

**T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PARÇACIK SÜRÜ ALGORİTMALARININ  
MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI**

**UFUK ÖZKAYA**

**DOKTORA TEZİ  
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN  
PROF. DR. FİLİZ GÜNEŞ**

**İSTANBUL, 2011**

**T.C.  
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PARÇACIK SÜRÜ ALGORİTMALARININ  
MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI**

**UFUK ÖZKAYA**

**DOKTORA TEZİ  
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN  
PROF. DR. FİLİZ GÜNEŞ**

**İSTANBUL, 2011**

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PARÇACIK SÜRÜ ALGORİTMALARININ**  
**MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI**

Ufuk ÖZKAYA tarafından hazırlanan tez çalışması 04.04.2011 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı**

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Yıldız Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri**

Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. Herman SEDEF

Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. Sedef KENT

İstanbul Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Prof. Dr. Fikret GÜRGEN

Boğaziçi Üniversitesi

\_\_\_\_\_

Yrd. Doç. Dr. Hamid TORPİ

Yıldız Teknik Üniversitesi

\_\_\_\_\_

## ÖNSÖZ

---

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme programında doktora tezi olarak hazırlanmıştır.

Bu tez çalışmasında, günümüzün en popüler sezgisel optimizasyon algoritmalarından olan parçacık sürü optimizasyonu (PSO), mikrodalga mühendisliğinin halen önemini koruyan çalışmalarından olan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı ve aktif eleman modelleme uygulamaları için etkili bir yöntem olarak sunulmuş ve güncel uygulamalarla örneklendirilmiştir. Ayrıca, çalışmada çok hedefli modelleme problemlerinin domine edilmemiş çözümü için PSO algoritması geliştirilmiş ve bu sayede literatüre çok hedefli optimizasyon problemlerinin başarılı bir şekilde üstesinden gelebilen bir algoritma tanıtılmıştır.

Bu tezin hazırlanmasında ve çalışmalarım sırasında değerli yardımlarını esirgemeyen, gerek bilgi ve gerekse moral açısından beni her zaman destekleyen, akademik anlamda bitmeyen enerjisiyle bana önemli bir rol model olan danışman hocam Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ'e teşekkür ederim. Çalışmam süresince akademik katkı ve teşvikleriyle tez izleme komitemde bulunan Prof. Dr. Sedef KENT ve Prof. Dr. Herman SEDEF'e; değerli zamanlarını ayırarak tez sınavı jürimde yer alan Prof. Dr. Fikret GÜRGEN ve Yrd. Doç. Dr. Hamid TORPİ'ye de, tez çalışmamın nihai halini almasındaki önemli katkılarından dolayı teşekkür borçluyum.

Ayrıca, bu zorlu süreçte manevi desteğini ve yardımlarını esirgemedi her zaman yanımda olan sevgili eşim Gökçen ÖZKAYA'ya, varlıkları ile hayatıma birçok güzellik katan ailelerime sonsuz teşekkürler...

Tezimin bu konu üzerinde çalışacak araştırmacılara faydalı olması dileğiyle...

Nisan, 2011

Ufuk ÖZKAYA

## İÇİNDEKİLER

---

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ .....	xiii
ÖZET .....	xiv
ABSTRACT.....	xv
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2	
PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU .....	4
2.1    Orijinal PSO Algoritması .....	5
2.2    Gbest Modeli.....	8
2.3    Lbest Modeli .....	9
2.4    Geliştirilmiş PSO Algoritmaları .....	9
2.4.1    Eylemsizlik Modeli .....	10
2.4.2    Clerc Modeli .....	11
2.5    PSO Algoritmasının Avantaj ve Dezavantajları .....	12
BÖLÜM 3	
BİR MİKRODALGA TRANSİTÖRÜN PSO TEMELLİ İŞARET-GÜRÜLTÜ SINIR AĞI MODELİ .....	14
3.1    Bir Mikrodalga Transistörün İşaret-Gürültü Sinir Ağı Modeli .....	16
3.2    Yapay Sinir Ağları .....	18
3.2.1    Çok Katmanlı Algılayıcılar .....	19
3.2.2    Geri Yayılım Algoritması.....	22

3.2.3	Çok Katmanlı Algılayıcıların Performansını Etkileyen Faktörler.....	24
3.3	İşaret-Gürültü Sinir Ağı Modelleri.....	27
3.3.1	Gradyan Temelli Sinir Ağı Modelleri .....	28
3.3.1.1	Geri Yayılım Algoritması Modeli: YSA(BP) .....	28
3.3.1.2	Eşlenik Gradyan Algoritması Modeli: YSA(SCGBP) .....	29
3.3.2	PSO Temelli Sinir Ağı Modelleri .....	31
3.3.2.1	PSO Temelli Toplu Sinir Ağı Modeli: PSOTSA.....	31
3.3.2.2	PSO Temelli Paralel Sinir Ağı Modeli: //PSOTSA.....	32
3.4	Uygulama Örneği: VMMK-1225'in İşaret-Gürültü Modeli.....	33
3.4.1	Modelin Eğitim ve Test Verisi .....	33
3.4.2	Hata Analizi .....	33
3.5	Sinir Ağı Model Sonuçları .....	34
3.5.1	İnterpolasyon Uygulaması .....	34
3.5.2	Ekstrapolasyon-I Uygulaması.....	54
3.5.3	Ekstrapolasyon-II Uygulaması.....	74
3.6	Sonuçlar .....	95

#### BÖLÜM 4

#### DÜŞÜK – GÜRÜLTÜLÜ BİR MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ İÇİN GERÇEKLENEBİLİR TASARIM HEDEF UZAYININ PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE ELDE EDİLMESİ ..... 96

4.1	Bir Optimizasyon Problemi Olarak Tasarım Hedef Uzayı.....	97
4.2	Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Elde Edilmesi .....	99
4.3	Uygulama & Nümerik Sonuçlar.....	103
4.4	Sonuçlar .....	113

#### BÖLÜM 5

#### PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE GENİŞ BANDLI DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI ..... 114

5.1	Kuvvetlendirici Tasarım Problemi .....	115
5.2	Empedans Uydurma ve Kuvvetlendirici Devreleri .....	118
5.2.1	Temel Uydurma İki Kapılıları.....	118
5.2.1.1	Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı.....	118
5.2.1.2	Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı.....	119
5.2.2	Uydurma Devreleri.....	119
5.2.2.1	“T” Devresi .....	119
5.2.2.2	“II” Devresi .....	120
5.2.2.3	Paralel + Seri “L” Devresi .....	121
5.2.2.4	Seri + Paralel “L” Devresi .....	121
5.2.3	“T-”, “II-” ve “L-” Uydurma Devreleri ile Temel Kuvvetlendirici Devreleri.....	122
5.3	Optimizasyon Problemi Olarak Kuvvetlendirici Tasarımı .....	125
5.3.1	Tasarım Hedef Uzayı & Tasarım Değişkenleri.....	125
5.3.2	Kuvvetlendirici Devresinde Yansıma ve Güç Kazancı.....	126
5.4	PSO ile Düşük-Gürültülü Geniş Band Kuvvetlendirici Tasarımı.....	127

5.5	Uygulama Örnekleri .....	129	
5.6	Sonuçlar .....	136	
BÖLÜM 6			
PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE TEK- VE ÇOK-HEDEFLİ FET MODELLEME..... 137			
6.1	Bir Optimizasyon Problemi olarak FET Modelinin Elde Edilmesi.....	139	
6.1.1	FET Devre Modeli ve Elemanları.....	139	
6.1.2	Performans Parametreleri .....	140	
6.2	Çok Hedefli Optimizasyon.....	143	
6.2.1	Tanım .....	143	
6.2.2	Pareto Optimal Analizi .....	143	
6.3	Geliştirilen Çok Hedefli PSO Algoritması.....	144	
6.4	Tek/Çok Hedefli FET Modelleme Problemi.....	146	
6.4.1	Tek Hedefli FET Modelleme Problemi .....	147	
6.4.2	Çok Hedefli FET Modelleme Problemleri.....	147	
6.4.2.1	Optimum Saçılma Parametreleri için FET Modelleme .....	147	
6.4.2.2	Maksimum Band Genişliği ve Optimum Saçılma Parametreleri için FET Modelleme .....	149	
6.5	FET Modelleme Uygulamaları.....	149	
6.6	Sonuçlar .....	160	
BÖLÜM 7			
SONUÇ VE ÖNERİLER .....			162
KAYNAKLAR.....			164
EK-A			
VMMK-1225 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ .....			171
EK-B			
ATF-36077 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ .....			176
EK-C			
ATF-551M4 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ.....			179
ÖZGEÇMİŞ .....			190

## SİMGE LİSTESİ

---

$F_{\min}(\omega)$	Minimum gürültü faktörü
$F_{\text{req}}(\omega)$	İstenen gürültü faktörü
$G_T(\omega)$	Kuvvetlendirici güç kazancı
$G_{T\max}(\omega)$	Maksimum kazanç değeri
$G_{T\text{req}}(\omega)$	İstenen kazanç değeri
$\varepsilon$	Hata fonksiyonu
$P_L$	Yüke aktarılan güç
$V_g$	Kaynak gerilimi
$V_i(\omega)$	Input VSWR
$V_{i\text{req}}(\omega)$	Talep edilen giriş duran dalga oranı
$V_{DS}, I_{DS}$	Transistör kutuplama koşulları
$Z_L(\omega)$	Yük empedansı
$Z_S(\omega)$	Kaynak empedansı
$Z_{in}$	Giriş empedansı
$Z_{out}^{imc}$	Giriş uydurma devresinin çıkış empedansı
$Z_{Limc}$	Transistörün giriş empedansı
$Z_{in}^{omc}$	Çıkış uydurma devresinin giriş empedansı
$Z_S^{omc}$	Transistörün çıkış empedansı
$Z_g$	Kaynak direnci
$\Gamma$	Yansıma Katsayısı
$Z_0$	İletim hattı karakteristik empedansı
$\ell$	İletim hattı fiziksel uzunluğu
$f$	Çalışma frekansı
$x_i$	Parçacığın güncel konumu
$v_i$	Parçacığın güncel hızı
$\rho_i$	Parçacığın bireysel en iyi performansı
$g$	Global en iyi parçacık
$C_1, C_2$	Hızlanma katsayıları
$w$	Eylemsizlik Katsayısı
$\chi$	Kısıtlama Faktörü
$R_n$	Gürültü Direnci



## KISALTMA LİSTESİ

---

PSO	Parçacık Sürü Optimizasyonu
NF	Noise Figure (Gürültü Faktörü)
IMC	Input Matching Circuit (Giriş Uydurma Devresi)
OMC	Output Matching Circuit (Çıkış Uydurma Devresi)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Gerilim Duran Dalga Oranı)
FET	Field Effect Transistor
YSA	Yapay Sinir Ağları
ÇKA	Çok Katmanlı Algılayıcı
RF	Radio Frquency
RBF	Radial Basis Function
GRNN	Generalized Regression Neural Network
BP	Back-Propagation
SCGBP	Scaled Conjugate Gradient Back-Propagation
PSOTSA	Parçacık Sürü Optimizasyonu Temelli Sinir Ağı
//PSOTSA	Paralel PSO Temelli Sinir Ağı
DVRM	Destek Vektör Regresyon Makinesi
NSGA-II	Non-dominated Sorting Genetic Algorithm-II
GA	Genetik Algoritma
SPGA	Sürekli Parametrelili Genetik Algoritma
SHY	Sürekli Hibrid Yaklaşım
BHY	Bulanık Hibrid Yaklaşım

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2. 1	PSO algoritmasının temel akış diyagramı ..... 8
Şekil 3. 1	Bir mikrodalga transistörün işaret-gürültü sinir ağı modeli ..... 17
Şekil 3. 2	Bir nöron tarafından bilginin işlenmesi (I. katman i. nöron için) ..... 20
Şekil 3. 3	Tek gizli katmana sahip çok katmanlı algılayıcının genel yapısı..... 22
Şekil 3. 4	Sinir Ağı Modeli için Kullanılan Üç Katmanlı Algılayıcı Ağ Yapısı..... 28
Şekil 3. 5	2-boyutlu ağırlık uzayında a) küçük öğrenme katsayılı b) büyük öğrenme katsayılı c) momentum katsayılı düşme grafiği [51]. ..... 29
Şekil 3. 6	2-boyutlu ağırlık uzayında hata yüzeyinde eşlenik yönün gösterimi [50], [51]. ..... 31
Şekil 3. 7	PSO temelli paralel sinir ağının kara-kutu gösterimi ve her bir sinir ağının yapısı ..... 32
Şekil 3. 8	Sinir ağı modellerinin ortalama yakınsama eğrileri ..... 35
Şekil 3. 9	Sinir ağı modellerinin eğitim ve test performansları ..... 36
Şekil 3. 10	Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri..... 36
Şekil 3. 11	Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi ..... 38
Şekil 3. 12	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 50
Şekil 3. 13	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ..... 50
Şekil 3. 14	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ..... 51
Şekil 3. 15	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ..... 51
Şekil 3. 16	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 52
Şekil 3. 17	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ..... 52
Şekil 3. 18	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ..... 53
Şekil 3. 19	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ..... 53
Şekil 3. 20	Sinir ağı modellerinin ortalama yakınsama eğrileri ..... 55
Şekil 3. 21	Sinir ağı modellerinin eğitim ve test performansları ..... 56
Şekil 3. 22	Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri..... 57
Şekil 3. 23	Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi ..... 58
Şekil 3. 24	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 70
Şekil 3. 25	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ... 70
Şekil 3. 26	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ... 71
Şekil 3. 27	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ... 71
Şekil 3. 28	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 72
Şekil 3. 29	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ..... 72

Şekil 3. 30	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ..... 73
Şekil 3. 31	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ..... 73
Şekil 3. 32	$V_{DS} = 1.5V$ saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği ..... 75
Şekil 3. 33	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 77
Şekil 3. 34	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 78
Şekil 3. 35	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ... 79
Şekil 3. 36	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ... 80
Şekil 3. 37	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ... 81
Şekil 3. 38	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ... 82
Şekil 3. 39	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ... 83
Şekil 3. 40	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ... 84
Şekil 3. 41	$V_{DS} = 4V$ saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği ..... 85
Şekil 3. 42	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 87
Şekil 3. 43	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 5$ mA) ..... 88
Şekil 3. 44	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ..... 89
Şekil 3. 45	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 10$ mA) ..... 90
Şekil 3. 46	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ..... 91
Şekil 3. 47	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 15$ mA) ..... 92
Şekil 3. 48	Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ..... 93
Şekil 3. 49	Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = 20$ mA) ..... 94
Şekil 4. 1	Transistörün uygun performans sonlandırmaları ile iki – kapılı gösterimi. 99
Şekil 4. 2	Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının elde edilmesi amacıyla kullanılan PSO algoritmasının akış diyagramı..... 102
Şekil 4. 3	Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının PSO yöntemi ile elde edilmesi ... 103
Şekil 4. 4	$V_{DS}=2V$ , $I_{DS}=10mA$ kutuplama koşulunda ATF 36077 minimum gürültü profili ..... 103
Şekil 4. 5	ATF 36077 için minimum gürültü faktörü ve giriş VSWR ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği ..... 104
Şekil 4. 6	$\{F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırmaları ..... 105
Şekil 4. 7	$\{1.53, V_i\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği (ATF 551M4) ..... 107
Şekil 4. 8	Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = 1.53dB$ , $V_{ireq} = 1.25$ , $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) ... 108
Şekil 4. 9	Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = 1.53dB$ , $V_{ireq} = 1.5$ , $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) ..... 108
Şekil 4. 10	$\{F_{min}(f), V_i\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği ..... 110
Şekil 4. 11	Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = F_{min}(f)$ , $V_{ireq} = 1.25$ , $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) .. 110
Şekil 4. 12	Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = F_{min}(f)$ , $V_{ireq} = 1.5$ , $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) .... 111
Şekil 4. 13	( $F_{req} = 1.53$ , $V_{ireq} = 1.25$ , $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) ve ( $F_{req} = 1.53$ , $V_{ireq} = 1.25$ , $G_{Treq} = 10dB$ ) için kaynak ve yük sonlandırmaları ..... 112
Şekil 4. 14	PSO Algoritmasının Yakınsama Eğrisi..... 112
Şekil 5. 1	Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendirici ..... 117
Şekil 5. 2	Kazanç optimizasyonu için giriş uydurma devresi ..... 117
Şekil 5. 3	Kazanç optimizasyonu için çıkış uydurma devresi ..... 118
Şekil 5. 4	Seri transmisyon hat iki-kapılısı ..... 118
Şekil 5. 5	Paralel transmisyon hat iki-kapılısı ..... 119

Şekil 5. 6	“T” tipi uydurma devresi.....	120
Şekil 5. 7	“Π” tipi uydurma devresi.....	120
Şekil 5. 8	Paralel + Seri “L” uydurma devresi .....	121
Şekil 5. 9	Seri + Paralel transmisyon hattı .....	122
Şekil 5. 10	Giriş/çıkış T- tipi uydurma devreli kuvvetlendirici .....	122
Şekil 5. 11	Giriş/çıkış Π- tipi uydurma devreli kuvvetlendirici .....	123
Şekil 5. 12	Giriş/çıkış L- tipi (seri + paralel) uydurma devreli kuvvetlendirici .....	123
Şekil 5. 13	Giriş/çıkış L- tipi (paralel + seri) uydurma devreli kuvvetlendirici .....	123
Şekil 5. 14	Giriş “T”, çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli kuvvetlendirici ....	124
Şekil 5. 15	Giriş “Π”, çıkış “L” tipi (seri+ paralel) uydurma devreli kuvvetlendirici ...	124
Şekil 5. 16	Giriş “T”, çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli kuvvetlendirici... 124	
Şekil 5. 17	Giriş “Π”, çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli kuvvetlendirici .	125
Şekil 5. 18	(Π- Π) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı.....	131
Şekil 5. 19	(Π- T) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı .....	132
Şekil 5. 20	(Π- L) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı .....	133
Şekil 5. 21	$(F_{req} = F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2, G_{Treq} = G_{Tmax}(f))$ için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları (Π- Π) .....	134
Şekil 5. 22	$(F_{req} = F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2, G_{Treq} = G_{Tmax}(f))$ için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları (Π- T).....	134
Şekil 5. 23	$(F_{req} = F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2, G_{Treq} = G_{Tmax}(f))$ için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları (Π- L) .....	135
Şekil 5. 24	Tasarım işleminde kullanılan PSO algoritmasının yakınsama eğrisi .....	135
Şekil 6. 1	FET küçük-ışaret modeli.....	139
Şekil 6. 2	Pareto analizinde parametre uzayının hedef uzayına eşlenmesi .....	144
Şekil 6. 3	Geliştirilen PSO algoritmasında en uygun rehberi seçme işlemi .....	146
Şekil 6. 4	(a) HF <sub>1</sub> (b) HF <sub>2</sub> için PSO algoritmasının yakınsama eğrileri .....	150
Şekil 6. 5	Farklı algoritmalarla elde edilen FET modellerinin s-parametreleri .....	151
Şekil 6. 6	Tek ve çok hedefli PSO FET modellerinin kararlılık analizi.....	153
Şekil 6. 7	Tek ve çok hedefli PSO FET modellerinin ve eşzamanlı eşlenik uydurulan PSO FET Modelinin güç kazancı değişimleri.....	154
Şekil 6. 8	Eşzamanlı eşlenik uydurma durumu için giriş ve çıkış sonlandırmaları....	154
Şekil 6. 9	FET modeli için pareto sınırı ve PSO çözüm noktası .....	156
Şekil 6. 10	Çok Hedefli PSO ve NSGA-II algoritmalarının pareto sınır performansları157	
Şekil 6. 11	Pareto sınırındaki örnek çözüm noktalarına ait saçılma parametreleri ...	158
Şekil 6. 12	Pareto sınırında seçilen örnek çözüm noktaların güç kazancı davranışı ..	160

## ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3. 1	Sinir ağı modellerinin eğitim performansları ..... 35
Çizelge 3. 2	Sinir ağı modellerinin test performansları ..... 35
Çizelge 3. 3	Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 2V$ ) ..... 54
Çizelge 3. 4	Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 3V$ ) ..... 54
Çizelge 3. 5	Sinir ağı modellerinin eğitim performansları ..... 55
Çizelge 3. 6	Sinir ağı modellerinin test performansları ..... 55
Çizelge 3. 7	Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 1.5V$ ) ..... 74
Çizelge 3. 8	Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 4V$ ) ..... 74
Çizelge 3. 9	//PSOTSA modelinin farklı eğitim verileri için test hatası..... 94
Çizelge 4. 1	$\{F_{min}(f), V_i\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri..... 105
Çizelge 4. 2	$\{F_{min}(f), V_i = 1.2, G_{Tmax}\}$ performans üçlüsünü sağlayan yük sonlandırmaları ..... 105
Çizelge 4. 3	$\{F_{req} = 1.53, V_i\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı değerleri .... 107
Çizelge 4. 4	$\{F_{req} = F_{min}(f), V_i\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri ..... 109
Çizelge 5. 1	$\{F_{min}(f), V_{ireq}=1.2, G_{Tmax}(f)\}$ performans üçlüsü için yük sonlandırması129
Çizelge 5. 2	$\{F_{min}(f), V_{ireq}=1.2\}$ ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri ..... 130
Çizelge 5. 3	( $\Pi$ - $\Pi$ ) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı ..... 130
Çizelge 5. 4	( $\Pi$ - T) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı ..... 130
Çizelge 5. 5	( $\Pi$ - L) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı ..... 130
Çizelge 6. 1	$HF_1$ & $HF_2$ için FET Model Eleman Değerleri ..... 150
Çizelge 6. 2	Elde edilen FET model eleman değerleri ..... 157

---

## PARÇACIK SÜRÜ ALGORİTMALARININ MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ UYGULAMALARI

Ufuk ÖZKAYA

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı  
Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

Bu tez çalışmasında, günümüzün en popüler sezgisel optimizasyon algoritmalarından olan parçacık sürü optimizasyonu (PSO), mikrodalga mühendisliğinin en temel çalışmalarından olan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı ve aktif eleman modelleme uygulamaları için etkili bir yöntem olarak sunulmuş ve güncel uygulamalarla örneklendirilmiştir. Gerçekleştirilen çalışmalar şu şekilde özetlenebilir: (i) Bir mikrodalga transistörün küçük-ışaret ve gürültü davranışları iki farklı PSO yaklaşımı ile modellenmiştir. (ii) Düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için tasarım hedef uzayı PSO algoritması ile elde edilmiş ve sonuçlar performans karakterizasyonu yöntemi ile doğrulanmıştır. (iii) Geniş bantlı düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. (iv) Bir mikrodalga FET transistörün çok hedefli modellemesi yapılmıştır.

Çalışmada çok hedefli modelleme problemlerinin çözümü için PSO algoritması geliştirilmiş ve bu sayede literatüre çok hedefli optimizasyon problemlerinin başarılı bir şekilde üstesinden gelebilen bir algoritma tanıtılmıştır. Ayrıca, diğer uygulamalarda PSO yöntemi ile elde edilen sonuçlar, farklı gradyan temelli ve/veya sezgisel algoritmalar ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış ve PSO algoritmasının en önemli mikrodalga mühendisliği problemlerindeki başarılı olduğu gözlenmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Parçacık sürü optimizasyonu, mikrodalga kuvvetlendirici, aktif eleman modelleme, yapay sinir ağları, çok hedefli optimizasyon

**APPLICATIONS OF PARTICLE SWARM ALGORITHMS  
TO THE MICROWAVE AMPLIFIERS**

Ufuk ÖZKAYA

Department of Electronics and Communications Engineering  
PhD. Thesis

Advisor: Prof. Dr. Filiz GÜNEŞ

In this dissertation, particle swarm optimization, which is one of the most popular heuristic optimization algorithms, is presented as an effective method for microwave amplifier design and active device modeling applications and exemplified with recent applications. These works can be summarized as follows: (i) Small-signal and noise behaviors of a microwave transistor are modeled by discrete two PSO approaches. (ii) For a low-noise microwave amplifier, feasible design target space is determined by PSO algorithm and the results are verified with the performance characterization theory. (iii) An ultra wideband low-noise microwave amplifier design is performed. (iv) Multi-objective modeling of a microwave FET ise realized.

In this work, PSO algorithm is modified for the multi-objective modeling problems and thus, a new algorithm, capable of overcoming the multi-objective optimization problems, is introduced. Furthermore, the results obtained by PSO method are compared with the ones obtained by gradient-based and/or heuristic algorithms and so, that is observed that PSO algorithm's success in the most important microwave engineering problems.

**Key words:** Particle swarm optimization, microwave amplifier, active device modeling, artificial neural networks, multi-objective optimization

### GİRİŞ

Günümüzde, kablosuz haberleşme sistemlerindeki hızlı gelişmeler, beraberinde daha karmaşık ve daha üstün devre/sistem tasarımı ihtiyacını ortaya çıkarmaktadır. Sistemlerdeki karmaşıklığın artmasına bağlı olarak da, tasarım problemini oluşturan parametre sayısı (boyutu) ve tasarım problemi doğrusal olmama derecesi artmaktadır. Teknolojik ihtiyaçları ve performans taleplerini karşılayabilmek için, bu çetin problemin üstesinden gelmek gerekmektedir. Yüksek dereceli doğrusal olmayan tasarım ve modelleme problemlerinin çözümünde yapay sinir ağları, destek vektör makineleri, bulanık mantık gibi yapay zeka yöntemleri ve sürü zekâsı yöntemleri kullanılmaktadır. Sürü zekâsı, diğer yapay zekâ örneklerine kıyasla heyecan verici yeni bir araştırma alanıdır. Çok çeşitli karmaşık problemlerdeki başarılı uygulamaları ile sürü tabanlı algoritmalar; uygulanması kolay, etkili ve gürbüz olması ile de daha karmaşık problemlerin çözümü için umut verici olmaktadır. Son yıllarda, bir takım sürü tabanlı hesaplama sistemleri geliştirilmiştir ve burada yaklaşım bireyler arası basit yerel etkileşimi modellemek üzerine kuruludur. Bu sürü zekâsı araştırma alanlarından biri de kuş sürülerinden esinlenerek oluşturulan parçacık sürü optimizasyonudur (PSO). Parçacık olarak isimlendirilen her bir birey çok basit iki davranış sergiler: En iyi performansa sahip bireyi takip etmek ve deneyimlediği en iyi pozisyona doğru hareket etmek. Optimizasyon bakımından her bir parçacık bu iki davranışa göre hareket eder ve bu sayede bütün parçacıklar tek bir çözüme yakınsarlar. 1995 yılında geliştirilmesinden itibaren, PSO üzerine araştırma ve uygulama sayısı giderek artmaktadır. PSO üzerine yapılan araştırmalarda daha çok orijinal PSO'nun performansını iyileştirmek üzere yeni PSO algoritmaları geliştirilmiş ve PSO algoritmasının kısıtlandırılmamış, kısıtlandırılmış,



çok hedefli ve dinamik çevreli gibi farklı optimizasyon problemlerine uygulanmıştır. PSO yönteminin en çok dikkat çeken özellikleri arasında; çok boyutlu ve doğrusal olmayan optimizasyon problemlerindeki üstün başarısı, gerçekleştirme kolaylığı, diğer yöntemler ile birleştirilerek hibrid yapı kurması, daha karmaşık uygulamalar için hem yapısal, hem de algoritma olarak değişime uygun olması sayılabilir.

PSO algoritmalarının genel uygulama alanı mühendislik problemleridir. PSO yönteminin elektromagnetik ve mikrodalga alanındaki uygulamalarına örnek olarak şu temel çalışmalar verilebilir: adaptif faz-dizimli anten kontrolü [1] ve tasarımı [2],[3], geniş band anten tasarımı [4],[5], Yaggi-Uda dizi tasarımı [6], uzak alan ışınma paterninin yapılandırılması [7], çok bandlı anten tasarımı [8], yakın alan anten ölçümleri [9], elektromagnetik şekil optimizasyonu [10], elektromagnetik absorber tasarımı [11], elektromagnetik cihaz tasarımı [12].

Bu çalışmada, mikrodalga mühendisliğinin temel çalışma konularından ve tasarım problemlerinden olan mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı ve aktif eleman modelleme problemleri kısıtlandırılmış ve çok hedefli optimizasyon problemi olarak ele alınmış ve farklı PSO yaklaşımları ile çözümlendirilmiştir. PSO algoritmasının matematiksel temelleri tezin ikinci bölümünde yer almaktadır ve ayrıca mühendislik uygulamalarında en çok kullanılan topoloji ve modeller de izah edilmiştir.

Üçüncü bölümde, bir mikrodalga transistörünün küçük-ışaret ve gürültü davranışları PSO algoritması ile modellenmiştir. Bir mikrodalga transistörün kutuplama koşulları ve çalışma noktası ile saçılma ve gürültü parametreleri PSO algoritması ile ilişkilendirilmiştir. İşaret-gürültü modelini elde etmek için iki farklı sinir ağı yapısı oluşturulmuş ve ağ yapıları PSO ve gradyan temelli algoritma ile eğitilerek dört farklı sinir ağı modeli elde edilmiştir. Her modelin eğitim ve test başarısı incelenmiş, performans ve doğrulukları karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, PSO temelli sinir ağı yapısının hem yakınsama performansı, hem de genelleştirme yeteneği açısından en başarılı sinir ağı olduğu tespit edilmiştir.

Dördüncü bölümde, gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayı bir düşük-gürültülü kuvvetlendirici için optimizasyon problemi olarak sunulmuş ve bu problem parçacık sürü optimizasyonu yöntemi ile çözülmüştür. Bir mikrodalga transistörün çalışma

bandında sahip olabileceği maksimum performans değerlerinin ve bu değerlere ulaşabilmek için gerekli olan parametre değerlerinin doğru bir şekilde elde edilmesi, tasarım aşamasında cihazın kararlı olması ve yüksek performans ile çalışmasını sağlamaktadır. Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayı {Gürültü Faktörü  $F$ , Giriş Gerilim Duran Dalga Oranı  $V_i$ , Dönüştürücü Kazancı  $G_T$ } performans üçlüsünü ve karşılık gelen kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  sonlandırma çiftlerini içermektedir. Belirlenen iki mikrodalga transistor için gerçekleştirilen uygulama örnekleri sonucunda elde edilen sonuçlar performans karakterizasyonu teorisi [13] ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. PSO algoritmasının her problem için çok az iterasyon sayısında global optimum çözüm noktasını elde ettiği görülmektedir.

Beşinci bölümde ise, PSO algoritması ile geniş bantlı düşük-gürültülü kuvvetlendirici tasarımı uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bir önceki bölümde elde edilen tasarım hedef uzayını, bütün bir band boyunca gerçekleyen empedans uyudurma devreleri PSO algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Böylece, bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için gerekli görülen bütün aşamalar PSO algoritması ile başarılı bir şekilde neticelendirilerek PSO algoritmasının düşük-gürültülü kuvvetlendirici tasarımındaki başarısı gözlenmiştir.

Altıncı bölümde, aktif eleman modelleme çalışması gerçekleştirilmiştir. Bir mikrodalga FET transistörün, optimum saçılma parametreleri (maksimum güç kazancı, minimum giriş ve çıkış yansıma kaybı) ve maksimum band genişliği gibi performans parametreleri için modellenmesi bir optimizasyon problemi olarak belirlenmiş ve farklı PSO yaklaşımları ile çözüme kavuşturulmuştur. Ayrıca, PSO algoritması pareto optimal kavramı ile birleştirilerek, çok hedefli optimizasyon problemlerinin üstesinden gelebilen yeni PSO algoritması geliştirilmiştir.

Son bölümde ise, kuvvetlendirici tasarımı ve aktif eleman modelleme çalışmaları sonucunda elde edilen sonuçlar, performans analizleri ve literatüre katkıları verilmiştir.

### PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU

Parçacık sürü optimizasyonu (PSO), popülasyon tabanlı bir optimizasyon yöntemidir ve ilk olarak Kennedy ve Eberhart tarafından kuş ve balık sürülerinin sosyal davranışlarının incelenmesi sonucu ortaya çıkmıştır [14], [15]. PSO yönteminin dikkat çeken özellikleri arasında, yöntemin kolaylıkla uygulanabilirliği ve gradyan bilgisine ihtiyaç duymaması bulunmaktadır. PSO, sahip olduğu benzerlikler ile evrimsel algoritma ailesindedir ve hata fonksiyonundan elde edilen gradyan bilgisine ihtiyaç duymayan rastlantısal bir algoritmadır. Bu özelliği, PSO'ya gradyan bilgisi elverişli olmayan veya gradyan bilgisini elde etmek için çok fazla sayısal efor sarf etmeyi gerektiren fonksiyonlar için kullanılması avantajını sağlamaktadır. Evrimsel algoritmalar gibi PSO algoritmasında da, her bir parçacık bir uygunluk değerine sahiptir ve PSO algoritmasında parçacıkların adaptasyon yöntemi, evrimsel algoritmalarındaki aritmetik çaprazlama operatörüne oldukça benzemektedir. Bununla birlikte, PSO algoritmasında arama performansları bireylerin sağ kalma mücadelesinden ziyade ortak sosyal davranışları ile iyileştirilmektedir. Diğer bir temel fark ise, parçacıkların geçmiş bireysel performanslarından faydalanmalarındadır ve bu özellik diğer evrimsel algoritmalarda bulunmamaktadır.

Bu bölümde, PSO algoritması izah edilecektir. Takip eden bölümlerde orijinal PSO algoritmasının matematiksel altyapısı ve işlemsel yapısı hakkında bilgi verilecektir. Daha sonra, PSO algoritması etkileşim modelleri izah edilecektir. Takip eden alt bölümde, PSO algoritmasının yakınsama performanslarını iyileştirmek için geliştirilmiş olan PSO algoritmaları ve performans incelemeleri sunulacaktır. En son bölümde ise,

PSO algoritmasının evrimsel algoritmalar, başarı kriterleri ve uygulama açısından avantaj ve dezavantajları irdelenecektir.

## 2.1 Orijinal PSO Algoritması

PSO algoritması bir parçacık sürüsü ile optimizasyon problemine çözüm aramaktadır ve burada her bir parçacık optimizasyon problemi için birer potansiyel çözüm noktasını temsil etmektedir. Sürünün  $s$  adet parçacıktan oluştuğunu farz edelim. Sürüdeki her parçacık  $i$ , çeşitli niteliklerle temsil edilmektedir. Bu karakteristikler aşağıda sıralanmıştır:

$x_i$  : Parçacığın güncel konumu;

$v_i$  : Parçacığın güncel hızı;

$p_i$  : Parçacığın bireysel en iyi konumudur.

Sürüdeki her bir parçacık, optimizasyon işlemi süresince arama uzayı içerisinde konumlarını ve hızlarını sürekli güncelleyerek optimum çözüm noktasını veya çözüm kümesini bulmayı hedeflemektedir. Ayrıca,  $i$ . parçacık ile ilişkilendirilen bireysel en iyi konum ise, bu parçacığın geçmişte sahip olduğu konumlar arasında en yüksek uygunluk değerini sağlayan konumu ifade etmektedir. Bir minimizasyon görevi için, daha küçük fonksiyon değerine sahip konum daha yüksek bir uygunluk değerine sahiptir. Parçacıklar her işlem adımında geçmişteki tecrübeleri ile o anki performanslarını kıyaslayarak bireysel en iyi konumlarını güncellemektedirler. Güncelleme işlemi eşitlik (2.1)'de görülmektedir.

$$p_i(t+1) = \begin{cases} p_i(t) & \text{eğer } f(x_i(t+1)) \geq f(p_i(t)) \\ x_i(t+1) & \text{eğer } f(x_i(t+1)) < f(p_i(t)) \end{cases} \quad (2.1)$$

Burada,  $f$  minimize edilen hedef fonksiyonu simgelemektedir.

PSO algoritması, optimizasyon problemlerinde kullanılan *gbest* modeli ve *lbest* modeli olmak üzere iki farklı versiyona sahiptir. Bu modeller takip eden bölümde detaylı bir şekilde izah edilecektir. İki algoritma arasındaki temel fark, bir parçacığın direkt olarak

etkileşim içinde olacağı diğer parçacıkların hangileri olacağını belirleyen ölçütten kaynaklanmaktadır ve  $g$  sembolü bu etkileşimi ifade etmek için kullanılmaktadır. İfade edilen versiyonlardan  $g_{best}$  modeli için kullanılan  $g$  tanımı eşitlik (2.2)'de verilmiştir.

$$g(t) \in \{p_1(t), p_2(t), \dots, p_s(t)\} \mid f(g(t)) = \min \{f(p_1(t)), f(p_2(t)), \dots, f(p_s(t))\} \quad (2.2)$$

Eşitlik (2.2)'de ifade edilen etkileşim parametresi, o anki işlem adımına kadar sürü içerisindeki parçacıklardan herhangi biri tarafından bulunmuş olan en iyi konumu ifade etmektedir. Bir başka deyişle, o ana kadar sürü tarafından elde edilmiş en iyi değeri sağlayan konumu, yani çözüm noktasını ihtiva etmektedir. Her işlem adımında, sürü içerisindeki en iyi konuma sahip parçacık, "global en iyi parçacık" olarak adlandırılmaktadır.

PSO algoritmasında parçacıklar, her bir işlem adımında bireysel performanslarını kıyaslayarak ve sürüde etkileşim içinde olduğu parçacıklardan en iyi performansa sahip olan parçacığın (global en iyi parçacık) konumunu kullanarak hızlarını ve konumlarını güncellemektedirler. Hız güncelleme işlemi parçacığın her bir boyutu için yapılmaktadır. Hız güncelleme işlemi:

$$v_{i,j}(t+1) = v_{i,j}(t) + c_1 r_{1,j}(t) [p_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + c_2 r_{2,j}(t) [g_j(t) - x_{i,j}(t)] \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada,  $v_{ij}$   $i$ . parçacığın hız vektörünün  $j$ . boyutunu ifade etmektedir. Algoritma, iki adet bağımsız rastgele değişken kullanmaktadır ( $r_1 \sim U(0,1)$  ve  $r_2 \sim U(0,1)$ ). Bu rastgele değerler algoritmanın rastlantısal doğasını ortaya koymaktadır.  $r_1$  ve  $r_2$ 'nin değerleri iki farklı parametre ( $c_1$  ve  $c_2$ ) ile ölçeklendirilmektedir. Bu parametreler hızlanma katsayıları olarak adlandırılırlar ve genellikle  $[0,2]$  aralığında değer almaktadırlar. Hızlanma katsayılarının temel işlevi ise, bir parçacığın bir işlem adımında sahip olacağı adımın büyüklüğünde belirleyici olmalarıdır. Hız güncelleme eşitliğinden anlaşıldığı üzere, sırasıyla  $c_1$  ve  $c_2$  bir parçacığın bireysel en iyi konumu doğrultusunda ve global en iyi parçacık doğrultusunda atacağı maksimum adım büyüklüğünü düzenlemektedir. Ayrıca,  $v_{ij}$  değeri parçacığın arama uzayının dışına çıkması ihtimalini düşürmek için  $[-v_{\max}, v_{\max}]$  aralığında sınırlandırılır.

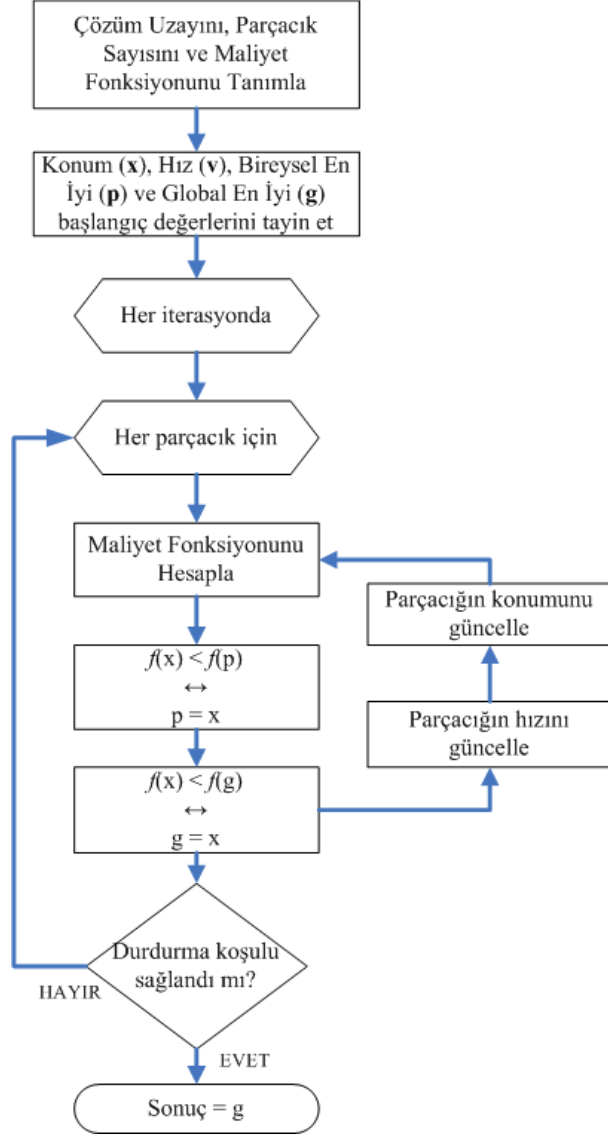
Arama uzayının  $[-x_{\max}, x_{\max}]$  sınırları içerisinde tanımlanması durumunda,  $v_{\max}$  değeri  $v_{\max} = k \times x_{\max}$ , ( $0.1 \leq k \leq 1$ ) şeklinde tayin edilir. Maksimum hız tayininde  $k$  değerinin küçük seçilmesi parçacığın adım büyüklüğünü düşüreceğinden daha fazla işlem adımına neden olurken, büyük seçilmesi ise parçacığın kararsızlığına neden olabilir. Her bir parçacığın konumu, sahip olduğu yeni hız vektörünü kullanarak eşitlik (2.4)'teki gibi güncellenmektedir:

$$x_i(t+1) = x_i(t) + v_i(t+1) \quad (2.4)$$

PSO algoritması, yukarıda izah edilen hız ve konum güncellemelerinin hedef hata değerine veya maksimum adım sayısına ulaşıncaya dek devam eden tekrarlardan oluşmaktadır. PSO algoritmasının temel işletme akış diyagramı Şekil 2.1'de görülmektedir.

PSO algoritmasının ilk adımında çeşitli parametreler için başlangıç değeri atama durumu söz konusudur. Parçacıkların konumlarını teşkil eden her bir koordinata ( $x_{ij}$ ) bütün  $i \in 1, \dots, s$  ve  $j \in 1, \dots, n$  için  $[-x_{\max}, x_{\max}]$  aralığındaki rastgele dağılımdan elde edilen bir değer, başlangıç değeri olarak atanır. Böylece, parçacıkların başlangıç konumları arama uzayı içinde tanımlanmış olmaktadır. Parçacıkların hızlarını oluşturan her bir koordinat ( $v_{ij}$ ) ise,  $[-v_{\max}, v_{\max}]$  aralığında tayin edilebilir. Buna alternatif olarak, parçacıkların başlangıç konumları rastgele atandığından başlangıç hızları 0 olarak da atanabilir. Parçacıkların her bir bireysel en iyi konumu ise, başlangıç konum değerleri olarak atanmaktadır ( $p_i = x_i, \forall i \in 1, \dots, s$ ). Alternatif bir yaklaşım olarak, her parçacık için iki rastgele vektör oluşturulabilir. Bu vektörlerden birine daha iyi performansa sahip olan  $p_i$ , diğerine ise daha düşük performansa sahip olan  $x_i$  atanabilir. Bu yaklaşım ile ilave fonksiyon değerlendirme gereksinimi ortaya çıkmaktadır ve bu nedenle genellikle ilk yaklaşım kullanılmaktadır.

Durdurma koşulundan optimizasyon probleminin türüne bağlı olarak söz edilebilir. Genellikle, algoritma belirli bir fonksiyon değerlendirme sayısına kadar (belirli işlem adım sayısına kadar) veya talep edilen hata değerine ulaşıncaya dek çalışmaktadır.



Şekil 2. 1 PSO algoritmasının temel akış diyagramı

## 2.2 Gbest Modeli

*Gbest* modeli, *lbest* modeline kıyasla daha hızlı bir yakınsama oranına sahiptir. Sayılabilecek en önemli dezavantajı ise, düşük gürbüzlük performansdır. *Gbest* modeli, sürüdeki bütün parçacıklar arasında en iyi performansa sahip olan ve global en iyi parçacık olarak adlandırılan tekil bir en iyi çözüm noktası/vektörü sağlamaktadır. Global en iyi parçacık diğerlerini kendine doğru çeken bir kılavuz gibi davranır. Neticede, bütün parçacıklar bu konuma yakınsayacaklardır ve eğer global en iyi konum düzenli bir şekilde güncellenmez ise bütün sürü erken yakınsamaya maruz kalacaktır ve dolayısıyla sürünün global optimum çözüm noktasını bulma yeteneği kısıtlanmış

olacaktır. *Gbest* modelinde parçacıkların hız ve konumlarının güncellenmesi sırasıyla (2.3) ve (2.4)'de ifade edilmektedir.

### 2.3 *Lbest* Modeli

*Lbest* modeli, birden fazla kılavuz kullanarak erken yakınsamayı önlemeye çalışmaktadır. Bir parçacık, sürüdeki diğer parçacıkların hepsi ile etkileşim içinde olmayıp sadece tanımlanmış olan komşu parçacıklara ait performans ve konum bilgilerine sahip olmaktadır. Her bir parçacık için parçacık alt kümeleri tanımlanmaktadır ve bu alt kümeler arasında en iyi performansa sahip parçacık, yerel en iyi parçacık olarak isimlendirilmektedir.  $N_i$  alt kümesi  $l$  komşuluk büyüklüğüne sahip bir alt küme olduğunu düşünürsek:

$$N_i = \{p_{i-l}(t), p_{i-l+1}(t), \dots, p_{i-1}(t), p_i(t), p_{i+1}(t), \dots, p_{i+l-1}(t), p_{i+l}(t)\} \quad (2.5)$$

$$lb_i(t+1) \in N_i \mid f(lb_i(t+1)) = \min \{f(a)\}, \forall a \in N_i \quad (2.6)$$

$$v_{i,j}(t+1) = v_{i,j}(t) + c_1 r_{1,j}(t) [p_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + c_2 r_{2,j}(t) [lb_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] \quad (2.7)$$

Burada,  $lb$  ifade edilen alt küme içinde en iyi performansa sahip yerel en iyi parçacığı sembolize etmektedir. Bu modelde oluşan alt kümelerin arama uzayında birbirleri ile ilişki içinde olmadıkları ve sadece parçacığın indis numarasına göre alt kümelerin oluştuğu, yukarıdaki eşitliklerden çıkarılabilecek yorumlardır. Ayrıca, *gbest* modelinin *lbest* modelinin özel bir durumu ( $l = s$ ) olduğu da dikkat çeken bir ayrıntıdır. Deneysel çalışmalarda  $l = 1$  için *lbest* algoritmasının, *gbest* algoritmasına göre kısmen daha yavaş olduğu, ancak yerel minimumlara yakalanma ihtimalinin daha düşük olduğu tespit edilmiştir [16], [17].

### 2.4 Geliştirilmiş PSO Algoritmaları

Orijinal PSO algoritmasının yakınsama oranını geliştirmek amacıyla *gbest* ve *lbest* modeller için çeşitli teknikler önerilmiştir. Bu çalışmalar genellikle, algoritmanın yapısını değiştirmeyip sadece PSO güncelleme anlayışındaki değişiklikleri içermektedir. Önerilen yaklaşımlar, daha iyi yerel optimizasyon performansı sergilemekle birlikte,



bazı çoklu minimum içeren fonksiyonlarda düşük yakınsama performansları göstermişlerdir. Tez çalışmasında gerçekleştirilen PSO uygulamalarında çoğunlukla *gbest* modeli kullanıldığından, bu bölümde geliştirilmiş *gbest* model algoritmalarına değinilecektir ve literatürde en çok kabul gören yaklaşımlar hakkında bilgi verilecektir.

#### 2.4.1 Eylemsizlik Modeli

Orijinal PSO algoritmasının yakınsama oranını geliştirmek amacıyla geliştirilen ve en çok kullanılan modellerden biri eylemsizlik modelidir [18]. Bu modelde, parçacıkların hızını güncellerken önceki hız ile ilişkilendirilen bir hız ölçeklendirme faktörü kullanılmıştır ve eylemsizlik ağırlığı ( $w$ ) olarak tanımlanmıştır. Yeni hız güncelleme denklemi (2.8)'de tanımlanmıştır.

$$v_{i,j}(t+1) = wv_{i,j}(t) + c_1r_{1,j}(t)[p_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + c_2r_{2,j}(t)[g_j(t) - x_{i,j}(t)] \quad (2.8)$$

Eylemsizlik ağırlığı, önceki işlem adımındaki hızın ne kadarının muhafaza edileceğine hükmeden bir parametredir. Eylemsizlik ağırlığının  $w=1$  değeri için orijinal PSO algoritmasında tanımlanan hız güncelleme şartları geçerli olmaktadır. Eylemsizlik ağırlığının tanıtılması ile birlikte hangi değerde olması veya hangi aralıkta değişmesi gerektiği konusunda çeşitli incelemeler gerçekleştirilmiştir. Shi [18] tarafından,  $[0, 1.4]$  aralığındaki ve zamanla değişen eylemsizlik ağırlığının etkileri araştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre,  $w \in [0.8, 1.2]$  aralığında seçilen eylemsizlik ağırlığı daha hızlı yakınsama sağlamış ancak 1.2'den büyük değerler için çoğunlukla yakınsamada başarısızlık gözlenmiştir. Ayrıca, gerçekleştirilen optimizasyon sonuçları ışığında,  $w$  ağırlığının 1.0 civarında seçilmesinin başlangıçta daha uygun olacağı görüşü sunulmuştur. Diğer bir çalışmada ise [19], eylemsizlik ağırlığı ile  $v_{\max}$  arasındaki ilişkiyi araştırmak üzere deneysel uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Optimize edilen bir fonksiyon için  $v_{\max} = x_{\max}$  ve  $w = 0.8$  için algoritmanın iyi sonuçlara ulaştığını, ancak, en iyi sonuçların ise ilk 1500 işlem adımında 0.9'dan 0.4'e lineer düşürülen bir eylemsizlik ağırlığı kullanıldığında elde edildiği gözlenmiştir. Eylemsizlik ağırlığı için yapılan bu düzenleme, sürüye başlangıçta geniş bir alanı araştırmayı ve son kısımlarda ise düşük eylemsizlik ağırlığı değeri ile daha sınırlı bir alanda arama performansını artırmayı sağlamaktadır. Diğer bir çalışmada ise, garanti yakınsama sağlamak için eylemsizlik ağırlığı ile hızlanma

faktörleri arasındaki ilişkinin eşitlik (2.9)'da ifade edilen koşulu sağlaması gerektiği ifade edilmiştir [17].

$$\frac{c_1 + c_2}{2} - 1 < w \quad (2.9)$$

Aksi takdirde, parçacıkların iraksayan bir davranış sergileyecekleri ifade edilmiştir. Ancak bu koşulun yerine getirilmesi global optimum çözüm noktasına ulaşmayı doğal olarak garanti etmemektedir.

#### 2.4.2 Clerc Modeli

Orijinal PSO algoritmasının yakınsama performansını geliştirmek amacıyla gerçekleştirilen ve en çok kullanılan modellerden birisi de Clerc modelidir [20], [21]. Bu modelde algoritmanın yakınsama performansı için bir daraltma faktörü tanımlanmıştır. Daraltma faktörü, yakınsamayı sağlayan  $w$ ,  $c_1$  ve  $c_2$  değerlerinin seçilmesini hedefleyen bir modeldir. Eylemsizlik ağırlığı ve hızlanma faktörü değerlerini uygun bir şekilde seçmek,  $v_{ij}$  değerlerini  $[-v_{\max}, v_{\max}]$  değer aralığında sınırlandırma ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır. Geliştirilen bu modelde, birçok daraltma modeli irdelenmiştir [20],[21]. Bu modeller arasında, mühendislik optimizasyon problemlerinde en sık kullanılan model izah edilecektir. Bu modelde değiştirilmiş hız güncelleme işlemi (2.10)'da ifade edilmiştir.

$$v_{i,j}(t+1) = \chi \left( (v_{i,j}(t) + c_1 r_{1,j}(t) [p_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + c_2 r_{2,j}(t) [g_j(t) - x_{i,j}(t)]) \right) \quad (2.10)$$

$$\chi = \frac{2}{2 - \varphi - \sqrt{\varphi^2 - 4\varphi}} \quad (2.11)$$

Burada,  $\varphi = c_1 + c_2$  olarak ifade edilmektedir ve  $\varphi > 4$  koşulu bulunmaktadır. İzah edilen model için hızlanma faktörleri  $c_1 = c_2 = 2.05$  ve bu durumda  $\chi = 0.7298$  değerini almaktadır. Elde edilen daraltma faktörü ve hızlanma faktörü değerlerini (2.10)'da yerine koyarsak hız güncelleme ifadesi aşağıdaki hali alır:

$$v_{i,j}(t+1) = 0.7298 \left( (v_{i,j}(t) + 2.05 \times r_{1,j}(t) [p_{i,j}(t) - x_{i,j}(t)] + 2.05 \times r_{2,j}(t) [g_j(t) - x_{i,j}(t)]) \right) \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.3)'te gbest modeli için kullanılan hız güncelleme ifadesinden hareketle Clerc modeli için eylemsizlik ağırlığı  $w = 0.7298$  ve hızlanma faktörleri ise  $c_1 = c_2 = 1.4962$  değerlerine sahip olmaktadır.

Clerc modelinin yakınsama performansını incelemek amacıyla, Clerc modeli ile  $v_{\max}$  hız sınırlamalı modelin performanslarını kıyaslayan bir çalışma gerçekleştirilmiştir [22]. Elde edilen sonuçlara göre, hızı sınırlandırmayarak kullanılan daraltma faktörünün genellikle daha iyi bir yakınsama oranına sahip olduğunu ve bununla birlikte, bazı test fonksiyonları için Clerc modelinin belirli işlem adımı sayısında hedef eşik hata değerine ulaşamadığı gözlenmiştir. Eberhart ve Shi, bu başarısızlığın temel nedeninin parçacıkların arama uzayının hedef bölgesinden çok uzakta gezinmeleri olduğu yorumunda bulunmuşlardır. Bu amaçla, Clerc modelinde maksimum hız değeri  $v_{\max} = x_{\max}$  olacak şekilde sınırlandırılmıştır. Uygulama sonucunda, kullanılan bütün test fonksiyonları için, hem yakınsama performansı açısından, hem de algoritmanın hedef eşik hata değerine ulaşma yeteneği açısından daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir.

## 2.5 PSO Algoritmasının Avantaj ve Dezavantajları

PSO algoritmasının sahip olduğu popüleritenin en temel nedenleri, kavramsal olarak açık, hesaplama olarak basit ve uygulama olarak da kolay olmasıdır. Arama uzayındaki potansiyel çözüm noktaları olan parçacıkların konumları iki basit formül ile güncellenebilmektedir ve algortmada ayarlanması gereken parametre sayısı oldukça azdır. Ayrıca, PSO performansının diğer yöntemlerle kıyaslandığı çalışmalarda elde edilen sonuçlar, PSO algoritmasının birçok problemde daha üstün performans sergilediğini göstermektedir [2], [23], [24], [25]. Diğer evrimsel algortmalara nazaran daha yeni bir yöntem olması nedeniyle, PSO algoritması arama ve yakınsama performansının yükseltilmesi amacıyla yapılabilecek birçok çalışmaya ve hem yapısal, hem de mantıksal değişikliklere müsait bir algortmadır [26].

Diğer rastlantısal arama algortmaları gibi PSO algoritması, iki temel dezavantaja sahiptir. Bunlardan birincisi, sürünün çok erken yakınsamasıdır. PSO algoritması iyi sonuçlara diğer evrimsel algortmalara göre daha hızlı ulaşsa da, işlem adımı sayısının artırılması durumunda dahi genellikle arama kalitesini geliştirememektedir. PSO

algoritması çoklu minimumdan (maksimum) oluşan zorlu test fonksiyonlarının optimizasyonu esnasında çoğunlukla erken yakınsamaya maruz kalır. Bu olumsuzluğun gbest modeli için gerekçesi, parçacıkların global en iyi konum ile bireysel en iyi konum arasındaki bir konuma yakınsamalarıdır ve bu konumun bir lokal optimum olması da garanti değildir. Bu problem için diğer bir neden ise, her bir işlem adımında birbirine yakın konumlardaki parçacıkların oluşmasıdır ve bu durum da parçacıkların yerel optimaya yakalanma olasılıkları yükselmektedir. Diğer bir dezavantajı ise, rastlantısal yaklaşımların probleme bağımlı performansa sahip olmalarıdır. Bu bağımlılık genelde her algoritmanın kendine has parametre ayarlarından kaynaklanmaktadır. Bu nedenle, rastlantısal bir arama algoritması için değişik parametre setleri kullanılarak büyük performans değişimleri elde edilebilir ve tek bir parametre seti bütün problemlere uygulanamaz. Örneğin eylemsizlik ağırlığı ( $w$ ) değerini büyütmek, parçacıkların hızlarını artıracak, daha iyi arama performansı sergilemesini sağlayacak ve yerel arama kalitesini düşürecektir. Diğer taraftan, eylemsizlik ağırlığı ( $w$ ) değerini küçültmek, parçacıkların hızını düşürecek ve parçacıkları yerel arama yapmaya yönlendirecektir. Bu nedenle, değişik problemler için uygun bir  $w$  değeri belirlemek çok çetin bir problemdir.

### BİR MİKRODALGA TRANSİTÖRÜN PSO TEMELLİ İŞARET-GÜRÜLTÜ SINIR AĞI MODELİ

Aktif eleman modelleme, mikrodalga bilgisayar destekli tasarımın en önemli ve kritik alanlarından biridir. Günümüz devre tasarımında izlenen yöntemlerden biri, toplu eşdeğer devreye dayalı yaklaşımlardır. Bu amaçla, geçmişte birçok eşdeğer devre modeli geliştirilmiştir ve bu çeşitliliğin nedeni ise transistörün her türlü davranışını gösterebilen bir eşdeğer devre olmamasıdır. Herhangi bir cihaz için optimize edilen özel bir eşdeğer devre modeli diğer cihazlar için modelin kısıtlanmasına neden olmaktadır. Toplu eşdeğer devreye dayalı yaklaşımlar için söylenebilecek diğer bir handikap ise, gerçekleştirilen çalışmalarda küçük-ışaret ve gürültü performansının birbirlerinden ayrı ele alınmış olmasıdır. Oysaki düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımı çalışmalarında aktif elemanın hem küçük-ışaret, hem de gürültü davranışı birlikte incelenmelidir. Mikrodalga frekans bölgesinde pasif elemanların davranışlarının dahi daha karmaşık hale geldiği düşünülürse, yarı-iletken aktif eleman davranışları, ancak geniş parametre kümeleri içeren ve karmaşık ilişkilere sahip yüksek dereceli lineer olmayan elemanları içeren modeller ile karakterize edilebilirler ve bu nedenle güçlü modelleme tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca, teknolojinin hızlı gelişimiyle, sürekli olarak yeni yarı iletken cihazlar üretilmektedir ve yeni transistörlerin bütün davranışlarını sergileyebilen modellerin geliştirilmesi gerekmektedir. Genellikle, yeni eşdeğer devre topolojisinin formülize edilmesi ve doğrusal olmayan elemanlar için formüllerin üretilmesi amacıyla fazlaca vakit alan bir deneme yanılma işlemi gerçekleştirildiğinden transistörün DC, küçük-ışaret, gürültü ve büyük-ışaret davranışlarını sergileyen alternatif ve etkili bir yaklaşım olarak yapay sinir ağları

kullanılmaktadır. Yapay sinir ağı, bilgisayar destekli öğrenme yoluyla yeni transistör davranışlarını modelleme ve böylece daha otomatik model geliştirme yeteneğine sahiptir. Yapay sinir ağı yaklaşımı cihazın mevcut eşdeğer devre modelleri ile doğru bir şekilde modellenemediği durumlarda daha başarılıdır. Devre teorisi/denklemleri mevcut olmasa bile ölçülmüş veriyi kullanarak öğrenme yoluyla, yeni bir yarı iletken cihaz için sinir ağı modelleri geliştirilebilir.

Aktif devre tasarımında, aktif elemanların küçük-ışaret ve gürültü modelleri çok önemli bir yere sahiptir. Yapay sinir ağı, transistörün küçük-ışaret ve gürültü davranışı ile fiziksel/işlem/kutuplama parametreleri arasındaki doğrusal olmayan ilişkiyi öğrenmek için eğitilebilirler. Oluşan küçük-ışaret sinir ağı modelinin girişlerini transistörün fiziksel/işlem parametreleri ve kutuplama koşulları oluştururken, çıkışlarını ise saçılma ve gürültü parametreleri oluşturmaktadır. Bir mikrodalga transistörün bir kutuplama noktasındaki küçük-ışaret ve gürültü davranışı çalışma band genişliği boyunca saçılma parametreleri ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ) ve gürültü parametreleri ( $F_{opt}$ ,  $\Gamma_{opt}$ ,  $R_n$ ) ile ifade edilir. Saçılma ve gürültü parametreleri transistörün öz özelliklerine ve frekansa bağlıdır. Saçılma parametreleri transistörün işaret güç kazancını ve empedans uyumsuzluğu kayıplarını ifade etmekte kullanılırken, gürültü faktörü transistörün girişi ve çıkışı arasındaki işaret gürültü oranındaki bozulmayı ifade etmektedir.

Bir mikrodalga transistörü için saçılma ve gürültü davranışları ile kutuplama koşulları ( $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$ ) ve frekans  $f$  arasındaki yüksek dereceli doğrusal olmayan ilişkiler, yapay sinir ağı [27], destek vektör makineleri [28] ve bulanık mantık [29] gibi yapay zekâ yöntemleri ile modellenmektedir. Yapay sinir ağı modeli genellikle bir ileri beslemeli ağ yapısı çeşidi olan çok katmanlı algılayıcılardan oluşturulmakta ve bu ağ eğitiminde de yaygın olarak geri yayılım algoritması kullanılmaktadır. Eğitim aşamasında, ağ çıkışlarını hedef çıkış değerlerine yakınlaştırmak ve eğitim hatasını talep edilen seviyeye çekmek amacıyla ağırlıklar her adımda hata fonksiyonunun gradyan bilgisine bağlı olarak güncellenmektedir. Ancak, gradyan temelli algoritmaların başlangıç koşullarına bağlılığı ve yerel minimumlara yakalanma riski yüksek olması nedeniyle, geri yayılım algoritmasına alternatif olarak eğitim aşamasında genetik algoritma [30], karınca kolonisi optimizasyonu [31], yapay arı algoritması [32] ve parçacık sürü optimizasyonu [33] gibi global optimizasyon yöntemleri kullanılmaktadır. Son yıllarda, geri yayılım

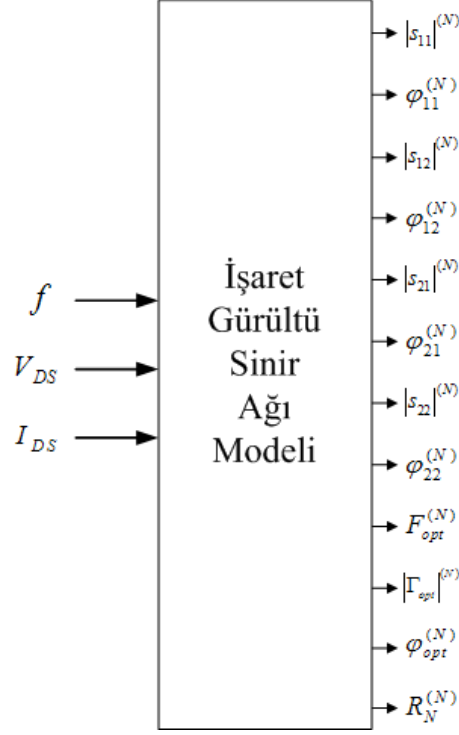
algoritması ve türevlerine alternatif olarak yapay sinir ağlarının eğitiminde PSO algoritmalarının kullanıldığı çok sayıda çalışma gerçekleştirilmiştir. Diyabet ve iris verilerinin sınıflandırması [34], imza doğrulama [35], pasif harmonik filtre tasarımı [36], mikrodalga sinir ağı modelleme [37] uygulamaları bu çalışmalara örnek olarak verilebilir. Bu çalışma, mikrodalga transistörün işaret-gürültü davranışının PSO temelli sinir ağları ile modellenmesini içeren ilk çalışmadır.

Bu çalışmada, daha önce yapay sinir ağı [27], [38] ve destek vektör makineleri [28], [39] modeli oluşturulan bir mikrodalga transistörün PSO temelli sinir ağı oluşturulmuş ve elde edilen modelin eğitim ve test performansı, gradyan temelli yöntemler ile karşılaştırılmıştır. PSO algoritması, iki farklı çok katmanlı ağ yapısına uygulanmış ve her iki modelin performansları da incelenmiştir.

Takip eden bölümlerde öncelikle bir mikrodalga transistörün işaret-gürültü davranışına ait kara-kutu modeli ve modeli ifade eden veri bileşenleri izah edilecektir. Daha sonra ise, çalışmada kullanılan yapay sinir ağı yapısı olan çok katmanlı algılayıcıların yapısal, hesaplama ve algoritma özellikleri ifade edilecektir. Çok katmanlı algılayıcıları takip eden alt bölümde ise, işaret-gürültü modellemesinde kullanılan gradyan temelli ve PSO temelli sinir ağı yapıları izah edilecektir. Son kısımda da, gerçekleştirilen modelleme uygulamaları, elde edilen modellerin performans analizleri ve sayısal sonuçlar verilecektir.

### **3.1 Bir Mikrodalga Transistörün İşaret-Gürültü Sinir Ağı Modeli**

Bir mikrodalga transistörün ( $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$ ) kutuplama koşullarında ve  $f$  çalışma frekansındaki küçük-ışaret (S-) ve gürültü (N-) davranışı kara-kutu ile temsil edilebilir (Şekil 3.1). Burada;  $f$ ,  $V_{DS}$  ve  $I_{DS}$  giriş uzayı değişkenleri olup, çıkış uzayını ise transistörün küçük-ışaret ve gürültü davranışını tanımlayan on iki adet fonksiyon oluşturmaktadır. Sinir ağı modeli, transistörün kutuplama ve işlem parametreleri ile saçılma ve gürültü parametrelerinin genlik ve fazlarının ilişkilendirilmesini sağlamaktadır. Mikrodalga transistörün çalışma noktalarındaki işaret ve gürültü davranışını yüksek doğruluk oranı ile sergileyebilen modeli elde etmek amacıyla çok katmanlı yapay sinir ağları kullanılmıştır.



Şekil 3. 1 Bir mikrodalga transistörün işaret-gürültü sınır ağı modeli

Aktif bir mikrodalga cihazın belirli bir kutuplama noktasındaki küçük-ışaret ve gürültü performansı frekans domeninde saçılma (S-) ve gürültü (N-) parametrelerinin fazörleri ile ifade edilebilmektedir ve buna göre bir çalışma bandı boyunca ölçülmüş saçılma ve gürültü verisi aşağıdaki şekilde gibi ifade edilebilir [27]:

$$\begin{bmatrix} f_1 : & S^{(1)} & N^{(1)} \\ f_2 : & S^{(2)} & N^{(2)} \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ f_N : & S^{(N)} & N^{(N)} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Burada,  $(S^{(1)}, N^{(1)})$ , ...,  $(S^{(N)}, N^{(N)})$  ( $f_1, \dots, f_N$ ) belirli kutuplama şartlarında örnek çalışma frekanslarındaki saçılma ve gürültü fazör çiftleridir:

$$\left[ S^{(N)} \right]^t = \left[ |S_{11}|^{(N)} \varphi_{11}^N \quad |S_{12}|^{(N)} \varphi_{12}^N \quad |S_{21}|^{(N)} \varphi_{21}^N \quad |S_{22}|^{(N)} \varphi_{22}^N \right] \quad (3.2)$$

$$\left[ N^{(N)} \right]^t = \left[ F_{opt}^{(N)} \quad |\Gamma_{opt}|^{(N)} \quad \varphi_{opt}^{(N)} \quad R_N^{(N)} \right] \quad (3.3)$$

(3.1)-(3.3) ile tanımlanan bu ifadeler transistörün sınır ağı modelinin eğitiminde kullanılmaktadır. Böylece, belirli kutuplama koşulları altında ve belirli bir  $f_k$  frekansında



$S^{(k)}$  ve  $N^{(k)}$  performans vektörlerini elde etmek mümkün olmaktadır. Hatta performans vektörlerinin ölçülmediği ve dolayısıyla eğitilen modelin bu vektörlere aşına olmadığı durumlarda dahi model kestirimde bulunmaktadır. Dolayısıyla, sürekli bir model olan sinir ağı modeli, kutuplama ve işlem koşulları ile küçük-ışaret ve gürültü davranışları arasındaki doğrusal olmayan ilişkiyi başarılı bir şekilde öğrenerek, belirli bir kutuplama koşulunda ve çalışma frekansında cihazın küçük-ışaret ve gürültü davranışını elde etmek mümkün olmaktadır.

### 3.2 Yapay Sinir Ağları

Yapay sinir ağları (YSA), insan beyninin gözlemlerinden öğrenme ve yorumlayarak genelleştirme yeteneğinden esinlenilerek geliştirilmiş bilgi işleme sistemleridir. Yapay sinir ağları, insan beyninde nöron/nöronlar mertebesinde gerçekleşen işlemlerin matematiksel bir modeli olarak geliştirilmiştir. Yapay sinir ağları, model bileşenlerinin tam bir analitik ifadesinin mevcut olmadığı durumlarda bile model geliştirmeyi sağlayacak şekilde öğrenme ve genelleştirme yeteneğine sahiptir. Sinir ağı modelleri, doğrusal ve doğrusal olmayan problemlerin hem cihaz hem de devre mertebesinde modellenmesini ve elde edilen modelin benzer problemler için tekrar kullanılmasına olanak sağlayan evrensel yakınsayıcılardır.

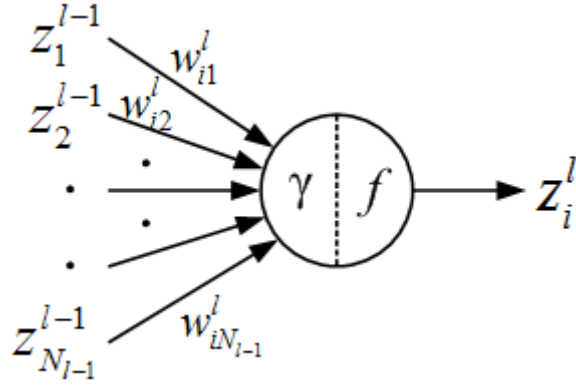
Yapay sinir ağlarının bilim dünyasına tanıtılması ile bu yöntem, RF ve mikrodalga modelleme problemlerinin çözümlenmesinde etkili bir alternatif yöntem olarak kabul görmüştür. Günümüzde, artan teknolojik gelişmelere ve dolayısıyla performans ihtiyaçlarına bağlı olarak hem tasarım/modelleme yelpazesi sürekli genişlemekte, hem de mevcut sistemler daha karmaşık hale gelmektedir. Bu nedenle, RF ve mikrodalga mühendisliği uygulamalarında en çok rağbet gören ve kullanılan yöntemlerden biri haline gelmiştir. Bu uygulamalardan bazıları; empedans uydurma [40], mikroşerit devre tasarımı [41], mikrodalga devre tasarımı ve optimizasyonu [42], [43], aktif eleman modelleme [27], [44], pasif eleman modelleme [45], [46], [47], [48], [49] olarak verilebilir. Buna ek olarak, Zhang ve Gupta [50] tarafından yapılan çalışmada yapay sinir ağlarının çeşitli RF ve mikrodalga tasarımı uygulamaları derlenmiş ve YSA yapılarının performansları farklı uygulamalar için incelenmiştir.

Mühendislik problemlerinin çeşitliliğine paralel olarak çok katmanlı algılayıcılar (ÇKA), radyal tabanlı fonksiyon sinir ağları (RBF) ve genelleştirilmiş regresyon sinir ağları (GRNN) gibi birçok farklı YSA yapıları geliştirilmiştir. Ancak bu bölümde mikrodalga uygulamalarında en çok kullanılan ağ yapısı olan ve tez çalışmasında da kullanılan çok katmanlı algılayıcılar hakkında bilgi verilecektir.

### **3.2.1 Çok Katmanlı Algılayıcılar**

Yapay sinir ağları, işlemci elemanlar (nöron) ve aralarındaki bağlantılar (ağırlık) olmak üzere en az iki fiziksel bileşene sahiptir. Her nöron, kendisine bağlı olan komşu nöronlar tarafından uyarılır, bilgiyi işler ve bir çıkış üretir. Çok katmanlı algılayıcılarda, nöronlar katmanlara ayrılmaktadır. Giriş katmanında ağın dışından (girişler tarafından) uyarılan giriş nöronları bulunmaktadır. Çıkış katmanı, aynı zamanda ağın çıkışlarını oluşturan çıkış nöronlarını içermektedir. Giriş ve çıkış katmanı arasında bulunan gizli katmanda ise, diğer nöronlar tarafından uyarılan ve ürettikleri çıkışlar bir sonraki nöronlar için uyarı olarak kullanılan gizli nöronlar bulunmaktadır. Genellikle yapay sinir ağları, bir giriş ve çıkış katmanı ve bir veya birden fazla gizli katman içermektedir. Ayrıca, bir nöronun bilgiyi işlemesi için çeşitli aktivasyon fonksiyonları mevcuttur ve nöronlar arasındaki bağlantı da çeşitli şekillerde gerçekleştirilebilir. Bu çeşitliliğe bağlı olarak farklı sinir ağ yapıları oluşturmak da mümkündür ve çok katmanlı algılayıcılar sahip olduğu özellikler bakımından ileri beslemeli sinir ağları yapısına sahiptir. Çok katmanlı algılayıcılarda sadece girişten çıkışa doğru tek yönlü bağlantı türü mevcuttur, geri besleme bağlantıları bulunmamaktadır.

Çok katmanlı algılayıcılarda ağın davranışı, her katmandaki nöronlara tayin edilen bilgi işleme prensibi ile belirlenebilir. Yapay sinir ağlarında, giriş katmanında bulunan nöronlar dışındaki bütün nöronlar bir önceki katmanda bulunan nöronlar tarafından uyarılır. Nöron, uyarı bilgisini sahip olduğu dönüştürme özelliğine göre işler ve bir çıkış üretir (Şekil 3.2).



Şekil 3. 2 Bir nöron tarafından bilginin işlenmesi (l. katman i. nöron için)

Şekil 3.2’de görüldüğü üzere,  $l$ . katmanın  $i$ . nöronu bir önceki katmanda bağlantılı olduğu nöronlar tarafından üretilen çıkışlar  $Z^{l-1}=[z_1^{l-1}, z_2^{l-1}, \dots, z_{N_{l-1}}^{l-1}]^T$  ile uyarılmaktadır. Burada,  $w$  iki nöron arasındaki bağlantıyı tanımlayan ağırlıklardır,  $N_l$ ,  $l$ . katmanın nöron sayısıdır ve  $l=1, 2, \dots, L$ , olmak üzere  $L$  toplam katman sayısını ifade etmektedir. Şayet katman  $(l-1)$ , giriş katmanı ise, bu durumda uyarı ağırlık girişleri tarafından yapılmaktadır. Her bir giriş kendisine karşılık gelen ağırlıklar ile çarpılır ve bütün çarpımlar toplanır.

$$\gamma_i^l = \sum_{j=1}^{N_{l-1}} w_{ij}^l \times z_j^{l-1} \quad (3.4)$$

Nöronun bir çıkış değeri üretmesi ise, ağırlıklı toplamın bir aktivasyon fonksiyonu ile yeni bir değere dönüştürülmesi ile gerçekleştirilir:

$$z_i^l = f(\gamma_i^l) \quad (3.5)$$

Aktivasyon fonksiyonu olarak gizli katmanlarda en çok kullanılan sigmoid fonksiyonunun, söz konusu nöron için geçerli olduğu farzedilirse, çıkış ile ağırlıklı toplam arasındaki ilişki (3.6) ile ifade edilebilir:

$$z_i^l = f(\gamma_i^l) = \frac{1}{(1 + e^{-\gamma_i^l})} \quad (3.6)$$

Çıkış katmanında aktivasyon fonksiyonu olarak sigmoid fonksiyonu gibi matematiksel fonksiyonlar kullanılabileceği gibi uyarıların ağırlıklı toplamını hesaplamak için lineer fonksiyonlar da kullanılabilir:

$$f(\gamma_i^L) = \gamma_i^L = \sum_{j=1}^{N_{L-1}} w_{ij}^L \times z_j^{L-1} \quad (3.7)$$

Amacın sürekli elektriksel parametrelerin modellenmesi olduğu RF ve mikrodalga modelleme problemlerinde, çıkış nöronları için lineer aktivasyon fonksiyonlarının kullanılması daha uygundur. Çıkış nöronlarında lineer aktivasyon fonksiyonlarının kullanılması eğitilen ağı'nın sayısal uyumluluğunu geliştirmektedir [50].

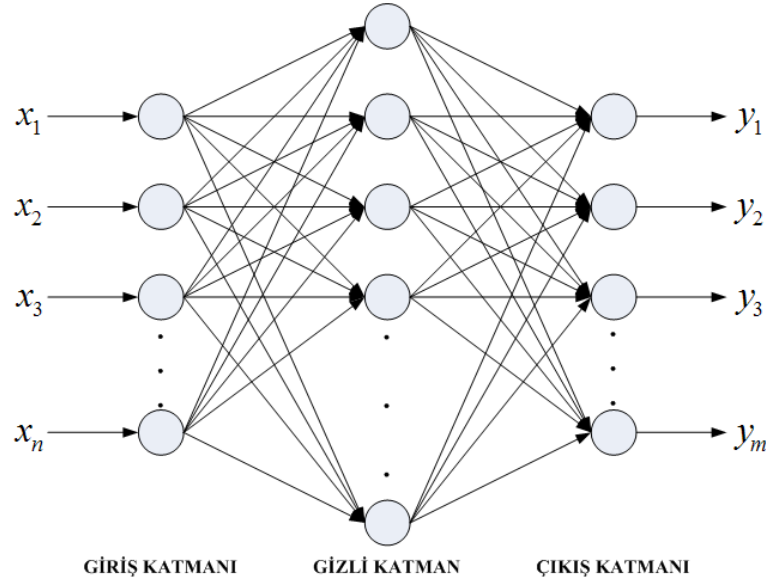
Eğer bir önceki katmandaki nöronların hepsinin çıkışları sıfır ise, (3.4) ve (3.7)'de ifade edilen ağırlıklı toplam değeri de sıfıra eşit olur. Bu nedenle, nöronun ve dolayısıyla ağı'nın sayısal uyumluluğunu geliştirmek amacıyla her nörona, çıkışı  $z_0^{L-1} = 1$  olan hayali bir nöron bağlanmaktadır ve bu nöron için atanan ağırlık parametresi  $w_{i0}^L$  bias olarak adlandırılır. Bu durumda ağırlıklı toplamın ve nöronun çıkış değerinin yeni ifadesi sırasıyla (3.8) ve (3.9)'daki gibi ifade edilebilir:

$$\gamma_i^L = \sum_{j=0}^{N_{L-1}} w_{ij}^L \times z_j^{L-1} \quad (3.8)$$

$$z_i^L = f \left( \sum_{j=0}^{N_{L-1}} w_{ij}^L \times z_j^{L-1} \right) \quad (3.9)$$

Yapısı ve işlevi yukarıda izah edilen nöronların çeşitli şekillerde bir araya gelmesiyle çok katmanlı algılayıcılar oluşmaktadır. Burada, öngörülen gizli katman sayısı ve her katmanda kullanılacak nöron sayısı bu çeşitliliğe neden olmaktadır. Bu özellik de, yüksek dereceli doğrusal olmayan problemlerin çözümünde kullanıcıya bir avantaj sağlamaktadır. Tek gizli katmanlı bir çok katmanlı algılayıcı yapısı Şekil 3.3'te gösterilmiştir.

Şekil 3.3'teki gibi bir çok katmanlı algılayıcıda, tanımlanan giriş verisi  $x=[x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$  ve ağırlıklar  $w$  için ileri beslemeli sinir ağı çıkış verisini  $y=[y_1 \ y_2 \ \dots \ y_m]^T$  hesaplamak için kullanılır. İleri besleme işleminde, giriş verisi giriş nöronlarına uygulanır  $z_i^1=x_i, (i=1,2,\dots,n)$ , giriş nöronlarının çıkışları ise gizli katmandaki nöronları uyarmaktadır (3.9) ve son aşamada gizli katmandaki nöronların çıkışları ise çıkış nöronlarına uygulanarak ağın nihai çıkış değerleri elde edilir (3.7).



