

**YÜKSEK ELEKTRON HAREKETLİ TRANSİSTÖR
(HIGH ELECTRON MOBILITY TRANSISTOR, HEMT)
DİSTORSİYON ANALİZİ**

Levent GÖKREM

**DOKTORA TEZİ
ENDÜSTRİYEL TEKNOLOJİ EĞİTİMİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

TEMMUZ 2009

ANKARA

Levent GÖKREM tarafından hazırlanan “YÜKSEK ELEKTRON HAREKETLİ TRANSİSTÖR (HIGH ELECTRON MOBILITY TRANSISTOR, HEMT) DİSTORSİYON ANALİZİ” adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Prof. Dr. H. Güçlü YAVUZCAN
Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalı
Yrd. Doç. Dr. Remzi YILDIRIM
Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. H. Güçlü YAVUZCAN
Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi
Doç. Dr. Fatih ÇELEBİ
Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, Ankara Üniversitesi
Doç. Dr. Hakan KESKİN
Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Abdullah TOGAY
Endüstriyel Teknoloji Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi
Yrd. Doç. Dr. Aysun COŞKUN
Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Tarih: 08/07/2009

Bu tez ile G.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu Doktora derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Nail ÜNSAL
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Levent GÖKREM

**YÜKSEK ELEKTRON HAREKETLİ TRANSİSTÖR
(HIGH ELECTRON MOBILITY TRANSISTOR, HEMT)
DİSTORSİYON ANALİZİ
(Doktora Tezi)**

Levent GÖKREM

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Temmuz 2009**

ÖZET

HEMT'ler düşük gürültü ve yüksek frekanslarda çalışmaları nedeniyle günümüzde yaygın olarak analog, sayısal ve kablosuz haberleşme sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu çalışmada GaN tabanlı HEMT'in sıcaklığa bağlı olarak Nyquist, Root-locus, Rolletti, Linville ve Stern kararlılık analizi yapılmıştır. Rolletti kararlılık kriteri (K) ve sıcaklıkla değişen saçılma parametresi ile ilişkili kararlılık kriteri Δ (Delta, D) arasındaki bölgesel kararlılık aralıkları belirlenmiştir. Volterra serisi üçüncü dereceye kadar güç serisi şeklinde açılarak küçük işaret transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Sisteme uygulanan dört-tonlu küçük işaretten elde edilen intermodülasyon (IMD) frekans bileşenlerinin sıcaklık ve V_{gs} 'ye bağlı olarak analizi yapılmış ve asimetrik IMD bileşenleri de belirlenmiştir.

Bilim Kodu : 705.3.013
Anahtar Kelimeler : Volterra serisi, Volterra transfer fonksiyonu, HEMT, intermodülasyon, distorsiyon, kararlılık, asimetri
Sayfa Adedi : 197
**Tez Yöneticisi : Prof. Dr. H. Güçlü YAVUZCAN (I)
Yrd. Doç. Dr. Remzi YILDIRIM (II)**

**HEMT (HIGH ELECTRON MOBILITY TRANSISTOR)
DISTORTION ANALYSIS**

(Ph.D. Thesis)

Levent GÖKREM

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

July 2009

ABSTRACT

HEMT is extensively used in analog, digital and wireless communication systems due to low noise and high frequency operating conditions. In this study, temperature dependent stability analysis of GaN based HEMT was performed basing on Nyquist, Root-locus, Rolletti, Linville and Stern criterions. Regional stability intervals between Rolletti stability criterion (K) and temperature dependent scattering parameter related stability criterion Δ (Delta) were determined. Volterra series expanded as power series up to third degree and small signal transfer functions were obtained. IMD frequency components acquired from four tone small signal input were analyzed in relation to the temperature and gate to source voltage. Additionally, asymmetrical IMD components were located.

Science Code	: 705.3.013
Key words	: Volterra seies, Volterra transfer function, HEMT, intermodulation, distortion, stability, asymmetry
Page Number	: 197
Adviser	: Prof. Dr. H. Güçlü YAVUZCAN (I) Yrd. Doç. Dr. Remzi YILDIRIM (II)

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca destek ve katkılarından dolayı Hocam Prof. Dr. H. Güçlü YAVUZCAN'a, tezimi yönlendiren ve yöneten ikinci danışmanım Yrd. Doç. Dr. Remzi YILDIRIM hocama, yönlendirme ve desteklerinden dolayı Doç. Dr. Fatih ÇELEBİ hocama, çalışmalarım esnasında evde çalışma ortamı sağlayan ve manevi destek veren sevgili eşim Çevre Mühendisi Yasemin GÖKREM'e, kızım Nildem ve oğlum Berkem'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. ANALOG SİSTEMLER.....	3
2.1. Doğrusalsızlığın Güç Serileri Tanımı.....	3
2.2. Doğrusal Olmayan Kondüktans ve Transkonduktans.....	4
2.3. BJT'nin Kollektör Akımı.....	7
2.4. BJT'nin Beyz Akımı.....	8
2.5. Doğrusal Olmayan Direnç.....	9
2.6. Doğrusal Olmayan Kapasitans.....	11
2.7. İki Değişkenli Transkonduktans.....	13
2.8. Üç Değişkenli Transkonduktans.....	15
2.9. FET'in Doğrusal Olmayan Modeli.....	15
2.10. HEMT Modelleme.....	21
2.11. HEMT Analizinde Kullanılan Eşdeğer Devreler.....	27
2.12. HEMT Analizi.....	32
2.12.1. Y-Parametrelerinden transfer fonksiyonunun çıkarılması.....	32

Sayfa

2.12.2. S-Parametrelerinin elde edilmesi ve Smith Chart eğrilerinin çizimi.....	36
2.12.3. Kazanç parametrelerinin bulunması ve eğrilerinin çizilmesi.....	40
2.13. Kararlılık Kriterleri ve HEMT'in Kararlılık Analizi.....	44
2.13.1. Rollet kararlılık kriteri.....	45
2.13.2. Linville kararlılık faktörü.....	54
2.13.3. Stern kararlılık faktörü.....	55
2.13.4. Nyquist kararlılık diyagramı.....	57
2.13.5. Root-Locus kararlılık diyagramı.....	58
3. VOLTERRA TRANSFER FONKSİYONU BULUNMASI.....	59
3.1. Volterra Serisi.....	59
3.2. Sistem Çıkışının Volterra Açınımı.....	59
3.3. Probing Metodu İle Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi.....	64
3.4. Doğrusal Olmayan Akım Metodundan Doğrusal Olmayan Tepkinin Alınması.....	70
3.5. HEMT'in Volterra Serisi İle Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması.....	80
4. İNTERMODÜLASYON DİSTORSİYON (IMD) ANALİZİ.....	85
4.1. IMD2 Bileşenlerinin Analizi.....	90
4.2. IMD3 Bileşenlerinin Analizi.....	100
4.3. Üç Bileşenli IMD3 Bileşenlerinin Analizi.....	113
4.4. HEMT'in 300K Sıcaklığındaki IMD Analizi.....	118
4.5. 100K ve 600K Sıcaklıklarındaki IMD Analizi.....	124
4.6. Farklı IMD Grupları Arasında Karşılaştırmalı Analiz.....	128

	Sayfa
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	146
KAYNAKLAR.....	149
EKLER.....	154
EK-1 Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri	155
EK-2 Farklı IMD bileşenlerinin karşılaştırılması	194
ÖZGEÇMİŞ.....	197

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. S-parametrelerinin Y-parametrelerine dönüşümü.....	26
Çizelge 2.2. S-parametrelerinin Z-parametrelerine dönüşümü.....	26
Çizelge 2.3. S-parametrelerinin H-parametrelerine dönüşümü.....	26
Çizelge 2.4. HEMT S-parametrelerinin elde edilmesinde kullanılan devre parametreleri.....	36
Çizelge 3.1. $V_{m,n}$ 'in tablosu.....	75
Çizelge 3.2. Üçüncü dereceden doğrusal olmayan karşılıklar.....	80
Çizelge 4.1. 100K'de IMD genlik değişimi.....	138
Çizelge 4.2. 300K'de IMD genlik değişimi.....	140
Çizelge 4.3. 600K'de IMD genlik değişimi.....	143

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Analog sistemlerin doğrusal olmayan analizi için kullanılan elemanlar	4
Şekil 2.2. FET'in doğrusal olmayan modeli.....	18
Şekil 2.3. HEMT genel fiziki yapısı	23
Şekil 2.4. HEMT küçük işaret eşdeğer devre modeli.....	23
Şekil 2.5. İki uçlu bir devre elemanının S-parametrelerinin çıkarılması.....	24
Şekil 2.6. 22 elemanlı GaN-HEMT eşdeğer devresi.....	27
Şekil 2.7. GaN HEMT küçük-ışaret eşdeğer devre modeli.....	27
Şekil 2.8. GaAs HEMT eşdeğer devre modeli.....	28
Şekil 2.9. GaN HEMT modeli.....	28
Şekil 2.10. AlGaIn/GaN HEMT eşdeğer devresi.....	29
Şekil 2.11. Soğuk “cold” HEMT eşdeğer devresi.....	29
Şekil 2.12. GaAs HEMT eşdeğer devre modeli.....	30
Şekil 2.13. GaN HEMT eşdeğer devre modeli.....	30
Şekil 2.14. FinFET eşdeğer devre modeli.....	30
Şekil 2.15. Rorsman HEMT küçük işaret modeli.....	31
Şekil 2.16. HEMT Campbell Brown modeli.....	31
Şekil 2.17. DC işlemler için basitleştirilmiş model.....	31
Şekil 2.18. HEMT'in transfer fonksiyonunun bulunmasında iç devre elemanlarının belirlenmesi.....	32
Şekil 2.19. Eşdeğer devrede iç devrenin gösterilişi.....	33
Şekil 2.20. Eşdeğer devrede Z_1 , Z_2 ve Z_3 'ün gösterilişi.....	34
Şekil 2.21. Z parametreleri eşdeğer devresi.....	34

Şekil	Sayfa
Şekil 2.22. HEMT'in farklı K (Kelvin) sıcaklıklarındaki Smith Chart eğrileri.....	37
Şekil 2.23. S_{12} polar eğrileri.....	38
Şekil 2.24. S_{21} polar eğrileri.....	39
Şekil 2.25. İki uçlu bir devre.....	41
Şekil 2.26. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki güç kazancı eğrisi.....	42
Şekil 2.27. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki kullanılabilir güç kazancı eğrisi.....	43
Şekil 2.28. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki transduser güç kazancı eğrisi.....	43
Şekil 2.29. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki gerilim kazancı eğrisi.....	44
Şekil 2.30. Farklı sıcaklıklardaki HEMT'in D-K arasındaki ilişki.....	47
Şekil 2.31. 300K'de Deltanın saçılma parametrelerine bağlı değişimi.....	48
Şekil 2.32. 300K'de Deltanın hesaplanmasında kullanılan saçılma parametreleri arasındaki ilişki.....	49
Şekil 2.33. 300K'de D'nin saçılma parametrelerine göre değişimi.....	50
Şekil 2.34. 300K'de Rolletti kriteri (K) ve Deltanın frekansa bağlı değişimi.....	50
Şekil 2.35. 300K'de Deltanın frekansa göre değişimi.....	51
Şekil 2.36. 300K'de K'nın frekansa göre değişimi.....	51
Şekil 2.37. 300K'de K-D arasındaki ilişki.....	52
Şekil 2.38. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Linville kararlılık eğrisi.....	54
Şekil 2.39. HEMT'in 100K'deki Linville kararlılık eğrisinde kararlı bölge tespiti	55
Şekil 2.40. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Stern kararlılık eğrisi.....	56
Şekil 2.41. HEMT'in 100K'deki Stern kararlılık eğrisinde kararlı bölge tespiti	56

Şekil	Sayfa
Şekil 2.42. HEMT'in Nyquist diyagramı.....	57
Şekil 2.43. HEMT'in Root-Locus diyagramı.....	58
Şekil 3.1. Doğrusal olmayan Volterra-Wiener sistem modeli.....	62
Şekil 3.2. Basit doğrusal olmayan devre.....	67
Şekil 4.1. Doğrusal olmayan üçüncü derece sistemin blok yapısı.....	85
Şekil 4.2. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	91
Şekil 4.3. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3$ bileşeni	92
Şekil 4.4. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_4$ bileşeni	93
Şekil 4.5. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3$ bileşeni	93
Şekil 4.6. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_4$ bileşeni	94
Şekil 4.7. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni	95
Şekil 4.8. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	96
Şekil 4.9. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3$ bileşeni	97
Şekil 4.10. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_4$ bileşeni	97
Şekil 4.11. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3$ bileşeni	98
Şekil 4.12. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_4$ bileşeni	99
Şekil 4.13. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni	100
Şekil 4.14. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	101
Şekil 4.15. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_3$ bileşeni	102
Şekil 4.16. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_4$ bileşeni	103
Şekil 4.17. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_2 + \omega_1$ bileşeni	104

Şekil	Sayfa
Şekil 4.18. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_2 + \omega_3$ bileşeni	105
Şekil 4.19. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_2 + \omega_4$ bileşeni	105
Şekil 4.20. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_1$ bileşeni	106
Şekil 4.21. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_2$ bileşeni	107
Şekil 4.22. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_4$ bileşeni	108
Şekil 4.23. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_1$ bileşeni	109
Şekil 4.24. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_2$ bileşeni	110
Şekil 4.25. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni	110
Şekil 4.26. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	112
Şekil 4.27. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni	112
Şekil 4.28. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni	114
Şekil 4.29. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_4$ bileşeni	115
Şekil 4.30. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni	115
Şekil 4.31. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni	116
Şekil 4.32. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni	117
Şekil 4.33. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni	118
Şekil 4.34. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	119
Şekil 4.35. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni	120
Şekil 4.36. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni	121
Şekil 4.37. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni	122

Şekil	Sayfa
Şekil 4.38. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni	123
Şekil 4.39. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni	123
Şekil 4.40. 100K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni.....	125
Şekil 4.41. 600K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni.....	126
Şekil 4.42. 100K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni.....	127
Şekil 4.43. 600K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni.....	128
Şekil 4.44. 100K’de Vgs=-1V iken IMD genlikleri.....	129
Şekil 4.45. 100K’de Vgs=-2V iken IMD genlikleri.....	130
Şekil 4.46. 100K’de Vgs=-3V iken IMD genlikleri.....	130
Şekil 4.47. 100K’de Vgs=-4V iken IMD genlikleri.....	131
Şekil 4.48. 100K’de Vgs=-10V iken IMD genlikleri.....	131
Şekil 4.49. 300K’de Vgs=-1V iken IMD genlikleri.....	132
Şekil 4.50. 300K’de Vgs=-2V iken IMD genlikleri.....	133
Şekil 4.51. 300K’de Vgs=-3V iken IMD genlikleri.....	133
Şekil 4.52. 300K’de Vgs=-4V iken IMD genlikleri.....	134
Şekil 4.53. 300K’de Vgs=-10V iken IMD genlikleri.....	134
Şekil 4.54. 600K’de Vgs=-1V iken IMD genlikleri.....	135
Şekil 4.55. 600K’de Vgs=-2V iken IMD genlikleri.....	136
Şekil 4.56. 600K’de Vgs=-3V iken IMD genlikleri.....	136
Şekil 4.57. 600K’de Vgs=-4V iken IMD genlikleri.....	137
Şekil 4.58. 600K’de Vgs=-10V iken IMD genlikleri.....	137

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklama
a	Amper
c	Kondansatör
db	Desibel
f	Farad
ghz	Gigahertz
gm	Transkondüktans
k	Kelvin
l	Bobin
r	Direnç
s	Saçılma
v	Volt
y	Admitans
z	Empedans
Ω	Ohm
Δ	Delta

Kısaltmalar	Açıklama
AC	Alternatif Akım
BJT	Çift Kutuplu Transistör
DC	Doğru Akım
FET	Alan Etkili Transistör
GaAs	Galyum Arsenik

Kısaltmalar**Açıklama****GaN**

Galyum Nitrat

HEMT

Yüksek Elektron Hareketli Transistor

IMD

İntermodülasyon Distorsiyon

IM

İntermodülasyon

JFET

Jonksiyon Alan Etkili Transistör

MESFET

Metal-Yarıiletken Alan Etkili Transistör

1. GİRİŞ

Fiziksel sistemler doğrusal olmayan karakterdedirler. Doğrusal olmayan sistemlere ait matematiksel bağıntıları ve çözümleri elde etmek çok güçtür ve bazen analitik çözümler mümkün olmayabilir. Fiziksel sistemlerin doğrusal olarak ele alınması yalnızca bir yaklaşımdır [1].

Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde kullanılan Volterra serileri daha çok haberleşme sistemlerindeki alıcı, verici ve diğer donanımların tasarımlarının yapılmasında tercih edilir. Volterra serileri özellikle haberleşme sistemlerinde meydana gelen frekans karışımları, distorsiyon ve gürültü oluşturan kaynakların analizinde de kullanılır. Haberleşme sistemlerinde sıklıkla distorsiyondan kaynaklanan bozulmalar meydana gelir. Sistemlerin büyük bir kesimi için bu tip bozulmalar Volterra serisi yardımıyla hesaplanabilmektedir [2].

Analog sistemlerin davranışlarının analizi için sistemde kullanılan devre elemanlarının karakteristikleri tanımlanmalıdır. Bu sistemlerde kullanılan devre elemanları yarı iletken, direnç, kondansatör ve bobindir [3].

Yüksek Elektron Hareketli Transistör (High Electron Mobility Transistor, HEMT) Japonların icat ederek ticarileştirdiği bir çeşit alan etkili transistördür [4]. HEMT'ler düşük gürültü ve yüksek frekanslarda çalışmaları nedeniyle günümüzde değişik alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. HEMT'lerin çalışma frekansı yapım malzeme türüne göre, genel olarak 10–110GHz arasında değişmektedir [5–10]. HEMT'lerin yaygın kullanım alanlarının başlıcaları; analog, sayısal ve kablosuz haberleşme sistemleridir. Yarı iletken elemanların küçük-ışaret eşdeğerini doğru olarak modellemek büyük işaret modelinin gerçekleştirilmesi için zorunludur [6]. Transistörün küçük-ışaret davranışı, ağ analizörü ile doğrudan saçılma parametreleriyle ölçülerek tanımlanabilir [6,7].

Doğrusal olmayan elemanların kullanıldığı doğrusal olmayan bir sistemin girişine uygulanan iki veya daha fazla tonlu işaretlerden, çıkışta giriş işaretlerinin harmonik

ve fark bileşenleri elde edilir. Çıkıştaki fark bileşenleri intermodülasyon distorsiyon (IMD) bileşenleri olarak adlandırılır. IMD haberleşme sistemlerinin bant genişliğini artırmak için kullanılır [11–13]. HEMT'in Volterra serisiyle yapılan çalışmalarda iki-ton ve üç-ton küçük işaret uygulanarak IMD analizleri yapılmıştır[14–20]. Bu çalışmalar Srinidhi ve Kompa Volterra serisini kullanarak GaN HEMT'in iki-ton IMD analizini [14], Colantonio ve arkadaşları HEMT'in asimetrik IMD bileşenlerini doğrusallaştırmak için harmonik yük seçimini [15], Kim ve Kwon çift-kapılı FET kullanarak karıştırıcı (mikser) analizini [16], Cadenas ve arkadaşları iki-ton küçük işaret uygulayarak IMD'de oluşan asimetrik durumu gidermişlerdir [17].

Bu çalışmada GaN malzemeden üretilmiş HEMT'in eşdeğer devresini kullanarak Volterra serisiyle doğrusal olmayan modellemesi yapılmıştır. Modelden küçük işaret transfer fonksiyonları elde edilmiştir. Modelde girişe dört-tonlu işaret uygulanarak IMD bileşenlerinin sıcaklık ve V_{gs} 'ye bağlı olarak davranışı incelenmiştir. Analizde kullanılan eşitliklere gürültü ilave edilmemiştir.

Yapılan çalışma beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde HEMT, Volterra serisi ve IMD literatür araştırması yapılmıştır. İkinci bölümde analog sistemlerdeki doğrusal olmayan elemanların modelleri incelenmiş, FET ve HEMT'in doğrusal olmayan modelleri oluşturulmuştur. HEMT'in küçük işaret eşdeğer devresi analiz edilerek S-parametreleri hesaplanmış ve HEMT farklı kararlılık kriterlerine göre analiz edilmiştir. Ayrıca bu bölümde HEMT'in farklı sıcaklıklardaki kazanç parametreleri değişimleri incelenmiştir. Üçüncü bölümde modelde kullanılan Volterra serisinin teorisi verilmiş ve sonrada HEMT'in Volterra serisiyle küçük işaret transfer fonksiyonu çıkartılmıştır. Dördüncü bölümde IMD analizi yapılmıştır. IMD bileşenleri arasındaki asimetrik yapı analiz edilerek ve bant genişliği bulunmuştur. Beşinci bölümde elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve gelecekte yapılacak çalışmalar tespit edilmiştir.

2. ANALOG SİSTEMLER

Analog sistemlerin davranışlarının analizi için sistemde kullanılan devre elemanlarının karakteristikleri tanımlanmalıdır. Bu sistemlerde kullanılan devre elemanları yarı iletken, direnç, kondansatör ve bobindir.

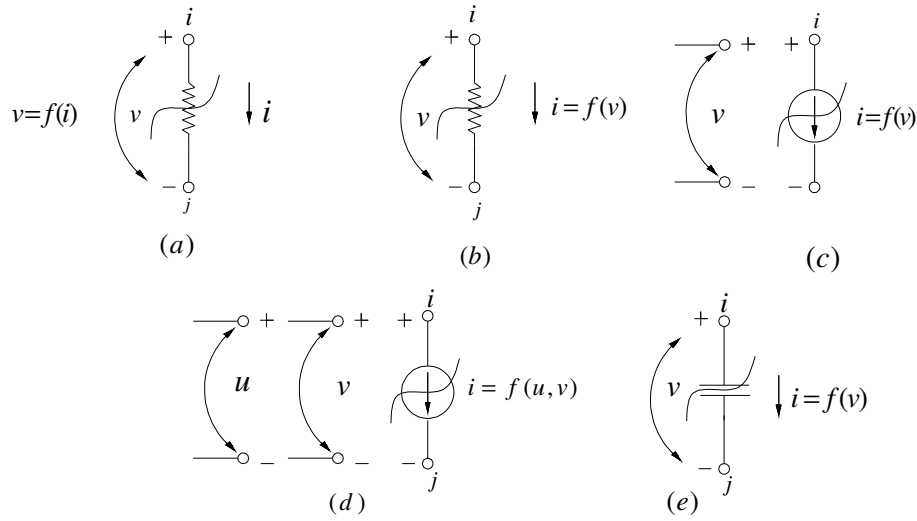
Sistem analizinde, yukarıda vurgulanan elemanlar eşdeğer devre kullanılarak tanımlanır. Bu eşdeğer devre, bir veya birden fazla devre elemanını içerebilir. Gerçek fiziksel sistemler doğrusal değildir. Ancak doğrusallaştırılmış özellikleri doğrusal sistemlerde kullanılır. Analog sistemlerin benzetiminde (simülasyon) R, L, C ve kaynaklar kullanılır. Doğrusal olmayan iletkenlik, transkonduktans, direnç ve transrezistans geçen akım ve gerilimin çok değişkenli fonksiyonudur. Doğrusal olmayan kaynaklar da sistemlerin eşdeğer devrelerinde kullanılabilir. Doğrusal olmayan sistemler güç serileri eşdeğerleriyle tanımlanabilir. Ancak değişim çok küçük olduğunda, güç serileri birkaç terim sonra yetersiz olabilir [3].

Analog devrelerinin performans parametreleri devrenin küçük-ışaret ve büyük-ışaret davranışı ile ilişkilidir. Küçük-ışaret parametreleri birinci-derece türevler gerektirmektedir. Farklı işlemler için değişik denklemler kullanılarak sistem modellenir.

2.1. Doğrusalsızlığın Güç Serileriyle Tanımı

Pek çok uygulamalarda, birçok sınırlayıcı devre elemanı kullanılabilir. Bunlar doğrusal olmayan direnç, iletkenlik, transkonduktans, kapasitans, akım kaynağı ve gerilim kaynağıdır. Bunların genel tanımı güç serileriyle uyumludur. Bu temel değişkenler yarı iletken elemanların doğrusal olmayan modellerinde kullanılır.

Doğrusal olmayan transkapasitansların tanımı doğrusal olmayan kapasitanslarla aynıdır. Transkapasitanslar MOS transistörlerinin yüksek frekans modellerinde kullanılır. Analog sistemlerin modellenmesinde belleksiz elemanlar gerilim-kontrollü kaynaklarla tanımlanırlar. Modellemede akım-kontrollü kaynaklar daha az kullanılır.



Şekil 2.1. Analog sistemlerin doğrusal olmayan analizi için kullanılan elemanlar [3]
 a) Doğrusal olmayan direnç b) Doğrusal olmayan kondüktans c) Doğrusal olmayan transkondüktans d) Çok değişkenli transkondüktans e) Doğrusal olmayan kapasitans

2.2. Doğrusal Olmayan Kondüktans ve Transkondüktans

Doğrusal olmayan kondüktans ve transkondüktans için, geçen akım ($i_{OUT}(t)$), kontrol edilen gerilimin ($V_{CONTR}(t)$) doğrusal olmayan fonksiyonu (f_1)dur. Kondüktans için bu eleman üzerindeki gerilimdir. Bu fonksiyon sabit bir nokta $i_{OUT} = f_1(V_{CONTR})$ çevresindeki güç serilerine

$$\begin{aligned}
 i_{OUT}(t) &= f(V_{CONTR}(t)) = f(V_{CONTR} + v_{contr}(t)) \\
 &= f(V_{CONTR}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(v(t))}{\partial v^k} \Big|_{v=V_{CONTR}} \cdot v_{contr}^k(t)
 \end{aligned} \quad (2.1)$$

şeklinde genişleyebilir. “Eş. 2.1”de, $i_{OUT}(t)$ DC ve AC akımlarının toplam değeridir. Gerilim $V_{CONTR}(t)$ kondüktansı kontrol eden AC gerilimdir. “Eş. 2.1”deki ikinci terim akımın AC kısmını veren güç serileridir. Doğrusal olmayan kondüktansı içeren devrenin analizi birinci, ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan durumla

sınırlandırıldığında, “Eş. 2.1”deki güç serileri üçüncü terimden sonra çözümü zorlaşabilir. Güç serileri

$$g_1 = \left. \frac{\partial f(v)}{\partial v} \right|_{v=V_{CONTR}} \quad (2.2)$$

$$K_{2g1} = \left. \frac{1}{2!} \frac{\partial^2 f(v)}{\partial v^2} \right|_{v=V_{CONTR}} \quad (2.3)$$

$$K_{3g1} = \left. \frac{1}{3!} \frac{\partial^3 f(v)}{\partial v^3} \right|_{v=V_{CONTR}} \quad (2.4)$$

olarak tanımlıdır.. Bu ifadeyi basitleştirmek için zamana bağımlılık ihmal edilir ve genelde

$$K_{ng1} = \left. \frac{1}{n!} \frac{\partial^n f(v)}{\partial v^n} \right|_{v=V_{CONTR}} \quad (2.5)$$

kondüktans AC akımının tanımını

$$i_{OUT}(t) = g_1 \cdot v_{contr}(t) + K_{2g1} \cdot v_{contr}^2(t) + K_{3g1} \cdot v_{contr}^3(t) + \dots \quad (2.6)$$

şeklinde verir. Bu tanımda, g_1 doğrusallaştırılmış elemanın küçük-ışaret transkonduktansıdır. İkinci ve üçüncü terimlerdeki katsayılar K_{2G1} ve K_{3G1} sırasıyla ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan katsayılarıdır ve doğrusal olmayan elemanı tanımlarlar.

Benzer olarak, küçük-ışaret kondüktansı genelde birinci-derece katsayıyla ilgilidir. K_2 ve K_3 için alt simge doğrusal elemanı simgeleyen semboldür. Bazı durumlarda birinci-derece katsayıyla ilgili olarak ikinci ve üçüncü derece katsayıların doğrusalsızlığı normalize edilir. Bu durumda

$$K'_{2_{g1}} = K_{2_{g1}} / g_1 \quad (2.7)$$

ikinci-derece normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayısıdır ve

$$K'_{3_{g1}} = K_{3_{g1}} / g_1 \quad (2.8)$$

üçüncü-derece normalleşmiş doğrusalsızlık katsayısıdır.

Katsayıların birimi g_1 , K_{2G1} ve K_{3G1} sırasıyla A/V , AV^2 ve A/V^3 'tür. Normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayıları K'_{2G1} ve K'_{3G1} sırasıyla V^{-1} ve V^{-2} 'dir [3]. Doğrusal olmayan kondüktansın kutupsallaşması da hesaba katılmalıdır. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi doğrusal kondüktans için uç noktalar pozitif düğümlüdür. Doğrusal olmayan bir kondüktans düğümü i pozitif boğum olarak seçilir ve akım i 'den j 'ye doğru akar ve akım $v_i - v_j$ 'nin i_1 fonksiyonu olarak tanımlanır. j düğümü pozitif olarak seçilirse, j 'den i 'ye olan akım $v_j - v_i$ 'in i_2 fonksiyonu olarak tanımlanır. Genelde, i_2 ve $v_j - v_i$ arasındaki (doğrusal olmayan) ilişki i_1 ve $V_i - V_j$ arasındaki ilişkiyle aynı değildir. “Eş. 2.9”da tanımlanan bir transkonduktansı ele alacak olursak

$$i_1 = \exp(v_i - v_j) \quad (2.9)$$

şeklindedir. Şayet kutuplaşma ters çevrilirse, bu durumda transkonduktans

$$i_2 = -\exp(-(v_j - v_i)) \quad (2.10)$$

$$\neq \exp(v_j - v_i) \quad (2.11)$$

“Eş. 2.10” ve “Eş. 2.11” ile tanımlanır. “Eş. 2.10” ve “Eş. 2.11” denklemlerinin fonksiyonları güç serilerine çevrildiğinde, tek terimlerinin eşit ancak çift terimlerinin zıt olduğu ortaya çıkmıştır [3].

2.3. BJT'nin Kollektör Akımı

Çift kutuplu bir transistörün kollektör akımı

$$i_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) \quad (2.12)$$

basitleştirilmiş modeli “Eş. 2.12” ile verilmektedir. Burada I_S , V_{BE} ve V_t sırasıyla transistör doyum akımı, beyz-emiter gerilimini ve termal gerilimi ifade etmektedir. Bu doğrusal olmayan bir transkonduktanstır. Kollektör ve emiter arasındaki akım, beyz-emiter gerilim farkı tarafından kontrol edilir. Beyz-emiter gerilimi ile ilgili olarak kollektör akımının ilk türevi transistör g_m ’dir (transkonduktans). Böylece, kollektör akımının doğrusalsızlığını tanımlayan katsayıları K_{2gm} ve K_{3gm} ’yi ifade ederler. “Eş. 2.12” ile bağlantılı olarak “Eş. 2.4” aracılığıyla ve “Eş. 2.2”yi kullanarak

$$g_m = \frac{I_C}{V_t} \quad (2.13)$$

$$K_{2gm} = \frac{I_C}{2!V_t^2} = \frac{g_m}{2V_t} \quad (2.14)$$

$$K_{3gm} = \frac{I_C}{3!V_t^3} = \frac{g_m}{6V_t^2} \quad (2.15)$$

$$K_{n_{gm}} = \frac{I_C}{n!V_t^n} = \frac{g_m}{n!V_t^{n-1}} \quad (2.16)$$

“Eş. 2.13” “Eş. 2.14” ve “Eş. 2.15” elde edilir ve sonuçta “Eş. 2.16” ya ulaşılır. Normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayıları

$$K'_{n_{gm}} = \frac{1}{n!V_t^{n-1}} \quad (2.17)$$

“Eş. 2.17”de tanımlanmıştır.

2.4. BJT’nin Beyz Akımı

Çift kutuplu bir transistorün beyz akımı bir boyutlu konduktansın örneğidir. Beyz akımının birinci-derece modeli

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_F} \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) \quad (2.18)$$

“Eş. 2.18” ile verilmektedir. Burada β_F , transistor yükseltme katsayısı sabit olarak (sıcaklıkla değişmediği) kabul edilir. Bu basit modelle kollektör akımının “Eş. 2.12” basit modeli ile karşılaştırdığımızda, iki akımı bir sabit farklılaştırır.

Beyz-Emiter gerilimi ile ilgili olarak beyz akımının birinci-derece türevi küçük-ışaret direncinin (r_π) tersidir. Bu şekilde doğrusalsızlık katsayıları

$$g_x = \frac{I_B}{V_t} \quad (2.19)$$

$$= \frac{I_C}{\beta_F V_t} \quad (2.20)$$

$$K_{2_{g\pi}} = \frac{I_B}{V_t^2} = \frac{g_\pi}{2V_t} \quad (2.21)$$

$$= \frac{g_m}{2\beta_F V_t} \quad (2.22)$$

$$K_{3_{g\pi}} = \frac{I_B}{6V_t^3} = \frac{g_\pi}{6V_t^2} \quad (2.23)$$

$$= \frac{g_m}{6\beta_F V_t^2} \quad (2.24)$$

“Eş. 2.19”, “Eş. 2.20”, “Eş. 2.21”, “Eş. 2.22”, “Eş. 2.23” ve “Eş. 2.24” ile tanımlanır.

Genel olarak

$$K_{n_{g\pi}} = \frac{I_B}{n!V_t^n} = \frac{g_\pi}{n!V_t^{n-1}} \quad (2.25)$$

$$= \frac{g_m}{n!\beta_F V_t^{n-1}} \quad (2.26)$$

“Eş. 2.25” ve “Eş. 2.26” kullanılmaktadır.

2.5. Doğrusal Olmayan Direnç

Doğrusal olmayan direnç, akım kontrollü bir elemandır. Bu eleman üzerindeki gerilim elemandaki akımın doğrusal olmayan fonksiyonudur. Bu fonksiyon sabit bir nokta çevresinde güç serileri şeklinde genişler. $V_{OUT} = f(I_{CONTR})$

$$\begin{aligned} v_{OUT}(t) &= f(i_{CONTR}(t)) = f(I_{CONTR} + i_{contr}(t)) \\ &= f(I_{CONTR}) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(i(t))}{\partial i^k} \Big|_i = I_{CONTR} \cdot i_{contr}^k(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

ile tanımlıdır. “Eş. 2.27”deki ikinci terim eleman üzerindeki gerilimin AC kısmını sunan güç serileridir. Doğrusal olmayan direnç içeren bir devrenin analizi birinci,

ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan davranışı olarak sınırlandırılırsa, “Eş. 2.27”deki güç serileri

$$r_1 = \left. \frac{\partial f(i)}{\partial i} \right|_{i=I_{CONTR}} \quad (2.28)$$

$$k_{2r1} = \frac{1}{2!} \cdot \left. \frac{\partial^2 f(i)}{\partial i^2} \right|_{i=I_{CONTR}} \quad (2.29)$$

$$k_{3r1} = \frac{1}{3!} \cdot \left. \frac{\partial^3 f(i)}{\partial i^3} \right|_{i=I_{CONTR}} \quad (2.30)$$

üçüncü terimden sonra çözümü zorlaşır. Genelde

$$k_{nr1} = \frac{1}{n!} \cdot \left. \frac{\partial^n f(v)}{\partial i^n} \right|_{i=I_{CONTR}} \quad (2.31)$$

denklemleri tanımlanarak AC gerilimin ifadesine

$$v_{out}(t) = r_1 \cdot i_{contr}(t) + K_{2r1} \cdot i_{contr}^2(t) + K_{3r1} \cdot i_{contr}^3(t) + \dots \quad (2.32)$$

ulaşılır. “Eş. 2.32”de $i_{CONTR}(t)$ kontrol eden akımın AC değerini ifade eder. Direnç için ise eleman üzerindeki akımdır. Bir transrezistans için ise, devre içindeki AC akımdır.

Güç serilerindeki birinci terimin katsayısı r_1 doğrusallaştırılmış elemanın küçük işaret transrezistansıdır. İkinci ve üçüncü terimlerdeki katsayılar K_{2R1} ve K_{3R1} sırasıyla doğrusal olmayan rezistans tanımlayan ikinci ve üçüncü derece doğrusal olmayan katsayılarıdır. Benzer olarak, küçük-ışaret transrezistansı birinci-derece doğrusalsızlık katsayısı ile ilgilidir. Katsayı birimleri r_1, K_2 ve K_3 sırasıyla $\Omega, \Omega/A$ ve Ω/A^2 , dir.

İkinci ve üçüncü derece doğrusalsızlık katsayılarının birinci derece katsayısı ile normalize edilmesi gerekir. Bu durumda, $K_{2R1}^1 = K_{2R1}/r_1$ ikinci derece normalleşmiş doğrusalsızlık katsayısıdır ve $K_{3R1}^1 = K_{3R1}/r_1$ üçüncü derece normalleşmiş doğrusalsızlık katsayısıdır. İkinci ve üçüncü derece normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayıları A^{-1} ve A^{-2} dir.

Doğrusal olmayan bir direnç için, DC değerinin AC değerinden farklıdır. Doğrusal direnç için AC ve DC değeri arasında fark yoktur. Aslında doğrusal olmayan bir direnç için, gerilimi akımın fonksiyonu olarak gösteren eğri düz bir çizgidir. Böylece, gerilim oranı ve akım eğrisi eğimi aynıdır. Benzer şekilde direnç gibi doğrusal olmayan bir konduktansın DC ve AC değerleri arasında da bir fark olabilir.

2.6. Doğrusal Olmayan Kapasitans

Analog tümleşik devrelerdeki kondansatörler parazitik olabilirler veya bileşen olarak istenebilirler. Doğrusal olmayan bir kondansatör için yük, kontrollü miktar olarak kabul edilmektedir ve kondansatör üzerindeki gerilimi kontrol eden miktardır. Kondansatör üzerindeki yük (q_{OUT}) ve gerilim (V_{CONTR}) arasındaki doğrusal olmayan ilişki

$$\begin{aligned} q_{OUT}(t) &= f(u_{CONTR}(t)) = f(V_{CONTR} + V_{CONTR}(t)) \\ &= f(V_{CONTR} + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} \frac{\partial^k f(v(t))}{\partial v^k} \Big|_{u=V_{CONTR}} \cdot v_{CONTR}^K(t)) \end{aligned} \quad (2.33)$$

ile verilmektedir. “Eş. 2.33” deki güç serileri kondansatör üstündeki yükün AC kısmını temsil etmektedir. Birinci-ikinci ve üçüncü derece doğrusalsızlık katsayıları “Eş. 2.34”, “Eş. 2.35” ve “Eş. 2.36” olarak tanımlandıklarında

$$C_1 = \frac{\partial f(v)}{\partial v} \Big|_{u=V_{CONTR}} \quad (2.34)$$

$$K_{2_{G_1}} = \frac{1}{2!} \cdot \frac{\partial^2 f(u)}{\partial v^2} \Big|_{u=V_{CONTR}} \quad (2.35)$$

$$K_{3_{G_1}} = \frac{1}{3!} \cdot \frac{\partial^3 f(u)}{\partial u^3} \Big|_{u=V_{CONTR}} \quad (2.36)$$

kondansatör yükünün AC kısmı

$$q_{out} = C_1 \cdot u_{contr}(t) + K_{2_{G_1}} \cdot u_{contr}^2(t) + K_{3_{G_1}} \cdot u_{contr}^3(t) + \dots \quad (2.37)$$

olarak verilir. Birinci-derece katsayı C_1 doğrusal elemanın küçük-ışaret değerini temsil eder. C_1 , $K_{2_{G_1}}$ ve $K_{3_{G_1}}$ sırasıyla F , F/V ve F/V^2 'dir. İkinci ve üçüncü derece doğrusalsızlık katsayıları normalize edilebilir. Bu durumda, $K_{2_{G_1}}^1 = K_{2_{G_1}}/C_1$ ikinci-derece normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayısıdır. $K_{3_{G_1}}^1 = K_{3_{G_1}}/C_1$ ise üçüncü-derece normalize edilmiş doğrusalsızlık katsayısıdır. İkinci ve üçüncü-derece normalleşmiş doğrusalsızlık katsayılarının birimleri V^{-1} ve V^{-2} 'dir.

Kondansatördeki $\dot{I}_{OUT}(t)$ AC akımı kondansatör üzerindeki AC yükünün zamana göre türevi alınarak bulunur. Bu akım

$$i_{out}(t) = \frac{d}{dt} (C_1 \cdot u_{contr}(t) + K_{2_{G_1}} \cdot u_{contr}^2(t) + K_{3_{G_1}} \cdot u_{contr}^3(t) + \dots) \quad (2.38)$$

le tanımlanmıştır.

2.7. İki Değişkenli Transkonduktans

İki boyutlu transkonduktans, akımı iki farklı gerilimle kontrol edilen bir elemandır. Diğer bir deyişle, $\dot{I}_{OUT}(t)$ akımı U_{CONTR} ve V_{CONTR} gerilimlerinin bir fonksiyonudur. Bunlar iki boyutlu güç serileri kullanılarak hareketsiz nokta $i_{OUT} = f(U_{CONTR}, V_{CONTR})$

$$\begin{aligned}
i_{OUT}(t) &= f(u_{CONTR}(t), u_{CONTR}(t)) = f(U_{CONTR} + u_{contr}(t), V_{CONTR} + u_{contr}(t)) \\
&= f(U_{CONTR}, V_{CONTR}) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^m \left[\frac{\partial^m f(u, v)}{\partial u^n \partial v^{m-n}} \bigg|_{u=U_{CONTR}, v=V_{CONTR}} \cdot \frac{u^n_{contr}(t)}{n!} \cdot \frac{v^{m-n}_{contr}(t)}{(m-n)!} \right] \quad (2.39)
\end{aligned}$$

etrafındaki AC değerleri açısından ifade edilebilirler. AC akımın (“Eş. 2.39”ın ikinci terimi) iki-boyutlu güç serileriyle uyumludur. Akımlar i_1 , i_2 ve i_3 şeklinde üç seri şeklinde tanımlanır. İlk iki seri i_1 ve i_2

$$i_1 = g_1 \cdot u_{contr} + K_{2_{g_1}} \cdot u_{contr}^2 + K_{3_{g_1}} \cdot u_{contr}^3 + \dots \quad (2.40)$$

$$i_2 = g_2 \cdot u_{contr} + K_{2_{g_2}} \cdot v_{contr}^2 + K_{3_{g_2}} \cdot v_{contr}^3 + \dots \quad (2.41)$$

gerilimi içerirler. Üçüncü terim ise

$$i^3 = K_{2_{g_1 \& g_2}} \cdot u_{contr} \cdot v_{contr} + K_{3_{2_{g_1 \& g_2}}} \cdot u_{contr}^2 \cdot v_{contr} + K_{3_{g_1 \& g_2}} \cdot u_{contr} \cdot v_{contr}^2 + \dots \quad (2.42)$$

çapraz terimleri içerir. Doğrusalsızlık katsayılarında alt simgeler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır. Toplam akımın birinci derece türevinin u ve v ile ilgili olarak sırasıyla g_1 ve g_2 olduğu varsayılır. O halde $K_{m_{j_{g_1}}}$ ($m-j$) g_2 , m ve j pozitif integralleri ile $m > j$ olduğunda

$$K_{m_{j_{g_1}} \& (m-j)_{g_2}} = \frac{\partial^m f(u, v)}{\partial u^j \partial v^{m-j}} \cdot \frac{1}{(m-j)!} \quad (2.43)$$

şeklinde tanımlanır. Şayet j veya $(m-j)=1$ ise, bunlar genellikle altsimge olarak dâhil edilirler. Transistorün kollektör akımının basit ifadesi ise

$$i_c = I_s \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_t}\right) \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right) \quad (2.44)$$

şeklindedir. “Eş. 2.44”de V_{AF} ilk gerilimi ifade eder ve V_{CE} kollektör-emiter gerilimidir. Kollektör akımı iki kontrol geriliminin bir fonksiyonudur. Kontrol gerilimleri V_{BE} ve V_{CE} ile ilgili olarak ilk türevler transkondüktanstır (gm) ve elektrik enerjisi kondüktansdır (g_o).

Bu sembolleri kullanarak, kollektör akımının AC değeri V_{BE} ’nin güçlerini içeren seri ile V_{CE} ’nin güçlerini içeren serinin toplamı olarak yazılabilir. Bunlar

$$\begin{aligned} i_c = & gm.v_{be} + K_{2_{gm}}.v_{be}^2 + K_{3_{gm}}.v_{be}^3 + \dots + g_o.v_{ce} + K_{2_{go}}.v_{ce}^2 + K_{3_{go}}.v_{ce}^3 + \dots \\ & + K_{2_{gm \& go}}.v_{be}.v_{ce} + K_{3_{2_{gm \& go}}}.v_{be}^2.v_{ce} + K_{3_{gm \& 2_{go}}}.v_{be}.v_{ce}^2 + \dots \end{aligned} \quad (2.45)$$

g_o katsayısı elektrik enerjisi kondüktansdır ve I_C/V_{AF} ile ifade edilir. K_{2G0} ve K_{3G0} katsayıları sıfırdır. “Eş. 2.45” deki çapraz terimler ise

$$K_{2_{gm \& go}} = \frac{g_m}{V_{AF}} \quad (2.46)$$

$$K_{3_{2_{gm \& go}}} = \frac{g_m}{2V_1 V_{AF}} \quad (2.47)$$

$$K_{3_{gm \& 2_{go}}} = 0 \quad (2.48)$$

ile tanımlıdır.

2.8. Üç Değişkenli Transkondüktans

Üç boyutlu transkondüktans, üç gerilim tarafından kontrol edilen bir akım kaynağıdır. Diğer bir ifadeyle akım $u(t)$, $v(t)$ ve $w(t)$ gerilimlerinin bir fonksiyonudur. Güç serileri açılımı kullanımıyla sabit değerler civarında akımın

toplam değeri hareketsiz kısmın $I_{OUT} = F(U_{CONTR}, V_{CONTR}, W_{CONTR})$ ve AC kısmın içine yerleştirilir. AC bölümü dikkate alınır

$$\begin{aligned}
 i_{out}^{(t)} &= f(u_{CONTR}^{(t)}, v_{CONTR}^{(t)}, w_{CONTR}^{(t)}) \\
 &= f(U_{CONTR} + u_{contr}^{(t)}, V_{CONTR} + v_{contr}^{(t)}, W_{CONTR} + w_{contr}^{(t)}) \\
 &= f(U_{CONTR}, V_{CONTR}, W_{CONTR}) + \\
 &= \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=0}^k \sum_{j=0}^{k-i} \left[\frac{\partial^k f(u, v, w)}{\partial u^i \partial v^j \partial w^{k-i-j}} \cdot \frac{u_{contr}^i(t)}{i!} \cdot \frac{v_{contr}^j(t)}{j!} \cdot \frac{w_{contr}^{k-i-j}(t)}{(k-i-j)!} \right] \quad (2.49)
 \end{aligned}$$

ile tanımlıdır [3]. Bu seride türevler değerlendirilir. AC genelde farklı bölümlere bölünebilir. Güç serileri tek bir gerilim değerini kapsar. Bu seriler tek boyutlu doğrusal olmayan kondüktansların karşılığıdır. Doğrusalsızlık katsayıları ise

$$K_{m_{jg1 \& kg2 \& (m-j-k)g3}} = \frac{\partial^m f(u, v, w)}{\partial u^i \partial v^k \partial w^{m-j-k}} \cdot \frac{1}{j!} \cdot \frac{1}{k!} \cdot \frac{1}{(m-j-k)!} \quad (2.50)$$

şeklinde ifade edilir.

2.9. FET'in Doğrusal Olmayan Modeli

FET'lerde doğrusal olmayan transkondüktanstır. RF/mikrodalga devrelerinde düşük genlikli harmoniklerin analizinde açıkça tercih edilen metot Volterra serisiyle analizidir. Volterra serisi hızlı Fourier dönüşümünü kullanmadığı için kendi alanıyla sınırlandırılmamıştır. Ayrıca FET'ler için Volterra modelleri (hem GaAs hem de silikon) harmonik denge modellerine nazaran daha basittir ve parametre çıkartımı çok daha kolaydır. Volterra metodu doğrusal analizler ile bütünleşir ve pratiktir [21].

Volterra serisinin avantajı sadece zayıf doğrusal olmayan devrelerde kullanışlı olmasıdır. Pratikte bu uyarılma enerjisi doyma noktasının altında tutulması anlamına gelir. Örneğin bir A sınıfı yükselticinin Volterra serisi, onun 1dB kazanç sıkıştırma

seviyesinin üstünde geçerli olmalıdır. Fakat bu değer daha yüksek olmamalıdır. Volterra serisi B sınıfı yükselteçler, karıştırıcılar, frekans çoklayıcılar veya diğer güçlü sürücü sistemleri için uygun değildir. Volterra, harmonik dengenin yetersiz kaldığı yerlerde iyi sonuç verirler. Harmonik denge analizi de Volterra'nın uygun olmadığı yerlerde kullanılabilir. İdeal olarak her iki metot ta doğrusal olmayan devre benzetim sistemine eklenmelidir [21].

Volterra seri analizinde doğrusal olmayan devre elemanları, onların DC ön akımlarının civarındaki akım-gerilim ve kapasite-gerilim karakteristiklerinin Taylor serilerinin açılımı ile tanımlanır. Örneğin bir FET'in transkondüktansı G_m

$$G_m = \left. \frac{dI_d}{dV_g} \right|_{V_g=V_{gb}} \quad (2.51)$$

akaç (drain) I_d akımı, kapı (gate) V_g gerilimi ve V_{gb} kapı ön gerilimidir. Küçük-ışaret akaç akımı I_d

$$i_d = G_m v_g \quad (2.52)$$

V_g küçük-ışaret kapı gerilimidir. DC sapma noktasındaki küçük-ışaret miktarları akım i_d ve gerilim V_g doğrusallaştırılmıştır.

“Eş. 2.51”, FET'in I/V kapı karakteristiğinin Taylor açılımındaki ilk terimi olarak görünebilir. Volterra serisi için sadece Taylor açılımına en azından üçüncü-dereceye kadar devam edilerek.

$$i_d = \left. \frac{dI_d}{dV_g} \right|_{V_g=V_{gb}} v_g + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 I_d}{dV_g^2} \right|_{V_g=V_{gb}} v_g^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 I_d}{dV_g^3} \right|_{V_g=V_{gb}} v_g^3 \quad (2.53)$$

elde edilir. Sade şekli

$$i_d = g_1 V_g + g_2 v_g^2 + g_3 v_g^3 + \dots \quad (2.54)$$

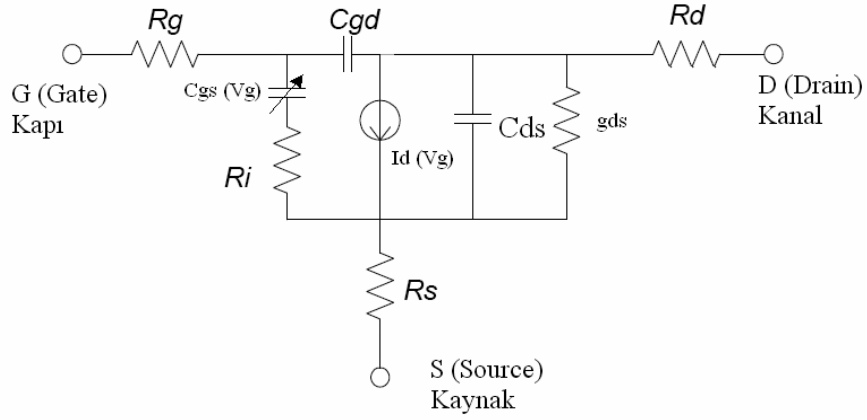
olarak tanımlanır. g_n katsayısı türevleri temsil eder, açıkça $g_1 \equiv G_m$ 'dir.

Doğrusal olmayan FET modeli her elemanın Taylor serisi polinomların katsayılarının belirlenmesidir. Modelin geriye kalanı sıradan doğrusal elemanları içerir. Volterra serisinde, bu katsayılar doğrusal olmayan elemanları modellemek için doğrudan kullanılır. Bu tanımlama, harmonik denge modelinin küçük-ışaret eşdeğer devresinin bozulma analizleri için genelde iyi sonuç vermesinin sebeplerinden birisini göstermektedir. Harmonik denge metodu, gerilimin geniş bir alanı üzerinde büyük-ışaret I/V ve Q/V karakteristiklerini yeniden üretmek için tasarlanan büyük-ışaret modelleri için kullanır. Genelde ön-gerilim (bias) noktasındaki I/V ve Q/V karakteristiklerinin türevlerini doğru bir şekilde ifade edemezler [21].

Volterra modelinin ilginç bir özelliği de DC ön-gerilim etkisinin eklenmesidir. Çünkü Taylor seri katsayıları özellikle bir ön-gerilim noktasında ölçülür. Volterra modelleri doğrusal S-parametresine benzemektedir. Volterra analizinde DC ön-gerilim, bir harmonik denge analizinde olduğu gibi uygulanmaz. FET'lerin doğrusal olmamaları ölçüm yöntemiyle ölçülemeyecek kadar zayıftır ve IM (intermodülasyon) seviyesi türevlerin değerlerine bağlıdır.

Volterra serisi harmonik denge analizinden farklı olarak özel bir FET modeli gerektirmez. FET, en fazla üç adet doğrusal olmayan elemanlı olmak üzere geleneksel birleştirilmiş eleman eşdeğer devresi ile modellenir. Elemanlar, kapıdan kaynağa kapasitans (C_{gs}), akaçtan kaynağa iletkenlik akımı (i_{ds}) ve kontrollü akım kaynağıdır (i_d).

Modern GaAs MESFET'lerdeki baskın olan doğrusal olmayan eleman bu kontrollü akım kaynağıdır. Diğer iki doğrusal olmayan elemanlar doğrusal gibi davranarak hesaplanmış IM seviyesinde nadiren bir veya iki dB'den fazla hataya sebep olurlar. En çok kullanılan FET modeli Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. FET’in doğrusal olmayan modeli [21]

Bu model GaAs MESFET, HEMT, JFET ve MOSFET’ler gibi birçok farklı FET tipleriyle temsil edilebilir. “Eş. 2.53” ve “Eş. 2.54”te I_d akımının nasıl modellendiği görülmektedir. Bu eşitlikler karşılaştırılırsa

$$g_1 = \left. \frac{dI_d}{dV_g} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.55)$$

$$g_2 = \left. \frac{1}{2} \frac{d^2 I_d}{dV_g^2} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.56)$$

$$g_3 = \left. \frac{1}{6} \frac{d^3 I_d}{dV_g^3} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.57)$$

katsayılarını verir.

“Eş. 2.55”, “Eş. 2.56” ve “Eş. 2.57”de geçen $I_d(V_g)$ terimi FET’in kapı I/V karakteristiğidir. Türevlerin tamamı kapı ön-gerilimi olan $V_g = V_{gb}$ ile değerlendirilir. Dikkat edilmesi gereken bu gerilimlerin dâhili miktarlar olmasıdır. Başka bir ifadeyle eşdeğer devrenin dâhili düğümlerindeki gerilimler tabanındadır. Harici kapı, akaç veya kaynak terminal değildir. Bu dâhili gerilimler Şekil 2.2’de açıkça gösterilmiştir.

Uygulamada sadece harici ölçümleri yapmak mümkündür. Ancak iç elemanların katsayıları ölçülmüş veriden çıkartılabilir. Akaçtan kaynağa iletimdeki akım

$$i_{ds} = g d_1 v_d + g d_2 v_d^2 + g d_3 v_d^3 + \dots \quad (2.58)$$

ile gösterilir. “Eş. 2.58”de V_D küçük-işaret akaç gerilimi ve g_{dn} değerleri g_n değerine çok benzer anlamda tanımlanır. Kapıdan kaynağa kapasitansın Q/V karakteristiği olan C_{gs}

$$q_g = c_1 v_g + c_2 v_g^2 + \dots \quad (2.59)$$

ile gösterilir. “Eş. 2.59”daki terimler

$$c_1 = \left. \frac{dQ_g}{dV_g} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.60)$$

$$c_2 = \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 Q_g}{dV_g^2} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.61)$$

$$c_3 = \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 Q_g}{dV_g^3} \right|_{V_g = V_{gb}} \quad (2.62)$$

şeklinde ifade edilir. Burada Q_g kapı yüküdür ve $c_1 \equiv C_{gs}$ ’dir. c_n yük katsayıları kapasitans ölçümlerinden türetilmiş olmalıdır.

FET modelindeki doğrusal elemanlar geleneksel biçimde bulunurlar. Birleştirilmiş elemanlı FET modellerin ölçülmüş S parametrelerine doğrusal uyumu genel bir uygulamadır. C_{gs} kapıdan kaynağa kapasitansdır. İlk olarak bir takım ön gerilimleme noktalarındaki doğrusal eşdeğer devrelerden çıkararak DC kapı gerilimini bir

fonksiyonu olarak C_{gs} ’nin doğrusal değerinin bir tablosunu oluşturulur. “Eş. 2.59”daki yük katsayılarını elde etmek için bu değerler sayısal olarak ayrılmış olmalıdır.

Kapıdan kaynağa kapasitans bile en sık amaçlar için klasik bir Schottky-barrier boşalma kapasitansı gibi uygun şekilde modellenebilir. C_{gs} ’nin sıfır gerilim değeri olan C_{gs0} değeri, dâhili DC ön-gerilimini kaydedilerek ve “Eş. 2.63”ü çözerek

$$C_{gs}(V_{gb}) = \frac{C_{gs0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{gb}}{\Phi}}} \quad (2.63)$$

şeklinde bulunur. “Eş. 2.63”deki Φ , bağlantının yerleşik gerilimidir. “Eş. 2.63”ü ayırmak Taylor serilerinin

$$c_1 = C_{gs}(V_{gb}) \quad (2.64)$$

$$c_2 = \frac{mC_{gs0}}{2\Phi \left(1 - \frac{V_{gb}}{\Phi}\right)^{m+1}} \quad (2.65)$$

$$c_3 = \frac{m(m+1)C_{gs0}}{6\Phi^2 \left(1 - \frac{V_{gb}}{\Phi}\right)^{m+2}} \quad (2.66)$$

katsayılarını verir. Bu kapasitansın doğrusal olmaması genelde sadece IM üzerinde asgari etkiye sahiptir ve onun etkisi çok önemlidir. Hesaplamalar için daha iyi bir model kullanılmalıdır. Kapasitans gibi g_{dn} katsayıları, akaç-kaynak kondüktansı ile dâhili DC akaç-kaynak gerilimi arasında oluşturulacak bir tablodan belirlenmelidir. Bu kondüktans genellikle 10–100 MHz gibi düşük frekanslarda ölçülen S-

parametrelerinden doğrudan çıkarılmalıdır. Daha sonra S-parametreleri Y-parametrelerine dönüştürülür ve çıkış kondüktansı

$$g_{ds} = \frac{y_{22}}{1 - (y_{21} + y_{22})R_s} \quad (2.67)$$

ilişkisinden bulunur. “Eş. 2.67”de R_s kaynak direncidir.

2.10. HEMT Modelleme

Yüksek Elektron Hareketli Transistör (High Electron Mobility Transistor, HEMT) Japonların 1980 yılında icat ederek ticarileştirdiği bir çeşit alan etkili transistördür. Yarı iletken teknolojisine göre yarı iletken katmanında elektron oluşturmak için katmana N tipi katkı eklenmesi gerekmektedir. Ancak bu işlem sırasında elektron oluşturmada kullanılan ve aynı bölgede yerleşmiş olan katmanda elektronların çarpışmasıyla sonuçlandığı için elektronların yavaşlamasına neden olmaktadır. HEMT bu çelişkiyi çözmek için tasarlanmış devre elemanıdır. HEMT bu yavaşlamayı yüksek oranda N tipi AlGaAs katılmış ince katmanla katkısız GaAs katmanının çoklu birleşmesiyle oluşturulmuş yüksek hareketli elektronlar kullanarak ortadan kaldırmıştır. N tipi AlGaAs da ortaya çıkan elektronlar tükenmiş AlGaAs katmanını oluşturmak için tamamıyla bir sonraki GaAs katmanına düşerler. Çünkü farklı malzemenin oluşturduğu çoklu birleşme, elektronların çarpışmadan çok çabuk hareket edebildikleri yüksek bir hız oluşturmaktadır.

Günümüzde HEMT’ler 10–110GHz aralığında kullanılan elemanlardan birisidir. HEMT’ler yüksek frekans katmanlarında ve düşük gürültü uygulamalarında kullanılır. Her iki uygulamada da performansının yüksek olması, HEMT’in analog ve sayısal haberleşme alanında büyük oranda kullanımına olanak sağlamıştır. Yarı iletken elemanların küçük-ışaret eşdeğerini doğru olarak modellemek büyük işaret modelinin gerçekleştirilmesinde zorunludur. Bir transistörün küçük-ışaret davranışı, ağ analizörü ile doğrudan ölçülebilen saçılma parametreleriyle tanımlanabilir [5–10].

Küçük-ışaret analizine geçmeden önce yapılacak ilk adım en uygun devre modelinin seçilmesidir. HEMT uygulamalarında birçok devre modeli mevcuttur. Seçilen modeldeki fazla sayıdaki devre elemanı daha doğru fakat daha karmaşık bir modellemeye sebep olabileceğinden en uygun modeli bulmak önemlidir.

Şekil 2.3’de HEMT elemanının devre modelinin oluşturulmasında kullanılan genel iç yapısı verilmiştir. HEMT’in fiziki yapısından Şekil 2.4’de gösterilen eşdeğer devre modeli oluşturulur.

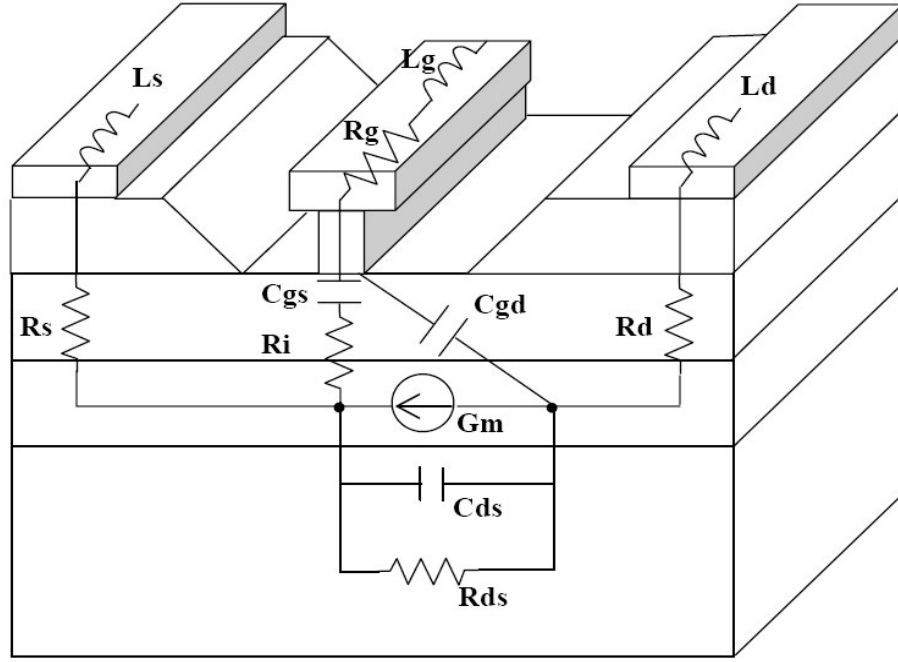
HEMT eşdeğer devre modelindeki elemanlar dâhili ve harici elemanlar diye iki grupta incelenilir. Harici elemanlar parazitik elemanlardır ve bunlar eşdeğer devrede (L_g) kapı bobini, (L_s) kaynak bobini ve (L_d) kanal bobini parazit indüktanslardır. Parazit dirençler ise, (R_g) kapı direnci, (R_s) kaynak direnci ve (R_d) kanal direnci olarak gösterilmiştir.

Dâhili elemanlar bir melez Pi modeli oluştururlar. Kanal akımı kapı-kaynak kapasitansı (C_{gs}) üzerindeki gerilim tarafından kontrol edilir. Çünkü transkondüktans (g_m) mikrodalga bölgesindeki ani kapı gerilimi değişimine cevap veremez. R_{gs} kapı yükleme direncidir. C_{gd} kanaldan kapıya geri besleme kapasitansıdır. R_{ds} kanal direnci, C_{ds} kanal-kaynak kapasitansıdır [6].

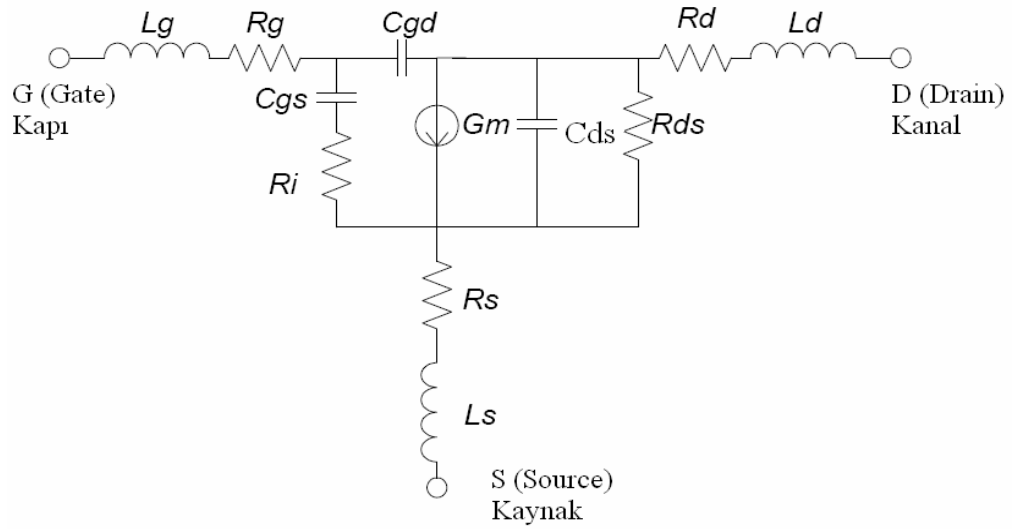
Eşdeğer devre parametrelerinin çıkartılmasına ölçülmüş S-parametrelerinden harici elemanların katkıları çıkarılarak başlanır. Kanal-kaynak gerilimi sıfır iken S-parametreleri ölçülür ve harici elemanlar çıkarılarak içsel elemanların değerleri belirlenir [22–37].

Y-parametreleri giriş ve çıkış gerilimleri ve akımlarını iki-uçlu bir devrenin çalışmasını karakterize etmek için kullanılırken, S-parametreleri her bir devre elemanının bozulmuş ve yansıyan dalgaları normalize etmek için kullanır. Aynı zamanda iki-uçlu elemanların kısa devre yapılmasına ihtiyaç duymazlar. Bu kısa

devre transistör gibi aktif elemanların kararsız çalışmasına ve ölçümlerin yapılamamasına sebep verir. İki uçlu bir devre elemanının 4 adet S-parametresi vardır. Şekil 2.5’de bu parametrelerin nasıl tespit edileceği gösterilmektedir [39- 44].



Şekil 2.3. HEMT genel fiziki yapısı [22]



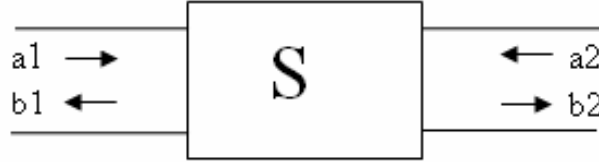
Şekil 2.4. HEMT küçük işaret eşdeğer devre modeli [22, 38]

S_{11} = Giriş yansıma katsayısı.

S_{12} = Ters yönde iletim katsayısı (ters yönde kazanç veya kayıp).

S_{21} = İleri yönde iletim katsayısı (ileri yönde kazanç).

S_{22} = Çıkış yansıma katsayısı.



Şekil 2.5. İki uçlu bir devre elemanının S-parametrelerinin çıkarılması

S-parametrelerinin bulunmasında a_1 , a_2 , b_1 ve b_2 katsayıları

$$\begin{bmatrix} b1 \\ b2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a1 \\ a2 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$b1 = S_{11}a1 + S_{12}a2 \quad (2.69)$$

$$b2 = S_{21}a1 + S_{22}a2 \quad (2.70)$$

ifade edilir. Kaynakta üretilen herhangi bir dalga için aşağıdaki olaylar gerçekleşir.

1. Kaynaktaki dalga'nın bir kısmı ve bozuk dalga iki uçlu eleman üzerine gelerek ($a1$) yansıyacaktır ($b1$) ve diğer kısım iki uçlu eleman üzerinden iletilecektir.
2. İletilen işaretin bir bölümü yük üzerinden yansıtılır ve iki uçlu elemanın çıkışı üzerinde bozuk işaret meydana gelir ($a2$).
3. İşaretin bir kısmı ($a2$) çıkış ucu üzerinden yüke ileriye doğru yansıtılırken ($b2$), diğer kısmı iki uçlu elemana kaynağa geri yönde iletilir. Böylece

$$\begin{aligned}
s_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \rightarrow a_2 = 0 \\
s_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \rightarrow a_1 = 0 \\
s_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \rightarrow a_2 = 0 \\
s_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \rightarrow a_1 = 0
\end{aligned} \tag{2.71}$$

ifadelerine ulaşılır. “Eş. 2.71” e göre S_{11}

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\frac{V_1}{I_1} - Z_0}{\frac{V_1}{I_1} + Z_0} = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \tag{2.72}$$

şeklinde bulunur. S_{11} ve S_{22} Smith Chart eğrisinde öncelikli olarak çizilebilir. S-parametreleri Re/Im, Genlik/Faz veya dBGenlik/ Faz

$$dBMag = 20 \log_{10} \sqrt{R^2 + X^2} \tag{2.73}$$

olarak ifade edilir. “Eş. 2.73” tüm S-parametreleri için geçerlidir. Eşdeğer devre modellemeye S-parametrelerinden başka empedans (Z) parametreleri, admitans (Y) parametreleri ve hibrit (H) parametreleri ve bunların birbirine dönüşümleri kullanılır.

S-parametrelerinin Y-parametrelerine dönüşümü Çizelge 2.1’de, S-parametrelerinin Z-parametrelerine dönüşümü Çizelge 2.2’de, S-parametrelerinin H-parametrelerine dönüşümü Çizelge 2.3’de verilmiştir.

