

S-BANT ÇİFT DENGELİ MİKSER TASARIMI

S-BAND DOUBLE BALANCED MIXER DESIGN

SONER ARIBAŞ

Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR

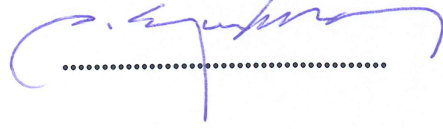
Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim–Öğretim ve Sınav Yönetmeliği’nin
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2018

SONER ARIBAŞ'ın hazırladığı “**S-Bant Çift Dengeli Mikser Tasarımı**” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

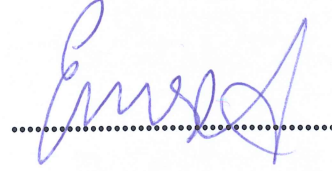
Prof. Dr. Asım Egemen YILMAZ
Başkan



Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR
Danışman



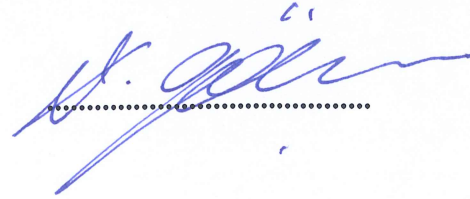
Prof. Dr. Emre AKTAŞ
Üye



Prof. Dr. Adnan KÖKSAL
Üye



Dr. Öğr. Üyesi Dinçer GÖKCEN
Üye



Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

YAYINLAMA VE FİKRİ MÜLKİYET HAKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe Üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

- ☒ **Tezimin/Raporumun tamamı dünya çapında erişime açılabilir ve bir kısmı veya tamamının fotokopisi alınabilir.**

(Bu seçenekle teziniz arama motorlarında indekslenebilecek, daha sonra tezinizin erişim statüsünün değiştirilmesini talep etmeniz ve kütüphane bu talebinizi yerine getirirse bile, tezinin arama motorlarının önbelleklerinde kalmaya devam edebilecektir.)

- ☐ **Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını ve fotokopi alınmasını (İç Kapak, Özet, İçindekiler ve Kaynakça hariç) istemiyorum.**

(Bu sürenin sonunda uzatma için başvuruda bulunmadığım takdirde, tezimin/raporumun tamamı her yerden erişime açılabilir, kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı ve ya tamamının fotokopisi alınabilir)

- ☐ **Tezimin/Raporumun tarihine kadar erişime açılmasını istemiyorum, ancak kaynak gösterilmek şartıyla bir kısmı veya tamamının fotokopisinin alınmasını onaylıyorum.**

- ☐ **Serbest Seçenek/Yazarın Seçimi**

01 / 06 / 2018

Öğrencinin Adı Soyadı

Soner ARIBAŞ

ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu,
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

30/05/2018

Soner ARIBAŞ

ÖZET

S-BANT ÇİFT DENGELİ MİKSER TASARIMI

Soner ARIBAŞ

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR

Mayıs 2018, 103 sayfa

Mikserler almaç ve göndermeç yapılarının tasarımında kritik öneme sahiptir. Mikserler radar ve elektronik harp uygulamalarında sistem performansını belirleyen en önemli elemanlardan biridir. Bu nedenle gelişmekte olan teknoloji ile birlikte mikserlerin performans gereksinimleri de giderek artmaktadır. Daha düşük dönüşüm kaybına ve daha yüksek sıkıştırma noktasına sahip mikserler doğrudan sistemin dinamik alanının artmasına olanak sağlamaktadır. Bu nedenle daha geniş frekans bandında çalışabilen dönüşüm verimliliği yüksek olmasının yanı sıra düşük maliyetli mikser tasarımları önem kazanmıştır. Düşük maliyet ve yüksek performans gereksiniminden dolayı günümüzde Schottky bariyer diyotlar mikser tasarımında fazlasıyla tercih edilmektedir. Bu çalışmada S-Bantta çalışması planlanan çift dengeli mikser tasarımı hedeflenmiştir. Mikser, yıldız topolojisinde tasarlandığı için Marchand Balun tasarımı da gerçekleştirilmiştir. 2-4 GHz frekans bandı içerisinde dönüşüm kaybı 7-9 dB aralığındadır. LO/IF izolasyonu 25 dB, RF/IF izolasyonu 30 dB, LO/RF izolasyonu 40 dB'nin üzerindedir. IF bant genişliği 1 GHz olup +5 dBm LO gücü ile P1dB 0 dBm ve IP3 değeri ise +9 dBm olarak ölçülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Çift Dengeli Mikser, Yıldız Mikser, Marchand Balun

ABSTRACT

S-BAND DOUBLE BALANCED MIXER DESIGN

Soner ARIBAŞ

Master Thesis, Department of Electrical And Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR

May 2018, 103 Pages

Mixers have a critical importance on designing receiver and transmitter structures. Mixers are one of the most important elements that determine system performance in radar and electronic warfare. For this reason, the performance requirements of mixers are also increasing with the developing technology. Mixers with a lower conversion loss and a higher compression point allow the system to directly increase the dynamic range. For this reason, low-cost mixer designs have become important in addition to high conversion efficiency that can operate in a wider frequency band. Because of the low cost and high performance requirement, Schottky barrier diodes are now highly preferred in mixer design. In this study, it was aimed to design a double balanced mixer which is planned to work in S-Band. Since the mixer was designed in a star topology, the Marchand Balun design was also realized. The conversion loss in the 2-4 GHz frequency band is in the range of 7-9 dB. LO/IF isolation is 25 dB, RF/IF isolation is 30 dB, LO/Rf isolation is over 40 dB. The IF bandwidth is measured 1 GHz and for +5 dBm LO drive level P1dB is measured 0 dBm and IP3 is measured 9 dBm.

Keywords: Double Balanced Mixer, Star Mixer, Marchand Balun

TEŞEKKÜR

Yüksek lisansı bırakmak üzereyken elimden tutan ve bugün bu tezi tamamlamam konusunda desteğini hiç esirgemeyen tez danışmanım Sayın Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR'a en derin teşekkürlerimi sunarım.

Girdiğim ilk günden bu yana gururla çalıştığım şirketim ASELSAN'a lisansüstü çalışmalarımı desteklediği ve her türlü imkânından faydalanmamı sağladığı için teşekkür ederim.

Hayatım boyunca her zaman arkamda olan herhangi bir konuda başarılı olabileceğim konusunda bana inanan ve güvenen, varlıklarıyla kendimi daha güçlü hissettiğim, verdikleri maddi ve manevi her türlü destekle bugünlere gelmemi sağlayan biricik annem Sevda, babam Ali'ye teşekkür ederim.

Evlendiğimiz günden bu yana yardımlarını esirgemeyen her anımda yanımda olan hayat arkadaşım, biricik eşim Sümeyra'ya teşekkür ederim.

Son olarak varlığıyla hayatıma anlam katan, yaşama sevincim, dünyalar tatlısı kızım İpek'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	İ
ABSTRACT	İİ
TEŞEKKÜR	İİİ
İÇİNDEKİLER	İV
ŞEKİLLER	VI
SİMGELER VE KISALTMALAR	X
SÖZLÜK DİZİNİ	XI
1. GİRİŞ	1
2. MİKSER PARAMETRELERİ VE DİYOT MİKSER TOPOLOJİLERİ	4
2.1. MİKSER TEORİSİ	4
2.2. MİKSER PARAMETRELERİ	8
2.3. DİYOT MİKSER TOPOLOJİLERİ	15
2.3.1. TEK SONLU MİKSER:	15
2.3.2. TEK DENGELİ MİKSER:	16
2.3.3. ÇİFT DENGELİ MİKSER:	16
3. BALUN TASARIMI	23
3.1. BALUN TEORİSİ VE ÇEŞİTLERİ	23
3.2. FR4 TABAN MALZEMESİ İLE MARCHAND BALUN TASARIMI	35
3.2.1. FR4 SİMÜLASYON SONUCU	37
3.2.2. FR4 ÖLÇÜM SONUCU	45
3.3. RO3210 TABAN MALZEMESİ İLE MARCHAND BALUN TASARIMI	49
3.3.1. RO3210 SİMÜLASYON SONUCU	49
3.3.2. RO3210 ÖLÇÜM SONUCU	53
4. DİYOT SEÇİMİ	57
4.1. DİYOT TEORİSİ VE ÇEŞİTLERİ	57
4.2. ÇİFT DENGELİ MİKSER İÇİN DİYOT SEÇİMİ	59
4.3. HSMS-2825'İN ADS PROGRAMINDA MODELLENMESİ	61
5. ÇİFT DENGELİ MİKSER TASARIMI	64
5.1. HARMONİK DENGİ SİMÜLASYONU	65
5.1.1. HARMONİK DENGİ SİMÜLASYONU HAZIRLIKLARI	65
5.2. HARMONİK DENGİ SİMÜLASYON SONUÇLARI	71

5.2.1.	DÖNÜŞÜM KAYBININ LO İŞARETİNİN SEVİYESİ İLE DEĞİŞİMİ.....	71
5.2.2.	DÖNÜŞÜM KAYBI	72
5.2.3.	İZOLASYON.....	74
5.2.4.	1 dB SIKIŞTIRMA NOKTASI (P1dB):	79
5.2.5.	ÇOK TONLU ARA MODÜLASYON BOZULMASI (IMD):.....	81
5.3.	SİMÜLASYON SONUÇLARININ ÖLÇÜM SONUÇLARI İLE KARŞILAŞTIRILMASI	85
5.3.1.	TEST ALT YAPISI	85
5.3.2.	DÖNÜŞÜM KAYBI	88
5.3.3.	İZOLASYON.....	89
5.3.4.	P1dB SIKIŞTIRMA NOKTASI	91
5.3.5.	ÇOK TONLU ARA MODÜLASYON BOZULMASI	92
5.3.6.	IF BANT GENİŞLİĞİ.....	94
6.	SONUÇLAR VE İRDELEME	95
KAYNAKLAR.....		100
ÖZGEÇMİŞ.....		103

ŞEKİLLER

Sayfa

Şekil 1-1 Süper Heterodin Almaç Mimarisi	1
Şekil 1-2 Frekans Bantlarının Genel Gösterimi [6]	2
Şekil 2-1 İdeal Mikser	4
Şekil 2-2 Aşağı ve Yukarı Dönüşüm	5
Şekil 2-3 İdeal ve Gerçek Diyot Akım Voltaj Karakteristiği	6
Şekil 2-4 (a) Basit Anahtarlama Mikseri (b) Kutuplu Anahtarlama Mikseri	7
Şekil 2-5 Mikser Dönüşüm Kaybı	8
Şekil 2-6 LO-RF, LO-IF ve RF-IF İzolasyonları	11
Şekil 2-7 1 dB Sıkıştırma Noktası	11
Şekil 2-8 3. Dereceden Kesişim Noktası Hesabı	14
Şekil 2-9 Tek Sonlu Mikser	15
Şekil 2-10 180° Tek Dengeli Mikser	16
Şekil 2-11 Çift Dengeli Mikser Halka Topolojisi	17
Şekil 2-12 LO voltajı pozitif olduğunda Halka Mikserin Sadeleşmiş Hali	18
Şekil 2-13 LO voltajı negatif olduğunda Halka Mikserin Sadeleşmiş Hali	18
Şekil 2-14 Anahtarlama Dalga Biçimi	19
Şekil 2-15 Çift Dengeli Mikser Yıldız Topolojisi	20
Şekil 2-16 LO voltajı pozitif olduğunda Yıldız Mikserin sadeleşmiş hali	21
Şekil 2-17 LO voltajı negatif olduğunda Yıldız Mikserin sadeleşmiş hali	21
Şekil 3-1 Balun Şeması	23
Şekil 3-2 Toroid Üzerine Bakır Tel Sarımı [10]	24
Şekil 3-3 Kapasitif bağlaşıklık iletim hattı balun	25
Şekil 3-4 Konik kesimli mikroşerit balun	25
Şekil 3-5 Marchand Balun	25
Şekil 3-6 Geliştirilmiş Marchand Balun	26
Şekil 3-7 Bağlaşıklık mikroşerit hat	26
Şekil 3-8 Bağlaşıklık mikroşerit hat ve eşdeğer kapasitans devresi	27
Şekil 3-9 Bağlaşıklık mikroşerit hat çift-mod gösterimi ve eşdeğer kapasitans devresi	27
Şekil 3-10 Bağlaşıklık Hat Tek-Mod Gösterimi ve Eşdeğer Kapasitans Devresi	28
Şekil 3-11 Simetrik kenar-bağlaşıklık şerit hatlar için normalize edilmiş çift ve tek mod karakteristik empedans verisi [20]	29

Şekil 3-12 Dielektrik sabiti 10 olan taban malzemenin simetrik bağlaşımlı mikroşerit hat için çift ve tek mod karakteristik empedans tasarım verisi [20].....	30
Şekil 3-13 1.524 mm FR4 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı	31
Şekil 3-14 0.508 mm FR4 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı	32
Şekil 3-15 Hatlar Arası 0.1 mm Boşluğa Sahip FR4 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı	32
Şekil 3-16 FR4 Taban Malzemesi için 50 Ohm Hat Genişliği Hesabı.....	35
Şekil 3-17 Marchand Balun Parametreleri	36
Şekil 3-18 FR4 Bağlaşımlı Hat Genişliği ve Boşluk Değeri	36
Şekil 3-19 FR4 Marchand Balun Şematik Gösterimi	37
Şekil 3-20 FR4 Taban Malzemesi	37
Şekil 3-21 FR4 Üç Boyutlu Serim.....	38
Şekil 3-22 FR4 İki Boyutlu Serim.....	38
Şekil 3-23 EM Model Hava Köprüsünün Yakından Görünümü	38
Şekil 3-24 SN1 Simülasyon Sonuçları	40
Şekil 3-25 SN2 Simülasyon Sonuçları	40
Şekil 3-26 SN3 Simülasyon Sonuçları	41
Şekil 3-27 SN4 Simülasyon Sonuçları	42
Şekil 3-28 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için 50 Ohm Hat Genişliği	43
Şekil 3-29 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için Z_{0c} ve Z_{0t}	43
Şekil 3-30 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için Simülasyon Sonuçları.....	44
Şekil 3-31 Z_{0c} ve Z_{0t} Arasındaki Oranın 3 Kat Olması için Gerekli Hat Kalınlığı ve Boşluk Değeri	44
Şekil 3-32 FR4Taban Malzemesi ile Üretilmiş Marchand Balun	45
Şekil 3-33 FR4 Taban Malzemesi ile Üretilen Marchand Balun Test Alt Yapısı.....	45
Şekil 3-34 FR4 Geri Dönüş Kaybı (S11) Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	46
Şekil 3-35 FR4 Dengeli Çıkışlar Genlik Değeri Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	47
Şekil 3-36 FR4 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Faz Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	48
Şekil 3-37 FR4 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Genlik Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	48
Şekil 3-38 RO3210 Taban Malzemesi için 50 Ohm Hat Genişliği Hesabı.....	50
Şekil 3-39 1.28 mm kalınlığa sahip RO3210 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı	50

Şekil 3-40 $\epsilon_r=10$ için Simetrik Bağlaşımlı Mikroşerit Hat Tek ve Çift Mod Empedans Hesabı	51
Şekil 3-41 RO3210 Taban Malzemesi	52
Şekil 3-42 RO3210 Simülasyon Sonuçları	53
Şekil 3-43 RO3210 Taban Malzemesi ile Üretilmiş Marchand Balun.....	54
Şekil 3-44 RO3210 Geri Dönüş Kaybı(S11) Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	54
Şekil 3-45 RO3210 Dengeli Çıkışlar Genlik Değeri Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması..	55
Şekil 3-46 RO3210 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Faz Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	56
Şekil 3-47 RO3210 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Genlik Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	56
Şekil 4-1 (a) Diyot büyük sinyal eşdeğer devresi (b) Diyot Küçük sinyal eşdeğer devresi	58
Şekil 4-2 HSMS-2825 Bağlantı Detayı	61
Şekil 4-3 HSMS-2825 Gerçeklenmiş Modeli.....	62
Şekil 4-4 HSMS-2825 Spice modeli	63
Şekil 5-1 LO Frekansında Çalıştırılan Anahtarlama Yapısı.....	64
Şekil 5-2 Çift dengeli yıldız mikser blok şeması.....	66
Şekil 5-3 Çift dengeli yıldız mikser serim modeli.....	66
Şekil 5-4 (a) RF balun serim gösterimi (b) RF balun sembol gösterimi	67
Şekil 5-5 (a) LO balun serim gösterimi (b) LO balun sembol gösterimi	67
Şekil 5-6 HSMS-2825 Spice Modeli Gösterimi	68
Şekil 5-7 HSMS-2825 Sembol Gösterimi	68
Şekil 5-8 (a) IF bölümü serim gösterimi (b) IF bölümü sembol gösterimi	69
Şekil 5-9 Sembollerin bir arada gösterimi	70
Şekil 5-10 Nihai Mikser Sembolü	70
Şekil 5-11 Harmonik Denge Simülasyonu Parametreleri	71
Şekil 5-12 Dönüşüm kaybının LO işaretinin seviyesi ile değişimi	72
Şekil 5-13 Harmonik denge simülasyonu tarama parametresi	72
Şekil 5-14 Geniş bant dönüşüm kaybı simülasyon sonucu	73
Şekil 5-15 Çalışma bandındaki dönüşüm kaybı simülasyon sonucu.....	73
Şekil 5-16 Bant başı IF portunda görülen RF ve LO işaretleri.....	74
Şekil 5-17 Bant ortası IF portunda görülen RF ve LO işaretleri	74
Şekil 5-18 Bant sonu IF portunda görülen RF ve LO işaretleri	75
Şekil 5-19 Bant boyunca IF portunda görülen RF işareti.....	75

Şekil 5-20 Bant boyunca IF portunda görülen LO işareti	76
Şekil 5-21 LO/RF İzolasyonu Harmonik Denge Simülasyonu	76
Şekil 5-22 Bant Başı RF portunda görülen LO işareti	77
Şekil 5-23 Bant Ortası RF portunda görülen LO işareti	77
Şekil 5-24 Bant Sonu RF portunda görülen LO işareti	77
Şekil 5-25 Bant boyunca RF portunda görülen LO işareti	78
Şekil 5-26 Tüm Frekans Bandı Boyunca İzolasyon Değerleri	78
Şekil 5-27 P1dB sıkıştırma noktası simülasyon devresi.....	79
Şekil 5-28 Bant başı P1dB sıkıştırma noktası	79
Şekil 5-29 Bant ortası P1dB sıkıştırma noktası	80
Şekil 5-30 Bant sonu P1dB sıkıştırma noktası	80
Şekil 5-31 IP3 Simülasyon Devresi.....	81
Şekil 5-32 IP3 Hesabı-1.....	81
Şekil 5-33 IP3 Hesabı-2.....	82
Şekil 5-34 IP3 Hesabı-3.....	82
Şekil 5-35 IF Bant Genişliği.....	84
Şekil 5-36 “Agilent Connection Expert” Arayüzü	85
Şekil 5-37 Çift Dengeli Mikser Test Düzenneği	86
Şekil 5-38 Üretilmiş çift dengeli yıldız mikser	86
Şekil 5-39 Çift dengeli mikser üzerindeki hava köprülerinin yakından görünümü	87
Şekil 5-40 Dönüşüm kaybı ölçüm-simülasyon karşılaştırması geniş bant	88
Şekil 5-41 Dönüşüm kaybı ölçüm-simülasyon karşılaştırması çalışma bandı	89
Şekil 5-42 LO/IF İzolasyonu ölçüm-simülasyon karşılaştırması	90
Şekil 5-43 RF/IF izolasyonu ölçüm-simülasyon karşılaştırması	90
Şekil 5-44 LO/RF İzolasyonu Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	91
Şekil 5-45 P1dB Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması	92
Şekil 5-46 IF Bant Genişliği Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması.....	94

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

β	Yayılma sabiti
v_p	Faz Hızı
ϵ_r	Göreceli Geçirgenlik
Z_{0t}	Tek Mod Karakteristik Empedansı
$Z_{0ç}$	Çift Mod Karakteristik Empedansı
W	Mikroşerit hat genişliği
S	Mikroşerit hatlar arası boşluk değeri
H	Taban malzeme yüksekliği
T	Bakır Kalınlığı
λ	Dalga Boyu
f_k	Kesim Frekansı

Kısaltmalar

ADS	Advanced Design System (İng.)
ASD	Analog-Sayısal Dönüştürücü
dB	decibel
DSP	Digital Signal Processing (İng.)
EM	Elektromanyetik
FET	Field Effect Transistor (İng.)
IF	Intermediate Frequency (İng.)
IMD	Intermodulation Distortion (İng.)
IP3	Third order Intercept Point (İng.)
LO	Lokal Osilatör
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit (İng.)
RF	Radyo Frekansı
P1dB	1 dB Compression Point (İng.)
SFDR	Spur Free Dynamic Range (İng.)
TOI	Third Order Intercept (İng.)
TEM	Transverse Electromagnetic Mode (İng.)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (İng.)

SÖZLÜK DİZİNİ

Alan Etkili Transistor	: Field Effect Transistor
Ara Frekans	: Intermediate Frequency
Ara Modülasyon	: Intermodulation
Aşağı Dönüşüm	: Downconversion
Bağteli	: Bondwire
Bağlaşık Hat	: Coupled Line
Bariyer	: Barrier
Bozulma	: Degradation
Bozunum	: Distortion
Çarpma Ürünü	: Mixing Product
Çift Dengeli Mikser	: Double Balanced Mixer
Çip	: Chip
Çok Tonlu Ara Modülasyon Bozulması	: Multi Tone Intermodulation Distortion
Kırılma Voltajı	: Breakdown Voltage
Doyum	: Saturation
Dönüşüm Kaybı	: Conversion Loss
Eklem	: Junction
En iyileştirme	: Optimisation
Faz Hızı	: Phase Velocity
Frekans Dönüşümü	: Frequency Conversion
Geçiş İletkenliği	: Transconductance
Geri Dönüş Kaybı	: Return Loss
Gürültü Figürü	: Noise Figure
Halka Mikser	: Ring Mixer
Hava Köprüleri	: Air Bridge
İletim Hattı	: Transmission Line
İt-Çek Yükselteç	: Push-Pull Amplifiers
Karşılıklı	: Reciprocal
Kayıp Tanjantı	: Loss Tangent
Kenar Bağlaşımı	: Edge Coupling
Kesim	: Cut-Off
Kiriş-Kurşun	: Beam-lead

Lokal Osilatör	: Local Oscillator
Mikroşerit	: Microstrip
Modülasyon	: Modulation
Paralel Levha Kılavuzu	: Paralel Plate Guide
Radyo Frekansı	: Radio Frequency
Sanal Toprak	: Virtual Ground
Sinyal Sezme	: Signal Detection
Sıkıştırma Noktası	: Compression Point
Şerit Hat	: Strip Line
Tek Tonlu Ara Modülasyon Bozulması	: Single Tone Intermodulation Distortion
Üçüncü Dereceden Kesişim Noktası	: Third Order Intercept Point
Yayılma Sabiti	: Propagation Constant
Yıldız Mikser	: Star Mixer
Yukarı Dönüşüm	: Upconversion
Yüzeye Monte	: Surface Mount

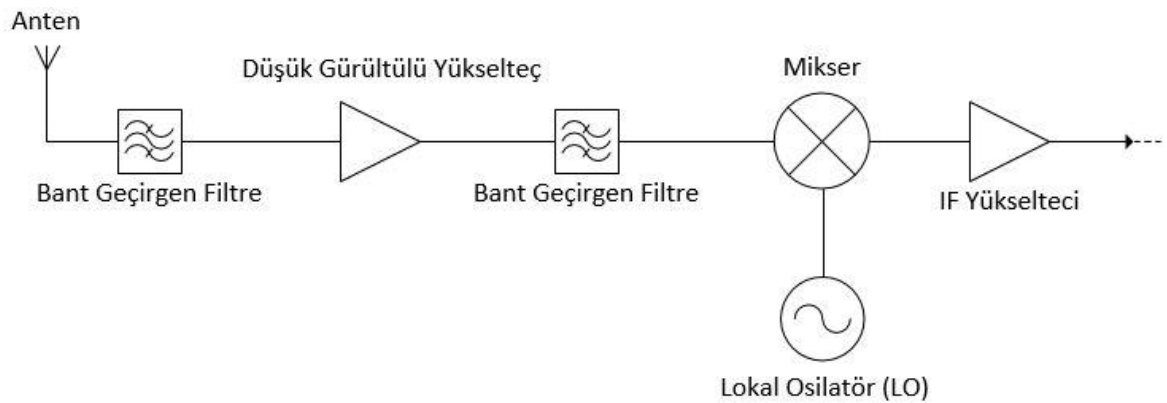
1. GİRİŞ

Mikserler, radar, elektronik harp ve telekomünikasyon alanında alma ve gönderme yapılarında frekans dönüşümü, sinyal sezme ve faz karşılaştırma amacıyla kullanılır [1]. Mikser üç portlu elektronik devredir. Portlardan iki tanesi giriş, diğeri ise çıkış portu olarak adlandırılır. İdeal mikserlerde girişteki iki sinyal çarpılarak toplam ve farkları olarak çıkış frekansı elde edilir.

$$f_{\text{çıkış}} = f_{\text{giriş1}} \pm f_{\text{giriş2}} \quad (1.1)$$

Mikserler özellikle almaç yapılarında büyük öneme sahiptir. Almaçlar genel olarak anten ile alınan yüksek frekanslı işaretin Analog-Sayısal Dönüştürücü'nün (ASÇ) örnekleyebileceği düşük frekanslı işarete çevirmek amacıyla kullanılmaktadır. Buradaki frekans dönüşümü mikserle sağlanır.

Süper-heterodin alıcı mimarisi 1918'de Major Edwin Armstrong tarafından keşfedilmiştir. Bu yapı günümüzdeki almaç yapılarının temelini oluşturmakta olup birçok uygulamada kullanılmaktadır. Şekil 1-1'de gösterildiği gibi anten tarafından alınan RF (Radyo Frekansı) sinyal bant geçiren filtreyle filtrelenir. Böylece komşu kanal parazitleri bastırılır. Ardından ilgili kanaldaki sinyal düşük gürültülü yükselteç ile yükseltilir. Tekrar filtreleme yapıldıktan sonra mikser kullanılarak bir veya daha fazla aşamada aşağı dönüşüm işlemi uygulanır. Sinyal IF'e (ara frekans) düşürüldükten sonra gerekli olması durumunda sinyal seviyesi yükselteç kullanılarak istenilen seviyeye çıkarılır.



Şekil 1-1 Süper Heterodin Almaç Mimarisi

Mikserler, süper-heterodin alıcı mimarisinde önemli bir yere sahiptir. Mikser sayesinde, almaç yapısı geniş bir frekans bandı boyunca ayarlanabilir ve alınan sinyal istenilen frekansa dönüştürülebilir. Frekans dönüşümünün birden fazla aşamada olması

Üretilmiş ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda mikser tasarımınn hangi taban malzeme ile yapılacağına karar verilmiştir.

Bölüm 4'te diyotlar hakkında genel bilgi verilmiştir ve mikser tasarımındaki öneminden bahsedilmiştir. Diyot çeşitlerinden bahsedilip Schottky diyotların mikser tasarımı için neden ideal bir seçim olduğu anlatılmıştır. Mikser tasarımında diyotun hangi parametrelere bakılarak seçildiğine değinilmiştir. Fiyat ve performans kriterlerine uygun olarak hangi diyotun tasarımda kullanılacağı belirlenmiştir. Seçilen diyotun SPICE parametreleri kullanılarak gerçeklenmiş modeli üzerinden ADS programında [35] harmonik denge simülasyonunda kullanılmak üzere devre şeması oluşturulmuştur.

Bölüm 5'te çift dengeli mikser tasarımından bahsedilmiştir. Mikser tasarımı esnasında olası ıktıları görmek adına kullanılan harmonik denge simülasyonu anlatılmıştır. Harmonik denge simülasyonu ile üretim sonrası elde edilen test sonuçları karşılaştırılmıştır.

Bölüm 6'da tez boyunca elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

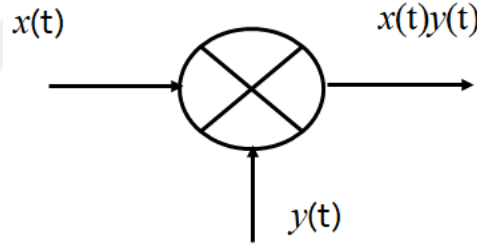
2. MİKSER PARAMETRELERİ VE DİYOT MİKSER TOPOLOJİLERİ

Bu bölümde mikrodalga mikserler hakkında genel bilgi verilecektir. Mikserlerin çalışma performansının hangi parametrelerle belirlendiğinden ve diyot mikser topolojilerinden bahsedilecektir.

2.1. Mikser Teorisi

Mikrodalga mikserler elektromanyetik sinyallerin frekansını başka bir frekansa dönüştürmek amacıyla kullanılır. Radar sistemlerinde, amatör radyoculukta ve daha birçok sivil ve askeri uygulamada mikserler önemli bir yere sahiptir.

Mikser Şekil 2-1’de gösterildiği gibi üç portlu elektronik bir devre elemanıdır. Bu portlar lokal osilatör (LO), radyo frekansı (RF) ve ara frekans (IF) olarak adlandırılır. Çalışma durumuna bağlı olarak portlardan ikisi giriş biri çıkıştır. İdeal mikser iki giriş sinyalini karıştırarak çıkışta bu iki işaretin farkı ve toplamı olacak şekilde sinyaller üretir.



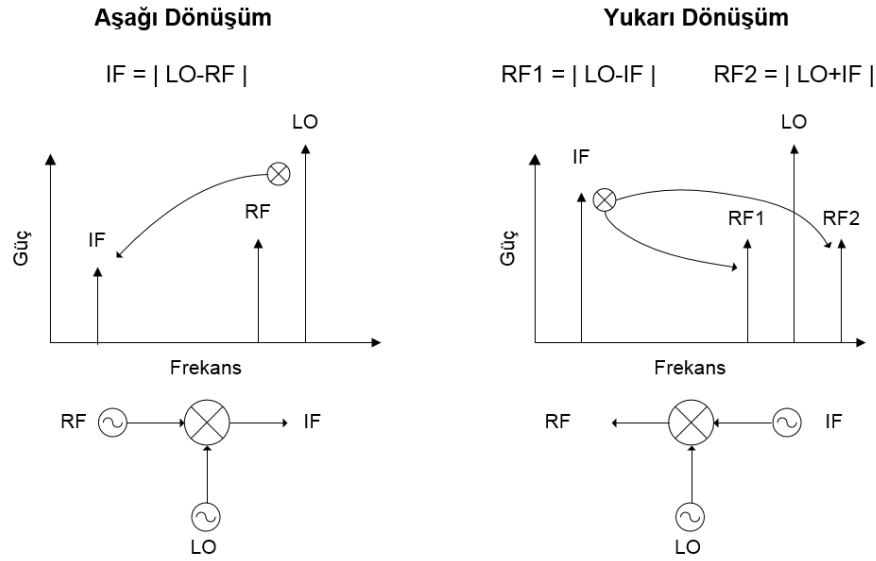
Şekil 2-1 İdeal Mikser

$$x(t)y(t) = \frac{AB}{2} \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \frac{AB}{2} \cos(\omega_1 + \omega_2)t \quad (2.1)$$

Burada $x(t) = A \cos \omega_1 t$ ve $y(t) = B \cos \omega_2 t$ olarak alınmıştır.

LO portu genellikle sinüzoidal sürekli veya kare dalga ile sürülür. Dalganın sürekli veya kare olması uygulamadan uygulamaya göre çeşitlilik göstermektedir. LO portu genellikle giriş portu olarak kullanılır. IF ve RF portları mikserin çalışma durumuna göre giriş veya çıkış portu olabilir. Hedeflenen çıkış frekansı giriş frekansından küçük ise bu işlem aşağı dönüşüm olarak adlandırılır. Bu durumda RF giriş IF ise çıkış portudur. Hedeflenen çıkış frekansı giriş frekansından yüksek ise bu işlem yukarı dönüşüm olarak adlandırılır. Bu durumda RF çıkış, IF ise giriş portu olarak

adlandırılır. Şekil 2-2’de aşağı ve yukarı frekans dönüşümünün detayları gösterilmektedir.



Şekil 2-2 Aşağı ve Yukarı Dönüşüm

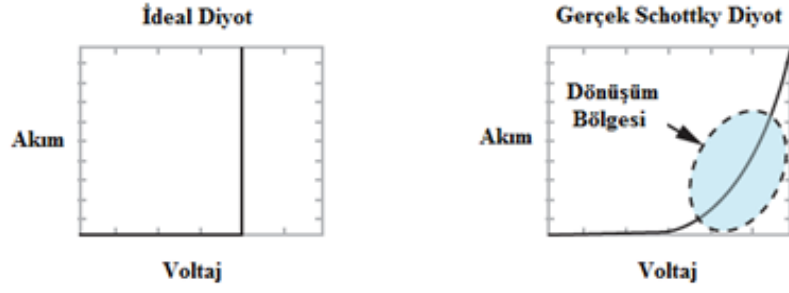
Yukarı dönüşüm durumunda birbirine yakın toplam ve fark frekanslarının her ikisi de RF çıkışta görülebilir. Bu tip yukarı dönüşüme çift kenar bantlı yukarı dönüşüm denir.

İdeal mikser sadece toplam ve fark frekansları üretirken pratik mikserlerin kullandıkları doğrusal olmayan malzemelerden dolayı bir çok LO harmoniği ve çarpma ürünü meydana gelir. Bu durum doğrusal olmayan malzemelerin akım-voltaj karakteristiğinin sonsuz üstel seri gösterimi ile açıklanabilir [7].

$$I = a_0 + a_1V + a_2V^2 + a_3V^3 + \dots \quad (2.2)$$

Burada V her iki giriş sinyalinin toplamını, I ise toplam akımı göstermektedir.

Şekil 2-3’te gösterildiği gibi ideal diyotun anlık olarak anahtarlandığı varsayılır. Bu tür anlık anahtarlama yapısına sahip olan diyotlara ideal diyot adı verilir ve teorik olarak mükemmel diyot mikser performansı verir.



Şekil 2-3 İdeal ve Gerçek Diyot Akım Voltaj Karakteristiği [8]

İdeal diyotlu mikserlerde LO işaretinin RF işaretine göre diyodun geçiş iletkenliğini tek başına sağlayabilecek kadar güçlü olduğu varsayılır. Frekans dönüşümü, diyotun I-V eğrisinin güçlü LO sinyaline geçiş cevabı sayesinde gerçekleşir. Diyot, LO işareti tarafından açılıp ve kapatıldığından düşük güçlü RF sinyali kesilmiştir. Bu nedenle ideal diyot kullanıldığı varsayımında mükemmel anahtarlama sayesinde sadece LO işaretinin harmoniklerinin RF işareti ile çarpılmasına izin verilir. Olası frekans çıktıları,

$$f_{IF} = nf_{LO} \pm f_{RF} \quad (n \text{ tam sayı}) \quad (2.3)$$

gibidir. Ancak gerçek Schottky diyotları, Şekil 2-3'te gösterildiği gibi dönüşüm bölgesinde mutlaka bir miktar açılma geçişine sahiptir. Bu nedenle RF işaretin seviyesi düşük dahi olsa diyotun geçiş iletkenliğini bir miktar modüle edecektir. Diyotun gerçekteki I-V karakteristiği RF işaretinin diyotun geçiş iletkenliğini bir miktar modüle etmesinden dolayı ek çarpma ürünleri meydana gelir. Bu nedenle gerçek diyot olası tüm harmonikleri üretir. Diyot tarafından üretilen frekans bileşenleri aşağıdaki eşitlikle gösterilir.

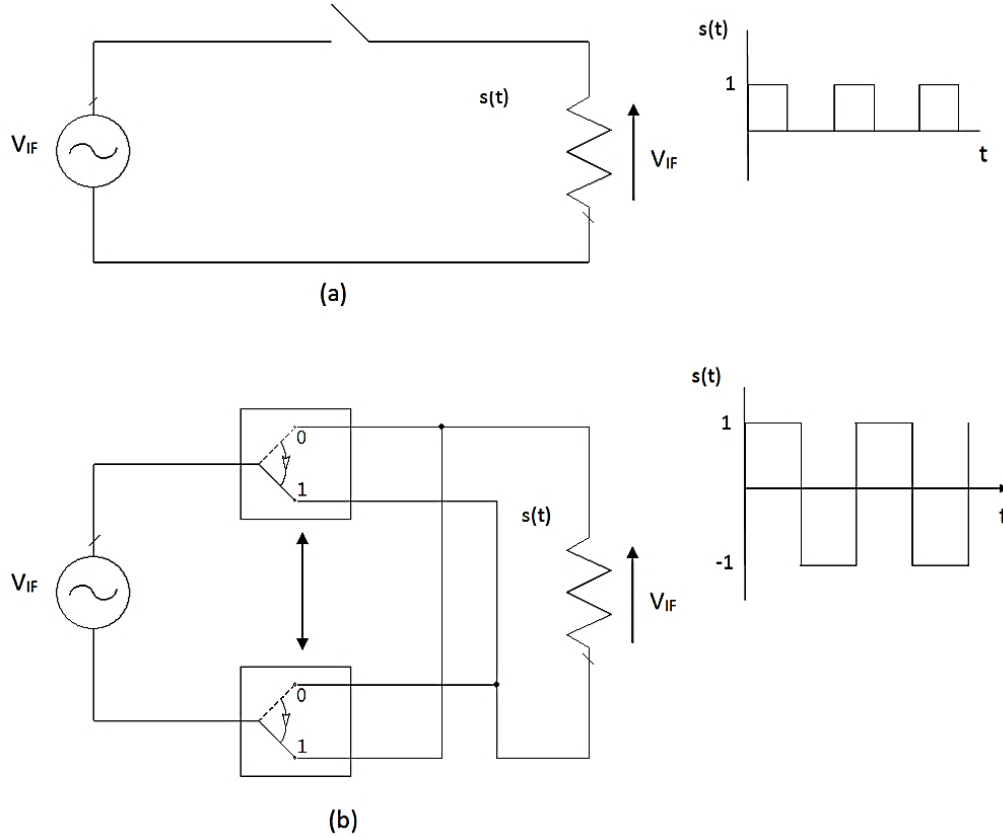
$$f_{IF} = nf_{LO} \pm mf_{RF} \quad (n, m \text{ tam sayı}) \quad (2.4)$$

İstenilen çıkış frekansı $n=1$ ve $m=1$ olduğu durumda elde edilir. Meydana gelen diğer tüm frekans bileşenleri problem teşkil eder ve istenmeyen bu frekans bileşenlerinin azaltılması mikser tasarımındaki temel amaçlardan biridir.

Mikserin çarpma fonksiyonu diyotun anahtarlama yapısı sayesinde gerçekleşmektedir. İstenmeyen harmonik işaretler RF ve LO işaretlerinin, diyotun dönüşüm bölgesindeki doğrusal olmayan ara modülasyonundan kaynaklanmaktadır. Ayrıca RF işaretin seviyesinin azalması sayesinde LO işareti diyotun geçiş

iletkenliğinde daha baskın olmasını sağlayacağı için daha iyi spur performansı sağlayacaktır.

Mikseri çarpıcıdan ziyade bir nevi anahtarlama yapısı olarak düşünmek daha doğru olacaktır. Şekil 2-4'te $s(t)$ LO frekansını göstermektedir. Mikser çeşidine bağlı olarak LO voltajının pozitif olduğu yerde diyot açık devre haline gelirken LO voltajının negatif olduğu yerde diyot kapalı devre haline gelir. Tek sonlu ve tek dengeli mikserler basit anahtarlama mikseri grubuna girerken çift dengeli mikserler kutuplu anahtarlama mikseri grubundadır. Kutuplu anahtarlama mikserinde kullanılan diyotlardan bir kısmı LO voltajı pozitif olduğu durumda açıkken diğer diyotlar kapalıdır. Benzer şekilde LO voltajı negatif olduğu durumda daha önce açık olan diyotlar kapanır ve kapalı olan diyotlar açılır. Bu yapının detaylarından daha sonra bahsedilecektir.



Şekil 2-4 (a) Basit Anahtarlama Mikseri (b) Kutuplu Anahtarlama Mikseri

Frekans dönüşümü esnasında RF tarafından taşınan bilgi IF frekansına aktarılır. Bu nedenle mikser frekans tabanındaki bu dönüşümde kritik bir öneme sahiptir.

Mikser tasarımı doğrusal olmayan herhangi bir malzeme kullanılarak yapılabilir. Ancak iyi bir mikser tasarlayabilmek için Schottky diyot, GaAs FET ve CMOS

transistör gibi doğrusal olmayan malzemeler kullanmak gerekir. Bu malzemelerden hangisinin seçileceği tamamen mikserin kullanılacağı ortama bağlıdır. FET ve CMOS mikserler genellikle maliyetin performanstan daha önemli olduğu uygulamalarda kullanılmaktadır. Daha zorlayıcı ve performans gerektiren işlerde genellikle Schottky diyot mikserler tercih edilmektedir.

2.2. Mikser Parametreleri

Bu bölümde mikser tasarımı esnasında ve üretimi sonrasında test edilecek ölçüm parametrelerinin neler olduğundan bahsedilecektir.

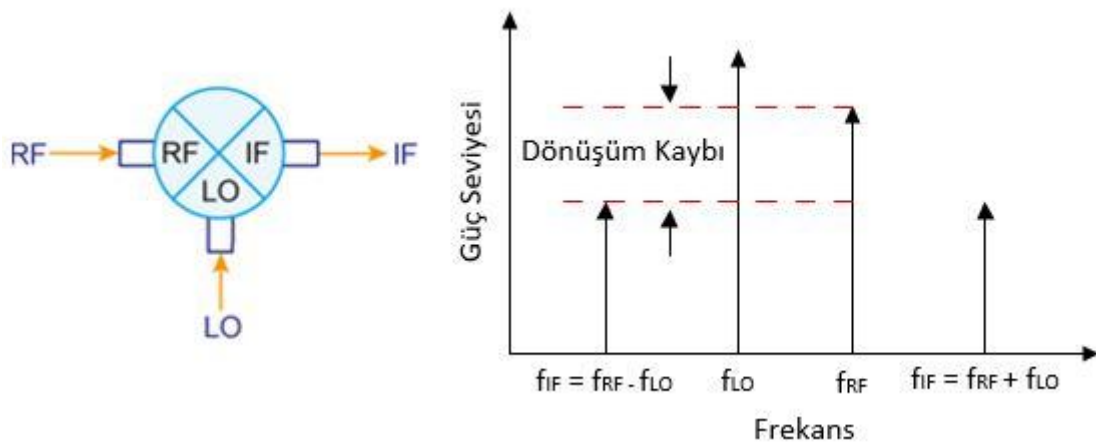
Dönüşüm Kaybı: Dönüşüm kaybı, belirli seviyenin üzerindeki LO işareti için çıkış sinyal gücünün giriş sinyal gücüne oranıdır. Dönüşüm kaybı belirli bir seviyenin altındaki LO işareti ile olması gerektiğinden daha yüksek çıkmaktadır. Bu nedenle LO işareti diyotların tamamen açık olacağı ve dönüşüm kaybının LO işaretinin seviyesinden bağımsız olarak sabit olacağı yükseklikte bir değer olmalıdır.

$$\text{Dönüşüm Kaybı [dB]} = 10 \log \frac{\text{Genlik}(f_{\text{çıkış}}) \text{ mW}}{\text{Genlik}(f_{\text{giriş}}) \text{ mW}} \quad (2.5)$$

Pratikte yapılan ölçümler genel olarak dBm cinsinden olduğu için dönüşüm kaybı logaritmik ölçekte çıkış sinyali gücü ile giriş sinyali gücü arasındaki fark olarak da ifade edilmektedir.

$$\text{Dönüşüm Kaybı [dB]} = P_{\text{çıkış}}[\text{dBm}] - P_{\text{giriş}}[\text{dBm}] \quad (2.6)$$

$P_{\text{giriş}}$ ve $P_{\text{çıkış}}$ dBm, dönüşüm kaybı ise dB cinsinden ifade edilmektedir.



Şekil 2-5 Mikser Dönüşüm Kaybı

Dönüşüm kaybı mikserin en önemli parametrelerinden biridir. Pasif mikserlerde frekans dönüşümü sonucunda giriş işareti kayba uğradığı için dönüşüm kaybı olarak adlandırılırken aktif mikserlerde frekans dönüşümü sonucu işaretin seviyesi arttığı için dönüşüm kazancı olarak adlandırılmaktadır. Mikserin aktif veya pasif olması tamamıyla tasarım kararı olmakla birlikte pasif mikserler izolasyon ve daha düşük gürültülü olması açısından mikser uygulamalarında daha çok tercih edilmektedir.