Şekil 3. 3 Tek gizli katmana sahip çok katmanlı algılayıcının genel yapısı

### 3.2.2 Geri Yayılım Algoritması

Genel yapay sinir ağı uygulamaları, tanımlanan iki veri kümesi arasındaki eşlemeyi öğrenmek için genel bir yöntem sunmaktadır. Veri kümeleri gerçel değerli, ayrık veya vektör olabilirler. Çok katmanlı algılayıcı yapılarda temel hedef, eğitici öğrenme yöntemi ile giriş verisini çıkış verisine en az hatayla eşleyen optimum  $w$  kümesini elde etmektir ve bu hedef doğrultusunda ağ eğitilir. Ağ eğitmek amacıyla kullanılan veri kümesi, giriş vektör kümesini ve bu vektör kümesine karşılık gelen çıkış (hedef) vektör kümesini içermektedir. Eşleme hatası, veri kümesinde tanımlanan hedef değerleri ile eğitilen ağın, giriş veri kümesi için üretmiş olduğu çıkış değerleri arasındaki fark olarak tanımlanmaktadır ve bu hata değeri eğitim hatası olarak adlandırılmaktadır. Bir ağın eğitim performansı ortalama karesel hata hesabı ile elde edilmektedir:

$$E_{Tr} = \frac{1}{2} \sum_{k \in T_r} \sum_{j=1}^m (y_j(x_k, w) - d_{jk})^2 \quad (3.10)$$

Burada;  $d_{jk}$ ,  $j$ . hedef çıkışı,  $y_j(x_k, w)$   $x_k$  girişi için  $j$ . ağ çıkışı ve  $T_r$  ise eğitim verisi indeksini sembolize etmektedir. Eğitim işleminde (3.10)'da tanımlanan hata minimize edilerek hedef hata değerine ulaşıncaya dek ağırlıklar değiştirilir.

Eğitim hatasını minimize eden optimum  $w$  kümesini elde etmek amacıyla birçok yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemler esas itibariyle hatanın gradyanının kullanılıp kullanılmamasına göre gradyan-temelli ve gradyan-temelli olmayan yöntemler olmak üzere iki başlık altında toplanmaktadırlar. Gradyan temelli yöntemler arasında en popüler olanı 1986 yılında Rumelhart tarafından önerilen ve en dik iniş prensibine dayanan geri-yayılım algoritmasıdır [50]. Geri-yayılım algoritmasında sinir ağının ağırlıkları, eğitim hatası yeterince küçük olana dek hatanın gradyanının negatif yönü boyunca güncellenmektedir.

$$w = w - \eta \frac{\partial E}{\partial w} \quad (3.11)$$

Burada,  $\eta$  öğrenme oranı olarak adlandırılmaktadır. (3.10)'da ifade edilen eğitim hatasını, tek bir eğitim örneği için hesaplırsak, hata fonksiyonu (3.12)'deki gibi ifade edilebilir:

$$E_k = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^m (y_j(x_k, w) - d_{jk})^2 \quad (3.12)$$

Bu hata fonksiyonu için optimum ağırlık değerleri  $\frac{\partial E_k}{\partial w}$  gradyan bilgisini kullanarak elde edilmektedirler. Hata fonksiyonunun ağırlık değerlerine göre türevi, zincir kuralından faydalanarak bulunmaktadır:

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}^l} = \frac{\partial E_k}{\partial z_i^l} \cdot \frac{\partial z_i^l}{\partial w_{ij}^l} \quad (3.13)$$

$$\frac{\partial z_i^l}{\partial w_{ij}^l} = \frac{\partial f}{\partial \gamma_i^l} \cdot z_j^{l-1} \quad (3.14)$$

$$\frac{\partial E_k}{\partial z_i^l} = \sum_{j=1}^{N_{l+1}} \frac{\partial E_k}{\partial z_j^{l+1}} \cdot \frac{\partial z_j^{l+1}}{\partial z_i^l} \quad (3.15)$$

Çok katmanlı algılayıcının l. katmanında bulunan i. nöronun yerel gradyan değeri  $\delta_i^l$ , nöronun çıkış değerinin, girişindeki ağırlıklı toplama göre türevidir ( $\delta_i^l = \frac{\partial E_k}{\partial \gamma_i^l}$ ) ve bu durumda ağın çıkışındaki ve gizli katmanlardaki lokal gradyanlar sırasıyla (3.16) ve (3.17)'deki eşitliklerle ifade edilebilir.

$$\delta_i^L = (y_i(x_k, w) - d_{ik}) \quad (3.16)$$

$$\delta_i^l = \left( \sum_{j=1}^{N_{l+1}} \delta_j^{l+1} w_{ji}^{l+1} \right) z_i^l (1 - z_i^l), l = 2, \dots, L \quad (3.17)$$

Bu durumda, hatanın ağırlıklara göre türevi:

$$\frac{\partial E_k}{\partial w_{ij}^l} = \delta_i^l z_j^{l-1} \quad (3.18)$$

şeklinde ifade edilir.

### 3.2.3 Çok Katmanlı Algılayıcıların Performansını Etkileyen Faktörler

Önceki bölümlerde izah edildiği üzere, ağın eğitim performansı, giriş ve çıkış verisi arasındaki ilişkiyi modelleme ve minimum hata ile eşlemesi ile ifade edilmektedir. Ancak, birçok yapay sinir ağı uygulamasında, probleme ait verinin hepsine sahip olmak mümkün değildir. Bu nedenle, ağın eğitimi için kullanılan giriş-çıkış verisi bütün verinin ancak bir kısmını içermektedir. Bu noktada, ağın eğitim performansına ilave olarak yeni bir performans parametresi ortaya çıkmaktadır ve bu, eğitilen ağın probleme ait olan ancak eğitim verisinin dışındaki bir veri için sergileyeceği eşleme performansı olarak tanımlanmaktadır. Ağın eğitimi için kullanılan veri kümesi dışında farklı bir veri kümesi mevcut ise, bu veri kümesi için ağın sergileyeceği eşleme hatasını kestirmek mümkün olacaktır. Bu yeni veri kümesine test verisi ve ağın sahip olduğu eşleme hatasına ise test (genelleştirme) hatası adı verilmektedir. Başarılı yapay sinir ağı modellerinin oluşturulabilmesi amacıyla ağın hem eğitim, hem de test performansının iyi olması

gerekmektedir. Bu noktada, ağın eğitim ve test performansını etkileyen unsurlardan bahsetmek faydalı olacaktır.

Birçok mikrodalga modelleme probleminde giriş/çıkış parametre değerlerinin genlik dağılım ve aralıkları birbirlerinden farklı olabilmektedir. Böyle durumlarda, başarılı bir sinir ağı eğitimi için eğitim verisinin ölçeklendirilmesi gerekmektedir. Veri ölçeklendirme işlemi giriş veya çıkış verisine uygulanabileceği gibi, her iki veriye de uygulanabilir. Ölçeklendirme yöntemlerine örnek olarak lineer, logaritmik ve çift taraflı logaritmik ölçeklendirme verilebilir [50]. Giriş verisini lineer ölçeklendirmek uygun ağırlık parametrelerinin elde edilmesini geliştirmektedir. Çıkış verisini lineer ölçeklendirmek ise, genlik değerleri çok farklı olan çıkış değerlerini dengeleyerek eğitim hatasını minimize ederken, her çıkışın eşit derecede hata değerine etki etmesini sağlamaktadır. Eğer çıkış verisinde çıkış değerleri çok büyük değişime sahiplerse, logaritmik ölçeklendirme kullanmak her bir çıkışın büyük ve küçük genlik değerleri arasında bir denge sağlar.

Eğitim işleminin iyi bir başlangıç değerinden başlaması için sinir ağı ağırlık parametrelerine başlangıç değeri atanmalıdır. Sezgisel optimizasyon algoritmalarında optimum çözüm noktasına ulaşma başarısının başlangıç değerlerine bağlı olması gibi, yapay sinir ağılarında da ağırlıkların başlangıç değerleri ağın eğitim performansını etkileyen faktörlerden biridir. Çok katmanlı algılayıcılarda ağırlıklara başlangıç değeri atanmasında en çok kullanılan yöntem rastgele değer atama yöntemidir. Genellikle, [-0.5, 0.5] aralığında küçük değerler başlangıç değerleri olarak atanmaktadır. Alternatif olarak, ağın eğitim ve yakınsama performansını artırmak için ağırlıklara başlangıç değerleri atanırken farklı dağılımlara (düzgün veya gauss), farklı değer aralıklarına, farklı varyans değerlerine sahip rastgele sayı üreticiler kullanılabilir.

Sinir ağının giriş-çıkış verilerinin tanımlanması ve ağırlıkların başlangıç değerlerinin atanması ile ağın eğitim süreci başlar. Giriş ile çıkış arasındaki ilişkiyi öğrenen ve modelleyen sinir ağının aşına olmadığı giriş verileri için çıkış verisini kestirme yeteneği genelleştirme yeteneğini ifade etmektedir. Yapay sinir ağlarının öğrenme performansları eğitim ve genelleştirme yeteneklerine göre değerlendirilmektedir ve bu durumda üç farklı durumdan bahsedilebilir. Bunlardan birincisi, bir sinir ağının başarılı



bir eğitim performansına sahip olmasına rağmen genelleştirme performansının düşük olmasıdır ve bu durum ağı ezberlemesi olarak tanımlanmaktadır. Ağ eğitim verisini çok başarılı bir şekilde eşlemekte ancak test verisi için aynı başarıyı gösterememektedir. Ağın ezberlemesinin muhtemel nedenleri gizli katmanda gereğinden fazla nöron kullanılması veya eğitim verisinin yeterli olmamasıdır. İkinci durum ise ağın yetersiz öğrenmesidir. Bu durumda ağ hem eğitim, hem de test aşamasında başarısız sonuçlar üretir. Bu başarısızlığın temel nedenleri ise, gizli katmanda az sayıda nöron kullanılması, ağın yeterince eğitilmemesi veya ağın lokal bir minimuma yakalanmasıdır. Ağın öğrenme performansını artırmak için kullanılan mevcut çözümler arasında gizli katman sayısını artırmak, daha geniş eğitim süresi veya lokal minimumlara takılmayan farklı öğrenme algoritmalarını kullanmak bulunmaktadır. Sinir ağlarının öğrenmesinde ortaya çıkan bu tür olumsuzlukları bertaraf etmek, ağın eğitim ve test hatalarının oldukça düşük ve birbirlerine yakın olması için ağın eğitiminde kullanılan veri miktarı, gizli katmanda kullanılan nöron sayısı ve ağın eğitimi için kullanılan algoritma çok titiz bir şekilde belirlenmelidir. Daha önce de ifade edildiği üzere, eğitim verisinin az olduğu durumlarda sinir ağları ezberlemektedir ve eğitim veri kümesini genişletmek genellikle daha iyi öğrenme ile sonuçlanmaktadır. Ancak, bu durum eğitim veri kümesini olabildiğince genişletmek anlamına da gelmemektedir. Belirli bir noktadan sonra, eğitim verisindeki artış genelleştirme hatasını geliştirmemektedir. Bu durum, her probleme ve talep edilen genelleştirme hatasına bağlı olarak, belirli miktarda eğitim verisinin ağın öğrenmesi için yeterli olacağını ve ilave eğitim verisinin ağın performansına katkısının olmayacağını göstermektedir. Sinir ağının eğitilmesini etkileyen diğer bir faktör ise gizli katmandaki nöron sayısıdır. Gizli katmandaki nöron sayısının az olduğu durumlarda eğitim verisinin sahip olduğu doğrusal olmayan davranışı algılama özgürlüğü kısıtlı olduğu için, sinir ağının genelleştirme hatası genellikle yüksek çıkmaktadır. Daha fazla nöron, ağa daha fazla özgürlük tanımak anlamına gelmektedir ve böylece sinir ağı eğitim verisinin sahip olduğu davranışları yakalama yeteneğine sahip olmaktadır. Ancak, çok fazla gizli nöron kullanılması ağın ezberlemesine neden olmaktadır. Ağın eğitim performansını etkileyen faktörlerden bir diğeri de, ağın eğitiminde kullanılan eğitim yöntemleridir. Ağ eğitilirken eğitim hatasını talep edilen seviyenin altına çeken optimum bir  $w$  kümesini elde eden

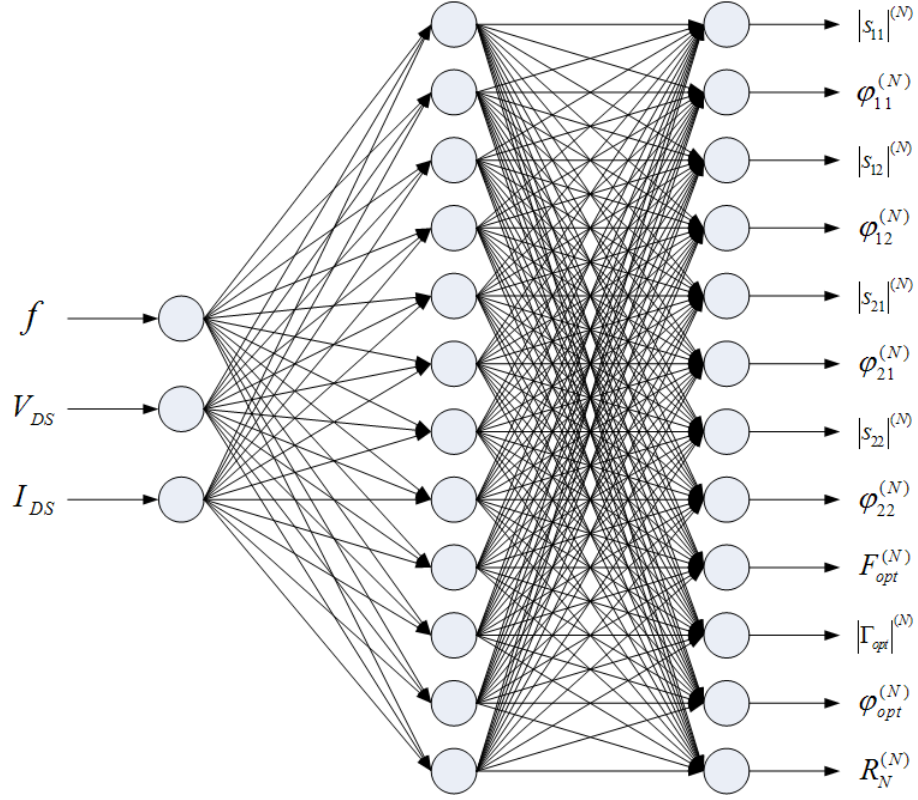
birçok farklı eğitim yöntemi mevcuttur. Eğitim yöntemleri, gradyan bilgisini kullanıp kullanmama olmak üzere gradyan tabanlı veya gradyan tabanlı olmayan yöntemler diye sınıflandırılmaktadır. Diğer bir sınıflandırma ise lokal minimumlardan kaçma kabiliyetlerine göre tanımlanmaktadır ve buna göre yöntemler, lokal minimizasyon ve global minimizasyon yöntemleri başlıkları altında gruplandırılmaktadır.

### **3.3 İşaret-Gürültü Sinir Ağı Modelleri**

Belirlenen aktif elemanın işaret-gürültü modelinin oluşturulması amacıyla kutuplama parametreleri ile işaret-gürültü parametrelerinin ilişkilendirilmesi yapay sinir ağı yapıları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sinir ağı modeli için iki farklı ÇKA yapısı kullanılmıştır. Birinci ÇKA yapısı olarak, Güneş vd. [27] tarafından önerilen ağ yapısı kullanılmıştır. Şekil 3.1'de gösterildiği gibi ağın giriş katmanında 3 adet ve çıkış katmanında ise 12 adet nöron kullanılmıştır. Gizli katmanda kullanılan nöron sayısı ise çıkış katmanında kullanılan nöron sayısına eşit sayıda tayin edilmiştir (Şekil 3.4). Gizli katmanda logaritmik sigmoid, çıkış katmanında ise doğrusal aktivasyon fonksiyonları kullanılmıştır.

Oluşturulan sinir ağına transistörün işaret-gürültü davranışını öğretebilmek amacıyla geri yayılım algoritması, eşlenik gradyan algoritması ve parçacık sürü optimizasyonu olmak üzere üç farklı algoritma kullanılmıştır ve böylece üç farklı sinir ağı modeli elde edilmiştir.

Kullanılan diğer ağ yapısında ise 12 adet paralel ÇKA bulunmaktadır. Amaç, işaret ve gürültü davranışını tanımlayan her bir fonksiyonu öğrenen ağ yapılarından faydalanarak bu modelin eğitim ve genelleştirme performansını incelemektir. Birbirlerine paralel ve eşzamanlı çalışan sinir ağı modelleri PSO algoritması kullanılarak eğitilmiştir. Paralel makinelerin hepsi, giriş katmanında 3 ve çıkış katmanında ise tanımladıkları fonksiyona bağlı olarak tek nörona sahiplerdir.



Şekil 3. 4 Sinir Ağı Modeli için Kullanılan Üç Katmanlı Algılayıcı Ağ Yapısı

### 3.3.1 Gradyan Temelli Sinir Ağı Modelleri

Oluşturulan 3 katmanlı (3x12x12) sinir ağını kullanarak transistörün işaret-gürültü modelini elde etmek amacıyla ağın eğitiminde farklı gradyan temelli algoritmalar kullanılmıştır. Yapay sinir ağlarının eğitiminde kullanılan algoritmaların eğitim ve test başarısı problemin türüne bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Kullanılan bu algoritmalar arasında en iyi eğitim ve test başarısına sahip olan eşlenik gradyan algoritması kullanılmıştır. Kullanılan diğer bir algoritma ise klasik geri yayılım algoritmasıdır.

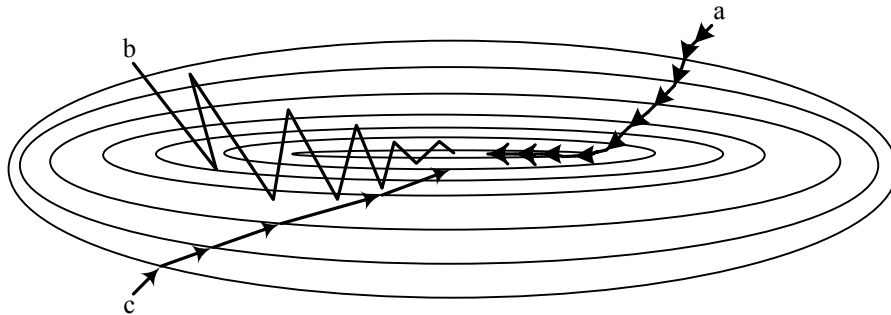
#### 3.3.1.1 Geri Yayılım Algoritması Modeli: YSA(BP)

Geri yayılım algoritması, ÇKA için en temel öğrenme algoritması olup sinir ağlarının eğitiminde en çok kullanılan yöntemlerden birisidir. Geri yayılım algoritması, ağırlıkların  $w$  uzayında negatif gradyan yönünde değiştirildiği keskin veya hızlı iniş (steepest descent) kuralına dayanmaktadır [50], [51].

Ağırlıklar (3.11)'de ifade edildiği üzere güncellenmektedir. Eşitlikte,  $\eta$  öğrenme oranı olarak adlandırılmaktadır. Temel geri yayılım algoritmasının yakınsama hızı düşüktür ve ağırlık değerlerinin büyük değişimlerle ağı kararsız hale getirme olasılığı vardır. Bu olumsuzlukları gidermek amacıyla, ağırlıklar güncellenirken öğrenme kuralı düşük tutularak eşitliğe momentum terimi ilave edilmiştir. Öğrenme oranının düşük olması durumunda eğitim işlemi daha fazla işlem adımına ihtiyaç duyar ve ağırlıkların güncellenmesi daha kararlı bir durumda gerçekleşir. Momentum teriminin eklenmesi ise, ağırlık değişim aralığını düşürmekte ve temel geri yayılım algoritmasının yakınsama performansını geliştirmektedir (Şekil 3.5). Bu durumda ağırlıklar momentum terimini içeren (3.19)'daki yeni eşitliğe göre güncellenmektedir.

$$\Delta w_{yeni} = -\eta \frac{\partial E_{Tr}(w)}{\partial w} + \alpha \Delta w_{eski} \quad (3.19)$$

Burada,  $\alpha$  momentum katsayısıdır ve bir önceki ağırlık değişim doğrultusunun güncel ağırlık değişimine olan etkisini kontrol etmektedir. Bu teknik genelleştirilmiş delta kuralı olarak da bilinmektedir.



Şekil 3. 5 2-boyutlu ağırlık uzayında a) küçük öğrenme katsayılı b) büyük öğrenme katsayılı c) momentum katsayılı düşme grafiği [51].

Bu çalışmada modelleme problemi için üç farklı eğitim verisi kullanılmıştır. Geri yayılım algoritması modeli uygulamasında öğrenme oranı ve momentum değerleri eğitim verisine göre değişik değerler almıştır.

### 3.3.1.2 Eşlenik Gradyan Algoritması Modeli: YSA(SCGBP)

İşaret-gürültü modelini elde etmek amacıyla oluşturulan yapay sinir ağının eğitiminde kullanılan diğer bir yöntem, eşlenik gradyan yöntemidir. Yapay sinir ağlarında eğiticili

öğrenme işlemi fonksiyon optimizasyonu olarak da görülebilir. Bu nedenle, yakınsama hızını geliştirmek için gradyan bilgisini kullanan yüksek dereceli optimizasyon yöntemleri kullanılabilir. Geri yayılım algoritmasına kıyasla, bu yöntemler daha kuvvetli bir teorik altyapıya ve yakınsama garantisine sahiptirler. Bu yöntemlerden bir tanesi de eşlenik gradyan yöntemidir. Eşlenik gradyan yöntemi ikinci dereceden minimizasyon tekniğinden türetilmiştir. En önemli özellikleri, önceki adımların sonuçlarını en az değiştirerek iniş yönünü yakalaması ve Hessian matrisini dolaylı kullanmasıdır. Gradyan iniş yön vektörünün başlangıç değeri aşağıdaki gibi alınır:

$$\mathbf{g}_{baş} = \frac{\delta E}{\delta \mathbf{w}} \Big|_{\mathbf{w}=\mathbf{w}_{baş}} \quad (g = \nabla E(\mathbf{w}) = \left[ \frac{\delta E}{\delta w_1} \quad \frac{\delta E}{\delta w_2} \quad \dots \quad \frac{\delta E}{\delta w_N} \right]^T) \quad (3.20)$$

eşlenik iniş yön vektörü ise  $\mathbf{d}_{ilk} = -\mathbf{g}_{ilk}$  alınır. Arama yönlerinin güncelleştirilmesi ise aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\mathbf{g}_{şimdi} = \mathbf{d}_{şimdi} + \lambda_{şimdi} \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_{şimdi} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{d}_{sonra} = -\mathbf{g}_{sonra} + \gamma_{şimdi} \cdot \mathbf{d}_{şimdi} \quad (3.22)$$

Burada  $\mathbf{H}(\mathbf{w})$ ,  $E(\mathbf{w})$  fonksiyonun Hessian matrisidir. Denklem (3.21) ve (3.22)'deki yönleri belirleyen  $\lambda$  katsayısı:

$$\lambda_{şimdi} = \frac{[\mathbf{g}_{şimdi}]^T \cdot \mathbf{g}_{şimdi}}{[\mathbf{d}_{şimdi}]^T \cdot \mathbf{H} \cdot \mathbf{d}_{şimdi}} \quad (3.23)$$

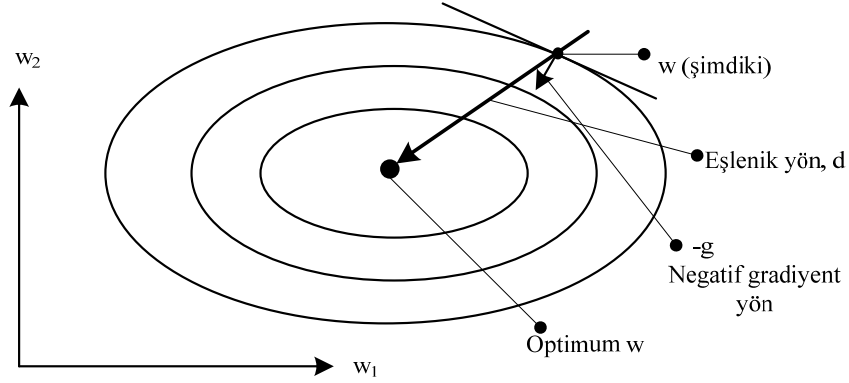
olarak verilirken, Fletcher-Reeves yöntemine göre  $\gamma$  katsayısının güncellenmesi (3.24)'teki gibi,

$$\gamma_{şimdi} = \frac{[\mathbf{g}_{sonra}]^T \cdot \mathbf{g}_{sonra}}{[\mathbf{g}_{şimdi}]^T \cdot \mathbf{g}_{şimdi}} \quad (3.24)$$

Polak-Ribiere yöntemine göre ise (3.25)'teki gibi ifade edilmektedir [50]:

$$\gamma_{şimdi} = \frac{[\mathbf{g}_{sonra} - \mathbf{g}_{şimdi}]^T \cdot \mathbf{g}_{sonra}}{[\mathbf{g}_{şimdi}]^T \cdot \mathbf{g}_{şimdi}} \quad (3.25)$$

Eşlenik gradyan yönteminde, iniş doğrultusu eşlenik doğrultu boyuncadır (Şekil 3.6).



Şekil 3. 6 2-boyutlu ağırlık uzayında hata yüzeyinde eşlenik yönün gösterimi [50], [51].

### 3.3.2 PSO Temelli Sinir Ağı Modelleri

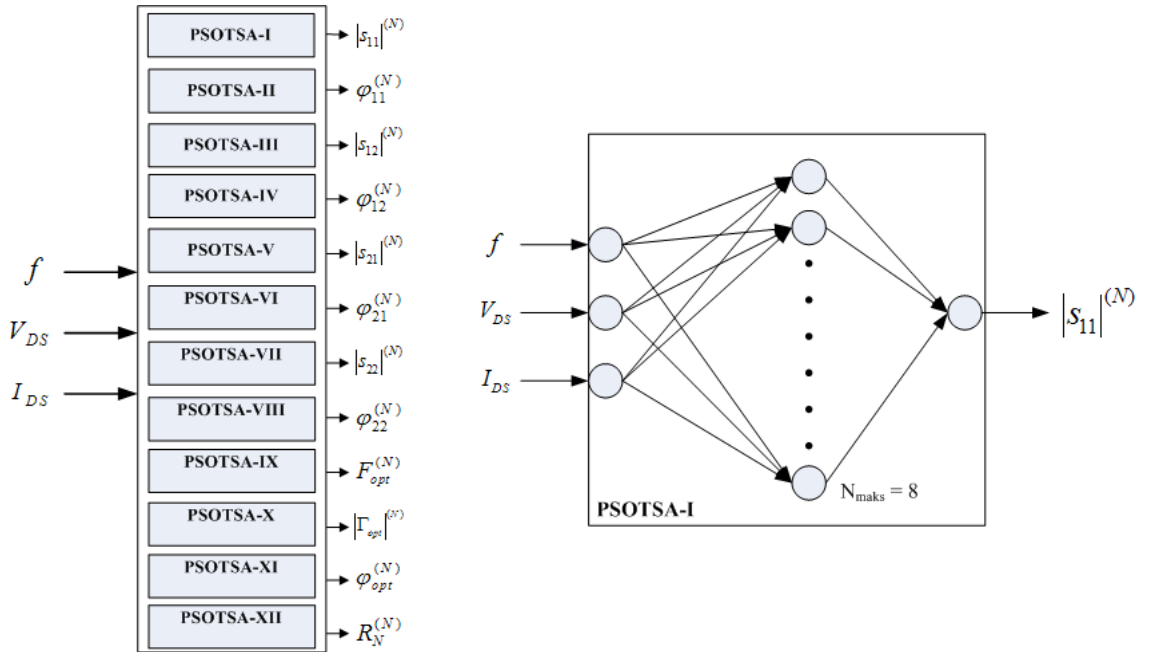
Transistörün işaret-gürültü davranışını modellemek amacıyla uygulanan diğer yöntem ise parçacık sürü optimizasyonu yöntemidir. Yapay sinir ağlarında eğitici öğrenme işlemi fonksiyon optimizasyonu işlemi olduğundan, tanımlanan çok katmanlı ağın en düşük eğitim hatasını sağlayan optimum ağırlık kümesini elde etmek amacıyla PSO algoritması kullanılmıştır. Şekil 3.1'de ifade edilen modeli PSO algoritması ile oluşturmak üzere iki farklı çok katmanlı YSA yapısı kullanılmıştır.

#### 3.3.2.1 PSO Temelli Toplu Sinir Ağı Modeli: PSOTSA

Toplu sinir ağı modelinde, Şekil 3.4'te tanımlanan 3 katmanlı sinir ağının optimum ağırlık kümesini elde etmek için PSO algoritması kullanılmıştır. Bu amaçla, algorithmada Clerc modeli kullanılmıştır. Optimizasyon probleminin boyutu ise sinir ağının toplam ağırlık sayısına eşittir ve  $(D=(3 \times 12) + (12 \times 12) + 12 + 12)$  204 olarak belirlenmiştir ve optimum ağırlık kümesini bulmak amacıyla 20 parçacık kullanılmıştır. Ağırlıklar için başlangıç değerleri  $[-0.5, 0.5]$  aralığında rasgele başlatılmaktadır ve arama uzayı  $[-50, 50]$  değer aralığında sınırlandırılmıştır. Eğitim hatası  $10^{-4}$  değerinin altına düştüğü anda veya 4000 iterasyona ulaşıldığında algoritma durdurulmaktadır.

### 3.3.2.2 PSO Temelli Paralel Sinir Ağı Modeli: //PSOTSA

Paralel sinir ağı modelinde, transistörün işaret ve gürültü davranışlarını tanımlayan her bir çıkış fonksiyonu için ayrı sinir ağları oluşturulmuştur. Bu sinir ağlarının her birine PSO algoritması uygulanmıştır. Oluşturulan 12 adet sinir ağı birbirlerine paralel olup eşzamanlı işlem yapmaktadırlar. Yapısal olarak paralel sinir ağları toplu modelde olduğu gibi giriş katmanında 3 nörona sahiptir. Çıkış katmanında ise tayin edilen çıkış fonksiyonunu tanımlayan bir nöron bulunmaktadır. Gizli katmanda ise nöron sayısı deneme yanılma yolu ile belirlenmekte ve genellikle 2 ile 8 arasında değişmektedir (Şekil 3.7). Her sinir ağı için PSO uygulamasında Clerc modeli kullanılmıştır. Optimizasyon probleminin boyutu ise sinir ağının gizli katmanındaki nöron sayısına bağlı olarak değişmektedir ve optimum ağırlık kümesini bulmak amacıyla 20 parçacık kullanılmıştır. Ağırlıklar için başlangıç değerleri  $[-0.5, 0.5]$  aralığında rasgele başlatılmaktadır ve arama uzayı  $[-50, 50]$  değer aralığında sınırlandırılmıştır. Eğitim hatası  $10^{-4}$  değerinin altına düştüğü anda veya 4000 iterasyona ulaşıldığında algoritma durdurulmaktadır.



Şekil 3. 7 PSO temelli paralel sinir ağının kara-kutu gösterimi ve her bir sinir ağının yapısı

### 3.4 Uygulama Örneği: VMMK-1225'in İşaret-Gürültü Modeli

#### 3.4.1 Modelin Eğitim ve Test Verisi

Çalışmada, modellenecek aktif mikrodalga eleman olarak VMMK-1225 (Ek-A) transistörü seçilmiştir. Transistörün işaret ve gürültü parametreleri,  $V_{DS} = \{1,5V, 2V, 3V, 4V\}$  kutuplama gerilimi ve her kutuplama gerilimi için  $I_{DS} = \{5mA, 10mA, 15mA, 20mA\}$  kutuplama akımından oluşan toplam 16 adet kutuplama koşulunda 2 GHz-17 GHz frekans aralığında elde edilmiş olan üretici verilerinden elde edilmiştir. İşaret ve gürültü verileri 16 ayrı frekans noktasında tanımlanmıştır. Modelin eğitim ve test verisi 3 farklı veri grubu için oluşturulmuştur:

- İnterpolasyon: Eğitim Verisi,  $V_{DS} = (1.5, 4)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 128 veri, test verisi ise  $V_{DS} = (2, 3)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 128 adet veri içermektedir.
- Ekstrapolasyon-I: Eğitim Verisi,  $V_{DS} = (2, 3)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 128 veri, test verisi ise  $V_{DS} = (1.5, 4)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 128 adet veri içermektedir.
- Ekstrapolasyon-II: Eğitim Verisi,  $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 64 veri, test verisi ise  $V_{DS} = (1.5, 2, 4)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA olmak üzere 192 adet veri içermektedir.

Sinir ağı modelinin eğitim ve test verileri farklı değer aralıklarına sahiptir. Örneğin, saçılma parametrelerinden  $S_{11}$ 'in genlik değeri 0 ile 1 aralığında değişmekte iken açı değerleri ise -180 ile 180 aralığında değer almaktadır. Hata minimizasyon işleminin bütün çıkışlarının aynı oranda etkilenmesi için orijinal veri lineer ölçeklendirilmiş ve bütün veriler [0-1] aralığına eşlenmiştir. Ayrıca, bütün modelleme uygulamaları Pentium 4 CPU, 3 GHz işlemci, 512 MB RAM'e sahip bir bilgisayar kullanarak gerçekleştirilmiştir.

#### 3.4.2 Hata Analizi

Gradyan ve PSO temelli sinir ağı modellerinin eğitim ve test performanslarını incelemek ve karşılaştırmak amacıyla (3.10)'da ifade edilen ortalama karesel hata hesabı



kullanılmıştır. Sinir ağı modellerinin test verisinin hedef verisi ile uyumluluğunu hesaplamak amacıyla kullanılan diğer bir hata terimi ise, bağıl hatadır [27], [28]. İşaret ve gürültü parametreleri için bağıl hata hesabı sırasıyla (3.26) ve (3.27)'de verilmiştir.

$$E_{S_{ij}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{|S_{ij}^k(hedef) - S_{ij}^k(hesaplanan)|}{|S_{ij}^k(hedef)|} \quad (3.26)$$

$$E_{N_{ij}} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n \frac{|N_{ij}^k(hedef) - N_{ij}^k(hesaplanan)|}{|N_{ij}^k(hedef)|} \quad (3.27)$$

Burada,  $n$  tanımlanan frekans bandındaki ayırık frekans sayısıdır. Modelin toplam bağıl hatası ise, işaret ve gürültü hatalarının ortalaması olarak ifade edilmektedir:

$$E_T = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 E_{i(işaret)} + \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 E_{i(gürültü)} \quad (3.28)$$

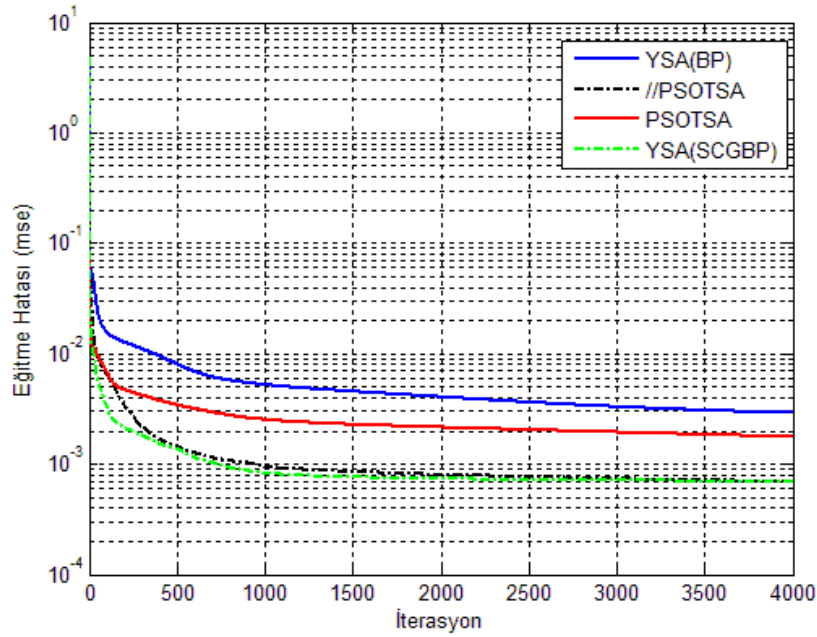
### 3.5 Sinir Ağı Model Sonuçları

Transistörün işaret-gürültü davranışını modellemek amacıyla farklı sinir ağı yapıları oluşturulmuş ve bu ağların eğitim ve test performansları ise farklı veri grupları kullanılarak değerlendirilmiştir. Gradyan ve PSO temelli sinir ağlarının elde ettikleri optimum ağırlık kümesi, her eğitim işleminde farklılık gösterdiğinden, eğitim ve test performansları da her uygulamada farklı değerlere sahip olmaktadır. Bu nedenle, çok katmanlı algılayıcı sinir ağları uygulamalarında gerçekleştirildiği üzere her sinir ağı aynı veri kümesi için 10 kez uygulanmıştır. Bu sayede, her sinir ağının en iyi, en kötü ve ortalama performansları elde edilmektedir. Elde edilen sinir ağı modellerinin farklı veri kümeleri için eğitim ve test performansları takip eden alt bölümlerde verilmiştir.

#### 3.5.1 İnterpolasyon Uygulaması

Gradyan ve PSO temelli sinir ağlarının eğitim performansları Şekil 3.8'de ortalama yakınsama eğrileri ile gösterilmiştir. Ayrıca, 10 eğitim uygulaması sonucunda elde edilen eğitim ve test performansları sırasıyla Çizelge 3.1 ve 3.2'de verilmiştir. Eğitim ve test hatalarının eğitim sayısına göre dağılımları Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Sinir ağı modellerinden elde edilen test sonuçları hedef değerleri ile karşılaştırmalı olarak dört

farklı düzlemde verilmiştir: (i) Test çıktıları ile hedef değerleri arasındaki dağılım grafikleri Şekil 3.10'da, (ii)  $V_{DS} = (2, 3)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA için elde edilen işaret ve gürültü parametreleri kartezyen koordinatlarda (Şekil 3.11), (iii)  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ 'nin frekansla değişimleri Smith abağında, (iv)  $S_{12}$  ve  $S_{21}$ 'nin frekansla değişimleri ise kutupsal koordinatlarda (Şekil 3.12-3.19) gösterilmiştir.



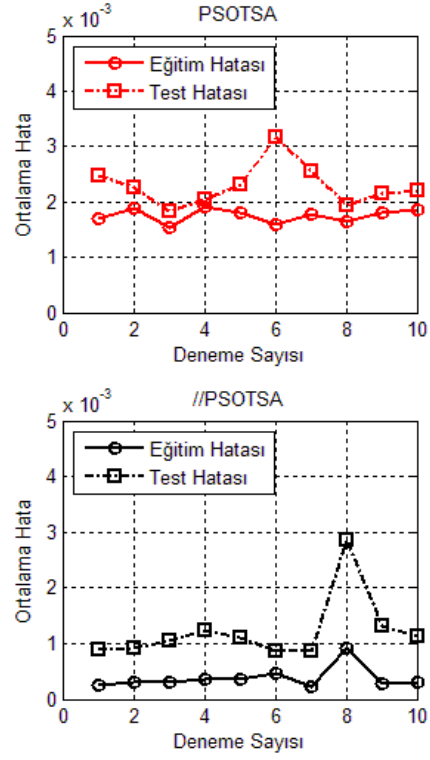
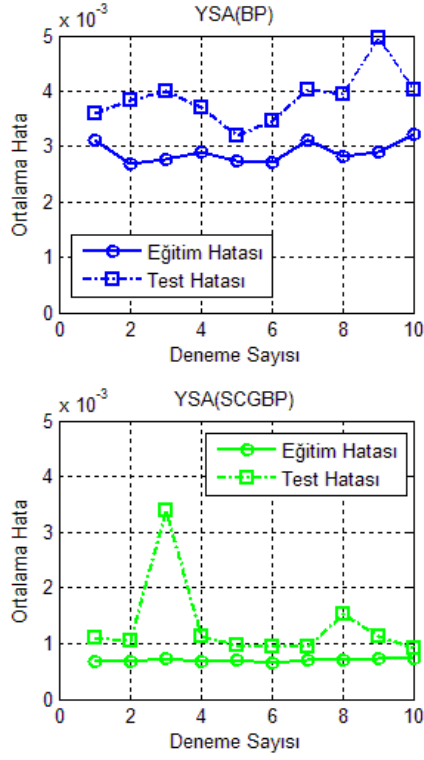
Şekil 3. 8 Sinir ağı modellerinin ortalama yakınsama eğrileri

Çizelge 3. 1 Sinir ağı modellerinin eğitim performansları

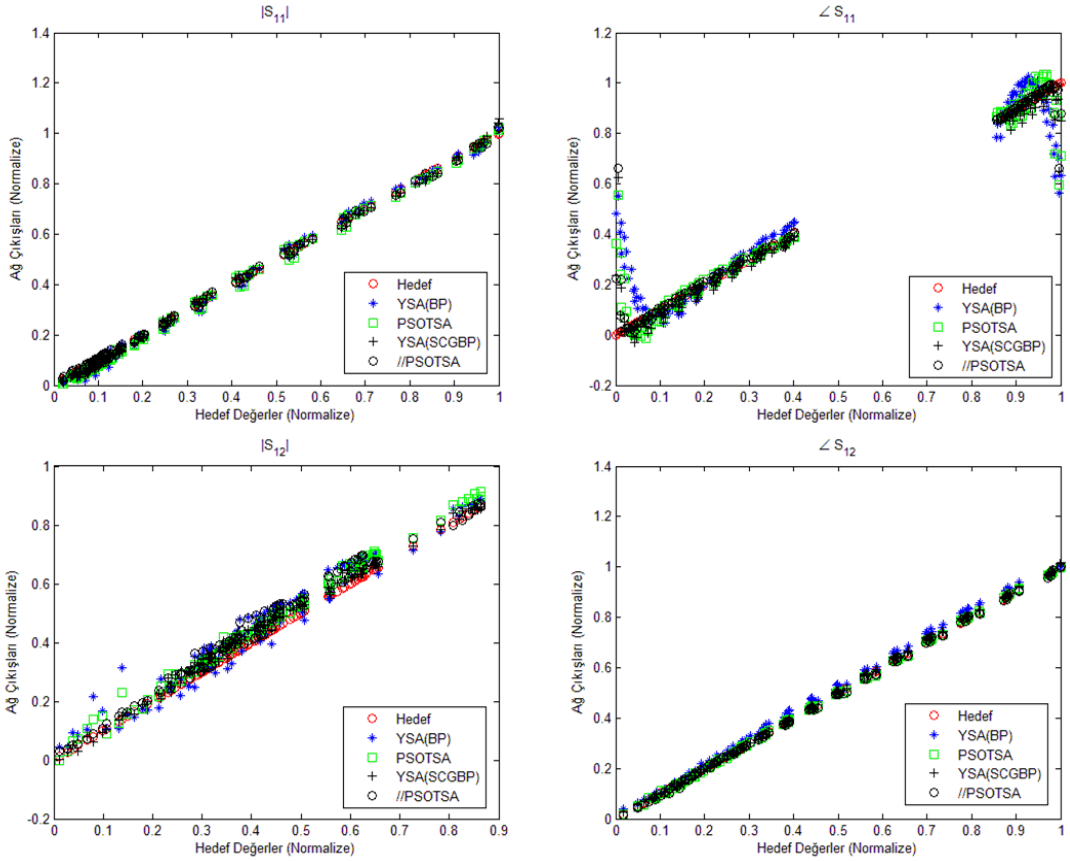
Eğitim Hatası				
	Minimum	Maksimum	Ortalama	Standart Sapma
YSA(BP)	2.6963E-03	3.2116E-03	2.8981E-03	4.0714E-09
YSA(SCGBP)	6.5326E-04	<b>7.2780E-04</b>	6.9682E-04	<b>5.1373E-10</b>
PSOTSA	1.5321E-03	1.9028E-03	1.7607E-03	5.3881E-09
//PSOTSA	<b>2.3321E-04</b>	9.2318E-04	<b>3.7931E-04</b>	1.3027E-09

Çizelge 3. 2 Sinir ağı modellerinin test performansları

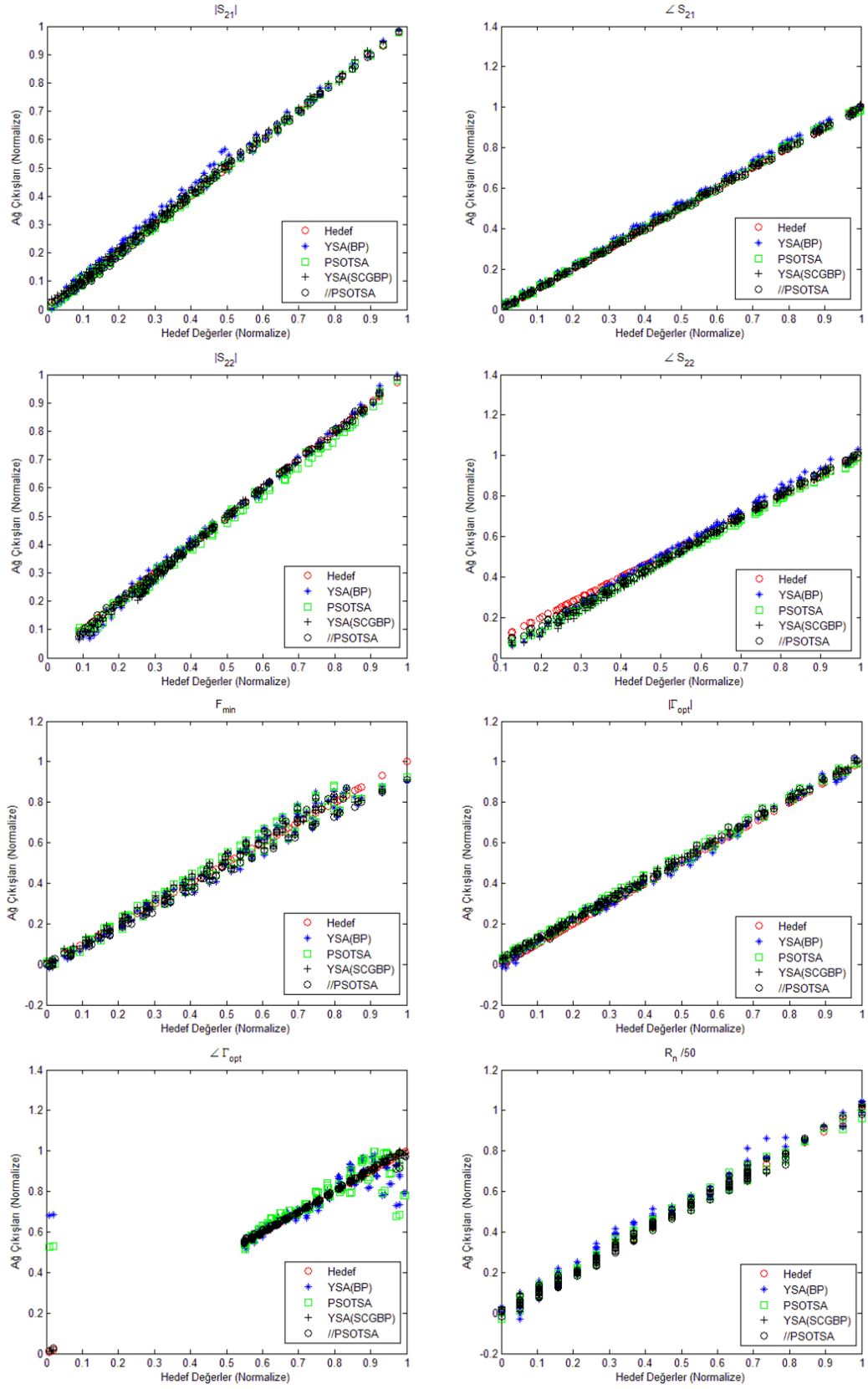
Test Hatası				
	Minimum	Maksimum	Ortalama	Standart Sapma
YSA(BP)	3.2076E-03	4.9485E-03	3.8759E-03	9.5868E-08
YSA(SCGBP)	9.2287E-04	3.3913E-03	1.3120E-03	5.6402E-07
PSOTSA	1.8397E-03	<b>2.4661E-03</b>	2.1883E-03	<b>1.0919E-08</b>
//PSOTSA	<b>8.5507E-04</b>	2.8698E-03	<b>1.2238E-03</b>	3.1416E-08



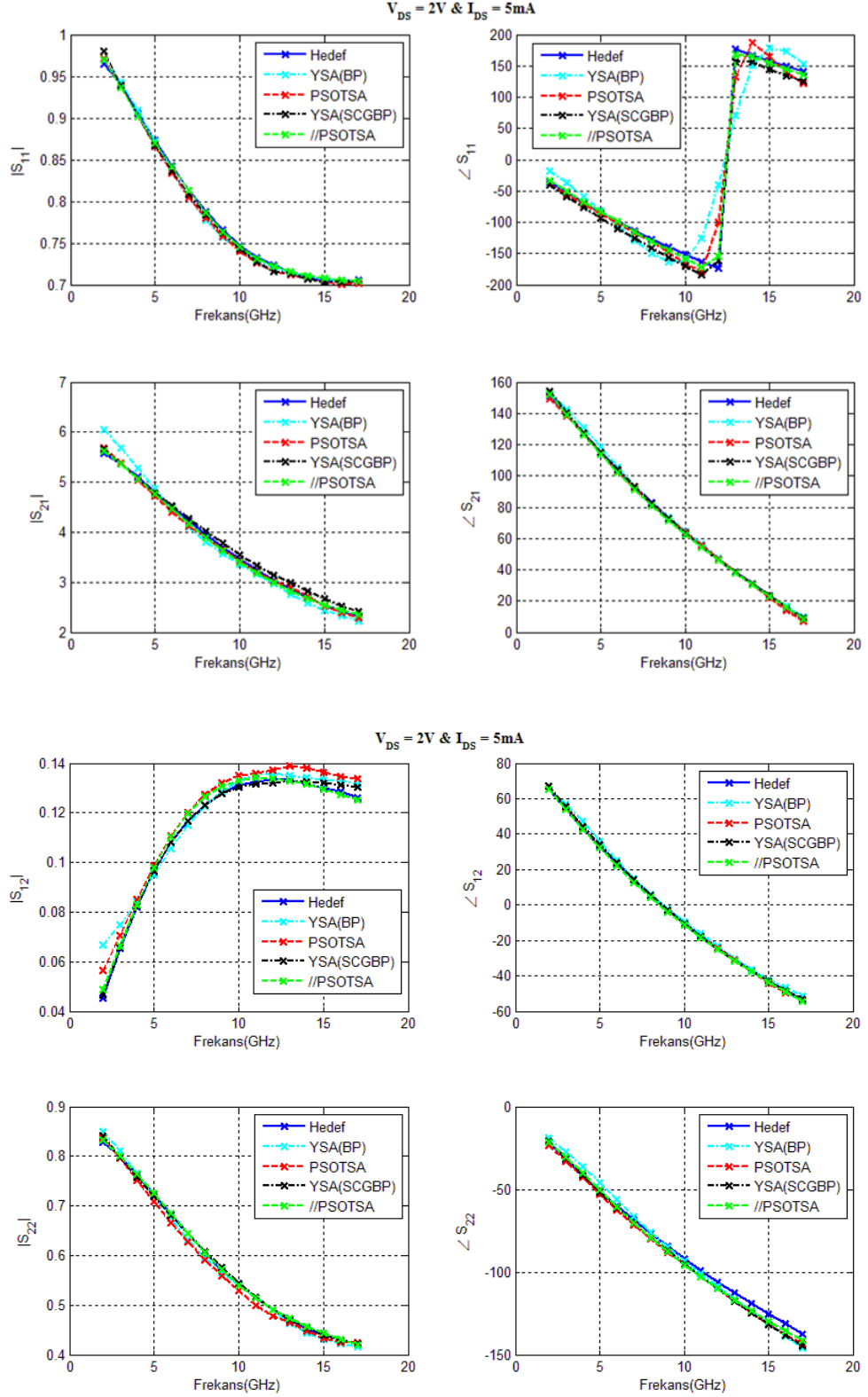
Şekil 3. 9 Sinir ağı modellerinin eğitim ve test performansları



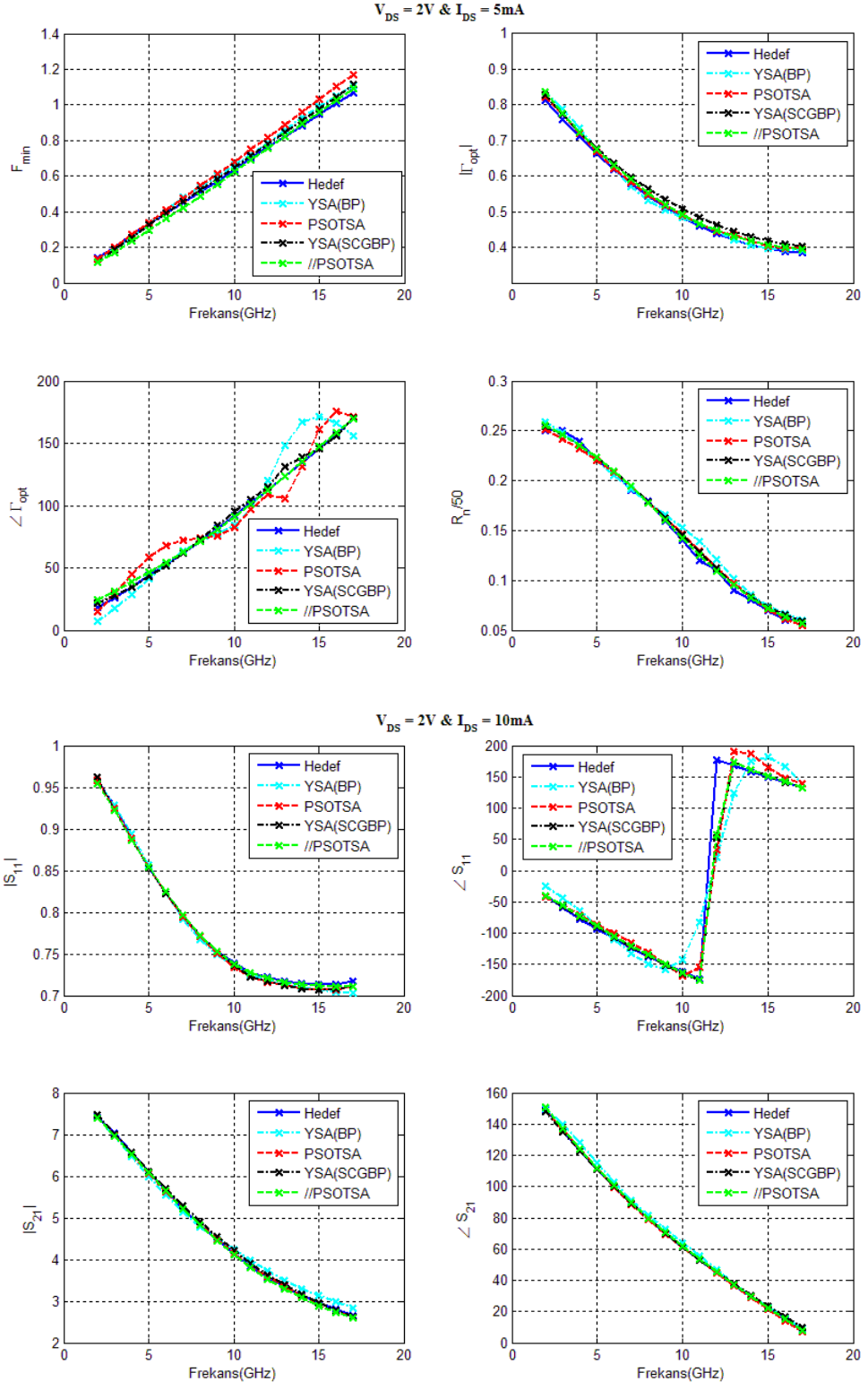
Şekil 3. 10 Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri



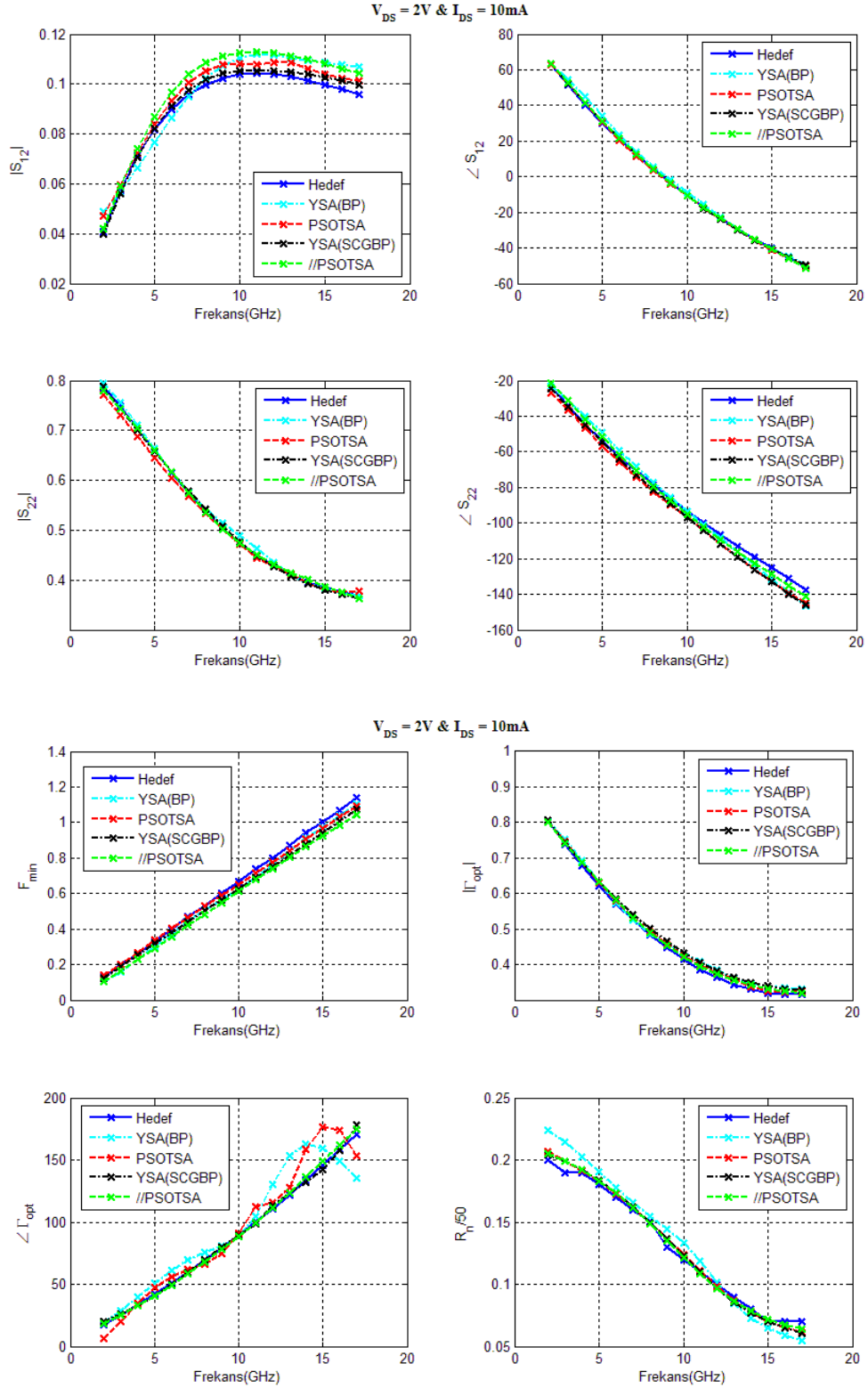
Şekil 3.10 Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri (devam)



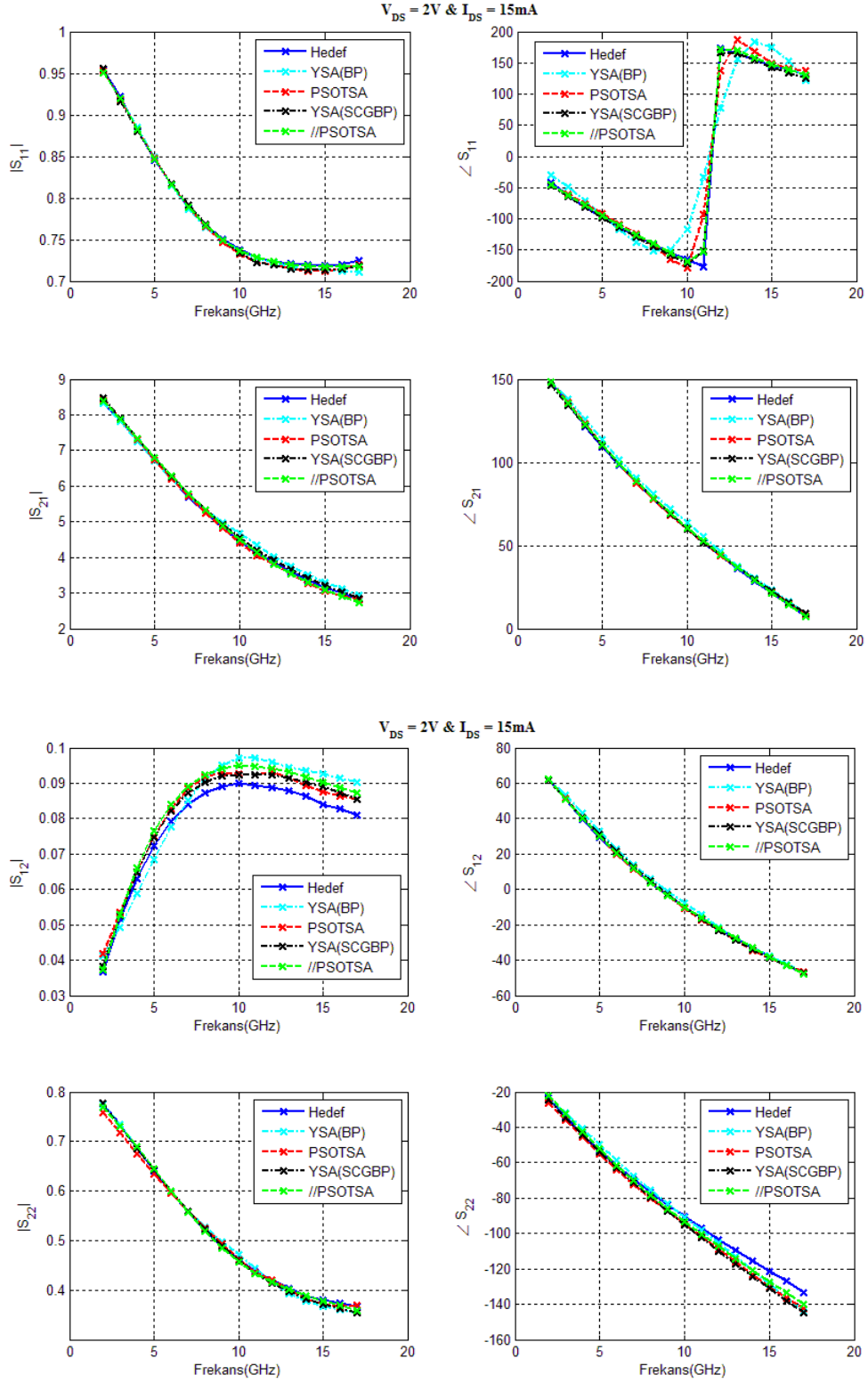
Şekil 3. 11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi



Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

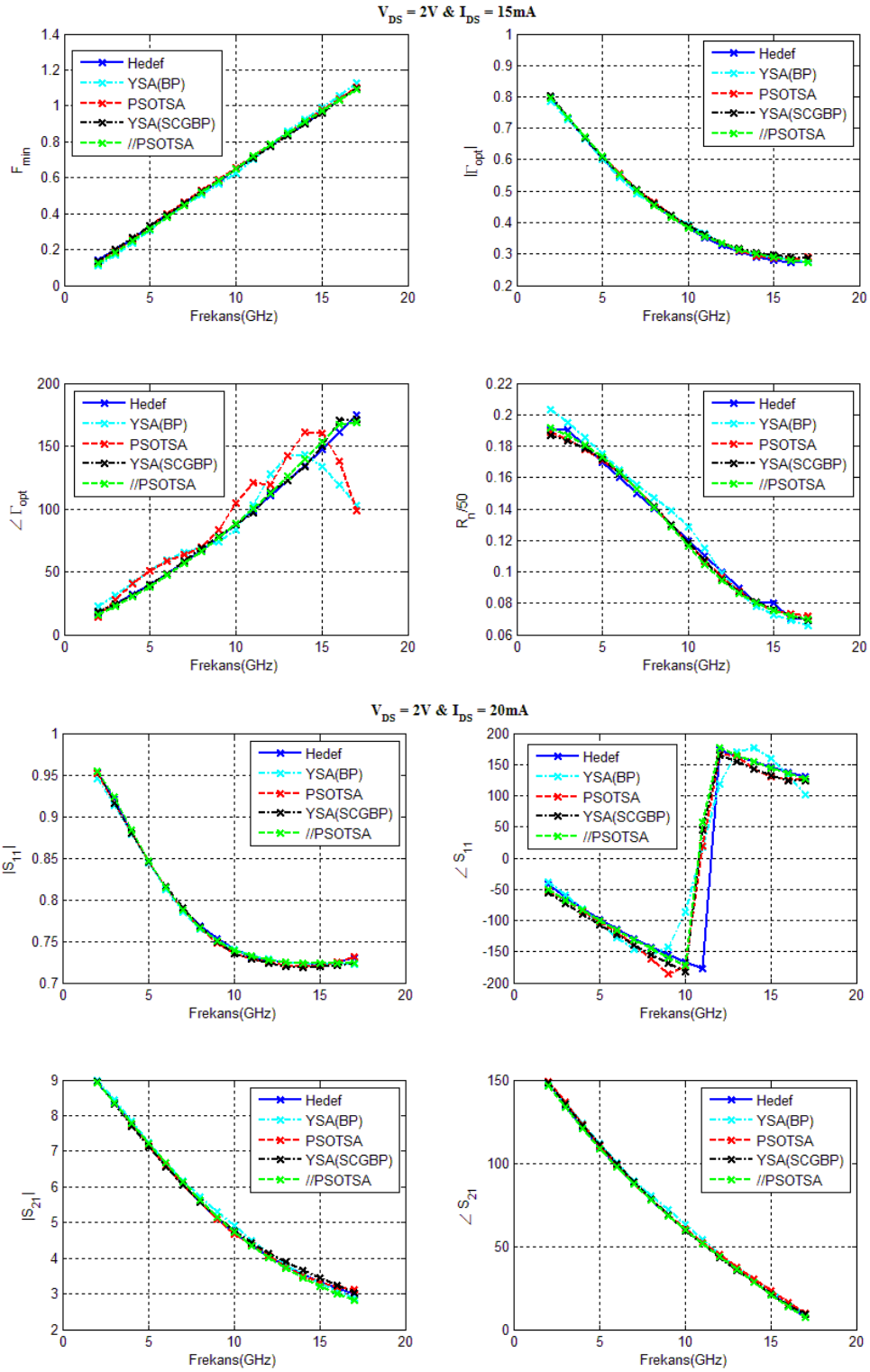


Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

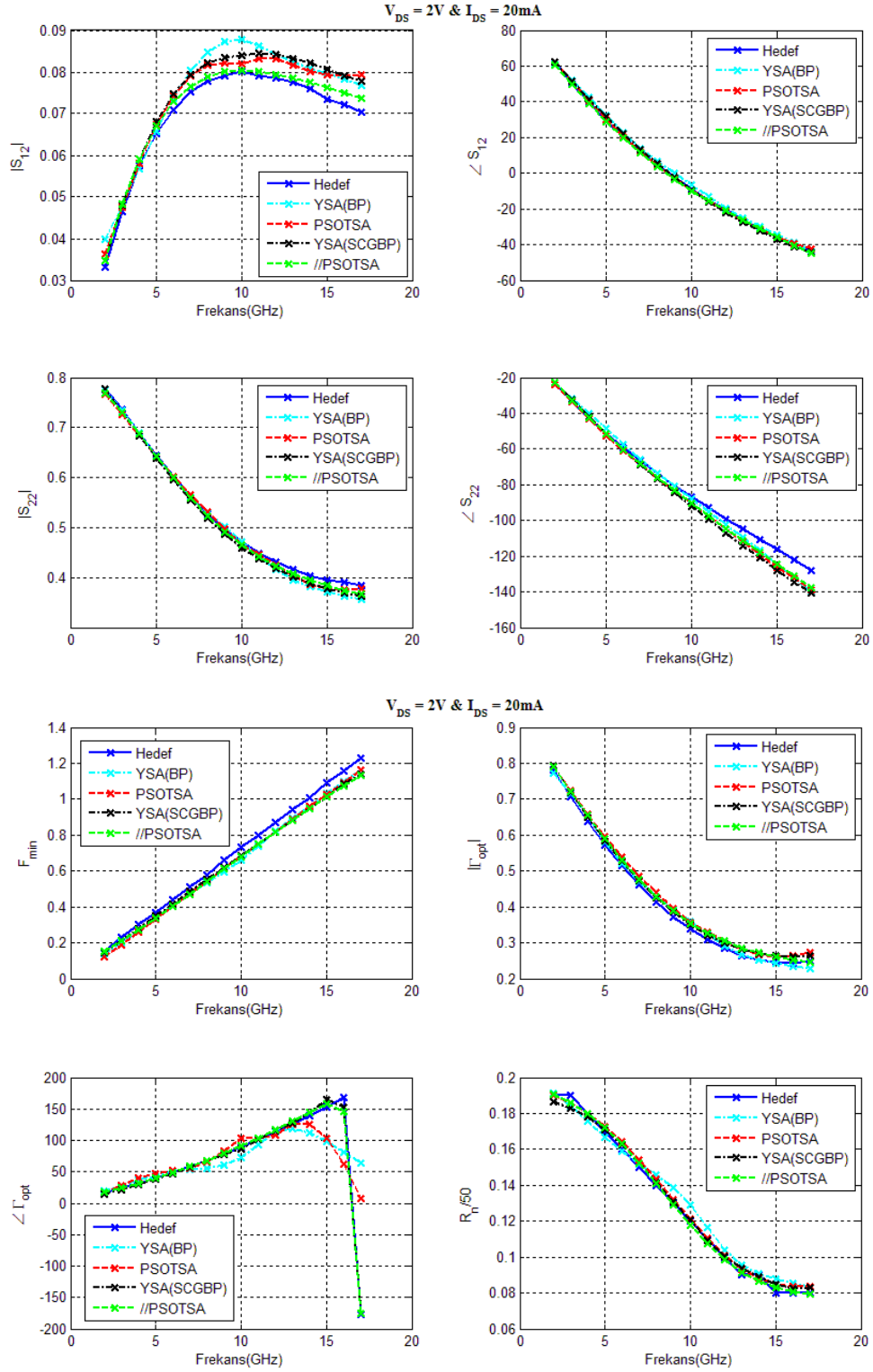


Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

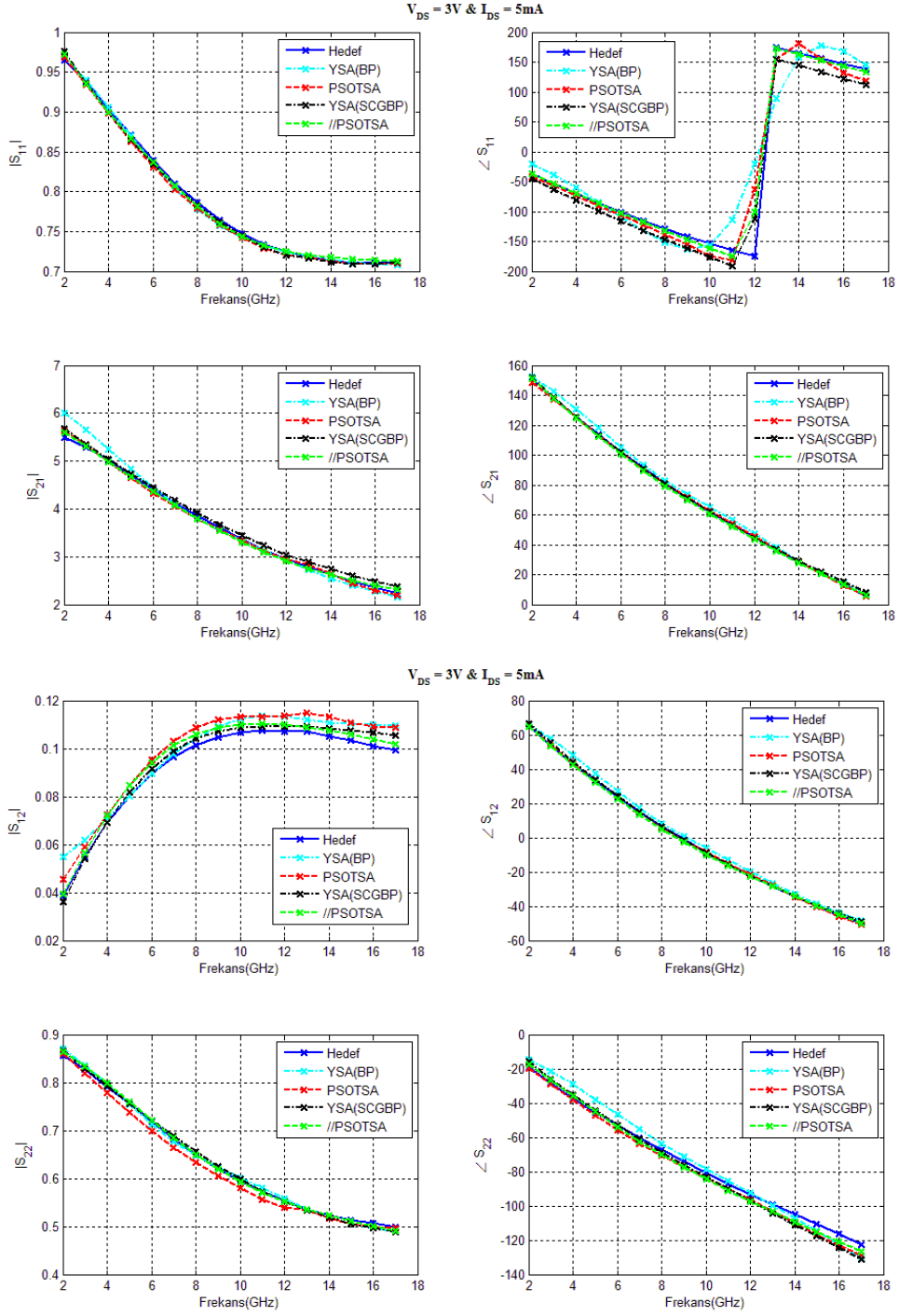




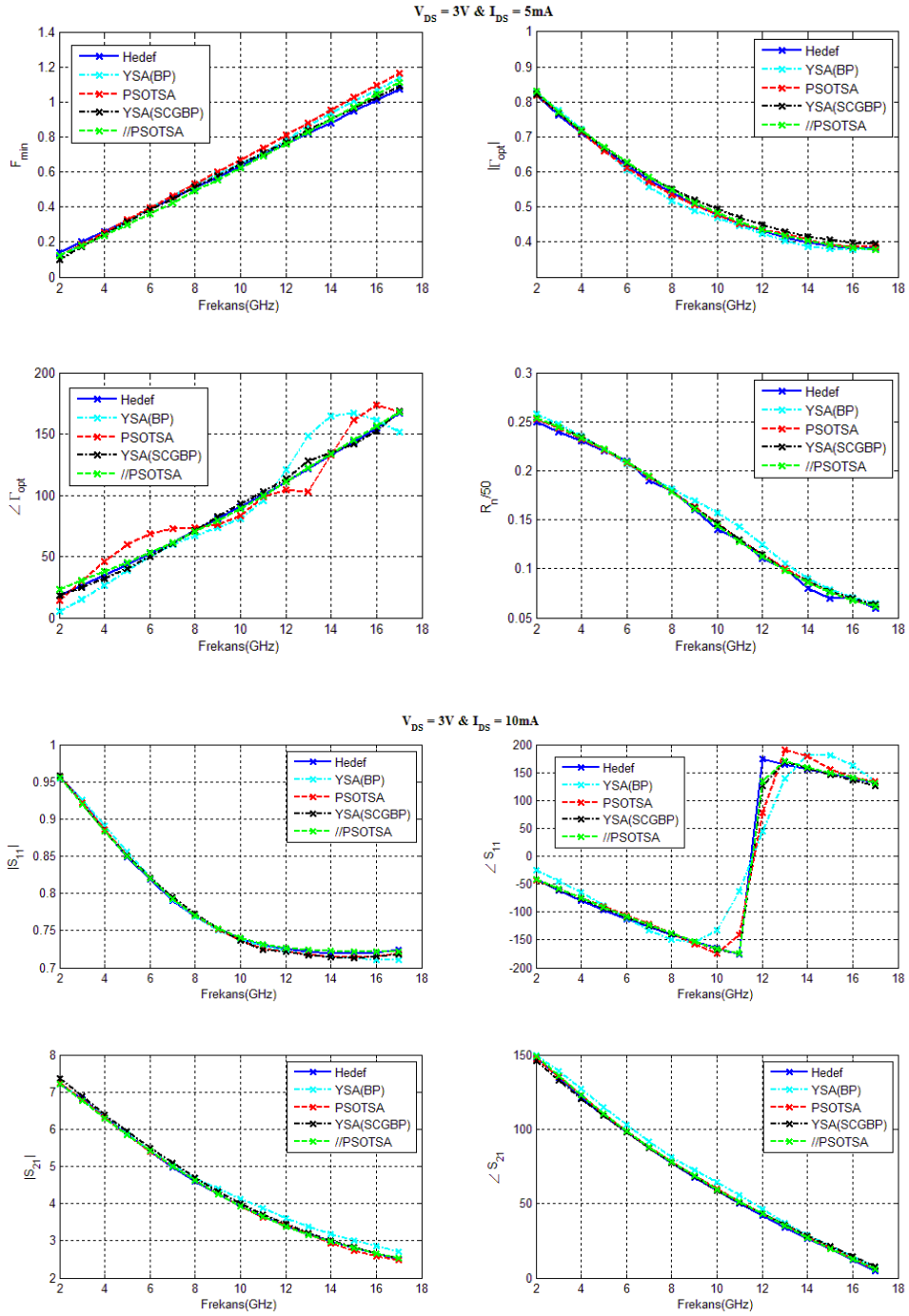
Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



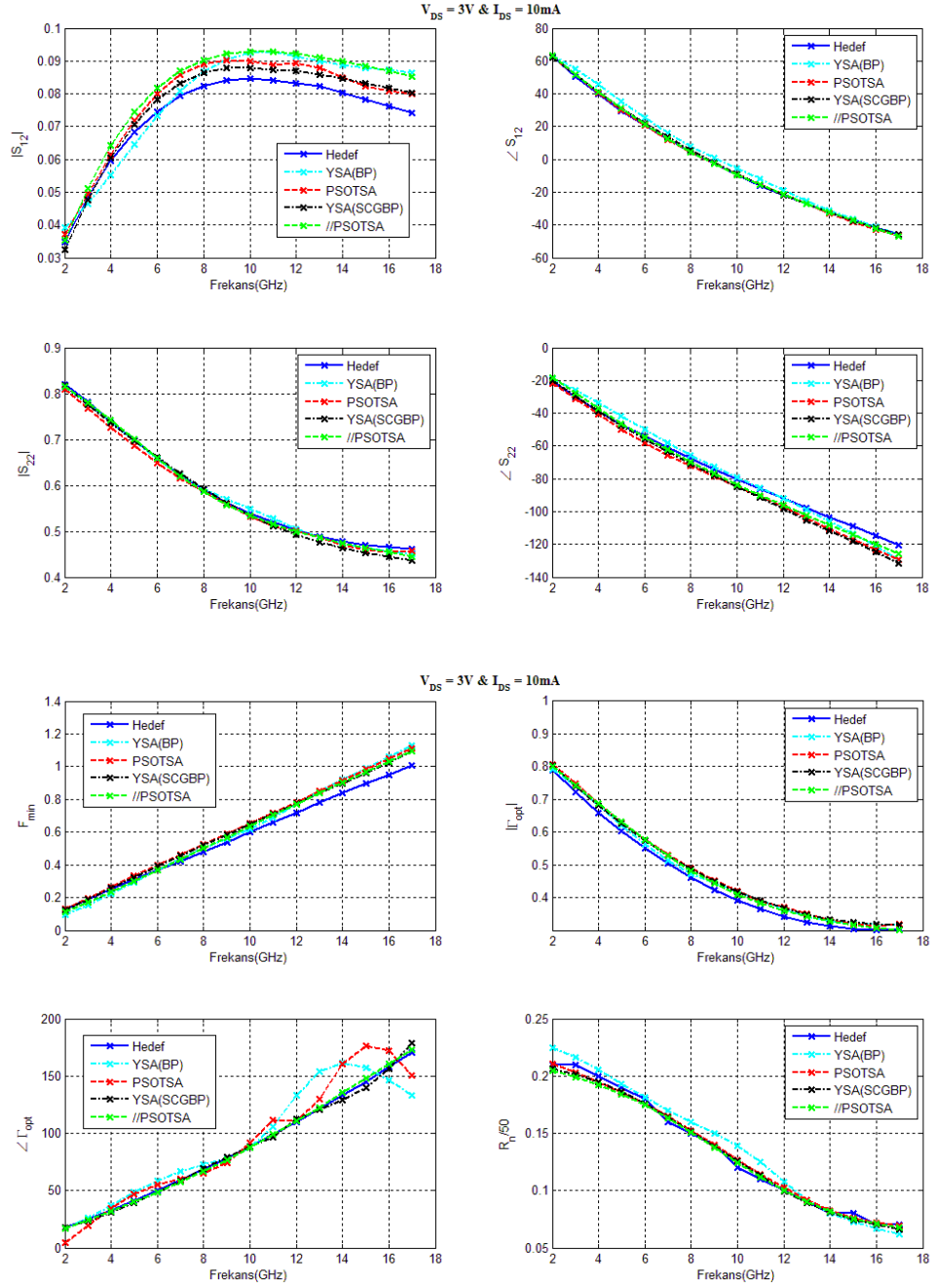
Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



