

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

750498

**ÇOK MODLU KAOTİK DAVRANIŞLARIN BENZETİMİ VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mustafa TÜRK

Danışman: Yrd.Doç.Dr. Fikret ATA

150498

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

ELAZIĞ- 2004

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ÇOK MODLU KAOTİK DAVRANIŞLARIN BENZETİMİ VE
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Mustafa TÜRK

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Fikret ATA

Doktora Tezi
Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı

Bu tez, ... tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman : Yrd. Doç.Dr. Fikret ATA

Üye : Doç.Dr. Ahmet ARSLAN

Üye : Doç. Dr. Yakup DEMİR

Üye : Doç. Dr. Erhan AKIN

Üye : Yrd. Doç. Dr. Melih Cevdet İNCE


.....

.....

.....

.....

.....

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 22.10.2006 tarih ve 2006/42 -6 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının tamamlanmasında her zaman desteği ile yanımda olan değerli hocam Yrd. Doç. Dr. Sayın Fikret ATA'ya teşekkür ederim.

Tez çalışmaları boyunca her türlü sıkıntımı çeken aileme, arkadaşlarıma ve eşime teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

Sayfa

Teşekkür	
İçindekiler	I
Şekiller Listesi	IV
Tablolar Listesi	VII
Ekler	VIII
Kısaltmalar	IX
Özet	X
Abstract	XII

1.GİRİŞ	1
1.1. Kaotik Davranışların Gelişimi ve Kaos Senkronizasyon	1
1.2. Tezin Amacı	2
1.2.1. Tez Çalışmasının İçeriği	4
2. DOĞRUSAL VE DOĞRUSAL OLMAYAN OSİLATÖRLER	5
2.1. Giriş	5
2.2. Doğrusal Osilatörler	5
2.2.1. Sönümsüz Osilasyonlar	6
2.2.2. Sönümlü Osilasyonlar	6
2.2.3. Sönümlü ve Zorlanmış Osilasyonlar	7
2.3. Doğrusal Olmayan Osilatörler	8
2.3.1. Sönümlü ve Zorlanmış Doğrusal Olmayan Osilatörler	8
2.3.2. Sönümsüz Osilatörler	8
2.3.3. Sönümlü Osilasyonlar	8
2.3.4. Zorlanmış Osilasyonlar-Rezonans ve Histerezis Olguları	9
2.3.5. İkincil Rezonans (Alt Harmonikler ve Süper Harmonik)	10
2.3.6. Doğrusal Olmayan Osilasyonlar ve Çatallaşmalar (Bifurcations)	10
2.4. Doğrusal Osilatörlerden Kaos'a Geçiş	11
2.4.1. Lokal Davranış	11
2.4.2. Global Davranış	13
2.4.3. Devrenin Denge Noktalarına Göre Doğrusallaştırılması	15
2.4.3.1. Orta Bölge (D_0')	15
2.4.3.2. Dış Bölgeler(D_{-1}' , D_1')	15

2.4.3.3. D_{-1}' , D_0' Ve D_1' Bölgelerinde Elde Edilen Sonuçların Birleştirilmesi.....	16
--	----

3. KAOTİK OSİLATÖRLER.....18

3.1. Giriş.....	18
3.2. Chua Devresi.....	19
3.3. Boyutsuz Formdaki Chua Devresi Denklemleri.....	20
3.4. Deneysel Olarak Kaotik Davranışların Elde Edilmesi.....	21
3.4.1. Kaotik Davranışların TL Serisi Gerilim Modlu Op-amp'ları ile Elde Edilmesi.....	22
3.4.1.1. Doğrusal Olmayan Direnç Karakteristiğinin Elde Edilmesi.....	23
3.4.1.2. Devrenin Denge Noktaları.....	24
3.4.1.3. Doğrusal Olmayan Direncin Etkilerinin Nümerik Olarak İncelenmesi.....	24
3.4.1.4. Doğrusal Olmayan Direncin Etkilerinin Deneysel Olarak İncelenmesi.....	28
3.4.2. Kaotik Davranışların Akım Geri Beslemeli Op-Amp'lar ile Elde Edilmesi.....	30
3.5. Sonuçlar.....	33

4. ÇOK MODLU KAOTİK SİSTEMLER..... 34

4.1. Giriş.....	34
4.2. Çok Modlu Davranışların Elde Edilmesi.....	34
4.2.1. İki Boyutlu $n+n'$ 'li Çekerlerin Elde Edilmesi.....	36
4.2.2. İki Boyutlu n' 'li Kaotik Çekerlerin Elde Edilmesi.....	41
4.3. Sonuçlar.....	44

5. KAOS SENKRONİZASYON VE KAOS HABERLEŞME.....45

5.1. Giriş.....	45
5.2. Senkronizasyon Olgusu	46
5.3. Pecora-Carroll Metodu.....	47
5.3.1. İki Chua Devresinin Pecora-Carroll Metodu İle Senkronizasyonu.....	48
5.3.1.1. x- Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon.....	49
5.3.1.2. y- Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon.....	51
5.3.1.3. z- Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon.....	52
5.3.1.4. Kaskad Bağlı Alt Devreler ile Senkronizasyon.....	53
5.3.1.5. Özdeş Devreler ile Senkronizasyon	54
5.3.1.6. Özdeş Devreler ile Senkronizasyonun Bilgi İletiminde Kullanımı.....	56
5.4. Çok Modlu Kaotik Çekerlerin Senkronizasyonu.....	59

6. ÇOK MODLU DAVRANIŞLARIN DENEYSEL OLARAK ELDE EDİLMESİ...63

6.1. Giriş.....	63
6.2. Deneysel Devrede Kullanılan Elemanlar ve Karakteristikleri.....	63
6.2.1. AD844AN Yapısı ve Özellikleri.....	63
6.2.2. LM311N Yapısı ve Özellikleri.....	64
6.3. Çok Kırılma Noktalı Parçalı Doğrusal Direnç Karakteristiğinin Elde Edilmesi.....	66
6.4. Deneysel Olarak Kaotik Davranışların Elde Edilmesi.....	68
6.4.1. 2+2’li Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi.....	70
6.4.2. 2+4’lü Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi.....	72
6.4.3. İki Boyutlu 3’lü Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi.....	75
6.4.4. İki Boyutlu 5’li Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi.....	79

7.SONUÇLAR.....81

KAYNAKLAR.....83

ÖZGEÇMİŞ

EKLER

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1. Denklem (2.1)'deki sistemin (a) $\alpha = 0$, $f = 0$, $\omega_0^2 = 1$ ve $\omega^2 = 1$ için çözümü (b) $(x - \dot{x})$ uzayındaki faz eğrisi gösterimi.....	6
Şekil 2.2. Denklem (2.1)'deki sistemin (a) $\alpha = 0.5$, $f = 0$, $\omega_0^2 = 1$ ve $\omega^2 = 1$ için çözümü (b) $(x - \dot{x})$ uzayındaki faz eğrisi gösterimi.....	7
Şekil 2.3. Doğrusal olmayan osilatör için rezonans eğrisi.....	9
Şekil 2.4. Doğrusal paralel RLC devresi.....	12
Şekil 2.5. Doğrusal paralel RLC devresindeki iletkenliğin değişimine göre devrenin I_L - V_{C2} diyagramı, (a) G çok küçük, (b) $G > 0$, (c) $G < 0$, (d) $G = 0$ ($I_L(0) = 1 \text{mA}$ ve $V_{C2}(0) = 2 \text{V}$).....	12
Şekil 2.6. (a) Doğrusal R direncinin (b) doğrusal olmayan N_R direncinin ve (c) paralel eşdeğeri akım gerilim karakteristikleri.....	13
Şekil 2.7. Doğrusal olmayan paralel RLC devresi.....	13
Şekil 2.8. Doğrusal olmayan eşdeğer direnç.....	14
Şekil 3.1. (a) Chua devresi ve (b) doğrusal olmayan direncin akım-gerilim karakteristiği.....	19
Şekil 3.2. Chua devresinden elde edilen davranışlar (a) Sınır çevrim, (b-e) Periyodik pencereler, (f-g) Spiral çeker, (h-ı) Çift kaydırıcı çeker (Yatay eksen V_{C1} , dikey eksen V_{C2}).....	20
Şekil 3.3. Chua devresinin çatallaşma diyagramı.....	21
Şekil 3.4. Chua devresinin gerilim modlu op-amp'lar ile dizayn edilmesi.....	22
Şekil 3.5. Kaotik sinyalin güç spektrumu.....	23
Şekil 3.6. (a) Doğrusal olmayan direncin testi devresi ve (b) elde edilen karakteristik	23
Şekil 3.7. G_b ve G_b değerlerinin artımına devrenin verdiği tepkiler, (a-b) G_a sabit, G_b artarken, (c-d) G_b sabit, G_a artarken.....	25
Şekil 3.8. G_a ve G_b değerlerinin azalmasına devrenin verdiği tepkiler (a-b) G_b sabit, G_a azalırken, (c-d) G_a sabit, G_b azalırken.....	25
Şekil 3.9. Kırılma noktası gerilimleri (a) $E = 1 \text{V}$, (b) $E = 0.9 \text{V}$, (c) $E = 0.8 \text{V}$, (d) $E = 0.7 \text{V}$	26
Şekil 3.10. Kırılma noktası gerilimleri (a) $E = 1 \text{V}$, (b) $E = 1.1 \text{V}$, (c) $E = 1.2 \text{V}$, (d) $E = 1.3 \text{V}$	26
Şekil 3.11. G_a ve G_b eğimlerinin değişimine devrenin gösterdiği tepki, $G_a = -747 \mu\text{S}$ ve $G_b = -409 \mu\text{S}$, $E = 1 \text{V}$	28

Şekil 3.12. G_a ve G_b eğimlerinin değişimine devrenin gösterdiği tepki, $G_a = -847\mu S$ ve $G_b = -459\mu S$, $E=1V$	29
Şekil 3.13. E kırılma noktası geriliminin değişimine devrenin gösterdiği tepki, $E=1.2V$..	29
Şekil 3.14. Akım geri beslemeli op-amp'lar kullanılarak Chua devresinin dizaynı.....	31
Şekil 3.15. Kaotik sinyalin güç spektrumu.....	32
Şekil 4.1. (a) $M=0$, $N=2$, (b) $M=3$, $N=3$, (c) $M=4$, $N=1$, (d) $M=2$, $N=4$ için elde edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal karakteristikler.....	35
Şekil 4.2. x-y düzlemi üzerindeki denge noktalarının değişiminin grafiksel gösterimi.....	37
Şekil 4.3. $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=1$ ve $N_1=1$ için 2+2'li çeker davranışı (a) x-y değişimi, (b) x-z değişimi, (c) y-z değişimi, (d) üç boyutlu gösterim.....	38
Şekil 4.4. x, y ve z değişkenlerinin Şekil 4.3'deki davranışlar için zaman domeni sinyalleri.....	39
Şekil 4.5. $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için 2+4'lü çeker davranışı, (a) x-y değişimi, (b) x-z değişimi, (c) y-z değişimi, (d) üç boyutlu gösterim.....	40
Şekil 4.6. $M_2=2$, $N_2=2$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için 5+4'lü çeker davranışı, (a) x-y değişimi, (b) x-z değişimi, (c) y-z değişimi, (d) üç boyutlu gösterim.....	40
Şekil 4.7. x-y düzlemi üzerindeki denge noktalarının değişiminin grafiksel gösterimi.....	42
Şekil 4.8. $M_1=1$ ve $N_1=1$ için elde edilmiş iki boyutlu 3'lü çeker davranışı, (a) (x-y) düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm.....	42
Şekil 4.9. $M_1=2$ ve $N_1=2$ için elde edilmiş iki boyutlu 5'li çeker davranışı (a) (x-y) düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm.....	43
Şekil 4.10. $M_1=3$ ve $N_1=3$ için elde edilmiş iki boyutlu 7'li çeker davranışı, (a) (x-y) düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm.....	43
Şekil 5.1. (a) $V_{c_2} = 4V$ (b) $V_{c_2}' = 4.0001V$ başlangıç şartları için zaman domeni sinyalleri (c) farkları.....	46
Şekil 5.2. İki kaotik devrenin senkronizasyonu.....	47
Şekil 5.3. x-sürücü konfigürasyonu için deneysel devre.....	50
Şekil 5.4. (a) y durum değişkenlerinin ve (b) z durum değişkenlerinin (b) senkronizasyon eğrileri.....	51
Şekil 5.5. y sürücü konfigürasyonu ile senkronizasyon için deneysel devre.....	51
Şekil 5.6. (a) x- ve (b) z- durum değişkenlerinin senkronizasyon eğrileri.....	52
Şekil 5.7. x-x' senkronizasyon eğrisi.....	54
Şekil 5.8. Kaskad bağlı alt devreler ile senkronizasyon için deneysel bağlantı.....	54
Şekil 5.9. Özdeş devreler ile senkronizasyon için deneysel bir devre.....	55

Şekil 5.10. Özdeş devreler kullanılarak senkronizasyon ve haberleşme uygulaması.....	57
Şekil 5.11. Deneysel olarak elde edilen sistemin senkronizasyon eğrisi.....	58
Şekil 5.12. Alıcı ve verici tarafındaki C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimin zaman domeni işaretleri.....	58
Şekil 5.13. Giriş $F_{giris} = 0.45 \sin(\omega t)$ ve çıkışta elde edilen sinyal.....	58
Şekil 5.14. x durum değişkenlerinin farklı başlangıç şartlarındaki zaman domeni sinyallerinin farkları.....	59
Şekil 5.15. $M_1=1$, $N_1=1$, $M_2=0$ ve $N_2=1$ için 2+2'li çeker davranışının senkronizasyon eğrisi.....	61
Şekil 5.16. $(x-x')$ fark sinyalinin zaman göre değişimi.....	61
Şekil 5.17. $M_1=2$ ve $N_1=2$ için iki boyutlu 5'li çeker davranışının senkronizasyon eğrisi.	62
Şekil 5.18. $(x-x')$ fark sinyalinin zaman göre değişimi.....	62
Şekil 6.1. (a) AD844/AN'nin basitleştirilmiş eşdeğer devresi ve (b) entegrenin bacak bağlantıları.....	64
Şekil 6.2. (a) LM311N'in eşdeğer devresi ve (b) bacak bağlantıları.....	65
Şekil 6.3. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç için deneysel devre ve testi.....	66
Şekil 6.4. Test devresindeki giriş-çıkış gerilimlerinin değişimi.....	67
Şekil 6.5. Farklı gerilim değerleri için elde edilmiş (a) dört kırılma noktalı (b) üç kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç karakteristikleri.....	67
Şekil 6.6. $n+n'$ 'li çekerlerin elde edilmesi için kullanılan sistemin genel görünümü.....	68
Şekil 6.7. İki boyutlu n' 'li çekerlerin elde edilmesi için kullanılan sistemin genel görünümü.....	69
Şekil 6.8. 2+2'li çeker için deneysel devre.....	70
Şekil 6.9. Devrenin çıkış değişkenlerinin (a) x-y durum değişkenine, (b) y-z durum değişkenine, (c) x-z durum değişkenine göre değişimi.....	72
Şekil 6.10. 2+4'lü çeker için deneysel devre.....	74
Şekil 6.11. Devrenin çıkış değişkenlerinin (a) x-y durum değişkenine, (b) y-z durum değişkenine, (c) x-z durum değişkenine göre değişimi.....	75
Şekil 6.12. İki boyutlu 3'lü çeker davranışı için deneysel devre.....	76
Şekil 6.13. Devrenin çıkış değişkenlerinin (a) x-y durum değişkenine, (b) y-z durum değişkenine, (c) x-z durum değişkenine göre değişimi.....	78
Şekil 6.14. İki boyutlu 5'li çeker davranışı için deneysel devre.....	79
Şekil 6.15. Devrenin çıkış değişkenlerinin (a) x-y durum değişkenine (b) y-z durum değişkenine, (c) x-z durum değişkenine göre değişimi.....	80

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 3.1. Şekil 3.4’de görülen devrenin eleman değerleri.....	22
Tablo 3.2. G_a eğiminin değişimine karşılık R direncinin ve davranışların değişimi.....	27
Tablo 3.3. G_b eğiminin değişimine karşılık R direncinin ve davranışların değişimi.....	27
Tablo 5.1. Chua devresindeki sürücü ve sürülen alt sistemler.....	49
Tablo 6.1. AD844/AN’nin temel özellikleri.....	64
Tablo 6.2. LM311N’in bazı özellikleri.....	65
Tablo 6.3. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri.....	72
Tablo 6.4. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri.....	73
Tablo 6.5. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri.....	76
Tablo 6.6. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri.....	78



EKLER

Ek-1 2+2'li Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

Ek-2 2+4'lü Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

Ek-3 İki Boyutlu 3'lü Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

Ek-4 İki Boyutlu 5'li Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

Ek-5 AD844AN Entegresinin Temel Özellikleri

Ek-6 LM311N Entegresinin Temel Özellikleri



KISALTMALAR

CCII – İkinci Nesil Akım Taşıyıcı (Current Conveyer II)

AGOP - Akım Geri Beslemeli Op-amp

ŞLÜ – Şartlı Lyapunov Üstelleri



ÖZET

Doktora Tezi

ÇOK MODLU KAOTİK DAVRANIŞLARIN BENZETİMİ VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Mustafa TÜRK

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

2004, Sayfa:88

Chua devresi, kaotik davranışların incelenmesi için geliştirilen ilk sistemlerden biri olması bakımından doğrusal olmayan sistemler teorisinde önemli bir yer tutar. Chua devresinin dinamikleri incelendiğinde, devre dinamiğinin doğrusal olmayan elemanın karakteristiği tarafından belirlenen iki denge noktası etrafında sınırlı kaldığı görülmüştür. Devre davranışlarının çeşitliliğinin artırılması için devrede bulunan doğrusal olmayan elemanın karakteristiğinde değişiklikler yapmak gereklidir. Devrenin denge noktalarını belirleyen en önemli etken, kullanılan doğrusal olmayan elemandaki kırılma sayısıdır.

Bu tez çalışmasında, üçüncü derece bir sistem olan genelleştirilmiş Chua devresi denklemleri kullanılmıştır. Sistemin bünyesinde bulunan doğrusal olmayan eleman, kırılma noktası sayısı değiştirilebilen parçalı doğrusal karakteristiğe sahip bir eleman olarak seçilmiştir. Bu çok kırılma noktasına sahip parçalı doğrusal elemanlardan iki tanesi, sistemin durum değişkenlerinden x ve y tarafından kontrol edilerek sisteme etki ettirilmiştir. İlave kırılma noktalarının etkisi altında sistemde yeni denge noktaları meydana gelmiştir. Bu denge noktalarının yerleri ve sayısı grafiksel çizdirilmiş ve matematiksel olarak hesaplanmıştır. Oluşan denge noktaları etrafında yeni kaotik çekerler oluşmuş ve bu davranış $n+n$ 'li kaotik çekerler olarak adlandırılmıştır. Sistemden x durum değişkeni tarafından kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman çıkartıldığında oluşan denge noktalarına bakıldığında bu denge

noktalarının sadece $y=-x$ doğrusu üzerinde meydana geldikleri görülmüştür. Bu denge noktaları etrafında ortaya çıkan kaotik çekerlere de iki boyutlu n 'li çekerler adı verilmiştir.

Bu davranışlar önce teorik olarak incelenmiştir. Geliştirilen davranışlar, gerçek uygulamalarda kullanılabilmesi için deneysel ortamlarda da elde edilmişlerdir. Deneysel devrelerde, büyük bant genişliği sağlamasından dolayı akım geri beslemeli tip op-amp'lar tercih edilmiştir. Ayrıca, elde edilen deneysel bulgular Pspice program sonuçları ile de doğrulanmıştır. Ayrıca, Pecora ve Carroll senkronizasyon metodu kullanılarak elde edilen bu çok modlu kaotik davranışların senkronizasyonu da sağlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Kaos, Chua devresi, kaos senkronizasyon, $n+n$ 'li kaotik çekerler, n 'li kaotik çekerler, çok modlu kaotik sistemler, doğrusal olmayan sistemler, parça-parça doğrusal sistemler.



ABSTRACT

PhD Thesis

SIMULATION AND REALIZATIN OF THE MULTI-MODE CHAOTIC BEHAVIORS

Mustafa TÜRK

Fırat University

Graduate School of Natural and Applied Science

Department of Electrical and Electronics Engineering

2004, Pages: 88

Chua's circuit takes important place in the nonlinear system theory because of one of the first systems developed to examine chaotic behaviors. Examining the dynamics of the Chua's circuit, it is observed that dynamics are restricted with equilibrium points that related to the nonlinear element in the system. To increase the variety of the circuit behaviors, characteristic of the nonlinear element in the circuit have to been changed. The most important factor determining the equilibrium points in the circuit is the numbers of the breaking points of the nonlinear element.

In this thesis, third order generalized Chua's circuit equation is used. Nonlinear element in the system is selected as Piece-wise linear element that breaking points can be change. Two identical multi-breaking point and piece-wise linear elements controlled with x - and y - state-space variables are added to the system. Under effect of the addition breaking points, new equilibrium points are originated. These equilibrium points are graphically drawn and mathematically calculated. New equilibrium points are originated on the both x - and y -axes, chaotic attractors originated around these equilibrium points are called as $n+n$ scroll chaotic attractors. Removing from the system the multi-breaking point and piece-wise linear element controlled with x - state-space variable, chaotic attractors are observed only on the $y=-x$ line. Chaotic scrolls originated around the equilibrium points are called as two dimensional n - scroll chaotic attractors.

These behaviors are theoretically examined at first. Also, developed behaviors are experimentally obtained in order to use real applications. Current feedback operational amplifiers are preferred in the experimental circuits, because of obtaining wide bandwidth. However, obtained experimental results are verified by Pspice program results. Furthermore, synchronization of these chaotic attractors is achieved using Pecora and Carroll synchronization method

Key Words: Chaos, Chua's circuit, chaos synchronization, $n+n$ scroll chaotic attractors, n -scroll chaotic attractors, multi-mode chaotic systems, nonlinear systems, piecewise linear systems.



1. GİRİŞ

1.1. Kaotik Davranışların Gelişimi ve Kaos Senkronizasyon

Yapılarında barındırdıkları elemanların karakteristik özellikleri nedeniyle doğrusal sistemlerin davranışları kolayca tahmin edilebilir [1]. Bu davranışlar, sönümlü ya da sönümsüz osilasyonlardır. Bunun aksine, doğrusal olmayan sistemlerin davranışları oldukça karmaşıktır ve ancak özel yaklaşım metotları kullanılarak sistem davranışları hakkında fikir edinilebilir [2-3]. Bu özel yaklaşımlar; parça-parça doğrusallaştırma, tanım fonksiyonları, Lyapunov'un doğrusallaştırma metodu gibi tekniklerdir [4-6]. Bu tekniklerdeki yaklaşım, sistemi belirli denge noktalarında doğrusal bölgelere ayırıp incelemek ve daha sonra her bir doğrusal bölgede elde edilen sonuçları birleştirerek sistemin genel davranışı hakkında fikir edinmektir. Ancak, doğrusal olmayan sistem teorisinde yapılan bazı çalışmalar sonucunda böyle bir yaklaşımla devrenin global davranışının tam olarak anlaşılamayacağı gözlenmiştir [1,7,11]. Pratikte, elektronik devre tasarımcıları da doğrusallaştırma ile elde edilen alışla gelmiş davranış türlerinin dışındaki davranışların da varlığını gözlemlemişlerdir [1,3,8]. Fakat, anlaşılması zor bu davranış türlerini genellikle ya devre parametrelerini değiştirerek elimine etmişler ya da yalnız bilinen cevapların elde edildiği alanlarda çalışmayı tercih etmişlerdir. Daha sonraları, yüksek performanstaki bilgisayarların devre simülasyonlarında kullanılmaya başlanması ile doğrusal olmayan sistem dinamiği teorisinde de gelişmeler başlamıştır. Böylece bir devreye dışarıdan herhangi bir giriş ya da bozucu bir etki olmadan, sadece devrenin durum değişkenlerinin başlangıç şartlarının etkisi altında, genliği ve frekansı sabit osilasyonlar (*sınır çevrim*) meydana getirebileceği görülmüştür [1]. Bununla beraber, genliği ve frekansı belirlenemeyen başka davranış türlerinin varlığı da gözlenmiştir [9]. Karakteristiği anlaşılamayan, sadece devrenin kendi iç dinamiği ile meydana gelen ve alışla gelmiş gürültü analiz teknikleri ile de açıklanmayan bu davranışlara *kaotik* davranışlar denilmiştir [1, 10].

Herhangi bir elektronik sistemde kaotik davranışın gözlemlenebilmesi için sistemin en az üçüncü dereceden olması, başlangıç şartlarına duyarlı olması ve sistemde en az bir doğrusal olmayan eleman bulunması gibi bazı ön şartlar gerekmektedir [11]. Genel olarak, kaotik devreler bu anlamda doğrusal olmayan sistem analizi kavramı içinde incelenmelidir. Geçen yüzyılın sonlarında tanımlanan kaosu, başlangıçta sanıldığı gibi istenilmeyen bir davranış türü olmadığı ve aksine bir çok alanda kullanılabileceği fikri ilk olarak Conrad tarafından ortaya atılmıştır [12]. Günümüzde kaos, haberleşme, kontrol, görüntü sıkıştırma, kimya gibi farklı bir çok alanda kullanılmaktadır [13-21]. Bu nedenle, hem teorik hem de pratik olarak bir çok model, kaotik davranışların incelenmesi için önerilmiştir [20,22-27]. Chua ve çalışma

arkadaşlarının önerdiği Chua devresi, bu amaçla kullanılan ve en çok bilinen elektronik osilatör devresidir [28].

Kaosun en önemli uygulama alanlarından birisi de haberleşmedir. Kaotik sinyaller, yapılarındaki karmaşıklıktan dolayı gürültü benzeri güç spektrumlarına sahiptirler. Kaotik sinyaller kullanılarak yapılan haberleşme uygulamaları, geleneksel haberleşme uygulamalarına göre daha fazla gizlilik seviyesine sahiptir. Fakat, son yıllarda yapılan çalışmalar ile kaotik sinyallerle yapılan haberleşme uygulamalarından bazılarının, gözlemleyiciler kullanılarak çözümlenebileceği gösterilmiştir [29-32]. Bu nedenle, kaotik sistemlerin yapısının ve davranışlarının çeşitliliğinin artırılması üzerine yapılan çalışmalar yoğunlaşmıştır [33-37]. Bu çalışmaların çoğunun, temel dayanak noktası Chua sisteminde bulunan doğrusal olmayan elemanın karakteristiği üzerinde değişiklikler yaparak sistemi daha farklı çıkışlar vermeye yönlendirmektir. Bu nedenle, n -çiftli çekerler, n 'li çekerler, iki boyutlu ve üç boyutlu kaotik çekerler gibi yeni davranış türleri hem deneysel hem de teorik olarak ortaya konulmuştur [33-37].

Kaos tabanlı haberleşme sistemlerinde, biri verici tarafında diğeri de alıcı tarafında bulunan iki tane kaotik osilatör devresine gerek duyulmaktadır [38]. Kaos haberleşmede bu iki kaotik osilatörün birbirleri ile senkron çalışması gerekliliği en önemli noktalardan birisidir [1,3, 14,18,19,38-48]. Çünkü, kaotik sistemler başlangıç şartlarına duyarlı sistemlerdir. Verici tarafındaki başlangıç şartlarının aynısının, alıcı tarafında da uygulanması pratik olarak mümkün değildir. Farklı başlangıç şartları ile çalıştırılan iki kaotik sistemin, senkron çalışabileceği ilk olarak Pecora ve Carroll tarafından gösterilmiştir [38-40]. Pecora ve Carroll metodu ya da Master-Slave senkronizasyon olarak da bilinen bu teknikte, verici tarafındaki kaotik devre “Sürücü devre (Master)”, alıcı tarafındaki kaotik devre “Sürülen devre (Slave)” olarak adlandırılmıştır. Sürülen devre, süren devre ile özdeş yapıda olabileceği gibi süren devreden elde edilmiş olan kararlı alt devreler de olabilir [1]. Belirli bir senkronizasyon zamanının ardından her iki kaotik devre, birbiri ile aynı davranışları eş zamanlı olarak sergileyebilmektedir.

1.2. Tezin Amacı

Kaotik davranışların hem teorik hem de pratik olarak incelenmesi kaos dinamiği konusunda önemli bir yer tutar. Chua devresinin en çok çalışılan devre olmasının sebebi özellikle dizayn aşamasındaki basitliğinden kaynaklanmaktadır. Chua devresinden görülebilecek davranış türleri, Çift kaydırıcı Çeker (Double Scroll Attractor), spiral çeker ve periyodik pencereler gibi bilinen kaotik davranışlar ile sınırlı kalmaktadır. Chua devresi, üçüncü dereceden doğrusal olmayan bir sistemdir. Bu devredeki doğrusal olmayan direncin, parça-

parça doğrusallaştırılarak doğrusal üç bölgeden oluşan bir karakteristiğe sahip olduğu görülür [28]. Devre davranışı üzerinde bölgelerin sınırlarını belirleyen kırılma noktalarının ve eğimlerinin oldukça etkisi vardır. Sistem doğrusallaştırıldığında doğrusal olmayan direncin karakteristiğine bağlı olarak üç tane denge noktası olduğu görülür. Sistem davranışının bu denge noktaları ile sınırlı olmasından dolayı sistemde görülebilecek davranışlar da sınırlı kalmaktadır. Denge noktalarının sayısı doğrusal olmayan direncin parametrelerinin değişimine bağlı değildir. Değiştirilemeyen bu denge noktalarının sayısı nedeni ile sistemin davranışları belirli tipte ve sayıda kalmaktadır [49].

Bu tezde, Chua devresinin genelleştirilmiş denklemleri kullanılarak sisteme etki ettirilen doğrusal olmayan direncin karakteristiği ve sistemdeki doğrusal olmayan elemanın sayısı değiştirilerek yeni tür davranışların nasıl elde edilebileceği hem teorik hem de deneysel olarak araştırılmıştır. Kullanılan parçalı doğrusal elemanın yapısındaki kırılma noktası sayısı değiştirilebilir. Değişen bu kırılma noktalarının sayısı ile sistemdeki denge noktalarının sayısının değiştiği görülmüştür. Durum değişkenlerinin enerjisiz oldukları durumlar göz önüne alınarak durum denklemleri çözülmüş ve sistemde oluşan yeni denge noktalarının yerleri hem matematiksel hem de grafiksel olarak elde edilmiştir.

Sisteme, Chua devresinden farklı olarak iki tane çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman eklendiğinde hem x - eksenı boyunca, hem de x - y düzlemi boyunca yeni kaotik çekerler oluştuğu gözlenmiştir. Elde edilen bu davranışlar $n+n$ 'li çekerler olarak adlandırılmıştır. Bu çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanlardan x - durum değişkeni tarafından kontrol edilen eleman sistemden uzaklaştırıldığında x - eksenı boyunca oluşan çekerlerden orijindeki hariç diğerlerinin ortadan kalktığı gözlenmiştir. Oluşan yeni çekerler sadece $y=-x$ doğrusu üzerinde olduğundan dolayı bunlara iki boyutlu n 'li çekerler adı verilmiştir.

Simülasyon sonuçları deneysel düzenekler de kurularak elde edilmiş ve uyumlulukları karşılaştırılmıştır. Bu davranışlar deneysel olarak elde edilirken gerilim modlu op-amp'lar yerine akım geri beslemeli tip op-amp'lar kullanıldığından dolayı büyük bant genişliklerine sahip olarak elde edilmişlerdir. Ayrıca kullanılan entegrelerin gerçek Pspice modelleri kullanılarak deneysel devrenin benzetimi yapılmış ve elde edilen sonuçların deneysel sonuçlara oldukça yakın oldukları görülmüştür.

Diğer önemli bir konu olan kaotik davranışların senkronizasyonu için Pecora ve Carroll metodu kullanılarak elde edilen davranışlara uygulanabilirliği de ortaya konulmuştur. Çizdirilen faz-uzay diyagramları ve fark değişim sinyalleri ile iki kaotik sistemin $n+n$ 'li çeker ve iki boyutlu n 'li çeker davranışlarını sergilerken senkron çalışabildikleri gösterilmiştir.

1.2.1. Tez Çalışmasının İçeriği

Tez çalışması, yukarıda belirtilen amaca uygun olarak yedi bölümden oluşmaktadır. Bölüm 2’de doğrusal ve doğrusal olmayan osilatörler incelenerek doğrusal bir RLC devresinden kaotik osilatörlere adım adım geçişler verilmiştir. Bölüm 3’de Chua devresi ve devre parametrelerinin değişiminin denge noktaları üzerindeki etkileri hem teorik hem deneysel olarak incelenmiştir. Doğrusal olmayan direnç karakteristiği değiştirilerek elde edilen teorik ve deneysel sonuçlar verilmiştir. Farklı devre elemanları kullanılarak dizayn edilen kaotik davranışların sistem dinamiğini nasıl etkilediği incelenmiştir. Bölüm 4’de genelleştirilmiş Chua devresi denklemleri kullanılarak çok kırılma noktalı doğrusal olmayan dirençler sisteme etki ettirilmiştir. Bu durumda oluşan kaotik davranışlar ve denge noktalarının değişimleri teorik olarak incelenerek $n+n$ ’li çeker ve iki boyutlu n ’li çeker çoklu kaotik davranışlarının elde edilmesi verilmiştir. Bölüm 5’de Pecora ve Carroll senkronizasyon metodunun Chua devresine uygulanışı detaylı olarak verilerek, bu yöntemle yapılan örnek bir haberleşme uygulaması olan kaotik maskeleye tekniği deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Pecora ve Carroll senkronizasyon metodunun elde edilen yeni tür davranışlara uygulanması ve elde edilen sonuçlar verilmiştir. Bölüm 6’da, Bölüm 4’de teorik olarak elde edilen çok modlu kaotik davranışlar deneysel olarak elde edilmiş ve sonuçları verilmiştir. Elde edilen teorik ve deneysel sonuçların uyumluluğu aynı zamanda Ek kısmında verilen Pspice devre benzetimi sonuçları da kullanılarak karşılaştırılmıştır. Bölüm 7’de tezin literatürdeki yerinden ve ileride yapılması düşünülen çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. DOĞRUSAL VE DOĞRUSAL OLMAYAN OSİLATÖRLER

2.1. Giriş

Elektronik osilatörler genel olarak doğrusal ve doğrusal olmayan osilatörler şeklinde iki sınıfa ayrılabilir [3]. Doğrusal diferansiyel denklemler için geçerli olan süperpozisyon teoremi, doğrusal olmayan diferansiyel denklemler için geçerli değildir. Bunun fiziksel bir sonucu olarak, doğrusal olmayan sistemlerde osilasyon frekansı genellikle genliğe bağımlı olurken, doğrusal sistemlerde durum daha farklıdır.

Bu bölümde, doğrusal sistemler incelenerek, doğrusal olmayan bir elemanın doğrusal sisteme eklendiği durumdaki sistem davranışları araştırılmıştır. Doğrusal bir RLC devresinden, doğrusal olmayan kaotik osilatör devresi olan Chua devresine geçiş adımları verilmiştir. Bu durumda, kaotik osilatörleri doğrusal olmayan osilatörler ailesi içinde inceleme gerekliliği de ortaya konulmuştur.

2.2. Doğrusal Osilatörler

Davranışları, doğrusal diferansiyel denklemler ile ifade edilebilen fiziksel sistemler, doğrusal sistemler olarak adlandırılır. Eğer bu sistemler, osilatör davranışları sergiliyorlarsa doğrusal osilatörler sınıfında incelenirler [3]. Bu gibi doğrusal sistemlerin karakteristik özellikleri, sürekli zaman çözümlerinin başlangıç şartlarındaki çok küçük değişikliklere olan duyarlılıkları ve bu çözümlerin aynı kalması olarak söylenebilir. Bunun bir sonucu olarak, zaman içindeki davranışları oldukça kolay bir biçimde tahmin edilebilir. Bu özellikleri bir örnekle açıklamak için bir yaya bağlı olan kütlenin dışarıdan etki ettirilen periyodik bir kuvvet ile hareketini göz önüne alalım. Girişine kaynak bağlı olan bir doğrusal RLC devresi, böyle bir fiziksel sistemin elektriksel karşılığı olarak düşünülebilir. Sistemdeki osilasyonlar, Denklem (2.1)'deki gibi homojen olmayan ve ikinci dereceden doğrusal diferansiyel denklem formunda verilebilir.

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \alpha \cdot \frac{dx}{dt} + \omega_0^2 \cdot x = f \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.1)$$

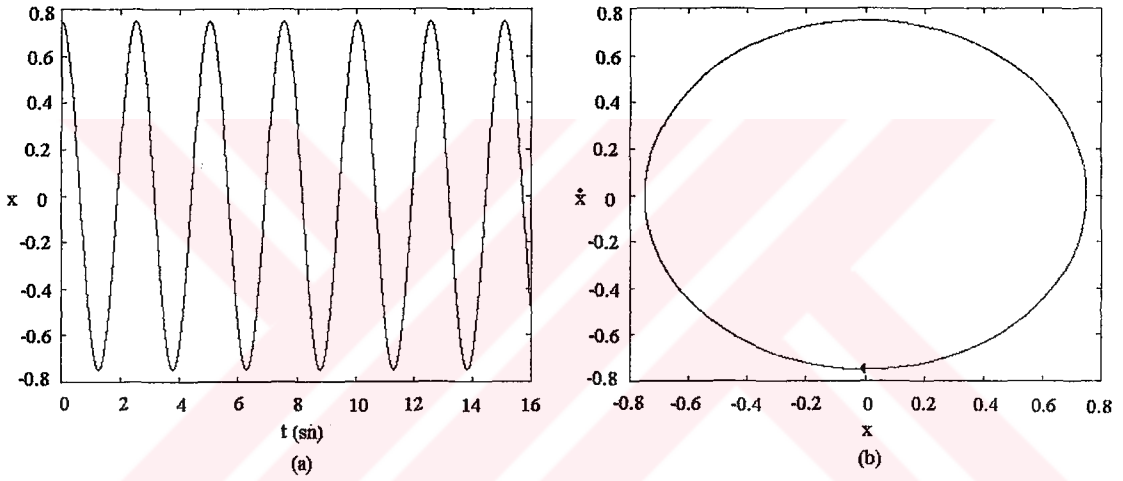
Denklem (2.1)'in çözümü ile elde edilen $x(t)$, başlangıç şartlarına bağlı osilasyon genliğidir. Burada; $\omega_0/2\pi$ doğal frekans, α sönüm kuvveti, f ve ω ise sırasıyla dışarıdan uygulanan kuvvetin genliği ve açısal frekansdır.

2.2.1. Sönümsüz Osilasyonlar

Sönüm katsayısı, $\alpha = 0$ ve harici kuvvet, $f = 0$ ise Denklem (2.1) ile verilen sistem, Şekil 2.1.a'daki gibi $x(0) = A$ başlangıç şartı ile basit harmonik salınımlar yapan doğrusal bir osilatör olarak çalışır.

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) \quad (2.2)$$

Zaman eksenini olmadan sistem değişkenlerinin birbirine göre çizdirilip çözüme daha farklı bir bakışı açısı kazandıran faz uzay diyagramı, Denklem (2.2)'de elde edilen çözüm için Şekil 2.1.b'de görüldüğü gibi eş merkezli elipslerdir.



Şekil 2.1. Denklem (2.1)'deki sistemin (a) $\alpha = 0$, $f = 0$, $\omega_0^2 = 1$ ve $\omega^2 = 1$ için çözümü (b) $(x - \dot{x})$ uzayındaki faz eğrisi gösterimi

2.2.2. Sönümlü Osilasyonlar

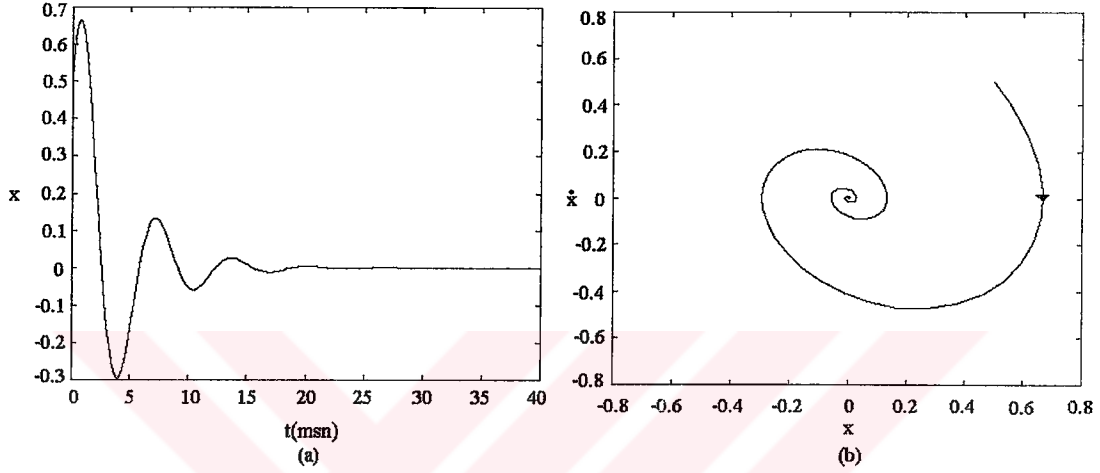
Denklem (2.1) ile verilen sistemde, sönüm faktörünün ($\alpha \neq 0$) bulunduğu, zorlama faktörünün ($f = 0$) olmadığı durumda üç farklı cevap söz konusudur:

- $\alpha < 2\omega_0$ ise az sönümlü davranış.
- $\alpha > 2\omega_0$ ise aşırı sönümlü davranış.
- $\alpha = 2\omega_0$ ise kritik sönümlü davranış.

Bu durumların hepsinde de tam çözüm kolaylıkla elde edilebilir. Örneğin, az sönümlü durumda çözüm, Denklem (2.3)'teki gibidir.

$$x(t) = \frac{A \cdot \sqrt{(\alpha^2/2) + C^2}}{C} e^{-(\alpha/2)t} \cos(C \cdot t - \delta) \quad (2.3)$$

Burada $C = \sqrt{\omega_0^2 - (\alpha^2/2)}$ ve $\delta = \tan^{-1}(\alpha/2C)$ 'dir. Şekil 2.2.a'da az sönümlü bir osilasyon ve Şekil 2.2.b'de ise bu osilasyona ait faz uzay gösterimi verilmiştir. Şekil 2.2.b'deki eğri, zamanla kararlı odak (stabil focus) olarak adlandırılan orijin noktasına doğru gider.



Şekil 2.2. Denklem (2.1)'deki sistemin (a) $\alpha = 0.5$, $f = 0$, $\omega_0^2 = 1$ ve $\omega^2 = 1$ için çözümü (b) $(x - \dot{x})$ uzayındaki faz eğrisi gösterimi

2.2.3. Sönümlü ve Zorlanmış Osilasyonlar

Denklem (2.1) ile verilen sistemin sistemde bir zorlama faktörü varken çözümü ile Denklem (2.4)'teki ifade elde edilir.

$$x(t) = \frac{A_t \cdot \sqrt{(\alpha^2/2) + C^2}}{C} e^{-(\alpha/2)t} \cdot \cos(C \cdot t - \delta) + A_p \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma) \quad (2.4)$$

Burada $A_p = \frac{f}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2) + \alpha^2 \cdot \omega^2}}$ ve $\gamma = \tan^{-1} \left[\frac{\alpha \cdot \omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \right]$ şeklinde elde edilebilir. A_t

sabitini belirlemek için başlangıç şartları $x(0) = A$ ve $\dot{x}(0) = 0$ olarak seçilir. Denklem (2.4)'teki geçici rejimi belirten ilk terim asimptotik olarak sıfıra gider. Büyük t süreleri için osilasyon frekansı $\omega/2\pi$ 'ye, genlik ise A_p 'ye eşit olur. $\omega = \omega_0$ rezonans frekansında osilasyon genliği A_p , maksimum değerini alır. Bu durumlara karşılık gelen çözümün zamana

göre değişimi ve sınır çevrim (Limit Cycle) olarak adlandırılan faz uzay gösterimi Şekil 2.1'de verilmiştir.

2.3. Doğrusal Olmayan Osilatörler

2.3.1. Sönümlü ve Zorlanmış Doğrusal Olmayan Osilatörler

Bir sisteme eklenen doğrusal olmayan bir elemanın etkisini anlamak için, Denklem (2.1) ile belirlenmiş olan sisteme, Denklem (2.5)'de verilen kübik doğrusalsızlık etki ettirilmiş kuvveti göz önüne almak gerekir.

$$\ddot{x} + \alpha \cdot \dot{x} + \omega_0^2 \cdot x + \beta \cdot x^3 = f \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.5)$$

Burada, β doğrusalsızlık kuvvetidir. Denklem (2.5) ile tanımlanan sistem aynı zamanda Duffing osilatörü olarak da bilinir [10].

2.3.2. Sönümsüz Osilatörler

Denklem (2.5)'de, zorlama oranı, $f = 0$ ve sönüm faktörü, $\alpha = 0$ olduğu durum sönümsüz bir osilasyona karşılık gelir. Sistem, Jakobyen eliptik fonksiyonları ile tanımlı olup, sınırlı ve periyodik davranışlar gösterir. $\omega_0^2 > 0$ ve $\beta > 0$ olduğu durum göz önüne alındığında çözüm Denklem (2.6)'daki gibi elde edilir.

$$x(t) = A \cdot cn(\bar{\omega} \cdot t), \quad \bar{\omega} = \sqrt{(\omega_0^2 + \beta \cdot A^2)} \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'da verilen cn ifadesi jakobyen eliptik fonksiyonudur. Sabit A değerleri için faz uzay diyagramı ise Şekil 2.1.b'deki gibi merkezi orijin olan eş merkezli eğrilerdir.

2.3.3. Sönümlü Osilasyonlar

Denklem (2.5)'de, zorlama oranı, $f = 0$ ve sönüm faktörü, $\alpha > 0$ olduğu durumda osilasyon, odak (focus) olarak adlandırılır ve Şekil 2.2.b'de görüldüğü gibi orijindeki denge noktasına doğru zayıflayarak söner.

2.3.4. Zorlanmış Osilasyonlar-Rezonans ve Histerezis Olguları

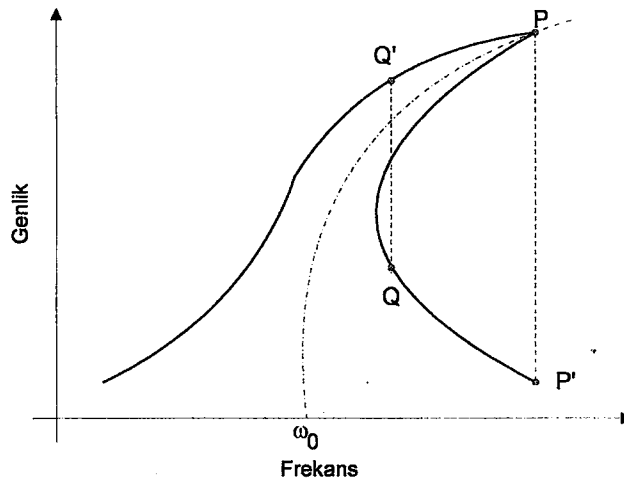
Denklem (2.5) ile verilen doğrusal olmayan osilatörlerin en ilginç özelliklerinden birisi, doğrusalsızlık parametresi olarak tanımlanan β 'nın çok küçük değerlerinde bile davranışının doğrusal osilatörlerden tamamen farklı olmasıdır. $\beta \ll 1$ ve $\omega \approx \omega_0$ (doğal rezonans) olduğu durumda, Denklem (2.5)'in en düşük dereceden çözümü

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega \cdot t + \delta) \quad (2.7)$$

olur [50]. Burada, δ faz açısı olup değeri sabittir. Denklem (2.7), Denklem (2.5)'de yerine konulup, yüksek dereceden harmonikler ihmal edilecek olursa, Denklem (2.8)'de verilen frekans cevabı elde edilir.

$$\left[(\omega_0^2 - \omega^2) \cdot A + \frac{3}{4} \cdot \beta \cdot A^3 \right]^2 + (\alpha \cdot \omega \cdot A)^2 = f^2 \quad (2.8)$$

Denklem (2.8) ile belirlenen rezonans eğrisi Şekil 2.3'de görüldüğü gibidir. Dikkat edilecek olursa, doğrusal olmayan sistemlerdeki rezonans eğrisi doğrusal sistemlerin aksine simetrik değildir. Genlik sabit tutulup sistemin giriş frekansı yavaş yavaş artırıldığında, osilasyon genliği artarak maksimum noktası olan P noktasına ulaşır. Frekans biraz daha artırılırsa genlikte bir süreksizlik oluşarak P noktasından P' noktasına doğru bir sıçrama olur. Benzer şekilde, P' noktasından başlanarak frekans yavaş yavaş azaltılacak olursa genlik, Q noktasından Q' noktasına doğru sıçrar. Bu sıçrama ya da histerezis olgusu bir süreksizlik anlamına gelmez, fakat zaman içinde genlik sürekli olarak değişir.