Dönüşüm kaybı mikserin giriş frekansının çıkış frekansına dönüşümü esnasında ne kadar güç kaybına uğradığını göstermektedir. Frekans bandı boyunca yeterince düz olmayan dönüşüm kaybı giriş sinyalindeki bir takım bilginin çıkışta elde edilememesine neden olabilir. Mikserin doğrusal olmayan yapısından dolayı çalışma bandına ve mikser çeşidine bağlı olarak dönüşüm kaybı değeri değişkenlik gösterebilir. Genellikle frekans bandı boyunca dönüşüm kaybının 2-3 dB'lik oynaması normal karşılanmaktadır.

Dönüşüm kaybı ölçümü sabit IF frekansı yaratacak şekilde eş zamanlı olarak değiştirilen RF ve LO frekansları ile tüm çalışma bandı boyunca hesaplanabilir. Örnek vermek gerekirse RF işaretin -10 dBm olduğu durumda IF işaret seviyesi -18 dBm ise dönüşüm kaybı 8 dB'dir. Mikser çeşidine bağlı olarak dönüşüm kaybı 4.5-9 dB arasında değişebilir [8]. Bu kayıp içerisinde iletim hattı kayıpları, balun uyumsuzluğu, diyotun seri direncinin yaratmış olduğu kayıplar da vardır. Geniş bantlı mikserlerin dönüşüm kaybı daha yüksek çıkmaktadır.

Dönüşüm kaybı mikser parametreleri için de en önemlisi olarak gösterilmektedir. Bunun nedeni ise eğer mikserin dönüşüm kaybı istenilen değerlerde ise izolasyon ve P1dB sıkıştırma noktası gibi diğer ölçüm parametreleri de benzer şekilde istenilen değerlerde elde edilebilmektedir. Bu nedenle dönüşüm kaybı mikser ölçümleri için mihenk taşıdır [8].

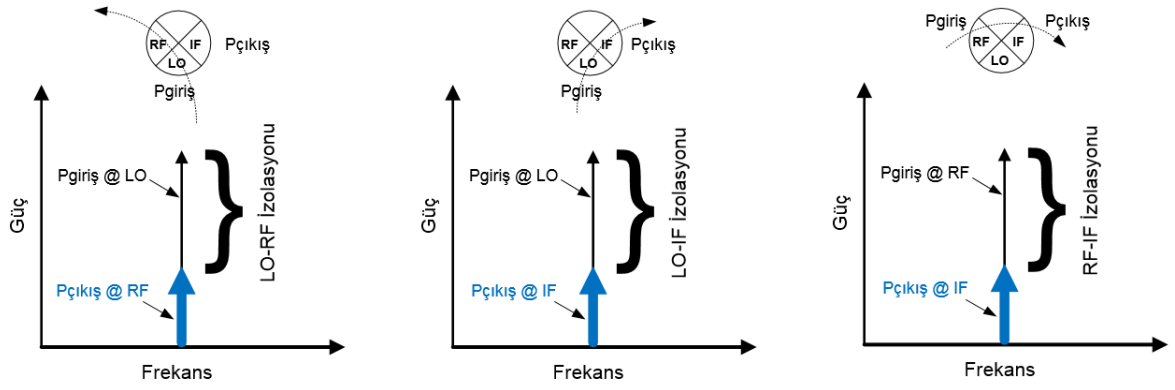
Gürültü Figürü: Gürültü figürü almaçlarda tespit edilebilir en düşük sinyali belirleyen parametrelerden birisi olduğu için mikser için çok önemli bir yere sahiptir. 1 dB sıkıştırma noktası ile tespit edilebilir minimum sinyal seviyesi arasında kalan bölge sistemin dinamik alanıdır. Gürültü figürü yaklaşık olarak dönüşüm kaybına eşit kabul edilmektedir. Bu nedenle dönüşüm kaybının olabildiğince düşük olması almaç yapılarındaki dinamik alanın doğrudan artmasına olanak sağlayacaktır.

İzolasyon: İzolasyon, bir mikser portundan diğerine sızan işaretin ölçüsüdür. Mikserlerde genellikle LO-IF, RF-IF ve LO-RF olmak üzere üç çeşit izolasyon değerine bakılır ve Şekil 2-6'da sembolik gösterimi verilmiştir. İzolasyon değeri yaklaşık olarak karşılıklı bir yapıya sahiptir [8]. Örnek vermek gerekirse LO-IF izolasyonu ile IF-LO izolasyonu yaklaşık olarak birbirine eşittir. Bu nedenle izolasyon değerinin tek yönlü alınması diğer yöndeki izolasyon değeri için de fikir verecektir.

LO-IF izolasyonu IF portuna sızan LO işaretini göstermektedir. LO-IF izolasyonu tipik olarak 20-30 dB arasındadır [8]. Diğer üç tip izolasyon arasında en kötüsü olmaya eğilimlidir. LO-IF izolasyonu kötü olduğu durumda eğer LO ve IF frekansları birbirine yakınsa IF portuna sızan yüksek güçteki LO işareti düşük gücü yükseltmek üzere tasarlanmış IF yükselteçlerini doyuma sokabilir. Ayrıca düşük LO-IF izolasyonu, dönüşüm kaybının frekans bandı boyunca düz çıkmamasına sebep olabilir [8].

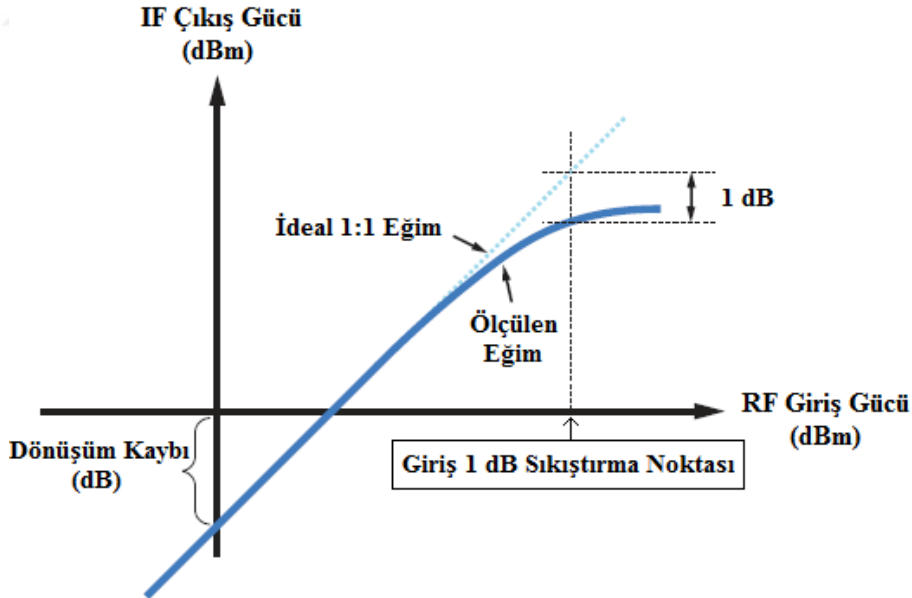
RF-IF izolasyonu IF portuna sızan RF işaretini göstermektedir. Genel olarak 25-35 dB aralığındadır [8]. RF-IF izolasyonu diğer izolasyonlara göre daha az etkilidir. Bunun temel nedeni RF ve IF işaretler LO ile karşılaştırıldığında giriş seviyeleri oldukça düşüktür. Bu nedenle LO izolasyonu daha öncelikli bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır. Öte yandan mikser tasarımında RF-IF izolasyonunun yüksek olması mikserin yeterince dengeli olduğu gösterir. Bu sayede dönüşüm kaybının düşmesi beklenir. Öte yandan RF-IF izolasyonunun 20 dB'nin altında olduğu durumda dönüşüm kaybı artar ve bant boyunca düzlüğü kötüleşir [8].

LO-RF izolasyonu, RF portuna sızan LO işaretini göstermektedir. LO-RF izolasyonu aşağı dönüşüm yapıları için önemli bir parametredir. Eğer LO-RF izolasyonu kötü ise LO işareti RF devresine sızabilir ve RF yükselteci ile etkileşime girerek RF hattını kirletebilir. Düşük LO-RF izolasyonu yukarı dönüşüm yapılarında LO frekansı RF frekansına çok yakın olduğu durumda (IF DC'deyken veya çok yakınsa) probleme sebep olabilir. Bu durumda LO sızıntısını RF sinyalden herhangi bir filtre ile filtrelemek mümkün olmayacaktır. RF ve LO arasındaki bu girişim, RF çıkış devresinde bozulmalara sebep olabilir.



Şekil 2-6 LO-RF, LO-IF ve RF-IF İzolasyonları

1 dB Sıkıştırma Noktası (P1dB): Mikserin doğrusal bölgede çalışması durumunda dönüşüm kaybı RF giriş seviyesinden bağımsız olarak sabittir ve aralarında dönüşüm kaybı kadar fark olacak şekilde RF gücü 1 dB arttığı durumda IF gücü de 1 dB artar. Ancak RF gücünün belirli bir seviyedeki artışından sonra IF gücünün artışı RF gücünün artışı kadar olmaz. Doğrusal bölgeden çıkmaya başladığı bu noktada RF gücü ile IF gücü arasındaki farkın dönüşüm kaybının 1 dB fazlasına eşit olduğu yer 1 dB sıkıştırma noktası olarak adlandırılır (Şekil 2-7).



Şekil 2-7 1 dB Sıkıştırma Noktası

Miksere düşük güçte RF işaret verildiği durumda 1:1 olarak değişen bu grafik RF gücün belirli bir artışından sonra doğrusal bölgeden çıkar ve dönüşüm kaybı

artmaya başlar. Sabit olan dönüşüm kaybının artarak normal değerinden 1 dB fazlasına ulaştığı bu nokta mikserin 1 dB sıkıştırma noktasıdır.

Doğrusal çalışma durumunda LO sinyalinin gücü RF sinyalinin gücünden, diyot anahtarlama operasyonu tamamen LO işareti tarafından kontrol edileceği kadar yüksektir. RF sinyalinin gücü 1 dB sıkıştırma noktasının 3 dB kadar içinde olduğu durumda mikser kararsız bir hal almaya başlar ve tahmin edilemeyecek sonuçlar vermeye başlar. Bunun sonucunda çok tonlu ara modülasyon bozulma seviyesi yükselir ve dönüşüm kaybı artar. Bu durum, sıkışmaya başlayan mikserdeki diyotların kısmen RF sinyali ile açılmasıyla açıklanır. Sonuç olarak mikser dengesi bozulur ve dönüşüm etkinliği azalır.

Mikser sıkıştırma noktası daha yüksek bariyere sahip diyot kullanılarak arttırılabilir. Bu sayede daha yüksek seviye sahip RF işaret diyotun açılış voltajını geçemeyeceği için sıkıştırma noktası da doğal olarak yükselmiş olur. Öte yandan diyotun açılış voltajı artacağı için uygulanması gereken LO seviyesinin de artması gerekecektir. Alma veya gönderme yapısında kullanılacak olan mikserin daha yüksek seviyede LO işaret ile çalışabilmesi için kullanılacak yükselteç sayısı da doğal olarak artacaktır. Bu iki durum arasındaki seçim, sistem gereksinimine göre belirlenebilir. Pratikte 1 dB sıkıştırma noktası mikserin sürülebildiği minimum LO seviyesinin genellikle 4-7 dB aşağısındadır [8]. Düşük bariyerli diyotlarda 1 dB sıkıştırma noktası genellikle RF güç 0 dBm'den büyükken, yüksek bariyere sahip diyotlar içinse RF güç +12 dBm'den büyük olduğu durumda ortaya çıkar [8].

VSWR: VSWR mikser için tartışmalı bir konudur. VSWR mikrodalga mikserler için anlamsız bir ölçüm olduğu görüşü vardır [8]. Bunun temel nedeni VSWR değerinin mikser performansı konusunda fazla fikir vermeyeceğidir. Benzer şekilde tek başına VSWR değeri iyi olan mikserin RF sisteme entegre edildiğinde benzer performansı göstereceğinin garantisi yoktur. Sorunun merkezi mikserin sabit bir yük olarak modellenememesidir. Mikser aslında hem bir yük hemde kaynak olarak çalışmaktadır. Mikserin VSWR değeri mükemmel dahi olsa çıkışta harmonik görmek kaçınılmazdır.

Tek Tonlu Ara Modülasyon Bozulması: RF ve LO işaretler diyotun dönüşüm bölgesinde doğrusal olmayan bir şekilde çarpıldığı için istenilen işaretin yanı sıra istenmeyen işaretler de meydana getirir.

$$IF = mRF \pm nLO \text{ (m ve n, tam sayı)} \quad (2.7)$$

Sadece $m=1$ ve $n=1$ olduğu durum istenilen sonuçken bunun dışında kalan ve istenmeyen tüm harmonik işaretler tek tonlu ara modülasyon (IMD) değeri olarak adlandırılır. Mikserin çalışma yapısından dolayı tek tonlu IMD'lerden kaçış yoktur. Mikser tasarımındaki temel hedef tek tonlu IMD'lerin olabildiğince düşük seviyede tutulmasıdır. RF girişin düşmesiyle tek tonlu IMD seviyeleri de düşecektir.

Çok Tonlu Ara Modülasyon Bozulması: Birden fazla işaret, mikserin RF portundan girdiğinde diyotun doğası gereği doğrusal olmayan bir şekilde birbirleriyle ve LO işaretiyle çarpılarak farklı frekanslarda bileşenler üretirler. Sistem seviyesinde çok tonlu ara modülasyon ciddi bir problemdir. Çünkü bazı istenmeyen işaretler doğrudan IF bant içerisine düşer ve filtrelenmesi neredeyse imkansızdır. Bu nedenle çok tonlu ara modülasyon bozulması almaç yapılarında dinamik alanın üst limitini belirlemektedir.

Yaygın olarak kabul edilen çok tonlu ara modülasyon çeşidi iki tonlu üçüncü dereceden kesişim (TOI) noktasıdır. Aynı zamanda iki tonlu ara modülasyon bozulması olarak da adlandırılmakta ve IP3 kısaltması ile gösterilmektedir.

IP3 değeri aslında RF seviye arttıkça mikserin doğrusal olmayan karakteristiğini matematiksel olarak tahmin etme yöntemidir. RF portundan giren, frekans olarak birbirine çok yakın iki işaret LO işareti ile çarpılarak IF portunda bir takım istenmeyen harmonikler meydana getirir.

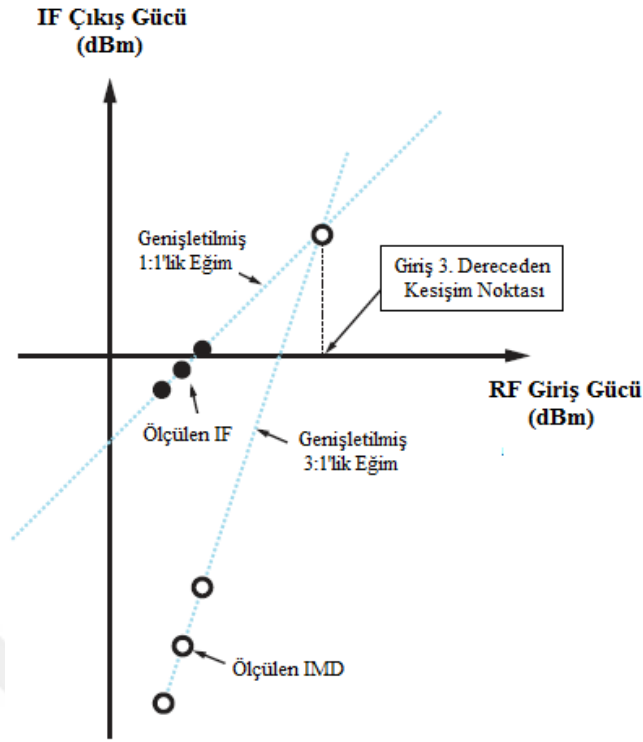
$$f_{\text{çıkış}} = nf_{\text{LO}} \pm m_1 f_{\text{RF1}} \pm m_2 f_{\text{RF2}} \quad (n, m_1 \text{ ve } m_2, \text{ tam sayı}) \quad (2.8)$$

Birbirine çok yakın frekanstaki iki RF işaretin LO ile çarpılması sonucu bant içine düşen ve filtrelenmesi neredeyse imkansız olan bu iki işaret aşağıdaki matematiksel eşitlikler sonucu oluşmaktadır.

$$f_1 = 2f_{\text{RF1}} - f_{\text{RF2}} - f_{\text{LO}} \quad (2.9)$$

$$f_2 = 2f_{\text{RF2}} - f_{\text{RF1}} - f_{\text{LO}} \quad (2.10)$$

IF'te oluşan ana işaret birince dereceden olduğu için RF seviyesinin 1 dB artması ana işaretinde 1 dB artmasını sağlayacaktır. Öte yandan bant içerisine düşen istenmeyen işaretin üçüncü dereceden olmasından dolayı RF işaretin 1 dB artışı teorik olarak üçüncü dereceden IMD'lerin 3 dB artması anlamına gelmektedir.



Şekil 2-8 3. Dereceden Kesişim Noktası Hesabı

IF'teki ana işaret ve IMD'ler idealde Şekil 2-8'de gösterildiği gibi 1:1 ve 3:1'lik eğime sahiptir ve IP3 noktasında kesişirler. Ancak bu kesişme pratikte gerçekleşmez. Bunun nedeni mikser belirli bir RF seviyesinden sonra sıkışmaya başlamasıdır. Bu nedenle pratikte IP3 değeri bulunurken genellikle 1 dB sıkıştırma noktasının altındaki RF işaretin artışına karşı IF'deki birinci dereceden ana işaretin ve IMD'lerin artışı kaydedilir. Artış miktarının ortalaması alınarak işaretlerinin seviyesinin pratikteki artışı gözlemlenir. Bu ortalama değerleri kullanılarak IF'teki ana işaretin IMD'lerle kesiştiği nokta matematiksel olarak hesaplanır. IF'teki ana işaretin IMD'lerle aynı seviyeye ulaştığı bu nokta bizim için IP3 noktası olacaktır. Bu noktadaki RF işaretin seviyesi ise ölçülen değer giriş IP3 (IIP3) değerini verecektir.

IP3 değeri almaç yapılarında spur olmayan dinamik alanın (SFDR) üst limitini belirlediği için yüksek olması mikser açısından önemli bir parametredir. IP3 değeri mikser tipine ve teknolojisine göre değişiklik gösterse de çift dengeli mikserler için genellikle mikseri sürmek için gerekli LO seviyesinin 3-5 dB üzerindedir [8]. 1 dB sıkıştırma noktası hesabındakine benzer şekilde kullanılan diyotun bariyerinin daha yüksek seçilmesi doğrudan mikseri sürmek için gerekli LO seviyesini arttıracak ve bu sayede IP3 noktası yükselecektir. Öte yandan sistem seviyesinde düşünüldüğünde mikseri sürmek için gerekli LO işaretini sağlayabilmek için kullanılan yükseltecin

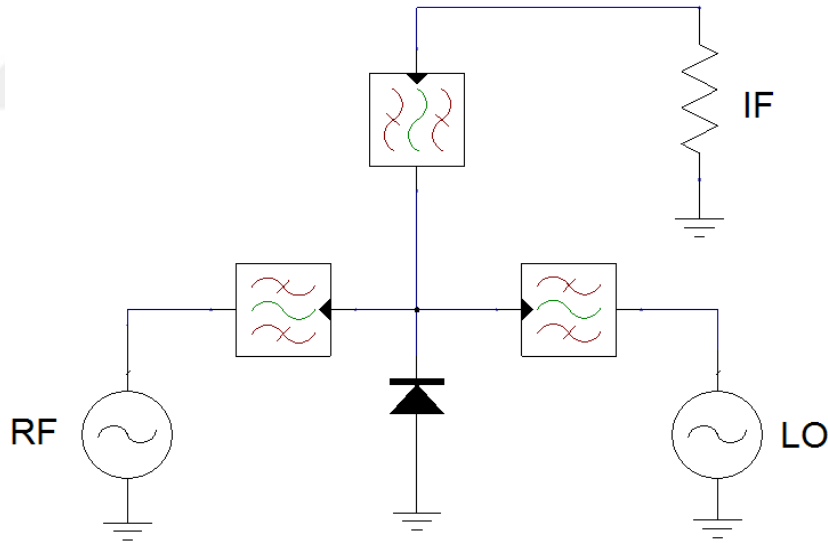
kazancı veya sayısının arttırılması gerekecektir. Bu da özellikle almaç yapılarında kullanılan malzeme sayısının artması, izolasyonun düşmesi gibi başka problemlere sebep olabilir.

2.3. Diyot Mikser Topolojileri

Maliyet ve performans seviyelerine bağlı olarak çeşitli tipte pasif mikser tasarımları mevcuttur. Sadelikleri, geniş bant kapsama alanları ve DC güce ihtiyaç duymaması nedeniyle birçok alanda pasif mikser yapıları tercih edilmektedir. Mikser çeşitleri kullandıkları diyot çeşidine ve miktarına bağlı olarak çeşitli sınıflara ayrılabilir. Bunlar tek sonlu, tek dengeli ve çift dengeli mikserlerdir. Uygulama ve üretim kısıtlamalarına bağlı olarak, bir topoloji diğer türlere göre avantajlar sergileyebilir.

2.3.1. Tek Sonlu Mikser:

Şekil 2-9’de görüldüğü gibi tek sonlu topoloji, LO, RF ve IF frekansını seçen filtrelerden ve tek bir diyottan oluşmaktadır. İzolasyon, frekansta ayrılan bant geçiren ve alçak geçiren filtre ile elde edilir.

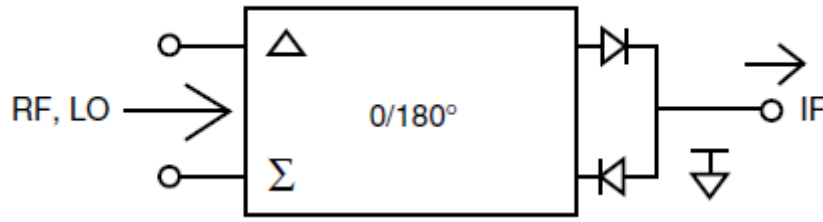


Şekil 2-9 Tek Sonlu Mikser

Tek sonlu mikserde tek bir diyot kullanıldığı için çift dengeli mikser ile karşılaştırıldığında daha düşük LO gücü gereklidir. Öte yandan dar bantlı olması, porttan porta izolasyonlarının düşük olması, yüksek gürültü figürüne sahip olması ve kesişim noktasının düşük olması tek sonlu mikserin dezavantajlarıdır. Tek sonlu mikserler, çeşitli performans sınırlamalarına sahip olsa da, sadelikleri nedeniyle yeterli performans gerektiren birçok sistemde kullanılmaktadır [9] .

2.3.2. Tek Dengeli Mikser:

Şekil 2-10'da gösterildiği gibi, pratik tek dengeli bir mikser, arka arkaya bağlı iki diyottan ve 180° hibritten oluşur. RF sinyali hibritin fark portuna bağlıyken LO sinyali hibritin toplam portuna bağlanabildiği gibi Şekil 2-10'da gösterildiği gibi yerde değiştirebilirler. RF sinyali iki diyot arasında bölündüğü için dinamik alan tek sonlu mikserlere göre daha yüksektir. Öte yandan tek sonlu mikserlere göre daha fazla LO gücü gereklidir. RF / LO izolasyonu, bu topolojide hibritin izolasyonu ile belirlenir.



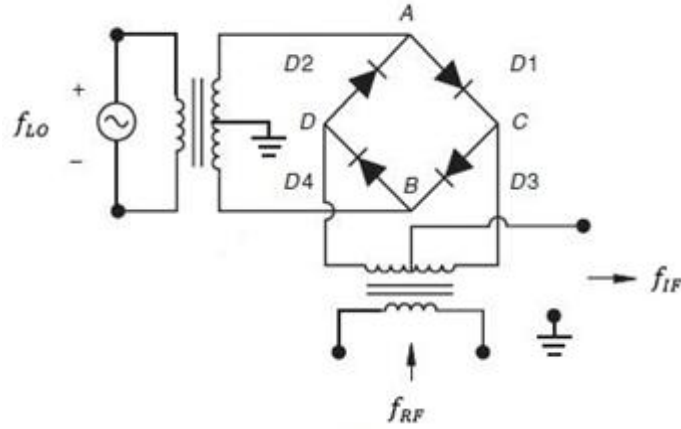
Şekil 2-10 180° Tek Dengeli Mikser

2.3.3. Çift Dengeli Mikser:

1-18 GHz aralığında en yaygın olarak kullanılan çift dengeli mikser çeşidi Şekil 2-11 ve Şekil 2-15'te gösterildiği gibi halka ve yıldız topolojisindeki mikserdir [5]. Çift dengeli mikserde diğer mikser çeşitlerinden farklı olarak herhangi bir filtrelemeye gerek kalmadan tüm portlarında izolasyona sahiptir. Ara modülasyon seviyeleri düşüktür. LO gürültüsü daha fazla bastırılır. Çok geniş bant işlemlerde kullanılabilir. Öte yandan en az dört diyot ve iki transformatör ihtiyacı olmasıyla birlikte daha fazla LO güç gereksinimine ihtiyaç duyarlar ve dönüşüm kayıpları daha yüksektir. Tek dengeli mikserlerde tüm diyotlar LO voltajının polaritesine bağlı olarak ya açık ya da kapalıdır. Çift dengeli mikserde ise aynı zaman diliminde LO voltajının polaritesine bağlı olarak diyotların yarısı açıkken diğer yarısı kapalıdır.

Halka Mikser: Halka mikserde diyotlar LO işaretinin polaritesine bağlı olarak bir anahtar görevi görerek açılıp kapanır. Şekil 2-11'de halka mikser gösterilmektedir. İki adet transformatör ve dört adet diyottan oluşmaktadır. RF işaret ilk transformatörün birincil sargısına uygulanırken LO işareti diğer transformatörün birincil sargısına uygulanır. LO transformatörünün ikincil sargısının orta noktası toprağa bağlanırken RF transformatörünün ikincil sargısının orta noktasından IF çıkışı alınır. Teorik olarak LO transformatörünün ikincil sargısının orta noktası da IF çıkışı almak için kullanılabilir ancak LO/IF izolasyonu, yüksek LO genliği nedeniyle daha da kötüleşir.

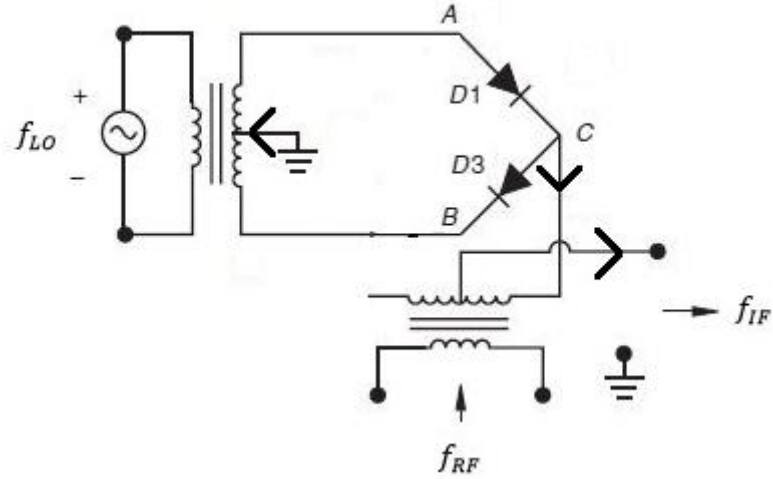
LO/IF izolasyonu RF/IF izolasyonunda daha önemli olduğu için IF çıkış RF transformatörünün ikincil sargısının orta noktasından alınmalıdır [5].



Şekil 2-11 Çift Dengeli Mikser Halka Topolojisi

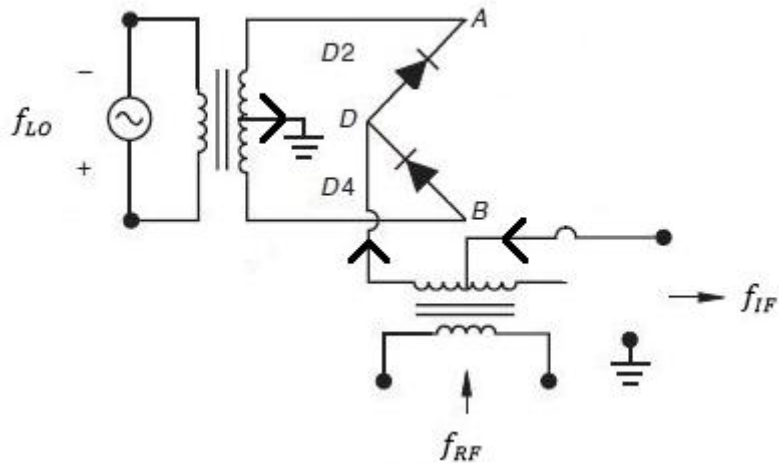
Transformatörlerin ikincil sargısının orta noktası sanal topraktır. Bu nedenle iki eş yük, transformatörün ikincil sargısına bağlandığında bu bağlantı da sanal toprak olacaktır. Şekil 2-11’de görülebileceği gibi A-B noktaları RF için C-D noktaları ise LO için sanal topraktır. RF transformatörünün ikincil sargısı LO’nun hayali toprağına, LO’nun ikincil sargısı ise RF’in hayali toprağına bağlandığı için fazladan herhangi bir filtrelemeye gerek kalmadan yüksek LO/RF izolasyonu elde edilir.

Şekil 2-11’de gösterildiği üzere LO voltajı pozitif olduğu durumda A ve B noktalarına uygulanan voltaj sayesinde D1 ve D3 diyotları kısa devre iken, D2 ve D4 diyotları açık devredir ve bu diyotlar üzerinden herhangi bir akım geçmez. C noktası RF için sanal toprak olan A ve B noktalarına bağlanır. RF transformatörünün ikincil sargısının yarısı açık devreye durumundayken diğer yarısı IF çıkışa bağlıdır LO voltajının pozitif olduğu durum için yapılan sadeleştirme Şekil 2-12’de gösterilmektedir.



Şekil 2-12 LO voltajı pozitif olduğunda Halka Mikserin Sadeleşmiş Hali

LO voltajı negatif olduğu durumda A ve B noktalarına uygulanan voltaj sayesinde D2 ve D4 diyotları kısa devre iken, D1 ve D3 diyotları açık devredir ve bu diyotlar üzerinden herhangi bir akım geçmez. D noktası RF için sanal toprak olan A ve B noktalarına bağlanır. RF transformatörünün ikincil sargısının bir önceki sefer açık devre olan kısmı IF çıkışa bağlanırken, IF çıkış olan kısmı açık devre haline gelir. LO voltajının negatif olduğu durum için yapılan sadeleştirme Şekil 2-13'te gösterilmektedir.



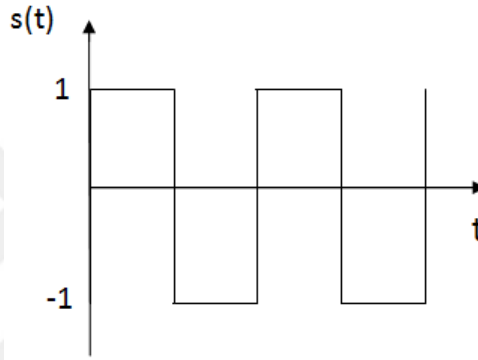
Şekil 2-13 LO voltajı negatif olduğunda Halka Mikserin Sadeleşmiş Hali

Diyotlar LO işaretinin her bir yarım döngüsünde açılır veya kapanır. Döngünün birinde RF transformatörünün ikincil sargısının bir yarısından IF çıkışa bağlantı sağlanırken döngünün diğer yarısında ikincil sargının diğer yarısından IF çıkışa

bağlantı sağlanır. Sonuç olarak IF yüküne uygulanan RF voltajının polaritesi LO voltajının polaritesinin değişmesi ile tersine döner (Şekil 2-12 ve Şekil 2-13’da akım yönlerini gösteren oklarla da belirtilmiştir. Birinde akım IF çıkışa doğru akarken diğer turda IF çıkıştan içeri doğru akmaktadır.). Bu durum RF sinyalinin, kare dalga LO sinyali ile çarpılmasına anlamına gelmektedir.

$$V_{IF}(t) = s(t)V_{RF}(t) \quad (2.11)$$

$s(t)$ mikser için anahtarlama dalga biçimini göstermekte olup Şekil 2-14’te gösterilmektedir.



Şekil 2-14 Anahtarlama Dalga Biçimi

Denklem (2.11) Fourier serisi olarak gösterildiğinde,

$$V_{IF}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega_{LO}t)V_{RF}(t) \quad (2.12)$$

n tek sayıdır. $s(t)$ simetrik kare dalga olduğu için Fourier serisi gösteriminde herhangi bir DC bileşen içermemektedir. RF ve IF portlar herhangi bir filtre kullanmaya gerek kalmadan birbirinden izoledir. n çift olduğu durumda a_n sıfırdır. Bu nedenle V_{IF} , LO frekansının çift harmoniklerini içermez. Bu sayede LO’nun çift dereceli harmonikleri bastırılmış olur. Yapının simetrik olmasından dolayı RF’in çift dereceli harmonikleri de bastırılır. IF çıkışındaki frekans bileşenleri RF ve LO sinyalleri cinsinden ifade edilmek istendiğinde,

$$f_{IF} = mf_{LO} \pm nf_{RF} \text{ (m ve n tek tam sayı)} \quad (2.13)$$

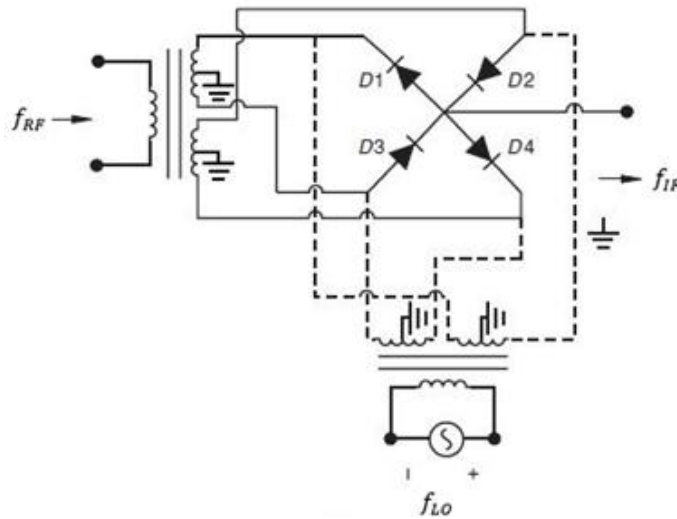
olur.

Yıldız Mikser: Yıldız mikserde Şekil 2-15’de de görüleceği üzere diyotların bir ucu IF çıkışa bağlıyken diğer ucu RF ve LO transformatörlerin her ikisine birden bağlıdır. Yıldız mikser topolojisi halka mikser topolojisinden daha karmaşık bir yapıya sahiptir. LO ve RF transformatörlerinde ikincil sargıdan iki adet bulunmaktadır. Yıldız mikser bir çok uygulama için güzel bir mikser çeşitidir. Genellikle oktav bant genişliği boyunca düzgün bir performansa sahiptir. Geniş bantlıdır. IF’te düşük VSWR’a sahiptir. Porttan porta izolasyonları mükemmeldir.

Yıldız mikser genel yapı itibariyle LO ve RF balun ve dört diyottan oluşan bir yapıya sahiptir. Diyotlar balunlara çapraz bir şekilde bağlandığı için yıldız mikser olarak adlandırılmaktadır. Yıldız mikserde kullanılan balun çeşidi Marchand Balun’dur.

Ring mikserde RF balun LO’nun hayali toprağına bağlanırken LO balun’da benzer şekilde RF’in hayali toprağına bağlıdır. Bu ayrışma sayesinde LO ve RF balunların çalışma frekansları farklı olabilir. Ancak yıldız mikserde balunlar doğrudan diyotlara bağlandığı için her iki balun aynı merkez frekansa sahip olmalıdır. Her bir balun RF ve LO bantlarını içermelidir.

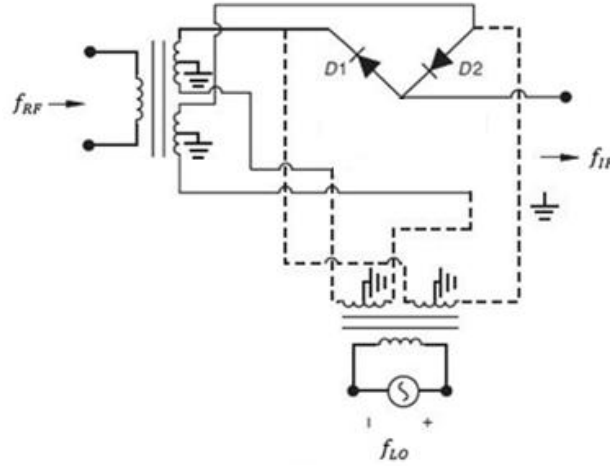
IF akımı, balunları çift modda harekete geçirir. Marchand balunun bant içerisindeki çift mod empedansı çok yüksektir. Bu nedenle IF, LO/RF bandı ile örtüşmez. Ayrıca IF kısım için özel bir tasarım gerekmemektedir.



Şekil 2-15 Çift Dengeli Mikser Yıldız Topolojisi

Yıldız mikserde halka mikserde olduğu gibi kutuplu anahtarlama yapısına sahiptir. LO voltajı pozitif olduğu durumda D1 ve D2 diyotları kısa devredir ve iletim bu diyotlar üzerinden sağlanır. Öte yandan D3 ve D4 diyotları açık devredir ve bu diyotlar

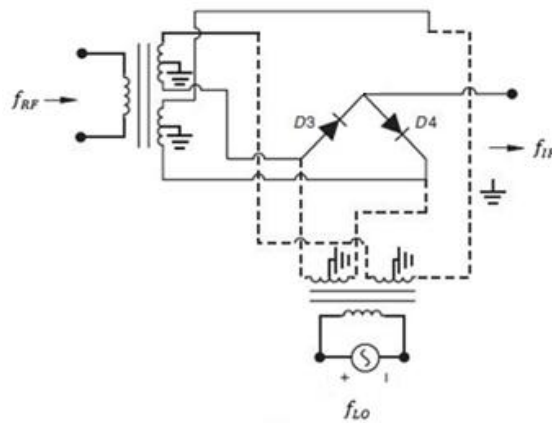
üzerinden herhangi bir akım geçmez. LO voltajının pozitif olduğu durum için yıldız topolojisinin sadeleştirilmiş hali Şekil 2-16'de gösterilmiştir.



Şekil 2-16 LO voltajı pozitif olduğunda Yıldız Mikserin sadeleşmiş hali

Bu durumda RF sinyal akımı transformatörün ikincil sargısının üst terminalinden IF portuna akar.

LO voltajı negatif olduğu durumda ise D3 ve D4 diyotları kısa devredir ve iletim bu diyotlar üzerinden sağlanır. Öte yandan D1 ve D2 diyotları açık devredir ve bu diyotlar üzerinden herhangi bir akım geçmez. LO voltajının negatif olduğu durum için yıldız topolojisinin sadeleştirilmiş hali Şekil 2-17'de gösterilmiştir. Bu durumda ise RF sinyal akımı transformatörün ikincil sargısının alt terminalinden IF portuna akar.



Şekil 2-17 LO voltajı negatif olduğunda Yıldız Mikserin sadeleşmiş hali

Sonuç olarak halka mikser yapısındaki benzer olarak IF yüküne uygulanan RF voltajının polaritesi LO voltajının polaritesinin değişmesi ile tersine döner. Bu durum RF sinyalinin, kare dalga LO sinyali ile çarpılmasına anlamına gelmektedir.

$$V_{IF}(t) = s(t)V_{RF}(t) \quad (2.14)$$

$s(t)$ mikser için anahtarlama dalga biçimini göstermekte olup Şekil 2-14'te gösterilmektedir.

Denklem (2.14) Fourier serisi olarak gösterildiğinde,

$$V_{IF}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega_{LO}t)V_{RF}(t) \quad (2.15)$$

n tek sayıdır. $s(t)$ simetrik kare dalga olduğu için Fourier serisi gösteriminde herhangi bir DC bileşen içermemektedir. RF ve IF portlar herhangi bir filtre kullanmaya gerek kalmadan birbirinden izoledir. n çift olduğu durumda a_n sıfırdır. Bu nedenle V_{IF} , LO frekansının çift harmoniklerini içermez. Bu sayede LO'nun çift dereceli harmonikleri bastırılmış olur. Yapının simetrik olmasından dolayı RF'in çift dereceli harmonikleri de bastırılır. IF çıkışındaki frekans bileşenleri RF ve LO sinyalleri cinsinden ifade edilmek istendiğinde,

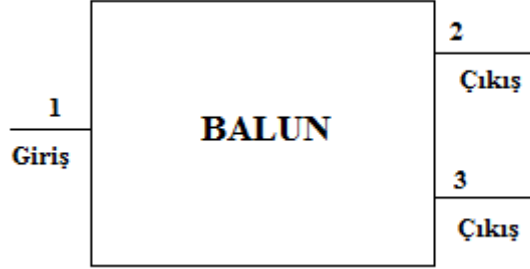
$$f_{IF} = mf_{LO} \pm nf_{RF} \text{ (m ve n tek tam sayı)} \quad (2.16)$$

olur. Denklem (2.16)'den de anlaşılacağı üzere IF çıkışta RF, LO işaretleri ve bu işaretlerin çift dereceli harmonikleri görülmez. Bu tanım diyotun ideal olduğu durum için geçerlidir. Ancak gerçek Schottky diyotları, Şekil 2-3'de gösterildiği gibi dönüşüm bölgesinde mutlaka bir miktar açılma geçişine sahiptir. Bu nedenle RF işaretin seviyesi düşük dahi olsa diyotun geçiş iletkenliğini bir miktar modüle edecektir. Diyotun gerçekteki I-V karakteristiği RF işaretinin diyotun geçiş iletkenliğini bir miktar modüle etmesinden dolayı ek çarpma ürünleri meydana gelir. Bu nedenle gerçek diyot olası tüm harmonikleri üretir. Gerçek diyotların kullanıldığı pratikteki mikserlerde tüm harmoniklerin görülmesinin nedeni de budur. Buradaki en önemli kriter istenmeyen harmoniklerin ne kadar bastırılabilirdiği ve portlar arası izolasyonların ne kadar iyi olduğudur. Çift dengeli mikser yapısı itibariyle diğer mikser çeşitlerine göre kanallar arası izolasyonu en yüksek mikser çeşitidir.

3. BALUN TASARIMI

3.1. Balun Teorisi ve Çeşitleri

Balun pasif bir elemandır. Balun transformatör görevi üstlenir ve girişteki dengesiz işaretin dengeli iki işarete çevrilmesini sağlar.



Şekil 3-1 Balun Şeması

Balun üç portlu bir yapıya sahiptir. İdealdeki S-Parametreleri aşağıdaki gibidir.

$$S_{12} = -S_{13} = S_{21} = -S_{31} \quad (3.1)$$

$$S_{11} = -\infty \quad (3.2)$$

Balun, üç portlu Wilkinson güç bölücüye benzemektedir. Her iki yapıda da çıkış genlikleri idealde birbirine eşittir. Ancak balun yapısında çıkış portları arasında frekans tabanında 180° faz farkı bulunmaktadır. Zaman alanında ise dengeli çıkışın gerilimi, diğer dengeli çıkış geriliminin negatifidir anlamına gelir.

Girişteki işaret genellikle 50 ohm olan iletim hattı empedansına uyumlandırılmıştır. İzolatör veya sirkülatörden farklı olarak balun iki yönlü olarak kullanılabilen karşılıklı bir yapıya sahiptir. İki çıkış tam olarak uyumlandırılmaz. Balun çıkışları girişle aynı empedans olabilir veya olmayabilir. Çıkışların birbiri ile olan izolasyonları (S_{23}) için herhangi bir kısıtlama yoktur, bu nedenle çıkışlar arasında izolasyon olabilir veya olmayabilir. Ayrıca çıkış portlarında farklı geri dönüş kaybına sahip olabilir [10].

Düşük frekanslarda, balun ve transformatör terimleri birbirlerinin yerine kullanılır. Düşük frekanslı balunlar Şekil 3-2’de görüldüğü gibi genellikle toroid üzerine bakır tel sarılarak elde edilir.

