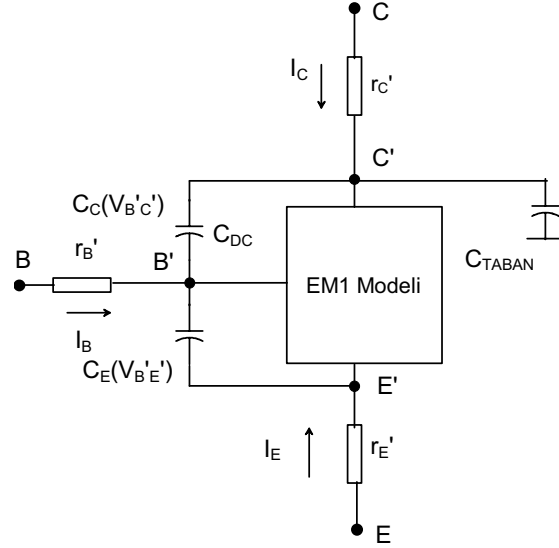


3.2.2. EM2 Modeli

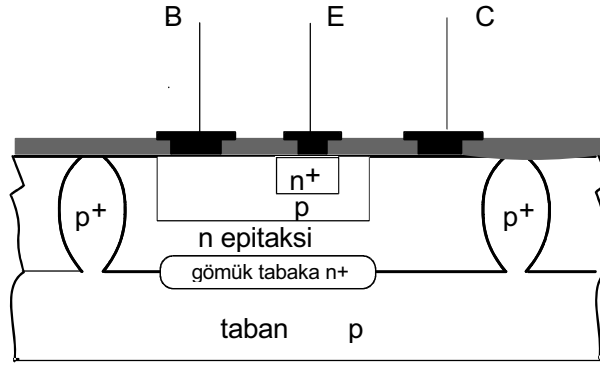
EM2 modeli, bir bipolar tranzistordaki yük birikimi olaylarının temsil edildiği birinci dereceden bir modeldir. Bu model, kısıtlı da olsa, frekans domeni ve geçici hal analizlerinin yapılabilmesini sağlamaktadır. Bunların yanısıra EM2 modeli, elemanın doğru akım davranışları açısından da düzeltmeler getirir. Bu düzeltmelerin aynı zamanda elemanın geçici hal cevabına etki edecekleri söylenebilir. Söz konusu işlemlerin yapılabilmesi için EM1 modeline sekiz ek bileşen getirilmiştir. Bu sekiz ek bileşen için oniki ek model parametresi gerekmektedir. EM1 modeline yapılan ekler Şekil-3.21'de görülmektedir.



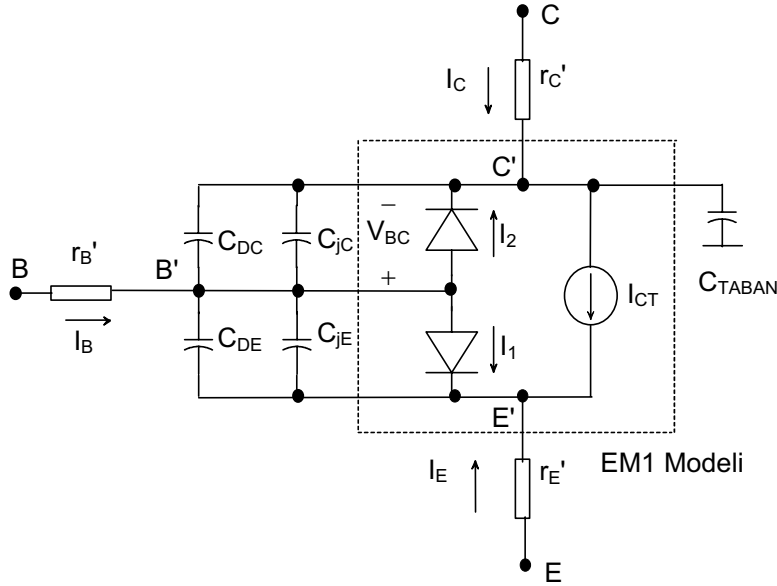
Şekil-3.21. EM1 modeline elemanlar eklenmesiyle EM2 modelinin oluşturulması.