Şekil 2.3. Doğrusal olmayan osilatör için rezonans eğrisi

2.3.5. İkincil Rezonans (Alt Harmonikler ve Süper Harmonik)

Şekil 2.3’de görülen sıçrama olgusundan başka, doğrusal olmayan sistemler ikincil rezonans olarak adlandırılan bir davranış türüne daha sahiptirler [51]. Denklem (2.5)’deki $\omega \approx 3\omega_0$ ve $\beta \ll 1$ olarak alındığında yaklaşık çözümde ilk terim birinci ve üçüncü harmoniklere karşılık gelir. Benzer şekilde, $\omega \approx \omega_0/3$ ve $\beta \ll 1$ olarak alındığında ise yaklaşık çözüm Denklem (2.9)’daki gibi elde edilir ve buradaki ilk terim süper harmonik rezonansa karşılık gelir.

$$x(t) = a \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t + \delta) + \left(f / (\omega^2 - \omega_0^2) \right) \cdot \cos(\omega \cdot t) \quad (2.9)$$

2.3.6. Doğrusal Olmayan Osilasyonlar ve Çatallaşmalar (Bifurcations)

Denklem (2.5) ile verilen doğrusal olmayan osilatörlerin davranışları daha önce de belirtildiği gibi oldukça karmaşıktır. Doğrusal olmayan sistemlerin durum denklemleri tam olarak çözülebilir değildir. Çözüm için parça-parça doğrusallaştırma ya da tanım fonksiyonları gibi belirli noktalar etrafında yaklaşık çözümler veren yaklaşım metotları kullanılır [51-52]. Runge-Kutta gibi nümerik algoritmalar kullanılarak doğrusal olmayan sistemlerin dinamiği hakkında fikir elde edilebilir. Elde edilen sistem davranışının görsel tanısı için genellikle; yörünge çizimi, faz uzay diyagramı, Poincare diyagramı, güç spektrumu, çatallaşma diyagramı ve Lyapunov spektrumu gibi metotlar kullanılır [10,52-53]. Yörünge çizimi, herhangi bir değişkenin zamana göre değişiminin çizdirilmesidir. Faz-uzay diyagramı, yörünge çizimindeki gibi olup zaman değişkeninin yerine sistem değişkenlerinden biri gelir. Poincare diyagramı, belirlenen her T periyodu için faz uzay eğrilerinin örneklenmiş halidir. Bu yöntem aynı zamanda, girişi olmayan ve sadece başlangıç şartlarının değerlerine göre çalışan sistemlerin davranışlarının tahmininde de kullanılır. Herhangi bir $x(t)$ sinyalinin güç spektrumu ya da güç

yoğunluğu, $P(\hat{\omega}) = \left| \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\hat{\omega}t} dt \right|^2$ ile verilir. Sinyalin harmonik bilgisi ya da kaotik bölgelerin

varlığı bu spektrum ile rahatlıkla görülebilir. Çatallaşma diyagramı, bir kontrol parametresine karşı $x(t)$ ’nin her T periyodu için Poincare diyagramı ile elde edilen noktalarının çizimidir. Sistemin periyodik ve kaotik davranışları seçilen kontrol parametresinin değişimi ile kolayca belirlenebilir. Lyapunov spektrumu, doğrusal olmayan bir sistemin çatallaşma kontrol parametresine karşı en büyük Lyapunov üstelinin çizimidir. Lyapunov üstelleri, farklı başlangıç şartları için birbirine çok yakın iki yörünge arasındaki eksponansiyel itmeyi ya da çekmeyi

gösteren sayılarıdır. Pozitif değerli bir Lyapunov üsteli, o dinamik sistemde kaotik bir davranışın varlığını gösterir [3].

2.4. Doğrusal Osilatörlerden Kaos'a Geçiş

n tane enerji depolayan devre elemanı içeren bir elektronik devrenin matematiksel modeli, Denklem (2.10)'da verilen diferansiyel denklem ile tanımlanabilir.

$$\dot{x} = f(x(t), t) \quad (2.10)$$

Burada, x durum vektörü olup $x \in \mathbb{R}^n$ 'dir. f ise durum değişkenlerine bağlı doğrusal olmayan bir fonksiyon olup, $f : \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^+ \rightarrow \mathbb{R}^n$ 'de tanımlı bir vektör alanıdır. Denklem (2.10) ile tanımlanan devreye herhangi bir giriş işareti uygulanmamış olup ve davranışı sadece enerji depolayan devre elemanlarının başlangıç şartına göre değişmektedir.

2.4.1. Lokal Davranış

Denklem (2.10)'daki sistemde doğrusal olmayan elemanın değişim aralığı çok küçük ise devre denge noktalarına göre doğrusallaştırılarak lokal davranışı incelenebilir. Doğrusal elektronik devrelerde denge noktaları, Denklem (2.11)'deki gibi durum değişkenleri sıfıra eşitlenerek hesaplanır.

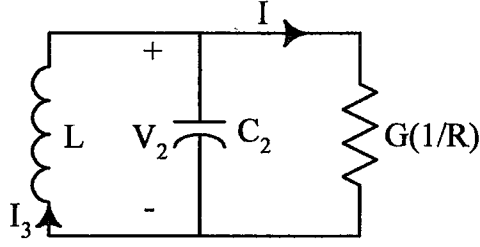
$$f(x(t), t) = 0 \quad (2.11)$$

Devrenin lokal davranışı, Denklem (2.11)'de elde edilen denge noktalarına göre ayrı ayrı incelenebilir. Böylece denge noktasına ait doğrusallaştırılmış devrenin denklemi (2.12)'deki formda olur.

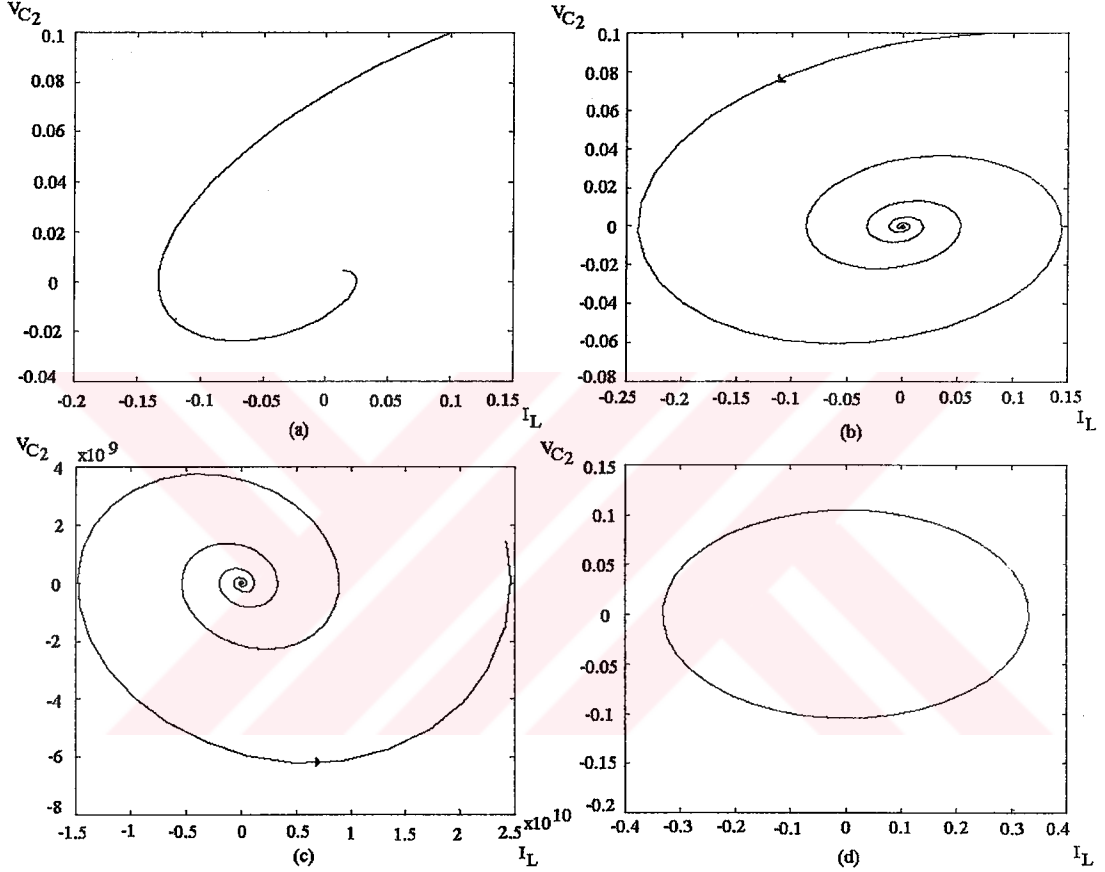
$$\dot{x} = A_J x \quad (2.12)$$

Burada A_J , sistem matrisidir ve Şekil 2.4'deki devre elemanları cinsinden Denklem (2.13)'de verilmiştir. Devrenin tüm davranışları verilen devre elemanlarının sabit değerlerine göre tektir.

$$A_J = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C_2} & -\frac{G}{C_2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$



Şekil 2.4. Doğrusal paralel RLC devresi



Şekil 2.5. Doğrusal paralel RLC devresindeki iletkenliğin değişimine göre devrenin I_L - V_{C2} diyagramı, (a) G çok küçük, (b) $G > 0$, (c) $G < 0$, (d) $G = 0$ ($I_L(0) = 1 \text{ mA}$ ve $V_{C2}(0) = 2 \text{ V}$)

Şekil 2.4’de verilen doğrusal paralel RLC devresinin lokal davranışı, Denklem (2.14)’de verilen karakteristik denklemin kompleks düzlem üzerindeki köklerinin konumuna göre değişir.

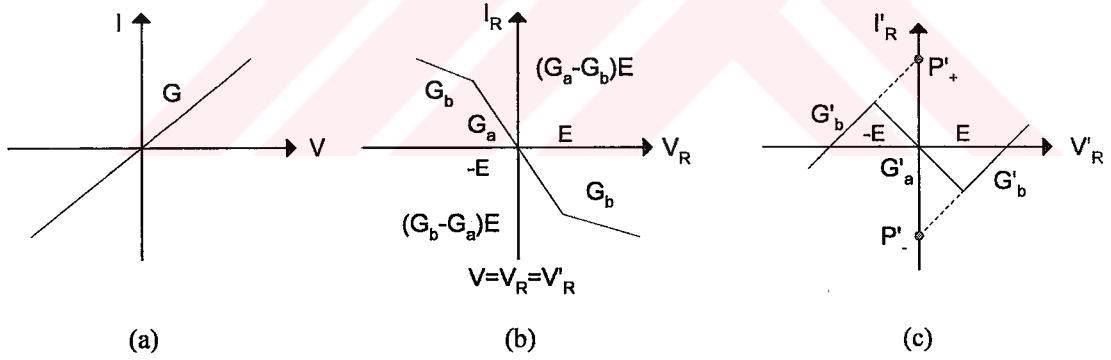
$$\lambda_{1,2} = -\frac{G}{C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{G}{2C_2}\right)^2 - \frac{1}{LC_2}} \quad (2.14)$$

Devrenin faz uzayı cevabı, karakteristik denklemin kökleri negatif ve reel ise Şekil 2.5.a’daki gibi aşırı sönümlü, kökler kompleks ve reel kısımları negatif ise Şekil 2.5.b’deki gibi

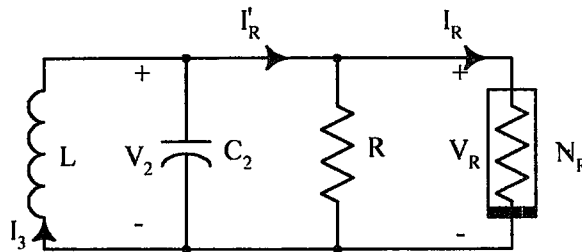
az sönümlü olacaktır. Kökler kompleks ve reel kısımları pozitif ise devrenin cevabı Şekil 2.5.c'deki gibi olur. Bu durum, devredeki direncin değeri negatif kabul edildiğinde oluşur. Karakteristik denklemin kökleri kompleks ve reel kısımları sıfır ise devrenin faz uzayı cevabı Şekil 2.5.d'deki gibi, genliği başlangıç şartlarına bağlı osilasyonlar şeklinde olur.

2.4.2. Global Davranış

Şekil 2.4'de verilen devredeki elemanlar ideal ve doğrusal olduğunda devrenin global davranışı ile lokal davranışı aynıdır. Fakat, pratik uygulamalarda devre elemanlarının karakteristikleri doğrusal değildir. Pratikte daha çok doğrusal olmayan dirençlerle karşılaşıldığından dolayı Şekil 2.6.b'de karakteristiği verilen doğrusal olmayan direncin Şekil 2.4'deki devrede R elemanına paralel bağlanmasıyla elde edilen Şekil 2.7'deki devrenin dinamik davranışı incelenmiştir. Denge noktaları, devrenin durum denklemleri sıfıra eşitlenerek elde edilebilir. Denklem (2.15)'de akım-gerilim karakteristiği verilen doğrusal olmayan direnç için bu denge noktaları $(I_{3P'_-}, V_{2P'_-}) = ((G_b - G_a)E, 0)$, $(I_{3P'_+}, V_{2P'_+}) = ((G_a - G_b)E, 0)$ ve $(I_0, V_0) = (0, 0)$ olarak elde edilmiştir.



Şekil 2.6. (a) Doğrusal R direncinin (b) doğrusal olmayan N_R direncinin ve (c) paralel eşdeğeri akım gerilim karakteristikleri



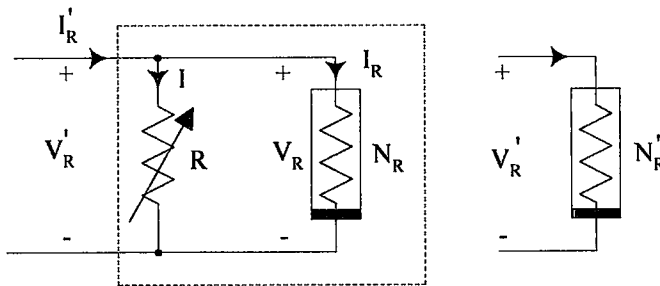
Şekil 2.7. Doğrusal olmayan paralel RLC devresi

$$I_R = f(V_R) = \begin{cases} G_b V_R + (G_b - G_a)E & V_R < -E \\ G_a V_R & -E \leq V_R \leq E \\ G_b V_R + (G_a - G_b)E & V_R > E \end{cases} \quad (2.15)$$

Doğrusal olmayan direncin doğrusal parçalarının eğimleri sabit olduğundan dolayı farklı eğimlerin sistem dinamiği üzerindeki etkileri Şekil 2.7’de görüldüğü gibi bu dirence paralel bir R direnci bağlanarak incelenebilir. Şekil 2.6.b’de görüldüğü gibi G_a ve G_b sırasıyla $|V_R| \leq E$ ve $|V_R| > E$ aralıklarındaki eğimler olup negatif değerlere sahiptirler. Şekil 2.6’da, R direncinin, doğrusal olmayan N_R direncinin ve bu iki direncin paralel eşdeğerinin akım gerilim karakteristikleri görülmektedir.

Şekil 2.8’deki devrede $V'_R = V = V_R$ ve $I'_R = I + I_R$ ise N'_R eşdeğer direncinin akım-gerilim bağıntıları, Denklem (2.16)’daki gibi elde edilir. Burada $G'_a = (G + G_a)$ ve $G'_b = (G + G_b)$ ’dir. Bu durumda, devrenin kararlı denge noktaları Şekil 2.6.c’de gösterilen P'_+ ve P'_- noktalarıdır.

$$I'_R = GV'_R + f(V'_R) + f(V_R) = \begin{cases} G'_b V'_R + (G_b - G_a)E & V'_R < -E \\ G'_a V'_R & -E \leq V'_R \leq E \\ G'_b V'_R + (G_a - G_b)E & V'_R > E \end{cases} \quad (2.16)$$



Şekil 2.8. Doğrusal olmayan eşdeğer direnç

R direnci ile doğrusal olmayan N_R direncinin oluşturduğu Şekil 2.6.c’deki denge noktalarının belirlediği bölgelerdeki eğimler, işaretler korunarak değiştirilirse devrenin global davranışı hakkında bir fikir edinilir.

2.4.3. Devrenin Denge Noktalarına Göre Doğrusallaştırılması

Denklem (2.16)'daki doğrusal olmayan direncin akım-gerilim bağıntıları kullanılarak Şekil 2.7'deki devrenin durum denklemleri, devre parametreleri cinsinden Denklem (2.17)'deki gibi elde edilir.

$$\frac{dI_3}{dt} = -\frac{1}{L}V_2$$

$$\frac{dV_2}{dt} = \begin{cases} \frac{1}{C_2}I_3 - \frac{G'_b}{C_2}V_2 - \left(\frac{G_b - G_a}{C_2}\right)E & V_2 < -E \\ \frac{1}{C_2}I_3 - \frac{G'_b}{C_2}V_2 & -E \leq V_2 \leq E \\ \frac{1}{C_2}I_3 - \frac{G'_b}{C_2}V_2 - \left(\frac{G_a - G_b}{C_2}\right)E & V_2 > E \end{cases} \quad (2.17)$$

Şekil 2.8'de görülen eşdeğer direncin akım-gerilim karakteristiği, kırılma noktaları $\pm E$ 'ye göre $V_2 < -E$, $|V_2| \leq E$ ve $V_2 > E$ gibi üç doğrusal bölgeye ayrılabilir. Sırasıyla, D'_{-1} , D'_0 ve D'_1 olarak adlandırılan bu doğrusal bölgelerdeki çözümler birleştirilerek, devre parametrelerinin değişimine göre global davranış elde edilir.

2.4.3.1. Orta bölge (D'_0)

Orta bölgede, devrenin karakteristik denkleminde elde edilen öz değerler

$$\lambda_{1,2} = -\frac{G'_a}{2C_2} \pm \sqrt{\left(\frac{G'_a}{2C_2}\right)^2 - \frac{1}{LC_2}} \text{ 'dır. } L \text{ ve } C_2 \text{ sürekli pozitif olduğundan, } G'_a \text{ 'nın eğimi paralel}$$

dirençten dolayı sadece değer olarak değişeceğinden, devre her zaman kararsızdır. Yani, bu bölge içerisinde seçilen herhangi bir başlangıç şartı için devrenin cevabı, genliği zamanla artan bir osilasyon olacaktır.

2.4.3.2. Dış Bölgeler(D'_{-1}, D'_1)

Dış bölgeler, $|V_2| = |V_R| > E$ olduğu ve Şekil 2.6.c'de görülen kırılma noktaları E 'nin dışındaki bölgelerdir. Bu aralıklara ait her iki denge noktası (P'_+ ve P'_-) kararlıdır ve bu bölgede devrenin durum denklemleri (2.18)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned}\frac{dI_3}{dt} &= -\frac{1}{L}V_2 \\ \frac{dV_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}I_3 - \frac{G'_b}{C_2}V_2 - \frac{1}{C_2}I'\end{aligned}\tag{2.18}$$

Denklem (2.18)'de verilen I' akım kaynağı, D'_{-1} bölgesi için $I' = (G_b - G_a)E$ ve D'_1 bölgesi için de $I' = (G_a - G_b)E$ 'dir. Buradan da açıkça görüleceği gibi devrenin davranışı G'_b pozitif olduğundan kararlı ve sönümlü osilasyon şeklindedir.

2.4.3.3. D'_{-1} , D'_0 ve D'_1 Bölgelerinde Elde Edilen Sonuçların Birleştirilmesi

Orijindeki kararsız denge noktası tarafından belirlenen D'_0 bölgesindeki çözüm eğrisi, seçilen başlangıç şartından dışa doğru yönelir ve eksponansiyel biçimde artar. Ancak bu denge noktasındaki çözüm eğrisi P'_+ veya P'_- denge noktalarının etkin olduğu bölgelere ulaşıncaya, devre davranışı bu denge noktalarının karakteristiğine göre değişir. Daha önce de belirtildiği gibi P'_+ ve P'_- denge noktaları kararlı çözümlere sahiptir. Bundan dolayı bu denge noktaları civarında seçilen başlangıç şartları için devre çözümü asimptotik olarak yakın olduğu denge noktasına doğru yönelir. Kararsız denge noktası civarında seçilen durum değişkenlerinin başlangıç değeri için devrenin çözüm yörüngesi, kararlı iki denge noktası etkisi altında bu üç bölgenin dinamiği ile belirlenir. Böylece, devre yörüngesinin kararlı iki bölge arasındaki geçişi bu denge noktalarının sınırladığı bölgede sabit genlikli ve sabit frekanslı bir osilasyona neden olur. Bu osilasyonun genliği ve frekansı devre elemanlarının başlangıç şartlarından bağımsız olduğundan dolayı doğrusal olmayan sistem literatüründe limit çevrim (limit cycling) olarak adlandırılmıştır [1]. Genliği, durum değişkenlerinin başlangıç değerlerine bağlı olmayan bu osilasyon, asimptotik kararlıdır. Böylece kararsız D'_0 bölgesindeki devre yörüngeleri, dış bölgelerde kararlı ve genliği sabit osilasyonlu çözümler meydana getirir.

Buraya kadar yapılan tüm analizler, devrenin doğrusallaştırıldığı denge noktalarındaki davranışların birleştirilmesi ile gerçekleştirildi. Denklem (2.10) ile belirlenmiş olan vektör alanın tek olarak tanımlanmasından ve sistemin eğrilerinin vektör alana her yerde teğet olmasından dolayı, bir eğri kendisini farklı bir eğimle kesemez [54]. Bu sonuçla, ikinci dereceden doğrusal olmayan, zorlanmamış bir devre, orijindeki denge noktasına göre kararsız ve Şekil 2.7'de verilen devre parametreleri ile belirlenmiş diğer iki denge noktasının dinamiği tarafından sınırlandırılmış osilasyonlar gösterir.

Şekil 2.6'daki doğrusal olmayan paralel RLC devresine eklenen bir RC filtre katı ile oluşan ve Chua devresi olarak adlandırılan kaotik osilatörün dinamik davranışları Bölüm 3'de ayrıntılı olarak incelenmiştir.



3. KAOTİK OSİLATÖRLER

3.1 Giriş

Gizliliğin esas olduğu haberleşme uygulamalarında kaotik sinyallerin kullanımı, bu sinyallerin yapılarındaki karmaşıklıktan dolayı son yıllarlarda oldukça önem kazanarak üzerinde yoğun çalışılan alanlardan biri olmuştur [44, 45, 55]. Kaos tabanlı dijital ve analog haberleşme sistemlerinin en önemli kısmı, kaotik osilatör ve bu osilatörün seçimidir. Osilatör pratik olarak dizayn edilirken, mümkün olduğu kadar basit devre elemanları ile tasarlanmalı, bant genişliği fazla olmalı ve karmaşık kaotik davranışlar sergilemelidir. Dizayn aşamasındaki basitliği ve gösterdiği farklı tip kaotik davranışlar sebebiyle en yaygın kullanılan ve üzerinde en çok çalışılan osilatör devresi, Chua devresidir [11, 26-28]. Kaotik osilatörden beklenen diğer önemli bir özellik de yüksek frekanslı çıkış sinyalleri üretmesidir. Chua devresi, bilinen gerilim modlu op-amp'lar (TL082) ile dizayn edilebileceği gibi yeni tür akım geri beslemeli op-amp'larla da (AGOP-AD844AN) dizayn edilebilir [26, 28]. TL serisi gerilim modlu op-amp'larla dizayn edilen kaotik devrelerden yüksek frekanslı çıkış sinyalleri elde etmek mümkün değildir. Yüksek frekanslı çıkış sinyalleri elde edebilmek için AGOP'larla dizayn edilen osilatörleri kullanmak gerekmektedir [26]. Bu durumda kaotik davranışlarda ve sistem dinamiğinde herhangi bir değişim olmamakla beraber sadece kaotik sinyallerin bant genişliği artmaktadır. Son yıllarda, özellikle kaotik dinamiklerin karmaşıklığının artırılması yönünde yapılan çalışmalarla Chua devresinde görülmesi mümkün olmayan yeni tür kaotik davranışların varlığı ortaya konulmuştur [33-37]. İkinci jenerasyon olarak adlandırılan n -çift çekerler, n 'li çekerler, $2D$ ve $3D$ kaotik çeker gibi davranışların, sistemde bulunan doğrusal olmayan elemana ilave kırılma noktaları eklenerek elde edilebildiği gösterilmiştir [33-37]. Bu sistemler de, Chua devresi gibi üçüncü dereceden doğrusal olmayan sistemlerdir. Fakat, Chua devresinden hem yapı hem de sergiledikleri davranışlar bakımından birçok farklılık gösterirler. Bununla beraber, sistem derecesi üçten fazla olan ve hiper kaotik sistemler olarak bilinen kaotik sistemler de mevcuttur [34]. Bu sistemler, davranışlarının şekline ve yapılarına bağlı olarak bilenen kaotik sistemlerden oldukça farklı davranışlar sergilemektedirler.

Bu bölümde, Bölüm 2'de incelenen doğrusal olmayan paralel RLC devresine bir RC filtre katı eklendiğinde oluşan ve Chua devresi olarak adlandırılan devrenin sergilediği kaotik davranışlar incelenmiştir. Chua devresinde görülebilecek tüm kaotik davranışlar hem deneysel hem de teorik olarak incelenip, dizayn aşamasındaki farklılıkların sistem dinamiğine nasıl etki ettiği ortaya konulmuştur. Sistemin denge noktalarının değişiminin dinamik üzerindeki etkileri araştırılarak, denge noktası sayısı ve bu sayının nasıl artırılabilirliği incelenmiştir.

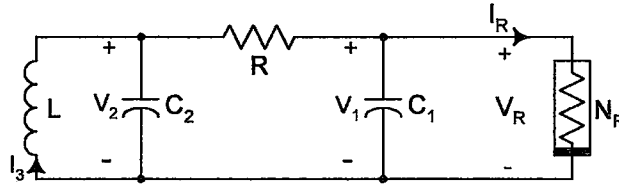
3.2. Chua Devresi

Şekil 3.1.a’da görülen Chua devresi, bir tank resonatör ($L - C_2$ kısmı), bir filtre ($R - C_1$ kısmı) ve gerilim kontrollü aktif bir doğrusal olmayan dirençten (Chua diyodu) oluşan üçüncü dereceden bir kaotik osilatör devresidir. Devrenin durum denklemleri (3.1)’de verildiği gibidir.

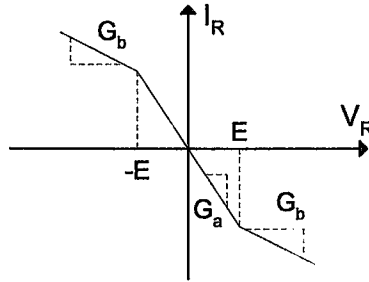
$$\begin{aligned}\frac{dI_3}{dt} &= -\frac{1}{L}V_2 \\ \frac{dV_2}{dt} &= \frac{1}{C_2}I_3 - \frac{G}{C_2}(V_2 - V_1) \\ \frac{dV_1}{dt} &= \frac{G}{C_1}(V_2 - V_1) - \frac{1}{C_1}f(V_1)\end{aligned}\quad (3.1)$$

Denklem (3.1)’deki $f(V_1)$, Şekil 3.1.b’de parça-parça doğrusallaştırılmış karakteristiği görülen doğrusal olmayan direncin bir fonksiyonu olup, Denklem (3.2)’deki gibi tanımlanır. Burada G_a ve G_b eğimleri, E ise doğrusal olmayan direncin kırılma noktalarını bir başka deyişle bu doğrusal bölgelerin sınırlarını gösterir. Şekil 3.1.a’daki doğrusal olmayan direncin (N_R) akımı, gerilimin bir fonksiyonu olduğu için gerilim kontrollü bir direnç olarak da adlandırılır.

$$f(V_1) = G_b V_1 + \frac{1}{2}(G_a - G_b)[|V_1 + E| - |V_1 - E|] \quad (3.2)$$



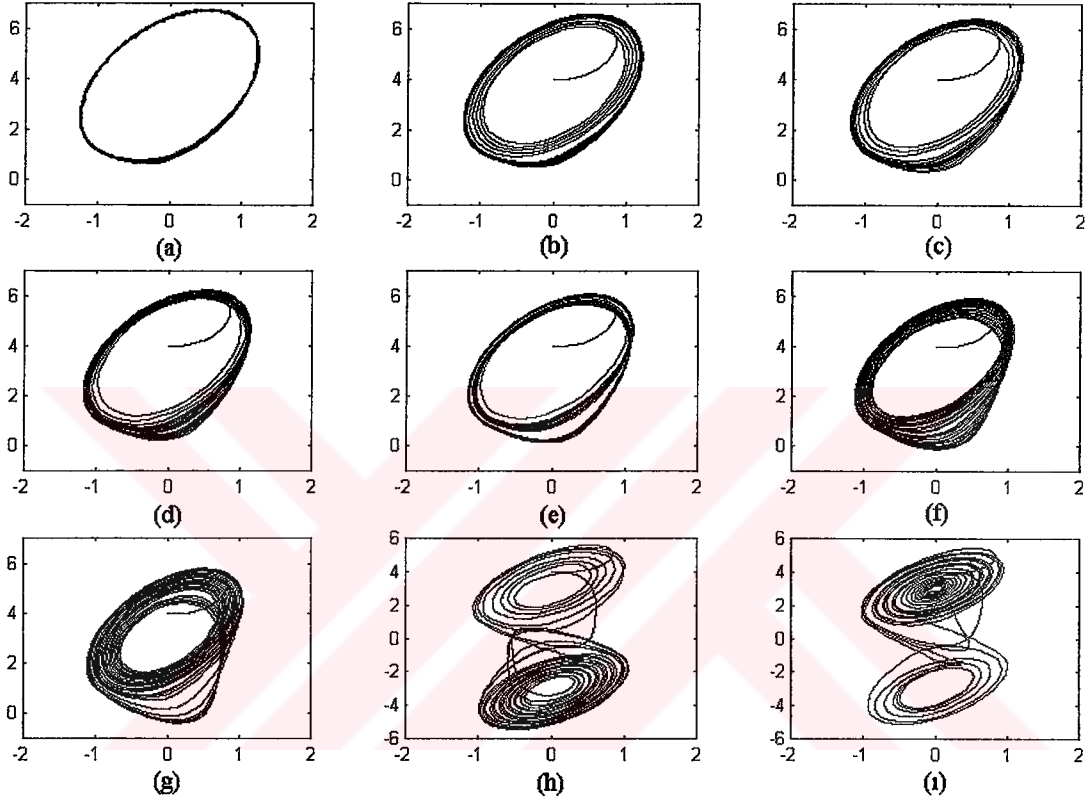
(a)



(b)

Şekil 3.1. (a) Chua devresi ve (b) doğrusal olmayan direncin akım gerilim karakteristiği

Chua devresinde R direncinin değişimine bağlı olarak elde edilen tüm dinamik davranışlar faz-uzay diyagramları çizdirilerek Şekil 3.2’de gösterilmiştir. R direnci $2\text{ K}\Omega$ seçildiğinde devre sönümlü osilasyonlar yapmaktadır. Buradan, direncin değeri azaltıldığında sırasıyla sınır çevrim (Şekil 3.2.a), periyodik pencereler (Şekil 3.2.b-e), spiral çeker (Şekil 3.2.f-g) ve çift kaydırçalı çeker (Şekil 3.2.h-i) gibi kaotik davranışların sergilendiği görülmektedir.



Şekil 3.2. Chua devresinden elde edilen davranışlar (a) Sınır çevrim, (b-e) Periyodik pencereler, (f-g) Spiral çeker, (h-i) Çift kaydırçalı çeker (Yatay eksen V_{C1} , dikey eksen V_{C2})

3.3. Boyutsuz Formdaki Chua Devresi Denklemleri

Chua devresi denklemleri, devre parametrelerinden bağımsız olarak boyutsuz formda yazılabilir [28]. Devre yedi parametreden dört parametreye (α , β , a ve b gibi) indirgenebilir. Bu boyutsuz denklemler ile üç boyutlu diyagramlar, bir boyutlu diyagramlarla ilişkilendirilebilirler. Boyutsuz formdaki denklemler kullanılarak yapılan simülasyonlarda, simülasyon zamanının küçülmesi bakımından da bir avantaj sağlanmaktadır. Çatallaşma diyagramı olarak adlandırılan ve Şekil 3.3’de görülen diyagram boyutsuz denklemler kullanılarak elde edilebilir [28]. Bu diyagram ile sistemin hangi bölgelerde kaosa girdiği ya da osilasyonlar yaptığı rahatlıkla izlenebilir. Denklem (3.1)’deki değişkenler $x = V_1/E$, $y = V_2/E$,

$z = I_3/(EG)$, $\tau = tG/C_2$, $a = G_a/G = 1 + G_a/G$, $b = G_b/G = 1 + G_b/G$, $\alpha = C_2/C_1$ ve $\beta = C_2/(LG^2)$ şeklinde değişken değiştirme işlemleri yapılırsa Denklem (3.3)'de görülen boyutsuz formdaki Chua devresi denklemleri elde edilir.

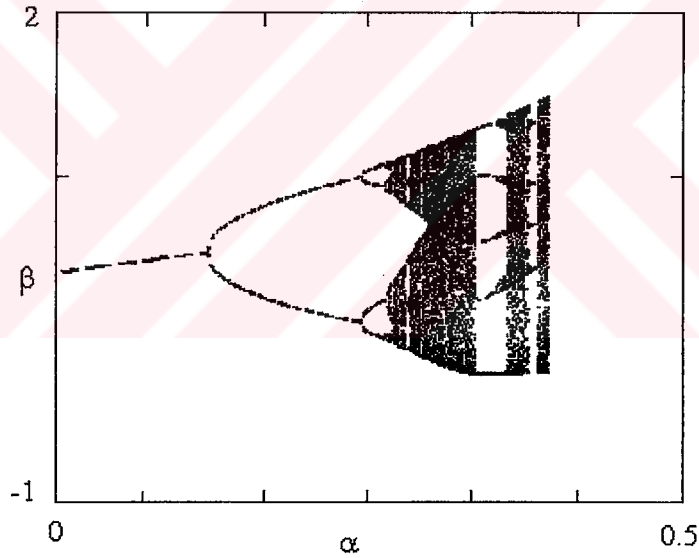
$$\frac{dz}{d\tau} = -\beta \cdot y$$

$$\frac{dy}{d\tau} = x - y + z$$

(3.3)

$$\frac{dx}{d\tau} = \alpha \cdot (y - g(x))$$

$$g(x) = b \cdot x + \frac{1}{2}(a - b) \cdot [|x + 1| - |x - 1|]$$



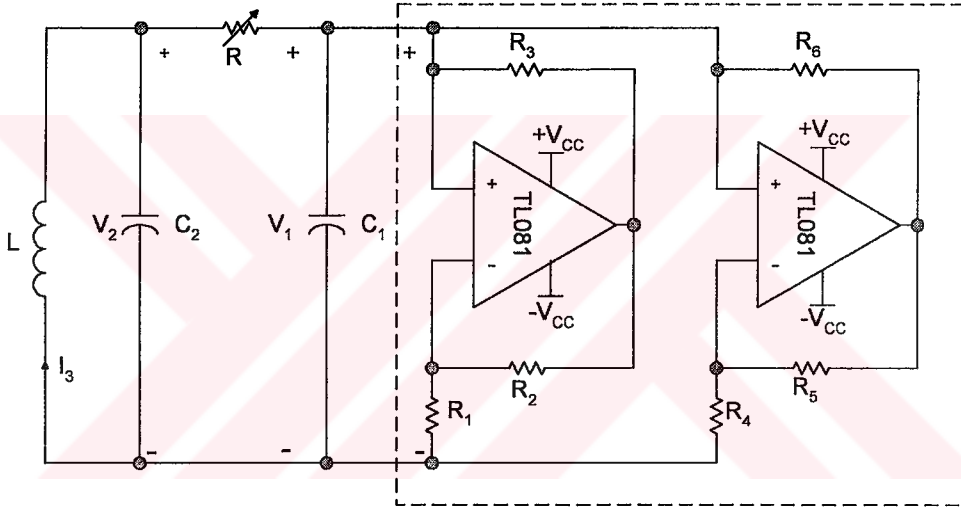
Şekil 3.3. Chua devresinin çatallaşma diyagramı

3.4. Deneysel Olarak Kaotik Davranışların Elde Edilmesi

Bu bölümde, Chua devresinin hem TL serisi gerilim modlu op-amp'lar ile hem de AD serisi akım geri beslemeli op-amp'larla dizaynı verildi. Chua devresinin özellikle doğrusal olmayan direncin parametrelerinin değişimine verdiği cevaplar hem deneysel hem de teorik olarak incelendi. Chua devresinden farklı tip kaotik sinyallerin elde edilebilmesi için devrede hangi elemanların karakteristiklerinin nasıl değişmesi gerektiği ortaya konuldu.

3.4.1. Kaotik Davranışların TL Serisi Gerilim Modlu Op-amp'lar ile Elde Edilmesi

Şekil 3.4'deki Chua devresinde kullanılan eleman değerleri ve özellikleri Tablo 3.1'de verilmiştir. Burada kesikli çizgilerle gösterilen ve iki op-amp ile altı dirençten oluşan alt devre, doğrusal olmayan direnci temsil etmektedir. Devrede kullanılan op-amp'ların beslemeleri ± 9 V olup FET girişli oldukları için TL081 tipinde seçilmişlerdir. FET girişli seçilmelerinin nedeni maksimum giriş offset geriliminin 1mV civarında olmasıdır. Saturasyon seviyeleri ölçüldüğünde yaklaşık olarak $E_{sat}=8.3$ V elde edilmiştir. Doğrusal olmayan dirence ilişkin G_a ve G_b eğimleri ayarlı seçilen R_1 , R_3 ve R_4 elemanları yardımı ile istenilen değere getirilebilir. Direncin doğrusal eğimlerinin kırılma noktaları olan E değeri yaklaşık olarak $R_1.E_{sat}(R_1+R_2)\approx 1$ V hesaplanır.

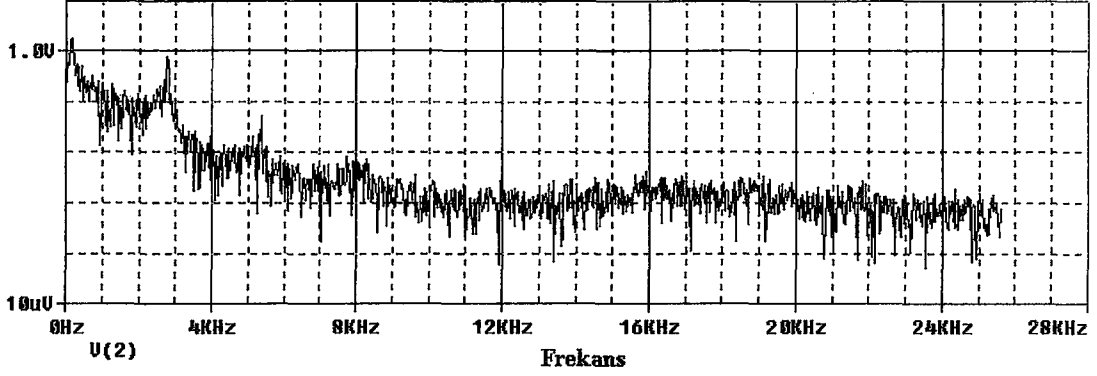


Şekil 3.4. Chua devresinin gerilim modlu op-amp'lar ile dizayn edilmesi

Tablo 3.1. Şekil 3.4'de görülen devrenin eleman değerleri

Devre Elemanı	Eleman Değeri	Özellikleri ve toleransları
L	18 mH	6.3 mH-30 mH arasında değişken, $\pm 5\%$
C_2	100 nF	$\pm 10\%$
C_1	10 nF	$\pm 10\%$
R	2 K Ω	0-2 K Ω arasında değişken, $\pm 10\%$
R_1	3.3 K Ω	$\pm 10\%$
R_2, R_3	22 K Ω	$\pm 10\%$
R_4	2.2 K Ω	$\pm 10\%$
R_5, R_6	220 Ω	$\pm 10\%$

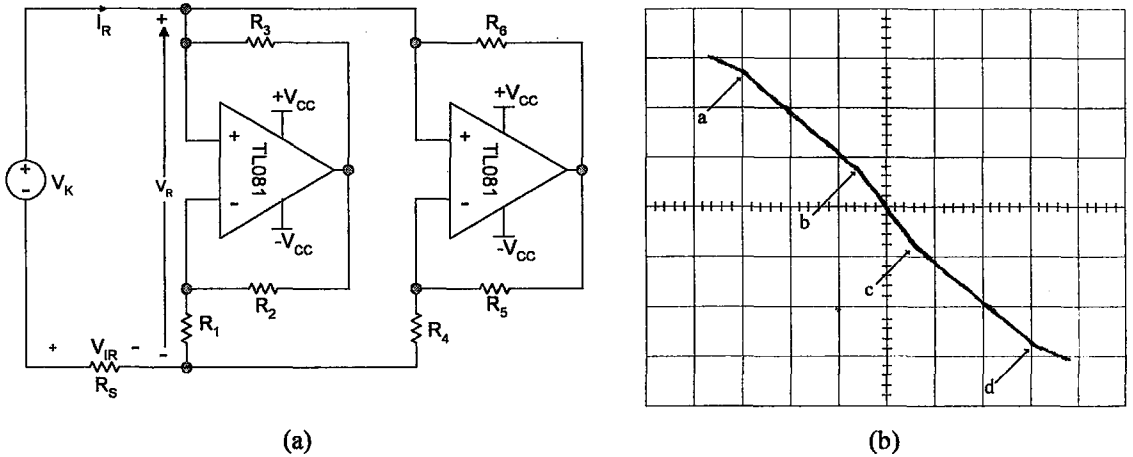
Bilindiği üzere kaotik sinyallerin gürültü benzeri güç spektrumları vardır. C_2 üzerindeki kaotik sinyalin güç spektrumu Şekil 3.5’de görülmektedir. Burada, temel frekans yaklaşık 3KHz civarında olup düşük bir değere sahiptir. Çünkü, TL serisi op-amp’larla yapılan dizaynlarda yüksek frekanslı kaotik sinyallerin elde edilmesi bu elemanın karakteristik yapısından dolayı mümkün değildir.



Şekil 3.5. Kaotik sinyalin güç spektrumu

3.4.1.1. Doğrusal Olmayan Direnç Karakteristiğinin Elde Edilmesi

Doğrusal olmayan direncin akım-gerilim karakteristiği Şekil 3.6.a’da görülen devre yardımı ile elde edilir. Devrenin girişine, frekansı 30 Hz ve tepeden tepeye genliği 15 V olan bir üçgen dalga üretici uygulanarak V_R gerilimi ve düşük değerlikli bir R_S direnci üzerinden alınan I_R akımı gerilime dönüştürülüp, osiloskop ekranında zaman eksenini ortadan kaldırılarak birbirine göre çizdirildiğinde (x-kanalı 2 V/Div, y-kanalı 0.1V/Div) Şekil 3.6.b’deki karakteristik elde edilir. Bu karakteristik, teorik olarak verilen doğrusal olmayan direnç karakteristiğinden bir miktar farklılıklar göstermektedir.



Şekil 3.6. (a) Doğrusal olmayan direncin test devresi ve (b) elde edilen karakteristik

Devrede kullanılan op-amp'ların doymaya gitmesinden dolayı karakteristik beş bölgeden oluşmaktadır. Devrenin dinamik davranışını bu bölgelerin birleşimi olan a-d aralığı belirler. Doğrusal olmayan direnç, C_1 kondansatörünün gerilimi (V_{C_1}) ile kontrol edilmektedir. Fakat V_{C_1} , hiçbir zaman bu bölge dışında değer almadığından dolayı a ve d dışındaki bölgelerin devrenin dinamik davranışına etkisi yoktur.

3.4.1.2. Devrenin Denge Noktaları

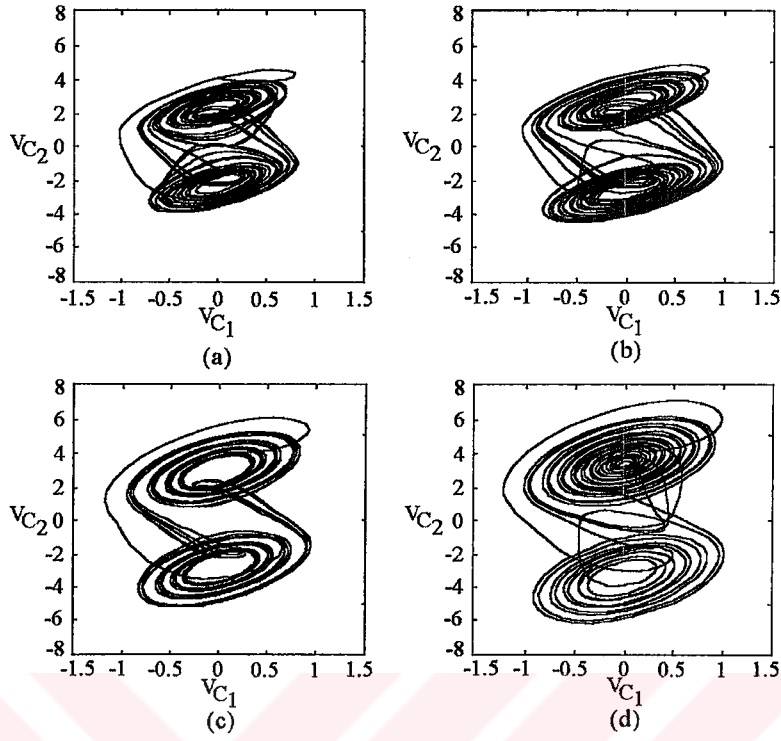
Şekil 3.1.b'de verilen doğrusal olmayan direncin karakteristiği, parça-parça doğrusallaştırılarak $V_R < -E$, $|V_R| \leq E$ ve $V_R > E$ olmak üzere üç bölgeye ayrılır. Denklem (3.1) çözülerek devre parametrelerine bağlı olarak denge noktalarının değişimi Denklem (3.4)'teki gibi elde edilir.

$$P_- = \begin{bmatrix} \frac{G(G_b - G_a)E}{G + G_b} \\ 0 \\ \frac{(G_a - G_b)E}{G + G_b} \end{bmatrix} \quad P_+ = \begin{bmatrix} \frac{G(G_a - G_b)E}{G + G_b} \\ 0 \\ \frac{(G_b - G_a)E}{G + G_b} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

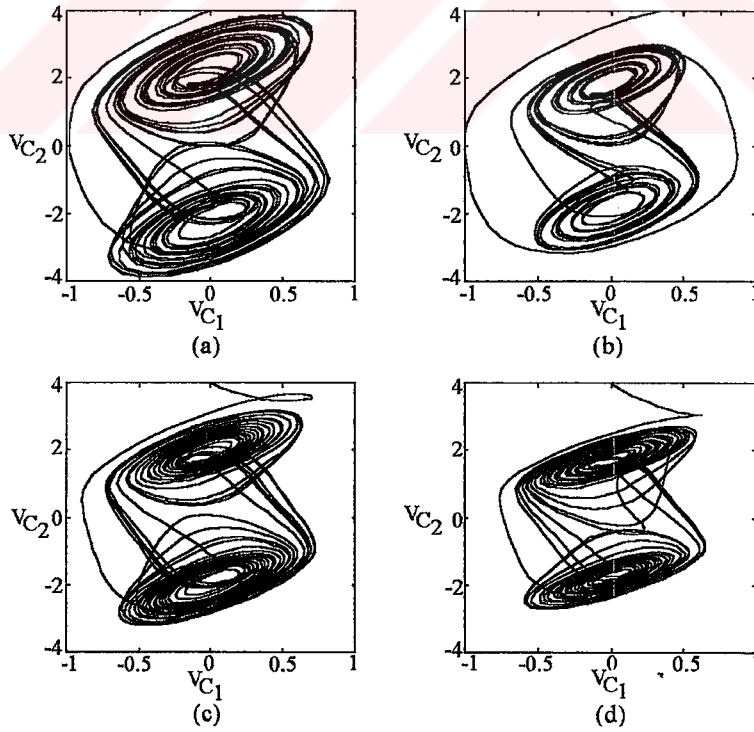
Denklem (3.4)'den görüldüğü üzere denge noktalarında sadece doğrusal olmayan direncin eğimleri, kırılma noktaları ve Şekil 3.1.a'da gösterilen R direnci etkilidir. Diğer parametrelerinin değişimi devre davranışını değiştirir fakat devrenin denge noktalarını etkilemez.

3.4.1.3. Doğrusal Olmayan Direncin Etkilerinin Nümerik Olarak İncelenmesi

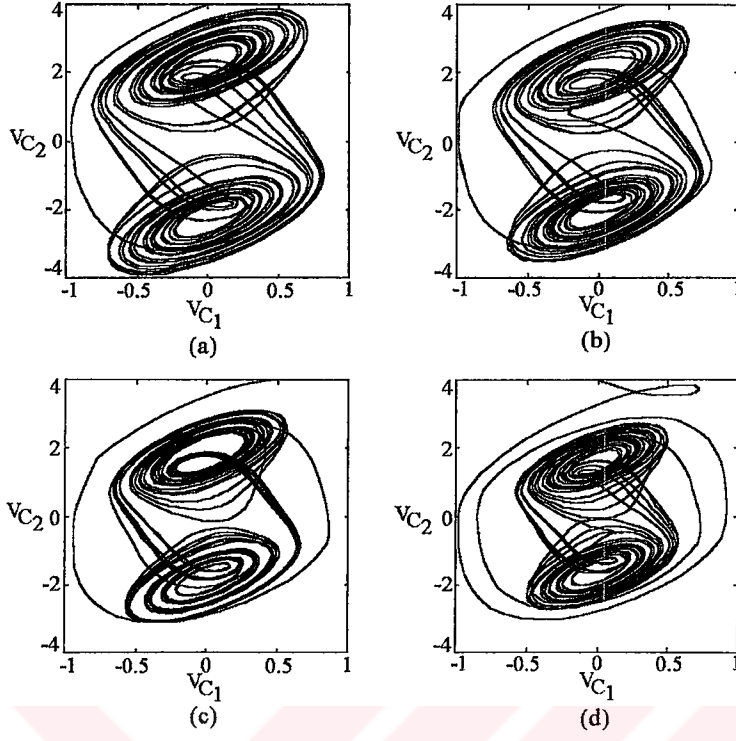
Devrenin nümerik olarak incelenmesi için dinamik sistemlerin simülasyonunda yaygın olarak kullanılan Matlab programlama dili tercih edilmiştir. Denklem (3.1)'de verilen durum denklemleri, 5-adımlı Runge-Kutta metodu ile integrasyon adımı 10^{-3} alınarak ve 10^{-6} hassasiyetinde çözdürülmüştür. Şekil 3.1.a'daki devrede, $C_2=100$ nF, $C_1=10$ nF, $L=18$ mH ve $R=1780$ Ω değerlerinde sabit tutularak sırasıyla doğrusal olmayan direncin doğrusal parçalarının eğimleri ve kırılma noktaları değiştirildi. Devrenin dinamik davranışı, kondansatör gerilimlerinin zaman eksenini ortadan kaldırılarak birbirine göre çizdirilmesi ile elde edildi. Devrenin yukarıda verilen parametrelerde gösterdiği davranış literatürde *Çift kaydıraçlı çeker* (*Double Scroll Attractor*) olarak adlandırılır. Devrede enerji depolayan devre elemanlarından C_2 kondansatörüne ilişkin başlangıç şartı 4 V olarak seçildi.