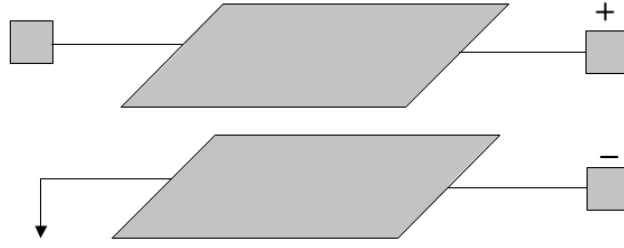


Şekil 3-2 Toroid Üzerine Bakır Tel Sarımı [10]

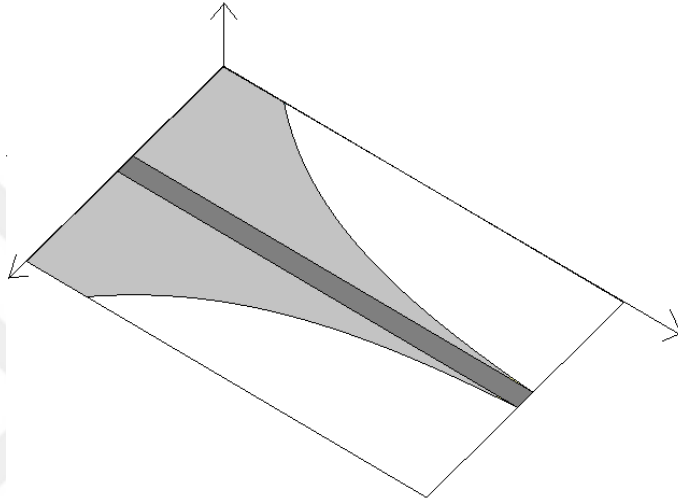
Ne yazık ki bu yapıdaki balunlar genellikle 1 GHz'in altındaki frekanslarla çalışabilmektedir. Manyetik malzeme yüksek kayıp tanjantına sahip olduğu için frekans arttıkça kayıpta doğrudan artacaktır. 1 GHz'in üzerindeki frekanslarda genel olarak mikroşerit yapıda balun tercih edilmektedir [11].

Balunun belirleyici bazı performans parametreleri mevcuttur. Bunlar bant genişliği, dönüşüm kaybı, genlik ve faz dengesidir. Genlik dengesi çıkış portlarındaki gücün birbirine ne kadar yakın olduğunu gösterirken faz dengesi ise çıkış portları arasındaki faz farkının 180° 'ye ne kadar yakın olduğunu göstermektedir. Bazı özel uygulamalarda bu farkın artı eksi birkaç derece içerisinde olması beklenmektedir. Balunlar, dengeli mikserler [12], it-çek yükselteçler [13], dipol beslemeleri [14] ve diğer pek çok uygulamada kullanılır. Birçok farklı balun çeşidi vardır. Tasarım gereksinimine bant genişliğine, çalışma frekansına ve kullanılacağı yapının fiziksel mimarisine bağlı olarak çeşitlendirilmiştir.

İletim hattı balun transformatörü 1 GHz'in üzerindeki frekanslarda çalışmanın yanı sıra bant genişliğini arttırmak amacıyla da geliştirilmiştir. Kapasitif bağlaştırmalı iletim hattı balun topolojisini birçok mikser mimarisinde görmek mümkündür. Kapasitif bağlaştırmalı iletim hattı balunları birçok yapıda tasarlanır ve konik kesimli mikroşerit iletim hattı bunlardan birisidir. Şekil 3-4'te de görüleceği üzere konik kesimli mikroşerit balun yapısında toprak düzlemi koni şeklindedir. Fiziksel mimarisi nedeniyle hibrit mikser ve anten besleme uygulamalarında sıklıkla kullanılır [15].

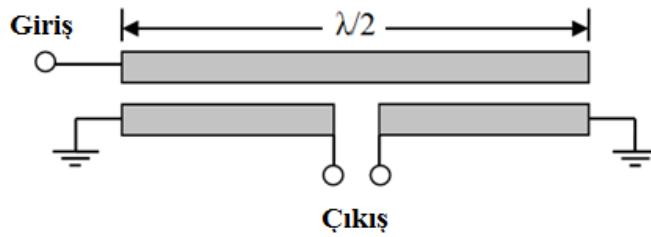


Şekil 3-3 Kapasitif bağlaşıklık iletim hattı balun



Şekil 3-4 Konik kesimli mikroşerit balun

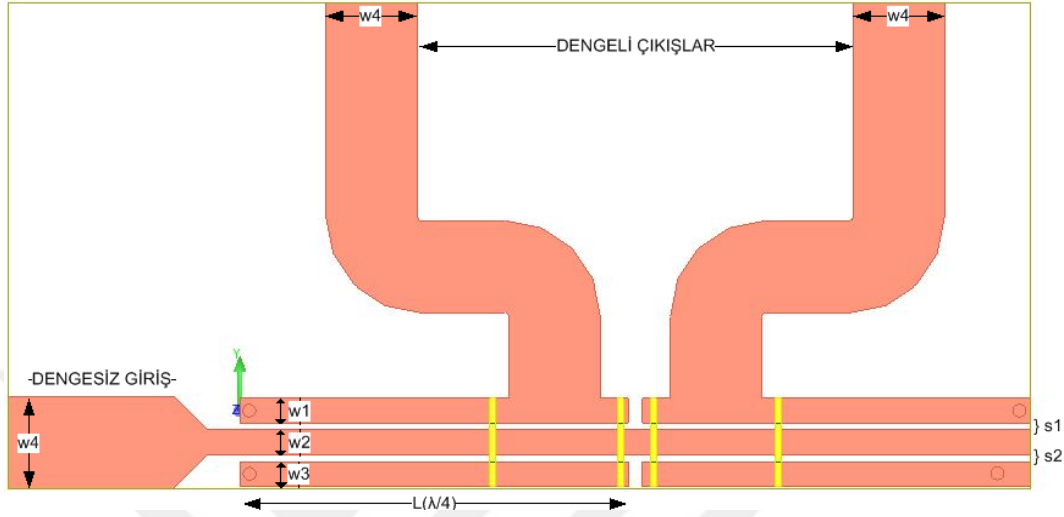
Bir diğer balun çeşidi de Marchand Balun'dur. İlk defa 1944 yılında Marchand tarafından önerilmiştir [16]. Şekil 3-5'te de görüleceği üzere dörtte bir dalga boyu uzunluğuna sahip iki parça ve dalga boyunun yarısı uzunluğunda diğer bir parçadan oluşmaktadır. Genellikle düzlemsel yapının her zaman gerekli olduğu MMIC mikser uygulamalarında kullanılır [17].



Şekil 3-5 Marchand Balun

Her bir iletim hattı $\lambda/4$ ($\theta = 90^\circ$) elektriksel uzunluğa sahiptir. Dengesiz porttan giren işaret dengeli porta ulaşınca kadar $\lambda/4$ ve $3\lambda/4$ dalga boylarında yol kat eder. Bu nedenle çıkış portlarındaki işaretler arasında 180° faz farkı oluşur.

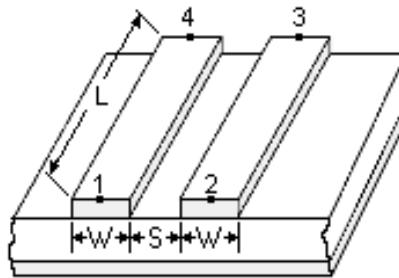
Şekil 3-6’da gösterilen modifikasyon, karşılıklı dengeli bir çıktı elde etmek için $\lambda / 4$ uzunluğunda dört özdeş mikroşerit hatta ve dengesiz bir giriş merkezî çizgisine sahiptir. Bu, tasarlanmış balunun dengeli çıkışlarında $\pm 90^\circ$ faz farkından oluşur. Dengeli çıkışlar arasındaki faz farkı 180° ’dir.



Şekil 3-6 Geliştirilmiş Marchand Balun

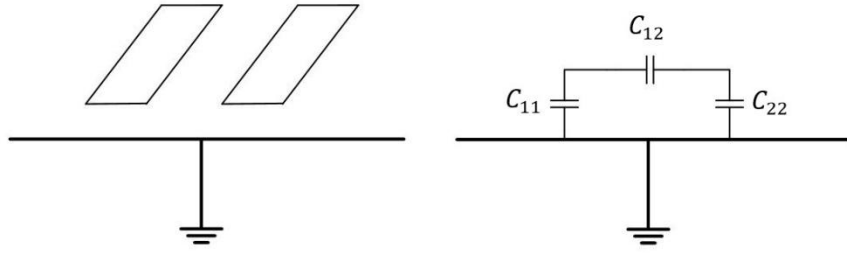
$\lambda/2$ uzunluğundaki bölüm açık devreyken $\lambda/4$ uzunluğa sahip kısımlar Şekil 3-5’deki gibi kısa devre ile sonlandırılır. Duran dalga, $\lambda/2$ bölümünün ortasında minimum gerilim üretir ve bu da maksimum bir akım sağlamaktadır. Her iki $\lambda/4$ bölümü minimum gerilimin zıt taraflarına yerleştirildiğinden, gerilim eşit genlikte fakat zıt fazda olacaktır. Geliştirilmiş balunda, iletim hatları arasındaki kenar bağlaşımı artırmak için simetrik $\lambda/4$ uzunluğundaki hatlar eklenir. $\lambda/4$ uzunluğundaki bu hatlar, hava köprüleri kullanılarak birbirine bağlanır. Böylece genlik ve faz dengesinin frekans bandı, normal Marchand Balun yapısına kıyasla arttırılmış olur [20].

180° ’lik faz farkına sahip dengeli çıkışlara sahip olduğu için, mikserler ve antenler de dahil olmak üzere birçok farklı uygulama için önemli bir yapıdır.



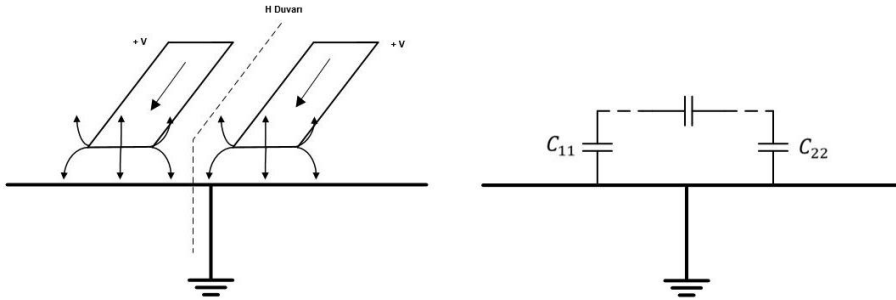
Şekil 3-7 Bağlaşık mikroşerit hat

Şekil 3-7’de bağlaşıklık mikroşerit hat ve Şekil 3-8’de bağlaşıklık mikroşerit hattın eş değer kapasitans devresi gösterilmektedir. TEM yayılımı düşünüldüğünde bağlaşıklık hattın elektriksel karakteristiği hatlar arasındaki efektif kapasiteden ve hattaki yayılma hızından saptanabilir. C_{12} paralel iki mikroşerit hat arasındaki eş değer kapasitans değerini gösterirken C_{11} ve C_{22} mikroşerit hat ile toprak arasındaki eş değer kapasitans değerini göstermektedir. Mikroşerit hatların toprak düzlemine göre boyut ve konumları aynı olduğu için $C_{11} = C_{22}$ olarak kabul edilir.



Şekil 3-8 Bağlaşıklık mikroşerit hat ve eşdeğer kapasitans devresi

Çift-Mod analizinde iletken hatlar üzerindeki akım eşit genliktedir ve aynı yönde ilerler. Tek-mod analizinde ise akım eşit genliktedir ancak ters yönde ilerler. Bu durumda meydana gelen elektrik alanları Şekil 3-9 ve Şekil 3-10’da gösterilmiştir. Hat üzerindeki dalga TEM’dir. Yayılma sabiti ($\beta = \omega/v_f$) ve faz hızı ($v_f = c/\sqrt{\epsilon_r}$), her iki mod için de aynıdır. Burada ϵ_r dielektrik sabitidir.



Şekil 3-9 Bağlaşıklık mikroşerit hat çift-mod gösterimi ve eşdeğer kapasitans devresi

Çift-modda, elektrik alanı merkez çizgisi üzerinde çift simetriye sahiptir ve iki iletken arasında hiçbir akım akmaz. Bu nedenle C_{12} açık devre olarak kabul edilebilir. Sonuç olarak iki iletkenin konum ve boyutlarının özdeş olduğunu düşünülürse çift-mod için her iki hattın toprağa göre kapasitans değeri

$$C_c = C_{11} = C_{22} \quad (3.3)$$

olur. Bu durumda çift-mod için karakteristik empedans değeri,

$$Z_{0\zeta} = \sqrt{\frac{L_{\zeta}}{C_{\zeta}}} = \frac{\sqrt{L_{\zeta}C_{\zeta}}}{C_{\zeta}} = \frac{1}{V_f C_{\zeta}} \quad (3.4)$$

olur. İletim hattındaki faz hızı,

$$V_f = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\zeta}C_{\zeta}}} = \frac{1}{\sqrt{L_t C_t}} \quad (3.5)$$

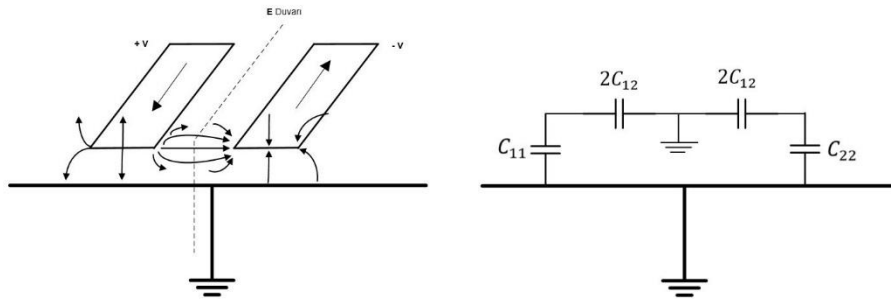
olur. Tek mod için, elektrik alan çizgileri merkez çizgisi etrafında tek simetriye sahiptir. Bu nedenle iki şerit iletken arasında voltaj sıfırdır. Burayı Şekil 3-10'da görüleceği gibi ortada bir toprak varmış gibi düşünebiliriz. Bu durumda iletken şeritler ile toprak arasındaki efektif kapasitans değeri

$$C_t = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12} \quad (3.6)$$

olur ve tek mod için karakteristik empedans değeri

$$Z_{0t} = \sqrt{\frac{L_t}{C_t}} = \frac{\sqrt{L_t C_t}}{C_t} = \frac{1}{V_f C_t} \quad (3.7)$$

olur.

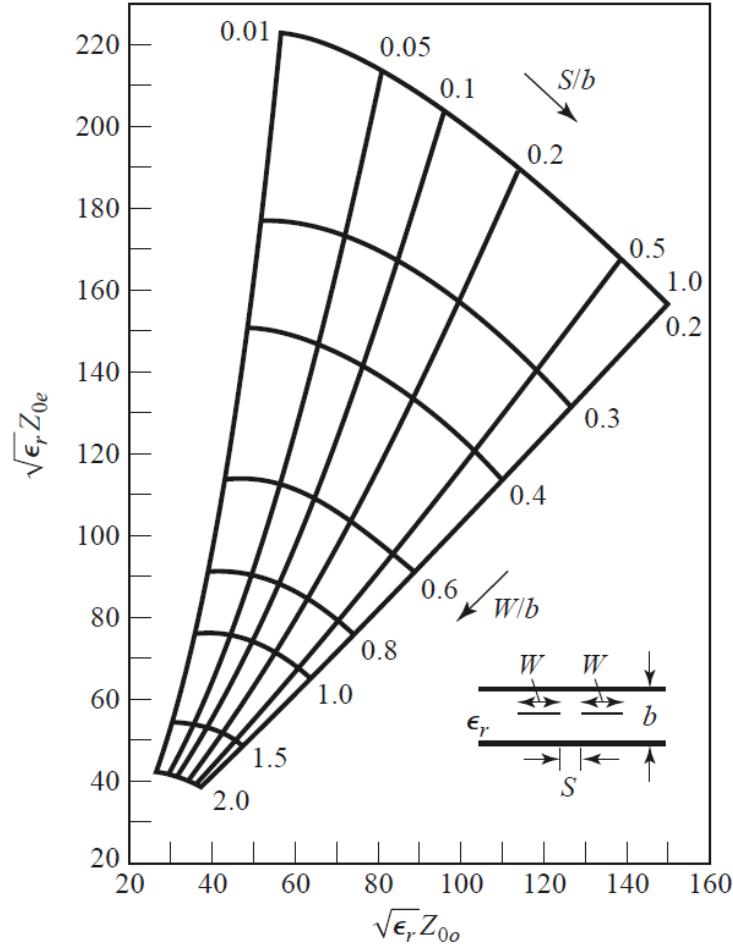


Şekil 3-10 Bağlaşık Hat Tek-Mod Gösterimi ve Eşdeğer Kapasitans Devresi

Bağlaşık hat çift (tek) modda çalışırken $Z_{0\zeta}$ (Z_{0t}) bir iletken şeridin toprağa göre karakteristik empedansıdır.

Bağlaşık hat, koaksiyel hat, paralel levha kılavuzu ya da şerit hat gibi saf bir TEM modunu destekliyorsa, konformal eşleme [18] gibi analitik teknikler birim hat uzunluğu başına kapasitansların değerlendirilmesi için kullanılabilir ve daha sonra tek ve çift mod karakteristik empedansları belirlenebilir. Mikroşerit hat gibi yarı TEM

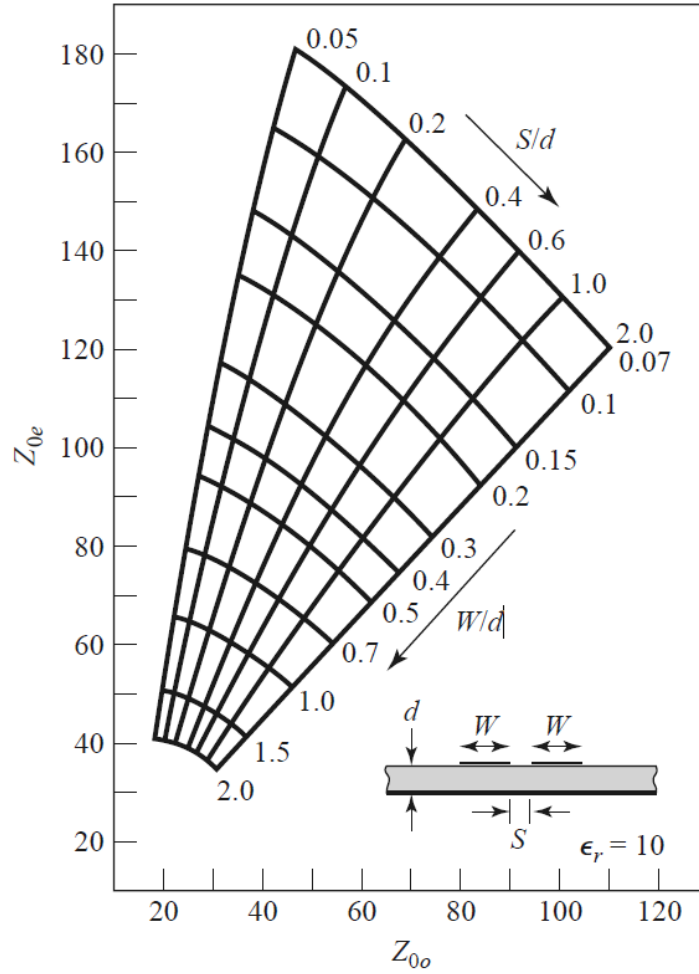
hatları için, bu sonuçlar sayısal olarak veya yaklaşık yarı statik tekniklerle elde edilebilir [19] ADS içerisinde bulunan “linecalc” programı tarzında birçok mikrodalga tasarım programı bağlaşıklı hatlar için bu hesaplamaları yapmaktadır. Şekil 3-11’de simetrik kenar-bağlaşımlı şerit hatlar için grafiksel tasarım verileri sunulmuştur. Bu grafik sayesinde hat genişlikleri ve iletken hatlar arasındaki boşluk, verilen karakteristik empedans ve dielektrik değerleri ile bulunabilir.



Şekil 3-11 Simetrik kenar-bağlaşımlı şerit hatlar için normalize edilmiş çift ve tek mod karakteristik empedans verisi [20]

Ancak bağlaşımlı mikroşerit hatlarda sonuçlar dielektrik sabiti ile ölçeklendirilemez. Bu nedenle grafik belirli dielektrik sabiti için oluşturulmalıdır. Şekil 3-12’de dielektrik sabiti 10 olan taban malzemeye ait simetrik bağlaşımlı mikroşerit hat için çift ve tek mod karakteristik empedans tasarım grafiği verilmiştir. Bağlaşımlı mikroşerit hattın bir diğer zorluğu da faz hızının çift ve tek mod için farklı olmasıdır.

Bunun temel nedeni tek modda ileleyen dalga ortam olarak havadan ilerlerken çift modda dielektrik içerisinde ilerlemektir.



Şekil 3-12 Dielektrik sabiti 10 olan taban malzemenin simetrik bağlaşımlı mikroşerit hat için çift ve tek mod karakteristik empedans tasarım verisi [20]

Marchand Balun diğer balun tiplerine göre daha geniş bant genişliğine sahiptir. Aynı zamanda Marchand Balun düzlemsel sistemlerde kenar bağlaşımlı konfigürasyonda da kullanılabilir [21].

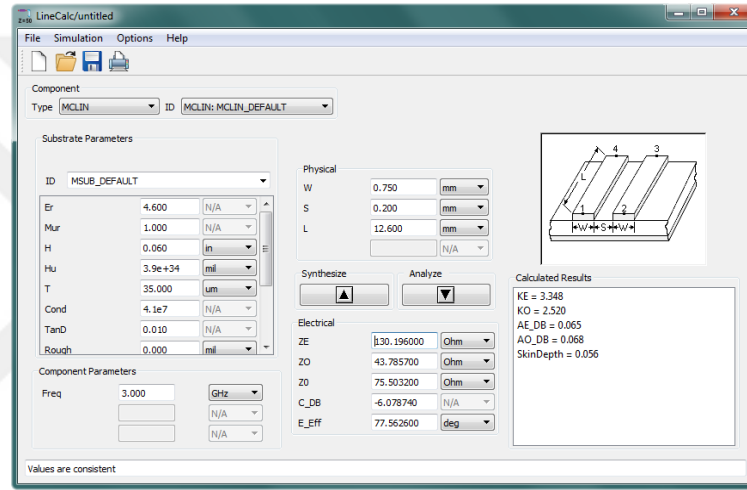
Chang ve Maas balun tasarımı için uygun çift-mod empedanslı bağlaşımlı hat tasarlayabilmek için taban malzemenin olabildiğince kalın olması gerektiğini öne sürmüşlerdir [22]. Bunun nedeni taban malzeme kalınlaştıkça çift mod empedansının artmasıdır.

Yıldız mikser tasarımında Marchand Balun kullanılmaktadır. Balun tasarımında çift mod empedansın idealde sonsuz olması beklenir. Ancak bu durum pratikte imkânsız olduğu için çift mod empedansı olabildiğince büyük olmalıdır. Marchand

balunun çift mod empedans değeri tek mod empedans değerinin bant genişliğine bağlı olarak 3-4 katı olması beklenmektedir [23].

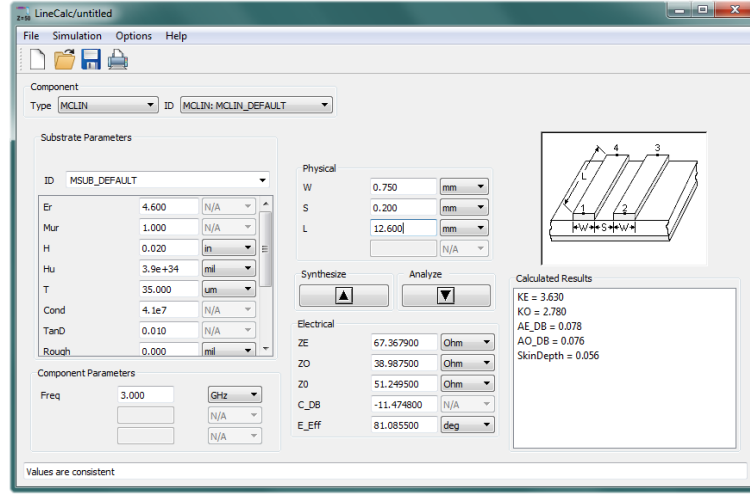
Bundan sonraki aşamada balun tasarımındaki parametreler değiştirilerek tek ve çift mod empedans değerine doğrudan etkisine bakılacaktır. Bu parametreler mikroşerit hat genişliği (W), hatlar arası boşluk değeri (S), taban malzeme kalınlığı (H), dielektrik sabiti (ϵ_r) ve bakır kalınlığıdır (T).

“LineCalc” programı kullanılarak 1.524 mm kalınlığa sahip FR4 taban malzemesi için 0.75 mm hat genişliği ve 0.2 mm boşluk değerine sahip bir yapıda $Z_{0ç} = 130$ Ohm $Z_{0t} = 43$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $Z_{0ç}$, Z_{0t} ’nin 3 katı kadardır.



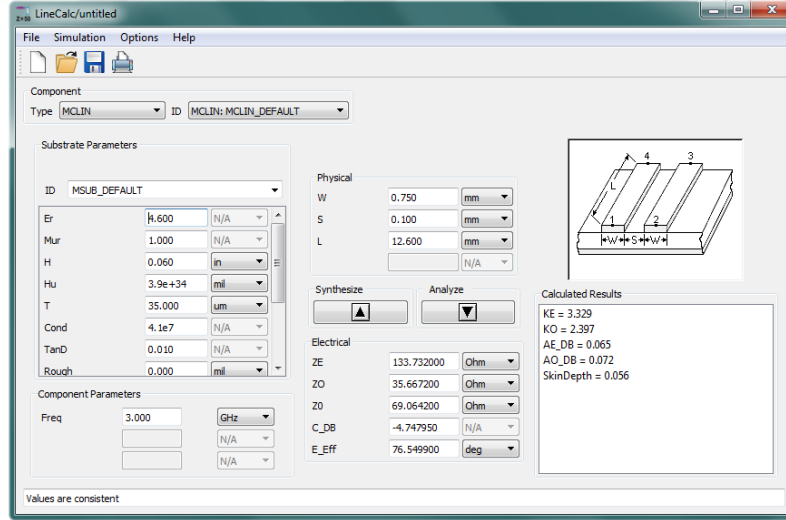
Şekil 3-13 1.524 mm FR4 taban malzemesi için $Z_{0ç}$ ve Z_{0t} Hesabı

FR4 için sadece taban malzemenin kalınlığının üçte bir oranında azaltılması durumunda $Z_{0ç}=67$ Ohm, $Z_{0t}=39$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $Z_{0ç}$, Z_{0t} arasındaki oran 1.7’ye düşmüştür. Taban malzemenin çeşidi, dielektrik sabiti, bakır kalınlığı, bağlaşımlı hattın genişliği ve aradaki boşluk mesafesinden bağımsız olarak $Z_{0ç}$, Z_{0t} arasındaki oranın olabildiğince yüksek olabilmesi için en kalın taban malzeme kullanılması gerekmektedir.



Şekil 3-14 0.508 mm FR4 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı

Bağlaşımlı hatlar aradaki boşluğun azalması Z_{0c} , Z_{0t} arasındaki oranın artmasını sağlamaktadır. Örnek vermek gerekirse Şekil 3-13'teki FR4 parametrelerinden sadece aradaki boşluk değeri yarıya indirildiği zaman $Z_{0c}=133.7$ Ohm $Z_{0t}=35.7$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda Z_{0c} , Z_{0t} arasındaki oran 3.8 katına çıkmıştır. Ancak aradaki boşluk değerinin bir alt limiti mevcuttur. Kart kazıma cihazlarının hassasiyetine göre bu limit belirlenebilir.



Şekil 3-15 Hatlar Arası 0.1 mm Boşluğa Sahip FR4 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı

Aradaki boşluk değeri artması durumunda Z_{0c} , Z_{0t} arasındaki oranında düşmesi beklenmektedir. Sayısal olarak değer vermek gerekirse Şekil 3-13'teki FR4

parametrelerinden sadece aradaki boşluk değeri iki katına çıkarıldığı zaman $Z_{0\zeta}=124.3$ Ohm, $Z_{0t}=53.6$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 2.3 katına düşmüştür.

Bağlaşımlı mikroşerit hat genişliği $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oranı etkileyebilecek bir diğer parametredir. Şekil 3-13'teki FR4 parametrelerinden hat genişliği değeri 0.75 mm'den 0.5 mm'ye düşürüldüğü zaman $Z_{0\zeta}=153$ Ohm, $Z_{0t}=47.4$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oran 3.2 katına çıkmıştır. Hat genişliği 0.75 mm'den 1 mm'ye çıkarıldığında ise $Z_{0\zeta}=114$ Ohm, $Z_{0t}=41$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oran 2.8 katına düşmüştür. Hat genişliğinin azalması da $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} aradaki oranı arttırmaktadır. Ancak aradaki bu oran balunun çalışması için tek parametre olmadığı için hat genişliğinin de bir alt ve üst limiti olması beklenmektedir. Optimum değer simülasyon sonucu ile elde edildikten sonra üretilerek yapılan işin pratiğe ne kadar aktarılabilirdiği üzerine çalışılmıştır.

Dielektrik sabitinin etkisine bakıldığı zaman dielektrik sabiti 4.6'dan 10'a çıkarılıp diğer parametreler sabit kaldığında $Z_{0\zeta}=91.4$ Ohm, $Z_{0t}=31.5$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 2.9 katına düşmüştür. Dielektrik sabiti 4.6'dan 2.2'ye indirildiğinde ise $Z_{0\zeta}=177.4$ Ohm, $Z_{0t}=57$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 3.1 katına çıkmıştır. Dielektrik sabitini düşürmek aradaki orana küçük bir katkı yapmaktadır ancak dielektrik sabitinin düşmesinden dolayı hat genişlikleri artacaktır. Özellikle 50 ohm hat genişlikleri hesaba katılacak olursa 1.524mm taban malzeme yüksekliğinde dielektrik sabiti $\epsilon_r=2.2$ olduğu zaman mikroşerit hat genişliği 4.9 mm; $\epsilon_r=4.6$ olduğu zaman 2.9 mm ve $\epsilon_r=10$ olduğunda 1.5mm olduğu hesaplanmıştır. Bu nedenle $Z_{0\zeta}$ ve Z_{0t} arasındaki oranı çok fazla etkilemeyen ancak hat genişliklerine etkisi büyük olan dielektrik sabitinin yüksek seçilmesi kart boyutunun büyük oranda küçülmesine olanak sağlayacaktır.

Son olarak bakır kalınlığının $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oranı nasıl etkilediğine bakmak gerekirse Şekil 3-13'teki FR4 parametrelerinden sadece taban malzemenin bakır kalınlığı 35µm'den 70 µm'ye çıkarıldığı zaman $Z_{0\zeta}=128.5$ ohm, $Z_{0t}=40.5$ ohm olarak hesaplanmıştır. Bu durumda $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oran 3,15 katına çıkmıştır. Hesaplamalara göre bakır kalınlığının artmasının $Z_{0\zeta}$, Z_{0t} arasındaki oranı arttırdığı için bakır kalınlığı yüksek olan taban malzeme öncelikli olarak tercih edilecektir.

Tablo 3-1 Marchand Balun Parametrelerinin Tek ve Çift Mod Empedans Değerlerine Etkisi

		H	S	S	W	W	ϵ_r	ϵ_r	T
H (mm)	1.524	<u>0.508</u>	1.524	1.524	1.524	1.524	1.524	1.524	1.524
S (mm)	0.2	0.2	<u>0.1</u>	<u>0.4</u>	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
W (mm)	0.75	0.75	0.75	0.75	<u>0.5</u>	<u>1</u>	0.75	0.75	0.75
ϵ_r	4.6	4.6	4.6	4.6	4.6	4.6	<u>10</u>	<u>2.2</u>	4.6
T (μm)	35	35	35	35	35	35	35	35	<u>70</u>
$Z_{0\zeta}$ (ohm)	130	67	133.7	124.3	153	114	91.4	177.4	128.5
Z_{0t} (ohm)	43	39	35.7	56.3	47.4	41	31.5	57	40.5
$Z_{0\zeta}/Z_{0t}$	3	1.7	3.8	2.3	3.2	2.8	2.9	3.1	3.15

Tablo 3-1’de Marchand Balun parametrelerinden tek ve çift mod empedans değerlerine doğrudan etkisi olanlar bir araya getirilmiştir. Koyu ve altı çizili olarak yazılmış olan değerler başlangıç değerlerinin yazdığı 2. sütuna göre olan değişimleri göstermektedir.

3.2. FR4 Taban Malzemesi ile Marchand Balun Tasarımı

FR4 yaygın olarak birçok uygulamada kullanılması, ucuz ve kolay ulaşılabilir bir malzeme olması nedeniyle ilk tercihimiz olacaktır. Dielektrik sabiti 4.6 olan FR4 için Şekil 3-16’da 50 ohm hat genişliği “LineCalc” programı aracılığıyla hesaplanmıştır. Daha önceki bölümde anlatılan nedenlerden dolayı en büyük taban malzemeye yüksekliğine sahip FR4 seçilmiştir.

The screenshot shows the LineCalc software interface. The 'Component' section has 'Type' set to 'MLIN' and 'ID' set to 'MLIN: MLIN_DEFAULT'. The 'Substrate Parameters' section has 'ID' set to 'MSUB_DEFAULT'. The 'Physical' section shows 'W' as 2.797570 mm and 'L' as 13.403400 mm. The 'Electrical' section shows 'Z0' as 50.000 Ohm and 'E_eff' as 90.000 deg. The 'Calculated Results' section shows 'K_eff' as 3.474, 'A_DB' as 0.069, and 'SkinDepth' as 0.056. A diagram of a microstrip line is shown on the right.

Substrate Parameters		
ID	MSUB_DEFAULT	
Er	4.600	N/A
Mur	1.000	N/A
H	0.060	in
Hu	3.9e+34	mil
T	35.000	um
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.010	N/A
Rough	0.000	mil

Physical		
W	2.797570	mm
L	13.403400	mm

Electrical		
Z0	50.000	Ohm
E_eff	90.000	deg

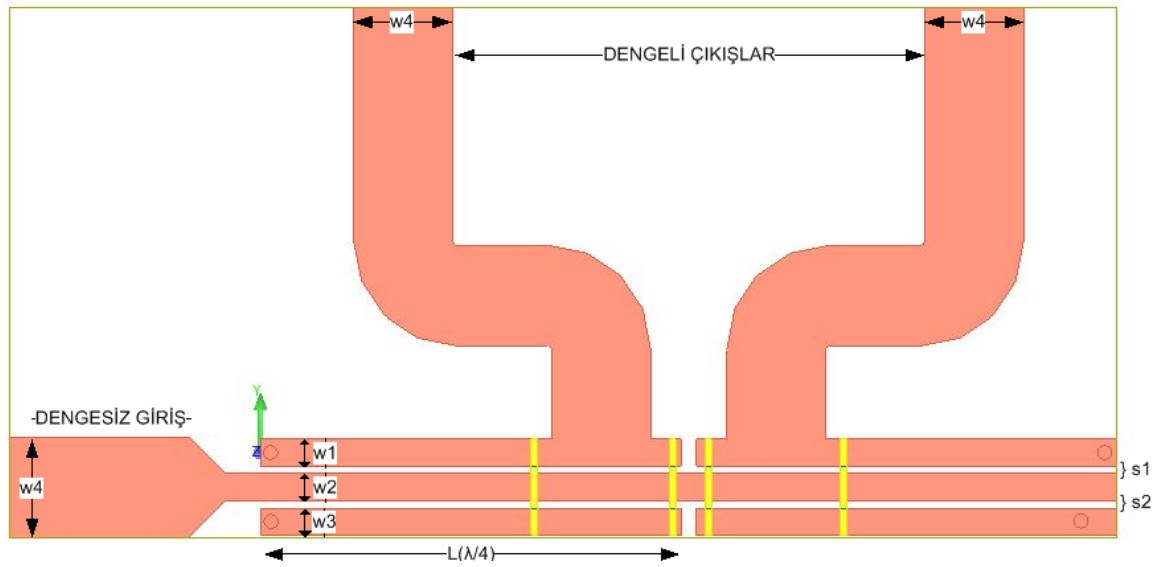
Calculated Results	
K_eff	3.474
A_DB	0.069
SkinDepth	0.056

Şekil 3-16 FR4 Taban Malzemesi için 50 Ohm Hat Genişliği Hesabı

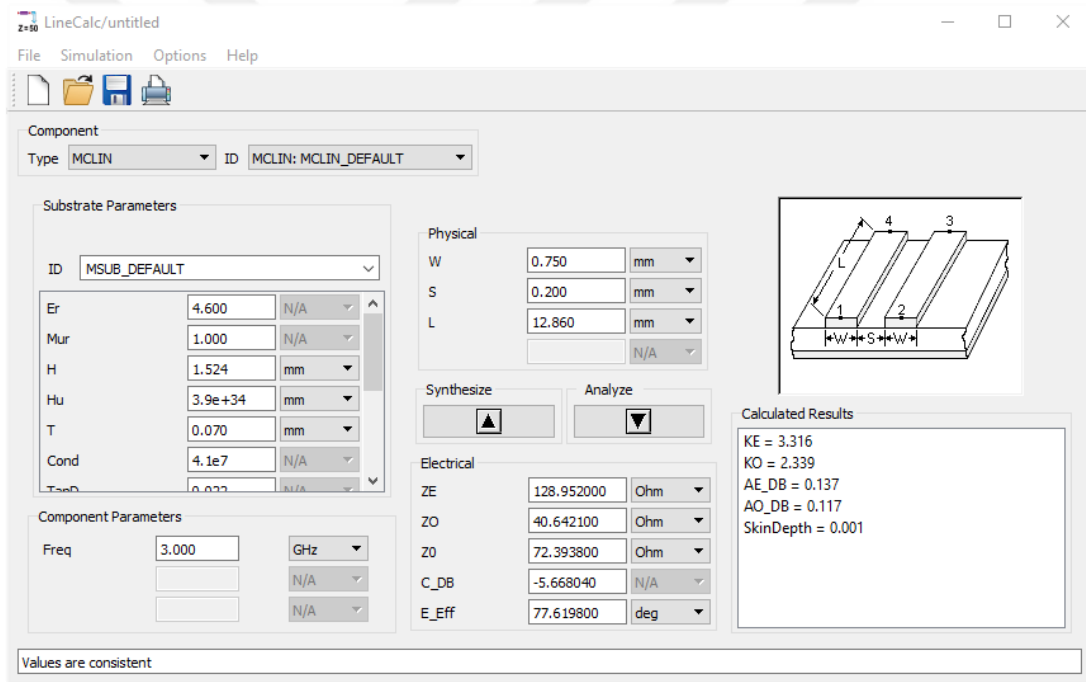
Şekil 3-17’de de görüleceği üzere $\lambda/4$ uzunluğa sahip kısımlar için dalga boyu hesabı yapılması gerekmektedir. S bantta tasarlanması planlanan balunun frekans çalışma aralığı 2-4 GHz’dir. Merkez frekans olan 3 GHz’de hesaplamalar yapılmıştır.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.8)$$

Denklem (3.8)’e göre yapılan hesap sonucunda dalga boyu 46.6 mm’dir. $L (\lambda/4)$ ise 11.7 mm’dir. Şekil 3-18’de bağlaşımlı hat için yapılan hat genişliği ve boşluğu hesaplamaları ile W_1, W_2, W_3, S_1 ve S_2 değerleri Z_{0c} ve Z_{0t} ‘ün arasındaki oran 3 katın üzerinde olacak şekilde belirlenmiştir.



Şekil 3-17 Marchand Balun Parametreleri

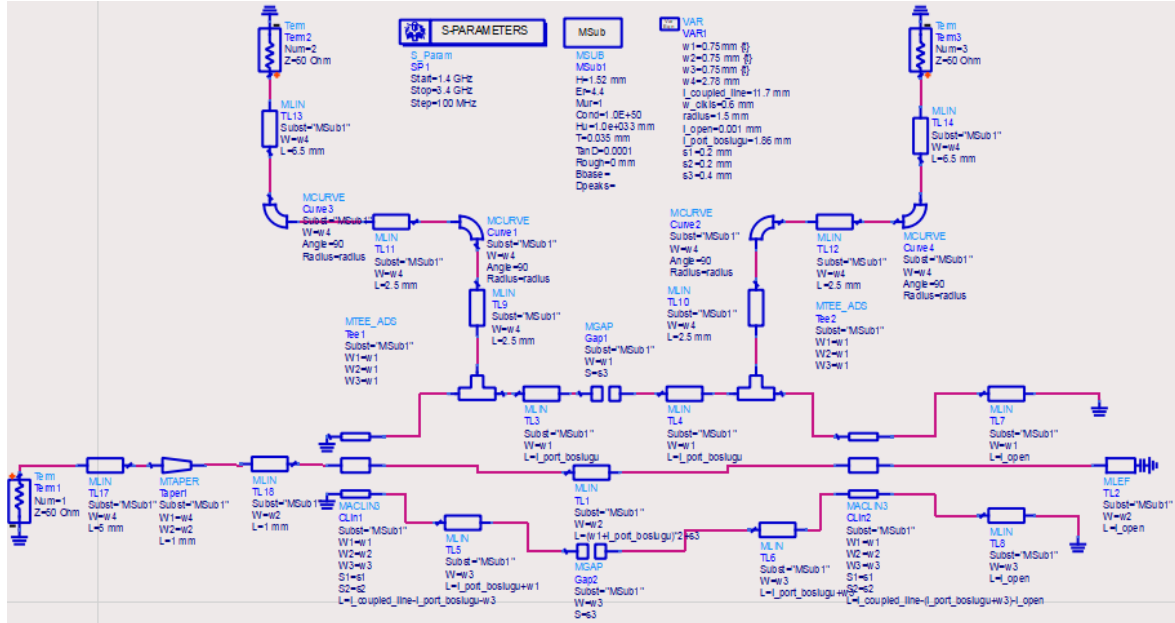


Şekil 3-18 FR4 Bağlısımlı Hat Genişliği ve Boşluk Değeri

Bu hesaplamalar sadece teorik ölçümler olup simülasyon sonucuna göre optimize edilecektir. Sonuç olarak hesaplanan bu değerler ile yapı oluşturulacak ve nihai hali EM simülasyon sonucu ile belirlenecektir.

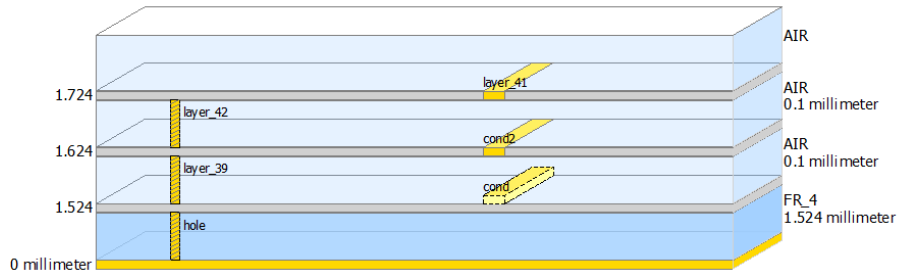
3.2.1. FR4 Simülasyon Sonucu

ADS programının EM simülasyon programı kullanılarak Şekil 3-19’da gösterildiği gibi Marchand Balun şematığı oluşturulmuştur.



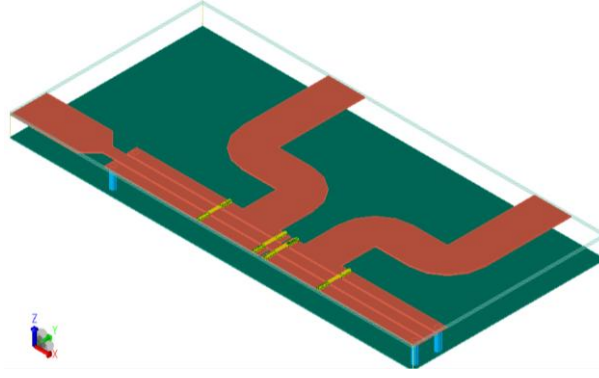
Şekil 3-19 FR4 Marchand Balun Şematik Gösterimi

Program, oluşturulan şematikten serime otomatik geçiş yapma imkanı sunmaktadır. Şekil 3-20’de ADS programında EM simülasyon yapabilmek için kullanılacak FR4 taban malzemesi gösterilmektedir. FR4 üzerindeki 2 katmanda görünen hava katmanları, hava köprüsü yapabilmek için oluşturulmuştur.

