

Bir IGBT Kesim Karakteristiğinin Hefner  
Modeli İle İncelenmesi

Ayça Kıyak

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Aralık, 2007

Investigation Of IGBT Turn Off Characteristics  
With Hefner Model

Ayça Kıyak

**MASTER OF SCIENCE THESIS**

Department of Electric - Electronic Engineering

December, 2007

Bir IGBT Kesim Karakteristiğinin Hefner  
Modeli İle İncelenmesi

Ayça Kıyak

Eskişehir Osmangazi Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Lisansüstü Yönetmeliđi Uyarınca  
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektronik Bilim Dalında  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Olarak Hazırlanmıştır

Danışman: Yard. Doç. Dr. Bünyamin Tamyürek

Aralık, 2007

Ayça Kıyak'ın YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı “Bir IGBT Kesim Karakteristiğinin Hefner Modeli İle İncelenmesi” başlıklı bu çalışma, jürimizce lisansüstü yönetmeliğinin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

Üye : Yard. Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK (Danışman)

Üye : Prof. Dr. H. Hüseyin ERKAYA

Üye : Doç. Dr. Osman PARLAKTUNA

Üye : Doç. Dr. M. Celalettin BAYKUL

Üye : Yard. Doç. Dr. Abdurrahman ÜNSAL

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun ..... tarih ve ..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Abdurrahman KARAMANCIOĞLU

Enstitü Müdürü

**BİR IGBT KESİM KARAKTERİSTİĞİNİN HEFNER  
MODELİ İLE İNCELENMESİ  
AYÇA KIYAK**

**ÖZET**

Bu tezde, Mitsubishi firmasınca üretilmiş farklı anahtarlama hız karakteristiğine sahip iki IGBT'nin farklı anot kaynak gerilimleri altında iletimden kesim durumuna geçiş karakteristiği Hefner analitik modeli kullanılarak incelenmiştir. Model analizleri ve simülasyonları Matlab kullanılarak yapılmıştır. Her iki IGBT'ye ait baz katkı yoğunluğu ve delik ambipolar difüzyon katsayıları cihaz dayanma gerilimi, jonksiyon sıcaklığı, metalürjik baz genişliği parametrelerinden yararlanarak elde edilmiştir ve bu değerler simülasyonlar yapılırken sabit olarak alınmıştır. Sonraki aşamada, farklı baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü kullanılarak yapılan simülasyonların ölçümlerle olan uyumu incelenmiştir. Bu çalışmanın sonucunda, her iki IGBT için kesim karakteristiklerinin düşme zamanı bölgesinde Hefner analitik modelinin ölçümlerle uyum içinde olduğu, kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin ise modelle tam bir uyum içinde olmadığı gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Hefner analitik IGBT modeli, IGBT kesim durumu davranışı, kuyruk akımı.

**INVESTIGATION OF IGBT TURN OFF CHARACTERISTICS  
WITH HEFNER MODEL**

**AYÇA KIYAK**

**SUMMARY**

In this thesis, the turn-off behavior of two particular IGBTs with different speed characteristics manufactured by Mitsubishi Company is investigated under different anode source voltages using Hefner analytical model. The analysis of the model and the simulations are carried out in Matlab. The base doping concentration and the hole diffusivity parameters of selected devices are calculated from the breakdown voltage specification by the manufacturer, the junction temperature, and the metallurgical base width. These values are taken constant while the simulations are carried out. In the final step, we investigated the performance of the model experimentally. The base high-level lifetime is varied during the simulations to obtain a good fit to the measured results. In conclusion, we observed the Hefner model predicts the turn-off behavior of the IGBTs during the fall time of the current; however, the model cannot predict the tail current part.

**Keywords:** Hefner analytical IGBT model, turn-off behavior of IGBT, tail current.

## TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın gerçekleşmesini sağlayan hocam sayın Yrd. Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK'e teşekkür ederim.

Yarıiletken teknolojilerini öğrenmeye yardım eden, bilimsel katkılarını gördüğüm ve tecrübelerinden yararlandığım Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Başkanı hocam sayın Prof. Dr. Hasan Hüseyin ERKAYA'ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak, Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü ve Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Fizik Bölümündeki eğitimlerim süresince üzerimde emeği olan bütün öğretim üyelerine ve aileme teşekkürlerimi sunarım.

Ayça KIYAK

Aralık, 2007

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
<b>ÖZET .....</b>	<b>v</b>
<b>SUMMARY .....</b>	<b>vi</b>
<b>TEŞEKKÜR .....</b>	<b>vii</b>
<b>ŞEKİLLER DİZİNİ.....</b>	<b>x</b>
<b>ÇİZELGELER DİZİNİ.....</b>	<b>xiv</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....</b>	<b>xv</b>
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>2. IGBT YAPISI ve ÇALIŞMA PRENSİBİ .....</b>	<b>4</b>
2.1. IGBT'nin Temel Yapısı .....	4
2.2. NPT-IGBT ve PT IGBT'ler .....	6
2.3. IGBT'lerin Akım-Gerilim Karakteristikleri .....	11
2.4. IGBT'nin Çalışma Prensibi.....	12
2.4.1. Kesim durumu.....	12
2.4.2. İletim durumu. ....	13
2.5. IGBT'nin Anahtarlama Karakteristikleri.....	15
2.5.1. İletim ( <i>turn-on</i> ) geçici-hali .....	15
2.5.2. Kesim ( <i>turn-off</i> ) geçici-hali .....	17
<b>3. IGBT'nin MODELLEME.....</b>	<b>20</b>
3.1. Matematiksel Modeller .....	20
3.2. Yarı-Matematiksel Modeller.....	23
3.3. Davranışsal Modeller .....	25
3.4. Yarı-Sayısal Modeller .....	26



**İÇİNDEKİLER****Sayfa**

<b>4. IGBT KESİM KARAKTERİSTİĞİNİN HEFNER ANALİTİK MODELİ İLE İNCELENMESİ .....</b>	<b>27</b>
4.1. Hefner Analitik IGBT Modeli .....	27
4.2. Kesimden İletime Geçiş .....	30
4.3. İletimden Kesime Geçiş .....	34
<b>5. ÖLÇÜM VE ANALİTİK MODEL SONUÇLARI .....</b>	<b>44</b>
5.1. IGBT Test Devresi .....	44
5.2. CM100DY-24A Parça Numaralı IGBT için Ölçüm ve Analitik Model Sonuçları .....	45
5.3. CM100DU-24NFH Parça Numaralı IGBT için Ölçüm ve Analitik Model Sonuçları .....	57
5.4. CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH Parça Numaralı IGBT'ler için Ölçüm ve Analitik Model Sonuçlarının Karşılaştırılması .....	67
<b>6. GENEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA .....</b>	<b>81</b>
<b>KAYNAKLAR DİZİNİ .....</b>	<b>83</b>
<b>EK A .....</b>	<b>94</b>
<b>EK B .....</b>	<b>95</b>

## ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1	n-kanallı bir NPT-IGBT'nin dikey kesit görünümü .....5
2.2	n-kanallı IGBT'nin devre sembolleri.....6
2.3	PT-IGBT cihaz yapısı .....9
2.4	NPT-IGBT cihaz yapısı ..... 10
2.5	IGBT akım-gerilim karakteristikleri..... 11
2.6	İletim durumu akım yolları ..... 14
2.7	IGBT yapısındaki etkin MOSFET ve BJT işleyişleri..... 14
2.8	IGBT kullanılan bir alçaltıcı dönüştürücü ..... 15
2.9	Alçaltıcı ( <i>Step-down</i> ) dönüştürücü devre içinde kullanılan bir IGBT'nin iletim sürecindeki akım ve gerilim dalga biçimleri ..... 17
2.10	Alçaltıcı ( <i>Step-down</i> ) dönüştürücü devre içinde kullanılan bir IGBT'nin kesim sürecindeki akım ve gerilim dalga biçimleri ..... 18
4.1	IGBT modelinin eşdeğer devresi ..... 18
4.2	IGBT'nin bipolar tranzistöründeki taşıyıcıların şematik akış diyagramı .....29
4.3	Geliştirilmiş IGBT modelinde kullanılan koordinat sistemi .....31
4.4	Hareketli kolektör-baz fakirleşme kenar sınırından dolayı zaman ile değişen fazlalık taşıyıcı konsantrasyonu ile belirtilen bazdaki fazlalık taşıyıcı dağılımı.....36
4.5	Hareketli kolektör-baz fakirleşme kenar sınır şartları altında bazdaki fazlalık taşıyıcı dağılımı.....38
4.6	Geçici hal anahtarlamalı seri direnç-indüktör yükün devre şeması.....41
4.7	$\tau_{HL} = 0.3 \times 10^{-7} s$ , $LL = 0.1 \times 10^{-7} H$ ve $V_{AA} = 300V$ değerleri için analitik modellenen kesim akım dalga şekili .....42

## ŞEKİLLER DİZİNİ (Devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
4.8	$\tau_{HL} = 0.3 \times 10^{-7} s$ , $LL = 1.4 \times 10^{-7} H$ ve $V_{AA} = 300V$ değerleri için analitik modellenen kesim akım dalga şekili.....43
5.1	IGBT test devresi .....45
5.2	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 304.85V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....48
5.3	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 400.64V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....49
5.4	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 800.2V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....50
5.5	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 903V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....51
5.6	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 202.75 V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....52
5.7	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 604V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....53
5.8	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 304.85V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....54

## ŞEKİLLER DİZİNİ (Devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
5.9	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 800.2V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....55
5.10	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-7} s$ ve $V_{AA} = 903V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....56
5.11	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ ve $V_{AA} = 200.2V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....59
5.12	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ ve $V_{AA} = 300.3V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....60
5.13	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$ ve $V_{AA} = 500.2V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....61
5.14	CM100DY-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ ve $V_{AA} = 703.4V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....62
5.15	CM100DY-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$ ve $V_{AA} = 400.4V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....63
5.16	CM100DY-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$ ve $V_{AA} = 605.9V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....64

## ŞEKİLLER DİZİNİ (Devam)

<u>Sekil</u>	<u>Sayfa</u>
5.17	CM100DY-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 8.5 \times 10^{-8} s$ , $\tau_{HL} = 8.5 \times 10^{-9} s$ ve $V_{AA} = 802.5V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....65
5.18	CM100DY-24NFH parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 9.1 \times 10^{-8} s$ ve $V_{AA} = 300.3V$ değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....66
6.1	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8} s$ ve $V_{AA} = 604V$ değerlerindeki farklı emetör elektron doyum akımı değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri.....68
6.2.	Karşılaştırma amacıyla analitik model ve ölçüm grafiklerinde belirlenen 4 bölge ve bu bölgelere ilişkin zaman aralıkları .....69

**ÇİZELGELER DİZİNİ****Sayfa**

3.1	1985-1997 yılları arasında yayınlanan matematiksel IGBT modelleri .....	21
3.2	1991-1998 yılları arasında yayınlanan yarı-matematiksel IGBT modelleri.....	22
3.3	1993-1996 yılları arasında yayınlanan davranışsal IGBT modelleri.....	24
3.4	1993-1994 yılları arasında yayınlanan yarı-sayısal IGBT modelleri .....	25
5.1	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin Hefner model parametreleri .....	47
5.2	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin Hefner model parametreleri ...	58
6.1	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin ölçüm sonuç çizelgesi .....	70
6.2	CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin analitik model sonuç çizelgesi .....	72
6.3	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin ölçüm sonuç çizelgesi .....	74
6.4	CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin analitik model sonuç çizelgesi .....	75

## SİMGELER VE KISALTMALAR

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
$A$	Cihazın aktif alanı
$b$	Ambipolar difüzyon oranı
$\beta_{\text{pnp}}$	pnp tranzistörün akım kazancı
$C_{bcj}(t)$	Kollektör-baz fakirleşme bölgesi jonksiyonu kapasitesi
$C_{gd}$	Geçit-akaç kapasitesi
$D$	Ambipolar difüzyon katsayısı
$D_n$	Elektron ambipolar difüzyon katsayısı
$D_p$	Delik ambipolar difüzyon katsayısı
$\mathcal{E}_{\text{si}}$	Silikonun dielektrik sabiti
$E_C$	Kritik elektrik alan şiddeti
$I_L$	İndüktör akımı
$I_T$	Anot akımı
$I_p$	Delik akımı
$I_n$	Elektron akımı
$I_{sne}$	Emetör elektron doyum akımı
$I_{\text{MOS}}$	MOSFET kanal akımı
$I_C$	Kollektör akımı
$I_B$	Baz akımı
LL	Yük indüktörü
$L_l$	Devredeki elemanların ve kabloların toplam parazitik endüktansını
$L$	Ambipolar difüzyon uzunluğu
$n_i$	Has taşıyıcı konsantrasyonu
$n(x)$	Elektron yoğunluğu
$N_B$	Baz katkı yoğunluğu

## SİMGELER VE KISALTMALAR (Devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
Q	Bazda biriken toplam yük
$p(x)$	Delik yoğunluğu
$\delta p$	İlave taşıyıcı yoğunluğu
$P_0$	Kararlı-hal açılış yükü
R	Seri yük indüktörü
$t_{d(off)}$	Kesim gecikme süresi
$t_{rv}$	Gerilim yükselme zamanı
$\tau_{HL}$	Baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü
$\mu_p$	Deliklerin mobilitesi
$\mu_n$	Elektronun mobilitesi
$v_{psat}$	Delik doyma hızı
x	Bazdan emetöre olan uzaklık
$V_{bc}$	Uygulanan kollektör- baz gerilimi
$V_{eb}$	Uygulanan emetör- baz gerilimi
$V_{bi}$	Bloklama jonksiyon gerilimi
$V_A$	Cihaz anot gerilimi
$V_{AA}$	Anot Kaynak gerilimi
$V_T$	MOSFET kanal eşik gerilimi ( <i>threshold voltage</i> )
$W(t)$	Sözde-nötr ( <i>quasi-nötr</i> ) baz genişliği
$W_B$	Metalurjik baz genişliği
$W_{bcj}$	Kollektör-baz fakirleşme bölgesi genişliği



## BÖLÜM 1

### GİRİŞ

Yarıiletken güç cihazları 1957 yılında tristörün icadıyla meydana çıkmıştır. Tristörler bir çok açıdan güç elektroniği uygulamalarında kullanmak için ideal anahtarlama elemanlarıdır. Yüksek gerilimlerde açık devre olabilirler ve iletim durumunda sadece çok küçük bir gerilim düşümü ile yüksek değerleri akımları iletirler. Bütün bunların içinde en kullanışlı özellikleri, istenildiğinde geçitten uygulanan bir kontrol işareti ile iletme geçebilme yetenekleridir. Bununla beraber, tristörün anahtarlama modu uygulamalarında kullanımını engelleyen önemli bir eksikliği vardır: geçitten uygulanan kontrol işareti ile tıkamaya geçirilememesidir. Bu eksiklik 1948 yılında keşfedilmesine rağmen, 1960 yılında güç BJT'lerinin geliştirilmesiyle önemli ölçüde aşılmıştır (Mohan, 2003).

1970 yılında, MOSFET geliştirilmiştir ve ilk olarak International Rectifier tarafından üretilmiştir. MOSFET'ler kayda değer iletim durumu akım taşıma kapasitesine ve kesim durumu tıkama gerilimi kapasitesine sahip olduğu için güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Kontrol için sürekli rejimde geçit akımı istemezler (Mohan, 2003).

MOSFET'ler geniş ölçüde güç BJT'lerinin kullanıldığı ve özellikle anahtarlama hızlarının önemli olduğu bir çok uygulamalarda BJT'lerin yerine kullanılmaktadır. Diğer taraftan MOSFET'ler, BJT'lerden farklı fiziksel mekanizmalarla çalışırlar. Hem BJT'lerin hem de MOSFET'lerin verimli kullanımları açısından bu farklılıkları açık bir şekilde anlamak çok önemlidir. BJT'ler ve MOSFET'ler çeşitli açılarda birbirini tamamlayan karakteristiklere sahiptirler. BJT'leri özellikle tıkama gerilim değerleri büyük olanlarında iletim durumu kayıpları daha düşüktür. Fakat özellikle kesime gidişte anahtarlama süreleri daha uzundur. MOSFET'ler iletme ve kesime daha hızlı geçebilir, fakat özellikle tıkama gerilim değerleri yüksek olan elemanlarda iletim durumu

kayıpları daha büyüktür. Bu gözlemler BJT ve MOSFET'leri aynı silisyum tabaka üzerinde tek parça olarak her iki elemanın en iyi özelliklerini birleştiren bir devre ve hatta yeni bir eleman elde etmek üzere birleştirme girişimlerine neden olmuştur. Bu girişimler bir çok yeni uygulamalarda seçilen eleman olmaya başlayan IGBT'lerin geliştirilmesine öncülük etmiştir. İlk olarak 1983 yılında geliştirilen IGBT'ler 1990 yılından sonra yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır (Mohan, 2003).

Günümüzde yüksek gerilim ve yüksek güç IGBT'lerine duyulan ihtiyaç artmaktadır. 1200 V aralığında yüksek gerilim bloklama yeteneğine sahip bir cihaz yapısına ulaşabilmek için tampon katmanı olmayan NPT-IGBT (*Non-punch-through*) tipi IGBT'ler popülerlik kazanmıştır. 600 V aralığında ticari olarak bulunabilen cihazlar genellikle PT-IGBT (*Punch-through*) tipidir. Bu iki cihaz tipi fiziksel yapıları ve taşıyıcı ömrü kontrollerinin farklılığı nedeniyle iletimde üzerinde oluşan gerilim düşümünde ve dinamik anahtarlama sırasında değişik davranışlar sergilerler. Pratik bir uygulama devresinde anahtarlama karakteristikleri parazitik bileşenlerden, sıcaklıktan ve diyotun ters toparlanma karakteristiklerinden etkilenebilir (Hefner et.al, 1994). Genel olarak uygulamalarda dikkat edilen ana anahtarlama karakteristikleri  $di/dt$  cihaz akımının anahtarlama anındaki değişim hız oranı,  $dv/dt$  cihaz uçlarındaki potansiyel farkın anahtarlama anındaki değişim hız oranı, kesim kuyruk akımı ve bu akımı kesme süresi, anahtarlama enerjisi, yüksek anahtarlama frekansı yeteneği ve diyot ters toparlanma ile etkileşimleri olarak sınıflandırılabilir. Bu tip ana karakteristikler dışarıdan bağlanan ilave devrelerle değiştirilebilir. IGBT'lerin güç elektronik dönüştürücülerinde artan kullanımı ile birlikte tasarımcılar için kesim sırasındaki anahtarlama kaybının azalması önemli bir nokta haline gelmiştir. IGBT'ler endüstriyel uygulamalarda çok fazla kabul kazanıyor olmasına rağmen bunların kesimdeki kuyruk akımı davranışı kesimde büyük kesim anahtarlama kayıplarına neden olur. Yüksek anahtarlama frekanslarında, anahtarlama kayıplarının miktarı kabul edilemez olur ve düşürülmesi gereklidir.

Bu çalışmada IGBT'lerin farklı anot kaynak gerilimleri altında iletimden kesim durumuna geçiş karakteristiği incelenmiştir. Öncelikle Bölüm 2'de popüler bir

elektronik güç anahtarı olan IGBT'nin yapısı ve çalışma ilkesi sunulmuştur. Üçüncü Bölüm'de ise, IGBT modelleri ele alınmıştır. Dördüncü Bölüm'de Hefner analitik modeli tanımlanmıştır. Beşinci Bölüm'de Mitsubishi firmasında üretilmiş olan CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH parça numaralı iki IGBT'nin kesim durumundan iletim durumuna geçişi Hefner modeli kullanılarak incelenmiştir. Son bölümde ise Hefner analitik modelin ölçümlerle uyumluluğu incelenmiştir ve sonuç olarak CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'leri belirli gerilimlerin altındaki pratik uygulamalarda çalıştırmanın verimsiz olacağı izlenimi oluşmuştur.

## BÖLÜM 2

### IGBT YAPISI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ

IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*--Yalıtılmış Geçitli Bipolar Tranzistör) temelde MOS geçitten iletme/kesime geçirilebilen, BJT'nin, MOSFET'in ve tristörün özelliklerini birleştiren karma bir yarıiletken yapıdır. Ticari olarak 1983 yılında üretilmiştir, ve o zamandan günümüze kullanım alanları ile eleman karakteristikleri önemli ölçüde iyileştirilmiştir (Bose, 1992).

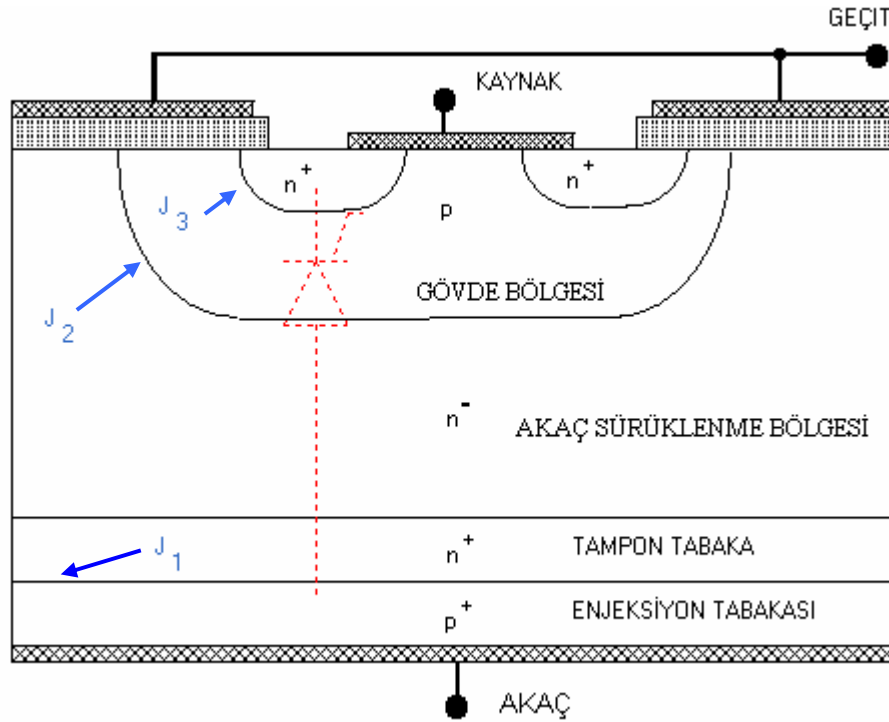
IGBT'nin diğer isimleri, Yalıtılmış Geçitli Transistor (*Insulated Gate Transistor*: IGT), Yalıtılmış Geçitli Doğrultucu (*Insulated Gate Rectifier*: IGR), İletkenlik-Ayarlamalı FET (*Conductivity-Modulated Field Effect Transistor*: COMFET), Metal Oksit Yarıiletken Yalıtılmış Geçitli Transistor (*Metal-oxide Semiconductor Insulated Gate Transistor*: MOSIGT), Kazanç-Ayarlamalı FET (*Gain-Modulated FET*: GEMFET) olarak sıralanabilir.

#### 2.1. IGBT'nin Temel Yapısı

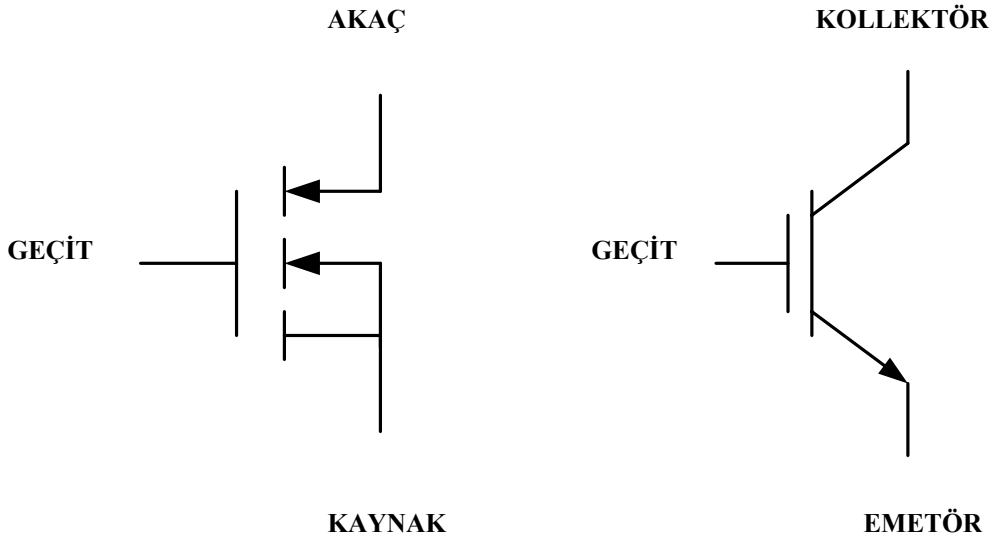
Genel bir  $n$ -kanal IGBT'nin dikey kesiti Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Bu IGBT yapısı parazitik bir tristöre sahiptir. Bu tristörün iletme geçmesi kesinlikle istenilmez (Keserlioğlu, 2007). Uygulamalarda kullanılan IGBT geometrisindeki,  $J_2$  ve  $J_3$  jonksiyonlarından meydana gelen  $p$  tipi gövde bölgesi tristörün aktif hale geçme olasılığını minimumda tutmak amacıyla Şekil 2.1'de verilen geometriden farklıdır (Keserlioğlu, 2007). Güç MOSFET'lerinde kullanılan kaynak (*source*) metal kontağı Şekil 2.1'de gösterildiği gibi, IGBT'lerde gövde bölgesine genişletilmiştir. Bu gövde kaynak kısa devresi parazitik tristörün aktif hale geçme olasılığını minimumda tutmaya yardımcı olur (Keserlioğlu, 2007).  $n^-$  sürüklenme tabakası (*drift layer*)  $p^+$  akaç (*drain*) kontağı arasındaki  $n^+$  tampon katmanının IGBT'nin çalışması için çok önemli değildir

(Mohan, 2003). Eğer tanımlanan tabakanın kalınlığı ve katkılama yoğunluğu uygun seçilirse, tabakanın varlığı IGBT'nin çalışmasını önemli oranda iyileştirir. Ayrıca, IGBT tabakalarının her birinin katkılama yoğunluğu değiştirilerek  $p$ -kanal IGBT'lerin yapılması mümkün kılınır (Mohan, 2003).

IGBT sembol ve terminolojisi konusunda çeşitlilik söz konusudur. Bu durum Şekil 2.2 'de gösterilmiştir. Şekil 2.2a  $n$ -kanal IGBT için genel kabul görmüş devre sembolü göstermektedir. Şekil 2.2b ise, IGBT'yi MOSFET geçit girişli BJT olarak ele alan, IGBT'nin değiştirilmiş BJT sembolünü belirtmektedir. Bu IGBT sembolü kaynak (*source*) ve akaç (*drain*) yerine emetör (*emitter*) ve kollektör'e (*collector*) sahiptir (Mohan, 2003).



Şekil 2.1  $n$ -kanallı bir IGBT'nin dikey kesit görünümü (Mohan, 2003)



Şekil 2.2  $n$ -kanallı IGBT'nin devre sembolleri: a) MOSFET benzeri b) BJT benzeri

## 2.2. NPT-IGBT VE PT-IGBT'ler

IGBTlerin yapısı PT ve NPT olarak iki şekilde olabilir. Şekil 2.1'deki yapıda, akaç ve kaynak arasına uygulanacak yüksek gerilimi  $n^-$  akaç sürüklenme bölgesinin tamamının fakirleşmesine ve fakirleşme sınırının alttaki  $n^+$  "tampon" bölgesine erişmesine neden olabilir. Böyle bir IGBT "Punch-through" olarak adlandırılır. Bu yapıda  $n^+$  "tampon" bölgesi, yüksek katkılı olması nedeniyle, fakirleşme bölgesinin ilerlemesine engel olur. Bu tampon bölgesinin kullanılmadığı durumlarda,  $n^-$  akaç sürüklenme bölgesi daha geniş yapılarak, yapının kesimde daha büyük gerilimlere dayanması sağlanır. Böyle bir durumda  $n^+$  "tampon" bölgesine gerek yoktur. Yapıda  $n^-$  akaç sürüklenme bölgesi tamamen fakirleştirilmediği için,  $n^+$  "tampon" bölgesiz IGBT'ye "Non-punch-through" adı verilir.

NPT-IGBT (Non-punch-through) teknolojisi, cihazları oldukça ince tabanlar (100  $\mu\text{m}$  ve altında) üzerinde üretme kabiliyeti üzerine kurulmuştur. Günümüzde 85  $\mu\text{m}$  teknolojisi mevcuttur ve 600V civarında çalışan geniş bir ürün ailesinin geliştirilerek üretilmesini sağlar (Francis,et.al, 2003). Ultra ince tabanların kullanımı hafif katkı

kollektör (*collector*) kullanımına izin verir. Ayrıca ultra ince tabanların kullanımı depolanmış yükün azalması anlamına gelir ve böylece özellikle yüksek sıcaklıklarda daha iyi anahtarlama performansı elde edilir.

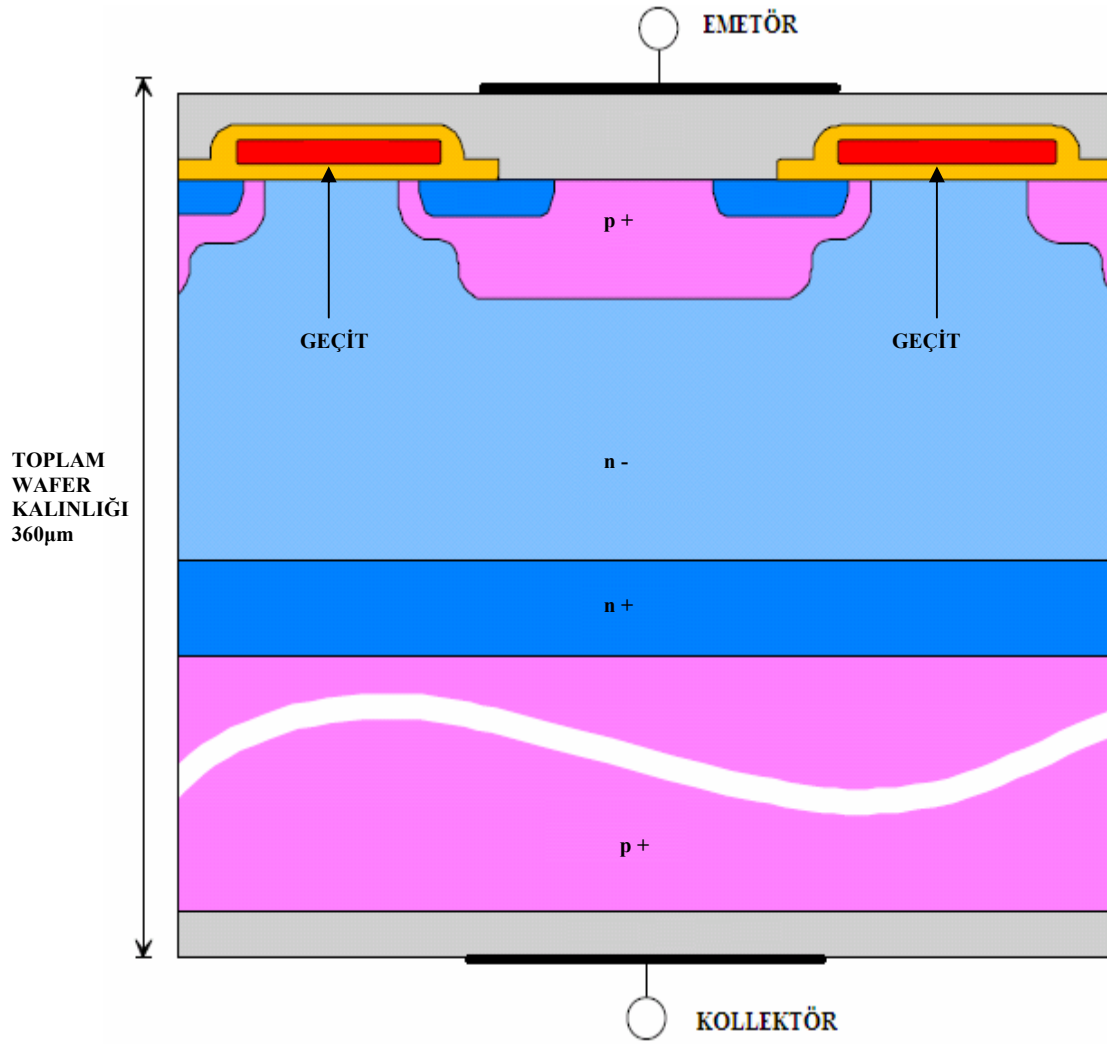
NPT-IGBT'lerin (*Non-punch-through*) yüksek gerilim değerlerinde toplam kesim kayıplarının daha düşük olacağı beklentisi mevcuttur. BJT kısmının baz genişliğinin büyük olması  $\beta$  değerini azaltır. IGBT'nin sürüklenme bölgesi aynı zamanda pnp tranzistörün bazıdır ve sürüklenme bölgesinin daha geniş olmasını gerektiren yüksek gerilim değerleri doğal olarak daha düşük  $\beta$  değerlerine neden olur. pnp tranzistörün emetörünün (IGBT'nin *p-tipi* anodu)  $10^{17} - 10^{18} \text{ cm}^{-3}$  mertebesinde daha az katkılanmasıyla elde edilen düşük emetör enjeksiyon verimi, pnp tranzistörün  $\beta$  değerini azaltır (Mohan, 2003). Bu olayın yüksek gerilim değerlerinde gerçekleşmesi daha kolaydır; çünkü IGBT'nin gerilim değeri arttıkça *p* tipi anodun iletim durumu kayıplarına katkısı giderek tüm iletim durumu kayıplarının daha küçük bir parçası olmaya başlar (Mohan, 2003). Yüksek gerilim değerli IGBT'lerin iletim durumu kayıplarının büyük bölümünü MOSFET kanal kayıpları ve sürüklenme bölgesi kayıpları oluşturur. Bu sürüklenme bölgesi kayıpları daha düşük katkılama seviyeleri nedeniyle *p* tipi anodun omik direncindeki küçük değerli artışlarını tamamen maskeler.