Konvansiyonel modele burada r_C' , r_B' ve r_E' şeklinde üç gövde direnci eklenerek doğru akım davranışı düzeltilmiştir. Bu durumda kontrol gerilimleri olarak iç düğüm gerilimleri olan B', E' ve C' düğümleri arasındaki gerilimler alınmaktadır. Bu iç düğümlerin arasına $C_E(V_{B'E'})$ ve $C_C(V_{B'C'})$ şeklinde kapasiteler getirilmektedir. Bunlardan $C_E(V_{B'E'})$ baz-emetör jonksiyonun, $C_C(V_{B'C'})$ de baz-kolektör jonksiyonuna karşı düşen kapasitelerdir. Bilindiği gibi, bir jonksiyon için iki ayrı kapasite tanımlanır. Jonksiyon geçirme yönünde kutuplandığında difüzyon, tıkama yönünde kutuplandığında ise jonksiyon

kapasitesi etkili olur. Dolayısıyla $C_E(V_{B'E'})$ ve $C_C(V_{B'C'})$ kapasiteleri bir difüzyon ve bir de jonksiyon kapasitesi bileşeninden oluşacaklardır. Bunun yanısıra, tümdevre yapılarında önem kazanan bir kapasite (jonksiyon kapasitesi) daha vardır ki, bu da şekilde C_{TABAN} ile gösterilmiştir. Bir tümdevre tranzistorunun şematik yapısı Şekil-3.22'de verilmiştir. Bu kapasiteye ileride değinilecektir.



Şekil-3.22. Tümdevre tranzistorun yapısı



Şekil-3.23. EM2 modeli

Sonuç olarak EM2 modelinin üç ohmik gövde direncinin, iki difüzyon ve üç jonksiyon kapasitesinin EMI modeline eklenmesiyle türetildiği söylenebilir. Şekil-3.23'de, EM2 modeli tüm elemanlarıyla gösterilerek verilmiştir.

Doğru akım davranışının iyileştirilmesi

r_C' , r_B' ve r_E' şeklinde üç sabit direncin modele katılması doğru akım davranışını düzeltmektedir. Bu dirençler tranzistorun aktif bölgesinden kolektör, emetör ve baz bağlantı uçlarına kadar olan bölgelerin ohmik dirençlerini temsil ederler. Tranzistorun iç düğümleri, daha önce de değinildiği gibi, C', B' ve E' sembolleriyle belirtilmiştir. Bu düğümlerin arasındaki gerilimler modelin kontrol gerilimleri olmaktadır. Başka bir deyişle, akımlar

$$I_{CC} = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{B'E'}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.2.47)$$

$$I_{EC} = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{B'C'}}{V_T}\right) - 1 \right] \quad (3.2.48)$$

olmak üzere

$$I_1 = \frac{I_{CC}}{\beta_F} \quad (3.2.49)$$

$$I_2 = \frac{I_{EC}}{\beta_R} \quad (3.2.50)$$

$$I_{CT} = I_{CC} - I_{EC} \quad (3.2.51)$$

şeklinde ifade edilecektir.

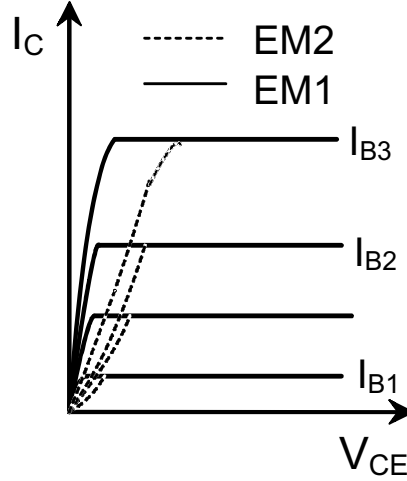
a) r_C' kolektör yolu direnci

r_C' kolektör yolu direncinin etkisi, EM2 modelinden hesapla bulunacak çıkış karakteristiklerinin EMI modelinden elde edilecek çıkış karakteristikleriyle karşılaştırılmaları halinde derhal fark edilebilir. Bu karşılaştırmayı sağlamak

amacıyla, iki modelden hesaplanan çıkış özeğrileri aynı eksene çizilerek Şekil-3.24'de verilmişlerdir.

Burada karşılaşılan en belirgin özellik, r_c' direncinin düşük V_{CE} gerilimlerinde doyma bölgesi içerisinde eğrilerin eğimlerini azaltmasıdır.

