

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ

**AMACA UYGUN OLARAK YANSIMA VE İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ
DEĞİŞTİRİLEBİLEN YAPISAL YÜZEY MALZEMESİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

Bora DÖKEN

İletişim Sistemleri Anabilim Dalı

Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

Anabilim Dalı : Herhangi Mühendislik, Bilim

Programı : Herhangi Program

ARALIK 2017

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ BİLİŞİM ENSTİTÜSÜ

**AMACA UYGUN OLARAK YANSIMA VE İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ
DEĞİŞTİRİLEBİLEN YAPISAL YÜZEY MALZEMESİ TASARIMI**

DOKTORA TEZİ

**Bora DÖKEN
(705102005)**

İletişim Sistemleri Anabilim Dalı

Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mesut KARTAL
Anabilim Dalı : Herhangi Mühendislik, Bilim
Programı : Herhangi Program**

ARALIK 2017

İTÜ, Bilişim Enstitüsü'nün 705102005 numaralı Doktora Öğrencisi **Bora DÖKEN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**AMACA UYGUN OLARAK YANSIMA VE İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ DEĞİŞTİRİLEBİLEN YAPISAL YÜZEY MALZEMESİ TASARIMI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Mesut KARTAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Selçuk PAKER**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Sedef Kent PINAR
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Hamid Torpi
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi: 16/11/2017
Savunma Tarihi: 27/12/2017

Bütün öğretmenlerime,

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının gerçekleşmesinde, sahip olduğu bilgi birikimini benimle paylaşıp, bana yol gösteren ve katkılarıyla tezin bugünlere gelmesini sağlayan danışmanım Prof. Dr. Mesut Kartal'a teşekkürü bir borç bilirim.

Aralık 2017

Bora Döken
(Yük. Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	4
1.2 Literatür Araştırması	4
2. YAPISAL YÜZEY MALZEMESİNİN ÖZELLİKLERİNİN BELİRLENMESİ.....	7
2.1 Frekans Seçici Yüzeylerin Bina İçi Kablosuz Haberleşmeye Etkileri	7
2.1.1 Minimum zayıflatma oranı.....	7
2.1.2 Maksimum geliş açısı.....	9
2.2 ISM 2.4 GHz ve 5.8 GHz Frekans Bantları	10
3. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER.....	11
3.1 Uygulama Alanları	11
3.2 FSY Yüzeylerin Frekans Cevabını Belirleyen Etmenler	14
3.2.1 Elemanların geometrik yapıları.....	14
3.2.2 Dielektrik yüzeylerin FSY'lerin frekans karakteristiklerine etkileri	15
3.2.3 FSY'lerin istenmeyen yayınımları (yan loblar).....	17
3.2.4 Yüzey Dalgaları	19
3.3 Analiz Yöntemleri	20
3.3.1 Momentler Metodu (Method of Moments).....	20
3.3.2 Sonlu Eleman Metodu (Finite Element Method).....	20
3.3.3 Ortak Empedans Metodu (Mutual Impedance Method)	21
3.3.4 Eşdeğer Devre Modeli (Equivalent Circuit Method).....	21
3.4 FSY'lerin İmalat Yönteminin Belirlenmesi	21
3.4.1 FSY baskılarının FR4 tabaka üzerine gerçekleştirmesi	22
3.4.2 FSY baskılarının film tabaka üzerine gerçekleştirilmesi	22
4. PERİYODİK YAPILARIN ANALİZİ.....	23
4.1 Floquet Teoremi	23
4.2 Frekans Seçici Yüzeylerin Analizi	27
4.2.1 Yama tipi FSY incelenmesi	27
4.2.2 Yarık FSY incelenmesi	32
4.2.3 FSY'i oluşturan periyodik elemanların yerleşim biçimleri.....	32
4.2.4 FSY'i oluşturan periyodik elemanların sonlu iletkenliğe sahip olmaları..	34
4.3 Eşdeğer Devre Modeli ile FSY Analizi.....	35
4.3.1 Dielektrik tabakanın etkisi	38
4.3.2 Çok katmanlı yapıların eşdeğer devre modeli ile analizi.....	41

4.3.3 Kare Döngü FSY'in örnek eşdeğer devre modeli ile analizi	41
4.3.4 Seri Rezonans Devreleri.....	42
5. TOPLU PARAMETRELİ ELEMANLAR VE ÖLÇÜM SİSTEMİ.....	45
5.1 PIN Diyotlar	45
5.2 Varaktör Diyotlar.....	48
5.3 Ölçüm Sistemi	48
5.3.1 Ölçüm sistemindeki hata kaynakları	49
6. TASARIMLAR.....	51
6.1 Tasarım 1: Yutucu FSY Tasarımı (2.4 GHz)	51
6.2 Tasarım 2: GSM Frekansları için Üç Katmanlı Fraktal FSY	56
6.3 Tasarım 3: GSM Frekansları için Tek Katmanlı Fraktal FSY	60
6.4 Tasarım 4: Çift Katmanlı Minyatür FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)	63
6.5 Tasarım 5: Çift Katmanlı FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz).....	68
6.6 Tasarım 6: Tek Katmanlı FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz).....	71
6.7 Tasarım 7: Tek Katmanlı Minyatür FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)	77
6.8 Tasarım 8: Rezonans Frekansı Ayarlanabilen Aktif FSY (01)	81
6.9 Tasarım 9: Rezonans Frekansı Ayarlanabilen Aktif FSY (02)	86
6.10 Tasarım 10: İki Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (2.4 GHz) (01) ..	91
6.11 Tasarım 11: İki Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (2.4 GHz) (02) ..	96
6.12 Tasarım 12: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (TE Mod)	101
6.13 Tasarım 13: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY	104
6.14 Tasarım 14: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Ayarlanabilen Aktif FSY	111
7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	121
7.1 Tasarımların karşılaştırılması	122
7.2 Çalışmanın Uygulama Alanı	124
KAYNAKLAR.....	125
EKLER.....	131
EK A.....	132
ÖZGEÇMİŞ.....	135

KISALTMALAR

A_g	: Gelen dalganın fazörü
A_x	: "x" eksen yönündeki manyetik vektör potansiyel
A_y	: "y" eksen yönündeki manyetik vektör potansiyel
B	: Manyetik akı yoğunluğu
B_{TE}	: TE polarizasyonu için normalize edilmiş süseptans
B_{TM}	: TM polarizasyonu için normalize edilmiş süseptans
c	: Elektromanyetik dalganın bulunduğu ortamdaki yayılma hızı
D	: Elektrik akı yoğunluğu
D_z	: "z" eksen yönündeki periyot
D_x	: "x" eksen yönündeki periyot
E	: Elektrik alan şiddeti
E_{xg}	: Gelen dalganın elektrik alan şiddetinin "x" eksen yönündeki bileşeni
E_{yg}	: Gelen dalganın elektrik alan şiddetinin "y" eksen yönündeki bileşeni
E_{gt}	: Gelen dalganın elektrik alan şiddetinin teğetsel bileşeni
E_{st}	: Saçılan dalganın elektrik alan şiddetinin teğetsel bileşeni
E_s	: Saçılan dalganın elektrik alan şiddeti
EC	: Eşdeğer devre modeli (Equivalent Circuit Method)
EIRP	: Etkili izotropik yayılan güç
F	: Alan şiddeti (E veya H)
f_g	: İstenmeyen yayınımların ortaya çıktığı en düşük frekans
f_r	: Rezonans frekansı
FSY	: Frekans Seçici Yüzey
G	: Green fonksiyonu
HFSS	: ANSOFT firmasının yüksek frekans yapı benzetim programı
H	: Manyetik alan şiddeti
ISM	: Endüstriyel, bilimsel ve medikal uygulamalar serbest frekans bandı
ITU	: Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
J_s	: Yüzey akım yoğunluğu
J_x	: "x" eksen yönündeki akım yoğunluğu
J_y	: "y" eksen yönündeki akım yoğunluğu
k	: Dalga numarası
k₀	: Boşluktaki dalga numarası
k_x	: "x" eksen yönündeki dalga numarası
k_y	: "z" eksen yönündeki dalga numarası
L	: Diferansiyel operatör
r	: Gözlem noktası
r'	: Kaynak noktası
RF	: Radyo frekansları
S₁₁	: Yansıma katsayısı
S₂₁	: İletim katsayısı
X_{TE}	: TE polarizasyonu için normalize edilmiş reaktans
X_{TM}	: TM polarizasyonu için normalize edilmiş reaktans
WLAN	: Kablosuz Yerel Alan Ağı
Y₀	: Boşluğun dalga admitansı

Z_0	: Boşluğun dalga empedansı
Z_n	: FSY'in normalize edilmiş empedansı
λ	: Dalga boyu
λ_g	: İstenmeyen yayınımların meydana çıktığı frekansın dalga boyu
λ_r	: Rezonans frekansındaki dalga boyu
ϵ	: Dielektrik sabiti
ϵ_0	: Boşluğun dielektrik sabiti
ϵ_r	: Bağlı dielektrik sabiti
ϵ_{eff}	: Efektif bağlı dielektrik sabiti
η_g	: İstenmeyen yayınımların yüzey normali ile yaptığı yayılma açısı
γ_z	: Floquet sabiti
μ_0	: Boşluğun manyetik geçirgenliği
Ω	: Eğimli ızgara diziliminde periyodik eksenler arasındaki açı

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : 2.4 GHz ISM , 5.8 GHz ISM ve 5.8 GHz UNII bantları.....	10
Çizelge 6.1 : “Tasarım 2” parametre değerleri.	57
Çizelge 6.2 : “Tasarım 3” parametre değerleri.	60
Çizelge 6.3 : SMV1247-040LF varaktör diyot gerilim ve eşdeğer kapasite tablosu.	81
Çizelge 6.4 : SMV2201-040LF varaktör diyot gerilim ve eşdeğer kapasite tablosu.	86
Çizelge 6.5 : Şekil 6.77’de görülen tasarımın parametre değerleri.	97
Çizelge 6.6 : FSY’in dört farklı frekans karakteristiği	101
Çizelge 6.7 : FSY’in dört farklı frekans karakteristiği	105
Çizelge 6.8 : FSY’in dört farklı frekans karakteristiği.	113
Çizelge 7.1 : FSY tasarımlarının (T1, T4-T7) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^0$).	122
Çizelge 7.2 : FSY tasarımlarının (T2-T3) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=45^0$).	123
Çizelge 7.3 : FSY tasarımlarının (T8-T14) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^0$).	123
Çizelge 7.4 : FSY tasarımlarının (T8-T14) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^0$).	124

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Ölçüm yapılan mekânın krokisi [11].	7
Şekil 2.2 : On farklı ölçüm senaryosu [11].	8
Şekil 2.3 : 2.45 GHz için ölçülen yol kayıpları [11].	8
Şekil 2.4 : 5.8 GHz için ölçülen yol kayıpları [11].	8
Şekil 2.5 : RF sinyalin vericiden alıcıya izleyebileceği yollar.	9
Şekil 2.6 : Sinyalin izleyebileceği yollar [26].	10
Şekil 3.1 : Dört temel FSY filtresi (iletken alanlar koyu siyah renktedir) [26].	11
Şekil 3.2 : Çift bantlı yansıtıcı anten [26].	12
Şekil 3.3 : Hibrit anten radom [26].	12
Şekil 3.4 : FSY'lerin kutuplayıcı olarak kullanılması [2].	13
Şekil 3.5 : Ofisler arası WLAN sinyallerinin etkileşimi [26].	13
Şekil 3.6 : Frekans seçici duvarların etkisi [26].	14
Şekil 3.7 : Grup1: n kutuplu, merkeze bağlı yapılar.	14
Şekil 3.8 : Grup2: Döngü yapılar.	14
Şekil 3.9 : Grup3: Yama yapılar.	15
Şekil 3.10 : Grup4: Hibrit yapılar.	15
Şekil 3.11 : Dielektrik tabaka ve üzerine monte edilmiş FSY.	15
Şekil 3.12 : Sonsuz uzunluktaki dielektrik yüzey kalınlığının etkisi [2].	16
Şekil 3.13 : Dalganın geliş açısının elemanlar arası boşluğa etkisi.	16
Şekil 3.14 : Dielektrik tabaka üzerinde FSY.	17
Şekil 3.15 : İstenmeyen yayınımların meydana gelişi [2].	17
Şekil 3.16 : İstenmeyen yayınımların meydana gelişi [2].	18
Şekil 3.17 : “Sonsuz x sonsuz” elemanlı yüzeyin 10 GHz’deki akım dağılımı [4].	19
Şekil 3.18 : “Sonsuz x 25” elemanlı yüzeyin 10 GHz’deki akım dağılımı [4].	20
Şekil 3.19 : “Sonsuz x 25” elemanlı yüzeyin 7.8 GHz’deki akım dağılımı [4].	20
Şekil 4.1 : Periyodik yüzey [67].	23
Şekil 4.2 : FSY’e gelen, yansıyan, iletilen ve saçılan dalgalar [67].	25
Şekil 4.3 : Boşlukta duran frekans seçici yüzeyler: (a) Yama tipi (b) Yarık tipi.	27
Şekil 4.4 : İletken yama geometrisi ve üzerine gelen elektromagnetik dalga.	27
Şekil 4.5 : Kare ızgara yapısı.	32
Şekil 4.6 : Eğimli ızgara yapısı.	33
Şekil 4.7 : Paralel metal ızgaralardan oluşan periyodik yapı [35].	35
Şekil 4.8 : Elektrik alanın teğetsel bileşenleri ızgara yönünde [75].	36
Şekil 4.9 : Manyetik alanın teğetsel bileşenleri ızgara yönünde [75].	36
Şekil 4.10 : Eşdeğer devre modeli.	38
Şekil 4.11 : Tek katmanlı “Kare Döngü” FSY geometrisi.	40
Şekil 4.13 : Çok katmanlı yapıların eşdeğer devre modeli ile analizi [15].	41
Şekil 4.14 : Kare döngü yapıda eşdeğer devre modelinin kullanılması [15].	42
Şekil 4.15 : Seri RLC rezonatör devresi (b) Frekans cevabı.	43
Şekil 5.1 : PIN diyot.	45
Şekil 5.2 : PIN diyot eşdeğer devre modeli.	46
Şekil 5.3 : Çift katmanlı FSY tasarımı.	47

Şekil 5.4 : Örnek FSY'in PIN diyotlar bağlı olmadan eşdeğer devre modeli.	47
Şekil 5.5 : Örnek FSY ve PIN diyotların eşdeğer devre modeli.	47
Şekil 5.6 : Örnek FSY'in her bir katmanının eşdeğer modeli.	48
Şekil 5.7 : Varaktör diyot eşdeğer devre şeması.	48
Şekil 5.8 : Ölçüm sistemi.	49
Şekil 6.1 : FSY' üzerinde kullanılan iletken yama ve gelen dalganın yönü.	51
Şekil 6.2 : "Tasarım 1" yutucu FSY geometrisi.	52
Şekil 6.3 : Direnç değerinin eniyilenmesi ($\theta=45^\circ$).	53
Şekil 6.4 : 100 Ω 'luk dirençin konumunun FSY frekans cevabına etkisi.	53
Şekil 6.5 : "Tasarım 1" yutucu FSY prototipi ve monte edilen 100 Ω 'luk dirençler.	54
Şekil 6.6 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=0$).	54
Şekil 6.7 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=0$).	54
Şekil 6.8 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=45$).	55
Şekil 6.9 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=45$).	55
Şekil 6.10 : "Tasarım 2" üç katmanlı FSY geometrisi.	57
Şekil 6.11 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	58
Şekil 6.12 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	58
Şekil 6.13 : "Tasarım 2" prototip.	59
Şekil 6.14 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, ölçüm).	59
Şekil 6.15 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, ölçüm).	59
Şekil 6.16 : "Tasarım 3" tek katmanlı FSY geometrisi.	61
Şekil 6.17 : "Tasarım 3" tasarım aşamaları.	62
Şekil 6.18 : "Tasarım 3" prototip ve birim hücresi.	62
Şekil 6.19 : Farklı " θ " açıları için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	62
Şekil 6.20 : Farklı " θ " açıları için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	63
Şekil 6.21 : "Tasarım 4" çift katmanlı FSY geometrisi.	64
Şekil 6.22 : İkinci katman tasarım aşamaları.	64
Şekil 6.23 : Farklı tasarım aşamaları için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	65
Şekil 6.24 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	65
Şekil 6.25 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	66
Şekil 6.26 : Prototip.	66
Şekil 6.27 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	67
Şekil 6.28 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	67
Şekil 6.29 : Tek katmanlı FSY eleman geometrisi.	68
Şekil 6.30 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	69
Şekil 6.31 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	69
Şekil 6.32 : "Tasarım 5" çift katmanlı FSY geometrisi.	70
Şekil 6.33 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	70
Şekil 6.34 : Farklı " θ " değerlerinde S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	71
Şekil 6.35 : "Tasarım 6" tek katmanlı FSY geometrisi.	72
Şekil 6.36 : Farklı tasarım aşamalarında ki S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$). ...	72
Şekil 6.37 : x_1 girinti parametresi ve eşdeğer devre ile modellenmesi.	73
Şekil 6.38 : Farklı x_1 parametre değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	73
Şekil 6.39 : x_2 girinti parametresi ve eşdeğer devre ile modellenmesi.	74
Şekil 6.40 : Farklı x_2 parametre değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	74
Şekil 6.41 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	75
Şekil 6.42 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	75
Şekil 6.43 : "Tasarım 6" prototip.	76
Şekil 6.44 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	76
Şekil 6.45 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	76

Şekil 6.46 : “Tasarım 7” tek katmanlı FSY geometrisi.	77
Şekil 6.47 : Eşdeğer devre modeli.	78
Şekil 6.48 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	78
Şekil 6.49 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	78
Şekil 6.50 : Akım dağılımları (a) 2.45 GHz (b) 5.8 GHz.	79
Şekil 6.51 : “Tasarım 7” prototip.	79
Şekil 6.52 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).	80
Şekil 6.53 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).	80
Şekil 6.54 : “Tasarım 8” aktif FSY geometrisi.	82
Şekil 6.55 : Eşdeğer devre modeli.	83
Şekil 6.56 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).	83
Şekil 6.57 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).	84
Şekil 6.58 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	85
Şekil 6.59 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	85
Şekil 6.60 : Aktif FSY.	86
Şekil 6.61 : Eşdeğer devre modeli.	87
Şekil 6.62 : “Tasarım 9” aktif FSY geometrisi.	88
Şekil 6.63 : Farklı kol uzunlukları (c) için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).	88
Şekil 6.64 : Farklı kol uzunlukları (c) için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).	89
Şekil 6.65 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).	89
Şekil 6.66 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).	90
Şekil 6.67 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	91
Şekil 6.68 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).	91
Şekil 6.69 : “Tasarım 10” aktif FSY geometrisi.	92
Şekil 6.70 : Eşdeğer devre modeli.	93
Şekil 6.71 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (iletim modu, TE mod). ...	94
Şekil 6.72 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (iletim modu, TM mod). ..	94
Şekil 6.73 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (kesim modu, TE mod). ...	95
Şekil 6.74 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (kesim modu, TM mod). ..	95
Şekil 6.75 : Farklı eşdeğer kapasite değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).	96
Şekil 6.76 : Farklı eşdeğer kapasite değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod). ...	96
Şekil 6.77 : “Tasarım 11” aktif FSY geometrisi.	97
Şekil 6.78 : Eşdeğer devre modeli.	98
Şekil 6.79 : d_2 değerinin farklı polarizasyonlardaki etkisi.	99
Şekil 6.80 : Farklı “ θ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TE mod). ...	99
Şekil 6.81 : Farklı “ θ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TM mod). 100	
Şekil 6.82 : Farklı “ ϕ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TE mod). .	100
Şekil 6.83 : Farklı “ ϕ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TM mod). 100	
Şekil 6.84 : “Tasarım 12” aktif FSY geometrisi.	102
Şekil 6.85 : F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.	103
Şekil 6.86 : F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.	103
Şekil 6.87 : F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.	103
Şekil 6.88 : F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.	104
Şekil 6.89 : “Tasarım 13” aktif FSY geometrisi.	106
Şekil 6.90 : Aktif FSY’in üst katmanı ve eşdeğer devre modeli.	107
Şekil 6.91 : Prototip.	108
Şekil 6.92 : F1 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod). ...	108
Şekil 6.93 : F2 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod). ...	109
Şekil 6.94 : F3 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod). ...	109
Şekil 6.95 : F4 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod). ...	109

Şekil 6.96 :	F1 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod)...	110
Şekil 6.97 :	F2 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod)...	110
Şekil 6.98 :	F3 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod)...	110
Şekil 6.99 :	F4 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod)...	111
Şekil 6.100 :	“Tasarım 14” aktif FSY geometrisi.	112
Şekil 6.101 :	Eşdeğer devre modeli.	112
Şekil 6.102 :	F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^0$).....	114
Şekil 6.103 :	F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^0$).....	114
Şekil 6.104 :	F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^0$).....	115
Şekil 6.105 :	F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^0$).....	115
Şekil 6.106 :	F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^0$).....	116
Şekil 6.107 :	F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^0$).....	116
Şekil 6.108 :	F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^0$).....	117
Şekil 6.109 :	F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^0$).....	117
Şekil 6.110 :	Farklı C_2 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_1=0.125\text{pF}$, TE mod, $\theta=30^0$). ..	118
Şekil 6.111 :	Farklı C_2 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_1=0.125\text{pF}$, TM mod, $\theta=30^0$)..	118
Şekil 6.112 :	Farklı C_1 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_1=0.14\text{pF}$, TE mod, $\theta=30^0$).....	119
Şekil 6.113 :	Farklı C_1 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_2=0.14\text{pF}$, TM mod, $\theta=30^0$). ...	119

AMACA UYGUN OLARAK YANSIMA VE İLETİM KARAKTERİSTİKLERİ DEĞİŞTİRİLEBİLEN YAPISAL YÜZEY MALZEMESİ TASARIMI

ÖZET

Kablosuz iletişim sistemleri günümüzde yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Sınırlı sayıdaki frekans bantlarının yoğun kullanımı sebepleriyle kapalı ortamlardaki birçok haberleşme sistemi aynı frekans bandını kullanmak zorunda kalmış ve sistemler arası girişim önemli bir problem haline gelmiştir. Kablosuz sinyallerin istenmeyen mesafelere iletimi de bilgi güvenliğinin sağlanması açısından önemli bir problem olmaktadır. Gelişmiş işaret işleme teknikleri ve anten tasarımları ile bu problemler çözülmeye çalışılmaktadır. Bütün bu sorunların çözümü ile ilgili önemli bir yaklaşım tarzı kablosuz ağların birbirlerinden izole edilmeleridir. Kablosuz ağların birbirlerinden izolasyonları ise binaların iç ve dış yüzeylerinin istenmeyen işaretleri engelleyen, istenilen işaretleri geçiren frekans seçici filtreye dönüştürülmeleri ile gerçekleşebilmektedir.

Dielektrik ortam üzerine yerleştirilmiş periyodik iletken yama veya açıklık dizileri frekansa göre değişen yansımaya ve iletim özellikleri göstermekte ve frekans seçici yüzeyler (FSY) olarak adlandırılmaktadırlar. Anten ve mikrodalga alanlarında birçok uygulamaları bulunmaktadır. Çok bantlı mikrodalga antenler, radomlar, dalga kılavuzu uygulamaları, yansıtıcı antenler, yapay manyetik iletkenler, demet bölücüler, emici yüzey tasarımları vs. bu uygulamalara örnek olarak verilebilir. Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerinde görülen girişim, güvenlik, işaret güç seviyesi problemlerine sunduğu çözümler dolayısıyla incelenmektedirler.

2.4 GHz (2.4–2.4835 GHz) ve 5.8 GHz ISM (5.725–5.850 GHz) serbest frekans bantları bina içi kablosuz iletişimlerde yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Gelecekte bina içlerindeki bütün elektrikli ev aletlerinin, haberleşme ve kontrol sistemlerinin bu frekans bantlarını kullanmaları öngörülmektedir. Haberleşme teknolojilerindeki hızlı gelişmeler, iletim ortamlarının yapısının ve kullanıcı taleplerinin zamanla değişebilmesi FSY'lerin davranışlarının da amaca uygun olarak değiştirilebilmesi ihtiyacını doğurmaktadır. Bu sebeple, tez çalışmasında 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM kablosuz haberleşme frekansları bantları iletiminin amaca uygun kontrol edilebilmesi hedeflenmiştir. Tasarlanan yüzey malzemesinin amaca uygun olarak değiştirilebilen dört farklı frekans karakteristiğine sahip olması öngörülmüştür: 2.45 GHz ve 5.8 GHz ISM bantlarının her ikisinin de durdurulması veya iletilmesi, 2.45 GHz ISM bandının durdurularak 5.8 GHz ISM bandının iletilmesi ve 2.45 GHz ISM bandı iletilirken 5.8 GHz ISM bandının durdurulması. Hedeflenen frekans bantları durdurulduğunda yüzey malzemesinin iletim katsayısının minimum -10 dB olması hedeflenmiştir.

Tez çalışmalarında FSY geometrileri araştırılarak FSY geometrilerin frekans cevaplarını etkileyen etmenler belirlenmiştir. Eşdeğer devre yönteminin kullanılması ile FSY parametrelerinin yüzeyin frekans cevabı üzerindeki etkileri belirlenmiş ve tasarımlar bu bilgilerin ışığında şekillendirilmiştir. Yüzeylerin benzetimleri Ansoft

HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. FSY'lerin eniyilemesi eşdeğer devre yönteminden elde edilen bilgiler doğrultusunda HFSS programının parametrik analiz özelliği kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tez süresince gerçekleştirilen tasarımlar ile on dört farklı tasarım gerçekleştirilmiştir. Bu tasarımlardan beş tanesi dergilere yayınlanmak üzere gönderilmiş, dört tanesi kabul almış diğer bir tanesinin hakem süreçleri devam etmektedir. İki yeni çalışma gönderilmek üzere dergilere hazırlanmaktadır. Ayrıca, konu ile ilgili konferanslara da katılım sağlanarak dört farklı çalışma buralarda anlatılmıştır. FSY'lerin tasarım aşamalarında karşılaşılan problemler ve çözüm önerileri aşağıda özetlenmiştir:

Birden fazla durdurma bandına sahip FSY tasarımlarında, birim hücrede bulunan ve durdurma bantlarını belirleyen geometriler arasındaki girişim eniyileme aşamasını zorlaştırmakta, hatta başarısız olmasına bile yol açabilmektedir. Sorunun çözümü için tez çalışmalarında üç farklı öneri getirilmiştir.

Birinci öneride girişim etkisini kontrol edebilmek için aynı parametre değerlerine sahip benzer geometriler farklı katmanlara yerleştirilmiştir. Her bir katman ayrı bir frekans bandını durdurmaktadır. Geometrilerin benzer olması özellikle farklı geliş açılarında ortaya çıkabilecek beklenmeyen sonuçların ihtimali azaltmaktadır.

Girişim etkisi uzaklığın karesi ile orantılı olarak azaldığından girişim etkisini kontrol edebilmek için ikinci öneride iç içe geçmiş geometrilerden yararlanılmıştır. Kare döngü, dairesel döngü veya dört bacaklı yüklü geometriler gibi özel geometriler seçilerek iç içe geçen geometriler arasındaki mesafe sabit yapılmıştır. İç içe geçmiş geometriler arasındaki mesafe büyük tutularak girişim etkisi minimize edilmiştir.

Çok bantlı FSY tasarımlarında ortaya konan üçüncü öneri geometriler üzerinde girintiler oluşturma tekniğidir. Böylece geometrilerin eşdeğer kapasite değerleri değişmeden, eşdeğer endüktans değerleri değiştirilerek FSY'in rezonansı değiştirilebilmektedir. Girintiler geometriler üzerinde uygun yerlerde oluşturularak girişimin rezonans frekansı üzerine olan etkisi minimize edilmiştir.

Günümüzde haberleşme teknolojilerindeki hızlı gelişmeler FSY'lerin birden fazla frekans karakteristiğine sahip olması ve amaca uygun frekans karakteristiğinin seçilebilmesi ihtiyacını doğurmaktadır. Tasarlanan yüzeylere gelen 2.45 GHz ve 5.8 GHz frekans ISM bant frekanslarındaki elektromagnetik dalgaların isteğe bağlı olarak durdurulabilmesi veya geçirilebilmesi için FSY geometrilerinin içine varaktör veya PIN diyotlar yerleştirilmiştir. Yüzeylerin anahtarlama ve kaydırma performanslarının arttırılabilmesi için de tez çalışmalarında yeni bir öneri getirilmiştir. Öneriye göre diyotlar periyodik iletken geometriler üzerinde yük yoğunluğunun maksimum olduğu konumlara yerleştirilmelidirler.

Aktif FSY tasarımlarında her bir bandın iletim veya durdurma modları arasında değiştirilmesi diğer bandın frekans davranışını olumsuz olarak etkilemektedir. Karşılaşılan bu problemin çözümünde, çift bantlı pasif FSY geometrileri tasarımlarında geliştirilen ve durdurma bantlarının birbirlerine olan etkisini minimuma indirgeyen yöntemler aktif FSY tasarımlarında kullanılmıştır.

Varaktör diyotların eşdeğer kapasite değerlerinin yüksek olması aktif FSY tasarımlarının durdurma bant genişlikleri oldukça arttırmaktadır. Eşdeğer kapasite değeri düşük olan varaktör diyotların fiyatları oldukça yüksek olmaktadır. Bu durum, aktif FSY maliyetlerini oldukça yüksek değerlere çekebilmektedir. Tez çalışmalarında yeni bir öneri getirilmiş ve uygun değerli endüktanslar varaktör diyotlara seri bağlanarak aktif FSY'lerin durdurma bantları oldukça daraltılmıştır.

DESIGN FOR THE STRUCTURAL SURFACE MATERIAL AT WHICH REFLECTION AND TRANSMISSION CHARACTERISTICS CAN BE CONTROLLED

SUMMARY

The rapid development of communication systems has led mobile applications to become widespread. Nevertheless, the radio spectrum is limited. The mutual interference among the adjacent wireless networks reduces communication speeds due to the extensive usage of unlicensed ISM bands in indoor environment. Secure personal communication within such wireless networks is also another important problem. Therefore, there is a growing need to control the propagation of electromagnetic waves within buildings.

These issues are becoming more and more important on each day and is being tried to solve by advanced signal processing techniques and antenna designs. Isolating the coverage areas of the wireless networks can be a useful solution for interference and security problems. Isolation can be achieved by converting indoor surfaces into band-stop frequency selective surfaces (FSSs). A small reduction in signal interference can increase the system performances significantly in mobile and wireless systems. An achievement of signal attenuation by 10 dB can reduce the separation required for frequency reuse by a factor of three. In addition, today's communications technologies demand FSSs of which their frequency selective characters can be changed to suit the purpose. Therefore, researches have been done on reconfigurable FSS that frequency response can be controlled actively. Therefore, the aim of this thesis is defined in order to control the transmission of extensively used 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM bands.

Band-stop FSS characteristic is achieved by using periodic conducting arrays, which behaves as a filter for electromagnetic waves depending on its structure. The inclusion of lumped elements, such as varicaps, PIN diodes and etc. in specific locations within each unit cell of FSS allows control on the frequency response of FSS by changing the applied voltage bias. These surfaces are called as active or reconfigurable FSSs. Switching and tuning are two special features of these active surfaces.

In this thesis work, Ansoft HFSS v.15 software is used for analyzing the electromagnetic behavior of FSS. Equivalent circuit model is also used to determine the effects of the geometrical parameters of the FSS on the frequency characteristic of FSS.

In the first stage, multiple resonator structures are investigated for multiband passive FSS design. Multiple resonators are placed in a FSS unit cell either nested, hybrid or in a layered structure. An important issue is the mutual effect between each resonator in one unit cell. Mutual effect is highly dependent to wave incidence angle and may lead the optimization stage to be inadequate or time consuming. Therefore, novel design techniques are proposed in order to control mutual effect and whereat able to optimize each resonant frequency efficiently.

In the second stage, PIN and varactor diodes are integrated in specific locations within each unit cell of FSS to control the frequency response by changing the applied voltage bias. These surfaces are called as active FSSs. Electrical properties of PIN and varactor diodes can be controlled by applying bias voltages. Tuning and switching features are achieved by using varactor and PIN diodes respectively. In order to achieve desired tuning and switching performances, simple FSS geometries are modified using the information obtained from equivalent circuit model. Mutual effects between each resonator is also an important problem for active FSS designs. Same techniques, which have been proposed for passive FSS designs have been implemented in active FSS designs.

As a result of thesis works: Fourteen FSS designs are proposed. Four different conferences were attended. Five works have been sent to different journals. Four of them has been accepted and the other one is in review process. Two new works are also being prepared for the journals.

FSS designs:

1st design: The aim of this study is to propose a FSS absorber design at the unlicensed 2.45 GHz ISM band. Absorber characteristic is achieved by placing a second FSS layer comprising lossy periodic FSS elements or placing lumped resistors on the conducting paths of periodic element geometries. HFSS software is used for simulation and design purposes. The minimum attenuation was obtained as 20dB on the transmission (S_{21}) coefficient, while it was obtained as 10dB on the reflection (S_{11}) coefficient, respectively.

2nd design: As a result of the enormous increase in mobile phone usage throughout the world, mobile phone base stations are located in almost everywhere nowadays. The globally recognized organizations have started to release maximum RF exposure levels that are regarded as safe. An efficient approach to decrease the RF exposure levels inside the buildings is to transform building walls to a frequency selective surface which filters out GSM signals but allows the others, such as radio and television signals. This work proposes a new multiband Frequency Selective Surface element geometry, which leads to a minimum 20 dB attenuation in 900 MHz, 1800 MHz and 2100 MHz mobile communication bands according to Swiss electromagnetic radiation prevention limit values (NISV, DEC 23 1990). Achieved results show that the proposed FSS element geometry has a stable frequency response with minimum 20dB of attenuation levels for TE and TM polarizations when the angle of incident wave is varied from 0° to 60° .

3th design: A novel triple band frequency selective surface (FSS) as a band stop filter in GSM frequency bands is presented. Unit cell of the FSS consists of two isolated components, one square loop resonating at 942 MHz and another synthetic resonator in the same layer having resonant frequencies of 1842 MHz and 2142 MHz. A novel technique is introduced in the design of the synthetic resonator, which consists of two similar geometries, which are coupled to each other by slim capacitive gaps between the geometries. As a result, two resonances are arisen from joint lengths of two coupled geometries. It means that two coupled geometries operate as a unique synthetic resonator at two very closely spaced frequencies of 1842 MHz and 2142 MHz. Furthermore, very low frequency response sensitivity to the oblique incidence angles is achieved by using a miniaturized single synthetic resonator for the two frequencies in a single layer. Dimensions of the unit cell are achieved as 0.14λ (λ is the wavelength of first frequency resonance). A desirable -20dB attenuation in the transmission

characteristics is achieved at all downlink frequencies of GSM system with stability for oblique incidence for both TE and TM polarizations

4th design: A new dual layer band stop FSS structure is designed for mitigating interference and WLAN security within the buildings in the unlicensed 2.4GHz and 5.4GHz ISM bands. The new element geometry is capable of achieving a stable frequency response for a wide range of oblique incidence angles. This is due to a periodic cell size which is almost one tenth of corresponding wavelength of 2.4GHz. Achieved attenuation levels are around 20dB for TE and TM polarizations at all incidence angles. Besides, the proposed technique of using identical geometries on each layer enables the structure to be optimized at 2.4GHz and 5.8GHz resonance frequencies independently.

5th design: A nested circular ring FSS structure is designed to stop both 2.4GHz and 5.8GHz ISM bands in this work. To reduce the incidence angle dependency for 5.8GHz band, an etched inner circular geometry is used in the structure. To improve the attenuation performance, another etched circular loop is added to the lower side of the dielectric substrate. Added circular loop geometry is rotated 600 counter-clockwise direction in order to have stable frequency response for all polarizations. The new element geometry is capable of achieving a stable frequency response for wider oblique incidence of angles. Besides, a periodic cell size ($p=26,5\text{mm}$) which is almost one fifth of the first resonance wavelength is obtained.

6th design: A novel nested FSS geometry is proposed for mitigating interference and WLAN security in the 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM bands. Proposed band-stop geometry has a stable frequency response up to 45 degrees of incidence angles while achieved attenuation levels are 20 dB and 15 dB in 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM bands respectively. A new simple design technique, which is based on etching on the conducting paths, is proposed to optimize each resonance frequency independent from the other. Besides, as an important feature, this technique also allows adjusting the frequency interval between the stopbands. Simulation results prove that proposed geometry and the new design technique allows us to optimize FSS to the desired new frequency bands with a great ease. Number of the stop bands can easily be increased by using more nested geometries in the structure.

7th design: A novel miniaturized one layer FSS geometry is designed for mitigating interference and WLAN security in the 2.4GHz and 5.8GHz ISM bands. Proposed band-stop geometry is capable of attenuating incoming signals minimum 20dB for wide oblique incidence of angles. Stable frequency response is achieved despite the high ratio ($5.8\text{GHz} / 2.45\text{GHz} = 2.36$) between the desired frequency stop-bands. A novel FSS design technique, which based on nested geometries and miniaturizing is used in order to optimize the 2.4GHz and 5.8GHz resonance frequencies individually.

8th design: A tunable band stop FSS geometry is proposed in this work. Wide tuning range with minimum 30 dB attenuation is achieved between 2.4 GHz and 5.8 GHz frequencies. However, minimum transmission loss level outside the stop band is 10 dB as a result of wide tuning range of the resonance frequency. Dual layer structure allows independent tuning for vertical and horizontal polarizations. This feature improves the filtering characteristics of the FSS where signal levels differ in the vertical and horizontal polarizations.

9th design: Band stop FSS geometry with having wide tuning feature is proposed in this work. Minimum 30dB attenuation is achieved in the desired frequency band between 2.42GHz and 5.96GHz frequencies. By adding capacitive edges to the end of

legs of “Four Legged Loaded” FSS geometry frequency tuning range is almost increased %11 by comparing with the “Four Legged Loaded” element geometry. Obtained thickness of the structure is only 0.8mm, which also gives the possibility of using this design as a structural surface material for blocking the ISM signals.

10th design: A novel switchable band-stop FSS geometry is designed in the 2.4GHz ISM band for mitigating interference and to increase WLAN security. PIN diodes are used on the conducting geometries in order to achieve switching feature. When the PIN diodes are forward biased, proposed FSS geometry attenuates incoming electromagnetic wave minimum 20dB. If PIN diodes are not biased, resonance frequency is shifted minimum 800MHz to higher frequencies. Achieved attenuation level is almost less than 5dB in the 2.45GHz ISM band at this stage. Besides, according to the applied reverse bias voltage, proposed FSS can be tuned to the desired frequency between 4GHz and 4.6GHz frequencies.

11th design: A novel switchable band-stop FSS geometry is designed for 2.4GHz ISM band within cooperation of Javad Jangi Colezani. In order to bias PIN diodes, unit cell geometries itself are used as biasing circuit. A separate biasing circuit is not used to prevent interfering of the circuit with the incoming wave. Towards this purpose, unit cells are connected to each other by using capacitors in parallel with resistors. Achieved results show that 25 dB transmission attenuation is obtained in frequency bands where FSS is supposed to stop the incoming wave depending on the applied bias status. Besides, 3 dB transmission attenuation is obtained where FSS is supposed to pass the incoming wave depending on the applied bias status.

12th design: A novel switchable band-stop FSS geometry is designed in the 2.4GHz and 5.8 GHz ISM bands. Proposed switching FSS have four different frequency characteristics depending on the applied bias voltage only at TE polarization. At TM polarization, FSS passes incoming waves. Achieved results show that 18 dB transmission attenuation is obtained in frequency bands where FSS is supposed to stop the incoming wave depending on the applied bias status. Besides, 3 dB transmission attenuation is obtained where FSS is supposed to pass the incoming wave depending on the applied bias status.

13th design: A novel switchable band stop FSS geometry is designed for the 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM bands. Proposed switching FSS have four different frequency characteristics depending on the applied bias voltage. Achieved results show that 20 dB transmission attenuation is obtained in frequency bands where FSS is supposed to stop the incoming wave depending on the applied bias status. Achieved switching performance is further increased by widening the conducting paths at the connection points of PIN diodes.

14th design: A novel band-stop FSS geometry is designed in order to control 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM bands. Proposed structure consist of two layers with the same geometry. MACOM MAVR-011020-14110P (0.19 pF- 0.025 pF) varactors are connected in series with 2nH (top layer) and 18nH (bottom layer) inductors. Inductors are both used in order to shift the stop-band to the desired frequencies and to narrow the stop-bands. Minimum 30dB attenuation is achieved in the desired frequency stop-bands.

1. GİRİŞ

Kablosuz iletişim sistemlerinin özellikle kapalı mekânlarda yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanması bilgi güvenliği ve komşu kablosuz ağlar arasındaki girişim problemlerini ortaya çıkarmıştır. Gelişmiş işaret işleme teknikleri ve anten tasarımları ile bu problemler çözülmeye çalışılmaktadır. Bütün bu sorunların çözümü ile ilgili önemli bir yaklaşım tarzı da kablosuz ağların kullandıkları frekans bantlarında birbirlerinden izole edilmeleridir. Kablosu ağların birbirlerinden izole edilebilmeleri binaların iç ve dış yüzeylerinin istenmeyen işaretleri engelleyen, istenilen işaretleri geçiren frekans seçici filtreye dönüştürülmesi ile mümkün olmaktadır.

2.4 GHz (2.4–2.4835 GHz) ve 5.8 GHz (5.725–5.850 GHz) ISM serbest frekans bantları bina içi kablosuz iletişimde yaygın olarak kullanılmaktadırlar [1]. Gelecekte bina içlerindeki bütün elektrikli ev aletlerinin, haberleşme ve kontrol sistemlerinin bu frekans bantlarını kullanmaları öngörülmektedir. Haberleşme teknolojilerindeki hızlı gelişmeler, iletim ortamlarının yapısının ve kullanıcı taleplerinin zamanla değişebilmesi frekans seçici yüzey (FSY) davranışlarının da amaca uygun olarak değiştirilebilmesi ihtiyacını doğurmaktadır. Bu sebeplerden ötürü tez çalışmasında, kablosuz haberleşmede kullanılan 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarının iletimini kontrol eden yüzey malzemesinin geliştirilmesi hedeflenmiştir.

Dielektrik ortam üzerine yerleştirilmiş periyodik iletken yama veya açıklık dizileri frekansa göre değişen yansıma ve iletim özellikleri gösterirler. Anten ve mikrodalga alanlarında birçok uygulamaları mevcuttur. Çok bantlı mikrodalga antenler, radomlar, yapay manyetik iletkenler, kutuplayıcılar, demet bölücüler, emici yüzey tasarımları vs. bu uygulamalara örnek olarak verilebilir. Periyodik dizilerden oluşan yüzeyler literatürde frekans seçici yüzey (FSY) olarak adlandırılmaktadır. Son yıllarda kablosuz haberleşme sistemlerinde görülen girişim, güvenlik, işaret güç seviyesi gibi çeşitli problemlere sunduğu çözümler dolayısıyla incelenmeye başlanmışlardır.

Basit FSY geometrilerinin analizleri analitik yöntemlerle yapılabilmektedir. Daha karmaşık geometrilerin analizlerinde ise sayısal yöntemlerden yararlanılmaktadır. Tez

alışmalarında FSY’lerin analizleri sayısal analiz yöntemleri kullanan Ansoft HFSS programından yararlanılarak gerçekleştirilmiş ve istenilen frekans aralığında iletim ve yansıma katsayıları hesaplanmıştır. FSY’lerin frekans cevabı ile parametreleri arasındaki ilişkiyi açıklayabilmek için ise “Eşdeğer Devre Model” gösterimlerinden yararlanılmıştır.

Tasarımları gerçekleştirecek FSY’lerin frekans cevaplarının elektromagnetik dalganın geliş açısına bağılı olarak değişmemesi istenmektedir. Tez çalışmalarında basit FSY geometrileri kıvrılarak periyotları dalga boyuna oranla çok daha küçük olan minyatür FSY geometrileri elde edilmiş ve böylece yüzeylerin kararlılıkları arttırılmıştır. Elde edilen kıvrımlı yüzeylerin elektromagnetik dalganın yüzey normali ile yaptığı 70 derecelik geliş açısına kadar kararlı bir frekans davranış sergilediğı görülmüştür.

Birden fazla durdurma bandına sahip olabilmesi için rezonans geometriler FSY’in birim hücresi içerisine hibrit, iç içe geçmiş veya farklı katmanlarda olacak biçimde yerleştirilmektedirler. Rezonans geometriler arasındaki girişim özellikle eniyileme aşamasında karşılaşılan en önemli problem olmaktadır. Tez çalışmalarında bu konunun çözümü ile ilgili olarak yeni tasarım teknikleri ortaya konulmuştur. Önerilen birinci teknikte girişim etkisinin uzaklığın karesi ile orantılı olarak azaldığı bilgisinden yararlanılmıştır. Rezonans geometriler arasındaki mesafeyi kontrol edebilmek için tasarımlarda iç içe geçmiş geometrilerden yararlanılmıştır. İçteki geometrinin daha yüksek derecede minyatüre edilmesi ile de iç içe geçen geometriler arasındaki mesafe büyük tutulabilmiş ve girişim etkisi minimize edilmiştir.

Tez çalışmalarında ortaya konan ikinci tasarım tekniğı girişim etkisinin kontrol edebilmesi için aynı parametre değerlerine sahip ve birbirine çok benzeyen geometrilerin farklı katmanlara yerleştirilmesidir. Geometrilerin her ikisinin minyatüre edilmesi ile de yüksek bir frekans kararlılığı elde edilmiştir. Önerilen tasarım tekniğinin uygulanması ile durdurma bantlarında çok yüksek söndürme oranları veren yüksek frekans kararlılığına sahip FSY geometrisi elde edilmiştir. Buna karşılık eniyileme çalışması diğer tekniklere oranlar daha uzun sürmektedir.

Çok bantlı FSY tasarımlarında önerilen üçüncü tasarım tekniğinde ise geometriler üzerinde girintiler oluşturulmuştur. Böylece geometrilerin eşdeğer kapasite değerleri değişmeden, eşdeğer endüktans değerleri değiştirerek FSY’lerin rezonans frekansları

değiştirebilmiştir. Girintiler geometriler üzerinde uygun yerlerde oluşturularak girişimin rezonans frekansı üzerine olan etkisi minimize edilmiştir. Önerilen bu teknik ile FSY'lerin eniyilemesi istenilen frekans bandına daha kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

Haberleşme teknolojilerindeki hızlı gelişmeler, kullanıcıların iletim ortamı ile ilgili taleplerinde meydana gelen veya gelebilecek olan değişimler FSY'lerin frekans cevaplarının amaca uygun olarak değiştirilebilmesi ihtiyacını doğurmaktadır. Elektriksel özellikleri uygulanan besleme geriliminin değerine bağlı olarak değişebilen toplu parametrelili elemanların (PIN ve varaktör diyotlar vs.) FSY'lerin birim hücrelerine yerleştirilmesi ile yüzeylerin frekans davranışları değiştirilebilmektedir. Bu yüzeyler literatürde aktif FSY olarak adlandırılmaktadırlar.

Literatürdeki benzer çalışmalar incelendiğinde tek bir durdurma bandının kontrol edildiği görülmektedir. Tez çalışmalarında çift durdurma bandının her birinin ayrı ayrı kontrol edilebilmesi hedeflenmiştir. Bu hedefe ulaşabilmek için birçok tasarım tez çalışmalarında ortaya konmuştur.

Aktif FSY tasarımlarda, elektriksel özelliklerinin değiştirebilmesi için PIN ve varaktör diyotlara besleme geriliminin uygulanmış olması gerekmektedir. Besleme gerilimlerinin uygulanabilmesi için tasarımlara eklenen besleme devreleri, gelen elektromagnetik dalgalar ile etkileşime girmekte ve yüzeyin performansını olumsuz olarak etkilemektedir. Bu sorunun çözümü için periyodik eleman geometrilerinin kendisi tasarımlarda besleme devresi olarak kullanılmıştır. Besleme geriliminin birim hücreler arasındaki iletimi için ise iletken yollar yerine endüktans, kapasite ve dirençlerin oluşan özel yapılar kullanılmıştır.

Aktif FSY tasarımlarında bir durdurma bandının frekans karakteristiğinin değişimi diğer frekans bandının davranışını olumsuz olarak etkilemektedir. Karşılaşılan bu problemin çözümünde, çift bantlı pasif FSY geometrileri tasarımlarında önerilen ve durdurma bantlarının birbirlerine olan etkisini minimuma indirgeyen yöntemlerden yararlanılmıştır.

Tez çalışmalarında, aktif FSY'lerin rezonans frekansının anahtarlama ve kaydırma performanslarının artırılabilmesi için yoğun olarak çalışılmıştır. Bu çalışmışlar sonucu ortaya konan öneriye göre PIN veya varaktör diyotlar periyodik iletken

geometrilere üzerinde yük yoğunluğunun veya indüklenen akımın maksimum olduğu konumlara yerleştirilmelidirler.

Tezin çalışmasının ikinci bölümünde hedeflenen FSY'lerin sahip olması gereken elektriksel özellikler, üçüncü bölümde periyodik eleman geometrilerinin frekans karakteristiklerini etkileyen etmenler, dördüncü bölümde FSY'lerin analizi, beşinci bölümde tasarımlarda kullanılacak toplu parametrelili elemanların seçimi, altıncı bölümde gerçekleştirilen tasarımlar anlatılmış ve yedinci bölümde elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

1.1 Tezin Amacı

Ülkemizde ve dünyada 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantları ticari lisans gerektirmeden serbest olarak kullanılabilirler. Frekans bantlarının kapalı mekânlardaki yoğun kullanımı komşu ağlar arasında girişim ve güvenlik sorunlarının ortaya çıkmasına sebep olmaktadır. Ortaya çıkan bu problemlerin en aza indirilebilmesi için 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarını kullanan kablosuz ağların birbirlerinden izole edilmeleri bir çözüm önerisi olarak ortaya çıkmaktadır. Kablosuz iletim ortamlarının özelliklerinin ve kullanıcı taleplerinin zamanla değişebilmesi 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarındaki iletim amaca uygun olarak kontrol edilebilmesi tez çalışmalarında hedeflenmiştir. Tasarlanacak yüzey malzemesi amaca uygun olarak değiştirilebilen dört farklı frekans karakteristiğine sahip olacaktır. 2.45 GHz ve 5.8 GHz ISM bantlarının her ikisinin de durdurulması veya iletilmesi, 2.4 GHz ISM bandının durdurarak 5.8 GHz ISM bandının iletilmesi ve 2.4 GHz ISM bandı iletilirken 5.8 GHz ISM bandının durdurulması. İletim katsayısının (S_{21}) durdurma modunda minimum -10 dB, iletim modunda 0 dB'e yakın bir değerde olması ve elektromagnetik dalganın farklı geliş açılarında, polarizasyonlarında hedeflenen frekans davranışını sağlaması amaçlanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Dielektrik tabaka üzerine yerleştirilen periyodik iletken yama veya açıklık dizileri yirminci yüzyılın başlarından itibaren araştırılmaya başlanmıştır [2, 3]. Askeri alanda yoğunlaşan çalışmalar gizli olduğu için ilk makaleler ancak 1970 yılların ortalarına doğru yayınlanmaya başlamıştır. İlerleyen yıllarda özellikle antenlerdeki kullanımı

yoğun olarak araştırılmaya başlanmıştır [4]. Yapay manyetik iletken yapıların oluşturulması [5], bant yutucu yüzeyler [6-8], radar kesit alanının daraltılması [9], çok bantlı anten tasarımları [2, 4, 10], mikrodalga fırınlar [2] günümüzdeki uygulama alanlarından bazılarıdır. Kablosuz haberleşme sistemlerinde görülen girişim, güvenlik, işaret güç seviyesi problemlerine çözümler sunduğu çözümler dolayısıyla da yoğun olarak araştırılmaya devam edilmektedir [11-26]. Camların kızıl ötesi frekansları geçirmeyen, radyo frekanslarındaki (RF) işaretleri geçiren FSY'lerle kaplanmaları halinde ihtiyaç duyulan ısı yalıtımı sağlanmakta ve RF işaretlerin iletimi de sağlanabilmektedir [27]. Antenlerin verimini artırabilmek için radomların üzeri çalışma frekansındaki işaretleri geçiren diğer işaretleri yansıtan FSY'ler ile kaplanmaktadır [2]. Güçlü elektromagnetik dalgaların insan sağlığı üzerindeki olumsuz etkilerinden korunabilmek için frekans seçici tekstil ürünlerinin tasarımları da karbon liflerin kullanımı ile gerçekleştirilmektedir [28].

FSY'lerin benzetimleri, ilk başlarda, "Mod Uydurma Tekniği" ve yaklaşık sonuçlar veren "Eşdeğer Devre Modeli" kullanılarak gerçekleştirilmiştir [29-35]. Bilgisayar teknolojilerindeki hızlı gelişmeyle beraber karmaşık geometrilerinin benzetimlerine imkân sağlayan sayısal yöntemler FSY'in benzetimlerinde kullanılmaya başlanmıştır [36].

FSY davranışlarını etkileyen etmenler literatürde detaylı olarak incelenmiştir. [2, 37] referans numaralı çalışmalarda dielektrik tabakaların, [4, 38] numaralı çalışmalarda ise yüzey akımlarının FSY'lerin frekans karakteristikleri üzerine etkileri araştırılmıştır. Yüzeylerin frekans kararlılıklarının artırılması için birim hücre boyutları rezonans dalga boyuna oranla çok daha küçük olan minyatür tasarımlar geliştirilmiştir [39-46]. [47, 48] referans numaralı çalışmalarda durdurma veya iletim bantlarının keskinliklerinin artırılması, [49] numaralı çalışmalarda ise bant genişliklerinin artırılması incelenmiştir. Çok bantlı FSY tasarımları da literatürde geniş yer tutmaktadır. Çok katmanlı [50], hibrit [51, 52], iç içe geçmiş [53] ve fraktal geometrilerden [54] oluşan yapılar ile çok bantlı frekans karakteristikleri elde edilmiştir.