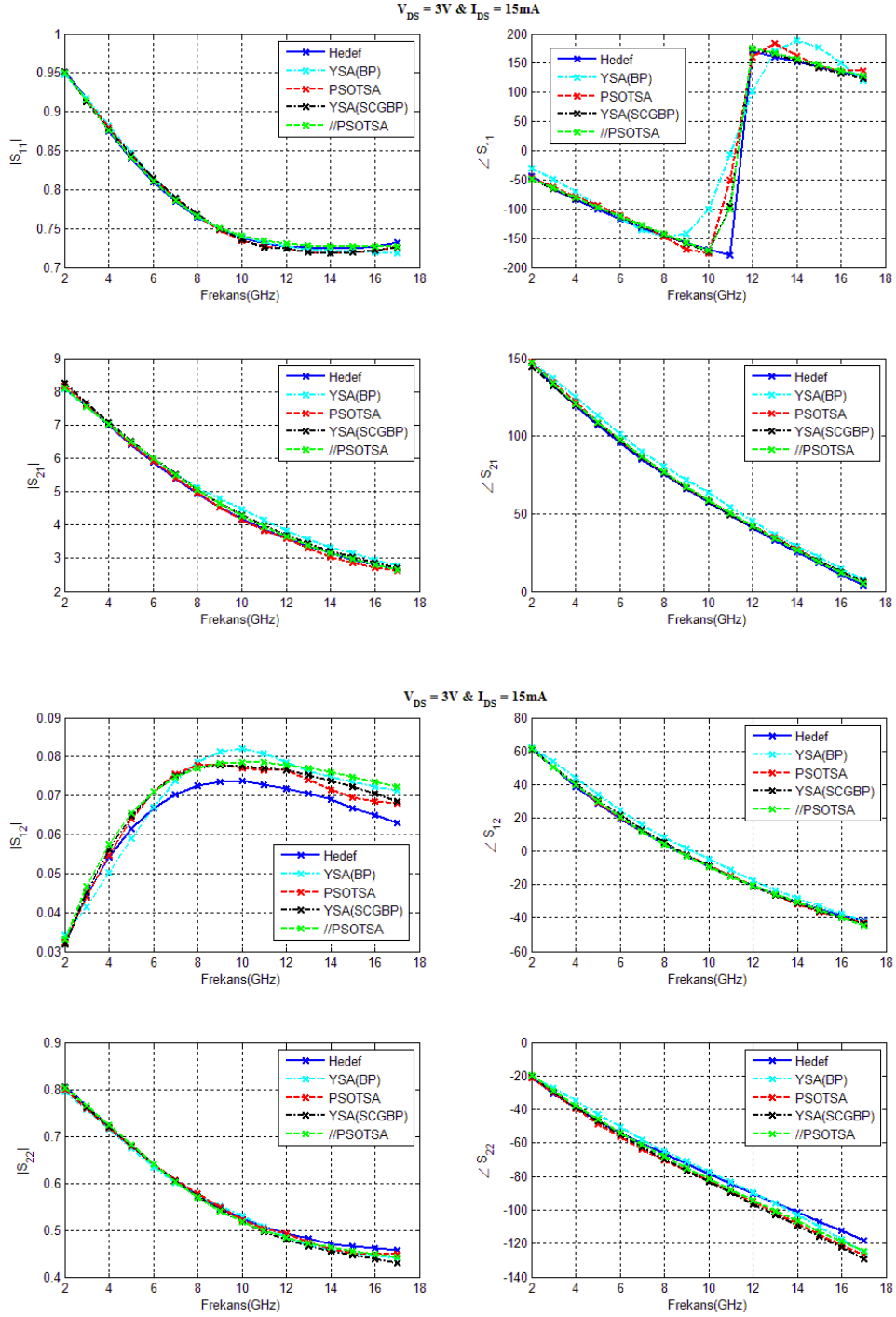
Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



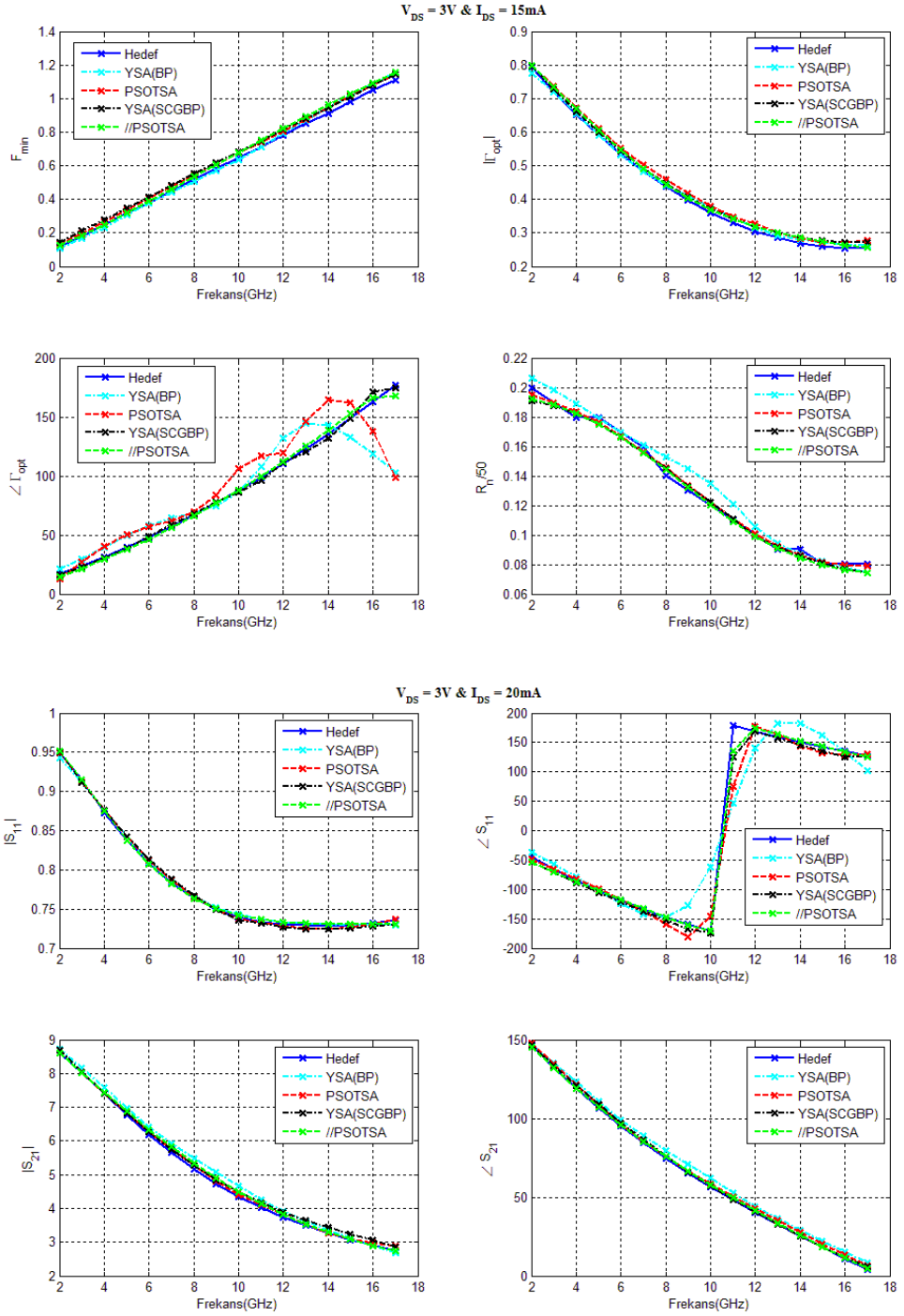
Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



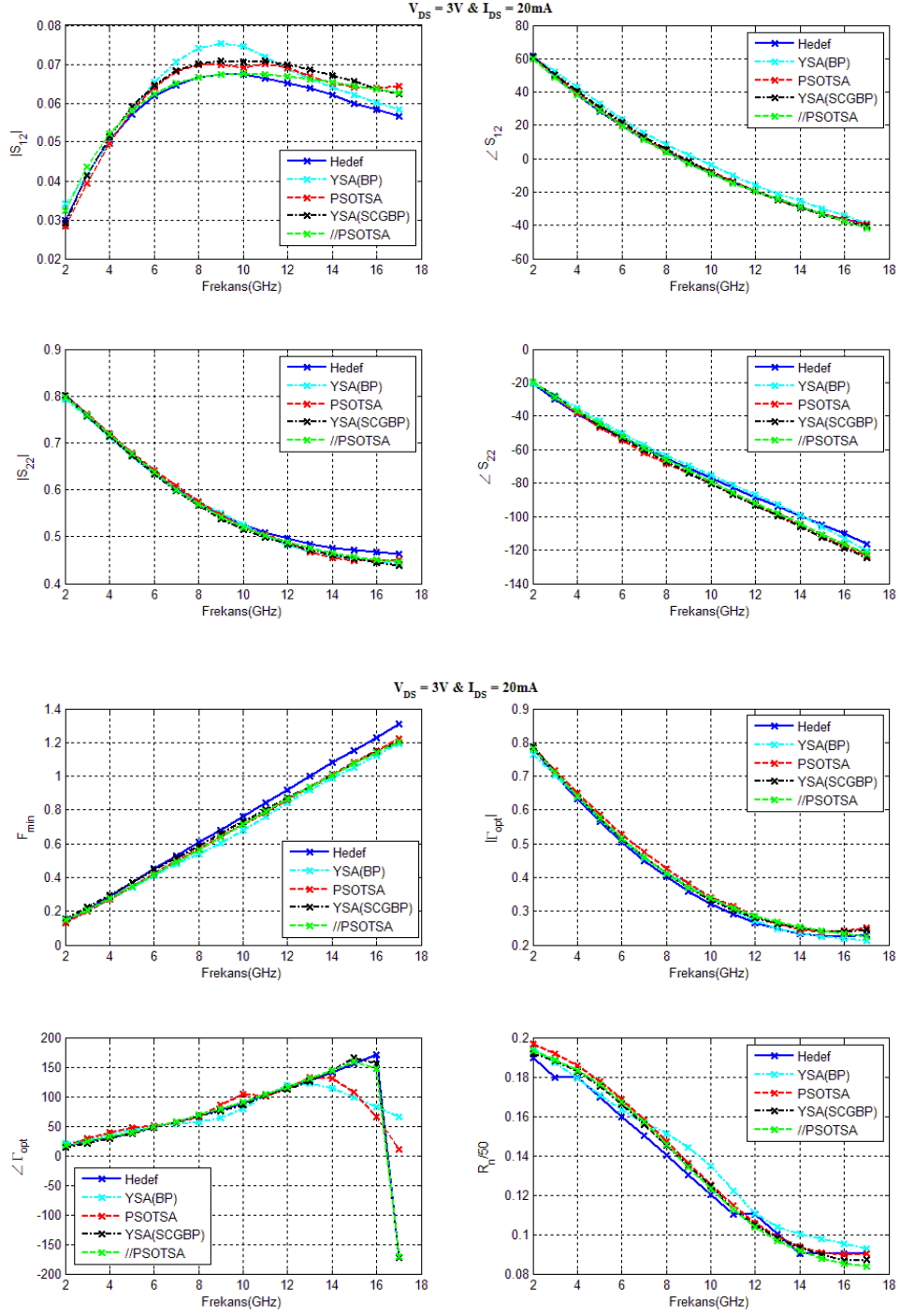
Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

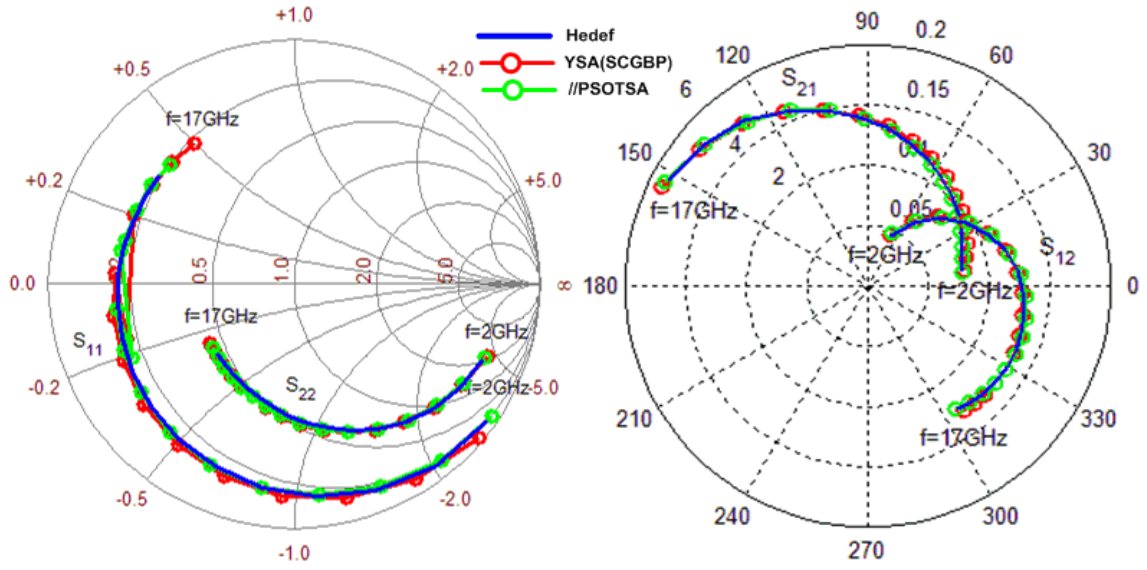


Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

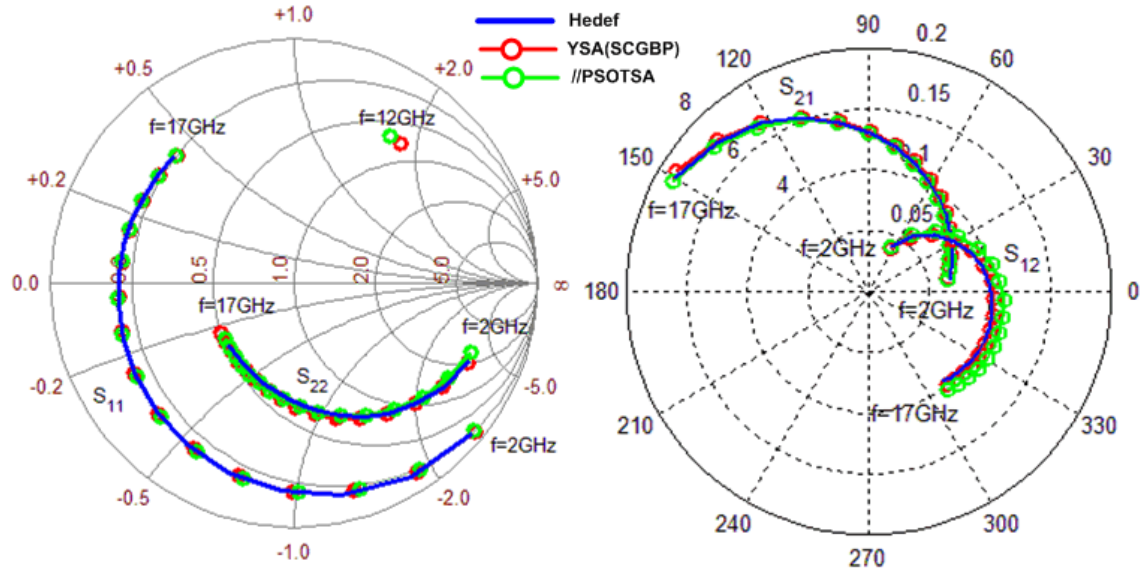


Şekil 3.11 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

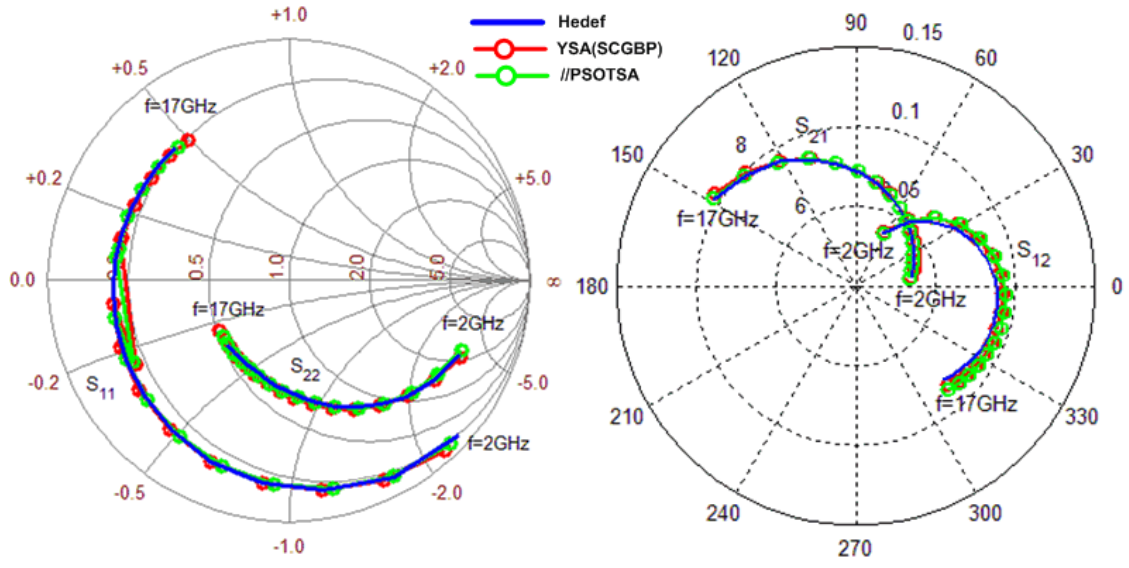




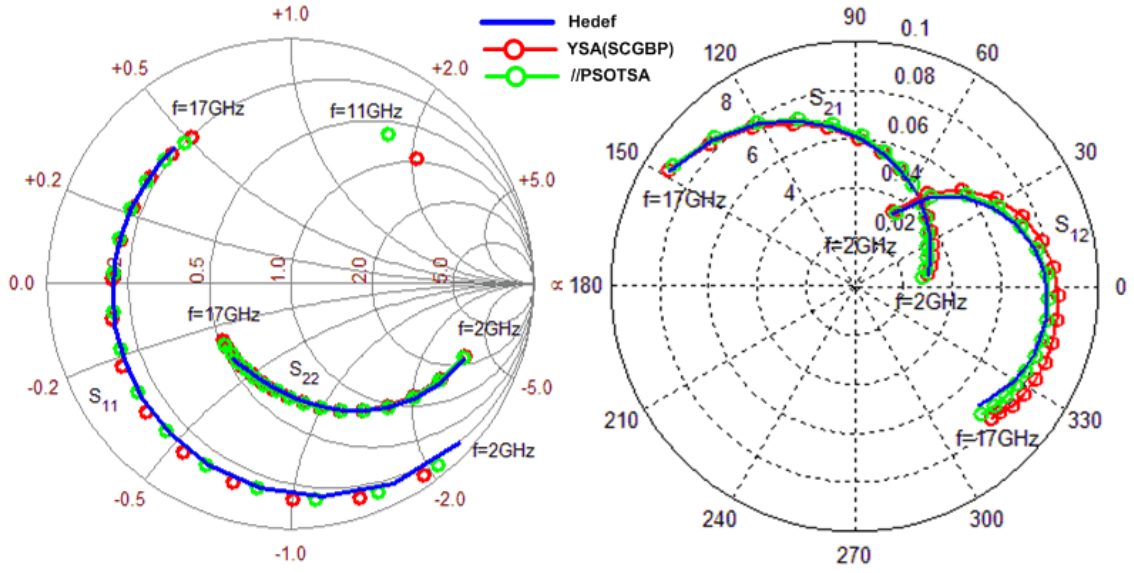
Şekil 3. 12 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$  &  $I_{DS} = 5$  mA)



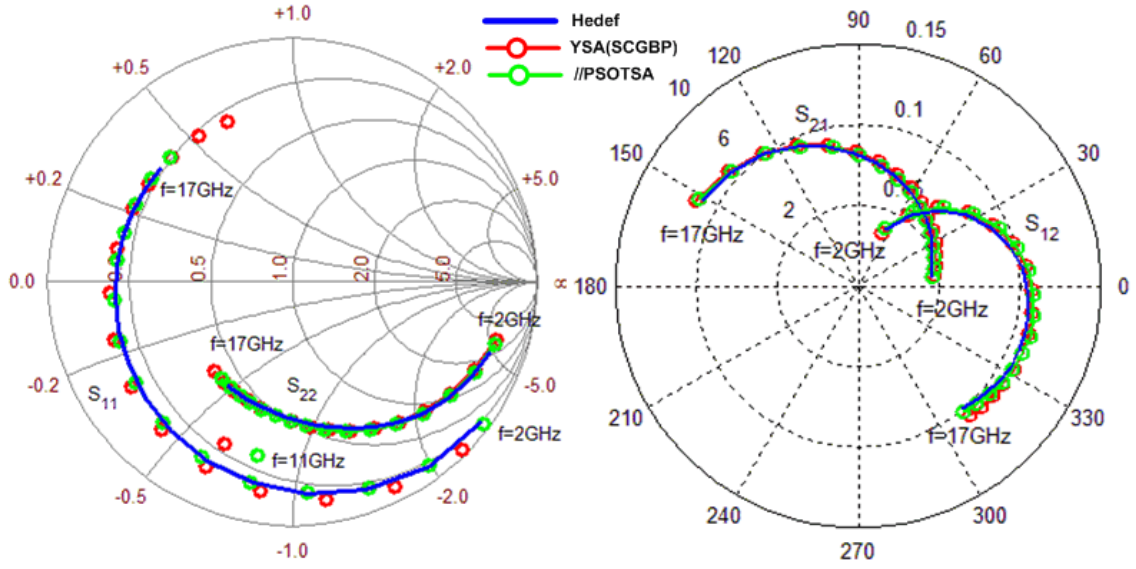
Şekil 3. 13 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$  &  $I_{DS} = 10$  mA)



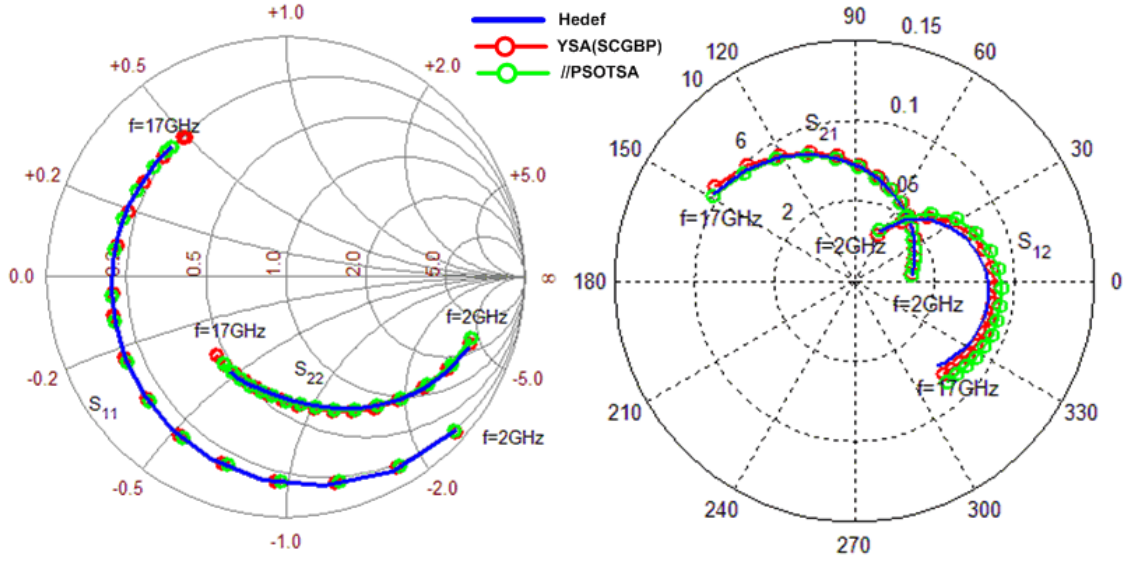
Şekil 3. 14 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$  &  $I_{DS} = 15$  mA)



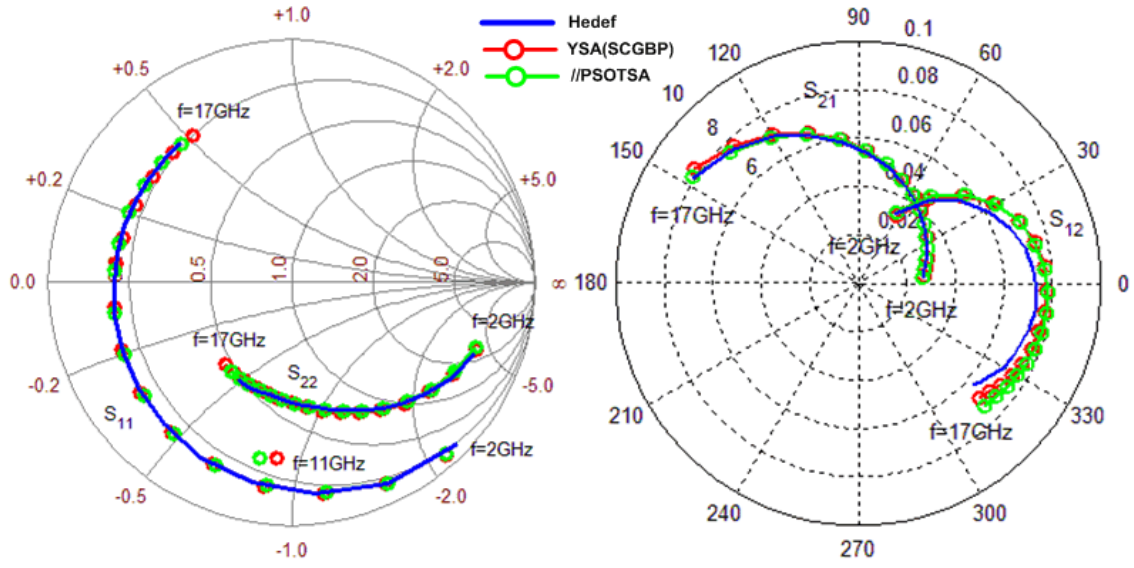
Şekil 3. 15 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 2V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)



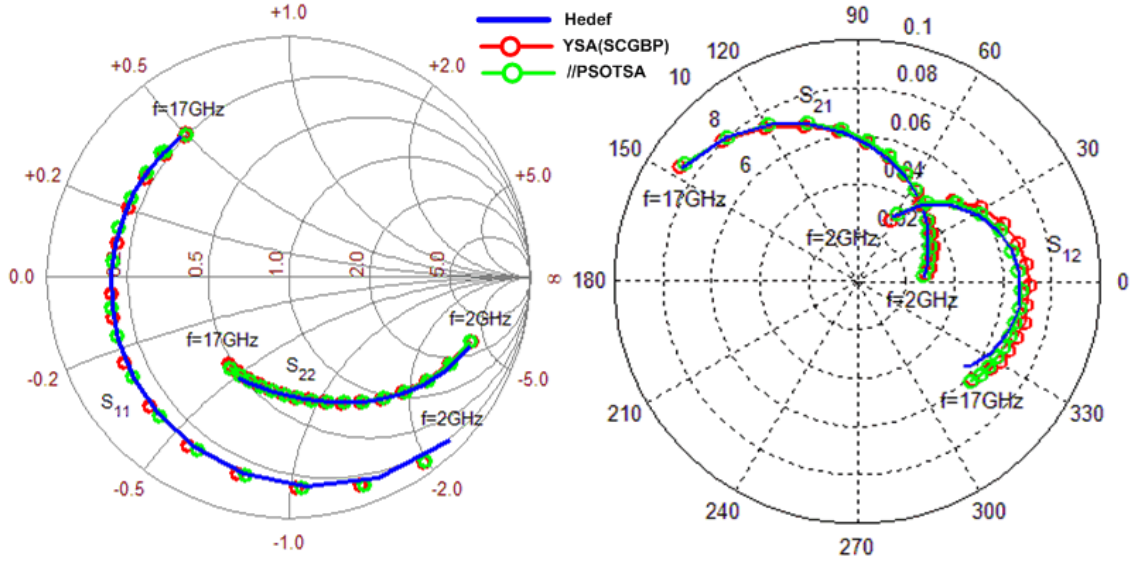
Şekil 3. 16 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = 5 mA$ )



Şekil 3. 17 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = 10 mA$ )



Şekil 3. 18 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = 15$  mA)



Şekil 3. 19 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)

Sinir ağı modellerinin çıkışları incelendiğinde en başarılı modelin paralel PSO temelli sinir ağı modeli (//PSOTSA) olduğu ve bu modeli takiben eşlenik gradyan temelli YSA(SCGBP) modelinin başarılı olduğu gözlenmiştir. Sinir ağı modellerinin test verisini kestirme başarısı bağıl hata hesabı ile de ifade edilmiştir. Sinir ağı modellerinin test performansları Çizelge 3.3 ve 3.4'te verilmiştir. Uygulanan modeller arasında küçük işaret davranışını en iyi tahmin eden paralel PSO modeli iken; gürültü davranışı için paralel PSO modeli ile eşlenik gradyan modeli başa baş sonuçlar vermektedir. Küçük işaret-gürültü davranışını tanımlayan çıkış fonksiyonlarına ait hata değerleri arasında

en büyük hata değeri açılı karakteristiğindeki ani değişimler nedeniyle  $S_{11}$ 'in açılı modelinde elde edilmiştir. Ayrıca  $I_{DS} = 20$  mA kutuplama akımı için  $\varphi_{opt}$  açılı değerinde  $f = 18$  GHz'de oluşan ani değişimi, //PSOTSA ve YSA(SCGBP) modellerinin algıladığı ve doğru bir şekilde kestirebildiği gözlenmiştir.

Çizelge 3. 3 Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 2V$ )

$V_{DS} = 2V$ & $I_{DS} = \{5, 10, 15, 20\}$ mA				
	YSA(BP)	YSA(SCGBP)	PSOTSA	//PSOTSA
$E_{S11}$	0,4432	0,1848	0,2570	0,1122
$E_{S21}$	0,0434	0,0176	0,0159	0,0154
$E_{S12}$	0,0714	0,0344	0,0542	0,0477
$E_{S22}$	0,0667	0,0784	0,0816	0,0550
$E_{ST}$	<b>0,1562</b>	<b>0,0788</b>	<b>0,1022</b>	<b>0,0576</b>
$E_{N1}$	0,0544	0,0529	0,0563	0,0619
$E_{N2}$	0,2545	0,0490	0,2351	0,0460
$E_{N3}$	0,0436	0,0210	0,0213	0,0184
$E_{NT}$	<b>0,1175</b>	<b>0,0410</b>	<b>0,1042</b>	<b>0,0421</b>
$E_T$	<b>0,2737</b>	<b>0,1197</b>	<b>0,2064</b>	<b>0,0997</b>

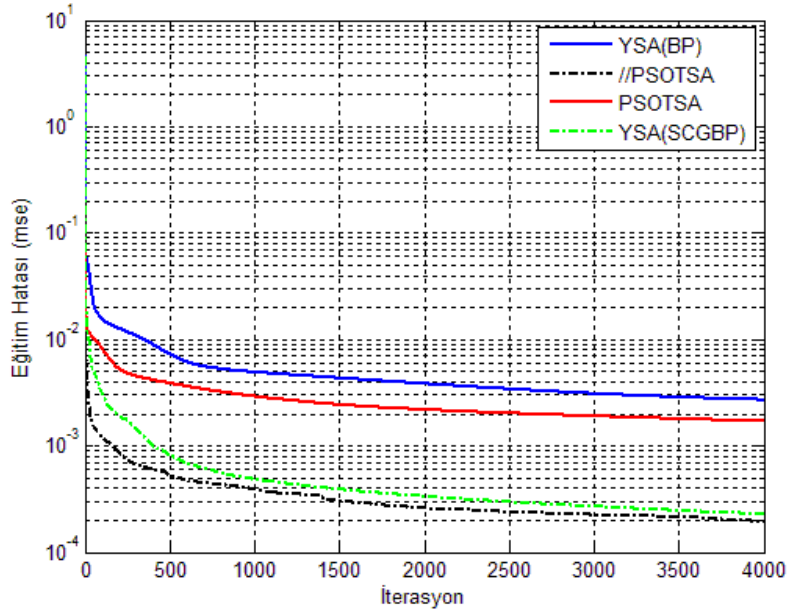
Çizelge 3. 4 Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 3V$ )

$V_{DS} = 3V$ & $I_{DS} = \{5, 10, 15, 20\}$ mA				
	YSA(BP)	YSA(SCGBP)	PSOTSA	//PSOTSA
$E_{S11}$	0,4441	0,1778	0,2769	0,1063
$E_{S21}$	0,0705	0,0246	0,0309	0,0200
$E_{S12}$	0,0812	0,0397	0,0493	0,0474
$E_{S22}$	0,0573	0,0750	0,0815	0,0540
$E_{ST}$	<b>0,1633</b>	<b>0,0793</b>	<b>0,1097</b>	<b>0,0569</b>
$E_{N1}$	0,0871	0,0682	0,0873	0,0722
$E_{N2}$	0,2591	0,0502	0,2054	0,0463
$E_{N3}$	0,0444	0,0239	0,0378	0,0248
$E_{NT}$	<b>0,1302</b>	<b>0,0474</b>	<b>0,1102</b>	<b>0,0478</b>
$E_T$	<b>0,2935</b>	<b>0,1267</b>	<b>0,2198</b>	<b>0,1047</b>

### 3.5.2 Ekstrapolasyon-I Uygulaması

Gradyan ve PSO temelli sinir ağlarının eğitim performansları Şekil 3.20'de ortalama yakınsama eğrileri ile gösterilmiştir. Ayrıca, 10 eğitim uygulaması sonucunda elde edilen eğitim ve test performansları sırasıyla Çizelge 3.5 ve 3.6'da verilmiştir. Eğitim ve test hatalarının eğitim sayısına göre dağılımları Şekil 3.21'de gösterilmiştir. Sinir ağı

modellerinden elde edilen test sonuçları hedef değerleri ile karşılaştırmalı olarak dört farklı düzlemde verilmiştir: (i) Test çıktıları ile hedef değerleri arasındaki dağılım grafikleri Şekil 3.22’de, (ii)  $V_{DS} = (1.5, 4)V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA için elde edilen işaret ve gürültü parametreleri kartezyen koordinatlarda (Şekil 3.23), (iii)  $S_{11}$  ve  $S_{22}$ ’nin frekansla değişimleri Smith abağında, (iv)  $S_{12}$  ve  $S_{21}$ ’nin frekansla değişimleri kutupsal koordinatlarda (Şekil 3.24-3.31) gösterilmiştir.



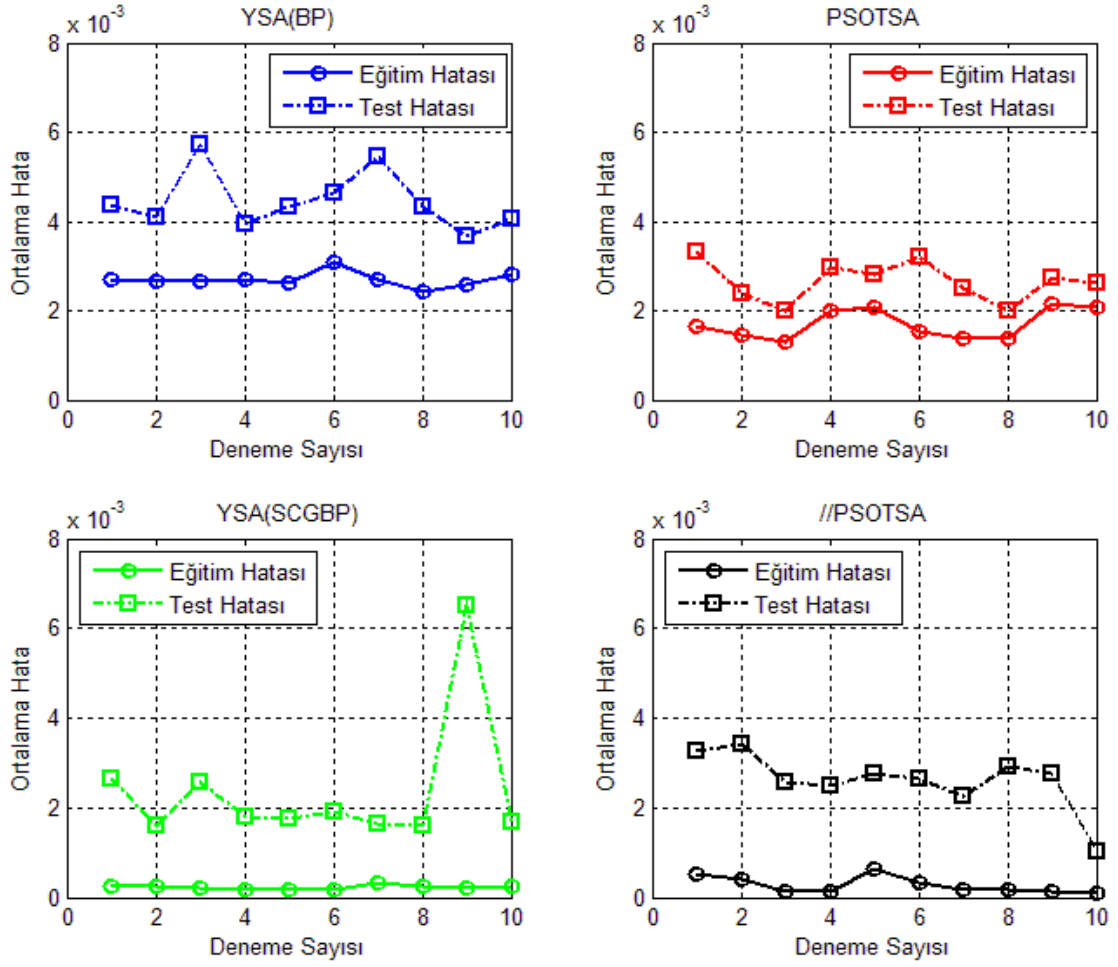
Şekil 3. 20 Sinir ağı modellerinin ortalama yakınsama eğrileri

Çizelge 3. 5 Sinir ağı modellerinin eğitim performansları

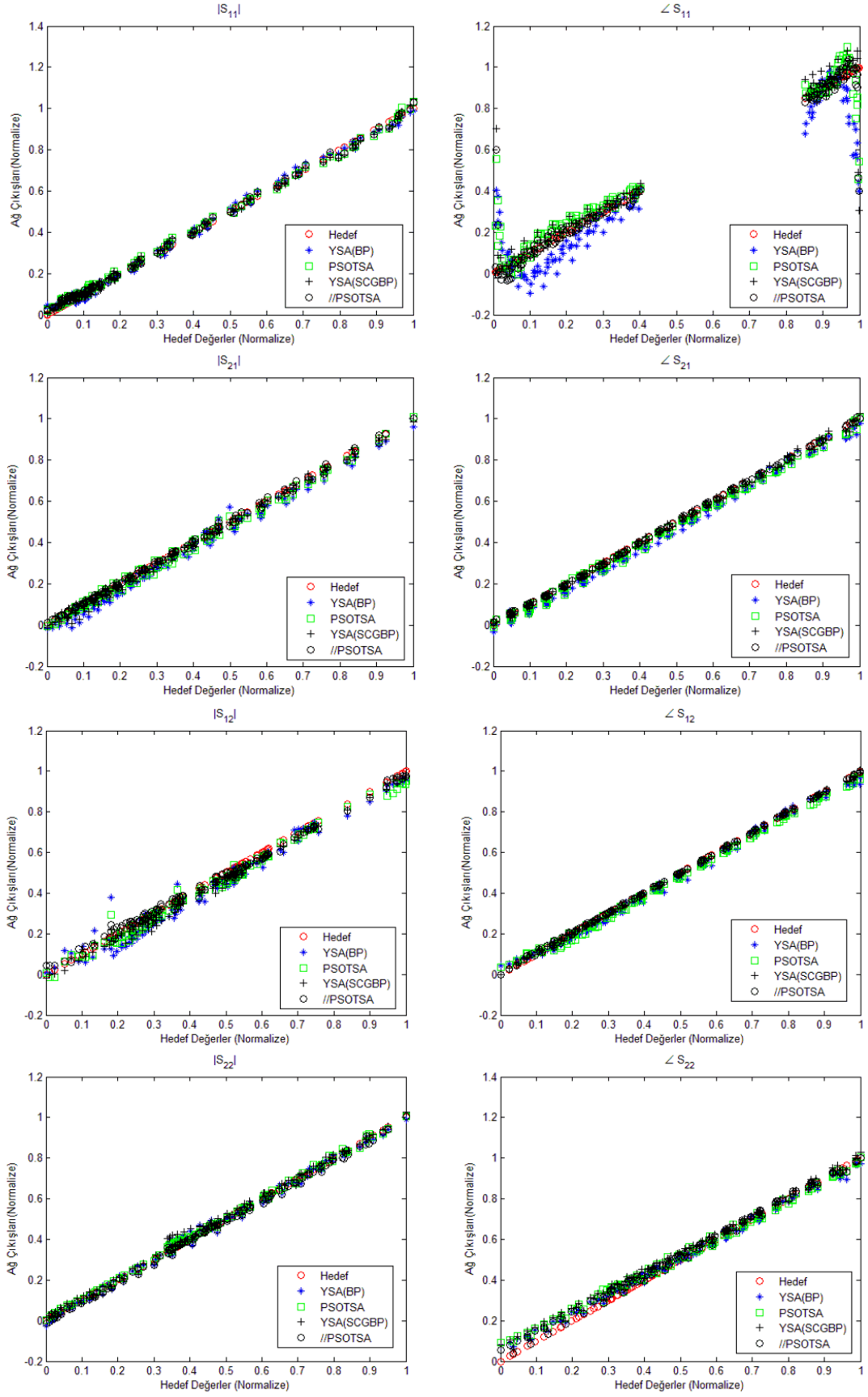
Eğitim Hatası				
	Minimum	Maksimum	Ortalama	Standart Sapma
YSA(BP)	2,4448E-03	3,1058E-03	2,6995E-03	5,0493E-09
YSA(SCGBP)	1,6242E-04	<b>3,1103E-04</b>	<b>2,2721E-04</b>	<b>1,7866E-09</b>
PSOTSA	1,2903E-03	2,0801E-03	1,6959E-03	9,3282E-08
//PSOTSA	<b>1,1040E-04</b>	6,5386E-04	2,7737E-04	8,0575E-08

Çizelge 3. 6 Sinir ağı modellerinin test performansları

Test Hatası				
	Minimum	Maksimum	Ortalama	Standart Sapma
YSA(BP)	3,6685E-03	5,7136E-03	4,4585E-03	<b>5,0173E-08</b>
YSA(SCGBP)	1,5903E-03	6,4946E-03	<b>2,3729E-03</b>	2,2481E-06
PSOTSA	1,9835E-03	3,3075E-03	2,6882E-03	1,2345E-07
//PSOTSA	<b>1,0303E-03</b>	<b>3,4376E-03</b>	2,6155E-03	2,4790E-06

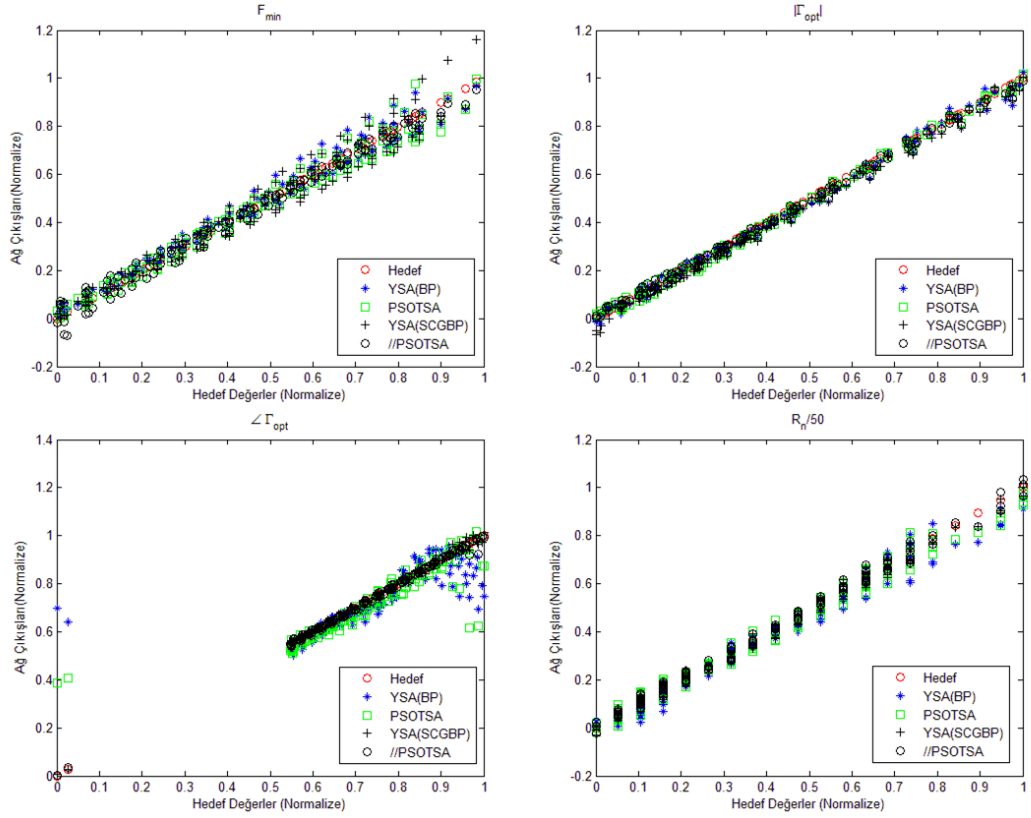


Şekil 3. 21 Sinir ağı modellerinin eğitim ve test performansları

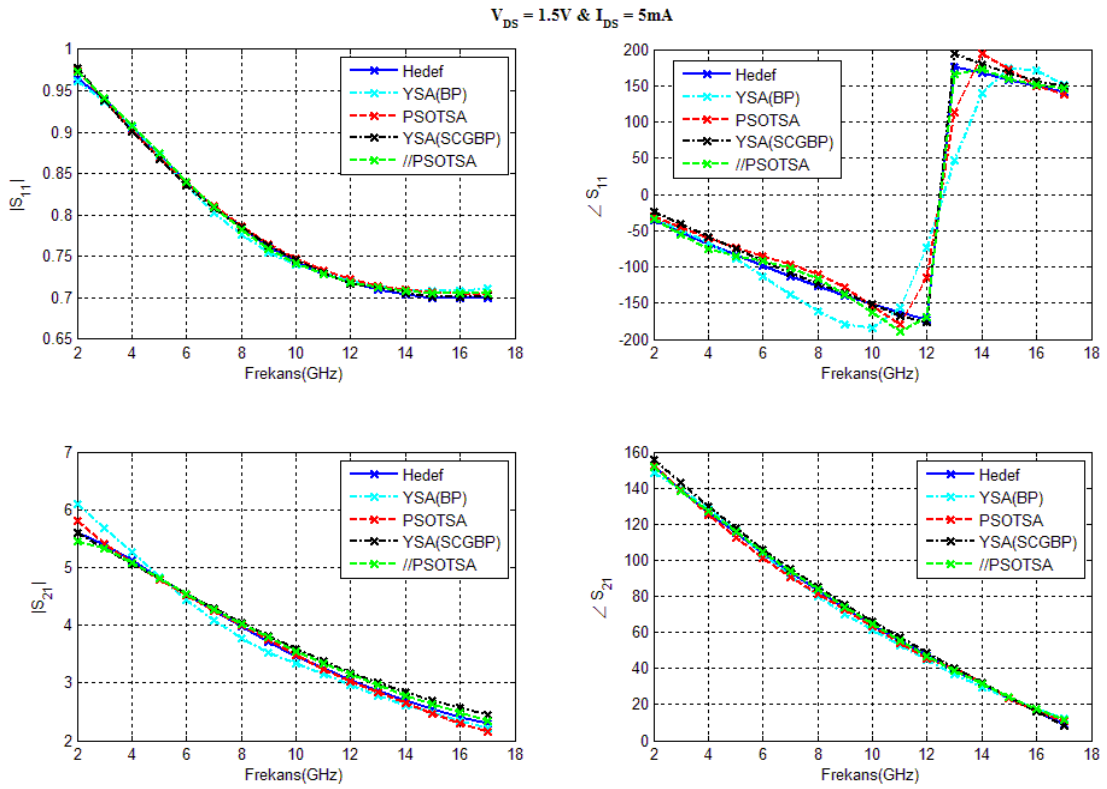


Şekil 3. 22 Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri

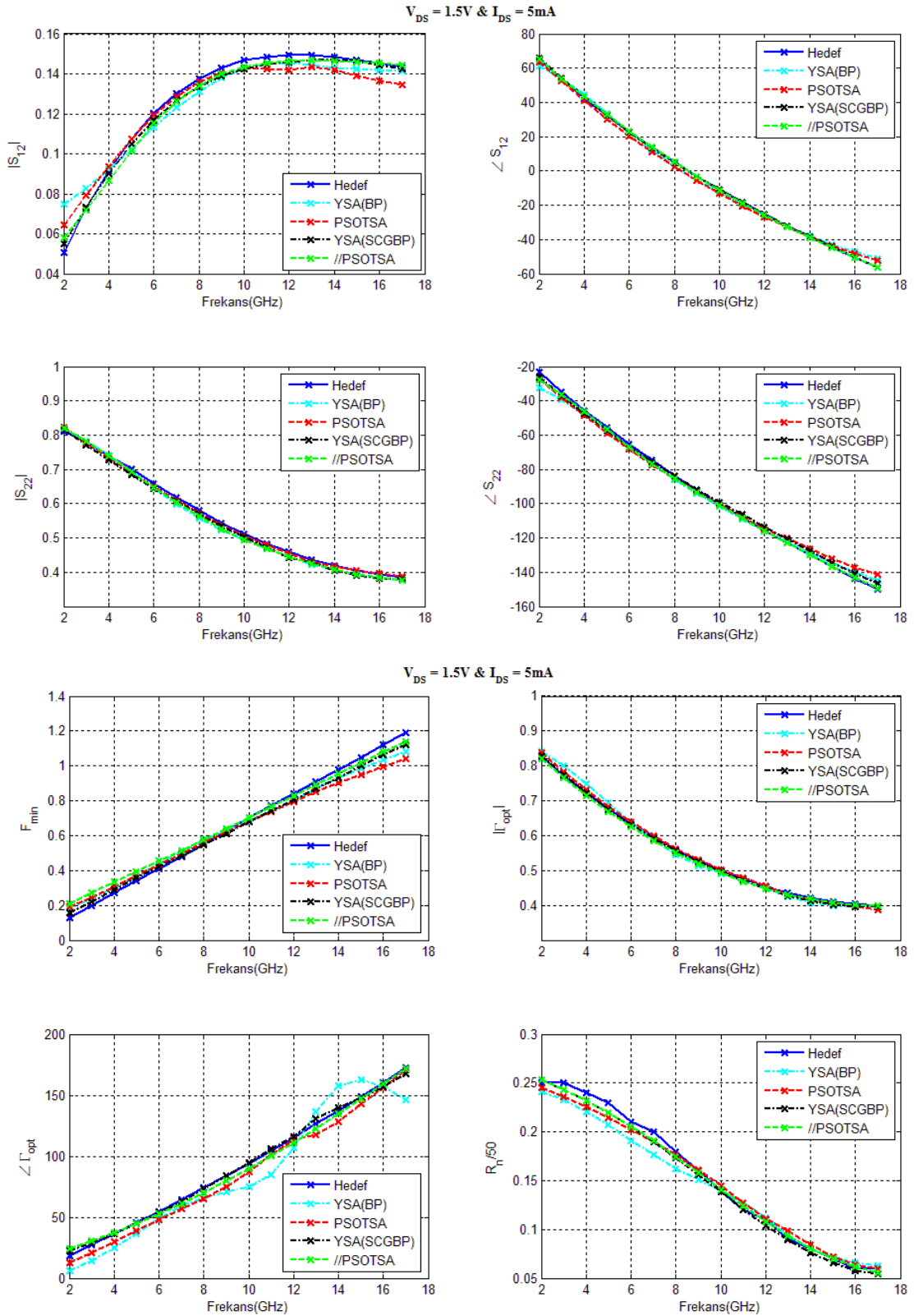




Şekil 3.22 Test verisi için sinir ağı modellerinin dağılım grafikleri (devam)

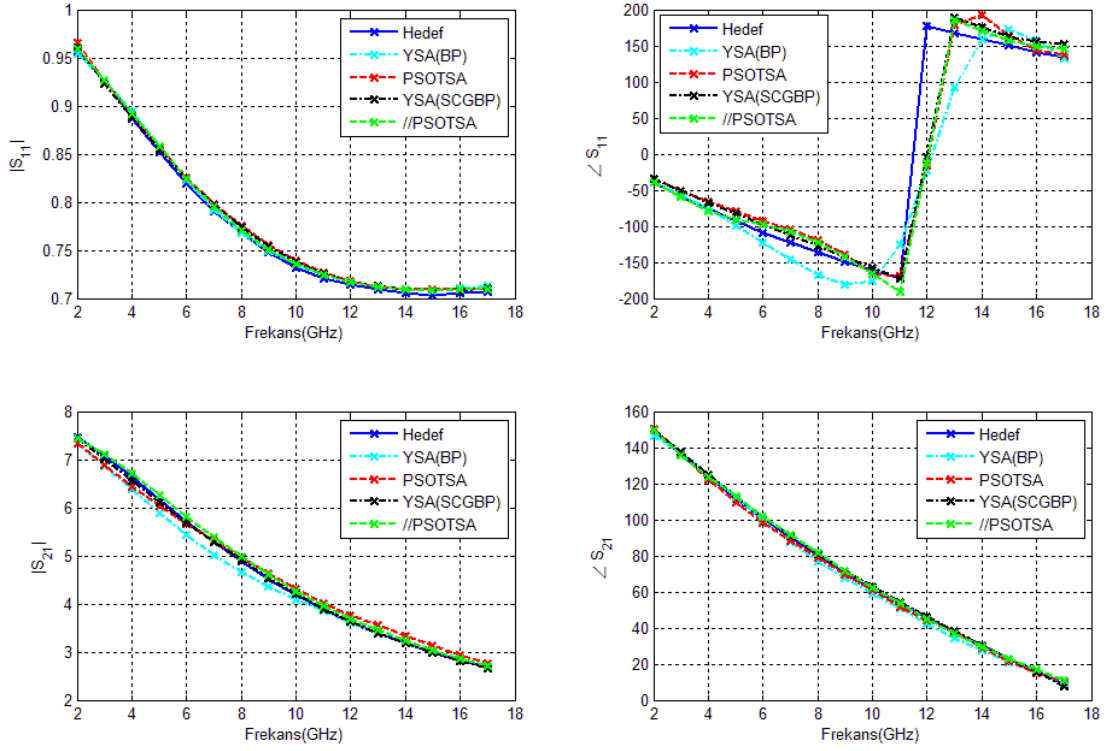


Şekil 3. 23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi

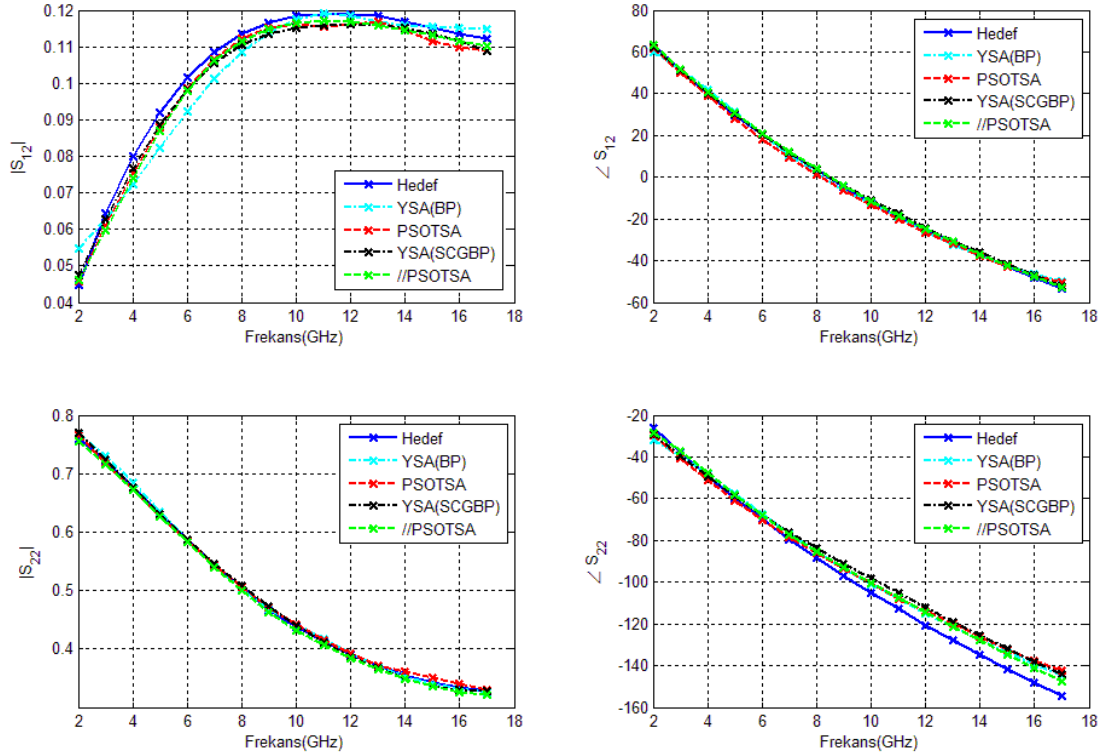


Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

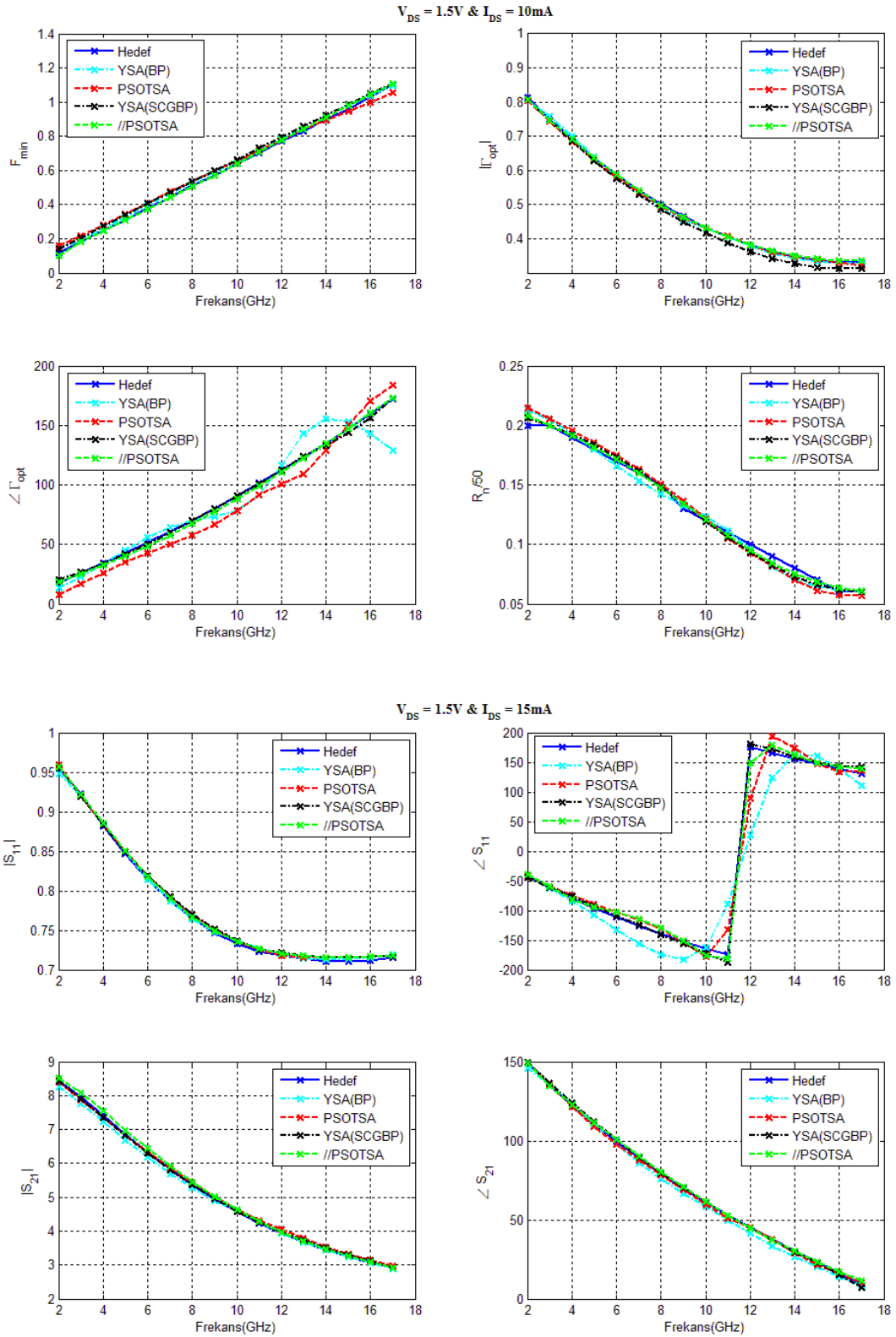
$V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 10mA$



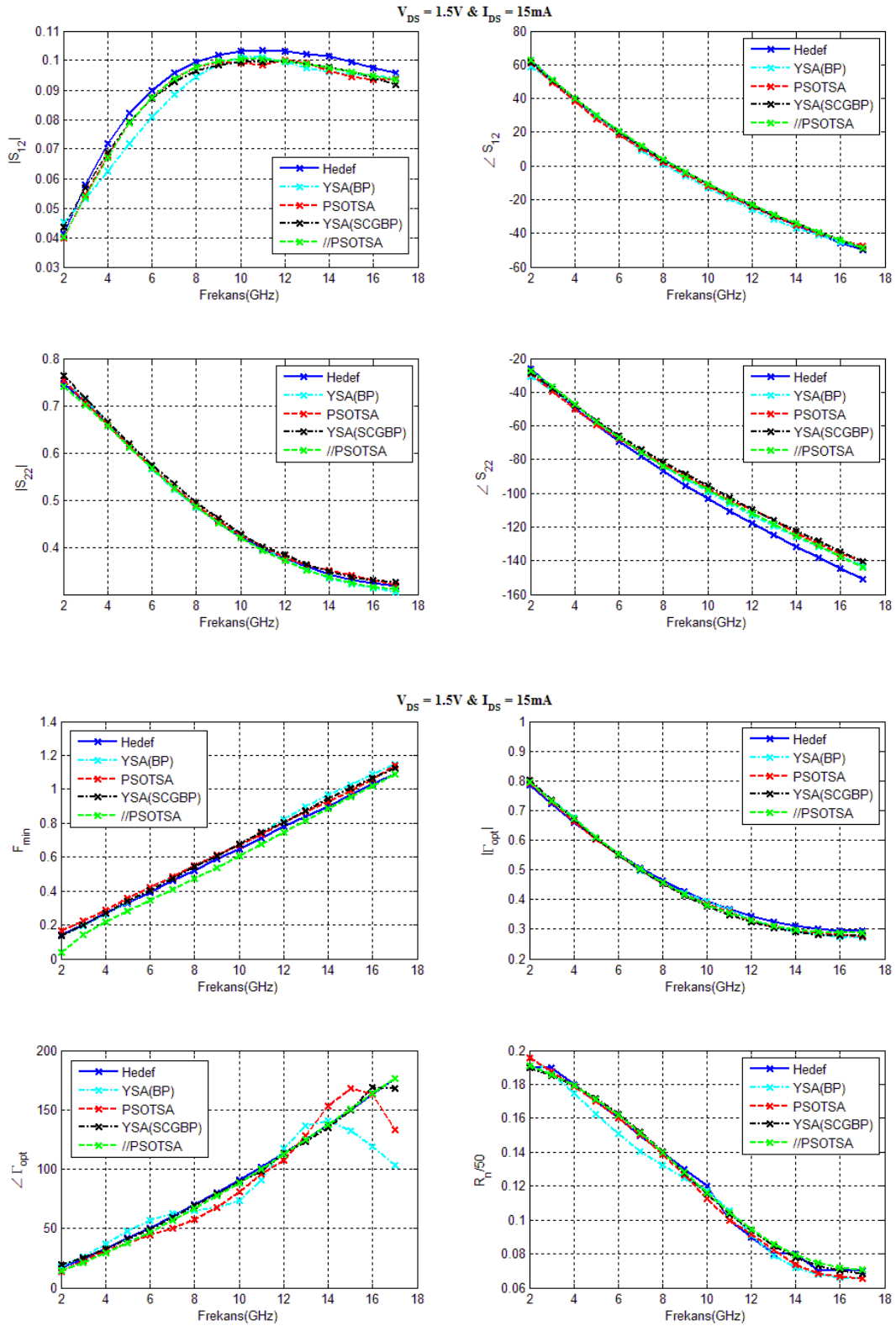
$V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 10mA$



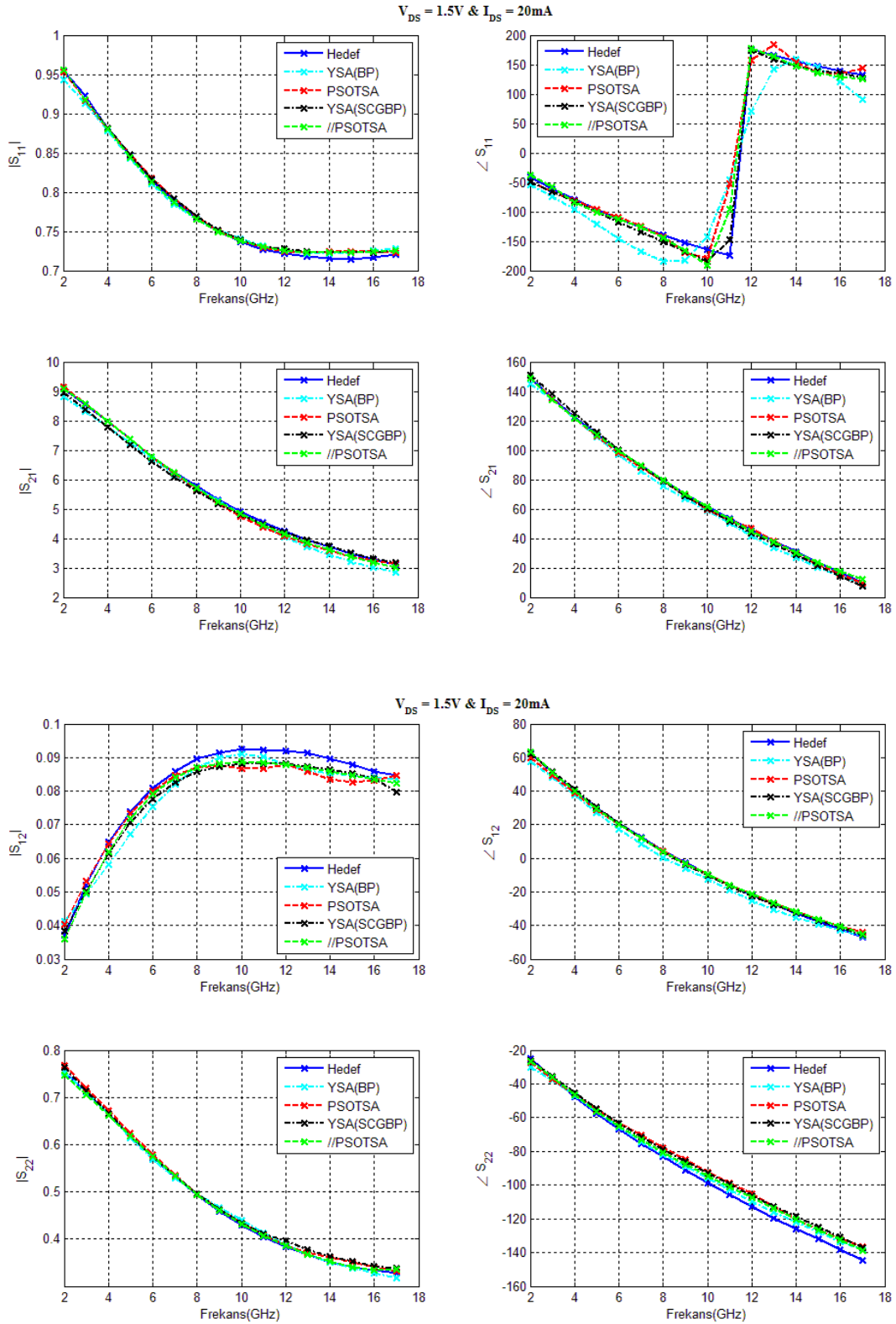
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



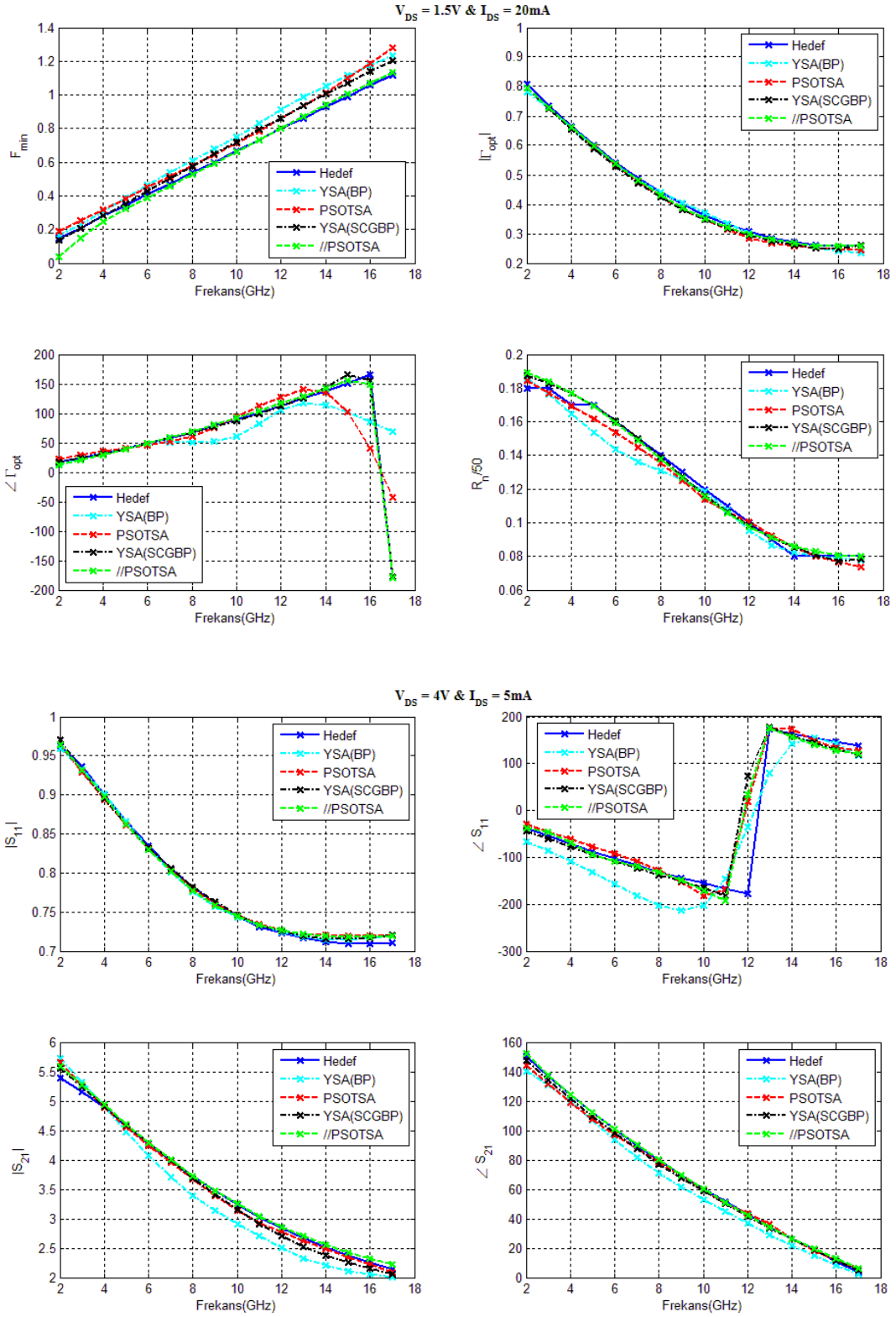
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



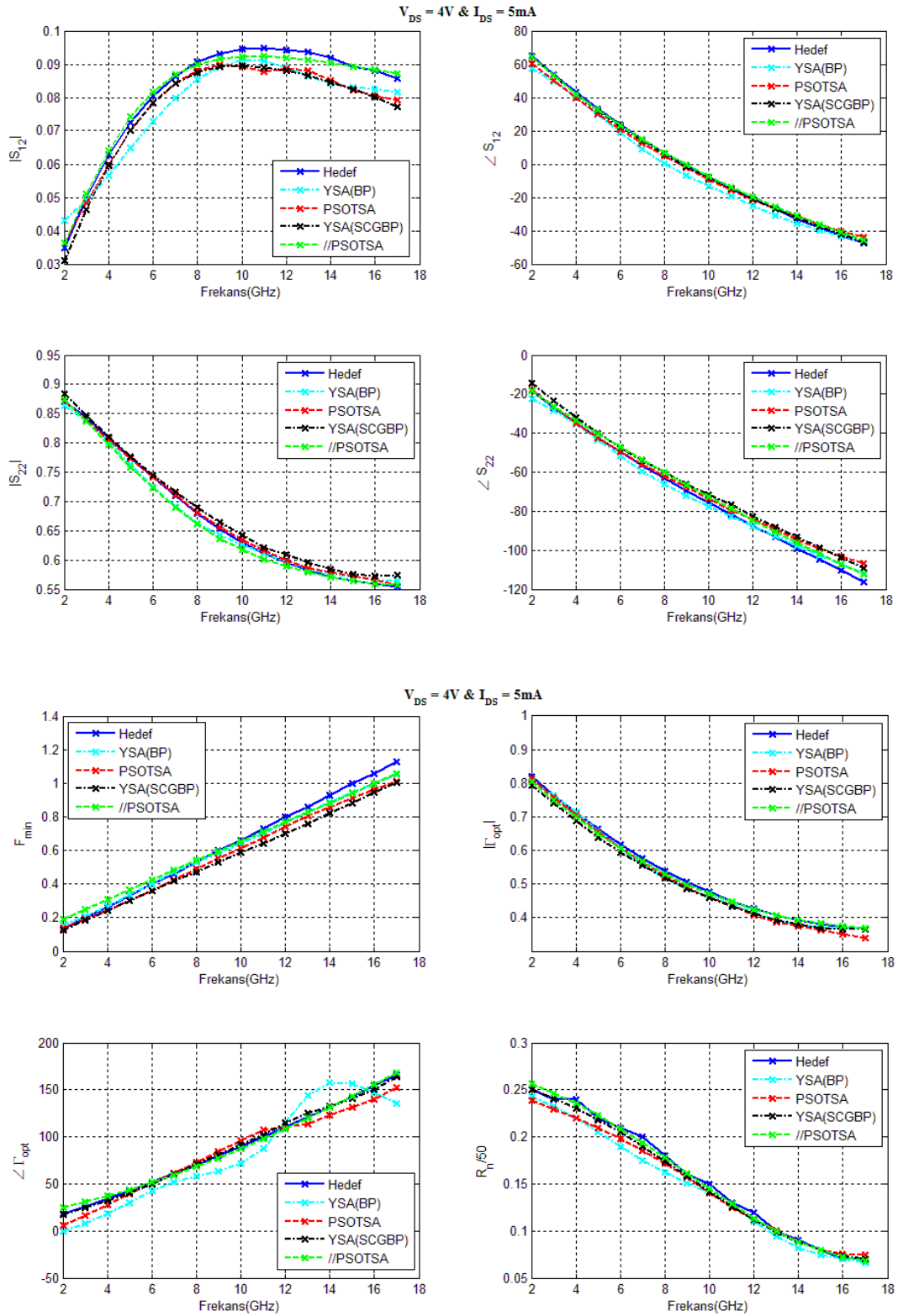
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