EM2 modelinde r_c' sabit değerli olarak alınmıştır. Ancak, gerçek bir elemanda, bu direnç kolektör akımının ve baz-kolektör geriliminin bir fonksiyonudur. Bu nedenle, karşılaşılabilecek en büyük sorun r_c' büyüklüğünün nasıl ölçülebileceği değil, ancak elde edilen sonuçlardan hangisinin kullanılacağıdır.



Şekil-3.24. r_c' kolektör gövde direncinin çıkış özeğrilerine etkisi.

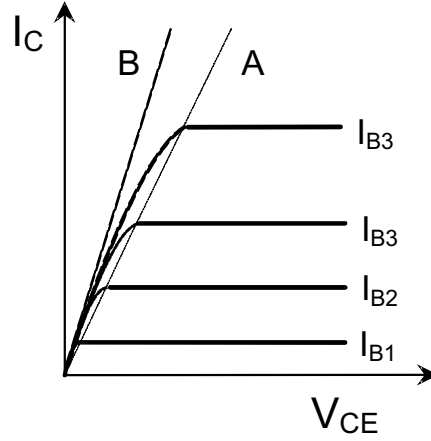
r_c' büyüklüğü aktif kolektör bölgesiyle kolektör ucu arasındaki direnci modeller. Tipi belirli olan bir elemanda genel olarak r_c' akım değerine bağlı olarak değişir. Bunun yanısıra, r_c' nün değeri elemandan elemana da farklılık gösterir. Ayrık elemanlarda bu direncin değeri birkaç Ohm mertebesindedir. Standart tümdevre transistörlerde ise 100 Ohm'lar mertebesinde olabilir.

Daha önce de belirtildiği gibi, r_c' direnci için en büyük problem, hangi seviyedeki değer modelde kullanılacağıdır. Modelde kullanılacak r_c' değerinin seçimi, incelenecek devrede söz konusu elemanın hangi çalışma bölgesinin daha doğru olarak modellenmesinin gerekeceği göz önünde tutularak yapılabilir.

r_C' nün iki sınır değerinin belirlenmesi

Bir tranzistorun tipik $I_C - V_{CE}$ değişimi Şekil-3.25 de görülmektedir. Bu eğrilerde I_B parametre olarak alınmıştır.

Normal aktif çalışma bölgesi değeri $r_C'^{NORMAL}$, A ile gösterilen kesikli çizginin eğiminin tersidir. Bu çizgi, her bir eğrinin bükülerek yatay duruma ulaştığı dirsek noktalarından geçer. Başka bir deyişle, bu doğrunun eğiminin tersi (eğim = $1/ r_C'^{NORMAL}$), tranzistorun aktif bölgede çalışması ve doymaya girmemesi durumu için kolektör gövde direncinin değerini vermektedir. Eleman aktif bölgede çalışıyorsa ve doymaya girmiyorsa bu $r_C'^{NORMAL}$ değeri kullanılır.



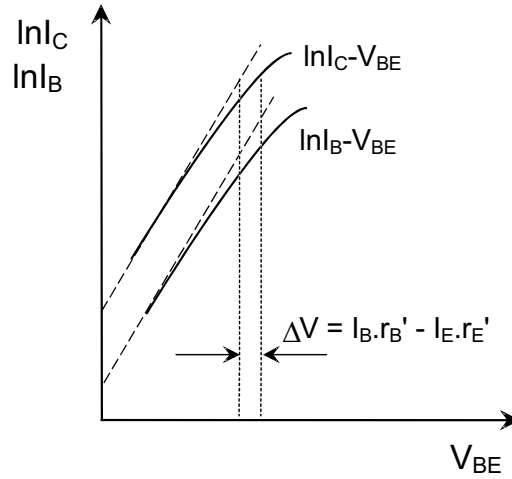
Şekil-3.25. r_C' nün iki sınır değeri

Tranzistor aşırı derecede doymaya sürülmüşse, şekilde B ile gösterilen doğrunun eğiminin tersi olan $r_C'^{DOYMA}$ r_C' nin bu çalışma bölgesine uygun düşen değeri olarak kullanılmalıdır.