Günümüzde, gelişen haberleşme teknolojileri FSY'lerin frekans davranışlarının amaca uygun olarak kontrol edilebilmesi ihtiyacını doğurmaktadır [55-58]. Gelen elektromagnetik dalganın şiddeti ve polarizasyonuna bağlı olarak frekans cevabı değişen yüzeyler özellikle askeri amaçlar için tasarlanmıştır [59]. Ferit dielektrik

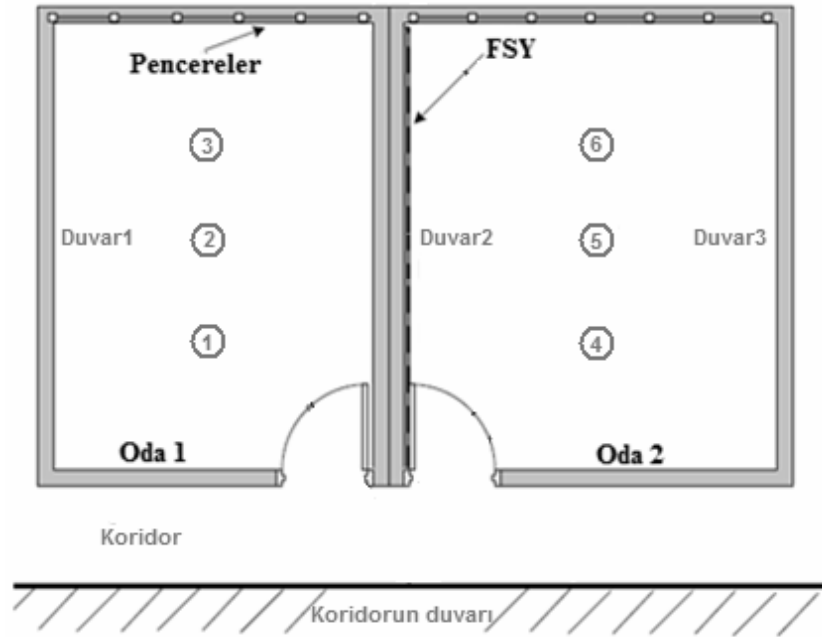
tabakalar [60] ve katlanabilir üç boyutlu geometriler [61] FSY'lerin frekans cevaplarının amaca uygun olarak değiştirilebilmesi için kullanılmıştır. Elektriksel özellikleri uygulanan besleme geriliminin değerine bağlı olarak değişebilen toplu parametrelili elemanların (PIN ve varaktör diyotlar vs.) FSY'lerin birim hücrelerine yerleştirilmesi ile de yüzeylerin frekans davranışları değiştirilebilmektedir [62]. FSY'ler ile ilgili gerçekleştirilen araştırmalar günümüzde artarak devam etmektedir.

2. YAPISAL YÜZEY MALZEMESİNİN ÖZELLİKLERİNİN BELİRLENMESİ

2.1 Frekans Seçici Yüzeylerin Bina İç Kablosuz Haberleşmeye Etkileri

2.1.1 Minimum zayıflatma oranı

Kapalı mekanların FSY ile kaplanması durumunda elde edilebilecek yalıtım seviyesini belirleyebilmek için Şekil 2.1’de görülen bitişik iki oda arasındaki duvar alüminyum folyo ile kaplanmıştır [11]. Alüminyum folyo FSY davranışını modelleyebilmek için kullanılmıştır. Çalışmanın en önemli noktası camların ve kapıların sinyal seviyesi üzerine etkilerinin de incelenmiş olmasıdır. Üç farklı senaryo ile ölçümler yapılmıştır. “A” senaryosu hiç FSY kullanılmaması, “B” senaryosu iki numaralı duvarın FSY ile kaplanması, “C” senaryosu ise bir, iki ve üç numaralı duvarların FSY ile kaplanmasıdır. 10 adet alt senaryo vardır. Şekil 2.2’de alt senaryoların tanımları, Şekil 2.3’de 2.45 GHz, Şekil 2.4’de ise 5.8 GHz için elde edilen ölçüm sonuçları verilmektedir.



Şekil 2.1 : Ölçüm yapılan mekânın krokisi [11].

Set	Tx	Rx	Antenna Height	Door
1	2	4	1.29 m	Opened
2	2	5	1.29 m	Opened
3	2	5	1.29 m	Closed
4	2	6	1.29 m	Opened
5	3	6	1.29 m	Opened
6	3	6	1.29 m	Closed
7	1	4	1.29 m	Opened
8	1	4	1.29	Closed
9	2	5	1.70 m	Opened
10	2	5	0.78 m	Opened

Şekil 2.2 : On farklı ölçüm senaryosu [11].

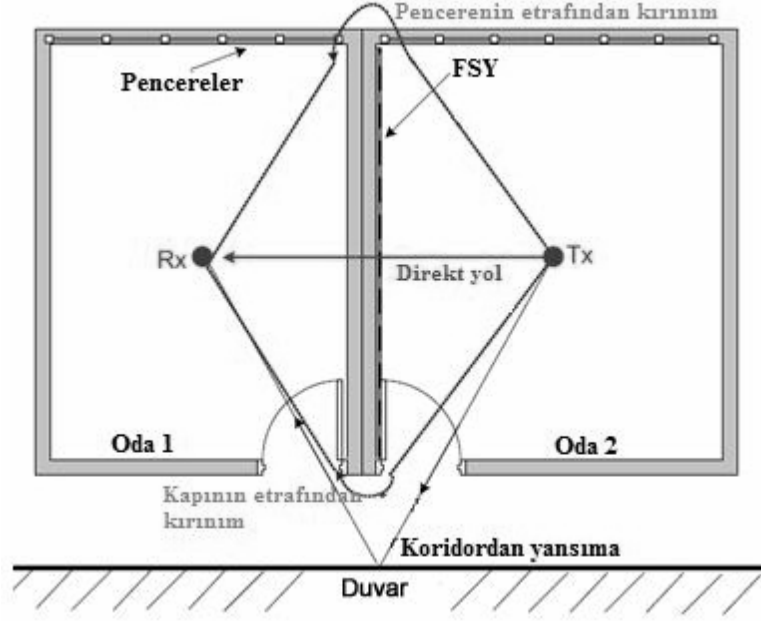
Set	Average path loss @ 2.45 GHz (dB)		
	A	B	C
1	59.9	71.7	68.3
2	58.4	63.8	64.5
3	61.3	70.5	67.0
4	57.6	62.4	61.7
5	59.5	67.0	66.0
6	60.7	69.1	68.2
7	55.7	70.0	65.1
8	57.2	70.9	67.8
9	56.0	61.8	63.4
10	53.9	68.6	68.2
Avg.	58.0	67.6	66.0

Şekil 2.3 : 2.45 GHz için ölçülen yol kayıpları [11].

Set	Average path loss @ 5.8 GHz (dB)		
	A	B	C
1	67.8	78.9	79.5
2	62.0	70.6	70.4
3	62.9	84.8	80.5
4	63.6	71.1	70.1
5	62.5	75.3	72.6
6	62.8	80.4	78.7
7	62.7	71.4	73.7
8	61.6	84.6	81.6
9	62.9	71.2	69.4
10	64.1	68.6	68.2
Avg.	63.3	75.7	74.5

Şekil 2.4 : 5.8 GHz için ölçülen yol kayıpları [11].

Ölçüm sonuçlarına göre, ara duvarın FSY ile kaplanması durumunda sinyal seviyelerinde ortalama 5.8 GHz’de 12.4 dB, 2.45 GHz’de ise 9.6 dB’lik bir düşüş elde edilebildiği görülmektedir. Elde edilen rakamlar beklenilenden düşük çıkmıştır. Şekil 2.5’de görüldüğü gibi elektromagnetik dalgalar camlardan kırınım, açık kapılardan ise yansıma ve kırınım ile yan odaya geçebilmektedir. Kapı kapanırsa, sinyal seviyelerindeki düşüşün daha fazla olduğu görülmektedir.

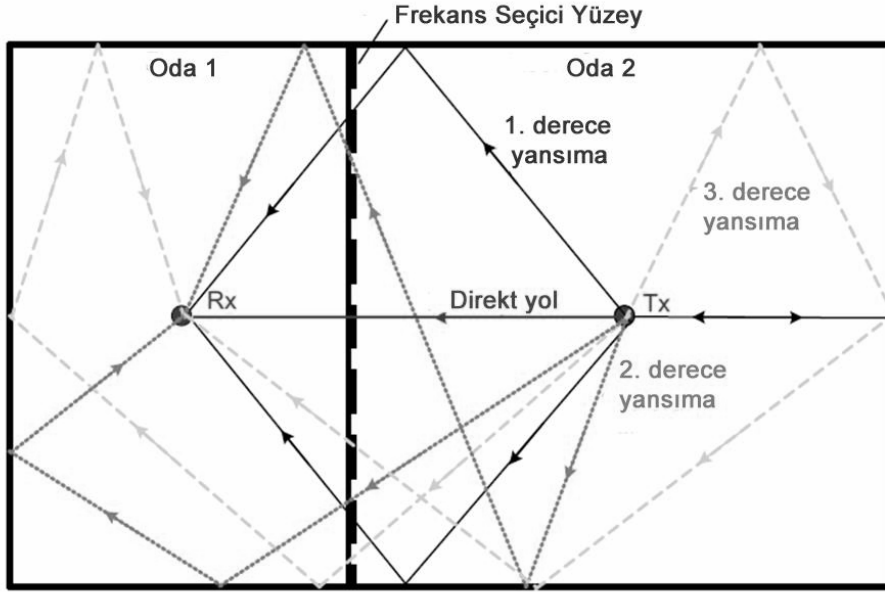


Şekil 2.5 : RF sinyalin vericiden alıcıya izleyebileceği yollar.

Elde edilen sonuçlardan kapalı mekânların FSY ile kaplanması halinde sinyal seviyelerinde minimum 10 dB’lik bir zayıflamanın elde edilebileceği görülmektedir. Açık kapı ve pencereler FSY etkisini zayıflatmaktadırlar. Camların şeffaf FSY ve koridorların da emici özelliği olan FSY ile kaplanması bir çözüm olarak ortaya çıkmaktadır.

2.1.2 Maksimum geliş açısı

Elektromagnetik dalga alıcıya ulaşana kadar çeşitli derecelerde yansıma ve kırılmalara uğramaktadır (Şekil 2.6). Her yansımada enerjisinin bir kısmını yüzeye bırakmakta ve kat ettiği mesafe alıcıya direkt gelen dalgaya göre daha uzun olduğu için de daha fazla yayılım kayıplarına uğramaktadır. Yapılan araştırmalara göre kapalı mekânları ayıran yüzeylere gelen elektromagnetik dalgaların enerjisinin minimum %70’i yüzey normali ile maksimum 60^0 derecelik bir açı içerisinde yüzeye gelmektedir [18].



Şekil 2.6 : Sinyalin izleyebileceği yollar [26].

2.2 ISM 2.4 GHz ve 5.8 GHz Frekans Bantları

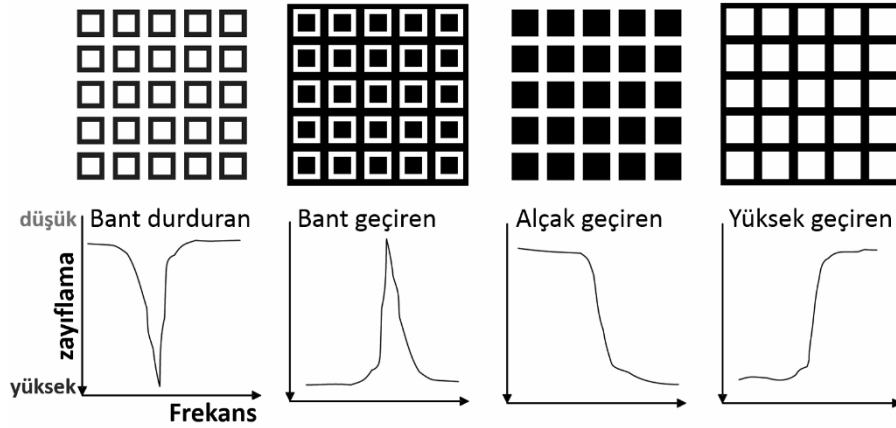
Kablosuz yerel ağ sistemleri (WLAN) sistemleri genellikle ISM bantlarını kullanmaktadırlar. ISM bantları ITU tarafından 13560 kHz, 7120 kHz, 40.6 MHz, 915 MHz, 2450 MHz, 5800 MHz ve 24.125 GHz merkez frekanslarında dünya genelinde tahsis edilmiştir. 900 MHz bandı Türkiye’de GSM sistemleri için tahsis edilmiş olup WLAN sistemlerinde kullanılmamaktadır. 2.4–2.4835 GHz, 5.725–5.850 GHz ISM bantları WLAN haberleşmelerinde yoğun olarak kullanılmaktadır. IEEE 802.11b/g/n protokolleri 2.4 GHz ISM bandında IEEE 802.11a/h/j protokolleri ise 5.8 GHz ISM bandında tanımlıdır. 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM bantlarının ülkemizde tanımlı oldukları frekans bant aralık ve genişlikleri Çizelge 2.1’de verilmiştir.

Çizelge 2.1 : 2.4 GHz ISM , 5.8 GHz ISM ve 5.8 GHz UNII bantları.

	ISM–2.4 GHz	ISM–5.8 GHz
Frekans aralığı	2400–2483.5 MHz	5.725–5.850 GHz
Bant genişliği	83.5 MHz	125 MHz

3. FREKANS SEÇİCİ YÜZEYLER

Dielektrik tabakalar üzerine yerleştirilmiş periyodik iletken yama veya açıklık dizileri frekansa göre değişen yansıma ve iletim özellikleri göstermektedirler [2, 3]. Frekans Seçici Yüzey (FSY) olarak adlandırılan bu yüzeyler dört farklı filtre davranışı sergilemektedirler (Şekil 3.1); alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran.

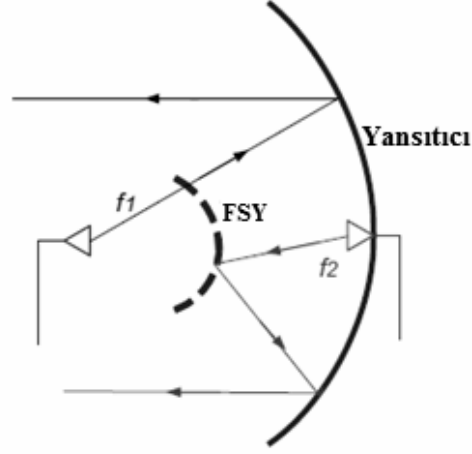


Şekil 3.1 : Dört temel FSY filtresi (iletken alanlar koyu siyah renktedir) [26].

3.1 Uygulama Alanları

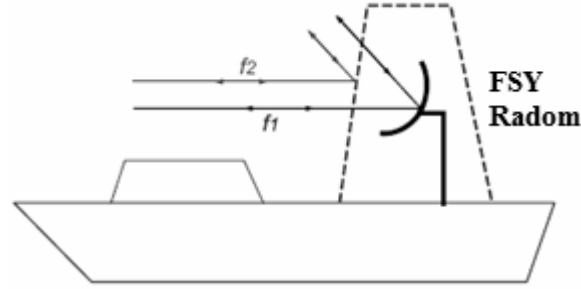
FSY'lerin uygulama alanlarına radomlar, dalga kılavuzu uygulamaları, yansıtıcı antenler, yapay manyetik iletkenler, kutuplayıcılar, demet bölücüler, emici yüzey tasarımları vs. örnek olarak verilebilir. Mikrodalga fırınların camlarında 2.4 GHz frekansındaki elektromagnetik dalgaları dışarı geçirmeyen FSY'ler kullanılmaktadır.

Çok bantlı yansıtıcı antenler de FSY'lerin uygulama alanları içindedir. Yansıtıcı antenin iki besleme ucu arasına yerleştirilen frekans seçici yüzey (Şekil 3.2) bir numaralı besleme ucunun " f_1 " çalışma frekansında tamamıyla iletim özelliği gösterirken, iki numaralı besleme ucunun " f_2 " frekansında tamamıyla yansıtma özelliği göstermektedir. Böylece, yansıtıcı antenin iki farklı frekansta ışıma yapabilmesine olanak sağlamaktadır [2].



Şekil 3.2 : Çift bantlı yansıtıcı anten [26].

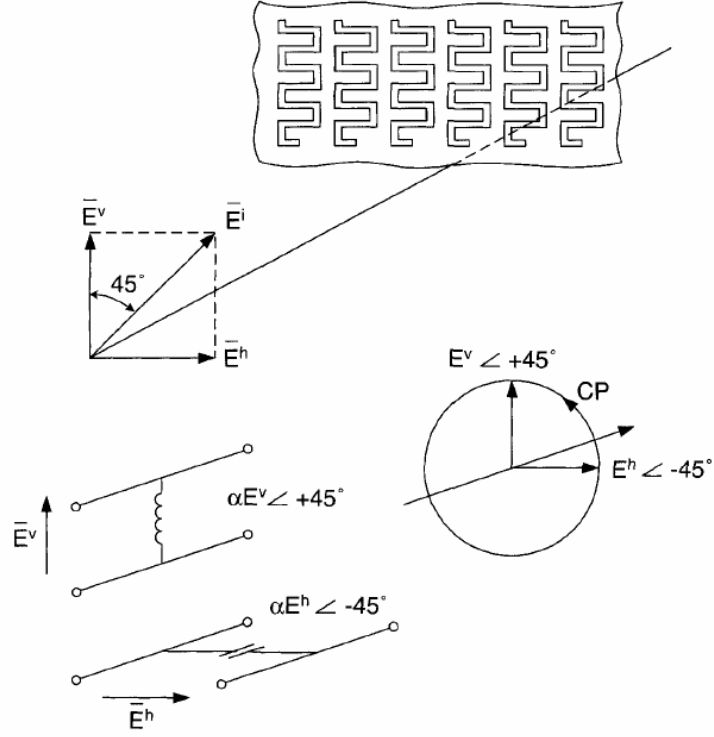
Şekil 3.3’de görüldüğü gibi antenlerin verimi artırabilmek için radomların üzeri çalışma frekansındaki işaretleri geçiren diğer işaretleri yansıtan FSY’ler ile kaplanmaktadır [2].



Şekil 3.3 : Hibrit anten radom [26].

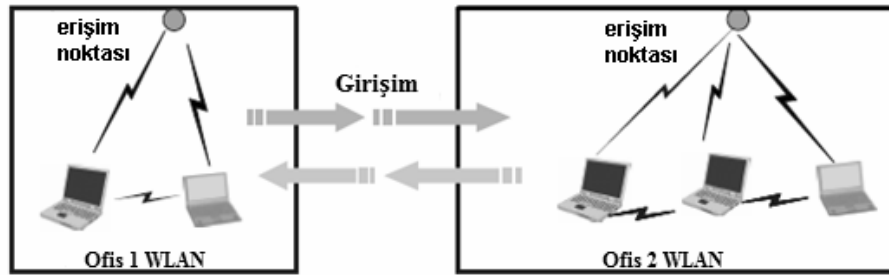
Daha fazla ısı yalıtımı için pencere camlarının üzerleri ince bir metal film tabakası ile kaplanmaktadır. Metal film tabakası radyo frekanslarında (RF) zayıflamalara yol açmaktadır. Daha iyi iletim karakteristiği yakalayabilmek için camlar metal film tabakası yerine RF frekanslarındaki işaretleri geçiren, kızıl ötesi frekansları geçirmeyen frekans seçici yüzey ile kaplanabilmektedir [27].

Şekil 3.4’de görülen FSY, üzerine 45 derece ile gelen ve lineer polarizasyona sahip dalganın dikey bileşenine endüktif bir eleman, paralel bileşenine ise bir kapasitif eleman gibi davranacak ve yüzeyi geçen elektromanyetik dalga dairesel polarizasyona sahip olacaktır [2].

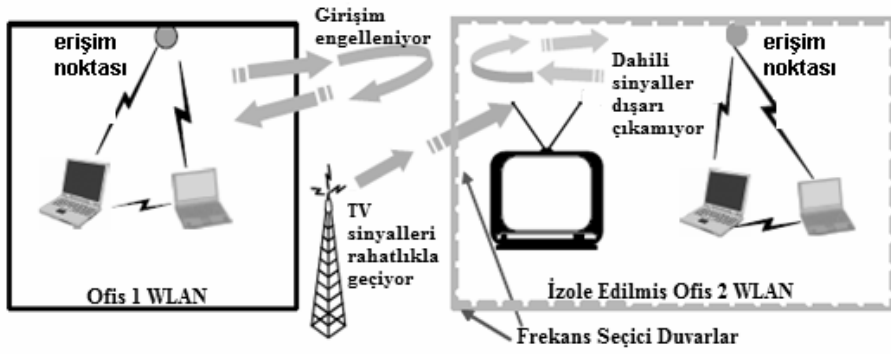


Şekil 3.4 : FSY'lerin kutuplayıcı olarak kullanılması [2].

Kablosuz yerel ağlar arasındaki girişim günümüzde önemli bir sorun haline gelmeye başlamıştır. Ağlar arasındaki girişim etkisi hem sistemlerin performanslarını azaltmakta hem de güvenlik problemleri doğurmaktadır. Gelişmiş sinyal işleme teknikleri ve anten tasarımları ile bu problemler çözülmeye çalışılmaktadır. Konunun çözümü ile ilgili önemli bir yaklaşım tarzı da binanın içindeki duvarların, istenmeyen girişimi engelleyen, istenilen sinyalleri geçiren bir frekans seçici filtreye dönüştürülmesidir [19]. Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da frekans seçici yüzeylerin kablosuz yerel ağ şebekeleri ile birlikte kullanımı görülmektedir.



Şekil 3.5 : Ofisler arası WLAN sinyallerinin etkileşimi [26].



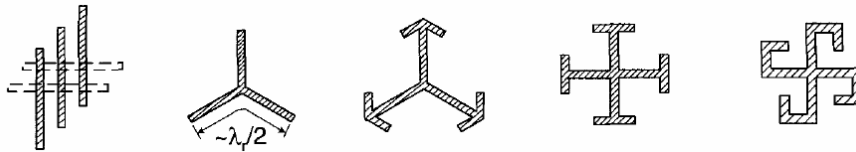
Şekil 3.6 : Frekans seçici duvarların etkisi [26].

3.2 FSY Yüzeylerin Frekans Cevabını Belirleyen Etmenler

FSY'lerin frekans cevapları, yapıyı oluşturan periyodik iletken geometriler, periyodik iletken geometrilerin üzerine basıldığı dielektrik tabakalar, elektromagnetik dalganın geliş açısı ve polarizasyonu tarafından belirlenmektedir. FSY'lerin frekans cevabını etkileyen etmenler aşağıda detaylı olarak incelenmiştir.

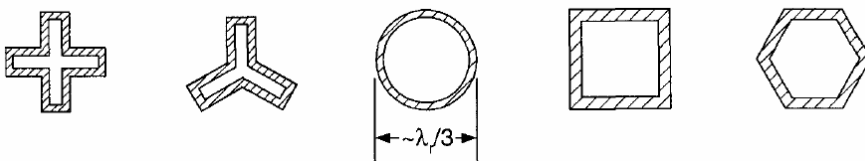
3.2.1 Elemanların geometrik yapıları

FSY'i oluşturan eleman geometrileri ile ilgili her hangi bir kısıtlama yoktur ve her geometrik şekle sahip olabilirler. FSY geometrileri temelde dört adet kategoriye ayrılmışlardır [2]; merkeze bağlı yapılar (Şekil 3.7), döngü yapılar (Şekil 3.8), yama yapılar (Şekil 3.9), hibrit yapılar (Şekil 3.10).



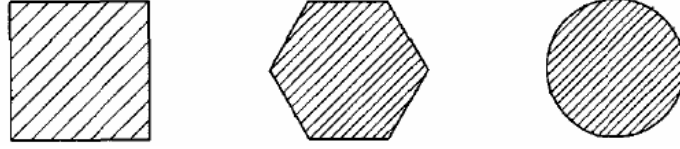
Şekil 3.7 : Grup1: n kutuplu, merkeze bağlı yapılar.

Merkeze bağlı yapılar, tek başına bir dipol veya bir merkez üzerinde toplanan dipol geometrilerden oluşan yapılardır. λ_r (rezonans frekansındaki dalga boyu) yaklaşık olarak dipol boyunun iki katı mertebesinde [2].



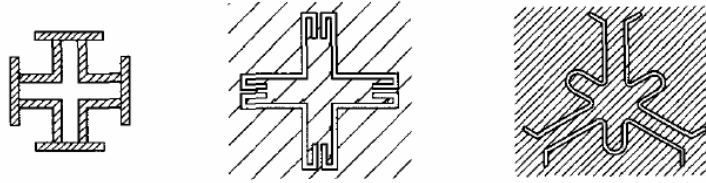
Şekil 3.8 : Grup2: Döngü yapılar.

Döngü yapılar da rezonans dalga boyu yaklaşık olarak elemanın çevre uzunluğuna eşittir. Periyodik elemanlar arası mesafe (minimum $\lambda_r/3$) diğer kategorideki geometrilere oranla daha küçük olduğundan frekans cevapları daha kararlıdır [2].



Şekil 3.9 : Grup3: Yama yapılar.

Yama yapılar da rezonans dalga boyu geometrinin en büyük boyutunun iki katı mertebesinde olacaktır. Periyodik elemanlar arası mesafe minimum $\lambda_r/2$ oranında olabilmektedir. Bu sebeple frekans kararlılıkları çok iyi değildir [2].

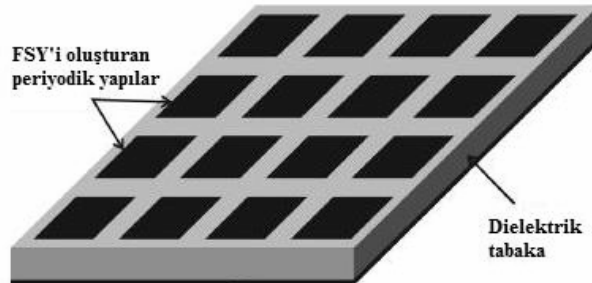


Şekil 3.10 : Grup4: Hibrit yapılar.

Hibrit yapıların frekans karakteristiği eleman geometrilerine göre farklılıklar göstermektedir.

3.2.2 Dielektrik yüzeylerin FSY'lerin frekans karakteristiklerine etkileri

FSY'leri oluşturan periyodik iletken geometriler destek amacıyla dielektrik tabakalar üzerine basılmaktadırlar [2, 63]. Şekil 3.11'de dielektrik tabaka üzerine baskısı yapılmış FSY görülmektedir.

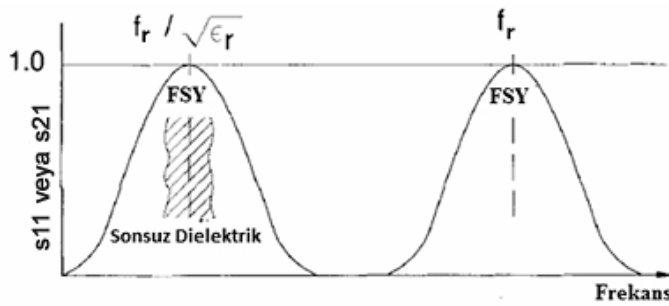


Şekil 3.11 : Dielektrik tabaka ve üzerine monte edilmiş FSY.

Dielektrik tabakaların FSY'lerin frekans karakteristikleri üzerine iki önemli etkisi bulunmaktadır [2]:

a) Rezonans frekansı değişir:

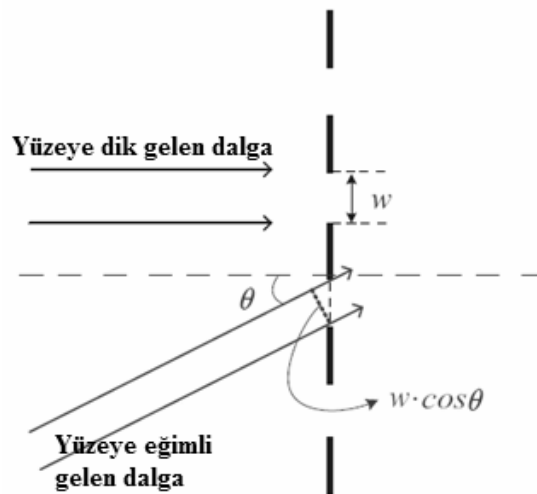
FSY her iki yönde sonsuz genişlikte ve ϵ_r bağıl dielektrik sabitine sahip tabakalar ile kaplanırsa Şekil 3.12’de görüldüğü gibi rezonans frekansı $f_{yeni} = f_r / \sqrt{\epsilon_r}$ eşitliğine uygun olarak değişecektir. FSY’in tek tarafı sonsuz genişlikte dielektrik tabaka ile kaplıysa bu durumda yeni rezonans frekansı $f_{yeni} = f_r / \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}$ olmaktadır. f_r ve f_{yeni} terimleri sırasıyla FSY’in tek başına rezonans frekansını ve dielektrik tabakanın eklenmesi durumundaki yeni rezonans frekansını ifade etmektedir. Dielektrik tabakaların kalınlığı sonsuz uzunlukta olmayıp sonlu “d” kalınlığına sahip olması durumunda yeni rezonans frekansı f_r ile $f_r / \sqrt{\epsilon_r}$ arasında değişecektir.



Şekil 3.12 : Sonsuz uzunluktaki dielektrik yüzey kalınlığının etkisi [2].

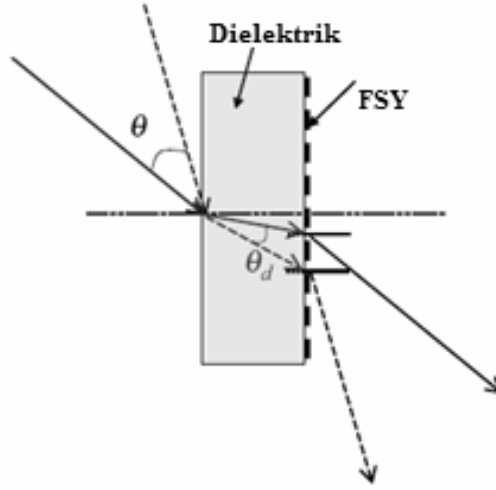
b) FSY’in gelen dalganın farklı geliş açılarına karşı olan karalılığı artar:

Şekil 3.13’de görüldüğü gibi FSY’i oluşturan periyodik geometriler arasındaki mesafe, “ $w \cdot \cos \theta$ ” eşitliğine uygun biçimde, elektromagnetik dalganın geliş açısına bağlı olarak değişmektedir. Dolayısıyla, FSY’in rezonans frekansı ve bant genişliği elektromagnetik dalganın geliş açısına bağlı olarak değişim gösterecektir [2].



Şekil 3.13 : Dalganın geliş açısının elemanlar arası boşluğa etkisi.

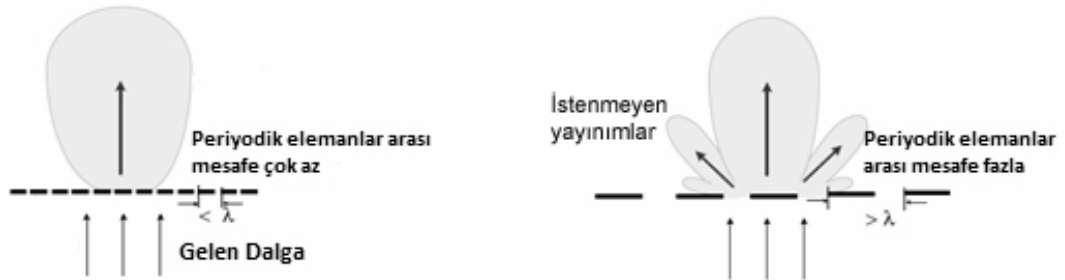
Dielektrik tabaka üzerine gelen elektromagnetik dalga Snell kanununa uygun olarak kırılarak FSY'e daha dar bir açı ile gelecektir. Geliş açısının küçülmesi sebebiyle de FSY'in frekans kararlılığı artacaktır (Şekil 3.14).



Şekil 3.14 : Dielektrik tabaka üzerinde FSY.

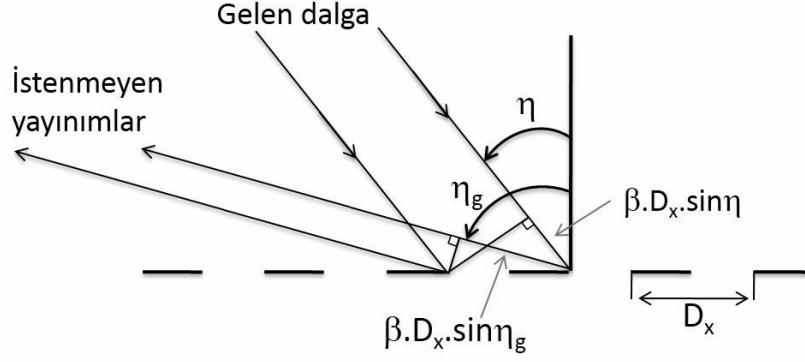
3.2.3 FSY'lerin istenmeyen yayınımları (yan loblar)

FSY'i oluşturan periyodik iletken geometrilerden yayılan dalgalar arasındaki faz farkı 2π ve katı olduğunda ana ışın demeti yanında istenmeyen yönlerde yan demet yayınımları meydana gelecektir (Şekil 3.15).



Şekil 3.15 : İstenmeyen yayınımların meydana gelişi [2].

" D_x " periyodu ile yerleştirilmiş iletken geometriler üzerine elektromanyetik dalga " η " açısı ile geldiğinde (Şekil 3.16) komşu elemanlar arasında " $\beta \cdot D_x \cdot (\sin(\eta) + \sin(\eta_g))$ " büyüklüğünde bir faz farkı meydana gelecektir [2].



Şekil 3.16 : İstenmeyen yayınımların meydana gelişi [2].

Meydana gelen faz farkı

$$\beta \cdot D_x \cdot (\sin(\eta) + \sin(\eta_g)) = 2\pi \cdot n \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (3.1)$$

değerine eşit olursa " η_g " doğrultusunda istenmeyen yayınımlar olacaktır. İstenmeyen yayınımların ortaya çıkacağı frekanslar

$$f_g = \frac{c}{\lambda_g} = \frac{n \cdot c}{D_x \cdot (\sin(\eta) + \sin(\eta_g))} \quad (3.2)$$

eşitliği ile hesaplanır.

c : Elektromanyetik dalganın bulunduğu ortamdaki yayılma hızı

$\beta = 2\pi/\lambda_g$: Dalga numarası

λ_g :İstenmeyen yayınımların " η_g " doğrultusunda meydana çıktığı frekansın dalga boyu

(3.2) eşitliğine göre, $\eta_g = 90^\circ$ koşulunda, istenmeyen yayınımlar en düşük frekansta meydana gelmektedir. İstenmeyen yayınımların ortaya çıktığı en küçük frekans değeri ve elektromanyetik dalganın geliş açısı aşağıdaki eşitlikler

$n = 1, 2, 3, \dots$ için

$$f_g = \frac{n \cdot c}{D_x \cdot (\sin(\eta) + 1)} \quad (3.3)$$

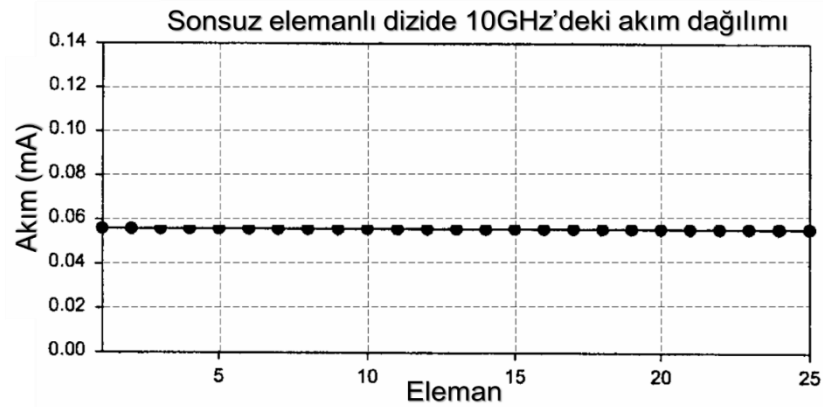
$$\eta = \sin^{-1} \left\{ n \cdot \frac{\lambda}{D_x} - 1 \right\} \quad (3.4)$$

ile hesaplanmaktadır. Elektromanyetik dalganın geliş açısı ve periyodik geometriler arası mesafe istenmeyen yayınımların ortaya çıkış frekansını belirlemektedir.

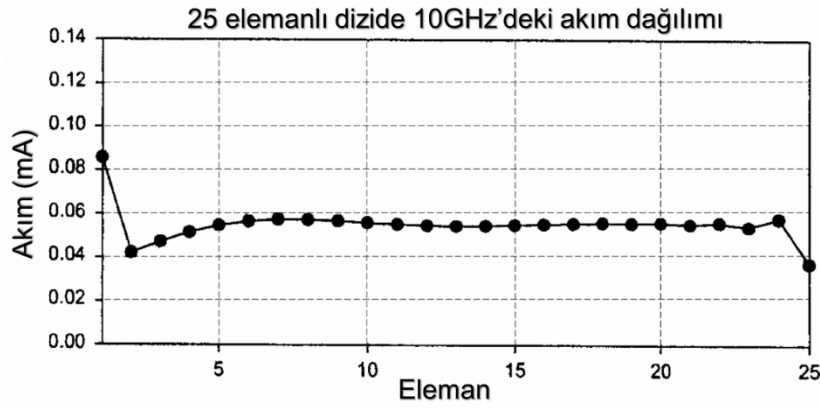
3.2.4 Yüzey Dalgaları

FSY’lerde iki farklı tip yüzey dalgası oluşmaktadır. Birinci tip yüzey dalgası, periyodik geometriler arası mesafenin rezonans dalga boyunun yarısından daha büyük olduğu koşulda, istenmeyen yayınımların dielektrik tabaka içerisinde ortaya çıkardığı yüzey dalgalarıdır. İstenmeyen yayınımların ortaya çıktığı frekanslarda yayılmaya başlamakta ve kritik açıdan daha küçük bir açı ile dielektrik yüzeye geldikleri zaman ışımaya sebep olmaktadır [4].

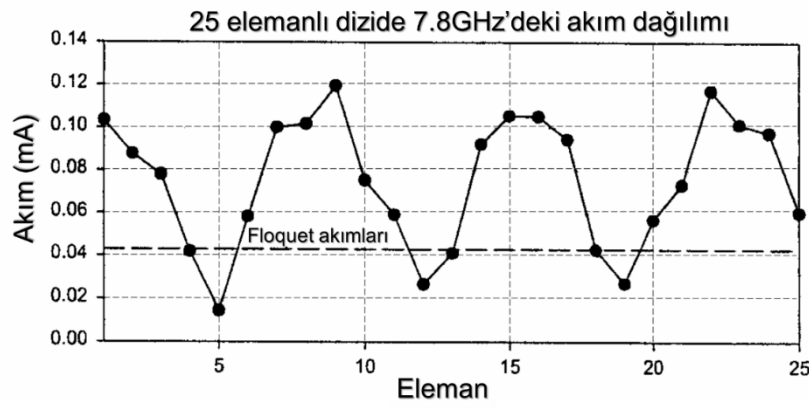
İkinci tip yüzey dalgaları (Şekil 3.17-3.19) FSY’in sınırlı sayıda periyodik elemana sahip olması ve periyodik elemanlar arası mesafenin rezonans dalga boyunun yarısından daha az olması durumunda rezonans frekansından %20-30 daha düşük frekanslarda ortaya çıkmaktadırlar [4, 64]. Işımaya sebep olan Floquet akımlarından çok daha büyük değerler de alabilirler (Şekil 3.19). Floquet akımlarından farklı bir faz hızına sahiptiler ve periyodik dizi boyunca akım dalgalanmalarına sebep olabilirler. Sonlu elemana sahip FSY’in kenarlarında özellikle çok büyük akım değerlerine ulaşabilseler de ışıma verimleri Floquet akımlarına göre çok daha düşüktür. Floquet akımları, gelen elektromagnetik dalganın periyodik iletken elemanlar üzerinde indüklediği ve gelen dalga ile aynı faz ve frekansa sahip olan akımlardır.



Şekil 3.17 : “Sonsuz x sonsuz” elemanlı yüzeyin 10 GHz’deki akım dağılımı [4].



Şekil 3.18 : “Sonsuz x 25” elemanlı yüzeyin 10 GHz’deki akım dağılımı [4].



Şekil 3.19 : “Sonsuz x 25” elemanlı yüzeyin 7.8 GHz’deki akım dağılımı [4].

3.3 Analiz Yöntemleri

Periyodik yüzeyler için çeşitli analiz yöntemlerinden yararlanılmaktadır. Bu yöntemlerin en sık kullanılanları; Momentler Metodu, Sonlu Eleman Metodu, Ortak Empedans Metodu ve analitik Eşdeğer Devre Metodu.

3.3.1 Momentler Metodu (Method of Moments)

Düzlemsel FSY saçılma analizlerinde sık kullanılan bir tekniktir [65]. Momentler metodu ile ancak homojen ve düzlemsel dielektrik yüzeyler üzerindeki periyodik yapıların analizi yapılabilmektedir.

3.3.2 Sonlu Eleman Metodu (Finite Element Method)

FSY analizlerinde günümüzde en sık kullanılan yöntemlerden birisidir. Her ne kadar Momentler Metodu uygulanması ve programlanması daha basit olsa da Sonlu Elemanlar Metodu üç boyutlu geometrilerin, homojen olmayan yüzey ve ortamların

analizinde kullanılabilen çok daha güçlü bir hesaplama tekniğidir. Yapısı gereği çok çeşitli problemleri birden çözebilecek genel amaçlı bir bilgisayar programı geliştirilmesine çok müsaittir [36].

3.3.3 Ortak Empedans Metodu (Mutual Impedance Method)

FSY'lerin saçılan dalga ifadesini hesaplayabilmek için Ben A. Munk tarafından geliştirilmiştir. FSY üzerine gelen elektromagnetik dalganın iletken geometri üzerinde indüklediği gerilimin ve diğer periyodik geometrilerin saçılan dalgaların o geometri üzerinde indüklediği gerilimden yola çıkarak ortak bir empedans ifadesi elde edilmesi ile analizler yapılmasına dayanmaktadır [2].

3.3.4 Eşdeğer Devre Modeli (Equivalent Circuit Method)

FSY davranışlarını incelemek için kullanılabilen bir diğer yöntem ise eşdeğer devre modeli yaklaşımıdır. Eşdeğer devre modeli basit FSY geometrileri için kullanılan analitik ve basit bir hesaplama tekniğidir ve yaklaşık sonuçlar vermektedir. Güçlü bilgisayar kaynaklarına ihtiyaç duymamakta ve FSY'lerin çalışması hakkında kabaca bir bilgi verebilmektedir. Bu analiz yönteminde FSY'lerin iletim karakteristikleri iletim hatları eşdeğer devre modellerinden yararlanarak belirlenmekte ve FSY'ler iletim hattındaki eşdeğer endüktif ve kapasitif elemanlarla modellenmektedirler. FSY'i oluşturan geometrilerin parametrelerinin, o yüzeyin frekans karakteristikleri üzerindeki etkilerini yorumlayabilmek için günümüzde FSY çalışmalarında kullanılmaktadırlar [32, 34, 35, 66].

3.4 FSY'lerin İmalat Yönteminin Belirlenmesi

FSY'leri oluşturan iletken periyodik geometrilerin baskısı dielektrik tabakalar üzerine gerçekleştirilmektedir. Dielektrik tabakaların elektriksel özellikleri ve kalınlıkları FSY'lerin frekans karakteristiklerini değiştirmektedir. Dielektrik tabakaların elektriksel özelliklerinin sabit olması ve ortam sıcaklığına bağımlılığının yüksek olmaması istenmektedir. Maliyetleri ve temin edilme kolaylıkları da dikkat edilmesi gereken diğer önemli konulardır. Kullanılan dielektrik tabakaya bağlı olarak uygulanan baskı teknikleri değişmektedir.

3.4.1 FSY baskılarının FR4 tabaka üzerine gerçekleştirmesi

Serigrafi (ipek baskı) metal, seramik, kumaş, cam ve plastik gibi her türlü yüzeye baskı yapılabilmeğe olanak sağlayan bir tekniktir. Elektronik kart imalatı gerçekleştiren firmalar bu tekniği kullanarak üzeri bakır kaplı FR4 dielektrik tabakalar zerine FSY baskısı gerçekleştirmektedirler.

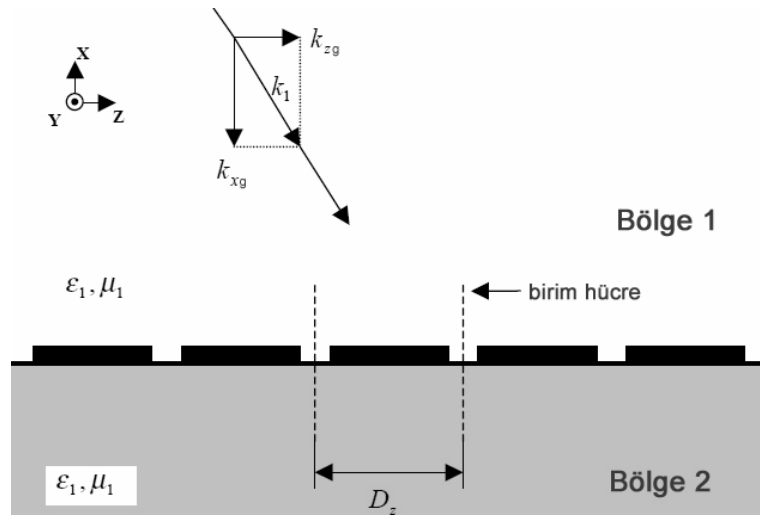
FR4, cam ipliklerin epoksi reçine ile dokunmasından elde edilen ateşe dayanıklı bir dielektrik tabakadır. zerine bakır kaplanması ile elektronikte baskı devre kartların imalatında kullanılmaktadır. Bağlı dielektrik sabiti üretici firmaya ve modele göre değişmekle beraber 4.4'e yakın bir değerdedir.

3.4.2 FSY baskılarının film tabaka üzerine gerçekleştirilmesi

Serigrafi baskı tekniği ve gümüş tabanlı iletken boyalar kullanılarak 125μm kalınlığındaki film tabakalar zerine FSY baskıları gerçekleştirilebilmektedir.

4. PERİYODİK YAPILARIN ANALİZİ

Sonsuz sayıda periyoda sahip olan yapıların analizlerinde Floquet teoreminden yararlanılmaktadır. Şekil 4.1’de görülen ve “z” eksenini yönünde sonsuz sayıda iletken periyodik ızgaraya sahip yapıyı göz önüne alalım. Izgaralar “y” eksenini boyunca sonsuz uzunluktadırlar.



Şekil 4.1 : Periyodik yüzey [67].

Hesaplamaların daha kolay yapılabilmesi ve anlaşılabilir olması için aşağıda belirtilen varsayımlar ortaya konmuştur; FSY üzerindeki periyodik iletkenler “0 mm” kalınlığında ve mükemmel iletkenlerdir. FSY üzerine gelen elektromagnetik dalgalar monokromatik ve düzlemsel dalgalar. Hesaplamalarda dalgaların zamanla değişimi $e^{-j.w.t}$ olarak alınacaktır. Periyodik yapının üstündeki ve altındaki alanlar sonsuz genişlikte özellikleri zamanla değişmeyen, izotropik, homojen ve kayıpsız ortamlardır.

4.1 Floquet Teoremi

Floquet teoremine göre sonsuz sayıda elemandan oluşan bir periyodik yapıda, aralarındaki mesafe bir periyot olan iki noktadaki alan değerleri arasında bir kompleks sabit kadar fark vardır. Bu durumda, alanların ifadesi “F” (E veya H) aşağıdaki eşitliği sağlamaktadır [67].

$$F(x, z + D_z) = F(x, z). e^{-\gamma_z \cdot D_z} \quad (4.1)$$

Bu ifadede “ γ_z ” ve “ D_z ” sırasıyla Floquet sabiti ve periyodik yapının periyodudur. $F(x, z)$ fonksiyonundan Eşitlik 4.2’deki gibi bir $R(x, z)$ fonksiyonu tanımlanırsa, elde edilen fonksiyonun periyodik olduğu Eşitlik (4.3)’de görüldüğü biçimde ispatlanabilmektedir.

$$R(x, z) = F(x, z). e^{\gamma_z \cdot z} \quad (4.2)$$

$$\begin{aligned} R(x, z + D_z) &= F(x, z + D_z). e^{\gamma_z \cdot (z + D_z)} = F(x, z). e^{-\gamma_z \cdot D_z}. e^{\gamma_z \cdot z}. e^{\gamma_z \cdot D_z} \\ &= R(x, z) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$R(x, z)$ fonksiyonu periyodik olduğu için aşağıdaki biçimde Fourier serisine açılabilir.

$$R(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(x). e^{\frac{-j \cdot 2\pi \cdot n \cdot z}{D_z}} \quad (4.4)$$

G_n : Fourier katsayısı

Eşitlik (4.2)’den yararlanarak periyodik yüzeyler üzerinde ki alan ifadesi “F” (E veya H) Eşitlik (4.5)’de görüldüğü gibi yazılabilir.

$$F(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(x). e^{-(\gamma_z + j \cdot 2\pi \cdot n / D_z) \cdot z} \quad (4.5)$$

Şekil 4.1’de görülen “1” ve “2” numaralı bölgelerin kayıpsız olduğu varsayılırsa Floquet sabiti “ γ_z ” sanaldır ve

$$\gamma_z = j \cdot \beta_z \quad (4.6)$$

biçiminde yazılabilir. “ β_z ” reel bir sabittir. Alan ifadesi F (E veya H) aşağıdaki şekli alır.

$$F(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(x). e^{-j \cdot (\beta_z + 2\pi \cdot n / D_z) \cdot z} \quad (4.7)$$

Yukarıdaki ifadede “F” alanının “x” yönünde nasıl değiştiği bilinmediği için bu değişim “ G_n ” katsayısı içinde ifade edilmiştir.

Eşitlik (4.7) göre “F” alanı sonsuz sayıdaki düzlemsel dalganın toplamından oluşmaktadır. Düzlemsel dalgaların yayılma sabitleri aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\beta_{zn} = \beta_z + 2\pi \cdot n/D_z \quad (4.8)$$

$$F(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(x) \cdot e^{-j \cdot (\beta_z + 2\pi \cdot n/D_z) \cdot z} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} G_n(x) \cdot e^{-j \cdot \beta_{zn} \cdot z} \quad (4.9)$$

Gelen düzlemsel dalganın “F_g” (E_g veya H_g) alan ifadesi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$F_g = A_g \cdot e^{j \cdot k_{xg} \cdot x} \cdot e^{-j \cdot k_{zg} \cdot z} \quad (4.10)$$

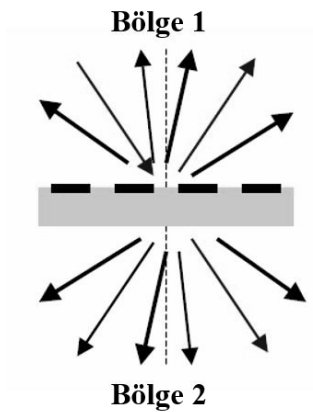
A_g: Gelen dalganın fazörü

k_{xg} ve k_{zg} sırasıyla gelen dalganın “x” ve “y” yönlerindeki dalga numaralarını belirtmektedir.

(4.9) eşitliği periyodik yüzeyin hem üstü hem de altı için geçerli olan genel biri ifadedir. İletilen, yansıyan ve saçılan dalgaların “z” eksenı boyunca nasıl değıştiklerini ifade etmektedir. “x” eksenindeki değışim ile ilgili her hangi bir bilgi vermemektedir. (4.9) eşitliği “n” katsayısının “0” değeriinde sadece yansıyan veya iletilen dalgaları belirtecektir. (4.9) ve (4.10) eşitliklerini karşılaştırılırsa

$$k_{zg} = \beta_z \quad (4.11)$$

olduğı görölmektedir. Şekil 4.2’de göröldüğü gibi “1” bölgesindeki alanın ifadesi gelen, yansıyan ve saçılan dalgaların süper pozisyonu ile elde edilebilmektedir.



Şekil 4.2 : FSY’e gelen, yansıyan, iletilen ve saçılan dalgalar [67].

“1” bölgesinde ki alanın ifadesi:

$$\begin{aligned} F_1(x, z) = & A_g \cdot e^{j.k_{zg}.x} \cdot e^{-j.k_{zg}.z} \\ & + \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_n \cdot e^{-j.(k_{zg}+2\pi.n/D_z).z} \cdot e^{-j.k_{xn}.x} \end{aligned} \quad (4.12)$$

R_n : Yansıyan ve saçılan dalgaların fazörü.

(4.9) eşitliğinde bulunan G_n terimi yerine “1” bölgesindeki yansıma saçılmaları daha açık ifade edebilmesi açısından R_n terimi kullanılmıştır. (4.12) eşitliğinde ilk terim gelen monokromatik düzlemsel dalgayı, ikinci terimde saçılan ve yansıyan dalgaları ifade etmektedir.

Şekil 4.2’de görüldüğü gibi “2” bölgesindeki alanın ifadesi iletilen ve saçılan dalga ifadelerinin süper pozisyonu ile elde edilebilir.

“2” bölgesindeki alanın ifadesi:

$$F_2(x, z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_n \cdot e^{-j.(k_{zg}+2\pi.n/D_z).z} \cdot e^{j.k_{xn}.x} \quad (4.13)$$

biçiminde elde edilir.

T_n : İletilen ve saçılan dalgaların fazörü.

(4.9) eşitliğinde bulunan G_n terimi yerine “2” bölgesindeki iletilen ve saçılan dalgaları daha açık ifade edebilmesi açısından T_n terimi kullanılmıştır.

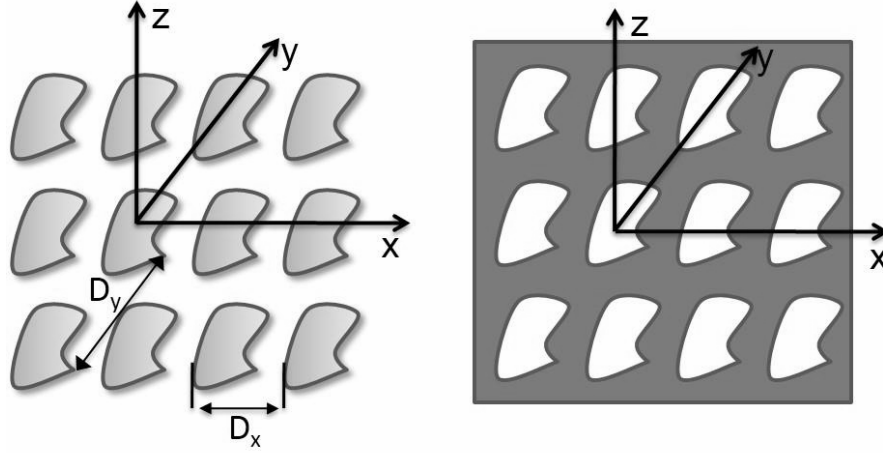
“F₁” ve “F₂” alan ifadeleri birer dalga denklemi olduklarından yayılım sabiti her iki bölgede de aşağıdaki eşitliği gerçekler.

$$k_{xn} = \begin{cases} \sqrt{k^2 - (k_{zg} + 2\pi.n/D_z)^2} & k^2 > (k_{zg} + 2\pi.n/D_z)^2 \\ j \cdot \sqrt{(k_{zg} + 2\pi.n/D_z)^2 - k^2} & k^2 < (k_{zg} + 2\pi.n/D_z)^2 \end{cases} \quad (4.14)$$

“F₁” ve “F₂” dalga denklemleri incelenirse sonsuz sayıda düzlemsel dalganın toplamı olduğu görülür. “ k_{xn} ” “x” eksen yönündeki dalga numarasını göstermektedir ve “n” katsayısının değerine göre reel veya sanal değerler almaktadır. Belli bir “n” değerine kadar dalgalar yayılmakta, daha büyük “n” değerlerinde “ k_{xn} ” sanal olacağı için yayılan dalgalar sönümlü olmaktadır.