Çizelge 2.1. S-parametrelerinin Y-parametrelerine dönüşümü

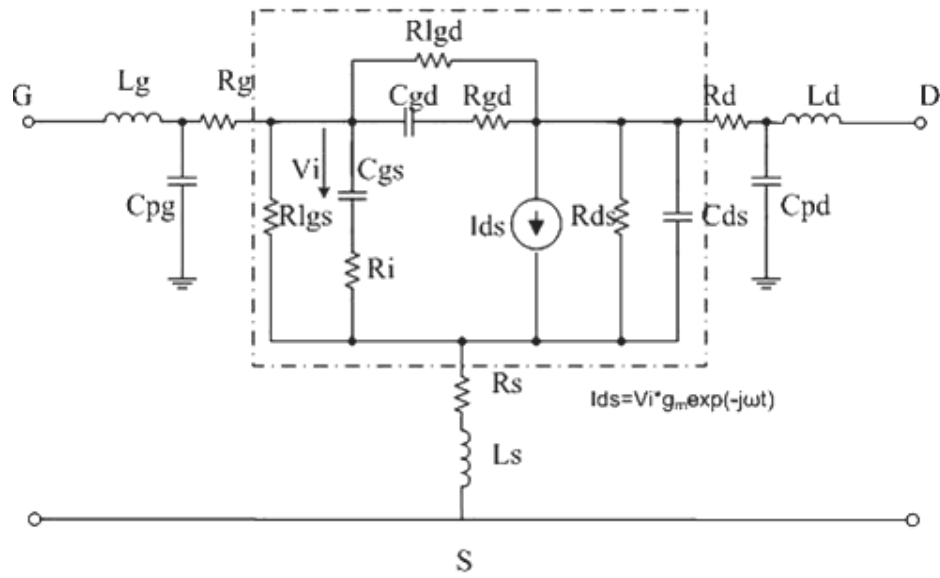
$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$

Çizelge 2.2. S-parametrelerinin Z-parametrelerine dönüşümü

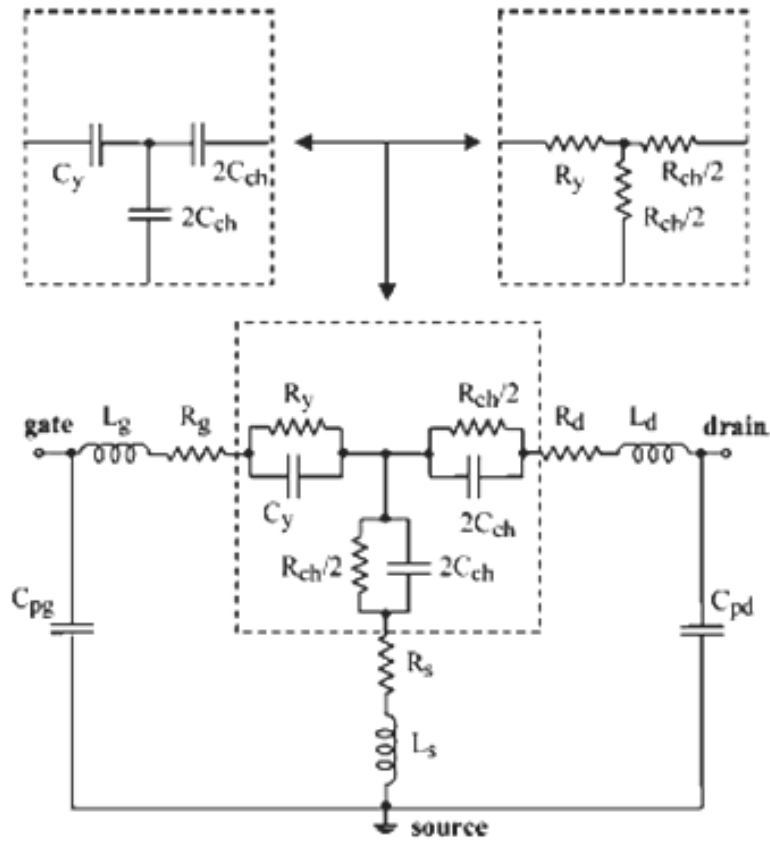
$s_{11} = \frac{(z_{11} - 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2z_{12}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{2z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{21} = \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(z_{11} + 1)(z_{22} - 1) - z_{12}z_{21}}{(z_{11} + 1)(z_{22} + 1) - z_{12}z_{21}}$	$z_{22} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12}s_{21}}$

Çizelge 2.3. S-parametrelerinin H-parametrelerine dönüşümü

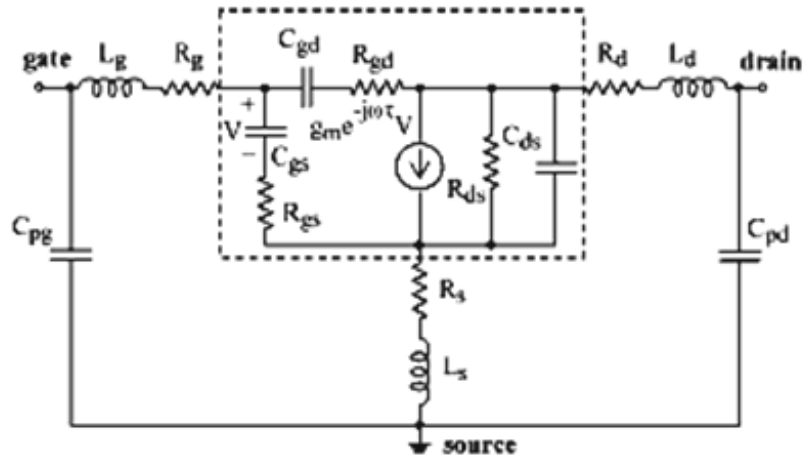
$s_{11} = \frac{(h_{11} - 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{11} = \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{2h_{12}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{12} = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + h_{11})(1 - h_{22}) + h_{12}h_{21}}{(h_{11} + 1)(h_{22} + 1) - h_{12}h_{21}}$	$h_{22} = \frac{(1 - s_{22})(1 - s_{11}) - s_{12}s_{21}}{(1 - s_{11})(1 + s_{22}) + s_{12}s_{21}}$



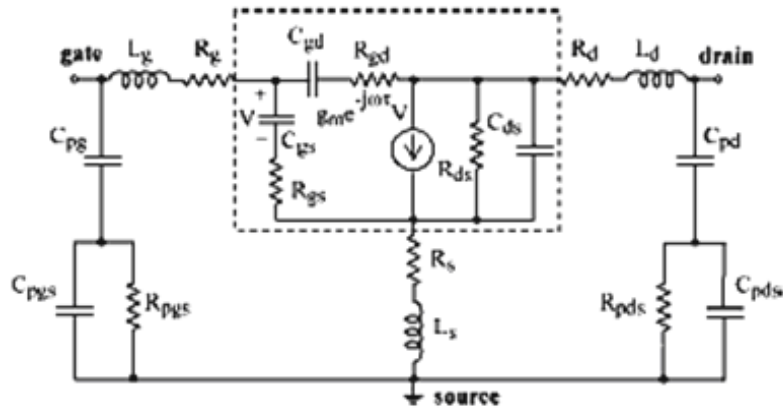
Şekil 2.10. AlGaIn/GaN HEMT eşdeğer devresi [5]



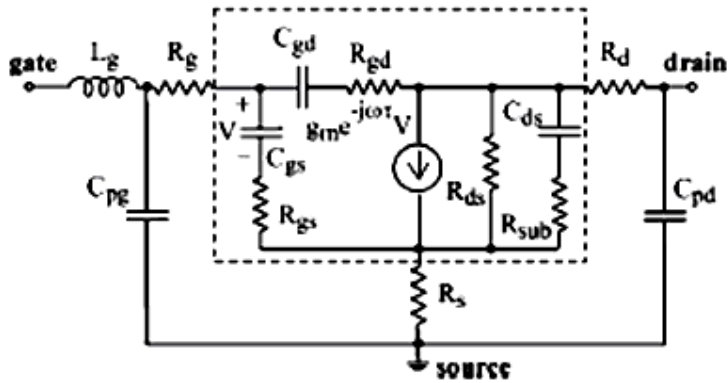
Şekil 2.11. Soğuk "cold" HEMT eşdeğer devresi [7]



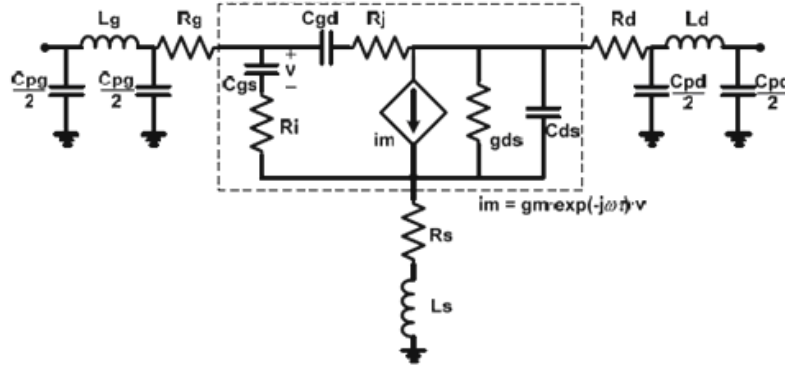
Şekil 2.12. GaAs HEMT eşdeğer devre modeli [7]



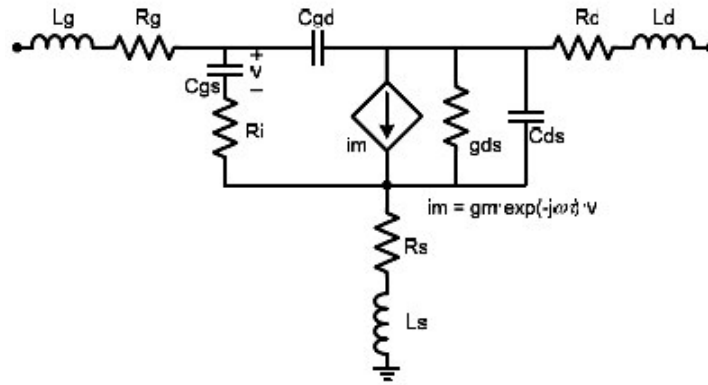
Şekil 2.13. GaN HEMT eşdeğer devre modeli [7]



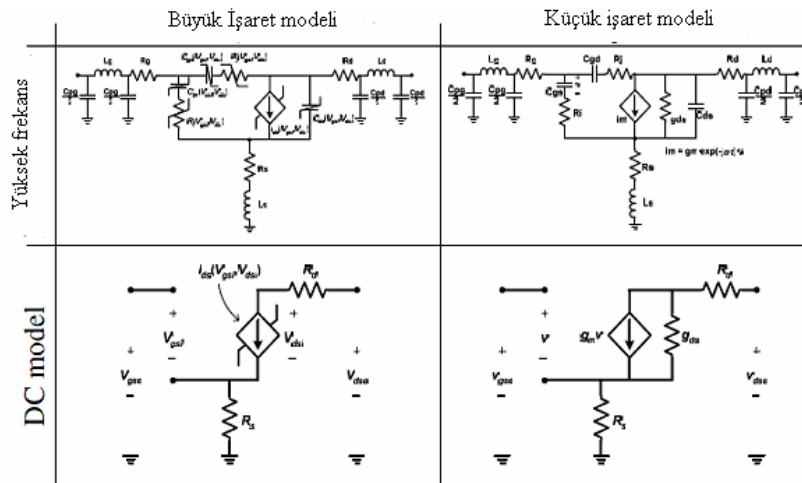
Şekil 2.14. FinFET eşdeğer devre modeli [7]



Şekil 2.15. Rorsman HEMT küçük işaret modeli [34]



Şekil 2.16. HEMT Campbell Brown modeli [46]

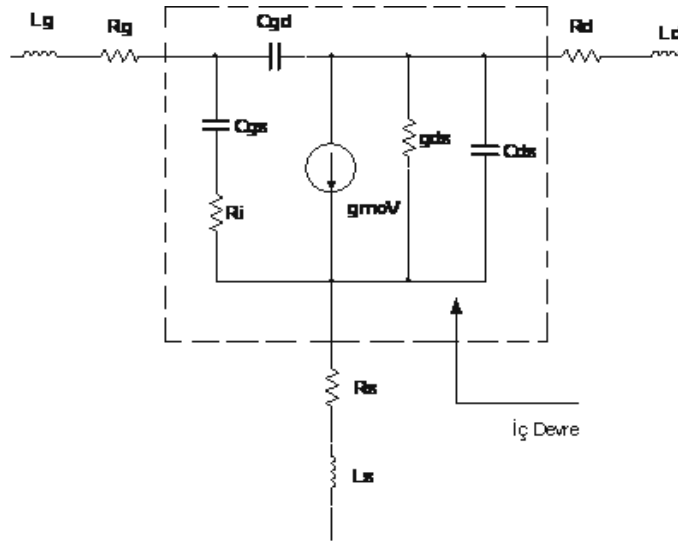


Şekil 2.17. DC işlemler için basitleştirilmiş model [46]

2.12. HEMT Analizi

2.12.1. Y-Parametrelerinden transfer fonksiyonunun çıkarılması

HEMT'in transfer fonksiyonu bulunurken Şekil 2.18'de görülen eşdeğer devresinde iç devre elemanlarının belirlenmesi gerekir.



Şekil 2.18. HEMT'in transfer fonksiyonunun bulunmasında iç devre elemanlarının belirlenmesi

İç devrenin Y-parametre değerleri

$$Y_{11} = \frac{R_i C_{gs}^2 \omega^2}{D} + j\omega \left(\frac{C_{gs}}{D} + C_{gd} \right) \quad (2.74)$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{gd} \quad (2.75)$$

$$Y_{21} = \frac{g_m \exp(-j\omega\tau)}{1 + jR_i C_{gs} \omega} - j\omega C_{gd} \quad (2.76)$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j\omega(C_{ds} + C_{gd}) \quad (2.77)$$

$$D = 1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_i^2 \quad (2.78)$$

gibidir. Y-parametreleri Z-parametrelerine

$$Z_{11} = \frac{Y_{22}}{\Delta_y} \quad (2.79)$$

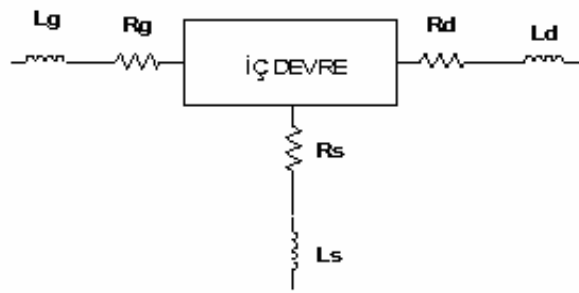
$$Z_{12} = \frac{-Y_{12}}{\Delta_y} \quad (2.80)$$

$$Z_{21} = \frac{-Y_{21}}{\Delta_y} \quad (2.81)$$

$$Z_{22} = \frac{Y_{11}}{\Delta_y} \quad (2.82)$$

$$\Delta_y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21} \quad (2.83)$$

olarak dönüştürülür. Şekil 2.19 ve Şekil 2.20’de görülen eşdeğer devre üzerinde harici devre elemanları olan $L_g, R_g, L_s, R_s, L_d, R_d$ elemanlarından Z_1, Z_2 ve Z_3



Şekil 2.19. Eşdeğer devrede iç devrenin gösterilişi

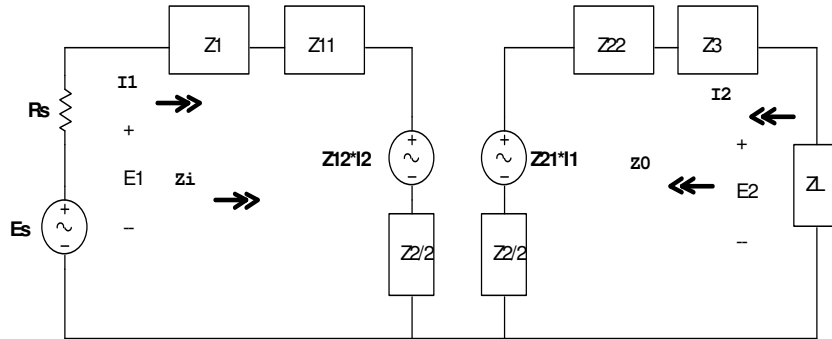
Şekil 2.20. Eşdeğer devrede Z_1 , Z_2 ve Z_3 'ün gösterilişi

$$Z_1 = R_g + j\omega L_g \quad (2.84)$$

$$Z_2 = R_s + j\omega L_s \quad (2.85)$$

$$Z_3 = R_d + j\omega L_d \quad (2.86)$$

değerleri tespit edilir. Z_i ve Z_0 bulmak için Z parametreleri eşdeğer devresinden faydalanılır.



Şekil 2.21. Z parametreleri eşdeğer devresi [65]

Eşdeğer devrede

$$I_2 = -\frac{Z_{21}I_1}{Z_{22} + Z_L + Z_3 + \frac{Z_2}{2}} \quad (2.87)$$

$$I_1 = \frac{E_1 - Z_{12}I_2}{Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2}} \quad (2.88)$$

$$E_1 = (Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2})I_1 + Z_{12}I_2 \quad (2.89)$$

olarak veya

$$E_1 = (Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2})I_1 + Z_{12}(-\frac{Z_{21}I_1}{Z_{22} + Z_L + Z_3 + \frac{Z_2}{2}}) \quad (2.90)$$

$$Z_i = \frac{E_1}{I_1} = (Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2}) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{(Z_{22} + Z_L + Z_3 + \frac{Z_2}{2})} \quad (2.91)$$

şeklinde tanımlanır. $E_s = 0$ seçilir ve

$$I_1 = -\frac{Z_{12}I_2}{R_s + Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2}} \quad (2.92)$$

$$I_2 = \frac{E_2 - Z_{21}I_1}{Z_{22} + Z_3 + \frac{Z_2}{2}} \quad (2.93)$$

$$E_2 = (Z_{22} + Z_3 + \frac{Z_2}{2})I_2 + Z_{21}I_1 \quad (2.94)$$

bulunur. E_2 veya;

$$E_2 = (Z_{22} + Z_3 + \frac{Z_2}{2})I_2 + Z_{21}(-\frac{Z_{12}I_2}{R_s + Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2}}) \quad (2.95)$$

şeklindedir. Z_0 ise

$$Z_0 = \frac{E_2}{I_2} = (Z_{22} + Z_3 + \frac{Z_2}{2}) - \frac{Z_{12}Z_{21}}{(R_s + Z_{11} + Z_1 + \frac{Z_2}{2})} \quad (2.96)$$

olacaktır. Sistemin transfer fonksiyonu; $\frac{Z_0}{Z_i}$ dir.

2.12.2. S-Parametrelerinin elde edilmesi ve Smith Chart eğrilerinin çizimi

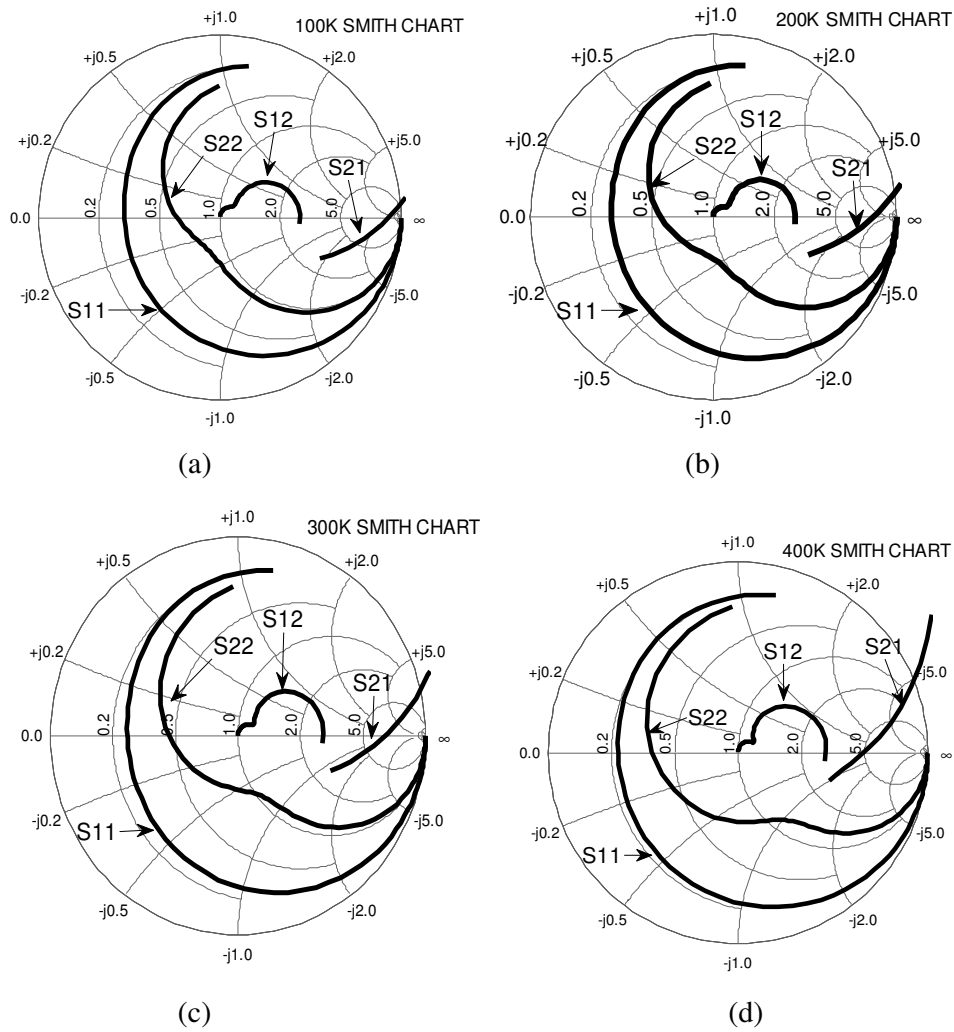
HEMT eşdeğer devresinden küçük-ışaret S-parametreleri farklı K sıcaklıklarındaki değişim değerleri 1MHz-70GHz aralığında analiz edildi. Bu değerlerin bulunmasında aşağıdaki Çizelge 2.4 kullanıldı.

Çizelge 2.4. HEMT S-parametrelerinin elde edilmesinde kullanılan devre parametreleri [47]

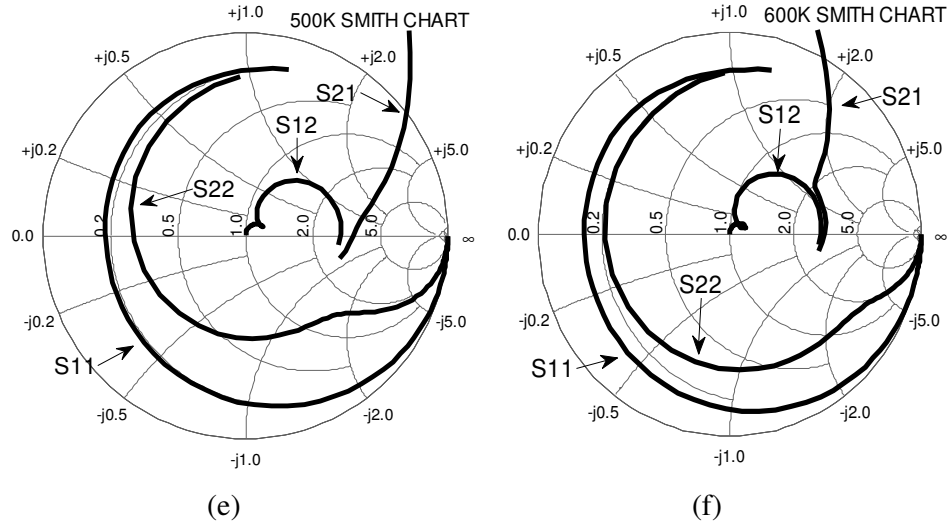
Parametre	T=100K	T=200K	T=300K	T=400K	T=500K	T=600K
C_{gs1} (pF)	0.5795	0.6226	0.6754	0.7309	0.8191	0.9663
C_{gs2} (pF/V)	-0.1581	-0.1814	-0.2086	-0.2315	-0.28	-0.3668
C_{gs3} (pF/V ²)	0.0567	0.0565	0.0573	0.0567	0.0653	0.0878
g_{m1} (mS/mm)	263.75	221.79	177.33	133.73	89.488	51.64
g_{m2} (mS/mm/V)	275.46	244.63	206.74	163.72	115.68	69.768
g_{m3} (mS/mm/V ²)	-49.085	-32.556	-14.5	2.7313	18.302	24.601
r_{ds1} (kΩ)	395.1	491.992	450.457	588.175	851.343	1000
r_{ds2} (kΩ/V)	-316.772	-398.615	-322.077	-421.463	-616.74	-705.210
r_{ds3} (kΩ/V ²)	84.249	104.863	77.955	100.664	146.691	156.079
C_{gd} (pF)	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07
C_{ds} (pF)	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05
R_d (Ω)	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5
R_i (Ω)	1	1	1	1	1	1

Şekil 2.22’de gösterilen HEMT’in farklı K(Kelvin) sıcaklıklarındaki Smith Chart eğrileri incelendiğinde S_{11} parametresinin 2GHz’de pozitif direnç bölgesinden

negatif direnç bölgesine, 57GHz'de negatif direnç bölgesinden pozitif direnç bölgesine geçtiği, 13GHz'e kadar kapasitif özellikli bölgede olduğu, 13GHz-70GHz arasında ise endüktif özellikli bölgede olduğu görülmektedir. S_{22} parametresinin 1.7GHz'de pozitif direnç bölgesinden negatif direnç bölgesine, 70GHz'de negatif direnç bölgesinden pozitif direnç bölgesine geçtiği, 36GHz'e kadar kapasitif özellikli bölgede olduğu, 36GHz-70GHz arasında ise endüktif özellikli bölgede olduğu görülmektedir.

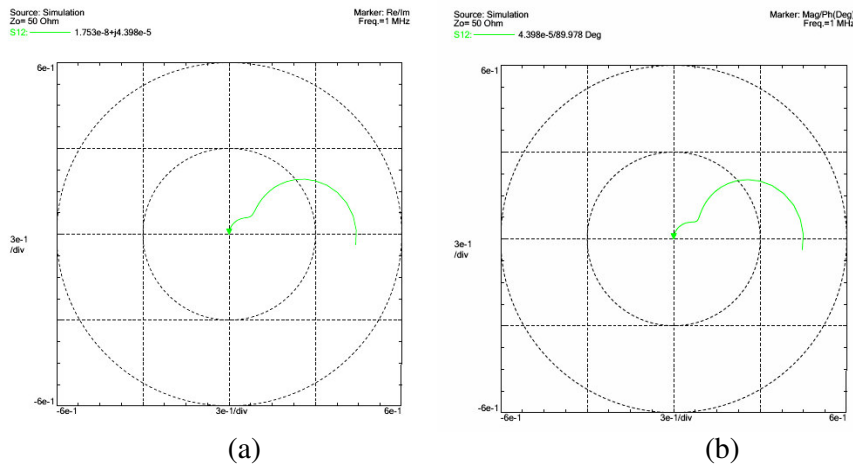


Şekil 2.22. HEMT'in farklı K (Kelvin) sıcaklıklardaki Smith Chart eğrileri
a) 100K, b) 200K, c) 300K, d) 400K

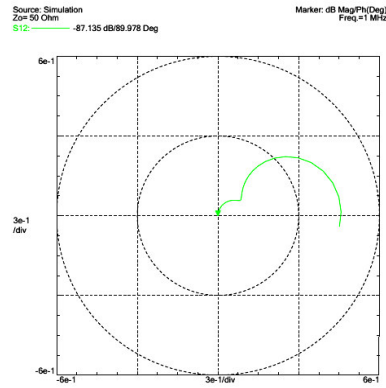


Şekil 2.22 (Devam). HEMT'in farklı K (Kelvin) sıcaklıklardaki Smith Chart eğrileri
e) 500K, f) 600K

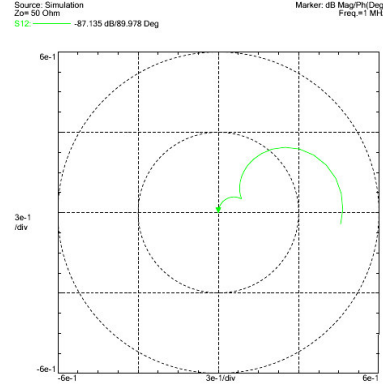
S_{12} ve S_{21} parametreleri ise kutupsal olarak incelenir. Şekil 2.23'te HEMT'in S_{12} parametresinin farklı K(Kelvin) sıcaklıklarındaki kutupsal eğrileri, Şekil 2.24'de ise HEMT'in S_{21} parametresinin farklı K(Kelvin) sıcaklıklarındaki kutupsal eğrileri gösterilmiştir. Eğrilerden S_{12} parametresinin kutupsal değerlerinin sıcaklığa göre çok az değişim gösterirken, S_{21} parametresinin kutupsal eğrilerinden sıcaklık artışıyla gerilim değerinin düştüğü görülmektedir. 10GHz'de 100K'da S_{21} için büyüklük 3.9V iken 600K'da 1.22V'a düşmektedir.



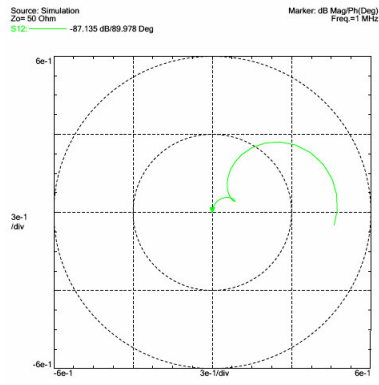
Şekil 2.23. S_{12} kutupsal eğrileri
a) 100K b) 200K



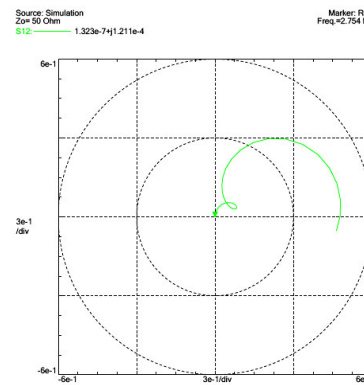
(c)



(d)

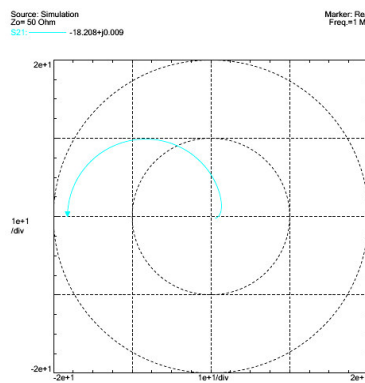


(e)

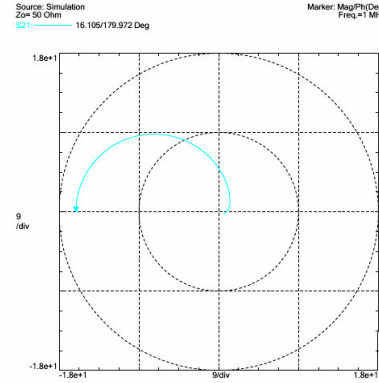


(f)

Şekil 2.23 (Devam). S_{12} kutupsal eğrileri
c) 300K d) 400K e) 500K f) 600K

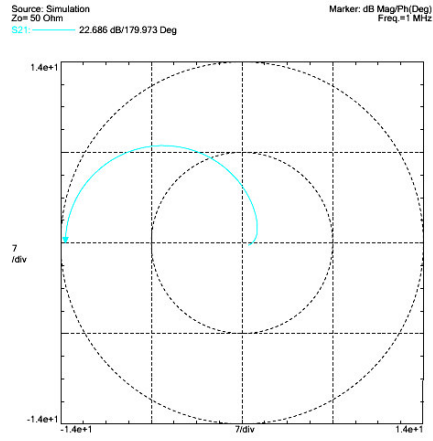


(a)

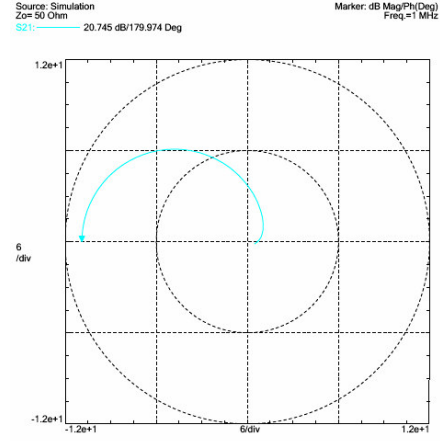


(b)

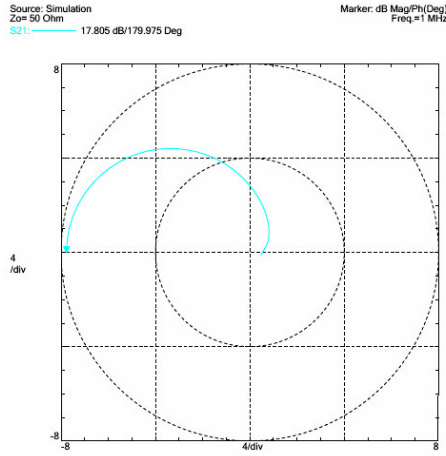
Şekil 2.24. S_{21} kutupsal eğrileri
a) 100K b) 200K



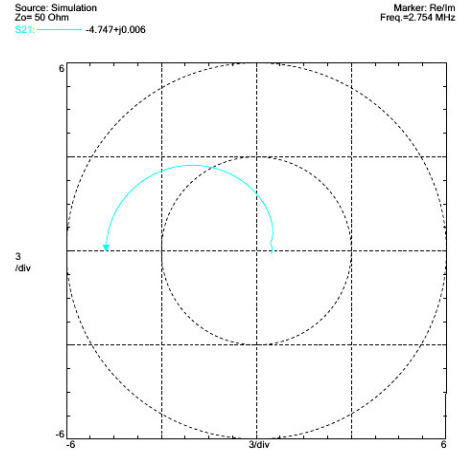
(c)



(d)



(e)



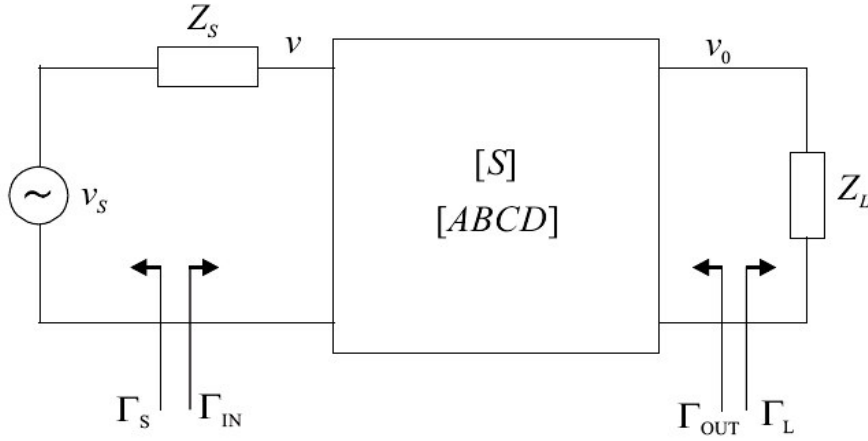
(f)

Şekil 2.24 (Devam). S_{21} kutupsal eğrileri

c) 300K d) 400K e) 500K f) 600K

2.12.3. Kazanç parametrelerinin bulunması ve eğrilerinin çizilmesi

Akım, gerilim, güç ve frekans devre tasarımının ana unsurlarıdır. İki uçlu bir devrenin transfer fonksiyonunu giriş ve çıkış miktarlarının seçimi belirler. Bunlar güç kazancı, akım kazancı, gerilim kazancı, transkondüktans kazancı ve transempedans kazancıdır. Maksimum güç transferi istendiğinde bir tasarım değişkeni olarak genellikle işaret gücü verilir.



Şekil 2.25. İki uçlu bir devre [48]

Şekil 2.25’de görüldüğü gibi iki uç bağlantılı devre için Z_L yük empedansı, Z_s kaynak empedansı, saçılma matrisleri $[S]$ ve zincirleme matrisleri $[ABCD]$ tarafından karakterize edilerek çok sayıda kazanç tanımları kullanılır [48–52].

Transduser güç kazancı (g_T); yükteki gücün (P_L), kaynaktan çekilen güce (P_{AVS}), oranıdır. Eğer Γ_{IN} ve Γ_{OUT} giriş ve çıkış yansılma katsayıları ve Γ_L ve Γ_S sırasıyla yük ve kaynağın yansılma katsayıları ise bu kazancın formülü

$$g_T = \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{IN}\Gamma_S|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.97)$$

gibidir. Transduser güç kazancı yük ve kaynak empedansına bağlıdır. Bu kazanç parametresi kolaylıkla ölçümle çıkartılabilir. Kullanılabilir güç kazancı (G_A); iki uçlu şebekedeki kullanılabilir gücün (P_{AVN}) kaynaktaki kullanılabilir güce (P_{AVS}) oranına bağlıdır.

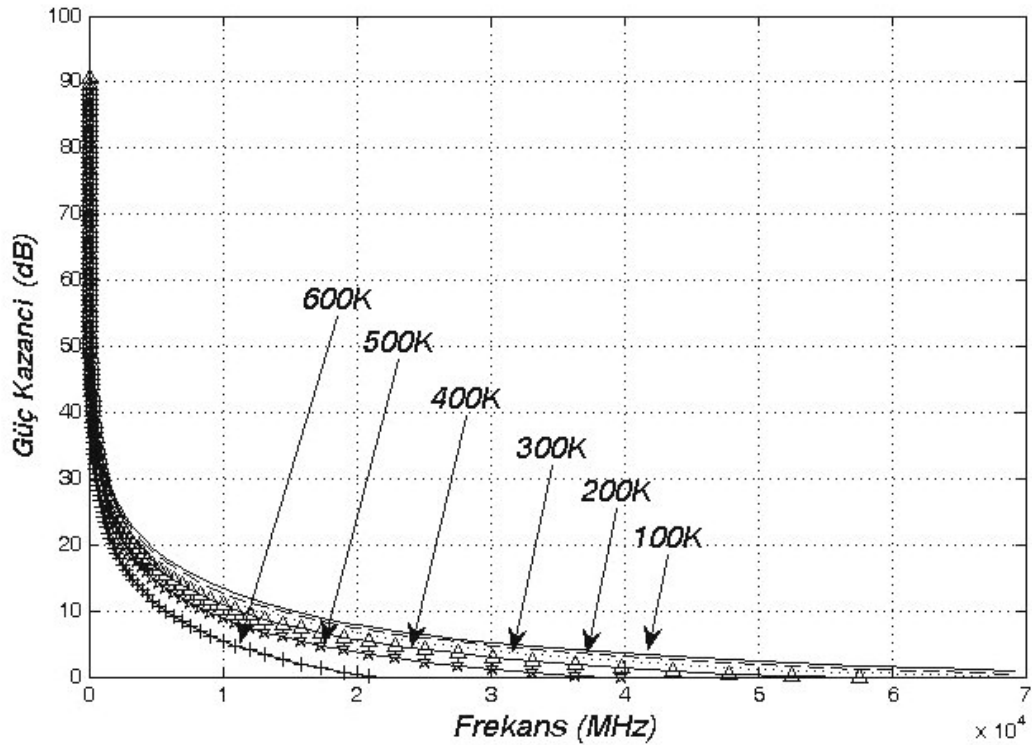
Transduser güç kazancı, giriş ve çıkış eş zamanlı güç eşleştirmesi yapıldığında kullanılabilir güç kazancına

$$G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.98)$$

eşittir. Eğer V_S kaynak işaret gerilimi ve V_0 çıkış gerilimi ise; transduser güç kazancı ve gerilim kazancı arasındaki ilişkiyi

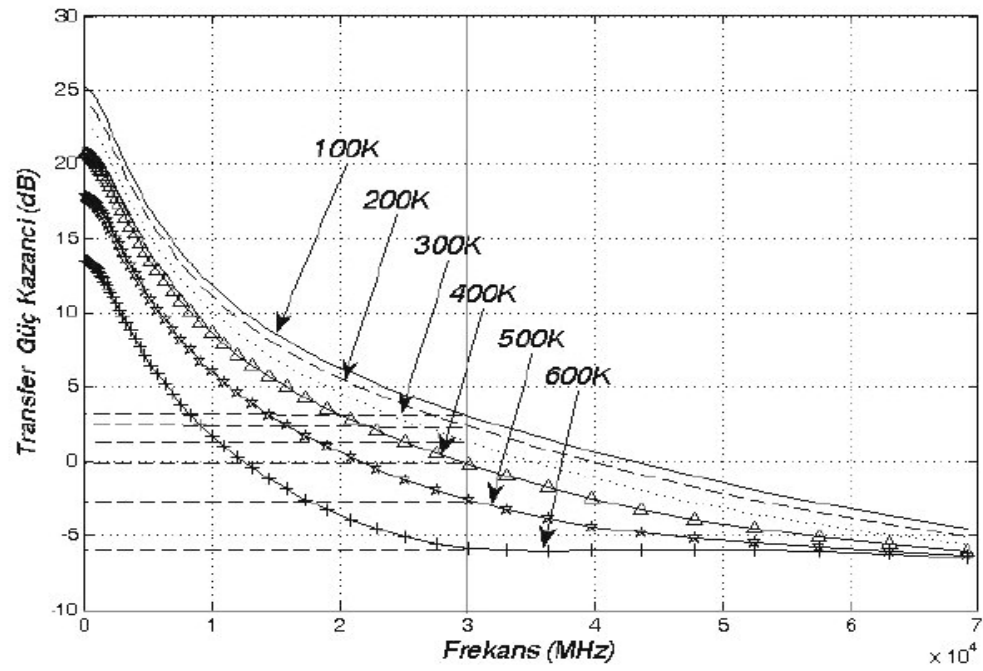
$$V_g^2 = \frac{V_0^2}{V_S^2} = \frac{V_0^2 / R_L}{V_S^2 / 4R_S} \frac{R_L}{4R_S} = g_T \frac{R_L}{4R_S} \quad (2.99)$$

olarak ifade edebiliriz. HEMT eşdeğer devresi 10MHz-70GHz frekans aralığında benzetim yapılarak aşağıdaki kazanç eğrileri çıkarılmıştır. Şekil 2.26, Şekil 2.27 ve Şekil 2.28'deki HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki güç kazancı eğrileri incelendiğinde frekans ve sıcaklık değeri arttıkça güç kazançlarının düştüğü görülmektedir. Örneğin 10GHz frekansında 100K için güç kazancı 13.4dB iken 600K için 5.45dB ye düşmektedir.



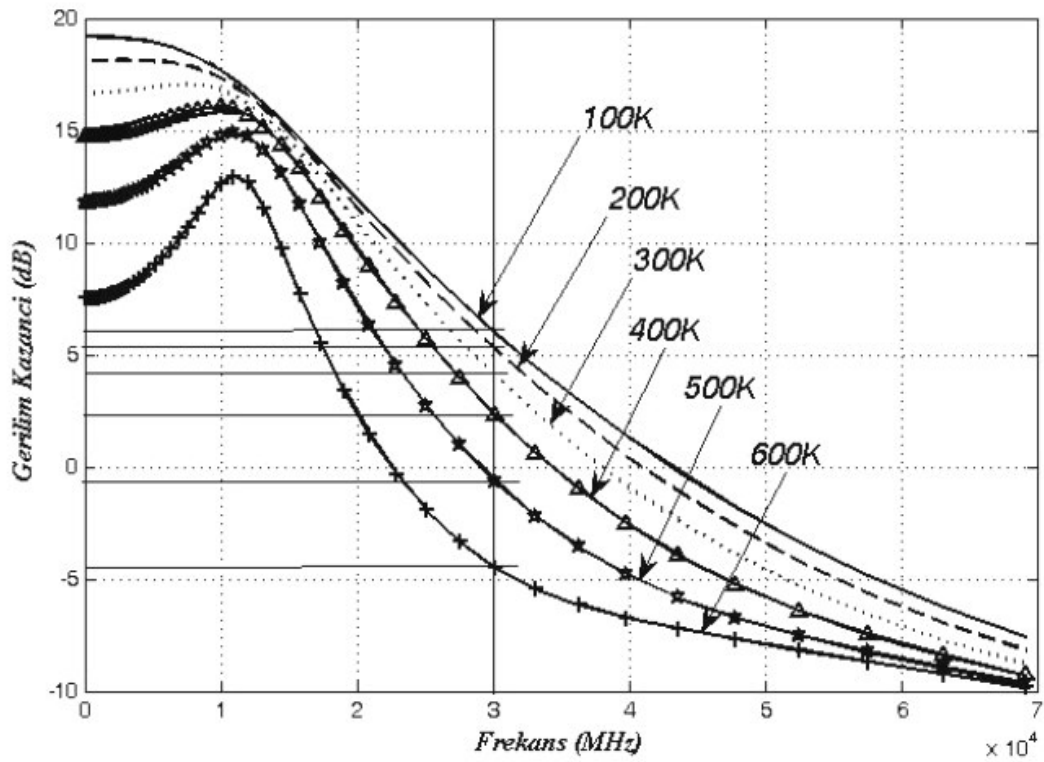
Şekil 2.26. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki güç kazancı eğrisi

Şekil 2.27. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki kullanılabilir güç kazancı eğrisi



Şekil 2.28. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki transduser güç kazancı eğrisi

Şekil 2.29'daki HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki gerilim kazancı eğrisi incelendiğinde 100K ve 200K sıcaklıklarında 10GHz değerine kadar gerilim kazancının sabit kaldığı daha sonraki frekanslarda gerilim kazancı değerinin düştüğü görülmektedir. 300K, 400K, 500K ve 600K sıcaklıklarında ise frekans değeri 10GHz değerine kadar gerilim kazancının yükseldiği daha sonraki frekans değerlerinde ise hızlı bir şekilde düştüğü görülmektedir.



Şekil 2.29. HEMT'in farklı K sıcaklıklarındaki gerilim kazancı eğrisi

2.13. Kararlılık Kriterleri ve HEMT'in Kararlılık Analizi

Doğrusal sistemlerde kararlılık sınırlı bir girişe karşı sınırlı çıkış olarak tanımlanır. Nyquist kararlılık kriterine göre sistemin kutuplarının tamamı kompleks eksenin sol yarı düzleminde olmasıdır. Doğrusal ve kararlı sistemler empedans uyumsuzluğu veya kaynak seçimi ile kararsız hale getirilebilir.

Doğrusal olmayan sistemlerde bu durum oldukça karışıktır. Çünkü doğrusal olmayan devrelerde dâhili etkileşim doğrusal olanlara göre daha karışık olarak ortaya çıkar. Çoğu devrede kalıcı ve geçici durum rejimleri sinüsoidal osilasyondan farklıdır. Doğrusal olmayan sistemlerde bu osilasyonlar parazitler içerir. Gerçekçi olmayan çıkışlar sadece aşırı uyartım altında görülebilir. Kaos olarak da bilinen bu durumda çıkış veya yönelim girişin çok az bir değişimi ile de aniden çok fazla değişebilir ve normal gürültü seviyesini artırabilir. Bu durumlar başlangıç şartlarına bağlıdır. Bazı başlangıç şartları kararlılık cevabının sonucu olurken diğerleri olmayabilir. Bundan dolayı doğrusal olmayan devrelerde doğru çözüm kesinlikle iyi belirlenmelidir. Sonuç olarak doğrusal olmayan sistemler için anlamlı ve kullanılabilir doğrusallık kriteri belirlemek zordur.

Harmonik denge analiz yöntemi ile sunulan devrenin çözümüne gerek kalmadan yakınsanabilir ve pratik uygulamalarda kullanılabilir. Çünkü harmonik denge analiz yöntemi doğrusal olmayan elemanlar boyunca gerilim bozulmasına neden olur. Eğer bozulma işlemi daha büyük bozulmalara neden olmazsa devre bölgesel olarak kararlı kabul edilir [53].

İki uçlu devre için koşullu ve şartsız kararlılık durumlarını ayırt etmemiz gerekir. Eğer Γ_{IN} ve Γ_{OUT} sadece kaynak ve yük empedansları aralığı birden daha küçük ise, iki-uçlu devre koşullu kararlıdır. Çünkü bu aralığın dışındaki empedanslar osilasyona sebep verebilir.

2.13.1. Rolletti kararlılık kriteri

Γ_{IN} ve Γ_{OUT} her zaman birden aşağı ise iki uçlu devre şartsız olarak kararlıdır [48, 54-57]. Koşullu kararlılık kriterini

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.100)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.101)$$

olarak ifade edebiliriz. Eğer Rollet'in şartı yerine getirilmiş ise devre şartsız olarak kararlıdır [54]. Buna göre

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (2.102)$$

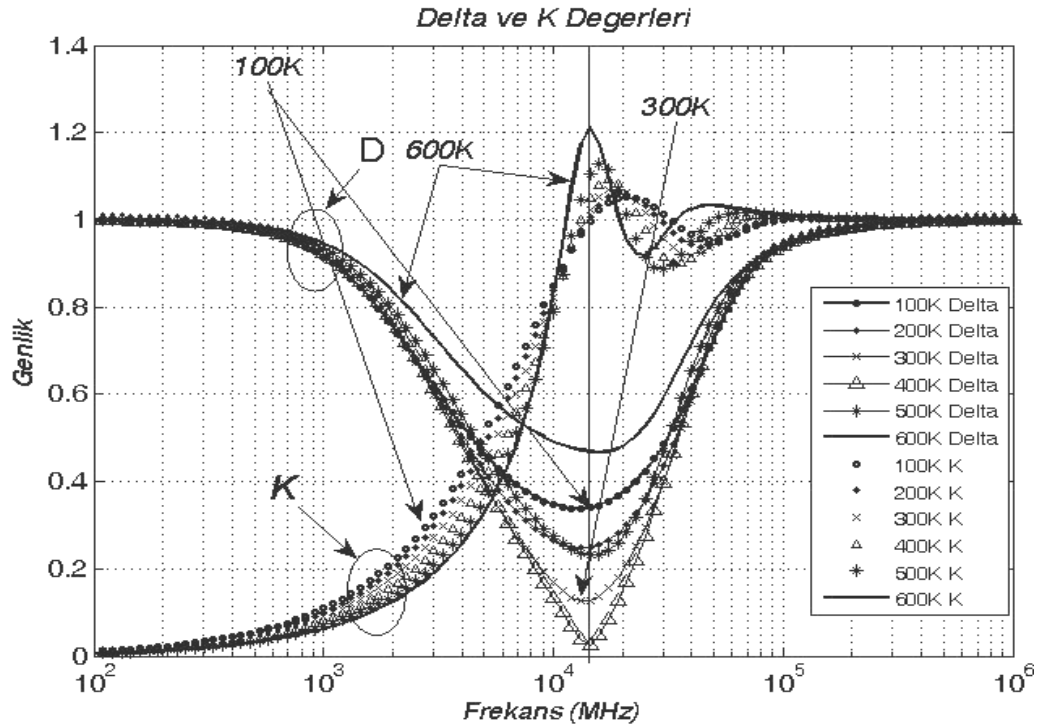
$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} < 1 \quad (2.103)$$

ile tanımlıdır. Bir transistörün S-parametreleri ile kararlılığını hesaplamak için ilk olarak ara değer diye adlandırılan Delta (D, Δ) hesaplanır. Rollet kararlılık faktörü K hesaplanır. Eğer $K > 1$ ise, eleman kaynak ve yük empedansının birleşiminden herhangi biri için şartsız olarak kararlıdır. $K < 1$ için eleman potansiyel olarak kararsızdır ve muhtemelen çoğu durumda yük empedansının ve kaynağın birçok birleşiminde osilasyon yapacaktır. Bu durumda kaynak ve yük empedansı dikkatlice seçilmeli veya transistörün diğer bir öngerilim noktası seçilmeli veya farklı bir transistör seçilmelidir. Kararlılık şartı frekansa bağlıdır [58–61].

Şekil 2.4'deki HEMT eşdeğer devresi ve Çizelge 2.4'deki değerler kullanılarak Şekil 2.30'daki eğriler elde edilmiştir. Modellemede 10MHz-500GHz aralığında farklı sıcaklıklarda K ve Delta değerleri elde edilmiştir.

Farklı sıcaklıklarda HEMT kararlı hale gelinceye kadar Δ ve K arasında ters ilişki bulunmuştur. Alçak frekanslarda (10–400MHz) arasında Delta maksimum değeri alırken, Rollet kararlılık faktörü ise minimum değeri almaktadır. Bu durum test için kullanılan bütün sıcaklıklar için aynıdır. Ancak Δ ve K arasında 1GHz'den sonraki frekanslar için sıcaklığı göre ayrışmaların başladığı nokta olarak kabul edebiliriz. Rollet faktörü için 1-11GHz arasında ayrışmalar görülmektedir. Fakat 11GHz'de Δ değeri $D=0.09$ karşılık gelmektedir. HEMT'in şartsız Rollet faktörü değeri ise farklı

sıcaklıklarda 60-100GHz arasında kararlı hale gelmektedir. Rollet ve Delta değerleri 300GHz'den sonra ise test için kullanılan sıcaklıkların tümü için "1" değerine ulaşmaktadır. Ancak bu frekans değeri kullanılan HEMT için kesim frekansından bile (150GHz) yüksektir. Teorik olarak 100GHz'den sonraki frekans değerleri için sistem kararlıdır. Rollet kararlılık değerinin oturma frekans aralığı 11-60GHz arasındadır. Rolletti kriteri 600K için 80GHz, 500K için 87GHz, 400K için 92GHz, 300K için 95GHz, 200K için 97GHz ve 100K için 100GHz olarak bulunmuştur. Delta değerleri ise 400GHz değerinden sonra bütün sıcaklıklar için "1" değerine ulaşmaktadır. İdeal olarak kullanılabilecek kararlı bölge 300K için 60-150GHz arasındadır. HEMT bu bölgede kararlı olarak çalışmaktadır. Bu sıcaklık oda sıcaklığına karşılık gelmektedir. Sıcaklık artışıyla Delta frekansı küçülmektedir. Sonuç olarak sıcaklık artıkcı Rollet faktörünün değeri daha küçük frekanslara düşmektedir.



Şekil 2.30. Farklı sıcaklıklardaki HEMT'in D-K arasındaki ilişki

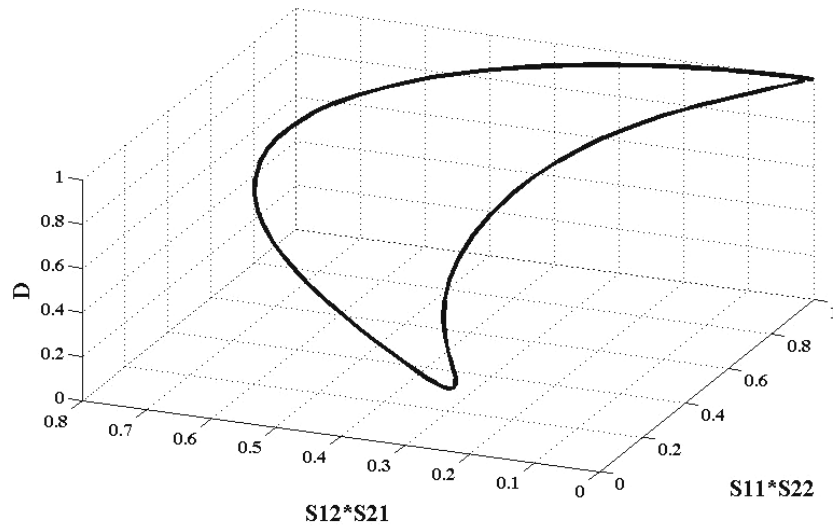
Şekil 2.31 ve 2.32 birlikte analiz edildiğinde Rolletti kararlılık faktörünü etkileyen Δ (Delta, D) nın değişimi görülmektedir. Bu değişkenler S_{11} , S_{12} , S_{21} ve

S_{22} değerlerinden elde edilmiştir. Delta faktörünü etkileyen saçılma değişkenleri $(S_{11} * S_{22})$ ve $(S_{12} * S_{21})$ çarpımlarından oluşan iki kısımda analizleri yapılmıştır. Şekil 2.31 Δ 'nın hesaplanması için kullanılan saçılma parametrelerine bağlı olarak elde edilmiştir. Eğri üç önemli noktadan oluşur. Bunlar;

1. $(S_{11} * S_{22} = 1)$ ve $(S_{12} * S_{21} = 0)$ karşılık gelir. Bu durumda sistem şartsız olarak kararsızdır.
2. $(S_{12} * S_{21} = 1)$ değerinin “1” olması durumunda, $(S_{11} * S_{22} = 0)$ 'nin değeri sıfırdır.
3. Bükülme noktasına karşılık gelen $(S_{12} * S_{21} = 0.36)$ ve $(S_{11} * S_{22} = 0.35)$ karşılık gelmektedir.

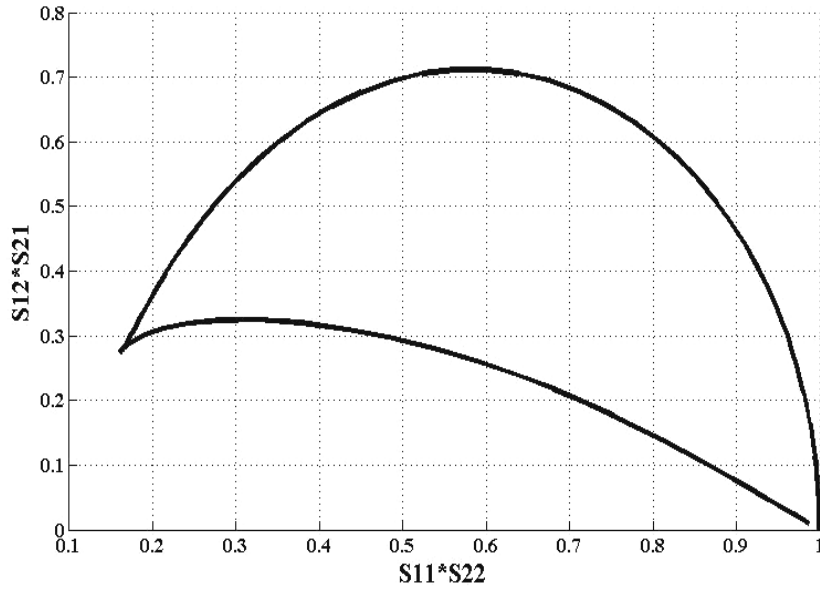
Delta değerlerinin kritik noktaları:

1. $S_{11} * S_{22} = 0.35$, $S_{12} * S_{21} = 0.36$ ve $\Delta = 0.12$
2. $S_{11} * S_{22} = 1$, $S_{12} * S_{21} = 0$ ve $\Delta = 1$
3. $S_{11} * S_{22} = 0.96$, $S_{12} * S_{21} = 0.4$ ve $\Delta = 0.60$ karşılık gelmektedir. Bu noktalar HEMT'in çalışmasındaki kritik dönme noktalarına karşılık gelmektedir.



Şekil 2.31. 300K'de Deltanın saçılma parametrelerine bağlı değişimi

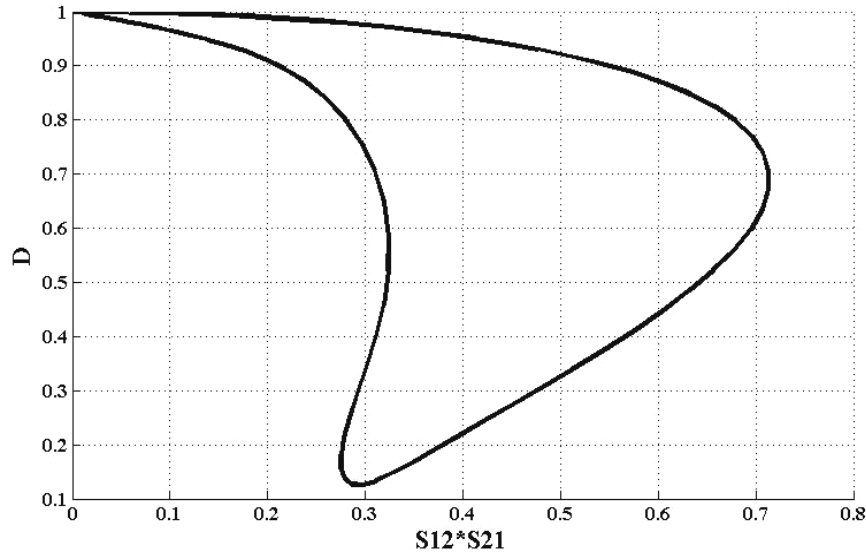
Şekil 2.32'deki HEMT'in saçılma değişkenlerine bağlı olarak $S_{11} * S_{22} = 0.16$, $S_{12} * S_{21} = 0.26$ noktaları bükülmeye karşılık gelen değerlerdir. Deltanın saçılma parametrelerine göre değişiminde hiçbir bölgede doğrusallık yoktur. Aksine yüksek dereceden doğrusal olmayan durum mevcuttur. Deltayı etkileyen parametreler arasında da hiçbir bölgede doğrusallığın aksine doğrusal olmayan durum mevcuttur.



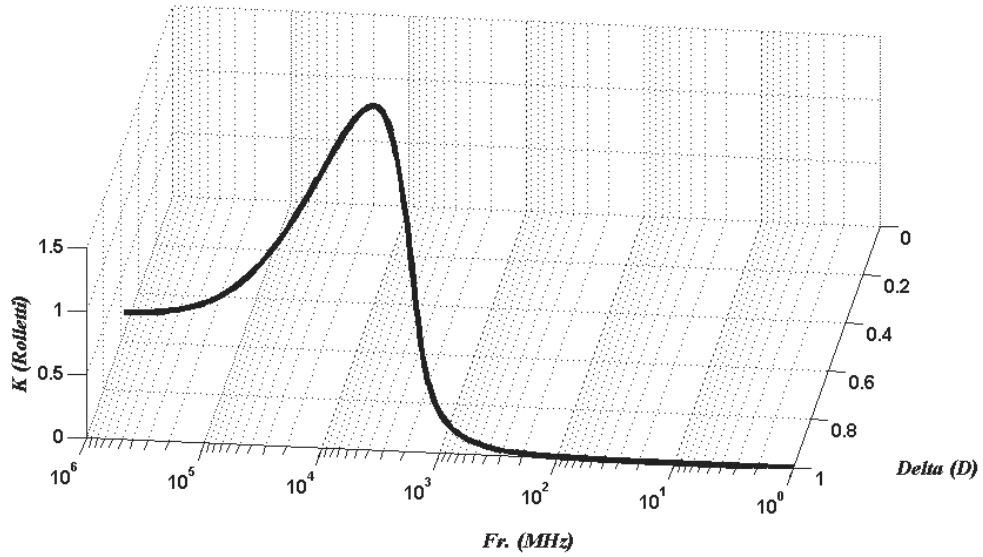
Şekil 2.32. 300K'de Deltanın hesaplanmasında kullanılan saçılma parametreleri arasındaki ilişki

Şekil 2.33'de görüldüğü gibi $\Delta = 1$ değeri için $S_{12} * S_{21} = 0$ dır. Bu şartlar altında HEMT şartsız olarak kararsızdır. Kararlı durum için $\Delta = 0.12$ değerine karşılık olarak $S_{12} * S_{21} = 0.27$ değeri karşılık gelmektedir. Bu şartlar altında ise HEMT şartsız olarak kararlıdır.

Şekil 2.34-2.37 birlikte değerlendirildiğinde $\Delta = 1$ (Delta, D), K (Rolletti) şartsız olarak kararlı ve kararsız bölgeleri belirlenmiştir. Şekil 2.35'de Deltanın en küçük değeri 15GHz ve D=0.12'ye karşılık gelen HEMT'in şartsız kararlı olduğu en iyi değeridir.

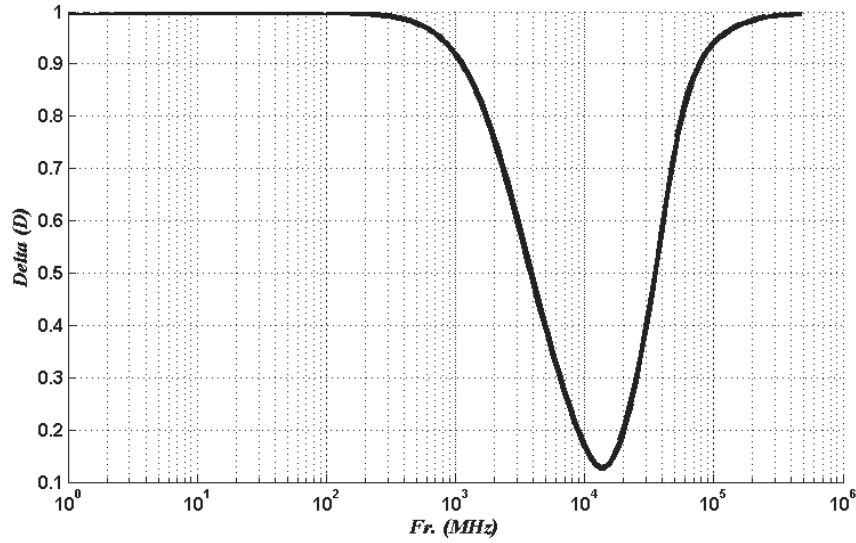


Şekil 2.33. 300K’de D’nın saçılma parametrelerine göre değişimi

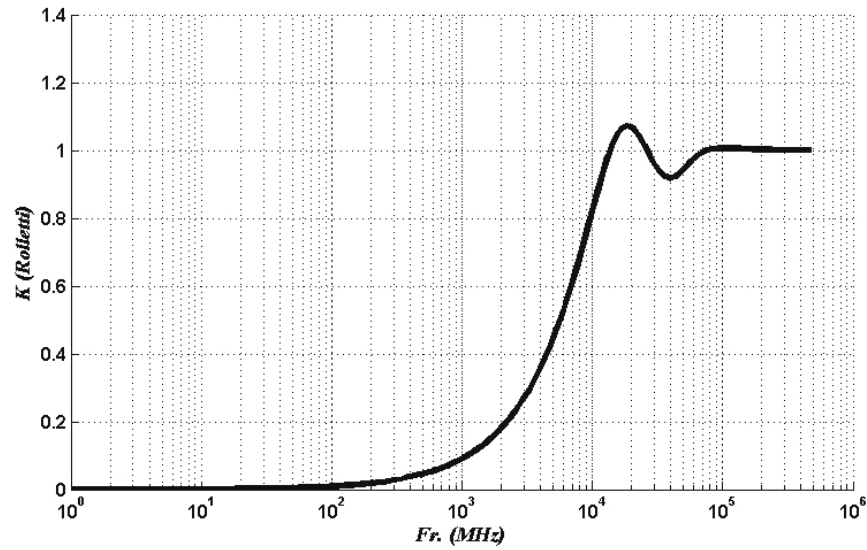


Şekil 2.34. 300K’de Rolletti kriteri (K) ve Deltanın frekansa bağlı değişimi

Şekil 2.36 ise Rolletti faktörüne göre HEMT’in şartsız olarak kararlı olduğu frekans değeri 11.03GHz’den başlayan 28GHz’e kadar olan frekans aralığında şartsız olarak kararlıdır. Şartsız olarak kararsız olduğu frekans 28-80GHz arasındır. 80GHz’den sonra ise şartsız olarak kararlıdır. Kararlılık için en iyi frekans ise yaklaşık 20GHz değeridir. Bu frekans değeri Rolletti kriterine göre en iyi değerdir.

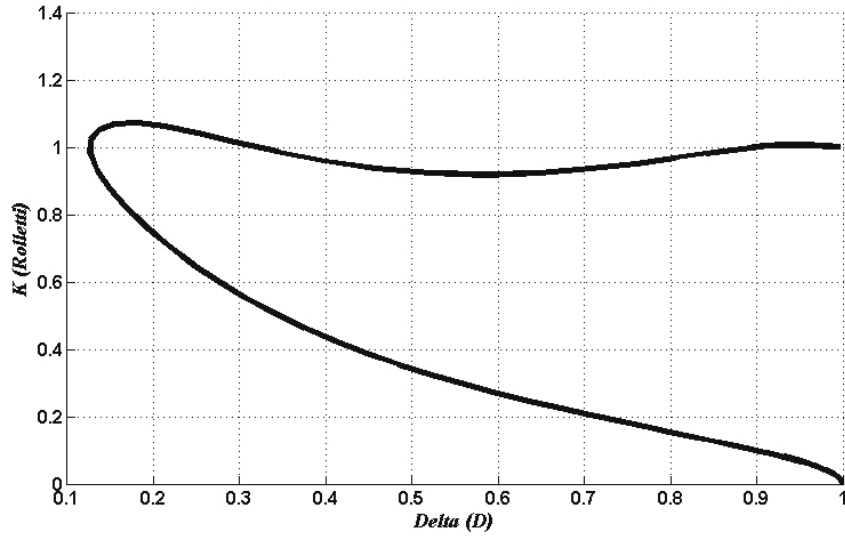


Şekil 2.35. 300K’de Deltanın frekansa göre değişimi



Şekil 2.36. 300K’de K’nın frekansa göre değişimi

Şekil 2.37’de ise Rolletti faktörü K ve Delta arasındaki ilişki görülmektedir. HEMT’in kararlı hale geldiği değerler $D = 0.12$, $K=1$ değerine ulaşmakta ve HEMT şartsız olarak kararlı hale geçmektedir. HEMT’in şartsız kararlı olduğu aralık $D = 0.12 - 0.33$ değerleri arası K birden büyük değerlere ulaşmakta ve şartsız olarak kararlı kabul edilmektedir. Diğer kararlı aralık bölgesi ise $D = 0.9$ değerinden sonra şartsız kararlıdır. HEMT iki bölgede bölgesel olarak kararlı çalışmaktadır.



Şekil 2.37. 300K’de K-D arasındaki ilişki

Rolletti kararlılık faktörünün sıcaklık değişmesine bağlı olarak elde edilen sonuçlar şu şekildedir:

- 1) Sıcaklık artıkça Deltanın değeri büyümekte ve Rolletti kararlılık kriteri frekansı küçülmektedir. Buna ilaveten en yüksek sıcaklık olan 600K için osilasyonlu dalgalanma büyük değerlere ulaşmakta ve oturma frekansı aralığı büyümektedir. HEMT’in kararlı kullanılabilir muhtemel bant genişliği küçülmektedir.
- 2) Sıcaklığın düşük değeri (100K) içinde oturma frekansı aralığı daha kısa ve osilasyon dalgalanması daha kısadır.
- 3) Sıcaklık 400K de Delta en küçük değere ulaşmaktadır. Buna karşılık Rollet (K) değeri 500K’den daha küçük olmaktadır.
- 4) 15GHz’de bütün sıcaklıklarda Delta değeri en küçük değerini almaktadır Bu frekans sıcaklığa en duyarlı frekanstır. Buna karşılık HEMT’in bu alanda çalışması Rolletti kriterine göre şartsız olarak kararlı kabul edilmektedir. Buna karşılık çevre sıcaklığının etkisi büyüktür.

5) Sıcaklıkla güç değişimi doğrudan ilişkili olarak gözlemlenmiştir. Sıcaklık artıkça güç değerlerinin düştüğü gözlenmiştir. İki uç sıcaklık (100K-600K) arasında 10.8dB'lik fark kazanç farkı bulunmuştur. Transfer güç kazanç farkı ise 31dB bulunmuştur. Bu değer yüksek frekans uygulamaları için önemlidir.

6) Kritik sıcaklık olarak 400K'de Delta'nın minimum, 600K'de ise maksimum değerine ulaşmaktadır. Bu iki sıcaklık değeri HEMT in çalışma sıcaklığının uç noktalarını teşkil etmektedir.

7) HEMT iki bölgede bölgesel olarak kararlı çalışmaktadır.

8) Deltanın en iyi 300K için en iyi değeri 0.12 ve frekansı ise 15GHz bulunmuştur. Rolletti faktörü (K) için en iyi frekans değeri 20GHz ve K=1.13 tespit edilmiştir.

HEMT'in kararlı çalışması için sıcaklığa en duyarlı frekansı 20GHz'dir. En iyi çalışma sıcaklığı ise 300K'dir. Çünkü gerilim kazancı 1GHz'e kadar yaklaşık sabit kabul edilebilir. HEMT 11GHz'den sonra şartsız olarak kararlı çalışmaktadır. Sıcaklığa duyarlı değişkenler ise çıkış iletkenliği $g_m = g_{m1} + g_{m2}v_{gs} + g_{m3}v_{gs}^2$, çıkış direnci (kanal-kaynak, drain-source) $r_{ds} = r_{ds1} + r_{ds2}v_{gs} + r_{ds3}v_{gs}^2$ ve (kapı-kaynak, gate-source) kapasite değişimi $C_{gs} = C_{gs1} + C_{gs2}v_{gs} + C_{gs3}v_{gs}^2$ ile ifade edilir. Bu değişkenlerin değişimi sonucunda HEMT'in çalışma karakteristikleri değişmektedir.

Sonuç olarak HEMT Rolletti kriterine göre 140MHz-11GHz arasında sistem şartsız kararsız ve şartsız kararlı bölgeleri ise sıcaklığa bağlı olarak değişmektedir. En iyi -3dB'lik bant genişliği 300K değerine karşılık gelmektedir.

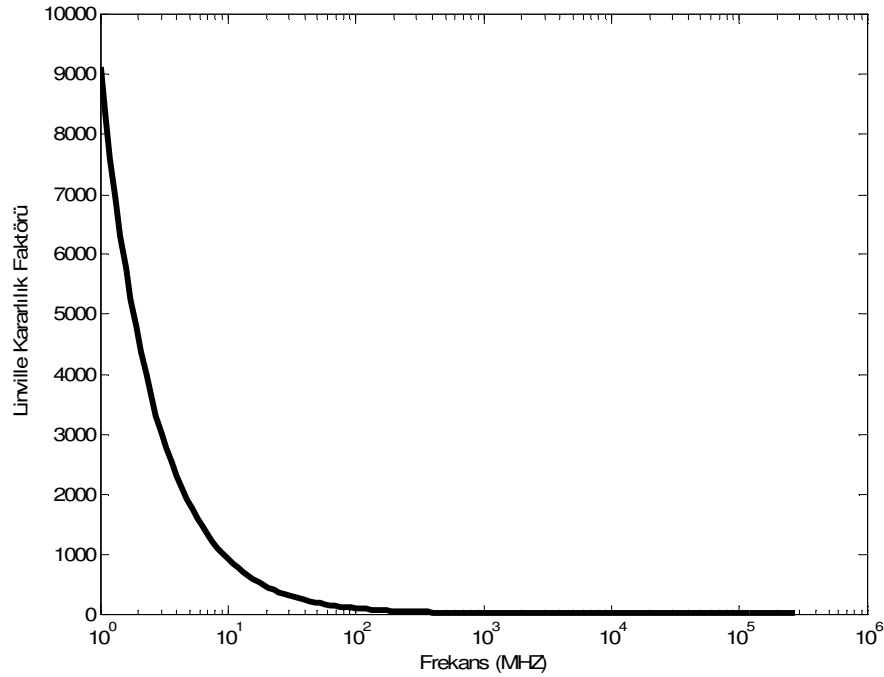
2.13.2. Linville kararlılık faktörü

Rollet kararlılık kriteri (K) S-parametrelerine göre kararlılığı incelerken, Linville kararlılık faktörü (C) Y-parametrelerine göre kararlılığı incelemektedir [62]. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Linville kararlılık faktörü eğrisi Şekil 2.38'de

görülmektedir. HEMT'in eşdeğer devresi 1MHz-300GHz arasındaki frekanslarda analiz edilerek Y-parametreleri değerlerinden Linville kararlılık faktörü eğrisi Şekil 2.38'deki gibi elde edilmiştir. Linville kararlılık faktörüne göre kararlılık bölgesi 0-1 aralığıdır. Kararlı bölgenin daha iyi seçilmesi için frekans aralığı daraltılarak Şekil 2.39'daki eğri oluşturulmuştur. Şekil 2.39'a göre HEMT'in kararlılık bölgesi 16-32GHz frekans aralığı ve 90GHz üzeri frekans değerleridir. Linville kararlılık faktörü

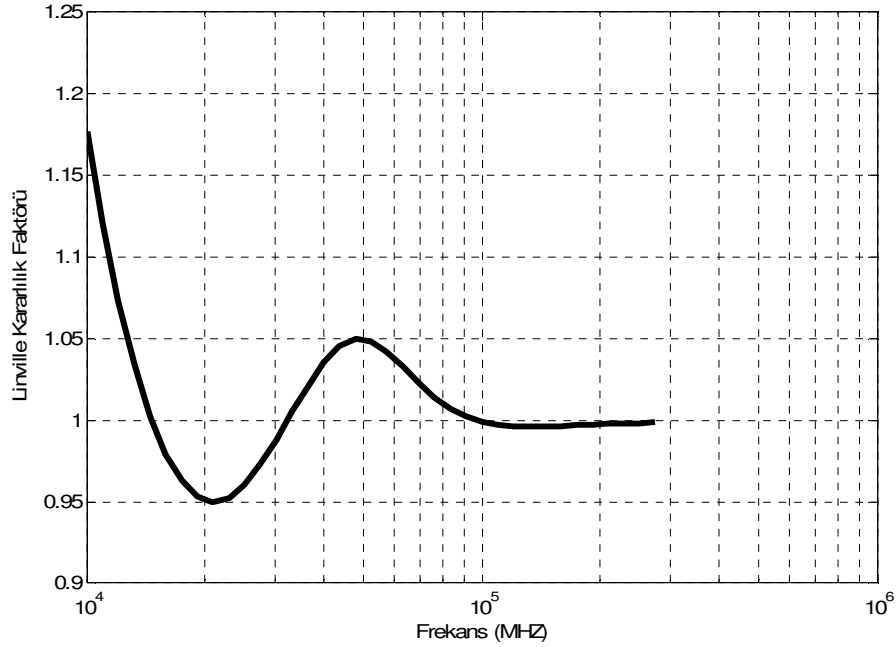
$$C(Y) = \frac{|Y_{12} \times Y_{21}|}{2 \times R_e(Y_{11}) \times R_e(Y_{22}) - R_e(Y_{12} \times Y_{21})} \quad (2.104)$$

ile bulunmaktadır. “Eş. 2.104”deki R_e ifadesi Reel kısmı temsil etmektedir.



