıkartılmıştır (Kazan 2018a). Daha sonra bu model kullanılarak LNA tasarımı yapılmış ve bunlar üretilerek ölçülmüştür. Tasarlanan LNA'in devre şeması Şekil 60'da, üretilen LNA'in fotoğrafı Şekil 61'de verilmiştir.

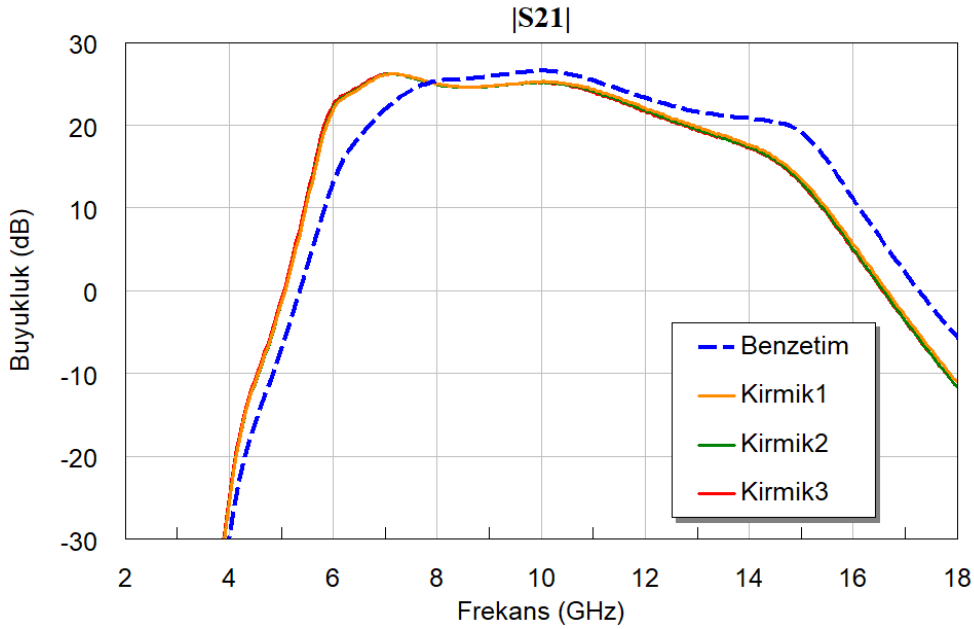


Şekil 60. Son üretim için tasarlanan düşük gürültülü yükselteç devre şeması

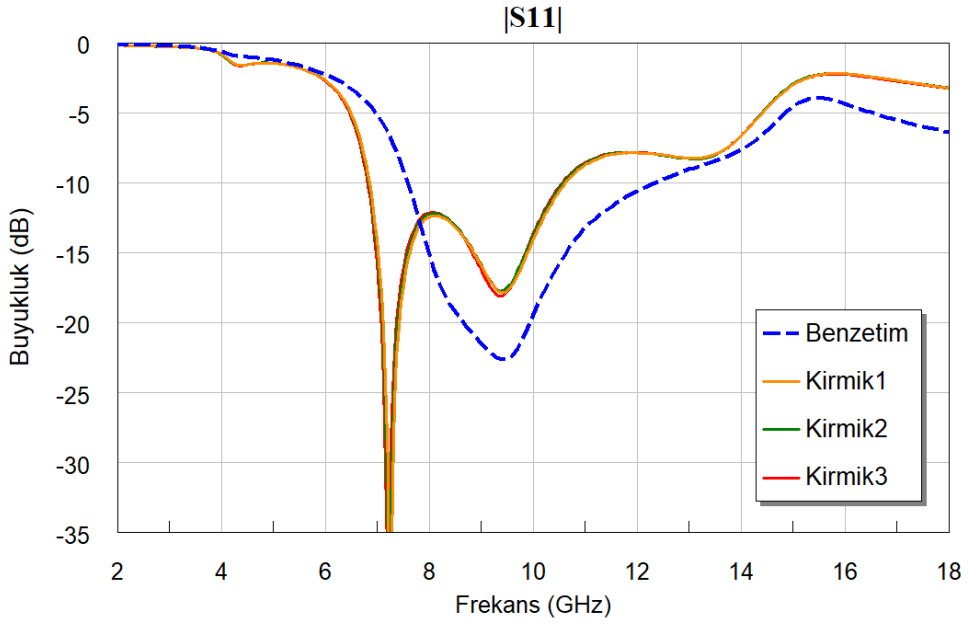


Şekil 61. Son tasarlanan LNA'in mikro fotoğrafı

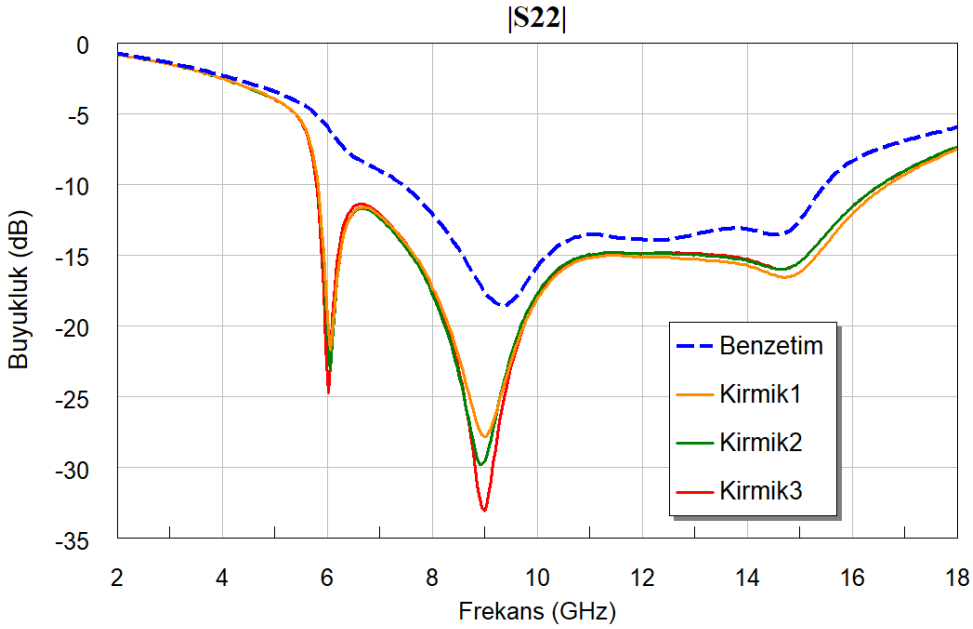
Üretilen düşük gürültülü yükselteçlerin tüm ölçümleri ASELSAN'da sonda istasyonunda yapılmıştır. Üretilen yükselteçlerin S-parametresi ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları Şekil 62, Şekil 63 ve Şekil 64'de karşılaştırılmıştır. S_{11} değerlerinin 8-13 GHz arasında 8 dB'den iyidir. S_{21} değerleri is tüm bant boyunca 10 dB'den çok daha iyidir. Kazancın da 20 dB'den iyi olduğu görülmektedir.



Şekil 62. Son tasamın S_{21} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

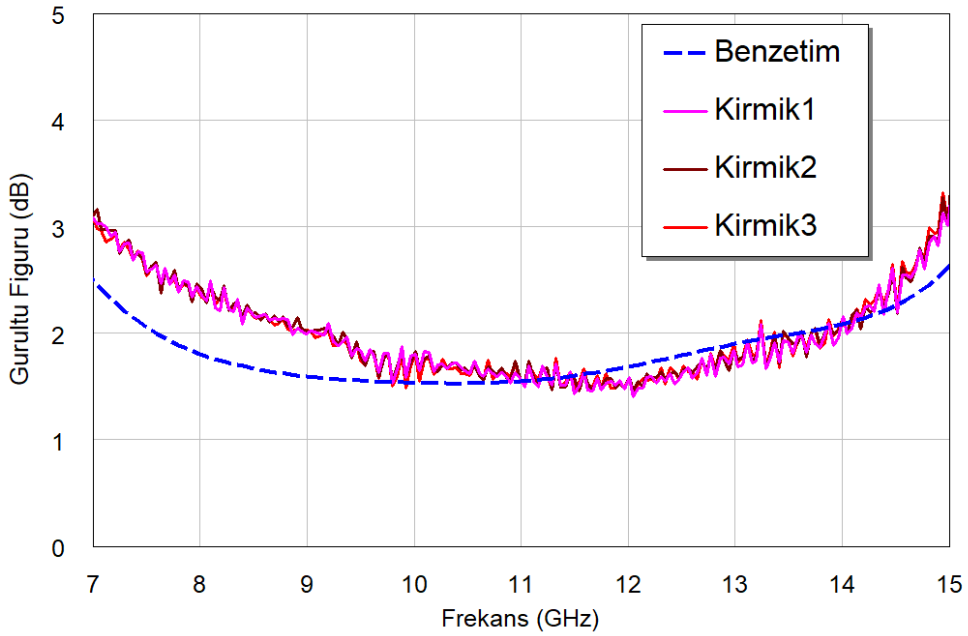


Şekil 63. Son tasamın S_{11} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

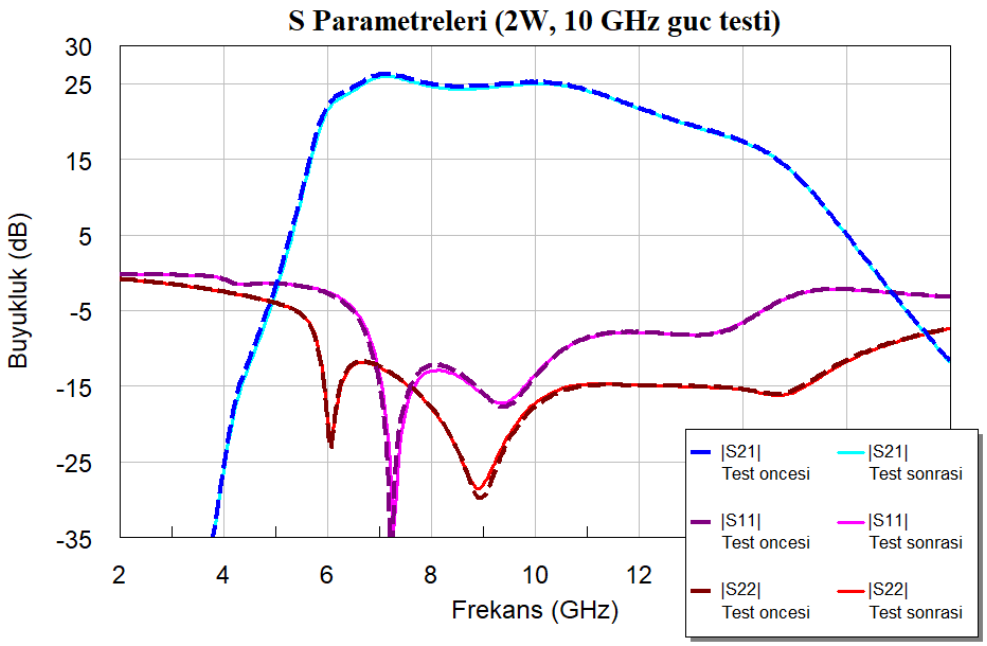


Şekil 64. Son tasamın S_{22} benzetim ve ölçüm karşılaştırması

Üretilen LNA'lerin gürültü figürü ölçüm sonuçlarıyla benzetim sonuçları Şekil 65'de karşılaştırılmıştır. Gürültü figürünün 8 GHz'de 2.5 dB'ye yakın olduğu 9-13 GHz bandında 2 dB'den daha düşük olduğu görülmektedir.



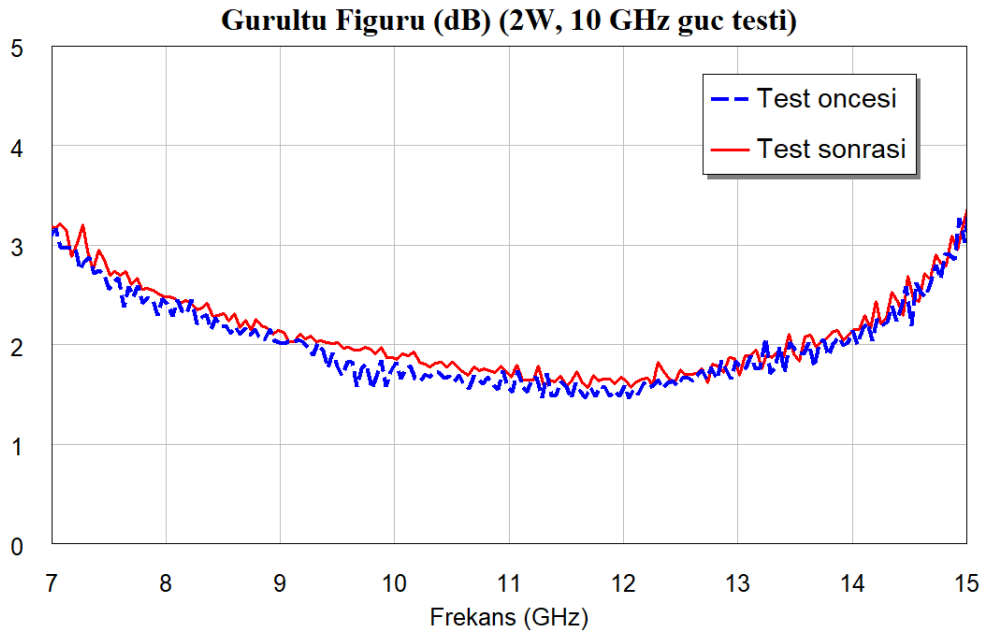
Şekil 65. Son tasamın gürültü figürü benzetim ve ölçüm karşılaştırması



Şekil 66. Dayanırlık testi öncesi ve sonrası s-parametresi ölçüm sonuçları

Dayanırlık ölçümü için bu LNA'lere 2W ve 10 GHz'de 1 dk'lık stres uygulanmıştır. Testin önce ve sonrasında S-parametresi ve gürültü faktörü ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Şekil 66 ve Şekil 67'de verilmiştir. Yüksek güç uyguladıktan sonra LNA'in s-parametrelerinin ve gürültü figürünün neredeyse değişmediği gözlenmiştir. Ayrıca, her 10 sn de bir güç artırarak

LNA'lerin 5 W'a kadar dayandığı gözlemlenmiştir. Bu da projede 2 W'dan giriş gücü altında çalışan LNA geliştirilmesi hedefine erişildiğini göstermektir. Bu LNA sınırlayıcı (limiter) gerektirmeden alıcı modüllerinde kullanılabilir.



Şekil 67. Dayanırlık testi öncesi ve sonrası gürültü figürü ölçüm sonuçları

3.5 Sonuç ve Değerlendirme

Ölçüm sonuçlarına göre geliştirilen GaN düşük gürültülü yükselteçler 20 dB'den fazla kazanca sahiptir. Geliştirilen LNA'lardan ilkinin gürültü figürü 2 dB'den az ve ikincinin gürültü figürü 2,5 dB'den az olarak ölçülmüştür. Tasarımda, üç katlı topoloji kullanarak yüksek doğrusallık sağlanmıştır. Bu sayede, tasarlanan düşük gürültülü yükselteçlerden ilkinin güç tüketimi 0,6 W ve OIP3'ü 29 dBm'dir. Diğer düşük gürültülü yükseltecin güç tüketimi 0,36 W ve OIP3'ü 28,3 dBm'dir. Dayanırlık testleri iki tasarımın da 2,5 W'lık (34 dBm) girdi gücüne dayanabildiğini göstermiştir. Bu dayanırlık değerleri sunulan bu yükselteçlerin herhangi bir sınırlandırıcıya ihtiyaç duyulmadan radar sistemlerinde kullanılabileceğini göstermektedir.