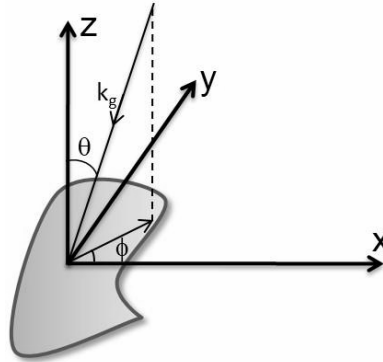
4.2 Frekans Seçici Yüzeylerin Analizi

Hesaplamaların daha kolay yapılabilmesi ve anlaşılabilir olması için aşağıda belirtilen varsayımlar ortaya konmuştur; FSY'in oluşturan periyodik iletkenler "0 mm" kalınlığında ve mükemmel iletkenlerdir. FSY üzerine gelen elektromagnetik dalgalar monokromatik ve düzlemseldir. Dalgaların zamanla değişimi hesaplamalarda $e^{-j.w.t}$ olarak alınacaktır. Periyodik yapının içinde bulunduğu alan sonsuz genişlikte, özellikleri zamanla değişmeyen, izotropik, homojen ve kayıpsız bir ortamdır. FSY "x" ve "y" eksenleri yönünde sonsuz uzunlukta ve sonsuz sayıda periyodik eleman içermekte ve dielektrik tabaka üzerine monte edilmeden boşlukta asılı olarak durmaktadır. Şekil 4.3'de analizleri yapılacak yama ve yarık tipi FSY yapıları görülmektedir.



Şekil 4.3 : Boşlukta duran frekans seçici yüzeyler: (a) Yama tipi (b) Yarık tipi.

4.2.1 Yama tipi FSY incelenmesi



Şekil 4.4 : İletken yama geometrisi ve üzerine gelen elektromagnetik dalga.

İletken yama geometrinin (Şekil 4.4) üzerine gelen elektromanyetik dalganın indüklediği akım aşağıdaki eşitliğe uygun olarak saçınım yapar [68].

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \omega^2 \mu \epsilon \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J}_S \quad (4.15)$$

$\mathbf{J}_S$: İletken ızgaralar üzerinde indüklenen yüzey akım yoğunluğu

İletkenlerin “0 mm” kalınlığında oldukları kabulü yapıldığı için yüzey akım yoğunluğu akım yoğunluğuna eşittir. Dolayısıyla, ifadelerin daha basit olabilmesi için bu aşamadan sonra “ $\mathbf{J}_S$ ” yerine “ $\mathbf{J}$ ” kullanacaktır.

$\mathbf{A}$: İndüklenen akımın yayılımı yapması sonucu oluşan manyetik vektör potansiyel

Bu aşamada, iletken yama üzerinde indüklenen akımın bilindiği ve akımın FSY’in içinde bulunduğu ortamdaki her hangi bir noktada meydana getirdiği manyetik vektör potansiyelin hesaplanması istendiği varsayılacaktır. Kaynak dağılımı bilenen (bilindiği varsayılan) (4.15) numaralı Helmholtz dalga denkleminin çözülmesi ve manyetik vektör potansiyel ifadesinin hesaplanabilmesi için Green fonksiyonlarından yararlanılarak aşağıdaki eşitlik yazılır (EK A).

$$(\nabla^2 + \omega^2 \mu \epsilon). G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = -\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}') \quad (4.16)$$

$\mathbf{r}'$: Noktasal kaynağın bulunduğu nokta

$\mathbf{r}$: Gözlem noktası

(4.16) eşitliğinin çözümü aşağıdaki şekildedir [69].

$$G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = e^{-j.k.|\mathbf{r}-\mathbf{r}'|} / (4.\pi.|\mathbf{r} - \mathbf{r}'|) \quad (4.17)$$

(4.17) eşitliğinden yararlanarak iletken yama üzerinde indüklenen akımın sebep olduğu manyetik vektör potansiyelin ifadesi aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = \int_S G(\mathbf{r}, \mathbf{r}'). \mathbf{J}(\mathbf{r}'). d\mathbf{r}' \quad (4.18)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{r}) = G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') * \mathbf{J}(\mathbf{r}') \quad *: \text{Konvolüsyon operatörü} \quad (4.19)$$

Saçılan elektrik alanın ifadesi de aşağıdaki biçimde yazılır [70].

$\mathbf{E}_S$: Saçılan dalganın elektrik alan şiddeti

$$\mathbf{E}_S = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla. (\nabla. \mathbf{A}) \quad (4.20)$$

İletken yama içinde ki elektrik alan değeri sıfırdır. Sınır koşullarına göre elektrik alanın teğetsel bileşenleri sürekli olduğundan iletken yama üzerindeki elektrik alanın teğetsel bileşeni de sıfırdır.

Denklemlerdeki “t” alt indisi teğetsel bileşen olduğunu göstermektedir.

$$\mathbf{E}_{gt}(x, y, 0) + \mathbf{E}_{st}(x, y, 0) = 0 \quad (4.21)$$

(4.20) ve (4.21) denklemlerinden yararlanarak (4.22) denklemi elde edilir [3].

$$\mathbf{E}_{gt}(\mathbf{r}) = j\omega\mu\mathbf{A}_t(\mathbf{r}) - \frac{1}{j\omega\epsilon} [\nabla \cdot (\nabla \cdot \mathbf{A}(\mathbf{r}))]_t \quad (4.22)$$

Düzlemsel ve sonsuz incelikteki iletken yama üzerinde akımın “ J_x ” ve “ J_y ” bileşenleri ve manyetik vektör potansiyelin “ A_x ” ve “ A_y ” bileşenleri sıfırdan farklıdır. Dolayısıyla, (4.22) denklemi aşağıdaki matris formda yazılabilir [3].

$$-\begin{bmatrix} E_{xg} \\ E_{yg} \end{bmatrix} = \frac{1}{j \cdot \omega \cdot \epsilon} \begin{bmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + k & \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} \\ \frac{\partial^2}{\partial x \partial y} & \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

$$A_x = G * J_x \quad (4.24)$$

$$A_y = G * J_y \quad (4.25)$$

Konvolüsyon integrallerinden kurtulmak için aşağıdaki Fourier dönüşümü tanımlanır.

$$\tilde{f}(\alpha, \beta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) \cdot e^{-j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{-j \cdot \beta \cdot y} \cdot dx \cdot dy \quad (4.26)$$

$$f(x, y) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}(\alpha, \beta) \cdot e^{j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot y} \cdot d\alpha \cdot d\beta \quad (4.27)$$

(4.23) ve (4.17) eşitliklerinin Fourier dönüşümü ile aşağıdaki eşitlikler sırası ile elde edilir [3]. ($G * J \leftrightarrow \tilde{G} \cdot \tilde{J}$, $\frac{\partial A}{\partial x} \leftrightarrow j \cdot \alpha \cdot A$, $\frac{\partial A}{\partial y} \leftrightarrow j \cdot \beta \cdot A$)

$$-\begin{bmatrix} \tilde{E}_{xg}(\alpha, \beta) \\ \tilde{E}_{yg}(\alpha, \beta) \end{bmatrix} = \frac{1}{j \cdot w \cdot \varepsilon} \begin{bmatrix} k - \alpha^2 & -\alpha \cdot \beta \\ -\alpha \cdot \beta & k - \beta^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha, \beta) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha, \beta) \\ \tilde{J}_y(\alpha, \beta) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\tilde{G}(\alpha, \beta) = \frac{-j}{2 \cdot (k^2 - \alpha^2 - \beta^2)^{1/2}} \quad (4.29)$$

“ α ” ve “ β ” değişkenleri sırasıyla “ x ” ve “ y ” koordinatlarının dönüşüm değişkenleridir. (4.28)’de elde ettiğimiz eşitliğin ters Fourier dönüşümünü alınırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$-\begin{bmatrix} E_{xg}(x, y) \\ E_{yg}(x, y) \end{bmatrix} = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{j \cdot w \cdot \varepsilon} \begin{bmatrix} k - \alpha^2 & -\alpha \cdot \beta \\ -\alpha \cdot \beta & k - \beta^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta \cdot y} \cdot d\alpha \cdot d\beta \quad (4.30)$$

Elektrik alanın (4.30)’da görülen integral eşitliği tek bir iletken yama için hesaplanmıştır. FSY’in her iki yönde de sonsuz uzunlukta olduğu ve sonsuz sayıda periyodik eleman içerdiği varsayıldığı için Floquet teoremi bu yüzeye uygulanabilir. Akım yoğunluğunun değişimi Eşitlik (4.1)’den yararlanarak aşağıdaki biçimde yazılır.

$$J(x + D_x) = J(x) \cdot e^{j \cdot k_{xg} \cdot D_x} \quad (4.31)$$

k_{xg} : Gelen dalganın “ x ” eksenindeki dalga numarası

D_x, D_y : Sırasıyla “ x ” ve “ y ” eksenleri boyunca periyodik elemanlar arası mesafeyi belirtmektedir.

Bölüm 4.1’den yararlanarak (4.31) eşitliği aşağıdaki biçimde yazılır.

$$J(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_m \cdot e^{-j \cdot (k_{xg} + 2\pi \cdot m / D_x) \cdot x} \quad (4.32)$$

$$J(y + D_y) = J(y) \cdot e^{j \cdot k_{yg} \cdot D_y} \quad (4.33)$$

$$J(y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \cdot e^{-j \cdot (k_{yg} + 2\pi \cdot n / D_y) \cdot y} \quad (4.34)$$

Yüzeyin periyodik yapısından dolayı akım yoğunluğun spektrumu ayrıktır. (4.32) ve (4.34) eşitliklerinden yararlanarak (4.30) denklemi aşağıdaki şekilde yazılır.

$$-\begin{bmatrix} E_{xg}(x, y) \\ E_{yg}(x, y) \end{bmatrix} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{j \cdot w \cdot \epsilon \cdot D_x \cdot D_y} \begin{bmatrix} k - \alpha_m^2 & -\alpha_m \cdot \beta_n \\ -\alpha_m \cdot \beta_n & k - \beta_n^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha_m, \beta_n) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_m, \beta_n) \\ \tilde{J}_y(\alpha_m, \beta_n) \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha_m \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta_n \cdot y} \quad (4.35)$$

$$\alpha_m = \frac{2\pi m}{D_x} + k_{xg} \quad (4.36)$$

$$\beta_n = \frac{2\pi n}{D_y} + k_{yg} \quad (4.37)$$

“ α_m ” “ β_n ” sırasıyla “x” ve “y” eksenlerindeki dalga numaralarıdır. Bu iki ifadenin yardımıyla “z” yönündeki (eşitlik 4.38) dalga numarasının ifadesi rahatlıkla bulunur. Saçılan dalgalar sonsuz sayıda düzlemsel dalgaların toplamı olarak ifade edilmektedir. Saçılan dalgaların bazıları yayılım yaparken bazıları da sönümlüdür.

$$k_{zmn} = \sqrt{k^2 - \alpha_m^2 - \beta_n^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{2\pi m}{D_x} + k_{xg}\right)^2 - \left(\frac{2\pi n}{D_y} + k_{yg}\right)^2} \quad (4.38)$$

“ k_{zmn} ” parametresinin belli bir “m, n” değerine kadar reel sonra sanal olduğu dolayısıyla saçılan dalgaların bazıları yayılım yaparken bazılarının da sönümlü olduğu görülmektedir.

(4.35) eşitliğinde bilinmeyenler sadece akım yoğunluklarıdır. İndüklenen akım ifadesinin bilinmesi durumunda (4.15), (4.20) eşitlikleri ve Maxwell denklemlerinden yararlanarak sırasıyla manyetik vektör potansiyel, elektrik alan ve manyetik alan şiddetlerinin ifadeleri rahatlıkla elde edilebilmektedir.

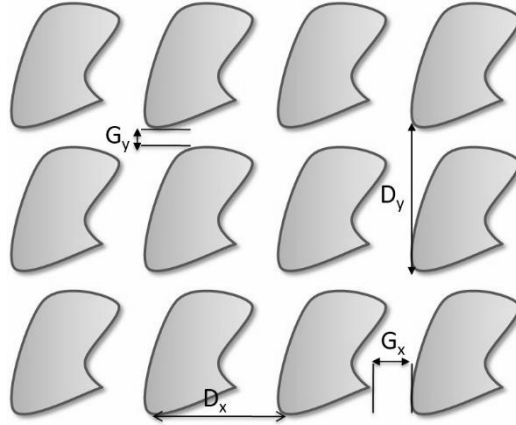
İndüklenen akım yoğunlarının değerleri elektromagnetik dalganın geliş açısı ve polarizasyonuna ve periyodik elemanların geometrilerine bağlıdır. Sınır koşullarından yararlanılarak hesaplanabilmektedir.

4.2.2 Yarıık FSY incelenmesi

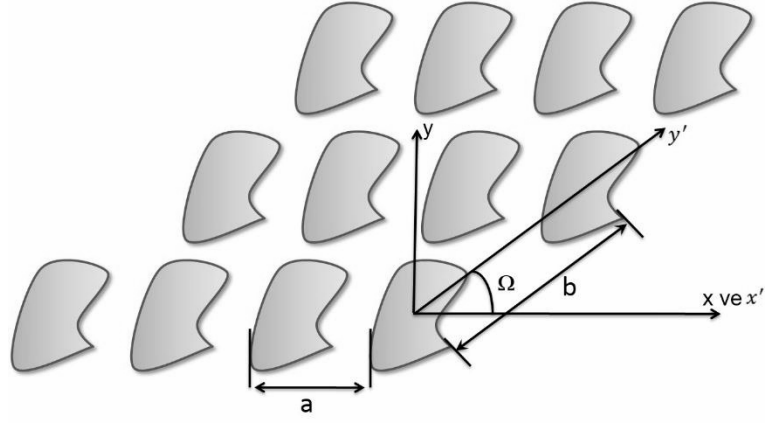
Şekil 4.3 (b)'de görülen yarıık tipindeki FSY'leri incelemek için dualite teoreminden yararlanılacaktır. Dualite teoremi uyarınca, (4.35) eşitliğinde bulunan elektrik alan şiddeti terimi “E”, manyetik alan şiddeti terimi “H” ile, dielektrik sabiti terimi “ε” manyetik geçirgenlik terimi “-μ” ile ve akım yoğunluğu terimi “J” de manyetik akım yoğunluğu terimi “-M” ile yer değiştirir. Yarııklar içinde manyetik alan şiddetinin teğet bileşenleri sürekli olması sınır koşulundan yararlanarak aşağıdaki eşitlik elde edilir [71].

$$-\begin{bmatrix} H_{xg}(x, y) \\ H_{yg}(x, y) \end{bmatrix} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{4\pi}{j \cdot w \cdot \mu \cdot D_x \cdot D_y} \begin{bmatrix} k - \alpha_m^2 & -\alpha_m \cdot \beta_n \\ -\alpha_m \cdot \beta_n & k - \beta_n^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha_m, \beta_n) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{M}_x(\alpha_m, \beta_n) \\ \tilde{M}_y(\alpha_m, \beta_n) \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha_m \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta_n \cdot y} \quad (4.39)$$

4.2.3 FSY’i oluşturan periyodik elemanların yerleşim biçimleri



Şekil 4.5 : Kare ızgara yapısı.



Şekil 4.6 : Eğimli ızgara yapısı.

Şekil 4.5 incelendiğinde periyodik elemanların “x” ve “y” eksenleri boyunca yer aldıklarını görülmektedir. Bu dizilim şekli kare ızgara olarak adlandırılır. Şekil 4.6’da ise periyodik elemanlar “x” eksenine göre “ Ω ” açısı ile dizilmişlerdir. Bu dizilim şekli eğimli ızgara olarak adlandırılır. Bu ana kadar çıkartılmış eşitlikler kare ızgara dizilimi içindir. Eğimli ızgara diziliminde periyodik elemanların “ x' ” ve “ y' ” eksenlerinde periyodik olarak dizildiklerini görülmektedir. “ x' ” ve “ y' ” eksenleri “x” ve “y” eksenleri cinsinden ifade edilirse aşağıdaki eşitlikleri elde edilir.

$$x' = x - y \cdot \cot(\Omega) \quad (4.40)$$

$$y' = y / \sin(\Omega) \quad (4.41)$$

Eğimli ızgara yapısına sahip FSY analizi için Bölüm 4.1’den yararlanarak aşağıdaki “ $R(x', y')$ ” fonksiyonu tanımlanır.

$$R(x', y') = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{mn} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot m \cdot x' / a + j \cdot 2\pi \cdot n \cdot y' / b} \quad (4.42)$$

Eşitlik (4.40) ve Eşitlik (4.41)’den yararlanarak değişken dönüşümü yapılırsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$R(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{mn} \cdot e^{j \cdot 2\pi \cdot m \cdot (x - y \cdot \cot(\Omega)) / a + j \cdot 2\pi \cdot n \cdot (y / \sin(\Omega)) / b} \quad (4.43)$$

$$R(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{mn} \cdot e^{j \cdot \left(\frac{2\pi \cdot m}{a} \right) \cdot x + j \cdot \left(\frac{2\pi \cdot n}{b \cdot \sin(\Omega)} - \frac{2\pi \cdot m}{a} \cdot \cot(\Omega) \right) \cdot y} \quad (4.44)$$

Eşitlik (4.2)'de ifade edilen dönüşümden yararlanarak akım yoğunluğu aşağıdaki şekilde yazılır.

$$J(x,y) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{mn} \cdot e^{j \cdot \left(k_{xg} + \frac{2\pi m}{a}\right) \cdot x + j \cdot \left(k_{yg} + \frac{2\pi n}{b \cdot \sin(\Omega)} - \frac{2\pi m}{a} \cdot \cot(\Omega)\right) \cdot y} \quad (4.45)$$

Eşitlik (4.35)'den yararlanarak eğimli ızgara için elektrik alan şiddetinin ve “x” ve “y” eksenleri boyunca olan dalga numaralarının ifadeleri aşağıdaki şekilde yazılır [3]. Izgara yapısının eğimli olması ile sadece “x” ve “y” eksenleri boyunca olan dalga numaralarının ifadeleri değişmektedir.

$$-\begin{bmatrix} E_{xg}(x,y) \\ E_{yg}(x,y) \end{bmatrix} = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{j \cdot w \cdot \epsilon \cdot D_x \cdot D_y} \begin{bmatrix} k - \alpha_{mn}^2 & -\alpha_{mn} \cdot \beta_{mn} \\ -\alpha_{mn} \cdot \beta_{mn} & k - \beta_{mn}^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha_{mn}, \beta_{mn}) \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_{mn}, \beta_{mn}) \\ \tilde{J}_y(\alpha_{mn}, \beta_{mn}) \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha_{mn} \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta_{mn} \cdot y} \quad (4.46)$$

$$\alpha_{mn} = \frac{2\pi m}{a} + k_{xg} \quad (4.47)$$

$$\beta_{mn} = \frac{2\pi n}{b \cdot \sin(\Omega)} - \frac{2\pi m}{a} \cdot \cot(\Omega) + k_{yg} \quad (4.48)$$

4.2.4 FSY’i oluşturan periyodik elemanların sonlu iletkenliğe sahip olmaları

Periyodik elemanların iletkenliğinin sonlu olması durumunda elemanlar üzerindeki elektrik alanın teğet bileşenin değeri sıfıra eşit olmayacak ve (4.35) eşitliği doğruluğunu kaybedecektir. İletkenlerin çok ince olması koşulu dolayısıyla iletkenlerin üzerindeki elektrik alanın ifadesi yüzey akımı ile yüzey empedansının çarpımına eşittir ve bu sınır koşulu aşağıdaki formülle ifade edilir [72].

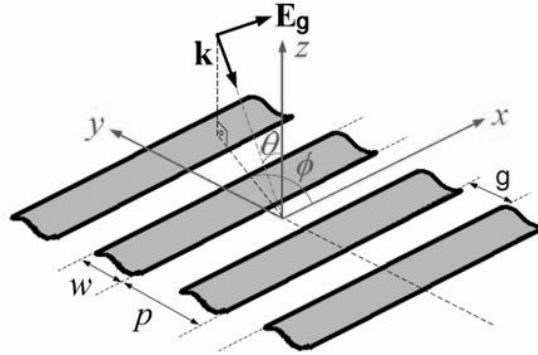
$$\begin{bmatrix} E_{xg} \\ E_{yg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{sx} \\ E_{sy} \end{bmatrix} - Z_s \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix} = 0 \quad (4.49)$$

(4.49) eşitliğinden yararlanılarak (4.35) eşitliği aşağıdaki biçimi alır.

$$\begin{aligned}
& - \begin{bmatrix} E_{xg}(x, y) \\ E_{yg}(x, y) \end{bmatrix} \\
& = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi}{j \cdot w \cdot \varepsilon_0 \cdot D_x \cdot D_y} \begin{bmatrix} k_0 - \alpha_m^2 & -\alpha_m \cdot \beta_n \\ -\alpha_m \cdot \beta_n & k_0 - \beta_n^2 \end{bmatrix} \cdot \tilde{G}(\alpha_m, \beta_n) \\
& \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_m, \beta_n) \\ \tilde{J}_y(\alpha_m, \beta_n) \end{bmatrix} \cdot e^{j \cdot \alpha_m \cdot x} \cdot e^{j \cdot \beta_n \cdot y} - Z_s \begin{bmatrix} J_x \\ J_y \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.50}$$

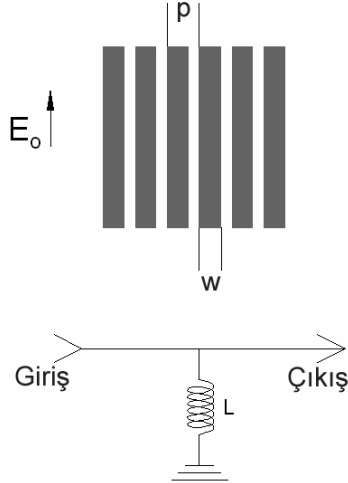
4.3 Eşdeğer Devre Modeli ile FSY Analizi

Bilgisayar kullanarak hesaplamalar gerektiren yüksek doğruluğa sahip sayısal yöntemlerin aksine “Eşdeğer Devre Modeli” basit ve analitik bir hesaplama tekniğidir. FSY’lerin davranışlarının açıklanmasına yardımcı olmaları sebebiyle günümüzde sık olarak kullanılmaktadır. FSY’ler iletim hatlarında eşdeğer devreleri kullanılarak modellenmektedirler. Eşdeğer devre modeli, Marcuvitz tarafından gerçekleştirilen periyodik ızgaraların modellenmesi çalışmasına dayanmaktadır [73]. İlk olarak Anderson tarafından frekans seçici yüzeylere uygulanmıştır [74].



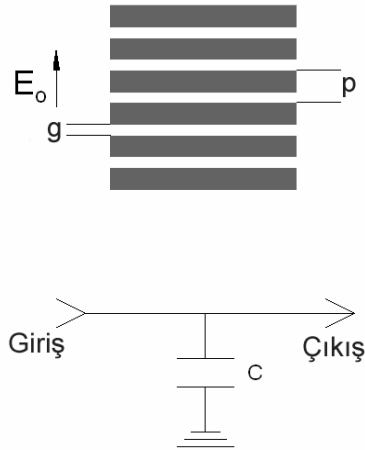
Şekil 4.7 : Paralel metal ızgaralardan oluşan periyodik yapı [35].

Metal ızgaralardan oluşan ve Şekil 4.7.'de görülen periyodik yüzeyin üzerine düzlemsel bir dalganın θ ve ϕ açıları geldiğini düşünelim. Dalganın elektrik alanının teğetsel bileşenleri (Şekil 4.8) metal ızgaralar yönündeyse periyodik yapı düşük frekanslarda iletme çok az izin veren, yüksek frekanslarda ise iletme izin veren bir endüktif karakteristik özelliği gösterir. Karakteristik empedansı boşluğun karakteristik empedansına (377ohm) eşit olan iletim hattında toprağa kısa devre endüktif eleman ile eşdeğer devre modeli çizilir. Periyodik yapının iletim katsayısının (S_{21}) değerini belirleyen parametreler ızgaraların genişliği (w), aralarındaki mesafe (p), gelen dalganın (θ), (ϕ) açıları ve polarizasyonudur.



Şekil 4.8 : Elektrik alanın teğetsel bileşenleri ızgara yönünde [75].

Eğer gelen dalganın elektrik alanının teğetsel bileşenleri Şekil 4.9’da görülen metal ızgaralara doksan derece dik ise periyodik yapı düşük frekanslarda iletme izin veren, yüksek frekanslarda ise iletme izin vermeyen kapasitif özellik gösterir. Karakteristik empedansı boşluğun karakteristik empedansına (377ohm) eşit iletim hattında toprağa kısa devre kapasitif bir elemanla eşdeğer devre modeli çizilir. Periyodik yapının iletim katsayısının (S_{21}) değerini belirleyen parametreler ızgaraların arası boşluk ($p-w$), aralarındaki periyodik mesafe (p), gelen dalganın (θ), (ϕ) açıları ve polarizasyonudur.



Şekil 4.9 : Manyetik alanın teğetsel bileşenleri ızgara yönünde [75].

Şekil 4.8’de görülen FSY’in normalize edilmiş reaktans (TE polarizasyon, $\phi = 90^\circ$) ve Şekil 4.9’da görülen FSY’in normalize edilmiş süseptans (TM polarizasyon, $\phi = 0^\circ$) ifadeleri Marcuvitz tarafından formüle edilmiştir [73]. İletken yolların uzunluklarının (d) sonlu olduğu durum “ d/p ” çarpanının reaktans ve süseptans

ifadelerine çarpan olarak eklenmesi ile tanımlanabilmektedir [32, 34]. İletken yol uzunluklarının sonlu olması durumu için eksik olan TE polarizasyon süseptans ve TM polarizasyon reaktans ifadeleri basitleştirerek tamamlanmış ve aşağıdaki eşitliklerde gösterilmiştir [32-35].

λ : Gelen dalganın boşluktaki dalga boyu

g : İletkenler arası mesafe

A, G : Düzeltme fonksiyonları

Z_0 : Boşluğun karakteristik empedansı

w : İletken yol kalınlığı

ω : Açısal frekans

$$X_{TE} = w \cdot L / Z_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \cos(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (w/p)(\pi/2), \phi = 90^\circ \quad (4.51)$$

$$B_{TE} = w \cdot C / Y_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \sec(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (g/p)(\pi/2), \phi = 0^\circ \quad (4.52)$$

$$X_{TM} = w \cdot L / Z_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \sec(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (w/p)(\pi/2), \phi = 0^\circ \quad (4.53)$$

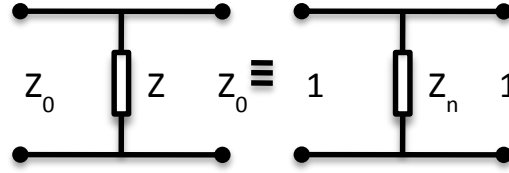
$$B_{TM} = w \cdot C / Y_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \cos(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (g/p)(\pi/2), \phi = 90^\circ \quad (4.54)$$

$$D = (1 - 0.25 \beta^2) + \beta^2(1 + 0.5 \beta^2 - 0.125 \beta^4)(A_+ + A_-) + 2\beta^6 A_+ A_- \quad (4.55)$$

$$A = 0.5(1 - \beta^2)^2[(1 - 0.25 \beta^2)(A_+ + A_-) + 4\beta^2 A_+ A_-]$$

$$A_{\mp} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{p \cdot \cos(\theta)}{\lambda}\right)^2 \mp 2 \frac{p}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\phi)}} - 1 \quad (4.56)$$

FSY'in yansıma ve iletim katsayılarını elde edilebilmesi için Şekil 4.10'daki eşdeğer devre modelini göz önüne alınmıştır. Karakteristik empedansı " Z_0 " olan iletim hattının ortasına FSY yerleştirilmiş ve empedansının değeri " Z " olarak gösterilmiştir. FSY'in normalize edilmiş empedansı " $Z_n = Z/Z_0$ " olarak gösterilmiştir. İletim ve yansıma katsayılarının elde edebilmesi için modelin ABCD parametreleri Eşitlik (4.57)'de hesaplanmıştır [76].



Şekil 4.10 : Eşdeğer devre modeli.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Eşitlik (4.57)'den ve saçılma matrisinin ABCD parametreleri ile olan ilişkisinden yararlanarak FSY'in iletim ve yansıma katsayıları aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} & \frac{2(AD-BC)}{A+B+C+D} \\ \frac{2}{A+B+C+D} & \frac{-A+B-C+D}{A+B+C+D} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{1+2Z_n} & \frac{2Z_n}{1+2Z_n} \\ \frac{2Z_n}{1+2Z_n} & \frac{-1}{1+2Z_n} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.58)$$

$$S_{11} = \frac{-1}{1+2Z_n} \quad (4.59)$$

$$S_{21} = \frac{2 \cdot Z_n}{1+2 \cdot Z_n} \quad (4.60)$$

Eşdeğer devre modeli, istenmeyen yayınımların (Bölüm 3.2.3) ortaya çıktığı ve Eşitlik (4.61) ile hesaplanan frekans değerine kadar tanımlıdır. Daha yüksek frekanslarda ise yüksek dereceli Floquet modları yayılmaya başlamakta ve eşdeğer devre modeli geçerliliğini yitirmektedir.

$$f < \frac{c}{p \cdot (1 + \sin(\eta))} \quad (4.61)$$

η : Dalganın geliş açısı

4.3.1 Dielektrik tabakanın etkisi

FSY dielektrik tabakalar ile kaplandığında iletken yollar arasındaki boşlukların efektif dielektrik sabitinin değeri artacak ve ortamdaki elektrik alan şiddetinin değeri

düşecektir. Ortamın birden farklı dielektrik sabitine sahip ve farklı kalınlıklardaki malzemeden oluşabilmesi sebebi ile efektif dielektrik tanımı kullanılmıştır. Bu durumda eşdeğer devre modelindeki kapasitif elemanların değerleri değişecek, endüktif elemanların değerlerinde ise ihmal edilebilecek seviyelerde değişimler olacaktır [34, 74]. Dielektrik tabakaların etkisini eşdeğer devre gösteriminde modelleyebilmek için efektif dielektrik sabiti (ϵ_{eff}) Eşitlik 4.62’de görülen suseptans ifadesine çarpan olarak eklenmektedir.

$$B_{TE} = (w.C) / Y_0$$

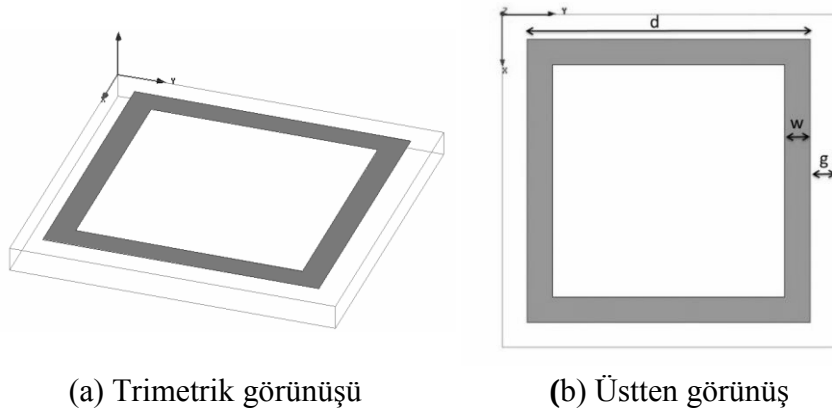
$$= \epsilon_{eff} \frac{4.p.sec(\theta)}{\lambda} . (\ln(cosec(\pi g/2p)) + G(p, w, \lambda, \theta)) \quad (4.62)$$

ϵ_{eff} ’in değeri dielektrik tabakanın kalınlığı ve bağıl dielektrik sabiti (ϵ_r) ile ilişkilidir. Dielektrik tabaka kalınlığının FSY üzerine etkisini modellemek için Costa tarafından Eşitlik 4.63’deki ifade tanımlanmıştır [29]. Bu eşitlikte “h” dielektrik tabaka kalınlığını, “ λ_g ” istenmeyen yayınların ortaya çıktığı dalga boyunu, “N” parametresi FSY geometrisini tanımlamaktadır. Her iki tarafı dielektrik tabaka ile kaplı FSY geometrileri için tanımlamıştır. Tek tarafı dielektrik tabaka ile kaplı yüzeyler için de benzer bir model tanımlanmıştır [29].

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r + (\epsilon_r - 1) \left[\frac{-1}{e^{Nx}} \right]$$

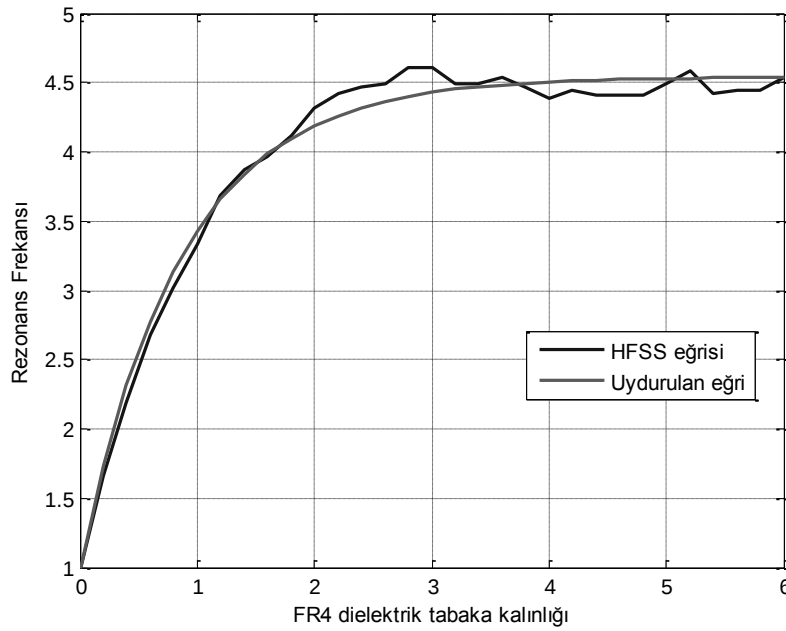
$$x = \frac{10.h}{\lambda_g} \quad (4.63)$$

Bağıl efektif dielektrik sabitinin (ϵ_{eff}) değerinin hesaplanabilmesi için, farklı dielektrik tabaka kalınlıklarında FSY’in rezonans frekansı benzetim veya ölçüm ile belirlenir. Örnek olarak, Şekil 4.11’de görülen “Kare Döngü” FSY’in efektif dielektrik sabiti değeri Costa’nın tanımladığı yöntem ile belirleyelim. Kalınlığı 1 mm, dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka bu çalışmada kullanılmıştır. Periyodik elemanlar arasındaki boşluk 1 mm (g)’dir. Diğer parametre değerleri (mm) w=1, d=11.2 ve p=13.2.



Şekil 4.11 : Tek katmanlı “Kare Döngü” FSY geometrisi.

Şekil 4.12’de görüldüğü gibi, dielektrik tabakanın kalınlığı 0-6 mm arasında 0.2 mm aralıklarla değiştirilerek yüzeyin benzetimi Ansoft HFSS programı ile gerçekleştirilmiştir. Periyodu 13.2 mm olan bu geometri için istenmeyen yayınımın ortaya çıkış frekansı Eşitlik (3.3)’den yararlanarak 11.36 GHz olarak belirlenir. “Nonlinear Least Square” eğri uydurma metodu kullanılması ile Eşitlik (4.63)’teki “N” parametre değeri, benzetim ile elde edilen eğriden yararlanarak 3.05 olarak elde edilir. “N” parametre değerini bilinmesi ile “Kare Döngü” FSY’in farklı dielektrik tabaka kalınlıkları için bağlı efektif dielektrik sabiti değeri Costa’nın (4.63) eşitliği ile rahatlıkla hesaplanabilecektir.

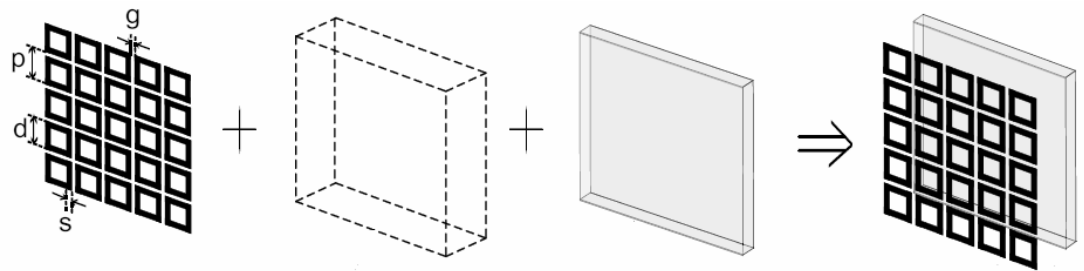


Şekil 4.12 : Dielektrik tabaka kalınlığı (mm)- FSY rezonans frekansı ($\epsilon_r=4.54$).

4.3.2 Çok katmanlı yapıların eşdeğer devre modeli ile analizi

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{11}) + s_{21}^2}{2 \cdot s_{21}} & \frac{(1 + s_{11})^2 - s_{21}^2}{2 \cdot s_{21}} \\ \frac{(1 - s_{11})^2 - s_{21}^2}{2 \cdot s_{21}} & \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{11}) + s_{21}^2}{2 \cdot s_{21}} \end{bmatrix} \quad (4.64)$$

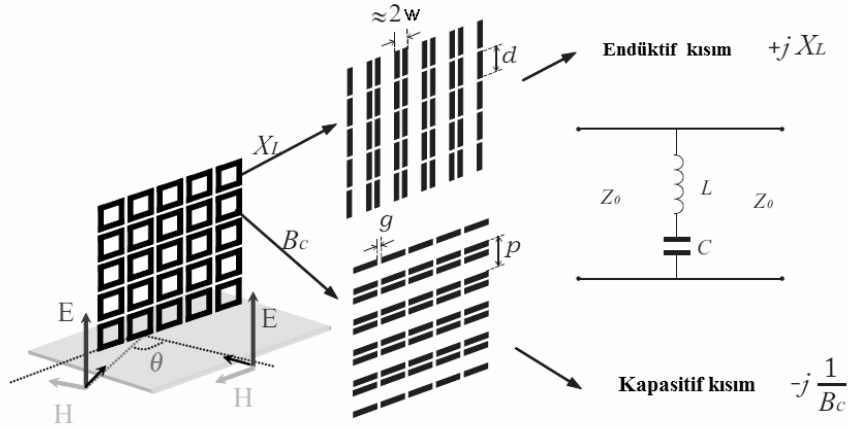
(4.64) eşitliğinde ABCD matrisinin “s” parametreleri ile ilişkisi yer almaktadır [76]. Bu eşitliğe göre herhangi bir yüzeyin yansıma ve iletim katsayılarının bilinmesi durumunda bu yüzey ABCD parametreleri ile tanımlanabilmektedir. ABCD parametrelerinin bize sağladığı en büyük avantaj çok katmanlı bir yapının ABCD parametreleri ile ifadesinin yapıyı oluşturan her katmanın ABCD matrisinin çarpılması ile elde edilebilecek olmasıdır. Dikkat edilmesi gereken nokta yapıyı oluşturan her bir katmanın davranışının birbirinden bağımsız olmasıdır. Örnek olarak Şekil 4.13 gösterilen kare döngü FSY, boşluk ve dielektrik tabakadan oluşan çok katmanlı bir yapıyı ele alalım. Bu yapının ABCD parametrelerinin ifadesi aşağıdaki biçimdedir. FSY ve duvarın birbirinden bağımsız olabilmesi için aradaki boşluk rezonans dalga boyunun onda birinden daha fazla olmalıdır [15].

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} A_{YAPI} & B_{YAPI} \\ C_{YAPI} & D_{YAPI} \end{bmatrix} \cdot \\ &= \begin{bmatrix} A_{FSY} & B_{FSY} \\ C_{FSY} & D_{FSY} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{BOŞLUK} & B_{BOŞLUK} \\ C_{BOŞLUK} & D_{BOŞLUK} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_{DİELEKTRİK} & B_{DİELEKTRİK} \\ C_{DİELEKTRİK} & D_{DİELEKTRİK} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.65)$$


Şekil 4.13 : Çok katmanlı yapıların eşdeğer devre modeli ile analizi [15].

4.3.3 Kare Döngü FSY’in örnek eşdeğer devre modeli ile analizi

Şekil 4.14’de FSY ve eşdeğer devre modeli görülmektedir. Elektrik alan vektörü yönünde endüktif karakter gösteren düz iletken yollar ve o yolun bittiği yerde kapasitif özellik gösteren iletkenler arası boşluklar görülmektedir. Periyodik yapının eşdeğer devre modeli Şekil 4.14’de görüldüğü gibi birbirine seri bağlı endüktans ve kapasite ile gösterilmektedir.



Şekil 4.14 : Kare döngü yapıda eşdeğer devre modelinin kullanılması [15].

Şekil 4.14’de görülen FSY’de iletken yollar çok yakın olduğu için formüllerde yol kalınlığının “ $2w$ ” olarak alınabileceği görülmektedir. Eşitlik (4.51)’den (4.55)’e kadar olan ifadeler “Kare Döngü” FSY için tekrar yazılırsa aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$X_{TE} = w \cdot L / Z_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \cos(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (2w/p)(\pi/2), \theta = 90^\circ \quad (4.66)$$

$$B_{TE} = w \cdot C / Y_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \sec(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (g/p)(\pi/2), \theta = 0^\circ \quad (4.67)$$

$$X_{TM} = w \cdot L / Z_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \sec(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (2w/p)(\pi/2), \theta = 0^\circ \quad (4.68)$$

$$B_{TM} = w \cdot C / Y_0 = \frac{d}{p} \cdot \frac{p \cdot \cos(\theta)}{\lambda} \cdot \left(-\ln \beta + \frac{A}{D} \right), \beta = (g/p)(\pi/2), \theta = 90^\circ \quad (4.69)$$

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (4.70)$$

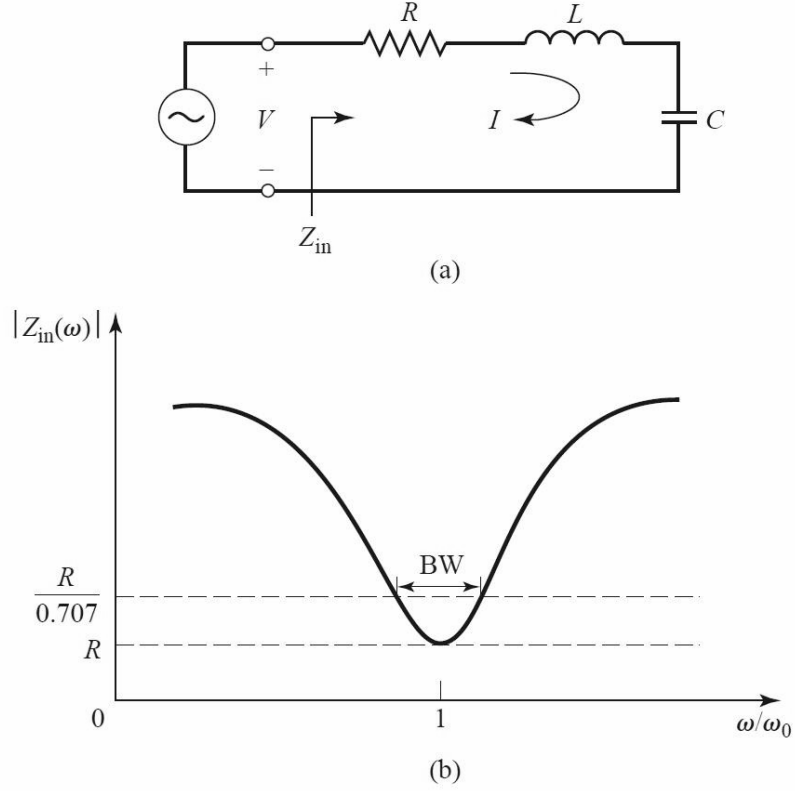
$$Z_n = Z / Z_0 = j \left(\frac{\omega L}{Z_0} - \frac{Y_0}{\omega C} \right) = j(X - 1/B) \quad (4.71)$$

Kare döngü FSY’in eşdeğer devre modelinde, yüzeyin normalize edilmiş empedansı Eşitlik (4.70)’deki gibi bulunur. Eşitlik (4.59) ve (4.60)’dan yararlanarak periyodik yüzeyin iletim ve yansıma katsayıları rahatlıkla hesaplanır.

4.3.4 Seri Rezonans Devreleri

Yama tipi FSY seri RLC eşdeğer devresi ile modellenmektedirler. Şekil 4.15’de seri RLC rezonatör devresi ve frekans cevabı görülmektedir. Devrenin giriş empedansı

(Z_{in}), rezonans frekansı (f_0), rezonans frekansındaki kalite faktörü (Q_0) ve rezonans frekansındaki yarım güç bant genişliği (BG) Eşitlik (4.72)-(4.75)'de görüldüğü gibi hesaplanmaktadır [76]. Eşitlik (4.75)'e göre FSY'in eşdeğer direnci veya kapasitesi arttığında bant genişliği artmakta, eşdeğer endüktans değeri artınca bant genişliği daralmaktadır.



Şekil 4.15 : Seri RLC rezonatör devresi (b) Frekans cevabı.

$$Z_{in} = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \quad (4.72)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.73)$$

$$Q_0 = \omega \frac{\text{ortalama deponan enerji}}{\text{enerji kaybı /sn}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (4.74)$$

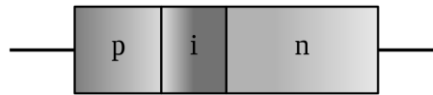
$$BG = \frac{1}{Q_0} = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{\omega_0 RC}{1} \quad (4.75)$$

5. TOPLU PARAMETRELİ ELEMANLAR VE ÖLÇÜM SİSTEMİ

Frekans karakteristiklerinin amaca uygun olarak değiştirilebilen FSY'lerin tasarımlarında genellikle toplu parametrelı elemanlardan yararlanılmaktadır. Bu bölümde tasarımlarda kullanılabilecek toplu parametrelı elemanlar ve özellikleri araştırılmıştır.

5.1 PIN Diyotlar

PIN diyotlar Şekil 5.1'de görüldüğü gibi P+-I-N+ yapıya sahiptirler. P+ ve N+ bölgelerinin katkı maddesi oranları yüksek, I bölgesinin katkı oranı düşüktür. Geniş bir I bölgesine sahiptir. PIN diyotlar düşük frekanslarda standart diyot, yüksek frekanslarda ise oldukça mükemmel direnç (büyük genlikli işaretler için bile lineer) davranışı sergilerler. Yüksek frekanslarda yüklerin "I" bölgesini terk edebilmek için yeterli zamanları olmadığı için yükler bu bölgede birikir ve diyot hiçbir zaman kesime gitmez. Düşük frekanslarda yükler "I" bölgesini terk ederler ve diyot kesime girer. RF ve mikrodalga frekanslarında, PIN diyotlar ters yönde kutuplandığı zaman küçük bir kapasite değeri göstermekte, iletim yönünde kutuplandığı zaman da içinden akan doğru akım (DC) miktarını ile ters orantılı olarak değişken bir direnç değeri göstermektedir. Bu iki özelliği ile anahtarlama ve zayıflatıcı uygulamalarında RF işareti bozmadan kontrol edebilme olanağı sağlamaktadır. Şekil 5.2'de PIN diyotun eşdeğer devre modeli görülmektedir.

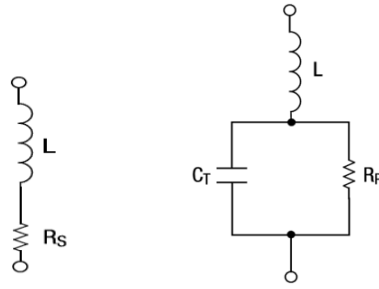


Şekil 5.1 : PIN diyot.

PIN diyotlar aşağıda ifade edilen avantajları sebebi ile mikrodalga devrelerinde zayıflatıcı, faz kaydırıcı, modülatör, anahtar gibi çeşitli amaçlar için kullanılmaktadır:

1. RF işaretlerinde yüksek hızlı anahtarlama
2. Düşük diyot kapasite değeri (C_t)
3. Düşük ileri kutuplama direnci (R_s)

4. Çok küçük seri endüktans değeri (L)



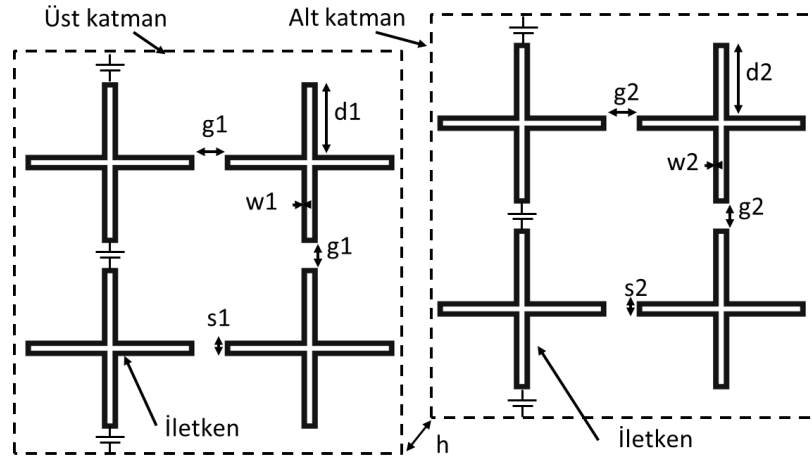
(a) İleri kutuplama (b) Ters kutuplama

Şekil 5.2 : PIN diyot eşdeğer devre modeli.

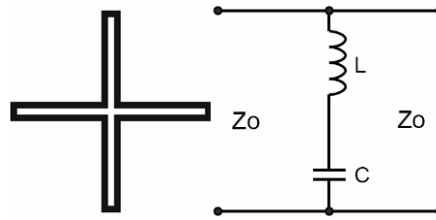
Şekil 5.3’de PIN diyotlardan yararlanılan gerçekleştirilen örnek bir FSY tasarımı görülmektedir. Tasarımda üst katman ile 2.45 GHz, alt katman ile 5.8 GHz frekans bandı kontrol edilmek istenmektedir. Periyodik eleman geometrileri birbirlerine PIN diyotlar ile bağlanmışlardır. Şekil 5.4’de FSY’in PIN diyotlar bağlı olmadığı durumdaki eşdeğer devre modeli görülmektedir. Şekil 5.5’de ise örnek FSY ve PIN diyotların iletim ve kesimde iken eşdeğer devre modelleri görülmektedir [77].

İletilmek istenilen frekans bandını kontrol eden katmandaki PIN diyotlar iletim yönünde kutuplanırsa, ilgili katmandaki periyodik elemanlar birbirlerine küçük bir direnç ve endüktans eleman ile bağlanmış olacaklardır. Değeri çok küçük olan direnç değerinin ihmal edilmesi durumunda Şekil 5.6 (a)’da görülen eşdeğer devre modeli ve yüksek geçiren frekans karakteristiğine sahip olacaktır.

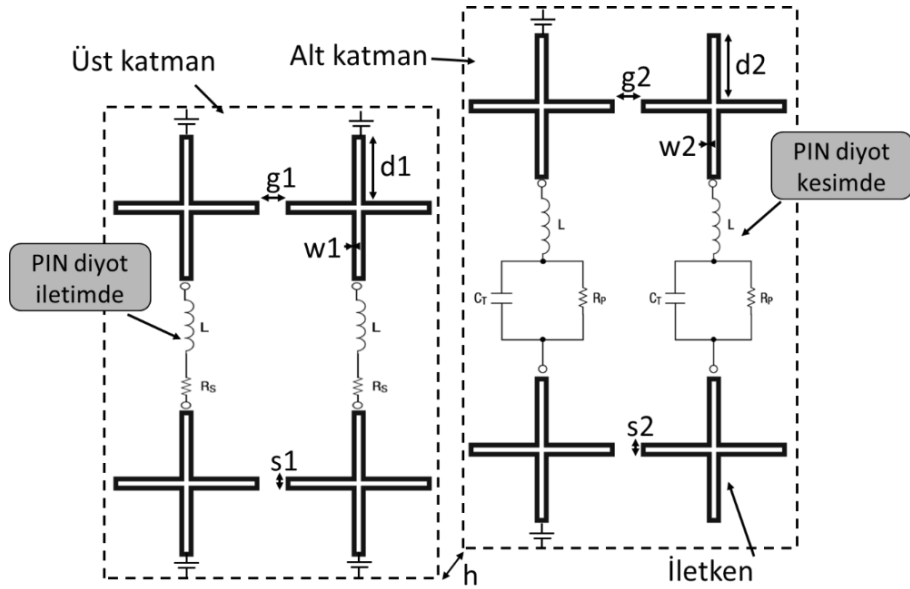
PIN diyotlar üzerinde bir kutuplama gerçekleştirilmezse diyotlar kesimde olacağından, ilgili katmandaki periyodik elemanlar birbirlerine seri bağlı kapasite ve endüktans ile bağlanacaklardır. Şekil 5.6 (b)’de görülen eşdeğer devre modeli ve bant durduran frekans karakteristiğine sahip olunacak ve dolayısıyla gerçekleştirilecek eniyileme çalışması ile bu tasarım istenilen frekans bandını durduracaktır.



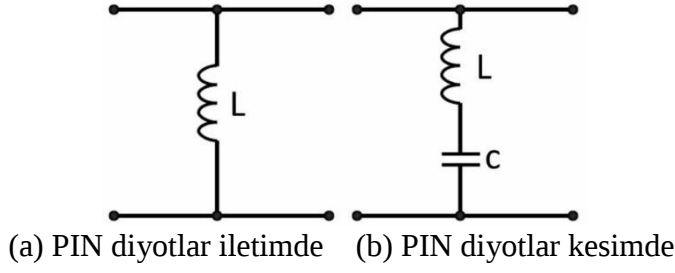
Şekil 5.3 : Çift katmanlı FSY tasarımı.



Şekil 5.4 : Örnek FSY'nin PIN diyotlar bağlı olmadan eşdeğer devre modeli.