Şekil 2.38. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Linville kararlılık eğrisi

Şekil 2.30 ve 2.39 birlikte analiz edildiğinde Linville ve Rolletti kararlılık faktöründeki kararlı bölgelerin aynı frekans aralığına geldiği görülmektedir. İki kararlılık faktöründe de kararlı bölge 16-32GHz aralığıdır.



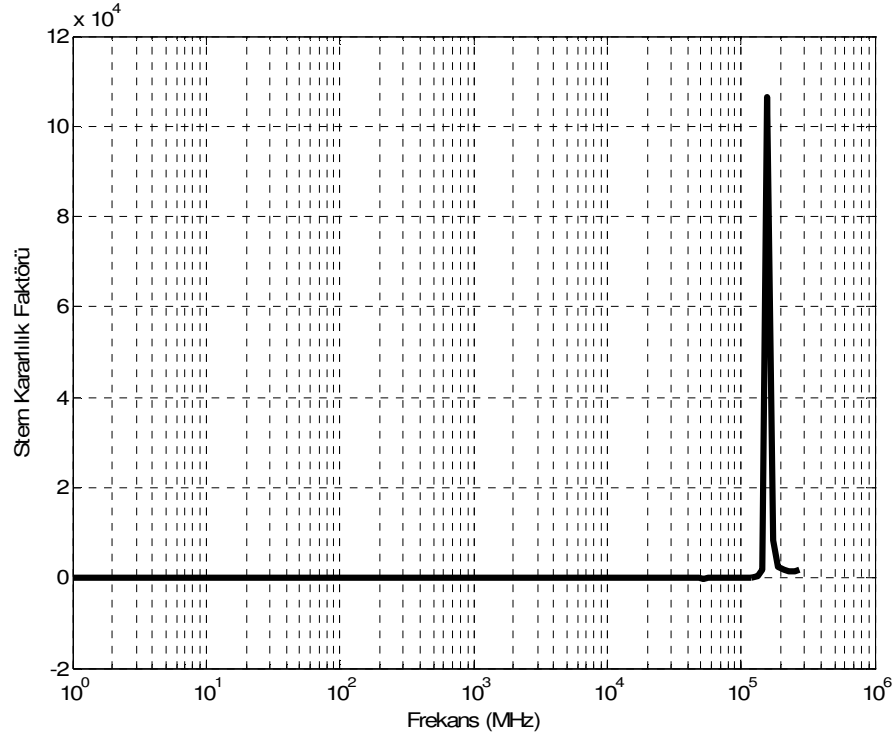
Şekil 2.39. HEMT'in 100K'deki Linville kararlılık eğrisinde kararlı bölge tespiti

2.13.3. Stern kararlılık faktörü

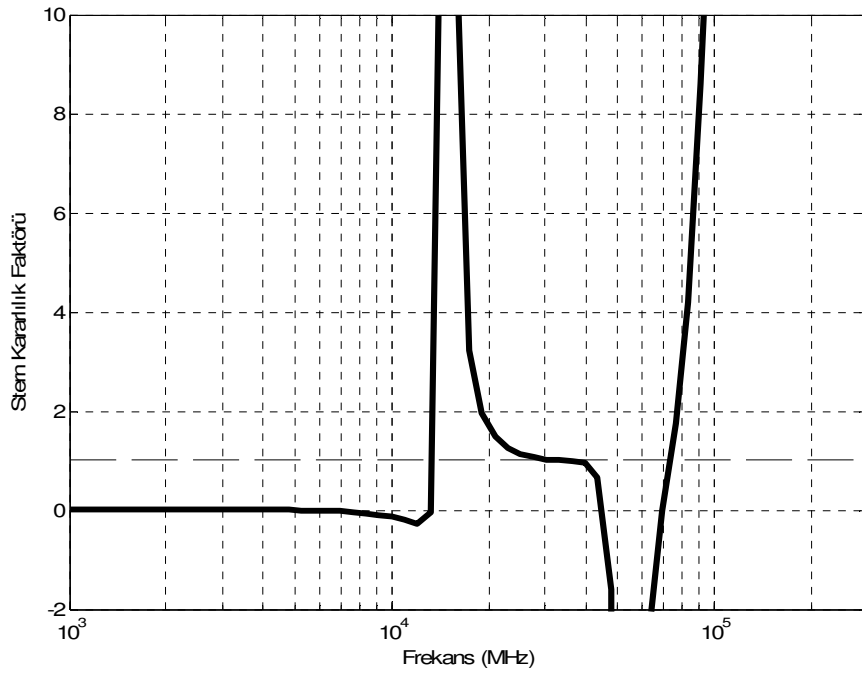
Stern kararlılık faktörü verilen yük ve kaynak empedansına göre transistörün kararlılığını tahmin eder. Eğer Stern kararlılık faktörü birden büyük ise devre kaynak ve yük empedansına göre karardır. Eğer Stern kararlılık faktörü birden küçük ise sistem osilasyon yapıyor demektir. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Stern kararlılık faktörü eğrisi Şekil 2.40'da gösterilmiştir. HEMT'in eşdeğer devresi 1MHz-300GHz arasındaki frekanslarda analiz edilerek, kaynak ve yük empedansı 50Ω verilerek Şekil 2.40'daki Stern kararlılık faktörü eğrisi çizilmiştir. Kararlı bölgenin daha iyi seçilmesi için frekans aralığı daraltılarak Şekil 2.41'deki eğri çizilmiştir. Şekil 2.41'e göre HEMT'in kararlılık bölgesi 14-34GHz frekans aralığı ve 75GHz üzeri frekans değerleridir. Stern kararlılık faktörü

$$K(Z_S, Z_L, Y) = \frac{2 \times \left(R_e(Y_{11}) + R_e\left(\frac{1}{Z_S}\right) \right) \times \left(R_e(Y_{22}) + R_e\left(\frac{1}{Z_L}\right) \right)}{|Y_{21} \times Y_{12}| + R_e(Y_{12} \times Y_{21})} \quad (2.105)$$

ile hesaplanmaktadır.



Şekil 2.40. HEMT'in 100K sıcaklıktaki Stern kararlılık eğrisi



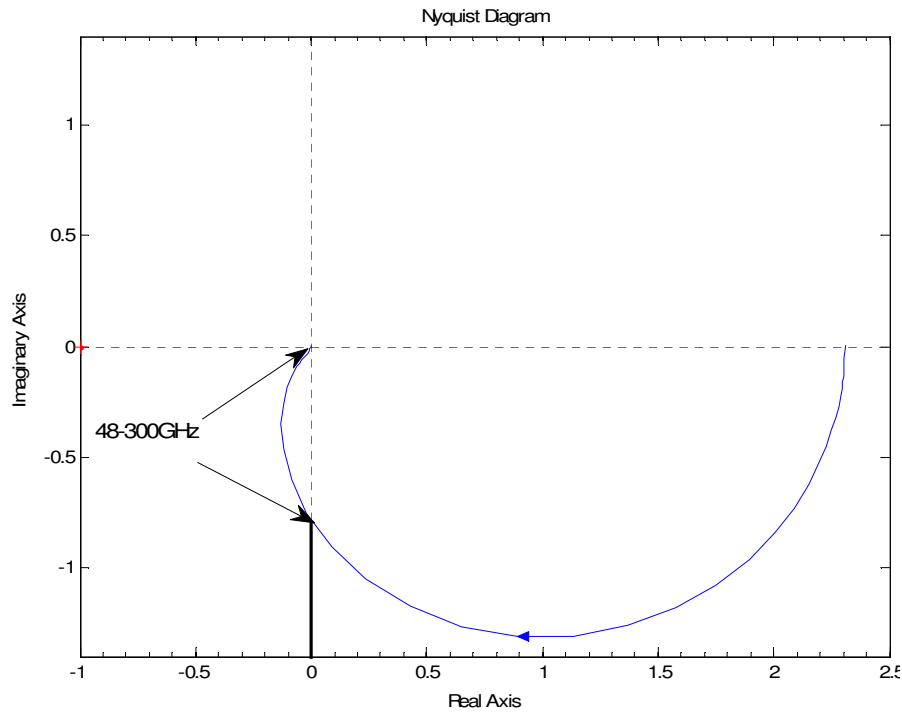
Şekil 2.41. HEMT'in 100K'deki Stern kararlılık eğrisinde kararlı bölge tespiti

2.13.4. Nyquist kararlılık diyagramı

Birinci-derece transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, frekans bölgesindeki doğrusal cevabı ifade ettiğinden Çizelge 2.4'deki değerlerden 300K için transfer fonksiyonu

$$TF = \frac{3.515e-18s^2 + 5.58e-27s + 1.961e6}{6.72e-53s^5 + 1.1e-39s^4 - 1.1e-27s^3 + 3.821e-16s^2 + 5.028e-5s + 8.5e5}$$

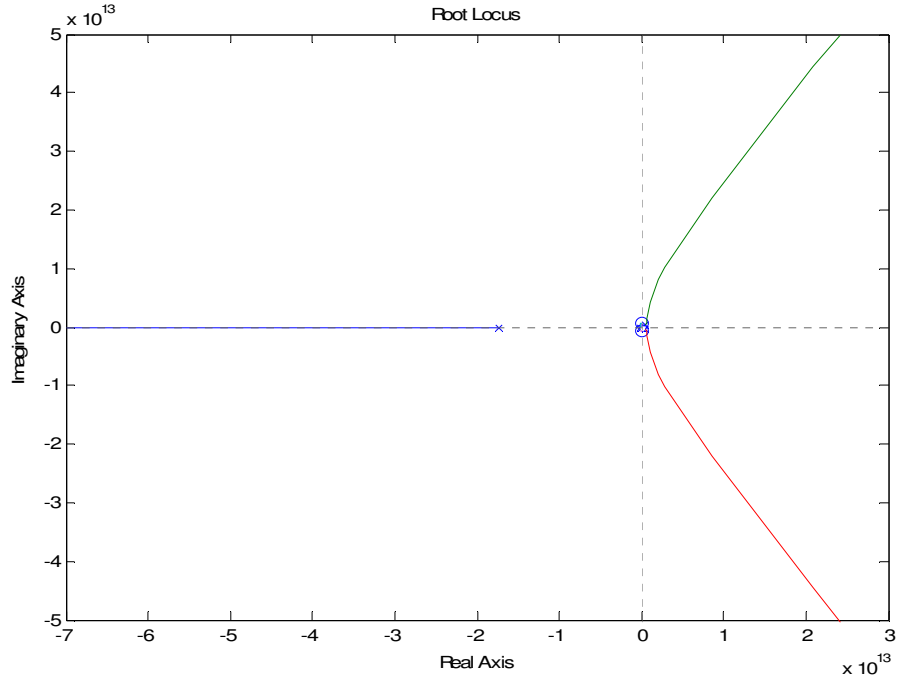
şeklinde bulunmuştur. Yukarıda elde edilen transfer fonksiyonundan Şekil 2.42'deki Nyquist kararlılık diyagramı elde edilmiştir. Şekil 2.42'deki HEMT'in transfer fonksiyonundan elde edilen Nyquist kararlılık diyagramı analiz edildiğinde HEMT'in imajiner eksenin sağ yanı kararsız ve sol yanı ise (0,-1) arası kararlı bölgesidir. Kararlı bölgedeki frekans değerleri 48GHz-300GHz aralığıdır.



Şekil 2.42. HEMT'in Nyquist diyagramı

2.13.5. Root-Locus kararlılık diyagramı

Şekil 2.43’de HEMT’in transfer fonksiyonundan elde edilen Root-Locus kararlılık diyagramı görülmektedir.



Şekil 2.43. HEMT’in Root-Locus diyagramı

3. VOLTERRA TRANSFER FONKSİYONUNUN BULUNMASI

3.1. Volterra Serisi

Doğrusal olmayan sistemlerin modellemesinde kullanılan Volterra serisi daha çok haberleşme sistemlerindeki alıcı, verici ve diğer donanımların tasarımlarının yapılmasında tercih edilir. Volterra serisi özellikle haberleşme sistemlerinde meydana gelen frekans karışımları, distorsiyon, intermodülasyon (IMD) ve gürültü oluşturan kaynakların analizinde de kullanılır. İletişim sistemlerinde sıklıkla distorsiyondan kaynaklanan bozulmalar meydana gelir. Sistemlerin geniş bir kesimi için bu tip bozulmalar Volterra serisi yardımıyla hesaplanabilmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerin veya devrelerin çıkış cevaplarının elde edilmesinde ve sistemin analizinde ciddi sorunlarla karşılaşmaktadır [2].

Karmaşık doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının hesaplanmasında Volterra serisi metodunu kullanarak doğrusal olmayan sistemleri analitik modellemek mümkün olabilmektedir [63,64].

3.2. Sistem Çıkışının Volterra Açınımı

Volterra serisi $x(t)$ girişinin, doğrusal olmayan sistemin çıkışını ifade eden “hafızasız güç serileri” olarak tanımlanmaktadır. Volterra açınımı, herhangi bir fonksiyonun operatör fonksiyonel şekli $G[x]$ temsil etmektedir ve fonksiyon süreklidir ve açınımı

$$G[x] = \sum_{n=0}^{\infty} F_n[x] \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilir. $F_n[x]$ düzenli homojen fonksiyonel formudur. Açınımı ise

$$F_n[x] = K_0 + \int_a^b \dots \int_a^b h_n(\xi_1, \dots, \xi_n) x(\xi_1) x(\xi_2) \dots x(\xi_n) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (3.2)$$

şeklinde olup K_0 sabitleri, n indisi ise fonksiyonun derecesini temsil eder.

“Eş. 3.1”de verilen seri “Volterra fonksiyonel serisi” olarak adlandırılır. Eğer fonksiyonun her $x(t)$ değerine karşılık gelen değer tanımlı ise seri “yakınsak” olarak adlandırılır.

Norbert Wiener fonksiyonel seri açılımı doğrusal olmayan sistem analizine uygulamıştır. Wiener doğrusal olmayan sistemin çıkışını $y(t)$, girişini $x(t)$ olarak tanımlayarak, giriş-çıkış arasındaki fonksiyonel ilişkinin olduğunu göstermiş ve her ikisini de fonksiyonel seriyle ilişkilendirmiştir [67]. Bu benzerlik, güç serisi açılımına uygulandığında, serinin ilk birkaç fonksiyonel terimleri

$$y(t) = K_0 + \int_{-\infty}^{\infty} h_1(\tau)x(t-\tau)d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_2(\tau_1, \tau_2)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)d\tau_1d\tau_2 + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3)x(t-\tau_1)x(t-\tau_2)x(t-\tau_3)d\tau_1d\tau_2d\tau_3 + \dots \quad (3.3)$$

gibi elde edilir. Bu gösterim $y(t)$ 'nin doğrusal olmayan çözümü için çok zor değildir. Daha ayrıntılı bir analiz için terim sayısı yeterli değildir. “Eş. 3.3” seri açılımı küçük-ışaret doğrusal olmayan durumlar için yeterlidir. Ancak terim sayısı çok olduğu zaman pratik olarak uygulanabilirliği zorlaşır. Bu durumda büyük-ışaret doğrusal olmayan durumuna karşılık gelir ve çözüm için daha değişik metotlar aranmalıdır. “Eş. 3.3” serisinin n . dereceden Volterra çekirdeği, $h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n)$ n . dereceden doğrusal olmayan etki cevabı (nonlinear impulse response) olarak adlandırılır. Bunun frekans düzlemindeki Fourier dönüşümü n .dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu olarak adlandırılır. Bu fonksiyon

$$H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \exp[-j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2 + \dots + f_n\tau_n)]d\tau_1d\tau_2\dots d\tau_n \quad (3.4)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Bunun tersi ise, n.dereceden doğrusal olmayan ters transfer fonksiyonunu verir ve ters Fourier dönüşümü uygulanarak elde edilir. Bu ise

$$h_n(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \exp[-j2\pi(f_1\tau_1 + f_2\tau_2 + \dots + f_n\tau_n)] df_1 df_2 \dots df_n \quad (3.5)$$

tanımlıdır. “Eş. 3.3”deki giriş-çıkış ilişkisi ise

Hata! Düzenleme alan kodlarından nesneler oluşturulamaz.

(3.6)

şeklinde tanımlanır. Aşağıdaki eşitlik de

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) x(t - \tau_1) \dots x(t - \tau_n) d\tau_1 \dots d\tau_n \quad (3.7)$$

çıkış bileşeni n. derecedendir. “Eş. 3.6”, “Eş. 3.7”de yerine konduğunda ve integral $\tau_1, \dots, \tau_n$ üzerinden yapıldığında

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, f_2, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(-j2\pi f_i t) df_i \quad (3.8)$$

elde edilir. $X(f)$ giriş spektrumunun bir fonksiyonu olarak çıkışın açılımı n.dereceden ifade edilmesidir. Burada büyük harfler zaman fonksiyonun Fourier dönüşümünü, küçük harfler de zaman fonksiyonunu temsil etmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerin analizinde birçok durum vardır. Bu sistemlerde farklı derecelerde doğrusal olmama durumunda frekans düzleminde aynı karşılıklarda sonuçlanabilir. Bu dönüşümün karşılığı olmayabilir. Bundan dolayı karşılığın derecesi tamamıyla belirticidir.

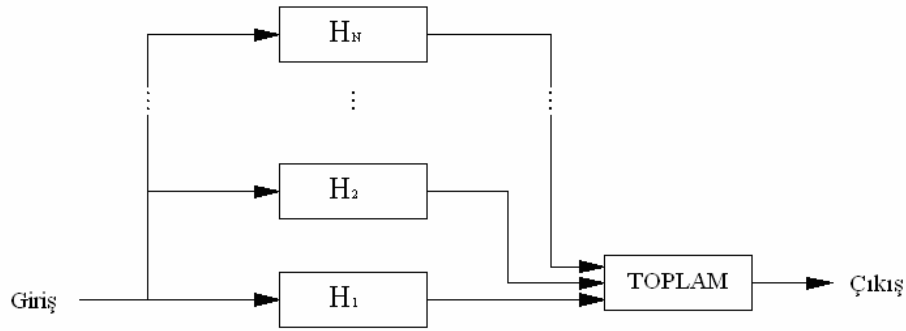
“Eş. 3.8”in her iki yanına Fourier dönüşümü uygulanırsa kazancın n.dereceden çıkış tayfı

$$y_n(f) = \int \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \delta(f - f_1 - \dots - f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) df_i \quad (3.9)$$

elde edilir. Burada $\delta(\cdot)$ delta fonksiyonudur. Giriş-çıkış tayflarının ilişkisi “Eş. 3.6”da verilmiştir ve

$$Y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} Y_n(t) \quad (3.10)$$

şeklinde tanımlıdır.



Şekil 3.1. Doğrusal olmayan Volterra-Wiener sistem modeli [66]

Eğer girişler eşit genlikli iki sinüs işareti f_a ve f_b nin toplamıysa ve $f_b > f_a$ ise

$$y(f) = \delta(f + f_a) + \delta(f - f_a) + \delta(f + f_b) + \delta(f - f_b) \quad (3.11)$$

ikinci dereceden çıkış spektrumu $Y_2(f)$, $f_a + f_b, f_b - f_a, 2f_a, 2f_b$ ve sıfır olmak üzere intermodülasyon frekans bileşenleri dikkate alındığında, beş tür frekans bileşenine sahiptir. Bunlar $Y_2(f)$, $f_a + f_b$ frekansında

$$[H_2(f_b, f - f_a) + H_2(f_a, f - f_b)]\delta(f - f_a - f_b) \quad (3.12)$$

şeklinde tanımlanır. Burada doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının bileşenleri simetrik fonksiyon olarak varsayırlar ve değişkenlerin derecelerinin yerleri değiştirilebilir. $y_n(t)$ çıkış değişkenlerinin her durumu için aynı olabilir. Bu ifade ise

$$\frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} \int_{-\infty}^{\infty} \dots [h_n(P_l(\tau)) \exp(-j2\pi P_l(\tau).f) d\tau_1 \dots d\tau_n] = \frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} H_n(P_l(f)) \quad (3.13)$$

tanımlıdır. Burada $f [f_1, f_2, \dots, f_n]$ ve τ ise $[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n]$ şeklinde bir vektördür. Her $P_l(\tau)$ ve $P_l(f)$, τ ve f vektörlerinin n bileşenlerinin n! permütasyonu ile ilgili bir vektördür. $P_l(\tau)$, f çarpımı vektör çarpımıdır. Burada ifadeyi biraz basitleştirmek için

$$S[H_n(f_1, \dots, f_n)] \equiv \frac{1}{n!} \sum_{l=1}^{n!} H_n(P_l(f)) \quad (3.14)$$

şeklinde simetrik fonksiyonu argümanların permütasyonları S sembolü ile temsil edilir. “Eş. 3.4”den

$$H_n^*(f_1, \dots, f_n) = H_n(-f_1, \dots, -f_n) \quad (3.15)$$

şeklinde olur. İfadede (*) işareti fonksiyonun karmaşık eşleniğini temsil eder. Bu analizden sonuç olarak doğrusal olmayan sistemin modeli Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Bu şekilde çıkış düşük dereceden paralel kolların toplamı olarak temsil edilir. “Eş. 3.8”i çok boyutlu zaman fonksiyonun tanımından genelleştirilmiştir. Çok boyutlu zaman fonksiyonu ise

$$y_n(t_1, \dots, t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n X(f_i) \exp(j2\pi f_i t_i) df_i \quad (3.16)$$

şeklinde olup eşitliğin n-katlı Fourier dönüşümü, yada çok tayf yoğunluğu

$$Y_n(f_1, \dots, f_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} y_n(t_1, \dots, t_n) \cdot \exp[-j2\pi(f_1 t_1 + \dots + f_n t_n)] dt_1 \dots dt_n \quad (3.17)$$

olur. Böylece

$$y_n(t_1, \dots, t_n) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_n(f_1, \dots, f_n) \exp[-j2\pi(f_1 t_1 + \dots + f_n t_n)] df_1 \dots df_n \quad (3.18)$$

bunu “Eş. 3.6” ve “Eş. 3.11” in karşılaştırılması takip eder.

$$Y_n(f_1, \dots, f_n) = H_n(f_1, \dots, f_n) X(f_1) \cdot X(f_n) \quad (3.19)$$

şeklindedir ve gerçekte “Eş. 3.7”

$$Y_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} Y_n(f_1, \dots, f_n) \cdot \delta(f - f_1 - \dots - f_n) df_1 \dots df_n \quad (3.20)$$

şeklindedir. Bu durumda $Y_n(f)$ çok tayflı $Y_n(f_1, \dots, f_n)$ yoğunluğun integralidir.

3.3. Probing Metodu İle Doğrusal Olmayan Transfer Fonksiyonunun Elde Edilmesi

Doğrusal olmayan transfer fonksiyonunu elde etmek için uygun analiz metotları “probing” ya da “harmonik giriş” olarak bilinir. Doğrusal olmayan bir sistemin giriş-çıkış R ilişkisi ile $y(t)$ ’nin tüm değerleri için karakterize edilirse

$$y(t) = R[x(t)] \quad (3.21)$$

$x(t)$ giriş ve $y(t)$ çıkışıdır. Bu eşitliğin yalnızca bir sabit durum çözümü vardır. Bu çözüm ise

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int H_n(\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n) \cdot \prod_{i=1}^n X(\xi_i) \exp(j2\pi\xi_i t) d\xi_i \quad (3.22)$$

ile tanımlıdır. Volterra açılımı tarafından ifade edilebilir. “Eş. 3.22”deki doğrusal olmayan sistemin çıkışı, doğrusal olmayan transfer fonksiyonu olarak adlandırılan Volterra çekirdeklerinin $H_n(f_1, \dots, f_n)$ hesaplanmasını gerektirir. Sistemin girişi

$$x(t) = \exp(j\omega_1 t) + \exp(j\omega_2 t) + \dots + \exp(j\omega_n t) \quad (3.23)$$

üslerin toplamı olmalıdır ve $\omega_i = 2\pi f_i$, $i = 1, 2, \dots, n$. “Eş. 3.23”deki girişin Fourier dönüşümü ise

$$x(\xi) = \delta(\xi - f_1) + \delta(\xi - f_2) + \dots + \delta(\xi - f_n) \quad (3.24)$$

delta fonksiyonunun toplamıdır. Bu tür girişler probing input ya da “harmonik girişli” olarak adlandırılır. Bu girişle, Volterra açılımının çıkışı

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \prod_{i=1}^n [\delta(\xi_i - f_1) + \dots + \delta(\xi_i - f_n)] \exp(j2\pi\xi_i t) d\xi_i \quad (3.25)$$

gibidir. Delta fonksiyonlarının toplamının çarpımı, farklı tüm terimlerin toplamın genel ifadesidir. Şekli ise

$$\delta(\xi_1 - f_{k_1}) \delta(\xi_2 - f_{k_2}) \dots \delta(\xi_n - f_{k_n}) \quad (3.26)$$

tanımlıdır. Her bir k_i indisi 1’den n’e kadardır. Eğer her bir f_{k_i} “Eş. 3.26”daki gibi m_i kere olursa,

$$\frac{n!}{m_1!m_2!\dots m_n!} \equiv (n; m_1, \dots, m_n) \quad (3.27)$$

şeklindedir. Benzer terimler vardır ama faktörlerin permütasyonu içindir. “Eş. 3.27”, çoklu katsayıları $(n; m_1, \dots, m_n)$ ile göstermiştir. “Eş. 3.25”de benzer terimler toplanarak yeniden yazıldığında

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sum_m \frac{n!}{m_1! \dots m_n!} H_n(fk_i, \dots, fk_n) \exp(j2\pi(fk_1 + \dots + fk_n)t) \quad (3.28)$$

elde edilir ve toplam işaretinin altındaki m ve $\{m_i\}$ kümelerinin tamamının toplama dâhil edileceğini gösterir. Yani $m_i < m_i + 1$ ve

$$\sum_{i=1}^n m_i = n \quad (3.29)$$

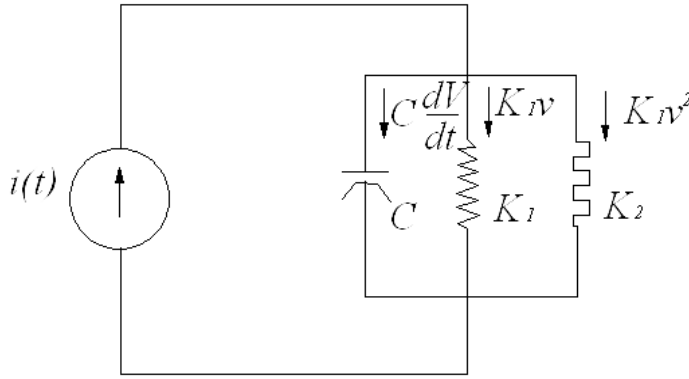
burada $m_i < m_i + 1$ eşitsizliği $\{fm_i\}$ deki frekansları sıralar. “Eş. 3.24” ve “Eş. 3.28”deki giriş ile, $y(t)$ ’nin n.derece bir terimi

$$n! S[H_n(f_1, \dots, f_n)] \exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t] \quad (3.30)$$

şeklinde verilir. Bunlar simetrileştirilmiş n. dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonu $S[H_n(f_1, \dots, f_n)]$ analitik olarak, sistem girişi “Eş. 3.23”de verilen n üslerinin toplamı olduğunda, sistem çıkışındaki $n! \exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$ ’in katsayısı olarak elde edilebilir. Bu bir analitik metottur. Bundan dolayı “Eş. 3.23”deki orantısız üslerin toplamı gerçek değildir. Böyle bir toplam gerçek bir ölçümün temelleri olarak değil, analitik bir araştırma işareti olarak kullanılabilir. “Eş. 3.14” ise simetrik transfer fonksiyonu olduğu her zaman varsayılmıştır. Hatta harici olarak belirtilmiştir.

Bu gözlemde, giriş “Eş. 3.23” olduğunda sistemin davranışlarını tanımlayan eşitliklerden tüm doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının elde edilmesi için yinelemeli bir öneri ile $\exp[j2\pi(f_1 + \dots + f_n)t]$ ’in katsayısı $n![H_n(f_1, \dots, f_n)]$ ’dir. Böyle bir eşitlikle verilen bir sistem tek bir üslü araştırılmıştır. Bu $H_1(f)$ ’nin elde edilmesine izin verir. Daha sonraki iki üssün toplamı uygulanır. Bu kazanç $H_2(f_1, f_2)$, $H_1(f)$ cinsindendir. Bu yöntem, n. adıma kadar her bir adımda giriş ek bir üs eklenmesi ile devam eder ve giriş $(f_1, \dots, f_n)$ de n. üslerinin toplamını içerir. Daha sonra daha düşük dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarından n. dereceden doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesi ile devam edilir.

Bunun gösterimi için, Şekil 3.2’deki gibi bu metoda uygulanabilir basit bir devreyi düşünelim. Şekil 3.2, bir kondansatör, bir doğrusal direnç ve bir doğrusal olmayan direnç paralel olarak akım kaynağı $i(t)$ içermektedir.



Şekil 3.2. Basit doğrusal olmayan devre

Doğrusal olmayan diferansiyel denklem kondansatörün akım $i(t)$ ve gerilimi $v(t)$ ile ilgilidir. Bu ise

$$i(t) = C \frac{d}{dt} v(t) + K_1 v(t) + K_2 v^2(t) \quad (3.31)$$

şeklindedir. Burada $K_1 = 1/R$ 'dir. “Eş. 3.28”den devrenin doğrusal olmayan transfer fonksiyonunu

$$i(t) = \exp(j2\pi ft) \quad (3.32)$$

şekilde elde edilir..“Eş. 3.31” her t ve her f için tatmin edici olmalıdır. “Eş. 3.28”in yer değiştirmesinden sonra “Eş. 3.31”in her iki yanındaki $\exp(j2\pi ft)$ 'nin katsayılarını v(t) için eşitleriz. Burada

$$1 = (j2\pi fC + K_1)H_1(f) \quad (3.33)$$

şeklinde alınır. Bundan dolayı belirtilen devrenin birinci dereceden Volterra çekirdeği basitçe

$$H_1(f) = 1/(j2\pi fC + K_1) \quad (3.34)$$

“Eş. 3.31”in çözümüdür. Benzer şekilde iki üssün toplamı ile

$$i(t) = \exp(j2\pi f_1 t) + \exp(j2\pi f_2 t) \quad (3.35)$$

bulunur. “Eş. 3.31”in her iki tarafındaki $2!\exp[j2\pi(f_1 + f_2)t]$ nin katsayıları, “Eş. 3.28”deki v(t) nin değişimini uyguladıktan sonra eşitlersek

$$i(t) = [j2\pi(f_1 + f_2)C + K_1]H_2(f_1, f_2) + K_2H_1(f_1)H_1(f_2) \quad (3.36)$$

$H_2(f_1, f_2)$ ve “Eş. 3.33”ü alırsak “Eş. 3.36”daki kazanç

$$H_2(f_1, f_2) = -K_2H_1(f_1)H_1(f_2)H_1(f_1 + f_2) \quad (3.37)$$

ve üç üssün toplamıyla

$$i(t) = \exp(j2\pi f_1 t) + \exp(j2\pi f_2 t) + \exp(j2\pi f_3 t) \quad (3.38)$$

şeklinde devam eder. “Eş. 3.31”in her iki tarafındaki $3!\exp[j2\pi(f_1 + f_2 + f_3)t]$ nin katsayıları, değiştirerek uyguladıktan sonra eşitlersek

$$\begin{aligned} H_3(f_1, f_2, f_3) = & -\frac{1}{3} K_2^2 [H_1(f_1)H_2(f_2, f_3) + H_1(f_2)H_2(f_1, f_3) \\ & + H_1(f_3)H_2(f_1 + f_2)] H_1(f_1 + f_2 + f_3) \end{aligned} \quad (3.39)$$

daha sonra “Eş. 3.37”deki ikinci dereceden çekirdek için değiştirirsek

$$\begin{aligned} H_3(f_1, f_2, f_3) = & -\frac{1}{3} K_2^2 H_1(f_1)H_1(f_2)H_1(f_3)[H_1(f_1 + f_2)H_1(f_2 + f_3) \\ & + H_1(f_3 + f_1)] H_1(f_1 + f_2 + f_3) \end{aligned} \quad (3.40)$$

elde edilir. Bu kural her adımda daha yüksek derecede doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarını daha düşük derecedeki doğrusal olmayan transfer fonksiyonu cinsinden yazarak sonsuz sayıda “Eş. 3.39”da olduğu gibi bulabiliriz. Volterra çekirdeklerinin kesin değerlerinin ne olduğunda daha küçük dereceleri ile yakınsaması

$$|H_n(f_1, \dots, f_n)| < \prod |H_1(f_i)| \quad (3.41)$$

beklenebilir. “Eş. 3.31”in tek bir ikinci derece $v_2(t)$ terimiyle analizi, şu formda bütün doğrusal olmayan diferansiyel denkleme genelleştirebiliriz. Bu ise

$$x(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} y(t) + \sum_{n=2}^{\infty} K_n y^n(t) \quad (3.42)$$

şeklinde olup $y(t)$ 'deki doğrusal olmayan terimler bir güç serisidir. Tek üslü bir girişe uygularsak

$$H_1(f) = 1/L(j2\pi f) \quad (3.43)$$

burada $L, (j2\pi f)$ f 'de bir polinomdur ve

$$L(j2\pi f) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r (j2\pi f)^r \quad (3.44)$$

“Eş. 3.44” ve “Eş. 3.42” ile belirtilen doğrusal devre gösterimi olup birleştirilmiş doğrusal devre olarak adlandırılır.

3.4. Doğrusal Olmayan Akım Metodundan Doğrusal Olmayan Tepkinin Alınması

Bu bölümde, doğrusal olmayan bir sistemin karşılığını, doğrusal olmayan bir güç serisi türü ile elde edilmesiyle “doğrusal olmayan akım” metodu verilecektir. Bu yaklaşım doğrusal olmayan karşılıkların, gözden geçirilmesinden türetilmiştir, burada “Eş. 3.42”deki doğrusal olmayan diferansiyel denklemle artan derecelerinin başarılı bir uygulamasıdır. Doğrusal olmayan akım kavramı derece ile tanınır.

Bu iddiayı göstermek için “Eş. 3.42” şu formda

$$x(t) \equiv z(t) \quad (3.45)$$

varsayılır ve z değişkeni farklı terimlerin derecesinin ne olduğunu saklamamızı sağlar, Volterra tanımından “Eş. 3.22”den

$$y_n(t) = z^n \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n I(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \quad (3.46)$$

burada alışageldik simgesel gösterimde $I(f)$, $i(t)$ 'nin Fourier dönüşümüdür. Şimdi $v(t)$ 'yi girdi $i(t)$ devreye uygulandığında

$$i(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v(t) + \sum_{n=2}^{\infty} K_n v^n(t) \quad (3.47)$$

çıktı olarak tanımlayalım. Daha sonra n-katlı integrale eşit olan $v_n(t)$ ye “Eş. 3.45”deki gibi

$$v_n(t) = \int \dots \int_{-\infty}^{\infty} H_n(f_1, \dots, f_n) \prod_{i=1}^n I(f_i) \exp(j2\pi f_i t) df_i \quad (3.48)$$

tanımlanır. Böylece

$$y_n(t) = z^n v_n(t) \quad (3.49)$$

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} y_n(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z^n v_n(t) \quad (3.50)$$

dir. Bu ön hazırlıkla $i(t)$ ve $v(t)$ iki diferansiyel eşitlikle ilgilidir: “Eş. 3.47”, ya da “Eş. 3.45” ve “Eş. 3.49”un “Eş. 3.32”deki değişiminden

$$zi(t) = \sum_{n=1}^{\infty} z^n \left[\sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_n(t) \right] + \sum_{n=2}^{\infty} K_n \left[\sum_{s=2}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^n \quad (3.51)$$

elde edilir. Bundan dolayı, eğer $v_n(t)$ olarak gösterilen $v(t)$ 'nin doğrusal olmayan bileşenleri için “Eş. 3.51”i çözümlersek, “Eş. 3.47”nin çözümü

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \quad (3.52)$$

şeklinde elde edilir. Rastgele bir değişken olan z 'nin tanımı, başarılı bir $v_n(t)$ nin çözümüne yardımcıdır. Bunu görmek için “Eş. 3.49”u en düşük dereceden $v_1(t)$, $v_2(t)$, $v_3(t)$ 'nin doğrusal olmayan karşılıkları için çözeriz. $v_1(t)$ 'yi çözmek için “Eş. 3.49” her iki tarafını z 'ye göre ayırırız ve cevapta $z = 0$ olarak düzenleriz. Bu yöntemin kazanımının diferansiyel denklemi, “Eş. 3.49”un doğrusal parçasını basitleştirmesi gereken $v_1(t)$ için

$$i(t) = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_1(t) \quad (3.53)$$

şeklinde. Bundan dolayı birinci dereceden karşılık bileşeni olan $v_1(t)$ “Eş. 3.51”in doğrusal kısmı için yeterlidir. Sanki $v''(t)$ de güç serisi tarafından belirtilen doğrusal olmayan element devreden çıkartılmış ve akım kaynağı $i(t)$ sadece devrenin doğrusal kısmına uygulanmış gibidir.

İkinci dereceden doğrusal olmayan karşılık $v_2(t)$ yi çözmek için, “Eş. 3.49”un her iki tarafını z 'ye göre ayırmak için işlemi tekrarlarız ve daha sonra $z = 0$ yaparız. Bu yapıldığı zaman, $v_2(t)$ tarafından yeterli olan diferansiyel denklemi alırız. Çözümü için

$$0 = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_2(t) + K_2 v_1^2(t) \quad (3.54)$$

işlemi yapılır. Bu eşitliği “Eş. 3.51” ile karşılaştırılması bize, $v_2(t)$, doğrusal olmayan bağlantılarına $K_2 v_1^2(t)$ olarak uygulanan akım tarafından yürütülen devrenin doğrusal parçasının karşılığı olarak elde edilebileceğini önermiştir. Biz bu akımı 2.derecenin doğrusal olmayan akımında

$$i_2(t) = K_2 v_1^2(t) \quad (3.55)$$

tanımlıdır. Eğer bu işlemi z 'ye göre üç defa tekrarlırsak,

$$0 = \sum_{r=0}^{\infty} \beta_r \frac{d^r}{dt^r} v_3(t) + K_2 v_1(t) + K_3 v_1^3(t) \quad (3.56)$$

$v_3(t)$ lü diferansiyel denklem elde edilir. Burada tekrar doğrusal olmayan bileşen $v_3(t)$, devre aşağıdaki akım tarafından yürütüldüğü zaman

$$i_3(t) = 2K_2 v_1(t) v_2(t) + K_3 v_1^3(t) \quad (3.57)$$

doğrusal devrenin karşılığı elde edilir. Bu akım doğrusal olmayan elemanın bağlantılarıdır. Bu yöntemin istenilen doğrusal olmayan karşılık derecesine ulaşıncaya kadar tekrarlandığında başarılı olduğu görülebilir. Genel olarak n . derecenin akımını doğrusal olmayan eleman boyunca

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^{\infty} K_m \left[\frac{d}{dz^n} \left[\sum_{s=1}^{\infty} z^s v_s(t) \right]^m \right]_{z=0} \quad (3.58)$$

tanımlanmaktadır ve $m > 1$ olduğunda, $i_n(t)$ n . dereceden daha yüksek olmayan derecelerin doğrusal olmayan karşılıklarına bağlı değildir ve sadece ve sadece daha henüz hesaplanan $n-1$ $v_1(t), \dots, v_{n-1}(t), \dots$, karşılıklarına bağlıdır. Toplam işaretinin altındaki p işareti, $p_1, \dots, p_m$ 'e kadar olan tüm kümelerin

$$i_n(t) = \sum_{m=2}^{\infty} K_m \sum_p \frac{m!}{p_1! \dots p_m!} v_1^{p_1}(t) \dots v_n^{p_m}(t) \quad (3.59)$$

toplamını belirtir ve

$$p_1 + 2p_2 + \dots + mp_m = n \quad m = 2, 3, \dots, n-1 \quad (3.60)$$

sağlanır. Burada üs π 0'dan n 'e kadar uzanır. Bundan dolayı $v_1(t)$ ve $i(t)$ 'ye bağlıdır, $v_2(t)$ $v_1(t)$ 'ye, $v_3(t)$, $v_1(t)$ 'ye ve $v_2(t)$ 'ye vs. ama sonunda tüm doğrusal olmayan akımlar $i(t)$ 'ye bağlıdır. Örneğin, $v_k^{p_k} k_{p_k}$ 'nın $i(t)$ 'de derecesidir. Bundan dolayı “Eş. 3.60” $i(t)$ üzerinde $i_n(t)$ 'nin derecesinin bağımlılığını verir.

Doğrusal olmayan bir devrenin karşılığının güç serisi ile elde edilmesinde kullanılan doğrusal olmayan akım metodunda, doğrusal olmamak şöyle özetlenebilir.

Adım 1 : $v_1(t)$ 'nin birinci dereceden karşılığını çözmek için, sanki doğrusal olmayan elementler devreden silinmiş gibi $i(t)$, basitçe devrenin doğrusal olan parçalarının karşılıkları çözülür.

Adım 2: Birinci derecen gerilim $v_1(t)$ hesaplandıktan sonra, doğrusal olmayan akım $i_2(t)$ hesaplanır. Genel olarak doğrusal olmayan $i_n(t)$ akımı hesaplanırken $v_{n-1}(t)$ bulunur.

Adım 3: Doğrusal diferansiyel denklemden $v_n(t)$ 'yi çözmek için

$$L[v_n(t)] + i_n(t) = 0, \quad n = 2, 3, \dots \quad (3.61)$$

L sembolik olarak doğrusal diferansiyel denklem işlemlerini gösterir ve $i_n(t)$ 2. adımda hesaplanan doğrusal olmayan akım kaynağıdır.

Bu metot açıkça tekrarlamalıdır, sonraki daha yüksek dereceden bileşen bulunmadan önce daha düşük olan tüm derecelerin bileşenlerini gerektirir. Sonuç olarak

$$v(t) = \sum_{n=1}^{\infty} v_n(t) \quad (3.62)$$

toplam karşılık tüm bileşenlerin toplamıdır. Ama toplam çoğunlukla uyumlu doğrusal olmayanlar için yuvarlanır. Sonuç olarak, toplam karşılık için doğrusal olmayan diferansiyel denklemin yerinde, doğrusal olmayan karşılıkların bileşenleri

için, belirtilen bir doğrusal diferansiyel denklem hızlıca çözülür, her seferinde de uygun bir eşitlik kullanılır. Uygun eşitlik bu işlemin n. aşamasında daha önceki aşamalarda elde edilmiş daha düşük dereceden bileşenlerin doğrusal olmayan karşılıkların çözümünün bir fonksiyonudur. Toplam karşılık için seri eşitliklerinde tüm bileşenlerinki toplanır. Bazı tekrarlamalı terimler $v_{m,n}$, örnekli gösterim yoluyla hesaplanır. Bunlar, Çizelge 3.1’de n=6 dereceleri boyunca i_n ’in bileşenleri olarak oluşturulmuştur.

Çizelge 3.1. $v_{m,n}$ in tablosu

Lineer Olmayan Akım i_m	Bileşen $V_{m,n}$				
	n=2	n=3	n=4	n=5	n=6
	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6
$\dot{I}_2$ m=2	V_1^2				
$\dot{I}_3$ m=3	$2V_1 V_2$	V_1^3			
$\dot{I}_4$ m=4	$2V_1 V_3 + V_2^2$	$3V_1^2 V_2$	V_1^4		
$\dot{I}_5$ m=5	$2V_1 V_4$	$3V_1^2 V_3 + 3V_2^2 V_1$	$4V_1^3 V_2$	V_1^5	
$\dot{I}_6$ m=6	$2V_2 V_4 + V_3^2$	$3V_1^2 V_4 V_2^3 + 6V_1 V_2 V_3$	$4V_1^3 V_2 + 6V_1^2 V_2$	$5V_1^4 V_2$	V_1^6
$V_{m,n} = V_1^m(t)$					
$V_{m,m-1} = (m-1)V_1^{m-2}(t) V_2(t)$					

Benzer bir yöntem, diğer doğrusal olmayan güç serileri ile izlenebilir. Buradan şu denklem

$$i_n(t) = \sum_{m=1}^n \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int h_m(\tau_1, \dots, \tau_m) v_{m,n} d\tau_1 \dots d\tau_m \quad (3.63)$$

elde edilir. Burada

$$v_{m,n} = \sum_{i=1}^{n-m+1} v_i(t - \tau_m) v_{m-i,n-1}, \quad n \geq m \quad (3.64)$$

$$v_{m,n} = v_m(t - \tau_1) \quad (3.65)$$

olarak bulunur. Önceki bölümlerde, devrede her bir doğrusal olmama durumu için $n-1$ derecenin doğrusal olmayan akımı gösterilmiştir ve daha sonra doğrusal bir diferansiyel eşitlikten n . derecenin doğrusal olmayan karşılığı gösterilmiştir. Özellikle eğer girişler orantısız olan üslerin toplamı ise, n . derecenin doğrusal olmayan karşılığı, tayf bileşeni olarak $f_1, \dots, f_n$ frekans toplamında doğrusal olmayan $H_n(f_1, \dots, f_n)$ transfer fonksiyonu içerir. Bu sebepten dolayı, doğrusal olmayan transfer fonksiyonunun elde edilmesinde kullanılan “araştırma” metodunda, eşitlik K’nın toplamı olduğunda doğrusal olmayan akım kaynağının ne olduğunu düzenlemek faydalıdır. Akım kaynağı

$$i(t) = \sum_{k=1}^K \exp(j2\pi f_k t) \quad (3.66)$$

$i(t)$ ’nin Fourier dönüşümü K delta fonksiyonunun

$$I(f) = \sum_{k=1}^K \delta(f - f_k) \quad (3.67)$$

toplamıdır ve $i(t)$ ’ye göre doğrusal olmayan akım kaynakları dereceleri tarafından, farklı derecelerin gerilim karşılıklarına bağlı olarak doğrusal olmayan akım bileşenlerini belirtir. Devre üst limitlerine ulaştığındaki gerilim karşılıklarının eşitliği elde edilecektir ve n . dereceden gerilim karşılığına ait eşitlik

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \prod_{i=1}^n I(\xi_i) \exp(j2\pi \xi_i t) d\xi \quad (3.68)$$

şeklinde tanımlıdır. Böylece $v_n(t)$ nin Fourier dönüşümü

$$v_n(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int H_n(\xi_1, \dots, \xi_n) \delta(f - \xi_1 - \dots - \xi_n) \prod_{i=1}^n I(\xi_i) d\xi \quad (3.69)$$

K delta fonksiyonun toplamı olan giriş spektrumu için, “Eş. 3.67”den “Eş. 3.69”u değiştirirsek

$$v_{n(f)} = \sum_k H_n(f_{k_1}, \dots, f_{k_n}) \delta(f - f_{k_1} - \dots - f_{k_n}) \quad (3.70)$$

elde edilir. Yönteme açıklık getirmek için, öncelikle $v_1^2(t)$ gibi basit bir terimin Fourier dönüşümünü gözden geçiririz, akım üslü olduğu zaman birince dereceden karesidir. Önceden olduğu gibi $F[.]$ gösterimi basitleştirmek için

$$\int_{-\infty}^{\infty} v_1^2(t) \exp(-j2\pi ft) dt \equiv F[v_1^2(t)] \quad (3.71)$$

Fourier dönüşümü olarak gösterilir. $v_1(t)$, “Eş. 3.71”nin integralinde $v_1(f)$ ’nin Fourier dönüşümünü ifade etmektedir, integrali dışarı çıkartarak

$$F[v_1^2(t)] = \int \int_{-\infty}^{\infty} v_1(\xi_1) v_1(\xi_2) \delta(f - \xi_1 - \xi_2) d\xi_1 d\xi_2 \quad (3.72)$$

olarak bulabiliriz. “Eş. 3.67”de verilen özel eşitlikle ve $K=2$ alırsak, “Eş. 3.70”den “Eş. 3.72”de yer değiştirirsek

$$F[v_1^2(t)] = H_1^2(f_1) \delta(f - 2f_1) + 2H_1(f_1)H_1(f_2) \delta(f - f_1 - f_2) + H_1^2(f_2) \delta(f - 2f_2) \quad (3.73)$$

elde ederiz. Bu tayf $f_1 + f_2$ bileşeninde $H_1(f_1)H_1(f_2)$ katsayısına sahiptir. Daha genel olarak, n. dereceden doğrusal olmayan kaynakların tayfinin elde edilmesinde, sistemi $K=n$ üslerinin toplamı ve doğrusal olmayan akım bileşenleri her zaman $\delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ ’de bileşenleri ile ilgilidir, n! tarafından bölünen tayf katsayısı $F_n[v(t)]$ ile gösterilir. s içeren $v_i(t)$ ’den farklı bir terim için her biri $m_i, i=1,2,\dots$ böylece $m_1 + m_2 + \dots + m_s = M$ buradan

$$F_n [v_{k_1}^{m_1}(t) \dots v_{k_s}^{m_s}(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int \prod_{i=1}^{m_1 k_1} v_{k_1}(\xi_i) \prod_{j=m_1 k_1+1}^{m_1 k_1+m_2 k_2} v_{k_2}(\xi_j) \dots \prod_{l=n-k_s+1}^n v_{m_s}(\xi_l) \delta \left(f - \sum_{i=1}^n \xi_i \right) d\xi_1 \dots d\xi_n \quad (3.74)$$

elde edilir. Burada

$$\sum_{i=1}^s m_i k_i = n \quad (3.75)$$

$f_1, \dots, f_n$, frekansında doğrusal olmayan akımın $(1/n!)$ tayfının katsayısı için kazançtır.

$$\begin{aligned} [v_{k_1}^{m_1}(t) \dots v_{k_s}^{m_s}(t)] &= N_0 \\ &\cdot \overbrace{\sum_{f_{k_i}} H_{k_i}(f_1, \dots, f_{k_i}) \dots H_{k_1}(f_{m_1 k_1 - k_1 + 1}, \dots, f_{m_1 k_1}) \dots}^{m_1 \text{ faktör}} \\ &\cdot \underbrace{H_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_{n-m_s k_s + k_s}) H_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n)}_{m_s \text{ faktörleri}} \end{aligned} \quad (3.76)$$

şeklinde tanımlıdır. Burada

$$N_0 = (k_1!)^{m_1} (k_2!)^{m_2} \dots (k_s!)^{m_{m_1}} \dots m_s! / n! \quad (3.77)$$

ve toplam, farklı argüman kümeleri üreten fi, üzerinde permütasyonlardan farklı terimlerin tamamının sonuçlarıdır. Böyle katsayılar her bir frekansa göre simetrik yapıldığı açıktır. Gösterimi kısaltmak için simetristirilmiş fonksiyonları kullanmak uygundur, bunları basitçe tüm permütasyonların toplamında ilk terimin önünde S sembolü ile gösterilir ve

$$\begin{aligned} S[P_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1}) P_{k_2}(f_{k_1+1}, \dots, f_{k_1+k_2}) \dots P_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n)] &= \\ N_0 \sum P_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1}) P_{k_2}(f_{k_1+1}, \dots, f_{k_1+k_2}) \dots P_{k_s}(f_{n-m_s k_s + 1}, \dots, f_n) \end{aligned} \quad (3.78)$$

düzenlenir. Simetristirilmiş fonksiyon gösteriminin bir örneği olarak, “Eş. 3.73” kısaltılarak

$$F_4[v_1^2(t)v_2(t)] = S[H_1(f_1)H_1(f_2)H_2(f_3 + f_4)] \quad (3.79)$$

yazılabilir ve genel olarak

$$F_n[v_{k_1}^{m_1} \dots v_{k_s}^{m_s}(t)] = S[H_{k_1}(f_1, \dots, f_{k_1})H_{k_1}(f_{k_1+1}, \dots, f_{2k_1}) \dots H_{k_1}(f_{m_1k_1-k_1+1}, \dots, f_{m_1k_1})H_{k_1}(f_{m_1k_1+1}, \dots, f_{m_1k_1+k_2}) \dots H_{k_s}(f_{n-k_s+1}, \dots, f_n)] \quad (3.80)$$

gibidir. Burada $m_1k_1 + m_2k_2 + \dots + m_sk_s = n$ 'dir.

Ayrıca tanımdan her sabit için oldukça açıktır ve

$$F_n[Av(t)] = A^n F_n[v(t)]. \quad (3.81)$$

düzenlenir. Genel olarak,

$$F_n[u(t) + v(t)] \neq F_n[u(t)] + F_n[v(t)]. \quad (3.82)$$

$$F_3[i_3(t)] = K_3H_1(f_1)H_1(f_2)H_1(f_3) + 2K_2S[H_1(f_1)H_2(f_2, f_3)] \quad (3.83)$$

elde ederiz. Özetle, üslü sayılar tarafından yürütülen farklı derecelerin doğrusal olmayan akım kaynaklarının elde edilmesinde kullanılan metot şu şekildedir: İlk önce farklı doğrusal olmayan gerilim bileşenlerinin n. derecenin akımı bir fonksiyon olarak bulunur sonra $F[in]$ de $n!\delta(f - f_1 - \dots - f_n)$ nin katsayısını bulmak için “Eş. 3.80” uygulanır. Bu katsayı genellikle doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının düşük dereceden simetrik ürünleri cinsinden ifade edilebilir.

Çizelge 3.2’de birinci terim doğrusaldır, ikinci terim, f_2 , nin sebep olduğu f_1 ’de hassasiyet azaltma (desensitization) olarak adlandırılır. Üçüncü terim f_1 de doğrusal terimin sıkıştırma olarak adlandırılır ve A_1 genliğinde ortaya çıkan etkiyi belirtir ve artar.

Çizelge 3.2. Üçüncü dereceden doğrusal olmayan karşılıklar

Kombinasyo n No	Kombinasyon				Frekans cevabı	Genlik cevabı	Cevap tipi
	m_1	m_2	m_3	m_4			
1	1	1	1	0	$f_1 + f_2, f_3 = f_2$	$3/2 IA_1 I^2 A_2$ $H_3(f_1, f_2, -f_1)$	
2	0	1	1	1	$f_2, f_1, f_2 = -f_1$	$3/2 A_1^* IA_2 I^2$ $H_3(f_2, -f_1, -f_2)$	Üçüncü derece
3	1	0	1	1	$f_1, f_1, f_2 = -f_2$	$3/2 IA_1 I^2 A_2^*$ $H_3(f_1, -f_1, -f_2)$	desensitizasyon
4	1	1	0	1	$f_1 + f_2, f_2 = f_1$	$3/2 A_1 IA_2 I^2$ $H_3(f_1, f_2, -f_2)$	
5	2	1	0	0	$2f_1 + f_2$	$3/4 A_1^2 A_2$ $H_3(f_1, f_1, f_2)$	
6	0	2	1	0	$2f_2, f_1$	$3/4 A_1^* A_2^2$ $H_3(f_2, f_2, -f_1)$	Üçüncü derece
7	0	0	2	1	$-2f_1, f_2$	$3/4 A_1^{*2} A_2^*$ $H_3(-f_1, -f_1, -f_2)$	intermodülasyon
8	1	0	0	2	$f_2, 2f_1$	$3/4 A_1 A_2^{*2}$ $H_3(f_1, -f_2, -f_2)$	
9	2	0	1	0	$2f_1, f_1 = f_1$	$3/4 A_1 IA_1 I^2$ $H_3(f_1, f_1, -f_1)$	
10	0	2	0	1	$2f_2, f_2 = f_2$	$3/4 A_2 IA_2 I^2$ $H_3(f_2, f_2, -f_2)$	Üçüncü derece
11	1	0	2	0	$f_1, 2f_1 = -f_1$	$3/4 IA_1 I^2 A_1^*$ $H_3(f_1, -f_1, -f_1)$	sıkıştırma
12	0	1	0	2	$f_2, 2f_2 = -f_2$	$3/4 IA_2 I^2 A_2^*$ $H_3(f_2, -f_2, -f_2)$	
13	2	0	0	1	$2f_1, f_2$	$3/4 A_1^2 A_2$ $H_3(f_1, f_1, -f_2)$	
14	1	2	0	0	$f_1 + 2f_2$	$3/4 A_1 A_2^2$ $H_3(f_1, f_2, f_2)$	Üçüncü derece
15	0	1	2	0	$f_2, 2f_1$	$3/4 A_2 A_1^{*2}$ $H_3(f_2, -f_1, -f_1)$	intermodülasyon
16	0	0	1	2	$-f_1, 2f_2$	$3/4 A_1^* A_2^{*2}$ $H_3(-f_1, -f_2, -f_2)$	
17	3	0	0	0	$3f_1$	$3/4 A_1^3$ $H_3(f_1, f_1, f_1)$	
18	0	3	0	0	$3f_2$	$3/4 A_2^3$ $H_3(f_2, f_2, f_2)$	Üçüncü harmonik
19	0	0	3	0	$-3f_1$	$3/4 A_1^{*3}$ $H_3(-f_1, -f_1, -f_1)$	
20	0	0	0	3	$-3f_2$	$3/4 A_2^{*3}$ $H_3(-f_2, -f_2, -f_2)$	

3.5. HEMT’in Volterra Serisi İle Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması

g_m , r_{ds} ve C_{gs} ; HEMT’in doğrusal olmayan devre parametreleridir. Bu devre parametrelerin güç serileri ile açılımı “Eş. 3.84”, “Eş. 3.85”, “Eş. 3.86”da verilmiştir. Burada V_{gs} kapı-kaynak gerilimidir. HEMT değişkenleri

$$g_m = g_{m1} + g_{m2}v_{gs} + g_{m3}v_{gs}^2 \quad (3.84)$$

$$r_{ds} = r_{ds1} + r_{ds2}v_{gs} + r_{ds3}v_{gs}^2 \quad (3.85)$$

$$C_{gs} = C_{gs} + C_{gs2}v_{gs} + C_{gs3}v_{gs}^2 \quad (3.86)$$

doğrusal olmayan devrenin çıkış geriliminin $V_0(t)$ Volterra serisi kullanılarak açılımı

$$\begin{aligned} v_o(t) = & \int_{-x}^x h_1(\tau_1) v_s(t - \tau_1) d\tau_1 + \int \int_{-x}^x h_2(\tau_1, \tau_2) v_s(t - \tau_1) v_s(t - \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \\ & + \int \int \int_{-x}^x h_3(\tau_1, \tau_2, \tau_3) v_s(t - \tau_1) \times v_s(t - \tau_2) v_s(t - \tau_3) d\tau_1 d\tau_2 d\tau_3 + \dots \end{aligned} \quad (3.87)$$

olarak verilmiştir. Burada, $h_n(\tau_1, \tau_2, \tau_3, \dots, \tau_n)$ n'inci derece Volterra çekirdeğidir. Onun Fourier dönüşümü $H_n(\omega_1, \omega_2, \omega_3, \dots, \omega_n)$, frekans bölgesindeki n'inci derece doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarına karşılık gelir. Birinci derece transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, frekans bölgesindeki doğrusal cevabı ifade eder. İkinci ve üçüncü derece transfer fonksiyonları $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ 'nin aşağıda açınımları verilmiştir [47].

Birinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$

$$H_1(\omega) = \frac{-g_m}{Y_o(\omega)} H_{1C}(\omega) \quad (3.88)$$

ikinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_2(\omega_1, \omega_2)$

$$H_2(\omega_1, \omega_2) = -\frac{H_{1C}(\omega_1)H_{1C}(\omega_2)}{Y_o(\omega^1)} \left[\frac{-g_{m1} \left(\frac{1}{Z_{gs2}} \right)}{Y_i(\omega')} + g_{m2} + \frac{Y_{ds2}g_{m1}^2}{Y_o(\omega_1)Y_o(\omega_2)} \right] \quad (3.89)$$

üçüncü çekirdek transfer fonksiyonu $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$

$$\begin{aligned}
 H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = & \frac{-1}{Y_i(\omega')} \left[H_{1C}(\omega_1) H_{1C}(\omega_2) H_{1C}(\omega_3) \right] \left\{ g_{m3} - \frac{g_{m1} \left(\frac{1}{Z_{gs3}(\omega')} \right)}{Y_i(\omega')} - \frac{Y_{o3} g_{m1}^3}{Y_o(\omega_1) Y_o(\omega_2) Y_o(\omega_3)} \right\} \\
 & + H_{1C}(\omega_1) H_{2C}(\omega_1, \omega_2) \left\{ 2 \frac{g_{m1}}{g_{m2}} - \frac{\frac{1}{Z_{gs2}(\omega')}}{Y_i(\omega')} \right\} + 2Y_{o2} H_1(\omega_1) H_2(\omega_1, \omega_2) \quad (3.90)
 \end{aligned}$$

eşitliklerinden bulunur. “Eş. 3.90”da

$$H_{1C}(\omega) = \frac{Y_s(\omega)}{Y_s(\omega) + Y_E(\omega)} \quad (3.91)$$

$$H_{2C}(\omega_1, \omega_2) = -\frac{\left(\frac{1}{Z_{gs2}} \right)}{Y_i(\omega')} H_{1C}(\omega_1) H_{1C}(\omega_2) \quad (3.92)$$

$$\begin{aligned}
 H_{3C}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = & \frac{-1}{Y_i(\omega')} \left[2 \left(\frac{1}{Z_{gs2}} \right) H_{1C}(\omega_1) H_{2C}(\omega_1, \omega_2) \right. \\
 & \left. + \left(\frac{1}{Z_{gs3}} \right) H_{1C}(\omega_1) H_{1C}(\omega_2) H_{1C}(\omega_3) \right] \quad (3.93)
 \end{aligned}$$

olarak düzenlenir. Giriş admitansı

$$Y_s(\omega) = \frac{1}{Z_s(\omega) + (R_g + j\omega L_g)} \quad (3.94)$$

$$Y_E(\omega) = \frac{1}{Z_{gs}(\omega)} \quad (3.95)$$

$$Y_i(\omega) = Y_s(\omega) + Y_E(\omega) \quad (3.96)$$

çıkış admitansı

$$Y_o(\omega) = Y_{ds}(\omega) + \frac{1}{(R_d + j\omega L_d) + Z_L(\omega)} \quad (3.97)$$

$$Y_{ds}(\omega) = g_{ds}(\omega) + j\omega C'_{ds} \quad (3.98)$$

$$C'_{ds} = C_{ds} + C''_{gd} \quad (3.99)$$

1.derece giriş empedansı

$$Z_{gs} = \frac{1 + j\omega C_{gs} R_i}{j\omega C_{gs} + j\omega C'_{gd} - \omega^2 C_{gs} R_i C'_{gd}} \quad (3.100)$$

2.derece giriş empedansı

$$Z_{gs2} = \frac{1 + j\omega' C_{gs2} R_i}{j\omega' C_{gs2} + j\omega' C'_{gd} - \omega'^2 C_{gs2} R_i C'_{gd}} \quad (3.101)$$

3.derece giriş empedansı

$$Z_{gs3} = \frac{1 + j\omega'' C_{gs3} R_i}{j\omega'' C_{gs3} + j\omega'' C'_{gd} - \omega''^2 C_{gs3} R_i C'_{gd}} \quad (3.102)$$

2.derece çıkış admitansı

$$Y_{o2} = (g_{ds2} + j\omega_2 C'_{ds}) + \frac{1}{(R_d + j\omega_2 L_d) + Z_L(\omega_2)} \quad (3.103)$$

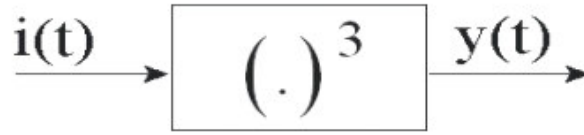
3.derece çıkış admitansı

$$Y_{o3} = (g_{ds3} + j\omega_3 C'_{ds}) + \frac{1}{(R_d + j\omega_3 L_d) + Z_L(\omega_3)} \quad (3.104)$$

eşitliklerinden bulunur.

4. İNTERMODÜLASYON DİSTORSİYON (IMD) ANALİZİ

HEMT'in doğrusal olmayan eşdeğerinin kullanıldığı doğrusal olmayan sistemin girişine uygulanan iki veya daha fazla farklı frekanslardaki işaretlerden çıkışta bu giriş işaretlerinin harmoniklerinin bileşenleri ve onların fark bileşenleri elde edilir. Çıkışta elde edilen bu fark bileşenlerine intermodülasyon distorsiyon (IMD) bileşenleri denir. IMD özellikle haberleşme sistemlerinin bant genişliğini artırmak için kullanılır. Şekil 4.1'de doğrusal olmayan sistemin girişine uygulanacak dört-ton



Şekil 4.1. Doğrusal olmayan üçüncü derece sistemin blok yapısı

küçük işaret girişi I_g :

$$I_g(t) = I_1(t) + I_2(t) + I_3(t) + I_4(t) \quad (4.1)$$

şeklindedir. Eşitlikteki I_1 , I_2 , I_3 ve I_4 giriş işaretlerini temsil etmektedir.

$$I_1 = u_1 \cos(\omega_1 t + \delta_1), \quad I_2 = u_2 \cos(\omega_2 t + \delta_2), \quad I_3 = u_3 \cos(\omega_3 t + \delta_3) \quad \text{ve}$$

$I_4 = u_4 \cos(\omega_4 t + \delta_4)$ ifadelerde geçen u_1 , u_2 , u_3 ve u_4 giriş işaretlerinin genliklerini, ω_1 , ω_2 , ω_3 , ω_4 frekanslarını ve δ_1 , δ_2 , δ_3 ve δ_4 fazlarını temsil etmektedir.

Taşıyıcı işareti ise $I_o = u_o \cos(\omega_o t + \delta_o)$ temsil etmektedir. İfadede geçen u_o , ω_o ve δ_o taşıyıcı işaretin genliğini, frekansını ve fazını temsil etmektedir.

Taşıyıcı işaretin giriş işaretine eklenmesiyle giriş işaretinin yeni şekli $I_g(t)$;

$$I_g(t) = u_o \cos(\omega_o t + \delta_o) + u_1 \cos(\omega_1 t + \delta_1) + u_2 \cos(\omega_2 t + \delta_2) + u_3 \cos(\omega_3 t + \delta_3) + u_4 \cos(\omega_4 t + \delta_4) \quad (4.2)$$

şeklinde tanımlanır. Bu açımdan elde edilen IMD frekans bileşenlerinin bazıları çeşitli teknik nedenlerden dolayı kullanılmamakta veya tercih edilmemektedir [11].

Sistemin çıkışı $y(t)$ ile temsil edilir ve genel çıkış eşitliği şu şekilde olur.

$$\begin{aligned}
y(t) = & H_1 U_0 \cos(\omega_0) + H_1 U_1 \cos(\omega_1) + \frac{1}{4} H_3 U_2^3 \cos(3\omega_2) + H_1 U_3 \cos(\omega_3) + \frac{1}{2} H_2 U_4^2 \\
& + H_1 U_2 \cos(\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_4^2 \cos(\omega_1 - 2\omega_4) + \frac{1}{2} H_2 U_4^2 \cos(2\omega_4) + H_1 U_4 \cos(\omega_4) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_2 - \omega_3) + \frac{1}{2} H_2 U_3^2 \cos(2\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_0^3 \cos(\omega_0) \\
& + \frac{1}{2} H_2 U_3^2 + \frac{1}{4} H_3 U_0^3 \cos(3\omega_0) + \frac{3}{4} H_3 U_3 U_2^2 \cos(-\omega_3 + 2\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_2^3 \cos(\omega_2) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_4^2 \cos(\omega_1 + 2\omega_4) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_4^2 \cos(\omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 - \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 - \omega_2) + \frac{1}{2} H_2 U_2^2 \\
& + \frac{1}{2} H_2 U_2^2 \cos(2\omega_2) + \frac{1}{4} H_3 U_3^3 \cos(3\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_3^3 \cos(\omega_3) + \frac{1}{4} H_3 U_4^3 \cos(3\omega_4) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_3 U_2^2 \cos(\omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_3^2 \cos(\omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_0^2 \cos(\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_4^3 \cos(\omega_4) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_2^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_3^2 U_2 \cos(\omega_2 - 2\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_3^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2\omega_3) \\
& + H_2 U_2 U_3 \cos(\omega_2 - \omega_3) + H_2 U_2 U_3 \cos(\omega_2 + \omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_2 \cos(-\omega_2 + 2\omega_0) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2\omega_0) + H_2 U_0 U_1 \cos(\omega_0 - \omega_1) + H_2 U_0 U_1 \cos(\omega_0 + \omega_1) \\
& + H_2 U_0 U_2 \cos(\omega_0 - \omega_2) + H_2 U_0 U_2 \cos(\omega_0 + \omega_2) + H_2 U_0 U_3 \cos(\omega_0 - \omega_3) \\
& + H_2 U_0 U_3 \cos(\omega_0 + \omega_3) + H_2 U_0 U_4 \cos(\omega_0 - \omega_4) + H_2 U_0 U_4 \cos(\omega_0 + \omega_4) \\
& + H_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) + H_2 U_1 U_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) + H_2 U_1 U_3 \cos(\omega_1 - \omega_3) \\
& + H_2 U_1 U_3 \cos(\omega_1 + \omega_3) + H_2 U_1 U_4 \cos(\omega_1 - \omega_4) + H_2 U_1 U_4 \cos(\omega_1 + \omega_4) \\
& + H_2 U_2 U_4 \cos(\omega_2 - \omega_4) + H_2 U_2 U_4 \cos(\omega_2 + \omega_4) + H_2 U_3 U_4 \cos(\omega_3 - \omega_4) \\
& + H_2 U_3 U_4 \cos(\omega_3 + \omega_4) + \frac{3}{2} H_3 U_0^2 U_1 \cos(\omega_1) + \frac{1}{2} H_2 U_0^2 + \frac{1}{2} H_2 U_0^2 \cos(2\omega_0) \\
& + \frac{1}{2} H_2 U_1^2 + \frac{1}{2} H_2 U_1^2 \cos(2\omega_1) + \frac{1}{4} H_3 U_1^3 \cos(3\omega_1) + \frac{3}{4} H_3 U_1^3 \cos(\omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0^2 U_3 \cos(\omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_0^2 U_4 \cos(\omega_4) + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_1 \cos(-\omega_1 + 2\omega_0) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_1 \cos(\omega_1 + 2\omega_0) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1^2 \cos(\omega_0) + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_3 \cos(-\omega_3 + 2\omega_0)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2\omega_0) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2^2 \cos(\omega_0) + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2\omega_0) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2\omega_0) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_3^2 \cos(\omega_0) + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_1^2 \cos(\omega_0 + 2\omega_1) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_1^2 \cos(\omega_0 - 2\omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_4^2 \cos(\omega_0) + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_2^2 \cos(\omega_0 - 2\omega_2) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_2^2 \cos(\omega_0 + 2\omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_3^2 \cos(\omega_0 - 2\omega_3) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_3^2 \cos(\omega_0 + 2\omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_1^2 U_3 \cos(\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_4^2 \cos(\omega_0 - 2\omega_4) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_0 U_4^2 \cos(\omega_0 + 2\omega_4) + \frac{3}{2} H_3 U_1^2 U_4 \cos(\omega_4) + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_2 \cos(-\omega_2 + 2\omega_1) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2\omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1) + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_3 \cos(-\omega_3 + 2\omega_1) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2\omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_3^2 \cos(\omega_1) + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2\omega_1) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2\omega_1) + \frac{3}{4} H_3 U_1^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2\omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_4^2 \cos(\omega_1) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 - 2\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_2^2 \cos(\omega_1 + 2\omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_2^2 U_4 \cos(\omega_4) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_3^2 \cos(\omega_1 - 2\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_1 U_3^2 \cos(\omega_1 + 2\omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(-\omega_2 + \omega_0 - \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(\omega_2 + \omega_0 - \omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(-\omega_2 + \omega_0 + \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_2 \cos(\omega_2 + \omega_0 + \omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 - \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_0 - \omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 + \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_0 + \omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_3^2 U_4 \cos(\omega_4) + \frac{3}{4} H_3 U_2^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2\omega_2) + \frac{3}{4} H_3 U_2^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2\omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_4^2 U_3 \cos(\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_4^2 U_2 \cos(\omega_2 - 2\omega_4) + \frac{3}{4} H_3 U_4^2 U_2 \cos(\omega_2 + 2\omega_4) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_3^2 U_4 \cos(-\omega_4 + 2\omega_3) + \frac{3}{4} H_3 U_3^2 U_4 \cos(\omega_4 + 2\omega_3) \\
& + \frac{3}{4} H_3 U_4^2 U_3 \cos(\omega_3 + 2\omega_4) + \frac{3}{4} H_3 U_4^2 U_3 \cos(\omega_3 - 2\omega_4) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 + \omega_1) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_1 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_1) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 - \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_0 - \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_0 + \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_0 + \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 + \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 - \omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 - \omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_0 + \omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_0 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_0 + \omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_1 - \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_1 - \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(-\omega_3 + \omega_1 + \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_3 \cos(\omega_3 + \omega_1 + \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 + \omega_2) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_2 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 + \omega_2) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 - \omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 - \omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_1 + \omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_1 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_1 + \omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_2 - \omega_3) \\
& + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_3 U_4 \cos(-\omega_4 + \omega_2 + \omega_3) + \frac{3}{2} H_3 U_2 U_3 U_4 \cos(\omega_4 + \omega_2 + \omega_3)
\end{aligned} \tag{4.3}$$

olarak bulunur. Bu açınımda temel harmonikler ve IMD’de kullanılabilecek frekans bileşenleri seçilerek diğer yüksek dereceli üçüncü, dördüncü ve daha yukarı harmonik frekans bileşenleri ihmal edilmiştir. Ayrıca ihmal edilen bu frekans bileşenleri IMD uygulamalarında genel kullanımı kabul görmemektedir. Bu ifadeler faz kaymaları ilave edilebilir ve üssel şekilde düzenlenebilir [67].