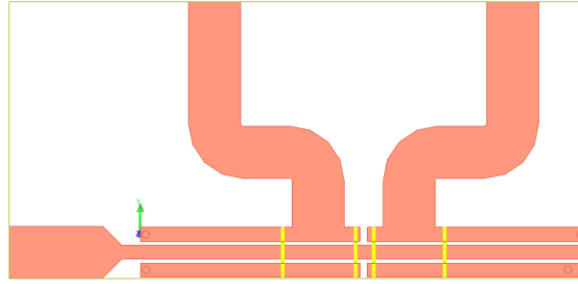


Şekil 3-20 FR4 Taban Malzemesi

FR4 için oluşturulan Marchand Balun’un serimi üç boyutlu olarak Şekil 3-21’de ve iki boyutlu olarak Şekil 3-22’de gösterilmektedir.

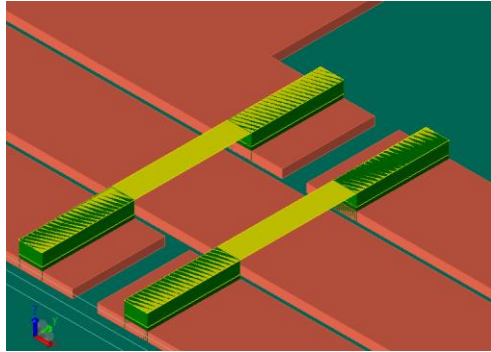


Şekil 3-21 FR4 Üç Boyutlu Serim



Şekil 3-22 FR4 İki Boyutlu Serim

Şekil 3-23'te yakından gösterilen hava köprüleri iletim hatları arasındaki kenar bağlaşımı arttıracak için genlik ve faz dengesi daha geniş bir bant boyunca istenilen aralıkta olacaktır [21].



Şekil 3-23 EM Model Hava Köprüsünün Yakından Görünümü

Daha önceki bölümde mikroşerit hatlar arasındaki boşluğun azalmasının Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranın artmasını bu nedenle boşluğun olabildiğince küçük olması gerektiğini ancak bu değerın kart kazıma cihazının hassasiyeti nedeniyle bir alt sınırının olduğunu söylemiştik. Kart kazıma için kullanılacak cihaz problemsiz bir şekilde 0.2 mm'ye kadar olan boşluğu kazıyabilmektedir. Bundan sonraki aşamada

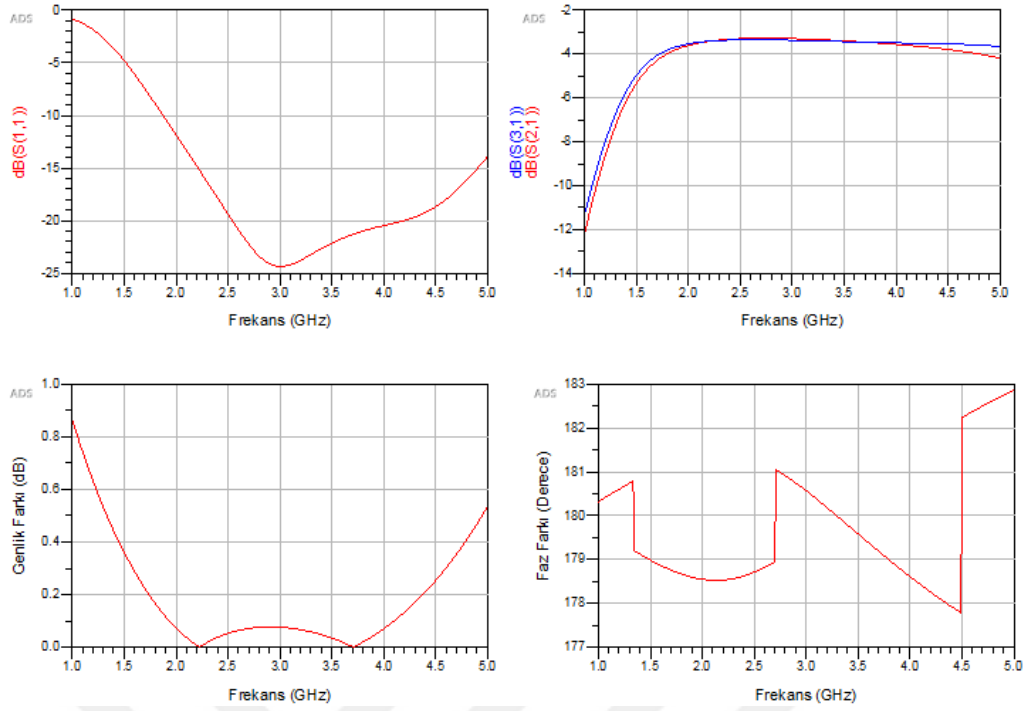
çeşitli hat genişliği, uzunluğu ve boşluk değerleri için simülasyon yapılacak ve üretilebilir sonuca ait ölçülerle kart üretilcektir.

Tablo 3-2 Farklı Ölçülerle Marchand Balun Tasarımı

SN #	W1(mm)	W2(mm)	W3(mm)	W4(mm)	S1(mm)	S2(mm)	L(mm)
SN1	0.75	0.75	0.75	2.8	0.2	0.2	11.7
SN2	0.75	0.75	0.75	2.8	0.2	0.2	12.6
SN3	0.6	0.6	0.6	2.8	0.2	0.2	11.7
SN4	0.75	0.75	0.75	2.8	0.4	0.4	11.7

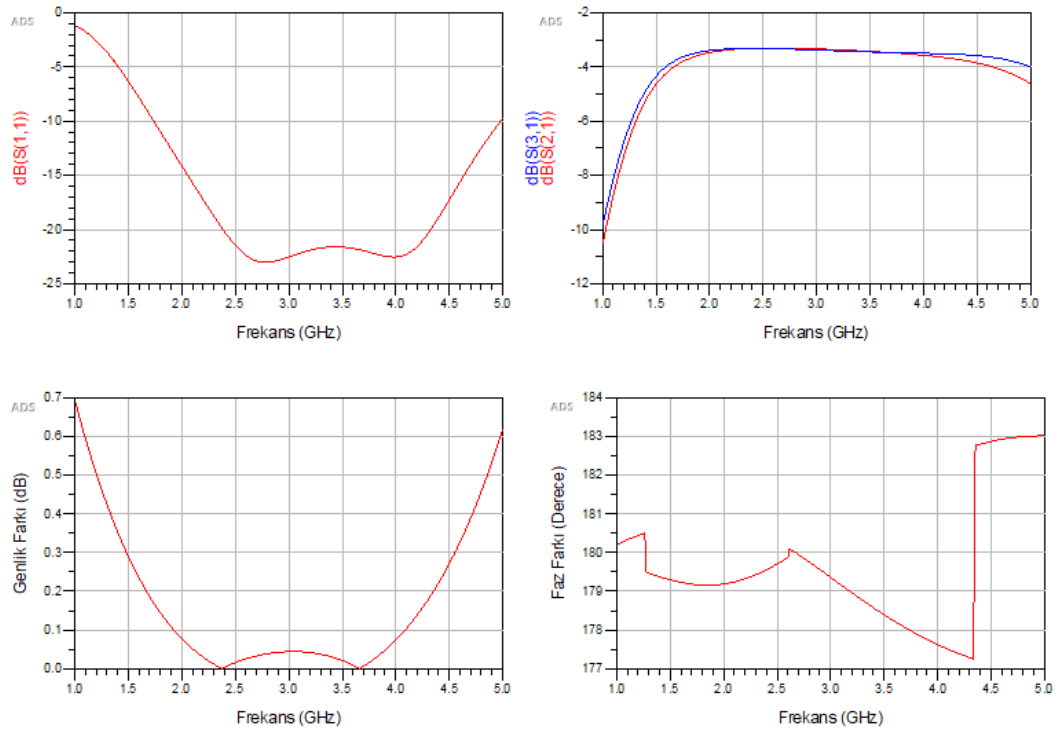
Tablo 3-2’de koyu olarak gösterilen bazı parametreler bir öncekine göre değiştirilmiş olup bu değişikliklerin EM simülasyonu yapılarak sonuçlar değerlendirilecektir. İsimlendirmenin kolay olması adına her bir değişikliğe karşılık bir numara verilmiştir.

SN1 için Şekil 3-24’teki sonuçları değerlendirecek olursak 2-4 GHz aralığında S11 12,5 dB’nin üzerindedir. S11’in 10 dB’nin altında olması birçok yapı için kabul edilebilir bir değerdir. Kanallar arası genlik farkı 0.1 dB civarındadır. Benzer şekilde faz farkı $\pm 1,5^\circ$ seviyesi içerisindedir. Bu sonuçlar Marchand Balun için oldukça başarılı sonuçlardır. Balun yapısı bir nevi güç bölücü olarak iş yaptığı için kanallar arası genlik farkının düşük olmasının yanı sıra S21 ve S31 değerlerinin 3 dB’ye olabildiğince yakın olması beklenir. S21 ve S31’in 3.5-4 dB aralığında olması kaybı yüksek bir malzeme olan FR4 için başarılı sayılabilecek değerlerdir.



Şekil 3-24 SN1 Simülasyon Sonuçları

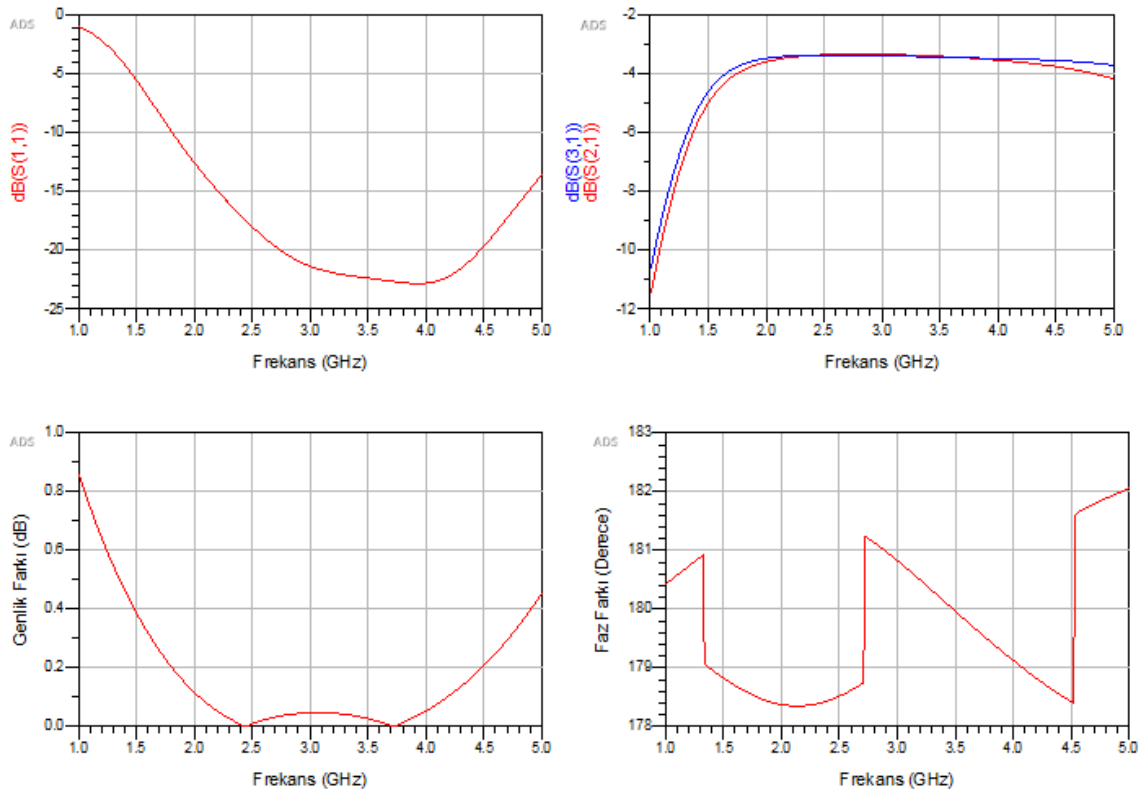
L değerinin değiştirilmesinin nasıl bir etki yaratacağı SN2 simülasyonu ile değerlendirilecektir. L değeri 11,7 mm'den 12.6 mm'ye çıkarılıp kalan tüm değerler sabit bırakıldığı zaman ki sonuçlar Şekil 3-25'te gösterilmektedir.



Şekil 3-25 SN2 Simülasyon Sonuçları

L değeri arttırmak aslında merkez frekans değerini değiştirerek frekans bandının sola doğru kaymasına neden olur. Bu sayede SN1’de S11’in en düşük olduğu 2 GHz’deki değerinin biraz daha artması beklenmektedir. Şekil 3-25’te de görüleceği üzere S11 değeri bant boyunca 15 dB ve üzerine çıkmıştır. Diğer sonuçlar SN1 ile benzerlik göstermektedir.

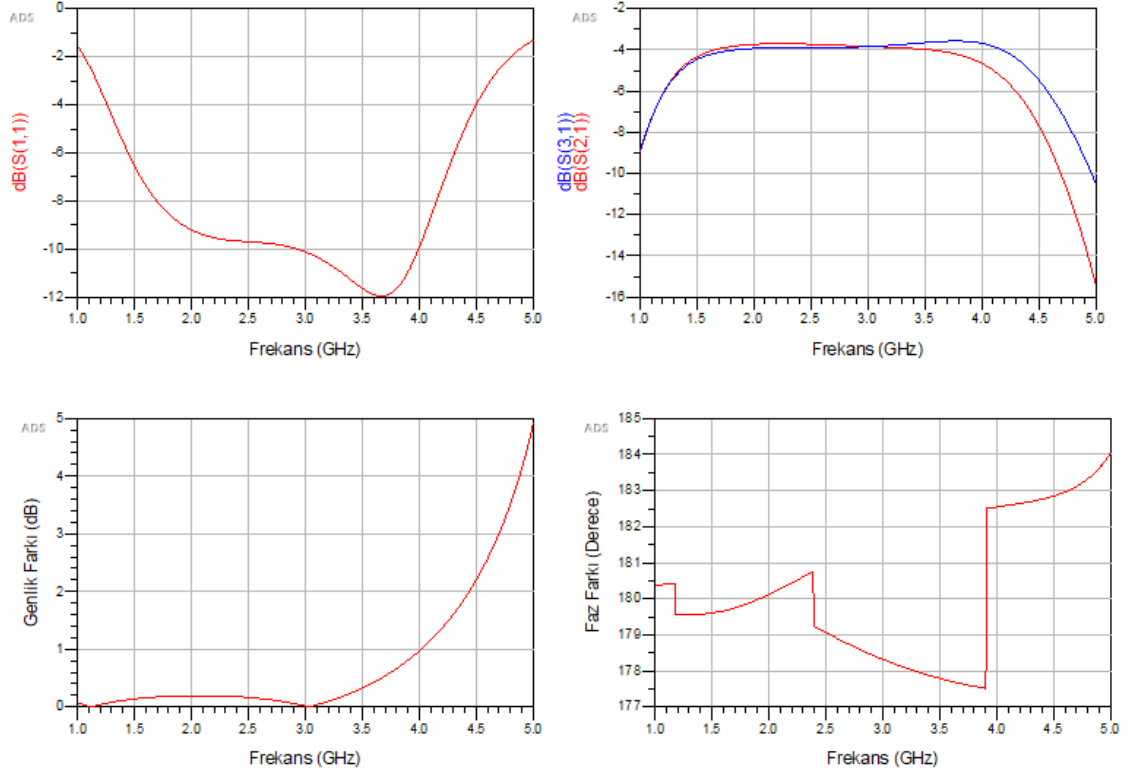
Kalan tüm ölçüler sabit tutularak kenar bağlaşımlı hat genişlikleri (W) 0,75 mm’den 0,6 mm’ye düşürüldüğünde göze çarpan bir farklılık görülmemiştir. Hat genişliği azaldıkça $Z_{0ç}$, Z_{0t} arasındaki oranı küçük bir oranda arttırması yapılan EM simülasyonla balun üzerinde fiziksel olarak çok bir etkisi olmadığı Şekil 3-26’da gösterilmektedir.



Şekil 3-26 SN3 Simülasyon Sonuçları

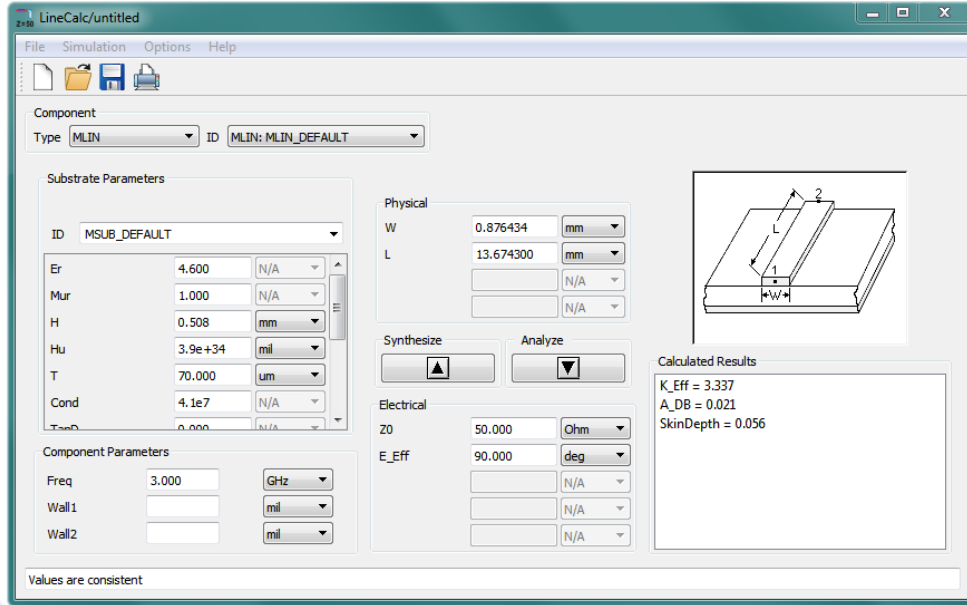
FR4 parametrelerinden sadece aradaki boşluk değeri iki katına çıkarıldığı zaman $Z_{0ç}=124.3$ Ohm, $Z_{0t}=53.6$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 2.3 katına düşmüştür. Bunun balun performansına etkisine bakmak amacıyla SN1’den farklı olarak aradaki boşluk iki katına çıkarılmıştır. Yapılan EM simülasyon sonucunda ortaya Şekil 3-27’deki SN4 EM simülasyon sonuçları ortaya çıkmıştır. Sonuçları değerlendirmek gerekirse S11 değeri bant boyunca 10 dB seviyelerine gerilemiştir. Çıkış portlarındaki kayıp artmıştır. Ayrıca bant sonuna doğru kanallar arası genlik

farkı 1 dB seviyelerine kadar çıkmıştır. Faz farkı ise 2.5° 'lere yükselmiştir. Aradaki boşluğun artmasının Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı ciddi anlamda düşüreceği bu nedenle sonuçları fazlasıyla etkileneceği beklenmekteydi. Şekil 3-27'deki sonuç bunun bir göstergesi olmuştur. Arada ki boşluğun azalması daha fazla mümkün olmayacağı için 0.2 mm bizim için üretilebilirlik anlamında fiziksel limitimiz olmuştur.



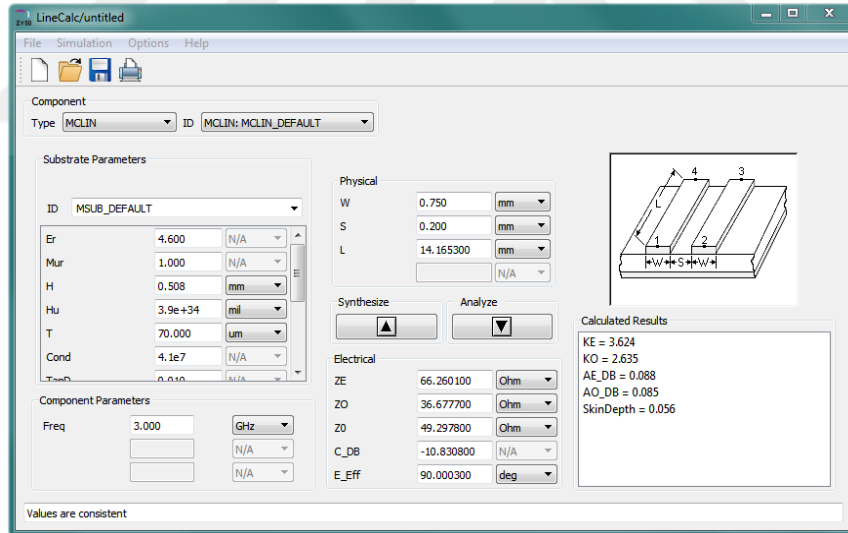
Şekil 3-27 SN4 Simülasyon Sonuçları

Taban malzeme yüksekliğinin Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki orana doğrudan etkisi olduğunu daha önceki bölümde söylemiştik. Bu durumunun Marchand Balun performansına nasıl bir etki ettiği EM simülasyonla gösterilecektir. Şekil 3-28'de taban malzeme yüksekliği üçte bir oranında azaltılarak 50 ohm hat genişliği hesaplanmıştır.



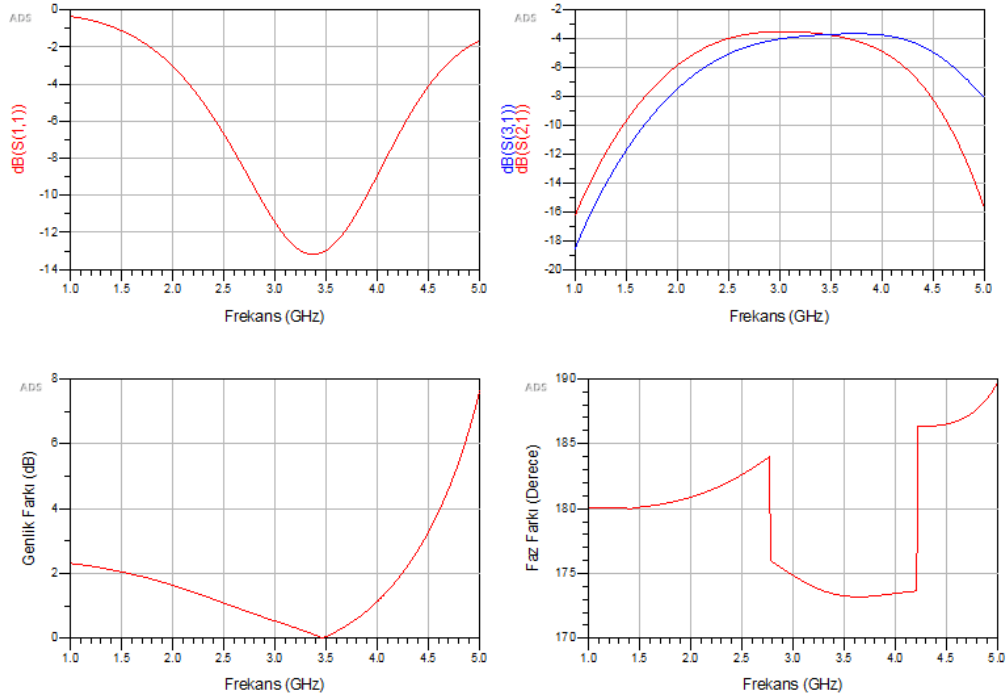
Şekil 3-28 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için 50 Ohm Hat Genişliği

Daha önceki kullanılan bağışımli hat kalınlıklarına göre Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranın 1.8 katına düştüğü Şekil 3-29’da gösterilmektedir.



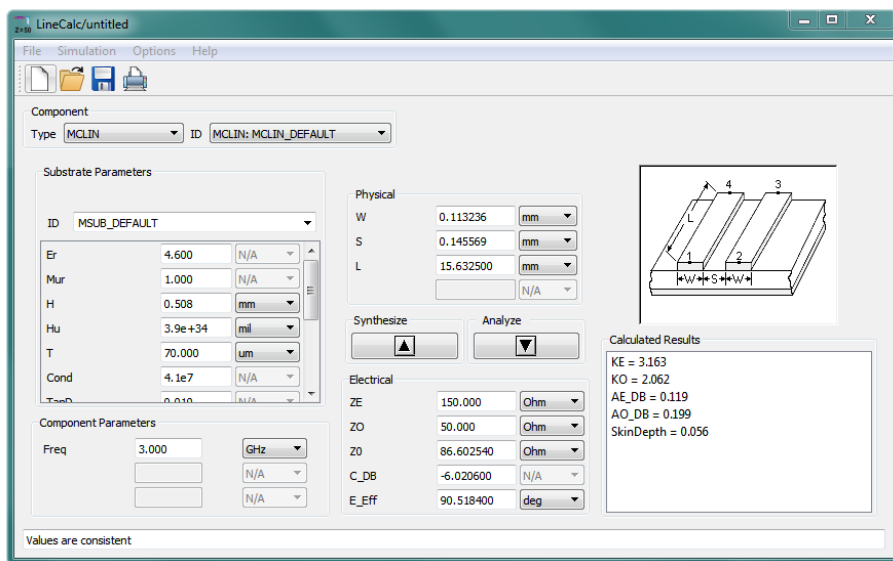
Şekil 3-29 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için Z_{0c} ve Z_{0t}

Aradaki bu oranın en az 3 katı olması gerektiği kuralının balun performansını nasıl etkilediği gösterilecektir. Şekil 3-30’da da görüleceği üzere S11 değerini bir önceki sonuçlarla karşılaştırılacak olursak 10 dB’den fazla kötüleşmiş ve çalıştığı frekans bandı daralmıştır. S21 ve S31 değerlerine bakıldığında çalışma bandının daraldığı kanallar arası faz ve genlik farkının arttığı görülmektedir



Şekil 3-30 Taban Malzeme Yüksekliği 0.508 mm için Simülasyon Sonuçları

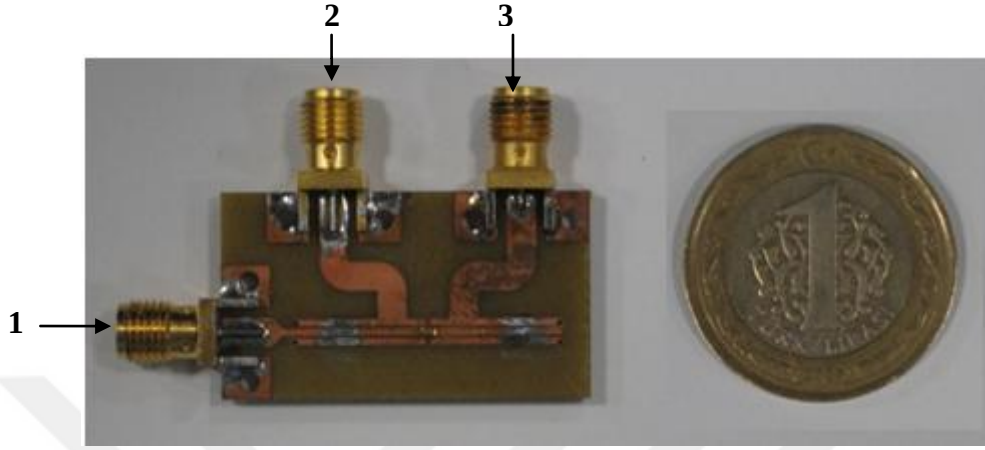
Bu taban malzeme kalınlığında Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranın en az 3 kat olması için gerekli mikroşerit hat genişliği hesabı yapılmıştır. Şekil 3-31’de de görüleceği gibi aradaki oranın sağlanabilmesi için hat genişliğinin 0.11 mm ve aradaki boşluğun 0.14 mm olması gerekmektedir. Ancak bu ölçüler üretilebilirdik açısından düşünüldüğünde kart kazıma cihazının kapasitesini fazlasıyla aşacak kadar küçük değerlerdir.



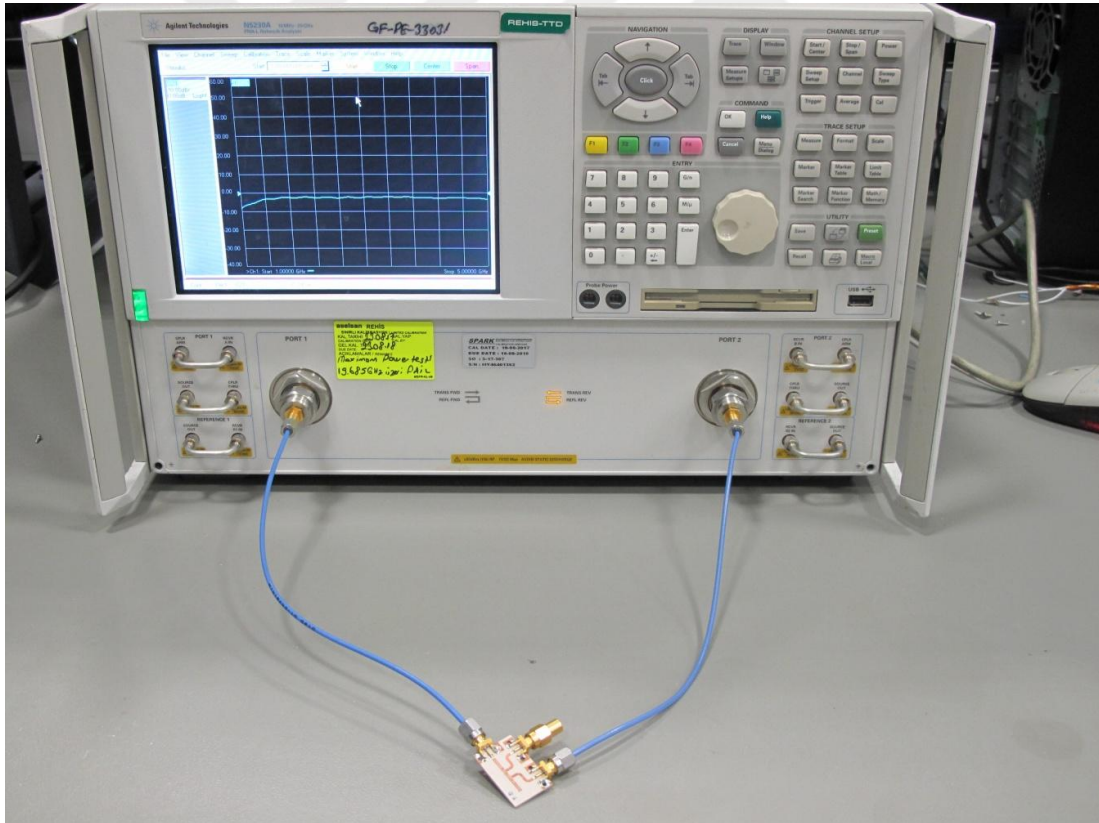
Şekil 3-31 Z_{0c} ve Z_{0t} Arasındaki Oranın 3 Kat Olması için Gerekli Hat Kalınlığı ve Boşluk Değeri

3.2.2. FR4 Ölçüm Sonucu

Yapılan değerlendirmeler sonucunda Tablo 3-2'deki SN2'ye ait ölçüler kullanılarak üretim yapılmasına karar verilmiştir. Ölçümler için “Agilent Technologies” firmasına ait “N5230A PNA-L Network Analyzer” kullanılmıştır.



Şekil 3-32 FR4Taban Malzemesi ile Üretilmiş Marchand Balun

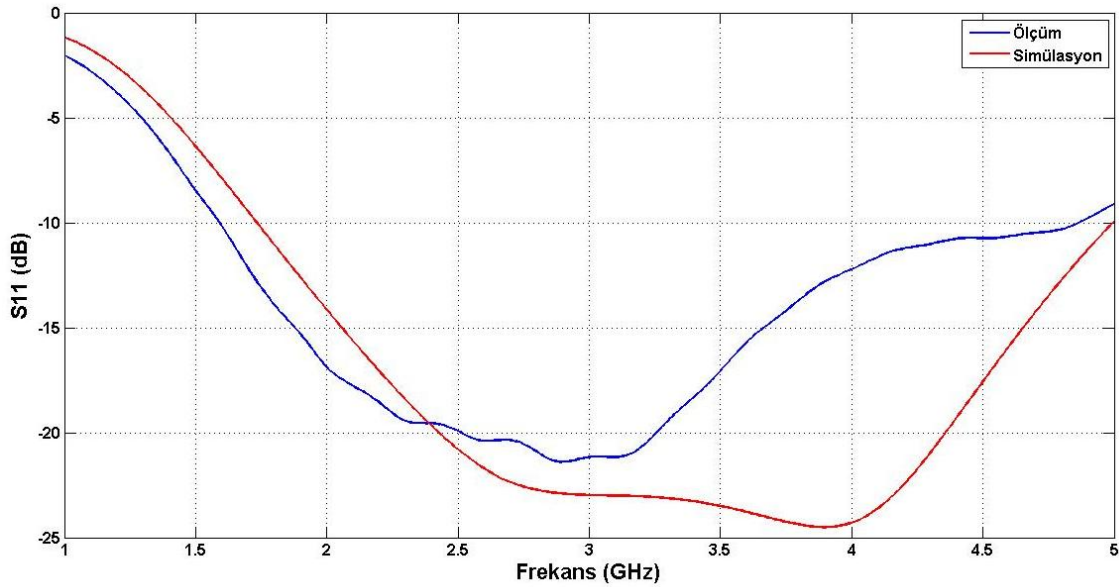


Şekil 3-33 FR4 Taban Malzemesi ile Üretilen Marchand Balun Test Alt Yapısı

Kullanılan network analizör iki portlu olduğu için ilk olarak giriş sinyali 1 numaralı porttan verilmiş ve çıkış 2 numaralı porttan alınmıştır. Bu esnada 3 numaralı port 50 ohm'luk yük ile sonlandırılmıştır. Bir sonraki aşamada benzer şekilde çıkış 3

numaralı porttan alınmış 2 numaralı port 50 ohm'luk yük ile sonlandırılarak veri kaydedilmiştir.

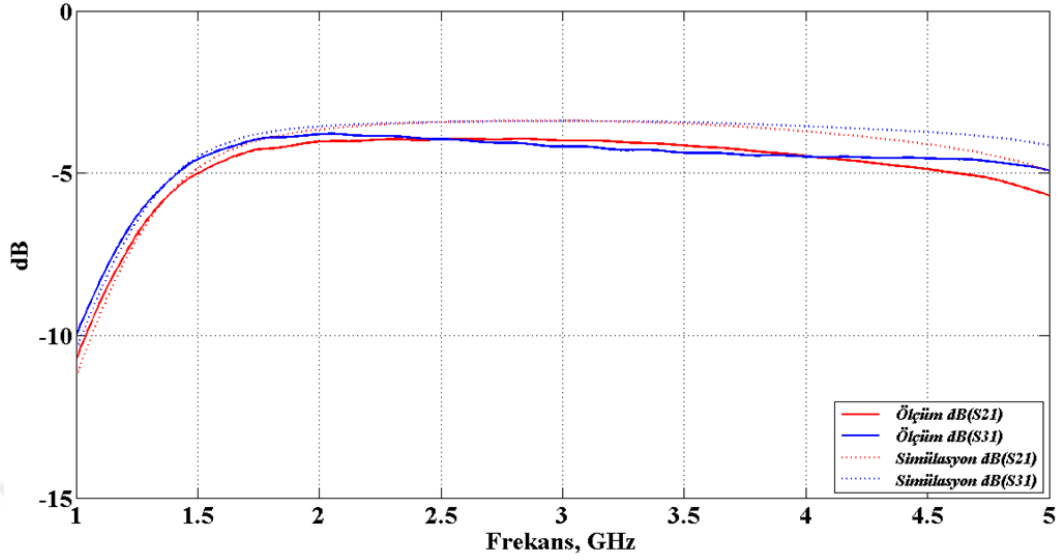
Bir önceki bölümde yapılan simülasyon sonucuna göre Tablo 3-1'deki SN2'ye ait ölçüler kullanılarak üretilen Marchand Balun'a ait en önemli parametrelerden biri olan geri dönüş kaybı (S11) ölçüm sonucu, simülasyon sonucu ile karşılaştırılmıştır (Şekil 3-34). Çalışma bandı olan 2-4 GHz aralığında, simülasyon S11 değeri 14-25 dB aralığında iken ölçüm S11 değeri 13-21 dB aralığındadır. Ölçüm sonucu simülasyon sonucuna göre 200 MHz sola kayık çıkmıştır. Bu kayıklık ölçüm sonucunda bir avantaja dönüşmüş ve bant başındaki S11 değeri simülasyon sonucuna göre 3 dB'ye yakın bir iyileşme göstermiştir. Öte yandan bant sonundaki S11 değeri 13 dB'ye düşmüştür. S11 değerinin 10 dB ve üzerinde olması çalışma performansı açısından kabul edilebilir seviyedeyken ölçüm sonucunun 13-21 dB arasında olması tasarımın geri dönüş kaybı açısından daha iyi olduğunu göstermektedir.



Şekil 3-34 FR4 Geri Dönüş Kaybı (S11) Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

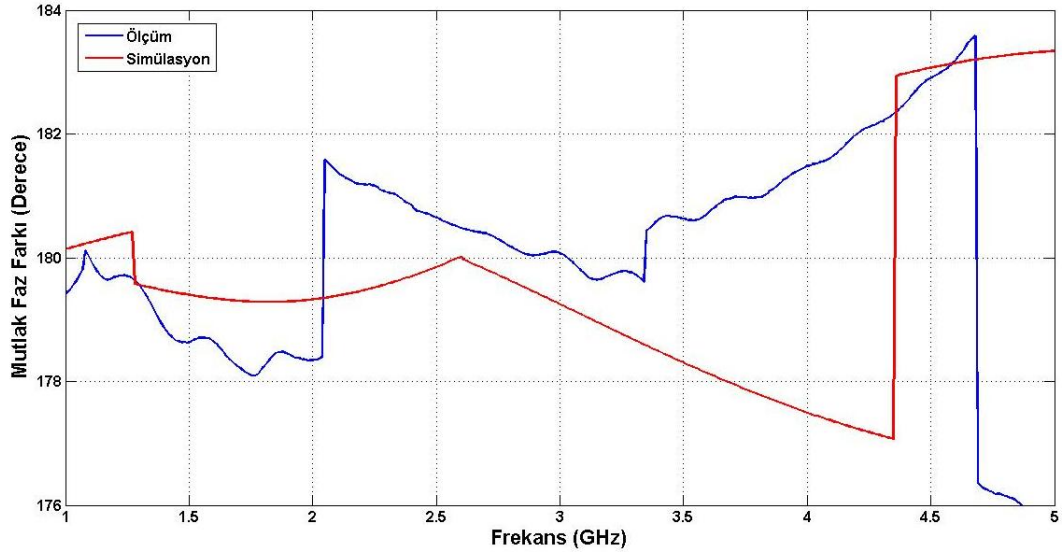
Şekil 3-35'te dengeli çıkışlara ait genlik değeri karşılaştırması yapılmıştır. Bant boyunca ölçüm sonucu ile simülasyon sonucu arasındaki giderek artan bir fark görülmektedir. Bunun temel nedeni FR4 taban malzemesinin kaybının frekansla artması olabilir. Çünkü Şekil 3-35'te görüleceği üzere simülasyon ve ölçüm sonucu karakteristik olarak birbirine benzer bir yol izlemektedir. Ancak frekans arttıkça ölçüm sonucundaki kaybın arttığı gözlenmektedir. 2-4 GHz frekans bandı boyunca

ikiye bölünmenin getirdiği 3 dB’lik güç kaybına ek olarak yaklaşık olarak 0.5-1 dB arasında kayıp görülmektedir.



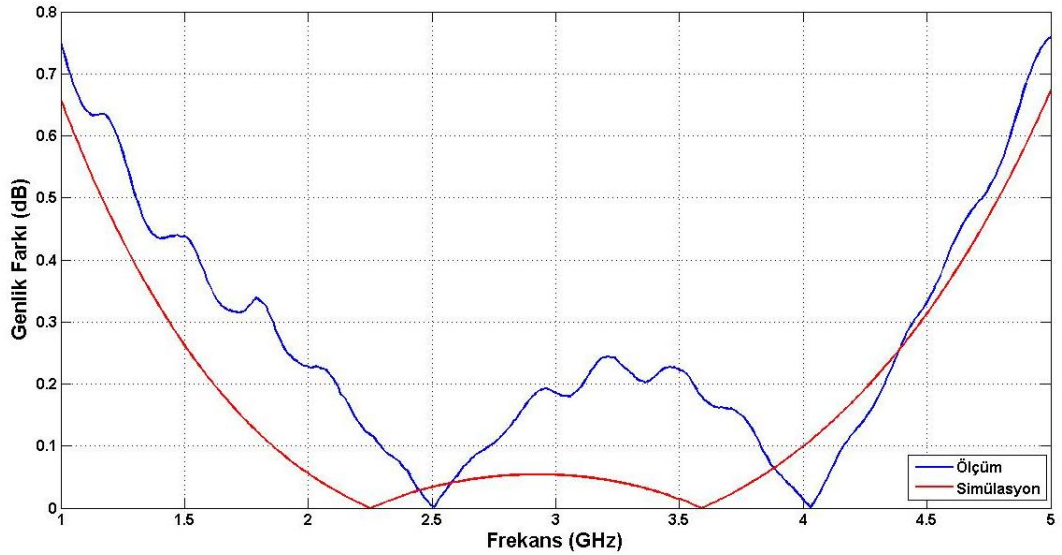
Şekil 3-35 FR4 Dengeli Çıkışlar Genlik Değeri Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

İdealde balun yapısında dengeli çıkışlar arasında 180° faz farkı olması beklenmektedir. Faz farkının 180° 'ye olabildiğince yakın olması mikserin performansını doğrudan etkileyeceği için diğer önemli parametrelerden biridir. Şekil 3-36'da FR4 için dengeli çıkışlar arasındaki faz farkı ölçüm ve simülasyon sonucu karşılaştırması yapılmıştır. Sonuçlar birbirini tam olarak takip etmese de 2-4 GHz aralığındaki faz farkı her iki sonuç içinde $180^\circ \pm 2^\circ$ aralığındadır. Benzer malzeme kullanılarak benzer frekans bandında farklı ölçülerle tasarlanmış olan Marchand Balun'da üretim sonucunun $180^\circ \pm 3^\circ$ olduğu görülmektedir [24]. Faz farkı açısından bakıldığında tasarlanan Marchand Balun literatürde tasarlananlara göre daha iyi performans göstermiştir. Sonucun $\pm 4^\circ$ penceresinde gösterilmesi nedeniyle fazın çok oynadığı algısı ortaya çıkabilir. Ancak ayrıntılı görülmesi açısından dar bir pencereden gösterilmesinin uygun olacağı düşünülmüştür.



Şekil 3-36 FR4 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Faz Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

Balun tasarımında dikkat edilmesi gereken parametrelerden biri de dengeli çıkışlar arasındaki genlik farkıdır. Bu farkın ± 0.5 dB seviyelerinde tutulmasının uygun olacağı görüşü vardır [25]. Şekil 3-37’de de görüleceği üzere simülasyon sonucunda bu fark ± 0.05 dB gibi görünse de ölçüm sonucunda ± 0.25 dB’dir. Aradaki fark çok gibi görünse de ± 0.5 dB’nin hala çok altındadır. Ayrıca Şekil 3-37’de de görüleceği gibi kanallar arası genlik farkının izlemiş olduğu yol, ölçüm ve simülasyon sonucunda büyük benzerlik göstermektedir.