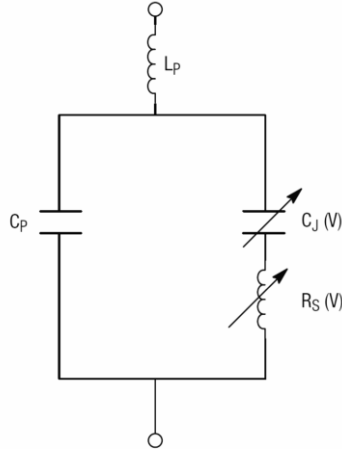
Şekil 5.5 : Örnek FSY ve PIN diyotların eşdeğer devre modeli.



Şekil 5.6 : Örnek FSY'in her bir katmanının eşdeğer modeli.

5.2 Varaktör Diyotlar

Ters yöndeki kutuplama gerilimi değerine bağlı olarak eşdeğer kapasite değeri değişen PN jonksiyon diyotlardır. Şekil 5.7'de varaktör diyotun ters yönde kutuplanması durumundaki eşdeğer devresi şeması görülmektedir. Burada C_P ve L_P malzeme ve bacaklarından kaynaklanan kapasitif ve endüktif parazittik etkileri, C_J ve R_S de kutuplama gerilimine bağlı olarak değişen eşdeğer kapasite ve direnç değerlerini ifade etmektedir. Varaktör diyotlardan rezonans frekansı kaydırılabilen FSY tasarımlarda yararlanılmaktadır.

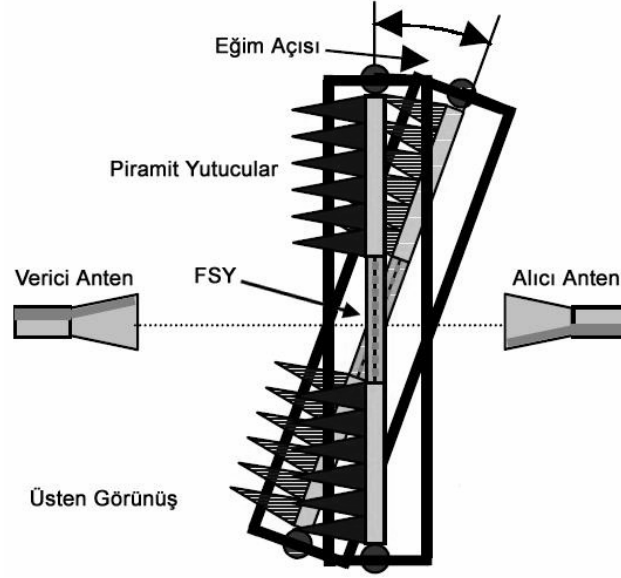


Şekil 5.7 : Varaktör diyot eşdeğer devre şeması.

5.3 Ölçüm Sistemi

Tez çalışmaları sırasında imal edilen prototiplerin ölçümlerinde aşağıda açıklanan ölçüm sistemi ve yöntemi kullanılmıştır. Ölçümler Şekil 5.8'de görülen sisteme uygun biçimde gerçekleştirilmiştir. Sistemin kalibrasyonu boşluk ölçümlerinin (FSY yokken) referans alınması ile yapılmıştır. Böylece, ölçüm panelinin kenarlarından meydana gelen kırınımların, zeminden ve duvarlardan yansiyarak gelen dalgaların ölçüm sonuçlarına etkisi minimize edilmiştir. Farklı geliş açıları için yapılan ölçümlerde antenler sabit tutularak FSY paneli ölçüm yapılacak açıya uygun olarak azimut

ekseninde, TM modlarındaki ölçümler için ise antenler kendi eksenleri etrafında 90^0 döndürülmüşlerdir.



Şekil 5.8 : Ölçüm sistemi.

5.3.1 Ölçüm sistemindeki hata kaynakları

Ölçüm sonuçları ile benzetim sonuçları arasında bir farkın ortaya çıkmasına yol açabilecek etmenler aşağıda sıralanmıştır:

FSY'lerin rezonans frekansları, üzerlerine baskılarının yapıldığı dielektrik tabakaların bağıl dielektrik sabiti değerine bağlı olarak değişim göstermektedir. FR4 tabakaların dielektrik sabitlerinin değeri ortamın sıcaklığına, nem miktarına ve çalışılan frekans değerine bağlı olarak değişmektedir. Prototip baskılarında kullanılan FR4 tabaka kalınlıkları da katalog değerlerinde belirtilen değerlere göre küçük değişimler gösterebilmektedir.

Periyodik eleman geometrilerinin boyutlarında baskı hataları sebebiyle küçük miktarlarda değişimler meydana gelebilmektedir.

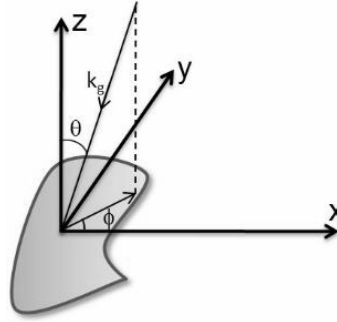
FSY'ler sonsuz sayıda periyodik elemana sahip olarak HFSS programında modellenmiş olmalarına rağmen sınırlı sayıda periyodik elemana sahip FSY'lerin ölçümleri laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Sonlu sayıda periyodik elemana sahip FSY'in sonsuz sayıda elemana sahip FSY davranışı sergileyebilmesi için minimum 15x15 adet elemana sahip olması gerektiği literatürde belirtilmiştir [78].

6. TASARIMLAR

Tez çalışmasında 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM bantlarında gelen RF işaretleri geçirmeyen, diğer frekanslarda ise iyi bir iletim karakteristiğine sahip olan yapısal yüzey malzemesi tasarımı amaçlanmıştır. Tasarlanan FSY'lerin hedeflenen ISM frekans bantlarını minimum 10 dB durdurması hedeflenmektedir. Analizlerde kullanılan koordinat sistemi ve dalganın geliş açısı Şekil 6.1'de görülmektedir.

Theta (θ): Gelen dalganın yüzey normali ile yaptığı açı.

Phi (Φ): Gelen dalganın (x, y) düzlemindeki iz düşümünün x eksenine ile yaptığı açı. Benzetim çalışmaları aksi belirtilmedikçe $\Phi=0^\circ$ için gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.1 : FSY' üzerinde kullanılan iletken yama ve gelen dalganın yönü.

Tez çalışmalarında gerçekleştirilen 14 farklı tasarım aşağıda aşağıda sırasıyla açıklanmıştır:

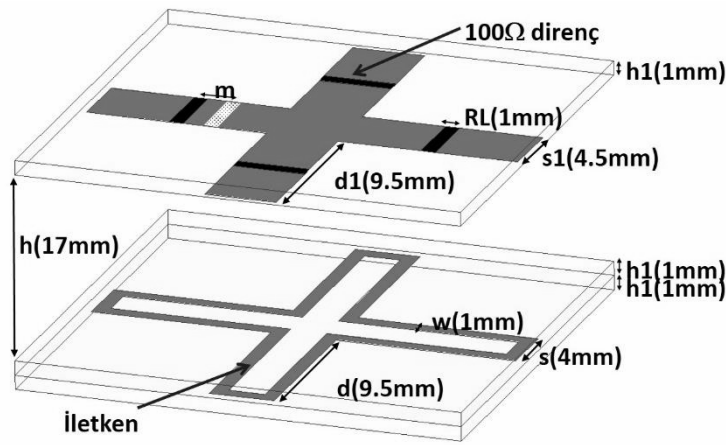
6.1 Tasarım 1: Yutucu FSY Tasarımı (2.4 GHz)

(*“Microwave and Optical Technology Letters” dergisinde yayınlanmıştır. DOI: 10.1002/mop.30045*)

Periyodik eleman geometrilerinin içine direnç yerleştirilmesi ile gerçekleştirilen ve 2.4 GHz ISM bandında gelen elektromagnetik dalgaları yutan FSY tasarımı Şekil 6.2'de görülmektedir. Tasarım iki katmandan oluşmaktadır. Alt katmandaki “Yüklü Dört Bacaklı” geometri 2.4 GHz frekansında gelen dalgaları durdurarak geri yansıtmaktadır. Gelen ve yansıyan dalgaların üst katmandaki iletken geometri

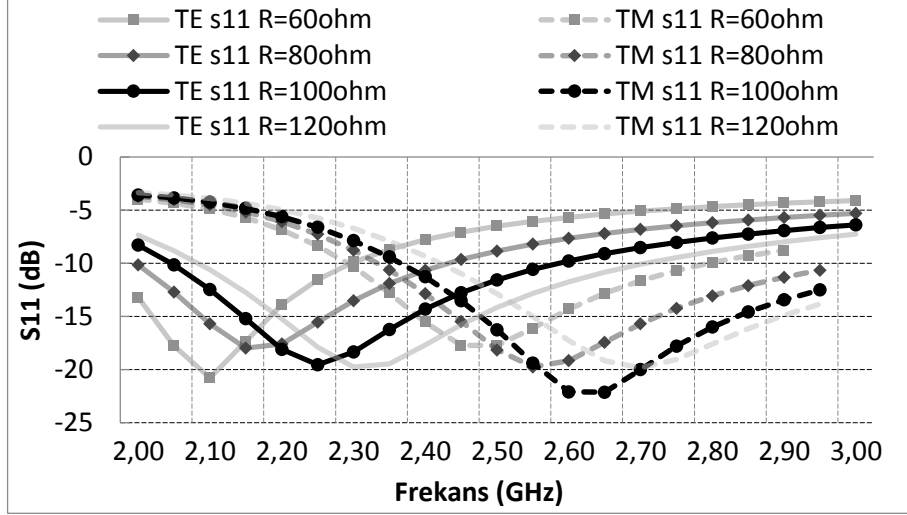
üzerinde indüklediği akımın enerjisinin bir kısmı 100Ω dirençler üzerinde harcanmakta ve yapıya bant yutucu özellik katmaktadır.

Tasarımın benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim ve ölçüm sonuçlara göre, 2.4 GHz frekans bandında iletim katsayısında (S_{21}) minimum -20dB, yansıma katsayısında ise minimum -10dB değerleri elde edilmiştir. Tasarımda kalınlığı 1 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Eniyileme sonucu elde edilen parametre değerleri Şekil 6.2’de görülmektedir. Periyodik elemanlar arasındaki boşluk her iki katman için de 0.5 mm’dir.

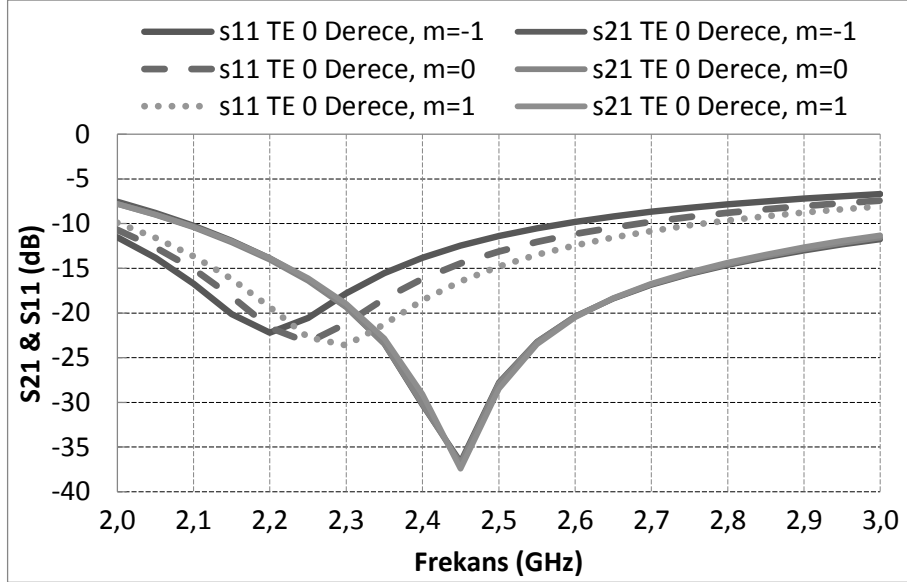


Şekil 6.2 : “Tasarım 1” yutucu FSY geometrisi.

Dirençlerin iletken kollar üzerindeki en uygun konumunun ve değerinin bulunabilmesi için Ansoft HFSS programının parametrik analiz özelliğinden yararlanılmıştır. Şekil 6.3 ve Şekil 6.4’de elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. Dirençlerin konumunun yapının iletim frekans cevabı (S_{21}) üzerinde herhangi bir etkisi olmamaktadır. Yansıma katsayısının rezonans frekansı dirençlerin konumuna bağlı olarak değişmektedir. “m=-1” konumu en uygun sonuçları verdiği için seçilmiştir. En uygun direnç değeri Şekil 6.3’de görüldüğü gibi $R=100\Omega$ ’da elde edilmiştir.

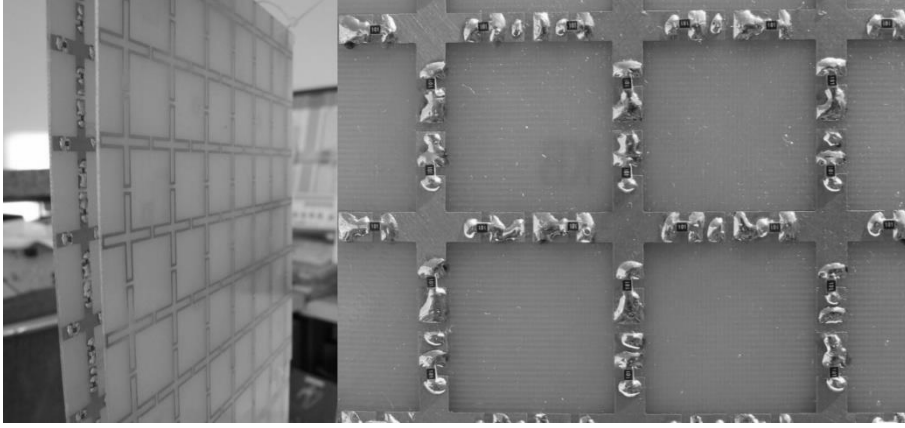


Şekil 6.3 : Direnç değerinin eniyilenmesi ($\theta=45^\circ$).

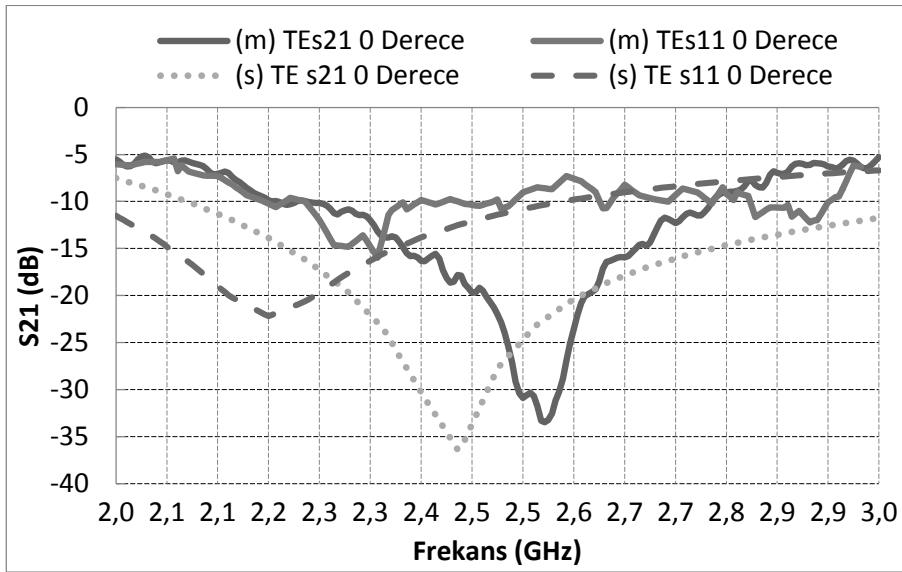


Şekil 6.4 : 100 Ω 'luk dirençin konumunun FSY frekans cevabına etkisi.

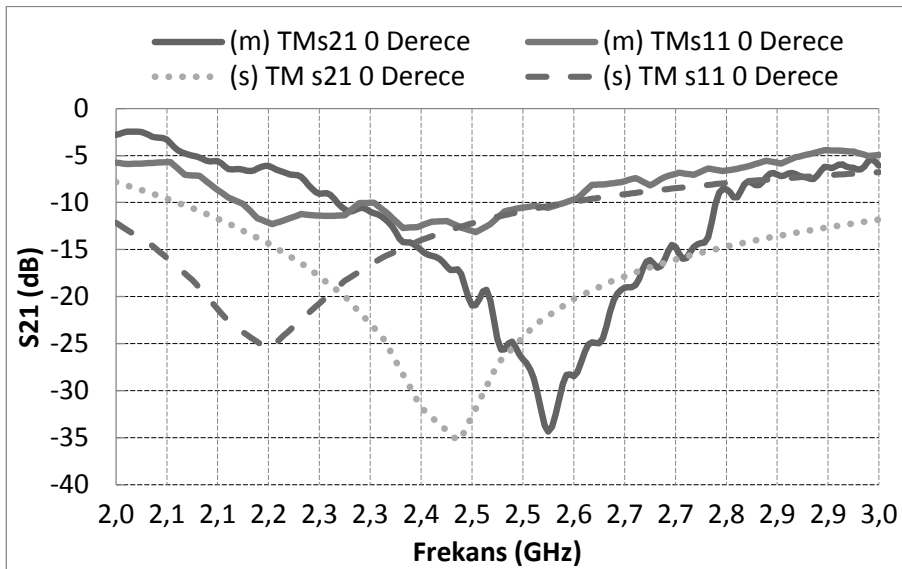
Tasarımın prototip baskısı (Şekil 6.5) FR4 dielektrik tabakalar üzerine gerçekleştirilmiştir. Prototipin ölçümü Bölüm 5.3'de açıklandığı biçimde gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.6– 6.9'da TE ve TM modlarında ve dalgaının farklı geliş açılarındaki ölçüm ve benzetim sonuçları görülmektedir.



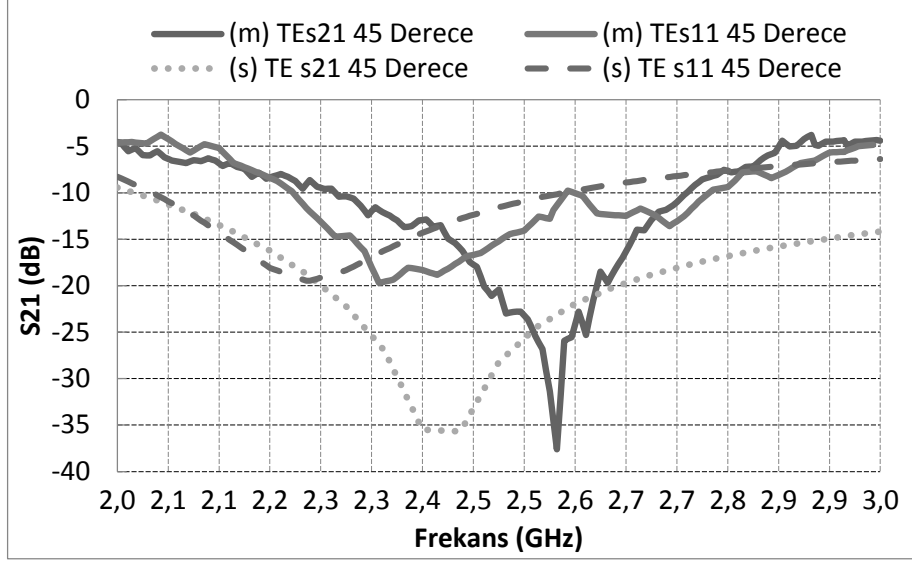
Şekil 6.5 : “Tasarım 1” yutucu FSY prototipi ve monte edilen 100Ω’luk dirençler.



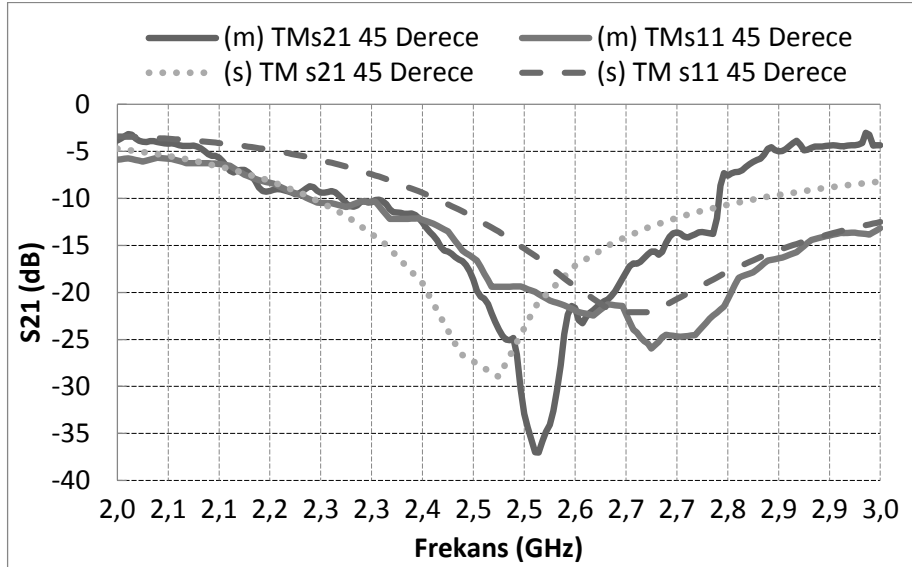
Şekil 6.6 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TE mod, $\theta = 0$).



Şekil 6.7 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TM mod, $\theta = 0$).



Şekil 6.8 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TE mod, $\theta = 45$).



Şekil 6.9 : S_{21} ve S_{11} frekans eğrileri (TM mod, $\theta = 45$).

Ölçüm sonuçları incelendiğinde, elektromagnetik dalganın 45 derecelik geliş açısına (θ) kadar, hedeflenen frekans bantlarında iletim katsayısının (S_{21}) minimum -13 dB, yansıma katsayısının (S_{11}) ise minimum -10 dB değerini aldığı görülmektedir. Ölçüm sonuçlarında benzetim sonuçlarına göre kaymalar ortaya çıkmıştır. Prototipin imalatında kullanılan standart dirençlerin yüksek frekanslarda etkili olmaya başlayan eşdeğer parazitik kapasiteleri rezonans frekanslarındaki kaymaların önemli sebeplerinden birisidir. Prototipin imalat hataları da rezonans frekansındaki kaymalar için ikinci bir sebep olarak gösterilebilir.

6.2 Tasarım 2: GSM Frekansları için Üç Katmanlı Fraktal FSY

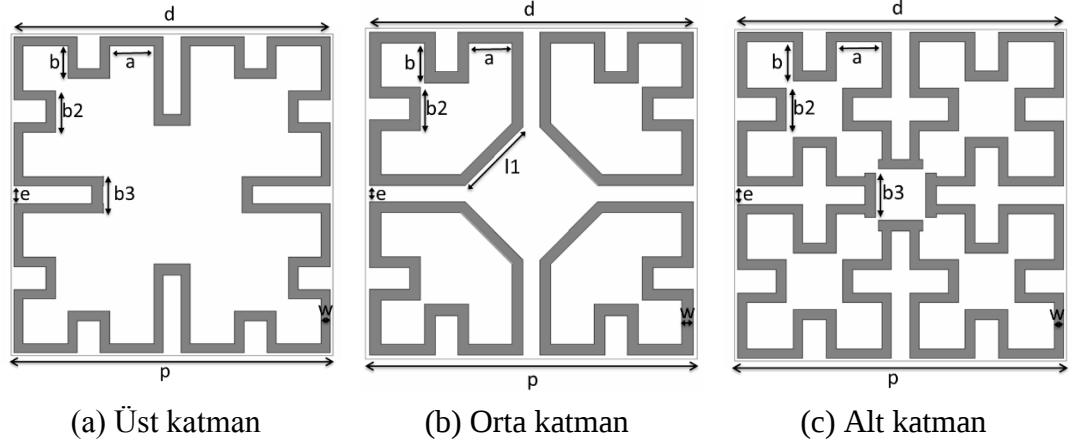
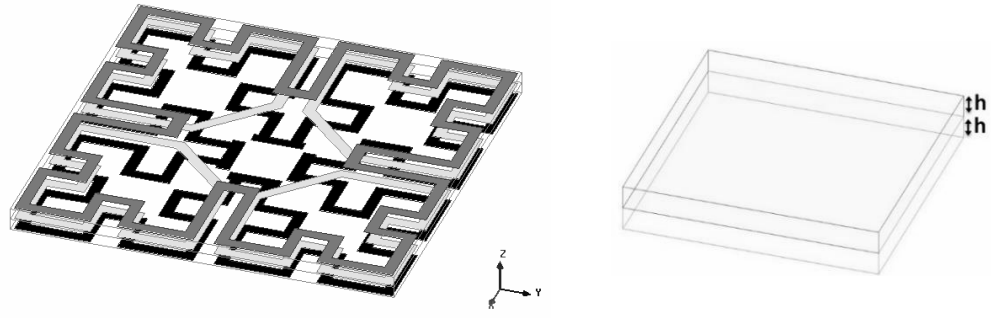
(“*IET Microwaves, Antennas & Propagation*” dergisinde yayınlanmıştır. DOI: 10.1049/iet-map.2016.0021)

Şekil 6.10’da 900 MHz, 1800 MHz ve 2100 MHz GSM frekans bantlarını durdurmak için tasarımı gerçekleştirilen üç katmanlı FSY geometrisi görülmektedir. Çizelge 6.1’de elde edilen geometrinin parametre değerleri verilmektedir. Tasarımda sırasıyla en alt katman 900 MHz, orta katman 1800 MHz ve en üst katman 2100 MHz frekans bandını kontrol etmektedir.

Birden fazla durdurma bandına sahip FSY tasarımlarında birim hücre içerisine rezonans geometriler ayrık olarak yerleştirilirler. Birim hücre içerisindeki bir rezonans geometrinin komşu hücredeki aynı rezonans geometriler ile arasındaki mesafe azaldıkça FSY’in farklı geliş açıları için olan kararlılığı artmaktadır. Bu sebeple, üç durdurma bandına sahip FSY’in elektromagnetik dalganın farklı geliş açılarında yüksek bir kararlılığa sahip olabilmesi için tasarım aşamasında minyatüre ve katmanlı bir yapı öngörülmüştür.

1800 ve 2100 MHz GSM frekans bantlarının birbirlerine çok yakın olması sebebiyle tasarımın eniyileme aşamasında büyük zorluklar ile karşılaşmıştır. Eniyilemenin FSY katmanları arasındaki girişimden etkilenmeden yapılabilmesi için de katmanlarda aynı parametre değerlerine sahip, benzer FSY geometrileri kullanılmıştır [2]. Her bir katmanda benzer geometrilerin kullanılması tekniğiyle tasarlanan FSY geometrisi çalışması “*IET Microwaves, Antennas & Propagation*” dergisine gönderilmiş ve yayınlanmıştır.

Tasarımın her üç katmanında da fraktal geometrilerden yararlanılmış ve birim alandaki iletken yolların uzunluğu arttırılarak birim hücrenin boyutları küçültülmüştür. Geometrinin periyodu (p) en küçük rezonans dalga boyunun ($\lambda_{2100\text{MHz}}$) 0,168 katı olarak elde edilmiştir. Bu oran dipol eleman geometrisi için 0,5’tir. Böylece FSY’in elektromagnetik dalganın farklı geliş açıları için kararlılığı arttırılmış ve istenmeyen yayınımın çok daha yüksek frekanslarda ortaya çıkması sağlanmıştır [2].



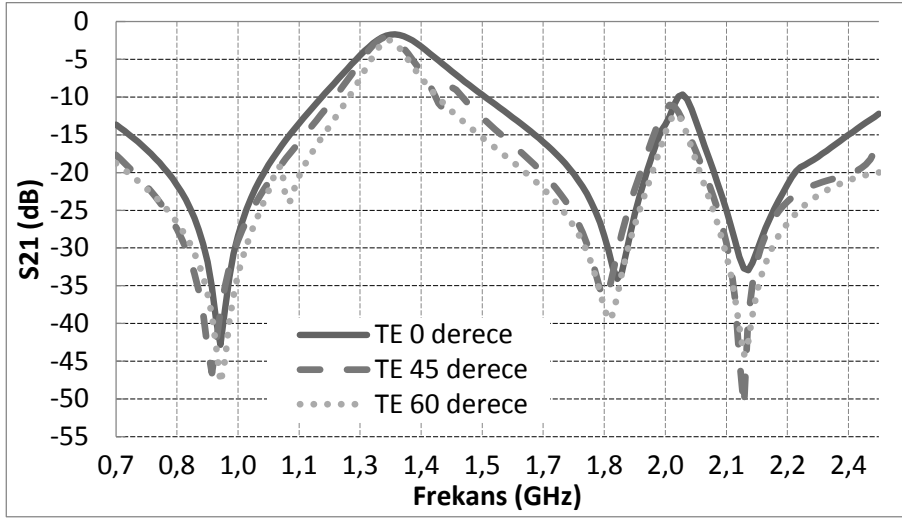
Şekil 6.10 : “Tasarım 2” üç katmanlı FSY geometrisi.

Çizelge 6.1 : “Tasarım 2” parametre değerleri.

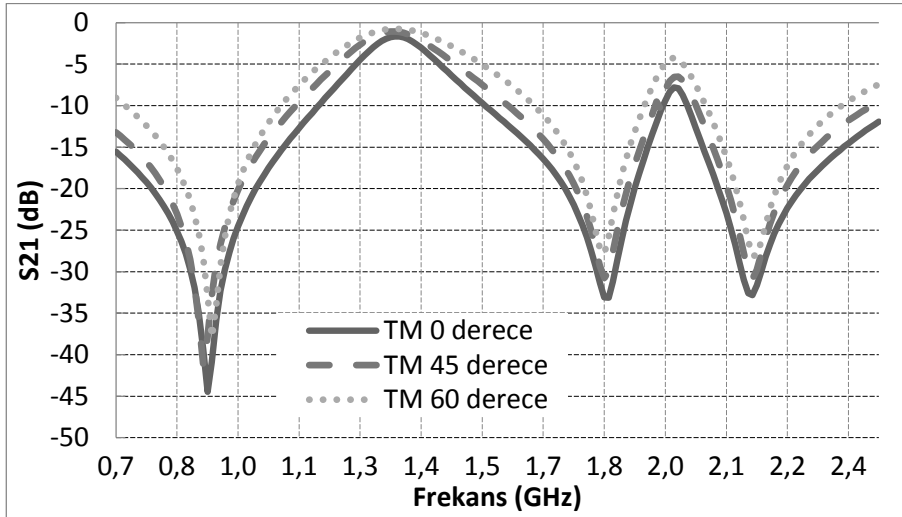
Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)	Parametre	Değer (mm)
Üst Katman		Orta Katman		Alt Katman	
w	0.9744	w	0.9744	w	0.9744
g	0.241	g	0.241	g	0.241
d	23.398	d	23.398	d	23.398
p	23.88	p	23.88	p	23.88
b	3.34	b	3.20	b	3.897
b2	4.31	b2	4.315	b2	4.315
e	1.8	e	1.8	e	1.8
b3	3.758	l1	8.277	b3	4.477
a	4.593	a	4.593	a	4.593
h	1				

Tasarımda bağıl dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan 1mm (h) kalınlığa sahip FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Tasarımlarımın benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.11 ve

Şekil 6.12’de temel TE ve TM modları için dalganın farklı geliş açılarındaki benzetim sonuçları görülmektedir.

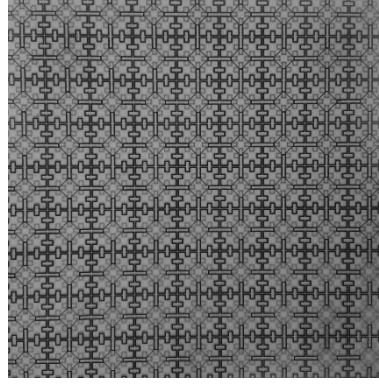


Şekil 6.11 : Farklı “θ” değerleri için S₂₁ frekans eğrileri (TE mod).

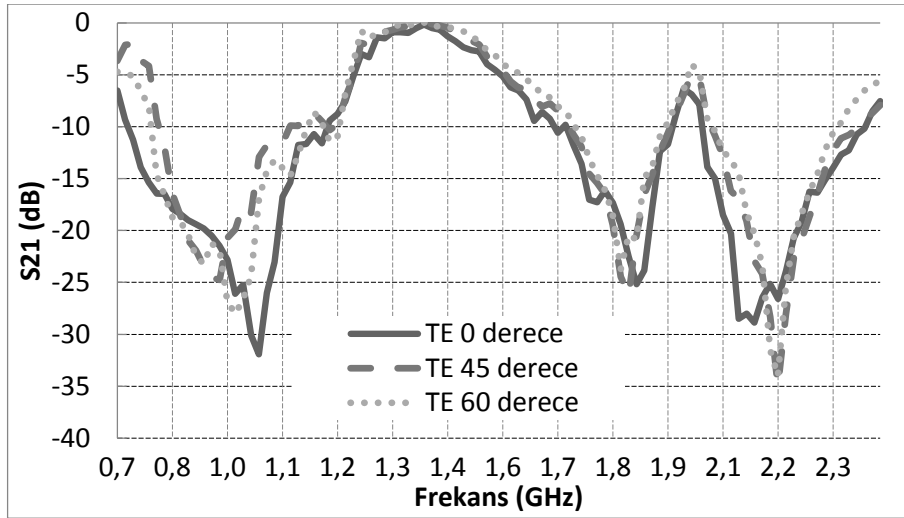


Şekil 6.12 : Farklı “θ” değerleri için S₂₁ frekans eğrileri (TM mod).

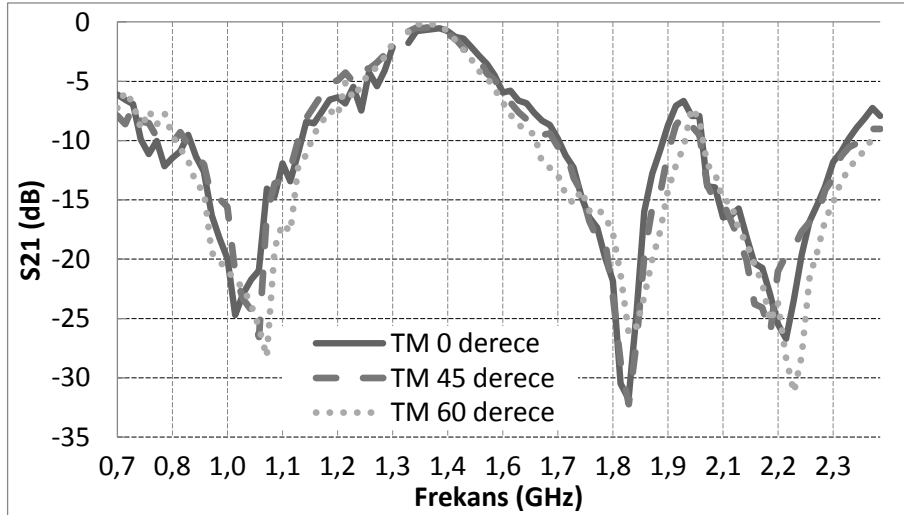
Benzetim sonuçları incelendiğinde elektromagnetik dalganın “x-y” düzlemi ile yaptığı 60 derecelik geliş açısına kadar tasarımın kararlı bir frekans karakteristiğine sahip olduğu, hedeflenen frekans bantlarında 25dB’lik bir söndürme sağlandığı görülmektedir. Baskısı gerçekleştirilen prototipin (Şekil 6.13) ölçümü Bölüm 5.3’de açıklanan laboratuvar koşullarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.14 ve Şekil 6.15’de elde edilen ölçüm sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.13 : “Tasarım 2” prototip.



Şekil 6.14 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, ölçüm).



Şekil 6.15 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, ölçüm).

Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile uyum içerisinde olduğu, FSY’in kararlı bir frekans davranışı ($0 < \theta < 60^\circ$) sergilediği ve ISM bantlarında minimum 20 dB’lik zayıflamanın elde edildiği görülmektedir.

6.3 Tasarım 3: GSM Frekansları için Tek Katmanlı Fraktal FSY

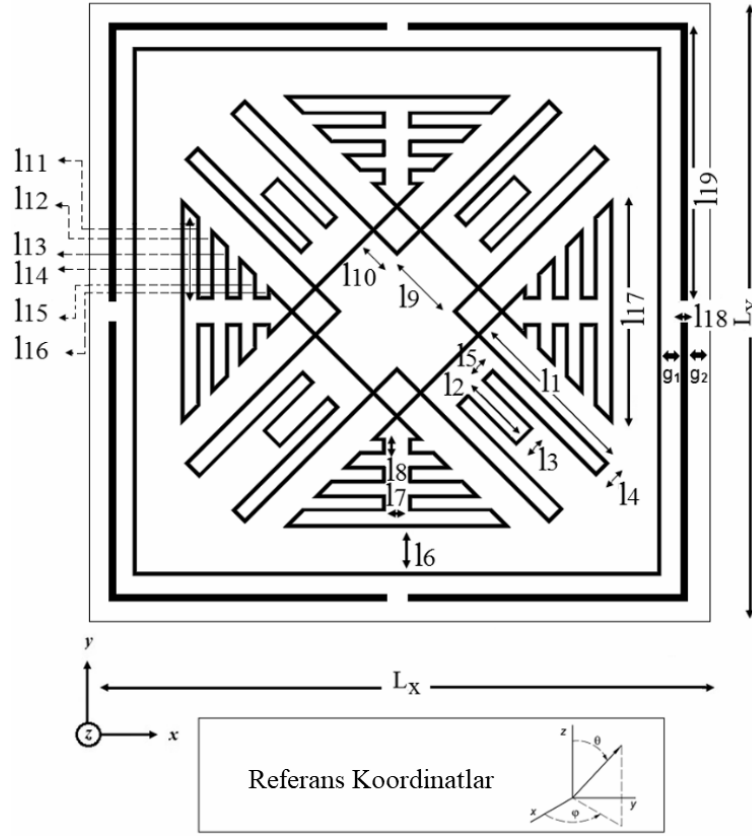
(“IEEE Transactions on Antennas and Propagation” dergisinde yayınlanmıştır. Çalışma Javad Jangi Golezani ile birlikte gerçekleştirilmiştir. DOI: 10.1109/TAP.2017.2670230)

Şekil 6.16’da 900MHz, 1800MHz ve 2100MHz GSM frekans bantlarını durdurmak için tasarımı gerçekleştirilen tek katmanlı FSY geometrisi görülmektedir. Çizelge 6.2’de tasarımın parametre değerleri verilmiştir. Tasarımın eniyilemesi baz istasyonundan mobil cihaza doğru olan GSM bantları için gerçekleştirilmiştir. Tasarım bağıl dielektrik sabiti 4.4, kayıp tanjant değeri 0.022 ve kalınlığı 1mm olan FR4 tabaka için yapılmıştır.

Birden fazla durdurma bandına sahip FSY tasarımlarında birim hücre içerisine rezonans geometriler ayrıık olarak yerleştirilirler. Bu teknik birim hücre boyutlarının büyümesine, dolayısıyla elektromagnetik dalganın farklı geliş açıları için FSY kararlılığının azalmasına yol açmaktadır. Bu çalışmada, yeni bir teknik önerilmiş, iki rezonans geometri iç içe geçirilerek yeni bir FSY geometrisi elde edilmiştir.

Çizelge 6.2 : “Tasarım 3” parametre değerleri.

Parametre	Değeri(mm)	Parametre	Değeri(mm)
l_1	15.96	l_{12}	6.07
l_2	6	l_{13}	4.65
l_3	2.2	l_{14}	3.57
l_4	1.67	l_{15}	2.15
l_5	1.46	l_{16}	1.07
l_6	3.9	l_{17}	20
l_7	2.05	$L_x = L_y$	50
l_8	1.5	l_{18}	2.3
l_9	6.7	l_{19}	23.8
l_{10}	2.9	g_1	0.3
l_{11}	7.15	G_2	0.4



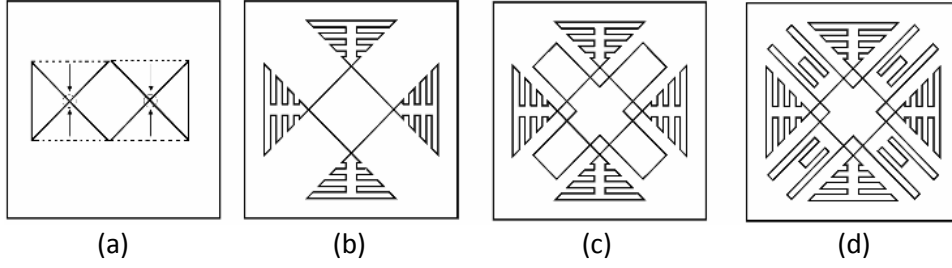
Şekil 6.16 : “Tasarım 3” tek katmanlı FSY geometrisi.

Bu tasarım iki bölümden oluşmaktadır. Dış bölüm 900 MHz frekansını, iç bölüm 1800 MHz ve 2100 MHz frekans bantlarını durdurmaktadır. Dış bölüm basit bir kare döngü geometriden oluşmakta iç bölüm ise iç içe geçmiş iki adet kıvrımlı geometriden oluşmaktadır. En dışta yer alan kare döngü geometrinin dışına, ona çok yakın iletken yollar yerleştirilmiştir. Böylece, iletken yollar arası girişim etkisi ile en dıştaki kare döngü geometrinin rezonansı daha düşük frekanslara ötelenmiş ve yapının birim hücre boyutları daha da küçültülmüştür.

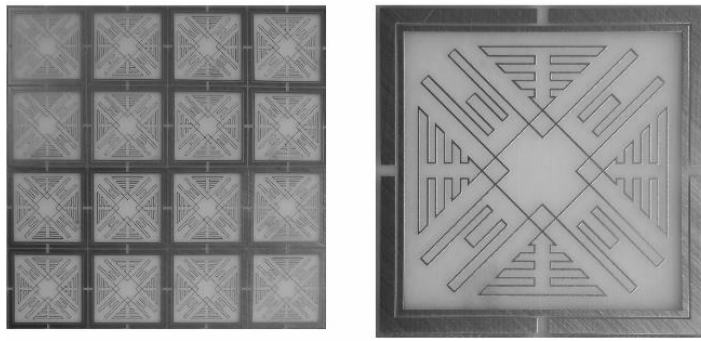
Şekil 6.17’de tasarım aşamaları görülmektedir. Tasarım, Şekil 6.17 (a)’da görülen basit döngü geometri ile başlamış ve kollar içeri doğru kıvrılarak 1800 MHz frekans bandını kontrol eden kıvrımlı birinci iç geometri (Şekil 6.17 (b)) elde edilmiştir. 2100 MHz frekans bandını kontrol edebilmek için dört bacaklı döngü geometri içeri yerleştirilerek (Şekil 6.17 (c)) kıvrılmış ve Şekil 6.17 (d)’de görülen ikinci iç geometri elde edilmiştir.

Eniyileme çalışmasına, iki bölüm arasındaki mesafeyi belirleyen “ l_6 ” (Şekil 6.16) parametresi ile başlanmış ve içteki yapının etkisini 900 MHz frekansında ortadan kaldıracak biçimde gerçekleştirilmiştir. Tasarımın eniyilemesi HFSS programının

parametrik analiz özelliği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.18’de tasarımın prototipi görülmektedir.

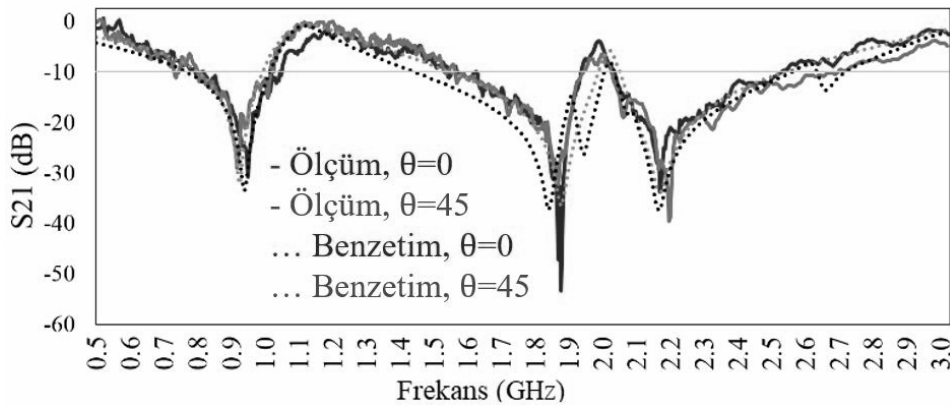


Şekil 6.17 : “Tasarım 3” tasarım aşamaları.

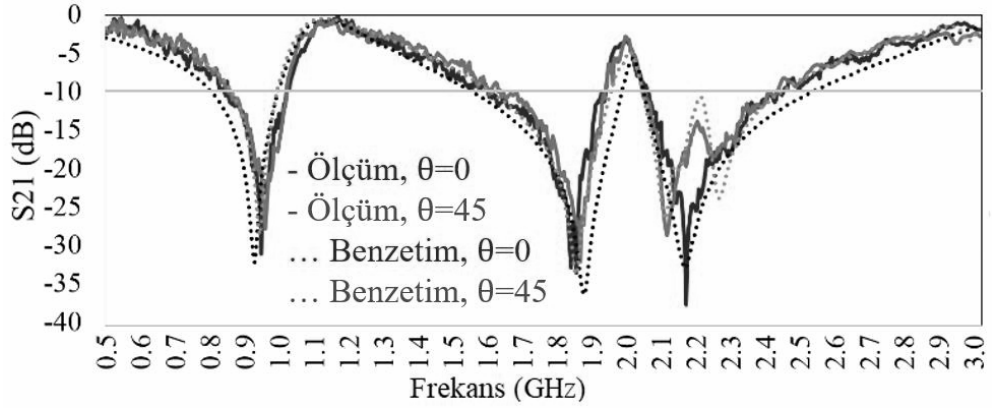


Şekil 6.18 : “Tasarım 3” prototip ve birim hücresi.

Şekil 6.19 ve Şekil 6.20’de her bir mod için FSY’in benzetim ve ölçüm sonuçları 0 ve 45 derecelik geliş açıları için gösterilmektedir. Ölçüm sonuçları incelendiğinde, elektromagnetik dalganın “x-y” düzlemi ile yaptığı 45 derecelik geliş açısına kadar GSM sinyallerinin 20dB durdurulduğu görülmektedir.



Şekil 6.19 : Farklı “ θ ” açıları için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



Şekil 6.20 : Farklı “ θ ” açıları için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

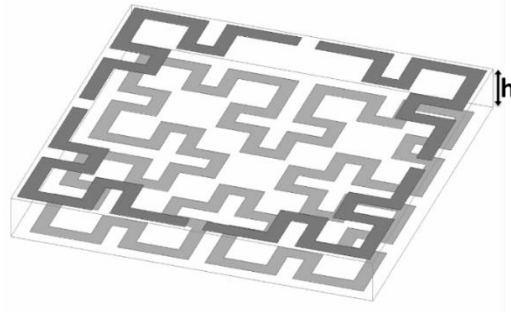
GSM frekans bantlarını durduran “Tasarım 2” in bu tasarıma (Tasarım 3) kıyasla daha kararlı bir frekans davranışına ($0 < \theta < 60$) sahip olduğu görülmektedir. Bununla beraber, tek katmanlı olan bu tasarım, özellikle imalat aşamasında, üç katmanlı olan “Tasarım 2” e kıyasla önemli avantajlara sahiptir.

6.4 Tasarım 4: Çift Katmanlı Minyatür FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)

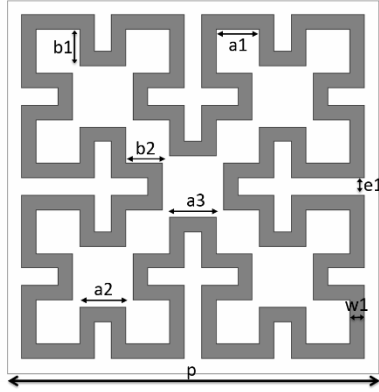
(“*Applied Computational Electromagnetics Society Journal*” dergisine gönderilmiştir ve değerlendirme aşamasındadır.)

Bu tasarımda, GSM frekans bantlarını durdurabilmek için “Tasarım 2” de ortaya konan yöntemden yararlanılmış ve ISM frekans bantlarını (2.4 GHz ve 5.8 GHz) durduran iki katmanlı FSY (Şekil 6.21) geometrisi tasarımı gerçekleştirmiştir. Tasarımda alt katman 2.4 GHz ve üst katman 5.8 GHz ISM frekans bantlarını durdurmaktadır. Tasarımın her katmanında kıvrımlı geometrilerden yararlanarak birim alandaki iletken yolların uzunluğu arttırılmış ve böylece yapının boyutları küçültülmüştür. Birim hücrenin boyutu, en küçük rezonans dalga boyunun ($\lambda_{2400 \text{ MHz}}$) 0.108 katı olarak elde edilmiştir. Böylece, FSY’ in elektromagnetik dalga için farklı geliş açıları için kararlılığı arttırılmış ve istenmeyen yayınımların çok daha yüksek frekanslarda ortaya çıkması sağlanmıştır. FSY katmanları arasındaki girişim etkilerini daha rahatlıkla kontrol edebilmek için, ikinci katmandaki FSY geometrisi, ilk geometriye benzer olacak biçimde Şekil 6.22’ de görüldüğü gibi üç aşamada elde edilmiştir. Şekil 6.22’ de görüldüğü gibi, her bir aşamadaki benzer geometriler aynı parametre değerlerine sahiptirler. Benzetim sonuçlarına (Şekil 6.23) göre üst katmandaki iletken yolların uzunluğu kısaldıkça, ikinci rezonans frekansı (5.8 GHz) daha yüksek frekanslara ötelenmekte, alt katmanın belirlediği 2.45 GHz rezonansı ise bu değişimden daha az

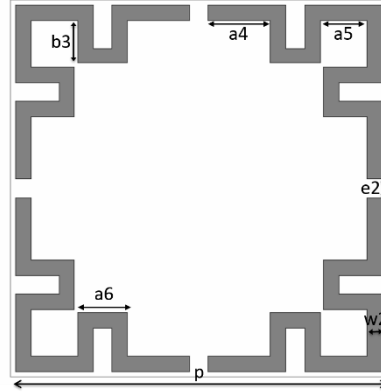
etkilenmektedir. Dolayısıyla, her bir katmanda benzer geometrilerin kullanılması tekniği ile FSY'in ikinci rezonans frekansının eniyilemesi birinci rezonans frekansı (2.45 GHz) etkilenmeden gerçekleştirilebilmiştir.



(a) Trimetrik görünüm

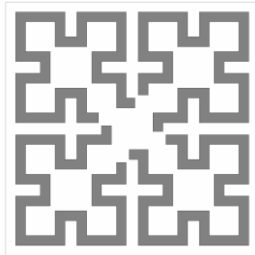


(b) Üst katman

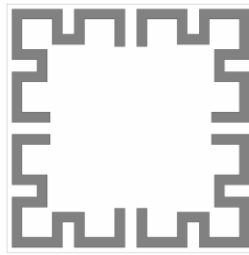


(c) Alt katman

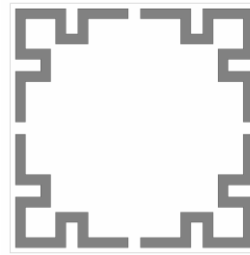
Şekil 6.21 : “Tasarım 4” çift katmanlı FSY geometrisi.



(a) Aşama 1

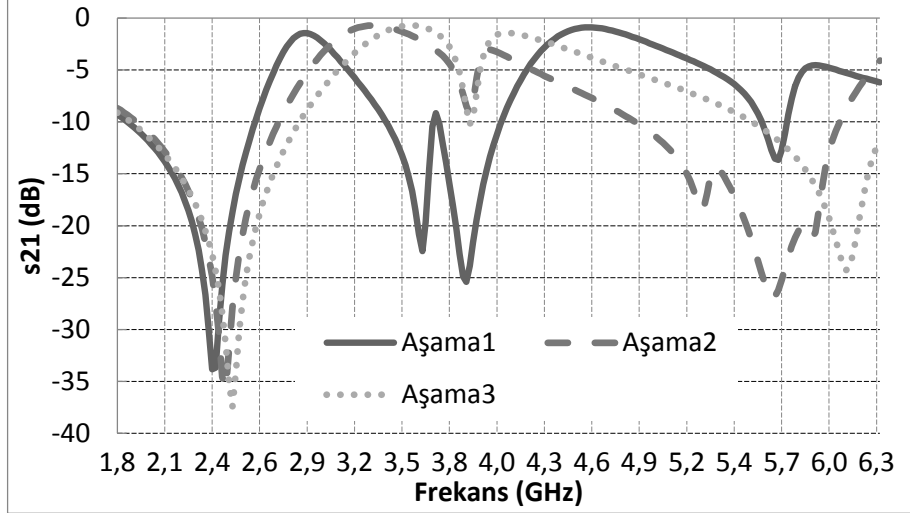


(b) Aşama 2



(c) Aşama 3

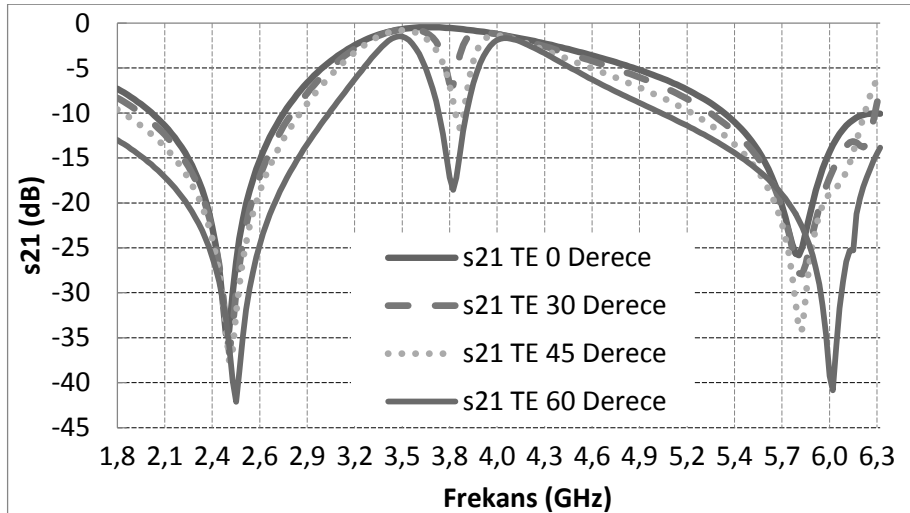
Şekil 6.22 : İkinci katman tasarım aşamaları.