“Eş. 3.88”de verilen birinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, “Eş. 3.89”da verilen ikinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve “Eş. 3.90”da verilen üçüncü çekirdek transfer fonksiyonları $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, Çizelge 2.4’deki değerlere

göre analiz edildi. “Eş. 4.3”deki IMD bileşenleri 3 grup olarak incelenmiştir. Birinci grup bileşenleri IMD2 bileşenlerinden oluşmaktadır. Bunlar sırasıyla;

$$(\omega_1 + \omega_2), (\omega_1 + \omega_3), (\omega_1 + \omega_4), (\omega_2 + \omega_3), (\omega_2 + \omega_4), (\omega_3 + \omega_4) \quad (4.4)$$

olarak sıralanır. Ayrıca simetrikleri olan $(\omega_1 - \omega_2), (\omega_1 - \omega_3), (\omega_1 - \omega_4), (\omega_2 - \omega_3), (\omega_2 - \omega_4), (\omega_3 - \omega_4)$ bunlara ilave edilir. İkinci grup bileşenleri IMD3 bileşenlerinden oluşmaktadır. Bunlar sırasıyla;

$$\begin{aligned} (2\omega_1 + \omega_2), (2\omega_1 + \omega_3), (2\omega_1 + \omega_4), (2\omega_2 + \omega_1), (2\omega_2 + \omega_3), (2\omega_2 + \omega_4), (2\omega_3 + \omega_1), \\ (2\omega_3 + \omega_2), (2\omega_3 + \omega_4), (2\omega_4 + \omega_1), (2\omega_4 + \omega_2), (2\omega_4 + \omega_3) \end{aligned} \quad (4.5)$$

şeklindedir. Ayrıca simetrikleri bunlara $(2\omega_1 - \omega_2), (2\omega_1 - \omega_3), (2\omega_1 - \omega_4), (2\omega_2 - \omega_1), (2\omega_2 - \omega_3), (2\omega_2 - \omega_4), (2\omega_3 - \omega_1), (2\omega_3 - \omega_2), (2\omega_3 - \omega_4), (2\omega_4 - \omega_1), (2\omega_4 - \omega_2), (2\omega_4 - \omega_3)$ ilave edilir. “Eş. 4.3”de oluşan diğer IMD3 bileşenleri ise;

$$(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3), (\omega_1 + \omega_2 + \omega_4), (\omega_1 + \omega_3 + \omega_4), (\omega_2 + \omega_3 + \omega_4) \quad (4.6)$$

“Eş. 4.6”daki gibidir. Ayrıca simetrikleri bunlara ilave edilir. Simetrikleri $(\omega_1 - \omega_2 + \omega_3), (\omega_1 - \omega_2 + \omega_4), (\omega_1 - \omega_3 + \omega_4), (\omega_2 - \omega_3 + \omega_4), (\omega_1 + \omega_2 - \omega_3), (\omega_1 + \omega_2 - \omega_4), (\omega_1 + \omega_3 - \omega_4), (\omega_2 + \omega_3 - \omega_4), (-\omega_1 + \omega_2 + \omega_3), (-\omega_1 + \omega_2 + \omega_4), (-\omega_1 + \omega_3 + \omega_4), (-\omega_2 + \omega_3 + \omega_4)$ şeklindedir.

“Eş. 4.4”, “Eş. 4.5” ve “Eş. 4.6” oluşturulan IMD2 ve IMD3 bileşenleri değişik Vgs değerlerine ve farklı K sıcaklıklarına göre analiz edilmiştir.

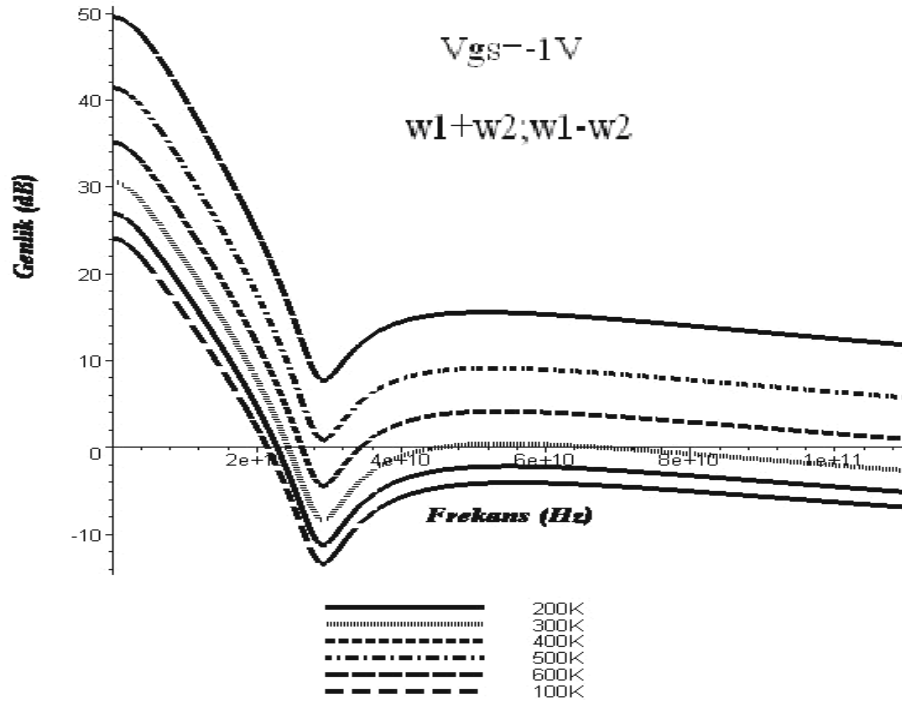
4.1. IMD2 Bileşenlerinin Analizi

“Eş. 4.3”de sistemin IMD açılımı verilmiştir. “Eş. 3.88”de verilen birinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, “Eş. 3.89”da verilen ikinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve “Eş. 3.90”da verilen üçüncü çekirdek transfer fonksiyonları $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, Çizelge 2.4’deki değerlerden elde edilmiştir.

Sistemin girişine U_0 (taşıyıcı genliği) 5V, $U_1 = 4V$, $U_2 = 3V$, $U_3 = 2V$ ve $U_4 = 1V$ genlikli işaretler uygulanarak; -1V, -2V, -3V, -4V, -5V, -7V ve -10V Vgs gerilimleri ve 100K, 200K, 300K, 400K, 500K ve 600K sıcaklık değerlerine göre IMD2 bileşenlerinin analizi yapılmıştır.

Vgs= -1V gerilim değerine göre elde edilen IMD2 bileşenleri Şekil 4.2-4.7’de görülmektedir. Şekil 4.2’de IMD2 bileşenlerinden $\omega_1 + \omega_2$ bileşeninin Vgs=-1V değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Şekil 4.2 incelendiğinde sıcaklık değerindeki artışla genlik değerinin arttığı görülmektedir. Genlik değeri 600K’de 50dB iken, 100K’deki genlik değeri 24dB’ye düşmektedir. Genlik değeri tüm sıcaklık değerlerinde 29.248GHz değerine kadar düşmekte, 29.248GHz değerinden sonra tekrar yükselmektedir. 600K ve 500K değerlerinde sistem zayıflatma yapmamakta, 30GHz frekans değerinde 400K’de -4dB değerine, 300K’de -8dB değerine, 200K’de -10dB değerine, 100K’de ise -12dB’ye düştüğü görülmektedir.

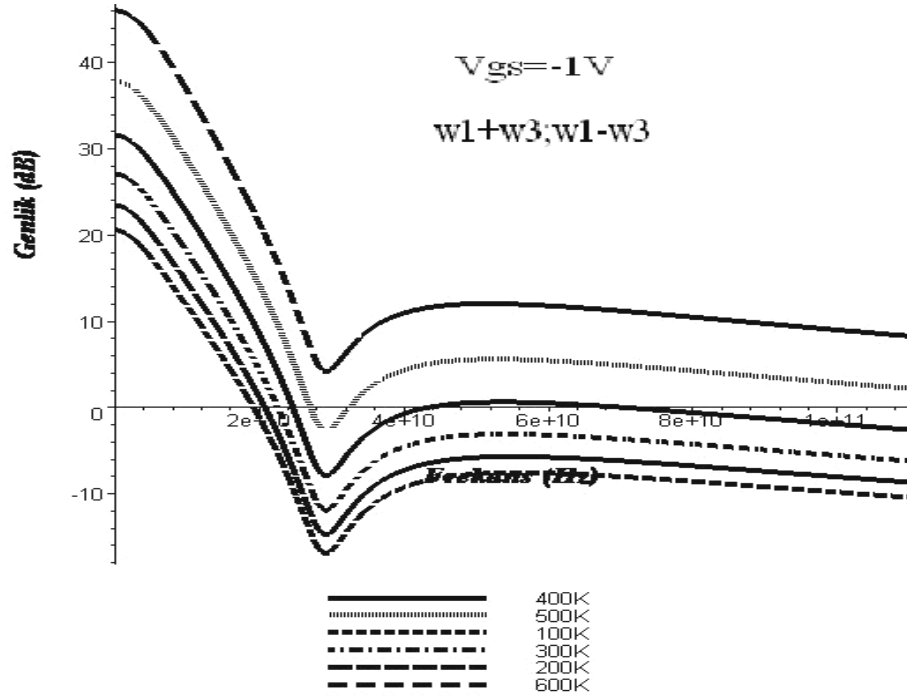
Kesim frekansları incelendiğinde 600K ve 500K’da HEMT’in kesim frekansı çok büyük değere ulaşmakta, 400K’de 26-34GHz aralığında, 300K’de 24-42GHz aralığında ve 70GHz değerinden sonra kesim frekansının oluştuğu analiz edilmektedir. HEMT 200K’de 23GHz değerinden sonra, 100K’de de 22GHz değerinden sonra kesimdedir. Vgs=-1V iken $(\omega_1 + \omega_2)$ bileşeninin tüm sıcaklık değerlerindeki bant genişliği Şekil 4.42’den 4.58GHz olarak bulunmuştur.



Şekil 4.2. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

Şekil 4.3’de $\omega_1 + \omega_3$ IMD bileşeninin $V_{gs}=-1V$ ’ta ve farklı sıcaklıklarda değişimi görülmektedir. Genlik değeri 600K’de 46dB iken, 100K’de 21dB’ye düşmektedir. 600K değerinde sistem zayıflatma yapmamakta, 29.248GHz ve 500K’de -2dB değerine, 400K’de -8dB değerine, 300K’de -10dB’ye, 200K’de -14dB’ye, 100K’de ise -16dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K HEMT’in kesim frekansının olmadığı, 500K’de 28-32GHz aralığında, 400K’de 24-42GHz aralığında ve 75GHz değerinden sonra kesim frekansının oluştuğu analiz edilmektedir. HEMT 300K’de 22GHz, 200K’de 21GHz, 100K’de de 20GHz değerinden sonra kesimdedir.

Şekil 4.4’de $\omega_1 + \omega_4$ IMD bileşeninin $V_{gs}=-1V$ ’ta ve farklı sıcaklıklarda değişimi görülmektedir. Genlik değeri 600K sıcaklıkta 40dB iken, 100K sıcaklıktaki genlik değeri 15dB’ye düşmektedir. HEMT’in tüm sıcaklık değerlerinde kesim frekanslarının oluştuğu analiz edilmiştir. 600K ve 29.248GHz’de -2dB’ye, 500K’de -8dB’ye, 400K’de -14dB’ye, 300K’de -18dB’ye, 200K’de -20dB’ye, 100K’de ise -22dB’ye düştüğü görülmektedir.

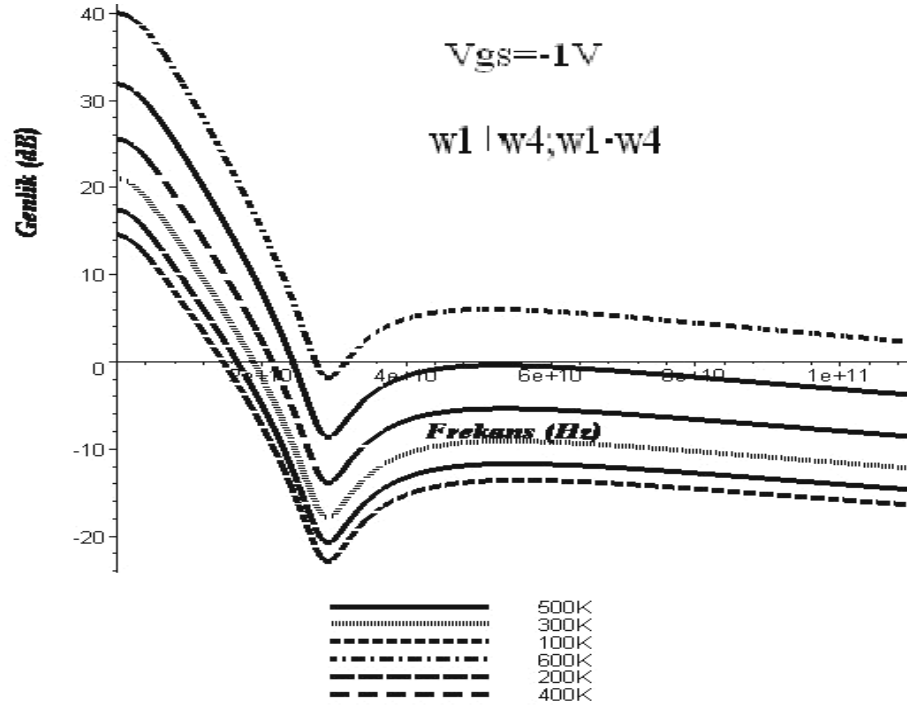


Şekil 4.3. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3$ bileşeni

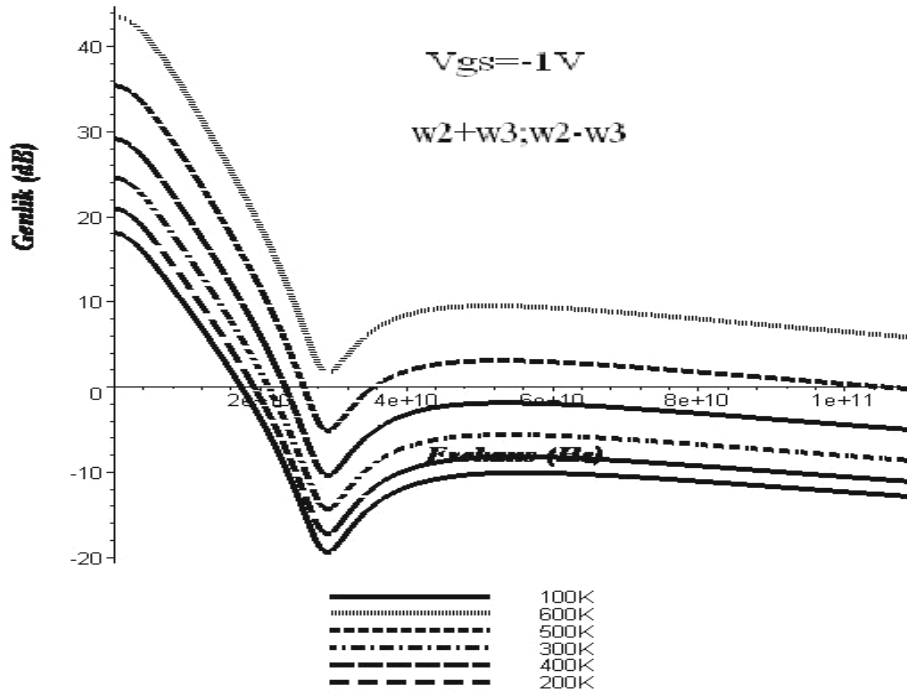
Kesim frekansları incelendiğinde 600K'de 28-32GHz aralığında, 500K'de 26GHz, 400K'de 22GHz, 300K'de 18GHz, 200K'de 16GHz, 100K'de de 14GHz değerinden sonra kesimdedir.

Şekil 4.5'de $\omega_2 + \omega_3$ IMD bileşeninin $V_{gs} = -1V$ 'ta ve farklı sıcaklıklarda değişimi görülmektedir. Genlik değeri 600K'de 44dB iken, 100K'de 18dB'ye düşmektedir. 600K'de değerinde sistem zayıflatma yapmamakta, 29.248GHz ve 500K'de -4dB, 400K'de -10dB, 300K'de -14dB'ye, 200K'de -17dB'ye, 100K'de ise -19dB'ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K HEMT'in kesim frekansının olmadığı, 500K'de 28-36GHz aralığında, 400K'de 24GHz, 300K'de 22GHz, 200K'de 20GHz, 100K'de de 18GHz değerinden sonra kesimdedir.

Şekil 4.6'da $\omega_2 + \omega_4$ IMD bileşeninin $V_{gs} = -1V$ 'ta ve farklı sıcaklıklarda değişimi görülmektedir. Genlik değeri 600K'de 38dB iken, 100K'de 14dB'ye düşmektedir. HEMT'in tüm sıcaklık değerlerinde kesim frekanslarının olduğu analiz edilmiştir. 600K'de ve 29.248GHz'de -4dB'ye, 500K'de -10dB'ye, 400K'de -15dB'ye, 300K'

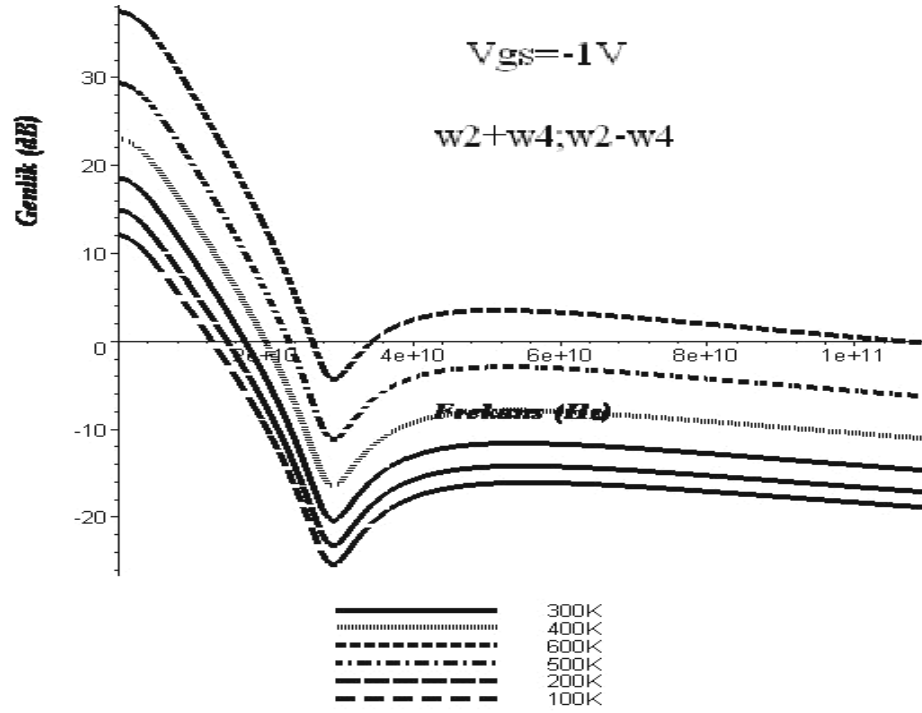


Şekil 4.4. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_4$ bileşeni



Şekil 4.5. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3$ bileşeni

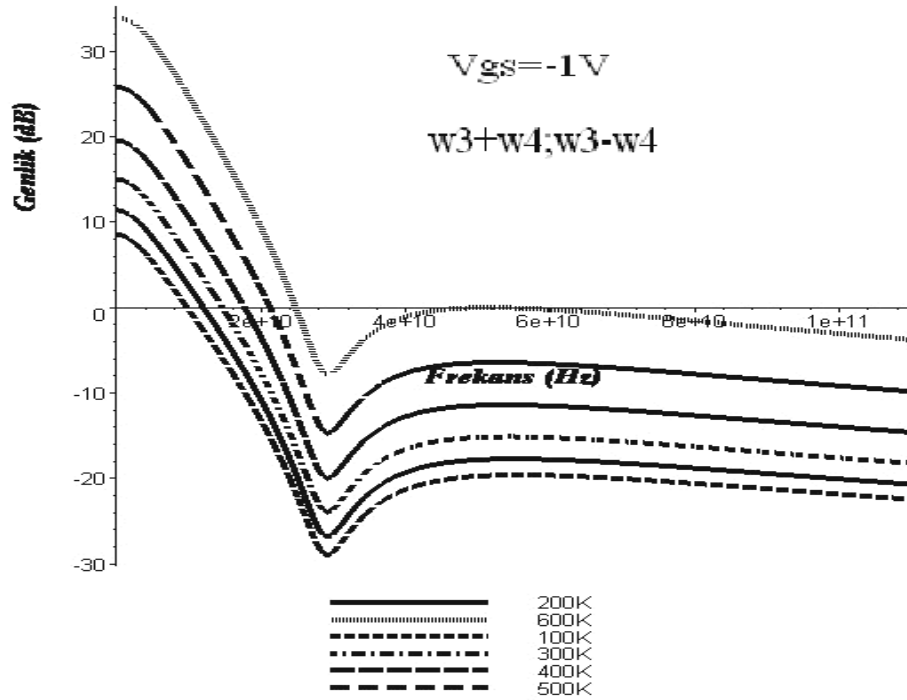
de -20dB'ye, 200K'de -23dB'ye, 100K'de ise -25dB'ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K'de 24-34GHz aralığında ve 110GHz değerinden sonra, 500K'de 22GHz, 400K'de 20GHz, 300K'de 18GHz, 200K'de 16GHz, 100K'de de 14GHz değerinden sonra kesimdedir.



Şekil 4.6. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.7'de $\omega_3 + \omega_4$ IMD bileşeninin $V_{gs}=-1V$ 'ta ve farklı sıcaklıklarda değişimi görülmektedir. Genlik değeri 600K'de 34dB iken, 100K'de 8dB'ye düşmektedir. 29.248GHz ve 600K'de -6dB'ye, 500K'de -14dB'ye, 400K'de -19dB'ye, 300K'de -24dB'ye, 200K'de -26dB'ye, 100K'de ise -29dB'ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K'de 24GHz, 500K'de 21GHz, 400K'de 18GHz, 300K'de 14GHz, 200K'de 12GHz, 100K'de de 10GHz değerinden sonra kesimdedir.

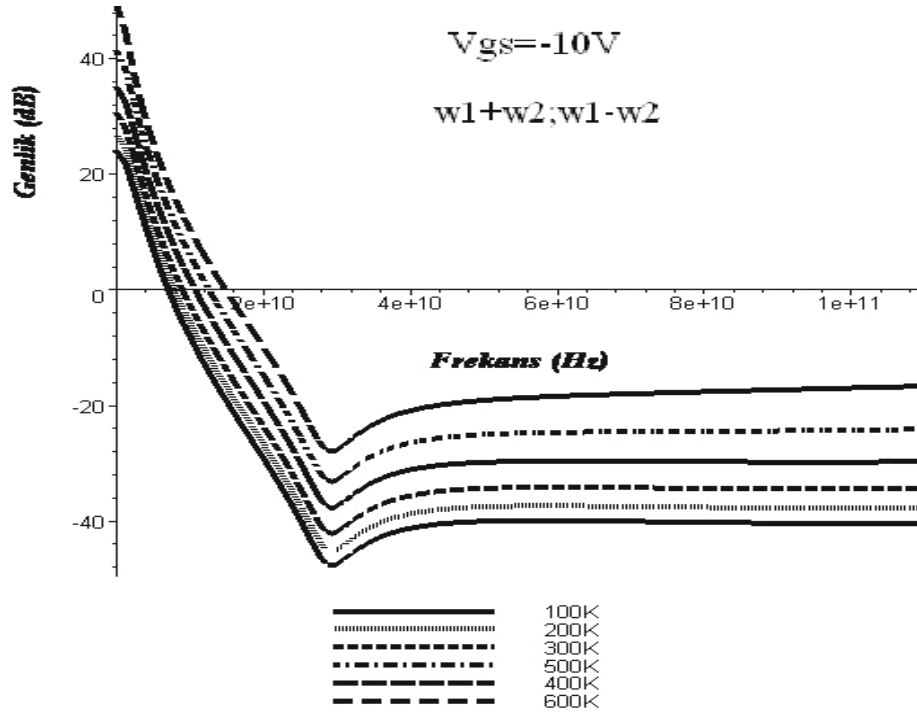
Şekil 4.8'de IMD2 bileşenlerinden $\omega_1 + \omega_2$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değeri 600K'de 50dB iken, 100K'de 24dB'ye düşmektedir.



Şekil 4.7. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni

29.248GHz ve 600K'de -26dB değerine, 500K'de -32dB değerine, 400K'de -36dB değerine, 300K'de -40dB değerine, 200K'de -44dB değerine, 100K'de ise -48dB'ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K'de 16GHz, 500K'de 13GHz, 400K'de 11GHz, 300K'de 9GHz, 200K'de 8GHz 100K'de ise 7GHz değerinden sonra HEMT'in kesimde olduğu analiz edilmiştir. Şekil 4.2 ve Şekil 4.8 beraber incelendiğinde V_{gs} gerilim değerindeki azalışın HEMT'i daha alçak frekanslarda kesime götürdüğü tespit edilmiştir. Bant genişliği de V_{gs} gerilim değerindeki azalışla 1.098GHz değerine düşmektedir. IMD2 bileşenlerinin tamamında tüm sıcaklıklarda V_{gs} gerilim değerindeki azalış bant genişliğini de düşürmektedir.

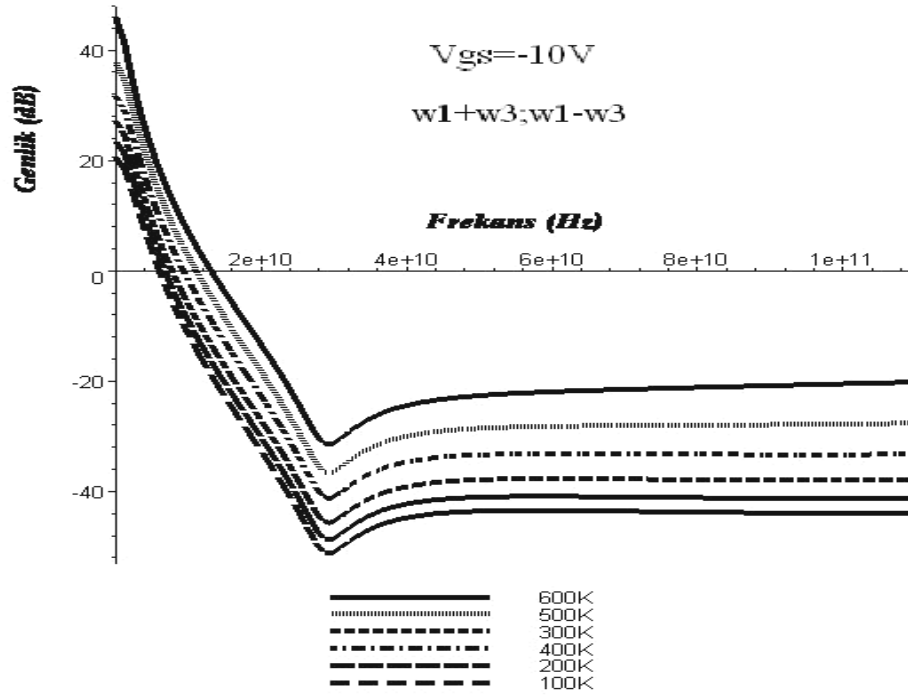
Şekil 4.9'da IMD2 bileşenlerinden $\omega_1 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs} = -10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Sıcaklık değerindeki artışla genlik değerinin arttığı görülmektedir. Genlik değeri 600K'de 46dB iken, 100K'de 21dB'ye düşmektedir.



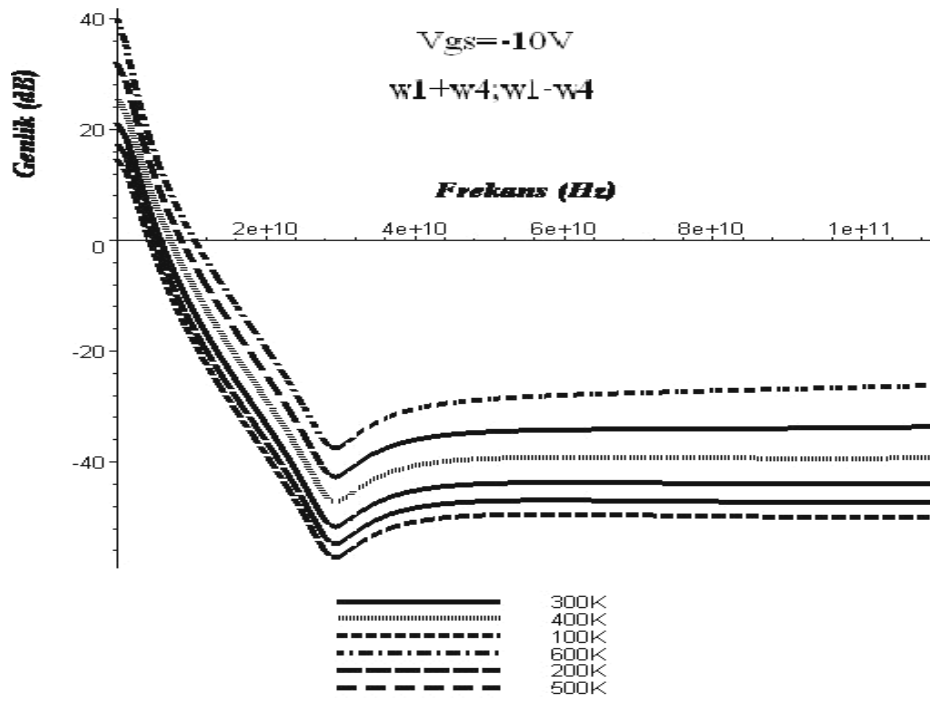
Şekil 4.8. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

Şekil 4.9’da genlik değeri tüm sıcaklık değerlerinde 29.282GHz değerine kadar düşmekte, 29.282GHz değerinden sonra tekrar yükselmektedir. 29.282GHz ve 600K’de -30dB, 500K’de -36dB, 400K’de -40dB, 300K’de -44dB, 200K’de -48dB, 100K’de ise -52dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 13GHz, 500K’de 11GHz, 400K’de 9GHz, 300K’de 8GHz, 200K’de 7GHz 100K’de ise 6GHz değerinden sonra HEMT’in kesimde olduğu analiz edilmiştir. Şekil 4.3 ve Şekil 4.9 beraber incelendiğinde V_{gs} gerilim değerindeki azalışın HEMT’i daha düşük frekanslarda kesime götürdüğü tespit edilmiştir.

Şekil 4.10’da IMD2 bileşenlerinden $\omega_1 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs} = -10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değeri 600K’de 40dB iken, 100K’de 15dB’ye düşmektedir. 29.282GHz ve 600K’de -36dB’ye, 500K’de -42dB’ye, 400K’de -46dB, 300K’de -50dB, 200K’de -54dB, 100K’de ise -58dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 10GHz, 500K’de 8GHz, 400K’de 6GHz, 300K’de 5GHz, 200K’de 4GHz, 100K’de ise 3GHz değerinden sonra HEMT’in kesimde olduğu analiz edilmiştir.

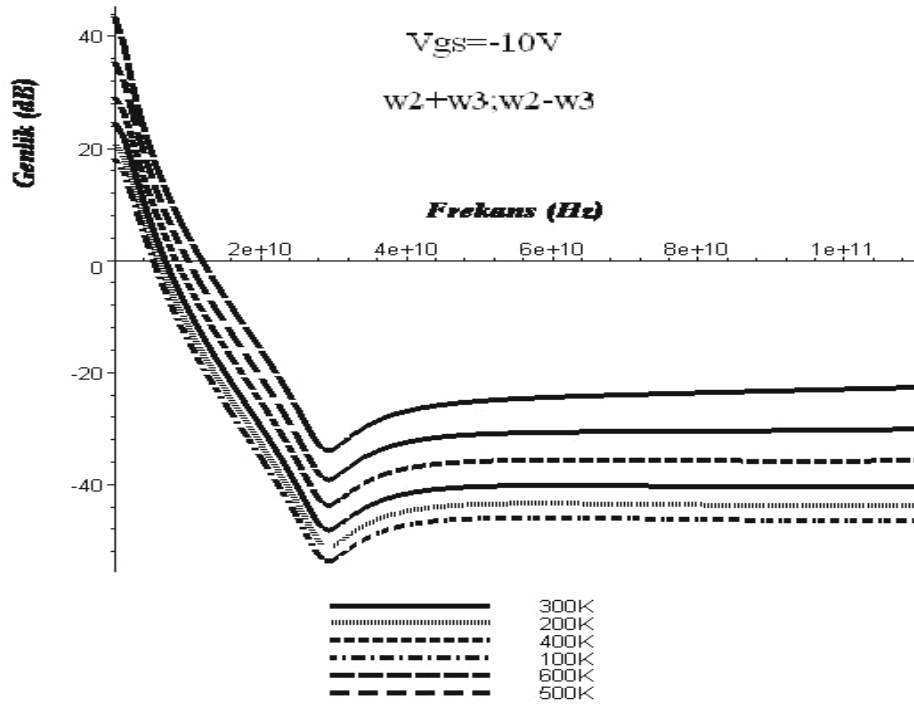


Şekil 4.9. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3$ bileşeni



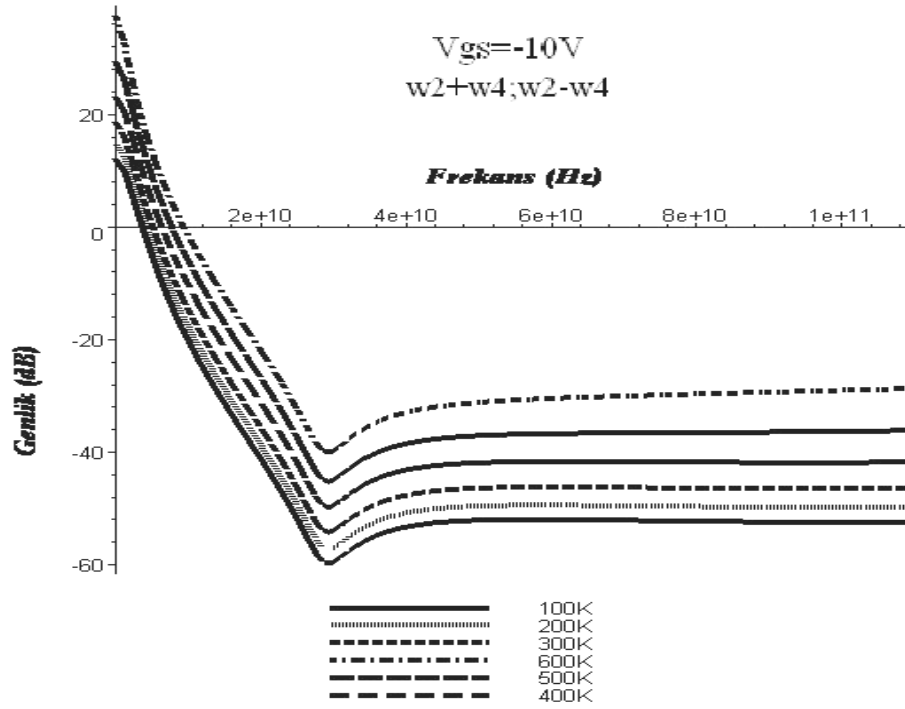
Şekil 4.10. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.11’de IMD2 bileşenlerinden $\omega_2 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değeri 600K’de 44dB iken, 100K’de 18dB’ye düşmektedir. 29.282GHz ve 600K’de -32dB, 500K’de -38dB, 400K’de -42dB, 300K’de -46dB, 200K’de -50dB, 100K’de ise -54dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 12GHz, 500K’de 10GHz, 400K’de 8GHz, 300K’de 7GHz, 200K’de 6GHz 100K’de ise 5GHz değerinden sonra HEMT’in kesimde olduğu analiz edilmiştir.



Şekil 4.11. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3$ bileşeni

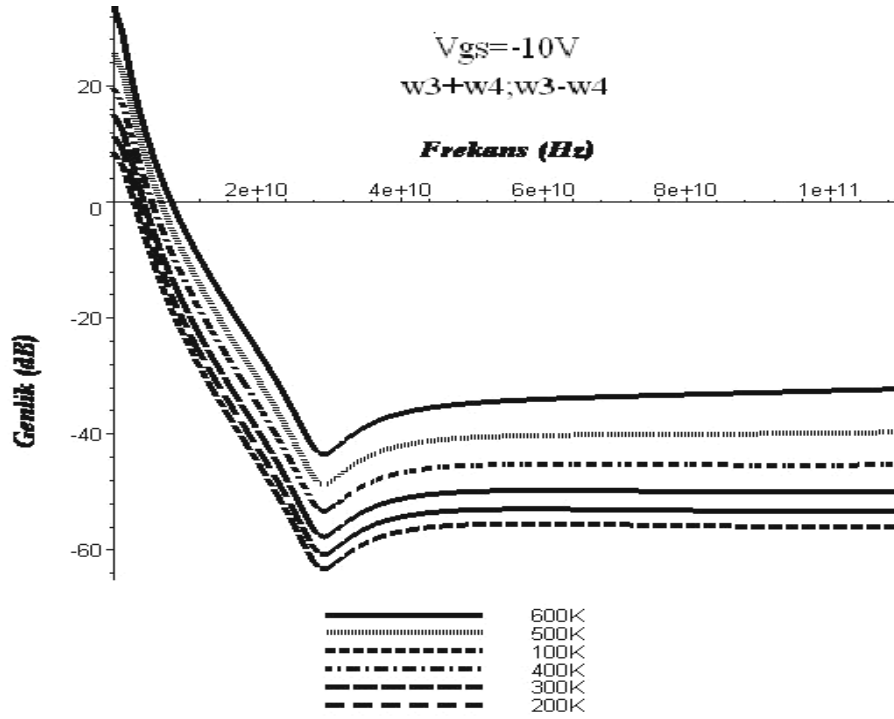
Şekil 4.12’de IMD2 bileşenlerinden $\omega_2 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değeri 600K’de 38dB iken, 100K’de 14dB’ye düşmektedir. 29.282GHz ve 600K’de -38dB, 500K’de -46dB, 400K’de -50dB, 300K’de -54dB, 200K’de -58dB, 100K’de ise -60dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 9GHz, 500K’de 7GHz, 400K’de 6GHz, 300K’de 5GHz, 200K’de 4GHz 100K’de ise 3GHz değerinden sonra HEMT’in kesimde olduğu analiz edilmiştir.



Şekil 4.12. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.13’de IMD2 bileşenlerinden $\omega_3 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değeri 600K’de 34dB iken, 100K’de 8dB’ye düşmektedir. 29.282GHz ve 600K’de -42dB, 500K’de -48dB, 400K’de -52dB, 300K’de -56dB, 200K’de -60dB, 100K’de ise -62dB’ye düştüğü görülmektedir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 8GHz, 500K’de 7GHz, 400K’de 6GHz, 300K’de 5GHz, 200K’de 4GHz 100K’de ise 3GHz değerinden sonra HEMT’in kesimde olduğu analiz edilmiştir.

Sonuç olarak IMD2 bileşenlerinin farklı sıcaklıklardaki şekilleri (Şekil 4.2-Şekil 4.13) tümüyle analiz edildiğinde HEMT’in ikili bileşenlerinin genliğinin sıcaklık artışıyla arttığı, frekans kesim bölgelerinin V_{gs} değerindeki azalışla düştüğü, en yüksek genlik değerlerinin $\omega_1 + \omega_2$ bileşeninde ve en düşük genlik değerlerinin ($\omega_3 + \omega_4$) bileşeninde olduğu görülmektedir. Oda sıcaklığına karşılık gelen 300K değerinde en iyi bant genişliği sağlayan ikili IMD bileşeni $\omega_1 + \omega_2$ bileşenidir.



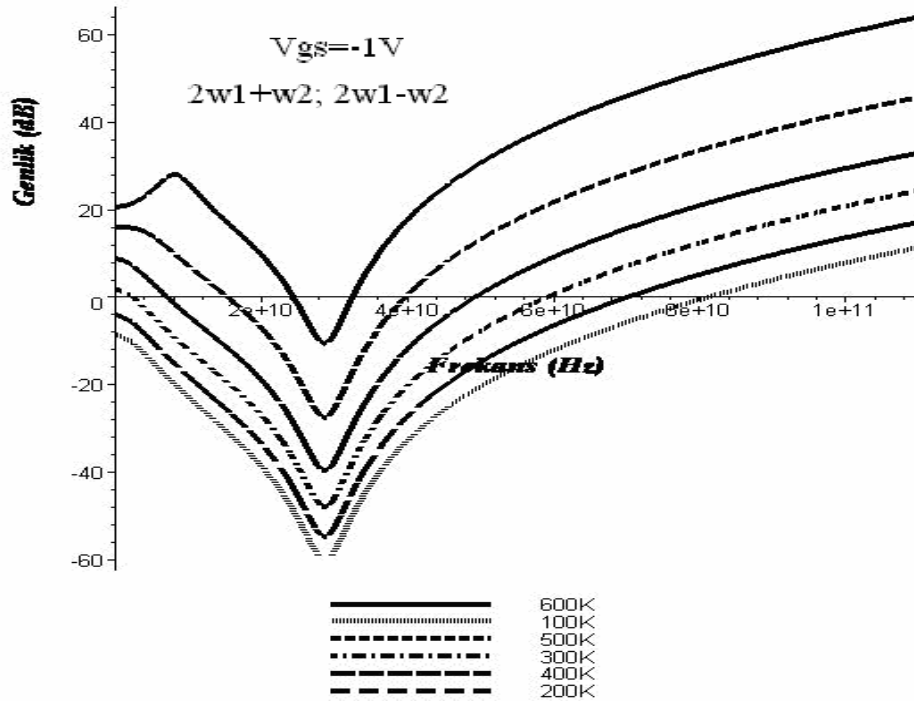
Şekil 4.13. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni

4.2. IMD3 Bileşenlerinin Analizi

“Eş. 4.3”de sistemin IMD açılımı verilmiştir. “Eş. 3.88”de verilen birinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, “Eş. 3.89”da verilen ikinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve “Eş. 3.90”da verilen üçüncü çekirdek transfer fonksiyonları $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$, Çizelge 2.4’deki değerlerden elde edilmiştir. Sistemin girişine taşıyıcı genliği $U_0 = 5V$, $U_1 = 4V$, $U_2 = 3V$, $U_3 = 2V$ ve $U_4 = 1V$ genlikli işaretler uygulanarak; -1V, -2V, -3V, -4V, -5V, -7V ve -10V V_{gs} gerilimleri ve 100K, 200K, 300K, 400K, 500K ve 600K sıcaklık değerlerine göre IMD3 bileşenlerinin analizi yapılmıştır.

$(2\omega_1 + \omega_2), (2\omega_1 + \omega_3), (2\omega_1 + \omega_4), (2\omega_2 + \omega_1), (2\omega_2 + \omega_3), (2\omega_2 + \omega_4), (2\omega_3 + \omega_1), (2\omega_3 + \omega_2), (2\omega_3 + \omega_4), (2\omega_4 + \omega_1), (2\omega_4 + \omega_2), (2\omega_4 + \omega_3)$ bileşenlerinden oluşan IMD3 bileşenlerinin analizleri $V_{gs} = -1V$ gerilim değerine göre Şekil 4.14-4.25’te analiz edilmiştir.

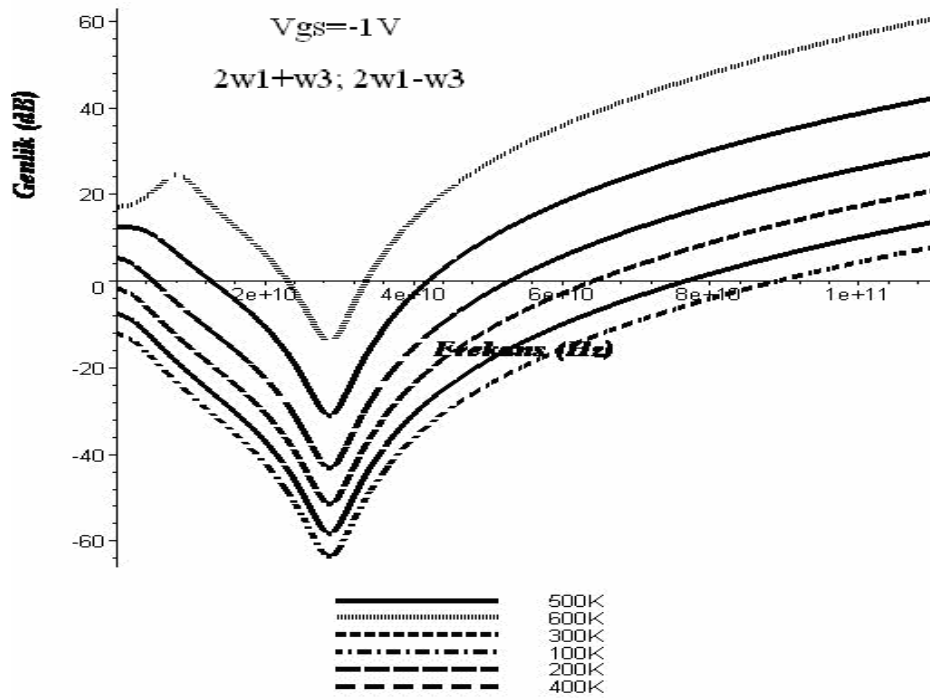
Şekil 4.14’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ ’ta değişimi analiz edilmiştir. Şekil 4.14’de iki önemli frekans değerinin oluştuğu görülmektedir. Bu frekans değerleri 8.086GHz ve 28.631GHz değerleridir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 20dB’den 8.086GHz’e kadar 30dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -8dB’yle en düşük değerine düşmektedir. 110GHz’de 66dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 30dB iken, 100K’de -20dB’ye düşmektedir. 28.631GHz ve 600K’de -8dB, 500K’de -26dB, 400K’de -38dB, 300K’de -48dB, 200K’de -54dB, 100K’de ise -60dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 24-32GHz aralığında, 500K için 16-40GHz aralığında, 400K için 8-52GHz aralığında, 300K için 2-60GHz aralığında HEMT kesimdedir. HEMT 200K için 70GHz’e kadar, 100K için 80GHz’e kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.14. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

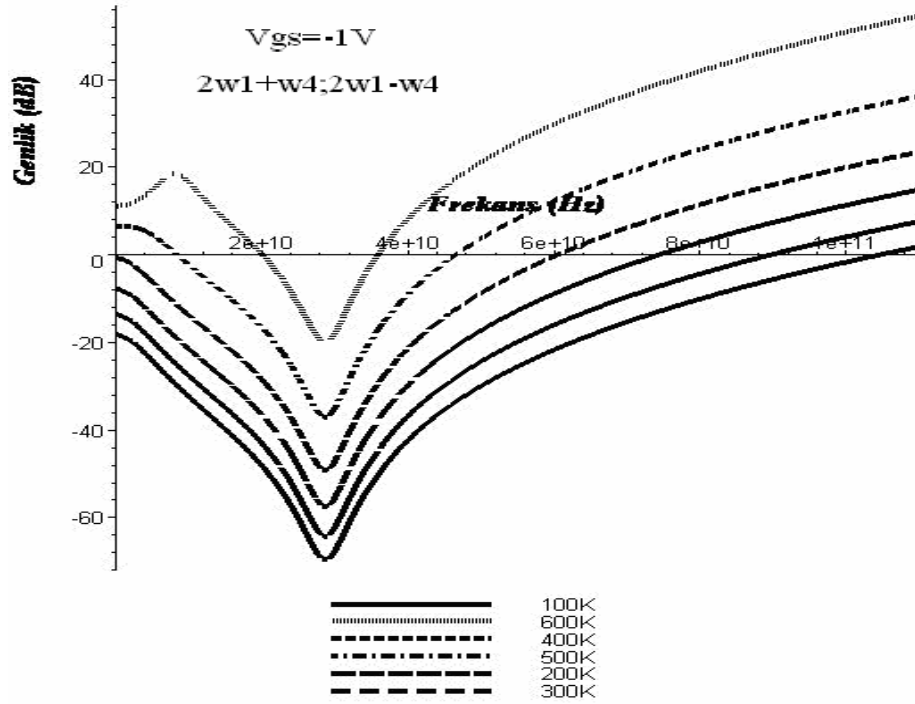
Şekil 4.15’te IMD3 bileşenlerinden $2\omega_1 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 18dB’den 8.086GHz’e kadar 24dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -12dB’yle en düşük

değerine düşmektedir. Yüksek frekanslarda 60dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K'de 24dB iken, 100K'de -24dB'ye düşmektedir. 28.631GHz ve 600K'de -12dB, 500K'de -30dB, 400K'de -42dB, 300K'de -52dB, 200K'de -58dB, 100K'de ise -64dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 23-34GHz, 500K için 13-42GHz, 400K için 5-54GHz aralığında HEMT kesimdedir. HEMT 300K için 64GHz'e, 200K için 76GHz'e, 100K için 88GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.15. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_3$ bileşeni

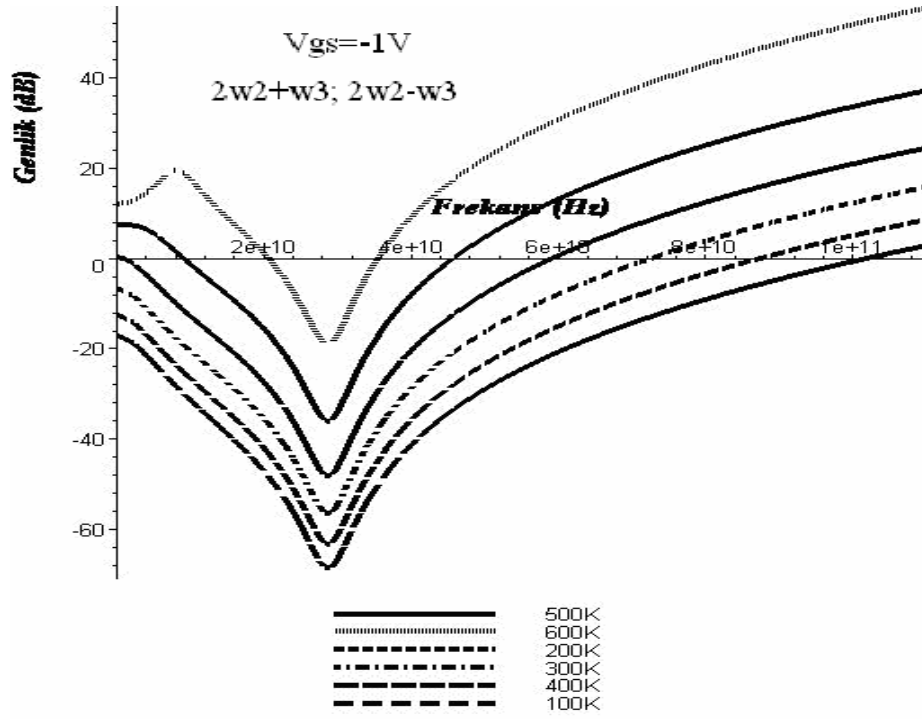
Şekil 4.16'da IMD3 bileşenlerinden $2\omega_1 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K'de 12dB'den 8.086GHz'e kadar 18dB'ye yükselmekte, 28.631GHz'de -16dB'ye düşmektedir. Genlik değeri frekans yükseldikçe 56dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K'de 18dB iken, 100K'de -28dB'ye düşmektedir. 28.631GHz ve 600K'de -16dB, 500K'de -36dB, 400K'de -48dB, 300K'de -56dB, 200K'de -64dB, 100K'de ise -70dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 20-36GHz, 500K için 8-46GHz aralığında HEMT kesimdedir. 400K için 60GHz'e, 300K için 74GHz'e, 200K için 90GHz'e, 100K için 104GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır.



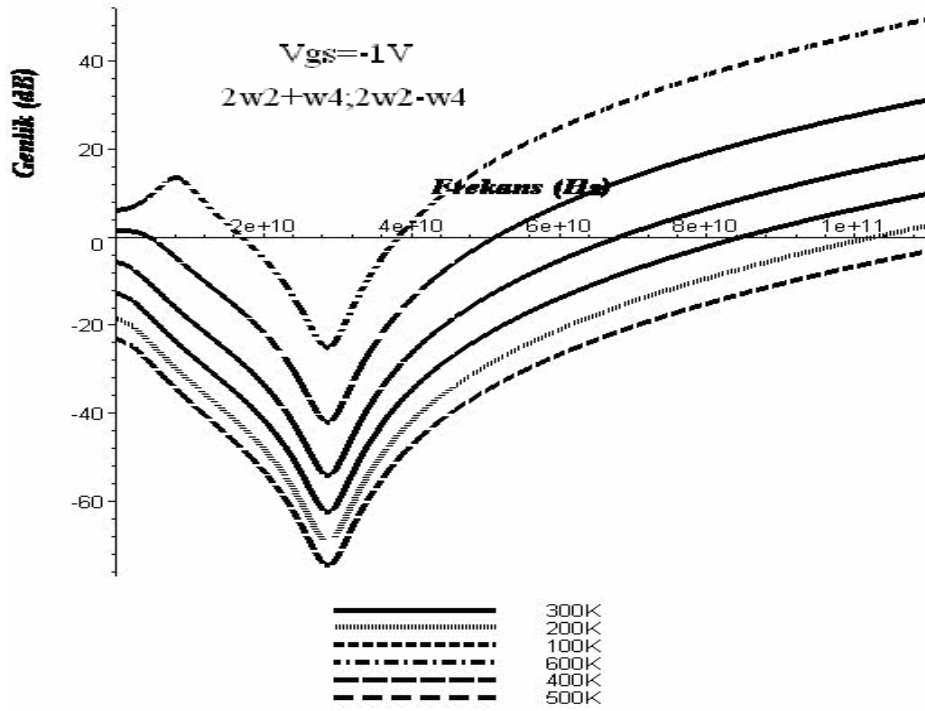
Şekil 4.16. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.17’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_2 + \omega_1$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri 600K’de 18dB’den 8.086GHz’e kadar 26dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -10dB’ye düşmektedir. Genlik değeri frekans yükseldikçe 60dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 26dB iken, 100K’de -20dB’ye düşmektedir. 28.631GHz’de genlik değerleri 600K’de -10dB, 500K’de -28dB, 400K’de -40dB, 300K’de -48dB, 200K’de -56dB, 100K’de ise -62dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 23-33GHz, 500K için 14-41GHz, 400K için 6-52GHz aralığında kesimdedir. 300K için 62GHz’e, 200K için 74GHz’e, 100K için 85GHz’e kadar yükseltme yapmamaktadır.

Şekil 4.18’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_2 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 12dB’den 8.086GHz’e kadar 20dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -16dB’ye düşmektedir. Frekans arttıkça 56dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 20dB iken, 100K’de -26dB’ye düşmektedir. 28.631GHz genlik değerleri 600K’deki -16dB,

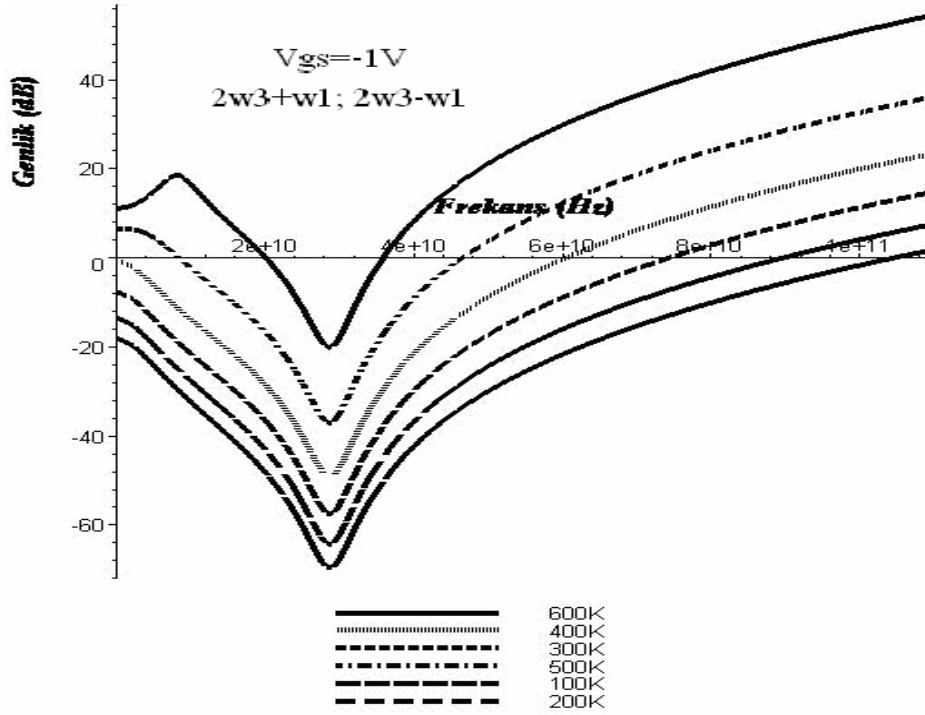


Şekil 4.18. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_2 + \omega_3$ bileşeni



Şekil 4.19. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_2 + \omega_4$ bileşeni

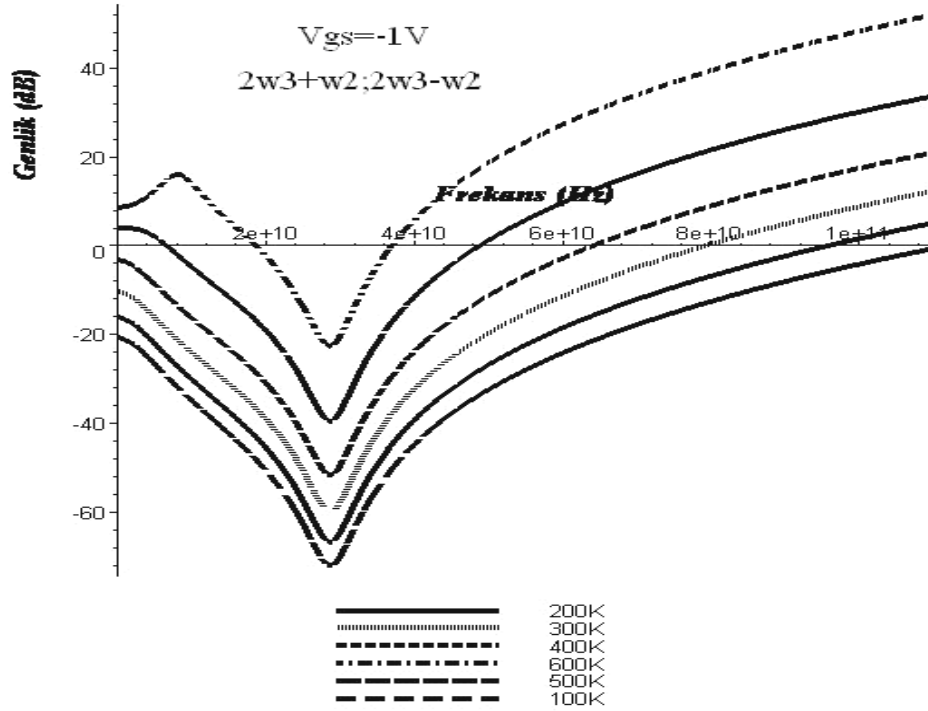
Şekil 4.20’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_3 + \omega_1$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 11dB’den 8.086GHz’e kadar 18dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -18dB’ye düşmektedir. Frekans arttıkça 56dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 19dB iken, 100K’de -30dB’ye düşmektedir. 28.631GHz’deki genlik değerleri 600K’de -16dB, 500K’de -36dB, 400K’de -48dB, 300K’de -56dB, 200K’de -64dB, 100K’de ise -70dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 20-36GHz, 500K için 8-46GHz sistem kesimdedir. 400K için 62GHz’e, 300K için 74GHz’e, 200K için 90GHz’e, 100K için 105GHz frekans değerlerine kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.20. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_1$ bileşeni

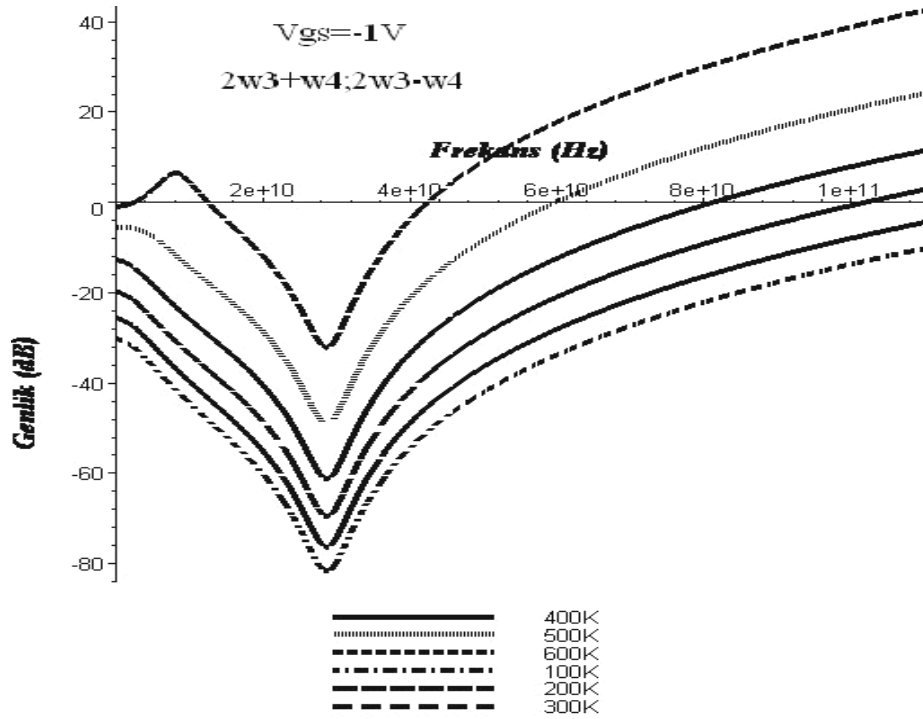
Şekil 4.21’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_3 + \omega_2$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 9dB’den 8.086GHz’e kadar 17dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -20dB’ye düşmektedir. Frekans arttıkça 52dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 17dB iken, 100K’de -32dB’ye düşmektedir. 28.631GHz’deki genlik değerleri 600K’de -20dB, 500K’de -38dB, 400K’de -50dB, 300K’de -58dB, 200K’de -66dB, 100K’de

ise -72dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 18-36GHz, 500K için 6-48GHz aralığında sistem kesimdedir. HEMT 400K için 64GHz'e, 300K için 80GHz'e, 200K için 98GHz'e, 100K için 110GHz frekans değerlerine kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.21. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_2$ bileşeni

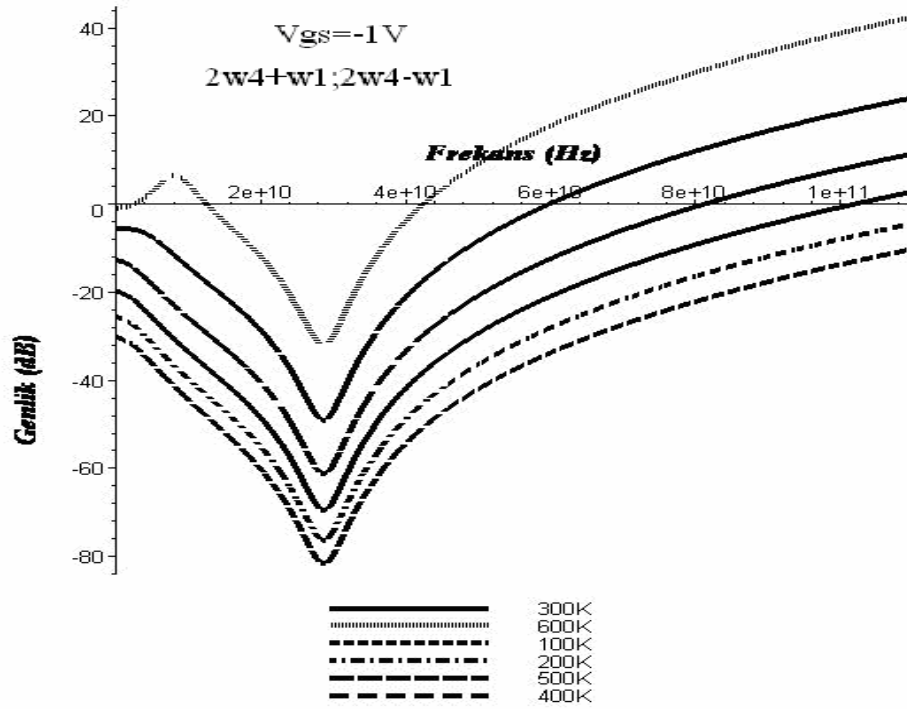
Şekil 4.22'de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_3 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K'de -1dB' den 8.086GHz'e kadar 7dB'ye yükselmekte, 28.631GHz'de -32dB'ye düşmektedir. Frekans arttıkça 44dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K'de 7dB'iken, 100K'de -42dB'ye düşmektedir. 28.631GHz'deki genlik değerleri 600K'de -32dB, 500K'de -48dB, 400K'de -60dB, 300K'de -68dB, 200K'de -76dB, 100K'de ise -82dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 2GHz'e kadar kesimde, ayrıca 12-43GHz aralığında sistem kesimdedir. 500K için 60GHz'e, 400K için 82GHz'e, 300K için 102GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır. 200K ve 100K için ise çok yüksek frekanslara kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.22. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_3 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.23’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_4 + \omega_1$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de -1dB’den 8.086GHz’e kadar 7dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -32dB’ye düşmektedir. Frekans arttıkça 44dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 7dB iken, 100K’de -42dB’ye düşmektedir. 28.631GHz’deki genlikler 600K’de -32dB, 500K’de -48dB, 400K’de -60dB, 300K’de -68dB, 200K’de -76dB, 100K’de ise -82dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 2GHz’e kadar kesimde, ayrıca 12-43GHz aralığında sistem kesimdedir. 500K için 60GHz’e, 400K için 82GHz, 300K için 102GHz’e kadar yükseltme yapmamaktadır. 200K ve 100K için çok yüksek frekanslara kadar yükseltme yapmamaktadır.

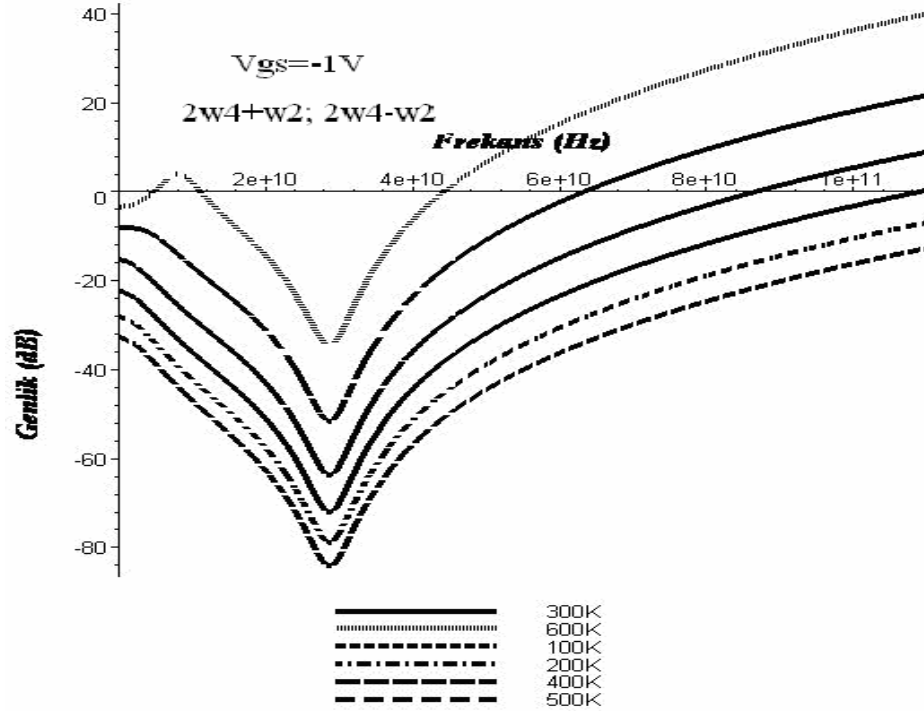
Şekil 4.24’de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_4 + \omega_2$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de -4dB’den 8.086GHz’e kadar 5dB’ye yükselmekte, 28.631GHz’de -34dB’ye düşmektedir. Frekans arttıkça 40dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K’de 5dB iken, 100K’de -44dB’ye düşmektedir. 28.631GHz’deki genlik değerleri 600K’de



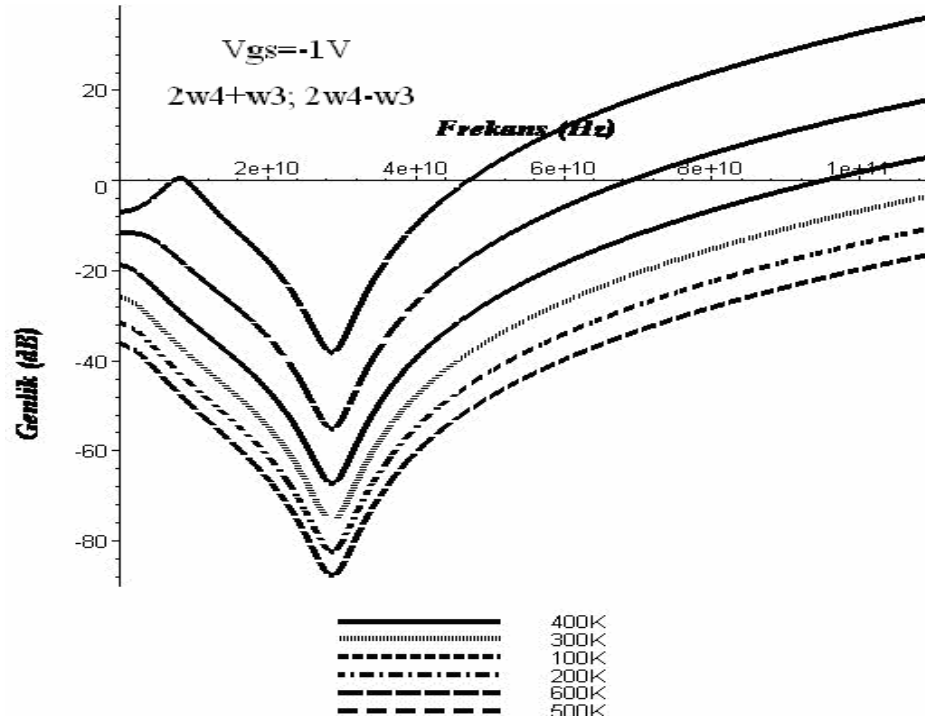
Şekil 4.23. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_1$ bileşeni

-32dB, 500K'de -50dB, 400K'de -62dB, 300K'de -70dB, 200K'de -78dB, 100K'de ise -84dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 5GHz'e kadar kesimde, ayrıca 11-44GHz aralığında kesimdedir. 500K için 64GHz, 400K için 86GHz, 300K için 110GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır. 200K ve 100K için HEMT çok yüksek frekanslara kadar yükseltme yapmamaktadır.

Şekil 4.25'de IMD3 bileşenlerinden $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ değerindeki değişimi analiz edilmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde 600K'de -7dB'den 8.086GHz'e kadar 1dB'ye yükselmekte, 28.631GHz'de -36dB'ye düşmektedir. Frekans arttıkça 36dB değerine kadar yükselmektedir. 8.086GHz ve 600K'de 1dB iken, 100K'de -48dB'ye düşmektedir. 28.631GHz'deki genlik değerleri 600K'de -36dB, 500K'de -54dB, 400K'de -66dB, 300K'de -74dB, 200K'de -82dB, 100K'de ise -86dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 8GHz'e, ayrıca 10-46GHz aralığında kesimdedir. 500K için 68GHz'e, 400K için 94GHz'e kadar, 300K, 200K ve 100K için HEMT çok yüksek frekanslara kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.24. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_2$ bileşeni

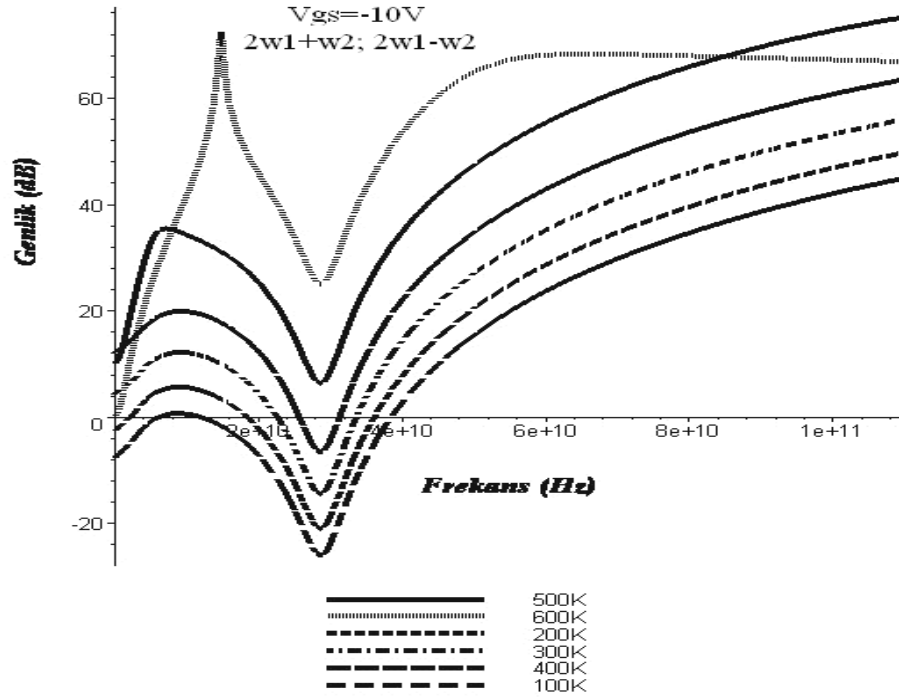


Şekil 4.25. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni

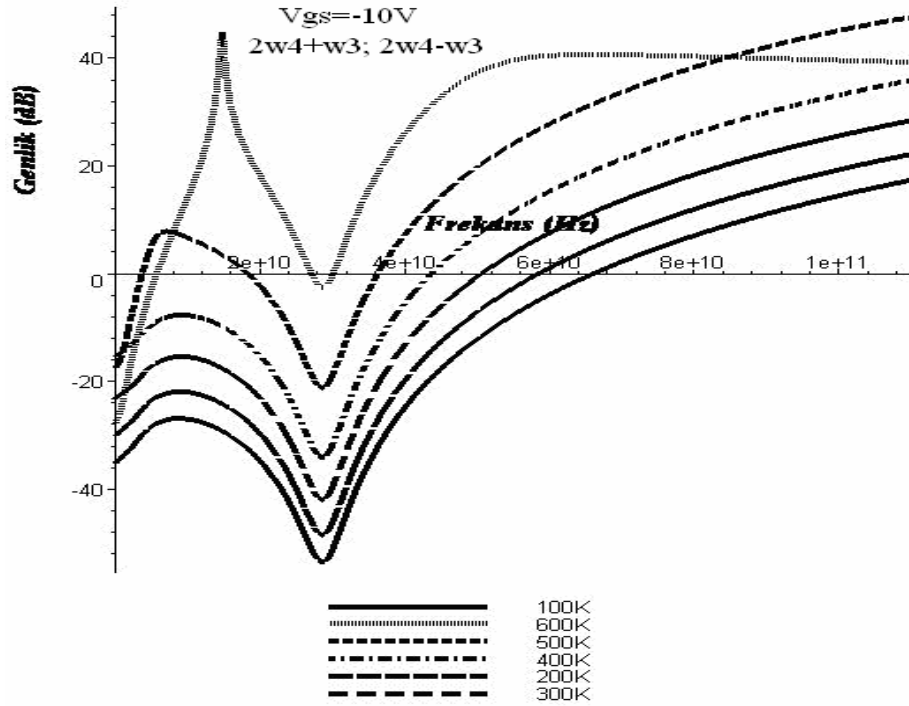
IMD3 bileşenlerinden en büyük genlikli $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni ve en düşük genlikli $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ değerindeki değişimi Şekil 4.26 ve Şekil 4.27’de görülmektedir. Şekil 4.26’da $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ ’ta değişimi görülmektedir. Şekil 4.26’da üç önemli frekans değeri vardır. Bu frekans değerleri 8.086GHz, 14.759GHz ve 28.598GHz değerleridir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 0dB’den 14.759GHz’e kadar 72dB’ye yükselmekte, 28.598GHz’de 28dB değerine düşmekte ve bu değerden sonra 68dB’ye kadar artmaktadır.

