

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YARIİLETKEN ELEMANLARIN MODEL
PARAMETRELERİNİN ÇIKARIMINA YÖNELİK YENİ
BİR YAKLAŞIM**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Burhan BARAKLI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Tez Danışmanı : Yard. Doç. Dr. Gürsel DÜZENLİ

Haziran 2007

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YARIİLETKEN ELEMANLARIN MODEL
PARAMETRELERİNİN ÇIKARIMINA YÖNELİK YENİ
BİR YAKLAŞIM**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Burhan BARAKLI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 21 / 06 /2007 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

Yard.Doç.Dr. Gürsel DÜZENLİ
Jüri Başkanı

Doç.Dr. Saadettin AKSOY
Üye

Prof.Dr. Hüseyin EKİZ
Üye

TEŞEKKÜR

Tezin hazırlanması aŐamasında bana her tŒrlŒ desteği veren anne ve babama, danıŐman hocam sayın Yrd. Doç. Dr. GŒrsel DŒzenli'ye, mesai arkadaŐlarım AraŐ. GŒr. Melih GŒksel ve AraŐ. GŒr. Ahmet KŒęŒker'e, yakın arkadaŐım Ő.Faruk omaklı'ya ve abim Salim DurmuŐ'a teŐekkŒr ederim.

İÇİNDEKİLER

| | |
|------------------------------|------|
| TEŞEKKÜR..... | ii |
| İÇİNDEKİLER | iii |
| SİMGELER VE KISALTMALAR..... | vi |
| ŞEKİLLER LİSTESİ | ix |
| TABLolar LİSTESİ..... | xii |
| ÖZET..... | xiii |
| SUMMARY | xiv |

BÖLÜM 1.

| | |
|-------------|---|
| GİRİŞ | 4 |
|-------------|---|

BÖLÜM 2.

| | |
|--|----|
| DİYOT ve BJT YAPILARI | 4 |
| 2.1. Diyot..... | 4 |
| 2.1.1. PN jonksiyonu ve diyot yapısı | 4 |
| 2.2. BJT (Bipolar Jonksiyon Transistörü) | 9 |
| 2.2.1. Transistörün gelişimi..... | 9 |
| 2.2.2. BJT ve MOSFET'in karşılaştırılması..... | 10 |
| 2.2.3. Transistörün yapısı | 11 |
| 2.2.4. Bipolar transistörün çalışma ilkesi | 13 |

BÖLÜM 3.

| | |
|--|----|
| DİYODUN SPICE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ..... | 15 |
| 3.1. Giriş..... | 15 |
| 3.2. Diyodun Lineer Olmayan Davranışı | 15 |
| 3.3. SPICE Diyot Modeli | 17 |

| | |
|---|----|
| 3.4.Spice Model Parametrelerinin Çıkarımı..... | 19 |
| 3.4.1. Doyma akımı ve ideal olmayan katsayı parametrelerinin çıkarımı | 19 |
| 3.4.2. Omik gövde direnç parametrelerinin çıkarımı | 20 |
| 3.4.3. Belverme gerilimi ve akımı parametrelerinin belirlenmesi..... | 21 |
| 3.5. Diyot Parametrelerinin Çıkarımı için Yapılan Uygulamalar | 21 |

BÖLÜM 4.

BİPOLAR TRANSİSTÖRÜN SPICE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ 26

| | |
|--|----|
| 4.1. Giriş..... | 26 |
| 4.2. Bipolar Transistörün Özgeçirileri ve Lineer Olmayan Davranışı..... | 28 |
| 4.3. Spice Gummel-Poon Model Denklemleri | 32 |
| 4.4. Spice Gummel-Poon Statik Model Parametrelerini Belirlemek İçin Algoritma | 34 |
| 4.5. Spice Gummel-Poon Model Parametrelerinin Çıkarımı | 36 |
| 4.5.1. Model parametrelerinin grafik analizi ile çıkarım yöntemi | 36 |
| 4.5.2. Normal aktif çalışma rejiminde ideal olmayan katsayının ve doyma akımı parametrelerin çıkarımı | 38 |
| 4.5.2.1. Klasik yöntem ile çıkarım | 39 |
| 4.5.2.2. Önerilen yöntem ile çıkarım..... | 40 |
| 4.5.3. İleri yönde çalışmada akım kazancı | 42 |
| 4.5.4. İleri yönde çalışmada düşük akımlar seviyesindeki etkin olan parametreler..... | 44 |
| 4.5.4.1. Klasik yöntem ile çıkarım | 45 |
| 4.5.4.2. Önerilen yöntem ile çıkarım..... | 46 |
| 4.5.5. Omik dirençler | 48 |
| 4.5.5.1. Emiter ve kollektör direnci parametrelerinin çıkarımı | 49 |
| 4.5.5.2. Baz direnci parametresinin çıkarımı | 52 |
| 4.5.6. Early gerilimi parametresinin çıkarımı | 53 |
| 4.6. Transistör Uygulamaları..... | 55 |
| 4.6.1. Doyma akımı (I_S) ve orta çalışma bölgesindeki emisyon katsayısının (N_F) çıkarımı..... | 55 |

| | |
|--|----|
| 4.6.2. Akım kazancının belirlenmesi..... | 57 |
| 4.6.3. Düşük akımlar bölgesinde sızıntı akımı ve emisyon katsayısı..... | 59 |
| 4.6.4. Omik dirençlerin bulunması..... | 62 |
| 4.6.4.1. Emiter direncinin çıkarımı | 62 |
| 4.6.4.2. Kollektör direncinin belirlenmesi | 63 |
| 4.6.5. Early geriliminin belirlenmesi..... | 65 |
| 4.6.6. IKF Dirsek akımı parametresinin belirlenmesi | 67 |
| 4.7. Varsayılan Spice Parametreleri ve Parametre Çıkartım Algoritması ile Belirlenen Parametrelerin ve Grafiklerin Karşılaştırılması..... | 68 |
| 4.8. BC549BP için Ölçüm Sonuçları ve Ölçüm Sonuçlarının Transistör Parametrelerinin Çıkartım Algoritması ile Karşılaştırılması | 70 |
| 4.9. BC549BP için Transistör Parametrelerinin Bulunmasına Yönelik Algoritmanın Varsayılan Spice ile Gerçek Ölçüm Sonuçlarına Uygulanması | 72 |

BÖLÜM 5.

| | |
|---------------------------|----|
| SONUÇLAR VE ÖNERİLER..... | 73 |
| KAYNAKLAR..... | 75 |
| ÖZGEÇMİŞ..... | 76 |

SİMGELER VE KISALTMALAR

| | |
|----------------|--|
| BJT | : Bipolar Jonksiyon Transistör |
| FET | : Alan Etkili Transistör |
| MOSFET | : Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör |
| VLSI | : Çok Geniş Ölçekli Tümdevre |
| I_B | : Baz Akımı |
| I_C | : Kollektör Akımı |
| I_E | : Emiter Akımı |
| I_S | : Doyma Akımı |
| I_{KF} | : Aktif Modda Yüksek Enjeksiyon Seviyelerindeki Dirsek Akımı |
| I_{KR} | : Ters Modda Yüksek Enjeksiyon Seviyelerindeki Dirsek Akımı |
| I_{SC} | : Kollektörün Rekombinasyon Akımı |
| I_{SE} | : Emiterdeki Rekombinasyon Akımı |
| I_F | : Emiter Bölgesindeki İleri Yön Difüzyon Akımı |
| I_R | : Kollektör Bölgesindeki Ters Yön Difüzyon Akımı |
| $I_{BE_{REC}}$ | : Baz - Emiter Bölgesindeki Rekombinasyon Akımı |
| $I_{BC_{REC}}$ | : Baz - Kollektör Bölgesindeki Rekombinasyon Akımı |
| I_{BV} | : Belverme Akımı |
| I_D | : Diyot Akımı |
| I_0 | : Ters Yönde Diyot Akımı (Sızıntı Akımı) |
| I_{En} | : Transistörde Emiterden Çıkan Toplam Elektron Akımı |
| I_{Ep} | : Bazdan Emitere Akan Azınlık Taşıyıcıların Oluşturduğu Akım |
| I_{Cn} | : Transistörde Kollektörde Toplanan Emiter Akımının Bir Bölümü |
| I_{Cp} | : C-B Ters Kutuplamasından Dolayı Oluşan Sızıntı Akımı |

| | |
|-----------|--|
| V_{BE} | : Baz - Emiter Gerilimi |
| V_{BC} | : Baz - Kollektör Gerilimi |
| V_{CE} | : Kollektör-Emiter Gerilimi |
| V_{EC} | : Emiter-Kollektör Gerilimi |
| V_T | : Isıl Gerilim |
| V_{AR} | : Ters Yönde Çalışma için Early Gerilimi |
| V_{AF} | : İleri Yönde Çalışma için Early Gerilimi |
| V_{BR} | : Belverme Gerilimi |
| V_J | : Jonksiyon Gerilimi |
| β_F | : Aktif Modda Maksimum Akım Kazancı |
| β_R | : Ters Modda Maksimum Akım Kazancı |
| R_E | : Emiter Direnci |
| R_C | : Kollektör Direnci |
| R_B | : Baz Direnci |
| R_{BM} | : En Küçük Baz Direnci |
| R_S | : Diyot Gövde Direnci |
| D_n | : Elektronlar için Difüzyon Katsayısı |
| D_p | : Delikler için Difüzyon Katsayısı |
| L_n | : Elektronlar için Difüzyon Uzaklığı |
| L_p | : Delikler için Difüzyon Uzaklığı |
| N_A | : Alan Atom Yoğunluğu |
| N_D | : Veren Atom Yoğunluğu |
| n_i | : Has Yarıiletken Taşıyıcı Yoğunluğu |
| N_F | : İleri Yönde Aktif Çalışma Bölgesinde Emisyon Katsayısı |
| N_R | : Ters Yönde Aktif Çalışma Bölgesinde Emisyon Katsayısı |
| N_E | : İleri Yönde Düşük Akımlar Bölgesindeki Emisyon Katsayısı |
| N_C | : Ters Yönde Düşük Akımlar Bölgesindeki Emisyon Katsayısı |

| | |
|----------|--|
| N_{qb} | : Taşıyıcı Yüğü |
| C_{JO} | : Sıfır Kutuplama için Jonksiyon Kapasitesi |
| pn | : Diyot Jonksiyonu |
| n_{no} | : n Bölgesinde Isıl Dengede Elektron Yoğunluğu |
| n_{po} | : p Bölgesinde Isıl Dengede Elektron Yoğunluğu |
| p_{no} | : n Bölgesinde Isıl Dengede Delik Yoğunluğu |
| p_{po} | : p Bölgesinde Isıl Dengede Delik Yoğunluğu |
| k | : Boltzman Sabiti |
| m | : Eğim |
| A | : Alan |

ŞEKİLLER LİSTESİ

| | | |
|-------------|--|----|
| Şekil 2.1. | P-N Jonksiyon yapısının tümleşik yapıda gösterimi..... | 5 |
| Şekil 2.2. | (a) Geçirme yönünde (b) Tıkama yönünde kutuplama | 5 |
| Şekil 2.3. | (a) p-n jonksiyonuna iletim yönünde gerilim uygulanması (b) Bu durum için taşıyıcı yoğunlukları diyagram | 6 |
| Şekil 2.4. | İletim yönünde kutuplama karakteristiği | 7 |
| Şekil 2.5. | Tıkama yönünde kutuplanmasına ait karakteristik | 8 |
| Şekil 2.6. | nnp transistörün yapısı ve jonksiyonlar | 11 |
| Şekil 2.7. | Tümleşik yapıdaki NPN BJT yapısı | 12 |
| Şekil 2.8. | nnp ve pnp transistörde normal kutuplanış için gerilim yönleri | 12 |
| Şekil 2.9. | Normal kutuplanmış transistörde akım yönleri..... | 13 |
| Şekil 2.10. | (a) Transistörün normal kutuplanışı (b) Taşıyıcı yoğunlukları diyagramı..... | 14 |
| Şekil 3.1. | İleri yön kutuplama için diyot karakteristiği..... | 16 |
| Şekil 3.2. | SPICE diyot modeli | 17 |
| Şekil 3.3. | P-N yapısındaki omik dirençler | 18 |
| Şekil 3.4. | İleri yönde diyot karakteristiği | 19 |
| Şekil 3.5. | Belverme gerilimi ve belverme akımı..... | 21 |
| Şekil 3.6. | İleri Yön kutuplama için ölçüm düzeneği..... | 22 |
| Şekil 3.7. | Default spice parametreleri sonucundaki değişim ile algoritma yardımıyla belirlenen spice parametrelerinin sonucundaki değişim | 23 |
| Şekil 3.8. | Ölçüm sonucu, ölçümden elde edilen parametreler ile karakteristik ve varsayılan spice karakteristiği | 24 |
| Şekil 4.1. | Transistör giriş özeğrisi..... | 29 |
| Şekil 4.2. | V_{BE} sabit çıkış özeğrisi..... | 30 |
| Şekil 4.3. | I_B sabit çıkış özeğrisi..... | 30 |
| Şekil 4.4. | $\beta_F = \beta_F(I_C, V_{CE})$ | 31 |

| | | |
|-------------|---|----|
| Şekil 4.5. | Bipolar transistörün lineer eşdeğer devresi..... | 33 |
| Şekil 4.6. | İleri yön çalışmadaki dc ölçümleri..... | 35 |
| Şekil 4.7. | İki noktadan geçen, eğimi belli doğru..... | 36 |
| Şekil 4.8. | Q2N2923 için geçiş karakteristiği | 38 |
| Şekil 4.9. | Logaritmik ekseninde transistörün geçiş özeğrisi..... | 39 |
| Şekil 4.10. | NF parametresinin belirlenmesi | 41 |
| Şekil 4.11. | IS parametresinin belirlenmesi | 42 |
| Şekil 4.12. | $\beta_F = \beta_F(I_C, V_{CE})$ değişimi | 43 |
| Şekil 4.13. | Transistörün ileri yöndeki düşük akımlarının incelenmesi..... | 45 |
| Şekil 4.14. | Transistörün NE parametresinin belirlenmesi | 47 |
| Şekil 4.15. | ISE akımının belirlenmesi..... | 48 |
| Şekil 4.16. | Transistörün içyapısındaki dirençler..... | 49 |
| Şekil 4.17. | RE emiter direncinin belirlenmesi | 50 |
| Şekil 4.18. | r_E, r_B nin kollektör akımı ve baz akımına etkileri | 51 |
| Şekil 4.19. | Çizgili Eğriler $r_C = 0$, sürekli eğriler $r_C \neq 0$ için karakteristikleri | 52 |
| Şekil 4.20. | Early gerilimi ile yaklaşık çıkış özeğrileri | 53 |
| Şekil 4.21. | Geçiş karakteristiği için ölçüm düzeneği | 55 |
| Şekil 4.22. | Geçiş karakteristiği | 56 |
| Şekil 4.23. | Grafikten emisyon katsayısının belirlenmesi..... | 57 |
| Şekil 4.24. | Geçiş karakteristiği | 58 |
| Şekil 4.25. | Beta parametresinin bulunması..... | 59 |
| Şekil 4.26. | Q2N2923 için geçiş karakteristiği | 60 |
| Şekil 4.27. | BC549BP için geçiş karakteristiği | 61 |
| Şekil 4.28. | BC549BP için NE parametresinin belirlenmesi | 61 |
| Şekil 4.29. | Emiter direncinin bulunmasına yönelik ölçüm düzeneği..... | 62 |
| Şekil 4.30. | BC549BP transistörü için spice parametrelerinin belirlenmesi | 63 |
| Şekil 4.31. | RC parametresinin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği | 64 |
| Şekil 4.32. | Kollektör direncinin belirlenmesi | 64 |
| Şekil 4.33. | Early geriliminin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği | 65 |
| Şekil 4.34. | BC549BP transistörünün çıkış karakteristiği..... | 66 |
| Şekil 4.35. | Early geriliminin belirlenmesi | 66 |
| Şekil 4.36. | IKF parametresinin belirlenmesi..... | 67 |

| | |
|---|----|
| Şekil 4.37. Varsayılan spice ile çıkartım algoritması ile oluşturulan simülasyon sonuçlarının karşılaştırılması | 69 |
| Şekil 4.38. Gerçek ölçüm ve ölçüm sonuçlarından belirlenen spice parametreleri ile karakteristik..... | 71 |
| Şekil 4.39. Algoritmanın spice ve ölçüme uygulanması sonucu değişimler..... | 72 |

TABLolar LİSTESİ

| | | |
|------------|---|----|
| Tablo 3.1. | Yarıiletken diyodun spice parametreleri..... | 15 |
| Tablo 3.2. | İleri yönde çıkarılan parametrelerin, varsayılan spice parametreleri ile karşılaştırılması | 22 |
| Tablo 3.3. | Varsayılan spice parametreleri ve ölçüm sonucundan çıkan spice parametrelerinin karşılaştırılması..... | 24 |
| Tablo 4.1. | BJT için ileri yönde çalışmadaki default spice parametreleri..... | 27 |
| Tablo 4.2. | Doyma akımı ve emisyon katsayıları..... | 56 |
| Tablo 4.3. | Düşük akımlardaki etkin olan parametrelerin varsayılan spice parametreleri ile çıkarım algoritması ile bulunan parametrelerin karşılaştırılması | 60 |
| Tablo 4.4. | Omik direnç parametreleri | 65 |
| Tablo 4.5. | IKF akımının değerleri..... | 67 |
| Tablo 4.6. | Varsayılan spice ile çıkartım algoritması ile belirlenen spice parametreleri.. | 68 |
| Tablo 4.7. | Spice ve ölçümden çıkan spice parametreleri | 70 |

ÖZET

Anahtar kelimeler: Yarıiletkenler, Diyot, BJT, Yarıiletken Spice Modelleri ve Parametreleri

Günümüzde en yaygın kullanılan devre simülasyon programı SPICE programıdır. Bu nedenle SPICE programındaki yarıiletken model parametrelerin doğru ve uygulanabilir bir şekilde çıkarımı önemlidir.

Bu tez çalışmasında, SPICE programının diyot ve BJT için referans aldığı modellerin parametre çıkarımına yönelik çalışma yapılmıştır. Önerilen model ile parametrelerinin çıkarımı için uygulanabilirliği kolay, doğruluğu yüksek ve sonuca ulaşması bakımından hızlı olan bir yöntem sunulmuştur.

Parametre çıkarım metodu (algoritması) için, yarıiletkenler ile ilgili karakteristiklerden faydalanılmıştır. Metodun sonunda, parametrelerin tüm bölgelere göre değişimi inceleyen bir denklem sunulmuştur. Bu denklem sayesinde, parametrelerin etkin olduğu bölge daha belirgin hale getirilmiş ve değişimden faydalanılarak parametrelerin değerleri belirlenmiştir. Önerilen metodun kullanılması sonucunda, herhangi bir ön bilgi olmadan, hem parametrenin değeri hem de etkin olduğu bölgenin belirlenmesi sağlanmaktadır.

A NEW APPROACH FOR SEMICONDUCTOR DEVICES MODEL PARAMETERS' EXTRACTION

SUMMARY

Key Words: Semiconductors, Diode, BJT, Semiconductor Spice Models and Parameters

Today most used electronic devices simulation program is SPICE. For this reason extraction of semiconductor model parameters truly and effectively is important.

In this study, parameter extraction of model for diode and bjt that is referenced in SPICE program is made. Offered method for extraction of model's parameters is easy to use, correctness of results are high and is fast for reaching results.

For algorithm of parameter extraction method used information about semiconductors charecteristical datas. At the and of study a aquation that examines variation of parameters in all regions is offered. By using equation found region that paremeters are more active than other region are become more clear and using this variation parameters values are set. Result of using offered method inspite of the the fact that there is no any pre information about parameters, parameters value and also parameters active region determination is provided.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Yaklaşık 200 yıl önce Thomas Seebach'in kurşun sülfidın yarıiletken özelliklerinin keşfinden bugüne yarıiletken teknolojisinde günden güne gelişmeler olmuş ve bugün varılan noktada nanometre düzeyindeki (0,065µm) üretim teknolojisine ulaşılmıştır. Yapıdaki bu hızlı gelişim ile birlikte analog, dijital ve tümleşik yapıların da giderek daha karmaşık bir hale gelmesi farklı türde yarıiletkenler ve elektronik elemanların ortaya çıkmasına yahut mevcut türlerde iyileştirmelerin yapılmasına neden olmaktadır [1].

Yarıiletken teknolojisinin gelişmesine bağlı olarak, elektronik elemanların modellenmesi ve bilgisayar programları vasıtası ile sanal ortamda gerçekleşmesi giderek önem kazanmıştır. Bu nedenle elektrik-elektronik mühendisliği alanında çok sayıda simülasyon programı geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları (SPICE, SUPREM) günümüzde bütün dünyada yaygın olarak kullanılan programlardır [2].

Bilgisayar simülasyonu, elektronik devre tasarımında en önemli adımlardan bir tanesidir. Devreyi tasarlayan kişi, simülasyon programları sayesinde, devreyi gerçekleştirmeden önce devrenin normal çalışma durumundaki tüm analizleri önceden yapılabilmektedir. Ayrıca gerçek zamanda yapılması mümkün olmayan durumların, örneğin ideal durum şartları gibi olan birçok analiz incelenebilmektedir. Analizlerin doğruluğu kullanılan modele bağlı olduğu için, yarıiletken elemanların modellenmesi, devre simülasyonunda önemli bir yere sahiptir.

Bir simülasyonun doğruluğu, kullanılan modelin doğruluğu ile sınırlıdır. Modeller için fiziksel yapıya bağlı kalarak anlamlı parametreler belirlenir ise, en az hata ile simülasyon gerçekleştirilmiş olur. Bu nedenle model parametrelerinin doğru belirlenmesi, yarıiletkenlerin modellenmesinde en önemli aşamalardan birini oluşturmaktadır.

Elektronikte kullanılan aktif devre elemanları lineer olmayan devre elemanlarıdır. Dolayısıyla, bu elemanları temsil eden modeller de lineer olmayan model olacakları, bu nedenle bunlardan elde edilecek denklemlerin ve değişimlerin de lineer olmayan devre denklemleri olacakları kolayca fark edilebilir. Aktif bir elektronik devre elemanında, elemanın davranışını etkileyen çok sayıda fiziksel olay bulunmaktadır. Elemanın lineer olmayan davranışının modellenebilmesi için, bütün bu fiziksel olayların lineer olmayan modelin kapsamı içinde alınması gerekir. Bu durumda ise, her bir olayın temsil edilmesi için ayrı ayrı parametrelerin kullanılması gerektiğinden, model parametrelerin sayısının artması kaçınılmazdır [2].

Lineer olmayan bir elemanın modelinin, elemanın doğrusal olmama özelliğini bütün çalışma bölgeleri için doğru olarak temsil etmesi gerekir. Elemanların modelleri için farklı doğruluk kriterleri tanımlanabilir. Bunlardan yaygın olarak başvurulan kriter, elemanın hesap sonucu bulunan özdeşlerinin ölçü sonucu bulunan özdeşleriyle uyumlu olmasıdır. Yani model parametrelerinde, ölçü ve hesap sonucu bulunacak karakteristikler arasında gözlenecek hatanın minimum düzeye indirilmesinin sağlanmasına çalışılmaktadır. SPICE modellerinde doğruluk bu yöntemle gerçekleştirilebilmektedir [2].

Yaygın olarak kullanılan SPICE simülasyon programının model parametreleri DC (statik) parametreleri ve AC (dinamik) parametreleri başlıkları altında iki grupta toplanır. DC parametreler elemanın doğru akım davranışı, AC parametrelerde geçici hal ve frekans cevabı analizleri için öngörülen parametreleridir.

Diyot ve bipolar jonksiyon transistörün, DC parametrelerinin belirlenmesi için geliştirilmiş bazı bilinen algoritmalar ve metotlar bulunmaktadır. AC davranış parametreleri, değişken işaret ölçümlerinden hareketle belirlenirler. Öte yandan, bipolar transistörün DC ve AC davranışları birbiriyle ilişkilidir. Günümüzde kullanılan modellerde, örneğin SPICE BJT modelinde, DC ve AC olaylar ayrı ayrı ve birbirinden bağımsız parametre gruplarıyla temsil edilmektedir [2].

Model parametrelerinin belirlenmesi farklı yöntemlerle çıkarılabilmektedir. Bunlar arasında model denklemleri üzerinde hesaplama ve model denklemleri üzerinde matematiksel yaklaşımlar gibi metotlarla parametreler çıkarılmaktadır. Model parametreleri, yarıiletkenin belirli bölgeleri için ayrı ayrı oluşturulurlar. Bu nedenle

model denklemleri üzerinden sadece hesaplama metodu ile parametre çıkarımı her zaman anlamlı bir parametre değerine bizi ulaştırmaz. Ayrıca modeller giderek daha da karmaşık hale geldiğinden, model parametrelerinin sayısı artmakta bu da daha fazla denklemlerle uğraşmamız anlamına gelmektedir. Bu da vakit kaybına sebep olmaktadır. Bu nedenle tez çalışmada, diyot ve BJT (bipolar jonksiyon transistörü) yarıiletken elemanları için SPICE model parametrelerinin belirlenmesinde grafiksel bir analiz yöntemi kullanılarak, hızlı bir şekilde model parametre değerlerinin belirlenmesine yönelik bir çalışma yapılmıştır.

Önerilen model parametrelerinin çıkartım metodu (algoritması), yarıiletken ile ilgili karakteristiklerden faydalanılmış, model parametrelerin etkin olduğu bölgeler göz önüne alınarak geliştirilmiştir. Metodun sonunda, parametrelerin tüm bölgelere göre değişimini inceleyen bir denklem sunulmuştur. Sonuç olarak, parametrelerin etkin olduğu bölgeler daha belirgin hale getirilmiş ve değişimden faydalanılarak parametrenin değeri kolay ve doğru bir şekilde belirlenmiş olmaktadır.

Önerilen çıkartım metodunun doğruluk çalışması olarak, diyot ve BJT elemanları için SPICE programının varsayılan parametre değerleri ile karakteristikler elde edilmiştir. Bu karakteristiklere parametre çıkartım algoritması uygulanarak yeni parametre değerleri elde edilmiş ve bu yeni değerler ile birlikte tekrar SPICE simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Çıkan sonuçlar için, parametre değerleri ve karakteristikler karşılaştırılmış ve çıkartım algoritmasının doğruluğu gösterilmiştir.

Son aşamada, AGILENT firmasının ürettiği, yarıiletken malzemelerin parametre analizinde kullanılan HP4155B cihazı ile gerçek ölçüm karakteristikleri elde edilmiştir. Çıkartım metodu ölçüm sonuçlarına uygulanarak tekrar metodun doğruluğu ispat edilmiştir.