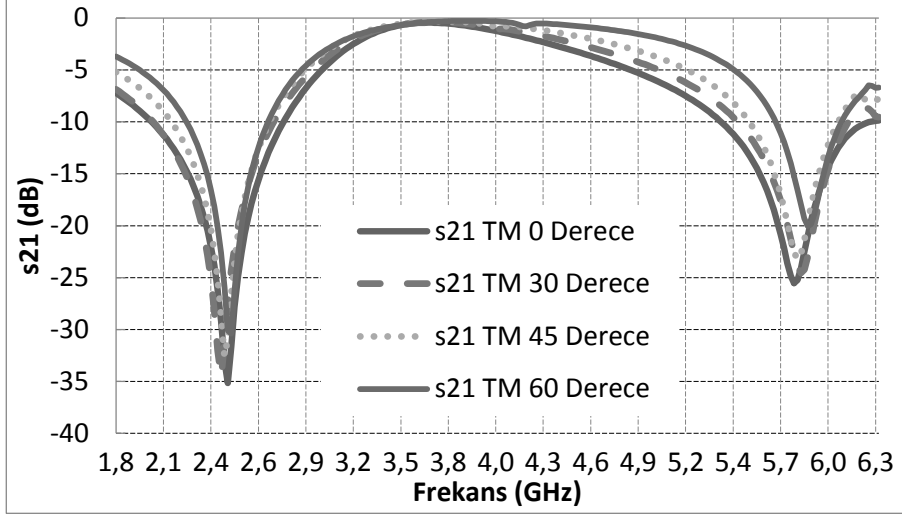
Şekil 6.23 : Farklı tasarım aşamaları için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).

Tasarımda kalınlığı 1.6 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Periyodik elemanlar arasındaki boşluklar üst ve alt katman için sırasıyla 0.36 mm (g1) ve 0.48 (g2)'dir. Diğer parametre değerleri (mm) $w_1=0.5288$, $w_2=0.5605$, $p=13.54$, $b_1=1.3221$, $b_2=1.3221$, $b_3=1.5549$, $e_1=0.6346$, $e_2=0.6722$, $a_1=1.5865$, $a_2=1.6923$, $a_3=1.6923$, $a_4=2.2346$, $a_5=1.676$ ve $a_6=1.7877$.

Tasarımlarımın benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.24-6.25'de temel TE ve TM modları için dalgaın farklı geliş açılarındaki benzetim sonuçları görülmektedir.

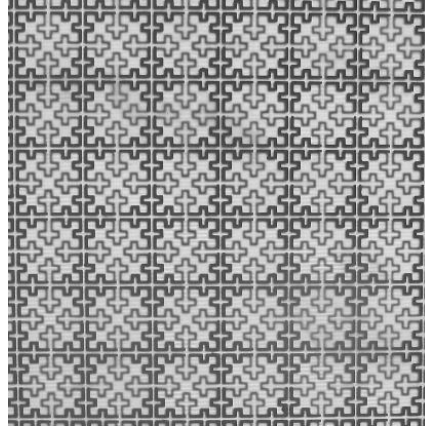


Şekil 6.24 : Farklı " θ " değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).

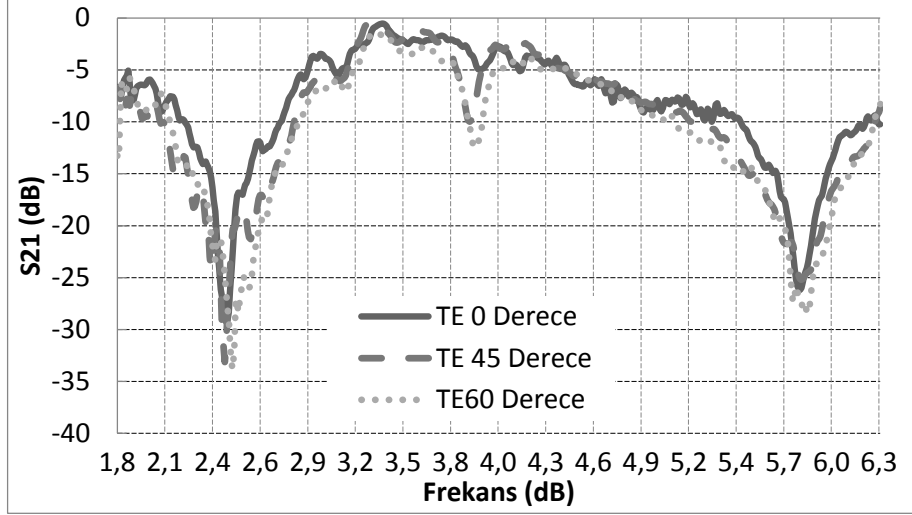


Şekil 6.25 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

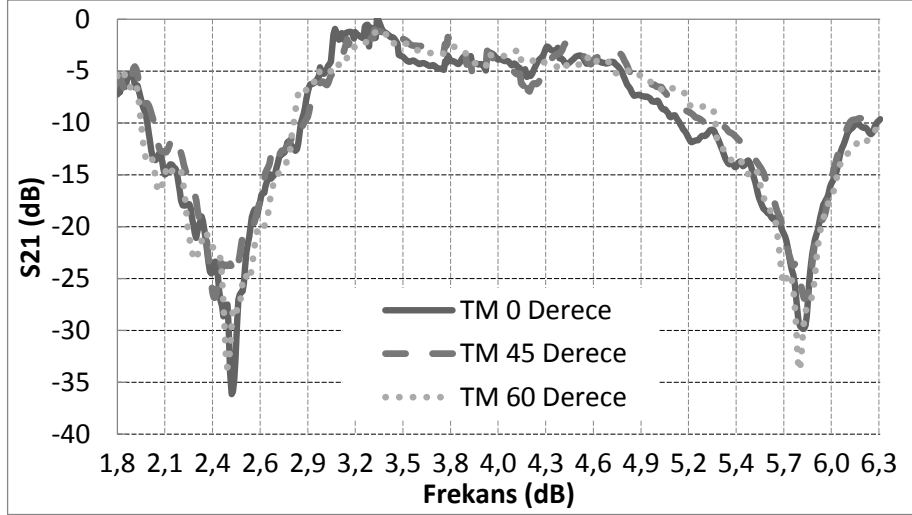
Analiz sonuçları incelendiği elektromagnetik dalganın “x-y” eksenini ile yaptığı 60 derecelik geliş açısına kadar, tasarımın kararlı bir frekans karakteristiğine sahip olduğu, hedeflenen frekans bantlarında 20 dB’lik bir durdurmanın gerçekleştirdiği görülmektedir. Baskısı gerçekleştirilen prototipin (Şekil 6.26) ölçümü Bölüm 5.3’de açıklanan laboratuvar koşullarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.27 – 6.28’de elde edilen sonuçlar görülmektedir.



Şekil 6.26 : Prototip.



Şekil 6.27 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).



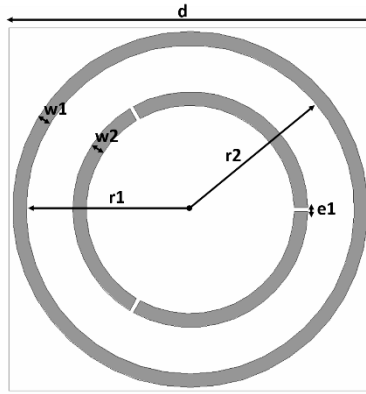
Şekil 6.28 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile uyum içerisinde olduğu, FSY’in kararlı bir frekans davranışı ($0 < \theta < 60^\circ$) sergilediği ve ISM bantlarında minimum 20 dB’lik zayıflamanın elde edildiği görülmektedir.

6.5 Tasarım 5: Çift Katmanlı FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)

(“ICEEE 2016 International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Nisan 2016, İstanbul” konferansında sunumu yapılmış ve “Applied Mechanics and Materials” dergisinde tam metin olarak yayınlanmıştır. DOI:10.4028/www.scientific.net/AMM.850.9)

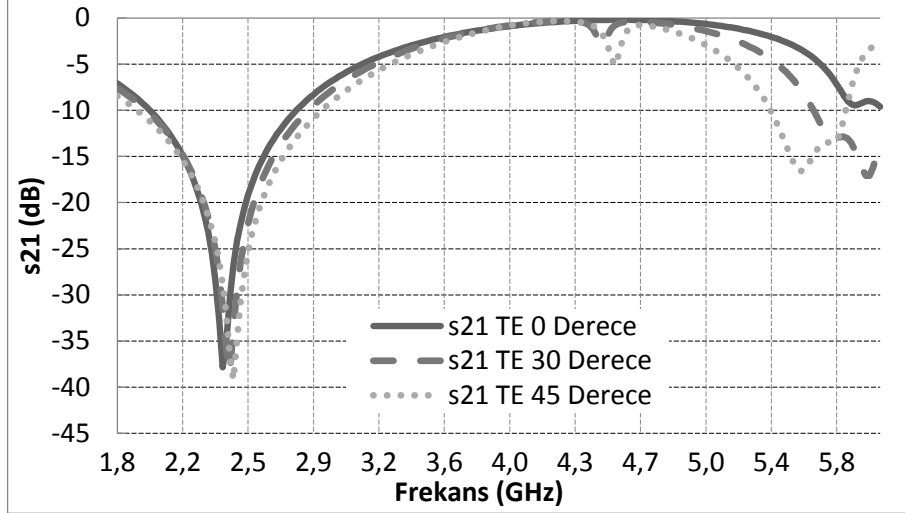
2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarını durdurabilmek tez çalışmalarında gerçekleştirilen tasarımın birinci aşaması Şekil 6.29’de görülmektedir. Bu aşamada 2.4 GHz ISM frekans bandı baskın olarak dıştaki çember, 5.8 GHz ISM frekans bandı ise iç çemberdeki akım yol parçaları tarafından kontrol edilmektedir. İç çemberde üç adet yarık oluşturularak yol uzunlukları azaltılmış ve 5.8 GHz rezonans frekansının kontrol edilebilmesi sağlanmıştır.



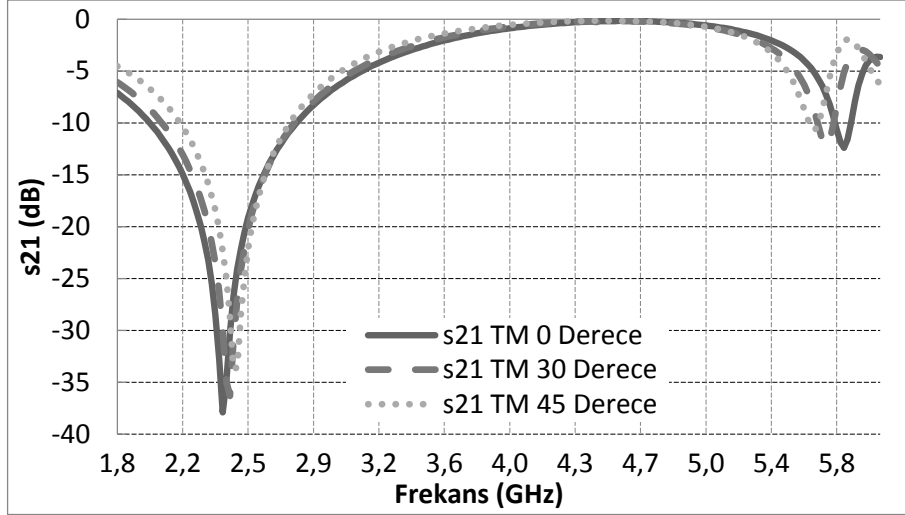
Şekil 6.29 : Tek katmanlı FSY eleman geometrisi.

Tasarımda kalınlığı 1 mm (h), bağıl dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Geometrinin benzetim çalışması Ansoft HFSS programı ile aşağıda belirtilen parametre değerleri için gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.30-6.31’de benzetim sonuçları görülmektedir.

Parametre değerleri (mm): $w_1=1$, $w_2=1$, $d=26.5$, $r_1=12$, $r_2=7.7$, $r_3=7.7$, $e_1=0.3$, $e_2=0.3$.



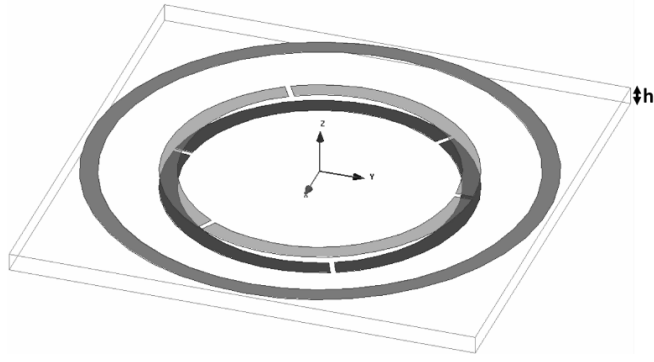
Şekil 6.30 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).



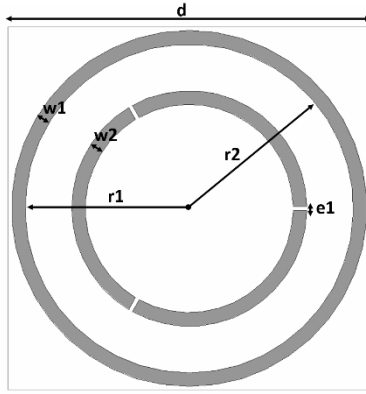
Şekil 6.31 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

Elde edilen benzetim sonucuna göre, yüzeye gelen elektromagnetik dalgalar 2.4 GHz ISM bandında minimum 30 dB, 5.8 GHz ISM bandında ise minimum 5 dB iletim yönünde zayıflatılmaktadır.

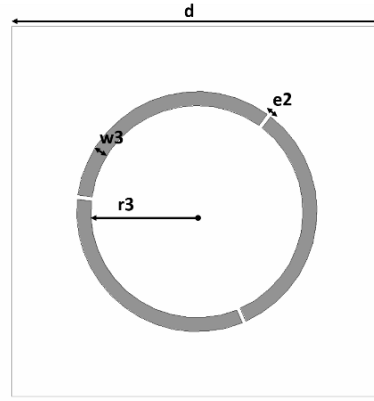
5.8 GHz frekans bandında daha yüksek oranda zayıflama elde edebilmek için içteki geometrinin bir kopyası 1mm kalınlığındaki FR4 tabakanın diğer yüzüne yerleştirilmiştir ve FSY’in farklı “ ϕ ” geliş açılarındaki performansını iyileştirebilmek için de 180 derece döndürülmüştür. Elde edilen geometri Şekil 6.32’de görülmektedir. Geometrinin benzetim çalışması Ansoft HFSS programı ile gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.33-6.34’de benzetim sonuçları görülmektedir.



(a) Trimetrik görünüm

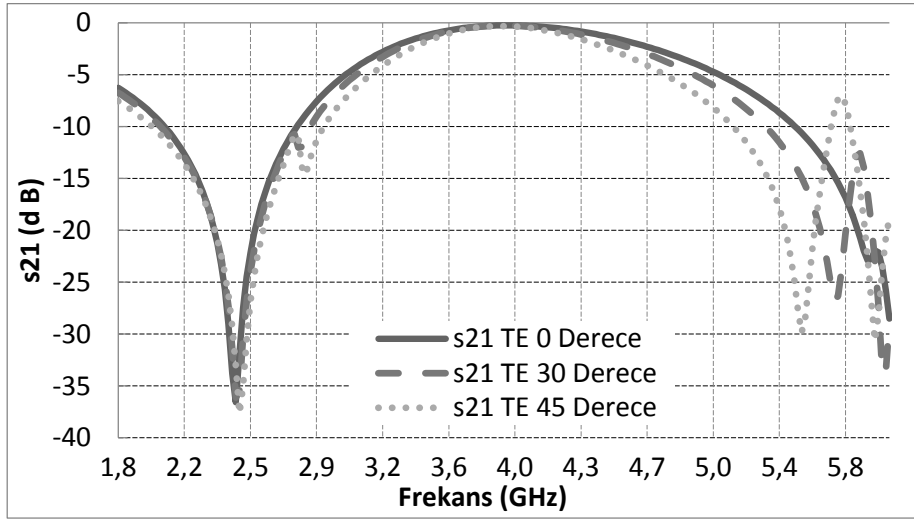


(b) Üst katman

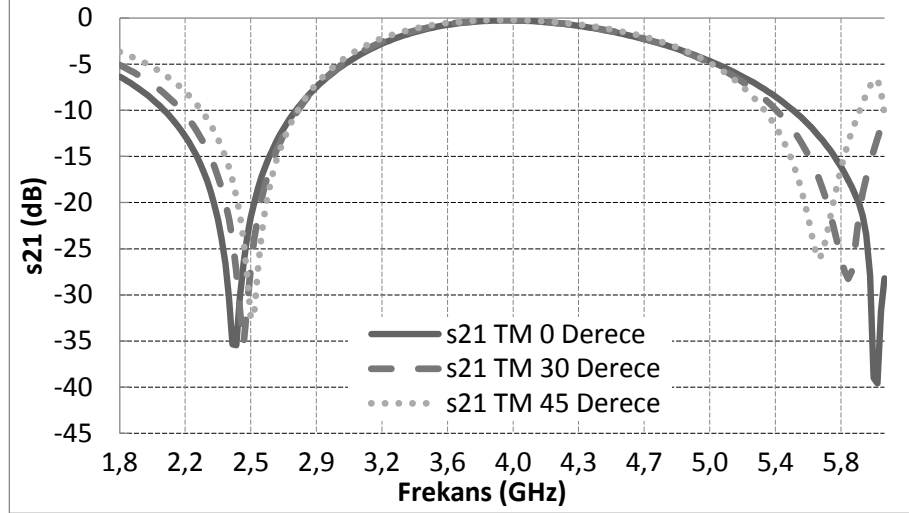


(c) Alt katman

Şekil 6.32 : “Tasarım 5” çift katmanlı FSY geometrisi.



Şekil 6.33 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).



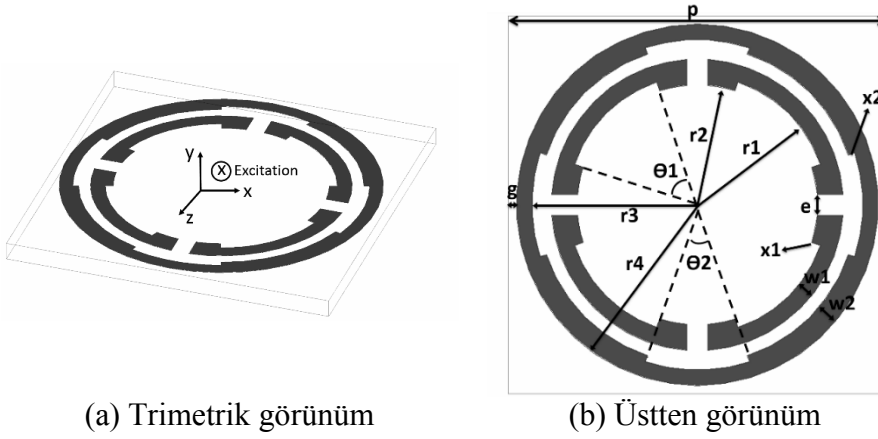
Şekil 6.34 : Farklı “ θ ” değerlerinde S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

Elde edilen benzetim sonucuna göre, yüzeye gelen elektromagnetik dalgalar, iletim yönünde, 2.4 GHz ISM bandında minimum 30 dB, 5.8 GHz ISM bandında ise minimum 15 dB zayıflatılmaktadır. 5.8 GHz ISM bandında farklı geliş açılarında rezonans frekansında bir miktar kayma görülmektedir.

6.6 Tasarım 6: Tek Katmanlı FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)

(“*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*” dergisinde yayınlanmıştır. DOI: 10.1109/LAWP.2017.2756118)

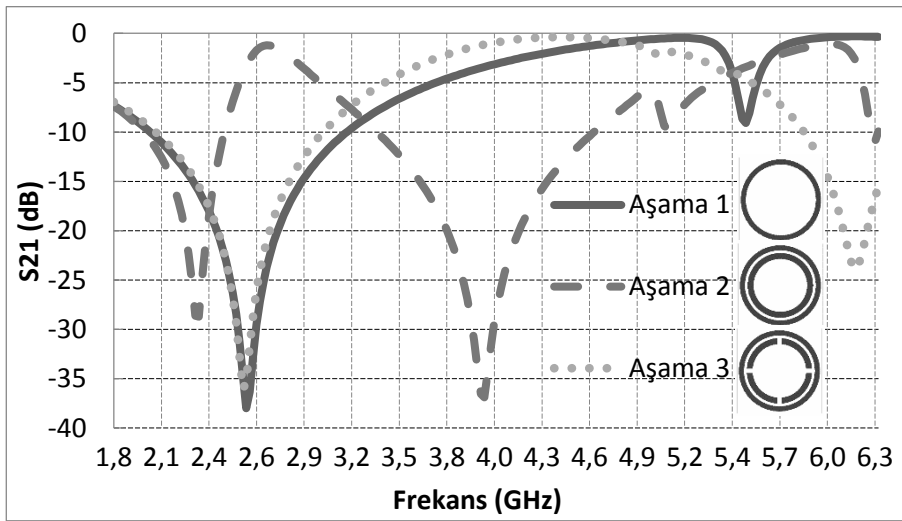
Şekil 6.35’de 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarını durdurabilmek için tasarımı gerçekleştirilen tek katmanlı FSY birim hücresi görülmektedir. Tasarımda iç içe geçmiş geometriler kullanılmıştır. İç içe geçen geometrilerinin arasındaki karşılıklı etkileşim, önerilen yeni bir tasarım tekniği ile kontrol edilmiş, içteki geometrinin 5.8 GHz frekans bandını, dıştaki geometrinin 2.4 GHz frekans bandını kontrol etmesi sağlanmıştır. Böylece, eniyilemesi rahatlıkla gerçekleştirilen bir FSY geometrisi elde edilmiştir. Bu özelliği dolayısıyla, çift söndürme bandına sahip bu tasarımın eniyilemesi istenilen başka herhangi bir frekans bandına da kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.



(a) Trimetrik görünüm (b) Üstten görünüm

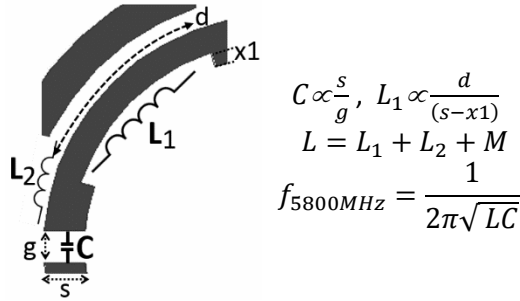
Şekil 6.35 : “Tasarım 6” tek katmanlı FSY geometrisi.

Tasarım beş aşamada gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.36’de ilk üç aşama için iletim katsayısının frekansla değişimi görülmektedir. Polarizasyon kararlılığı ve basit yapısından dolayı dairesel döngü başlangıç geometrisi olarak tercih edilmiş ve eniyilemesi 2.6 GHz frekansı için kabaca gerçekleştirilmiştir [2]. Bir sonraki aşamada (Şekil 6.36: Aşama 2) yeni bir dairesel döngü geometri dıştaki geometrinin içine yerleştirilerek ikinci söndürme bandı elde edilmiştir. Benzetim sonuçlarında görüldüğü gibi iki geometri arasında etkileşimden dolayı birinci rezonans 2.6 GHz frekansından 2.3 GHz frekansına gerilemiş ve 3.9 GHz’de yeni bir rezonans oluşmuştur [2]. Üçüncü aşamada, 3.9 GHz’de elde edilen ikinci rezonans frekansını 5.8 GHz frekans bandına öteleyebilmek için geometrinin üzerinde 90 derece aralıklar ile çentikler açılmış, elektriksel yol uzunluğu kısaltılarak rezonans frekansı 6.2 GHz frekansına ötelenmiştir (Şekil 6.36: Aşama 3).

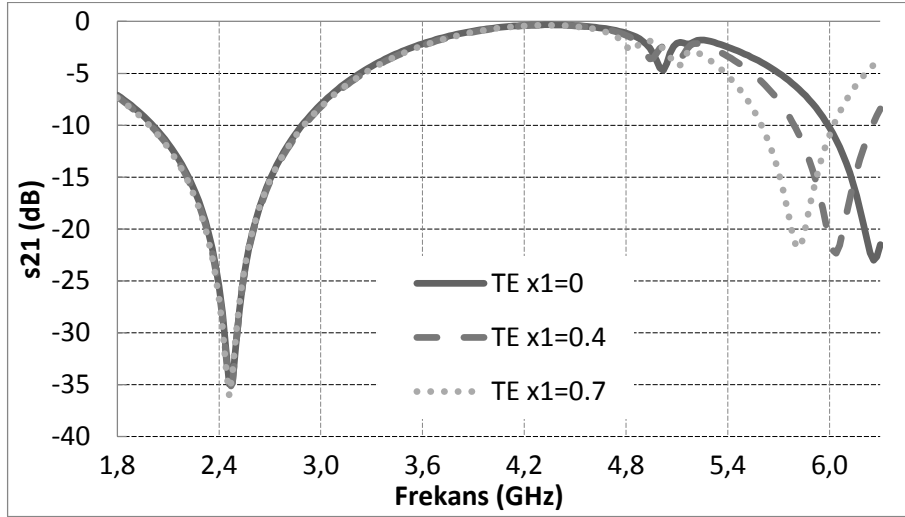


Şekil 6.36 : Farklı tasarım aşamalarında ki S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).

Dördüncü aşamada, Şekil 6.37’de görülen eşdeğer devre modeli eşitliklerinden yararlanarak içteki dairesel döngü geometrisi üzerinde girintiler oluşturulmuştur. Şekil 6.37’deki “M” parametresi iç içe geçen iki dairesel döngü geometrisi arasındaki girişim etkisini ifade etmektedir. Eşdeğer endüktans değerleri (L_1 , L_2) yol uzunluğu (d) ile doğru orantılı, yol kalınlığı ($s-w$) ile ters orantılı olarak değişmektedir. Dolayısıyla, içteki geometri üzerinde girintiler oluşturularak yol kalınlığı azaltılmış ve 6.2 GHz’deki rezonans frekansının 5.8 GHz frekansına çekilmesi amaçlanmıştır. Girintiler oluşturma tekniği, eşdeğer kapasite değerini değiştirmeden eşdeğer endüktans değerini değiştirmeye olanak sağlamaktadır. Şekil 6.38’de görüldüğü gibi girinti parametresi (x_1), FSY’in ikinci rezonans frekansını (5.8 GHz) birinci rezonans (2.4 GHz) frekansını etkilemeden değiştirmeye olanak sağlamaktadır.



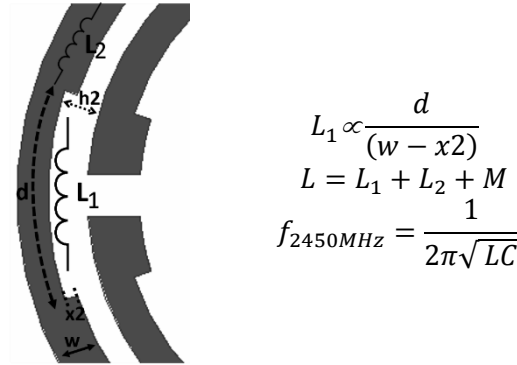
Şekil 6.37 : x_1 girinti parametresi ve eşdeğer devre ile modellenmesi.



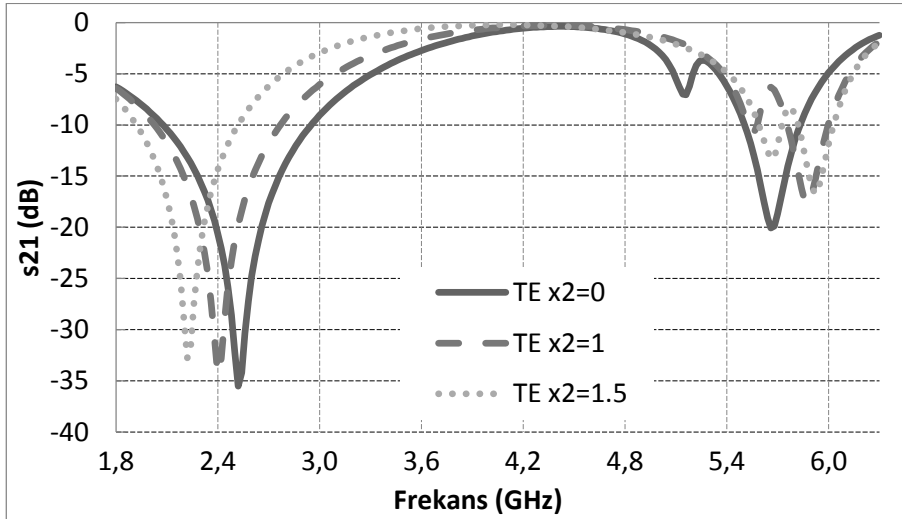
Şekil 6.38 : Farklı x_1 parametre değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).

Beşinci aşamada, Şekil 6.39’da görülen eşdeğer devre modeli eşitliklerinden yararlanarak, dıştaki dairesel döngü geometrisi üzerinde girintiler oluşturulmuştur. Girinti (x_2) değeri artınca L_1 eşdeğer endüktans değeri artmakta, iç içe geçen iki dairesel döngü arasındaki mesafe artacağı için de “M” parametresinin değeri

azalmaktadır. Şekil 6.40’da görüldüğü gibi girinti parametresi (x_2) değeri ile her iki rezonans frekansı arasındaki mesafe değiştirilebilmektedir.

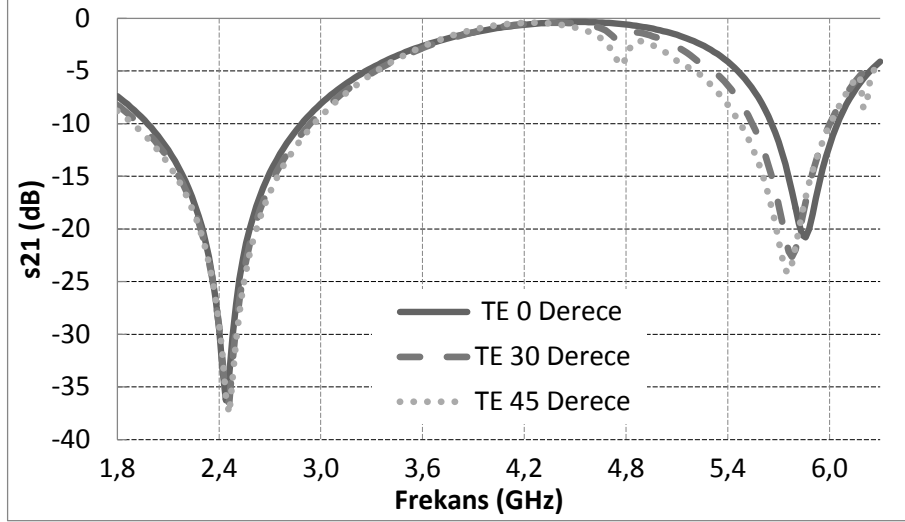


Şekil 6.39 : x_2 girinti parametresi ve eşdeğer devre ile modellenmesi.

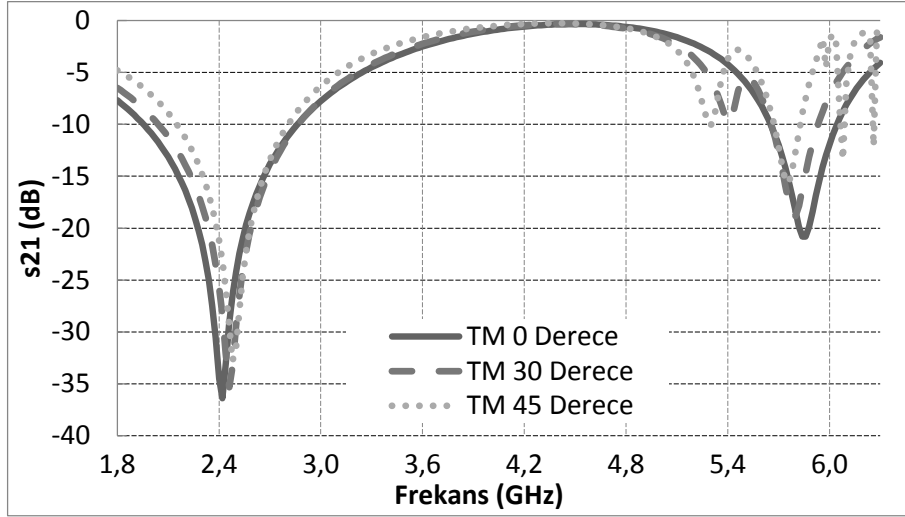


Şekil 6.40 : Farklı x_2 parametresi değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).

Tasarımlarımın benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tasarımda kalınlığı 1.6 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Eniyileme sonucu elde edilen parametre değerleri (mm) $w_1= 1.3$, $w_2= 1.7$, $p=29.3$, $r_1=10$, $r_2=9.3$, $r_3=12.8$, $r_4=14$, $x_1=0.7$, $x_2=0.5$, $e=1.6$, $\Theta_1=53.38^\circ$ ve $\Theta_2=36.62^\circ$ ve periyodik elemanlar arasındaki boşluk (g) 0.65 mm’dir. Şekil 6.41-6.42’de temel TE ve TM modları için dalganın farklı geliş açılarındaki benzetim sonuçları görülmektedir.



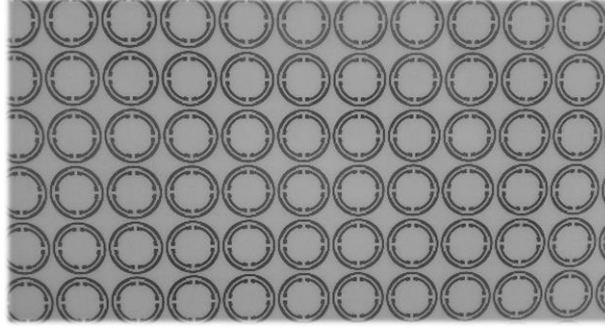
Şekil 6.41 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



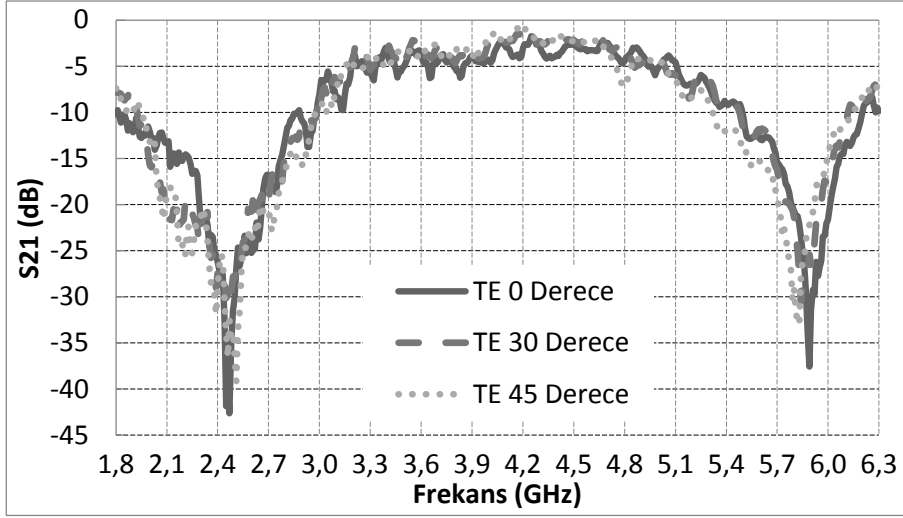
Şekil 6.42 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

Analiz sonuçları incelendiği elektromagnetik dalganın “x-y” eksenini ile yaptığı 45 derecelik geliş açısına kadar tasarımın kararlı bir frekans karakteristiğine sahip olduğu, hedeflenen frekans bantlarının büyük bölümünde 15 dB’lik bir durdurmanın gerçekleştirdiği görülmektedir.

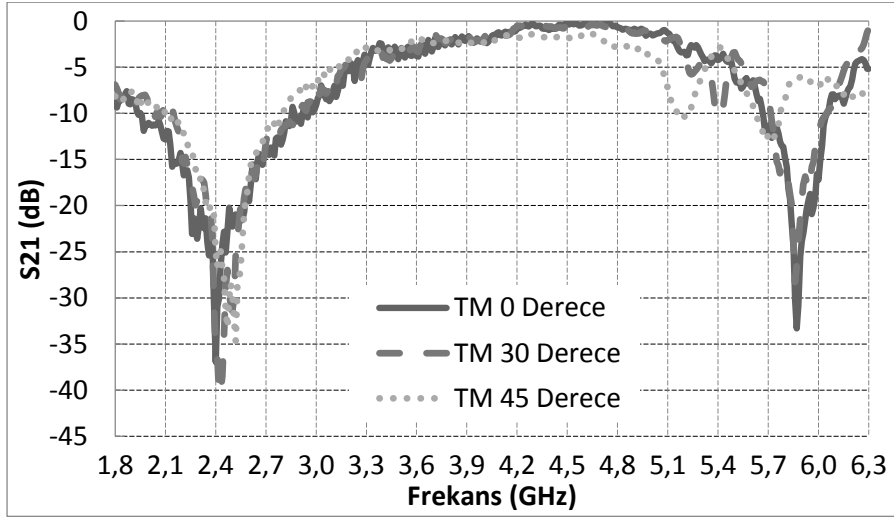
Tasarımın prototip baskısı (Şekil 6.43) kalınlığı 1.6 mm olan FR4 dielektrik tabaka üzerine gerçekleştirilmiştir. Prototipin ölçümü Bölüm 5.3’de açıklandığı biçimde gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.44 – 6.45’de ölçüm sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.43 : “Tasarım 6” prototip.



Şekil 6.44 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



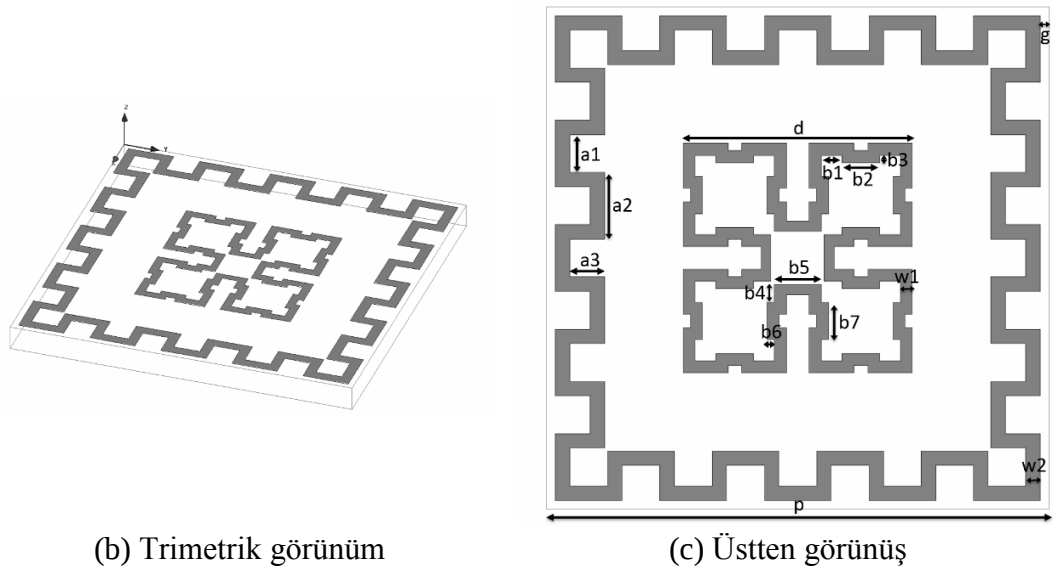
Şekil 6.45 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

Ölçüm sonuçları incelendiğinde elektromagnetik dalganın “x-y” düzlemi ile yaptığı 45 derecelik geliş açısına kadar hedeflenen frekans bantlarının büyük bölümünde 20 dB’lik durdurmanın elde edildiği görülmektedir.

6.7 Tasarım 7: Tek Katmanlı Minyatür FSY (2.4 GHz ve 5.8 GHz)

(“IETE Journal of Research” dergisine değerlendirmek için gönderilme aşamasındadır.)

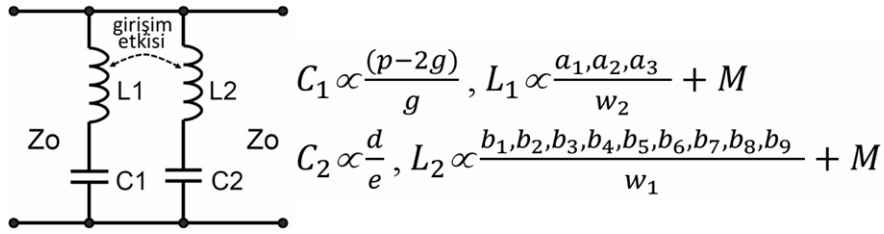
Şekil 6.46’da 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantlarını durdurabilmek için tasarımı gerçekleştirilen tek katmanlı FSY birim hücresi görülmektedir. Tasarımda iç içe geçen kıvrımlı kare döngü ve fraktal geometri kullanılmıştır. 2.45GHz rezonansı baskın olarak dıştaki kare döngü, 5.8 GHz rezonansı ise içteki kıvrımlı fraktal yapı tarafından kontrol edilmektedir. Tasarımın her katmanında kıvrımlı geometrilerden yararlanarak birim alandaki iletken yolların uzunluğu arttırılmış ve böylece yapının boyutları küçültülmüştür. Birim hücrenin boyutu, en küçük rezonans dalga boyunun ($\lambda_{2400 \text{ MHz}}$) 0.05 katı olarak elde edilmiştir. Böylece, FSY’in elektromagnetik dalganın farklı geliş açıları için kararlılığı arttırılmış ve istenmeyen yayınımların daha yüksek frekanslarda ortaya çıkması sağlanmıştır. Çalışmada, iç içe geçen geometriler arasındaki girişim etkisini daha rahatlıkla kontrol edebilmek için, içteki geometri dıştaki geometriye oranla çok daha fazla minyatürize edilerek geometriler arası mesafe büyük tutulmuştur.



Şekil 6.46 : “Tasarım 7” tek katmanlı FSY geometrisi.

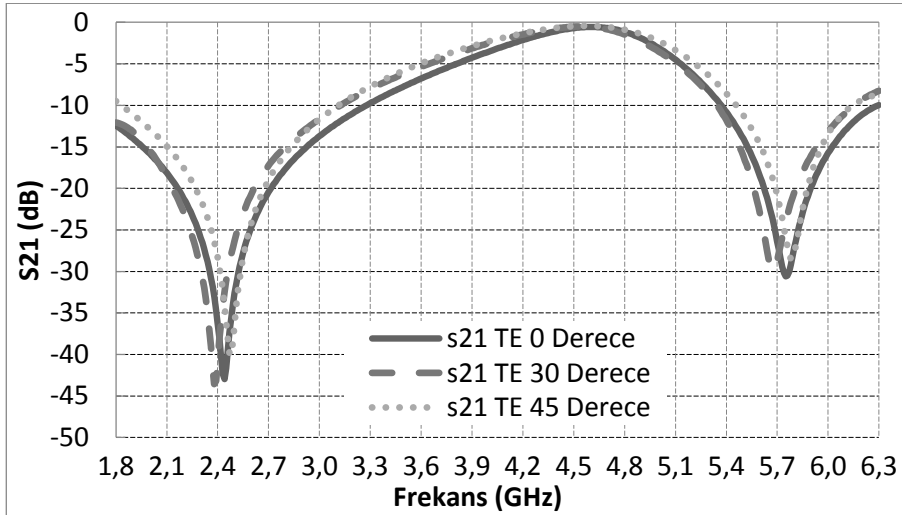
Tasarımın benzetim ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Eniyileme aşaması, Şekil 6.47’de görülen eşdeğer devre modeli ve eşitliklerinden yararlanılarak, HFSS programının parametrik analiz özelliği ile gerçekleştirilmiştir. Tasarımda kalınlığı 1 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Periyodik elemanlar

arasındaki mesafe 0.234 mm (g)'dir. Elde edilen diğer parametre değerleri (mm):
 $e=1.62$ mm (iç ve dış geometri arasındaki mesafe) $w_1= 0.307$, $w_2= 0.366$ $d=7.618$,
 $p=14.01$, $a_1=1.098$, $a_2=1.83$, $a_3=0.976$, $b_1=0.89$, $b_2=0.1983$, $b_3=0.645$, $b_4=0.645$,
 $b_5=1.474$, $b_6=0.307$, $b_7=0.868$, $b_8=1.579$, $b_9=1.608$.

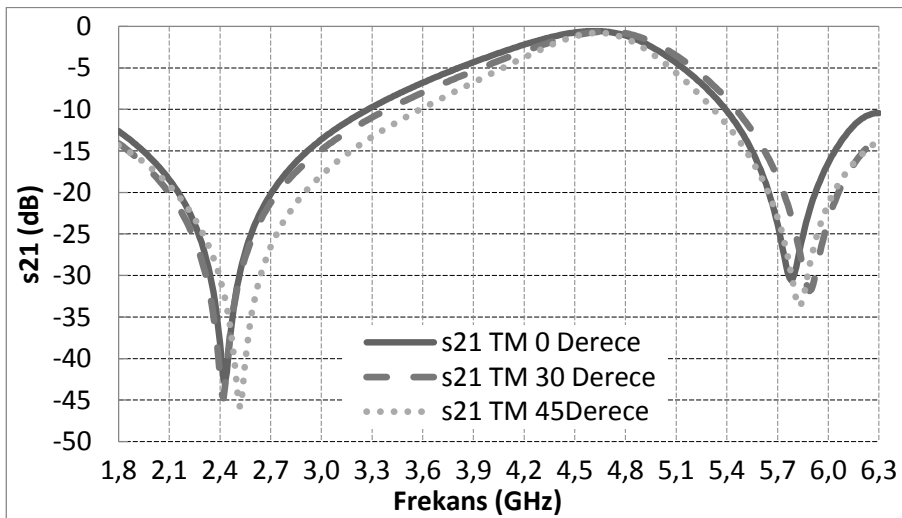


Şekil 6.47 : Eşdeğer devre modeli.

Şekil 6.48-6.49’de temel TE ve TM modları için dalgaın farklı geliş açılarındaki benzetim sonuçları görülmektedir.



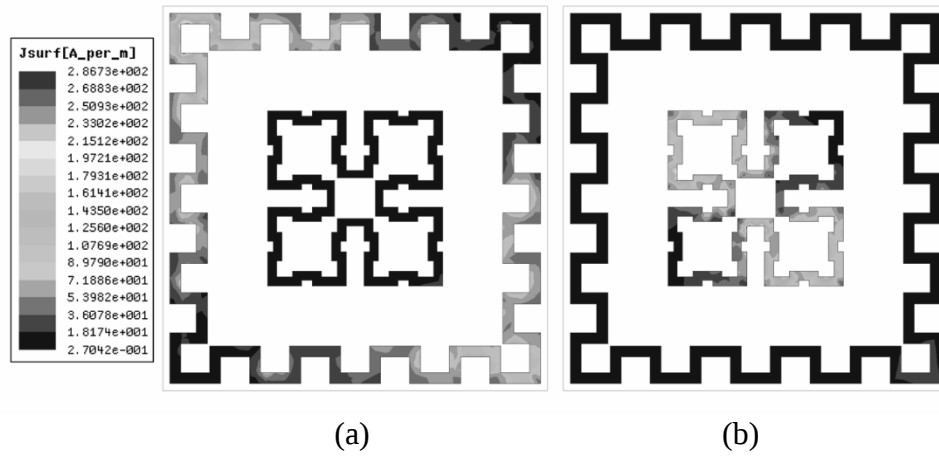
Şekil 6.48 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).



Şekil 6.49 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

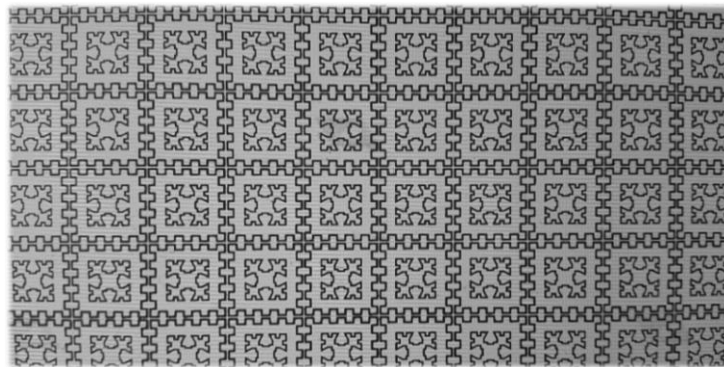
Analiz sonuçları incelendiği elektromagnetik dalganın “x-y” eksenini ile yaptığı 45 derecelik geliş açısına kadar, tasarımın kararlı bir frekans karakteristiğine sahip olduğu, hedeflenen frekans bantlarında 20 dB’lik bir durdurmanın gerçekleştirdiği görülmektedir.

Şekil 6.50’de 2.45 GHz ve 5.8 GHz frekansları için benzetim ile elde edilen akım dağılımları görülmektedir. Akım dağılımlarına göre 2.4 GHz frekans bandının dıştaki geometri ile 5.8 GHz frekans bandının ise içteki geometri ile kontrol edildiği görülmektedir. Elde edilen bu sonuç katmanlar arasındaki girişimin olumsuz etkileri minimize edilmesinin başarıldığını göstermektedir.

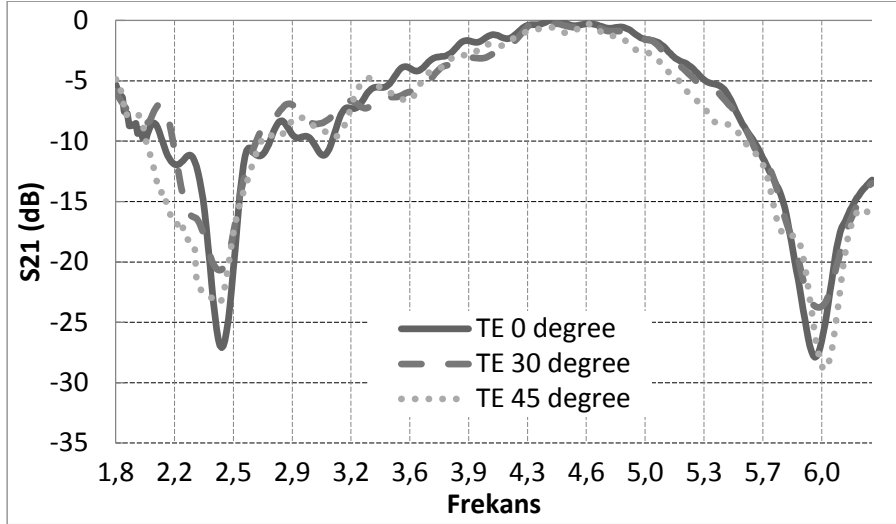


Şekil 6.50 : Akım dağılımları (a) 2.45 GHz (b) 5.8 GHz.

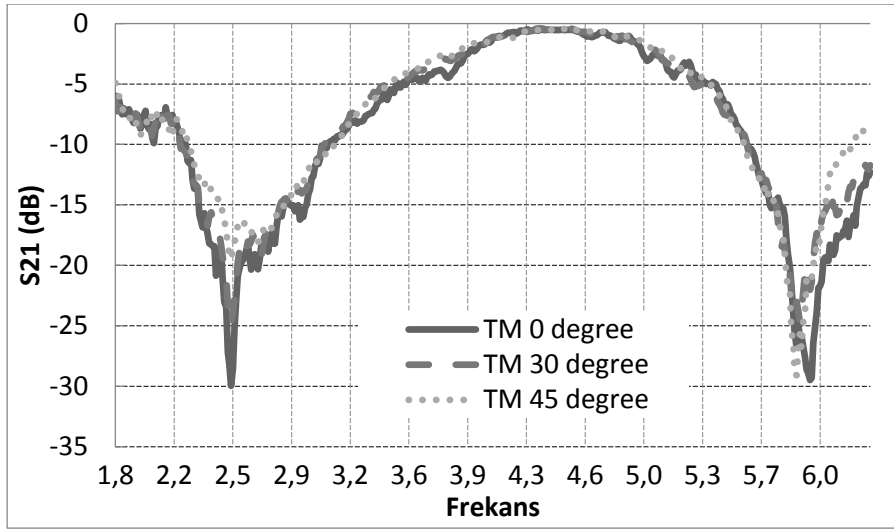
Baskısı gerçekleştirilen prototipin (Şekil 6.51) ölçümü Bölüm 5.3’de açıklanan laboratuvar koşullarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.52 – 6.53’de ölçüm sonuçları görülmektedir.



Şekil 6.51 : “Tasarım 7” prototip.



Şekil 6.52 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TE mod).



Şekil 6.53 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrisi (TM mod).

Ölçüm sonuçlarının benzetim sonuçları ile kıyaslandığında elde edilen sonuçların tez isterlerini sağladığı, ancak rezonans frekanslarında küçük kaymalar meydana geldiği görülmektedir. İkinci durdurma bandının rezonans frekansı kayması daha fazla olmuştur. Birim hücre boyutları oldukça küçültülen FSY imalat hatalarına karşı oldukça duyarlı olmuştur. 5.8 GHz rezonans geometrisinin imalat hatalarına olan duyarlılığı 2.4 GHz rezonans geometrisine oranla daha da fazladır. Tasarımın prototipi çeşitli seferler bastırılmış, daha iyi sonuçlar elde edebilmek için baskıyı gerçekleştiren firma dahi değiştirilmiştir.

6.8 Tasarım 8: Rezonans Frekansı Ayarlanabilen Aktif FSY (01)

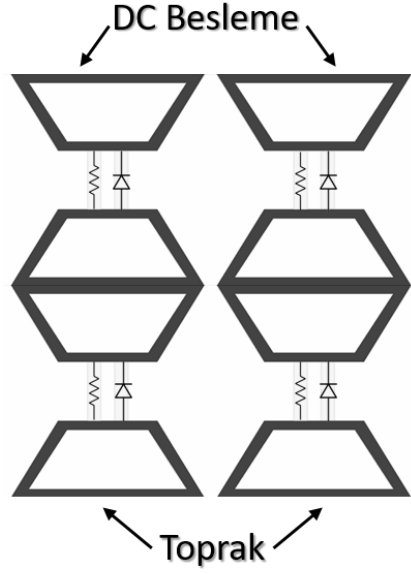
(“Marew 2017, Microwave and Radio Electronics” konferansında sunulmuştur. DOI: 10.1109/COMITE.2017.7932301)

Şekil 6.54’de varaktör diyotlar ile gerçekleştirilen rezonans frekansı ayarlanabilen aktif FSY ve birim hücre geometrisi görülmektedir. Eşkenar yamuk geometri tasarımı özellikle kullanılmıştır. Yamuğun dar kenarında yük yoğunluğu arttığı için daha geniş bir bant aralığında rezonans frekansı değiştirilebilmektedir. Varaktör diyotlara ters kutuplama gerilimini uygulayabilmek için $2k\Omega$ ’luk dirençler varaktör diyotlara paralel bağlanmışlardır. Akan akımı sınırlanması ve FSY’in frekans karakteristiğinin etkilenmemesi için direnç değeri büyük bir değer olan $2k\Omega$ olarak seçilmiştir. Uygulanan ters kutuplama geriliminin değerine göre eşdeğer kapasitesi $8.86pF$ - $0.64pF$ (Çizelge 6.3) arasında değişen Skyworks SMV1247-040LF varaktör diyotlar (kılıf SOD-882) tasarımı kullanılmıştır.