1000-1200 V ve altındaki daha düşük gerilim değerli PT-IGBT'lerin toplam iletim kayıplarının NPT-IGBT'lere göre daha az olduğu görülür (Mohan, 2003). NPT-IGBT (*Non-punch-through*) yapılarında, BJT kısmının  $\beta$  değerini istenildiği gibi küçük tutmak için gerekli adımlar yüksek gerilim değerli elemanlarda olduğu kadar etkili değildir (Mohan, 2003). Elemanın gerilim değeri 1000-1200 V değerlerinin üstüne çıktıkça PT-IGBT'lerin (*Punch-through*) çığ devrilmesi (*avalanche overturn*) ile ilgili daha ciddi problemlerin olması beklenir. Bu beklentiyi iki etken destekler. Birinci olarak, PT-IGBT'lerin BJT sürüklenme bölgesinin, dolayısıyla BJT bazının benzer değerli NPT-IGBT'ler ile kıyasla daha dar olması nedeniyle daha büyük bir  $\beta$  değerine sahiptir. Yüksek  $\beta$  değerleri devrilme gerilim dayanımında azalmaya neden olur. İkinci olarak, detaylı bir analiz kesim durumunda PT-IGBT'nin benzer bir NPT-IGBT geometrisine kıyasla bloklamadaki jonksiyonunda daha büyük bir (yaklaşık iki katı)

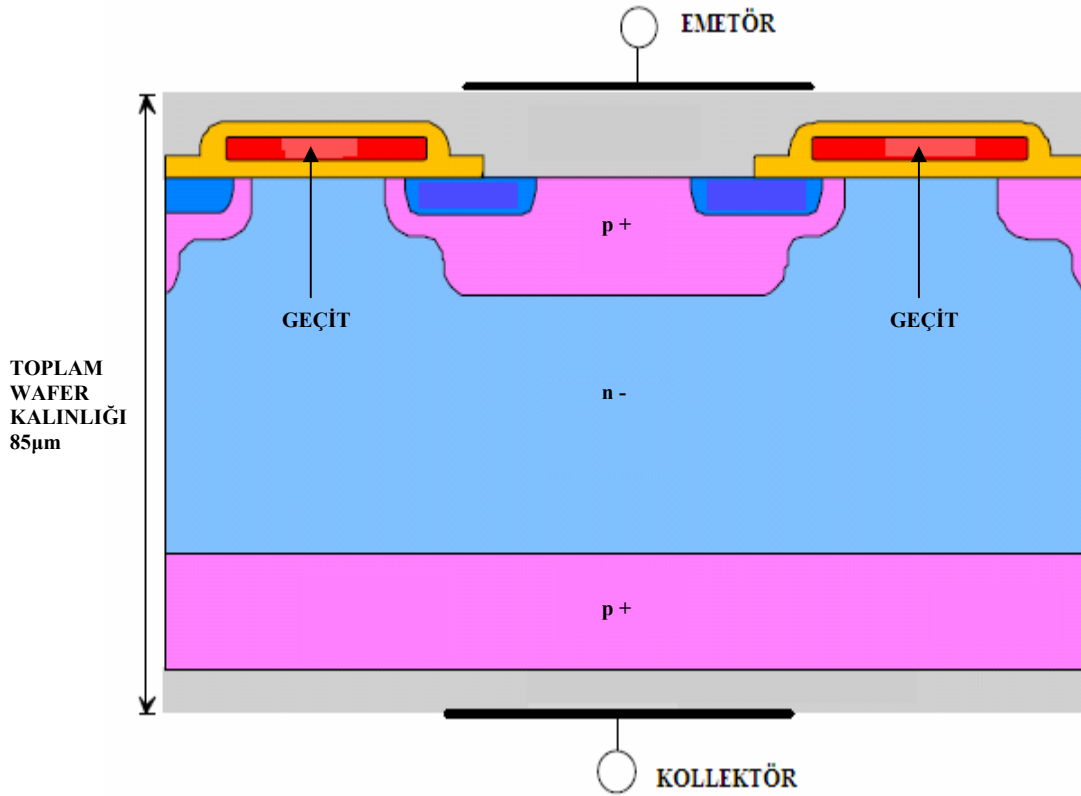
elektrik alanının oluşturduğunu gösterir. Her iki eleman türü de yüksek gerilim değerlerinde çalışmak için ölçeklendirildiklerinden PT-IGBT yapısındaki elektrik alan NPT-IGBT yapısına göre daha düşük bloklama gerilimlerinde devrilme değerlerine ulaşacaktır.

Şekil 2.3 ve Şekil 2.4 NPT-IGBT ve PT-IGBT yapıları arasında bir kıyaslamayı sunar. Ana farklar taban kalınlığı ve PT-IGBT yapısında var olan  $n^+$  tamponu yerleşimidir.





Şekil 2.3 PT-IGBT (*Punch-through*) yapısı (Francis,et.al, 2003). Bu yapıda *n*-bölgesi yüksek gerilim altında tamamen fakirleşebilir.



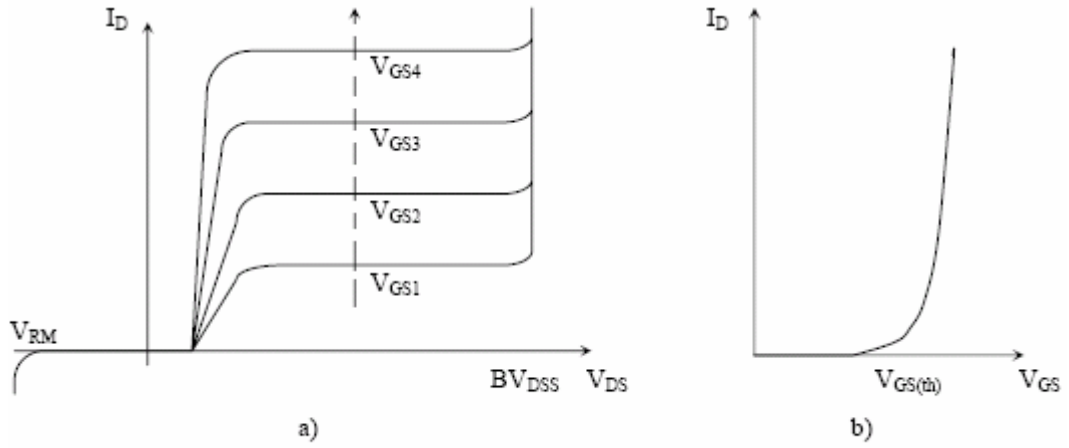
Şekil 2.4 NPT-IGBT (*Non-punch-through*) yapısı (Francis,et.al, 2003)

NPT-IGBT'ler, geleneksel PT-IGBT ürünleriyle kıyasla geliştirilmiş anahtarlama performansına sahip olduklarından motor sürücü uygulamalarının çoğunda yaygın olarak kullanılmaktadır. Aslında, farklı yapıları nedeniyle, kesim boyunca kuyruk akımının (*tail current*) şekli belirgin biçimde farklıdır, bu daha düşük akım değeri için ve bütün sistem kesim kayıpları azaltılmasında baş rol oynar.

### 2.3. IGBT'lerin Akım-Gerilim Karakteristikleri

Şekil 2.5.a'da  $n$ -kanal bir IGBT'nin akım-gerilim karakteristikleri görülmektedir.  $p$ -kanal IGBT'nin akım-gerilim karakteristikleri akım ile gerilim yönlerinin zıt olması dışında  $n$ -kanal IGBT ile aynıdır.

Şekil 2.1'deki  $J_2$  jonksiyonu, IGBT kesimdeyken ileri gerilimlerin tümünü bloklar. NPT-IGBT'lerin (*Non-punch-through*), akım-gerilim karakteristiğinde belirtilen geri-bloklama gerilimi ileri-bloklama gerilimi kadar büyüktür; çünkü  $n^+$  tampon tabaka kullanılmadan üretilmiştir (Keserlioğlu, 2007). Ancak IGBT yapısında  $n^+$  tampon tabaka kullanılıyorsa, geri-bloklama jonksiyonu  $J_1$ 'in her iki yanındaki yoğun katkılama sebebiyle  $J_1$  jonksiyonunun dayanma (*breakdown*) gerilimi belirgin oranda düşer. Böylece, PT-IGBT geri bloklama gerilim dayanımına artık sahip olamaz (Keserlioğlu, 2007).



Şekil 2.5 IGBT akım-gerilim karakteristikleri (Keserlioğlu, 2007).

## 2.4. IGBT'nin Çalışma Prensibi

Kesim ve iletim durumları olmak üzere IGBT'nin iki çeşit çalışma durumu bulunmaktadır.

### 2.4.1 Kesim durumu

Geçit-kaynak gerilimi IGBT'nin durumunu kontrol eder çünkü temelde IGBT MOSFET'tir.  $V_{GS(th)}$  geçit-kaynak eşik gerilimi (*threshold voltage*)  $V_{GS}$ 'den büyük olduğunda akaçı kaynağa bağlayan evirme katmanı (*inversion layer*) oluşmayacağı için IGBT kesimdedir (Keserlioğlu, 2007). Uygulanan akaç-kaynak gerilimi  $J_2$  jonksiyonunun uçlarına düşer ve sadece çok küçük değerli bir sızıntı akımı akar. Bu bloklama durumu süreci hemen hemen MOSFET'inkiyle eşdeğerdir (Keserlioğlu, 2007).

NPT-IGBT'de sürüklenme bölgesi  $p$  tipi gövde bölgesine göre çok daha az katkılı olduğundan dolayı  $J_2$  jonksiyonunun fakirleşme bölgesi  $n^-$  sürüklenme bölgesine doğru genişler (Mohan, 2003). Sürüklenme bölgesinin genişliği fakirleşme bölgesini karşılayacak kadar geniştir. Bu yüzden fakirleşme bölge sınırı  $p^+$  enjeksiyon tabakasına değmez. Geri yönde gerilimi bloklayabilirler; çünkü tasarlandıkları ileri yönde bloklama gerilimleri kadar büyük değerli olan geri yönde bloklama gerilime sahiptirler (Mohan, 2003).

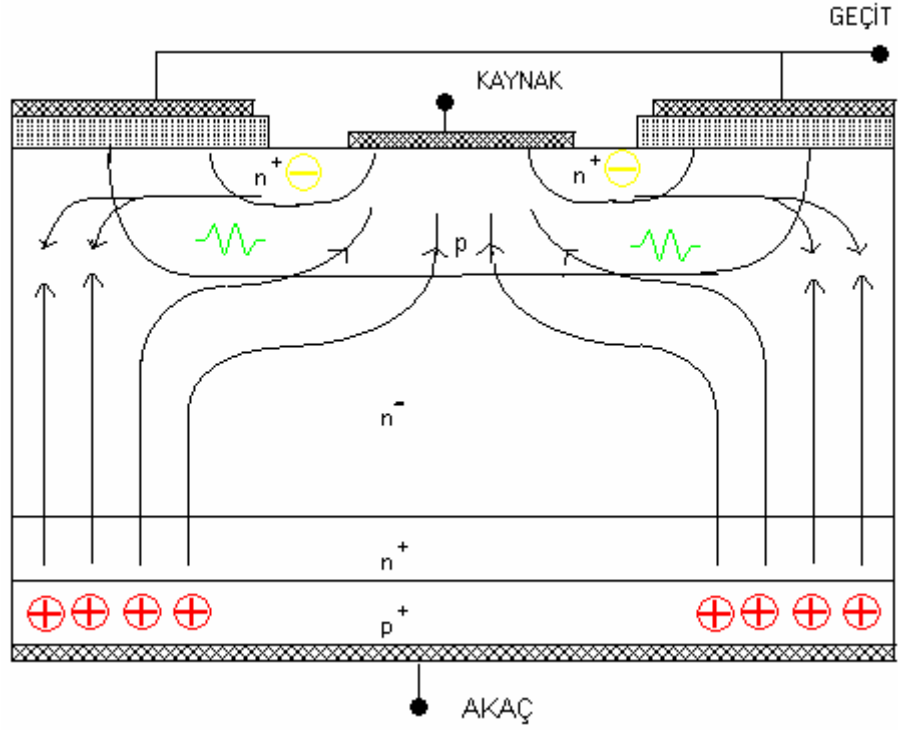
Eğer PT-IGBT (*Punch-through*) kullanılırsa gerekli olan sürüklenme bölgesinin genişliğinin hemen hemen yarı yarıya azaltılması mümkündür (Mohan, 2003). Bu geometride istenilen dayanma (*breakdown*) geriliminin oldukça altındaki gerilimlerde fakirleşme-bölgesinin  $n^-$  sürüklenme bölgesinin diğer tarafına kadar genişlemesine izin verilir (Mohan, 2003). Fakirleşme tabakasının  $p^+$  tabakasına ulaşması (*reach-through*) Şekil 2.1'de gösterilen  $n^+$  tampon bölgesinin  $n^-$  sürüklenme bölgesi ve  $p^+$  bölgesi

arasına yerleştirilmesiyle engellenir (Mohan, 2003). Sürüklenme-bölgesinin daha kısa olması iletim-kayıplarının (*conduction-losses*) daha az olması anlamına gelir. Ancak tampon tabakanın bulunması PT-IGBT'nin geri-bloklama dayanma geriliminin oldukça düşük olmasına sebep olur (Keserlioğlu, 2007).

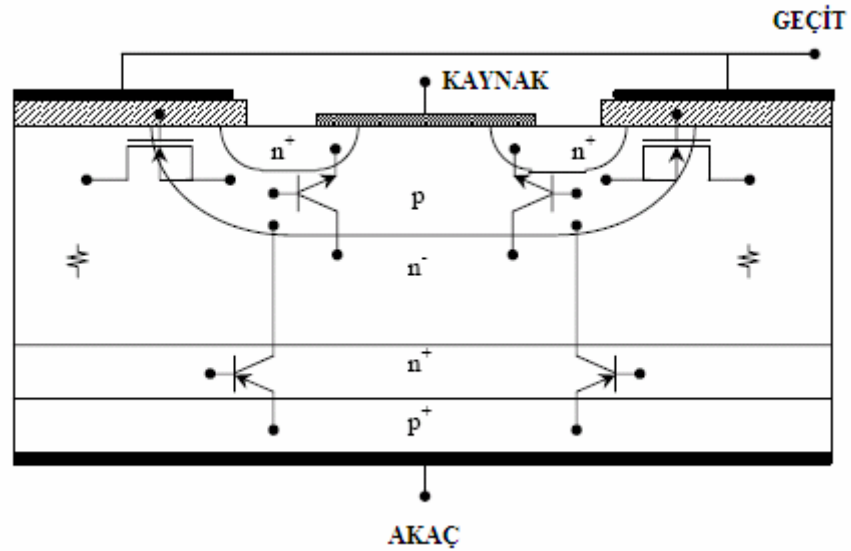
#### 2.4.2 İletim Durumu

Geçit-kaynak gerilimi  $V_{GS}$  eşik gerilimini (*threshold voltage*) geçince IGBT'nin geçidinin altında  $p$  bölgesindeki elektronların yüzeye doğru çekilmesiyle evrilme tabakası (kanal) oluşur. Bu evrilme tabakası,  $n^+$  kaynak bölgesini  $n^-$  sürüklenme bölgesine kısa devre eder. Şekil 2.4'de gösterildiği gibi, bu evrilme tabakasından elektron akımı akar. Bu akım  $n^-$  sürüklenme-bölgesinin içine  $p^+$  akaçı (*drain*) tabakasından, önemli miktarda delik (*hole*) enjeksiyonuna sebep olur (Mohan, 2003). Ayrıca, enjekte olan bu delikler (*hole*) difüzyon ve sürüklenme vasıtasıyla sürüklenme-bölgesinin diğer tarafına doğru hareket ederler ve  $p$ -tipi gövde bölgesine varırlar (Mohan, 2003). Delikler (*hole*) bu bölgeye ulaşır ulaşmaz, bu deliklerin (*hole*) meydana getirdiği fakirleşme bölgesi yükü (*space charge*) gövde bölgesinin kontağı olan kaynak metalinden elektron çeker ve ilave delikler hızlıca elektronlarla yeniden birleşir (Keserlioğlu, 2007).

Yapıda  $n^-$  sürüklenme bölgesi ile  $p$ -tipi gövde bölgesinden oluşan jonksiyon difüzyonla gelen delikleri toplar. Bu yüzden, geniş-bazlı pnp tranzistörün kollektörü olarak davranır (Keserlioğlu, 2007). Şekil 2.5'da gösterilen bu tranzistör  $n^-$  sürüklenme bölgesi tarafından meydana gelen bir baza, emetör olarak  $p^+$  akaç kontağını ve kollektörü olarak  $p$ -tipi gövde bölgesine sahiptir (Mohan, 2003). Bu ifadelerden yararlanarak IGBT'nin çalışması için eş değer devre modelleri geliştirilebilir.



Şekil 2.6. İletim-durumu akım yolları (Keserlioğlu, 2007)

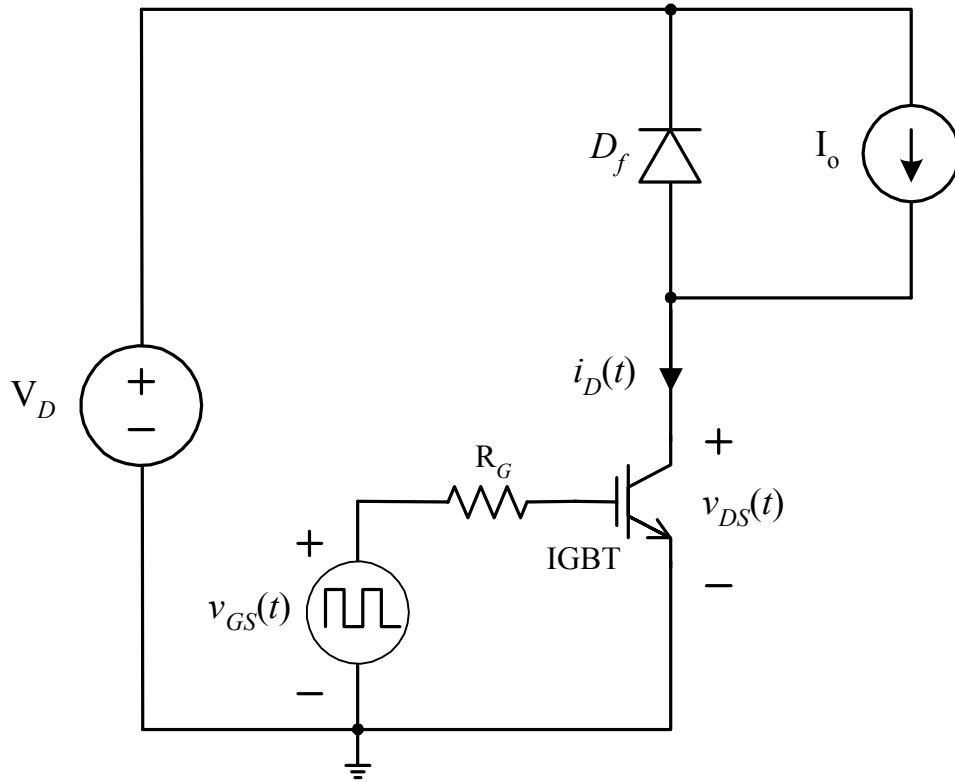


Şekil 2.7. IGBT yapısındaki etkin MOSFET ve BJT işleyişleri (Keserlioğlu, 2007)

## 2.5 IGBT'nin Anahtarlama Karakteristikleri

### 2.5.1. İletim geçici-hali

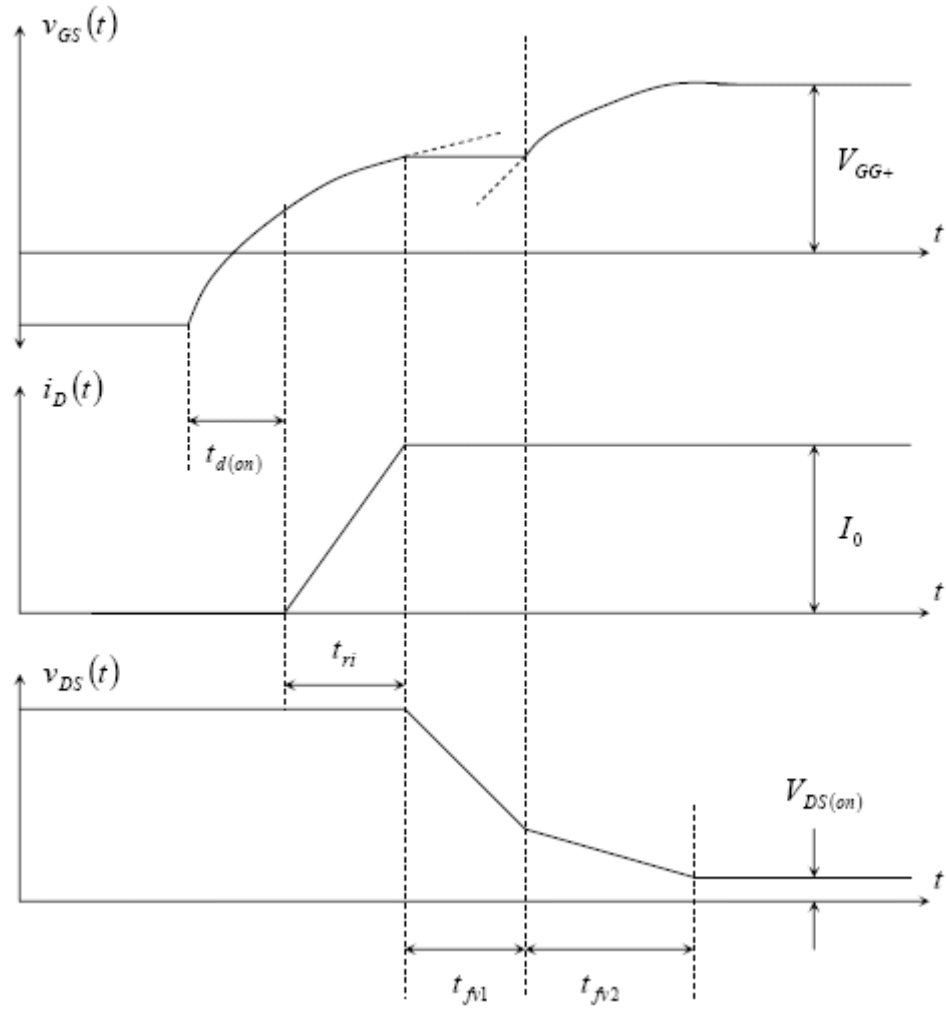
Alçaltıcı (*Step-down*) dönüştürücüde kullanılan bir IGBT'nin geçici akım-gerilim değişimini incelemek için Şekil 2.8'deki devre kullanılabilir. Bu devrede IGBT geçit kontrolü bir  $R_G$  direnci üzerinden uygun gerilim darbeleri uygulanarak yapılmaktadır.  $D_f$  diyotuna bağlı sabit ideal akım kaynağı alçaltıcı devrenin çıkış kısmını modellemektedir. Bu yapı IGBT'nin anahtarlama karakteristiklerini incelemek açısından yeterlidir ve literatürde sıkça kullanılmaktadır.



Şekil 2.8 IGBT kullanılan bir alçaltıcı dönüştürücü devresi. Bu sistemde alçaltıcının çıkış tarafı sabit akım kaynağı olarak modellenmiştir

Şekil 2.9'da IGBT'nin iletme-geçmesine ilişkin akım ve gerilim dalga biçimleri gösterilmiştir. IGBT iletme geçiş süresinin önemli kısmında esas olarak MOSFET gibi davrandığı için Şekil 2.9'da verilen grafikler ile bir MOSFET'in iletme geçme sürecindeki akım ve gerilimin zamana göre değişimini gösteren grafikler oldukça benzerdir. Böylece, MOSFET'in iletme-geçme akım ve gerilim dalga biçimlerinin incelenmesi için kullanılan eşdeğer devreler, IGBT'nin iletme-geçme akım-gerilim karakteristiklerinin incelenmesinde de kullanılabilir (Keserlioğlu, 2007). MOSFET akça-kaynak gerilim dalga biçiminde gözlenen  $t_{fv2}$  zaman aralığı genelde IGBT akça-kaynak gerilim dalga biçiminde de gözlenir (Mohan, 2003). IGBT'de gözlemlenen  $t_{fv2}$  zaman aralığının oluşmasına iki faktör katkıda bulunur. Birincisi, güç MOSFET'lerindeki benzer biçimde düşük akça-kaynak gerilimlerinde IGBT'nin MOSFET kısmındaki geçit-akça kapasitesi  $C_{gd}$  artacaktır (Mohan, 2003). İkincisi, IGBT'nin pnp transistor kısmı aktif bölgeyi kendi iletme-durumuna, MOSFET kısmından çok daha yavaş düşürür. pnp tranzistör tamamıyla iletme durumunda oluncaya kadar akça-sürüklenme bölgesinin iletkenlik modülasyonundan tam olarak yararlanamaz ve bu yüzden IGBT üzerine düşen gerilim son durumda oluşacak olan iletme-durumu gerilimi kadar küçük olamaz (Keserlioğlu, 2007).



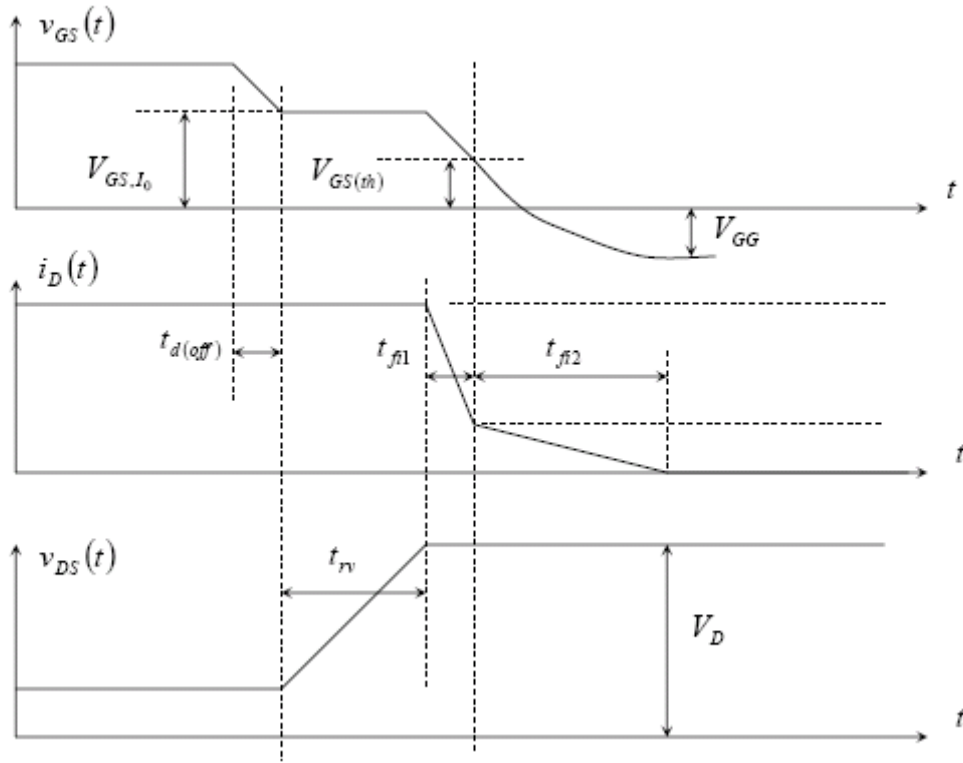


Şekil 2.9 Alçaltıcı (*Step-down*) dönüştürücü devre içinde kullanılan bir IGBT'nin iletim sürecindeki akım ve gerilim dalga biçimleri (Mohan, 2003)

### 2.5.2 Kesim geçici-hali

Şekil 2.10'da alçaltıcı (*Step-down*) dönüştürücü devrede kullanılan bir IGBT'nin kesime-geçmesine ilişkin akım-gerilim dalga biçimleri görülmektedir (Mohan, 2003). Akaç akımındaki herhangi bir azalma olmadan önce akaç-kaynak geriliminde bloklama değerine artar. Başlangıç zaman aralığını meydana getiren gerilim yükselme zamanı  $t_{rv}$ ,

ve kesim gecikme zamanı  $t_{d(off)}$  IGBT'nin MOSFET bölümü tarafından oluşturulur (Mohan, 2003). MOSFET ve IGBT'nin kesim süreçleri arasındaki en önemli fark iki ayrı zaman aralığının var olduğu akaç akımı dalga biçiminde gözlemlenir (Mohan, 2003). IGBT'nin MOSFET kısmının kesimine  $t_{f1}$  zaman aralığı boyunca oluşan hızlı düşme karşılık gelir. İkinci zaman aralığı,  $t_{f2}$  boyunca akaç akımı bir "kuyruk" (*tailing*) yapar; çünkü  $n^-$  sürüklenme bölgesinde yük birikir (Keserlioğlu, 2007). MOSFET kısmı kesimde olduğu için ve negatif bir akım oluşturabilecek biçimde IGBT uçlarına uygulanan ters kutuplama olmadığı için taşıyıcıların bölgeden dışarı atılması yoluyla birikmiş olan yükü uzaklaştırma olanağı yoktur (Keserlioğlu, 2007).



Şekil 2.10 Alçaltıcı (*Step-down*) dönüştürücü devre içinde kullanılan bir IGBT'nin kesim sürecindeki akım ve gerilim dalga biçimleri (Mohan, 2003)

Bu ilave taşıyıcıların uzaklaştırılmasının tek yolu, IGBT içinde meydana gelen yeniden birleşme (*recombination*) sürecidir. İletim-durumu gerilim düşümünün küçük olması için  $n^-$  sürüklenme bölgesindeki ilave taşıyıcı yaşam ömrü'nün (*excess carrier lifetime*) büyük olması arzu edildiğinden dolayı kesim sürecindeki  $t_{f2}$  zaman aralığı eşdeğer olarak uzun olacaktır. Bununla birlikte akaç-kaynak gerilimi kendi kesim durumu (*off-state*) gerilim değerinde olacağı için bu zaman aralığındaki güç sarfiyatı (*power dissipation*) büyük olacağından uzun bir  $t_{f2}$  zaman aralığı arzu edilmez. Güç BJT'leri için olan kuyruklama zamanında (*tailing time*) olduğu gibi bu zaman sıcaklık ile artar. Bu sebeplerden dolayı IGBT'de daha düşük iletim-durumu kayıpları ve daha düşük kesim zamanı arasında bir tercih yapılmalıdır. Bu durum BJT'ler, tristörler, diyotlar ve benzerleri gibi azınlık taşıyıcısı elemanlarda ortak bir durumdur. Sürüklenme bölgesindeki taşıyıcı yaşam ömrünü arzu edilen değere ayarlamak için IGBT'ye elektron bombardımanı (*electron irradiation*) işleminin uygulanması sıklıkla kullanılan bir yöntemdir (Keserlioğlu, 2007).