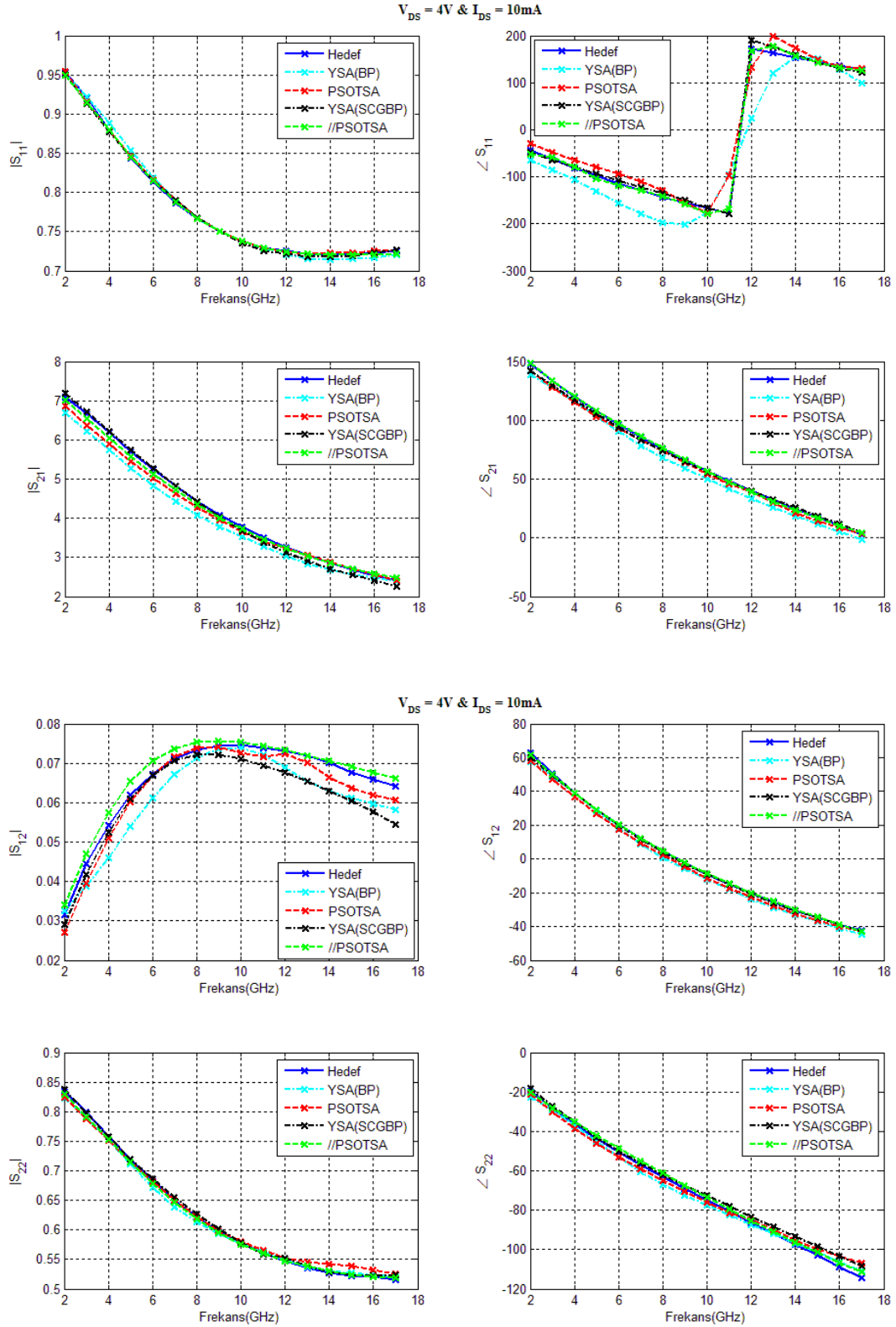


Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

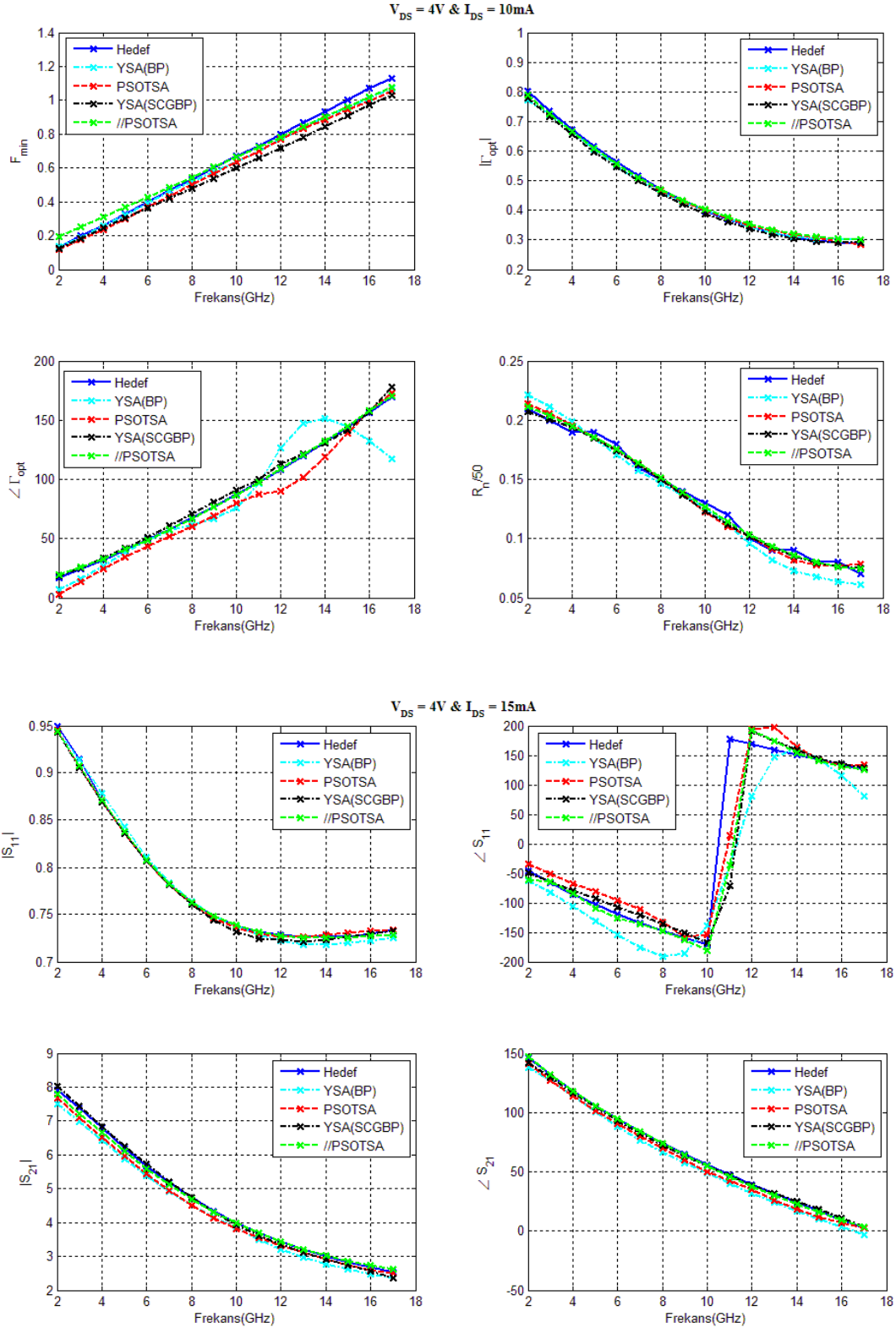


Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)

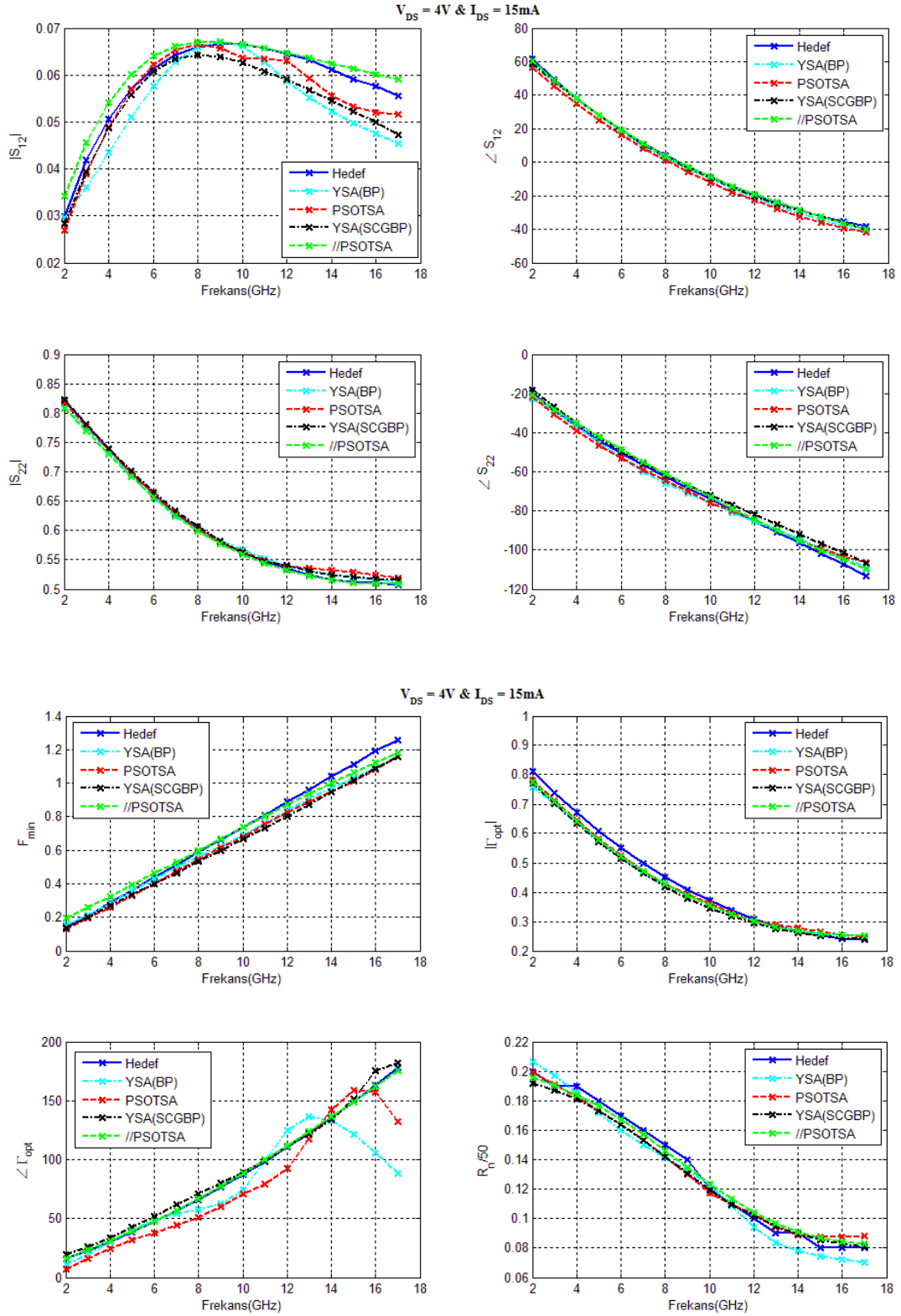




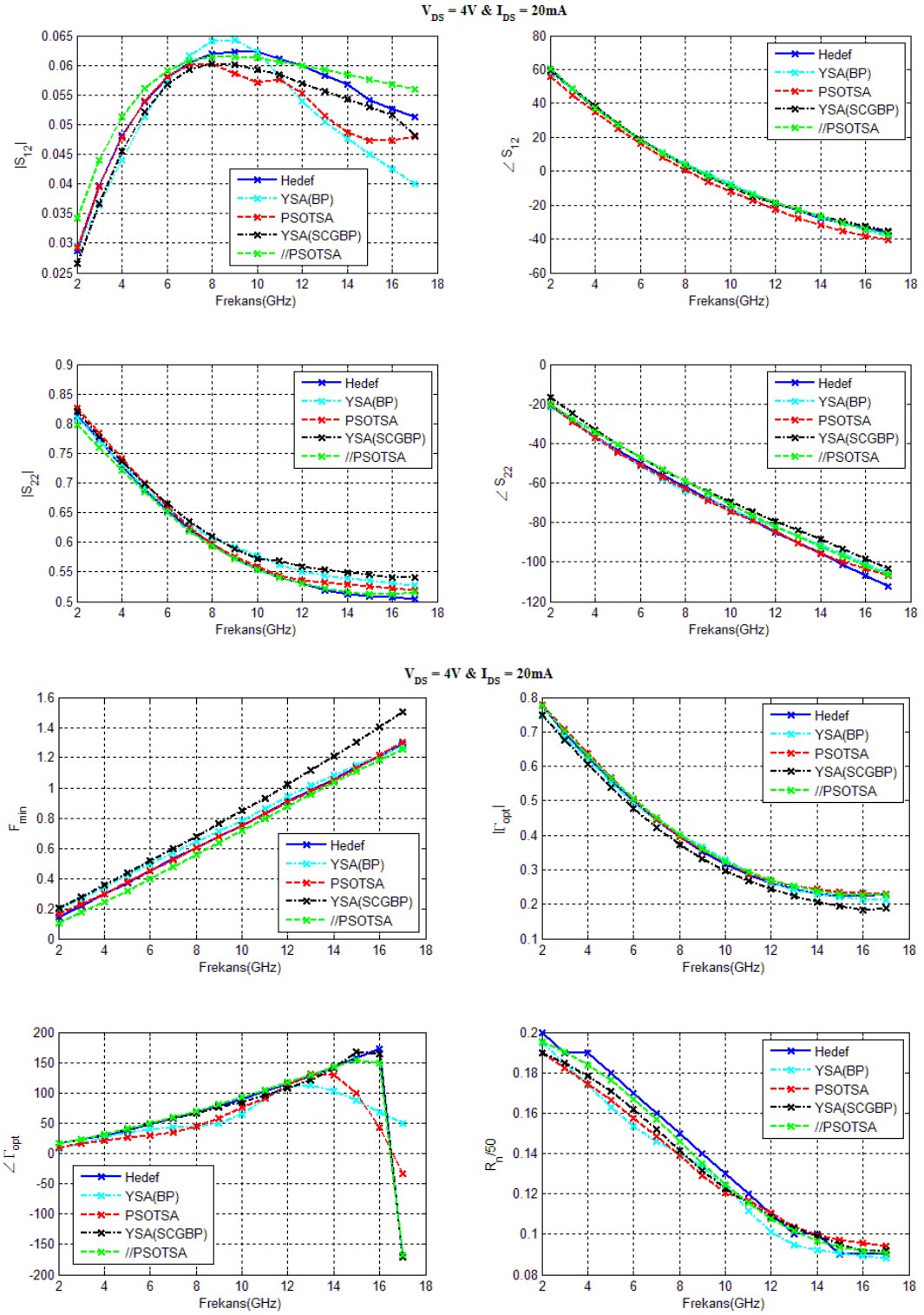
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



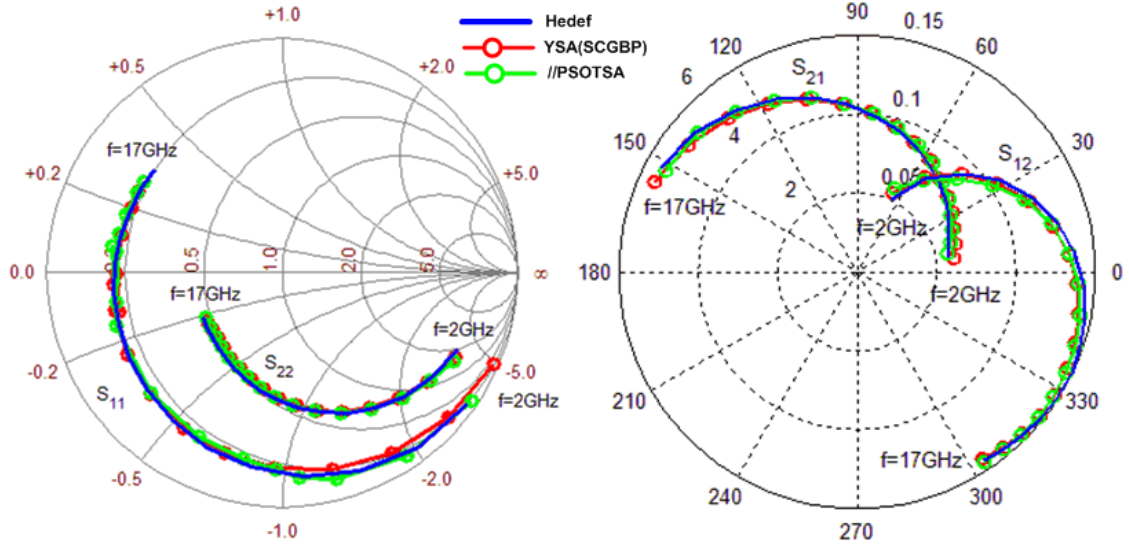
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



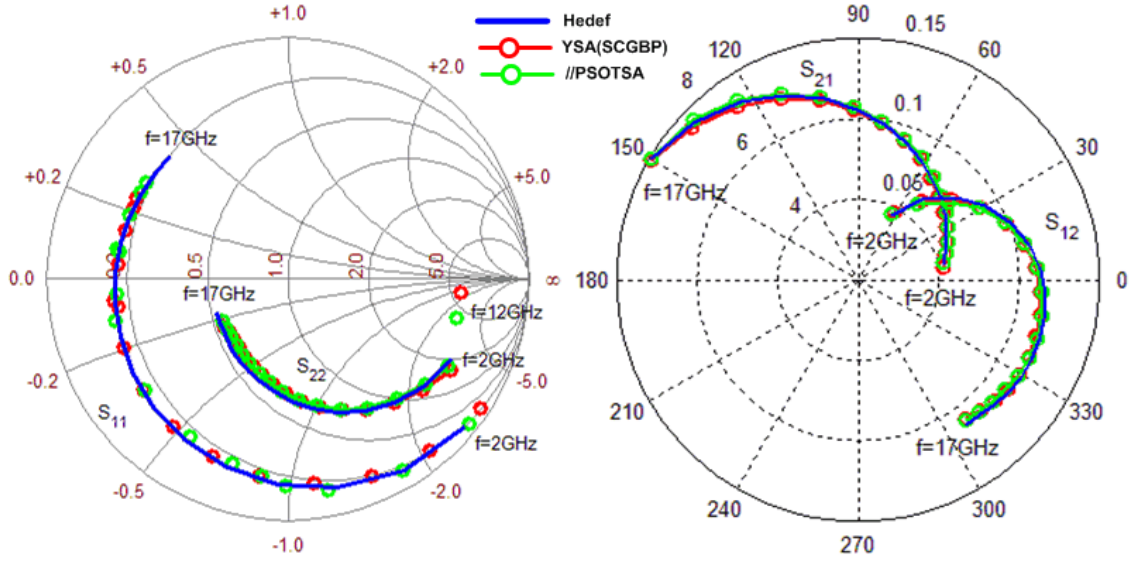
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



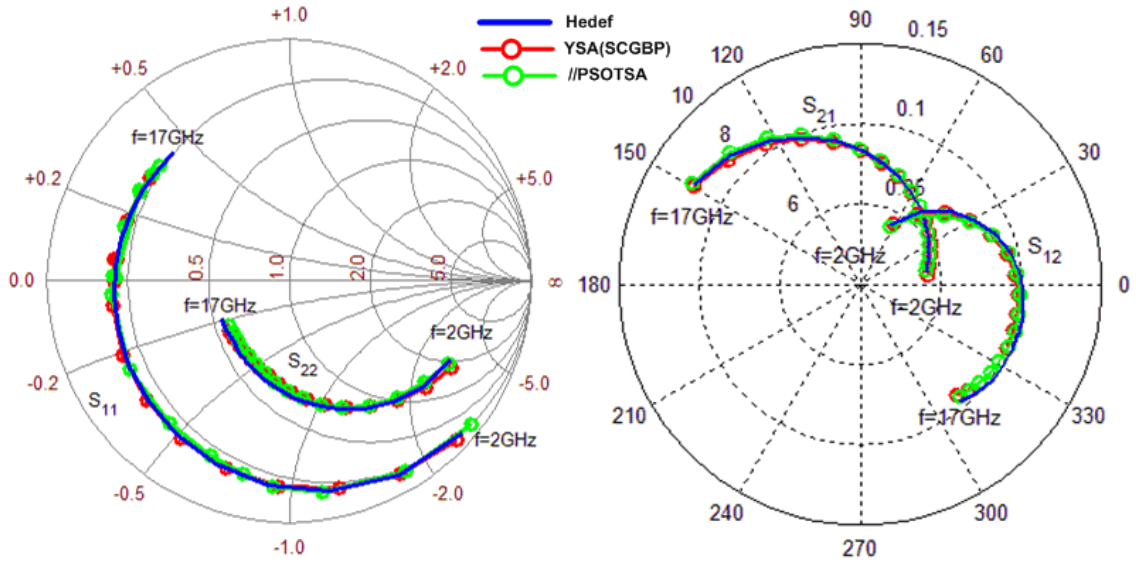
Şekil 3.23 Çeşitli kutuplama koşullarında işaret ve gürültü parametrelerinin frekans ile değişimi (devam)



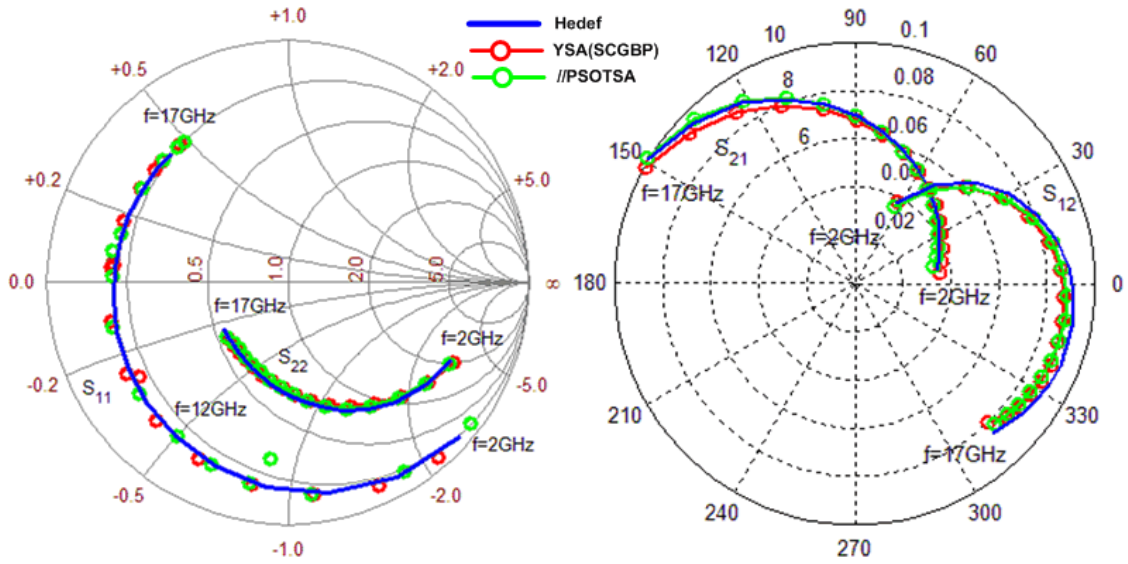
Şekil 3. 24 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 5$  mA)



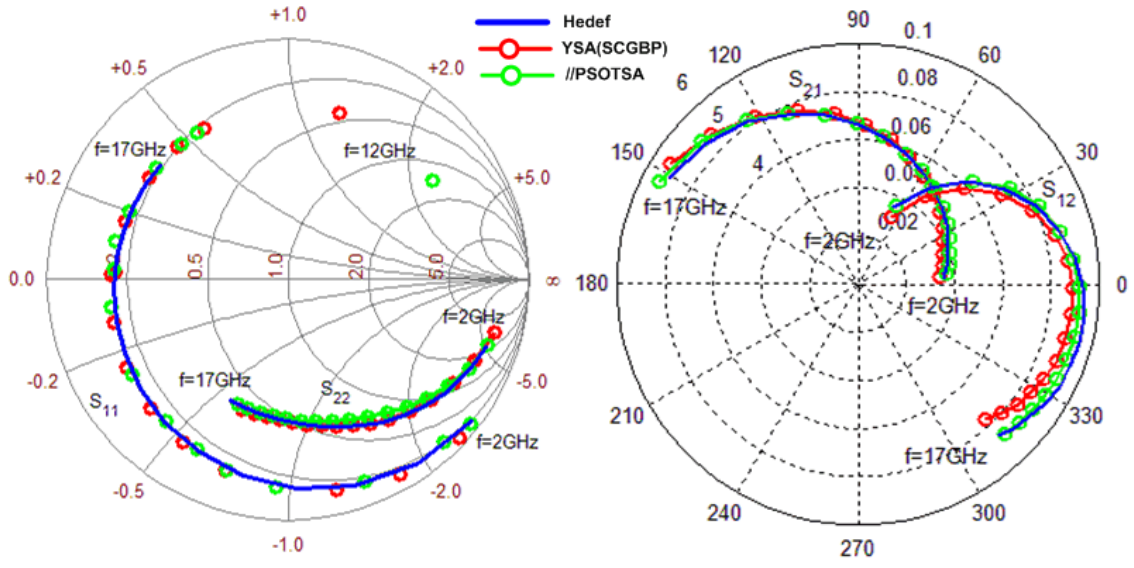
Şekil 3. 25 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 10$  mA)



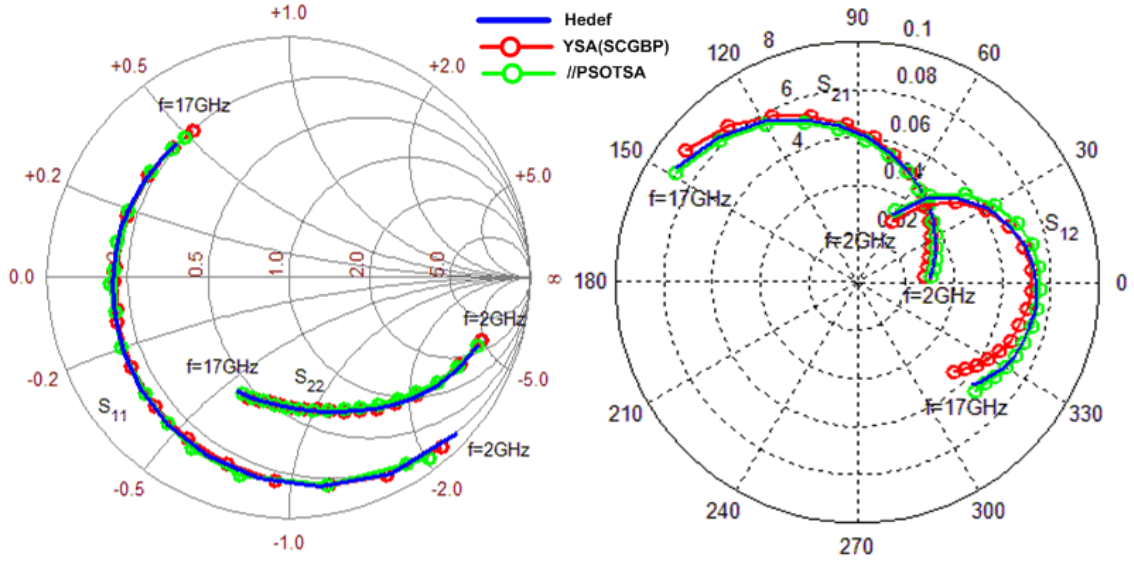
Şekil 3. 26 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 15$  mA)



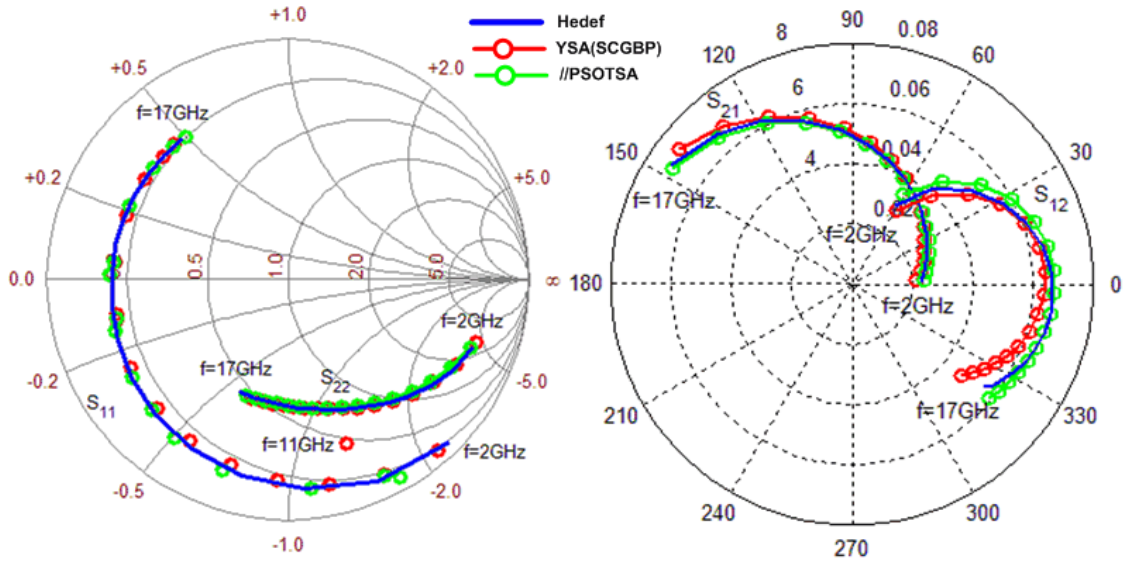
Şekil 3. 27 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)



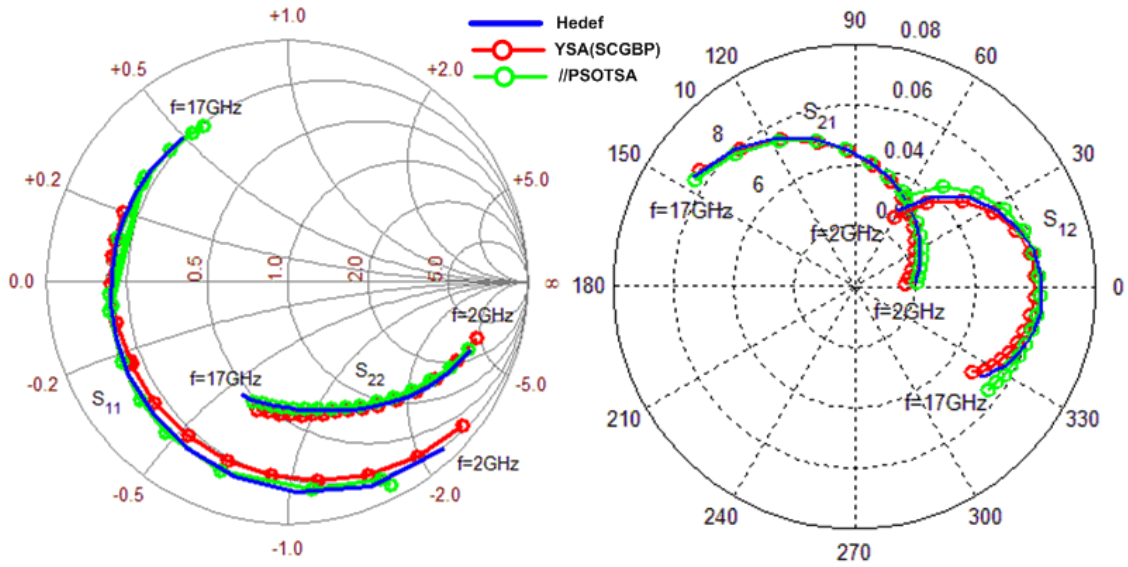
Şekil 3. 28 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 5$  mA)



Şekil 3. 29 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 10$  mA)



Şekil 3. 30 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 15 mA$ )



Şekil 3. 31 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 20 mA$ )

Bir önceki veri grubu için söz konusu olan başarı sıralaması ekstrapolasyon-I verisi için de geçerlidir. Sinir ağı modellerinin test performansları Çizelge 3.7 ve 3.8'te verilmiştir. Uygulanan modeller arasında küçük-ışaret davranışını en iyi tahmin eden paralel PSO modeli iken, gürültü davranışı ise paralel PSO modeli ile eşlenik gradyan modeli yine başa baş sonuçlar vermektedir. Küçük işaret-gürültü davranışını tanımlayan çıkış fonksiyonlarına ait hata değerleri arasında en büyük hata değeri yine  $S_{11}$ 'in açılı modelinde elde edilmiştir. Ayrıca  $I_{DS} = 20 mA$  kutuplama akımı için  $\varphi_{opt}$  açısı değerinde  $f=18 GHz$ 'de oluşan ani değişimi //PSOTSA ve YSA(SCGBP) modellerinin algıladığı ve doğru bir şekilde kestirebildiği gözlenmiştir.



Çizelge 3. 7 Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 1.5V$ )

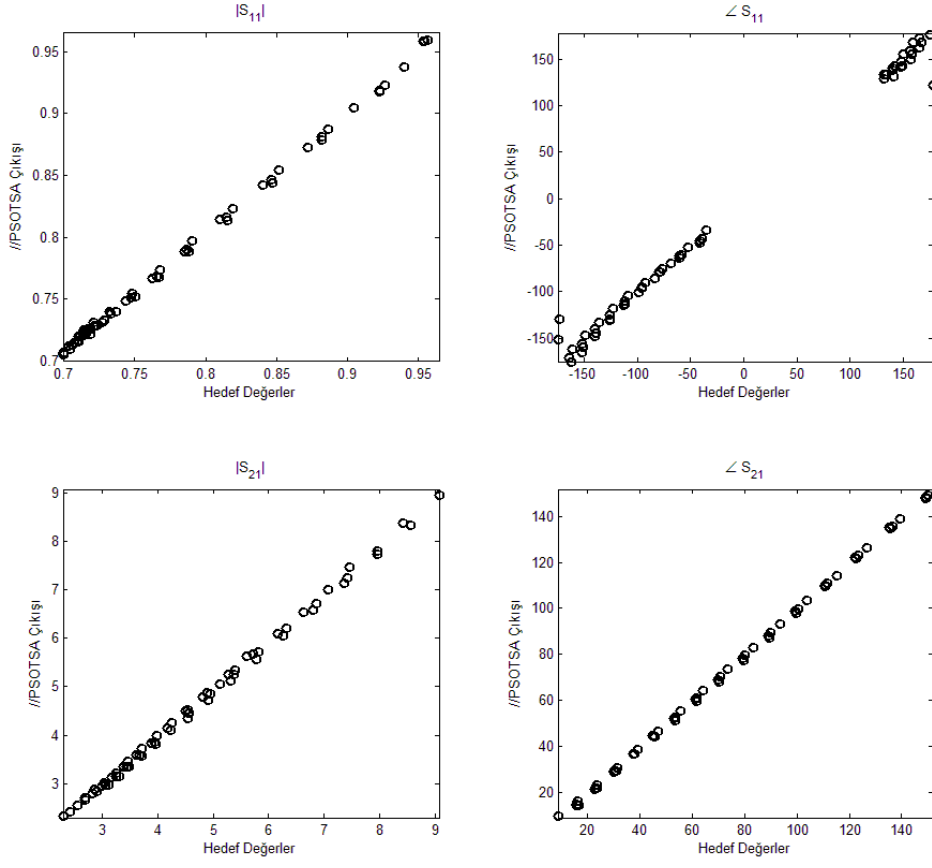
$V_{DS} = 1.5V$ & $I_{DS} = \{5, 10, 15, 20\}$ mA				
	YSA(BP)	YSA(SCGBP)	PSOTSA	//PSOTSA
$E_{S11}$	0,4757	0,1648	0,2769	0,1774
$E_{S21}$	0,0536	0,0301	0,0309	0,0212
$E_{S12}$	0,0702	0,0338	0,0493	0,0342
$E_{S22}$	0,0669	0,0861	0,0815	0,0620
$E_{ST}$	<b>0,1666</b>	<b>0,0787</b>	<b>0,1097</b>	<b>0,0737</b>
$E_{N1}$	0,0755	0,0538	0,0873	0,0856
$E_{N2}$	0,2506	0,0481	0,2054	0,0497
$E_{N3}$	0,0463	0,0279	0,0378	0,0257
$E_{NT}$	<b>0,1241</b>	<b>0,0433</b>	<b>0,1102</b>	<b>0,0537</b>
$E_T$	<b>0,2907</b>	<b>0,1220</b>	<b>0,2198</b>	<b>0,1274</b>

Çizelge 3. 8 Sinir ağı modellerinin test performansları ( $V_{DS} = 4V$ )

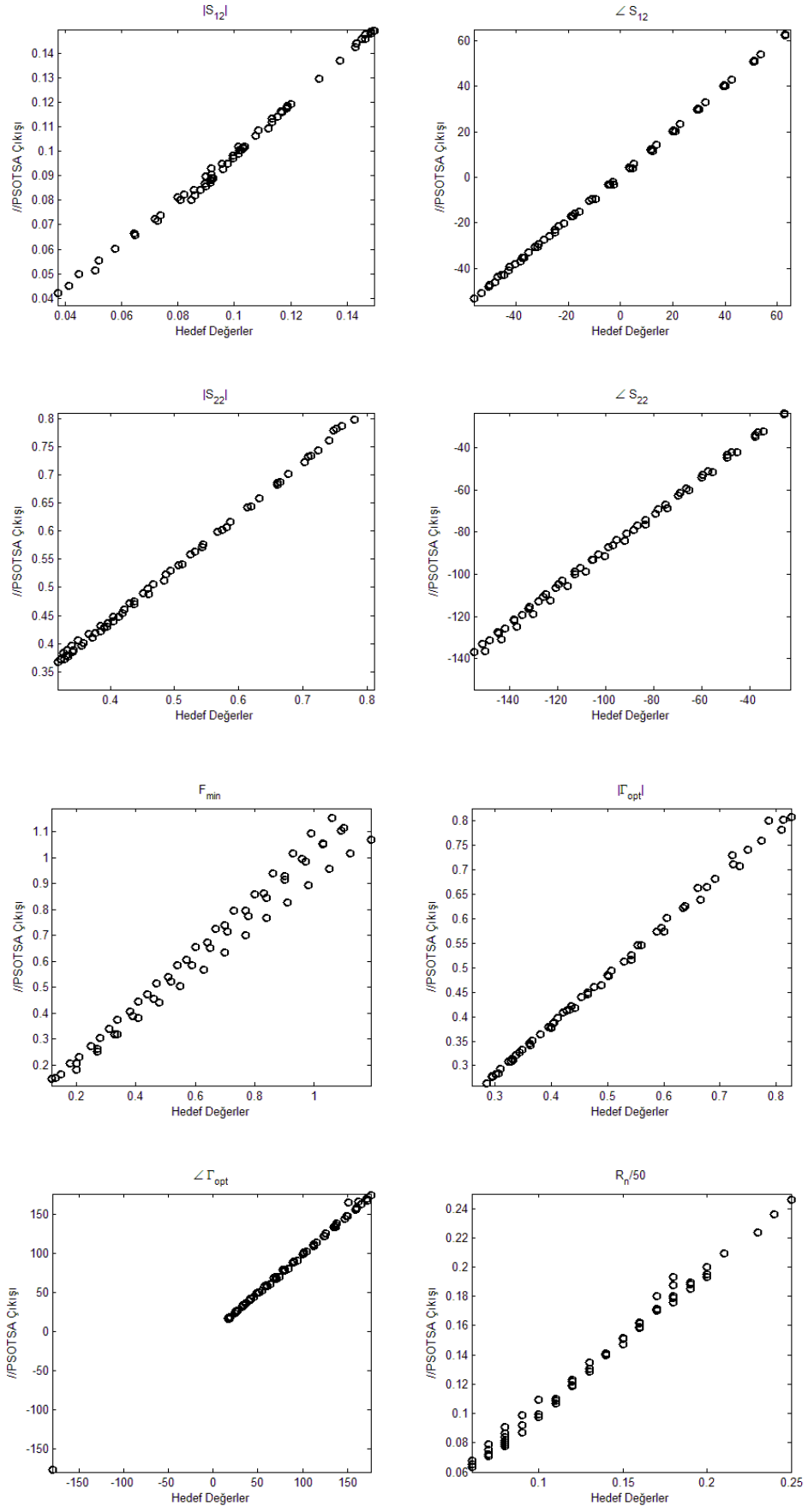
$V_{DS} = 4V$ & $I_{DS} = \{5, 10, 15, 20\}$ mA				
	YSA(BP)	YSA(SCGBP)	PSOTSA	//PSOTSA
$E_{S11}$	0,6373	0,2595	0,3516	0,1851
$E_{S21}$	0,1319	0,0516	0,0742	0,0198
$E_{S12}$	0,0975	0,0605	0,0754	0,0380
$E_{S22}$	0,0417	0,0672	0,0410	0,0383
$E_{ST}$	<b>0,2271</b>	<b>0,1097</b>	<b>0,1356</b>	<b>0,0703</b>
$E_{N1}$	0,0551	0,1089	0,0595	0,0852
$E_{N2}$	0,3158	0,0716	0,2473	0,0446
$E_{N3}$	0,0634	0,0331	0,0457	0,0262
$E_{NT}$	<b>0,1448</b>	<b>0,0712</b>	<b>0,1175</b>	<b>0,0520</b>
$E_T$	<b>0,3719</b>	<b>0,1809</b>	<b>0,2531</b>	<b>0,1223</b>

### 3.5.3 Ekstrapolasyon-II Uygulaması

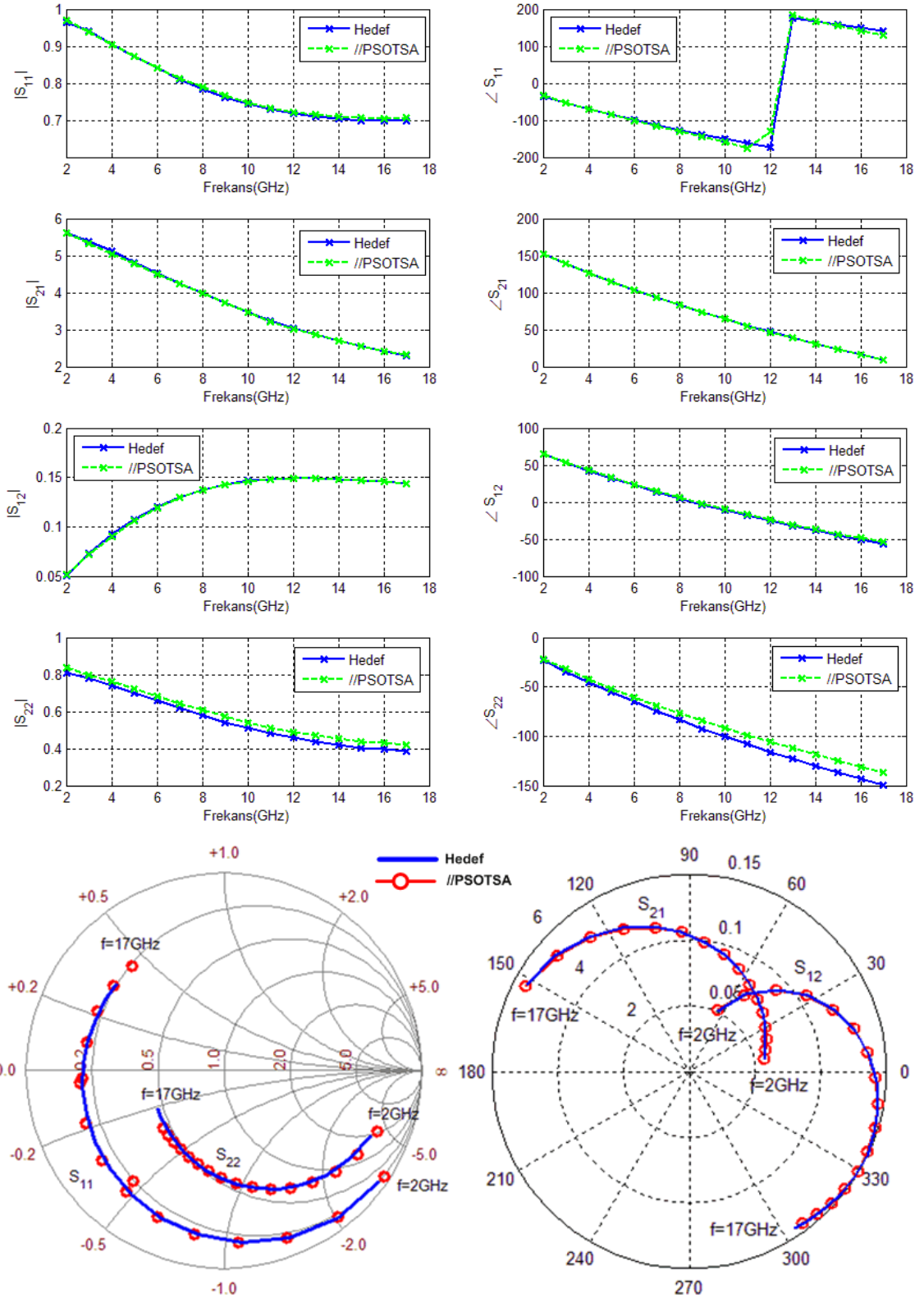
Bu uygulamada, bir önceki uygulamada kullanılan eğitim verisi azaltılarak sadece  $V_{DS} = 3V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  kutuplama koşulunda elde edilen veri kümesi eğitim verisi olarak ve diğer veriler ise test verisi olarak kullanılmıştır. Ayrıca bu aşamada, sadece paralel PSO sinir ağı yapısı uygulanmıştır. //PSOTSA modeli ile elde edilen test sonuçları hedef değerleri ile dağılım grafikleri Şekil 3.32’de verilmiştir.  $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA ve  $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = (5, 10, 15, 20)$  mA için elde edilen işaret ve gürültü parametrelerinin frekansla değişimleri (Şekil 3.33-3.49) gösterilmiştir. Ayrıca Çizelge 3.9’da //PSOTSA modelinin iki farklı veri grubu ile eğitilmesi sonucu göstermiş olduğu test performansı karşılaştırılmıştır.



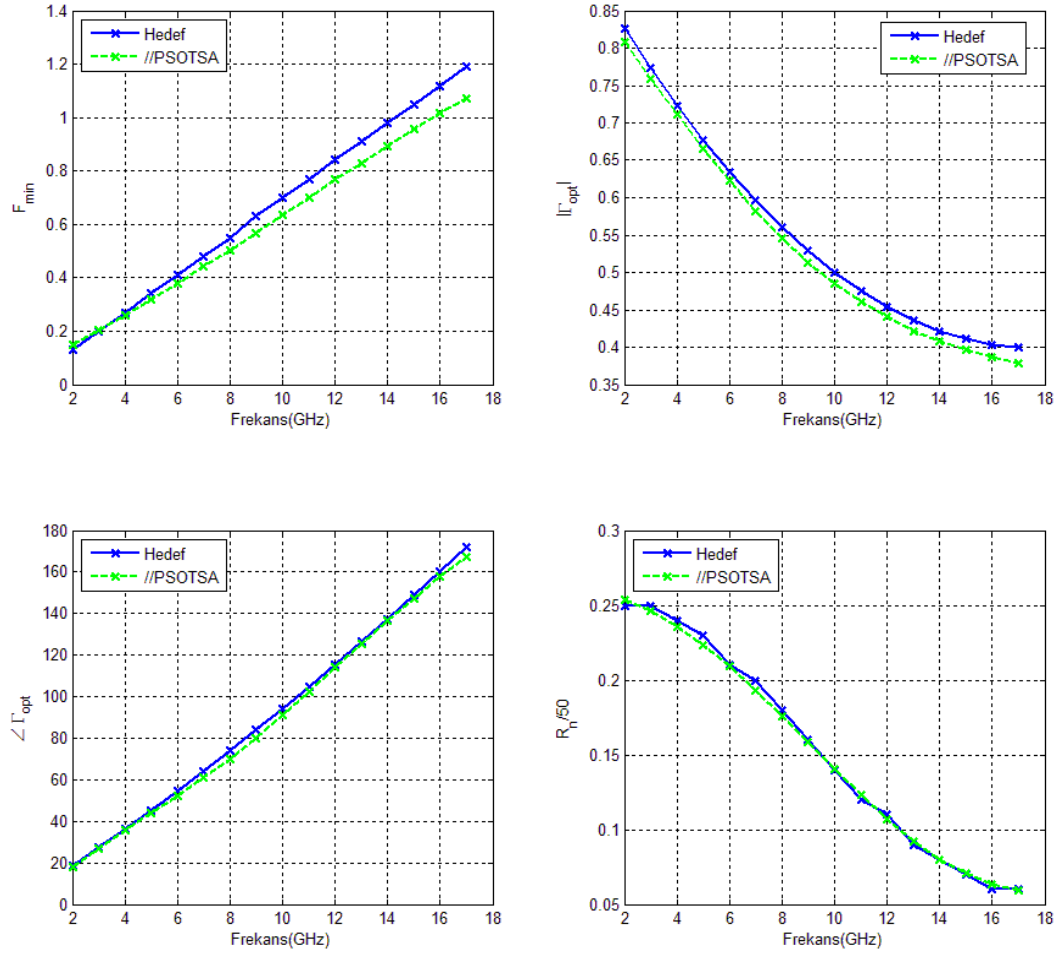
Şekil 3. 32  $V_{DS} = 1.5V$  saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği



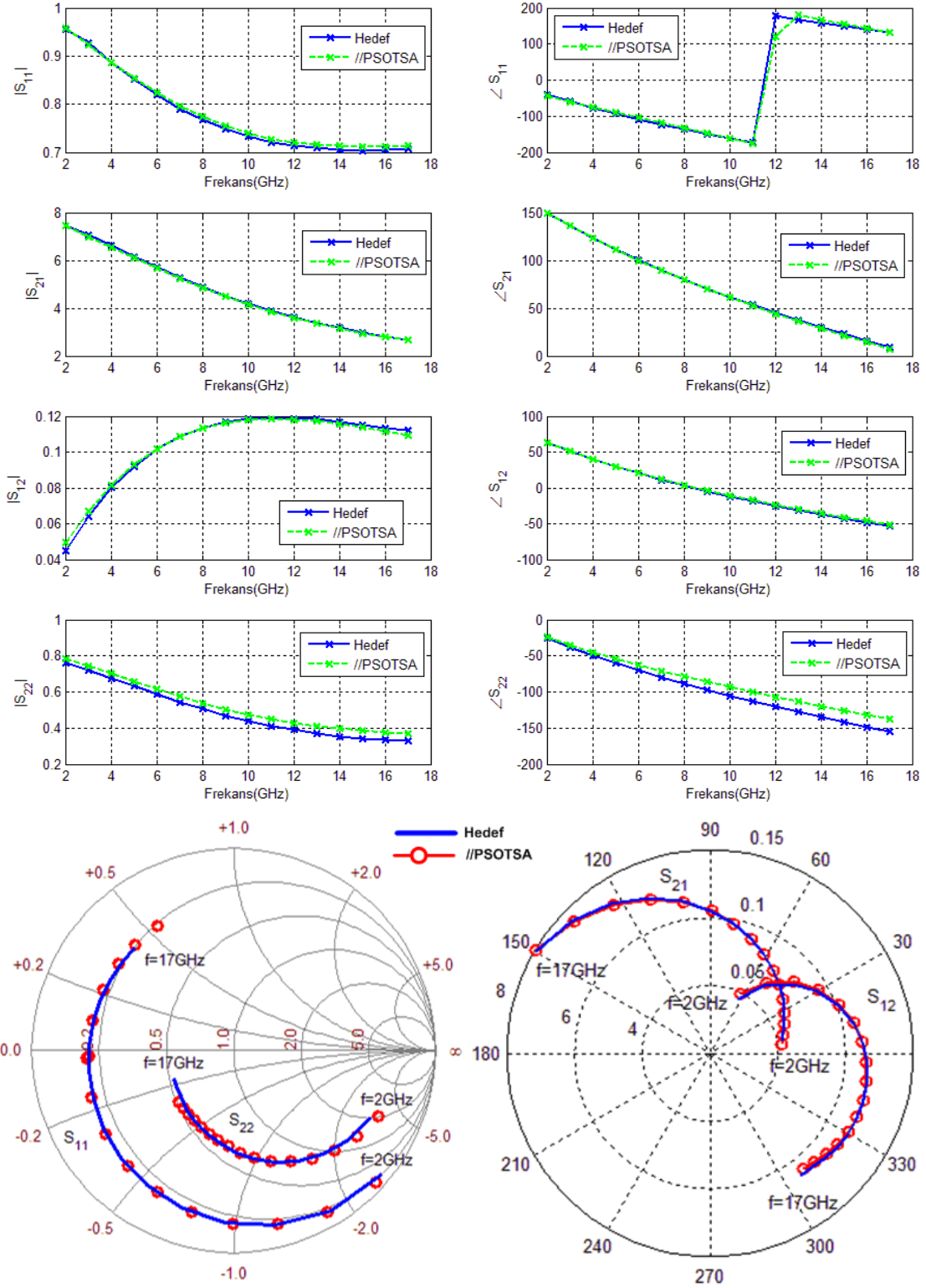
Şekil 3.32  $V_{DS} = 1.5V$  saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği (devam)



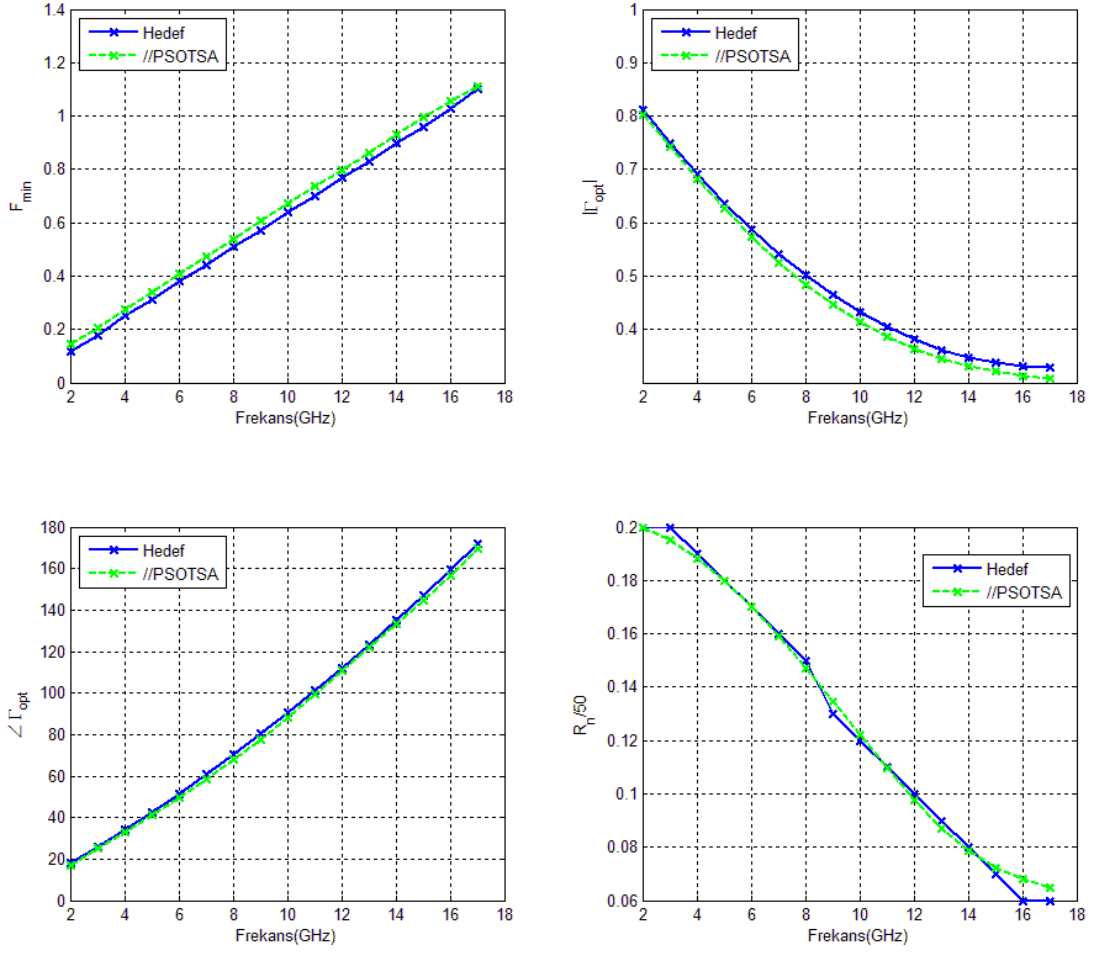
Şekil 3. 33 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5\text{V}$  &  $I_{DS} = 5\text{ mA}$ )



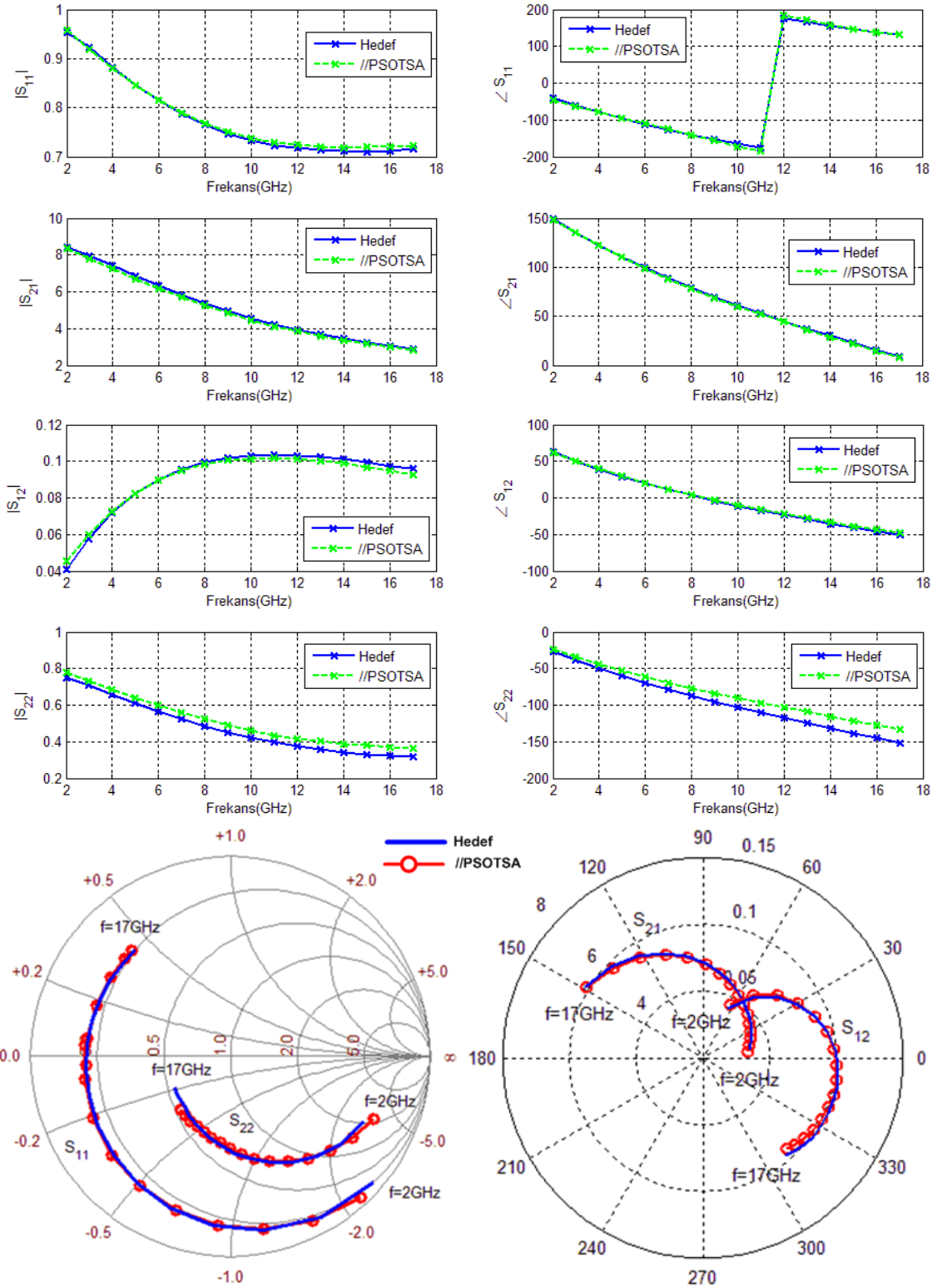
Şekil 3. 34 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 5$  mA)



Şekil 3. 35 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 10$  mA)

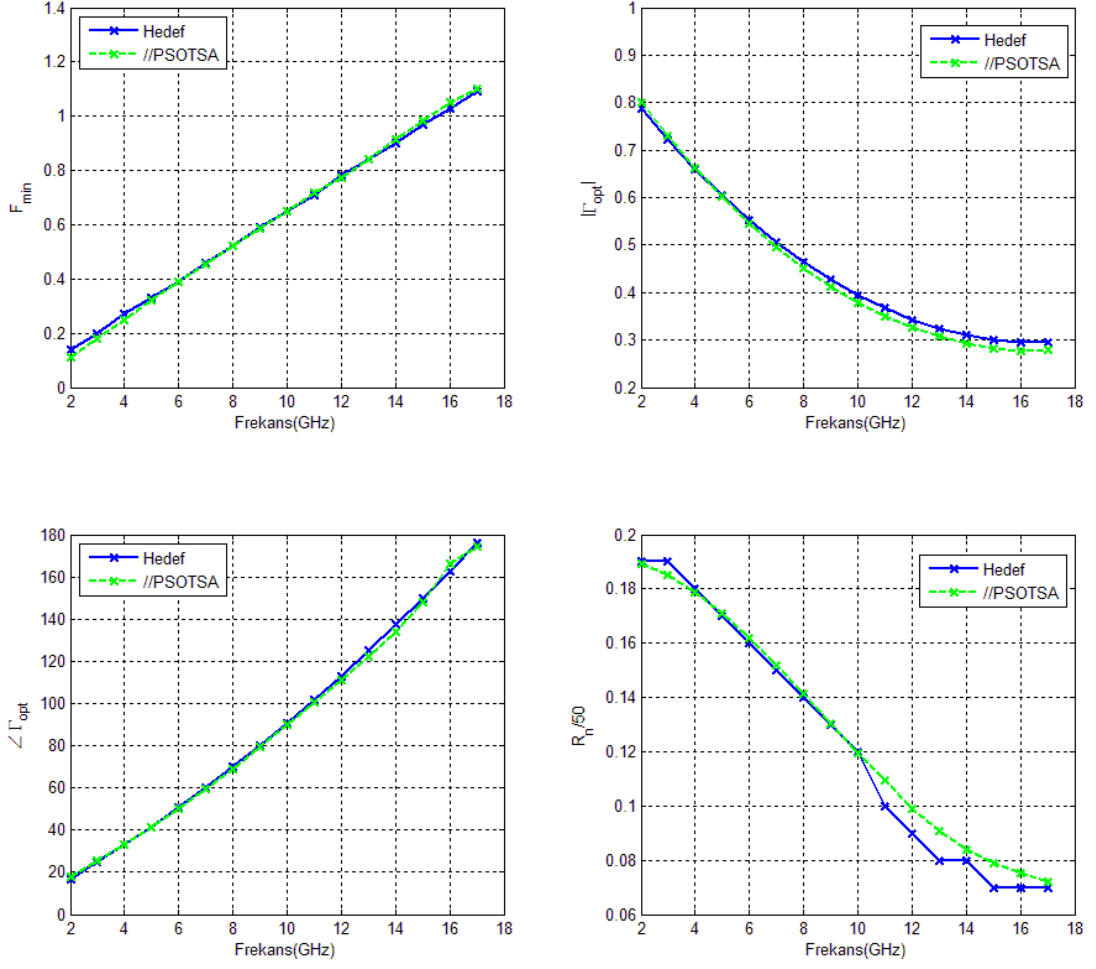


Şekil 3. 36 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 10$  mA)

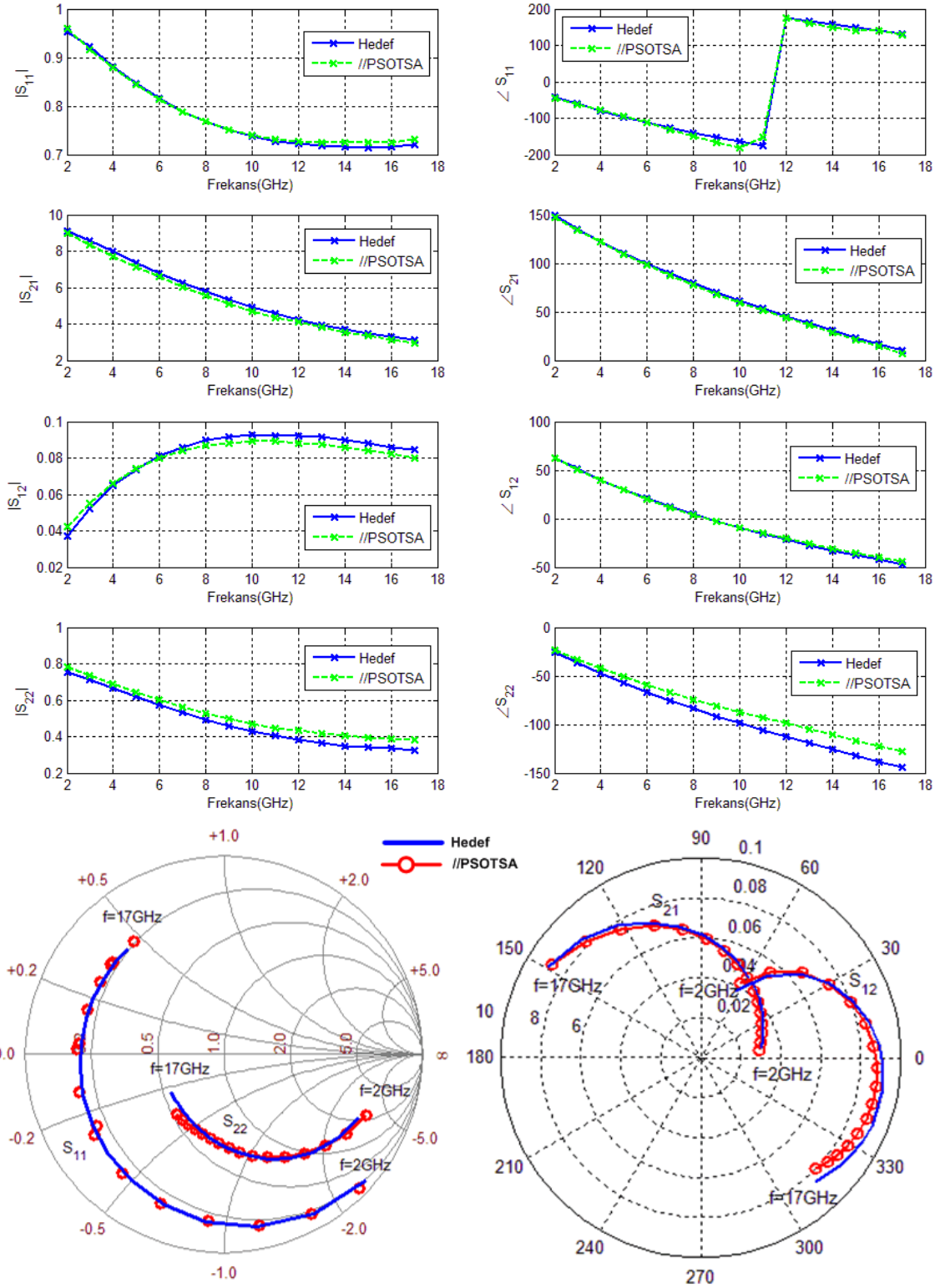


Şekil 3. 37 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 15$  mA)

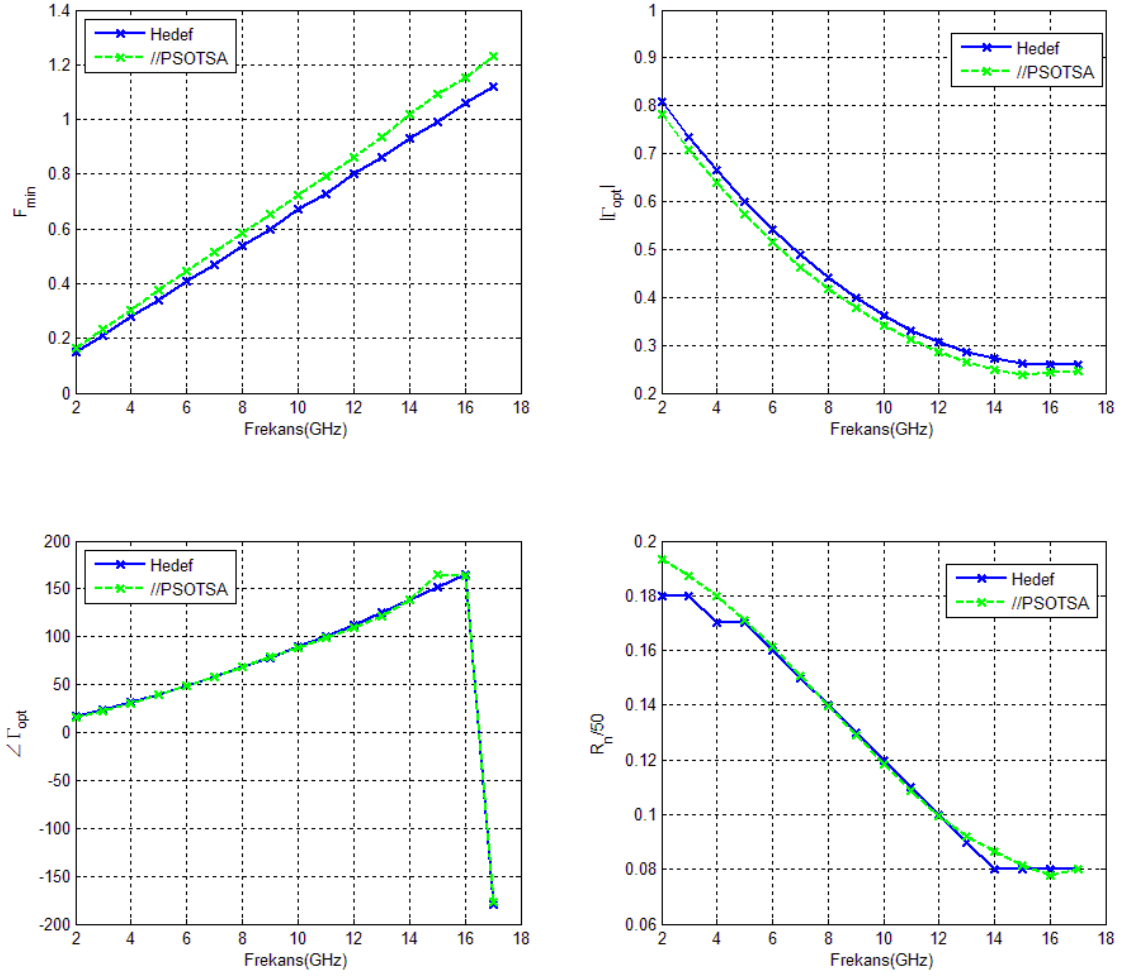




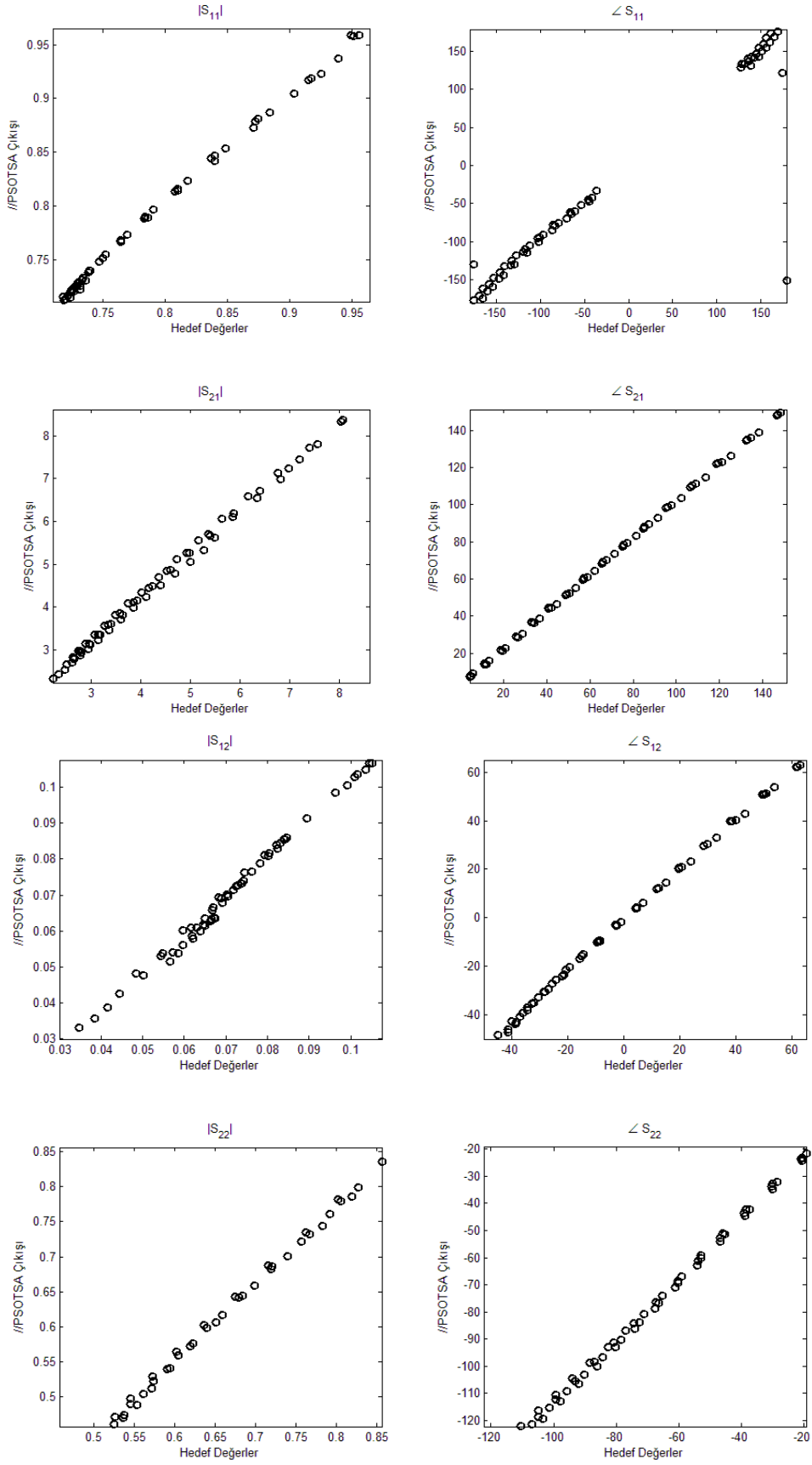
Şekil 3. 38 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 15$  mA)



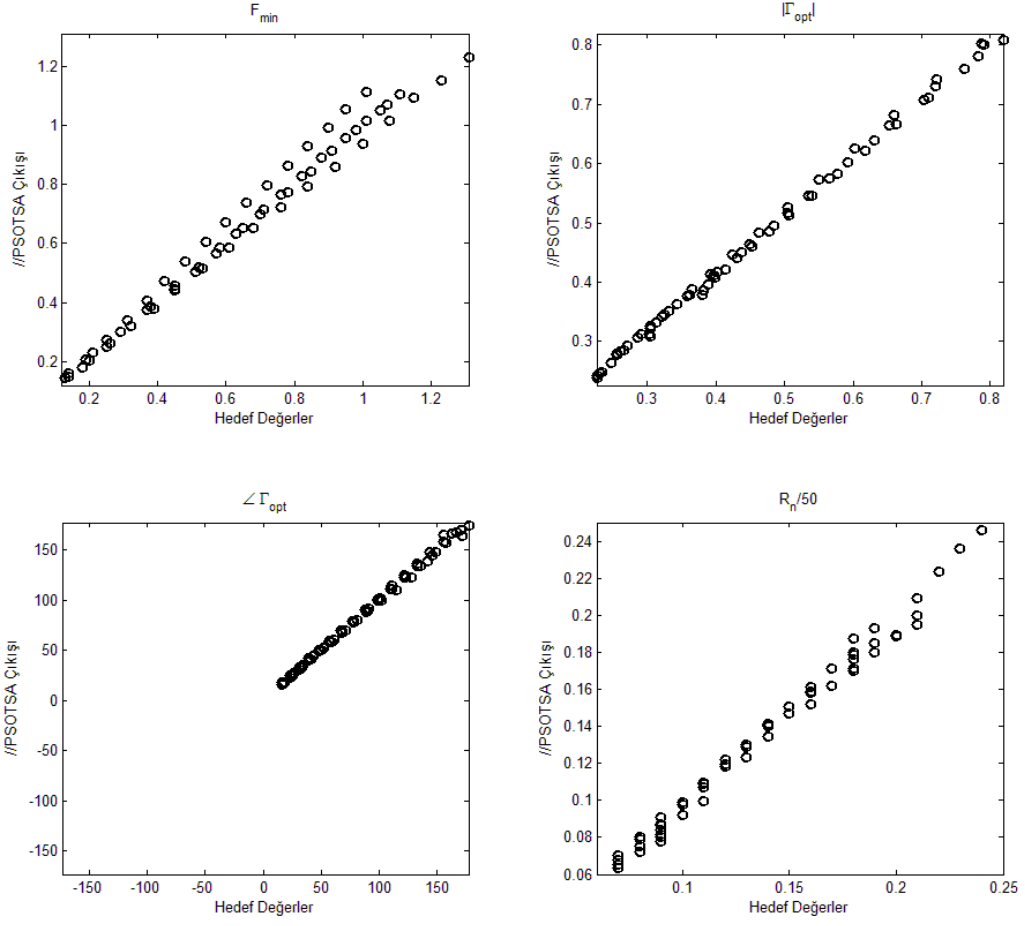
Şekil 3. 39 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)



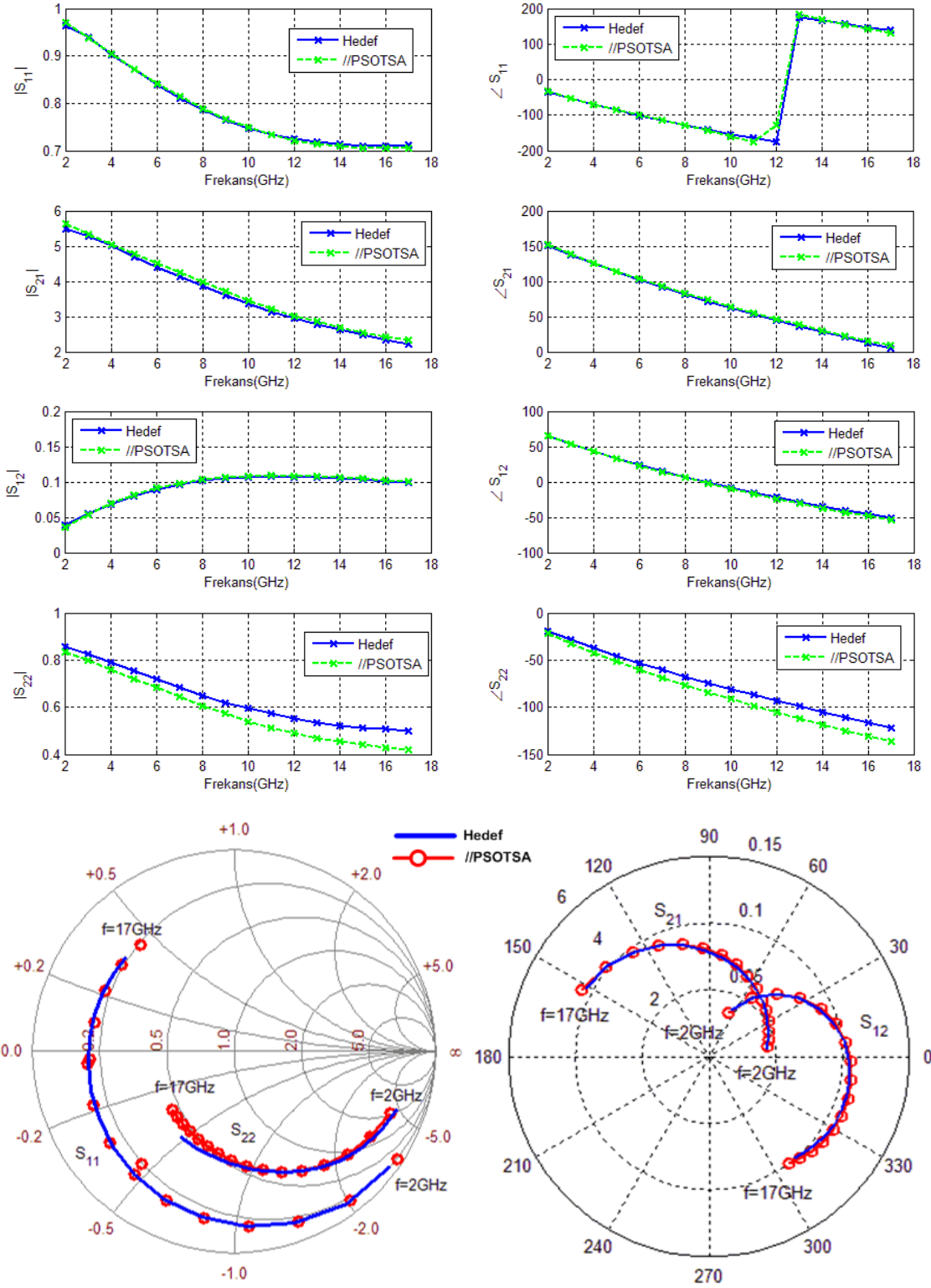
Şekil 3. 40 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 1.5V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)



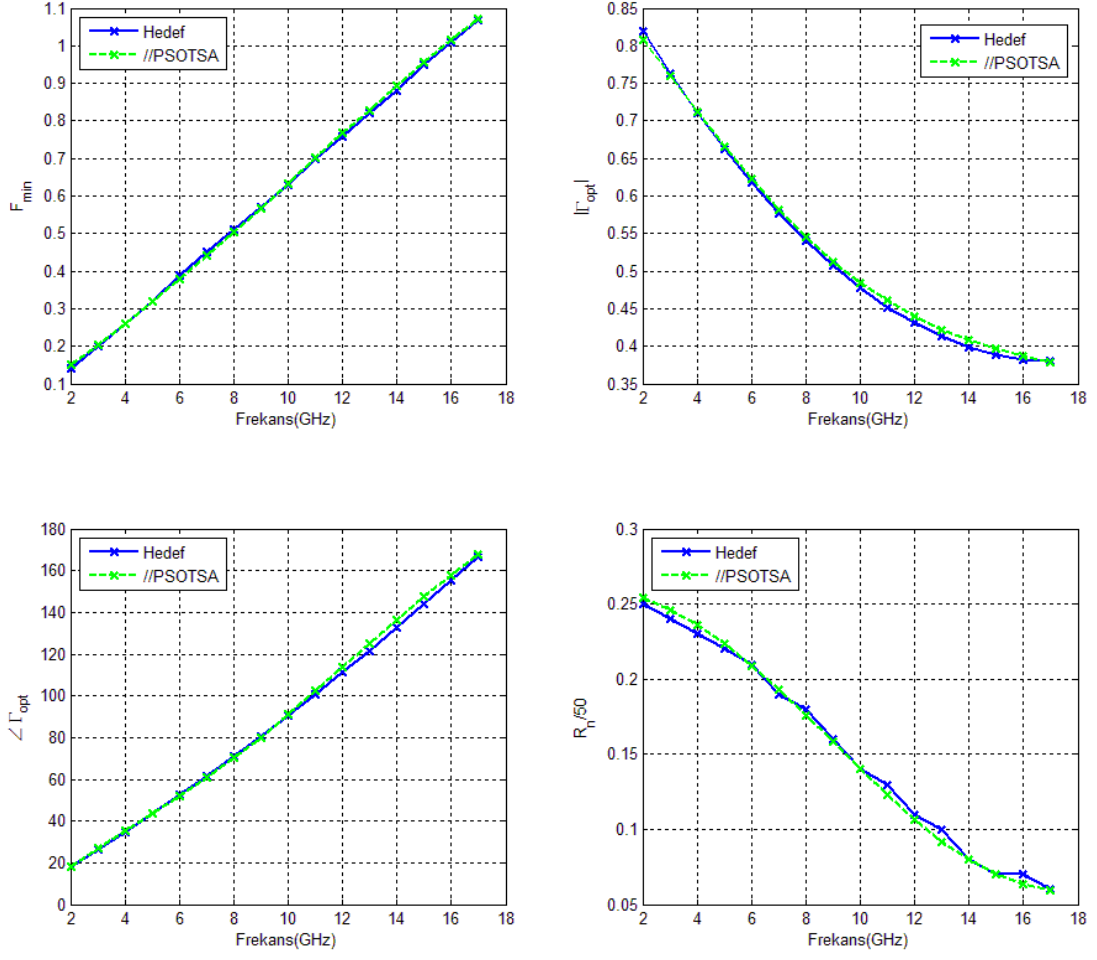
Şekil 3. 41  $V_{DS} = 4V$  saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği



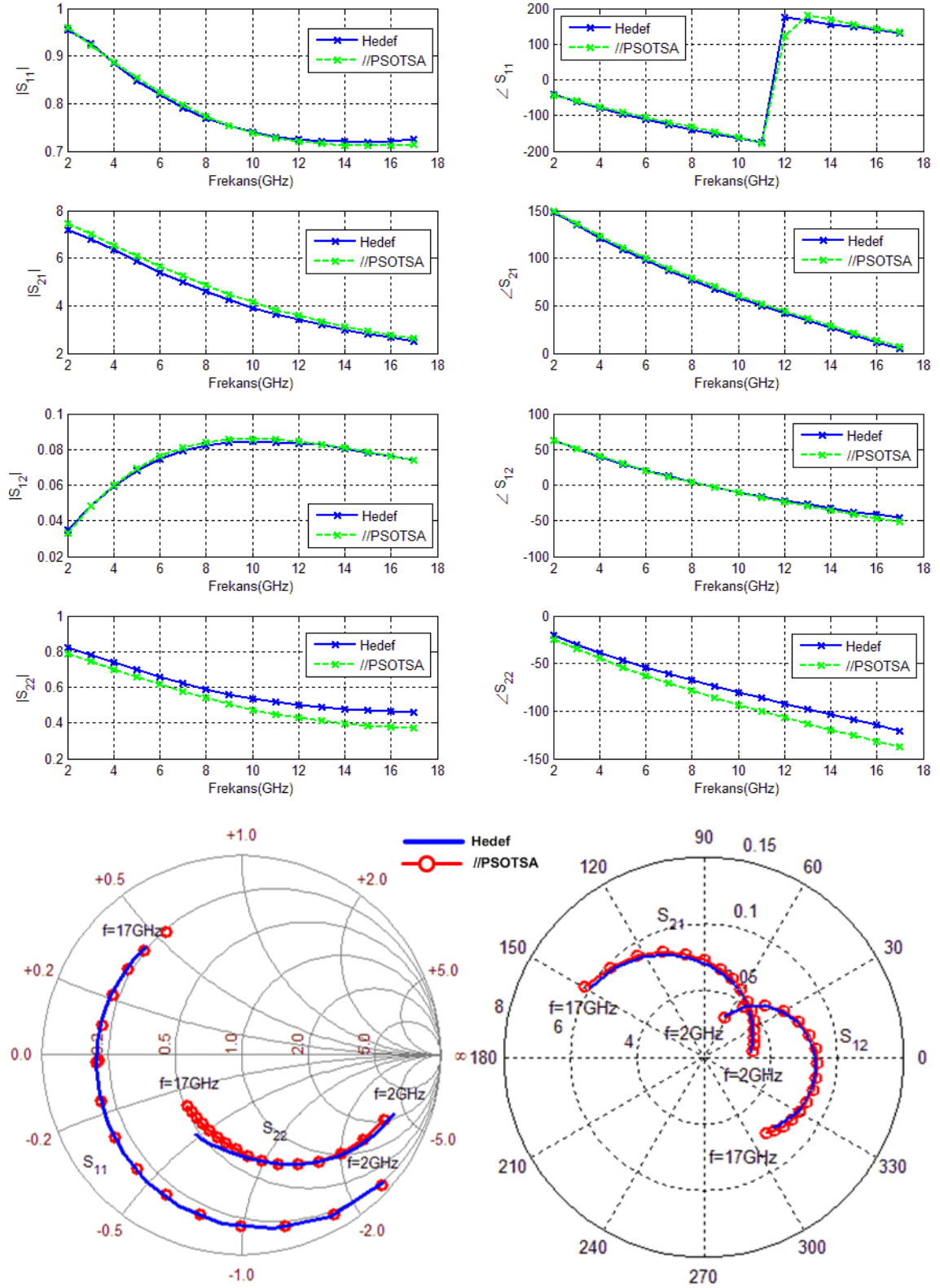
Şekil 3.41  $V_{DS} = 4V$  saçılma ve gürültü verisinin dağılım grafiği (devam)



Şekil 3. 42 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 5$  mA)

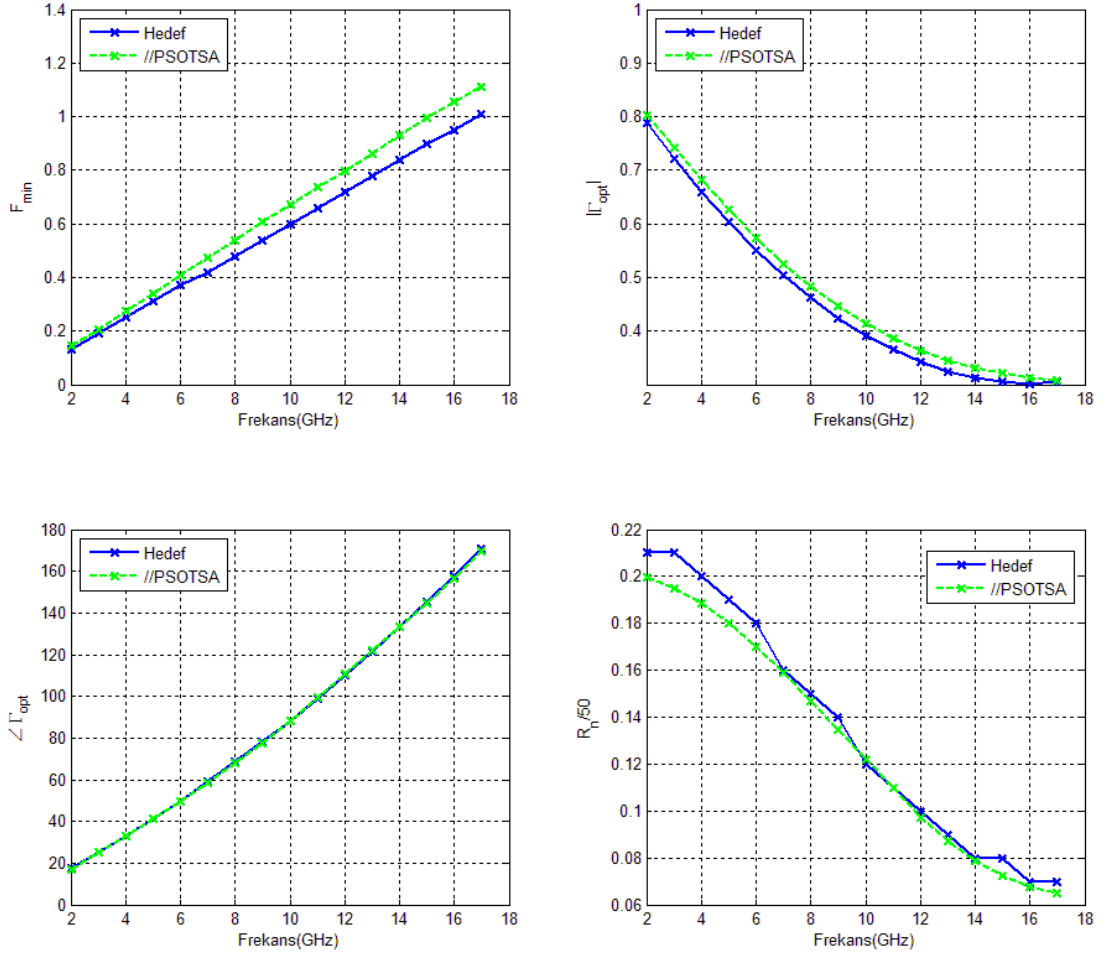


Şekil 3. 43 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 5 mA$ )

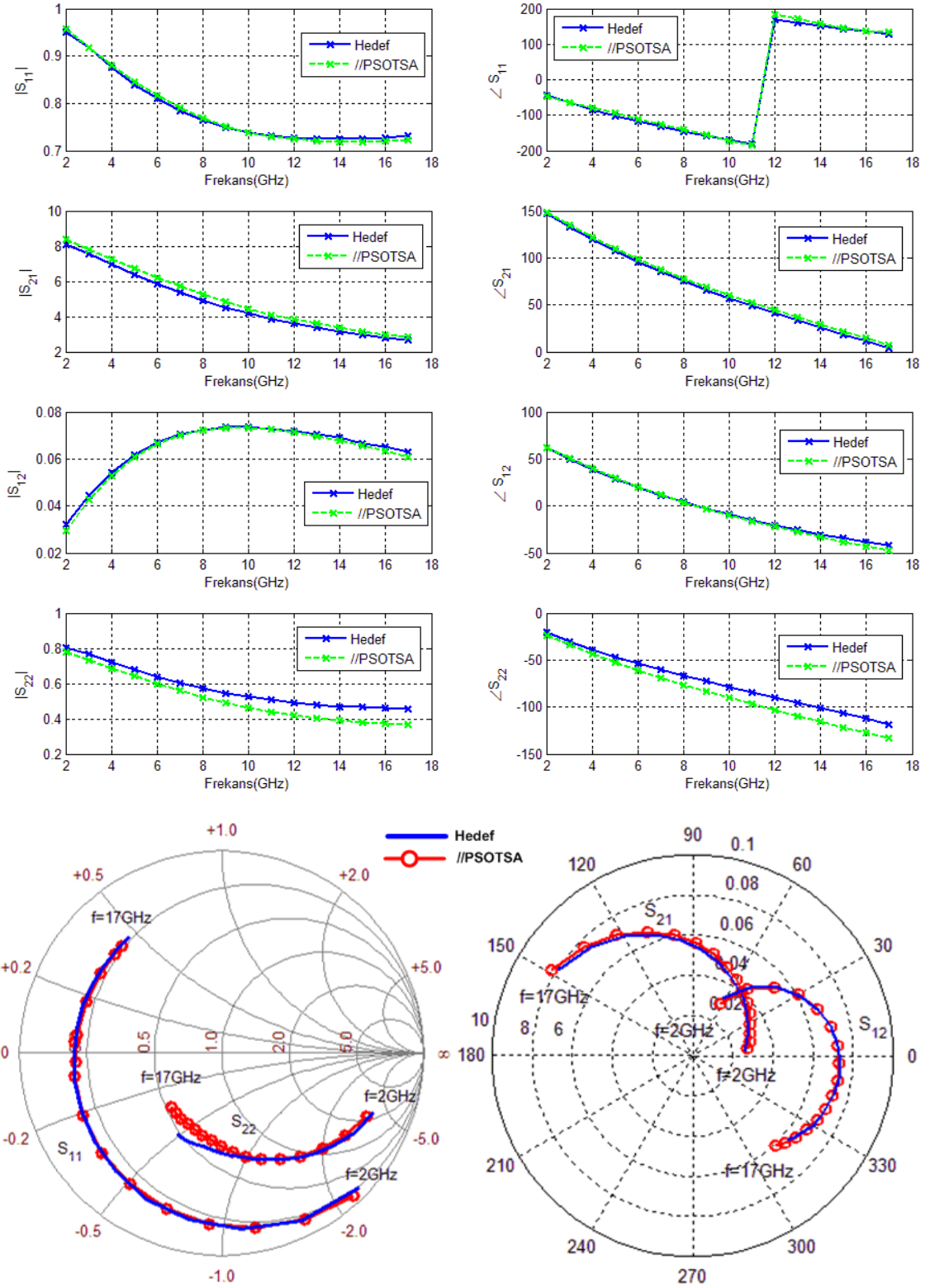


Şekil 3. 44 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 10\text{ mA}$ )

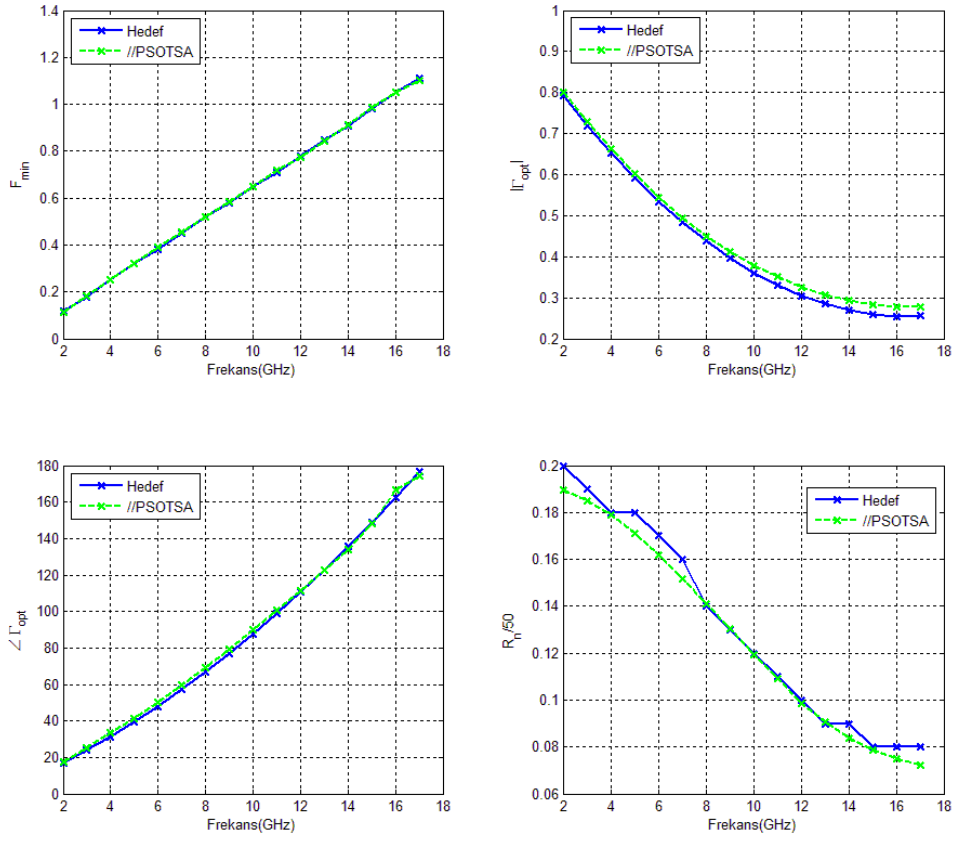




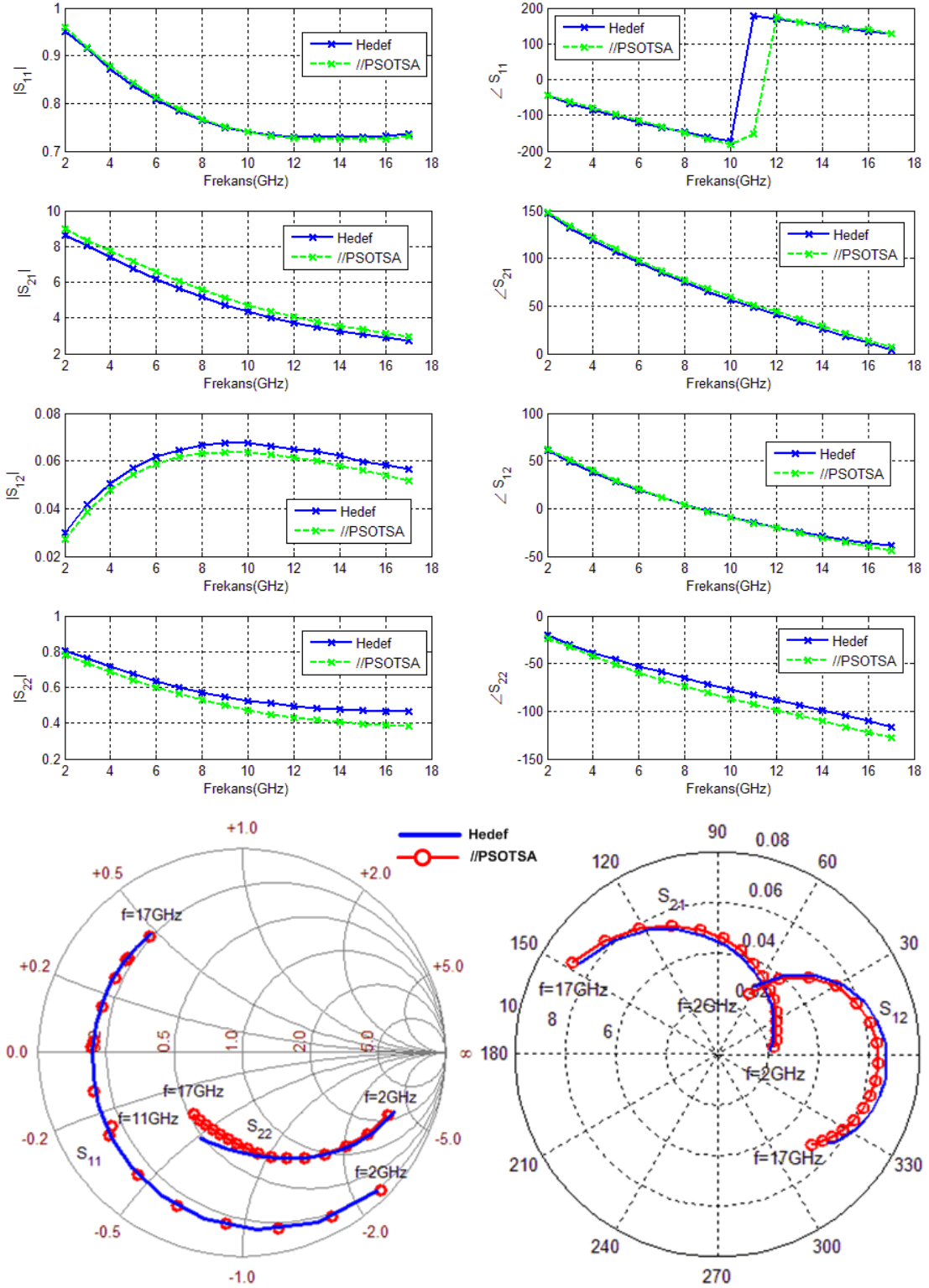
Şekil 3. 45 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 10\text{ mA}$ )



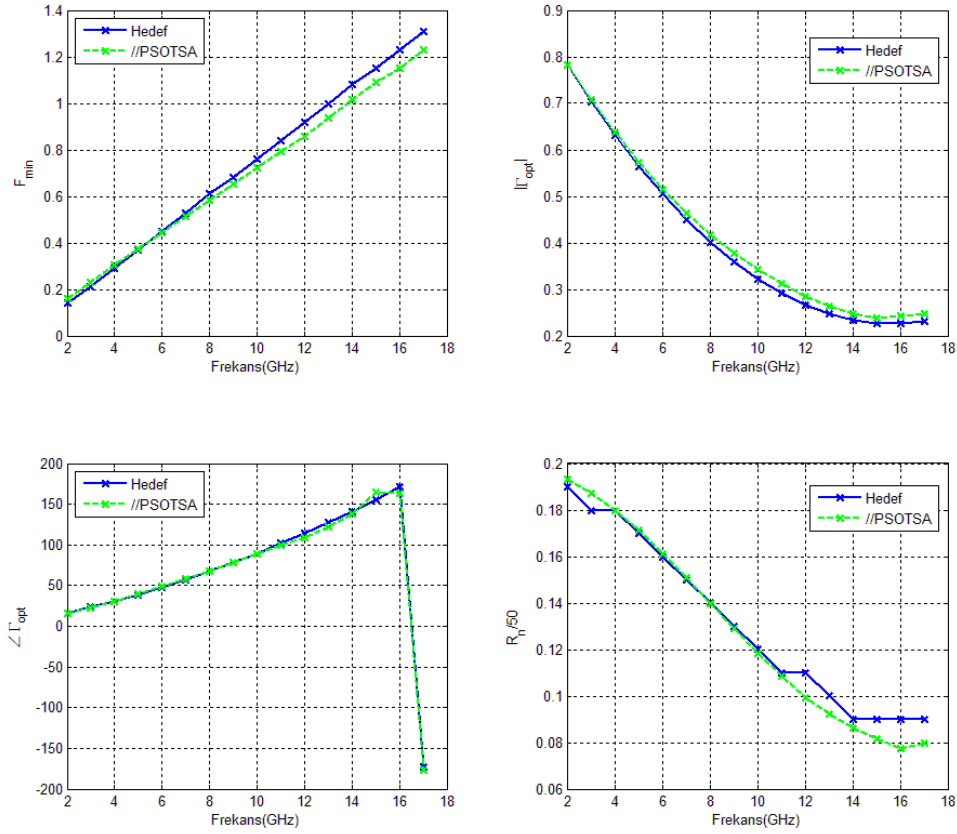
Şekil 3. 46 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 15 mA$ )



Şekil 3. 47 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 15\text{ mA}$ )



Şekil 3. 48 Saçılma parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4\text{V}$  &  $I_{DS} = 20\text{mA}$ )



Şekil 3. 49 Gürültü parametrelerinin frekansla değişimi ( $V_{DS} = 4V$  &  $I_{DS} = 20$  mA)

Çizelge 3. 9 //PSOTSA modelinin farklı eğitim verileri için test hatası

	EKSTRA POLASYON-I	EKSTRA POLASYON-II	EKSTRA POLASYON-I	EKSTRA POLASYON-II
	$V_{DS} = 1,5V$	$V_{DS} = 1,5V$	$V_{DS} = 4V$	$V_{DS} = 4V$
$E_{S11}$	0,1774	0,1014	0,1851	0,1139
$E_{S21}$	0,0212	0,0261	0,0198	0,0674
$E_{S12}$	0,0342	0,0346	0,0380	0,1027
$E_{S22}$	0,0620	0,2019	0,0383	0,1945
$E_{ST}$	<b>0,0737</b>	<b>0,0910</b>	<b>0,0703</b>	<b>0,1196</b>
$E_{N1}$	0,0856	0,0685	0,0852	0,0469
$E_{N2}$	0,0497	0,0530	0,0446	0,0510
$E_{N3}$	0,0257	0,0284	0,0262	0,0350
$E_{NT}$	<b>0,0537</b>	<b>0,0500</b>	<b>0,0520</b>	<b>0,0443</b>
$E_T$	<b>0,1274</b>	<b>0,1410</b>	<b>0,1223</b>	<b>0,1639</b>

Çizelge 3.9'deki test performansı incelendiğinde, daha az eğitim verisi kullanmanın bazı çıkış fonksiyonların kestiriminde iyileştirmeye neden olurken, diğer çıkışlarda ise ya

benzer, ya da daha düşük test performansı sağladığı gözlenmiştir. Özellikle, aç karakteristiğindeki ani değişimlerin daha başarılı bir şekilde kestirildiği gözlenmektedir. Benzer şekilde daha az veri miktarı kullanımı  $F_{min}$  çıkışı başarısını artırmaktadır. Genel davranışta ise toplam gürültü hatasının düştüğü görülmektedir. Ancak aynı durum modelin  $S_{22}$  kestirim başarısı için söz konusu değildir. Paralel PSO sinir ağı modelinde her çıkış fonksiyonu için gizli katmanda 2 ile 8 arasında nöron kullanılmıştır. Ekstrapolasyon-II uygulamasında  $|S_{12}|$  fonksiyonunu modellerken test hatası değerinin çok yüksek çıkması üzerine gizli katmandaki nöron sayısı adım adım 12'ye kadar yükseltilmiş ve en iyi test sonuçları 10 nöron için elde edilmiştir. Diğer fonksiyonlardaki hata değerleri kabul edilebilir seviyede olduğundan ilgili modellerde gizli katman nöron sayısında değişiklik yapılmamıştır.

### 3.6 Sonuçlar

Bu çalışmada, parçacık sürü optimizasyonu yöntemi, gradyan temelli algoritmalar alternatif olarak doğrusal olmayan fonksiyonların yapay sinir ağları ile regresyonunda kullanılmıştır. Bu amaçla belirlenen bir mikrodalga transistörün işaret-gürültü modelinin oluşturulmasında PSO temelli iki sinir ağı kullanılmış ve modelleme başarıları ve regresyon kapasiteleri gradyan temelli algoritmalar ile kıyaslanmıştır. Bu sayede, bir mikrodalga transistörün işaret-gürültü sinir ağı modelinin elde edilmesi amacıyla ilk kez PSO algoritması kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, paralel PSO temelli sinir ağı modelinin aktif elemanların küçük-ışaret ve gürültü modelleme problemlerinde yüksek doğrulukla kullanılabileceğini göstermektedir. Kullanılan diğer PSO temelli sinir ağı yapısı geri yayılım algoritmasına göre daha üstün sonuçlar vermekte iken eğitim ve test performansı açısından eşlenik gradyan algoritması kadar başarılı olamamıştır. PSO algoritmasında parçacıklar arasındaki etkileşimin çok kuvvetli olmasından dolayı sürünün lokal minimumlara yakalanması, bu başarısızlığın bir nedeni olarak sayılabilir. Ayrıca, elde edilen modelleri eşit şartlar ve zeminde kıyaslayabilmek amacıyla bütün algoritmalar eşit iterasyon sayısına koşturulmuştur. Yapay sinir ağlarının eğitimi uygulamalarında global optimizasyon yöntemlerinin diğer yöntem ve algoritmalarla kıyasla çok daha fazla işlem adımı sayısına ihtiyaç duyması da diğer bir olası sebep olarak kabul edilebilir.

### **DÜŞÜK – GÜRÜLTÜLÜ BİR MİKRODALGA KUVVETLENDİRİCİ İÇİN GERÇEKLENEBİLİR TASARIM HEDEF UZAYININ PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE ELDE EDİLMESİ**

Günümüzde, mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı mikrodalga mühendisliğinin başlıca çalışma konularından biridir. Çok genişband alıcı-verici sistemlerde kullanılabilme üzere, yüksek kazanç, düşük giriş VSWR ile düşük güç harcama gibi çetin performans gereksinimlerini sağlayan genişband düşük – gürültülü kuvvetlendirici tasarımı mikrodalga mühendisliğinin en büyük sorunlardan bir tanesidir. Bu çetin performans gereksinimlerini karşılayabilmek için, öncelikle mevcut teknolojik sınırlamalar içinde hızlı ve düşük – gürültülü üstün niteliklere sahip transistörler gerekmektedir. Genellikle, genişband mikrodalga kuvvetlendiricilerde sahip oldukları üstün frekans karakteristikleri nedeniyle GaAs gibi birleşik yarı iletkenler ile gerçekleştirilen transistörlerden faydalanılmaktadır [52], [53], [54]. İkinci aşamada ise, gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayını elde etmek ve mikrodalga kuvvetlendiriciyi bu hedef uzayına göre tasarlamak amacıyla seçilen transistörün performans yetenek analizi çok titiz bir şekilde gerçekleştirilmelidir. Aksi takdirde, kuvvetlendirici ya potansiyel performansının altında çalışacaktır veya gerçekleştirilmesi mümkün olmayan performans taleplerine karşılık veremeyecektir. Bir düşük – gürültülü kuvvetlendirici için gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayı, belirli çalışma koşullarında cihazın uygun (Gürültü Faktörü  $F$ , Giriş VSWR  $V_i$ , Dönüştürücü Kazancı  $G_T$ ) üçlüsünün ve karşılık gelen kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  sonlandırma değerlerinin elde edilmesi olarak ifade edilebilir.

Transistörün küçük – işaret kuvvetlendirme davranışının modellenmesi lineer bir iki – kapılı sistemi ile ifade edilmiş ve bu cihaz karakterizasyonu problemi, Güneş ve çalışma arkadaşlarının incelemelerinde iki aşamada çözümlenmiştir [13], [55]. Öncelikle; kararlılık, dönüştürücü kazancı  $G_T$ , giriş VSWR ve gürültü faktörü  $F$  gibi performans ölçü fonksiyonları giriş empedansı  $Z_{in}$  – düzleminde birlikte ifade edilmiştir. Bu sayede, cihazın belirli kutuplama koşulları için uygun/uygun olmayan ( $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$ ) üçlülerinin tasarım denge ilişkileri elde edilebilmektedir. Son aşamada ise, talep edilen gürültü  $F_{req}$  ve giriş VSWR  $V_{ireq}$  ile kısıtlandırılan maksimum kazancın  $G_{Tmax}$  ve buna karşılık gelen kaynak  $Z_{Smax}$  ve yük  $Z_{Lmax}$  sonlandırmalarının analitik formülasyonu kullanılan cihazın fiziksel sınırlamaları içinde kalarak titiz geometrik hesaplamalar ile elde edilmektedir. Daha sonra, cihazın performans karakterizasyonu ile yapay sinir ağı (YSA) [27] veya destek vektör regresyon makinesi (DVRM) modelini [28] birleştirerek uygun (Gürültü Faktörü  $F$ , Giriş VSWR  $V_i$ , Dönüştürücü Kazancı  $G_T$ ) üçlüsü ile karşılık gelen kaynak  $Z_S$  ve yük  $Z_L$  sonlandırma değerleri cihazın çalışma koşulları değişkenlerinin ( $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$ ,  $f$ ) fonksiyonu olarak elde edilmektedir. Böylece, bu yaklaşım cihazın bütün performans verilerini sağlamaktadır.

Bu çalışmada, seçilen bir çalışma noktasında gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayı kısıtlandırılmış bir optimizasyon problemi olarak formülize edilmiş ve optimizasyon sürecinde optimum parametre değerleri parçacık sürü optimizasyonu yöntemi ile elde edilmiştir. En son aşamada ise elde edilen sonuçlar, performans karakterizasyonu teorisi ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Böylece, düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımı sürecinde kullanılmak üzere bir cihazın seçilen bir çalışma noktasındaki gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayını çok karmaşık bilgi ve yazılıma ihtiyaç duymaksızın elde etmek için basit ve çok verimli bir yaklaşım sunulmaktadır.

#### **4.1 Bir Optimizasyon Problemi Olarak Tasarım Hedef Uzayı**

Aktif cihaz olarak bir FET transistörü kullanan temel bir mikrodalga kuvvetlendiricinin tasarım problemi için, aktif cihaz çalışma domeni içindeki her bir nokta için uygun ( $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$ ) performans üçlüsü ve buna karşılık gelen ( $Z_S$ ,  $Z_L$ ) sonlandırmaları ile belirtilen lineer bir iki – kapılı ile temsil edilebilir (Şekil 4.1). Bu noktada, pasif ( $Z_S$ ,  $Z_L$ ) sonlandırma çifti, fiziksel gerçekleştirme koşullarına bağlı olarak transistörün lineer olmayan  $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$



performans denklemlerinin eş zamanlı çözümleri ile elde edilebilmektedir. Gürültü faktörü:

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} = F\{R_S, X_S\} = F_{\min} + \frac{R_N}{|Z_{opt}|^2} \frac{|Z_S - Z_{opt}|^2}{R_S} \quad (4.1)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Giriş VSWR:

$$V_i = V_i\{R_S, X_S, R_L, X_L\} = \frac{1 + |\rho_i|}{1 - |\rho_i|} \quad (4.2)$$

ile ifade edilmekte ve giriş yansımaya katsayısı  $\rho_i$ :

$$\rho_i = \frac{Z_S - Z_{in}^*}{Z_S + Z_{in}} \quad (4.3)$$

ifadesi ile tanımlanmaktadır ve giriş empedansı ( $Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$ ):

$$Z_{in} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L} \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Diğer bir performans ölçü fonksiyonu olan dönüştürücü güç kazancı ise:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = G\{R_S, X_S, R_L, X_L\} = \frac{4R_S R_L |z_{21}|^2}{|(z_{11} + Z_S)(z_{22} + Z_L) - z_{12}z_{21}|^2} \quad (4.5)$$

yüke aktarılan gücün kaynaktan çekilebilen maksimum güce oranı olarak ifade edilmektedir.

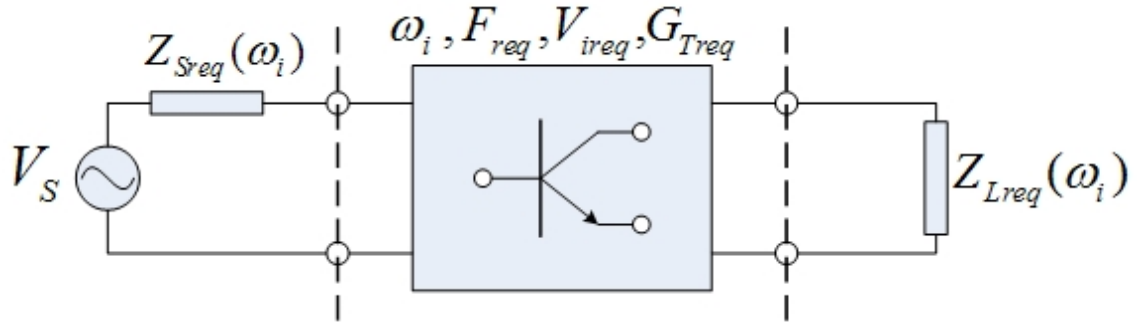
Fiziksel gerçekleştirme koşulları ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\Re\{Z_{in}\} = \Re\left\{z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_L}\right\} > 0 \quad (4.6)$$

$$\Re\{Z_{out}\} = \Re\left\{z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_S}\right\} > 0 \quad (4.7)$$

$$F \geq F_{\min}, V_i \geq 1, G_{T\min} < G_T \leq G_{T\max} \quad (4.8)$$

Burada,  $F_{\min}, R_N, Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$  seçilen çalışma koşullarında transistörün gürültü parametreleri,  $z_{ij} = r_{ij} + jx_{ij}; i, j = 1, 2$  açık – devre parametreleridir. (4.6) ve (4.7) eşitlikleri ile verilen koşullar ise aktif cihazın kararlı çalışmasını sağlamaktadır.



Şekil 4. 1 Transistörün uygun performans sonlandırmaları ile iki – kapılı gösterimi

Düşük – gürültülü bir kuvvetlendirici için tasarım hedef uzayını elde etme problemi iki kısımda ele alınmıştır. Birinci kısımda, kazancın üst sınırı  $G_{T\max}$ , pasif  $Z_{S\max}, Z_{L\max}$  sonlandırma çifti ile elde edilmelidir. Bu problem, (4.5) eşitliği ile verilen kazancın  $G_T(R_S, X_S, R_L, X_L)$  maksimum değerini pasif  $Z_S$  ve  $Z_L$  sonlandırmaları için bulmak amacıyla kısıtlandırılmış bir maksimizasyon problemi olarak tanımlanmıştır ve tasarım parametreleri (4.6) ve (4.7) ile verilen kararlılık koşulları ve aşağıdaki kısıtlandırmalara (4.9) bağlı olarak elde edilmiştir:

$$\Phi_1 = F_{req} - F(R_S, X_S) = 0 \quad \vee \quad \Phi_2 = V_{ireq} - V_i(R_S, X_S, R_L, X_L) = 0 \quad (4.9)$$

Burada  $F(R_S, X_S)$  ve  $V_i(R_S, X_S, R_L, X_L)$ , (4.1) ve (4.2) ile verilen gürültü figürü ve giriş VSWR fonksiyonlarıdır.  $F_{req}$  ve  $V_{ireq}$ , sırasıyla talep edilen gürültü ve giriş VSWR değerleridir.

#### 4.2 Gerçeklenebilir Tasarım Hedef Uzayının Parçacık Sürü Optimizasyonu ile Elde Edilmesi

Bir önceki bölümde detaylı bir şekilde izah edildiği üzere bu çalışmada iki optimizasyon problemi mevcuttur. Birinci optimizasyon problemi, her çalışma frekansı için talep edilen gürültü figürü  $F_{req} \geq F_{\min}$  ve giriş VSWR  $V_{ireq} \geq 1$  ile kısıtlandırılmış durumda

maksimum dönüştürücü güç kazancını  $G_{Tmax}(f)$  ve  $Z_{Smax}(f)$ ,  $Z_{Lmax}(f)$  sonlandırma çiftini elde etmeyi amaçlamaktadır. Bu amaçla, optimizasyon problemi (4.10) ile verilen hedef fonksiyonunu minimize ederek, her çalışma frekansında (4.6) ve (4.7) ile verilen kararlılık koşullarını sağlayan kısıtlandırılmış dönüştürücü güç kazancının maksimize edilmesi olarak ifade edilebilir. Talep edilen gürültü ve giriş VSWR değerini sağlamak ve güç kazancını maksimize etmek amacıyla hedef fonksiyonu (4.10)'daki gibi oluşturulmuştur:

$$\varepsilon = e^{-aG_T} + b \left| F - F_{req} \right| + c \left| V_i - V_{ireq} \right| \quad (4.10)$$

İkinci optimizasyon problemi ise, talep edilen gürültü figürü  $F_{req} \geq F_{min}$  ve giriş VSWR  $V_{ireq} \geq 1$  ile kısıtlandırılmış talep edilen dönüştürücü güç kazancını  $G_{Tmin} < G_{Treq} \leq G_{Tmax}$  sağlayan pasif ( $Z_S$ ,  $Z_L$ ) sonlandırma çiftini elde etmektir ve bu amaçla (4.11) ile ifade edilen hedef fonksiyonunun minimizasyonu bu optimizasyon probleminin çözümü için kullanılmıştır. Bu durumda, hedef fonksiyonu ise eşitlik (4.11)'de ifade edilmiştir.

$$\varepsilon = a \left| G_T - G_{Treq} \right| + b \left| F - F_{req} \right| + c \left| V_i - V_{ireq} \right| \quad (4.11)$$

Eşitlikler (4.10) ve (4.11)'de verilen a, b, c ağırlık katsayılarıdır ve optimizasyon sürecinde deneme ile seçilebilir. PSO algoritmasının eşitlik (4.10)'da ifade edilen hedef fonksiyonunun ikinci ve üçüncü terimlerini minimize etmesi, talep edilen gürültü faktörü ve giriş VSWR değerlerini sağlarken, kısıtlandırılmış durumda elde edilebilecek maksimum güç kazancı da birinci terimi eşzamanlı minimize ederek elde edilmektedir. İkinci uygulamada ise bütün terimlerin PSO algoritması ile eşzamanlı minimizasyonu sayesinde talep edilen performans üçlüsünü sağlayan giriş ve çıkış sonlandırma değerleri elde edilmektedir. Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının elde edilmesi amacıyla kullanılan PSO algoritmasının akış diyagramı Şekil 4.2'de görülmektedir.

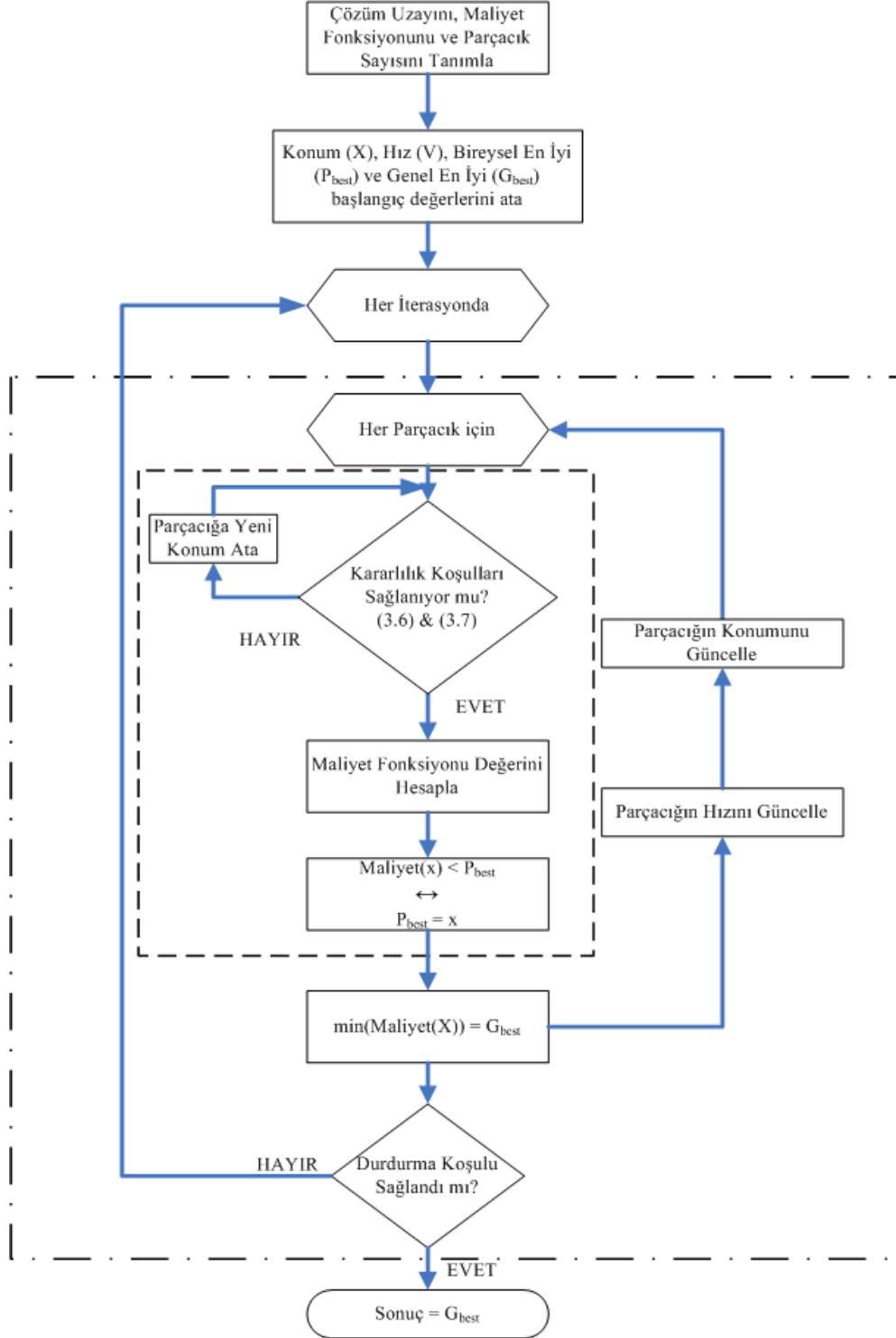
İlk aşamada, algoritmanın fiziksel ve fonksiyonel yapısı oluşturulmaktadır. Optimizasyon parametreleri için arama uzayı sınır değerleri, kullanılacak parçacık sayısı ve minimize edilecek olan hedef fonksiyonu tanımlanmaktadır. Bir sonraki aşamada,

parçacıkların ilk konumları tanımlanmış olan arama uzayı sınır değerleri aralığında rastgele atanmaktadır. Parçacıkların ilk hız değerleri sıfır olarak tayin edilmektedir. Her bir parçacığın başlangıç konumu, aynı zamanda başlangıçtaki bireysel en iyi konumu olarak tayin edilmektedir. Sürü içerisindeki en iyi performansı sağlayan konumu ifade eden genel en iyi konum için ise başlangıçta boş küme olarak tanımlanmaktadır. Fiziksel ve fonksiyonel parametrelerin tanımlanmasından sonra ise algoritmanın işlem yapma adımı başlamaktadır. Her iterasyonda, öncelikle her bir parçacığın konumları ile temsil ettikleri giriş ve çıkış empedans değerlerinin (4.6) ve (4.7)'de tanımlanan kararlılık koşullarını sağlayıp sağlamadıkları kontrol edilmektedir. Eğer sağlamayan bir parçacık mevcut ise, parçacığın konumu arama uzayındaki sınır değerler aralığında tekrar rastgele atanmaktadır. Parçacığın koşulları sağlaması durumunda da, parçacık tanımlanan hedef fonksiyonunda sahip olduğu değerler için bir hedef değeri elde etmekte ve bir önceki değeri ile karşılaştırılarak bireysel en iyi performansını güncellemektedir. Her bir parçacık öncelikle sıralanan bu işlem grubunu gerçekleştirmektedir. Bu işlem grubu Şekil 4.2'de kesikli çizgiler ile sınırlandırılmıştır.

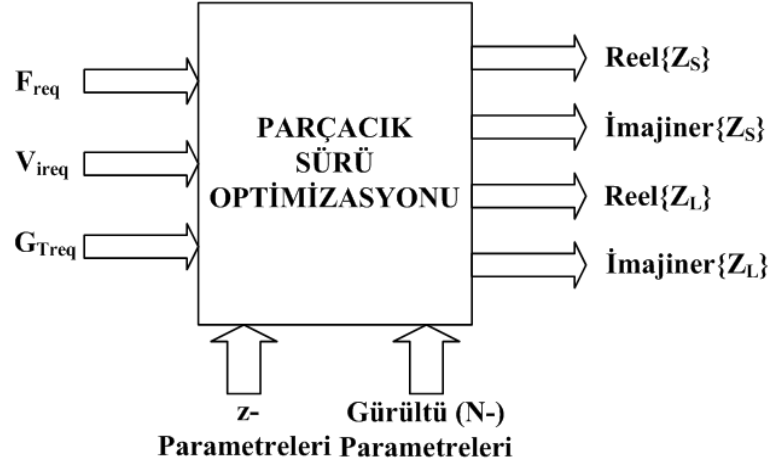
Her bir parçacığın bireysel en iyi performanslarını güncellemesi işlemini takiben, aralarındaki en iyi performansı sergileyen parçacığın belirlenmesi işlemi gerçekleşmektedir. Genel en iyi performansın da tayin edilmesinden sonra elde edilen performansın durdurma koşulu için tanımlanan değeri sağlayıp sağlamadığı kontrol edilmektedir. Eğer hedef değer sağlanmış ise algoritma sonuçlandırılmaktadır. Aksi takdirde, her bir parçacık kendi bireysel en iyi performansı ve tayin edilen genel en iyi performansa göre hızlarını güncellemekte ve sonrasında da konumlarını güncellemektedir ve izah edilen iterasyon işlem grubu tekrarlanır. Her bir iterasyon için gerçekleştirilen işlem grubu nokta çizgiler ile sınırlandırılmıştır.

Her iki uygulamada da, bulunması hedeflenen optimizasyon parametreleri ( $Re\{Z_s\}$ ,  $Im\{Z_s\}$ ,  $Re\{Z_L\}$ ,  $Im\{Z_L\}$ ) olduğundan optimizasyon problemi 4-boyutludur (Şekil 4.3). Her iki optimizasyon problemi için de 20 parçacık kullanılmıştır. Optimize edilecek giriş ve çıkış sonlandırmalarının reel değerleri için arama uzayı sınır değerleri  $[0, 100]$ , imajiner değerleri için ise  $[-100, 100]$  olarak belirlenmiştir. Maksimum iterasyon sayısı 100, öğrenme katsayıları ( $c_1$ ,  $c_2$ ) 2 ve eylemsizlik katsayısı ise global arama performansı gerçekleştirilmesi için 1 olarak belirlenmiştir ve algoritmanın son bölümlerinde

optimum civarında lokal aramalar yapması amacıyla her adımda lineer olarak azaltılmıştır. PSO uygulamaları 512 MB RAM ve 3 GHz işlemciye sahip Pentium 4 bilgisayarda gerçekleştirilmiştir.



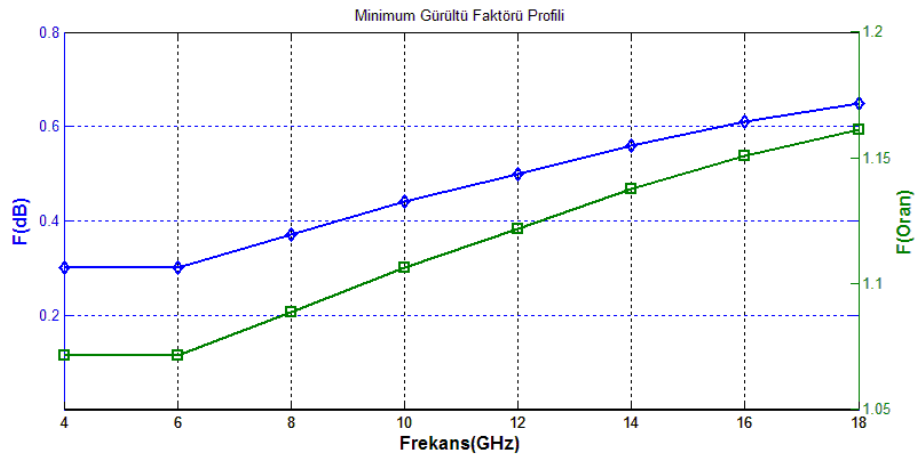
Şekil 4. 2 Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının elde edilmesi amacıyla kullanılan PSO algoritmasının akış diyagramı



Şekil 4. 3 Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının PSO yöntemi ile elde edilmesi

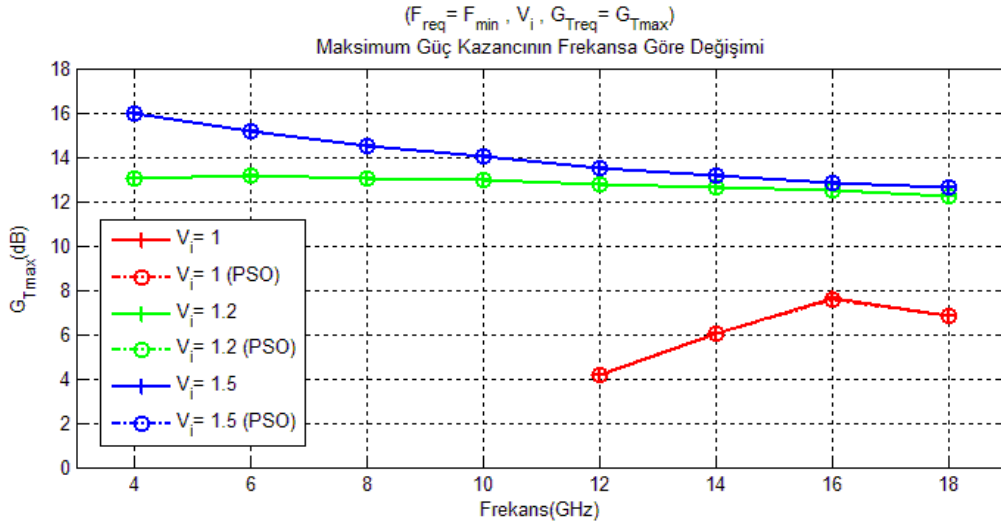
### 4.3 Uygulama & Nümerik Sonuçlar

Önceki bölümlerde izah edilen optimizasyon uygulamalarında gerçeklenebilir tasarım hedef uzayı için iki alt uzay göz önünde bulundurulabilir. Birinci alt uzayda minimum gürültü faktörü hesaba katılırken  $F_{\min}(f), V_{ireq} \geq 1, G_{Treq} \leq G_{T\max}(f) \Leftrightarrow Z_{Sreq}(f), Z_{Lreq}(f)$ , ikinci alt uzay minimum gürültü faktöründen daha büyük bir gürültü faktörü değerine sahiptir ( $F_{req} > F_{\min}(f), V_{ireq} \geq 1, G_{Treq} \leq G_{T\max}(f)$ )  $\Leftrightarrow Z_{Sreq}(f), Z_{Lreq}(f)$ . Üretici firma tarafından verilen ölçülmüş saçılma ve gürültü parametrelerini kullanarak çalışma band genişliği boyunca elde edilebilir minimum gürültü faktörü için tasarım hedef alt uzayının elde edilmesi amacıyla ATF 36077 (Ek B) mikrodalga transistörü seçilmiştir. Transistörün  $V_{DS}=2V, I_{DS}=10mA$  kutuplama koşulu için ölçülmüş minimum gürültü faktörü  $F_{\min}(f)$  Şekil 4.4'te gösterildiği gibidir.



Şekil 4. 4  $V_{DS}=2V, I_{DS}=10mA$  kutuplama koşulunda ATF 36077 minimum gürültü profili

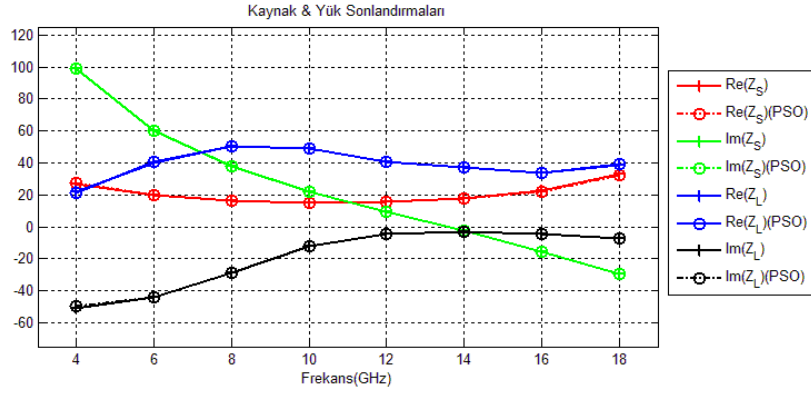
Şekil 4.3'te ifade edilen optimizasyon işlemi ilk olarak (4.10)'da verilen hedef fonksiyonu için uygulanmıştır. Her iki hedef fonksiyonunda ifade edilen ağırlık katsayıları (a,b,c) birim değer tayin edilmiştir. Bu aşamada, talep edilen gürültü faktörü minimum gürültü faktörü  $F_{min}(f)$ , talep edilen giriş VSWR için ise  $V_i = 1, 1.2, 1.5$  olmak üzere 3 farklı değer belirlenmiştir. Bu kısıtlamalar altında maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırma değerleri optimizasyon işlemi sonucunda elde edildi. Ayrıca, aynı probleme performans karakterizasyonu metodu [13] uygulanmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Her iki yöntem sonucunda elde edilen maksimum güç kazanç değerleri Çizelge 4.1'de ve kazanç profilleri Şekil 4.5'de verilmiştir.  $V_i = 1$  için elde edilen güç kazancı diğer giriş uyumsuzluk değerlerinde elde edilen güç kazançlarına kıyasla daha düşük ve dar banda sahip olduğundan ve  $V_i = 1.5$  değerinde elde edilen güç kazancının daha yüksek olmasına rağmen giriş uyumsuzluk değeri yüksek olduğundan güç kazancı performansı için en uygun giriş uyumsuzluk değeri  $V_i = 1.2$  olarak seçilmiştir. PSO ve performans karakterizasyonu uygulamaları sonucunda elde edilen  $\{F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırmalarının değişimleri Şekil 4.6'da, çıkış sonlandırma değerleri ise Çizelge 4.2'de verilmiştir.



Şekil 4. 5 ATF 36077 için minimum gürültü faktörü ve giriş VSWR ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği

Çizelge 4. 1  $\{F_{\min}(f), V_i\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri

Frekans (GHz)	$G_{Tmax}$ (dB)					
	$V_i = 1$		$V_i = 1.2$		$V_i = 1.5$	
	Perf. Karakt.	PSO	Perf. Karakt.	PSO	Perf. Karakt.	PSO
2	-	-	12.438	12.438	16.339	16.175
4	-	-	13.023	13.020	15.976	15.972
6	-	-	13.178	13.178	15.157	15.102
8	-	-	13.024	13.024	14.505	14.232
10	-	-	12.992	12.992	14.059	13.990
12	4.155	4.143	12.792	12.792	13.509	13.086
14	6.018	6.017	12.623	12.623	13.149	13.129
16	7.615	7.590	12.513	12.512	12.842	12.165
18	6.811	6.802	12.256	12.256	12.610	12.601



Şekil 4. 6  $\{F_{\min}(f), V_{ireq} = 1.2\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırmaları

Çizelge 4. 2  $\{F_{\min}(f), V_i = 1.2, G_{Tmax}\}$  performans üçlüsünü sağlayan yük sonlandırmaları

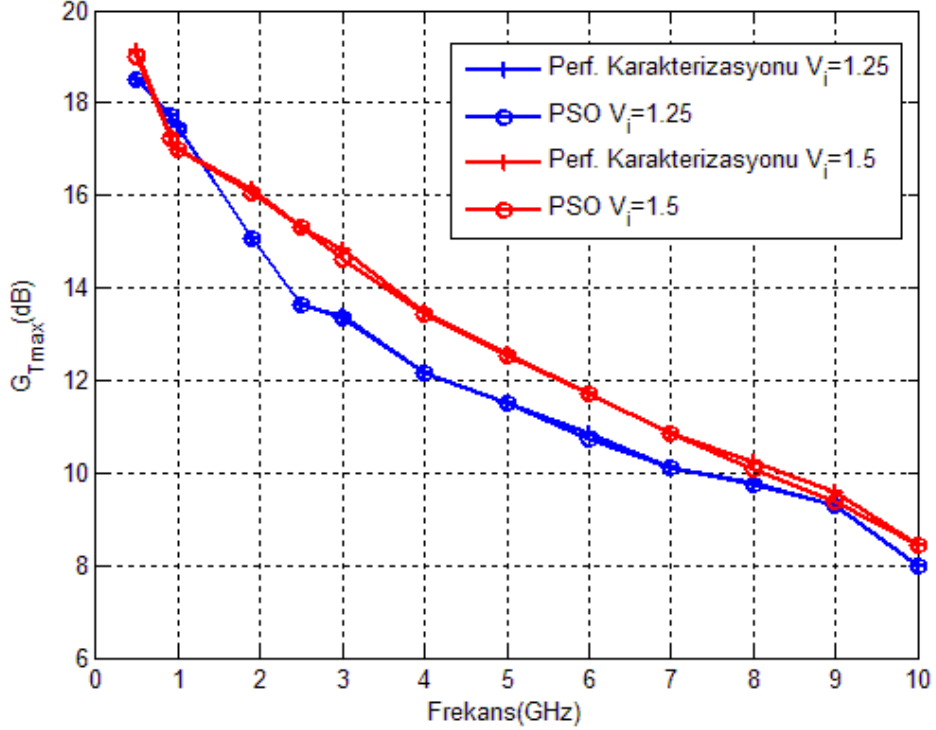
Frekans (GHz)	Performans Karakterizasyonu		PSO	
	$Re(Z_{Lmax}) \Omega$	$Im(Z_{Lmax}) \Omega$	$Re(Z_{Lmax}) \Omega$	$Im(Z_{Lmax}) \Omega$
2	7.118	-48.036	7.139	-48.158
4	21.895	-50.933	21.337	-49.999
6	40.132	-44.142	40.536	-44.365
8	50.685	-29.04	50.234	-29.07
10	48.705	-12.252	48.986	-12.052
12	40.493	-4.762	40.752	-4.356
14	37.009	-2.819	36.951	-3.167
16	33.542	-4.795	33.444	-4.225
18	38.869	-7.034	38.963	-7.193



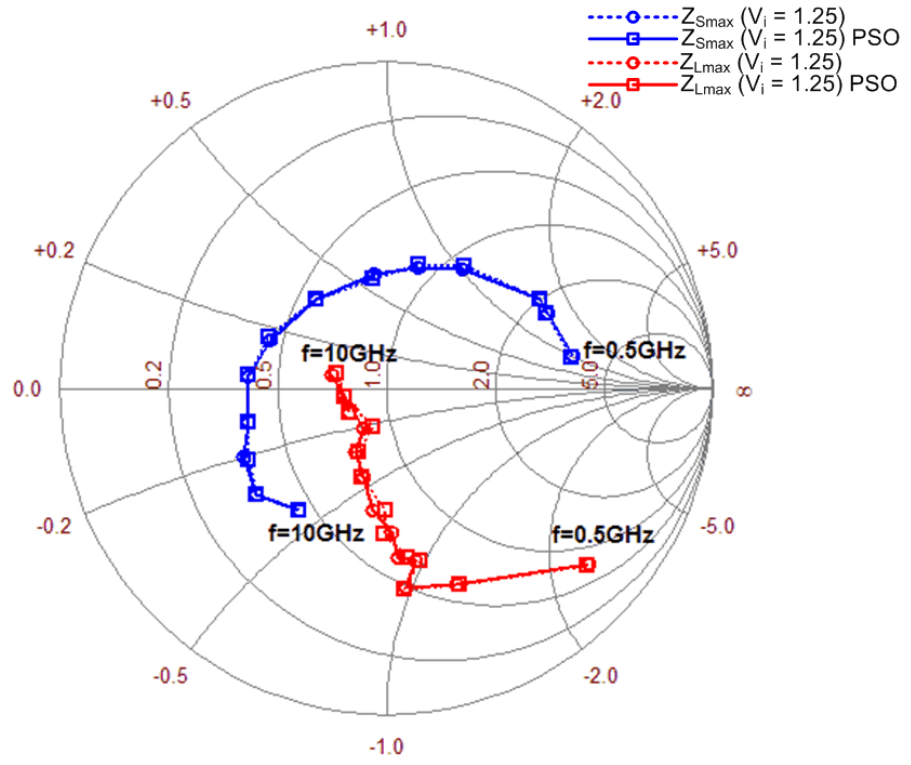
Gerçeklenebilir tasarım hedef uzayının elde edilmesi amacıyla gerçekleştirilen diğer bir uygulamada ise, üç farklı çalışma ortaya konmuştur. Birinci çalışmada,  $F_{req} > F_{min}(f)$  gürültü performansına sahip olan tasarım hedef alt uzayı, yine PSO algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Bu uygulama için ATF 551M4 (Ek C) mikrodalga transistörü kullanılmıştır.  $V_{DS} = 2V$  ve  $I_{DS} = 10$  mA kutuplama şartlarında bütün band boyunca talep edilen gürültü faktörü değeri  $F_{req} = s_{bt} = 1.53dB$  olarak tayin edilmiştir. Giriş VSWR için ise,  $V_i = 1.25, 1.5$  olmak üzere iki farklı uyumsuzluk değeri tayin edilmiştir. Tanımlanan bu kısıtlamalar altında maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırma değerleri optimizasyon işlemi sonucunda elde edilmiştir. Optimizasyon aşamasında (4.10)'da tanımlanan hedef fonksiyonu kullanılmıştır. Ayrıca, performans karakterizasyonu yöntemi de aynı probleme uygulanarak PSO performansı incelenmiştir.  $F_{req} = 1.53dB, V_i = 1$  için her iki yöntemle bulunan çözüm noktalarının kararsız bölgede olmasından dolayı  $F_{req} = 1.53dB, V_{ireq} = 1, G_{Treq} \leq G_{Tmax}(f)$   $\Leftrightarrow Z_{Sreq}(f), Z_{Lreq}(f)$  performans üçlüsüne ait tasarım alt uzayı tayin edilememiştir.  $F_{req} = 1.53dB, V_i = 1.25$  ve  $F_{req} = 1.53dB, V_i = 1.5$  kısıtlamaları altında elde edilen maksimum güç kazancı değerleri Çizelge 4.3'te verilmiştir ve her iki durumda uygulanan yöntemler sonucunda elde edilen güç profilleri ise Şekil 4.7'de görülmektedir. Ayrıca, belirtilen kısıtlamalar altında elde edilen maksimum güç kazancını sağlayan giriş ve çıkış empedans değişimleri de, Smith abağı üzerinde sırasıyla Şekil 4.8 ve Şekil 4.9'da gösterilmiştir.

Çizelge 4. 3  $\{F_{req} = 1.53, V_i\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı değerleri

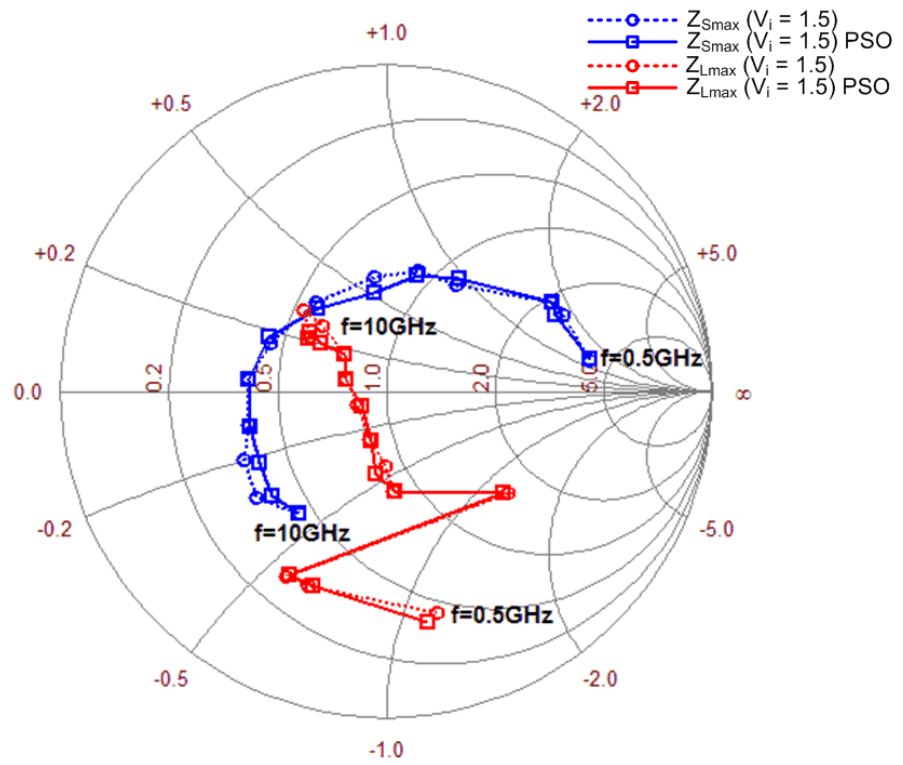
Frekans (GHz)	$G_{Tmax}(dB)$			
	$V_i = 1.25$		$V_i = 1.5$	
	Performans Karakterizasyonu	PSO	Performans Karakterizasyonu	PSO
0.5	18.520	18.517	19.130	18.990
0.9	17.745	17.743	17.288	17.238
1	17.467	17.428	17.009	17.007
1.9	15.083	15.058	16.138	16.066
2.5	13.646	13.619	15.322	15.309
3	13.387	13.336	14.829	14.604
4	12.161	12.152	13.465	13.430
5	11.515	11.503	12.584	12.547
6	10.836	10.745	11.711	11.710
7	10.129	10.121	10.851	10.847
8	9.775	9.752	10.242	10.069
9	9.292	9.289	9.587	9.383
10	7.986	7.986	8.443	8.442



Şekil 4. 7  $\{1.53, V_i\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği (ATF 551M4)



Şekil 4. 8 Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = 1.53dB$ ,  $V_{ireq} = 1.25$ ,  $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ )

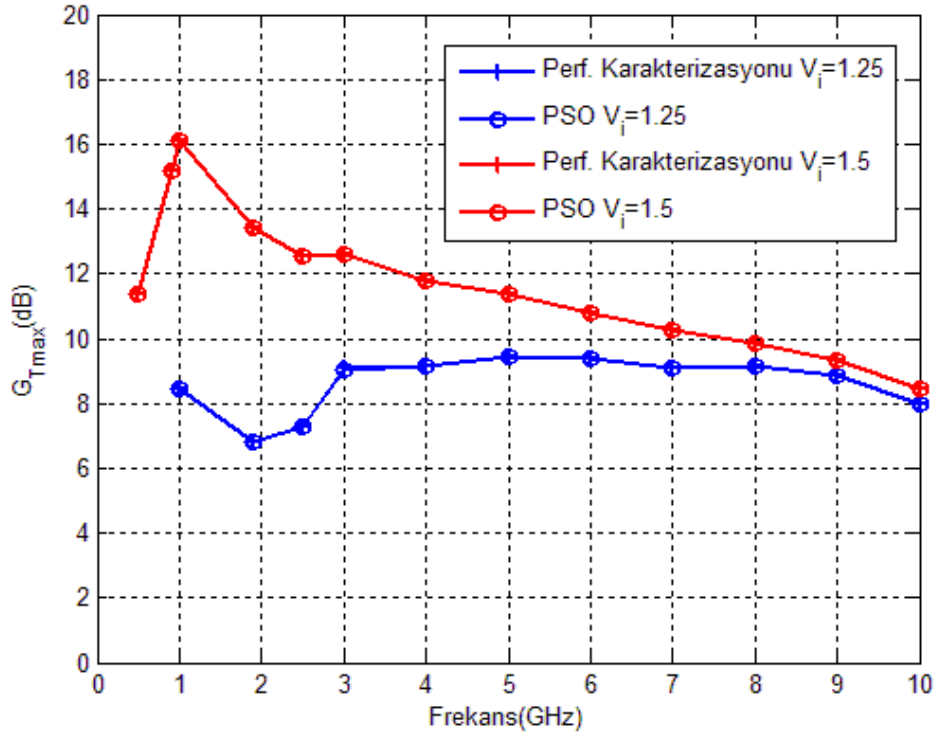


Şekil 4. 9 Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = 1.53dB$ ,  $V_{ireq} = 1.5$ ,  $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ )

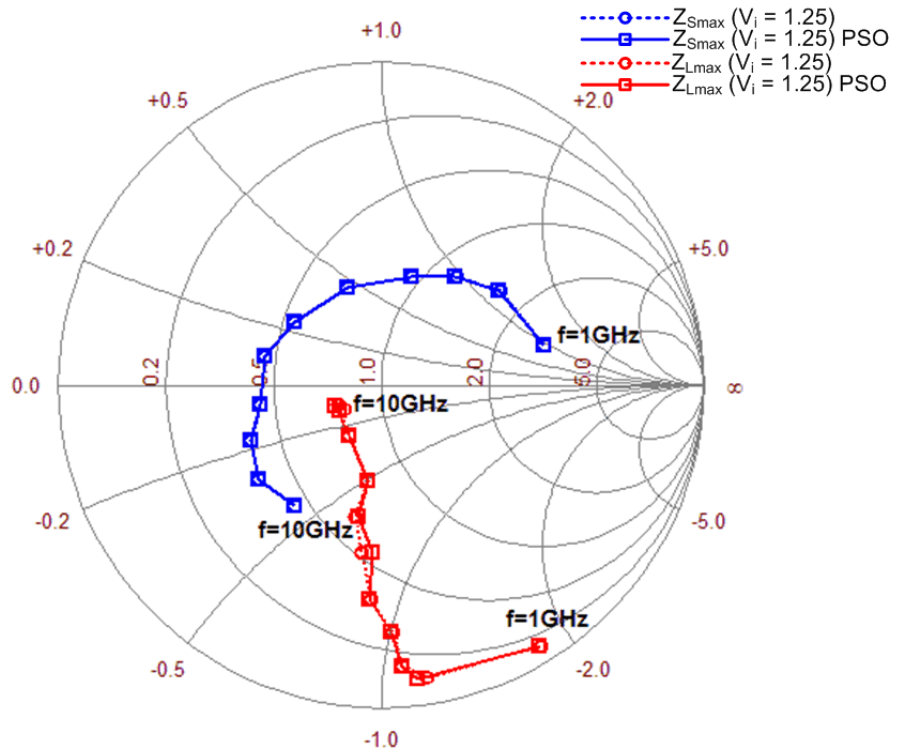
İkinci çalışmada,  $V_{DS} = 2V$  ve  $I_{DS} = 10$  mA kutuplama şartlarında ATF 551M4 mikrodalga transistörü için  $F_{req} = F_{min}(f)$  gürültü performansına,  $V_i = 1.25, 1.5$  giriş uyumsuzluk değerine ve maksimum güç kazancına sahip tasarım hedef alt uzayının elde edilmesi, yine bir optimizasyon problemi olarak ele alınmış ve PSO algoritması ile çözümlenmiştir. Tanımlanan bu kısıtlamalar altında maksimum güç kazancını sağlayan giriş/çıkış sonlandırma değerleri optimizasyon işlemi sonucunda elde edilmiştir. Optimizasyon aşamasında (4.10)'da tanımlanan hedef fonksiyonu kullanılmıştır. Ayrıca, performans karakterizasyonu yöntemi de aynı probleme uygulanarak sonuçlar karşılaştırılmış ve PSO performansı incelenmiştir.  $F_{req} = F_{min}(f), V_i = 1.25$  ve  $F_{req} = F_{min}(f), V_i = 1.5$  kısıtlamaları altında elde edilen maksimum güç kazancı değerleri Çizelge 4.4'te verilmiştir ve her iki durumda uygulanan yöntemler sonucunda elde edilen güç profilleri ise Şekil 4.10'da görülmektedir. Ayrıca, belirtilen kısıtlamalar altında elde edilen maksimum güç kazancını sağlayan giriş ve çıkış empedans değişimleri de, Smith abağı üzerinde sırasıyla Şekil 4.11 ve Şekil 4.12'de gösterilmiştir.

Çizelge 4. 4  $\{F_{req} = F_{min}(f), V_i\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri

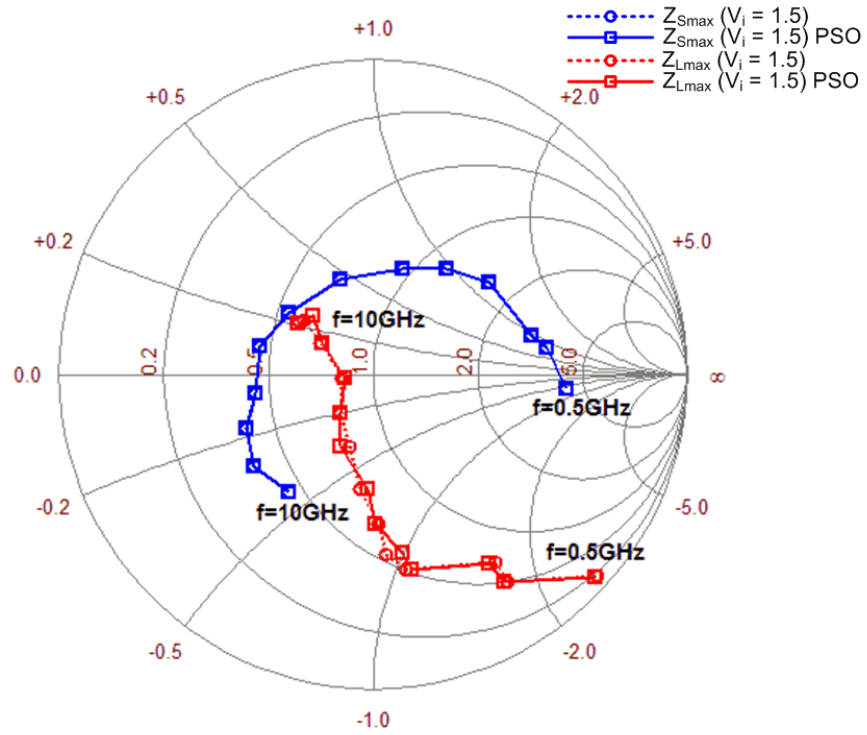
Frekans (GHz)	$G_{Tmax}(dB)$			
	$V_i = 1.25$		$V_i = 1.5$	
	Performans Karakterizasyonu	PSO	Performans Karakterizasyonu	PSO
0.5	-	-	11.388	11.380
0.9	-	-	15.169	15.159
1	8.470	8.439	16.106	16.102
1.9	6.823	6.822	13.432	13.425
2.5	7.293	7.258	12.568	12.544
3	9.069	9.062	12.576	12.576
4	9.158	9.152	11.792	11.788
5	9.463	9.453	11.354	11.350
6	9.375	9.375	10.815	10.813
7	9.117	9.117	10.244	10.244
8	9.123	9.123	9.851	9.850
9	8.858	8.858	9.339	9.333
10	7.986	7.985	8.443	8.443



Şekil 4. 10  $\{F_{min}(f), V_i\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı karakteristiği



Şekil 4. 11 Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = F_{min}(f)$ ,  $V_{ireq} = 1.25$ ,  $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ )

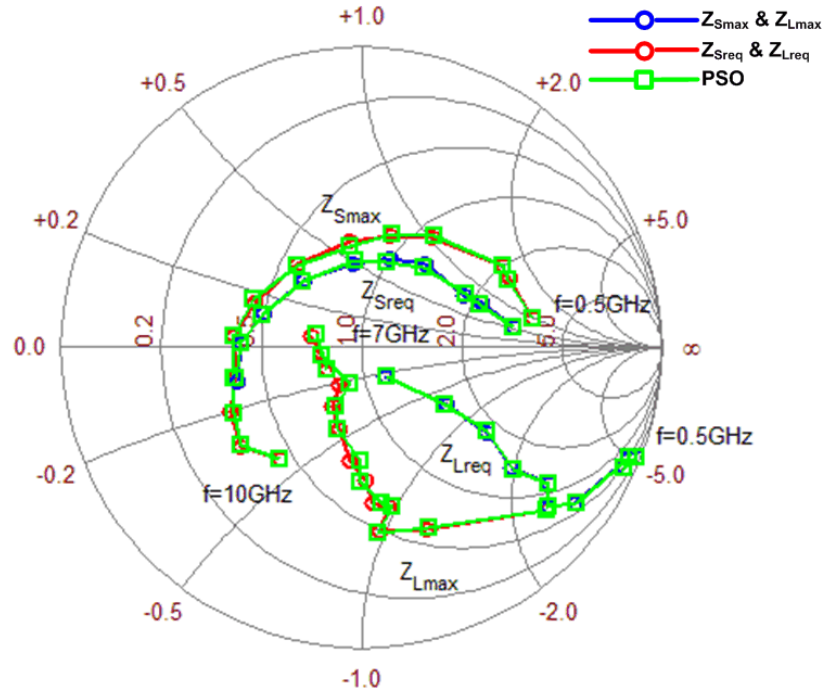


Şekil 4. 12 Kaynak ve yük sonlandırmaları ( $F_{req} = F_{min}(f)$ ,  $V_{ireq} = 1.5$ ,  $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ )

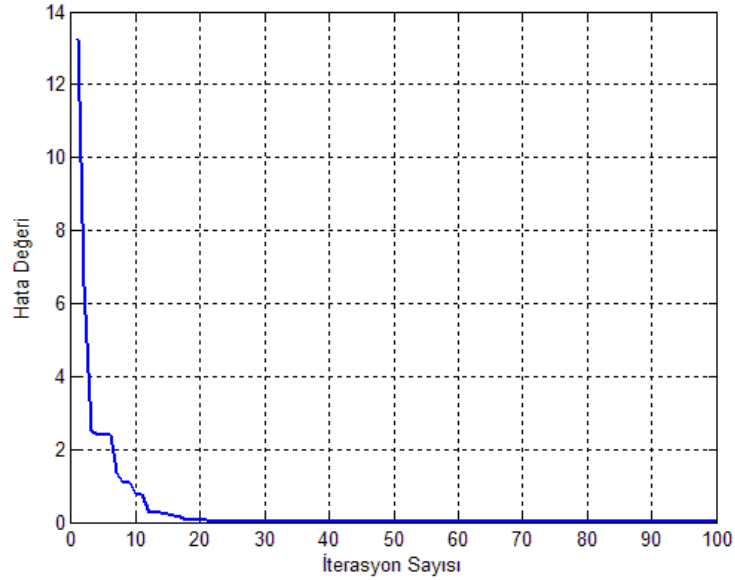
Son çalışmada ise, tasarım hedef alt uzayı, kısıtlandırılmış sabit güç kazancı için elde edilmiştir. Bu amaçla, band boyunca  $F_{req} = 1.53dB$ ,  $V_i = 1.25$  kısıtlamaları altında  $G_{Treq} = 10dB$  sabit kazancını sağlayan giriş ve çıkış sonlandırma değerleri optimize edilmiştir. Optimizasyon aşamasında, (4.11) ile verilen hedef fonksiyonu PSO algoritması ile minimize edilmiştir. Bu sayede, talep edilen performans talep üçlüsünü sağlayan kaynak  $Z_{Sreq}$ , ve yük  $Z_{Lreq}$  empedansları elde edilmiştir. Önceki aşamalarda olduğu gibi, yine performans karakterizasyonu yöntemi probleme uygulanmış ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak PSO performansı incelenmiştir.  $F_{req} = 1.53dB$ ,  $V_i = 1.25$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç kazancı için  $Z_{Smax}$  ve  $Z_{Lmax}$  değişimleri ve  $F_{req} = 1.53dB$ ,  $V_i = 1.25$  ile kısıtlandırılmış sabit güç kazancı için  $Z_{Sreq}$  ve  $Z_{Lreq}$  değişimlerinin Smith abağı gösterimi Şekil 4.13'te sunulmuştur. Smith abağı gösteriminde görüldüğü üzere, kısıtlandırılmış sabit güç kazancı için empedans değişimleri 0.5-7 GHz aralığında gerçekleşmektedir.

PSO uygulamaları sonucunda, PSO algoritması başlangıç koşullarına bağlı olarak 20 ile 65 arasında değişen iterasyon sayısı ve 1 ile 3.25 saniye arasında değişen sürede global

minimuma yakınsama performansı göstermiştir. Gerçekleştirilen uygulama için PSO algoritmasının yakınsama performansı Şekil 4.14'te verilmiştir.