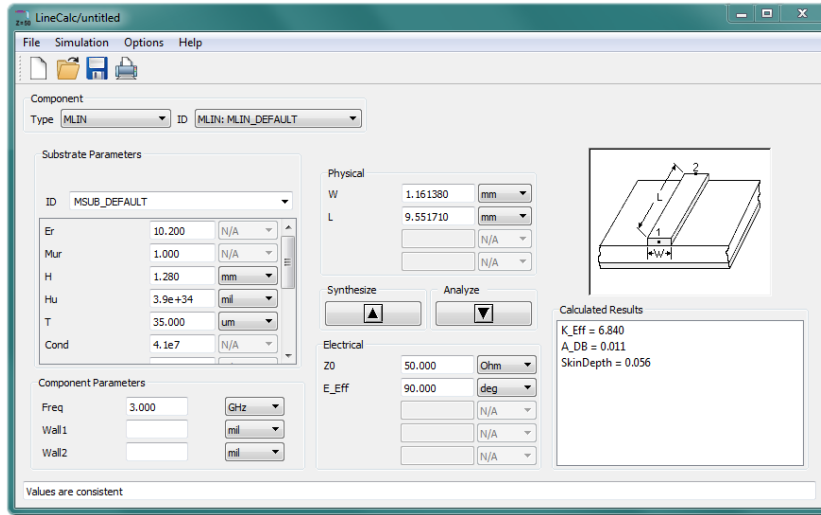
Şekil 3-37 FR4 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Genlik Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

3.3. RO3210 Taban Malzemesi ile Marchand Balun Tasarımı

Balun tasarımında taban malzeme yüksekliği, kenar bağlaşımlı mikroşerit hat genişlikleri, bu hatlar aradaki boşluk değeri ve hat uzunluğu değişiminin Marchand Balun tasarımındaki etkisi daha önceki bölümde bahsedilmişti. Bu bölümde ise diğer önemli parametrelerden biri olan dielektrik sabitinin balun tasarımındaki etkisinden bahsedilecektir. Tablo 3-2’de SN1 ölçüleri sabit tutularak dielektrik sabiti 4.6’dan 10’a çıkarılıp diğer parametreler sabit kaldığında $Z_{0c}=91.4$ Ohm, $Z_{0t}=31.5$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 2.9’a düşmüştür. Dielektrik sabiti 4.6’dan 2.2’ye indirildiğinde ise $Z_{0c}=177.4$ Ohm, $Z_{0t}=57$ Ohm olarak hesaplanmış ve aradaki oran 3.1 katına çıkmıştır. Dielektrik sabitini düşürmek aradaki orana küçük bir katkı yapmaktadır ancak dielektrik sabitinin düşmesinden dolayı hat genişlikleri artacaktır. Özellikle 50 ohm hat genişlikleri hesaba katılacak olursa 1.524 mm taban malzeme yüksekliğinde dielektrik sabiti $\epsilon_r=2.2$ olduğu zaman 50 ohm mikroşerit hat genişliği 4.9 mm, $\epsilon_r=4.6$ olduğu zaman 2.9 mm ve $\epsilon_r=10$ olduğunda 1.5 mm olduğu hesaplanmıştır. Bu nedenle Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı çok fazla etkilemeyen ancak hat genişliklerine etkisi büyük olan dielektrik sabitinin yüksek seçilmesi kart boyutunun büyük oranda küçülmesine olanak sağlayacaktır. Ayrıca kenar bağlaşımlı mikroşerit hat genişlikleri değiştirilerek Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı 3’ün üzerine çıkarmak mümkündür Bu nedenle yüksek dielektrik sabitine ve düşük kayba sahip ROGER firmasına ait RO3210 taban malzemesi kullanılmıştır. Malzemenin dielektrik sabiti 10.2’dir. En kalın RO3210 taban malzemesi 1.28 mm yüksekliğine sahiptir. Malzemenin kaybı FR4’e göre üç kat daha düşüktür.

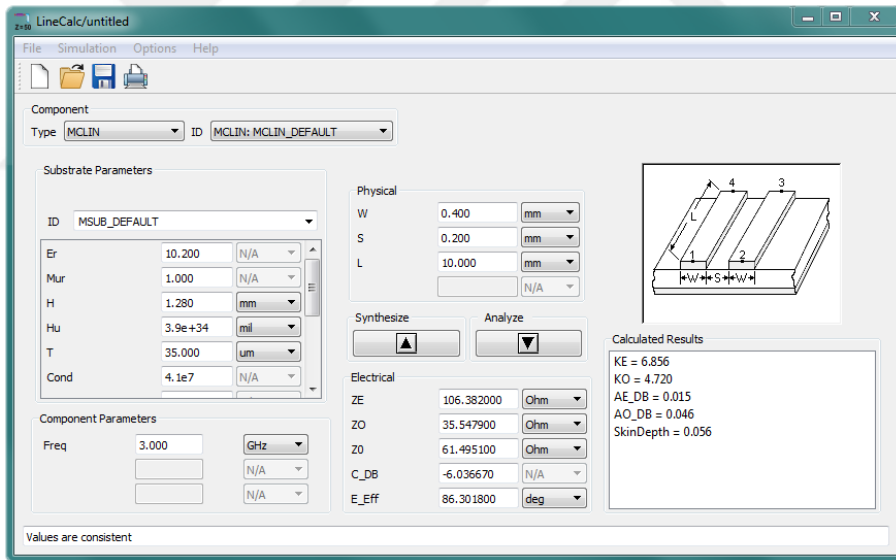
3.3.1. RO3210 Simülasyon Sonucu

Daha önceki bölümde yapıldığı gibi öncelikli olarak RO3210 taban malzemesi için 50 ohm ve kenar bağlaşımlı mikroşerit hat genişlikleri hesabı yapılmıştır. Hatlar arasındaki boşluğun olabildiğince küçük olmasının Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı arttırdığını daha önce gözlemlediğimiz için bu değer 0.2 mm olarak belirlenmiştir. Şekil 3-38’de “LineCalc” programı kullanılarak 50 ohm hat genişliği 1.16 mm olarak hesaplanmıştır. FR4 için bu değer 2.9 mm olduğu düşünülürse 2.5 katlık bu küçülme doğrudan kart boyutlarını etkileyecektir.



Şekil 3-38 RO3210 Taban Malzemesi için 50 Ohm Hat Genişliği Hesabı

Hatlar arasındaki boşluk alt limit olan 0.2 mm olarak belirlendiğine göre bir sonraki işlem hat genişlikleri ile oynayarak Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı 3 katın üzerine taşımak olacaktır.

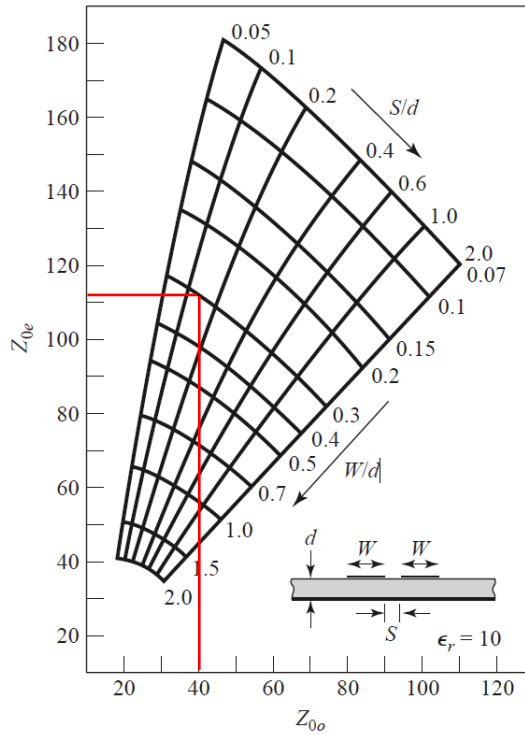


Şekil 3-39 1.28 mm kalınlığa sahip RO3210 taban malzemesi için Z_{0c} ve Z_{0t} Hesabı

Hat genişliği (W) bir önceki FR4 tasarımında olduğu gibi 0.75 mm seçildiğinde $Z_{0c}=82.3$ Ohm ve $Z_{0t}=31$ Ohm olarak hesaplanmıştır. Oranın 2.65'e düştüğü görülmektedir. Orandaki azalmanın bir diğer nedeni de taban malzeme yüksekliğindeki düşüştür. FR4 için 1.524 mm olan en kalın malzeme RO3210 için 1.28mm'dir. Hat genişliğindeki düşüşün Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oranı yükseldiği bilgisiyle hat genişliği 0.4 mm'ye kadar düşürülmüş ve tüm ölçüm parametreleri

açısından optimum bir değer olduğu görülmüştür. Bu durumdaki Şekil 3-39'da da görüleceği üzere $Z_{0ç}$ ve Z_{0t} arasındaki oran 3 katına çıkmıştır.

Bu oranın sağlanmasını yapmak amacıyla Şekil 3-40'taki grafik kullanılmıştır. Bu grafik ile ϵ_r 'ın 10 olduğu durumdaki tek ve çift mod empedans değeri bulunabilmektedir. Burada kritik olan nokta ise simetrik bağlaşımlı mikroşerit hat uzunluğu ve aradaki boşluk değeri ile empedans değerleri bulunabileceği gibi belirli empedans değerlerine göre $\frac{s}{d}$ ve $\frac{W}{d}$ oranlarının ne olması gerektiği ortaya çıkmaktadır. Taban malzeme yüksekliği olan d bilindiği için hat genişliği ve aradaki boşluk değeri rahatlıkla bulunabilir.



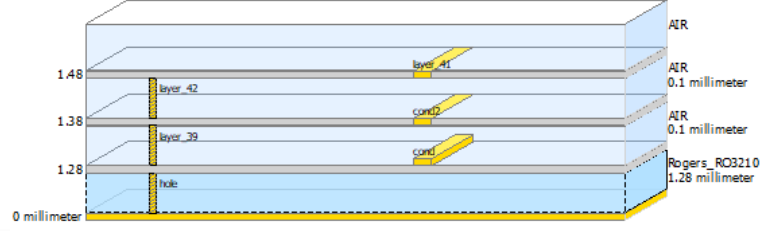
Şekil 3-40 $\epsilon_r=10$ için Simetrik Bağlaşımlı Mikroşerit Hat Tek ve Çift Mod Empedans Hesabı

$$\frac{s}{d} = \frac{0.2}{1.28} = 0.156 \quad (3.9)$$

$$\frac{W}{d} = \frac{0.4}{1.28} = 0.313 \quad (3.10)$$

Hesaplanan oranlar Şekil 3-40'taki eğriler takip edilerek ortak bir noktada kesiştirildiklerinde dielektrik sabiti bire bir aynı olmamasına rağmen $Z_{0ç}$ ve Z_{0t} değerleri benzer çıkmıştır. Yukarıdaki formüllerden de anlaşılacağı üzere $Z_{0ç}$ ve Z_{0t}

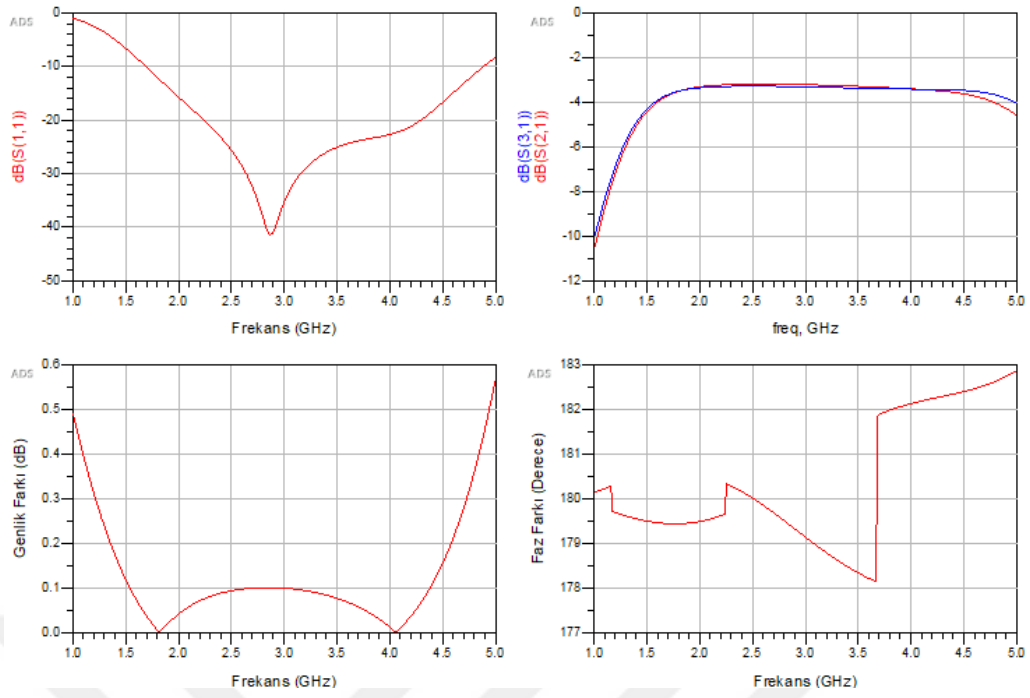
arasındaki oranın maksimum olduğu yerde $\frac{s}{d}$ ve $\frac{W}{d}$ oranları minimumdur. Bu durumu sağlayabilmek için aradaki boşluğun ve hat genişliğinin olabildiğince küçük, taban malzeme yüksekliğinin ise olabildiğince büyük olması gerekmektedir. Tüm bunlar daha önce söylenenleri destekler niteliktedir. Ayrıca Şekil 3-40'tan da anlaşılacağı üzere aradaki boşluk ve hat genişliği ne kadar küçük olursa olsun Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki oran 4'ün üzerine çıkmamaktadır.



Şekil 3-41 RO3210 Taban Malzemesi

Aradaki boşluk değerine üretim alt yapısı sınırlama getirirken hat genişliklerini de genellikle geri dönüş kaybı belirlemektedir. Hat genişliklerinin aşırı miktarda küçülmesi S11 değerinde kötüleşmeye sebep olabileceği için mikser performansı etkilemeye başlayacaktır. Tüm bu durumlar dikkate alınarak optimum ölçüler belirlenmiştir. Şekil 3-41'deki taban malzeme kullanılarak EM simülasyonlar yapılmış ve en anlamlı sonucun elde edilmesi hedeflenmiştir.

Şekil 3-42'de optimum simülasyon sonucu gösterilmektedir. 2-4 GHz aralığında çalışması planlanan balunun S11 değerinin 17 dB'nin üzerinde olduğu görülmektedir. Dengeli çıkışlardaki kayıp kullanılan malzemenin düşük kayıplı olmasına bağlı olarak 3 dB'ye oldukça yakın çıkmıştır.

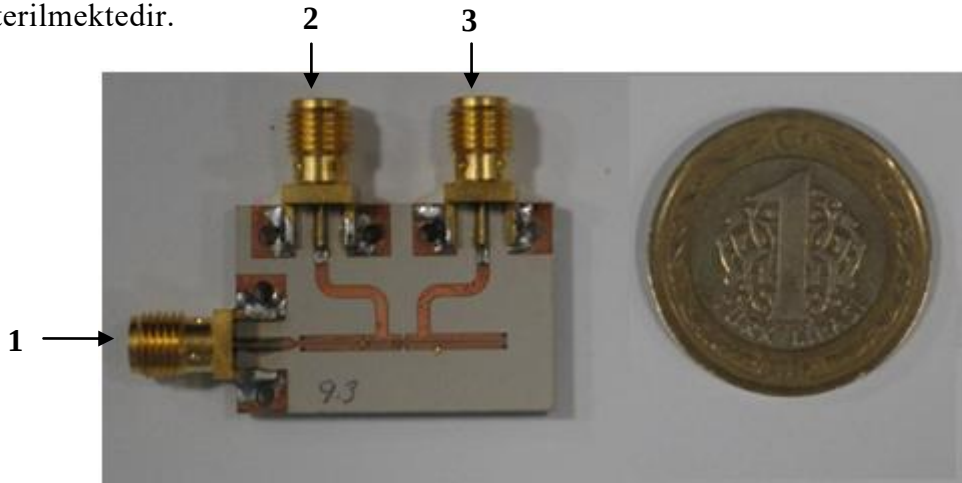


Şekil 3-42 RO3210 Simülasyon Sonuçları

Kanallar arası genlik farkı 0.1 dB'nin altındadır. Benzer şekilde kanallar arası faz farkı da $180^\circ \pm 2^\circ$ içerisindeydir. Dielektrik sabitinin artmasıyla Z_{0c} ve Z_{0t} arasındaki düşen oranın hat genişlikleri düşürölerek tekrar 3'ün üzerine çıkartılmasıyla sonuçların FR4 ile yapılan tasarımdan bir farkının kalmadığı hatta dengeli çıkışlardaki azalan kayıp ve küçülen kart boyutu sayesinde mikser tasarımında kullanılması daha anlamlı olacağı kanaatine varılmıştır. Üretim sonucu ile karşılaştırılmasının ardından mikser tasarımında kullanılması değeriendirilecektir.

3.3.2. RO3210 Ölçüm Sonucu

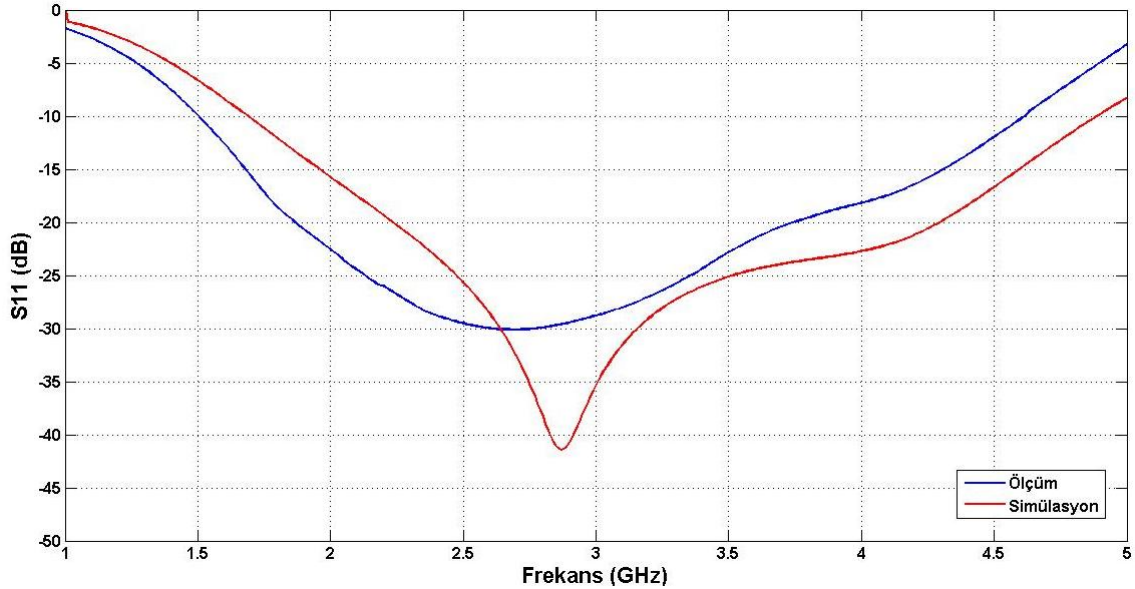
Şekil 3-43'te RO3210 taban malzemesi kullanılarak üretilmiş Marchand Balun gösterilmektedir.



Şekil 3-43 RO3210 Taban Malzemesi ile Üretilmiş Marchand Balun

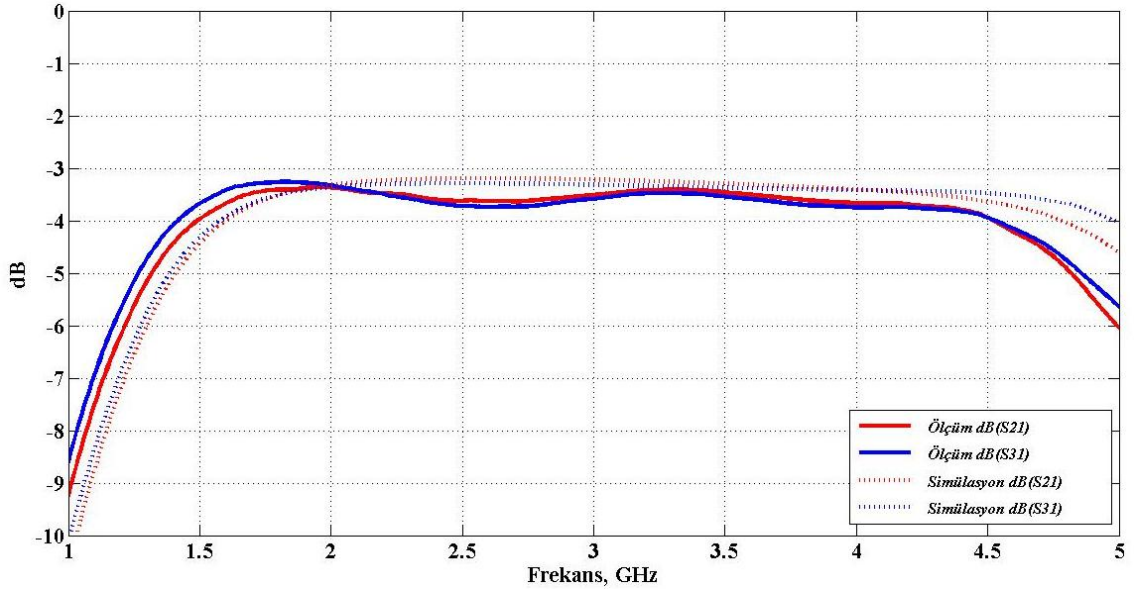
Ölçümler için Agilent Technologies firmasına ait “N5230A PNA-L Network Analyzer” cihazı kullanılmıştır. Ölçümler bir önceki ile aynı şekilde ölçülmüştür.

Bir önceki bölümde yapılan simülasyon sonucuna göre üretilen Marchand Balun’a ait en önemli parametrelerden biri olan geri dönüş kaybı (S11) ölçüm sonucu, simülasyon sonucu ile karşılaştırılmıştır. Şekil 3-44’te gösterilen bu karşılaştırma değerlendirildiğinde sonuçların birbirine oldukça yakın çıktığı görülmektedir. Çalışma bandı olan 2-4 GHz aralığında, simülasyon S11 değeri 15 dB ve üzerinde çıkmışken ölçüm S11 değerinin en düşük olduğu yer 17 dB’dir. Ölçüm sonucu simülasyon sonucuna göre biraz sola kayık çıkmıştır. Bu kayıklık bant başındaki geri dönüş kaybının yükselmesine ve bant sonundaki geri dönüş kaybının az da olsa düşmesine neden olmuştur. S11 değerinin 10 dB ve üzerinde olması çalışma performansı açısından kabul edilebilir değerler olduğu durumda 2-4 GHz frekans aralığındaki 2 GHz’lik bant boyunca S11’in en düşük 17 dB olmasıyla tasarımın başarılı olduğu söylenebilir.



Şekil 3-44 RO3210 Geri Dönüş Kaybı (S11) Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

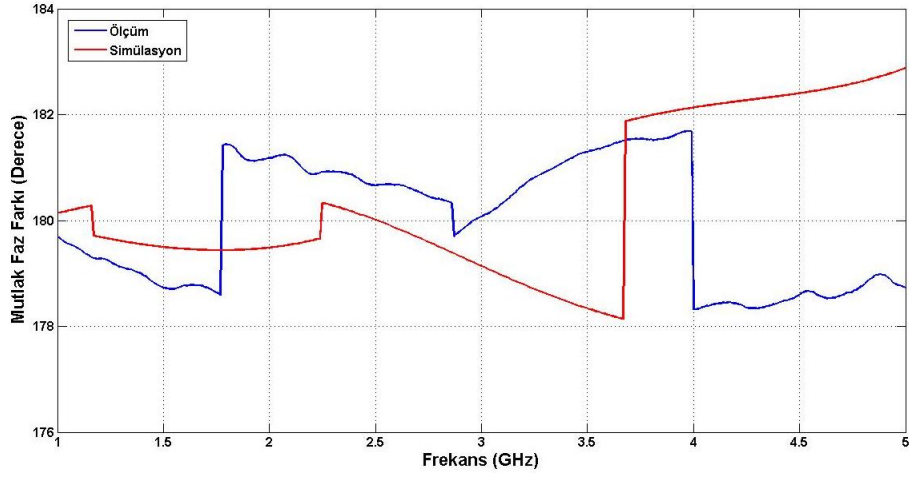
Şekil 3-45’te RO3210 taban malzemesi ile üretilmiş Marchand Balun’un dengeli çıkışları, simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar beklediği üzere 3 dB’ye oldukça yakın çıkmıştır. Simülasyon ile arasındaki fark 0.5 dB’nin üzerine çıkmamaktadır.



Şekil 3-45 RO3210 Dengeli Çıkışlar Genlik Değeri Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

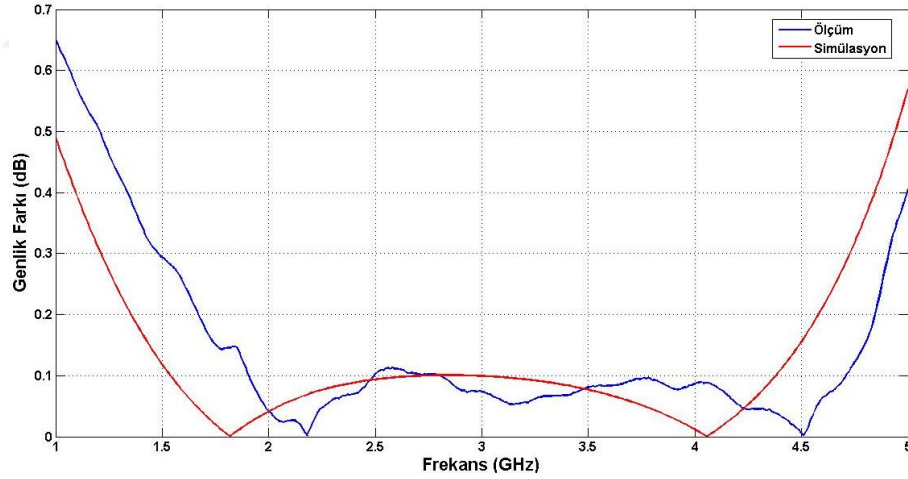
Genel olarak bakıldığında simülasyon ve üretim sonuçları birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Sonuçların farklı olmasının bir nedeni de taban malzeme üzerine lehimlenen RF konektördür. RF konektör de fazladan kayıp getirecektir. Ayrıca Şekil 3-44'teki S11 parametresinin sola kaydığı gibi Şekil 3-45'te gösterilen S21 ve S31 değerlerini de sola kaydırıldığı görülmektedir. Çalışma bandı olan 2-4 GHz aralığına baktığımızda sonuçlar birbirine oldukça yakın çıkmıştır. FR4'deki dengeli çıkışlarda 4 dB'yi geçen kayıp RO3210 taban malzemesi kullanıldığında 3.5 dB altında çıkmıştır. Balundaki kayıp mikserin dönüşüm kaybını doğrudan etkileyen parametrelerden biri olduğu için bu fark pozitif anlamda mikser performansına etki edecektir.

Şekil 3-46'da RO3210 taban malzemesinin dengeli çıkışları arasındaki faz farkı simülasyon sonucu ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonucunda 2-4 GHz penceresinde baktığımızda faz farkının $180^\circ \pm 2^\circ$ aralığında olduğu görülürken üretim sonucunda aradaki faz farkının $180^\circ \pm 2^\circ$ 'den daha iyi olduğu görülmektedir. Daha önceki bölümde de belirtildiği üzere faz farkının birbirini bire bir takip etmesinin bir önemi yoktur. Önemli olan kanallar arası faz farkının 180° 'ye ne kadar yakın olduğudur. FR4 taban malzemesi ile üretilen balun için de dengeli çıkışlar arasındaki faz farkı $180^\circ \pm 2^\circ$ aralığında olduğu için bu açıdan aralarında çok fazla fark bulunmamaktadır.



Şekil 3-46 RO3210 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Faz Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

Şekil 3-47’de RO3210 taban malzemesi için dengeli çıkışlar arasındaki genlik farkı karşılaştırması yapılmıştır. Her iki sonuçta da kanallar arasındaki fark 0.1 dB’yi geçmemektedir. FR4 taban malzemesi ile üretilen balunda bu fark 0.25 dB’lere ulaşmaktadır. Aradaki farkın olabildiğince düşük olması mikser performansını doğrudan etkileyecektir.



Şekil 3-47 RO3210 Dengeli Çıkışlar Arasındaki Genlik Farkı Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

FR4 ve RO3210 taban malzemeleri ile yapılan tasarımlar sonucunda küçülen boyut ve artan performans nedeniyle RO3210 taban malzemesinin mikser tasarımında kullanılmasına karar verilmiştir.

4. DİYOT SEÇİMİ

4.1. Diyot Teorisi ve Çeşitleri

Mikser tasarımında diyotun seçilmesi bir diğer önemli aşamadır. Diyot seçimi esnasından temel amaç performanstan ödün vermeden düşük maliyetli diyot seçebilmektir.

Mikserin çalışma prensibi anahtarlama yapısı üzerine kurulmuştur. LO voltajının polaritesinin değişmesiyle birlikte bu anahtar yapısı açılır veya kapanır. LO voltajı diyotun eşik voltajını geçtiği durumda diyot düşük direnç değerine geçer ve diyot açılır. Polaritenin ters olduğu durumda LO voltajı diyotun eşik voltajını geçemez ve kapanır.

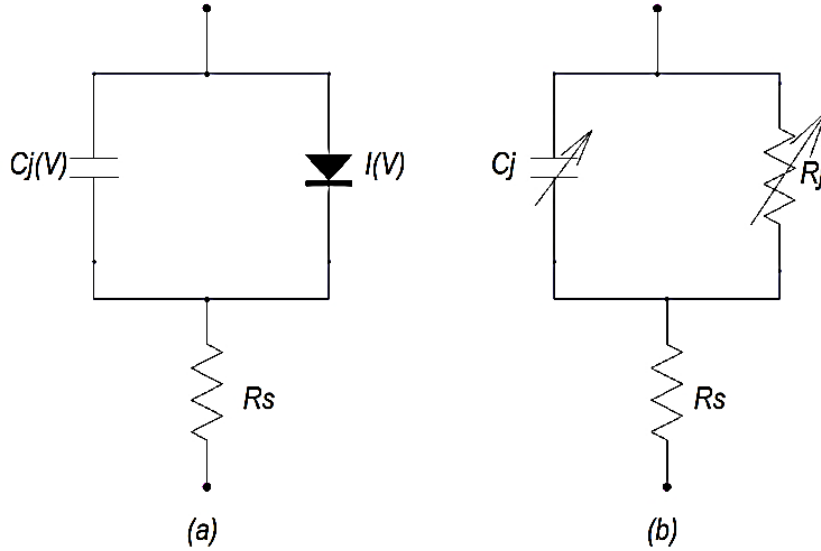
Eskiden mikser tasarımında PN eklem diyotlar kullanılırken günümüzde neredeyse tamamen Schottky-bariyer diyot kullanılmaktadır [5]. Schottky diyotlar yüksek frekanstaki anahtarlama yapıları için çok idealdir. Düşük eklem kapasitansına sahiptir. Anahtarlama hızı yüksektir. Mikserler dışında detektör gibi hızlı anahtarlama gerektiren yapılarda da kullanılmaktadır.

Schottky diyotların PN eklem diyotlarının yerine kullanılmasının temel nedeni Schottky diyottaki akım tamamen çoğunluk taşıyıcısından oluşur. Bu nedenle Schottky diyot çoğunluk taşıyıcı olarak adlandırılır. Öte yandan PN diyotlarında ileri gerilim esnasında önemli miktarda azınlık yükü depolanır. Diyota aniden ters gerilim uygulandığında diyotun kapanması için öncelikli olarak içerisindeki yükü boşaltması gerekmektedir. Bu işlem PN eklem diyotlarının yavaş çalışmasına neden olmaktadır. Öte yandan PN eklem diyotları voltaj değişken kapasitör olarak kullanıldığı durumda depoladığı yük sayesinde Schottky diyotlara göre daha avantajlı konuma geçmektedir.

Schottky diyotlar genellikle silikon veya galyum arsanik (GaAs) yarı iletken yapısındadır. Silikon Schottky bariyer diyotlar ucuz olmalarına rağmen iyi bir performansa sahiptir. GaAs Schottky bariyer diyotlar ise dönüşüm kaybı gibi mikser performansının çok iyi olması istenilen milimetre dalga mikserlerde tercih edilmektedir. Çok yüksek frekanslarda çalışabildiği için THz mertebesindeki frekanslarda da kullanılmaktadır [26]. Öte yandan GaAs diyotlar pahalı bir malzeme olduğu için yüksek performans gereksinimi olan mikser uygulamalarında kullanılmaktadır [27].

Diyotun büyük ve küçük sinyal eşdeğer devresi Şekil 4-1’de gösterilmektedir. C_j voltaj değişken eklem kapasitansı, R_j voltaj değişken eklem direnci ve R_s sabit

parazitik seri direnci göstermektedir. Şekil 4-1’de de görüleceği gibi, Schottky diyotta doğrusal olmayan bir kapasitör ve direncin paralel olarak bağlanarak modellendiği görülmektedir.



Şekil 4-1 (a) Diyot büyük sinyal eşdeğer devresi **(b)** Diyot Küçük sinyal eşdeğer devresi

Diyot eklem akımı $I_j(V_j)$, voltajın doğrusal olmayan fonksiyonudur. Cihaz dengede olduğu durumda ve dışarıdan ekstra voltaj uygulanmadığında elektronlar metalden yarı iletken daha sonrasında yarı iletken metale geçerler. Sonuç olarak arada net bir akım oluşmaz. Öte yandan anoda pozitif bir voltaj uygulandığında elektronlar yarı iletken metale doğru hareket ederek akım oluşturur.

$$I_j(V_j) = I_s \left[\exp \left(\frac{eV_j}{\eta kT} \right) - 1 \right] \quad (4.1)$$

I_j eklem akımı V_j eklem voltajıdır. I_s ters doyma akımı olmakla birlikte değeri sabittir ve diyot çeşidine göre 10^{-16} - 10^{-8} A aralığındadır. I_s ileri I/V karakteristiğini belirlediği için önemli bir parametredir. e elektron yükü (1.6×10^{-19} coulomb), k Boltzmann sabiti (1.37×10^{-23} J/K), T kelvin cinsinden sıcaklık, η idealite faktörüdür ve idealdeki değeri 1’dir. İyi bir diyot için η genel olarak 1.05 ile 1.25 aralığındadır. Kapasitans-voltaj karakteristiği (C/V),

$$C_j(V_j) = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{V_j}{\phi}}} \quad (4.2)$$

olarak gösterilmektedir. C_{j0} sıfır voltadaki eklem kapasitansı, ϕ ise sabit voltajdır. ϕ dışarıdan voltaj uygulanmadığı durumda yarı iletken ve metal anot arasındaki potansiyel farkı göstermektedir. Silikon diyotlar için ϕ 0.6V iken GaAs diyotlar için 0.75V seviyesindedir.

Diyotlar için bir başka parametre de kesim frekansıdır. Kesim frekansı f_k

$$f_k = \frac{1}{2\pi R_s C_{j0}} \quad (4.3)$$

olarak gösterilir. Mikser diyotlarının kesim frekansı genellikle Tera-hertz mertebesinde olabilir. İyi bir mikser performansı için kesim frekansının RF frekansından en az 10 kat daha yüksek olması gerektiği düşünülmektedir [28].

Diyot seçiminde birçok parametre bir birine bağlı veya sabit bir değer olduğu için sadece I_s , C_{j0} ve R_s değerleri ile değiştirilebilmektedir. I_s ve C_{j0} anodun alanı ile doğru orantılı iken R_s ters orantılıdır.

Dönüşüm kaybı bozulma faktörü δ_1 ideal mikserler için aşağıdaki gibi tanımlanmıştır,

$$\delta_1 = 1 + \frac{R_s}{r_{dr}} + R_s r_{dr} (\omega C_{j0})^2 \quad (4.4)$$

r_{dr} diyot bağlantısının RF'teki doğrusal olmayan direnç değerini göstermektedir. (4.4)'deki denklemden de anlaşılacağı üzere R_s ve C_{j0} değerlerinin düşürülmesi mikser dönüşüm kaybının düşmesini sağlayacaktır. Ancak bu parametreler herhangi bir diyot geometrisi için ters orantılı olduğundan, her iki parametreyi de en aza indirmek mümkün değildir. Eklem alanını düşürmek C_{j0} değerini düşürürken R_s değerinin artmasına neden olur. Bununla birlikte, diyot parazitlerinden dolayı daha yüksek frekanslarda ortaya çıkan dönüşüm kaybı artar. Çalışma frekansındaki artış, minimum dönüşüm kaybını sağlamak için daha küçük birleşim kapasitesi gerektirir [7].

4.2. Çift Dengeli Mikser için Diyot Seçimi

Mikser tasarımında diyeti hızlı anahtarlama ihtiyacı duyulduğu için Schottky diyot seçilecektir. Ancak diyotun yarı iletkeninin silikon veya GaAs olmasının belirli avantajları ve dezavantajları vardır. GaAs, yüksek kesim frekansına ve yüksek kırılma voltajına sahiptir. Bu özelliği ile silikon yapıdaki diyotlara göre daha iyi dönüşüm kaybına sahiptir ve daha düşük dönüşüm kaybının avantajı, başlıca milimetre dalga uygulamaları olmak üzere yüksek frekanslarda belirgin olarak görülür. Diyotun

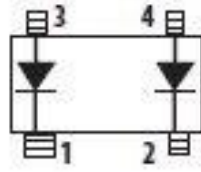
elektriksel performansı, milimetrik dalga mikserlerde daha kritiktir çünkü düşük dönüşüm kayıplarına bu yüksek frekanslarda ulaşmak çok daha zordur. Ancak mikrodalga mikserlerde temel kaygı genellikle maliyettir. Bu noktada, silikon diyotlar tasarımcıya hem düşük maliyet hem de makul dönüşüm kaybı, düşük VSWR, düz frekans tepkisi ve düşük bozulma gibi iyi bir performans sunar. Bu nedenle çift dengeli mikser tasarımında silikon Schottky diyot kullanılacaktır.

Diyotun seçilmesindeki diğer bir nokta da diyotun yapısı veya şeklidir. Silikon diyotlar çeşitli çip ve paket formda olabilir. Yüzeye monteli veya epoksi ambalajlı diyotlar genellikle paket parazitlerine bağlı olarak kırılganlık ve çip diyotlardan daha kötü elektriksel performansı sergiler. Dahası, paketlenmiş diyotlar paketlenmemiş olanlardan daha pahalıdır. Ayrıca kırılmalardan dolayı, paketlenmemiş diyotları devrelere bağlamak daha zordur ve çip diyotlarını tutmak ve bağlamak için özel ekipman gereklidir. Uygulanabilirliği kolay olması nedeniyle tezde yüzeye monteli RF Schottky engel diyotu tercih edilmiştir.

Diyot seçimindeki en önemli noktalardan biri de diyotun bariyer potansiyelidir. Bu seçim, mikserin çalışması için gerekli olan LO seviyesini doğrudan etkiler. Tipik olarak, düşük bariyer silikon diyot, 1mA diyot akımı için 0.3V gerektirirken, yüksek bariyerde aynı akım için yaklaşık 0.6-0.7V gereklidir. Bu da düşük bariyer diyotun mikserde daha düşük LO gücü ile çalıştığı anlamına gelmektedir. Eğer LO empedansı benzer ise, yüksek bariyer cihazları için yaklaşık 6 dB daha fazla LO gücü gerekir [7]. LO gücünü arttırmak diyotun sıkıştırma noktasını arttıracaktır. LO gücünün artması ayrıca iki tonlu IMD seviyesini de yükseltecektir. Bu nedenle, mikserin optimum LO seviyesinde sürülmesi gerekli olan sistem performansı elde etmek için kritik öneme sahiptir. Diyotun ihtiyaç duyduğu LO seviyesi doğrudan diyotun düşük, orta veya yüksek bariyerli olmasına göre değişmektedir. Bu tezde en düşük LO seviyesi ile mikseri çalıştırmak hedeflendiği için düşük bariyerli silikon Schottky diyot seçilmiştir.

Düşük bariyerli diyotun kullanılmasına karar verdikten sonra, diyotun özelliklerini ayarlamak için I_s , C_{jo} ve R_s değerlerine göre bir seçimde bulunulacaktır. Daha önce belirtildiği gibi C_{jo} 'nun düşük olması R_s 'in nispeten yüksek olmasına neden olur. Aralarında ters orantı olduğu için C_{jo} 'nun yüksek olması R_s 'in düşük olmasına neden olacaktır. Daha sonra, denklem (4.3)'de verilen kesim frekansı değerini karşılamak için en uygun R_s - C_{jo} değeri belirlenerek uygun bir diyot seçilir.

Yapılan araştırmalar sonucunda Avago Technologies firmasına ait HSMS-2825 model numaralı RF Schottky bariye diyotu kullanılmasına karar verilmiştir [29]. HSMS-2825 özellikle 6 GHz'e kadar olan mikser tasarımları için en iyileştirilmiştir. Diyotun maksimum seri direnci $R_s=6$ Ohm, eklem kapasitesi ise $C_{j0}=0.7$ pF'dır. HSMS2825 diyot içerisinde birbirinden bağımsız iki adet eş diyot bulunmaktadır. Mikser tasarımında HSMS2825 içerisindeki tek bir diyot kullanılacaktır. Diğeri diyotun kullanılmayacak olması nedeniyle diyotların birbiri ile olan izolasyonunun bir önemi kalmayacaktır. Diyotun paketlenme tipi SOT-143'dür. Çift dengeli yıldız mikser tasarımı için 4 adet HSMS 2825 gereklidir.



Şekil 4-2 HSMS-2825 Bağlantı Detayı

Şekil 4-2'de HSMS-2825 bağlantı detayı gösterilmektedir. Bağlantı numaralarının karşılık geldiğı anot ve katodu çift dengeli mikser tasarımında LO ve RF balunların ilgili çıkışlarına bağlanacaktır.

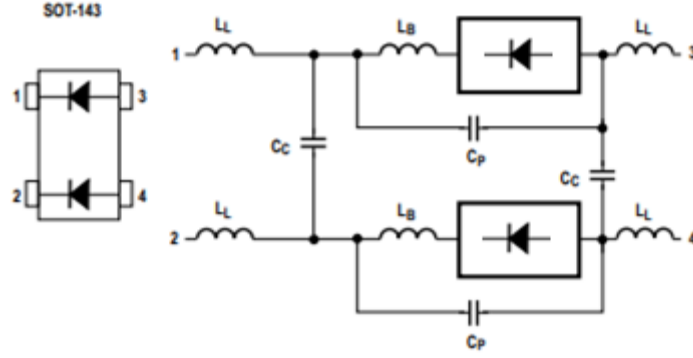
4.3. HSMS-2825'in ADS Programında Modellenmesi

Diyot performansının ADS'de simülasyonunun yapılabilmesi için Tablo 4-1'deki SPICE parametreleri kullanılacaktır.

Tablo 4-1 HSMS 2825 SPICE Parametreleri

Parametre	Birim	HSMS-2825
B_V	V	15
C_{j0}	pF	0.7
E_g	eV	0.69
I_{BV}	A	1E-4
I_s	A	2.2E-8
N		1.08
R_s	Ohm	6.0
P_B	V	0.65
P_T		2
M		0.5

Diyotun SPICE parametreleri tek başına yeterli olmamakla birlikte kurşun çerçevesi ve paketlenmesinden dolayı bir takım kapasitans ve indüktans değeri seri veya paralel olarak eklenmektedir. Şekil 4-3'teki devre şemasında diyotun paketlenmiş hali ile gerçeğe en yakın modeli gösterilmektedir.

