
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

FAZ DİZİLİ UYGULAMALARI İÇİN 2-18 GHZ VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ

Ahmet HASTÜRK

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

MAYIS 2024

ETİK BEYAN

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

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

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

Ahmet HASTÜRK

13/05/2024

FAZ DİZİLİ UYGULAMALARI İÇİN 2-18 GHZ VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIMI VE GERÇEKLENMESİ

(Doktora Tezi)

Ahmet HASTÜRK

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mayıs 2024

ÖZET

Günümüzde radar ve Elektronik Harp (EH) sistemlerinin büyük çoğunluğu faz dizili mimari kullanılarak geliştirilmektedir. Geleneksel mekanik olarak yönlendirilen sistemlerin aksine faz dizili bir sistemde anten hüzmesi elektronik olarak yönlendirilmektedir. Ek olarak, faz dizili sistemlerin aynı anda birden fazla hüzme oluşturma ve hızlı hüzme anahtarlama gibi avantajları bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında, 9:1 bant genişliğinde çalışan, düşük rms faz ve genlik hatalarına sahip bir vektör modülatör tasarımı ele alınmıştır. Sunulan vektör modülatör sayesinde, aktif faz dizili bir sistemde hüzme yönlendirme için gerekli faz ve genlik ayarları eş zamanlı yapılabilmektedir. Çalışma kapsamında; tasarlanan devrenin lineer ve elektromanyetik benzetimleri AWR ortamında yapılarak prototip vektör modülatör devresinin baskı devre kartı üretimi gerçekleştirilmiş, detaylı ölçümler alınarak karakterize edilmiştir. Ortaya koyulan vektör modülatör, var olan yaklaşımlardan farklı olarak anahtarlanabilir balun temelli iki fazlı modülatör topolojisi ile muadillerinden ayrılarak küçük boyutlarda geniş bantlı kullanıma imkân sağlamaktadır. Tasarlanan vektör modülatör, 6-bit 360° faz kaydırma fonksiyonunun yanında 6-bit 31,5 dB genlik zayıflatma kabiliyetine de sahiptir. Bu sayede, özellikle radar sistemlerinde tercih edilen yan kulakçık bastırma işlevinin ilave bir zayıflatıcı kullanılmasına gerek olmadan yerine getirilebilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca, devrenin tamamen pasif Radyo Frekans (RF) malzemeler kullanılarak tasarlanması, tez kapsamında geliştirilen vektör modülatör devresinin hem alma hem de gönderme hüzme yönlendirme uygulamalarında kullanılabilmesini olanaklı hale getirmektedir.

Bilim Kodu	:	90516
Anahtar Kelimeler	:	Balun, faz kaydırıcı, hüzme yönlendirme, vektör modülatör
Sayfa Adedi	:	86
Danışman	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM

DESIGN AND REALIZATION OF A 2-18 GHZ VECTOR MODULATOR FOR PHASED ARRAY APPLICATIONS

(Ph. D. Thesis)

Ahmet HASTÜRK

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

May 2024

ABSTRACT

Today, the vast majority of radar and Electronic Warfare (EW) systems are developed using phased array architecture. Unlike conventional mechanically steered systems in a phased array system, the antenna beam is electronically steered. Additionally, phased array systems have advantages such as simultaneous multiple beam generation and fast beam switching. In this thesis, a 9:1 bandwidth vector modulator with low rms phase and amplitude errors is discussed. The proposed vector modulator allows simultaneous phase and amplitude adjustment of each antenna element to steer the beam in an active phased array system. Within the scope of the study, linear and electromagnetic simulations of the designed circuit were performed in Applied Wave Research (AWR) environment, the prototype vector modulator Printed Circuit Board (PCB) was fabricated, detailed measurements were taken and characterized. Unlike existing approaches, the proposed vector modulator differs from its counterparts with its switchable balun-based bi-phase modulator topology, enabling broadband use in small sizes. The designed vector modulator has a 6-bit 360° phase shifting function as well as a 6-bit 31,5 dB amplitude attenuation capability. Thus, it is aimed to fulfill the side lobe suppression function, which is especially preferred in radar systems, without the need to use an additional attenuator. In addition, the design of the circuit using completely passive Radio Frequency (RF) components makes it possible to use the vector modulator circuit developed in this thesis in both receive and transmit beamforming applications.

Science Code	:	90516
Key Words	:	Balun, phase shifter, beamforming, vector modulator
Page Number	:	86
Supervisor	:	Prof. Dr. Nursel AKÇAM

TEŞEKKÜR

Doktora çalışmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren çok kıymetli hocam Prof. Dr. Nursel AKÇAM'a,

Değerli geri bildirimleri ile doktora çalışmalarıma katkı sağlayan Tez İzleme Komitesi üyelerinden Sayın Prof. Dr. Erkan AFACAN ve Sayın Prof. Dr. Asım Egemen YILMAZ hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Aynı zamanda, eğitim hayatım boyunca beni her zaman destekleyen aileme, her durumda yanımda olduğunu ve beni her koşulda desteklediğini hissettiğim sevgili eşim Tuğba HASTÜRK'e,

Bana moral ve motivasyon sağlayarak çalışmalarımı en iyi şekilde tamamlamama izin veren biricik oğullarım Yiğit ve Kerem'e teşekkür ederim.

Son olarak; bu çalışmanın gerçekleştirilmesi için alt yapı desteği sağlayan ASELSAN A.Ş'ye ve tüm ekip arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ ix

ŞEKİLLERİN LİSTESİ x

SİMGELER VE KISALTMALAR xv

1. GİRİŞ 1

2. FAZ DİZİLİ ANTENLER 5

2.1. Doğrusal Anten Dizisi 5

2.2. Düzlemsel Anten Dizisi 7

2.3. Faz Dizililerde Genlik Ağırlıklandırma 8

2.3.1. Voltaj değişken zayıflatıcı 9

2.3.2. Sayısal kontrollü zayıflatıcı 10

3. FAZ KAYDIRICILAR 11

3.1. Pasif Faz Kaydırıcılar 11

3.1.1. Anahtarlı tip faz kaydırıcılar 11

3.1.2. Reflektif tip faz kaydırıcılar 15

3.2. Aktif Faz Kaydırıcılar 17

4. VEKTÖR MODÜLATÖR TEORİSİ 19

5. VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIM VE ÜRETİMİ 27

5.1. 90° Güç Bölücü/Birleştirici 29

5.2. 1:2 Balun 32

5.3. SPDT Anahtar 35

Sayfa

5.4. Ayarlı Zayıflatıcı 37
5.5. Güç Bölücü/Birleştirici 39
5.6. Lineer Benzetimler 42
5.7. Elektromanyetik Benzetimler 46
5.8. Baskı Devre Kartı Üretimi 55
6. ÖLÇÜMLER VE KARŞILAŞTIRMALAR 57
7. HATA ANALİZİ 69
7.1. Vektör Modülatörün Faz Kaydırıcı olarak Kullanımı 72
8. SONUÇ VE ÖNERİLER 77
KAYNAKLAR 79
ÖZGEÇMİŞ 85

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 5.1. İki fazlı modülatör anahtar konumlarına göre faz farkı..... 35

Çizelge 5.2. İki fazlı modülatör faz kaydırma sınır koşulları için zayıflatma değerleri . 45

Çizelge 6.1. Her bir koordinat bölgesi için faz kaydırma sınır koşulları..... 60

Çizelge 7.1. Performans özeti ve önceki çalışmalar ile karşılaştırma..... 76

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. x- eksenine dizilmiş doğrusal dizi 5

Şekil 2.2. xy- düzlemine dizilmiş düzlemsel dizi 7

Şekil 2.3. Chebyshev ve Taylor penceresine göre ağırlıklandırılmış anten dizisi 9

Şekil 3.1. Anahtarlı hat temelli faz kaydırıcı topolojisi 12

Şekil 3.2. a) TEE tip, b) PI tip yüksek geçiren/ alçak geçiren tip faz kaydırıcı topolojisi 13

Şekil 3.3. Yüklü hat temelli faz kaydırıcı topolojisi 14

Şekil 3.4. Hibrit kuplör temelli reflektif tip faz kaydırıcı topolojisi 15

Şekil 3.5. Sirkülatör temelli reflektif tip faz kaydırıcı topolojisi 16

Şekil 4.1. Temel vektör modülatör blok şeması 20

Şekil 4.2. Zayıflatma ve faz kaydırma işleminin birim çember üzerinde gösterimi 25

Şekil 4.3. Zayıflatma ve faz kaydırma arasındaki ilişki (tek bölge için) 26

Şekil 5.1. Geliştirilen vektör modülatör yapısı blok diyagramı 27

Şekil 5.2. Seçilen balun koluna göre RF işaretin koordinat bölgesinde konumu 28

Şekil 5.3. 90° Hibrit kuplör genel devre şeması 29

Şekil 5.4. 90° güç bölücü/ birleştirici 29

Şekil 5.5. 90° güç bölücü/birleştirici araya girme ve geri dönüş kayıpları 30

Şekil 5.6. 90° güç bölücü/birleştirici kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı 31

Şekil 5.7. 90° güç bölücü/birleştirici kollar arası izolasyon 31

Şekil 5.8. 1:2 balun 32

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.9. Balun araya girme ve geri dönüş kayıpları 33

Şekil 5.10. Balun kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı 34

Şekil 5.11. Balun kollar arası izolasyon..... 34

Şekil 5.12. Önerilen iki fazlı modülatör blok şeması..... 35

Şekil 5.13. SPDT anahtar araya girme ve geri dönüş kayıpları 36

Şekil 5.14. SPDT anahtar kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı 36

Şekil 5.15. SPDT anahtar izolasyon 37

Şekil 5.16. Ayarlı zayıflatıcı 38

Şekil 5.17. Ayarlı zayıflatıcı araya girme ve geri dönüş kayıpları 38

Şekil 5.18. Ayarlı zayıflatıcı zayıflatma performansı ve faz değişimi 39

Şekil 5.19. Güç bölücü/ birleştirici 40

Şekil 5.20. Güç bölücü/ birleştirici araya girme ve geri dönüş kayıpları 40

Şekil 5.21. Güç bölücü/ birleştirici kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı..... 41

Şekil 5.22. Güç bölücü/ birleştirici kollar arası izolasyon 41

Şekil 5.23. Vektör modülatör lineer benzetim şeması 42

Şekil 5.24. Lineer benzetim araya girme kayıpları 43

Şekil 5.25. Lineer benzetim giriş-çıkış geri dönüş kayıpları 43

Şekil 5.26. Lineer benzetim iki fazlı modülatör 4 anahtarlama durumu için faz farkları 44

Şekil 5.27. Lineer benzetim iki fazlı modülatör faz kaydırma sınır koşulları 44

Şekil 5.28. Lineer benzetim VM faz kaydırma performansı 45

Şekil 5.29. Lineer benzetim VM zayıflatma performansı..... 46

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.30. Baskı devre tasarımı tamamlanmış vektör modülatör yapısı..... 47

Şekil 5.31. Vektör modülatör yapısı nihai boyutlar..... 48

Şekil 5.32. Devrenin 4 farklı bölgeye ayrılmış EM şeması..... 49

Şekil 5.33. 90° güç bölücü EM benzetim şeması..... 49

Şekil 5.34. 90° güç bölücü EM benzetim hatlar arası izolasyon..... 50

Şekil 5.35. 90° güç bölücü EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları..... 50

Şekil 5.36. İki fazlı modülatör bölgesi EM benzetim şeması..... 51

Şekil 5.37. İki fazlı modülatör bölgesi EM benzetim hatlar arası izolasyon..... 51

Şekil 5.38. Balun EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları..... 52

Şekil 5.39. Zayıflatıcı ve güç bölücü bölgesi EM benzetim şeması..... 53

Şekil 5.40. Zayıflatıcı ve güç bölücü bölgesi EM benzetim hatlar arası izolasyon..... 54

Şekil 5.41. Güç bölücü EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları..... 54

Şekil 5.42. Giriş ve çıkış konektör hatları EM benzetim sonuçları..... 55

Şekil 5.43. EM benzetim sonrası nihai vektör modülatör devre şeması..... 55

Şekil 5.44. PCB üretimi ve malzeme dizgisi yapılmış vektör modülatör..... 56

Şekil 5.45. Blok şema düzeyinde tasarlanan ve üretilerek gerçeklenen vektör modülatör..... 56

Şekil 6.1. Ölçüm düzeneği..... 57

Şekil 6.2. Farklı koordinat bölgeleri için araya girme kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok)..... 58

Şekil 6.3. Farklı koordinat bölgeleri için giriş geri dönüş kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok)..... 58

Şekil **Sayfa**

Şekil 6.4. Farklı koordinat bölgeleri için çıkış geri dönüş kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok) 59

Şekil 6.5. İki fazlı modülatör benzetim ve ölçüm sonuçları 60

Şekil 6.6. Her bir koordinat bölgesi için referans durum (.), sınır koşuları (-) ve faz kaydırma aralığı (boyalı alanlar) 61

Şekil 6.7. 2 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 62

Şekil 6.8. 4 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 63

Şekil 6.9. 6 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 63

Şekil 6.10. 8 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 64

Şekil 6.11. 10 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performans 64

Şekil 6.12. 12 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 65

Şekil 6.13. 14 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 65

Şekil 6.14. 16 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 66

Şekil 6.15. 18 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı 66

Şekil 6.16. 16384 farklı durum için giriş geri dönüş kaybı 67

Şekil 6.17. 16384 farklı durum için çıkış geri dönüş kayıpları 67

Şekil 6.18. Tüm çalışma bandı için alınan zayıflatma ölçümleri 68

Şekil 6.19. Tüm çalışma bandı için alınan faz kaydırma ölçümleri 68

Şekil 7.1. Tüm durumlar için genlik hatalarının dağılımı 69

Şekil 7.2. Tüm durumlar için faz hatalarının dağılımı 70

Şekil 7.3. Alınan ölçüm sonuçlarına göre rms genlik ve faz hataları 71

Şekil 7.4. 6-bit zayıflatma ve 6-bit faz kaydırma durumu için genlik hataları ile faz hataları arasındaki ilişki 72

Şekil **Sayfa**

Şekil 7.5. Vektör Modülatör sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda faz hatalarının dağılımı..... 73

Şekil 7.6. Hata vektörünün genliği (EVM) gösterimi..... 74

Şekil 7.7. Vektör modülatör ölçüm sonuçlarına göre hesaplanan EVM..... 74

Şekil 8.1. VGA eklenmiş VM..... 77

Şekil 8.2. Common-leg (ortak-kol) topolojisi uygulanmış VM yapısı..... 78

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	**Açıklamalar**
°	Derece
dB	Desibel
GHz	Giga Hertz
MHz	Mega Hertz
µm	Mikrometre
mm	Milimetre
mW	Miliwatt
rms	Root mean square (kare ortalama karekök)
W	Watt

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
AWR	Applied Wave Research (Uygulamalı Dalga Araştırma)
Balun	Balanced to Unbalanced (Dengeliden Dengesize)
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor (Bütünleyici Metal Oksit Yarı İletken)
DAC	Digital Analog Converter (Sayısal Analog Çevirici)
DCA	Digitally Controlled Attenuator (Sayısal Kontrollü Zayıflatıcı)
EH	Elektronik Harp
EM	Elektromanyetik
EVM	Error Vector Magnitude (Hata Vektörü Büyüklüğü)
PCB	Printed Circuit Board (Baskı Devre Kartı)
RF	Radio Frequency (Radyo Frekansı)

Kısaltmalar	Açıklamalar
RTPS	Reflection Type Phase Shifter (Reflektif Tip Faz Kaydırıcı)
S	Scattering (Saçılma)
SPDT	Single Pole Double Throw (1'e 2 Kutuplu)
STPS	Switched Type Phase Shifter (Anahtarlı Tip Faz Kaydırıcı)
TTL	Transistor-Transistor Logic (Transistör-transistör Mantığı)
VGA	Variable Gain Amplifier (Değişken Kazançlı Yükselteç)
VM	Vector Modulator (Vektör Modülatör)
VSPS	Vector Sum Phase Shifter (Vektör Toplam Faz Kaydırıcı)
VVA	Voltage Variable Attenuator (Voltaj Değişken Zayıflatıcı)

1. GİRİŞ

Günümüz radar ve Elektronik Harp (EH) sistemleri; hızlı hüzme anahtarlama, yüksek anten kazancı, hüzme çeşitliliği ve birden fazla fonksiyonun tek bir sistemle icra edilebilmesi gibi avantajlarından ötürü faz dizili olarak tasarlanmaktadır. Bunlara ek olarak faz dizili sistemler, gelişen teknoloji sayesinde çok fazla anten elemanına sahip dizileri; boyut, ağırlık, güç tüketimi ve soğutma açısından uygulanabilir hale getirmektedir. Sadece askeri alanda değil, otomotiv radarları ve cep telefonları gibi sivil uygulamalarda; hüzmenin mekanik bir hareket olmadan hızlı bir şekilde yönlendirilebilmesi, farklı hüzme genişliğine sahip anten hüzmelerinin oluşturulabilmesi faz dizili tasarımları bir adım öne çıkarmaktadır.

Faz dizili sistem mimarisinde her bir anten elemanına artan (progressive) faz farkı verilerek uzayda istenilen noktada hüzme oluşturması sağlanır. Her bir anten elemanından gelen dalgalar anten dizisinin önünde girişim yaparak küresel dalgaları oluşturur. Oluşan küresel dalganın antenden yayılması ise istenilen yönde hüzme oluşmasını sağlar. Tüm anten elemanlarına ait hüzmelerin toplanmasından kaynaklı katkı geldiği için bu tip sistemlerin anten kazançları (gain) ve yönlülükleri (directivity) yüksektir. Anten elemanlarına verilmesi gereken faz farkları literatürde; analog, sayısal, fotonik ve hibrit yöntemler ile sağlanabilmektedir. Son dönem çalışmalarında literatürde sıklıkla karşılaşılan hibrit yöntemde; anten elemanlarına verilecek faz farklarının bir kısmı analog faz kaydırıcılar kullanılarak ayarlanıp daha sonra alt dizi mantığına uygun şekilde ilgili elemanlar toplanarak almaç kanallarına aktarılır ve almaç kanallarında ihtiyaca göre yanca ya da yükselişte sayısal hüzmeler oluşturulur.

Geniş bantlı hüzme yönlendirme uygulamaları; aynı anten açıklığı ile farklı fonksiyonlu hüzmeler oluşturmak, tek geniş bantlı sistemle birden çok görevi yerine getirmek, bandı farklı amaçlarla bölüntülü şekilde kullanıp radar ve EH fonksiyonlarını bir arada icra etmek gibi avantajlarından dolayı tercih edilmektedir. Bu sayede, mevcut tasarımlar yeniden kullanıma (re-use) açık hale gelerek işçilik ve entegrasyon süreleri düşürülebilmektedir.

Bu tez çalışmasının amacı; radar ve EH sistemlerindeki hüzme yönlendirme yapılarında kullanılabilecek, 2-18 GHz frekans bandında 6-bit 360° faz farkı ve 6-bit 31,5 dB zayıflatma değerlerini düşük rms (root mean square- kare ortalama karekök) faz, genlik hataları ve EVM (Error Vector Magnitude - Hata Vektörü Büyüklüğü) ile sağlayan VM (Vector

Modulator - Vektör Modülatör) tasarlanması ve ölçüm sonuçları ile kıyaslanarak belirlenen topolojinin kullanıma uygunluğunu değerlendirmektir.

Tasarlanan VM; bildiğimiz kadarıyla literatürde karşımıza çıkmayan yenilikçi bir topoloji olan anahtarlanabilir (switchable) Balun (Balanced-to-Unbalanced – Dengeliden Dengesize) temelli iki fazlı modülasyon (Bi-phase Modulator) yapısı kullanılarak 2-18 GHz frekans bandında eş zamanlı faz ve genlik ayarlanmasına olanak sağlayan PCB (Printed Circuit Board – Baskı Devre Kartı) temelli ilk çalışmadır.

Tezin ikinci bölümünde doğrusal ve düzlemsel anten dizileri incelenmiş, faz dizili antenler için dizi faktörünün matematiksel ifadeleri paylaşılmıştır. Ek olarak, faz dizili antenlerde hüzmenin yan kulakçık seviyelerini bastırmak için elemanlara uygulanan genlik ağırlıklandırma işleminde kullanılan voltaj değişken zayıflatıcı ve sayısal kontrollü zayıflatıcılar karşılaştırmalı incelenmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde hüzme yönlendirme için gerekli faz farklarını anten elemanlarına verebilmek için kullanılan faz kaydırıcılar incelenmiştir. Burada, literatürde karşımıza çıkan pasif ve aktif faz kaydırıcı topolojileri detaylandırılarak çalışma prensipleri paylaşılmıştır.

Tezin dördüncü bölümünde vektör modülatör teorisi anlatılarak matematiksel ifadeleri türetilmiş ve faz kaydırma ile zayıflatma arasındaki ilişkiden bahsedilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde çalışma kapsamında sunulan yenilikçi vektör modülatör yapısını oluşturan alt bileşenler olan 90° güç bölücü/birleştirici, 1:2 balun, SPDT (Single Pole Double Throw – 1'e 2 Kutuplu) anahtar, ayarlı zayıflatıcı ve güç bölücü/ birleştirici elemanları için AWR programı kullanılarak benzetimler yapılmış, sonuçlar incelenerek vektör modülatör yapısı için lineer devre şeması oluşturulmuştur. Ardından, kurulan devre üzerinde lineer benzetimler yapılarak sonuçların uygunluğu değerlendirilmiştir. Daha sonra PCB tasarımı yapılarak hat etkilerinin ve kart özelliklerinin sonuçlar üzerindeki etkisini incelemek adına elektromanyetik (EM) analizler yapılmıştır. Son olarak baskı devre kartı üretilip malzeme dizgisi tamamlanan vektör modülatör, ölçümler için hazır hale getirilmiştir.

Tezin altıncı bölümünde üretilen vektör modülatör prototipi için detaylı ölçümler alınarak benzetim sonuçları ile kıyaslanmıştır.

Tezin yedinci bölümünde 2-18 GHz frekans bandında tüm faz kaydırma ve zayıflatma durumlarında gerçeklenen vektör modülatör yapısı için genlik ve faz hatalarının dağılımı, rms ve maksimum hata değerleri incelenerek geniş kapsamda karakterize edilmiştir. Ek olarak, vektör modülatör yapısının sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda daha iyi hata performansına sahip olduğu analizler ile değerlendirilmiştir. Son olarak literatürde yer alan benzer özellikteki tasarımlar ile çalışma kapsamında gerçeklenen vektör modülatör yapısı karşılaştırılmıştır.

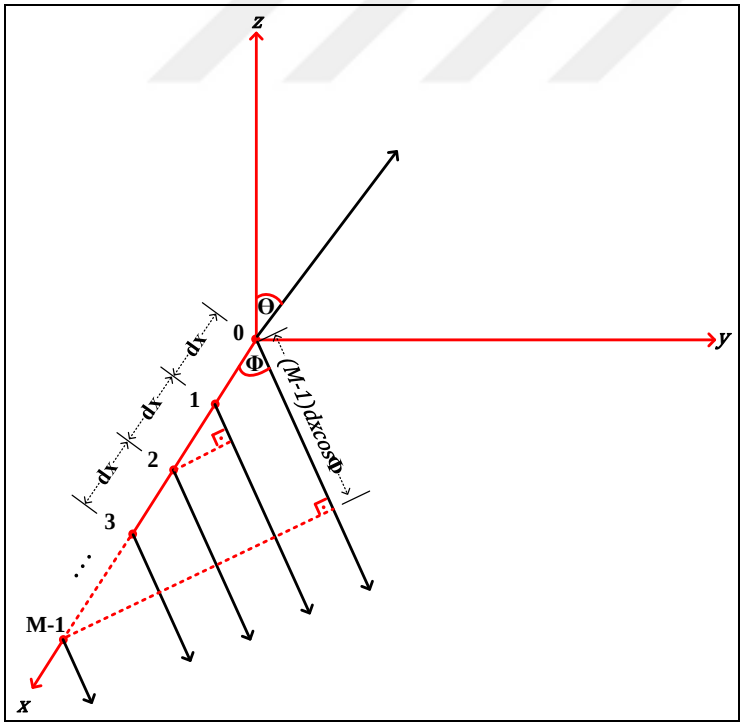
Tezin son bölümünde sonuçlar değerlendirilerek gelecek dönem çalışmaları kapsamında gerçeklenen yapı üzerinde yapılması planlanan değişikler tariflenmiş, önerilen değişikliklerin performansa getireceği avantajlar sunulmuştur.

2. FAZ DİZİLİ ANTENLER

Faz dizili antenler, anten elemanlarının yerleştirilme şekline göre doğrusal (lineer) ve düzlemsel (planar) olarak 2 başlık altında incelenebilir. Dizi faktörü (array factor) hesaplanırken elemanlara verilecek faz farkları, anten hüzmesinin hangi eksen ya da eksenlerde taranacağına göre değişir.

2.1. Doğrusal Anten Dizisi

Doğrusal dizilimli bir anten, anten elemanlarının yerleştirme yapısına göre sadece yanca veya sadece yükselişte tarama kapasitesine sahiptir. Şekil 2.1'de x-ekseninde doğrusal yerleşime sahip bir anten dizisi gösterilmektedir [1]. Bu anten dizisi yükselişte 1 eleman bulundurduğu için yükseliş hüzmesi geniş ve yönlendirilebilir değildir. Yanca hüzmesi ise dar ve yönlüdür. Bu tip anten dizilerinin hüzmesi yelpaze hüzme (fan beam) olarak adlandırılmaktadır.



Şekil 2.1. $x-$ eksenine dizilmiş doğrusal dizi [1]

Yukarıda gösterilen doğrusal dizi anten için ϕ açısına yönlenmiş dizi faktörü Eş. 2.1'de ifade edilmektedir.

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_x \sin\theta \cos\phi+\beta)} \quad (2.1)$$

Dizide yer alan elemanlar sadece x ekseninde yerleştirildiği için $\theta = 90°$ olur. Bu durumda dizi faktörü ifadesi Eş. 2.2 halini alır.

$$AF(\phi) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_x \cos\phi+\beta)} \quad (2.2)$$

Burada faz terimini ψ ile gösterirsek;

$$\psi_x = [kd_x \cos\phi + \beta] \quad (2.3)$$

olarak ifade edilir. Bu durumda dizi faktörünün genel ifadesi ise Eş. 2.4 halini alır.

$$AF = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm\psi} \quad (2.4)$$

Eğer antenler x ekseni haricinde y veya z ekseni boyunca dizilirse ψ_y ve ψ_z, Eş. 2.5 ve Eş. 2.6 halini alır.

$$\psi_y = \left[kd_y \sin\phi + \beta\right] \quad (2.5)$$

$$\psi_z = [kd_z \cos\theta + \beta] \quad (2.6)$$

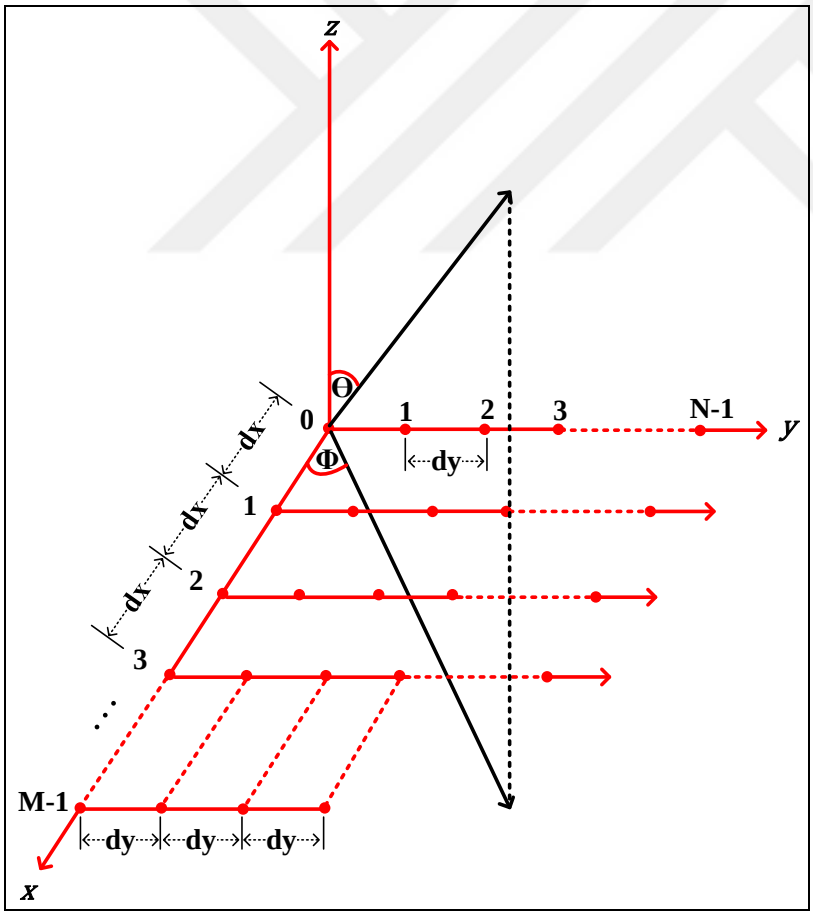
Burada;

- a_m her bir anten elemanının genlik uyarım katsayısını
- M dizideki toplam anten eleman sayısını
- k dalga sayısını (wave number) ($\frac{2\pi}{\lambda}$)
- d anten elemanları arasındaki mesafeyi
- θ ve ϕ hüzmenin yönlendiği açı değerini
- β her bir anten elemanına verilen artan (progressive) faz farkı değerini ifade etmektedir.

2.2. Düzlemsel Anten Dizisi

Anten elemanlarının birden fazla eksende yerleştirilmesi ile düzlemsel (planar) anten dizileri meydana gelir. Bu tip anten dizilerinde, yanca ve yükseliş ekseninde anten elemanı yer aldığı için iki eksende tarama kabiliyetine sahiptirler. Dizinin sahip olduğu etkin açıklık (effective aperture) düzlemsel dizilim sayesinde geniş olduğu için dizinin kazanç ve yönlülük değerleri yüksektir.

Düzlemsel anten dizilerinde iki eksene yayılmış anten elemanları bulunduğu için farklı hüzme tiplerini sentezlemek doğrusal dizilere göre daha kolaydır. Buna ek olarak, bu tip dizilerle belirli bir sektörde farklı menzil ve irtifada bulunan hedeflere anten hüzmesi yönlendirilerek 2 boyutta tespit ve takip işlevleri yerine getirebilmektedir.



Şekil 2.2. $xy-$ düzlemine dizilmiş düzlemsel dizi [1]

Şekil 2.2'de xy-düzlemine yerleştirilmiş düzlemsel bir anten dizisi yer almaktadır [1]. Bu anten dizisi x eksenine dizilmiş M elemanlı doğrusal diziden N adetinin yan yana getirilmesi

ile oluşturulabilmektedir. Bu durumda dizi faktörü ifadesi her bir doğrusal dizi için Eş. 2.7 olmak üzere

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_x \sin\theta \cos\phi+\beta)} \tag{2.7}$$

Düzlemsel dizi için dizi faktörü ifadesi ise

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \left[\sum_{m=0}^{M-1} a_m e^{jm(kd_x \sin\theta \cos\phi+\beta_x)}\right] e^{jn(kd_y \sin\theta \sin\phi+\beta_y)} \tag{2.8}$$

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} e^{jk(md_x \sin\theta \cos\phi+nd_y \sin\theta \sin\phi+\beta_{nm})} \tag{2.9}$$

olarak ifade edilir. Anten diziliminin xz ve yz düzlemi olduğu durumda dizi faktörü ifadesi sırasıyla Eş. 2.10 ve Eş. 2.11 haline dönüşmektedir.

$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} e^{jk(md_x \sin\theta \cos\phi+nd_z \cos\theta+\beta_{nm})} \tag{2.10}$$

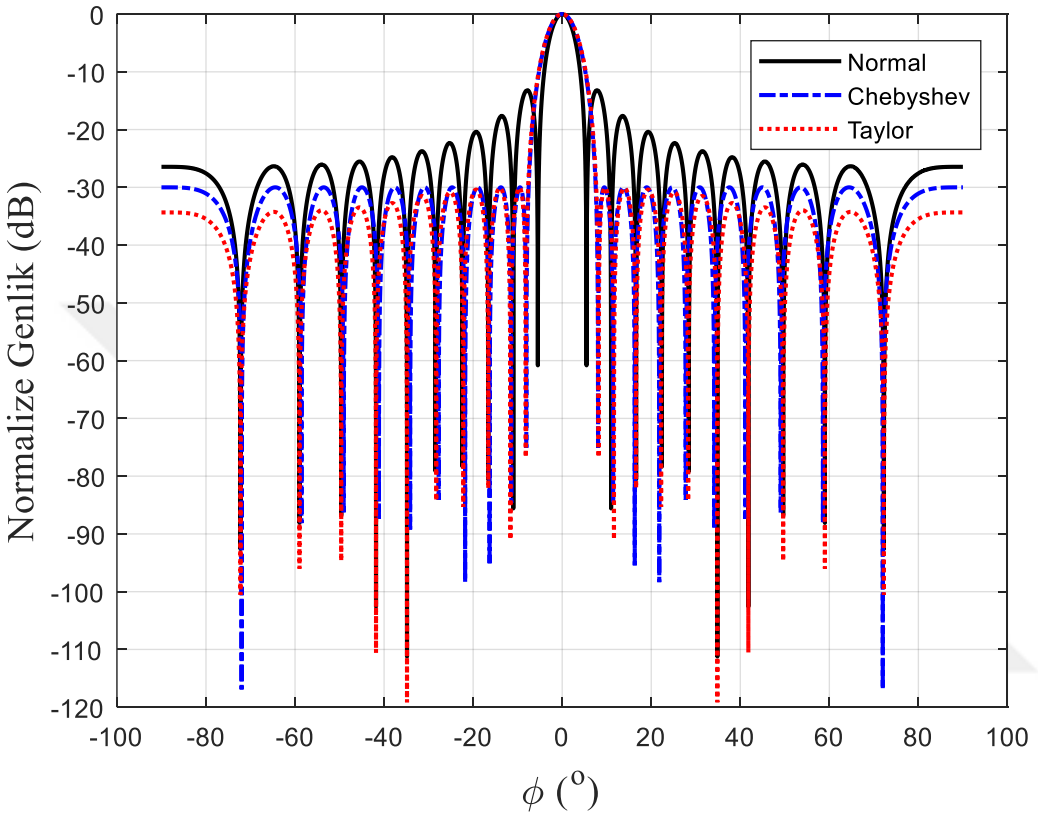
$$AF(\theta,\phi) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a_{nm} e^{jk(md_y \sin\theta \sin\phi+nd_z \cos\theta+\beta_{nm})} \tag{2.11}$$

Dizi faktörü eşitliklerinden görülebileceği üzere hüzme oluşturma için çalışma frekansı ve dizi tasarımı değişmeden çalışma anında ayarlanabilecek parametreler; genlik ağırlıklandırma (amplitude weighting) için a, faz kaydırma (phase shift) için ise β terimleridir.

2.3. Faz Dizililerde Genlik Ağırlıklandırma

Radar uygulamalarında, etrafta bulunan karıştırıcılar (jammer) ve kargaşa (clutter) sinyallerine karşı dirençli olmak adına anten hüzmesinin yan kulakçık (side lobe) seviyelerinin mümkün olduğunca düşük olması istenir. Anten elemanlarının genlik katsayıları genellikle Chebyshev veya Taylor penceresine uyacak şekilde ağırlıklandırılarak hüzmenin yan kulakçıklarının bastırılması sağlanır [1-2]. Örnek olarak, 21 elemanlı 10 GHz frekansında çalışan doğrusal anten dizisinde yer alan anten elemanları; tekdüze (uniform) uyarıldığı durumda ilk yan kulakçık seviyesi yaklaşık -13 dB, -30 dB Chebyshev penceresine uygun katsayı seti ile uyarıldığında tüm yan kulakçıklar -30 dB seviyelerinde olurken, aynı anten dizisi -30 dB Taylor penceresine uygun katsayı seti ile uyarıldığında ilk yan kulakçık

-30 dB olmak üzere takip eden diğer diğer tüm yan kulakçıklar açıya göre bu değerden daha düşük olacak şekilde konumlanır (Şekil 2.3). Ağırlıklandırma işleminde anten elemanları farklı genlik değerleri ile beslendiği için hüzme genişliği tekdüze beslemeye göre genişler ve yönlülük değeri azalır.