Projede geliştirilen düşük gürültülü yükselteç literatürdeki benzer çalışmalar ile Tablo 3'de karşılaştırılmıştır. Micovic (2007) tarafından yapılan tasarım geniş bantlı (4-16 GHz) olmasına karsın güç kazancı düşüktür (11 dB). Kazancı arttırmak için başka bir CS katmanı eklenebilir. Fakat bu çözüm tasarımın çalışma bandını daraltabileceği gibi gürültü figürünü de artıracaktır. Anderi (2012)'nin tasarımı iki katlı olmasına rağmen, tasarlanan devre 5 mm^2'lik oldukça geniş bir alanı kaplamaktadır. Ayrıca, tasarımın gürültü figürü (2,5 dB) yüksek olarak

düşünülebilir. Schuch (2013) tarafından verilen tasarım birçok acıdan yüksek performansa sahiptir. Fakat, tasarım geniş bir alanı kaplamaktadır (6 mm^2). Son olarak, Vittori (2017) 'deki iki tasarım iyi performansa sahiptir. Fakat, iki tasarım da bütün X bandını kapsayamamaktadır. Projede geliştirilen iki LNA 2.8 × 1.3 mm2 (3.6 mm2) boyutuyla literatürdeki benzerlerine göre küçük boyutlara sahipken, gürültü figürü, doğrusallık performansları da benzerdir. Ayrıca son geliştirilen LNA'in 5 W'a kadar giriş gücü altında performansı değişmeden çalıştığı gösterilmiştir.

Tablo 3. Geliştirilen düşük gürültülü yükseltecin diğer benzer yükselteçler ile karşılaştırılması

Kaynak	**Frekans (GHz)**	**Gürültü figürü (dB)**	**Kazanç (dB)**	**Geri dönüş kaybı (dB)**	**Çip boyutları (mm^2)**	**OIP3 (dBm)**	**P1dB (dBm)**	**Güç tüketimi (W)**
Micovic (2007)	4-16	1.45 min	11-14.5	10-14.5	-	24	-	-
Andrei (2012)	7-12	2.5	14	10	5	28	20	-
Schuh (2013)	8-12	<1.8	>14	-	6	-	-	0.21
Schuh (2013)	7-11	>2.0	>18	-	6	-	-	0.35
Vittori (2016)	8-10	1.3 maks.	24-27	2-20	4.5	33.8	-	0.9
Vittori (2016)	10-12	1.3-1.75	24.4-25.2	>10	4.5	32.8	-	0.9
Bu çalışma LNA-1	8-11	1.60-1.95	22.0-30.8	9.1-20.6	3.6	29	23	0.6
Bu çalışma LNA-2	8-12	2.3	20-25	10-27	3.6	29	18	0.6
Bu çalışma LNA-3	8-13	1.5-2.4	20-25	8-35	5.9	-	-	0.6

Yapılan bu çalışma İspanya'nın Madrid şehrinde düzenlenen European Microwave Week (Eylül 2018) konferansında yapılan bir sunum ile literatüre kazandırılmıştır (Kazan, 2018b).

4. YÜKSEK GİRİŞ GÜÇLÜ, TEK KUTUPLU ÇİFT KONUMLU 2 ANAHTAR MODELİ İÇİN TASARIM SÜREÇLERİ, BENZETİM VE ÖLÇÜM SONUÇLARI

4.1 Giriş

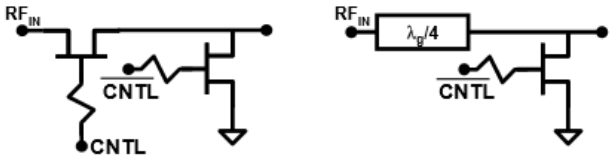
Almaç/göndermeç modüllerinin kullanıldığı faz dizili anten ve radarlarda, güç kuvvetlendiricinin yüksek çıkış gücünün bozulmadan antene iletilmesi için standart uygulamalarda ferit bazlı sirkülatör veya dupleksör kullanılmaktadır. Bunun sebebi GaAs, SOI gibi teknolojilerde sunulan MOS ve HEMT transistörlerin yıkım geriliminin düşük olması ve bu teknolojilerde yapılan anahtar yapılarının yüksek frekanslarda çok yüksek güce dayanamamasıdır (Peregrine 2015). Düşük yıkım gerilimi olan bu tip teknolojilerde yüksek giriş gücünün tolere edilebilmesi için çok yüksek sayıda transistör kümelerinin seri olarak eklenmesi gerekmektedir. Örneğin tipik bir 0,25 µm SOI teknolojisinde üretilen anahtarın 25 W giriş gücüne dayanabilmesi için teknolojide sunulan 2,5 V yıkım gerilimi olan transistörlerden en az 19 adet seri olarak kullanmak gerekir. Bu denli çok sayıda transistör hem çok büyük bir alan kaplayacak hem de düşük bir izolasyon değeri sunacaktır ve pratik olmayacaktır. Bu nedenle bu tip teknolojilerde sunulan anahtar yapılarının güç değeri düşüktür veya çok düşük frekans değerlerinde çalışırlar. GaN HEMT transistörlerin sunduğu yüksek yığılım gerilimi sayesinde transistör kümesi kullanılmadan da yüksek giriş gücüne dayanıklı anahtar yapıları yapılması mümkündür. Akademik çalışmalarda Bettidi (2008), Janssen (2208), Campbell (2015) ve endüstride X-bant'ta çalışan 25 W ve üzeri giriş gücüne dayanıklı GaN tabanlı anahtarlar raporlanmıştır. Bu tip anahtar yapılarının en önemli limitasyonu anahtarın kapatılması için gerekli olan çok yüksek negatif voltajdır (genellikle -40 V). Bu tip voltaj değerleri radar sistemlerinde genellikle bir sorun teşkil etmez.

Proje kapsamında 25 W giriş gücü altında performansında değişiklik olmayacak, düşük araya girme kaybına ve yüksek izolasyona sahip tek kutuplu çift konumlu anahtar tasarlanması amaçlanmıştır. Bu kapsamda GaN tabanlı iki ayrı anahtar tasarlanarak üretilmiştir. Çalışma bandı 8-12 GHz olarak belirlenmiştir. Anahtarlara ait tasarım ve elektromanyetik benzetim süreçlerinde ADS yazılımı kullanılmıştır. Her bir anahtardan 4 adet üretilmiş, üretilen anahtarların düşük sinyal ölçümleri ODTÜ'de yer alan sonda (prob) istasyonunda yapılmıştır. Yüksek sinyal ölçümleri için baskı devre kartı (PCB) tasarlanarak üretilmiş ve ölçümler ODTÜ'de gerçekleştirilmiştir.

4.2 Anahtar-1

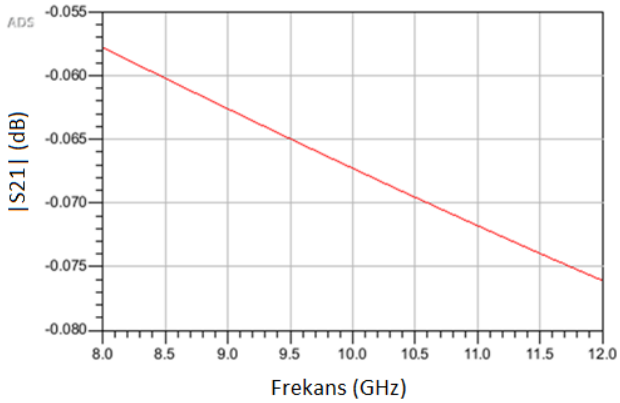
4.2.1 Tasarım

Anahtarlar Şekil 68'de verilen iki farklı topoloji ile tasarlanabilmektedir. Topolojilerin ilkinde seri ve paralel elemanlar olarak transistör kullanılırken diğer anahtar topolojisinde seri eleman olarak çeyrek dalga boylu iletim hattı kullanılmaktadır.



Şekil 68. Anahtar topolojileri

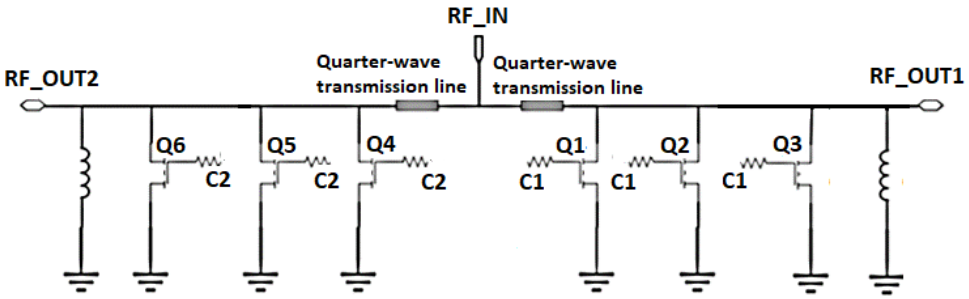
Seri eleman olarak transistör kullanılan tasarımlarda araya girme kayıpları çoğunlukla seri transistörden kaynaklanmaktadır. Bu çalışmada, düşük araya girme kaybına sahip bir anahtar tasarlayabilmek için seri eleman olarak çeyrek dalga boylu iletim hattı kullanılmıştır. İletim hattının genişliği, 50 Ω karakteristik empedans sağlanabilmesi için 100 µm, uzunluğu ise çalışılan frekans bandının ortasında (10 GHz) en iyi performansı elde etmek amacıyla 2.94 mm olarak belirlenmiştir. Tasarımda kullanılan iletim hattının araya girme kaybı Şekil 69'da görülebileceği gibi çalışma bandında 0.057 dB ile 0.077 dB arasında olup ihmal edilebilir değerlerdedir.



Şekil 69. İletim hattı araya girme kaybı

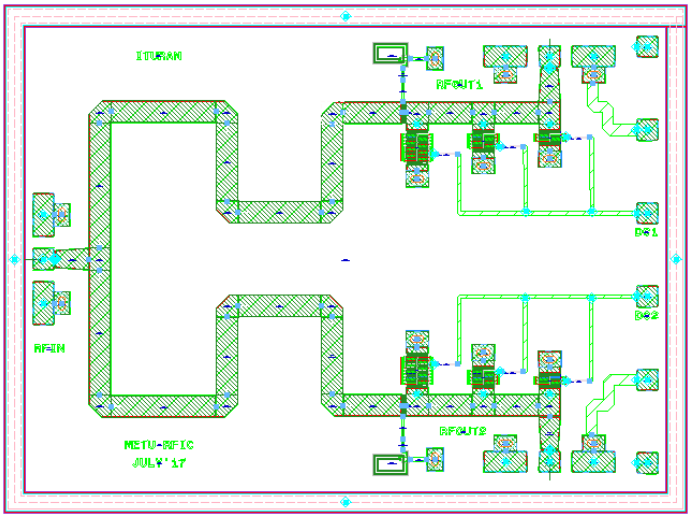
Çeyrek dalga boylu iletim hatları açık devreyle sonlandırıldığında kısa devre, kısa devreyle sonlandırıldığında ise açık devre davranışı sergilemektedir.

Çeyrek dalga boylu iletim hattı, sızan akımın çıkışa ulaşmadan topraklanması amacıyla birbirine paralel 3 transistörle sonlandırılmıştır. Transistörler 0 Volt ile açıldığında düşük değerli direnç özelliği göstermekte ve iletim hattı açık devre davranışı sergilemekte, -40 Volt ile kapatıldığında ise transistörler kapasitans özelliği göstermekte kısa devre davranışı sergileyen iletim hattı sinyal iletimini sağlamaktadır. Anahtarın şematiği Şekil 70'de görülmektedir. Kullanılan transistörlerin kapı genişlikleri Q1/Q4, Q2/Q5 ve Q3/Q6 için sırasıyla 9x100 µm, 5x100 µm ve 3x100 µm olarak belirlenmiştir.

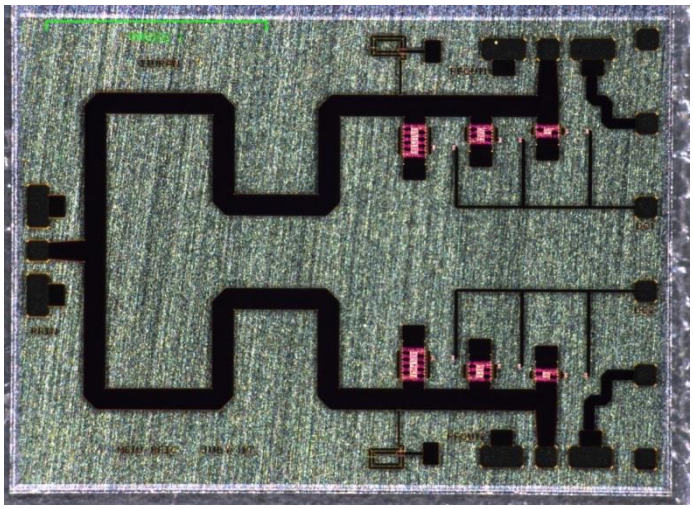


Şekil 70. Anahtar-1'e ait şematik

Anahtarın performansında düşme olmadan çalışabilmesi için, transistörler kapalıyken üzerlerindeki gerilim transistör çöküm geriliminden fazla olmamalı, transistör açıkken üzerinden akan akım transistörün dayanabileceği maksimum akım sınırını aşmamalıdır. Söz konusu anahtarın giriş gücü 25 W (44 dBm) gibi yüksek bir değer olduğundan transistörlerin boyutları transistörün kaldırabileceği maksimum akım ve gerilim değerlerini aşmayacak şekilde tasarlanmıştır. Transistörün kapı genişliği arttırıldıkça dayanabileceği akım ve gerilim değerleri de artmaktadır. Ancak; kapı genişliği arttırıldıkça transistörden kaynaklanan parazit kapasitans değeri artmakta ve devrenin işleyişini olumsuz yönde etkilemektedir. Parazit kapasitanstan kaynaklanan negatif etkiyi minimize etmek için transistörlere paralel bir endüktör kullanılarak çalışılan frekansta kapasitans ile endüktörün rezonans oluşturması amaçlanmıştır. Anahtara ait serim görüntüsü ve üretilen anahtarın fotoğrafı sırasıyla Şekil 71 ve Şekil 72'de görülebilmektedir. Üretilen anahtarın boyutları 2.9 x 2.1 mm^2'dir. Alanın çoğunu çeyrek dalga boylu iletim hattı kaplamaktadır.



Şekil 71. Anahtar-1'e ait serim görüntüsü

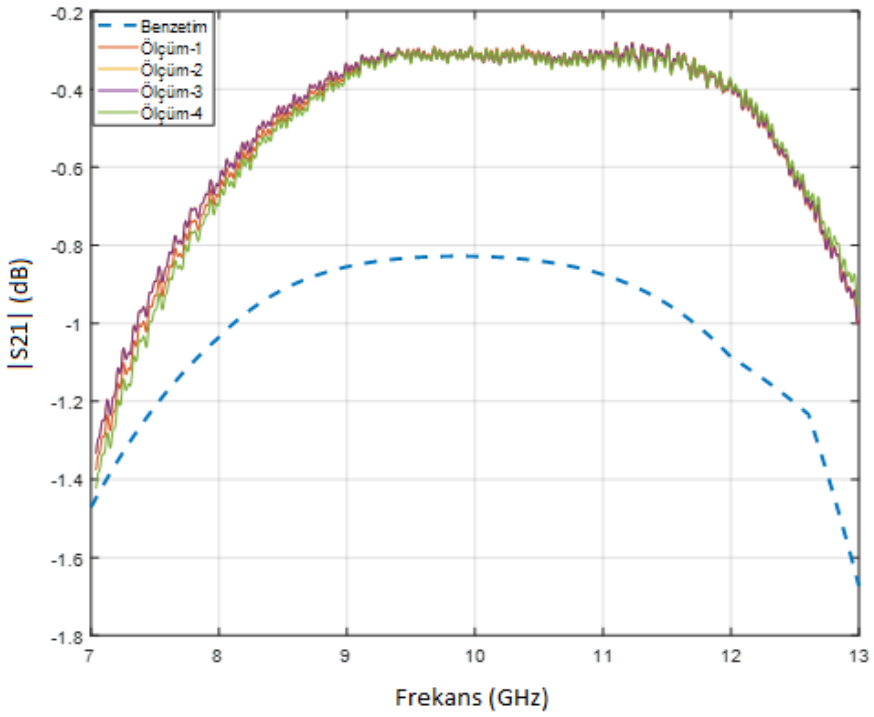


Şekil 72. Üretilen anahtara ait fotoğraf

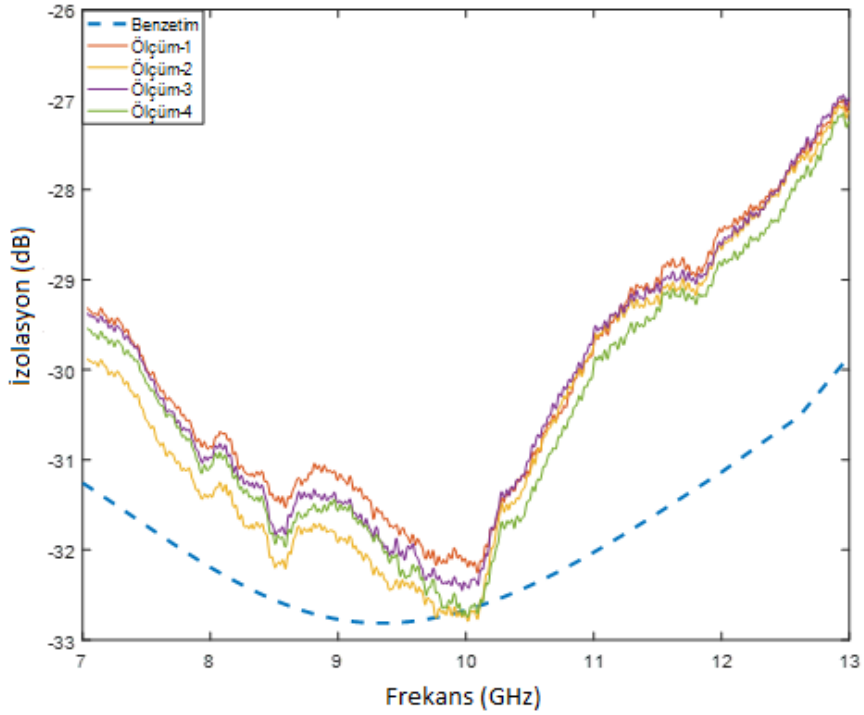
4.2.2 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Üretilen 4 adet anahtar için sonda istasyonu ile yapılan ölçüm sonuçları ve EM benzetim sonuçları karşılaştırması araya girme kaybı, izolasyon ve yansıma kaybı için sırasıyla Şekil 73, Şekil 74 ve Şekil 75’de görülebilmektedir. Sonda istasyonu ölçümleri ODTÜ’de ve Analog Devices’ta ayrı ayrı gerçekleştirilmiş ve aynı sonuçlar elde edilmiştir. Üretilen anahtar için, çalışılan bantta yaklaşık 0.3 dB araya girme kaybı ölçülmüş ve bandın çoğunda 28 dB'den yüksek izolasyon elde edilmiştir. Yansıma kaybının bant boyunca 10 dB'den iyi olduğu görülmektedir. Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçlarından daha iyi olmasının, benzetimde kullanılan anahtar transistörü modellerinin sürekli gelişmekte olan WIN firması GaN