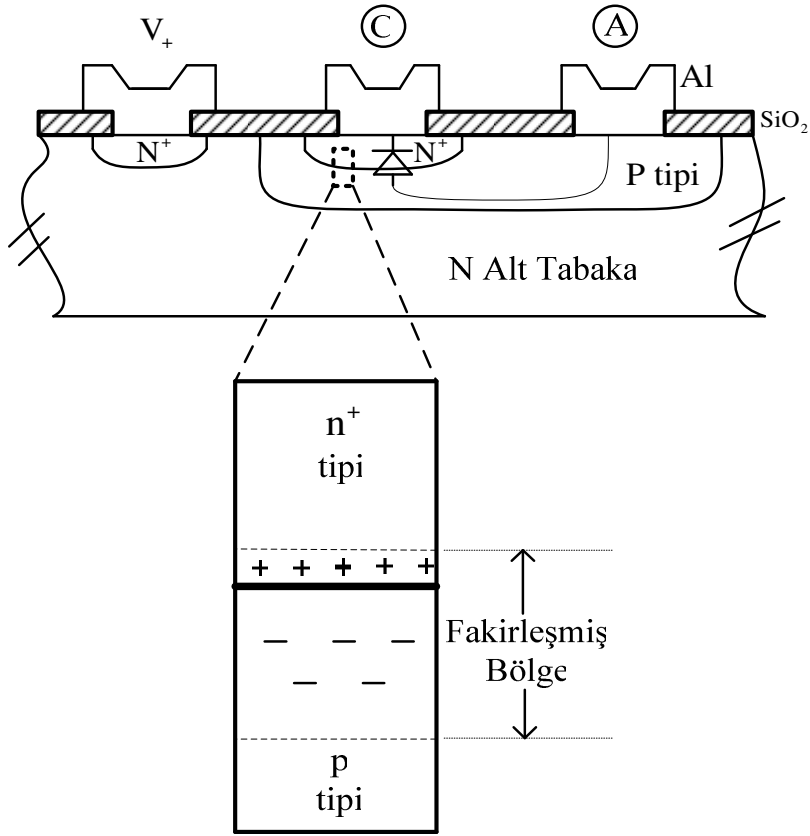
BÖLÜM 2. DİYOT VE BJT YAPILARI

2.1. Diyot

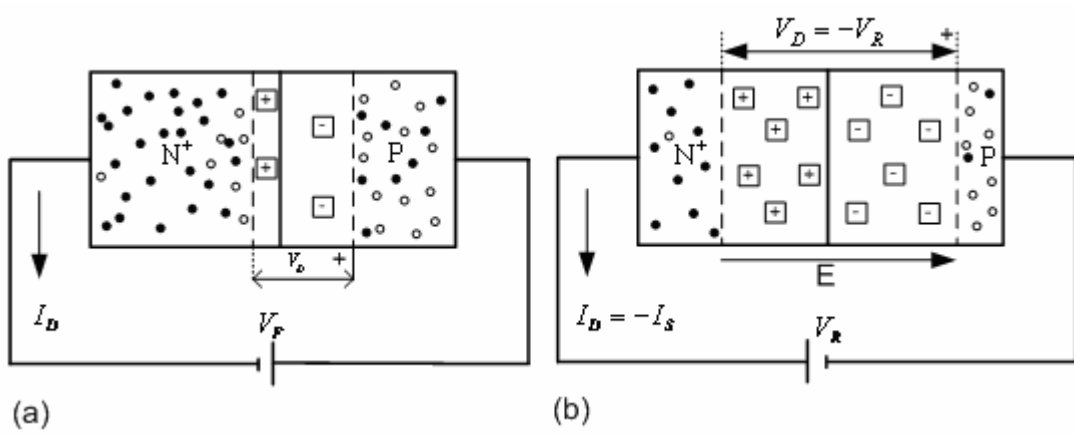
P-tipi ve n-tipi yarıiletken bölgelerin bir araya getirilmesi ile gerçekleştirilen en basit (ve temel) devre elemanı yarıiletken diyotlardır. Diyotlar, basit bir anahtarinkine benzeyen karakteristikleri ile elektronik sistemlerde en basitten en karmaşığa kadar çeşitli uygulamalarda karşımıza çıkmaktadır [3,5]. Temel özelliğinin yanı sıra p-n jonksiyonları, üzerine ışık düştüğünde bir akım üretme özelliği ile foto diyot olarak, içinden akım geçerken ışık veren diyot (LED) olarak, uçlarındaki gerilime bağlı bir kapasitif özellik göstermeleri özelliği nedeni ile kapasite diyodu olarak çeşitli şekilde yararlanılabilen elemanlardır [3,8].

2.1.1. PN jonksiyonu ve diyot yapısı

Bir yarıiletken kristalin bir bölgesi n-tipi, bir bölgesi p-tipi olacak şekilde katkılındığında bu iki bölgeyi ayıran yüzeye jonksiyon denir. Bir jonksiyon gerçekleştirildiğinde elektron ve delik difüzyonları başlar. Her iki tarafta delik ve elektron birleşmeleri sonucunda jonksiyonun her iki yanı taşıyıcılar bakımından fakirleşir. Bu bölgelere fakirleşmiş bölge yahut geçiş bölgesi adı verilir. Bölgenin hareketli taşıyıcılar bakımından fakirleşmesi sonucunda bölgenin n-tipi yarıiletken içinde kalan kısmında birer elektron vererek pozitif iyon haline gelmiş olan katkı atomlarının oluşturduğu pozitif yük ve benzer şekilde p tipi tarafının fakirleşmiş bölgesi içindeki negatif iyon yükü etkili olmaya başlar. Bu yükler nedeni ile oluşacak olan E elektriksel alanı, çoğunluk taşıyıcılarının karşı tarafa geçişlerini engelleyecek yöndedir. Bu nedenle bir süre sonra denge durumuna ulaşılır [3,9].



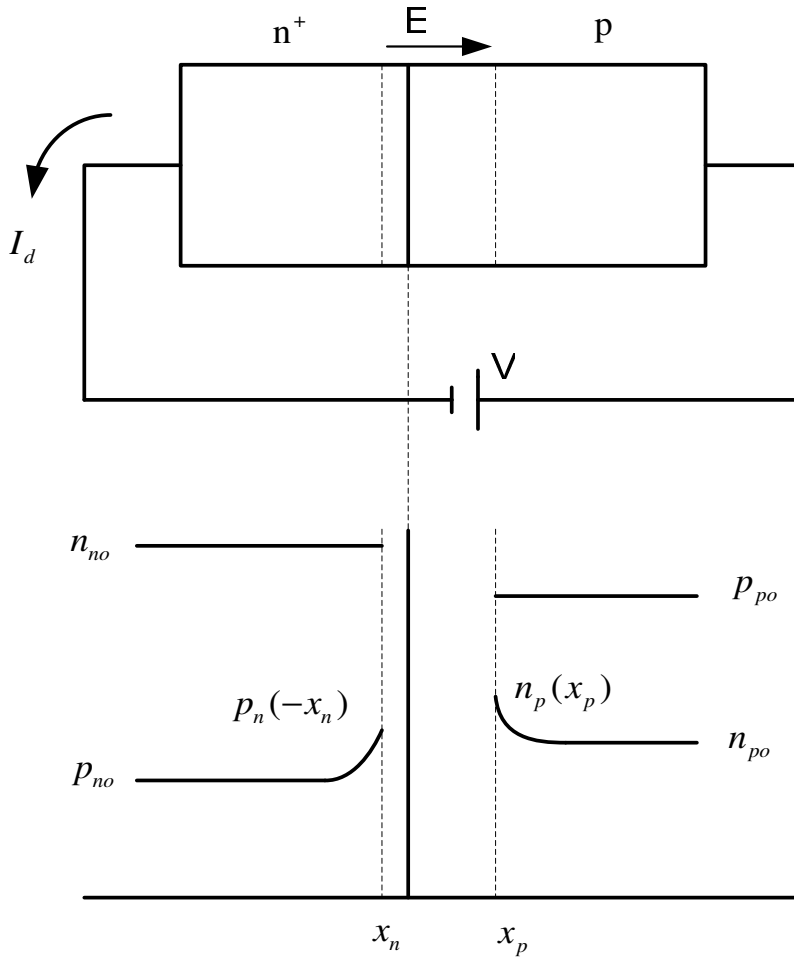
Şekil 2.1. P-N Jonksiyon yapısının tümleşik yapıda gösterimi



Şekil 2.2. (a) Geçirme yönünde (b) Tıkama yönünde kutuplama

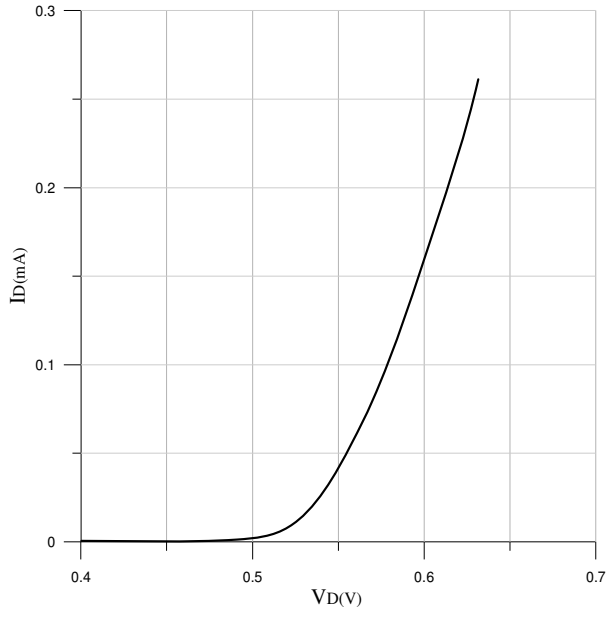
Şekil 2.2.a'daki gibi elemanın iki ucu arasında, p-tipi bölge pozitif ve n-tipi bölge negatif olacak şekilde gerilim uygulanırsa (ileri yönde kutuplama), jonksiyon üzerindeki fakirleşmiş bölgenin uçları arasında potansiyel fark azalır. Buna bağlı olarak elektrik alanı küçülür. Alanın küçülmesi ile iki taraflı taşıyıcı difüzyonu

başlamış olur. Böylece yarıiletken yapı içinde elektron ve delik yoğunluklarının uzaklıkla değişimleri şekil 2.2.b'deki gibidir.



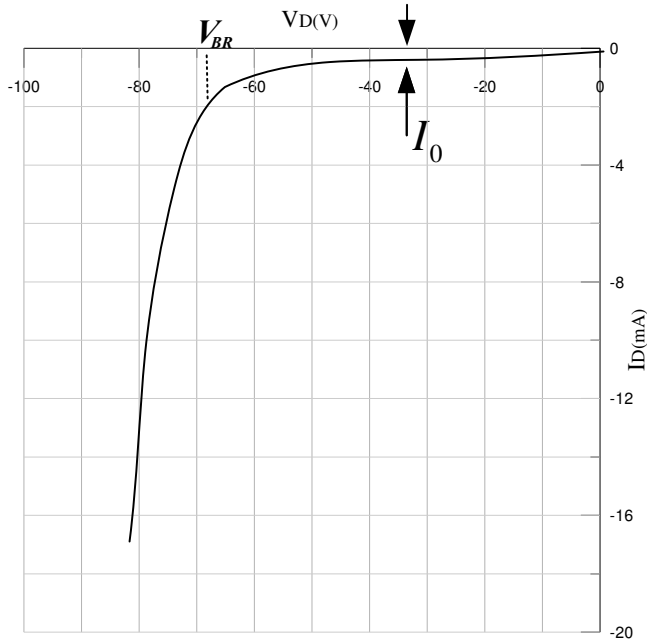
Şekil 2.3. (a) p-n jonksiyonuna iletim yönünde gerilim uygulanması (b) Bu durum için taşıyıcı yoğunlukları diyagram

Şekil 2.4'de diyodun iletim yönünde kutuplanmasına ait karakteristik gösterilmiştir. Büyük değerli olan bu akım "iletim akımı" olarak adlandırılır. İletim akımı iki bileşenden oluşur. Bunlar, p bölgesinden n bölgesine geçen delikler ve ters yönde hareket eden elektronlardır. Toplam iletim akımı delik ve elektronların oluşturdukları akımların toplamı kadardır [3].



Şekil 2.4. İletim yönünde kutuplama karakteristiği

Şekil 2.5’de ise tıkama yönünde kutuplanmasına ait karakteristik gösterilmiştir. Tıkama yönündeki akım belli bir akım değerine kadar sabit kalır. Bu akımın adı tıkama akımıdır. ($I_D = I_0$). Belirli bir noktadan sonra, tıkama geriliminin küçük bir artışı ile tıkama akımında büyük bir artış oluşmaktadır. Bu artma olayının başladığı gerilim noktasına belverme gerilimi denir.



Şekil 2.5. Tıkama yönünde kutuplanmasına ait karakteristik

Yarıiletken diyot bağıntısı adı ile bilinen (2.2), diyodun bir V gerilimi ile geçirme yönünde kutuplanması halinde akımın gerilimle üstel olarak artacağını, ters yönde kutuplanması hali için ise gerilim arttırıldığında akımın $-I_0$ değerinde sabit kalacağını gösterir [3].

I_0 doyma akımı değeri çok küçük, 10^{-16} A gibi mertebelerde olduğundan bu durumda diyodun bir akım akıtmadığı kabul edilir ve bu nedenle bu kutuplamaya tıkama yönünde kutuplama denir [3].

$$I_0 = Aqn_i^2 \left(\frac{D_n}{L_p} \frac{1}{N_A} + \frac{D_p}{L_n} \frac{1}{N_D} \right) \quad (2.1)$$

Geçirme yönünde kutuplanmış bir diyottan akan akım I_D akımı (2.2)

$$I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

I_D Akımında genellemeler şu şekilde yapılabilir.

Gerilimin pozitif ve V_T ye göre yeterince büyük değerleri için (yani jonksiyonun geçirme yönünde, $V > V_T$ olacak şekilde kutuplanmış olması halinde) bağıntı;

$$I = I_s \exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right) \quad (2.3)$$

olarak basitleştirilebilir.

Gerilimin negatif ve V_T ye göre yeterince büyük değerleri için akım ($-I_0$) değerinde sabit kalır. Bu nedenle I_0 'a diyotun ters doyma akımı yahut kısaca doyma akımı denir.

2.2. BJT (Bipolar Jonksiyon Transistörü)

İşaretlerin kuvvetlendirilmesi ve sayısal bilgilerin işlenmesinde transistör, mosfet, opamp, ota gibi yarıiletken elemanlardan faydalalanır. Elektronik devreyi tasarlar iken, yarıiletken elemanlarının seçiminde, kullanım alanına uygun olarak tercih yapılır [2].

Bipolar transistör, yarıiletken kontrol elemanlarının ilk gerçekleştirileni ve günümüzde halen en çok kullanılan elektronik elemanlarından birisidir. Bipolar transistörler temel yapı olarak aynı olmakla beraber kullanım alanlarına bağlı olarak temel bazı değişiklikler gösteriler. Kullanım alanları olarak başlıca, yüksek frekans devreleri, anahtarlama devreleri ve güç devreleri gibi uygulama alanlarıdır. Bu çalışmada transistörlerin ortak karakteristikleri üzerinden hareket edilerek çalışma sürdürülecektir.

2.2.1. Transistörün gelişimi

1947 yılında Bell Laboratuvarlarında bir çalışma ekibi solid-state device (katı-hal elemanı) geliştirmiştir. Bu elemanın iki çıkış terminalinin direnci üçüncü bir giriş terminali ile kontrol edilmekteydi. Bu üçlü yapının adı transfer resistor un kısaltması olan transistör şeklinde oldu. 2000'li yıllarda adı bipolar jonksiyon transistör olmuştur [6].

BJT (Bipolar jonksiyon transistörü) ilk olarak switch devre uygulamalarında ve elektrik sinyallerinin yükseltilmesinde kullanılmıştır. Bjt'nin bulunması ile microelectronic elemanlarının temeli atılmıştır.

BJT yapısının oluşturmasını takiben, üretim teknolojisinin gelişmesi ile farklı şekillerde transistörler geliştirilmiştir. 1960 yılında alan-etkili metal-okside yarı iletken olan MOSFET geliştirilmiştir. Bilgisayarın temel bloklarından olan VLSI (very large scale integration) devreleri mosfet ile geliştirilmiştir. Transistörün diğer tipleri olan metal-yarıiletken FETS (MESFET) ve yüksek elektron değişimli (HEMT) FET'ler bazı özel uygulamalar için geliştirilmiştir. Fet'ler özellikle yüksek frekanslı dijital devreler ve mikrodalgalı analog uygulamalar için kullanılmaktadır.

2.2.2. BJT ve MOSFET'in karşılaştırılması

Genel olarak BJT ve MOSFET elektronik devrelerde aynı işleri yapmak için kullanılırlar. Birinci fonksiyonları dijital devrelerin blok yapılarında kullanılan gerilim kontrollü anahtar ve ikinci fonksiyonları da lineer yükselteçlerin oluşturulmasında kullanılan gerilim kontrollü akım kaynağıdır [6].

Bu benzerliklerin en büyük sebebi Bjt ve Mosfet'in enerji band diyagramlarından anlaşılmaktadır. Doyma bölgesindeki Mosfet'in enerji band diyagramı ile Bjt nin energy band diyagramı benzemektedir. Elektrik band diyagramlarının birbirlerine benzemesi sonucu ile mosfet ile geliştirilen bir teknoloji Bjt ile de gerçekleştirilebilir. Bu ifadenin terside doğrudur. Fakat bu ikilinin arasında performans ve verimlilik bakımından önemli farklar vardır. Belki kâğıt üzerinde niceliksel olarak basit farklar olabilir. Fakat bu basit niceliksel farklar pratikte niteliksel farklar olarak karşımıza çıkmaktadır. Teorik olarak kompleks mikroişlemciler BJT ile gerçekleştirilebilir. Fakat gelişen teknoloji ile Bjt'nin sebep olduğu verim ve güç problemleri oluşmaktadır [6].

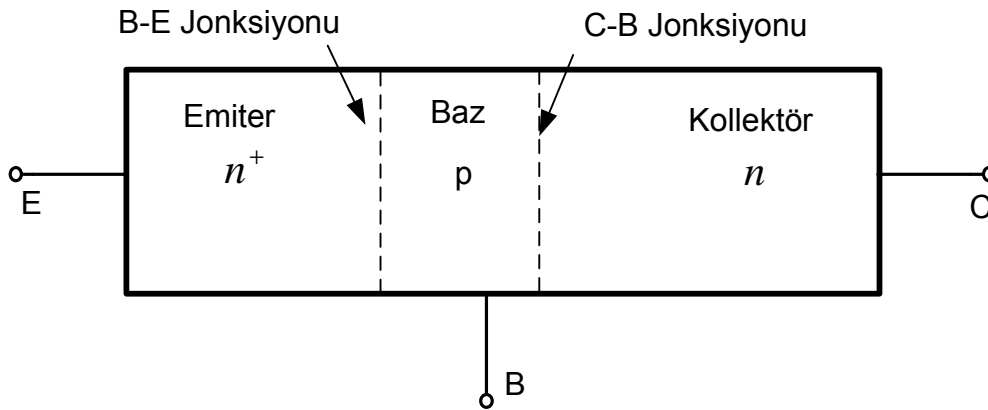
Bjt yapısı nedeni ile yüksek akımlı devrelerde bilhassa güç uygulamalarında avantajlıdır. Bjt'de diyot bir kontrol elemanı olarak kullanılmaktadır. Mosfet de ise girişte bir kapasite kullanılmaktadır. Bu nedenle ikisi arasındaki çıkış hassaslığı bakımından Bjt daha avantajlıdır. Bjt'nin kapı girişinde küçük değişimler (0,5 – 0,8)

çıkışı ya sıfır ya da maksimumum seviyeye çekmektedir. Fakat Mosfet'te ise, giriş gerilimindeki değişim daha fazla olması gerekmektedir [6].

Mosfet çıkışı açık ya da kapalı olarak kalması için herhangi bir giriş akımına ihtiyaç duymamaktadır. Fakat transistörün kapalı olarak kalması için sürekli olarak bir giriş akımına ihtiyaç vardır. Bu nedenle Bjt'li devreler için ek olarak soğutma devreleri kullanılması gerekir. Mosfet girişinde, yapıdan dolayı bulunan kapasiteden dolayı, girişindeki akımı sınırlamak için herhangi bir direnç-kapasite devresine ihtiyaç duyulmamaktadır. Fakat Bjt'nin girişinde bir akım sınırlayıcı devresi olması gerekmektedir. Bu sebeple bjt devreleri daha geniş bir alan kaplamakta ve kompleks devreler olmaktadır [6].

2.2.3. Transistörün yapısı

Jonksiyonlu transistörün yapısında üç yarıiletken bölge bulunur. Transistör, bölgenin sıralanışı göz önüne alındığında npn ve pnp olmak üzere iki tipe ayrılır. Transistörün yapısında ortada kalan baz, yanlarda kalanlardan biri emetör, diğeri ise kollektör olarak adlandırılır. Emetör, üç yarıiletken bölge içerisinde katkı yoğunluğu en yüksek olan yarıiletken bölgedir [7].

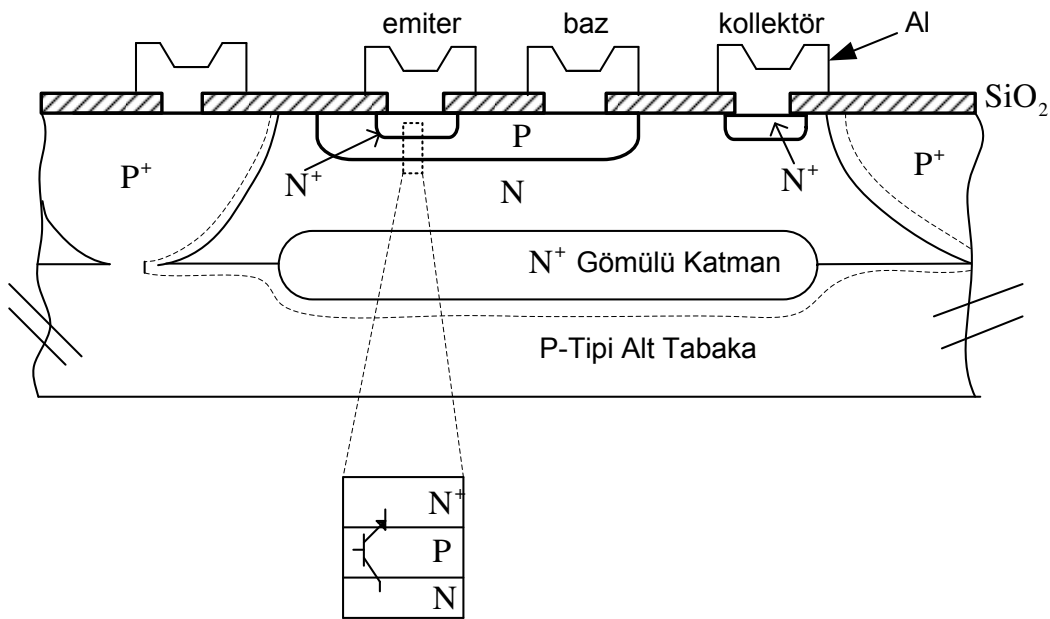


Şekil 2.6. npn transistörün yapısı ve jonksiyonlar

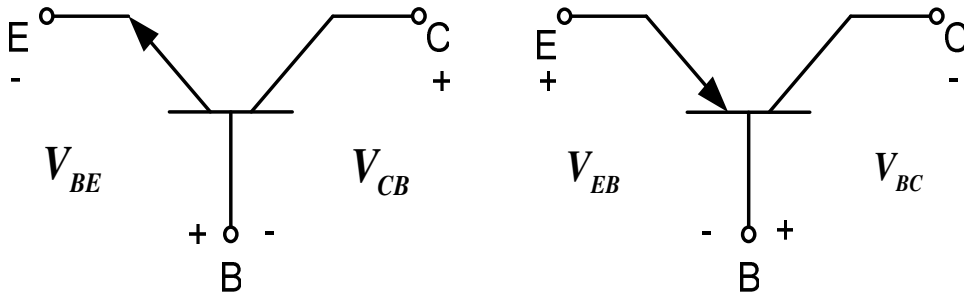
Şekil 2.6'dan görüleceği üzere transistör içerisinde baz-emetör jonksiyonu ve kollektör-baz jonksiyonu olmak üzere iki jonksiyon bulunmaktadır. Belirtilen jonksiyonlar kısaca B-E jonksiyonu ve C-B jonksiyonu adını alır. Transistörün

devrede normal kullanımında yani, kuvvetlendirici eleman olarak kullanıldığında B-E jonksiyonu iletim yönünde, C-B jonksiyonu ise tıkama yönünde kutuplanır [6].

Bir bipolar transistör (örneğin npn tipi transistör) genellikle kollektör bölgesini oluşturacak olan n tipi bir yarıiletken tabanın önce bir bölgesinin p tipine dönüşecek şekilde katkılanması, sonra bu bölge içinde daha küçük bir bölgenin n tipine dönüşmesini sağlayacak şekilde katkılanması ile gerçekleştirilir (Şekil 2.7). Bu katkılama işlemleri sonucunda iki n tipi bölge arasında oluşan p tipi bölgenin genişliğinin istenilen değerde olması sağlanmalıdır.