Şekil 2.3. Chebyshev ve Taylor penceresine göre ağırlıklandırılmış anten dizisi

Anten elemanlarını ağırlıklandırmak üzere faz dizili sistemlerde VVA (Voltage Variable Attenuator – Voltaj Değişken Zayıflatıcı) veya DCA (Digitally Controlled Attenuator – Sayısal Kontrollü Zayıflatıcı) elemanları kullanılır.

2.3.1. Voltaj değişken zayıflatıcı

Bu tip zayıflatıcılar belirli aralıkta sürekli (continuous) bir zayıflatma uygulamak için kullanılmaktadır. Zayıflatma değerindeki değişimler uygulanan voltaj değerinin değişmesi ile meydana geldiği için uygulama alanlarında doğrudan bir mikrokontrolcü (microcontroller) ile kontrol edilemeyip DAC (Digital Analog Converter - Sayısal Analog Çevirici) yapıları kullanılarak sürekli değişken voltajlar üretilir. Bu da çok elemanlı faz dizili yapılarda devre karmaşıklığı ve kullanım zorluklarının oluşmasına sebep olur.

2.3.2. Sayısal kontrollü zayıflatıcı

Genellikle TTL (Transistor-Transistor Logic – Transistör-Transistör Mantığı) ya da CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor – Bütünleyici Metal Oksit Yarı İletken) kontrol ile önceden belirlenmiş zayıflatıcı adımlarından ilgili değere karşılık gelen zayıflatma bitleri seçilerek istenen zayıflatma değeri ayarlanır. Doğrudan sayısal bir arayüz ile kontrol edilebildikleri için gelişmiş faz dizili uygulamalarda DCA elemanları tercih edilmektedir. Diğer yandan sürekli bir aralıkta zayıflatma işlemi mümkün olmayıp en düşük bite karşılık gelen zayıflatma değeri çözünürlüğünde zayıflatma performansına sahiptirler.

3. FAZ KAYDIRICILAR

Faz dizili sistemlerde elektronik olarak hüzme yönlendirme için gerekli artan (progressive) faz farkları genellikle faz kaydırıcı kullanılarak ayarlanır. İdeal bir faz kaydırıcıda girişine uygulanan RF işaret, çıkış portuna sabit bir faz farkı eklenerek aktarılır. Burada sinyalin genliği ideal bir faz kaydırma işleminde değişmeden sabit kalır. Temelde faz kaydırıcılar pasif [3-7] ve aktif [8-11] faz kaydırıcılar olarak 2 ana başlıkta incelenebilir.

3.1. Pasif Faz Kaydırıcılar

Düşük güç tüketimi istenen uygulamalarda pasif faz kaydırıcıların kullanımı yaygındır. Pasif faz kaydırıcılar iki yönlü (bi- directional) kullanılabildiği için alma veya gönderme hüzme yönlendirme yapılarında kullanılabilirler. Bununla birlikte yüksek araya girme kaybına (insertion loss) sahiptirler. Genellikle devre boyutları büyüktür. Literatürde temel olarak 2 tip pasif faz kaydırıcı topolojisi yer almaktadır. Bunlar; STPS (Switched Type Phase Shifter – Anahtarlı Tip Faz Kaydırıcı) [12-18] ve RTPS (Reflection Type Phase Shifter – Reflektif Tip Faz Kaydırıcı) [19-22] olarak adlandırılırlar. Genel olarak literatürde yer alan faz kaydırıcılar bu iki temel topolojinin türevleri olarak sunulmuştur.

3.1.1. Anahtarlı tip faz kaydırıcılar

Anahtarlı tip faz kaydırıcılar temel olarak farklı uzunluktaki hatların anahtarlanması ile faz farkı oluşturma prensibine dayanır. Burada farklı uzunluklu hatlar yerine yüksek geçiren ve alçak geçiren filtreler kullanılarak da faz farkı yaratılabilir. Faz kaydırma için kullanılan hat uzunlukları ya da filtre yapılarından dolayı araya girme kayıpları ve devre boyutları büyüktür.

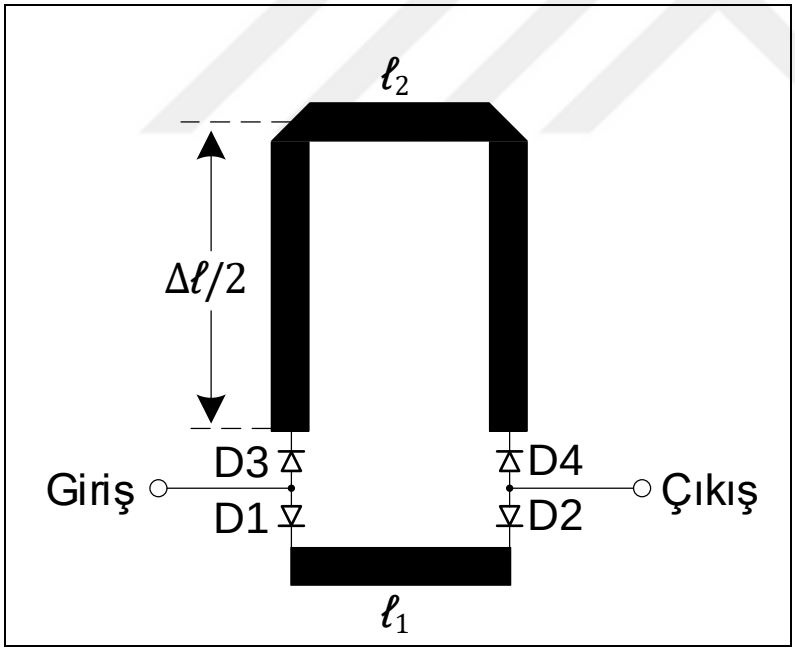
<u>Anahtarlı hat temelli faz kaydırıcılar</u>

Şekil 3.1'de verilen anahtarlı hat (switched line) faz kaydırıcıda ℓ_1 ve ℓ_2 uzunluğundaki iletim hatları 4 farklı PIN diyot anahtara bağlanmıştır. Burada, D1 ve D2 diyotları iletime geçtiğinde girişe uygulanan RF sinyal ℓ_1 uzunluğundaki iletim hattından ilerler. D3 ve D4 diyotları iletime geçtiğinde ise RF sinyal ℓ_2 uzunluğundaki iletim hattını izleyerek çıkış

portuna ulaşır. ℓ_1 referans hat olarak seçilirse, RF işaretin ℓ_2 hattını izlediğinde oluşan faz farkı ($\Delta\varphi$) Eş. 3.1'de ifade edilmektedir.

$$\Delta\varphi = \beta\Delta\ell \tag{3.1}$$

Burada, $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ (dalga sayısı), $\Delta\ell$ ise iki farklı iletim hattı arasındaki uzunluk farkını ($\ell_2 - \ell_1$) ifade etmektedir. Örnek olarak; 90° faz farkı oluşturmak için $\Delta l = \frac{\lambda}{4}$, 180° faz farkı oluşturmak için $\Delta\ell = \frac{\lambda}{2}$ olacak şekilde iki farklı iletim hattının uzunluğu ayarlanmalıdır. Farklı faz kaydırma çözünürlükleri için farklı uzunluktaki anahtarlı hatlar birbirine kaskat (cascade) bağlanarak istenilen miktarda faz farkı ayarlanabilmektedir. Eş. 3.1'de yer alan β terimini oluşturan dalga boyu (λ), frekansın bir fonksiyonu olduğu için faz farkı frekansa göre doğrusal olarak değişim gösterir. Bu da ilgili frekans bandı boyunca sabit bir gerçek zaman gecikmesine (τ) neden olur.

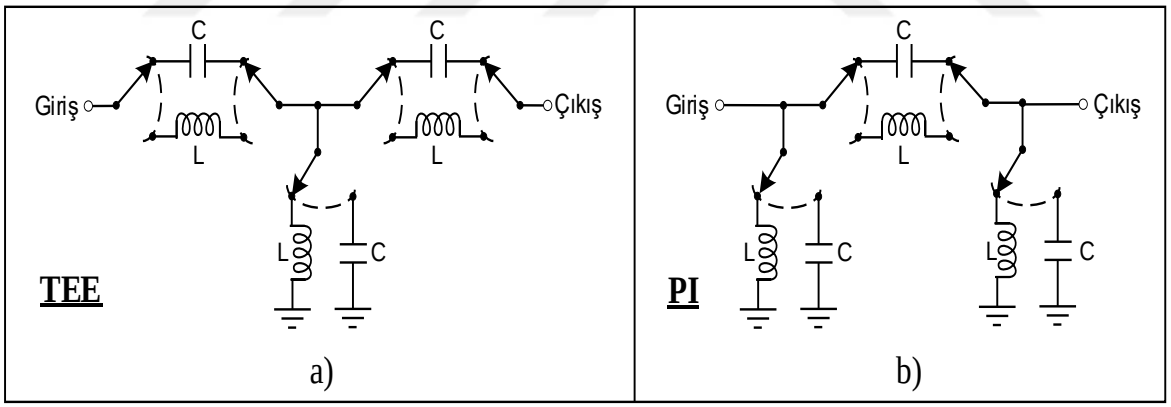


Şekil 3.1. Anahtarlı hat temelli faz kaydırıcı topolojisi

Bu topolojide, iletim hatlarının uzunluk farkından yararlanılarak faz farkı oluşturulmaktadır. Bu sebeple, yüksek faz farkları gerektiği durumda birden fazla yapının kaskat olarak kullanılmasından dolayı iletim hatlarının frekansa göre uzunluğundan kaynaklı kayıpları fazla, devre boyutları ise büyük olmaktadır.

Yüksek geçiren/ alçak geçiren tip faz kaydırıcılar

Bobin veya kondansatörlerin empedans değeri; saf omik direnç (R) ve sanal kısım olarak ifade edilen reaktans (X) değerinin bileşkesinden oluşur. Bir iletim hattı boyunca seri ya da paralel bağlı bobin veya kondansatör elemanının reaktans değeri anahtarlanarak değiştirilebilirse sanal kısım değiştiği için faz farkı meydana gelir. Yüksek geçiren/ alçak geçiren tip faz kaydırıcılar bir iletim hattı boyunca seri ya da paralel bağlı TEE ya da PI tip devrelerden oluşur (Şekil 3.2). Seri bağlı bobini takip eden paralel bağlı kondansatör bir alçak geçiren filtre iken, seri bağlı kondansatörü takip eden paralel bobin bir yüksek geçiren filtredir. Yüksek geçiren filtreler doğası gereği fazı ilerletirken (phase advance), alçak geçiren filtre ise fazı geciktirir (phase delay). Bu durumda, iki tip filtreden biri referans olarak kabul edilip, diğer filtre anahtarlığında referans duruma göre faz farkı elde edilir. Genellikle filtrelerin geçirme bantları hem alçak geçiren hem de yüksek geçiren filtre için aynı bandı kapsayacak şekilde ortaklanır. Bu durumda faz farkı için filtreler anahtarlandığında devre her zaman geçirme bandı içerisinde kalacağı için giriş-çıkış empedansı bozulmaz. Devre her durumda uyumludur.



Şekil 3.2. a) TEE tip, b) PI tip yüksek geçiren/ alçak geçiren tip faz kaydırıcı topolojisi

Normalize reaktans X_N ve suseptans B_N olmak üzere faz farkı ifadesi TEE ve PI tip için aynı olmak üzere Eş. 3.2'de ifade edilmektedir.

$$\Delta\varphi = 2\tan^{-1}\left(\frac{B_N+2X_N-B_N X_N^2}{2(1-B_N X_N)}\right) \tag{3.2}$$

Bu durumda TEE tip devrede kullanılacak reaktans ve suseptans ifadeleri Eş. 3.3 ve Eş. 3.4 şeklinde ifade edilir.

$$X_N = \tan\left(\frac{\Delta\varphi}{4}\right) \tag{3.3}$$

$$B_N = \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \tag{3.4}$$

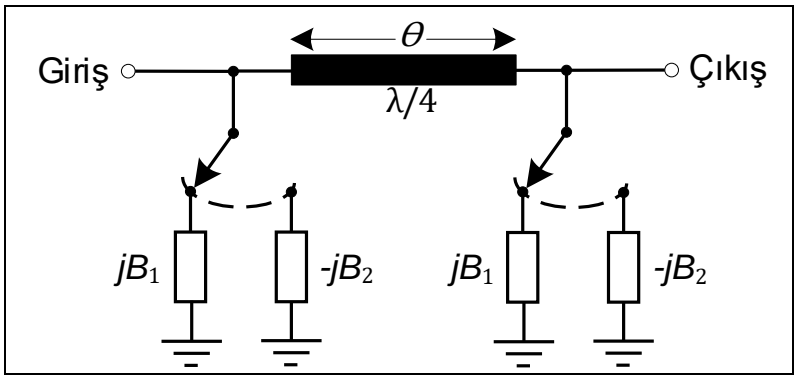
Benzer şekilde PI tip devre için reaktans ve suseptans ifadeleri Eş. 3.5 ve Eş. 3.6 şeklinde ifade edilmektedir.

$$X_N = \sin\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \tag{3.5}$$

$$B_N = \tan\left(\frac{\Delta\varphi}{4}\right) \tag{3.6}$$

Yüklü hat temelli faz kaydırıcılar

Bir diğer anahtarlamalı faz kaydırıcı tipi ise yüklü hat (loaded line) faz kaydırıcıdır. Bu topolojide bir iletim hattının giriş ve çıkış portları farklı suseptans (B) değerine sahip reaktif yükler ile yüklenir. Reaktif yükler anahtarlanarak faz farkı değerleri ayarlanır.



Şekil 3.3. Yüklü hat temelli faz kaydırıcı topolojisi

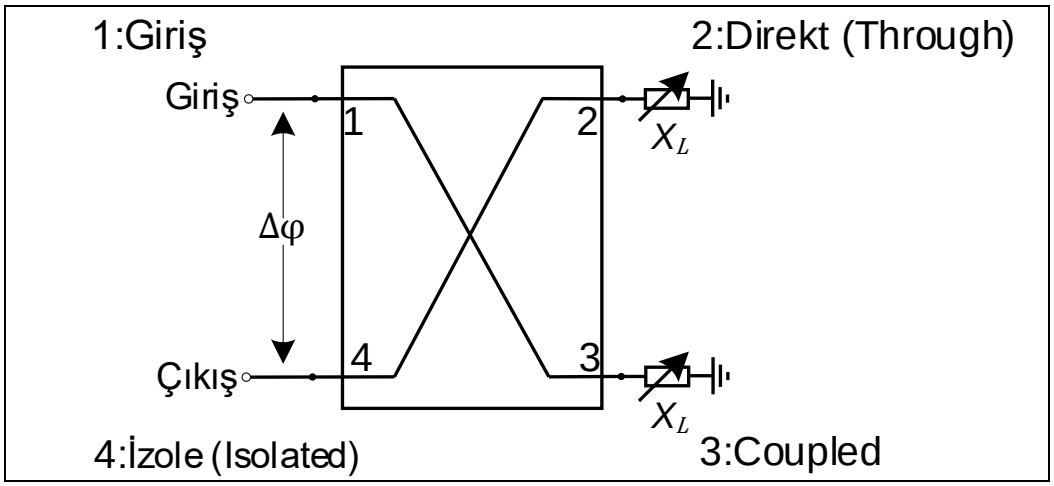
Şekil 3.3'te B_1 ve B_2 suseptans değeri, θ ise elektriksel hat uzunluğu olmak üzere $\theta = \frac{\pi}{2}$ ve $B1 = -B2$ olduğu durumda maksimum bant genişliği durumu sağlanır. Bu topoloji için faz farkı Eş. 3.7'de ifade edilmektedir. B suseptans olmak üzere

$$\Delta\varphi = 2\tan^{-1}\left(\frac{B}{1-0.5B^2}\right) \tag{3.7}$$

Eş. 3.7 incelendiğinde tanjant ifadesinden dolayı verilebilecek maksimum faz farkı -90° ile +90° arasında olabilmektedir. Bu durumda maksimum faz farkı 180° ile limitlidir. Bu tip faz kaydırıcı uygulamalarında reaktans değerindeki değişim devrenin giriş-çıkış geri dönüş kaybını direkt olarak etkilediği için pratikte faz farkı limitasyonu bu topolojide 45° ile sınırlıdır. Ek olarak iletim hattının uzunluğu reaktif elemanlardan kaynaklı yansımaların sönümlenebilmesi için genellikle $\frac{\lambda}{4}$ uzunluğunda seçilir.

3.1.2. Reflektif tip faz kaydırıcılar

Bu faz kaydırıcı topolojisinde yansıyan dalgada meydana gelen faz değişiminden yararlanılır. Anahtarlı tip faz kaydırıcılara göre daha düşük araya girme kaybına sahiptirler. Buna ek olarak verilmek istenen faz farkı daha yüksek hassasiyetle sağlanabilmektedir. Genellikle hibrit kuplör veya sirkülatör girişine uygulanan RF sinyal, çıkış portlarında farklı empedanslı yükler görerek tamamı ya da bir kısmı geri yansır. Bu da faz farkı oluşmasına sebep olur. Farklı faz kaydırma değerleri ayarlayabilmek için farklı yük kombinasyonları yaratacak şekilde anahtar veya pin diyotlar kullanılır. Kullanılan 90° veya 180° hibrit kuplörlere karşılık gelen λ/4 veya λ/2 uzunluğundaki hatlar ile faz değeri ayarlandığı için özellikle düşük frekanslarda dalga boyu büyük olmasından dolayı devre boyutları büyüktür. Sirkülatör temelli yapı kullanıldığında ise ferrit malzemeler kullanıldığı için ağır, maliyetli ve frekans bantları kısıtlıdır. Kullanılan yükler araya girme kaybını azaltmak adına genellikle indüktif veya kapasitif olarak ayarlanır.

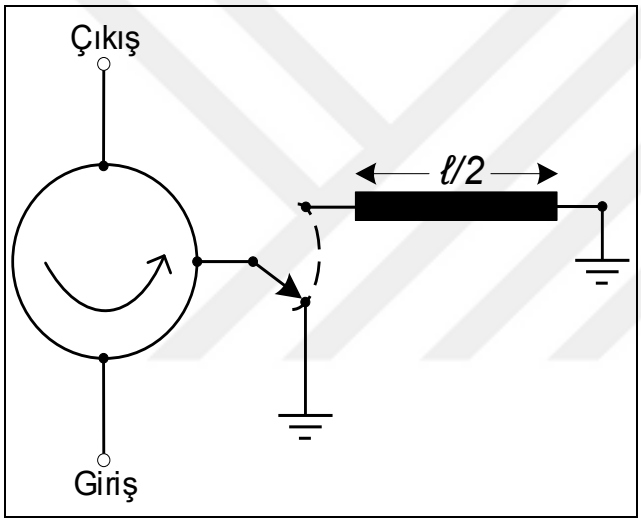


Şekil 3.4. Hibrit kuplör temelli reflektif tip faz kaydırıcı topolojisi

Şekil 3.4'te giriş portuna uygulanan sinyal; hibrit kuplörden geçtikten sonra direkt (through) portunda $\Gamma_2\angle\varphi_2$, coupled portunda $\Gamma_3\angle\varphi_3$ yansıma görür. Bu durumda, izole port olan port-4'de oluşan diferansiyel faz farkı Eş. 3.8'de ifade edilmektedir.

$$\Delta\varphi = \varphi_3 - \varphi_2 \tag{3.8}$$

Benzer şekilde Şekil 3.5'te gösterilen sirkülatör temelli yansımalı tip bir faz kaydırıcı kullanıldığında giriş portuna uygulanan sinyalin üzerine, port-2'de gördüğü yansımaya karşılık gelen faz farkı eklenerek çıkış portuna aktarılır. Gördüğü yansıma değiştirilerek istenilen faz değeri ayarlanabilir.



Şekil 3.5. Sirkülatör temelli reflektif tip faz kaydırıcı topolojisi

Literatürde; CMOS teknolojisi ile üretilmiş Ka frekans bandında çalışan 4- bit faz kaydırıcı, STPS topolojisi ile tasarlanmış ve araya girme kaybı ortalama 12,8 dB olarak ölçülmüştür [23]. Ek olarak, 4-bit çözünürlüklü anahtarlı filtre temelli bir pasif faz kaydırıcı 8,1 dB araya girme kaybı performansı ile sunulmuştur [24].

Diğer yandan, BiCMOS teknolojisi ile üretilen ve 360° faz kaydırma performansına sahip bir RTPS 12 dB'den iyi araya girme kaybı ile sunulmuştur [25]. Buna ek olarak, PCB temelli empedans dönüştürücü kuplör kullanılarak 2 GHz frekansında çalışan RTPS tasarımı da literatürde yer almaktadır [26].

3.2. Aktif Faz Kaydırıcılar

Aktif faz kaydırıcılar genellikle VSPS (Vector Sum Phase Shifter – Vektör Toplam Faz Kaydırıcı) olarak adlandırılmaktadır [27-30]. Yapıda genellikle VGA (Variable Gain Amplifier - Değişken Kazançlı Yükselteç) elemanı kullanıldığı için ek kazanç gerektiği durumlarda avantaj sağlamaktadır. Buna ek olarak, yüksek faz kaydırma çözünürlüğüne sahiptirler. Diğer yandan, düşük linearite ve yüksek güç tüketimine sahiptirler. Topolojide yükselteç elemanı yer aldığı için iki yönlü (bi-directional) kullanıma uygun değildirler.

Literatürde; 6-18 GHz bandında çalışabilen, 5- bit çözünürlüklü 19,5 dB kazançlı bir VSPS 62 mW güç tüketimi ile tasarlanmıştır [31]. Ek olarak, 1,5 dB kazancı 24 mW güç tüketimi ile karşılayabilen 2-3 GHz bandında çalışabilen bir VSPS sunulmuştur [32]. Benzer şekilde, 60 GHz frekansında çalışan 7° rms faz hatası ve 0,72 dB genlik hatasına sahip bir VSPS tasarımı da literatürde karşımıza çıkmaktadır [33].

4. VEKTÖR MODÜLATÖR TEORİSİ

Dizi faktörü ifadesine göre hüzme yönlendirme için anten elemanlarına uygulanabilecek ayarlar; genlik ayarlama ve faz kaydırma olarak iki parametre ile kontrol edilir. Genel faz dizili uygulamalarında genlik ayarlama için DCA, faz kaydırma için ise faz kaydırıcılar kullanılır.

Genlik ve faz değerlerinin aynı anda ayarlanabildiği yapılar VM (Vector Modulator - Vektör Modülatör) olarak adlandırılırlar. VM yapıları faz dizili radar ve telekomünikasyon uygulamalarında yaygın şekilde kullanılmaktadır.

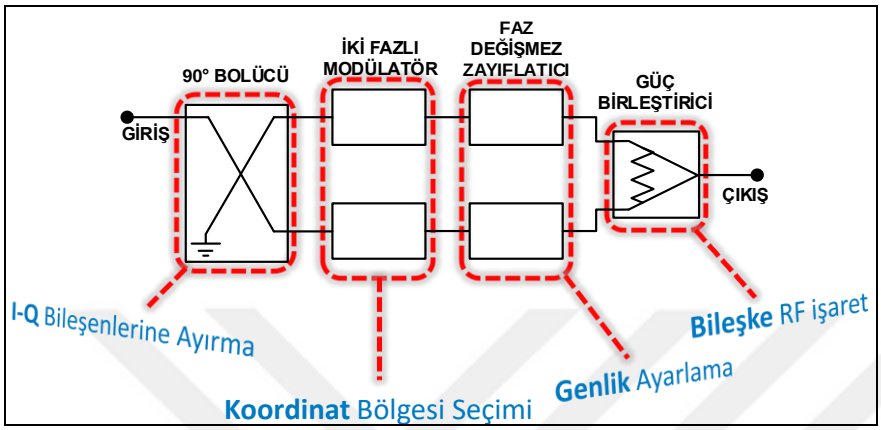
Literatürde; 94 GHz'de çalışan 180° hibrit kuplör temelli iki fazlı modulatör kullanılarak 360° faz farkını 5-bit çözünürlük ile sağlayan bir aktif VM yapısı sunulmuştur [34]. Burada; koordinat bölgesi ayarlanan I ve Q sinyalleri, VGA kullanılarak genlikleri ayarlanmış ve sonrasında faz interpolasyon tekniği ile 90° hibrit kuplör yardımıyla nihai sinyal tekrar oluşturulmuştur. VGA elemanı kullanıldığı için 31 mW güç tüketimine sahiptir ve yapı tek yönlü olarak kullanılabilmektedir.

28 GHz'de çalışan aktif bir vektör modulatör tasarımı, 90° kuplör ve reflektif tip iki fazlı modülatör kullanılarak gerçeklenmiştir [35]. Rms faz ve genlik hataları sırasıyla maksimum 4° ve 1,3 dB olarak ölçülmüştür.

Ek olarak, 4-bit çözünürlüklü 53 mW güç tüketimine sahip aktif bir VM yapısı sunulmuştur [36]. İlgili yapıda 180° ve 90° hibrit kuplörler kullanılmıştır. Genlik ayarı için ise VGA elemanı kullanılmıştır. Benzer metotla 180°, 90° hibrit kuplör yapısı ve VGA ile tasarlanan VM ise 1,8 dB rms genlik ve 12,5° rms faz hatası ile 360° faz kaydırma performansına sahiptir [37].

1-4 GHz arasında çalışan, anahtarlı kondansatör (switched-capacitor) temelli vektör modulatör tasarımında 360° faz farkı sağlamak için I/Q çarpıcı (mixer) kullanılmıştır [38]. Daha sonrası oluşturulan I ve Q sinyalleri anahtarlı kondansatörler yardımıyla genlikleri ayarlanarak faz ve genlik ayarı yapılabilmiştir. Bu yapı ile 5-bit faz kontrolü ve 3-bit genlik kontrolü yapılabilmektedir.

VM teorisi, birbirine dik (ortogonal) ve farklı büyüklükte iki vektörün toplanması (vector-sum) prensibine dayanmaktadır. Burada ortogonal vektörler, koordinat sistemi üzerinde 4 farklı bölgede konumlandırılarak 360° faz kaydırma performansı sağlanır. Temel bir VM yapısına ait blok şema Şekil 4.1'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1. Temel vektör modülatör blok şeması

VM girişine uygulanan RF sinyal 90° faz farkı verebilen bir hibrit kuplör ya da güç bölücüden geçtikten sonra ortogonal bileşenleri olan I (in-phase) ve Q (quadrature) vektörlerine ayrılır. 360° faz farkı verebilmek için ortogonal vektörler iki fazlı (bi-phase) modülatörlerden geçerek koordinat sisteminde 4 farklı bölgede konumlandırılır (I^+, I^-, Q^+, Q^-). Daha sonra ortogonal vektörlerin genlikleri, faz değişmez zayıflatıcılar sayesinde zayıflatılır ($I^+_{attenuated}$, $I^-_{attenuated}$, $Q^+_{attenuated}$, $Q^-_{attenuated}$). Son olarak, genlikleri ayarlanmış I ve Q vektörleri toplanarak istenen zayıflatma ve faz farkına sahip RF sinyal tekrar oluşturulur.

Vektör modülatöre ait detaylı matematiksel işlemler sırasıyla aşağıdaki gibidir;

VM girişine uygulanan A dB genliğe ve ϑ radyan faza sahip sürekli zamanlı kompleks eksponent (continuous-time complex exponential) $s(t)$ sinyali Eş. 4.1'de gösterilmektedir.

$$s(t) = 10^{(A/20)}.e^{j(\omega t+\vartheta)} \tag{4.1}$$

Uygulanan RF sinyal, 90° hibrit kuplörden geçtikten sonra Eş. 4.2 ve Eş. 4.3'de ifade edildiği üzere I ve Q bileşenlerine ayrılır.

$$I = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j(\omega t+\vartheta)} \tag{4.2}$$

$$Q = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j\left(\omega t+\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)} \tag{4.3}$$

I ve Q vektörleri iki fazlı (bi-phase) modülatör yapısından geçtikten sonra seçilen koordinat bölgesine göre 0° veya 180° faz farkı eklenecek şekilde Eş. 4.4 ve Eş. 4.5 halini alır.

$$I = \begin{cases} I^{+} = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j(\omega t+\vartheta)}, & I \in 1.\ \text{ve}\ 4.\ \text{bölge} \\ I^{-} = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j(\omega t+\vartheta-\pi)}, & I \in 2.\ \text{ve}\ 3.\ \text{bölge} \end{cases} \tag{4.4}$$

$$Q = \begin{cases} Q^{+} = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j\left(\omega t+\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}, & Q \in 1.\ \text{ve}\ 2.\ \text{bölge} \\ Q^{-} = \frac{10^{(A/20)}}{\sqrt{2}} . e^{j\left(\omega t+\vartheta+\frac{\pi}{2}-\pi\right)}, & Q \in 3.\ \text{ve}\ 4.\ \text{bölge} \end{cases} \tag{4.5}$$

Daha sonra ilgili koordinat bölgesinde yer alan I ve Q vektörlerinin genliği sırasıyla B ve C dB zayıflatılarak Eş. 4.6 ve Eş. 4.7 haline dönüşür.

$$I = \begin{cases} I^{+}_{attenuated} = \frac{10^{[(A-B)/20]}}{\sqrt{2}} . e^{j(\omega t+\vartheta)}, & I \in 1.\ \text{ve}\ 4.\ \text{bölge} \\ I^{-}_{attenuated} = \frac{10^{[(A-B)/20]}}{\sqrt{2}} . e^{j(\omega t+\vartheta-\pi)}, & I \in 2.\ \text{ve}\ 3.\ \text{bölge} \end{cases} \tag{4.6}$$

$$Q = \begin{cases} Q^{+}_{attenuated} = \frac{10^{[(A-C)/20]}}{\sqrt{2}} . e^{j\left(\omega t+\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}, & Q \in 1.\ \text{ve}\ 2.\ \text{bölge} \\ Q^{-}_{attenuated} = \frac{10^{[(A-C)/20]}}{\sqrt{2}} . e^{j\left(\omega t+\vartheta+\frac{\pi}{2}-\pi\right)}, & Q \in 3.\ \text{ve}\ 4.\ \text{bölge} \end{cases} \tag{4.7}$$

Son olarak modifiye edilmiş I ve Q vektörleri toplanarak genliği ve fazı ayarlanmış nihai sinyal,

$$RF_{out}=\sqrt{\frac{\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}}{\sqrt{2}}\cos\vartheta+\frac{10^{\frac{A-C}{20}}}{\sqrt{2}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2+\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}}{\sqrt{2}}\sin\vartheta+\frac{10^{\frac{A-C}{20}}}{\sqrt{2}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2}{2}}$$

$$\times e^{j\left\{\omega t+\tan^{-1}\left[\frac{\frac{10^{\frac{A-B}{20}}}{\sqrt{2}}\sin\vartheta+\frac{10^{\frac{A-C}{20}}}{\sqrt{2}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}{\frac{10^{\frac{A-B}{20}}}{\sqrt{2}}\cos\vartheta+\frac{10^{\frac{A-C}{20}}}{\sqrt{2}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]\right\}} \quad (4.8)$$

olarak ifade edilir. Eş. 4.8 ifadesi tekrar düzenlenirse, RF_{out} ifadesi 1. Koordinat bölgesi için Eş. 4.9 halini alır.

$$RF_{out}|_{1.bölge}$$

$$=\frac{\sqrt{\left[10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2+\left[10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2}}{2}e^{j\left\{\omega t+\tan^{-1}\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}{10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]\right\}} \quad (4.9)$$

Diğer koordinat bölgeleri sadece faz terimi olan üstel ifade içerisindeki terimleri değiştirmektedir. Bu durumda;

2. Koordinat bölgesi için VM çıkışındaki sinyal Eş. 4.10'da ifade edilmektedir.

$$RF_{out}|_{2.bölge}$$

$$=\frac{\sqrt{\left[10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2+\left[10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2}}{2}e^{j\left\{\omega t+\tan^{-1}\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}{-10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]\right\}} \quad (4.10)$$

3. Koordinat bölgesi için VM çıkışındaki sinyal Eş. 4.11'de ifade edilmektedir.

$$RF_{out}|_{3.bölge}$$

$$=\frac{\sqrt{\left[10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2+\left[10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2}}{2}e^{j\left\{\omega t+\tan^{-1}\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta-10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}{-10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]\right\}} \quad (4.11)$$

4. Koordinat bölgesi için VM çıkışındaki sinyal Eş. 4.12'de ifade edilmektedir.

$$RF_{out}|_{4.bölge}$$

$$=\frac{\sqrt{\left[10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2+\left[10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)\right]^2}}{2}e^{j\left\{\omega t+\tan^{-1}\left[\frac{10^{\frac{A-B}{20}}\sin\vartheta-10^{\frac{A-C}{20}}\sin\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}{10^{\frac{A-B}{20}}\cos\vartheta+10^{\frac{A-C}{20}}\cos\left(\vartheta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]\right\}} \quad (4.12)$$

Eğer girişe uygulanan RF sinyalin genliği A =0 and $\vartheta = 0$ olarak kabul edilirse denklemler sadeleşerek Eş. 4.13, Eş. 4.14, Eş. 4.15 ve Eş. 4.16 halini alır.

1.bölge: $$RF_{out}|_{A=0,\vartheta=0} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\; e^{j\left[\omega t + \tan^{-1}\left(\frac{10^{\frac{-C}{20}}}{10^{\frac{-B}{20}}}\right)\right]} \quad (4.13)$$

2.bölge: $$RF_{out}|_{A=0,\vartheta=0} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\; e^{j\left[\omega t + \tan^{-1}\left(\frac{10^{\frac{-C}{20}}}{-10^{\frac{-B}{20}}}\right)\right]} \quad (4.14)$$

3.bölge: $$RF_{out}|_{A=0,\vartheta=0} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\; e^{j\left[\omega t + \tan^{-1}\left(\frac{-10^{\frac{-C}{20}}}{-10^{\frac{-B}{20}}}\right)\right]} \quad (4.15)$$

4.bölge: $$RF_{out}|_{A=0,\vartheta=0} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\; e^{j\left[\omega t + \tan^{-1}\left(\frac{-10^{\frac{-C}{20}}}{10^{\frac{-B}{20}}}\right)\right]} \quad (4.16)$$

VM için faz ifadesi üstel terim içerisinde yer alan kısım, zayıflatma ifadesi ise üstel hariç kısmı ifade etmektedir. Bu durumda vektör modülatör için faz kaydırma (φ) ve zayıflatma (α) ifadeleri Eş. 4.17 ve Eş. 4.18'de gösterildiği gibi türetilmiş olur.

$$\varphi\,(°) = \begin{cases} \tan^{-1}\left[\frac{10^{(-C/20)}}{10^{(-B/20)}}\right], & 1.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{10^{(-C/20)}}{-10^{(-B/20)}}\right], & 2.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{-10^{(-C/20)}}{-10^{(-B/20)}}\right], & 3.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{-10^{(-C/20)}}{10^{(-B/20)}}\right], & 4.\,\text{bölge} \end{cases} \quad (4.17)$$

$$\alpha\,(dB) = 20\log\left[\frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\right] \quad (4.18)$$

Sıfır zayıflatma olduğu durum VM için referans durum olarak kabul edilebilir. Bu durumda VM için faz kaydırma ve zayıflatma ifadeleri görece (relative to zero state) referans duruma göre ne kadar zayıflatma ve faz kaydırma olduğu olarak yeniden düzenlenirse

Referans durum için $B = 0$ ve $C = 0$ ise referans faz

$$\varphi\,(°) = \tan^{-1}\left[\frac{10^{(-0/20)}}{10^{(-0/20)}}\right]$$

$$= \tan^{-1}(1)$$

$$= 45°$$

Referans zayıflatma ise

$$\alpha\,(dB) = 20\log\left[\frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-0}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-0}{20}}\right)^2}\right]$$

$$= 20\log\left(\frac{\sqrt{1+1}}{2}\right)$$

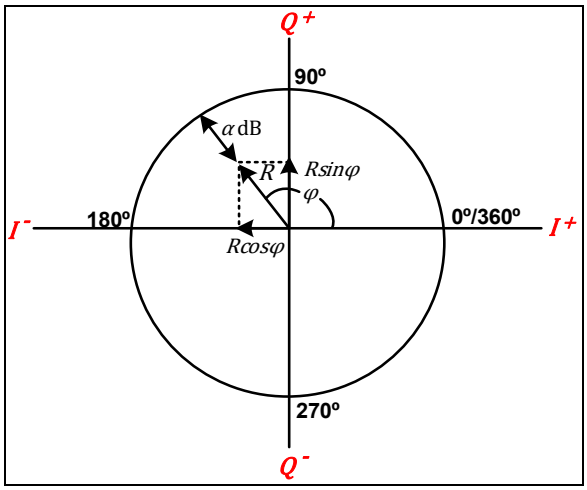
$$\cong -3\ \text{dB}$$

Olarak bulunur. Vektör modülatör yapısına giren bir RF işarete herhangi bir zayıflatma uygulanmadığı durumda fazı 45°, genliği ise yaklaşık 3 dB zayıflar. Bu durum VM için referans durumdur. Faz farkı ve zayıflatma eşitlikleri referans duruma göre tekrar düzenlenirse VM için referans duruma göre faz farkı ve zayıflatma eşitlikleri sırasıyla Eş. 4.19 ve Eş. 4.20 halini alır.

$$\varphi\,(°) = \begin{cases} \tan^{-1}\left[\frac{10^{(-C/20)}}{10^{(-B/20)}}\right] - 45\,, & 1.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{10^{(-C/20)}}{-10^{(-B/20)}}\right] - 45, & 2.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{-10^{(-C/20)}}{-10^{(-B/20)}}\right] - 45, & 3.\,\text{bölge} \\ \tan^{-1}\left[\frac{-10^{(-C/20)}}{10^{(-B/20)}}\right] - 45, & 4.\,\text{bölge} \end{cases} \tag{4.19}$$

$$\alpha\,(dB) = 20\log\left[\frac{1}{2}\sqrt{\left(10^{\frac{-B}{20}}\right)^2 + \left(10^{\frac{-C}{20}}\right)^2}\right] + 3 \tag{4.20}$$

Ek olarak, vektör modülatörün çalışma prensibi birim çember üzerinde Şekil 4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 4.2. Zayıflatma ve faz kaydırma işleminin birim çember üzerinde gösterimi

VM girişine uygulanan sinyalin genliği R dB, istenen zayıflatma ve faz farkı sırasıyla α dB ve $\varphi°$ olduğu durumda zayıflatılmış giriş sinyali Eş. 4.21' de gösterilmektedir.

$$R = 10^{(\alpha/20)} \tag{4.21}$$

Bu durumda ortogonal vektörler Şekil 4.2'den görülebileceği üzere Eş. 4.22 ve Eş. 4.23 halini alır.