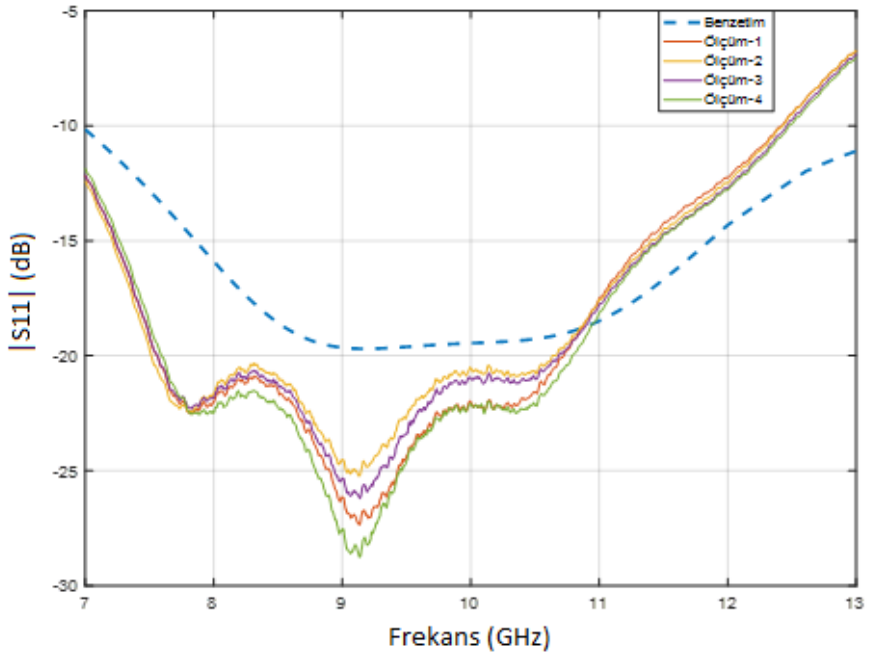
teknolojisinin en son performansını tamamen yansıtmamasından kaynaklandığı değerlendirilmektedir.



Şekil 73. Araya girme kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

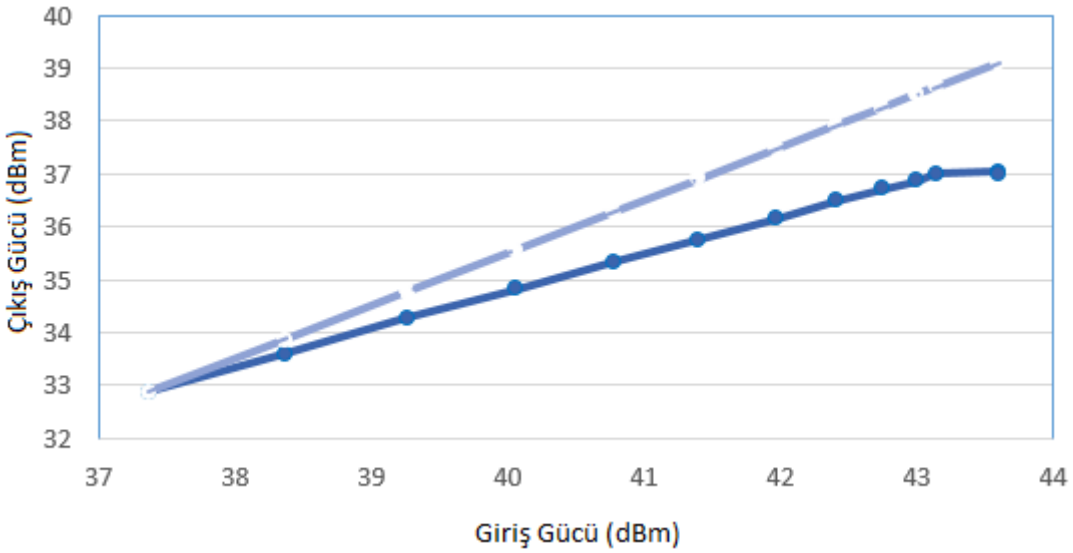


Şekil 74. İzolasyon benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

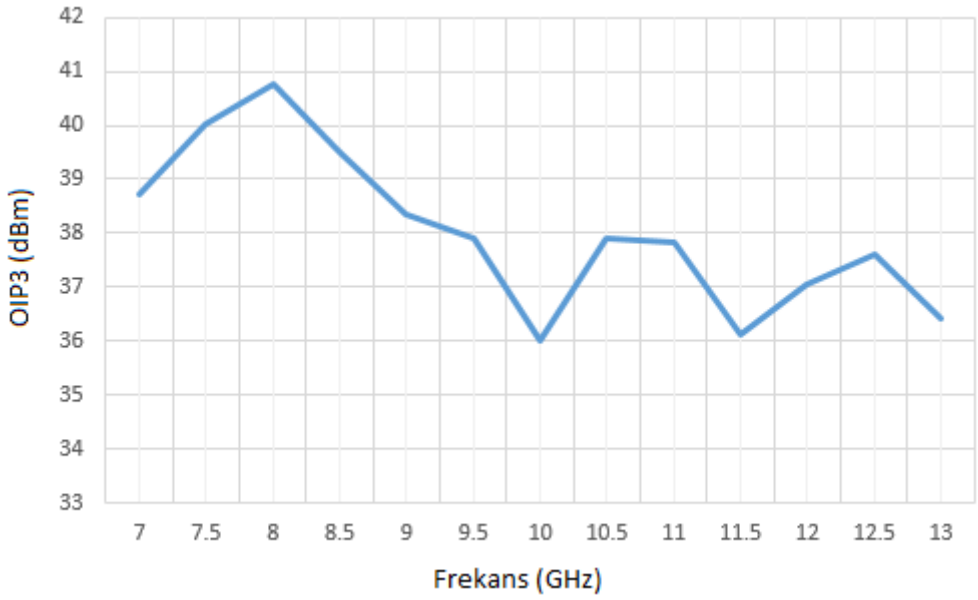


Şekil 75. Yansıma kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

Güç kapasitesi ve doğrusallık ölçümleri için aynı teknolojiyle üretilen Bölüm 2'de anlatılan güç yükselteci giriş kaynağı olarak kullanılmış ve ölçümler tasarlanıp üretilen PCB ile gerçekleştirilmiştir. Çıkış gücünün giriş gücüne bağlı değişimi Şekil 76'da çizdirilmiş ve P1dB noktasının yaklaşık olarak 41 dBm giriş gücünde oluştuğu görülmüştür. Bant boyunca OIP3 değişimi Şekil 77'de çizdirilmiş ve 36-40.7 dBm arasında kaldığı görülmüştür.



Şekil 76. P1dB ölçümü

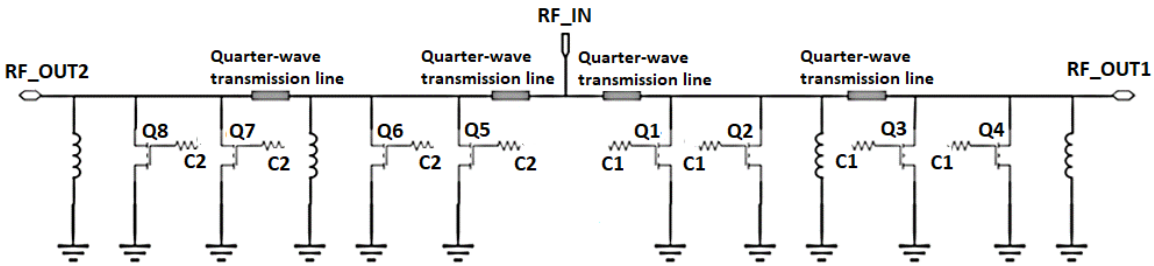


Şekil 77. Frekansa bağlı OIP3 değişimi

4.3 Anahtar-2

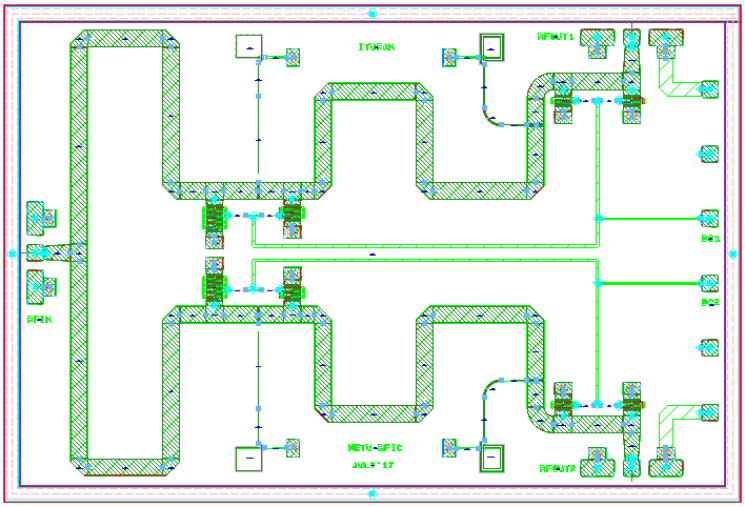
4.3.1 Tasarım

Anahtar-2'nin tasarımı Anahtar-1 ile benzer olarak, çeyrek dalga boylu iletim hattı kullanılarak yapılmıştır. Arka arkaya 2 iletim hattı- paralel transistör yapısı kullanılarak izolasyonun artması amaçlanmıştır. Anahtar 2'ye ait şematik Şekil 78'de görülebilmektedir. Q1/Q5, Q2/Q6, Q3/Q7 ve Q4/Q8'in kapı genişlikleri sırasıyla 9x100 µm, 5x100 µm, 3x100 µm ve 3x100 µm'dir.

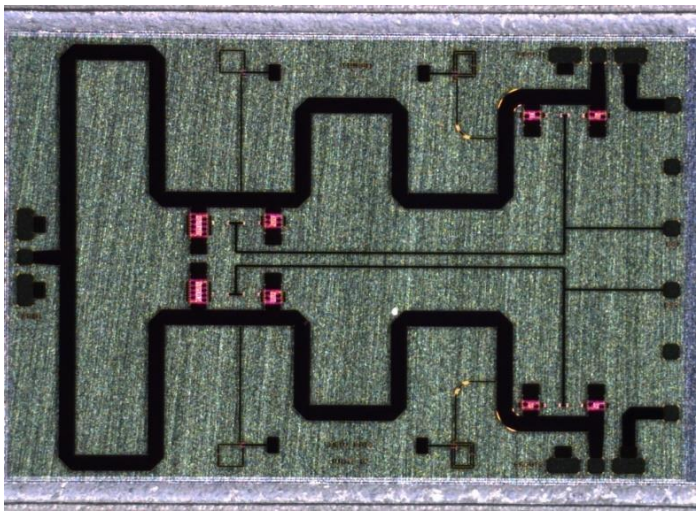


Şekil 78. Anahtar-2'ye ait şematik

Anahtarın üretime giden serim görüntüsü ve üretilen anahtarın mikroskop ile çekilen fotoğrafı Şekil 79 ve Şekil 80'de görülebilmektedir. Üretilen anahtarın boyutları 4.1 x 2.7 mm^2'dir.



Şekil 79. Anahtar-2'ye ait serim görüntüsü

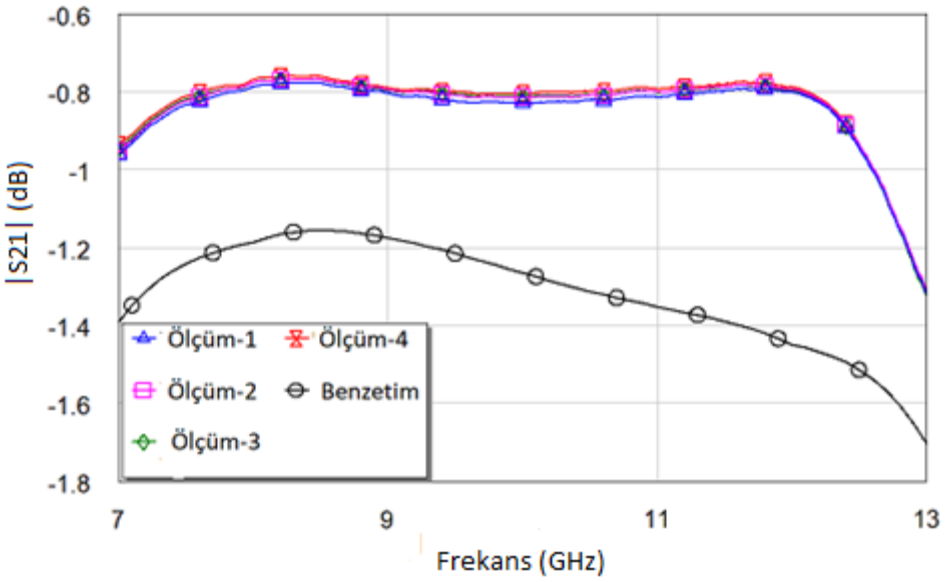


Şekil 80. Üretilen anahtarın fotoğrafı

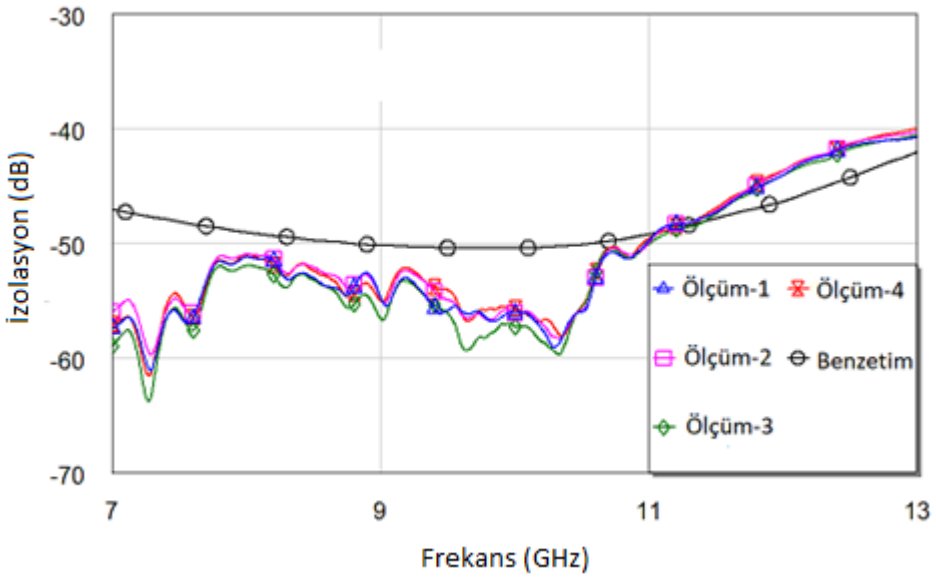
4.3.2 Benzetim ve Ölçüm Sonuçları

Üretilen 4 adet anahtar için prob istasyonu ile yapılan ölçüm sonuçları ve EM benzetim sonuçları karşılaştırması araya girme kaybı, izolasyon ve yansıma kaybı için sırasıyla Şekil 81, Şekil 82 ve Şekil 83'de görülebilmektedir. Prob istasyonu ölçümleri ODTÜ'de ve Analog Devices'ta ayrı ayrı gerçekleştirilmiş ve aynı sonuçlar elde edilmiştir. Üretilen anahtar, çalışılan bantta yaklaşık 0.8 dB araya girme kaybı ve bandın çoğunda 50 dB'den yüksek izolasyonla literatürde ulaşılabilen en iyi performanslardan birini sergilemektedir. Daha önce de belirtildiği gibi, benzetim sonuçlarından daha başarılı ölçüm sonucu elde edilince, ölçümler Analog Devices firmasının test düzenekleriyle tekrarlanmış ve aynı sonuçların elde