Şekil 4. 13 ( $F_{req} = 1.53$ ,  $V_{ireq} = 1.25$ ,  $G_{Treq} = G_{Tmax}(f)$ ) ve ( $F_{req} = 1.53$ ,  $V_{ireq} = 1.25$ ,  $G_{Treq} = 10dB$ ) için kaynak ve yük sonlandırmaları



Şekil 4. 14 PSO Algoritmasının Yakınsama Eğrisi

#### 4.4 Sonuçlar

Günümüzde, düşük-gürültü lü kuvvetlendirici tasarımı mikrodalga mühendisliğinin en ilgi çeken çalışma konularından birisidir. Bu nedenle, tasarım hedef uzayının elde edilmesi cihaz karakterizasyonunu gerektirdiğinden özel bir öneme sahiptir. Cihaz karakterizasyonu, lineer ağ teorisi, gürültü teorisi ve mikrodalga teorisinin kullanıldığı disiplinler arası bir çalışma konusudur. Burada, temel bir mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için, tasarım hedefi bir optimizasyon problemi olarak ortaya konmuş ve parçacık sürü optimizasyonu ile özümlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, performans karakterizasyonu yöntemi ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmış ve yüksek derecede uzlaşma gözlenmiştir. Böylece bu çalışmada tasarım hedef uzayının elde edilmesi için basit ve herhangi bir ilave bilgiyi gerektirmeyen bir yaklaşım ortaya konmuştur. Hatta bu yaklaşım lineer bir iki-kapılı ile karakterize edilebilen herhangi bir transistöre adapte edilebilir.



### PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE GENİŞ BANDLI DÜŞÜK GÜRÜLTÜLÜ KUVVETLENDİRİCİ TASARIMI

Düşük gürültülü kuvvetlendiriciler, hemen hemen bütün haberleşme sistemlerinin alıcı ucundaki temel bileşenlerdir. Bu sistemlerde, giriş sinyali çoğunlukla oldukça zayıftır ve düşük gürültülü kuvvetlendiricilerin temel amacı, sinyale imkan sınırları içinde az miktarda ilave gürültü eklerken sinyali kuvvetlendirmektir. Bu nedenle de, sahip olduğu gürültü ve güç kazancı profili direkt olarak sistem performansını etkileyeceğinden, düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımı mikrodalga mühendisliğinin kritik aşamalarından biri olarak kabul edilmektedir. Mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımında, sistem performansını optimize etmek amacı ile birçok modern nümerik ve analitik yöntem kullanılmaktadır. Bu yöntemlerde genellikle, bir çalışma bandı boyunca güç kazancı ( $G_T$ ) üzerinde yoğunlaşılırken, giriş uyumsuzluğu ( $V_i$ ), gürültü faktörü ( $F$ ), çıkış uyumsuzluğu ( $V_{out}$ ), gibi diğer performans ölçü kriterleri, hesaba alınmaz. Aslında, bir optimizasyon sürecinde, aktif elemanın fiziksel limitleri ve/veya ( $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$ ) performans ölçüleri arasındaki ilişkiler bilinmeksizin, istenilen ( $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$ ) değerleri, referans değer takımı olarak verilebilir. Fakat ( $F_{req}$ ,  $V_{i,req}$ ,  $G_{T,req}$ ) üçlüsünün uyumsuzluğu nedeni ile optimizasyon süreci, genellikle başarısızlıkla sonuçlanmaktadır.

Mikrodalga kuvvetlendiricilerinin sadece kazancı veya gürültüsü dışında giriş ve çıkış uyumsuzluğu gibi diğer performans ölçüleri de hesaba katarak aynı anda optimize etmeye yönelik çalışmalarda literatürde yer almaktadır. Bu çalışmalara Perennec vd. [56], güç kazancı ve gerilim duran dalga oranını (VSWR), iki ve üç katlı mikrodalga kuvvetlendiricilerde en küçük kareler metodu ile optimize ederek örnek olmuşlardır. Capponi vd. [57] transistörün saçılma ve gürültü parametreleri yardımıyla buldukları

kararlılık dairelerinden elde ettikleri aktif eleman çalışma koşullarında kazanç, gürültü oranını ve giriş yansıma katsayısını da hesaba alarak 9-11GHz frekans bandında kuvvetlendirici tasarlamışlardır. Tanzi [58], giriş ve çıkış VSWR sınırlamalarını hesaba katan geniş bandlı düşük gürültülü transistor kuvvetlendirici tasarımı için bir metod teklif etmiş, üç örnek ile bu metodun uygulanabilirliğini göstermiştir.

Elektronik devrelerde empedans uyumsuzluğunu yenmek için uydurma devre kullanımı oldukça yaygın olarak bulunmaktadır. Geniş bandlı mikrodalga kuvvetlendiricileri tasarımı üzerine gerçekleştirilen en önemli çalışmalardan birisi Reel Frekans Tekniğidir [59]. Jung [60], reel frekans tekniğini kullanarak LC merdiven tipi uydurma devreleri ile kuvvetlendirici tasarımını garanti edilmiş stabilite ile sınırlandırılmamış optimizasyon için formülize etmiş ve 8-12 GHz frekans bandında  $11.3 \pm 0.4$  dB kazancını gerçekleştirmiştir. Kerherve [61], reel frekans tekniğini kayıplı jonksiyonları ile kaskad transmisyon hatlarından oluşan uydurma devrelerine sahip, düşük gürültülü bir mikrodalga kuvvetlendiricisi tasarımına uygulamış ve gerçekleştirmiştir. Reel frekans tekniği, 2001 yılında dağılmış ve toplu parametrelili karışık elemanlı uydurma devrelerine Aksen ve Yarman tarafından genişletilmiştir [62]. Ayrıca Yarman ve arkadaşları pasif tek kapılı elemanların Darlington eşdeğerlikleri için empedans temelli bir metod ortaya koymuşlardır [63].

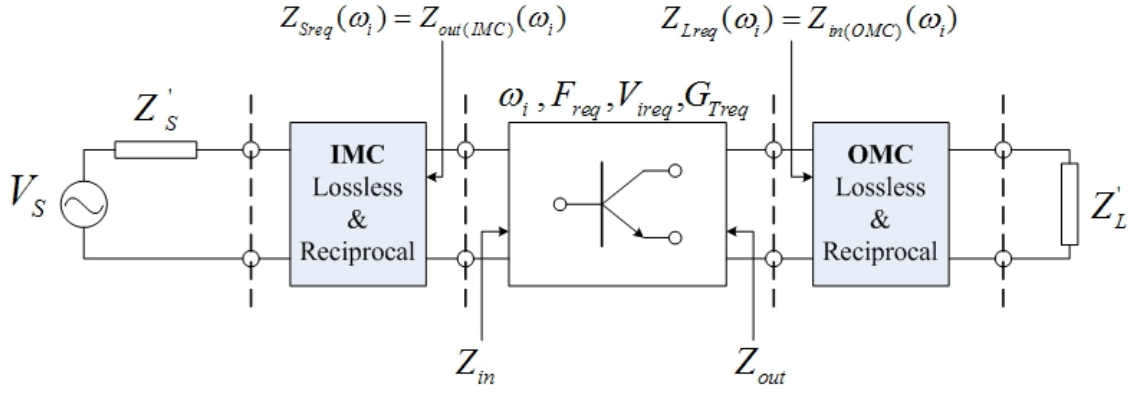
Çalışmanın temelini oluşturan ve aktif elemanın giriş yansıması, gürültü ve yapının çalışma parametreleri, konfigürasyon tipi, çalışma koşulları  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  ve çalışma frekansına bağlı olarak  $Z_S(\omega)$  ve  $Z_L(\omega)$  sonlandırmaları ile potansiyel kazanç karakteristiklerini elde eden çalışmayı Güneş vd. gerçekleştirmişlerdir [64]. Bu çalışma ile  $Z_S(\omega)$  ve  $Z_L(\omega)$  empedans veri modelleme teknikleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

## 5.1 Kuvvetlendirici Tasarım Problemi

Düşük-gürültülü mikrodalga kuvvetlendirici tasarımı için gerçekleştirilebilir tasarım hedef uzayının elde edilmesine ait bütün bilgiler Bölüm 4'te izah edilmiştir. Fiziksel gerçekleştirilebilirlik koşulları altında performans parametreleri ile kaynak/yük empedansları arasındaki doğrusal olmayan eşitlikler kullanılarak bütün ( $F$ ,  $V_i$ ,  $G_T$ ) performans üçlüleri ve buna karşılık gelen ( $Z_S$ ,  $Z_L$ ) sonlandırma çiftleri PSO algoritması ile elde edilmiştir [65]. Kuvvetlendirici tasarımı açısından bir transistör belirli bir

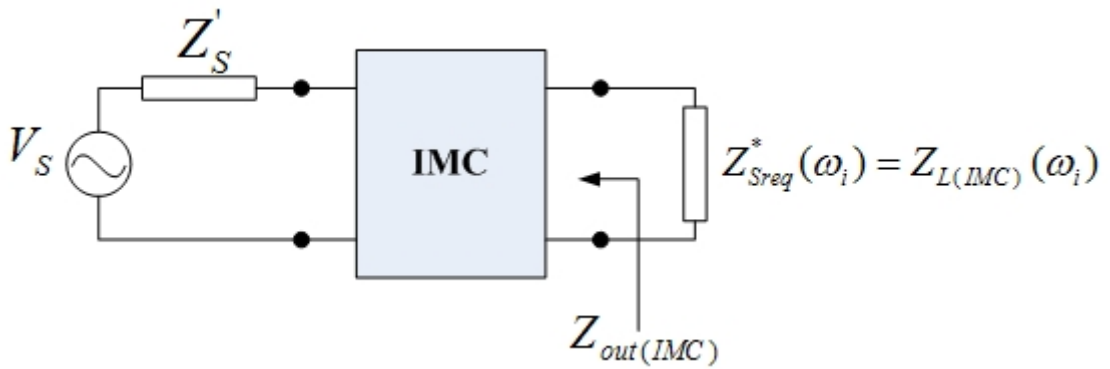
çalışma koşulunda  $(f, V_{DS}, I_{DS})$  uygun  $(F, V_i, G_T)$  performans üçlüsü ve buna karşılık gelen  $(Z_S, Z_L)$  sonlandırmaları ile belirtilen lineer bir iki-kapılı ile temsil edilebilir (Şekil 4.1). Ayrıca,  $Z_S$  ve  $Z_L$  sonlandırmaları, ön uç ve arka uç uydurma ağları yardımıyla Darlington eşdeğerleri ile modellenilebilir (Şekil 5.1). Dolayısıyla, talep edilen performans gereksinimlerini göz önünde bulundurarak, seçilen yüksek teknoloji bir mikrodalga transistörün performans kısıtlamaları birkaç aşamada düşük-gürültülü ve geniş band kuvvetlendirici tasarımında kullanılır:

- i. Birinci aşamada, kuvvetlendiricinin mümkün olan en düşük gürültü değerinde çalışmasını sağlayabilmek için talep edilen gürültü faktörü, minimum gürültü faktörünü sağlamalıdır. ( $F_{req} = F_{min}$ ). Bu durumda her bir çalışma noktasında  $(f, V_{DS}, I_{DS})$  kaynak empedansı, transistörün optimum empedans değerine eşit olacaktır ( $Z_S = Z_{opt}$ ). Dolayısıyla, transistörün performans karakterizasyonunda birim değer ile izin verilen maksimum değer arasında değişken giriş VSWR değeri için güç kazancını maksimize etmek için sadece  $Z_L$  yük empedansı değerinin elde edilmesi yeterli olacaktır  $(F_{min}, V_i, G_{Tmax}) \Leftrightarrow (Z_{opt}, Z_{Lmax})$ . Bu aşamada, öncelikle kutuplama koşulları  $(V_{DS}, I_{DS})$  ve giriş VSWR değerleri belirlenmelidir ve böylece mevcut minimum gürültü faktörü değeri için en uygun maksimum güç karakteristiği elde edilebilir.
- ii. İkinci aşamada,  $(F_{min}(\omega_i), V_i, G_{Tmax}(\omega_i))$ ,  $i = 1, \dots, N$  performans üçlüsünün vektör optimizasyon işlemi, iki kayıpsız ve resiprok uydurma iki-kapılıları kullanarak skaler kazanç optimizasyonu işlemine indirgenmektedir. Uydurma devreleri olarak kayıpsız iki-kapılılar kullanıldığından maksimum kazanç değeri birim değere eşit olmaktadır. Ayrıca, devre parametreleri tasarım değişken uzayı içinde yer almalıdır.
- iii. Son aşama ise, optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılacak olan yöntemin veya algoritmanın tayin edilmesidir. Kuvvetlendirici tasarımında bugüne dek kullanılan algoritmalar arasında genetik algoritma [66], benzetimli tavlama [67] ve gradyan tabanlı algoritmalar [68] bulunmaktadır. Bu çalışmada ise, performans karakterizasyonu ve uydurma devrelerinin sentezini içeren iki optimizasyon işleminde PSO algoritması kullanılmıştır.

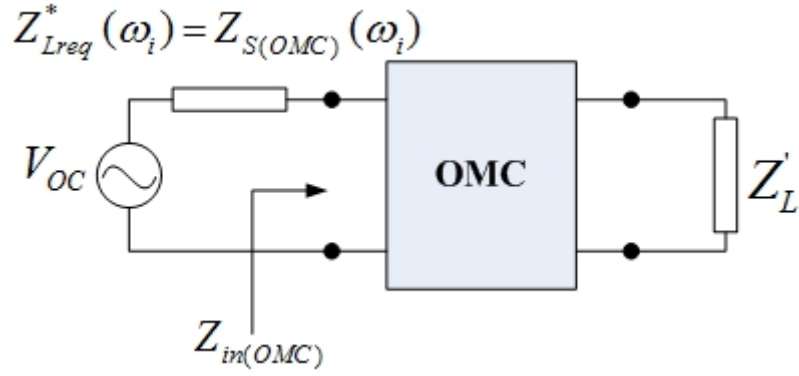


Şekil 5. 1 Giriş ve çıkış uydurma devreli mikrodalga kuvvetlendirici

Belirli bir çalışma koşulunda, talep edilen ( $F_{req}$ ,  $V_{ireq}$ ,  $G_{Treq}$ ) performans üçlüsü için transistör, giriş VSWR ( $V_{ireq}$ ), güç kazancı ( $G_{Treq}$ ), gürültü faktörü ( $F_{req}$ ) ve buna karşılık gelen ( $Z_{Sreq}$ ,  $Z_{Lreq}$ ) empedansları ile modellenebilir. Üstelik ( $Z_{Sreq}$ ,  $Z_{Lreq}$ ) sonlandırma değerlerinin darlington eşdeğerleri de sırasıyla ön ve arka uydurma devrelerinde verilmektedir. ( $Z_{Sreq}$ ,  $Z_{Lreq}$ ) sonlandırmalarının sentezinde, sırasıyla  $Z_{Sreq}^*(\omega_i)$  ve  $Z_{Lreq}^*(\omega_i)$  ile sonlandırılmış olan kayıpsız ve resiprok uydurma devrelerinin kazançları çalışma band genişliği boyunca maksimize edilmektedir. Bu maksimizasyon işlemi devre parametreleri cinsinden gerçekleştirilmektedir (Şekil 5.2 ve 5.3). Böylece, bir kuvvetlendiricinin çok hedefli tasarım problemi, tamamen transistörden talep edilen performans üçlüsü için elde edilmiş sonlandırma çiftlerini sağlayan uydurma devrelerinin skaler kazanç optimizasyonu işlemine indirgenmiştir.



Şekil 5. 2 Kazanç optimizasyonu için giriş uydurma devresi



Şekil 5. 3 Kazanç optimizasyonu için çıkış uydurma devresi

## 5.2 Empedans Uydurma ve Kuvvetlendirici Devreleri

### 5.2.1 Temel Uydurma İki Kapılıları

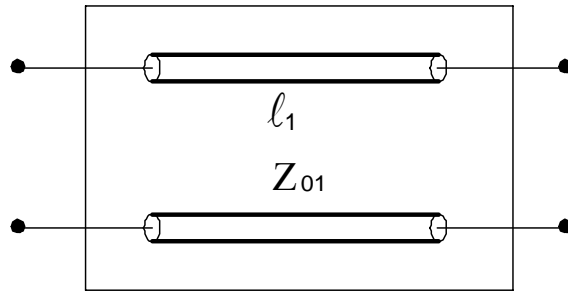
Her bir temel uydurma elemanı dağılmış parametrelili kayıpsız ve resiprok olup,  $Z_0$  karakteristik empedansı ve fiziksel uzunluk  $\ell$  parametreleri ile karakterize edilecektir. Buna göre iki tip temel transmisyon hat iki-kapılısı kullanılmıştır:

- 1: Seri transmisyon hat iki-kapılısı
- 2: Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

#### 5.2.1.1 Seri Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Seri transmisyon hat iki kapılısı, Şekil 5.4'te verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [69]:

$$\begin{bmatrix} \cos(\beta\ell) & jZ_0 \sin(\beta\ell) \\ \frac{j \sin(\beta\ell)}{Z_0} & \cos(\beta\ell) \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

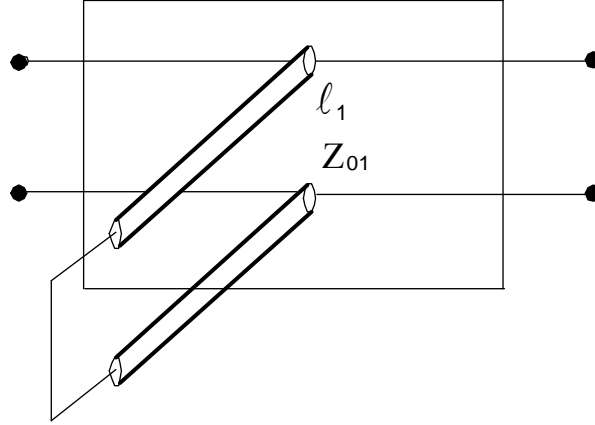


Şekil 5. 4 Seri transmisyon hat iki-kapılısı

### 5.2.1.2 Paralel Transmisyon Hat İki-Kapılısı

Paralel transmisyon hat iki kapılısı, Şekil 5.5'te verilmiş olup zincir parametreleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [69]:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{j}{Z_0 \tan(\beta \ell)} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$



Şekil 5. 5 Paralel transmisyon hat iki-kapılısı

## 5.2.2 Uydurma Devreleri

### 5.2.2.1 "T" Devresi

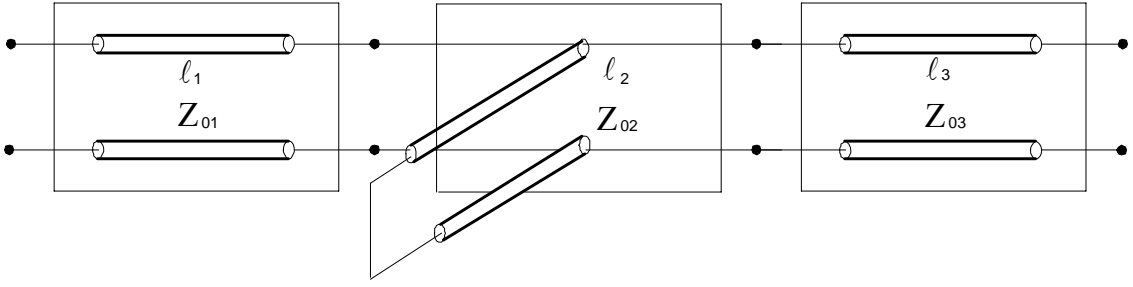
"T" devresi seri, paralel, seri hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 5.6):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (5.3)$$

(5.1) ve (5.2) nolu formülleri (5.3)'de yerine konularak eleman parametreleri cinsinden "T" devresi zincir parametreleri,

$$\begin{bmatrix} ABCD \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_1) \cdot \cos(\beta \ell_3) & 0 \\ \frac{j \cdot \sin(\beta \ell_1) \cdot \sin(\beta \ell_3)}{\tan(\beta \ell_2) \cdot Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta \ell_1) \cdot \cos(\beta \ell_3) \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 5. 6 "T" tipi uydurma devresi

### 5.2.2.2 "Π" Devresi

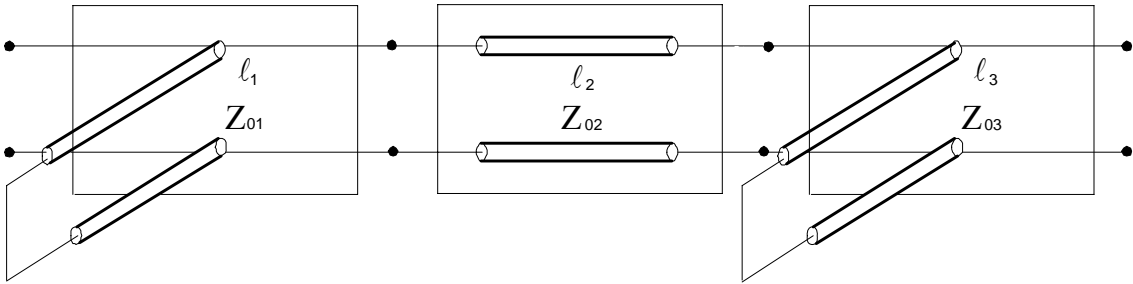
"Π" devresi paralel, seri, paralel hat iki-kapılılarının kaskad bağlanması sonucu oluşturulduğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 5.7):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{\Pi} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (5.5)$$

(5.1) ve (5.2) nolu formülleri (5.5)'de yerine konularak eleman parametreleri cinsinden "Π" devresi zincir parametreleri,

$$[ABCD]_{\Pi} = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_2) & 0 \\ -\frac{j \cdot \sin(\beta l_2)}{\tan(\beta l_1) \cdot \tan(\beta l_3) Z_{01} Z_{02} Z_{03}} & \cos(\beta l_2) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

olarak bulunabilir.



Şekil 5. 7 "Π" tipi uydurma devresi

### 5.2.2.3 Paralel + Seri "L" Devresi

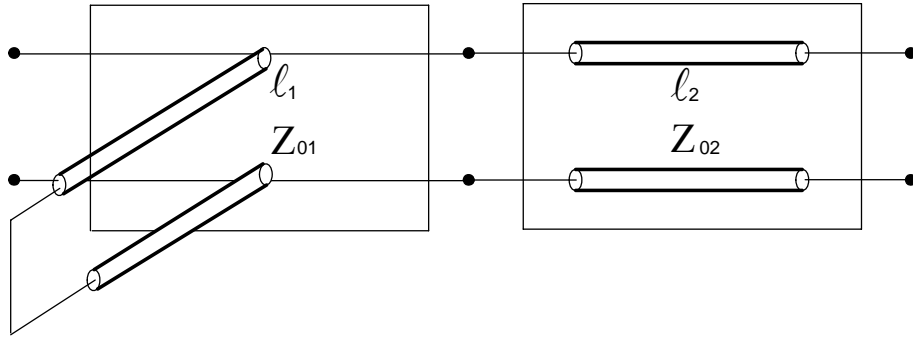
Paralel+seri "L" devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu oluştuğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 5.8):

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_L = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \quad (5.7)$$

(5.1) ve (5.2) nolu formülleri (5.7) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden "L" devresi zincir parametreleri,

$$\begin{bmatrix} ABCD \end{bmatrix}_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta \ell_2) & 0 \\ \frac{\sin(\beta \ell_2)}{\tan(\beta \ell_1) Z_{01} Z_{02}} & \cos(\beta \ell_2) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

olarak bulunur.



Şekil 5. 8 Paralel + Seri "L" uydurma devresi

### 5.2.2.4 Seri + Paralel "L" Devresi

Paralel + seri "L" devresi, sırasıyla paralel ve seri transmisyon hat iki-kapılılarının kaskad bağlanmaları sonucu oluştuğundan devrenin [ ABCD ] matrisi aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Şekil 5.9):

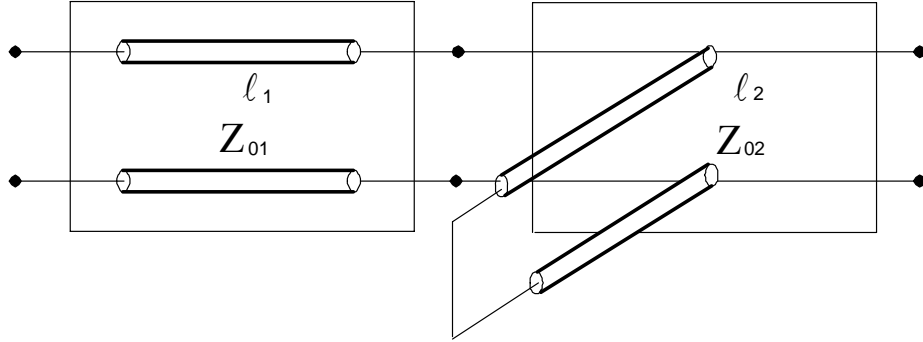
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{SD} \cdot \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{PD} \quad (5.9)$$

(5.1) ve (5.2) nolu formülleri (5.9) eşitliğinde yerine konularak eleman parametreleri cinsinden "L" devresi zincir parametreleri,



$$[ABCD]_L = \begin{bmatrix} \cos(\beta l_1) & 0 \\ \frac{\sin(\beta l_1)}{\tan(\beta l_2) Z_{01} Z_{02}} & \cos(\beta l_1) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

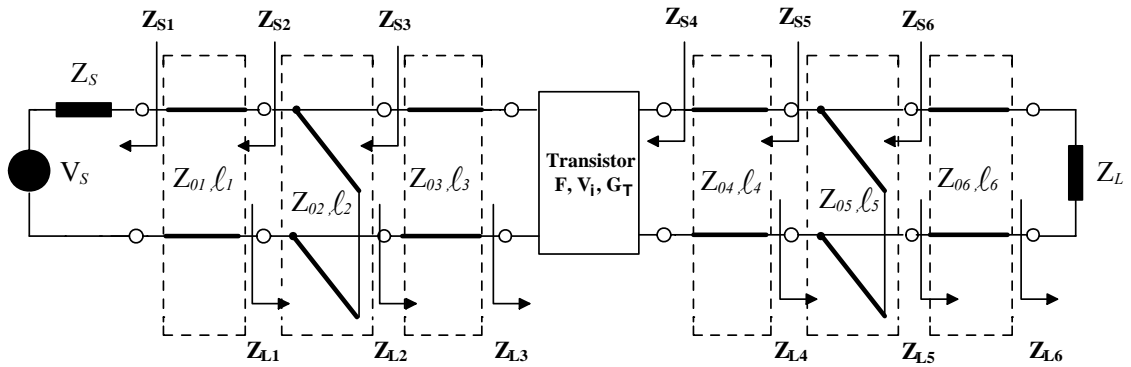
olarak bulunur.



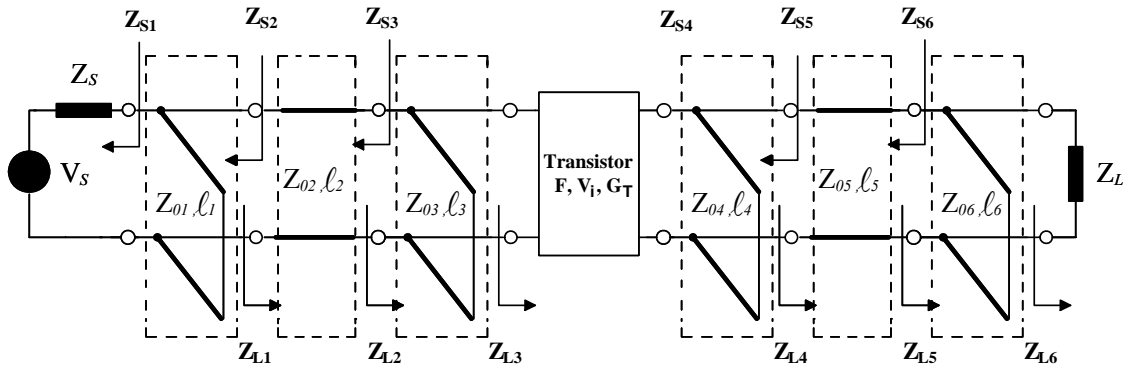
Şekil 5. 9 Seri + Paralel transmisyon hattı

### 5.2.3 "T-", "Π-" ve "L-" Uydurma Devreleri ile Temel Kuvvetlendirici Devreleri

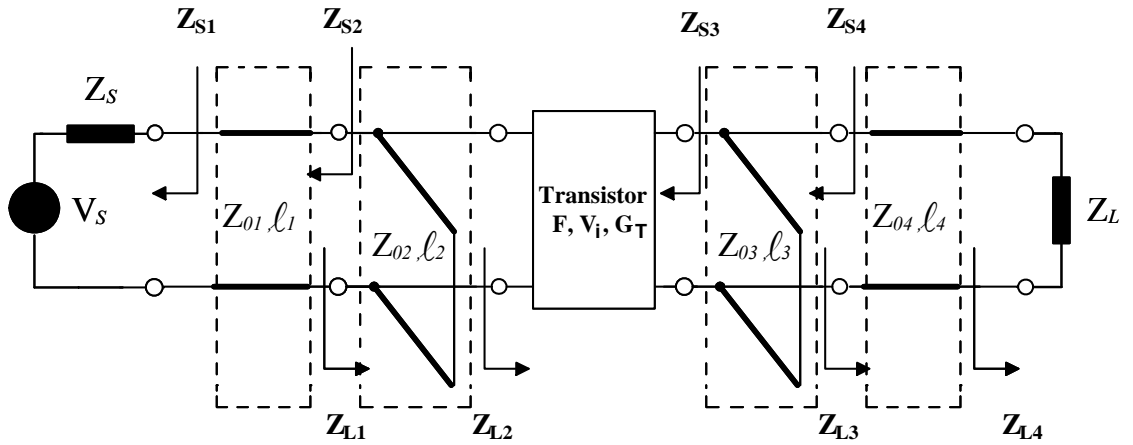
Uydurma devreleri, fiziksel uzunluk  $l$  ve karakteristik empedans  $Z_0$  parametreleri ile karakterize edilebilen, seri ve paralel pozisyonunda iki transmisyon hat parçasının "T-", "Π-" ve "L-" kombinasyonları ile oluşturulmuştur. Bu çalışmada, farklı uydurma devrelerinden oluşan çeşitli kuvvetlendirici devreleri oluşturulmuştur. Bu devreler Şekil 5.10-5.17'de verilmiştir.



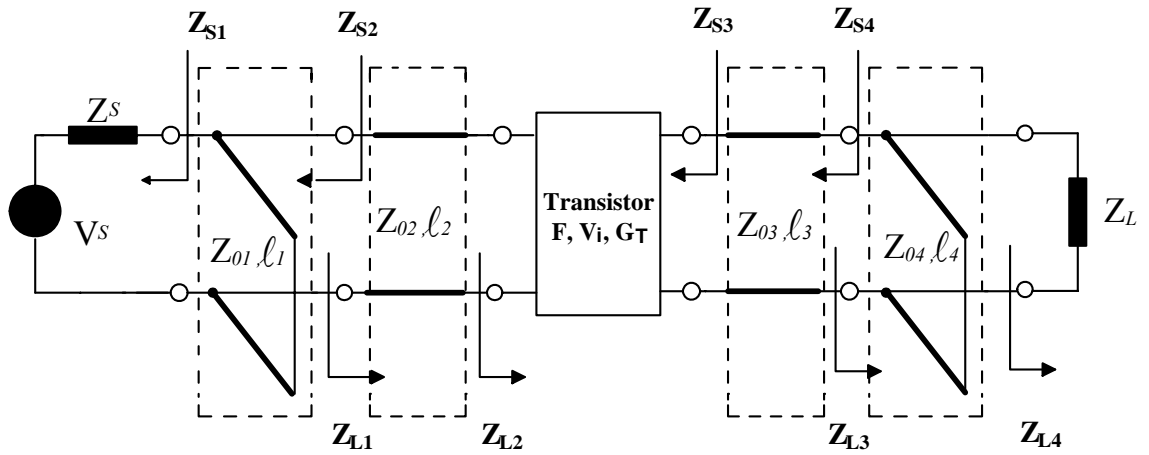
Şekil 5. 10 Giriş/çıkış T- tipi uydurma devreli kuvvetlendirici



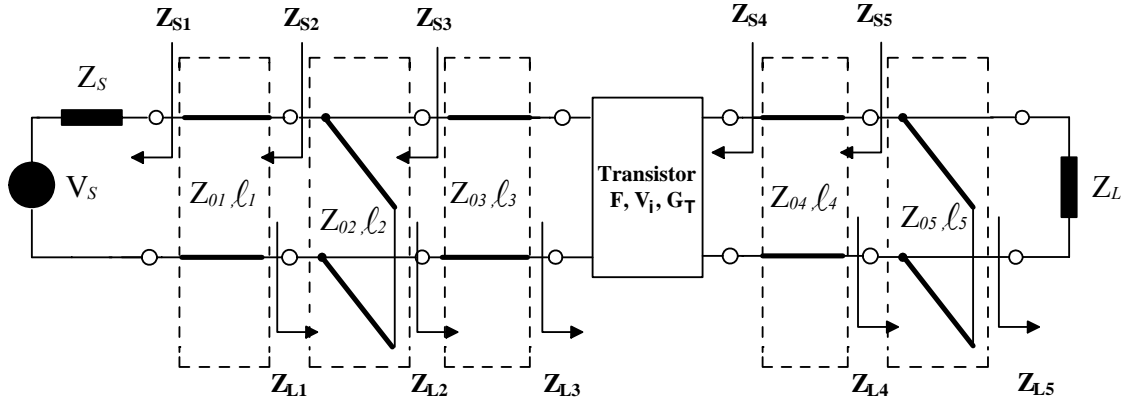
Şekil 5. 11 Giriş/çıkış II- tipi uyurma devreli kuvvetlendirici



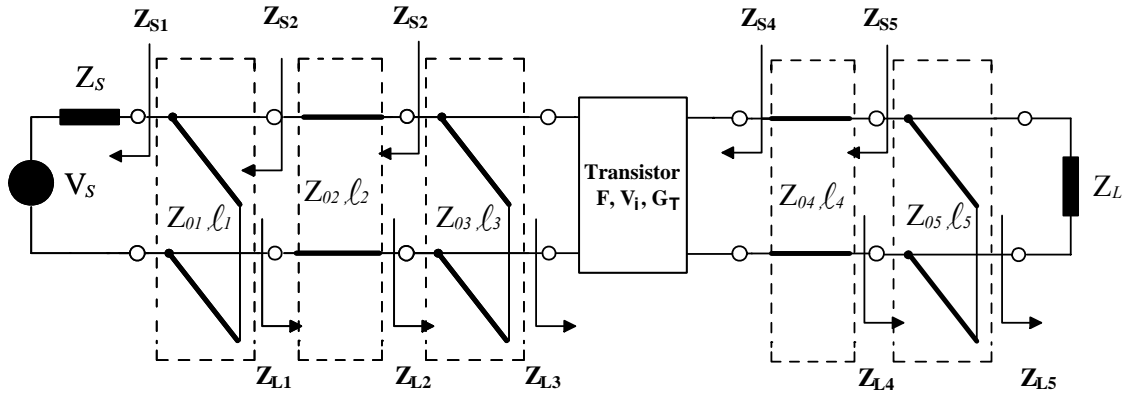
Şekil 5. 12 Giriş/çıkış L- tipi (seri + paralel) uyurma devreli kuvvetlendirici



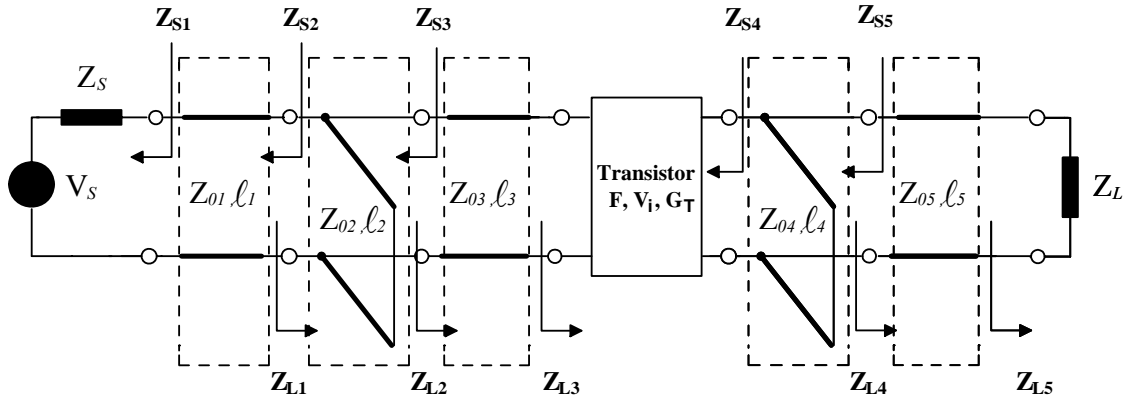
Şekil 5. 13 Giriş/çıkış L- tipi (paralel + seri) uyurma devreli kuvvetlendirici



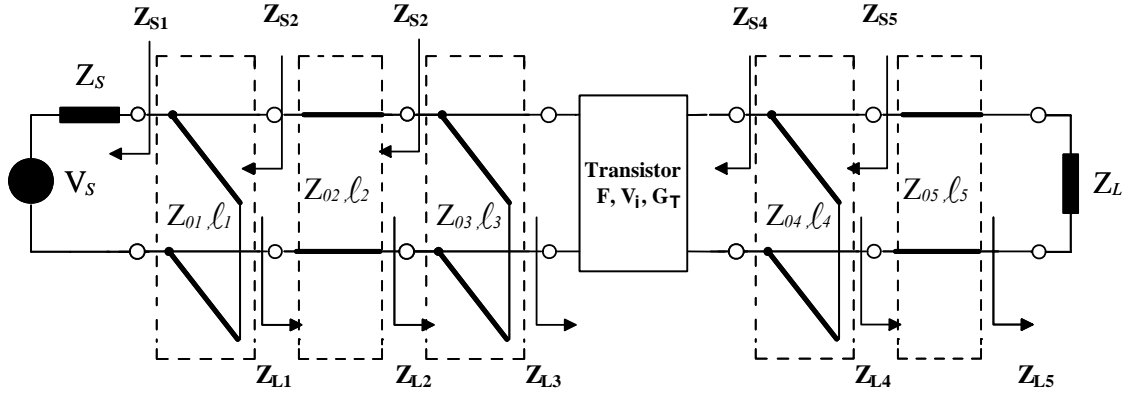
Şekil 5. 14 Giriş "T", çıkış "L" tipi (seri+ paralel) uydurma devreli kuvvetlendirici



Şekil 5. 15 Giriş "Π", çıkış "L" tipi (seri+ paralel) uydurma devreli kuvvetlendirici



Şekil 5. 16 Giriş "T", çıkış "L" tipi (paralel + seri) uydurma devreli kuvvetlendirici



Şekil 5. 17 Giriş “Π”, çıkış “L” tipi (paralel + seri) uydurma devreli kuvvetlendirici

### 5.3 Optimizasyon Problemi Olarak Kuvvetlendirici Tasarımı

#### 5.3.1 Tasarım Hedef Uzayı & Tasarım Değişkenleri

Kuvvetlendirici tasarımı için tasarım hedef uzayı, belirli tasarım için B çalışma band genişliği boyunca talep edilen performans üçlüleri ve performans üçlülerine ait sonlandırma çiftini aşağıdaki gibi içermektedir:

$$\left( F_{req} = F_{min}(\omega_i), V_i = V_{ireq}, G_{Tmax}(\omega_i) \right) \Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} Z_{opt}(\omega_i) = R_{opt}(\omega_i) + jX_{opt}(\omega_i) \\ Z_{Lmax}(\omega_i) = R_{Lmax}(\omega_i) + jX_{Lmax}(\omega_i) \end{array} \right\} \quad (5.11)$$

Burada, kaynak empedansı optimum gürültü kaynak empedansına eşit olduğundan  $Z_s(\omega_i) = Z_{opt}(\omega_i)$  değişken giriş VSWR değerine göre güç kazancını maksimize etmek için sadece yük empedansı  $Z_{Lmax}(\omega_i)$  belirleyici olmaktadır.

Aktif elemandan talep edilen performans üçlüsünü sağlamak amacıyla, kısa devre ile sonlandırılmış T-, Π-, L- şekillerinde bağlantılara sahip iletim hattı parçaları ve birim elemanlardan oluşan dağılmış-parametrelili uydurma devreleri kullanılmaktadır. Bu çeşitliliğe bağlı olarak da, çeşitli kuvvetlendirici devresi yapıları elde edilmektedir (Şekil 5.10-5.17). Kuvvetlendirici devresinin kaynak ve yük empedansları, mikrodalga frekans bandında yaygın halde kullanılan  $50\Omega$  olarak seçilmiştir. Böylece, her devre yapısı için talep edilen performans üçlüsünü çalışma band genişliği boyunca sağlayan uydurma devresi parametreleri tasarım değişkenlerini oluşturmaktadır. Tasarım değişkenleri

sırasıyla, giriş ve çıkış uydurma devresine ait  $(\mathfrak{G}_{imc})$ ,  $(\mathfrak{G}_{omc})$  vektörleri olmak üzere aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir:

$$(\mathfrak{G}_{imc}) = \begin{bmatrix} \ell_i & Z_{oi} \end{bmatrix}^t, (\mathfrak{G}_{omc}) = \begin{bmatrix} \ell_i & Z_{oi} \end{bmatrix}^t \quad (5.12)$$

Burada;  $\ell_i$  ve  $Z_{oi}$  sırasıyla transmisyon hat parçalarının fiziksel uzunluğu ve karakteristik empedansıdır ve bu alt vektörlerin değer aralıkları seçilen RF/mikrodalga düzlemsel iletim hattı teknolojisinin sınırlarına göre belirlenmektedir. Bu çalışmada ise, mikroşerit hat teknolojisi seçilmiştir.

### 5.3.2 Kuvvetlendirici Devresinde Yansıma ve Güç Kazancı

Uydurma devrelerinin tasarım prosedürü,  $\mathfrak{G}_{imc}$  ve  $\mathfrak{G}_{omc}$  vektörlerini elde etmeyi içermektedir. Böylece sırasıyla  $Z_S^*$  ve  $Z_L^*$  ile sonlandırılan giriş ve çıkış uydurma devrelerinin kazançları  $Z_S(\omega)$  ve  $Z_L(\omega)$  sonlandırma fonksiyonlarının (5.11)'de tanımlanan tasarım hedef uzayındaki talep edilen  $(F, V_i, G_T)$  performans üçlüsü için gereken hedef sonlandırma değerleri olarak atanması ile maksimize edilebilir. Sonuç olarak, performans üçlüsünü sağlayan kaynak ve yük sonlandırmaları giriş ve çıkış uydurma devresinin sırasıyla çıkış ve giriş empedansları olarak kullanılmaktadır. Giriş ve çıkış uydurma devrelerinin kuvvetlendirici devresine ilavesi ile devre, kaskad bağlı 3 devreden oluşmaktadır. Devrenin tümüne ait davranışı, kaskad bağlı her devrenin zincir parametrelerinin çarpımı ile elde edilmektedir. Böylece kuvvetlendirici devresi çarpımlardan oluşan yeni bir zincir matrisi ile ifade edilmektedir.

Zincir matrisi verilen bir 2-kapılı için, devre değişkenleri (5.13)- (5.16) denklemleri ile gösterilmiştir:

$$[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (5.14)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_S^*}{Z_{in} + Z_S} \quad (5.15)$$

$$G_T = 4 \operatorname{Re}\{Z_S\} \operatorname{Re}\{Z_L\} \left| \frac{1}{AZ_L + B + Z_S(CZ_L + D)} \right|^2 \quad (5.16)$$

$$G_T = 1 - |\rho_{in}|^2 \quad (5.17)$$

Burada,  $|\rho|$ , yansıma katsayısının modülü olup örneğin giriş uydurma devresi için aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$|\rho_{in}|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_{L_{IMC}}^*}{Z_{out}^{IMC} + Z_{L_{IMC}}} \right|^2 = \left| \frac{Z_{out}^{IMC} - Z_S(\omega)}{Z_{out}^{IMC} + Z_S^*(\omega)} \right|^2 \quad (5.18)$$

şeklinde hesaplanır. Burada  $Z_{out}^{IMC}$  giriş uydurma devresinin çıkış empedansı,  $Z_{L_{IMC}}$  transistörün giriş empedansı ve  $Z_S$  kaynak empedansıdır.

(5.16)'da görüldüğü üzere kuvvetlendirici devresinin güç kazancı sonlandırma çifti ve genel kuvvetlendirici devresinin zincir parametrelerinin fonksiyonudur. Zincir parametreleri de, giriş ve çıkış uydurma devrelerini oluşturan iletim hattı parçalarının uzunluğu ve karakteristik empedans değerlerini ihtiva etmektedir. Dolayısıyla, kazancı maksimize eden tasarım değişkenlerini elde etmek, bir optimizasyon problemi olarak ele alınmıştır ve parçacık sürü optimizasyonu yöntemi ile çeşitli uydurma devreleri için kuvvetlendirici tasarımı gerçekleştirilmiştir.

#### 5.4 PSO ile Düşük-Gürültülü Geniş Band Kuvvetlendirici Tasarımı

Düşük-gürültülü geniş band kuvvetlendirici tasarımı sürecinde iki optimizasyon problemi mevcuttur. Birincisi, performans karakterizasyonu [13], [55] ile elde edilen tasarım hedef uzayının  $\{F_{\min}, V_{ireq}, G_{T\max}\} \Leftrightarrow \{Z_{opt}(\omega_i), Z_{L\max}(\omega_i)\}$  PSO algoritması ile doğrulanması problemidir.  $Z_S = Z_{opt}(\omega_i)$  olarak seçildiğinden optimizasyon problemi

yük empedansının reel ( $R_L$ ) ve imajiner ( $X_L$ ) kısımları olmak üzere 2-boyutludur. Her çalışma frekansı için PSO algoritması tarafından minimize edilecek olan hedef fonksiyonu:

$$\varepsilon = e^{-aG_T} + b \left| V_i - V_{ireq} \right| \quad (5.19)$$

şeklinde tayin edilmiştir. Burada,  $a$  ve  $b$  katsayıları ağırlık katsayıları olup mevcut uygulama için birim değer alınmıştır.

İkinci optimizasyon problemi ise,  $Z_{opt}(\omega_i)$  ve  $Z_{Lmax}(\omega_i)$  sonlandırmalarının Darlington tasarımını içermektedir. Bu problemde, Şekil 5.2 ve 5.3'te verilen resiprok ve kayıpsız dağılmış parametrelili uydurma iki-kapılıları için kazancın maksimizasyonu hedeflenmektedir. Kayıpsız bir iki-kapılı için güç kazancı en fazla 1'e eşit olduğundan, çalışma bandı boyunca kazancın maksimizasyonu için PSO algoritması ile minimize edilecek olan hedef fonksiyonu:

$$\varepsilon = \sum_i (1 - G_T(\omega_i, \mathcal{G})) \quad (5.20)$$

Burada,  $G_T$  ve  $\mathcal{G}$ , sırası ile güç kazancı ve giriş/çıkış uydurma devrelerinin dağılmış parametreleridir. (5.20)'den anlaşılacağı üzere, tanımlanan fonksiyonu PSO algoritması ile minimize etmek kazancı maksimize etmeye denktir ve bu sayede kazancı maksimum yapan dağılmış parametre değerleri elde edilmiş olur.

Her iki problem için kullanılan PSO algoritmasında eylemsizlik modeli kullanılmıştır ve algoritma parametre değerleri için hızlanma katsayıları ( $c_1, c_2$ ) 2, eylemsizlik katsayısı ( $w$ ) ise başlangıçta 0.9 olarak atanmış ve her iterasyonda lineer olarak azaltılmıştır. Birinci optimizasyon problemi için 20 ve ikinci optimizasyon problemi için ise 50 parçacık kullanılmıştır. İkinci optimizasyon probleminin boyutu optimize edilen uydurma devresi tipine göre değişiklik göstermektedir. Optimizasyon boyutu T-, П- tipi uydurma devresi için 6, L- tipi devre için ise 4 olmaktadır. Optimizasyon işlemi hata değeri  $10^{-3}$  değerinden daha düşük değer elde edildiğinde veya maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında sonlandırılmaktadır. PSO uygulamalarında, parçacık sürüsü sonuca 20 ila 80 iterasyon arasında ve 1.5 ila 6.5 saniyede ulaşmaktadır. Bütün

optimizasyon uygulamaları Pentium 4 3GHz işlemci ve 512 MB RAM'e sahip bilgisayarda gerçekleştirilmiştir.

## 5.5 Uygulama Örnekleri

Çalışmada, kuvvetlendirici tasarımı için ATF 36077 mikrodalga transistörü seçilmiştir. Transistörün kutuplama koşulları  $V_{DS}=2V$  &  $I_{DS}=10mA$  olarak seçildi. Tasarım hedef uzayını elde etmek için (5.19)'da tanımlanan hedef fonksiyonu PSO algoritması ile minimize edilmiş ve burada devrenin girişinde istenen uyumsuzluk değeri  $V_{ireq} = 1.2$  olarak tayin edilmiştir. Çizelge 5.1 ve 5.2'de, PSO ve performans karakterizasyonu yöntemi ile elde edilen maksimum güç kazancı ve yük sonlandırmaları verilmiştir.

Uygulamanın ikinci aşamasında, kazanç maksimizasyonunu sağlayan tasarım değişkenlerinin elde edilmesi gerçekleştirilmiştir. (5.20)'de ifade edilen hedef fonksiyonunun PSO algoritması ile minimizasyonu sonucu çeşitli uydurma devreleri elde edilmiştir. PSO algoritmasının yakınsama eğrisi Şekil 5.18'de gösterilmiştir. Gerçeklenen tasarımlar arasında en başarılı tasarım örnekleri Çizelge 5.3-5.5'te verilmiştir. Ayrıca, en başarılı kuvvetlendirici devrelerinin Microwave Office simülasyonları da gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan kuvvetlendirici devrelerinin kazanç, gürültü ve giriş yansıma performansları ve simülasyon sonuçları, hedef değerlerle karşılaştırmalı olarak Şekil 5.19-5.21'de gösterildiği gibidir. Şekil 5.22-5.24'te ise, kuvvetlendirici devrelerinin kaynak ve yük empedanslarının değişimleri smith abağında gösterilmiştir.

Çizelge 5. 1  $\{F_{min}(f), V_{ireq}=1.2, G_{Tmax}(f)\}$  performans üçlüsü için yük sonlandırması

f(GHz)	Performans Karakterizasyonu		PSO	
	Re( $Z_{Lmax}$ ) $\Omega$	Im( $Z_{Lmax}$ ) $\Omega$	Re( $Z_{Lmax}$ ) $\Omega$	Im( $Z_{Lmax}$ ) $\Omega$
2	7.118	-48.036	7.139	-48.158
4	21.895	-50.933	21.337	-49.999
6	40.132	-44.142	40.536	-44.365
8	50.685	-29.04	50.234	-29.07
10	48.705	-12.252	48.986	-12.052
12	40.493	-4.762	40.752	-4.356
14	37.009	-2.819	36.951	-3.167
16	33.542	-4.795	33.444	-4.225
18	38.869	-7.034	38.963	-7.193



Çizelge 5. 2  $\{F_{\min}(f), V_{\text{ireq}}=1.2\}$  ile kısıtlandırılmış maksimum güç değerleri

f(GHz)	$G_{T\max}$ (dB)	
	Performans Karakterizasyonu	PSO
2	12.438	12.438
4	13.023	13.02
6	13.178	13.178
8	13.024	13.024
10	12.992	12.992
12	12.792	12.792
14	12.623	12.623
16	12.513	12.512
18	12.256	12.256

Çizelge 5. 3 ( $\Pi$ -  $\Pi$ ) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı

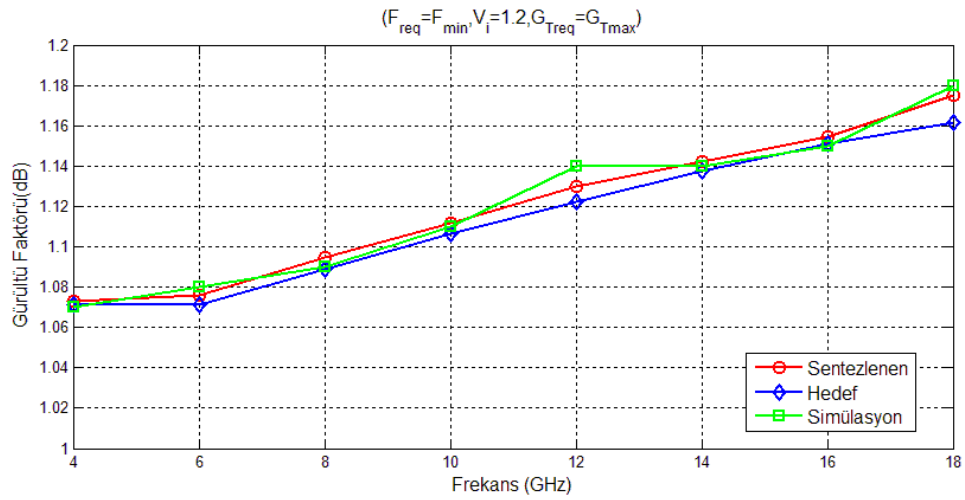
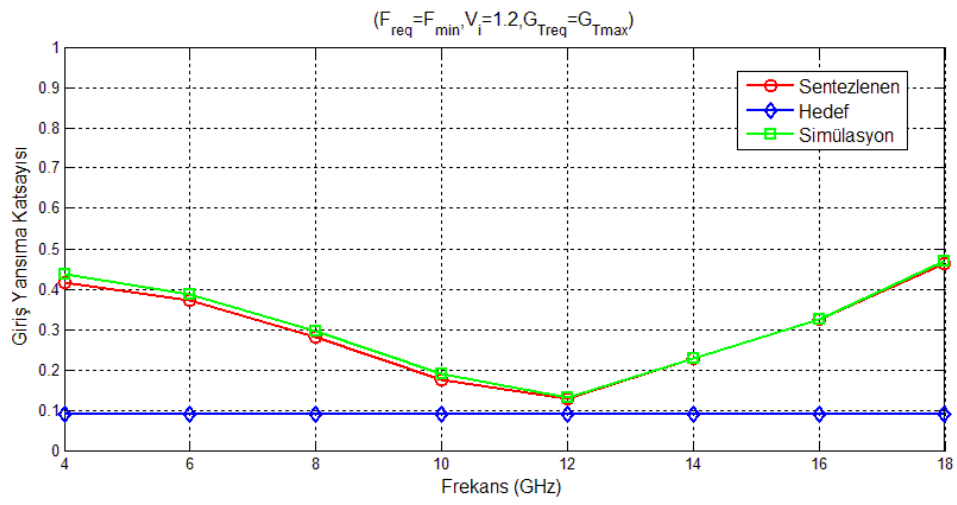
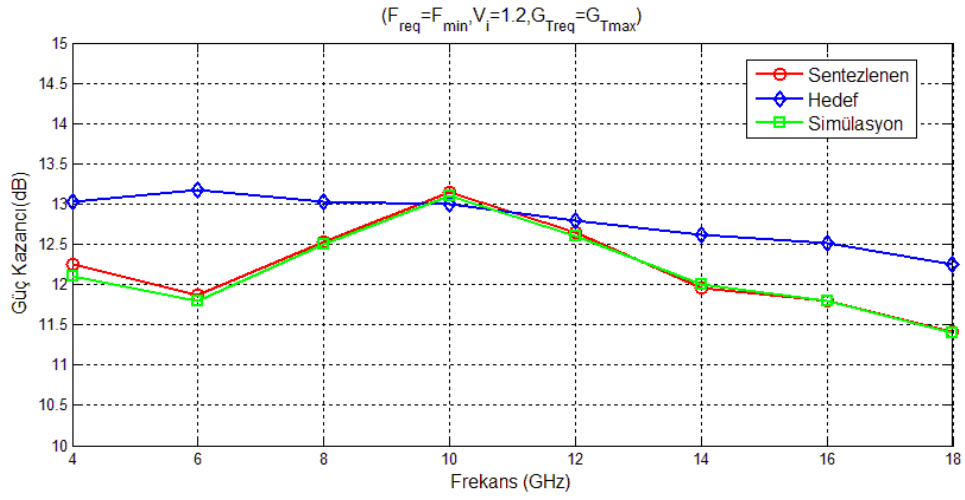
Tip	$l_1$ (cm)	$l_2$ (cm)	$l_3$ (cm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )
IMC	0.43	5.98	0.52	27.14	34.5	78.24
OMC	6.96	0.97	0.58	105.49	53.96	77.1

Çizelge 5. 4 ( $\Pi$ - T) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı

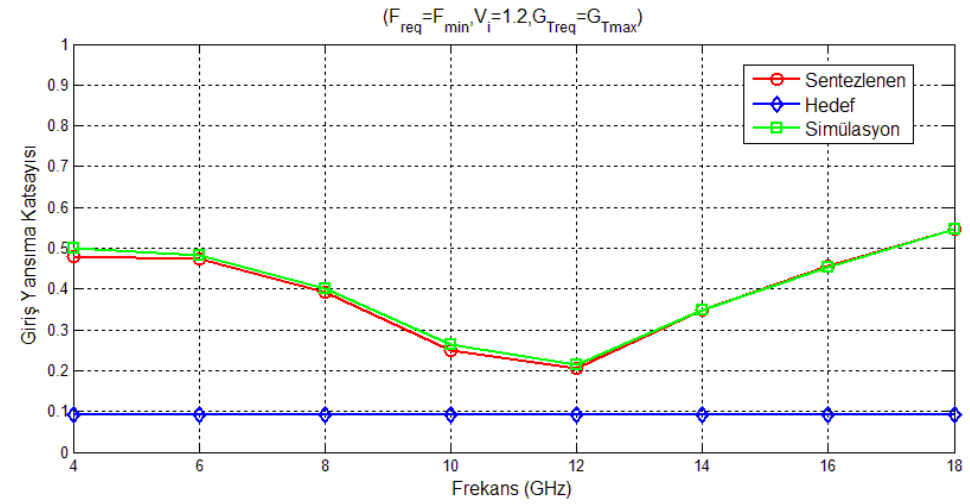
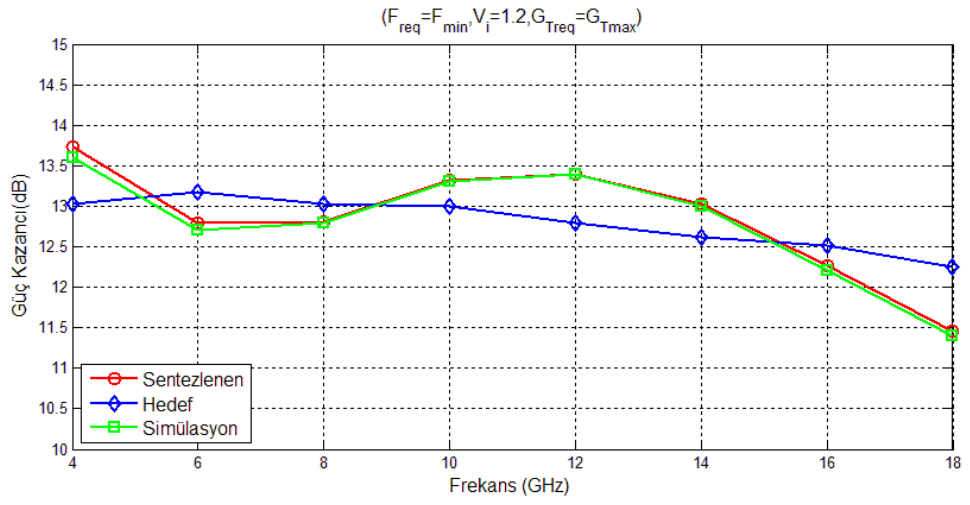
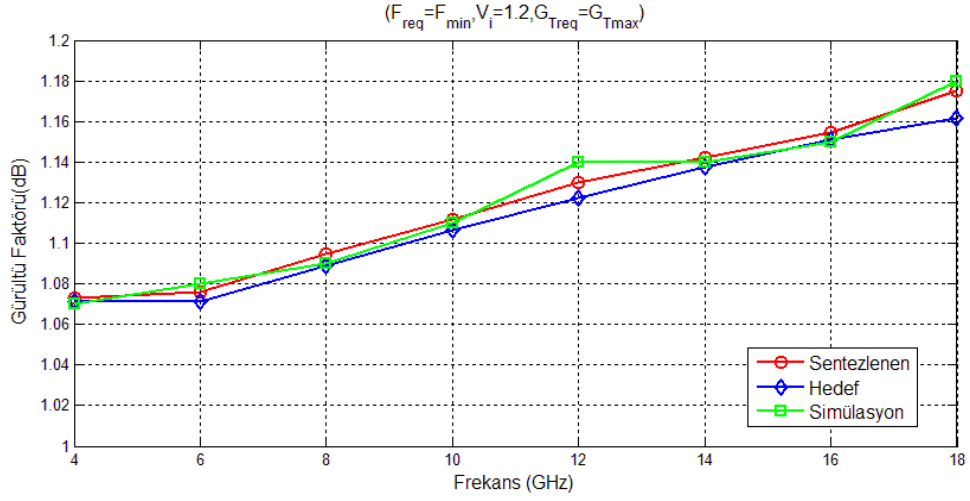
Tip	$l_1$ (cm)	$l_2$ (cm)	$l_3$ (cm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )
IMC	0.43	5.98	0.52	27.14	34.5	78.24
OMC	6.61	7.01	1.35	51.4	132.69	33.23

Çizelge 5. 5 ( $\Pi$ - L) tipi IMC & OMC devresi için çözüm uzayı

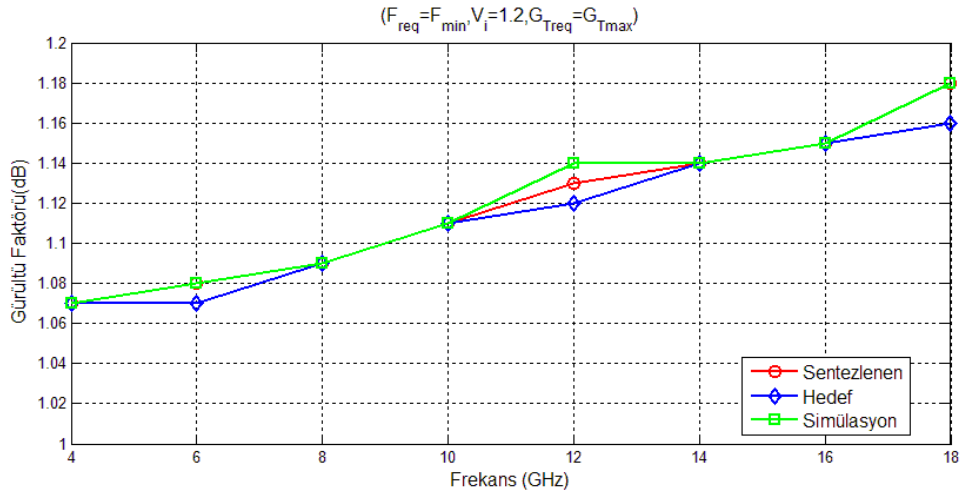
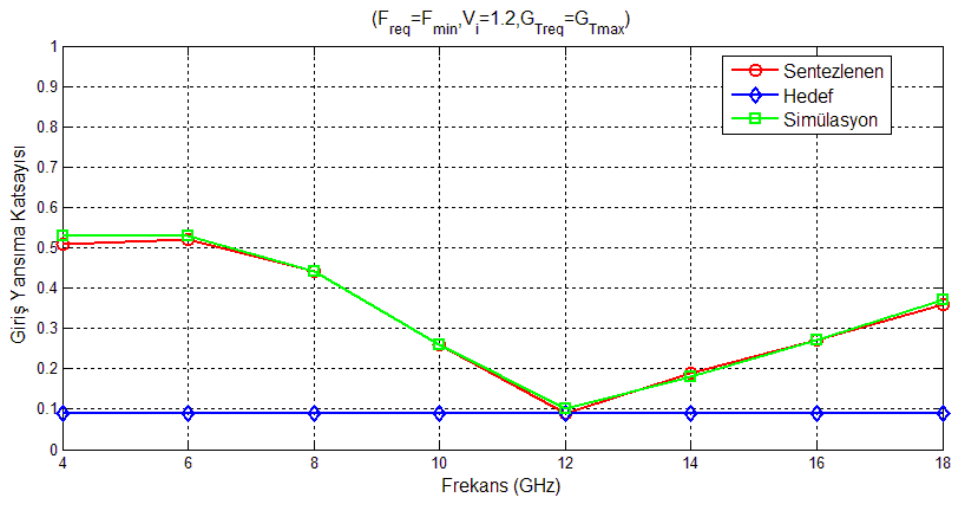
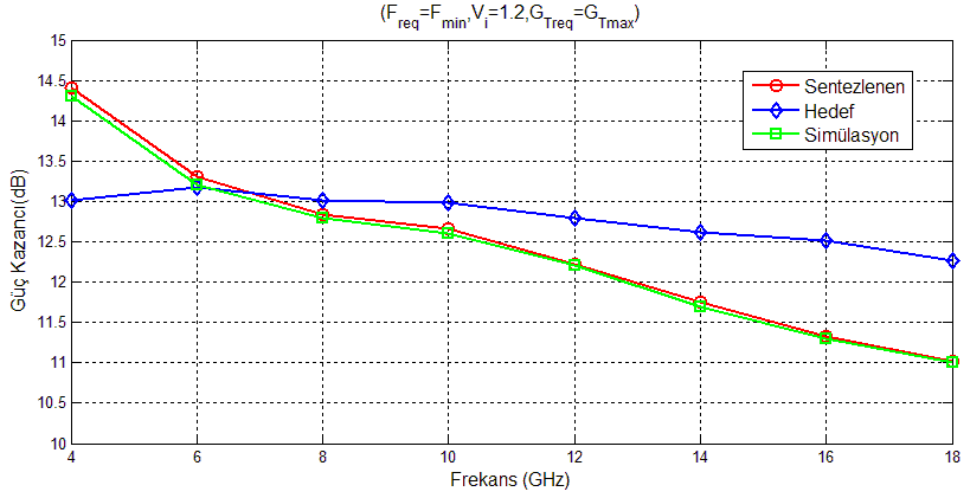
Tip	$l_1$ (cm)	$l_2$ (cm)	$l_3$ (cm)	$Z_1$ ( $\Omega$ )	$Z_2$ ( $\Omega$ )	$Z_3$ ( $\Omega$ )
IMC	0.43	5.98	0.52	27.14	34.5	78.24
OMC	6.91	7.06	-	55.24	136.67	-



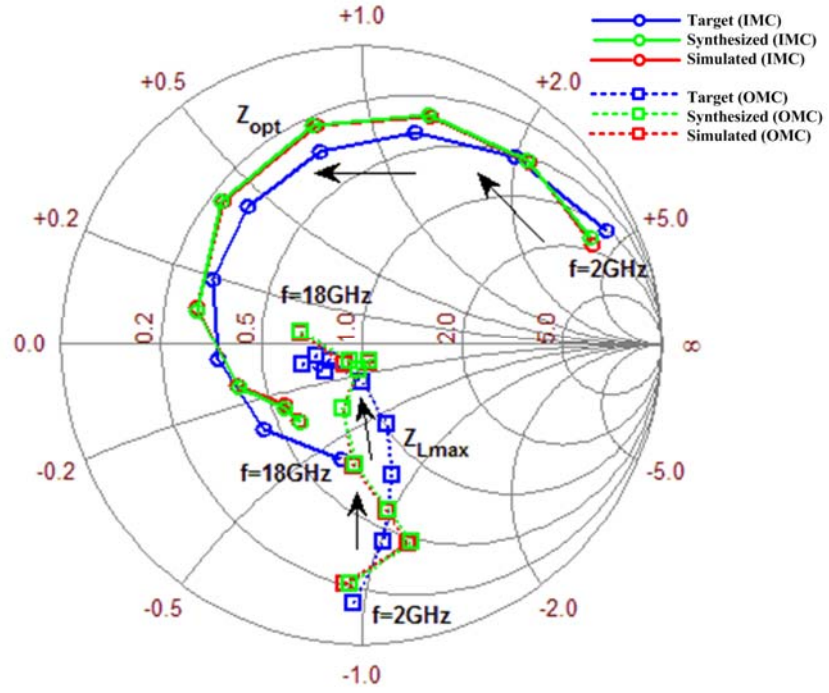
Şekil 5. 18 ( $\Pi$ -  $\Pi$ ) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı



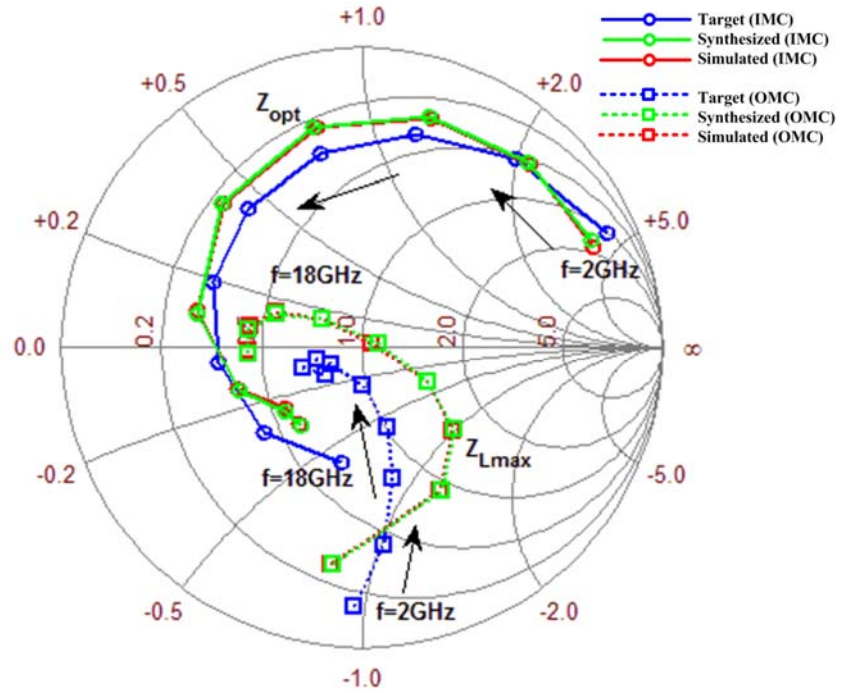
Şekil 5. 19 ( $\Pi$ - T) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı



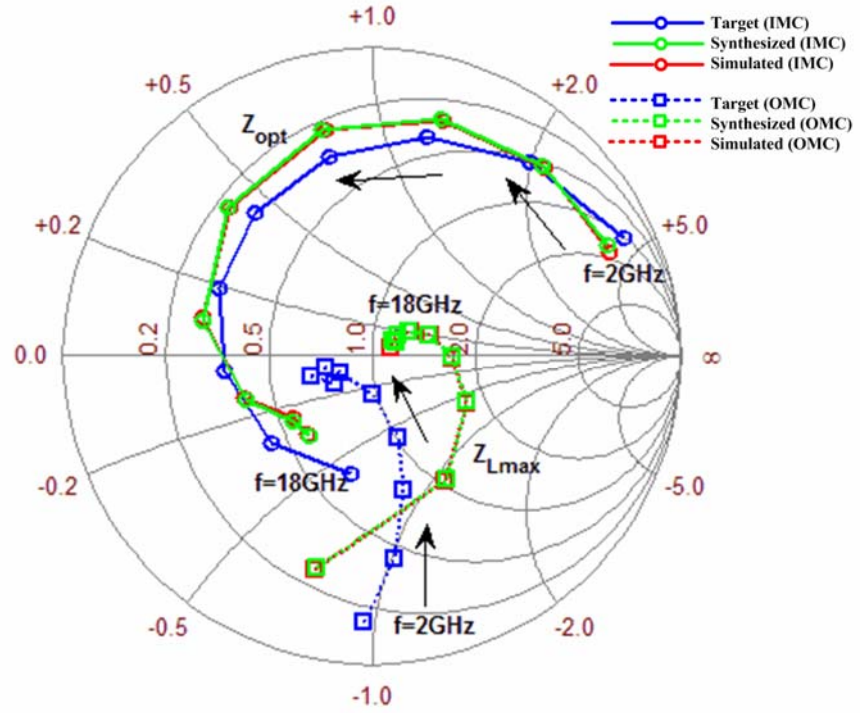
Şekil 5. 20 ( $\Pi$ - L) tipi IMC & OMC için kuvvetlendirici devresinin performansı



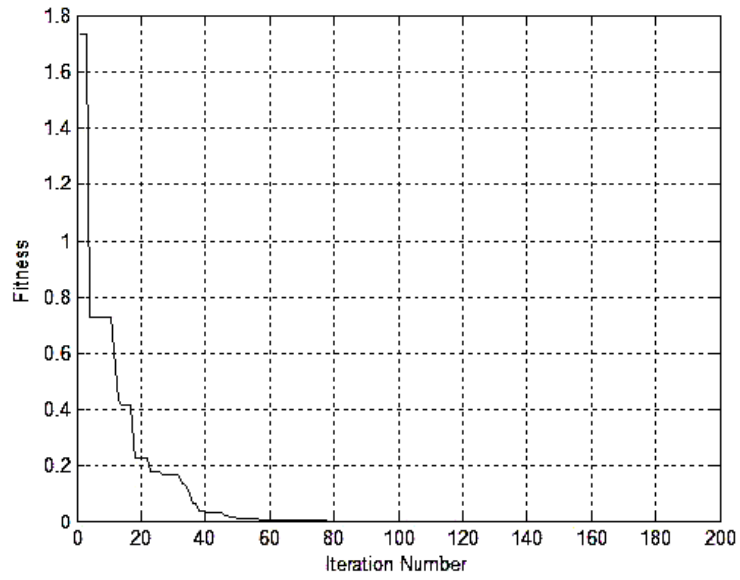
Şekil 5. 21 ( $F_{req} = F_{\min}(f)$ ,  $V_{ireq} = 1.2$ ,  $G_{Treq} = G_{T\max}(f)$ ) için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları ( $\Pi$ -  $\Pi$ )



Şekil 5. 22 ( $F_{req} = F_{\min}(f)$ ,  $V_{ireq} = 1.2$ ,  $G_{Treq} = G_{T\max}(f)$ ) için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları ( $\Pi$ -  $T$ )



Şekil 5. 23  $(F_{req} = F_{min}(f), V_{ireq} = 1.2, G_{Treq} = G_{Tmax}(f))$  için mikrodalga kuvvetlendiricinin kaynak ve yük sonlandırmaları ( $\Pi$ - L)



Şekil 5. 24 Tasarım işleminde kullanılan PSO algoritmasının yakınsama eğrisi

## 5.6 Sonuçlar

Bu çalışmada, yüksek kaliteli bir transistörün performans sınırlamalarını kullanarak geniş-bandlı düşük-gürültülü bir kuvvetlendiricinin tasarımı için bir yöntem sunulmaktadır. Önerilen yöntem, tasarlama sürecinde lineer devre teorisi, gürültü ve haberleşme teorisi ile yapay zeka ve optimizasyon tekniklerinden faydalanan ve disiplinler arası bir mikrodalga tasarım uygulaması olarak kabul edilebilir. Böylece, temel mikrodalga kuvvetlendirici devreleri, uygun olan en geniş çalışma band genişliği boyunca az miktarda giriş uyumsuzluğu  $V_{ireq}$  fedakrlığına karşın minimum gürültü  $F_{min}(\omega_i)$  ve eşlik eden maksimum kararlı kazanç  $G_{Tmax}(\omega_i)$  performanslarını sağlayabilecek şekilde sentezlenebilir. Kuvvetlendirici tasarımı için tanımlanan iki optimizasyon problemi, PSO algoritması ile başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiş ve çeşitli hibrid uydurma devreleri başarılı bir şekilde yapılandırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, çalışmada gerçekleştirilen tek transistörlü kuvvetlendirici tasarımlarının iki veya daha fazla transistörün kullanıldığı benzer kuvvetlendiriciler ile elde edilebilen performansları sergileme yeteneğine sahip olduklarını göstermektedir.

### PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE TEK- VE ÇOK-HEDEFLİ FET MODELLEME

Günümüz RF ve mikrodalga devrelerinde; simülasyon, optimizasyon ve istatistiksel analiz sürecinde ağır hesaplama yüküne yol açan sistem entegrasyonu için giderek artan bir talep vardır. Transistörler gibi aktif elemanlar, modern RF ve mikrodalga sistemlerin esas bileşeni olduğundan, doğruluk ve esneklik açısından modellenme yöntemi ciddi derecede sistem tasarımını ve böylece bütün sistem performansını etkilemektedir. Mikrodalga frekans bölgesinde, lineer bir N-kapılına karakterizasyonu sonlu referans sonlandırmalara göre kapılardaki elektromanyetik dalgaların iletim ve yansımaya dayanmaktadır. Bu davranış titiz matematiksel temeller ile ifade edilmiş ve saçılma parametreleri olarak isimlendirilmiştir [70]. Sonrasında ise, mikrodalga transistörlerin karakterizasyonu, üreticinin veri sayfalarında çalışma frekansı ve kutuplama koşullarına bağlı olarak verilen saçılma parametreleri ile gerçekleştirilmektedir. Böylece, bir mikrodalga transistörün potansiyel performans analizi, saçılma parametreleri veya saçılma parametrelerinden dönüştürülen Z-, Y- gibi diğer parametrelerin kullanılması ile elde edilmektedir. Başlıca performans parametreleri arasında ise kararlılık, kazanç, gürültü, giriş ve çıkış VSWR sayılabilir [13], [55], [64], [68], [71], [72], [73], [74]. Lineer mikrodalga kuvvetlendirici devrelerinin tasarımında s-parametrelerine dayalı transistör modelleri kullanılmaktadır. Örneğin, Paoloni ve D'Agostiono [75], dağılmış kuvvetlendiriciler için uygun bir tasarım yöntemi ile tasarım amaçlı bir FET modeli önermişlerdir ve burada FET modeli elemanlarının etkileri önerilen yeni basitleştirilmiş FET devresinin yeniden hesaplanan elemanları için



tanımlanmış ve hesaba katılmıştır. Paoloni [76], giriş ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış bir FET modeli için güç kazancı ifadelerini model elemanları cinsinden elde eden grafiksel bir yöntem sunmuştur. Ayrıca, Günel [77], maksimum güç kazancını sağlayan FET model elemanlarının elde edilmesi amacıyla kontrollü rasgele arama algoritması ile sürekli parametrelili genetik algoritma yöntemlerine dayanan sürekli hibrid yaklaşımını uygulamıştır. Çalışmada, bulanık hibrid yaklaşım, sürekli parametrelili genetik algoritma ve genetik algoritma gibi diğer gradyan tabanlı olmayan yöntemler de giriş ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış bir FET devre modeli için belirli bir frekans çalışma bandında maksimum güç kazancını sağlayan FET model elemanlarının elde edilmesi problemine uygulanmıştır. Elde edilen FET modellerinin kazanç performansları karşılaştırılmıştır. Farklı bir çalışmada, aynı prosedür FET model elemanlarının talep edilen gürültü parametreleri için elde edilmesi gerçekleştirilmiştir [78].

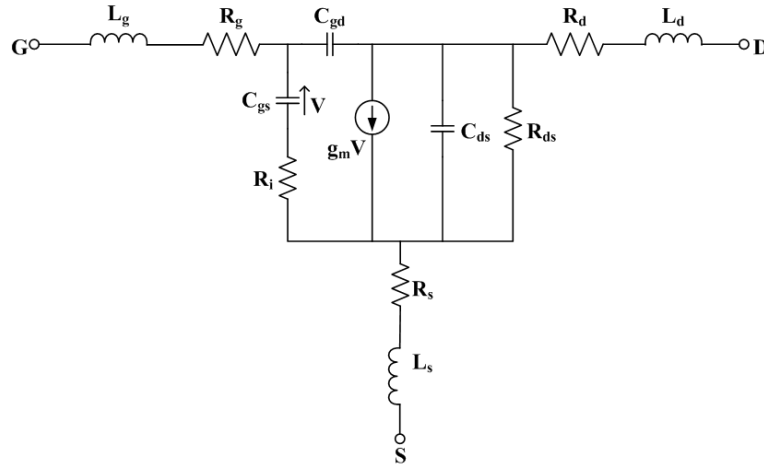
Bu çalışmada, mikrodalga FET model elemanlarının çoklu tasarım hedeflerine göre elde edilmesi çok hedefli optimizasyon problemi olarak sunulmuş ve farklı PSO yaklaşımları ile çözülmüştür. Mikrodalga kuvvetlendirici devrelerinin en önemli elemanı transistörler olduğundan, transistörlerin modellenmesi aşamasında dönüştürücü güç kazancının belirleyici olması elzemdir. Ancak, tasarım aşamasında güç kazancının yanı sıra yansıma ve ters iletim kayıpları da hesaba katılmalıdır. Bu nedenle, talep edilen maksimum güç kazancı, optimum saçılma parametreleri ve maksimum band genişliği gibi hedef fonksiyonlar FET modelleme probleminin çok hedefli optimizasyon problemi olarak ele alınmasını sağlamaktadır. Çok hedefli FET modelleme problemlerinin çözümü için iki farklı PSO yaklaşımı uygulanmıştır. Birinci yaklaşımda, çoklu hedef fonksiyonları yeni bir hedef fonksiyonuna transfer edilmiş ve PSO ile minimize edilmiştir. İkinci yaklaşımda ise PSO algoritması pareto kavramı ile birleştirilmiş ve çok hedefli optimizasyon problemlerinin çözümü için çok hedefli PSO algoritması geliştirilmiştir. Her iki uygulamada da PSO performansları genetik algoritma tabanlı bir yöntem olan ve Deb tarafından geliştirilen NSGA-II (Non-dominated sorting genetic algorithm-II) yöntemi ile karşılaştırılmıştır [79], [80].