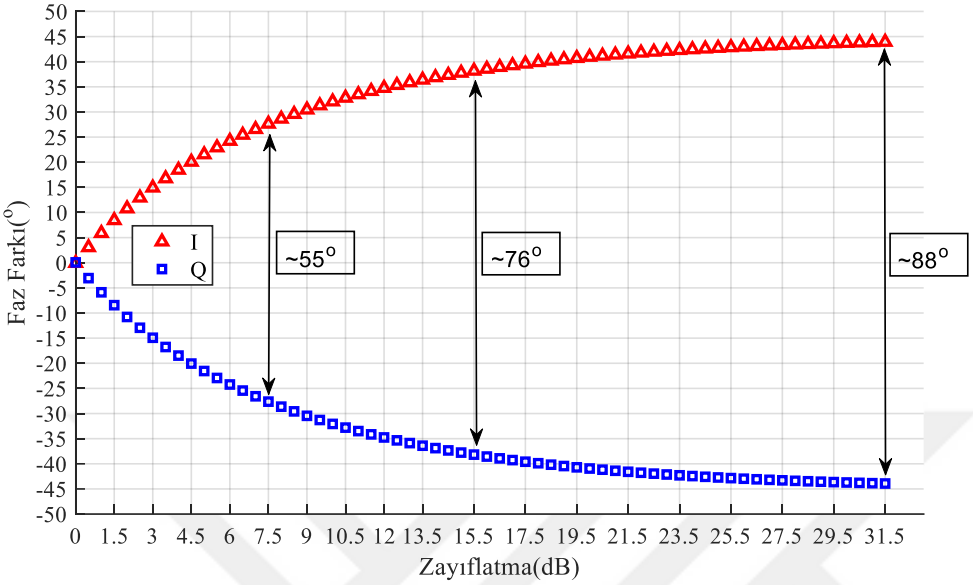
$$I_{attenuated} = 20\log(R\cos\varphi) \tag{4.22}$$

$$Q_{attenuated} = 20\log(R\sin\varphi) \tag{4.23}$$

Eş. 4.21, Eş. 4.22 ve Eş. 4.23 kullanılarak; $0\ dB \leq \alpha \leq 31{,}5$ dB zayıflatma aralığı için φ hesaplanırsa VM için zayıflatma ile faz kaydırma arasındaki ilişki Şekil 4.3'te gösterildiği gibi olmaktadır.

Şekil 4.3 incelendiğinde VM için kullanılan zayıflatıcının maksimum zayıflatma değeri 7,5 dB olduğu durumda tek bir koordinat bölgesinde verilebilecek maksimum faz farkı 55°, 15,5 dB olduğu durumda ise yaklaşık 76° olduğu görülebilmektedir. Maksimum 31,5 dB zayıflatma uygulandığı durumda ise tek bir koordinat bölgesi için yaklaşık 88° olmak üzere 4 koordinat bölgesi iki fazlı modülatör kullanılarak tarandığında ise yaklaşık 360° faz farkı verilebilmektedir. Ek olarak; düşük zayıflatma değerleri için zayıflatma miktarı ile faz farkı doğru orantılı olarak artarken, yüksek faz farkı istenildiği durumda zayıflatma miktarındaki

artışın faz farkına olan etkisi daha azdır. Bunun temel sebebi Eş. 4.19'da verilen arktanjant teriminin karakteristiğinin bir sonucudur.

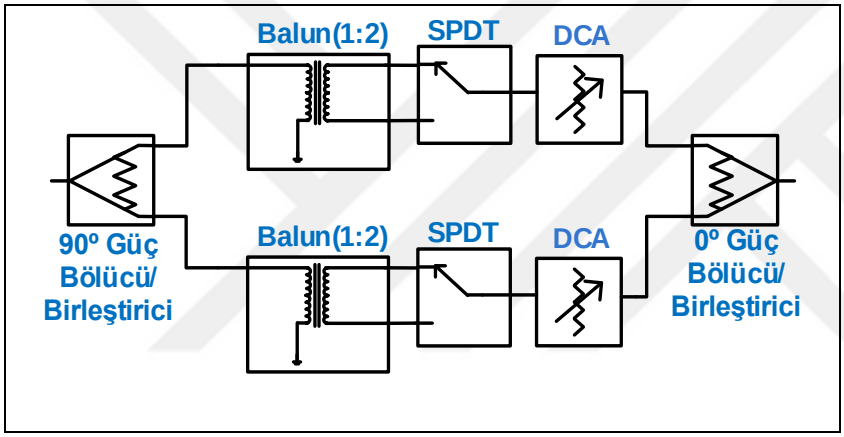


Şekil 4.3. Zayıflatma ve faz kaydırma arasındaki ilişki (tek bölge için)

5. VEKTÖR MODÜLATÖR TASARIM VE ÜRETİMİ

Tez çalışmaları kapsamında; aktif faz dizili hüzme yönlendirme uygulamalarında kullanılabilecek, literatürde karşılaşılmayan anahtarlanabilir balun temelli iki fazlı modülatör topolojisi geliştirilerek 2-18 GHz frekans bandında çalışabilen, 360° faz kaydırma ve 31,5 dB zayıflatma değerlerini 6-bit çözünürlükle sağlayan bir VM tasarımı, üretimi ve detaylı ölçümleri ele alınmıştır.

Bu kapsamda sunulan yenilikçi ve 9:1 bant genişliğine sahip VM yapısına ait blok şema Şekil 5.1'de gösterilmektedir.



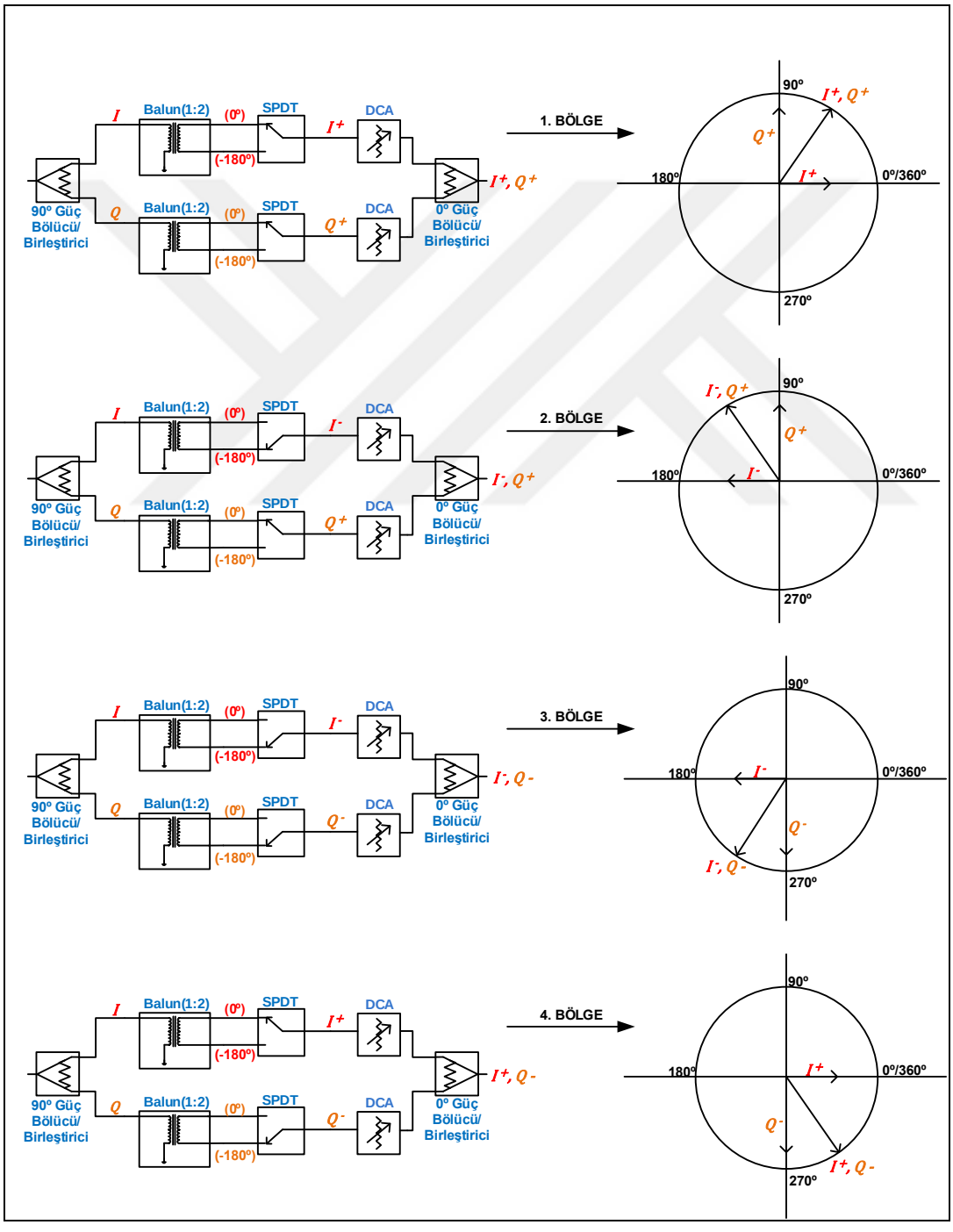
Şekil 5.1. Geliştirilen vektör modülatör yapısı blok diyagramı

Tasarlanan VM yapısı; 90° güç bölücü/birleştirici, 1:2 Balun, SPDT, DCA ve 0° güç bölücü/birleştirici elemanlarından oluşmaktadır. Bu yapıda, VM girişine uygulanan işaret 90° güç bölücü/birleştirici elemanından geçtikten sonra I ve Q bileşenlerine ayrılır. Sonrasında, balun ve SPDT anahtardan geçtikten sonra dik (ortogonal) bileşenler 360° faz farkı verebilmek için koordinat sisteminde 4 farklı bölgede konumlandırılır. I ve Q bileşenler DCA hattından geçtikten sonra elemanların genlikleri ayarlanır. Son olarak, ortogonal vektörler tekrar toplanarak faz ve genlik ayarı yapılmış bileşke RF sinyal tekrar oluşturulur.

Bu tasarımda 1:2 balun, standart uygulamaların dışında tek uçlu (single ended) 3 portlu bir eleman olarak kullanılmıştır. Bu sayede balun çıkışları 0° veya 180° olacak şekilde SPDT anahtar yardımıyla anahtarlanarak iki fazlı modülasyon işlevi yerine getirilmiştir. Anahtarlanabilir balun temelli iki fazlı modülasyon sayesinde büyük boyutlara sahip 180°

hibrit kuplör veya yansıyan tip pin diyotlar kullanılmadan kompakt ölçülerde ve 9:1 bant genişliğinde çalışabilen PCB temelli bir VM tasarımı gerçeklenmiştir.

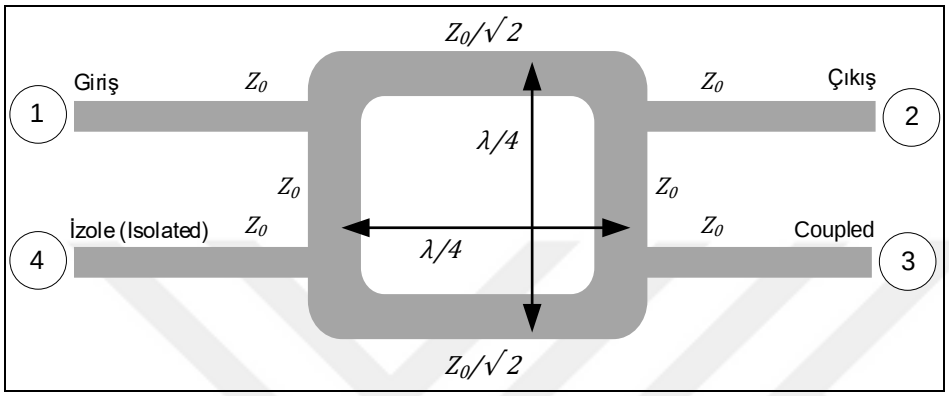
RF işaretin izlediği yol anahtarlanabilir balun yapısının seçilen kollarına göre 4 farklı koordinat bölgesinde konumlandırılabilmektedir (Şekil 5.2). Bu sayede istenilen 360° faz kaydırma işlevi sağlanabilmektedir.



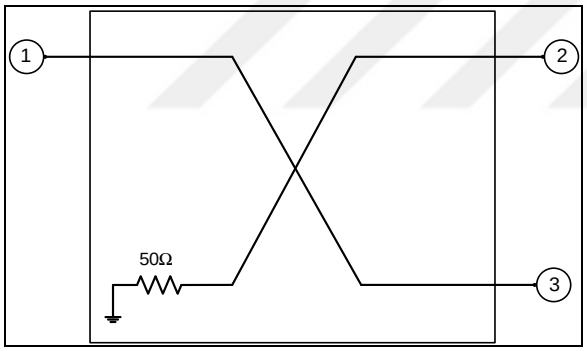
Şekil 5.2. Seçilen balun koluna göre RF işaretin koordinat bölgesinde konumu

5.1. 90° Güç Bölücü/Birleştirici

Aralarında 90° faz farkı ile eşit genlikli 2 sinyal elde edebilmek için en yaygın kullanılan devre elemanı 90° hibrit kuplördür. 90° hibrit kuplör, 2 farklı karakteristik empedansa sahip $\frac{\lambda}{4}$ uzunluğunda dört iletim hattından oluşur (Şekil 5.3).



Şekil 5.3. 90° Hibrit kuplör genel devre şeması



Şekil 5.4. 90° güç bölücü/ birleştirici

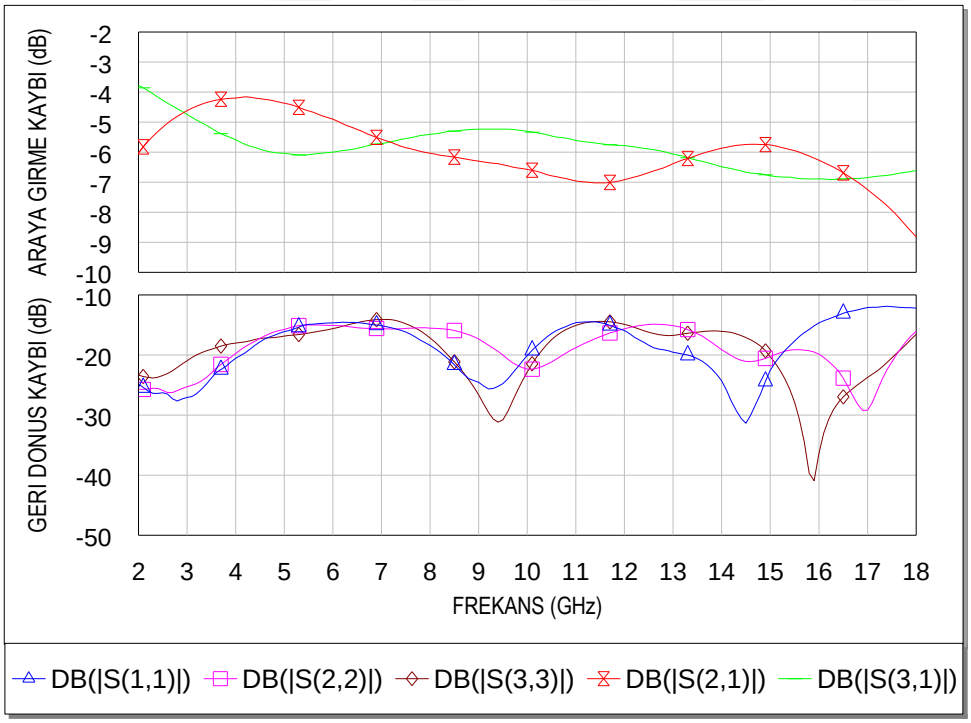
Yapı tamamen simetrik olduğu için herhangi bir port giriş veya çıkış olarak kullanılabilir. Örnek olarak giriş olarak port-1'e RF işaret uygulanırsa, port-2 ve port-3'de aralarında 90° faz farkı olan eşit genlikli iki sinyal oluşurken, ideal bir hibrit kuplörde port-4 izolasyon portu olduğu için bu portta hiçbir sinyal oluşmaz. Bu durumda, 90° hibrit kuplör için S-matrisi (Scattering Matrix) Eş. 5.1'de gösterilmektedir.

$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \tag{5.1}$$

Hibrit kuplörde yer alan izolasyon portunun 50 ohm yük ile sonlandırılmış hali ise 90° güç bölücü/birleştirici olarak adlandırılır (Şekil 5.4).

İzolasyon portu uyumlu yük ile sonlandırıldığı için 90° güç/bölücü birleştirici yapısı simetrik değildir. Güç bölme için port-1 giriş, port-2 ve port-3 çıkış olarak kullanılırken güç birleştirme için port-2 ve port-3 giriş, port-1 çıkış olarak kullanılır.

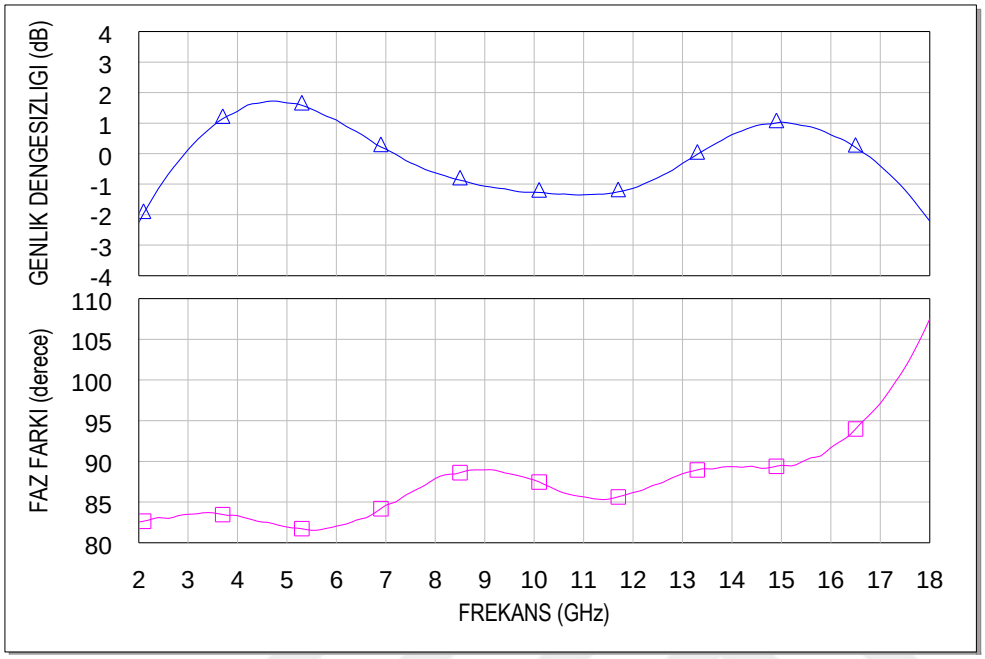
VM yapısına giren RF işareti I ve Q bileşenlerine ayırabilmek için Marki firmasına ait MQS-0218SM parça numaralı 90° Güç Bölücü/Birleştirici elemanı kullanılmıştır [39]. Bu malzeme, kendi içerisinde 50 ohm yük terminasyonu barındırdığı için izolasyon portuna harici bir terminasyon direnci bağlama zorunluluğu olmadan I ve Q sinyallerinin elde edilmesine olanak sağlamaktadır. Devrede ek bir direnç elemanı kullanılmaması VM yapısının kompakt yapıda tasarlanabilmesine katkı sağlamıştır. İlgili malzemenin benzetim sonuçları Şekil 5.5 – 5.6'da gösterilmektedir.



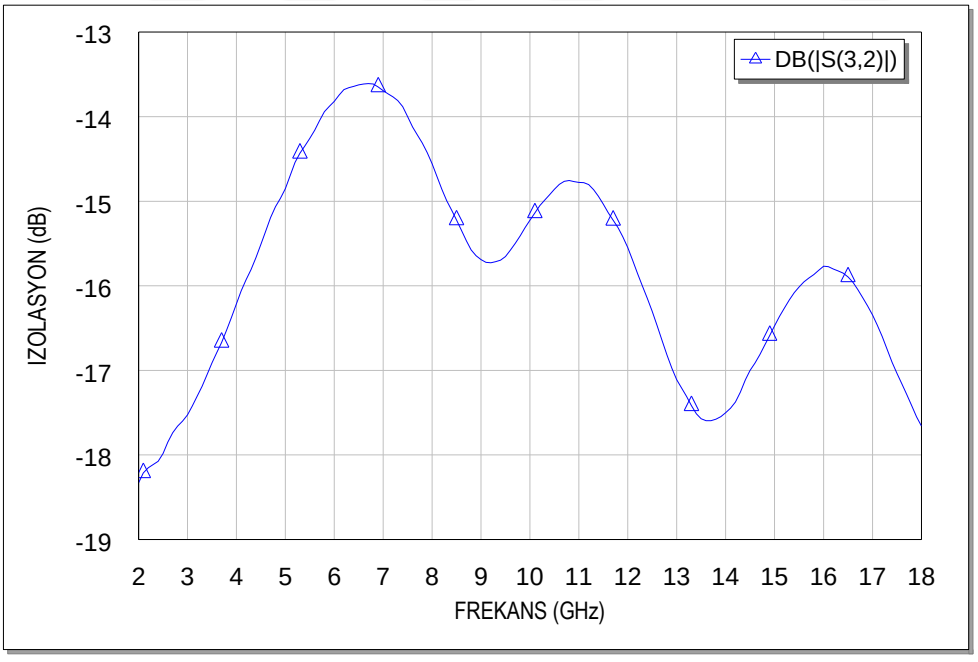
Şekil 5.5. 90° güç bölücü/birleştirici araya girme ve geri dönüş kayıpları

VM girişine uygulanan sinyal bileşenlerine ayrılırken, araya girme kaybı sinyalin 2'ye bölünmesinden dolayı 3 dB kayıplıdır. Bölücü çıkışında aralarında 90° faz farkı olan 2 sinyal elde etmek amaçlanır. İdeal bir güç bölücüde elde edilen sinyallerin eş genlikli olması hedeflenir. Bölücü çıkışları arasındaki genlik farkı genlik dengesizliği olarak tanımlanır. Ek

olarak, sinyal 2'ye bölünürken aralarındaki izolasyon seviyesi ne kadar iyi olursa ortogonal bileşenlerden birinin diğeri üzerine etkisi de o kadar düşük olur (Şekil 5.7).



Şekil 5.6. 90° güç bölücü/birleştirici kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı



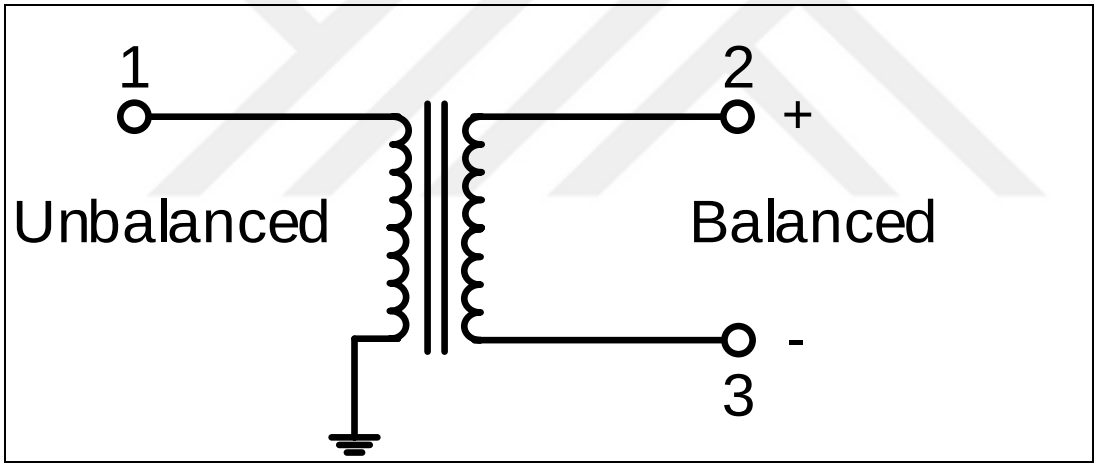
Şekil 5.7. 90° güç bölücü/birleştirici kollar arası izolasyon

İlgili benzetim sonuçları incelendiğinde, malzemenin 2-18 GHz frekans bandında giriş ve çıkış geri dönüş kayıpları 10 dB'den iyidir. 2'ye bölme kaybı olan 3 dB'ye ek olarak geniş bantlı çalışmadan kaynaklı yaklaşık 3 dB ekstra kayba sahiptir. Diğer yandan kollar arası

genlik dengesizliği bant ortasında neredeyse yok denecek kadar iyi olmakla birlikte tüm frekans bandı incelendiğinde en kötü 2 dB olduğu noktalar mevcuttur. Çalışma bandı boyunca 90° faz farkı en kötü 17° faz hatası ile sağlanabilmektedir.

5.2. 1:2 Balun

Girişindeki 50 ohm karakteristik empedansa sahip sinyali çıkışında 100 ohm karakteristik empedanslı diferansiyel sinyale dönüştürmek için balun malzemesi kullanılır. Dengeliden-dengesize (Balanced to Unbalanced) tanımlaması dengeli (balanced) taraf olan diferansiyel 100 ohmluk sinyalin, dengesiz (unbalanced) yani 50 ohmluk sinyale dönüştürülmesini ifade etmektedir (Şekil 5.8). 1:2 adlandırması empedans oranını ifade etmektedir (impedance ratio). Örnek olarak; 1:4 balun 50 ohm karakteristik empedansa sahip sinyali 200 ohm'luk karakteristik empedansa sahip sinyale dönüştürmek için kullanılır.



Şekil 5.8. 1:2 balun

Balun elemanı 3 portlu bir malzeme olup, saçılma parametreleri;

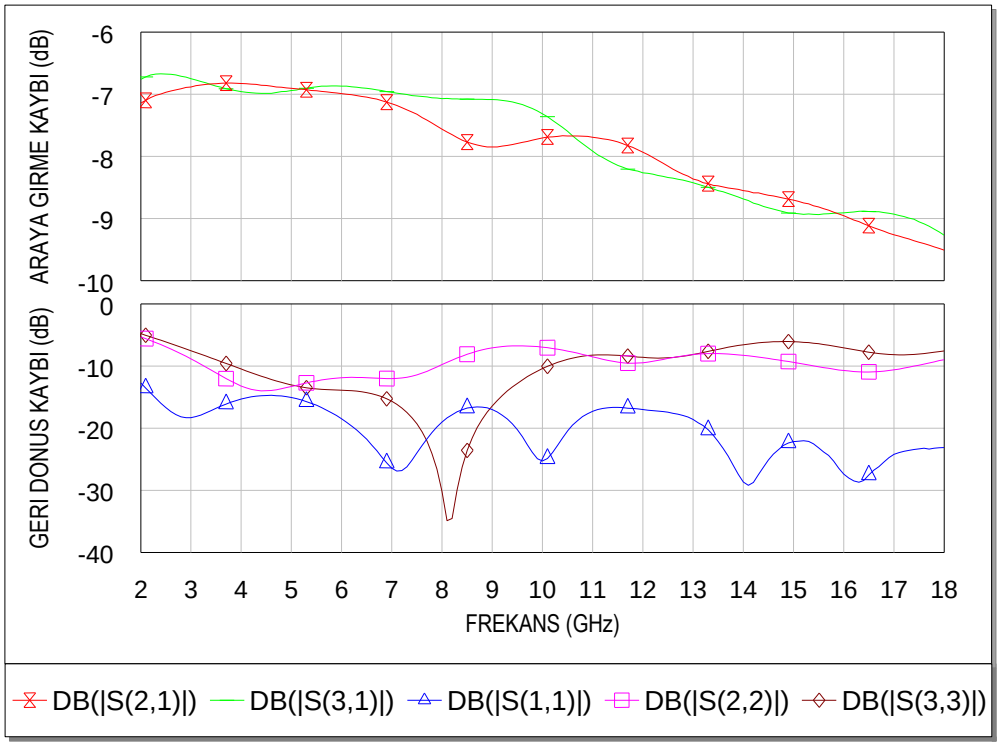
$$S_{11} = -\infty \tag{5.2}$$

$$S_{12} = -S_{13} = S_{21} = -S_{31} \tag{5.3}$$

olarak ifade edilir. Çıkış portları eş genlikli ve 180° faz farkına sahiptir. Eş. 5.3'den görülebileceği üzere karşılıklı (reciprocal) olarak kullanılabilmektedir. 1:2 balun malzemesi diferansiyel olarak kullanılmadığı durumda üç port da 50 ohm karakteristik empedansa

sahiptir. Çıkış portları arasında 180° faz farkı olan iki eş genlikli sinyal, girişe göre ideal bir balunda 6 dB araya girme kaybı ile oluşturulabilmektedir.

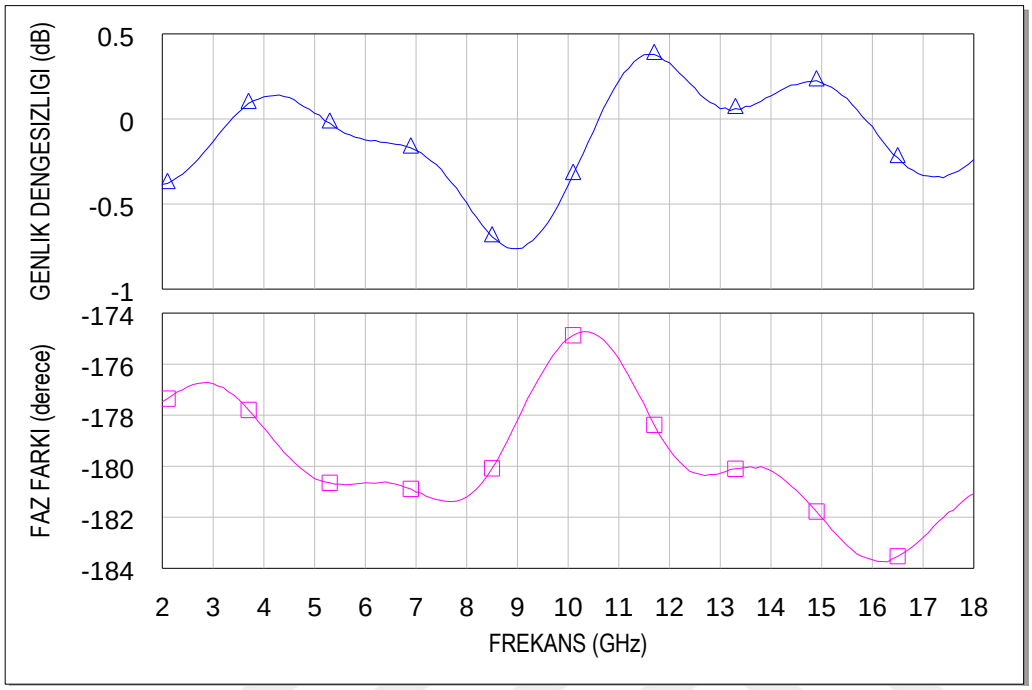
İki fazlı modülasyon işlemini yerine getirebilmek için Marki firmasına ait MBAL-0220SM parça numaralı 1:2 balun elemanı kullanılmıştır [40]. 1:2 balun malzemesi normalde girişine uygulanan 50 ohm karakteristik empedansa sahip dengesiz (unbalanced) RF sinyali çıkış portları arasında diferansiyel olarak 100 ohm karakteristik empedansa sahip dengeli (balanced) sinyale dönüştürmek için kullanılır. Çıkış portları diferansiyel kullanılmadığı durumda kolları arasında 180° faz farkı olan, 50 ohm karakteristik empedansa sahip eş genlikli 2 sinyal oluşur.



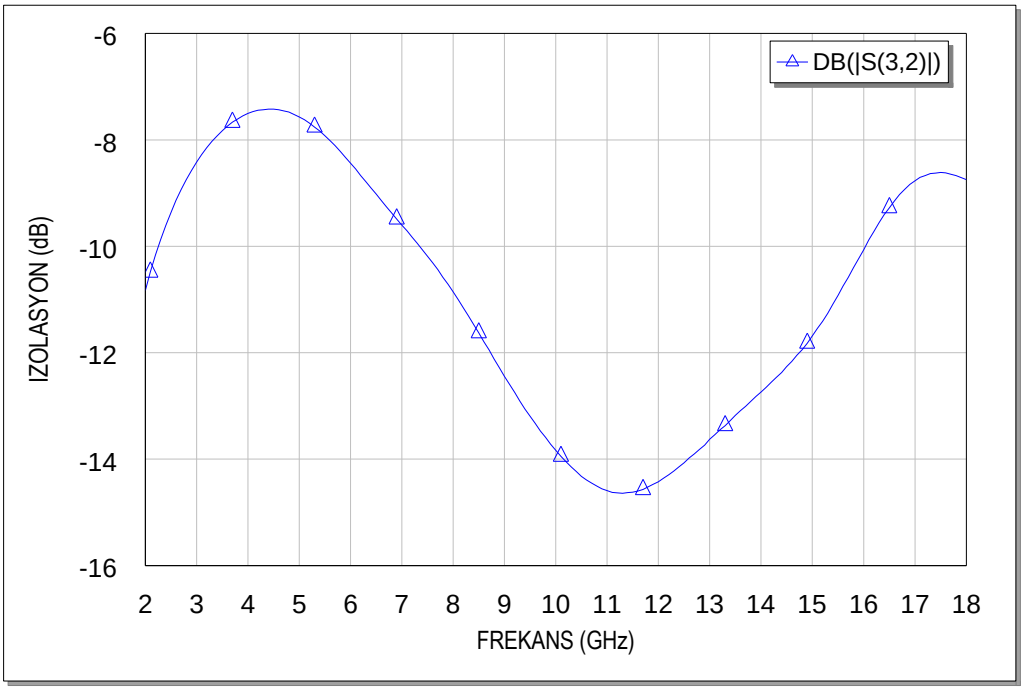
Şekil 5.9. Balun araya girme ve geri dönüş kayıpları

Benzetim sonuçları incelendiğinde 6 dB teorik kayıp üzerine ilgili balun malzemesi 3 dB ek araya girme kaybına sahiptir (Şekil 5.9). Buna ek olarak kollar arası genlik dengesizliği tüm bant boyunca 0,6 dB'den iyidir. Geri dönüş kayıpları giriş ve çıkış portları için bazı noktalarda 10 dB'den kötü olmakla beraber elektromanyetik tasarım sırasında yapılacak ekstra uyumlandırma devreleriyle iyileştirilebilmesi amaçlanmaktadır. Kollar arası 180° faz farkı 5° faz hatası ile çalışma bandı boyunca sağlanabilmektedir (Şekil 5.10). Kullanılan

balun çok büyük bant genişliğine sahip olduğu için frekans bandının bazı bölümlerinde izolasyon değeri 8 dB'den kötü değerlere ulaşabilmektedir (Şekil 5.11).