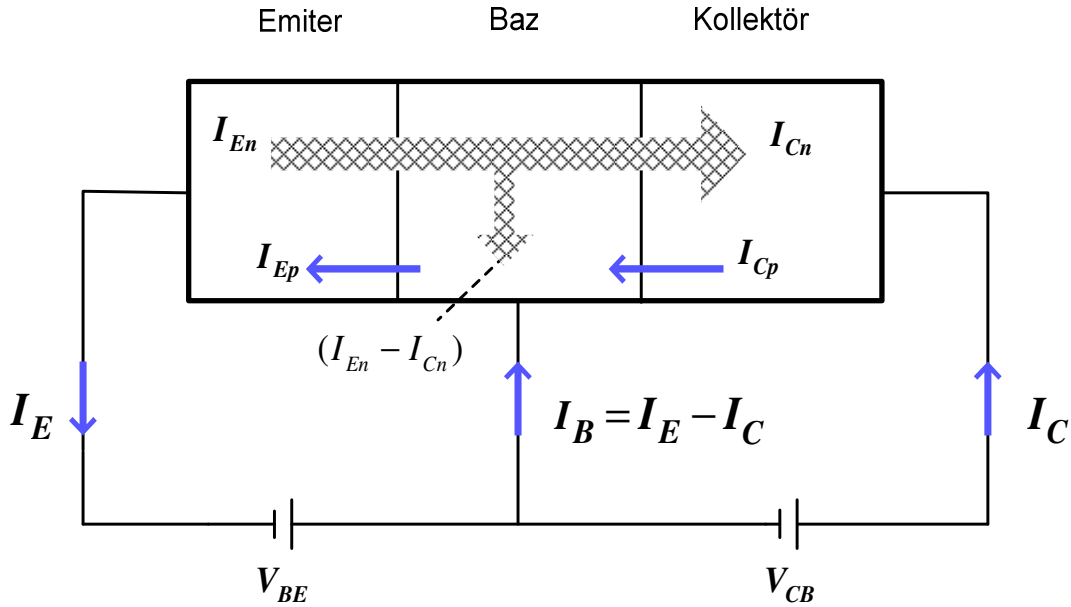
Şekil 2.7. Tümeleşik yapıdaki NPN BJT yapısı



Şekil 2.8. npn ve pnp transistörde normal kutuplanış için gerilim yönleri

2.2.4. Bipolar transistörün çalışma ilkesi

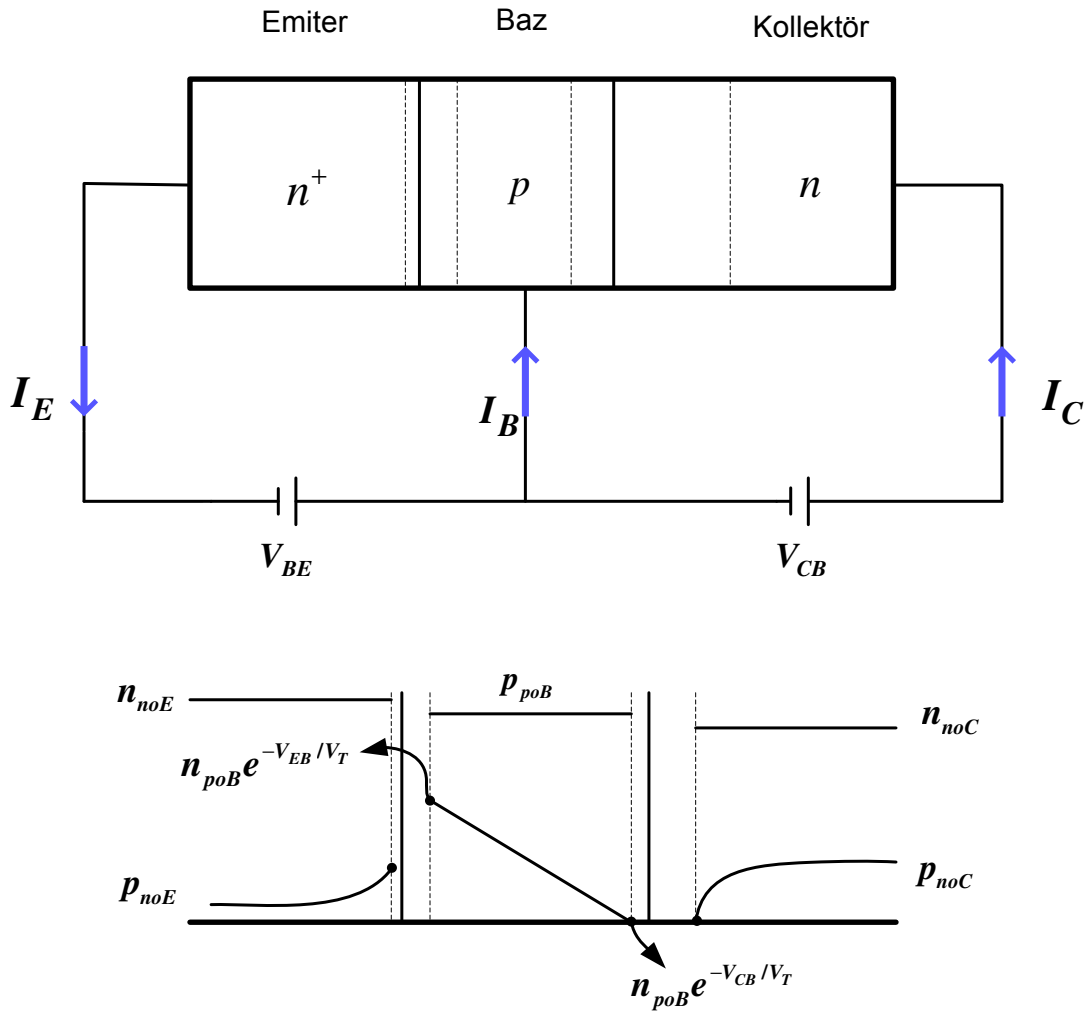
Baz bölgesi genişliği, bu bölgedeki azınlık taşıyıcıları olan elektronların difüzyon uzaklığına göre küçük olan bir npn yapısı incelenecektir.



Şekil 2.9. Normal kutuplanmış transistörde akım yönleri

Transistör normal kutuplandığında B-E jonksiyonunda çoğunluk taşıyıcılar difüzyonla geçerler. Emetörden baza, emetör bölgesi çoğunluk taşıyıcıları difüzyonla geçerken baz bölgesinin çoğunluk taşıyıcıları da emetöre difüzyonla geçecektir. Baz dar ve katkı yoğunluğu çok küçük olduğundan baza geçen emetör bölgesi çoğunluk taşıyıcılarının büyük bir kısmı kollektöre erişir. Kollektöre erişen taşıyıcılar kollektör akımını oluşturur [7].

Kısaca şekil 2.9'daki akım yönleri I_{En} emiterden çıkan toplam elektron akımı, I_{Cn} kollektörde toplanan emiter akımının bir bölümü, $I_{En} - I_{Cn}$ bazdaki birleşmelerden dolayı oluşan akım, I_{Ep} bazdan emitere azınlık taşıyıcılarının oluşturduğu akım ve I_{Cp} kollektör ve bazın ters kutuplanmasından oluşan sızıntı akımıdır.



Şekil 2.10. (a) Transistörün normal kutuplanması (b) Taşıyıcı yoğunlukları diyagramı

Şekil 2.10'da özellikle önemli olan, baz bölgesi içinde elektron yoğunluğunun değişimidir. Yoğunluğun E-B jonksiyonu fakirleşmiş bölge sınırındaki değeri, n_{poB} denge yoğunluğuna göre çok yüksektir. C-B jonksiyonu sınırında ise yoğunluk çok küçüktür. Baz bölgesinde birleşmelerin çok az olması nedeni ile elektron yoğunluğu baz boyunca pratik olarak sabit olduğundan, elektron yoğunluğu değişim eğimi de sabit olacak, yani elektron yoğunluğu lineer olarak azalacaktır.

BÖLÜM 3. DİYODUN SPICE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

3.1. Giriş

Elektronik devrelerin Spice yardımı ile incelenmesi amacı ile geliştirilmiş olan diyot modellerinin tüm parametrelerinin, olağan analiz ve simülasyonlarda kullanılması gerekli değildir. Aşağıda diyotlu devrelerin analiz ve simülasyonu için gerekli olan en önemli Spice parametreleri tablo 3.1.'de listelenmiştir [7].

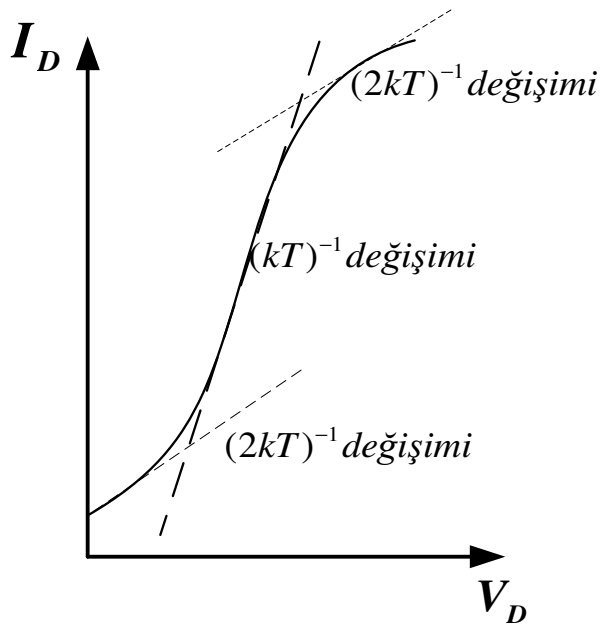
Tablo 3.1. Yarıiletken diyodun spice parametreleri

| Parametre | Spice Sembolü | Öngörülen Değer | Tipik Değer | Boyut |
|----------------------|---------------|-----------------|-------------|----------|
| Doyma Akımı | IS | 1.0E-14 | 1.0E-14 | A |
| Gövde Direnci | RS | 0 | 0.1 | Ω |
| Emisyon Katsayısı | N | 1 | 1 | - |
| Belverme Gerilimi | BV | ∞ | 100 | V |
| Belverme Akımı | IBV | 1.0E-10 | 1.0E-10 | A |
| Jonksiyon Kapasitesi | CJO | 0 | 2 | pF |
| Jonksiyon Gerilimi | VJ | 1 | 0.6 | V |

3.2. Diyodun Lineer Olmayan Davranışı

İleri yönde kutuplanmış bir p-n jonksiyonunun akım-gerilim karakteristiği şekil 3.1.'deki gibi üstel bir değişim gösterir. Ancak, gerek küçük gerekse büyük akımlara doğru gidildiğinde, bu ideal değişime göre bazı farklılıkların ortaya çıktığı gözlenir. Bu durum karakteristiğin logaritmik eksene çizilmesi halinde kolayca izlenebilir. Düşük akımlarda fakirleşmiş bölgedeki yeniden birleşme akımı baskın olur ve ileri yönde akan akım ile gerilim arasındaki ilişki $(2kT)^{-1}$ ile orantılı hale gelir. Orta

akımlar bölgesinde difüzyon akımı yeniden birleşme akımına göre baskındır ve bu bölgede eğri bilinen klasik $(kT)^{-1}$ eğimli değişime uyar. Daha büyük akımlarda, yüksek seviyede enjeksiyondan ötürü eğri tekrar $(2kT)^{-1}$ ile orantılı hale gelir. Büyük akım değerlerine çıktığında, akım doğrudan doğruya uygulanan gerilimle orantılı bir değişim gösterir. Bunun nedeni, yarıiletken bölgelerde ohmik gerilim düşümleridir [2].



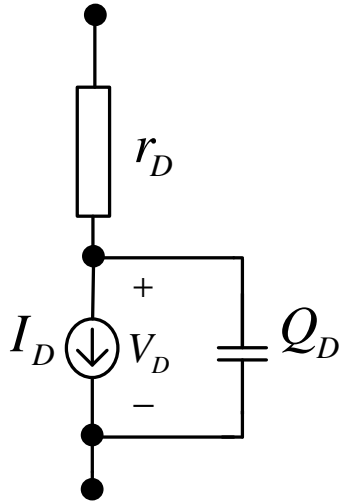
Şekil 3.1. İleri yön kutuplama için diyot karakteristiği

Ters yönde kutuplamada ise, fakirleşmiş bölgeye tıkama yönünde uygulanan gerilim arttırıldıkça bu bölgenin genişliği artar, böylece fakirleşmiş bölgedeki elektriksel alanda artmış olur. Uygulanabilecek maksimum gerilim yarıiletken malzemenin dielektrik özellikleri ile sınırlıdır. Yarıiletken jonksiyonlarda bu zener olayı ile belirlenir. Belverme gerilimi olarak isimlendirilen belirli bir tıkama yönü geriliminde çoğaltma olayı sonsuz olur.

3.3. SPICE Diyot Modeli

Günümüzde yaygın olarak kullanılan SPICE simülasyon programında yer alan diyot modeli hem jonksiyonlu diyotlara, hem de Schottky diyotlarına uygulanabilir [8].

Spice diyot modeli şekil 3.2.'de görülmektedir.



Şekil 3.2. SPICE diyot modeli

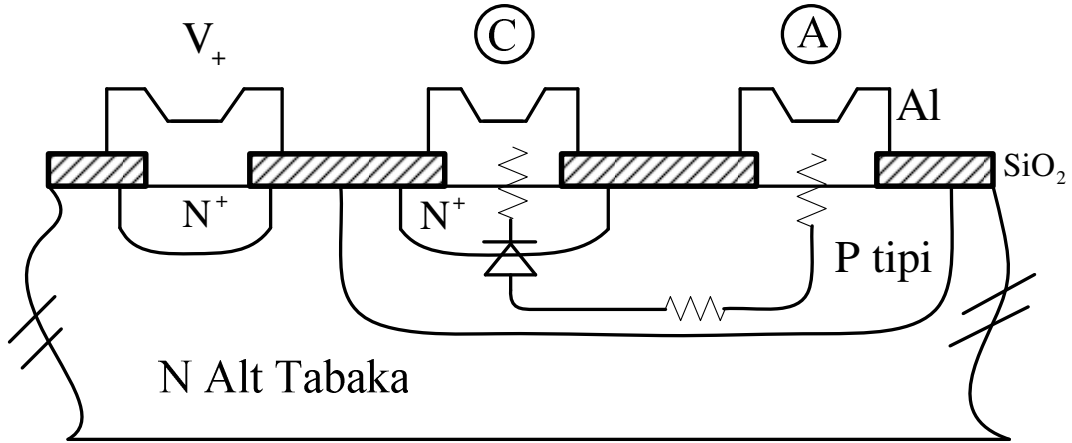
Bu modelde ohmik gövde dirençleri r_D lineer direnci ile temsil edilmektedir. Diyodun doğru akım karakteristikleri lineer olmayan I_D akım kaynağı tarafından belirlenir. Şekil 3.2'de I_D akım kaynağının akımı (3.1) denklemi ile ifade edilmiştir [2].

$$I_D = I_S \left[\exp\left(\frac{V_D}{n.V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.1)$$

Modele ilişkin I_S , r_D ve n parametreleri, diyodun ileri yönde kutuplama karakteristiklerinden hareketle belirlenebilir. Şekil 3.1'de yüksek kutuplama seviyelerinde ohmik dirençlerin etkisi nedeniyle ideal değişime göre sapmalar ortaya çıkar. Bunun yanı sıra $1/2V_T$ ile orantılı bir değişimle karşılaşılır. Spice diyot modelinde, yüksek seviyeli enjeksiyon durumu temsil edilmemiştir. Bu iki olay, sadece, r_D lineer direncinin etkisi ile modellenen bilmektir. r_D gövde direncinin değeri, belirli bir akım değerinde diyot geriliminin ideal üstel karakteristikten ne

kadar saptığı belirlenerek bulunabilir. Bunun nedeni, r_D değerlerinin diyot akımına bağlılık göstermesidir. Bu değerlerin ortalaması alınarak r_D saptanır. Diyot yapısı üzerindeki gerilim düşümü V_D elde edilir [2].

$$V_D = V_D' - r_D \cdot I_D \quad (3.2)$$



Şekil 3.3. P-N yapısındaki omik dirençler

Tıkama yönünde büyük gerilimle kutuplanma halinde ortaya çıkan belverme olayı, SPICE diyot modelinde ters yön karakteristiği dört bölgeye ayrılarak temsil edilmektedir [2].

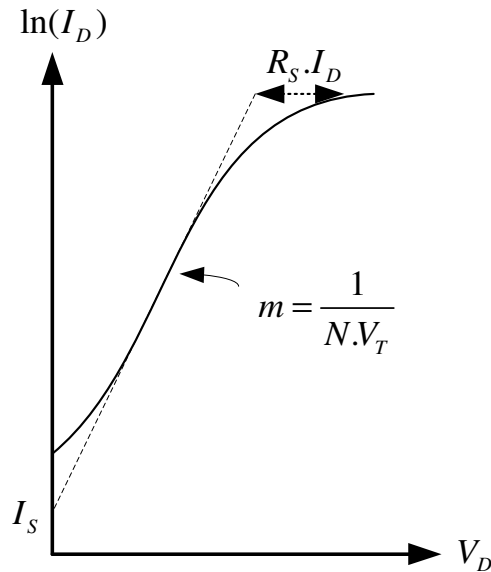
$$I_D = \begin{cases} I_s \cdot \left[\exp\left(\frac{V_D}{n \cdot V_T}\right) - 1 \right] & -5nV_T \leq V_D \leq 0 \\ -I_s & -BV \leq V_D \leq -5nV_T \\ -IBV & V_D = -BV \\ I_s \left[\exp\left(-\frac{BV + V_D}{V_T}\right) - 1 + \frac{BV}{V_T} \right] & V_D < -BV \end{cases} \quad (3.3)$$

3.4. Spice Model Parametrelerinin Çıkarımı

Bu aşamada diyodun SPICE DC model parametrelerinin çıkarım yöntemi sunulacaktır. Bu çıkarım yöntemi klasik yöntem olup, diyot için yeni bir çıkartım yöntemi sunulmayacaktır. Fakat transistör parametrelerinde sunulmuş olan parametre çıkartım yöntemi, diyot için de uygundur.

3.4.1. Doyma akımı ve ideal olmayan katsayı parametrelerinin çıkarımı

Doyma akımı I_S ve ideal olmayan emisyon katsayısı N , diyodun geçirme yönünde kutuplandığındaki çalışma bölgesi parametreleridir. Geçirme yönündeki bir diyottan akan akım denklem (3.1)'de verilmişti. İleri yöndeki karakteristik logaritmik eksende çizdirilerek şekil 3.4.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.4. İleri yönde diyot karakteristiği

İleri yönde kutuplanmış diyot karakteristiğinin y-ekseni logaritmik eksende gösterilerek, diyodun çalışma bölgesi şekil 3.4.'deki gibi lineer bir doğru haline gelir. Bu durumda diyodun akım bağıntısı olan (2.3) denkleminin de her iki tarafının logaritması alınır. (3.4) deki denklem haline gelen bağıntı, diyodun çalışma bölgesi için bir doğru denklemi halinde düşünülebilir. ($y=mx+n$)

$$\ln(I_D) = \frac{1}{NV_T} V_D + \ln(I_S) \quad (3.4)$$

Diyodun çalışma bölgesi için doğru denklemi formatında olan (3.4) denkleminin eğimi, diyot gerilimi olan V_D 'nin katsayısıdır. Yani (3.4) denkleminin eğimi $1/(N.V_T)$ dir. Diyot spice parametresi olan emisyon (N) katsayısı bu eğim ifadesinden hesaplanabilir.

$$N = \frac{1}{mV_T} \quad (3.5)$$

I_S doyma akımı (3.4) denkleminin y-ekseni ile kesiştiği akım ifadesi diyodun spice doyma akımı parametresini verir.

3.4.2. Omik gövde direnç parametrelerinin çıkarımı

Gövde direncinin çıkarımı için iki metot önerilecektir. İlk metot olarak, ölçülmüş olan en yüksek iki nokta arasındaki ilişkiden hesaplanabilir.

$$RS = \frac{V_D(n) - V_D(n-1)}{I_D(n) - I_D(n-1)} \quad (3.6)$$

İkinci metot olarak da, şekil 3.4.'ten de anlaşılacağı üzere yüksek akımlara çıkıldıkça lineerlik bozulmaktadır. Yüksek akım seviyelerine doğru çıkıldıkça omik dirençte artımlar olmaktadır. Yüksek akım seviyelerindeki omik dirençten dolayı düşen gerilim V_{RS} , ölçüm sonuçlarındaki gerilimin ideal diyot geriliminden çıkarılması ile bulunur [2]. Yani

$$V_{RS} = \text{Ölçüm}V - \text{İdealDiode}V \quad (3.7)$$

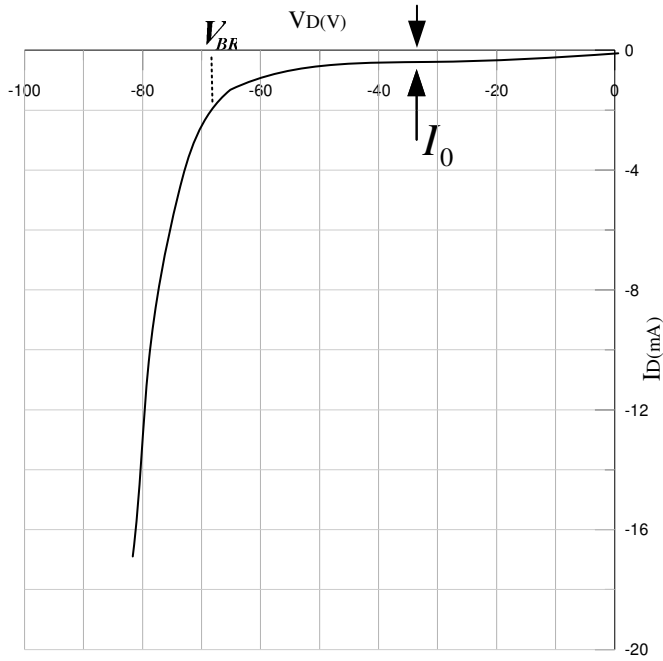
$$V_{RS} = V_{\text{ÖLÇÜM}} - V_T \cdot N \cdot \ln\left(\frac{I_{RS}}{I_S}\right) \quad (3.8)$$

Ve buradan omik direnç (3.9) denklemi ile hesaplanır.

$$RS = \frac{V_{RS}}{I_{RS}} \quad (3.9)$$

3.4.3. Belverme gerilimi ve akımı parametrelerinin belirlenmesi

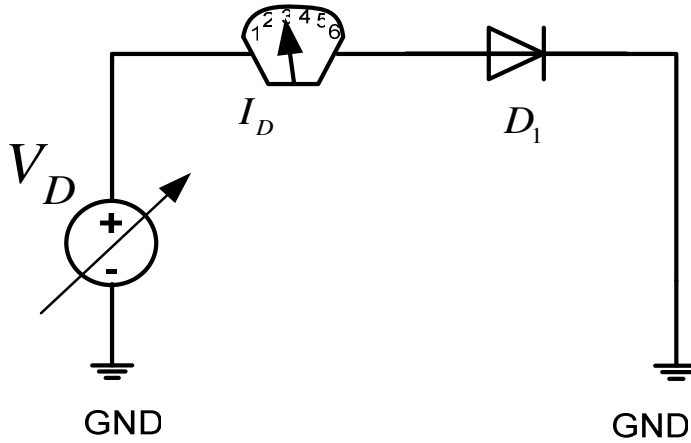
Tıkama yönünde kutuplanmış bir diyotta gerilim artıkça belirli bir noktadan sonra akımda büyük artışlar olur. Bu artışların başladığı gerilim noktasına belverme gerilimi, akıma ise belverme akımı denir.



Şekil 3.5. Belverme gerilimi ve belverme akımı

3.5. Diyot Parametrelerinin Çıkarımı için Yapılan Uygulamalar

Bölüm 2’de diyot parametrelerini belirlemek için oluşturulan algoritma yardımı ile 1n4007 için spice programındaki varsayılan parametreler ile belirlenen algoritma yardımı ile çıkarılan parametreler karşılaştırılmıştır. İleri yönde oluşturulan ölçüm düzeneği ile tablo3.2.’deki parametreler belirlenmiştir.

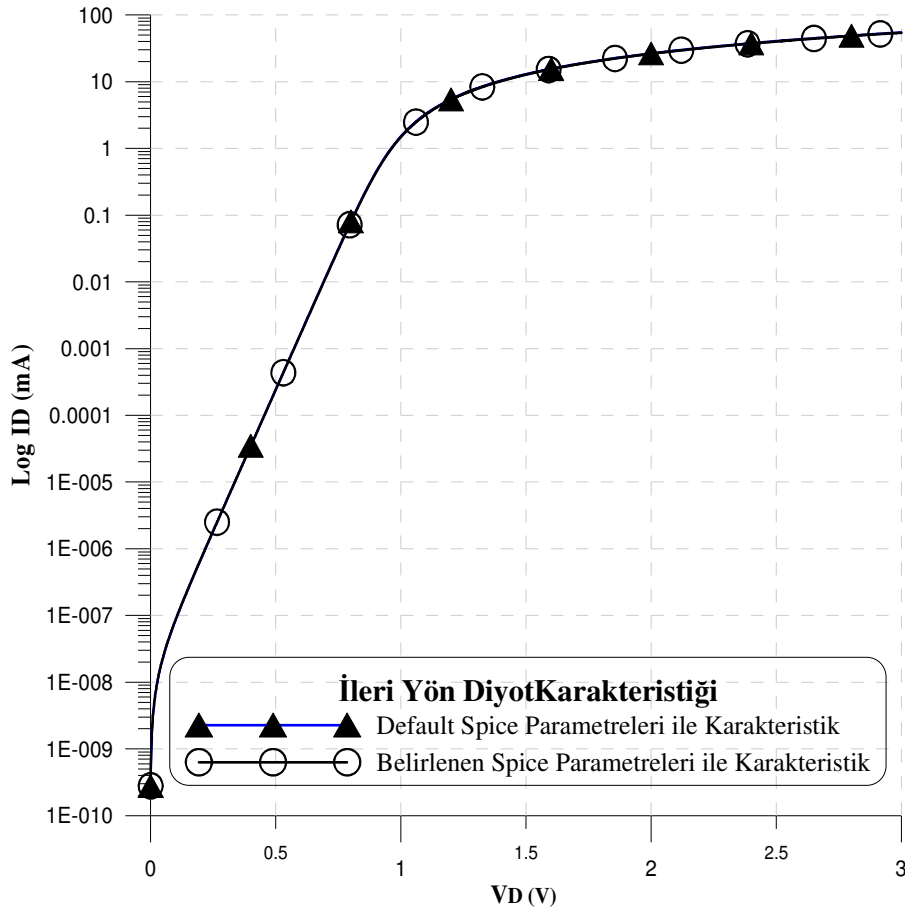


Şekil 3.6. İleri yön kutuplama için ölçüm düzeneği

Tablo 3.2. İleri yönde çıkarılan parametrelerin, varsayılan spice parametreleri ile karşılaştırılması

| Parametre | Spice Sembolü | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-------------------|---------------|--------------------------------|---|
| Doyma Akımı | IS | 14.110E-09 | 14.0630E-09 |
| Emisyon Katsayısı | N | 1.984 | 1.98826 |
| Omik Direnç | RS | 0.03389 | 0.0341 |
| Belverme Gerilimi | BV | 75 | 78 |
| Belverme Akımı | IBV | 10.0E-06 | 13.0E-06 |

Spice simülasyon programı kullanarak varsayılan parametreler ile ileri yön diyot karakteristiği elde edilmiştir. Elde edilen karakteristiğe diyot parametrelerini çıkartım algoritması uygulanarak yeni diyot parametreleri elde edilmiştir. Tablo 3.2’de varsayılan spice ile çıkartım sonucundaki parametreler verilmiştir. Bu belirlenen parametreler spice programına girilerek ileri yön diyot karakteristiğinin değişimi (Şekil 3.7) incelenmiştir.