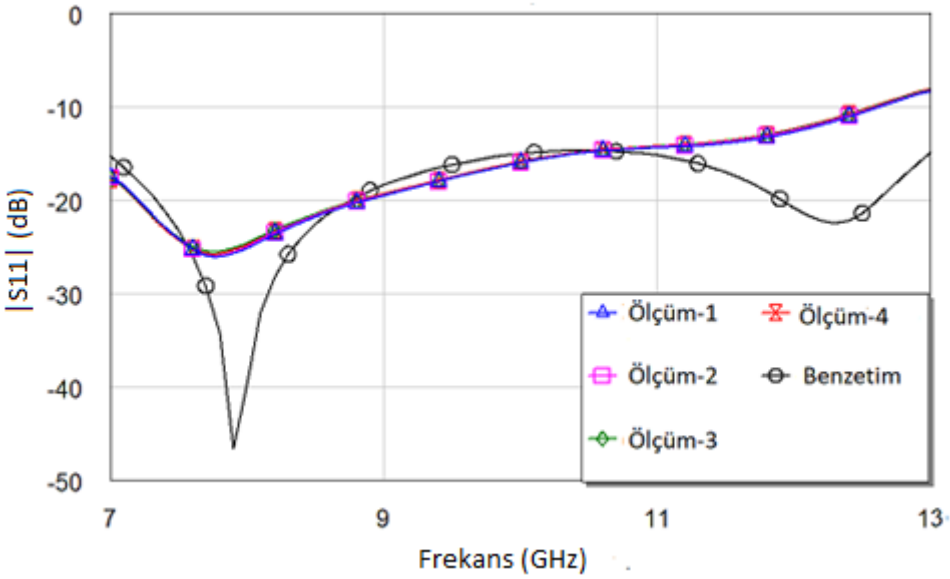
edildiği görülmüştür. Dolayısıyla aradaki farkın ölçüm hatasından değil, benzetimde kullanılan anahtar transistörü modellerinin üretimi yapan WIN firmasının sürekli geliştirmekte olduğu GaN teknolojisinin son halini yansıtmamasından kaynaklandığı düşünülmektedir.



Şekil 81. Araya girme kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

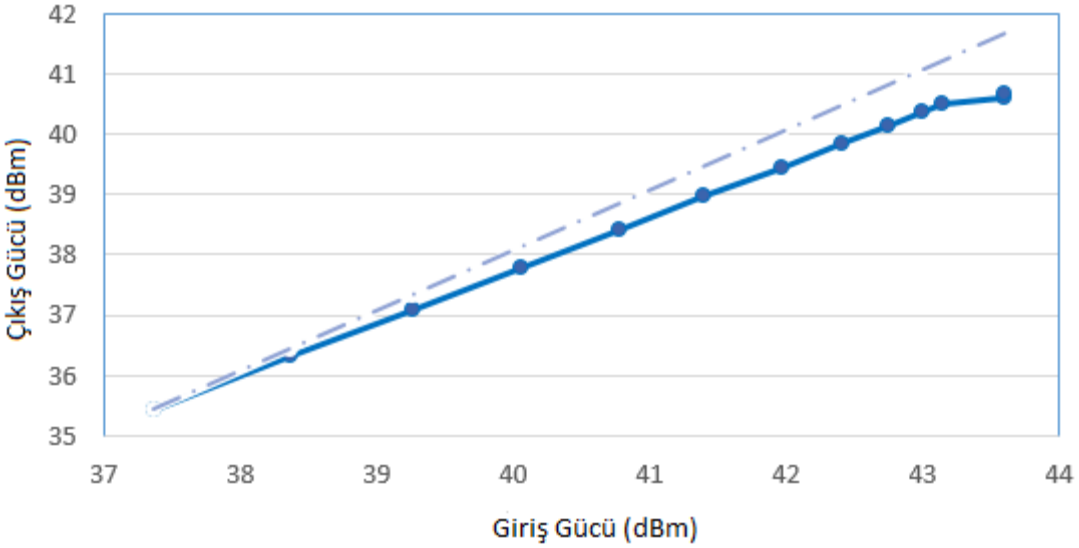


Şekil 82. İzolasyon benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

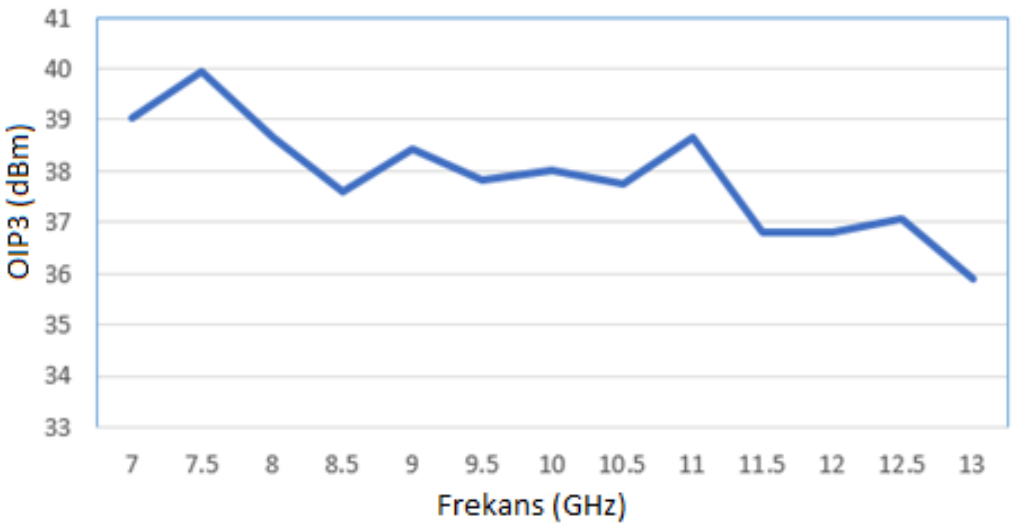


Şekil 83. Yansıma kaybı benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırması

Güç kapasitesi ve doğrusallık ölçümleri için aynı teknolojiyle üretilen güç yükselteci giriş kaynağı olarak kullanılmış ve ölçümler tasarlanıp üretilen PCB ile gerçekleştirilmiştir. Çıkış gücünün giriş gücüne bağlı değişimi Şekil 84'de çizdirilmiş ve P1dB noktasının yaklaşık olarak 43.3 dBm giriş gücünde oluştuğu görülmüştür. Bant boyunca OIP3 değişimi Şekil 85'de çizdirilmiş ve 37-39 dBm arasında kaldığı görülmüştür.



Şekil 84. P1dB ölçümü



Şekil 85. Frekansa bağlı OIP3 değişimi

4.4 Sonuç ve Değerlendirme

Tablo 4'de GaN teknolojisiyle üretilen anahtarların araya girme kaybı, izolasyon, yansıma kaybı, sıkışmaya uğradığı güç değeri ve çip alanı parametreleri karşılaştırılmıştır. Anahtar-1 ve Anahtar-2'nin literatürde ulaşabilen anahtarlar arasında en iyi performanslardan birini sergilediği görülmektedir. Anahtarların tek dezavantajı düşük araya girme kaybı ve yüksek izolasyon değerlerine ulaşılmasını sağlayan çeyrek dalga boylu iletim hatlarının sebep olduğu geniş çip alanıdır. Yapılan bu çalışma Mediterranean Microwave Symposium 2018 konferansında sunulmuştur (Memioğlu, 2018b).

Tablo 4. GaN Anahtarların Karşılaştırılması

Referans	Çalışma Bandı (GHz)	Araya Girme Kaybı (dB)	İzolasyon (dB)	Yansıma Kaybı (dB)	Güç (dBm)	Sıkışma (dB)	Çip Alanı (mm^2)
Campbell ve Dumka (2010)	0-12	1	30	12	41	0.4	1.15x1.66
	0-18	1.5	25	12	40	0.4	1.15x1.66
Janssen vd. (2008)	8-11	3.5	30	10	44	-	4x1.8
Masuda	0-12	1.2	30	-	39.2	1	1.8x2.4

vd. (2012)							
Osmanoglu (2014)	0-12	1.4	20	14.5	40.5	0.2	1.7x0.94
Ciccognani vd. (2008)	8-11	1	37	13	>39.5	1	2.4x1.9
Alleva vd. (2008)	8-11	1	37	13	39	1	2.4x1.9
	2-18	2.2	25	11	38	1	2x1.7
Anahtar-1	**8-12**	**0.3**	**28.5**	**13**	**41**	**1**	**2.9x2.1**
Anahtar-2	**8-12**	**0.8**	**44**	**13**	**43.3**	**1**	**4.1x2.7**

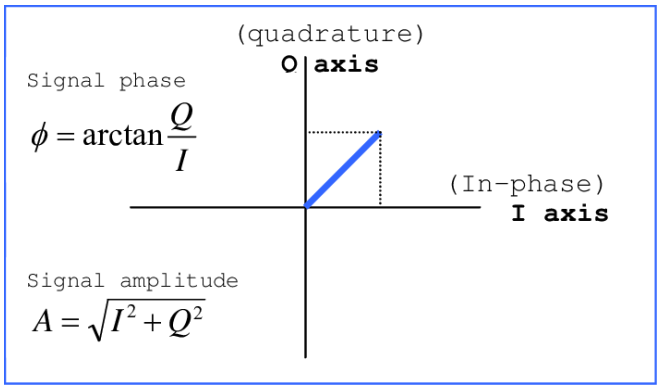
5. VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIMI

5.1 Giriş

Faz dizili anten sistemlerinde huzmenin istenen yöne döndürülmesi, huzme şeklinin istenildiği gibi ayarlanabilmesi ve yan kulakçık düzeylerinin bastırılabilmesi için her anten elemanına giden işaretin genliğini ve fazının uygun bir şekilde ayarlanması gerekmektedir. Bu nedenle almaç/göndermeç devrelerinde genliği ayarlamak için zayıflatıcı; fazı ayarlamak için faz kaydırıcı kullanılır. Bir diğer seçenek de zayıflatıcı ve faz kaydırıcının fonksiyonlarını birleştiren vektör modülatör devresi kullanmaktır, (Robertson, 2001; McPherson 2001).

Vektör Modülatör gelen işarete hem faz kontrolü hem de genlik kontrolü sağlayabilen bir yapıdır. Temel çalışma prensibi şu şekilde açıklanabilir; ilk olarak gelen işaret doksan derece faz farkı olan iki işarete bölünür (I ve Q sinyalleri). Daha sonra, bu iki işaretin genlikleri değiştirilerek oluşan I ve Q bileşenleri birleştirilip hem faz kayması hem de genlik değişimi aynı anda elde edilmiş olur. Proje kapsamında faz kaydırıcı ve zayıflatıcı devreleri ayrı olarak tasarlanmak yerine bu iki işlevi aynı anda yerine getirebilecek vektör modülatör devresi geliştirilmiştir. Vektör modülatörün performansı, büyüklüğü ve maliyeti, radar, faz dizili anten, RF-önyüz gibi uygulamalarda tercih edilmesine yol açmıştır. Vektör modülatörler, istenildiğinde, faz kaydırıcı ve zayıflatıcı gibi kontrol elemanı olarak da kullanılabilirler. Vektör modülatör, genlik sabit bir seviyede tutulursa, sabit genlikli faz kaydırıcı olarak veya faz farkı sabit bir değerde tutulursa zayıflatıcı olarak çalışabilir.

I-Q düzlemindeki herhangi bir işaret Şekil 86'da gösterilmektedir. Her işaretin bir I genliği ve Q genliği vardır. Birbirine dik bu iki işaretin toplamı ile oluşan işaretin (mavi hat) bir genliği ve bir fazı vardır.



Şekil 86. I-Q düzlemi

I-Q düzleminde bir işaretin genliği:

$$A = \sqrt{I^2 + Q^2} \qquad (5.1)$$

bağıntısı ile bulunabilir.

I-Q düzleminde bir işaretin fazı:

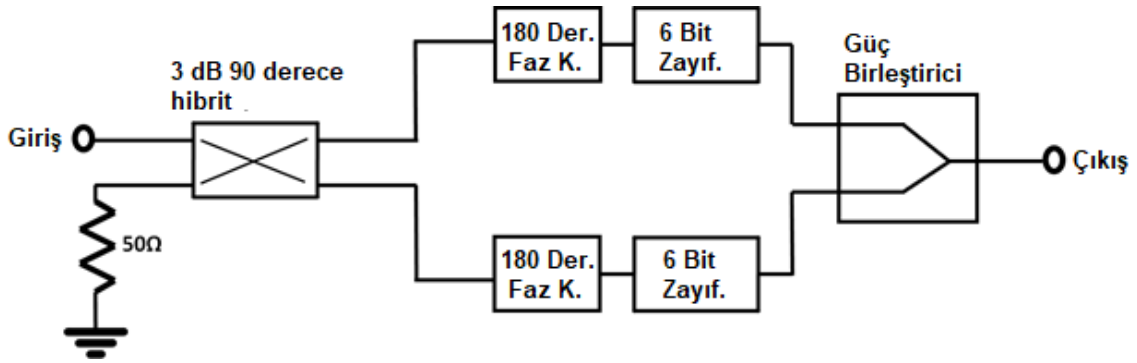
$$\theta = \arctan(\frac{Q}{I}) \qquad (5.2)$$

bağıntısı ile bulunabilir.

Proje kapsamında geliştirilen, zayıflatıcı ve faz kaydırıcı fonksiyonlarını birleştiren vektör modülatör devresinin tasarımı ve ölçüm sonuçları bu bölümde anlatılmaktadır. Literatürde şu ana kadar yapılan araştırmalarda GaN tabanda zayıflatıcı temelli bir vektör modülatör devresi görülmemiştir. Yapılan vektör modülatör tasarımı ile 6 bit zayıflatıcı kullanarak 1 dereceden daha düşük faz kayması elde edilmesi hedeflenmiştir. Böylece mevcut yapılabilecek olan faz kaydırıcıya göre daha yüksek faz hassasiyeti sağlanması planlanmıştır.

5.2 Sistem Tasarımı

Vektör modülatör tasarımı için gerekli olan dört ana devre vardır. Bunlar sırasıyla 3 dB 90 derece hibrit, 180 derece faz kaydırıcı, değişken zayıflatıcı ve aynı fazda güç toplayıcısıdır. Vektör modülatörün devre şeması Şekil 87'de görülmektedir. İlerleyen bölümlerde her bir alt devrenin tasarımı ayrı ayrı anlatılacaktır.