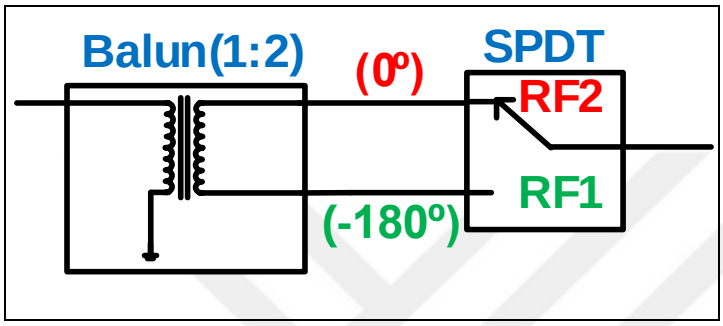
Şekil 5.10. Balun kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı



Şekil 5.11. Balun kollar arası izolasyon

5.3. SPDT Anahtar

Balun ile 180° faz farkı verildikten sonra koordinat bölgesi seçmek için 1'e 2 kutuplu anahtar kullanılmıştır. Bu sayede, iki fazlı modülatör yapısı 0° veya 180° faz farkı verme durumu anahtarın kontrol bitleri ayarlanarak seçilebilmektedir. Bu çalışma kapsamında geliştirilen, literatürde daha önce örneğine rastlanmayan iki fazlı modülatör yapısı Şekil 5.12'de gösterilmektedir.



Şekil 5.12. Önerilen iki fazlı modülatör blok şeması

Burada anahtara uygulanan kontrole göre iki fazlı modülatörde oluşan faz farkı Çizelge 5.1.'de gösterilmektedir.

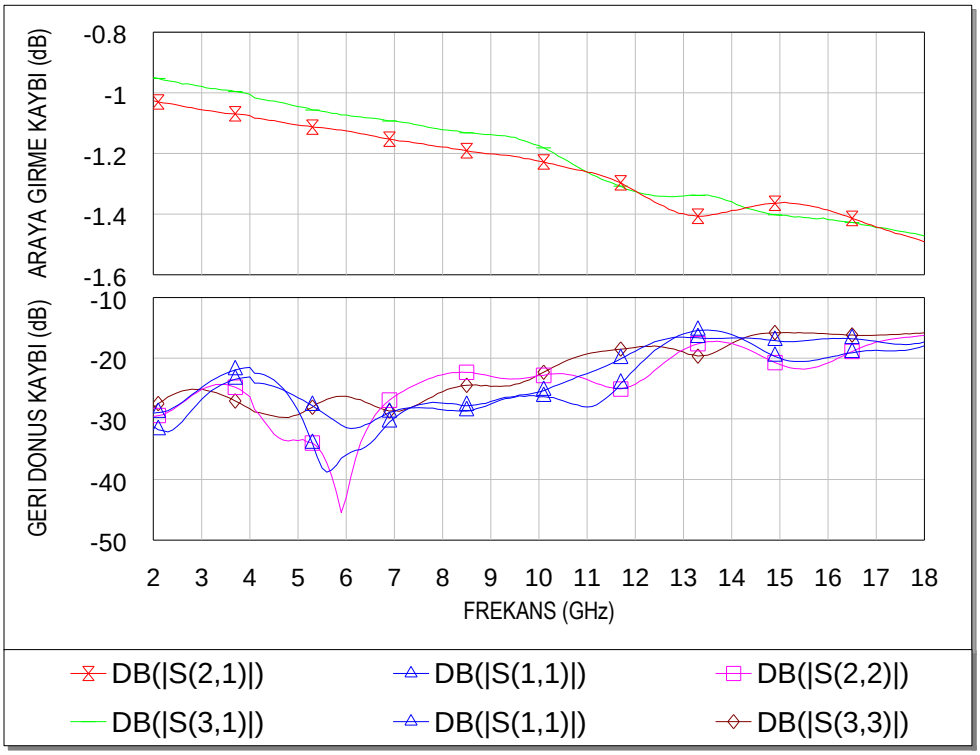
Çizelge 5.1. İki fazlı modülatör anahtar konumlarına göre faz farkı

Kontrol	SPDT Anahtar Konumu	Faz Farkı
0	RF2	0°
1	RF1	-180°

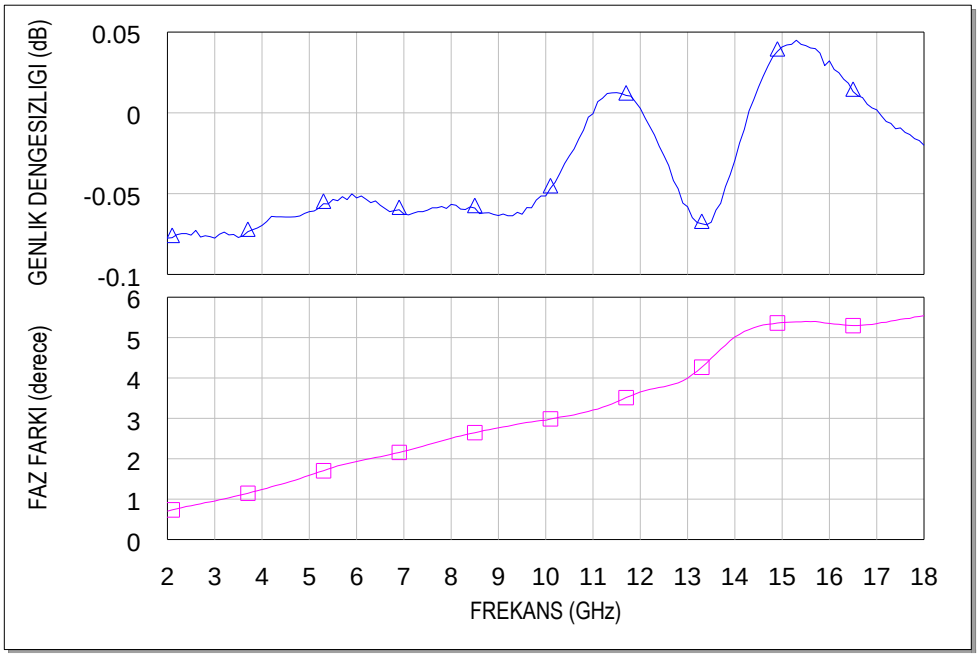
Balun malzemesi ile sağlanan 0° veya 180° faz farkı, SPDT malzemesi ile seçilerek I ve Q bileşenlerin koordinat sisteminde 4 farklı bölgede konumlandırılması sağlanır. Kullanılacak anahtarın araya girme kaybının mümkün olduğunca az, kollar arası izolasyon değerinin yüksek, kollar arası genlik ve faz dengesizliğinin ise sıfıra yakın olması amaçlanır.

İki fazlı modülasyon işlemi için Analog Devices firmasına ait ADRF5020 parça numarasına sahip SPDT anahtar kullanılmıştır [41]. İlgili malzemenin benzetim sonuçları Şekil 5.13 – 5.15 arasında gösterilmektedir. Çalışma frekansı olan 2-18 GHz bandında giriş ve çıkış geri dönüş kayıpları 15 dB'den iyidir. Araya girme kaybı en fazla 1,5 dB olmakla beraber, kollar

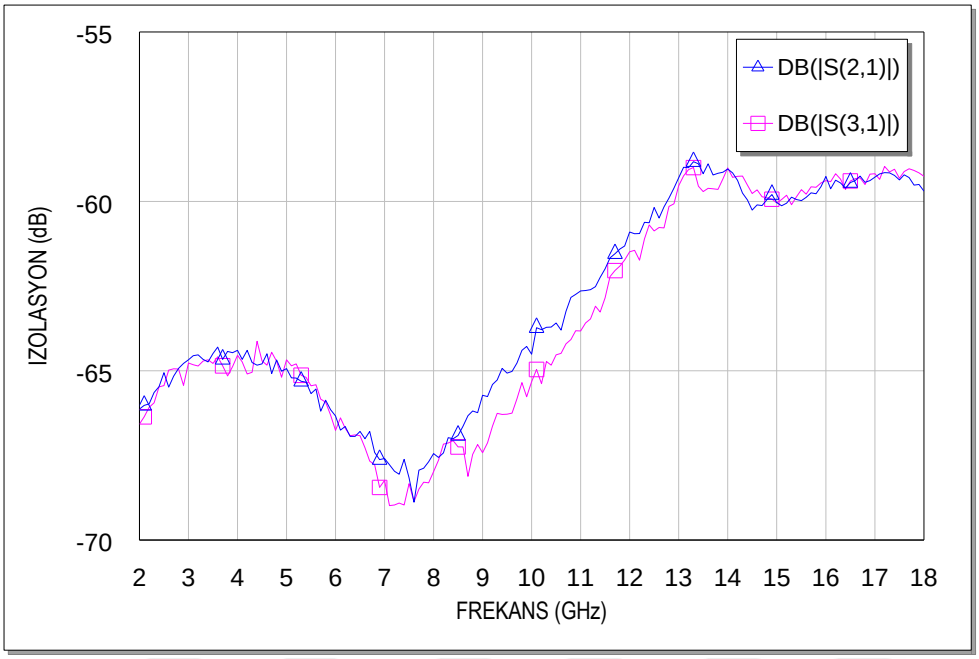
arası genlik ve faz dengesizliği sırasıyla 0,1 dB ve 5°'dir. Kollar arası izolasyon değeri tüm bant boyunca 58 dB'den iyidir.



Şekil 5.13. SPDT anahtar araya girme ve geri dönüş kayıpları



Şekil 5.14. SPDT anahtar kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı



Şekil 5.15. SPDT anahtar izolasyon

5.4. Ayarlı Zayıflatıcı

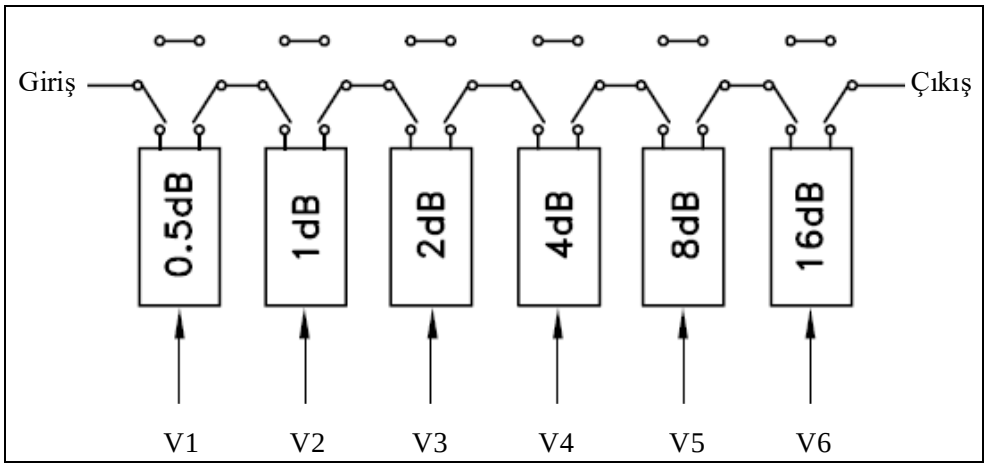
Ayarlı zayıflatıcı, içerisinde farklı zayıflatma değerlerine sahip zayıflatıcılar barındıran, istenilen zayıflatma değeri sayısal ya da analog kontrol ile ayarlanabilen devre elemanıdır. Şekil 5.16'da 0,5 dB çözünürlüklü toplam 31,5 dB zayıflatma değerine sahip bir DCA gösterilmektedir. Burada V1-V6 kontrol bitleri değiştirilerek istenilen zayıflatma değeri ayarlanabilmektedir. İdeal bir zayıflatıcı için S-matrisi Eş. 5.4'de gösterilmektedir.

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha \\ \alpha & 0 \end{bmatrix}, |a| < 1 \tag{5.4}$$

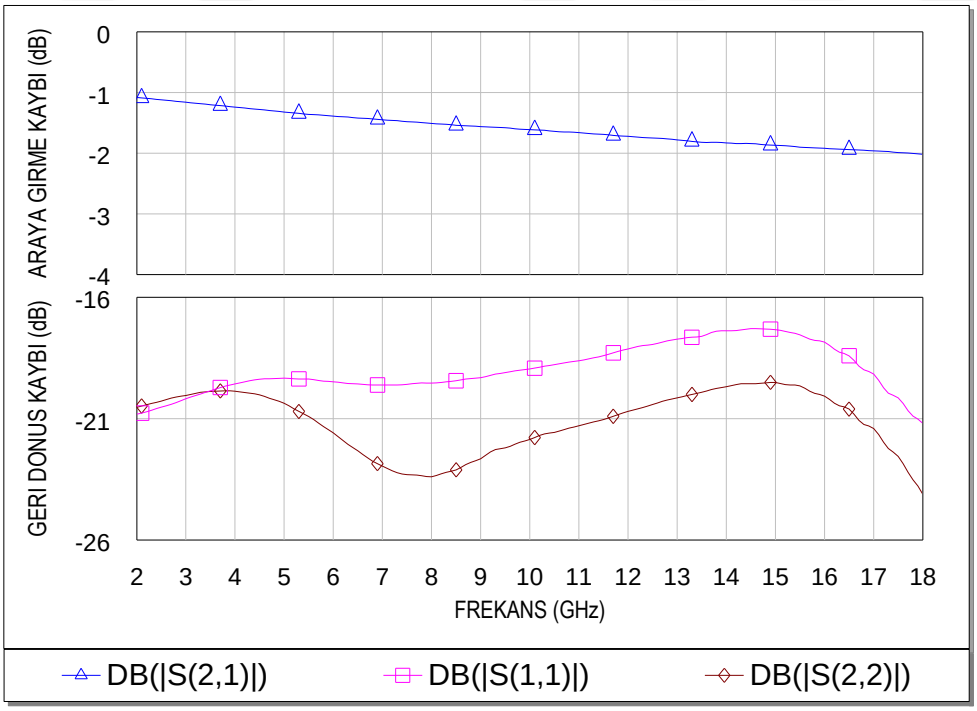
Burada α, zayıflatma değerinin lineer halini belirtmekte olup Eş. 5.5 şeklinde ifade edilir.

$$zayıflatma(dB) = -10\log|a|^2 \tag{5.5}$$

S matrisinden görülebileceği üzere zayıflatıcı elemanı karşılıklı (reciprocal) olarak kullanılabilir. İdeal bir zayıflatıcıda giriş ve çıkış portlarında geri yansıma değeri $-\infty$'dur. Bu durumda; zayıflatıcı girişine uygulanan sinyal geri yansıma olmadan çıkışa aktarılır.



Şekil 5.16. Ayarlı zayıflatıcı

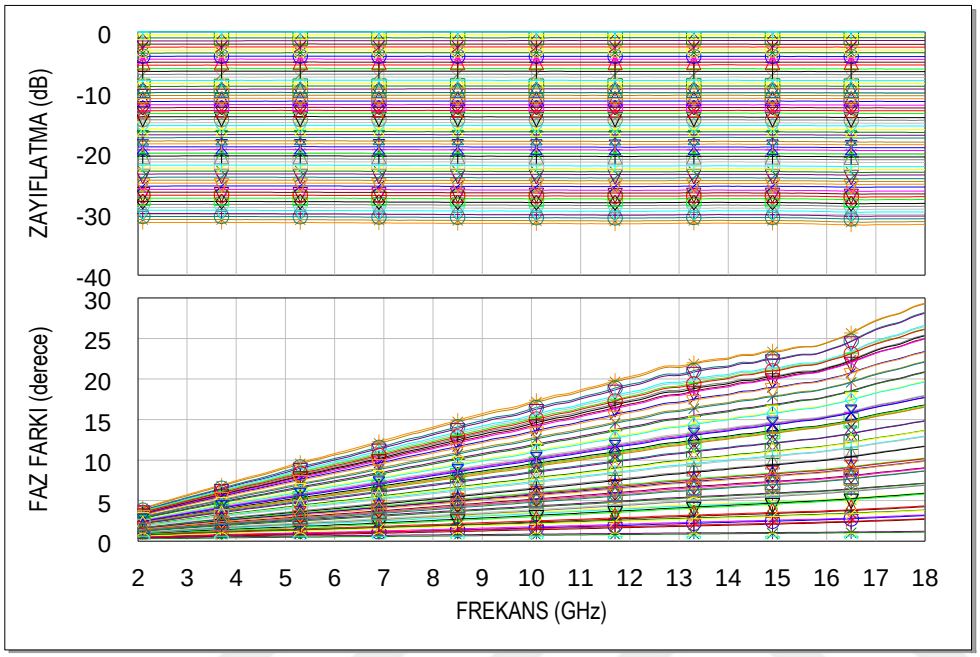


Şekil 5.17. Ayarlı zayıflatıcı araya girme ve geri dönüş kayıpları

İki fazlı modülatörden geçen ortogonal bileşenlerin genliklerinin ayarlanması için Analog Devices firmasına ait ADRF5730 tip numaraları 6-bit 31,5 dB zayıflatma değerini 0,5 dB çözünürlükle sağlayan DCA'ler kullanılmıştır [42].

Referans durum olan zayıflatmanın 0 dB olarak ayarlandığı durumda giriş ve çıkış geri dönüş kayıpları 16 dB'den iyi olan DCA elemanı için araya girme kaybı tüm bant boyunca 2 dB'den daha iyidir (Şekil 5.17). 31,5 dB zayıflatma, bant boyunca 0,5 dB çözünürlükle ideale yakın şekilde yapılabilmektedir. Zayıflatma durumuna göre faz değişimi ise bant

ortasına kadar 15°, bant sonuna doğru ise 30°'ye yaklaşmaktadır (Şekil 5.18). Faz değişimi incelendiğinde yüksek zayıflatma bitlerinde daha fazla faz değişimi olduğu gözlemlenmektedir.

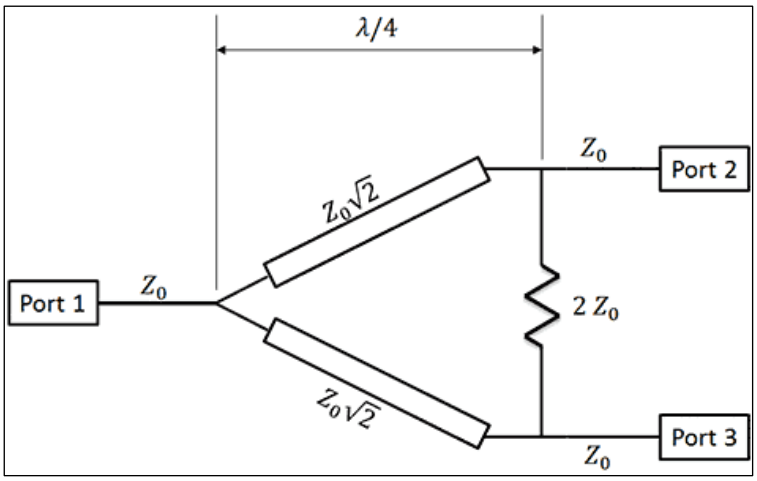


Şekil 5.18. Ayarlı zayıflatıcı zayıflatma performansı ve faz değişimi

5.5. Güç Bölücü/Birleştirici

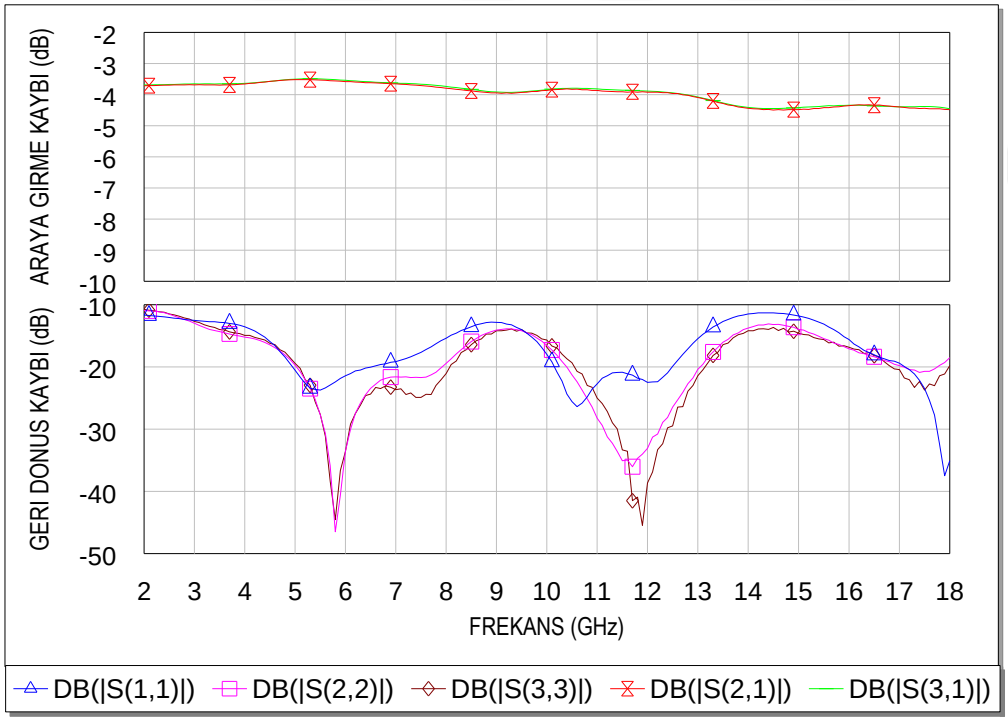
Bir devreye uygulanan RF sinyalin bölünmesi ya da toplanması için en sık kullanılan devre elemanı Wilkinson tipi güç bölücü/birleştiricidir (Şekil 5.19). İdeal bir 2-kollu Wilkinson tip güç bölücü için S-matrisi Eş. 5.6 üzerinden incelenirse port-1'e uygulanan güç, port-2 ve port-3'e eş genlikli ve eş fazlı olarak bölünür. İki yönlü olarak kullanılabildiği için benzer şekilde port-2 ve port-3'e uygulanan güç, port-1'e toplanarak aktarılır. İdeal bir güç bölücü/birleştirici için giriş ve çıkış geri dönüş kayıpları $-\infty$'dur.

Vektör modülasyon işleminin son adımında; genliği ayarlanan ortogonal bileşenlerin toplanarak faz farkı ve zayıflatma değeri ayarlanmış bileşke RF sinyale dönüştürülmesi için Mini Circuits firmasına ait EP2K1+ tip numaralı güç bölücü/birleştirici elemanı kullanılmıştır [43].



Şekil 5.19. Güç bölücü/ birleştirici

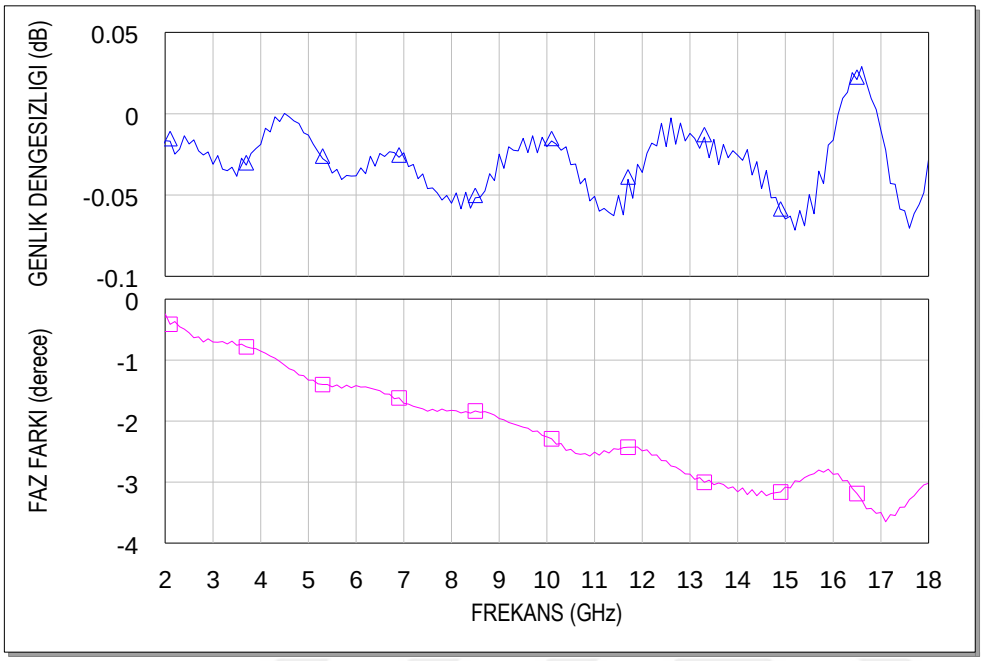
$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{5.6}$$



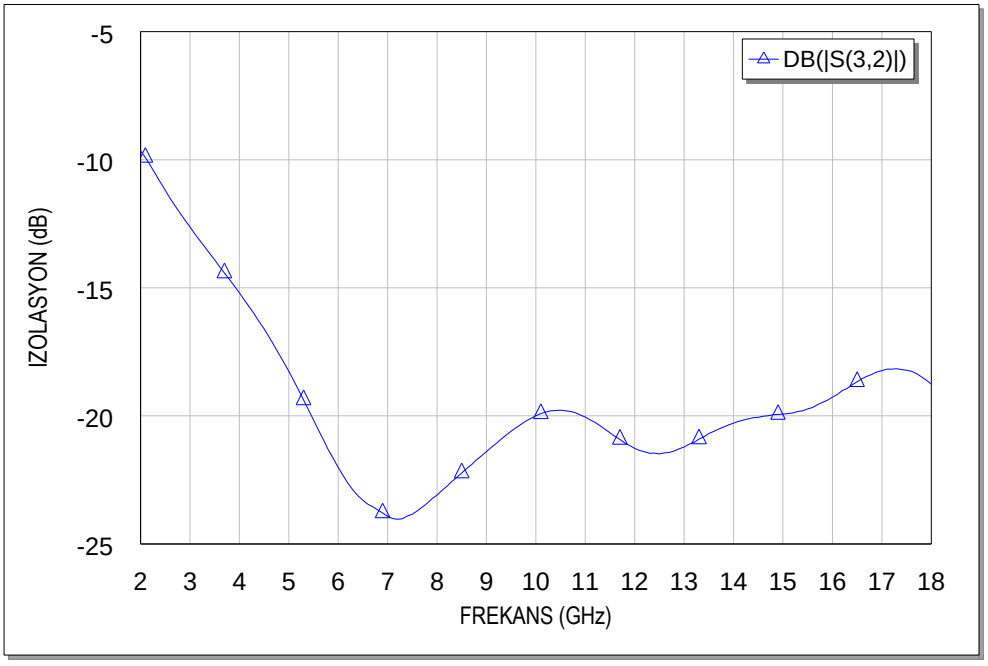
Şekil 5.20. Güç bölücü/ birleştirici araya girme ve geri dönüş kayıpları

Şekil 5.20 - 5.22'de gösterilen benzetim sonuçları incelediğinde teorik 2'ye bölme kaybı olan 3 dB'ye ek olarak yaklaşık 1 dB ekstra araya girme kaybına sahip olan güç bölücü /birleştirici, frekans bandı boyunca 10 dB'den daha iyi giriş ve çıkış geri dönüş kaybına sahiptir. Kollar arası genlik dengesizliği neredeyse sıfıra yakın, kollar arası faz dengesizliği ise bant sonunda 3° civarındadır. Güç bölücü yapısında 2 farklı genlikli sinyal toplandığı

için kollar arası faz ve genlik dengesizliği kullanılacak bölücü için ne kadar iyi olursa bileşke RF sinyal, hesaplanan teorik genlik seviyesine o kadar yaklaşır.



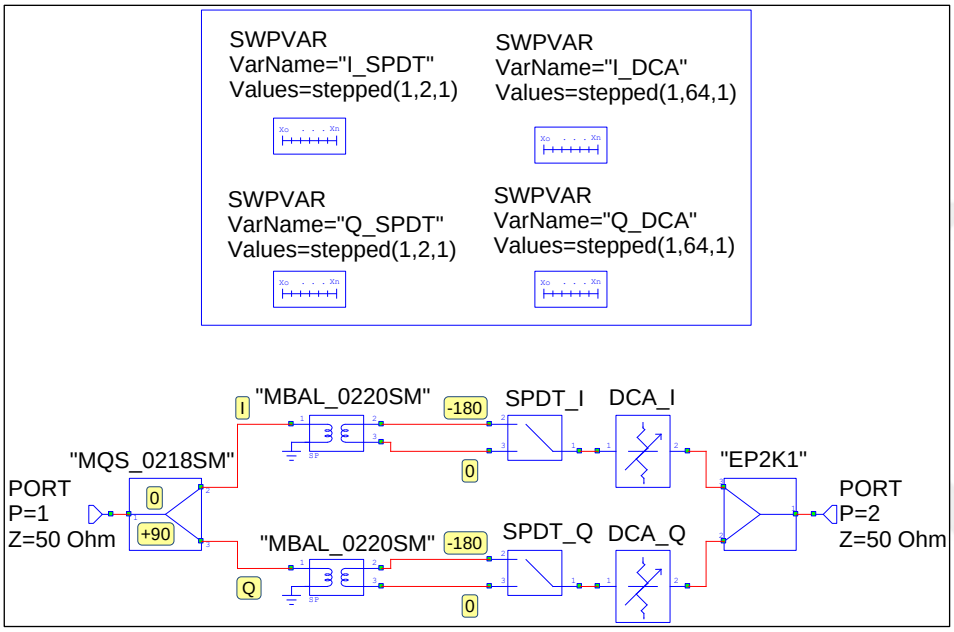
Şekil 5.21. Güç bölücü/ birleştirici kollar arası genlik dengesizliği ve faz farkı



Şekil 5.22. Güç bölücü/ birleştirici kollar arası izolasyon

5.6. Lineer Benzetimler

Vektör modülatör tasarımı için gerekli olan malzeme seçimleri tamamlandıktan sonra AWR programı kullanılarak ilgili yapının lineer benzetimleri yapılmıştır (Şekil 5.23). Gerçeğe yakın sonuçlar elde etmek adına benzetimlerde tasarımda kullanılan malzemelerin S-parametreleri kullanılmıştır.



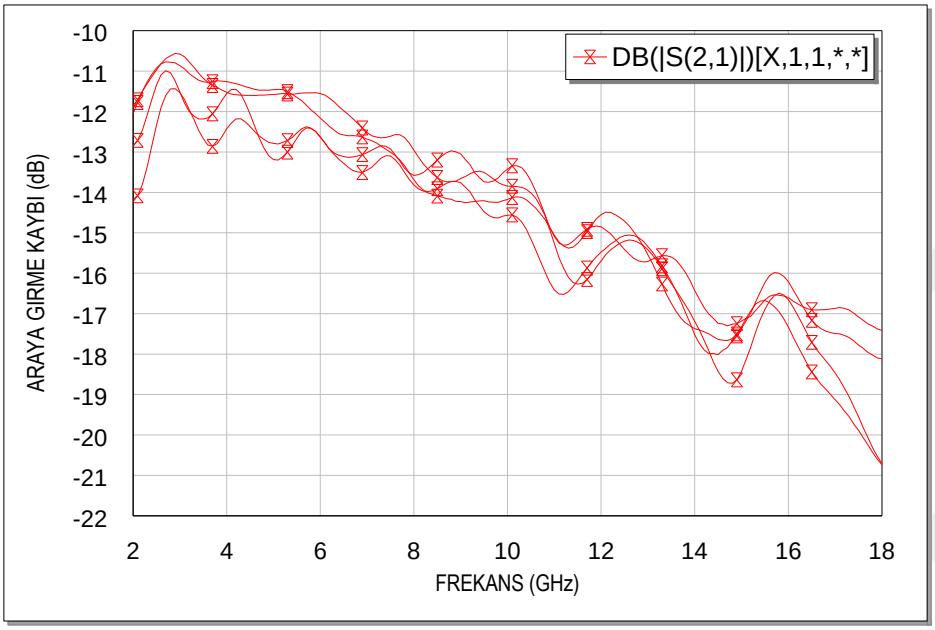
Şekil 5.23. Vektör modülatör lineer benzetim şeması

SPDT anahtarların her biri için 1-bit ya da 2 durum olmak üzere toplamda 4 farklı durumu görebilmek ve ayarlı zayıflatıcıların 6- bit ya da 64 farklı durumunu inceleyebilmek için AWR'de tanımlı parametre değiştirme blokları tasarıma eklenmiştir.

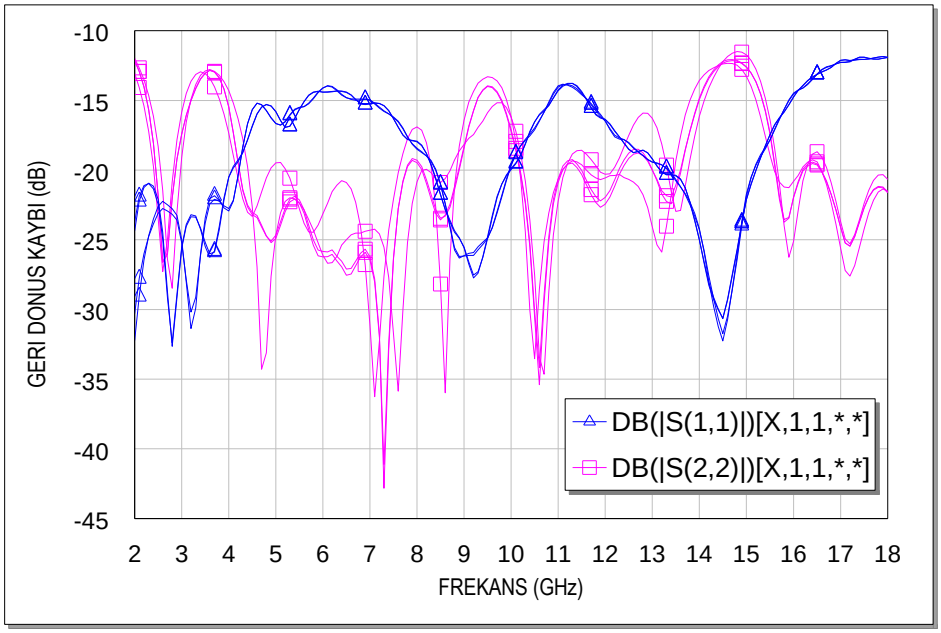
İki fazlı modülatörün 4 farklı durumu için vektör modülatör lineer benzetim sonuçlarına göre; araya girme kaybı ve giriş-çıkış geri dönüş kayıpları Şekil 5.24 ve Şekil 5.25'te gösterilmektedir. Burada, DCA değerleri zayıflatmanın uygulanmadığı durum olan referans durumdadır.

Benzetim sonuçlarına göre tasarlanan VM yapısı, iki fazlı modülatör 4 farklı koordinat bölgesinde anahtarlı ve ayarlı zayıflatıcılar I ve Q bileşenler için sıfır zayıflatma durumunda iken 20 dB'den daha iyi araya girme kaybını 10 dB giriş-çıkış geri dönüş kaybı ile sağlamaktadır.

İki fazlı modülatör; tüm durumlara karşılık gelen 4 farklı koordinat bölgesinde, birbirine çok yakın araya girme ve 10 dB'den iyi giriş-çıkış geri dönüş kaybına sahiptir. Bu sayede, çalışma frekans bandı olan 2-18 GHz aralığında VM, girişine uygulanan RF işareti, koordinat sisteminde 4 farklı bölgeye anahtarlayarak ayarlı zayıflatıcılar sayesinde 360° faz farkı verebilmektedir.