## BÖLÜM 3

### IGBT'nin MODELLENMESİ

IGBT'nin modellenmesine yönelik değişik amaçlara, değişik bakış açılarına ve bambaşka performanslara sahip farklı yöntemler kullanılmıştır. Kullanılan bu modelleme yöntemleri matematiksel modeller, yarı matematiksel modeller, davranışsal modeller ve yarı sayısal modeller olmak üzere dört ayrı sınıfta incelenebilir (Sheng, et al., 2000).

#### 3.1 Matematiksel Modeller

Yarıiletkenler fiziğine dayanan analitik modellerdir. Fiziksel denklemler farklı basitleştirmeler altında çözülür. Bu çözümler elektriksel ve yüksel davranışları tanımlayan analitik ifadeleri verir (Sheng, et al., 2000). Bu ifadeler, değişik uygulamalara yönelik olarak IGBT'nin davranışını taklit etmek için çeşitli simülasyon programlarıyla birleştirebilir (Sheng, et al., 2000).

IGBT'yi ilk olarak Baliga bir MOSFET'in sürdüğü bir pnp tranzistör biçiminde ele alarak kesim davranışını modellemiştir (Baliga, 1985). Daha sonra, IGBT'nin pnp-MOSFET yapısının, pnp tranzistörler ve ayrık MOSFET ile ve dirençsel yük kullanılarak kesim durumu için niteliksel olarak geçerliliği doğrulanmıştır (Kuo et al., 1985).

Fossum ve arkadaşları dört uçlu özel bir yatay (*lateral*) IGBT'yi modellediler. (Fossum et al., 1988).

Devre simülatörleri ile birleştirmeye uygun, iyi bir uyum gösteren bir boyutlu, analitik, yük kontrolü modeli Hefner (1988, 1990, 1991, 1994) tarafından geliştirmiştir.

Çizelge 3.1 1985-1997 yılları arasında yayınlanan matematiksel IGBT modelleri,  
(Sheng, et al., 2000)

YAZAR(LAR)	YIL	SİMÜLATÖR	
Baliga	1985 1987		PİN (BJT)-MOSFET bağlantısı kuyruk akımı analizinin statik özellikleri, için kullanılır.
Kuo, D. S., Choi, J.Y, Giandomenico, Hu,Sapp, Sassaman & Bregar	1985 1986		Tek boyutlu kapalı-biçim statik iletim durumu gerilimi ( $V_F$ ) çözülmüştür, kuyruk akımı çökme oranı hesaplanmıştır.
Hefner	1988- 1990	Saber, PSpice, etc.	Hem statik hem de dinamik özellikler için tek boyutlu model ayrıntılıdır, geçici- hal doğruluğu iyidir.
Fossum, McDonald & Shibib	1988	Spice	LIGBT için, çok düşük güç sonuçları verir.
Kraus & Hoffmann	1993	Saber	Statik taşıyıcı denklemleri sadece NPT-IGBT için, geçici-hal taşıyıcı davranışı yaklaşımında sonsuz baz yaşam ömrü varsayılarak iki boyutlu olarak, çözülür.
Hefner & Blackburn	1993	Saber	1988-1990 boyunca ki kendi modellerine ek olarak, dinamik elektro termal davranışı içerir.
Li, Lafore, Arnould & Reymoud	1993		Doğrusal taşıyıcı dağılımını varsaymıştır, diğer durumları Hefner modeliyle benzerdir.
Hefner	1993	Saber	İlk modelini PT-IGBT için geliştirilmiştir.
Fatemizadeh, Tchouangue & Silber	1993 1996	PSpice	DC özellikler için karmaşık ifadeleri, taşıyıcı dinamikleri için Galarkin metodu yaklaşımını, dinamik elektro termal davranışı içerir.
Kuo & Chiang	1994		Sadece iletim geçici-hali içindir, tam değildir.
Kuzmin, Yurkov & Pomortseva	1994		PT-IGBT analiz edilmiştir, negatif diferansiyel direnç modellenmiştir.

Çizelge 3.1 1985-1997 yılları arasında yayınlanan matematiksel IGBT modelleri,  
(Sheng, et al., 2000) (Devam)

YAZAR(LAR)	YIL	SİMÜLATÖR	
Allard, Morel, Lin, Helali & Chante	1994	PACTE	Bağ grafik ( <i>bond graph</i> ) metodunu kullanarak sistematik modelleme yapar, yürütülmesi için karmaşık programlar gereklidir, tam sonuç verir.
Besbes	1995		Allard, Morel, Lin, Helali & Chante benzerdir, bağ grafik ( <i>bond graph</i> ) metodunu kullanır.
Spanik, Dobrucky & Gubric	1995		Hefner modelinin denklemlerini kullanır, model basitleştirilmiş biçimde türetilmiştir, ters paralel diyot modelini içerir.
Udrea & Amaratunga	1995 1997		PİN diyotun T-IGBT'nin statik özelliklerine etkisi, MOSFET ile seri bağlı PİN-BJT'nin birleştirilmesiyle modellenir.
Feiler, Gerlach & Wiese	1995		İki boyutlu iletim durumu taşıyıcı dağılımı analitik olarak D-IGBT için hesaplanır, devre simülasyonu için çok karmaşıktır, devre dizaynları için uygundur.
Yue, Liou & Batarseh	1997		Hem yüksek hem de düşük seviye enjeksiyon göz önüne alınır, sayısal metotlar kısmi olarak kullanılır, iyi belgelenememiştir.
Sheng, Finney & Williams	1997	PSpice	İki boyutun cihazların statik özelliklerine etkisi analitik olarak D-IGBT için modellenmiştir.
Sunkavalli & Baliga	1997		Taşıyıcı arttırmanın ileri gerilim düşüşüne etkisi tek boyutlu olarak DI-LIGBT için modellenir.
Strollo	1997	PSpice	Taşıyıcı taşınım denklemleri Laplace dönüşümü ile yürütülür.
Napoli, Strollo & Spirito	1997		İki boyutlu iletim durumu taşıyıcı dağılımı analitik olarak D-IGBT için modellenir, sonlu taşıyıcı yaşam ömrü göz önünde bulundurulur, devre simülasyonu için çok karmaşıktır, devre dizaynları için uygundur.
Sigg, Tuerkes & Kraus	1997	Saber	Karmaşık model dinamik taşıyıcı dağılımı ve dinamik elektro termal davranış için hesaba katılır.

### 3.2 Yarı-Matematiksel Modeller

Bu modeller kısmen yarıiletkenler fiziğine dayanırken elemanın geri kalan bileşenleri var olan modeller (Spice, Saber, MEDICI, vs.) ile birleştirilir. Bu gruptaki modellerin çoğu devre simülatörlerinde var olan BJT ve MOSFET modelleri ile ilişkilidir ve IGBT'deki bazı özel etkileri işleme katmak için diğer bileşen kullanılır. Bu özel etkiler: gerilim bağımlı kuyruk akımı, baz iletkenlik modülasyonu, sözde-statik olmayan etkiler, uçlar arasındaki doğrusal olmayan kapasiteler ve kesim yaşam ömrüne bağlı gerilim artış hızı gibi etkileri içerir (Sheng, et al., 2000).

Shen ve Chow, (1991) modellerinde NQS (*Nonquasi Statik*) etkileri işleme katmak için Hefner (1988, 1990, 1991, 1994) tarafından önerilen sabit kapasiteyi ve BJT için uyarlanmış bir Ebers-Moll modelini kullandılar. Buna ek olarak, MOSFET'in geçit-akaç ve geçit-kaynak kapasiteleri için parça parça doğrusallaştırılmış değerleri alındı (Sheng, et al., 2000). Doğrusal olmayan kapasiteler, hiperboller ile (Andersson et al., 1993), polinomlar ile (Kim et al., 1993), fiziksel olarak (Protiwa et al., 1993; Petrie and Hymowitz, 1996; Sheng et al., 2000) veya parça parça doğrusallaştırarak (Mihalic et al., 1994) modellenebilir (Sheng, et al., 2000).

Çizelge 3.2 1991-1998 yılları arasında yayımlanan yarı-matematiksel IGBT modelleri,  
(Sheng, et al., 2000)

YAZAR(LAR)	YIL	SİMÜLATÖR	
Shen & Chow	1991 1993	Contec-Spice	BJT ve MOSFET 'in Spice modelleri ile basit birleşimi, doğrusal olmayan geçit kapasitansları için parça-tarz yaklaşımı ile modellenir.
Kvien, Undeland & Rogne	1993	Krean	İyi tanımlanamamıştır, tamamlanamamıştır.
Kim, S. D., Kim, H. S., Choi, J.Y, Cho & Han	1993	Spice	BJT ve MOSFET 'in Spice modelleri ile kolaylıkla birleştirilir, doğrusal olmayan $C_{gd}$ polinom yaklaşımıyla ifade edilir.
Andersson, Kuivalainen & Pohjonen	1993	Spice	BJT ve değiştirilmiş düzey 3 Spice model birleştirilir, doğrusal olmayan $C_{gd}$ ve $C_{ds}$ hiperbol yaklaşımıyla ifade edilir, taşınım sonuçlarını vermez.
Mihalic, Jezernik, Krischan & Rentmeister	1995	Spice	DC özellikler için değiştirilmiş MOSFET modeli kullanılır.
Alonso & Meynard	1995		Kısa devre davranışı basit model ile modellenir.
Kawaguchi, Terazaki & Nakagawa	1995	Spice	Sadece özel etkileri içeren IGBT içindir, iyi tanımlanamamıştır.
Petrie & Hymowitz	1995	Spice	BJT-MOSFET şeklindedir, doğrusal olmayan $C_{gd}$ modellenir.
Musumeci, Raciti, Sardo, Frisina & Letor	1996	PSpice	Akım kaynağı ile kontrol edilen PT-IGBT için alt devre modeli gerilime bağımlı kuyruk akımını modellemek için kullanılır.
Sheng, Finney & Williams	1996	PSpice	BJT, MOSFET ve doğrusal olmayan $C_{gd}$ için kontrollü akım kaynağı basit yapılıdır.
Zhang, Wathanasarn & Shepherd	1996	HSpice	BJT, MOSFET birleşimidir, doğrusal olmayan $C_{gd}$ modellenmez, anahtarlama geçiş simülasyonu için tam yeterli değildir.
Amimi, Bouchokour & Maurel	1996	Saber	Doğrusal olmayan kapasitanslar olmaksızın BJT-MOSFET birleştirilir, dinamik elektro termal etkileri modellenir.
Ammomus, Allard & Morel	1998	PACTE	Sadece termal modelleme içindir.



### 3.3 Davranışsal Modeller

Davranışsal modeller ampirik modellerdir ve IGBT'nin fiziksel mekanizmalarını dikkate almadan davranışını ele alırlar. Deney sonucu elde edilmiş ölçümleri kullanarak ve bu sonuçlara eğriler uydurarak IGBT davranışsal modeller elde edilir (Sheng, et al., 2000).

Tzou ve Hsu (1993) üretici firmaların veri sayfalarından elde edilen karakteristik eğrileri kullanarak IGBT'yi kapasite direnç ve akım kaynaklarından oluşan bir devre vasıtasıyla modellemiştir (Keserlioğlu, 2007). IGBT kayıplarını hesaplamak için Clemente ve Dapkus (1993) ile Blaabjerg (1996) modellerinde eğri uydurma yöntemlerini kullandılar (Keserlioğlu,2007).

Çizelge 3.3 1993-1996 yılları arasında yayınlanan davranışsal IGBT modelleri, (Sheng, et al., 2000)

YAZAR(LAR)	YIL	SİMÜLATÖR	
Tzou & Hsu	1993	Spice	MOSFET hariç, doğrusal olmayan davranış için eğrileri uydurma metodu kullanılır.
Clemente & Dapkus	1993		Sadece DC ve dinamik davranışa sahip olmayan devre dizaynında anahtarlama kayıplarını hesaplamak için eğri uydurma metodu kullanılır,.
Kovac & Kovacova	1994	PSpice	$C_{gd}$ için parçalı-tarz modelleme yapılır.
Hsu, J, T. & Ngo	1996	Saber	Hammerstein şekli kullanılır, doğrusal olmayan $C_{gd}$ modellenir.
Blaabjerg, Pedersen, Sigurjonsson & Elkjaer	1996		Sadece kayıp tahminleri için güç fonksiyon eğrileri uydurulur.
Monti	1996	Matlab	Fuzzy temelli yaklaşım yapılır, doğrusal olmayan $C_{gd}$ , $C_{gs}$ ve $C_{ds}$ modellenir.

### 3.4 Yarı-Sayısal Modeller

Geniş baz bölgesini modellemek için sonlu-elemanlar yöntemi kullanılırken, diğer devre parçaları analitik yöntemlerle modellenir. IGBT'nin baz bölgesinin modellenmesindeki karmaşıklıktan dolayı doğru olarak tanımlamak için bazı sayısal yöntemler kullanılır. Metzner (1993) ve Metzner et al. (1994) ayrı olarak ele aldığı baz bölgesinde ambipolar difüzyon denklemlerini sayısal olarak çözmüşlerdir. Sonuçları, diğer parçalar için kullandığı matematiksel modeller ile birlikte IGBT'nin davranışını modellemek için kullanmışlardır. Aynı uygulama, Goebel (1994) tarafından da kullanıldı (Goebel, et al., 1994). Bu gruptaki modeller normal devre simülatörü ile kullanılmaya uygun değildir. Ancak, Saber simülatörü ile birleştirilebilir.

Çizelge 3.4 1993-1994 yılları arasında yayınlanan yarı-sayısal IGBT modelleri,  
(Sheng, et al., 2000)

YAZAR(LAR)	YIL	SİMÜLATÖR	
Metzner	1993 1994	Saber	Geniş baz bölgesi farklı şartlar için taşıyıcı davranışını tam olarak bulmak için ayrılmıştır.
Goebel	1994	Saber	Tek boyutlu sayısal ve analitik metotların birleşimidir, normal devre simülatörleri için yürütülmesi zordur.

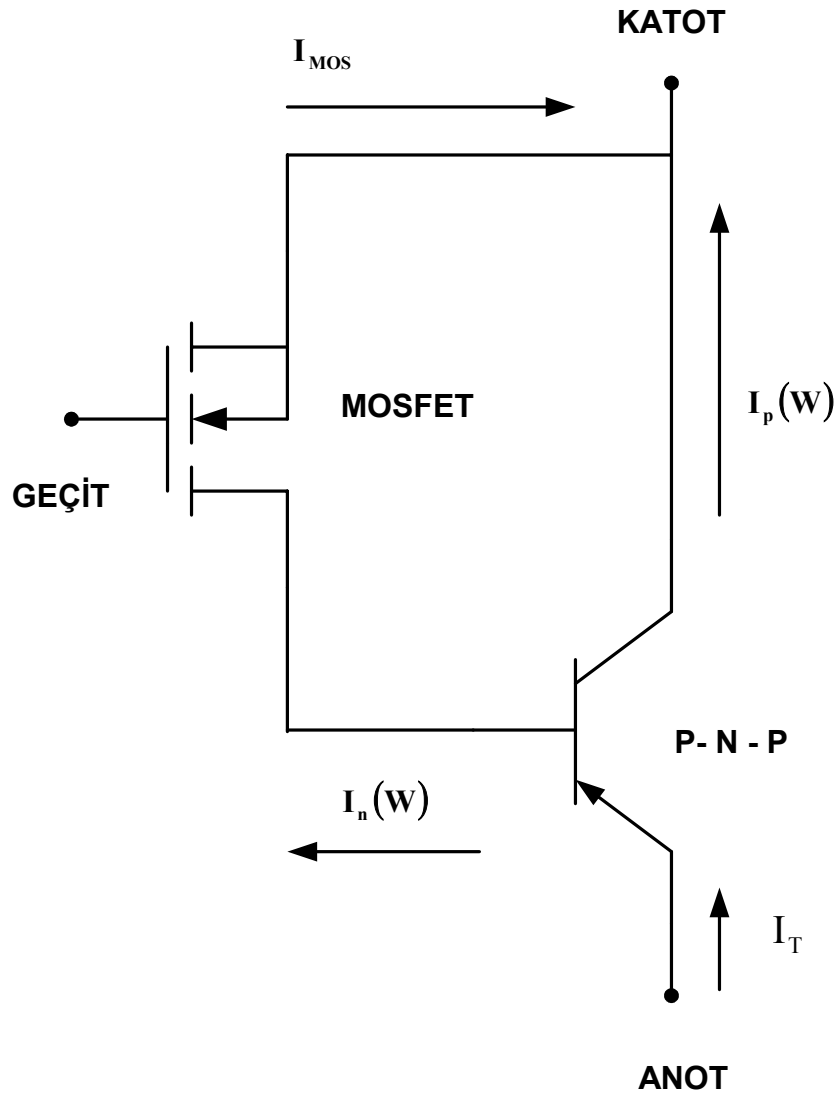
## BÖLÜM 4

### IGBT KESİM KARAKTERİSTİĞİNİN HEFNER ANALİTİK MODELİ İLE İNCELENMESİ

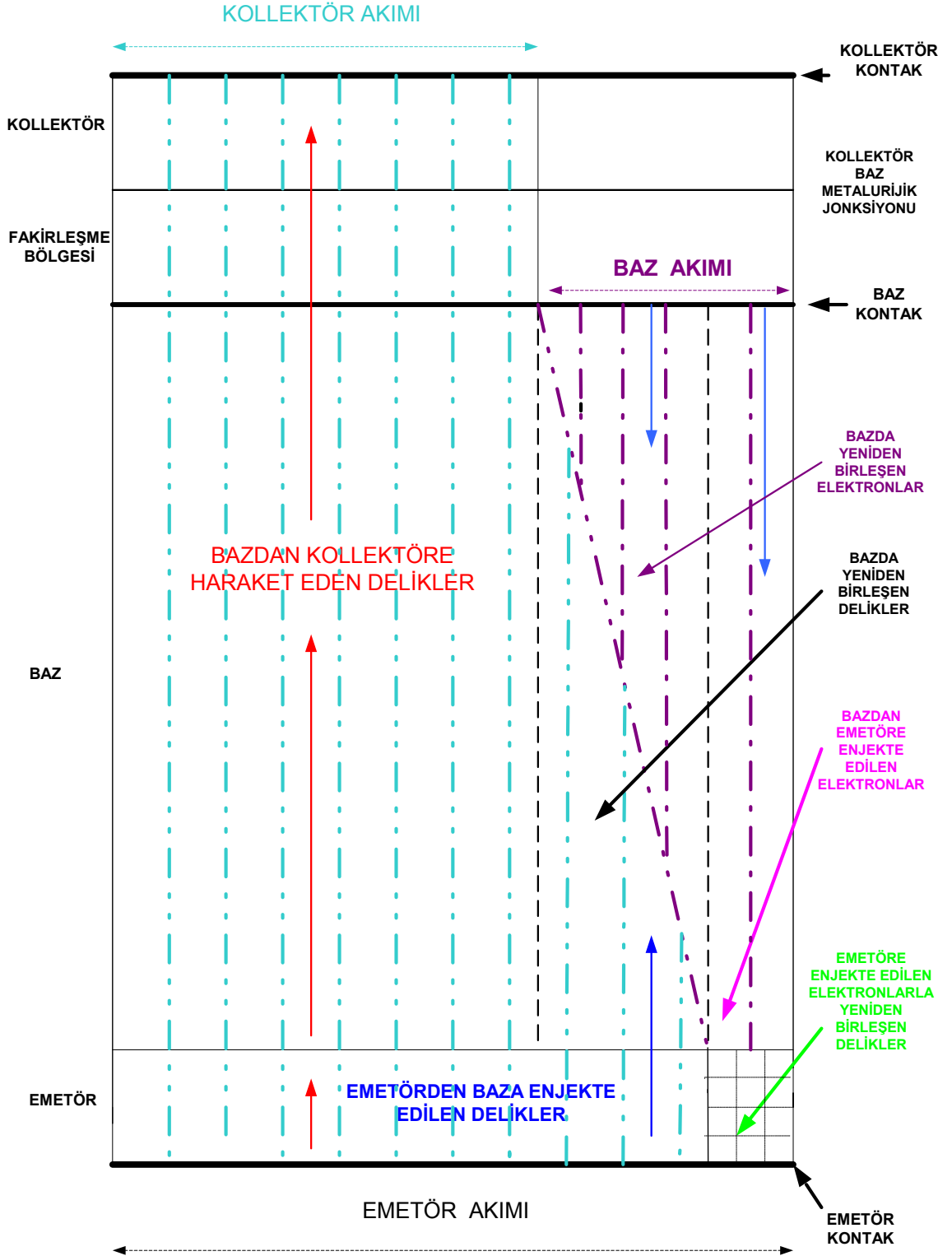
#### 4.1. Hefner Analitik IGBT Modeli

IGBT'nin kararlı hal ve geçici hal uygulamasını anlatan (Hefner, 1987), (Hefner, et. al., 1988) tarafından geliştirilen analitik model sunulmuştur. Bu model Şekil 4.1'deki eşdeğer devre temeli üzerine kurulmuştur. Model elektronların ve deliklerin düşük katkılandırılmış epitaksiyel tabaka içerisindeki taşınımını tanımlamak için ambipolar taşınımı kullanarak türetilmiştir (Hefner, 1990). Model geçici hal koşulları için sözde-statik (*quasi-statik*) yaklaşımdan önemli miktarda farklılık gösterir (Hefner, 1990).

IGBT yapısı nedeniyle, MOSFET tarafından sağlanan bipolar tranzistör baz akımı (elektronlar) bazın sonundaki kollektör kısmında sisteme giriş yapar (Hefner, et. al., 1988). Bu modelde fazlalık taşıyıcı konsantrasyonunun sıfır olduğu ters beslenmiş epitaksiyel tabaka-gövde jonksiyonunun epitaksiyel tabaka ucundaki cihaz bölgesi, MOSFET akaçı ile bipolar tranzistör bazı arasındaki kontak olarak gösterilmiştir (Hefner, 1990). Bu bölgeye giren elektron akımı MOSFET akımına eşittir ve delik (hole) akımı da bipolar tranzistörün kollektör akımıdır (Hefner, 1988). IGBT'nin bipolar tranzistörünün bazındaki taşıyıcıların şematik akışı Şekil 4.2'de gösterilmektedir (Hefner, 1988).



Şekil 4.1. IGBT modelinin eşdeğer devresi (Hefner, 1990)



Şekil 4.2. IGBT'nin bipolar tranzistöründeki taşıyıcıların şematik akış diyagramı (Hefner, 1990)

IGBT'nin bipolar tranzistörünün bazı,  $n \approx p$  olan cihazın pratik akım yoğunluğu aralığı için yüksek seviye enjeksiyon durumunda olduğundan, bazdaki elektronların ve deliklerin taşınımı ambipolar taşınım denklemleri

$$I_n = \frac{b}{l+b} I_T + qAD \frac{\partial p}{\partial x} \quad (4-1)$$

$$I_p = \frac{l}{l+b} I_T - qAD \frac{\partial p}{\partial x} \quad (4-2)$$

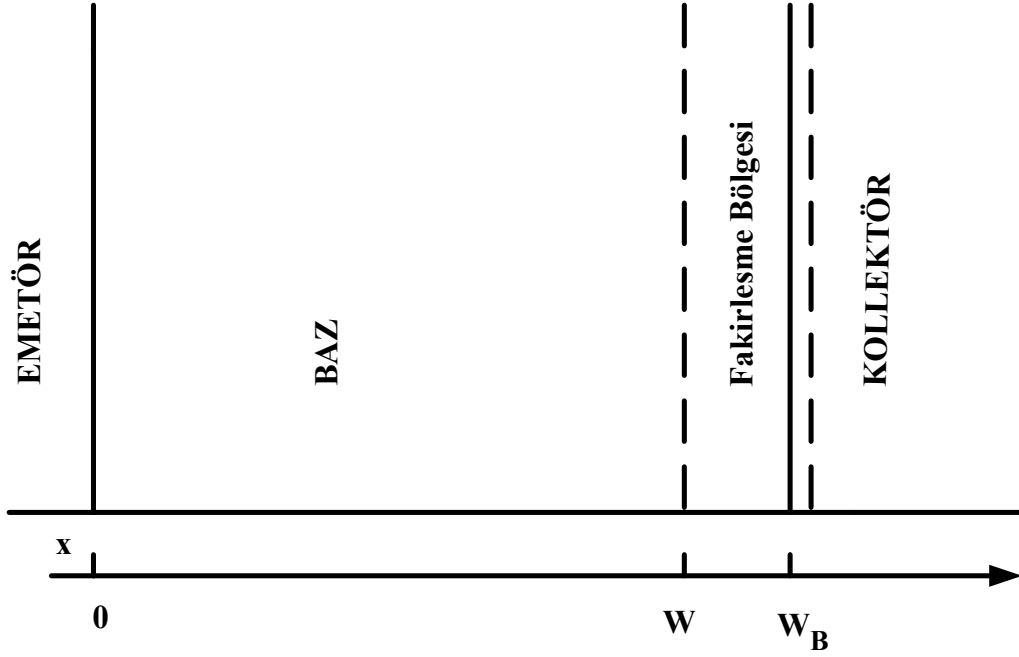
ile açıklanır (Roosbroeck, 1953). Her iki eşitliğin de toplam akıma bağlı olduğuna dikkat edilmelidir, o halde elektronların ve deliklerin taşınımı  $I_T$ 'ye bağlı çift oluşturur ve birbirinden bağımsız olarak ele alınamaz (Hefner, 1990). Zamana bağlı ambipolar difüzyon denklemi

$$\frac{\partial^2 \delta p}{\partial x^2} = \frac{\delta p}{L^2} + \frac{l}{D} \frac{\partial \delta p}{\partial t} \quad (4-3)$$

biçiminde verilmiştir. Bu denklem sadece  $I_T$ 'nin pozisyonundan bağımsız olduğu IGBT'ler için geçerlidir, bu da IGBT'nin bipolar tranzistörü için sağlanır; çünkü baz kontağı bazın sonundaki kollektör kısmındadır (Hefner, 1988).

## 4.2. Kesimden İletime Geçiş

IGBT'nin bipolar tranzistörünün emetör-baz gerilimi, fazlalık taşıyıcı konsantrasyonu ve kararlı hal kollektör ve baz akımları için parametrik bir denklem sistemi verilmiştir (Hefner, 1990). Bipolar tranzistör denklemleri daha sonra IGBT'nin iletim durumu akım-gerilim karakteristiklerini anlatabilmek için cihazın MOSFET kısmı için olan bir model ile birleştirilmiştir. Bipolar tranzistör analizi Şekil 4.3'te tanımlanan bir koordinat sistemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Hefner, 1988).



Şekil 4.3. Geliştirilmiş IGBT modelinde kullanılan koordinat sistemi (Hefner, 1990)

IGBT'nin bipolar tranzistörünün kollektör-baz jonksiyonu ileri yönde iletim için ters beslenir ve kollektör-baz jonksiyonu fakirleşme genişliği:

$$W_{bcj} = \sqrt{2\epsilon_{si}(V_{bc} + V_{bi})/qN_B} \quad (4-4a)$$

denklemleri verilmiştir (Hefner, 1991). Burada  $V_{bi} \approx 0.7$  V'dur. Quasi-nötral (*Sözde-nötral*) bazın genişliği

$$W = W_B - W_{bcj} \quad (4-4b)$$

biçiminde verilmiştir (Hefner, 1990).  $x=W$  'daki fazlalık taşıyıcı konsantrasyonu sıfırdır ve bazdaki kararlı hal ambipolar difüzyon denkleminin çözümü  $\frac{\partial \delta p}{\partial t} = 0$  kullanılarak

$$\delta p(x) = P_0 \frac{\sinh[(W-x)/L]}{\sinh(W/L)} \quad (4-5)$$

biçiminde ifade edilir (Hefner, 1988). Burada emetör-baz jonksiyonunun baz ucundaki taşıyıcı konsantrasyonu  $P_0$ , modelin geliştirilmesi için bir parametre olarak kullanılmıştır (Hefner, 1988). Bazdaki toplam fazlalık taşıyıcı yükü bu taşıyıcı dağılımının baz üzerinden entegrali alınarak

$$Q = qP_0 AL \tanh\left(\frac{W}{2L}\right) \quad (4-6)$$

bulunur. Bu parametre geçici hal analizi için bir başlangıç durumu olarak kullanılmıştır (Hefner, 1990).

Sözde kararlı hal yaklaşımını kullanarak ve bazda yüksek seviye enjeksiyon olduğunu kabul ederek emetöre enjekte edilen elektron akımı

$$I_n(x=0) = I_{sne} \left( \frac{P_0^2}{n_i^2} \right) \quad (4-7)$$

biçiminde verilmiştir (Hefner, 1990). Burada  $I_{sne}$  emetör elektron doyma akımıdır ve emetör parametrelerini de hesaba katılmasını sağlar. Daha sonra baz ve kollektör akımları (4-1), (4-2), (4-5) ve (4-7) denklemlerinden

$$I_B = \frac{P_0^2 I_{sne}}{n_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \left( \coth\left(\frac{W}{L}\right) - \frac{1}{\sinh(W/L)} \right) \quad (4-8)$$

$$I_C = \frac{P_0^2 I_{sne}}{bn_i^2} + \frac{qP_0 AD}{L} \left( \frac{\coth(W/L)}{b} + \frac{1}{\sinh(W/L)} \right) \quad (4-9)$$



olarak elde edilir (Hefner, 1990). Burada baz akımı  $I_n (x=W)$  ve kollektör akımı da  $I_p (x=W)$ 'dur. Toplam IGBT anot akımı  $I_T = I_B + I_C$  ile verilir ve geçici hal analiz için bir başlangıç koşulu olarak kullanılır (Hefner, 1988).

Baz kontağının quasi-nötral bazının kollektör ucunda olduğu tanımlandığından dolayı bipolar tranzistörün emetör-baz gerilimi iletimi modüle edilmiş bazın üzerinde bir potansiyel düşüşü içerir (Hefner, 1990). Emetör-baz gerilimi düşüşü,  $P_0$  parametresi cinsinden

$$n_{eff} = \frac{\left(\frac{W}{2L}\right) \sqrt{N_B^2 + P_0^2} c \operatorname{sech}^2\left(\frac{W}{2L}\right)}{\operatorname{arctan} h \left[ \frac{N_B^2 + P_0^2 c \operatorname{sech}^2\left(\frac{W}{2L}\right) \tanh\left(\frac{W}{2L}\right)}{N_B + P_0 c \operatorname{sech}\left(\frac{W}{L}\right) \tanh\left(\frac{W}{2L}\right)} \right]} \quad (4-10)$$

tanımlanarak,

$$V_{eb} = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{P_0^2}{n_i^2}\right) + \frac{I_T W}{\left(1 + \frac{l}{b}\right) \mu_n A q n_{eff}} - \frac{D}{\mu_n} \ln \frac{P_0 + N_B}{N_B} \quad (4-11)$$

biçiminde ifade edilmiştir. (Hefner, 1987), (Hefner, et. al., 1986), (Hefner, et. al., 1987) (Hefner, et. al., 1988). (4-11) denkleminin sağ tarafındaki ilk terim, emetör-baz jonksiyonunun yüksek seviye enjeksiyonun potansiyel düşüşü olarak tanımlanabilir, ikinci terim  $n_{eff}$ 'in  $P_0$ 'a bağlı olan etkin taşıyıcı konsantrasyonu olduğu, iletimi modüle edilmiş baz üzerindeki rezistif düşüş olarak tanımlanabilir, ve son terim de baz üzerindeki taşıyıcı konsantrasyonundaki değişmeden dolayı yüksek seviye enjeksiyonun difüzyon potansiyeli olarak tanımlanabilir (Hefner, 1990). IGBT'nin iletim durumu anot-katot gerilim düşüşü kollektör-baz geriliminin ve emetör-baz geriliminin toplamı olarak

$$V_A = V_{eb} + V_{bc} \quad (4-12)$$

biçiminde verilir (Hefner, 1987). Şekil 4.1'den de görüldüğü üzere  $I_{mos} = I_B$  ve kollektör-baz gerilimi MOSFET'in akaç-kaynak gerilimine  $V_{bc}$  eşittir. IGBT iletimdeyken MOSFET kendi lineer bölgesinde olduğundan dolayı

$$V_{bc} = \frac{I_B}{K_p (V_{gs} - V_T)} \quad (4-13)$$

biçimindedir (Hefner, 1987). Burada  $K_p$  parametresi oksit kapasitansının, yüzey elektron mobilitesinin ve MOSFET hücrelerinin efektif genişlik-uzunluk oranının çarpımına eşittir (Hefner, 1987). Anot gerilimi, denklem (4-8) ve (4-9)'da  $I_T$  cinsinden elde edilen denklem (4-8) - (4-13) kullanılarak  $P_0$  cinsinden elde edilir. Bu yüzden, (4-4) denkleminde  $V_{bc} \approx 0$  kabul edilerek IGBT'nin iletim durumu anot-katot gerilim düşüşü bağımsız olarak anot akımı ve geçit gerilimi cinsinden verilebilir (Hefner, 1990). Son olarak,  $V_A$  geçici hal analizi için başlangıç koşulu olarak alınır (Hefner, 1990).