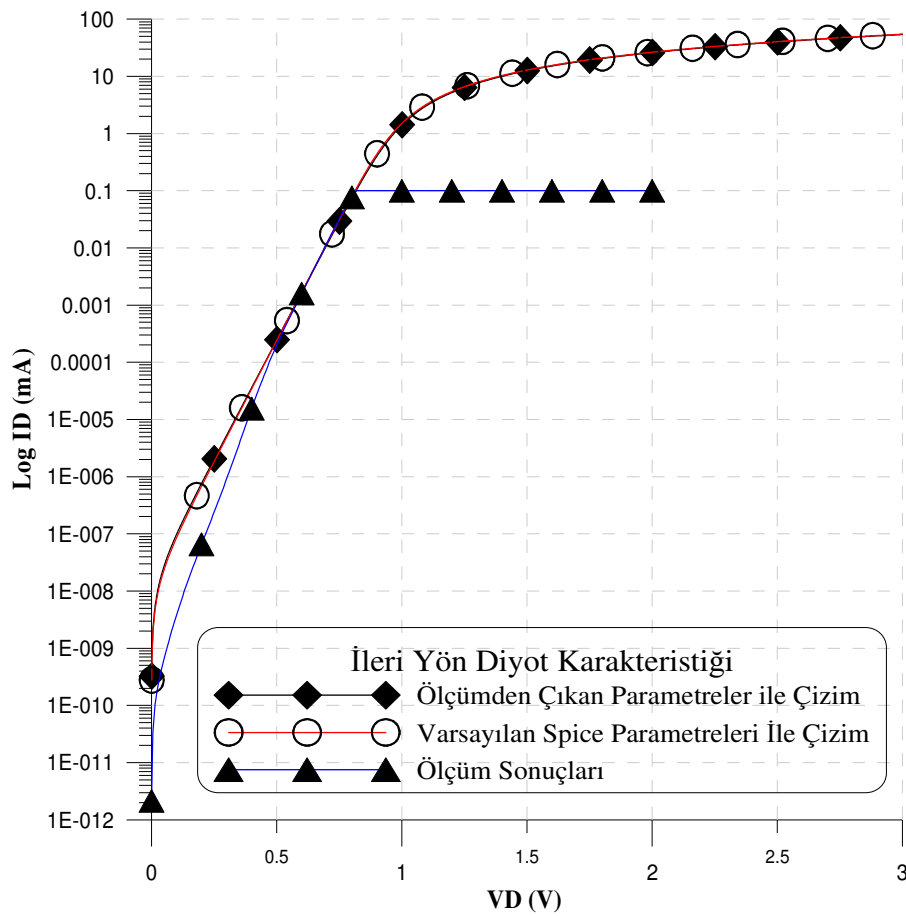
Şekil 3.7. Varsayılan spice parametreleri sonucundaki değişim ile algoritma yardımıyla belirlenen spice parametrelerinin sonucundaki değişim

Çıkarım yapılan algoritmanın doğruluğu için varsayılan spice parametreleri ile bu spice parametrelerinin verileri yardımıyla hesaplanan parametreler ile tekrar çizdirilen eğriler arasındaki ortalama karesel hata hesaplanmıştır. Bu karesel hata %1'den küçük çıkmaktadır. Şekil 3.7'deki grafikten, çıkarımı yapılan parametrelerden ve en küçük karesel hatadan anlaşılacağı üzere çıkarımı yapılan algorithmada doğru bir yol izlenmiştir.

Agilent firmasının ürettiği, yarıiletken malzemelerin parametrelerinin analizinde kullanılan HP4155B cihazı yardımı ile 1n4007 diyotu üzerinde yapılan ölçümler ile varsayılan spice grafiği ve ölçüm sonuçlarına uygulanan parametre çıkartım algoritmasının sonucundaki parametreler tablo 3.3.'te ve ileri yöne karakteristikleri şekil 3.8.'de görülmektedir.

Tablo 3.3. Varsayılan spice parametreleri ve ölçüm sonucundan çıkan spice parametrelerinin karşılaştırılması

| Parametre | Spice Sembolü | Varsayılan Spice Parametreleri | Ölçüm Sonucu Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-------------------|---------------|--------------------------------|--|
| Doyma Akımı | IS | 14.110E-09 | 16.8651E-09 |
| Emisyon Katsayısı | N | 1.984 | 2.00825956 |
| Omik Direnç | RS | 0.03389 | 0.0341 |



Şekil 3.8. Ölçüm sonucu, ölçümden elde edilen parametreler ile karakteristik ve varsayılan spice karakteristiği

4155B yarıiletken parametre analizörü cihazı 100mA den daha yüksek akımlara çıkamamaktadır. Bu nedenle şekil 3.8'de ölçüm sonucu 100mA de kesilmektedir. Diyet parametrelerinin çıkarımı için uygulanan algoritma ölçüm sonuçlarına (Grafiğe) uygulanarak ölçüm için spice parametreleri elde edilmiştir. Bu parametreler spice programına girilmiş ve varsayılan spice ile grafiksel olarak aynı

çıkmiştir. Ölçü parametre cihazı 100mA yüksek akımlara çıkamadığından yüksek akımlarda etkili olan RS parametresi hesaplanamamıştır. Bu nedenle RS omik direnç parametresi spice ölçümü baz alınarak hesaplanmıştır. Buradaki ortalama karesel hatalar çalışma bölgesinde minimum, düşük akımlar seviyesinde maksimum olmaktadır, fakat buradaki akımlar çok düşük seviyelerinde olduğundan bu farklar önem arz etmektedir. RS parametresi spice verilerinden hesaplandığından ve bu veri ölçüm modeline eklendiğinden yüksek akımlara çıkıldığında fark çok düşük olmaktadır.

BÖLÜM 4. BİPOLAR TRANSİSTÖRÜN SPICE PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

4.1. Giriş

Bipolar transistörler, yapısal özelliklerine ve kutuplama koşullarına bağlı olarak uç akımlarının alacakları değerleri her türlü kutuplama koşulları altında veren bağıntılarla karakterize edilebilir. Bu bağıntılara ve bunları temsil eden eşdeğer devrelere genel olarak transistör modelleri denir [3]. Model bağıntılarında akım ve gerilimler dışında kalan ve elemanın yapısal özelliklerine bağlı olan büyüklüklere de model parametreleri adı verilir.

Bipolar transistör modellerinden ilki, 1954 de J.J.Ebers ve J.L.Moll tarafından önerilmiş olan Ebers-Moll 1 modelidir. BJT elemanının doğası gereği nonlineer bağıntılardan oluşan bu model, çözüm güçlükleri nedeni ile uzun yıllar yararlanılmadan kalmış, ancak dijital bilgisayarların yaygınlaşması ve nonlineer denklem sistemlerinin bilgisayarlarla çözüm yöntemlerinin geliştirilmesinden sonra yeniden gündeme gelmiştir. EM1 modeli bir doğru akım modeli olup bu model, elemanlardaki yük birikimi olaylarını içermemekteydi. Daha sonra ortaya atılan EM2 modeli yük birikimi olaylarını ve gövde dirençlerini dikkate alan bir model olarak biraz daha gelişmiş bir model olarak karşımıza çıkmaktaydı. EM2 modelinin eksikliklerinin ardından ortaya çıkan EM3 modeli bipolar transistörü temsil etmek üzere geliştirilen yüksek seviyeden nonlineer bir modeldir. EM3 modeli EM2 modeline ek olarak baz genişliği modülasyonu, akım kazancının akım ve gerilimle değişimi, gövde dirençlerinin her iki yana dağıtılması ve sıcaklıkla ilgili parametreler eklenmiştir. 1970 yılında Gummel-Poon, bilgisayarlarla simülasyon programlarında kullanılmak üzere, bazdaki yükün modellenmesine dayanan bir model geliştirmişlerdir. Önerilen model jonksiyon gerilimleri, kollektör akımı ve baz yükü arasındaki ilişkiyi temsil etmekte, bu arada yüksek enjeksiyon seviyelerindeki olayları da içermektedir. EM3 modelinin getirdiği doğru akım davranış düzeltmeleri,

SPICE programında yer alan değiştirilmiş Gummel-Poon modeline eşdeğerdir. 1970’li yılların başlarında Berkeley programları olan SLIC ve SINC’de EM3 modelini kullanmıştır. Gummel- Poon modeli kadar doğru bir model olmamasına karşılık, parametrelerin kolayca anlaşılabilir ve belirlenebilir olması açısından iyidir. SPICE simülasyon programı da bu iki modelin birleştirilmesiyle oluşan geliştirilmiş LEVEL-1 Gummel-Poon modeli kullanılmaktadır. Günümüzde çeşitli firmaların, bilimsel araştırma merkezlerinin de kendilerine ait modelleri bulunmaktadır [2]. (örneğin: level 22 Philips Mextram 504, level 24 HICUM level 0 model)

SPICE’da daha önce de belirtilmiş olduğu gibi bipolar transistörlerin modeli için Gummel Poon temel alınmıştır. Ancak zaman içinde model, transistör davranış özelliklerini daha iyi temsil edebilmek amacı ile ilave edilen çok sayıda yeni parametre ile geliştirilmiştir. Sayıları gelişmiş SPICE versiyonlarında kırkı aşmış olan model parametrelerinden DC olanları aşağıda listelenmiştir [8].

Tablo 4.1. BJT için ileri yönde çalışmadaki default spice parametreleri

| Parametre | Sembol | SPICE Semb. | Öng. Değer | Tipik Değer | Boyut |
|-----------------------------------|-----------|-------------|------------|-------------|----------|
| Doyma Akımı | I_S | IS | 1.0E-16 | 1.0E-16 | A |
| İleri Akım Kazancı | β_F | BF | 100 | 100 | - |
| İleri Early Gerilimi | V_{AF} | VAF | ∞ | 100 | V |
| İleri Yönde Emisyon Katsayısı | N_F | NF | 1 | 1 | - |
| İleri Yönde Sızıntı Emisyon Kats. | N_E | NE | 1.5 | 2 | - |
| İleri Yönde Sızıntı Akımı | I_{SE} | ISE | 1.0E-13 | - | A |
| İleri Yön Dirsek Akımı | I_{KF} | IKF | ∞ | 0.01 | A |
| Sıfır Kutuplama için Baz Direnci | R_B | RB | 0 | 100 | Ω |
| Emiter Direnci | R_E | RE | 0 | 1 | Ω |
| Kollektör Direnci | R_C | RC | 0 | 10 | Ω |

4.2. Bipolar Transistörün Özeğrileri ve Lineer Olmayan Davranışı

Bipolar transistörlerde devre davranışları bakımından önemli olan akım-gerilim ilişkileri kataloglarda transistörlerin özeğrileri yahut karakteristikleri adı ile anılan eğri takımları ile verilir. Bunlarda en çok yararlanılanlar, (a) ortak emetörlü devrede baz akımının baz-emetör gerilimine bağlı olarak değişimini gösteren eğriler (giriş özeğrileri), kollektör akımının kollektör-emetör gerilimine bağlı olarak değişimini gösteren eğriler (çıkış özeğrileri) ve kollektör akımının baz akımına bağlı olarak değişimini gösteren eğriler (akım geçiş özeğrileri)dir [3].

Bipolar transistörün lineer olmayan davranışını saptayabilmek için, elemanın çıkış ve giriş özeğrilerinin, β_F ileri (β_R ters yönde) akım kazancının I_C kollektör (I_E emetör akımı) akımı ve V_{CE} kollektör-emetör (V_{EC} emetör kollektör) gerilimi ile değişimlerinin incelenmesi gerekir. Statik davranış hakkında bilgi veren bu eğrilerin yanı sıra, jonksiyon ve difüzyon kapasitelerinin de dikkate alınması gerekir. Jonksiyon kapasiteleri gerilime bağlı ve difüzyon kapasiteleri de akıma bağlı lineer olmayan kapasitelerdir. Bu karakteristiklere etki eden başka faktörler de bulunmaktadır. Bunlar r_B, r_E, r_C ile gösterilen baz, kollektör ve emetör gövde dirençleridir [2].

Yukarıdaki faktörlerin yanı sıra, tümdevre transistörlerde elemanın davranışına etki eden önemli bir büyüklükte bir npn transistörde tabanla kollektör arasında ve enine bir pnp transistörde da bazla taban arasında oluşan kapasitedir. Bu kapasitelerde transistörün dinamik davranışına etki ederler [2].

Bir bipolar transistörde V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C şeklinde dört temel uç büyüklüğü bulunmaktadır. Bunlardan ikisi bağımsız değişken olarak seçildiğinde, diğerleri bu bağımsız değişkenler cinsinden ifade edilebilir. En çok karşılaşılan durumlar;

$$I_C = I_C(V_{BE}, V_{CE}) \quad (3.10)$$

$$I_B = I_B(V_{BE}, V_{CE}) \quad (3.11)$$

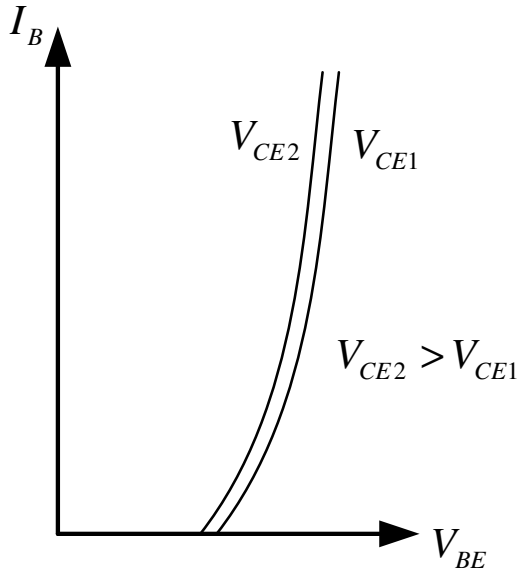
ile

$$V_{BE} = V_{BE}(I_B, V_{CE}) \quad (3.12)$$

$$I_C = I_C(I_B, V_{CE}) \quad (3.13)$$

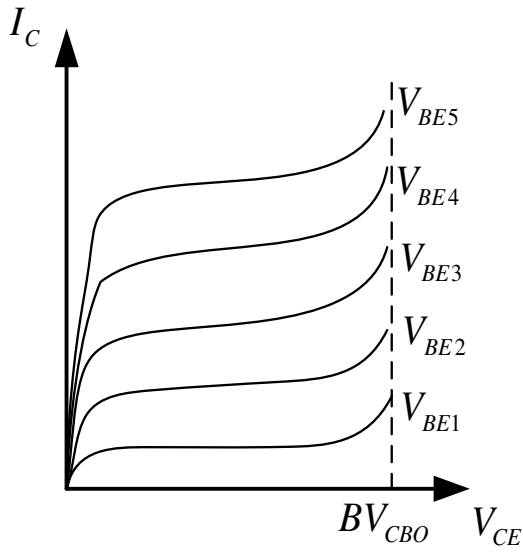
Burada (3.10) ve (3.12) ilişkileri giriş özeğrisini, (3.11) bağıntısı sabit V_{BE} çıkış özeğrilerini, (3.13) bağıntısı ise sabit I_B çıkış özeğrilerini verir.

Giriş özeğrisi şekil 4.1.'de verilmiştir.



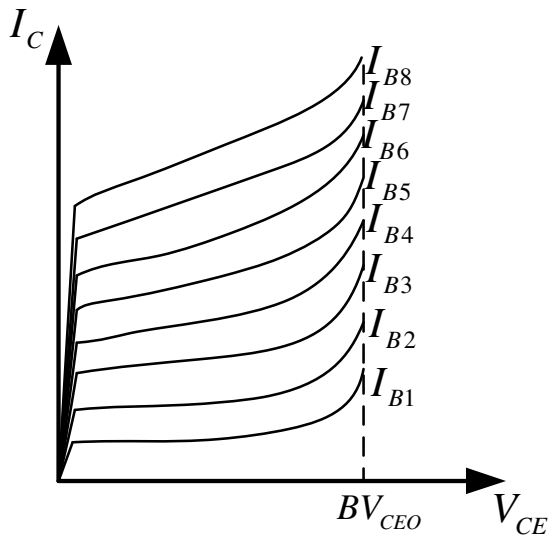
Şekil 4.1. Transistör giriş özeğrisi

Sabit V_{BE} çıkış özeğrileri şekil 4.2.'de ve sabit I_B özeğrileri de şekil 4.3.'te görülmektedir.



$$V_{BE5} > V_{BE4} > V_{BE3} > V_{BE2} > V_{BE1}$$

Şekil 4.2. V_{BE} sabit çıkış özeğrileri



$$I_{B8} > I_{B7} > I_{B6} > I_{B5} > I_{B4} > I_{B3} > I_{B2} > I_{B1}$$

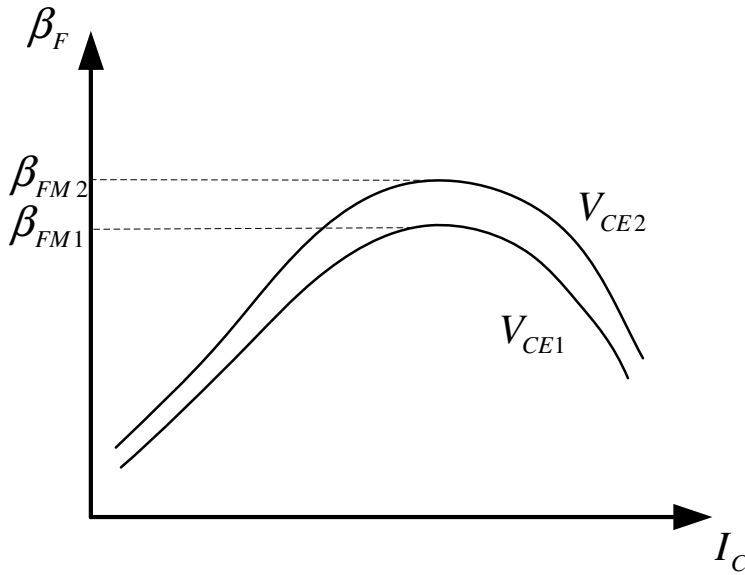
Şekil 4.3. I_B sabit çıkış özeğrileri

Şekil 4.1'den görüleceği gibi, farklı sabit V_{CE} değerleri için çıkartılan giriş özeğrileri farklılık göstermekte, V_{CE} arttırıldıkça akım artmakta, yani giriş özeğrisi sol tarafa doğru ötelenmektedir.

Şekil 4.2.'de $V_{BE} = \text{sabit}$ çıkış özeğrilerinin BV_{CBO} gerilimine yaklaştıkça yukarıya doğru büküldükleri görülmektedir [2].

Şekil 4.3.'ten fark edilebileceği gibi, benzer bir değişim $I_B = \text{sabit}$ çıkış özeğrilerinde de kendini göstermekte, ancak bu özeğriler daha büyük gerilimlerde yukarıya doğru bükülmeye başlamakta, yani $BV_{CEO} < BV_{CBO}$ olmaktadır.

Yine, I_B baz akımı adımlarının aynı olmasına rağmen, özeğriler düşük ve yüksek akımlarda daha sıkışık olmaktadır ki, bu da β_F 'in akımla değiştiğini göstermektedir. β_F ayrıca V_{CE} gerilimi ile değişmekte ve bu gerilimin artırılmasıyla artmaktadır.



Şekil 4.4. $\beta_F = \beta_F(I_C, V_{CE})$

Şekil 4.4'den fark edilebileceği gibi, I_C akımının küçük değerlerinden itibaren artırılmasıyla β_F akım kazancı önce artmakta, belli bir bölgeye ulaştıktan sonra yaklaşık olarak sabit kalmakta, daha sonra tekrar azalmaktadır. Bir çok transistörde akım kazancının sabit kaldığı bölge bulunmamakta, β_F belli bir değere ulaştıktan sonra yeniden azalan bir değişim göstermektedir. Büyük akımlardaki bu azalmanın hızı başlangıçta düşük olmakta, akımın daha büyük değerlere gitmesiyle akımdaki

azalmanın hızı artmaktadır. Ayrıca, eğri çıkartılırken V_{CE} geriliminin sabit tutulduğu değer yükseltirse, eğri daha büyük β_F değerlerine doğru ötelenmektedir [10].

4.3. Spice Gummel-Poon Model Denklemleri

Aşağıdaki eşitlikle transistörün baz akımı hesaplanabilir.

$$I_B = I_{BE} + I_{BC} \quad (3.14)$$

$$I_B = \frac{I_F}{B_F} + I_{BE_{rec}} + \frac{I_R}{B_R} + I_{BC_{rec}} \quad (3.15)$$

Eşitlik (3.15) de kullanılan ifadelerden I_F emiter bölgesindeki ileri yön difüzyon akımı (enjeksiyon), $I_{BE_{rec}}$ baz-emiter bölgesindeki yeniden birleşmelerden dolayı oluşan rekombinasyon akımı; I_R kollektör bölgesindeki ters yön difüzyon akımı ve $I_{BC_{rec}}$ kollektör-baz bölgesindeki yeniden birleşmelerden dolayı oluşan rekombinasyon akımlarıdır [10].

İleri yön difüzyon akımı (enjeksiyon) I_F ;

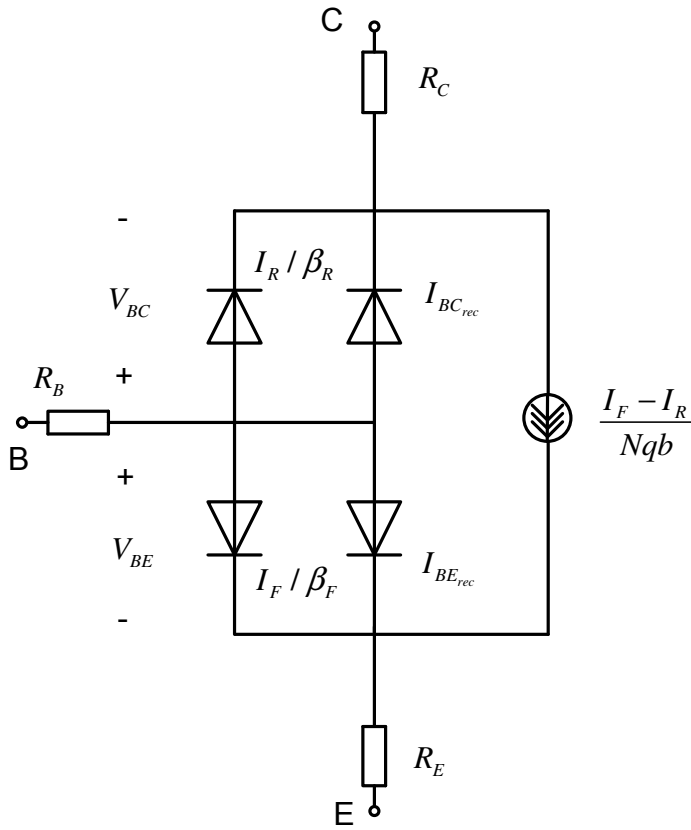
$$I_F = I_S \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F \times V_T}\right) - 1 \right\} \quad (3.16)$$

B-E rekombinasyon akımı $I_{BE_{rec}}$;

$$I_{BE_{rec}} = I_{SE} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_E \times V_t}\right) - 1 \right\} \quad (3.17)$$

V_T ile gösterilen gerilim ısı gerilimi;

$$V_T = \frac{kT}{q} = 8.6171E-5 * (T / C + 273.15) \quad (3.18)$$



Şekil 4.5. Bipolar transistörün lineer eşdeğer devresi

Modeldeki kollektör akımı (I_C) ifadesi;

$$I_C = \frac{1}{Nqb} (I_F - I_R) - \frac{I_R}{B_R} - I_{BC_{rec}} \quad (3.19)$$

Nqb ile gösterilen büyüklük baz ucuyla ilişkili her türlü taşıyıcı yükünü belirtmekte ve kısaca baz yükü olarak ifade edilmektedir; başka bir deyişle, bir PNP transistörde elektronlara ve bir NPN transistörde de deliklere ilişkin toplam yük olmaktadır [2].

Baz yükü;

$$Nqb = \frac{q_{1s}}{2} \times (1 + \sqrt{1 + 4q_{2s}}) \quad (3.20)$$

(3.20) denklemindeki q_{1s} Early gerilimlerinin etkisi ile q_{2s} ise ileri yön ve ters yöndeki yüksek enjeksiyon sebepleri ile bazda meydana gelen yük artışlarını ifade eder ve şu şekilde ifade edilirler:

$$q_{1s} = \frac{1}{1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}}} \quad (3.21)$$

Ve

$$q_{2s} = \frac{I_S}{I_{KF}} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F \times V_T}\right) - 1 \right\} + \frac{I_S}{I_{KR}} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R \times V_T}\right) - 1 \right\} \quad (3.22)$$

Bipolar Spice modelinde, geliştirilmiş Gummel-Poon modelinde baz gövde direncinin akıma bağıllığı da dikkate alınarak modellenmiştir. İç ve dış baz düğümleri arasında yer alan baz gövde direnci modellenirken, bu direnç biri sabit diğeri akımın fonksiyonu olan iki ayrı bileşenden oluşuyormuş gibi düşünülmüştür [8].

Dıştaki sabit r_B direnci dış baz bölgesinin tabaka direnci ve kontakt direncinden oluşmaktadır. Aktif baz bölgesinin altında bulunan r_{BM} direnci ise baz akımının bir fonksiyonudur [2].

Bir BJT transistörde toplam baz direncinin;

$$r_{BB} = r_{BM} + 3(r_B - r_{BM}) \left(\frac{\tan z - z}{z \tan^2 z} \right) \quad (3.23)$$

bağlantısıyla verilebileceği gösterilmiştir. Burada r_{BM} büyük akımlar bölgesinde elde edilecek minimum baz direnci, r_B sıfır kutuplamada, pratik olarak çok küçük baz akımı değerlerinde elde edilecek baz direncini ve z büyüklüğü de baz özgül direncinin, V_T ısı geriliminin ve iç baz uzunluğunun fonksiyonu olan bir büyüklüktür [2].