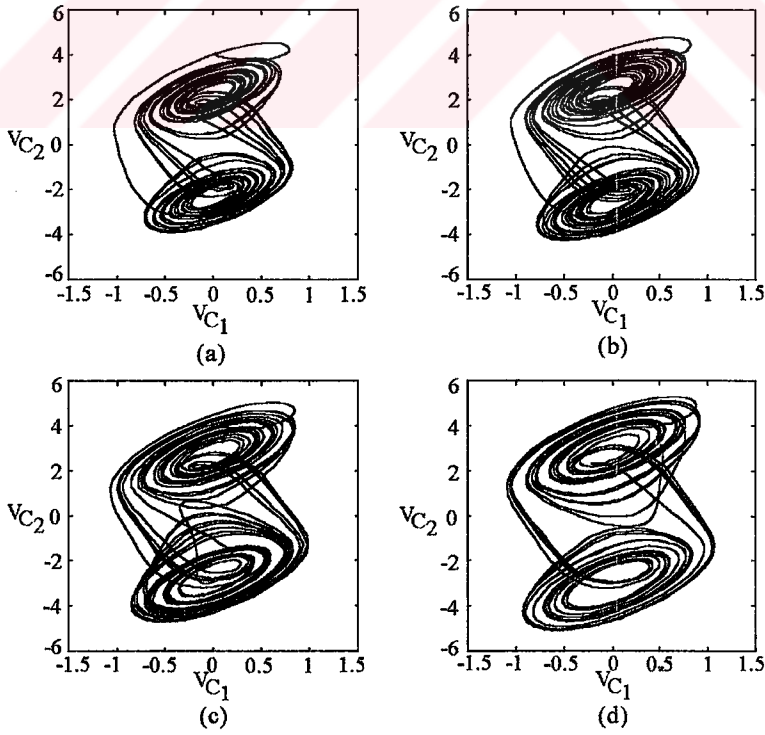
Şekil 3.7. G_b ve G_b değerlerinin artımına devrenin verdiği tepkiler, (a-b) G_a sabit, G_b artarken
(c-d) G_b sabit, G_a artarken



Şekil 3.8. G_a ve G_b değerlerinin azalmasına devrenin verdiği tepkiler (a-b) G_b sabit, G_a azalırken
(c-d) G_a sabit, G_b azalırken



Şekil 3.9. Kırılma noktası gerilimleri (a) $E=1V$, (b) $E=0.9V$, (c) $E=0.8V$, (d) $E=0.7V$



Şekil 3.10. Kırılma noktası gerilimleri (a) $E=1V$, (b) $E=1.1V$, (c) $E=1.2V$, (d) $E=1.3V$

Tablo 3.2. G_a eğiminin değişimine karşılık R direncinin ve davranışların değişimi

Direncin Eğimleri		R Direncinin Değişimi(Ω)			
		Düzenli Davranışlar		Düzensiz Davranışlar	
$G_a(\mu S)$	$G_b(\mu S)$	Asimptotik Kararlı	Limit Çevrim	Spiral Çeker	Çift Kaydıraklı Çeker
-847	-409	2050	2020	1995	1960
-817	-409	2045	2015	1990	1955
-787	-409	2040	2010	1985	1950
-757	-409	2030	2000	1975	1930
-727	-409	2025	1995	1950	1905
-697	-409	2020	1990	1940	1875
-667	-409	2010	1985	1925	1815

Tablo 3.3. G_b eğiminin değişimine karşılık R direncinin ve davranışların değişimi

Direncin Eğimleri		R Direncinin Değişimi(Ω)			
		Düzenli Davranışlar		Düzensiz Davranışlar	
$G_a(\mu S)$	$G_b(\mu S)$	Asimptotik Kararlı	Limit Çevrim	Spiral Çeker	Çift Kaydıraklı Çeker
-757	-499	1900	1800	1775	1750
-757	-469	1930	1870	1830	1800
-757	-439	1970	1940	1900	1875
-757	-409	2030	1995	1970	1930
-757	-379	2090	2060	2020	1980
-757	-349	2150	2110	2070	2020
-757	-319	2190	2140	2080	2050

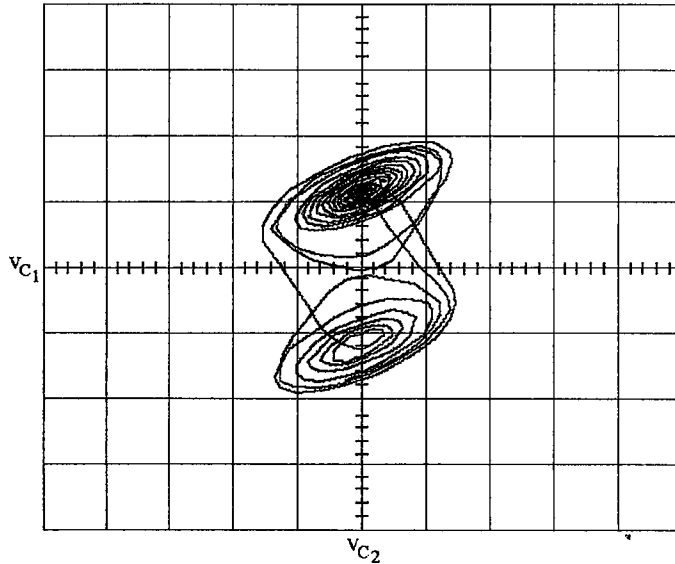
Şekil 3.7'den Şekil 3.10'a kadar, doğrusal olmayan direncin eğimlerinin ve kırılma noktalarının değişiminin devre davranışına etkileri görülmektedir. Buradan, doğrusal olmayan direncin eğimleri artırılınca, devre cevabının hızlandığı dolayısıyla sistemin geçici rejim süresinin oldukça kısaldığı ve genlik olarak da kaotik işaretlerin yaklaşık %20 oranında büyüdüğü gözlenir. Doğrusal olmayan direncin kırılma noktaları birbirlerine yaklaştırılırsa

başlangıçtaki geçici rejim süresinin arttığı ve kaotik sinyallerin genliğinde bir azalma olduğu görülür. Devrede kırılma noktalarının gerilimlerinin mutlak değer olarak artırılması ile devrenin denge noktalarının orijinden uzaklaşmaya başladığı, belirli bir değerden sonra devrenin asimptotik sönümlü bir davranış gösterdiği gözlenir.

Tablo 3.2 ve Tablo 3.3'deki değerler devre parametreleri sabit tutulup sadece devredeki doğrusal olmayan direncin eğimleri değiştirilerek elde edilmiştir. Bu değerlerden, devrenin hangi değerlerde asimptotik kararlı, limit çevrim, *Spiral Çeker* ve *Çift Kaydıracılı Çeker* davranışları sergilediği görülmektedir.

3.4.1.4. Doğrusal Olmayan Direncin Etkilerinin Deneysel Olarak İncelenmesi

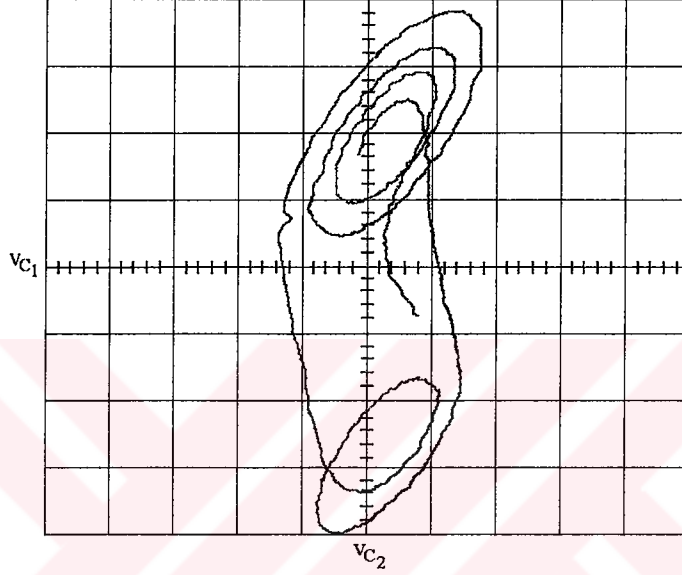
Pratik devre, Şekil 3.4'de gösterilen ve Tablo 3.1'de değerleri belirtilen devre elemanları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Devredeki R_1 , R_2 , R_3 ve R_4 dirençleri ayarlı seçilirse doğrusal olmayan direncin hem eğimleri hem de kırılma noktaları değiştirilebilir. Doğrusal olmayan direncin eğimleri, R_1 , R_3 ve R_4 dirençlerine bağlı iken kırılma noktaları sadece R_1 ve R_2 dirençlerine bağlıdır. Denklem (3.4)'de verilen devre parametrelerine bağlı denge noktaları denklemlerindeki değişkenlerin deneysel karşılıkları $G_a = -1/R_1 - 1/R_4$, $G_b = -1/R_3 - 1/R_4$ ve $E = \mp R_1 \cdot E_{sat} / (R_1 + R_2)$ şeklindedir. Bu değerlerin değişimine göre denge noktalarının etkileri deneysel olarak incelenebilir. Şekil 3.11'deki *Çift Kaydıracılı Çeker* davranışı osiloskopta x-kanalı 0.5 V/Div, y-kanalı 1 V/Div olacak şekilde ayarlanarak elde edilmiştir.



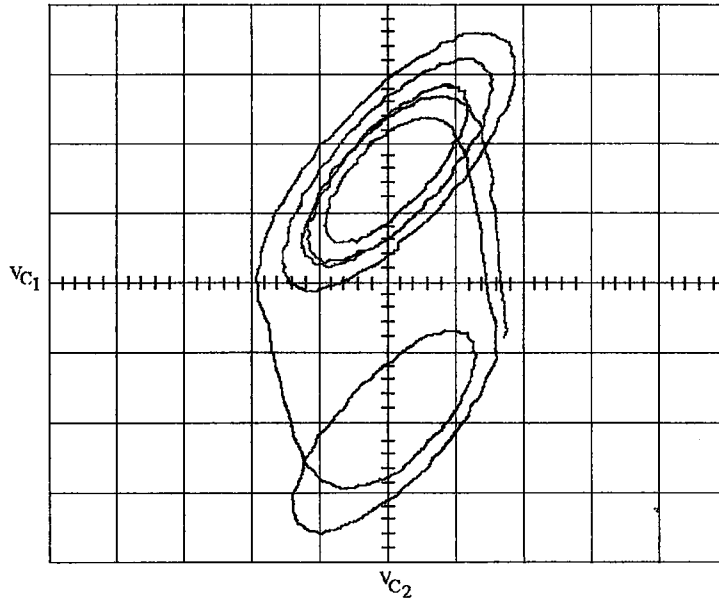
Şekil 3.11. G_a ve G_b eğimlerinin değişimine devrenin gösterdiği tepki, $G_a = -747 \mu S$ ve

$$G_b = -409 \mu S, E=1 \text{ V}$$

Şekil 3.12’de, G_a ile G_b değerlerinin artırılmasına devrenin verdiği tepkinin deneysel sonuçları görülmektedir. Şekil 3.13’de ise kırılma noktasının artırılması ile elde edilen *Çift Kaydırıcı Çeker* davranışının değişimi görülmektedir. Bu davranış türleri daha önce elde edilen nümerik sonuçlarla karşılaştırılırsa, birbirine çok yakın olduğu gözlenir. Bu sonuçlar arasındaki küçük farklılıklar devrenin dış etkilerden çok iyi izole edilememesinden ileri gelmektedir. Dizaynda kullanılan ve değişken seçilen endüktansın dış etkilerden oldukça iyi arındırılması gerekir.



Şekil 3.12. G_a ve G_b eğimlerinin değişiminin devrenin gösterdiği tepki, $G_a = -847 \mu S$ ve $G_b = -459 \mu S$, $E=1$ V



Şekil 3.13. E kırılma noktası geriliminin değişimine devrenin gösterdiği tepki, $E=1.2$ V

Devre elemanlarının değerlerinin değiştirilmesi ile denge noktalarının sınırlı bir aralık içinde değiştiği ve kaotik davranışların sadece genlik değerlerinde farklılıklar olduğu ortaya çıkmıştır. Devredeki diğer parametrelerin (C_1 , C_2 ve L) değişimine bağlı olarak elde edilen sonuçlardan görülür ki, denge noktaları değişmemektedir ve kaotik davranışlardaki genlik değeri sabit kalmaktadır. Devrenin denge noktalarının değişiminin ancak doğrusal olmayan direncin kırılma noktaları ve doğrusal bölgelerin eğimlerinin değiştirilerek yapılabileceği görülmüştür. Bu kararsız denge noktalarını değiştirmekle devrenin geçici zaman süresinin de arttığı gözlenmiştir. Doğrusal olmayan direncin eğimleri daha fazla artırılır ya da azaltılırsa bu durum op-amp'lerde bir doymaya sebep olacağından devre kaostan çıkar. Kaos tabanlı haberleşmedeki temel problemlerden birisi sınırlı genlikli işaretlerle çalışmaktır [44, 48]. Bu şekilde bir yaklaşımla, kaos ile bilgilerin iletilmesi istenen yerlerde doğrusal olmayan direncin eğimleri değiştirilerek kaotik sinyallerin güç seviyeleri ayarlanabilir ve böylece daha yüksek güçteki sinyaller de iletebilir.

3.4.2. Kaotik Davranışların Akım Geri Beslemeli Op-Amp'lar İle Elde Edilmesi

Akım geri beslemeli op-amp'lar, yüksek hızlı olup yükselme zamanları çok kısadır. İkinci jenerasyon akım taşıyıcılar (CCII) ve gerilim buffer'ının kaskad bağlanması ile elde edilirler. Bu elemanın tanım bağıntısı Denklem (3.5)'de verildiği gibidir.

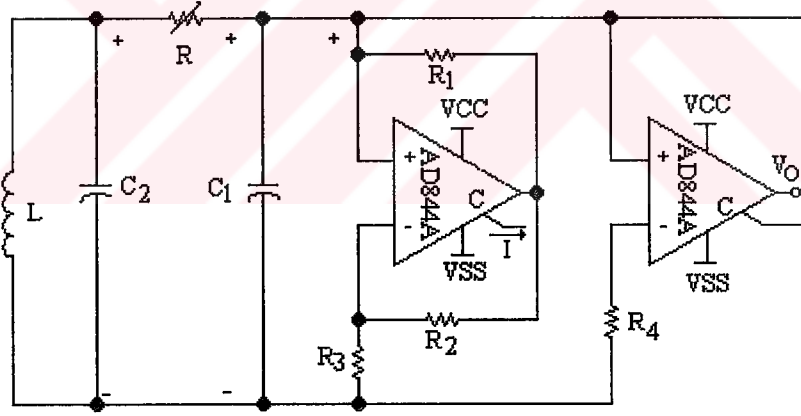
$$\begin{bmatrix} V_- \\ I_+ \\ I_c \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_- \\ V_+ \\ V_c \\ I_o \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Elemanın faz çeviren uç düşük, faz çevirmeyen uç ise yüksek giriş empedansına sahiptir. Gerilim modlu op-amp'lar ile yapılan ve Bölüm 3.4'de verilen doğrusal olmayan direnç modelinde iki gerilim kontrollü negatif empedans dönüştürücü birbirine paralel bağlanmıştı. Bu iki op-amp'tan her biri kendi doğrusal çalıştığı bölgede işlem görür. İki op-amp ve altı dirençten oluşan doğrusal olmayan direnç modeli yerine, aynı görevi yapabilecek olan iki AGOP ve dört dirençten oluşan model kullanılabilir [26]. Bir akım geri beslemeli op-amp ve toprağa bağlı bir dirençle AGOP devresi bir negatif empedans dönüştürücü gibi çalışabilir. Bu bağlantı ile çıkışı dahili olarak bufferlanmış olan akım geri beslemeli op-amp, diğer elemanlardan da yalıtılmış olur. Dolayısıyla AGOP çıkışında ikinci bir op-amp kullanma zorunluluğu da ortadan kalkmış olur. Denklem (3.5)'den de görülebileceği üzere V_o gerilimi V_c gerilime eşittir. Şekil 3.14'de görüldüğü gibi pozitif uç gerilimi (V_+) C_1 üzerindeki gerilime

eşittir. V_+ gerilimi de sistemin çıkışını kendi değerine getirmek için zorlayacağından dolayı V_o çıkışı V_+ gerilimine eşit olacaktır. Bu durumda V_o gerilimi sistemin durum değişkenlerinden birine karşılık gelecektir.

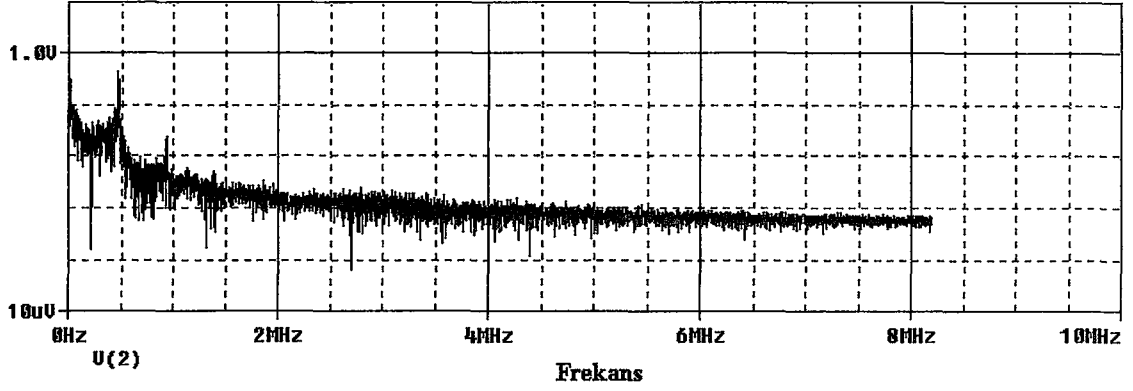
Chua devresinde aktif devre elemanlarından oluşturulan doğrusal olmayan direnç, gerilim modlu op-amp'ların ideal olmayan faz karakteristiklerinden dolayı işlem frekansını belirli sınırların altında kalmaya zorlar. Yüksek frekanslı kaotik sinyalleri elde edebilmek için, bu tip op-amp'ların yerine akım geri beslemeli op-amp'lar kullanma gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Kaotik sinyalin karakteristiği ve işlem frekansını belirleyen devredeki tek etken aktif elemanlar bu op-amp'lardır. Geliştirilen kaos tabanlı haberleşme sistemlerinin tamamına yakın bir kısmı bu iki op-amp'tan birinin çıkış sinyalini taşıyıcı sinyal olarak kullanır. Bu çıkışın bir şekilde tampon devre yardımı ile diğer devre elemanlarından yalıtılması da gerekmektedir. Ayrıca bu çıkış doğrudan sistemin durum değişkenlerinden bir tanesidir.

Şekil 3.14'den görülebileceği gibi akım geri beslemeli op-amp'larla dizayn edilmiş doğrusal olmayan dirençte altı tane doğrusal direnç yerine dört tane doğrusal direnç bulunmaktadır [26]. Ayrıca çıkıştaki kaotik sinyallerin frekansı da Şekil 3.15'den görülebileceği gibi yüksektir.



Şekil 3.14. Akım geri beslemeli op-amp'lar kullanılarak Chua devresinin dizaynı

Şekil 3.14'deki devrede, R_1 , R_2 ve R_3 dirençlerinden ve AGOP'dan oluşan devre doğrusal olmayan gerilim kontrollü negatif empedans dönüştürücü devresine karşılık gelir. Bu durumda, akım geri beslemeli op-amp'ın C ucu açık bırakılarak, gerilim modlu op-amp'lar gibi çalışması sağlanır. C_2 üzerindeki kaotik sinyalin güç spektrumu, Şekil 3.15'de görülmektedir. Görüldüğü gibi yaklaşık temel frekans 500 KHz civarında olup, gerilim modlu op-amp'lar ile dizayn edilen devreye göre oldukça yüksektir.



Şekil 3.15. Kaotik sinyalin güç spektrumu

Doğrusallaştırılmış Chua devresi modelinin karakteristik denklemleri (3.6)'daki gibi olup, bu denklemlerden osilasyon şartları ve osilasyon frekansı hesaplanabilir.

$$s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0$$

$$a_2 = \frac{G}{C_2} + \frac{G + m_i}{C_1} \quad a_1 = \frac{1}{LC_2} + \frac{G + m_i}{C_1 C_2} \quad a_0 = \frac{G + m_i}{LC_1 C_2} \quad (3.6)$$

$$m_i = \begin{cases} m_1 & \text{dış bölgelerdeki eğim} \\ m_0 & \text{iç bölgelerdeki eğim} \end{cases}$$

Osilasyon şartı $a_1 a_2 = a_0$ ve bu durumdaki osilasyon frekansı $\omega_0 = \sqrt{a_1}$ 'dir. Osilasyonu sağlayan G iletkenlik değeri ve bu durumdaki osilasyon frekansı

$$G = -\frac{C_1^2 + LC_2 m_i^2}{L m_i (C_1 + C_2)} \quad (3.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_2}} \sqrt{1 + \frac{GL m_i}{C_1}} \Leftrightarrow \left| \frac{GL m_i}{C_1} \right| < 1 \quad (3.8)$$

olur. Genellikle dizayn parametreleri $C_1 = 1/9$, $C_2 = 1$, $L = 1/7$, $m_1 = -0.8$ ve $m_0 = -0.5$ olarak seçilir. Bu değerlere göre hesaplanan G değeri, $0.6055 < G < 0.8172$ aralığında bulunur. G değeri 0.7 seçilirse, osilasyon frekansının $1.4 < \omega_0 < 1.962$ aralığında değiştiği görülür.

3.5. Sonuçlar

Chua devresi, kaos dinamiği konusunda en çok çalışan sistem olması nedeniyle oldukça önemlidir. Fakat, sistemin gösterdiği kaotik davranışlar ve sistemin genel yapısı itibarı ile özellikle haberleşme konusundaki gereksinimlerin bazılarını karşılamaktan uzaktır. Elde edilen sonuçlardan da görüldüğü üzere sistem davranışları belirli sınırlar dışına ıkamamakla beraber genlik ve frekans bakımından da oldukça düşük sinyaller üretmektedir. Devre yapısında değişik tür teknolojiler kullanılsa bile sadece genlik ve frekansta iyileşmeler olmakta ama devre sergilediği davranışlar bakımından değişiklikler göstermemektedir.

Sistem dinamiği üzerinde oldukça etkili olan ve sistemdeki tek aktif elemanı bünyesinde bulunduran doğrusal olmayan direncin yapısının değiştirilmesi ile dinamiğin çeşitlilik kazanacağı düşünülebilir. Chua devresindeki doğrusal olmayan direnç sadece iki tane kırılma noktası ve üç tane doğrusal bölgeye sahiptir. Sisteme ek kırılma noktaları eklemek, sistemin denge noktalarının yerini değiştireceği ve sayısını arttıracaağı yapılan simülasyonlardan açık olarak görülmektedir. Sistemden yeni tür kaotik davranışlar elde etmek ancak bu şekilde bir yaklaşımla mümkün olabilir.

4. ÇOK MODLU KAOTİK SİSTEMLER

4.1. Giriş

Bölüm 3’de ilgili Chua devresindeki tüm kaotik dinamikler incelenmiş ve sistemin aktif elemanlar içeren bir parçası olan doğrusal olmayan direncin karakteristiğinde değişiklikler yapılması gerekliliği ortaya konulmuştur. Chua devresindeki doğrusal olmayan direnç karakteristiğinde, sadece iki tane kırılma noktası ve üç tane doğrusal bölge bulunmaktadır. Bu bölümde, yapısında üçten fazla doğrusal bölge ve ikiden fazla kırılma noktasına sahip çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman ve elemanlar eklenen genelleştirilmiş Chua sisteminin dinamik davranışları teorik olarak incelenmiştir. Doğrusal olmayan elemanın karakteristiğine ek kırılma noktaları yani parçalı doğrusal bölgeler eklendiğinde ve sistemdeki bu çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman sayısı artırıldığında kaotik davranışların değişimi ortaya konulmuştur. Chua devresi denklemleri kullanılırken devre parametrelerine bağlı denklemler yerine [27]’de geliştirilmiş olan genelleştirilmiş Chua denklemleri kullanılmıştır.

4.2. Çok Modlu Davranışların Elde Edilmesi

$X = [x; y; z] \in \mathbb{R}^3$ olmak üzere, genelleştirilmiş Chua devresi denklemleri kullanılarak (4.1)’deki genel sistem ifadesi yazılabilir.

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot \Phi(X)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a & -a & -a \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}$$

Sisteme, x değişkeninin değerine bağlı bir signum fonksiyonu doğrusalsızlık elemanı olarak eklenir ve a parametresi 0.8 seçilirse sistem, *çift kaydıraklı çeker* davranışı sergiler [56]. Denklem (4.1)’deki $\Phi(X)$, sistemdeki parçalı doğrusal elemanı ve kontrol parametresini belirtmektedir. Signum fonksiyonu, kontrol parametresinin sıfır ve sıfırdan büyük değerleri için

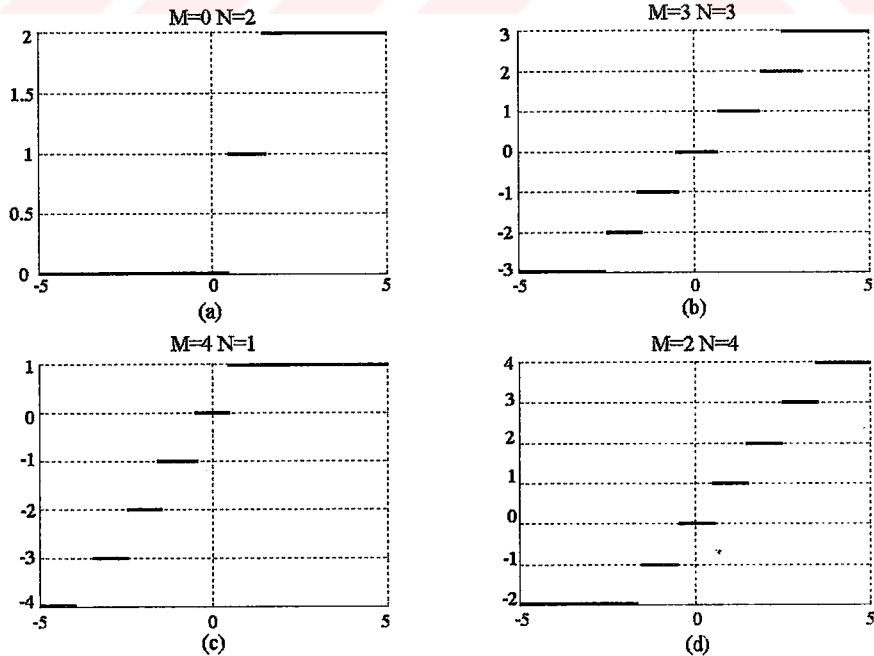
+1, sıfırdan küçük değerler için de -1 olduğu için sistemde sadece tek bir kırılma noktası bulunmaktadır. Sistemdeki kırılma noktalarının sayısı bu signum fonksiyonu geliştirilerek Denklem (4.2)'deki gibi yaklaşımla yapılabilir.

$$f(x) = \begin{cases} \dots & \dots \\ 1 & 0 < x < 1 \\ 0 & -1 < x < 0 \\ -1 & -2 < x < -1 \\ \dots & \dots \end{cases} \quad (4.2)$$

Bu denklem ek kırılma noktaları ilave edilmiş parçalı doğrusal eleman için verilen en genel yaklaşım mantığıdır. M ve N gibi iki parametreye bağlı olarak genelleştirilmiş dinamik hali ise Denklem (4.3)'de verilmiştir [36].

$$f_1(x) = \sum_{i=1}^M g_{\frac{(-2i+1)}{2}}(x) + \sum_{i=1}^N g_{\frac{(2i-1)}{2}}(x) \quad (4.3)$$

$$g_{\theta}(x) = \begin{cases} 1 & x \geq \theta, \theta > 0 \\ 0 & x < \theta, \theta > 0 \\ 0 & x \geq \theta, \theta < 0 \\ -1 & x < \theta, \theta < 0 \end{cases}$$



Şekil 4.1. (a) M=0, N=2, (b) M=3, N=3, (c) M=4, N=1, (d) M=2, N=4 için elde edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal karakteristikler

Denklem (4.3)'deki $g_\theta(x)$, basamak sayısını belirleyen M ve N değerlerine bağlı olarak doğrusal bölgelerin genlik miktarını belirler. M parametresine bağlı kırılma noktaları (θ) değerleri $\frac{-2i+1}{2}$, N parametresine bağlı kırılma noktaları (θ) değerleri ise $\frac{2i-1}{2}$ ile hesaplanabilir. Böylece, Denklem (4.2)'de verilen çok kırılma noktalı yaklaşım tekniğinin genelleştirilmiş dinamik hali elde edilir. Değişik M ve N parametrelerine bağlı olarak elde edilen farklı yapılarıdaki çok kırılma noktalı parçalı doğrusal karakteristikler Şekil 4.1'de görülmektedir. Bu karakteristiklerde, M+N tane kırılma noktası ve M+N+1 tane de doğrusal bölge mevcuttur.

4.2.1. İki Boyutlu $n+n$ 'li Çekerlerin Elde Edilmesi

Denklem (4.1)'deki ifadede sadece bir tane çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman bulunmaktadır. Sisteme, Denklem (4.3) ile belirlenen x ve y durum değişkenlerine bağımlı olan iki tane çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman etki ettirilirse yeni oluşan sistem matrisi parametreleri Denklem (4.4)'deki gibi elde edilir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a & -a & -a \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix} \quad \Phi = \begin{bmatrix} f_1(y) \\ 0 \\ f_2(x) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\text{Burada, } f_1(y) = \sum_{i=1}^{M_1} g_{\frac{(-2i+1)}{2}}(y) + \sum_{i=1}^{N_1} g_{\frac{(2i-1)}{2}}(y) \quad \text{ve} \quad f_2(x) = \sum_{i=1}^{M_2} g_{\frac{(-2i+1)}{2}}(x) + \sum_{i=1}^{N_2} g_{\frac{(2i-1)}{2}}(x)$$

şeklinde. Bölüm 3'de, Chua sisteminden elde edilen kaotik davranışların çeşitliliğinin artırılmamasının nedeni, kullanılan doğrusal olmayan direncin karakteristiklerinin değiştirilememesi olarak ortaya konulmuştu. Kullanılan bu karakteristik ile sistemdeki denge noktalarının yerleri ve sayısı değiştirilebilir.

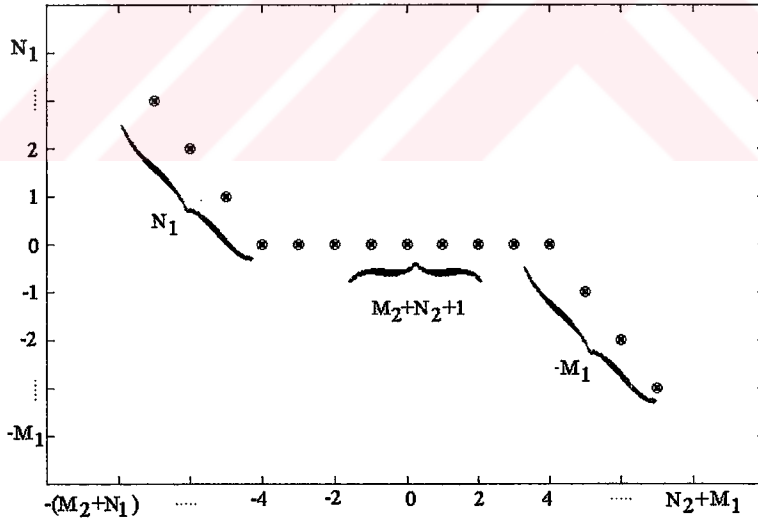
Sistemin, yeni oluşan denge noktalarını elde etmek için sistem durum matrisinden elde edilmiş Denklem (4.5) ile verilmiş durum denklemlerindeki değişkenlerin enerjisiz oldukları durumun göz önüne alınması gerekmektedir.

$$\begin{aligned} x + y &= f_2(x) \\ y &= f_1(y) \\ z &= 0 \end{aligned} \quad (4.5)$$

Denklem (4.5) sadece x ve y durum değişkenlerine bağlı olduğu için oluşacak denge noktaları x - y düzleminde olacaktır. Denklem (4.5)'in çözülmesi ile elde edilen denge noktaları

kümesi genel formda Denklem (4.6)'daki gibi olur. Denklem (4.6)'dan görüldüğü gibi, M ve N değerlerinin değişimine bağlı olarak sistemdeki denge noktası sayısı artık belirli bir değer aralığında sınırlı değildir. Denge noktaları sadece x-y düzlemi üzerindedir. Sisteme z parametresi ile kontrol edilen bir parçalı doğrusal eleman eklenmediğinden dolayı z yönünde denge noktaları oluşmamıştır. Kullanılacak olan çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanın karakteristiğindeki kırılma noktalarının sayısına göre farklı bölgelerde kaotik çekerler oluşturmak mümkündür. Sistemdeki toplam denge noktası sayısı M ve N parametrelerine bağlı olarak $(M_2 + N_2 + M_1 + N_1 + 1)$ şeklinde bulunabilir. Aynı zamanda, ileride verilen simülasyon sonuçlardan da anlaşılabileceği üzere sistemde, denge noktası sayısı kadar kaotik çeker de oluşmaktadır. Denge noktalarının, iki boyutlu düzlem üzerindeki grafiksel değişimi ise Şekil 4.2'de verilmiştir.

$$[x, y, z]_{denge} = [(-M_2 - N_1, N_1, 0), (-M_2 - N_1 + 1, N_1 - 1, 0), \dots, \underbrace{\dots, (-M_2, 0, 0), (-M_2 + 1, 0, 0), \dots, (0, 0, 0), \dots, (N_2 - 1, 0, 0), (N_2, 0, 0), \dots}_{N_2 + M_2 + 1 \text{ Tane}}, \dots, \underbrace{\dots, (N_2 + M_1 - 1, -M_1 - 1, 0), (N_2 + M_1, -M_1, 0)}_{M_1 \text{ Tane}}] \quad (4.6)$$



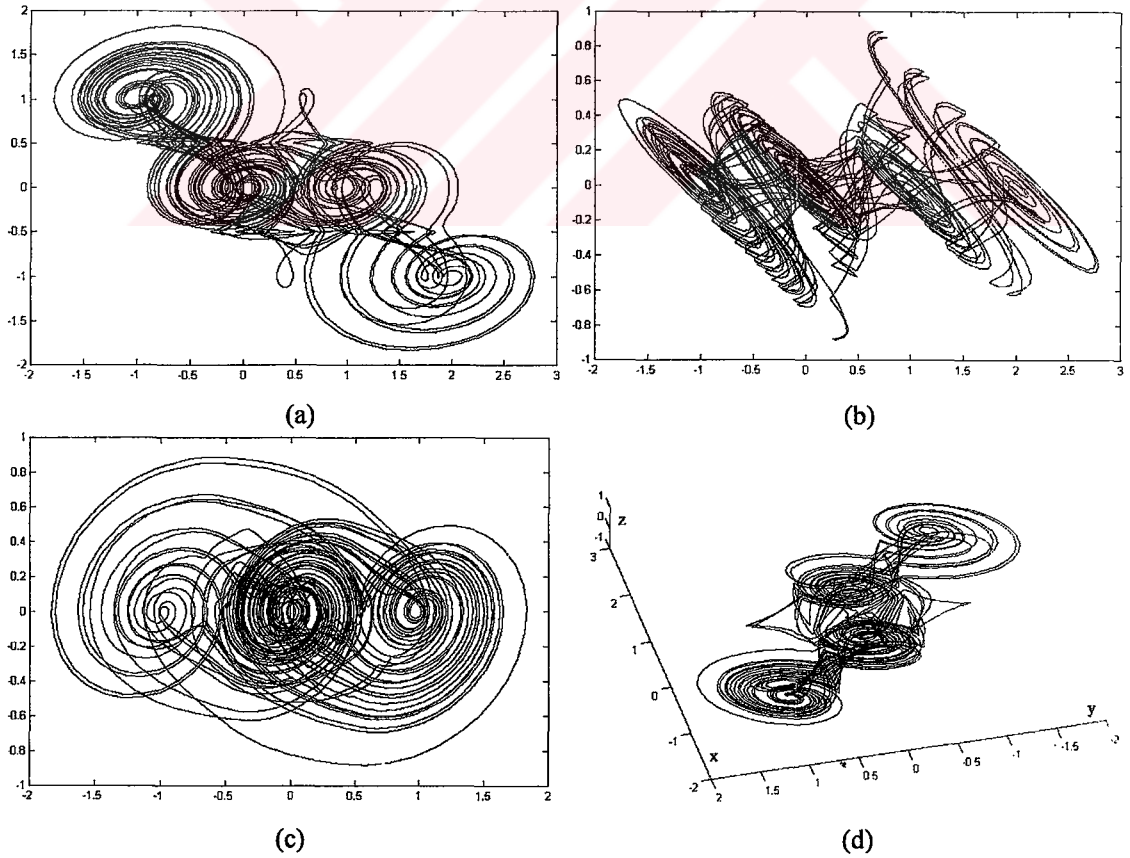
Şekil 4.2. x-y düzlemi üzerindeki denge noktalarının değişiminin grafiksel gösterimi

Yapılan tüm simülasyonlarda, Denklem (4.4)'deki a değeri 0.4 ve başlangıç şartları da $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, -0.1)$ olarak seçilmiştir.

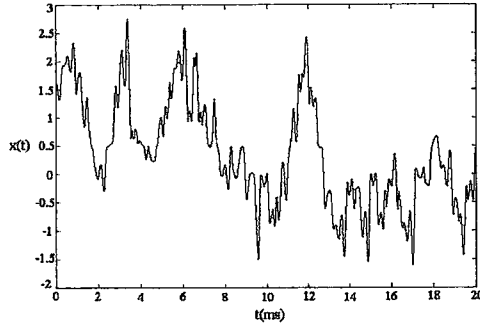
Şekil 4.3'deki davranışlar $M_1=1$, $N_1=1$, $M_2=0$ ve $N_2=1$ için elde edilmiştir. M_2 ve N_2 , x durum değişkeni tarafından kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanın

parametreleri olup tek bir kırılma noktasına sahiptir ve sadece x eksenı boyunca kaotik çekerler oluşturur. M_1 ve N_1 değerleri ile belirtilmiş değerler ise y durum değişkeni tarafından kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanın parametreleri olup iki kırılma noktalı bir yapıya karşılık gelir. Oluşan kaotik çekerler, şekil 4.3.a'dan da görüldüğü üzere x - y düzlemi üzerinde oluşacaktır. Kaotik davranışlar, hem x hem de y eksenı boyunca oluştuklarından dolayı bunlar, $n+n'$ 'li çekerler olarak adlandırılmışlardır. Buradaki ilk n değeri, x eksenı boyunca, ikinci n değeri ise y eksenı boyunca oluşan toplam ekerleri belirtir. Bu nedenle, şekil 4.3'deki davranışlar $2+2$ 'li çeker olarak adlandırılmıştır. Sistemdeki toplam doğrusalsızlık $f_1(y) = g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y)$, $f_2(x) = g_{0.5}(x)$ ile belirlenir. Denklem (4.6) ile belirlenmiş sistemin denge noktaları ise $[x, y, z]_{Denge} = [(-1, 1, 0), (0, 0, 0), (1, 0, 0), (2, -1, 0)]$ ile belirlenip, toplam dört $(M_1 + N_1 + M_2 + N_2 + 1)$ tanedir.

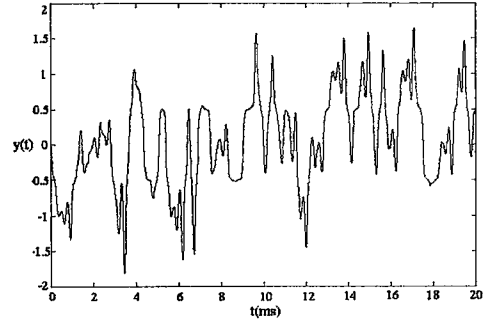
Elde edilen $2+2$ 'li çeker davranışın, x - y durum değişkenlerine, x - z durum değişkenlerine, y - z durum değişkenlerine göre değişimi ve üç boyutlu gösterimi şekil 4.3'de görülmektedir. şekil 4.4'de ise x , y ve z durum değişkenlerinin zamana değişimleri görülmektedir.



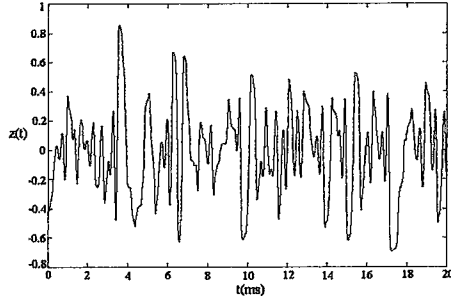
şekil 4.3. $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=1$ ve $N_1=1$ için $2+2$ 'li çeker davranışı (a) x - y değişimi, (b) x - z değişimi, (c) y - z değişimi, (d)  boyutlu gösterim



(a)



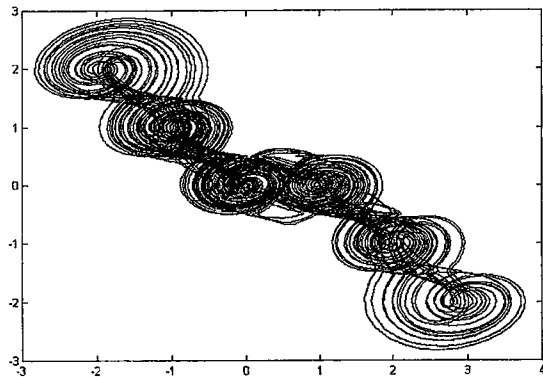
(b)



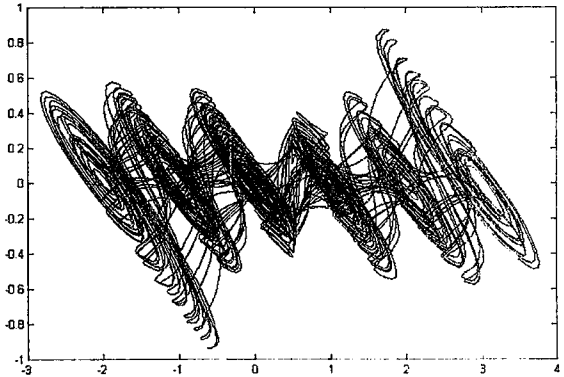
(c)

Şekil 4.4. (a) x , (b) y ve (c) z değişkenlerinin Şekil 4.3'deki davranışlar için zaman domeni sinyalleri

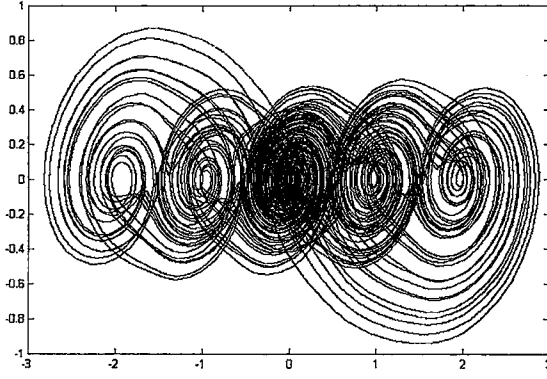
Şekil 4.5'de $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için elde edilmiş $2+4$ 'lü çeker davranışı görülmektedir. M_2 ve N_2 değerleri sabit tutulup, sadece y durum değişkeni ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemana ek kırılma noktaları eklenmiş ve x - y düzlemi boyunca yeni çekerlerin meydana geldiği görülmüştür. Sistemdeki toplam doğrusalsızlık, $f_2(x) = g_{0.5}(x)$, $f_1(y) = g_{-1.5}(y) + g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y) + g_{1.5}(y)$ ile belirlenir. Denklem (4.6) ile belirlenen denge noktaları ise $[x, y, z]_{Denge} = [(-2, 2, 0), (-1, 1, 0), (0, 0, 0), (1, 0, 0), (2, -1, 0), (3, -2, 0)]$ olup toplam altı tanedir. Kullanılan çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanların karakteristiklerinde x durum değişkenine göre kontrol edilen elemanda bir, y durum değişkeni ile kontrol edilen elemanda dört tane kırılma noktası vardır. Sistemde, denge noktası sayısı kadar kaotik çeker oluştuğu görülebilir.



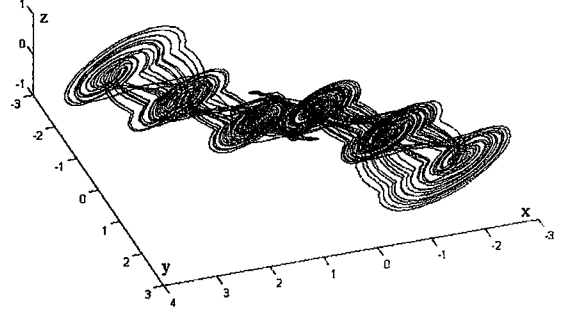
(a)



(b)



(c)

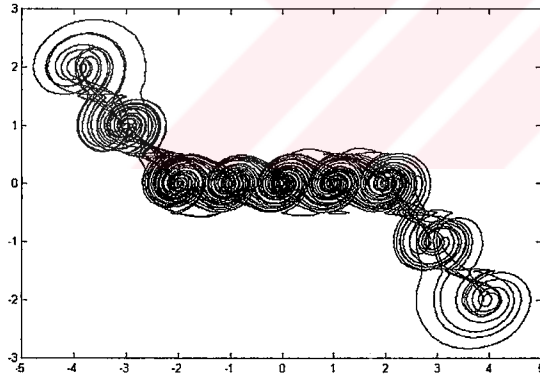


(d)

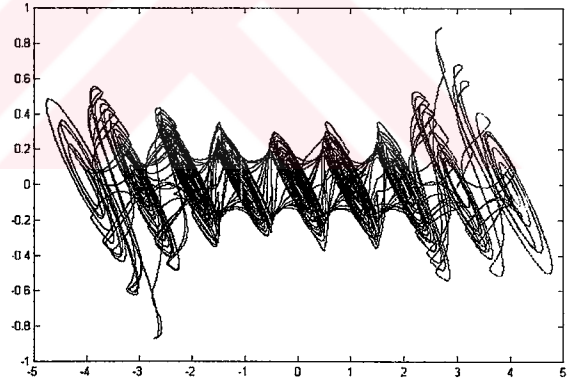
Şekil 4.5. $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için $2+4'$ lü çeker davranışı, (a) x - y değişimi, (b) x - z değişimi, (c) y - z değişimi, (d) üç boyutlu gösterim

Şekil 4.6'da $M_2=2$, $N_2=2$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için $5+4'$ lü çeker davranışı görülmektedir. Bu davranış şeklini elde etmek için M_1 ve N_1 değerleri sabit tutulup, sadece x durum değişkeni ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemana ek kırılma noktaları eklenmiştir ve x düzlemi boyunca yeni çekerlerin meydana geldiği gözlenmiştir.

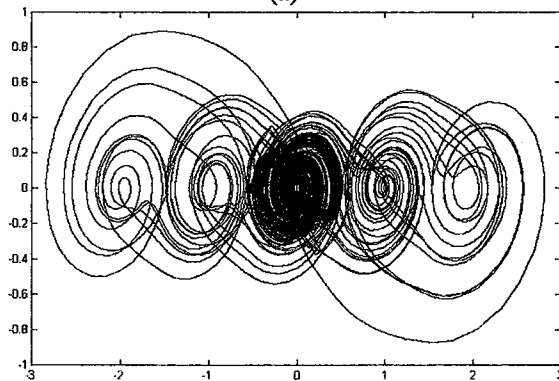
Sistemdeki toplam doğrusalsızlık, $f_1(y) = g_{-1.5}(y) + g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y) + g_{1.5}(y)$ ve $f_2(x) = g_{-1.5}(x) + g_{-0.5}(x) + g_{0.5}(x) + g_{1.5}(x)$ ile belirlenir.