b) r_E' emetör yolu direnci

r_E' büyüklüğü, aktif emetör bölgesi ile emetör ucu arasındaki yolun direncini modelleyen bir parametredir. Bunun tipik değeri yaklaşık olarak 1 Ohm civarındadır. Günümüzün modern tranzistorlarında, yüksek bir enjeksiyon verimi ve buna bağlı olarak yüksek bir α_F , değeri sağlamak üzere, emetör bölgesi en yüksek oranda katkılanan bölge olmaktadır. Bu nedenden ötürü, r_E' emetör gövde direncinin en baskın bileşeni, 1 Ohm mertebesindeki kontakt

direncidir. r_E' çoğunlukla ihmal edilmektedir. Normalde çok küçük ve sabit değerli bir direnç olarak göz önüne alınır. Bu direncin en önemli etkisi, gerçek baz-emetör gerilimini, yani $V_{B'E'}$ iç düğümler arası gerilimini, dışarıdan uygulanan V_{BE} gerilimine göre $-I_E \cdot r_E'$ kadar azaltmasıdır. $V_{B'E'}$ gerilimine bu şekilde etki etmesinin yanısıra, bazdan görülen direncin de $(\beta_F + 1) \cdot r_E'$ kadar arttırmaktadır. Bu nedenle, r_E' direnci kolektör akımını olduğu kadar baz. akımını da etkiler. Bu etkileme, gövde direncinin değerine bağlı olarak, önemli ölçüde büyük olabilir ve r_E' büyüklüğü r_B' nün belirlenmesi sırasında önemli hatalara yol açabilir. r_E' emetör gövde direnci, tranzistorun düşük bir r_C' değerine sahip olması halinde, doyma bölgesindeki kolektör karakteristiklerini de ciddi bir biçimde etkiler.



Şekil-3.26. r_B' ve r_E' gövde dirençlerinin $\ln I_C$ ve $\ln I_B - V_{BE}$ değişimlerine etkisinin EM2 modeli ile temsil edilmesi

c) r_B' baz gövde direnci

r_B' büyüklüğü, aktif baz bölgesi ile baz ucu arasındaki yolun direncidir. r_B' nün değeri yüksek frekans tranzistorlarında, örneğin mikrodalga elemanlarında, 10 Ohm'lar mertebesinde olmakta, daha alçak frekanslı elemanlarda ise k. Ohm'lar mertebesine kadar uzanan değişimler göstermektedir. r_B' direncinin değeri çalışma noktasına bağlı olarak değişmekle birlikte, EM2 modelinde bu direnç sabit değerli olarak kabul edilmiştir. Başka bir deyişle, gerçekte dağılmış ve değişen bir direnç olmasına rağmen, toplu ve sabit değerli

bir dirençle temsil edilmektedir. Bu direncin en önemli etkisi küçük işaret ve geçici hal cevapları üzerine olmaktadır. Ayrıca, ölçülmesi en zor olan model parametrelerinden biridir, zira r_B' nin değeri çalışma noktasına sıkı bir biçimde bağlıdır. Gerek r_E' ve gerekse r_B' nin $\ln I_C$ ve $\ln I_B - V_{BE}$ eğrilerine etkilerinin EM2 modeli tarafından ne şekilde temsil edildikleri Şekil-3.26'da verilmiştir.

Yük birikimi olayları

EM2 modelinde bipolar tranzistordaki yük birikimi olayları üç ayrı tipten kapasitenin modele (EMI) katılmasıyla temsil edilmektedir. Bunlar iki nonlineer jonksiyon kapasitesi, iki nonlineer difüzyon kapasitesi ve bir de sabit değerli taban kapasitesi şeklinde öngörülmüşlerdir.

a) Jonksiyon kapasiteleri

Geçiş bölgesi kapasitesi olarak da isimlendirilen jonksiyon kapasiteleri, tranzistorun geçiş bölgelerinde jonksiyon gerilimlerine bağlı olarak ortaya çıkan yük birikimi değişimlerini modellemektedir. Bu kapasitelerden baz-emetör jonksiyonuna ilişkin olanı C_{jE} ve baz-kolektör jonksiyonuna ilişkin olanı da C_{jC} ile gösterilmektedir. Her bir jonksiyon kapasitesi, jonksiyona uygulanan gerilimin lineer olmayan bir fonksiyonu ile verilmektedir.