## 6.1 Bir Optimizasyon Problemi olarak FET Modelinin Elde Edilmesi

### 6.1.1 FET Devre Modeli ve Elemanları

Küçük-ışaret FET modeli aktif mikrodalga devre çalışmaları için oldukça önemlidir. Bu modeller ölçülmüş s-parametreleri ile cihaz içinde meydana gelen elektriksel işlemler arasında ehemmiyetli bir bağlantı sağlamaktadır. Eşdeğer devredeki elemanların her biri, cihazın fiziğinin bazı özelliklerine göre bir toplu eleman yaklaşımı sağlamaktadır. Uygun bir şekilde seçilen bir topoloji, geniş bir frekans bandı boyunca ölçülmüş s-parametrelerine dört dörtlük bir uyum sağlamaktadır. Model elemanları uygun bir şekilde belirlendiğinde, model ölçüm frekans bandının üzerinde de geçerlidir. Ayrıca, eşdeğer devre eleman değerleri geçit genişliği ile ölçeklendirilebilir ve böylece tasarımcıya farklı boyutlardaki cihazların s-parametrelerini tahmin etme şansını sağlamaktadır.

Standart bir FET modeli Şekil 6.1'de görülmektedir. Literatürde ilave elemanlar içeren başka devre topolojileri de mevcuttur ancak Şekil 6.1'deki topoloji 26 GHz'e kadar ölçülmüş s-parametrelerine uyum sağlamaktadır. Bu topolojinin diğer bir avantajı ise model elemanlarının her birinin elde edilebilmesidir. Şekildeki FET modeli iç ( $g_m$ ,  $C_{gs}$ ,  $R_i$ ,  $C_{ds}$ ,  $R_{ds}$ ,  $C_{gd}$ ) ve dış ( $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$ ,  $L_g$ ,  $L_d$ ,  $L_s$ ) parametreler içermektedir.



Şekil 6. 1 FET küçük-ışaret modeli

Parazitik endüktanslar ( $L_g$ ,  $L_d$ , ve  $L_s$ ) cihazın yüzeyinde biriken metal kaynak tamponlarından ortaya çıkmaktadır ve cihazın yüzey özelliklerine bağlıdır. Genel durumda  $L_g$  ve  $L_d$ , 5-10 pH ve  $L_s$  ise 1 pH civarındadır. Parazitik rezistanslar  $R_d$  ve  $R_s$  omik

bağlantıların rezistanslarının nedenini açıklamak için kullanılmaktadır. Geçit rezistansı  $R_g$  ise geçidin Schottky kontağının metalizasyon rezistansından kaynaklanmaktadır. Modern mikrodalga devreleri için bu üç rezistansın değeri  $1\Omega$  civarındadır.  $C_{gs}$  ve  $C_{ds}$  kapasitansları sırasıyla geçit-kaynak ve geçit-savak gerilimlerine göre fakirleşme yükündeki değişimi modeller.  $C_{ds}$ 'nin eşdeğer devredeki rolü ise, kaynak ve savak elektrodları arasındaki geometrik kapasitans etkilerini izah etmektir. FET'in iç kazanç mekanizması geçiş iletkenliği ( $g_m$ ) ile sağlanmaktadır. Geçiş iletkenliği, giriş gerilimi  $V_{gs}$ 'deki bir değişim için, çıkış akımı  $I_{ds}$ 'deki artan değişimin bir ölçüsüdür. Matematiksel olarak (6.1)'deki gibi ifade edilmektedir:

$$g_m = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{gs}} \quad (6.1)$$

Geçiş iletkenliği mikrodalga uygulamalarında devre elemanının kalitesinin en önemli göstergesidir ve 1 MHz'e kadar frekansla değişmektedir. Ayrıca, geçiş iletkenliği, geçit genişliği ile doğru orantılı ve geçit uzunluğu ile ters orantılı olarak değişmektedir. Çıkış iletkenliği ( $g_{ds} = \frac{1}{R_{ds}}$ ), çıkış gerilimi  $V_{ds}$ 'deki bir değişim için, çıkış akımı  $I_{ds}$ 'deki artan değişimin bir ölçüsüdür. Matematiksel olarak (6.2)'deki gibi ifade edilmektedir:

$$g_{ds} = \frac{\partial I_{ds}}{\partial V_{ds}} \quad (6.2)$$

Yükleme rezistansı ( $R_i$ ), öncelikle  $S_{11}$ 'i gelişmiş bir şekilde eşleyebilmek için eşdeğer devrede bulunmaktadır. Bununla birlikte, birçok cihaz için  $R_g$ ,  $S_{11}$ 'in reel kısmını eşlemek için yeterlidir. Her iki durumda da  $R_i$ , elde edilmesi zor ve fiziksel olarak varlığı tartışmaya açık olan bir devre elemanıdır.

### 6.1.2 Performans Parametreleri

FET küçük-ışaret model elemanları çoğunlukla ölçülmüş s-parametrelerinden elde edilmektedir. Bu amaçla, ölçülmüş s-parametrelerinden FET modeline ulaşmak için çeşitli optimizasyon algoritmaları ve direkt çıkarma yöntemleri kullanılmaktadır. Alternatif olarak, FET modeli için saçılma parametreleri, aşağıda tanımlanan formüller ile de elde edilebilir [76]:

$$S_{11}(f) = \frac{1 + j2\pi f C_{gse} (R_{ie} - R_o) 10^{-3}}{1 + j2\pi f C_{gse} (R_{ie} + R_o) 10^{-3}} \quad (6.3)$$

$$S_{12}(f) = \frac{j2\pi f R_o C_{gd} 10^{-3}}{1 - (2\pi f R_o 10^{-3})^2 C_{gd} C_{gsw} + j2\pi f (2C_{gd} + C_{gsw}) R_o 10^{-3}} \quad (6.4)$$

$$S_{21}(f) = \frac{2R_{dso} g_m}{(1 + j2\pi f R_{io} C_{gse} 10^{-3}) \times (1 + j2\pi f R_{dso} C_{dse} 10^{-3})} \quad (6.5)$$

$$S_{22}(f) = \frac{(1 + j4\pi f C_{gd} R_o 10^{-3}) R_{dsh}}{1 + j2\pi f C_{gdh} (R_{dsh} + 2R_o) 10^{-3} - (2\pi f C_{gdh} 10^{-3})^2 R_{dsh} R_o} \quad (6.6)$$

Burada;  $R_o = 50\Omega$  ve eşitlikteki bilinmeyen diğer parametreler FET model elemanları cinsinden ifade edilebilir [76], [77]:

$$R_{dso} = R_o R_{dse} / (R_o + R_{dse}) \quad (6.7)$$

$$R_{dsh} = R_d + R_s + R_{ds} (1 + g_m R_s) \quad (6.8)$$

$$C_{gdh} = C_{gd} \left( 1 + R_o g_m + \frac{C_{ds}}{C_{gd}} \right) \quad (6.9)$$

$$C_{gsw} = R_o C_{gd} \left( g_m + \frac{1}{R_{ds}} \right) + C_{gs} \left( 1 + \frac{R_o}{R_{ds}} \right) + C_{ds} \quad (6.10)$$

$$C_{gse} = C_{gs} + C_{gd} (1 - g_a) \quad (6.11)$$

$$C_{dse} = C_{ds} + C_{gd} (g_a - 1) / g_a \quad (6.12)$$

$$R_{ie} = R_i + R_s + R_g \quad (6.13)$$

$$g_a = -g_m \frac{R_o R_{dse}}{R_o + R_{dse}} \quad (6.14)$$

$$R_{dse} = \frac{R_o + R_{ds}}{r_a + R_o} \quad (6.15)$$

$$r_a = R_d + R_s (1 + g_m R_{ds}) \quad (6.16)$$

Burada  $f$  talep edilen frekans bandındaki frekans değerleridir. Eşitliklerden de rahatlıkla görüldüğü üzere saçılma parametreleri FET model elemanları cinsinden ifade edilebilmektedir ve burada parazitik endüktanslar  $L_g$ ,  $L_d$  ve  $L_s$  ihmal edilmiştir.

Genel durumda güç kazancı:

$$G_T \triangleq \frac{P_L}{P_{AS}} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad (6.17)$$

ile ifade edilmektedir [27]. Girişi ve çıkışı  $50\Omega$  ile sonlandırılmış durumda güç kazancı:

$$G_T(f) = |S_{21}(f)|^2 \quad (6.18)$$

haline indirgenir.

Performans parametreleri ile FET model elemanları arasındaki ilişkiyi ifade ettikten sonra ilave olarak bir parametreyi de incelemek yararlı olacaktır. Kararlılık parametreleri  $\mu$ ,  $k$  ve  $\Delta$  saçılma parametreleri cinsinden verilebilir. Kuvvetlendirici devreleri için temel koşulsuz kararlılık şartları [55], [72], [74]:

$$\mu \triangleq \frac{1-|s_{11}|^2}{|s_{22}-s_{11}^*\Delta|+|s_{21}s_{12}|} > 1 \quad (6.19)$$

$$k \triangleq \frac{1-|s_{11}|^2-|s_{22}|^2+|\Delta|^2}{2|s_{12}||s_{21}|} > 1 \quad (6.20)$$

$$|\Delta| \triangleq |s_{11}s_{22}-s_{12}s_{21}| < 1 \quad (6.21)$$

Maksimum kararlı kazanç  $G_{ms}$  ( $k < 1$ ) ve elde edilebilir maksimum kazanç  $G_{max}$  ( $k > 1$ ) ise [55]:

$$G_{ms} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} \quad (6.22)$$

$$G_{max} = \frac{|s_{21}|}{|s_{12}|} (k - \sqrt{k^2 - 1}) \quad (6.23)$$

Koşulsuz kararlılık durumunda, (6.23) ile verilen maksimum kazancı sağlayan giriş ve çıkış kapılarında  $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$  ve  $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$  eşitliği söz konusudur ve burada  $\Gamma_S$  ve  $\Gamma_L$  kaynak ve yük yansıma katsayıları ve  $\Gamma_{in}$  ve  $\Gamma_{out}$  giriş ve çıkış kapılarındaki yansıma katsayılarıdır ve:

$$\Gamma_{in} = f(\Gamma_L) = s_{11} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_L}{1-s_{22}\Gamma_L} \quad (6.24)$$

$$\Gamma_{out} = g(\Gamma_S) = s_{22} + \frac{s_{12}s_{21}\Gamma_S}{1-s_{11}\Gamma_S} \quad (6.25)$$

şeklinde ifade edilmektedirler.

## 6.2 Çok Hedefli Optimizasyon

### 6.2.1 Tanım

Çok hedefli optimizasyon,  $m$  adet hedef fonksiyonun ( $\vec{f}(\vec{x}) = (f_1(\vec{x}), f_2(\vec{x}), \dots, f_m(\vec{x}))$ )  $X$  karar uzayında tanımlanan kısıtlamalara ve  $n$  adet karar değişkenine göre eşzamanlı olarak minimizasyon veya maksimizasyon işlemidir. Çok hedefli optimizasyon problemlerinde kullanılan yöntemlerden biri her bir hedefi tek bir hedef fonksiyonunda bir araya getirmektir. Hedef fonksiyonlarını bir araya getirmede en çok kullanılan yöntem ise, bu fonksiyonları ağırlıklı doğrusal toplamlar şeklinde ifade etmektir. Her bir hedef fonksiyonunun çarpılması gereken ağırlıklar, hedefin toplam fonksiyon içindeki ağırlığını kaybetmeyeceği şekilde seçilmelidir. Elde edilecek değerlerin her bir hedef için belirlenmiş ağırlıklara bağlı olacağı açıktır. Buna rağmen her bir hedef fonksiyonu için tanımlanmış ağırlık değerleri, uygun olarak seçilerek oluşturulmuş bir doğrusal toplam fonksiyonu, herhangi bir optimizasyon algoritması ile optimize edilerek oldukça başarılı değerler elde edilebilir. Çok hedefli optimizasyon problemlerinde kullanılan en geçerli yöntemlerden bir diğeri de pareto optimal analizidir.

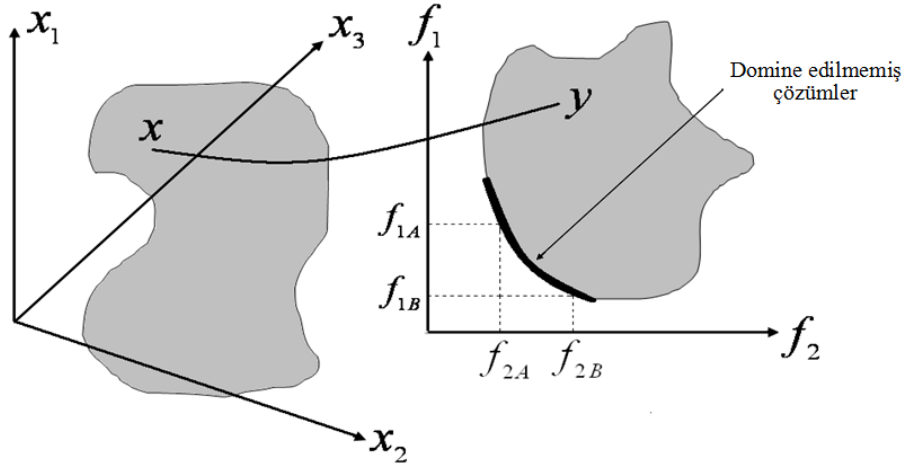
### 6.2.2 Pareto Optimal Analizi

Çok hedefli optimizasyon problemlerinde birbirleri ile çelişen hedefler olmasından dolayı, optimizasyon problemin çözümünü sadece tekil bir çözüm noktası veya vektörü ile tanımlamak ve diğer çözüm noktalarından daha iyi olduğunu her zaman garanti etmek mümkün değildir. Bunun yerine, domine edilmemiş çözümler olarak isimlendirilen bir optimal çözüm kümesi bir hedefteki performansının diğer hedefin performansından fedakarlık yapmadan geliştirilemediği çözüm noktalarını içermektedir (Şekil 6.2). Bu çalışmada, ikinci optimizasyon uygulamasında kullanılan diğer bir

yöntem de pareto optimal analizidir ve bu aşamada pareto baskınlık ilişkileri kullanılmaktadır. Örneğin;  $\vec{x}_1, \vec{x}_2 \in X$   $m$  adet hedef fonksiyonuna sahip bir çok hedefli bir optimizasyon probleminde iki çözüm vektörü olsun. Bu iki çözüm vektörü arasındaki pareto baskınlık ilişkisi şu şekilde ifade edilebilir.

- $\vec{x}_1 \preceq \vec{x}_2$  ( $\vec{x}_1, \vec{x}_2$ 'ye az baskındır) eğer ve sadece eğer  $f_i(\vec{x}_1) \leq f_i(\vec{x}_2)$ , her  $i \in \{1, 2, \dots, m\}$  için,
- $\vec{x}_1 \prec \vec{x}_2$  ( $\vec{x}_1, \vec{x}_2$ 'ye baskındır) eğer ve sadece eğer  $\vec{x}_1 \preceq \vec{x}_2$  ve  $f_j(\vec{x}_1) < f_j(\vec{x}_2)$  en az bir  $j \in \{1, 2, \dots, m\}$  için,
- $(\vec{x}_1 \sim \vec{x}_2)$  ( $\vec{x}_1, \vec{x}_2$ 'den farksızdır) eğer ve sadece eğer  $\vec{x}_1 \vec{x}_2$ 'ye baskın değildir ve  $\vec{x}_2 \vec{x}_1$ 'e baskın değildir.

$\vec{x}_1$  ve  $\vec{x}_2$ 'nin diğer çözüm vektörlerine baskın oldukları ve birbirlerine ise baskın olmadıkları durumda bu iki çözüm vektörü karşılıklı olarak optimal çözüm olarak kabul edilir ve pareto-optimal olarak isimlendirilmektedir. Pareto optimal çözüm kümesi, farklı hedef fonksiyonları arasındaki ödünleşim yüzeyini ifade etmektedir ve bu kümeye pareto sınırı (front) denir.



Şekil 6. 2 Pareto analizinde parametre uzayının hedef uzayına eşlenmesi

### 6.3 Geliştirilen Çok Hedefli PSO Algoritması

Tek hedefli PSO algoritmasında, parçacıklar en iyi performansa sahip olan parçacığın rehberliğinde optimum çözüm noktasını ararlar. Global optimum tekil bir çözüm

noktasında olduğundan en iyi performansa sahip parçacığa göre pozisyon değiştirmek oldukça mantıklı bir davranıştır. Ancak, çok hedefli optimizasyon problemlerinde çözüümü ifade eden birden çok çözüm noktası bulunduğundan pareto sınırı üzerindeki her bir çözüm noktası parçacıklara rehberlik yapabilir ve çok hedefli optimizasyon probleminin PSO algoritması ile çözümlenmesinde “global best” kavramının yerini “local best” kavramı almaktadır [81], [82]. Bu noktada, her bir parçacık uygun bir rehber seçmek pareto optimal çözüm kümesini elde edebilmek için çok önemli bir aşamadır.

Bu amaçla, tek hedefli PSO algoritması çok hedefli optimizasyon problemlerinin üstesinden gelebilmesi için algoritma pareto yaklaşımı ile geliştirilmiştir. Her bir parçacık için en uygun rehber parçacığı seçmek üzere parçacıklar arasındaki minimum açısal mesafe bilgisi kullanılmıştır. Geliştirilen PSO algoritmasının aşamalarını izah edersek:

1. Optimizasyon probleminin boyutu, optimize edilecek parametrelerin alt ve üst sınırları, hedef fonksiyonları ve parçacık sayısı belirlenir.
2. Parçacıkların pozisyonları alt ve üst sınırlar arasında rasgele tayin edilir. Parçacıkların ilk hız değerleri sıfır olarak tayin edilir ve her bir parçacığın ilk bireysel en iyi konumları ilk konumlarına eşitlenir. Her bir iterasyonda en iyi çözümleri saklamak üzere arşiv oluşturulur.
3. Sürüdeki her bir parçacık hedef fonksiyonlarına uygulanır ve parçacıkların hedef fonksiyon performansları hedef uzayına eşleştirilir. Her bir parçacık hedef uzayındaki performansını ve geçmiş performanslarını karşılaştırarak bireysel performansını günceller. Bütün parçacıkların performansları hedef uzayına eşleştirildikten sonra pareto sınırı üzerindeki çözüm kümeleri arşivde depolanır. Her bir parçacık kendisine en iyi rehberi (local best) seçerek ve kendi bireysel performansını hatırlayarak hızını ve konumunu günceller. En iyi rehberi seçme işleminin şu şekilde izah edilebilir:

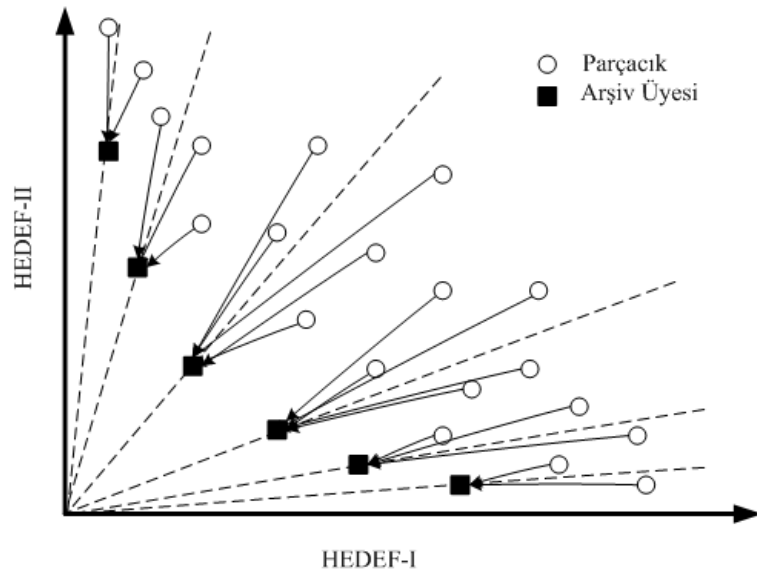
Arşivde depolanan domine edilmemiş çözümler, Kartezyen koordinatlardan kutupsal koordinatlara eşleştirilir. Böylece her çözüm yarıçap ve kutupsal açı cinsinden ifade edilir.  $N$ , arşivde depolanan optimal çözüm sayısı olsun.  $A_{ij}$  ( $i = 1, \dots, N$  ve  $j = 1, 2$ ) optimal



çözümlerin hedef uzayındaki değerlerini göstermektedir. Arşivde depolanan çözümler aşağıda gösterildiği gibi kutupsal koordinatlara eşleştirilirler:

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ A_{N1} & A_{N2} \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} r_1 & \theta_1 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ r_N & \theta_N \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

Benzer şekilde, hedef uzayındaki her bir parçacık da eşleştirilerek bir yarıçap ve kutupsal açı değerine sahip olurlar. Daha sonra, her bir parçacık arşiv üyelerinden kendisine en yakın kutupsal açı değerine sahip üyeyi kutupsal açı mesafelerini ölçerek bulur ve kendine rehber olarak tayin eder ve parçacıklar hız ve konumlarını kendi bireysel tecrübelerinden faydalanarak ve atadığı rehber öncülüğünde değiştirir. Böylece, parçacıkların pozisyonlarını pareto sınırlarına doğru değiştirmeleri garantilenmiş olur. Parçacıkların gösterdiği bu davranış Şekil 6.3'te gösterilmiştir.



Şekil 6. 3 Geliştirilen PSO algoritmasında en uygun rehberi seçme işlemi

#### 6.4 Tek/Çok Hedefli FET Modelleme Problemi

Saçılma parametreleri, güç kazancı ve kararlılık gibi performans parametreleri FET model elemanları cinsinden (6.3)-(6.21) ile elde edilmiştir. Bu ifadelerden faydalanarak tek ve çok hedefli optimizasyon uygulamalarından oluşan üç çalışma gerçekleştirilmiştir. Tek ve çok hedefli optimizasyon uygulamalarında dokuz adet FET

model elemanı ( $g_m, C_{gs}, R_i, C_{ds}, R_{ds}, C_{gd}, R_g, R_d, R_s$ ) bilinmeyen ve modellenecek olan parametreler olarak seçilmiştir.

#### 6.4.1 Tek Hedefli FET Modelleme Problemi

Birinci optimizasyon uygulaması tek hedefli bir optimizasyon uygulamasıdır. Bu uygulamada belirli bir çalışma frekans bandında maksimum güç kazancını sağlayan FET model elemanlarının elde edilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, PSO algoritması ile minimize edilmek istenen hedef fonksiyonu (6.27)'de verilmiştir:

$$HF_1 = - \sum_{i=1}^n G_T(f_i) \quad (6.27)$$

Burada  $n$  belirlenen frekans bandındaki frekans noktalarıdır. Hedef fonksiyonunu minimize etmek, seçilen frekans bandında güç kazancını maksimize etmeye denktir. Optimizasyon sürecinde frekans bandı 15–20 GHz aralığında alınmıştır.

#### 6.4.2 Çok Hedefli FET Modelleme Problemleri

Tek hedefli optimizasyon probleminde FET model elemanları sadece maksimum güç transferine göre optimize edilmektedir. Ancak, elde edilen FET modelinin kuvvetlendirici devrelerinde kullanılabilmesi amacıyla güç kazancına ilaveten yansıma kayıplarının da iyileştirilmesi gerekmektedir. Bu nedenle, gerçekleştirilen bu optimizasyon uygulamasında güç kazancı, giriş ve çıkış yansıma kayıpları gibi optimum saçılma hedeflerinin eşzamanlı optimizasyonu sonucunda çok hedefli FET modeli elde edilmiştir. Bu amaçla iki çalışma gerçekleştirilmiştir. Birinci çalışmada hedef fonksiyonlarının hepsi tek bir hedef fonksiyonuna transfer edilerek PSO algoritması ile minimizasyonu sonucu FET modeli elde edilmiştir. Diğer uygulamada ise, genetik algoritma tabanlı NSGA-II algoritması ile çok hedefli optimizasyon problemine ait pareto optimal çözüm kümesi elde edilmiştir ve PSO performansı incelenmiştir.

##### 6.4.2.1 Optimum Saçılma Parametreleri için FET Modelleme

İlk çok hedefli optimizasyon uygulamasında, FET için performans parametreleri olarak güç kazancı, giriş/çıkış yansıma ( $s_{11}/s_{22}$ ) ve ters iletim ( $s_{12}$ ) kayıpları belirlenmiştir. Giriş ve çıkışı 50Ω ile sonlandırılmış sistem için kaynak ve yük yansıma katsayıları  $\Gamma_s = \Gamma_L = 0$

olduğundan, cihazın giriş ve çıkışındaki yansıma katsayıları (6.24) ve (6.25)'ten  $\Gamma_{in} = S_{11}$  ve  $\Gamma_{out} = S_{22}$  olmaktadır. Dolayısıyla, cihazın giriş ve çıkışındaki yansıma kayıplarını düşük seviyede tutabilmek için,  $S_{11}$  ve  $S_{22}$  kuvvetlendirici devrelerinde kullanılabilmesi için FET modelleme aşamasında hesaba katılmalıdır. Ayrıca, ters iletim ( $S_{12}$ ) katsayısı da minimize edilmesi gereken diğer bir parametredir.  $50\Omega$  sistem için,  $\Gamma_s = \Gamma_L = 0$  olduğundan giriş ve çıkış katının kazanca etkisi olmadığından güç kazancı sadece  $S_{21}$ 'e bağlıdır (6.17). FET cihazın kuvvetlendirici devrelerinde kullanılabilmesi için cihazın bu temel performans parametrelerine bağlı olarak modellenmesi gerekmektedir. Bu amaçla, bütün performans parametrelerini içeren hedef fonksiyonu (6.28)'te verilmiştir:

$$HF_2 = \sum_{i=1}^n \left| \frac{S_{11}(f_i) \times S_{12}(f_i) \times S_{22}(f_i)}{G_T(f_i)} \right| \quad (6.28)$$

(6.28)'te verilen hedef fonksiyonunu minimize etmek eşzamanlı olarak kayıpları minimize ve güç kazancını maksimize etmeye denktir. Burada  $n$  belirlenen frekans bandındaki frekans noktalarıdır. Frekans bandı yine 15–20 GHz aralığında alınmıştır.

Çok hedefli optimizasyon uygulamasında PSO'nun başarısını test etmek amacıyla aynı uygulama pareto sınırı ile de karşılaştırılmıştır. Pareto sınırı tanımlanan hedef fonksiyonları için en uygun çözüm kümelerini sağlamaktadır. Bu amaçla, MATLAB'da bulunan "Pareto optimization with Genetic Algorithm" yaklaşımı ile  $HF_2$  hedef fonksiyonu iki ayrı hedef fonksiyonuna dönüştürülmüş ve bu hedef fonksiyonları için FET model elemanları optimize edilmiştir. Hedef fonksiyonları:

$$Hedef_1 = \sum_{i=1}^n |S_{11}(f_i)| \times |S_{12}(f_i)| \times |S_{22}(f_i)| \quad (6.29)$$

$$Hedef_2 = - \sum_{i=1}^n G_T(f_i) \quad (6.30)$$

şeklinde tayin edilerek yansıma ve ters iletim kayıpları bir hedef fonksiyonunda, güç kazancı ise diğer hedef fonksiyonunda tanımlanmıştır.

#### 6.4.2.2 Maksimum Band Genişliği ve Optimum Saçılma Parametreleri için FET Modelleme

Yansıma kayıpları (6.29) ve güç kazancı (6.30) ile tanımlanan hedef fonksiyonları 15-20 GHz çalışma band aralığında tanımlanmıştır. Bu uygulamada ise, tanımlanmış olan hedef fonksiyonlarına ilave olarak maksimum çalışma band genişliği hedeflenmektedir. Belirlenen performans talepleri ise iki hedef fonksiyonunda tanımlanmıştır:

$$Hedef_1 = \min\left(\frac{1}{f_2 - f_1}\right) \quad (6.31)$$

$$Hedef_2 = \min\left(\frac{\sum_{f=f_1}^{f_2} |S_{11}(f) \times S_{12}(f) \times S_{22}(f)|}{\sum_{f=f_1}^{f_2} |S_{21}(f)|^2}\right) \quad (6.32)$$

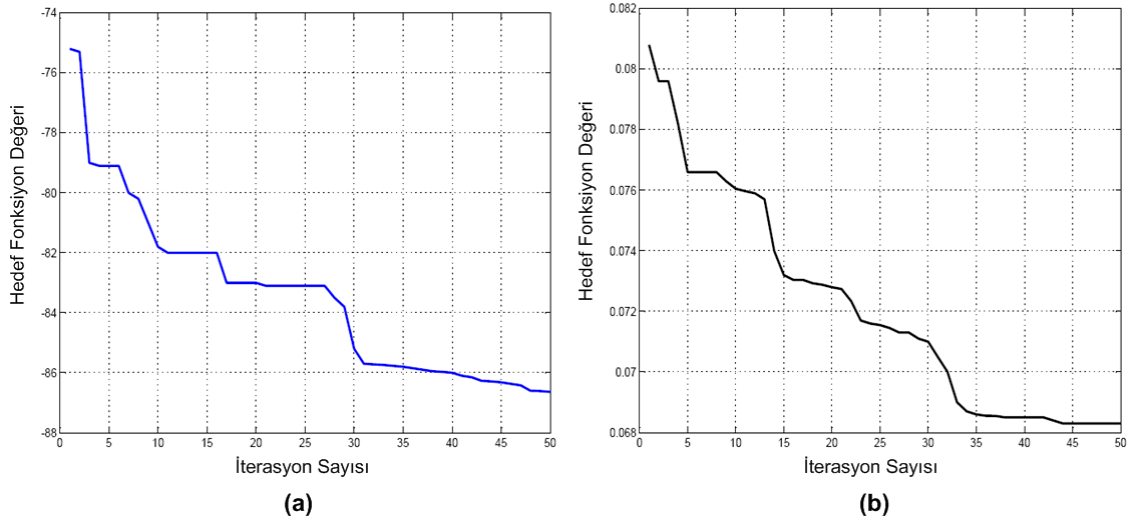
İlk hedef fonksiyonu band genişliğini maksimize etmeyi amaçlamaktadır ve burada  $f_1$  1GHz ve  $f_2$  ise,  $|S_{21}| > 1$  dB değerini sağlayan maksimum frekans değeri olarak tayin edilmiştir. Diğer hedef fonksiyonu ise, güç kazancını maksimize etmeyi ve kayıpları da minimize etmeyi amaçlamaktadır.

Bu uygulamada, tanımlanan hedef fonksiyonlarından da anlaşıldığı üzere tekil bir çözüm noktası/vektöründen ziyade optimal veri kümesi araştırılmaktadır. Bu amaçla FET modelleme problemine Bölüm 6.3'te tanıtılan çok hedefli PSO algoritması uygulanmıştır. PSO algoritması ile elde edilen pareto sınırının başarı performansı ise, yine NSGA-II algoritması ile elde edilen pareto sınırı ile kıyaslanarak değerlendirilmiştir.

#### 6.5 FET Modelleme Uygulamaları

Birinci optimizasyon uygulamasında PSO algoritması ile minimize edilen hedef fonksiyonuna (6.27), ayrıca Günel [77] tarafından kullanılan dört farklı yöntem de uygulanmıştır ve elde edilen FET modellerinin saçılma ve güç kazancı performansları karşılaştırılmıştır. Diğer taraftan, ikinci optimizasyon problemi olarak tanımlanan çok hedefli FET modelleme uygulaması gerçekleştirilmiştir. (6.28)'te ifade edilen hedef fonksiyonu PSO algoritması ile minimize edilmiştir. Elde edilen FET modelinin saçılma ve güç kazancı performansı tek hedefli FET modelleri ile kıyaslanmıştır. Ayrıca, çok

hedefli optimizasyon problemine ait pareto sınırı NSGA-II algoritması ile elde edilmiştir. Hedef fonksiyonu düzleminde elde edilen pareto sınırına göre PSO algoritmasının performansı incelenmiştir. PSO algoritmasının tek ve çok hedefli optimizasyon uygulaması sonucunda elde edilen FET modellerinin kararlılık analizi de yapılmıştır.



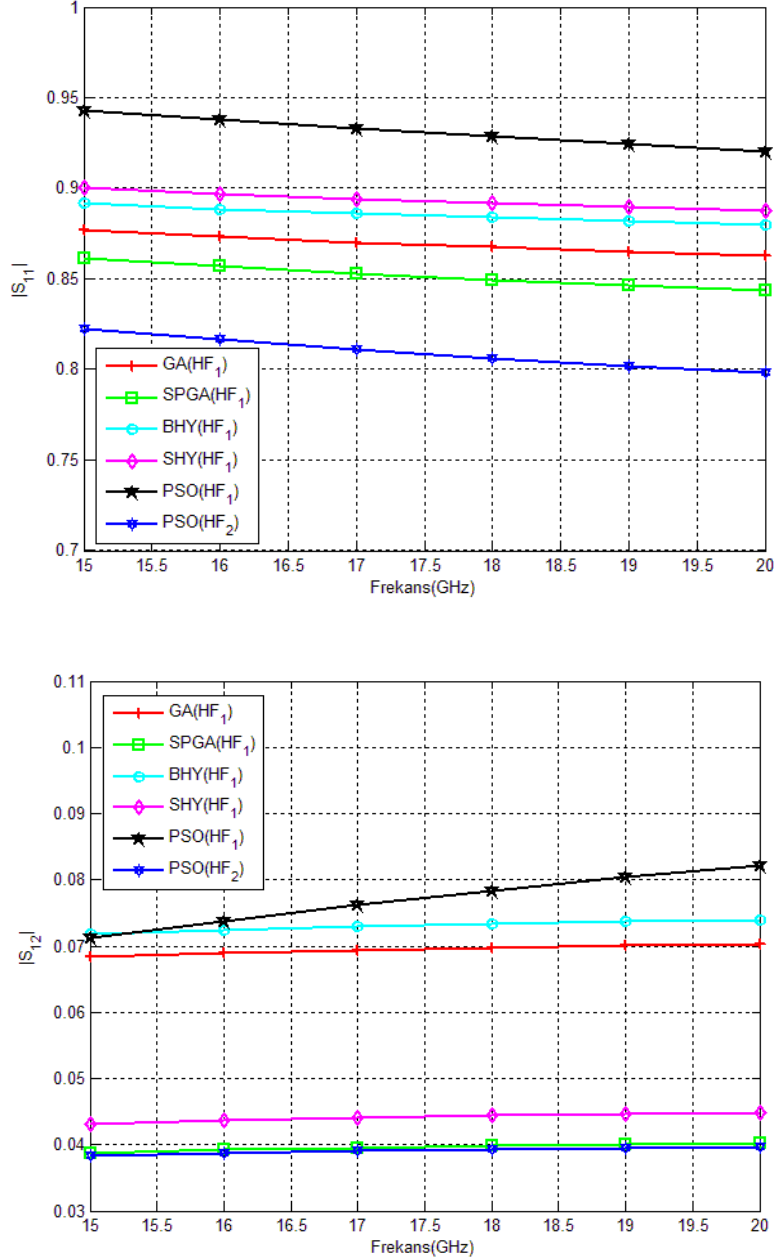
Şekil 6. 4 (a) HF<sub>1</sub> (b) HF<sub>2</sub> için PSO algoritmasının yakınsama eğrileri

Çizelge 6. 1 HF<sub>1</sub> & HF<sub>2</sub> için FET Model Eleman Değerleri

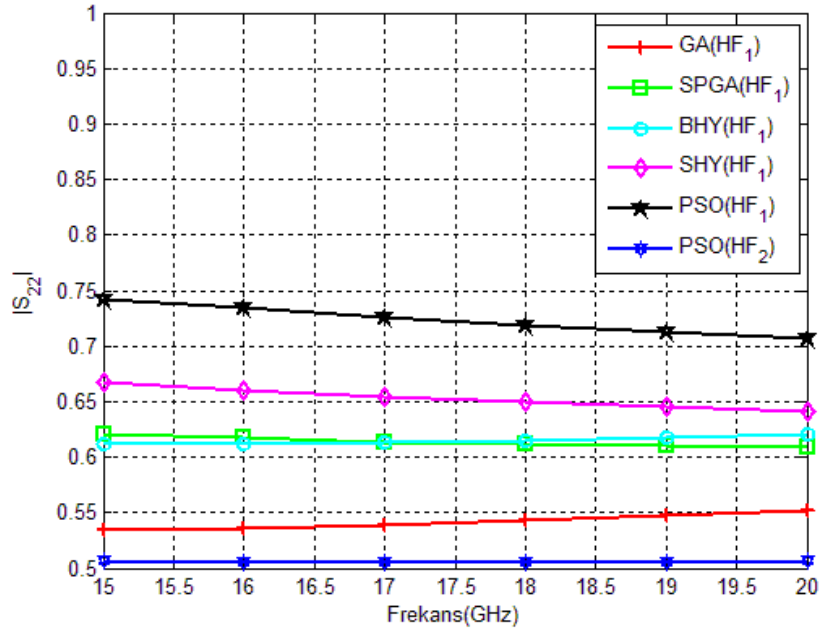
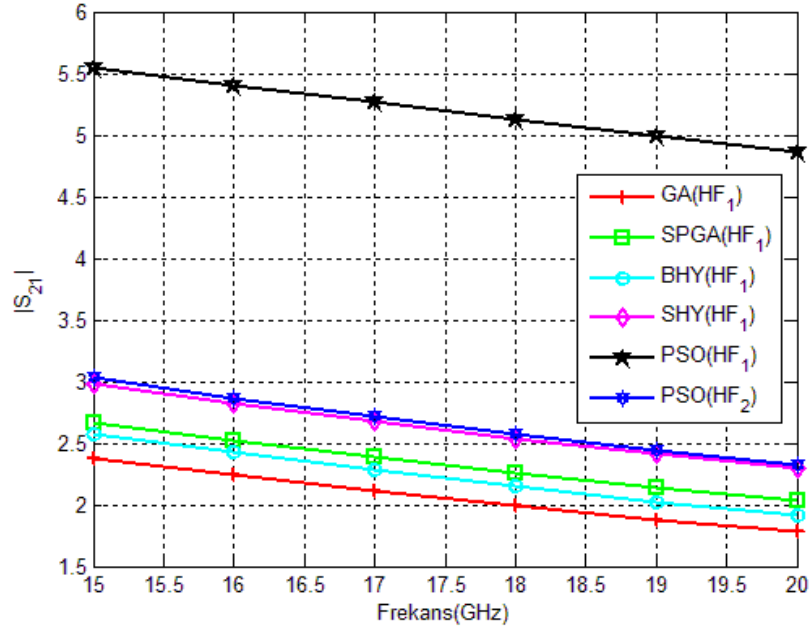
FET Model Elemanları	PSO HF <sub>1</sub>	PSO HF <sub>2</sub>	Çözüm Uzayı	
$g_m(S)$	0.08	0.08	0.04	0.08
$C_{gs}(pF)$	0.1	0.279	0.1	0.6
$R_i(\Omega)$	3.1056	5.997	2	6
$C_{ds}(pF)$	0.0237	0.076	0.02	0.08
$R_{ds}(\Omega)$	594.4867	200.424	200	600
$C_{gd}(pF)$	0.01	0.01	0.01	0.02
$R_g(\Omega)$	0.7858	0.932	0.1	1
$R_d(\Omega)$	0.2775	0.142	0.1	1
$R_s(\Omega)$	0.7206	0.102	0.1	1

PSO uygulamalarında algoritma 35 ile 50 arasında değişen iterasyon sayısında optimum değere yakınsamıştır. Pentium 4, 3 GHz işlemci ve 512 MB RAM performans özelliklerine sahip olan bir bilgisayarda gerçekleştirilen bu işlemler 1.55 ile 2.25 sn arası sürede gerçekleştirilmiştir. Her iki hedef fonksiyonu için PSO algoritması ile elde edilen yakınsama eğrileri Şekil 6.4'te verilmiştir.

Bir sonraki aşamada, PSO algoritması ile elde edilen FET modellerinin performansları Günel [77] tarafından uygulanan genetik algoritma (GA), sürekli parametrelili genetik algoritma (SPGA), bulanık hibrid yaklaşım (BHY) ve sürekli hibrid yaklaşım (SHY) gibi farklı algoritmalarca elde edilen tek hedefli FET modellerinin saçılma performansları ile karşılaştırılmıştır. Şekil 6.5'te tek hedefli ve çok hedefli FET modellerinin S-parametrelerinin genlikleri verilmiştir.



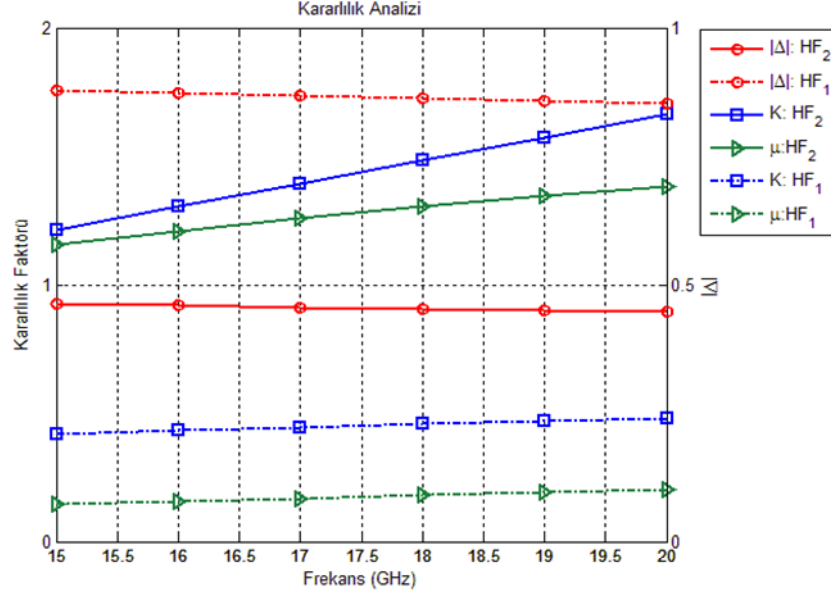
Şekil 6. 5 Farklı algoritmalarla elde edilen FET modellerinin s-parametreleri



Şekil 6.5 Farklı algoritmalarla elde edilen FET modellerinin s-parametreleri (devam)

Şekil 6.5'ten görüldüğü üzere çok hedefli PSO FET modeli, diğer tek hedefli FET modelleri ile kıyaslandığında en iyi saçılma performansına sahiptir. Bununla birlikte, tek hedefli PSO FET modelinin, diğer FET modellere kıyasla  $|S_{11}|$  ve  $|S_{22}|$  yansıma ile  $|S_{12}|$  ters iletim değerlerindeki kötüleşme pahasına maksimum güç kazancı sağlayan FET modeli olduğu da görülmektedir. Şekil 6.6'da ise tek hedefli ve çok hedefli PSO FET modellerinin bütün çalışma frekans bandı boyunca kararlılık performansları

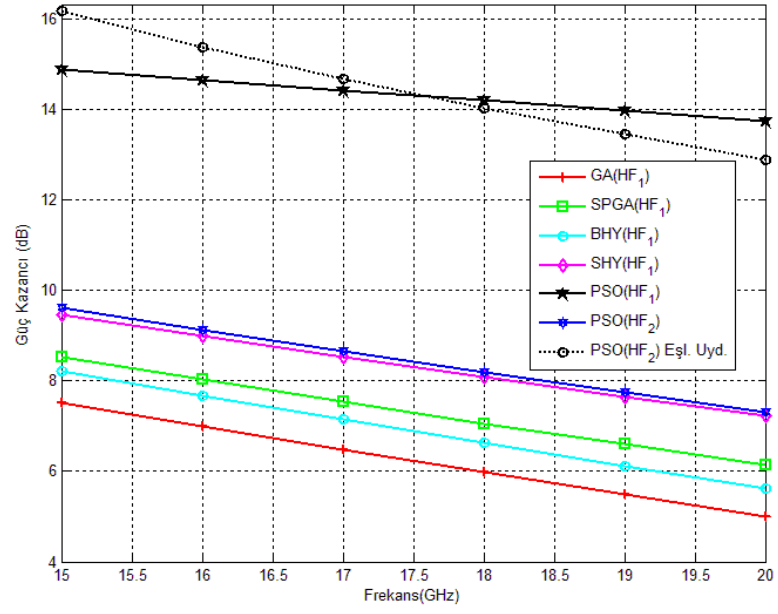
verilmektedir. (6.19)-(6.21) ile verilen kararlılık koşulları uyarınca çok hedefli PSO FET modelinin bütün çalışma bandı boyunca koşulsuz kararlı ve tek hedefli PSO FET modelinin ise koşullu kararlı olduğu görülmektedir.



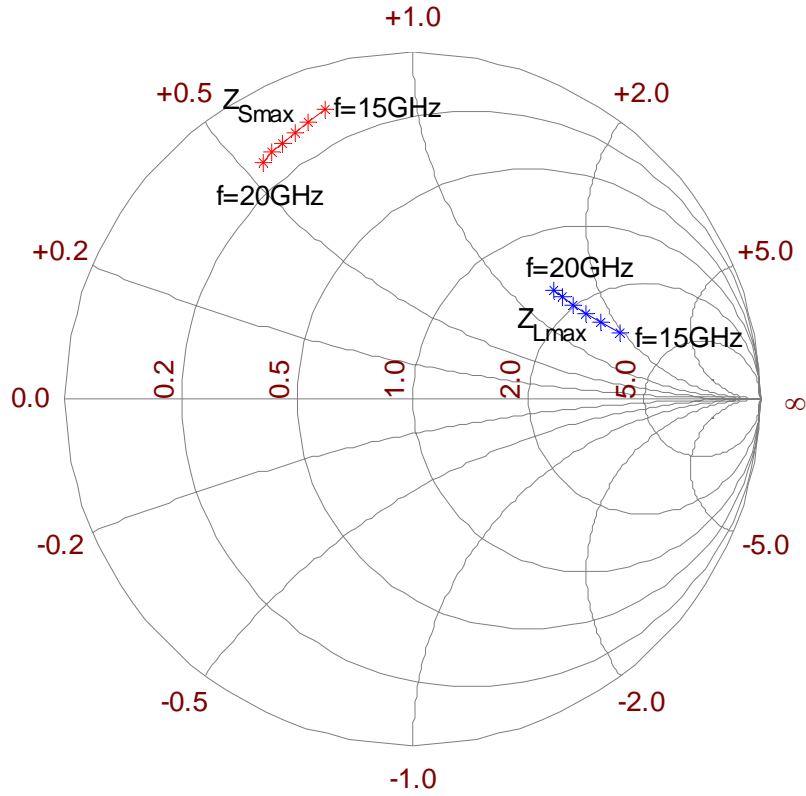
Şekil 6. 6 Tek ve çok hedefli PSO FET modellerinin kararlılık analizi

Elde edilen FET modellerinin güç kazancı karakteristikleri ise, Şekil 6.7’de gösterilmiştir. (6.23) ile ifade edilen elde edilebilir maksimum kazancı da şekilde verilmiştir. Elde edilebilir maksimum kazancı için eşzamanlı eşlenik uydurmayı sağlayan giriş ve çıkış sonlandırma çifti ise, Şekil 6.8’deki smith abağında gösterilmiştir.





Şekil 6. 7 Tek ve çok hedefli PSO FET modellerinin ve eşzamanlı eşlenik uydurulan PSO FET Modelinin güç kazancı değişimleri

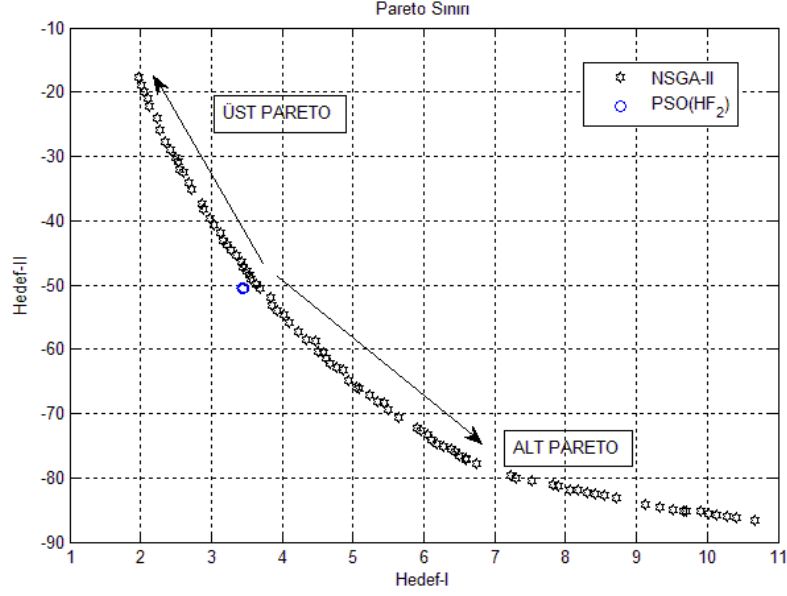


Şekil 6. 8 Eşzamanlı eşlenik uydurma durumu için giriş ve çıkış sonlandırmaları

Şekil 6.7'deki güç kazancı değişimleri incelendiğinde, PSO algoritması ile üç farklı FET modelinin önerildiği görülmektedir. Tek hedefli PSO FET modeli giriş/çıkış  $50\Omega$  sonlandırılan sistemde maksimum güç kazancını vermektedir. Bununla birlikte, diğer saçılma parametrelerinde ise, en kötü performansa sahip model olmaktadır. Çok hedefli PSO FET modeli ise, en düşük uyumsuzluğa sahip modeldir ve ayrıca güç kazancı açısından da diğer yöntemlerle elde edilen FET modellerinden daha iyi sonuçlar vermektedir. Uydurma devrelerinin kullanılmasında ise, oluşan FET modeli, çalışma bandı boyunca koşulsuz kararlı olup en iyi saçılma performansını ve elde edilebilir maksimum güç kazancını sergilemektedir.

Elde edilen sonuçlar, mevcut yöntemler arasında en iyi sonuçların PSO algoritması ile elde edildiğini göstermektedir. FET modellerinin saçılma ve kazanç performansları incelendiğinde, çok hedefli optimizasyon uygulamasında da PSO'nun bütün hedefleri içeren bir şekilde FET model elemanlarını elde ettiği görülmektedir. PSO algoritması ile elde edilen çözüm vektörünün pareto sınırına göre konumu incelenerek optimizasyon başarısı bir de bu yönüyle incelenmiştir.

Şekil 6.9'da, (6.29) ve (6.30) ile tanımlanan düzlemde NSGA-II algoritması ile elde edilen pareto sınırı ve PSO ile elde edilen çözüm noktası verilmiştir. PSO algoritmasının sahip olduğu çözüm noktasının pareto sınırının oldukça iyi bölgesinde bulunduğu görülmektedir. Şekil üzerinde gösterilen pareto sınırının üst pareto kısmında, güç kazancının düştüğü ve bununla birlikte kayıpların da iyileştiği çözüm noktaları bulunmaktadır. Aynı şekilde alt pareto kısmında ise, daha yüksek güç kazancı ve kayıplara sahip domine edilmemiş çözümler bulunmaktadır. NSGA-II algoritmasında 250 kromozom kullanılmıştır ve 2000 iterasyon sonucunda pareto sınırı elde edilmiştir.

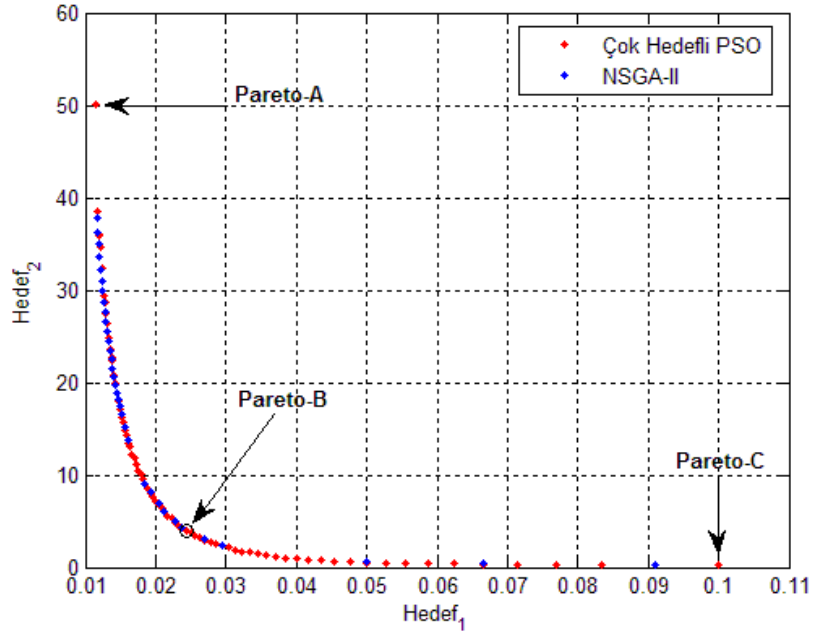


Şekil 6. 9 FET modeli için pareto sınırı ve PSO çözüm noktası

Son optimizasyon uygulamasında ise, FET model elemanlarının maksimum güç kazancı, maksimum band genişliği ve minimum yansıma ve ters iletim kayıpları için elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu optimizasyon uygulamasında iki yöntem kullanılmıştır. Birinci yöntem çok hedefli optimizasyon problemlerinin PSO algoritması ile çözülmesi için geliştirilmiş olan çok hedefli PSO algoritmasıdır. Optimizasyonu problemi için 100 parçacık kullanılmıştır. Eylemsizlik ağırlığı 0.25 olarak tayin edilmiştir ve algoritmanın maksimum iterasyon sayısı ise 400 olarak belirlenmiştir. Kullanılan diğer yöntem ise, bir önceki çok hedefli optimizasyon probleminde de kullanılan NSGA-II algoritmasıdır.

Geliştirilen PSO algoritması ve NSGA-II algoritması çok hedefli FET model elemanlarının elde edilmesi problemine uygulanmıştır. Şekil 6.10'da her iki yöntem ile elde edilen pareto sınırları görülmektedir. 400 iterasyon sonucunda 100 parçacıktan 77 tanesi pareto sınırına yakınsamıştır. Ayrıca NSGA-II algoritmasına göre daha geniş bir pareto sınırı oluşturmuştur (Pareto-A ve Pareto-C).

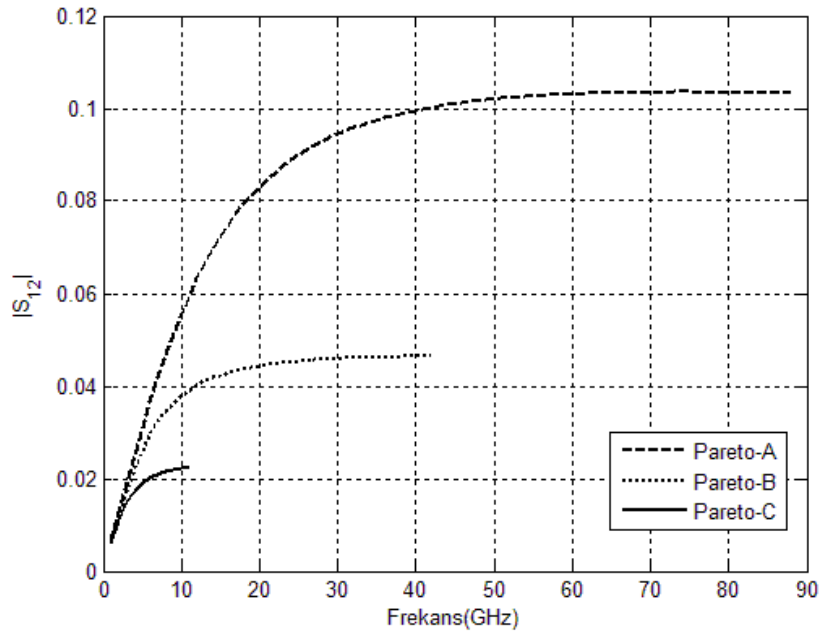
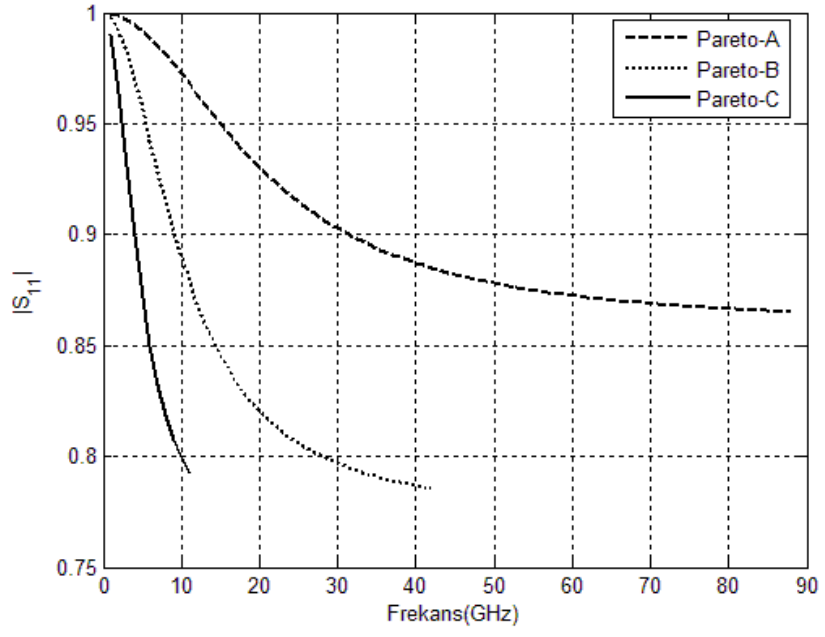
Optimizasyon probleminde talep edilen performans parametrelerinin aralarındaki çelişkili durumu göstermek amacıyla pareto sınırı üzerindeki 3 örnek çözüm noktası alınmıştır. Bu 3 noktayı sağlayan FET model eleman değerleri Çizelge 6.2'de görülmektedir.



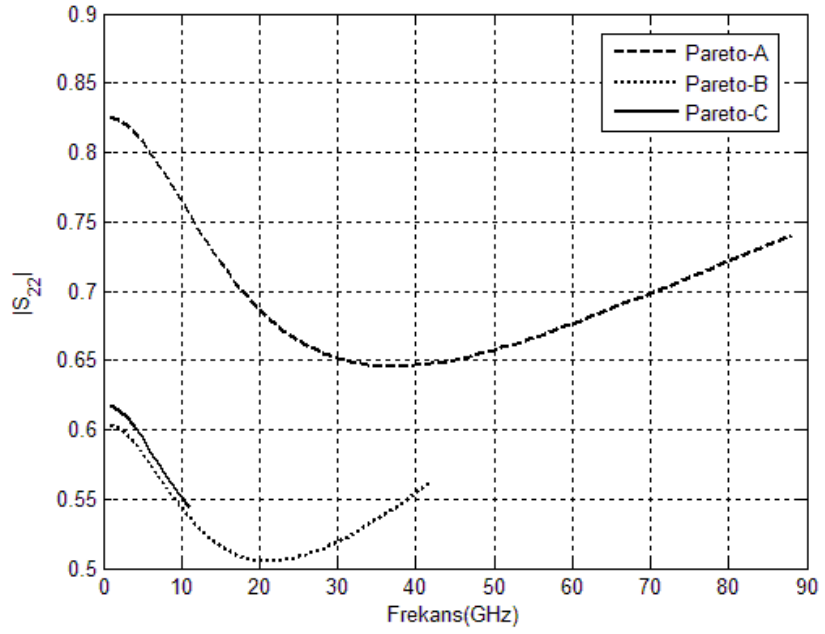
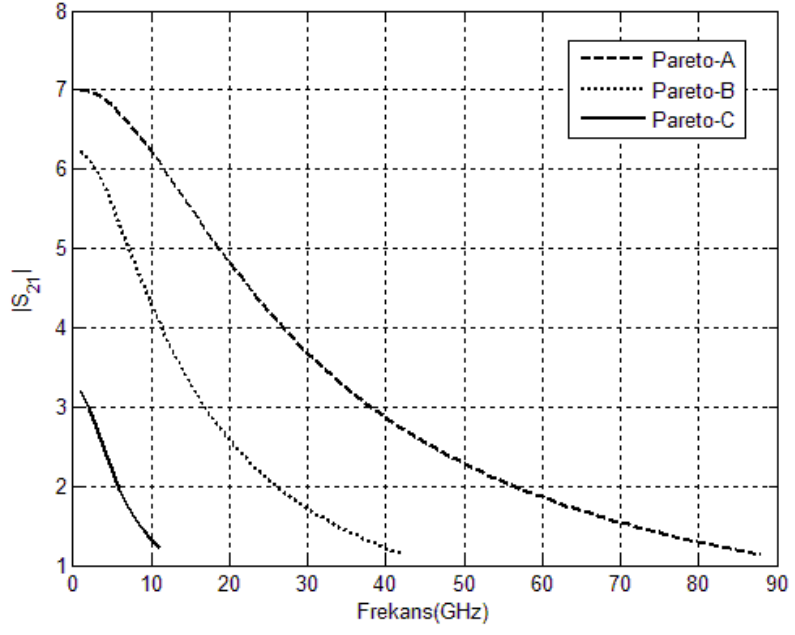
Şekil 6. 10 Çok Hedefli PSO ve NSGA-II algoritmalarının pareto sınır performansları

Çizelge 6. 2 Elde edilen FET model eleman değerleri

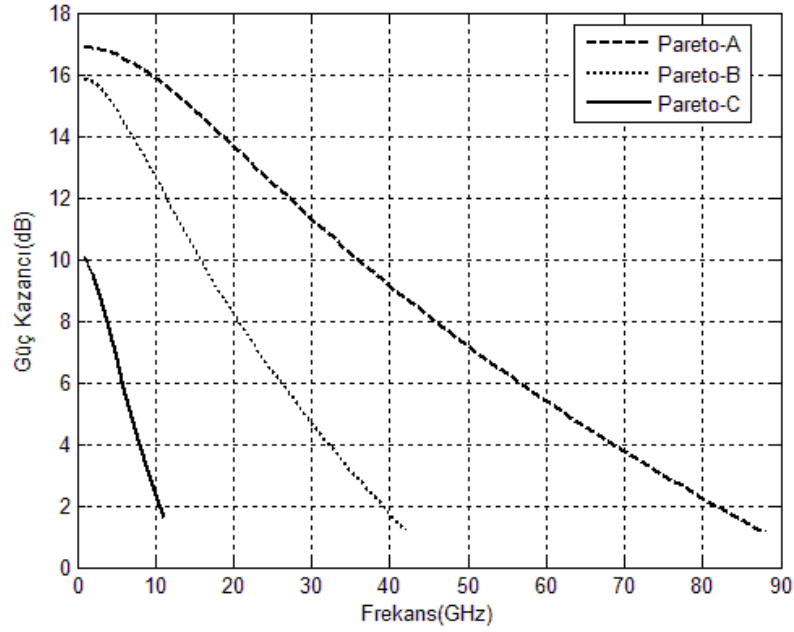
FET Model Elemanları	Pareto-A	Pareto-B	Pareto-C	Çözüm Uzaı	
$g_m(S)$	0.0782	0.0792	0.0417	0.04	0.08
$C_{gs}(pF)$	0.1040	0.2515	0.5906	0.1	0.6
$R_i(\Omega)$	3.0604	5.5806	5.9458	2	6
$C_{ds}(pF)$	0.0231	0.0538	0.0782	0.02	0.08
$R_{ds}(\Omega)$	517.83	200.14	206.02	200	600
$C_{gd}(pF)$	0.0103	0.0100	0.0101	0.01	0.02
$r_g(\Omega)$	0.5647	0.7074	0.5290	0.1	1
$r_d(\Omega)$	0.4330	0.8301	0.2786	0.1	1
$r_s(\Omega)$	0.2044	0.1189	0.6168	0.1	1



Şekil 6. 11 Pareto sınırındaki örnek çözüm noktalarına ait saçılma parametreleri



Şekil 6.11 Pareto sınırında seçilen örnek çözüm noktalarına ait saçılma parametreleri (devam)



Şekil 6.12 Pareto sınırında seçilen örnek çözüm noktalarının güç kazancı davranışı

Şekil 6.12'de görüldüğü üzere Pareto-A noktası ile temsil edilen FET modeli, bütün modeller arasında maksimum band genişliği ( $f_2=88$  GHz) ve güç kazancını sağlamaktadır. Ancak, en fazla kayıp da bu modelde gerçekleşmektedir. Pareto-C noktası ile temsil edilen FET modeli, daha dar band genişliğinde ( $f_2=11$  GHz) en düşük güç kazancı ve kayba sahip modeldir. Pareto B noktası ise  $f_2=42$  GHz band genişliğinde diğer modellere göre ortalama güç ve kayıp performansına sahip bir FET modelini temsil etmektedir.

## 6.6 Sonuçlar

Bu çalışmada, çeşitli performans parametrelerine bağlı olarak FET modelleme işlemi kısıtlandırılmış çok hedefli optimizasyon problemi olarak ortaya konmuş ve farklı PSO yaklaşımları ile çözümlendirilmiştir. İlk problemde, belirli bir frekans bandında bir aktif cihazdan beklenen performans gereksinimlerini sağlayan FET model elemanları katı hal teknolojisinin sınırları içerisinde araştırılmıştır. Performans gereksinimleri ise maksimum güç kazancı, minimum giriş yansıma kaybı, minimum ters iletim ve minimum çıkış yansıma kaybını içermektedir. Bu amaçla, iki farklı yöntem uygulanmıştır. Birinci yöntemde, aktif cihaz için tanımlanan bütün performans

hedefleri bir hedef fonksiyonu içine transfer edilerek optimum FET model elemanları araştırılmıştır. Uygulanan farklı algoritmalarca elde edilen FET modelleri ile kıyaslandığında çok hedefli PSO FET modelinin en düşük kayıplar ve nispeten daha iyi güç performansı sergilediği ve gerçekleştirilen kararlılık analizi sonucunda modelin band boyunca koşulsuz kararlı bölgede çalıştığı da gözlenmiştir. Tanımlanan hedef fonksiyonunun tasarım hedeflerine uygun bir şekilde oluşturulmasının da sonuçlarda katkısı bulunmaktadır. PSO algoritması ile elde edilen çözüm vektörünün çok hedefli optimizasyon problemlerinin çözüm kümesini ihtiva eden pareto sınırına göre olan konumu da incelenerek PSO algoritmasının genel yakınsama performansı incelenmiştir. PSO ile elde edilen tekil çözüm vektörünün NSGA-II algoritması ile elde edilen pareto sınırına olan yakınlığı ile PSO algoritmasının evrensel yakınsayıcı özelliğini bu problemde de sürdürdüğü gözlenmiştir. Çok hedefli optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılmak üzere tarafımızca geliştirilen çok hedefli PSO algoritmasının performansı ise farklı bir FET modelleme probleminde incelenmiştir. Bu problemde, bir önceki uygulamadaki performans parametrelerine ilave olarak maksimum band genişliğini de sağlayan FET model elemanları araştırılmıştır. Çok hedefli PSO algoritması ve NSGA-II algoritması ile elde edilen sonuçlar PSO algoritmasının daha geniş bir pareto eğrisi elde ettiğini göstermiştir. 4000 iterasyon sonucunda sürüdeki 100 parçacıktan 77 tanesinin pareto sınırı üzerinde bulunması algortmada her parçacık için tanımlanan yerel rehber atama stratejisinin isabetli ve başarılı olduğunu göstermektedir.



### SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, en önemli mikrodalga mühendisliği problemlerinden olan geniş band düşük gürültülü kuvvetlendirici tasarımı ve aktif eleman modelleme problemlerinin birer optimizasyon problemine dönüştürülmüştür ve çeşitli PSO uygulamaları ile çözümlendirilmiştir. Gerçekleştirilen çalışmaların literatüre katkısı şu şekilde özetlenebilir:

- Bir mikrodalga transistörün PSO temelli işaret-gürültü sinir ağı modeli literatüre tanıtılmıştır: Çeşitli uygulamalarda, çok katmanlı sinir ağlarının PSO algoritması ile optimizasyonu örnekleri mevcuttur, aktif elemanın küçük-ışaret ve gürültü davranışı ilk kez PSO temelli sinir ağı yapıları ile modellenmiştir.
- Yapay sinir ağları ve destek vektör makineleri ile gerçekleştirilen sinir ağı uygulamalarında ağın sadece interpolasyon performansları incelenmiştir. Bu çalışmada ise; hem interpolasyon; hem de ekstrapolasyon incelemeleri gerçekleştirilmiştir. Hatta, ekstrapolasyon incelemeleri farklı miktarda iki eğitim verisi için gerçekleştirilmiş ve //PSOTSA ağının her iki eğitim verisi için genelleştirme yeteneği incelenmiştir. Sonuçlar, mevcut transistörün tanımlandığı 4 adet  $V_{DS}$  geriliminden sadece bir tanesini eğitim verisi olarak kullanarak, ekstrapolasyon uygulaması için gayet başarılı test performansının elde edildiğini göstermektedir.
- PSO temelli toplu sinir ağı modelinin eğitim ve test performansını artırabilmek

için öncelikle daha fazla iterasyon sayısına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmada ise, değerlendirmelerimizin eşit zeminde olmasını istediğimiz için 4000 iterasyon sayısı tayin edildi. PSO algoritmasında, parçacıklar arasında yüksek dereceden iletişim olması, çok boyutlu ve çok kipli hata yüzeylerinde lokal minimumlara yakalanma olasılığını artırmaktadır. Bu nedenle, eğitim ve test verisini çok titiz bir şekilde ölçeklendirerek hem ağırlık uzayı, hem de hata yüzeyi daha uygun hale getirilebilir.

- Düşük-gürültülü kuvvetlendiriciler için tasarım hedef uzayının PSO ile elde edilmesi ilk olarak gerçekleştirilmiştir: Performans karakterizasyonu yöntemi, sahip olduğu kusursuz matematiksel temel ile tasarım hedef uzayını elde etmektedir. PSO ile elde edilen sonuçlar, her frekans değerinde performans karakterizasyonu ile elde edilen sonuçlarla neredeyse çakışmaktadır. Bu durum, her frekans için uygulanan PSO algoritmasının her defasında global optimum noktayı elde ettiğini göstermektedir. Dolayısıyla, bu yaklaşım lineer bir iki-kapılı ile karakterize edilebilen herhangi bir transistöre kolaylıkla adapte edilebilir.
- Literatüre, çok hedefli PSO algoritması tanıtılmıştır: FET modelleme uygulaması, sadece güç kazancının maksimizasyonu değil kayıplar ve band genişliği de hesaba katılarak çok hedefli bir optimizasyon problemi olarak değerlendirilmiştir. Çok hedefli optimizasyon problemlerinde sıklıkla başvurulan pareto optimal kavramı ile orijinal (tek-hedefli) PSO algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilmiş PSO algoritmasında, her bir parçacık minimum açısız hız bilgisini kullanarak her iterasyonda kendisine yerel bir rehber seçmekte ve böylece pareto sınırına doğru hareket etmektedir. FET modelleme uygulaması sonucunda, geliştirilmiş PSO algoritmasının başarılı sonuçlar verdiğini ve bu algoritmanın çok hedefli optimizasyon problemlerine uygulanabileceğini göstermiştir.

## KAYNAKLAR

---

- [1] Donelli, M., Azaro, R., Natale, F. D. ve Massa, A., (2006), "An innovative computational approach based on a particle swarm strategy for adaptive phased-arrays control," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 (3): 888–898.
- [2] Boeringer, D. W. ve Werner, D., (2004), "Particle swarm optimization versus genetic algorithms for phased array synthesis," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52 (3): 771–779.
- [3] Khodier, M. ve Christodoulou, C., (2005), "Linear array geometry synthesis with minimum sidelobe level and null control using particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 (8): 2674–2679.
- [4] Jin, N. ve Rahmat-Samii, Y., (2005), "Parallel particle swarm optimization and finite-difference time-domain (PSO/FDTD) algorithm for multiband and wide-band patch antenna designs," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 (11): 3459–3468.
- [5] Kim, Y., Keely, S., Ghosh, J. ve Ling, H., (2007), "Application of artificial neural networks to broadband antenna design based on a parametric frequency model," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(3): 669–674.
- [6] Migliore, M., Pinchera, D. ve Schettino, F., (2005), "A simple and robust adaptive parasitic antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 (10): 3262–3272.
- [7] Wu, X., Kishk, A. ve Glisson, A., (2006), "A transmission line method to compute the far-field radiation of arbitrarily directed Hertzian dipoles in a multilayer dielectric structure: theory and applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 (10): 2731–2741.
- [8] Azaro, R., Natale, F. D., Doneli, M., Massa, A., ve Zeni, E., (2006), "Optimized design of a multifunction/multiband antenna for automotive rescue systems," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 54 (2): 392–400.

- [9] Prez, J. R. ve Basterrechea, J., (2007), "Comparison of different heuristic optimization methods for near-field antenna measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 55(3): 549–555.
- [10] Adly, A. ve Abd-El-Hafiz, S., (2006), "Using the particle swarm evolutionary approach in shape optimization and field analysis of devices involving nonlinear magnetic media," *IEEE Transactions on Magnetics*, 42 (10): 3150–3152.
- [11] Cui, S. ve Weile, D., (2005), "Application of a parallel particle swarm optimization scheme to the design of electromagnetic absorbers," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 (11): 3616–3624.
- [12] Ho, S., Yang, S., Ni, G. ve Wong, H., (2006), "A particle swarm optimization method with enhanced global search ability for design optimizations of electromagnetic devices," *IEEE Transactions on Magnetics*, 42 (4): 1107–1110.
- [13] Güneş, F., Güneş, M. ve Fidan, M., (1994) "Performance Characterisation Of A Microwave Transistor", *IEEE Proc. Circuits Devices Systems*, 141 (5): 337–344.
- [14] Kennedy, J. ve Eberhart, R. C., (1995), "Particle Swarm Optimization", *Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks*, 1995, Perth, Australia, 4: 1942-1948.
- [15] Eberhart, R. C. ve Kennedy, J., (1995), "A new optimizer using particle swarm theory", *Proceedings of the Sixth International Symposium on Micro Machine and Human Science*, 1995, Nagoya, Japan, 39-43.
- [16] Eberhart, R. C., Simpson, P. ve Dobbins, R., (1996), *Computational Intelligence PC Tools*, Academic Press Professional, San Diego, USA.
- [17] Van den Bergh, F., (2002), *An analysis of particle swarm optimizers*, PhD thesis, Department of Computer Science, University of Pretoria, Pretoria, South Africa.
- [18] Shi, Y. ve Eberhart, R. C., (1998), "A Modified Particle Swarm Optimizer", *IEEE International Conference of Evolutionary Computation*, Anchorage, Alaska.
- [19] Shi, Y. ve Eberhart, R. C., (1998), "Parameter Selection in Particle Swarm Optimization", *Proceedings of Evolutionary Programming VII*, 591-600.
- [20] Clerc, M., (1999), "The Swarm and the Queen: Towards a Deterministic and Adaptive Particle Swarm Optimization", *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation*, 1951-1957, Washington, USA.
- [21] Clerc, M. ve Kennedy, J., (2002), "The Particle Swarm: Explosion, Stability and Convergence in a Multi-Dimensional Complex Space", *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6: 58-73.
- [22] Eberhart, R. C. ve Shi, Y., (2000), "Comparing Inertia Weights and Constriction Factors in Particle Swarm Optimization", *Proceedings of the Congress on Evolutionary Computing*, 84-89, San Diego, USA.
- [23] Coello, C.A.C. ve Lechuga, M. S., (2002), "MOPSO: A Proposal for multiple objective particle swarm optimization", *Proceedings of the 2002 Congress on Evolutionary Computation*, 2: 1051-1056, Piscataway, NJ, USA.

- [24] Ghoshal S. P., (2004), "Optimizations of Pid Gains by Particle Swarm Optimizations in Fuzzy Based Automatic Generation Control", *Electric Power Systems Research*, 72: 203-212.
- [25] Kennedy, J., Eberhart, R. C. ve Shi, Y., (2001), *Swarm Intelligence: Collective, Adaptive*, Morgan Kaufman, San Francisco.
- [26] Salman, A., Ahmad, I. ve Al-Madani, S., (2002), "Particle Swarm Optimization for task assignment problem", *Journal of Microprocessors and Microsystems*, 26: 363-371.
- [27] Güneş, F., Gürgen, F. ve Torpi, H., (1996), "Signal-noise neural network model for active microwave devices", *IEE Proceedings-Circuits Devices Systems*, 143 (1): 1–8.
- [28] Güneş, F., Türker, N., Gürgen, F., (2007), "Signal-noise support vector model of a microwave transistor", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* 17(4): 404-415.
- [29] Cengiz, Y. ve Güneş, F., "Bir Mikrodalga Transistorunun İşaret Parametrelerinin Bulanık Mantık Temelli Adaptif Yapay Sinir Ağı ile Modellenmesi", *V. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi*, 25 - 27 Ağustos 2010, 387-390.
- [30] Ramasubramanian, P. ve Kanan, A., (2006), "A genetic-algorithm based neural network short-term forecasting framework for database intrusion prediction system", *International Journal of Soft Comp.*, 699–714.
- [31] Gao, W., (2008) "Evolutionary Neural Network Based on New Ant Colony Algorithm", *Proceedings of Computational Intelligence and Design (ISCID 2008)*, 318-321.
- [32] Karaboğa, D. ve Öztürk, C., (2009), "Neural Networks Training by Artificial Bee Colony Algorithm on Pattern Classification", *Neural Network World*, 19 (3), 279-292.
- [33] Zhang, J.R., Zhang, J., Lok, T.M. ve Lyu, M.R., (2007), "A hybrid particle swarm optimization-back-propagation algorithm for feedforward neural network training", *Appl. Math. Comput.*, 185: 1026–1037.
- [34] Yu, J., Wang S. ve Xi L., (2008), "Evolving artificial neural networks using an improved PSO and DPSO" *Neurocomputing*, 71 (4-6): 1054-1060.
- [35] Daş, M. T. ve Dülger, L. C., (2009), "Signature verification (SV) toolbox: Application of PSO-NN", *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 22: 688-694.
- [36] Chang, Y. P. ve Ko, C. N., (2009), "A PSO Method with Nonlinear Time-varying Evolution based on Neural Network for Design of Optimal Harmonic Filters", *[J]. Expert Systems with Applications*, 36 (3Pt2): 6809-6816.
- [37] Ninomiya, H., (2009) "A Hybrid Global/Local Optimization Technique for Robust Training of Microwave Neural Network Models", *IEEE Congress on Evolutionary Computation 2009*, 18-21 May 2009, 2956 – 2962.

- [38] Güneş, F., Torpi, H. ve Gürgeç, F., (1998), "Multidimensional signal-noise neural network model" IEE Proceedings-Circuits Devices And Systems, 145 (2): 111-117.
- [39] Türker, N. ve Güneş, F., (2006), "A competitive approach to neural device modeling: Support vector machines", Artificial Neural Networks - ICANN 2006, PT 2, 4132: 974- 981.
- [40] Vai, M., Prasad S., (1993), "Automatic Impedance Matching with a Neural Network", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, 3 (10): 353-354.
- [41] Horng, T., Wang C., ve Alexopoulos N. G., (1993), "Microstrip circuit design using neural networks," IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., (6): 413-416.
- [42] Zaabab, A.H., Zhang,Q.J. ve Nakhla,M., (1994), "Analysis and Optimization of Microwave Circuits and Devices Using Neural Network Models," MTT-S Int.Microwave Symp. Dig., 393-396.
- [43] Litovski, V. B. vd., (1992), "MOS Transistor Modeling Using Neural Network", Electronics Letters, 28 (18): 1766-1768.
- [44] Shirakawa, K. vd., (1997), "A large signal characterization of an HEMT using a multilayered neural network," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 45: 1630-1633.
- [45] Watson, P. M. ve Gupta, K. C., (1996), "EM-ANN models for microstrip vias and interconnects in dataset circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 44: 2495-2503.
- [46] Watson, P. M. ve Gupta, K. C., (1997), "Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for CPW components," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 45: 2515-2523.
- [47] Watson, P. M., Cho, C., ve Gupta, K. C., (1999), "Electromagnetic-artificial neural network model for synthesis of physical dimensions for multilayer asymmetric coupled transmission structures," Int. J. RF Microwave Computer-Aided Eng., 9: 175-186.
- [48] Veluswami, A., Nakhla, M. S. ve Zhang, Q. J., (1997), "The application of neural networks to EM-based simulation and optimization of interconnects in high-speed VLSI circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 45: 712-723.
- [49] Creech, G. L., Paul, B. J., Lesniak, C. D., Jenkins, T. J. ve Calcaterra, M. C., (1997), "Artificial neural networks for fast and accurate EM-CAD of Microwave circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 45: 794-802.
- [50] Zhang, Q.J. ve Gupta, K.C., (2000), Neural Networks For RF and Microwave Design, Artech House Publishers.
- [51] Çağlar, M. F., (2007), Yapay Sinir Ağı İle Smith Abağı Modeli, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Doktora Tezi.
- [52] Mimino Y., Hirata M., Nakamura K., Sakamoto K., Aoki Y., ve Kuroda S., "High gain-density K-band P-HEMT LNA MMIC for LMDS and satellite communication," in IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. Dig. Papers, 2000, pp. 209-212.