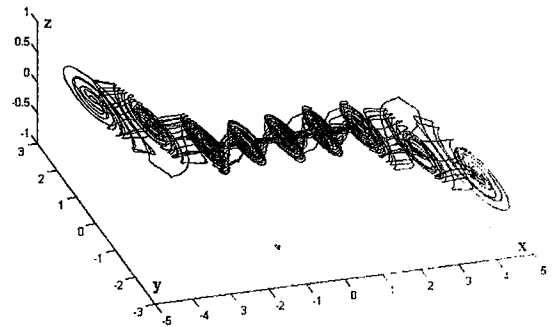
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 4.6. $M_2=2$, $N_2=2$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için $5+4'$ lü çeker davranışı, (a) x - y değişimi, (b) x - z değişimi, (c) y - z değişimi, (d) üç boyutlu gösterim

Denklem (4.6) ile belirlenmiş denge noktaları ise $[x, y, z]_{Denge} = [(-4, 2, 0), (-3, 1, 0), (-2, 0, 0), (-1, 0, 0), (0, 0, 0), (1, 0, 0), (2, 0, 0), (3, -1, 0), (4, -2, 0)]$ olup toplam dokuz tanedir. Kullanılan çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanların karakteristiklerinde, x ve y durum değişkenlerine göre kontrol edilen elemanlarda toplam dörder tane kırılma noktası vardır.

4.2.2. İki Boyutlu n 'li Kaotik Çekerlerin Elde Edilmesi

Denklem (4.3) ile tanımlanan çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman sadece y parametresine bağlı olarak sisteme etki ettirilirse x eksenı boyunca oluşması gereken denge noktalarından orijindeki hariç diğeri hepsi ortadan kalkacaktır. Sistem, sadece x - y düzlemi boyunca $y = -x$ eğrisi üzerinde bulunan denge noktalarına sahip olacaktır. Genelleştirilmiş Chua devresine ait sistem parametreleri Denklem (4.7)'deki gibi verilmiştir.

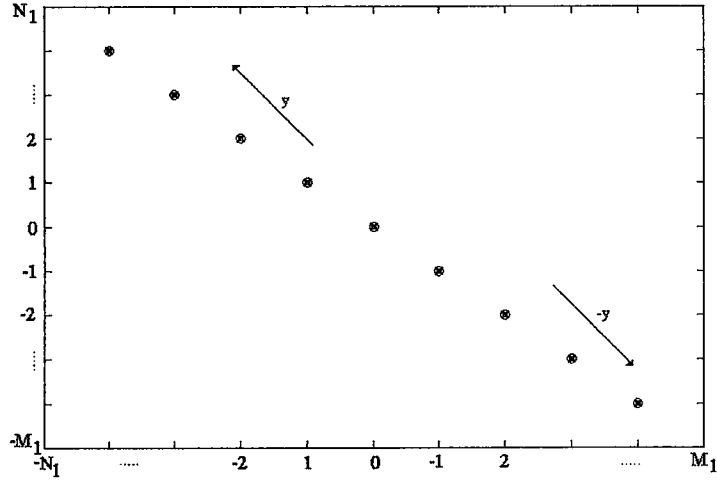
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a & -a & -a \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} f_1(y) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad f_1(y) = \sum_{l=1}^{M_1} g_{\frac{(-2l+1)}{2}}(y) + \sum_{l=1}^{N_1} g_{\frac{(2l-1)}{2}}(y)$$

Sistemin denge noktaları Denklem (4.8)'in çözülmesi ile elde edilebilir. Denge noktalarının sayısı ve sistemdeki toplam kaotik çeker sayısı bir birine eşit olup $(M_1 + N_1 + 1)$ ile elde edilir. Denge noktalarının çözüm kümesi matematiksel formda Denklem (4.9)'da genel hali ile verilmiştir. Şekil 4.7'de ise denge noktalarının iki boyutlu düzlemdeki değişimi grafiksel olarak görülmektedir. Oluşan çekerler bu denge noktaları etrafında oluşacaktır.

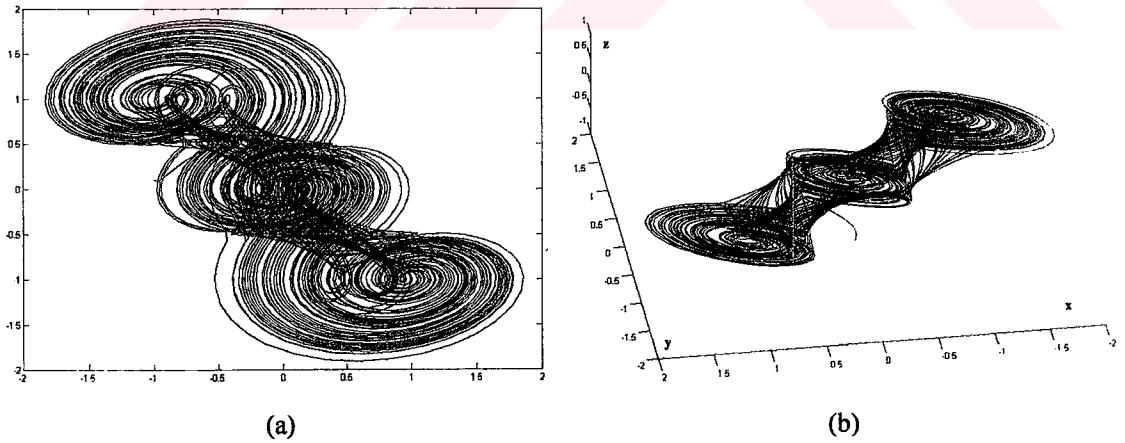
$$\begin{aligned} x + y &= 0 \\ y &= f_1(y) \\ z &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$[x, y, z]_{denge} = [\underbrace{(-N_1, N_1, 0), (-N_1 + 1, N_1 - 1, 0), \dots, (0, 0, 0), \dots,}_{N_1 \text{ Tane}} \underbrace{(M_1 - 1, -M_1 + 1, 0), (M_1, -M_1, 0)}_{M_1 \text{ Tane}}] \quad (4.9)$$



Şekil 4.7. x-y düzlemi üzerindeki denge noktalarının değişiminin grafiksel gösterimi

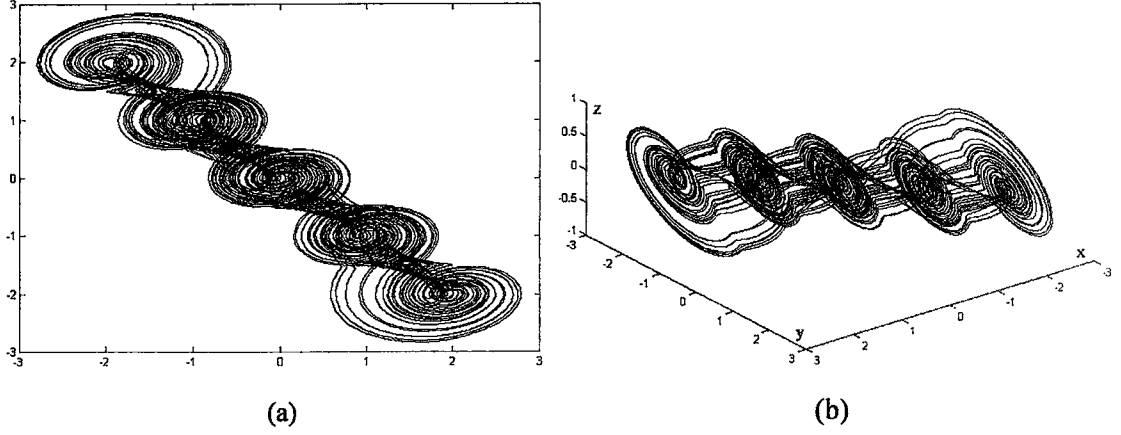
Simülasyonlarda, başlangıç şartları $(x_0, y_0, z_0) = (0.1, 0.1, -0.1)$ ve a değeri 0.4 olarak kabul edilmiştir. Şekil 4.8'deki iki boyutlu 3'lü çeker davranışı, $M_1=1$ ve $N_1=1$ alınarak elde edilebilir. Sistemde sadece, y kontrol parametresi ile etki ettirilmiş iki kırılma noktalı bir parçalı doğrusal eleman vardır. Oluşması gereken kaotik çeker sayısı M_1+N_1+1 tane olup toplam üç tanedir. Sistemdeki toplam doğrusalsızlık, $f_1(y) = g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y)$ olur. Sistemin, Denklem (4.9) ile elde edilen denge noktaları ise $[x, y, z]_{Denge} = [(-1, 1, 0), (0, 0, 0), (1, -1, 0)]$ şeklindedir. Toplam üç tane (M_1+N_1+1) denge noktası vardır.



Şekil 4.8. $M_1=1$ ve $N_1=1$ için elde edilmiş iki boyutlu 3'lü çeker, (a) (x-y) düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm

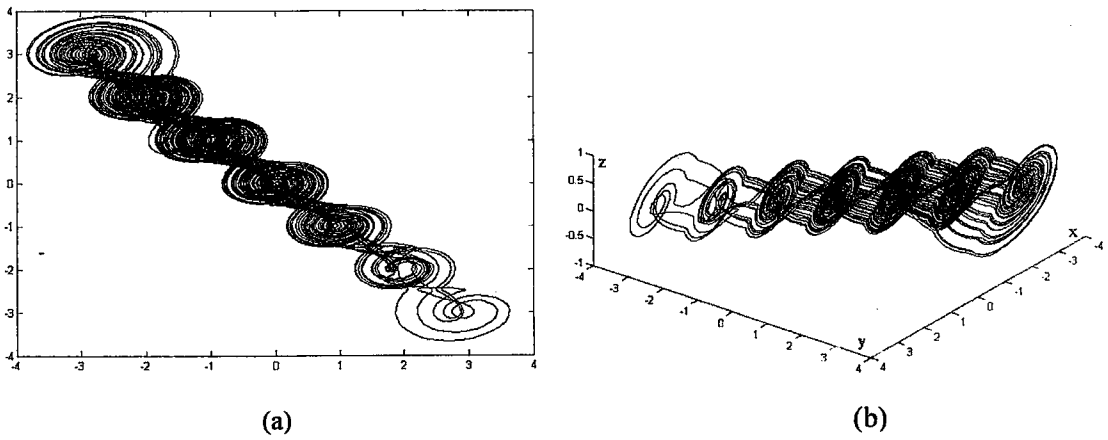
İki boyutlu 5'li kaotik çeker $M_1=2$ ve $N_1=2$ için elde edilmiş ve Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Oluşacak olan kaotik çeker sayısı M_1+N_1+1 tane olup toplam beş tanedir. Sistemdeki toplam doğrusalsızlık $f_1(y) = g_{-1.5}(y) + g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y) + g_{1.5}(y)$ olur.

Denklem (4.9) ile elde edilen sistemin denge noktaları ise $[x, y, z]_{Denge} = [(-2, 2, 0), (-1, 1, 0), (0, 0, 0), (1, -1, 0), (2, -2, 0)]$ şeklindedir. Sistemde toplam beş tane $(M_1 + N_1 + 1)$ denge noktası mevcuttur.



Şekil 4.9. $M_1=2$ ve $N_1=2$ için elde edilmiş iki boyutlu 5'li çeker (a) $(x-y)$ düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm

Çekerlerin sayısı M ve N parametrelerine bağlı olarak artırılabilir. Şekil 4.10'da $M_1=3$ ve $N_1=3$ için elde edilmiş 7'li çeker davranışı görülmektedir. Oluşacak toplam kaotik çeker sayısı $M_1 + N_1 + 1$ olup yedi tanedir. Bu durumda sistemdeki toplam doğrusalsızlık $f_1(y) = g_{-2.5}(y) + g_{-1.5}(y) + g_{-0.5}(y) + g_{0.5}(y) + g_{1.5}(y) + g_{2.5}(y)$ olur. Denklem (4.9) ile elde edilen sistemde toplam yedi tane $(M_1 + N_1 + 1)$ denge noktası olup bunlar $[x, y, z]_{Denge} = [(-3, 3, 0), (-2, 2, 0), (-1, 1, 0), (0, 0, 0), (1, -1, 0), (2, -2, 0), (3, -3, 0)]$ şeklindedir.



Şekil 4.10. $M_1=3$ ve $N_1=3$ için elde edilmiş 7'li çeker, (a) $(x-y)$ düzlemi, (b) üç boyutlu görünüm

4.3. Sonuçlar

Çok modlu kaotik davranışlar elde edilirken Chua devresindeki doğrusal olmayan dirençten farklı olarak birden fazla kırılma noktası olan ve basamak fonksiyonu şeklinde değişen bir yapıya sahip dirençler kullanılır. Dirençlerin karakteristiği, M ve N gibi iki parametreye bağlı olup dinamik yapıdadır. M ve N parametrelerinin değişimine bağlı olarak değişik tür kaotik davranışlar elde edilebileceği gösterilmiştir. Chua sisteminde sadece bir tane doğrusal olmayan direnç bulunmaktadır. Elde edilmek istenen kaotik davranışın türüne göre x ya da y değişkeninin değişimi ile sisteme etkileyen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanlar kullanılabilir. Bu davranış türleri elde edilirken genelleştirilmiş denklemleri kullanılan Chua devresinin sistem derecesinde herhangi bir artış olmamıştır.



5. KAOS SENKRONİZASYON VE KAOS HABERLEŞME

5.1. Giriş

Osilasyonların senkronizasyonu, doğada oldukça sık karşılaşılan ve iyi bilinen doğrusal olmayan bir olgudur. Doğrusal olmayan osilatörlerin birbiri ile senkron çalışma yeteneği, doğadaki bir çok işlemin açıklanabilmesi için bir temeldir. Senkronizasyonun mühendislikteki önemi; mekanik, elektronik, haberleşme ve ölçme gibi bir çok alandaki sayısız uygulamaları ile anlaşılabilir [3,14,16-18,38-43,46].

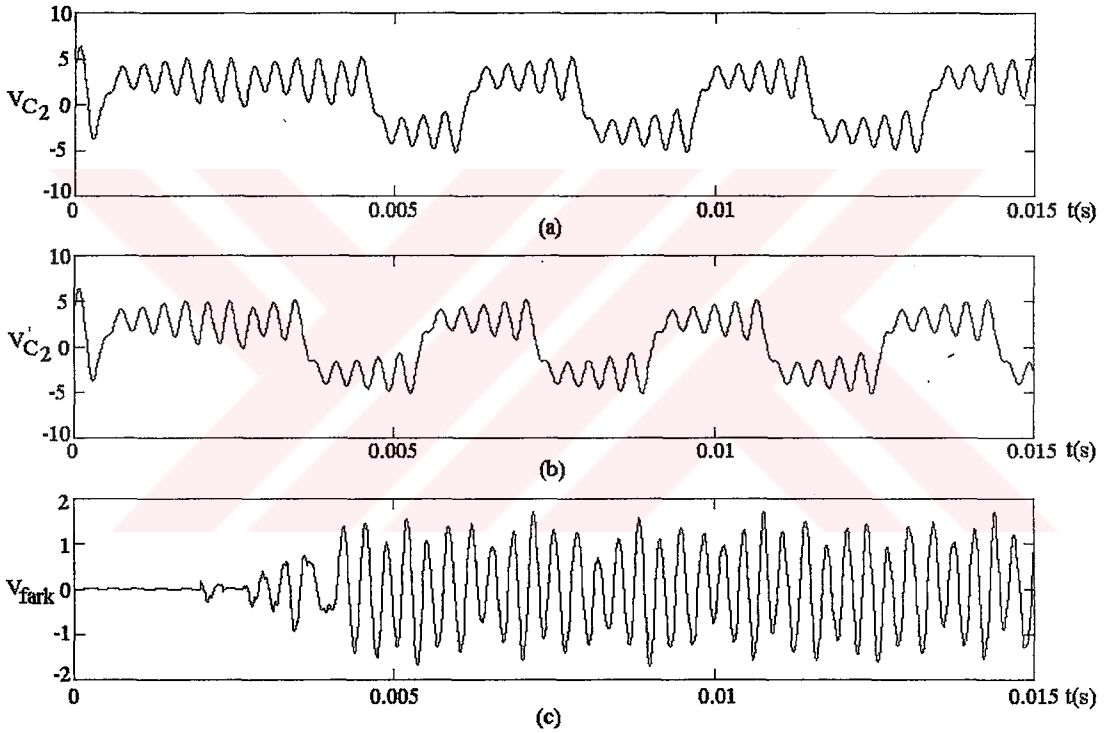
Kaotik devrelerin senkron çalışması, özellikle kaotik sistemler kullanılarak yapılan haberleşme uygulamalarında önemli bir yer tutar [16-18,38-43]. Kaotik sinyaller, yapılarındaki karmaşıklıktan dolayı haberleşme uygulamalarında tercih sebebi olmuşlardır. Taşıyıcı sinyal olarak kullanıldıklarında üzerlerine bindirilen verinin, iletilmek istenilen sinyalden ayrıştırılması için taşıyıcı sinyalin başka bir devre tarafından eş zamanlı olarak tekrar oluşturulması gerekmektedir [44]. Bu durum, ancak alıcı tarafında verici ile senkron çalışan ikinci bir sistem ile mümkün olabilmektedir. Fakat, son yıllarda yapılan çalışmalar ile kaotik sistemlerle yapılan haberleşme uygulamalarından bazılarının gizlilik derecelerinin düşük kaldığı gözlenmiştir [15,29]. Bu nedenle, yeni kaos tabanlı şifreleme (Cryposystem) sistemleri geliştirilmiştir [59]. Kaos tabanlı haberleşme, analog sinyallerin iletilmesinde kullanıldığı gibi dijital sinyallerin iletilmesinde de kullanılmaktadır [17,31]. Kaos haberleşmenin, kaotik maskeleyme, kaotik anahtarlama, kaotik anahtarlama kaydırma ve kaotik modülasyon gibi farklı uygulama teknikleri de bulunmaktadır [15,31,57,58].

Kaotik sistemler başlangıç şartlarına karşı duyarlı olduklarından dolayı, birbirine çok yakın başlangıç şartlarında çalıştırılırsalar bile zaman domeninde sinyalleri kısa bir süre içerisinde birbirlerinden ayrılırlar [28]. Farklı başlangıç şartlarında çalıştırılan iki kaotik devrenin senkron çalışabileceği konusundaki ilk çalışmalar Pecora ve Carroll tarafından yapılmıştır [39]. Pecora ve Carroll metodu olarak bilinen bu teknikte, iki kaotik sistemden sürücü devre sürdüğü kaotik devreyi kendi davranışlarına benzetmek için zorlamaktadır [38-39].

Bu bölümde, Pecora ve Carroll senkronizasyon metodu olarak bilinen metodun Chua sistemine uygulanması ve örnek bir uygulama olarak da bu metotla gerçekleştirilen haberleşme uygulaması olan kaotik maskeleyme tekniği deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca, Pecora ve Carroll senkronizasyon tekniğinin Bölüm 4'de elde edilen yeni tür kaotik davranışlara uygulanması ve elde edilen simülasyon sonuçları da verilmiştir.

5.2. Senkronizasyon Olgusu

Kaotik sistemler, başlangıç şartlarına duyarlı sistemlerdir. İki özdeş kaotik osilatör, aralarında çok küçük farkta olan başlangıç şartlarında çalıştırılırsalar bile kısa bir süre sonra sergiledikleri davranışlar birbirinden uzaklaşmaya başlar. Bölüm 3’de ayrıntılı olarak anlatılan Chua devresindeki C_2 kondansatörünün başlangıç gerilimi 4 V alındığında devre çift kaydıraçlı çeker davranışı sergilerken zaman domeni dalga şekli Şekil 5.1.a’da görüldüğü gibi elde edilmiştir. Aynı eleman üzerindeki başlangıç gerilimi 0.1 mV gibi çok küçük bir artımla 4.0001 V olarak değiştirilip diğer tüm parametreler sabit tutulduğunda ise Şekil 5.1.b’deki zaman domeni dalga şekli edilmiştir.



Şekil 5.1. (a) $V_{C_2} = 4V$ (b) $V'_{C_2} = 4.0001V$ başlangıç şartları için zaman domeni sinyalleri (c) farkları

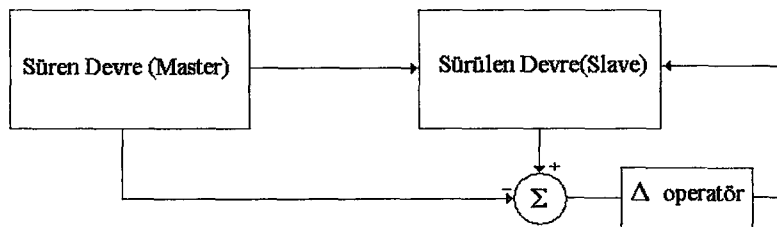
Şekil 5.1.a ve b’deki işaretlerin anlık değerlerinin farkı alınırsa Şekil 5.1.c’deki fark sinyali elde edilir. Birbirine çok yakın başlangıç şartları için elde edilen çözümlerin anlık farkları $0 < t < 2$ ms için hemen hemen aynı iken $2 \text{ ms} < t < 3$ ms arasında birbirinden ayrışarak, farkın $t > 3$ ms’den sonra gittikçe arttığı görülmektedir. Bu örnek, başlangıç şartlarına karşı kaotik sistemlerin ne kadar hassas olduğunu göstermektedir.

İki kaotik osilatörün pratik şartlarda da aynı davranışları sergilemeleri oldukça zordur. İki kaotik osilatör devresinin pratik şartlarda eş zamanlı çalışabilmesi için hem aynı başlangıç

şartlarını uygulamak hem de birbirleri ile özdeş yapıya sahip devreler dizayn etmek gerekecektir [60]. Dizayn edilen devreler, eğer entegre tipte seçilirlerse özdeş yapı bir şekilde sağlanabilir. Fakat bu durumda da senkronizasyon için farklı iki ortamda birbirleri ile aynı başlangıç şartlarını üretme zorluğu ortaya çıkacaktır. Dolayısıyla senkronizasyon şartlarını yerine getirmek için devre dizaynından bağımsız yöntemler geliştirilmesi gerekmektedir.

Pecora ve Carroll, biri sürücü devre (Master) ve diğeri de sürülen devre (Slave) olmak üzere iki kaotik devrenin uygun bir şekilde kuple edildiklerinde, aynı başlangıç şartlarına sahip olmasalar bile senkron çalışabileceklerini göstermişlerdir [38-39]. Sürülen devre, sürücü devrenin durum denklemlerinden faydalanılarak elde edilir. Bu devre, sürücü devrenin kararlı bir alt devresi şeklinde de tanımlanabilir. Sürücü devre tarafından sürülen alt devre, belirli bir zaman sonra davranışları kendi davranışlarını sürücü devreye benzetmeye zorlanır. [3, 39]. Bu düşünce, sürücü devreyi ve ondan oluşturulmuş alt devre ya da devreleri bir buffer ile kaskad bağlayarak gerçekleştirilebilir [16]. Bu şekilde iki devre birbirleri ile senkron çalışabilirler. Senkron çalışan kaotik devrelerin elde edilmesi ile güvenilir haberleşme uygulamalarında kaosu önemli bir yer tuttuğu yapılan çalışmalar ile görülmektedir [16-18,38-43].

İki kaotik devrenin senkronizasyonu için basit bir yapı Şekil 5.2’de görülmektedir. Bu bağlantıdaki amaç, Δ operatörü ile belirlenen hata miktarını sürekli zamanda sıfıra çekmektir. Δ operatörü sıfır olunca senkronizasyon sağlanmış olur ve iki devre hiçbir şekilde senkronizasyondan çıkmaz. Başlangıçta senkronizasyon için geçen ve senkronizasyon zamanı olarak isimlendirilen bu süre verilen bu zaman iki devrenin denge noktaları etrafında yaptıkları kararsız osilasyonlardan kaynaklanmaktadır.



Şekil 5.2. İki kaotik devrenin senkronizasyonu

5.3. Pecora-Carroll Metodu

Denklem (5.1)’de verilen sistem n . dereceden kaotik bir devreyi temsil etmektedir.

$$\frac{dX}{dt} = f[X(t)], \quad X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T \quad (5.1)$$

x parametreleri ile belirlenmiş olan devre, $x = (x_D, x_R)^T$ gibi keyfi iki parçaya ayrılabilir. D ve R kısımları ana devreden meydana gelen alt devre değişkenlerini temsil etmektedir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_D &= g(x_D, x_R) \quad m - \text{boyutlu} \\ \dot{x}_R &= h(x_D, x_R) \quad k - \text{boyutlu}\end{aligned}\tag{5.2}$$

Denklem (5.2)'deki değişkenler $x_D = (x_1, x_2, \dots, x_m)^T$, $x_R = (x_{m+1}, x_{m+2}, \dots, x_n)^T$, $g = [f_1(x), \dots, f_m(x)]^T$, $h = [f_{m+1}(x), \dots, f_n(x)]^T$ ve $m + k = n$ şeklindedir. Sistemin, x_R değişkenleri belirlenmiş olan alt devrelere sahip olduğu düşünülürse bütün sistem Denklem (5.3)'teki gibi verilebilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_D &= g(x_D, x_R) \quad m - \text{boyutlu} \\ \dot{x}_R &= h(x_D, x_R) \quad k - \text{boyutlu} \\ \dot{x}_R' &= h(x_D, x_R') \quad k - \text{boyutlu}\end{aligned}\left\{ \begin{array}{l} \text{Sürücü devre} \\ \text{Sürülen devre} \end{array} \right.\tag{5.3}$$

Uygun şartlar altında x_R' değişkenleri zamanla asimptotik olarak x_R değişkenlerine yakınsayarak sürekli zamanda aynı kalır. Sürücü devre, sürülen devreyi kendi davranışlarını yapmaya zorlar. Denklem (5.3) ile belirlenen alt devrenin Lyapunov üstelleri, Şartlı Lyapunov Üstelleri (ŞLÜ) olarak adlandırılır. ŞLÜ değerlerinin tamamı negatif ise alt devre karardır ve süren devre ile senkron çalışabilirler. Eğer bir tanesi bile pozitifse alt devre kararsızdır ve süren devre ile kesinlikle senkron çalışamaz. Bir ya da daha fazla ŞLÜ değeri sıfır ise her iki devre başlangıç şartlarına bağlı olarak birbirinden sabit uzakta kalarak sistem senkronizasyona girer [3]. x_R' ve x_R arasında senkronizasyon sağlandığında $x_R^* = x_R' - x_R$ farkı asimptotik olarak sıfıra gider. Bir başka deyişle $\lim_{t \rightarrow \infty} x_R^*(t) \rightarrow 0$ olur. Eğer, alt devre doğrusal değilse $\dot{x}_R^*(t) = \dot{x}_R'(t) - \dot{x}_R(t) = h(x_D, x_R) - h(x_D, x_R')$, doğrusal ise $\dot{x}_R^*(t) = Ax_R^*(t)$ şeklinde sürülen devre ile süren devre arasındaki senkronizasyon hatası belirlenebilir.

5.3.1. İki Chua Devresinin Pecora-Carroll Metodu ile Senkronizasyonu

Pecora-Carroll metodu, sürücü devreden kararlı alt devreler elde ederek bu devrelerin sürücü sistem tarafından sürülerek senkronizasyon sağlanması prensibine dayanır. Sürülen devre, bu kararlı alt devrelerden biri olabileceği gibi bunların kaskad bağlı şekilleri ya da süren devre ile aynı özelliklere sahip bir devre de (özdeş) olabilir. Chua devresinden elde edilebilecek

alt devrelerin sayısı, Denklem (5.4) ile belirlenmiş olan boyutsuz formda yazılmış denklemlerden de görülebileceği gibi devre derecesine eşit olup üç tanedir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y \\ h(x) &= b \cdot x + 0.5 \cdot (a - b) \cdot [|x + 1| - |x - 1|]\end{aligned}\tag{5.4}$$

Denklem (5.4)'deki $\alpha = 10$, $\beta = 14.87$, $a = -1.27$ ve $b = -0.68$ değerleri ile devre, çift kaydıraçlı çeker davranışı göstermektedir. Chua devresinden çıkartılabilecek mümkün olan alt devrelerin tümü Tablo 5.1'de verilmiştir. Bu alt devreler, sürücü devreden bir durum değişkeni çıkarılarak elde edilebilir.

Tablo 5.1. Chua devresindeki sürücü ve sürülen alt devreler

Durum	Sürücü	Sürülen	Alt Devre
I	x	(y,z)	Doğrusal
II	y	(x,z)	Doğrusal olmayan
III	z	(x,y)	Doğrusal olmayan

Burada, her bir duruma karşılık gelen alt devrelerin Chua devresi ile senkron çalışıp çalışamayacağı, Lyapunov üstellerinin işaretlerine ya da senkronizasyon eğrilerine bakılarak karar verilmiştir.

5.3.1.1. x- Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon

Sürücü devreye ait durum denklemleri, (5.5)'de görülen boyutsuz formdaki Chua devresi denklemleri olarak seçilmiştir. Sürülen devre durum denklemleri ise (5.6)'da gösterildiği gibi x durum değişkenine bağlı ifadenin sistemden çıkartılmış halidir. Sürülen devrede doğrusal olmayan herhangi bir eleman bulunmayıp devre doğrusal bir LC devresine karşılık gelmektedir. Deneysel devre ise Şekil 5.3'de görüldüğü gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y\end{aligned}\tag{5.5}$$

$$\begin{aligned} \dot{y}' &= x - y' + z' \\ \dot{z}' &= -\beta \cdot y' \end{aligned} \quad (5.6)$$

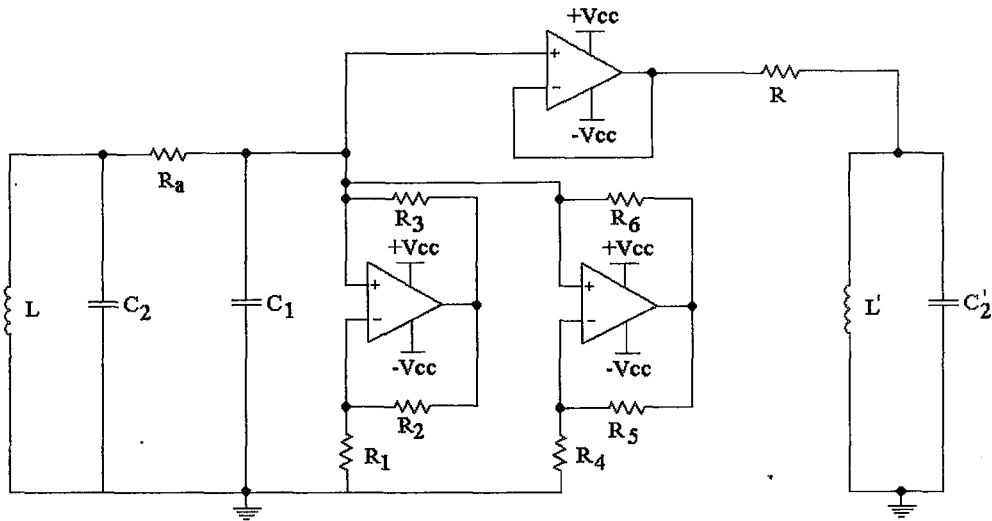
Sürülen devrede, y' ve z' olmak üzere iki tane durum değişkeni vardır. Senkronizasyon sağlandığında, sürücü devrede bu değişkenlere karşılık gelen durum değişkenleri olan y ve z değişkenleri ile aralarındaki fark sıfır olur. Sürücü ve sürülen devre durum değişkenleri arasındaki senkronizasyon hatası $y^* = (y - y')$ ve $z^* = (z - z')$ Denklem (5.7)'deki gibi belirlenir.

$$\begin{bmatrix} \dot{y}^* \\ \dot{z}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -\beta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y^* \\ z^* \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

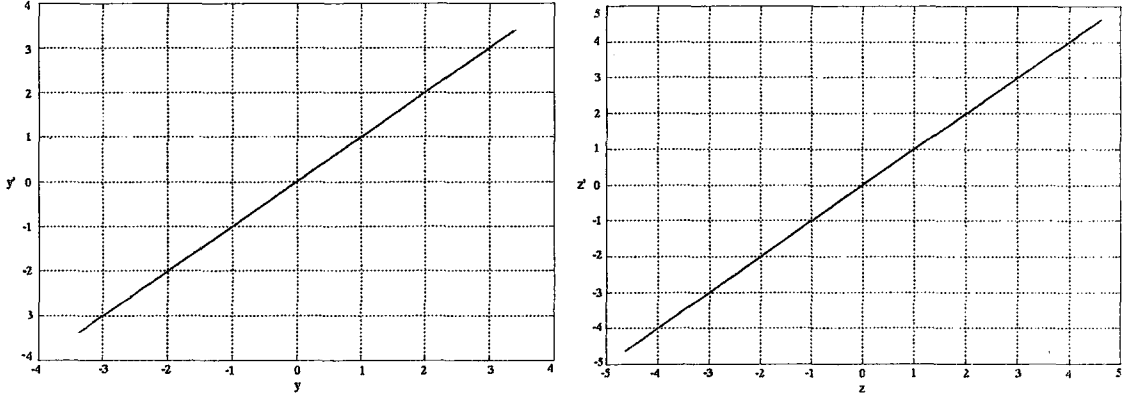
Durum matrisinin β 'ya bağlı öz değerleri $-0.5 \pm 0.5i\sqrt{4\beta - 1}$ olarak elde edilir. β değeri 14.87 olarak kabul edildiğine göre öz değerler $-0.5000 \pm 3.8236i$ olarak bulunur. Bu değerlerden elde edilen çözümler ise Denklem (5.8)'deki gibidir.

$$y^*(t) = z^*(t) = e^{-t/2} \left(C \cdot \cos(\sqrt{4\beta - 1}/2 \cdot t) + D \cdot \sin(\sqrt{4\beta - 1}/2 \cdot t) \right) \quad (5.8)$$

Denklem (5.8)'den elde edilen ŞLÜ değerleri (-0.5, -0.5) olarak bulunduğu için alt devre kararlı olup sürücü devre ile senkron çalışabilir. Şekil 5.4.a'da y -değişkenlerinin, Şekil 5.4.b'de ise z -değişkenlerinin senkronizasyon eğrileri görülmektedir.



Şekil 5.3. x-sürücü konfigürasyonu için deneysel devre



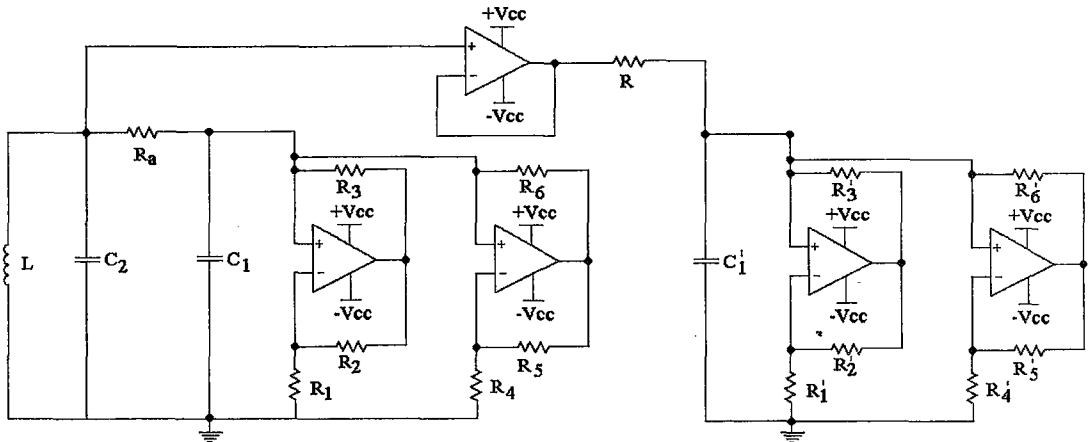
Şekil 5.4. (a) y durum değişkenlerinin ve (b) z durum değişkenlerinin senkronizasyon eğrileri

5.3.1.2. y- Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon

Sürücü devre, Denklem (5.9)'da görüldüğü gibi boyutsuz formda verilen durum denklemleri ile belirlenmiş olup Chua devresine karşılık gelir. Sürülen devre ise y durum değişkeninin sistemden çıkarılması ile elde edilir. Denklem (5.10) ile verilen sürülen devre bir kondansatör ve buna paralel doğrusal olmayan bir dirençten oluşur. Deneysel devre Şekil 5.5'de görüldüğü gibidir.

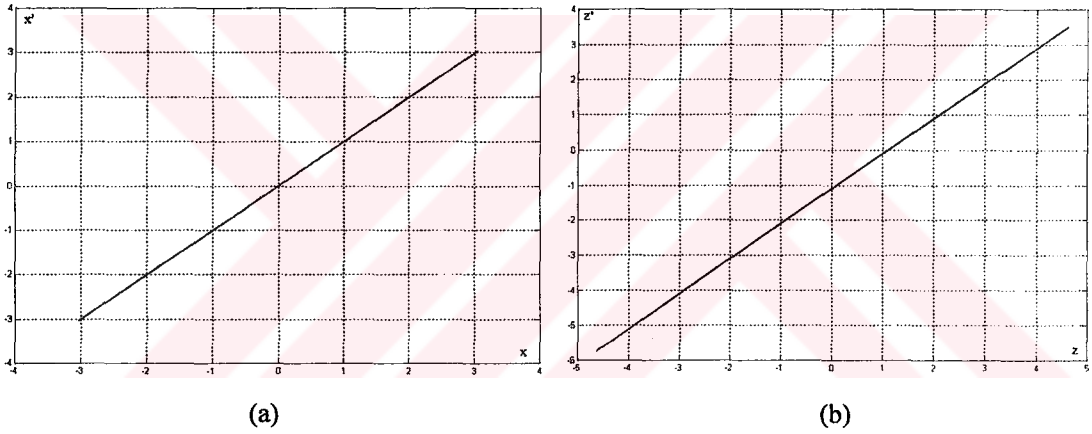
$$\begin{aligned} \dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y \end{aligned} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}' &= \alpha \cdot (y - x' - h(x')) \\ \dot{z}' &= -\beta \cdot y \end{aligned} \quad (5.10)$$



Şekil 5.5. y sürücü konfigürasyonu ile senkronizasyon için deneysel devre

Şekil 5.6'daki senkronizasyon eğrileri $x=0.1$, $y=-0.2$, $z=0.3$, $x'=0.4$ ve $z'=-0.8$ başlangıç şartları için elde edilmiştir. Sürücü devre ve sürülen devre durum değişkenleri arasındaki senkronizasyon hatası $x^*=(x-x')$ ve $z^*=(z-z')$ olup elde edilen alt devre doğrusal olmayan bir devredir. Elde edilen ŞLÜ değerleri $(-2.5 \pm 0.05, 0)$ şeklinde olup bu alt devreden beklenen davranış, sürücü devre ile senkron çalışmasıdır. Şekil 5.6.b'deki senkronizasyon eğrisinden de görüleceği üzere her iki sinyal arasındaki başlangıç şartının farkına bağlı olarak yörüngeleri arasında belirli bir miktar mesafe sürekli olarak kalır. Şekil 5.6.b'de z' durum değişkeni sıfır değerini aldığı anda z durum değişkeni ise yaklaşık sıfır değerindedir. Bu durum kaotik sinyalin bir miktar DC üzerine bindirilmiş şekli olarak da düşünülebilir. Bu senkronizasyon şeklinde z ve z' durum değişkenlerinin başlangıç şartları birbirine mümkün olduğu kadar yakın olursa yaklaşık aynı yörüngelerde hareket edecekler ve eksenlerinde bir kayma söz konusu olmayacaktır.



Şekil 5.6. (a) x - ve (b) z - durum değişkenlerinin senkronizasyon eğrileri

5.3.1.3. z - Sürücü Konfigürasyonu ile Senkronizasyon

Sürücü devre (5.11)'de boyutsuz formda verilen durum denklemleri ile belirlenmiş olup Chua devresine karşılık gelir. Sürülen devre ise z ile ifade edilen durum değişkeninin devreden çıkarılmış hali olup Denklem (5.12)'de görülmektedir.

Sürücü devre;

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y \end{aligned} \tag{5.11}$$

Sürülen devre;

$$\begin{aligned}\dot{x}' &= \alpha \cdot (y' - x' - h(x')) \\ \dot{y}' &= x' - y' + z\end{aligned}\tag{5.12}$$

Sürücü ve sürülen devre durum değişkenleri arasındaki senkronizasyon hatası $x^* = (x - x')$ ve $y^* = (y - y')$ ile belirlenir. Burada da elde edilen alt devre doğrusal olmayan bir devredir. Elde edilen ŞLÜ değerleri $(-5.42 \pm 0.02, 1.23 \pm 0.03)$ şeklinde olup pozitif değerlikli Lyapunov üstelleri mevcut olduğundan dolayı, sürülen devre ile sürücü devrenin senkron çalışması mümkün değildir.

5.3.1.4. Kaskad Bağlı Alt Devreler ile Senkronizasyon

Ana devreden çıkarılan ve kararlı bir yapıya sahip olan alt devrelerin kaskad bağlanarak da senkronizasyonu mümkündür [3]. Bu durumda da senkronizasyonun sağlanabilmesi için alt devrelerin tümünün ŞLÜ değerleri negatif değerlikli olmalıdır. Denklem (5.13)'de sürücü devre, (5.14) ve (5.15)'de ise sürülen devrelerin durum denklemleri verilmiş olup, elde edilen $x - x''$ senkronizasyon eğrisi Şekil 5.7'de görüldüğü gibidir. Buradan da görüleceği gibi senkronizasyon eğrisinde kayma olmamaktadır. Bir başka deyişle, başlangıç şartlarından bağımsız olan devre değişkenlerinin yörüngeleri osilasyon süresi geçtikten sonra aynı yörünge içinde kalmaktadır.

Bölüm 5.3.1'de verilen kararlı alt devreler bir kuplaj elemanı kullanılarak birbirlerine bağlanırlarsa, Şekil 5.8'de gösterilen deneysel devre elde edilir. Denklem (5.13)'de verilen sistem Chua devresine, (5.14) ve (5.15)'de verilen sistemler ise sırasıyla LC ve doğrusal olmayan bir RC devresine karşılık gelirler. Sürücü devre LC devresini bir buffer devresi üzerinden sürmektedir. LC devresi de doğrusal olmayan RC devresini yine bir buffer'ı kuplaj elemanı olarak kullanıp sürmektedir. Senkronizasyon sağlandığında x ile x'' arasındaki fark sıfır olur. Bu metot da ana sistemin kararlı alt devrelerini araştırmak gerekmektedir.

Sürücü devre;

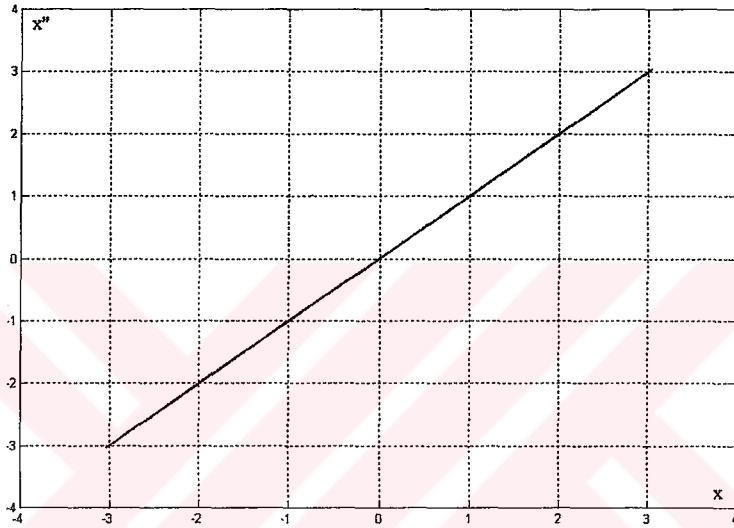
$$\begin{aligned}\dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y\end{aligned}\tag{5.13}$$

Sürülen Devre #1;

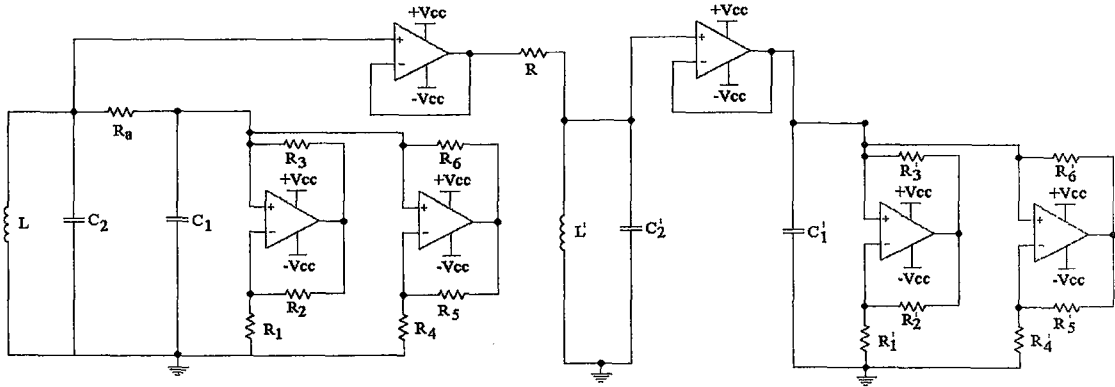
$$\begin{aligned} \dot{y}' &= x - y' + z' \\ \dot{z}' &= -\beta \cdot y' \end{aligned} \quad (5.14)$$

Sürülen Devre #2;

$$\dot{x}'' = \alpha \cdot (y' - x'' - h(x'')) \quad (5.15)$$



Şekil 5.7. $x - x''$ senkronizasyon eğrisi

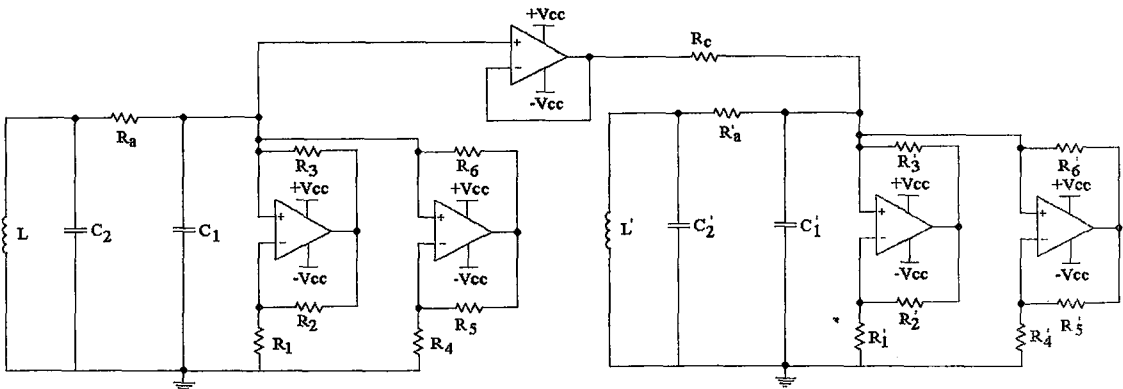


Şekil 5.8. Kaskad bağlı alt devreler ile senkronizasyon için deneysel bağlantı

5.3.1.5. Özdeş Devreler ile Senkronizasyon

Sürücü devrenin kararlı alt devrelerini araştırmak yerine sürücü devre ile aynı parametrelere sahip ikinci bir devre dizayn etme prensibine dayanır. Her iki devre bir bağlantı

Denklem (5.16) ve (5.17)'de Chua devresine ait boyutsuz formda yazılmış durum denklemleri görülmektedir. Burada, sürücü ve sürülen devre özdeş yapıda seçilmiştir. Sürücü devre x durum değişkeni üzerinden bağlı olduğu devreyi sürmektedir. Bu nedenle, sürülen devre üzerindeki etkisi x durum değişkeninin değişimine bağlı olarak $\varepsilon(\Delta x)$ ile verilmiştir. ε kuplaj parametresi olup Şekil 5.9'daki R_a'/R_c oranına eşittir. $\Delta x = (x - x')$ olup durum değişkenleri arasındaki farkı belirtir. Belirli bir osilasyon süresinden sonra senkronizasyon sağlanacağı için $\lim_{t \rightarrow \infty} x' = x$ olacaktır ve zamanla bu fark sıfıra doğru gideceğinden bu terimin senkronizasyon sağlandığı sürece devre üzerinde herhangi bir etkisi olmayacaktır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= \alpha \cdot (y - x - h(x)) \\ \dot{y} &= x - y + z \\ \dot{z} &= -\beta \cdot y\end{aligned}\tag{5.16}$$
$$\begin{aligned}\dot{x}' &= \alpha \cdot (y' - x' - h(x')) + \varepsilon(\Delta x) \\ \dot{y}' &= x' - y' + z' \\ \dot{z}' &= -\beta \cdot y'\end{aligned}\tag{5.17}$$


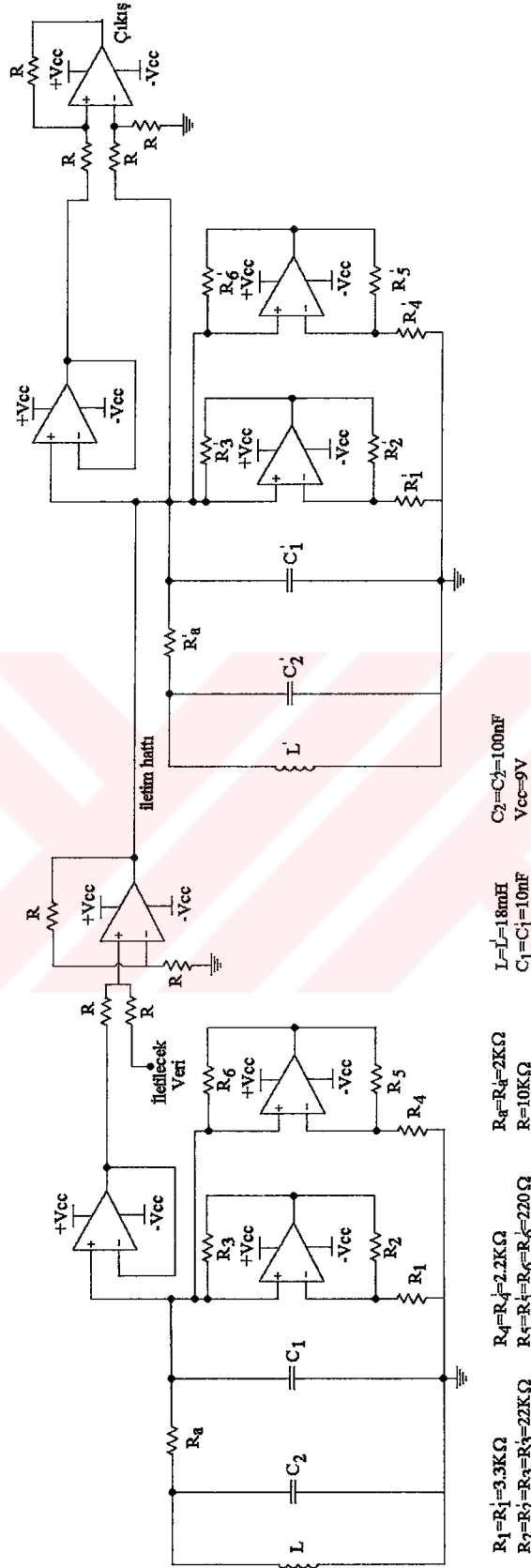
Şekil 5.9. Özdeş devreler ile senkronizasyon için deneysel bir devre

5.4. Özdeş Devreler ile Senkronizasyonun Bilgi İletiminde Kullanımı

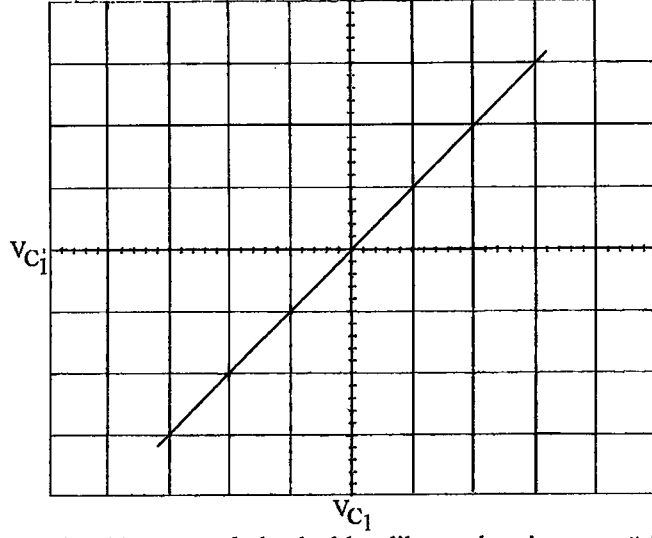
Kaotik devrelerin senkronizasyonunun en önemli uygulama alanları şifreleme (cryptography) ve güvenilir haberleşme uygulamalarıdır [16-18, 38-43, 58-59]. Kaotik sinyaller kullanılarak yapılan haberleşme ya da şifreleme işlemlerinin gizlilik oranları, bilinen tekniklere göre daha iyi olup, gerek ve yeter şart birbiri ile senkron çalışan kaotik alıcı ve vericilerdir [14].