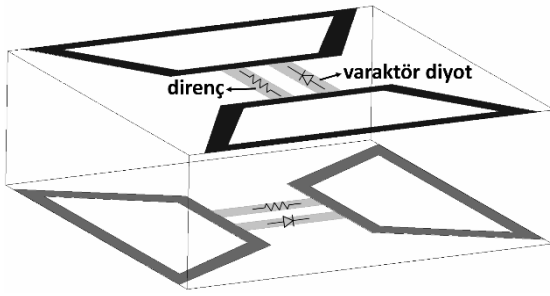
Çizelge 6.3 : SMV1247-040LF varaktör diyot gerilim ve eşdeğer kapasite tablosu.

Besleme (V)	Kapasite (pF)	Besleme (V)	Kapasite (pF)
0	8.86	4	0.77
0.5	6.17	4.5	0.73
1	4.37	5	0.7
1.5	2.96	5.5	0.68
2	1.88	6	0.67
2.5	1.22	6.5	0.66
3	0.95	7	0.65
3.5	0.83	7.5	0.64
		8	0.64

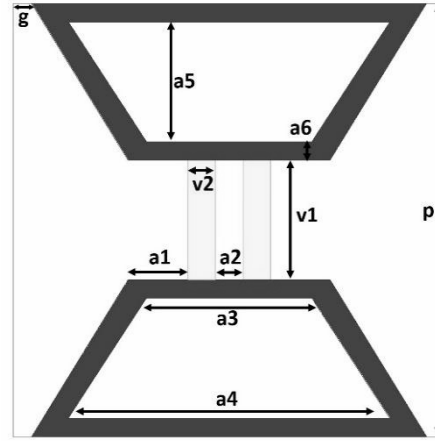
Kalınlığı 1.6 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabakalar tasarımı kullanılmıştır. Periyodik elemanlar arasındaki boşluk 0.2 mm (g)’dir. Diğer parametre değerleri (mm) $p=4.7$, $a_1=0.65$, $a_2=0.3$, $a_3=1.8$, $a_4=3.5$, $a_5=1.3$, $a_6=0.2$, $v_1=1.3$ ve $v_2=0.3$.



(a) FSY



(b) Trimetrik görünüm



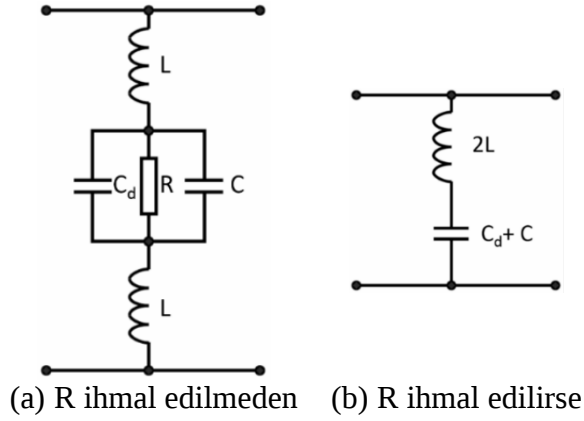
(c) Üstten görünüm

Şekil 6.54 : “Tasarım 8” aktif FSY geometrisi.

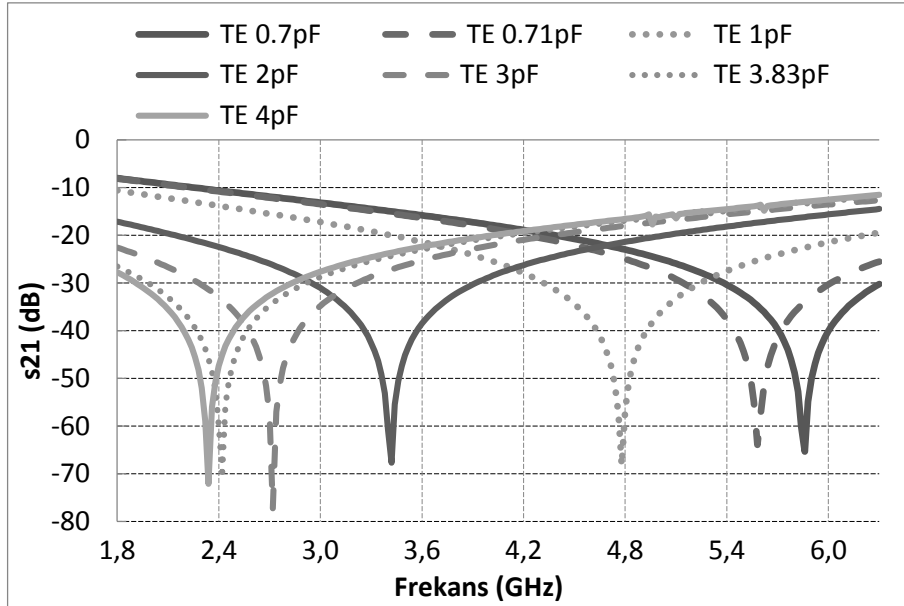
FSY’in eşdeğer devre modeli Şekil 6.55 (a)’da görülmektedir. Devre modelinde iletken yolların eşdeğer endüktansı “L”, geometriler arasındaki boşluğun eşdeğer kapasitesi “C”, varaktör diyotun uygulanan besleme gerilimine göre değişen eşdeğer kapasitesi “C_d” ve paralel bağlanan direnç “R ile gösterilmiştir. Yüksek değerli “R” direnci ihmal edilirse elde edilen basitleştirilmiş eşdeğer devre modeli Şekil 6.55 (b)’de görülmektedir. Bu durumda FSY geometrisinin rezonans frekansı

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{2 * L * (C_d + C)}} \quad (6.1)$$

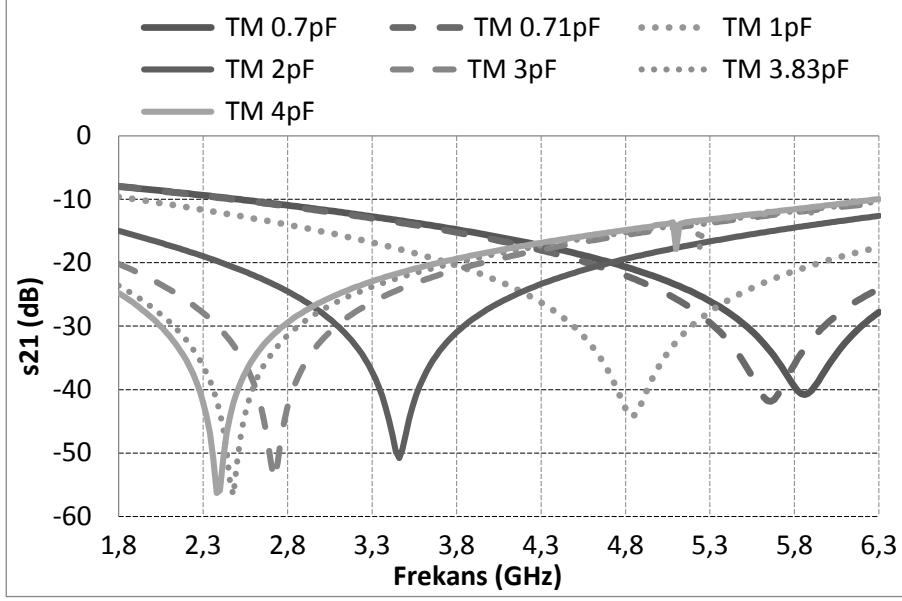
eşitliğini kullanarak hesaplanabilecektir. Uygulanan besleme geriliminin değerine göre varaktör diyotun eşdeğer kapasitesi (C_d) farklı değerler alarak FSY'nin rezonans frekansı (f_r) Eşitlik 6.1'e uygun olarak değiştirecektir. FSY'nin benzetimi ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılmış ve elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.56-6.57'da görülmektedir.



Şekil 6.55 : Eşdeğer devre modeli.



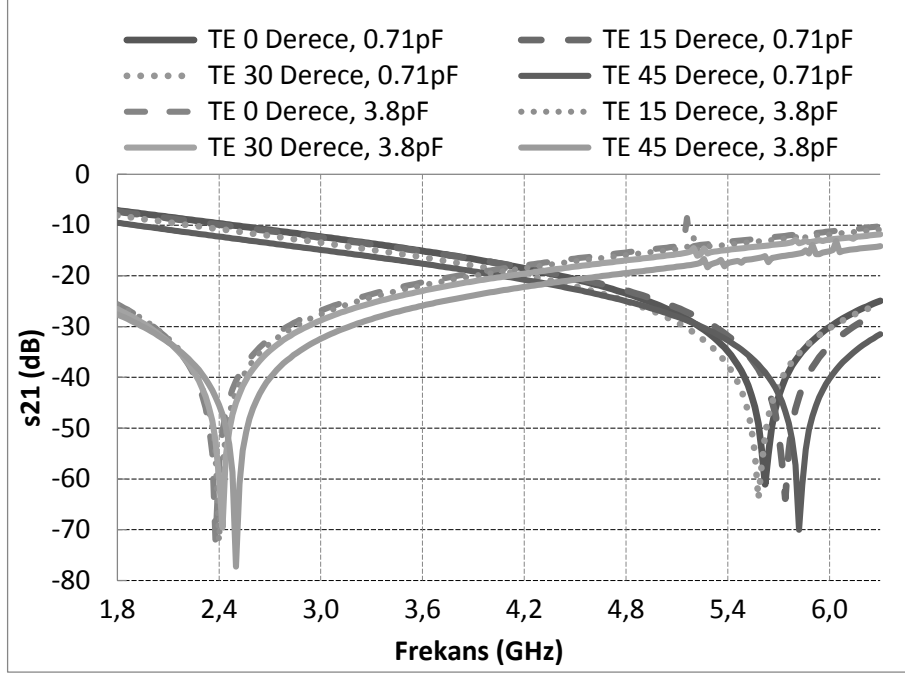
Şekil 6.56 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



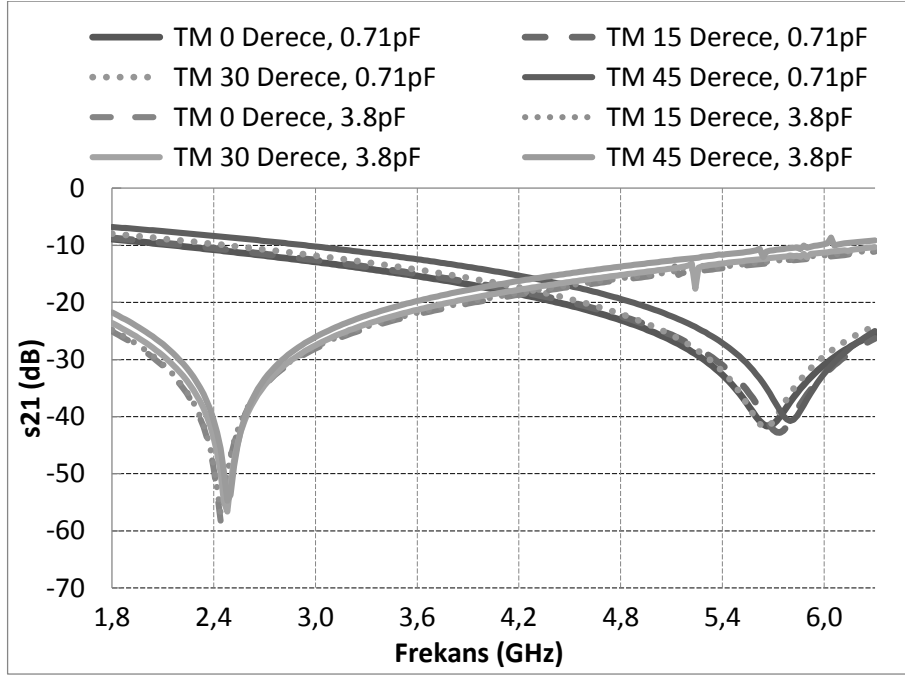
Şekil 6.57 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).

Elde edilen sonuçlara göre FSY'in rezonans frekansı varaktör diyotlara uygulanan ters besleme gerilimi ile orantılı olarak 5.8 GHz frekansından 2.45 GHz frekansına kadar değiştirilebilmektedir. Hedeflenen frekans bantları (2.4 GHz ve 5.8 GHz) minimum 35 dB söndürülmektedir. Söndürme bandı dışında FSY'e gelen elektromagnetik dalgaların 10 dB zayıflamaya uğradıkları görülmektedir. Periyodik yapılarıdaki reaktif elemanlar söndürme bandı dışındaki zayıflama oranlarını büyük oranlarda arttırmaktadırlar. Söndürme merkez frekansları arasındaki oranın ($5.8/2.45=2.36$) yüksek olması bant dışı söndürme oranının beklenen değerden yüksek çıkmasına sebebiyet vermiştir.

FSY'in elektromagnetik dalganın farklı geliş açıları (0-45 derece) performansını inceleyebilmek için 2.45 GHz ve 5.8 GHz rezonans frekanslarına karşı gelen 0.71 pF ve 3.8 pF eşdeğer kapasite değerlerinde gerçekleştirilen benzetim sonuçları Şekil 6.58 ve Şekil 6.59'da görülmektedir.



Şekil 6.58 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



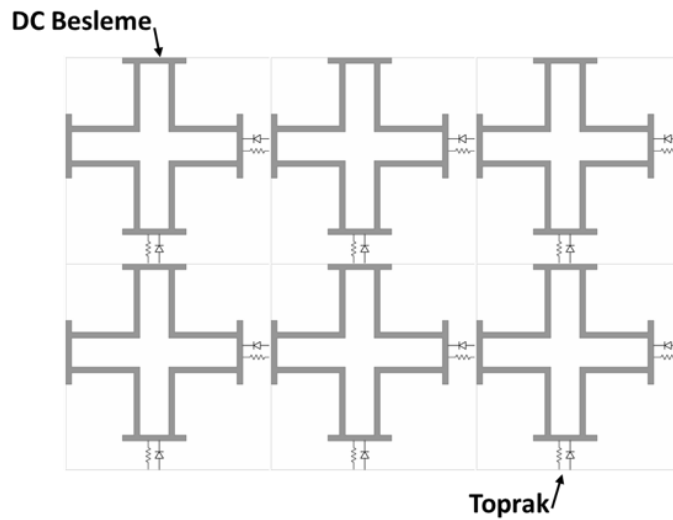
Şekil 6.59 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

FSY’in 2.4 GHz frekansın bandında kararlı olduğu ve 5.8 GHz frekansın bandında ise kararlılığın biraz düştüğü ama elde edilen sonuçların tez isterlerini sağladığı görülmektedir.

6.9 Tasarım 9: Rezonans Frekansı Ayarlanabilen Aktif FSY (02)

(“ICEEE 2017, Fourth International Conference on Electrical and Electronics Engineering” konferansında sunulmuş ve “Electrical Engineering: An International Journal (EEIJ)” dergisinde yayınlanmıştır.)

Şekil 6.60’da varaktör diyotlar ile rezonans frekansı ayarlanabilen çift katmanlı aktif FSY görülmektedir. “Dört kollu ve yüklü FSY” geometrisi başlangıç geometrisi olarak seçilmiştir [2]. FSY’in rezonans frekansını amaca uygun olarak değiştirebilmek için iletken geometriler birbirlerine varaktör diyotlar ile bağlanmışlardır. Varaktör diyotlara ters kutuplama gerilimini eşit olarak uygulanabilmesi için $2k\Omega$ ’luk dirençler diyotlara paralel bağlanmışlardır. Akan akımın sınırlanması ve FSY’in frekans karakteristiğinin etkilenmemesi için direnç değeri yüksek bir değer olan $2k\Omega$ olarak seçilmiştir. Uygulanan ters kutuplama geriliminin değerine göre eşdeğer kapasitesi 2.1pF-0.23pF (Çizelge 6.4) arasında değişen Skyworks SMV2201-040LF varaktör diyotlar tasarımda kullanılmıştır.

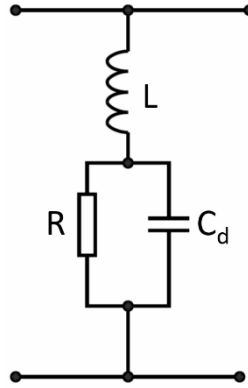


Şekil 6.60 : Aktif FSY.

Çizelge 6.4 : SMV2201-040LF varaktör diyot gerilim ve eşdeğer kapasite tablosu.

Besleme (V)	Kapasite (pF)	Besleme (V)	Kapasite (pF)
0	2.1	7	0.46
1	1.44	8	0.4
2	1.15	10	0.33
3	0.95	12	0.29
4	0.8	14	0.27
5	0.67	16	0.25
6	0.55	18	0.24
		20	0.23

FSY'in eşdeğer devre modeli Şekil 6.61'de görülmektedir. Devre modelinde iletken yolların eşdeğer endüktansı “L”, varaktör diyotun uygulanan besleme gerilimine göre değişen eşdeğer kapasitesi “C_d” ve paralel bağlanan direnç “R ile gösterilmiştir.



Şekil 6.61 : Eşdeğer devre modeli.

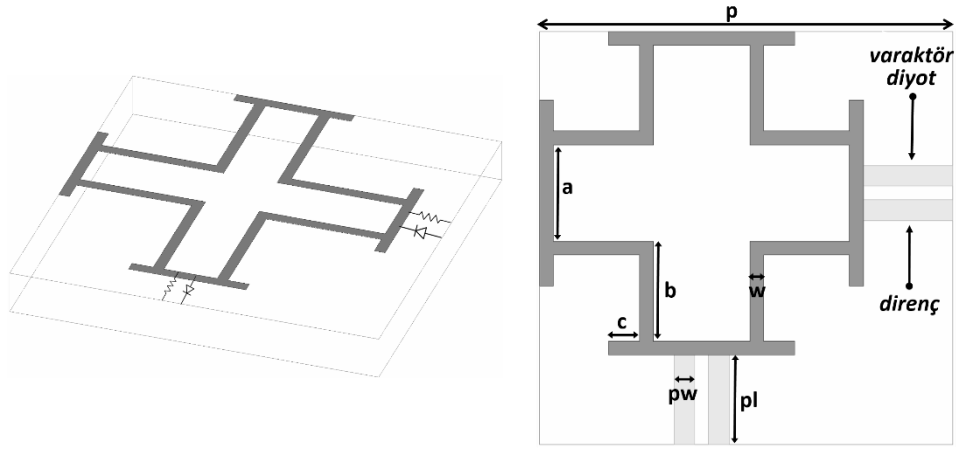
Yüksek değerli direncin rezonans frekansına olan etkisinin ihmal edilmesi ile FSY geometrisinin rezonans frekansı

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C_d}} \quad (6.2)$$

eşitliğini kullanarak hesaplanabilmektedir. Uygulanan besleme geriliminin değerine göre varaktör diyotun eşdeğer kapasitesi (C_d) farklı değerler alacak ve FSY'in rezonans frekansı (f_r) Eşitlik 6.2'e göre değişecektir.

Varaktör diyot ve dirençlerin lehimlerinin daha kolay olabilmesi ve FSY'in rezonans frekansını ayarlanabilme performansının daha da artırılabilmesi için kol genişlik parametresi “c”nin (Şekil 6.62) eniyilemesi, HFSS programının parametrik analiz özelliği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 6.63 ve Şekil 6.64'de görülmektedir.

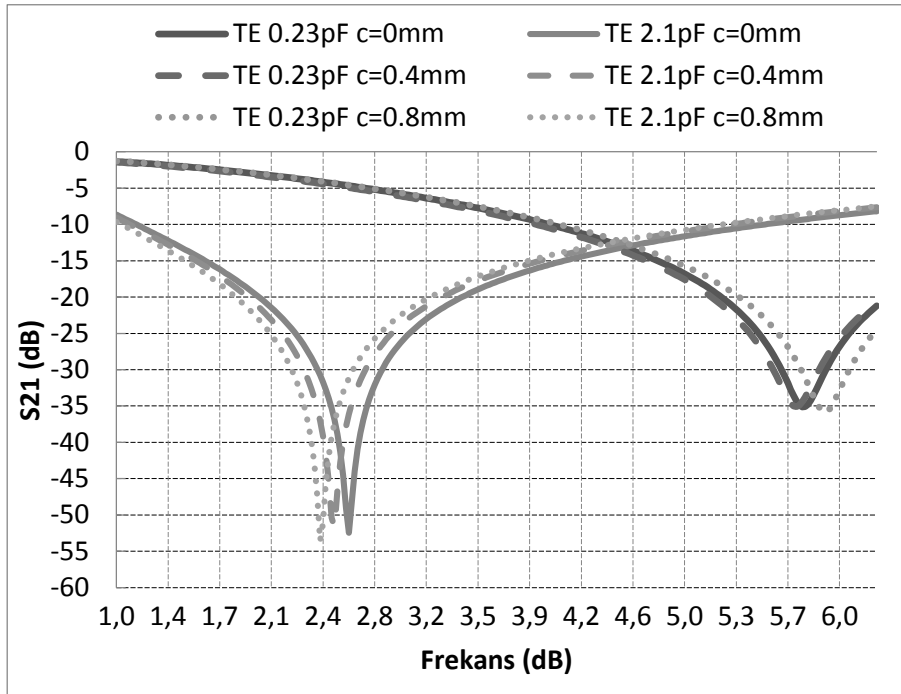
Tasarımda (Şekil 6.62) kalınlığı 0.8 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka tasarımda kullanılmıştır. FSY benzetimi ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen diğer parametre değerlerine (mm) göre periyodik elemanlar arasındaki boşluk 0.2 mm (g) ve p=6.4, a=1, b=2.35, c=0.4, w=0.2, pl=0.3'dir.



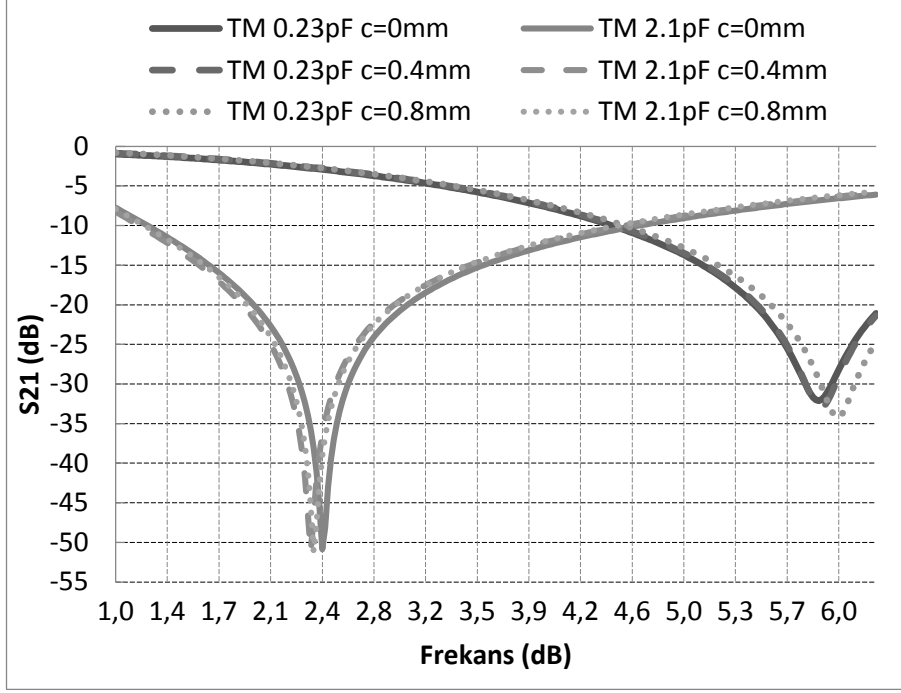
(a) Trimetrik görünüm

(b) Üstten görünüm

Şekil 6.62 : “Tasarım 9” aktif FSY geometrisi.

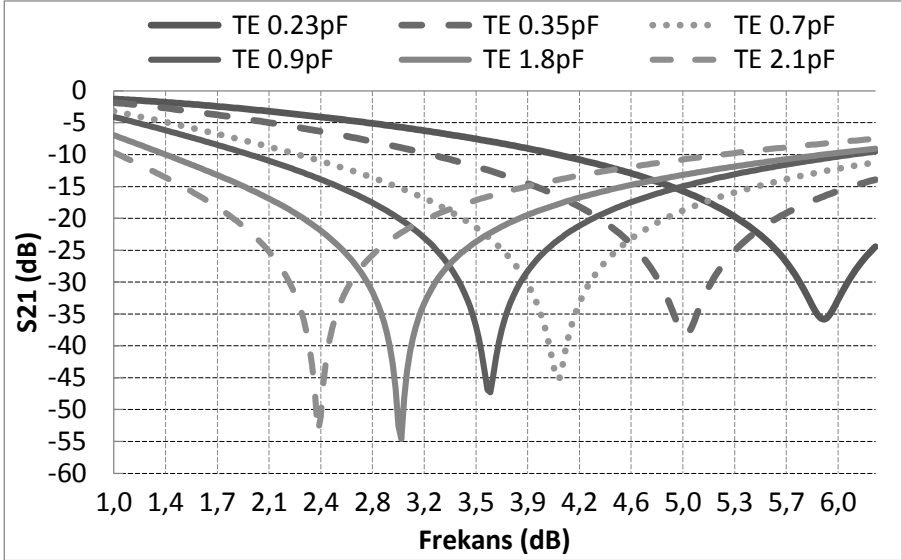


Şekil 6.63 : Farklı kol uzunlukları (c) için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).

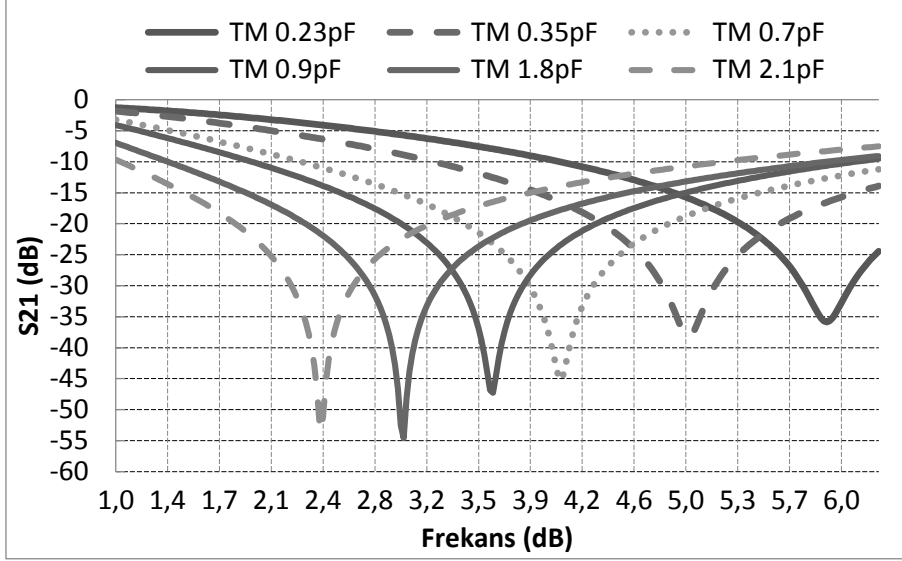


Şekil 6.64 : Farklı kol uzunlukları (c) için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).

En iyi sonuçları verdiği için kol uzunluğu $c=0.4\text{mm}$ alınarak FSY'in rezonans frekansının ayarlanabilme performansı araştırılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.65 ve Şekil 6.66'da görülmektedir.



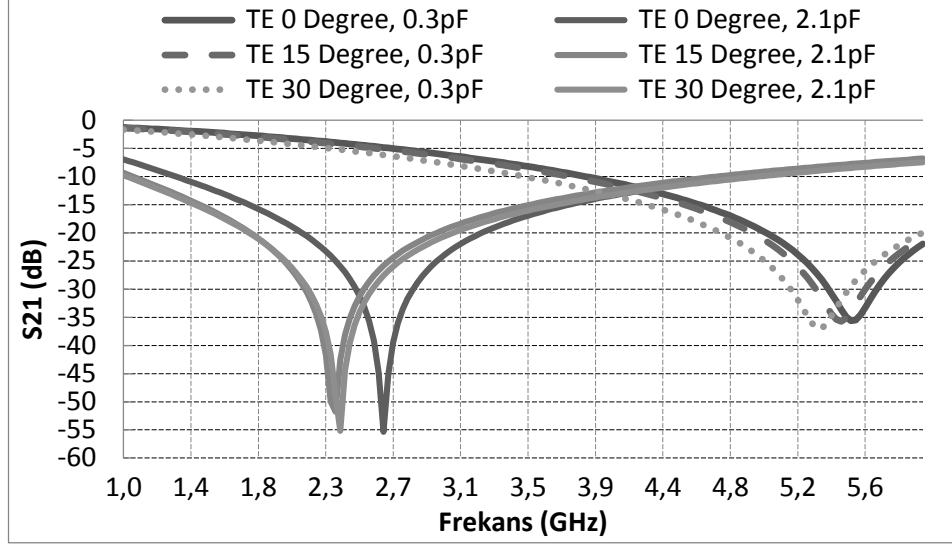
Şekil 6.65 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



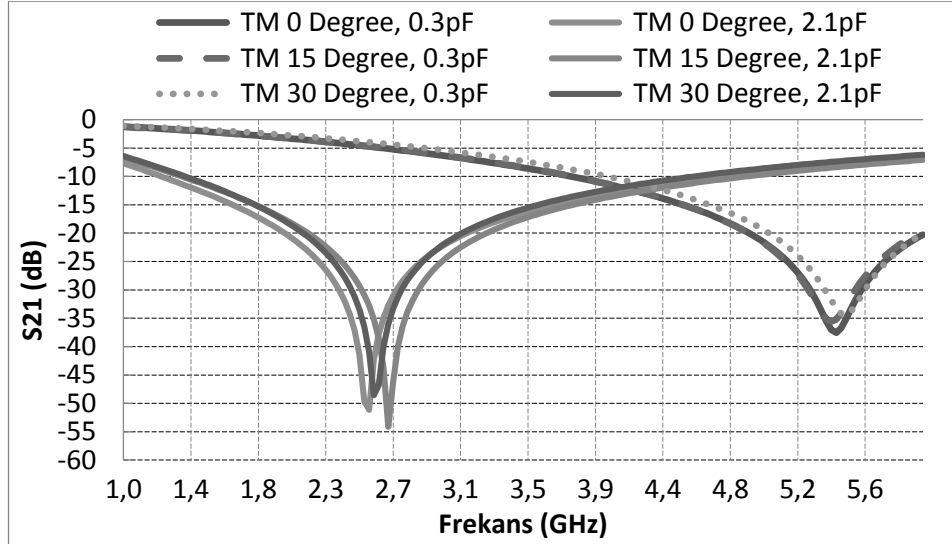
Şekil 6.66 : Farklı C_d değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).

Elde edilen sonuçlara göre FSY'nin rezonans frekansı varaktör diyotlara uygulanan ters besleme gerilimi ile orantılı olarak TE polarizasyonda 5.94 GHz frekansından 2.42 GHz frekansına kadar değiştirilebilmektedir. Hedeflenen frekans bantları (2.4 GHz ve 5.8 GHz) minimum 35 dB söndürülmektedir. Söndürme bandı dışında FSY'ye gelen elektromagnetik dalgalar ise 8 dB zayıflamaya uğramaktadır. Periyodik yapılardaki reaktif elemanlar söndürme bandı dışındaki zayıflama oranlarını büyük oranlarda arttırmaktadırlar. Söndürme merkez frekansları arasındaki oranın ($5.8/2.45=2.36$) yüksek olması bant dışı söndürme oranının beklenen değerden yüksek çıkmasına sebebiyet vermiştir.

FSY'nin elektromagnetik dalgaının farklı geliş açılarındaki (0-30 derece) kararlılığını inceleyebilmek için 0.71 pF ve 3.8 pF eşdeğer kapasite değerleri için gerçekleştirilen benzetim sonuçları Şekil 6.67 ve Şekil 6.68'de görülmektedir.



Şekil 6.67 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



Şekil 6.68 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

FSY’in frekansın kararlılığının çok yüksek olmadığı ancak tez isterlerini sağladığı görülmektedir.

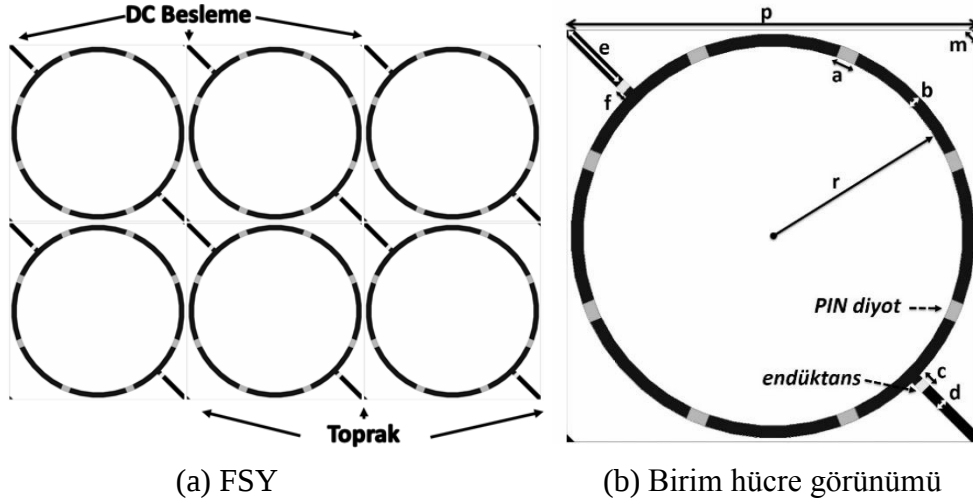
6.10 Tasarım 10: İki Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (2.4 GHz) (01)

(“*RAST 2017, 8th International Conference on Recent Advances in Space Technologies (RAST)*” konferansında sunulmuştur.)

Şekil 6.69’da tasarımda PIN diyotlar rezonans frekansı ayarlanabilen çift katmanlı aktif FSY ve geometrisi görülmektedir. Siyah renk ile gösterilen mükemmel iletken yollar arasına gri renk ile gösterilen yere, PIN diyotlar $2k\Omega$ değerindeki dirençler ile paralel olarak yerleştirilmiştir. $2k\Omega$ ’luk dirençler PIN diyotlara ters kutuplama gerilimini uygulanabilmesi için yerleştirilmiştir. Akan akımı sınırlanabilmesi ve

FSY'in frekans karakteristiğinin etkilenmemesi için direnç değeri yüksek bir değer olan $2k\Omega$ seçilmiştir. Besleme gerilimi uygulandığı zaman PIN diyotlar ilettime geçmekte ve içlerinde akan akım ile ters orantılı bir eşdeğer direnç davranışı sergilemektedirler. NXP BAP50-02 PIN diyotlar tasarımda kullanılmıştır. Diyotlar ilettime geçince 3Ω (10mA) eşdeğer direnç değeri, kesimde oldukları zamanda $0.4pF$ (0V ters kutuplama) eşdeğer kapasite değeri göstermektedirler. PIN diyotlara besleme gerilimini uygulayabilmek için FSY geometrileri birbirlerine diyagonal iletken yollar ile bağlanmışlardır. Yapının polarizasyon kararlılığının yüksek olabilmesi için diyagonal bağlantı tercih edilmiştir. Diyagonal bağlantının halka geometrinin frekans cevabını etkilememesi için, bağlantı yollarına $22nH$ (TDK MLK1005S22NJT000) değerinde ve Şekil 6.69'da sarı renk ile gösterilen endüktanslar monte edilmiştir. Endüktanslar yüksek söndüren filtre özelliği göstererek, birim hücreleri hedeflenen frekans bandında birbirlerinden izole etmektedirler.

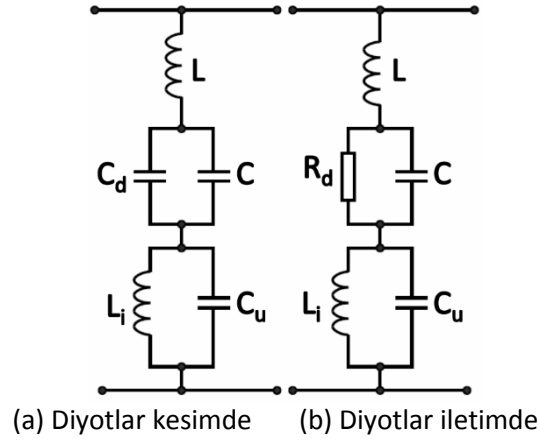
Tasarımın benzetimi ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılmıştır. Tasarımda kalınlığı 1mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Periyodik elemanlar arasındaki boşluk yatay ekseninde 0.5 mm'dir. Elde edilen diğer parametre değerleri (mm): $a=1.3$, $b=0.8$, $c=0.45$, $d=0.7$, $e=4.9$, $f=0.2874$, $m=0.7$, $r=12.4$ ve $p=26.9$.



Şekil 6.69 : "Tasarım 10" aktif FSY geometrisi.

PIN diyotlara paralel bağlanan yüksek değerli "R" ($2k\Omega$) direnci ihmal edilirse, FSY'in elde edilen eşdeğer devre modeli Şekil 6.70'de görülmektedir. Devre modelinde iletken yolların eşdeğer endüktansı "L", geometrilerin arasındaki boşlukların eşdeğer kapasiteleri "C ve C_u ", PIN diyotun kesim modu eşdeğer

kapasitesi “ C_d ”, PIN diyotun iletim modu eşdeğer direnci “ R_d ” ve 22nH’lik endüktans “ L_i ” ile gösterilmiştir.



Şekil 6.70 : Eşdeğer devre modeli.

Gösterdiği empedans değeri “ C_d ” ve “ R_d ” empedanslarına göre çok daha büyük olan “ C ” kapasitesi hesaplamalarda ihmal edilmiştir. Diyotların iletim ve kesim modları için FSY geometrisinin elde edilen empedans ve rezonans frekansı eşitlikleri Eşitlik 6.3-6.6’da görülmektedir.

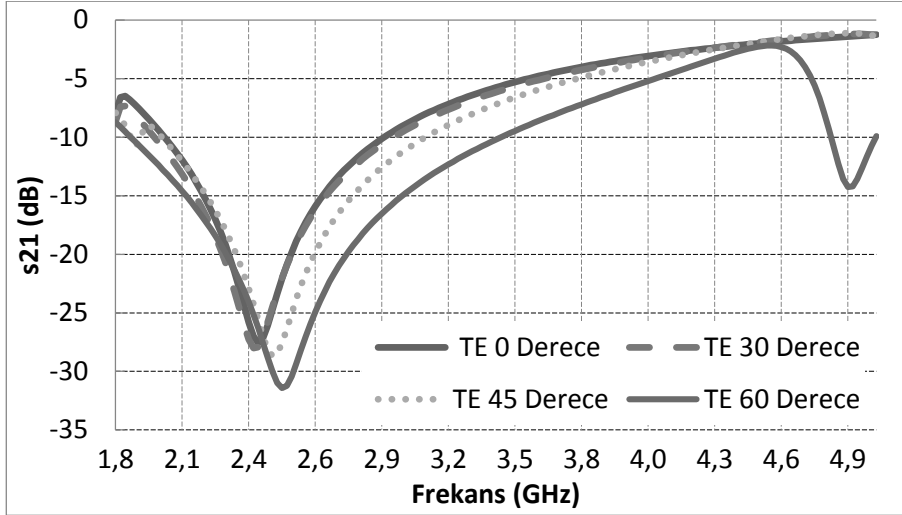
$$Z_{kesim} = \frac{C_u + C_d - w^2 C_u C_d (L + L_i)}{jw C_d C_u} \quad (6.3)$$

$$f_{r_kesim} = \frac{\sqrt{C_u + C_d}}{2\pi \sqrt{C_u C_d (L + L_i)}} \quad (6.4)$$

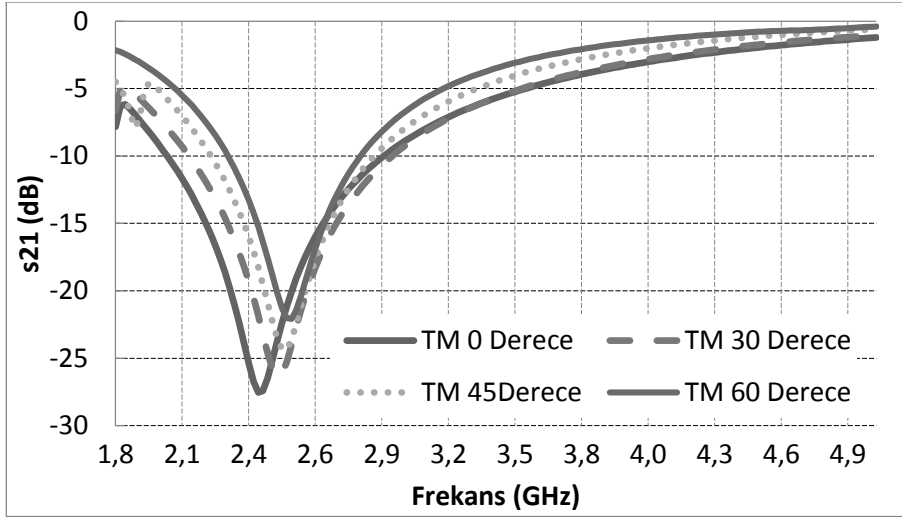
$$Z_{iletim} = R_d + \frac{1 - w^2 C_u (L + L_i)}{jw C_u} \quad (6.5)$$

$$f_{r_iletim} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_u (L + L_i)}} \quad (6.6)$$

Aktif besleme gerilimi uygulandığında PIN diyotlar ilettime geçerler ve içlerinden akan akım 10mA olduğunda yaklaşık 3Ω (R_d) değerinde eşdeğer direnç davranışı sergilerler. Bu durumda elde edilen benzetim sonuçlarına (Şekil 6.71 ve Şekil 6.72) göre 2.4 GHz ISM bandının minimum 20 dB durdurulduğu görülmektedir.

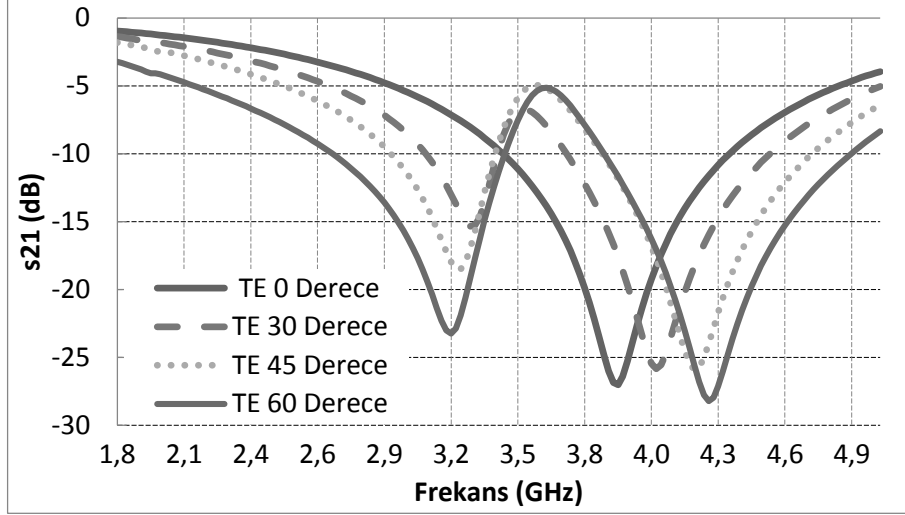


Şekil 6.71 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (iletim modu, TE mod).

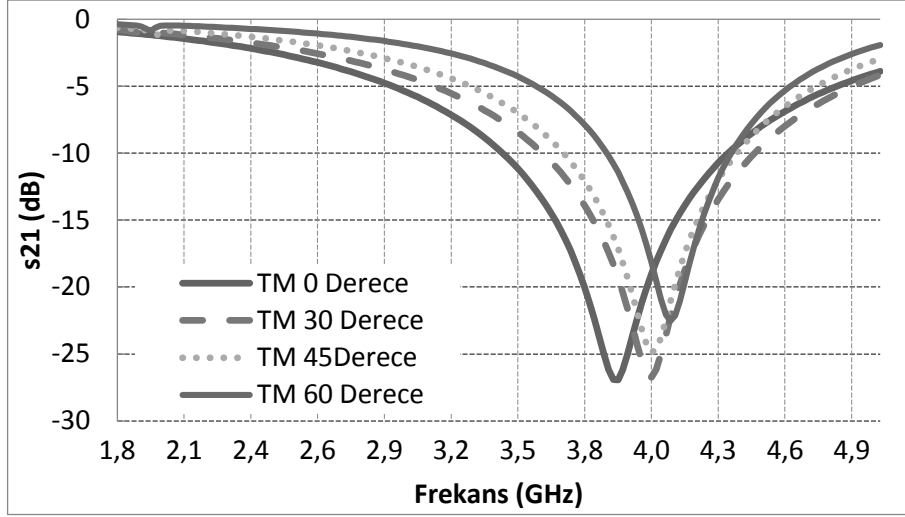


Şekil 6.72 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (iletim modu, TM mod).

Aktif besleme gerilimi uygulanmadığında ise PIN diyotlar kesimdedir ve 0.4 pF değerinde eşdeğer kapasite davranışı sergilerler. Bu durum için elde edilen benzetim sonuçlarına (Şekil 6.73 ve Şekil 6.74) göre FSY’in rezonans frekansının 3.8 GHz bandının ilerisine ötelendiği ve 2.4 GHz ISM bandının iletildiği görülmektedir. 2.4 GHz bandındaki durdurma seviyesinin 4 dB civarında kaldığı görülmektedir.

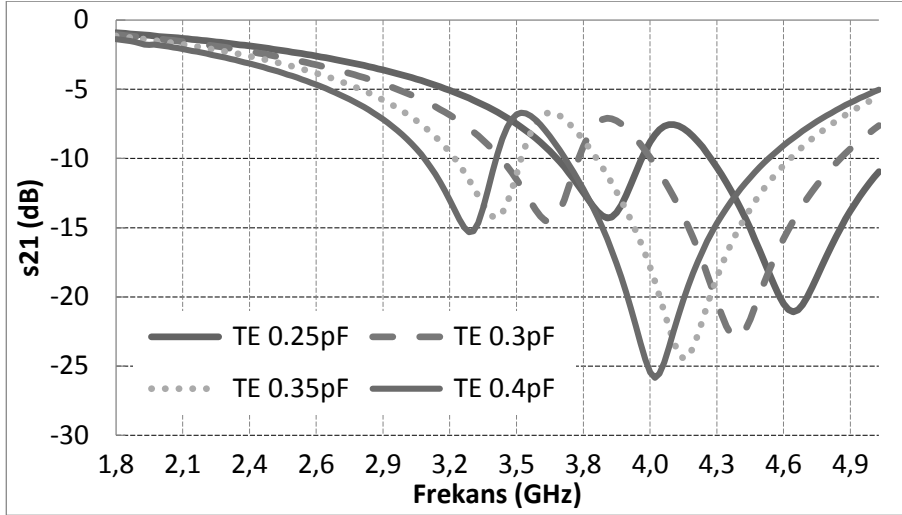


Şekil 6.73 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (kesim modu, TE mod).

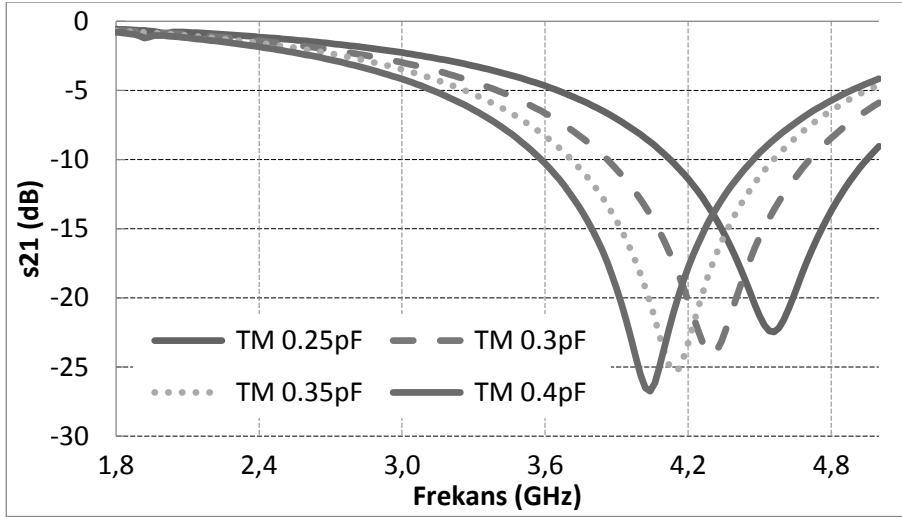


Şekil 6.74 : Farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (kesim modu, TM mod).

PIN diyotlar (NXP BAP50-02) ters kutuplandığında uygulanan besleme geriliminin değerine bağlı olarak değeri 0.4 pF ve 0.22 pF arasında değişen eşdeğer kapasite davranışı sergilerler. Elde edilen benzetim sonuçlarına göre (Şekil 6.75 ve Şekil 6.76) FSY’nin rezonans frekansı TE polarizasyonda 600 MHz, TM polarizasyonda ise 540 MHz kaydırılabilmektedir.



Şekil 6.75 : Farklı eşdeğer kapasite değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).

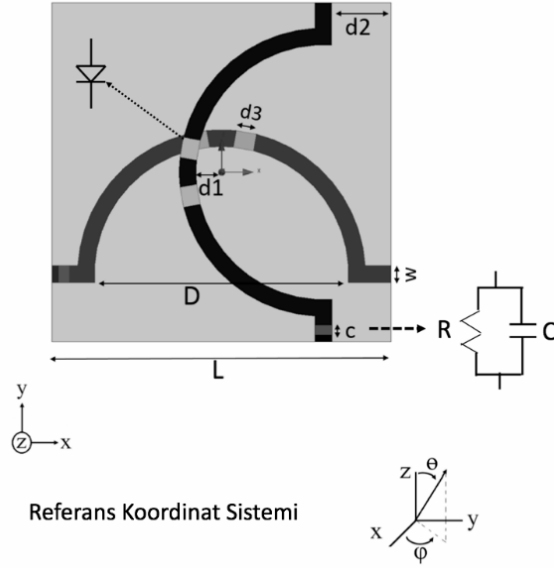


Şekil 6.76 : Farklı eşdeğer kapasite değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

6.11 Tasarım 11: İki Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (2.4 GHz) (02)

(Çalışma Javad Jangi Golezani ile birlikte gerçekleştirilmiştir.)

Şekil 6.77’da 2.4 GHz ISM bandında gelen elektromagnetik dalgaları, uygulanan besleme geriliminin değerine bağlı olarak durduran çift katmanlı aktif FSY birim hücresi görülmektedir. Birim hücre iki katmandan ve her katman da yarım daire şeklindeki bir iletken yoldan oluşmaktadır. Şekilde üst katmandaki iletken yollar siyah, alt katmandaki iletken yollar ise gri renk ile gösterilmiştir. İletken yolların içerisine yeşil renk ile gösterilen PIN diyotlar ve kırmızı renk ile gösterilen paralel RC devresi yerleştirilmiştir.



Şekil 6.77 : “Tasarım 11” aktif FSY geometrisi.

Tasarımda kalınlığı 1mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Geometrinin eniyilemesi 2.4 GHz frekansı için gerçekleştirilmiştir. Elde edilen parametre değerleri Çizelge 6.5’de verilmektedir.

Çizelge 6.5 : Şekil 6.77’de görülen tasarımın parametre değerleri.

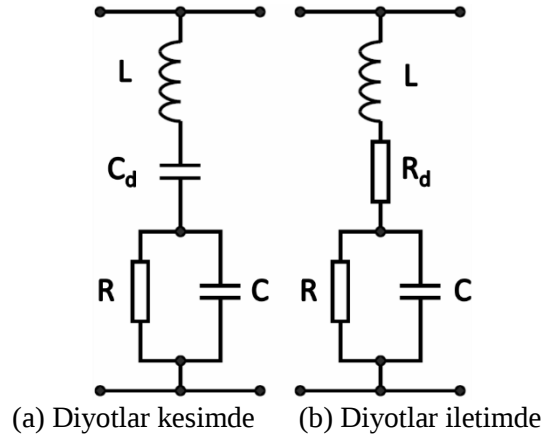
Parametre	L	D	d ₁	d ₂	d ₃	c	w
Değeri(mm)	20	15	1.5	3.5	1.2	0.6	1

Besleme gerilimi uygulandığında PIN diyotlar ilettime geçerler ve içlerinde akan akım ile ters orantılı eşdeğer direnç davranışı sergilerler. NXP BAP64-02 PIN diyotlar tasarımda kullanılmıştır. Diyotlar ilettime geçince 2Ω (10mA) eşdeğer direnç değeri, kesimde oldukları zamanda 0.48pF (0V ters kutuplama) eşdeğer kapasite değeri göstermektedirler.

Besleme gerilimini PIN diyotlara uygulayabilmek için FSY’i oluşturan birim hücreler birbirine, paralel bağlanmış direnç (R) ve kapasiteden (C) oluşan bir RC devresi (Şekil 6.77) ve iletken bir yol ile bağlanmışlardır. 50Ω değerindeki direnç (R) ile birim hücrelerdeki PIN diyotlarının tek bir DC yolu üzerinden beslenmeleri gerçekleştirilmiştir. Dirence paralel bağlanan 100 pF değerindeki kapasite (C) ile de rezonans istenilen frekans bandına taşınmıştır.

FSY’in eşdeğer devre modeli Şekil 6.78’de görülmektedir. Devre modelinde iletken yolların eşdeğer endüktansı “L”, PIN diyotun kesim modu eşdeğer kapasitesi “C_d”,

PIN diyotun iletim modu eşdeğer direnci “ R_d ”, 100 pF’lık kapasite “ C ” ve 50Ω ’luk direnç “ R ” ile gösterilmiştir.



Şekil 6.78 : Eşdeğer devre modeli.

FSY’in diyotların iletime geçtiği veya kesim oldukları durumlar için elde edilen empedans ve rezonans frekansı ifadeleri Eşitlik 6.7-6.10’da görülmektedir. Diyotlar kesimde olduğunda rezonans frekansının “ C ” ve “ C_d ” kapasitesine bağlı olduğu Eşitlik 6.10’da rahatlıkla görülmektedir.