Baz-emetör jonksiyonuna ilişkin jonksiyon kapasitesi bir NPN tranzistor için

$$C_{jE}(V_{B'E'}) = \frac{C_{jEO}}{\left[1 - \frac{V_{B'E'}}{\phi_E}\right]^{m_E}} \quad (3.2.52)$$

şeklinde ifade edilir. Bu bağıntı, daha önce PN jonksiyonu için elde edilen bağıntının bipolar tranzistora uygulanmasından başka bir şey değildir. İfadedeki C_{jEO} büyüklüğü $V_{B'E'}=0$ iken elde edilecek kapasite değeri olup, ϕ_E emetör-baz jonksiyonu potansiyel seddi ve m_E de emetör-baz jonksiyonu kapasite gradyan faktörüdür.

Benzer şekilde, kolektör-baz. jonksiyonu kapasitesinin baz-kolektör gerilimi ile değişimi de bir NPN tranzistor için

$$C_{jC}(V_{B'C'}) = \frac{C_{jCO}}{\left[1 - \frac{V_{B'C'}}{\phi_C}\right]^{m_C}} \quad (3.2.53)$$

biçiminde temsil edilmektedir. Bu ifadede C_{jEO} büyüklüğü $V_{B'C'}=0$ için baz-kolektör jonksiyonu kapasitesi, ϕ_C kolektör -baz potansiyel seddi ve m_C de kolektör-baz jonksiyonu kapasitesi gradyan faktörü olarak isimlendirilmektedir.

Bir PNP tranzistor için ise jonksiyon kapasiteleri

$$C_{jE}(V_{E'B'}) = \frac{C_{jEO}}{\left[1 - \frac{V_{E'B'}}{\phi_E}\right]^{m_E}} \quad (3.2.54)$$

$$C_{jC}(V_{C'B'}) = \frac{C_{jCO}}{\left[1 - \frac{V_{C'B'}}{\phi_C}\right]^{m_C}} \quad (3.2.55)$$

şeklinde ifade edilecektir.

Daha önce Bölüm-2'de değinildiği gibi, sert geçişli bir jonksiyonda $m = 0,5$ ve lineer geçişli bir jonksiyonda ise $m = 0,333$ değerini almaktadır. Pratikte karşılaşılan jonksiyonların büyük çoğunluğu bu iki uç durumun arasında yer aldığından, yukarıdaki bağıntılar genel bağıntılar olarak kabul edilebilir ve gradyan faktörü $0,333$ ile $0,5$ arasında bulunan bütün jonksiyonlara uygulanabilirler.

Tranzistorun emetör-baz ve kolektör-baz jonksiyonları için potansiyel sedleri olarak isimlendirilen ϕ_E ve ϕ_C parametreleri tipik olarak $0,7V$ mertebesinde dirler ve kapasite-gerilim eğrisi yardımıyla belirlenebilirler. İlk bakışta, V_{BE} nin ileri yönde kutuplama için tipik değeri mA ler bölgesinde $0,7V$ ila $0,8V$ arasında yer aldığından, jonksiyona uygulanan gerilim potansiyel seddinden daha büyük olabilir şeklinde bir düşünceye kapılabiliriz. İki nedenden ötürü bu mümkün değildir. Birincisi, dışarıdan uygulanan V_{BE} gerilimiyle

jonksiyonun $V_{B'E'}$ iç geriliminin birbirlerinden farklı olmalarıdır. İç jonksiyon gerilimi yüksek akım yoğunluklarında dışarıdan uygulanan gerilime göre önemli oranda daha küçük olur: Bunun nedeni, r_B' ve r_E' dirençlerinin sıfırdan büyük olmaları ve üzerlerindeki gerilim düşümünün yüksek akım yoğunluklarında dikkati çekecek ölçüde büyük olmasıdır. İkincisi, gerçekte bir jonksiyonda iki potansiyel seddi bulunmasıdır. Yaygın olarak bilinen potansiyel seddi, jonksiyonda akımın sürüklenme bileşeninin difüzyon bileşenine zıt yönde gelecek şekilde dengelenmesini sağlayan potansiyel seddidir. Bu potansiyel seddi, sabit katkılanmış sert geçişli jonksiyonda $(kT/q) \cdot \ln(N_A N_D / n_i)$ değerine eşittir ve tipik değeri IV mertebesindedir. Bunun yanısıra, yukarıdaki kapasite bağıntılarında kullanılan potansiyel seddi bulunmaktadır ve, bunun değeri de 0,7V mertebesindedir. İlk olarak değinilen potansiyel seddi daima $V_{B'E'}$ den daha büyüktür. Bu şart nedeniyle, bu ilk değinilen potansiyel seddi yukarıdaki bağıntılarda görülmez. Bu modelde yer alan ϕ_E ve ϕ_C büyüklükleri sadece jonksiyon kapasitelerini modellemek amacıyla kullanılmışlardır ve bunların değerleri C-V eğrisi yardımıyla saptanabilir.