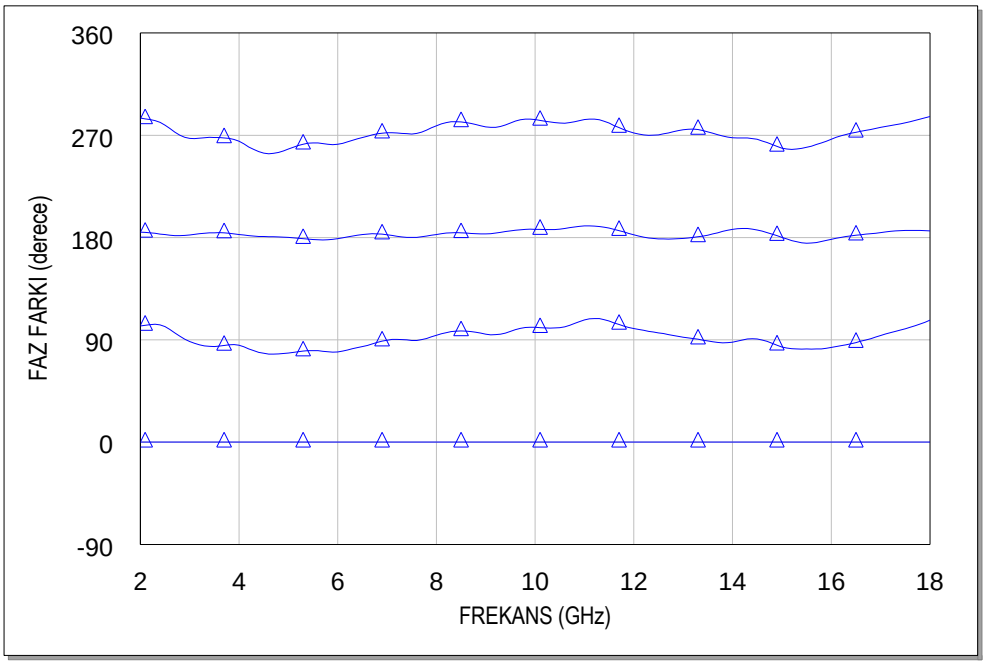


Şekil 5.24. Lineer benzetim araya girme kayıpları

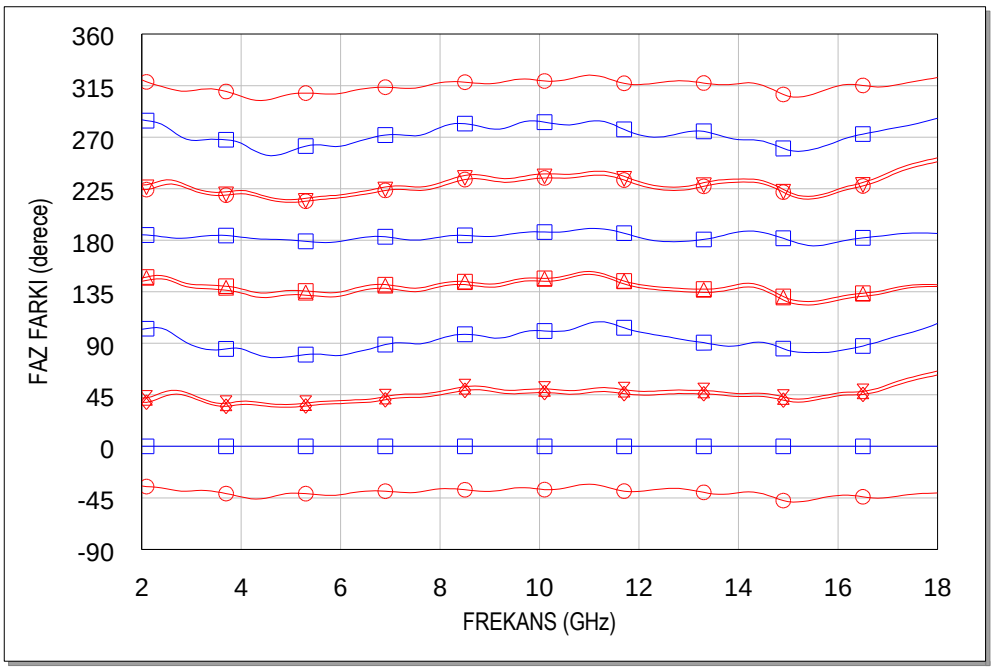


Şekil 5.25. Lineer benzetim giriş-çıkış geri dönüş kayıpları

Koordinat sistemindeki 4 farklı bölge için iki fazlı modülatör durumlarının referans durum olan 1. bölgeye göre faz farkları incelendiğinde, 2. bölge için 90°, 3. bölge için 180° ve 4.bölge için 270° faz farkları, tasarlanan VM sayesinde en kötü 10° faz hatası ile sağlanabilmektedir (Şekil 5.26).



Şekil 5.26. Lineer benzetim iki fazlı modülatör 4 anahtarlama durumu için faz farkları

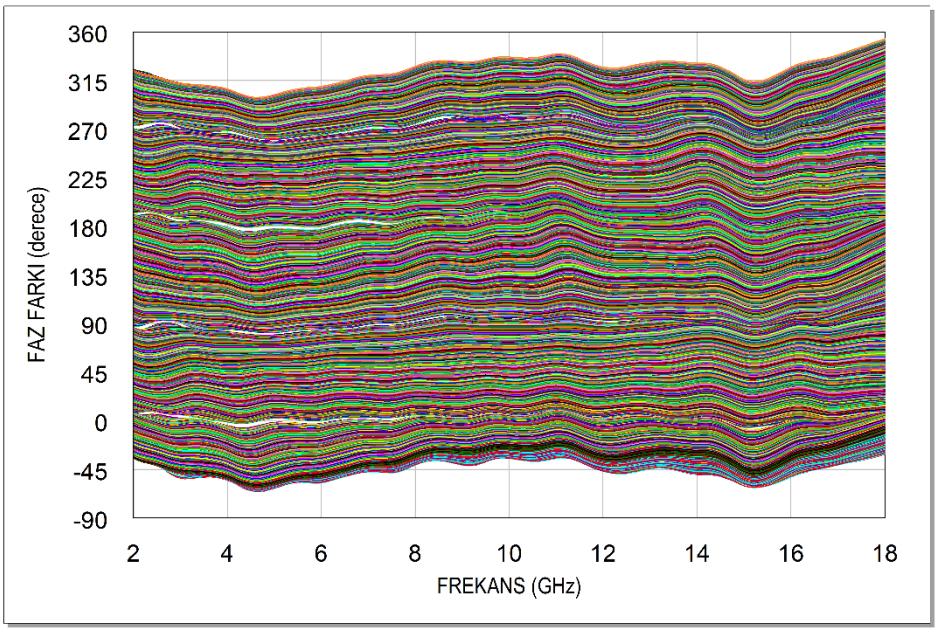


Şekil 5.27. Lineer benzetim iki fazlı modülatör faz kaydırma sınır koşulları

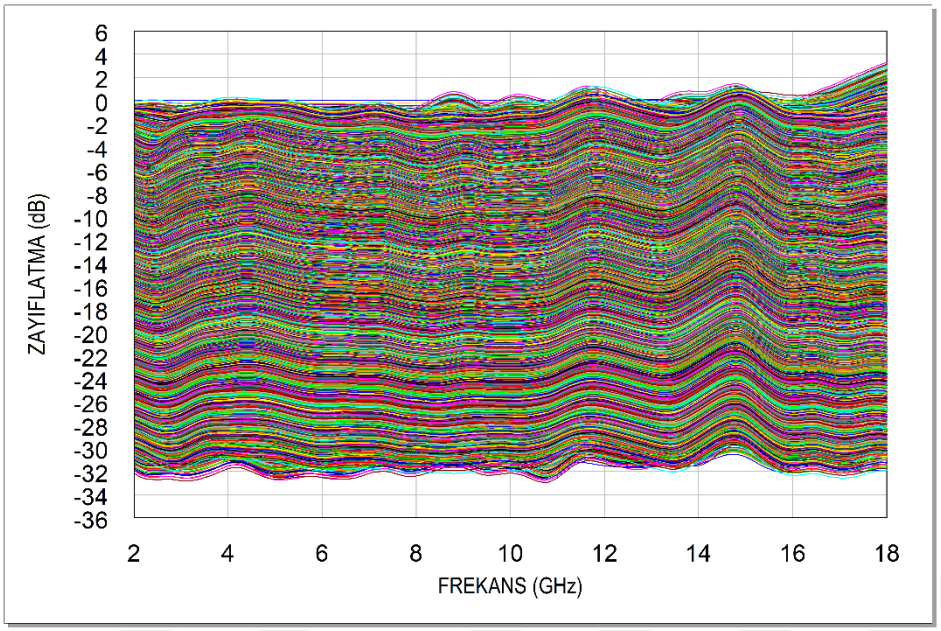
Çizelge 5.2. İki fazlı modülatör faz kaydırma sınır koşulları için zayıflatma değerleri

Koordinat Bölgesi	I Zayıflatma Değeri	Q Zayıflatma Değeri
1. Bölge	31,5	0
	0	0
	0	31,5
2. Bölge	31,5	0
	0	0
	0	31,5
3. Bölge	31,5	0
	0	0
	0	31,5
4. Bölge	31,5	0
	0	0
	0	31,5

I ve Q bileşenlerine ayrılan RF işaret 4 farklı koordinat bölgesine anahtarlanarak Çizelge 5.2.'de verilen zayıflatma değerleri uygulanmıştır. Şekil 5.27'de belirtilen kırmızı çizgiler VM için faz kaydırma sınır koşullarını ifade etmektedir. Kırmızı çizgiler arasında kalan alanlarda istenilen faz farkları farklı zayıflatma değerleri ayarlanarak verilebilmektedir. VM yapısı için faz kaydırmanın yanında genlik ayarının da yapılabilmesi hedeflenmiştir. Lineer benzetim sonuçlarına göre tasarlanan VM yapısı 2-18 GHz aralığında 360° faz farkı ve 31,5 dB zayıflatma değerini yüksek çözünürlükle sağlayabilmektedir (Şekil 5.28 – 5.29).



Şekil 5.28. Lineer benzetim VM faz kaydırma performansı



Şekil 5.29. Lineer benzetim VM zayıflatma performansı

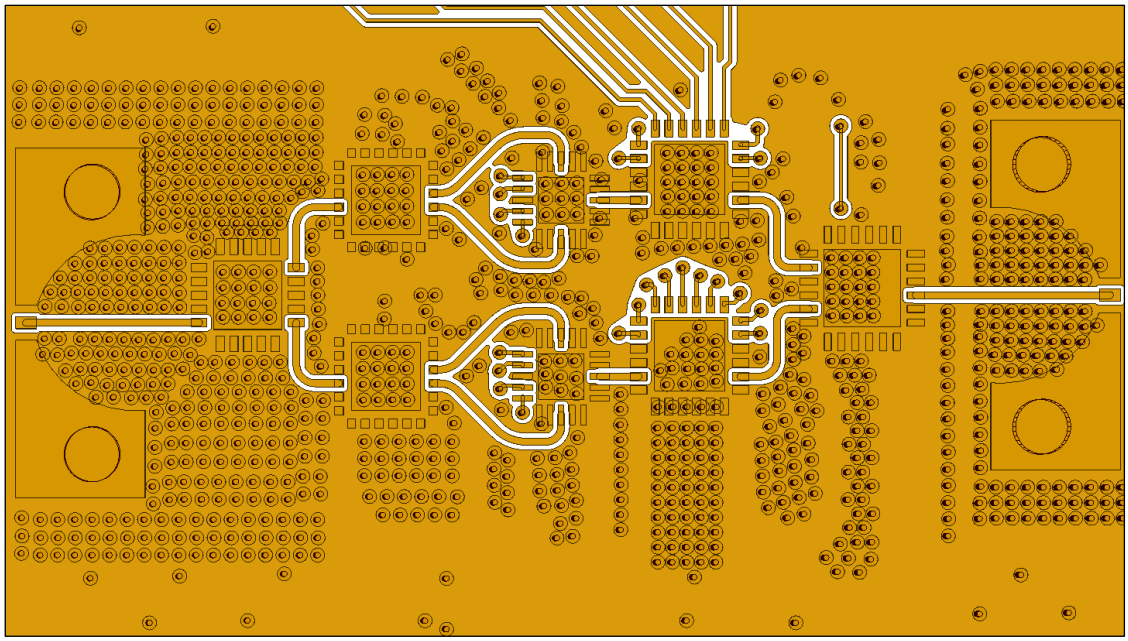
5.7. Elektromanyetik Benzetimler

Çalışma kapsamında tasarlanan VM, 9:1 gibi oldukça geniş bant genişliğine sahip olduğu için sadece lineer benzetim sonuçları ile ilerleyerek PCB üretimi gerçekleştirildiği durumda ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçları arasında ciddi farklar görülebilir. Bu sebeple, lineer benzetimlere ek olarak malzemeleri birbirine bağlayan RF hatlar ve bu hatlar arasındaki izolasyon ve kuplaj etkilerini görebilmek için EM analizler yapılmıştır.

PCB tasarımı, RF hatların geçtiği üst katmanda Isola firmasına ait 127 µm yüksekliğe ve 18 µm bakır kalınlığına sahip Astra MT77 taban malzemesi üzerine kurgulanmıştır. Bu malzeme geniş frekans bandında değişmeyen dielektrik sabitine ve düşük dielektrik kaybına sahiptir. Bu sayede, yapılan EM analiz sonuçları ile üretilen kartın sonuçlarının birbirine çok yakın olması ve hat kayıplarının minimum düzeyde tutulması hedeflenmiştir. Bu taban malzemesine ek olarak; ara katmanda 1,2 mm FR4 taban malzemesi kullanılarak kartın ölçümlerde eğilip esnememesi için mukavemet sağlanmış, aynı zamanda güç ve kontrol hatları bu katman üzerinden taşınmıştır.

Önerilen VM yapısında yer alan RF elemanlar mümkün olduğunca birbirine yakın olarak konumlandırılarak tasarımın kompakt ölçülerde olması hedeflenmiştir. Ölçümlerde kullanılacak giriş-çıkış konektörleri hat uzunlukları minimum olacak şekilde yerleştirilmiştir.

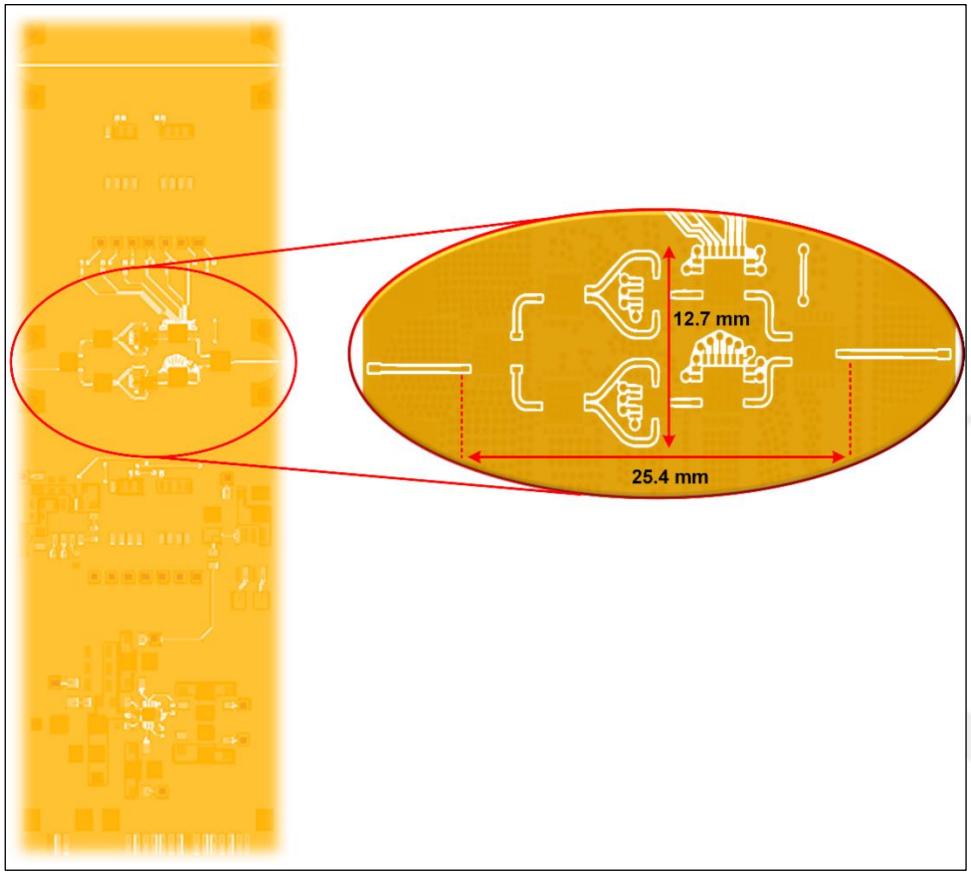
I ve Q üzerinde oluşacak istenmeyen faz farkları ölçüm sonuçlarını direkt olarak etkileyeceğinden, bu etkileri en aza indirmek amacıyla devrede RF sinyalin ilerlediği 2 farklı kol olan I ve Q kollarındaki hatların eş boylu çizilmesi amaçlanmıştır. Hat dönüşleri için geri yansımayı engellemek adına keskin dönüşler yerine kavisli dönüşler kullanılmıştır. Tasarımın en küçük boyut hedefi ile sıkı yerleştirilmesinin olumsuz bir sonucu olarak malzemeler arası etkileşimler devrenin performansını olumsuz olarak etkileyebilmektedir. Bu sebeple; kontrol hatları, RF hatların geçmediği alanlar ve konektörlere yakın bölgeler Şekil 5.30'dan görüleceği üzere kart üzerinde mümkün olduğunca yakın olacak şekilde toprak delikleri ile desteklenerek bu etkilerin azaltılması amaçlanmıştır.



Şekil 5.30. Baskı devre tasarımı tamamlanmış vektör modülatör yapısı

Devrede istenilen faz kaydırma ve zayıflatma işlevleri; 2 adet 6-bit DCA için 12-bit kontrol ara yüzü ve 2 adet 1-bit SPDT anahtar için 2- bit kontrol ara yüzü olmak üzere toplamda 14-bitlik kontrol ara yüz üzerinden gerçekleştirilmektedir. Buna ek olarak, SPDT anahtarlar ve zayıflatıcılar pozitif ve negatif gerilimler üzerinden beslenmektedir. SPDT ve DCA kontrolleri için aynı PCB üzerinde manuel kontrol alt yapıları ve besleme voltajlarının çevirimi için çevirici devreleri tasarlanmıştır. Bu devreler sayesinde tasarlanan VM, sadece +5 V gerilim ile beslenebilmekte ve manuel olarak ilgili malzemelerin farklı durumları ayarlanabilmektedir. Manuel kontrol alt yapısına ek olarak toplamda 16384 (2^{14}=16384) durum için tasarlanan VM'in ölçümlerini alabilmek için harici kontrol kart bağlantısı yapılabilecek konektör ara yüzü de PCB üzerine eklenmiştir.

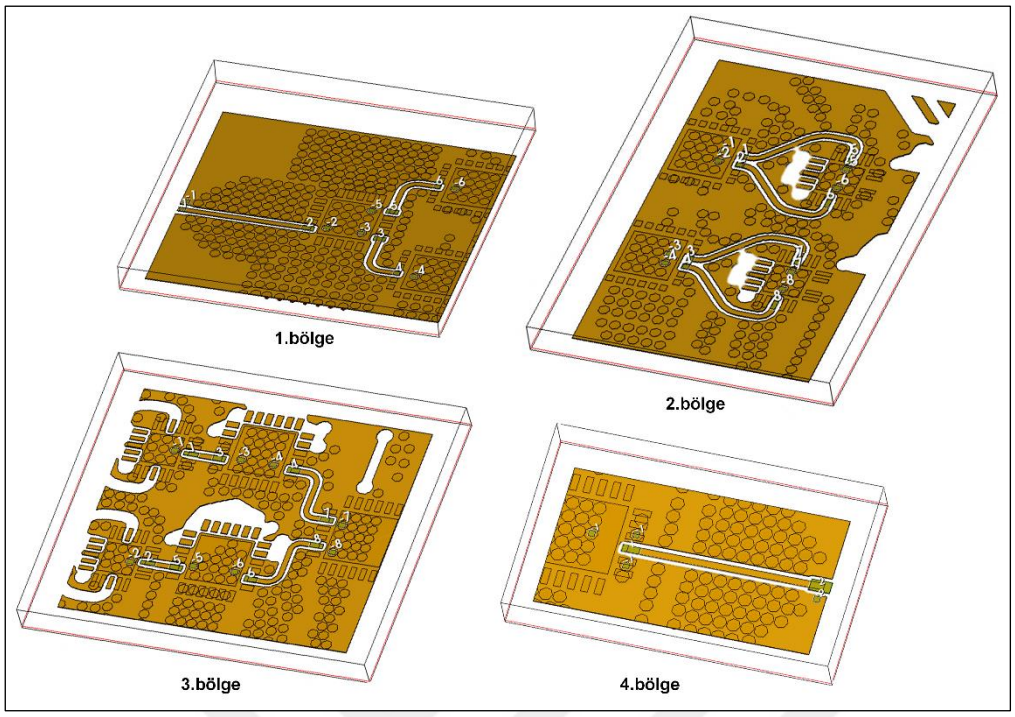
RF ve analog tasarımı tamamlanan VM için nihai boyutlar 25,4 mm x 12,7 mm olarak ölçülmüştür (Şekil 5.31).



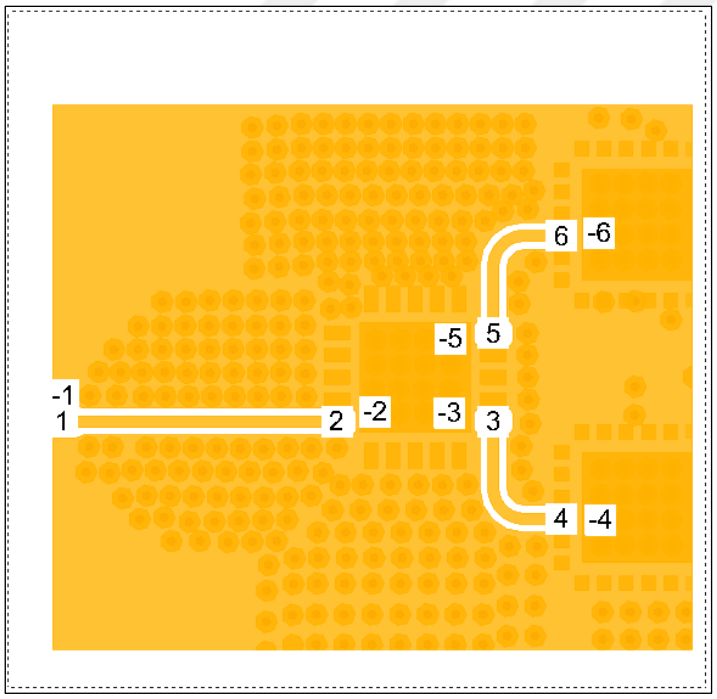
Şekil 5.31. Vektör modülatör yapısı nihai boyutlar

Tasarlanan devre 2-18 GHz arasında çalışacağı için EM benzetimler 4 farklı bölgeye ayrılarak yapılmıştır (Şekil 5.32). Bu sayede, problem karmaşıklığı azaltılarak her bir bölge için benzetim süreleri düşürülmüş ve sonuçların detaylı incelenmesi sağlanmıştır. 1. bölge RF giriş konektörünü ve 90° güç bölücüyü, 2. bölge iki fazlı modülatörü oluşturan balunu ve SPDT anahtarları, 3. bölge DCA ve güç birleştirici malzemenin girişini, 4. bölge ise güç bölücü çıkışını ve RF çıkış konektörünü içermektedir.

Şekil 5.33'te; 90° güç bölücünün girişi port-2, çıkışları ise port-3 ve port-5'dir. Port-6 ve port-4 üzerinden 90° güç bölücü, I ve Q kollarında yer alan balun girişlerine bağlanmıştır.



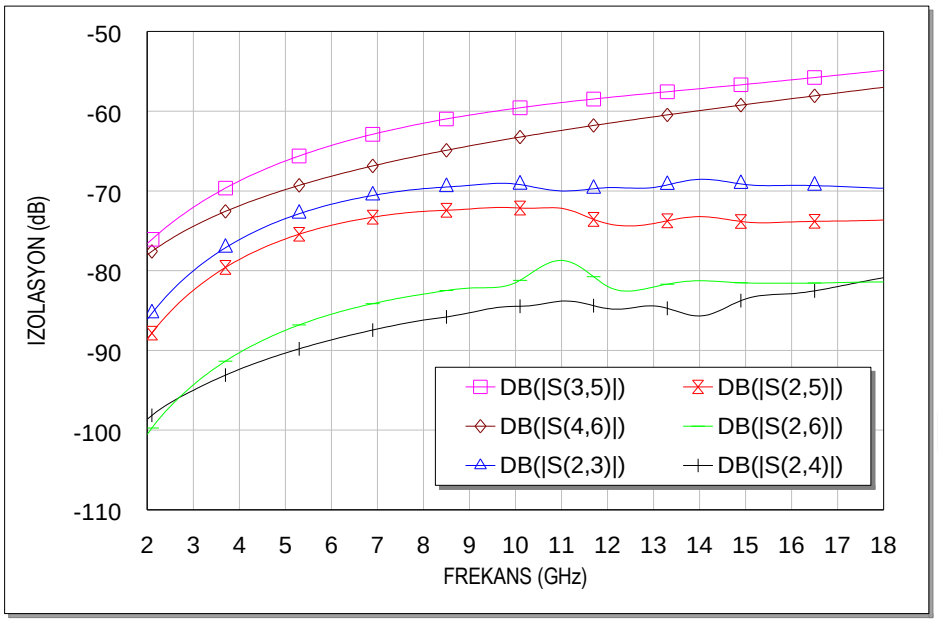
Şekil 5.32. Devrenin 4 farklı bölgeye ayrılmış EM şeması



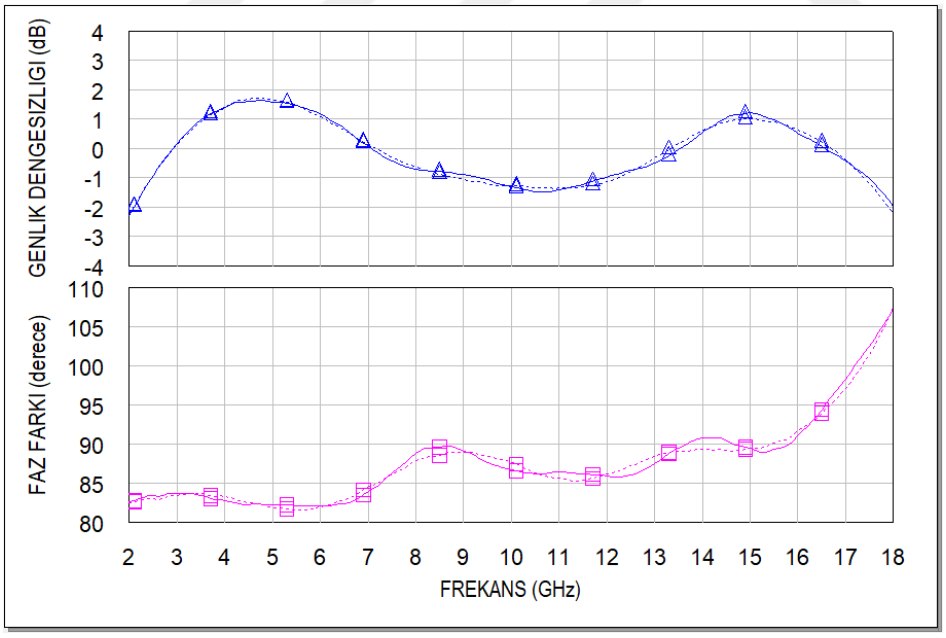
Şekil 5.33. 90° güç bölücü EM benzetim şeması

1. Bölge EM benzetim sonuçları Şekil 5.34 üzerinden incelendiğinde 90° bölücünün çıkışları arasında 55 dB'den daha iyi izolasyon (S_{35}) seviyesi yakalanmıştır. Bu izolasyon değeri hat kaybı ve toprak deliklerinin katkısıyla *I* ve *Q* kollarında yer alan balun girişlerinde bir miktar artarak 58 dB'ye kadar iyileşmiştir (S_{46}). Bu bölgede yakalanan yüksek izolasyon değerleri

sayesinde VM girişine uygulanan RF sinyalin en az etkileşim ile I ve Q bileşenlerine ayrılması hedeflenmiştir.



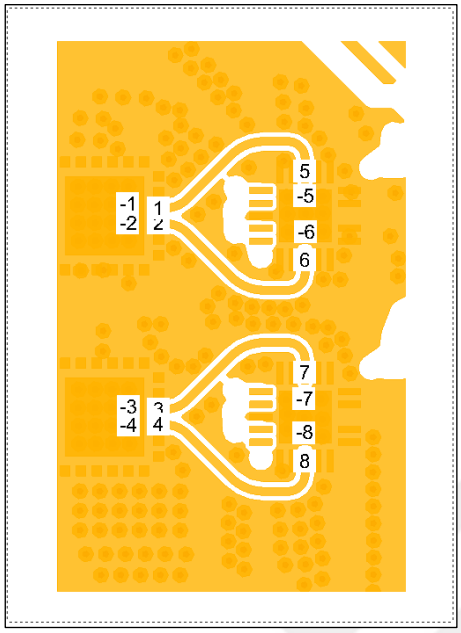
Şekil 5.34. 90° güç bölücü EM benzetim hatlar arası izolasyon



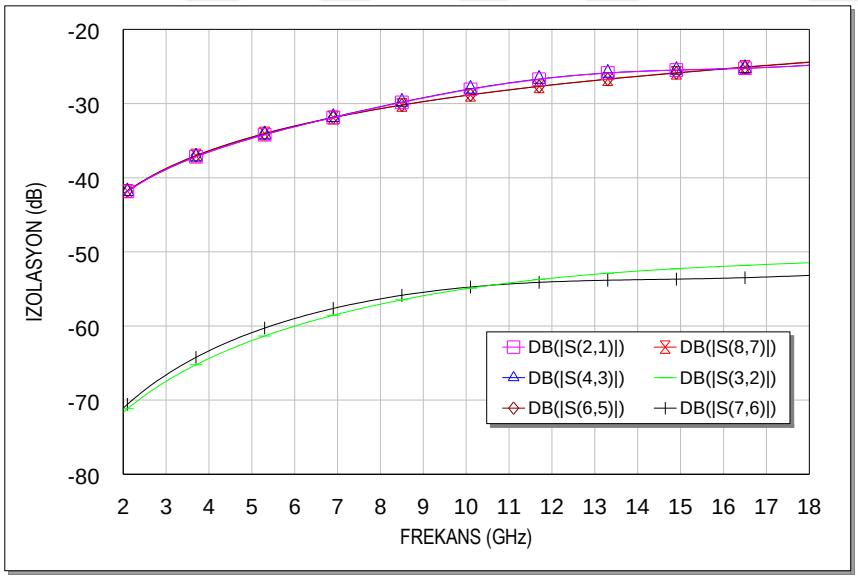
Şekil 5.35. 90° güç bölücü EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları

Eş genlikli I ve Q bileşenleri oluşturmak için 90° faz farkı sağlanması gerekmektedir. Şekil 5.35'te 90° güç bölücü çıkışlarında kullanılan hatların genlik ve faz farkına etkisi gösterilmektedir. Buna göre, eş uzunlukta çekilen hatlar sayesinde malzemenin kendi karakteristiğinden gelen genlik ve faz farkları haricinde ihmal edilebilir düzeyde sapmalar

meydana gelmiştir. EM benzetim sonrasında faz farkında oluşan değişimlerin kavisli hat dönüşlerinden kaynaklandığı değerlendirilmektedir.



Şekil 5.36. İki fazlı modülatör bölgesi EM benzetim şeması

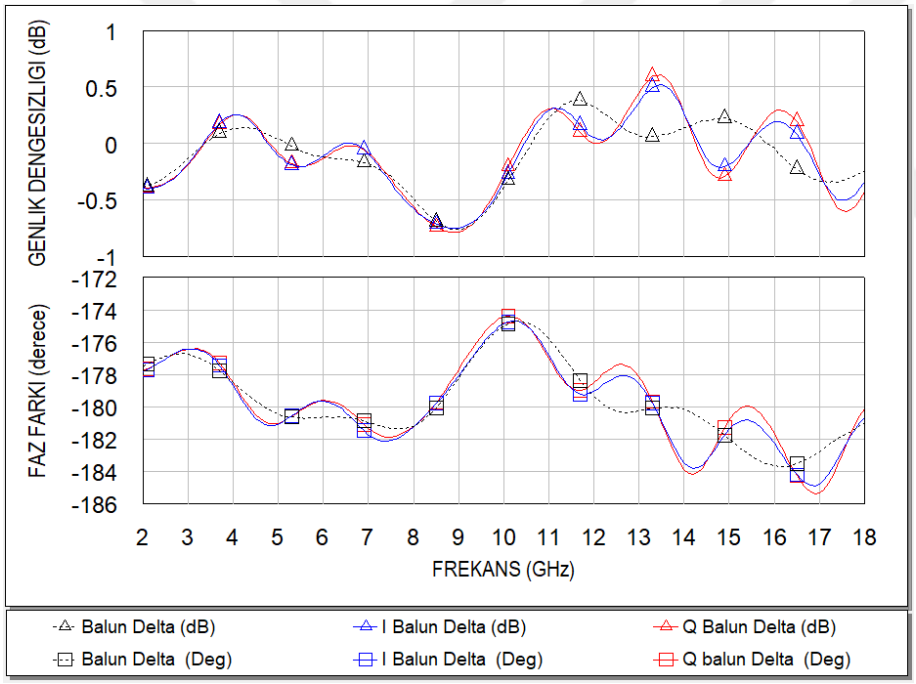


Şekil 5.37. İki fazlı modülatör bölgesi EM benzetim hatlar arası izolasyon

Şekil 5.36'da iki fazlı modülatör bölgesindeki I bileşenine ait balun çıkışları port-1 ve port-2, Q bileşenine ait balun çıkışları ise port-3 ve port-4 olarak belirlenmiştir. Kullanılan balun malzemesinin çıkış portları (port-1, port-2, port-3 ve port-4) birbirine komşu pinler olduğu için balun çıkışları arasında toprak deliği atacak kadar boşluk yer almamaktadır. Bunun olumsuz bir yansıması olarak Şekil 5.37'ye göre balun çıkışında yer alan izolasyon değerleri

olan S_{12} ve S_{34}, frekans bandının başında 40 dB iken frekansın artması ile kuplaj etkilerinin artması ile bant sonunda 25 dB'ye kadar düşmüştür. Aynı etki balun çıkışlarını SPDT anahtarlara bağlayan hatlar üzerinde de gözlemlenmiştir (S_{56} ve S_{78}). Bununla birlikte, I ve Q bileşenlerine ait iki fazlı modülatörlere ait RF hatlar özellikle SPDT anahtarlara bağlandığı bölgelerde birbirine çok yaklaşmış olmasına rağmen kuplaj etkileri tasarımda sık atılan toprak delikleri sayesinde bant boyunca en düşük 50 dB olacak şekilde gerçeklenmiştir (S_{32} ve S_{76}).

Balunlar ile anahtarları birbirine bağlayan hatlar SPDT anahtarlara girerken dar yarıçapta dönüş yaptığı için lineer benzetimlere göre ek olarak 11 GHz sonrasında 0,5 dB genlik farkına ve 2° faz farkına sebep olmuştur (Şekil 5.38).