4.4. Spice Gummel-Poon Statik Model Parametrelerini Belirlemek İçin Algoritma

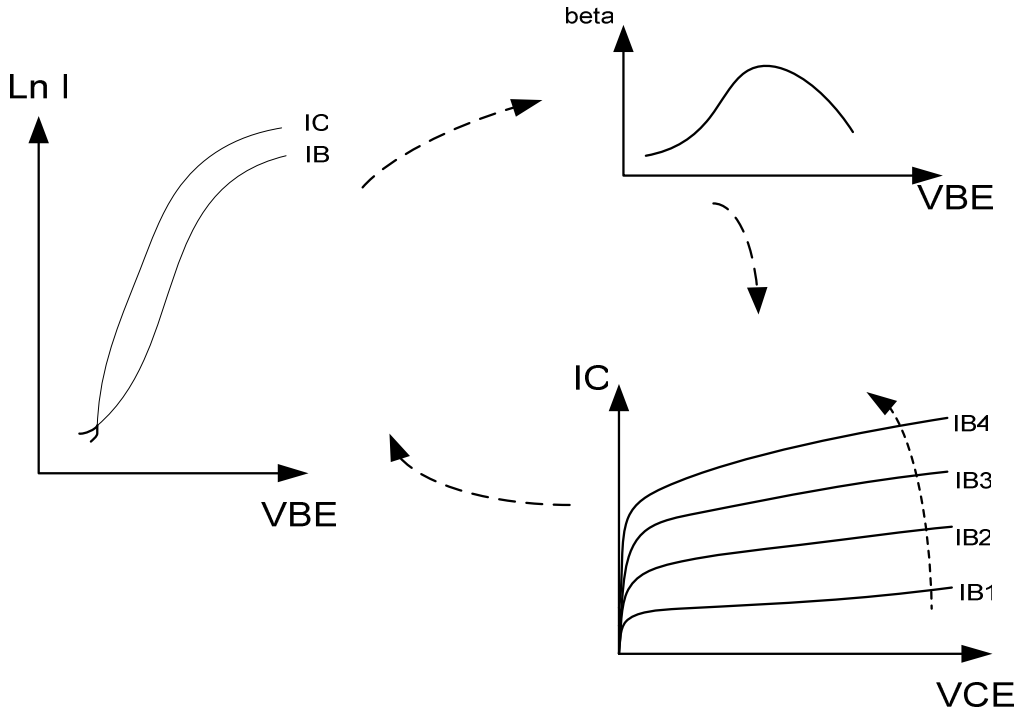
Model parametreleri; ileri yönde ve ters yönde çalışma bölgelerini 3 bölgeye ayırarak çıkarım yapılacaktır. Bölgeler ters yönde ve ileri yönde olmak üzere sırasıyla;

Transistörün ileri yönde düşük akımlar rejiminde çalışmasına etki eden parametreler I_{SE} ve n_E ; ters yönde düşük akımlar rejiminde çalışmasına etki eden parametreler I_{SC} ve n_C dir.

Transistörün ileri yönde orta gerilimler rejiminde çalışmasına (aktif mod) etkin olan parametreler β_F ve n_F ; ters yönde aktif moda çalışmasına etki eden parametrelerde β_R ve n_R dir.

Transistörün ileri yönde yüksek akımlar rejiminde çalışmasına etki eden parametreler I_{KF} ve R_E , ters yönde yüksek akımlar rejiminde çalışmasına etki eden parametreler de I_{KR} ve R_C dir.

DC parametreleri belirlemek için üç ölçüm grafiğine ihtiyaç duyulur. İleri ve ters yönde sırasıyla çıkış özeğrisi, geçiş özeğrisi ile β_F in emiter-baz gerilimi ile değişimlerine ihtiyaç duyulur. DC parametrelerin çıkarımları yapılırken bu üç değişim birlikte düşünülerek hareket edilir.



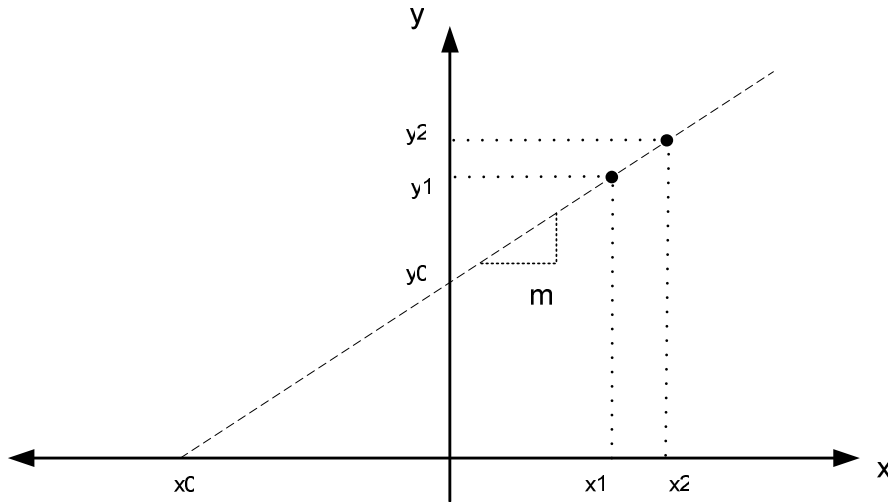
Şekil 4.6. İleri yön çalışmadaki dc ölçümleri

4.5. Spice Gummel-Poon Model Parametrelerinin Çıkarımı

4.5.1. Model parametrelerinin grafik analizi ile çıkarım yöntemi

Model parametrelerinin belirlenmesine yönelik iki yöntem sunulmuştur. Bu yöntemlerden ilki, karakteristiğın belirlenen bölgelerine uygun lineer doğrular oluşturulması ile sunulan (Eğri Uydurma) denklemlerdir. Uydurulan lineer doğrunun, eksenleri kestiği nokta ve eğimlerden yararlanır. I_s ve N_F , ileri yönde geçiş karakteristiğının logaritmik eksende çizilmesiyle elde edilen değişimden hesaplanır. Benzer yöntem ile N_R ters yön karakteristiğinden hesaplanır. β_F ve β_R geçiş ileri ve ters yönde çalışma durumunda kollektör ve baz akımlarının düşey eksenini kestiği noktalardan bulunur. Dirsek akımı, yüksek akımlarda lineer doğrunun bozulmasına başladığı bölgeden hesaplanır. İleri yönde Early gerilimleri, çıkış karakteristiklerinin lineer tahminleri kullanarak yatay eksenlerle kesiştiği noktalardan bulunur.

Lineer bir doğrunun eğimi, yatay eksenini ve düşey eksenini kestiği noktalar için;



Şekil 4.7. İki noktadan geçen, eğimi belli doğru

doğrunun eğimi;

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \quad (3.24)$$

Doğrunun x eksenini ile kesiştiği nokta (3.25)'daki gibidir [4].

$$x_0 = \frac{x_1 y_2 - x_2 y_1}{y_2 - y_1} \quad (3.25)$$

Doğrunun y eksenini ile kesiştiği nokta denklem (3.26)'deki gibidir [4].

$$y_0 = \frac{x_2 y_1 - x_1 y_2}{x_2 - x_1} \quad (3.26)$$

Parametre çıkartımı için sunulan ikinci yöntemde parametrelerin tüm bölgelere değişimini inceleyen denklemler türetilmiştir. Örneğin; kollektör akımı ve baz akımı denklemlerinden bilindiği üzere bu ifadeler üstel bir değişim göstermektedir. İfadelerdeki ideal olmayan katsayının çıkarımı yapılırken ikinci bir yöntem olarak ta akım ifadesi aşağıdaki gibi basitleştirilirse;

$$y = a \cdot \exp\left(\frac{x}{b U_T}\right) \quad (3.27)$$

denklemden her iki tarafın logaritması alınıp ve her iki tarafın da x'e göre değişimi incelenerek b parametresi için;

$$b = \frac{1}{U_T \cdot \frac{\partial(\ln(y))}{\partial(\ln(x))}} \quad (3.28)$$

formülü ile hesaplanır ve b teriminin x'e göre değişimi incelenirse, karakteristiğin belirli bir bölgesinde, b değişiminin eğimi sabit kalarak değeri 1 olmaktadır. Sayısal değeri araştırılan parametrenin değeri, değişim denkleminde (3.28) eğimin 1 ve sabit kaldığı değerdir [4].

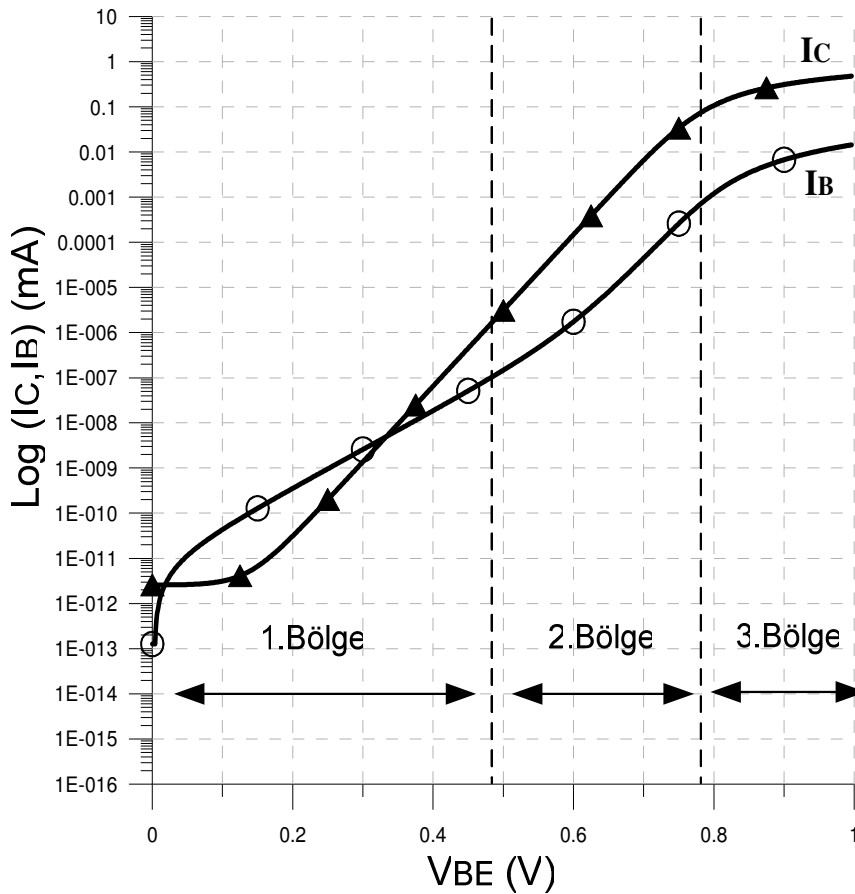
Sonuç olarak, transistörün model parametreleri belirlerken ilk yöntem olarak eğri uydurma metodundan yararlanılmıştır. İkinci yöntem olarak, parametrelerin ilgili karakteristikte tüm bölgelere göre değişimlerini veren denklemler sunularak (örn: NE, NF parametreleri için (3.28) denklemi) parametrelerin belirlenmesi sağlanacaktır.

4.5.2. Normal aktif çalışma rejiminde ideal olmayan katsayının ve doyma akımı parametrelerin çıkarımı

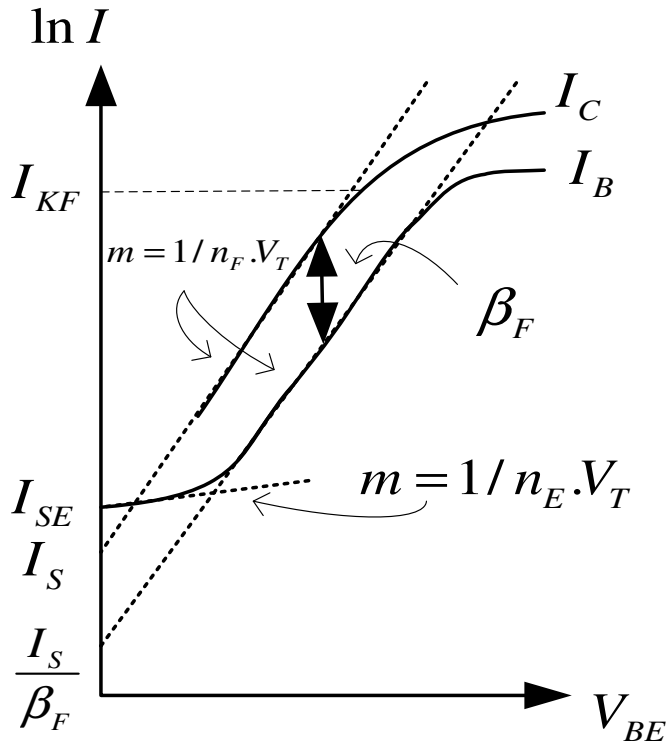
Doyma akımı I_s ve ileri yöndeki emisyon katsayısı N_F aktif çalışma bölgesi referans alınarak çıkarımları yapılan parametrelerdir. Transistörün aktif çalışma bölgesi, logaritmik olarak ele alınan geçiş karakteristiğinde kollektör akımı ile baz akımının lineer olduğu bölgedir. (Şekil 4.8)

Parametreler baz-kollektör gerilimi sıfır iken baz-emiter gerilimi ile kollektör akımı arasındaki ilişkiden bulunur.

N_R parametresi ise $V_{BE}=0$ olduğunda I_E-V_{BC} karakteristiğinden aynı yöntemle bulunabilir.



Şekil 4.8. Q2N2923 için geçiş karakteristiği



Şekil 4.9. Logaritmik eksenle transistörün geçiş özgeğrisi

4.5.2.1. Klasik yöntem ile çıkarım

Kollektör akımı denklemi (3.19), B-E geriliminin küçük olduğu (0,2 – 0,5) ve ileri yön Early geriliminin kutuplamadan yüksek olduğu şartlar altında yani aktif çalışma bölgesinde yeniden düzenlenirse (3.29) denklemi elde edilir [11].

$$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F \times V_T}\right) \quad (3.29)$$

(3.29) denkleminin her iki tarafının logaritması alınır ve ileri yönde aktif çalışma bölgesindeki eğri değişimlerinin lineer olduğu (eğri uydurma) varsayımı ile, (3.30) denklemi bir doğru formatı ($y=mx+n$) şeklinde düşünülür.

$$\ln(I_C) = \frac{V_{BE}}{N_F \times V_T} + \ln(I_S) \quad (3.30)$$

I_S doyma akımı, elde edilen doğrunun $V_{BE}=0$ noktasına uzatılması ile bulunabilir. N_F emisyon katsayısı ise, lineer doğrunun eğiminden yararlanılarak bulunabilir.

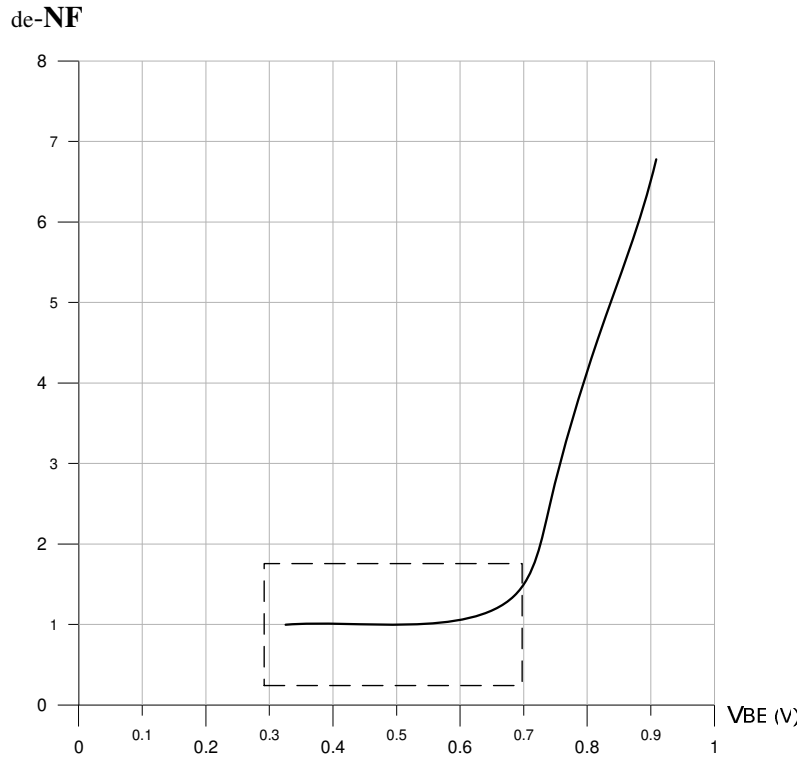
$$N_F = \frac{1}{mV_T} \quad (3.31)$$

4.5.2.2. Önerilen yöntem ile çıkarım

N_F parametre değerinin belirlenmesine için önerilen yöntem, geçiş karakteristiğinin her noktası için bir emisyon parametresi hesaplanır ve hesaplanan tüm parametre değerlerinin değişimi incelenerek parametre değeri grafiksel bir analiz ile belirlenmiş olur [4].

$$N_F = \frac{1}{V_T \cdot \frac{\partial(\ln(I_C))}{\partial(V_{BE})}} \quad (3.32)$$

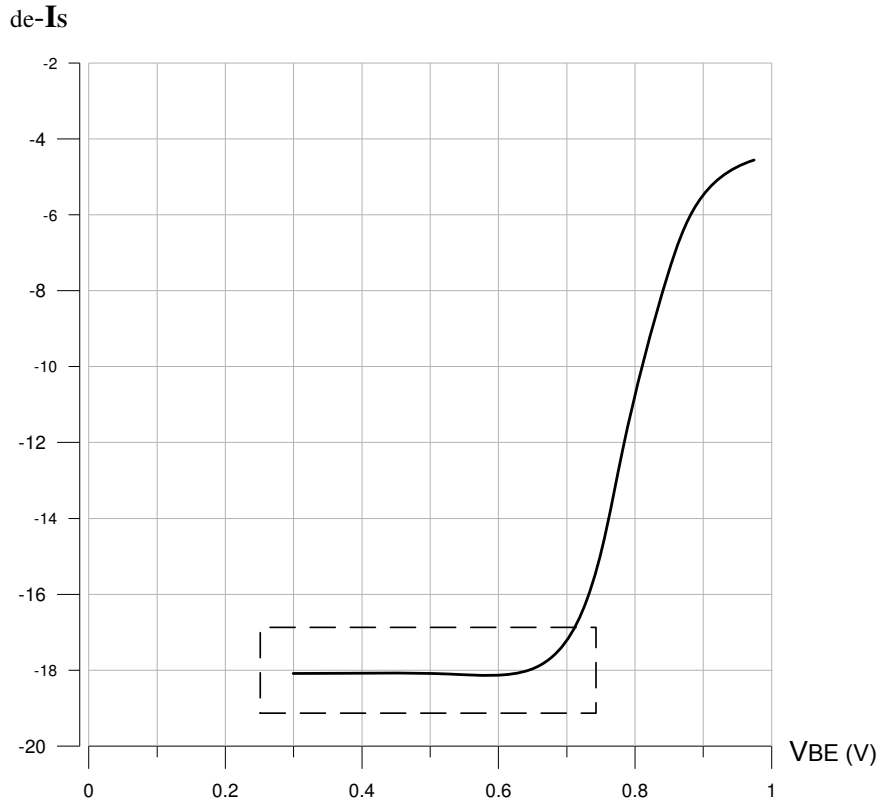
N_F emisyon parametresi, (3.32) denkleminin tüm karakteristiğe uygulanması sonucunda alınan parametrelerin değişimi incelenerek, transistörün lineer çalışma bölgesi gerilimlerinden belirlenmesi sağlanılmıştır.(Bakınız şekil 4.10)



Şekil 4.10. NF parametresinin belirlenmesi

Doyma akımının belirlenmesi için önerilen yöntem ise, kollektör akımındaki art arda gelen noktaların dikey eksenini kestiği noktaların değişimi incelenerek, doyma akımının etkili olduğu çalışma gerilimi değerlerinden doyma akımı belirlenebilir.

x-ekseni = V_{BE} ve y-ekseni = $\log(I_C)$ için, bir program yardımıyla kollektör akımının y-eksenini kestiği noktaların değişimi incelenerek, değişimdeki çalışma bölgesi gerilimlerinden doyma akımı belirlenebilir.



Şekil 4.11. I_s parametresinin belirlenmesi

Grafikte dikkat edilmesi gereken, y-ekseninin kollektör akımlarının logaritması alınarak değişimin incelenmesidir. Bu nedenle şekil 4.11'deki değişimden doyma akımı parametresi $I_s=10E-18$ dir.

İleri yöndeki emisyon katsayısı; şekil 4.8'deki transistörün çalışma bölgesi olan ikinci bölgenin yatay eksenindeki çalışma gerilimlerini değiştirmektedir. Emisyon katsayısı arttıkça ikinci bölgenin çalışma bölgesi genişliği (x eksen) de artmakta, azaldıkça da çalışma bölgesi genişli azalmaktadır.

4.5.3. İleri yönde çalışmada akım kazancı

Akım kazancı β_F , kollektör akımının baz akımına oranı şeklinde ifade edilir. I_C/I_B oranının maksimum değeri, β_F-I_C ilişkisinden bulunur ve β_F parametre değerinin başlangıç değeri olarak anılır [2,10].

Parametre, ileri yönde kutuplama şartları altında, orta akımlar seviyesinde kollektör akımı ifadesi;

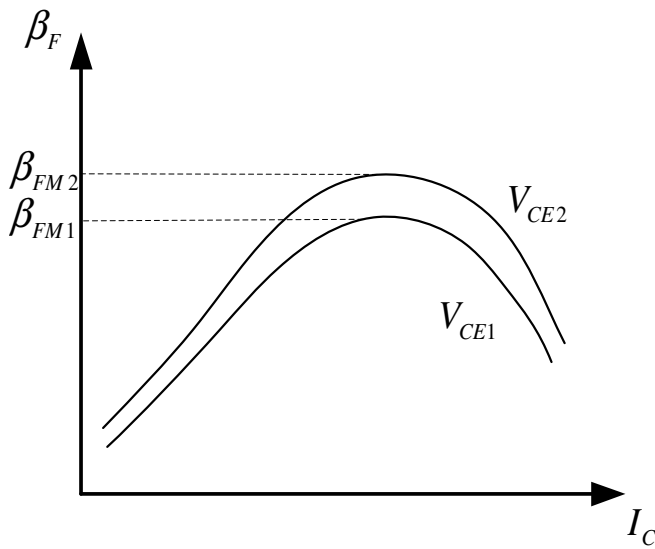
$$I_C = I_S(0) \left(\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right) \quad (3.33)$$

ve orta akımlar seviyesinde baz akımı;

$$I_B = \frac{I_S(0)}{\beta_{FM}(0)} \left(\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right) \quad (3.34)$$

ile ifade edilir.

(3.33) ve (3.34) denklemlerinin birbirlerine bölümlerinden akım kazancı değişimi bulunur. Bu değişimde maksimum kazanç ile, β_F parametresi belirlenir.



Şekil 4.12. $\beta_F = \beta_F(I_C, V_{CE})$ değişimi

Şekil 4.12'den fark edilebileceği gibi, kollektör akımının küçük değerlerinden itibaren artmasıyla β_F akım kazancı önce artmakta, belli bir bölgeye ulaştıktan sonra yaklaşık olarak sabit kalmakta, daha sonra tekrar azalmaktadır. Birçok transistörde akım kazancının sabit kaldığı bölge bulunmamakta, β_F belli bir değere ulaştıktan sonra yeniden azalan bir değişim göstermektedir. Ayrıca eğri çıkartılırken V_{CE}

geriliminin sabit tutulduğu değer yükseltirse, eğri daha büyük β_F değerlerine doğru ötelenmektedir [2,8].

Ters yönde çalışma modundaki parametreler olan β_R , baz emiter gerilimi sıfır kabul edilerek baz akımı ile baz-kollektör gerilimi arasındaki ilişkiden hareketle aynı yöntem kullanılarak elde edilir.

4.5.4. İleri yönde çalışmada düşük akımlar seviyesindeki etkin olan parametreler

Düşük akımlar seviyesi, Gummel-Poon modelinde emiterdeki rekombinasyon akımının ideal olmayan katsayı olan N_E ve emiterdeki rekombinasyon (sızıntı) akımı olan I_{SE} parametreleri ile modellenmiştir. Bu model parametreleri baz-kollektör gerilimi sıfır iken baz-akımı ve baz-emiter gerilimi arasındaki değişimden bulunur.

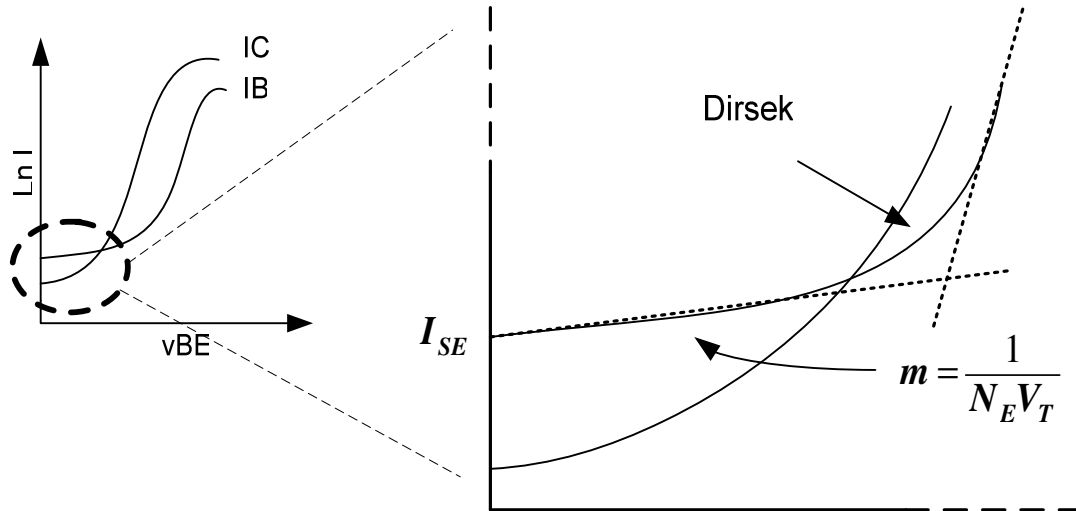
$$I_B = \frac{I_F}{\beta_F} + I_{BE_{rec}} \quad (3.35)$$

Baz akımının düşük akımlar bölgesinde $I_{BE_{rec}}$ akımı olan rekombinasyon akımı hakimdir. Orta akımlar bölgesinde I_F/β_F enjeksiyon akımı hakimdir. Yüksek akım seviyeleri de baz ve emitere ait nötr dirençlerinin etkisindedir.

Düşük akımlar bölgesinde hakim olan rekombinasyon akımı $I_{BE_{rec}}$;

$$I_{BE_{rec}} = I_{SE} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_E \times V_t}\right) - 1 \right\} \quad (3.36)$$

şeklinde ifade edilir. Denklemden I_{SE} parametresi emiterdeki rekombinasyon akımı ve N_E de emiterdeki rekombinasyon akımının ideal olmayan bileşeni olarak adlandırılırlar.



Şekil 4.13. Transistörün ileri yöndeki düşük akımlarının incelenmesi

Gelişmiş modern transistörlerde çok düşük rekombinasyon akımları olduğu için baz akımı ile kollektör akımı hiçbir zaman aynı noktada kesişmezler ve dirsek bölgesi gözlenmez [4].