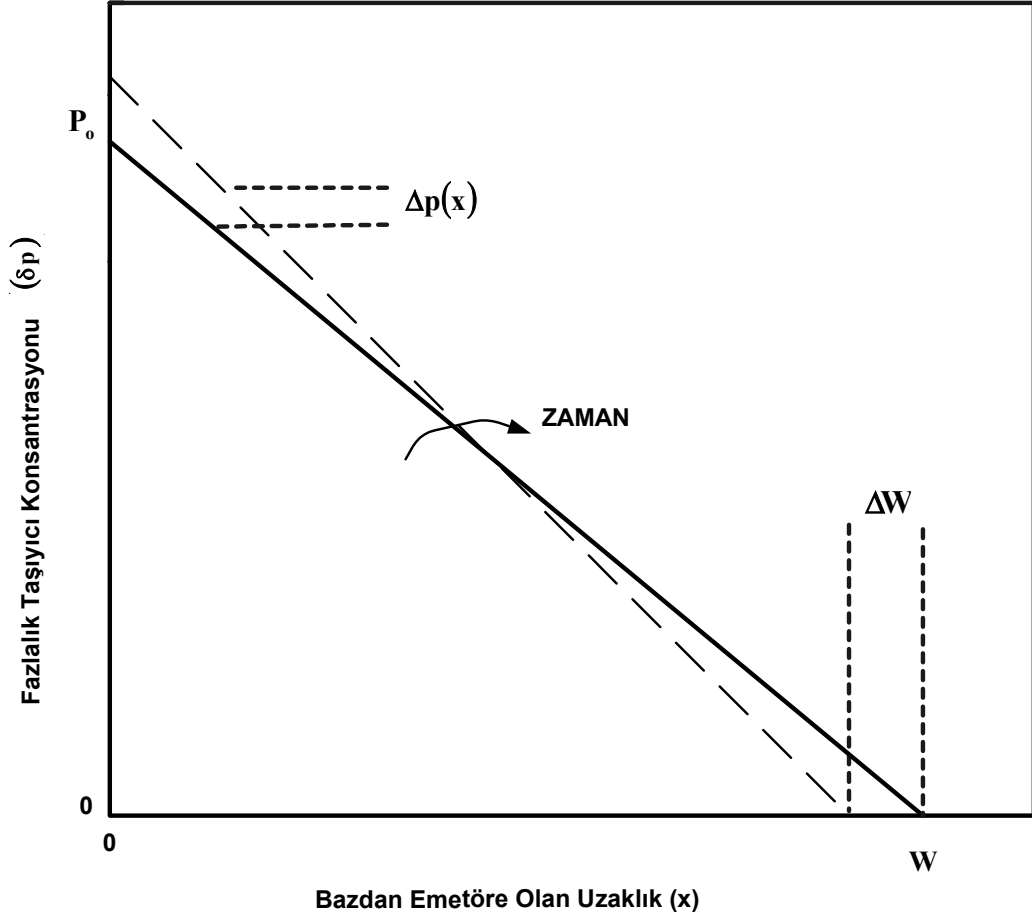
#### 4.1.2 İletimden Kesime Geçiş

Basit model IGBT'nin  $Q'$  yükünü ve anot gerilimi  $V_A'$ 'nin durumunu açıklayan iki durum denkleminde oluşur (Hefner, 1990). Bu denklemler akımı ve gerilimi zamana bağlı olarak elde etmek için kararlı hal cihaz analizinden elde edilen başlangıç koşullarını kullanarak yük devresinin durum fonksiyonları ile birlikte eş zamanlı olarak çözümlenerek elde edilir (Hefner, 1990). IGBT'yi kesime geçirmek için geçit gerilimi threshold (*eşik*) altında anahtarlanır, bu da hızlı bir şekilde MOSFET kanal akımını taşır ve bipolar tranzistörün baz akımını elimine eder (Hefner, 1988). Bipolar tranzistörün kolektör akımı daha yavaş azalır, çünkü bipolar tranzistörün depolanmış fazlalık taşıyıcıları tükenmelidir (Hefner, et. al, 1987).

Modeli basitleştirmek amacıyla, sürücü devresinin etkileri (Hefner, 1990).Yapılan simülasyonlar ve ölçümler hızlı geçit gerilimi geçişleri için yapılmıştır; böylece cihazın MOSFET kısmı hızlı bir şekilde kapatılmıştır ve geçici hal sırasında bipolar baz akımı sıfırdır (Hefner, et. al, 1988). Elektron ve delik (hole) akımlarındaki sınır koşulları geçici hal ve kararlı hal de değişik olduğundan, fazlalık taşıyıcı dağılımının şekli ve bazdaki toplam fazlalık taşıyıcı yükü ve akım arasındaki ilişki geçici hal sırasında kararlı halden farklıdır (Hefner, et. al, 1988). Bunun anlamı, genel anlamda kullanılan sözde-statik yaklaşımın IGBT için geçerli olmamasıdır (Hefner, 1990). Sözde-statik yaklaşım benzer kararlı hal koşullarında olduğu gibi toplam baz yükü ve akım arasındaki ilişkinin geçici hal sırasında aynı olduğunu kabul eder (Hefner, et. al., 1989). Farklılık iki nedenden dolayı ortaya çıkar:

1. Elektron ve delik (hole) taşınım denklemleri ambipolar taşınım için çift oluşturur, böylece toplanan delik (hole) akımı düşük akım kazanımından dolayı IGBT için büyük olan MOSFET elektron akımının taşınımı ile değişir (Hefner, et. al., 1989).
2. Anot gerilimi boyunca fazlalık taşıyıcıları için kollektör baz fakirleşme genişliği baz-geçiş süresinden daha hızlı değişir, böylece taşıyıcıları değişen baz genişliğine yeniden dağıtmak için önemli bir akım bileşeni gerekir (Hefner, et. al., 1989).

Anot gerilimi geçişleri sırasında kollektör baz fakirleşme genişliği zamana bağlı olarak değişir ve kollektör-baz gerilimi türünden (4-4a) denklemi ile ifade edilir (Hefner, 1988). Böylece (4-4b)'de verilen sözde-nötral baz genişliği de zamanla değişir. Baz genişliği değişen gerilimle değiştiği için gerilim arttıkça fazlalık taşıyıcı yükü  $Q'$  daha dar bir nötral baza süpürülür (Hefner, 1990). Bu durum Şekil 4.4'te de görülmektedir, burada  $\Delta W$  baz genişliğindeki değişimi belirtir, yerel fazlalık taşıyıcı konsantrasyonu değişimi  $\Delta P$  ile gösterilir (Hefner, 1990).



Şekil 4.4. Hareketli kolektör-baz fakirleşme kenar sınırından dolayı zaman ile değişen fazlalık taşıyıcı konsantrasyonu ile belirtilen bazdaki fazlalık taşıyıcı dağılımı (Hefner, 1990)

Bu yerel taşıyıcı konsantrasyonundaki değişimi ortaya çıkarmak için elektron ve delik (hole) akımlarında bir uzaklaşma ve bununla alakalı taşıyıcı dağılımında bir eğrilme gereklidir (Hefner, 1987). Hareket eden bir kolektör-baz fakirleşme ucu için (4-3) denkleminin birinci dereceden bir çözümü

$$\delta p'(x) = P_0' \left[ 1 - \frac{x}{W'} \right] - \frac{P_0'}{W'D} \left[ \frac{x^2}{2} - \frac{W'x}{6} - \frac{x^3}{3W'} \right] \cdot \frac{dW'}{dt} \quad (4-14)$$

(Hefner, 1987), (Hefner, et. al., 1988)'te verilmiştir. Burada kollektör-baz fakirleşme ucu hızı  $dW'/dt$ , denklem (4-14) 'e göre gerilim geçişleri sırasındaki kollektör-baz fakirleşme bölgesinin genişlemesinden kaynaklanır (Hefner, 1988). Bu taşıyıcı dağılımı Şekil 4.5'te görülmektedir ve verilen bir kollektör-baz fakirleşme ucu hızı için Şekil 4.4'te de belirtilen taşıyıcı dağılımını değiştirmek için gerekli olan eğrilige sahiptir (Hefner, 1990). Sabit bir anot gerilimi için sadece (4-14) 'ün sağ tarafındaki ilk terim kalır (Hefner, 1990). Bu terim kararlı hal durumundaki taşıyıcı dağılımında farklılık gösterir; çünkü bazda yeniden birleşen elektronlar ve delikler (hole) kararlı hal durumunda olduğu gibi kendi akım yoğunluklarının farklılıkları tarafından sağlanmazlar; fakat sadece yerel fazlalık taşıyıcı konsantrasyonları tarafından sağlanırlar ve böylece azalırlar (Hefner, 1990).

Geçici hal sırasında fazlalık taşıyıcı baz yükü bazdaki yeniden birleşme ve emetör elektron enjeksiyonu

$$\frac{dQ'}{dt} = -\frac{Q'}{\tau_{HL}} - I'_n(x=0) \quad (4-15)$$

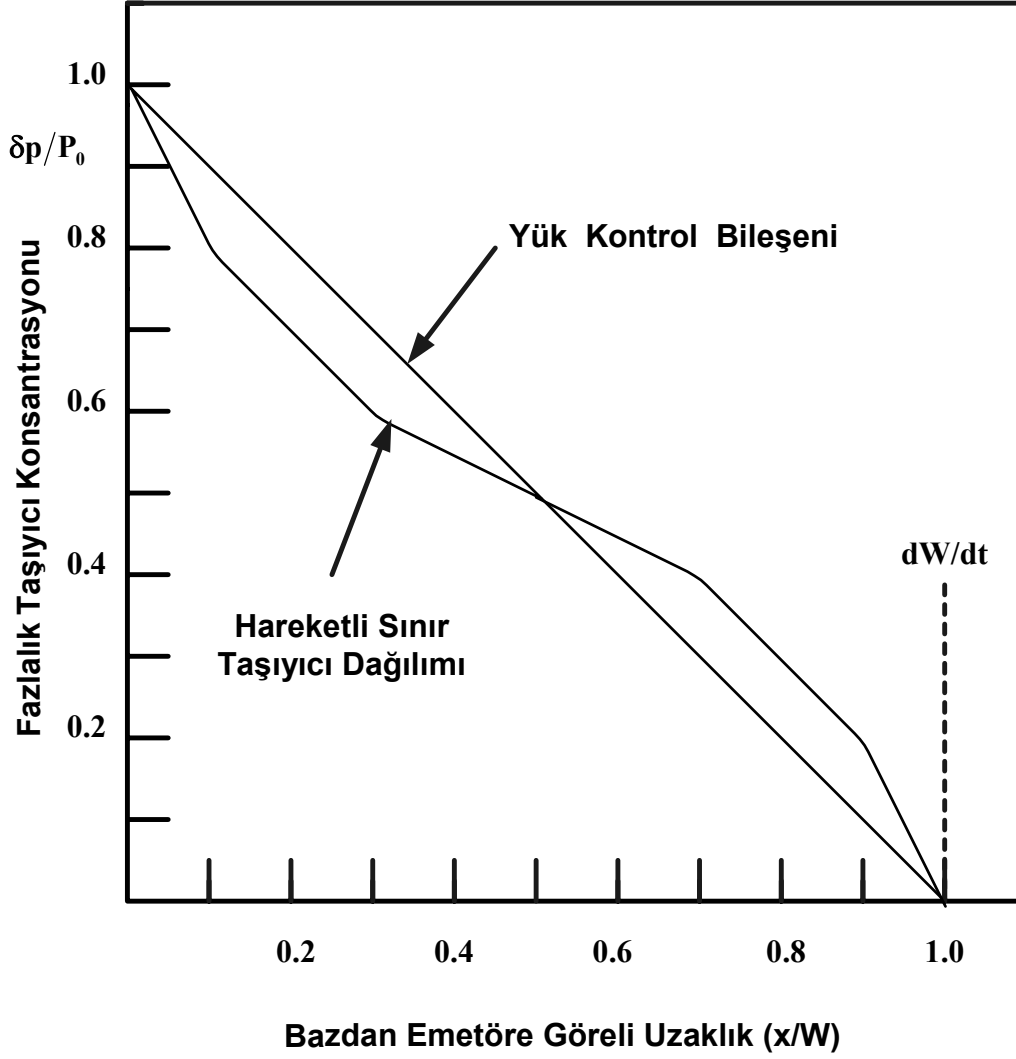
ifadesi ile tükenir (Hefner, et. al, 1988). Denklem (4-14)'ü baz üzerinden integre ederek geçici hal şartları için bazın emetör ucundaki taşıyıcı konsantrasyonu toplam baz yükü

$$P'_0 = \frac{2Q'}{qAW'} \text{ türünden verilmiştir (Hefner, et. al, 1988). Denklem (4-7) ve Denklem}$$

(4-15)'i kullanarak, yeniden birleşme ve emetör enjeksiyonundan kaynaklanan toplam fazlalık baz yükünün tükenme oranı

$$\frac{dQ'}{dt} = -\frac{Q'}{\tau_{HL}} - \frac{4Q'^2 I_{sne}}{W'^2 A^2 q^2 n_i^2} \quad (4-16)$$

biçiminde verilmiştir (Hefner, et. al, 1988). Burada  $W'$  gerilim türünden denklem (4-4a) ile verilmiştir.



Şekil 4.5. Hareketli kolektör-baz fakirleşme kenar sınır şartları altında bazdaki fazlalık taşıyıcı dağılımı (Hefner, 1990)

MOSFET akımının geçici hal sırasında sıfır olduğu durum için sözde-nötral bazda bulunan kolektör ucundaki elektron akımı kolektör-baz jonksiyonu fakirleşme kapasitansının yer değiştirme akımına eşittir (Hefner, 1990). Yer değiştirme akımı  $x = W'$  'ünde hesaplanmış olan denklem (4-1) ile eşitlenirse

$$C'_{bcj} \frac{dV'_{bc}}{dt} = \frac{b}{1+b} I'_T + qAD \frac{\partial p'}{\partial x} \Big|_{x=w'} \quad (4-17)$$

elde edilir (Hefner, 1990). Denklem (4-17)'nin sağ tarafındaki son terimi toplanmış delik (hole) akımından kaynaklanır ve denklem (4-14)'deki taşıyıcı dağılımı kullanılarak

$$-qAD \frac{\partial p'}{\partial x} \Big|_{x=w'} = \frac{2D}{W'^2} Q' - \frac{Q'}{3W'} \frac{dW'}{dt} \quad (4-18)$$

hesap edilir (Hefner, 1990). İfadenin sağındaki ilk terim yük kontrolü terimidir, çünkü akımın bu bileşeni bazda kalan yükte ve uygulanan kollektör-baz gerilimi ile direk olarak ilişkilidir (Hefner, 1990). Bu ifadenin sağındaki ikinci terim hem kollektör-baz tükenim genişliğinin değişim hızına hem de yüke uygulanan kollektör-baz gerilimine bağlı olan akımın hareket eden sınır yeniden dağılım bileşenidir (Hefner, 1990).

Kollektör-baz gerilimi anot gerilimi cinsinden denklem (4-12)'de verilmiştir, burada geçici hal analizi için emetör-baz gerilimi kendi kararlı hal değerinde sabit tutulmuştur, çünkü geçici hal sırasında anot gerilimi emetör-baz geriliminden çok daha büyüktür (Hefner, 1991). Böylece,  $\frac{dV'_{bc}}{dt} = \frac{dV'_A}{dt}$  ve baz genişliğinin değişim oranı denklem (4-4) kullanılarak anot geriliminin değişim oranı cinsinden verilmiştir (Hefner, 1991). Böylece, gerilim artış hızı ise daha sonra denklem (4-17) ve denklem (4-18)'den

$$\frac{dV'_A}{dt} = \frac{I'_T - \left(4D_p / W'^2\right) Q'}{C'_{bcj} \left[1 + (I/b)\right] \left[1 + \left(Q' / 3qAN_B W'\right)\right]} \quad (4-19)$$

$I'_T$  akımı, ve  $Q'$  yükü cinsinden gerilim  $V'_A$  elde edilmiştir (Hefner, 1988). Denklemin payda kısmındaki parantez içindeki son terim hareketli sınır yeniden dağıtım etkisinin toplam akım üzerindeki etkisinin bir sonucudur ve toplam fazlalık taşıyıcı değişimi

$Q'$ 'nin fakirleşmemiş tabanın arka plan hareketli taşıyıcı yüküne ( $qAN_B W'$ ) olan oranının üç'te birine eşittir (Hefner, 1988). Bu terim çarpılabilen bir çarpan olarak görülmektedir; çünkü yeniden dağıtım akımı yer değiştirme akımı olan  $\frac{dV_A'}{dt}$  ile orantılıdır (Hefner, 1988). Bazın büyük bir bölümü yüksek seviye enjeksiyon durumunda olduğundan dolayı bu terim 1'e kıyasla büyüktür ve yeniden dağıtım akımı gerilim artış oranı üzerinde baskın bir etkiye sahiptir (Hefner, 1988). Yüksek gerilimler için fakirleşme bölgesindeki hareketli taşıyıcıların verimi  $W'$  üzerinde önemli bir etkiye sahiptir (Hefner, 1991). Fakirleşme bölgesi üzerindeki fakirleşme bölgesi yük konsantrasyonu

$$N'_B = N_B + \left[ I'_p(x = W') / qA v_{psat} \right] \quad (4-20)$$

biçiminde verilmiştir (Hefner, et. al, 1988). Bu etki tekrarlanmış bir süreç kullanılarak denklem (4-20) ile verilen fakirleşme bölgesi yük konsantrasyonu denklem (4-19)'daki her hesaplama için işleme katılır (Hefner, et. al, 1988).

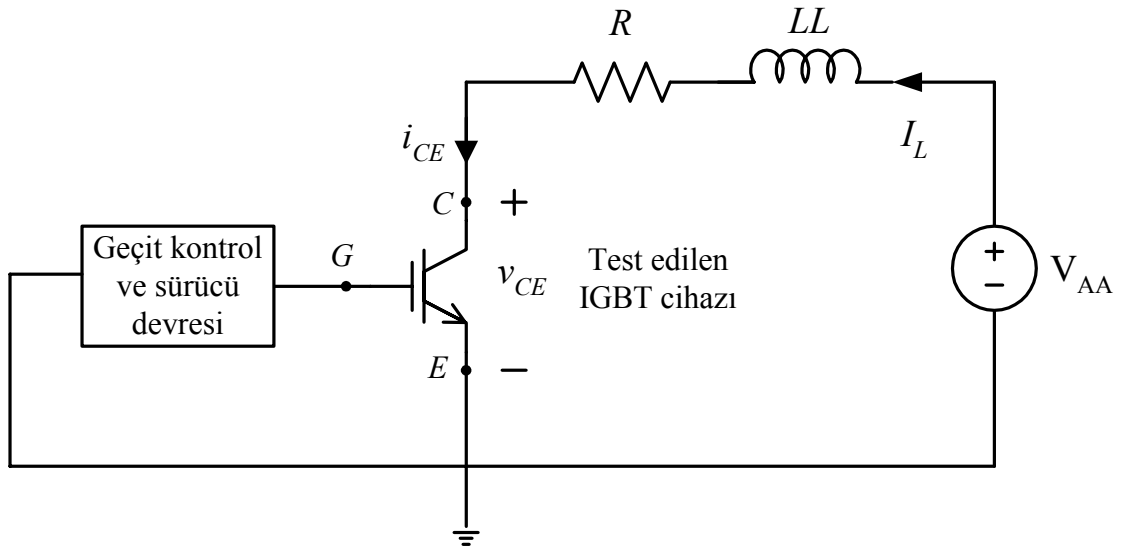
IGBT'yi geçici hal uygulaması esnasında tanımlamak için gereken hal değişkenleri  $V'_A$  anot gerilimi ve  $Q'$  yüküdür. Denklem (4-16) ve denklem (4-19)'da IGBT'nin hal denklemleri verilmiştir. Bu denklemler fazlalık taşıyıcı baz yükü  $Q'$ 'nün, anot gerilimi  $V'_A$  ve anot akımı  $I'_T$ 'nin fonksiyonlarıdır (Hefner, 1990).  $I'_T$  akımı genel anlamda, yük devresinin hal denklemleriyle belirlenir (Hefner, 1990). Böylece, anahtarlama akım ve gerilim dalga biçimleri verilen bir devre için kararlı haldeki cihaz analizinden gelen akımın, gerilimin ve yükün ilk değerlerini kullanarak IGBT'nin hal denklemlerini ve yük devresinin denklemlerini eşzamanlı biçimde çözerek elde edilir. Hal değişkenlerinin eşzamanlı çözümü RKF45 (*otomatik Runge-Kutta-Fehlberg*) metodu kullanılarak gerçekleştirilir (Hefner, 1990).



Şekil 4.6'da görülen bir seri resistör-indüktör devresi tarafından oluşturulan bir hal denklemi

$$\frac{dI_L'}{dt} = \frac{1}{LL} (V_{AA} - RI_L' - V_A') \quad (4-21)$$

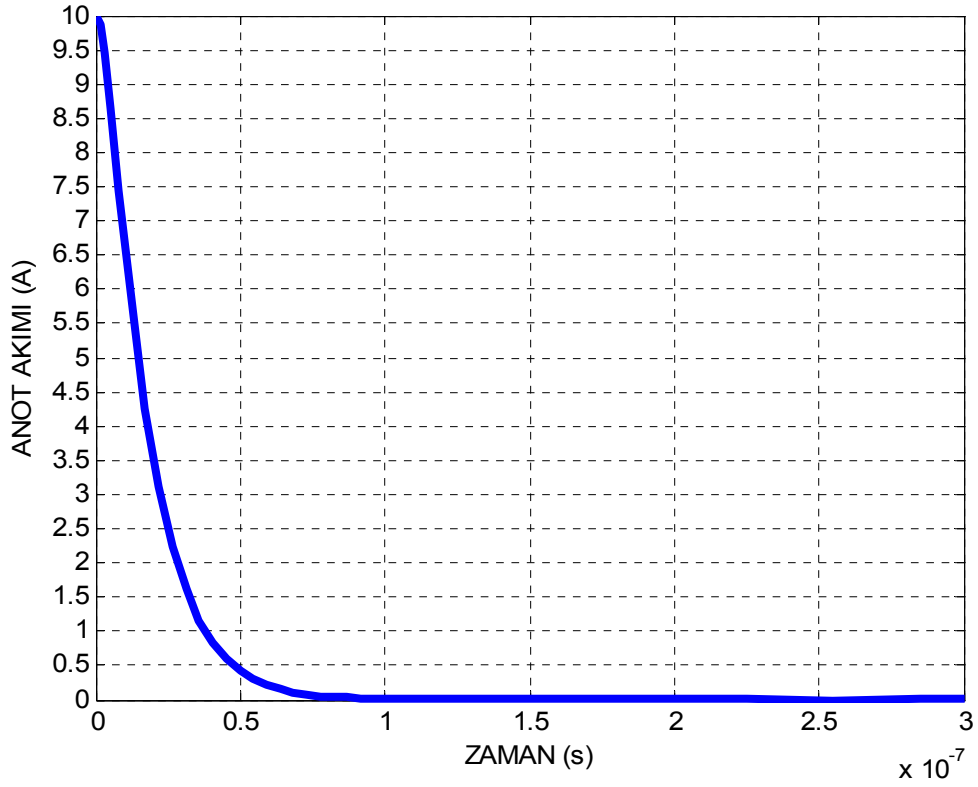
şeklinde verilir (Hefner, 1990). Burada  $I_T' = I_L'$  dir. Bu durumda hal değişkenleri  $I_L'$ ,  $V_A'$  ve  $Q'$  dür (Hefner, 1990).



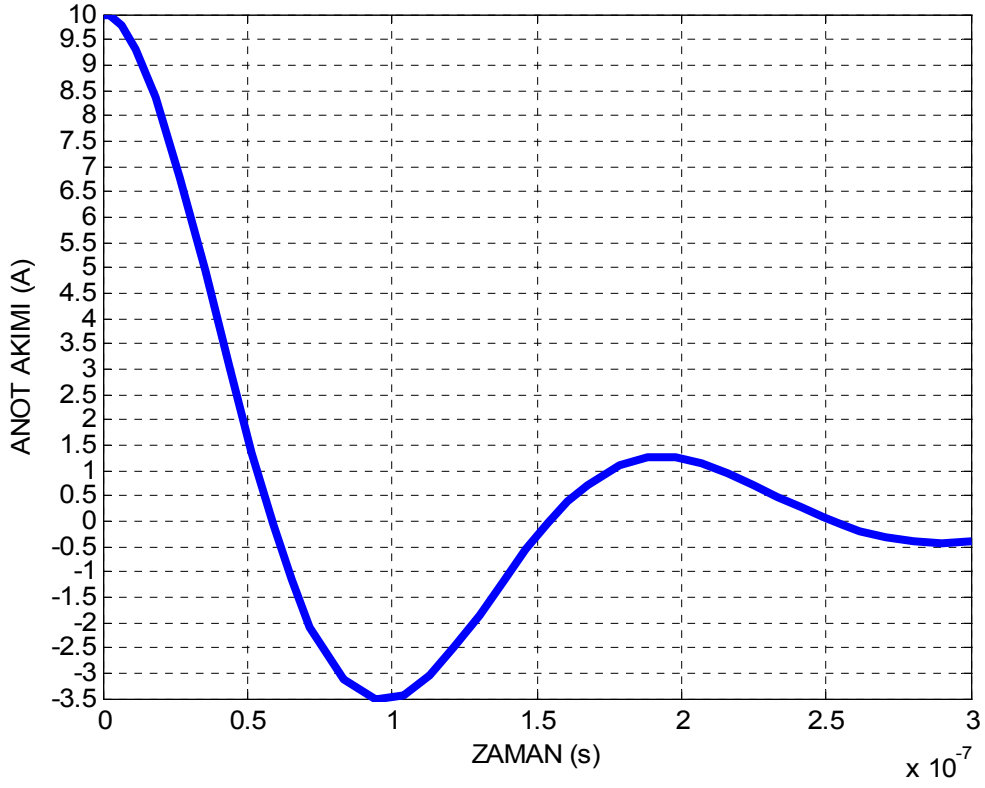
Şekil 4.6. Geçici hal anahtarlama seri direnç-indüktör yükün devre şeması (Hefner, 1988)

Şekil 4.6'da görülen bir seri resistör-indüktör devresinde  $R = 30\Omega$ ,  $V_{AA} = 300V$  ve  $\tau_{HL} = 0.3 \times 10^{-7} s$  değerleri kullanılarak IGBT'nin hal denklemlerinin eşzamanlı çözümü RKF45 (*otomatik Runge-Kutta-Fehlberg*) metodu yerine Matlab kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sırasıyla  $LL = 0.1 \times 10^{-7} H$  ve  $LL = 1.4 \times 10^{-7} H$  için Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'de gösterilmiştir. RKF45 metodu ve Matlab karşılaştırıldığında

IGBT'nin düşme zaman aralığında simülasyon eğrilerinin uyumlu, kuyruk zaman aralığında ise eğrilerin tam uyumlu olmadığı gözlenmiştir.  $LL = 0.1 \times 10^{-7} H$  için gerçekleştirilen simülasyon eğrileri RKF45 metodu kullanılarak yapılan simülasyonlarla daha uyumludur.



Şekil 4.7.  $\tau_{HL} = 0.3 \times 10^{-7} s$ ,  $LL = 0.1 \times 10^{-7} H$  ve  $V_{AA} = 300V$  değerleri için analitik modellenen kesim akım dalga şekli



Şekil 4.7.  $\tau_{HL} = 0.3 \times 10^{-7} s$ ,  $LL = 1.4 \times 10^{-7} H$  ve  $V_{AA} = 300V$  değerleri için analitik modellenen kesim akım dalga şekli

Mitsubishi firmasınınca üretilmiş olan CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH parça numaralı iki IGBTnin iletimden kesime geçiş durumunu incelemek için Hefner analitik modeli kullanılmıştır. IGBT'nin hal denklemlerinin eşzamanlı çözümü Matlab kullanılarak ve tasarlanan IGBT test devresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu süreç sonraki bölümde ayrıntılı olarak verilmiştir.

## BÖLÜM 5

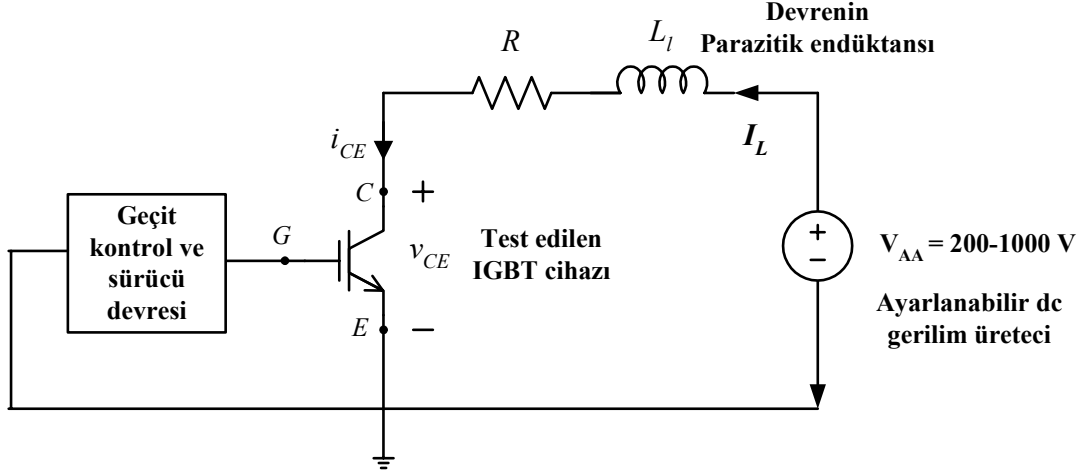
### ÖLÇÜM VE ANALİTİK MODEL SONUÇLARI

Bu bölümde farklı iki IGBT'nin kesim durumu iç cihaz dinamikleri Hefner modeli kullanılarak incelenmiştir. IGBT test devresi tasarlanmış ve bu devre kullanılarak farklı kaynak gerilimleri için kollektör akım eğrileri ölçülmüştür. IGBT'lerin yeni Hefner model parametreleri belirlenmiş ve seçilen farklı baz yaşam ömürleri Matlab yazılımında kullanılarak analitik model eğrileri çizdirilmiştir. Analitik model ve ölçüm eğrileri kıyaslanmıştır.