Görüldüğü gibi, EM2 modelinde jonksiyon kapasitelerini temsil edebilmek üzere, her bir jonksiyon için C_{j0} , ϕ ve m parametrelerine, yani toplam olarak altı parametreye gereksinme duyulmaktadır.

(3.3.6) ve (3.3.7) bağıntıları, ileri yönde kutuplama halinde iç jonksiyon geriliminin potansiyel seddine yaklaşması halinde sonsuz kapasite değerine ulaşılacağı sonucunu vermektedirler. Böyle sonsuz kapasite değerlerinin ise bilgisayarla simülasyon açısından sorun yaratacağı açıktır. Chawla ve Gummel ileri yönde kutuplama şartları altında fakirleşmiş bölge yaklaşımının artık geçerli olmadığını ve bu bağıntıların uygulanabilirliklerini yitirdiklerini göstermişler, kapasitenin sonsuza gitmediğini, fakat belirli bir değişim gösterdiğini ortaya koymuşlardır. Daha sonra Poon ve Gummel, dört model parametresi kullanarak, bu değişime karşı düşen bir ifade önermişlerdir. Bu bağıntı

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{(x^2 + b)^{m/2}} \left(1 - \frac{m}{1-m} \frac{b}{x^2 + b} \right) \quad (3.2.56)$$

şeklinde olup, bağıntıdaki büyüklükler

$$b = \left[\frac{1-m}{C_{j0}} C_{maks} \right]^{-2/m} \quad (3.2.57)$$

$$x = \frac{V - \phi}{\phi} \quad (3.2.58)$$

olarak ifade edilmektedirler. Başka bir deyişle, fakirleşmiş bölge yükü

$$Q_j(V) = \frac{C_{j0} \cdot \phi}{1-m} \cdot \left(\frac{1}{(1+b)^{m/2}} + \frac{x}{(x^2+b)^{m/2}} \right) \quad (3.2.59)$$

biçiminde ifade edilmektedir. (3.2.56) bağıntısında ek parametre olarak C_{maks} büyüklüğü gelmektedir. Bu bağıntının vereceği değişim, $V = \phi$ noktası etrafında simetrik olur. C_j nin $V > \phi$ olması halinde daha hızlı bir düşme göstermesini sağlamak üzere, yine dört parametreye gereksinme gösteren aşağıdaki (3.2.60) bağıntısı önerilmiştir.

$$C_j(V) = \frac{C_{j0}}{(x^2 + K)^{1/2}} \left(\frac{x^2 + (x^2 + K)^{1/2}}{2} \right)^{1-m} \quad (3.2.60)$$

Bu bağıntıda

$$K = \left(2^{1-m} \frac{C_{jmaks}}{C_{j0}} \right)^{-2/m} \quad (3.2.61)$$

şeklinde tanımlanmıştır.

Bu bölgede, yani geçirme yönünde kutuplanma halinde, difüzyon kapasitesi baskın bileşen olmaktadır. Bunun yanısıra, bilgisayar programlarında, bu bölgeye girildiğinde klasik jonksiyon kapasitesi $V = \phi$ için sonsuz olmaktadır. Yukarıdaki dört model parametrelili bağıntılar kullanılarak bu sakıncanın giderilmesi mümkün olmakla birlikte, C_{maks} sembolü ile gösterilen ek bir parametrenin gerekmesi bir sakınca oluşturmaktadır. C_{maks} parametresi matematiksel anlam taşır. Bu nedenle, günümüzde bilgisayar programlarında yukarıdaki iki bağıntının kullanılması yerine, klasik jonksiyon kapasitesi bağıntısı, bu bölgeye girildiğinde ifadenin sonsuz kapasite değerini almasını