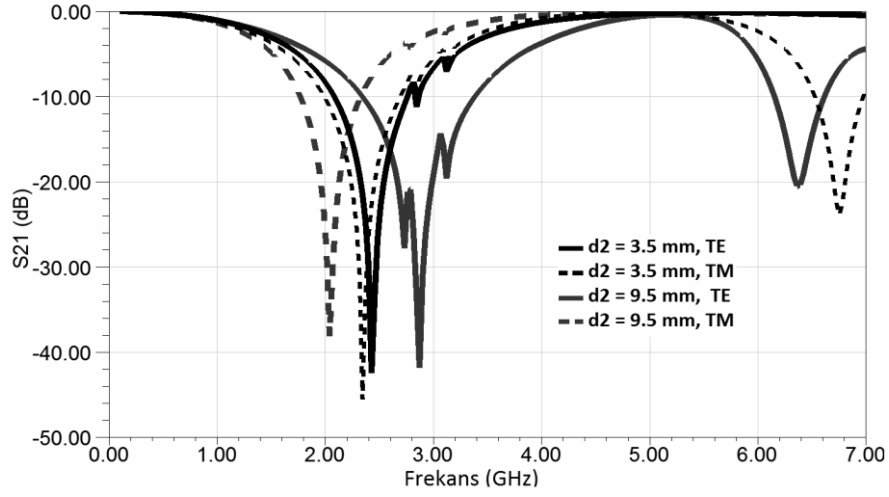
$$Z_{kesim} = \frac{C_d + C - (w^2 L C_d C)}{jw C_d C} \quad (6.7)$$

$$f_{r_kesim} = \frac{\sqrt{C_d + C}}{2\pi\sqrt{L C_d C}} \quad (6.8)$$

$$Z_{iletim} = R_d + \frac{1 - w^2 L C}{jw C} \quad (6.9)$$

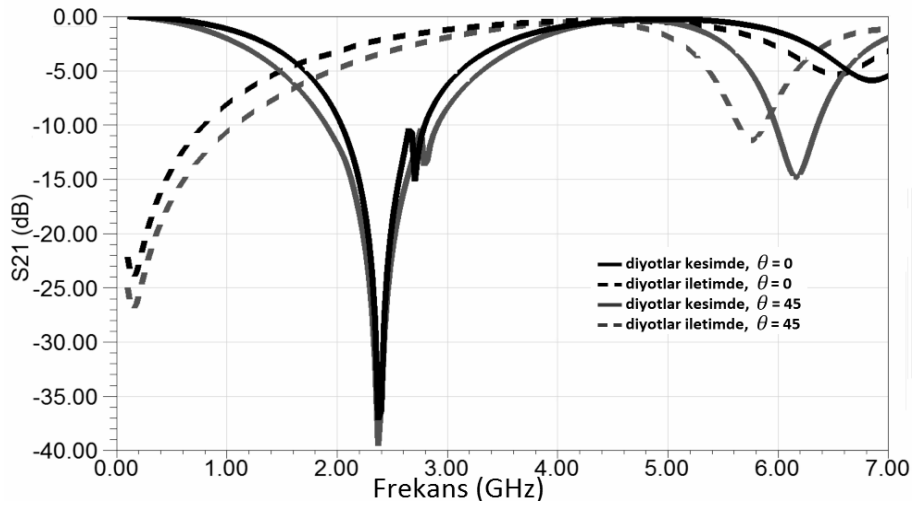
$$f_{r_iletim} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C}} \quad (6.10)$$

Gelen dalganın “x” eksenini ile yaptığı $\phi = 45$ derecelik açıda tasarımın polarizasyon performansı bozulmaktadır. Bu bozulma Şekil 6.79’da “ $d_2=9.5\text{mm}$ ” için olan kırmızı renkli eğride net olarak görülmektedir. “ d_2 ” parametresinin eniyilemesi gerçekleştirilmiş ve $d_2=3.5\text{ mm}$ değerinde en iyi sonuçlar alınmıştır.

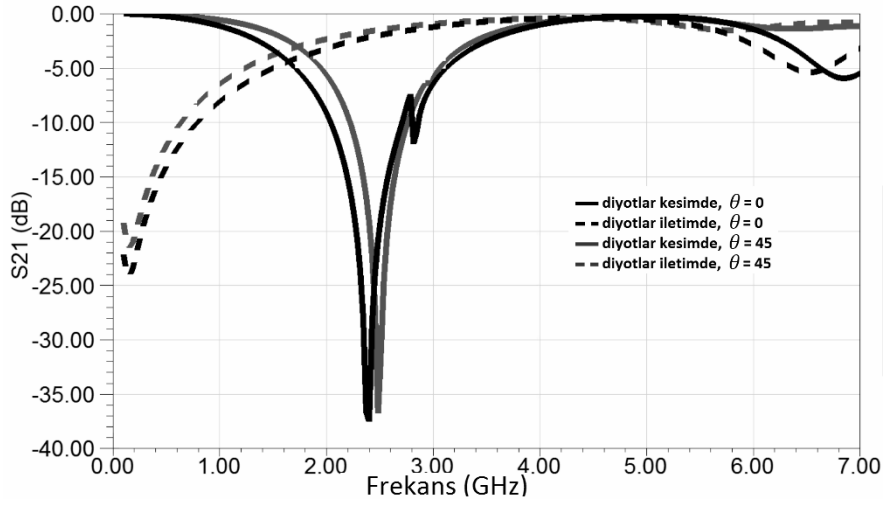


Şekil 6.79 : d_2 değerinin farklı polarizasyonlardaki etkisi.

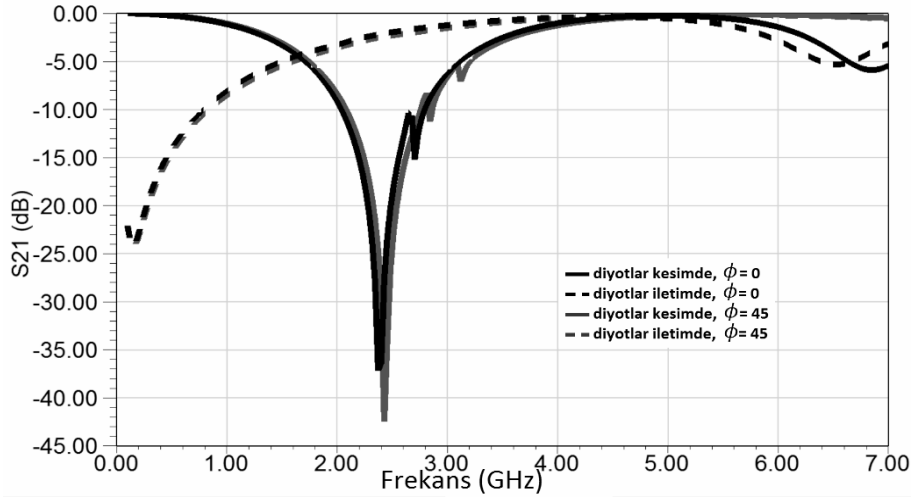
Ansoft HFSS ile gerçekleştirilen benzetim sonuçları Şekil 6.80-83’de farklı geliş açıları (θ , ϕ) ve polarizasyonlar için gösterilmektedir. Elde edilen sonuçlara göre diyotlar kesimde olunca 2.4 GHz ISM bandında minimum 20 dB’lik zayıflama elde edilmiştir. Diyotlar iletimde ise 2.4 GHz ISM bandındaki zayıflama oranı 4 dB civarındadır.



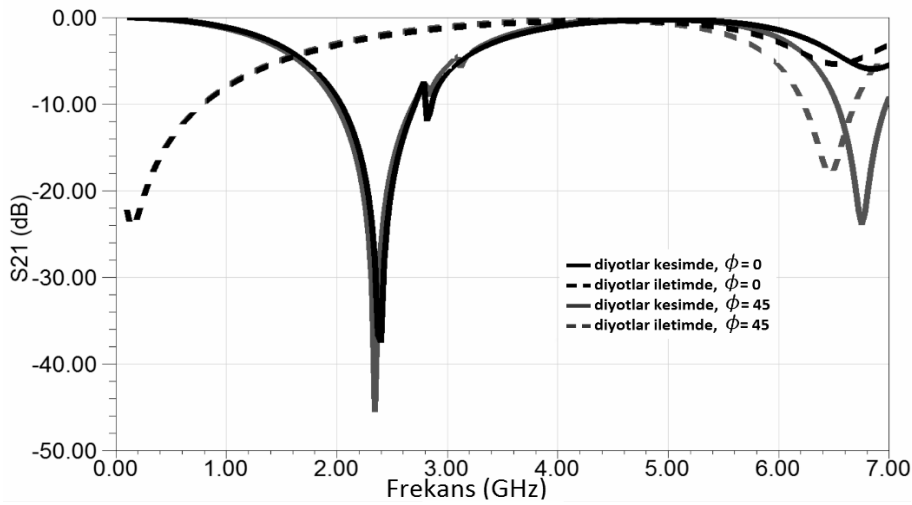
Şekil 6.80 : Farklı “ θ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TE mod).



Şekil 6.81 : Farklı “ θ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TM mod).



Şekil 6.82 : Farklı “ ϕ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TE mod).



Şekil 6.83 : Farklı “ ϕ ” açıları için iletim ve kesim modları S_{21} eğrileri (TM mod).

6.12 Tasarım 12: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY (TE Mod)

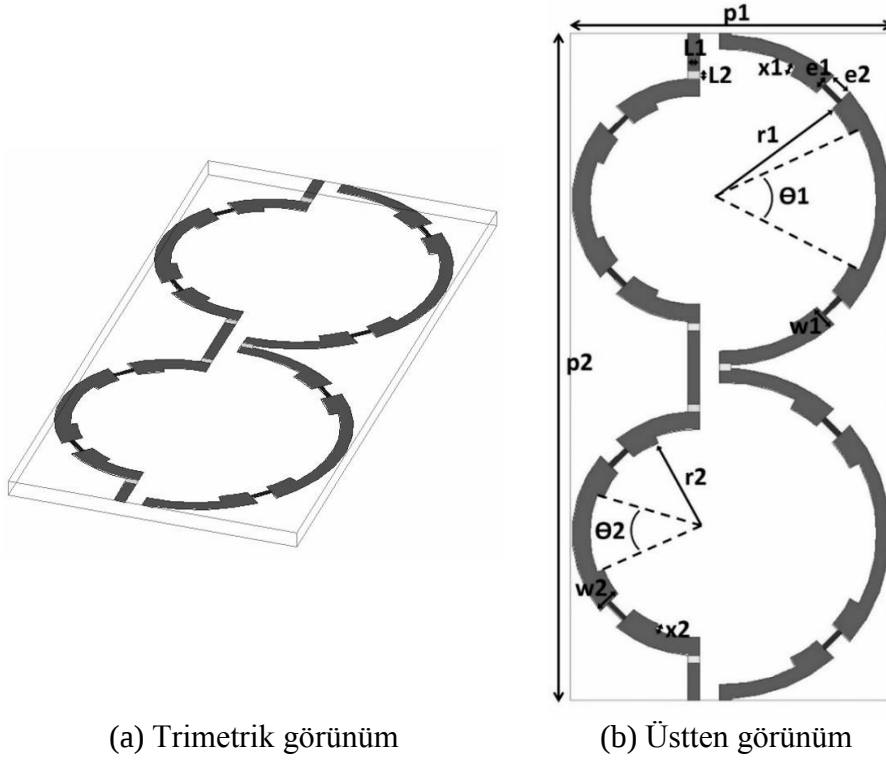
Şekil 6.84’de PIN diyotlar ile gerçekleştirilen tek katmanlı aktif FSY yapısı görülmektedir. Tasarımın sol tarafında yer alan ve daha küçük yarıçapa sahip yarım daireler ile 5.8 GHz, sağ tarafta yer alan ve daha büyük bir yarıçapa sahip yarım daireler ile 2.4 GHz frekans bantları kontrol edilmektedir. Her bir koldaki iletken yollar birbirlerine Şekil 6.84’de gri renk ile gösterilen PIN diyotlar ve sarı renk ile gösterilen endüktanslar ile bağlanmışlardır.

Her bir kol birbirinden bağımsız DC beslemelere bağlanmıştır. NXP BAP50-02 model PIN diyotlar tasarımda kullanılmıştır. Kollara DC gerilim uygulandığında PIN diyotlar ilettime geçmekte ve değeri içlerinden akan akım miktarı ile ters orantılı bir eşdeğer direnç (3Ω , 10mA) davranışı sergilerler. Kesimde oldukları zamanda 0.4pF (0V ters kutuplama) eşdeğer kapasite değeri göstermektedirler. Uygulanan besleme gerilim değerlerine göre elde edilen dört farklı frekans karakteristiği Çizelge 6.6’da gösterilmiştir.

Çizelge 6.6 : FSY’in dört farklı frekans karakteristiği.

Mod	Sol kol	Sağ kol	Durum
F1	PIN diyotlar kesimde	PIN diyotlar kesimde	2.4 GHz iletiliyor, 5.8 GHz durduruluyor
F2	PIN diyotlar iletimde	PIN diyotlar kesimde	2.4 GHz iletiliyor, 5.8 GHz iletiliyor
F3	PIN diyotlar kesimde	PIN diyotlar iletimde	2.4 GHz durduruluyor, 5.8 GHz durduruluyor
F1	PIN diyotlar iletimde	PIN diyotlar iletimde	2.4 GHz durduruluyor, 5.8 GHz iletiliyor

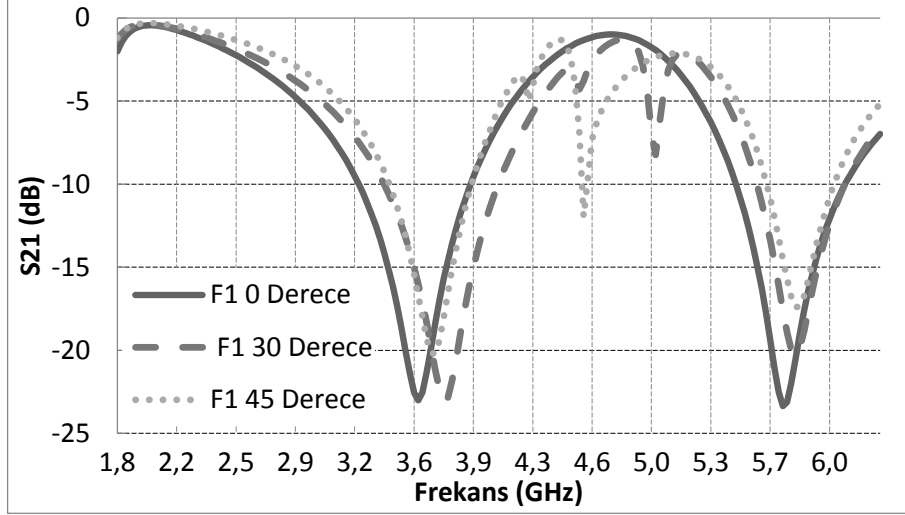
DC besleme yollarının rezonans iletken geometrilerden ayrılabilmesi için 22nH (TDK MLK1005S22NJT000) değerinde ve Şekil 6.84’de sarı renk ile gösterilen endüktanslar ile kullanılmıştır. Endüktanslar DC besleme gerilimi iletmekte, hedeflenen frekans bandındaki işaretleri ise geçirmeyen filtre davranışı sergilemektedirler.



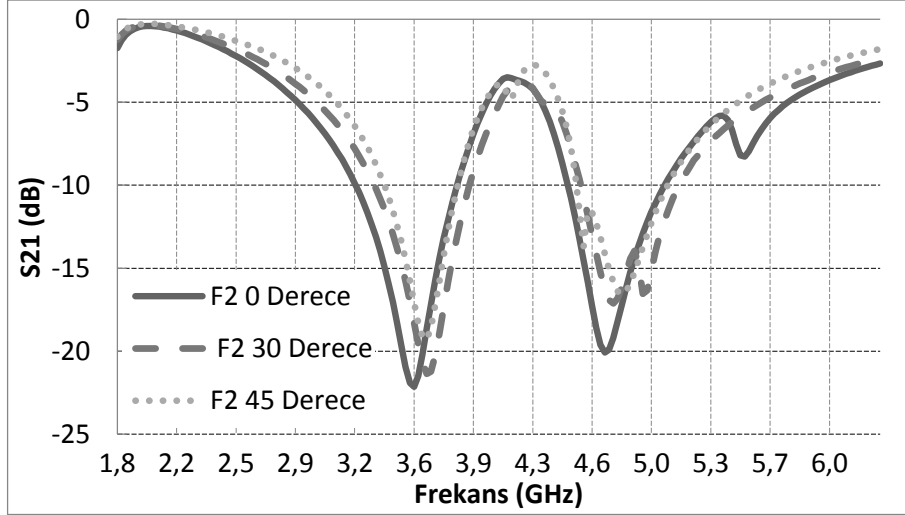
Şekil 6.84 : “Tasarım 12” aktif FSY geometrisi.

Tasarımda kalınlığı 1mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır. Tasarımın benzetimi ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılmıştır. Periyodik elemanlar arasındaki boşluk yatay ekseninde 0.2 mm’dir. Elde edilen diğer parametre değerleri (mm): $p_1=4.7$, $p_2=4.7$, $r_1=0.65$, $r_2=0.3$, $e_1=1.8$, $e_2=3.5$, $L_1=1.3$, $L_2=0.2$, $w_1=1.3$, $w_2=0.3$, $x_1=1.3$ ve $x_2=0.3$, $\Theta_1=1.3$ ve $\Theta_2=0.3$.

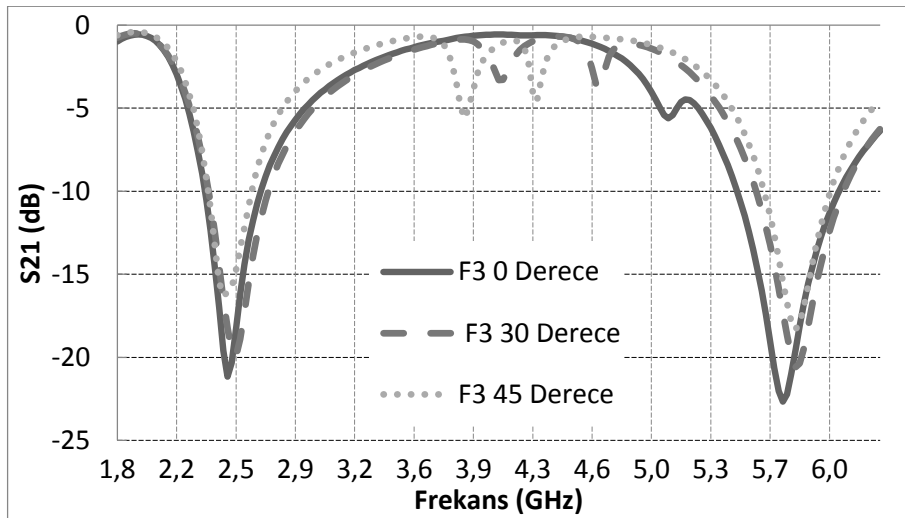
Tasarımın benzetim sonuçları Şekil 6.85-6.88’de görülmektedir. Tek katmanlı olan bu tasarım sadece TE polarizasyonuna sahip dalgaları durdurmaktadır. Elektromagnetik dalganın bütün polarizasyonlarında tez isterlerinin sağlanabilmesi için ikinci bir katmanın eklenmesi ve geometrilerin 90 derece döndürülmesi gerekmektedir.



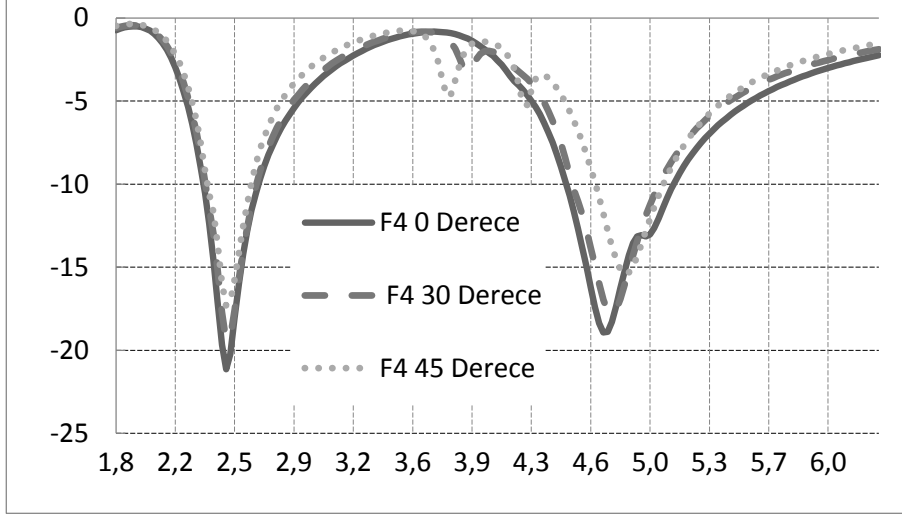
Şekil 6.85 : F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.



Şekil 6.86 : F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.



Şekil 6.87 : F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.



Şekil 6.88 : F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri.

Elde edilen sonuçlara göre 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM frekans bantları uygulanan besleme geriliminin değerine göre FSY tarafından kontrol edilebildiği görülmektedir. Gelen elektromagnetik dalga durdurma bantlarında minimum 18 dB zayıflatılırken, iletim bantlarında elde edilen zayıflama oranı ise 3 dB civarındadır.

6.13 Tasarım 13: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Aktif FSY

(“*IET Microwaves, Antennas & Propagation*” dergisine gönderilmiştir ve değerlendirme aşamasındadır.)

Şekil 6.89’da PIN diyotlar ile gerçekleştirilen çift katmanlı aktif FSY yapısı görülmektedir. Üst katman ile 2.4 GHz ve alt katman ile 5.8 GHz frekans bantları kontrol edilmektedir. Her bir kolda, iletken yollar birbirlerine PIN diyotlar ve 22 nH değerindeki endüktanslar ile bağlanmışlardır. Şekil 6.89’da koyu ve açık gri renklerle gösterilen mükemmel iletken yollar arasında açık mavi renk ile gösterilen PIN diyotlar $2k\Omega$ değerindeki dirençlere paralel olarak yerleştirilmiştir. $2k\Omega$ ’luk dirençler PIN diyotlara ters kutuplama gerilimini uygulanabilmesi için yerleştirilmiştir. Akan akımı sınırlayabilmek ve FSY’in frekans karakteristiğinin etkilenmemesi için direnç değeri yüksek bir değer olan $2k\Omega$ seçilmiştir. Her bir katman birbirinden ayrı DC beslemeye bağlanmıştır. DC gerilim uygulandığında PIN diyotlar ilettime geçmekte ve içlerinde akan akım ile ters orantılı olan bir eşdeğer direnç davranışı sergilemektedirler. NXP BAP50-02 PIN diyotlar tasarımda kullanılmıştır. Diyotlar ilettime geçince 3Ω (10mA) eşdeğer direnç değeri, kesimde oldukları zamanda 0.4pF (0V ters kutuplama) eşdeğer kapasite değeri göstermektedirler. Uygulanan besleme

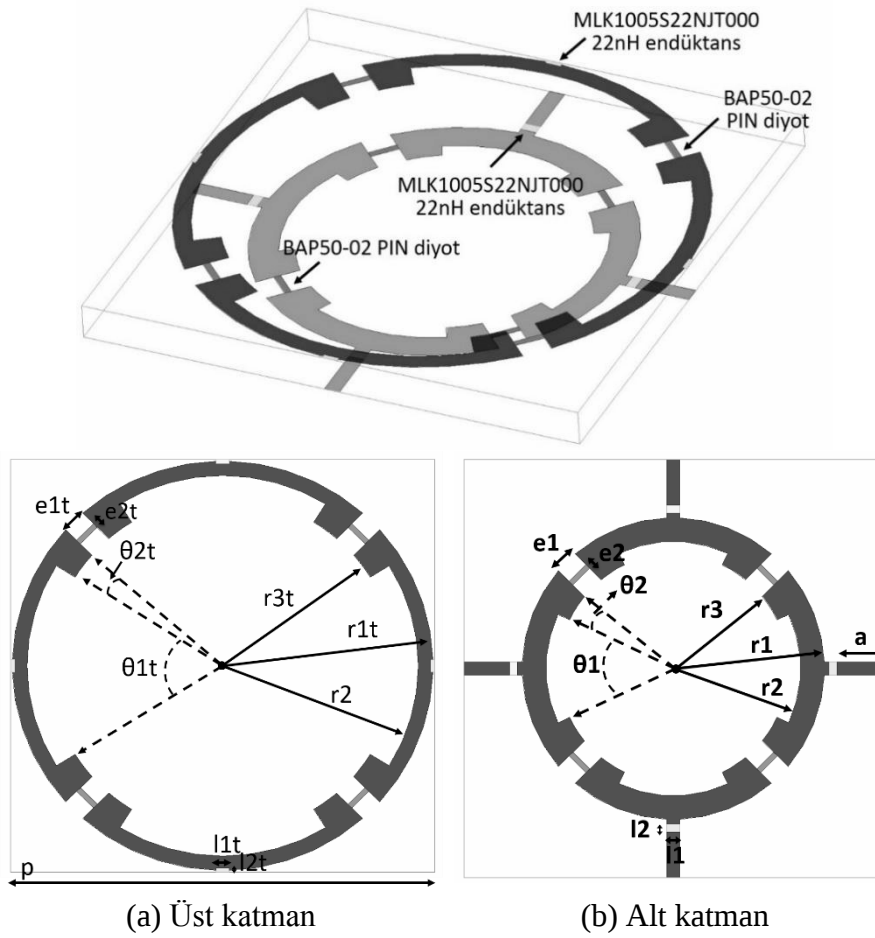
geriliminin değerine göre elde edilen dört farklı frekans karakteristiği izelge 6.7’de gösterilmiştir.

Çizelge 6.7 : FSY’in dört farklı frekans karakteristiği.

Mod	st Katman	Alt Katman	Durum
F1	PIN diyotlar iletimde	PIN diyotlar iletimde	2.4 GHz durduruluyor, 5.8 GHz iletiliyor
F2	PIN diyotlar iletimde	PIN diyotlar kesimde	2.4 GHz ve 5.8 GHz durduruluyor
F3	PIN diyotlar kesimde	PIN diyotlar iletimde	2.4 GHz ve 5.8 GHz iletiliyor
F4	PIN diyotlar kesimde	PIN diyotlar kesimde	2.4 GHz iletiliyor, 5.8 GHz durduruluyor

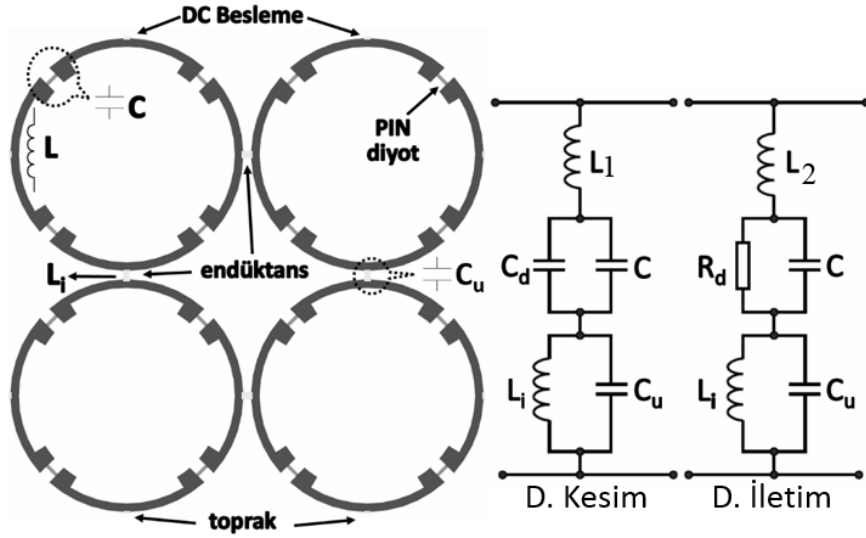
DC besleme yollarının rezonans iletken geometrilerden ayrılabilmesi için 22nH (TDK MLK1005S22NJT000) değerinde ve şekil 6.89’da sarı renk ile gösterilen endüktanslar ile kullanılmıştır. Endüktanslar DC besleme gerilimi iletmekte, hedeflenen frekans bandındaki işaretleri ise geçirmeyen filtre davranışı sergilemektedirler.

Tasarımın benzetimi Ansoft HFSS programı ile gerçekleştirilmiştir. Eniyileme aşamasında eşdeğer devre modeli ve HFSS programının parametrik analiz özelliği beraber kullanılmıştır. Elde edilen parametre değerleri (mm): $p=27$, $r1t=13.4$, $r2t=12.5$, $r3t=11.4$, $r1=8.8$, $r2=7.7$, $r3=6.8$, $e1t=1.3$, $e2t=0.3$, $e1=1.3$, $e2=0.3$, $l1t=0.7$, $l2t=0.45$, $l1=0.7$, $l2=0.45$, $\theta1t=63.37^\circ$, $\theta2t=10.04^\circ$, $\theta1=50.37^\circ$ ve $\theta2=14.32^\circ$. Tasarımda kalınlığı 1.6 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka kullanılmıştır.



Şekil 6.89 : “Tasarım 13” aktif FSY geometrisi.

Şekil 6.90’de tasarımın üst katmanı ve üst katmanın eşdeğer devre modeli görülmektedir. Alt katmanda aynı eşdeğer devre modeline sahiptir. Katmanlar arası girişim etkisi “L” parametresi içinde tanımlanmıştır. FSY farklı bir frekans cevabına geçtiğinde girişim etkisinin gücünün değişmesi sebebiyle “L” endüktans değeri de değişecek ve benzetim sonuçlarında (Şekil 6.91-6.98) açıkça görüldüğü gibi rezonans frekanslarında küçük değişimlere yol açacaktır. Yüzeyin eşdeğer empedans (Z) değeri sıfır olduğunda gelen elektromagnetik dalgalar durdurularak geri yansıtılmaktadır. PIN diyotların iletim veya kesimde olduğunda yüzeyin sergilediği eşdeğer empedans ve rezonans frekansları (6.11-6.14) eşitliklerinde görülmektedir.



Şekil 6.90 : Aktif FSY'nin üst katmanını ve eşdeğer devre modeli.

$$Z_{kesim} = \frac{1 - (w^2 L_i C_u) - (w^2 C_d (L_1 + L_i)) + (w^4 L_1 L_i C_u C_d)}{jw C_d (1 - w^2 L_i C_u)} \quad (6.11)$$

$$f_{r_kesim} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_i C_u + C_d (L_1 + L_i)}} \quad (6.12)$$

$$Z_{iletim} = R_d + \frac{jw(L_i + L_2) - jw^3 L_i L_2 C_u}{(1 - w^2 L_i C_u)} \quad (6.13)$$

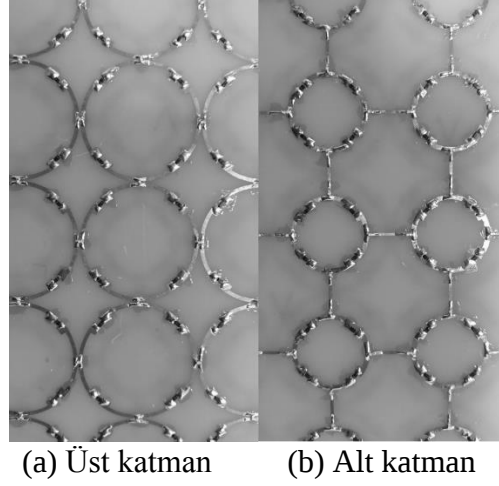
$$f_{r_iletim} = \frac{\sqrt{L_i + L_2}}{2\pi \sqrt{L_i L_2 C_u}} \quad (6.14)$$

PIN diyotlar benzetimlerde, kataloglarda verilen eşdeğer devre modelleri kullanılarak tanımlanmaktadır. Bununla birlikte, PIN diyotlara RF sinyali uygulandığında yük taşıyıcıları “P” ve “N” bölgelerinden ara “I-tabakasına” doğru hareket ederler ve iletim modunda diyot direncini, ters kutuplama modunda ise eşdeğer kapasite değerini düşürürler. Dolayısıyla, PIN diyotlarının ters kutuplama eşdeğer kapasite değeri, gelen RF işaretin frekans ve genliğine, PIN diyotun “I-bölgesi” genişliğine ve uygulanan ters kutuplama gerilim seviyesine bağlıdır [79].

Bu çalışmada, BAP 50-02 diyotun ters kutuplama (0V) eşdeğer kapasite değeri deneysel olarak hesaplanmıştır. Hedeflenen frekans bantlarında FSY'nin davranışı, 0dBm güce sahip elektromagnetik dalga ışıması altında ölçülmüştür. Benzetim ve ölçüm sonuçları karşılaştırılarak BAP 50-02 PIN diyotun ters kutuplama kapasitesi

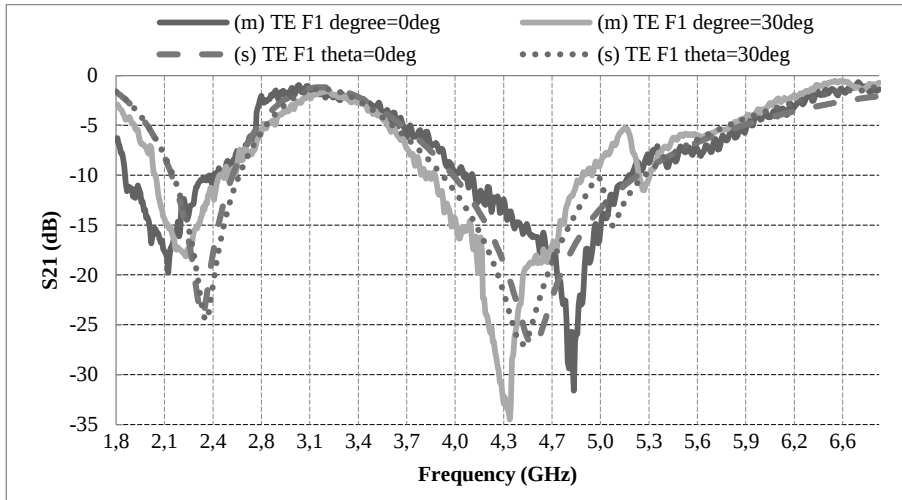
0,2 pF olarak belirlenmiş ve tasarımın benzetimi bu değere uygun olarak gerçekleştirilmiştir.

Baskısı gerçekleştirilen prototipin (Şekil 6.91) ölçümü Bölüm 5.3’de açıklanan laboratuvar koşullarında gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.92-6.99’de ölçüm ve benzetim sonuçları görülmektedir.

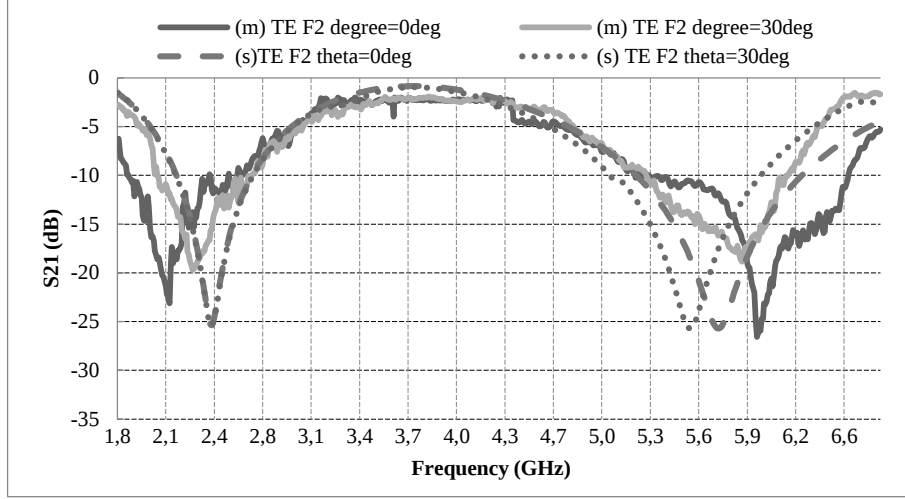


Şekil 6.91 : Prototip.

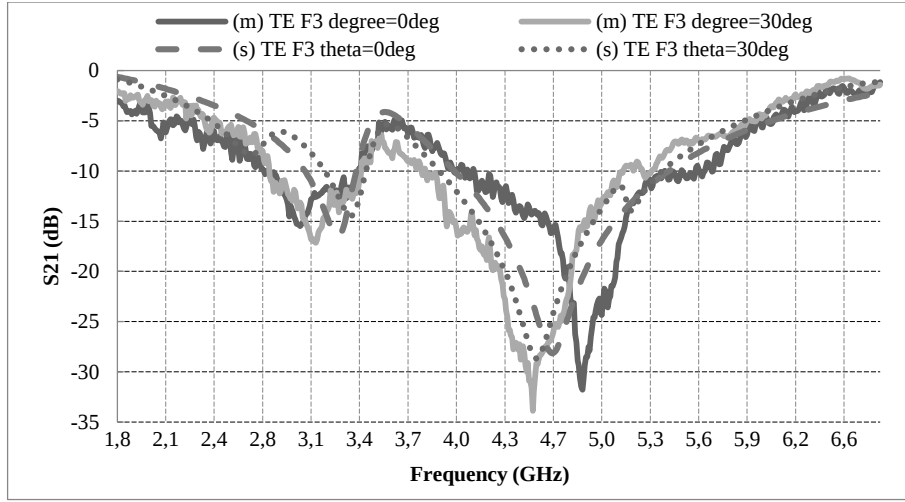
Gelen elektromagnetik dalga durdurma bantlarında minimum 18 dB zayıflatılırken, iletim bantlarında elde edilen zayıflama oranı 3 dB civarındadır.



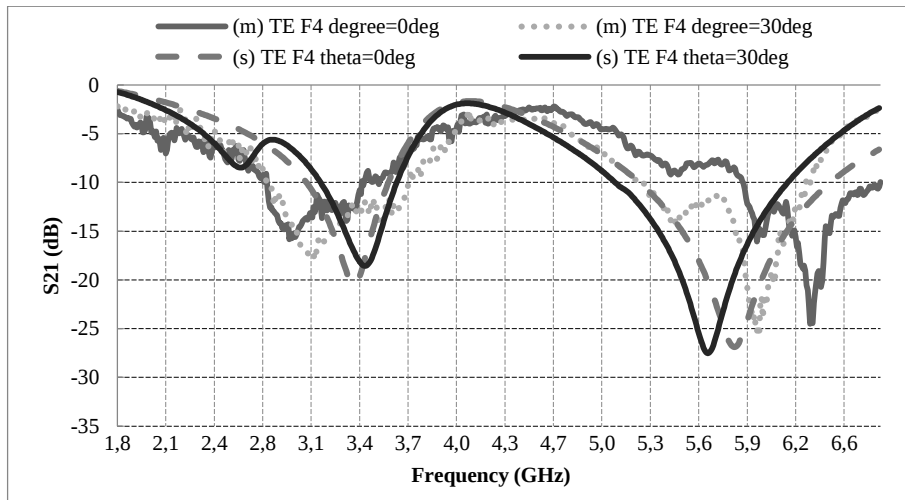
Şekil 6.92 : F1 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



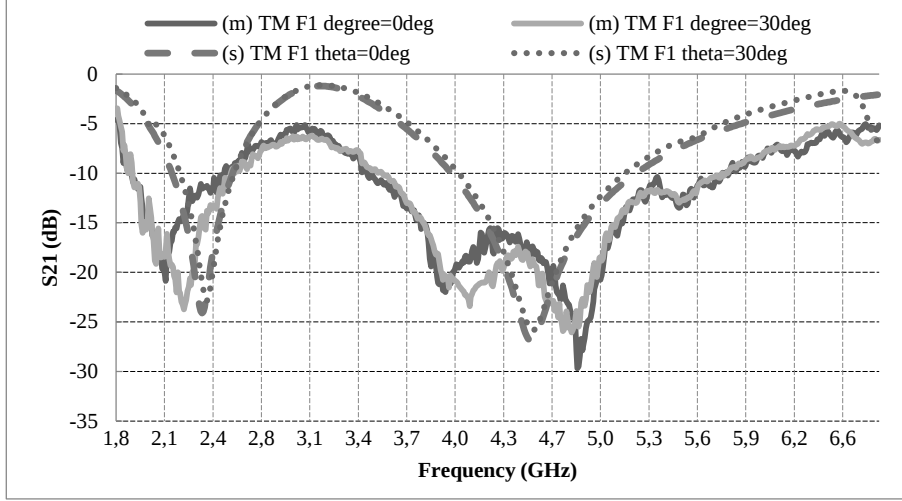
Şekil 6.93 : F2 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



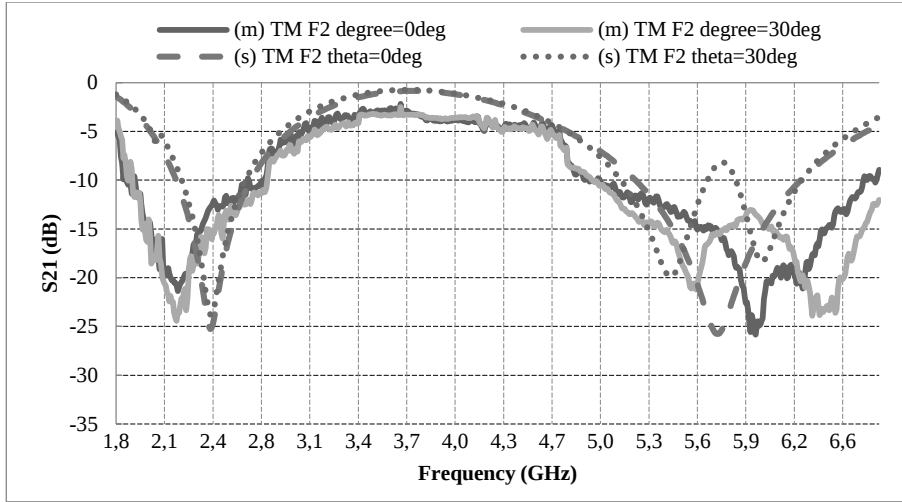
Şekil 6.94 : F3 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



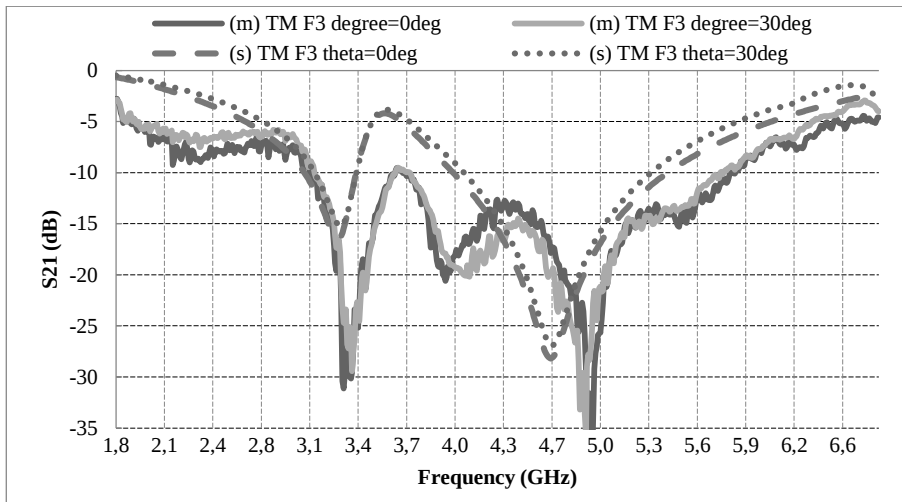
Şekil 6.95 : F4 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TE mod).



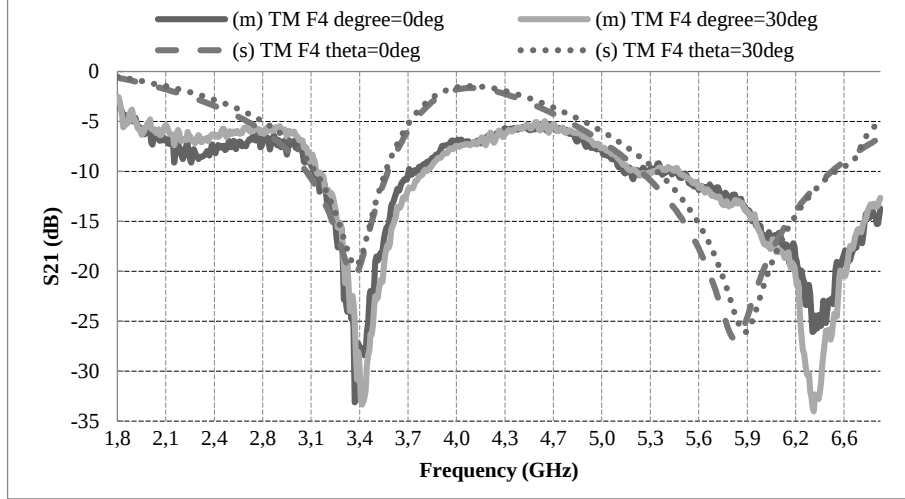
Şekil 6.96 : F1 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).



Şekil 6.97 : F2 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).



Şekil 6.98 : F3 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).



Şekil 6.99 : F4 modunda farklı “ θ ” değerleri için S_{21} frekans eğrileri (TM mod).

Ölçüm sonuçlarına göre 2.4 ve 5.8 GHz ISM bantlarının tez isterlerine uygun olarak kontrol edilebildiği görülmektedir. Rezonans frekanslarında kaymalar gözlenmiştir. Prototipin imalatında PIN diyot ve endüktans elemanların tasarımı belirlenen konumlara tam olarak yerleştirilememeleri, lehimleme hataları ve PIN diyotların ters kutuplama eşdeğer kapasite değerinin deneysel olarak belirlenmesindeki hata payı rezonans frekans kaymasının sebepleri arasında gösterilebilmektedir.

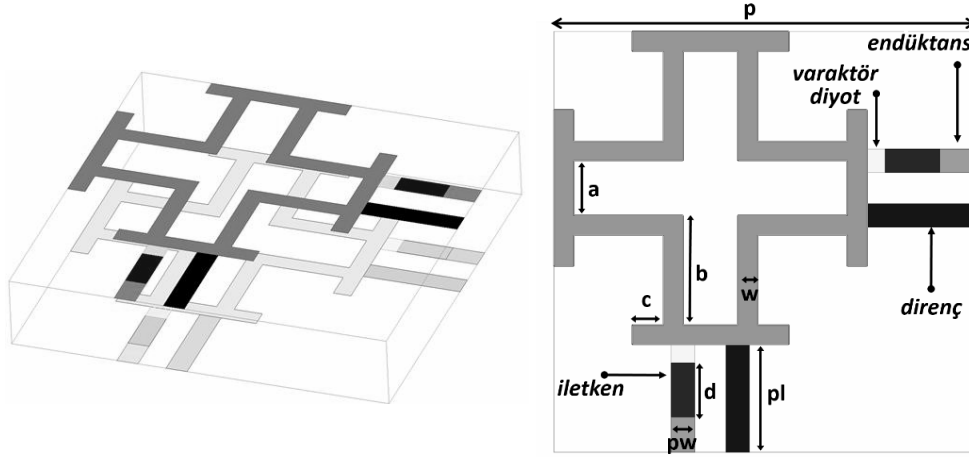
6.14 Tasarım 14: Dört Farklı Frekans Cevabına Sahip Ayarlanabilen Aktif FSY

Şekil 6.100’de varaktör diyotlar ile rezonans frekansı ayarlanabilen çift katmanlı aktif FSY geometrisi görülmektedir. Her iki katmandaki geometriler birebir aynıdır. Tek fark, üst katmanda 2nH, alt katmanda ise 18nH değerindeki endüktans elemanların kullanılmasıdır. FSY’in rezonans frekansını amaca uygun olarak değiştirebilmek için iletken geometriler birbirlerine varaktör diyotlar ile bağlanmışlardır. Endüktans elemanlar ise hem durdurma bant genişliğini daraltmak hem de rezonans frekansını istenilen bant seviyesine getirmek için kullanılmıştır.

Varaktör diyotlara ters kutuplama geriliminin eşit olarak uygulanabilmesi için 2 k Ω ’luk dirençler diyotlara paralel bağlanmışlardır. Akan akımın sınırlandırılması ve FSY’in frekans karakteristiğinin etkilenmemesi için direnç değeri yüksek bir değer olan 2 k Ω olarak seçilmiştir. Uygulanan ters kutuplama geriliminin değerine göre eşdeğer kapasitesi oldukça küçük değerler alan (0.19 pF - 0.025 pF) MACOM MAVR-011020-14110P varaktör diyot tasarımı kullanılmıştır. Önceki tasarımlarda (Tasarım 8 ve 9) karşılaşılan ve durdurma bantlarının çok geniş olması problemi fiyatı

oldukça pahalı, ancak eşdeğer kapasite değerleri oldukça küçük olan MACOM varaktör diyotun kullanılması ile büyük ölçüde giderilmiştir.

Bilindiği gibi seri RLC devrelerinde endüktans değerinin artması devrenin bant genişliğini daraltmaktadır. Bu bilginin ışığında, bu tasarımda, durdurma bantlarını daha da daraltabilmek için uygun değerli endüktanslar varaktör diyotlara seri bağlanmıştır.

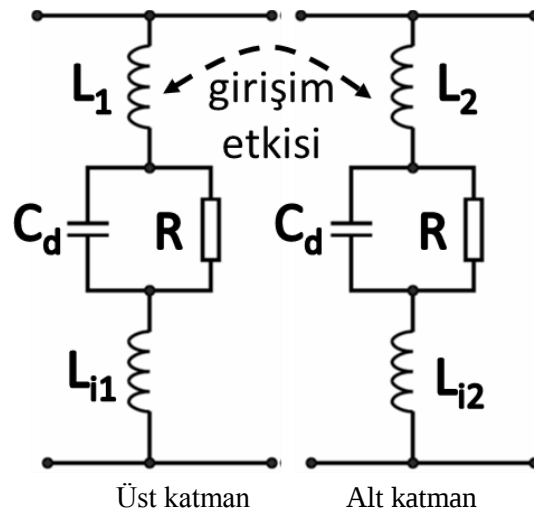


(a) Trimetrik görünüm

(b) Üstten görünüm

Şekil 6.100 : “Tasarım 14” aktif FSY geometrisi.

FSY’in eşdeğer devre modeli Şekil 6.101’de görülmektedir. Devre modelinde, her bir katmandaki iletken yolların eşdeğer endüktansları “ L_1 ve L_2 ” ile, varaktör diyotun uygulanan besleme gerilimine göre değişen eşdeğer kapasitesi “ C_d ” ile, paralel bağlanan $2k\Omega$ ’luk direnç “ R ” ile ve 18 ve 2nH’lik endüktanslar “ L_{i1} ve L_{i2} ” ile gösterilmişlerdir. Katmanlar arası girişim etkisi “ M ” ile ifade edilmiştir.



Şekil 6.101 : Eşdeğer devre modeli.

Yüksek değerli direncin rezonans frekansına olan etkisinin ihmal edilmesi durumunda FSY geometrisinin her bir katman için olan rezonans frekansı

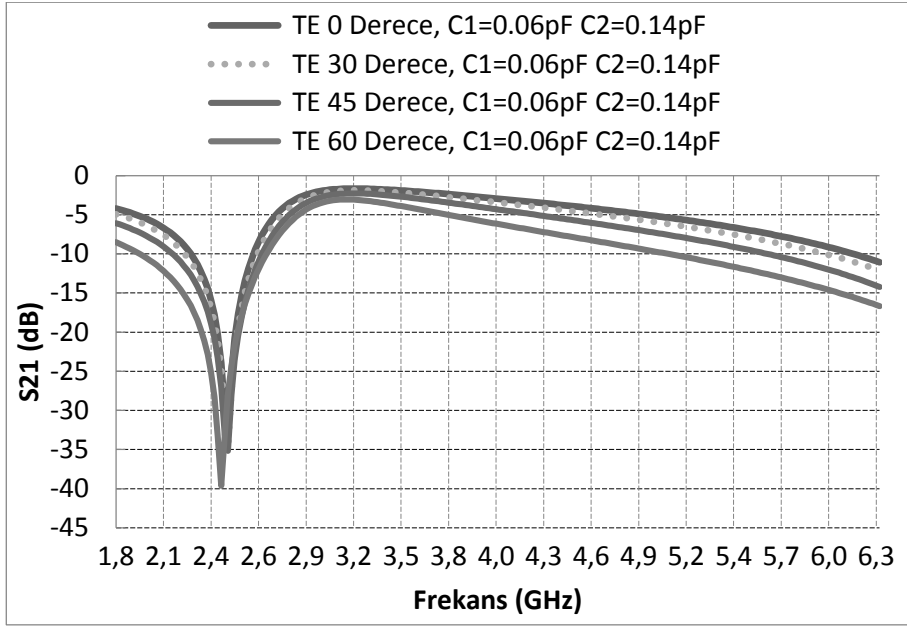
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{1,2}(L_{1,2} + L_{i1,i2} + M)}} \quad (6.15)$$

eşitliğini kullanarak hesaplanabilmektedir. Uygulanan besleme geriliminin değerine göre varaktör diyotun eşdeğer kapasitesi (C_1 ve C_2) farklı değerler alacak ve FSY'in rezonans frekansı (f_r) Eşitlik 6.15'e göre değişecektir.

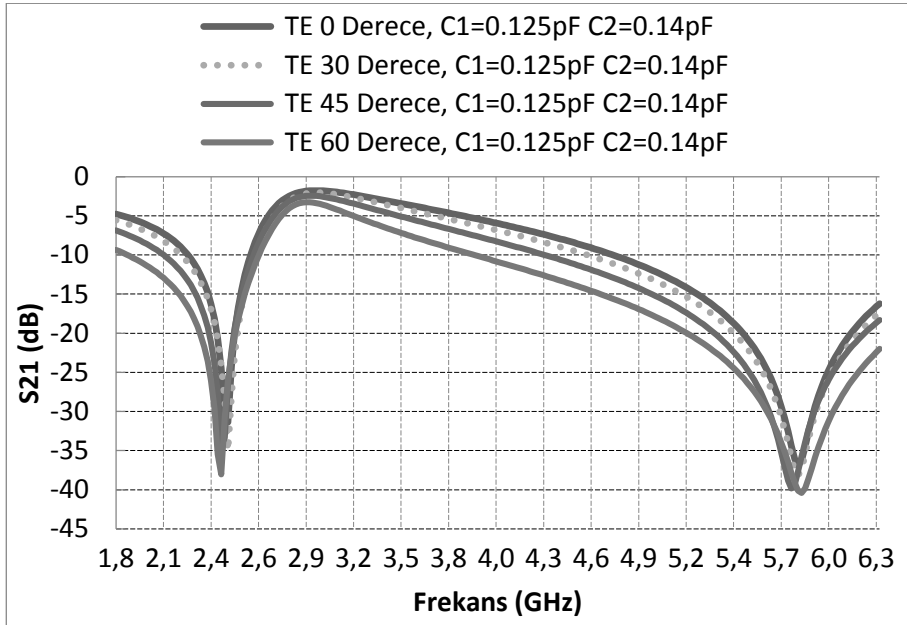
Tasarımda (Şekil 6.100) kalınlığı 1 mm (h), dielektrik sabiti 4.54 ve kayıp tanjant değeri 0.02 olan FR4 dielektrik tabaka tasarımda kullanılmıştır. FSY benzetimi ve eniyilemesi Ansoft HFSS programı kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen diğer parametre değerlerine (mm) göre $p=5.38$, $a=0.7$, $b=1.4$, $c=0.4$, $d=0.7$, $w=0.25$, $pl=1.38$ ve $pw=0.3$ 'dir. C_1 ile 5.8 GHz ISM bandı, C_2 ile de 2.4 GHz ISM bandı kontrol edilmektedir (Çizelge 6.8). Durdurma modları (F1-F4) için elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.102–109'de görülmektedir.