4.5.4.1. Klasik yöntem ile çıkarım

(3.36) denklemi, B-E geriliminin küçük olduğu (0 – 0,3) ve ileri yön Early geriliminin kutuplamadan yüksek olduğu şartlar altında düzenlenirse;

$$I_{BE_{rec}} = I_{SE} \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_E \times V_t}\right) \quad (3.37)$$

şeklinde ifade edilebilir. I_S ve N_F parametrelerinin belirlenmesi için kullanılan başlangıç yaklaşımlarının belirlenme şekline benzer bir şekilde I_{SE} ve N_E parametreleri belirlenir ki bu da I_B - V_{BE} ilişkisinin ilk kısmının yaklaşımlarından hesaplanır. Denklem (3.37)'nin her iki tarafın logaritması alınır ve $y=mx+n$ doğru denklemi şeklinde düşünülerek parametrelerin çıkarımı yapılır [9].

$$\ln(I_{BE_{rec}}) = \left(\frac{V_{BE}}{N_E \times V_t}\right) + \ln(I_{SE}) \quad (3.38)$$

I_{SE} rekombinasyon akımı parametresi, elde edilen doğrunun $V_{BE}=0$ noktasına uzatılması ile bulunabilir. N_E düşük bölgelerdeki emisyon katsayısı ise lineer doğrunun eğiminden bulunabilir.

Şekil 4.13'deki doğrunun denklemi (3.38) olmakta ve bu doğrunun eğiminden elde edilen N_E parametresi;

$$N_E = \frac{1}{mV_T} \quad (3.39)$$

Lineer doğru denklemi (3.38) da , $V_{BE}=0$ için I_{SE} parametresi belirlenebilir.

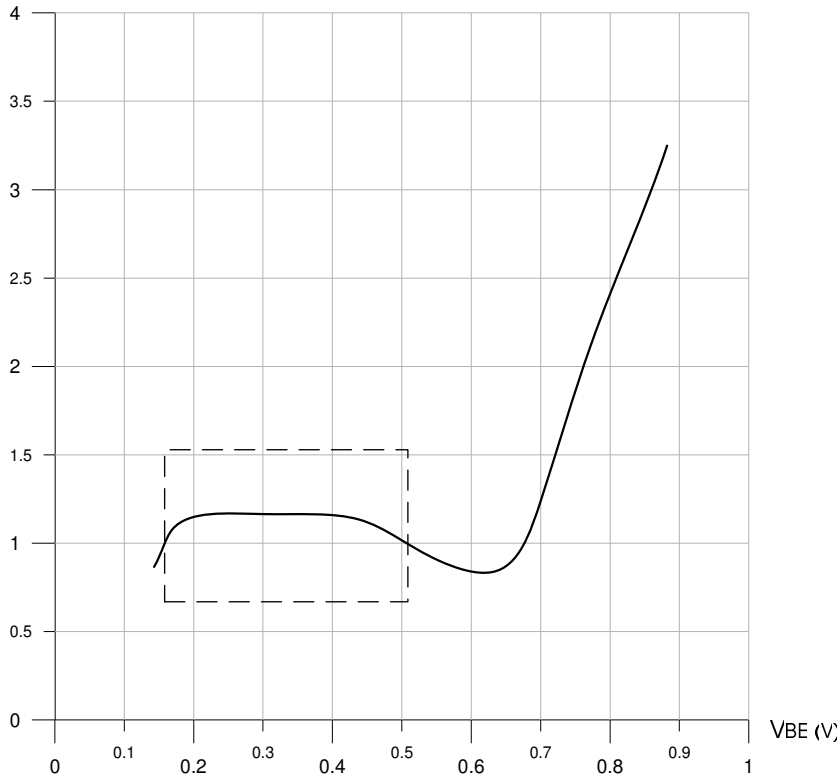
4.5.4.2. Önerilen yöntem ile çıkarım

N_E parametre değerinin belirlenmesine için önerilen yöntem, geçiş karakteristiğinin her noktası için bir emisyon parametresi hesaplanır ve hesaplanan tüm parametre değerlerinin değişimi incelenerek parametre değeri grafiksel bir analiz ile belirlenmiş olur [4].

$$N_E = \frac{1}{V_T \cdot \frac{\partial(\ln(I_B))}{\partial(V_{BE})}} \quad (3.40)$$

N_E emisyon parametresi, (3.40) denkleminin tüm karakteristiğe uygulanması sonucunda alınan parametrelerin değişimi incelenerek, transistörün lineer çalışma bölgesi gerilimlerinden belirlenmesi sağlanılmıştır.(Bakınız şekil 4.14)

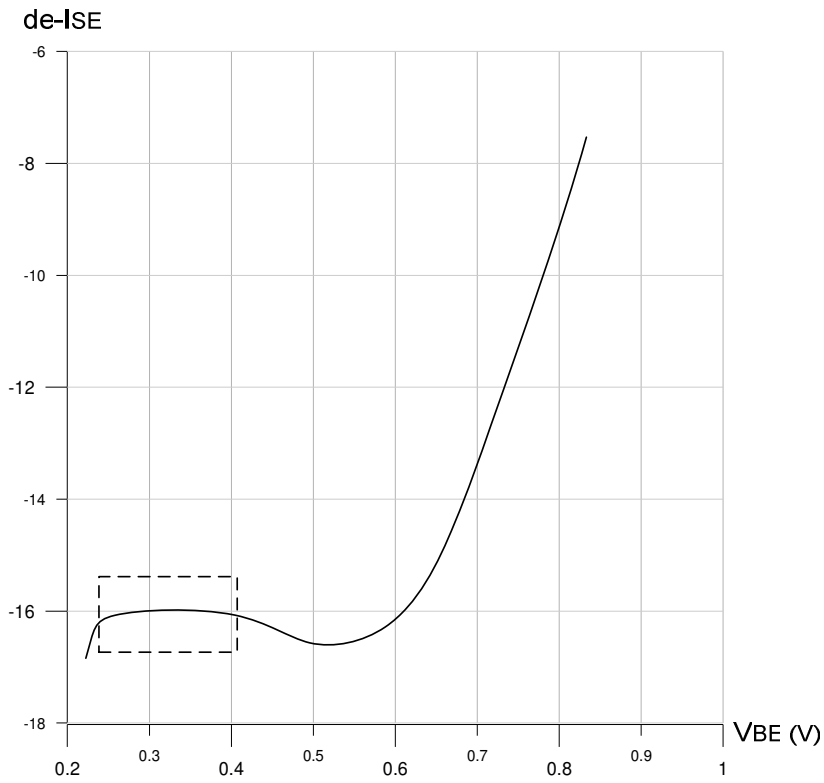
de-NE



Şekil 4.14. Transistörün NE parametresinin belirlenmesi

Grafikteki düşük gerilimler seviyesindeki düz bölgenin değeri N_E parametresidir. Gelişmiş tip transistörlerde düşük akımlar bölgesinde şekil 4.13'deki gibi dirsek akımı gözlenmez. Bu nedenle düşük akımlar için lineer bir doğru uydurulamamaktadır. Sonuç olarak klasik yöntem olarak adlandırdığımız yöntem ile parametre değeri belirlememektedir.

I_{SE} akımının belirlenmesi için önerilen yöntem ise, baz akımında art arda gelen noktaların dikey eksenini kestiği noktaların değişimi incelenerek, rekombinasyon akımının etkili olduğu çalışma gerilimi bölgesinden parametre belirlenir.

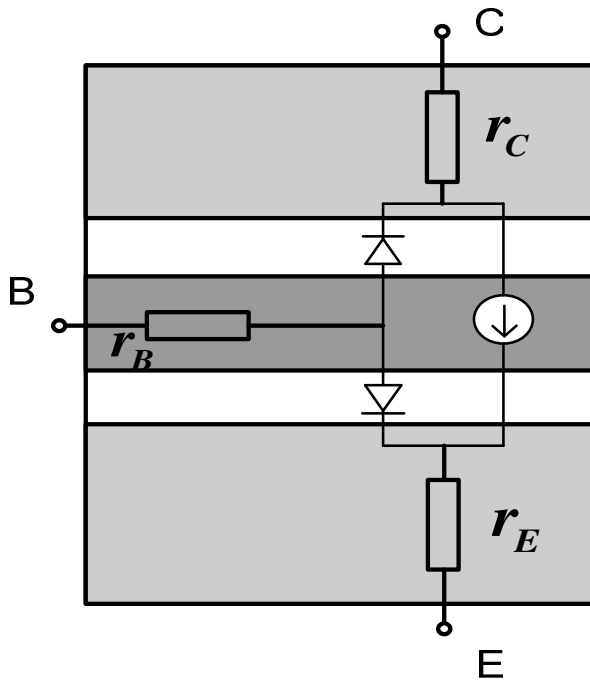


Şekil 4.15. ISE akımının belirlenmesi

Düşük akımlardaki emisyon katsayısı; transistörün düşük akımlar bölgesindeki yatay eksenindeki çalışma gerilimlerini değiştirmektedir. Emisyon katsayısı arttıkça bölgenin genişliği (yatay eksen) de artmakta, azaldıkça da bölgenin genişliği de azalmaktadır.

4.5.5. Omik dirençler

Gummel-Poon modelinde dc karakteristiğe etki eden üç tane sabit direnç (r_E, r_C, r_B) parametresi bulunur. Bu omik dirençler kollektör, emiter ve bazın aktive bölgeleri ile terminalleri arasında bulunur [13].



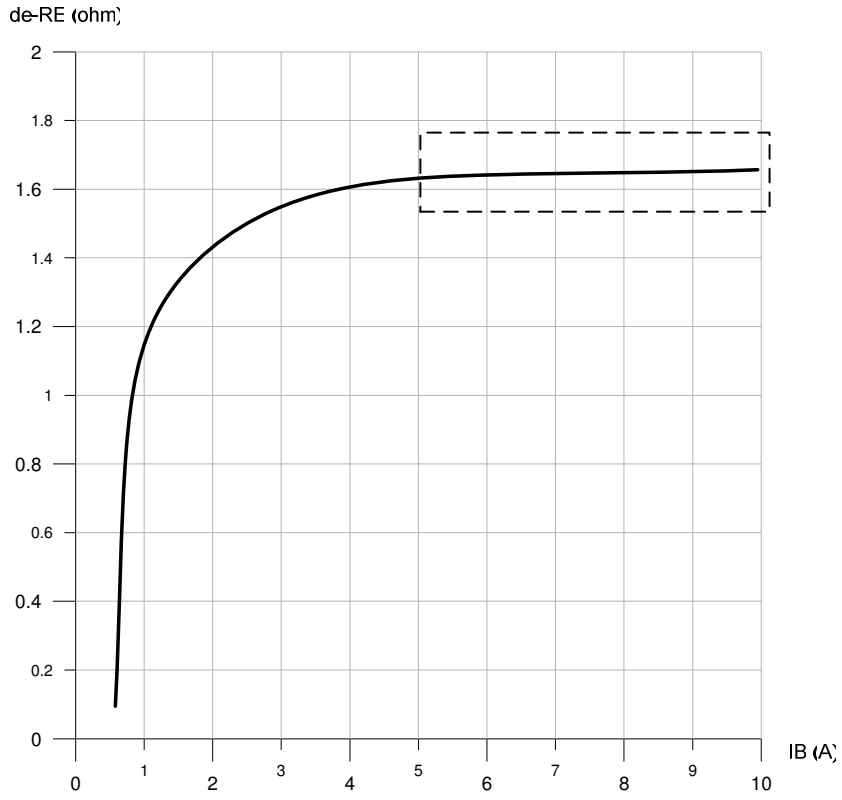
Şekil 4.16. Transistörün iç yapısındaki dirençler

4.5.5.1. Emiter ve kollektör direnci parametrelerinin çıkarımı

Emiter direnci, emiter bölgesi ile emiter terminali arasında kalan sabit bir direnç parametresi olarak adlandırılır. Emiter direncinin değeri, kollektör akımı sıfır iken kollektör-emiter gerilimi ile baz akımı arasındaki değişimden bulunur.

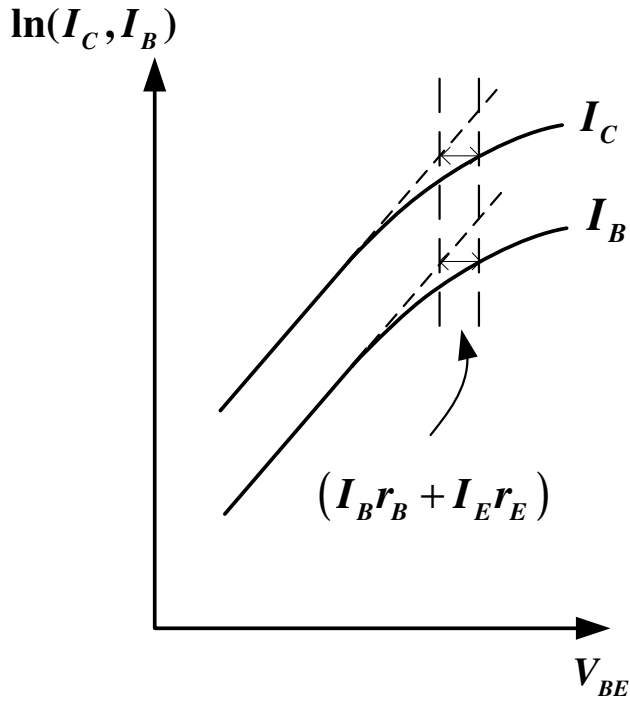
$$R_E = \frac{d(V_{CE})}{d(I_B)} \quad (3.41)$$

Emiter direnci parametresi spice programında yüksek akımlara çıkıldıkça eğrinin lineerliğinin bozulmasını modellemektedir. (3.41) denkleminin değişimi incelenerek grafiğin, emiter direncinin etkili olduğu yüksek enjeksiyon seviyeleri bölgelerinden belirlenmesi sağlanır.



Şekil 4.17. RE emiter direncinin belirlenmesi

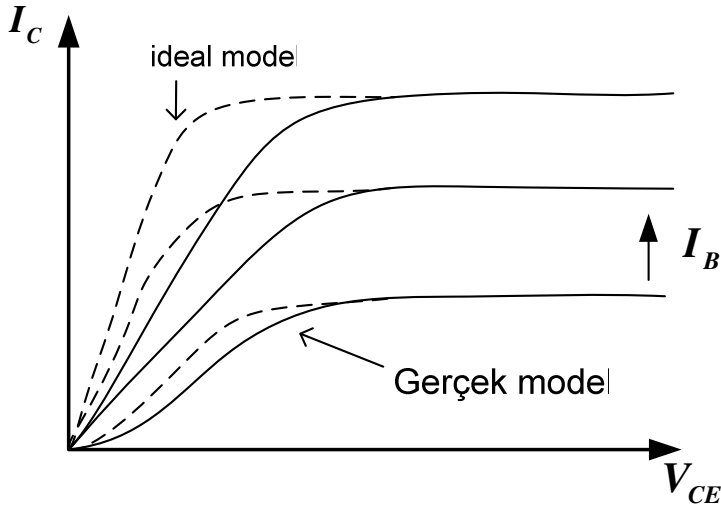
r_E emiter direnci, emiter-baz jonksiyonunda $r_E \cdot I_E$ değerinde bir gerilim düşümüne sebep olur. Bu etki de V_{BE} gerilimi üzerinde etkisini gösterir. Şekil 4.18'den de görüleceği üzere, bu etkilerden hem baz akımı hem de kollektör akımı etkilenir.



Şekil 4.18. r_E , r_B nin kollektör akımı ve baz akımına etkileri

Kollektör direnci, kollektör bölgesi ile kollektör terminali arasında kalan sabit bir direnç parametresi olarak adlandırılır. Kollektör direncinin değeri emiter direncinin belirlenme yöntemine benzemektedir. Emiter akımı sıfır iken kollektör-emiter gerilimi ile baz akımı arasındaki değişimden bulunur [12,13].

Kollektör direnci r_C 'nin etkisi şekil 4.19'da gerçek transistör karakteristiği ile ideal transistör karakteristiği üzerinde karşılaştırma imkânı sunulmuştur. Düşük C-E gerilimleri için r_C direncinin azalması ile doyma bölgesinin eğimi azalmaktadır.



Şekil 4.19. Çizgili Eğriler $r_c = 0$, sürekli eğriler $r_c \neq 0$ için karakteristikleri

4.5.5.2. Baz direnci parametresinin çıkarımı

Baz direnci en önemli Spice parametrelerindedir. Küçük işaret ve transient analizinde önemli etkilere sahiptir. Fakat baz direnci, transistör yapısından akan akıma ve transistörün çalışma moduna bağlı olduğundan, baz direncinin belirlenmesi için kullanılması gereken yapı daha karmaşıktır. Bipolar jonksiyon transistörün spice modelinde baz akımı tek bir r_b parametresi kullanılarak basite indirgenmiş bir model esas alınmıştır [2].

Aktif moda çalışma durumunda baz direncinin hesaplama metodu, $I_B - V_{BE}$ üstel grafiğindeki herhangi bir bozulmanın yalnızca emiter ve bazın nötr bölgesindeki gerilim düşümü sebebi ile olduğu varsayımına dayanır. Bu sebeple deneysel ve tahmini $I_B - V_{BE}$ grafikleri için tek bir baz akım değerine karşılık gelen gerilimler arasındaki farktan nötr bölgelerdeki gerilim düşümü bulunabilir.

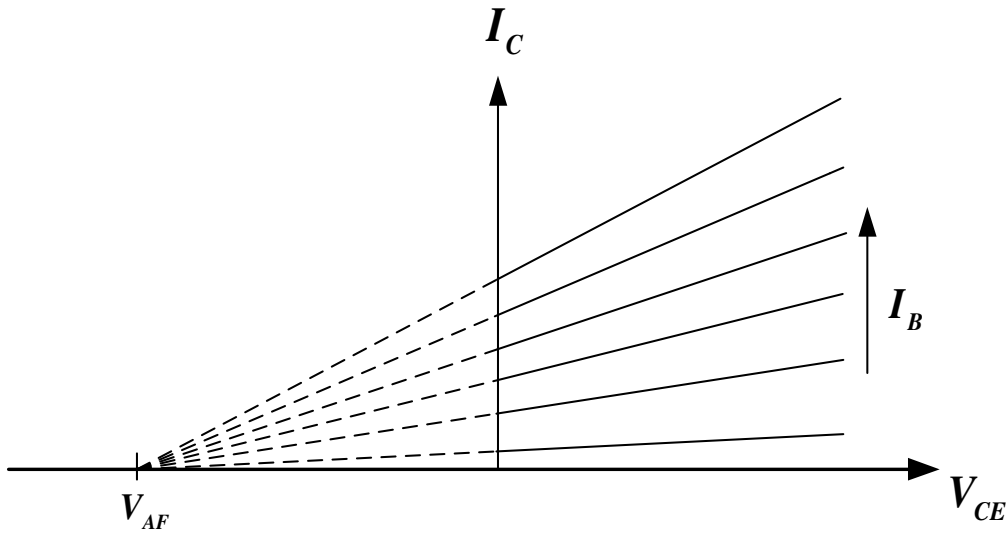
Şekil 4.18'deki kesikli çizgi, baz akımının ideal grafiğini gösterir. Transistörün nötr bölgesindeki gerilim düşümü;

$$\Delta V = I_B r_B + I_E r_E \quad (3.42)$$

$I_B - V_{BE}$ için ideal ve deneysel grafikleri arasında karşılaştırma yapılırsa, r_E biliniyorsa r_B bulunabilir. Fakat, bulunan r_B baz direncinin gerçek değeri değildir, ancak transistörün statik parametrelerini bulmada doğruluğu arttıran mutlak bir parametre olarak değerlendirilmelidir [8].

4.5.6. Early gerilimi parametresinin çıkarımı

Transistörün ortak emetörlü kullanımında çıkış özgeçirileri incelendiği takdirde I_C akımının V_{CE} gerilimi ile az da olsa değiştiği görülür. I_B sabit çıkış eğrilerinde V_{CE} büyüdüğünde çıkış eğrilerinin uzantılarının V_{CE} eksenini yaklaşık aynı gerilim değerinde kestiği görülür. Bunun nedeni, Early olayı nedeniyle çıkış akımının az da olsa V_{CE} gerilimi ile değişmesi ve çıkış özgeçirilerinin yatay olmamasıdır. Eğrilerin uzantılarının V_{CE} ekseninin negatif değerlerinde kestiği noktaya karşılık gelen gerilim $-V_{AF}$ gösterilerek Early gerilimi adını alır. Early gerilimi ile çıkış özgeçirilerinin yaklaşık olarak değişimi şekil 4.20’de gösterilmiştir [7].



Şekil 4.20. Early gerilimi ile yaklaşık çıkış özgeçirileri

Normal aktif moda çalışma durumunda Early gerilimi, sabit bir biaslama için kolektör-emiter gerilimi ve kolektör akımı arasındaki ilişkiden bulunur. Çalışma koşulları altında, I_R ters yön difüzyon akımı ve $I_{B_{rec}}$ B-E rekombinasyon akımı, I_F

ileri yön difüzyon akımı V_{BC} 'den bağımsız olduğu sürece, sıfıra eşit farz edilebilir. Bu durumda kollektör akımı gerilimin bir fonksiyonudur. Bu durumda denklem (3.19) şu şekli alır;

$$I_C = \frac{I_F}{Nqb} \quad (3.43)$$

Denklem (3.20) , (3.43) denkleminde yerine yazılırsa;

$$I_C = \frac{2 \left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} \right)}{1 + \sqrt{1 + 4q_2}} \left(I_S \exp \left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T} \right) \right) \quad (3.44)$$

Düşük kollektör akım bölgesinde çalışılırsa q_2 parametresi ile gerilim düşümü ihmal edilebilir ve $V_{BE}/V_{AR} = 0$ varsayılır. Bu durumda yukarıdaki eşitlik şu hali alır:

$$I_C = 2 \left(1 - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} \right) \left(I_S \exp \left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T} \right) \right) \quad (3.45)$$

Çıkış öz eğrisi $I_C - V_{CE}$ için $V_{BC} = V_{BE} - V_{CE}$ eşitliği yerine konursa denklem (3.45) şu hali alır:

$$I_C = \left(\frac{V_{CE} + V_{AF}}{V_{AF}} \right) 2I_S \left(\exp \left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T} \right) \right) \quad (3.46)$$

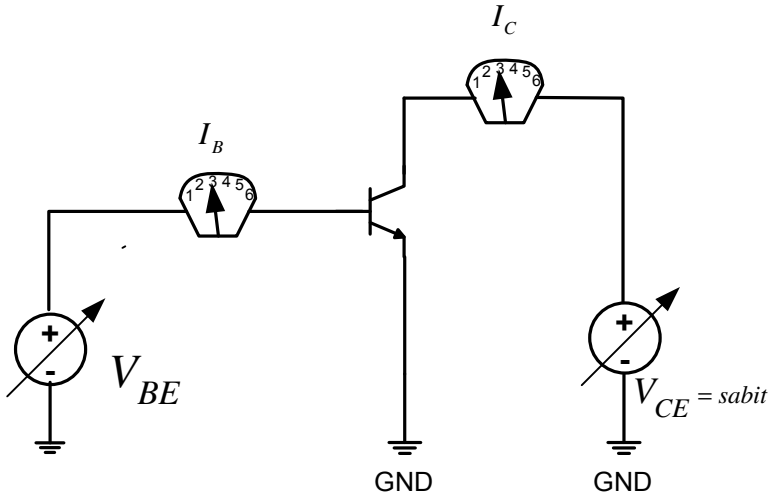
Bu eşitlik kollektör-emiter gerilimi için lineerdir. $I_C - V_{CE}$ ilişkisi $y=mx+n$ lineer fonksiyonuna yaklaştırılarak Early gerilimi bulunur.

4.6. Transistör Uygulamaları

Uygulamada, bölüm 3'deki çıkarım yöntemleri kullanılarak DC parametrelerin çıkarımı yapılmıştır.

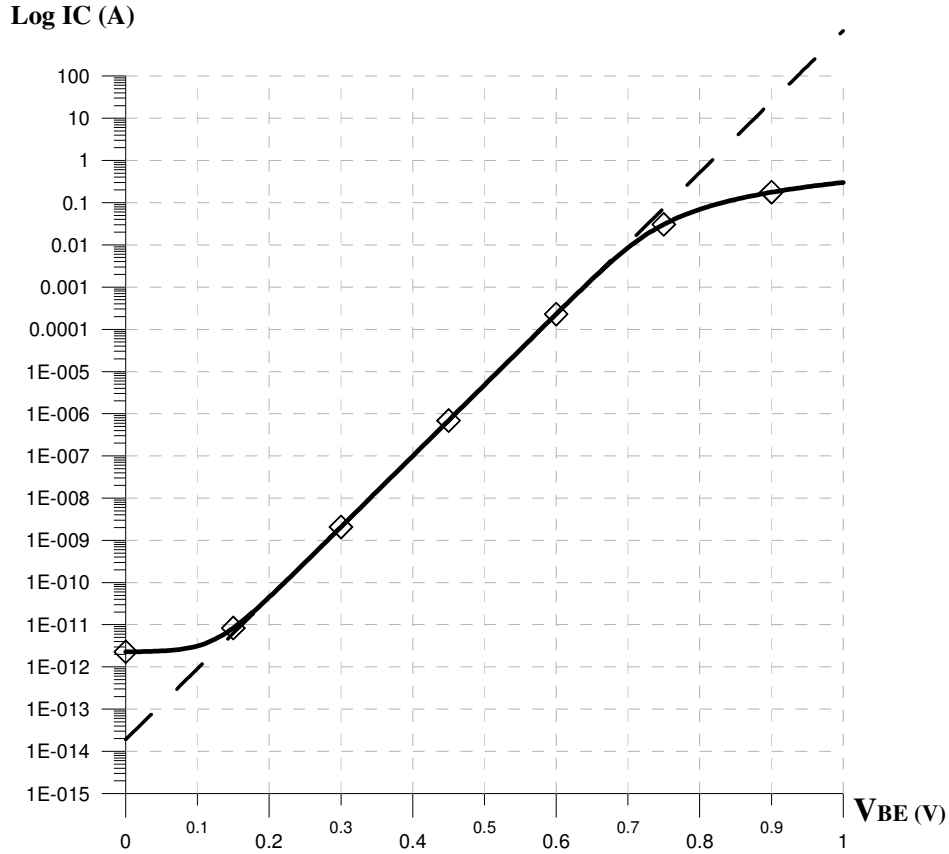
4.6.1. Doyma akımı (I_S) ve orta çalışma bölgesindeki emisyon katsayısının (N_F) çıkarımı

Geçiş karakteristiği için şekil 4.21'deki ölçüm düzeneği kullanılmıştır [4].



Şekil 4.21. Geçiş karakteristiği için ölçüm düzeneği

Bu iki parametre baz-kollektör gerilimi sıfır iken baz-emiter gerilimi ile kollektör akımı arasındaki ilişkiden hesaplanır. Geçiş karakteristiği varsayılan spice parametreleri ile spice programı yardımıyla çizdirilmiştir. Bu karakteristikten yararlanılarak varsayılan spice parametreleri ile $V_{BE} - I_C$ grafiği şekil 4.22'deki gibidir. Parametre çıkartım algoritmasından doyma akımı ve emisyon katsayısı lineer çalışma bölgesinden bulunur.