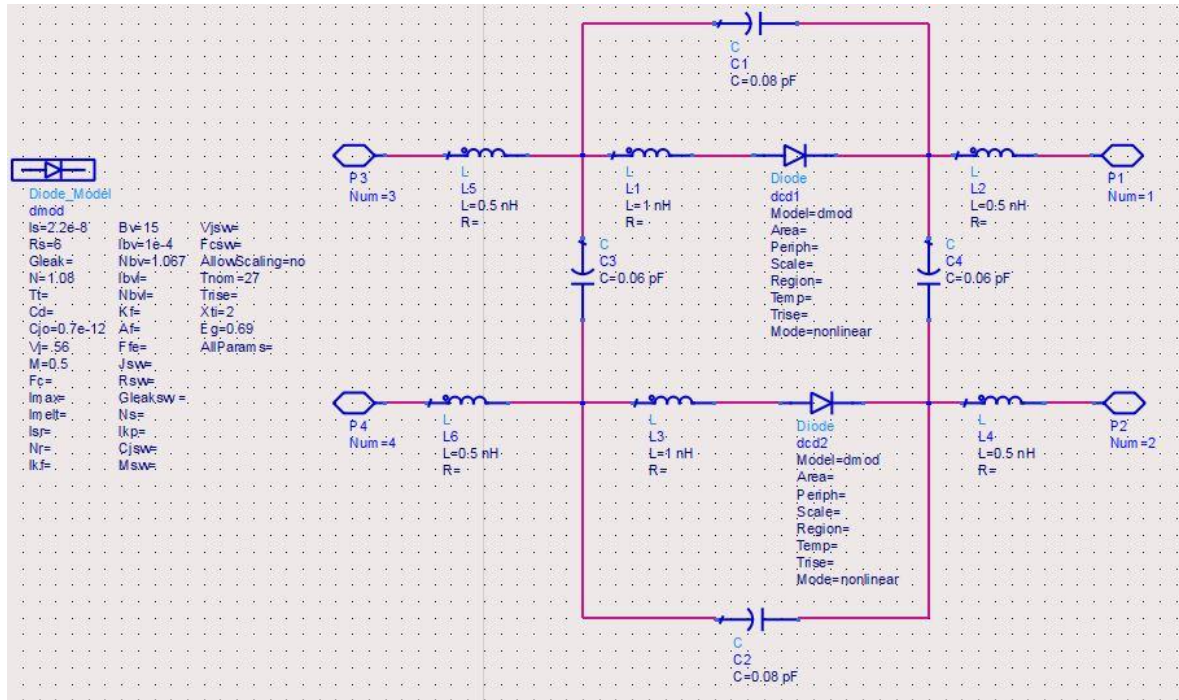


Şekil 4-3 HSMS-2825 Gerçeklenmiş Modeli

Tablo 4-2 HSMS-2825

		L_L	C_L	C_p	C_C	L_B
		Kurşun Çerçeve İndüktansı	Kurşun Çerçeve Kapasitansı	Paketleme Kapasitansı	Bağlaşım Kapasitansı	Bağteli İndüktansı
	Birim	nH	pF	pF	pF	nH
SOT-143		0.5	0	0.08	0.06	1

Tablo 4-2'de, Şekil 4-3'deki devre şemasındaki kapasitans ve indüktans değerlerinin neden kaynaklandığı ve değerleri gösterilmektedir. HSMS-2825'in Avago firması tarafından önerilen devre şeması ve SPICE parametreleri kullanılarak ADS programında simülasyon yapabilmek için Şekil 4-4'teki devre şeması oluşturulmuştur.



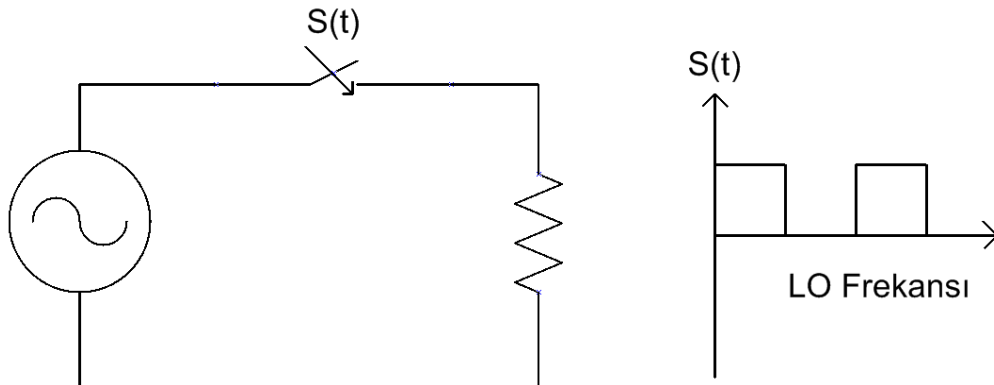
Şekil 4-4 HSMS-2825 SPICE modeli

5. ÇİFT DENGELİ MİKSER TASARIMI

Çift dengeli mikserler çok yaygın ve kullanışlı bir mikrodalga bileşenidir ve birçok mikrodalga sistemde bulunabilirler. Yaygın olarak alma ve gönderme yapılarında aşağı ve yukarı frekans dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. Mikserler daha farklı uygulamalarda da kullanılmaktadır ancak bu bölümde alma ve gönderme yapılarında aşağı ve yukarı dönüşüm fonksiyonu ile kullanılan mikser uygulaması hakkında bilgi verilecektir.

Bir gönderme/alma mimarisinde, taşıyıcı dalgayı modüle ederek bilgi aktarılır. Alma yapısında uygun bir detektör kullanılarak bilgi modüle edilmiş taşıyıcıdan elde edilir. Bu tespit işlemi doğrudan RF sinyali üzerinden gerçekleştirilebilir. Günümüzdeki DSP teknolojisinin ilerlemesi sayesinde her ne kadar doğrudan RF işaret üzerinden örnekleme yaparak sinyal içerisindeki bilgi elde edilse de mikrodalga frekanslarda hala mikser kullanma zorunluluğu bulunmaktadır. Mikserler genellikle alıcının ön katında veya LNA'nın hemen sonrasında bulunur. Bunun nedeni ise mikserlerin gürültü figürünün yüksek olmasıdır.

Mikserin çalışma prensibi bir nevi anahtarlama mekanizmasına benzemektedir. Nitekim mikserlerde kullanılan diyotlar, LO frekansında çalışan anahtarlar olarak idealleştirilmiştir. Şekil 5-1'de LO frekansında çalıştırılan bir anahtar tarafından kesilen RF voltajını göstermektedir. IF gerilimi, anahtarlama dalga formunun ve RF voltajının ürünüdür. Anahtarlama dalga formu tam olarak %50 görev döngüsüne sahip olmayabilir, bu nedenle genel olarak, temel frekansının yanı sıra bir dc bileşeninin tüm harmoniklerini içerir. Aynı zamanda IF gerilimi birçok çarpma ürünü içerir.



Şekil 5-1 LO Frekansında Çalıştırılan Anahtarlama Yapısı

Çift dengeli mikserler daha yüksek dinamik alana sahiptirler. Porttan porta izolasyonları diğer mikser çeşitlerine göre çok daha iyidir. Ayrıca çift-dereceli spurleri

bastırır. Çift dengeli mikserler arasında halka konfigürasyonu daha yaygın olarak kullanılsa dahi yıldız konfigürasyonu daha geniş IF bant genişliğine sahiptir [5].

Maas çift dengeli mikserlerle ilgili olarak yaptığı son çalışmalarda geleneksel yıldız mikserin düzlemsel olmayan yapıların gerekliliği ile ilgili sorunlarını çözen monolitik bir yıldız mikser tasarımı gerçekleştirmiştir [22]. Ryu ve çalışma arkadaşları, Maas'ın üç bağlaşımlı mikroşerit hatlı balununu çoklu bağlaşımlı mikroşerit hatlı balunla değiştirerek geleneksel MMIC'ler ile uyumlu yıldız mikser yapısına uygulamışlardır [30]. Chang, Mouw'un düzlemsel hibrit eklem tasarımını kullanarak geniş bantlı yıldız mikser tasarımı gerçekleştirmiştir [31].

5.1. Harmonik Denge Simülasyonu

Harmonik denge simülasyonu doğrusal olmayan devre ve sistemlerin frekans bölgesi analizi tekniğidir. Genellikle analog RF ve mikrodalga devre elemanlarının frekans bölgesinde analiz etmek amacıyla kullanılır. Bu devre elemanları; güç yükselteçleri, frekans çarpıcılar, mikserler, osilatörlerdir.

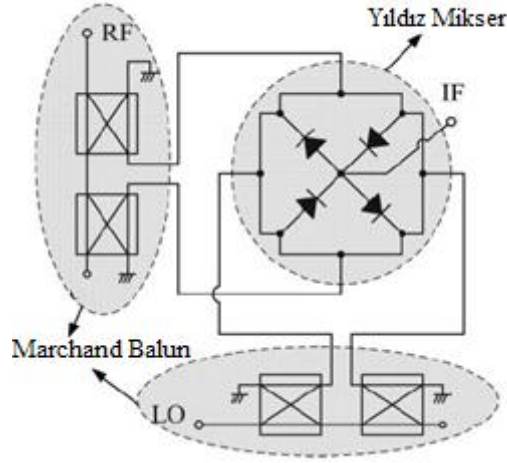
Harmonik Denge Simülasyonu doğrusal olmayan devre elemanlarının voltaj veya akımının genlik ve fazını hesaplar. Bu teknik genel olarak dönüşüm kaybı P1dB, IP3, izolasyon gibi değerlerin hesaplanmasında kullanılır. Öte yandan S-Parametre veya AC simülasyon doğrusal olmayan devre elemanları hakkında hiçbir bilgi vermez.

Harmonik Denge Simülasyonu RF ve mikrodalga devre elemanlarını farklı frekanslara sahip girdilerini kabul eder. Harmonik denge simülasyonu tekrarlı bir metottur. Zaman alanında frekans alanına geçiş için genelleştirilmiş Fourier analiz tekniği kullanılır.

5.1.1. Harmonik Denge Simülasyonu Hazırlıkları

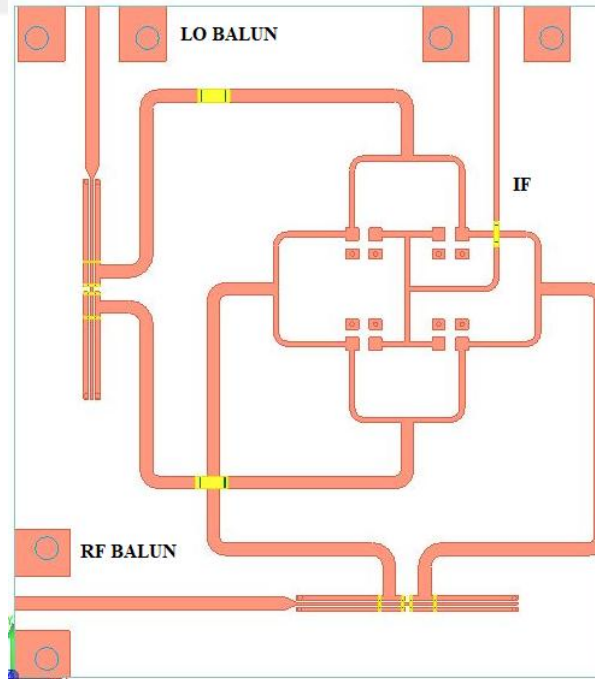
Çift dengeli yıldız mikserin üretimi öncesinde harmonik denge simülasyonu yapılacaktır. Bu sayede çalışma performansı en iyileştirilerek pratikte karşılaşılmaması muhtemel hataların önüne geçilecektir. Mikser içerisinde bulunan diyotlardan dolayı doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Bu nedenle sadece harmonik denge simülasyonu ile istenilen parametreler ölçülebilir.

Şekil 5-2'de çift dengeli yıldız mikserin blok şeması görülmektedir. Biri RF diğeri LO tarafında olmak üzere iki adet Marchand Balun ve birleşim noktasında 4 adet diyot bulunmaktadır. Diyotlar dışarıdan balunlarla içeriden ise IF çıkış ile kesişmektedir.



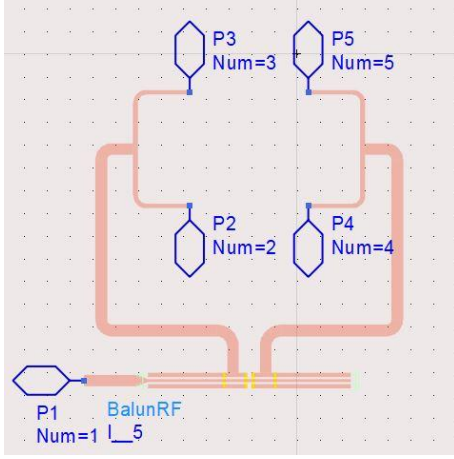
Şekil 5-2 Çift dengeli yıldız mikser blok şeması

Tümden gelim yöntemi ile öncelikli olarak daha önceki bölümde tasarlanıp çalıştığı doğrulanan Marchand Balun yapısından yola çıkılarak genel bir serim modeli Şekil 5-3'teki gibi çıkarılmıştır. Bu serim üzerinden yapılar parçalara bölünerek her birinin EM simülasyonu yapılmış ve ayrı ayrı sembolleri oluşturulmuştur. Oluşturulan her bir sembolün EM simülasyon sonucu harmonik denge simülasyonu esnasında diyotun spice parametreleri ile birleştirilerek kullanılacaktır.

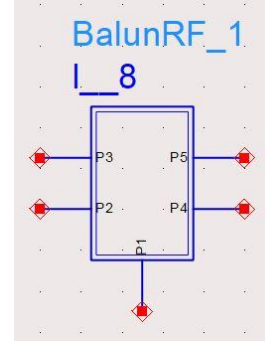


Şekil 5-3 Çift dengeli yıldız mikser serim modeli

Şekil 5-4a'da EM simülasyonu yapılmış olan RF balunun serimi gösterilmektedir. Şekil 5-4b'de ise bu yapının sembole dönüştürülmüş hali mevcuttur.



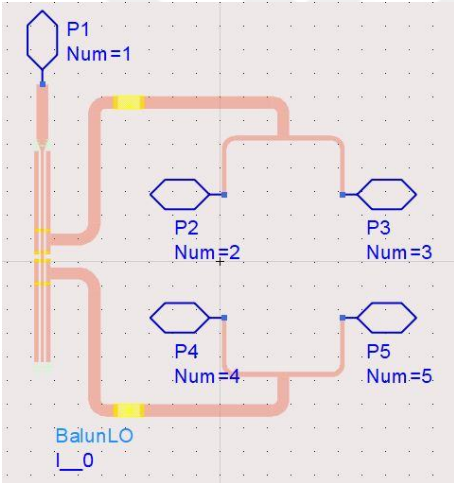
(a)



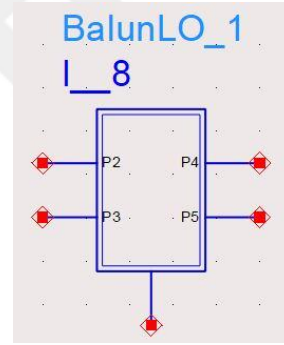
(b)

Şekil 5-4 (a) RF balun serim gösterimi (b) RF balun sembol gösterimi

Benzer şekilde Şekil 5-5a'da LO balunun serimi ve Şekil 5-5b'de ise serim bilgisi ile oluşturulmuş sembolü gösterilmektedir.



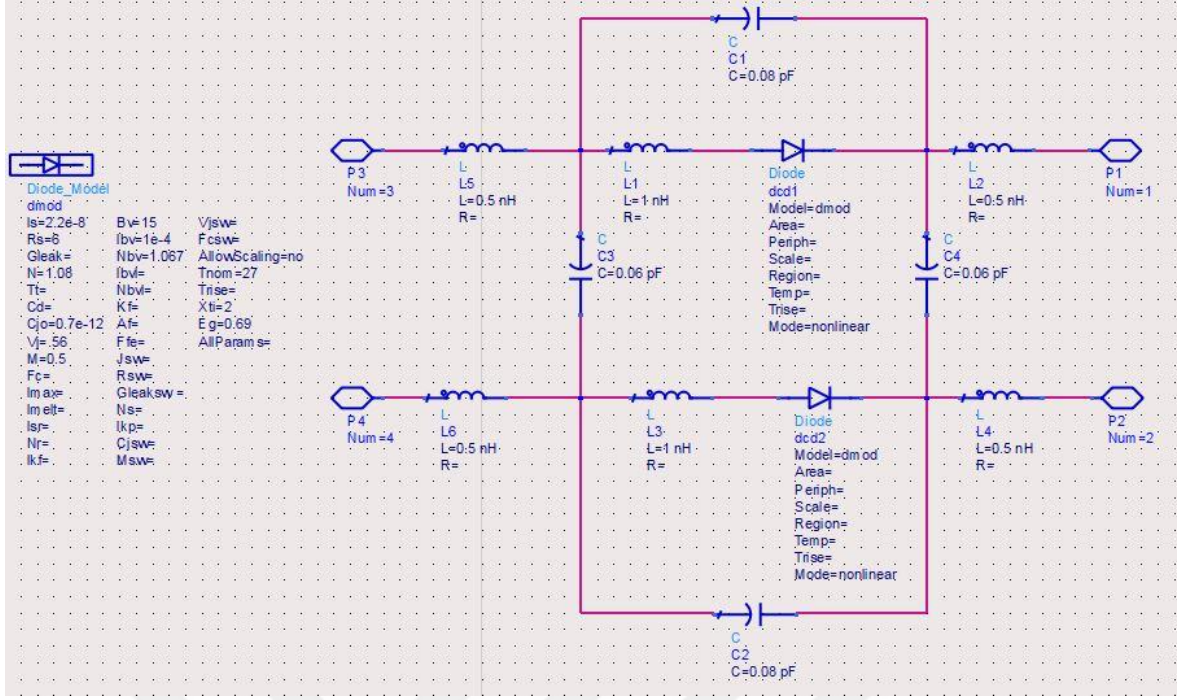
(a)



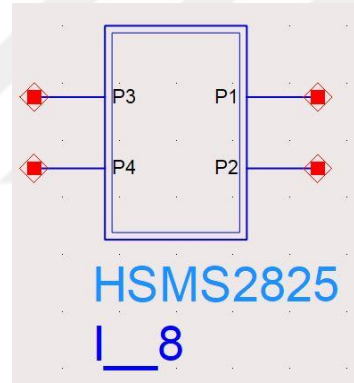
(b)

Şekil 5-5 (a) LO balun serim gösterimi (b) LO balun sembol gösterimi

Şekil 5-6'da mikser tasarımında kullanacağımız Avago Technologies firmasının HSMS-2825 parça numaralı diyotunun spice parametreleri kullanılarak oluşturulmuş doğrusal diyot modeli gösterilmektedir. Benzer şekilde kullanılacak diyotun Şekil 5-7'de sembol gösterimi oluşturulmuştur.

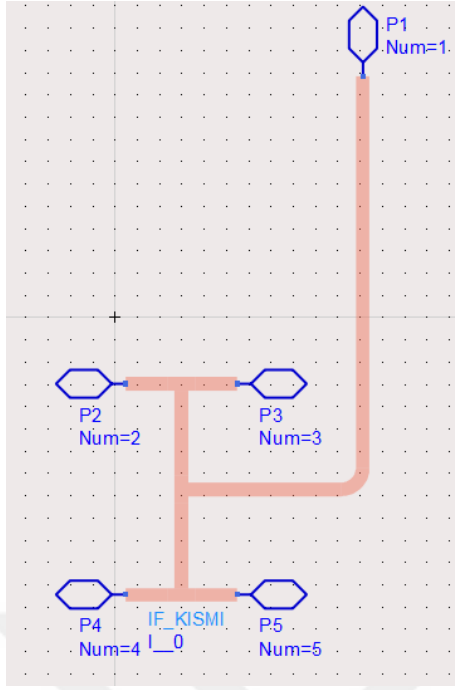


Şekil 5-6 HSMS-2825 Spice Modeli Gösterimi

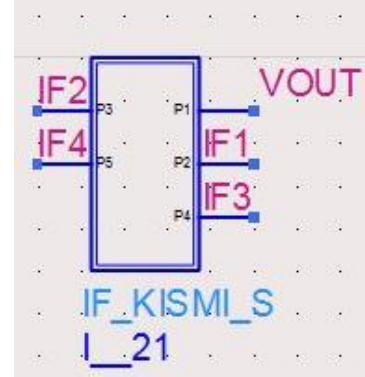


Şekil 5-7 HSMS-2825 Sembol Gösterimi

Son olarak Şekil 5-8a’da görüldüğü gibi IF kısmının 5 portlu EM simülasyonu yapılmış ve Şekil 5-8b’de bu yapının sembol gösterimi oluşturulmuştur.



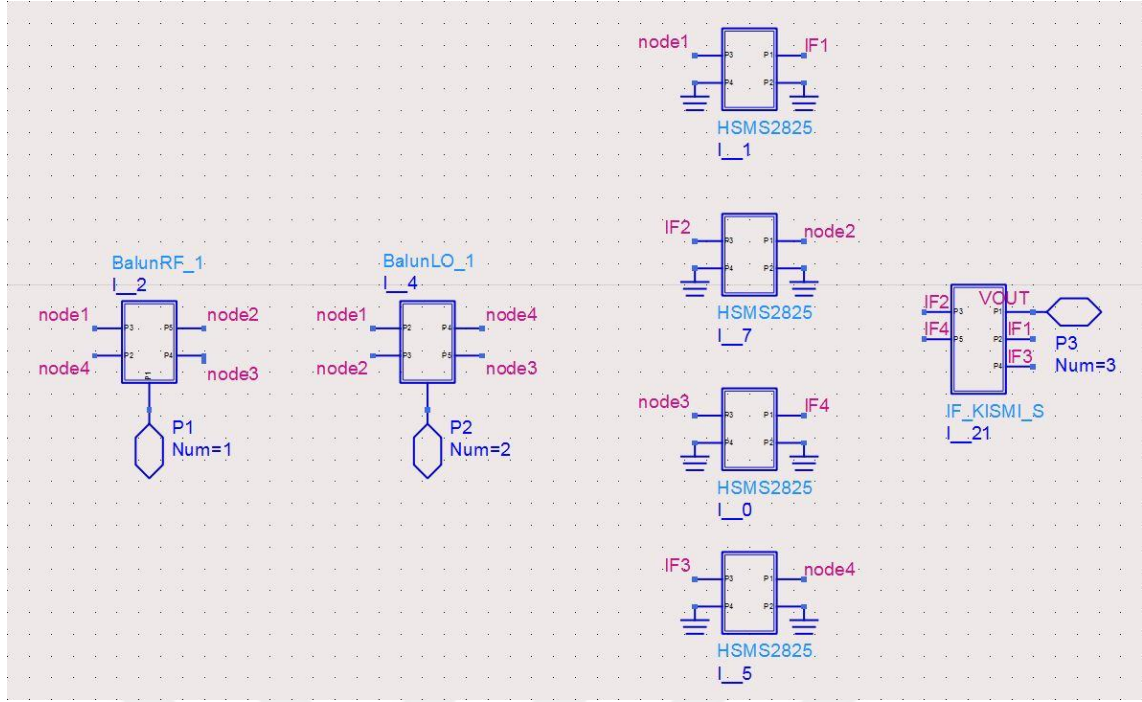
(a)



(b)

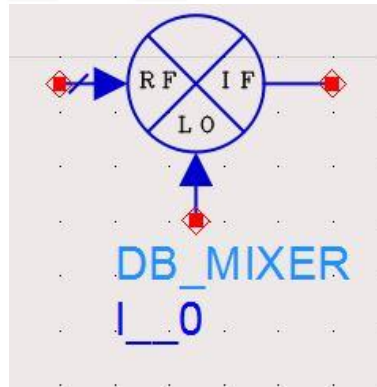
Şekil 5-8 (a) IF bölümü serim gösterimi (b) IF bölümü sembol gösterimi

Bu parçalar harmonik denge simülasyonu için ayrı ayrı hazırlandıktan sonra bir araya getirilerek RF, LO ve IF portu olan tek bir mikser sembolü haline getirilecektir. Çift dengeli yıldız mikser tasarımı için biri RF diğeri LO Balunu olmak üzere iki adet balun ve Şekil 5-2'deki blok şemadaki diyot dizilimleri referans alınarak 4 adet diyot sembolü oluşturulmuş ve bunlar Şekil 5-9'daki gibi bir araya getirilmiştir. Aralarındaki bağlantıları kablo ile bağlamak yerine görsel karışıklılığı en aza indirmek için her bir bağlantı yeri çeşitli boğum noktası isimleriyle adlandırılmıştır. RF, LO ve IF portları ise bir üst seviye mikser sembolü oluşturabilmek için sırasıyla P1, P2 ve P3 port numaraları ile gösterilmiştir.



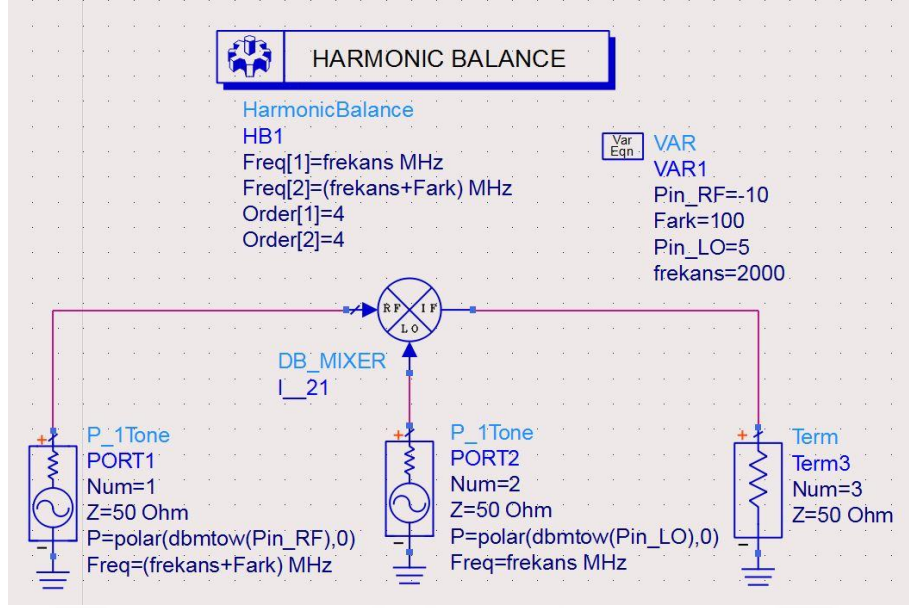
Şekil 5-9 Sembollerin bir arada gösterimi

Şekil 5-9’da aralarındaki bağlantı boğum noktaları ile isimlendirilen her bir sembol Şekil 5-10’da gösterildiği gibi nihai mikser sembolü haline getirilmiştir. Oluşturulan mikser sembolü harmonik denge simülasyonu için hazır hale gelmiştir.



Şekil 5-10 Nihai Mikser Sembolü

Harmonik denge simülasyonu için RF ve LO portlarına ADS kütüphanesinde tanımlı P_1Tone kaynakları bağlanarak istenilen seviyede ve frekansta işaret verilebilir. LO ve RF portlarına giren işaret seviyeleri ve frekans değişken olarak tanımlanmıştır. Ölçüm çeşitine göre bu parametreler sabit kullanılabildiği gibi tarama yapılması gereken durumlarda değişken olarak kullanılacaktır.



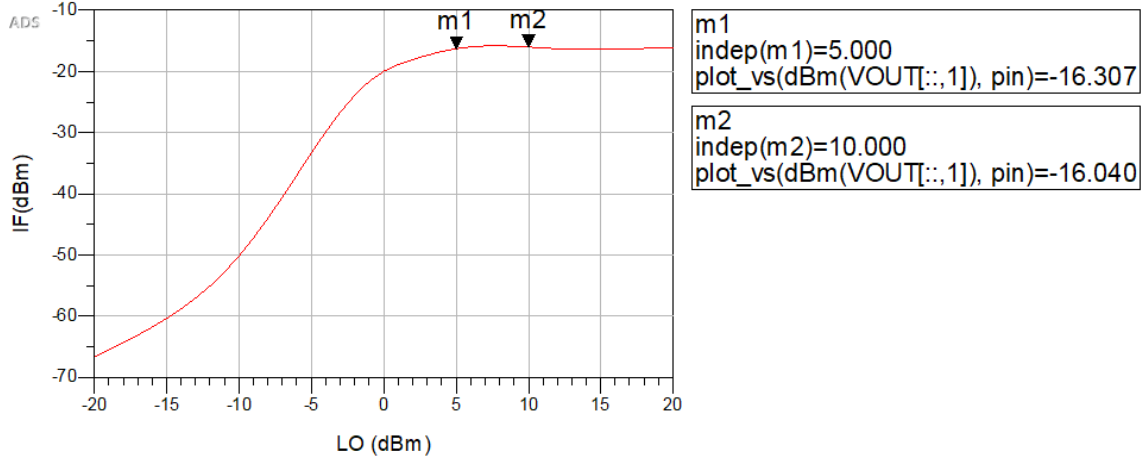
Şekil 5-11 Harmonik Denge Simülasyonu Parametreleri

5.2. Harmonik Denge Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde ADS programındaki oluşturulan ve Şekil 5-11’de detayları gösterilen şematik üzerinden harmonik denge simülasyonu kullanılarak mikser ölçümleri yapılacaktır.

5.2.1. Dönüşüm Kaybının LO İşaretinin Seviyesi ile Değişimi

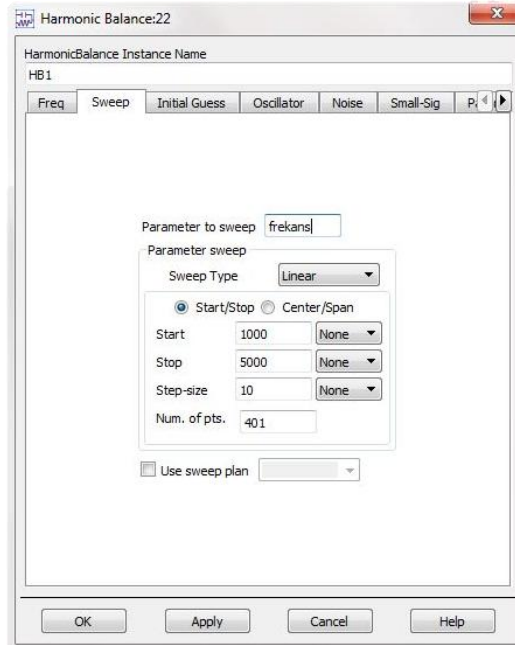
Dönüşüm kaybının tam olarak ne kadar olduğunu anlayabilmek için belirli bir LO seviyesi gerekmektedir. Şekil 5-12’de de görüleceği üzere IF portundaki aşağı dönüşüm işareti belirli bir LO seviyesinden sonra değişmemektedir. Bu da dönüşüm kaybının artık LO seviyesinden bağımsız olduğunu göstermektedir. Bu tasarımda mikser içerisindeki diyotlarının tam olarak açılması için en az +5 dBm işaret gerekmektedir. Daha yüksek seviyelerdeki LO işareti ile sürülebilir ancak bu durumda IF ve RF portundaki LO izolasyon seviyesi azalacaktır. Sınırdan çalıştırmak ise en ufak bir LO seviyesi düşüşünde dönüşüm kaybının doğrudan artmasına neden olabilir.



Şekil 5-12 Dönüşüm kaybının LO işaretinin seviyesi ile değişimi

5.2.2. Dönüşüm Kaybı

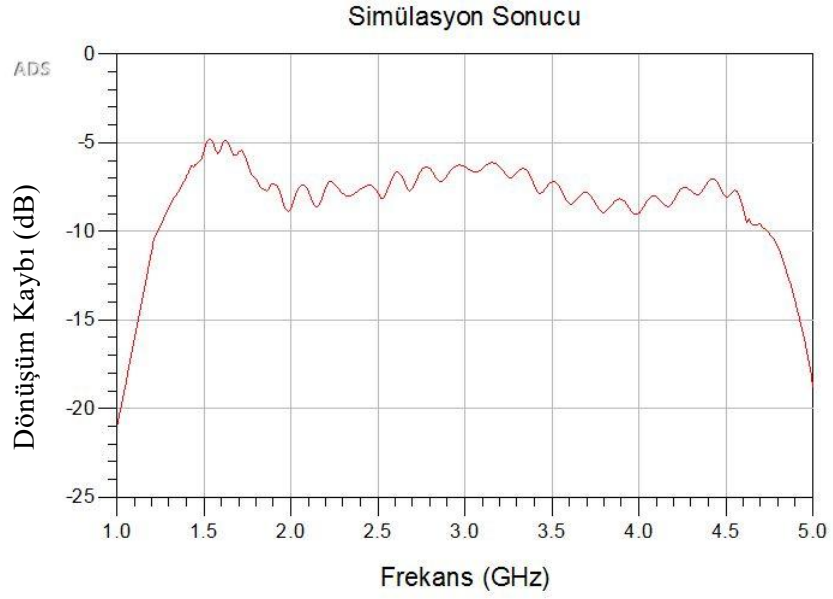
Dönüşüm kaybının hesaplanması için IF frekansı her zaman 100 MHz olacak şekilde LO ve RF frekansları 10 MHz adımlarla arttırılarak IF portundaki işaretin seviyesine bakılır. Bu sayede tüm bant boyunca sabit IF frekansı için dönüşüm kaybı değeri hesaplanmış olur. Harmonik denge simülasyonu için frekans tarama parametresi Şekil 5-13'te gösterilmektedir. Başlangıç ve bitiş frekansları ise çalışma bandının 1 GHz sağ ve solu dâhil olacak genişlikte seçilmiştir.



Şekil 5-13 Harmonik denge simülasyonu tarama parametresi

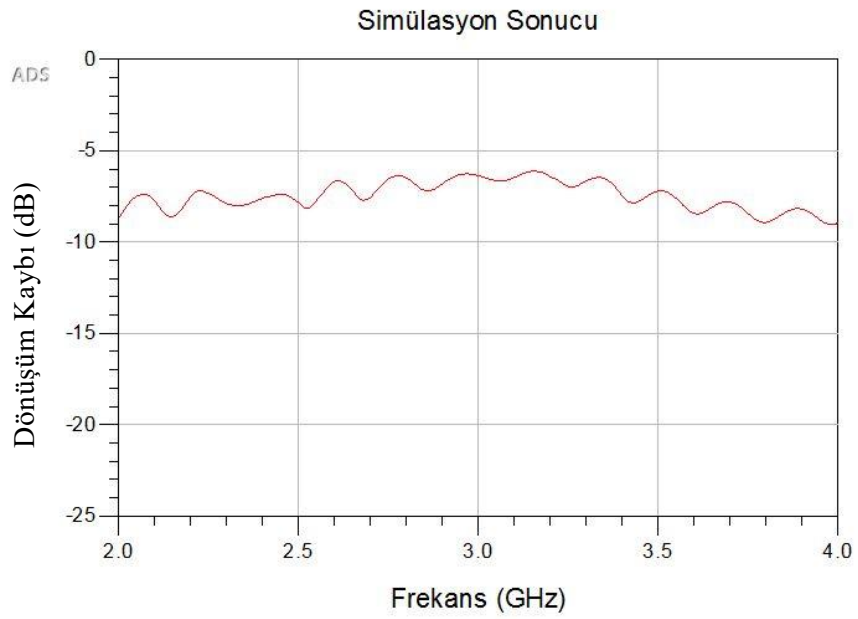
En önemli mikser parametrelerinden biri olan dönüşüm kaybı 6-9 dB arasında çıkmıştır. 2-4 GHz aralığında kullanılması planlanan mikserin dönüşüm kaybı değeri,

ticari firmaların benzer frekansta çalışan ürünleri (HMC213A) ile karşılaştırıldığında benzerlik göstermektedir.



Şekil 5-14 Geniş bant dönüşüm kaybı simülasyon sonucu

Şekil 5-15’de çalışma bandı olan 2-4 GHz aralığına gösterilmektedir

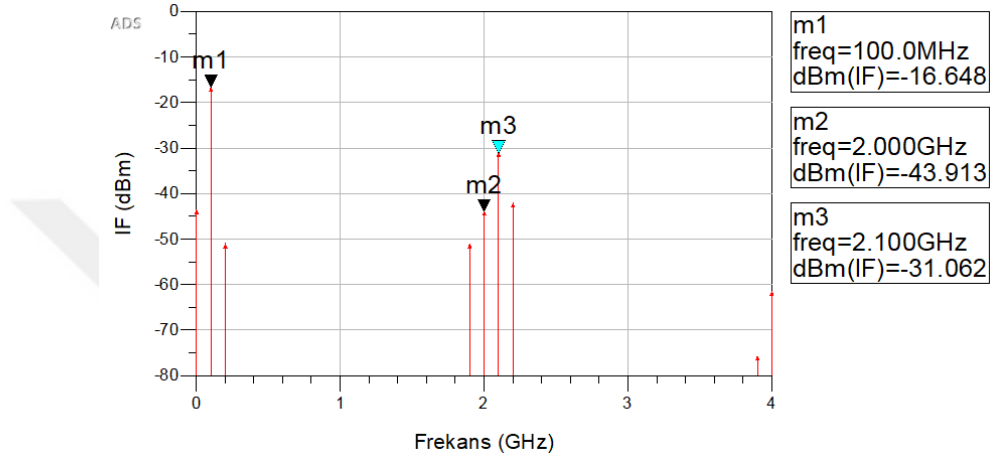


Şekil 5-15 Çalışma bandındaki dönüşüm kaybı simülasyon sonucu

5.2.3. İzolasyon

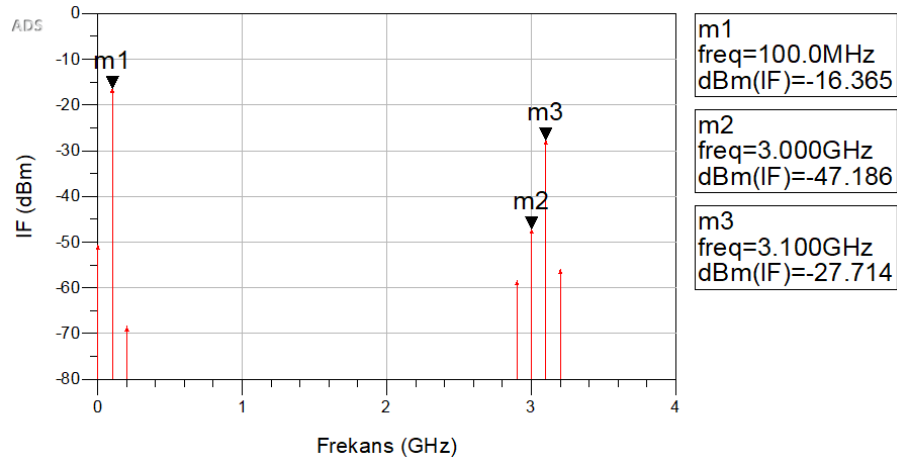
Bu bölümde harmonik denge simülasyonu kullanılarak RF/IF LO/IF ve LO/Rf izolasyonlarına bakılacaktır.

f_{RF} 2 GHz, f_{LO} 2.1 GHz ve f_{IF} 0.1 GHz olduğu durumda giriş işaret seviyeleri; $P_{giriş_{RF}}=-10$ dBm ve $P_{giriş_{LO}} = +5$ dBm'dir. Şekil 5-16'da IF portundaki işaretler dBm cinsinden gösterilmektedir. Giriş seviyeleri de hesaba katıldığı durumda RF/IF izolasyonu 33.9 dB, LO/IF izolasyonu ise 36 dB'dir.



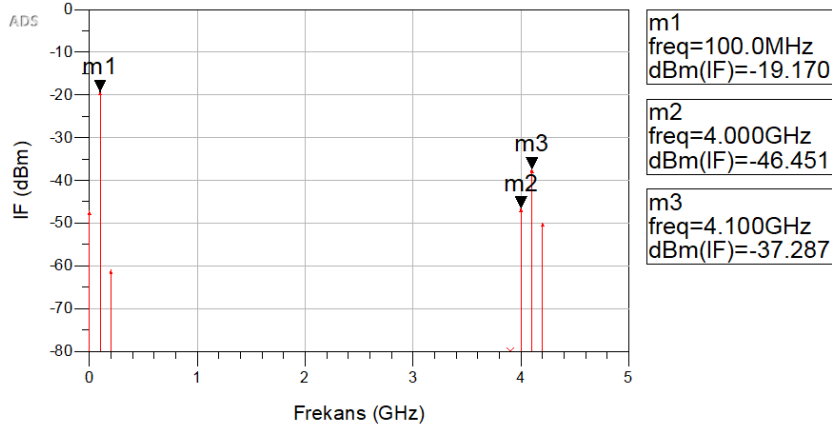
Şekil 5-16 Bant başı IF portunda görülen RF ve LO işaretleri

Benzer şekilde $f_{RF}=3$ GHz $f_{LO}=3.1$ GHz $f_{IF}= 0.1$ GHz için RF/IF izolasyonu 37.2 dB, LO/IF izolasyonu ise 32.7 dB'dir.



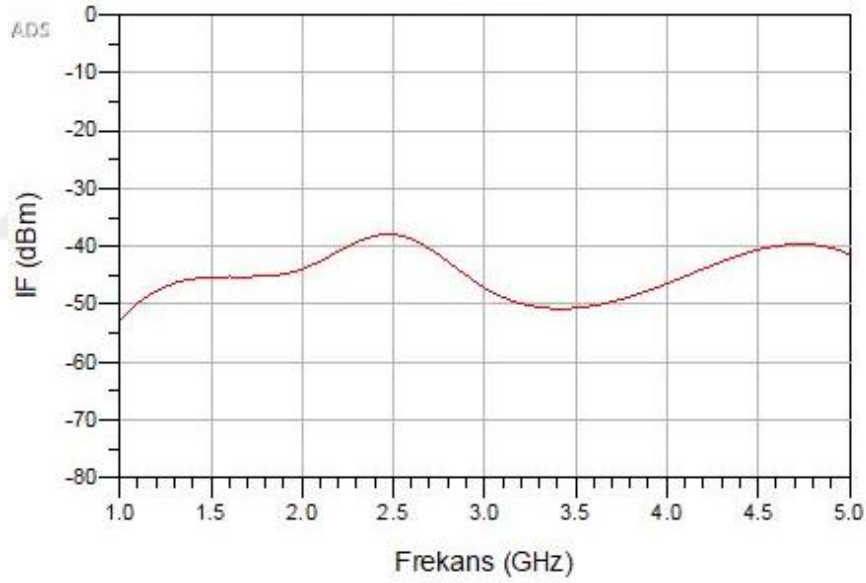
Şekil 5-17 Bant ortası IF portunda görülen RF ve LO işaretleri

Son olarak bant sonunda $f_{RF}=4$ GHz $f_{LO}=4.1$ GHz $f_{IF}= 0.1$ GHz için RF/IF izolasyonu 36.5 dB, LO/IF izolasyonu ise 42.3 dB'dir.



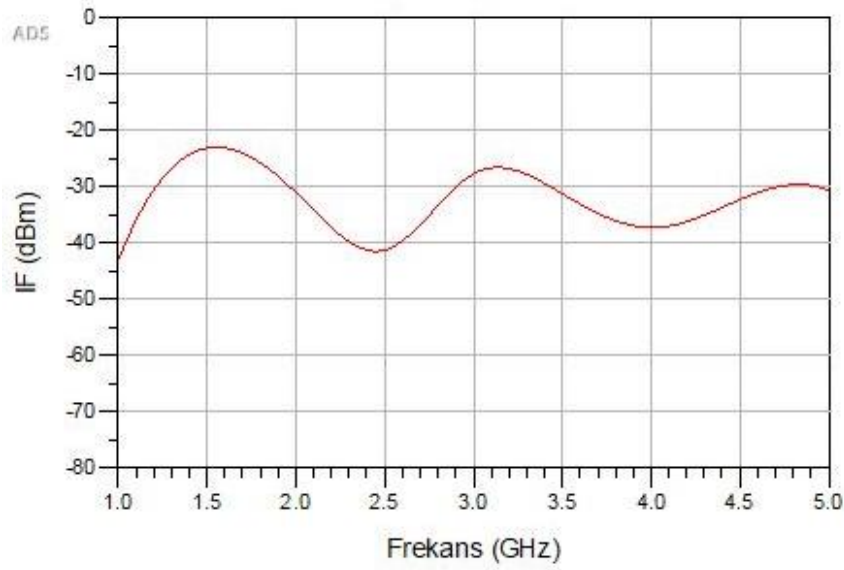
Şekil 5-18 Bant sonu IF portunda görülen RF ve LO işaretleri

Bütün bant boyunca IF portundaki RF seviyesi, frekans taraması yapılarak bulunmuş ve Şekil 5-19’da gösterilmiştir. RF işareti -10 dBm olarak verildiği için RF/IF izolasyon değeri Şekil 5-19’da görünen değerlerden 10 dB yukarıdadır.



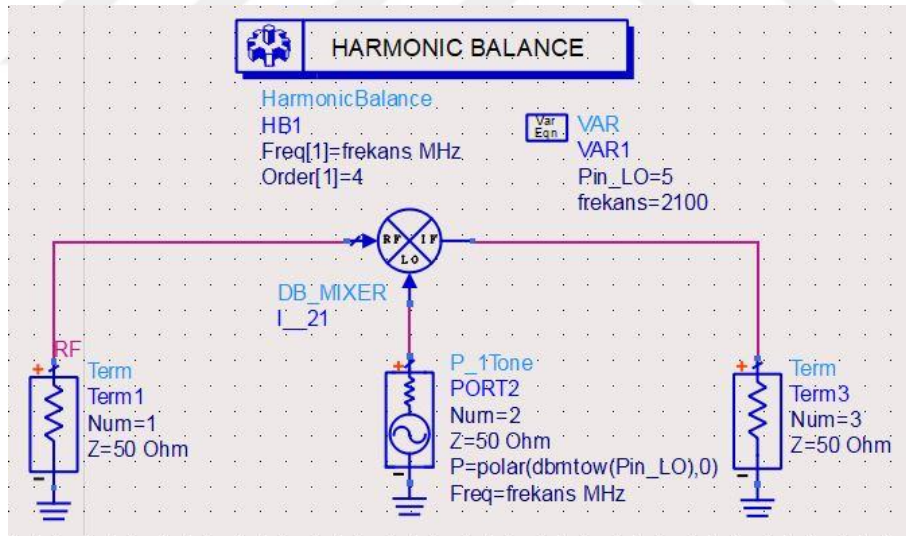
Şekil 5-19 Bant boyunca IF portunda görülen RF işareti

Aynı işlem bütün bant boyunca IF portundaki LO seviyesi içinde frekans taraması yapılarak bulunmuş ve Şekil 5-20’de gösterilmiştir. LO işareti +5 dBm olarak verildiği için LO/RF izolasyonu Şekil 5-20’de görünen değerlerin 5 dB aşağısındadır.