Alçak frekanslarda 400K’de 12dB, 500K’de 10dB, 300K’de 4dB, 600K’de 0dB, 200K’de -2dB ve 100K’de -8dB’dir. Frekans değeri arttıkça ilk olarak 500K’de en yüksek genlik değeri oluşmuş 8.086GHz değerinden sonrada 600K’de en yüksek genlik değeri meydana gelmiştir. 80GHz değerinden sonrada en yüksek genlik değeri 75dB ile 500K’de olduğu analiz edilmiştir. En düşük genlik değeri 28.598GHz frekansında -25dB olarak 100K’de değerinde meydana gelmiştir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K ve 500K’de kesim frekansı yoktur. 400K’de 26-31GHz aralığında, 300K’de 23-34GHz aralığında, 200K’de 2GHz’e kadar ve 18-36GHz aralığında, 100K’de ise 6GHz’e kadar ve 12-38GHz aralığında kesimdedir.

Şekil 4.27’de $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ ’ta değişimi görülmektedir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de -28dB’den 14.759GHz’e kadar 44dB’ye yükselmekte, 28.598GHz’de -2dB değerine düşmekte ve bu değerden sonra 40dB’ye artmaktadır. Alçak frekanslarda 400K’de -15dB, 500K’de -17dB, 300K’de -23dB, 600K’de -28dB, 200K’de -30dB ve 100K’de -35dB olarak gerçekleşmiştir. Frekans değeri arttıkça ilk olarak 500K’de en yüksek genlik değeri oluşmuş 8.086GHz’den sonrada 600K’de en yüksek genlik değeri elde edilmiştir. 80GHz değerinden sonrada en yüksek genlik değeri 48dB ile 500K’dadır. En düşük genlik değeri 28.598GHz frekansında -52dB olarak 100K’de değerinde meydana gelmiştir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K’de 6GHz’e kadar ve 27-31GHz aralığında, 500K’de 4GHz’e kadar ve 18-36GHz aralığında, 400K’de 44GHz’e, 300K’de 50GHz’e, 200K’de 60GHz’e ve 100K’de 63GHz’e kadar kesim frekanslarının olduğu analiz edilmiştir.



Şekil 4.26. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni



Şekil 4.27. Farklı sıcaklıklardaki $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni

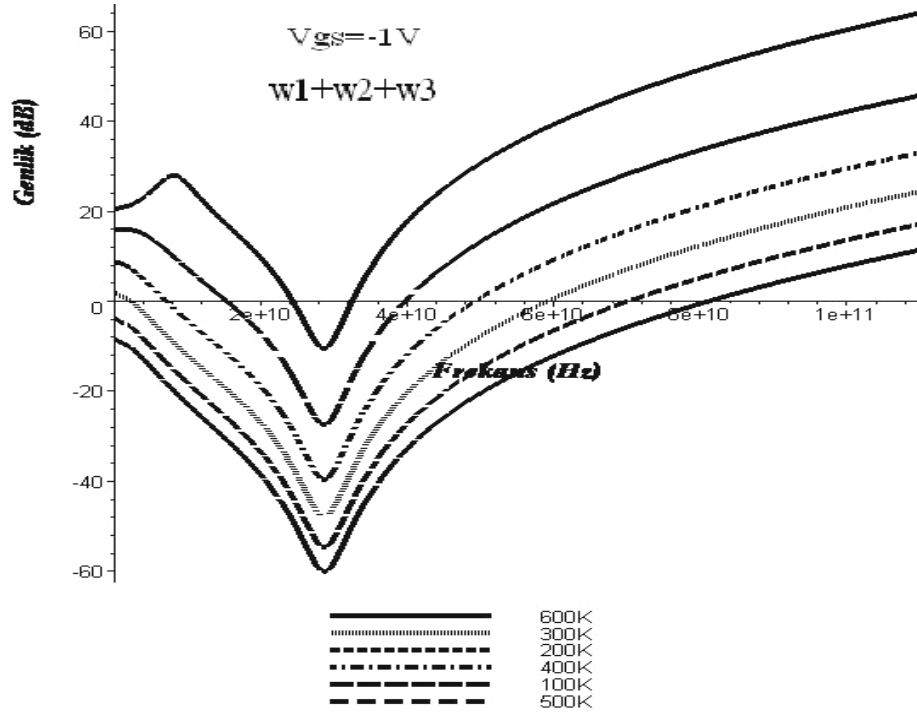
4.3. Üç Bileşenli IMD3 Bileşenlerinin Analizi

“Eş. 4.3”de sistemin IMD açılımı verilmiştir. “Eş. 3.88”de birinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_1(\omega_1)$, “Eş. 3.89”da ikinci çekirdek transfer fonksiyonu $H_2(\omega_1, \omega_2)$ ve “Eş. 3.90”da üçüncü çekirdek transfer fonksiyonları $H_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3)$ verilmiştir. Sistemin girişine taşıyıcı genliği $U_0=5V$, $U_1=4V$, $U_2=3V$, $U_3=2V$ ve $U_4=1V$ genlikli işaretler uygulanarak; -1V, -2V, -3V, -4V, -5V, -7V ve -10V Vgs gerilimleri ve 100K, 200K, 300K, 400K, 500K ve 600K sıcaklık değerlerine göre üç bileşenli IMD3 bileşenlerinin analizi yapılmıştır.

$(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)$, $(\omega_1 + \omega_2 + \omega_4)$, $(\omega_1 + \omega_3 + \omega_4)$, $(\omega_2 + \omega_3 + \omega_4)$ bileşenlerinden oluşan IMD3 bileşenleri Vgs= -1V gerilim değerine göre Şekil 4.28-4.31’de analiz edilmiştir.

Şekil 4.28’de $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeninin Vgs=-1V’ta değişimi incelenmiştir. Şekil 4.28’deki kritik frekanslar 8.175GHz ve 28.671GHz değerleridir. Genlik değerleri 600K’de 20dB’den 8.175GHz’e kadar 28dB’ye yükselmekte, 28.671GHz’de -8dB’yle en düşük değerine düşmektedir. 110GHz’de 64dB değerine kadar yükselmektedir. 8.175GHz ve 600K’de 28dB iken, 100K’de -20dB’ye düşmektedir. 28.671GHz’deki genlik değerleri 600K’de -8dB, 500K’de -26dB, 400K’de -38dB, 300K’de -48dB, 200K’de -54dB, 100K’de ise -60dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 24-32GHz, 500K için 16-40GHz, 400K için 8-52GHz, 300K için 2-60GHz aralığında kesimdedir. HEMT 200K için 70GHz’e kadar, 100K için 80GHz’e kadar yükseltme yapmamaktadır.

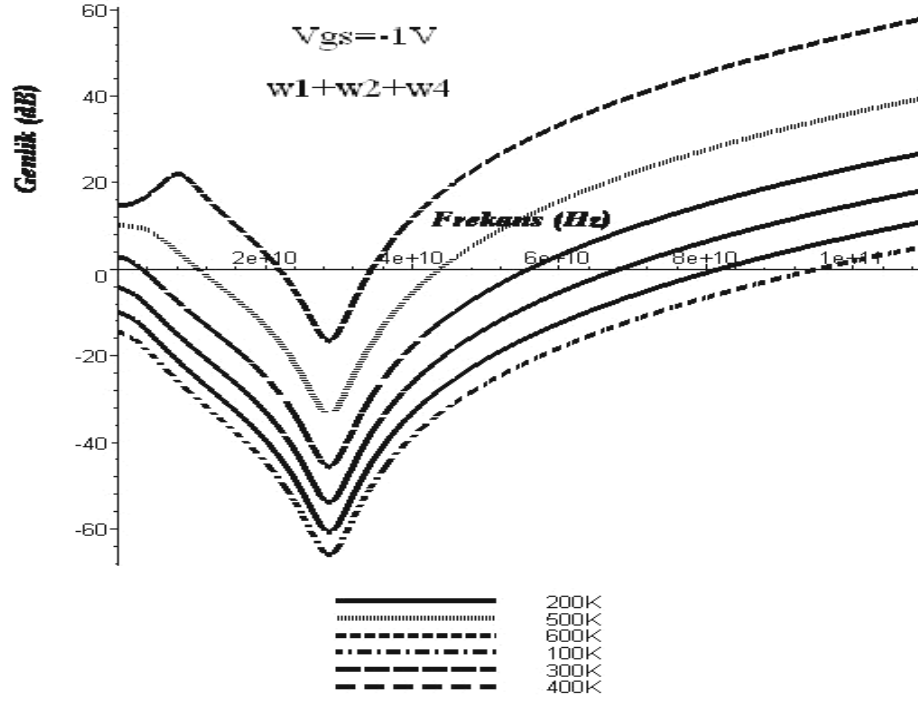
Şekil 4.29’da $\omega_1 + \omega_2 + \omega_4$ bileşeninin Vgs=-1V’ta değişimi incelenmiştir. Şekil 4.29’daki kritik frekanslar 8.175GHz ve 28.671GHz değerleridir. Genlik değerleri 600K’de 15dB’den 8.175GHz’e kadar 23dB’ye yükselmekte, 28.671GHz’de -14dB’yle en düşük değerine düşmektedir. 110GHz’de 58dB değerine kadar yükselmektedir. 8.175GHz ve 600K’de 23dB iken, 100K’de -26dB’ye düşmektedir.



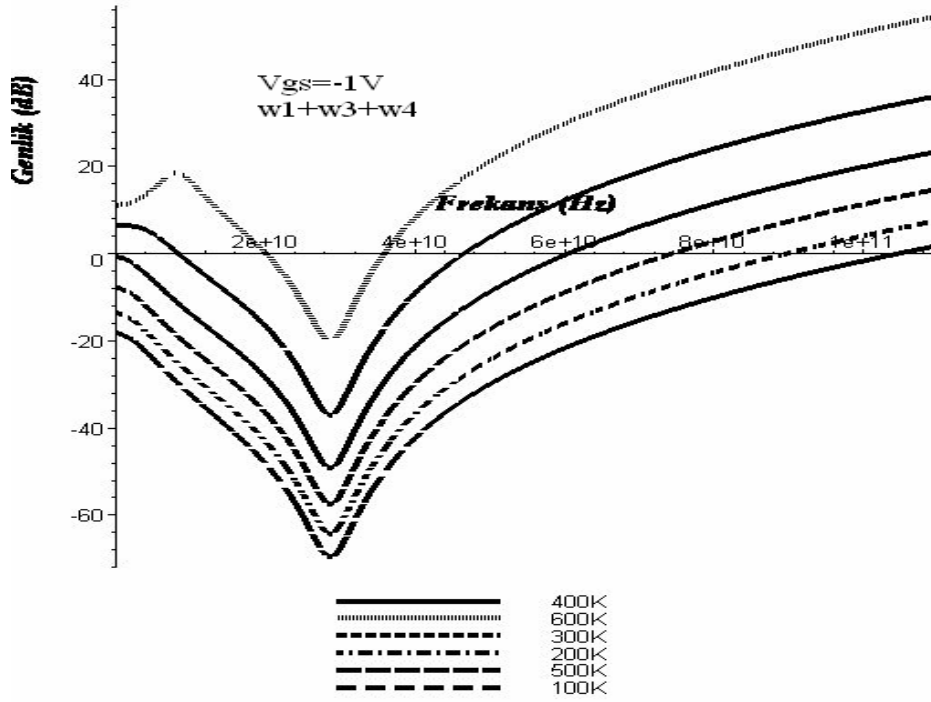
Şekil 4.28. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni

30GHz'deki genlik değerleri 600K'de -14dB, 500K'de -32dB, 400K'de -44dB, 300K'de -54dB, 200K'de -60dB, 100K'de ise -66dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 22-34GHz, 500K için 11-44GHz, 400K için 3-55GHz aralığında kesimdedir. 300K için 65GHz'e kadar, 200K için 82GHz'e kadar, 100K için 94GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır.

Şekil 4.30'da $\omega_1 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs} = -1V$ 'ta değişimi incelenmiştir. Şekil 4.30'daki kritik frekanslar 8.175GHz ve 28.671GHz değerleridir. Genlik değerleri 600K'de 11dB'den 8.175GHz'e kadar 20dB'ye yükselmekte, 28.671GHz'de -18dB'yle en düşük değerine düşmektedir. 110GHz'de 54dB değerine kadar yükselmektedir. 8.175GHz ve 600K'de 20dB iken, 100K'de -28dB'ye düşmektedir. 28.671GHz'deki genlik değerleri 600K'de -18dB, 500K'de -36dB, 400K'de -48dB, 300K'de -56dB, 200K'de -64dB, 100K'de ise -70dB'dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 20-36GHz, 500K için 8-46GHz aralığında kesimdedir. 400K için 60GHz'e, 300K için 74GHz'e, 200K için 90GHz'e, 100K için 104GHz'e kadar yükseltme yapmamaktadır.

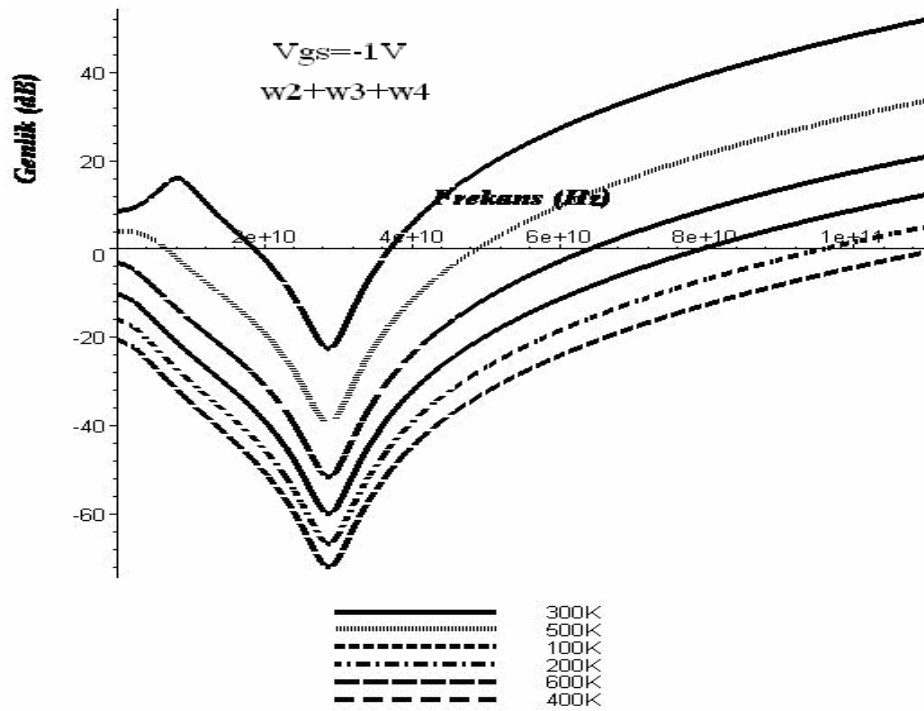


Şekil 4.29. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_4$ bileşeni



Şekil 4.30. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni

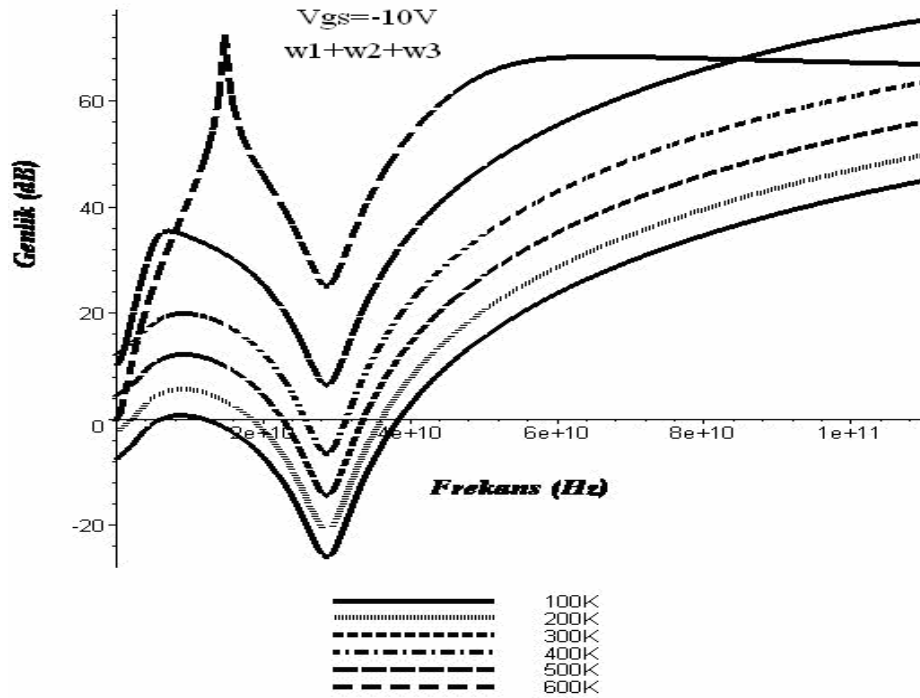
Şekil 4.31’de $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs}=-1V$ ’ta değişimi incelenmiştir. Şekil 4.31’deki kritik frekanslar 8.175GHz ve 28.671GHz değerleridir. Genlik değerleri 600K’de 9dB’den 8.175GHz’e kadar 17dB’ye yükselmekte, 28.671GHz’de -20dB’yle en düşük değerine düşmektedir. 110GHz’de 54dB değerine kadar yükselmektedir. 8.175GHz ve 600K’de 17dB iken, 100K’de -28dB’ye düşmektedir. 28.671GHz’deki genlik değerleri 600K’de -20dB, 500K’de -38dB, 400K’de -50dB, 300K’de -58dB, 200K’de -64dB, 100K’de ise -70dB’dir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K için 18-37GHz, 500K için 6-50GHz aralığında kesimdedir. 400K için 64GHz’e kadar, 300K için 84GHz’e kadar, 200K için 96GHz’e kadar, 100K için 110GHz’e kadar yükseltme yapmamaktadır.



Şekil 4.31. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.32’de $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeninin $V_{gs}=-10V$ ’ta değişimi incelenmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de 0dB’den 14.759GHz’de 72dB’ye yükselmekte, 28.598GHz’de 26dB değerine düşmekte, frekans arttıkça 60dB’ye yükselmektedir. Alçak frekans değerlerinde en yüksek genlik 400K’de 12dB iken, 500K’de 10dB, 300K’de 4dB, 600K’de 0dB, 200K’de -2dB ve 100K’de -8dB olarak gerçekleşmiştir.

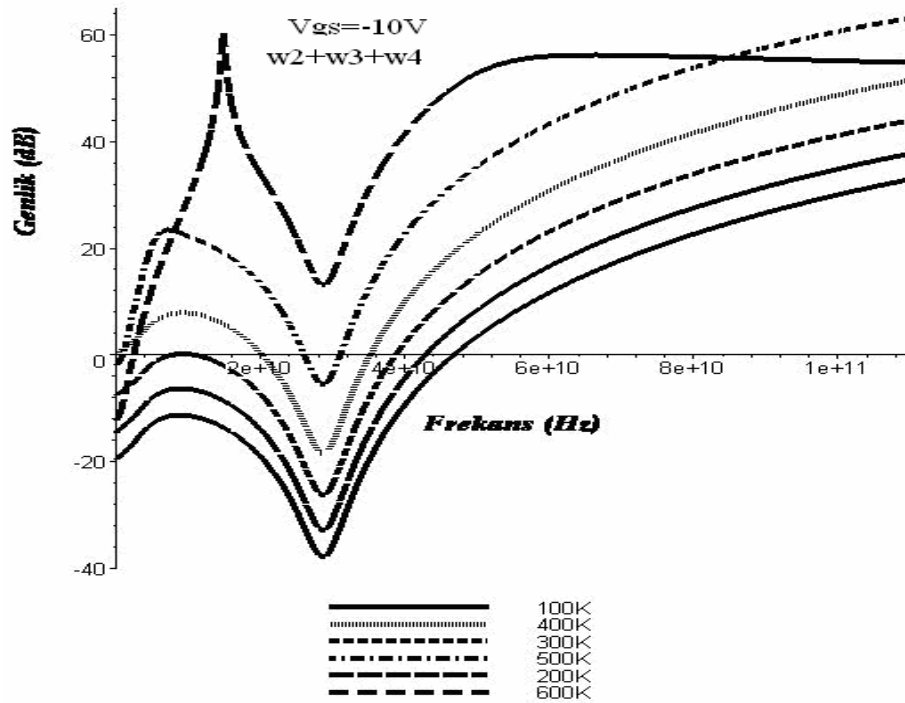
Frekans değeri arttıkça ilk olarak 500K’de en yüksek genlik değeri oluşmuş 8.175GHz değerinden sonrada 600K’de en yüksek genlik değeri meydana gelmiştir. 80GHz değerinden sonrada en yüksek genlik değeri 76dB ile 500K’de olduğu analiz edilmiştir. En düşük genlik değeri 28.598GHz’de -24dB olarak 100K’de meydana gelmiştir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K ve 500K’de kesim frekansı yoktur. 400K’de 26-31GHz, 300K’de 19-36GHz aralığında, 200K’de 2GHz’e kadar ve 18-36GHz aralığında, 100K’de ise 6GHz’e kadar ve 10-38GHz aralığında kesimdedir.



Şekil 4.32. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni

Şekil 4.33’de $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeninin $V_{gs} = -10V$ ’ta değişimi incelenmiştir. Genlik değerleri analiz edildiğinde, 600K’de -12dB’den 14.759GHz’de 60dB’ye yükselmekte, 28.598GHz’de 14dB değerine düşmekte, frekans arttıkça 52dB’ye yükselmektedir. Alçak frekans değerlerinde en yüksek genlik 400K’de 0dB iken, 500K’de -2dB, 300K’de -8dB, 600K’de -12dB, 200K’de -14dB ve 100K’de -20dB olarak gerçekleşmiştir. Frekans değeri arttıkça ilk olarak 500K’de en yüksek genlik değeri oluşmuş 8.175GHz değerinden sonrada 600K’de en yüksek genlik değeri

meydana gelmiştir. 80GHz değerinden sonrada en yüksek genlik değeri 64dB ile 500K'de olduğu analiz edilmiştir. En düşük genlik değeri 28.598GHz'de -38dB olarak 100K'de meydana gelmiştir. Kesim frekansları incelendiğinde 600K'de 2GHz'e kadar kesimde, daha sonraki frekans değerlerinde devamlı yükseltme yapmaktadır. 500K'de 1GHz'e kadar ve 26-31GHz aralığında, 400K'de 20-35GHz aralığında, 300K'de 38GHz'e kadar, 200K'de 43GHz'e kadar ve 100K'de 47GHz'e kadar kesim frekanslarının olduğu analiz edilmiştir.

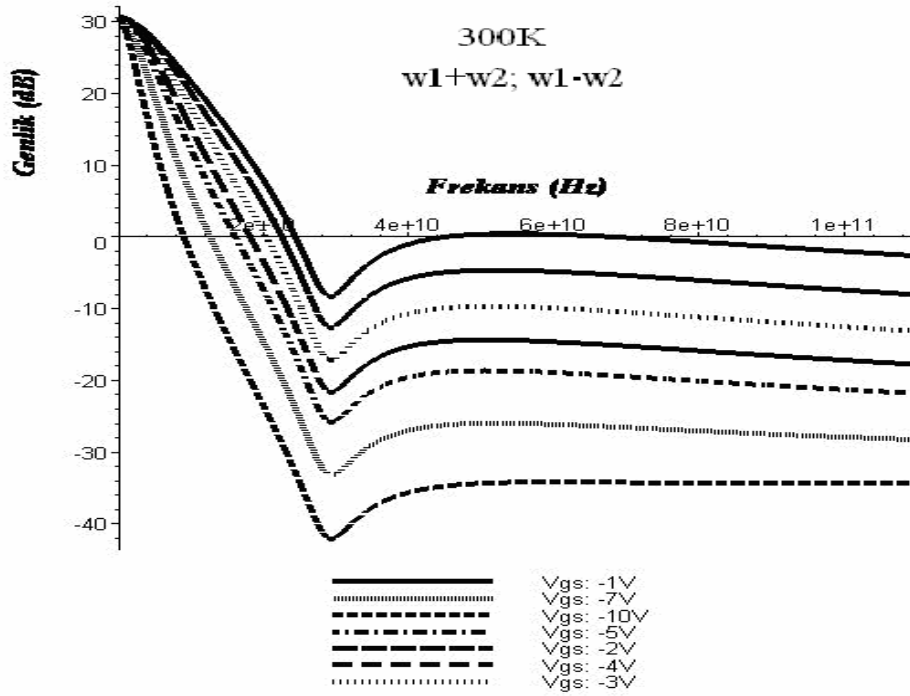


Şekil 4.33. Farklı sıcaklıklardaki $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni

4.4. HEMT'in 300K Sıcaklığındaki IMD Analizi

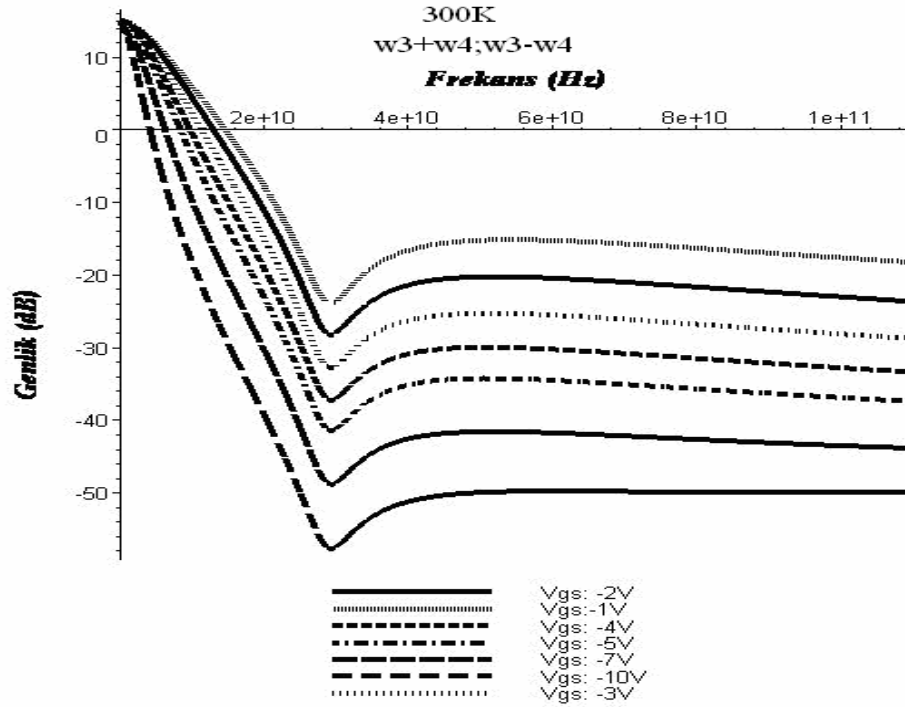
HEMT'in 300K'deki analizi değişik Vgs gerilim değerlerine göre Şekil 4.34-4.39'da yapılmıştır. 300K seçilmesinin sebebi oda sıcaklığına karşılık gelmesidir. Şekil 4.34'de HEMT'in 300K'de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analiz edilmiştir. Genlik değerleri incelendiğinde Vgs gerilimlerinin tamamında frekans arttıkça genlik değerlerinin düştüğü görülmektedir. 29.140GHz frekansındaki genlik değerleri sırasıyla şöyledir. Vgs= -1V'ta -8.17dB, Vgs= -2V'ta -12.5dB,

$V_{gs}=-3V$ 'ta -17.3dB, $V_{gs}=-4V$ 'ta -21.7dB, $V_{gs}= -5V$ 'ta -25.7dB, $V_{gs}= -7V$ 'ta -32.9dB ve $V_{gs}= -10V$ 'ta -41.7dB' dir. Şekil 4.34'deki kesim frekansı değerleri incelendiğinde ise V_{gs} değeri düştükçe HEMT'in daha düşük frekanslarda kesime gittiği görülmektedir. $V_{gs}=-1V$ 'ta 24.203GHz'de kesime giderken $V_{gs}=-10V$ 'ta 8.795GHz'de kesime gitmektedir.



Şekil 4.34. 300K'de farklı V_{gs} değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

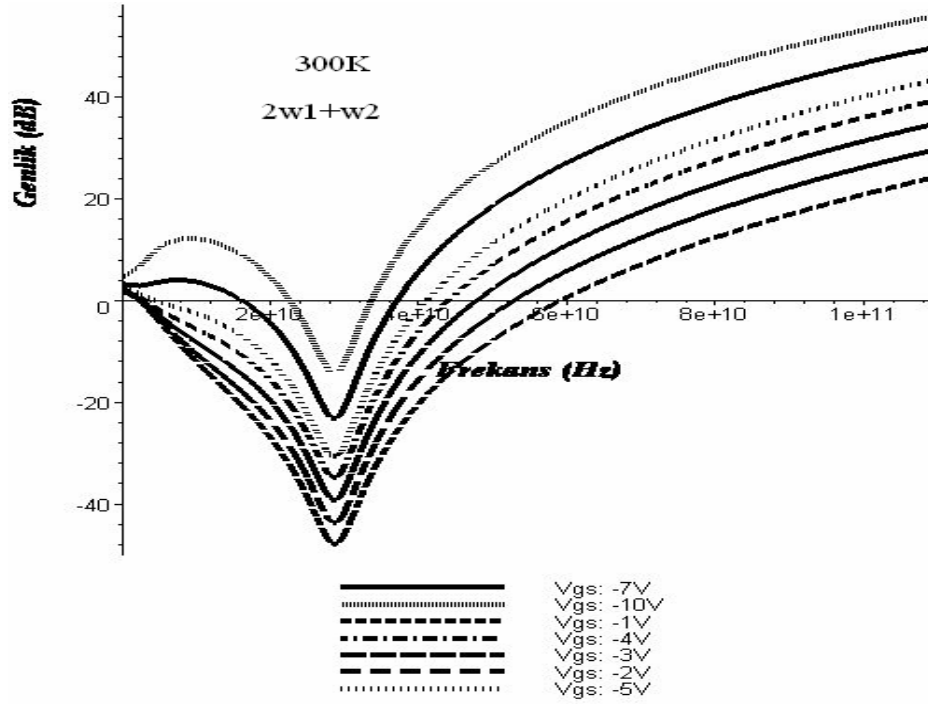
Şekil 4.35'de HEMT'in 300K'de değişik V_{gs} gerilim değerlerine göre $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni analiz edilmiştir. Genlik değerleri incelendiğinde V_{gs} gerilimlerinin tamamında frekans arttıkça genlik değerlerinin düştüğü görülmektedir. 29.140GHz frekansındaki genlik değerleri sırasıyla şöyledir. $V_{gs}= -1V$ 'ta -23.9dB, $V_{gs}= -2V$ 'ta -27.9dB, $V_{gs}=-3V$ 'ta -33.0dB, $V_{gs}=-4V$ 'ta -36.9dB, $V_{gs}= -5V$ 'ta -41.0dB, $V_{gs}= -7V$ 'ta -48.4dB ve $V_{gs}=-10V$ 'ta -57.6dB' dir. Kesim frekansı değerleri incelendiğinde ise V_{gs} değeri düştükçe HEMT'in daha düşük frekanslarda kesime gittiği görülmektedir. $V_{gs}=-1V$ 'ta 14.729GHz'de kesime giderken $V_{gs}=-10V$ 'ta 4.088GHz'de kesime gitmektedir.



Şekil 4.35. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_3 + \omega_4$ bileşeni

Şekil 4.36’da HEMT’in 300K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analiz edilmiştir. Vgs=-10V’ta ve Vgs=-7V’ta genlik değerleri 8.999GHz’e kadar yükselip, 28.545GHz’de en düşük değerine ulaşmaktadır. Vgs=-10V 8.999GHz’de genlik değeri 12dB, Vgs=-7V 8.999GHz’de genlik değeri 6dB’dir. 28.545GHz’de tüm Vgs değerlerinde en düşük genlik oluşmaktadır. 28.545GHz’deki genlikler sırasıyla Vgs=-10V’ta -14.4dB, Vgs=-7V’ta -23.2dB, Vgs=-5V’ta -30.3dB, Vgs=-4V’ta -34.4dB, Vgs=-3V’ta -39.2dB, Vgs=-2V’ta -43.8dB ve Vgs=-1V’ta -47.7dB’dir. 300K ve Vgs=-10V’ta 22-34GHz, Vgs=-7V’ta 16-36GHz, Vgs=-5V’ta 4-40GHz, Vgs=-4V’ta 3-44GHz, Vgs=-3V’ta 3-48GHz, Vgs=-2V’ta 3-52GHz ve Vgs=-1V’ta 3-58GHz aralığında kesimdedir.

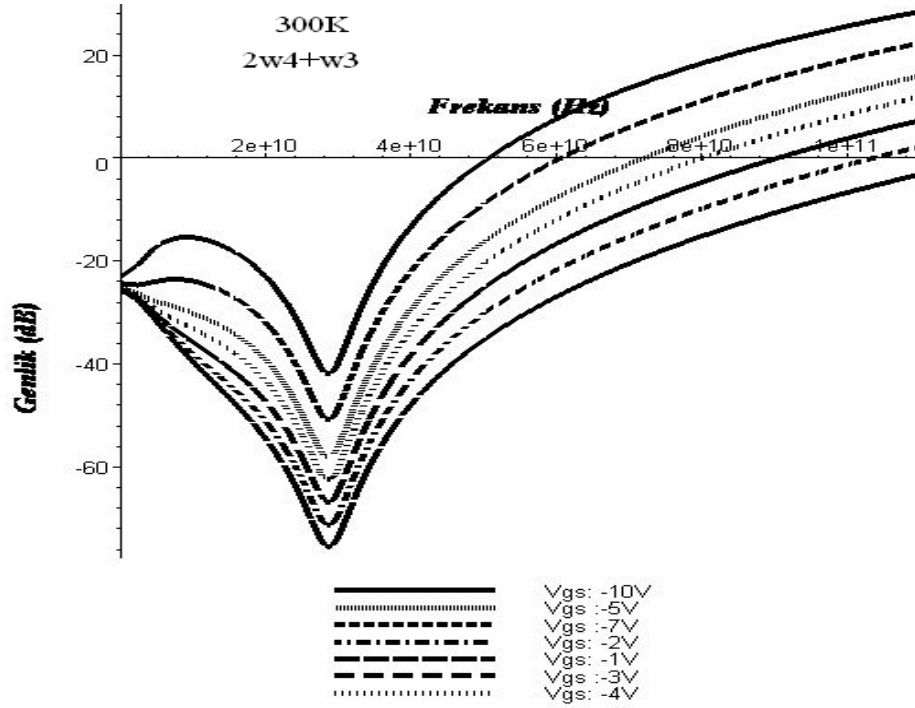
Şekil 4.37’de HEMT’in 300K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni analiz edilmiştir. Şekil 4.37’deki genlik değerleri incelendiğinde Vgs gerilimlerinin tamamında yaklaşık -24dB değerinden başladığı görülmektedir. Vgs=-10V’ta ve Vgs=-7V’ta genlik değerleri 8.999GHz’e kadar yükselip, 28.545GHz’de en düşük değerine ulaşmaktadır.



Şekil 4.36. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

8.999GHz ve Vgs=-10V’ta genlik değeri -14dB, Vgs=-7V’ta -23dB’dir. 28.545GHz’de tüm Vgs değerlerinde en düşük genlik oluşmaktadır. 28.545GHz’deki genlik değerleri sırasıyla Vgs=-10V’ta -40dB, Vgs=-7V’ta -50dB, Vgs=-5V’ta -58dB, Vgs=-4V’ta -62dB, Vgs=-3V’ta -66dB, Vgs=-2V’ta -70dB ve Vgs=-1V’ta -74dB’dir. Kesim frekansı değerleri incelendiğinde ise Vgs değeri düştükçe HEMT’in kesim frekans aralığının daha azaldığı görülmektedir. HEMT 300K’de Vgs=-10V’ta 50GHz’e, Vgs=-7V’ta 60GHz’e, Vgs=-5V’ta 72GHz’e, Vgs=-4V’ta 80GHz’e, Vgs=-3V’ta 90GHz’e, Vgs=-2V’ta 102GHz’e kadar kesimdedir. HEMT Vgs=-1V’ta çok yüksek frekanslara kadar kesimdedir.

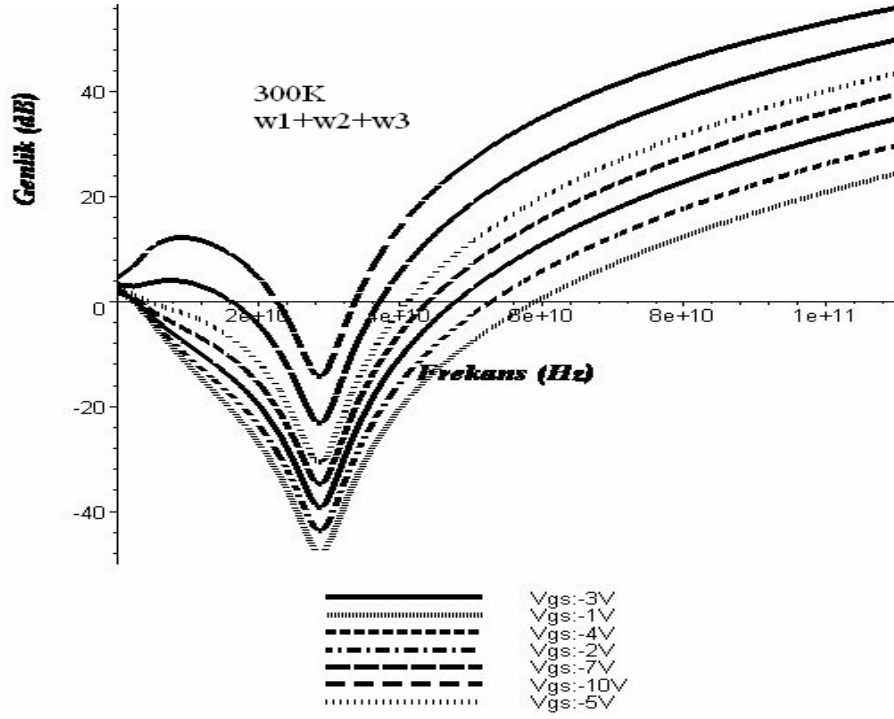
Şekil 4.38’de HEMT’in 300K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni analiz edilmiştir. Genlik değerleri Vgs gerilimlerinin tamamında yaklaşık 4dB değerinden başlamaktadır. Vgs=-10V’ta ve Vgs=-7V’ta genlik değerleri 8.999GHz frekansına kadar yükselip, 28.545GHz’de en düşük değerine ulaşmaktadır. 28.544GHz’deki genlik değerleri sırasıyla Vgs= -10V’ta -14.4dB,



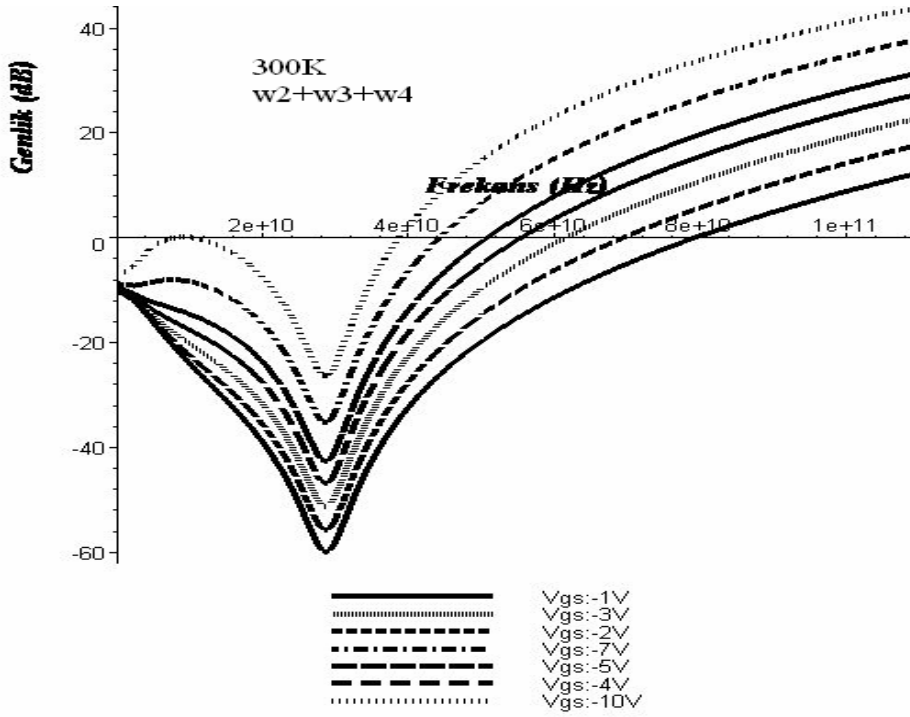
Şekil 4.37. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $2\omega_4 + \omega_3$ bileşeni

Vgs=-7V’ta -23.2dB, Vgs=-5V’ta -30.3dB, Vgs=-4V’ta -34.4dB, Vgs=-3V’ta -39.2dB, Vgs=-2V’ta -43.8dB ve Vgs=-1V’ta -47.7dB’dir. Kesim frekansı değerleri 300K ve Vgs=-10V’ta 22-34GHz, Vgs=-7V’ta 16-36GHz, Vgs=-5V’ta 4-40GHz, Vgs=-4V’ta 3-44GHz, Vgs=-3V’ta 3-48GHz, Vgs=-2V’ta 3-52GHz ve Vgs=-1V’ta 3-58GHz aralığında olarak görülmektedir.

Şekil 4.39’da HEMT’in 300K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni analiz edilmiştir. Vgs=-10V’ta ve Vgs=-7V’ta genlik değerleri 8.999GHz frekansına kadar yükselip, 28.545GHz’de en düşük değerine ulaşmaktadır. Vgs=-10V 8.999GHz’de genlik değeri 0dB, Vgs=-7V 8.999GHz’de genlik değeri -7dB’dir. 28.545GHz’deki genlik değerleri sırasıyla Vgs=-10V’ta -26.4dB, Vgs=-7V’ta -34.9dB, Vgs=-5V’ta -42.5dB, Vgs=-4V’ta -44.3dB, Vgs=-3V’ta -51.2dB, Vgs=-2V’ta -55.6dB ve Vgs=-1V’ta -60.0dB’dir. HEMT 300K ve Vgs=-10V’ta 38GHz’e, Vgs=-7V’ta 44GHz’e, Vgs=-5V’ta 51GHz’e, Vgs=-4V’ta 56GHz’e, Vgs=-3V’ta 61GHz’e, Vgs=-2V’ta 70GHz’e ve Vgs=-1V’ta 80GHz’e kadar kesimdedir.



Şekil 4.38. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$ bileşeni



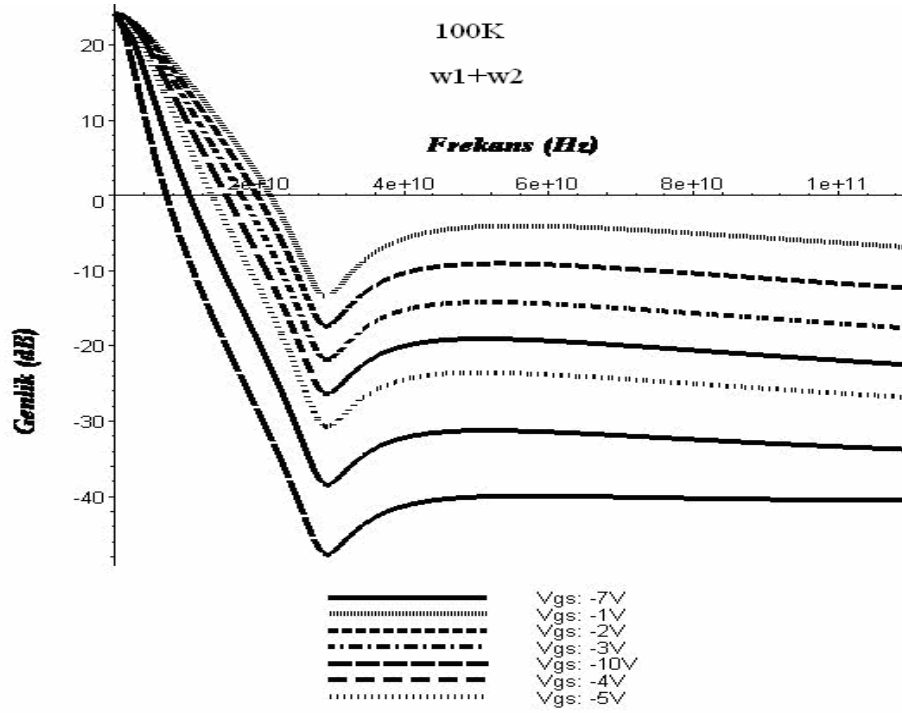
Şekil 4.39. 300K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$ bileşeni

4.5. 100K ve 600K Sıcaklıklarındaki IMD Analizleri

HEMT'in 100K ve 600K'deki IMD analizi değişik Vgs gerilim değerlerine göre Şekil 4.40-4.43'de yapılmıştır.

Şekil 4.40'da HEMT'in 100K'de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analiz edilmiştir. 29.260GHz'deki genlik değerleri sırasıyla şöyledir. Vgs= -1V'ta -13.2dB, Vgs= -2V'ta -17.3dB, Vgs=-3V'ta -21.8dB, Vgs=-4V'ta -26.6dB, Vgs= -5V'ta -30.8dB, Vgs= -7V'ta -38.2dB ve Vgs= -10V'ta -47.7dB' dir. Genlik değerlerinde Vgs gerilim değerlerine göre doğrusal bir azalma olduğu analiz edilmiştir. HEMT 100K'de Vgs=-1V'ta 21GHz'de, Vgs=-2V'ta 19GHz'de, Vgs=-3V'ta 18GHz'de, Vgs= -4V'ta 16GHz'de, Vgs= -5V'ta 14GHz'de, Vgs= -7V'ta 10GHz frekans değerlerinden ve Vgs=-10V'ta 7GHz değerlerinden sonra kesimdedir. 100K analizi yapılan en küçük sıcaklık değeridir. 300K ile 100K'deki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analizleri karşılaştırıldığında 100K'de kazancın 300K'e göre düştüğü (yaklaşık 6dB) görülmektedir. Bu durumda sıcaklık değerindeki artışın kazancı da arttırdığını göstermektedir. Bu iki sıcaklık değerindeki kesim frekansları karşılaştırıldığında ise yine sıcaklık değerindeki artışın HEMT'in kesim frekansını etkilediği, Vgs=-1V'ta kesim frekansları arasında yaklaşık 2GHz'lik bir fark olduğu analiz edilmiştir. Diğer Vgs gerilimleri arasında da yaklaşık 2GHz'lik bir fark oluşmuştur. Sıcaklık değeri arttıkça kesim frekans değeri de artmaktadır.

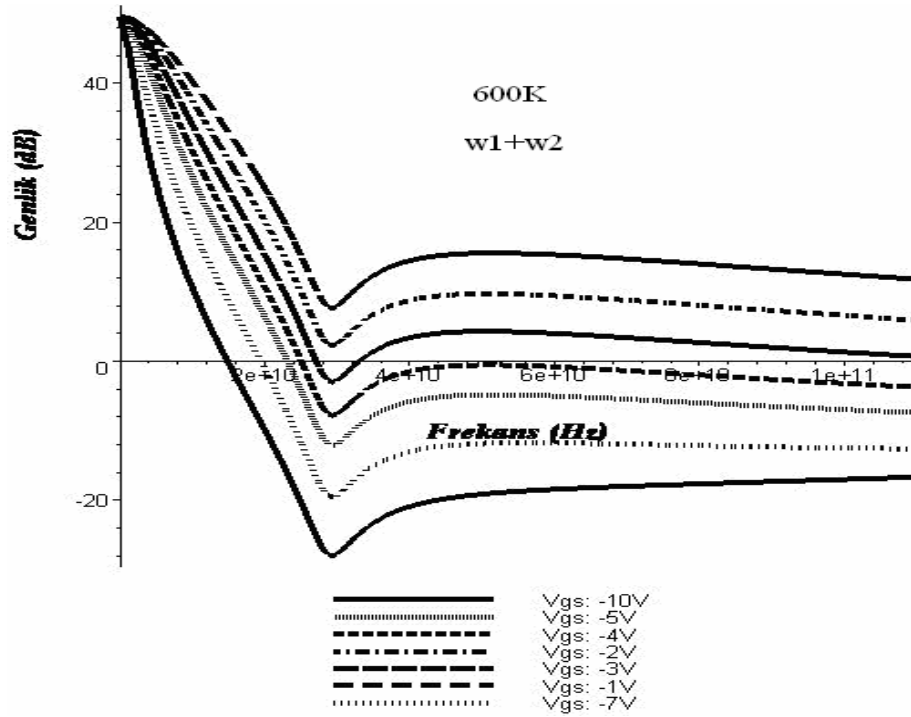
Şekil 4.41'de HEMT'in 600K'de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analiz edilmiştir. 29.172GHz frekansındaki genlik değerleri sırasıyla şöyledir. Vgs= -1V'ta 7.7dB, Vgs= -2V'ta 2.17dB, Vgs=-3V'ta -2.68dB, Vgs=-4V'ta -7.61dB, Vgs= -5V'ta -12.3dB, Vgs= -7V'ta -19.5dB ve Vgs= -10V'ta -27.8dB'dir. Şekil 4.41'deki kesim frekansı değerleri incelendiğinde ise Vgs değeri azaldıkça HEMT'in daha düşük frekanslarda kesime gittiği görülmektedir. HEMT 600K'de Vgs=-1V'ta ve Vgs=-2V'ta kesim frekansı oluşmamakta, Vgs=-3V'ta 28-32GHz frekans aralığında, Vgs=-4V'ta 26GHz, Vgs=-5V'ta 24GHz, Vgs= -7V'ta 20GHz, Vgs= -10V'ta 16GHz frekans değerlerinden sonra kesimdedir.



Şekil 4.40. 100K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

600K analizi yapılan en büyük sıcaklık değeridir. 600K, 300K ve 100K’deki $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analizleri karşılaştırıldığında 100K değerinde kazancın 300K’e göre yaklaşık 6dB, 600K’e göre yaklaşık 26dB düştüğü görülmektedir. Bu durumda sıcaklık değerindeki artışın kazancı da arttırdığını göstermektedir. Bu üç sıcaklık değerindeki kesim frekansları karşılaştırıldığında ise yine sıcaklık değerindeki artışın HEMT’in kesim frekansını etkilediği sıcaklık değeri arttıkça kesim frekans değeri de arttığı analiz edilmiştir.

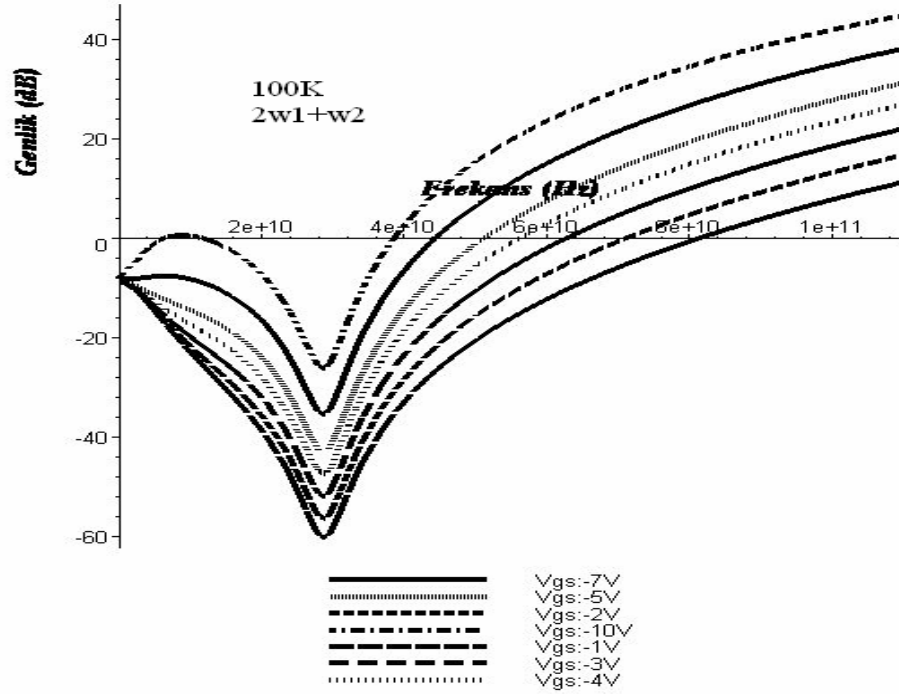
Şekil 4.42’de HEMT’in 100K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analiz edilmiştir. Vgs=-10V 8GHz’de genlik değeri 0dB, Vgs=-7V 8GHz’de genlik değeri -7dB’dir. 29.298GHz’de tüm Vgs gerilim değerlerinde en düşük genlik oluşmaktadır. 29.29830GHz’deki genlik değerleri sırasıyla Vgs=-10V’ta -25.7dB, Vgs=-7V’ta -34.9dB, Vgs=-5V’ta -43.0dB, Vgs=-4V’ta -46.9dB, Vgs=-3V’ta -521.9B, Vgs=-2V’ta -56.1dB ve Vgs=-1V’ta -59.8dB’dir. Kesim frekansı değerleri incelendiğinde ise Vgs değeri azaldıkça HEMT’in kesim frekans aralığının azaldığı görülmektedir. 100K’de Vgs=-10V’ta 38GHz’e, Vgs=-7V’ta 44GHz’e, Vgs=-5V’ta



Şekil 4.41. 600K’de farklı Vgs değerlerinde $\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

51GHz’e, Vgs=-4V’ta 56GHz’e, Vgs=-3V’ta 61GHz’e, Vgs=-2V’ta 70GHz’e ve Vgs=-1V’ta 80GHz’e kadar kesimdedir. 300K ile 100K’deki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analizleri karşılaştırıldığında 100K değerinde kazancın 300K’e göre düştüğü (yaklaşık 12dB) görülmektedir. Bu durum sıcaklık değerindeki artışın kazancı da arttırdığını göstermektedir. 300K ile 100K değerlerindeki kesim frekansları karşılaştırıldığında ise yine sıcaklık değerindeki artışın HEMT’in kesim frekansını etkilediği, Vgs=-1V’ta kesim frekansları arasında yaklaşık 22GHz’lik bir fark olduğu görülmüştür. Diğer Vgs gerilimleri arasında da kesim frekansı bakımından farklılık oluşmuştur. HEMT ($2\omega_1 + \omega_2$) bileşeni analizinde; 100K ve Vgs=-10V’ta 40GHz değerinden sonra yükseltme yaparken, 300K ve Vgs=-10V’ta 24GHz’e kadar ve 32GHz’den sonra yükseltme yapmaktadır.

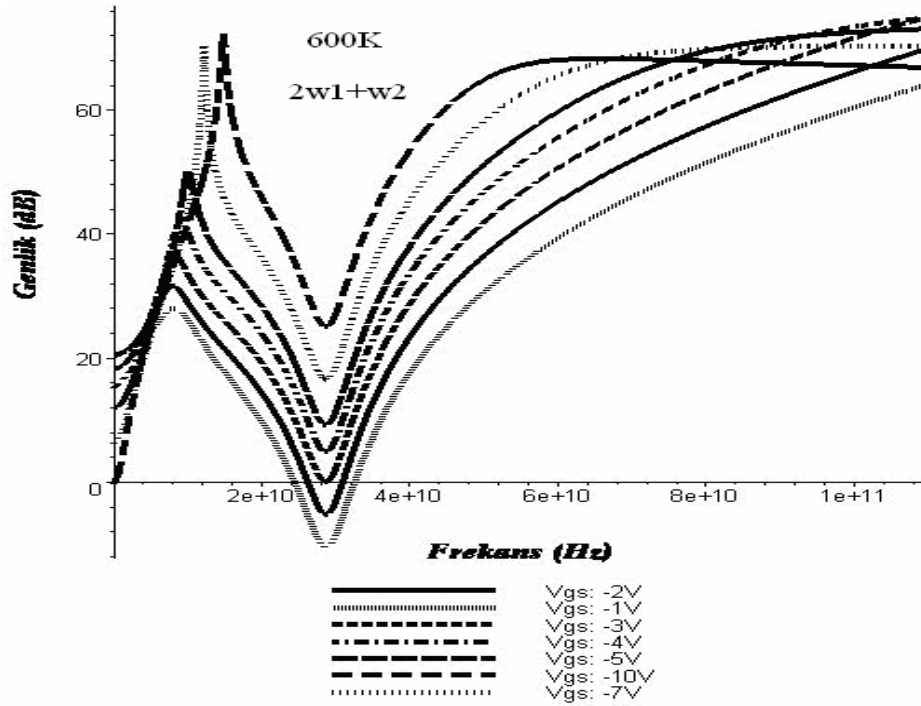
Şekil 4.43’de HEMT’in 600K’de değişik Vgs gerilim değerlerine göre ($2\omega_1 + \omega_2$) bileşeni analiz edilmiştir. Kritik frekanslar 8.086GHz ve 28.631GHz değerleridir.



Şekil 4.42. 100K'de farklı V_{gs} değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

$V_{gs}=-1V$ 'ta genlik değeri 12dB değerinden başlayıp 8.086GHz'de 28dB'ye ulaşmaktadır. 28.631GHz'de -10dB değerine düştükten sonra frekans değerindeki artışla 60dB değerine kadar çıkmaktadır. $V_{gs}=-2V$ 'ta genlik değeri 12dB değerinden başlayıp, 8.086GHz'de 32dB'ye ulaşmaktadır. 28.631GHz'de -6dB değerine düştükten sonra frekans değerindeki artışla 68dB değerine kadar çıkmaktadır. $V_{gs}=-3V$ 'ta genlik değeri kritik frekanslarda sırasıyla 18dB, 36dB ve 0dB'dir. Genlik değeri frekans artışıyla 72dB değerine kadar yükselmektedir. Kritik frekanslarda $V_{gs}=-4V$ 'ta 16dB, 40dB ve 6dB'dir. Genlik değeri frekans artışıyla 72dB'ye kadar çıkmaktadır. $V_{gs}=-5V$ 'ta kritik frekanslarda 0dB, 50dB ve 10dB'dir. Frekans değerindeki artışla 70dB'ye kadar yükselmektedir. $V_{gs}=-7V$ 'ta kritik frekanslarda 6dB, 70dB ve 16dB'dir. Frekans değerindeki artışla 68dB'ye kadar yükselmektedir. $V_{gs}=-10V$ 'ta kritik frekanslarda 0dB, 72dB ve 26dB'dir. Frekans değerindeki artışla 68dB'ye kadar artmaktadır. Şekil 4.43'deki kesim frekansları incelendiğinde ise $V_{gs}=-1V$ 'ta HEMT 24-32GHz, $V_{gs}=-2V$ 'ta ise 26-30GHz aralığında kesimde olup diğer V_{gs} gerilimlerinde HEMT kesime gitmemektedir.

600K, 300K ve 100K'deki $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni analizleri karşılaştırıldığında 100K'de kazancın 300K'e göre düştüğü (yaklaşık 12dB), 600K'de ise kazancın çok yüksek değerlere ulaştığı görülmektedir. Bu durumda sıcaklık değerindeki artışın kazancı da arttırdığını göstermektedir. Bu üç sıcaklık değerindeki kesim frekansları karşılaştırıldığında ise yine sıcaklık değerindeki artışın HEMT'in kesim frekansını etkilediği görülmektedir. Sıcaklık değeri arttıkça HEMT'in yükseltme yaptığı frekans aralığı artmaktadır.

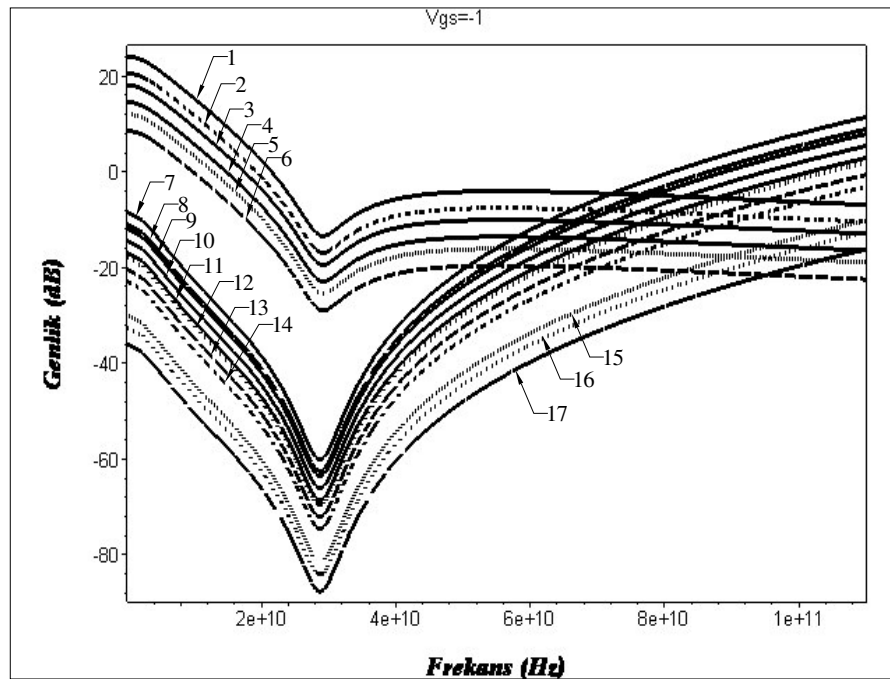


Şekil 4.43. 600K'de farklı V_{gs} değerlerinde $2\omega_1 + \omega_2$ bileşeni

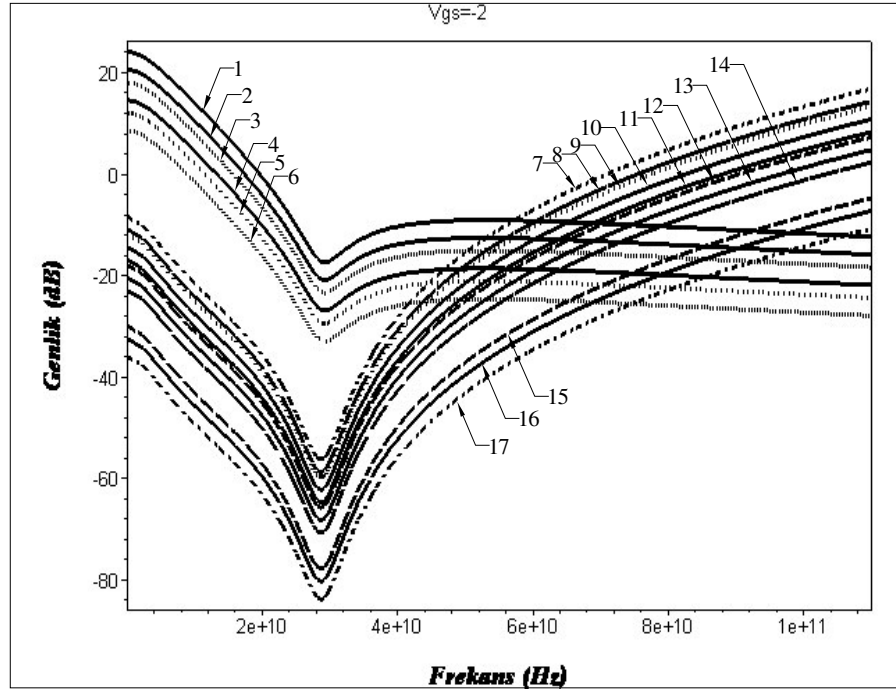
4.6. Farklı IMD Grupları Arasında Karşılaştırmalı Analiz

HEMT'in 100K, 300K ve 600K'de, V_{gs} değerleri -1V, -2V, -3V, -4V ve -10V'a kadar IMD bileşenlerinin karşılaştırmalı analizi yapılmıştır. Bu değerlerin özellikle seçilmesinin sebebi ise uç değer sıcaklıkları ve oda sıcaklığındaki değerler olmasıdır. Eğrilerde kullanılan IMD bileşenleri ise 1 no'lu $\omega_1 + \omega_2$, 2 no'lu $\omega_1 + \omega_3$, 3 no'lu $\omega_2 + \omega_3$, 4 no'lu $\omega_1 + \omega_4$, 5 no'lu $\omega_2 + \omega_4$, 6 no'lu $\omega_3 + \omega_4$, 7 no'lu $2\omega_1 + \omega_2$ ve

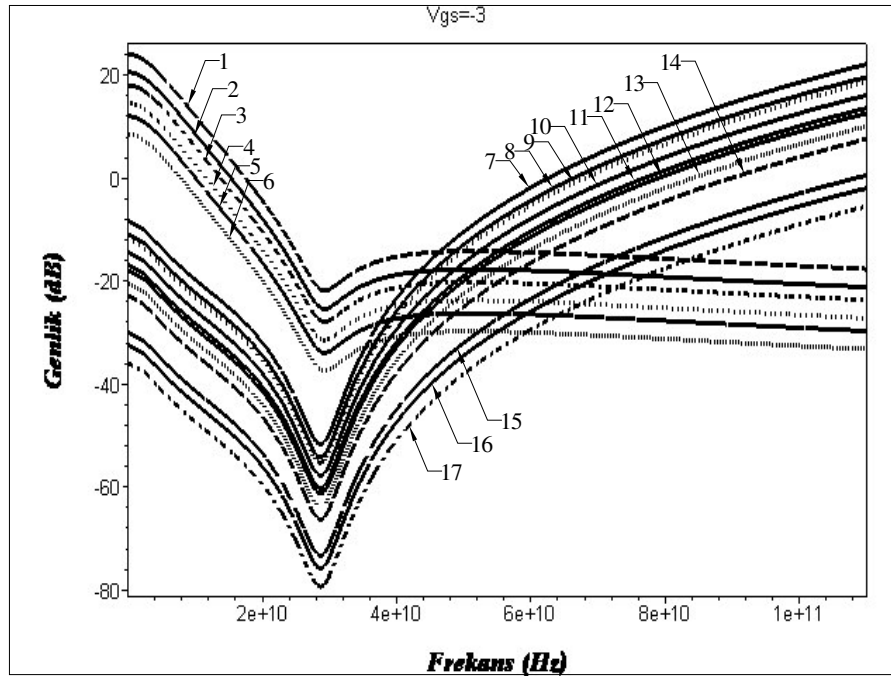
$\omega_1 + \omega_2 + \omega_3$, 8 no'lu $2\omega_2 + \omega_1$, 9 no'lu $2\omega_1 + \omega_3$, 10 no'lu $\omega_1 + \omega_2 + \omega_4$, 11 no'lu $2\omega_2 + \omega_3$, 12 no'lu $2\omega_1 + \omega_4$, $\omega_1 + \omega_3 + \omega_4$ ve $2\omega_3 + \omega_1$, 13 no'lu $2\omega_3 + \omega_2$ ve $\omega_2 + \omega_3 + \omega_4$, 14 no'lu $2\omega_2 + \omega_4$, 15 no'lu $2\omega_3 + \omega_4$ ve $2\omega_4 + \omega_1$, 16 no'lu $2\omega_4 + \omega_2$ ve 17 no'lu $2\omega_4 + \omega_3$ bileşenlerini temsil etmektedir. Elde edilen eğriler Şekil 4.44-4.55'de ve ayrıntıları ise Çizelge 4.1-4.3'de verilmiştir. Şekil 4.44-4.48'de IMD bileşenlerinin 100K'deki $V_{gs}=-1V$ değerine göre değişimleri görülmektedir. IMD bileşenlerinde 1-6 arasındakilerin genlikleri artarken, 7-17 arasındakiler ise belli frekansa kadar zayıflatılmakta ve daha sonra genlik değerleri artmaktadır. Genlikleri artan 1-6 eğrilerinin toplam bant genişliği 36.994GHz'dir. Diğerlerinin genliklerinin yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği teorik olarak 95.67GHz'e kadar çıkabilmektedir. $V_{gs}=-2V$ için 26.32GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 72.45GHz, $V_{gs}=-3V$ için 24.52GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 66.78GHz, $V_{gs}=-4V$ için ise bu değer 21.321GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 60.356GHz'e teorik olarak çıkmaktadır. $V_{gs}=-10V$ teorik analiz olarak yapılmıştır.



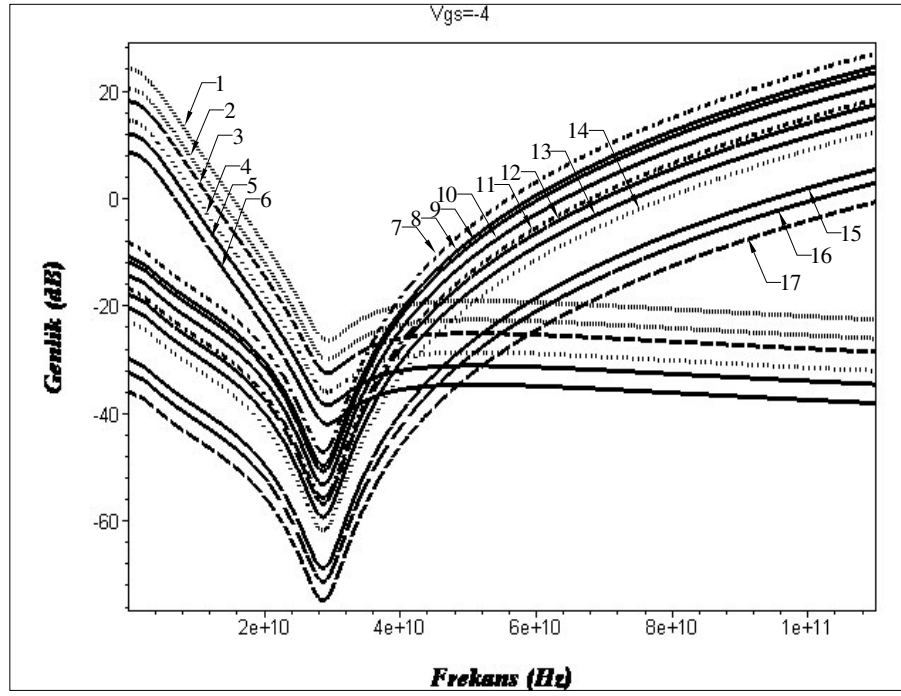
Şekil 4.44. 100K'de $V_{gs}=-1V$ iken IMD genlikleri



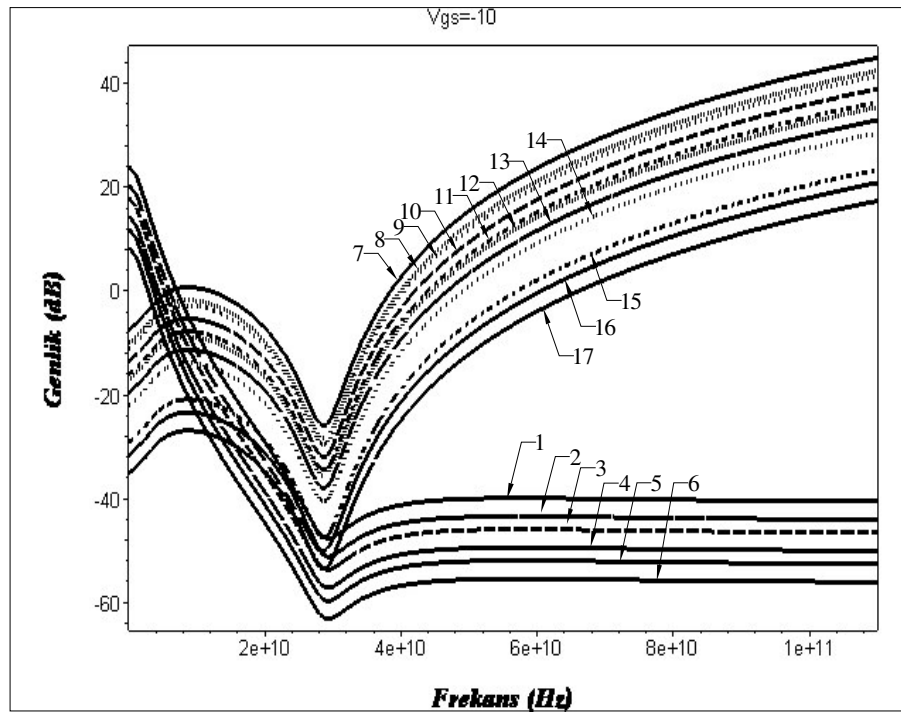
Şekil 4.45. 100K'de $V_{gs} = -2V$ iken IMD genlikleri



Şekil 4.46. 100K'de $V_{gs} = -3V$ iken IMD genlikleri



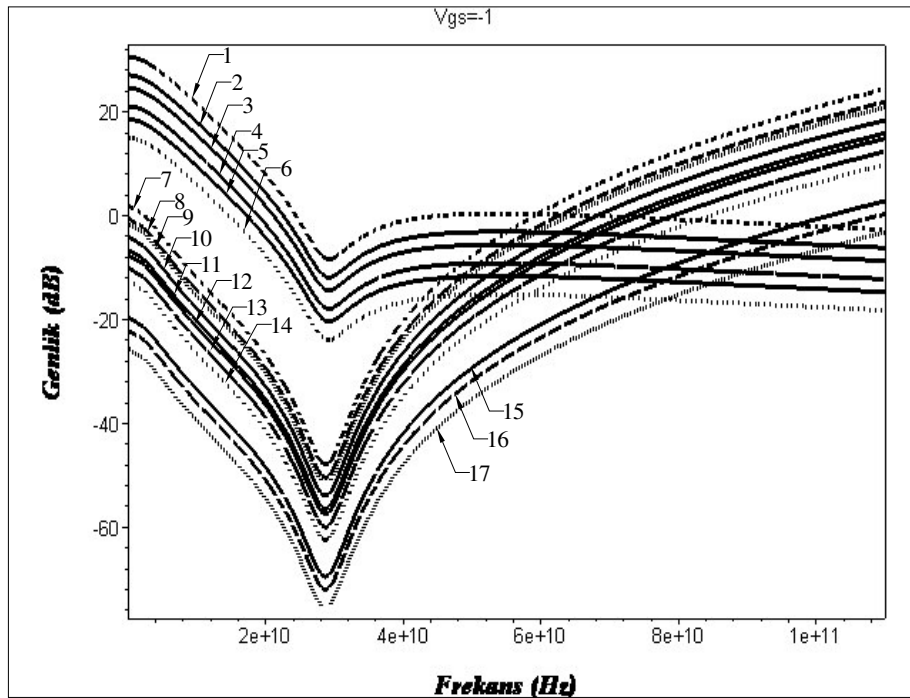
Şekil 4.47. 100K'de $V_{gs} = -4V$ iken IMD genlikleri



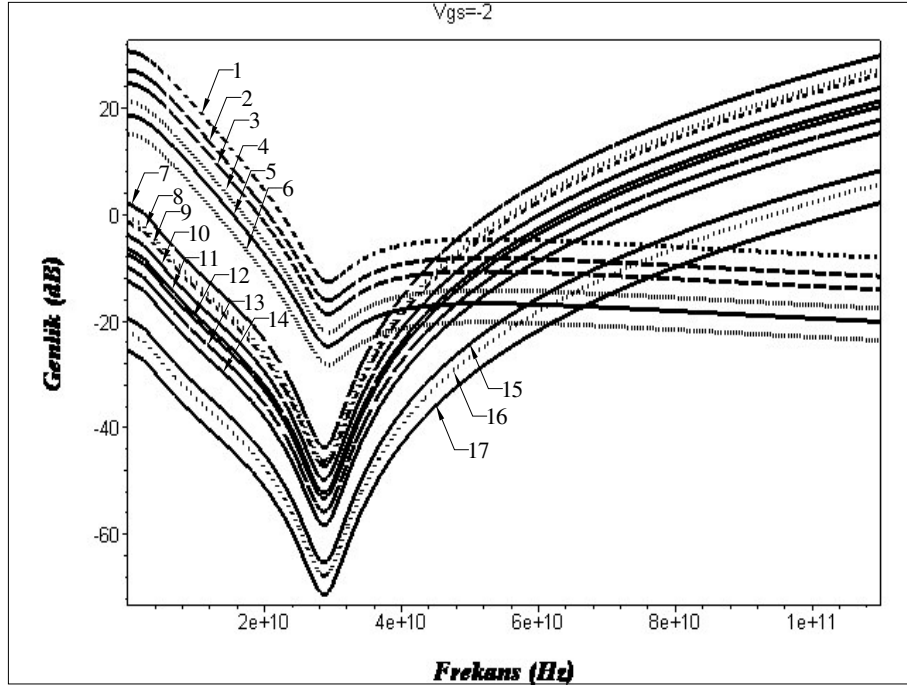
Şekil 4.48. 100K'de $V_{gs} = -10V$ iken IMD genlikleri

Şekil 4.49, 4.50, 4.51, 4.52 ve 4.53’de IMD bileşenlerinin 300K’deki V_{gs} değerleri -1V, -2V, -3V, -4V ve -10V’a göre değişimleri görülmektedir. IMD bileşenlerinde 1-6 arasındakilerin genlikleri artarken, 7-17 arasındakikiler ise belli frekansa kadar zayıflatılmakta ve daha sonra genlik değerleri artmaktadır. Genlikleri artan 1-6 eğrilerinin toplam bant genişliği 30.384GHz’dir. Diğerlerinin genliklerinin yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği teorik olarak 86.083GHz’e kadar çıkabilmektedir.