#### 5.1. IGBT Test Devresi

IGBT test devresi Şekil 5.1'de gösterilmektedir. Bu devreyle yapılan ölçümlerde Mitsubishi firmasına ait CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH parça numaralı IGBTler ve bu IGBT'leri sürmek için aynı firmaya ait olan M57959L parça numaralı geçit sürücü kullanılmıştır. M57959L parça numaralı hibrid sürücü, kollektör-emetör dayanma gerilimi 1400 V'a kadar ve kollektör-emetör akımı 100 A'e kadar olan IGBT'leri sürebilmektedir. Test devremizde geçit kontrol ve sürücü devresi bloğuyla gösterilen kısımda kullanılmıştır. Aynı blok içinde buton kontrollü ve test anını kendi belirlediğimiz bir tekil atış devresi mevcuttur. Burada amaç IGBT'lerin kesim karakteristiğini incelemektir, bu yüzden sürekli darbe dizileri yerine tekil atış sinyal üretici tasarlanarak sadece kesim durumu için gerekli olan sinyal üretilmiştir. Anot kaynak gerilimi olan  $V_{AA}$  varyak kullanılarak ve ac şebeke gerilimi doğrultularak elde edilmiştir.  $L_l$  devredeki elemanların ve kabloların toplam parazitik endüktansını belirtmektedir. Test devresi minimum parazitik olacak şekilde kurulmuştur, fakat yine de küçük de olsa bir parazitik endüktans kaçınılmazdır. Devredeki direnç test edilen cihazdan belli oranlarda akım çekmek için kullanılmıştır. Her iki testte farklı değerler kullanılarak yapılmıştır. Bu testler  $R = 30\Omega$  taş direnç ve  $R = 32.56\Omega$  karbon dirençler kullanılarak yapılmıştır. Farklılığın nedeni parazitik endüktans etkisini azaltmak içindir.

Cihazdan akan anot akımı bu dirençler üzerindeki gerilim ölçülerek hesaplama yoluyla bulunmuştur.



Şekil 5.1. IGBT test devresi

## 5.2. CM100DY-24A Parça Numaralı IGBT İçin Ölçüm ve Analitik Model

### Sonuçları

CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin (4-16) ve (4-19) ile verilen hal denklemlerinin ve seri direnç yük test devresinin çözümünden elde edilen (4-21) denkleminin eşzamanlı çözümü EK A'da belirtilen Matlab yazılımı kullanılarak gerçekleştirilir. Bu IGBT'ye ait test devresindeki yük direnci  $R=32.56 \Omega$ 'dur. IGBT anot akımı ölçümü Şekil 5.1'de gösterilen  $V_{AA}$  geriliminin 200 V'tan başlayarak yaklaşık 100 V'luk artan kademelerle 1000 V'a kadar oda sıcaklığında artırılmasıyla gerçekleştirilir. Her bir gerilim kademesi için farklı baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü EK A'da belirtilen Matlab yazılımında kullanılarak, IGBT anot akım eğrileri hesaplanmıştır. Kullanılan IGBT'nin dayanma (*breakdown*) gerilimi 1200V olduğundan

güvenlik nedeniyle deney 1000 V olarak tercih edilen maksimum  $V_{AA}$  geriliminde gerçekleştirilir.  $W_B = 93 \mu m$  olarak seçilen metalürjik baz genişliği ve 1200 V cihaz dayanma (*breakdown*) gerilimi

$$V_B = \frac{E_C W_B}{2} \quad (5-1)$$

denkleminde yerine yazılarak kritik elektrik alan şiddeti  $E_C$ , hesaplanır. Benzer biçimde, hesaplanan  $E_C$  değeri

$$V_B = \frac{\epsilon_S E_C^2}{2qN_B} \quad (5-2)$$

denkleminde yerine yazılarak, baz katkı yoğunluğu  $N_B = 1.3016 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$  olarak bulunur.  $T=300\text{K}$  sıcaklık için

$$D_p = \left( \frac{kT}{q} \right) \mu_p \quad (5-3)$$

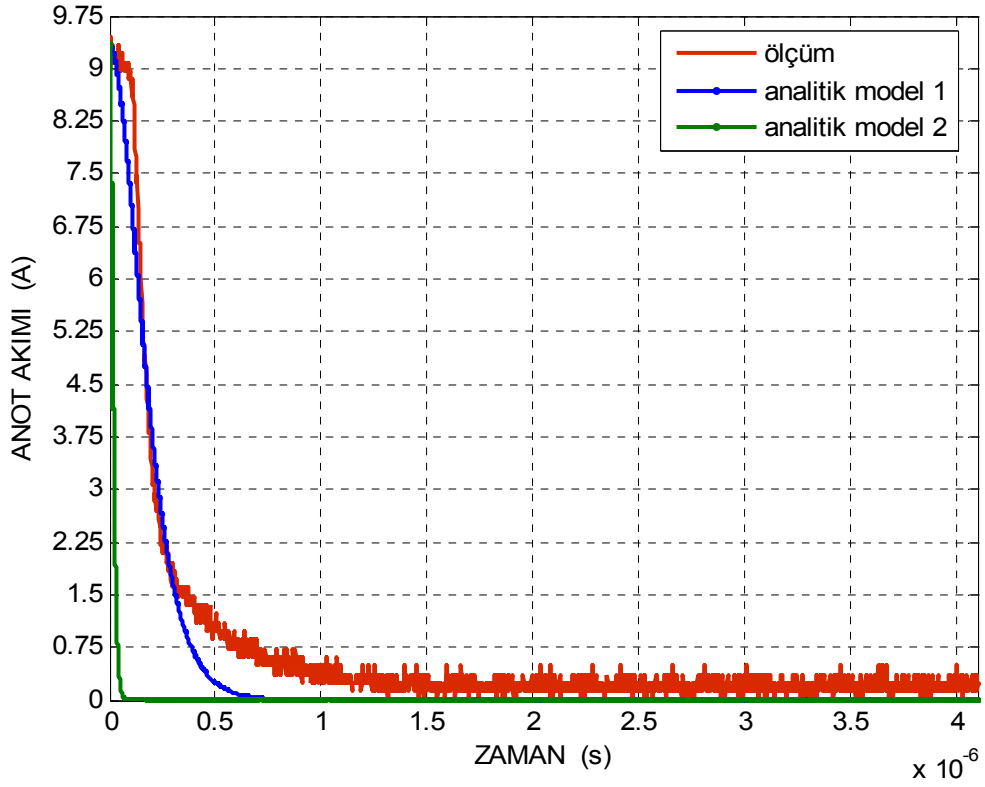
kullanılarak delik ambipolar difüzyon katsayısı  $D_p = 11.649237 \text{ cm}^2/\text{s}$  olarak hesaplanır. Hesaplanan bu değerler, Hefner modelinde daha önce kullanılmış olan delik doyma hızı  $v_{psat}$  ve emetör elektron doyum akımı  $I_{sne}$  parametreleri kullanılarak IGBT'nin yeni Hefner model parametreleri belirlenir ve tüm değerler Çizelge 5.1'de gösterilir.

Çizelge 5.1 CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin Hefner model parametreleri

<b>CM100DY-24A 'nın HEFNER MODEL PARAMETRELERİ</b>	
$n_i$	$1.45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
T	300 K
$\mu_n$	$1500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
$\mu_p$	$450 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
$\mathcal{E}_{si}$	$1.05 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$
$E_C$	$2.183137 \times 10^5 \text{ F/cm}$
$v_{psat}$	$10^7 \text{ cm/s}$
$N_B$	$1.3016 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$
A	$0.1 \text{ cm}^2$
$W_B$	93 $\mu\text{m}$
$I_{sne}$	$6.0 \times 10^{-14} \text{ A}$
$D_p$	$11.649237 \text{ cm}^2/\text{s}$
<b>Modellemede kullanılan <math>\tau_{HL}</math> parametreleri</b>	
$\tau_{HL}$	$4.095 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $4.095 \times 10^{-7} \text{ s}$
$\tau_{HL}$	$3.674 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $3.674 \times 10^{-7} \text{ s}$
$\tau_{HL}$	$3.488 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $3.488 \times 10^{-7} \text{ s}$
$\tau_{HL}$	$1.92 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $1.92 \times 10^{-7} \text{ s}$
$\tau_{HL}$	$2.16 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $2.16 \times 10^{-7} \text{ s}$

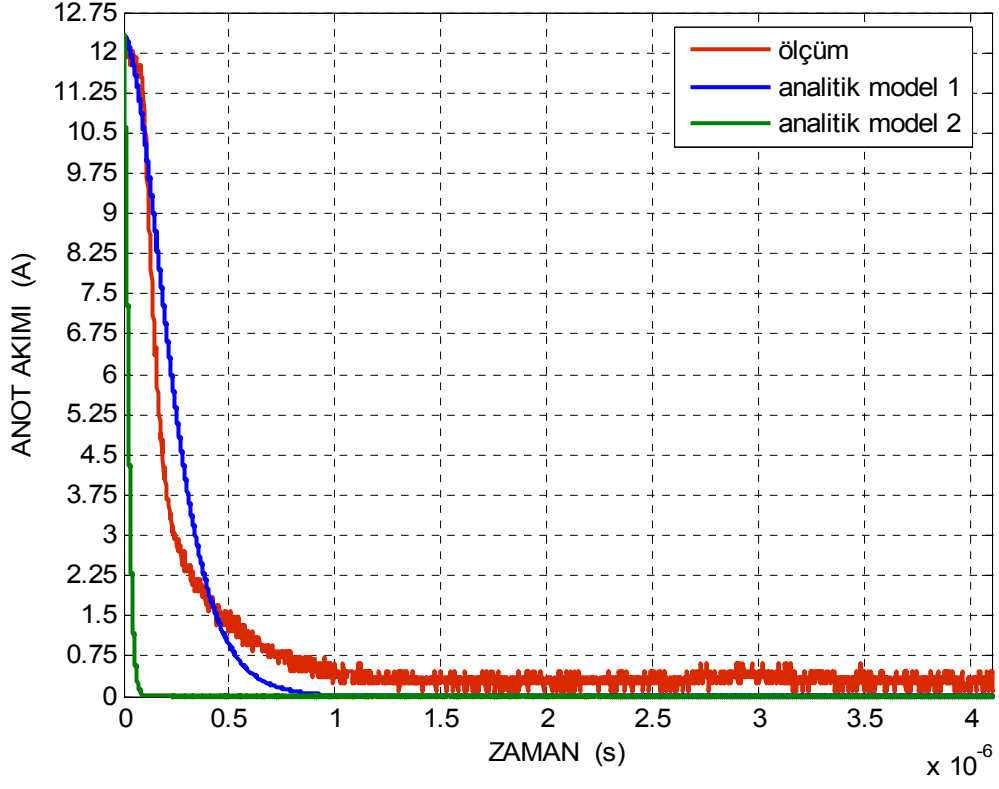
Şekil 5.2, Şekil 5.3, Şekil 5.4 ve Şekil 5.5 304.85 V, 400.64 V, 800.2 V ve 903 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değerleri kullanılarak yapılan ölçüm ve analitik model simülasyonlarını göstermektedir. Bu şekillerdeki mavi renkli analitik model 1 eğrisi  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8} \text{ s}$  değeri ve yeşil renkli analitik model 2 eğrisi

$\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7}$  s değeri kullanılarak yapılan simülasyonları göstermektedir. Yeşil renkli eğri ile gösterilen simülasyon eğrileri ölçüm eğrileri ile uyuşmamaktadır. Bu yüzden çizelgeler oluşturulurken ve sonuçlar yorumlanırken bu eğriler dikkate alınmamışlardır.

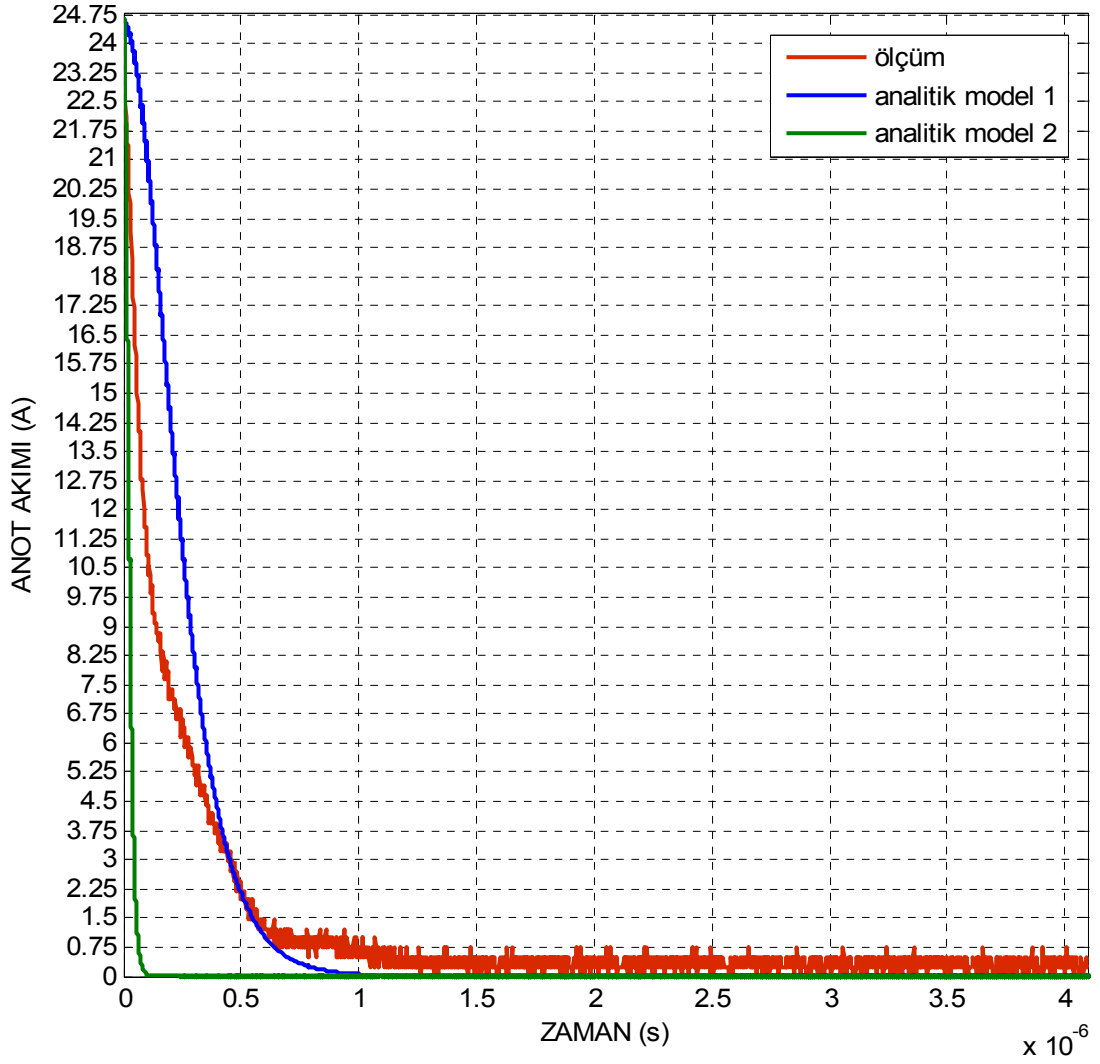


Şekil 5.2. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8}$  s  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 304.85$  V değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

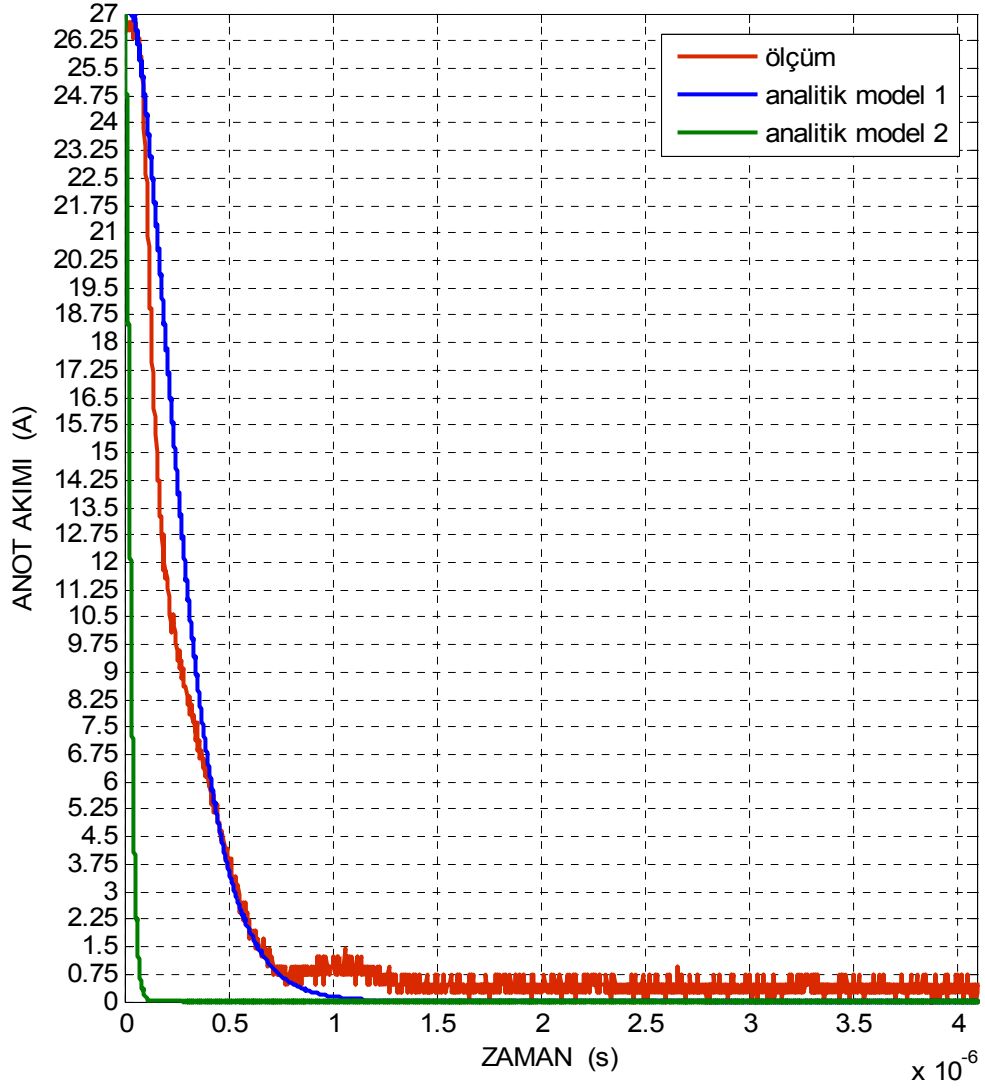




Şekil 5.3. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 400.64$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



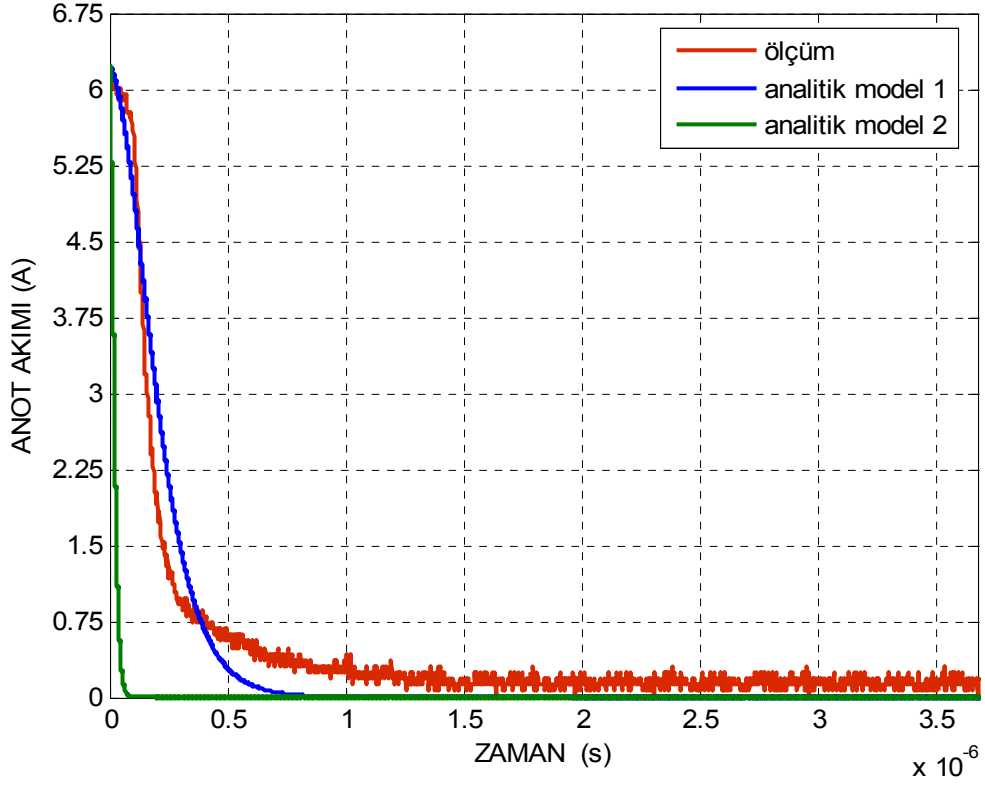
Şekil 5.4. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 800.2$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



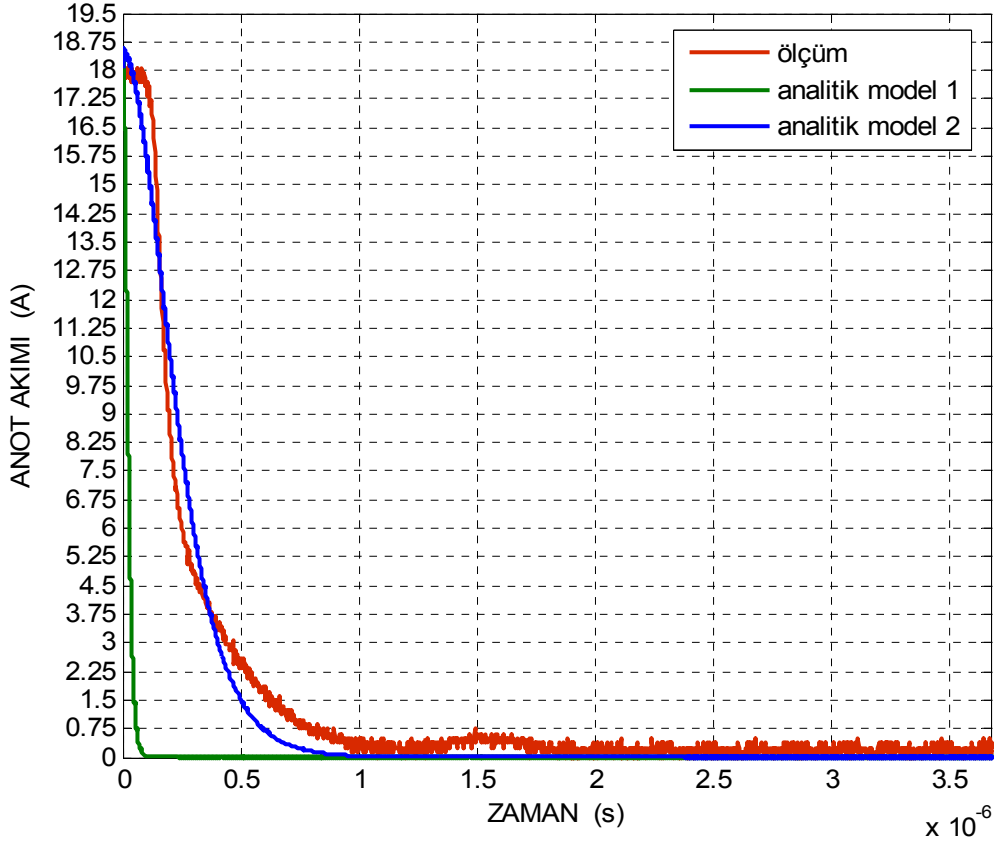
Şekil 5.5. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 4.095 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 903$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

Şekil 5.6 ve Şekil 5.7 202.75 V ve 604 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değerleri kullanılarak yapılan ölçüm ve analitik model simülasyonlarını göstermektedir. Bu şekillerdeki mavi renkli analitik model 1 eğrisi  $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8}$  s değeri ve yeşil renkli analitik model 2 eğrisi  $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-7}$  s değeri kullanılarak yapılan simülasyonları göstermektedir. Yeşil renkli eğri ile gösterilen simülasyon eğrileri ölçüm

eğrileri ile uyuşmamaktadır. Bu yüzden çizelgeler oluşturulurken ve sonuçlar yorumlanırken bu eğriler dikkate alınmamışlardır.

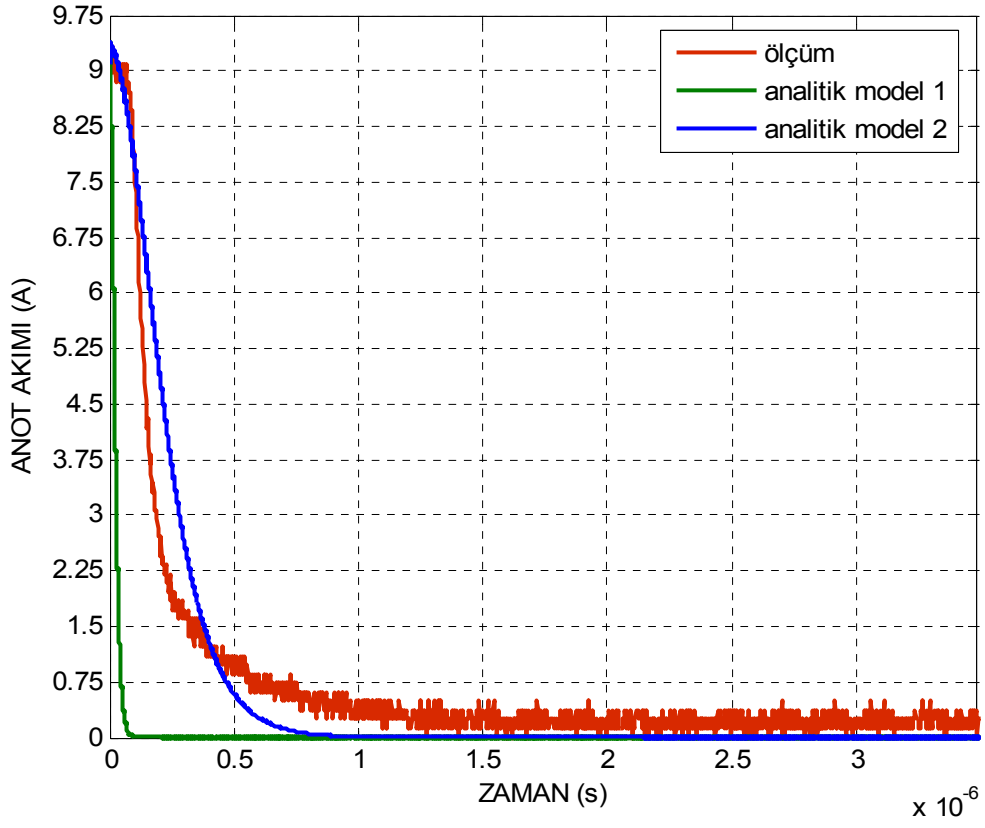


Şekil 5.6. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8} s$   
 $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-7} s$  ve  $V_{AA} = 202.75 V$  değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

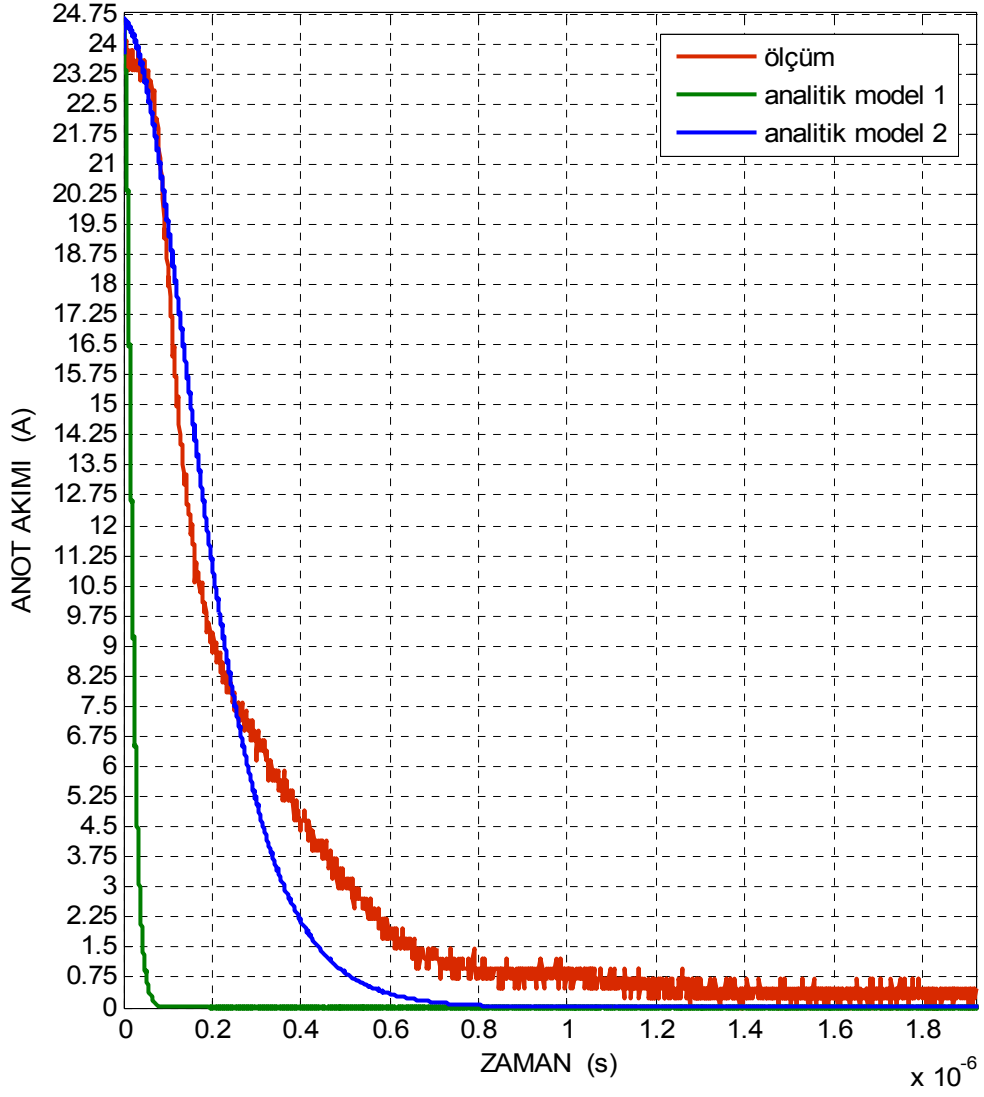


Şekil 5.7. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 604$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

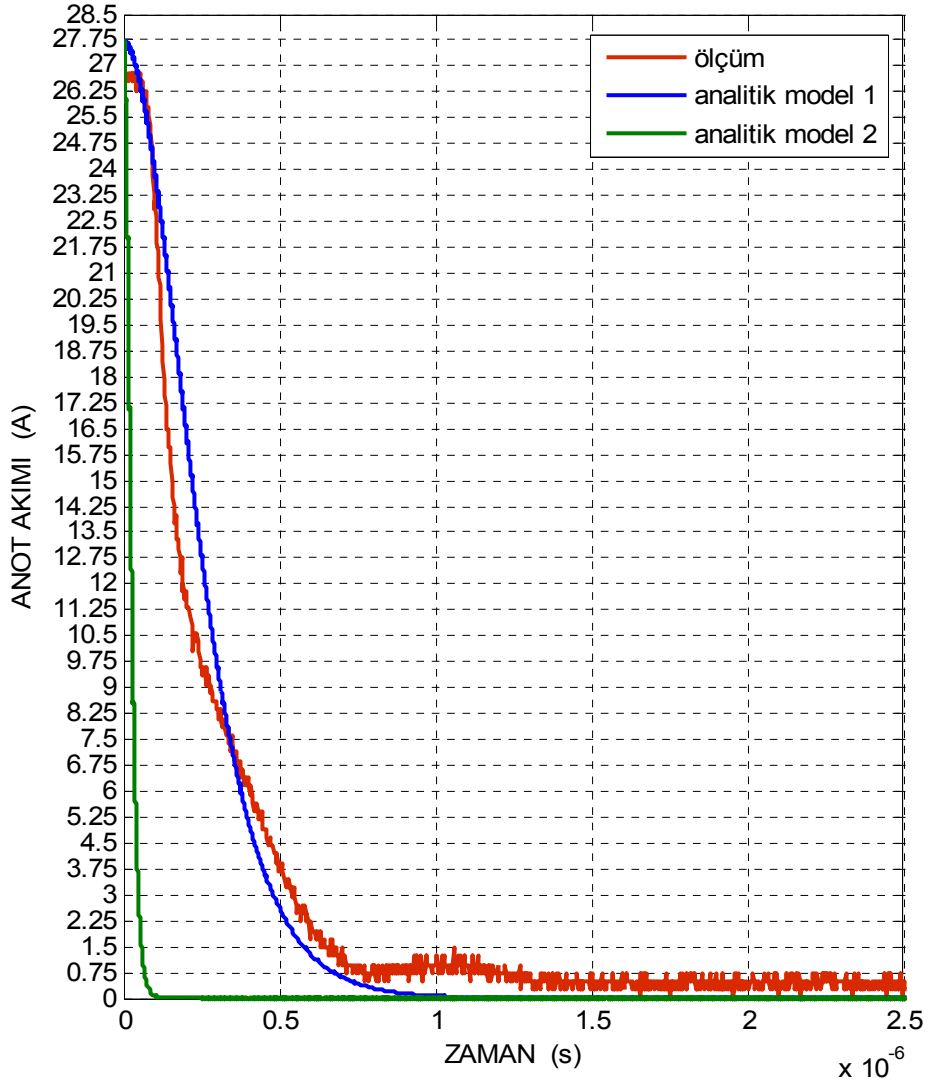
Şekil 5.8, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10 304.85 V, 800.2 V ve 903 V anot kaynak gerilimleri ve farklı  $\tau_{HL}$  değerleri kullanılarak yapılan ölçüm ve analitik model simülasyonlarını göstermektedir. Bu şekillerdeki mavi renkli analitik model 1 eğrileri sırasıyla  $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-8}$  s,  $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-8}$  s ve  $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-8}$  s değerlerine ve yeşil renkli analitik model 2 eğrileri  $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-7}$  s,  $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-7}$  s ve  $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-7}$  s değeri kullanılarak yapılan simülasyonları göstermektedir. Yeşil renkli eğriler ile gösterilen simülasyon eğrileri ölçüm eğrileri ile uyuşmamaktadır. Bu yüzden çizelgeler oluşturulurken ve sonuçlar yorumlanırken bu eğriler dikkate alınmamışlardır.