Burada, kaotik maskeleme ve bir önceki bölümde verilen senkronizasyon tekniğinin haberleşmede kullanımı verilmiştir. Haberleşme amaçlı kullanılan kaotik sinyaller taşıyıcı sinyal olarak seçilirler. İletilmesi gereken veri kaotik sinyal ile maskelenir. Alıcı tarafında da verici tarafında bulunan osilatörün bir benzeri bulunmaktadır. Amaç, bu iki devrenin özdeş davranışlar sergilemesi ve verici tarafından sağlanan sinyalin bir benzerinin elde edilmesidir. Her iki sinyal birbirinden çıkartılırsa arada kalan fark kaotik sinyal içine gömülmüş olan ya da kaotik sinyal tarafından maskelenen veri olacaktır. Alıcı osilatörü, verici osilatörü ile aynı yapıda olsa bile kullanılan devre elemanlarının dış etkenlerden etkilenmesi sebebiyle iki devre aynı davranışları mutlak şekilde sergileyemez. Entegre tipte dizayn edilmiş devreler olsalar dahi aynı başlangıç şartlarını uygulamak mümkün olamayacaktır. Bu nedenle, gerek şart birbiri ile senkron çalışan osilatörlerdir. Kaotik maskeleme kullanarak yapılan haberleşme uygulamalarında en büyük sorun iletilecek verinin genlik olarak düşük değerlerde tutulması gerekliliğidir. Bu değer, kesinlikle maskeleme için kullanılan kaotik sinyalin genliğinden büyük olamayacağı gibi çok altında kalması da gerekmektedir. Aksi halde, kaotik alıcı ve verici devreleri birbirleri ile senkron çalışamayacaklardır.

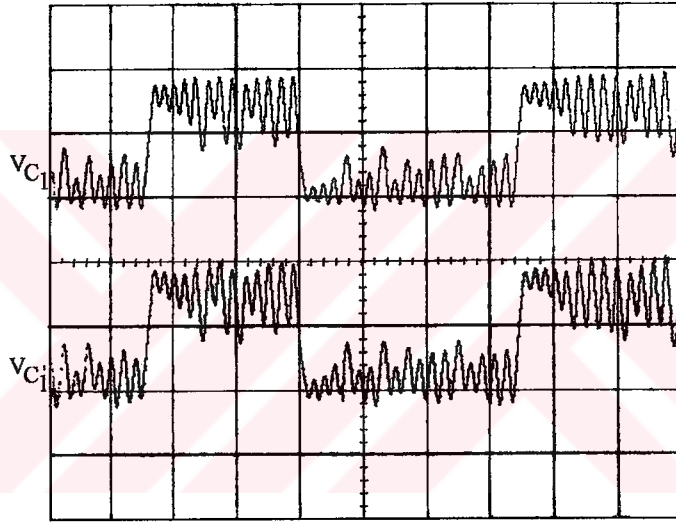
Şekil 5.10'da, iki kaotik osilatörün özdeş devrelerle senkronizasyonunun gerçekleştirilmesi ve haberleşme amaçlı bilgi iletimi için gerekli düzenek görülmektedir. Şekil 5.11'de, her iki devre için elde edilen senkronizasyon eğrisi görülmektedir. Taşıyıcı sinyal olarak C_1 kondansatörü üzerindeki sinyal seçilmiştir. Senkronizasyon durumunda alıcı ve verici tarafındaki C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimlerin değişimi Şekil 5.12'de görüldüğü gibidir. Şekil 5.13'de ise iletirmek istenen veri ile taşıyıcı sinyal tarafından iletilen ve alıcı tarafında tekrar elde edilen sinyallerin değişimi görülmektedir. İletilecek veri olarak $F_{giris} = 0.45 \sin(\omega t)$ değerine sahip bir dalga şekli seçilmiştir. Sinyaller arasında bir miktar bozulma mevcut olup alıcı tarafındaki bu bozulma bir filtre ile rahatlıkla elimine edilebilir.



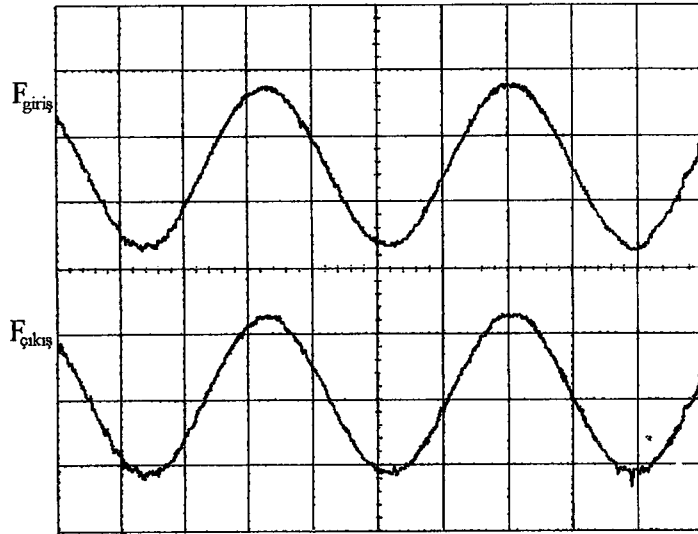
Şekil 5.10. Özdeş devreler kullanılarak senkronizasyon ve haberleşme uygulaması



Şekil 5.11. Deneysel olarak elde edilen senkronizasyon eğrisi



Şekil 5.12. Alıcı ve verici tarafındaki C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimlerin zaman domeni işaretleri

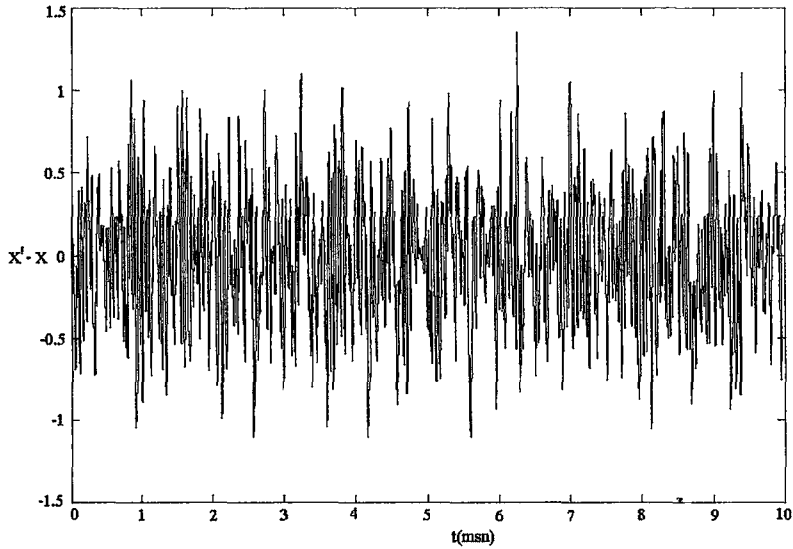


Şekil 5.13. Giriş $F_{giriş} = 0.45 \sin(\omega t)$ ve çıkışta elde edilen sinyal

Bu teknik kullanılarak yapılan haberleşme uygulamalarının bazı sakıncaları mevcuttur. İletilmesi gereken verinin kaotik sinyal tarafından maskelenebilmesi ve senkronizasyonun sağlanabilmesi için veri 10 dB civarında olmalıdır. Bu dezavantaj, düşük genlikli sinyallerle çalışılması zorunluluğu gibi başka bir dezavantajı da beraberinde getirmektedir. Ayrıca iletim hattından kaynaklanan istenmeyen gürültüler ve çevresel etkiler de senkronizasyonun bozulmasına yol açabilir. Ayrıca, uygun gözlemleyiciler kullanıldığında iletilmek istenen veri tahmin edilebilir. Bu durumda, daha farklı haberleşme tekniklerinin kullanılması gerekmektedir [18-20].

5.4. Çok Modlu Kaotik Çekerlerin Senkronizasyonu

Bu kısımda, Bölüm 4’de simülasyonları gerçekleştirilen $n+n'$ ’li ve iki boyutlu n' ’li kaotik çekerlerin, Pecora ve Carroll metodu kullanılarak farklı başlangıç şartlarında birbirleri ile senkron çalışabilecekleri gösterilmiştir. Önce, $n+n'$ ’li çekerler olarak adlandırılan bu davranışların başlangıç şartlarına olan duyarlılıkları ortaya konulmalıdır. x durum değişkeni üzerinde başlangıç şartı 0.5 seçildiğinde $M_1=1$, $N_1=1$, $M_2=0$ ve $N_2=1$ için sistem $2+2$ ’li çeker davranışı sergilediği görülmüştür. Daha sonra M ve N değerleri sabit tutulup sadece x üzerindeki başlangıç şartı 0.001 artımla 0.5001 değerine getirilip sistem yine $2+2$ ’li çeker davranışı sergilerken bir önceki x değerleri ile anlık farkları alınarak Şekil 5.14’de görülen fark sinyali değişimi elde edildi. Anlık fark değerlerinin sürekli değiştiği ve yeni tür davranışların da başlangıç şartlarına duyarlı oldukları görülmektedir.



Şekil 5.14. x durum değişkenlerinin farklı başlangıç şartlarındaki zaman domeni sinyallerinin farkları

Senkronizasyon için sürücü sistem ve sürülen sistem özdeş yapıda sistemler olarak seçilmişlerdir. x durum değişkeni üzerinden sürücü sistem, sürülen sistemi kendi davranışlarını yapmaya zorlamaktadır. Sürücü ve sürülen sistemler Denklem (5.18) ve (5.19)'a uygun seçilmelidirler.

Sürücü sistem;

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y + f_1(y) \\ \dot{y} &= z \\ \dot{z} &= -a \cdot x - a \cdot y - a \cdot z + a \cdot f_2(x)\end{aligned}\tag{5.18}$$

Sürülen sistem

$$\begin{aligned}\dot{x}' &= y' + (x - x') + f_1(y') \\ \dot{y}' &= z' \\ \dot{z}' &= -a \cdot x' - a \cdot y' - a \cdot z' + a \cdot f_2(x')\end{aligned}\tag{5.19}$$

Denklem (5.18) ve (5.19)'daki doğrusal olmayan elemanlar, Denklem (5.20) ve (5.21)'de tanımlanmışlardır. Doğrusalsızlık fonksiyonu ise (5.22)'deki gibidir.

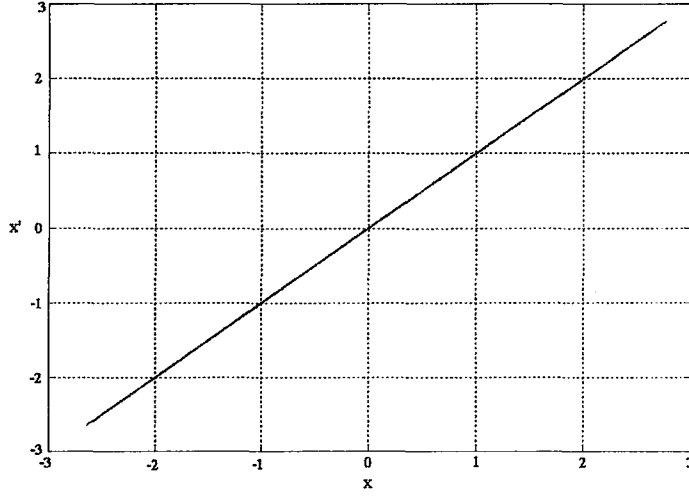
$$f_1(y) = \sum_{i=1}^{M_1} g_{\frac{(-2i+1)}{2}}(y) + \sum_{i=1}^{N_1} g_{\frac{(2i-1)}{2}}(y)\tag{5.20}$$

$$f_2(x) = \sum_{i=1}^{M_2} g_{\frac{(-2i+1)}{2}}(x) + \sum_{i=1}^{N_2} g_{\frac{(2i-1)}{2}}(x)\tag{5.21}$$

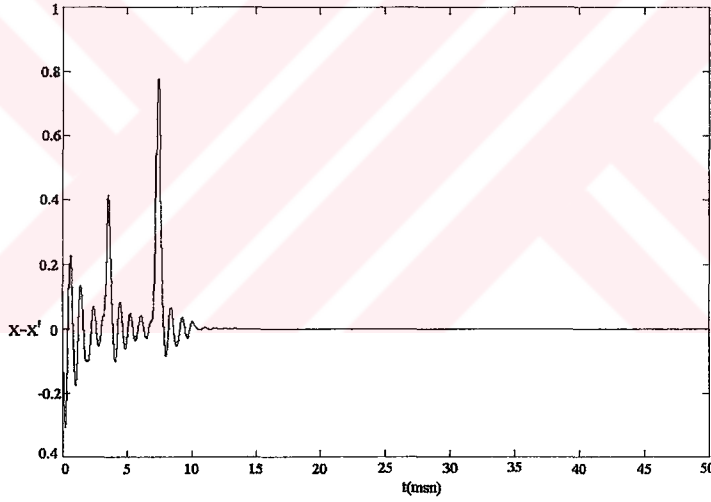
$$g_{\theta}(\alpha) = \begin{cases} 1 & \alpha \geq \theta, \theta > 0 \\ 0 & \alpha < \theta, \theta > 0 \\ 0 & \alpha \geq \theta, \theta < 0 \\ -1 & \alpha < \theta, \theta < 0 \end{cases}\tag{5.22}$$

Burada $M, N, i, j \in \mathbb{R}^+$ olup $M_1=1$, $N_1=1$, $M_2=0$ ve $N_2=1$ seçildiğinde 2+2'li çeker davranışı sergileyen sürücü ve süren sistemin elde edilmiş senkronizasyon eğrisi Şekil 5.15'de verilmiştir. Başlangıç şartları $[x_0, y_0, z_0, x'_0, y'_0, z'_0] = [-0.2, 0.1, -0.1, -0.2001, 0.1, -0.1]$ seçilmiş olup, iki sistem arasındaki fark sinyalinin değişimi ise Şekil 5.16'da verilmiştir. Başlangıçta oluşan geçici rejim süresi simülasyonlarda ihmal edilmiştir. Bu senkronizasyon

zamanının ardından iki durum değişkeni arasındaki fark sıfır olmakta ve senkronizasyon sağlanmaktadır.



Şekil 5.15. $M_1=1$, $N_1=1$, $M_2=0$ ve $N_2=1$ için 2+2'li çeker davranışının senkronizasyon eğrisi



Şekil 5.16. $(x - x')$ fark sinyalinin zaman göre değişimi

İki boyutlu n 'li çekerlerin senkronizasyonu için de Pecora ve Carroll metodu uygulanacak olursa sürücü ve sürülen sistemler Denklem (5.23) ve (5.24)'deki gibi seçilmelidir. Doğrusal olmayan eleman ve doğrusalsızlık fonksiyonu Denklem (5.20) ve (5.22)'deki gibi seçilmiş olup aradaki kuplaj x durum değişkeni üzerinden sağlanmaktadır.

Sürücü sistem;

$$\dot{x} = y + f_1(y)$$

$$\dot{y} = z$$

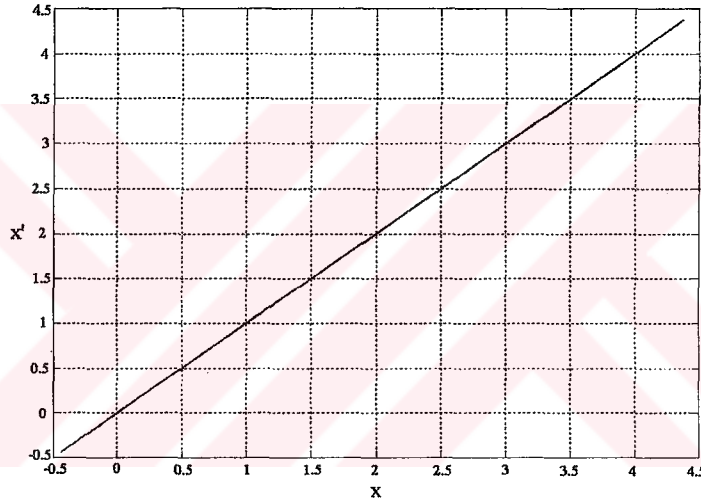
$$\dot{z} = -a \cdot x - a \cdot y - a \cdot z$$

(5.23)

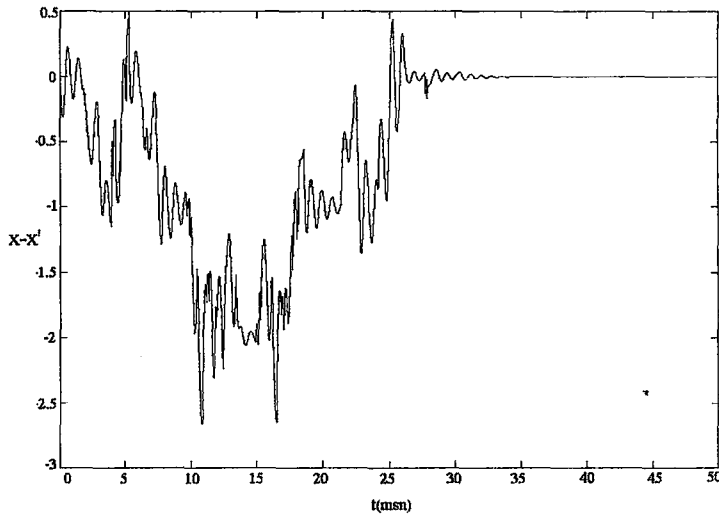
Sürülen sistem;

$$\begin{aligned}\dot{x}' &= y' + f_1(y') + (x - x') \\ \dot{y}' &= z' \\ \dot{z}' &= -a \cdot x' - a \cdot y' - a \cdot z'\end{aligned}\tag{5.24}$$

Şekil 5.17'de, $M_1=2$ ve $N_1=2$ için elde edilen iki boyutlu 5'li çeker davranışının senkronizasyon eğrisi görülmektedir. Şekil 5.18'de ise sürücü ve sürülen sistemlere ait x durum değişkenleri arasındaki farkın zamana göre değişimi görülmektedir. Durum değişkenlerinin başlangıç şartları $[x_0, y_0, z_0, x'_0, y'_0, z'_0] = [-0.2, 0.1, -0.1, -0.1, 0.3, 0.2]$ olarak seçilmiştir. Şekil 5.17, geçici rejim süresi sonunda yani başlangıçtaki kararsız osilasyonlar göz ardı edilerek elde edilmiştir.



Şekil 5.17. $M_1=2$ ve $N_1=2$ için iki boyutlu 5'li çeker davranışının senkronizasyon eğrisi



Şekil 5.18. $(x - x')$ fark sinyalinin zaman göre değişimi

6. ÇOK MODLU KAOTİK DAVRANIŞLARIN DENEYSEL OLARAK ELDE EDİLMESİ

6.1. Giriş

Burada, Bölüm 4'de simülasyonları gerçekleştirilmiş olan çok modlu kaotik davranışlardan bazıları için kurulan elektronik devreler ve elde edilen kaotik davranışların osiloskop görüntüleri verilmiştir. Elektronik devrelerde, AD844AN akım geri beslemeli op-amp'lar ile birlikte LM311N serisi karşılaştırmalı op-amp'lar kullanılmıştır. Deneysel devrede kullanılan elemanların karakteristikleri ve özellikleri verilerek çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direncin karakteristiğinin elde edilmesi ve elde edilen karakteristiğin görsel tanısı için test devresi verilerek ilave kırılma noktalarının eklenmesi açıklanmıştır. Deneysel devrelerde akım geri beslemeli tip op-amp'lar kullanıldığı için elde edilen kaotik işaretler yüksek frekanslı olmaktadır.

2+2'li çeker, 2+4'lü çeker, iki boyutlu 3'lü çeker ve iki boyutlu 5'li kaotik çeker davranışları deneysel olarak elde edilmiştir. Oluşturulan elektronik devreler ve kaotik davranışların görsel tanısı için osiloskop yardımı ile elde edilen faz uzay diyagramları verilmiştir. Ayrıca devrelerin Pspice modelleri de çıkartılarak yapılan simülasyonlar ve sinyallerin güç spektrumları ekler kısmında verilmiştir.

6.2. Deneysel Devrede Kullanılan Elemanlar ve Karakteristikleri

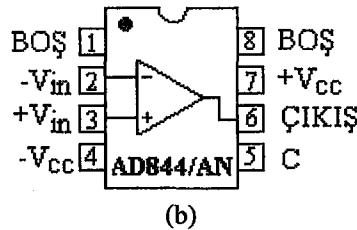
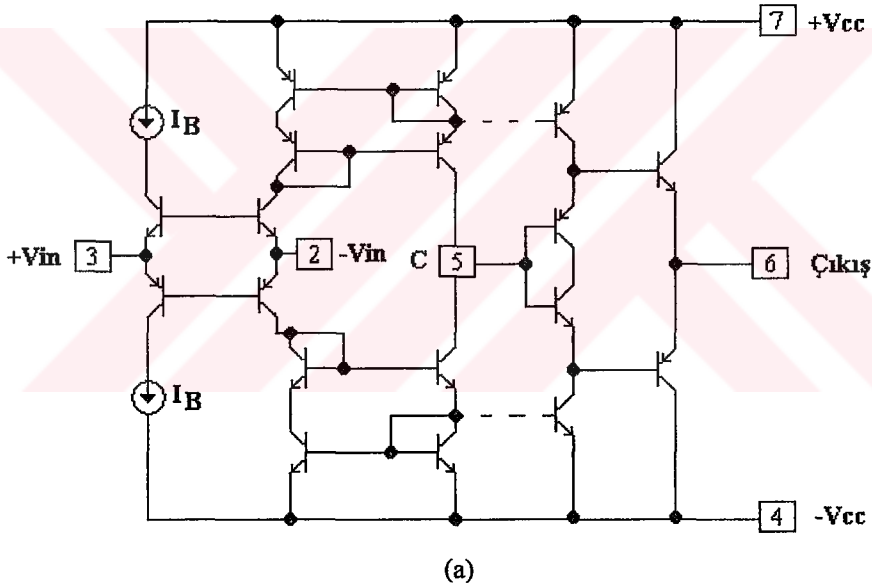
6.2.1. AD844AN Yapısı ve Özellikleri

AD844/AN serisi op-amp'lar, akım geri beslemeli yapısından dolayı çok iyi bir alternatif akım performansı ve yüksek doğrusallık sergilerler. Tablo 6.1'de AD844/AN'ye ait bazı temel özellikler verilmiştir. Ayrıntılı özellikleri ise Ek-5'de verilmiştir.

AD844/AN için basitleştirilmiş eşdeğer devre Şekil 6.1.a'da verilmiştir. Bu elemanın 5 ve 6 nolu uçları çıkış uçlarıdır. Bunlardan, C olarak adlandırılan 5 nolu çıkış ucu kullanılarak yapılan tasarımlarda, 6 nolu çıkış ucundan alınabilecek frekanstan daha yüksek frekanslarda çalışmak mümkündür. 6 nolu uç kullanılarak yapılan tasarımlarda, eleman akım geri beslemeli özelliğini kaybederek gerilim modlu op-amp'lar gibi çalışır. Elemanın bacak bağlantıları ise Şekil 6.1.b'de gösterildiği gibidir.

Tablo 6.1. AD844/AN'nin bazı özellikleri

Bant genişliği	-1 kazançta 60 MHz
Bant genişliği	-10 kazançta 33 MHz
Çıkış yükselme oranı	Yaklaşık 2000 V/ μ s
Fark kazanç hatası	4.4 MHz'de %0.03
Fark faz hatası	4.4 MHz'de 0.158
Çıkış sürme akımı	50 Ω yükte 650 mA
Offset gerilimi	Maksimum 150 mV
Besleme gerilimi	± 18 V
Ortak mod giriş gerilimi	$\pm V_s$
Güç kaybı	1.1 W
Fark giriş gerilimi	6 V

**Şekil 6.1.** (a) AD844/AN'nin basitleştirilmiş eşdeğer devresi ve (b) entegrenin bacak bağlantıları

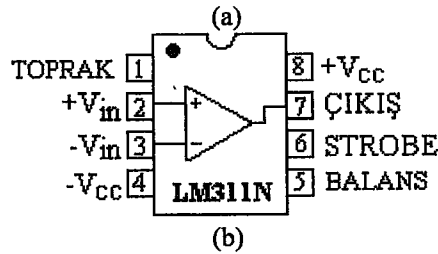
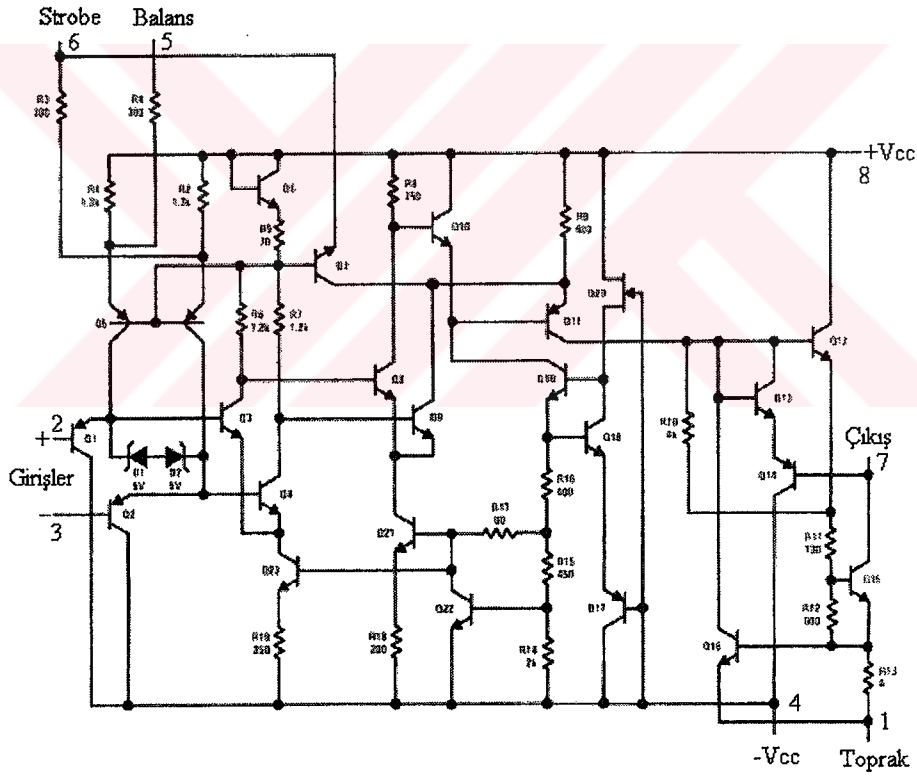
6.2.2. LM311N Yapısı ve Özellikleri

LM311N, karşılaştırıcı olarak kullanılır. Sadece tek bir 5 V'luk besleme ile çalışabilir. Giriş akım seviyesi maksimum 150 nA, offset akımı seviyesi maksimum 20 nA seviyesindedir.

Güç kaybı yaklaşık 135 mW civarındadır. LM311N entegresinin bazı temel özellikleri Tablo 6.2’de ve bacak bağlantıları da Şekil 6.2.b’de gösterildiği gibidir. Entegrenin ayrıntılı özellikleri Ek-6’da verilmiştir.

Tablo 6.2. LM311N’in bazı özellikleri

Giriş offset gerilimi	Maksimum 7.5 mV
Giriş offset akımı	Maksimum 50 nA
Giriş bias akımı	Maksimum 250 nA
Gerilim kazancı	200
Cevap zamanı	200 nS
Pozitif kaynak akımı	7.5 mA
Negatif kaynak akımı	5 mA



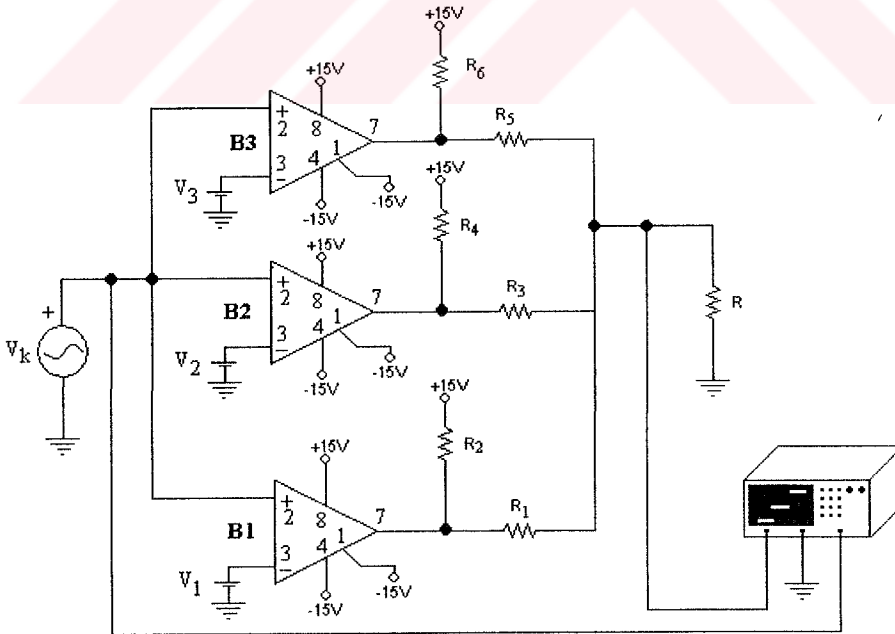
Şekil 6.2. (a) LM311N’in eşdeğer devresi ve (b) bacak bağlantıları

6.3. Çok Kırılma Noktalı Parçalı Doğrusal Direnç Karakteristiğinin Elde Edilmesi

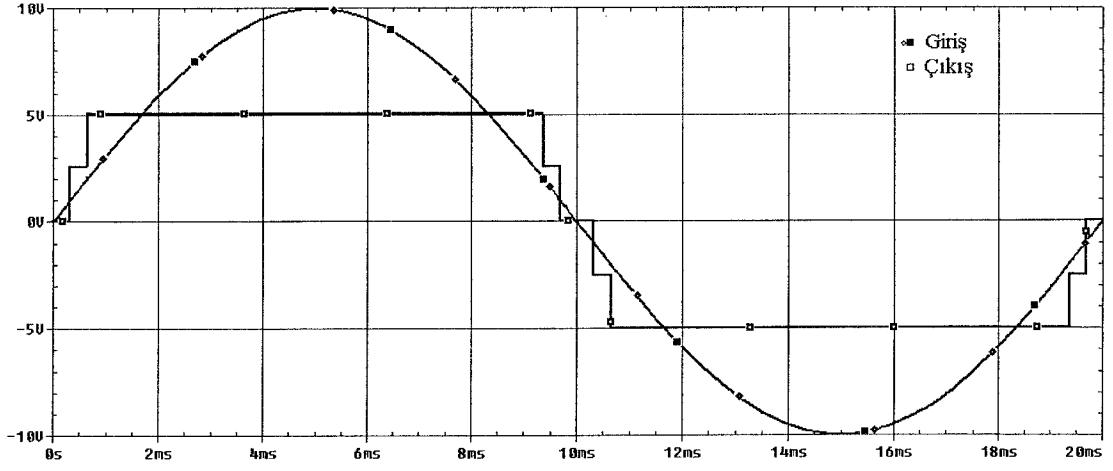
Bölüm 4’de teorik olarak incelenen çok modlu davranışların elde edilmesi için kullanılan sistemin yapısında bulunan çok kırılma noktalı parçalı doğrusal dirençte birden fazla kırılma noktası bulunmakta idi. Direncin kırılma noktaları, DC gerilim kaynakları ve karşılaştırma devreleri kullanılarak elde edilebilir.

Şekil 6.3’de çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direncin karakteristiğini veren devre görülmektedir. Devrenin giriş-çıkış karakteristiğini elde etmek için girişine, tepeden tepeye genliği 10 V ve frekansı 50 Hz olan sinüzoidal bir gerilim kaynağı bağlanıp çıkış 1.2 K Ω ’luk bir direnç ile sonlandırılmıştır. B1, B2 ve B3 ile gösterilen devre elemanları, LM311N karşılaştırıcı devreleridir. Devredeki giriş-çıkış gerilimlerinin zamana göre değişimleri Şekil 6.4’de gösterilmiştir. V_1 , V_2 ve V_3 kaynaklarının farklı değerleri için giriş geriliminin R direnci üzerindeki gerilime göre değişimi Şekil 6.4’de verilmiştir.

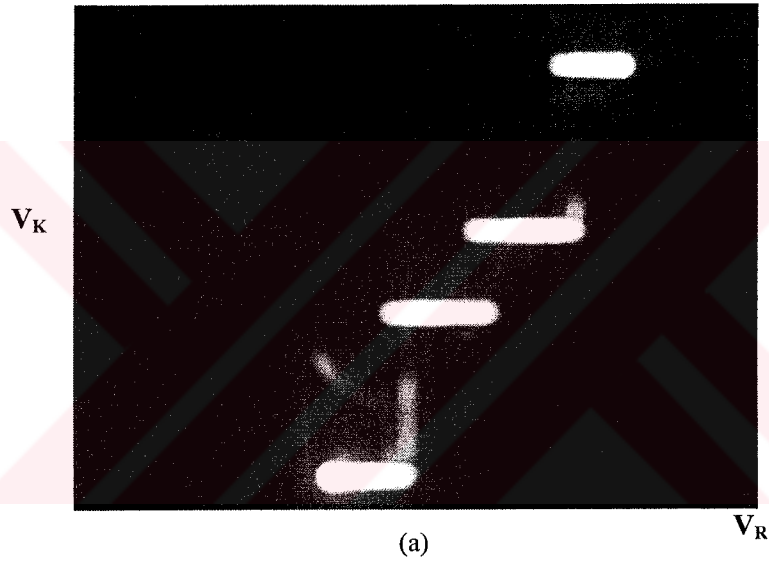
Deneysel olarak elde edilen iki ve üç kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç karakteristikleri Şekil 6.5’de gösterilmiştir. Karakteristikler elde edilirken, osiloskobun X ve Y kanalları 2 V/Div kademesine alınmıştır. Devredeki karşılaştırıcı sayısı artırılırsa kırılma noktalarının sayısı, gerilim kaynaklarının değeri değiştirilirse kırılma noktalarının yerleri değiştirilebilir. Bu şekli ile doğrusal olmayan eleman dinamik bir yapı kazanmaktadır.



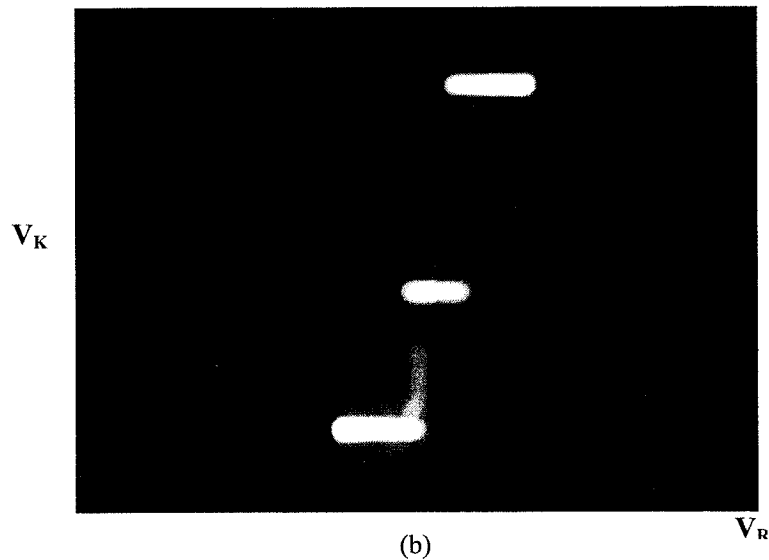
Şekil 6.3. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç için deneysel devre ve testi



Şekil 6.4. Test devresindeki giriş-çıkış gerilimlerinin değişimi



(a)

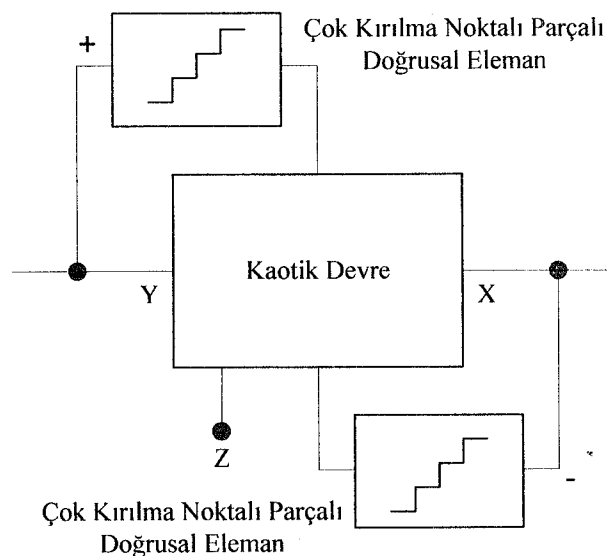


(b)

Şekil 6.5. Farklı gerilim değerleri için elde edilmiş (a) dört kırılma noktalı (b) üç kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç karakteristikleri

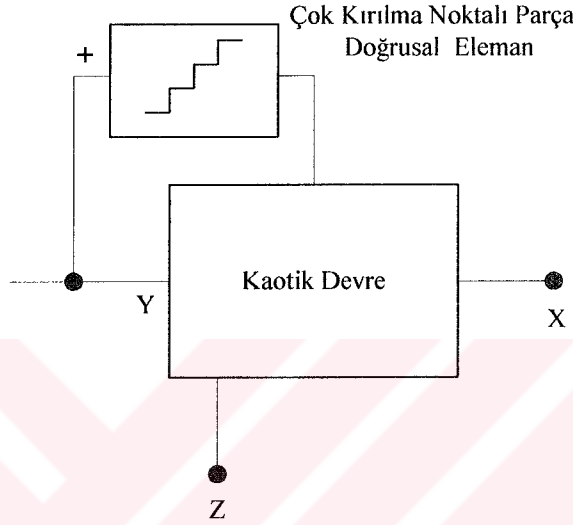
6.4. Deneysel Olarak Kaotik Davranışların Elde Edilmesi

Chua devresi teorik olarak incelenirken, devrenin genelleştirilmiş denklemleri kullanılmıştır. İncelenen devre, üçüncü dereceden doğrusal olmayan bir kaotik osilatör olup, üç tane enerji depolayan devre elemanına sahiptir. Burada kullanılan ve devrenin derecesini de belirleyen bu elemanlar, Chua devresinden farklı olarak üçü de kondansatörden oluşmaktadır. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanlar olmadan düşünüldüğünde Chua devresinin genelleştirilmiş denklemlerine karşılık gelen devre için, üç tane AD844AN kullanılarak tasarım yapılabilir [36]. İstenilen davranış türünün elde edilebilmesi için devrede karşılaştırmacı sayısı, eleman değerleri gibi değişiklikler yapılmalıdır. Söz konusu kaotik davranışları, standart tek bir devre ile elde etmek mümkün değildir bir başka deyişle devre de dinamik bir yapıya sahip olmalıdır. Bu durum ancak devredeki bazı parametrelerin değiştirilmesi ile mümkün olabilmektedir. Bu parametrelerin başında, eklenecek olan karşılaştırmacıların yeri ve sayısı gelmektedir. Bu karşılaştırmacıların sayısına ve istenilen davranışın türüne bağlı olarak diğer direnç ve kondansatör değerlerinin değişmesi söz konusu olabilir. Sabit parametrelerle dizayn edilen devre sadece belirli tip bir kaotik davranış sergileyecektir. $n+n'$ ’li çekerlerin elde edilmesi için gerekli devrenin genel mantığı, Şekil 6.6’da gösterildiği gibi iki tane gerilim kontrollü çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman ve AD844AN’lerden oluşmuş ana sistemden meydana gelmektedir. Şekil 6.7’de ise iki boyutlu n' ’li çekerlerin elde edilmesi için gerekli sistemin yapısı verilmiştir. Ana sistemin durum değişkenlerine bağlı olarak üç tane çıkış ucu vardır. Bu çıkış uçlarından sadece X ve Y olarak adlandırılan uçlar çok kırılma noktalı parçalı doğrusal dirençlerin kontrol girişleridir.



Şekil 6.6. $n+n$ 'li çekerlerin elde edilmesi için kullanılan sistemin genel görünümü.

Bölüm 4’de teorik olarak incelenen sistemde, çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman x ya da y değişkeninin etkisi altında devreye etki etmekteydi. Şekil 6.8.’de simülasyonlarda kullanılan x , y ve z durum değişkenlerine deneysel devrede karşılık gelen noktalar gösterilmiştir. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç ya da dirençler için kontrol parametreleri olarak kullanılacak olan gerilimler X ve Y ile gösterilen düğümlere ilişkin gerilimlerdir.



Şekil 6.7. İki boyutlu n ’li çekerlerin elde edilmesi için kullanılan sistemin genel görünümü

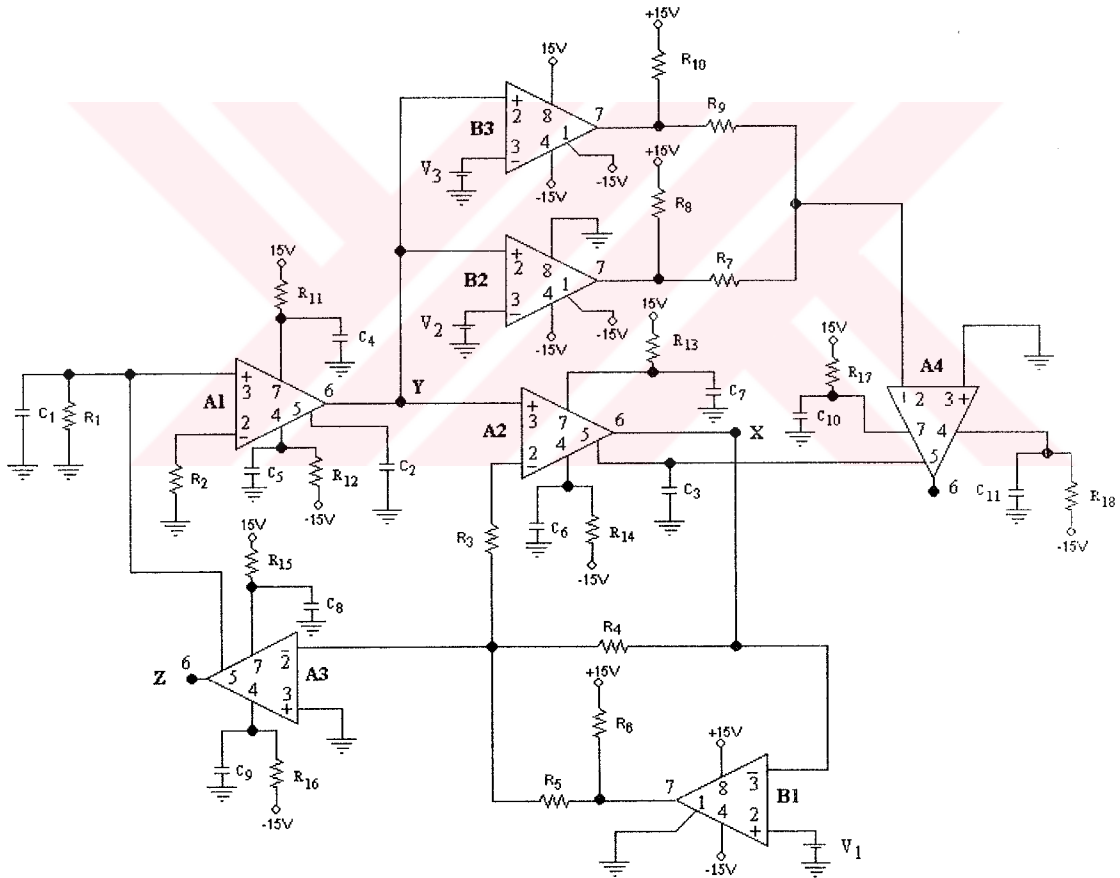
Simülasyonlardan elde edilen sonuçlara göre, devrede iki ya da bir tane çok kırılma noktalı parçalı doğrusal eleman bulunması gereklidir. Bu parçalı doğrusal elemanların yapısına ve şekline karar vermek için önce istenilen davranış türüne karar verilmelidir. Örneğin, $2+2$ ’li çeker davranışı için simülasyonda $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=1$ ve $N_1=1$ değerleri ile çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanlar elde edilmişti. X gerilimi ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direncin tek bir kırılma noktasına (M_2+N_2), Y gerilimi ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal direncin de iki kırılma noktasına (M_1+N_1) sahip oldukları görülebilir. Bu nedenle, tek kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç bir karşılaştırmacı devre (LM311N), iki kırılma noktalı parçalı doğrusal direnç ise iki karşılaştırmacı devre ile elde edilmelidir. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal dirençte kullanılacak olan karşılaştırmacı sayısına ve yerine bu şekilde karar verilebilir.

Burada, daha önce simülasyonları gerçekleştirilmiş olan $2+2$ ’li çeker, $2+4$ ’lü çeker, iki boyutlu 3 ’lü çeker ve iki boyutlu 5 ’li çeker davranışlarının deneysel olarak elde edilmesi için gerekli elektronik devreler verilmiştir. Ayrıca elde edilen bu davranışlar için Pspice devre simülasyonu sonuçları ve elde edilen kaotik sinyallerin güç spektrumları da Ek 1-4’de ayrıntılı olarak verilmiştir.

6.4.1. 2+2'li Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi

Şekil 6.8.'deki devre, Tablo 6.3'de özellikleri verilen elemanlar kullanılarak oluşturuldu. A₁-A₄ ile belirtilen op-amp'lar AD844AN, B₁-B₃ ile belirtilen op-amp'lar LM311N türünde karşılaştırmacı devreleridir. Burada, 1'den 8'e kadar olan rakamlar Şekil 6.1.b'de ve Şekil 6.2.'de verilen entegre bacak numaralarıdır.

İstenilen davranış türünün daha belirgin ve düzgün elde edilebilmesi için R₁ ve R₂ dirençleri ayarlı seçilmiştir. C₁, C₂ ve C₃ kondansatörleri devre derecesini belirlemektedir. R₃, R₄, R₅, R₇ ve R₉ dirençleri op-amp'ların çıkış akımlarını sınırlamak için kullanılmış olup, kaotik davranışlar üzerinde de etkilidirler. C₄-C₁₁ kondansatörleri ve R₁₁-R₁₈ dirençleri AD844AN için daha düzgün D.C. besleme gerilimi elde etmek için kullanılmıştır.