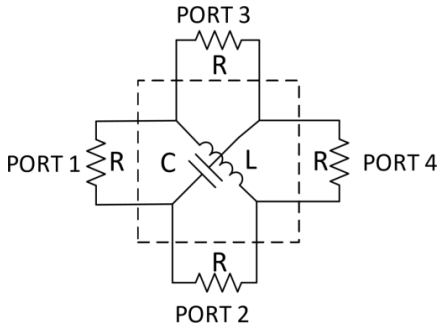


Şekil 87. Vektör modülatör sistem diagramı

5.2.1 3 dB 90 Derece Hibrit Tasarımı ve Sonuçları

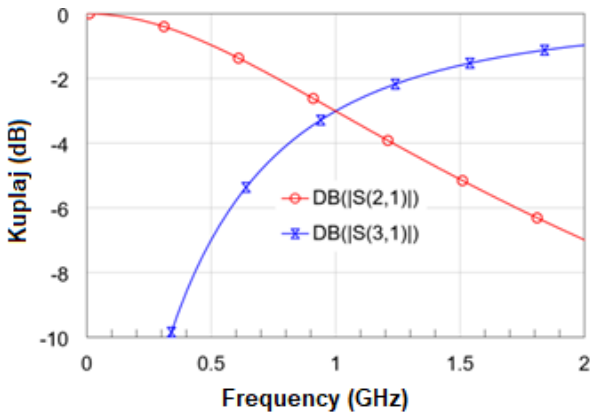
Girişteki sinyali I ve Q sinyallerine ayırmak için bir 90 derecelik hibrit gerekmektedir. Mevcut 3 dB 90 derece hibritler genellikle dar bantta çalışmaktadır. Bu hibritin genişbant tasarımları ise genellikle çeyrek dalga boyu hatlarla yapıldığından çip içerisinde çok yer kaplamaktadır. Çip içine sığabilecek ve geniş bant bir yapı tasarlanması gerekmektedir. Bu tasarım için özgün bir çözüm önerilmiştir. Alternatif genişbant yapılar içerisinden özgün bir çalışma yapılıp tasarımı tamamen kendimize ait bir yapı geliştirilmiştir. Bu yapı sayesinde hem X-bantta çalışma sağlanmış hem de 3 dB 90 derece hibrid fonksiyonu gerçekleştirilmiştir.

Kullanılan yapının tamamen toplu elemanlar yani kapasitör ve indüktörler ile yapılmıştır. Basit bir toplu eleman hibridi Şekil 88'te verilmektedir. (Toker, 1977)



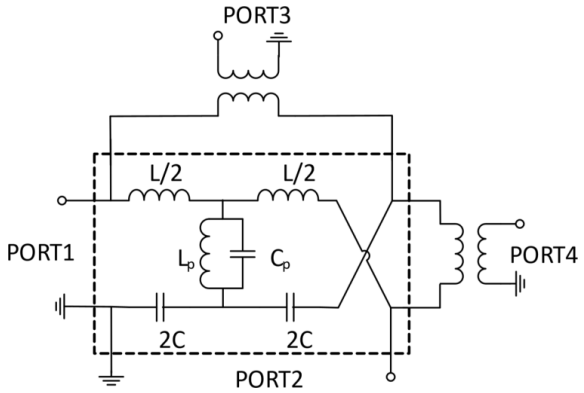
Şekil 88. Basit hibrit yapısı

Şekil 88'de verilen yapıda bir adet indüktör ve bir adet kapasitör kullanılmaktadır ve bu yapı 2. ve 3. port arasında frekansa bağımsız bir şekilde 90 derecelik faz farkı yaratmaktadır. Fakat genlik olarak sadece indüktör ve kapasitansın rezonans frekansında gelen sinyali tam olarak ikiye ayırmaktadır. O yüzden sadece tek bir frekansta 3 dB 90 derecelik hibrid olarak çalışmaktadır. Şekil 89 hibridin genlik tepkisini göstermektedir. Görüldüğü gibi sadece tek frekansta 3 dB bölmektedir.



Şekil 89. Basit hibrid yapısının genlik tepkisi

Kendi orijinal yapımızda ise hem portların ortak toprak sorununa bir çözüm bulmayı hem de bu genlik tepkisinin geniş bantta 3 dB olmasına çalıştık. Sonuç olarak ortaya çıkarttığımız yapının devre şeması Şekil 90'da görülmektedir.

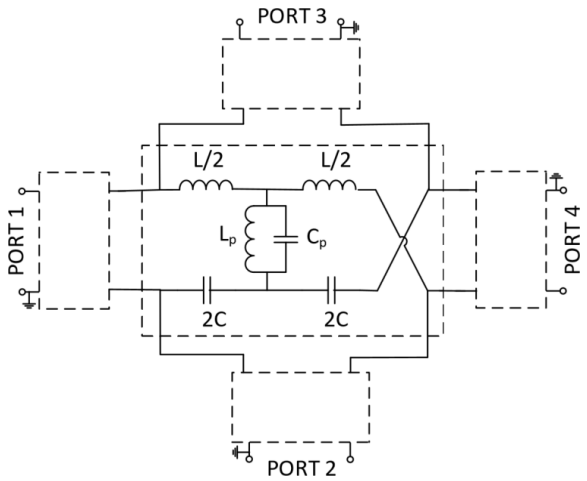


Şekil 90. Önerilen hibrid yapısı

Bu yapıda bobin ve kapasitörlerin arasına Lp ve Cp elemanları bağlanılarak oluşturulan yapıda bant artışı hedeflenmiştir. L ve C ile Lp ve Cp aynı frekansta rezonansa gelmektedir. Böylece bant boyunca genlik tepkisinin düzeltilmesi amaçlanmıştır. Önceki yapıya göre tek dezavantajı buradaki faz tepkisi frekansa bağlıdır. Belli bir bant içerisinde 90 derece faz farkını sağlayıp bant dışında karakteristiği bozulmaktadır.

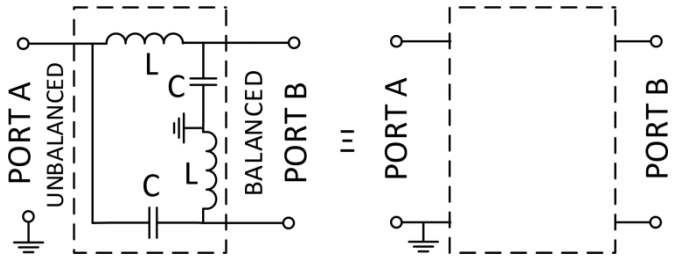
Bu yapının çözdüğü diğer bir sorun ise portlar arası ortak toprak sorunudur. Trafoların eklenmesi ile portlar tamamen farklı topraklara ya da aynı toprağa bağlanabilirler ve bu da tasarımda bir avantaj olarak karşımıza çıkmaktadır.

Temel olarak çip içerisinde trafo yapısının çok geniş bir bant sağlayamamasından dolayı buradaki trafolar, Şekil 91'deki balunlarla değiştirilmiştir.



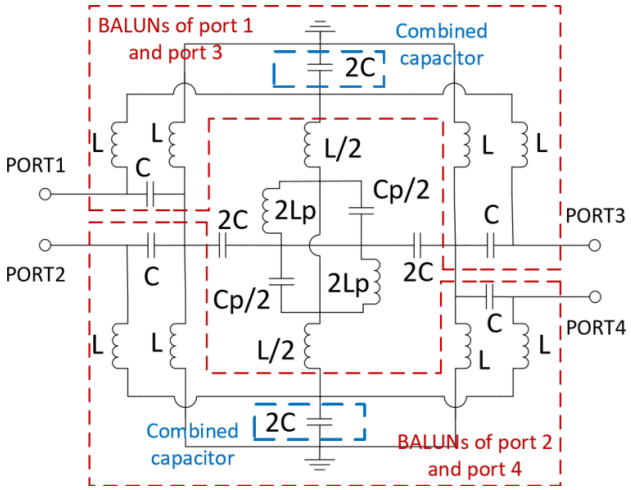
Şekil 91. 4 adet balunla oluşturulan hibrid yapısı

Yine çip içerisinde geniş bantlı balun tasarlamak zor olacağından bu balunları kristal balun yapıları (Bakalski, 2002) ile değiştirilmiştir. Şekil 92'deki kristal balun yapısını göstermektedir.

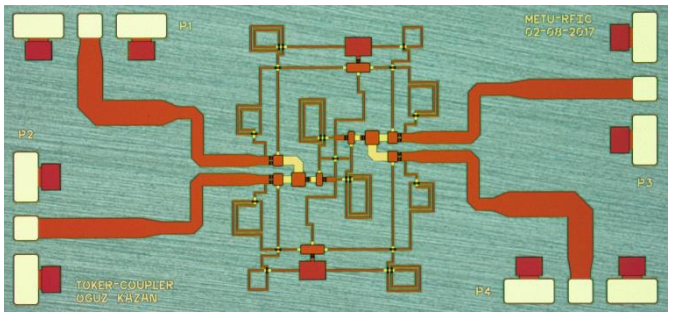


Şekil 92. Kristal Balun yapısı

Kristal Balun yapısı ile bütün devre tamamen toplu elemanlar ile tasarlanabilmektedir. Şekil 93 çip içinde tasarlanan devrenin bir şemasını vermektedir. Şekil 94'de üretilen çipin bir fotoğrafı mevcuttur.



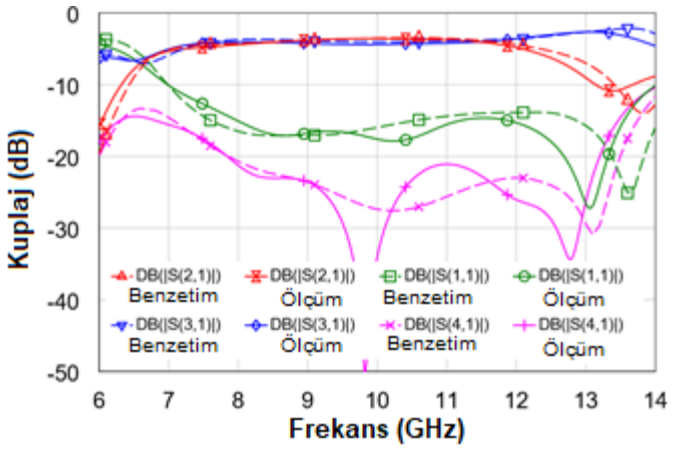
Şekil 93. Genişbant 3 dB 90 derece hibrid şeması



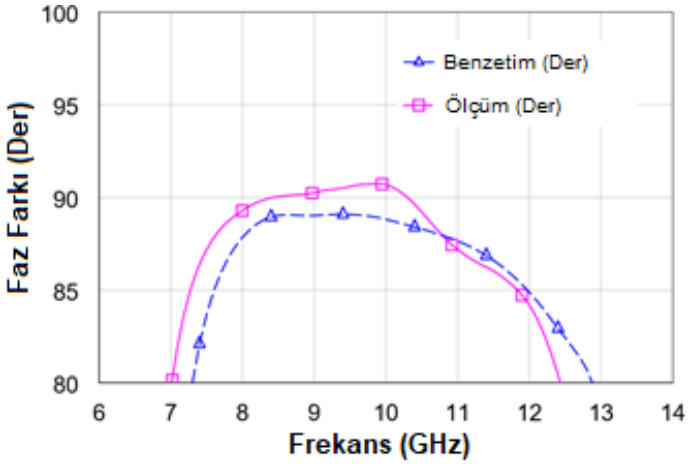
Şekil 94. Üretilen genişbant 3 dB 90 derece hibrid fotoğrafı

Ölçüm sonuçları benzetim sonuçları ile Şekil 95'de karşılaştırılmıştır. Ölçüm sonuçlarında port yansımaları -10 dB'nin altında kalmış olup 2. ve 3. port 1 dB kayıp ile ±0.5 dB genlik

sapmasıyla sinyali ikiye bölmektedir. Faz tepkisi ise Şekil 96'da ölçüm ve benzetim sonuçları karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Burada da istenilen bant içerisinde ± 5 derece tutturulmuştur.



Şekil 95: Genişbantlı hibrid genlik ve yansıma tepkileri



Şekil 96. Genişbantlı hibrid faz tepkisi

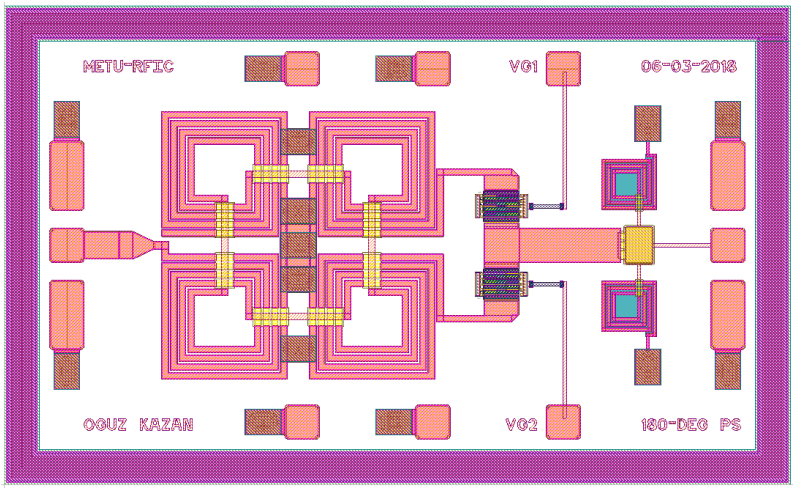
Sonuç olarak X-bantta başarılı bir şekilde çalışan bir hibrid yapısı üretilmiştir. Faz ve genlik tepkileri istenilen düzeyde olup vektör modülatör tasarımında kullanılmaya elverişlidir. Yapılan bu çalışma Microwave Component Letters dergisine yollanılmıştır ve değerlendirme aşamasındadır.

5.2.2 180 Derece Faz Kaydırıcı Tasarımı

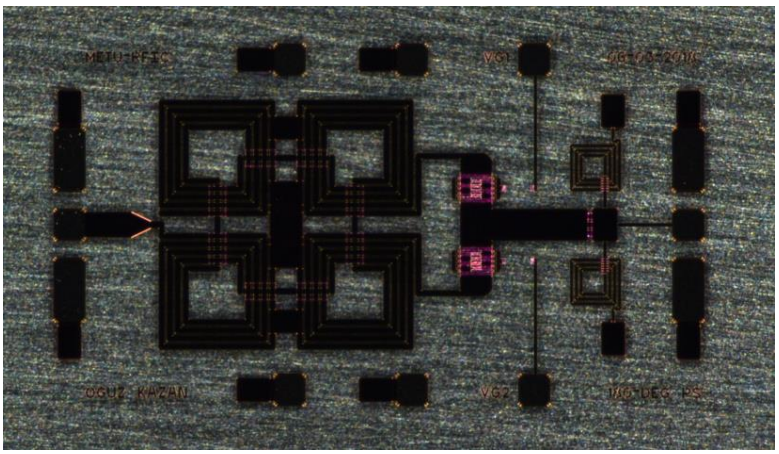
180 derece faz kaydırıcının temel amacı I-Q düzleminin bütün kuadrantlarının taranabilmesini sağlamaktır. Literatürdeki mevcut 180 derece faz kaydırıcılar genellikle dar bantta çalışmaktadır. Çip içine sığabilecek ve geniş bant bir yapı tasarlanması

gerekmektedir. Bu tasarım için orijinal bir çözüm öne sürülmüştür. Özgün bir çalışma yapılıp tasarımı tamamen kendimize ait bir yapı geliştirilmiştir. Bu yapı sayesinde hem X-bantta çalışma sağlanmış hem de başarılı bir şekilde 180 derece faz kaydırma fonksiyonu gerçekleştirilmiştir.

Özgün tasarımın işlevselliği serimindeki simetriden gelmektedir. 180 derece faz kaydırıcının serimi Şekil 97'de verilmiştir. Üretilen devrenin fotoğrafi ise Şekil 98'da verilmiştir.