Şekil 5.8. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 3.488 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 304.85$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



Şekil 5.9. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 1.92 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 800.2$  V değerlerindeki ölçülen ve  
 analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



Şekil 5.10. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-8}$  s  
 $\tau_{HL} = 2.16 \times 10^{-7}$  s ve  $V_{AA} = 903$  V değerlerindeki ölçülen ve analitik  
 modellenen kesim akım dalga şekilleri



### 5.3. CM100DU-24NFH Parça Numaralı IGBT İçin Ölçüm ve Analitik Model

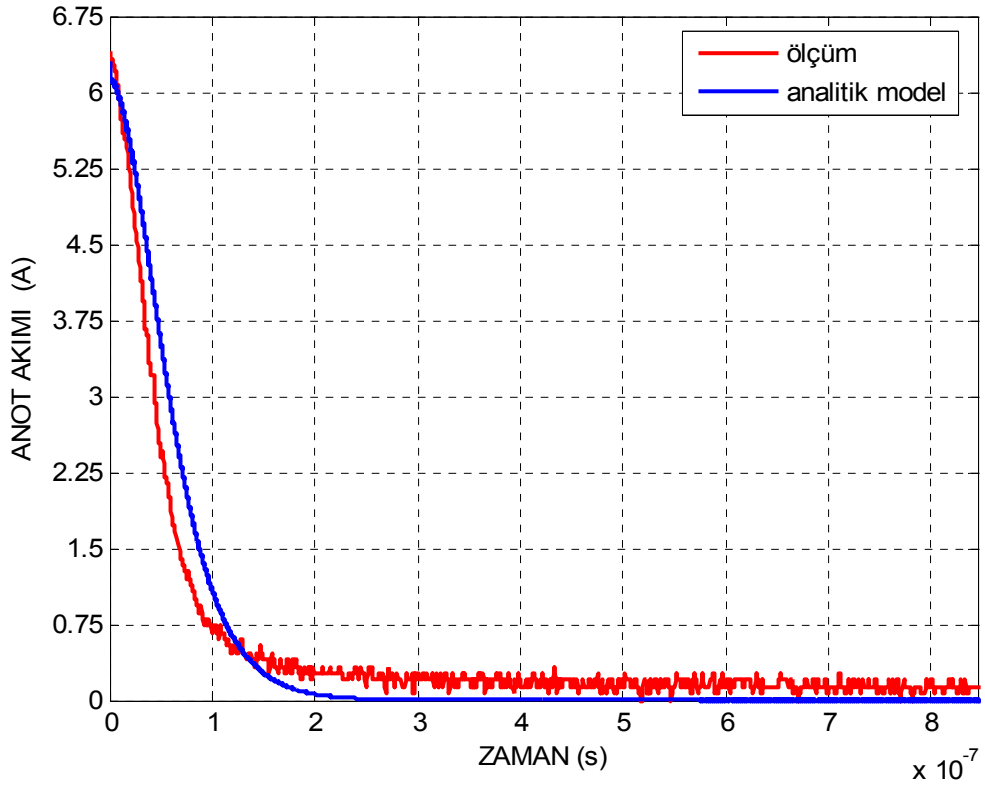
#### Sonuçları

CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin (4-16) ve (4-19) ile verilen hal denklemlerinin ve seri direnç yük test devresinin çözümünden elde edilen (4-21) denkleminin eşzamanlı çözümü EK B'de belirtilen Matlab yazılımı kullanılarak gerçekleştirilir. Bu IGBT'ye ait test devresindeki yük direnci  $R=30 \Omega$ 'dur. IGBT kollektör akımı ölçümü Şekil 5.1'de gösterilen  $V_{AA}$  geriliminin 200 V'tan başlayarak yaklaşık 100 V'luk artan kademelerle 1000 V'a kadar oda sıcaklığında artırılmasıyla gerçekleştirilir. Her bir gerilim kademesi için farklı baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü EK A'da belirtilen Matlab yazılımında kullanılarak, IGBT kollektör akım eğrilerinin simülasyonu yapılmıştır. Kullanılan IGBT'nin dayanma (*breakdown*) gerilimi 1200V olduğundan güvenlik nedeniyle deney 800 V olarak tercih edilen maksimum  $V_{AA}$  geriliminde gerçekleştirilir.  $W_B=93\mu\text{m}$  olarak seçilen metalürjik baz genişliği ve 1200 V cihaz dayanma (*breakdown*) gerilimi (5-1) denkleminde yerine yazılarak  $E_C$ , hesaplanır. Benzer biçimde, hesaplanan  $E_C$  değeri (5-2) denkleminde yerine yazılarak, baz katkı yoğunluğu  $N_B=1.3016 \times 10^{14} \text{cm}^{-3}$  olarak bulunur. (5-3) denklemi kullanılarak delik ambipolar difüzyon katsayısı  $D_p=11.649237 \text{cm}^2/\text{s}$  olarak hesaplanır. Hesaplanan bu değerler ve Hefner modelinde daha önce kullanılmış olan delik doyma hızı  $v_{psat}$  ile emetör elektron doyum akımı  $I_{sne}$  parametreleri kullanılarak IGBT'nin yeni Hefner model parametreleri belirlenir ve tüm değerler Çizelge 5.2'de gösterilir.

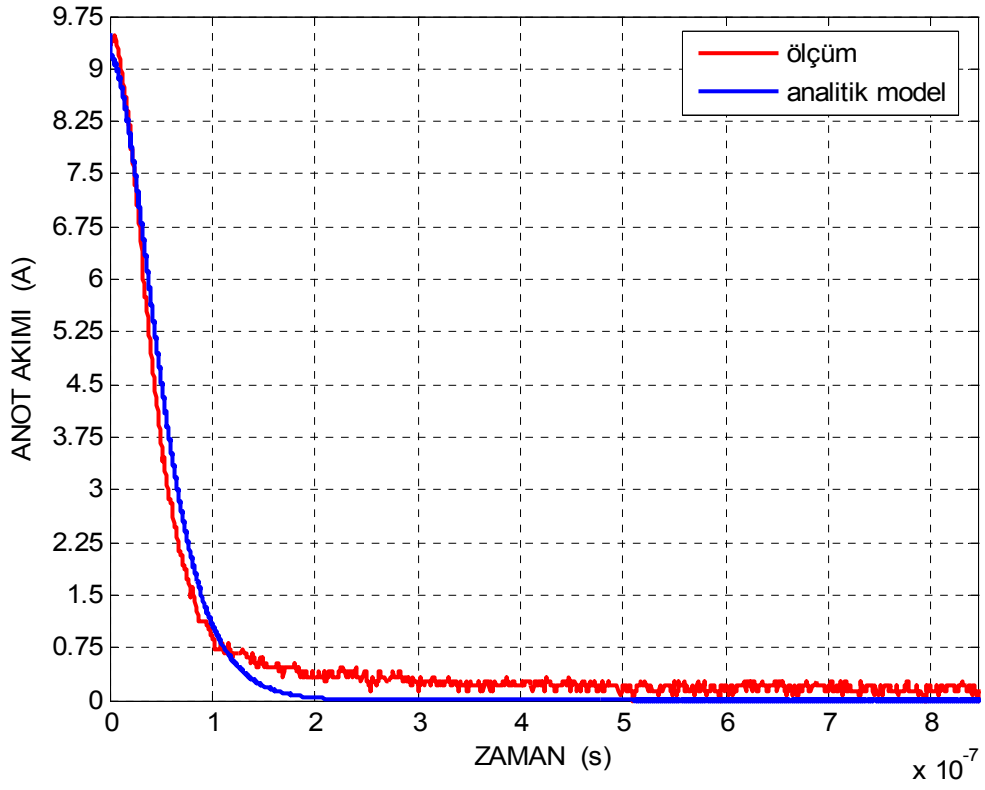
Çizelge 5.2 CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin Hefner model parametreleri

<b>CM100DU-24NFH'nin HEFNER MODEL PARAMETRELERİ</b>	
$n_i$	$1.45 \times 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
T	300 K
$\mu_n$	$1500 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
$\mu_p$	$450 \text{ cm}^2/\text{Vs}$
$\mathcal{E}_{si}$	$1.05 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$
$E_C$	$2.183137 \times 10^5 \text{ F/cm}$
$v_{psat}$	$10^7 \text{ cm/s}$
$N_B$	$1.3016 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$
A	$0.1 \text{ cm}^2$
$W_B$	93 $\mu\text{m}$
$I_{sne}$	$6.0 \times 10^{-14} \text{ A}$
$D_p$	$11.649237 \text{ cm}^2/\text{s}$
<b>Modellemede kullanılan <math>\tau_{HL}</math> parametreleri</b>	
$\tau_{HL}$	$8.45 \times 10^{-8} \text{ s}$ ve $8.45 \times 10^{-9} \text{ s}$
$\tau_{HL}$	$9.1 \times 10^{-8} \text{ s}$

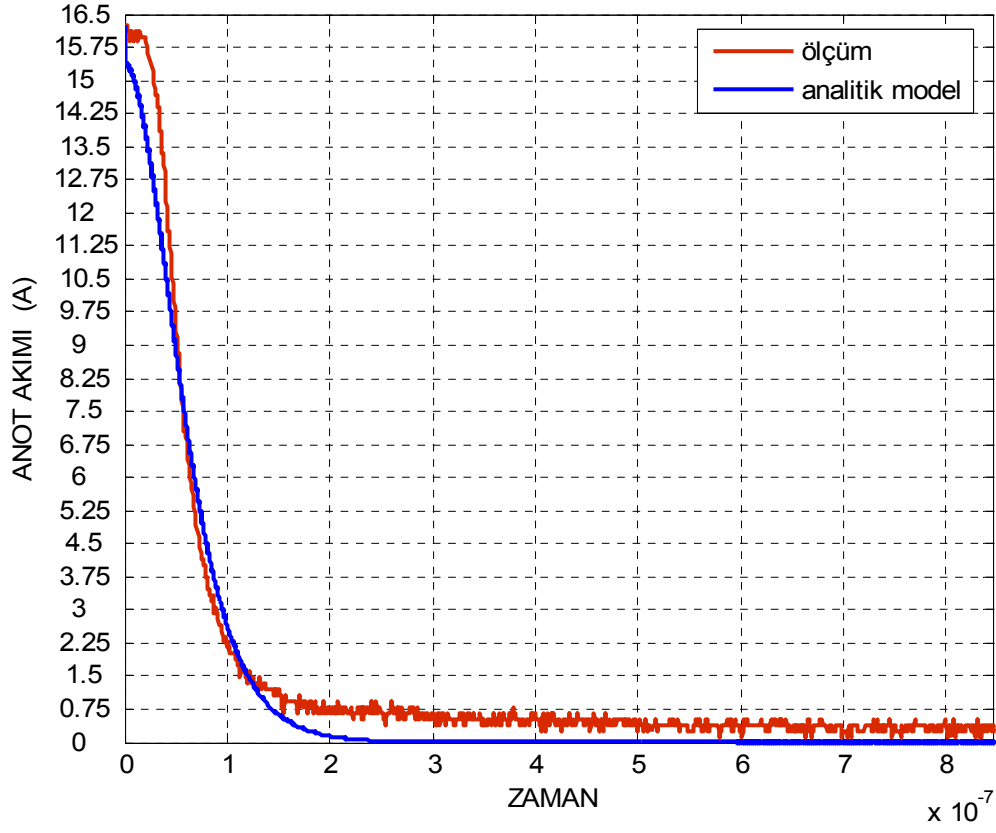
Şekil 5.11, Şekil 5.12, Şekil 5.13 ve Şekil 5.14 200.2 V, 300.3 V, 500.2 V ve 703.4 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değerleri kullanılarak yapılan ölçüm ve analitik model simülasyonlarını göstermektedir.



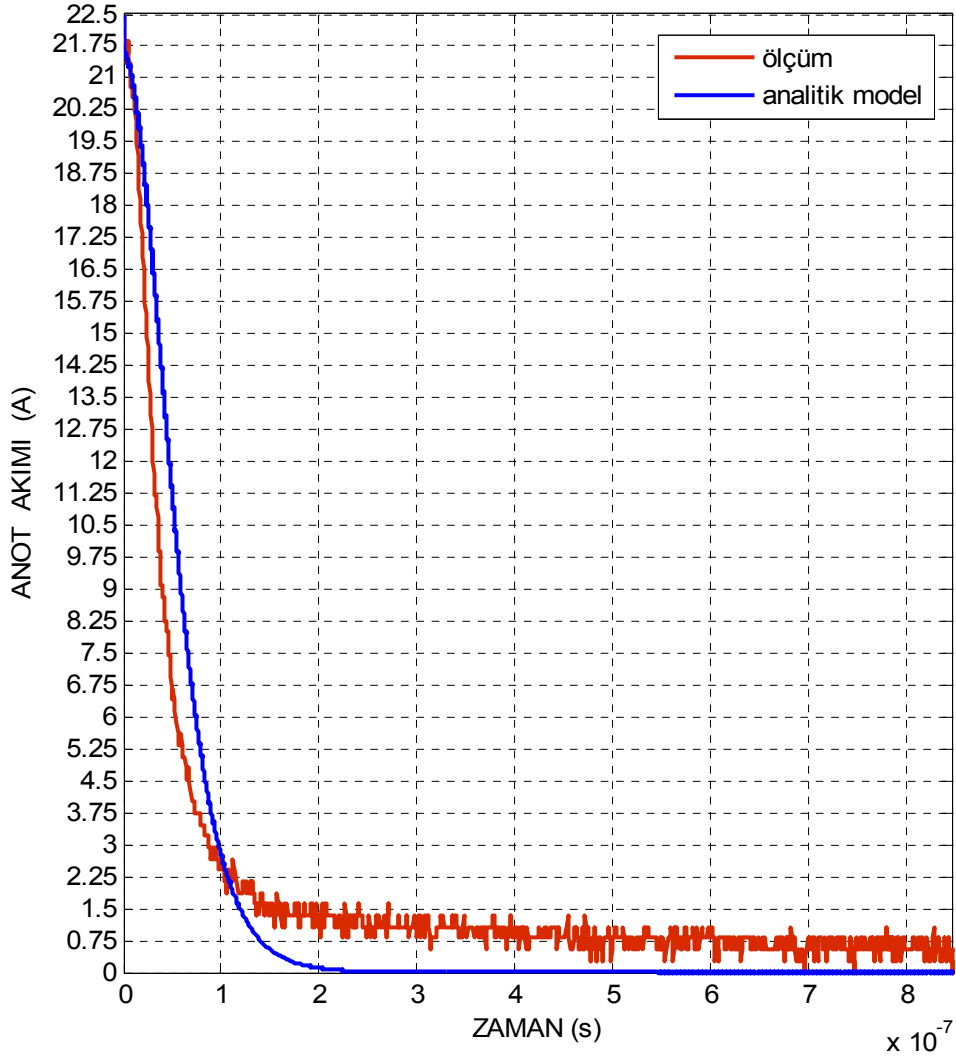
Şekil 5.11. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$  ve  $V_{AA} = 200.2V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



Şekil 5.12. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$   
 $V_{AA} = 300.3V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen  
kesim akım dalga şekilleri



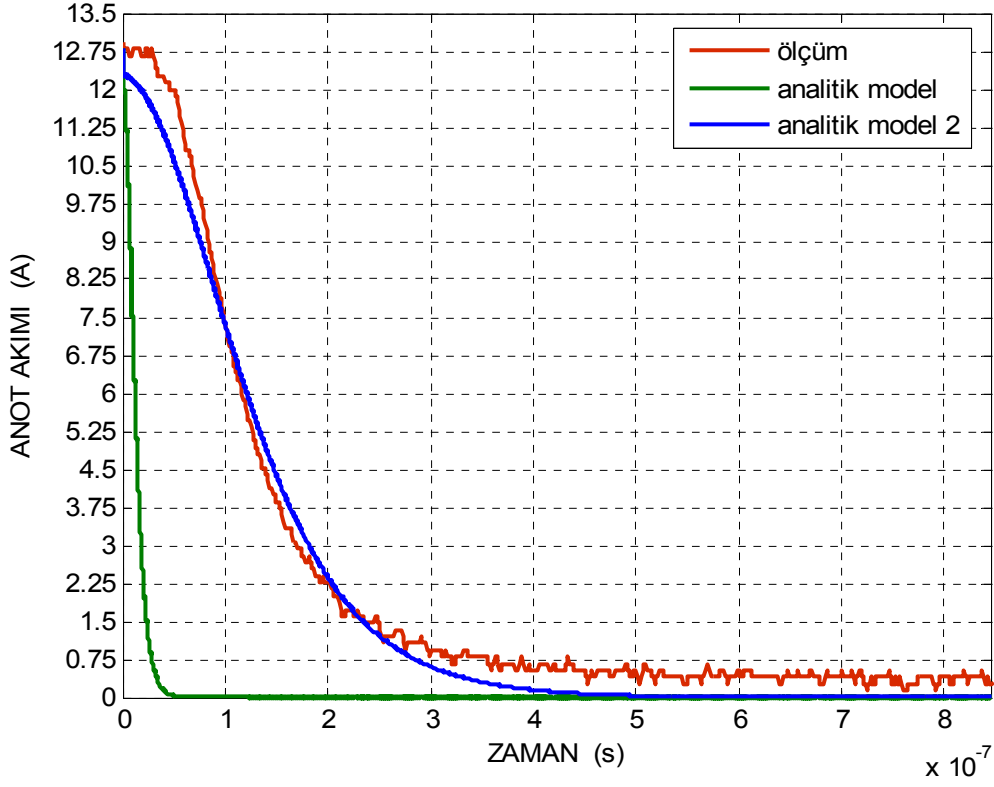
Şekil 5.13. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$  ve  $V_{AA} = 500.2V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



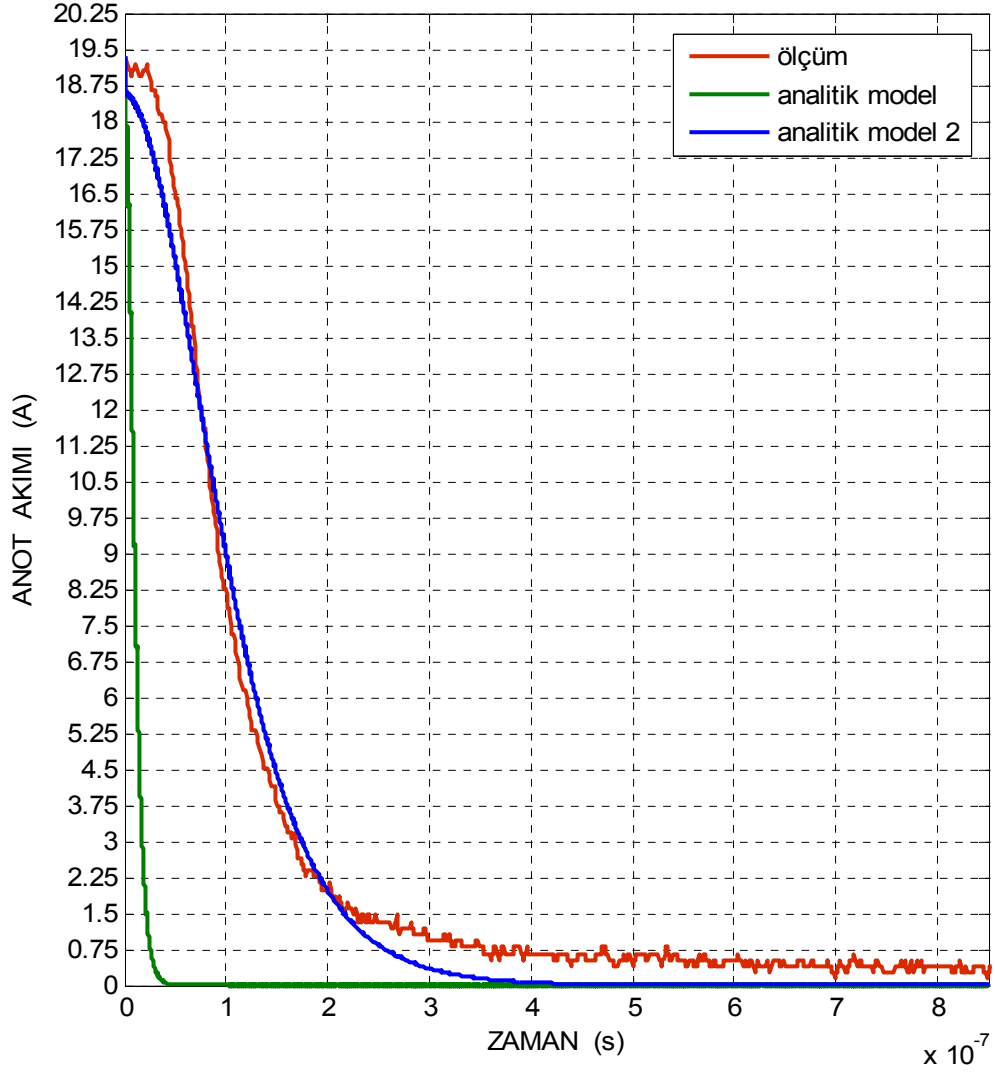
Şekil 5.14. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ , ve  $V_{AA} = 703.4V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

Şekil 5.15, Şekil 5.16 ve Şekil 5.17 sırasıyla 400.4 V, 605.4 V ve 802.5 V anot kaynak gerilimleri  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$  ve  $\tau_{HL} = 8.5 \times 10^{-8} s$  değerleri kullanılarak yapılan ölçüm ve analitik model simülasyonlarını göstermektedir. Bu şekillerdeki mavi renkli analitik model 1 eğrisi  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$  değeri ve yeşil renkli analitik model 2 eğrisi  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$  değeri kullanılarak yapılan simülasyonları göstermektedir. Yeşil

renkli eğri ile gösterilen simülasyon eğrileri ölçüm eğrileri ile uyuşmamaktadır. Bu yüzden çizelgeler oluşturulurken ve eğriler yorumlanırken bular dikkate alınmamıştır.

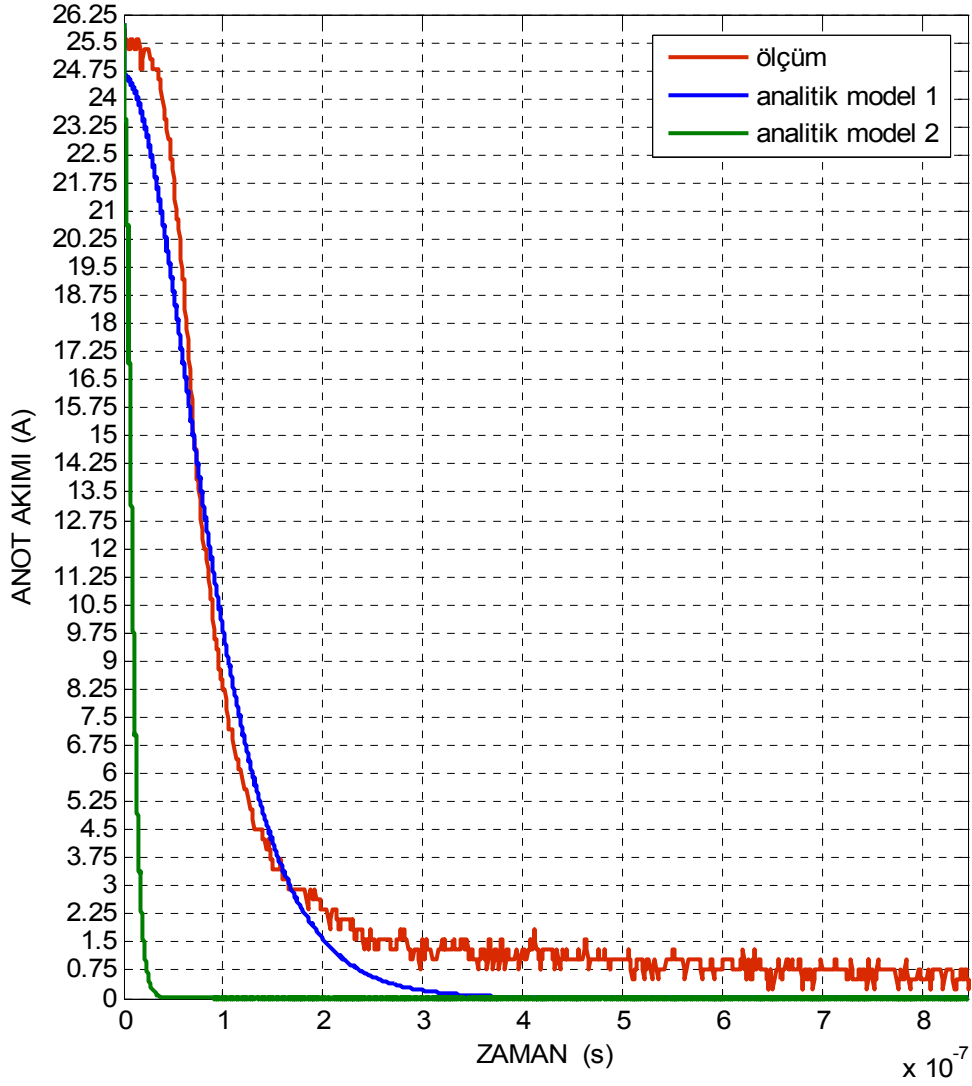


Şekil 5.15. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ ,  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$  ve  $V_{AA} = 400.4V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri



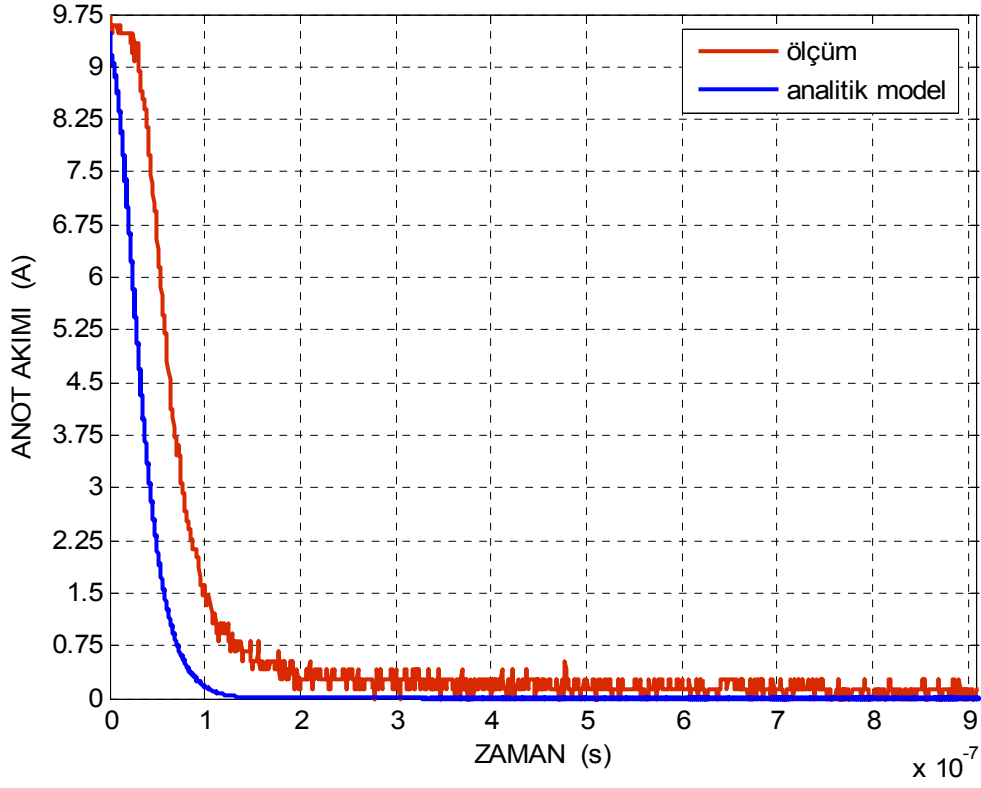
Şekil 5.16. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8}$  s,  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9}$  s ve  $V_{AA} = 605.4$  V değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri





Şekil 5.17. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-8} s$ ,  $\tau_{HL} = 8.45 \times 10^{-9} s$  ve  $V_{AA} = 802.5V$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

Şekil 5.18 300.3 V anot kaynak gerilimi ve  $\tau_{HL} = 9.1 \times 10^{-8} s$  değeri kullanılarak yapılan simülasyon ve ölçüm eğrilerini göstermektedir.