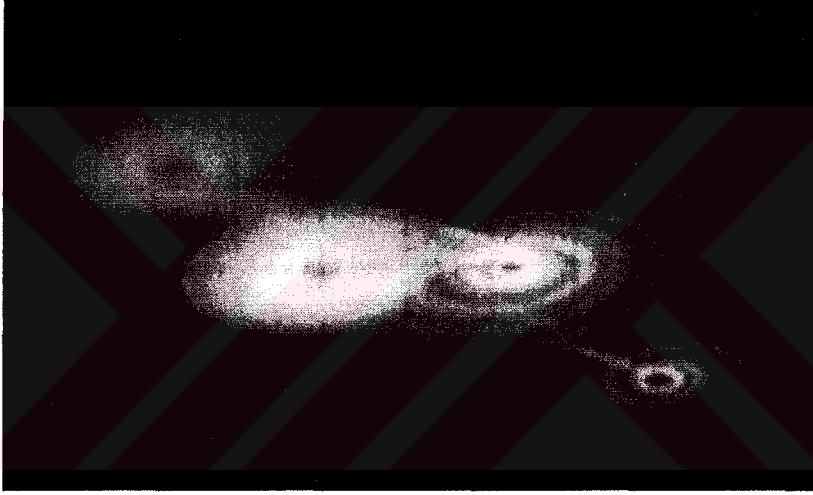


Şekil 6.8. 2+2'li çeker için deneysel devre

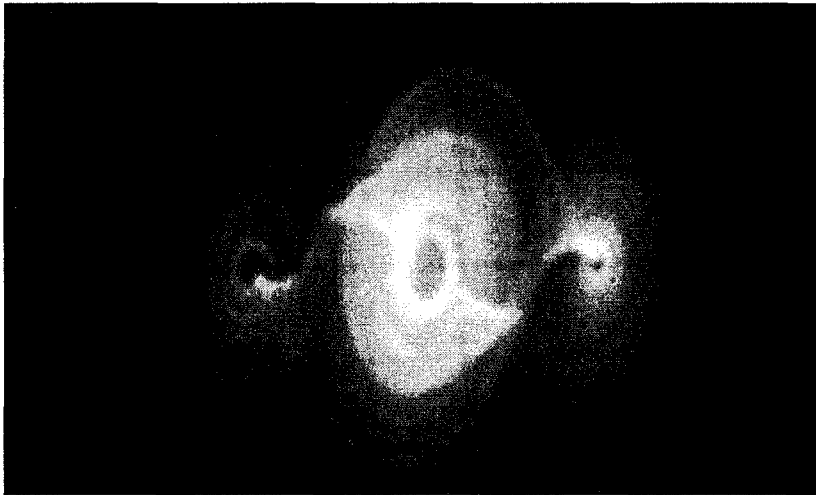
Yüksek frekanslı çıkış sinyalleri elde edebilmek için AD844AN'lerin 5 nolu bacağı olan C uçları kullanılmıştır. LM311N'in açık kollektörlü yapısından dolayı, çıkış uçları 1 K Ω 'luk dirençlerle beslemenin pozitif ucuna bağlanmıştır. Devredeki tüm elemanların beslemeleri ± 15 V'tur. Y düğüm noktası gerilimi ile kontrol edilen ve negatif girişli LM311N'in hem toprak

ucu hem de negatif besleme ucu birlikte beslemenin negatif ucuna bağlanmalıdır. Pozitif besleme uçları ise sıfır potansiyelde tutulmalıdır. Y düğüm noktası gerilimi ile kontrol edilen ve pozitif girişli LM311N'in hem toprak ucu hem de negatif besleme ucu birlikte negatif beslemeye bağlanmalıdır. Pozitif besleme uçları ise kaynağın pozitif ucuna bağlanmalıdır. X düğüm noktası gerilimi ile kontrol edilen LM311N'in uçları normal şekilde bağlanmalıdır. Yani pozitif ve negatif beslemeler kaynağın pozitif ve negatif uçlarına toprak ise sıfır potansiyele bağlanmalıdır.

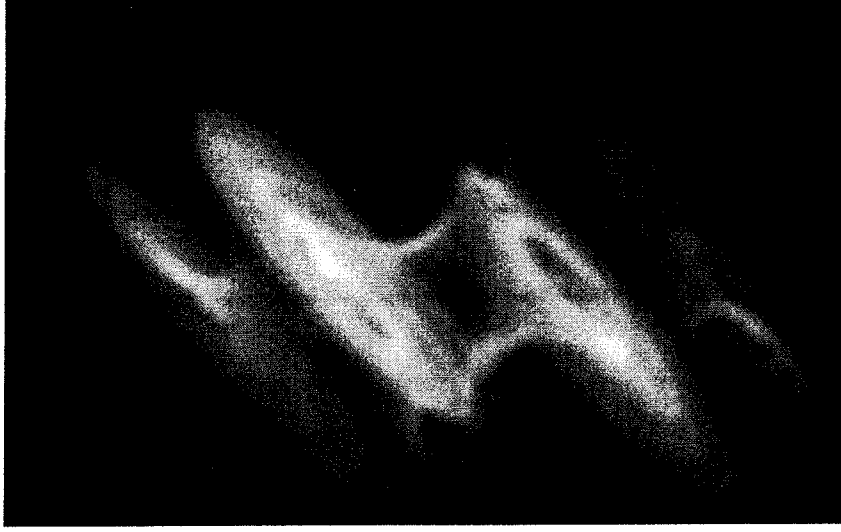
Elde edilen deneysel sonuçlar Şekil 6.9.a-c'de görülmektedir. Bu faz-uzay diyagramları, osiloskopta X ve Y kanalları 2 V/Div kademesine getirilerek elde edilmiştir. Simülasyonlarda 2+2'li çeker davranışını elde etmek için kullanılacak olan karşılaştırmalı sayısı ve kontrol parametreleri Bölüm 6.4'de anlatıldığı gibidir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.9. Devrenin çıkışının (a) x-y durum değişkenlerine (b) y-z durum değişkenlerine (c) x-z durum değişkenlerine göre değişimi

Tablo 6.3. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri

Eleman Adı	Değeri
C ₁ C ₂ C ₃	1 nF
C ₄ C ₅ C ₆ C ₇ C ₈ C ₉ C ₁₀ C ₁₁	0.22 µF
R ₁	13.7 KΩ
R ₂	24 KΩ
R ₃ R ₄	5.2 KΩ
R ₅	35 KΩ
R ₆ R ₈ R ₁₀	1 KΩ
R ₇ R ₉	80 KΩ
R ₁₁ R ₁₂ R ₁₃ R ₁₄ R ₁₅ R ₁₆ R ₁₇ R ₁₈	4.7 Ω
A ₁ A ₂ A ₃ A ₄	AD844/AN
B ₁ B ₂ B ₃	LM311N
V ₁ V ₂	-1 V
V ₃	1 V

6.4.2. 2+4'lü Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi

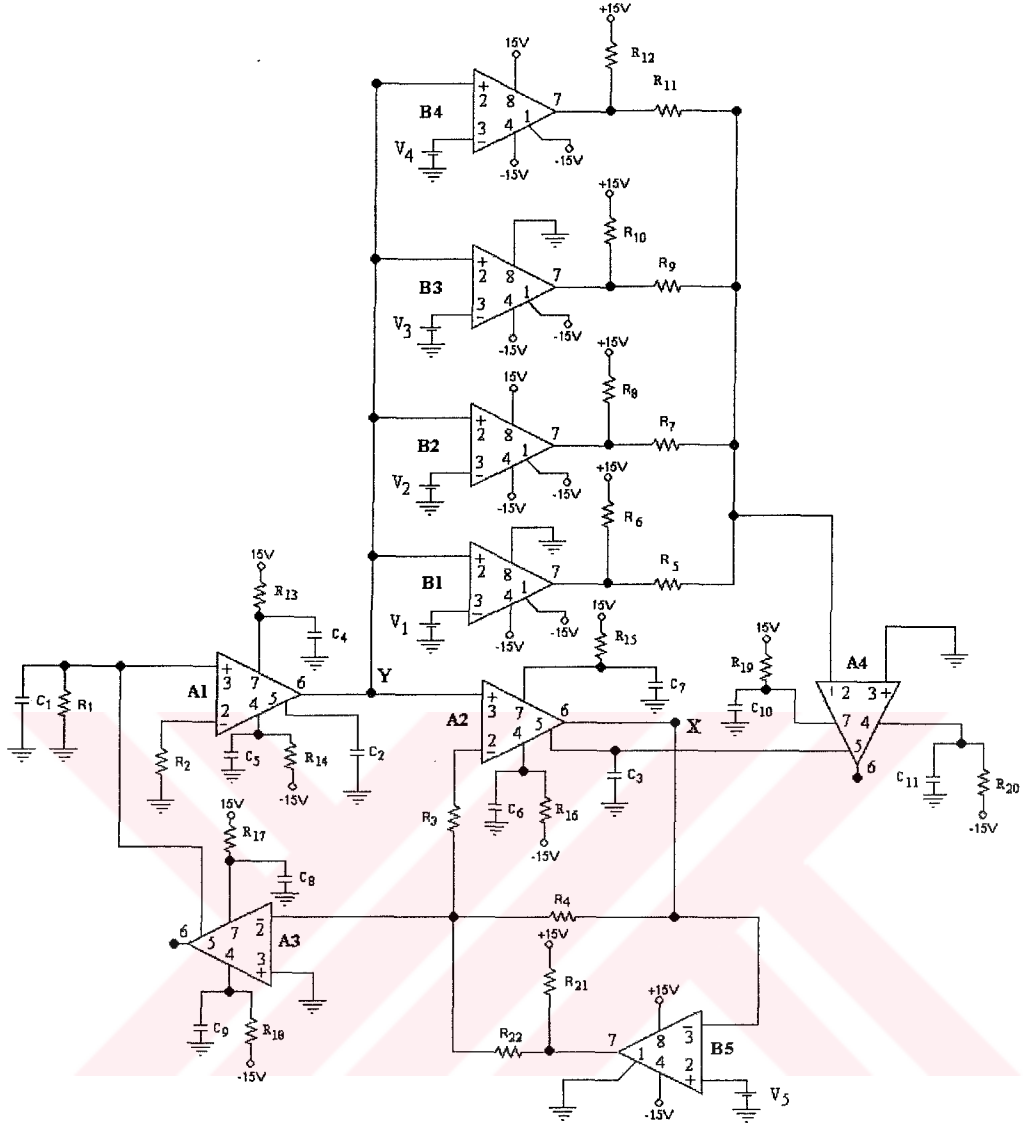
Şekil 6.10'daki devre Tablo 6.4'de özellikleri verilen elemanlarla oluşturulmuştur. Devrenin, 2+4'lü çeker davranışı sergilemesi istenildiğine göre önce eklenmesi gereken kırılma noktası sayısına yani karşılaştırmaların sayısına ve kontrol parametrelerine karar verilmelidir.

Bölüm 4'deki simülasyonda, $M_2=0$, $N_2=1$, $M_1=2$ ve $N_1=2$ olarak seçilmiş ve 2+4'lü davranışı teorik olarak elde edilmişti. Devrede, X noktası gerilimi ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanda bir kırılma noktası (M_2+N_2) olduğundan tek karşılaştırıcı kullanılmalı ve Y noktası gerilimi ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal dirençte dört kırılma noktası (M_1+N_1) olduğundan dört karşılaştırıcı kullanılmalıdır. Şekil 6.9'daki davranışlara göre sadece y eksenini boyunca oluşan yeni iki kaotik çeker için devreye y parametresi ile kontrol edilen iki tane ilave karşılaştırıcı eklemek gereklidir.

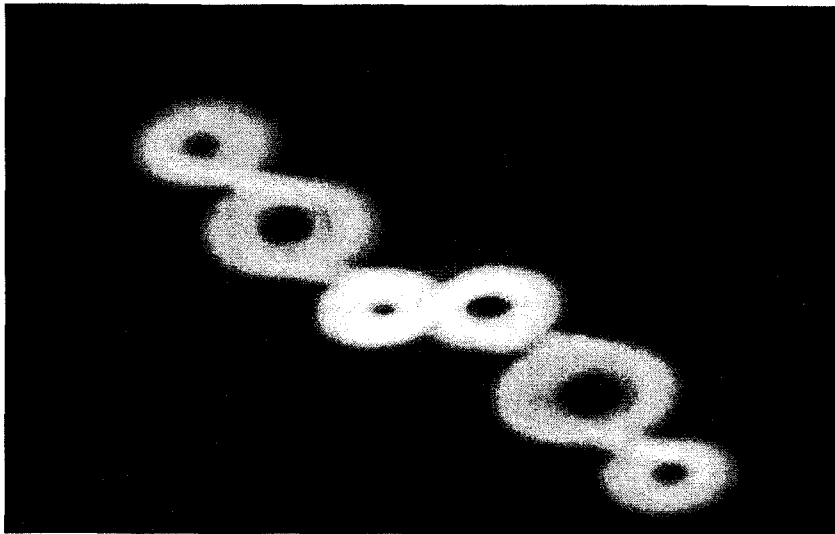
Tablo 6.4. Deneyisel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri

Eleman Adı	Değeri
$C_1 C_2 C_3$	1 nF
$C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 C_{10} C_{11}$	0.22 μ F
R_1	13 K Ω
R_2	17 K Ω
$R_3 R_4$	5.1 K Ω
R_{22}	37 K Ω
$R_6 R_8 R_{10} R_{12} R_{21}$	1 K Ω
$R_5 R_7 R_9 R_{11}$	80 K Ω
$R_{13} R_{14} R_{15} R_{16} R_{17} R_{18} R_{19} R_{20}$	4.7 Ω
$A_1 A_2 A_3 A_4$	AD844/AN
$B_1 B_2 B_3 B_4 B_5$	LM311N
V_2	1 V
V_3	-3 V
V_4	2 V
$V_1 V_5$	-1 V

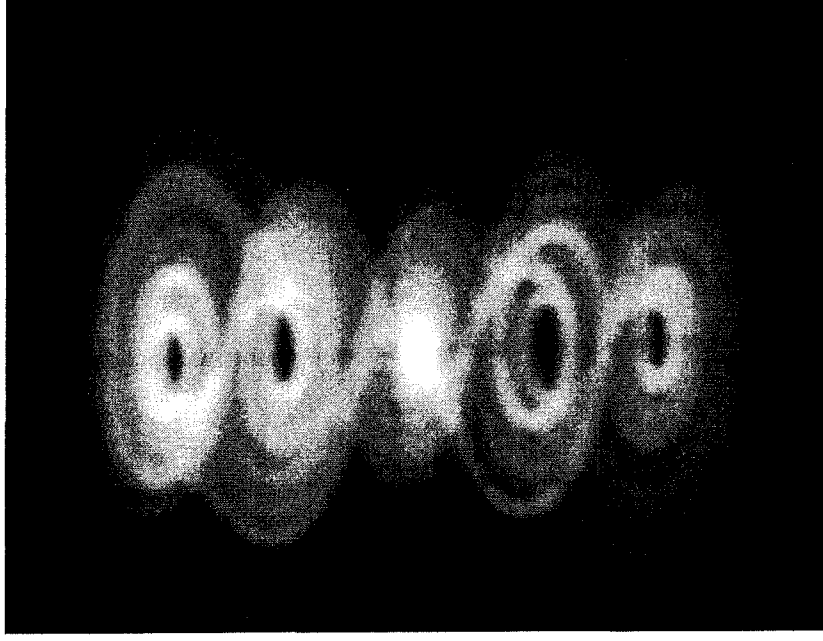
Elde edilen kaotik davranışların osiloskop görüntüleri Şekil 6.11'de görülmektedir. Osiloskobun X ve Y kanalları 2 V/Div kademesine getirilerek bu şekiller elde edilmiştir. Ayarlı seçilen R_1 ve R_2 dirençleri yardımı ile istenilen davranış şekli daha düzgün olarak elde edilebilir.



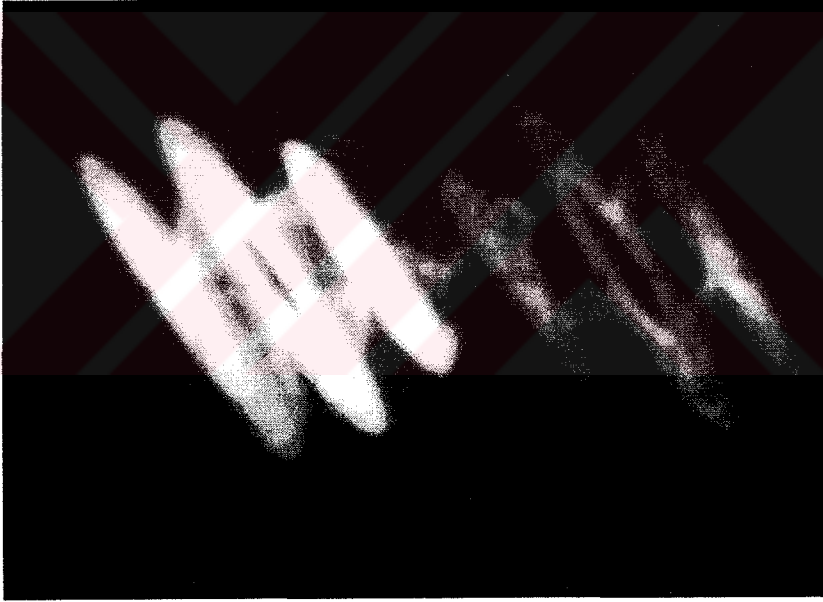
Şekil 6.10. 2+4'lü çeker için deneysel devre



(a)



(b)

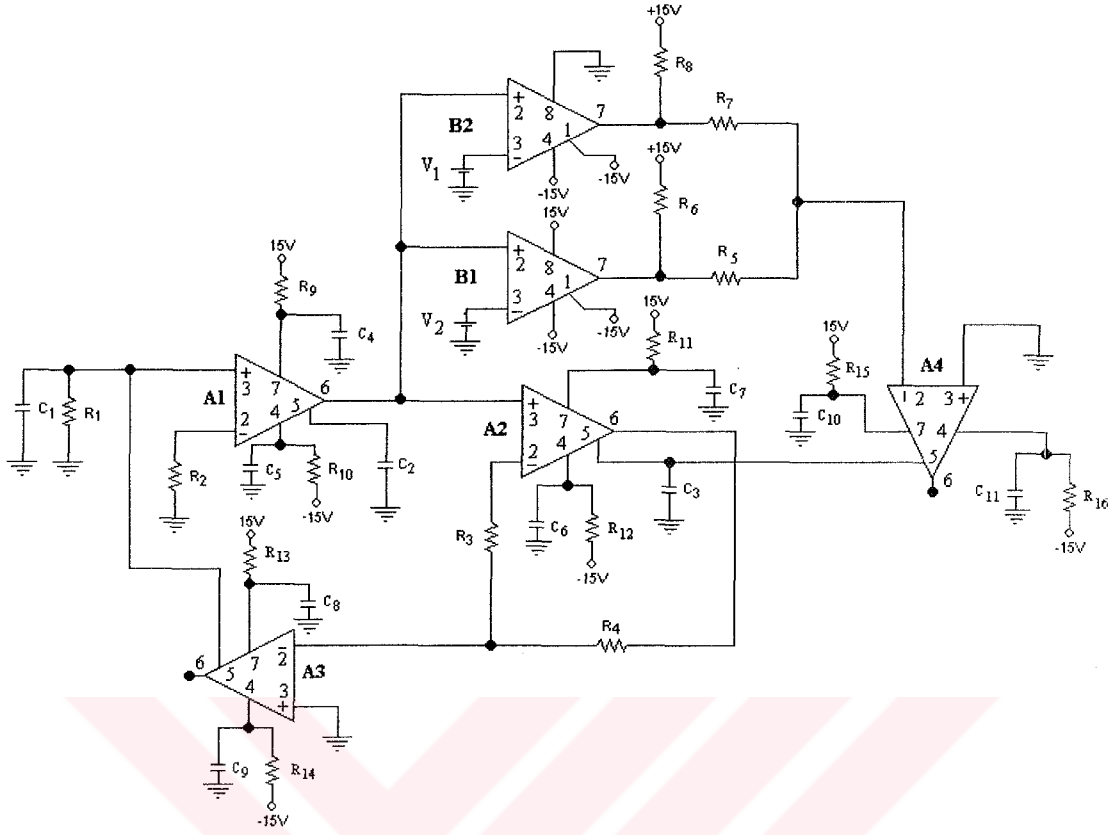


(c)

Şekil 6.11. Devrenin çıkışının (a) x-y durum değişkenlerine (b) y-z durum değişkenlerine (c) x-z durum değişkenlerine göre değişimi

6.4.3. İki Boyutlu 3'lü Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi

x eksenini boyunca oluşan kaotik çekerler, X noktası gerilimi ile kontrol edilen çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanın yani X noktasına bağlanan karşılaştırmalı devrelerinin sistemden çıkartılmasından dolayı ortaya kalkmaktadır. Sadece Y noktası gerilimine bağlı karşılaştırmalı devrede kalırsa, sadece y eksenini boyunca oluşan kaotik çekerler oluşacaktır.

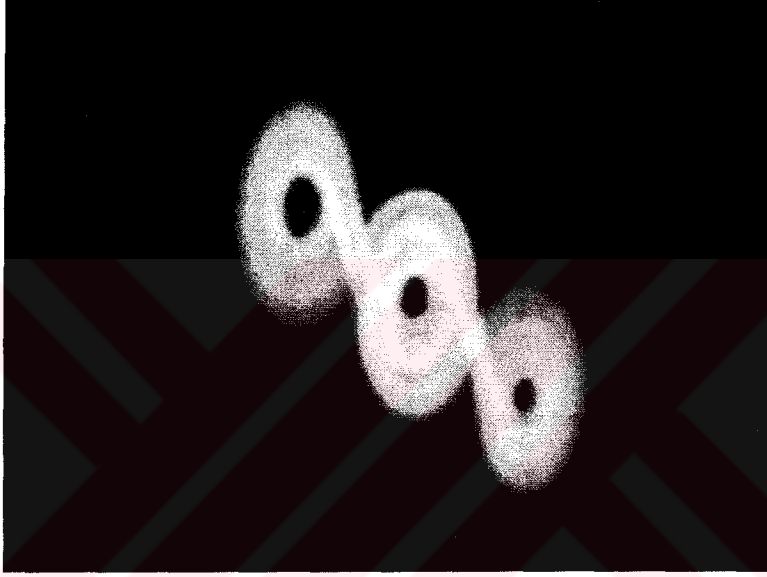


Şekil 6.12. İki boyutlu 3'lü çeker davranışı için deneysel devre

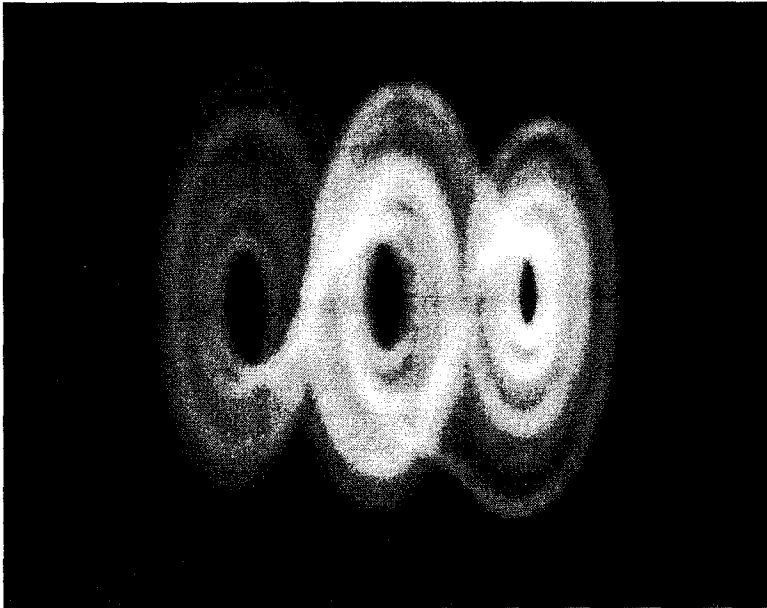
Tablo 6.5. Deneysel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri

Eleman Adı	Değeri
$C_1 C_2 C_3$	1 nF
$C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 C_{10} C_{11}$	0.22 μ F
R_1	13 K Ω
R_2	17 K Ω
$R_3 R_4$	5.1 K Ω
$R_5 R_7$	80 K Ω
$R_6 R_8$	1 K Ω
$R_9 R_{10} R_{11} R_{12} R_{13} R_{14} R_{15} R_{16}$	4.7 Ω
$A_1 A_2 A_3 A_4$	AD844/AN
$B_1 B_2$	LM311N
V_1	-1 V
V_2	1 V

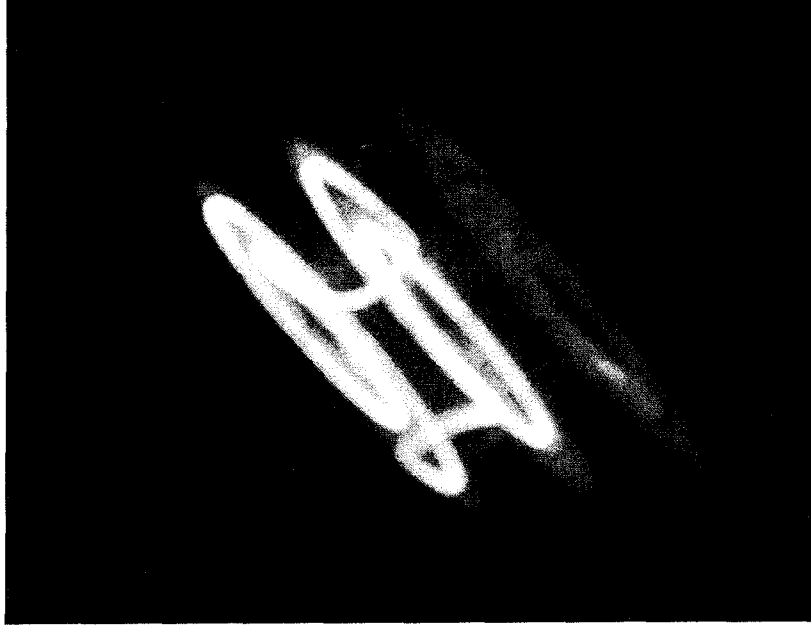
İki boyutlu 3'lü çeker davranışını elde edebilmek için simülasyonlarda kullanılan M ve N parametrelerine bakarak devreye eklenecek karşılaştırmacı sayısına karar verilebilir. Bölüm 4'deki simülasyonlarda, $M_1=1$ ve $N_1=1$ alınarak 3'lü çeker davranışı elde edilmişti. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanda iki tane kırılma noktası (M_1+N_1) mevcut olduğundan devreye eklenmesi gereken karşılaştırmacı sayısı ikidir. Şekil 6.12.'deki devre Tablo 6.5 de özellikleri verilen elemanlar kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 6.13'de gösterilen kaotik davranışlar osiloskobun X ve Y kanalları 2 V/Div kademesine getirilerek elde edilmiştir. Ayarlı seçilen R_1 ve R_2 dirençlerinin değişimi ile devrede istenilen davranış şekli elde edilebilir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.13. Devrenin çıkışının (a) x-y durum değişkenlerine (b) y-z durum değişkenlerine (c) x-z durum değişkenlerine göre değişimi

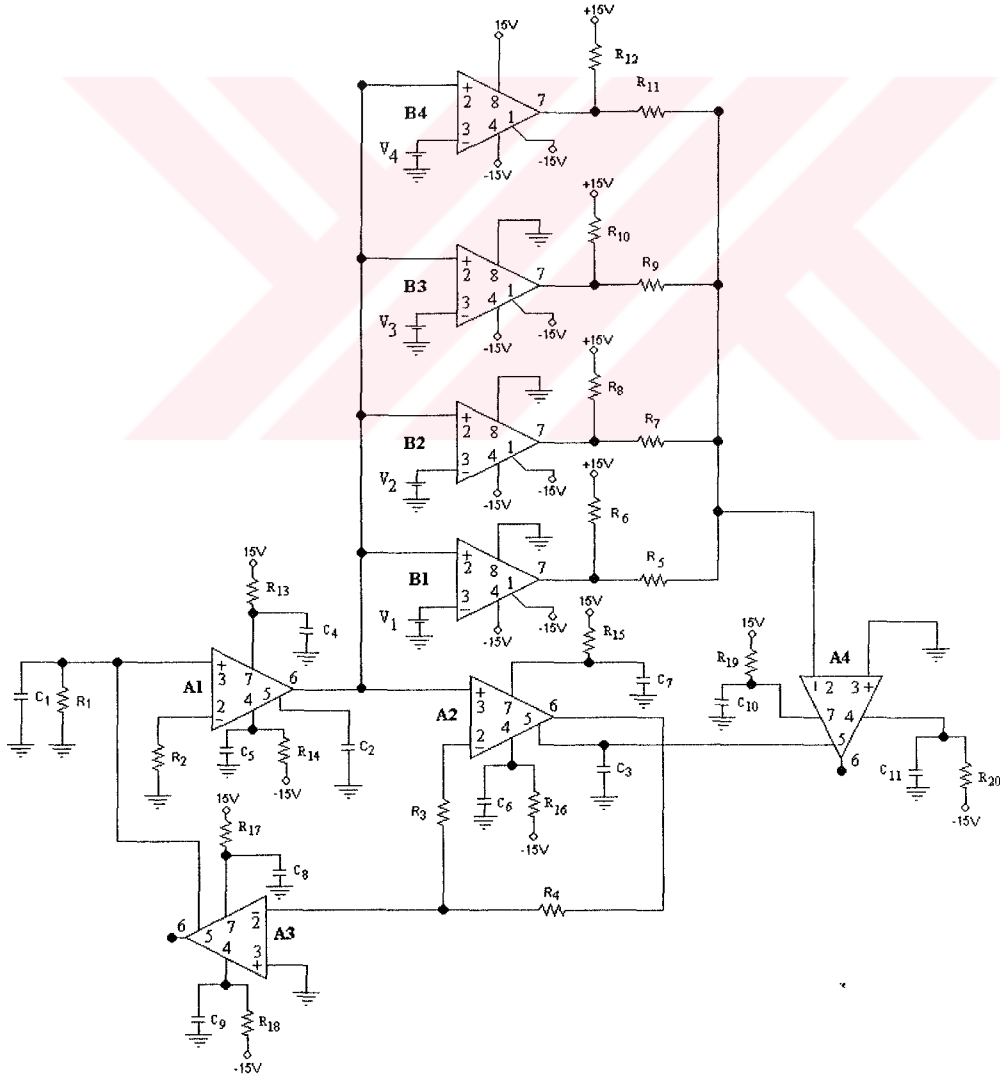
Tablo 6.6. Deneyisel devrede kullanılan elemanlar ve değerleri

Eleman Adı	Değeri
C_1	1 nF
C_2	2 nF
C_3	0.5 nF
$C_4 C_5 C_6 C_7 C_8 C_9 C_{10} C_{11}$	0.22 μ F
R_1	13 K Ω
R_2	17 K Ω
$R_3 R_4$	5.1 K Ω
$R_5 R_7 R_9 R_{11}$	80 K Ω
$R_6 R_8 R_{10} R_{12}$	1 K Ω
$R_{13} R_{14} R_{15} R_{16} R_{17} R_{18} R_{19} R_{20}$	47 Ω
$A_1 A_2 A_3 A_4$	AD844/AN
$B_1 B_2 B_3$	LM311N
V_1	-1 V
V_2	-3 V
V_3	-2 V
V_4	2 V

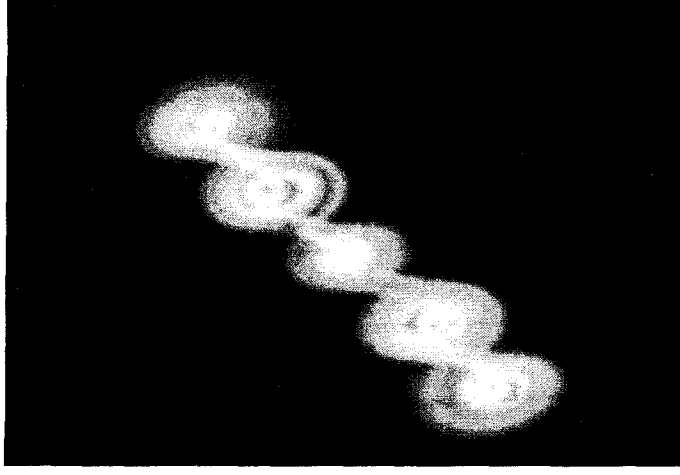
6.4.4. İki Boyutlu 5'li Çeker Davranışının Deneysel Olarak Elde Edilmesi

5'li çeker davranışını elde edebilmek için simülasyonlarda kullanılan M ve N parametrelerine bakarak devreye eklenecek karşılaştırıcı sayısına karar verilebilir. Bölüm 4'deki simülasyonlarda, $M_1=2$ ve $N_1=2$ alınarak 5'li çeker davranışı elde edilmişti. Çok kırılma noktalı parçalı doğrusal elemanda dört tane kırılma noktası (M_1+N_1) mevcut olduğundan devreye eklenmesi gereken karşılaştırıcı sayısı dörttür.

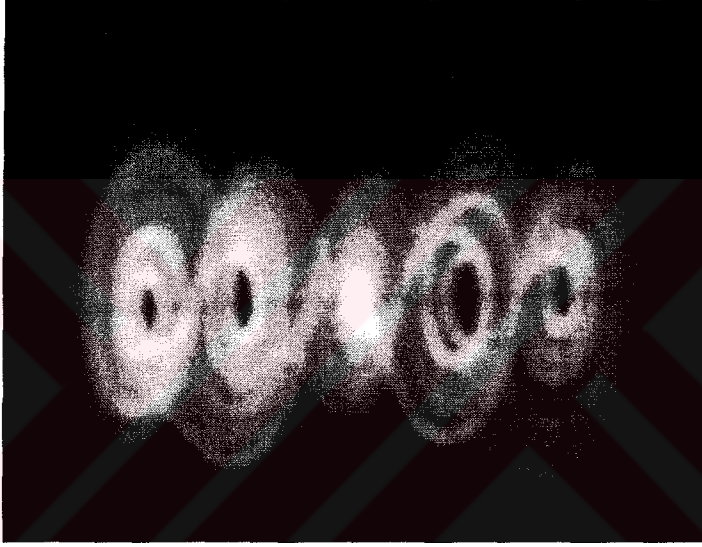
Şekil 6.14.'deki devre Tablo 6.6'da özellikleri verilen elemanlar kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 6.15'de gösterilen kaotik davranışlar osiloskobun X ve Y kanalları 2 V/Div kademesine getirilerek elde edilmiştir. Ayarlı seçilen R_1 ve R_2 dirençlerinin değişimi ile devrede istenilen davranış şekli elde edilebilir.



Şekil 6.14. İki boyutlu 5'li çeker davranışı için deneysel devre



(a)



(b)



(c)

Şekil 6.15. Devrenin çıkışının (a) x-y durum değişkenlerine (b) y-z durum değişkenlerine (c) x-z durum değişkenlerine göre değişimi

7. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, Chua devresi dinamikleri hem teorik hem de deneysel olarak ayrıntılı bir biçimde incelenmiştir. Devreden görülebilecek davranışların doğrusal olmayan elemanın karakteristiğine olan bağımlılığı ortaya konulmuştur. Görülmüştür ki; mevcut elemanlarla dizayn edilen sistem kaotik davranışların çeşitliliğini artırmak açısından yetersiz kalmaktadır. Sistemde bulunan doğrusal olmayan eleman tarafından belirlenen iki denge noktası arasında kaotik davranışlar sınırlı kalmaktadır. Denge noktaları üzerinde en etkili olan eleman kullanılan doğrusal olmayan direncin kırılma noktalarının sayısı ve doğrusal bölgelerin eğimleridir. Denge noktalarının sayısı kullanılan doğrusal olmayan elemanın karakteristiğindeki kırılma noktalarının sayısına bağlıdır. Kırılma noktası sayısı artırılırsa devre dinamiğinin değişeceği elde edilen sonuçlardan görülmüştür.

Kullanılan doğrusal olmayan elemanların akım-gerilim karakteristiklerine bakılacak olursa, üzerinden geçen akım uç geriliminin bir fonksiyonu olduğundan dolayı gerilim kontrollü elemanlar olarak da adlandırılırlar. Bu kontrol parametresi sistem değişkenlerinden bir tanesi olarak seçilir. Bu durumda kırılma noktaları tarafından belirlenen denge noktaları, sistemde tek bir doğrusal olmayan eleman bulunduğundan dolayı seçilen kontrol parametresine göre tek boyutta meydana gelecektir. Bu denge noktaları etrafında da yeni kaotik çekerler oluşacaktır. İkinci bir doğrusal olmayan eleman, bir başka durum değişkeni kontrolünde sisteme etki ettirilirse tek boyutta oluşan çekerler ikinci bir boyutta da meydana gelecektir. Bu şekilde bir yaklaşımla Chua devresinden iki boyutlu denge noktaları elde etmek mümkün değildir.

Chua devresinden elde edilen kaotik dinamikler belirli sınırlar içerisinde kalmasından dolayı özellikle haberleşmedeki gereksinimleri karşılamaktan uzak kalmaktadır. Bu nedenle son yıllardaki kaos teorisi ile ilgili çalışmalar, bu davranışların çeşitliliğinin artırılması üzerine yoğunlaşmıştır. Oldukça farklı kaotik davranışlarla yapılan haberleşme uygulamalarında gizlilik derecesinin de artacağı düşünülürse bu konunun önemi daha iyi anlaşılabilir.

Bu belirtilenler ışığında, kaotik davranışların çeşitliliğini artırmak için tez çalışmasında;

- Son yıllarda, kaos literatüründe oldukça çok çalışılan n 'li kaotik çekerler ailesine yeni iki üye katılmıştır.
- Yeni tür kaotik davranışlar önce teorik olarak elde edilmiş sonuçlar deneysel olarak doğrulanmıştır.
- Doğrusal olmayan elemana ilave kırılma noktaları eklendiğinde sistemde yeni denge noktaları oluştuğu gözlenmiş ve bu denge noktaları etrafında yeni kaotik çekerler oluştuğu görülmüştür.

- Bu çok modlu kaotik sinyaller kullanılarak yapılan kaos haberleşme uygulamalarının geleneksel kaotik işaretler kullanılarak yapılan haberleşme uygulamalarına göre gizlilik seviyeleri daha yüksektir.
- Deneysel devrelerde akım geri beslemeli op-amp'lar kullanıldığından dolayı yüksek frekanslı kaotik sinyaller elde edilmiştir.
- Çok kırılma noktalı iki tane doğrusal olmayan eleman, x ve y durum değişkenleri kontrol parametresi olarak kabul edilip sisteme uygulanmıştır. Hem x hem de $x-y$ düzlemi boyunca $n+n'$ 'li çekerler olarak adlandırılan kaotik çekerler teorik ve deneysel olarak elde edilmiştir. Her iki düzlem boyunca oluşan kaotik çekerlerin sayısının dirençlerin kırılma noktaları artırılarak değiştirilebildiği gösterilmiştir.
- x durum değişkeni tarafından kontrol edilen doğrusal olmayan eleman sistemden çıkartılarak x düzlemi üzerinde oluşan kaotik çekerler ortadan kaldırılmış ve sadece $y=-x$ doğrusu üzerinde kaotik çekerler oluşturulmuştur. Deneysel ve teorik olarak elde edilen bu davranışlar da iki boyutlu n' 'li çekerler olarak adlandırılmıştır.
- Bu çok modlu kaotik davranışların elde edilmesi için kurulan elektronik düzenekler Pspice programı kullanılarak da doğrulanmıştır.
- Elde edilen çok modlu kaotik davranışların, Pecora ve Carroll metodu kullanılarak senkron çalışabildikleri az-uzay diyagramları yardımı ile gösterilmiştir.

İleri ki çalışmalarda düşünülen konuların başında, kaotik haberleşme uygulamalarında önemli bir yer tutan kaos senkronizasyonun deneysel olarak da elde edilmesi gelmektedir. Diğer çalışılması düşünülen bir konu kaos kontroldür. Bu davranışların bilinen kontrol algoritmaları uygulanarak kontrolünün sağlanması düşünülebilir.

KAYNAKLAR

1. Chua, L.O., Desoer, C.A., and Kuh, E.S., 1987, Linear and Nonlinear Circuits, McGraw Hill, U.S.A.
2. Khalil, H.K., 1993, Nonlinear Systems, Macmillan Publishing Company, New York, USA.
3. Lakshmanan, M., and Murali, K., 1996, Chaos in Nonlinear Oscillators: Controlling and Synchronization, World Scientific Publishing, Series A, 13, U.S.A.
4. Bergen, A.R., Chua, L.O., Mees, A.I. and Szeto, E. W., 1982, Error bounds for general describing function problems, IEEE Trans. Circuits and Systems, 29, 345-354, June.
5. Swern, F.L., 1983, analysis of oscillations in systems with polynomial-type nonlinearities using describing functions, IEEE Trans. Automat. Contr., 28, 31-41, January.
6. Khalil, K. H., 1992, Nonlinear Systems, Macmillan Publishing Company, New York U.S.A.
7. Moon, F.C., 1992, Chaotic And Fractal Dynamics. John Wiley&Sons, NY.
8. Ueda, Y., 1991, Strange Attractors and the Origin of Chaos, in Proceedings of The impact of Chaos on Science and Society, Tokyo University.
9. Cook, P.A., 1994, Nonlinear Dynamical Systems, Prentice Hall, USA.
10. Thompson, J.M.T. and Stewart, H.B., 1988, Nonlinear Dynamics and Chaos, John Wiley&Sons, Chichester, U.K.
11. Kennedy, M.P., 1993, Three Steps to Chaos-Part I: Evolution, IEEE Transaction on Circuits and Systems, 40(10), 640-656.

12. Conrad, M., 1987, What is the Chaos?, In "Chaos" (Ed. A.V. Holden), 3-14, Manchester Univ. Press UK.
13. Ditto, W.L., and Pecora, L.M., 1993, Mastering Chaos, Scientific American, 78-84, August.
14. Wu, C.W., and Chua, L.O., 1993, A simple way to synchronize chaotic systems with application to secure communication systems, Int. J. Bifurc. Chaos, 3(6), 1619-1627.
15. Short, K.M., 1994, Steps toward unmasking secure communications, Int. J. Bifurc. Chaos, 4, 959-977.
16. Uçar, A., Türk, M., and Ata, F., 2001, A Practical Realization of Chaos Synchronization For Transmitting Information, The 32nd International Scientific Symposium of the Defense Research Agency, (4), Bucharest-Romania, 81-88.
17. Parlitz, U., Chua, L.O., Kocarev, L., Halle, K.S., and Shang, A., 1992, Transmission of digital signal by chaotic synchronization, Int. J. Bifurc. Chaos, 3(4), 973-977.
18. Carroll, T.L., 1995, Communicating with use of filtered, synchronized, chaotic signals, IEEE Trans. Circuits Syst.-I, 42(10), 105-110.
19. Halle, K.S., Wu, C.W., Itoh, M., and Chua, L.O., 1993, Spread spectrum communication through modulation of chaos, Int. J. Bifurc. Chaos, 3(2), 469-477.
20. Corron, N.J., and Hahs, D.W., 1997, A new approach to communication using chaotic signals, IEEE Trans. Circuits Syst.-I, 44(5), 373-382.
21. Kapitaniak, T., 1996, Controlling Chaos: Theoretical and Practical Methods in Nonlinear Dynamics, Academic Press, London, UK.
22. Sparrow, C.T., 1981, Chaotic Behavior in a 3-dimensional Feedback System, Journal of Mathematics Analyze and Applications, 83, 275-291.

23. Kennedy, M.P., 1995, Experimental Chaos from Autonomous Electronic Circuits, Phil. Trans. R. Soc. Lond. A., 353, 13-32.
24. Cruz, J.M., and Chua L.O., 1992, A CMOS IC Nonlinear Resistor for Chua's Circuit, IEEE Trans. Circuits Syst., 39(12), 985-995.
25. Lonngren, K.E., 1991, Notes to Accompany a Student Laboratory Experiment on Chaos, IEEE Transaction On Education 34(1), 123-128.
26. Elwakil, A.S., and Kennedy, M.P., 2000, Improved Implementation of Chua's Chaotic Oscillator Using Current Feedback Op Amp, IEEE Trans. Circuits Syst., 47(1), 76-79.
27. Elwakil, A.S., Salama K.N., and Kennedy M.P., 2000, A system for chaos generation and its implementation in monolithic form, Proceedings of IEE Int. Symp. On Circuits and Systems (ISCAS 2000) , (V), 217-220.
28. Kennedy, M.P., 1993, Three Steps to Chaos-Part II: Chua's Circuits Primer, IEEE Trans. on Circuits and Systems, 40(10), 657-673.
29. Short, K.M., 1994, Steps toward unmasking secure communications, Int. J. Of Bifurcation Chaos, 4(4), 959-977.
30. Short, K.M., 1996, Unmasking a modulated chaotic communication scheme, Int. J. Of Bifurcation Chaos, 6(2), 367-375.
31. Yang, T., 1995, Recovery of digital signals from chaotic switching, Int. J. of Circuit Theory, 23(6), 611-615.
32. Zhou, C. and Chen, T., 1997, Extracting information masked by chaos and communicated with noise: Some consideration on the security of communication approaches using chaos, Phys. Lett. A, 234, 429-435.
33. Suykens, J.A.K., Huang, A., and Chua, L.O., 1993, Generation of n-double scroll ($n=1,2,3..$), IEEE Trans. on Cir. And Sys-I, 40(11), 861-867.

34. Yalçın, M.E., Özoğuz, S., Suykens, J.A.K., 2000, Hyperchaotic n-scroll attractors, NDES'2000, 25-28.
35. Yalçın, M.E., Suykens, J.A.K., and Vandewalle, J., 2000, Experimental conformation of 3-and 5- scroll attractors from generalized chua's circuit, IEEE Trans. on Cir. And Sys-I, 47(3), 425-429.
36. Yalçın, M.E., Özoğuz, S., Suykens, J.A.K., and Vandewalle, J., 2002, Families of scroll grid attractors, International Journal of Bifurcation and Chaos, 12(1), 23-41.
37. Yalçın, M.E., Özoğuz, S., Suykens, J.A.K., and Vandewalle, J., 2001, N-Scroll chaos Generators: A Simple Circuit Model, Electronics Letters, Electron. Letters, 37, (3), 147-148.
38. Carroll T.L., and Pecora L.M., 1991, Synchronizing Chaotic Circuits, IEEE Trans. On Cir. And Sys. 38(4), 453-456, April.
39. Pecora L. M., Carroll T. L., 1990, Synchronization in Chaotic Systems, Phys. Rev Lett., 64, Feb., 821-824.
40. Carroll, T.L., and Pecora, L.M., 1992, A Circuit for Studying The Synchronization of Chaotic Systems, Int. J. Bifurcation Chaos, 2(3), 659-667.
41. Hasler, M., 1994, Synchronization principles and applications, Circuit and Systems: Tutorials IEEE-ISCAS'94, 314-326.
42. Ogorzalek, M.J., 1993, Taming Chaos-Part I: Synchronization, IEEE Trans. on Cir. And Sys. Fundamental Theory and Applications, 40(10), 693-699.
43. Chua L.O., Kocarev, L., Eckert, K., and Itoh, M., 1992, Experimental Chaos Synchronization in Chua's Circuit, Int. J. Bifurcation Chaos, 2, 705-708.
44. Hayes, S., Grebogi, C., and Ott, E., 1993, Communicating With Chaos, Phys. Rev. Lett., 70, 3031-3034.

45. Oppenheim, A.V., Wornell G.W., Isabelle S.H., and Cuomo, K.M., 1992, Signal Processing in the Context of Chaotic Signals, Proc. IEEE ICASSP, San Francisco, CA, 4, 137-140.
46. Kocarev, L., Shang, A., and Chua, L.O., 1993, Transition in Dynamical Regime by Driving: A Method of Control and Synchronization of Chaos, Int. J. Bifurcation and Chaos, 3(2), 479-483.
47. Türk, M., ve Uçar, A., 2001, Kaos Senkronizasyon ve Gizli Bilgi İletimi, Elektrik&Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 9. Ulusal Kongresi, Kocaeli, 513-516.
48. Türk, M., ve Uçar, A., 2001, Kaos Senkronizasyonun Tek Yönlü Kuplaj Metodunda Karşılaşılan Pratik Problemler, NEU-CEE'01, Bilgisayar - Elektrik - Elektronik Mühendisliği Sempozyum ve Fuarı, Kıbrıs, 281-284.
49. Türk, M., ve Ata, F., 2002, Elektronik devrelerde doğrusal olmayan dirençlerin etkisinin nümerik ve deneysel olarak incelenmesi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Dergisi, 6(2), 142-146.
50. Main, I.G., 1994, Vibrations and Waves in Physics, Cambridge University Press, UK.
51. Nayfeh, A.H., and Mook, D.T., 1979, Nonlinear oscillations, John Wiley, New York.
52. Moon, F.C., 1987, Chaotic Vibrations: An introduction to applied scientists and enginners, John Wiley, New York.
53. Schuster, H.G., 1988, Deterministic chaos: An introduction, Physik-Verlag, Weinheim.
54. Türk, M., 2000, Elektronik Devrelerde Kaotik Davranış ve Pratik Sonuçlar, Doktora Semineri, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü.
55. Halle K.S., Wu C.W., Itoh M., and Chua L.O., 1993, Spread Spectrum Communication Through Modulation of Chaos, Int. J. Bifurcation Chaos, 3(2), 469-477.