Şekil 97. 180 derece faz kaydırıcının serimi

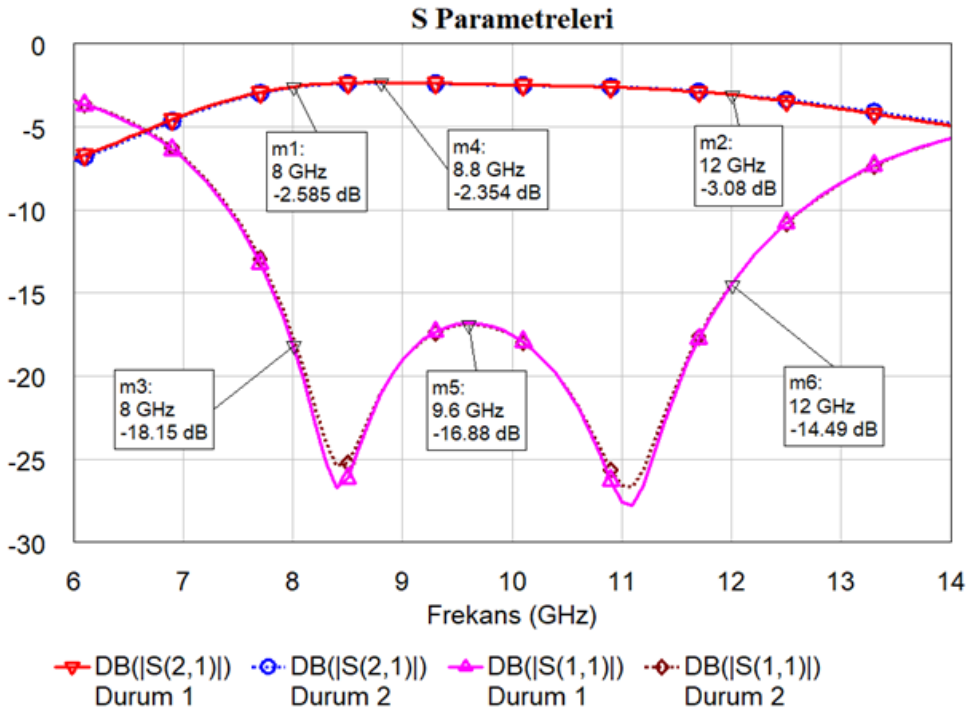


Şekil 98. 180 derece faz kaydırıcının fotoğrafı

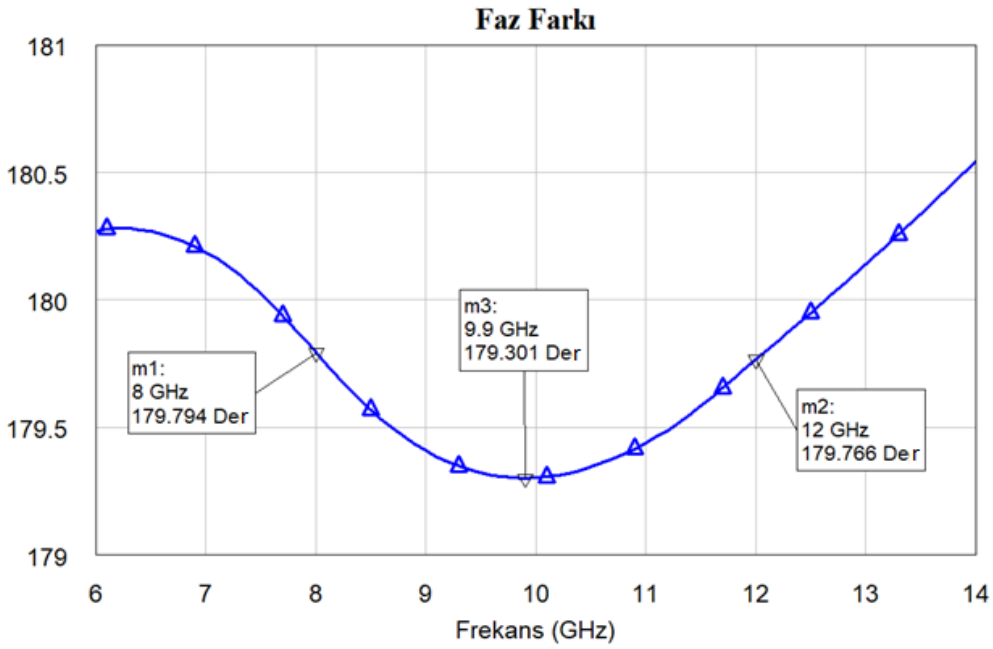
Tasarlanan 180 derece faz kaydırıcı sayısal olarak kontrol edilmektedir. Devrenin iki farklı sayısal olarak kontrol edilen durumu (state) vardır ve durumların arasındaki faz farkı 180 derecedir. Tasarimda iki tane anahtar transistör vardir. Her bir durumda transistörlerden

birisi kapalı diğeri ise açık olmalıdır. Transistörü kapamak icin transistöre – 40 V kapı gerilimi uygulanmalıdır. Transistörü açmak için transistörün kapısına 0 V uygulanmalıdır.

Tasarımın benzetim sonuçları Şekil 99 ve Şekil 100'de verilmiştir.



Şekil 99. 180 derece faz kaydırıcının S parametrelerinin benzetim sonucu



Şekil 100. 180 derece faz kaydırıcının faz farkı benzetim sonucu

Şekil 99 ve Şekil 100'den anlaşılabileceği gibi, iki durum arasındaki S_{21}'lerin farkı yok denilecek kadar azdır ve X bandında −3 dB'den daha iyidir. S_{11}'leri ise X bandı içinde −15 dB'den azdır. Ayrıca X bandında faz farkının 180 dereceden sapması 0,7 dereceden azdır.

Tasarlanan bu yapı vektör modülatörün diğer birimleriyle birleştirilerek vektör modülatör tümleşik devresinde yerini almıştır.

5.2.3 Sayısal Adım Zayıflatıcı Tasarımı

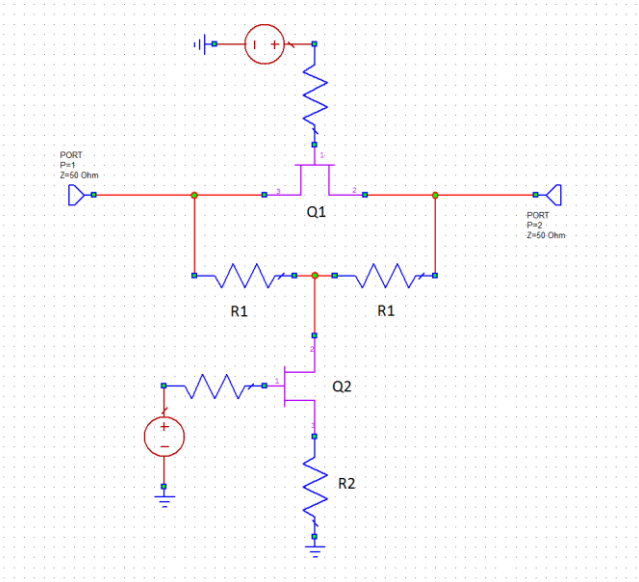
Zayıflatıcı devrenin temel amacı girişten gelen RF işaretin istenilen miktarda zayıflatılmasıdır. Sayısal zayıflatıcı sabit zayıflatma değerleri olan devreler ile hazırlanır. Gerekli zayıflatma değerini vermek için bu devreler gerektiği zaman sayısal kontrol ile açılır ve kapatılır. Bu sayede belli bir zayıflatma aralığı ile istenilen zayıflatma elde edilir.

Zayıflatıcı devre tasarımlarında genel olarak 3 adet temel devre topolojisi mevcuttur. Bu temel topolojiler:

1. T-zayıflatıcı
2. Pi-zayıflatıcı
3. Köprü-T zayıflatıcıdır.

Sürüm zayıflatıcı devresi projede önerildiği üzere 6 bit olarak tasarlanmıştır. Adım aralığı 0.5 dB olacak şekilde, 0.5 dB, 1 dB, 2 dB, 4 dB, 8 dB ve 16 dB zayıflatıcı temel devreleri tasarlanıp bir araya getirilmiştir. Aynı zayıflatıcı vektör modülatör devresinde faz kaydırıcı olarak kullanılacağından bitler arasındaki geçişte asgari düzeyde faz kayması sağlanmaya çalışılmıştır. İdeal bir zayıflatıcı tasarımında bitler arasında herhangi bir faz değişimi gözlenmez; çünkü devre tamamen dirençlerden ve ideal anahtarlardan oluşacağı için bir faz farkı getirmez. Fakat, anahtarlar ideal olmadığı için ve serimdeki hatlardan gelen faz kaymalarından dolayı bitler arasında faz farkı gözlemlenir. Yukarıdaki 3 temel topoloji arasında, bitler arası faz farkı göz önüne alındığında araştırmalar ve gerekli benzetimler sonucunda en asgari faz farkını T-zayıflatıcının sağladığı sonucuna varılmıştır ve tasarım tamamen T-zayıflatıcı kontrol bitleri ile tasarlanmıştır.

T-zayıflatıcı Şekil 101'de gösterilmiştir. Bu tasarımda gerekli direnç değerleri (5.3) ve (5.4)'deki formüllerle hesaplanmaktadır. Gerçekte oluşan direnç değerleri, anahtarların iç dirençlerinden kaynaklı olarak hesaplanan değerlerden farklı değerlere sahip olmaktadır.



Şekil 101. T-Zayıflatıcı devresi

$$R_1 = 50.\frac{10^{\frac{k}{20}} - 1}{10^{\frac{k}{20}} + 1} \qquad (5.3)$$

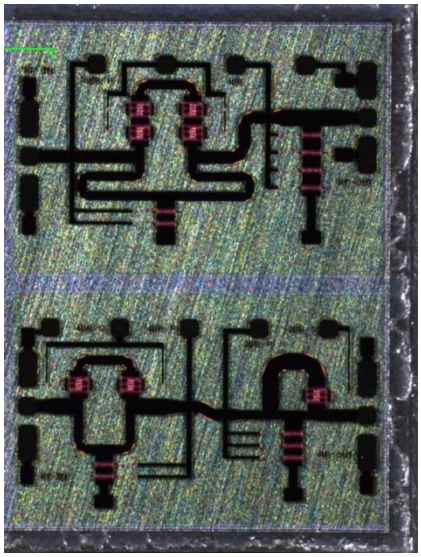
$$R_2 = \frac{100.\,10^{\frac{k}{20}}}{10^{\frac{k}{10}} - 1} \qquad (5.4)$$

k: Zayıflatma oranı (dB)

Tasarım gerçekleştirilirken anahtar olarak WIN Semiconductor'ın anahtar için özel ürettiği transistör kullanılmıştır. Bu transistörün açılması için gereken kontrol voltajı 0 V ve kapanması için gereken kontrol voltajı – 40 V olarak üretici fabrika tarafından belirtilmiştir. Bu anahtar transistörleri zayıflatma bitlerinin açılıp kapanması için gerekli olan anahtarlama işlevini görecektir. Devre zayıflatma durumunda çalışırken, seri transistör (Q1) kapalı durumda ve paralel transistör (Q2) açık olmalıdır. Devre zayıflatma modunda kullanılmayacağı zaman, Q1 açık duruma ve Q2 kapalı duruma getirilmelidir.

Tasarımın ilk aşaması olarak bitler tek tek tasarlanıp zayıflatma değerlerine göre direnç, anahtar boyu ve serimler optimize edilmiştir. İkinci ve en önemli aşamada, tasarlanan devreler bir araya getirilip bütün zayıflatma değerlerine tekrar optimizasyon yapılmıştır. Bu optimizasyonda elektromanyetik benzetimlerden de yararlanılmıştır. Optimizasyon hedefi, zayıflatma değerleri ± 0.2 dB olacak şekilde ve bitler arası faz kayması 5 derecenin altında olacak şekilde ayarlanmıştır.

İlk zayıflatıcı tasarımında sadece 1 dB, 2 dB, 4 dB ve 8 dB'lik bitler üretilmiştir. Elimizdeki anahtar modellerinin yetersizliğinden dolayı modelleme amacıyla sadece bu bitler ikişerli gruplandırılarak üretime gönderilip ölçülmüştür. 4 bit zayıflatıcının fotoğrafı Şekil 102'de görülmektedir.



Şekil 102: 4 bit zayıflatıcının mikro- fotoğrafı

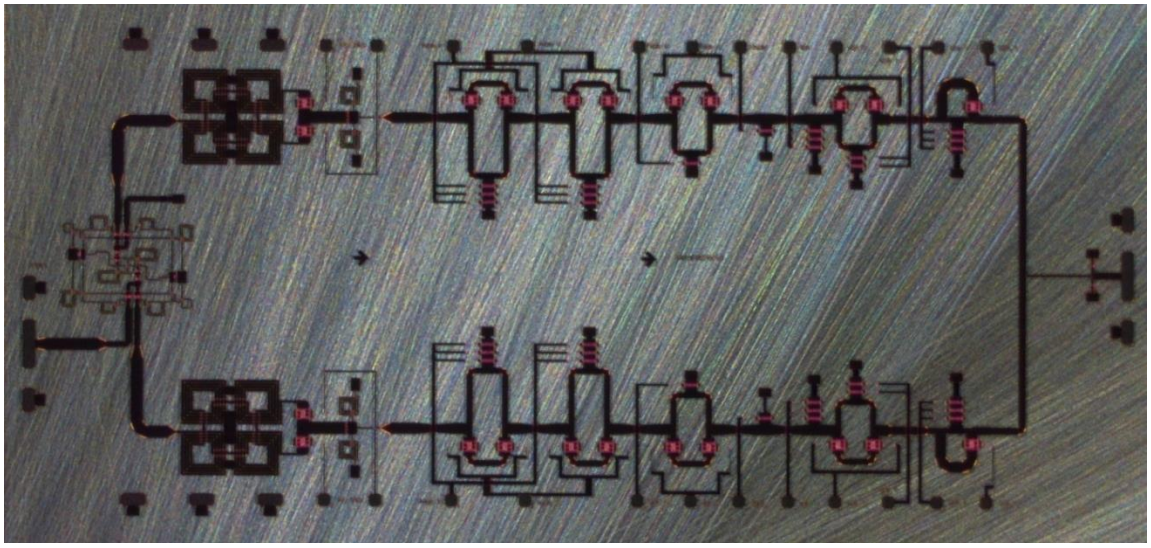
Bu bitlerin sonucu ile vektör modülatör tasarımında kullanılacak olan anahtarlar ile ilgili modelleme yapılıp bu modellerle 6 bit zayıflatıcı geliştirilmiştir. Mevcut bitlere ek olarak 0.5 dB ve 16 dB'lik zayıflatıcılar eklenip vektör modülatör oluşturulmuştur.

5.2.4 Güç Birleştirici Tasarımı

Güç birleştirici devresi vektör modülatörün çıkışında yer alacak olup her iki kolun 50 Ohm ile bir empedans uyumu sağlaması için tasarlanmıştır. Bu güç birleştiricisi aynı zamanda her iki koldan gelen gücü aynı fazda birleştirebilmeli ve aynı seviyelerde gelmeyen güçleri de efektif bir şekilde birleştirebilmelidir.

Bu sebeplerden dolayı normal bir güç birleştirici devresi tasarlanmıştır. Wilkinson güç devresinde kullanılan izolasyon direnci her iki koldan gelen farklı güçteki sinyali bir miktar eşitlemeye çalışıp operasyonu bozacağından dolayı tercih edilmemiştir.

Vektör modülatör devresi WIN Semiconductors firmasında ürettirilmiştir. Devrenin fotoğrafı Şekil 103'de verilmektedir.



Şekil 103. Üretilmiş vektör modülatör devresinin fotoğrafı

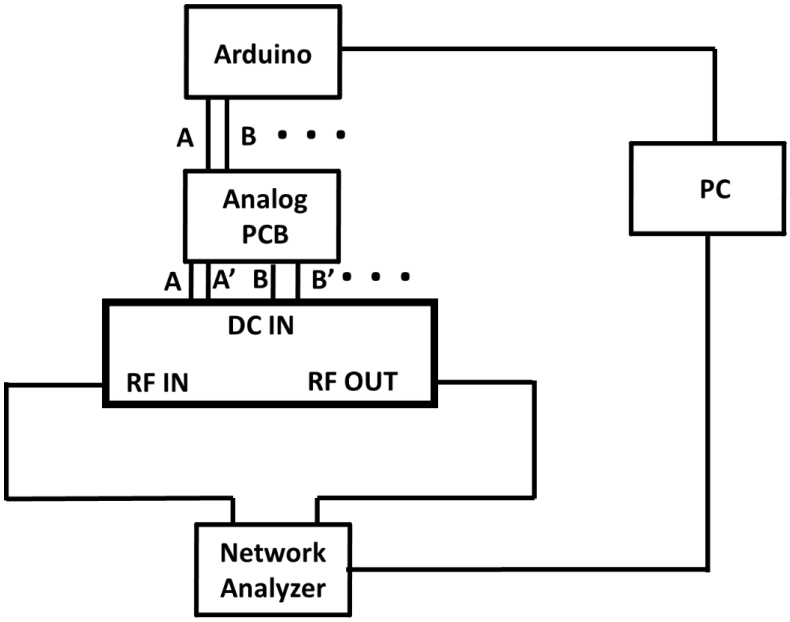
5.3 Ölçüm Düzenekleri

Vektör modülatörde çok fazla durum olmasından kaynaklı ekstra bir test otomasyonu için bir analog PCB ve Arduino mikroişlemci modülü kullanılmıştır. 2 adet 6 bit zayıflatıcı ve iki adet faz kaydırıcı toplamda 512 kademe olduğundan elle test edilemeyecek kadar fazladır.