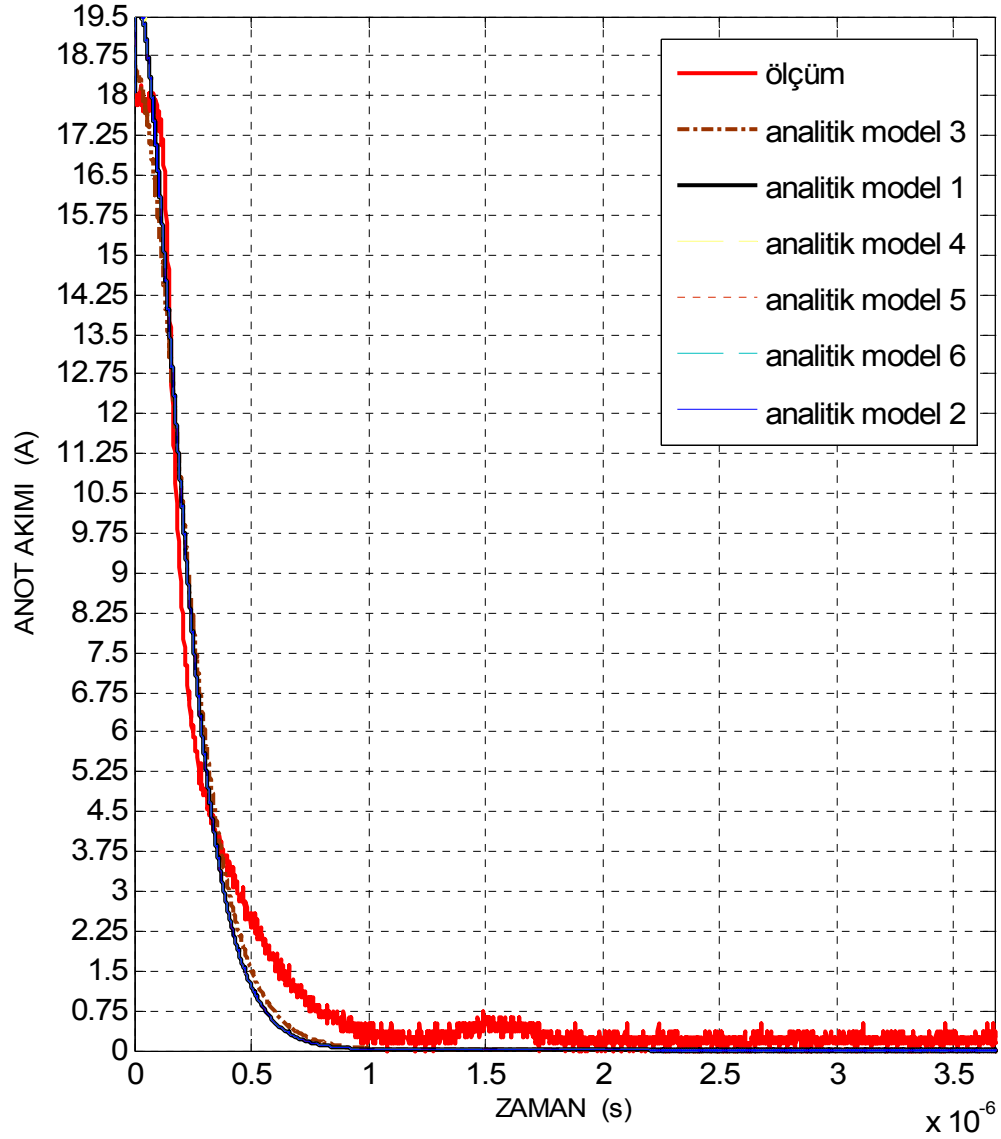


Şekil 5.18. CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 9.1 \times 10^{-8} \text{ s}$ , ve  $V_{AA} = 300.3 \text{ V}$  değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

#### 5.4. CM100DY-24A ve CM100DU-24NFH Parça Numaralı IGBT'ler İçin Ölçüm

##### ve Analitik Model Sonuçlarının Karşılaştırması

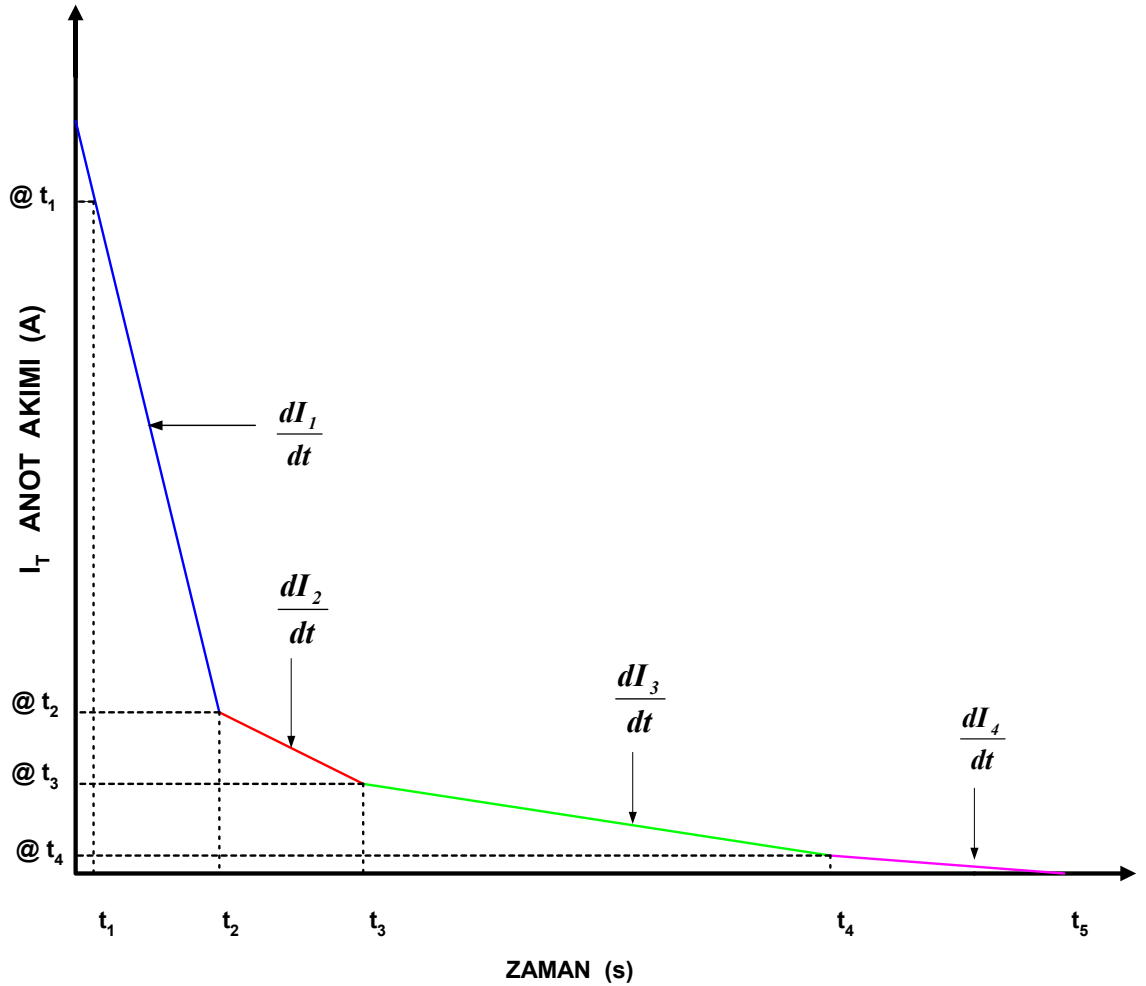
Hefner model parametreleri belirlenirken dayanma gerilimi, jonksiyon sıcaklığı, metalürjik baz genişliği ve emetör elektron doyum akımından yararlanılmıştır.  $W_B=93\mu\text{m}$  kabulü yapılarak baz katkı yoğunluğu (5-1) denkleminde  $N_B=1.3016\times 10^{14}\text{ cm}^{-3}$ , (5-3) denklemini kullanılarak delik ambipolar difüzyon katsayısı  $D_p=11.649237\text{ cm}^2/\text{s}$  olarak hesaplanmıştır. Bu yüzden Matlab simülasyon yapılırken bu değerler sabit olarak alınmıştır. Ayrıca emetör elektron doyum akımı için sırasıyla  $1\times 10^{-14}\text{ A}$ ,  $4\times 10^{-14}\text{ A}$ ,  $6\times 10^{-14}\text{ A}$ ,  $9\times 10^{-14}\text{ A}$ ,  $1\times 10^{-13}\text{ A}$  ve  $1\times 10^{-12}\text{ A}$  değerleri kullanılmasına rağmen emetör elektron doyum akım değerinin değişiminin Matlab simülasyonuna etkisi Şekil 6.1'de gösterildiği gibi hemen hemen aynıdır. Hefner modelinden farklı olarak test devresinde ilave indüktör kullanılmamıştır. Test devresindeki elemanların indüktif etkisi ölçülmüştür ve simülasyonlarda bu ölçülen değer kullanılmıştır. Dolayısıyla indüktif etkinin anot akımına etkisi ayrıca incelenmemiştir.



Şekil 6.1. CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin  $\tau_{HL} = 3.674 \times 10^{-8}$  s ve  $V_{AA} = 604$  V değerlerindeki farklı emetör elektron doyum akımı değerlerindeki ölçülen ve analitik modellenen kesim akım dalga şekilleri

Model sonuçları ile ölçüm sonuçları grafik üzerinde karşılaştırılmıştır. İki eğri arasında örtüşme sağlanacak şekilde model parametreleri değiştirilmiş ve sonuçları gözlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla analitik model ve ölçüm grafiklerinde 4 bölge tespit edilmiştir. Bu bölgeler tespit edilirken Şekil 2.10'daki  $t_1$ - $t_2$  düşme zaman bölgesi

daha detaylı ve doğru bir karşılaştırma yapmak için  $t_1-t_2$  ve  $t_2-t_3$  ile belirtilen 2 ayrı bölgeye ayrılmıştır. Ayrıca, Şekil 2.10'daki  $t_2-t_3$  kuyruk zaman bölgesi detaylı çizimde  $t_3-t_4$  ve  $t_4-t_5$  zaman aralıklarına karşılık gelmektedir. Detaylı çizime ilişkin zaman aralıkları Şekil 6.2'de belirtilmiştir. Bu verilerden yararlanılarak her iki IGBTnin 17 adet ölçümüne ve modellemesine karşılık gelen sonuç çizelgeleri Çizelge 6.1, Çizelge 6.2, Çizelge 6.3 ve Çizelge 6.4 hazırlanmıştır. Bu çizelgelerin karşılaştırmasına göre en iyi örtüşen 8 ölçüm bu bölümde ayrıntılı olarak verilecektir.



Şekil 6.2. Karşılaştırma amacıyla analitik model ve ölçüm grafiklerinde belirlenen 4 bölge ve bu bölgelere ilişkin zaman aralıkları

Çizelge 6.1 CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin ölçüm sonuç çizelgesi

$V_{AA}$	$\tau_{HL}$	$I_T$ (A)			
		@ $t_1$	@ $t_2$	@ $t_3$	@ $t_4$
304.85	$4.095 \times 10^{-8}$	8.3268	2.2	0.2446	0.1225
400.64	$4.095 \times 10^{-8}$	10.711	1.7	0.3525	0.2313
800.2	$4.095 \times 10^{-8}$	20.403	7.8625	1.25	0.4912
903	$4.095 \times 10^{-8}$	23.9985	9.33635	2.5	0.4912
202.75	$3.674 \times 10^{-8}$	5.445	1.0442	0.25	0.1842
604	$3.674 \times 10^{-8}$	16.254	7.6995	2.5	0.24574
304.85	$3.488 \times 10^{-8}$	8.1756	2.211	0.7371	0.2457
304.85	$4.095 \times 10^{-8}$	8.3268	2.2	0.2446	0.1225
800.2	$1.92 \times 10^{-8}$	21.3399	11.3022	7.5	2.2113
800.2	$4.095 \times 10^{-8}$	20.403	7.8625	1.25	0.4912
903	$2.16 \times 10^{-8}$	24.102	11.3022	3.75	0.7371
903	$4.095 \times 10^{-8}$	23.9985	9.33635	2.5	0.4912
		$t$ (s)			
$V_{AA}$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$
304.85	$6.4 \times 10^{-8}$	$2.68 \times 10^{-7}$	$9.5 \times 10^{-7}$	$1.5 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
400.64	$9 \times 10^{-8}$	$4.2 \times 10^{-7}$	$9.9 \times 10^{-7}$	$1.59 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
800.2	$1.15 \times 10^{-7}$	$1.62 \times 10^{-7}$	$4.7836 \times 10^{-7}$	$1.598 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
903	$9.38 \times 10^{-8}$	$2.7 \times 10^{-7}$	$5.6565 \times 10^{-7}$	$1.508 \times 10^{-7}$	$4.095 \times 10^{-6}$
202.75	$7.2 \times 10^{-8}$	$2.78 \times 10^{-7}$	$8.4414 \times 10^{-7}$	$2 \times 10^{-6}$	$3.674 \times 10^{-6}$
604	$9 \times 10^{-8}$	$2.1265 \times 10^{-7}$	$4.9465 \times 10^{-7}$	$1.1559 \times 10^{-6}$	$3.674 \times 10^{-6}$
304.85	$9 \times 10^{-8}$	$2.242 \times 10^{-7}$	$5.9715 \times 10^{-7}$	$1.64 \times 10^{-6}$	$3.488 \times 10^{-6}$
304.85	$6.4 \times 10^{-8}$	$2.68 \times 10^{-7}$	$9.5 \times 10^{-7}$	$1.5 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
800.2	$7.8014 \times 10^{-8}$	$1.61 \times 10^{-7}$	$2.5247 \times 10^{-7}$	$5.74 \times 10^{-7}$	$1.92 \times 10^{-6}$
800.2	$1.15 \times 10^{-7}$	$1.62 \times 10^{-7}$	$4.7836 \times 10^{-7}$	$1.598 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
903	$9.6 \times 10^{-8}$	$2.1 \times 10^{-7}$	$5.0053 \times 10^{-7}$	$8 \times 10^{-7}$	$2.16 \times 10^{-6}$
903	$9.38 \times 10^{-8}$	$2.7 \times 10^{-7}$	$5.6565 \times 10^{-7}$	$1.508 \times 10^{-7}$	$4.095 \times 10^{-6}$

Çizelge 6.1 CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin ölçüm sonuç çizelgesi (Devam)

$V_{AA}$	$dI_1/dt$ <b>I. BÖLGE</b>	$dI_2/dt$ <b>II. BÖLGE</b>	$dI_3/dt$ <b>III. BÖLGE</b>	$dI_4/dt$ <b>IV. BÖLGE</b>	$L_l$ (H)
304.85	$5.91389 \times 10^7$	$2.867155 \times 10^6$	$2.22 \times 10^5$	$4.7206 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
400.64	$2.730606 \times 10^7$	$2.364035 \times 10^6$	$2.02 \times 10^5$	$9.2335 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$9.08731 \times 10^7$	$1.695062 \times 10^7$	$1.79414 \times 10^6$	$1.96716 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$8.08321 \times 10^7$	$2.312311 \times 10^7$	$4.84223 \times 10^6$	$1.1995 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
202.75	$2.51474 \times 10^7$	$1.402833 \times 10^6$	$5.6927 \times 10^4$	$1.10035 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
604	$1.0880113 \times 10^8$	$1.084379 \times 10^7$	$3.40908 \times 10^5$	$9.7589 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
304.85	$4.64886 \times 10^7$	$3.95227 \times 10^6$	$1.3176 \times 10^6$	$1.32454 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
304.85	$5.91389 \times 10^7$	$2.867155 \times 10^6$	$2.22 \times 10^5$	$4.7206 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$6.25459 \times 10^7$	$4.15677 \times 10^7$	$1.64485 \times 10^6$	$1.59545 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$9.08731 \times 10^7$	$1.695062 \times 10^7$	$1.79414 \times 10^6$	$1.96716 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$6.4089 \times 10^7$	$2.599456 \times 10^7$	$1.037035 \times 10^7$	$5.41985 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$8.08321 \times 10^7$	$2.312311 \times 10^7$	$4.84223 \times 10^6$	$1.1995 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$

Çizelge 6.2 CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin analitik model sonuç çizelgesi

$V_{AA}$	$\tau_{HL}$	$I_T$ (A)			
		@ $t_1$	@ $t_2$	@ $t_3$	@ $t_4$
304.85	$4.095 \times 10^{-8}$	8.3268	2.2	$6 \times 10^{-3}$	
400.64	$4.095 \times 10^{-8}$	10.711	2.2	0.0475	
800.2	$4.095 \times 10^{-8}$	20.403	6.35	2.5	0.0425
903	$4.095 \times 10^{-8}$	23.9985	4.92	0.7637	0.4914
202.75	$3.674 \times 10^{-8}$	5.445	1.5	0.75	$5.6754 \times 10^{-3}$
604	$3.674 \times 10^{-8}$	16.254	3.75	0.36898	
304.85	$3.488 \times 10^{-8}$	8.1756	1.19	1.2335	
304.85	$4.095 \times 10^{-8}$	8.3268	2.2	$6 \times 10^{-3}$	
800.2	$1.92 \times 10^{-8}$	21.3399	7.5	2.5	0.029
800.2	$4.095 \times 10^{-8}$	20.403	6.35	2.5	0.0425
903	$2.16 \times 10^{-8}$	24.102	7.5	3.4855	0.304
903	$4.095 \times 10^{-8}$	23.9985	4.92	0.7637	0.4914
		$t$ (s)			
$V_{AA}$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$
304.85	$6.4 \times 10^{-8}$	$2.68 \times 10^{-7}$	$9 \times 10^{-7}$		$4.095 \times 10^{-6}$
400.64	$9 \times 10^{-8}$	$4.2 \times 10^{-7}$	$9 \times 10^{-7}$		$4.095 \times 10^{-6}$
800.2	$1.15 \times 10^{-7}$	$3.4129 \times 10^{-7}$	$4.7836 \times 10^{-7}$	$1.039 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
903	$9.38 \times 10^{-8}$	$4.5 \times 10^{-7}$	$7.4388 \times 10^{-7}$	$1.504 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
202.75	$7.2 \times 10^{-8}$	$2.9834 \times 10^{-7}$	$3.88 \times 10^{-7}$	$9.5734 \times 10^{-7}$	$3.674 \times 10^{-6}$
604	$9 \times 10^{-8}$	$3.73 \times 10^{-7}$	$1.403 \times 10^{-6}$		$3.674 \times 10^{-6}$
304.85	$9 \times 10^{-8}$	$4.113 \times 10^{-7}$	$1.558 \times 10^{-6}$		$3.488 \times 10^{-6}$
304.85	$6.4 \times 10^{-8}$	$2.68 \times 10^{-7}$	$9 \times 10^{-7}$		$4.095 \times 10^{-6}$
800.2	$7.8014 \times 10^{-8}$	$2.5247 \times 10^{-7}$	$3.836 \times 10^{-7}$	$8.6724 \times 10^{-7}$	$1.92 \times 10^{-6}$
800.2	$1.15 \times 10^{-7}$	$3.4129 \times 10^{-7}$	$4.7836 \times 10^{-7}$	$1.039 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$
903	$9.6 \times 10^{-8}$	$4.2763 \times 10^{-7}$	$4.535 \times 10^{-7}$	$7.9993 \times 10^{-7}$	$2.16 \times 10^{-6}$
903	$9.38 \times 10^{-8}$	$4.5 \times 10^{-7}$	$7.4388 \times 10^{-7}$	$1.504 \times 10^{-6}$	$4.095 \times 10^{-6}$



Çizelge 6.2 CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin analitik model sonuç çizelgesi

(Devam)

$V_{AA}$	$dI_1/dt$ <b>I. BÖLGE</b>	$dI_2/dt$ <b>II. BÖLGE</b>	$dI_3/dt$ <b>III. BÖLGE</b>	$dI_4/dt$ <b>IV. BÖLGE</b>	$L_l$ (H)
304.85	$3.00333 \times 10^7$	$3.471518 \times 10^6$	$1.8779 \times 10^3$		$0.1 \times 10^{-10}$
400.64	$2.57909 \times 10^7$	$4.48437 \times 10^6$	$1.486697 \times 10^4$		$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$6.21017 \times 10^7$	$2.80878 \times 10^7$	$4.447641 \times 10^6$	$1.38703 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$5.3561 \times 10^7$	$1.41428 \times 10^7$	$3.58232 \times 10^5$	$1.89656 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
202.75	$1.7429 \times 10^7$	$8.36493 \times 10^6$	$1.30734 \times 10^6$	$2.0891 \times 10^3$	$0.1 \times 10^{-10}$
604	$4.41837 \times 10^7$	$3.28254 \times 10^6$	$1.62474 \times 10^5$		$0.1 \times 10^{-10}$
304.85	$2.17416 \times 10^7$	$1.037652 \times 10^7$	$6.3911 \times 10^1$		$0.1 \times 10^{-10}$
304.85	$3.00333 \times 10^7$	$3.471518 \times 10^6$	$1.8779 \times 10^3$		$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$7.93317 \times 10^7$	$3.813 \times 10^7$	$5.1091 \times 10^7$	$2.7546 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
800.2	$6.21017 \times 10^7$	$2.80878 \times 10^7$	$4.447641 \times 10^6$	$1.38703 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$5.00618 \times 10^7$	$1.30045 \times 10^8$	$9.3181 \times 10^6$	$2.23517 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
903	$5.3561 \times 10^7$	$1.41428 \times 10^7$	$3.58232 \times 10^5$	$1.89656 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$

Çizelge 6.3 CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin ölçüm sonuç çizelgesi

		I <sub>T</sub> (A)			
V <sub>AA</sub>	$\tau_{HL}$	@ t <sub>1</sub>	@t <sub>2</sub>	@t <sub>3</sub>	@t <sub>4</sub>
200.2	$8.45 \times 10^{-8}$	5.67	1.1333	0.5	0.2
300.3	$8.45 \times 10^{-8}$	8.55	2.86671	0.75	0.26665
500.2	$8.45 \times 10^{-8}$	14.625	3.6	1.5	0.66663
703.4	$8.45 \times 10^{-8}$	20.34	6.25	2.25	1.0667
400.4	$8.45 \times 10^{-9}$	11.52	2.2667	1.25	0.4
605.4	$8.45 \times 10^{-9}$	17.4375	5	1.9855	0.6667
802.5	$8.45 \times 10^{-9}$	23.4	7.5	3.15	1.25
300.3	$9.1 \times 10^{-8}$	8.55	2.8	1	0.4
300.3	$8.45 \times 10^{-8}$	8.55	2.86671	0.75	0.26665
		t (s)			
V <sub>AA</sub>	t <sub>1</sub>	t <sub>2</sub>	t <sub>3</sub>	t <sub>4</sub>	t <sub>5</sub>
200.2	$1.22 \times 10^{-8}$	$8 \times 10^{-8}$	$1.26 \times 10^{-7}$	$2.772 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
300.3	$1.55 \times 10^{-8}$	$5.96 \times 10^{-8}$	$1.12 \times 10^{-7}$	$2.996 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
500.2	$3.2 \times 10^{-8}$	$8.12 \times 10^{-8}$	$1.2 \times 10^{-7}$	$2.873 \times 10^{-7}$	$8.5 \times 10^{-7}$
703.4	$1.1 \times 10^{-8}$	$5.1625 \times 10^{-8}$	$1.08 \times 10^{-7}$	$3.002 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
400.4	$5.5 \times 10^{-8}$	$2.022 \times 10^{-7}$	$2.53 \times 10^{-7}$	$5.5869 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
605.4	$4.4 \times 10^{-8}$	$1.32 \times 10^{-7}$	$1.9925 \times 10^{-7}$	$3.7401 \times 10^{-7}$	$8.5 \times 10^{-7}$
802.5	$4.2 \times 10^{-8}$	$1.0414 \times 10^{-7}$	$1.56841 \times 10^{-7}$	$3.0176 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
300.3	$9 \times 10^{-9}$	$7.85 \times 10^{-8}$	$1.13 \times 10^{-7}$	$1.916 \times 10^{-7}$	$9.1 \times 10^{-7}$
300.3	$1.55 \times 10^{-8}$	$2.68 \times 10^{-7}$	$9.5 \times 10^{-7}$	$2.996 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
V <sub>AA</sub>	dI <sub>1</sub> /dt <b>I. BÖLGE</b>	dI <sub>2</sub> /dt <b>II. BÖLGE</b>	dI <sub>3</sub> /dt <b>III. BÖLGE</b>	dI <sub>4</sub> /dt <b>IV. BÖLGE</b>	L <sub>l</sub> (H)
200.2	$6.691297 \times 10^7$	$1.81086 \times 10^7$	$1.984127 \times 10^6$	$3.52236 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$1.2842 \times 10^8$	$4.039522 \times 10^7$	$2.57649 \times 10^6$	$4.88907 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
500.2	$2.24085 \times 10^8$	$5.4123 \times 10^7$	$4.98087 \times 10^6$	$1.184698 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
703.4	$3.4683 \times 10^8$	$7.09534 \times 10^7$	$2.09898 \times 10^7$	$1.957966 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
400.4	$6.2862 \times 10^6$	$2.001377 \times 10^7$	$2.780594 \times 10^6$	$1.397 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
605.4	$1.413352 \times 10^8$	$4.4825 \times 10^7$	$7.546 \times 10^6$	$1.40065 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
802.5	$2.55873 \times 10^8$	$8.25411 \times 10^7$	$1.311077 \times 10^7$	$2.301008 \times 10^6$	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$6.2862 \times 10^6$	$1.60406 \times 10^5$	$7.63358 \times 10^6$	$5.56792 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$1.2842 \times 10^8$	$4.039522 \times 10^7$	$2.57649 \times 10^6$	$4.88907 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$

Çizelge 6.4 CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin analitik model sonuç çizelgesi

		$I_T$ (A)			
$V_{AA}$	$\tau_{HL}$	@ $t_1$	@ $t_2$	@ $t_3$	@ $t_4$
200.2	$8.45 \times 10^{-8}$	5.67	1.2649	0.5	$6.7384 \times 10^{-3}$
300.3	$8.45 \times 10^{-8}$	8.55	0.75	$5.0574 \times 10^{-3}$	
500.2	$8.45 \times 10^{-8}$	14.625	5.7847	1.5	0.013
703.4	$8.45 \times 10^{-8}$	20.34	5.1207	1.2347	$2.6435 \times 10^{-3}$
400.4	$8.45 \times 10^{-9}$	11.52	3.75	1.25	0.1495
605.4	$8.45 \times 10^{-9}$	17.4375	3.75	1.25	0.0386
802.5	$8.45 \times 10^{-9}$	23.4	8.75	3.15	0.0456
300.3	$9.1 \times 10^{-8}$	8.55	2.1439	0.3995	$3.1805 \times 10^{-6}$
300.3	$8.45 \times 10^{-8}$	8.55	0.75	$5.0574 \times 10^{-3}$	
		t (s)			
$V_{AA}$	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_4$	$t_5$
200.2	$1.22 \times 10^{-8}$	$9.4189 \times 10^{-8}$	$1.26 \times 10^{-7}$	$2.764 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
300.3	$1.55 \times 10^{-8}$	$1.12 \times 10^{-7}$	$2.6011 \times 10^{-7}$		$8.045 \times 10^{-7}$
500.2	$1.5 \times 10^{-8}$	$6.9787 \times 10^{-8}$	$1.2 \times 10^{-7}$	$2.8071 \times 10^{-7}$	$8.5 \times 10^{-7}$
703.4	$1.3 \times 10^{-8}$	$7.933 \times 10^{-8}$	$1.25041 \times 10^{-7}$	$3.1012 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
400.4	$3.2 \times 10^{-8}$	$1.6314 \times 10^{-7}$	$2.53 \times 10^{-7}$	$4 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
605.4	$2.5 \times 10^{-8}$	$1.6051 \times 10^{-7}$	$2.2719 \times 10^{-7}$	$4.2663 \times 10^{-7}$	$8.5 \times 10^{-7}$
802.5	$2 \times 10^{-8}$	$1.0703 \times 10^{-7}$	$1.56841 \times 10^{-7}$	$3.7677 \times 10^{-7}$	$8.045 \times 10^{-7}$
300.3	$3.5 \times 10^{-8}$	$4.9966 \times 10^{-8}$	$8.37 \times 10^{-8}$	$3.0435 \times 10^{-7}$	$9.1 \times 10^{-7}$
300.3	$1.55 \times 10^{-8}$	$1.12 \times 10^{-7}$	$2.6011 \times 10^{-7}$		$8.045 \times 10^{-7}$
$V_{AA}$	$dI_1/dt$ <b>I. BÖLGE</b>	$dI_2/dt$ <b>II. BÖLGE</b>	$dI_3/dt$ <b>III. BÖLGE</b>	$dI_4/dt$ <b>IV. BÖLGE</b>	$L_l$ (H)
200.2	$5.37279 \times 10^7$	$2.4045 \times 10^7$	$3.28184 \times 10^6$	$1.185 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$8.0829 \times 10^7$	$5.029657 \times 10^6$	$8.64675 \times 10^3$		$0.1 \times 10^{-10}$
500.2	$1.613576 \times 10^8$	$8.533049 \times 10^7$	$9.25269 \times 10^6$	$2.283546 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
703.4	$2.29448 \times 10^8$	$8.50123 \times 10^7$	$6.65692 \times 10^6$	$4.9422 \times 10^3$	$0.1 \times 10^{-10}$
400.4	$5.92496 \times 10^7$	$2.782105 \times 10^7$	$7.48639 \times 10^6$	$3.35955 \times 10^5$	$0.1 \times 10^{-10}$
605.4	$1.010073 \times 10^8$	$3.74925 \times 10^7$	$6.074 \times 10^6$	$9.1173 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
802.5	$1.683327 \times 10^8$	$1.124249 \times 10^8$	$1.411546 \times 10^7$	$9.7388 \times 10^4$	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$4.28043 \times 10^8$	$5.171044 \times 10^5$	$1.81054 \times 10^6$	5.77891	$0.1 \times 10^{-10}$
300.3	$8.0829 \times 10^7$	$5.029657 \times 10^6$	$8.64675 \times 10^3$		$0.1 \times 10^{-10}$

Şekil 5.9'da CM100DY-24A IGBT'nin 21.3399 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $7.8014 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $7.8014 \times 10^{-8} - 1.61 \times 10^{-7}$  s arasında  $6.25459 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $1.61 \times 10^{-7} - 2.5247 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $4.15677 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $2.5247 \times 10^{-7} - 5.74 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $1.64485 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $5.74 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $1.59545 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $7.8014 \times 10^{-8}$  s geciktiği,  $7.8014 \times 10^{-8} - 2.5247 \times 10^{-7}$  arasında  $7.93317 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü,  $2.5247 \times 10^{-7} - 3.836 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $3.813 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $3.836 \times 10^{-7} - 8.6724 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $5.1091 \times 10^7$  A/s değerinde bir eğimle ve  $8.6724 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $2.7546 \times 10^4$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil 5.4'de CM100DY-24A IGBT'nin 20.403 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $1.15 \times 10^{-7}$  s geciktiği, daha sonra  $1.15 \times 10^{-7} - 1.62 \times 10^{-7}$  s arasında  $9.08731 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $1.62 \times 10^{-7} - 4.7836 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $1.695062 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $4.7836 \times 10^{-7} - 1.598 \times 10^{-6}$  zaman aralığından itibaren  $1.79414 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $1.598 \times 10^{-6}$  s anından itibaren  $1.96716 \times 10^5$  değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $1.15 \times 10^{-7}$  s geciktiği  $1.15 \times 10^{-7} - 3.4129 \times 10^{-7}$  arasında  $6.21017 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü,  $3.4129 \times 10^{-7} - 4.7836 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $2.80878 \times 10^7$  A/s

değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $4.7836 \times 10^{-7}$  -  $1.039 \times 10^{-6}$  zaman aralığından itibaren  $4.447641 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle ve  $1.039 \times 10^{-6}$  anından itibaren yumuşak olarak  $1.38703 \times 10^4$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir

Şekil 5.10'da CM100DY-24A IGBT'nin 24.102 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $9.6 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $9.6 \times 10^{-8}$  -  $2.1 \times 10^{-7}$  s arasında  $6.4089 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $2.1 \times 10^{-7}$  -  $5.0053 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $2.599456 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $5.0053 \times 10^{-7}$  -  $8 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $1.037035 \times 10^7$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $8 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $5.41985 \times 10^5$  değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $9.6 \times 10^{-8}$  s geciktiği  $9.6 \times 10^{-8}$  -  $4.2763 \times 10^{-7}$  arasında  $5.00618 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü,  $4.2763 \times 10^{-7}$  -  $4.535 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $1.30045 \times 10^8$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $4.535 \times 10^{-7}$  -  $7.9993 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $9.3181 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle ve  $7.9993 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $2.23517 \times 10^5$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil 5.5'de CM100DY-24A IGBT'nin 23.99852 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $9.38 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $9.38 \times 10^{-8}$  -  $2.7 \times 10^{-7}$  s arasında  $8.08321 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $2.7 \times 10^{-7}$  -  $5.6565 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $2.312311 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $5.6565 \times 10^{-7}$  -  $1.508 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $4.84223 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $1.508 \times 10^{-7}$  s

anından itibaren  $1.1995 \times 10^5$  s değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $9.38 \times 10^{-8}$  s geciktiği  $9.38 \times 10^{-8} - 4.5 \times 10^{-7}$  arasında  $5.3561 \times 10^7$  A/s hızla düştüğü,  $4.5 \times 10^{-7} - 7.4388 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $1.41428 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $7.4388 \times 10^{-7} - 1.504 \times 10^{-6}$  zaman aralığından itibaren  $3.58232 \times 10^5$  A/s değerinde bir eğimle ve  $1.504 \times 10^{-6}$  anından itibaren yumuşak olarak  $1.89656 \times 10^5$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil.5.13'de CM100DU-24NFH IGBT'nin 14.625 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $3.2 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $3.2 \times 10^{-8} - 8.12 \times 10^{-8}$  s arasında  $2.24085 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $8.12 \times 10^{-8} - 1.2 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $5.4123 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $1.2 \times 10^{-7} - 2.873 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $4.98087 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $2.873 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $1.184698 \times 10^6$  s değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $1.5 \times 10^{-8}$  s geciktiği.  $1.5 \times 10^{-8} - 6.9787 \times 10^{-8}$  arasında  $1.613576 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü,  $6.9787 \times 10^{-8} - 1.2 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $8.533049 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $1.2 \times 10^{-7} - 2.8071 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $9.25269 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle ve  $2.8071 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $2.283546 \times 10^4$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil 5.14'de CM100DU-24NFH IGBT'nin 20.34 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $1.1 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $1.1 \times 10^{-8} - 5.1625 \times 10^{-8}$  s arasında  $3.4683 \times 10^8$

A/s hızla düştüğü görülüyor.  $5.1625 \times 10^{-8}$ - $1.08 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $7.09534 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $1.08 \times 10^{-7}$ - $3.002 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $2.09898 \times 10^7$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $3.002 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $1.957966 \times 10^6$  s değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $1.3 \times 10^{-8}$  s geciktiği  $1.3 \times 10^{-8}$ - $7.933 \times 10^{-8}$  arasında  $2.29448 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü,  $7.933 \times 10^{-8}$ - $1.25041 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $8.50123 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $1.25041 \times 10^{-7}$ - $3.1012 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $6.65692 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle ve  $3.1012 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $4.9422 \times 10^3$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil 5.16'de CM100DU-24NFH IGBT'nin 17.4375 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $4.4 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $4.4 \times 10^{-8}$ - $1.32 \times 10^{-7}$  arasında  $1.413352 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $1.32 \times 10^{-7}$ - $1.9925 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $4.4825 \times 10^7$  değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $1.9925 \times 10^{-7}$ - $3.7401 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $7.546 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $3.7401 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $1.40065 \times 10^6$  değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $2.5 \times 10^{-8}$  s geciktiği  $2.5 \times 10^{-8}$ - $1.6051 \times 10^{-7}$  arasında  $1.010073 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü,  $1.6051 \times 10^{-7}$ - $2.2719 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $3.74925 \times 10^7$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $2.2719 \times 10^{-7}$ - $4.2663 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $6.074 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle ve  $4.2663 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $9.1173 \times 10^4$  A/s eğimle azaldığı ve kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.