Çizelge 6.8 : FSY'in dört farklı frekans karakteristiği.

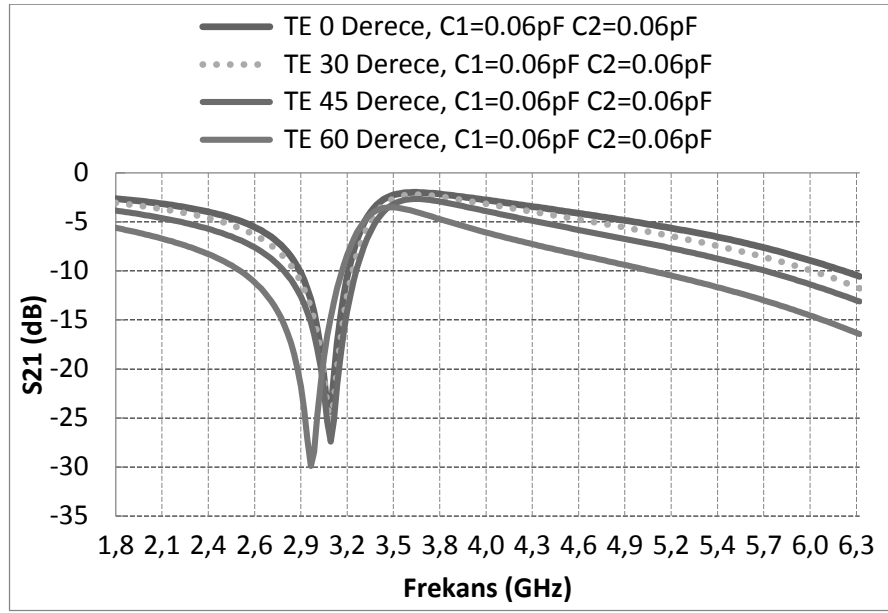
Mod	Üst Katman	Alt Katman	Durum
F1	$C_1=0.06\text{pF}$	$C_2=0.14\text{pF}$	2.4 GHz durduruluyor, 5.8 GHz iletiliyor
F2	$C_1=0.125\text{pF}$	$C_2=0.14\text{pF}$	2.4 GHz ve 5.8 GHz durduruluyor
F3	$C_1=0.06\text{pF}$	$C_2=0.06\text{pF}$	2.4 GHz ve 5.8 GHz iletiliyor
F4	$C_1=0.125$	$C_2=0.06\text{pF}$	2.4 GHz iletiliyor, 5.8 GHz durduruluyor



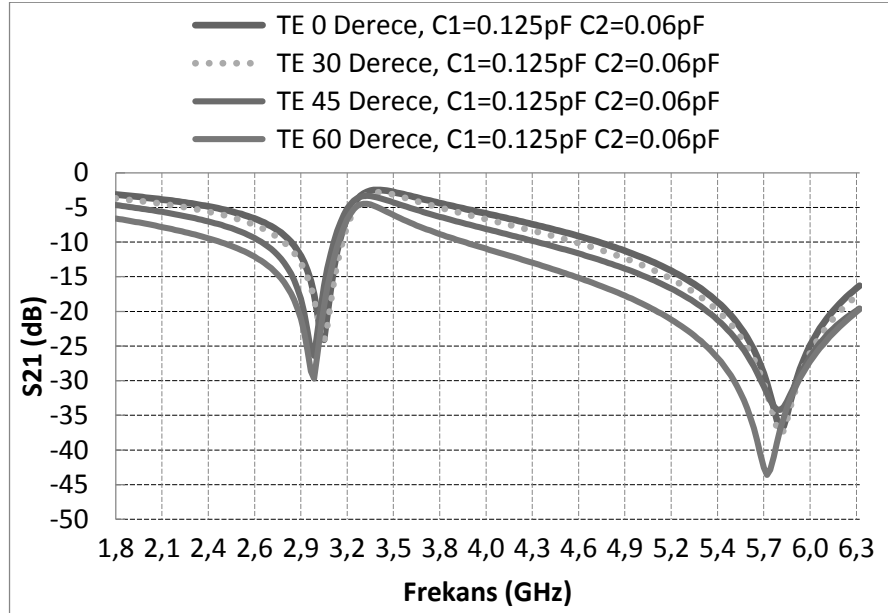
Şekil 6.102 : F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



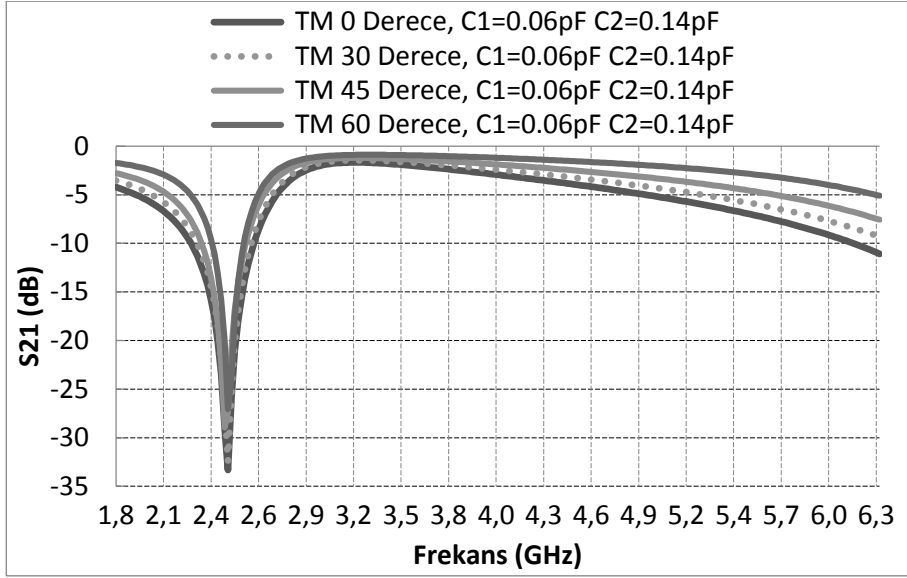
Şekil 6.103 : F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



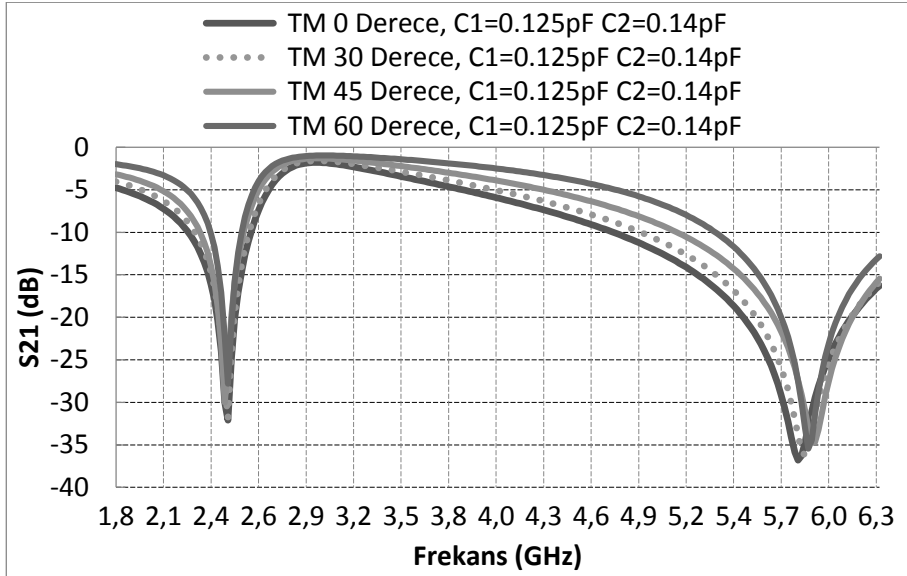
Şekil 6.104 : F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



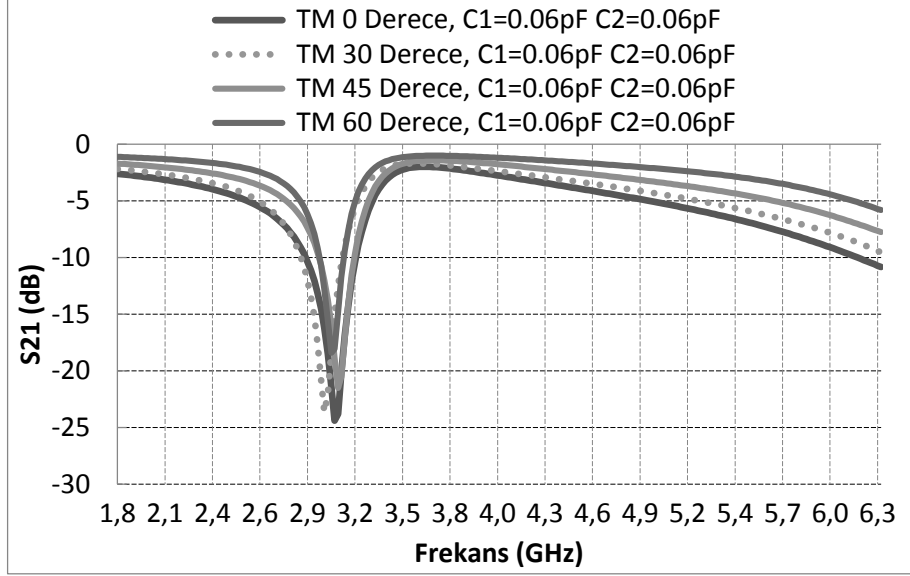
Şekil 6.105 : F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TE mod, $\theta=30^\circ$).



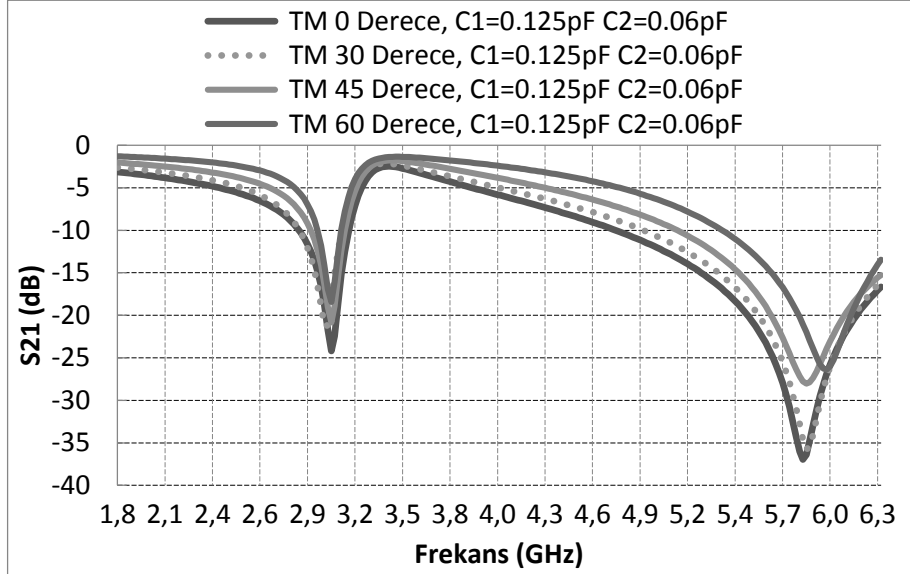
Şekil 6.106 : F1 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).



Şekil 6.107 : F2 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).



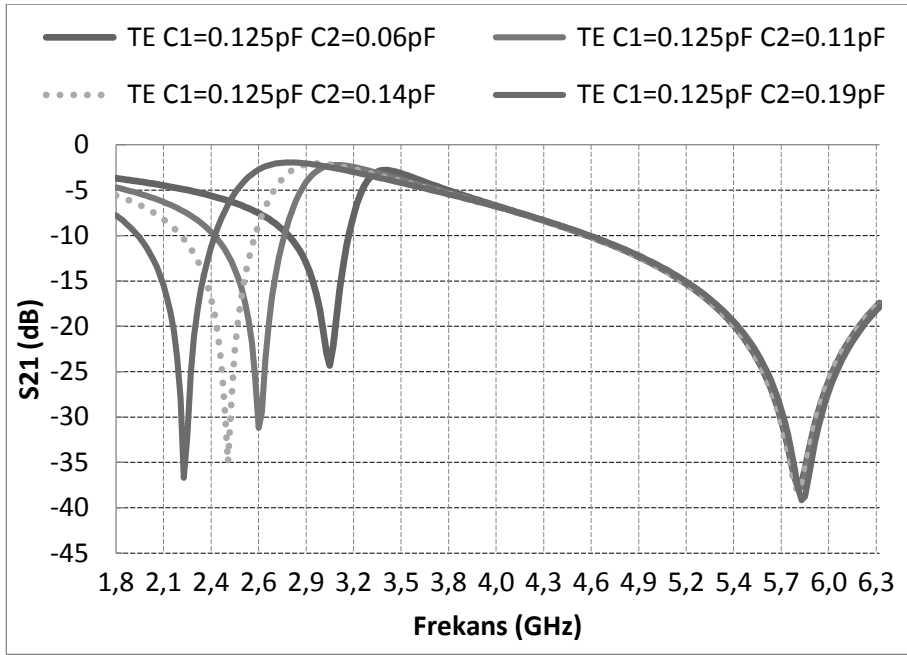
Şekil 6.108 : F3 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).



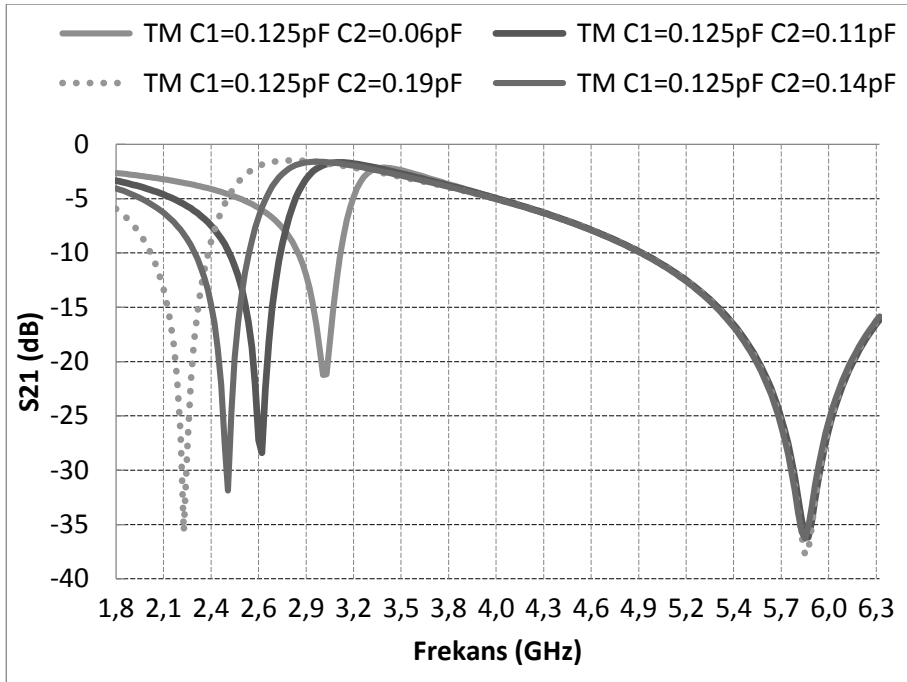
Şekil 6.109 : F4 modu farklı “ θ ” değerleri için S_{21} eğrileri (TM mod, $\theta=30^\circ$).

Elde edilen sonuçlara göre hedeflenen frekans bantları (2.4 ve 5.8 GHz) 60 derecelik geliş açısına kadar minimum 25 dB söndürülmektedir. Söndürme bandı dışında gelen elektromagnetik dalgalar ise maksimum 7 dB zayıflamaya uğramaktadır.

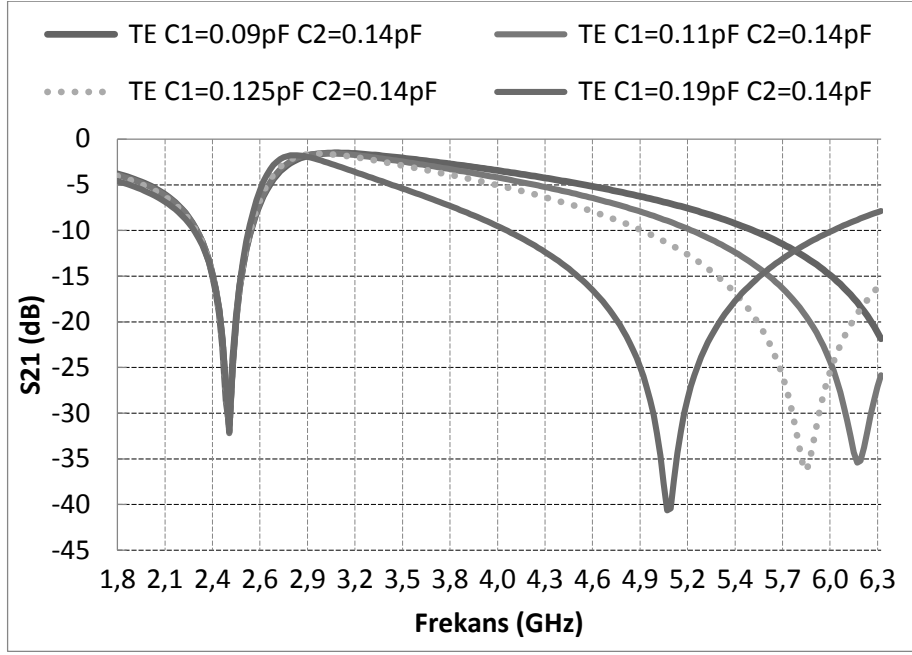
Şekil 6.110-6.113’de görüldüğü gibi, C1 ve C2 kapasite değerleri değiştirilerek alt durdurma bandının rezonansı 2.2-3 GHz frekansları arasında, üst durdurma bandının rezonansı da 5-6.3 GHz frekansları arasında ayrı ayrı ayarlanabilmektedir. Benzetim sonuçlarından açıkça görülebileceği gibi bu tasarımda katmanlar arası girişim etkisi minimuma çekilmiştir. Her bir durdurma bandının rezonans frekansı diğer durdurma bandını etkilemeden ayarlanabilmektedir.



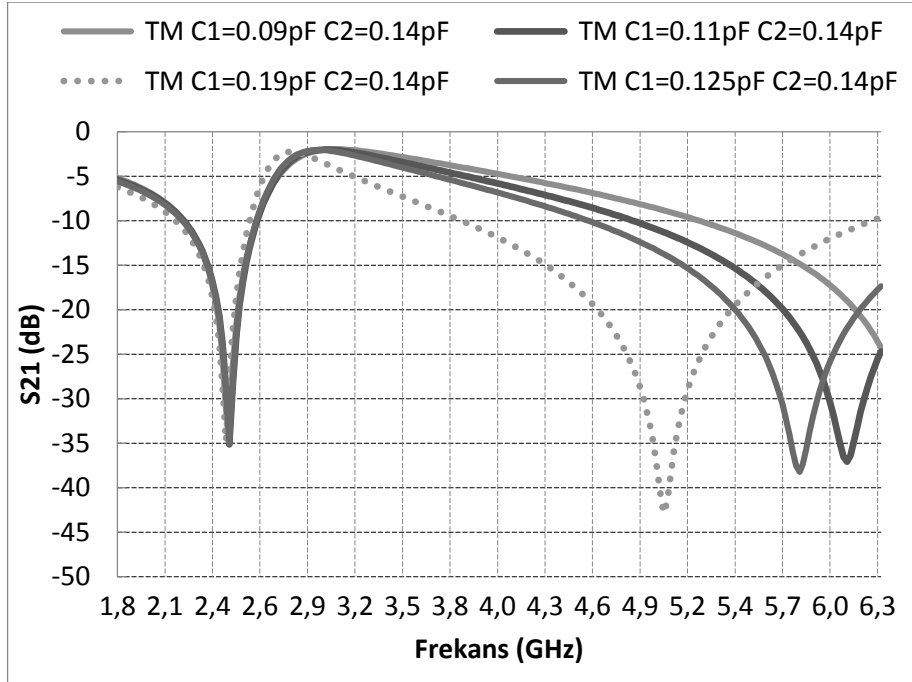
Şekil 6.110 : Farklı C_2 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_1=0.125 \text{ pF}$, TE mod, $\theta=30^\circ$).



Şekil 6.111 : Farklı C_2 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_1=0.125 \text{ pF}$, TM mod, $\theta=30^\circ$).



Şekil 6.112 : Farklı C_1 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_2 = 0.14 \text{ pF}$, TE mod, $\theta = 30^\circ$).



Şekil 6.113 : Farklı C_1 değerleri için S_{21} eğrileri ($C_2 = 0.14 \text{ pF}$, TM mod, $\theta = 30^\circ$).

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Tez çalışmasında 2.4 GHz ve 5.8 GHz ISM serbest frekans bantlarında karşılaşılan girişim ve güvenlik problemlerine çözüm olabilmesi için yansıma ve iletim özellikleri amaca uygun değiştirilebilen yapısal yüzey malzemesi tasarımları gerçekleştirilmiştir.

Birden fazla durdurma bandına sahip FSY tasarımlarında, birim hücrede bulunan ve durdurma bantlarını belirleyen geometriler arasındaki girişim eniyileme aşamasını zorlaştırmakta, hatta zaman zaman başarısız olmasına bile yol açabilmektedir. Sorunun çözümü için tez çalışmalarında üç farklı öneri getirilmiştir. Böylece, çok bantlı FSY tasarımları için gereken süreler oldukça kısaltılabilmektedir.

2.4 GHz ve 5.8 GHz frekans ISM bant frekanslarındaki elektromagnetik dalgaların isteğe bağlı olarak durdurulabilmesi veya geçirilebilmesi için FSY geometrilerinin içine varaktör veya PIN diyotlar yerleştirilmiştir. Yüzeylerin durdurma bantlarının dışındaki zayıflama seviyelerinin aşağı çekilebilmesi için anahtarlama ve kaydırma performanslarının artırılabilmesi gerekmektedir. Bu konu tez çalışmalarında yoğun olarak çalışılmış ve sonuç olarak yeni bir tasarım önerisi getirilmiştir. Öneriye göre diyotlar periyodik iletken geometriler üzerinde yük yoğunluğunun veya indüklenen akımların değerlerinin maksimum olduğu konumlara yerleştirilmelidirler.

Aktif FSY tasarımlarında her bir bandın iletim veya durdurma modları arasında değiştirilmesi diğer bandın frekans davranışını olumsuz olarak etkilemektedir. Karşılaşılan bu problem çift bantlı pasif FSY geometrileri tasarımlarında geliştirilen ve durdurma bantlarının birbirlerine olan etkisini minimuma indirgeyen yöntemler kullanılması ile çözülmüştür.

Aktif FSY tasarımlarında rezonans frekansının oldukça geniş bir frekans aralığında (2.4 GHz – 5.8 GHz) kaydırılabilmesi hedeflenmiştir. Varaktör diyotların yüksek eşdeğer kapasite değerleri durdurma bant genişliğini oldukça artırarak hedeflenen ISM bantlarının dışında da zayıflama oranlarını yüksek değerlere çekmiştir. Varaktör diyotlarda eşdeğer kapasite değerleri düştükçe elemanların lehim boyutları oldukça küçülmekte ve fiyatlar da oldukça artmaktadır. Bu durum aktif FSY prototip maliyetlerini oldukça yüksek değerlere çıkarmaktadır. Tez çalışmalarında, varaktör

diyotları seri endüktans elemanların bağlanması ile durdurma bantları oldukça daraltılabilmektedir. Ancak, oldukça küçülen birim hücre boyutları tasarım maliyetlerini arttırmaktadır.

Tez süresince gerçekleştirilen çalışmalar ile ortaya konan beş adet çalışma ilgili dergilere yayınlanmak üzere gönderilmiş, dört tanesi kabul almış diğer iki tanesinin hakem süreçleri devam etmektedir. İki yeni çalışma gönderilmek üzere dergilere hazırlanmaktadır. Konu ile ilgili konferanslara da katılım sağlanarak dört farklı çalışma buralarda anlatılmıştır.

7.1 Tasarımların karşılaştırılması

Tez çalışmalarında 2.4 GHz (2.4–2.4835 GHz) ve 5.8 GHz (5.725–5.850 GHz) ISM bantlarındaki iletimin amaca uygun olarak kontrol edilebilmesi hedeflenmiştir. Bu amaç doğrultusunda gerçekleştirilen tasarımlar aşağıda karşılaştırılmıştır:

Çizelge 7.1’de tez çalışmalarında gerçekleştirilen pasif FSY tasarımları (T1, T4-T7) karşılaştırılmıştır. Çizelgenin (1) numaralı sütununda, elektromagnetik dalganın 0-30 derecelik geliş açıları için FSY’lerin rezonans frekansındaki kaymanın ilgili ISM bandının (2.4 GHz veya 5.8 GHz) merkez frekansına oranı hesaplanarak yüzeylerin açılı kararlılıkları kıyaslanmıştır. (2) numaralı sütunlarda ise sırası ile iletim katsayısı (S_{21}) değerinin ISM bantlarının yüzde kaçında 20dB zayıflama elde edildiğini gösterilmektedir. (3) numaralı sütunda ise ISM bantlarının merkez frekanslarında elde edilen iletim katsayısı değerleri verilmektedir. ISM frekans bantları için yapılan tasarımlarda içinde “T4” tasarımı ile en iyi değerlerin elde edildiği Çizelge 7.1’de görülmektedir.

Çizelge 7.1 : FSY tasarımlarının (T1, T4-T7) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^\circ$).

	(1) $\Delta f/f_r$, $\Theta=0^\circ-30^\circ$		(2) $S_{21} < -20\text{dB}$		(3) S_{21} (dB)	
GHz	2.45	5.8	2.45	5.8	2.45	5.8
T1	0,0180	-	96%	-	-30,00	-
T4	0,0081	0,0034	100%	100%	-33,40	-27,93
T5	0,0041	0,0138	100%	33%	-36,11	-17,00
T6	0,0082	0,0103	100%	100%	-36,00	-22,00
T7	0,0245	0,0121	100%	100%	-43,58	-29,90

Çizelge 7.2’de ise GSM frekans bantlarını durduran pasif FSY tasarımları (T2-T3) karşılaştırılmıştır. Üç katmanlı “T2” tasarımı ile tek katmanlı “T3” tasarımına göre

hem daha kararlı bir frekans davranışı hem de daha yüksek zayıflama değerleri elde edilmiştir. Ancak tek katmanlı “T3” tasarımının imalat maliyetleri çok daha düşüktür.

Çizelge 7.2 : FSY tasarımlarının (T2-T3) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=45^0$).

GHz	(1) $\Delta f/f_r$, $\Theta=0^0-45^0$			(2) $S_{21}<-20\text{dB}$			(3) S_{21} (dB)		
	0.9	1.8	2.1	0.9	1.8	2.1	0.9	1.8	2.1
T2	0,022	0,016	0,004	100%	100%	100%	-38,81	-33,22	-29,29
T3	0,041	0,013	0,026	100%	100%	0%	-20,01	-30,62	-18,6

Çizelge 7.3 ve 7.4’de ise tez çalışmalarında gerçekleştirilen aktif FSY tasarımları (T8-T14) kıyaslanmaktadır. Çizelgen 7.3’ün (3) numaralı sütununda aktif FSY’lerin ISM bantlarının merkez frekanslarında elde edilen iletim katsayısı değerleri durdurma ve iletim modları (durdurma modu; iletim modu) için verilmektedir. Durdurma modunda elde edilen zayıflama değerlerinin yüksek olması iletim modunda ise düşük olması istenmektedir.

Çizelge 7.3 : FSY tasarımlarının (T8-T14) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^0$).

GHz	(1) $\Delta f/f_r$, $\Theta=0^0-30^0$		(2) $S_{21}<-20\text{dB}$		(3) S_{21} (dB) (On, OFF)	
	2.45	5.8	2.45	5.8	2.45	5.8
T8	0,02	0,01	100%	100%	-55,6;-12,8	-36,0;-10,9
T9	0,11	0,03	100%	100%	-53,5;-8,57	-31,1; -4,09
T10	0,01	-	100%	100%	-26,1; -3,5	-
T11	0,01	-	100%	100%	-39,4; -3,8	-
T12	0,02	0,01	100%	100%	<-18; >-2	<-19 ; >-4
T13	0,01	0,03	60%	38%	<-22;>-5	<-18; >-10
T14	0,001	0,003	100%	100%	<-32;>-5	<-35;> -9

Çizelge 7.4’ün (1) numaralı sütununda aktif FSY tasarımlarının birim hücrelerindeki toplu parametrelili elemanların sayısı verilmektedir. (2) numaralı sütunda aktif FSY tasarımlarının rezonans frekansındaki kaydırma veya anahtarlama değerleri görülmektedir. (3) numaralı sütunda ise aktif tasarımların tipleri (anahtarlama veya kaydırmalı) belirtilmektedir. Çizelgede “R”, “L”, “K”, “P”, “VD” ve “f_r” ile sırasıyla direnç, endüktans, kapasite, PIN diyot, varaktör diyot elemanlar ve rezonans frekansı ifade edilmektedir.

Çizelge 7.4 : FSY tasarımlarının (T8-T14) karşılaştırılması (TE mod, $\Theta=30^\circ$).

	(1) Aktif Eleman Sayısı	(2) Rezonans Frekansı Değişimi (GHz)		(3) Tip
		2.4GHz	5.8GHz	
T8	2VD, 2R	$2,45 < f_r < 5.80$		Kaydırılabilen
T9	2VD, 2R	$2,22 < f_r < 5.94$		Kaydırılabilen
T10	8P, 2L, 8R	1,68	-	Anahtarlanabilen
T11	2R, 2K, 4P	2,20	-	Anahtarlanabilen
T12	8P, 5L	1,18	1,02	Anahtarlanabilen
T13	8L, 8P, 8R	0,52	0,80	Anahtarlanabilen
T14	4VD, 4R, 4L	0,86	1,40	Anahtarlanabilen

Aktif “T9” FSY tasarımı durdurma modunda gelen elektromagnetik dalgayı yüksek oranda durdurmakta ve iletim modunda ise düşük bir zayıflatma değeri ile geçirmektedir. En az sayıda toplu parametrelili elemanın kullanılması ile de düşük maliyetli bir tasarım olarak ön plana çıkmaktadır

7.2 Çalışmanın Uygulama Alanı

Günümüzde kablosuz haberleşme teknolojileri baş döndürücü bir hızla gelişmektedir. Bu gelişme kablosuz haberleşmeyi günlük hayatımızın vazgeçilmez bir unsuru haline getirmiştir. Frekans bantları sınırlı bir kaynak olması dolayısıyla çok verimli bir biçimde kullanılmalı ve yönetilebilmelidir. Bu aşama dinamik olarak frekans karakteristiği değiştirilebilen FSY’ler çok kullanışlı bir araç olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bina içi kablosuz haberleşmeleri dinamik olarak yönetebilmek için frekans karakteristikleri amaca uygun değiştirilebilen FSY tasarımlarına, gelişmiş işaret işleme algoritmalarına ve frekans karakteristikleri yönetilebilen gelişmiş antenlere ihtiyaç her geçen gün artmaktadır. Savunma sanayi elektronik harp uygulamalarında, farklı ışıma desenleri ve frekanslarına sahip anten tasarımlarında, frekans karakteristiği kontrol edilebilen yüzeylere olan ihtiyaç her geçen gün artmaktadır.

Tez çalışmalarında elde edilen bilgi birikimi ile sanayiden gelebilecek ihtiyaçlara uygun olarak frekans karakteristiği yönetilebilen yüzeylerin tasarımlarının gerçekleştirilebileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **I.-. Vikipedi.** ISM - Vikipedi. Retrieved 15 Şubat, 2017
- [2] **B. A. Munk.** (2000). *Frequency Selective Surfaces - Theory and Design*. New York: John Wiley and Sons. Inc.
- [3] **T.K.Wu.** (1995). *Frequency Selective Surface and Grid Array*: Wiley Interscience Publication.
- [4] **B. A. Munk.** (2003). *Finite antenna arrays and FSS*: John Wiley & Sons.
- [5] **M. De Cos, Y. Alvarez and F. Las-Heras.** (2011). Novel broadband artificial magnetic conductor with hexagonal unit cell. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 10, 615-618.
- [6] **G. I. Kiani, K. L. Ford, K. P. Esselle, A. R. Weily and C. J. Panagamuwa.** (2007). Oblique incidence performance of a novel frequency selective surface absorber. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(10), 2931-2934.
- [7] **H.-T. Liu, H.-F. Cheng, Z.-Y. Chu and D.-Y. Zhang.** (2007). Absorbing properties of frequency selective surface absorbers with cross-shaped resistive patches. *Materials & design*, 28(7), 2166-2171.
- [8] **M. Kartal and B. Döken.** (2016). A new frequency selective absorber surface at the unlicensed 2.4- GHz ISM band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 58(10), 2351-2358.
- [9] **D. Singh, A. Kumar, S. Meena and V. Agarwala.** (2012). Analysis of frequency selective surfaces for radar absorbing materials. *Progress In Electromagnetics Research B*, 38, 297-314.
- [10] **Y. Rahmat-Samii and A. N. Tulintseff.** (1993). Diffraction analysis of frequency selective reflector antennas. *IEEE transactions on antennas and propagation*, 41(4), 476-487.
- [11] **L. Derek and K. Sowerby.** (2005). *Shielding strategies for interference mitigation in indoor wireless communications with frequency selective surfaces*. Paper presented at the Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, Washington D.C.
- [12] **L. Y. Seng, M. F. A. Malek, W. F. Hoon, L. W. Leong, N. Saudin, L. Mohamed, N. A. M. Affendi and A. binti Ali.** (2012). *Frequency selective surface for enhance WLAN applications*. Paper presented at the Wireless Technology and Applications (ISWTA), 2012 IEEE Symposium on.
- [13] **F. C. G. da Silva Segundo and A. L. P. S. Campos.** (2015). Compact frequency selective surface with dual band response for WLAN applications.

Microwave and Optical Technology Letters, 57(2), 265-268. doi: 10.1002/mop.28830

- [14] **D. Ferreira, I. Cuinas, R. F. S. Caldeirinha and T. R. Fernandes.** (2016). Dual-band single-layer quarter ring frequency selective surface for Wi-Fi applications. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*, 10(4), 435-441. doi: 10.1049/iet-map.2015.0641
- [15] **G. H. Sung, K. Sowerby and A. Williamson.** (2006). Modeling a low-cost frequency selective wall for wireless-friendly indoor environments. *Antennas and Wireless Propagation Letters*, 5(1), 311-314. doi: 10.1109/lawp.2006.878899
- [16] **R. Natarajan, M. Kanagasabai, S. Baisakhiya, R. Sivasamy, S. Palaniswamy and J. K. Pakkathillam.** (2013). A compact frequency selective surface with stable response for WLAN applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 718-720. doi: 10.1109/Lawp.2013.2264837
- [17] **A. Niembro-Martin, F. De Barros, G. Eymin-Petot-Tourtollet, P. Lemaitre-Auger, E. Pistono and T.-P. Vuong.** (2015). Metapaper: A frequency selective surface wallpaper for the attenuation of Wi-Fi signals. *2015 45th European Microwave Conference (Eumc)*, 466-469. doi: 10.1109/EuMC.2015.7345801
- [18] **M. Philippakis, C. Martel, D. Kemp, R. Allan, M. Clift, S. Massey, S. Appleton, W. Damerell, C. Burton and E. Parker.** (2004). Application of FSS structures to selectively control the propagation of signals into and out of buildings. *Ofcom ref. AY4464A*.
- [19] **M. Raptopoulos, F. A. Chaudhry and S. Stavrou.** (2006). Radio propagation in frequency selective buildings. *European Transactions on Telecommunications*, 17(3), 407-413. doi: 10.1002/ett.1127
- [20] **M. Raptopoulos and S. Stavrou.** (2011). Frequency selective buildings through frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 59(8), 2998-3005. doi: 10.1109/tap.2011.2158779
- [21] **A. Ray, M. Kahar, S. Biswas, D. Sarkar and P. P. Sarkar.** (2012). A dual tuned complementary structure frequency selective surface for WLAN applications. *Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*, 11(1), 144-153.
- [22] **J. Roberts, K. L. Ford and J. M. Rigelsford.** (2016). Secure electromagnetic buildings using slow phase-switching frequency-selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 64(1), 251-261. doi: 10.1109/tap.2015.2499773
- [23] **G. H. H. Sung, K. W. Sowerby, M. J. Neve and A. G. Williamson.** (2006). A frequency-selective wall for interference reduction in wireless indoor environments. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 48(5), 29-37. doi: 10.1109/Map.2006.277152
- [24] **I. Ullah, D. Habibi, Z. Xiaoli and G. Kiani.** (2011). Design of RF/Microwave efficient buildings using frequency selective surface. *2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio*

- [25] **M. Yan, S. Qu, J. Wang, J. Zhang, H. Zhou, H. Chen and L. Zheng.** (2014). A miniaturized dual-band FSS with stable resonance frequencies of 2.4 GHz/5 GHz for WLAN applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 13, 895-898. doi: 10.1109/Lawp.2014.2320931
- [26] **H.-H. Sung.** (2006). *Frequency selective wallpaper for mitigating indoor wireless interference*. ResearchSpace@ Auckland.
- [27] **G. I. Kiani, A. Karlsson, L. Olsson and K. P. Esselle.** (2007). *Glass characterization for designing frequency selective surfaces to improve transmission through energy saving glass windows*. Paper presented at the Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific.
- [28] **A. Tennant, W. Hurley and T. Dias.** (2012). Experimental knitted, textile frequency selective surfaces. *Electronics letters*, 48(22), 1386-1388.
- [29] **F. Costa, A. Monorchio and G. Manara.** (2009). *An equivalent circuit model of frequency selective surfaces embedded within dielectric layers*. Paper presented at the Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE.
- [30] **F. E. Kent, B. Doken and M. Kartal.** (2010). *A new equivalent circuit based FSS design method by using Genetic Algorithm*. Paper presented at the 2nd International Conference on Engineering Optimization, ENG OPT2010, Portugal.
- [31] **S. i. K. Kihun Chang, Young Joong Yoon.** (2008). *Equivalent circuit modeling of active frequency selective surfaces*. Paper presented at the Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE, Orlando Florida.
- [32] **C. K. Lee and R. Langley.** (1985). *Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence*. Paper presented at the IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation).
- [33] **E. Parker.** (1991). *The gentleman's guide to frequency selective surfaces*. Paper presented at the 17th QMW Antenna symposium.
- [34] **R. J. Langley and E. A. Parker.** (1982). Equivalent circuit model for arrays of square loops. *Electronics Letters*, 18(7), 294-296.
- [35] **A. E. Yilmaz and M. Kuzuoglu.** (2009). Design of the square loop frequency selective surfaces with particle swarm optimization via the equivalent circuit model. *Radioengineering*, 18(2), 95-102.
- [36] **I. Bardi, R. Remski, D. Perry and Z. Cendes.** (2002). Plane wave scattering from frequency-selective surfaces by the finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 38(2), 641-644.
- [37] **P. Callaghan, E. A. Parker and R. J. Langley.** (1991). *Influence of supporting dielectric layers on the transmission properties of frequency selective surfaces*. Paper presented at the IEE Proceedings H-Microwaves, Antennas and Propagation.
- [38] **D. C. Kohlgraf.** (2005). *Design and Testing of a Frequency Selective Surface (FSS) Based Wide-Band Multiple Antenna System A Thesis*. Citeseer.

- [39] **E. A. Parker.** (1991). *Convoluted array elements and reduced size unit cells for frequency-selective surfaces*. Paper presented at the IEE Proceedings H (Microwaves, Antennas and Propagation).
- [40] **C.-N. Chiu and W.-Y. Wang.** (2013). A Dual-Frequency Miniaturized-Element FSS With Closely Located Resonances. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 163-165. doi: 10.1109/lawp.2013.2245092
- [41] **X.-D. Hu, X.-L. Zhou, L.-S. Wu, L. Zhou and W.-Y. Yin.** (2009). A miniaturized dual-band frequency selective surface (FSS) with closed loop and its complementary pattern. *IEEE Antennas and Wireless propagation letters*, 8, 1374-1377. doi: 10.1109/LAWP.2009.2039110
- [42] **B. Q. Lin, S. h. Zhao, X. y. Da, Y. w. Fang, J. j. Ma and Z. H. Zhu.** (2015). Design of a miniaturized- element frequency selective surface. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(11), 2572-2576. doi: 10.1002/mop.29395
- [43] **F. C. G. d. S. Segundo and A. L. P. S. Campos.** (2015). Compact frequency selective surface with dual band response for WLAN applications. *Microwave and Optical Technology Letters*, 57(2), 265–268. doi: 10.1002/mop.28830
- [44] **R. R. Xu, Z. Y. Zong and W. Wu.** (2009). Low-frequency miniaturized dual-band frequency selective surfaces with close band spacing. *Microwave Optical Technologi Letters*, 51(5), 1238-1240.
- [45] **J.-Y. Xue, S.-X. Gong, P.-F. Zhang, W. Wang and F.-F. Zhang.** (2010). A new miniaturized fractal frequency selective surface with excellent angular stability. *Progress In Electromagnetics Research Letters*, 13, 131-138.
- [46] **M. Yan, S. Qu, J. Wang, A. Zhang, L. Zheng, Y. Pang and H. Zhou.** (2015). A miniaturized dual-band FSS with second-order response and large band separation. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 1602-1605. doi: 10.1109/lawp.2015.2413942
- [47] **M. Al-Joumayly and N. Behdad.** (2009). A new technique for design of low-profile, second-order, bandpass frequency selective surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 57(2), 452-459.
- [48] **N. Behdad and M. A. Al-Joumayly.** (2010). A generalized synthesis procedure for low-profile, frequency selective surfaces with odd-order bandpass responses. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 58(7), 2460-2464.
- [49] **S. Barbagallo, A. Monorchio and G. Manara.** (2006). Small periodicity FSS screens with enhanced bandwidth performance. *Electronics Letters*, 42(7), 382-384.
- [50] **B. Doken and M. Kartal.** (2016). Triple band frequency selective surface design for global system for mobile communication systems. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*, 10(11), 1154-1158. doi: 10.1049/iet-map.2016.0021
- [51] **B. Rahmati and H. R. Hassani.** (2015). Multiband Metallic Frequency Selective Surface With Wide Range of Band Ratio. *IEEE Transactions on*

Antennas and Propagation, 63(8), 3747-3753. doi: 10.1109/tap.2015.2438340

- [52] **F.-C. Huang, C.-N. Chiu, T.-L. Wu and Y.-P. Chiou.** (2015). Very closely located dual-band frequency selective surfaces via identical resonant elements. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 14, 414-417. doi: 10.1109/lawp.2014.2366096
- [53] **M. R. Chaharmir, J. Shaker and H. Legay.** (2010). Dual-band Ka/X reflectarray with broadband loop elements. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 4(2), 225. doi: 10.1049/iet-map.2008.0369
- [54] **X. R. Rong, Z. H. Cheng, Z. Z. Yuan and W. Wen.** (2008). *Design of multiband frequency selective surface using fractal elements*. Paper presented at the Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific.
- [55] **T. George, W. R. Buchwald, M. S. Islam, J. Hendrickson, J. W. Cleary, A. K. Dutta and J. Guo.** (2013). Active frequency selective surfaces. 8725, 87250A. doi: 10.1117/12.2016081
- [56] **S. N. Azemi, K. Ghorbani and W. S. Rowe.** (2013). A reconfigurable FSS using a spring resonator element. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 12, 781-784. doi: 10.1109/Lawp.2013.2270950
- [57] **B. Sanz-Izquierdo, E. A. Parker, J. B. Robertson and J. C. Batchelor.** (2009). Tuning technique for active FSS arrays. *Electronics Letters*, 45(22), 1107. doi: 10.1049/el.2009.2264
- [58] **C. Mias and J. H. Yap.** (2007). A varactor-tunable high impedance surface with a resistive-lumped-element biasing grid. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(7), 1955-1962. doi: 10.1109/Tap.2007.900228
- [59] **S. Monni, D. Bekers, M. van Wanum, R. van Dijk, A. Neto, G. Gerini and F. van Vliet.** (2009). *Protection of RF electronics using tuneable frequency selective surfaces*. Paper presented at the Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on.
- [60] **T. Chang, R. J. Langley and E. A. Parker.** (1994). Frequency selective surfaces on biased ferrite substrates. *Electronics Letters*, 30(15), 1193-1194. doi: DOI 10.1049/el:19940823
- [61] **K. Fuchi, T. Junyan, B. Crowgey, A. R. Diaz, E. J. Rothwell and R. O. Ouedraogo.** (2012). Origami Tunable Frequency Selective Surfaces. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 473-475. doi: 10.1109/lawp.2012.2196489
- [62] **A. Tennant and B. Chambers.** (2004). A single-layer tuneable microwave absorber using an active FSS. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 14(1), 46-47.
- [63] **A. S. Barlevy and Y. R. Samii.** (1996). *Bandwidth properties of odd mode resonances in frequency selective surfaces*. Paper presented at the Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest.

- [64] **R. Mittra, C. H. Chan and T. Cwik.** (1988). Techniques for analyzing frequency selective surfaces-a review. *Proceedings of the IEEE*, 76(12), 1593-1615.
- [65] **J. C. Vardaxoglou.** (1997). *Frequency selective surfaces: analysis and design*: Research Studies Press.
- [66] An Equivalent Circuit Model of Frequency Selective Surfaces Embedded within Dielectric Layers.
- [67] **C. Tsakonas, C. Mias and C. Oswald.** (2006). An investigation into feasibility of designing frequency-selective windows employing periodic structures, final report for the Radiocommunications Agency.
- [68] **D. K. Cheng.** (1989). *Field and wave electromagnetics*: Pearson Education India.
- [69] **A. Ishimaru.** (1991). *Electromagnetic wave propagation, radiation, and scattering*: Prentice-Hall.
- [70] **D. A. Hill, J. G. Van Bladel, J. A. Stratton, L. Josefsson, P. Persson, Y. Zhu and A. C. Cangellaris.** (1961). Time-harmonic electromagnetic fields.
- [71] **T. K. Wu.** (1995). *Frequency Selective Surface and Grid Array*: Wiley Interscience Publication.
- [72] **T. Cwik and R. Mittra.** (1987). Scattering from a periodic array of free-standing arbitrarily shaped perfectly conducting or resistive patches. *IEEE transactions on Antennas and Propagation*, 35(11), 1226-1234.
- [73] **N. Marcuvitz.** (1951). *Waveguide handbook*: Iet.
- [74] **I. Anderson.** (1975). On the theory of self-resonant grids. *The Bell system technical journal*, 54(10), 1725-1731.
- [75] **B. Hooberman.** (2005). Everything you ever wanted to know about frequency-selective surface filters but were afraid to ask. *calvin. phys. columbia. edu/groupweb/filter. pdf*.
- [76] **D. M. Pozar.** (2009). *Microwave engineering*: John Wiley & Sons.
- [77] **K. Chang, Y.-J. Kim and Y. J. Yoon.** (2008). *Equivalent circuit modeling of active frequency selective surfaces*. Paper presented at the Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE, Orlando, FL.
- [78] **M. Chen, S. Wang, R. Chen and Z. Fan.** (2008). *Electromagnetic analysis of electrically large and finite periodic frequency selective surfaces*. Paper presented at the Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific.
- [79] **R. H. Caverly and G. Hiller.** (1990). Establishing the minimum reverse bias for a pin diode in a high-power switch. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 38(12), 1938-1943 %@ 0018-9480.

EKLER

EK A: Green Fonksiyonu

EK A

G : Green Fonksiyonu

L : Diferansiyel Operatör

u : Denklemin çözümünü sağlayan fonksiyon

$$Lu(x) = f(x) \quad (A.1)$$

(A.1)'in çözülerek eşitliği sağlayan “ $u(x)$ ” fonksiyonunun bulunması amaçlanmaktadır. Eğer “ L ” diferansiyel operatörünün tersi varsa ki bu bir integral operatörüdür, aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$L^{-1}\{Lu(x)\} = L^{-1}\{f(x)\} = u(x) \quad (A.2)$$

“ L ” operatörünün tersi olan integral operatörü de açık olarak yazılarak Eşitlik (A.3) elde edilir. Bu ifade de $G(x, \xi)$ fonksiyonu integral operatörün çekirdek fonksiyonudur. Çekirdek fonksiyonu olabilmesi için $G(x, \xi)$ ve $u(x)$ fonksiyonları aynı sınır koşullarını sağlamalıdır.

$$u(x) = L^{-1}\{f(x)\} = \int_S G(x, \xi) \cdot f(\xi) \cdot d\xi \quad (A.3)$$

Eşitlik (A.1)'i Eşitlik (A.3)'den yararlanarak tekrar yazılırsa aşağıdaki ifadeyi elde edilir. Bu integralin sınırını belirten “ S ” ifadesi “ $f(x)$ ” fonksiyonunun tanımlı olduğu bölgeyi belirtmektedir.

$$Lu(x) = L \left\{ \int_S G(x, \xi) \cdot f(\xi) \cdot d\xi \right\} = f(x) \quad (A.4)$$

“ L ” diferansiyel operatörü bu eşitlikte sadece “ $G(x, \xi)$ ” fonksiyonu üzerinde tanımlı, “ ξ ” değişkeninden dolayısıyla da integralden tamamıyla bağımsız olduğu için integralin içerisine alınabilir.

$$Lu(x) = \int_S L\{G(x, \xi)\} \cdot f(\xi) \cdot d\xi = f(x) \quad (A.5)$$

$$\int \delta(x - \xi) \cdot f(\xi) \cdot d\xi = f(x) \quad (\text{A.6})$$

“Dirac Delta” fonksiyonunun Eşitlik (A.6)’da görülen ifadesinden yararlanarak Eşitlik (A.7)’i rahatlıkla yazabilir.

$$L\{G(x, \xi)\} = \delta(x - \xi) \quad (\text{A.7})$$

Eşitlik (A.7) “ $x - \xi$ ” de ki süreksizlik noktası dışında homojen bir denklemdir ve çözülmesi Eşitlik (A.1)’e göre çok daha kolaydır. Eşitliğin çözülmesi ile elde edilen “G” fonksiyonu “Green Fonksiyonu” olarak adlandırılmakta ve aşağıdaki koşulları sağlamaktadır.

1. Green fonksiyonu $u(x)$ ile aynı sınır koşullarını sağlamalıdır.
2. “ $x \neq \xi$ ” için Green fonksiyonu sürekli ve $L\{G(x, \xi)\} = 0$ denklemini sağlar.
3. $G(\xi + 0, \xi) - G(\xi - 0, \xi) = 0$, “ $x = \xi$ ” noktasında Green fonksiyonu sürekli.
4. $\frac{\partial G(x, \xi)}{\partial x} \Big|_{\xi+0} - \frac{\partial G(x, \xi)}{\partial x} \Big|_{\xi-0} = 1$, “ $x = \xi$ ” noktasında Green fonksiyonunun türevi süreksizdir.

“Green” fonksiyonunun bilinmesiyle “ $u(x)$ ” fonksiyonu Eşitlik (A.8) ile bulunur.

$$u(x) = \int_S G(x, \xi) f(\xi) d\xi \quad (\text{A.8})$$

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Bora Döken

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Bölümü

Yüksek Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi, Bilişim Enstitüsü, İletişim Sistemleri Anabilim Dalı, Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

Doktora: İstanbul Teknik Üniversitesi, Bilişim Enstitüsü, İletişim Sistemleri Anabilim Dalı, Uydu Haberleşmesi ve Uzaktan Algılama Programı

YAYIN LİSTESİ:

- [1] M. Kartal, S. K. Pinar, **B. Döken** and I. Gungor. (2013). A new narrow band frequency selective surface geometry design at the unlicensed 2.4-GHz ISM band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 55(12), 2986-2990. doi: 10.1002/mop.28009
- [2] M. Kartal, **B. Döken** and I. Güngör. (2011). *Design for the structural surface material enabling shielding for interference mitigation within the buildings in the unlicensed 2.4GHz ISM band*. Paper presented at the 2011 30th URSI General Assembly and Scientific Symposium, URSIGASS 2011.
- [3] M. Kartal, I. Güngör and **B. Döken**. (2011). *A new reflector antenna design providing two different patterns*. Paper presented at the 2011 30th URSI General Assembly and Scientific Symposium, URSIGASS 2011.
- [4] E. F. Kent, **B. Döken** and M. Kartal. (2010). *A new equivalent circuit based fss design method by using genetic algorithm*. Paper presented at the 2nd International Conference on Engineering Optimization.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- [1] **B. Döken** and M. Kartal. (2017). Easily Optimizable Dual-Band Frequency Selective Surface Design. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*.
- [2] M. Kartal, J. J. Golezani and **B. Döken**. (2017). A Triple Band Frequency Selective Surface Design for GSM Systems by Utilizing a Novel Synthetic Resonator. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*.
- [3] M. Kartal and **B. Döken**. (2016). A new frequency selective absorber surface at the unlicensed 2.4-GHz ISM band. *Microwave and Optical Technology Letters*, 58(10), 2351-2358. doi: 10.1002/mop.30045

- [4] **B. Döken** and M. Kartal. (2016). Triple band frequency selective surface design for global system for mobile communication systems. *Iet Microwaves Antennas & Propagation*, 10(11), 1154-1158. doi: 10.1049/iet-map.2016.0021
- [5] **B. Döken** and M. Kartal. (2016). *A New Hybrid Frequency Selective Surface Design in the 2.4 GHz and 5.8 GHz ISM Bands*. Paper presented at the Applied Mechanics and Materials.
- [6] **B. Döken** and M. Kartal. (2017). *Frequency selective surface with wide range of tunability*. Paper presented at the Microwave Techniques (COMITE), 2017 Conference on.
- [7] **B. Döken** and M. Kartal. (2017). *Switchable frequency selective surface design for 2.45 GHz ISM band*. Paper presented at the Recent Advances in Space Technologies (RAST), 2017 8th International Conference on.
- [8] **B. Döken** and M. Kartal. (2017). *Tunable frequency surface design between 2.43GHz and 6GHz*. Paper presented at the Fourth International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE-2017).