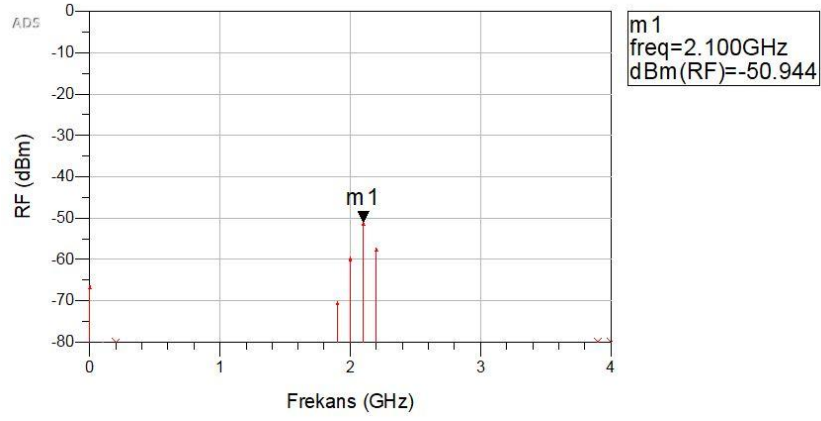
Şekil 5-20 Bant boyunca IF portunda görülen LO işareti

RF portundaki LO izolasyon seviyesi bulunurken hazırlanan devre diğer izolasyon değerlerinin hesaplandığı devreden farklılık göstermektedir. Burada RF portundan herhangi bir işaret verilmeksizin 50 ohm ile sonlandırılmış ve ölçüm alınacak bu port Şekil 5-21'deki gibi RF olarak adlandırılmıştır.



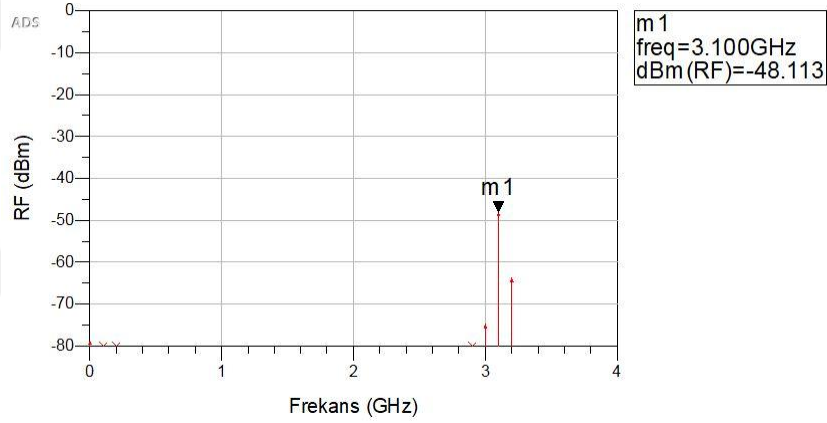
Şekil 5-21 LO/RF İzolasyonu Harmonik Denge Simülasyonu

$f_{LO}=2.1$ GHz, $P_{giriş_{LO}} = +5$ dBm olduğu durumda LO/RF izolasyonunun belirlenmesi için RF portundaki LO işaret seviyesine bakılır. +5 dBm'lik LO işareti RF portunda Şekil 5-22'de -50.9 dBm olarak görünmektedir. Aradaki fark LO/RF izolasyon değeri olacaktır. $f_{LO}=2.1$ GHz için izolasyon değeri 55.9 dB'dir.



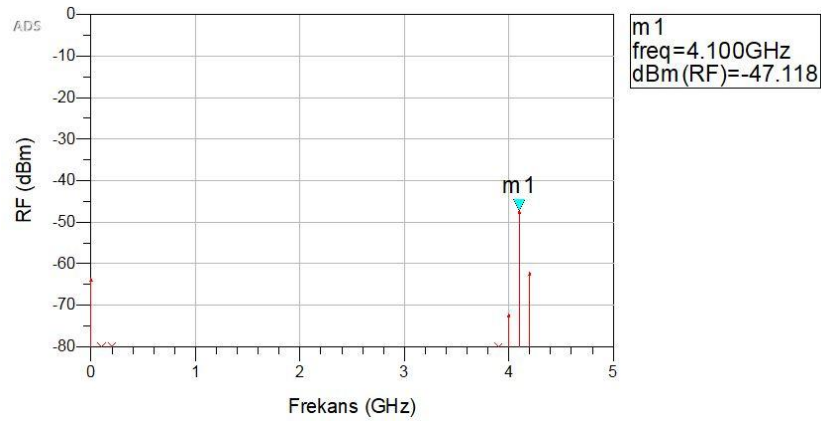
Şekil 5-22 Bant Başı RF portunda görülen LO işareti

Benzer şekilde $f_{LO}=3.1$ GHz olduğunda LO işaretinin RF portunda -48.1 dBm olduğu Şekil 5-23’de görülmektedir. Bu durumda LO/RF izolasyonu 53.1 dB’dir.



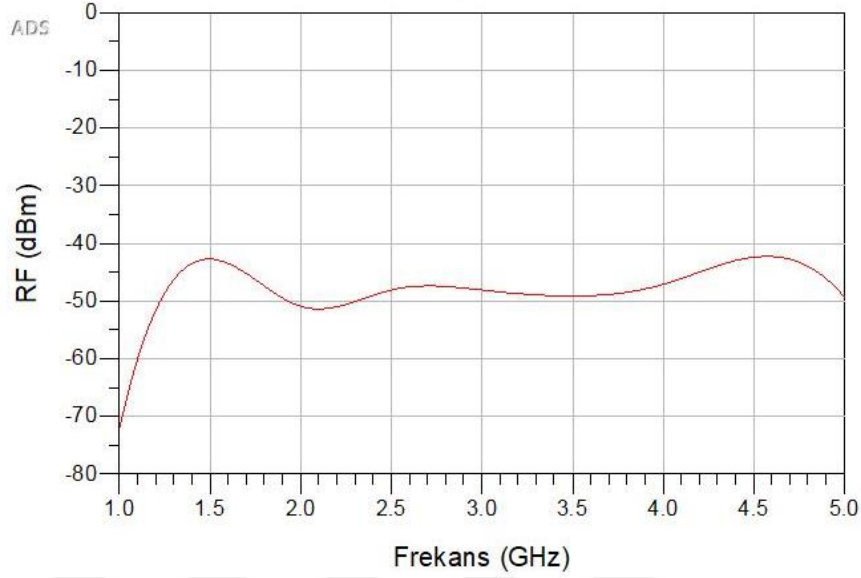
Şekil 5-23 Bant Ortası RF portunda görülen LO işareti

Son olarak $f_{LO}=4.1$ GHz olduğunda LO işareti RF portunda -47.1 dBm’dir. Bu durumda LO/RF izolasyonu 52.1 dB’dir.



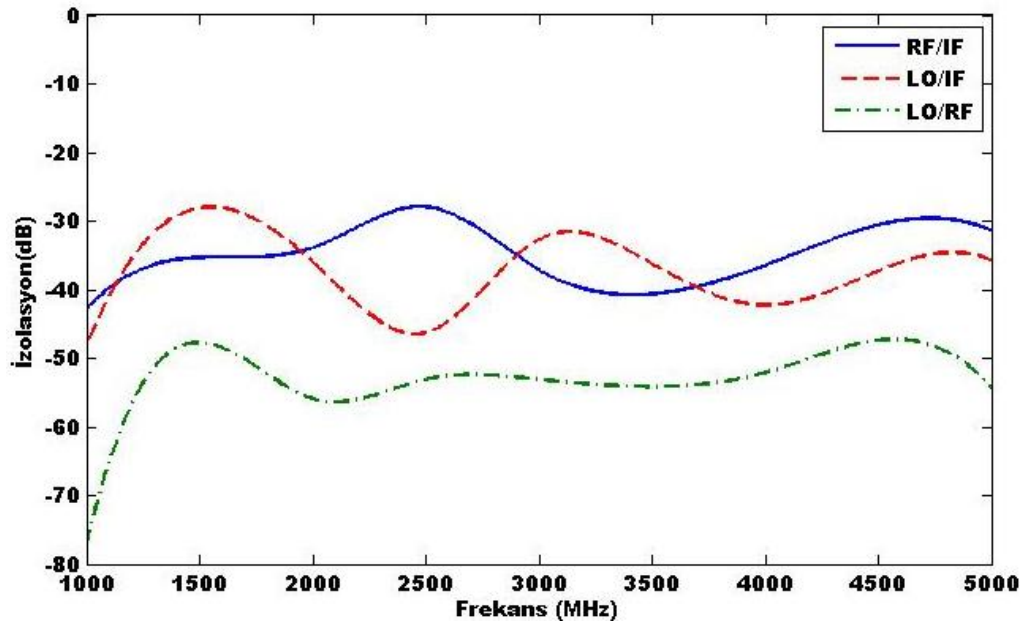
Şekil 5-24 Bant Sonu RF portunda görülen LO işareti

Bütün bant boyunca RF portundaki LO seviyesi frekans taraması yapılarak bulunmuş ve Şekil 5-25’de gösterilmiştir. LO işareti +5 dBm olduğu için Şekil 5-25’de görünen değerlerden 5 dB aşağısındadır.



Şekil 5-25 Bant boyunca RF portunda görülen LO işareti

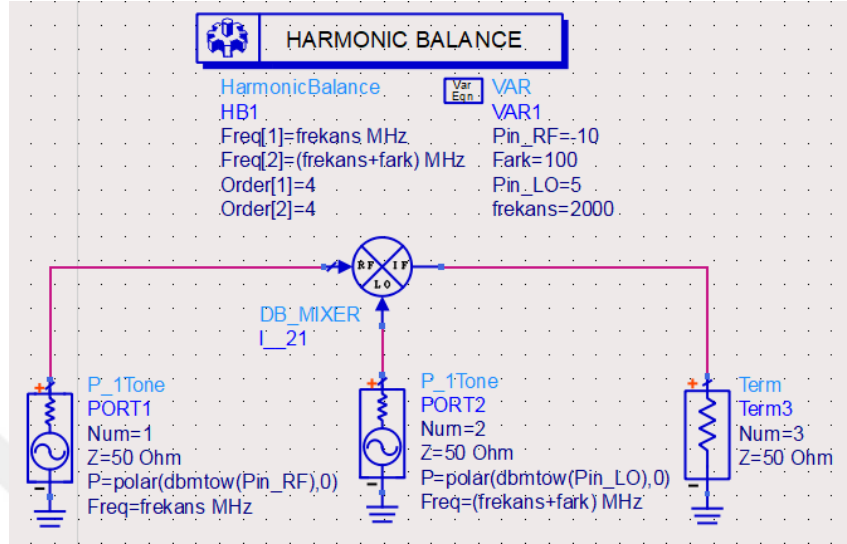
Daha önceki şekillerde girilen işaretin seviyesinden bağımsız olarak ilgili porttaki istenmeyen işaretlerin dBm cinsinden karşılığı gösterilmekteydi. Şekil 5-26’da girilen işaretler eklenerek veya çıkarılarak nihai izolasyon değerleri bütün frekans bandı boyunca dB olarak gösterilmektedir.



Şekil 5-26 Tüm Frekans Bandı Boyunca İzolasyon Değerleri

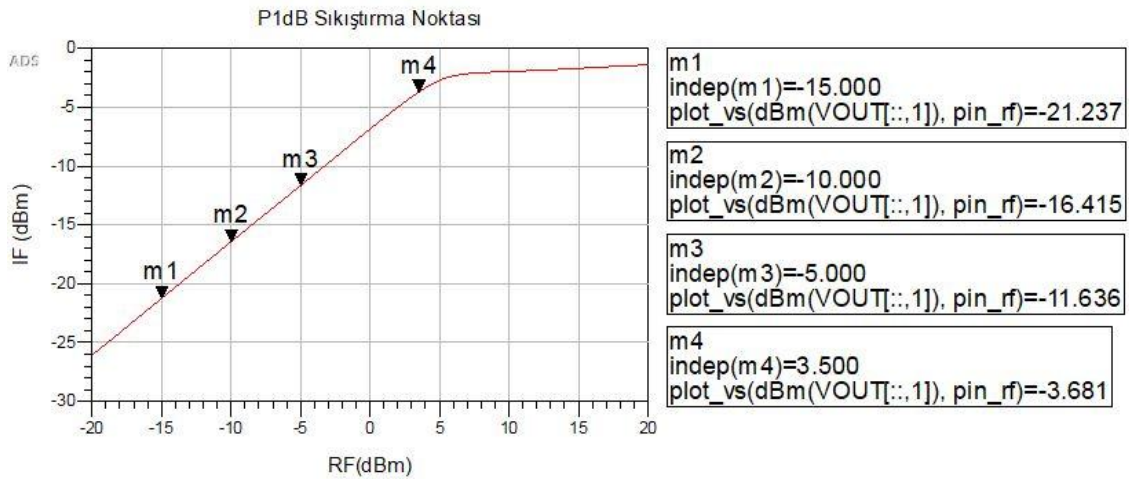
5.2.4. 1 dB Sıkıştırma Noktası (P1dB):

1dB sıkıştırma noktası bulunurken kullanılan harmonik denge simülasyon devresi Şekil 5-27’de gösterilmiştir. Burada sabit frekans değeri ve LO seviyesi için RF seviyesi -20 dBm’den başlanarak +20dBm’e kadar taranmıştır.



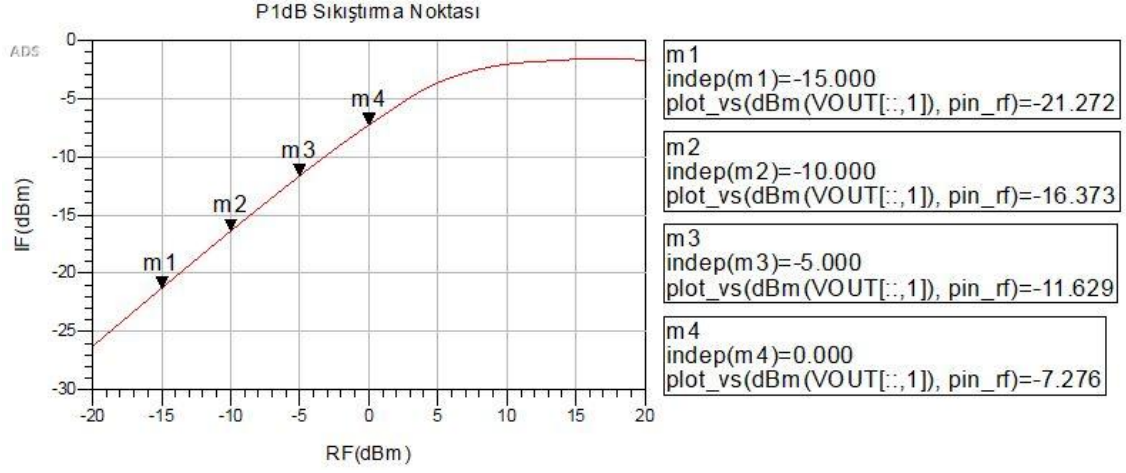
Şekil 5-27 P1dB sıkıştırma noktası simülasyon devresi

Giren RF işaretinin seviyesi dönüşüm kaybı kadar düşmesi gerekirken m4 noktasında kaybın olması gerektiğinden 1 dB fazla olduğu görülmektedir. Bu nedenle Şekil 5-28’de giriş P1dB sıkıştırma noktası bant başı olan 2 GHz’de 3.5 dBm olarak çıkmıştır.



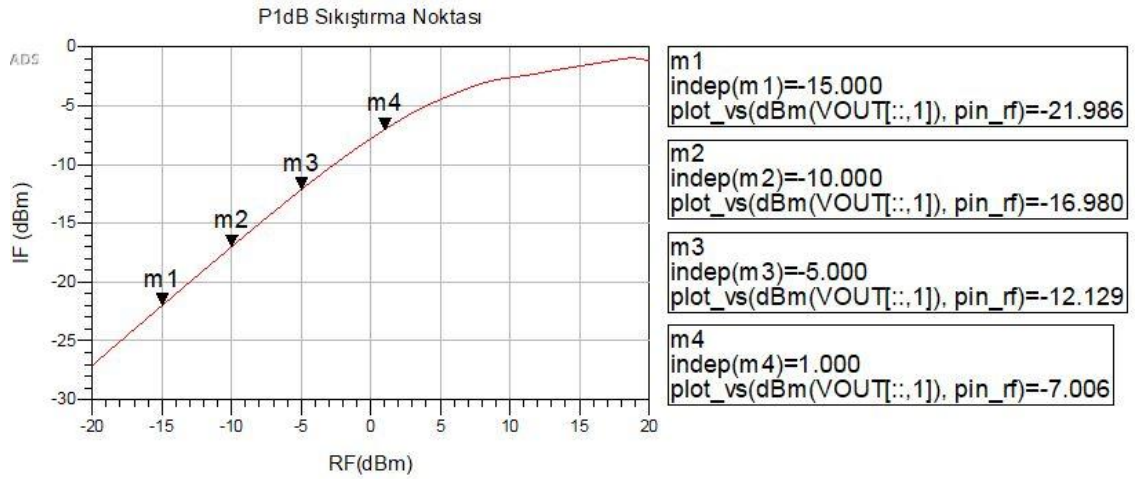
Şekil 5-28 Bant başı P1dB sıkıştırma noktası

Benzer şekilde Şekil 5-29’da giriş P1dB sıkıştırma noktası bant ortası olan 3 GHz’de 0 dBm olarak çıkmıştır.



Şekil 5-29 Bant ortası P1dB sıkıştırma noktası

Son olarak bant sonundaki P1dB sıkıştırma noktasının 1 dBm olduğu Şekil 5-30’da görülmektedir.



Şekil 5-30 Bant sonu P1dB sıkıştırma noktası

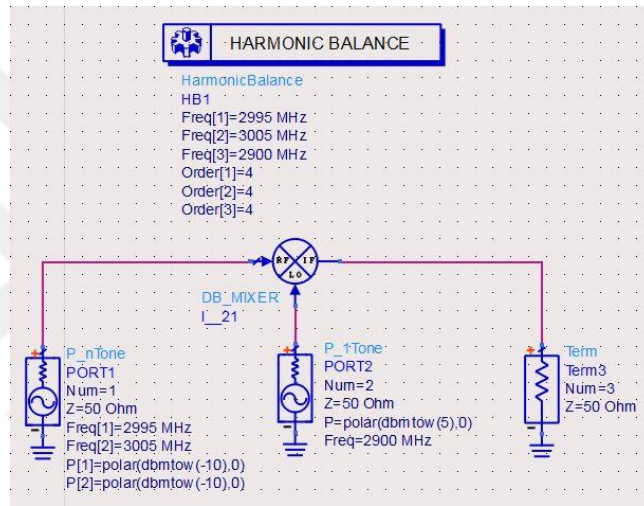
Bant başı, ortası ve sonu olmak üzere 3 farklı sonuç Tablo 5-1’de gösterilmiştir.

Tablo 5-1 P1dB Sıkıştırma Noktaları

	Bant Başı	Bant Ortası	Bant Sonu
P1dB Sıkıştırma Noktası	3.5 dBm	0 dBm	1 dBm

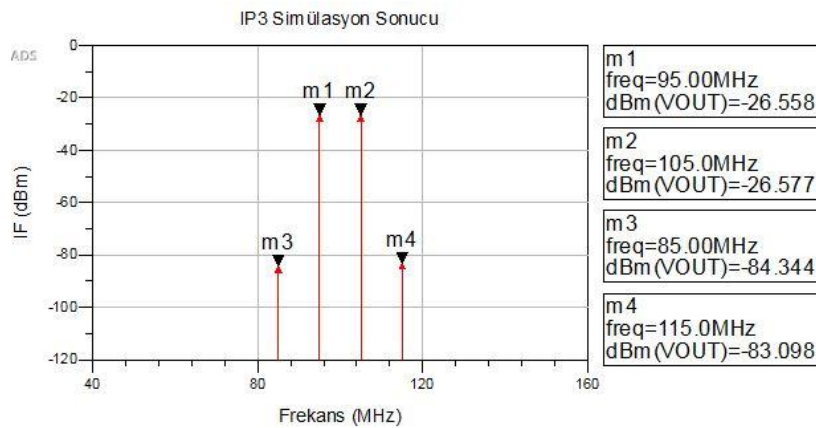
5.2.5. Çok Tonlu Ara Modülasyon Bozulması (IMD):

Bu bölümde RF portundan iki farklı frekansta işaret girildiği durumda IF’te oluşacak aşağı dönüşüm frekanslarının yanı sıra 3. dereceden harmonik seviyelerine bakılacaktır. Miksere girilen işaretler $f_{RF1} = 2995 \text{ MHz}$, $f_{RF2} = 3005 \text{ MHz}$, $f_{LO} = 2900 \text{ MHz}$ olmak üzere ilgili mikser portlarından verilmiştir. RF giriş işaretleri -20 dBm’den başlamak üzere 5’er dB arttırılarak çıkan 3. Dereceden harmoniklerin ne kadar arttığı gözlemlenmiştir. IF frekanslar sırası ile 95 ($f_{RF1} - f_{LO}$) ve 105 ($f_{RF2} - f_{LO}$) MHz’de iken ana işarete en yakın olduğu için filtrelenmesi en zor 3. Dereceden harmoniklerin $(2f_{RF1} - f_{RF2}) - f_{LO}$ ve $(2f_{RF2} - f_{RF1}) - f_{LO}$ frekanslarında çıkması beklenmektedir. Bu test kapsamındaki frekanslar sırası ile 85 ve 115 MHz’dir.



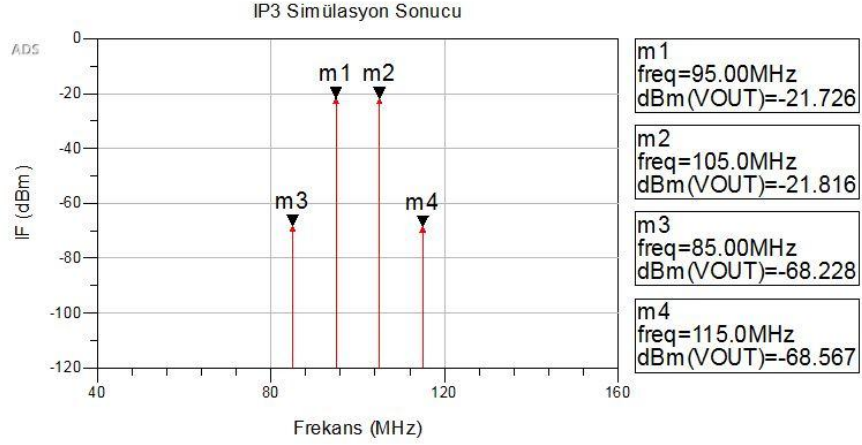
Şekil 5-31 IP3 Simülasyon Devresi

RF giriş seviyesi -20 dBm olduğu durumda sonuç Şekil 5-32’de gösterilmektedir.



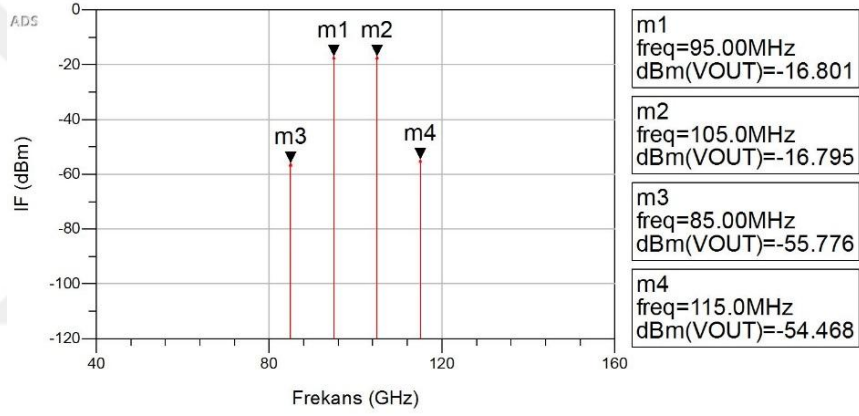
Şekil 5-32 IP3 Hesabı-1

RF seviyesi -15 dBm’e çıkarıldığındaki sonuç ise Şekil 5-33’te gösterilmektedir.



Şekil 5-33 IP3 Hesabı-2

Son olarak RF -10 dBm olduğu durumdaki sonuç Şekil 5-34'te gösterilmektedir.



Şekil 5-34 IP3 Hesabı-3

Tablo 5-2'de ölçülen IF frekanslardaki işaret ve IMD bileşenlerinin seviyeleri gösterilmektedir.

Tablo 5-2 Ana İşaret ve IMD Bileşenlerinin Seviyeleri

Pin(dBm)	M1 (95MHz)	M2 (105 MHz)	M3 (85 MHz)	M4(115 MHz)
-20	-26.6	-26.6	-84.3	-83.1
-15	-21.8	-21.8	-68.2	-68.6
-10	-16.9	-16.9	-55.7	-54.4

Tablo 5-3 Ana İşaret ve IMD Bileşenlerinin Artış Ortalaması

	Pin	M1	M2	M3	M4
Artış Ortalaması(dB)	5	4.9	4.9	14.6	14.2

Mikserin doğrusal çalıştığı bölgede RF portundan verilen işaret sayısı ikiye çıkartılmıştır. Aralarında 10 MHz olan bu iki işaretin m1 ve m2 noktalarında aşağıya dönüşüm sonucu 2 bileşeni bulunmaktadır. Bunların yanı sıra 3. dereceden bileşenler $((2f_{RF1} - f_{RF2}) (2f_{RF2} - f_{RF1}))$ ile f_{LO} frekansının çarpılması sonucunda ana işaretlerin çok yakınında işaretler çıkmıştır. 95 MHz'lik IF işaret m1, 105 MHz'lik diğer IF işaret m2, 85 MHz'lik IMD m3 ve son olarak 115 MHz'lik de bulunan diğer IMD m4 olarak gösterilmiştir. IMD'ler 3. dereceden olması nedeniyle teoride giriş işaretinin 1 birim artması harmoniklerin 3 birim artması anlamına gelmektedir. 3 farklı giriş seviyesine göre her bir frekansta okunan genlik değerleri bir Tablo 5-2'de gösterilmiştir. Daha sonra Tablo 5-3'te her bir işaretin genlik artış ortalaması gösterilmiştir. Bu artış ortalamasına göre verilen işaretin arttırıldığı varsayımı ile giriş 10 dBm olduğu zaman 3. derecen harmonikler ana işareti yakalamıştır. Harmoniklerin ana işareti yakaladığı bu nokta IP3 noktası olarak adlandırılmaktadır.

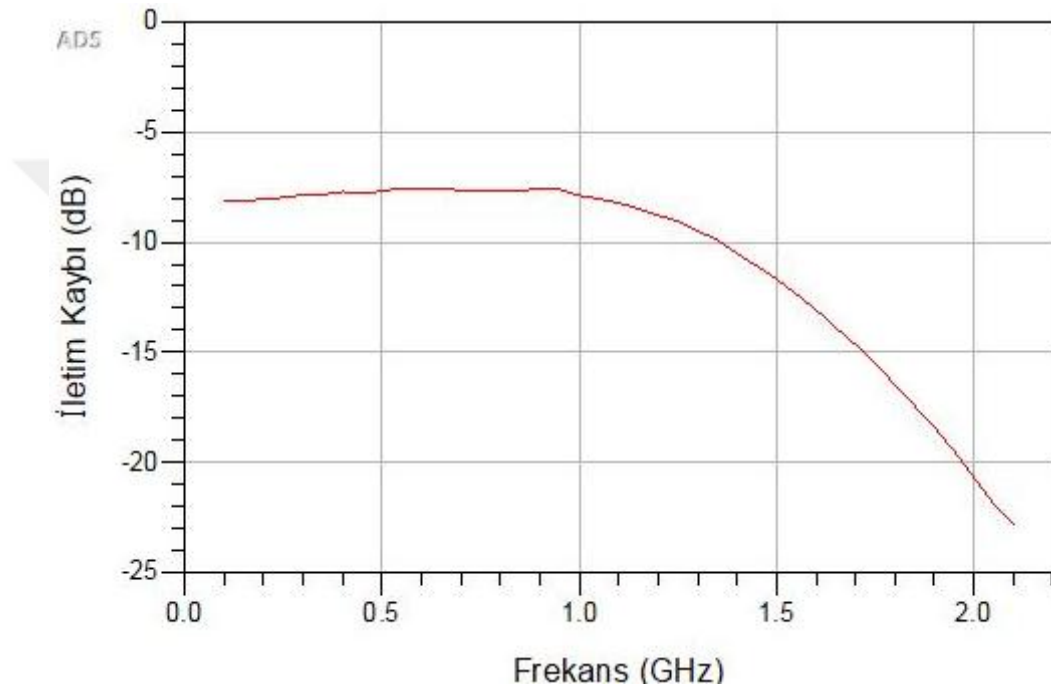
Tablo 5-4 IP3 Noktası Hesabı

Pin (dBm)	M1(dBm)	M2(dBm)	M3(dBm)	M4(dBm)
-20.0	-26.6	-26.6	-84.3	-83.1
-15.0	-21.8	-21.8	-68.2	-68.6
-10.0	-16.9	-16.9	-55.1	-54.7
-5.0	-12.1	-12.1	-40.7	-40.3
0.0	-7.2	-7.2	-26.3	-25.9
5.0	-2.4	-2.4	-11.9	-11.5
10.0	2.5	2.5	2.5	2.9

IP3 noktası hesabının tüm adımları detaylı bir şekilde gösterilmiştir. $f_{RF1} = 2995 \text{ MHz}$, $f_{RF2} = 3005 \text{ MHz}$, $f_{LO} = 2900 \text{ MHz}$ olduğu durumda giriş IP3 değeri (IIP3) 10 dBm olarak hesaplanmıştır.

5.2.6. IF Bant Genişliği

Çift dengeli yıldız mikserin en önemli özelliklerinden biri de IF bant genişliğinin yüksek olmasıdır. Sabit 2 GHz LO işareti verilirken RF portundan 2.1 GHz'den başlanarak 4 GHz'e kadar frekans taraması yapılmıştır. IF bandı 1.25 GHz'e kadar dönüşüm kaybını korurken RF ve LO arasındaki fark açıldıkça dönüşüm kaybında artış gözlemlenmiştir. Dönüşüm kaybının başlangıç değerinden 1 dB düştüşüğü yer Şekil 5-35'te görüldüğü üzere IF bant genişliğinin 1.25 GHz olduğunu göstermektedir.



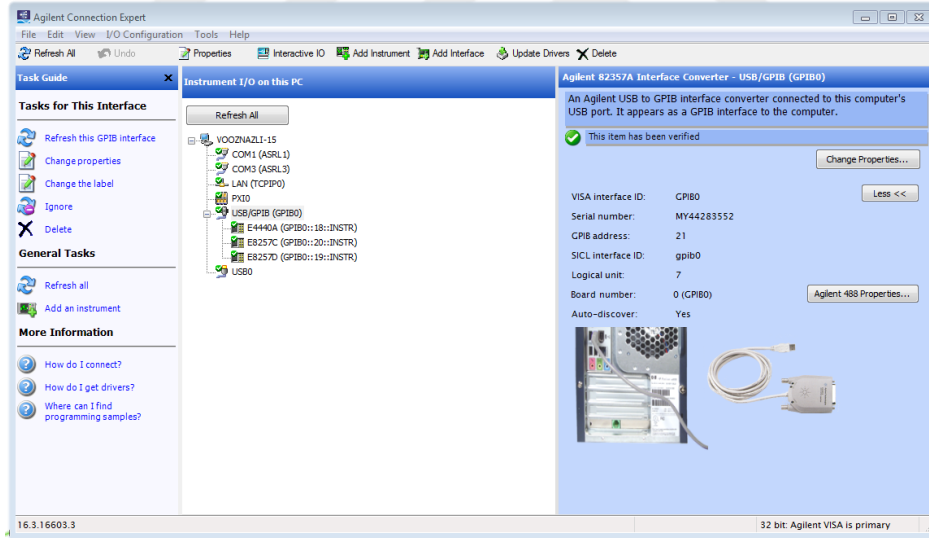
Şekil 5-35 IF Bant Genişliği

IF bant genişliğinin 1.25 GHz olması, mikser yukarı dönüşüm amacıyla kullanıldığında, IF portundan 1.25 GHz kadar olan işareti 2-4 GHz aralığındaki LO işareti ile istenilen frekansa çıkarılabilir anlamına gelmektedir.

5.3. Simülasyon Sonuçlarının Ölçüm Sonuçları ile Karşılaştırılması

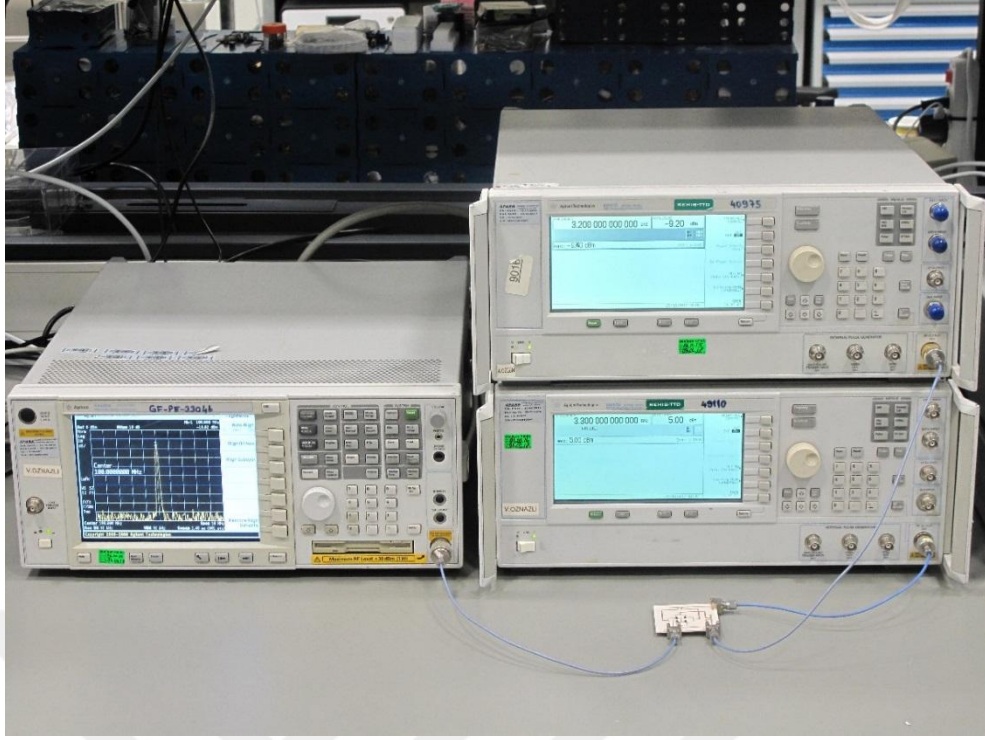
5.3.1. Test Alt Yapısı

Yapılan testlerde Agilent firmasının E4440A model numaralı PSA spektrum analizörü (3 Hz-26.5 GHz), E8257C ve E8257D model numaralı PSG sinyal üretici kullanılmıştır. Ölçümlerin daha sık aralıklarla hızlı bir şekilde alınabilmesi için Agilent firmasının cihazları uzaktan kontrol etmek için kullanıma sunduğu detayları Şekil 5-36’de gösterilen “Agilent Connection Expert” ara yüzü kullanılmıştır. Cihazlar arasında GPIB kabloları ile bağlantı yapıldıktan sonra USB/GPIB kablosu kullanılarak bilgisayar üzerinde kurulu MATLAB programıyla yazılan komutlar ile çeşitli ölçümler alınmıştır. Bu komutlar özetle sinyal kaynaklarından eş zamanlı olarak hangi frekans ve genlikte işaret çıkacağını belirtmektedir. Benzer şekilde eş zamanlı olarak spektrum analizör ile ilgili frekanstaki işaretin genlik değeri okunarak ölçümler kaydedilmektedir. Kullanılan RF kabloların kaybı 1-5 GHz aralığında hesaplanarak bir tablo oluşturulmuş ve hesaplamalarda bu değerler ölçüm değerlerinden çıkarılarak doğrudan miksera ait ölçümler alınmıştır.



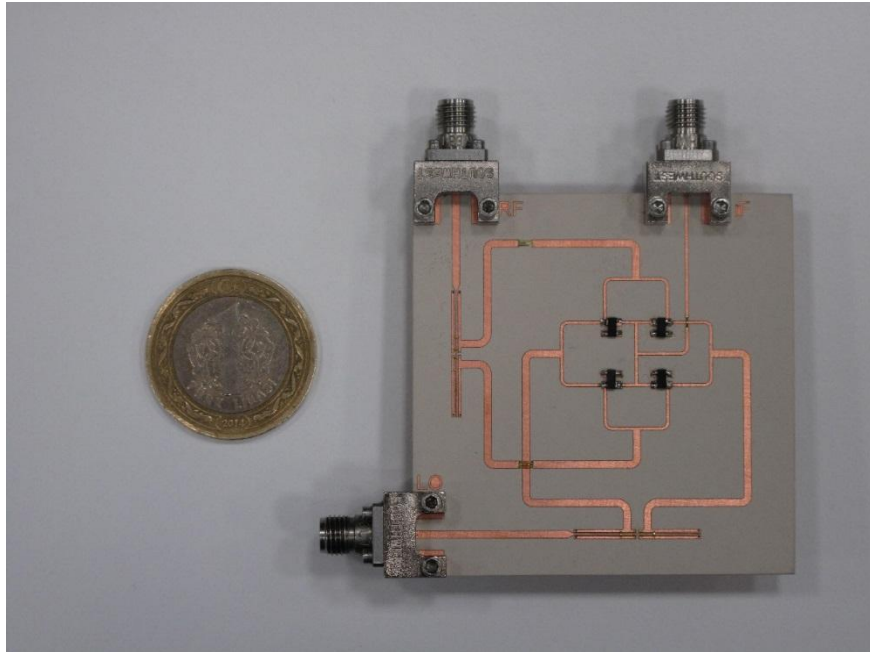
Şekil 5-36 “Agilent Connection Expert” Arayüzü

Çift dengeli mikserden ölçüm yapabilmek için kullanılan cihazlar ile mikser arasında yapılan bağlantılar Şekil 5-37’de gösterilmektedir. Yapılan ölçümün çeşidine göre uygun olarak mikser üzerindeki bağlantılar değişmektedir.



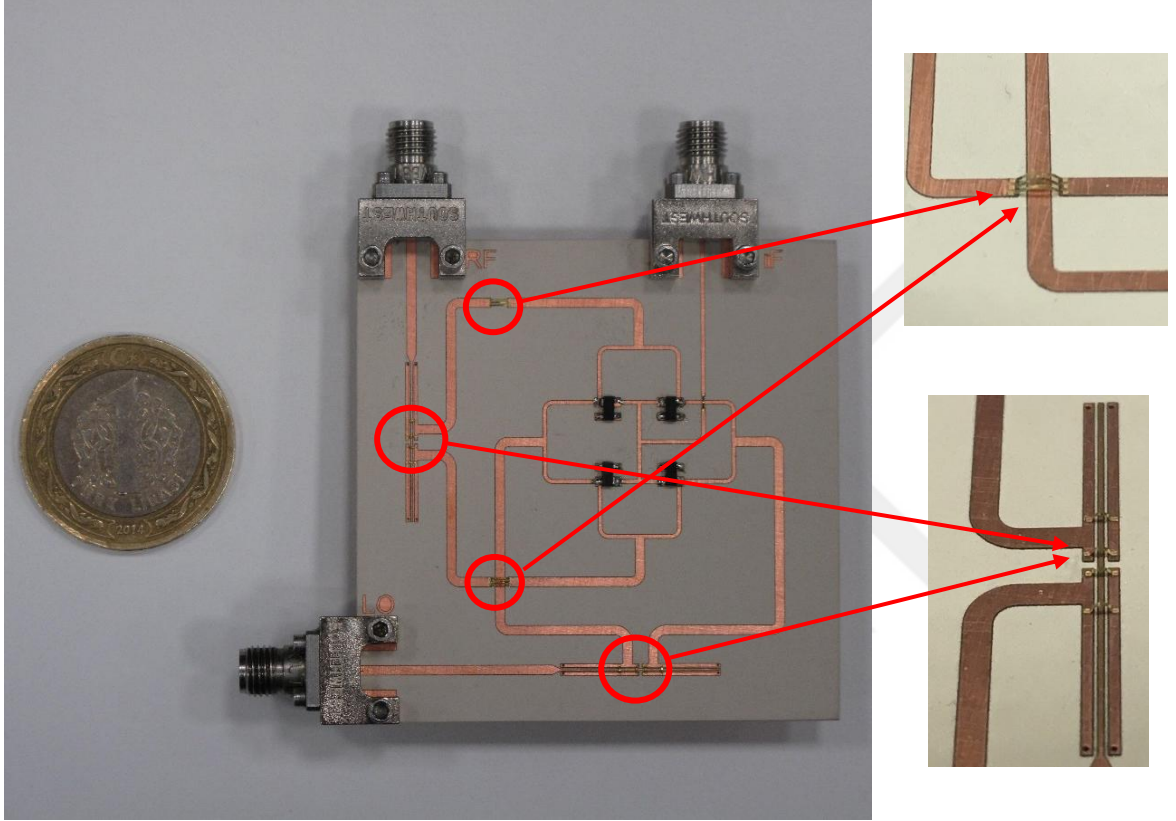
Şekil 5-37 Çift Dengeli Mikser Test Düzenneği

RO3210 taban malzemesi kullanılarak tasarlanmış olan çift dengeli yıldız mikserin üstten görünüşü Şekil 5-38’de gösterilmiştir. Kart üzerinde test amacıyla kullanılan Southwest Microwave firmasının konektörleri 27 GHz’e kadar çalışmaktadır. Ayrıca test konektörünün canlı ucu karta lehim yapmayı gerektirmeden test imkânı sunmaktadır.



Şekil 5-38 Üretilmiş çift dengeli yıldız mikser

LO ve RF balunların yıldız konfigürasyonundaki çift dengeli mikser tasarımında diyotlarla birleşebilmesi için bir noktada kesişmek durumunda kalmıştır. Bu nedenle simetrik olması adına RF balunun her iki kolunda da bu kesişmeyi engelleyecek şekilde bakır kesilmiş ve her biri 7 mil kalınlığa sahip hava köprüleri ile iletim sağlanmıştır. Hava köprülerinin mikser üzerinde yakından görünümü Şekil 5-39'da gösterilmektedir.