Şekil.5.17’de CM100DU-24NFH IGBT’nin 23.4 A akım değerinden kesime gitmesine karşılık gelen model sonuçları verilmektedir. Ölçülen akımın kesim anından sonra  $4.2 \times 10^{-8}$  s geciktiği, daha sonra  $4.2 \times 10^{-8}$  -  $1.0414 \times 10^{-7}$  s arasında  $2.55873 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü görülüyor.  $1.0414 \times 10^{-7}$  -  $1.56841 \times 10^{-7}$  s aralığında düşme hızının  $8.25411 \times 10^7$  değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı görülmektedir.  $1.56841 \times 10^{-7}$  -  $3.0176 \times 10^{-7}$  s zaman aralığından itibaren  $1.311077 \times 10^7$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk akımı oluşturduğu ve  $3.0176 \times 10^{-7}$  s anından itibaren  $2.301008 \times 10^6$  A/s değerinde bir eğimle kuyruk zaman aralığının tamamlanarak kesim zamanının sonlandığı gözlenmektedir. Buna karşılık gelen model sonucu,  $2 \times 10^{-8}$  s geciktiği.  $2 \times 10^{-8}$  -  $1.0703 \times 10^{-7}$  arasında  $1.683327 \times 10^8$  A/s hızla düştüğü,  $1.0703 \times 10^{-7}$  -  $1.56841 \times 10^{-7}$  aralığında düşme hızının  $1.124249 \times 10^8$  A/s değerine azaldığı ve böylece düşme zaman aralığının tamamlandığı,  $1.56841 \times 10^{-7}$  -  $3.7677 \times 10^{-7}$  zaman aralığından itibaren  $1.411546 \times 10^7$  A/s değerinde bir eğimle ve  $3.7677 \times 10^{-7}$  anından itibaren yumuşak olarak  $9.7388 \times 10^4$  A/s eğimle azaldığı böylece kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin tam olarak oluşmadığı görülmektedir.



## BÖLÜM 6

### GENEL SONUÇLAR VE TARTIŞMA

CM100DU-24NFH'in 200.2 V, 300.3 V, 500.2 V ve 703.4 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değeri kullanılarak yapılan simülasyonları karşılaştırıldığında 500.2 V ve 703.4 V anot kaynak geriliminde ölçüm ile simülasyon sonuçlarının daha uyumlu olduğu gözlenmiştir. 400.4 V, 605.4 V ve 802.5 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değeri kullanılarak yapılan simülasyonlar karşılaştırıldığında 605.4 V ve 802.5 V anot kaynak gerilimlerinde ölçüm ile simülasyon sonuçlarının uyumlu olduğu gözlenmiştir. Buna ek olarak, 300.3 V anot kaynak gerilimindeki farklı baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü kullanılarak yapılan simülasyonları, daha küçük  $\tau_{HL}$  değerlerinde ölçümlerle daha uyumludur. Analitik model sonuçlarının 500.2 V-802.5 V aralığında doğru sonuç vermesi, seçilen IGBT'nin pratik uygulamalarda kendi dayanma gerilimine yakın değerlerde çalıştırılmasının daha uygun olduğu izlenimini oluşturmuştur. Ayrıca, düşük gerilimde analitik modelin ölçümlerle daha az uyum göstermesi, dayanma gerilimi 1200V olan IGBT'yi 400.4 V'un altındaki uygulamalarda çalıştırmanın verimsiz olabileceği intibasını oluşturmuştur.

CM100DY-24A'nın 304.85 V, 800.2 V ve 903 V anot kaynak gerilimindeki farklı baz yüksek-seviye taşıyıcı yaşam ömrü kullanılarak yapılan simülasyonları, daha büyük  $\tau_{HL}$  değerlerinde ölçümlerle daha uyumludur. Buna ek olarak, 202.75 V ve 604 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değeri kullanılarak yapılan simülasyonlar karşılaştırıldığında 202.75 V anot kaynak geriliminde ölçüm ile simülasyon sonuçlarının daha uyumlu olduğu gözlenmiştir. 304.85 V, 400.64 V, 800.2 V ve 903 V anot kaynak gerilimleri ve aynı  $\tau_{HL}$  değeri kullanılarak yapılan simülasyonlar karşılaştırıldığında 800.2 V ve 903 V anot kaynak geriliminde ölçüm ile simülasyon sonuçlarının daha uyumlu olduğu gözlenmiştir. Analitik model sonuçlarının 800.2 V ve 903 V aralığında doğru sonuç vermesi, seçilen IGBT'nin pratik uygulamalarda kendi dayanma gerilimine yakın değerlerde çalıştırılmasının daha uygun olduğu ve daha

düşük gerilimde analitik modelin ölçümlerle daha az uyum göstermesi ise, dayanma gerilimi 1200V olan IGBT'yi 700 V'un altındaki uygulamalarda çalıştırmanın verimsiz olabileceği izlenimini oluşturmuştur. Ayrıca 800.2 V ve 903V uygulamaları için seçilen  $\tau_{HL}$ 'den biraz daha yüksek  $\tau_{HL}$  kullanılarak yapılan 202.75 V ve 604 V anot kaynak gerilimli simülasyonlarda IGBT daha düşük anot geriliminde analitik modelle daha iyi uyum halindedir.

Bu çalışmanın neticesinde, her iki IGBT kesim karakteristiklerinde  $t_1-t_2$  ve  $t_2- t_3$  zaman aralıkları ile belirtilen iki bölgeden oluşan düşme zamanı bölgesinde Hefner analitik modelinin ölçümlerle uyum içinde olduğu,  $t_3-t_4$  ve  $t_4-t_5$  ile belirtilen kuyruk zamanı bölgesinde ise kuyruk akımı olarak adlandırılan etkinin model sonuçlarında tam olarak gözlenmediği görülmektedir.

**KAYNAKLAR**

- Andersson, M. Kuivalainen, P. and Pohjonen, H., 1993, Circuit Simulation Models for MOS-Gated Power Devices: Application to the Simulation of an Electronics Lamp Ballast Circuit, Proc. Conf.-IEEE Applicat. Power Electron. Expo-APEC.
- Azzoparadi., S., Jampt, C., Vinnasa, J. M. and Zardini, C., 1998, Switching Performances Comparison of 1200V Punch-Through and Non Punchthrough IGBTs Under Hard Switching at High Temperature, Con/ Rec. of IEEE-PESC, 1201-1207.
- Baliga, B.J., Adler, M.S., Gray, V.P., Love, R.P. and Zommer, N., 1982, The Insulated Gate Rectifier, Int. Electron Devices Meeting, Abstr. 10-6, 264-267.
- Baliga, B.J., 1985, Analysis of Insulated Gate Transistor Turn-off Characteristics, IEEE Electron Devices Lett., Vol. EDL-6, 74-77.
- Baliga, B.J., 1996, Power Semiconductor Devices, PWS Publishing Corn.
- Baliga, B. J., 1998, Power Semiconductor Device, PWS Publishing Corn.
- Blaabjerg, F., Pedenen, J. K. and Jaeger, U., 1995, A Critical Evaluation of Modern IGBT-Modules, Conf. Rec of EPE'95, 1.594-1.601.
- Blaabjerg, F., Pedersen, F.K., Sigurjonsson, S. and Elkjaer, A., 1996, Extended Model of Power Losses in Hard-Switched IGBT-Inverters, in Proc. Conf. Rec.-IAS Annu. Meeting (IEEE Ind. Applicat. Soc.), Vol.3, 1454-1463.
- Bose, B.K., 1992, Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters Industry Applications, IEEE Trans. on, Vol.28, Issue 2, 403-417.
- Clemente, S.M. and Dapkus, D.A., 1993, IGBT Models Account for Switching and Conduction Losses, Power Conv. Intell. Motion, Vol.19, No.8, 51-54.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Darwish M. And Board K., 1984, Lateral Resurfaced COMFET, Electronics Letters, Vol.20, No.12, 519-520.
- Dettmer, H., Krumbein, U., Lendenmann, H., Muller, S., Hchtner, W., Bauer, E K., Lilja and T., Stockmeier, 1993, A Comparison of the Switching Behavior of IGBT and MCT Power Devices, Proc. ISPSD, 54-59.
- Divan, D. M., 1986, The Resonant DC Link Converter A New Concept in Static Power Conversion, Proc. IEEE IAS Annual Mtg., 648-656
- Elasser, A., Schutten, M. I., Vlatkovic, V. and Torrey, D. A., 1997, A Study of Internal Device Dynamics of Punch-Through and Non Punch-Through IGBTs Under Zero-Current Switching, IEEE Trans on Power Electronics, Vol.12, No.1, 21-27.
- Fatemizadeh, B. and Silber, D., 1993, A Versatile Model for IGBT Including Thermal Effects, 24th IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'93), Seattle, USA, 20-25, 85-92.
- Fossum, J.G., McDonald, R.J. and Shibib, M.A., 1988, Network Representations of IGBT Structures for CAD of Power Integrated Circuits, IEEE Trans. Electron Devices, Vol.35, 507-514.
- Francis, R., and Saldano, M., 2003, A New SMPS Non Punch Thru IGBT Replace MOSFET in SMPS High Frequency Applications, IEEE.
- Frisina, F., Letor, R., Musumeci, S., Raciti, A. and Sardo, M., 1996, PT-IGBT PSpice Model with New Parameter Extraction for Life-Time and Epy Dependent Behaviour Simulation, Conf. Rec. of IEEE Power Electronic Specialists Conference PESC'96, Baveno, Italy, 1682-1688.
- Goebel, H., 1994, Unified Method for Modeling Semiconductor Power Devices, IEEE Trans. Power Electron., Vol.9, 497-505.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Haitao, Z. and Zhenging, Z., 2004, Modeling and Simulating for IGBT Based on PSIM, Hefner, A.R. Analytical Modeling of Device-Circuit Interactions for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), 1988, Conf. Rec.-IAS Annu. Meeting (IEEE Ind. Appl. Soc.), Vol.35, No.6, 606-614.
- Harada, M., Minato, T., Takahashi, H., Nishihara, H., Inoue, K., and Takata, I., 1994, 600V Trench IGBT in Comparison with Planer IGBT An Evaluation of the Limit of IGBT Performance, Proc. ISPSD, 411-416
- Hefner, A.R. and Blackburn, D.L., 1988, An Analytical Model for the Steady State and Transient Characteristics of the Power Insulated-Gate Bipolar Transistor, Solid-State Electronics Vol.31, 1513-1532.
- Hefner, A.R., 1988, Analytical Modeling of Device-Circuit Interactions for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, No.6.
- Hefner, A.R., 1990, Analytical Modeling of Device-Circuit Interactions for the Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, No.6.
- Hefner, A. R., 1991, An Investigation Of The Drive Circuit Requirements for Power Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), IEEE Trans. Power Electron, Vol.6, pp.208-219
- Hefner, A. R., 1994, A Dynamic Electrothermal Model for the IGBT, IEEE Trans. On Ind. Appl., 394-405.
- Hefner, A. R, and Diebolt, D. M., 1994, An Experimentally Verified IGBT Model Implemented in Saber Circuit Simulator, IEEE Trotis. on Power Electronics, Vol.9, No.5, 532 - 542.
- Hefner, A. R., 1995, Modeling Buffer Layer IGBT's for Circuit Simulation IEEE Trans .on Power Electronics, Vol.10 No.2, 111-123.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Huang Q. and Amaratunga G., 1995, Forward Blocking Capability of Double Gate IGBTs at High Temperatures, *Solid-State Electronics*, Vol.38, No.5, 981-982.
- Iannuzzo, F., and Busatto, G., 2004, Physical CAD Model for High-Voltage IGBTs Based on Lumped-Charge Approach, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.19, No.4.
- Iwamuro, N., Hoshi, Y., Seki, Y. and Kumagai, N., 1991, Switching Loss Analysis of Shorted Drain Nonpunch-through and Punch-through Type IGBTs in Voltage Resonant Circuit, *IEEE ISPSD Conf. Proc.*, 220-225.
- Kang, X., Santi, E., Hudgins, J.L., Palmer P.R. and Donlon, J.F., 2003, Parameter Extraction for a Physics-Based Circuit Simulator IGBT Model.
- Kao, C.H., Tseng, C.C. and Liang, Y.C., 2005, Equivalent Circuit Model for an Insulated Gate Bipolar Transistor, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol.152, No.6.
- Kawaguchi, Y., Terezaki, Y. and Nakagawa, A., 1995, Subcircuit Spice Modeling of a Lateral IGBT for High Voltage Power IC Design, in *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices*.
- Keserlioğlu, S., 2007, Yarıiletken Güç elemanlarının Bilgisayar Benzeşimi, Osmangazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Anabilim Dalı Doktora.
- Kim, H.S., Cho, Y.H., Kim, S.D., Choi, Y.I. Han, M.K., 1993, Parameter Extraction for the Static and Dynamic Model of IGBT, *Tech. Rep.*
- Kitagawa, M., Omura, I., Hasegawa, S., Inoue, T. and Nakagawa, A., 1993, A 4500V Injection Enhanced Insulated Gate Bipolar Transistor (IEGT) Operating in Mode Similar to a Thyristor, *Proc. IEDM*, 679-682.
- Kramer, K. M., Hitchon, W. N. G. and Divan, D. M., 1993, Conductivity Modulation in P-I-N Diodes Simulated Using a Highly Flexible Approach, *Proc. IEEE-IAS Annual Mtg.*, 1196-1201.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Kramer, K. M., Hitchon, W. N. G. and Divan, D. M., 1993, Conductivity Modulation in P-I-N Diodes Simulated Using a Highly Flexible Approach, Proc. IEEE-IAS Annual Mtg., 1196-1201.
- Kraus, R. and Hoffmann, K., 1993, Analytical Model of the IGBTs with Low Emitter Efficiency, Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs, 30-34.
- Kuo, D.S., Choi, J.Y., Giandomenico, D., Hu, C., Sapp, S.P., Sassaman, K.A. and Bregar, R., 1985, Modeling the Turn-off Characteristics of the Bipolar-MOS Transistor, IEEE Electron Device Lett., Vol. EDL-6, 211-214.
- Kuo, D.S., Hu, C. and Sapp, S.P., 1986, An Analytical Model for the Power Bipolar MOS Transistor, Solid-State Electronics, Vol.29, No.12, pp. 1229-1237.
- Kurnia, A., Stielau, O., Venkamramanan, H. G. and Divan, D. M., 1992, Loss Mechanisms in IGBTs Under Zero Voltage Switching, IEEE-PESC Conf. Rec., 1011-1018.
- Kurnia, A., Cherradi, H. and Divan, D. M., 1993, Impact of IGBT Behavior on Design Optimization of Soft Switching Inverter Topologies, Proc. IEEE-IAS Annual Mtg., 807-813.
- Kvein, O., Undeland, T. M. and Rogne, T., 1993, Models for Simulation of Diode (and IGBT) Switching which Include the Effect of the Depietion Layer, Proc. IEEE-IAS Annual Mtg., 1190-1195.
- Lai, J. - S., 1997, Fundamentals of a New Family of Auxiliary Resonant Snubber Inverters, Conf Rec. of IEEE IECON, 645-650.
- Lapidus, L., Pinder, G.F., 1999, Numerical Solution of Partial Differential Equations in Science and Engineering, John Wiley&Sons.
- Lefebvre, S., Forest, F. and Chante, J.P., 1993, Maximum Switching Frequency Choice for IGBT Used in ZCS mode, EPE Conf. Proc., 356-361.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Leonardi, C., Raciti, A., Frisina, F. and Letor, R., 1997, A New PSpice Power MOSFET Model with Temperature Dependent Parameters: Evaluation of Performances and Comparison with Available Models. Conf. Rec. of the IEEE/IAS 32nd Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, USA, 1174-1181.
- Li, H. H. et al., 1994, The Effect of Bipolar Transistor in the Switching Dynamics of IGBTs in Resonant Converter Applications, Proc. IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), IEEE Cat # 94CH35709, 135-138.
- Li, H. H. et al, 1995, High-Temperature Characteristics of IGBTs in Soft- and Hard-Switching Converters, Proc. IEEE-APEC, 133-735.
- Matsushita, K., Omura, I., Nakagawa, A. and Ohashi, A., 1993, Theoretical Investigations on IGBT Snubberless, Self-Clamped Drain Voltage Switching Off Operation Under a Large Inductive Load, Proc. of ISPSD'93, 46-51.
- Mertens, A., 1991, Design of a 20 kVA Resonant DC Link IGBT Inverter on the Base of Experimental Device Evaluation, EPE-MADEP Conf. Rec., 4:172- 4:177.
- Metzner, D., 1993, Modular Concept for the Circuit Simulation of Bipolar Power Semiconductors, IEE Conf. Publ., Vol.2, No. 377, pp.15-20.
- Metzner, D., Vogler, T. and Schroeder, D., 1994, Modular Concept for the Circuit Simulation of Bipolar Power Semiconductors, IEEE Trans. Power Electron., Vol.9, 506-513.
- Mihalic, F., Jezernik, K., Krischan, D. and Rentmeister, M., 1995, IGBT SPICE Model, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol.42, 98-105.
- Mitter, C. S., Hefner, A. R., Chen, D. Y. and Lee, F. C., 1991, Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Modeling Using IG-SPICE. Conf. Rec. of the JBEE/IAS Meeting, 1515-1521.



**KAYNAKLAR (Devam)**

- Mohan, N., Undeland, T.M. and Robbins, W.P., 2003, Power Electronics: Converters, Applications and Design, John Wiley&Sons, 667 p.
- Monti, A., 1996, Fuzzy-Based Black-Box Approach to IGBT Modeling, in Proc. IEEE Int. Conf. Electron., Circuits, Syst., Vol.2, 1147-1150.
- Musumeci, S., Raciti, A., Sardo, M., Frisina F. and Letor, R., 1996, PT-IGBT PSice Model with New Parameter Extraction for Life-Time and Epy Dependent Behavior Simulation, 1682-1688.
- Nakamura, K., Kusunaki, S., Nakamura, H., Ishimura, Y., Tomomatsu, Y. and Minato, T., 2002, Advanced Wide Cell Pitch CSTSTs Having Light Punch-Through (LPT) Structures, Proc. of ISPSD'02, 277-280.
- Nordman, J. E. and Greiner, R. A., 1963, The Small Signal Inductive Effect in a Long P-I-N Diode, IEEE Trans. on Electron Devices, 171-178.
- Pattanayak, D. N., Robinson, A.L. Chow, T. P., Adler, M. S., Baliga, B. J. and Wildi, E. J., 1986, *n*-Channel Lateral Insulated Gate Transistors: Part I- Steady-State Characteristics'', IEEE Trans. On Electron Devices, Vol.ED-33, No.12, 1956-1963.
- Pendharkar, S. and Shenai, K., 1998, Zero Voltage Switching Behavior of Punch Through and Nonpunch Through Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT's), IEEE Trans. on Electronic Devices, Vol.45, No.8, 1826-1835.
- Petrie, A.F. and Hymowitz, C., 1996, SPICE Model Accurately Simulates IGBT Parameters, Power Conversion Intel. Motion, Vol.22, No.1, 40-51.
- Petterteig, A. and Rogne, T., 1991, IGBT Turn-Off Losses in Hard Switching and with Capacity Snubber, EPE-MADEP Conf. Rec., 0:203-0:208.
- Pierret, R. F., 1996, Semiconductor Device Fundamentals, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 75-148.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Protiwa, F. F., Rasch, B. and Artl, B., 1994, IGBT Model for Pspice, Power Conversion Proceedings, Munich, Germany, 445-456.
- Protiwa, F.F, Apeldoorn, O. and Groos, N., 1993, New IGBT Model for PSpice, IEE Conf. Publ., Vol.2, No.337, 226-231.
- Ramamurthy, A., Sawant, S. and Baliga, B.J., 1999, Modeling the  $dv/dt$  of the IGBT During Inductive Turn-off, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.14, No.4.
- Ravishankar S. and Baliga, B. J., 1997, Analysis of On-State Carrier Distribution in the DI-LIGBT, Solid-State Electronics, Vol.41, No.5, 733-738.
- Ravishankar, S. and Baliga B. J., 1997, Composition of High Speed DILIGBT Structures, Solid-State Electronics, Vol.41, No.12, 1953-1956.
- Robert F. P., 1996, Semiconductor Device Fundamentals, Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 75-148.
- Robinson, A. L., Pattanayak, D. N., Adler, M. S., Baliga, B. J., and Wildi, E. J., 1986, Lateral Insulated Gate Transistors With Improved Latchup Characteristics, IEEE Device Letters, Vol. Ed1-7, No.2,.
- Sgg, J., Tuerkes, P. and Kraus, R., 1997, Parameter Extraction Methodology and Validation for an Electro-Thermal Physics-Based NPT-IGBT Model, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, 1166-1173.
- Shen, Z. and Chow, T.P., 1991, An Analytical IGBT Model for Power Circuit Simulation, in Proc. 3rd Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs ISPSD, 79-82.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Shenai, K., 1994, Mixed Mode Circuit Simulation: An Emerging CAD Tool for the Design and Optimization of Power Semiconductor Devices and Circuits, Proc. IEEE PELSWorkshop on Computers in Power Electronics, ISBN0-7803-2091-3, 11-15.
- Sheng, K., Finney, S.J. and Williams, B.W., 1996, Fast and Accurate IGBT Model for PSpice, Electron. Lett., Vol.32, No.25, 2294-2295.
- Sheng, K., Finney, S.J. and Williams, B.W., 1999, A New Analytical IGBT Model with Improved Electrical Characteristics, IEEE Transactions on Power Electronics Vol.14, 98-107.
- Sheng, K., Finney, S.J. and Williams, B.W., 2000, Thermal Stability of IGBT High Frequency Operation, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.47, No.1.
- Sheng, K., Williams, B. W. and Finney, S. J., 2000, A Review of IGBT Models, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.15, No.6, 1250-1266.
- Siesmience, R., Netzel, M. and Herzer, R., 1997, Comparison of PT and NPT Cell Concept for 600V IGBTs, Conf Rec. of EPE'97, 4.024-4.028.
- Skibinski, G. L. and Divan, D. M., 1988, Characterization of GTOs for Soft-Switching Applications, Proc. IEEE-IAS Ann. Mtg., 638-646.
- Song, B. M. and Lai, J. S., 1999, A Novel Two-Quadrant Soft-Switching Converter with One Auxiliary Switch for High Power Applications, Conf. Rec. of IEEE-IAS, Phoenix.
- Streetman, B. G., 1980, Solid State Electronic Devices, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, Chapter 11.
- Takahashi, H., Haruguchi, H., Hagino H., and T.Yamada, 1996, Carrier Stored Trench Gate Bipolar Transistor (CSTBT) A Novel Power Device for High Voltage Application.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Thapar, N. and Baliga, J. B., 1998, An Experimental Evaluation of the On-State Performance of the Trench IGBT Designs, *Solid-State Electronics* Vol.42, No.5, 771-776.
- Trivedi, M. and Shenai, 1997, K., Modeling the Turn-off of IGBT's in Hard and Soft-Switching Applications, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol.44, 887-893.
- Tzou, Y.Y. and Hsu, L.J., 1993, Practical SPICE Macro Model for the IGBT, *IECON Proc. (Ind. Electron. Conf.)*, Vol.2, 762-766.
- Udrea, E. and Amaratunga, G., 1995, A Unified Analytical Model for the Carrier Dynamics in Trench Insulated Gate Bipolar Transistors (TIGBT), *Proc. ISPSD*, 190-195.
- Udrea F. and Amartunga G. S. J., 1997, An On-State Analytical Model for the Trench IGBT, *Solid-State Electronics* Vol.41, No.8, 1111-1118.
- Vellvehi M., Godignon P., Flores D., Fernandez J., Hidalgo S., Rebollo J. and Millan J., 1997, A New Lateral IGBT for High Temperature Operation, *Solid-State Electronics* Vol.41, No.5, 793-747.
- Wang, K., Lee, F.C., Hua, G. and Borojevic, D., 1994, A Comparative Study of Switching Losses of IGBTs Under Hard Switching, Zero-Voltage Switching and Zero Current Switching, *IEEE PESC Conf. Proc.*, 1196-1204.
- Widjaja, I. et al., 1994, Computer Simulation and Design Optimization of IGBTs in Soft-Switching Converters, *Proc. IEEE ISPSD*, 105-109.
- Widjaja, I. et al., 1994, Conductivity Modulation Lag During IGBT Turn-On in Resonant Converter Applications, Presented at 52nd IEEE Ann. DRC., Boulder, CO., MIXEDMODE. Silvaco International. Santa Clara. CA.

**KAYNAKLAR (Devam)**

- Widjaja, I., Kunrnia, K., Shenai, K., and Divan, D. M., 1995, Switching Dynamics of IGBT's in Soft-Switching Converter, IEEE Trans. on Electronic Devices, Vol.42, No.3, 445-454.
- Winternheimer, Huth and S., 1993, The Switching Behavior of an IGBT in Zero Current Switch Mode, EPE Conf. Proc., 312-316.
- Wong, C., 1997, EMTP Modeling of IGBT Dynamic Performance for Power Dissipation Estimation, IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 33, 64-71.
- Yamaguchi, M., Ninomiya, T. Ogura, H. and Ohashi, H., 1996, Mode-Transition Optimized 4.5kV IGTT (IGBT Mode Turn-off Thyristor), Proc. ISPSD, 257-260.
- Yuan, S.C. and Zhu, C.C., 2003, IGBT SPICE Model with Nondestructive Parameters Extraction and Measured Verification, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol.150, No.5.
- Yue, Y., Liou, J.J. and Batarseh, I., 1997, A Steady-State and Transient Model Valid for All Free-Carrier Injection Conditions, 12th IEEE Applied Power Electronics.

## EK A

### Ana dosya

```
x0=[0;0;I_CMAX;9.085669e-3];  
tspan=[0 τHL];  
[t,x]=ode23('sub1',tspan,x0);  
plot(k*t,x(:,3))  
grid
```

### Alt dosya

```
function xd=sub1(t,x)  
xd(1)=-(x(1)/τHL)-((4Dp)*((x(1))^2)/(x(4)^2));  
xd(2)=(x(3)-((46.596951/(x(4)^2)*x(1)))/(((1.365e-13)/((93e-4)-  
x(4)))*1+(x(1)/((6.24768e-6)*x(4)))));  
xd(3)=(VAA-(32.56*x(3))-x(2))/(0.1e-10);  
xd(4)=(-(5.04187e-8)/((93e-4)-x(4)))*xd(2);  
xd=[xd(1); xd(2); xd(3); xd(4)];
```

CM100DY-24A parça numaralı IGBT'nin analitik model eğrileri oluşturulurken farklı  $V_{AA}$  ve  $\tau_{HL}$  değerleri için kullanılan  $k$  iyileştirme katsayıları aşağıdaki çizelgede belirtilmiştir.

$V_{AA}$	$\tau_{HL}$	$k$	$\tau_{HL}$	$k$
304.85	$4.095 \times 10^{-8}$	127.3	$4.095 \times 10^{-7}$	12.73
400.64	$4.095 \times 10^{-8}$	186.803	$4.095 \times 10^{-7}$	18.6803
800.2	$4.095 \times 10^{-8}$	270.866	$4.095 \times 10^{-7}$	27.0866
903	$4.095 \times 10^{-8}$	324.836	$4.095 \times 10^{-7}$	32.4836
202.75	$3.674 \times 10^{-8}$	117.601	$3.674 \times 10^{-7}$	11.7601
604	$3.674 \times 10^{-8}$	232.266	$3.674 \times 10^{-7}$	23.2266
304.85	$3.488 \times 10^{-8}$	155.104	$3.488 \times 10^{-7}$	15.5104
800.2	$1.92 \times 10^{-8}$	217.0488	$1.92 \times 10^{-7}$	21.70488
903	$2.16 \times 10^{-8}$	293.987	$2.16 \times 10^{-7}$	29.3987

## EK B

### Ana dosya

```
x0=[0;0;I_CMAX;9.085669e-3];
tspan=[0 τHL];
[t,x]=ode23 ('sub1',tspan,x0);
plot(k*t,x(:,3))
grid
```

### Alt dosya

```
function xd=sub1(t,x)
xd(1)=-x(1)/τHL-((4Dp)*(x(1))^2)/(x(4)^2);
xd(2)=(x(3)-((46.596951/(x(4)^2)*x(1)))/(((1.365e-13)/((93e-4)-
x(4)))*(1+(x(1)/((6.24768e-6)*x(4))))));
xd(3)=(VAA-(30*x(3))-x(2))/(0.1e-10);
xd(4)=(-(5.04187e-8)/((93e-4)-x(4)))*xd(2);
xd=[xd(1); xd(2); xd(3); xd(4)];
```

CM100DU-24NFH parça numaralı IGBT'nin analitik model eğrileri oluşturulurken farklı  $V_{AA}$  ve  $\tau_{HL}$  değerleri için kullanılan  $k$  iyileştirme katsayıları aşağıdaki çizelgede belirtilmiştir.

$V_{AA}$	$\tau_{HL}$	$k$	$\tau_{HL}$	$k$
200.2	$8.045 \times 10^{-8}$	34.5075		
300.3	$8.045 \times 10^{-8}$	36.558		
500.2	$8.045 \times 10^{-8}$	53.538		
703.4	$8.045 \times 10^{-8}$	56.858		
400.4	$8.045 \times 10^{-9}$	238	$8.045 \times 10^{-8}$	23.8
605.4	$8.045 \times 10^{-9}$	100	$8.045 \times 10^{-8}$	10
802.5	$8.045 \times 10^{-9}$	100	$8.045 \times 10^{-8}$	10
300.3	$9.1 \times 10^{-8}$	23.433		