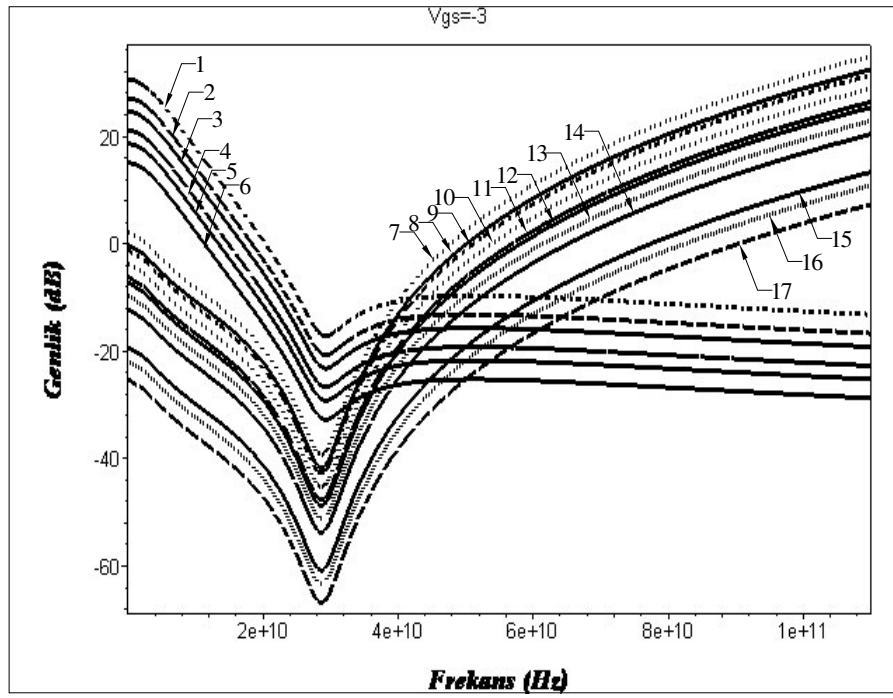
$V_{gs}=-2V$ ’ta 30.27GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 82.49GHz, $V_{gs}=-3V$ ’ta 27.55GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 78.78GHz, $V_{gs}=-4V$ için ise bu değer 30.384GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 65.586GHz teorik olarak çıkmaktadır. Eğer 7-17 no’lu IMD bileşenleri 40-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak 223.86GHz toplam bant genişliği elde edilebilir. $V_{gs}=-10V$ teorik analiz olarak yapılmıştır. $V_{gs}=-1V$ değerindeki bant genişliği $V_{gs}=-4V$ değerindeki bant genişliğine göre yaklaşık %59 daha fazladır.



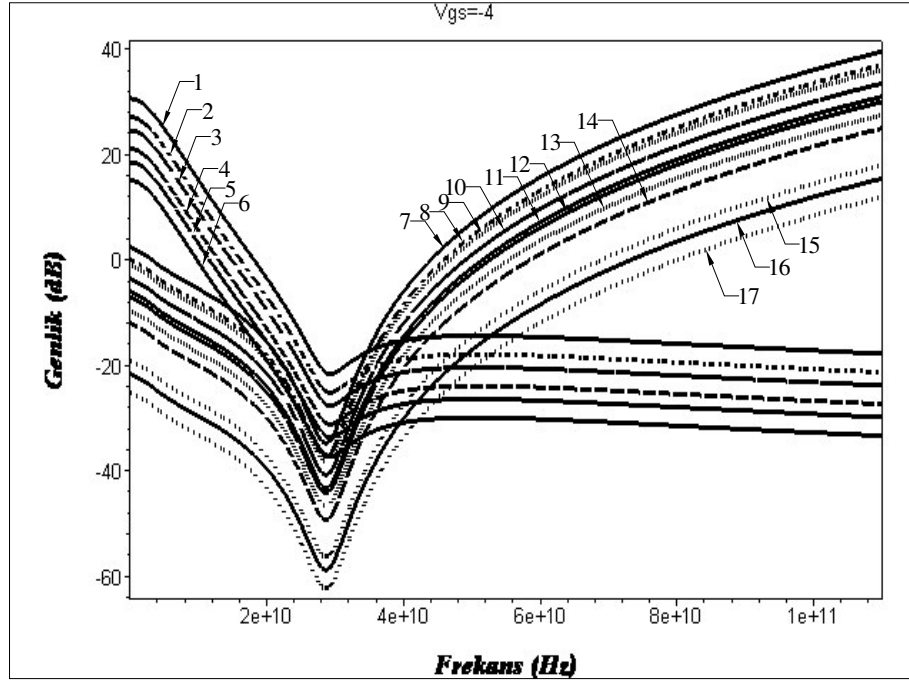
Şekil 4.49. 300K’de $V_{gs}=-1V$ iken IMD genlikleri



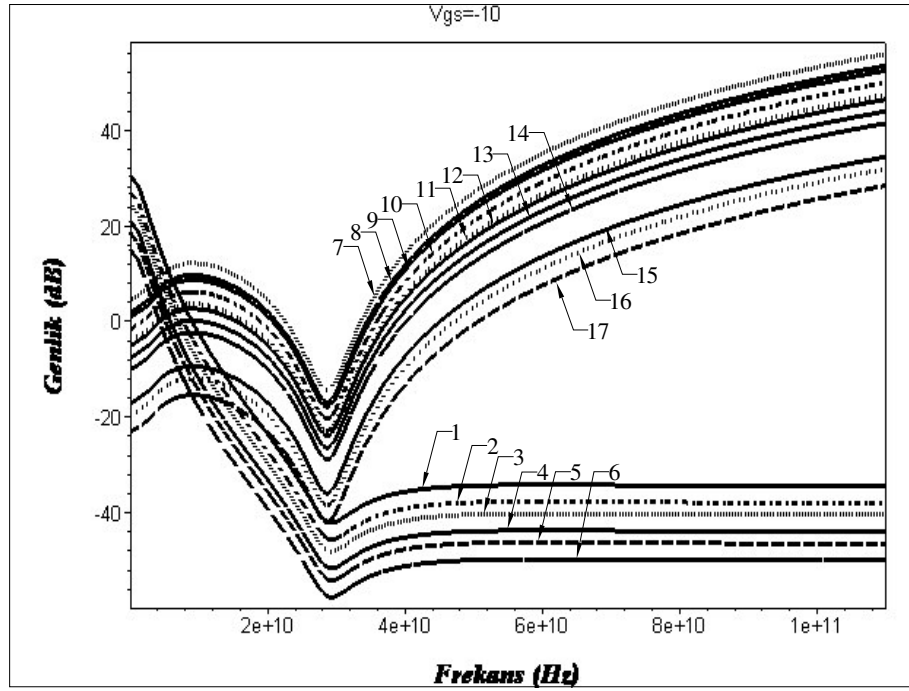
Şekil 4.50. 300K'de $V_{gs} = -2V$ iken IMD genlikleri



Şekil 4.51. 300K'de $V_{gs} = -3V$ iken IMD genlikleri



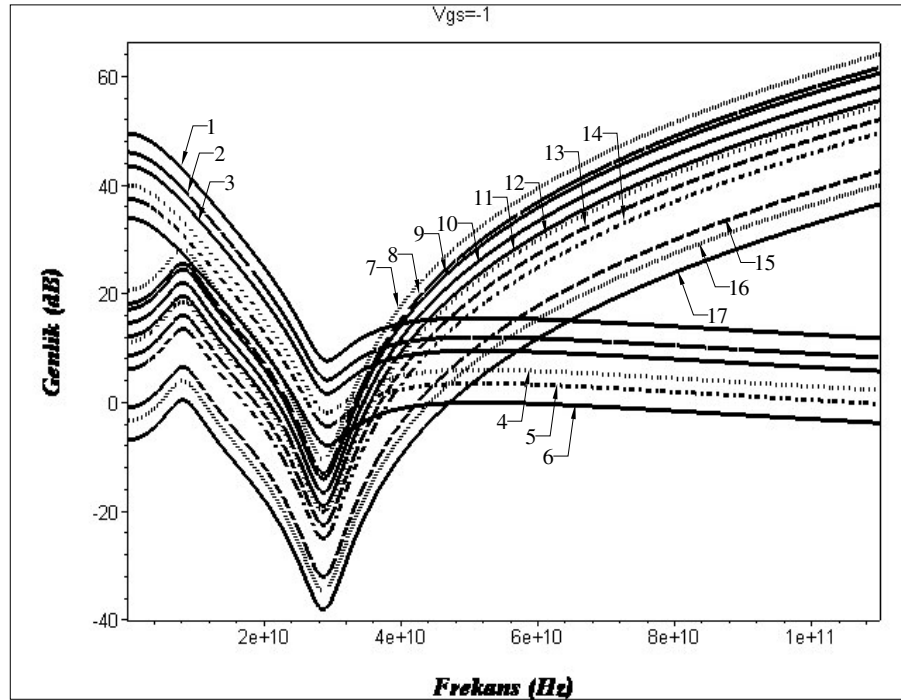
Şekil 4.52. 300K’de $V_{gs} = -4V$ iken IMD genlikleri



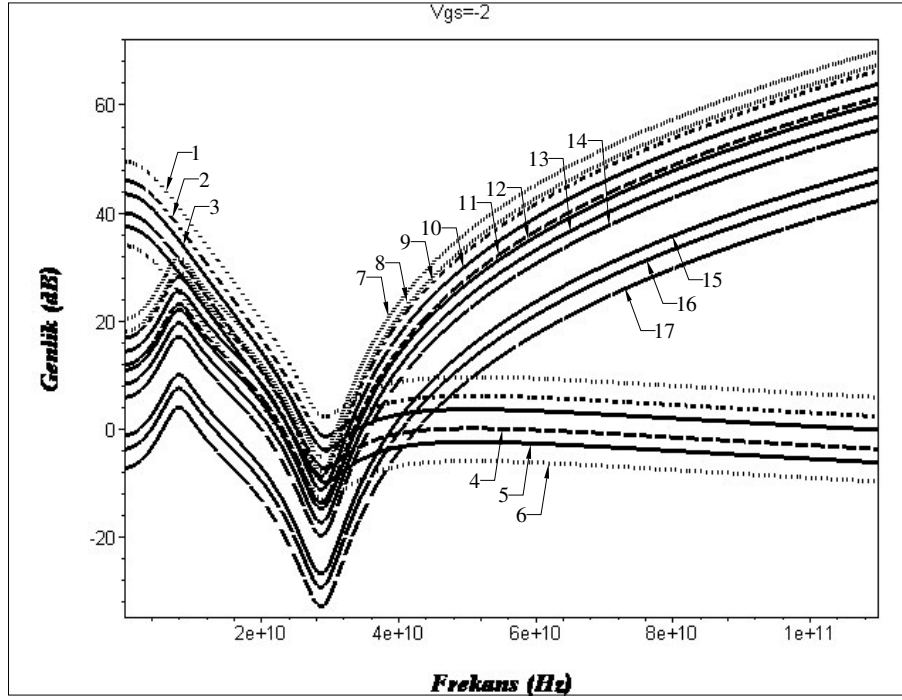
Şekil 4.53. 300K’de $V_{gs} = -10V$ iken IMD genlikleri

Şekil 4.54-4.58’de IMD bileşenlerinin 600K’deki $V_{gs}=-1V$ değerine göre değişimleri görülmektedir. IMD bileşenlerinde 7-17 arasındakilerin genlikleri başlangıçta artarken, 1-6 arasındakiler ise belli frekansa kadar artmakta ve daha sonra zayıflatılmaktadırlar. 1-6 eğrilerinin toplam bant genişliği 32.405GHz’dir. Diğerlerinin genliklerinin yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği teorik olarak 91.817GHz’e kadar çıkabilmektedir. Eğer 7-17 no’lu IMD bileşenleri 40-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak 340GHz toplam bant genişliği elde edilebilir.

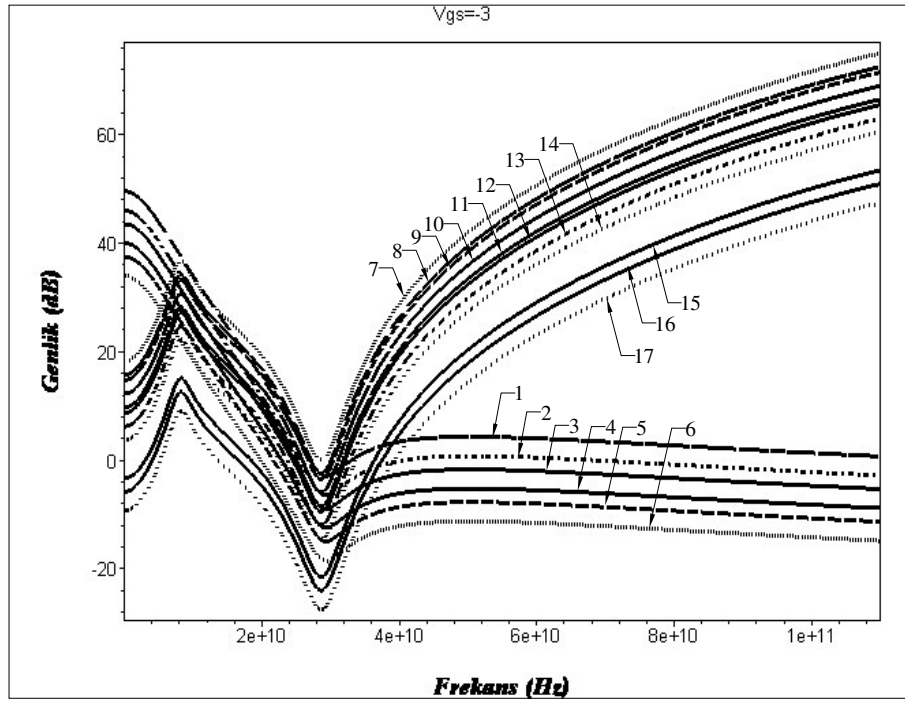
$V_{gs}=-2V$ ’ta 51.25GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 175.69GHz, $V_{gs}=-3V$ ’ta 45.52GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 155.71GHz, $V_{gs}=-4V$ için ise bu değer 28.02GHz ve diğerlerinin de ilave edilmesiyle 41.568GHz’e teorik olarak çıkmaktadır. Eğer 7-17 no’lu IMD bileşenleri 40-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak 468.19GHz toplam bant genişliği elde edilebilir.



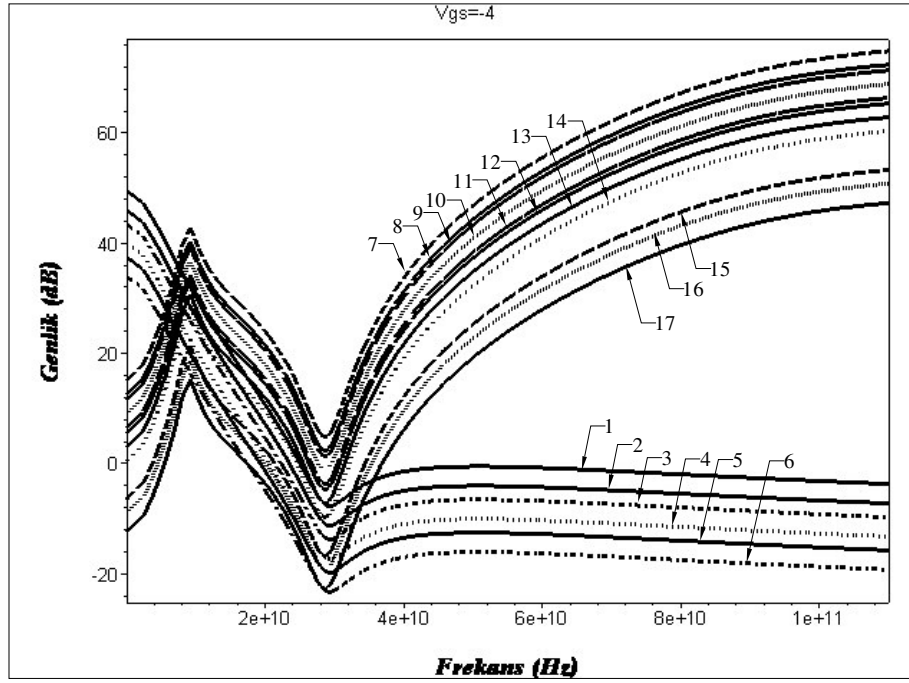
Şekil 4.54. 600K’de $V_{gs}=-1V$ iken IMD genlikleri



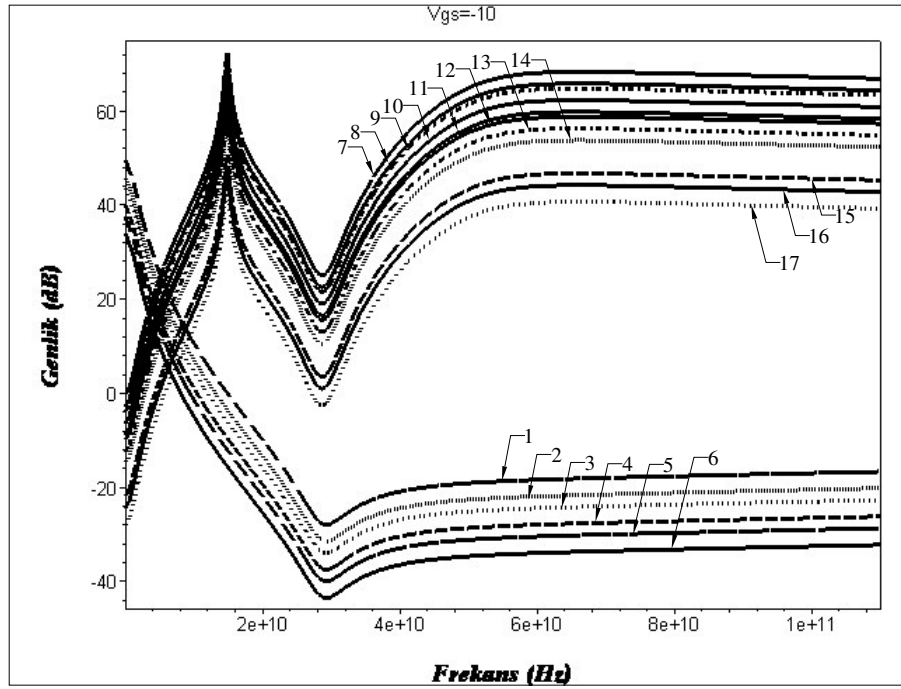
Şekil 4.55. 600K'de $V_{gs} = -2V$ iken IMD genlikleri



Şekil 4.56. 600K'de $V_{gs} = -3V$ iken IMD genlikleri



Şekil 4.57. 600K'de $V_{gs} = -4V$ iken IMD genlikleri



Şekil 4.58. 600K'de $V_{gs} = -10V$ iken IMD genlikleri

Çizelge 4.1. 100K'de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
100K	-1V	1	24.75	24.75	-13.2	29.048	21.202	-
		2	20.98	20.98	-17.2	29.048	18.905	-
		3	18.37	18.37	-19.5	29.048	17.374	-
		4	14.60	14.60	-22.7	29.048	14.312	-
		5	12.58	12.58	-25.3	29.048	12.399	-
		6	8.81	8.81	-29.1	29.048	9.718	-
		7	-8.00	11.4	-59.8	28.665	80.719	-
		8	-10.90	8.81	-62.2	28.665	85.886	-
		9	-12.06	7.94	-63.6	28.665	87.991	-
		10	-14.96	5.33	-65.6	28.665	94.115	-
		11	-16.99	2.72	-67.9	28.665	101.579	-
		12	-18.14	2.14	-69.7	28.665	103.684	-
		13	-20.46	-0.7	-72	28.665	-	-
		14	-23.07	-2.7	-74.3	28.665	-	-
		15	-30.32	-9.7	-81.3	28.665	-	-
		16	-32.35	-12	-84.5	28.665	-	-
		17	-35.58	-15	-87.4	28.665	-	-
	-2V	1	24.75	24.75	-17.3	29.093	19.620	-
		2	20.98	20.98	-20.6	29.093	17.535	-
		3	18.37	18.37	-23.6	29.093	15.451	-
		4	14.60	14.60	-26.6	29.093	13.178	-
		5	12.58	12.58	-29.6	29.093	11.472	-
		6	8.81	8.81	-32.9	29.093	8.630	-
		7	-8.00	17.2	-56.1	28.525	71.157	-
		8	-10.90	14.8	-58.3	28.525	75.136	-
		9	-12.06	13.7	-59.9	28.525	76.462	-
		10	-14.96	11	-62.3	28.525	81.768	-
		11	-16.99	8.55	-64.5	28.525	87.262	-
		12	-18.14	7.73	-65.3	28.525	89.726	-
		13	-20.46	5.27	-68.1	28.525	95.789	-
		14	-23.07	2.54	-70.5	28.525	103.368	-
		15	-30.32	-4.2	-77.4	28.525	-	-
		16	-32.35	-7	-80.1	28.525	-	-
		17	-35.58	-10	-83.9	28.525	-	-
	-3V	1	24.75	24.75	-21.8	29.260	17.378	-
		2	20.98	20.98	-25.4	29.260	15.226	-
		3	18.37	18.37	-27.8	29.260	13.729	-
		4	14.60	14.60	-31.6	29.260	11.577	-
		5	12.58	12.58	-34.2	29.260	9.987	-
		6	8.81	8.81	-37.8	29.260	7.928	-
		7	-8.00	22.6	-51.9	28.698	62.566	-
		8	-10.90	19.8	-54.1	28.698	66.495	-
		9	-12.06	18.8	-55.5	28.698	67.899	-
		10	-14.96	16.2	-57.9	28.698	72.202	-
		11	-16.99	13.7	-60.3	28.698	77.067	-
		12	-18.14	12.5	-61.5	28.698	79.032	-
		13	-20.46	10.3	-63.7	28.698	84.271	-
		14	-23.07	7.78	-66.5	28.698	89.791	-
		15	-30.32	0.57	-73.3	28.698	108.596	-
		16	-32.35	-1.4	-76.1	28.698	-	-
		17	-35.58	-5.2	-79.1	28.698	-	-

Çizelge 4.1 (Devam). 100K'de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
100	-4V	1	24.75	24.75	-26.6	29.298	15.425	-
		2	20.98	20.98	-30.1	29.298	13.333	-
		3	18.37	18.37	-32.4	29.298	11.792	-
		4	14.60	14.60	-36.1	29.298	10.141	-
		5	12.58	12.58	-38.5	29.298	8.709	-
		6	8.81	8.81	-41.6	29.298	6.838	-
		7	-8.00	27.2	-46.9	28.637	55.941	-
		8	-10.90	24.5	-49.6	28.637	59.244	-
		9	-12.06	23.7	-50.5	28.637	60.455	-
		10	-14.96	21	-53.6	28.637	64.199	-
		11	-16.99	18.6	-56	28.637	67.942	-
		12	-18.14	17.5	-57.1	28.637	69.594	-
		13	-20.46	14.8	-59.5	28.637	73.667	-
		14	-23.07	12.8	-61.7	28.637	78.622	-
		15	-30.32	5.81	-68.6	28.637	94.476	-
		16	-32.35	3.16	-71.5	28.637	101.412	-
		17	-35.58	-0.3	-74.8	28.637	-	-
	-5V	1	24.75	24.75	-30.8	29.232	13.349	-
		2	20.98	20.98	-33.8	29.232	11.480	-
		3	18.37	18.37	-36.6	29.232	10.131	-
		4	14.60	14.60	-40.4	29.232	8.573	-
		5	12.58	12.58	-42.6	29.232	7.432	-
		6	8.81	8.81	-46.4	29.232	5.874	-
		7	-8.00	31.7	-43	28.610	51.241	-
		8	-10.90	28.7	-45.2	28.610	53.629	-
		9	-12.06	28.1	-46.2	28.610	54.874	-
		10	-14.96	25.3	-48.8	28.610	57.989	-
		11	-16.99	22.7	-51.4	28.610	61.415	-
		12	-18.14	22.1	-52.2	28.610	62.868	-
		13	-20.46	19.5	-54.8	28.610	66.502	-
		14	-23.07	16.9	-57.4	28.610	70.550	-
		15	-30.32	10.1	-64.6	28.610	84.461	-
		16	-32.35	7.15	-67	28.610	90.275	-
		17	-35.58	3.95	-70.8	28.610	99.307	-
	-7V	1	24.75	24.75	-38.2	29.253	10.233	-
		2	20.98	20.98	-41.6	29.253	8.760	-
		3	18.37	18.37	-44.2	29.253	7.778	-
		4	14.60	14.60	-47.9	29.253	6.429	-
		5	12.58	12.58	-50.5	29.253	5.570	-
		6	8.81	8.81	-54.1	29.253	4.342	-
		7	-8.00	38.6	-34.9	28.640	43.979	-
		8	-10.90	35.8	-37.5	28.640	46.188	-
		9	-12.06	35.2	-38.6	28.640	46.924	-
		10	-14.96	32.1	-41	28.640	49.379	-
		11	-16.99	29.9	-43.6	28.640	51.833	-
		12	-18.14	29.1	-44.8	28.640	52.692	-
		13	-20.46	26.7	-47.5	28.640	55.760	-
		14	-23.07	23.9	-49.9	28.640	58.828	-
		15	-30.32	16.6	-56.6	28.640	69.749	-
		16	-32.35	14.1	-59.4	28.640	74.167	-
		17	-35.58	10.7	-63	28.640	81.530	-

Çizelge 4.1 (Devam). 100K’de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	Vgs (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
100	-10V	1	24.75	24.75	-47.7	29.282	7.122	-
		2	20.98	20.98	-51	29.282	6.019	-
		3	18.37	18.37	-53.6	29.282	5.317	-
		4	14.60	14.60	-57.5	29.282	4.314	-
		5	12.58	12.58	-59.9	29.282	3.512	-
		6	8.81	8.81	-63.5	29.282	2.810	-
		7	-8.00	45.2	-25.7	28.680	38.406	5.9-12.13
		8	-10.90	42.6	-28.5	28.680	40.011	-
		9	-12.06	41.6	-29.4	28.680	40.311	-
		10	-14.96	38.9	-31.7	28.680	41.916	-
		11	-16.99	36.5	-34.7	28.680	43.721	-
		12	-18.14	35.4	-35.6	28.680	44.623	-
		13	-20.46	33	-37.8	28.680	46.628	-
		14	-23.07	30.3	-40.3	28.680	49.135	-
		15	-30.32	23.5	-47.1	28.680	56.956	-
		16	-32.35	21.2	-49.8	28.680	60.566	-
		17	-35.58	17.5	-53.1	28.680	65.680	-

Çizelgelerde Şekil 4.44-4.55’te en büyük ve en küçük genlik değişimlerinin olduğu bölgeler kritik frekans değeri olarak gösterilmiştir. Şekil 4.44-4.55’te birden fazla kesim frekansı oluşan aralıklar f_{c1} ve f_{c2} olarak belirtilmiştir.

Çizelge 4.2. 300K’de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	Vgs (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
300K	-1V	1	31	31	-8.17	29.140	24.203	45.018/67.301
		2	27.32	27.32	-11.7	29.140	22.468	-
		3	24.94	24.94	-14.5	29.140	21.001	-
		4	21.47	21.47	-17.7	29.140	18.865	-
		5	18.88	18.88	-20.3	29.140	17.131	-
		6	15.41	15.41	-23.9	29.140	14.729	-
		7	2.21	24.5	-47.7	28.606	59.429	2.186
		8	-0.18	22.1	-50.3	28.606	62.765	-
		9	-1.26	20.9	-51.3	28.606	64.099	-
		10	-4.07	18.5	-54.3	28.606	67.835	-
		11	-6.46	16.1	-56.4	28.606	71.571	-
		12	-7.54	14.9	-57.4	28.606	73.839	-
		13	-9.92	12.3	-60	28.606	78.910	-
		14	-12.08	10.2	-62.2	28.606	84.110	-
		15	-19.23	3.01	-69.4	28.606	101.193	-
		16	-21.83	0.61	-71.8	28.606	108.398	-
		17	-25.89	-2.5	-75.6	28.606	-	-

Çizelge 4.2 (Devam). 300K'de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
300K	-2V	1	31	31	-12.5	29.201	22.358	-
		2	27.32	27.32	-16.2	29.201	20.516	-
		3	24.94	24.94	-18.8	29.201	19.069	-
		4	21.47	21.47	-22.3	29.201	16.832	-
		5	18.88	18.88	-24.5	29.201	15.121	-
		6	15.41	15.41	-27.9	29.201	13.015	-
		7	2.21	29.8	-43.8	28.543	52.625	2.488
		8	-0.18	27.4	-46	28.543	55.652	-
		9	-1.26	26.3	-47.1	28.543	56.704	-
		10	-4.07	23.9	-49.5	28.543	59.994	-
		11	-6.46	21.5	-52.1	28.543	63.416	-
		12	-7.54	20.4	-53.4	28.543	64.995	-
		13	-9.92	18	-55.6	28.543	69.206	-
		14	-12.08	15.2	-57.9	28.543	73.417	-
		15	-19.23	8.4	-65.1	28.543	87.892	-
		16	-21.83	6	-67.7	28.543	93.945	-
		17	-25.89	2.48	-71	28.543	103.157	-
	-3V	1	31	31	-17.3	29.239	20.252	-
		2	27.32	27.32	-20.5	29.239	18.281	-
		3	24.94	24.94	-23.1	29.239	16.805	-
		4	21.47	21.47	-26.5	29.239	14.959	-
		5	18.88	18.88	-29.5	29.239	13.358	-
		6	15.41	15.41	-33	29.239	11.265	-
		7	2.21	34.9	-39.2	28.543	47.829	2.648
		8	-0.18	32.7	-41.6	28.543	50.045	-
		9	-1.26	31.1	-42.6	28.543	50.660	-
		10	-4.07	29.2	-45.4	28.543	53.984	-
		11	-6.46	26.4	-47.6	28.543	56.693	-
		12	-7.54	25.7	-48.6	28.543	57.924	-
		13	-9.92	22.8	-51.2	28.543	61.125	-
		14	-12.08	20.7	-53.8	28.543	64.695	-
		15	-19.23	13.6	-60.7	28.543	76.760	-
		16	-21.83	10.8	-63.7	28.543	82.177	-
		17	-25.89	7.56	-66.7	28.543	90.056	-
	-4V	1	31	31	-21.7	29.181	17.915	-
		2	27.32	27.32	-25.3	29.181	16.079	-
		3	24.94	24.94	-27.4	29.181	14.732	-
		4	21.47	21.47	-31	29.181	12.895	-
		5	18.88	18.88	-33.6	29.181	11.426	-
		6	15.41	15.41	-36.9	29.181	9.589	-
		7	2.39	39.8	-34.4	28.569	43.759	3.221
		8	0.18	37.3	-36.9	28.569	45.712	-
		9	-1.06	36.2	-38	28.569	46.569	-
		10	-4.02	33.5	-40.5	28.569	48.773	-
		11	-6.30	31.1	-43.1	28.569	51.222	-
		12	-7.33	30.1	-44.3	28.569	52.326	-
		13	-9.70	27.3	-47.1	28.569	55.386	-
		14	-12.22	25	-49.2	28.569	58.202	-
		15	-18.85	17.8	-56.6	28.569	68.856	-
		16	-21.53	15.7	-59.2	28.569	73.019	-
		17	-25.18	12.1	-62.3	28.569	79.876	-

Çizelge 4.2 (Devam). 300K’de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
300K	-5V	1	31	31	-25.7	29.205	15.922	-
		2	27.32	27.32	-28.9	29.205	14.004	-
		3	24.94	24.94	-31.8	29.205	12.909	-
		4	21.47	21.47	-35.1	29.205	11.129	-
		5	18.88	18.88	-37.7	29.205	9.896	-
		6	15.41	15.41	-41	29.205	8.253	-
		7	2.97	43.6	-30.3	28.520	40.845	4.145
		8	0.56	41.2	-32.7	28.520	42.488	0.310
		9	-0.53	39.9	-33.8	28.520	43.173	-
		10	-2.94	37.5	-36.2	28.520	45.227	-
		11	-5.57	35.3	-39.2	28.520	47.418	-
		12	-6.44	33.8	-39.9	28.520	48.103	-
		13	-9.07	31.6	-42.5	28.520	50.704	-
		14	-11.48	29.2	-45.1	28.520	53.169	-
		15	-18.48	22	-52.1	28.520	61.933	-
		16	-20.89	19.6	-54.8	28.520	66.042	-
		17	-24.83	16.3	-57.8	28.520	71.656	-
	-7V	1	31	31	-32.9	29.309	12.347	-
		2	27.32	27.32	-36.3	29.309	10.772	-
		3	24.94	24.94	-39.3	29.309	9.681	-
		4	21.47	21.47	-42.7	29.309	8.348	-
		5	18.88	18.88	-44.9	29.309	7.501	-
		6	15.41	15.41	-48.4	29.309	6.289	-
		7	3.42	50	-23.2	28.582	36.820	16.224
		8	1.25	47.4	-25.4	28.582	38.153	12.952
		9	0	46.6	-26.6	28.582	38.638	10.772
		10	-2.44	44.2	-28.8	28.582	39.971	-
		11	-5.26	41.6	-31.7	28.582	41.667	-
		12	-5.95	40.7	-32.5	28.582	42.394	-
		13	-8.51	38.3	-34.9	28.582	44.090	-
		14	-10.68	35.5	-37.3	28.582	46.028	-
		15	-18.06	28.6	-44.7	28.582	52.813	-
		16	-20.45	25.9	-47	28.582	55.721	-
		17	-24.14	22.7	-50.6	28.582	60.325	-
	-10V	1	31	31	-41.7	29.261	8.795	-
		2	27.32	27.32	-45.6	29.261	7.669	-
		3	24.94	24.94	-48.2	29.261	6.646	-
		4	21.47	21.47	-51.5	29.261	5.725	-
		5	18.88	18.88	-54.3	29.261	5.009	-
		6	15.41	15.41	-57.6	29.261	4.088	-
		7	4.93	56.2	-14.4	8.999/28.545	33.661	22.507
		8	2.34	53.8	-16.8	8.999/28.545	34.377	21.177
		9	1.24	52.7	-17.9	8.999/28.545	34.889	20.563
		10	-1.16	49.9	-20.1	8.999/28.545	35.912	1.632/18.721
		11	-3.74	47.7	-22.9	8.999/28.545	36.936	3.985/16.470
		12	-4.67	46.8	-23.8	8.999/28.545	37.345	4.190/15.446
		13	-7.43	44.2	-26.4	8.999/28.545	38.573	-
		14	-9.46	41.4	-29.2	8.999/28.545	40.108	-
		15	-16.66	34.6	-35.8	8.999/28.545	45.020	-
		16	-19.06	32.2	-38.4	8.999/28.545	47.373	-
		17	-22.75	28.5	-41.7	8.999/28.545	50.546	-

Çizelge 4.3. 600K'de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
600K	-1V	1	49.81	49.81	7.77	29.172	-	-
		2	46.33	46.33	4.07	29.172	-	-
		3	43.86	43.86	1.82	29.172	-	-
		4	40.38	40.38	-1.87	29.172	27.415/31.875	-
		5	37.71	37.71	-4.13	29.172	26.198/34.443	-
		6	34.22	34.22	-7.82	29.172	24.711	-
		7	21.10	64.10	-10.40	8.086/28.631	24.306/32.416	-
		8	18.64	61.70	-12.90	8.086/28.631	23.360/33.227	-
		9	17.41	60.60	-13.90	8.086/28.631	22.954/33.632	-
		10	14.94	58.00	-16.40	8.086/28.631	21.738/34.443	-
		11	12.69	55.70	-19.10	8.086/28.631	20.521/35.389	-
		12	11.66	54.90	-19.90	8.086/28.631	19.981/35.795	-
		13	9.00	52.20	-22.50	8.086/28.631	18.629/37.011	-
		14	6.54	49.60	-24.80	8.086/28.631	16.872/38.093	-
		15	-0.44	42.60	-32.00	8.086/28.631	2.680/12.412	42.418
		16	-3.10	40.10	-34.60	8.086/28.631	4.842/10.925	44.310
		17	-6.39	36.60	-37.90	8.086/28.631	7.140/8.897	47.013
	-2V	1	49.81	49.81	2.17	29.293	-	-
		2	46.33	46.33	-1.04	29.293	27.862/31.010	-
		3	43.86	43.86	-3.50	29.293	26.574/33.729	-
		4	40.38	40.38	-7.09	29.293	25.001/46.894	56.052
		5	37.71	37.71	-9.74	29.293	24.141	-
		6	34.22	34.22	-13.30	29.293	22.281	-
		7	20.52	70.00	-5.20	7.828/28.577	26.145/30.867	-
		8	18.25	67.60	-7.66	7.828/28.577	25.143/31.587	-
		9	17.11	66.60	-8.41	7.828/28.577	24.857/31.869	-
		10	14.66	64.00	-11.2	7.828/28.577	23.855/32.727	-
		11	12.22	61.30	-13.5	7.828/28.577	22.997/33.443	-
		12	11.06	60.60	-14.4	7.828/28.577	22.281/33.729	-
		13	8.79	58.10	-17.1	7.828/28.577	21.279/34.444	-
		14	6.34	55.60	-19.5	7.828/28.577	19.848/35.732	-
		15	-0.85	48.50	-26.5	7.828/28.577	1.961/14.697	38.737
		16	-3.31	45.80	-29.00	7.828/28.577	3.822/12.837	40.454
		17	-6.90	42.20	-32.6	7.828/28.577	5.539/10.547	42.744
	-3V	1	49.81	49.81	-2.68	29.324	26.974/32.848	-
		2	46.33	46.33	-6.52	29.324	25.668/39.375	69.662
		3	43.86	43.86	-9.02	29.324	24.493	-
		4	40.38	40.38	-12.2	29.324	22.927	-
		5	37.71	37.71	-14.9	29.324	21.621	-
		6	34.22	34.22	-18.6	29.324	19.794	-
		7	18.65	75.3	0.01	8.175/28.671	-	-
		8	16.34	72.8	-2.48	8.175/28.671	26.974/29.846	-
		9	15.01	71.6	-3.44	8.175/28.671	26.582/30.237	-
		10	12.50	69.1	-5.94	8.175/28.671	25.929/31.021	-
		11	10.20	66.6	-8.25	8.175/28.671	24.885/31.804	-
		12	9.04	65.7	-9.21	8.175/28.671	24.493/32.065	-
		13	6.55	63.2	-11.7	8.175/28.671	23.580/32.718	-
		14	3.86	60.7	-14.2	8.175/28.671	22.535/33.501	-
		15	-3.25	53.8	-21.7	8.175/28.671	2.823/18.488	36.242
		16	-5.94	50.9	-23.8	8.175/28.671	3.998/16.269	37.287
		17	-9.21	47.4	-27.4	8.175/28.671	5.173/13.658	39.114

Çizelge 4.3 (Devam). 600K’de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	Vgs (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
600K	-4V	1	49.81	49.81	-7.61	29.261	25.367	--
		2	46.33	46.33	-11.00	29.261	23.420	--
		3	43.86	43.86	-13.50	29.261	22.122	-
		4	40.38	40.38	-17.20	29.261	20.435	-
		5	37.71	37.71	-19.50	29.261	19.266	-
		6	34.22	34.22	-23.30	29.261	17.319	-
		7	15.27	75.00	5.08	9.142/28.612	-	-
		8	13.15	72.7	2.58	9.142/28.612	-	-
		9	12.00	71.4	1.23	9.142/28.612	-	-
		10	9.50	69.00	-0.88	9.142/28.612	27.444/29.651	-
		11	7.00	66.7	-3.57	9.142/28.612	26.665/30.300	-
		12	6.04	65.4	-4.34	9.142/28.612	26.146/30.689	-
		13	3.35	63.1	-6.84	9.142/28.612	24.978/31.468	-
		14	1.04	60.6	-9.53	9.142/28.612	24.718/31.987	-
		15	-6.27	53.3	-16.6	9.142/28.612	3.690/21.213	34.453
		16	-8.57	51.00	-19.5	9.142/28.612	4.598/19.656	35.232
		17	-12.22	47.5	-22.6	9.142/28.612	5.507/17.319	36.660
	-5V	1	49.52	49.52	-12.3	29.286	23.246	-
		2	45.94	45.94	-15.4	29.286	21.324	-
		3	43.35	43.35	-18.1	29.286	20.226	-
		4	39.78	39.78	-21.7	29.286	18.304	-
		5	36.99	36.99	-24.0	29.286	17.069	-
		6	33.81	33.81	-27.6	29.286	15.010	-
		7	12.15	73.3	9.38	9.931/28.462	-	-
		8	9.56	70.9	6.89	9.931/28.462	-	-
		9	8.77	69.5	5.56	9.931/28.462	-	-
		10	6.18	67.4	3.02	9.931/28.462	-	-
		11	3.80	64.8	0.98	9.931/28.462	-	-
		12	2.40	63.6	-0.02	9.931/28.462	-	-
		13	0.02	61.2	-2.84	9.931/28.462	26.952/30.109	-
		14	-2.37	58.6	-5.32	9.931/28.462	1.695	25.991/31.070
		15	-9.52	52.1	-12.34	9.931/28.462	3.891	23.109/32.855
		16	-12.11	49.3	-15.2	9.931/28.462	4.715	22.148/33.816
		17	-15.49	45.7	-18.3	9.931/28.462	5.538	20.226/34.914
	-7V	1	49.82	49.82	-19.5	29.305	19.427	-
		2	45.92	45.92	-23.00	29.305	17.523	-
		3	43.45	43.45	-25.6	29.305	16.332	-
		4	40.15	40.15	-29.1	29.305	14.428	-
		5	37.69	37.69	-31.6	29.305	13.357	-
		6	33.78	33.78	-35.1	29.305	11.691	-
		7	6.62	70.8	6.62	12.167/28.591	-	-
		8	4.15	68.3	4.15	12.167/28.591	-	-
		9	2.92	67.3	2.92	12.167/28.591	-	-
		10	0.45	64.6	0.45	12.167/28.591	-	-
		11	-2.02	62.1	-2.02	12.167/28.591	1.098	-
		12	-3.05	61.1	-3.05	12.167/28.591	1.336	-
		13	-5.52	58.6	-5.52	12.167/28.591	2.050	-
		14	-7.99	56.1	-7.99	12.167/28.591	2.645	-
		15	-14.98	49.1	-14.98	12.167/28.591	4.312	26.092/30.614
		16	-17.66	46.6	-17.66	12.167/28.591	5.026	25.259/31.567
		17	-21.36	43.1	-21.36	12.167/28.591	5.978	24.069/32.519

Çizelge 4.3 (Devam). 600K’de IMD genlik değişimi

Sıcaklık Kelvin (K)	V _{gs} (Volt)	IMD Bileşeni	Başlangıç Genliği (dB)	En Büyük Genlik (dB)	En Küçük Genlik (dB)	f_1 Kritik Frekans (GHz)	f_{c1} Kesim Frekansı (GHz)	f_{c2} Kesim Frekansı (GHz)
600K	-10V	1	49.82	49.82	-27.8	29.227	14.633	-
		2	45.92	45.92	-31.5	29.227	12.997	-
		3	43.45	43.45	-33.8	29.227	11.739	-
		4	40.15	40.15	-37.1	29.227	10.355	-
		5	37.69	37.69	-39.9	29.227	9.349	-
		6	33.78	33.78	-43.3	29.227	7.965	-
		7	0.15	72.54	0.15	14.759/28.598	-	-
		8	-2.22	69.71	-2.22	14.759/28.598	0.542	-
		9	-3.51	68.5	-3.51	14.759/28.598	1.045	-
		10	-5.67	66.2	-5.67	14.759/28.598	1.422	-
		11	-8.25	63.8	-8.25	14.759/28.598	1.674	-
		12	-9.33	62.8	-9.33	14.759/28.598	1.800	-
		13	-11.70	60.1	-11.70	14.759/28.598	2.303	-
		14	-14.29	57.8	-14.29	14.759/28.598	2.681	-
		15	-21.61	50.4	-21.61	14.759/28.598	4.190	-
		16	-23.77	48.2	-23.77	14.759/28.598	4.819	-
		17	-27.43	44.5	-27.43	14.759/28.598	5.700	27.088/30.108

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

HEMT'in farklı sıcaklık değerlerine göre yapılan güç kazancı analizinde sıcaklık değeri arttıkça güç kazancı düşmektedir. Güç kazancı 10GHz, 100K'de 13.4dB iken, 300K'de 8.75dB'ye, 600K'de 5.45dB'ye düşmüştür. Kullanılabilir güç, transduser güç ve gerilim kazancında da düşme görülmektedir. Sıcaklık değerindeki artışla kazançlar arasında ters ilişki olduğu tespit edilmiştir.

HEMT'in farklı kararlılık kriterlerine göre yapılan analizinde bölgesel olarak 20-100GHz arasında kararlı çalıştığı ve Rolletti kararlılık kriterlerine göre kararlı çalışma bölgesinin sıcaklık değeriyle değiştiği tespit edilmiştir. Bölgesel kararlılık çalışma frekans aralıkları tespit edilerek, kararlı ve kararsız bölgeler bulunmuş, K ve Delta arasındaki alçak frekanslardaki ters ilişki belirlenmiştir.

HEMT'in IMD bileşenlerinin analizlerinde ise en büyük genlik değeri 600K'de elde edilmiştir. Ancak bu sıcaklık değeri HEMT'in çalışma ortamı için oldukça yüksektir. Sıcaklık değeri arttıkça genlik de artmaktadır. Bu sıcaklık değeri 327°C karşılık geldiğinden Yarıiletken malzemeler bu sıcaklıklarda yarıiletken özelliği kaybeder ve çalışmazlar. Kullanılan eşitliklerde sıcaklığa bağlı olarak değişkenlerin nasıl değiştiği, doyum gerilimi, akımı ve gürültüdeki değişimler yoktur. Bu nedenle bunların etkileri bu analizde görülmemektedir.

En iyi genlik değerleri $(\omega_1 + \omega_2)$, $(2\omega_1 + \omega_2)$ ve $(\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)$ bileşenlerinde elde edilmiştir. HEMT'in kesim frekansı, Vgs ve sıcaklıkla ilişkilidir. Vgs gerilimi -1V, -10V arasında uygulanmıştır. Özellikle Vgs değeri -10V olduğunda HEMT'in çıkış frekans karakteristiğinde 7-17 no'lu IMD bileşenlerinin genlikleri artmakta ve 1-6 no'lu IMD bileşenlerinin genlikleri artarken bant genişliği daralmaktadır. 100K ve Vgs=-1V'ta, 1-6 no'lu IMD bileşenlerinin toplam bant genişliği -3dB için 36.994GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği 95.67GHz'e çıkmaktadır. 100K ve Vgs=-4V'ta, 1-6 no'lu IMD

bileşenlerinin bant genişliği 21.321GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği yaklaşık 60.356GHz'e kadar çıkmaktadır.

300K ve $V_{gs}=-1V$ 'ta, 1-6 no'lu IMD bileşenlerinin toplam bant genişliği 30.384GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği 86.083GHz'e çıkmaktadır. 300K ve $V_{gs}=-4V$ 'ta, 1-6 no'lu IMD bileşenlerinin bant genişliği 30.384GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği yaklaşık 65.586GHz'e kadar çıkmaktadır. Eğer 7-17 arasındaki IMD bileşenleri 60-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak toplam 223.86GHz bant genişliği elde edilebilir. Sayısal haberleşme için -20dB kadar genlik düşürülürse bant genişliği değerleri oldukça artar.

600K ve $V_{gs}=-1V$ 'ta, 1-6 no'lu IMD bileşenlerinin bant genişliği 32.405GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği 91.817GHz'e çıkmaktadır. Eğer 7-17 no'lu IMD bileşenleri 60-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak 340GHz'in üzerinde toplam bant genişliği elde edilebilir. Sayısal haberleşme için -20dB alınırsa bant genişliği oldukça artar. 600K ve $V_{gs}=-4V$ 'ta, 7-17 no'lu IMD bileşenlerinin bant genişliği 28.02GHz'dir. Diğerlerinin genliği yeteri kadar yükseltilmesiyle toplam bant genişliği yaklaşık 41.568GHz'e kadar çıkmaktadır. Eğer 7-17 no'lu IMD bileşenleri 40-80GHz arasında kullanılacak olursa teorik olarak 468.19GHz toplam bant genişliği elde edilebilir.

IMD bileşenleri sıcaklık değişiminden aynı derece etkilenmemektedir. En az etkilenen 1-6 ve en fazla etkilenen 7-17 arasındaki bileşenlerdir. 100K ile 300K ve $V_{gs}=-1V$ için 3 no'lu IMD % 55.33, 4 no'lu ise %130.3 değişim göstermektedir. 300K'den 600K'e sıcaklık değişiminde ise bütün IMD bileşenlerinde asimetric genlik artışları belirlenmiştir. Bu durum çizelgelerdeki değerlerde görülmektedir. HEMT bazı frekans bileşenlerinde sıcaklığa son derece duyarlı olarak çalışmaktadır.

Sonuç olarak en büyük bant genişliği 600K'de elde edilmiştir. Ancak bu sıcaklık HEMT'in çalışma ortamı için oldukça yüksektir. Bu nedenle teorik olarak en iyisidir. Makul oda sıcaklığında kullanılabilecek 300K ve $V_{gs}=-4V$ için en iyi bant genişliği

değeri 223.86GHz'dir. HEMT'in 300K ve H_1 doğrusal transfer fonksiyonundan $V_{gs}=-1V$ için bant genişliği 5.22GHz bulunmuştur. IMD bileşenleri kullanılarak bant genişliği 30.384GHz ve 86.083GHz bulunmuştur. Bu değerler doğrusal transfer fonksiyonundan elde edilen bant genişliğine göre %582.06 ve %1649.09 daha fazladır. 300K'de $V_{gs}=-4V$ için ise 223.86GHz'dir. Bu değerler IMD bileşenleri dikkate alınarak teorik olarak bulunmuştur.

Bundan sonraki çalışmalarda kararlılık için, Lipanov I-II, dallanma (bifurcation) ve Pointcare analizi yapılabilir. Modellemesi ise Green Function, Airy fonksiyonu, doğrusal olmayan zaman serileri ve Hermite polinomları ile sıcaklığa bağlı değişkenler ve her türlü gürültü katılarak çok değişkenli kısmi diferansiyel denklemler kullanılarak yapılabilir.

KAYNAKLAR

1. Yüksel, İ., “Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri”, *Uludağ Üniversitesi*, Bursa, 180-200 (2001).
2. Yıldırım, R., “Çok Girişli Doğrusal Olmayan Sistemlerin Volterra Serisi İle Analizi”, Yüksek Lisans Ders Notları, *Gazi Üniversitesi*, Ankara, 1-45 (2005).
3. Wambacq, P., Sansen, W., “Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits”, *Kluwer Academic Publishers*, 2.Ed., Boston, 15-75 (2001).
4. Mimura, T., “The Early History of The HEMT”, *IEEE Trans. On Micr. Theory and Tech.*, 50(3): 780-782 (2002).
5. Leong, C.J., Shen, Z. Tay, L.C., “Small-Signal Modeling of a PHEMT up to 110GHz Based on The Genetic Algorithm”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 29(6): 367-373 (2001).
6. Wurtz, L.T., “GaAs FET and HEMT Small-Signal Parameter Extraction From Measured S-Parameters”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 43(4): 655-658 (1994).
7. Crupi, G., Schreurs, D.M.P., Caddemi, A., “On The Small Signal Modeling of Advanced Microwave FETs: A Comparative Study”, *Int. Journal of RF And Micr. Comp.-Aided Eng.*, 417-425 (2008).
8. Jeon, M.Y., “A Technique to Extract Extrinsic Parameters of HEMTs”, *Microwave and Optical Technology Letters*, 44(6): 489-492 (2005).
9. Crupi, G., Xiao, D., Schreurs, D., Limiti, E., Caddemi, A., De Raedt, W., Germain, M., “Accurate multibias equivalent circuit extraction for GaN HEMTs”, *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, 54: 3616-3622 (2006).
10. Tayrani, R., Gerber, J.E., Daniel, T., Pengelly, R.S., Rhode, U.L., “A new and reliable direct parasitic extraction method for MESFETs and HEMTs”, *European Microwave Conf.*, Spain, 451-453 (1993).
11. Yıldırım, R., “Simetrik ve Asimetrik Haberleşme Sistemleri İçin Frekans Bileşenleri Seçimi”, *Gazi Üniversitesi Müh. Mim. Fak. Derg.*, 23(2): 329-341 (2008).
12. Çelebi, F.V., Yıldırım, R., “İki-ton Küçük İşaret Girişli Lazer Diyodun Distorsiyon Sistem Teorisi”, *Gazi Üniversitesi Müh. Mim. Fak. Derg.*, 20(3): 373-377 (2005).
13. Pedro, J.C., Carvalho, N.B., “Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits”, *Artech House*, Boston, 15-85 (2003).

14. Srinidhi, E.R., Kompa, G., "Investigation of IMD3 in GaN HEMT Based on Extended Volterra Series Analysis", *2nd Eur. Micr. Integ. Circuits Conf.*, Munich, 52-55 (2007).
15. Colantonio, P., Giannini, F., Limiti, E., Nanni, A., "New Design Approach to minimise IMD Asymmetry and IM3 Products in Microwave FETs", *Int. Conf. on Microwaves Comm.*, MIKON, 421-428 (2006).
16. Kim, J., Kwon, Y., "Intermodulation Analysis of Dual-Gate FET Mixers", *IEEE Trans. On Micr. Theory and Tech.*, 50(6): 1544-1555 (2002).
17. Cadenas, C.C., Tosina, J.R., Ayora, M.J.M., "Phase Characterization of Two-tone Intermodulation Distortion", *IEEE MTT-S Int. Micr. Symp.*, Paris, 3: 1505-1508 (2005).
18. Santiago, J., Portilla, J., Fernandez, T., "Study of the Influence of Bias Networks on the Distortion and Memory of FET-Based Power Amplifiers", *Int. Journal of RF and Micr. Comp-Aided Eng.*, 517-526 (2008).
19. Parker, A.E., Qu, G., "Intermodulation Nulling in HEMT Common Source Amplifiers", *IEEE Micr. And Wireless Comp. Letters*, 11(3): 109-11 (2001).
20. Srinidhi, E.R., Kompa, G., "A New Method for Identification and Minimization of Distortion Sources in GaN HEMT Devices Based on Volterra Series Analysis", *IEEE Elect. Device Letters*, 28(5): 343-345 (2007).
21. Maas, S.A., "FET Models for Volterra Series Analysis", *Applied Wave Research, Inc.*, El Sagundo, CA, 1-11 (1999).
22. Hwu, M.J., "Electron Beam Lithography Technology for the Application of Deep Sub-micron Heterostructure Field-Effect Transistors", PhD. Thesis, *National Central University*, Taiwan, 21-45 (1993).
23. Dambrine, G., Cappy, A., Heliodore, F., Playez, E., "A new method for determining the FET small signal equivalent circuit", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, (36): 1151-1159 (1988).
24. Berroth, M., Bosch, R., "High frequency equivalent circuit of GaAs FET's for Large-signal applications", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 39: 224-229 (1991).
25. Schreurs, D.M.P., Baeyens, Y.B., Nauwelaers, K.J., De Raedt, W., Hove, M.V., Rossum, M.V., "S-Parameter Measurement Based Quasistatic Large-Signal Cold Hemt Model for Resistive Mixer Design", *Int. Journal of Micr. And Milimeter-Wave Comp.-Aided Eng.*, 6(4): 250-258 (1996).

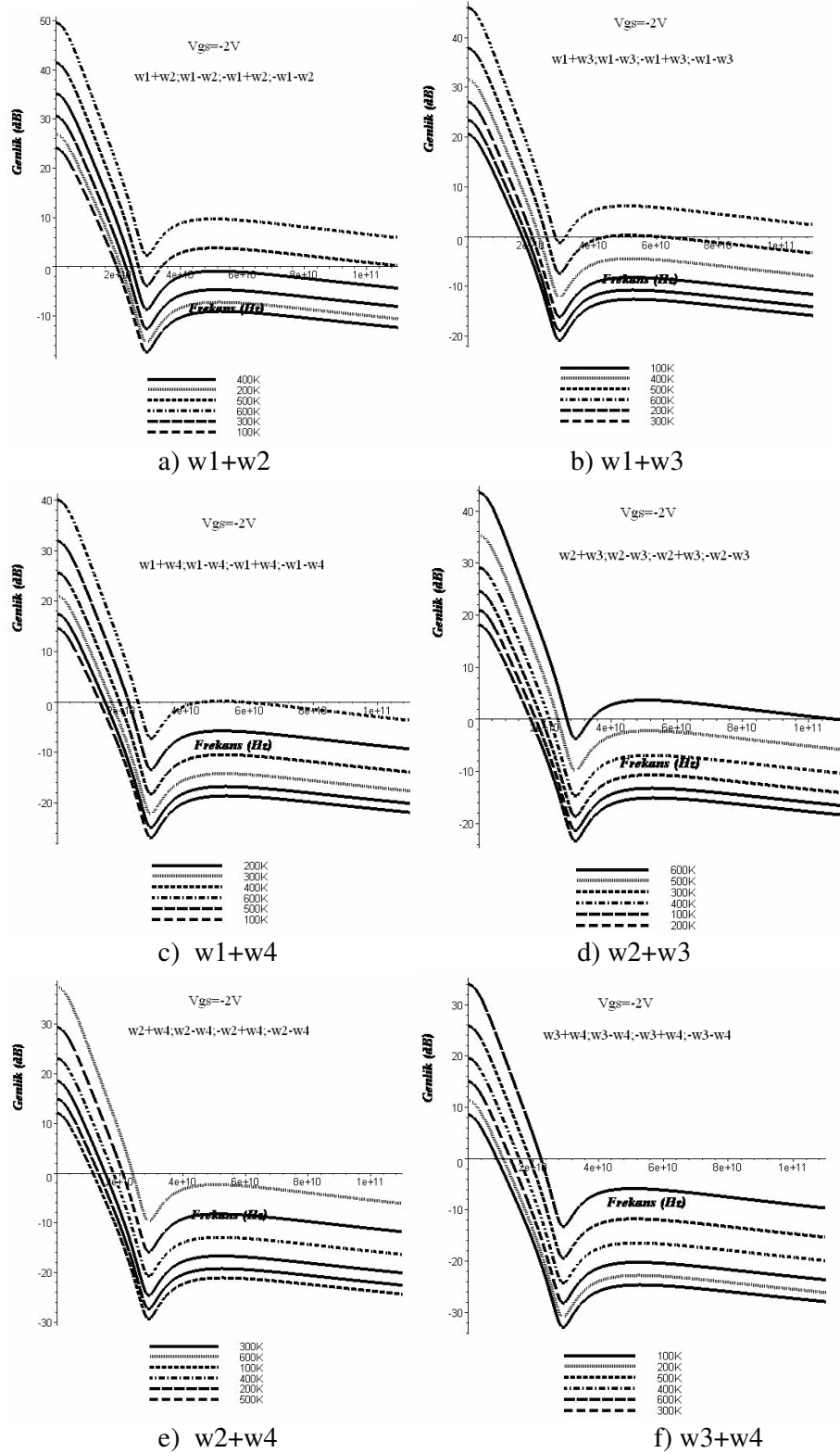
26. Kameche, M., Feham, M., Meliani, M., Benahmet, N., Dali, S., "Intrinsic Small-Signal Equivalent Circuit of GaAs MESFET's", National Centre of Space Techniques, Algeria Telecom Laboratory, *University of Tlemcen*, Algeria, 1-15 (2006).
27. Minasian, R.A., "Simplified GaAs MESFET Model to 10GHz", *Electronics Letters*, 13(18): 549-551 (1977).
28. Yanagawa, S., Ishihara, H., Ohtomo, M., "Analytical method for determining equivalent circuit parameters of GaAs FET's", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 44: 1637-1641 (1996).
29. Chalermwisutkul, D.S., "Large Signal Modeling of GaN HEMTs for UMTS Base Station Power Amplifier Design Taking into Account Memory Effects", PhD. Thesis, *Aachen University*, Germany, 25-49 (2007).
30. Anholt, R., Swirhun, S., "Equivalent circuit parameter extraction for cold GaAs MESFET's", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 39: 1243-1247 (1991).
31. Jarndal, A.H., "Large-Signal Modeling of GaN Device for High Power Amplifier Design", PhD. Thesis, *North Carolina State University*, USA, 20-33 (2006).
32. Miras, A., Legros, E., "Very High-Frequency Small-Signal Equivalent Circuit for Short Gate Length InP HEMT's", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 45: 1018-1026 (1997).
33. Liu, Q.Z., "An Accurate and Simple Large Signal Model of HEMT", *Microwave Symposium Digest*, LongBeach CA, 463-466 (1989).
34. Garcia, M., Stenarson, J., Zirath, H., Angelov, I., "A Direct Extraction Formula for The FET Temperature Noise Model", *Microwave and Optical Tech. Letters*, 16: 208-212 (1997).
35. Jarndal, A., Kompa, G., "A new small modeling approach to GaN devices", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 54: 2949-2953 (2006).
36. Kameche, M., Feham, M., "Simple Techniques for Determining The Small-Signal Equivalent Circuit of MESFET's", *Int. Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 27(5): 687-705 (2006).
37. Chen, G., Kumar, V., Schwindt, R.S., Adesida, I., "A Low Gate Bias Model Extraction Technique for AlGaIn/GaN HEMTs", *IEEE Trans Micr. Theory Tech.*, 54: 2949-2953 (2006).
38. Wedge, S.W., "Wave Techniques for Noise Modeling and Measurement", *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, 40(11): 45-54 (1992).

39. Anderson, R.W., Smith, L., Gruszynski, J., Patstone, W., "S-Parameter Techniques for Faster More Accurate Network Design", *HP Test-Measurement Application Note 95-1*, 1-55 (1996).
40. Leeson, D.B., "S-Parameter Matrices", *IEEE 194 RF*, 1-10 (1994).
41. "S-parameter Design", Application Note AN 154, *Agilent Technologies*, 1-14 (2006).
42. Kurokawa, K., "Power Waves and the Scattering Matrix", *IEEE Trans. Micr. Theory and Tech.*, 194-202 (1965).
43. Hunton, J.K., "Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs", *IRE Trans. on Micr. Theory and Tech.*, 206-212 (1960).
44. Hejhall, R., "RF Small Signal Design Using Two-port Parameters", *Motorola Semiconductor Products Inc.*, AN-215 Appl. Note, 1-22 (1983).
45. Srinidhi, E.R., Ma, R., Kompa, G., "Volterra-Series-Based Distortion Analysis for Optimization of Out-of-Band Terminations in GaN HEMT Devices", *IEEE Elect. Devices Lett.*, 29(1): 24-27 (2008).
46. Fager, C., "Empirical Modeling of Microwave Devices", Microwave Electronics Lab., *Chalmers University of Technology*, 1-13 (2007).
47. Ahmed, A., Islam, S., Anwar, A.F.M., "A Temperature-Dependent Nonlinear Analysis of GaN/AlGaIn HEMTs Using Volterra Series", *IEEE Trans. On Micr. Theory and Tech.*, 49(9): 1518-1524 (2001).
48. Tasic, A., Serdijn, W.A., Long, J.R., "Adaptive Low-Power Circuits for Wireless Communications", *Springer*, 20-55 (2006).
49. Paidi, V.K., "MMIC Power Amplifiers in GaN HEMT and INP HBT Technologies", PhD. Thesis, *California University*, 23-36 (2004).
50. Ladbroke, P., "MMIC Design GaAs FETs and HEMTs", *Artech House*, Norwood, 170-195 (1988).
51. Goyal, R., "Monolithic Microwave Integrated Circuit: Technology and Design", *Artech House*, Norwood, 156-198 (1989).
52. Golio, J.M., "Microwave MESFETs and HEMTs", *Artech House*, Norwood, 134-189 (1989).
53. Maas, S.A., "Nonlinear Microwave and RF Circuits", Second Edition, *Artech House*, 26-57 (2003).

54. Rolletti, J.M., "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports", *IRE Transactions Circuit Theory*, 9: 29-32 (1962).
55. Suarez, A., Quere, R., "Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits", *Artech House*, 45-75 (2003).
56. Kotzebue, K., "Maximally efficient gain: a figure of merit for linear active 2-ports", *Electron. Lett.*, 12: 490-491 (1976).
57. Golstein, J., Soltan, M., "DC, Linear AC and Nonlinear AC Stability Analysis Using Bifurcation and Nyquist Theory", *Microwave Journal*, 43: 278-298 (2000).
58. Scallan, J.O., Singleton J.S., "The Gain and Stability of Linear Two-port Amplifiers", *IRE Trans. on Cir. Theory*, 240-246 (1961).
59. Pisa, S., Zolesi, M., "A Method for Stability Analysis of Small Signal Amplifiers", *Int. J. R. F. and Mic.*, CAE, 8: 293-302 (1998).
60. Ohtomo, M., "Proviso On The Unconditional Stability Criteria for Linear Two-port", *IEEE Trans. on Micr. Theory and Tech.*, 43(5): 1197-1200 (1995).
61. Platzker, A., Struble, W., Hetzler, K.T., "Instabilities Diagnosis and the role of K in Microwave Circuits", *IEEE MTT-S Int. Micr. Symp.*, Atlanta, 3:1185-1188 (1993).
62. Rizkalla, M.E., Archer, B.K., Gundrum, H.C., "Linville Power Plane Stability and Bandwidth Improvements in a Minimum-drift Video Amplifiers", *Circuits and Systems, 34th Midwest Symp.*, Monteray, USA, 2: 863-865 (1991).
63. Bussgang, J.J., Ehrman, L., "Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs", *Proc. IEEE*, 62: 1088-1119 (1974).
64. Rugh, W.J., "Nonlinear System Theory", *The Johns Hopkins Universty Pres.*, Baltimore, 2th. Edi., 175-205 (2002).
65. Boylestad, R.L., "Introductory Circuit Analysis", *Prentice Hall*, 8th Edition, 643-735 (2000).
66. Schetzen, M., "The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems", *Krieger Publishing Company*, Malabar, Florida, 250-285 (2006).
67. Wiener, D.D., Spina, J.F., "Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits", *Van Nostrand Reinhold Comp.*, 75-122 (1980).