Analog kart Arduino'dan çıkan sinyalleri 0 V veya – 40 V'a indirip gerekli bacaklara iletecek olan bir arayüz modülünü oluşturmaktadır. Analog kart – 40 V gücü düşük akımlı Arduino çıkışından iletebilmesi için araya optoelektronik röleler konulmuştur. Bu röleler sadece 2 mA kontrol akımı ile çok hızlı bir şekilde sinyali 0 V'dan – 40 V'a çekebilmektedir. Aynı zamanda tamamlayıcı sinyalleri oluşturmak adına bazı ters çevirici entegre devreleri kullanılmıştır.

Arduino mikroişlemci, anahtarların kontrolü için gerekli olan işlem bitlerini üretecek ve bilgisayardan gelen komutları izleyebilecek bir sistem olarak düşünülmüştür. Bilgisayar içerisinde Arduino ve Network Analyzer ile haberleşecek bir program yazılarak ve çalıştırıltırımıştır.

Şekil 104'deki düzenek kullanılarak s-parametreleri ölçülmüştür.



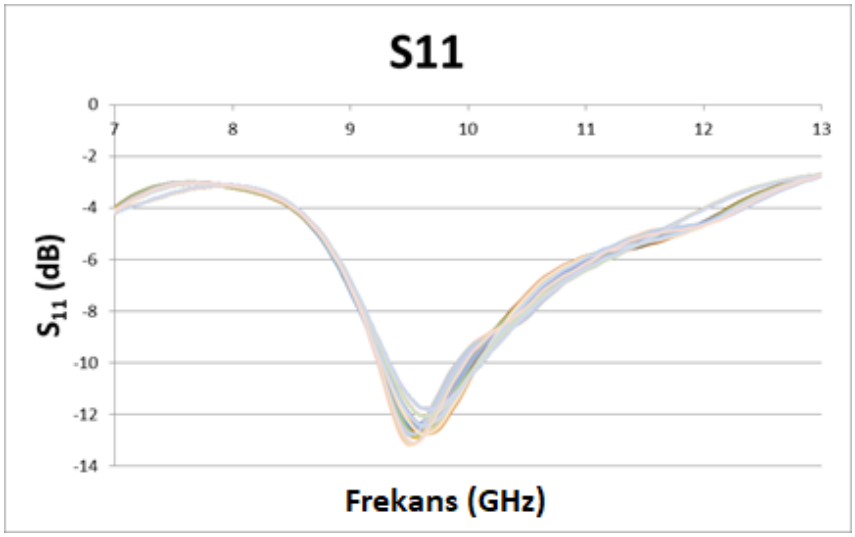
Şekil 104. Vektör Modülatör Test Düzeneği

5.4 Ölçüm Sonuçları

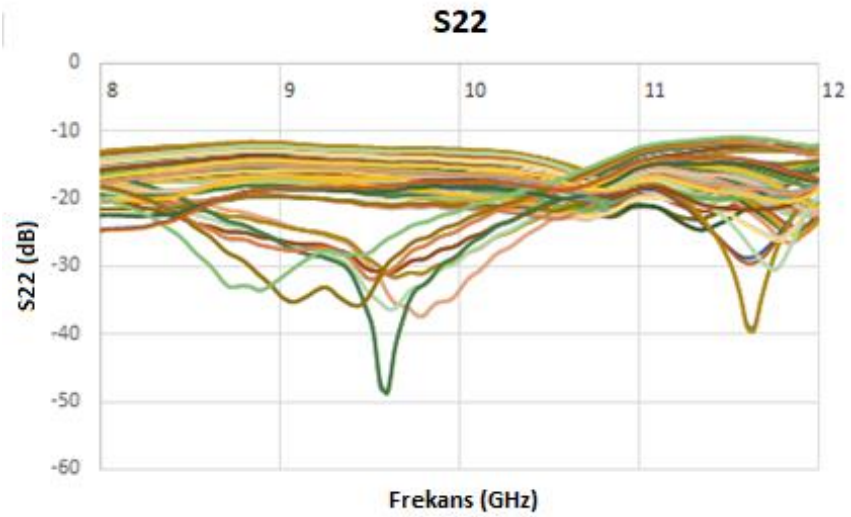
RF ölçümlerde sadece S parametreleri ölçülmüştür. Bu ölçümlerde faz değişimi ve zayıflatma için iki farklı ölçüm sonucu hazırlanmıştır.

Genel yansıma parametreleri Şekil 105 ve Şekil 106'da verilmiştir. S_{11} parametresi bant boyunca -4 dB'nin altında iken, S_{22} parametresi bant boyunca -10 dB'nin altında tutturulmuştur. Çıkış yansıması çok düzgün çıkmasına rağmen giriş yansımasının -4 dB'ye kadar çıkması, tel bağlamanın indüktör etkisi sonucu oluşmuştur.

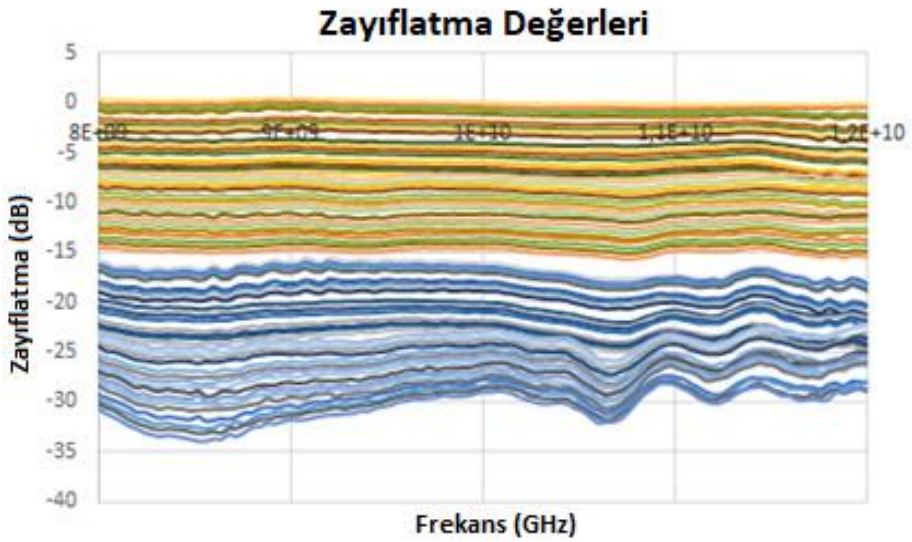
Vektör modülatörün zayıflatma düzeneğinde kullanılması sonucu oluşan S parametreleri Şekil 107'de verilmiştir. Grafikten de gözlendiği gibi zayıflatma adımları 0.5 dB'den 31.5 dB'ye kadar istenilen zayıflatmayı vermektedir. Grafikteki sonuçlar sadece alt ve üst taraftaki aynı bitler kapatıldığı zamanki zayıflatma değerlerini vermektedir. 0.5 dB'den daha düşük bir hassasiyet gerekirse bit konfigürasyonu değiştirilip ulaşılabilir.



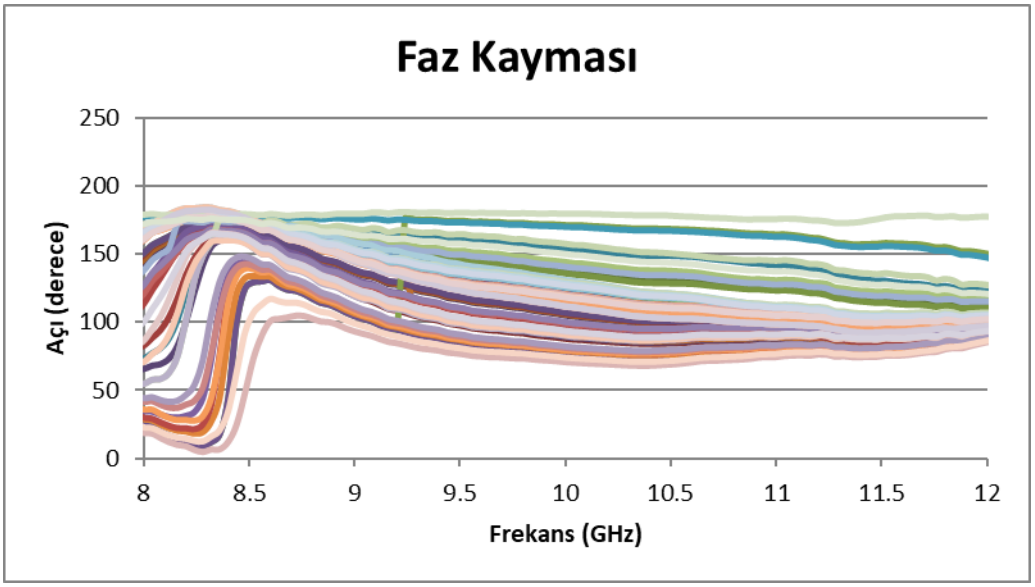
Şekil 105. Giriş yansıma kaybı



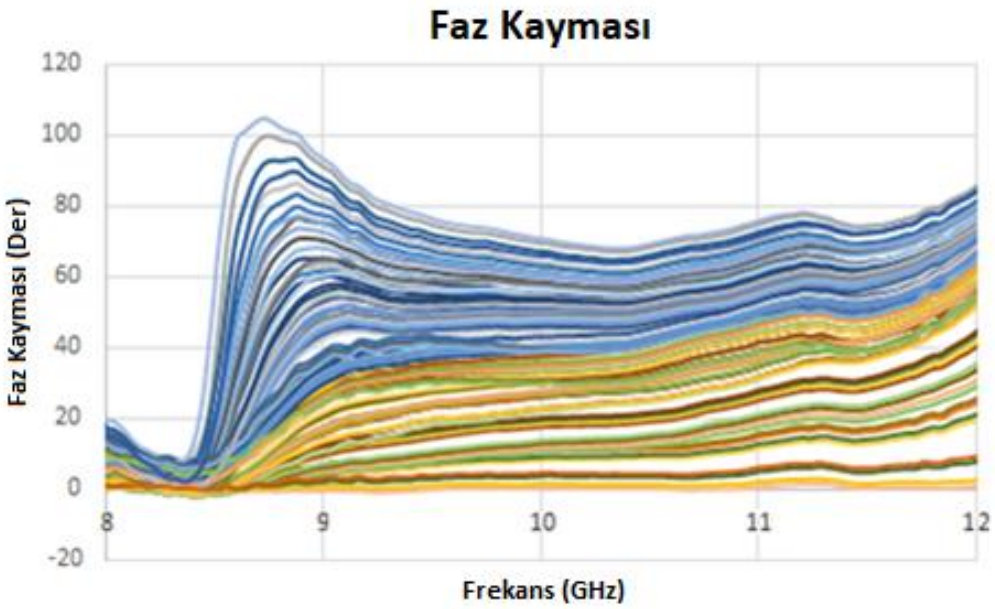
Şekil 106. Çıkış yansıma kaybı



Şekil 107. Zayıflatıcı zayıflatma adımları



Şekil 108. 90-180 derece faz kayması



Şekil 109. 0-90 derece faz kayması

0 dereceden 180 dereceye kadar olan faz kaymaları Şekil 108 ve Şekil 109'da verilmiştir. Her iki grafiğin toplamı 0 dereceden 180 dereceye kadar bir faz kayması vermektedir. Burada 8.5 GHz'de faz kayması 0 ya da 180 dereceye yaklaşmaktadır. Bu durum, giriş bağlayıcısının tel bağlama ile PCB'ye bağlandığında oluşan indüktansın 8.5 GHz civarında resonans yapmasından kaynaklanmaktadır.

5.5 Sonuç ve Değerlendirme

Ölçüm sonuçlarına göre vektör modülatör hem faz değiştirici hem de zayıflatıcı olarak kullanılabilmektedir. Giriş yansıma kaybı ve faz kaymasında 8.5 GHz etrafındaki rezonans dışında tamamen fonksiyonel bir tasarım olmuştur.

Vektör modülatör genel özellikler bakımından faz kayması ve zayıflatma işlemlerini yerini getirse de performans açısından bazı noktaların düzelmesi gerekmektedir. Öncelikle 8.5 GHz civarında faz karakteristiğinde oluşan rezonans yani faz değişiminin 0 dereceye gelmesi 8-12 GHz bandındaki operasyonu sınırlamaktadır. Aynı zamanda giriş yansıma kaybının 4 dB dolayında olması sorunun girişteki bağlayıcı devresinde olduğunu göztermektedir. Bağlayıcı tek başına ölçüldüğü zaman karakteristiğinde 8 GHz'nin altında aynı rezonans karakteristiğini göstermiştir. Girişteki tel bağlama bağlayıcının giriş empedansını bozduğu için bu rezonans gözlenmektedir. Daha sonraki üretimlerde çipin giriş kısmına uyum devresi konularak bant genişliği korunup rezonans frekansı 8 GHz'nin altına itilebilir. Faz karakteristiğinin 9-12 GHz

arasında ise istenilen karakteristiği göstermesi sonucu faz kaydırıcı olarak başarılı olduğunu söyleyebiliriz.

Araya girme kaybı 16 dB olarak ölçülmüştür. Vektör modülatör sadece zayıflatıcı ve bağlayıcı gibi pasif devrelerden oluştuğu için bu kayıp değeri normaldir. Vektör modülatör olarak yapılan birçok ürünün girişinde bir yükselteç kullanıldığı için genelde bu kayıp kompanse edilmektedir. Bu tasarımda yükseltici kullanılmadığı için araya girme kaybı bu kadar yüksek çıkmıştır.

Zayıflatma karakteristiği olarak sadece 16 dB'de 1 dB'lik bir sapma olmuştur. Ölçümler sırasında alt ve üst hattaki bitler aynı şekilde açılıp kapatılarak ölçülmüştür. Alt ve üst taraf asimetrik bir şekilde değiştirilerek bu ufak zayıflatma hatası düzeltilebilir. Mevcut ölçümlerde her iki tarafta da 16 dB biti açık olduğunda 17 dB'lik bir değişim görüldüğü için alt tarafta 16 dB açık olup üst tarafta 15 dB açılırsa o zaman çıkışta bu zayıflatma değeri 16 dB'lik zayıflama verebilir. Zayıflatma karakteristiğinin 8-12 GHz arasında düzgün çıkması ürünün zayıflatıcı olarak kullanılabileceğini göstermektedir.

6. SONUÇLAR

Bu proje kapsamında, faz dizili anten ve radarlarda alıcı/verici modüllerinde kullanılabilecek X bant tümleşik devre tasarımları ticari 0.25 µm SİC üzerinde GaN teknolojisi kullanılarak geliştirilmiştir. Yüksek güce dayanıklı, sınırlayıcı kullanımı gerektirmeyen düşük gürültülü yükselteç, yüksek güçlü almaç/göndermeç anahtarı, iki yüksek güç yükselteci ve vektör modülatör devresi tasarlanmış, üretilmiş ve ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları, geliştirilmiş tüm tümleşik devrelerin tasarım hedeflerine ulaştığını doğrulamıştır.

8-10 GHz ve 10-12 GHz bantlarında çalışan 2 güç yükselteci geliştirilmiştir. Tümleşik devrelerin her ikisi de % 25'ten daha fazla güç eklenmiş verimlilik (PAE) ile 25 W'tan daha yüksek güç çıkışı sağlamaktadır.