56. Brown, R., 1993, Generalization of the chua equations, IEEE Trans. Circuits and Systems, 40(11), 878-883, November.
57. Dedieui H., Kennedy, M.P., and Hasler, M., 1993, Chaotic shift keying: modulation and demodulation of a chaotic carrier using self-synchronization Chua's circuits, , IEEE Trans. Circuits and Systems-II, 40, 634-642, October.
58. Yang, T., and Chua, L.O., 1996, Secure communication via chaotic parameter modulation, IEEE Trans. Circuits and Systems, 43(9), 817-819, September.
59. Grassi, G., and Mascolo, S., 1999, A system theory approach for designing cryptosystems based on hyperchaos, IEEE Trans. Circuits and Systems, 46(9), 1135-1138, September.
60. Cruz, J.M., and Chua, L.O., 1993, An IC chip of Chua's circuit, IEEE Trans. Circuits and Systems-II, 40, 614-625, October.

ÖZGEÇMİŞ

Mustafa TÜRK

Fırat Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Elazığ
mturk@firat.edu.tr

- 1973** Arapgir’de doğdu.
- 1987-1990** Eğirdir Lisesinden Mezun oldu.
- 1991-1995** Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden Mezun oldu.
- 1996-1998** Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim dalında “Görüntü Sıkıştırma Algoritmaları” adlı yüksek lisans çalışmasını bitirerek Yüksek Mühendis unvanı aldı.
- 1997-2004** Fırat Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak çalışmıştır.
- 2004-....** Fırat Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Uzman olarak çalışmaktadır.

Programlarda V(10), V(6) ve V(23) ile gösterilen değişkenler sırasıyla x, y ve z durum değişkenlerine karşılık gelmektedir.

Ek- 1 2+2'li Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

C3 1 0 1NF IC=-1
R4 1 0 9.7K
R2 2 0 9.7K
C2 3 0 1NF IC=1
C1 9 0 1NF IC=-2
R11 7 8 5.1K
R21 8 10 5.1K
VCCP 15 0 15V
VCCN 16 0 -15V
RS1P 15 17 4.7
RS1N 16 18 4.7
CP1P 17 0 0.22UF
CP1N 18 0 0.22UF
X1 1 2 17 18 6 3 AD844A
RS2P 15 19 4.7
RS2N 16 20 4.7
CP2P 19 0 0.22UF
CP2N 20 0 0.22UF
X2 6 7 19 20 10 9 AD844A
R23 23 0 100MEG
RS3P 15 21 4.7
RS3N 16 22 4.7
CP3P 21 0 0.22UF
CP3N 22 0 0.22UF
X3 0 8 21 22 23 1 AD844A
RS4P 15 26 4.7
RS4N 16 27 4.7
CP4P 26 0 0.22UF
CP4N 27 0 0.22UF
RP 31 0 100MEG
X4 0 28 26 27 31 9 AD844A
RY1 29 28 77K

RY2 30 28 77K

RRY1 15 29 1K

RRY2 15 30 1K

VX3 40 0 1

X5 6 40 29 15 16 16 LM111/NS

VX4 32 0 -1

X6 6 32 30 0 16 16 LM111/NS

RR1 15 11 1K

RX1 8 11 37K

VX1 25 0 -1

X7 25 10 11 15 16 0 LM111/NS

* LM311N

* 3 Pozitif Giriş

* 2 Negatif Giriş

* 1 Çıkış

* 8 Pozitif Besleme

* 4 Negatif Besleme

* 104 Toprak ya da Emiter Çıkışı

.SUBCKT LM111/NS 3 2 1 8 4 104

* MODELİN DOĞRU ÇALIŞMASI İÇİN SET .OPTIONS GMIN=1E-16

vos 2 13 dc 0.0007

iee 8 10 dc 1e-4

rc_q1 11 4 1517.2

rc_q2 12 4 1517.2

re_q1 10 6 1000

re_q2 10 7 1000

q1 11 3 6 mq1

q2 12 13 7 mq2

gsup 8 4 33 4 1

rsup 8 45 33333.3

dsup 45 4 mds

iis 4 33 dc 0.00395

ris 33 4 1 TC=-0.00379747, -3.55271e-20

g1 4 25 12 11 10

rcl 25 4 10

dcl1 25 26 md0

dcl2 27 25 md0

```

vcl1 26 4 dc 9.4
vcl2 4 27 dc 9.4
g2 4 16 25 4 0.01
d3 16 18 md1
d4 17 16 md1
v1 18 4 dc 0
v2 4 17 dc 0
gb 4 20 12 11 100
rb 20 4 10
h1 22 4 poly(1) v1 0 1089.83 -4491.35
h2 4 21 poly(1) v2 0 1089.83 -4491.35
db1 20 22 mdb1
db2 21 20 mdb1
gt 4 30 20 4 1e-5
rt 30 4 100k
ct 30 4 0.8116e-12
gc 4 35 30 4 0.003448
rc 35 4 1k
go 104 40 35 4 -0.01
ro 104 40 10
eob 41 40 45 4 1
rr 1 104 1meg
co 40 104 10p
voe 42 104 dc -0.0477
qo 1 41 42 mgo
.model mql pnp bf=805.452 xtb=1.1526
.model mq2 pnp bf=861.069 xtb=1.1526
.model md0 d is=1e-10 rs=0.01
.model md1 d is=1e-12
.model mdb1 d
.model mds d is=1e-16
.model mgo npn bf=100 rc=13.4286 isc=1.8e-10 br=10 nr=0.95 cjs=5p cjc=1p tf=2n
.ENDS
*      1      Faz Çevirmeyen Uç
*      2      Faz Çeviren Uç
*     99      Pozitif Besleme
*     50      Negatif Besleme

```

* 28 Çıkış
* 12 Kompanzasyon Düğümü

.SUBCKT AD844A 1 2 99 50 28 12

R1 99 8 1E3

R2 10 50 1E3

V1 99 9 6.6

D1 9 8 DX

V2 11 50 6.6

D2 10 11 DX

I1 99 5 200E-6

I2 4 50 200E-6

Q1 50 3 5 QP

Q2 99 3 4 QN

Q3 8 6 30 QN

Q4 10 7 30 QP

R3 5 6 300E3

R4 4 7 300E3

C1 99 6 8.8E-15

C2 50 7 8.8E-15

GB1 99 1 POLY(1) 1 22 400E-9 150E-9

GB2 99 30 POLY(1) 1 22 450E-9 160E-9

VOS 3 1 300E-6

LS1 30 2 1E-8

CS1 99 2 1E-12

CS2 50 2 1E-12

EREF 97 0 22 0 1

R5 12 97 2.2E6

C3 12 97 5.5E-12

G1 97 12 99 8 1E-3

G2 12 97 10 50 1E-3

V3 99 13 5.3

V4 14 50 5.3

D3 12 13 DX

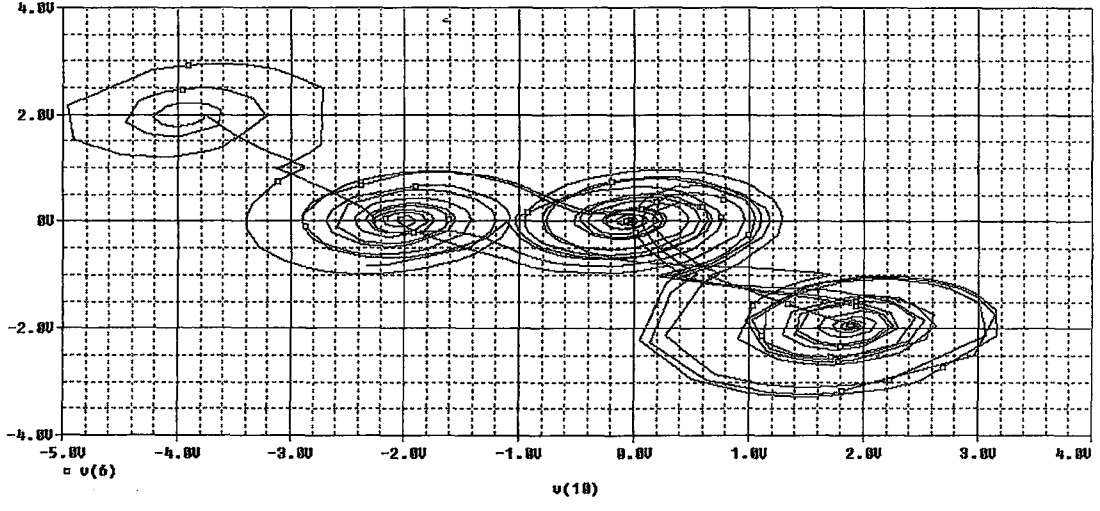
D4 14 12 DX

R8 17 97 1E6

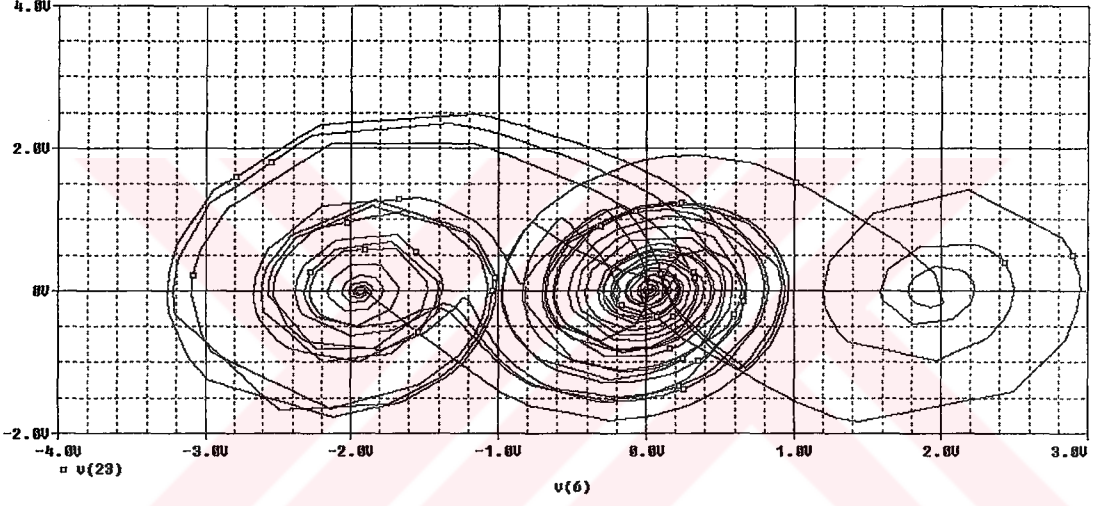
C4 17 97 3.18E-15

G4 97 17 12 22 1E-6

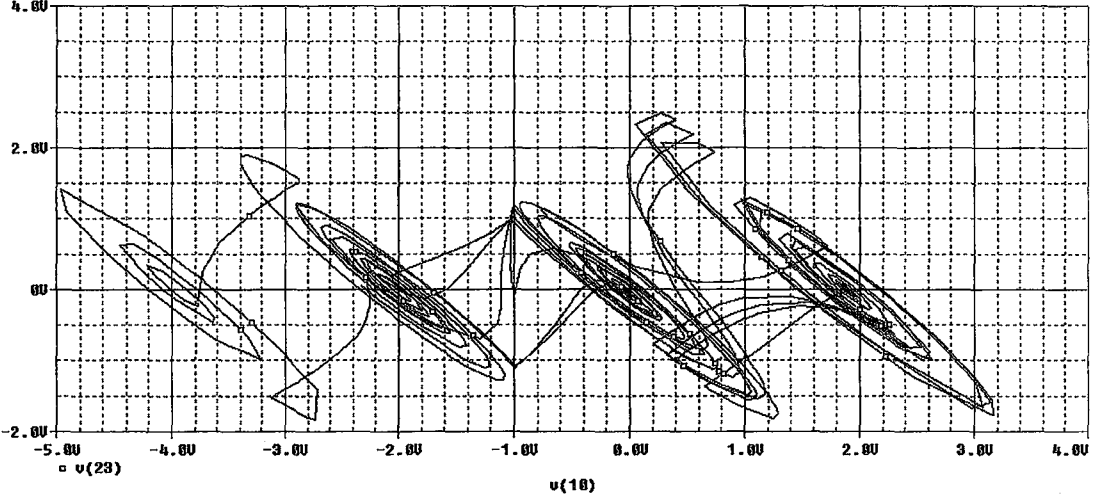
```
R12 21 97 1E6
C8 21 97 0.318E-15
G8 97 21 17 22 1E-6
ISY 99 50 6.1E-3
R13 22 99 16.7E3
R14 22 50 16.7E3
R15 27 99 30
R16 27 50 30
L2 27 28 6E-8
G9 25 50 21 27 33.33E-3
G10 26 50 27 21 33.33E-3
G11 27 99 99 21 33.33E-3
G12 50 27 21 50 33.33E-3
V5 23 27 0.5
V6 27 24 0.5
D5 21 23 DX
D6 24 21 DX
D7 99 25 DX
D8 99 26 DX
D9 50 25 DY
D10 50 26 DY
.MODEL QN NPN(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL QP PNP(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL DY D(IS=1E-15 BV=50)
.ENDS
.PROBE
.OPTIONS GMIN=1E-9
.TRAN .0001US 2MS UIC
.END
```



Şekil Ek-1.1. 2+2³li çeker davranışı için x-y gösterimi

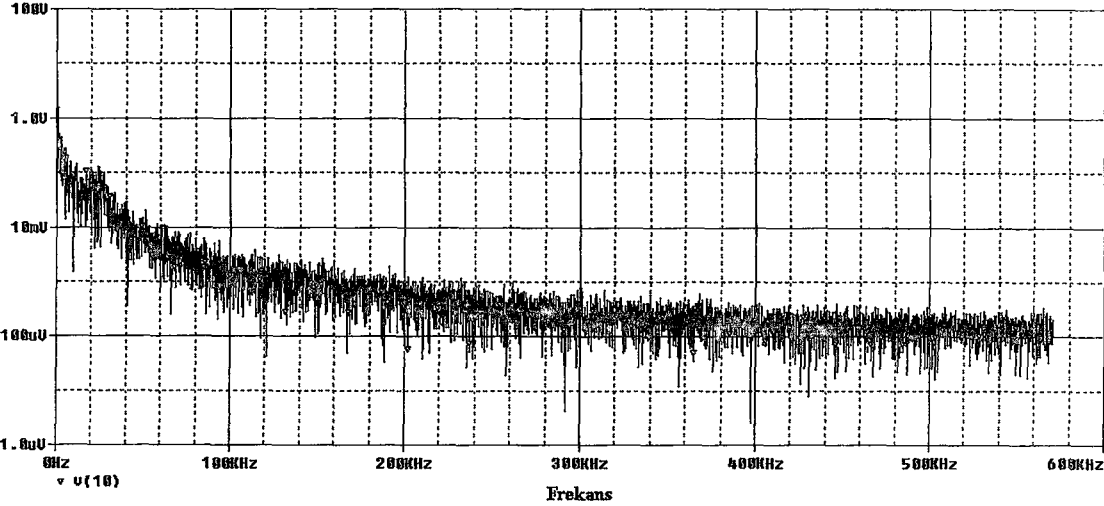


Şekil Ek-1.2. 2+2³li çeker davranışı için y-z gösterimi

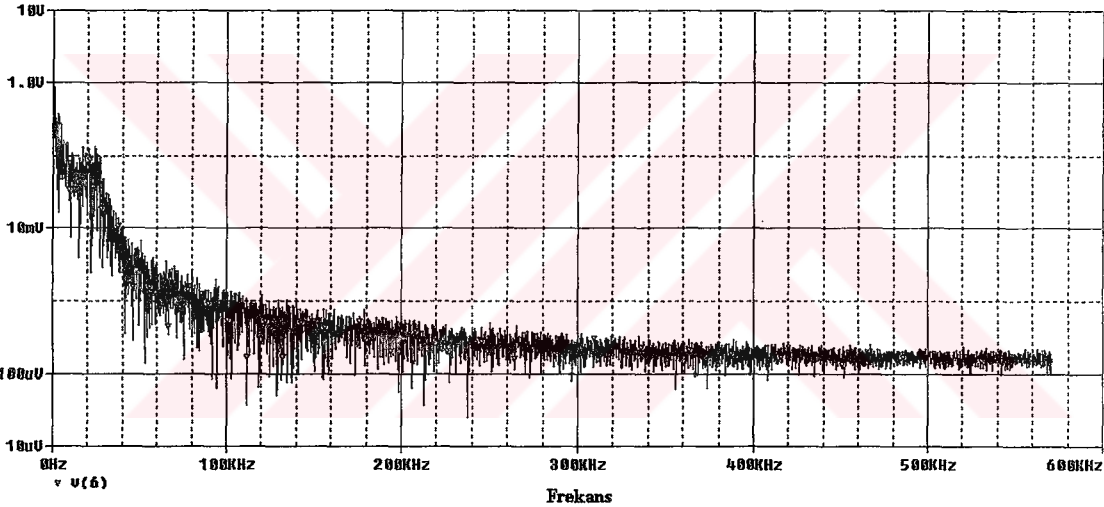


Şekil Ek-1.3. 2+2³li davranışı için x-z gösterimi

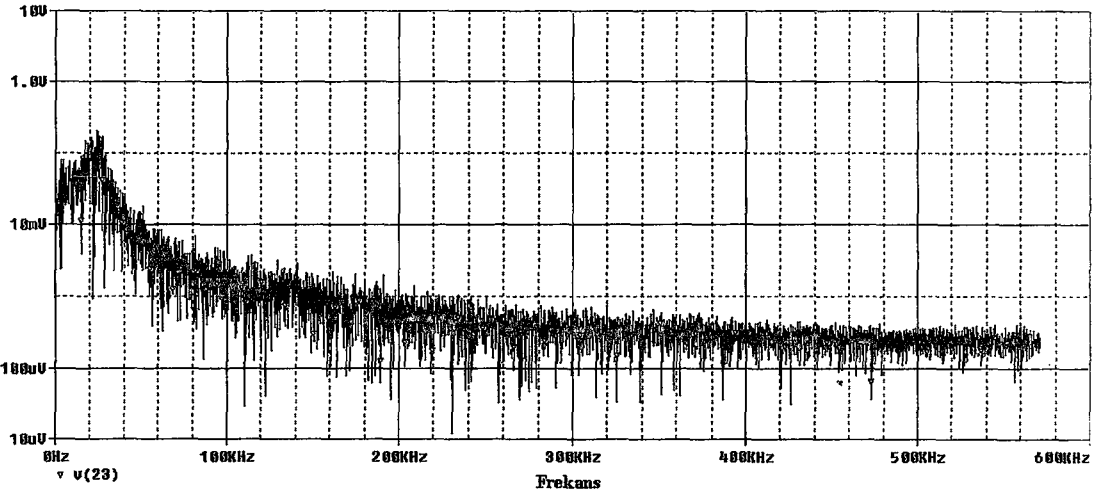
Kaotik sinyallerin güç spektrumları



Şekil Ek-1.4. x sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-1.5. y sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-1.6. z sinyalinin güç spektrumu

Ek-2 2+4'lü Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

C3 1 0 1NF IC=-1
R4 1 0 9.5K
R2 2 0 9.5K
C2 3 0 1NF IC=1
C1 9 0 1NF IC=-2
R11 7 8 5.1K
R21 8 10 5.1K
VCCP 15 0 15V
VCCN 16 0 -15V
RS1P 15 17 4.7
RS1N 16 18 4.7
CP1P 17 0 0.22UF
CP1N 18 0 0.22UF
X1 1 2 17 18 6 3 AD844A
RS2P 15 19 4.7
RS2N 16 20 4.7
CP2P 19 0 0.22UF
CP2N 20 0 0.22UF
X2 6 7 19 20 10 9 AD844A
R23 23 0 100meg
RS3P 15 21 4.7
RS3N 16 22 4.7
CP3P 21 0 0.22UF
CP3N 22 0 0.22UF
X3 0 8 21 22 23 1 AD844A
RS4P 15 26 4.7
RS4N 16 27 4.7
CP4P 26 0 0.22UF
CP4N 27 0 0.22UF
RP 31 0 100MEG
X4 0 28 26 27 31 9 AD844A
RY1 29 28 100K
RY2 30 28 100K
RY3 80 28 100K
RY4 100 28 100K

RRY1 15 29 1K
RRY2 15 30 1K
RRY3 15 80 1K
RRY4 15 100 1K
VX3 40 0 -1
X5 6 40 29 0 16 16 LM111/NS
VX4 32 0 1
X6 6 32 30 15 16 16 LM111/NS
VX6 90 0 2
X10 6 90 80 15 16 16 LM111/NS
VX7 110 0 -2
X11 6 110 100 0 16 16 LM111/NS
RR1 15 11 1K
RX1 8 11 37K
VX1 25 0 -1
X7 25 10 11 15 16 0 LM111/NS

* LM311N
* 3 Pozitif Giriş
* 2 Negatif Giriş
* 1 Çıkış
* 8 Pozitif Besleme
* 4 Negatif Besleme
* 104 Toprak ya da Emiter Çıkışı

.SUBCKT LM111/NS 3 2 1 8 4 104

* MODELİN DOĞRU ÇALIŞMASI İÇİN SET .OPTIONS GMIN=1E-16

vos 2 13 dc 0.0007

iee 8 10 dc 1e-4

rc_q1 11 4 1517.2

rc_q2 12 4 1517.2

re_q1 10 6 1000

re_q2 10 7 1000

q1 11 3 6 mq1

q2 12 13 7 mq2

gsup 8 4 33 4 1

rsup 8 45 33333.3

dsup 45 4 mds

iiis 4 33 dc 0.00395

ris 33 4 1 TC=-0.00379747, -3.55271e-20
gl 4 25 12 11 10
rcl 25 4 10
dcl1 25 26 md0
dcl2 27 25 md0
vcl1 26 4 dc 9.4
vcl2 4 27 dc 9.4
g2 4 16 25 4 0.01
d3 16 18 md1
d4 17 16 md1
v1 18 4 dc 0
v2 4 17 dc 0
gb 4 20 12 11 100
rb 20 4 10
h1 22 4 poly(1) v1 0 1089.83 -4491.35
h2 4 21 poly(1) v2 0 1089.83 -4491.35
db1 20 22 mdb1
db2 21 20 mdb1
gt 4 30 20 4 1e-5
rt 30 4 100k
ct 30 4 0.8116e-12
gc 4 35 30 4 0.003448
rc 35 4 1k
go 104 40 35 4 -0.01
ro 104 40 10
eob 41 40 45 4 1
rr 1 104 1meg
co 40 104 10p
voe 42 104 dc -0.0477
qo 1 41 42 mqo
.model mq1 pnp bf=805.452 xtb=1.1526
.model mq2 pnp bf=861.069 xtb=1.1526
.model md0 d is=1e-10 rs=0.01
.model md1 d is=1e-12
.model mdb1 d
.model mds d is=1e-16
.model mqo npn bf=100 rc=13.4286 isc=1.8e-10 br=10 nr=0.95 cjs=5p cjc=1p tf=2n

.ENDS

* AD844AN

* 1 Faz Çevirmeyen Uç

* 2 Faz Çeviren Uç

* 99 Pozitif Besleme

* 50 Negatif Besleme

* 28 Çıkış

* 12 Kompanzasyon Düğümü

.SUBCKT AD844A 1 2 99 50 28 12

R1 99 8 1E3

R2 10 50 1E3

V1 99 9 6.6

D1 9 8 DX

V2 11 50 6.6

D2 10 11 DX

I1 99 5 200E-6

I2 4 50 200E-6

Q1 50 3 5 QP

Q2 99 3 4 QN

Q3 8 6 30 QN

Q4 10 7 30 QP

R3 5 6 300E3

R4 4 7 300E3

C1 99 6 8.8E-15

C2 50 7 8.8E-15

GB1 99 1 POLY(1) 1 22 400E-9 150E-9

GB2 99 30 POLY(1) 1 22 450E-9 160E-9

VOS 3 1 300E-6

LS1 30 2 1E-8

CS1 99 2 1E-12

CS2 50 2 1E-12

EREF 97 0 22 0 1

R5 12 97 2.2E6

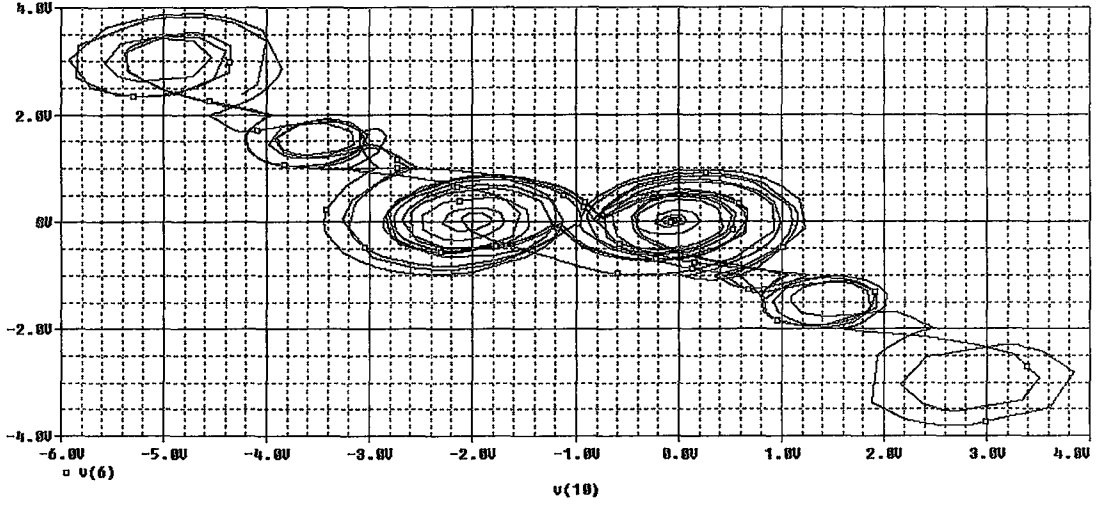
C3 12 97 5.5E-12

G1 97 12 99 8 1E-3

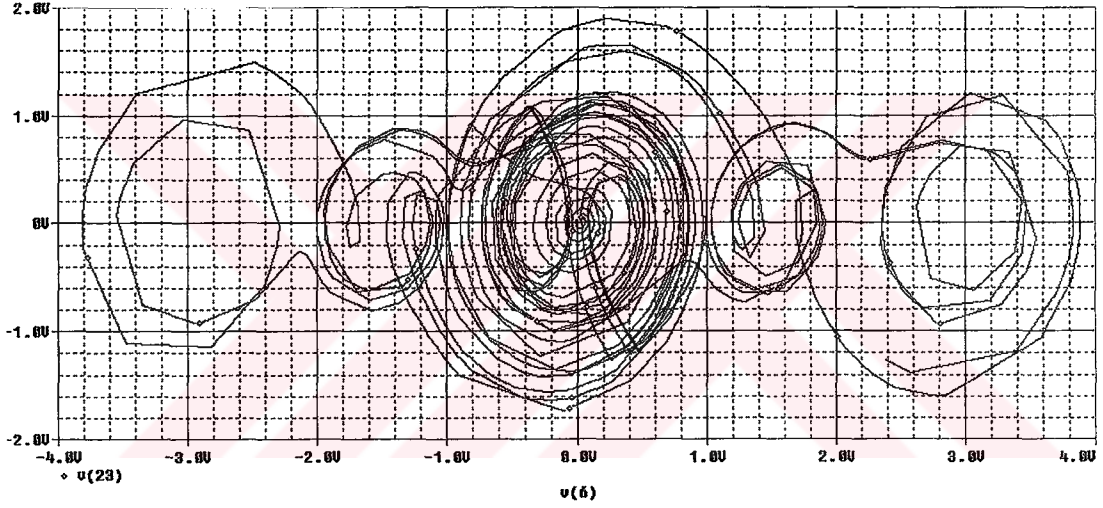
G2 12 97 10 50 1E-3

V3 99 13 5.3

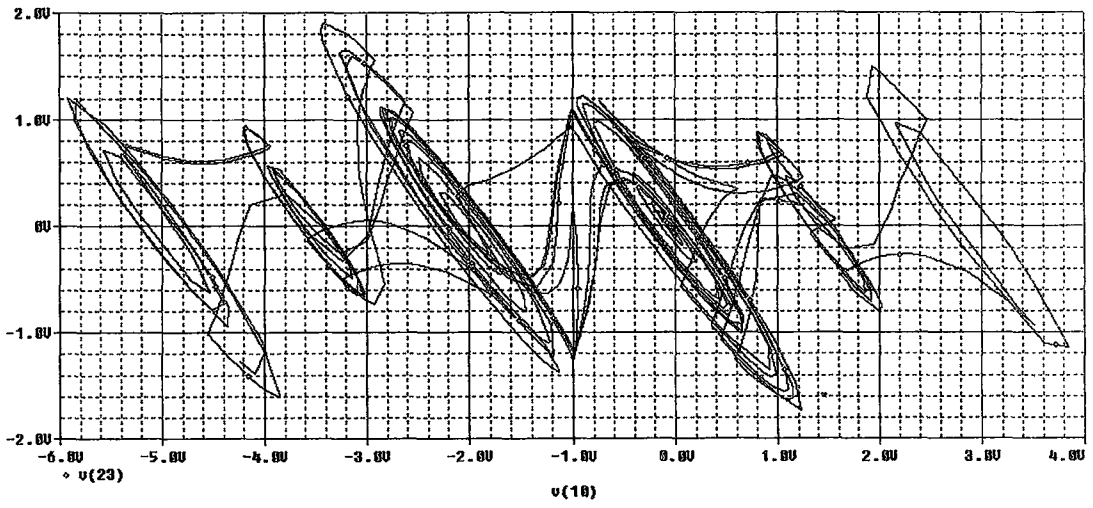
V4 14 50 5.3
D3 12 13 DX
D4 14 12 DX
R8 17 97 1E6
C4 17 97 3.18E-15
G4 97 17 12 22 1E-6
R12 21 97 1E6
C8 21 97 0.318E-15
G8 97 21 17 22 1E-6
ISY 99 50 6.1E-3
R13 22 99 16.7E3
R14 22 50 16.7E3
R15 27 99 30
R16 27 50 30
L2 27 28 6E-8
G9 25 50 21 27 33.33E-3
G10 26 50 27 21 33.33E-3
G11 27 99 99 21 33.33E-3
G12 50 27 21 50 33.33E-3
V5 23 27 0.5
V6 27 24 0.5
D5 21 23 DX
D6 24 21 DX
D7 99 25 DX
D8 99 26 DX
D9 50 25 DY
D10 50 26 DY
.MODEL QN NPN(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL QP PNP(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL DY D(IS=1E-15 BV=50)
.ENDS
.PROBE
.OPTIONS GMIN=1E-8
.TRAN .01US 2MS UIC
.END



Şekil Ek-2.1. 2+4'lü çeker davranışı için x-y gösterimi

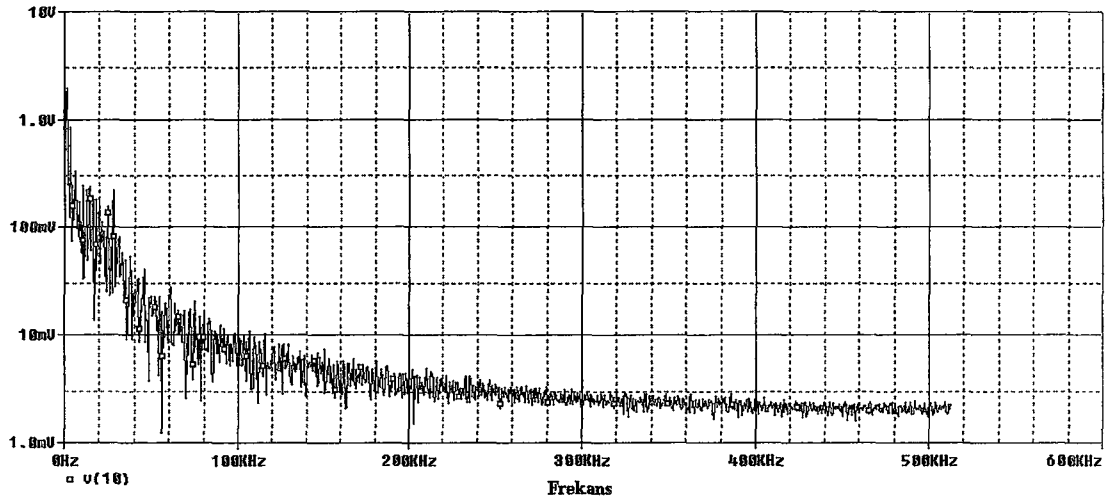


Şekil Ek-2.2. 2+4'lü çeker davranışı için y-z gösterimi

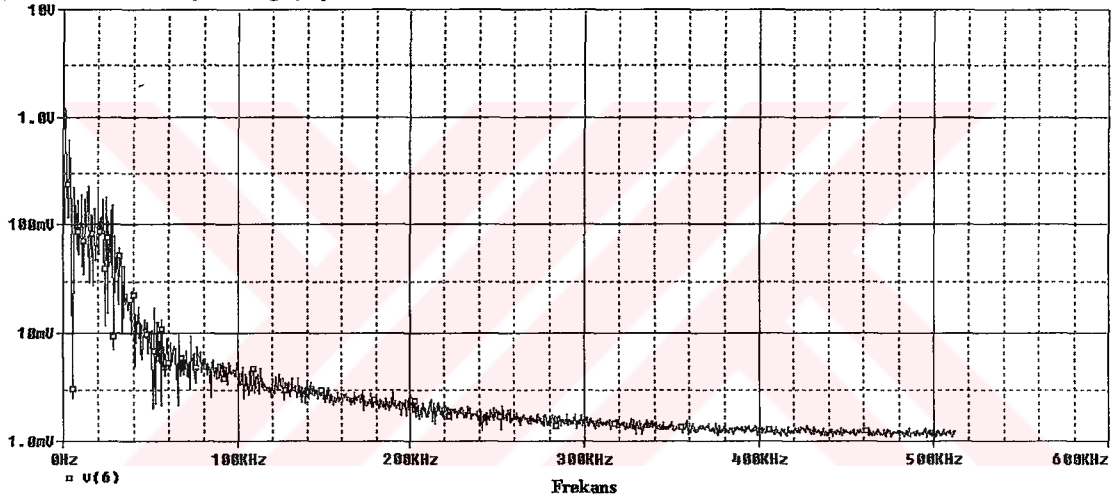


Şekil Ek-2.3. 2+4'lü çeker davranışı için x-z gösterimi

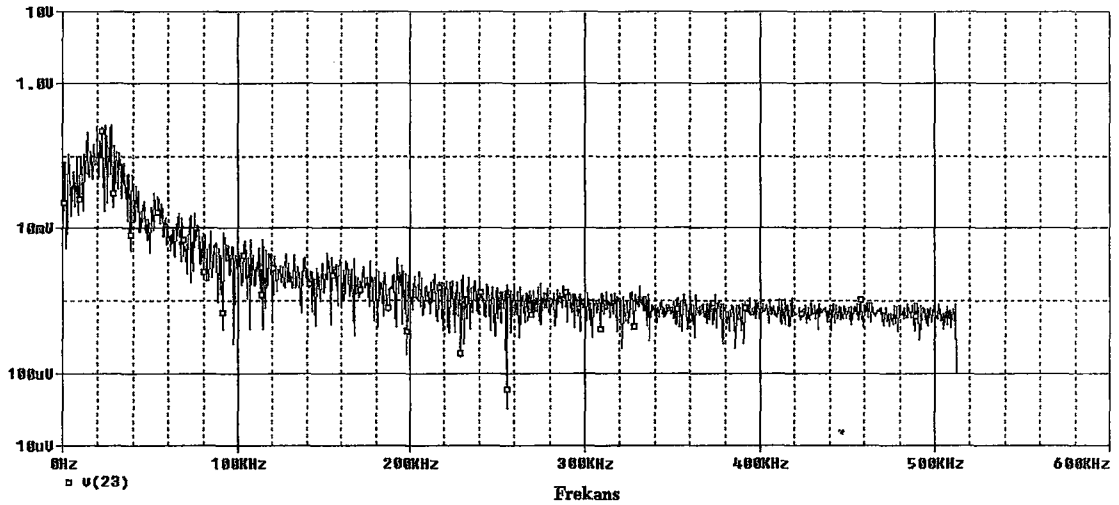
Kaotik sinyallerin güç spektrumları



Şekil Ek-2.4. x sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-2.5. y sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-2.6. z sinyalinin güç spektrumu

Ek-3 İki Boyutlu 3'lü Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

C3 1 0 1NF IC=-1
R4 1 0 10K
R2 2 0 10K
C2 3 0 1NF IC=1
C1 9 0 1NF IC=-2
R11 7 8 5.1K
R21 8 10 5.1K
VCCP 15 0 15V
VCCN 16 0 -15V
RS1P 15 17 4.7
RS1N 16 18 4.7
CP1P 17 0 0.22UF
CP1N 18 0 0.22UF
X1 1 2 17 18 6 3 AD844A
RS2P 15 19 4.7
RS2N 16 20 4.7
CP2P 19 0 0.22UF
CP2N 20 0 0.22UF
X2 6 7 19 20 10 9 AD844A
R23 23 0 100meg
RS3P 15 21 4.7
RS3N 16 22 4.7
CP3P 21 0 0.22UF
CP3N 22 0 0.22UF
X3 0 8 21 22 23 1 AD844A
RS4P 15 26 4.7
RS4N 16 27 4.7
CP4P 26 0 0.22UF
CP4N 27 0 0.22UF
RP 31 0 100MEG
X4 0 28 26 27 31 9 AD844A
RY1 29 28 80K
RY2 30 28 80K
RRY1 15 29 1K
RRY2 15 30 1K

VX3 40 0 -1

X5 6 40 29 0 16 16 LM111/NS

VX4 32 0 1

X6 6 32 30 0 16 16 LM111/NS

* LM311N

* 3 Pozitif Giriş

* 2 Negatif Giriş

* 1 Çıkış

* 8 Pozitif Besleme

* 4 Negatif Besleme

* 104 Toprak ya da Emiter Çıkışı

.SUBCKT LM111/NS 3 2 1 8 4 104

* MODELİN DOĞRU ÇALIŞMASI İÇİN SET .OPTIONS GMIN=1E-16

vos 2 13 dc 0.0007

iee 8 10 dc 1e-4

rc_q1 11 4 1517.2

rc_q2 12 4 1517.2

re_q1 10 6 1000

re_q2 10 7 1000

q1 11 3 6 mq1

q2 12 13 7 mq2

gsup 8 4 33 4 1

rsup 8 45 33333.3

dsup 45 4 mds

iis 4 33 dc 0.00395

ris 33 4 1 TC=-0.00379747, -3.55271e-20

gl 4 25 12 11 10

rel 25 4 10

dcl1 25 26 md0

dcl2 27 25 md0

vcl1 26 4 dc 9.4

vcl2 4 27 dc 9.4

g2 4 16 25 4 0.01

d3 16 18 md1

d4 17 16 md1

v1 18 4 dc 0

v2 4 17 dc 0

gb 4 20 12 11 100
rb 20 4 10
h1 22 4 poly(1) v1 0 1089.83 -4491.35
h2 4 21 poly(1) v2 0 1089.83 -4491.35
db1 20 22 mdb1
db2 21 20 mdb1
gt 4 30 20 4 1e-5
rt 30 4 100k
ct 30 4 0.8116e-12
gc 4 35 30 4 0.003448
rc 35 4 1k
go 104 40 35 4 -0.01
ro 104 40 10
eob 41 40 45 4 1
rr 1 104 1meg
co 40 104 10p
voe 42 104 dc -0.0477
qo 1 41 42 mqo
.model mq1 pnp bf=805.452 xtb=1.1526
.model mq2 pnp bf=861.069 xtb=1.1526
.model md0 d is=1e-10 rs=0.01
.model md1 d is=1e-12
.model mdb1 d
.model mds d is=1e-16
.model mqo npn bf=100 rc=13.4286 isc=1.8e-10 br=10 nr=0.95 cjs=5p cjc=1p tf=2n
.ENDS

* 1 Faz Çevirmeyen Uç
* 2 Faz Çeviren Uç
* 99 Pozitif Besleme
* 50 Negatif Besleme
* 28 Çıkış
* 12 Kompanzasyon Düğümü

.SUBCKT AD844A 1 2 99 50 28 12

R1 99 8 1E3

R2 10 50 1E3

V1 99 9 6.6

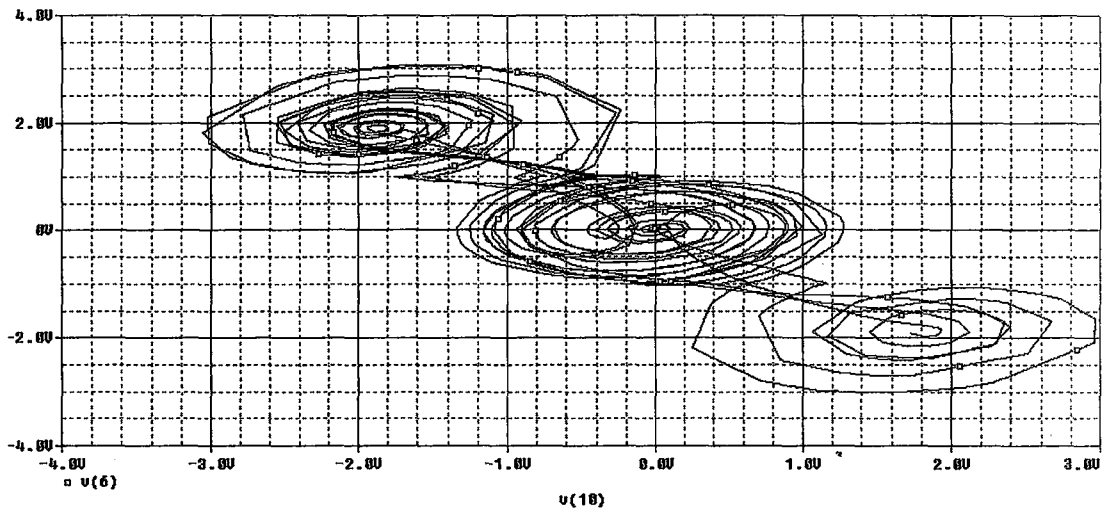
D1 9 8 DX

V2 11 50 6.6
D2 10 11 DX
I1 99 5 200E-6
I2 4 50 200E-6
Q1 50 3 5 QP
Q2 99 3 4 QN
Q3 8 6 30 QN
Q4 10 7 30 QP
R3 5 6 300E3
R4 4 7 300E3
C1 99 6 8.8E-15
C2 50 7 8.8E-15
GB1 99 1 POLY(1) 1 22 400E-9 150E-9
GB2 99 30 POLY(1) 1 22 450E-9 160E-9
VOS 3 1 300E-6
LS1 30 2 1E-8
CS1 99 2 1E-12
CS2 50 2 1E-12
EREF 97 0 22 0 1
R5 12 97 2.2E6
C3 12 97 5.5E-12
G1 97 12 99 8 1E-3
G2 12 97 10 50 1E-3
V3 99 13 5.3
V4 14 50 5.3
D3 12 13 DX
D4 14 12 DX
R8 17 97 1E6
C4 17 97 3.18E-15
G4 97 17 12 22 1E-6
R12 21 97 1E6
C8 21 97 0.318E-15
G8 97 21 17 22 1E-6
ISY 99 50 6.1E-3
R13 22 99 16.7E3
R14 22 50 16.7E3
R15 27 99 30

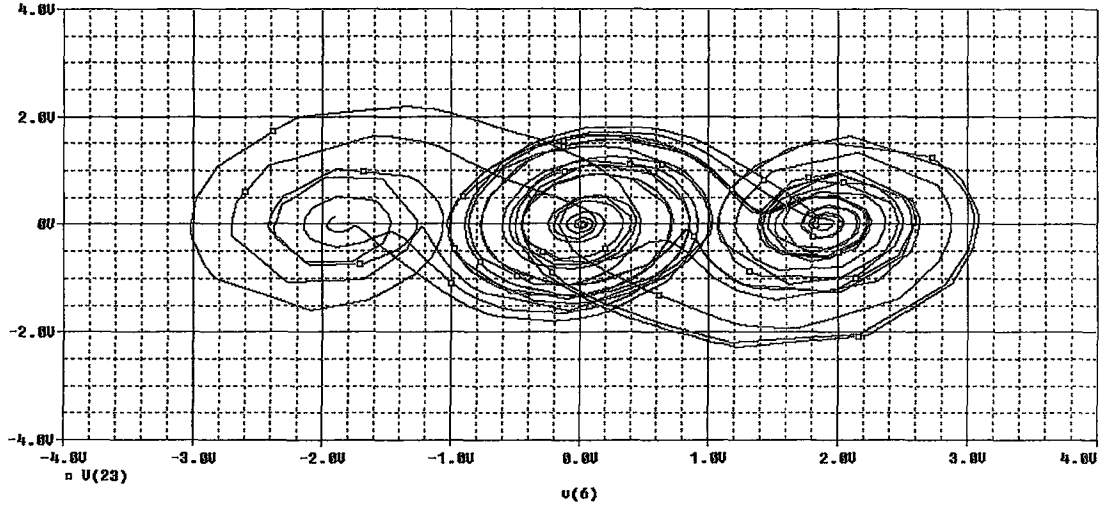
```

R16 27 50 30
L2 27 28 6E-8
G9 25 50 21 27 33.33E-3
G10 26 50 27 21 33.33E-3
G11 27 99 99 21 33.33E-3
G12 50 27 21 50 33.33E-3
V5 23 27 0.5
V6 27 24 0.5
D5 21 23 DX
D6 24 21 DX
D7 99 25 DX
D8 99 26 DX
D9 50 25 DY
D10 50 26 DY
.MODEL QN NPN(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL QP PNP(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL DY D(IS=1E-15 BV=50)
.ENDS
.PROBE
.OPTIONS GMIN=1E-9
.TRAN .01US 2MS UIC
.END

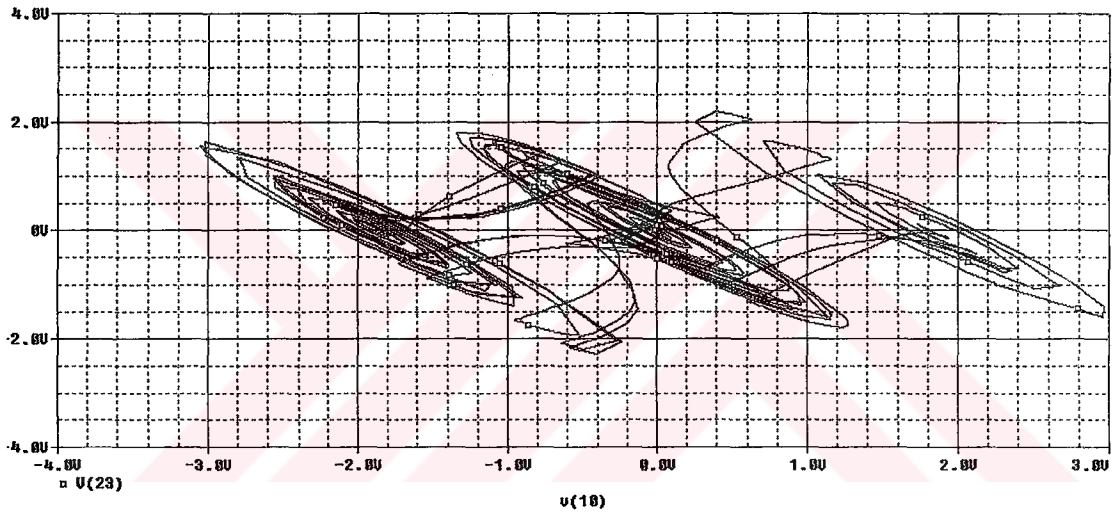
```