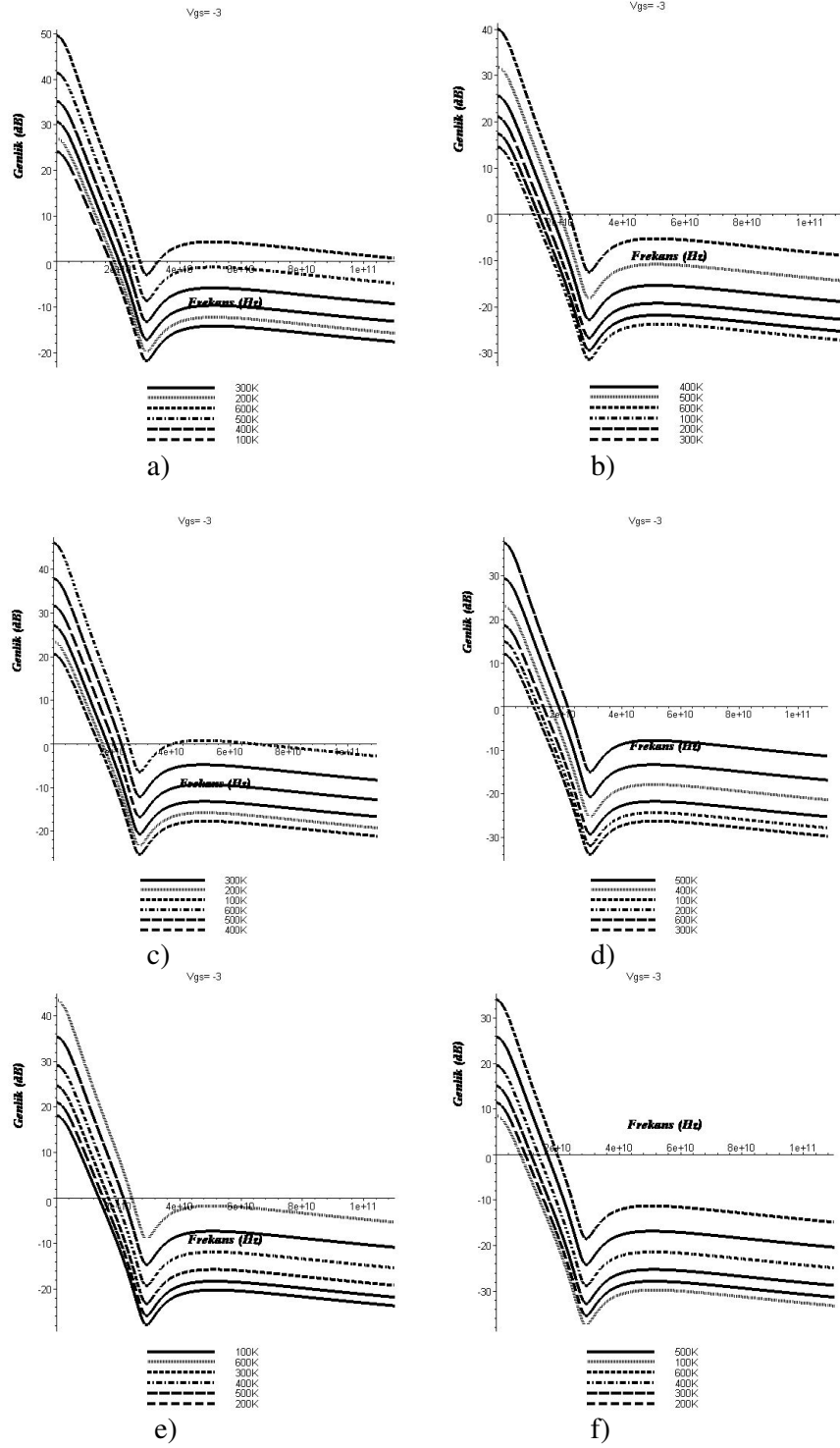
EKLER

EK-1 Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

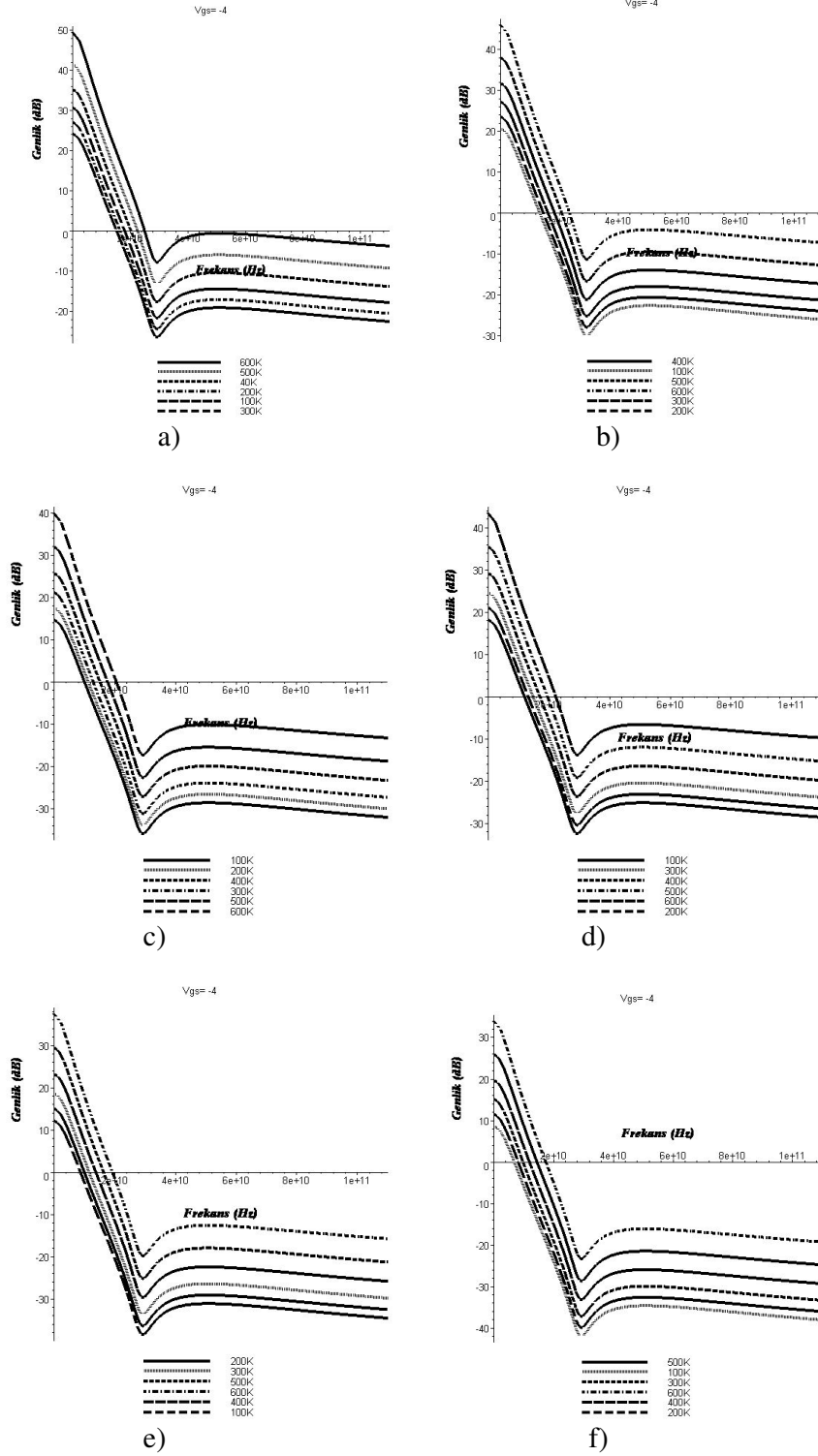


Şekil 1.1. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -2V$

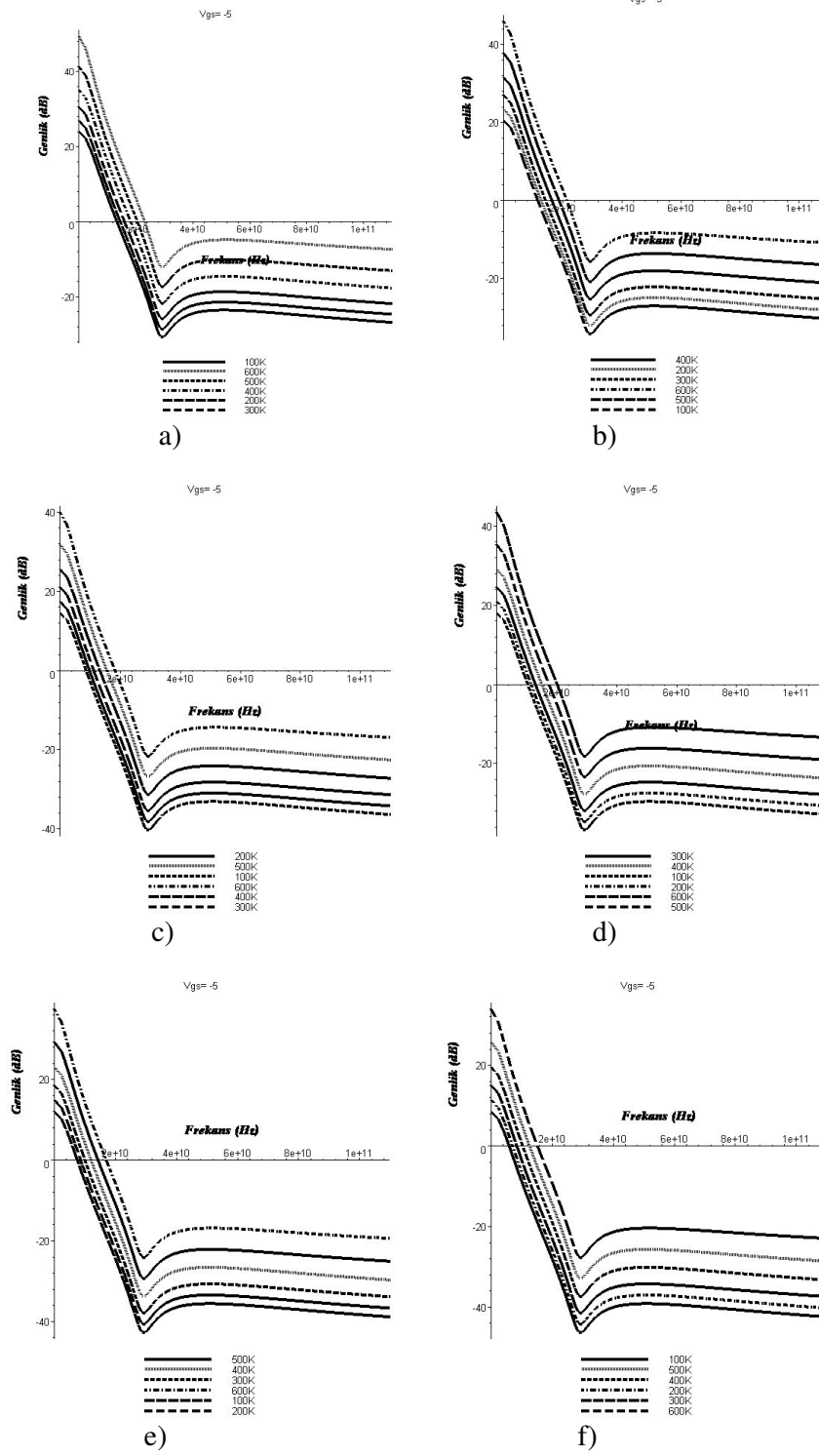
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

Şekil 1.2. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -3V$ a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

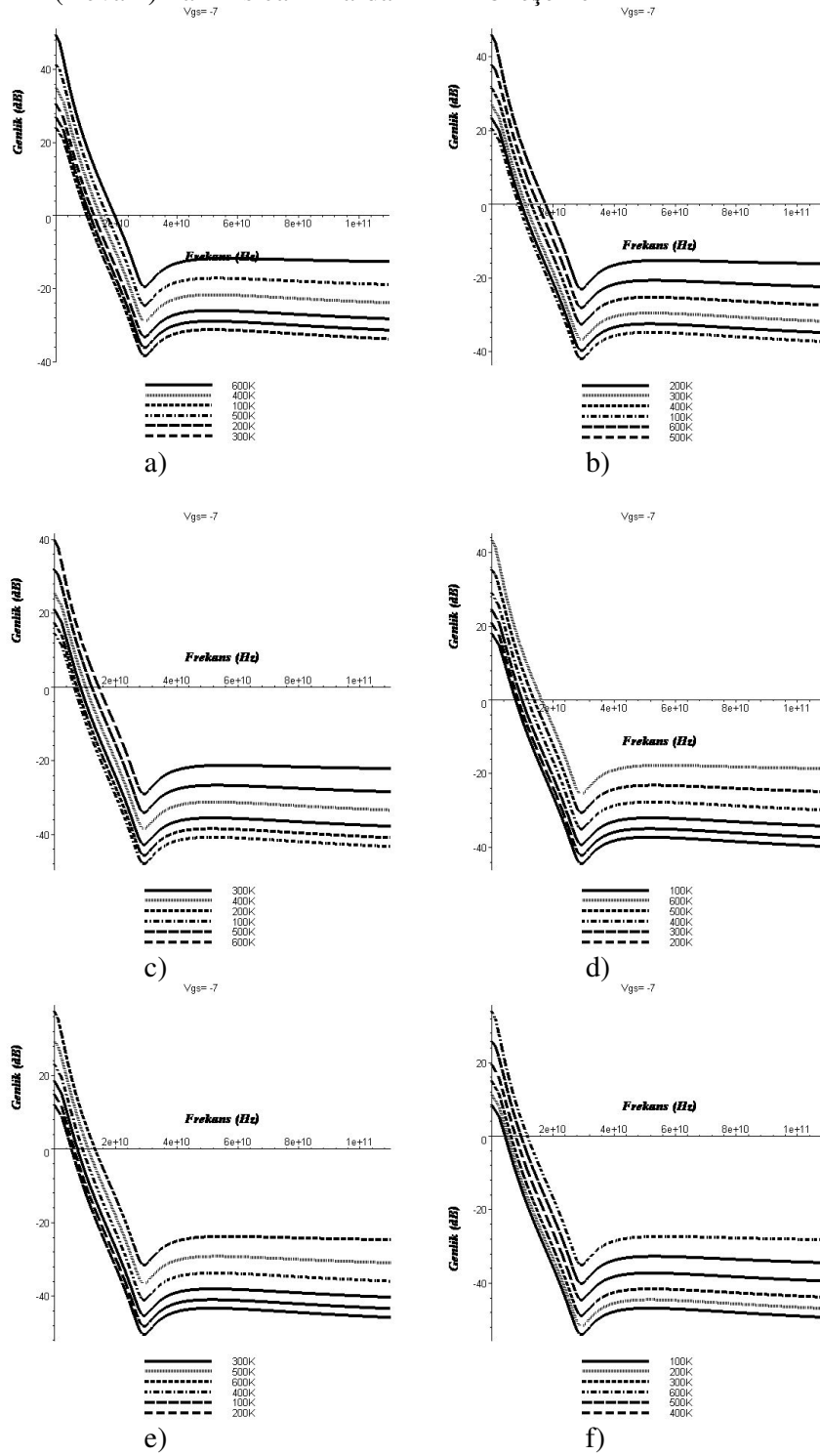
Şekil 1.3. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -4V$ a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

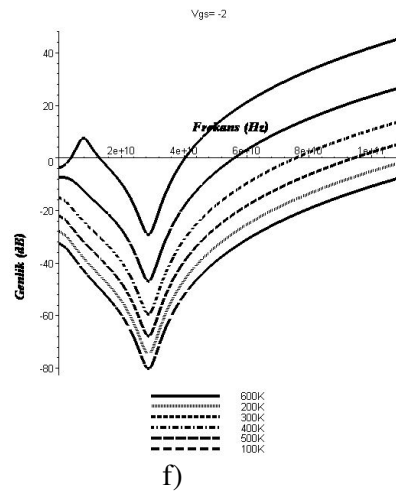
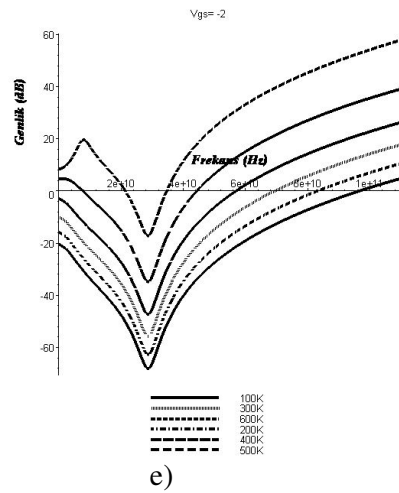
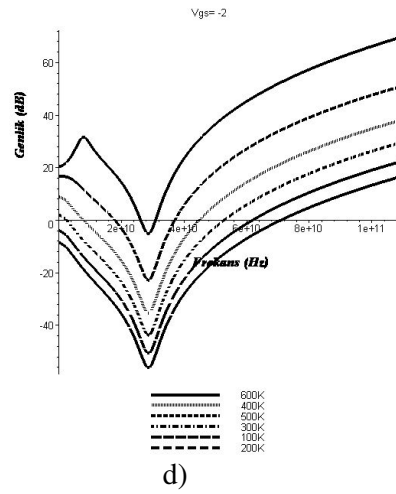
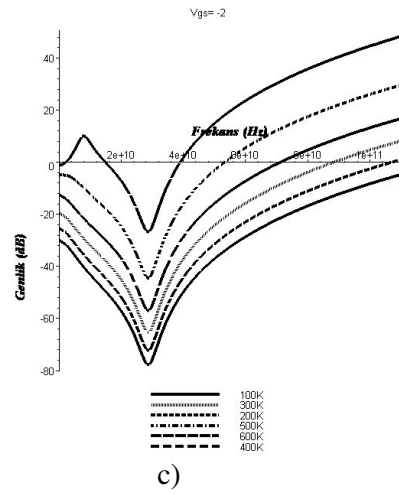
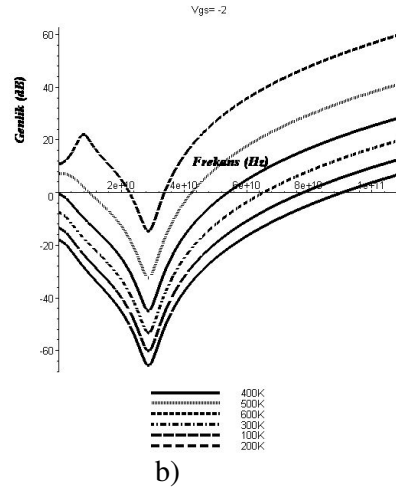
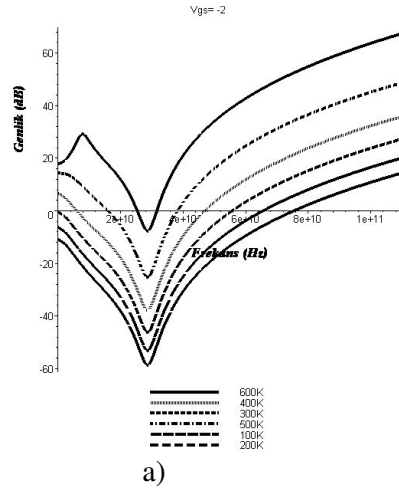


Şekil 1.4. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -5$ V
a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

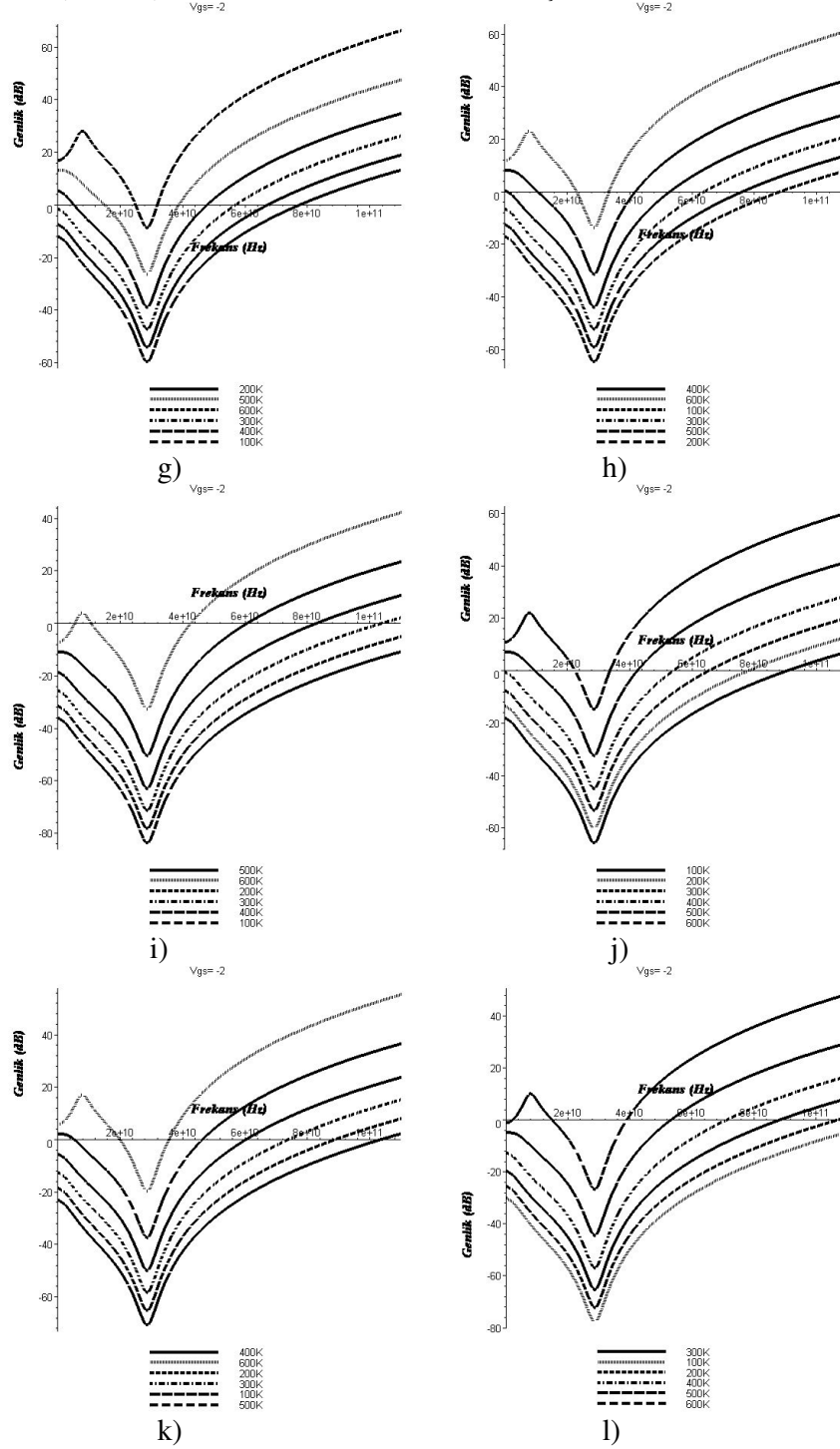
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

Şekil 1.5. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -7V$ a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

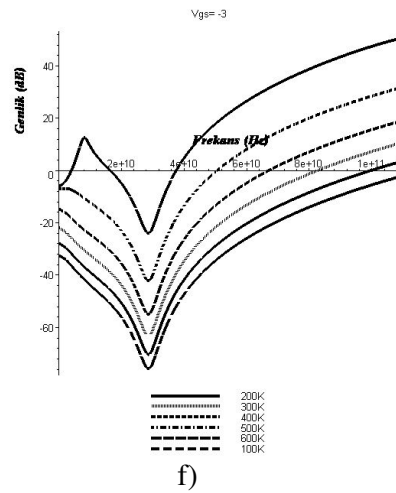
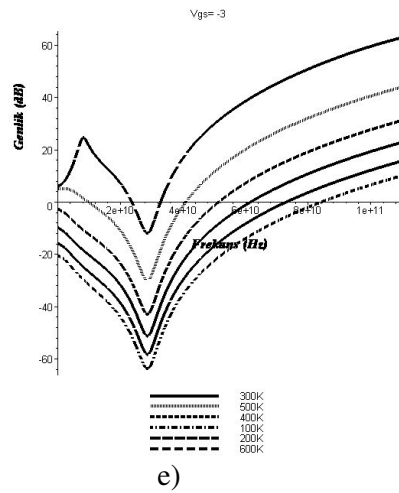
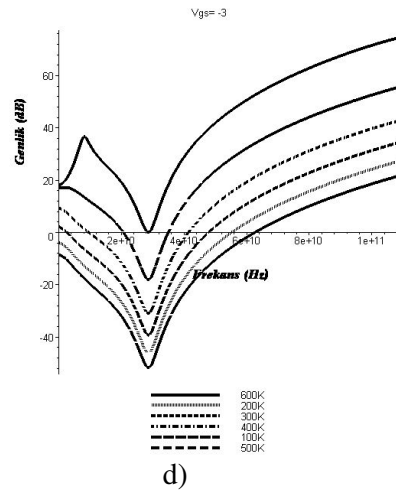
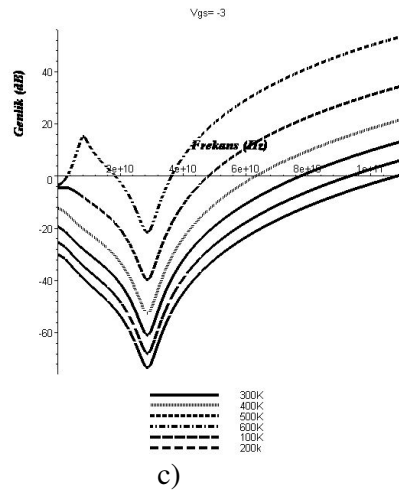
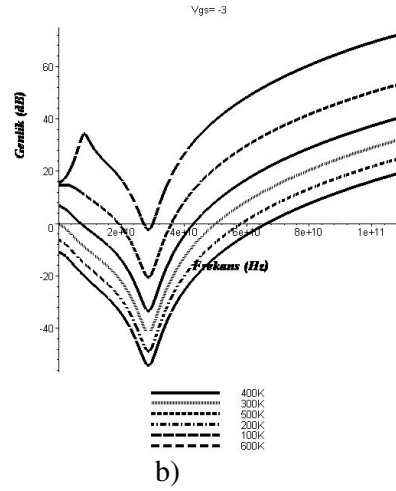
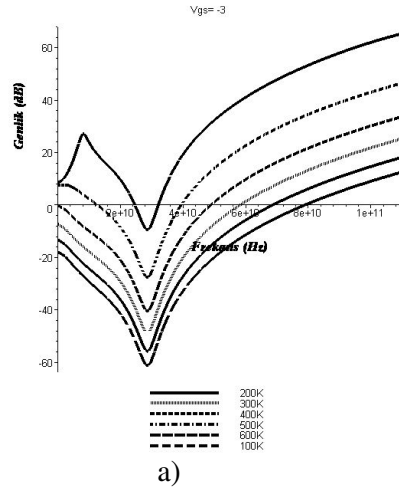


EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

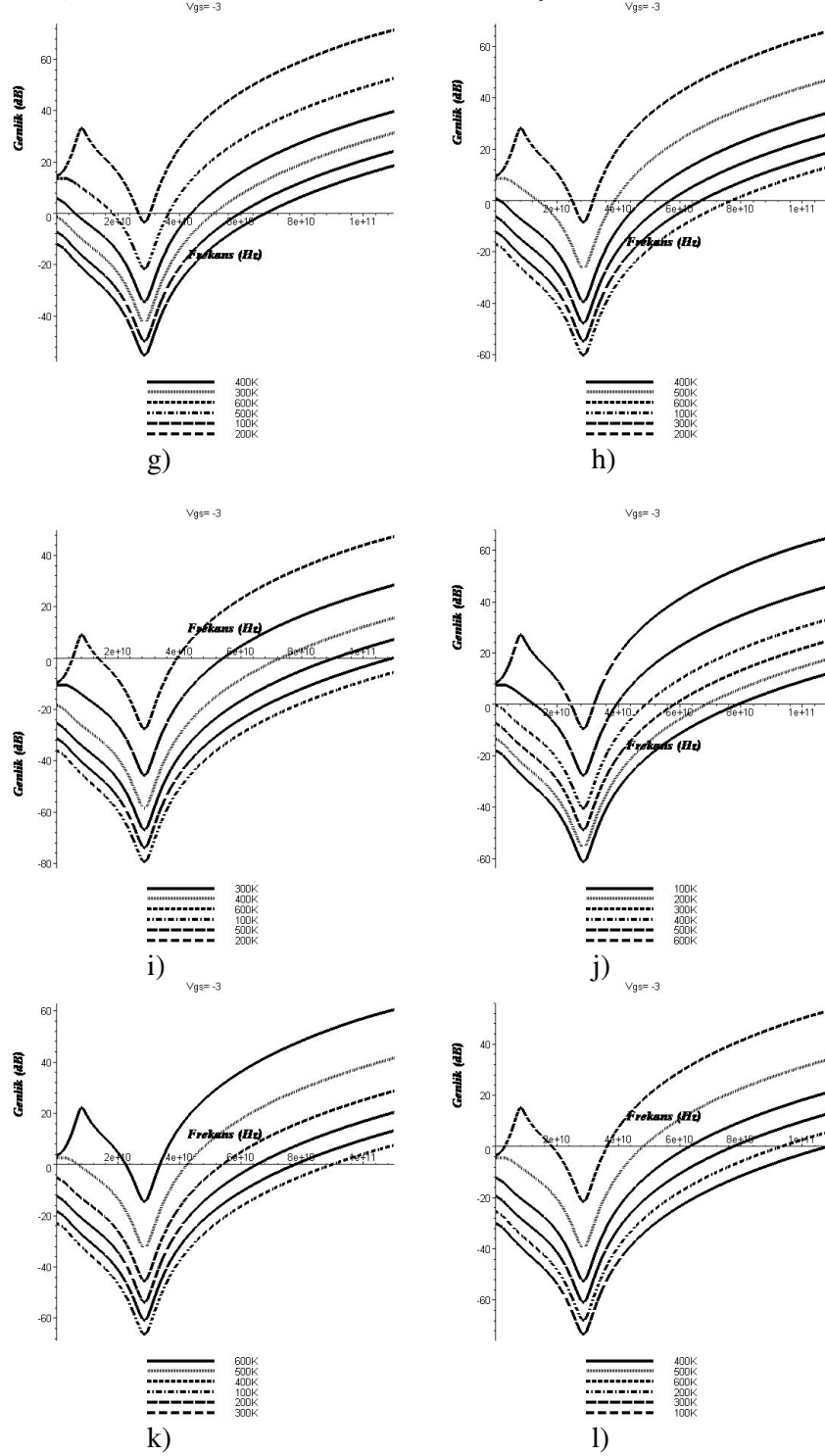
Şekil 1.6. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -2V$

a) $w1+2w2$ b) $w1+2w3$ c) $w1+2w4$ d) $w2+2w1$ e) $w2+2w3$ f) $w2+2w4$
 g) $w3+2w1$ h) $w3+2w2$ i) $w3+2w4$ j) $w4+2w1$ k) $w4+2w2$ l) $w4+2w3$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

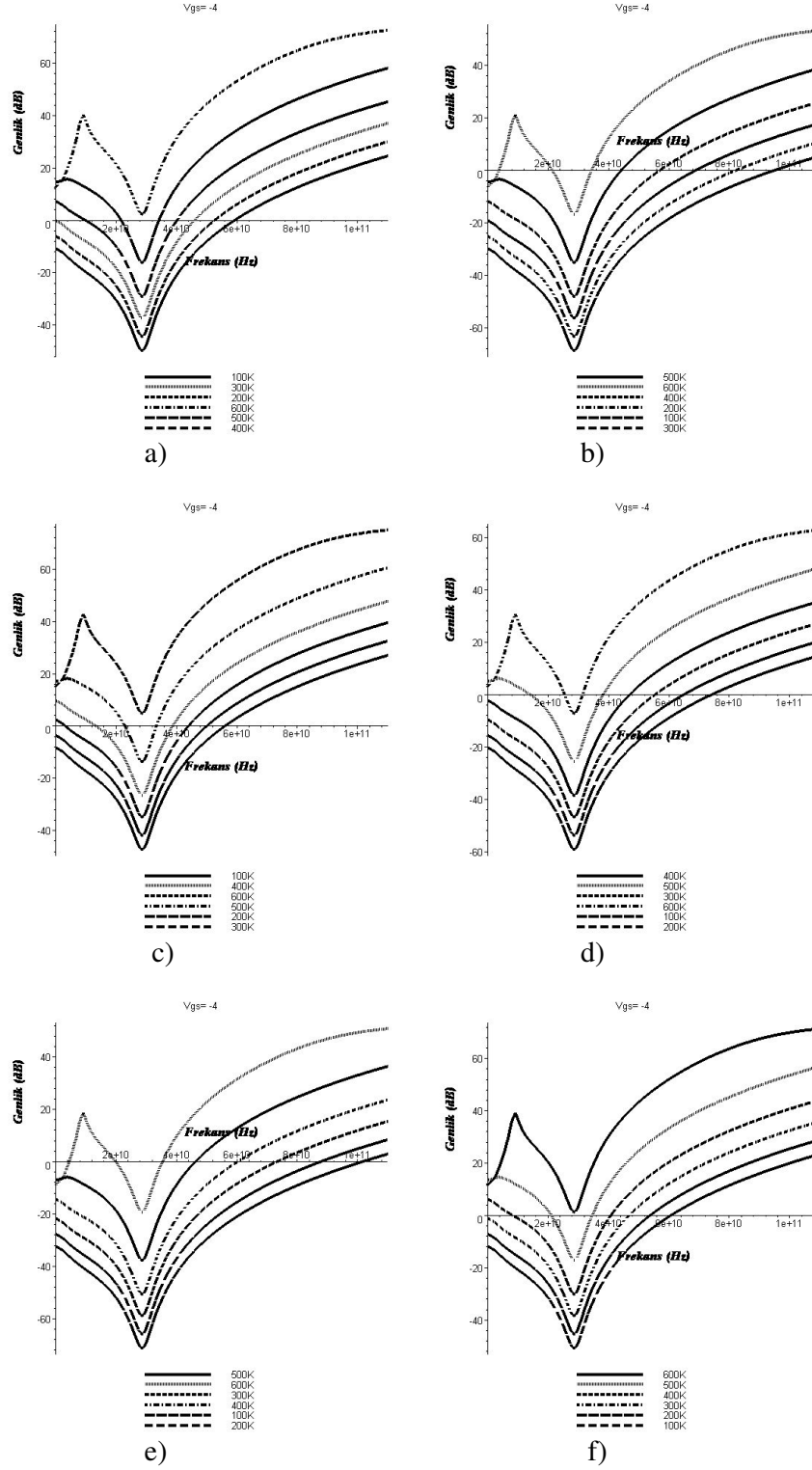


EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

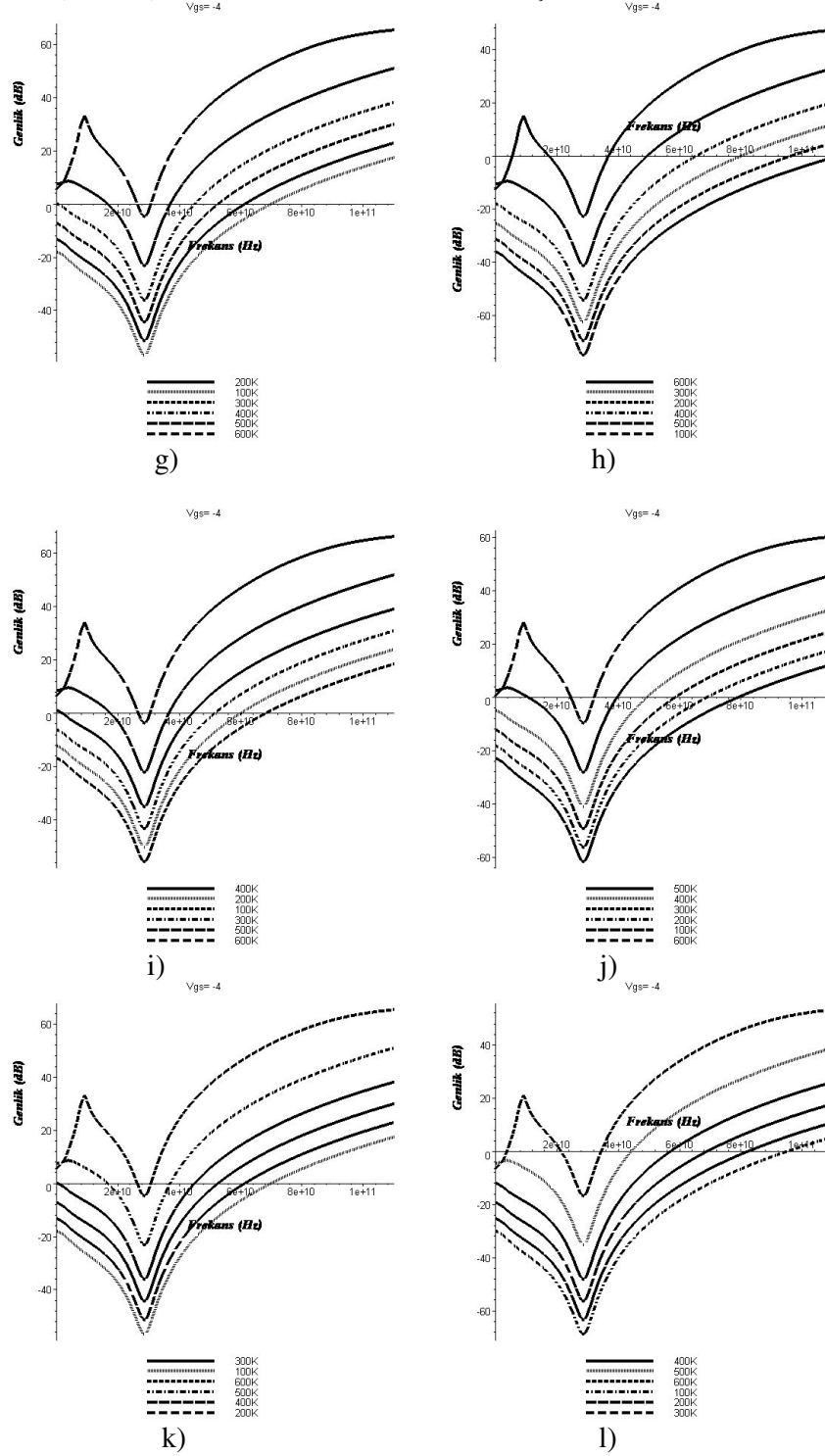
Şekil 1.7. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -3V$

a) w1+2w2 b) w1+2w3 c) w1+2w4 d) w2+2w1 e) w2+2w3 f) w2+2w4
 g) w3+2w1 h) w3+2w2 i) w3+2w4 j) w4+2w1 k) w4+2w2 l) w4+2w3

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

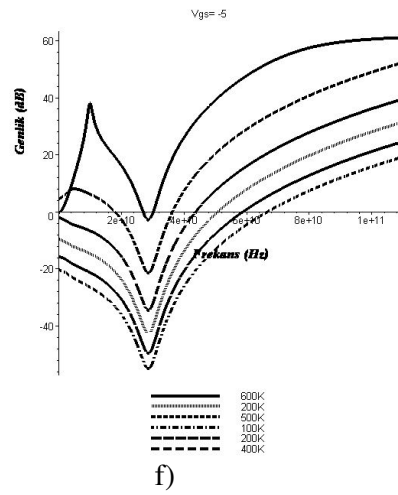
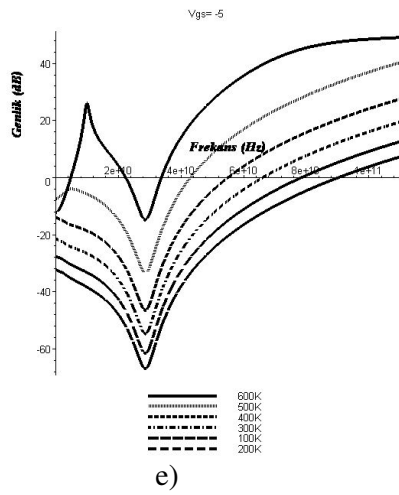
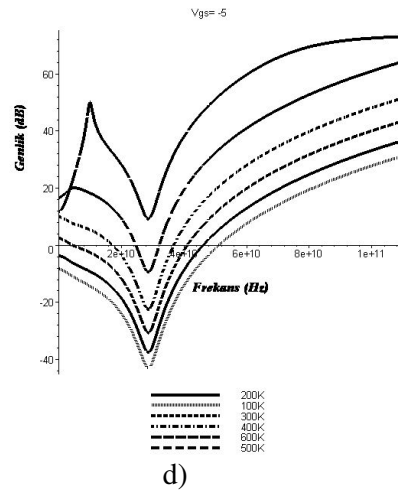
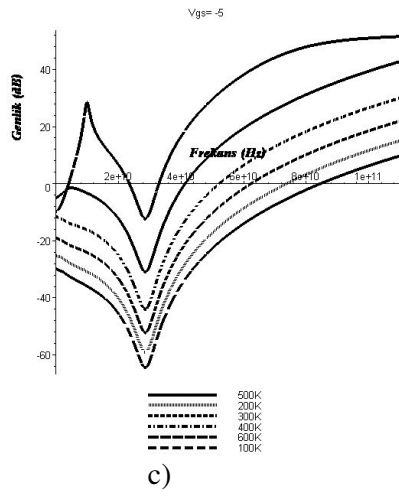
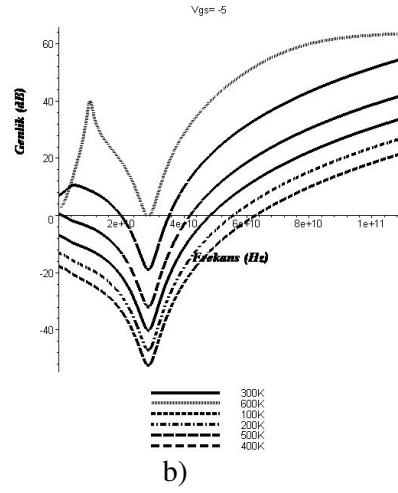
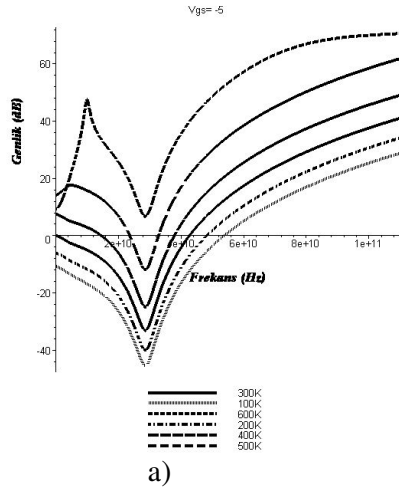


EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

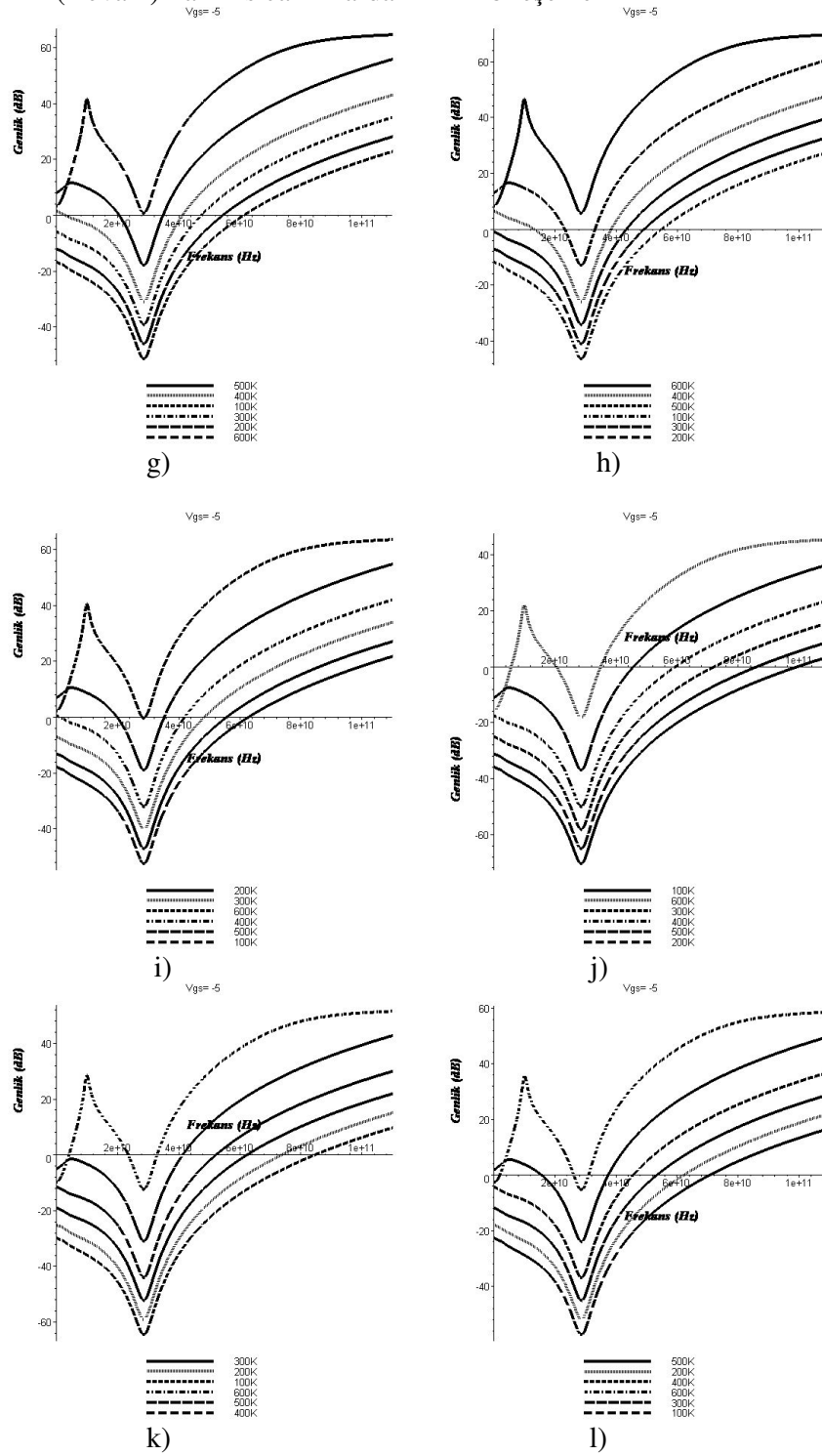
Şekil 1.8. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -4V$

a) w1+2w2 b) w1+2w3 c) w1+2w4 d) w2+2w1 e) w2+2w3 f) w2+2w4
 g) w3+2w1 h) w3+2w2 i) w3+2w4 j) w4+2w1 k) w4+2w2 l) w4+2w3

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

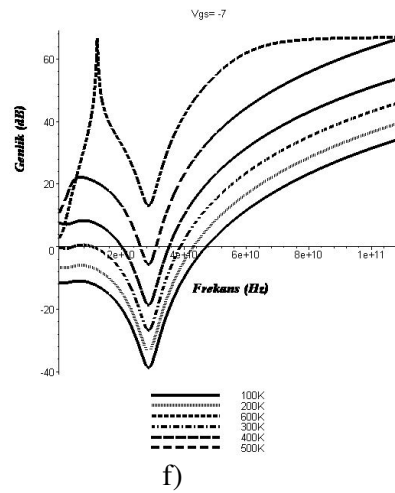
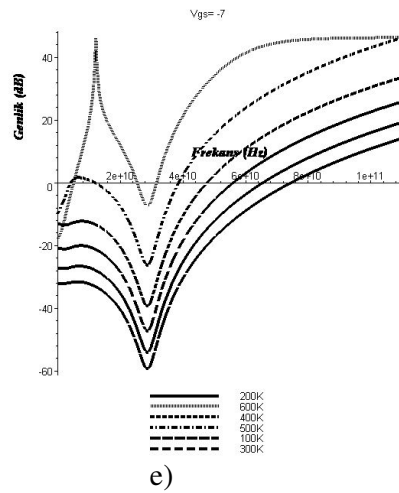
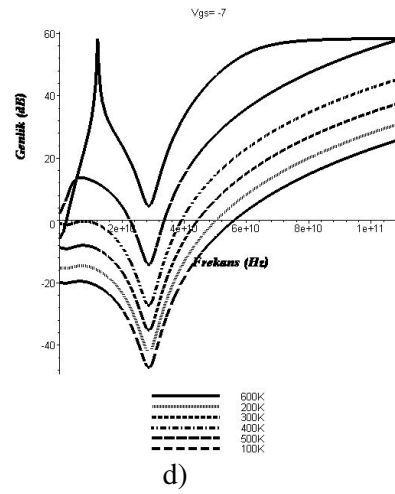
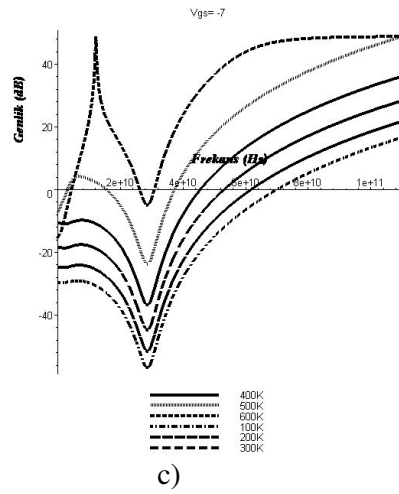
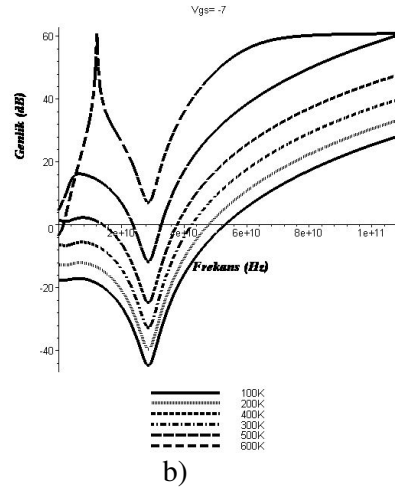
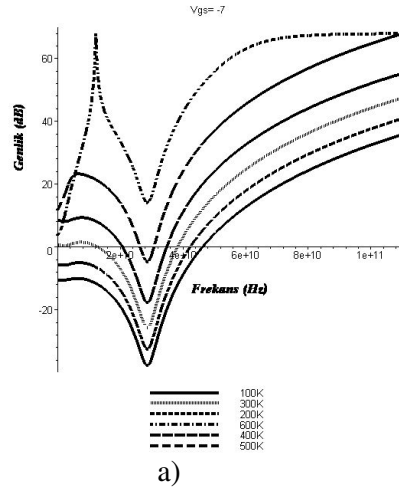


EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

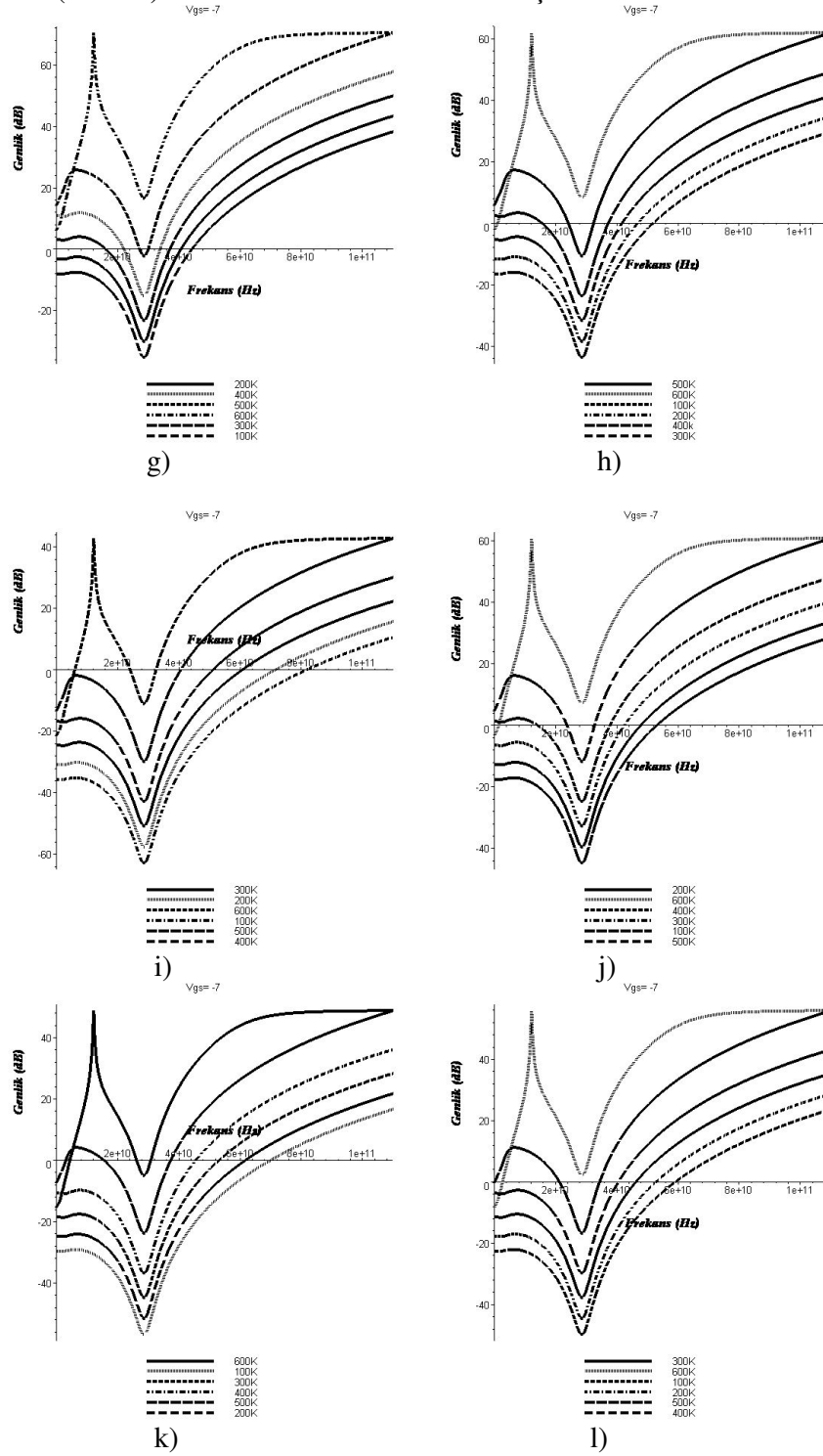
Şekil 1.9. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -5$ V

a) w1+2w2 b) w1+2w3 c) w1+2w4 d) w2+2w1 e) w2+2w3 f) w2+2w4
 g) w3+2w1 h) w3+2w2 i) w3+2w4 j) w4+2w1 k) w4+2w2 l) w4+2w3

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

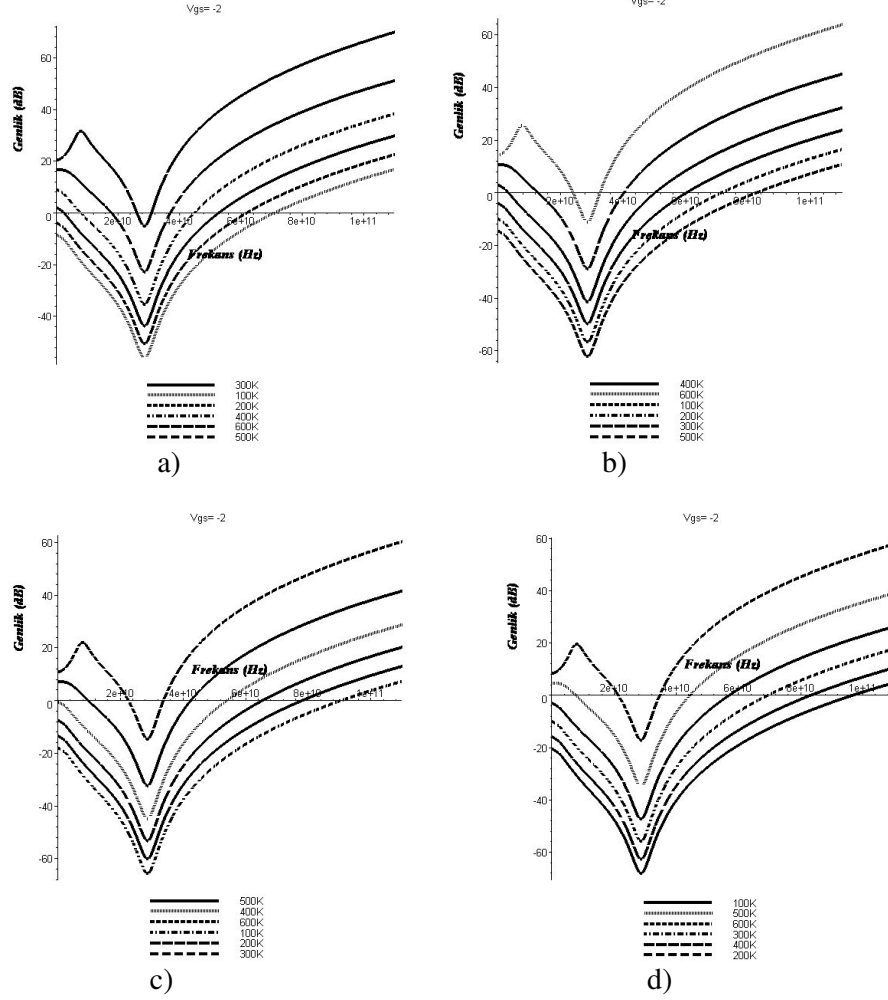


EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri

Şekil 1.10. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -7V$

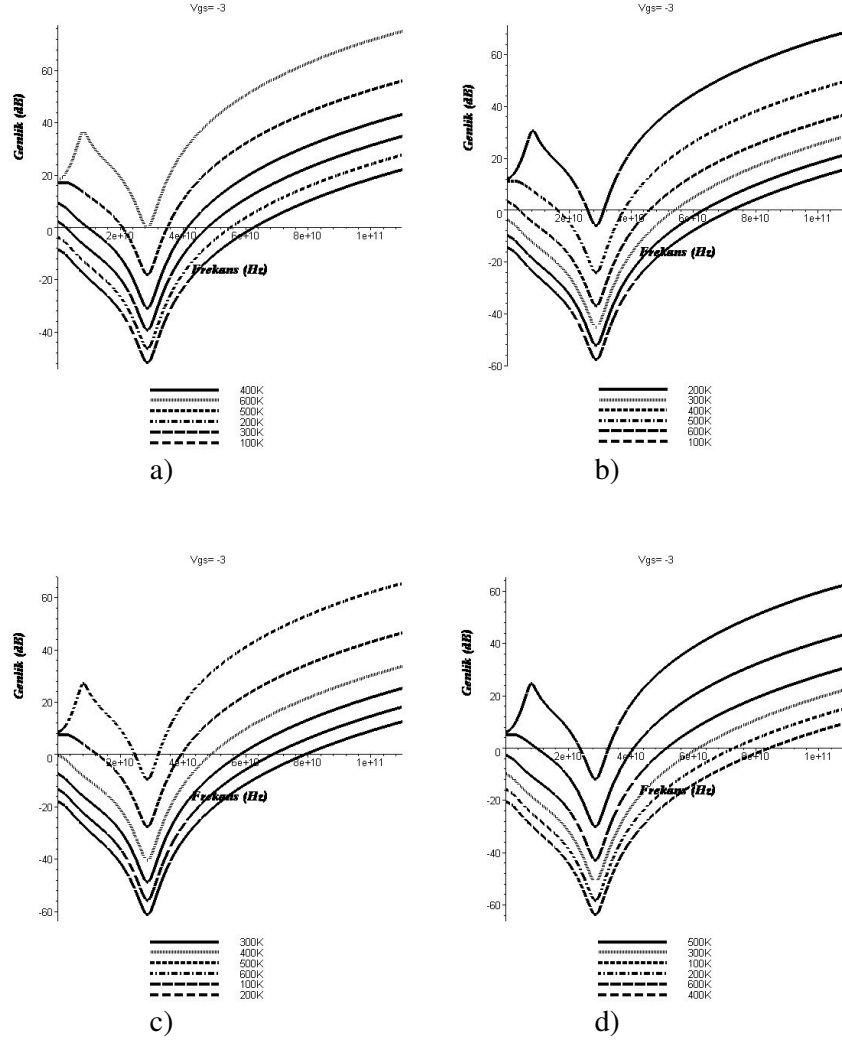
a) w1+2w2 b) w1+2w3 c) w1+2w4 d) w2+2w1 e) w2+2w3 f) w2+2w4
 g) w3+2w1 h) w3+2w2 i) w3+2w4 j) w4+2w1 k) w4+2w2 l) w4+2w3

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



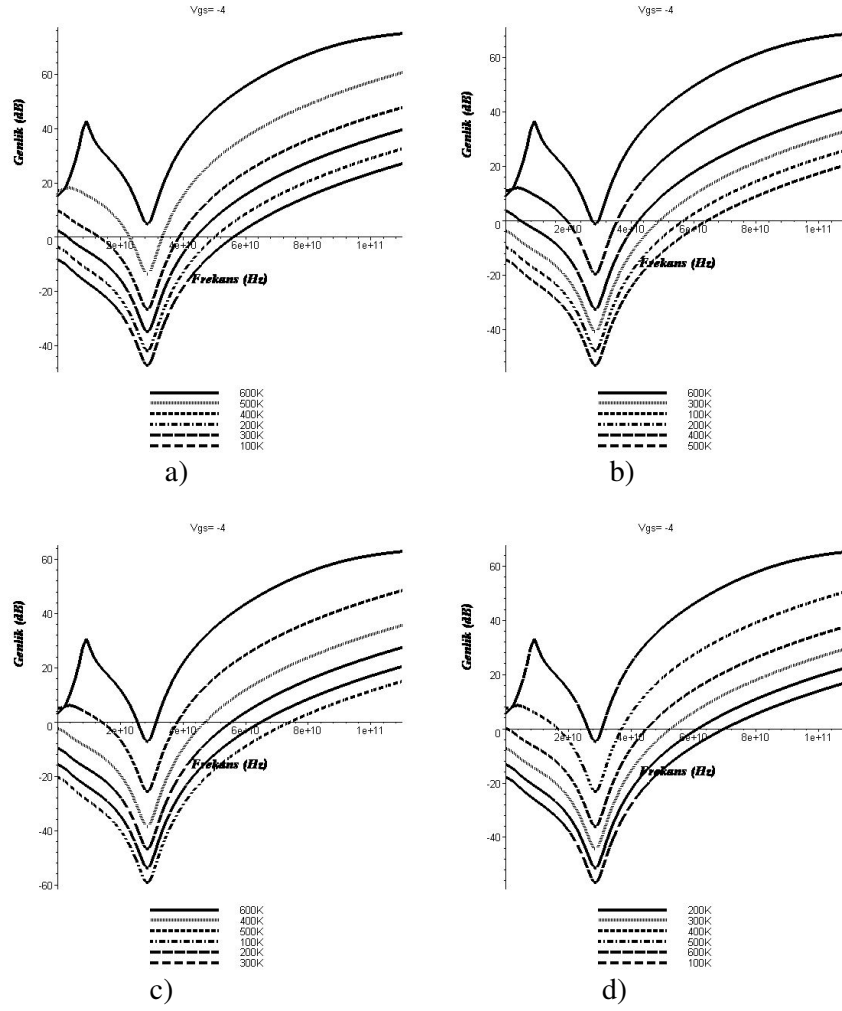
Şekil 1.11. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -2V$
a) $w_1 + w_2 + w_3$ b) $w_1 + w_2 + w_4$ c) $w_1 + w_3 + w_4$ d) $w_2 + w_3 + w_4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



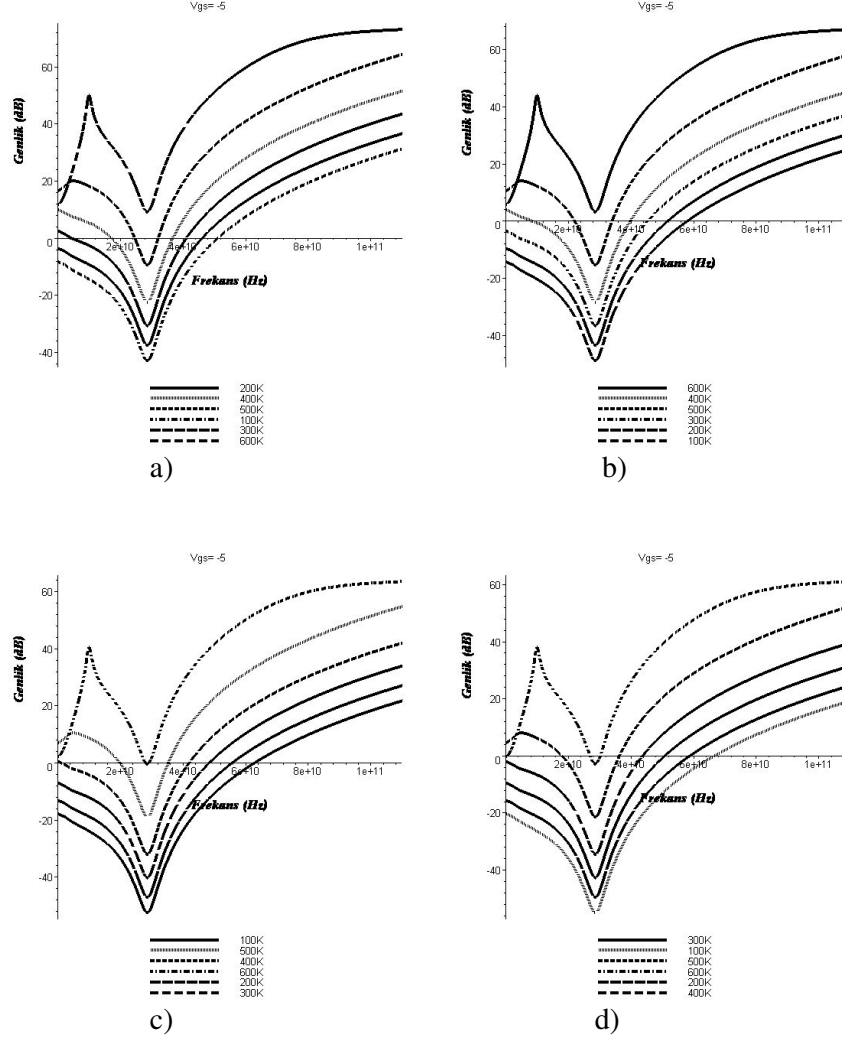
Şekil 1.12. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -3V$
a) $w_1 + w_2 + w_3$ b) $w_1 + w_2 + w_4$ c) $w_1 + w_3 + w_4$ d) $w_2 + w_3 + w_4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



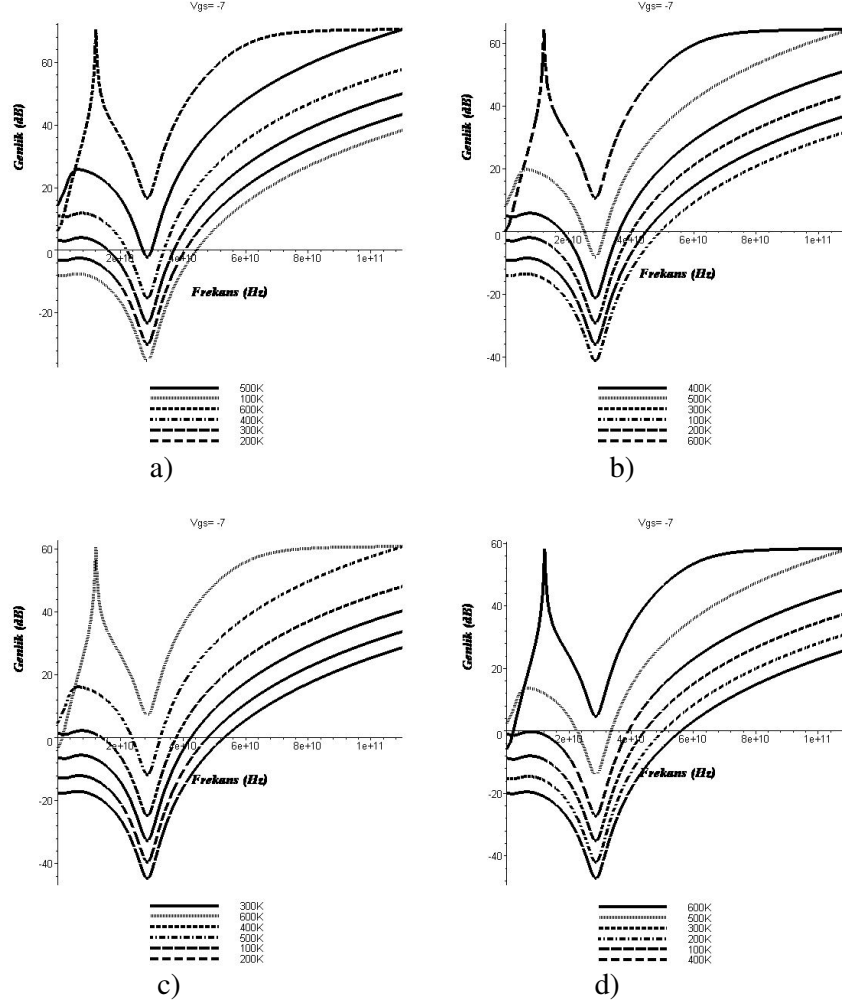
Şekil 1.14. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -4V$
a) $w_1 + w_2 + w_3$ b) $w_1 + w_2 + w_4$ c) $w_1 + w_3 + w_4$ d) $w_2 + w_3 + w_4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



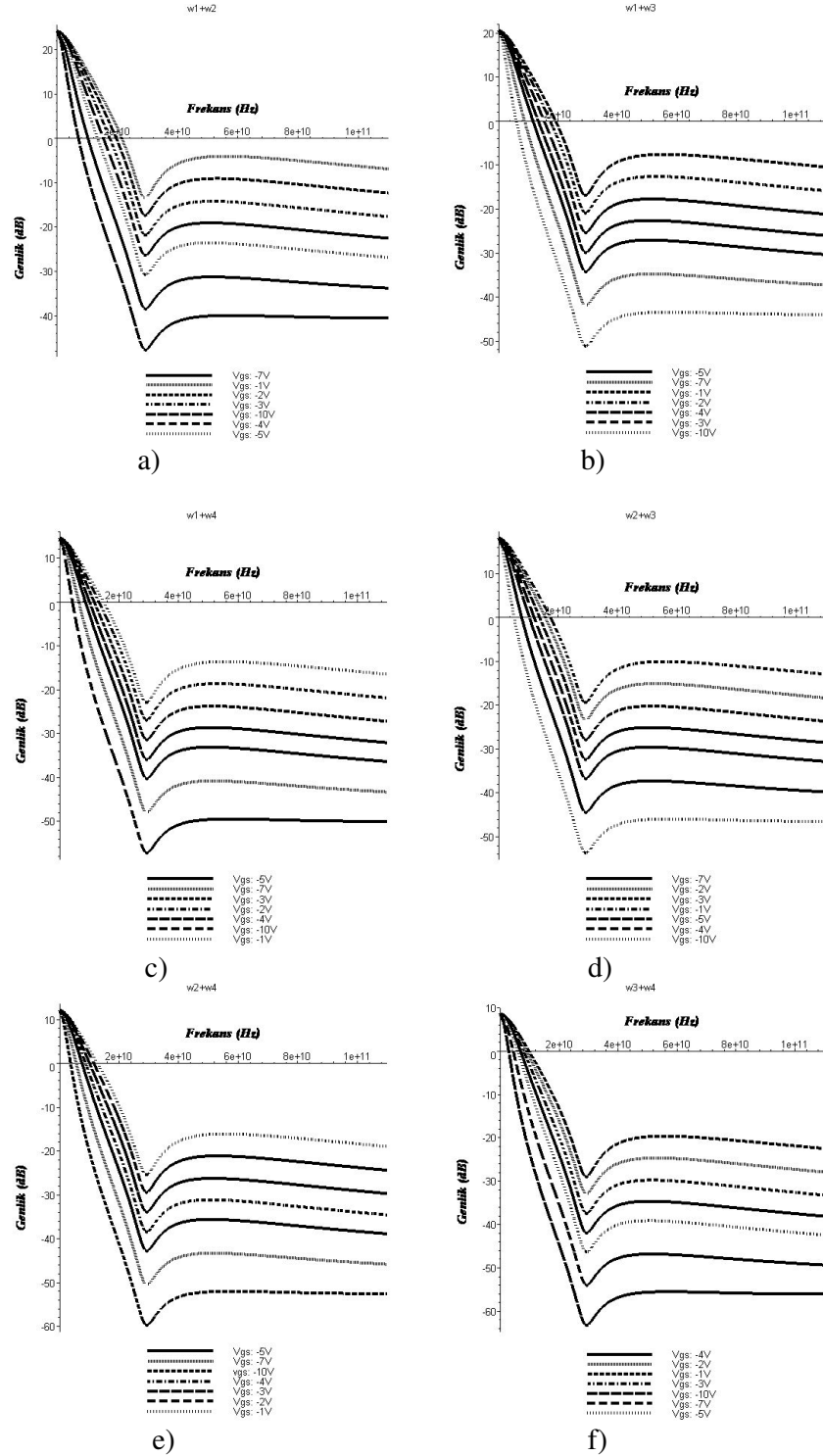
Şekil 1.15. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -5V$
a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.16. HEMT'in farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri $V_{gs} = -7V$
a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

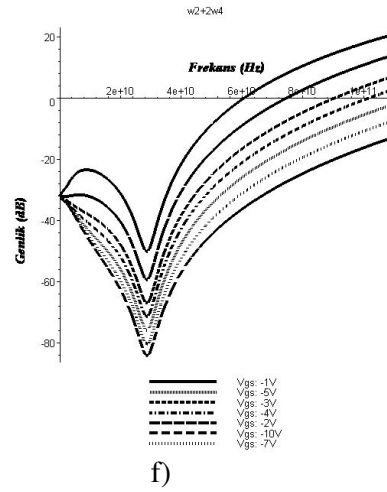
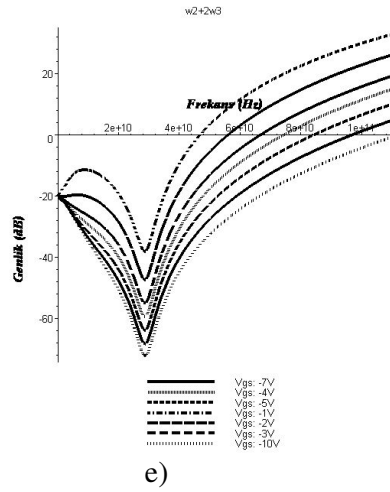
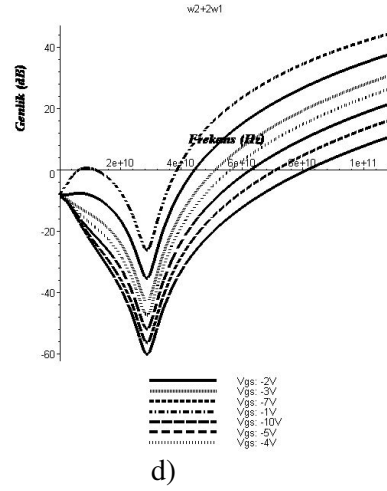
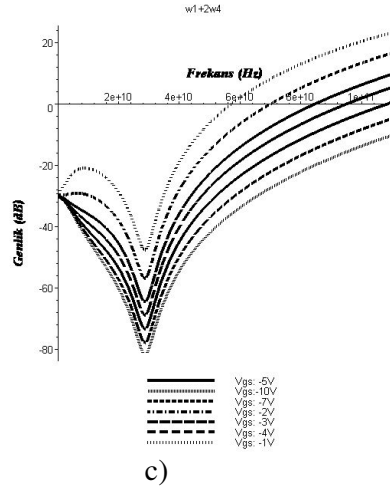
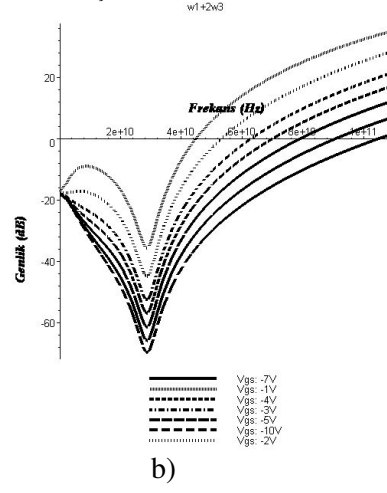
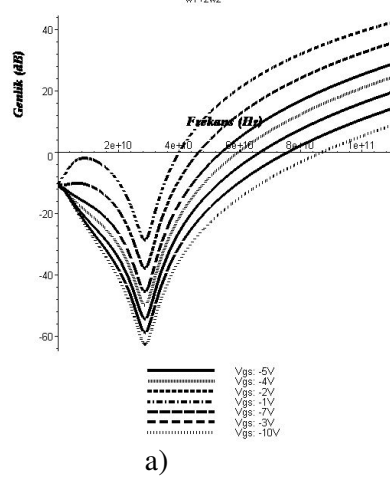
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