Şekil 4.22. Geçiş karakteristiği

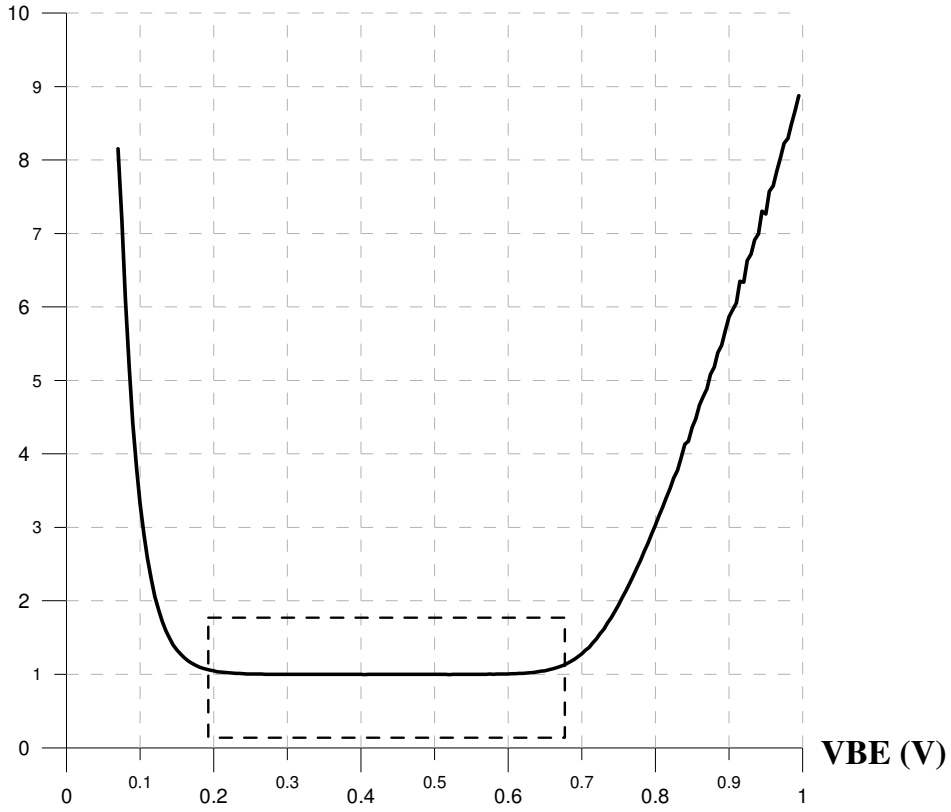
Şekil 4.22’de lineer doğrunun eğimi çalışma bölgesinin eğiminden bulunmaktadır. Lineer doğrunun y-eksenini kestiği nokta doyma akımı olmaktadır. Emisyon katsayısı da (3.32) veya (3.31) denklemleri ile bulunabilir. Emisyon katsayısı (3.32) denkleminin sayesinde grafikten çalışma bölgesinden değeri rahatlıkla görülebilir. Bakınız şekil 4.23.

Varsayılan spice parametrelerinden çıkan grafik ve çıkartım algoritması yardımıyla çıkan parametreler tablo 4.2.’deki gibidir.

Tablo 4.2. Doyma akımı ve emisyon katsayıları

| Parametre | Spice Sembolü | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-------------------|---------------|--------------------------------|---|
| Doyma Akımı | I_{SO} | 1.800E-14 | 1.86930E-14 |
| Emisyon Katsayısı | N_F | 0,9955 | 0,9990 |

de-NF



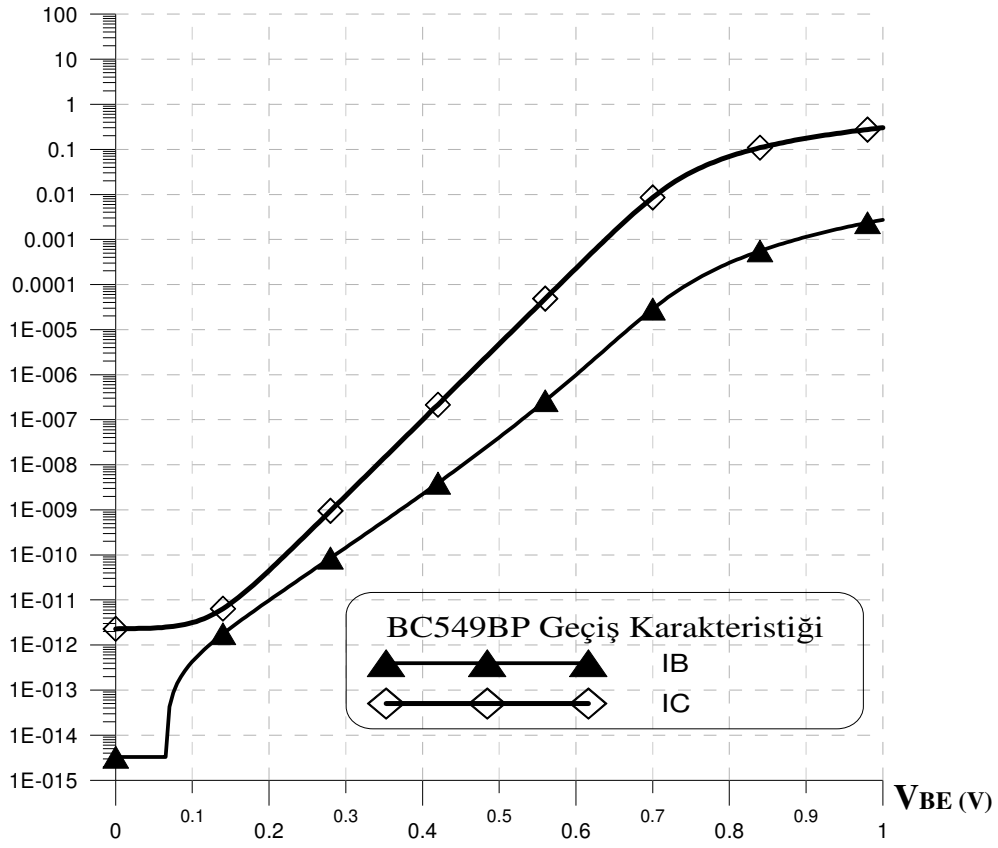
Şekil 4.23. Grafikten emisyon katsayısının belirlenmesi

4.6.2. Akım kazancının (β)'nın belirlenmesi

Akım kazancı β da geçiş karakteristiğinden bulunabilir. Geçiş karakteristiği baz akımı ve kollektör akımı için şekil 4.24'deki gibidir.

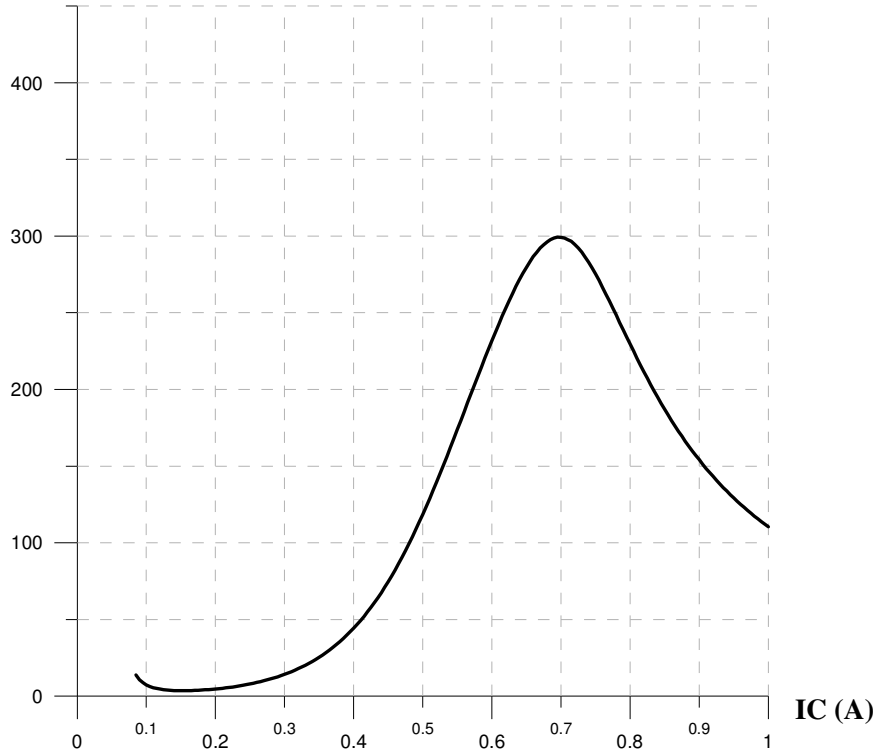
$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} \quad (3.47)$$

Log (I_B, I_C) (mA)



Şekil 4.24. Geçiş karakteristiği

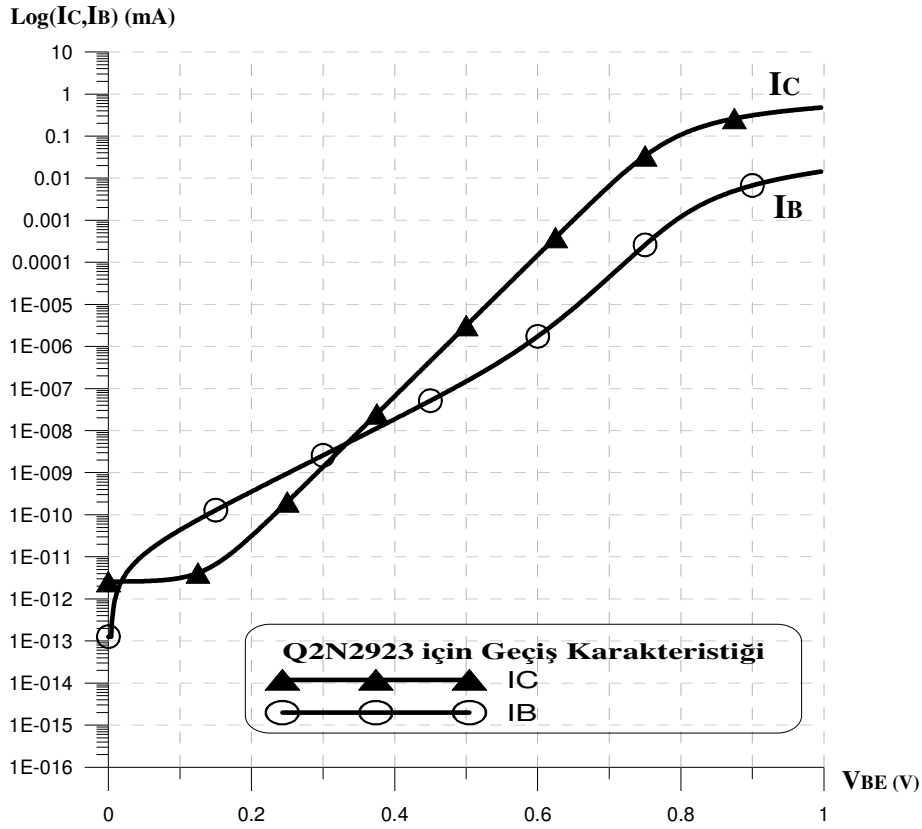
Kollektör akımı baz akına bölünerek çizdiren grafiğin maksimum noktası bize akım kazancı değerini verecektir.

Beta

Şekil 4.25. Beta parametresinin bulunması

4.6.3. Düşük akımlar bölgesinde sızıntı akımı (I_{SE}) ve emisyon katsayısı (N_E)

Bu parametreler de geçiş karakteristiğinin düşük akımlar bölgesinde incelenmesinden bulunur. Modern transistörlerde şekil 4.13'deki gibi dirsek akımı gözlenmez. Bu yüzden bu parametreler için hem eski tip bir transistör olan Q2N2923 üzerinde hem de BC549BP transistör üzerinde gösterilecektir. Şekil 4.26'da Q2N2923'ün geçiş karakteristiği spice programında varsayılan parametreler için çıkarılmıştır.



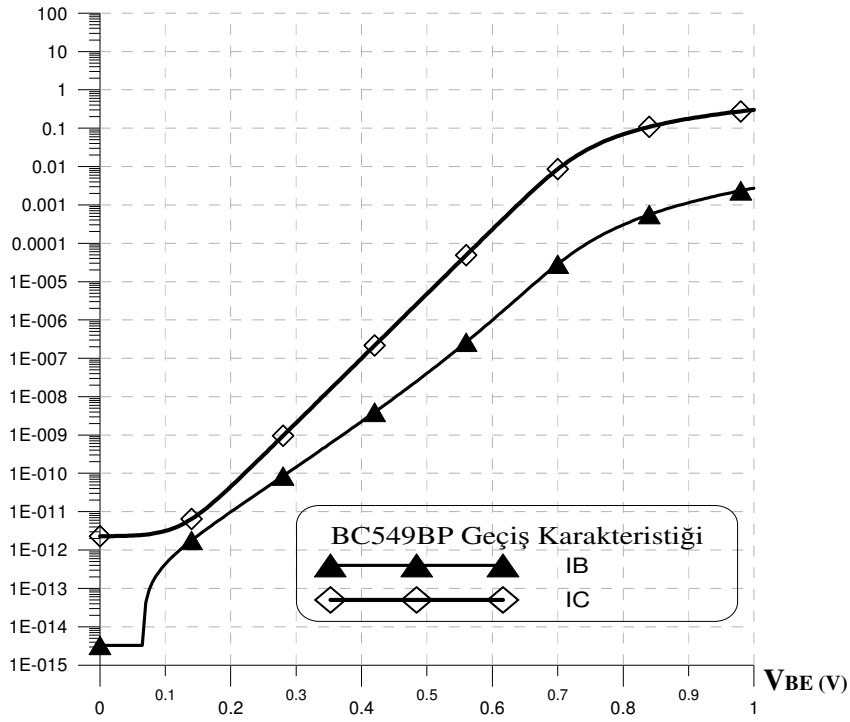
Şekil 4.26. Q2N2923 için geçiş karakteristiği

Günümüz transistörlerinde şekil 4.26'daki gibi baz akımında dirsek akımı gözlenmez. Baz akımının dirseğin olduğu kısımdan düşük akımlara gidildiğinde lineerlik başlar. Bölüm 3'te gösterilen ilk yöntemle lineer bölgenin eğiminden düşük akımlar için ideal olmayan bir katsayı olan n_E emisyon katsayısı bulunur. Bu lineer doğrunun y-eksenini kestiği nokta da emiterdeki rekombinasyon (sızıntı) akımı olan I_{SE} dir.

Tablo 4.3. Düşük akımlardaki etkin olan parametrelerin varsayılan spice parametreleri ile çıkarım algoritması ile bulunan parametrelerin karşılaştırılması

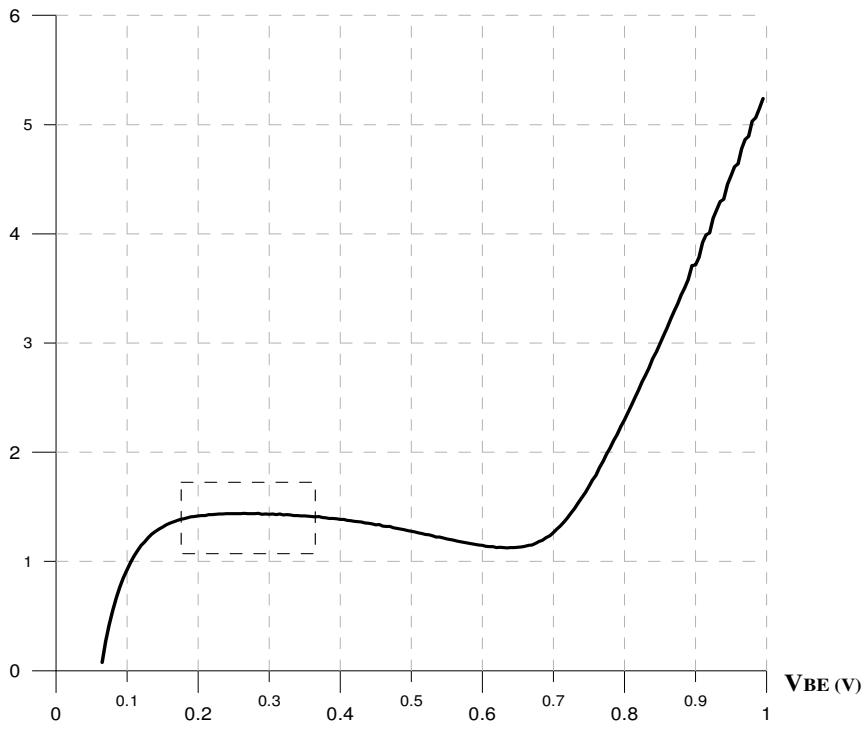
| Parametre | Spice Sembolü | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|---------------------|---------------|--------------------------------|---|
| Rekombinasyon Akımı | I_{SE} | 7,171E-12 | 6,9943E-12 |
| Emisyon Katsayısı | N_E | 1,46 | 1,431 |

Log (IB,IC) (mA)



Şekil 4.27. BC549BP için geçiş karakteristiği

de-NE



Şekil 4.28. BC549BP için NE parametresinin belirlenmesi

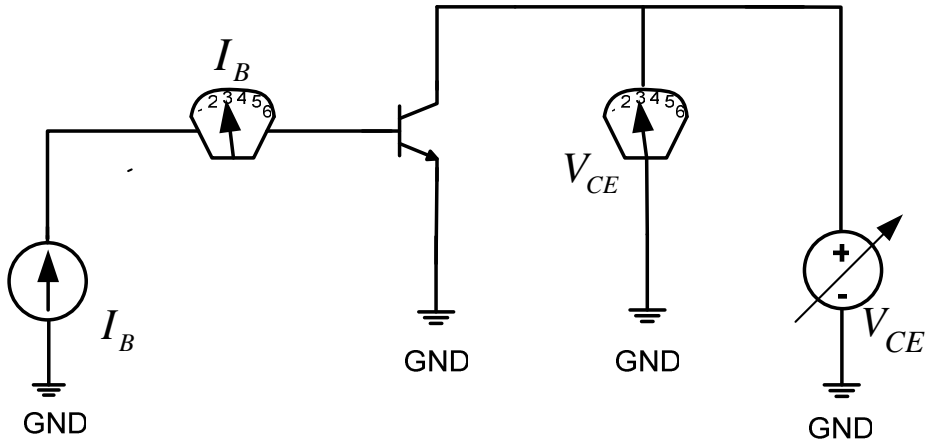
Günümüz transistörleri için baz akımında dirsek bölgesi gözlemlenemediğinden emisyon parametresi için ikinci yöntem olarak (3.28) denklemi sunulmuştur. BC549BP için geçiş karakteristiği şekil 4.27'deki gibidir.

Q2N2923 için şekil 4.26'daki geçiş karakteristiğinin ve BC549BP için şekil 4.27'deki geçiş karakteristiğinin düşük enjeksiyonlu seviyelerine dikkat edilecek olursa Q2N2923 için lineer bir doğru bu iki parametrenin bulunması için yeterli olmaktadır. Fakat BC549BP için böyle bir lineer doğru eğri için uydurulamamaktadır. Bu nedenle bütün transistörler için geçerli sayılabilecek (3.28) denklemi BC549BP ye uygulanarak emisyon katsayısı hesaplanabilmektedir.

4.6.4. Omik dirençlerin bulunması

4.6.4.1. Emiter direncinin çıkarımı

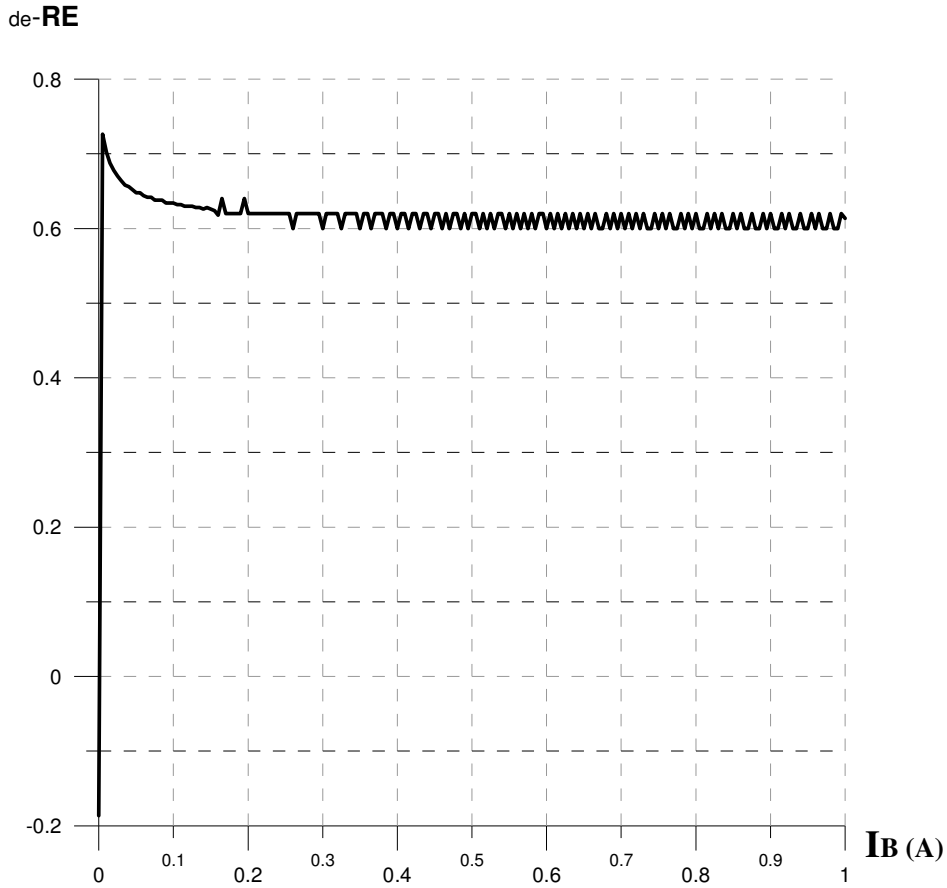
Emiter direncinin değeri, kollektör akımı sıfır iken kollektör-emiter gerilimi ile baz akımı arasındaki değişimden bulunur. Emiter direncinin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği şekil 4.29'daki gibidir [4].



Şekil 4.29. Emiter direncinin bulunmasına yönelik ölçüm düzeneği

BC549BP transistörü için emiter dirençlerinin baz akımına karşı değişimleri şekil 4.30'da gösterilmiştir.

$$R_E = \frac{d(V_{CE})}{d(I_B)}$$



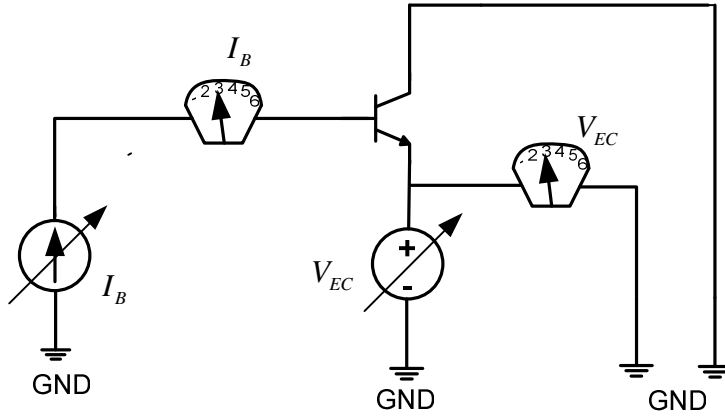
Şekil 4.30. BC549BP transistörü için spice parametrelerinin belirlenmesi

Şekil 4.30'de emiter direnci, yüksek akımlara çıktığında en yüksek direnç parametresinden belirlenmelidir.

4.6.4.2. Kollektör direncinin belirlenmesi

Kollektör direncinin bulunmasında emiter direncinin bulunmasındaki gibi yol izlenir. Aralarındaki tek fark emiter akımı sıfır iken emiter gerilimi ile baz akımı arasındaki değişimden bulunur. Kollektör direncinin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği şekil 4.31'deki gibidir. BC549BP transistörü için kollektör dirençlerinin baz akımına karşı değişimleri de şekil 4.32'de gösterilmiştir [4].