LNA tümleşik devre tasarımı tüm X Bandını kapsamaktadır. 2 W giriş gücüne dayandığı için, alıcı devresinde LNA'in önüne sınırlayıcı koymak gerekmeyecekir. Böylece mevcut LNA'lerden daha iyi performans gösterebilecek bir tümleşik devre elde edilmiştir. LNA'in gürültü figürü 2 dB'den düşük, kazancı 20 dB'den tüm X bant boyunca iyidir. Bu çalışmada üretici firmadan gelen standart transistör modellerindeki tutatsızlık nedeniyle özgün modeller geliştirilmiş ve son üretimde isterler sağlanmıştır.

Geliştirilen anahtar, 25 W altında çalıştığı için almaç/göndermeç modülünde tasarlanan yüksek yükselteci ile birlikte kullanılabilir. Ayrıca, ölçümlerle araya girme kaybının 1 dB'den düşük olduğu, izolasyonunda yüksek olduğu gösterilmiştir. Bu anahtar zaman bölmeli çift taraflı sistemlerde (time division duplex system) veya radarlarda rahatlıkla kullanılabilir.

Geliştirilen bu birimler bundan sonraki aşamada tektaş üstünde birleştirilerek küçük, performansı yüksek, kayıpları az alıcı/verici tümleşik devresi elde edilebilir. Bu tür devreler 5G haberleşme sistemleri, MIMO antenler, radar gibi uygulamalarda kullanılabilir.

Projede kullanılan teknoloji Bilkent Üniversitesi ve Aselsan ortaklığında geliştirilmekte olan milli GaN teknolojisine benzemektedir (AB Mikronano). Bu yüzden bu projede geliştirilen ürünler ve tasarım tecrübesi, tasarım ve üretimi tamamen milli olan ürünlerin gerçeklenebilmesi için AB Mikronano teknolojisine kolaylıkla kaydırılabilir.

Proje kapsamında EuMIC gibi alanında önemli konferanslarda 3 bildiri sunulmuştur (Memioğlu, 2018a ; Kazan, 2018b; Memioğlu, 2018b). URSI Türkiye 2018 Ulusal konferansında proje çalışmaları anlatılmıştır. Ayrıca, URSI TR2018 kapsamında seçilen bildirilerin genişletilmiş hallerinin değerlendirmeden geçtikten sonra yayınlacağı Advanced

Electromagnetics Journal özel sayısına bir makale gönderilmiştir; değerlendirme aşamasındadır. Gerçeklenen özgün 90 derece hibrit yapısı Microwave Component Letters dergisine yollanmıştır ve değerlendirme aşamasındadır. Ayrıca gerçeklenen özgün 180 derece faz kaydırıcı için makale çalışmaları devam etmektedir.

Proje sonucunda GaN teknolojisi ile mikrodalga bileşenleri tasarlanması, ölçülmesi ve karakterizasyonu konusunda kapsamlı bir bilgi ve teknoloji birikimi oluşmuştur. Bu konuda uzmanlaşmış üç öğrenci yetiştirilmiştir. Proje kapsamında desteklenen 2 bursiyerin yüksek lisans tez çalışmaları projede geliştirilen düşük gürültülü yükselteç ve anahtar üzerinedir. GaN teknolojisi ile geliştirilen düşük gürültülü yükselteç üzerine yapılan tez tamamlanmış ve tez basılmıştır (Kazan, 2018a). Diğer tez de bir iki ay içerisinde jüri önünde savunulacaktır.

KAYNAKLAR LİSTESİ

Alleva, V. vd. 2008. “High power microstrip GaN-HEMT switches for microwave applications”, Microwave Integrated Circuits Conference, 194-197.

Andrei, C. , Liero, A., Lossy, R., Heinrich, W. ve Rudolph, M. 2010. “Highly linear broadband GaN-based low-noise amplifier,” German Microwave Conference Digest of Papers, 36–38.

Andrei, C. vd. 2012. “Highly linear X-band GaN-based low-noise amplifier,” in Intl. Symp. Signals, Syst., Electron. (ISSSE), 1-4.

Bakalski, W., Simburger, W., Knapp, H., Wohlmuth, H. ve Scholtz, A. L. 2002. "Lumped and distributed lattice-type LC-baluns," 2002 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (Cat. No.02CH37278).

Bettidi, A. vd. 2008. “High power GaN-HEMT microwave switches for X-Band and wideband applications,” IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC 2008), 329–332.

Biondi, A., D'Angelo, S., Scappaviva, F., Resca, D. ve Monaco, V. A.2016. "Compact GaN MMIC T/R module front-end for X-band pulsed radar," 11th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 297-300.

Campbell, C. F., Dumka D. C. 2010. “Wideband high power GaN on SiC SPDT switch MMICs”, IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.,145-148.

Campbell, C.F., Balistreri, A., Kao, M.Y., Dumka, D.C.,Hitt, J. 2012. “GaN Takes the Lead,”, Microwave Magazine, 13, 6, 44-53.

Campbell, C. F. 2015. “Method to Reduce Control Voltage for High Power GaN RF Switches,” IEEE International Microwave Symposium (IMS2015), 1–4.

Chehrenegar, P., Abbasi, M., Grahn, J. ve Andersson, K. 2012. “Highly linear 1-3 GHz GaN HEMT low-noise amplifier,” IEEE International Microwave Symposium Digest,1–3.

Ciccognani, W. vd. 2008. “High-power monolithic AlGaN/GaN HEMT switch for X-band applications”, Electronics Letter, 44, 911-912.

Ciccognani, W., vd. 2010. “An ultra-broadband robust LNA for defence applications in AlGaN/GaN technology,” IEEE International Microwave Symposium Digest (MTT-S), 493–496.

Colangeli, S., Bentini, A., Ciccognani, W., Limiti, E. ve Nanni, A. 2013. “GaN-Based Robust Low-Noise Amplifiers,” IEEE Trans. Electron Devices, 60, 10, 3238–3248.

Cripps, S. C., 2006. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. Boston, MA: Artech House.

Feghhi, R., Baseri, J., Forouzanfar, M. ve Joodaki, M. 2016. "Design and fabrication of hybrid 30-watt X-band GaN-based amplifier," 16th Mediterranean Microwave Symposium (MMS), 1-4.

Ghavidel, A., Tamjid, F, Fathy, A. ve Kheirdoost, A. 2017. “GaN Widening Possibilties for PAs : Wide-band GaN Power Amplifiers Utilize the Technology's Special Properties,” 18, 4, 46-55.

Green, B. M. vd, 2001. "High-power broadband AlGaN/GaN HEMT MMICs on SiC substrates," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Sympsoium Digest (Cat. No.01CH37157)*, Phoenix, AZ, 2, 1059-1062.

Janssen, J. vd. 2008. “X-band GaN SPDT MMIC with over 25 watt linear power handling”, Microwave Integrated Circuit Conference, 190-193.

Janssen, J. vd. 2009. “Robust X-band LNAs in AlGaN/GaN technology,” European Microwave Integrated Circuits Conference(EuMIC 2009), 101–104.

Kamioka, J. vd. 2018. "A Low-Cost 30-W Class X-Band GaN-on-Si MMIC Power Amplifier with a GaAs MMIC Output Matching Circuit," 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 93-96.

Kao, H. L. vd. 2013. “Design of an S-band 0.35 µm AlGaN/GaN LNA using cascode topology,” IEEE 16th International Symposium on Design and Diagnostics of Electronic Circuits Systems (DDECS), 250–253.

Katz, A. ve Franco, M. 2010, “GaN Comes of Age,” Microwave Magazine, 11,7, S24-S34.

Kazan, O. 2018. “GaN-Based Robust Low-Noise Amplifier,” Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ.

Kazan, O., Kocer, F. ve Aydin Civi, O. 2018. “An X-Band Robust GaN Low-Noise Amplifier MMIC with sub 2 dB Noise Figure,” 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 234-236.

Khalil, I., Liero, A., Rudolph, M., Lossy, R. ve Heinrich, W.2008. “GaN HEMT Potential for Low-Noise Highly Linear RF Applications,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 18, 9, 605–607.

Kim, B. ve Gao, W.2016. "X-Band Robust Current-Shared GaN Low Noise Amplifier for Receiver Applications," IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 1-4.

Kuwata, E. vd. 2011. ”C-Ku band ultra broadband GaN MMIC amplifier with 20W output power,” Asia-Pacific Microwave Conference 2011, Melbourne, VIC, 1558-1561.

Leckey, J.G.. 2014. ”A 25W X-band GaN PA in SMT package,” 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, Rome, 397-309.

Masuda, S. vd. 2012. “GaN single-chip transceiver frontend MMIC for X-bant applications”, Microwave Symposium Digest (MTT), 1-3.

McPherson, D.S. ve Lucyszyn, S. 2001. “Vector Modulator for W-band Software Radar Techniques,” IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 49,8, st 2001, pp. 1451–1461.

Memioglu, O., Karakuzulu, A., Gundel, A., Kocer, F. ve Aydin Civi, O. 2018. “Design and Implementation of an Encapsulated GaN X-Band Power Amplifier Family”, 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 89 – 92.

Memioglu, O., Turan,D.I., Kocer,F. ve Aydin Civi,O. 2018. “A High Power, GaN, Quarter-Wave Length Switch for X-Band Applications,” The 18th Mediterranean Microwave Symposium, İstanbul, 195-197.

Micovic, M. vd. 2007. “Robust broadband (4 GHz - 16 GHz) GaN MMIC LNA,” in IEEE Compound Semiconduct. Integr. Circuits Symp.,1-4.

Micovic, M. vd. 2016. “Ka-Band LNA MMIC’s Realized in Fmax > 580 GHz GaN HEMT Technology,” IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), 1–4.

Osmanoglu, S. 2014. “X-band low phase noise MMIC VCO & high power MMIC SPDT design,” M.Sc. dissertation, Dep. Elect. Eng, Bilkent Univ.

Pavlidis, S., Ulusoy, A. ve Papapolymerou, J.. 2015. ”A 5.4W X-band gallium nitride (GaN) power amplifier in an encapsulated organic package,” 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2789-792.

Peregrine Semiconductor – RF Switches: PE42520, PE42820
http://www.psemi.com/products/rf-switches
Son erişim tarihi: 15.Ocak.2018

Piotrowicz, S. vd. 2008. ”State of the Art 58W, 38% PAE X-Band Al-GaN/GaN HEMTs Microstrip MMIC Amplifiers,” 2008 IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuits Symposium, Monterey, CA, 1-4.

Piotrowicz, S. vd. 2009. “Broadband AlGaN/GaN high power amplifiers, robust LNAs, and power switches in L-band,” European Microwave Conference (EuMC), 1784–1787.

Qorvo. “GaN Thermal Analysis For High-Performance Systems”
https://www.qorvo.com/design-hub/white-papers/?type=all&topic=all&keyword=&page=1&pageSize=10&resourceClassification=857b3114-7597-42e7-813c-d10caabcb420
Son erişim tarihi:14.Ocak.2019

Resca, D. vd. 2013. “A robust Ku-band low noise amplifier using an industrial 0.25-µm AlGaN/GaN on SiC process,” European Microwave Conference, 1467–1470.

Robertson, I.D. ve Lucyszyn, S. 2001. “Transceivers,” RFIC and MMIC Design and technology. Editör: Robertson, I.D. ve Lucyszyn, S. London: The Instution of Electrical Engineers.

Rudolph, M. vd.2009. “Highly robust X-band LNA with extremely short recovery time,” IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 781–784.

Sardin, D., Reveyrand, T. ve Popovic Z.2014. ”X-band 10W MMIC high-gain power amplifier with up to 60% PAE,” 2014 9th European Microwave Integrated Circuit Conference, Rome, 393-396.

Schuh, P. ve Reber, R. 2013. “Robust X-band low noise limiting amplifiers,” in IEEE MTT-S Intl. Microwave Symp. Dig., 1-4.

Suijker, E. M., vd. 2009. “Robust AlGaN/GaN Low Noise Amplifier MMICs for C-, Ku- and Ka-Band Space Applications,” Annual IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CISC 2009), 1–4.

Toker, C. 1977. “Design Criteria for a Lumped-Element Directional Coupler,” Int. Journal of Electronics, 42, 3, 209-227.

TriQuint. “Reach Further, Reach FasterTM - 6-12GHz GaN LNA”. http://www.triquint.com/products/p/TGA2612
Son erişim tarihi: 25 Ocak 2015

Xu, H., Sanabria, C., Chini, A., Keller, S., Mishra,U. K. ve York, R. A. 2004. “A Cband high-dynamic range GaN HEMT low-noise amplifier,” IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 14, 6, 262–264.

Vittori,M. vd. 2017. “High performance X-band LNAs using a 0.25 um GaN technology,” in 2017 13th Conference on Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), 157-160.

Yağbasan, Ç. ve Aktuğ, A. 2018. "Robust X-band GaN LNA with Integrated Active Limiter," 2018 13th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 237-240.

TÜBİTAK
PROJE ÖZET BİLGİ FORMU

Proje Yürütücüsü:	Prof. Dr. HATİCE ÖZLEM AYDIN ÇİVİ
Proje No:	115E750
Proje Başlığı:	X-Bant Radar Uygulamaları Için Gan Tabanda Alıcı/Verici Tümleşik Devreleri
Proje Türü:	1003 - Öncelikli Alanlar (2. Aşama)
Proje Süresi:	36
Araştırmacılar:	
Danışmanlar:	
Projenin Yürütüldüğü Kuruluş ve Adresi:	ORTA DOĞU TEKNİK Ü. MÜHENDİSLİK FAK. ELEKTRİK MÜH.
Projenin Başlangıç ve Bitiş Tarihleri:	01/12/2015 - 01/12/2018
Onaylanan Bütçe:	2046694.0
Harcanan Bütçe:	845511.26
Öz:	GaN teknolojisiyle, X-bant radar alıcı/verici devre modüllerinde kullanılabilecek güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç, tek kutup çift atım RF anahtar ve vektör modülatör geliştirilmiştir. Tasarlanan devreler 0.25 ?m Power GaN/SiC HEMT üretim süreci ile WIN Semiconductor firmasında üretilmiştir. Güç yükseltecinde 25W üzeri güç çıkışı, düşük gürültülü yükselteçte 20dB'den fazla kazanç, 2dBnin altında gürültü figürü elde edilmiştir. Anahtarın araya girme kaybı 0.8 dB, izolasyonu 50 dB'dir. Ölçüm sonuçları, geliştirilmiş tüm tümleşik devrelerin proje hedeflerine ulaştığını doğrulamıştır. Geliştirilen bu birimler bundan sonraki aşamada tektaş üstünde birleştirilerek küçük, performansı yüksek, kayıpları az alıcı/verici tümleşik devresi elde edilebilir. Bu tür devreler 5G haberleşme sistemleri, MIMO antenler, radar gibi uygulamalarda kullanılabilir. Proje kapsamında EuMIC gibi alanında önemli konferanslarda 3 bildiri sunulmuştur. URSI Türkiye 2018 Ulusal konferansında proje çalışmaları anlatılmıştır. Proje sonucunda GaN teknolojisi ile mikrodalga bileşenleri tasarlanması, ölçülmesi ve karakterizasyonu konusunda kapsamlı bir bilgi ve teknoloji birikimi oluşmuştur. Bu konuda uzmanlaşmış üç öğrenci yetiştirilmiştir. Proje kapsamında desteklenen 2 bursiyerin yüksek lisans tez çalışmaları projede geliştirilen düşük gürültülü yükselteç ve anahtar üzerinedir. GaN teknolojisi ile geliştirilen düşük gürültülü yükselteç üzerine yapılan tez tamamlanmış ve tez basılmıştır. Diğer tez de iki ay içerisinde jüri önünde savunulacaktır.
Anahtar Kelimeler:	GaN, güç yükselteci, düşük gürültülü yükselteç, anahtar, vektör modülatör
Fikri Ürün Bildirim Formu Sunuldu Mu?:	Hayır
Projeden Yapılan Yayınlar:	1- Design and Implementation of an Encapsulated GaN X-Band Power Amplifier Family (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum), 2- An X-Band Robust GaN Low-Noise Amplifier MMIC with sub 2 dB Noise Figure (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum), 3- A High Power, GaN, Quarter-Wave Length Switch for X-Band Applications (Bildiri - Uluslararası Bildiri - Sözlü Sunum), 4- GaN Teknolojisi ile X-Bant Alıcı ve Verici Tümleşik Devrelerin Geliştirilmesi (Bildiri - Ulusal Bildiri - Poster Sunum), 5- Gan-based robust low-noise amplifier (Tez (Araştırmacı Yetiştirilmesi) - Yüksek Lisans Tezi),

TÜBİTAK