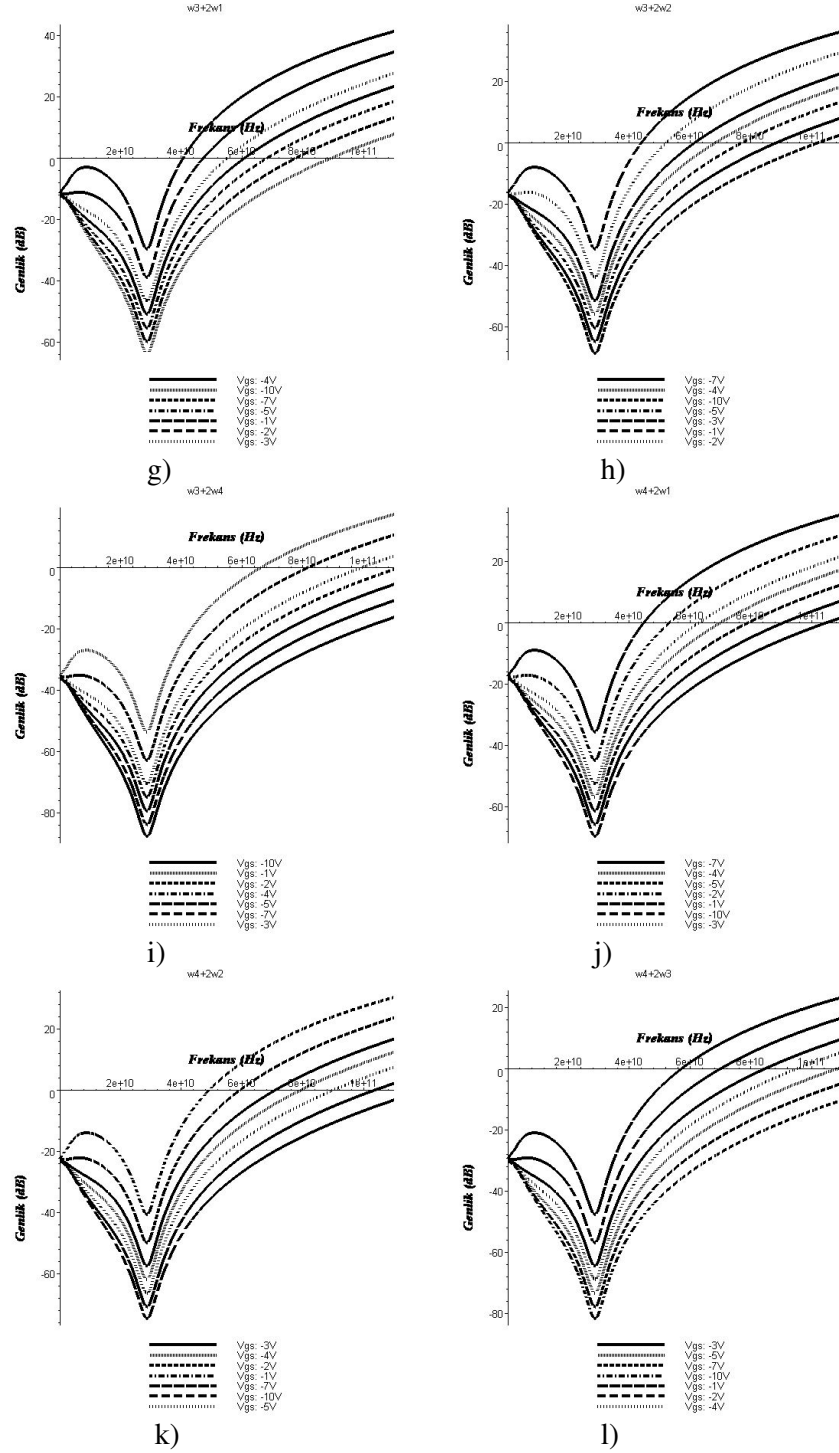
Şekil 1.17. HEMT'in 100K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) w1+w2 b) w1+w3 c) w1+w4 d) w2+w3 e) w2+w4 f) w3+w4

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



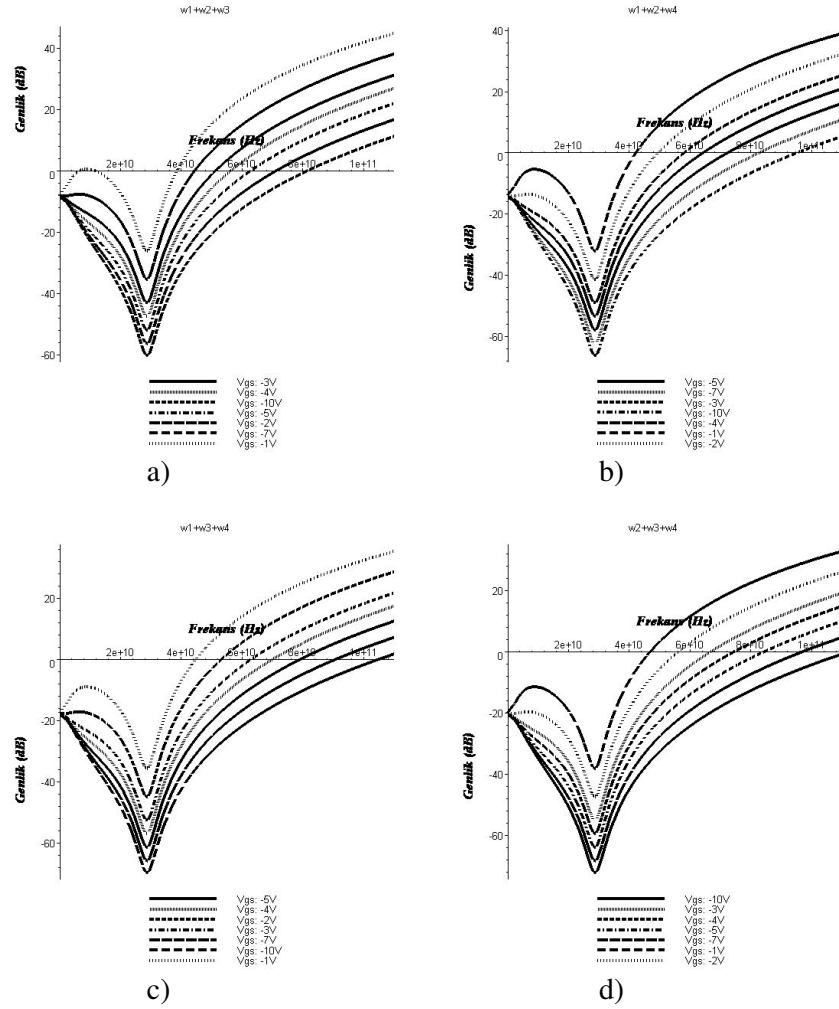
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.18. HEMT'in 100K sıcaklığındaki IMD bileşenleri.

a) $w1+2w2$ b) $w1+2w3$ c) $w1+2w4$ d) $w2+2w1$ e) $w2+2w3$ f) $w2+2w4$
 g) $w3+2w1$ h) $w3+2w2$ i) $w3+2w4$ j) $w4+2w1$ k) $w4+2w2$ l) $w4+2w3$

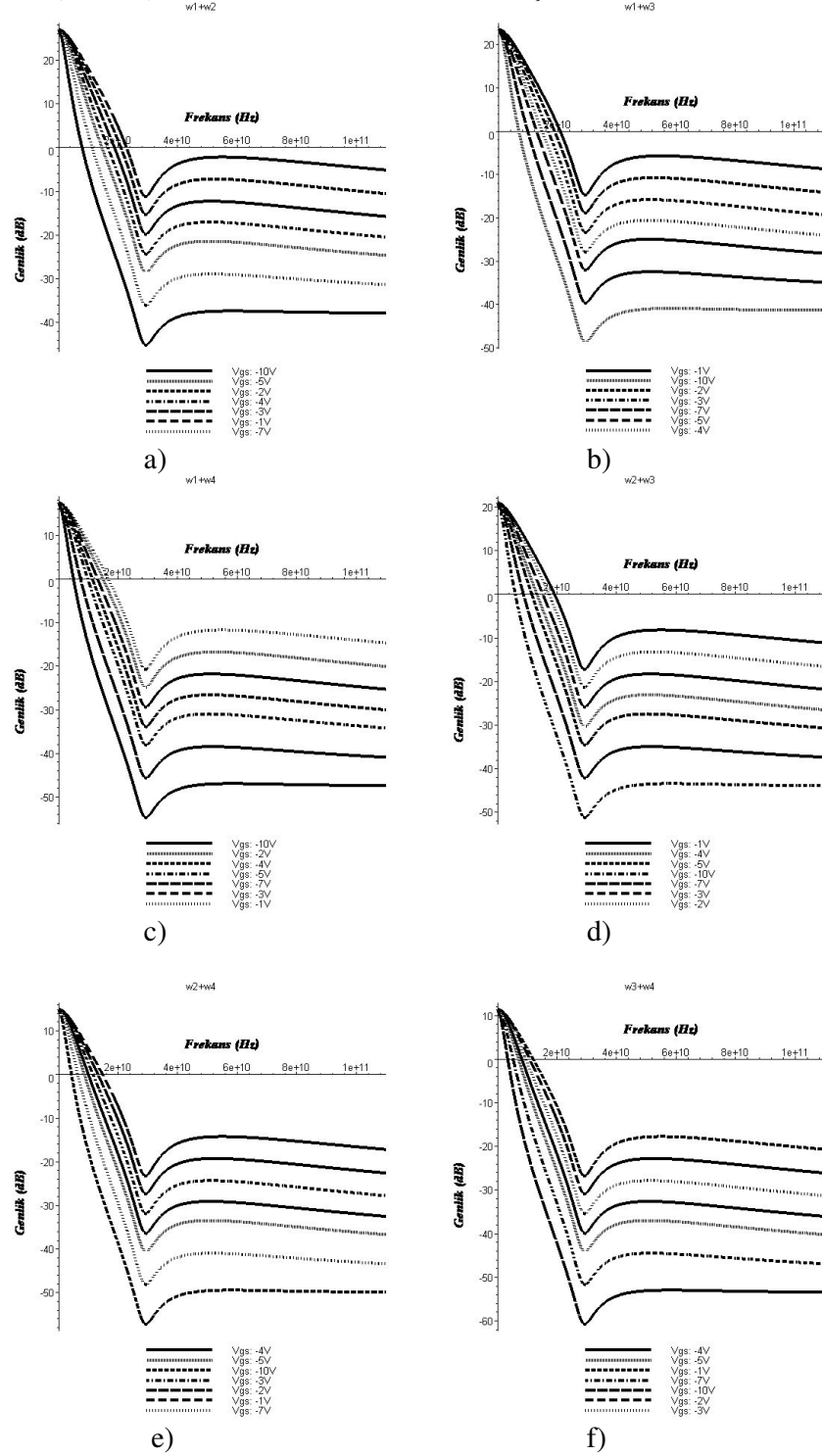
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.19. HEMT'in 100K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

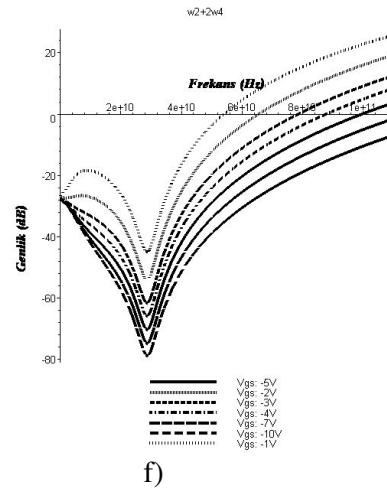
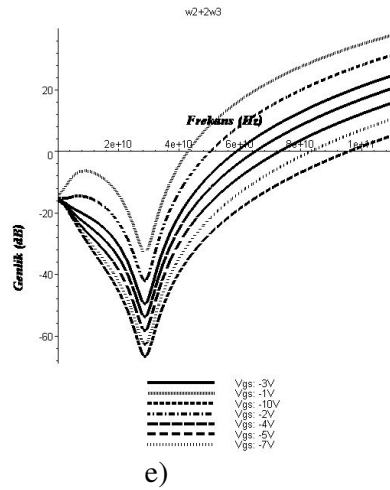
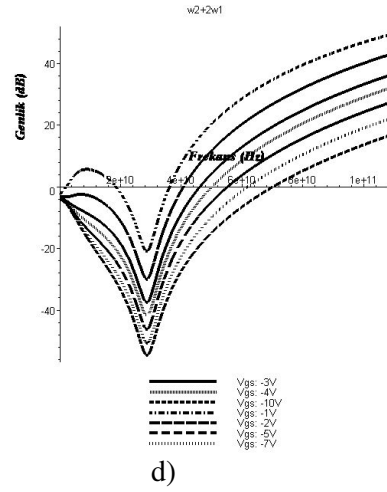
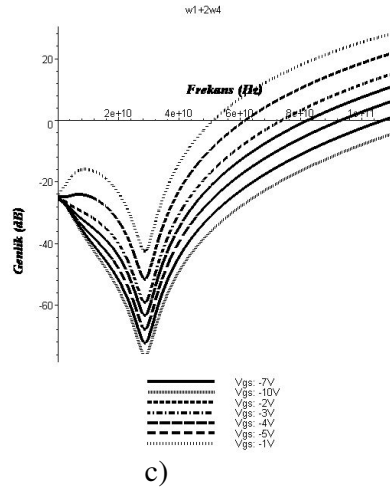
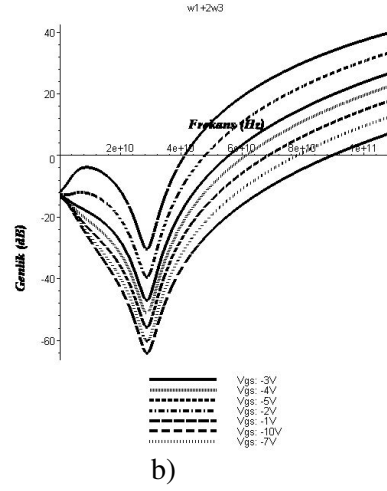
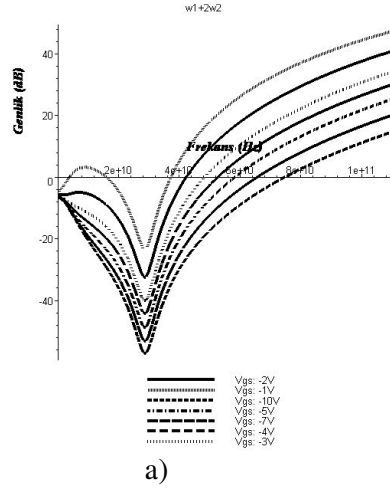
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



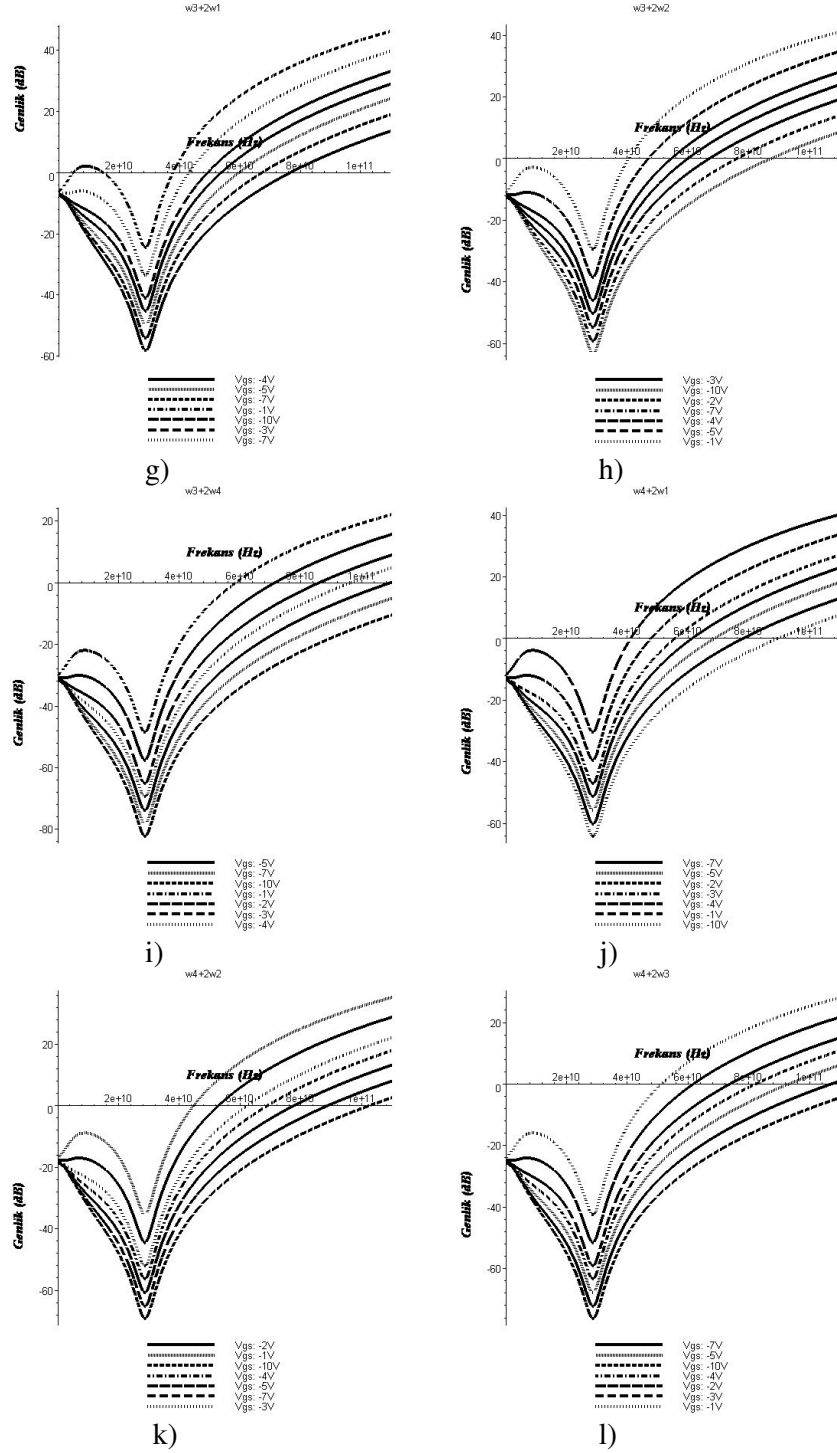
Şekil 1.20. HEMT'in 200K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



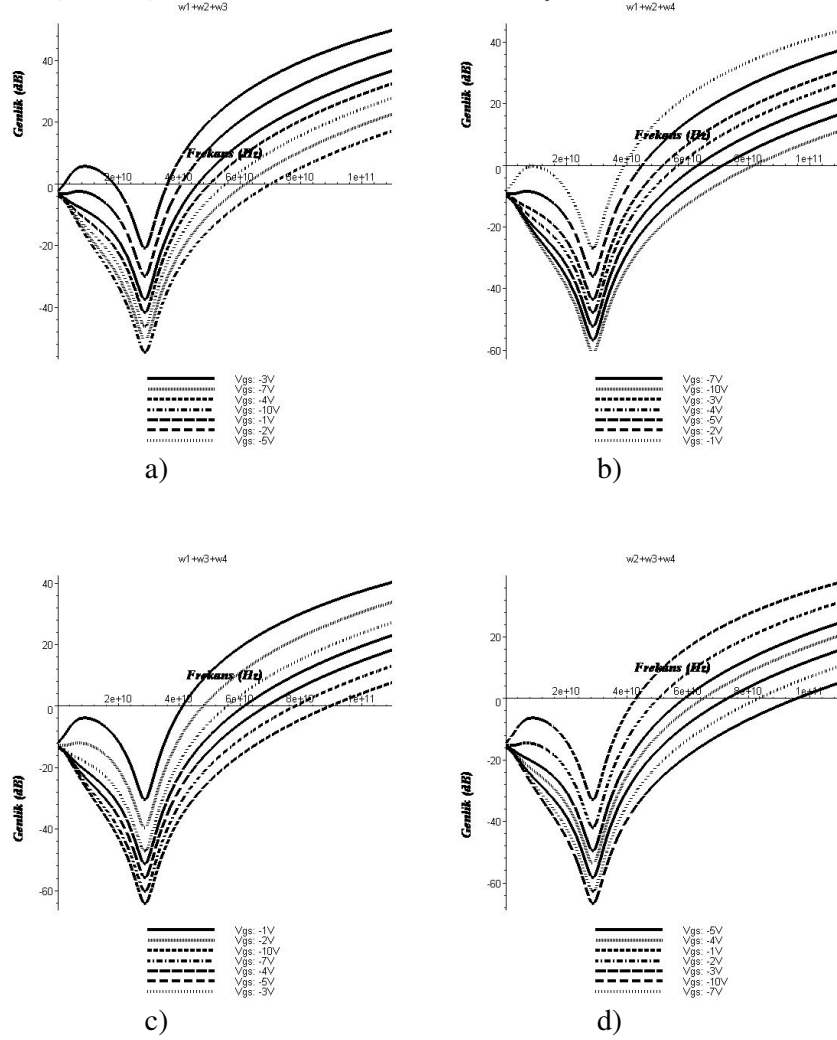
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.21. HEMT'in 200K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

- a) $w1+2w2$ b) $w1+2w3$ c) $w1+2w4$ d) $w2+2w1$ e) $w2+2w3$ f) $w2+2w4$
 g) $w3+2w1$ h) $w3+2w2$ i) $w3+2w4$ j) $w4+2w1$ k) $w4+2w2$ l) $w4+2w3$

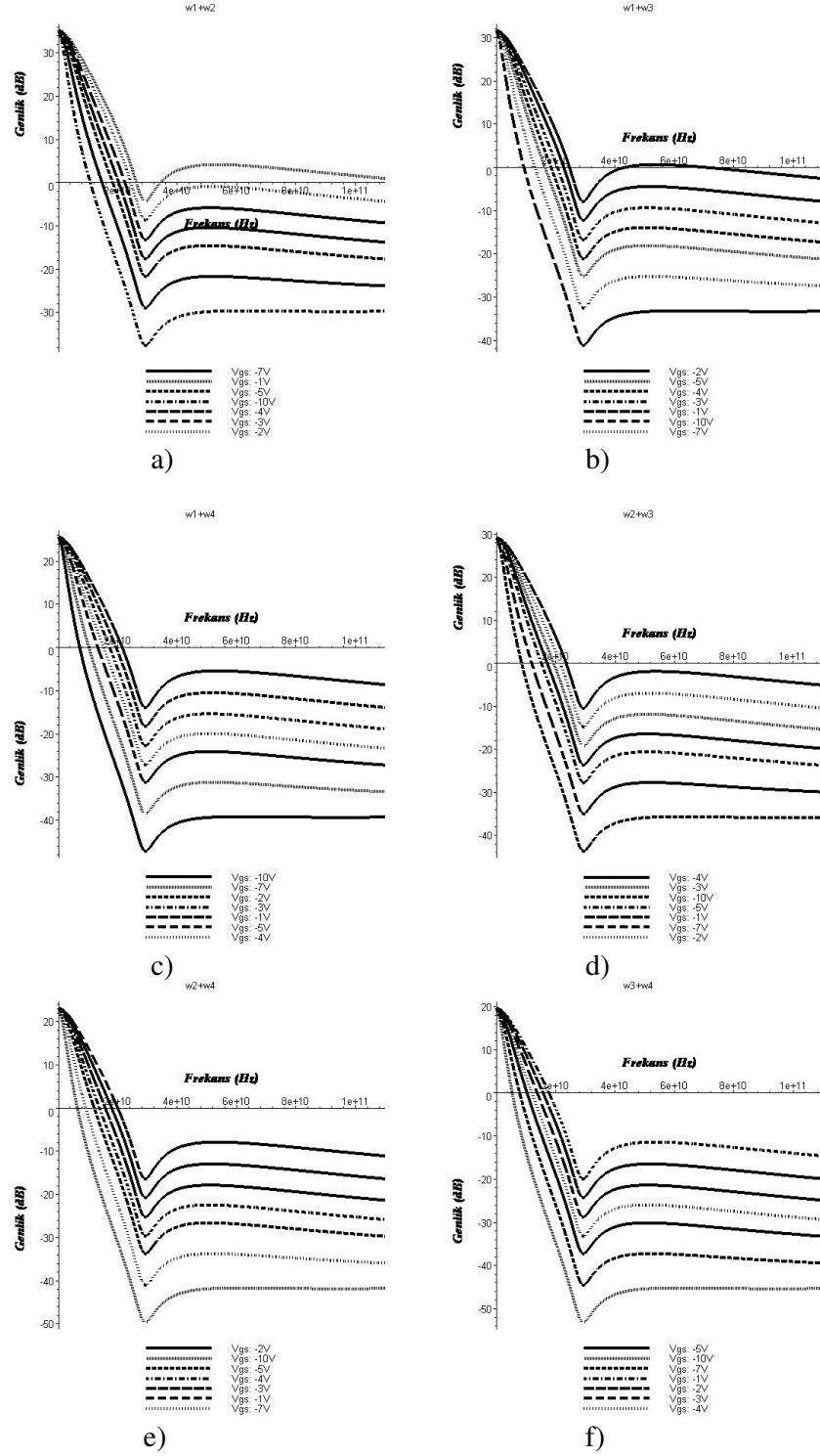
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.22. HEMT'in 200K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

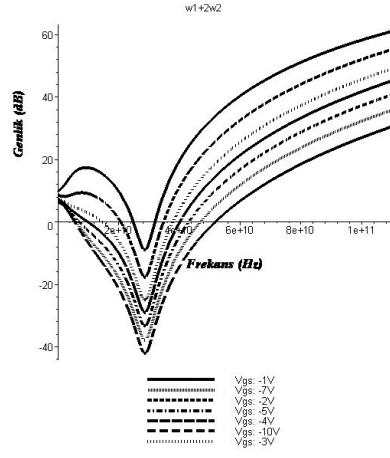
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



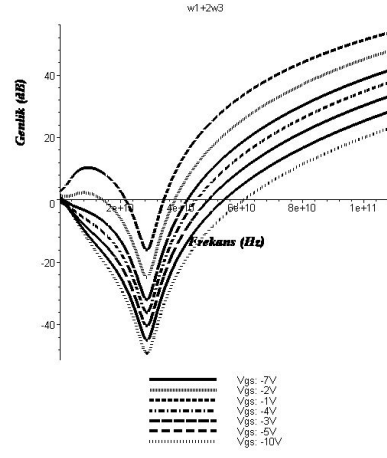
Şekil 1.23. HEMT'in 400K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) w1+w2 b) w1+w3 c) w1+w4 d) w2+w3 e) w2+w4 f) w3+w4

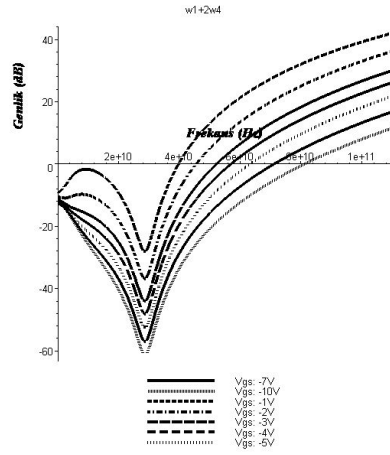
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



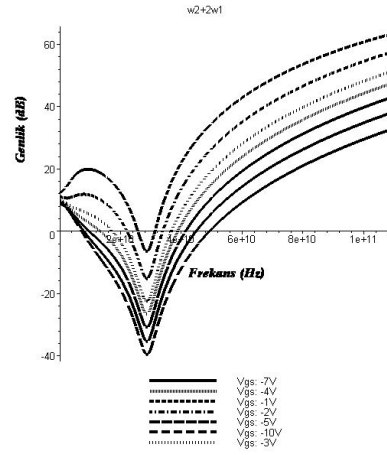
a)



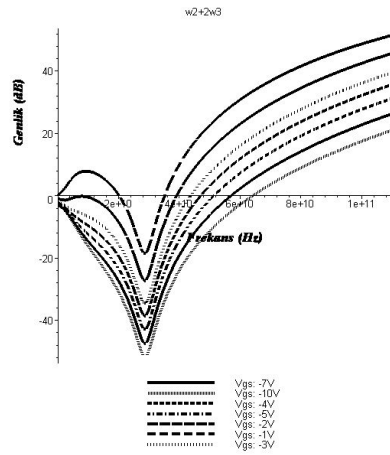
b)



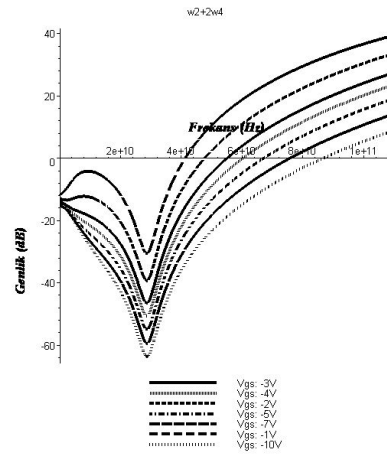
c)



d)

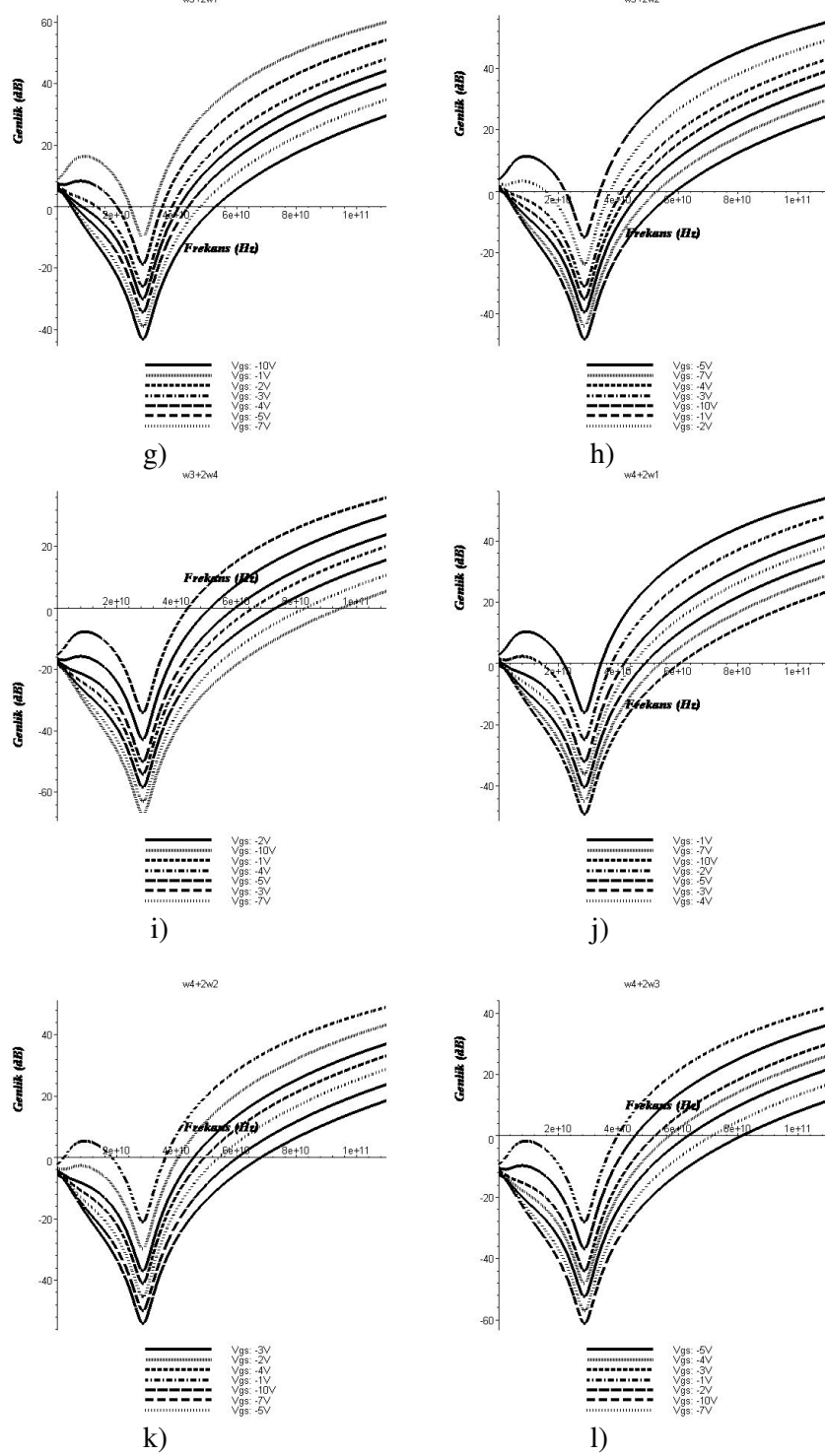


e)



f)

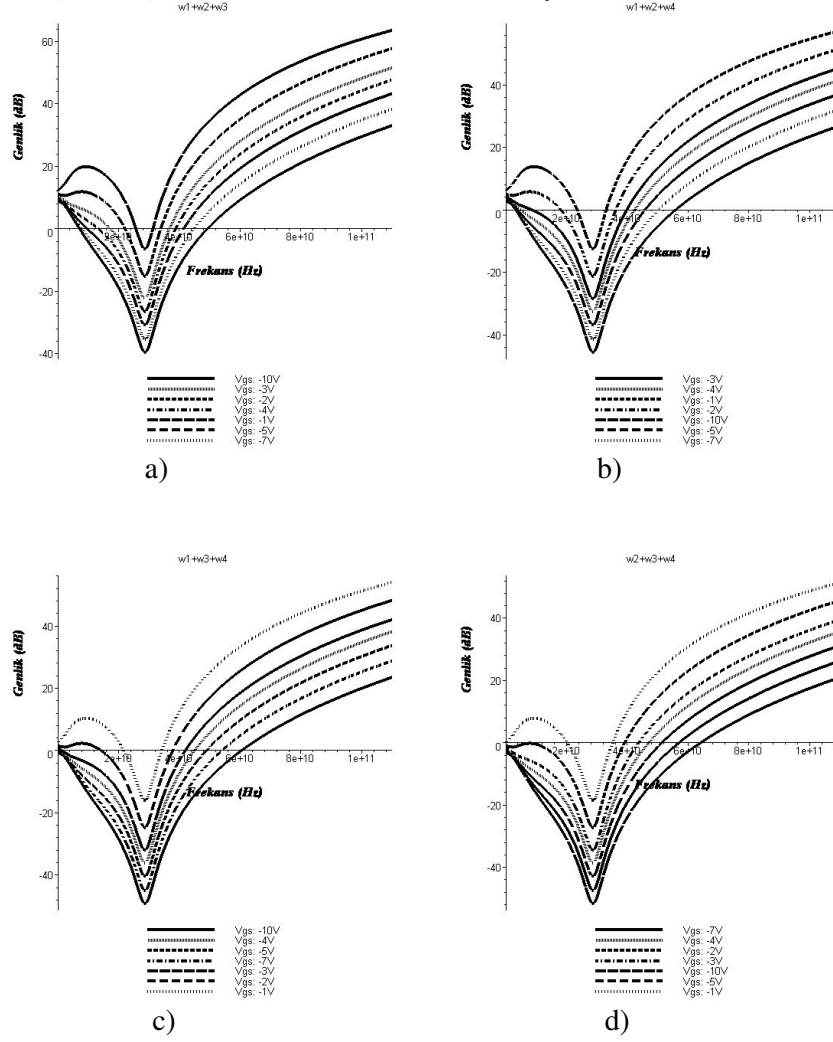
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.24. HEMT'in 400K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+2w2$ b) $w1+2w3$ c) $w1+2w4$ d) $w2+2w1$ e) $w2+2w3$ f) $w2+2w4$
 g) $w3+2w1$ h) $w3+2w2$ i) $w3+2w4$ j) $w4+2w1$ k) $w4+2w2$ l) $w4+2w3$

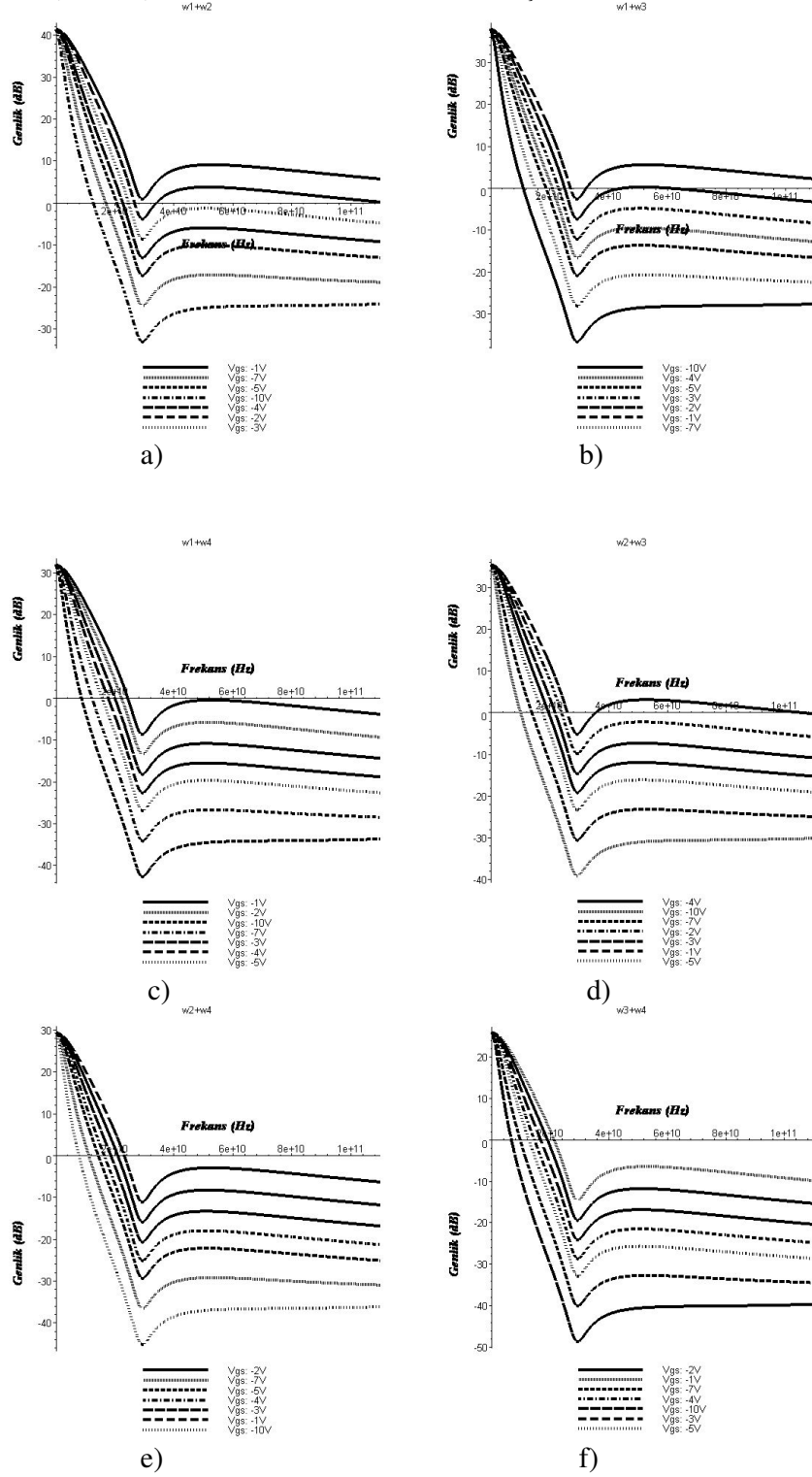
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.25. HEMT'in 400K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

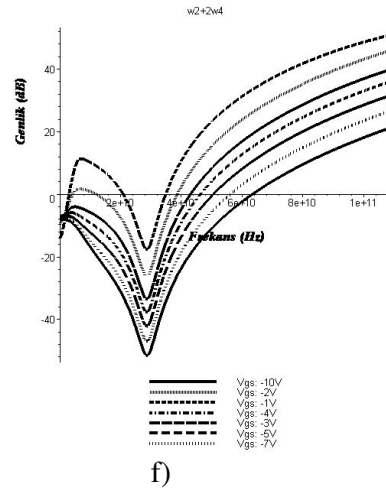
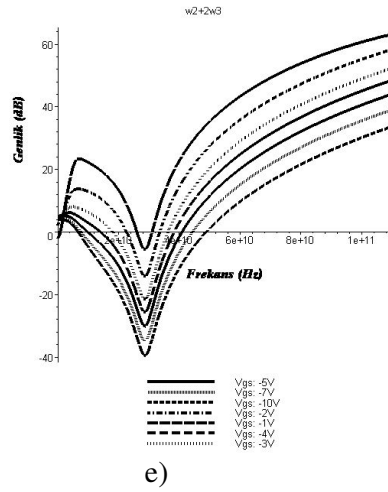
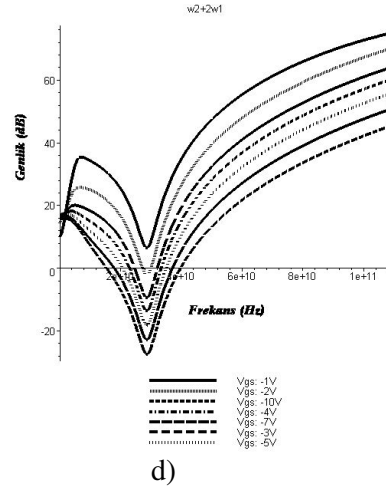
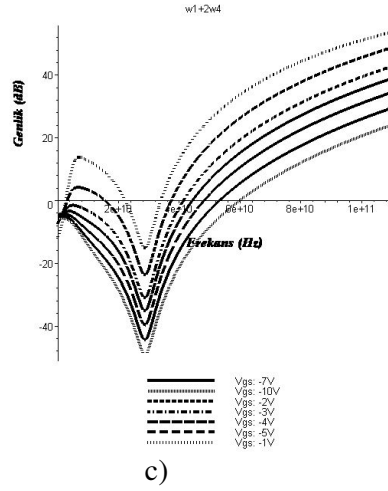
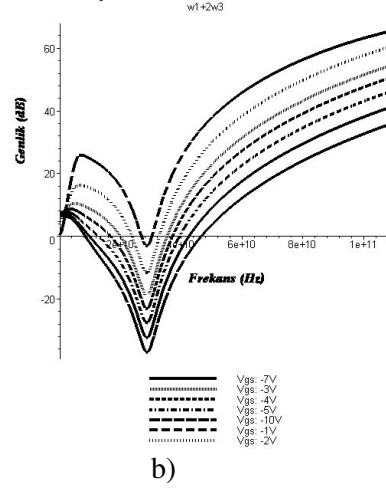
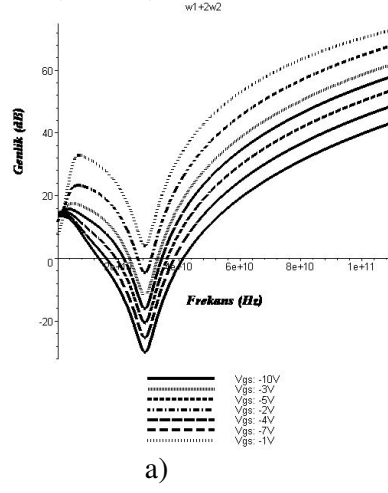
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



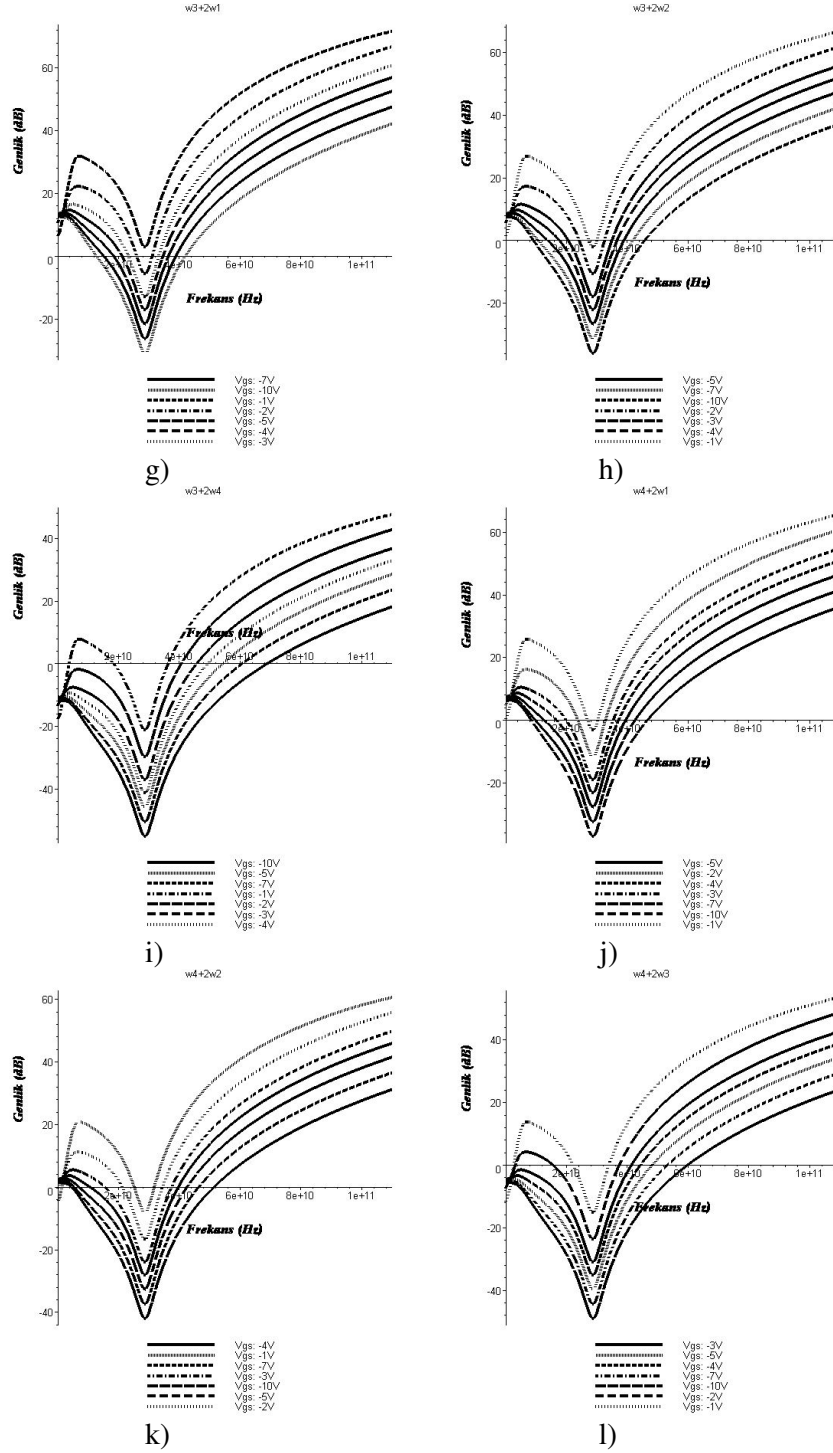
Şekil 1.26. HEMT'in 500K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2$ b) $w1+w3$ c) $w1+w4$ d) $w2+w3$ e) $w2+w4$ f) $w3+w4$

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



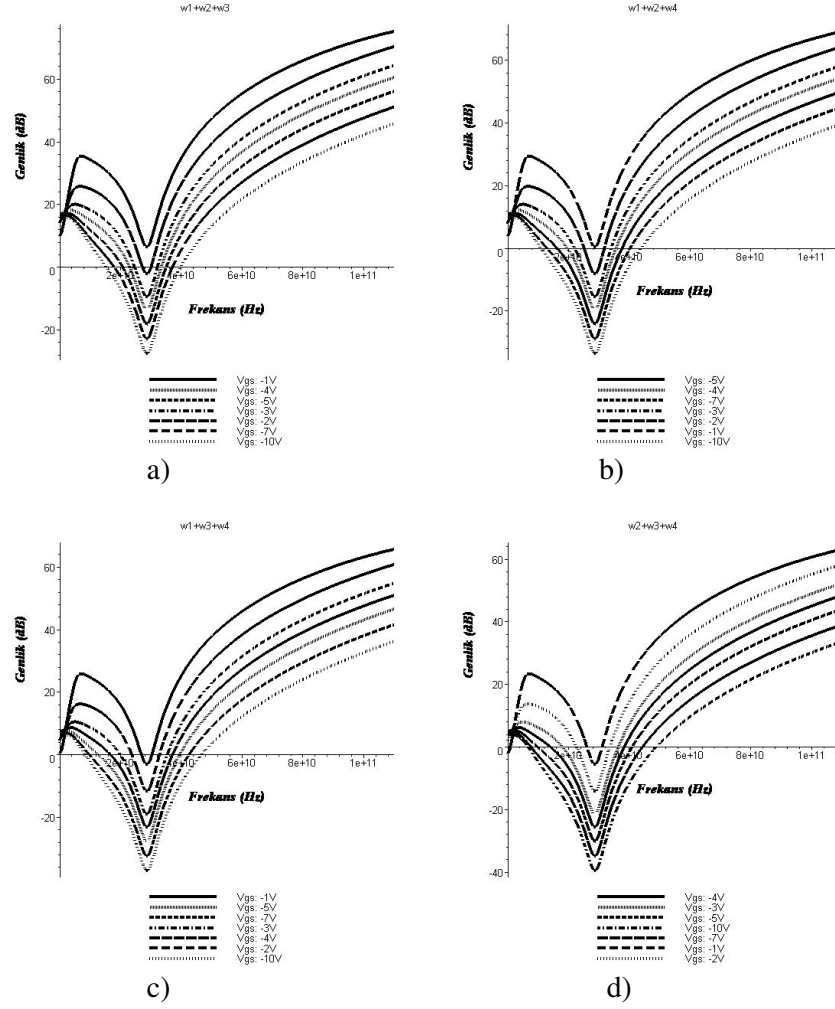
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.27. HEMT'in 500K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) w1+2w2 b) w1+2w3 c) w1+2w4 d) w2+2w1 e) w2+2w3 f) w2+2w4
g) w3+2w1 h) w3+2w2 i) w3+2w4 j) w4+2w1 k) w4+2w2 l) w4+2w3

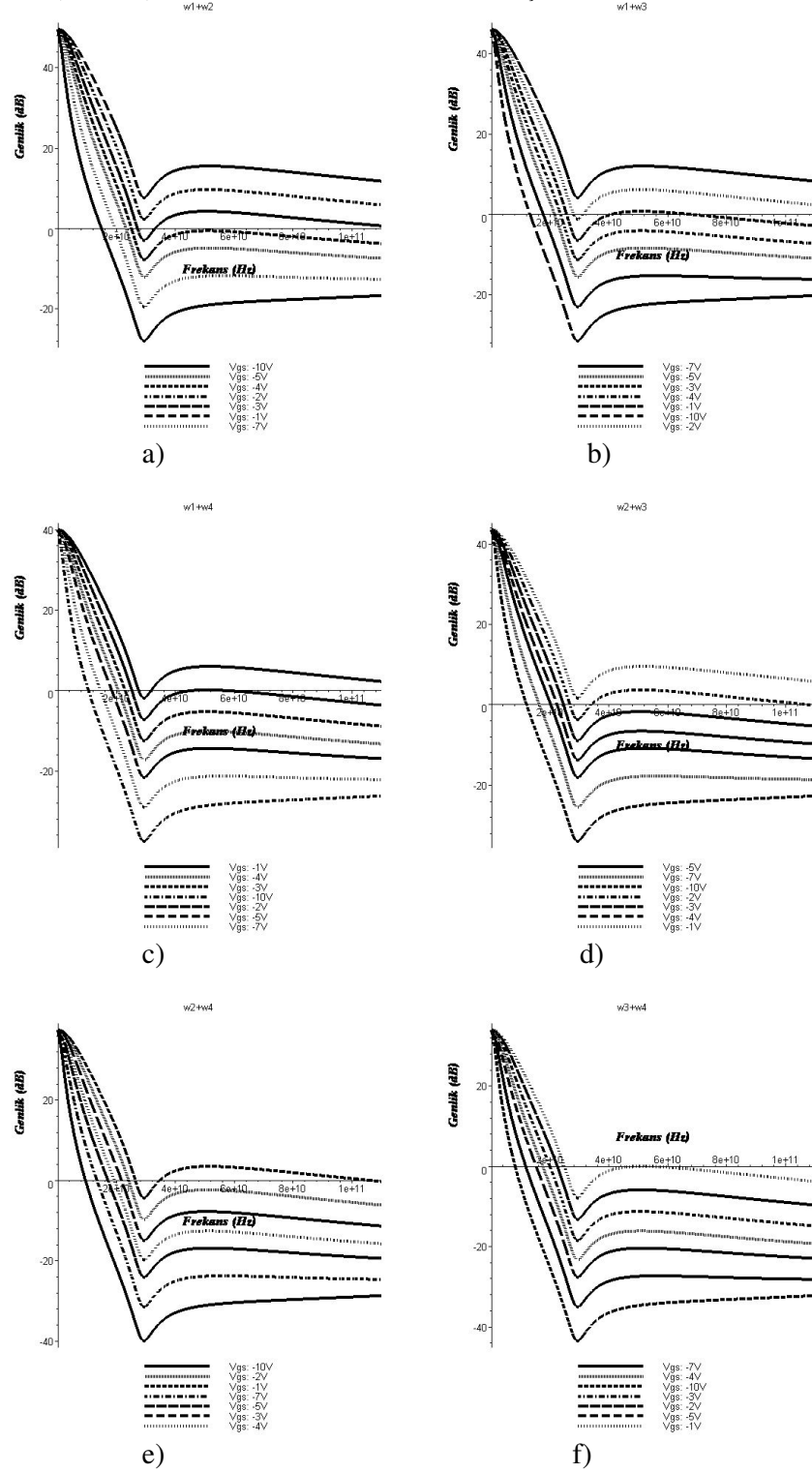
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



Şekil 1.28. HEMT'in 500K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+w2+w3$ b) $w1+w2+w4$ c) $w1+w3+w4$ d) $w2+w3+w4$

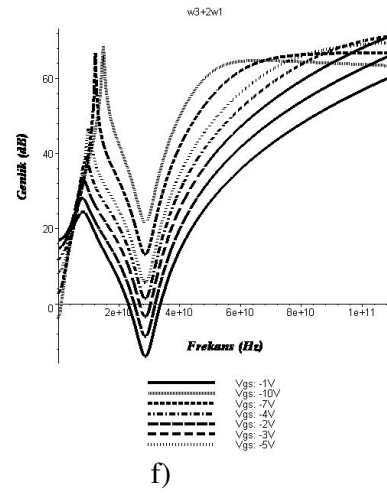
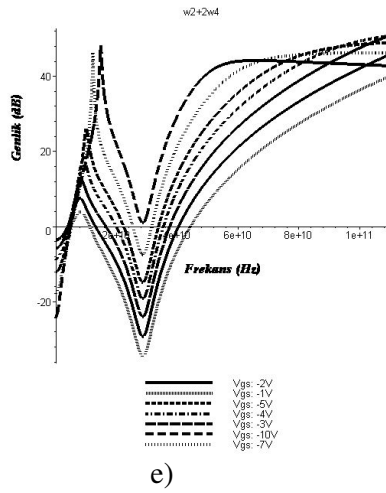
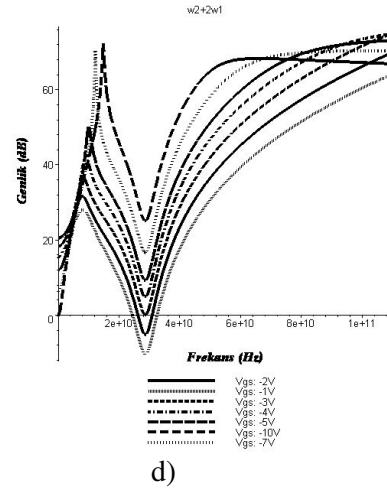
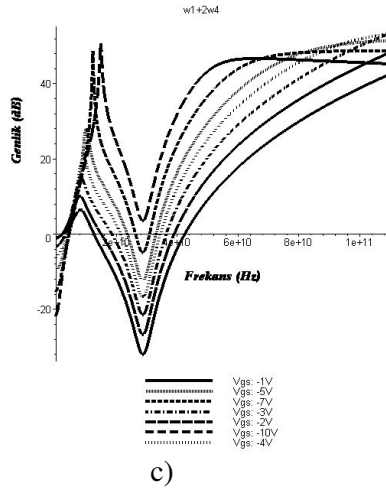
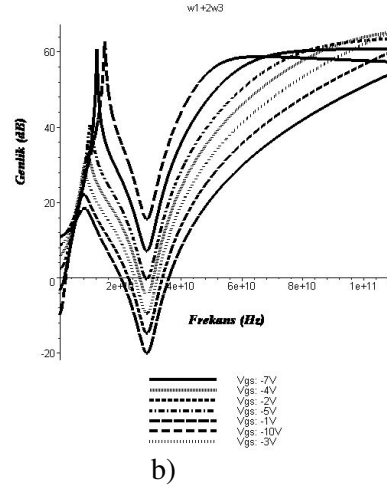
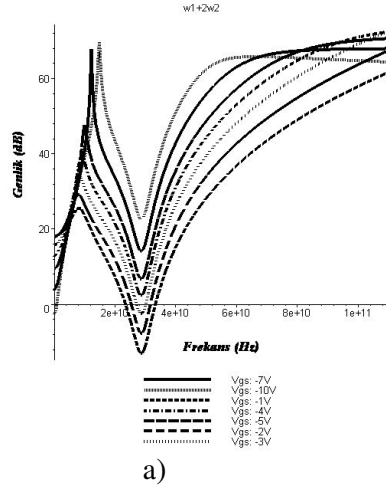
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



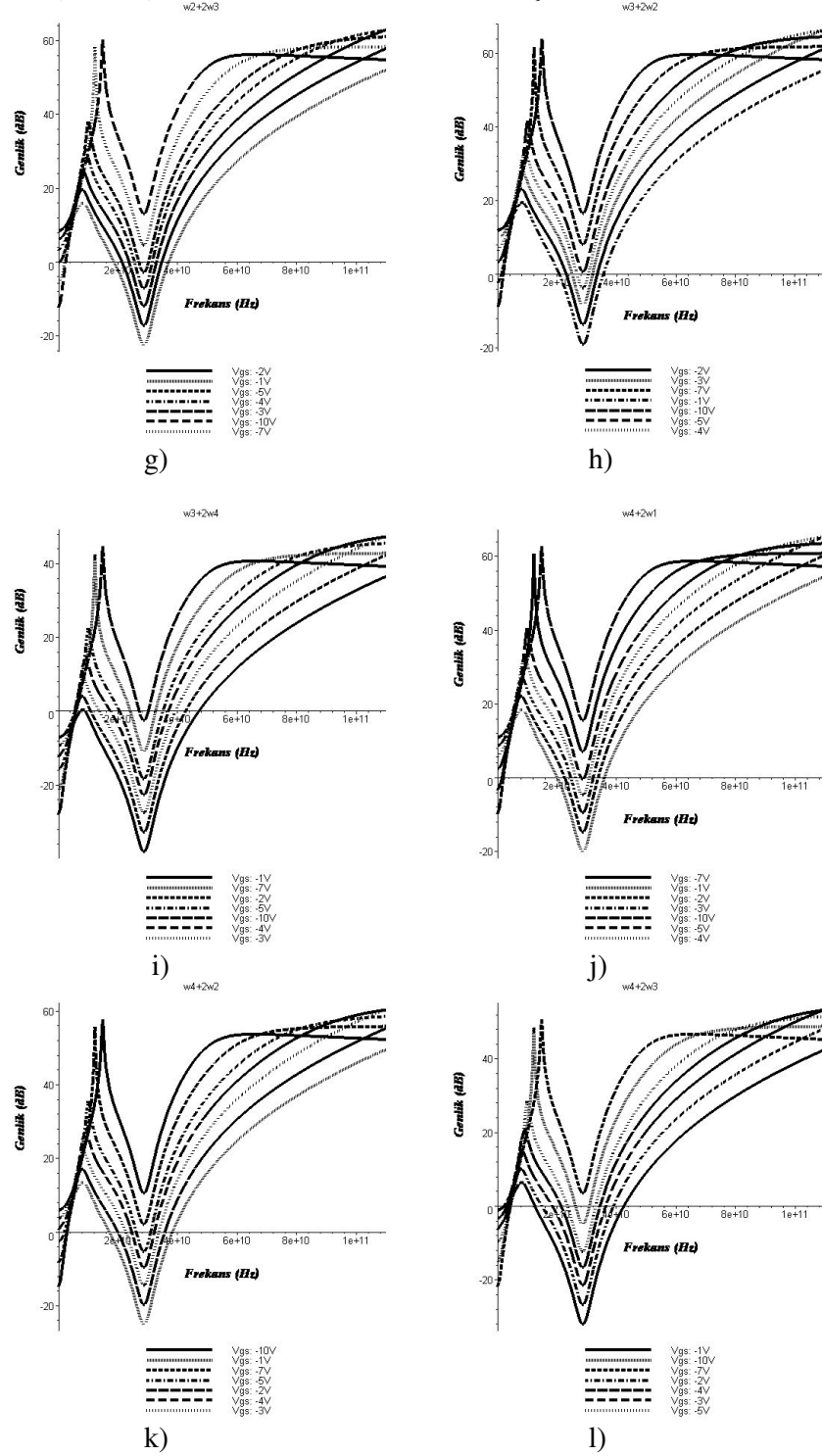
Şekil 1.29. HEMT'in 600K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) w1+w2 b) w1+w3 c) w1+w4 d) w2+w3 e) w2+w4 f) w3+w4

EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



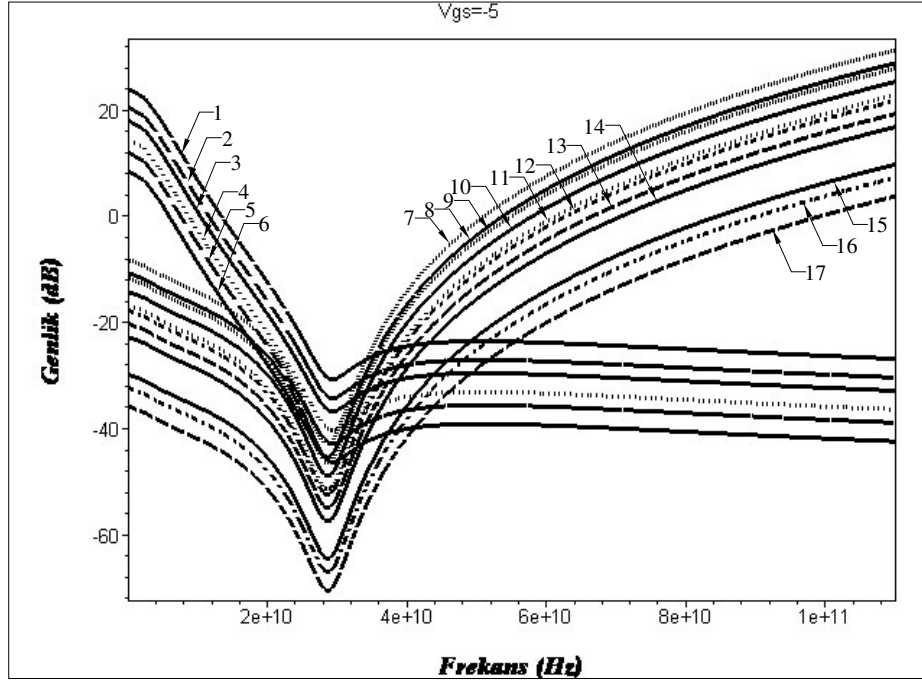
EK-1 (Devam) Farklı sıcaklıklardaki IMD bileşenleri



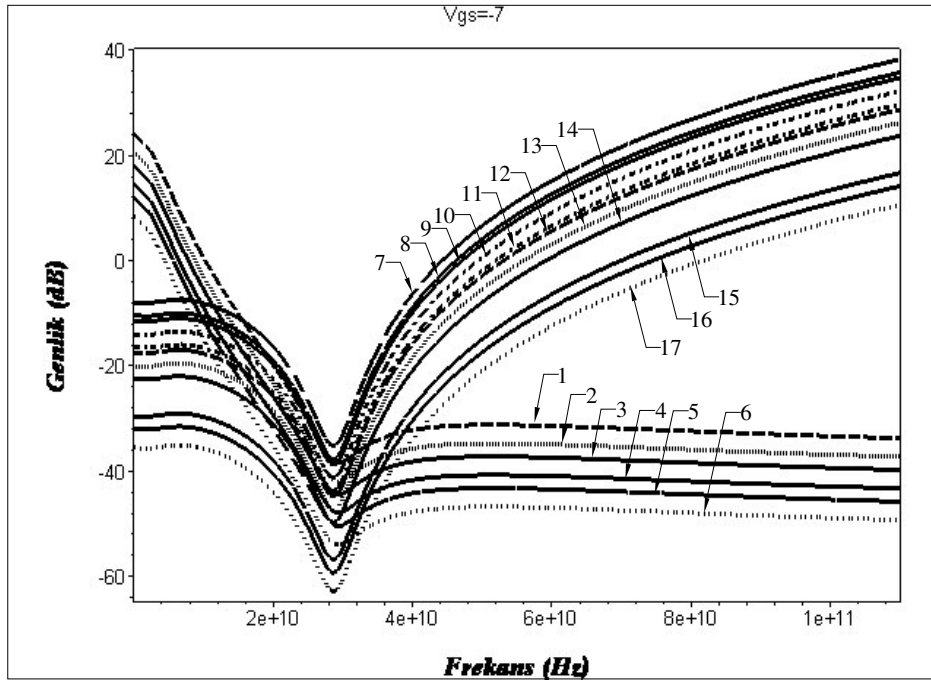
Şekil 1.30. HEMT'in 600K sıcaklığındaki IMD bileşenleri

a) $w1+2w2$ b) $w1+2w3$ c) $w1+2w4$ d) $w2+2w1$ e) $w2+2w3$ f) $w2+2w4$
 g) $w3+2w1$ h) $w3+2w2$ i) $w3+2w4$ j) $w4+2w1$ k) $w4+2w2$ l) $w4+2w3$

EK-2 Farklı IMD bileşenlerinin karşılaştırılması

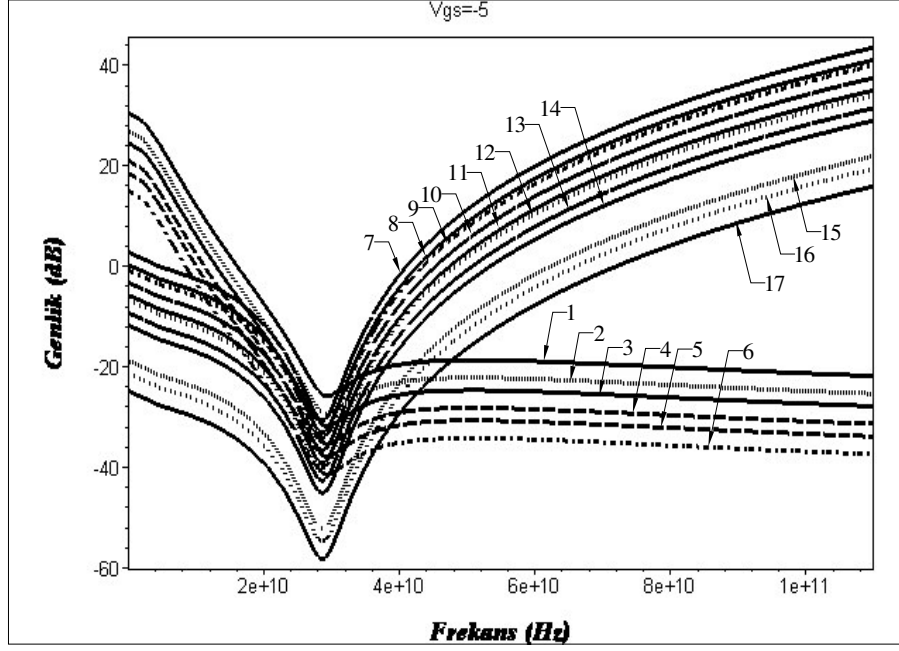
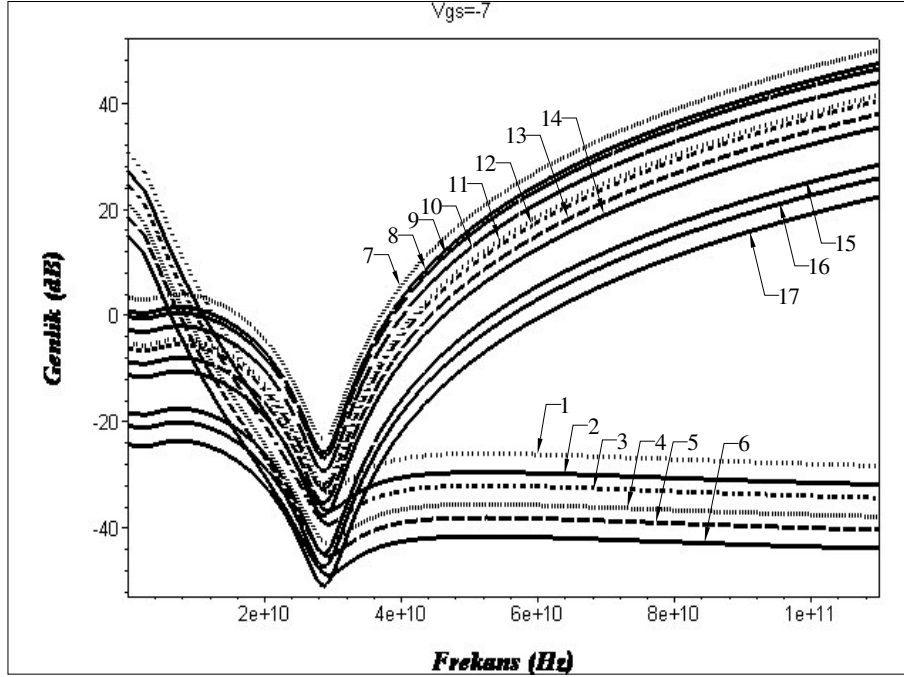


Şekil 2.1. 100K $V_{gs} = -5V$ iken IMD genlikleri

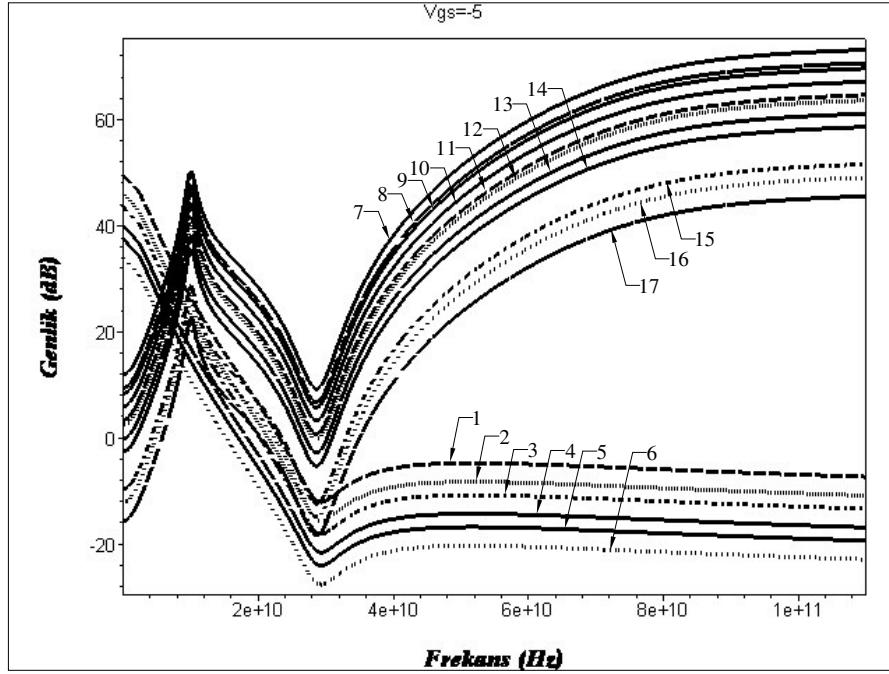


Şekil 2.2. 100K $V_{gs} = -7V$ iken IMD genlikleri

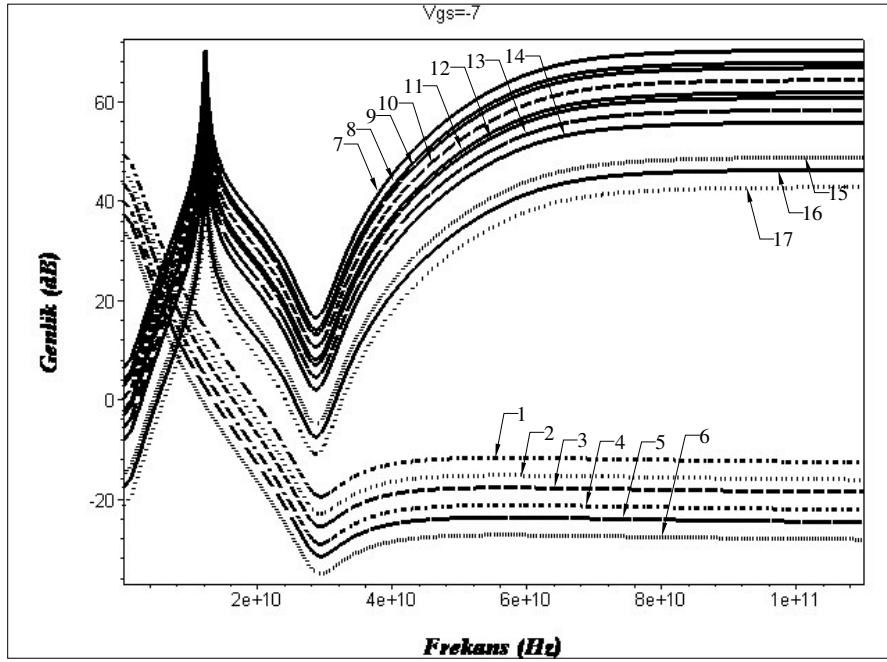
EK-2 (Devam) Farklı IMD bileşenlerinin karşılaştırılması

Şekil 2.3. 300K $V_{gs} = -5V$ iken IMD genlikleriŞekil 2.4. 300K $V_{gs} = -7V$ iken IMD genlikleri

EK-2 (Devam) Farklı IMD bileşenlerinin karşılaştırılması



Şekil 2.5. 600K $V_{gs} = -5V$ iken IMD genlikleri



Şekil 2.6. 600K $V_{gs} = -7V$ iken IMD genlikleri

ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : GÖKREM, Levent
 Uyruğu : T.C.
 Doğum tarihi ve yeri : 13.07.1970 Tokat
 Medeni hali : Evli
 Telefon : 0 356 213 18 01
 Faks : 0 356 252 15 27
 e-mail : leventgokrem@gop.edu.tr

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet tarihi
Yüksek lisans	Sakarya Üniversitesi/Elkt.Bilg. Eğitimi	2003
Lisans	Gazi Üniversitesi/ Elkt. Bilg. Eğitimi	1993
Lise	Tokat Endüstri Meslek Lisesi	1987

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
1997- Halen	Gaziosmanpaşa Üniversitesi	Öğretim Görevlisi
1993-1997	Milli Eğitim Müdürlüğü	Öğretmen
1992-1993	Türk Telekom Tokat	Teknisyen

Yabancı Dil

İngilizce

Yayınlar

1. Gökrem L., Ferikoğlu A., "Hücrel Sistemler", Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi, pp. 115-121, cilt 7, sayı 2, Sakarya Üniversitesi, Sakarya, (2003).

Hobiler

Futbol, Masa Tenisi, Bilardo, Satranç.