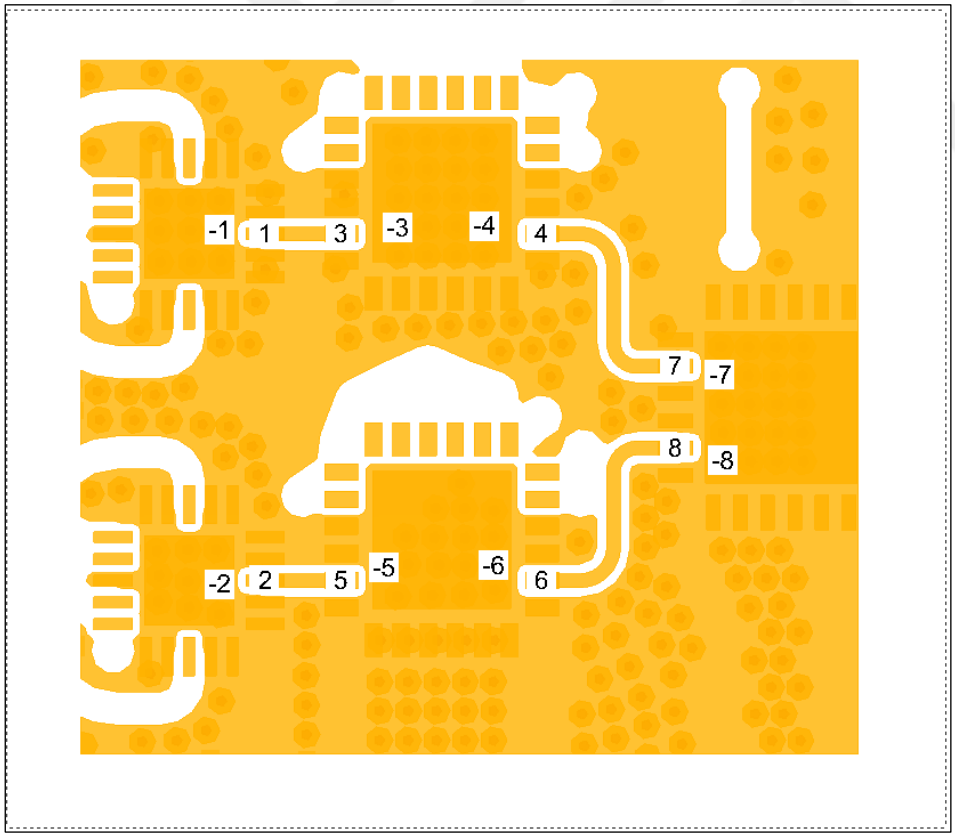
Şekil 5.38. Balun EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları

Şekil 5.39'a göre zayıflatıcılar, S şeklinde çizilmiş hatlar ile güç birleştiriciye bağlanmaktadır. Burada, vektör modülasyon işleminin son aşaması olan I ve Q bileşenlerinin genlikleri zayıflatılarak güç birleştirici sayesinde toplanıp istenilen faz ve zayıflatma verilmiş nihai sinyal oluşturulur. Zayıflatıcılar maksimum 31,5 dB zayıflatma değerine sahip olduğu için I veya Q bileşenlerine maksimum zayıflatma uygulandığı durumda RF sinyalin genliği 31,5 dB mertebesinde düşecektir. Bu da devrenin son aşaması olan güç bölücü bölgesinde bu zayıflatma değerinden daha yüksek izolasyon değerinin yakalanmasını

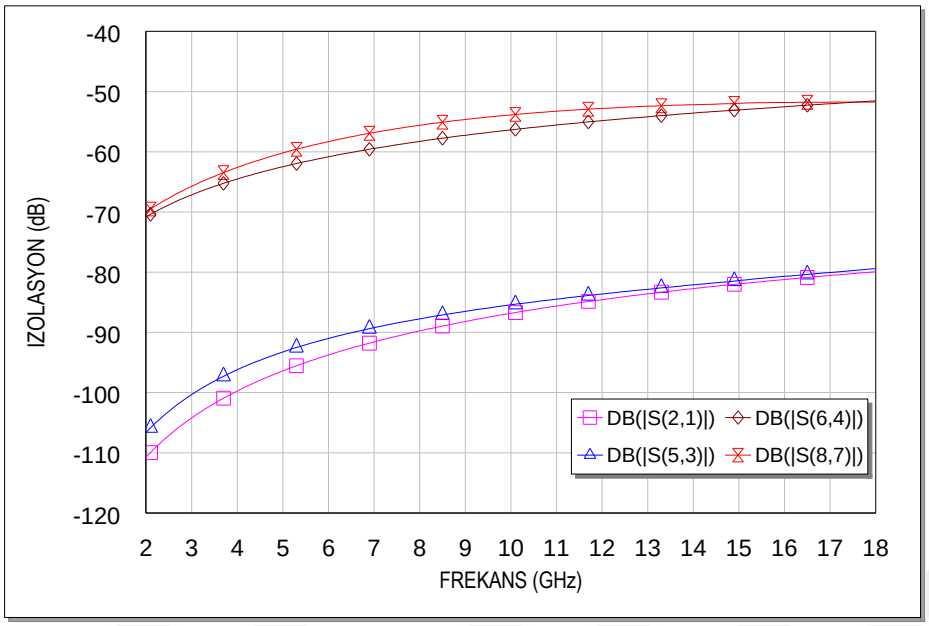
zorunlu kılmaktadır. Aksi halde, düşük izolasyon durumu gerçekleşirse I ve Q sinyali güç birleştiricide toplanmak yerine baskın kuplaj etkisi nedeniyle birbirleri üzerine binerek istemsiz etkilere sebep olacaktır.

Şekil 5.40 incelendiğinde bu izolasyon değeri (S_{64} ve S_{87}) bant başı 70 dB, bant sonuna doğru en kötü 50 dB olacak şekilde gerçeklenmiştir. Sağlanan bu izolasyon değerleri sayesinde sinyallerin birbirleri üzerinde faz ve genliği bozacak bir etki yaratmayacağı değerlendirilmiştir. Bir başka parametre olan I ve Q kollarının zayıflatıcı öncesi izolasyonunu tarifleyen S_{21} ve S_{53}, bütün frekans bandı boyunca en kötü 80 dB olarak ölçülmüştür.

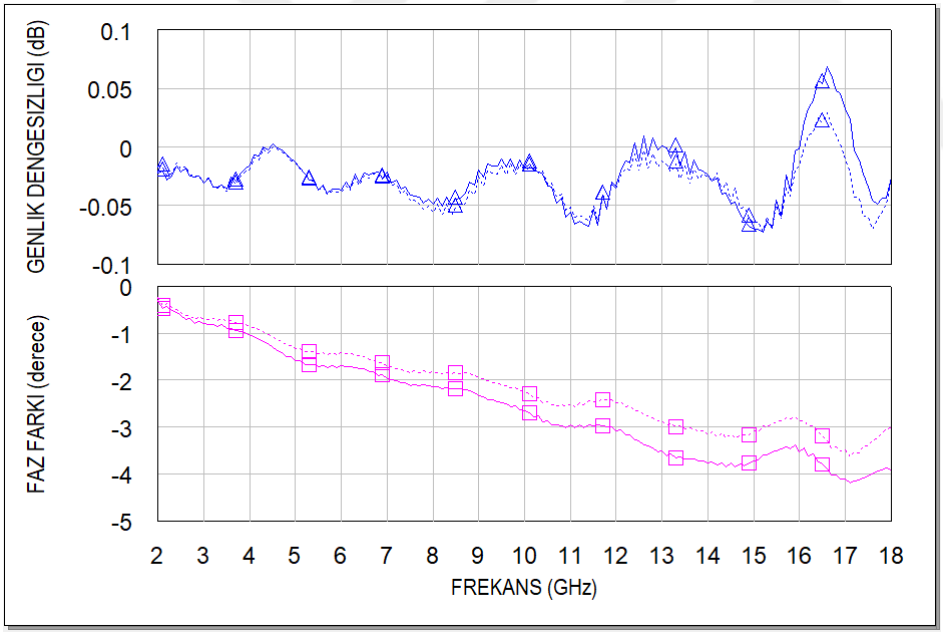
Güç bölücüye eklenen hatlar, lineer benzetimlere göre kanallar arası faz farkına bant sonu 1° faz değişimi ve ihmal edilebilir düzeyde genlik hatası meydana getirmiştir (Şekil 5.41).



Şekil 5.39. Zayıflatıcı ve güç bölücü bölgesi EM benzetim şeması

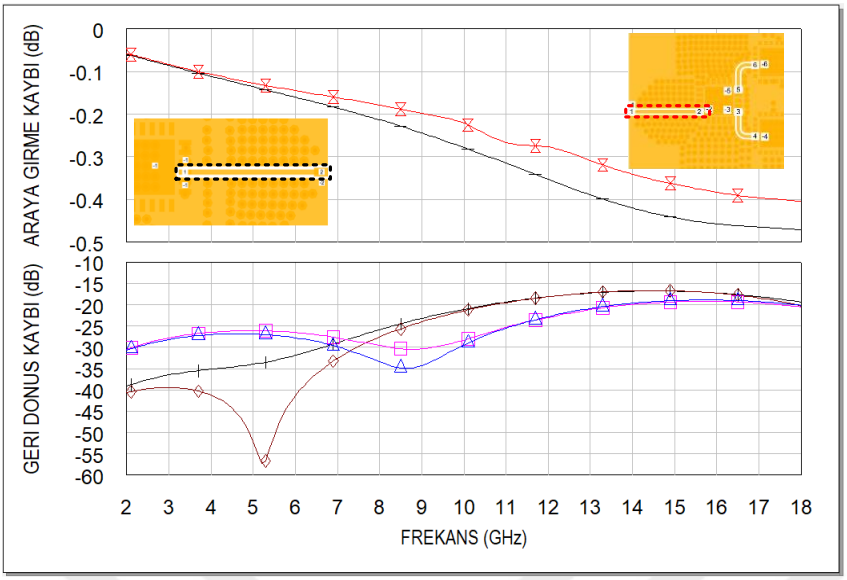


Şekil 5.40. Zayıflatıcı ve güç bölücü bölgesi EM benzetim hatlar arası izolasyon



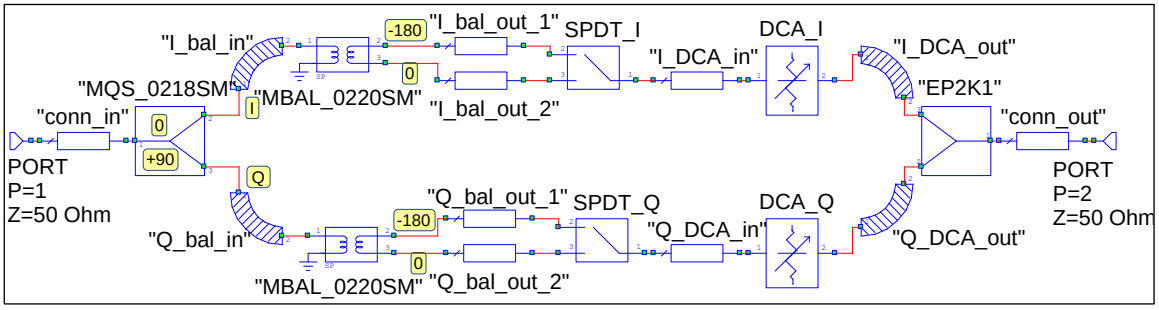
Şekil 5.41. Güç bölücü EM (-) ve lineer (--) benzetim genlik ve faz farkları

VM devresini konektörlere bağlayan giriş-çıkış hatlarının EM benzetimi Şekil 5.42'de gösterilmektedir. Burada; siyah çizgi ile gösterilen hat devrenin çıkış konektörü tarafındaki hattı, kırmızı çizgi ile gösterilen hat ise giriş konektörü tarafındaki kısa hattı ifade etmektedir. Buna göre; konektör bağlantısı için giriş ve çıkış hatlarının her biri yaklaşık 0,4 dB kayıplı olmakla birlikte eklenen hatlar, tasarlanan VM yapısına toplamda 0,8 dB ek kayıp getirmektedir. Eklenen hatların geri dönüş kayıplarının 15 dB'den iyi olması sonucunda herhangi bir empedans uyumsuzluğu olmaması beklenmektedir.



Şekil 5.42. Giriş ve çıkış konektör hatları EM benzetim sonuçları

EM benzetimleri yapılan VM için her bir bölgenin; hatlar arası izolasyonu, devredeki elemanların giriş-çıkış geri dönüş kayıplarına etkisi ve faz-genlik değişimleri incelendikten sonra PCB üretimine geçmeden önce hat etkileri dahil edilmiş nihai devre şeması Şekil 5.43'de yer almaktadır.

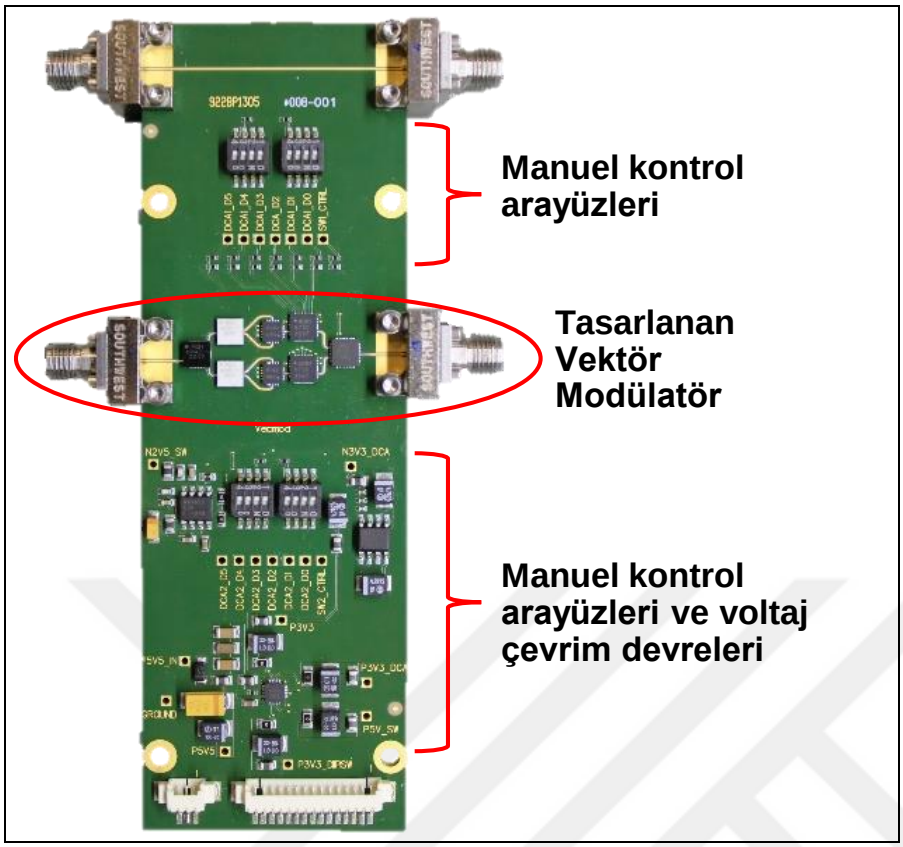


Şekil 5.43. EM benzetim sonrası nihai vektör modülatör devre şeması

5.8. Baskı Devre Kartı Üretimi

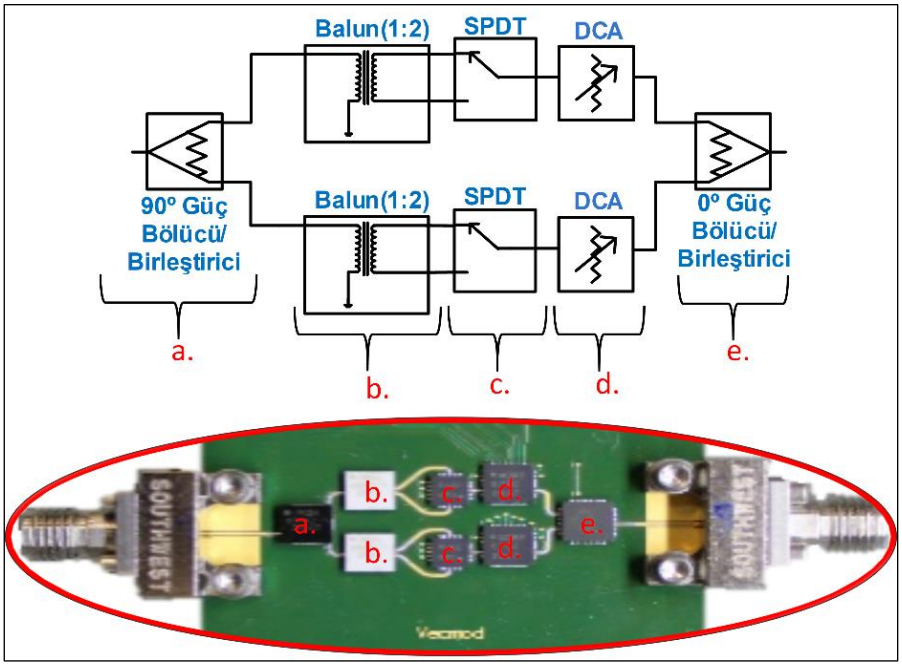
Her bir bölge için EM benzetim sonuçları incelenerek PCB çizimi üzerinde hat dönüşleri ve toprak deliklerinin konumları optimize edilip performans iyileştirmeleri yapılarak PCB üretimi gerçekleştirilmiştir (Şekil 5.44).

Üretim sonrasında, kartta yer alan malzemelerin dizgisi ve konektör montajları tamamlanmıştır.



Şekil 5.44. PCB üretimi ve malzeme dizgisi yapılmış vektör modülatör

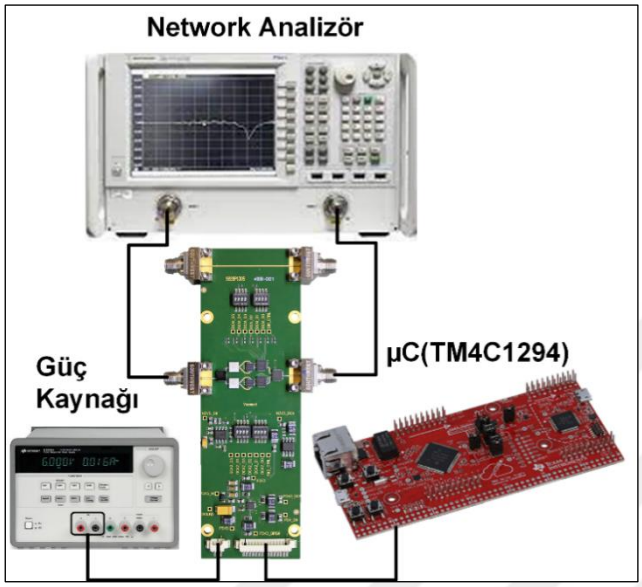
Blok şema düzeyinde tasarlanan vektör modülatör ile PCB üretimi ve malzeme dizgisi tamamlanarak gerçeklenen tasarımın görseli Şekil 5.45'te yer almaktadır.



Şekil 5.45. Blok şema düzeyinde tasarlanan ve üretilerek gerçeklenen vektör modülatör

6. ÖLÇÜMLER VE KARŞILAŞTIRMALAR

Tasarlanan VM prototipi Şekil 6.1'de gösterilen ölçüm düzeneği kurulduktan sonra detaylı olarak karakterize edilmiştir.

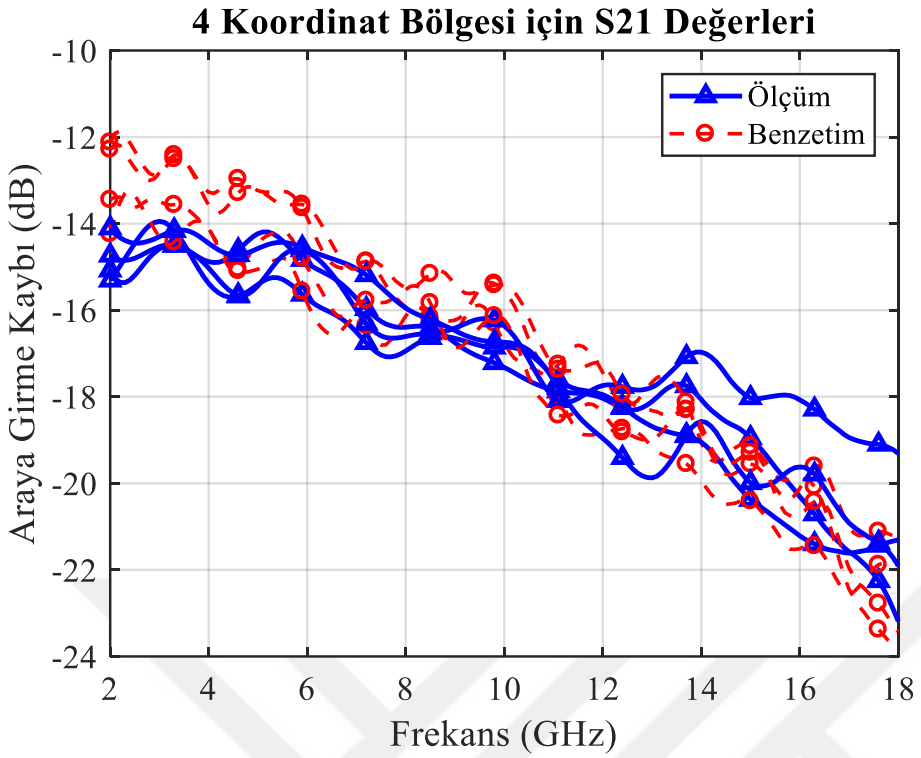


Şekil 6.1. Ölçüm düzeneği

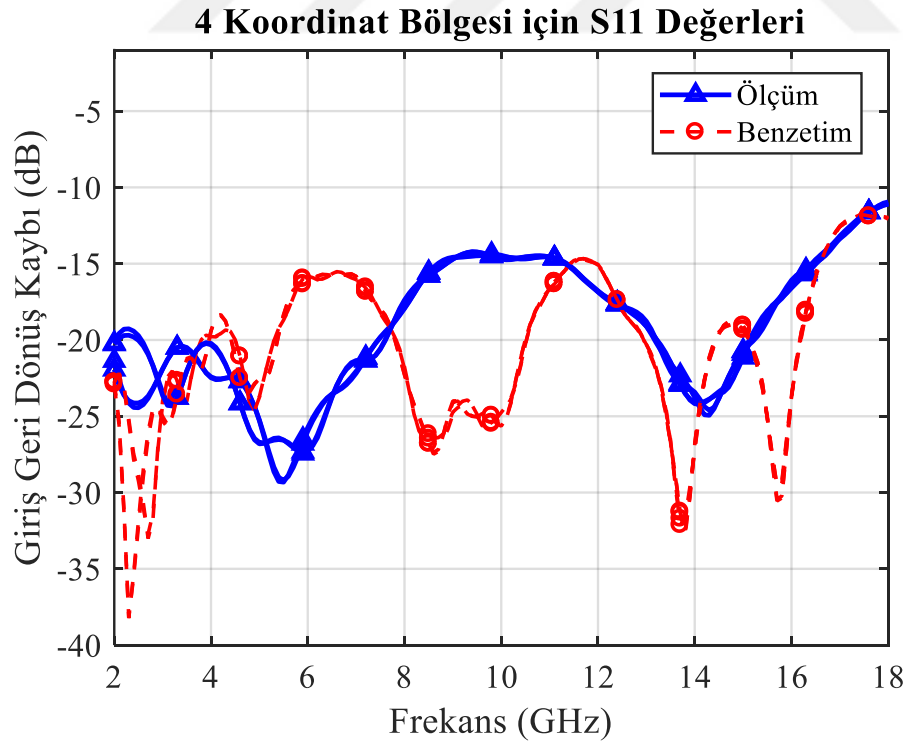
Ölçüm düzeneği; gerekli olan besleme gerilimini sağlamak için bir adet güç kaynağı, VM yapısının tüm kontrol bitlerinin ayarlanabilmesi için bir mikro kontrolcü (µC), araya girme, giriş-çıkış geri dönüş kaybı gibi parametrelerin kayıt edilebilmesi için bir adet network analizörden oluşmaktadır.

Karakterizasyon ölçümlerine başlamadan önce network analizör, 2-18 GHz frekans bandı 100 MHz eşit aralıklı 161 nokta için ayarlanarak short-open-load-thru (kısa-açık-yük-direkt) yöntemi ile kalibre edilmiştir. 14-bit veya 16384 farklı durum için mikro kontrolcü sayesinde gerekli kontrol bitleri sürülerek network analizör ile S parametre dosyaları kayıt edilmiştir. Daha sonra alınan dosyalar Matlab programı ile analiz edilerek performans değerlendirmeleri yapılmış ve EM benzetim sonuçları ile kıyaslanmıştır.

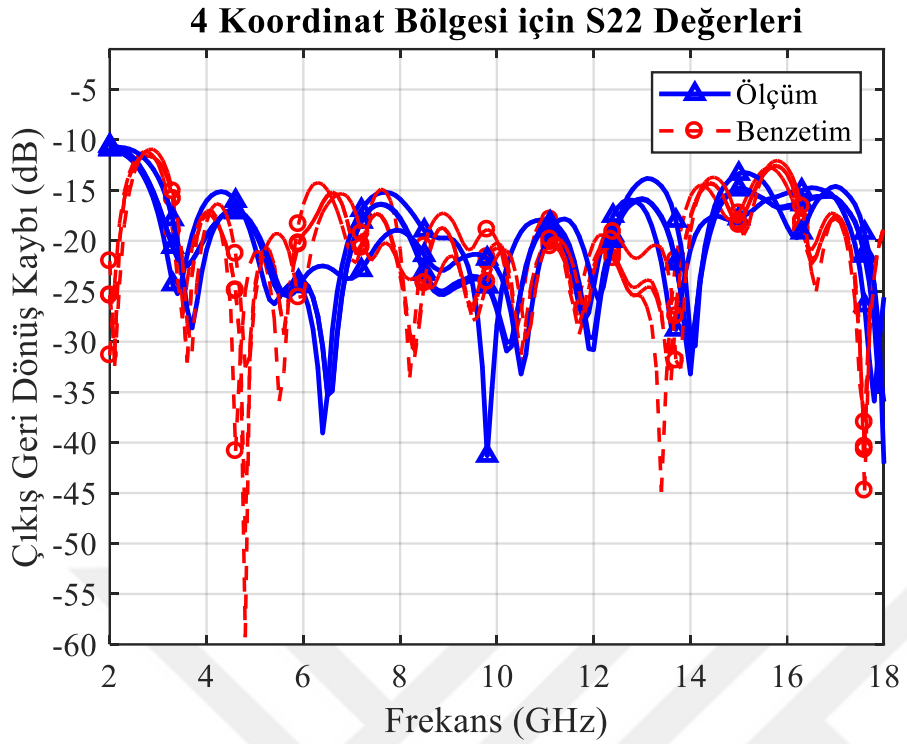
Araya girme ve geri dönüş kayıpları için ortogonal bileşenlere ait DCA'ler referans durum olan sıfır zayıflatma değerine ayarlanmıştır. Daha sonra, iki fazlı modülatörler SPDT anahtarlar ile ayarlanarak 4 farklı koordinat bölgesi için üretilen VM yapısının ölçüm sonuçları alınmıştır (Şekil 6.2 – 6.4).



Şekil 6.2. Farklı koordinat bölgeleri için araya girme kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok)



Şekil 6.3. Farklı koordinat bölgeleri için giriş geri dönüş kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok)

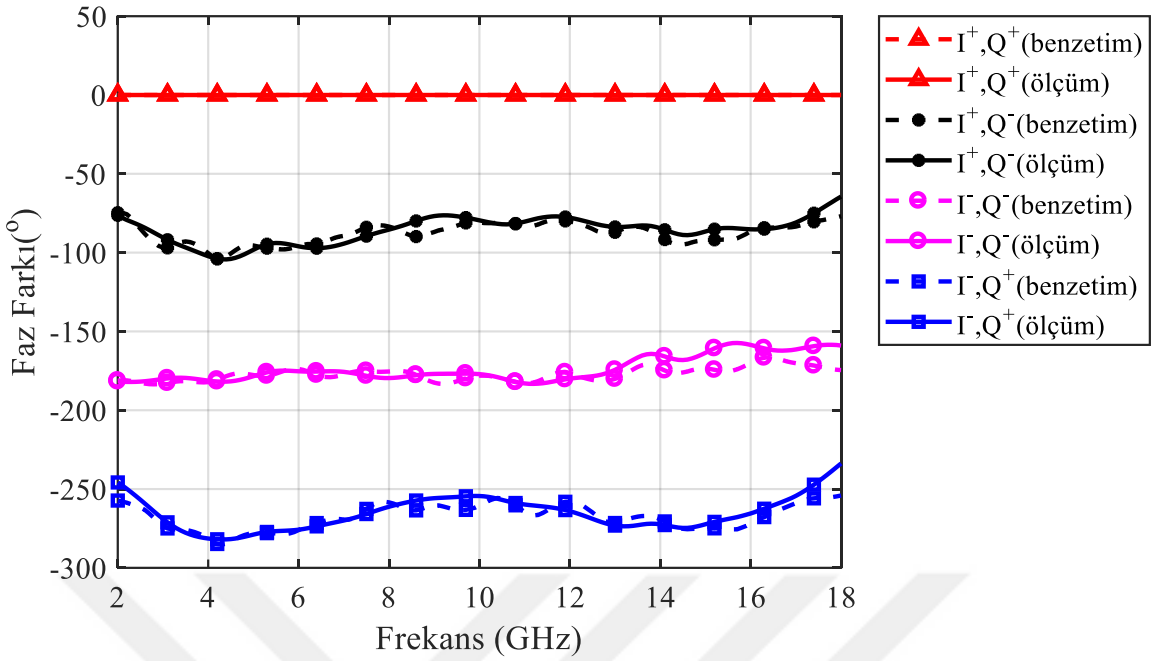


Şekil 6.4. Farklı koordinat bölgeleri için çıkış geri dönüş kayıplarının benzetim ve ölçüm sonuçları (zayıflatma yok)

Ölçüm sonuçları incelendiğinde üretilen VM, 2-18 GHz çalışma frekansı için, 22 dB'den iyi araya girme kaybına ve 10 dB'den iyi giriş-çıkış geri dönüş kaybına sahiptir. Ek olarak, benzetim sonuçları ile ölçüm sonuçları birbiri ile oldukça tutarlıdır. Geri dönüş kayıpları için benzetim ile ölçüm arasında davranış olarak fark görülmesinin sebebi benzetimlerde yer almayan konektör etkilerinden kaynaklanmaktadır.

360° faz kaydırma performansı için ilk olarak iki fazlı modülatörü oluşturan 1:2 balun ve SPDT anahtar sayesinde üretilen VM, zayıflatma uygulanmadığı durum için 4 farklı koordinat bölgesine anahtarlanarak aralarında 90° faz farkı olan işaretler elde edilmesi gerekmektedir. Şekil 6.5'te bu tez çalışması kapsamında sunulan balun temelli iki fazlı modülatörün benzetim ve ölçüm sonuçları gösterilmektedir.

İki fazlı modülatör sonuçlarına göre tasarlanan VM, girişine uygulanan RF işareti, koordinat sisteminde 4 farklı bölgede konumlandırmak için gerekli 90° faz farkını 10°'den iyi faz hatası ile sağlayabilmektedir.



Şekil 6.5. İki fazlı modülatör benzetim ve ölçüm sonuçları

Faz hatası, ortogonal komponentleri oluşturan 90° güç bölücü ve iki fazlı modülatörü oluşturan balun malzemesinin frekans bandı boyunca sırasıyla 90° ve 180° ideal faz kaydırma performansında meydana gelen hatalardan kaynaklanmaktadır. Tasarlanan VM için tüm ölçümler alındıktan sonra bu hatalar kalibre edilerek faz hataları minimum seviyeye indirilebilmektedir.

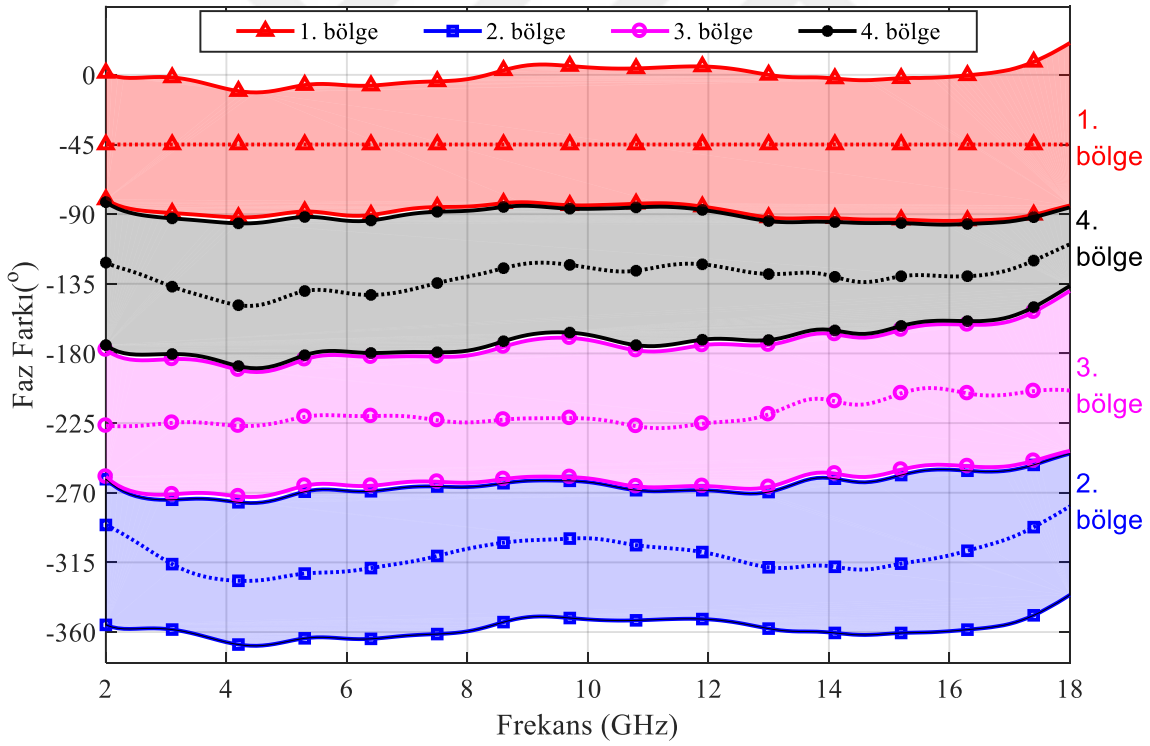
Çizelge 6.1. Her bir koordinat bölgesi için faz kaydırma sınır koşulları

Koordinat Bölgesi	*I*- Zayıflatma (dB)	*Q*- Zayıflatma (dB)
1.Bölge	0 (referans)	0 (referans)
	31,5	0
	0	31,5
2.Bölge	0	0
	31,5	0
	0	31,5
3.Bölge	0	0
	31,5	0
	0	31,5
4.Bölge	0	0
	31,5	0
	0	31,5

Tez çalışması kapsamında tasarlanan VM için 360° faz kaydırma performansının tüm bant boyunca minimum hata ile sağlanması hedeflenmiştir. 4. bölümde bahsedildiği üzere 360° faz farkı verebilmek için ortogonal bileşenlere uygulanacak zayıflatma değeri 31,5 dB olarak seçilmiştir.

Faz kaydırma performansının 360° kapsamayı sağladığını incelemek için ortogonal komponentlere iki fazlı modülatörün 4 durumu için Çizelge 6.1.'de verilen zayıflatma durumları verilerek faz kaydırma sınır koşulları belirlenmiştir. (Şekil 6.6).

VM için sınır koşulları ölçümlerine göre 4 farklı koordinat bölgesi içinde kalan taralı alanlar içerisinde istenilen faz kaydırma değerleri ayarlanabilmektedir. 4 koordinat bölgesindeki taralı alanlar incelendiğinde hedeflenen 360° faz kaydırma performansı tüm bant boyunca açıkta kapsanmayan nokta kalmaksızın tam olarak sağlanabilmiştir.