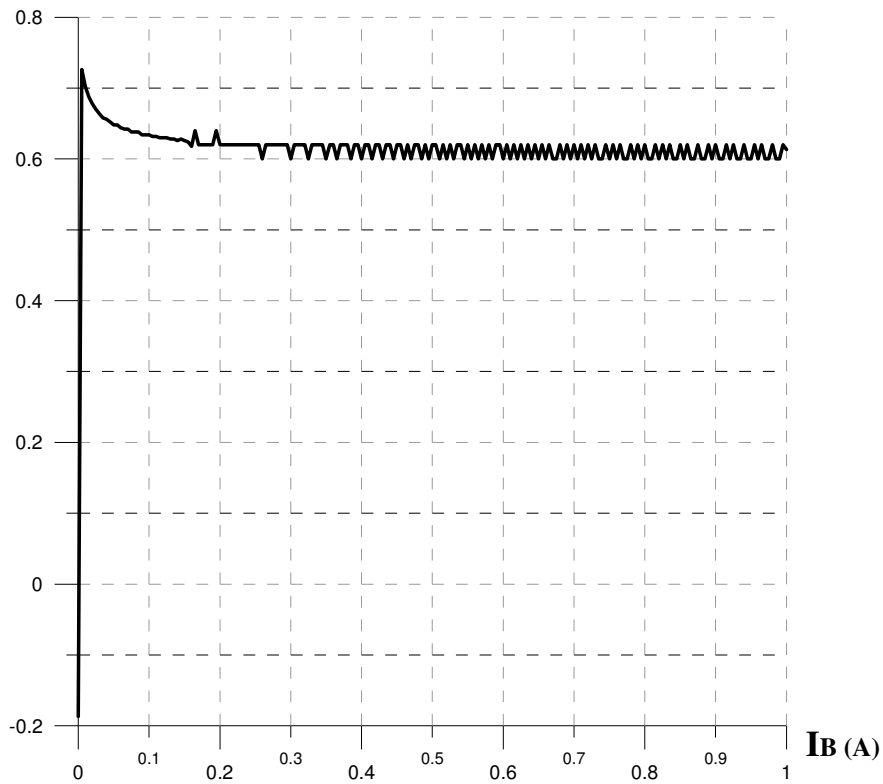
$$RC = \frac{d(V_{EC})}{d(I_B)}$$



Şekil 4.31. RC parametresinin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği

Şekil 4.32'de kollektör direnci, yüksek akımlara çıktığında en yüksek direnç parametresinden belirlenmelidir.

de-RE



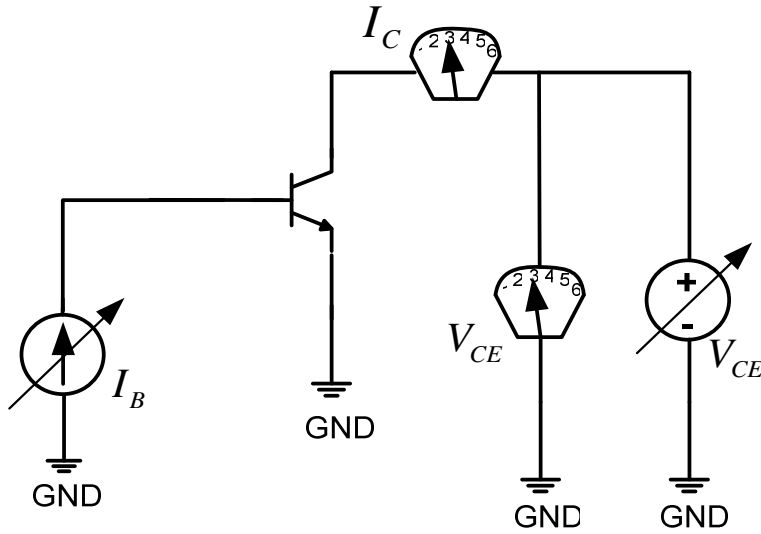
Şekil 4.32. Kollektör direncinin belirlenmesi

Tablo 4.4. Omik direnç parametreleri

| Parametre | Spice Sembolü | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-------------------|---------------|--------------------------------|---|
| Emiter Direnci | R_E | 0,6 | 0,6 |
| Kollektör Direnci | R_C | 0,25 | 0,25 |

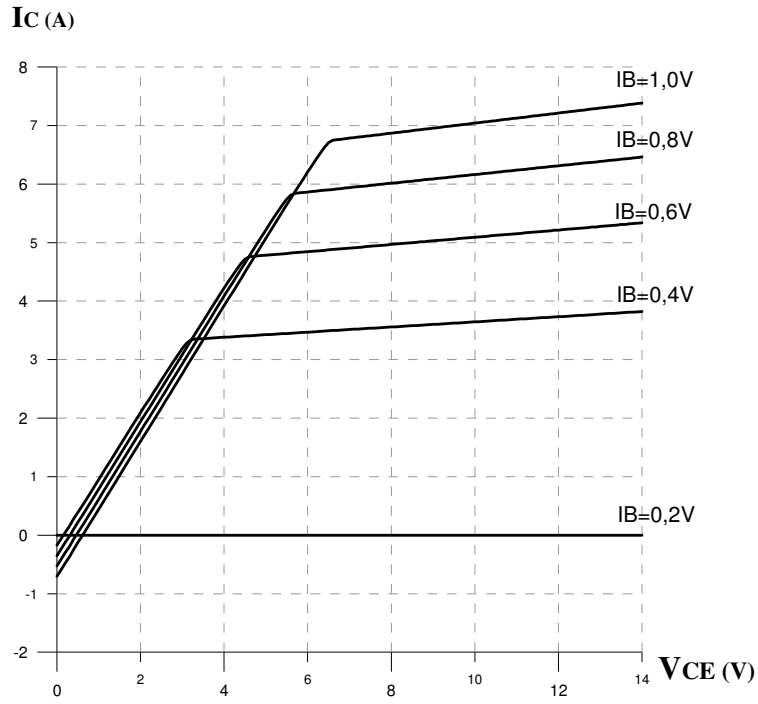
4.6.5. Early geriliminin belirlenmesi

Normal aktif moda çalışma durumunda Early gerilimi, sabit bir biaslama için kollektör-emiter gerilimi ve kolektör akımı arasındaki ilişkiden bulunur. Bu aynı zamanda transistörün çıkış karakteristiğini vermektedir. Early geriliminin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği şekil 4.33'deki gibidir [4].



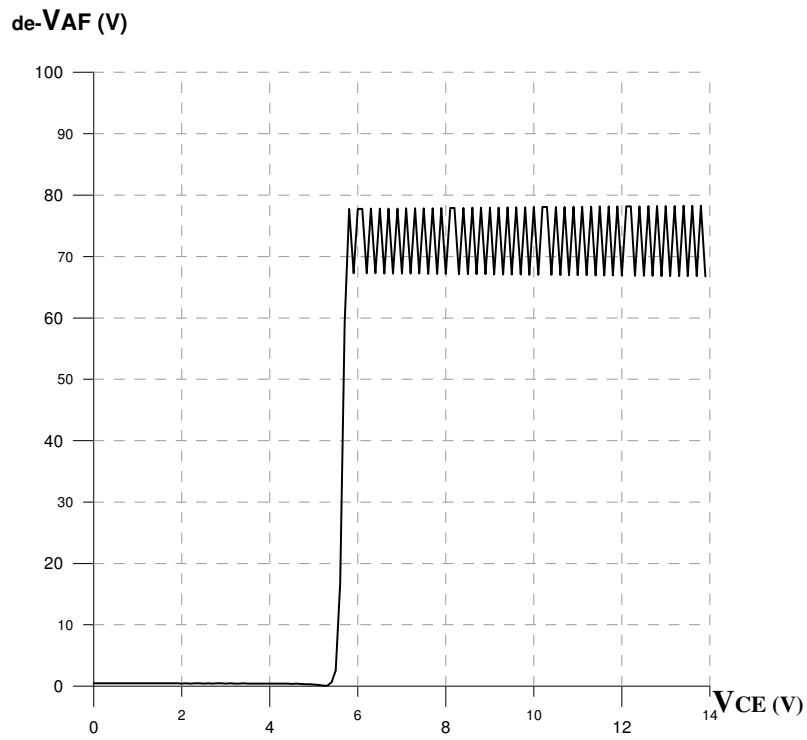
Şekil 4.33. Early geriliminin belirlenmesine yönelik ölçüm düzeneği

Şekil 4.33'deki ölçüm düzeneği için BC549BP için çıkış karakteristiği şekil 4.34'deki gibi olmaktadır. En yüksek biaslanmadaki çıkış karakteristiğinin x-eksenini kestiği noktaların değişimi incelenerek Early gerilimine ulaşılır. Bakınız şekil 4.35.



Şekil 4.34. BC549BP transistörünün çıkış karakteristiği

$I_B = 1V$ için değişim incelenirse;

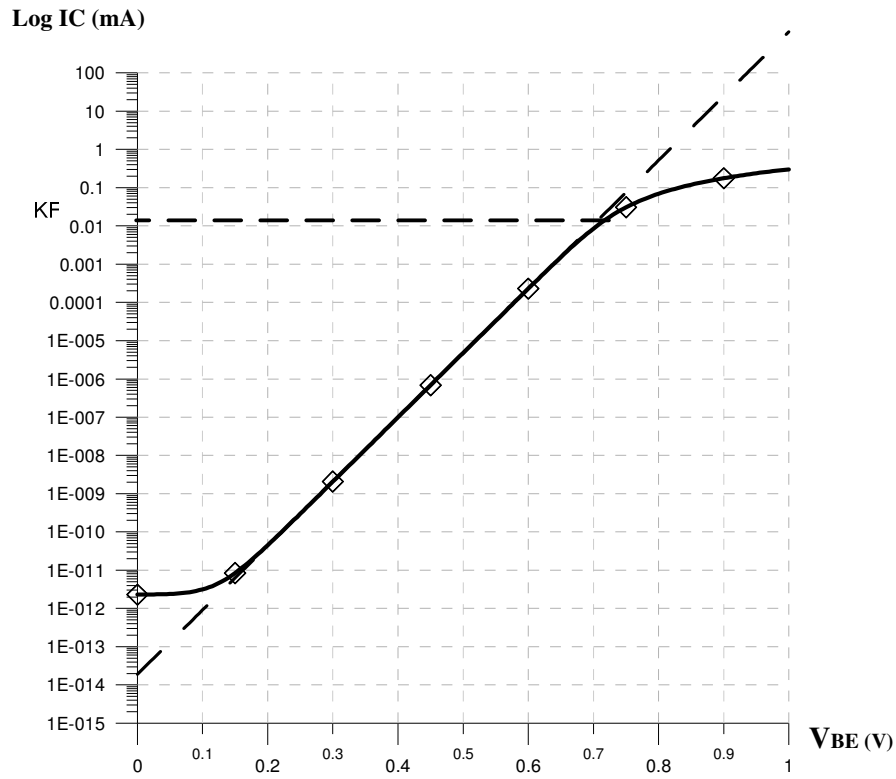


Şekil 4.35. Early geriliminin belirlenmesi

Şekil 4.35’de Early gerilimi için en yüksek değerli nokta seçilir.

4.6.6. IKF Dirsek akımı parametresinin belirlenmesi

Transistörün geçiş karakteristiğinde kollektör akımının çalışma bölgesinde yüksek akımlara çıktığında lineerliğinin bozulduğu akıma dirsek akımı denmektedir. Dirsek akımı parametresinin belirlenmesi için ölçüm düzeneği geçiş karakteristiğinin ölçüm düzeneği ile aynıdır. BC549BP için geçiş karakteristiği ve IKF parametresinin belirlenmesi şekil 4.36’da gösterilmiştir.



Şekil 4.36. IKF parametresinin belirlenmesi

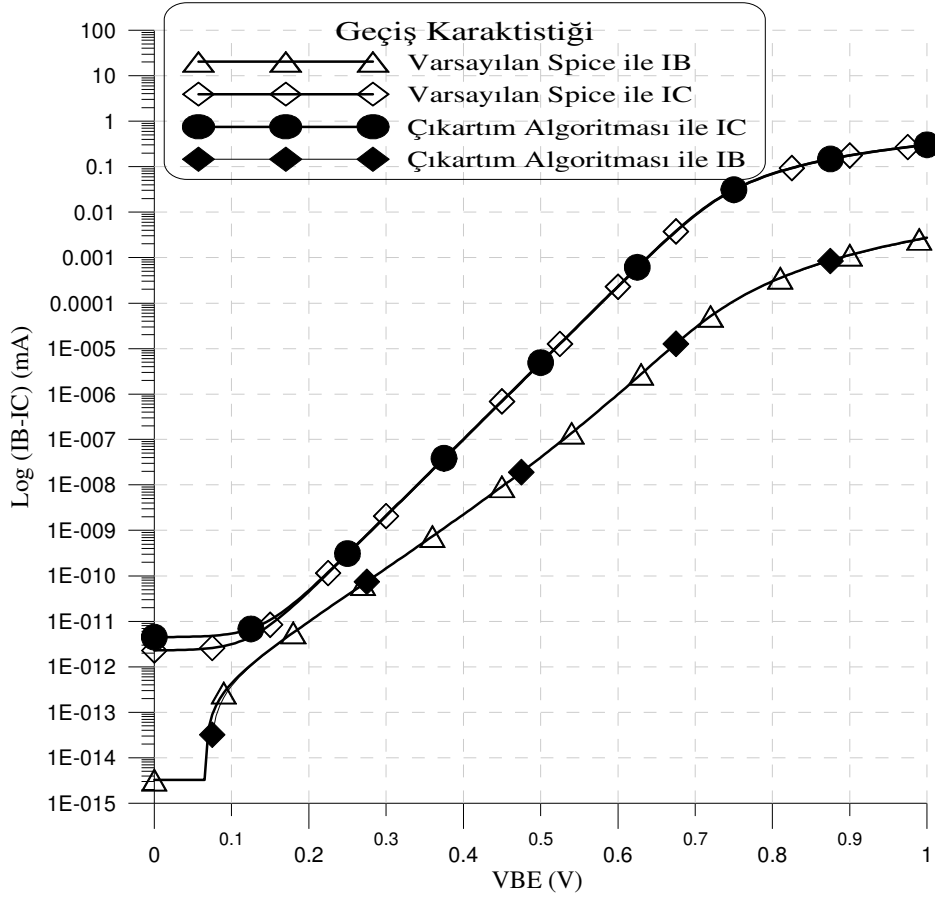
Tablo 4.5. IKF akımının değerleri

| Parametre | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-----------|--------------------------------|---|
| I_{KF} | 0.14 | 0.038 |

4.7. Varsayılan Spice Parametreleri ve Parametre Çıkartım Algoritması ile Belirlenen Parametrelerin ve Grafiklerin Karşılaştırılması

Tablo 4.6. Varsayılan spice ile çıkartım algoritması ile belirlenen spice parametreleri

| Parametre | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Spice Parametreleri |
|-----------|--------------------------------|---|
| I_{SO} | 1.800E-14 | 1.8693E-14 |
| N_F | 0.9955 | 0.9990 |
| β_F | 400 | 320 |
| I_{SE} | 7.1710E-12 | 6.9943E-12 |
| N_E | 1.46 | 1.43 |
| R_E | 0,6 | 0,6 |
| R_C | 0.25 | 0.25 |
| V_{AF} | 80 | 78.5 |
| I_{KF} | 0.14 | 0.038 |



Şekil 4.37. Varsayılan spice ile çıkartım algoritması ile oluşturulan simülasyonların sonuçlarının karşılaştırılması

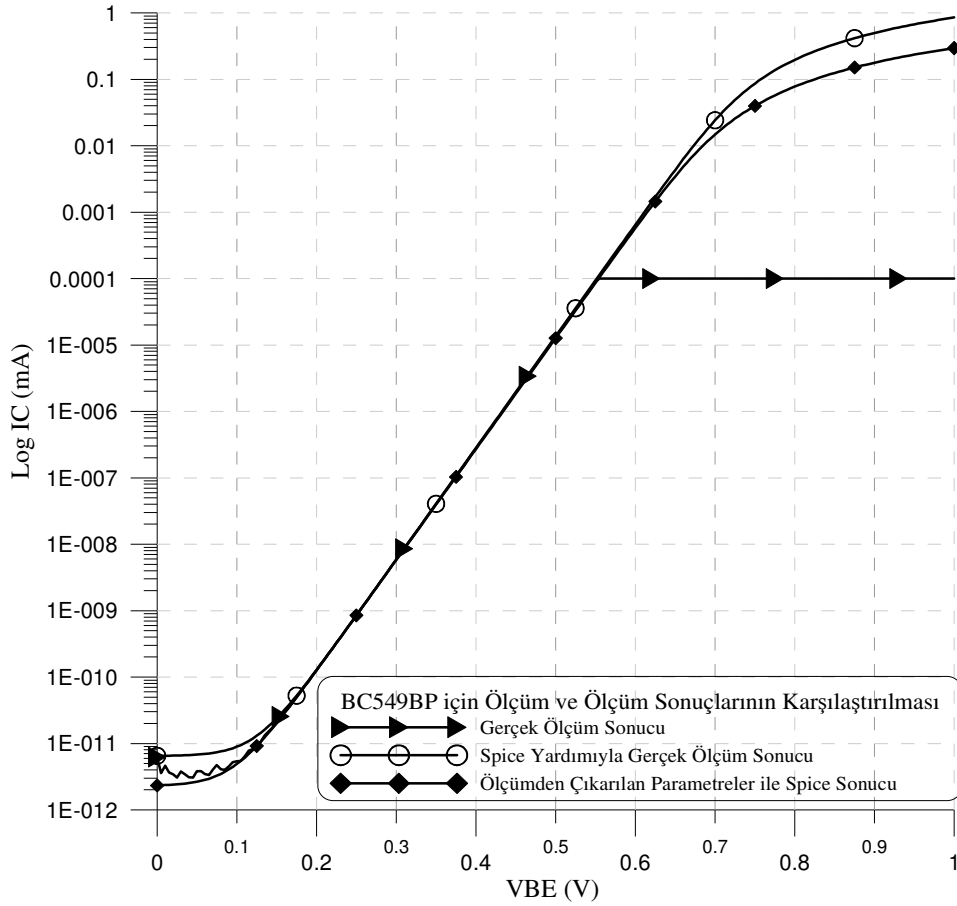
Çıkartım algoritması ile varsayılan spice parametreleri için değişim incelenirse kollektör akımının düşük enjeksiyon seviyelerinde fark olmaktadır. Fakat bu fark çok düşük akımlarda olduğundan ($10E-12$ A) önemsizdir.

Kollektör akımındaki ortalama karesel hata incelenirse $rmse=0,000612$ ve baz akımındaki ortalama karesel hata incelenirse $rmse=2,08E-5$ bulunur. Bu sonuçta çıkartım algoritmasının doğruluğunu göstermektedir.

4.8. BC549BP için Ölçüm Sonuçları ve Ölçüm Sonuçlarının Transistör Parametrelerinin Çıkartım Algoritması ile Karşılaştırılması

Tablo 4.7. Spice ve ölçümden çıkan spice parametreleri

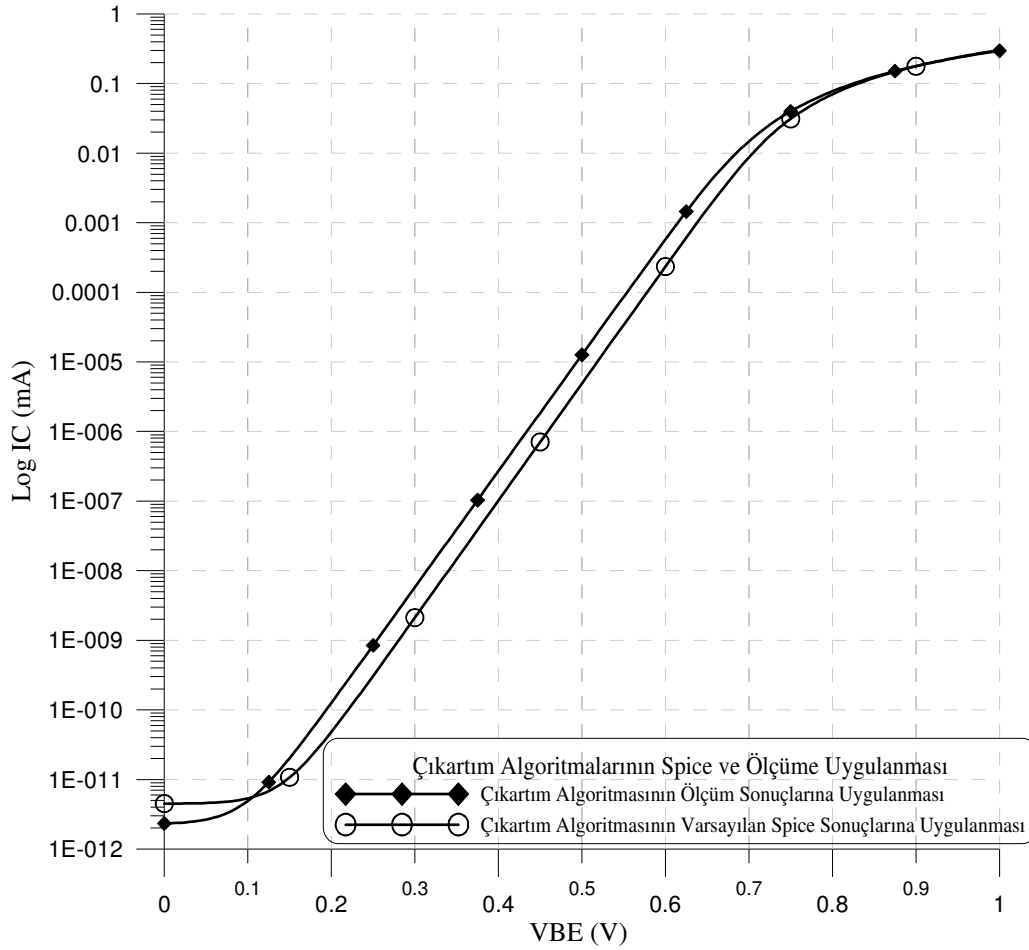
| Parametre | Varsayılan Spice Parametreleri | Algoritma ile Çıkarılan Ölçüm Sonucu Spice Parametreleri |
|-----------|--------------------------------|--|
| I_{SO} | 1.800E-14 | 5.5330E-14 |
| N_F | 0.9955 | 1.0033 |
| β_F | 400 | 320 |
| I_{SE} | 7.1710E-12 | 1.00E-12 |
| N_E | 1.46 | 1.45 |
| R_E | 0,6 | 0,6 |
| R_C | 0.25 | 0.25 |
| V_{AF} | 80 | 73.5 |
| I_{KF} | 0.14 | 0.0482 |



Şekil 4.38. Gerçek ölçüm ve ölçüm sonuçlarından belirlenen spice parametreleri ile karakteristik

Şekil 4.38' den görüleceği üzere düşük akımlar bölgelerinde belirgin farklar olmaktadır. Fakat bu bölgede, akımlar çok küçük ve ortamala karesel hata da (rmse) %1 lerden düşük olduğundan bu bölgedeki farklar önemsizdir. Ortama akımlar bölgesinde (çalışma rejimi) ölçüm ve ölçüm sonuçları uyum içinde olduğu belirgin bir şekilde gözükmekte ve yüksek akımlar bölgesine gidildikçe farklar ortaya çıkmaktadır. Bu farklarda ölçüm yapılan düzeneğin (Agilent 4155B) 100mA'den yüksek değerlere çıkamaması nedeni ile dirsek akımı, emetör ve kollektör dirençlerinin düzgün bir şekilde belirlenememesinden kaynaklanmaktadır. Fakat yukarıdaki simülasyon sonuçlarından da görüleceği yüksek akımlar bölgelerinde de yüksek doğruluk gözlemlenmiştir.

4.9. BC549BP için Transistör Parametrelerinin Bulunmasına Yönelik Algoritmanın Varsayılan Spice ile Gerçek Ölçüm Sonuçlarına Uygulanması



Şekil 4.39. Algoritmanın spice ve ölçüme uygulanması sonucu değişimler

Transistör parametresine yönelik çalışma algoritması spice ve gerçek ölçüm sonuçlarına uygulanması ile incelenen değişimdeki hata oranı (rmse) %3.8 olmaktadır.

BÖLÜM 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, yarıiletken diyot ve BJT elemanlarının SPICE DC model parametrelerinin belirlenmesine yönelik yeni bir yöntem ele alınmıştır. Bu yöntemde parametrelerin belirlenmesi için grafik analizlerinde kullanılan MATLAB programının yanında parametre değerlerini hesaplayan bir yazılım geliştirilerek bu yazılımlardan yararlanılmıştır.

Önerilen metot oluşturulurken, karmaşık hesaplama yöntemleri ve süreçleri gerektirmeyen ancak uygulanabilirliği kolay, sonuca ulaşması bakımından hızlı ve sayısal olarak doğruluğu yüksek sonuçlar veren bir metot tasarımı amaçlanmıştır. Metodun uygulanması sürecinde, herhangi bir ön bilgi olmaksızın, parametre değerlerinin yanında aynı zamanda parametrelerin etkin olduğu bölgelerin saptanması sağlanmaktadır.

Yöntemin, SPICE simülasyonlarından alınan karakteristiklere uygulanması halinde elde edilen parametre ve karakteristiklerin, simülasyon sonucunda alınan parametre ve karakteristikleriyle uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir. Elde edilen sonuçlara bağlı olarak yöntemin doğruluğu kanıtlanmıştır.

Yöntemin, HP4155B parametre analizöründen alınan ölçüm karakteristiklerine uygulanması ile elde edilen parametreler, SPICE programına simülasyon parametresi olarak girilmiştir. Simülasyon sonucunda elde edilen karakteristikler ile ölçüm sonuçlarının birbirleriyle uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir.

Ek olarak, SPICE ve ölçümden elde edilen karakteristiklerin farklı çalışma bölgeleri için hata oranları belirtilmiştir. Çalışma bölgelerinde gözlemlenen hata oranı %1'in altındadır.

Sonuç olarak, çalışma süresince verilen parametre karşılaştırma tabloları ile karakteristiklere ilişkin sonuçlar ışığında önerilen yöntemin yüksek oranda doğru olduğu gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] RAMANATHAN RM., WILLONER R., Intel-White Paper., *Silicon Innovation* “Leaping from 90nm 65nm” 2006
- [2] KUNTMAN H.H., Elektronik Elemanların Modellenmesi İTÜ., 1998
- [3] LEBLEBİCİ D., Elektronik Elemanları., *Seç Yayın Dağıtım*
- [4] SISCHKA F., Agilent Technologies GmbH., *Munich Gummel Poon Toolkit B0_HEADR.WPS.*, 2001
- [5] BOYLESTAD R., NASHELSKY L., Elektronik Elemanlar ve Devre Teorisi., *Milli Eğitim Basımevi*, İstanbul., 2003
- [6] DIMITRIJEV S., Understanding Semiconductor Devices., *Oxford University Press.*, 2000
- [7] TÜRKÖZ M.S., Elektronik Devreleri 1., *Birsen Yayınevi.*, İstanbul 2000
- [8] MASSOBRIO G., ANTOGNETTI P., Semiconductor Device Modeling with SPICE., *McGraw-Hill Book Company.*, New York., 1998
- [9] PASTACI, H., Elektronik Analiz-Tasarım Yıldız Teknik Üniv., İstanbul., 1997
- [10] LINDER, M., DC Parameter Extraction and Modelling of Bipolar Transistors., KTH, *Royal Institute of Technology*, Device Technology Laboratory., Stockholm., 2001
- [11] SISCHKA, F., Gummel-Poon Bipolar Model Parameter Description and Parameter Extraction., *Agilent Technologies GmbH.*, Munich, 2001
- [12] DIVEKAR D., DUTTON R.W., McCALLA W.J., Experimental Study of Gummel Poon Model Parameter Correlations for Bipolar Junction Transistor., *Journal of Solid-State Circuit* VOL SC-12, NO-5 IEEE., 1977
- [13] JI SUNG PARK., NUGROSCHEL A., Parameter Extraction for BJT., *Transactions of Electronic Devices* VOL.36 NO1., January-1989

ÖZGEÇMİŞ

6 Haziran 1980 de Antalya' da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Sakarya'da tamamladı. 1998 yılında Sakarya Atatürk Lisesi, fen bölümünden mezun olduktan sonra 2001 yılında Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünü kazandı. 2005 yılında bölümünü başarıyla bitirdi. Aynı yıl Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsünde Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümü Elektronik bilim dalında lisansüstü eğitimine başladı. Lisansüstü eğitimi süresince Vur-Kon Kontrol Sistemleri Anonim Şirketinde Elektrik - Elektronik Mühendisi olarak görev aldı. www.TurkMuhendis.net sitesinin kuruculuğunu da yaparak web alanında çeşitli kuruluşlarda özel web siteleri tasarladı. Csharp ve delphi programlama dilleri üzerine çeşitli özel dersler verdikten sonra PIC ve mikrokontrolör programlama alanında da çeşitli yenilikçi yazılımlara imza attı. Lisansüstü eğitiminin ikinci senesinde Sakarya Üniversitesinde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Halen üniversite mühendislik fakültesi dekanlığı yazılım grubunda çalışmalarını sürdürmektedir.