- [53] Trotta S., Knapp H., Aufinger K., Meister T. F., Böck J., Dehlink B., Simbürger W., ve Scholtz A., "An 84 GHz Bandwidth and 20 dB Gain Broadband Amplifier in SiGe Bipolar Technology," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 42, No. 10, Oct. 2007, pp. 2099 – 2106.
- [54] Li Q., ve Zhang Y. P., "A 1.5-V 2–9.6-GHz Inductorless Low- Noise Amplifier in 0.13- $\mu\text{m}$  CMOS", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 55, No. 10, Oct. 2007, pp. 2015-2024.
- [55] Güneş, F. ve Çetiner, B.A., (1998) "Smith Chart Formulation Of Performance Characterisation For A Microwave Transistor", IEEE Proc. Circuits Devices System, 145 (6): 419–428.
- [56] Perennec, A., Soares, R., Jarry, P., Legaud, P. ve Goloubkoff, M., (1989), "Computer-Aided Design of Hybrid and Monolithic Broad-Band Amplifiers for Optoelectronic Receivers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 37 (9): 1475-1478.
- [57] Capponi, G., Di Maio, B. ve Livreri, P., (1991), "A Novel Technique for Computer-Aided Design of Low Noise Microwave Amplifiers", IEEE 1991, 605-608.
- [58] Tanzi, N., (1995), "Design of Broad-Band, Low Noise Microwave Transistor Amplifiers with Input and Output VSWR Constraints Using CAD Tools", IEEE 1995, 1215-1219.
- [59] Yarman, B.S. ve Carlin, H.J., (1982) " A Simplified "Real Frequency" Technique Applied to Broad-Band Multistage Microwave Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 30 (12): 2216-2222.
- [60] Jung, W-L. ve Wu, J., (1990), "Stable Broad-Band Microwave Amplifier Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38(8): 1079-1085.
- [61] Kerherve, E., Jarry, P. ve Martin, P-M., (1998), " Design of Broad-Band Matching Network with Lossy Junctions Using the Real-Frequency Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 46 (3): 242-248.
- [62] Aksen, A. ve Yarman, B.S., (2001), "A Real Frequency Approach to Describe Lossless Two-Ports Formed With Mixed Lumped and Distributed Elements", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ) 55(6): 389-396.
- [63] Yarman, B.S., Aksen, A. ve Kılınc, A., (2001), "An Immitance Based Tool for Modelling Passive One-Port Devices by Means of Darlington Equivalents", International Journal of Electronics and Communications (AEÜ), 55 (6): 443-451.
- [64] Güneş, F. ve Tepe, C., (2002), "Gain-bandwidth limitations of microwave transistor", International Journal of RF and Microwave CAE, 12: 483-495.
- [65] Güneş, F., Özkaya, U. ve Demirel, S., (2009), "Particle Swarm Intelligence Applied to Determination of the Feasible Design Target for a Low-Noise Amplifier", Microwave and Optical Technology Letters, 51 (5): 1214-1218.
- [66] Güneş, F. ve Cengiz, Y., (2003) "Optimization of a Microwave Amplifier Using Neural Performance Data Sheets With Genetic Algorithms", International Conference on Artificial Neural Networks (ICANN), 630-637.

- [67] Cengiz, Y., Göksu, H. ve Güneş, F., (2006) "Design of a Broadband Microwave Amplifier Using Neural Performance Data Sheets and Very Fast Simulated Reannealing", *Advances In Neural Networks - ISNN 2006, Pt 3, Proceedings*, 3973: 815-820.
- [68] Güneş, F. ve Demirel, S., (2008), "Gain Gradients Applied to Optimization of Distributed-Parameter Matching Circuits for a Microwave Transistor Subject to Its Potential Performance," *International Journal of RF and Microwave CAE*, 18: 99–111.
- [69] Collin, R.E., (1992), *Foundation For Microwave Engineering*, McGraw-Hill.
- [70] Kurokawa, K., (1965), "Power Waves and the Scattering Matrix", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 3 (2): 194 – 202.
- [71] Fukui, H., (1966), "Available power gain, noise figure and noise measure of two-ports and their graphical representations", *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 13 (2): 137–142.
- [72] Woods, D., (1976), "Reappraisal of the unconditional stability criteria for active 2-port networks in terms of S parameters", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 23 (2): 73–81.
- [73] Björn, A. M., (1990), "A graphic design method for matched low-noise amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 38 (2): 118–122.
- [74] Edwards, M. L. ve Sinsky, J. H., (1992), "A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40 (12): 2303–2311.
- [75] Paoloni, C. ve Agostino, S. D', (1995), "An Approach to Distributed Amplifier Based on a Design-Oriented FET Model", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 43: 272-277.
- [76] Paoloni, C., (2002), "A simplified procedure to calculate the power gain definitions of FET's," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 48: 470–474.
- [77] Günel, T., (2002), "A Continuous Hybrid Approach to the FET Modelling for the Maximum Transducer Power Gain", *Microwave and Optical Technology Letters*, 35: 348-352.
- [78] Günel, T., (2003) "A continuous hybrid approach to the noise modeling of FETs", *Microwave and Optical Tech. Letters*, 38 (1).
- [79] Deb, K., (2004), *Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms*, John Wiley & Sons, Chichester, UK.
- [80] Deb, K., Pratap, A., Agrawal, S. ve Meyarivan, T., (2002), "A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II", *IEEE Transactions on Evolutionary Computation* 6: 182-197.



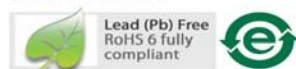
- [81] Hu, X. ve Eberhart, R., (2002), "Multiobjective optimization using dynamic neighborhood particle swarm optimization", IEEE proceedings, World congress on Computational Intelligence, 1677-1681.
- [82] Mostaghim, S. ve Teich, J., (2003), "Strategies for finding good local guides in multi-objective particle swarm optimization (mopso)", IEEE 2003 Swarm Intelligence Symposium.

## VMMK-1225 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ

**VMMK-1225**  
0.5 to 26 GHz Low Noise E-PHEMT  
in a Wafer Scale Package



### Data Sheet

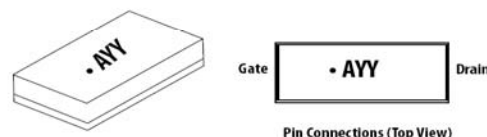


#### Description

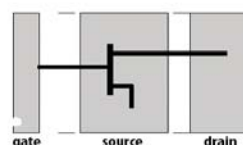
Avago Technologies has combined its industry leading E-pHEMT technology with a revolutionary chip scale package. The VMMK-1225 can produce an LNA with high dynamic range, high gain and low noise figure that operates off of a single position DC power supply. The GaAsCap wafer scale sub-miniature leadless package is small and ultra thin, yet can be handled and placed with standard 0402 pick and place assembly.

The use of 0.25 micron gates allow a ultra low noise figure (below 1dB from 500 MHz to 12 GHz) with respectable associated gain. With a flat transconductance over bias and frequency the VMMK-1225 provides excellent linearity of over 22 dBm and power over 10 dBm at one dB compression. This product is easy to use since it requires only positive DC voltages for bias and low matching coefficients for simple impedance matching to 50  $\Omega$  systems. The VMMK-1225 is intended for any 500MHz to 26.5GHz application including 802.11abgn WLAN, WiMax, BWA 802.16 & 802.20 and military applications.

GaAsCap 0402, 1.05mm x 0.55mm x 0.25mm



Notes: Top view package marking provides orientation



Notes:  
"A" = Device Code  
"YY" = Year Code

#### Features

- Sub-miniature 0402 (1 mm x 0.5mm)
- Surface Mount Leadless Package
- Low height (0.25mm)
- Frequency Range DC to 26.5 GHz
- Enhancement Mode<sup>[1]</sup>
- 0.25 micron gate width
- Tape and Reel packaging option available

#### Specifications

- 0.87dB Fmin
- 11dB Ga
- +23 dBm output 3<sup>rd</sup> order intercept
- +8 dBm output power

#### Applications

- 2.4 GHz, 3.5GHz, 5-6GHz WLAN and WiMax notebook computer, access point and mobile wireless applications
- DBS 10 to 13 GHz receivers
- VSAT and SATCOM 13 to 18 GHz systems
- 802.16 & 802.20 BWA systems
- WLL and MMDS Transceivers
- General purpose discrete E-pHEMT for other ultra low noise applications

Notes:

1. The Avago enhancement mode pHEMT devices do not require a negative gate bias voltage as they are "normally off". They can help simplify the design and reduce the cost of receivers and transmitters in many applications from 500 MHz to 18 GHz



**Attention: Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.**  
ESD Machine Model = MM20 V (class A)  
ESD Human Body Model = 100 V (Class 0)  
Refer to Avago Application Note A004R:  
Electrostatic Discharge, Damage and Control.

VMMK-1225 Typical Scattering Parameters and Noise Parameters,  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,  $V_{ds}=2\text{V}$ ,  $I_{ds}=20\text{mA}$  [1]

Freq GHz	S11			S21		S12		S22		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
2	0.95	-42.72	19.01	8.92	148.51	0.03	62.56	0.78	-22.76	33.45
3	0.92	-62.66	18.46	8.38	134.49	0.05	50.55	0.74	-33.18	30.07
4	0.88	-81.48	17.82	7.78	121.19	0.06	39.47	0.69	-42.88	27.08
5	0.85	-98.49	17.11	7.17	109.28	0.07	29.48	0.65	-51.36	24.89
6	0.81	-114.47	16.36	6.58	98.09	0.07	20.68	0.60	-59.27	23.06
7	0.79	-129.09	15.64	6.05	87.68	0.08	12.23	0.56	-66.63	21.51
8	0.77	-142.63	14.91	5.56	77.86	0.08	4.59	0.53	-73.61	20.20
9	0.75	-155.20	14.16	5.11	68.55	0.08	-2.42	0.50	-80.46	19.02
10	0.74	-166.71	13.47	4.71	59.82	0.08	-8.97	0.47	-86.77	18.01
11	0.73	-177.38	12.81	4.37	51.64	0.08	-15.21	0.45	-92.81	17.11
12	0.73	172.73	12.17	4.06	43.68	0.08	-20.51	0.43	-98.99	16.34
13	0.73	163.36	11.58	3.79	36.07	0.08	-25.92	0.42	-104.88	15.64
14	0.72	154.49	11.00	3.55	28.75	0.08	-31.20	0.40	-110.71	15.00
15	0.72	146.17	10.48	3.34	21.67	0.07	-35.48	0.40	-116.24	14.43
16	0.73	137.93	9.99	3.16	14.53	0.07	-39.63	0.39	-121.82	13.96
17	0.73	129.96	9.52	2.99	7.56	0.07	-43.76	0.38	-127.93	13.52
18	0.73	122.52	9.05	2.83	0.89	0.07	-47.66	0.38	-133.93	13.09
19	0.74	114.96	8.61	2.69	-5.89	0.07	-51.22	0.38	-139.67	12.70
20	0.74	107.64	8.19	2.57	-12.53	0.07	-54.78	0.38	-145.51	12.36
21	0.75	100.69	7.77	2.44	-19.05	0.06	-58.37	0.38	-151.20	12.05
22	0.76	93.20	7.38	2.34	-25.66	0.06	-62.24	0.37	-156.42	11.72
23	0.76	86.08	7.01	2.24	-32.37	0.06	-65.41	0.37	-162.46	11.42
24	0.77	79.35	6.66	2.15	-38.72	0.06	-69.57	0.38	-168.85	11.26
25	0.78	72.88	6.31	2.07	-45.30	0.06	-72.63	0.38	-175.43	10.99
26	0.78	66.18	5.94	1.98	-51.81	0.06	-76.40	0.38	-178.40	10.70

Typical Noise Parameters

Freq GHz	Fmin	$\Gamma_{opt}$	$\Gamma_{opt}$	Rn/50	Ga
	dB	Mag.	Ang.		dB
2	0.15	0.78	16.80	0.19	21.31
3	0.23	0.707	24	0.19	19.92
4	0.3	0.637	31.7	0.18	18.63
5	0.37	0.573	40	0.17	17.45
6	0.44	0.515	48.8	0.16	16.37
7	0.51	0.462	58.2	0.15	15.41
8	0.58	0.415	68.1	0.14	14.55
9	0.66	0.373	78.6	0.13	13.79
10	0.73	0.338	89.7	0.12	13.15
11	0.8	0.308	101.3	0.11	12.61
12	0.87	0.284	113.5	0.1	12.17
13	0.94	0.265	126.2	0.09	11.85
14	1.01	0.252	139.5	0.09	11.63
15	1.09	0.245	153.4	0.08	11.52
16	1.16	0.244	167.8	0.08	11.51
17	1.23	0.248	-177.3	0.08	11.62

Note:

- S-parameters are measured in 50 Ohm test environment.

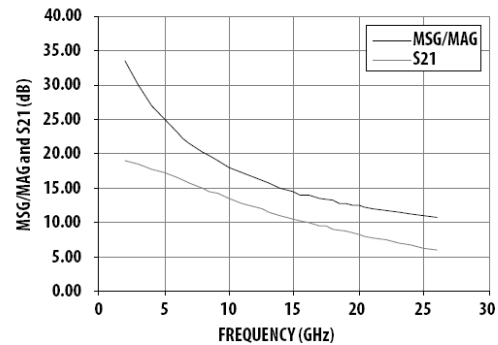


Figure 15. MSG/MAG and S21 vs Frequency at 2V 20mA

VMMK-1225 Typical Scattering Parameters and Noise Parameters,  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,  $V_{ds}=1.5\text{V}$ ,  $I_{ds}=20\text{mA}$  [1]

Freq GHz	S11			S21			S12		S22		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
2	0.95	-41.45	19.16	9.07	149.23	0.04	63.03	0.75	-25.07	35.71	
3	0.92	-60.81	18.64	8.55	135.54	0.05	51.14	0.71	-36.68	32.36	
4	0.88	-79.22	18.03	7.97	122.51	0.06	40.08	0.66	-47.70	29.32	
5	0.85	-95.99	17.35	7.37	110.76	0.07	30.08	0.62	-57.44	27.04	
6	0.82	-111.80	16.64	6.80	99.69	0.08	20.91	0.57	-66.62	25.10	
7	0.79	-126.35	15.94	6.26	89.35	0.09	12.49	0.53	-75.19	23.45	
8	0.77	-139.88	15.23	5.77	79.62	0.09	4.67	0.49	-83.31	22.05	
9	0.75	-152.58	14.50	5.31	70.33	0.09	-2.71	0.46	-91.35	20.76	
10	0.74	-164.13	13.82	4.91	61.64	0.09	-9.42	0.43	-98.74	19.66	
11	0.73	-174.92	13.16	4.55	53.54	0.09	-15.86	0.41	-105.72	18.68	
12	0.72	175.03	12.54	4.24	45.64	0.09	-21.52	0.38	-112.70	17.84	
13	0.72	165.58	11.95	3.96	38.11	0.09	-27.32	0.37	-119.39	17.08	
14	0.72	156.60	11.38	3.71	30.88	0.09	-32.92	0.35	-125.81	16.37	
15	0.71	148.19	10.86	3.49	23.83	0.09	-37.75	0.34	-131.85	15.76	
16	0.72	139.78	10.37	3.30	16.76	0.09	-42.36	0.33	-138.18	15.26	
17	0.72	131.83	9.89	3.12	9.84	0.08	-47.16	0.33	-144.56	14.79	
18	0.72	124.31	9.42	2.96	3.32	0.08	-51.18	0.32	-150.78	14.34	
19	0.73	116.48	8.97	2.81	-3.41	0.08	-55.89	0.32	-157.20	13.95	
20	0.73	109.16	8.55	2.68	-9.91	0.08	-60.43	0.32	-163.11	13.60	
21	0.74	102.09	8.15	2.55	-16.35	0.08	-64.86	0.32	-169.12	13.28	
22	0.75	94.51	7.76	2.44	-22.84	0.08	-69.11	0.31	-174.70	12.90	
23	0.75	87.43	7.38	2.34	-29.48	0.07	-73.28	0.31	178.98	12.59	
24	0.76	80.52	7.03	2.25	-35.76	0.07	-77.84	0.31	172.70	12.42	
25	0.76	74.22	6.67	2.16	-42.19	0.07	-82.02	0.32	166.48	12.14	
26	0.77	67.45	6.31	2.07	-48.60	0.07	-86.38	0.32	159.81	11.88	

Typical Noise Parameters

Freq GHz	Fmin dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	Rn/50	Ga dB
2	0.15	0.81	16.80	0.18	21.28
3	0.21	0.734	24	0.18	19.91
4	0.28	0.665	31.8	0.17	18.65
5	0.34	0.601	40	0.17	17.49
6	0.41	0.543	48.8	0.16	16.43
7	0.47	0.49	58.2	0.15	15.48
8	0.54	0.442	68	0.14	14.64
9	0.6	0.4	78.4	0.13	13.9
10	0.67	0.363	89.3	0.12	13.27
11	0.73	0.332	100.7	0.11	12.74
12	0.8	0.307	112.6	0.1	12.32
13	0.86	0.286	125.1	0.09	12
14	0.93	0.272	138.1	0.08	11.79
15	0.99	0.262	151.6	0.08	11.68
16	1.06	0.259	165.6	0.08	11.68
17	1.12	0.26	-179.8	0.08	11.79

Note:

1. S-parameters are measured in 50 Ohm test environment.

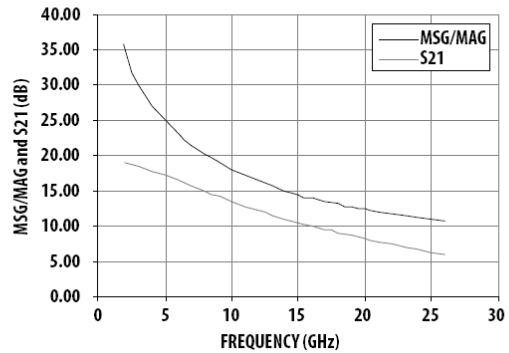


Figure 16. MSG/MAG and S21 vs Frequency at 1.5V 20mA

VMMK-1225 Typical Scattering Parameters and Noise Parameters,  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,  $V_{ds}=3\text{V}$ ,  $I_{ds}=20\text{mA}$  [1]

Freq GHz	S11			S21		S12		S22		MSG/MAG
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	dB
2	0.95	-44.16	18.65	8.56	147.52	0.03	62.38	0.80	-20.48	33.25
3	0.92	-64.98	18.10	8.03	132.99	0.04	49.96	0.76	-29.83	29.80
4	0.87	-84.86	17.43	7.44	119.11	0.05	38.25	0.71	-38.52	26.77
5	0.84	-103.02	16.69	6.83	106.61	0.06	28.18	0.67	-46.15	24.51
6	0.81	-119.88	15.89	6.23	94.91	0.06	19.19	0.63	-53.21	22.66
7	0.78	-135.19	15.11	5.69	84.12	0.07	10.75	0.59	-59.80	21.11
8	0.76	-149.25	14.32	5.20	74.00	0.07	3.23	0.56	-66.03	19.78
9	0.75	-161.91	13.51	4.74	64.50	0.07	-3.86	0.53	-72.27	18.59
10	0.74	-173.16	12.77	4.35	55.73	0.07	-9.95	0.52	-78.27	17.60
11	0.74	176.55	12.05	4.01	47.51	0.07	-15.58	0.50	-84.02	16.71
12	0.74	167.27	11.39	3.71	39.54	0.06	-20.57	0.49	-90.13	15.98
13	0.74	158.74	10.77	3.46	32.00	0.06	-25.46	0.48	-96.11	15.29
14	0.74	150.81	10.19	3.23	24.84	0.06	-29.82	0.47	-101.79	14.67
15	0.73	143.18	9.66	3.04	17.76	0.06	-33.52	0.47	-107.60	14.12
16	0.74	135.70	9.16	2.87	10.68	0.06	-36.60	0.47	-113.31	13.64
17	0.74	128.49	8.71	2.73	3.81	0.06	-39.53	0.47	-118.80	13.23
18	0.74	121.25	8.27	2.59	-2.90	0.05	-42.17	0.47	-124.55	12.80
19	0.74	113.89	7.85	2.47	-9.79	0.05	-44.68	0.48	-130.27	12.44
20	0.75	106.67	7.46	2.36	-16.52	0.05	-47.26	0.48	-136.04	12.11
21	0.75	99.29	7.07	2.26	-23.30	0.05	-50.61	0.48	-141.26	11.78
22	0.75	91.51	6.72	2.17	-30.13	0.05	-52.95	0.49	-146.30	11.46
23	0.75	83.74	6.37	2.08	-37.20	0.05	-55.09	0.49	-151.70	11.13
24	0.76	75.90	6.04	2.00	-43.95	0.05	-58.00	0.49	-157.00	10.91
25	0.76	68.74	5.69	1.93	-50.88	0.05	-60.53	0.49	-163.41	10.67
26	0.77	61.14	5.33	1.85	-57.76	0.05	-63.55	0.49	-168.90	10.37

Typical Noise Parameters

Freq GHz	Fmin dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	Rn/50	Ga dB
2	0.14	0.783	16.4	0.19	20.73
3	0.21	0.704	23.4	0.18	19.33
4	0.29	0.632	30.9	0.18	18.03
5	0.37	0.565	39.1	0.17	16.85
6	0.45	0.505	48	0.16	15.77
7	0.53	0.45	57.4	0.15	14.81
8	0.61	0.402	67.6	0.14	13.95
9	0.68	0.359	78.3	0.13	13.21
10	0.76	0.322	89.7	0.12	12.57
11	0.84	0.291	101.7	0.11	12.04
12	0.92	0.266	114.3	0.11	11.62
13	1	0.247	127.6	0.1	11.31
14	1.08	0.234	141.5	0.09	11.12
15	1.15	0.227	156	0.09	11.03
16	1.23	0.226	171.2	0.09	11.05
17	1.31	0.231	-173	0.09	11.18

Note:

1. S-parameters are measured in 50 Ohm test environment.

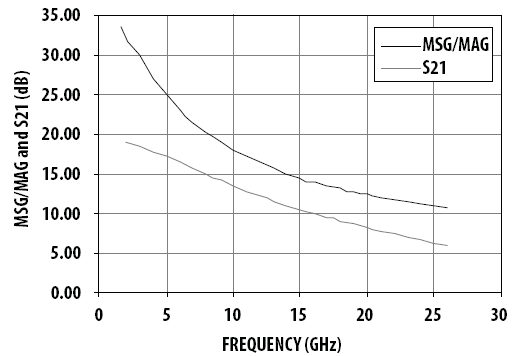


Figure 17. MSG/MAG and S21 vs Frequency at 3V 20mA

VMMK-1225 Typical Scattering Parameters and Noise Parameters,  $T_A=25^\circ\text{C}$ ,  $V_{ds}=4\text{V}$ ,  $I_{ds}=20\text{mA}$  [1]

Freq GHz	S11			S21		S12		S22		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
2	0.95	-45.53	18.45	8.37	146.63	0.03	61.48	0.81	-19.63	33.11
3	0.91	-66.85	17.86	7.82	131.81	0.04	49.37	0.77	-28.48	29.56
4	0.87	-87.06	17.16	7.21	117.72	0.05	37.71	0.73	-36.59	26.53
5	0.83	-105.43	16.37	6.59	105.08	0.05	27.63	0.69	-43.74	24.25
6	0.80	-122.38	15.55	5.99	93.35	0.06	18.64	0.65	-50.37	22.41
7	0.78	-137.72	14.73	5.45	82.50	0.06	10.37	0.62	-56.59	20.86
8	0.76	-151.66	13.93	4.97	72.41	0.06	3.27	0.59	-62.52	19.54
9	0.75	-164.20	13.11	4.52	62.92	0.06	-3.88	0.56	-68.53	18.35
10	0.74	-175.38	12.36	4.15	54.12	0.06	-9.86	0.55	-74.35	17.39
11	0.74	174.53	11.64	3.82	45.87	0.06	-14.98	0.53	-80.07	16.51
12	0.74	165.32	10.97	3.54	37.88	0.06	-19.88	0.52	-86.09	15.78
13	0.74	156.90	10.34	3.29	30.28	0.06	-23.98	0.52	-92.05	15.09
14	0.74	149.09	9.76	3.08	23.07	0.06	-28.30	0.51	-97.69	14.48
15	0.74	141.52	9.23	2.89	15.94	0.05	-31.31	0.51	-103.56	13.94
16	0.74	134.12	8.72	2.73	8.83	0.05	-34.13	0.51	-109.35	13.46
17	0.74	126.90	8.27	2.59	1.87	0.05	-35.42	0.51	-114.79	13.05
18	0.74	119.69	7.82	2.46	-4.91	0.05	-38.50	0.51	-120.61	12.65
19	0.74	112.42	7.40	2.34	-11.91	0.05	-40.30	0.52	-126.46	12.27
20	0.75	105.25	7.00	2.24	-18.68	0.05	-42.50	0.52	-132.13	11.94
21	0.75	97.82	6.61	2.14	-25.52	0.05	-43.80	0.53	-137.49	11.61
22	0.75	90.09	6.24	2.05	-32.42	0.05	-46.17	0.53	-142.61	11.28
23	0.75	82.38	5.88	1.97	-39.51	0.05	-48.45	0.53	-148.08	10.95
24	0.76	74.56	5.55	1.89	-46.30	0.05	-50.37	0.53	-153.35	10.73
25	0.77	67.45	5.20	1.82	-53.32	0.04	-52.43	0.53	-159.71	10.48
26	0.77	59.93	4.83	1.74	-60.23	0.05	-55.25	0.53	-165.19	10.18

Typical Noise Parameters

Freq GHz	Fmin dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	Rn/50	Ga dB
2	0.14	0.78	16.40	0.20	20.28
3	0.22	0.697	23.2	0.19	18.95
4	0.3	0.625	30.7	0.19	17.71
5	0.37	0.558	38.9	0.18	16.58
6	0.45	0.498	47.7	0.17	15.55
7	0.53	0.443	57.3	0.16	14.63
8	0.6	0.395	67.5	0.15	13.81
9	0.68	0.352	78.4	0.14	13.09
10	0.75	0.316	89.9	0.13	12.47
11	0.83	0.286	102.1	0.12	11.96
12	0.91	0.261	115	0.11	11.55
13	0.98	0.243	128.6	0.1	11.24
14	1.06	0.231	142.9	0.1	11.03
15	1.14	0.224	157.8	0.09	10.93
16	1.21	0.224	173.4	0.09	10.94
17	1.29	0.23	-170.3	0.09	11.04

Note:

1. S-parameters are measured in 50 Ohm test environment.

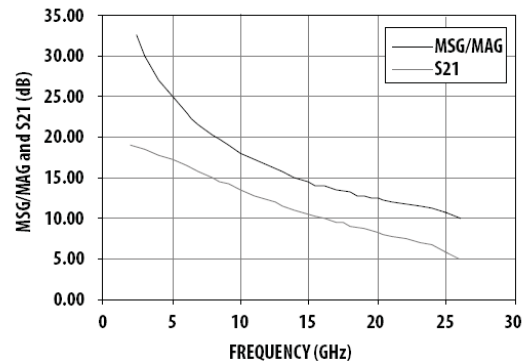


Figure 18. MSG/MAG and S21 vs Frequency at 4V 20mA

## ATF-36077 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ



### 2– 18 GHz Ultra Low Noise Pseudomorphic HEMT

#### Technical Data

##### Features

- PHEMT Technology
- Ultra-Low Noise Figure: 0.5 dB Typical at 12 GHz, 0.3 dB Typical at 4 GHz
- High Associated Gain: 12 dB Typical at 12 GHz, 17 dB Typical at 4 GHz
- Low Parasitic Ceramic Microstrip Package
- Tape-and-Reel Packing Option Available

##### Applications

- 12 GHz DBS LNB (Low Noise Block)
- 4 GHz TVRO LNB (Low Noise Block)
- Ultra-Sensitive Low Noise Amplifiers

Note: 1. See Noise Parameter Table.

##### Description

Agilent's ATF-36077 is an ultra-low-noise Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor (PHEMT), packaged in a low parasitic, surface-mountable ceramic package. Properly matched, this transistor will provide typical 12 GHz noise figures of 0.5 dB, or typical 4 GHz noise figures of 0.3 dB. Additionally, the ATF-36077 has very low noise resistance, reducing the sensitivity of noise performance to variations in input impedance match, making the design of broadband low noise amplifiers much easier. The premium sensitivity of the ATF-36077 makes this device the ideal choice for use in the first stage of extremely low noise cascades.

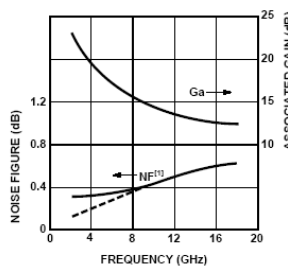
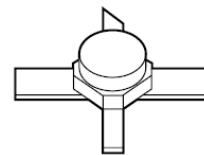


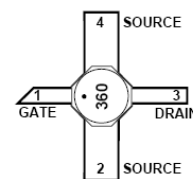
Figure 1. ATF-36077 Optimum Noise Figure and Associated Gain vs. Frequency for  $V_{DS} = 1.5$  V,  $I_D = 10$  mA.

#### ATF-36077

##### 77 Package



##### Pin Configuration



The repeatable performance and consistency make it appropriate for use in Ku-band Direct Broadcast Satellite (DBS) Television systems, C-band Television Receive Only (TVRO) LNAs, or other low noise amplifiers operating in the 2-18 GHz frequency range.

This GaAs PHEMT device has a nominal 0.2 micron gate length with a total gate periphery (width) of 200 microns. Proven gold based metalization systems and nitride passivation assure rugged, reliable devices.

**ATF-36077 Typical Scattering Parameters,**

Common Source,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$		dB	$S_{21}$		dB	$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
1.0	0.99	-17	14.00	5.010	163	-36.08	0.016	78	0.60	-14
2.0	0.97	-33	13.81	4.904	147	-30.33	0.030	66	0.59	-28
3.0	0.94	-49	13.53	4.745	132	-27.25	0.043	54	0.57	-41
4.0	0.90	-65	13.17	4.556	116	-25.32	0.054	43	0.55	-54
5.0	0.86	-79	12.78	4.357	102	-24.04	0.063	33	0.53	-66
6.0	0.82	-93	12.39	4.162	88	-23.17	0.069	24	0.50	-78
7.0	0.78	-107	12.00	3.981	75	-22.58	0.074	16	0.48	-89
8.0	0.75	-120	11.64	3.820	62	-22.17	0.078	8	0.46	-99
9.0	0.72	-133	11.32	3.682	49	-21.90	0.080	1	0.44	-109
10.0	0.69	-146	11.04	3.566	37	-21.71	0.082	-6	0.42	-119
11.0	0.66	-159	10.81	3.473	25	-21.57	0.083	-13	0.40	-129
12.0	0.63	-172	10.63	3.401	13	-21.44	0.085	-19	0.38	-139
13.0	0.61	175	10.50	3.349	1	-21.32	0.086	-25	0.37	-149
14.0	0.60	161	10.41	3.315	-12	-21.19	0.087	-32	0.35	-160
15.0	0.58	147	10.36	3.296	-24	-21.04	0.089	-39	0.33	-171
16.0	0.57	131	10.34	3.289	-37	-20.87	0.091	-47	0.31	177
17.0	0.56	114	10.34	3.289	-50	-20.69	0.092	-55	0.29	164
18.0	0.57	97	10.35	3.291	-64	-20.53	0.094	-65	0.26	148

**ATF-36077 Typical “Off” Scattering Parameters,**

Common Source,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ ,  $I_D = 0 \text{ mA}$ ,  $V_{GS} = -2 \text{ V}$

Freq. GHz	$S_{11}$		dB	$S_{21}$		dB	$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag.	Ang.		Mag.	Ang.		Mag.	Ang.	Mag.	Ang.
11.0	0.96	-139	-14.2	0.19	-43	-14.2	0.19	-43	0.97	-125
12.0	0.95	-152	-14.0	0.20	-56	-14.0	0.20	-56	0.97	-137
13.0	0.94	-166	-13.8	0.20	-69	-13.8	0.20	-68	0.96	-149



**ATF-36077 Typical Noise Parameters,**  
Common Source,  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}^{[1]}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_n/Z_0$ -
		Mag.	Ang.	
1	0.30	0.95	12	0.40
2	0.30	0.90	25	0.20
4	0.30	0.81	51	0.17
6	0.30	0.73	76	0.13
8	0.37	0.66	102	0.09
10	0.44	0.60	129	0.05
12	0.50	0.54	156	0.03
14	0.56	0.48	-174	0.02
16	0.61	0.43	-139	0.05
18	0.65	0.39	-100	0.09

**Note:**

1. The  $F_{min}$  values at 2, 4, and 6 GHz have been adjusted to reflect expected circuit losses that will be encountered when matching to the optimum reflection coefficient ( $\Gamma_{opt}$ ) at these frequencies. The theoretical  $F_{min}$  values for these frequencies are: 0.10 dB at 2 GHz, 0.20 dB at 4 GHz, and 0.29 dB at 6 GHz. Noise parameters are derived from associated s parameters, packaged device measurements at 12 GHz, and die level measurements from 6 to 18 GHz.

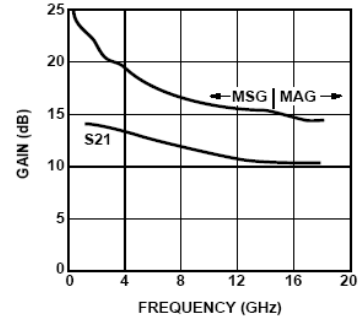
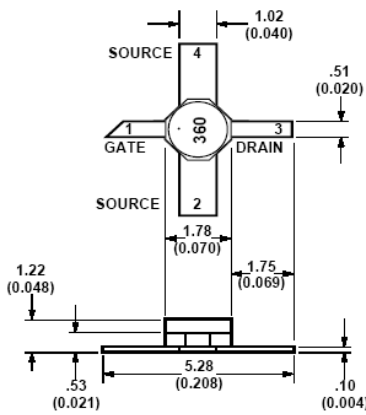


Figure 2. Maximum Available Gain, Maximum Stable Gain and Insertion Power Gain vs. Frequency.  $V_{DS} = 1.5 \text{ V}$ ,  $I_D = 10 \text{ mA}$ .

**77 Package Dimensions**



TYPICAL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS (INCHES).

**Part Number Ordering Information**

Part Number	No. of Devices	Container
ATF-36077-TR1 <sup>[2]</sup>	1000	7" Reel
ATF-36077-STR	10	strip

**Note:**

2. For more information, see "Tape and Reel Packaging for Semiconductor Devices," in "Communications Components" Designer's Catalog.

[www.semiconductor.agilent.com](http://www.semiconductor.agilent.com)

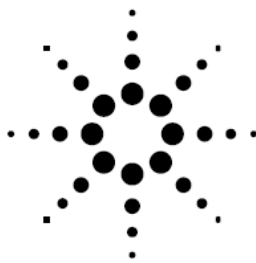
Data subject to change.

Copyright © 1999 Agilent Technologies

Obsoletes 5962-0193E

5965-8726E (11/99)

## ATF-551M4 MİKRODALGA TRANSİSTÖRÜNÜN ÜRETİCİ VERİLERİ



### Agilent ATF-551M4 Low Noise Enhancement Mode Pseudomorphic HEMT in a Miniature Leadless Package

Data Sheet

#### Description

Agilent Technologies' ATF-551M4 is a high dynamic range, super low noise, single supply E-pHEMT GaAs FET housed in a thin miniature leadless package.

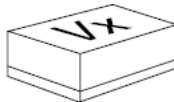
The combination of small device size, super low noise (under 1 dB Fmin from 2 to 6 GHz), high linearity and low power makes the ATF-551M4 ideal for LNA or hybrid module designs in wireless receiver in the 450 MHz to 10 GHz frequency band.

Applications include Cellular/PCS/WCDMA handsets and data modem cards, fixed wireless infrastructure in the 2.4, 3.5 GHz and UNII frequency bands, as well as 2.4 GHz 802.11b, 5 GHz 802.11a and HIPERLAN/2 Wireless LAN PC-cards.

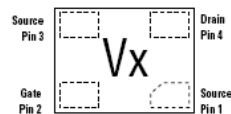
#### Note:

1. Agilent's enhancement mode E-pHEMT devices are the first commercially available single-supply GaAs transistors that do not need a negative gate bias voltage for operation. They can help simplify the design and reduce the cost of receivers and transmitters in many applications in the 450 MHz to 10 GHz frequency range.

#### MiniPak 1.4 mm x 1.2 mm Package



#### Pin Connections and Package Marking



#### Note:

Top View. Package marking provides orientation, product identification and date code.

"V" = Device Type Code

"X" = Date code character. A different character is assigned for each month and year.

#### Features

- Very low noise figure and high linearity
- Single Supply Enhancement Mode Technology<sup>1)</sup> optimized for 3V operation
- Excellent uniformity in product specifications
- 400 micron gate width
- Thin miniature package 1.4 mm x 1.2 mm x 0.7 mm
- Tape-and-reel packaging option available

#### Specifications

- 2 GHz: 2.7V, 10 mA (typ.)
- 24.1 dBm output 3<sup>rd</sup> order intercept
- 14.6 dBm output power at 1 dB gain compression
- 0.5 dB noise figure
- 17.5 dB associated gain

#### Applications

- Low Noise Amplifier for:
  - Cellular/PCS/WCDMA handsets and modem cards
  - 2.4 GHz, 3.5 GHz and UNII fixed wireless infrastructure
  - 2.4 GHz 802.11b Wireless LAN
  - 5 GHz 802.11a and HIPERLAN Wireless LAN
- General purpose discrete E-pHEMT for other ultra low noise applications

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.995	-6.0	20.41	10.479	175.9	0.007	86.3	0.803	-3.3	31.75
0.5	0.954	-29.1	19.95	9.946	158.2	0.031	71.6	0.758	-15.6	25.06
0.9	0.906	-50.7	19.35	9.280	144.2	0.052	60.8	0.710	-27.4	22.52
1.0	0.896	-55.7	19.18	9.103	141.0	0.056	58.3	0.692	-30.2	22.11
1.5	0.833	-79.5	18.15	8.080	125.6	0.075	46.8	0.611	-42.3	20.32
1.9	0.790	-96.5	17.22	7.260	114.9	0.085	39.0	0.547	-50.4	19.32
2.0	0.781	-100.4	17.00	7.078	112.5	0.087	37.3	0.532	-52.3	19.10
2.5	0.739	-118.5	15.84	6.197	101.1	0.095	29.8	0.463	-60.6	18.14
3.0	0.710	-134.4	14.74	5.459	91.2	0.099	23.7	0.404	-67.6	17.41
4.0	0.683	-160.0	12.75	4.341	74.5	0.104	14.8	0.318	-79.6	16.21
5.0	0.679	-179.8	11.03	3.559	60.3	0.105	8.6	0.263	-91.2	15.30
6.0	0.680	166.5	9.65	3.036	48.5	0.107	5.0	0.220	-99.5	14.53
7.0	0.681	154.0	8.43	2.638	37.2	0.107	2.1	0.199	-111.0	13.92
8.0	0.683	143.7	7.43	2.353	26.4	0.110	-0.3	0.185	-123.4	13.30
9.0	0.690	132.7	6.53	2.122	15.7	0.113	-2.6	0.181	-137.7	11.27
10.0	0.687	119.7	5.72	1.932	4.5	0.117	-5.4	0.185	-151.1	9.97
11.0	0.691	106.5	4.98	1.775	-6.4	0.122	-8.4	0.196	-163.5	9.14
12.0	0.696	92.6	4.28	1.636	-17.7	0.129	-12.3	0.209	-174.4	8.44
13.0	0.713	81.8	3.53	1.501	-28.6	0.135	-16.2	0.206	-171.4	7.80
14.0	0.747	67.4	2.82	1.384	-40.4	0.143	-21.8	0.211	-151.2	7.62
15.0	0.759	55.5	1.97	1.255	-51.8	0.149	-27.4	0.237	-131.8	6.73
16.0	0.808	45.4	1.00	1.122	-62.4	0.153	-33.3	0.269	-113.3	6.90
17.0	0.828	37.3	-0.01	0.999	-72.7	0.157	-39.2	0.322	-95.4	6.20
18.0	0.870	30.9	-1.04	0.887	-82.6	0.159	-45.2	0.383	-80.1	7.47

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_o$ dB
0.5	0.24	0.62	-4.3	0.14	23.50
0.9	0.24	0.56	8.8	0.13	21.66
1.0	0.28	0.52	13.5	0.12	21.61
1.9	0.45	0.47	38.6	0.11	18.04
2.0	0.39	0.47	42.9	0.11	17.88
2.4	0.47	0.42	52.8	0.11	16.76
3.0	0.55	0.35	74.0	0.09	15.66
3.9	0.61	0.32	105.4	0.08	14.10
5.0	0.74	0.33	144.0	0.06	12.74
5.8	0.89	0.36	164.3	0.05	11.83
6.0	0.90	0.37	166.1	0.05	11.63
7.0	1.03	0.38	-170.9	0.06	10.71
8.0	1.13	0.44	-157.2	0.07	9.99
9.0	1.27	0.48	-142.4	0.09	9.36
10.0	1.53	0.46	-126.0	0.17	8.46

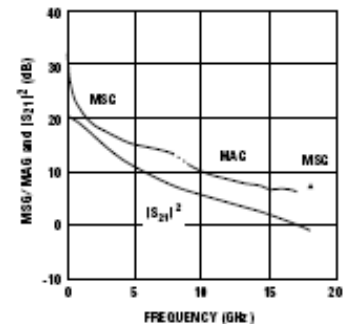


Figure 26. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2V, 10 mA.

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2.  $S$  and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
0.1	0.995	-6.6	21.93	12.489	175.5	0.006	86.2	0.765	-3.7	33.18	
0.5	0.947	-31.6	21.41	11.757	156.7	0.029	70.9	0.715	-17.0	26.08	
0.9	0.892	-54.7	20.67	10.804	142.0	0.048	59.7	0.659	-29.6	23.52	
1.0	0.880	-60.1	20.46	10.547	138.6	0.052	57.1	0.641	-32.5	23.07	
1.5	0.812	-84.9	19.26	9.186	123.0	0.067	46.0	0.555	-45.0	21.37	
1.9	0.768	-102.1	18.23	8.153	112.3	0.076	38.7	0.489	-53.1	20.31	
2.0	0.758	-106.1	17.98	7.923	109.9	0.077	37.2	0.474	-55.0	20.12	
2.5	0.718	-124.1	16.73	6.859	98.9	0.084	30.5	0.407	-63.2	19.12	
3.0	0.692	-139.7	15.55	5.991	89.3	0.088	25.3	0.352	-70.2	18.33	
4.0	0.671	-164.5	13.47	4.716	73.3	0.092	18.0	0.272	-82.3	17.10	
5.0	0.670	176.6	11.70	3.845	59.7	0.095	13.1	0.222	-94.5	16.07	
6.0	0.671	163.5	10.30	3.273	48.3	0.098	10.5	0.181	-103.2	15.24	
7.0	0.674	151.5	9.06	2.838	37.4	0.101	8.2	0.164	-115.4	14.49	
8.0	0.676	141.6	8.06	2.528	27.0	0.105	6.1	0.152	-128.5	12.66	
9.0	0.684	130.9	7.14	2.276	18.5	0.111	3.7	0.150	-143.3	11.51	
10.0	0.682	118.0	6.33	2.072	5.6	0.117	0.6	0.156	-156.9	10.35	
11.0	0.686	105.1	5.59	1.903	-5.0	0.124	-3.1	0.170	-169.0	9.57	
12.0	0.691	91.4	4.88	1.753	-16.1	0.132	-7.6	0.183	-179.3	8.87	
13.0	0.708	80.9	4.13	1.609	-26.9	0.140	-12.3	0.181	165.9	8.27	
14.0	0.744	66.5	3.42	1.483	-38.5	0.148	-18.6	0.188	145.0	8.14	
15.0	0.756	54.9	2.59	1.347	-49.7	0.155	-24.9	0.217	125.0	7.23	
16.0	0.805	45.0	1.59	1.201	-60.2	0.158	-31.2	0.253	106.8	7.38	
17.0	0.825	37.0	0.61	1.073	-70.4	0.161	-37.5	0.310	89.4	6.61	
18.0	0.870	30.7	-0.41	0.954	-80.1	0.163	-43.8	0.373	74.9	7.67	

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_n$ dB
0.5	0.21	0.61	-6.1	0.12	24.12
0.9	0.21	0.55	7.0	0.12	22.18
1.0	0.27	0.50	11.4	0.11	22.12
1.9	0.42	0.46	38.1	0.10	18.61
2.0	0.37	0.43	42.7	0.10	18.52
2.4	0.44	0.39	52.9	0.10	17.34
3.0	0.52	0.32	74.4	0.08	16.21
3.9	0.57	0.28	108.3	0.07	14.65
5.0	0.71	0.30	149.5	0.06	13.27
5.8	0.85	0.35	170.0	0.05	12.38
6.0	0.86	0.35	171.7	0.05	12.19
7.0	0.97	0.38	-165.9	0.06	11.24
8.0	1.08	0.43	-152.1	0.07	10.49
9.0	1.22	0.47	-138.1	0.10	9.84
10.0	1.44	0.46	-122.5	0.17	8.96

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2.  $S$  and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

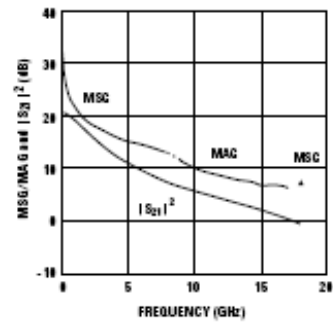


Figure 27. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2V, 15 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
0.1	0.994	-6.9	22.85	13.876	175.3	0.006	85.6	0.740	-3.9	33.64	
0.5	0.942	-33.3	22.27	12.985	155.7	0.027	70.4	0.687	-17.8	26.82	
0.9	0.882	-57.3	21.44	11.806	140.5	0.045	59.0	0.627	-30.9	24.19	
1.0	0.869	-62.8	21.21	11.491	137.1	0.048	56.5	0.608	-33.8	23.79	
1.5	0.798	-88.1	19.90	9.881	121.3	0.062	45.7	0.520	-46.4	22.02	
1.9	0.753	-105.5	18.79	8.704	110.7	0.070	38.9	0.455	-54.4	20.95	
2.0	0.744	-109.5	18.53	8.443	108.4	0.071	37.4	0.441	-56.3	20.75	
2.5	0.706	-127.4	17.22	7.282	97.5	0.077	31.3	0.376	-64.3	19.75	
3.0	0.681	-142.7	16.01	6.314	88.2	0.081	26.7	0.323	-71.0	18.92	
4.0	0.663	-167.0	13.88	4.943	72.5	0.085	20.3	0.248	-82.9	17.65	
5.0	0.664	174.6	12.09	4.021	59.3	0.089	16.2	0.201	-95.2	16.55	
6.0	0.666	161.9	10.68	3.418	48.1	0.093	14.1	0.162	-103.7	15.65	
7.0	0.670	150.1	9.43	2.962	37.3	0.097	12.0	0.144	-116.4	14.85	
8.0	0.673	140.4	8.42	2.637	27.1	0.103	10.0	0.133	-130.0	12.78	
9.0	0.681	129.8	7.51	2.373	18.8	0.109	7.4	0.131	-145.9	11.65	
10.0	0.678	117.1	6.68	2.158	6.0	0.117	3.7	0.139	-160.3	10.56	
11.0	0.682	104.3	5.94	1.982	-4.6	0.125	-0.2	0.154	-172.7	9.80	
12.0	0.688	90.6	5.23	1.826	-15.6	0.133	-5.2	0.168	-176.9	9.11	
13.0	0.706	80.3	4.48	1.675	-26.3	0.142	-10.3	0.169	-161.6	8.56	
14.0	0.743	65.9	3.76	1.542	-38.0	0.150	-17.0	0.182	-139.6	8.46	
15.0	0.753	54.4	2.92	1.400	-48.9	0.157	-23.6	0.212	-121.2	7.48	
16.0	0.804	44.7	1.93	1.249	-58.3	0.160	-30.1	0.250	-103.8	7.76	
17.0	0.824	36.7	0.95	1.116	-69.4	0.163	-36.5	0.306	-87.0	6.93	
18.0	0.869	30.6	-0.05	0.994	-78.9	0.165	-43.0	0.367	-73.0	7.80	

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2V$ ,  $I_{DS} = 20 \text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_n$ dB
0.5	0.19	0.59	-7.0	0.11	23.50
0.9	0.20	0.54	6.3	0.11	21.66
1.0	0.25	0.48	10.1	0.10	21.61
1.9	0.41	0.43	38.7	0.09	18.04
2.0	0.36	0.41	43.1	0.09	17.88
2.4	0.43	0.37	53.4	0.09	16.76
3.0	0.51	0.29	76.3	0.08	15.66
3.9	0.58	0.26	112.7	0.07	14.10
5.0	0.70	0.29	154.0	0.05	12.74
5.8	0.85	0.34	173.6	0.05	11.83
6.0	0.86	0.35	175.9	0.05	11.63
7.0	0.94	0.37	-162.3	0.06	10.71
8.0	1.07	0.42	-148.2	0.08	9.99
9.0	1.20	0.48	-135.2	0.10	9.36
10.0	1.43	0.46	-119.5	0.17	8.46

Notes:

- The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
- S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

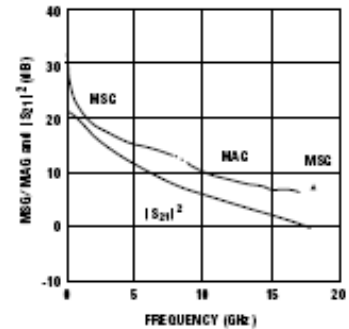


Figure 28. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2V, 20 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
0.1	0.995	-5.9	20.55	10.656	175.9	0.006	86.3	0.825	-3.0	32.49	
0.5	0.955	-28.7	20.11	10.129	158.4	0.028	72.0	0.782	-14.0	25.58	
0.9	0.907	-50.0	19.52	9.466	144.6	0.046	61.3	0.735	-24.5	23.13	
1.0	0.896	-55.0	19.36	9.292	141.4	0.050	58.8	0.717	-27.0	22.69	
1.5	0.833	-78.6	18.34	8.265	126.1	0.067	47.6	0.639	-37.6	20.91	
1.9	0.789	-95.5	17.43	7.439	115.4	0.076	40.0	0.577	-44.6	19.91	
2.0	0.779	-99.4	17.21	7.255	113.0	0.078	38.4	0.562	-46.2	19.69	
2.5	0.737	-117.4	16.07	6.361	101.7	0.085	31.0	0.495	-53.1	18.74	
3.0	0.707	-133.4	14.98	5.610	91.8	0.089	25.1	0.439	-58.8	18.00	
4.0	0.679	-159.1	13.01	4.471	75.0	0.093	16.6	0.357	-68.3	16.82	
5.0	0.674	-178.9	11.30	3.673	60.8	0.094	10.9	0.303	-77.6	15.92	
6.0	0.675	167.3	9.93	3.136	49.1	0.095	8.1	0.264	-83.7	15.19	
7.0	0.676	154.9	8.72	2.728	37.7	0.096	5.9	0.244	-90.5	14.54	
8.0	0.679	144.5	7.73	2.435	27.0	0.099	4.3	0.230	-104.1	12.94	
9.0	0.686	133.5	6.84	2.198	16.2	0.102	2.9	0.222	-116.6	11.58	
10.0	0.684	120.8	6.03	2.002	5.1	0.107	0.7	0.222	-129.0	10.44	
11.0	0.688	107.5	5.30	1.841	-5.9	0.113	-1.7	0.230	-140.8	9.69	
12.0	0.693	93.7	4.59	1.696	-17.2	0.121	-5.2	0.239	-151.9	9.02	
13.0	0.710	82.7	3.86	1.559	-28.2	0.129	-8.9	0.232	-164.6	8.47	
14.0	0.743	68.6	3.19	1.443	-39.8	0.139	-14.3	0.222	-176.6	8.42	
15.0	0.760	56.5	2.37	1.314	-51.5	0.147	-20.2	0.232	-155.6	7.69	
16.0	0.805	46.2	1.42	1.177	-62.2	0.153	-26.2	0.251	-134.3	8.26	
17.0	0.830	38.1	0.43	1.051	-72.8	0.158	-32.5	0.293	-112.0	8.07	
18.0	0.872	31.5	-0.58	0.935	-83.1	0.163	-39.1	0.353	-92.7	7.59	

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_n$ dB
0.5	0.26	0.64	-4.4	0.14	23.79
0.9	0.27	0.57	7.5	0.13	21.80
1.0	0.30	0.54	11.1	0.13	21.60
1.9	0.46	0.49	36.6	0.11	18.06
2.0	0.41	0.48	40.4	0.12	17.92
2.4	0.47	0.44	50.3	0.11	16.79
3.0	0.55	0.36	69.5	0.10	15.70
3.9	0.61	0.32	101.3	0.08	14.24
5.0	0.74	0.32	139.5	0.06	12.86
5.8	0.88	0.35	161.5	0.05	12.01
6.0	0.90	0.35	163.9	0.05	11.82
7.0	1.00	0.37	-173.6	0.06	10.93
8.0	1.12	0.41	-158.2	0.07	10.24
9.0	1.25	0.46	-143.0	0.09	9.66
10.0	1.46	0.46	-127.2	0.15	8.85

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

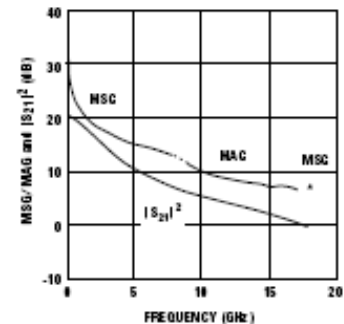


Figure 29. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2.7V, 10 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.995	-6.5	21.98	12.559	175.6	0.006	86.4	0.793	-3.2	33.21
0.5	0.949	-31.2	21.47	11.839	156.9	0.026	71.0	0.745	-15.2	26.58
0.9	0.894	-54.0	20.75	10.905	142.3	0.043	60.1	0.691	-26.4	24.04
1.0	0.882	-59.4	20.55	10.650	138.9	0.047	57.5	0.673	-28.9	23.55
1.5	0.814	-84.0	19.37	9.298	123.4	0.061	46.6	0.589	-39.7	21.83
1.9	0.768	-101.1	18.34	8.265	112.7	0.068	39.5	0.526	-46.6	20.85
2.0	0.758	-105.1	18.10	8.034	110.3	0.070	38.0	0.511	-48.1	20.60
2.5	0.718	-123.1	16.86	6.966	99.3	0.076	31.4	0.447	-54.6	19.62
3.0	0.691	-138.7	15.70	6.095	89.7	0.079	26.3	0.393	-59.9	18.87
4.0	0.668	-163.5	13.64	4.806	73.6	0.083	19.4	0.318	-68.8	17.63
5.0	0.667	177.5	11.88	3.928	59.9	0.085	15.0	0.268	-77.7	16.65
6.0	0.668	164.3	10.49	3.345	48.5	0.088	13.1	0.230	-83.3	15.80
7.0	0.671	152.2	9.26	2.904	37.5	0.091	11.4	0.212	-93.0	15.04
8.0	0.673	142.3	8.27	2.591	27.0	0.095	10.0	0.198	-103.4	12.89
9.0	0.682	131.6	7.37	2.335	16.4	0.101	8.4	0.190	-116.2	11.88
10.0	0.677	118.5	6.56	2.128	5.4	0.107	5.6	0.190	-129.6	10.70
11.0	0.684	105.8	5.83	1.956	-5.3	0.115	2.6	0.198	-142.6	10.06
12.0	0.690	91.7	5.12	1.804	-16.7	0.124	-1.7	0.210	-154.2	9.46
13.0	0.707	81.2	4.38	1.656	-27.5	0.133	-6.1	0.205	-167.8	8.93
14.0	0.744	66.4	3.68	1.528	-39.4	0.143	-12.3	0.200	-172.5	9.10
15.0	0.750	55.1	2.85	1.389	-50.6	0.151	-18.7	0.212	-150.9	7.85
16.0	0.806	45.2	1.88	1.242	-61.2	0.156	-25.1	0.236	-129.7	9.01
17.0	0.824	37.1	0.92	1.112	-71.5	0.162	-31.6	0.282	-107.9	8.37
18.0	0.872	31.0	-0.08	0.991	-81.5	0.166	-38.2	0.337	-89.7	7.76

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n/50}$	$G_n$ dB
0.5	0.18	0.61	-6.0	0.12	24.49
0.9	0.18	0.56	6.8	0.12	22.38
1.0	0.24	0.5	10.7	0.11	22.32
1.9	0.38	0.45	36.9	0.1	18.78
2.0	0.33	0.43	41.9	0.1	18.65
2.4	0.42	0.39	50.9	0.1	17.47
3.0	0.5	0.31	73.0	0.08	16.37
3.9	0.55	0.28	107.0	0.07	14.83
5.0	0.66	0.29	146.6	0.06	13.4
5.8	0.83	0.33	168.7	0.05	12.54
6.0	0.84	0.34	170.7	0.05	12.36
7.0	0.95	0.36	-166.9	0.06	11.44
8.0	1.06	0.41	-152.3	0.07	10.69
9.0	1.18	0.46	-138.1	0.1	10.12
10.0	1.43	0.44	-122.5	0.16	9.21

Notes:

- The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
- S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

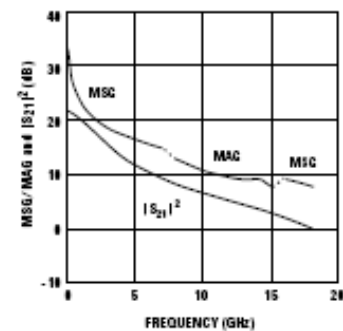


Figure 30. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2.7V, 15 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.995	-6.8	22.92	13.988	175.4	0.005	86.4	0.772	-3.4	34.47
0.5	0.943	-33.0	22.95	13.103	155.9	0.024	70.6	0.72	-15.7	27.37
0.9	0.883	-56.9	21.53	11.932	140.7	0.04	59.4	0.662	-27.1	24.75
1.0	0.87	-62.4	21.30	11.616	137.3	0.043	56.9	0.643	-29.6	24.32
1.5	0.798	-87.6	20.00	10.004	121.6	0.056	46.2	0.557	-40.2	22.52
1.9	0.752	-104.9	18.91	8.822	111.0	0.063	39.6	0.494	-46.7	21.46
2.0	0.743	-108.8	18.65	8.557	108.6	0.064	38.2	0.48	-48.1	21.26
2.5	0.704	-126.7	17.35	7.367	97.8	0.069	32.3	0.417	-54.2	20.28
3.0	0.68	-142.1	16.14	6.411	88.4	0.072	27.8	0.367	-59.0	19.50
4.0	0.66	-166.3	14.02	5.026	72.8	0.076	22.0	0.297	-67.2	18.20
5.0	0.662	175.2	12.25	4.095	59.5	0.079	18.6	0.251	-75.7	17.15
6.0	0.664	162.6	10.84	3.483	48.4	0.083	17.4	0.216	-80.7	16.23
7.0	0.667	150.9	9.61	3.022	37.6	0.087	16.1	0.199	-90.4	14.69
8.0	0.67	141.2	8.61	2.695	27.3	0.093	14.8	0.185	-100.6	13.08
9.0	0.679	130.8	7.71	2.429	16.9	0.099	13.0	0.177	-113.5	12.08
10.0	0.677	118.1	6.90	2.213	6.0	0.107	9.9	0.178	-127.2	11.08
11.0	0.683	105.4	6.17	2.034	-4.6	0.116	6.4	0.186	-140.4	10.44
12.0	0.688	91.4	5.46	1.876	-15.8	0.126	1.8	0.198	-152.2	9.85
13.0	0.705	80.9	4.72	1.722	-26.5	0.136	-3.2	0.193	-165.9	9.37
14.0	0.741	66.5	4.03	1.59	-38.3	0.146	-9.8	0.188	-173.7	9.78
15.0	0.75	55.0	3.19	1.444	-49.5	0.154	-16.5	0.2	-151.1	8.35
16.0	0.803	45.1	2.22	1.291	-60.1	0.159	-23.2	0.224	-129.5	9.10
17.0	0.823	37.2	1.26	1.156	-70.3	0.165	-29.8	0.269	-107.3	8.45
18.0	0.872	31.0	0.27	1.032	-80.2	0.168	-36.6	0.325	-88.8	7.88

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 2.7V$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n/50}$	$G_n$ dB
0.5	0.18	0.61	-6.7	0.12	24.89
0.9	0.18	0.55	5.9	0.11	22.72
1.0	0.23	0.49	9.9	0.10	22.68
1.9	0.39	0.43	37.8	0.09	19.18
2.0	0.36	0.42	41.6	0.09	18.98
2.4	0.43	0.37	51.7	0.09	17.83
3.0	0.51	0.29	73.6	0.08	16.69
3.9	0.56	0.26	110.7	0.07	15.19
5.0	0.68	0.28	152.8	0.05	13.79
5.8	0.83	0.33	172.9	0.05	12.91
6.0	0.85	0.33	175.6	0.05	12.73
7.0	0.95	0.37	-162.4	0.06	11.80
8.0	1.06	0.41	-148.8	0.08	11.06
9.0	1.19	0.47	-135.5	0.10	10.47
10.0	1.41	0.46	-119.2	0.17	9.59

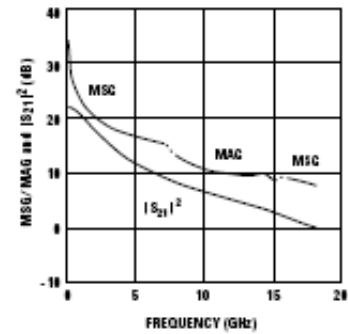


Figure 31. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 2.7V, 20 mA.

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2.  $S$  and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.



ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
0.1	0.996	-5.9	20.49	10.578	176.0	0.006	86.1	0.835	-2.8	32.46	
0.5	0.957	-28.4	20.05	10.059	158.5	0.027	72.0	0.792	-13.4	25.71	
0.9	0.909	-49.6	19.48	9.420	144.8	0.045	61.5	0.747	-23.5	23.21	
1.0	0.899	-54.6	19.32	9.246	141.6	0.049	59.1	0.730	-25.9	22.76	
1.5	0.836	-78.1	18.32	8.241	126.3	0.065	47.9	0.653	-36.1	21.03	
1.9	0.792	-94.9	17.41	7.424	115.7	0.074	40.3	0.593	-42.7	20.01	
2.0	0.782	-98.8	17.20	7.241	113.2	0.075	38.6	0.578	-44.2	19.85	
2.5	0.740	-116.8	16.07	6.360	101.9	0.082	31.3	0.513	-50.7	18.90	
3.0	0.709	-132.3	14.99	5.616	91.9	0.086	25.3	0.458	-56.0	18.15	
4.0	0.680	-158.5	13.03	4.481	75.1	0.090	16.9	0.378	-64.9	16.97	
5.0	0.675	-178.4	11.33	3.684	60.9	0.091	11.3	0.325	-73.5	16.07	
6.0	0.675	167.8	9.96	3.146	49.1	0.092	8.7	0.287	-79.1	15.34	
7.0	0.676	155.1	8.75	2.738	37.6	0.093	6.6	0.267	-88.4	14.69	
8.0	0.678	144.9	7.77	2.447	26.8	0.095	5.4	0.252	-98.6	12.90	
9.0	0.686	133.8	6.88	2.209	16.0	0.099	4.1	0.242	-110.5	11.73	
10.0	0.682	120.5	6.09	2.015	4.7	0.104	2.1	0.241	-122.9	10.56	
11.0	0.688	107.5	5.37	1.855	-6.3	0.110	0.0	0.247	-135.1	9.88	
12.0	0.694	93.3	4.67	1.711	-17.8	0.118	-3.4	0.256	-146.5	9.26	
13.0	0.711	82.4	3.92	1.571	-28.8	0.127	-6.9	0.250	-159.0	8.76	
14.0	0.746	67.5	3.24	1.452	-40.8	0.137	-12.6	0.240	-176.5	8.90	
15.0	0.753	55.9	2.41	1.320	-52.4	0.146	-18.5	0.246	163.0	7.74	
16.0	0.807	45.8	1.46	1.183	-63.1	0.152	-24.5	0.260	142.0	8.91	
17.0	0.826	37.6	0.48	1.057	-73.7	0.159	-30.8	0.297	119.0	8.23	
18.0	0.874	31.3	-0.53	0.941	-84.1	0.164	-37.5	0.349	98.9	7.59	

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_n$ dB
0.5	0.23	0.65	-4.3	0.14	23.81
0.9	0.24	0.58	7.4	0.13	21.82
1.0	0.26	0.54	10.7	0.13	21.62
1.9	0.43	0.50	36.2	0.11	18.05
2.0	0.38	0.48	40.4	0.12	17.96
2.4	0.43	0.44	49.8	0.11	16.84
3.0	0.51	0.36	69.2	0.10	15.76
3.9	0.59	0.31	99.4	0.08	14.23
5.0	0.70	0.32	139.3	0.06	12.94
5.8	0.85	0.35	160.3	0.05	12.04
6.0	0.86	0.35	162.3	0.05	11.85
7.0	0.98	0.36	-173.7	0.06	10.99
8.0	1.09	0.41	-158.6	0.07	10.29
9.0	1.23	0.45	-143.7	0.09	9.71
10.0	1.45	0.44	-126.8	0.15	8.88

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

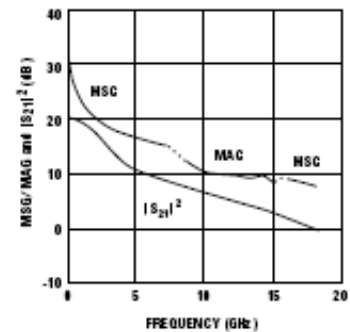


Figure 32. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3V, 10 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.995	-6.5	22.02	12.623	175.6	0.005	86.0	0.802	-3.1	34.02
0.5	0.949	-31.2	21.51	11.900	156.9	0.025	71.0	0.754	-14.6	26.78
0.9	0.894	-54.1	20.79	10.958	142.3	0.041	60.1	0.700	-25.4	24.27
1.0	0.882	-59.4	20.59	10.701	138.9	0.045	57.6	0.682	-27.8	23.76
1.5	0.813	-84.0	19.41	9.341	123.3	0.059	46.7	0.599	-38.1	22.00
1.9	0.768	-101.2	18.38	8.301	112.7	0.066	39.7	0.537	-44.5	21.00
2.0	0.758	-105.1	18.14	8.068	110.3	0.067	38.1	0.522	-45.9	20.81
2.5	0.717	-123.1	16.90	6.996	99.2	0.073	31.6	0.459	-52.0	19.82
3.0	0.690	-138.7	15.74	6.120	89.7	0.076	26.7	0.407	-56.9	19.06
4.0	0.668	-163.5	13.68	4.829	73.6	0.080	20.0	0.334	-65.0	17.81
5.0	0.666	177.5	11.93	3.947	59.9	0.082	15.8	0.286	-73.3	16.82
6.0	0.668	164.4	10.53	3.363	48.5	0.084	14.2	0.250	-78.4	16.02
7.0	0.670	152.3	9.31	2.921	37.5	0.087	12.9	0.232	-87.6	14.96
8.0	0.672	142.4	8.32	2.607	27.0	0.092	11.8	0.218	-97.7	12.99
9.0	0.681	131.7	7.43	2.351	16.4	0.098	10.4	0.209	-110.0	12.01
10.0	0.678	118.6	6.62	2.142	5.3	0.104	7.8	0.209	-122.9	10.90
11.0	0.684	105.8	5.89	1.970	-5.5	0.113	4.9	0.215	-135.4	10.28
12.0	0.690	91.8	5.19	1.817	-16.8	0.122	0.7	0.226	-147.1	9.70
13.0	0.707	81.3	4.44	1.667	-27.6	0.132	-3.7	0.221	-160.3	9.23
14.0	0.744	66.6	3.75	1.540	-39.5	0.142	-10.0	0.211	-179.5	9.62
15.0	0.751	55.2	2.93	1.401	-50.7	0.151	-16.4	0.218	159.7	8.26
16.0	0.807	45.3	1.97	1.254	-61.4	0.157	-22.8	0.236	137.8	9.02
17.0	0.824	37.3	1.01	1.123	-71.9	0.163	-29.5	0.277	114.5	8.38
18.0	0.874	31.1	0.02	1.002	-82.0	0.167	-36.2	0.330	95.0	7.78

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 15\text{ mA}$

Freq. GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n/50}$	$G_n$ dB
0.5	0.18	0.63	-6.3	0.12	24.41
0.9	0.19	0.56	6.8	0.12	22.45
1.0	0.23	0.51	19.0	0.11	22.29
1.9	0.39	0.46	36.5	0.10	18.75
2.0	0.35	0.44	40.8	0.10	18.61
2.4	0.42	0.39	50.1	0.10	17.46
3.0	0.49	0.31	72.5	0.08	16.42
3.9	0.56	0.27	104.4	0.07	14.80
5.0	0.66	0.29	146.9	0.06	13.48
5.8	0.83	0.33	167.4	0.05	12.58
6.0	0.84	0.33	169.0	0.05	12.38
7.0	0.94	0.35	-166.9	0.06	11.49
8.0	1.05	0.40	-152.7	0.07	10.77
9.0	1.19	0.46	-138.6	0.09	10.23
10.0	1.40	0.44	-121.9	0.16	9.32

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

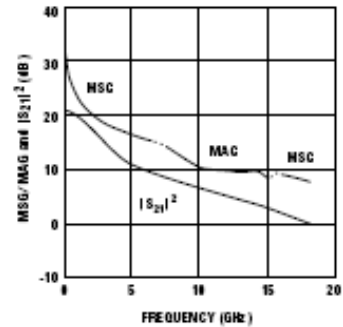


Figure 33. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3V, 15 mA.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	
0.1	0.995	-6.8	22.91	13.987	175.4	0.005	86.1	0.781	-3.3	34.47
0.5	0.943	-33.0	22.35	13.101	155.8	0.024	70.5	0.730	-15.2	27.37
0.9	0.883	-56.9	21.53	11.932	140.7	0.039	59.5	0.672	-26.1	24.86
1.0	0.870	-62.4	21.30	11.614	137.2	0.042	56.9	0.654	-28.5	24.42
1.5	0.798	-87.6	20.00	10.004	121.5	0.054	46.3	0.569	-38.5	22.68
1.9	0.752	-104.9	18.91	8.820	111.0	0.061	39.7	0.506	-44.6	21.60
2.0	0.743	-108.9	18.64	8.555	108.6	0.062	38.3	0.493	-46.0	21.40
2.5	0.704	-126.7	17.35	7.368	97.7	0.067	32.4	0.431	-51.6	20.41
3.0	0.679	-142.1	16.14	6.412	88.4	0.070	28.1	0.383	-56.0	19.62
4.0	0.660	-166.3	14.03	5.028	72.7	0.074	22.5	0.314	-63.5	18.32
5.0	0.662	175.3	12.25	4.099	59.4	0.076	19.2	0.270	-71.5	17.32
6.0	0.664	162.6	10.85	3.488	48.3	0.080	18.3	0.237	-76.2	16.39
7.0	0.667	150.9	9.62	3.027	37.5	0.084	17.2	0.220	-85.2	14.66
8.0	0.670	141.3	8.63	2.701	27.2	0.090	16.3	0.207	-95.2	13.18
9.0	0.679	130.9	7.73	2.435	16.8	0.096	14.6	0.198	-107.6	12.20
10.0	0.677	118.1	6.92	2.219	5.9	0.104	11.7	0.198	-120.6	11.21
11.0	0.683	105.4	6.19	2.040	-4.8	0.114	8.4	0.205	-133.4	10.64
12.0	0.689	91.4	5.49	1.891	-16.0	0.124	3.8	0.216	-145.2	10.10
13.0	0.705	80.9	4.75	1.727	-26.8	0.134	-1.0	0.210	-158.4	9.62
14.0	0.742	66.4	4.05	1.594	-38.6	0.145	-7.7	0.199	-178.0	10.41
15.0	0.751	55.0	3.23	1.451	-49.8	0.153	-14.4	0.207	160.3	8.80
16.0	0.806	45.1	2.27	1.298	-60.4	0.159	-21.1	0.225	138.1	9.12
17.0	0.826	37.2	1.32	1.164	-70.8	0.165	-27.9	0.265	114.0	8.48
18.0	0.874	31.1	0.33	1.039	-80.8	0.170	-34.9	0.320	94.1	7.86

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 20\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_n/50$	$G_n$ dB
0.5	0.17	0.62	-6.2	0.12	24.92
0.9	0.18	0.55	6.0	0.11	22.79
1.0	0.24	0.50	9.5	0.10	22.59
1.9	0.39	0.43	37.5	0.10	19.22
2.0	0.36	0.41	41.2	0.09	19.00
2.4	0.42	0.37	50.9	0.09	17.83
3.0	0.50	0.29	73.6	0.08	16.72
3.9	0.57	0.25	109.4	0.07	15.18
5.0	0.68	0.28	151.6	0.06	13.80
5.8	0.83	0.32	172.5	0.05	12.93
6.0	0.85	0.33	175.6	0.05	12.77
7.0	0.93	0.36	-162.7	0.06	11.84
8.0	1.05	0.41	-149.1	0.08	11.09
9.0	1.19	0.46	-135.5	0.10	10.53
10.0	1.39	0.45	-119.4	0.17	9.64

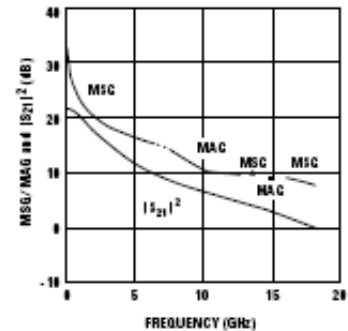


Figure 34. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3V, 20 mA.

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

ATF-551M4 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq. GHz	$S_{11}$			$S_{21}$			$S_{12}$		$S_{22}$		MSG/MAG dB
	Mag.	Ang.	dB	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.	Mag.	Ang.		
0.1	0.994	-7.4	23.90	15.662	175.0	0.005	86.1	0.760	-3.4	34.96	
0.5	0.936	-35.3	23.25	14.544	154.5	0.022	69.8	0.705	-15.4	28.20	
0.9	0.870	-60.4	22.32	13.058	138.7	0.035	58.7	0.644	-26.2	25.72	
1.0	0.856	-66.1	22.05	12.665	135.2	0.038	56.2	0.624	-28.5	25.23	
1.5	0.781	-92.0	20.61	10.732	119.4	0.048	46.0	0.539	-37.7	23.49	
1.9	0.736	-109.4	19.44	9.374	108.9	0.054	40.1	0.480	-43.1	22.40	
2.0	0.726	-113.3	19.15	9.072	106.6	0.055	38.8	0.467	-44.2	22.17	
2.5	0.690	-131.0	17.79	7.753	96.0	0.059	33.7	0.410	-49.0	21.19	
3.0	0.668	-146.1	16.54	6.713	86.9	0.062	30.3	0.367	-52.7	20.35	
4.0	0.653	-169.6	14.38	5.234	71.7	0.066	26.1	0.307	-59.2	18.99	
5.0	0.656	172.7	12.58	4.258	58.7	0.069	23.8	0.268	-66.7	17.90	
6.0	0.659	160.5	11.17	3.618	47.9	0.074	23.6	0.238	-70.9	16.89	
7.0	0.663	149.0	9.90	3.138	37.2	0.079	22.9	0.224	-79.8	14.61	
8.0	0.666	139.6	8.94	2.798	27.1	0.086	21.9	0.211	-89.5	13.35	
9.0	0.676	129.3	8.00	2.522	16.8	0.094	20.1	0.203	-101.5	12.55	
10.0	0.674	116.6	7.22	2.296	5.9	0.103	16.9	0.202	-114.5	11.58	
11.0	0.680	104.1	6.48	2.109	-4.6	0.113	13.1	0.208	-127.3	11.01	
12.0	0.688	90.3	5.77	1.944	-15.8	0.124	8.0	0.219	-139.4	10.62	
13.0	0.705	80.1	5.03	1.784	-26.4	0.135	3.0	0.213	-152.3	10.38	
14.0	0.743	65.8	4.34	1.648	-38.0	0.147	-4.1	0.200	-170.8	10.50	
15.0	0.751	54.5	3.53	1.502	-49.2	0.156	-11.1	0.203	166.8	9.84	
16.0	0.806	44.9	2.56	1.343	-59.8	0.162	-18.1	0.218	143.9	9.19	
17.0	0.826	37.0	1.64	1.208	-70.1	0.168	-25.2	0.254	118.4	8.57	
18.0	0.875	31.0	0.67	1.080	-80.2	0.174	-32.4	0.306	97.4	7.93	

Typical Noise Parameters,  $V_{DS} = 3V$ ,  $I_{DS} = 30\text{ mA}$

Freq GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$ Mag.	$\Gamma_{opt}$ Ang.	$R_{n/50}$	$G_n$ dB
0.5	0.16	0.60	-6.2	0.11	25.60
0.9	0.18	0.55	6.4	0.11	23.17
1.0	0.24	0.47	10.1	0.10	23.19
1.9	0.39	0.39	39.1	0.09	19.73
2.0	0.36	0.38	42.7	0.09	19.48
2.4	0.45	0.33	54.2	0.09	18.36
3.0	0.52	0.26	79.0	0.08	17.20
3.9	0.59	0.23	119.0	0.06	15.66
5.0	0.71	0.28	162.1	0.05	14.28
5.8	0.86	0.33	-179.3	0.05	13.39
6.0	0.89	0.33	-176.7	0.05	13.20
7.0	0.99	0.37	-156.1	0.07	12.27
8.0	1.12	0.42	-143.5	0.09	11.50
9.0	1.26	0.48	-130.8	0.12	10.96
10.0	1.50	0.46	-115.1	0.20	10.01

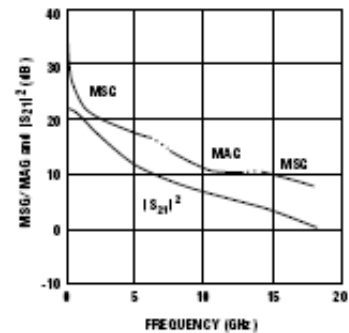


Figure 35. MSG/MAG and  $|S_{21}|^2$  vs. Frequency at 3V, 30 mA.

Notes:

1. The  $F_{min}$  values are based on a set of 16 noise figure measurements made at 16 different impedances using an ATN NP5 test system. From these measurements  $F_{min}$  is calculated. Refer to the noise parameter measurement section for more information.
2. S and noise parameters are measured on a microstrip line made on 0.010 inch thick alumina carrier assembly. The input reference plane is at the end of the gate pad. The output reference plane is at the end of the drain pad.

## ÖZGEÇMİŞ

---

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı** : Ufuk ÖZKAYA  
**Doğum Tarihi ve Yeri** : 03.06.1981 – Pasinler/Erzurum  
**Yabancı Dili** : İngilizce  
**E-posta** : uozkaya@gmail.com

### ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	Süleyman Demirel Üniversitesi	2005
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	Süleyman Demirel Üniversitesi	2003
Lise		Erzurum İbrahim Hakkı Fen Lisesi	1999

### İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2006–	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2005–2006	Süleyman Demirel Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

## **YAYINLARI**

### **Makale**

1. F. Güneş, S. Demirel, U. Özkaya, "A low-noise amplifier design using the performance limitations of a microwave transistor for the ultra-wideband applications", International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, Vol. 20, Iss.5, pp: 535-545, 2010.
2. F. Güneş, U. Özkaya, S. Demirel, "Particle swarm intelligence applied to determination of the feasible design target for a low-noise amplifier", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 51, Iss. 5, pp. 1214-1218, 2009.
3. S. Demirel, F. Gunes, and U. Ozkaya, "Design of an Ultra-Wideband, Low-Noise Amplifier Using a Single Transistor: a Typical Application Example", Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 16, 371-387, 2009.

### **Bildiri**

1. Özkaya U., Güneş F., Demirel S., "FET Modeling for maximum transducer power gain using particle swarm optimization", INISTA Trabzon, 2009
2. Özkaya U., Güneş F., "Particle Swarm Optimization Approach to Determination of FET Model Elements Subject to Noise Parameters", INISTA Trabzon, 2009
3. Özkaya U., Güneş F. and Demirel S., "Particle Swarm Intelligence Applied to Determination of the Feasible Design Target for Low-noise Amplifier" , Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, CHINA, 23-27 March, 2009
4. Demirel S., Güneş F. and Özkaya U., "Particle Swarm Intelligence Applied to Design Microwave Amplifier for the Maximum Gain Constrained by the Minimum Noise over the Available Bandwidth" , Progress In Electromagnetics Research Symposium, Beijing, CHINA, 23-27 March, 2009