Şekil Ek-3.1. İki boyutlu 3'lü çeker için x-y gösterimi

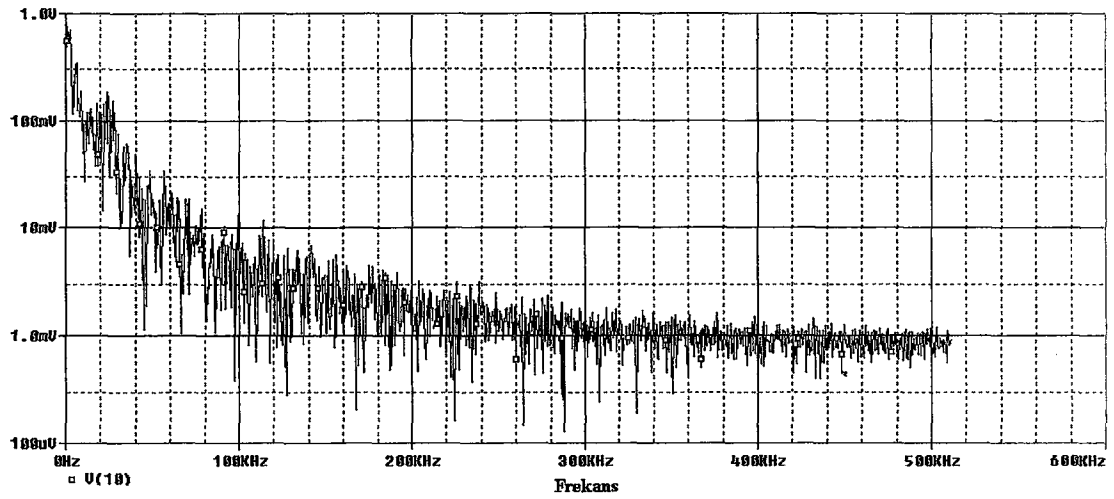


Şekil Ek-3.2. İki boyutlu 3'lü çeker için y-z gösterimi

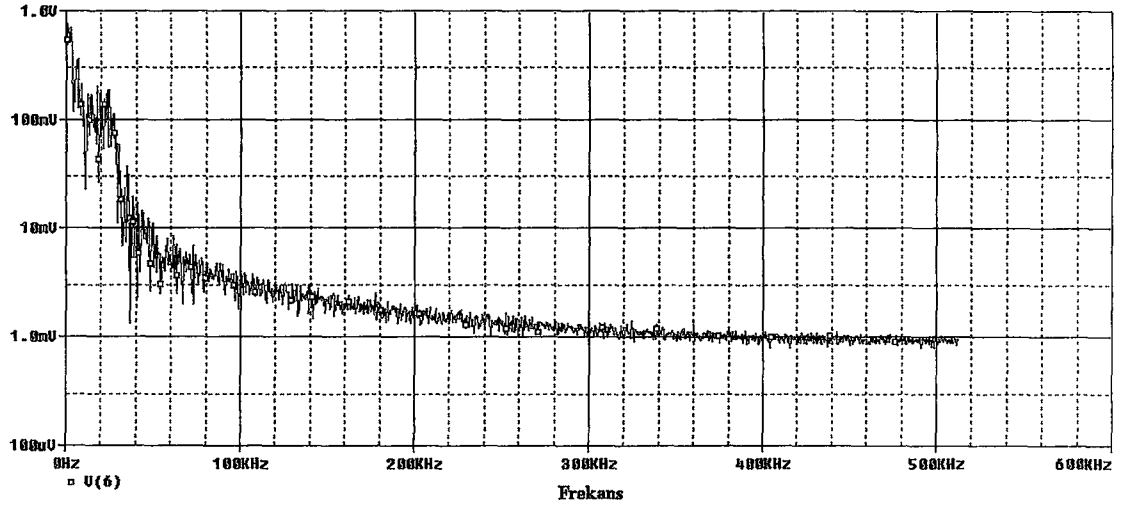


Şekil Ek-3.3. İki boyutlu 3'lü çeker için x-z gösterimi

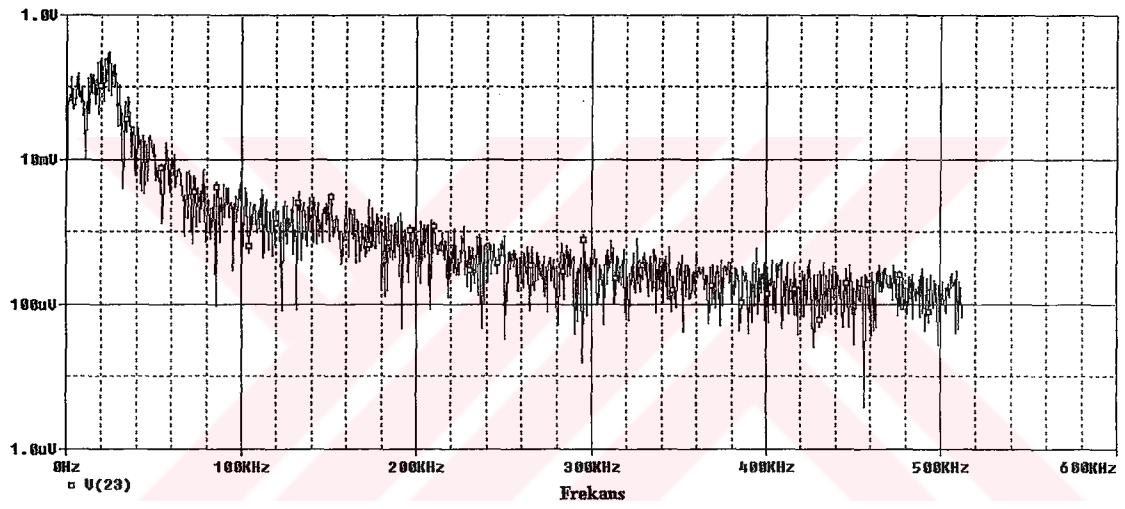
Kaotik sinyallerin güç spektrumları



Şekil Ek-3.4. x sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-3.5. y sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-3.6. z sinyalinin güç spektrumu

Ek-4 İki Boyutlu 5'li Çeker İçin Pspice Modeli ve Program Çıktıları

C3 1 0 1NF IC=-1
R4 1 0 9K
R2 2 0 9K
C2 3 0 1NF IC=1
C1 9 0 1NF IC=-2
R11 7 8 5.1K
R21 8 10 5.1K
VCCP 15 0 15V
VCCN 16 0 -15V
RS1P 15 17 4.7
RS1N 16 18 4.7
CP1P 17 0 0.22UF
CP1N 18 0 0.22UF
X1 1 2 17 18 6 3 AD844A
RS2P 15 19 4.7
RS2N 16 20 4.7
CP2P 19 0 0.22UF
CP2N 20 0 0.22UF
X2 6 7 19 20 10 9 AD844A
R23 23 0 100meg
RS3P 15 21 4.7
RS3N 16 22 4.7
CP3P 21 0 0.22UF
CP3N 22 0 0.22UF
X3 0 8 21 22 23 1 AD844A
RS4P 15 26 4.7
RS4N 16 27 4.7
CP4P 26 0 0.22UF
CP4N 27 0 0.22UF
RP 31 0 100MEG
X4 0 28 26 27 31 9 AD844A
RY3 33 28 100K
RY1 29 28 100K
RY2 30 28 100K
RY4 50 28 100K

RRY3 15 33 1K

RRY1 15 29 1K

RRY2 15 30 1K

RRY4 15 50 1K

VX6 34 0 -1

X8 6 34 33 0 16 16 LM111/NS

VX3 40 0 -2

X5 6 40 29 0 16 16 LM111/NS

VX4 32 0 2

X6 6 32 30 0 16 16 LM111/NS

VX10 60 0 1

X10 6 60 50 0 16 16 LM111/NS

* LM311N

* 3 Pozitif Giriş

* 2 Negatif Giriş

* 1 Çıkış

* 8 Pozitif Besleme

* 4 Negatif Besleme

* 104 Toprak ya da Emiter Çıkışı

.SUBCKT LM111/NS 3 2 1 8 4 104

* MODELİN DOĞRU ÇALIŞMASI İÇİN SET .OPTIONS GMIN=1E-16

vos 2 13 dc 0.0007

iee 8 10 dc 1e-4

rc_q1 11 4 1517.2

rc_q2 12 4 1517.2

re_q1 10 6 1000

re_q2 10 7 1000

q1 11 3 6 mq1

q2 12 13 7 mq2

gsup 8 4 33 4 1

rsup 8 45 33333.3

dsup 45 4 mds

iis 4 33 dc 0.00395

ris 33 4 1 TC=-0.00379747, -3.55271e-20

gl 4 25 12 11 10

rcl 25 4 10

dcl1 25 26 md0

dcl2 27 25 md0
vcl1 26 4 dc 9.4
vcl2 4 27 dc 9.4
g2 4 16 25 4 0.01
d3 16 18 md1
d4 17 16 md1
v1 18 4 dc 0
v2 4 17 dc 0
gb 4 20 12 11 100
rb 20 4 10
h1 22 4 poly(1) v1 0 1089.83 -4491.35
h2 4 21 poly(1) v2 0 1089.83 -4491.35
db1 20 22 mdb1
db2 21 20 mdb1
gt 4 30 20 4 1e-5
rt 30 4 100k
ct 30 4 0.8116e-12
gc 4 35 30 4 0.003448
rc 35 4 1k
go 104 40 35 4 -0.01
ro 104 40 10
eob 41 40 45 4 1
rr 1 104 1meg
co 40 104 10p
voe 42 104 dc -0.0477
qo 1 41 42 mqo
.model mq1 pnp bf=805.452 xtb=1.1526
.model mq2 pnp bf=861.069 xtb=1.1526
.model md0 d is=1e-10 rs=0.01
.model md1 d is=1e-12
.model mdb1 d
.model mds d is=1e-16
.model mqo npn bf=100 rc=13.4286 isc=1.8e-10 br=10 nr=0.95 cjs=5p cjc=1p tf=2n
.ENDS
* AD844AN
* 1 Faz Çevirmeyen Uç
* 2 Faz Çeviren Uç

* 99 Pozitif Besleme
* 50 Negatif Besleme
* 28 Çıkış
* 12 Kompanzasyon Düğümü

.SUBCKT AD844A 1 2 99 50 28 12

R1 99 8 1E3

R2 10 50 1E3

V1 99 9 6.6

D1 9 8 DX

V2 11 50 6.6

D2 10 11 DX

I1 99 5 200E-6

I2 4 50 200E-6

Q1 50 3 5 QP

Q2 99 3 4 QN

Q3 8 6 30 QN

Q4 10 7 30 QP

R3 5 6 300E3

R4 4 7 300E3

C1 99 6 8.8E-15

C2 50 7 8.8E-15

GB1 99 1 POLY(1) 1 22 400E-9 150E-9

GB2 99 30 POLY(1) 1 22 450E-9 160E-9

VOS 3 1 300E-6

LS1 30 2 1E-8

CS1 99 2 1E-12

CS2 50 2 1E-12

EREF 97 0 22 0 1

R5 12 97 2.2E6

C3 12 97 5.5E-12

G1 97 12 99 8 1E-3

G2 12 97 10 50 1E-3

V3 99 13 5.3

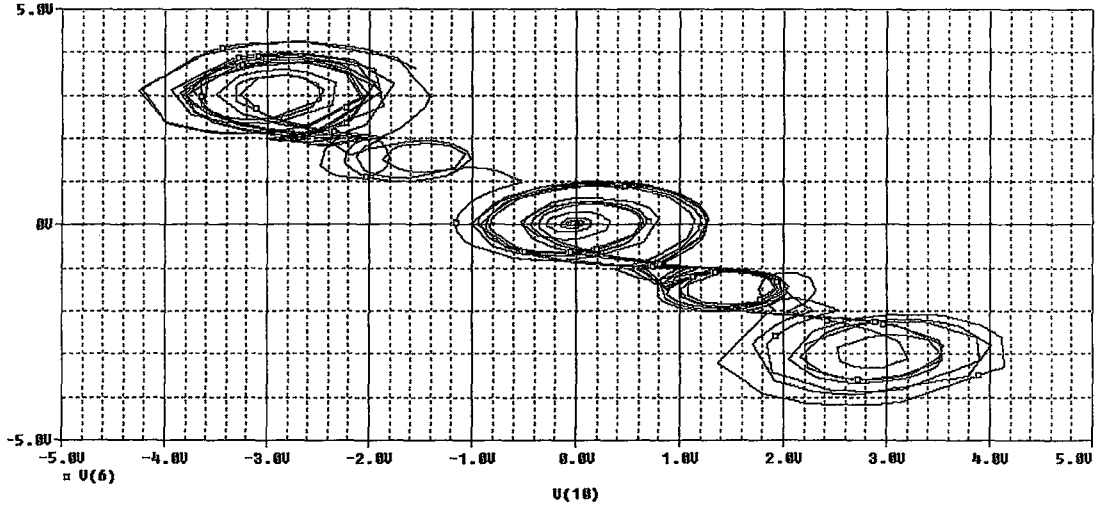
V4 14 50 5.3

D3 12 13 DX

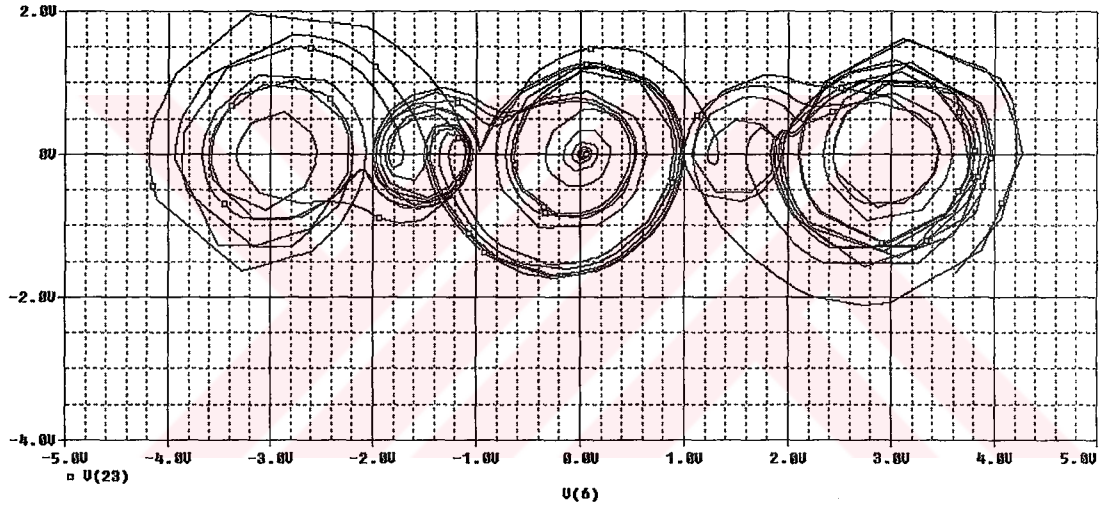
D4 14 12 DX

R8 17 97 1E6

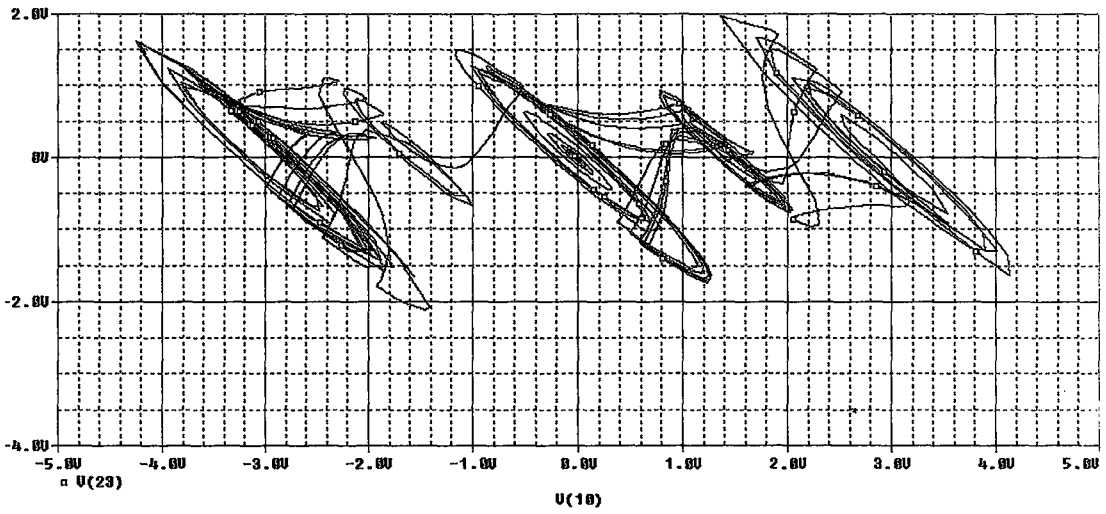
C4 17 97 3.18E-15
G4 97 17 12 22 1E-6
R12 21 97 1E6
C8 21 97 0.318E-15
G8 97 21 17 22 1E-6
ISY 99 50 6.1E-3
R13 22 99 16.7E3
R14 22 50 16.7E3
R15 27 99 30
R16 27 50 30
L2 27 28 6E-8
G9 25 50 21 27 33.33E-3
G10 26 50 27 21 33.33E-3
G11 27 99 99 21 33.33E-3
G12 50 27 21 50 33.33E-3
V5 23 27 0.5
V6 27 24 0.5
D5 21 23 DX
D6 24 21 DX
D7 99 25 DX
D8 99 26 DX
D9 50 25 DY
D10 50 26 DY
.MODEL QN NPN(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL QP PNP(BF=1E9 IS=1E-15)
.MODEL DX D(IS=1E-15)
.MODEL DY D(IS=1E-15 BV=50)
.ENDS
.PROBE
.OPTIONS GMIN=1E-9
.TRAN .001US 2MS UIC
.END



Şekil Ek-4.1. İki boyutlu 5'li çeker için x-y gösterimi

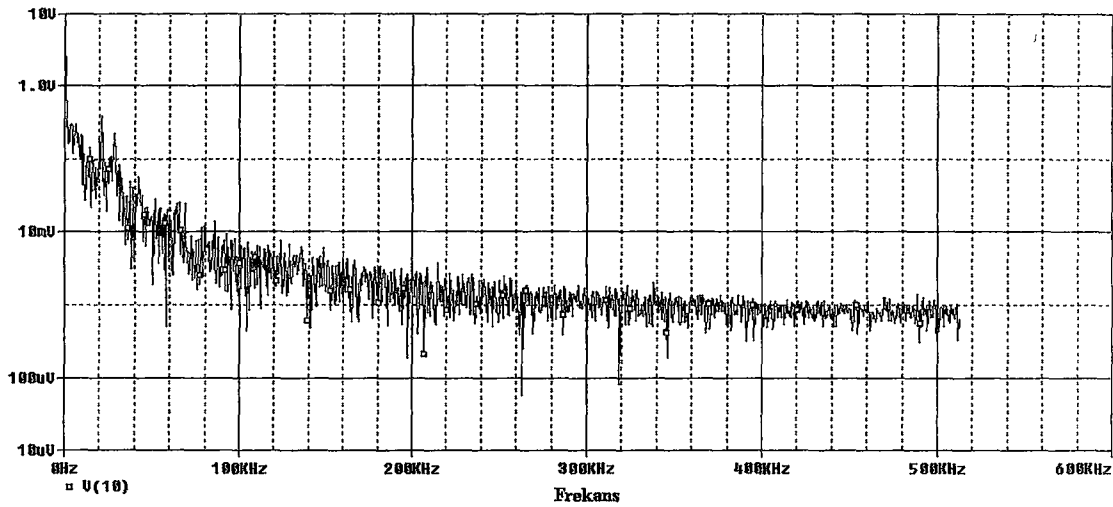


Şekil Ek-4.2. İki boyutlu 5'li çeker için y-z gösterimi

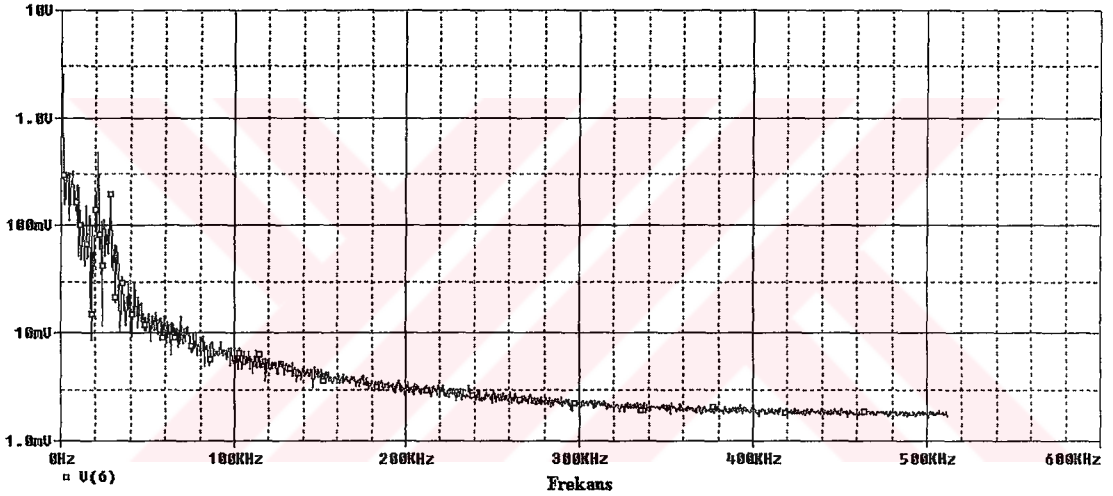


Şekil Ek-4.3. İki boyutlu 5'li çeker için x-z gösterimi

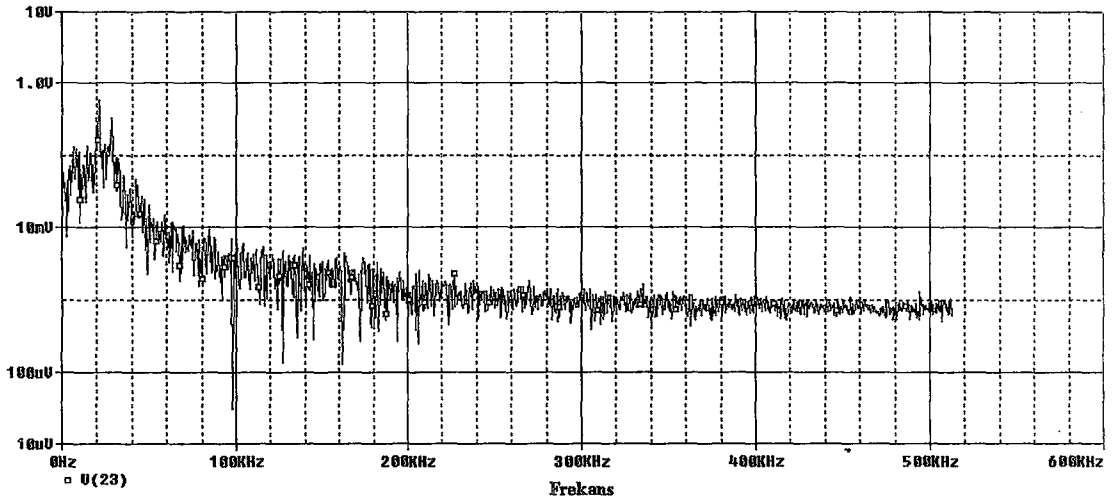
Kaotik sinyallerin güç spektrumları



Şekil Ek-4.4. x sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-4.5. y sinyalinin güç spektrumu



Şekil Ek-4.6. z sinyalinin güç spektrumu

Ek-5 AD844AN Entegresinin Temel Özellikleri



60 MHz, 2000 V/ μ s
Monolithic Op Amp

AD844

FEATURES

Wide Bandwidth: 60 MHz at Gain of -1
Wide Bandwidth: 33 MHz at Gain of -10
Very High Output Slew Rate: Up to 2000 V/ μ s
20 MHz Full Power Bandwidth, 20 V p-p, $R_L = 500 \Omega$
Fast Settling: 100 ns to 0.1% (10 V Step)
Differential Gain Error: 0.03% at 4.4 MHz
Differential Phase Error: 0.158 at 4.4 MHz
High Output Drive: 650 mA into 50 Ω Load
Low Offset Voltage: 150 mV Max (B Grade)
Low Quiescent Current: 6.5 mA
Available in Tape and Reel in Accordance with
EIA-481A Standard

APPLICATIONS

Flash ADC Input Amplifiers
High-Speed Current DAC Interfaces
Video Buffers and Cable Drivers
Pulse Amplifiers

PRODUCT DESCRIPTION

The AD844 is a high-speed monolithic operational amplifier fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CP) process. It combines high bandwidth and very fast large signal response with excellent dc performance. Although optimized for use in current to voltage applications and as an inverting mode amplifier, it is also suitable for use in many noninverting applications.

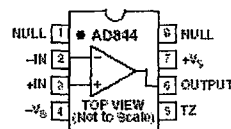
The AD844 can be used in place of traditional op amps, but its current feedback architecture results in much better ac performance, high linearity and an exceptionally clean pulse response.

This type of op amp provides a closed-loop bandwidth which is determined primarily by the feedback resistor and is almost independent of the closed-loop gain. The AD844 is free from the slew rate limitations inherent in traditional op amps and other current-feedback op amps. Peak output rate of change can be over 2000 V/ μ s for a full 20 V output step. Settling time is typically 100 ns to 0.1% and essentially independent of gain. The AD844 can drive 50 Ω loads to ± 2.5 V with low distortion and is short circuit protected to 80 mA.

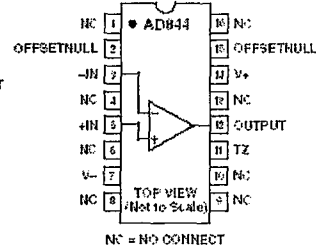
The AD844 is available in four performance grades and three package options. In the 16-lead SOIC (R) package, the AD844 is specified for the commercial temperature range of 0°C to 70°C. The AD844A and AD844B are specified for the industrial temperature range of -40°C to +85°C and are available in the cerdip (Q)

CONNECTION DIAGRAMS

8-Lead Plastic (N),
and Cerdip (Q) Packages



16-Lead SOIC
(R) Package



NC = NO CONNECT

package. The AD844A is also available in an 8-lead plastic mini-DIP (N). The AD844B is specified over the military temperature range of -55°C to +125°C. It is available in the 8-lead cerdip (Q) package. "A" and "B" grade chips and devices processed to MIL-STD-883B, REV. C are also available.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD844 is a versatile, low cost component providing an excellent combination of ac and dc performance.
2. It is essentially free from slew rate limitations. Rise and fall times are essentially independent of output level.
3. The AD844 can be operated from ± 1.5 V to ± 18 V power supplies and is capable of driving loads down to 50 Ω , as well as driving very large capacitive loads using an external network.
4. The offset voltage and input bias currents of the AD844 are laser trimmed to minimize dc errors. V_{OS} drift is typically 1 μ V/°C and bias current drift is typically 0 nA/°C.
5. The AD844 exhibits excellent differential gain and differential phase characteristics, making it suitable for a variety of video applications with bandwidths up to 60 MHz.
6. The AD844 combines low distortion, low noise and low drift with wide bandwidth, making it outstanding as an input amplifier for flash A/D converters.

AD844—SPECIFICATIONS (@ $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_S = \pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD844JA			AD844B			AD844S			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE¹											
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$	5 V–18 V	50	300	50	150	50	300	μV			
vs. Temperature		75	500	75	200	125	500	μV			
vs. Supply		1		1	5	1	5	$\mu\text{V}/\text{V}$			
Initial		4	20	4	10	1	20	$\mu\text{V}/\text{V}$			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		4		4	10	1	20	$\mu\text{V}/\text{V}$			
vs. Common Mode	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$										
Initial		10	35	10	20	10	35	$\mu\text{V}/\text{V}$			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		10		10	20	10	35	$\mu\text{V}/\text{V}$			
INPUT BIAS CURRENT¹											
Input Bias Current ¹	5 V–18 V	200	450	150	250	200	450	nA			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		800	1500	750	1100	1900	2500	nA			
vs. Temperature		9		9	15	20	30	nA/C			
vs. Supply											
Initial		175	250	175	200	175	250	nA/V			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	220		220	240	220	300	nA/V			
vs. Common Mode											
Initial		90	160	90	110	90	160	nA/V			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		110		110	150	120	200	nA/V			
+Input Bias Current ¹		150	400	100	200	100	400	nA			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		350	700	300	500	800	1300	nA			
vs. Temperature	5 V–18 V	3		3	7	7	15	nA/C			
vs. Supply											
Initial		80	150	80	100	80	150	nA/V			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$			100		100	120	120	200	nA/V		
vs. Common Mode		$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$									
Initial	90		150	90	120	90	150	nA/V			
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$	130			130	190	140	200	nA/V			
INPUT CHARACTERISTICS											
Input Resistance											
–Input		7	50	65	7	50	65	7	50	65	Ω
+Input			10		7	10		7	10		M Ω
Input Capacitance											
–Input			2			2			2		pF
+Input			2			2			2		pF
Input Voltage Range											
Common Mode		± 10			± 10			± 10			V
INPUT VOLTAGE NOISE											
	$f \geq 1\text{ kHz}$		2		2			2			nV/√Hz
INPUT CURRENT NOISE											
–Input	$f \geq 1\text{ kHz}$		10		10			10			pA/√Hz
+Input	$f \geq 1\text{ kHz}$		12		12			12			pA/√Hz
OPEN LOOP TRANSRESISTANCE											
	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$ $R_{\text{LOAD}} = 500\text{ }\Omega$										
$T_{\text{MIN}} - T_{\text{MAX}}$		2.2	3.0	2.8	3.0	2.2	3.0	M Ω			
Transcapacitance		1.3	2.0	1.6	2.0	1.3	1.6	M Ω			
			4.5		4.5		4.5	pF			
DIFFERENTIAL GAIN ERROR²											
	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.03		0.03			0.03			%
DIFFERENTIAL PHASE ERROR²											
	$f = 4.4\text{ MHz}$		0.15		0.15			0.15			Degree
FREQUENCY RESPONSE											
Small Signal Bandwidth											
Gain = -1 ³			60		60			60			MHz
Gain = -10 ⁴			33		33			33			MHz
TOTAL HARMONIC DISTORTION											
	$f = 100\text{ kHz}$, 2 V rms ⁵		0.005		0.005			0.005			%
SETTLING TIME											
10 V Output Step	$\pm 15\text{ V}$ Supplies										
Gain = -1 , to 0.1% ⁶			100		100			100			ns
Gain = -10 , to 0.1% ⁶			100		100			100			ns
2 V Output Step	$\pm 5\text{ V}$ Supplies										
Gain = -1 , to 0.1% ⁶			110		110			110			ns
Gain = -10 , to 0.1% ⁶			100		100			100			ns

Model	Conditions	AD844JA			AD844B			AD844S			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SLEW RATE	Overdriven Input	1200	2000		1700	2000		1200	2000		V/μs
FULL POWER BANDWIDTH $V_{out} = 20\text{ V p-p}^1$ $V_{out} = 2\text{ V p-p}^2$	$V_S = \pm 15\text{ V}$ $V_S = \pm 5\text{ V}$ THD = 3%	20			20			20			MHz
		20			20			20			MHz
OUTPUT CHARACTERISTICS	Voltage Short-Circuit Current Tails, T _{avg} Output Resistance	R _{load} = 500 Ω	10	11	10	11		10	11		±V
				80		80			80		mA
				60		60			60		mA
		Open Loop	15		15			15			Ω
POWER SUPPLY	Operating Range	±4.5			±4.5		±18	±4.5		±18	V
	Quiescent Current	6.5		7.5	6.5		7.5	6.5		7.5	mA
	Tails, T _{avg}	7.5		8.5	7.5		8.5	8.5		9.5	mA

NOTES

¹ Loaded performance after 10 minute warmup at T_a = 25°C.

² Output signal 205 mV p-p centered at 0REI (driving 0 mV to 542 mV 900 Hz) ramp. R_i = 100 Ω, R_L = 500 Ω.

Input signal 0.1 Hz, C_L = 10 pF, R_i = 500 Ω, R_L = 500 Ω, R₂ = 500 Ω in Figure 2.

Input signal 0.1 Hz, C_L = 10 pF, R_i = 500 Ω, R_L = 500 Ω, R₂ = 500 Ω in Figure 2.

T₁ = 10 pF, R_i = 500 Ω, R_L = 1 kΩ, R₂ = 1 kΩ in Figure 1.

C_L = 10 pF, R_i = 500 Ω, R_L = 500 Ω, R₂ = 500 Ω in Figure 2.

Specifications subject to change without notice. All min and max specifications are guaranteed.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

Supply Voltage: $V_S = -18\text{ V to }+18\text{ V}$

Power Dissipation²: $P_D = 1.1\text{ W}$

Output Short-Circuit Duration: Indefinite

Common-Mode Input Voltage: $V_{in} \leq V_S$

Differential Input Voltage: $V_{in} \leq 10\text{ V}$

Inverting Input Current: $I_{in} \leq 5\text{ mA}$

Continuous Output Current: $I_{out} \leq 10\text{ mA}$

Transient Output Current: $I_{out} \leq 10\text{ mA}$

Storage Temperature Range (Q): $-65^\circ\text{C to }+150^\circ\text{C}$

Lead Temperature Range (N, R): $-65^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$

Lead Temperature Range (Soldering 60 sec): 260°C

ESD Rating: 1000 V

NOTES

¹ Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device at these or any other conditions. Stress above those indicated in the operating section of this specification is not implied. Take care to observe maximum ratings conditions for extended period to affect device reliability.

² 8-Lead Plastic Package: $\theta_{JA} = 90^\circ\text{C/W}$

8-Lead Cerdip Package: $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/W}$

16-Lead SOIC Package: $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/W}$

ORDERING GUIDE

Model	Temperature Range	Package Option ³
AD844AN	$-40^\circ\text{C to }+85^\circ\text{C}$	N-8
AD844ACHEPS	$-40^\circ\text{C to }+85^\circ\text{C}$	Die
AD844AQ	$-40^\circ\text{C to }+85^\circ\text{C}$	Q-8
AD844RQ	$-40^\circ\text{C to }+85^\circ\text{C}$	Q-8
AD844HR-16	$-40^\circ\text{C to }70^\circ\text{C}$	R-16
AD844HR-16-RLL1L	$-40^\circ\text{C to }70^\circ\text{C}$	16 Tape and Reel
AD844HR-16-RLL1L7	$-40^\circ\text{C to }70^\circ\text{C}$	7 Tape and Reel
AD844SCHIPS	$-55^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	Die
AD844SQ	$-55^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	Q-8
AD844SQ-882B	$-55^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	Q-8
7-62-880-1-11A	$-55^\circ\text{C to }+125^\circ\text{C}$	Q-8

³ N = Plastic DIP; Q = Cerdip; R = Surface Outlines IC (SOIC).

UNDERSTANDING THE AD844

The AD844 can be used in ways similar to a conventional op amp while providing performance advantages in wideband applications. However, there are important differences in the internal structure which need to be understood in order to optimize the performance of the AD844 op amp.

Open Loop Behavior

Figure 1 shows a current feedback amplifier reduced to essentials. Sources of fixed dc errors such as the inverting node bias current and the offset voltage are excluded from this model and are discussed later. The most important parameter limiting the dc gain is the transresistance, R_t , which is ideally infinite. A finite value of R_t is analogous to the finite open loop voltage gain in a conventional op amp.

The current applied to the inverting input node is replicated by the current conveyor so as to flow in resistor R_1 . The voltage developed across R_1 is buffered by the unity gain voltage follower. Voltage gain is the ratio R_t/R_{IN} . With typical values of $R_t = 3 \text{ M}\Omega$ and $R_{IN} = 50 \Omega$, the voltage gain is about 60,000. The open loop current gain is another measure of gain and is determined by the beta product of the transistors in the voltage follower stage (see Figure 4); it is typically 40,000.

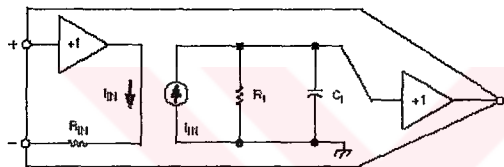


Figure 1. Equivalent Schematic

The important parameters defining ac behavior are the transcapacitance, C_t , and the external feedback resistor (not shown). The time constant formed by these components is analogous to the dominant pole of a conventional op amp, and thus cannot be reduced below a critical value if the closed loop system is to be stable. In practice, C_t is held to as low a value as possible (typically 4.5 pF) so that the feedback resistor can be maximized while maintaining a fast response. The finite R_{IN} also affects the closed loop response in some applications as will be shown.

The open loop ac gain is also best understood in terms of the transimpedance rather than as an open loop voltage gain. The open loop pole is formed by R_t in parallel with C_t . Since C_t is typically 4.5 pF, the open loop corner frequency occurs at about 12 kHz. However, this parameter is of little value in determining the closed loop response.

Response as an Inverting Amplifier

Figure 2 shows the connections for an inverting amplifier. Unlike a conventional amplifier the transient response and the small signal bandwidth are determined primarily by the value of the external feedback resistor, R_1 , rather than by the ratio of R_1/R_2 as is customarily the case in an op amp application. This is a direct result of the low impedance at the inverting input. As with conventional op amps, the closed loop gain is $-R_1/R_2$.

The closed loop transresistance is simply the parallel sum of R_1 and R_t . Since R_1 will generally be in the range 500 Ω to 2 k Ω and R_t is about 3 M Ω the closed loop transresistance will be only 0.02% to 0.07% lower than R_1 . This small error will often be less than the resistor tolerance.

When R_1 is fairly large (above 5 k Ω) but still much less than R_t , the closed loop HF response is dominated by the time constant R_1C_t . Under such conditions the AD844 is over-damped and will provide only a fraction of its bandwidth potential. Because of the absence of slew rate limitations under these conditions, the circuit will exhibit a simple single pole response even under large signal conditions.

In Figure 2, R_3 is used to properly terminate the input if desired. R_3 in parallel with R_2 gives the terminated resistance. As R_1 is lowered, the signal bandwidth increases, but the time constant R_1C_t becomes comparable to higher order poles in the closed loop response. Therefore, the closed loop response becomes complex, and the pulse response shows overshoot. When R_2 is much larger than the input resistance, R_{IN} , at Pin 2, most of the feedback current in R_1 is delivered to this input; but as R_2 becomes comparable to R_{IN} , less of the feedback is absorbed at Pin 2, resulting in a more heavily damped response. Consequently, for low values of R_2 it is possible to lower R_1 without causing instability in the closed loop response. Table I lists combinations of R_1 and R_2 and the resulting frequency response for the circuit of Figure 2. TPC 13 shows the very clean and fast $\pm 10 \text{ V}$ pulse response of the AD844.

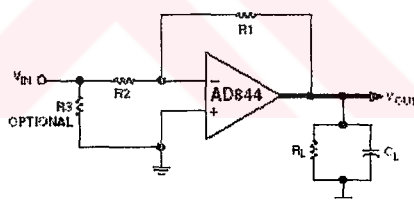


Figure 2. Inverting Amplifier

Table I.

Gain	R1	R2	BW (MHz)	GBW (MHz)
-1	1 k Ω	1 k Ω	35	35
-1	500 Ω	500 Ω	60	60
-2	2 k Ω	1 k Ω	15	30
-2	1 k Ω	500 Ω	30	60
-5	5 k Ω	1 k Ω	5.2	26
-5	500 Ω	100 Ω	49	245
-10	1 k Ω	100 Ω	23	230
10	500 Ω	50 Ω	33	330
20	1 k Ω	50 Ω	21	420
-100	5 k Ω	50 Ω	3.2	320
+100	5 k Ω	50 Ω	0	000

Response as an I-V Converter

The AD844 works well as the active element in an operational current to voltage converter, used in conjunction with an external scaling resistor, R_1 , in Figure 3. This analysis includes the stray capacitance, C_s , of the current source, which might be a high speed DAC. Using a conventional op amp, this capacitance forms a "nuisance pole" with R_1 which destabilizes the closed loop response of the system. Most op amps are internally compensated for the fastest response at unity gain, so the pole due to R_1 and C_s reduces the already narrow phase margin of the system. For example, if R_1 were 2.5 k Ω a C_s of 15 pF would place this pole at a frequency of about 4 MHz, well within the response range of even a medium speed operational amplifier. In a current feedback amp this nuisance pole is no longer determined by R_1 but by the input resistance, R_{IN} . Since this is about 50 Ω for the AD844, the same 15 pF forms a pole 212 MHz and causes little trouble. It can be shown that the response of this system is

$$V_{OUT} = -I_{sig} \frac{K R_1}{(1 + sT_d)(1 + sT_r)}$$

where K is a factor very close to unity and represents the finite dc gain of the amplifier. T_d is the dominant pole and T_r is the nuisance pole:

$$K = \frac{R_f}{R_f + R_1}$$

$$T_d = KR_1C_s$$

$$T_r = R_{IN}C_s \text{ (assuming } R_{IN} \ll R_1)$$

Using typical values of $R_1 = 1$ k Ω and $R_f = 3$ M Ω , K is 0.9997; in other words, the "gain error" is only 0.03%. This is much less than the scaling error of virtually all DACs and can be absorbed, if necessary, by the trim needed in a precise system.

In the AD844, R_f is fairly stable with temperature and supply voltages, and consequently the effect of finite "gain" is negligible unless high value feedback resistors are used. Since that would result in slower response times than are possible, the relatively low value of R_f in the AD844 will rarely be a significant source of error.

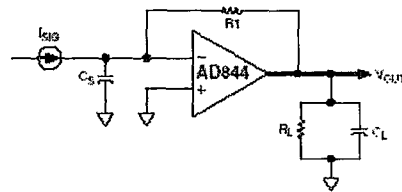


Figure 3. Current-to-Voltage Converter

Circuit Description of the AD844

A simplified schematic is shown in Figure 4. The AD844 differs from a conventional op amp in that the signal inputs have radically different impedance. The noninverting input (Pin 5) presents the usual high impedance. The voltage on this input is transferred to the inverting input (Pin 2) with a low offset voltage, ensured by the close matching of like polarity transistors operating under essentially identical bias conditions. Laser trimming nulls the residual offset voltage, down to a few tens of microvolts. The inverting input is the common emitter node of a complementary pair of grounded base stages and behaves as a current summing node. In an ideal current feedback op amp the input resistance would be zero. In the AD844 it is about 50 Ω .

A current applied to the inverting input is transferred to a complementary pair of unity-gain current mirrors which deliver the same current to an internal node (Pin 5) at which the full output voltage is generated. The unity-gain complementary voltage follower then buffers this voltage and provides the load driving power. This buffer is designed to drive low impedance loads such as terminated cables, and can deliver ± 50 mA into a 50 Ω load while maintaining low distortion, even when operating at supply voltages of only ± 6 V. Current limiting (not shown) ensures safe operation under short circuited conditions.

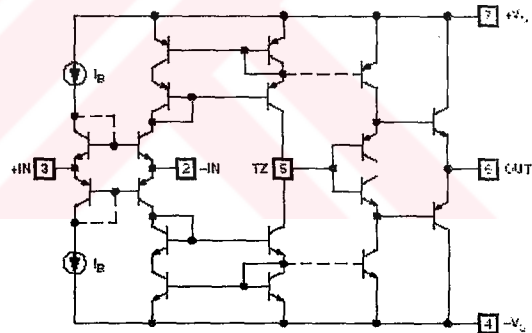


Figure 4. Simplified Schematic

It is important to understand that the low input impedance at the inverting input is locally generated, and does not depend on feedback. This is very different from the "virtual ground" of a conventional operational amplifier used in the current summing mode which is essentially an open circuit until the loop settles. In the AD844, transient current at the input does not cause voltage spikes at the summing node while the amplifier is settling. Furthermore, all of the transient current is delivered to the slewing (TZ) node (Pin 5) via a short signal path (the grounded base stages and the wide-band current mirrors).

The current available to charge the capacitance (about 4.5 pF) at TZ node, is always proportional to the input error current, and the slew rate limitations associated with the large signal response of op amps do not occur. For this reason, the rise and fall times are almost independent of signal level. In practice, the input current will eventually cause the mirrors to saturate. When using ± 15 V supplies, this occurs at about 10 mA (≈ 2200 V/10). Since signal currents are rarely this large, classical "slew rate" limitations are absent.

This inherent advantage would be lost if the voltage follower used to buffer the output were to have slew rate limitations. The AD844 has been designed to avoid this problem, and as a result the output buffer exhibits a clean large signal transient response, free from anomalous effects arising from internal saturation.

Response as a Noninverting Amplifier

Since current feedback amplifiers are asymmetrical with regard to their two inputs, performance will differ markedly in noninverting and inverting modes. In noninverting modes, the large signal high speed behavior of the AD844 deteriorates at low gains because the biasing circuitry for the input system (not shown in Figure 4) is not designed to provide high input voltage slew rates.

However, good results can be obtained with some care. The noninverting input will not tolerate a large transient input; it must be kept below 1.1 V for best results. Consequently this mode is better suited to high gain applications (greater than $\times 10$). TPC 20 shows a noninverting amplifier with a gain of 10 and a bandwidth of 30 MHz. The transient response is shown in TPCs 23 and 24. To increase the bandwidth at higher gains, a capacitor can be added across R2 whose value is approximately the ratio of R1 and R2 times C_1 .

Noninverting Gain of 100

The AD844 provides very clean pulse response at high noninverting gains. Figure 5 shows a typical configuration providing a gain of 100 with high input resistance. The feedback resistor is kept as low as practicable to maximize bandwidth, and a peaking capacitor (C_{PK}) can optionally be added to further extend the bandwidth. Figure 6 shows the small signal response with $C_{PK} = 3$ nF, $R_1 = 500 \Omega$, and supply voltages of either ± 5 V or ± 15 V. Gain bandwidth products of up to 900 MHz can be achieved in this way.

The offset voltage of the AD844 is laser trimmed to the 50 μ V level and exhibits very low drift. In practice, there is an additional offset term due to the bias current at the inverting input (I_{IN}) which flows in the feedback resistor (R1). This can optionally be nulled by the trimming potentiometer shown in Figure 5.

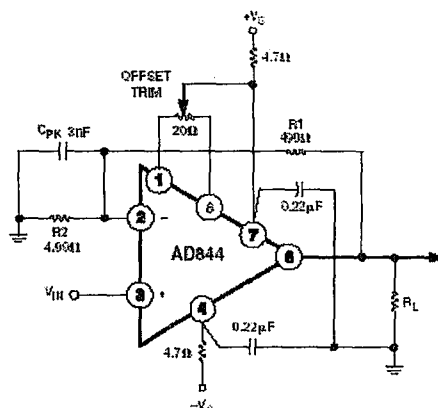


Figure 5. Noninverting Amplifier Gain = 100, Optional Offset Trim Is Shown

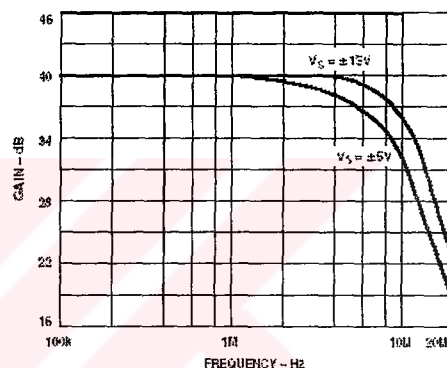


Figure 6. AC Response for Gain = 100, Configuration Shown in Figure 5

USING THE AD844

Board Layout

As with all high frequency circuits considerable care must be used in the layout of the components surrounding the AD844. A ground plane, to which the power supply decoupling capacitors are connected by the shortest possible leads, is essential to achieving clean pulse response. Even a continuous ground plane will exhibit finite voltage drops between points on the plane, and this must be kept in mind in selecting the grounding points. Generally speaking, decoupling capacitors should be taken to a point close to the load (or output connector) since the load currents flow in these capacitors at high frequencies. The $+IN$ and $-IN$ circuits (for example, a termination resistor and Pin 3) must be taken to a common point on the ground plane close to the amplifier package.

Use low impedance capacitors (AVX SR305C224KAA or equivalent) of 0.22 μ F wherever ac coupling is required. Include either ferrite beads and/or a small series resistance (approximately 4.7 Ω) in each supply line.



January 2001

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

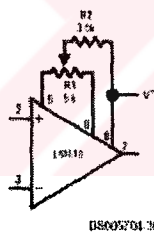
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

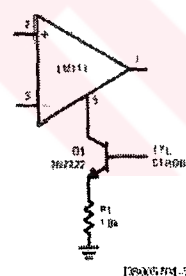
- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing

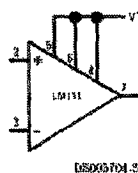


Strobing



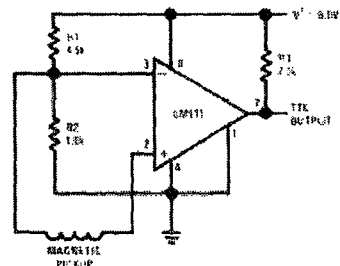
Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

Increasing Input Stage Current (Note 1)



Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

Detector for Magnetic Transducer



DS005704.39

4.0 Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211 (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{B+})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{Z4})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 4)	$\pm 15V$
Output Short Circuit Duration	10 sec

Operating Temperature Range

LM111	-55°C to 125°C
LM211	-25°C to 85°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec) 260°C

Voltage at Strobe Pin $V^+ - 5V$

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Rating (Note 11) 300V

Electrical Characteristics (Note 6) for the LM111 and LM211

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 7)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{GS} = 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 8)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} = -5\text{ mV}$, $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 9)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{STROBE} = 3\text{ mA}$		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 7)	$R_{GS} = 50k$			4.0	mV
Input Offset Current (Note 7)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^+ = 15V$, $V^- = -15V$, Pin 7 Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} = -6\text{ mV}$, $I_{OUT} = 8\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} = 5\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 4: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 5: The maximum junction temperature of the LM111 is 150°C, while that of the LM211 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual in-line package is 110°C/W, junction to ambient.

Note 6: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 7: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_S .

Note 8: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 9: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 10: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

Note 11: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

5.0 Absolute Maximum Ratings for the LM311 (Note 12)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Total Supply Voltage (V_{DD})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{SD})	40V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{IN})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 13)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 14)	500 mW
ESD Rating (Note 19)	300V
Output Short Circuit Duration	10 sec

Operating Temperature Range	0 to 70 °C
Storage Temperature Range	-65 °C to 150 °C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260 °C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260 °C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215 °C
Infrared (15 seconds)	220 °C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	

Electrical Characteristics (Note 15) for the LM311

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 16)	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_G \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Input Offset Current (Note 16)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		6.0	50	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$	40	200		V/mV
Response Time (Note 17)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} = -10\text{ mV}$, $I_{OUT} = 50\text{ mA}$ $T_A = 25^\circ\text{C}$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 18)	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} = 10\text{ mV}$, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_{STROBE} = 3\text{ mA}$ $V^- = \text{Pin } 1 = -5V$		0.2	50	nA
Input Offset Voltage (Note 16)	$R_G \leq 50K$			10	mV
Input Offset Current (Note 16)				70	nA
Input Bias Current				300	nA
Input Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V$, $V^- = 0$ $V_{IN} = -10\text{ mV}$, $I_{OUT} \leq 8\text{ mA}$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		4.1	5.0	mA

Note 12: "Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits."

Note 13: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 14: The maximum junction temperature of the LM311 is 110 °C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165 °C/W, junction to ambient, or 20 °C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100 °C/W, junction to ambient.

Note 15: These specifications apply for $V_G = \pm 15V$ and Pin 1 at ground, and $0^\circ\text{C} < T_A < +70^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 16: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and R_G .

Note 17: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 18: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 19: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.