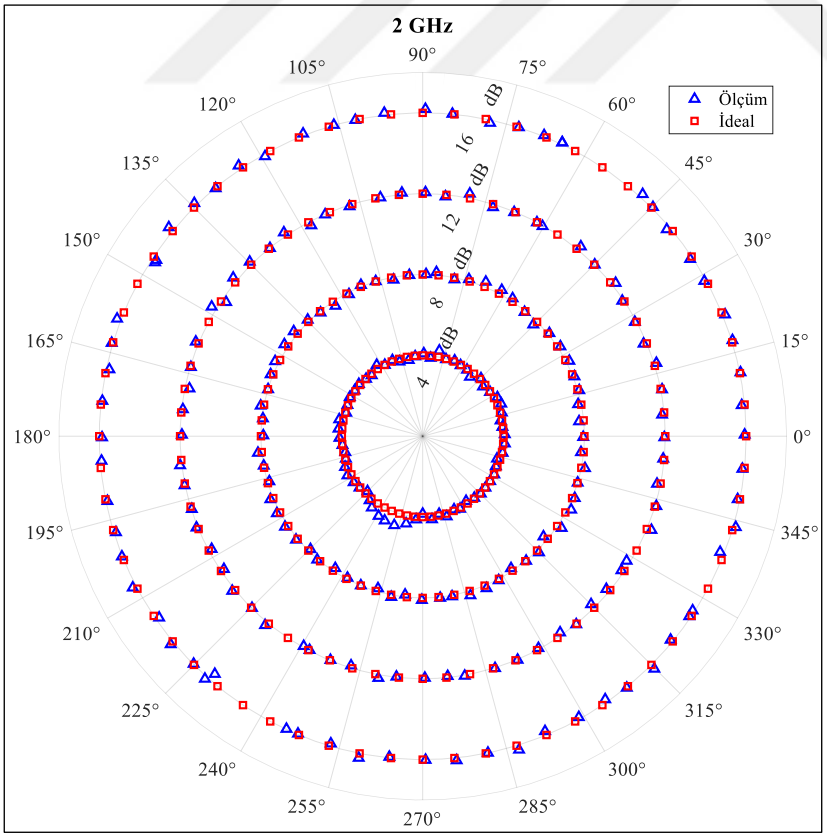
Şekil 6.6. Her bir koordinat bölgesi için referans durum (.), sınır koşuları (-) ve faz kaydırma aralığı (boyalı alanlar)

Aktif faz dizili sistemlerde hüzme yönlenme için anten elemanlarına artan (progressive) faz farkı verilmesi gerekirken t/r modüllerin üretim toleranslarından kaynaklı kazanç farklılıklarını kompanze etmek veya anten elemanlarını farklı genlik katsayıları ile besleyerek yan kulakçık bastırma fonksiyonunu yerine getirmek için zayıflatıcı elemanları

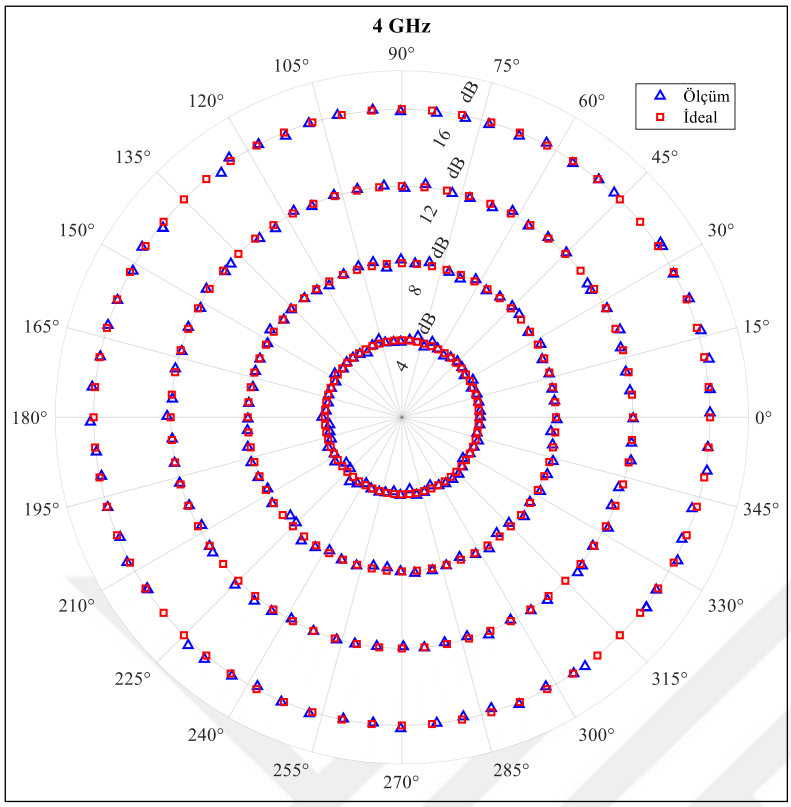
sıklıkla kullanılmaktadır. Bu durumda, bir VM tasarımı için 360° faz kaydırma işlevine ek olarak anten elemanlarına gelen RF işaretin genliğinin ayarlanması için sabit zayıflatıcı durumlarının da ele alınması gerekmektedir.

Şekil 6.7 - 6.15 arasında gösterilen diyagramlar; üretilen VM prototipinin sabit zayıflatma değerleri için 5,625° çözünürlük veya başka bir deyişle 6-bit faz kontrolündeki performansının ideal durum ile karşılaştırılmasını göstermektedir. Burada, tasarlanan VM için grafiklerin daha anlaşılır olması amacıyla 31,5 dB toplam zayıflatma durumu için 4 dB, 8 dB, 12 dB ve 16 dB sabit zayıflatma değerleri seçilip 9 farklı frekansta faz kaydırma performansı incelenmiştir.

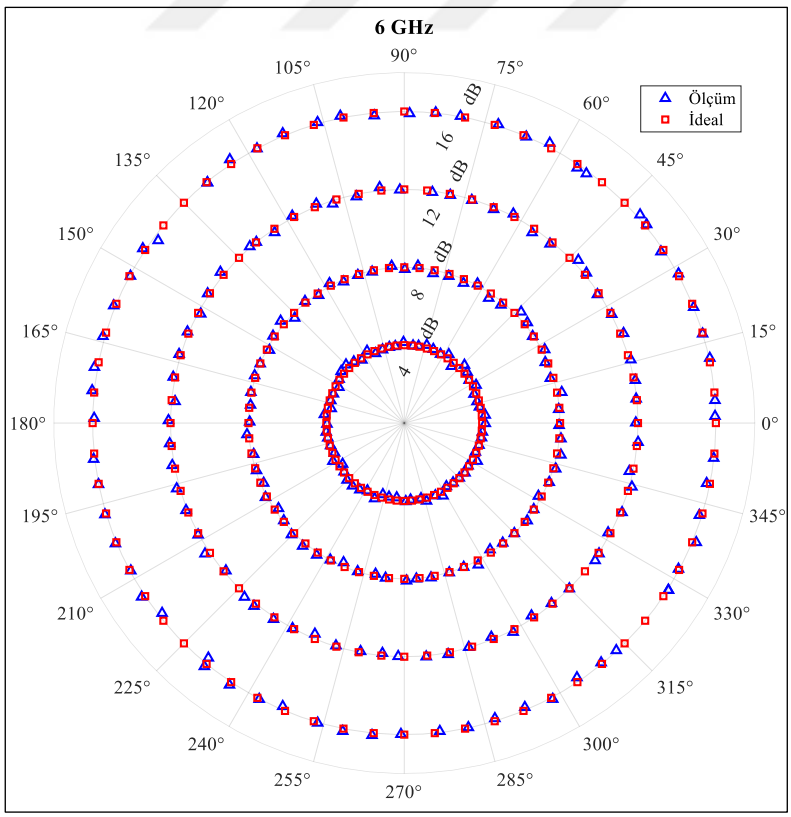
Şekil 6.7'ye göre tasarlanan VM, 2 GHz frekansında sabit zayıflatma adımı 4 dB olduğu durumda 225-255° faz kaydırma aralığında 0,5 dB genlik hatasına sahiptir. Diğer frekans ve sabit zayıflatma değerleri için 5,625° çözünürlük ile toplam 360° faz farkı sabit zayıflatma değeri ayarlandığı durumda oldukça düşük faz ve genlik hataları ile sağlanabilmektedir.



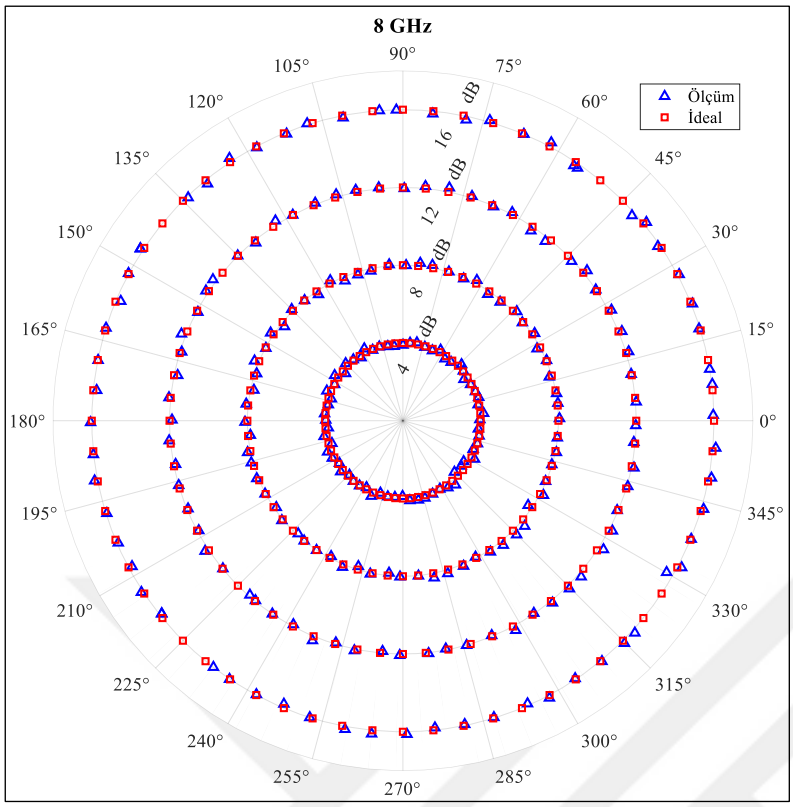
Şekil 6.7. 2 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı



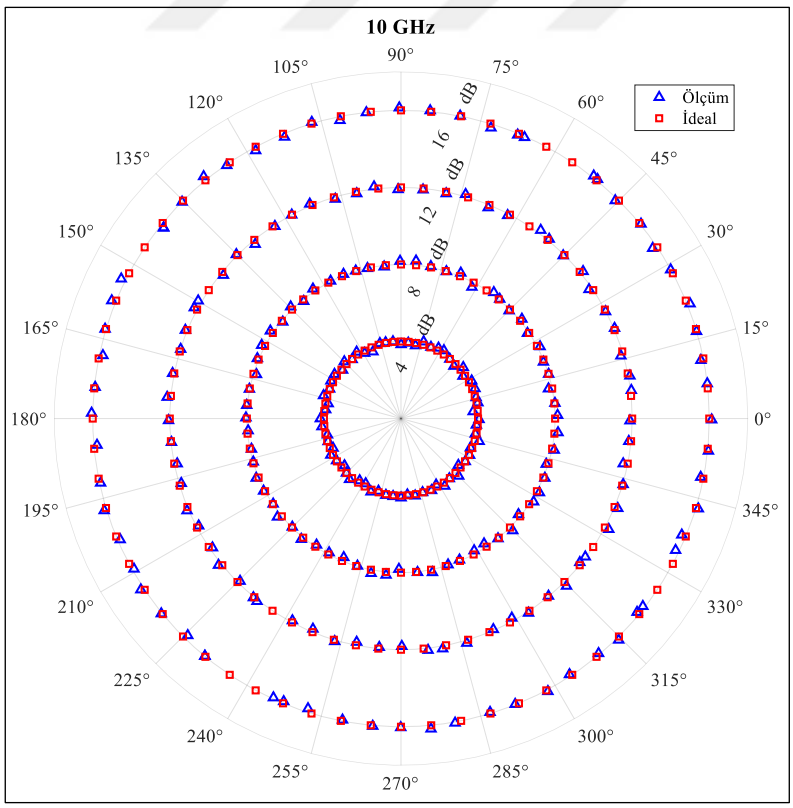
Şekil 6.8. 4 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı



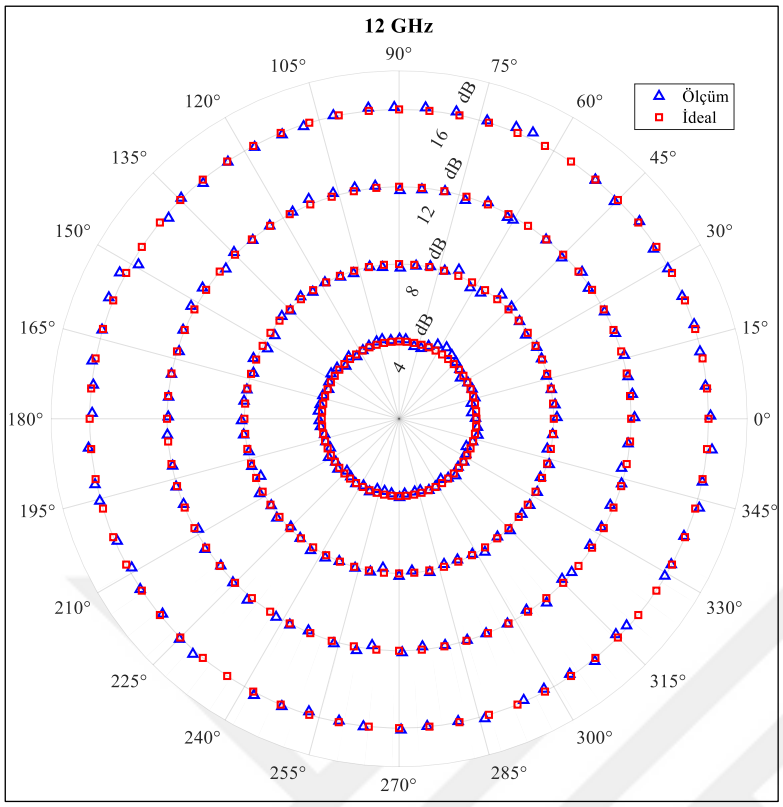
Şekil 6.9. 6 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı



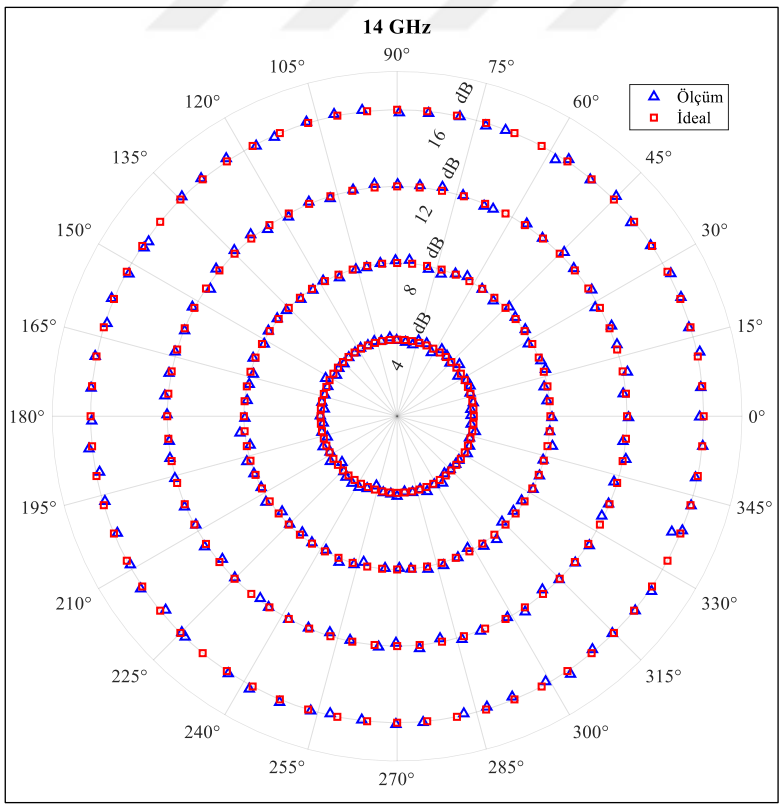
Şekil 6.10. 8 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı



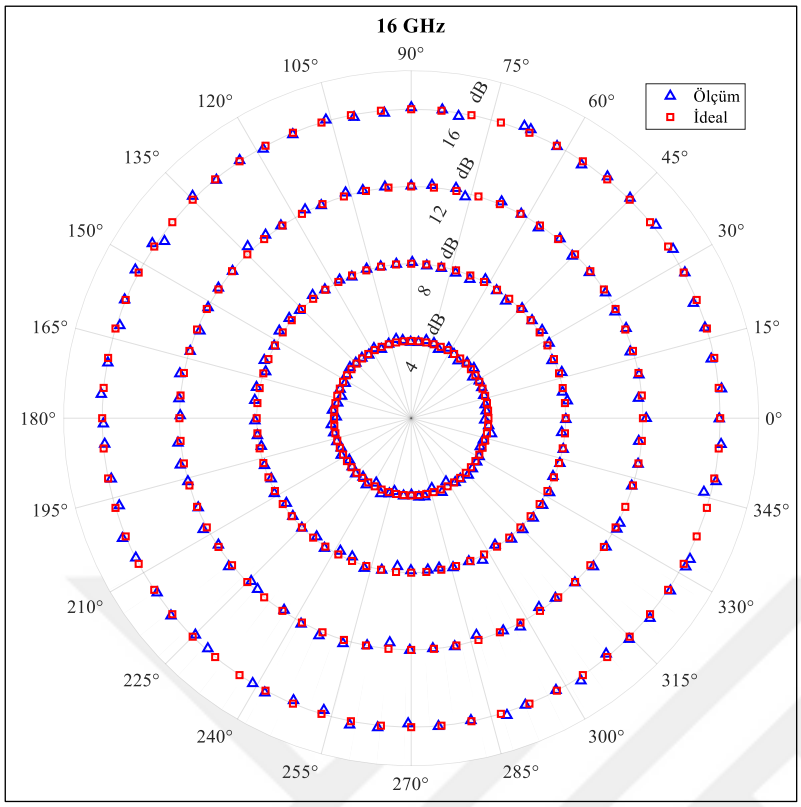
Şekil 6.11. 10 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performans



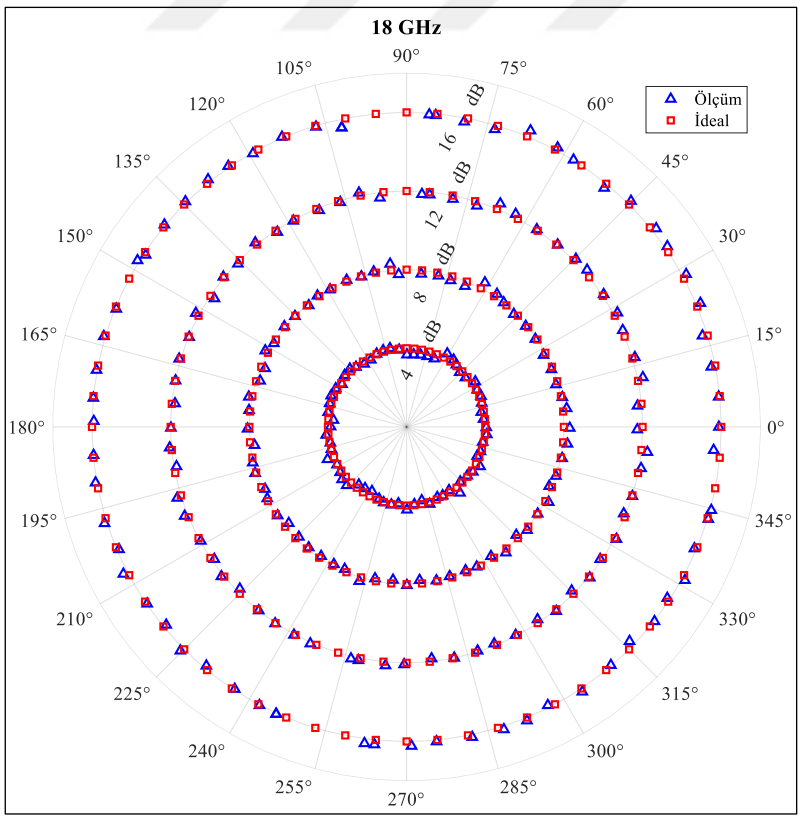
Şekil 6.12. 12 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı



Şekil 6.13. 14 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı

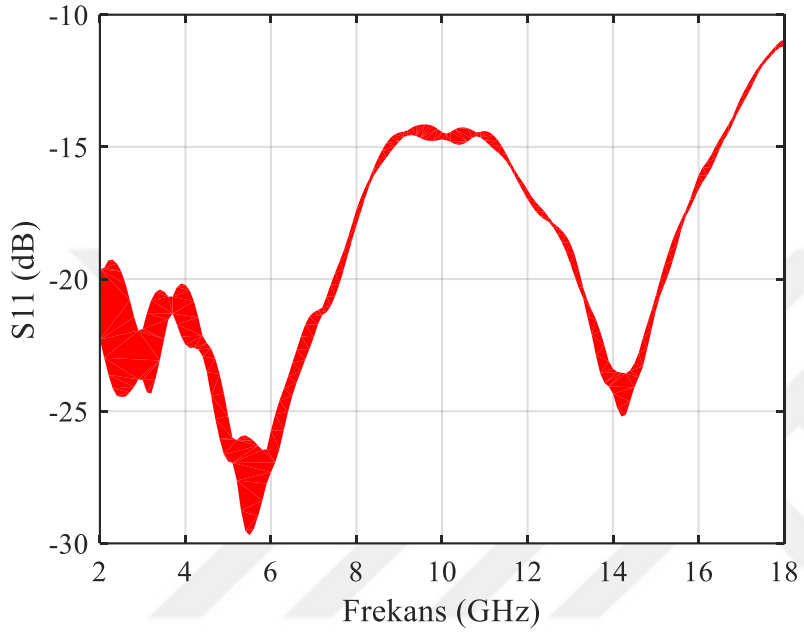


Şekil 6.14. 16 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı

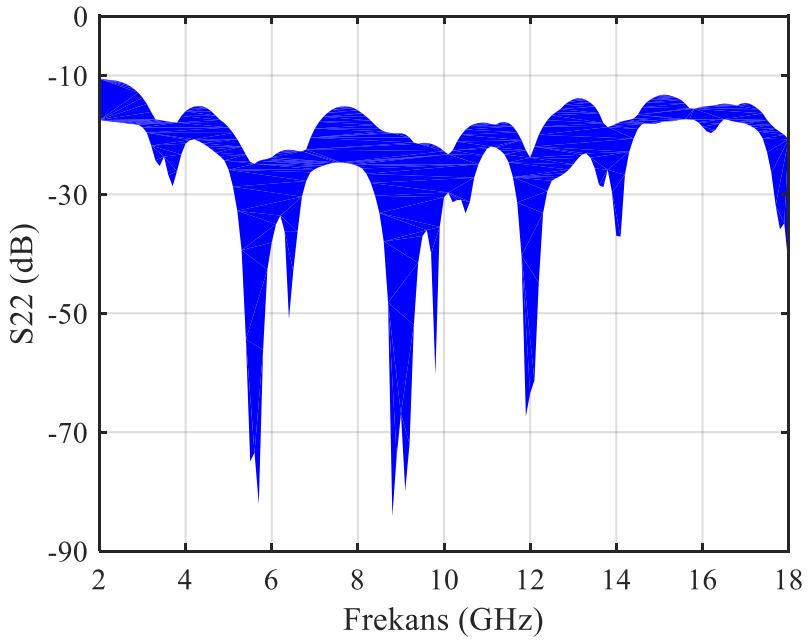


Şekil 6.15. 18 GHz sabit zayıflatma değerleri için faz kaydırma performansı

Oldukça zorlayıcı bir kriter olan 2-18 GHz gibi üç oktav bant genişliğinden büyük bant genişliğine sahip bir yapı için üretilen VM'in tüm farklı durumlarında giriş-çıkış geri dönüş kayıpları incelenmiştir (Şekil 6.16 – 6.17). Ölçüm sonuçlarına göre 14-bit kontrol ara yüzüne ve buna karşılık 16384 farklı duruma sahip olan VM, hedeflenen çalışma bandı olan 2-18 GHz aralığında 10 dB'den iyi giriş- çıkış geri dönüş kaybına sahiptir.

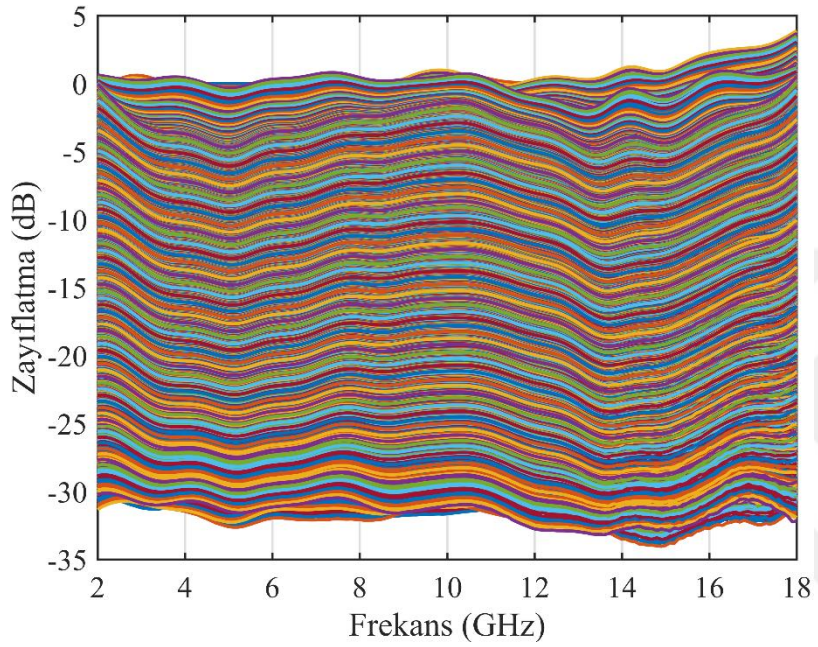


Şekil 6.16. 16384 farklı durum için giriş geri dönüş kaybı

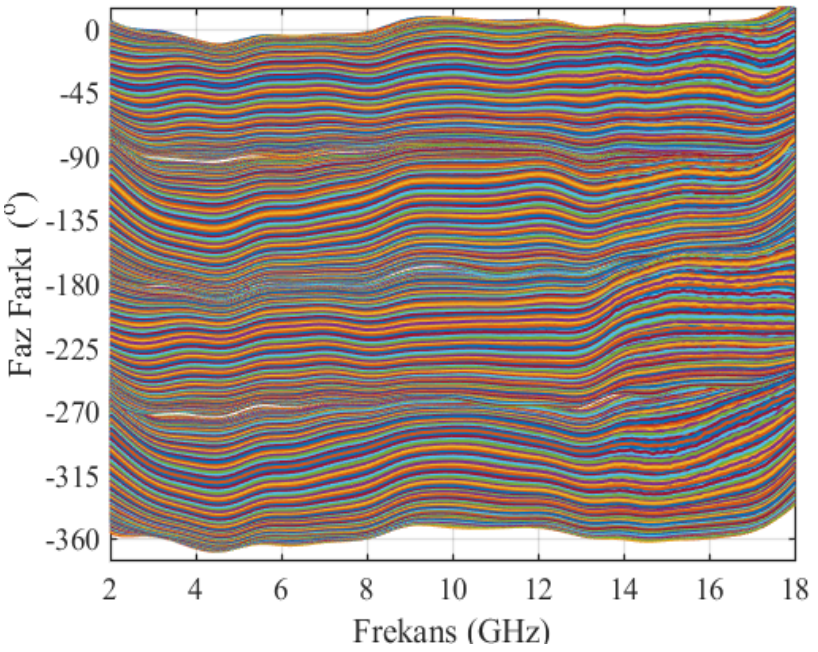


Şekil 6.17. 16384 farklı durum için çıkış geri dönüş kayıpları

Ortogonal bileşenlerde bulunan iki fazlı modülatörler ve DCA'ler sayesinde 360° faz kaydırma ve 31,5 dB zayıflatma işlevleri eş zamanlı yerine getirilebilmektedir. Şekil 6.18 ve Şekil 6.19'da yer alan ölçüm sonuçları incelendiğinde, yüksek çözünürlük ile hedeflenen zayıflatma ve faz kaydırma performansı, kapsanmayan herhangi bir bölge kalmaksızın yerine getirebilmektedir.



Şekil 6.18. Tüm çalışma bandı için alınan zayıflatma ölçümleri



Şekil 6.19. Tüm çalışma bandı için alınan faz kaydırma ölçümleri

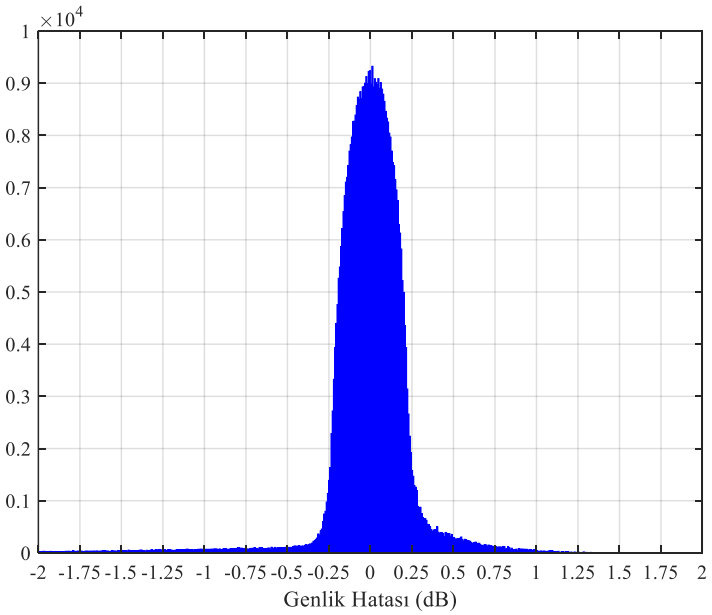
7. HATA ANALİZİ

Vektör modülatör kullanılarak hem genlik hem de faz ayarı eş zamanlı olarak yapılabilmektedir. Bu sebeple, üretilen prototipin başarım sonuçları değerlendirilirken faz ve genlik hatalarının kullanılan sistem üzerindeki etkileri beraber incelenmelidir. Tasarlanan yapı ile 360° faz farkının 5,625° çözünürlükle, genlik ayarının ise 0,5 dB çözünürlükle 31,5 dB zayıflatma kabiliyetine sahip olması hedeflenmiştir. Bu durumda, faz farkı için toplam 64 durum ($\varphi = 0{,}1{,}2 \cdots 2^6 - 1$) aynı şekilde zayıflatma için de 64 farklı durum ($a = 0{,}1{,}2 \cdots 2^6 - 1$) bulunmaktadır. Ek olarak 2- 18 GHz frekans bandı 100 MHz çözünürlükle toplamda 161 frekans noktasına (f) ayrılarak ölçümler alınmıştır. Toplamda $161 \times 64 \times 64$ nokta için genlik ve faz hatalarının (δ_{gen}, δ_{faz}) dağılımı Eş. 7.1 ve Eş. 7.2 kullanılarak hesaplanmıştır.

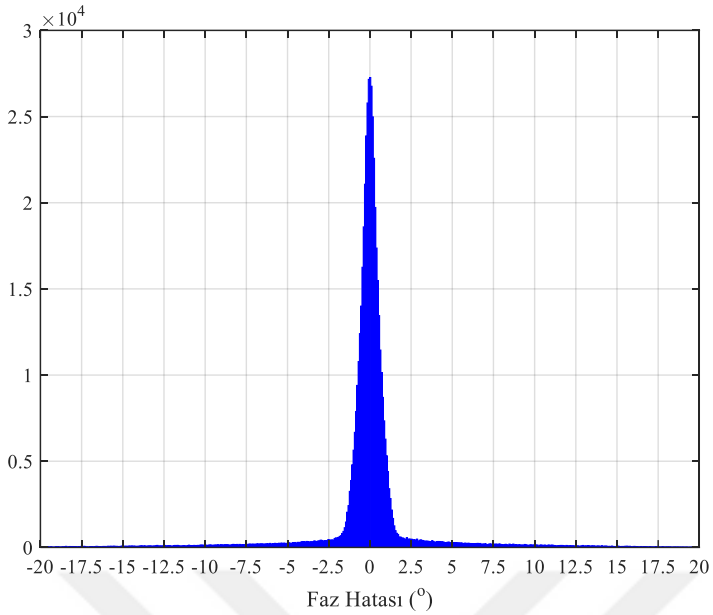
$$\delta_{gen}(f, a, \varphi) = \text{ölçüm}_{gen}(f, a, \varphi) - ideal_{gen}(f, a, \varphi) \tag{7.1}$$

$$\delta_{faz}(f, a, \varphi) = \text{ölçüm}_{faz}(f, a, \varphi) - ideal_{faz}(f, a, \varphi) \tag{7.2}$$

Burada $\text{ölçüm}_{gen}(f, a, \varphi)$, $ideal_{gen}(f, a, \varphi)$ terimleri; ölçülen zayıflatma değeri ve ideal durumdaki zayıflatma değerini, $\text{ölçüm}_{faz}(f, a, \varphi)$, $ideal_{faz}(f, a, \varphi)$ terimleri; ölçülen faz kaydırma değeri ve ideal durumdaki faz kaydırma değerini ifade etmektedir.



Şekil 7.1. Tüm durumlar için genlik hatalarının dağılımı



Şekil 7.2. Tüm durumlar için faz hatalarının dağılımı

VM prototipinin ideal zayıflatma ve faz kaydırma değerlerine göre ortalama (mean) hata değeri neredeyse sıfırdır (Şekil 7.1 – 7.2). Ek olarak, hata dağılımı normal (Gaussian) dağılımı takip etmekle birlikte standart sapma (σ) değerleri; genlik hatası için 0,27 dB, faz hatası için ise 3,28° olarak hesaplanmıştır. Dağılımlarda tüm frekans noktalarının yer alması ve yapının normal dağılıma sahip olması, tasarlanan VM prototipinin 2-18 GHz frekans bandının tümünde benzer performansta çalışabildiğini göstermektedir.

Ölçüm sonuçlarına göre üretilen VM, tüm frekans bandı boyunca 6-bit zayıflatma ve 6-bit faz kaydırma çözünürlüğünü 0,33 dB rms genlik hatası ($\varepsilon_{gen,rms}$) ve 3,94° rms faz hatası ($\varepsilon_{faz,rms}$) ile sağlamaktadır (Şekil 7.3). Rms genlik hatası Eş. 7.3, rms faz hatası Eş. 7.7'de ifade edilmektedir.

$$\varepsilon_{gen,rms}\ (dB) = 20\log\left[1 + \sqrt{\frac{1}{4096}\sum_{\substack{0\le a\le 63\\ 0\le\varphi\le 63}}\left[1-\delta_{lineer,gen}(a,\varphi)\right]^2}\right] \tag{7.3}$$

Burada; $\delta_{lineer,gen}(a,\varphi)$, $\delta_{gen}(a,\varphi)$ teriminin lineere dönüştürülmüş halini ifade etmektedir (Eş. 7.4 – 7.5).

$$\delta_{gen}(a,\varphi) = \text{ölçüm}_{gen}(a,\varphi) - ideal_{gen}(a,\varphi) \tag{7.4}$$

$$\delta_{lineer,gen}(a,\varphi) = 10^{[\delta_{gen}(a,\varphi)/20]} \tag{7.5}$$

Faz hatasının standart sapması (σ_{faz}), rms faz hatası ($\varepsilon_{faz,rms}$) olarak ifade edilebilir (Eş. 7.6). Bu durumda

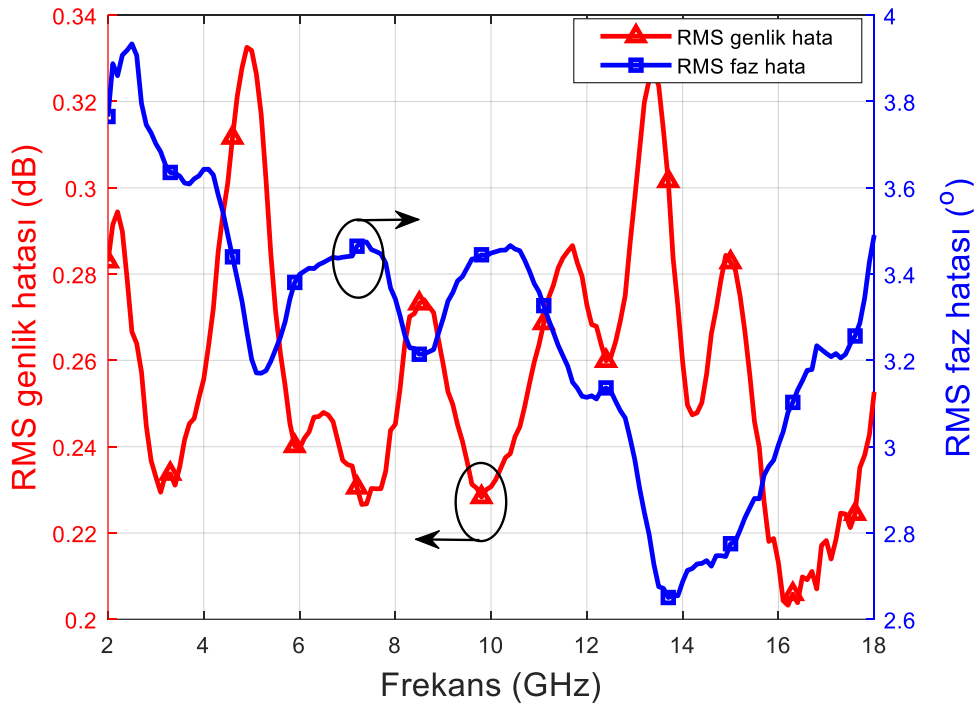
$$\varepsilon_{faz,rms}\,(°) = \sigma_{faz} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1}(x_i-\mu)^2}{N}} \tag{7.6}$$

x_i ideal durum ile ölçülen faz kaydırma durumları arasındaki farkı, μ faz hatalarının ortalamasını, N ise vektör modülatör için geçerli tüm durumları (2^{12}) ifade etmektedir.