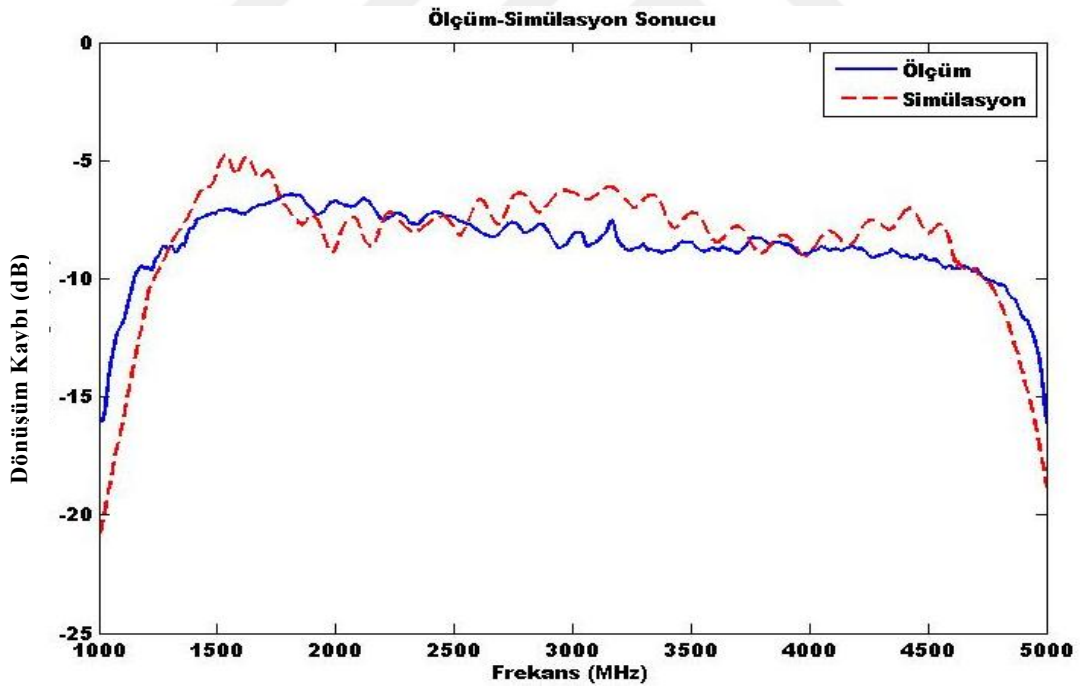


Şekil 5-39 Çift dengeli mikser üzerindeki hava köprülerinin yakından görünümü

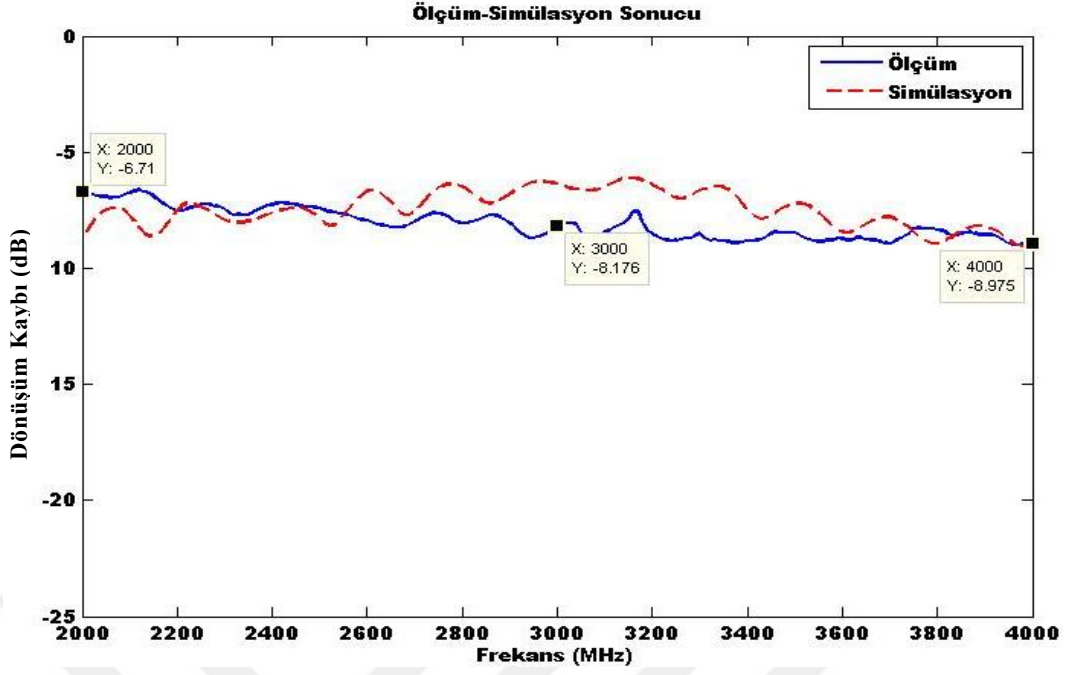
5.3.2. Dönüşüm Kaybı

GPIB kablosu ile cihazlar arasında kurulan bağlantı sayesinde aynı anda 1 GHz'den başlayarak 5 GHz'e kadar belirli aralıklarla iki farklı sinyal kaynağından eş zamanlı olarak RF ve LO kapılarına işaret verilmiştir. IF frekansı her zaman 100 MHz olacak şekilde RF ve LO arasında 100 MHz fark bulunmaktadır. Eş zamanlı olarak spektrum analizörden IF portundaki işaretin seviyesi okunarak kaydedilmiştir. 1-5 GHz aralığındaki simülasyon-ölçüm karşılaştırması Şekil 5-40'ta gösterilmektedir. Mikserin çalışması planlanan 2-4 GHz aralığındaki karşılaştırması ise Şekil 5-41'de gösterilmektedir. Mikserin en önemli ölçüm parametrelerinden biri olan dönüşüm kaybı değeri ölçüm ve simülasyon sonucunda benzer karakteristik göstermiştir.

Daha yakından bakacak olursak Şekil 5-41'de görüleceği üzere dönüşüm kaybı değeri bant başında -6.71 dB ve bant sonunda -8.98 dB olarak ölçülmüştür. Mikserler doğrusal olmayan bir yapıya sahip olduğu için 2 dB'ye yakın bu oynama başarılı bir sonuç olarak değerlendirilebilir. Kullanılan diyot düşük bariyere sahip olduğu için mikser +5 dBm LO seviyesi ile sürülmüştür.



Şekil 5-40 Dönüşüm kaybı ölçüm-simülasyon karşılaştırması geniş bant

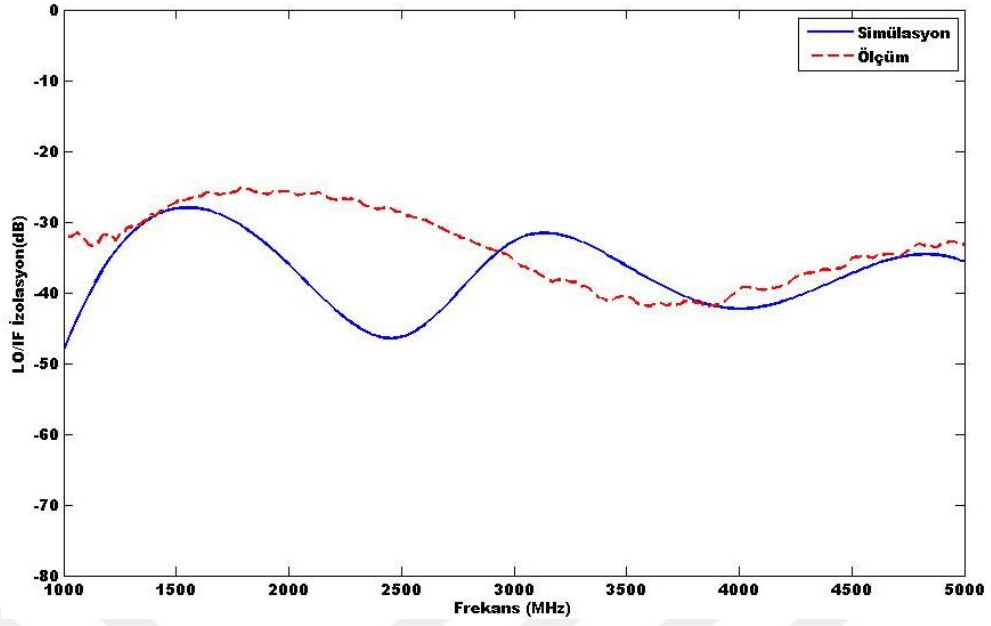


Şekil 5-41 Dönüşüm kaybı ölçüm-simülasyon karşılaştırması çalışma bandı

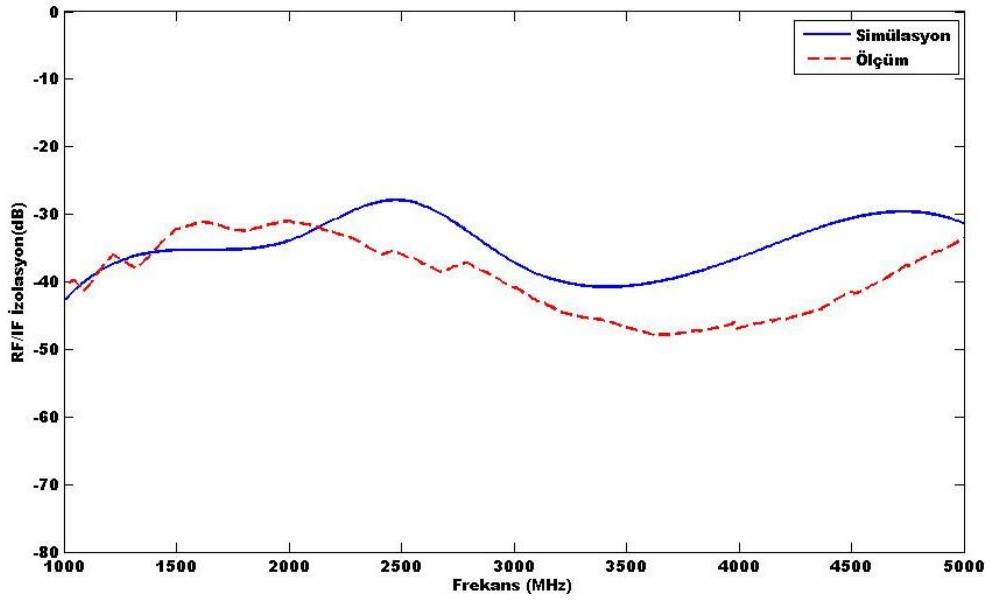
5.3.3. İzolasyon

Bu bölümde harmonik denge simülasyonu ile bulunan RF/IF, LO/IF ve LO/RF izolasyon değerleri ölçüm sonuçları ile karşılaştırılacaktır.

Şekil 5-37'deki test düzeneği kullanılarak öncelikli olarak RF/IF ve LO/IF izolasyonuna bakılmıştır. Dönüşüm kaybı testine benzer şekilde RF ve LO işaretleri aralarında 100 MHz fark olacak şekilde iki farklı sinyal kaynağından verilirken IF portu spektrum analizöre bağlanarak buradaki LO ve RF işaretlerinin seviyelerine bakılacaktır. Belirli aralıklarla tekrarlanarak alınan veriler simülasyon sonuçları ile karşılaştırılacaktır.



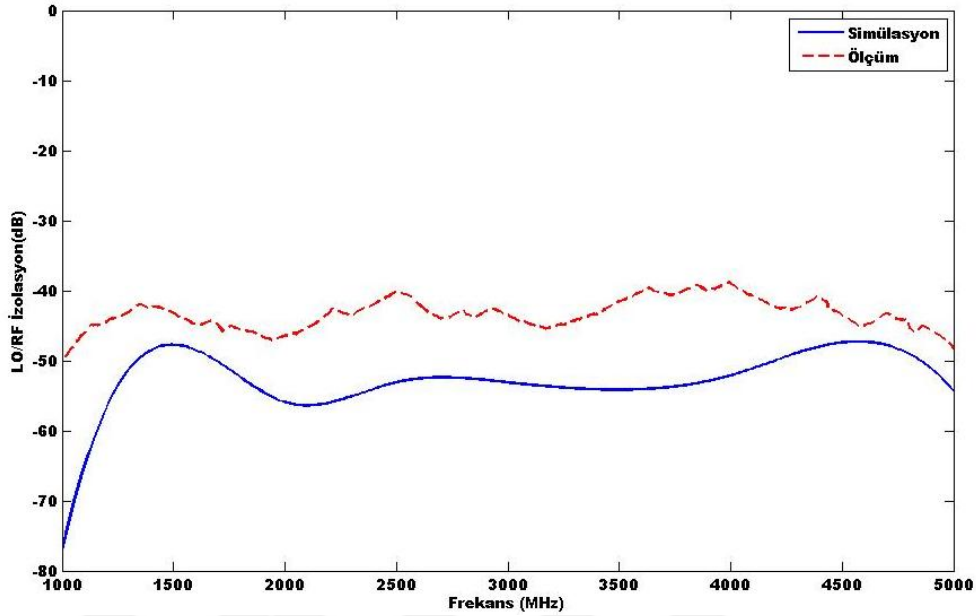
Şekil 5-42 LO/IF İzolasyonu ölçüm-simülasyon karşılaştırması



Şekil 5-43 RF/IF izolasyonu ölçüm-simülasyon karşılaştırması

RF portundaki LO izolasyon seviyesi bulunurken hazırlanan devre diğer izolasyon değerlerinin hesaplandığı devreden farklılık göstermektedir. Burada RF portundan herhangi bir işaret verilmez ve spektrum analizörün girişine bağlanır. IF portu 50 ohm ile sonlandırılır. LO işareti ise sinyal kaynağı ile belirli aralıklarla bant boyunca taranır. Bu sayede LO işaretinin RF portundaki seviyesine bakılmış olur. Bu sonuç bize LO/RF izolasyonu hakkında bilgi verecektir. Şekil 5-44'te LO/RF izolasyonu ölçüm-simülasyonu sonucu karşılaştırması yapılmıştır. Diğer izolasyon

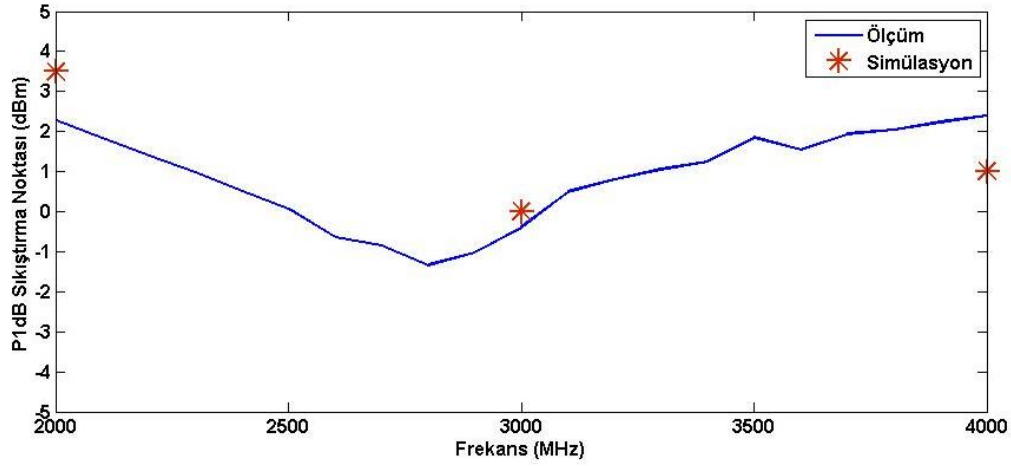
değerlerinden farklı olarak LO/RF izolasyonu simülasyon sonucundan biraz daha kötü olduğu görülmektedir.



Şekil 5-44 LO/RF İzolasyonu Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

5.3.4. P1dB Sıkıştırma Noktası

RF portundan giren işaretin IF portunda dönüşüm kaybına ek olarak 1 dB fazladan kayba uğradığı nokta bizim için 1 dB sıkıştırma noktası olacaktır. Daha önce simülasyon programında bant başı, ortası ve sonu için bu değerler hesaplanmıştı. Simülasyonda 1 dB'yi geçtiği noktayı otomatik olarak hesaplama alt yapısı olmadığı için daha fazla ölçüm alınmamıştır. Bant başı, ortası ve sonundaki değerlerin birbirine yakın olması aradaki değerlerinde çok farklı olmayacağını göstermektedir. Öte yandan kurulan test alt yapısı sayesinde bu ölçümü üretilmiş çift dengeli mikser üzerinden almak daha kolay hale gelmiştir. RF portundan verilen işaret LO frekansı ile aşağıya dönüştürülerek anlık olarak IF portundan spektrum analizör ile okunur ve o frekanstaki dönüşüm kaybı ile karşılaştırılır. IF portunda okunan işaretin seviyesinin o frekanstaki dönüşüm kaybından 1 dB veya daha fazla olduğu ilk nokta bizim için 1 dB sıkıştırma noktası olacaktır. 2-4 GHz aralığında 100 MHz aralıklarla bu değer ölçülmüş olup sonuçlar Şekil 5-45'te gösterilmiştir.



Şekil 5-45 P1dB Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

Ölçüm sonuçlarına göre çift dengeli mikserin çalışma bandı boyunca giriş P1dB en düşük -1 dBm'dir. Bu da RF portundan verilen işaretin -1 dBm'e kadar dönüşüm kaybına ek olarak 1 dB'lik kayıp yaratacağını göstermektedir. Bu nedenle mikserin kaybını minimumda tutmak için RF portundan verilen işaret -1 dBm ve üzerinde olmaması gerekmektedir.

5.3.5. Çok Tonlu Ara Modülasyon Bozulması

Bölüm 5.2.5'de detaylı bir şekilde anlatılan IP3 noktası hesabının bu bölümde ölçüm sonuçları simülasyon sonucu ile karşılaştırılacaktır. Miksere girilen işaretler $f_{RF1} = 2995 \text{ MHz}$, $f_{RF2} = 3005 \text{ MHz}$, $f_{LO} = 2900 \text{ MHz}$ olmak üç adet sinyal kaynağına ihtiyaç bulunmaktadır. RF işaretler güç bölücü/birleştirici kullanılarak birleştirilmiş ve RF portuna verilmiştir. 2900 MHz'lik LO işareti doğrudan LO portuna bağlanmıştır. IF frekanslar sırası ile 95 ($f_{RF1} - f_{LO}$) ve 105 ($f_{RF2} - f_{LO}$) MHz'de iken ana işarete en yakın olduğu için filtrelenmesi en zor 3. Dereceden harmoniklerin ($2f_{RF1} - f_{RF2}$) - f_{LO} ve ($2f_{RF2} - f_{RF1}$) - f_{LO} frekanslarında çıkması beklenmektedir. RF işaretlerin seviyesi arttırıldıkça 3. dereceden harmoniklerin ana işaretlere göre değişimi kaydedilmiştir.

Tablo 5-5 Ana İşaret ve IMD Bileşenlerinin Seviyeleri

Pin(dBm)	M1 (95MHz)	M2 (105 MHz)	M3 (85 MHz)	M4(115 MHz)
-20.0	-28	-28	-82.3	-81.5
-15.0	-23.1	-23.1	-67.9	-67.5
-10.0	-18.2	-18.2	-53.7	-53.3

Tablo 5-6 Ana İşaret ve IMD Bileşenlerinin Artış Ortalaması

	Pin	M1	M2	M3	M4
Artış Ortalaması (dB)	5	4.9	4.9	14.3	14.1

Tablo 5-7 IP3 Noktası Hesabı

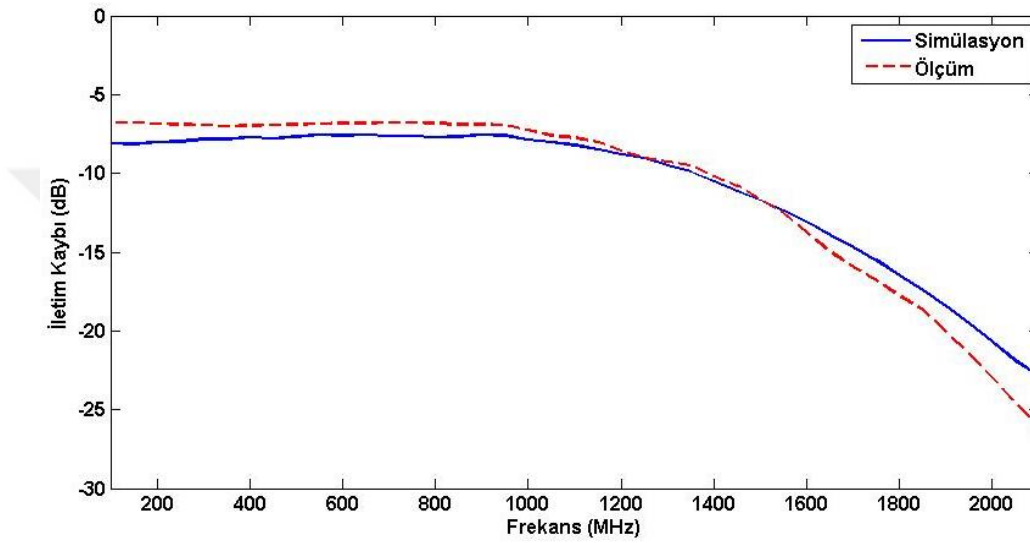
Pin (dBm)	M1(dBm)	M2(dBm)	M3(dBm)	M4(dBm)
-20	-28	-28	-82.3	-81.5
-15	-23.1	-23.1	-67.9	-67.5
-10	-18.2	-18.2	-53.7	-53.3
-5	-13.3	-13.3	-39.5	-39.2
0	-8.4	-8.4	-25.3	-25
5	-3.5	-3.5	-11.1	-10.9
6	-2.52	-2.52	-8.24	-8.08
7	-1.54	-1.54	-5.38	-5.26
8	-0.56	-0.56	-2.52	-2.44
9	0.42	0.42	0.34	0.38

Simülasyon aşamasında yapılan işlemlere benzer olarak öncelikli olarak Tablo 5-5'te RF işaretin seviyesi -20 dBm'den başlanarak 5'er dB arttırılarak IF işaretlerin ve bant içine düşen 3. dereceden harmoniklerin seviyeleri okunmuştur. Daha sonra Tablo 5-6'da artış ortalamaları hesaplanmıştır. Teoride 3. dereceden harmoniğin ana işarete göre 3 kat daha hızlı artması beklenirken ölçüm değerinin yaklaşık olarak 2.8 kat arttığı gözlemlenmiştir. Daha sonra bu ortalama kullanılarak daha yüksek seviyedeki işaretlerin girdiği varsayımıyla 3. dereceden harmoniğin ana işareti yakaladığı nokta bulunmuştur. Tablo 5-7'de hesaplanan bu değerler bir arada gösterilmektedir. Giriş IP3 değerinin bant ortasında 9 dBm olduğu görülmektedir. Pratik işlerde genel olarak IP3 değerinin P1dB değerinden yaklaşık olarak 10 dB fazla olduğu varsayımı yapılmaktadır. Taslanan çift dengeli mikserde de giriş P1dB değeri -1 dBm olduğu düşünülürse 9 dBm olarak hesaplanan IP3 değeri arasındaki 10 dB'lik bu fark ölçümlerin kendi içinde tutarlı olduğunu göstermektedir. Ayrıca simülasyon

sonucunda IP3 değeri 10 dBm'ken ölçüm sonucunda 9 dBm olarak ölçülmesi de simülasyonun pratiğe dönüştürülebildiğinin en önemli göstergelerinden biridir.

5.3.6. IF Bant Genişliği

Şekil 5-46'da IF bant genişliği ölçüm sonucu simülasyon sonucu ile karşılaştırılmıştır. Şekiller birbirine yakın çıkmış gibi görünse de simülasyon sonucunda 1.25 GHz olarak hesaplanan IF bant genişliği ölçüm sonucunda 1.1 GHz olarak ölçülmüştür.



Şekil 5-46 IF Bant Genişliği Ölçüm-Simülasyon Karşılaştırması

Yıldız konfigürasyonundaki çift dengeli mikserlerin en önemli özelliklerinden birisi de IF bant genişliğinin yüksek olmasıdır. Çalışma bandının 2-4 GHz olduğu düşünülürse IF bant genişliğini 1 GHz'in üzerinde olması tasarımın başarılı olduğunun bir diğer göstergesidir.

6. SONUÇLAR VE İRDELEME

Marchand Balun tasarımında bazı parametreler çalışma performansını doğrudan etkilemektedir. Simetrik bağlaşımlı mikroşerit hattın uzunluğu, hatlar arasındaki boşluk değeri, taban malzeme yüksekliği, dielektrik sabiti, taban malzemenin bakır kalınlığı gibi parametrelerin değişmesi tasarım sonucunda çeşitli farklılıkların olmasına neden olmaktadır. Balunun istenilen performansı verebilmesi için tek ve çift mod empedans değerleri arasındaki oranın 3-4 kat olması gerekmektedir. Önceki bölümlerde bu farklılıkların tek ve çift mod empedans değerlerine etkisi ve bunun sonucu olarak balun performansının nasıl etkilendiği yapılan EM simülasyonlar ile gösterilmiştir. Bunun sonucunda mikroşerit hattın uzunluğu dalga boyunun dörtte biri olması gerektiği için doğrudan balunun çalışma frekansını belirlediği ortaya çıkmıştır. Taban malzeme yüksekliğinin artması simetrik bağlaşımlı mikroşerit hatlar arasındaki çift ve tek mod empedans oranını arttırdığı için en kalın taban malzemesi kullanılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Ayrıca mikroşerit hatlar arasındaki boşluğun olabildiğince küçük olması gerektiği bu sayede çift ve tek mod empedans oranının arttığı ancak bu boşluk değerinin üretim limitlerinden dolayı bir alt limiti olduğu belirtilmiştir. Taban malzemenin bakır kalınlığının artması benzer şekilde çift ve tek mod empedans oranını arttıracak için en yüksek taban malzeme kullanımının yanı sıra bakırı en kalın taban malzeme tercih edilmiştir. Hat genişliğinin azalması da çift ve tek mod empedans arasındaki oranı arttırmaktadır. Ancak aradaki bu oran balunun çalışması için tek parametre olmadığı için hat genişliğinin de bir alt ve üst limiti olduğu anlaşılmış optimum genişliğe simülasyon sonuçları değerlendirilerek karar verilmiştir. Son olarak kullanılan taban malzemenin dielektrik sabitinin artmasının çift ve tek mod empedans arasındaki oranı az da olsa azalttığı anlaşılmıştır. FR4 veya RO3210 taban malzemelerinden hangisinin kullanılacağı, bir başka deyişle dielektrik sabitinin düşük veya yüksek seçilmesi kart boyutu açısından tasarım kararı olacaktır. FR4'ün dielektrik sabiti 4.6'dır ve ucuz bir malzemedir. RO3210 ise 10.2 dielektrik sabitine sahiptir ve FR4'e göre pahalı bir malzemedir. Ancak özellikle 50 ohmluk hat genişlikleri hesaba katıldığında yükselen dielektrik sabiti sayesinde hat genişlikleri iki kat oranında küçülecektir. Ek olarak RO3210, FR4'e göre daha düşük kayba sahiptir ve bu da doğrudan mikserin dönüşüm kaybının düşmesini sağlayacaktır. Sonuçlar karşılaştırıldığında RO3210 taban malzemesinin, FR4'den daha üstün olduğu

görülmektedir. Küçülen boyut ve artan performans nedeniyle RO3210 taban malzemesinin mikser tasarımında kullanılması sonucu ortaya çıkmıştır.

Mikser performansını belirleyen en önemli parametrelerden birisi balunun performansdır. Dengeli çıkışları arasındaki faz ve genlik dengesi balun tasarımındaki en önemli bir parametrelerdendir. RO3210 taban malzemesi ile üretilen balunun S11 değerinin 2-4 GHz bant içerisindeki ölçülen en düşük değeri 17 dB'dir. Simülasyon sonucu ile karşılaştırıldığında ölçüm sonucu yaklaşık 200 MHz sola kayık çıkmıştır. Simülasyon ve ölçüm sonucu karşılaştırıldığında S11 değeri bu kayıklık nedeniyle ölçüm sonucunda bant başında daha yüksek çıkmış bant sonunda ise simülasyon sonucuna göre biraz daha düşük çıkmıştır. Bu fark dışında ölçüm ve simülasyon sonuçları birbirine oldukça yakın çıkmıştır. Dengeli çıkışlardaki genliğin ölçüm ve simülasyon sonucu bant boyunca karşılaştırıldığında simülasyon sonucunun en düşük olduğu yer 3.2 dB iken ölçüm sonucunun en düşük olduğu yer 3.6 dB'dir. Buradaki farkın simülasyon esnasında dikkate alınmayan ancak üretim sonuçları alınırken kullanılan RF konektörlerin neden olduğu düşünülmektedir. Yine de iki sonuç karşılaştırıldığında sonuçlar birbirine oldukça yakındır. Çıkışlar arası faz farkı değerlendirildiğinde simülasyon sonucunda 2-4 GHz penceresinde baktığımızda faz farkının $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$ aralığında olduğu görülürken üretim sonucunda aradaki faz farkının $180^{\circ} \pm 2^{\circ}$ 'den daha iyi olduğu görülmektedir. Çıkışlar arası genlik farkı değerlendirildiğinde aradaki fark ölçüm ve simülasyon sonucunda da 0.1 dB'yi geçmemektedir. Kanallar arası ± 0.5 dB'ye kadar limitler içerisinde kaldığı düşünülürse 0.1 dB balun tasarımının başarılı olduğunun bir diğer göstergesidir.

Çift dengeli mikser tasarımında balundan sonra gelen diğer önemli konu diyot seçimidir. Diyot yapısı gereği mikserin bir nevi anahtar vazifesi görmesini sağlamaktadır. Bu nedenle LO voltajının pozitif ve negatif geçişine hızlı tepki vermesi en önemli kriterlerden biridir. Bu nedenle kullanılan diyotun hız, performans ve fiyat kriterleri üzerinde durulduğunda silikon yarı iletken yapıdaki Schottky diyot kullanılmasına karar verilmiştir. Diyot seçimi sırasında birçok parametre birbirine bağlı veya sabit bir değer olduğu için optimum diyot seçimi yapılmaya çalışılmıştır. 6 GHz'e kadar özellikle mikser tasarımı için optimize edilmiş Avago firmasının HSMS-2825 diyotunun kullanılmasına karar verilmiştir. Düşük bariyer olmasından dolayı daha düşük LO gücüne ihtiyaç duymaktadır. Öte yandan P1dB ve IP3 değeri de yüksek bariyerli diyotlarla karşılaştırıldığında düşük çıkmaktadır. İleride bu tezde

yapılan iş geliştirmek istenildiğinde yüksek bariyerli bir diyot kullanarak ne gibi farklar yarattığına bakılabilir.

Çift dengeli yıldız mikserin tasarımında iki adet Marchand Balun ve 4 adet diyot gereklidir. Marchand Balun tasarımından ve diyot seçiminden sonra amaç bu iki yapının yıldız konfigürasyonuna uygun bir şekilde birleştirilmesidir. Bu kapsamda mikser fiziksel olarak üretilmeden önce harmonik denge simülasyonu yapılmıştır. Bu nedenle kullanılan balunların EM simülasyonu yapılmış ve bu sonuçlar harmonik denge simülasyonunda kullanılmak üzere sembolleri oluşturulmuştur. Benzer şekilde kullanılacak olan diyotun üretici firma tasarından verilen SPICE dosyası kullanılarak gerçekleştirilmiş modeli oluşturulmuş ve sembol haline getirilmiştir. Yıldız konfigürasyonuna göre oluşturulan bu serimin kalan tüm parçalarının da EM simülasyonu yapılmış olup her bir parça bir araya getirilerek mikser sembolü oluşturulmuş ve harmonik denge simülasyonu yapılmıştır. Buradan elde edilen anlamlı sonuçlar neticesinde mikser fiziksel olarak üretilmiş ve ölçüm sonuçları alınmıştır. Dönüşüm kaybı, kanallar arası izolasyon değerleri, 1 dB sıkıştırma noktası (P1dB), çok tonlu ara modülasyon bozulması (IP3), IF bant genişliği gibi temel mikser parametreleri ölçülmüş ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Tüm ölçümlerden önce dönüşüm kaybı değeri belirli bir LO güç seviyesinin üzerinde olduğu durumda sabit, kalan durumlarda olması gerekenden yüksek çıktığı için mikseri sürmemiz gereken minimum LO seviyesi +5 dBm olarak belirlenmiştir. Dönüşüm kaybı ölçüm sonucu 2-4 GHz frekans aralığında 7-9 dB aralığında çıkmıştır ve simülasyon sonucu ile benzer bir karakteristiği vardır.

İzolasyon ölçüm sonuçlarının belirli bir üst ve alt limiti olmamakla birlikte genellikle RF-IF izolasyonu 25-35 dB, LO-IF izolasyonu 20-30 dB, LO-RF izolasyonu 30-40 dB aralığında olması beklenir [8]. Ölçüm sonucuna göre bant boyunca RF-IF izolasyonu 30 dB, LO-IF izolasyonu 25 dB, LO-RF izolasyonu ise 40 dB'nin üzerindedir. Ticari ürünlerden tezde yapılan tasarıma en benzer ürün "Analog Devices" firmasının HMC213AMS8E parça numaralı malzemesidir [34]. Tezde yapılan tasarımla aralarındaki temel fark MMIC yapısında olması ve kullanılan Schottky diyotun GaAs yarı iletken yapısında olmasıdır. Bu nedenle mikseri sürbilmek için gerekli LO seviyesi +13 dBm seviyesinin altında olmaması gerekir. RF-IF izolasyonu 12 dB, LO-IF izolasyonu 30 dB ve LO-RF izolasyonu 35 dB üzerindedir. Tezde özellikle RF-IF izolasyonu HMC213AMS8E'ye göre fazlasıyla iyi çıkmıştır. Ancak aradaki boyut farklı ve MMIC yapısında olmasından dolayı izolasyon

değerlerinin tezdeki tasarımdan kötü olması beklenen bir durumdur. Tezdeki çift dengeli mikser 5x5 cm boyutlarındayken entegre 5x3 mm boyutlarındadır. Bu ciddi boyut farkı tasarımda büyük avantaj sağlarken bir takım olumsuzlukları da peşinden getirmesi normaldir.

Çift dengeli mikser tasarımında bir diğer önemli ölçüm parametresi olan P1dB noktası bant boyunca -1 ile 2.5 dBm aralığında çıkmıştır. Kullanılan diyotun düşük bariyerli olmasından dolayı ihtiyaç duyulan LO gücü de düşük olmakla birlikte P1dB değeri de düşük çıkmaktadır. P1dB noktası dönüşüm kaybının olması gerektiğinden 1 dB fazla olduğu nokta olduğu için bu noktayı aşan RF güç miksera girdiği durumda mikser doğrusal çalıştığı bölgeden çıkar ve dönüşüm kaybı artar. P1dB noktasını arttırmanın tek yolu yüksek bariyerli bir diyot kullanılmasıdır. Bu da ihtiyaç duyulan LO gücünün artması anlamına gelecektir.

Çok tonlu ara modülasyon bozulması ölçümü sonucunda elde edilen giriş IP3 değeri bant ortasında +9 dBm olarak ölçülmüştür. Pratik işlerde genel olarak IP3 değerinin P1dB değerinden yaklaşık olarak 10 dB fazla olduğu varsayımı yapılmaktadır. Tasarlanan çift dengeli mikserde de bant ortasında giriş P1dB değeri -1 dBm olduğu düşünülürse 9 dBm olarak hesaplanan IP3 değeri arasındaki 10 dB'lik bu fark ölçümlerin kendi içinde tutarlı olduğunu göstermektedir. Giriş IP3 değeri alma yapılarında SFDR'ı belirlediği için önemli bir parametredir. P1dB'ye benzer şekilde IP3 değerinin artmasının tek yolu yüksek bariyerli diyot kullanmaktır. Bu sayede diyot RF işaretten daha az etkilenecek ve sadece LO gücüne bağlı olarak anahtarlama fonksiyonunu yerine getirecektir. Dolayısıyla ihtiyaç duyulan LO gücü ve IP3 değeri artacaktır.

Yıldız mikser topolojisinde IF akımı her iki balunda çift modda harekete geçer. Marchand Balun'un bant içerisindeki çift mod çıkış empedansı çok yüksektir. Bu nedenle IF, RF ve LO bandını kapsamaz. Pratikte IF bandı RF ve LO balunlarının başlangıç frekansının %80'den daha fazla olamaz [32]. Balunların başlangıcı 1.5 GHz olarak kabul edildiğinde IF bandının pratikte 1.2 GHz'den daha yüksek olamayacağı anlaşılmaktadır. Yapılan ölçüm sonucunda IF bant genişliği 1 GHz'in biraz üzerinde olduğu görülmektedir. Tasarım açısından 1 GHz'lik IF bant genişliği de başarılı bir tasarım yapıldığının göstergesi olmuştur.

Yapılan tez çalışmaları sonucunda mikserin tasarımının istenilen performans kriterlerini sağlayarak pratiğe dönüştürülebildiği görülmüştür. Simülasyon sonucunun üretim sonucu ile benzerlik göstermesi sayesinde doğrusal olmayan tasarımların

harmonik denge simülasyonu ile başarılı bir şekilde yapılabileceği anlaşılmıştır. Pratikte yapılan işler incelendiği zaman alınan sonuçların olması gerektiği gibi hatta olması gerekenden daha iyi olduğu görülmüştür. Yapılan iş her ne kadar güzel sonuçlar verse dahi boyutları MMIC teknolojisi ile karşılaştırıldığı zaman çok büyüktür. Dolayısıyla almaç ve göndermeç yapılarının yer kısıtlaması olan yapılarında kullanılması zordur. Ayrıca tasarımda balunlarda kenar bağlaşımı arttırmak ve band genişliğini arttırmak için kullanılan hava köprüleri nedeniyle fazla hassas bir yapıya sahiptir. Hava köprüleri en ufak temas sonucu zarar görmekte ve mikser performansı düşmektedir. Bu hassasiyetin giderilmesi ve boyutların biraz daha küçültülmesi gelecekte bu konu üzerinde yapılabilecek çalışmalar arasında sayılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] R. A. Poisel, *Electronic Warfare Receivers and Receiving Systems*. Artech House, **2015**.
- [2] C. S. Lin, P. S. Wu, H. Y. Chang, and H. Wang, *A 9-50-GHz Gilbert-cell down-conversion mixer in 0.13- μ m CMOS technology*, IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 16, no. 5, pp. 293–295, **2006**.
- [3] J. Glenn, M. Case, D. Hamee, B. Meyerson, and R. Poisson, *12-GHz Gilbert mixers using a manufacturable Si/SiGe epitaxial-base bipolar technology*, Proc. Bipolar/Bicmos Circuits Technol. Meet., no. 317, pp. 186–189, **1995**.
- [4] B. Gilbert, *A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 3, no. 4, pp. 365–373, **1968**.
- [5] S. A. Maas, *Microwave Mixers*, Norwood, MA: Artech House, INC., **1986**.
- [6] Frekans Bantlarının Genel Gösterimi,
<http://www.radartutorial.eu/07.waves/pic/radarfrequencies.print.png> (Mayıs, **2018**)
- [7] U. L. Vendelin, G.D., Pavio, A.M., Ulrich L. Rohde, *Microwave Circuit Design Using Linear And Nonlinear Techniques*, 2th ed. WILEY, **2005**.
- [8] Ferenc Marki, Christopher Marki, *Mixer Basics Primer-A Tutorial for RF & Microwave Mixers*, 2010.,
https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/mixer_basics_primer.pdf
(Mayıs, **2018**)
- [9] R. Gilmore and L. Besser, *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, ARTECH HOUSE, INC., **2003**.
- [10] Toroid Üzerine Bakır Tel Sarımı, <http://coil32.net/ferrite-toroid-core.html>.
(Mayıs, **2018**)
- [11] Doug Jorgesen, Christopher Marki, *BALUN BASICS PRIMER*.
https://www.markimicrowave.com/assets/appnotes/balun_basics_primer.pdf
(Mayıs, **2018**)
- [12] S. S. Kim, J. H. Lee, and K. W. Yeom, *A novel planar dual balun for doubly balanced star mixer*, IEEE Microw. Wirel. Components Lett., vol. 14, no. 9, pp. 440–442, **2004**.
- [13] M. Chongcheawchamnan, K. S. Ang, J. N. H. Wong, and I. D. Robertson, *A push-pull power amplifier using novel impedance-transforming baluns*, 30th European Microwave Conference, EuMC 2000, **2000**.

- [14] Jeong Kim, Joung Myoun Kim, Young Joong Yoon, Cheol Sig Pyo, *Wideband printed fat dipole fed by tapered microstrip balun*, IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp. Dig. Held conjunction with Usn. North Am. Radio Sci. Meet. (Cat. No.03CH37450), vol. 3, pp. 32–35, **2003**.
- [15] K. Vinayagamoorthy, J. Coetzee, and D. Jayalath, *Microstrip to parallel strip balun as spiral antenna feed*, in IEEE Vehicular Technology Conference, **2012**.
- [16] N. Marchand, *Transmission-line conversion transformers*, Electronics, vol. 17, pp. 142–145, **1944**.
- [17] W. M. Fathelbab, M. B. Steer, *New Classes of Miniaturized Planar Marchand Baluns*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 4, **2005**.
- [18] S. B. Cohn, *Parallel-Coupled Transmission-Line-Resonator Filters*, IRE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 6, no. 2, pp. 223–231, **1958**.
- [19] E. M. T. Jones, *Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 4, no. 2, pp. 75–81, **1956**.
- [20] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. **2012**.
- [21] C. M. Montiel, *Folded Marchand Balun Design and Validation Using Sonnet*, April 10-14, 2012 - Columbus, Ohio ©2012 ACES, pp. 680–685, **2012**.
- [22] S. A. Maas and K. W. Chang, *A Broadband, Planar, Doubly Balanced Monolithic Ka-Band Diode Mixer*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 41, no. 12, pp. 2330–2335, **1993**.
- [23] S. Basu and S. A. Maas, *Design and Performance of a Planar Star Mixer*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 41, no. 11, pp. 2028–2030, **1993**.
- [24] J. Sun and T. Lee, *Design of a planar balun*, Proc. APMC2001, pp. 535–538, **2001**.
- [25] H. Nam, M. G. Lee, T. S. Yun, and J. C. Lee, *Broadband double-balanced diode mixer using a Marchand balun with vertical coupling structure*, Microw. Opt. Technol. Lett., vol. 51, no. 8, pp. 1811–1814, **2009**.
- [26] H. P. Roser, T. W. Crowe, R. J. Mattauch, W. L. Bishop, W. C. B. Peatman, and X. Liu, *GaAs Schottky Diodes for THz Mixing Applications*, Proc. IEEE, vol. 80, no. 11, pp. 1827–1841, **1992**.
- [27] A. . Fallis and S. A. Maas, *Nonlinear microwave and RF circuits*, vol. 53, no. 9. **2003**.
- [28] N. V. Chang K., Bahl I., *RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems*. WILEY, **2012**.

- [29] “Avago Technologies, *HSMS-2825*.”
<https://www.broadcom.com/products/wireless/diodes/schottky/hsms-2825> ,
(May18, **2018**)
- [30] Y. I. Ryu, K. W. Kobayashi, A. K. Oki, *A monolithic broadband doubly balanced EHF HBT star mixer with novel microstrip baluns*,” IEEE 1995 Microw. Millimeter-Wave. Monolith. Circuits Symp. Dig. Pap., pp. 119–122, **1995**.
- [31] C. Y. Chang, C. W. Tang, D. C. Niu, *Ultra-broad-band doubly balanced star mixers using planar Mow’s hybrid junction*, IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 49, no. 6 I, pp. 1077–1085, **2001**.
- [32] S. A. Maas, *The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*. Norwood, MA: Artech House, INC., **1998**.
- [33] Rogers Corporation, *RO3210™ Laminates*, www.rogerscorp.com (May18, **2018**)
- [34] Analog Devices, *HMC213AMS8E*, www.analog.com (May18, **2018**)
- [35] Keysight, *Advanced Design System (ADS) Program*, <https://www.keysight.com> (May18, **2018**)

ÖZGEÇMİŞ

Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Soner Arıbaş

Doğum Yeri :Sungurlu

Medeni Hali : Evli

E-posta : soner.aribas@hotmail.com

Adresi: : Pamuklar Mah. 666. Sokak No:6/29 Yenimahalle/ANKARA

Eğitim

Lisans :Hacettepe Üniversitesi,Elektrik-Elektronik Mühendisliği (2008-2013)

Yüksek Lisans: Hacettepe Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği (2013-2018)

Doktora:

Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İyi Düzeyde

İş Deneyimi

Aselsan :2013-Halen devam etmekte

Deneyim Alanları

Radar almaç ve göndermeç tasarımı

Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi

Tezden Üretilmiş Yayınlar

Tezden Üretilmiş ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/DOKTORA TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih:30/05/2018

Tez Başlığı : S-BANT ÇİFT DENGELİ MİKSER TASARIMI

Yukarıda başlığı gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 114 sayfalık kısmına ilişkin, 26/05/2018 tarihinde tez danışmanım tarafından *Turnitin* adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı %3'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar dâhil
- 3- 5 kelimeden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Soner ARIBAŞ
Öğrenci No: N13125368
Anabilim Dalı: ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
Programı: Elektrik ve Elektronik Mühendisliği-Tezli yüksek Lisans
Statüsü: ☒ Y.Lisans ☐ Doktora ☐ Bütünleşik Dr.

30.05.2018
Soner Arıbaş

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Birsen SAKA TANATAR