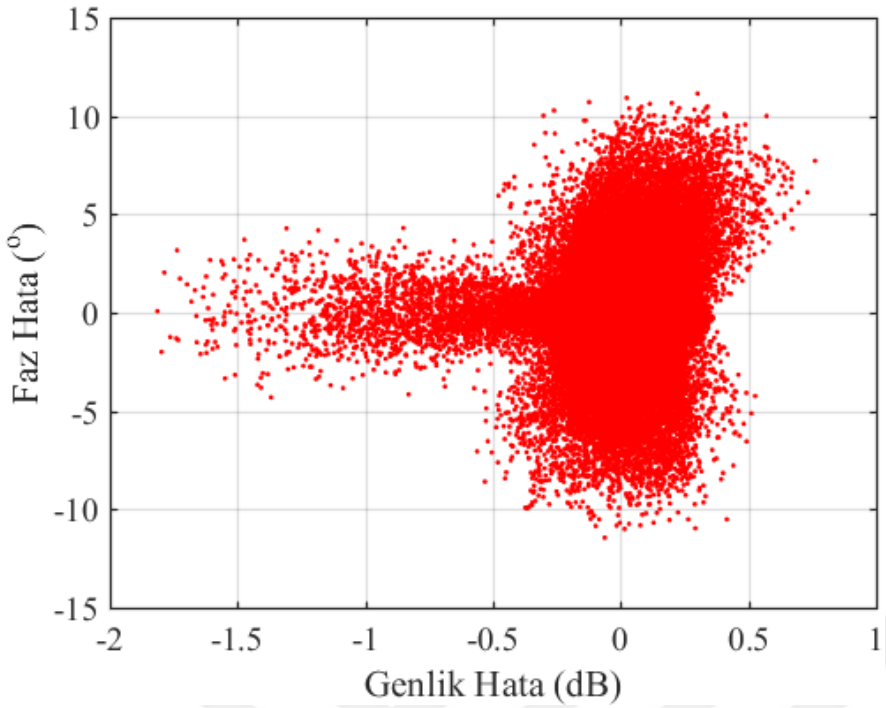
$$\therefore \quad \varepsilon_{faz,rms}\,(°) = \sqrt{\frac{1}{4096}\sum_{\substack{0\le a\le 63\\ 0\le\varphi\le 63}}\left[\delta_{faz}(a,\varphi) - \frac{\sum_{\substack{0\le a\le 63\\ 0\le\varphi\le 63}}\delta_{faz}(a,\varphi)}{4096}\right]^2} \tag{7.7}$$

Burada $\delta_{faz}(a,\varphi)$, Eş. 7.8'de ifade edilmektedir.

$$\delta_{faz}(a,\varphi) = \text{ölçüm}_{faz}(a,\varphi) - ideal_{faz}(a,\varphi) \tag{7.8}$$



Şekil 7.3. Alınan ölçüm sonuçlarına göre rms genlik ve faz hataları



Şekil 7.4. 6-bit zayıflatma ve 6-bit faz kaydırma durumu için genlik hataları ile faz hataları arasındaki ilişki

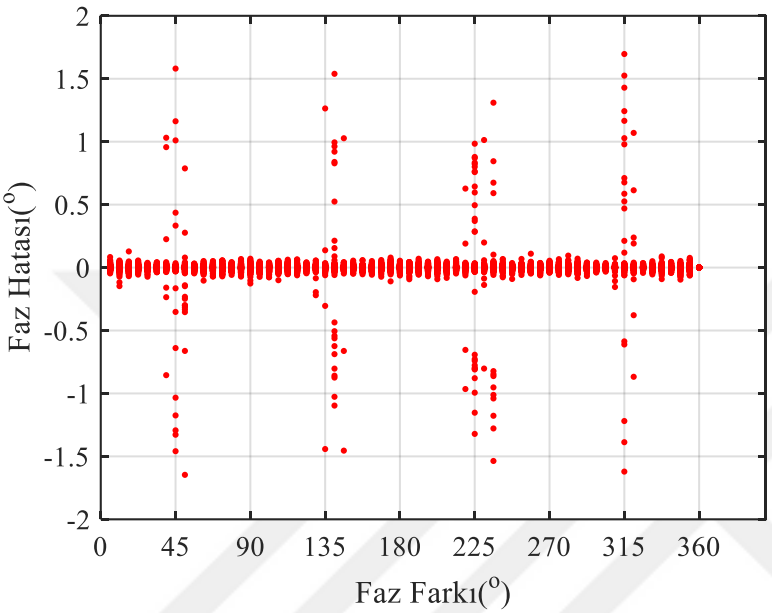
Ek olarak; bütün zayıflatma ve faz kaydırma durumları için 2-18 GHz çalışma bandında genlik ve faz hataları incelendiğinde maksimum faz hatası 11°, maksimum genlik hatası ise -1,8 dB olarak ölçülmüştür (Şekil 7.4). Bu hatalar devre tasarımında kullanılan RF bileşenlerin frekans bandı boyunca ideal davranış göstermediği birkaç zayıflatma ve faz kaydırma durumu için gerçekleşmiş olup genel hata karakteristiği incelendiğinde, ölçümlerin büyük bir kısmının düşük hataya sahip olduğu görülmektedir. Hata analiz sonuçlarına göre tasarlanan VM, bu çalışma kapsamında hedeflenen 2-18 GHz bandı boyunca hem 6-bit zayıflatma hem de 6-bit faz kaydırma işlevlerini çok düşük genlik ve faz hataları ile karşılayabilmiş olup ve 9:1 bant genişliği boyunca gerçeklenerek karakterize edilebilmiştir.

7.1. Vektör Modülatörün Faz Kaydırıcı olarak Kullanımı

Tasarlanan VM yapısı, faz kaydırma işlevinin yanı sıra genlik zayıflatma fonksiyonunu da yerine getirebilmektedir. Bununla birlikte, bazı ticari veya askeri uygulamalarda zayıflatma işlevi kullanılmayıp sadece faz kaydırıcı olarak da kullanılabilmektedir. Tez kapsamında sunulan VM yapısı, sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda faz hatalarının dağılımı Şekil 7.5'te gösterilmiştir. Burada, 6-bit 5,625° adımlarla toplamda 64 farklı ideal durum,

ölçüm sonuçlarından çıkarılarak faz hataları ($\delta_{faz}(f,\varphi)$) tüm çalışma bandı için hesaplanmıştır (Eş. 7.9).

$$\delta_{faz}(f,\varphi) = \text{ölçüm}_{faz}(f,\varphi) - ideal_{faz}(f,\varphi) \tag{7.9}$$



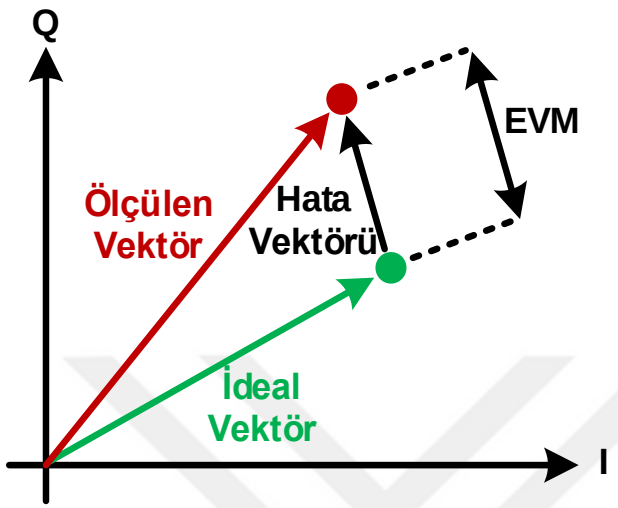
Şekil 7.5. Vektör Modülatör sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda faz hatalarının dağılımı

Şekil 7.5 incelendiğinde, tasarlanan VM yapısı sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda faz hataları hem zayıflatma hem de faz kaydırıcı olarak kullanıldığı duruma göre daha homojen olarak dağılmış ve standart sapma olarak daha iyi performans göstermiştir. Ek olarak; maksimum faz hatası tüm durumlar için en kötü 1,6° olarak ölçülmüştür.

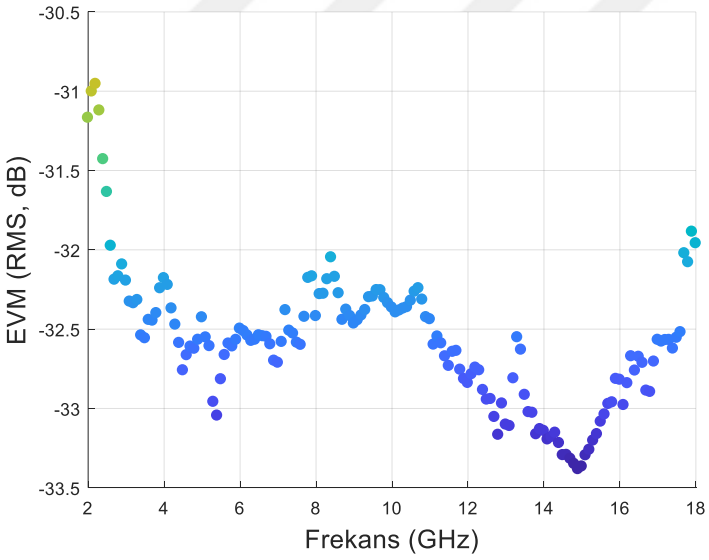
Literatürde EVM ifadesi özellikle kablosuz haberleşme sistemlerinde gönderici tarafından gönderilen modülasyonlu işaretin, alıcı tarafında ne kadar hata ile alındığını gösteren bir performans kriteri olarak karşımıza çıkmaktadır [44]. Gönderilen semboller, alıcı tarafında ne kadar ideal sembole yakın olarak alınırsa haberleşme kalitesi de o kadar iyi olmaktadır [45]. Bu durumda, sinyal kalitesi yüksek bir haberleşme ağı için EVM değerinin küçük olması amaçlanır.

EVM, her ne kadar genellikle haberleşme sistemleri özelinde tanımlı bir performans kriteri olsa da ideal vektörden ne kadar uzaklaştığımızı gösteren bir metrik olduğu için tez kapsamında tasarlanan VM yapısı için hem genlik hem de faz hatalarının etkilerini beraber

inceleyebilmek için iyi bir performans ölçütü olarak ele alınabilir. Bu durumda, RF işaret bir vektör olarak ifade edilirse I ve Q bu vektörü oluşturan ortogonal bileşenlere karşılık gelmektedir.



Şekil 7.6. Hata vektörünün genliği (EVM) gösterimi



Şekil 7.7. Vektör modülatör ölçüm sonuçlarına göre hesaplanan EVM

6-bit zayıflatma ve 6-bit faz kaydırma değerine karşılık gelen ideal vektörler ile ölçüm vektörleri arasındaki fark, hata vektörünü ifade etmektedir. Hata vektörünün büyüklüğü ise EVM olarak tanımlanır (Şekil 7.6).

Vektör modülatör için EVM ifadesi 6-bit genlik ayarına karşılık gelen 64 farklı durum ve yine 6-bit faz ayarına karşılık gelen 64 farklı durumun tüm kombinasyonları olan 64×64 ideal vektör için Eş. 7.10 kullanılarak hesaplanmıştır [46-47].

$$EVM_{rms}\ (dB) = 20\log\left[\left(\frac{\frac{1}{N}\sum_{r=0}^{N-1}\left|S_{ideal,r}-S_{\text{ölçüm},r}\right|^2}{\frac{1}{N}\sum_{r=0}^{N-1}\left|S_{\text{ölçüm},r}\right|^2}\right)^{1/2}\right] \tag{7.10}$$

Burada; $S_{\text{ölçüm},r}$, N adet toplam durumdan $(64x64)$, ölçüm alınan r. durumun normalize edilmiş halini, $S_{ideal,r}$ ise r. ideal durumun normalize halini ifade etmektedir. Normalizasyon işlemi her zayıflatma ve faz kaydırma durumunun toplam güç değerini 1'e eşitlemek için yapılmıştır.

$$\left|A_{\text{ölçüm}}\right| = \sqrt{\frac{1}{P_v/N}} = \sqrt{\frac{N}{P_v}} \tag{7.11}$$

Eş. 7.11'de $A_{\text{ölçüm}}$ normalizasyon faktörünü, P_v ise tüm durumları içeren ölçüm vektörlerinin toplam gücünü ifade etmekte olup Eş. 7.12 ile hesaplanır.

$$P_v = \sum_{r=1}^{N}\left[\left(V_{I,\text{ölçüm},r}\right)^2 + \left(V_{Q,\text{ölçüm},r}\right)^2\right] \text{(W)} \tag{7.12}$$

Daha sonra her bir vektörün gücü, bütün durumları içeren vektörlerin ortalama gücüne oranlanır (Eş. 7.13).

$$S_{\text{ölçüm},r} = \sqrt{\frac{P_{\text{ölçüm},r}}{(P_v/N)^2}} \tag{7.13}$$

Burada $P_{\text{ölçüm},r}$, her bir vektörün güç değerini ifade etmektedir.

Benzer işlemler ideal vektörler için de yapılarak normalizasyon işlemi tamamlanır.

Şekil 7.7'den görülebileceği üzere üretilen VM prototipi tüm zayıflatma ve faz kaydırma durumları için çalışma bandı olan 2-18 GHz aralığında -31 dB'den daha iyi rms EVM değerine sahiptir.

Çizelge 7.1. Performans özeti ve önceki çalışmalar ile karşılaştırma

Referans	[51]	[9]	[48]	[49]	[14]	[50]	[52]	[53]	[54]	Bu Çalışma
Teknoloji	PCB	0,13µm CMOS	0,18 µm CMOS	0,28 µm CMOS FDSOI	0,13 µm SiGe BiCMOS	0,18 µm SiGe BiCMOS	PCB	PCB	PCB	PCB
Yöntem	Pasif Vektör-Toplam	Aktif Vektör-Toplam	Aktif Vektör-Toplam	Aktif Vektör-Toplam	Anahtarlı Filtre Tipi	Aktif Vektör-Toplam	Pasif Vektör-Toplam	Pasif Vektör-Toplam	Pasif Vektör-Toplam	Pasif Vektör-Toplam
Frekans (GHz)	0,75	12-18	4-10	2-11	8-12	8-12	1,5-6	1,05	38-40	2-18
S21 (dB)	-6,6	-2,5	-15*	-	-18	-1,25	-15,4	-4,1	-23	-22
Faz Kaydırma Aralığı (°)	360	360	360	360	360	360	360	300	360	360
Faz Kaydırma Çözünürlüğü	Sürekli	6-bit	6-bit	7-bit	5-bit	5-bit	Sürekli	Sürekli	4-bit	6-bit
RMS faz hatası (°)	8,45	4	2,25	1,5	8	4,6	-	-	10,5	3,94
RMS genlik hatası (dB)	2,58	0,9	0,56	-	-	0,6	-	-	5	0,33
Genlik kontrolü	Evet	Evet	Evet	-	Hayır	Evet	Evet	Hayır	Evet	Evet
P_{DC} (mW)	0	37,5	28	18,6	248	73,92	82	0	-	3
Boyut (mm^2)	39* x 55*	0,8 x 0,3	0,6 x 0,7	-	4,1 x 2,4	0,6	44,5 x 63,5	90* x 140*	612,5	12,7 x 25,4

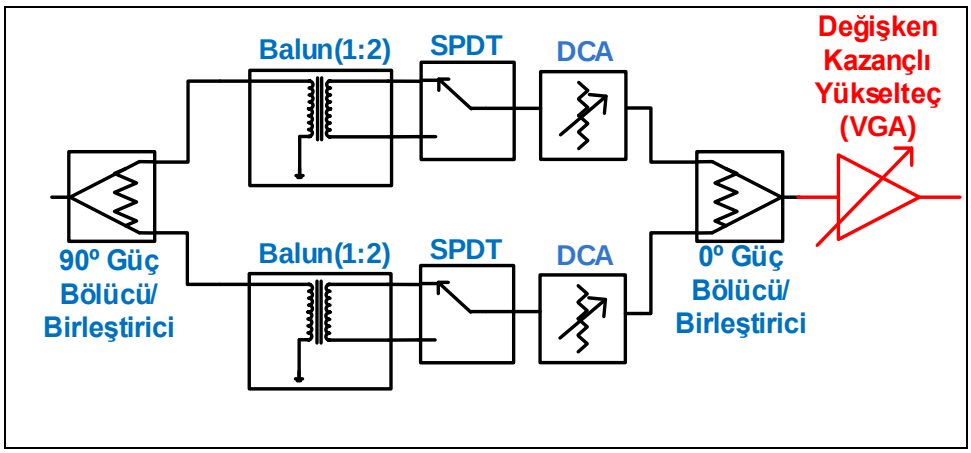
* Şekiller üzerinden referans alınmıştır.

Bu tez çalışması kapsamında; tasarlanan, üretilen ve detaylı ölçümleri alınan geniş bantlı vektör modülatör yapısı literatürde yer alan bazı örnekleri ile Çizelge 7.1.'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Çizelge incelendiğinde, aktif tasarımların beklenildiği üzere pasif tasarımlara göre kaybı daha az olmasına rağmen güç tüketimleri fazladır. [9], [48], [49], ve [50]'de yer alan aktif faz kaydırıcı örnekleri incelendiğinde bu tez kapsamında tasarlanan VM, neredeyse sıfıra yakın güç tüketimi sunmakla birlikte daha iyi ya da kıyaslanabilir faz kaydırma çözünürlüğüne sahiptir. Ek olarak, tasarlanan yapıda kullanılan tüm malzemeler pasif elemanlardan seçildiği için bu çalışma, iki yönlü (bi-directional) kullanımı desteklemektedir. PCB temelli bir çalışma olan [51] ile kıyaslandığında ise bu çalışma daha iyi rms genlik ve faz hatasına sahiptir. Ayrıca, boyut olarak bu çalışma [52]'ye göre daha küçük ölçülere sahiptir. [53] numaralı çalışma düşük frekanslı çalışma bandı sayesinde pasif tasarımlar arasında en az kayba sahip olmakla birlikte büyük devre boyutuna sahiptir. Ayrıca, genlik kontrolüne sahip değildir ve maksimum faz kaydırma değeri 300° ile sınırlıdır. Tez kapsamında gerçeklenen VM, [54] numaralı çalışmaya göre daha küçük boyutta daha az kayıplı olmakla beraber, faz çözünürlüğü daha yüksektir. Ek olarak gerçeklenen VM, PCB temelli diğer pasif tasarımlar arasında 360° faz kaydırma değerini yüksek çözünürlükle en küçük devre boyutları ile sağlamaktadır. Ayrıca, pasif tasarımlar arasında faz ve genlik hataları bazında en iyi performansa sahiptir.

8. SONUÇ VE ÖNERİLER

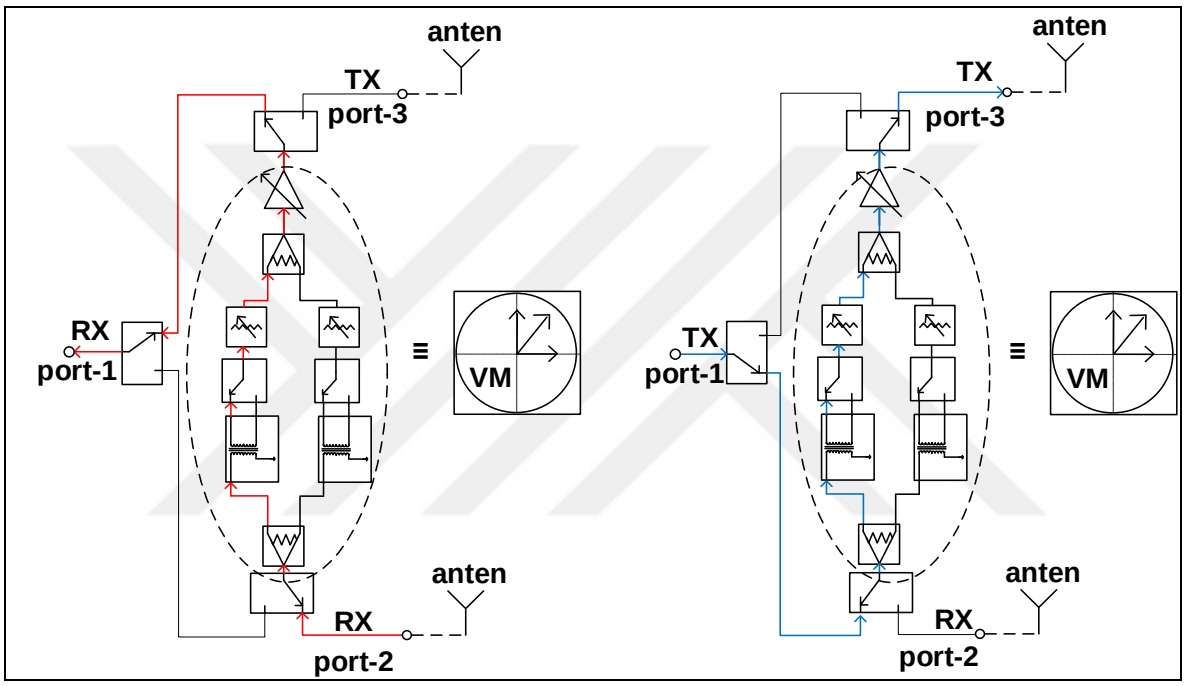
Bu çalışma kapsamında; 2-18 GHz frekans bandında çalışan, literatürde karşılaşılmamış yenilikçi iki fazlı modülatör yaklaşımı sunan, anahtarlanabilir balun yapısı temelli bir vektör modülatör tasarımı, üretimi ve karakterizasyonu ele alınmıştır. Tasarlanan yapı; özellikle çalışma bandı açısından markette yer almayan 2-18 GHz aralığında 6-bit faz kaydırıcı malzeme eksikliğine alternatif bir çözüm olarak literatüre katkı sağlamıştır. Faz kaydırma işlevine ek olarak genlik ayarlama özelliğinin de olması bu tasarımı avantajlı hale getirmiş ve geniş bant faz dizili hüzme yönlendirme yapılarında kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

Gerçeklenen vektör modülatör yapısı pasif ve iki yönlü malzemeler kullanılarak tasarlandığı için hem alma hem de gönderme yapılarında kullanıma imkân sağlamaktadır. Diğer yandan, yapının pasif olmasından dolayı araya girme kaybının aktif vektör modülatör yapılarına göre yüksek olduğu görülmektedir. Araya girme kayıplarının telafi edilmesi ve yapının kazançlı hale getirilmesi açısından tasarıma ileri dönemlerde değişken kazançlı yükselteç eklenmesi planlanmaktadır. Önceki bölümlerde bahsedildiği üzere vektör modülatör sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda hem genlik hem faz kaydırma işlevini beraber yerine getirdiği duruma göre çok daha düşük rms faz hatasına sahiptir. Buna ek olarak, sadece faz kaydırıcı olarak kullanıldığı durumda faz kaydırma adımları arasında farklı araya girme kayıpları oluşacaktır. Ayarlanabilir kazanç bloğu yardımıyla araya girme kayıplarının büyüklüğü ve değişimi de en aza indirilebilmektedir. VGA eklenmesi durumunda yapı Şekil 8.1'de gösterildiği hale gelecektir.



Şekil 8.1. VGA eklenmiş VM

Kazanç eklenmesi durumunda yapının güç tüketiminin artacağı ve yükseltecin tek yönlü kullanılmasından ötürü yapının iki yönlü kullanılamayacağı da göz önünde bulundurulmalıdır. Bu sebeple, kazanç bloğuna ilave olarak yapıya 3 adet anahtar eklenmesi ile tasarım hem kazanç özelliği kazanıp hem de iki yönlü kullanılabilmektedir. Bu topoloji literatürde common-leg (ortak-kol) olarak adlandırılmaktadır. Şekil 8.2'de yapının ortak-kol haline getirilecek alternatif blok diyagramı yer almaktadır. Ortak-kol yapısı sayesinde hem gönderme hem de alma işlevi uygun anahtar pozisyonları ayarlanarak yapılabilmektedir.



Şekil 8.2. Common-leg (ortak-kol) topolojisi uygulanmış VM yapısı

Şekil 8.2'de yer alan anahtar konumlarına göre RF işaretin izleyeceği 2 farklı yol, mavi ve kırmızı çizgiler ile gösterilmektedir. RF işaretin kırmızı yolu izlediği durumda, port-2 giriş portu, port-1 çıkış portu olarak kullanılmaktadır. Bir başka deyişle; port-2'de yer alan anten üzerinden alınan işaret, kırmızı yolu izleyerek genliği ve fazı ayarlanarak port-1'e doğru ilerler. Bu durum, alma (receive) durumunda RF işaretin izleyeceği yolu tarif etmektedir. Mavi işaretli yola göre anahtarlamalar yapıldığında ise RF işaret port-1'den port-3'e doğru ilerlemektedir. Bu durum ise gönderme (transmit) durumunda RF işaretin genliğinin ve fazının ayarlanarak antene doğru ilerlediği durumu tarif etmektedir.

KAYNAKLAR

1. Mailloux, R. J. (2005). *Phased Array Antenna Handbook*. Boston: Artech House, 14-19.

2. Safaai-Jazi, A., & Stutzman, W. L. (2016). A new low-sidelobe pattern synthesis technique for equally spaced linear arrays. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(4), 1317-1324.

3. Kadam, M., Kumar, A., & Aniruddhan, S. (2020). A 28GHz reflective-type transmission-line-based phase shifter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 67(12), 4641-4650.

4. Meng, F., Ma, K., Yeo, K. S., & Xu, S. (2015). A 57-to-64-GHz 0.094-mm 2 5-bit passive phase shifter in 65-nm CMOS. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 24(5), 1917-1925.

5. Lee, J. W., & Kim, S. Y. (2012). 60 GHz switched-line-type phase shifter using body-floating switches in 0.13 μm CMOS technology. *Electronics letters*, 48(7), 376-378.

6. Elkholy, M., Shakib, S., Dunworth, J., Aparin, V., & Entesari, K. (2018). Low-loss highly linear integrated passive phase shifters for 5G front ends on bulk CMOS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 66(10), 4563-4575.

7. Cook, M., & Rogers, J. W. (2016). A highly compact 2.4-GHz passive 6-bit phase shifter with ambidextrous quadrant selector. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 64(2), 131-135.

8. Quan, X., Yi, X., Boon, C. C., Yang, K., Li, C., Liu, B., ... & Zhuang, Y. (2018). A 52–57 GHz 6-bit phase shifter with hybrid of passive and active structures. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(3), 236-238.

9. Duan, Z., Wang, Y., Lv, W., Dai, Y., & Lin, F. (2018). A 6-bit CMOS active phase shifter for Ku-band phased arrays. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(7), 615-617.

10. Del Rio, D., Gurutzeaga, I., Berenguer, R., Huhtinen, I., & Sevillano, J. F. (2020). A compact and high-linearity 140–160 GHz active phase shifter in 55 nm BiCMOS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 31(2), 157-160.

11. Pepe, D., & Zito, D. (2016). Two mm-wave vector modulator active phase shifters with novel IQ generator in 28 nm FDSOI CMOS. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(2), 344-356.

12. Anjos, E. V., Schreurs, D., Vandenbosch, G. A., & Geurts, M. (2020). Variable-phase all-pass network synthesis and its application to a 14–54 GHz multiband continuous-tune phase shifter in silicon. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(8), 3480-3496.

13. Tsai, J. H., Tung, Y. L., & Lin, Y. H. (2020). A 27–42-GHz low phase error 5-bit passive phase shifter in 65-nm CMOS technology. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(9), 900-903.

14. Morton, M. A., Comeau, J. P., Cressler, J. D., Mitchell, M., & Papapolymerou, J. (2006). Sources of phase error and design considerations for silicon-based monolithic high-pass/low-pass microwave phase shifters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54(12), 4032-4040.

15. Hangai, M., Hieda, M., Yunoue, N., Sasaki, Y., & Miyazaki, M. (2009). $ S $-and $ C $-band ultra-compact phase shifters based on all-pass networks. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(1), 41-47.

16. Anjos, E. V., Schreurs, D. M. P., Vandenbosch, G. A., & Geurts, M. (2019). A 14–50-GHz phase shifter with all-pass networks for 5G mobile applications. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 68(2), 762-774.

17. Shamsadini, S., Filanovsky, I. M., Mousavi, P., & Moez, K. (2018). A 60-GHz transmission line phase shifter using varactors and tunable inductors in 65-nm CMOS technology. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, 26(10), 2073-2084.

18. Meghdadi, M., Azizi, M., Kiani, M., Medi, A., & Atarodi, M. (2010). A 6-bit CMOS phase shifter for $ S $-band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 58(12), 3519-3526.

19. Garg, R., & Natarajan, A. S. (2017). A 28-GHz low-power phased-array receiver front-end with 360° RTPS phase shift range. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(11), 4703-4714.

20. Mazor, N., Katz, O., Ben-Yishay, R., Liu, D., Garcia, A. V., & Elad, D. (2016, May). *SiGe based Ka-band reflection type phase shifter for integrated phased array transceivers*. In 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium *(*IMS*)* (1-4). IEEE.

21. Zarei, H., Charles, C. T., & Allstot, D. J. (2007). Reflective-type phase shifters for multiple-antenna transceivers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 54(8), 1647-1656.

22. Xia, J., Farouk, M., & Boumaiza, S. (2019, June). *Digitally-assisted 27-33 GHz reflection-type phase shifter with enhanced accuracy and low IL-variation*. In 2019 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC*)* (63-66). IEEE.

23. Jung, M., & Min, B. W. (2020). A compact Ka-band 4-bit phase shifter with low group delay deviation. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 30(4), 414-416.

24. Byeon, C. W., & Park, C. S. (2017). A low-loss compact 60-GHz phase shifter in 65-nm CMOS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27(7), 663-665.

25. Li, T. W., & Wang, H. (2017). A millimeter-wave fully integrated passive reflection-type phase shifter with transformer-based multi-resonance loads for 360° phase shifting. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 65(4), 1406-1419.

26. Lin, C. S., Chang, S. F., & Hsiao, W. C. (2008). A full-360$^{\circ} $ reflection-type phase shifter with constant insertion loss. *IEEE microwave and wireless components letters*, 18(2), 106-108.

27. Qiu, F., Zhu, H., Wu, L., Che, W., & Xue, Q. (2021). A 15–38 GHz vector-summing phase-shifter with 360° phase-shifting range using improved I/Q generator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 68(10), 3199-3203.

28. Asoodeh, A., & Atarodi, M. (2012). A Full 360$^{\circ} $ Vector-Sum Phase Shifter With Very Low RMS Phase Error Over a Wide Bandwidth. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 60(6), 1626-1634.

29. Mohsenpour, M. M., & Saavedra, C. E. (2016). Variable 360° vector-sum phase shifter with coarse and fine vector scaling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(7), 2113-2120.

30. Qian, H. J., Zhang, B., & Luo, X. (2018). High-resolution wideband phase shifter with current limited vector-sum. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 66(2), 820-833.

31. Koh, K. J., & Rebeiz, G. M. (2010, May). *A 6–18 GHz 5-bit active phase shifter*. In 2010 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (792-795). IEEE.

32. Zheng, Y., & Saavedra, C. E. (2009). Full 360$^{\circ} $ Vector-Sum Phase-Shifter for Microwave System Applications. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 57(4), 752-758.

33. Park, G. H., Byeon, C. W., & Park, C. S. (2020). A 60-GHz low-power active phase shifter with impedance-invariant vector modulation in 65-nm CMOS. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(12), 5395-5407.

34. Afroz, S., & Koh, K. J. (2018). $ W $-Band (92–100 GHz) Phased-Array Receive Channel With Quadrature-Hybrid-Based Vector Modulator. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 65(7), 2070-2082.

35. Chang, Y. T., Ou, Z. W., Alsuraisry, H., Sayed, A., & Lu, H. C. (2018). A 28-GHz low-power vector-sum phase shifter using biphase modulator and current reused technique. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(11), 1014-1016.

36. Afroz, S., & Koh, K. J. (2018). A $ D $-band two-element phased-array receiver front end with quadrature-hybrid-based vector modulator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 28(2), 180-182.

37. Müller, D., Tessmann, A., Leuther, A., Zwick, T., & Kallfass, I. (2015, May). *A H-band vector modulator MMIC for phase-shifting applications*. In 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (1-4). IEEE.

38. Soer, M. C., Klumperink, E. A., Nauta, B., & van Vliet, F. E. (2011). Spatial interferer rejection in a four-element beamforming receiver front-end with a switched-capacitor vector modulator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 46(12), 2933-2942.

39. İnternet: MQS-0218SM Datasheet URL:https://markimicrowave.com/assets/7a9f9958-99b6-4401-9bc5-60b8ffb44c66/MQS-0218SM-MMIC%202-18GHz%2090%C2%B0%20Splitter%20%20%20Combiner.pdf, Son Erişim Tarihi: 14.04.2024.

40. İnternet: MBAL-0220SM Datasheet URL:https://markimicrowave.com/assets/f6219105-df5e-4248-a323-66904acd9cf2/MBAL-0220SM-Passive%20MMIC%202-20%20GHz%20Surface%20Mount%20Balun.pdf, Son Erişim Tarihi: 14.04.2024.

41. İnternet: ADRF5020 Datasheet URL:https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adrf5020.pdf, Son Erişim Tarihi: 14.04.2024.

42. İnternet: ADRF5730 Datasheet URL:https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADRF5730.pdf, Son Erişim Tarihi: 14.04.2024.

43. İnternet: EP2K1+ Datasheet URL: https://www.minicircuits.com/pdfs/EP2K1+.pdf, Son Erişim Tarihi: 14.04.2024.

44. Yob, R. C., Seman, N., & Ghazali, S. N. A. M. (2011, December). *Error vector magnitude analysis for wideband QPSK and QAM six-port modulator*. In 2011 IEEE International RF & Microwave Conference (149-153). IEEE.

45. Shafik, R. A., Rahman, M. S., & Islam, A. R. (2006, December). *On the extended relationships among EVM, BER and SNR as performance metrics*. In 2006 International Conference on Electrical and Computer Engineering (408-411). IEEE.

46. McKinley, M. D., Remley, K. A., Myslinski, M., Kenney, J. S., Schreurs, D., & Nauwelaers, B. (2004, December). *EVM calculation for broadband modulated signals*. In 64th ARFTG Conf. Dig (45-52).

47. Mebratu, D., Kegege, O., & Shaw, H. C. (2016, August). *Measurement of Error Vector Magnitude (EVM) to Characterize the Impairment of the Tracking and Data Relay Satellite (TDRS) Channel*. In 2016 NSBE Aerospace Systems Conference (No. GSFC-E-DAA-TN32788).

48. Dou, B., Duan, Z., Li, Y., Ding, N., Xiao, D., Liao, B., & Yao, X. (2022). A 4–10 GHz programmable CMOS vector-sum phase shifter for a two-channel transmitter. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 69(9), 3699-3703.

49. Monaco, E., Anzalone, G., Albasini, G., Erba, S., Bassi, M., & Mazzanti, A. (2017). A 2–11 GHz 7-bit high-linearity phase rotator based on wideband injection-locking multi-phase generation for high-speed serial links in 28-nm CMOS FDSOI. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(7), 1739-1752.

50. Li, Z., Qiao, J., & Zhuang, Y. (2020). An X-band 5-bit active phase shifter based on a novel vector-sum technique in 0.18μm SiGe BiCMOS. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 68(6), 1763-1767.

51. Wei, Z., Chen, X., Zhu, X., Chi, P. L., Xu, R., & Yang, T. (2022). Novel passive vector-sum amplitude-variable phase shifter with integrated reconfigurable filtering function. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 70(7), 3511-3523.

52. Kolodziej, K. E., & Perry, B. T. (2018, January). *Wideband vector modulator for RF cancellers in STAR systems*. In 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS) (64-67). IEEE.

53. Zhu, X., Yang, T., Chi, P. L., & Xu, R. (2021). Novel passive vector-sum reconfigurable filtering phase shifter with continuous phase-control and tunable center frequency. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 70(2), 1188-1197.

54. Ho, T. K., Yang, Y., Zhu, F., & Karmakar, N. C. (2023, August). *A Novel and Simplified Topology for Vector-Sum Phase Shifters*. In 2023 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT) (56-59). IEEE.



Gazili olmak ayrıcalıktır