önleyecek şekilde, fiziksel anlamı bulunmayan bağıntılarla değiştirilmektedir. Söz konusu bağıntılardan bazıları aşağıda verilmiştir:

a) $V > \phi/2$ olması hali için

$$C_j \left(V \geq \frac{\phi}{2} \right) = 2^m \cdot C_{j0} \cdot \left(2m \frac{V}{\phi} + (1-m) \right) \quad (3.2.62)$$

alınmaktadır. Böylece Chawla-Gummel eğrisindeki kadar doğru olmamakla birlikte, $V \rightarrow \phi$ olduğunda sonsuz kapasite değerine gidilmesi önlenmektedir.

b) SPICE simulasyon programında da benzer bir yol izlenmiştir. $V = \phi$ değeri bir sınır olarak alınmış, $V \geq \phi$ olması hali için

$$C_j(V \geq 0) = C_{j0} \cdot \left(1 + m \frac{V}{\phi} \right) \quad (3.2.63)$$

şeklinde bir ifade kullanılmıştır,

Bu iki durumdaki $\phi/2$ ve $V=0$ sınırları, yukarıda verilen bağıntılarla daha önce verilen jonksiyon kapasitesi bağıntıları arasındaki geçiş noktasına karşı düşmekte, bu noktalar da her iki bağıntıdan aynı sonuç elde edilmektedir.

$V > \phi/2$ için tanımlanan ilk bağıntıyı ele alalım. $V=\phi/2$ noktasında

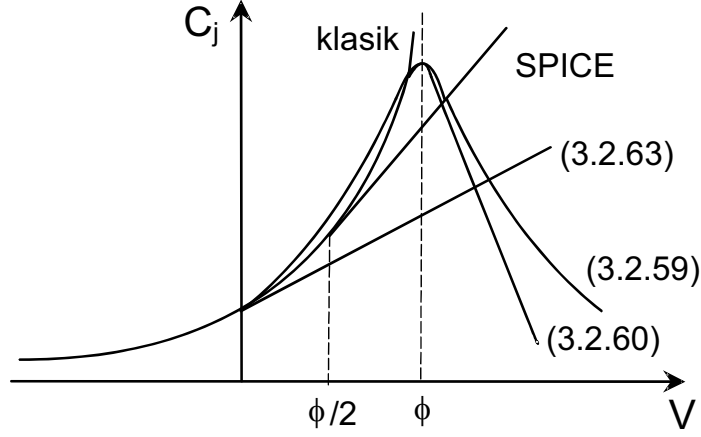
$$C_j \left(\frac{\phi}{2} \right) = 2^m \cdot C_{j0} \cdot \left(2m \frac{\phi}{2\phi} + (1-m) \right) = 2^m \cdot C_{j0}$$

olur. Klasik jonksiyon kapasitesi bağıntısı ele alırsa.

$$C_j \left(\frac{\phi}{2} \right) = \frac{C_{j0}}{\left[1 - \frac{\phi}{2\phi} \right]^m} = \frac{C_{j0}}{\left[\frac{1}{2} \right]^m} = 2^m \cdot C_{j0}$$

bulunur, yani bu noktada her iki bağıntı aynı sonucu vermektedir.

Benzer şekilde SPICE'da kullanılan bağıntı ele alırsa, $V = 0$ da $C_j = C_{j0}$ olur. Bilindiği gibi, klasik jonksiyon kapasitesi bağıntısı da aynı sonucu vermektedir; diğer bir deyişle bu noktada her iki bağıntının vereceği sonuçlar çakıştırmış olmaktadır. Bütün bu bağıntıların vereceği değişimler de Şekil-3.27'de gösterilmişlerdir.



Şekil-3.27 Jonksiyon kapasitelerinin modellenmesi

SPICE modelinde jonksiyon kapasitesi için iki ayrı bağıntı kullanılmaktadır. Sonsuz büyük kapasite değeri yerine $V=\phi$ de bir tepe yapan Chawla-Gummel değişiminden farklı olarak, burada iletim yönü için bir doğru elde edilmektedir. Ancak, ileri yönde kutuplamada difüzyon kapasitelerinin baskın bileşen olması ve fakirleşmiş bölgedeki hareketli yüklerin etkisini kapsamaması nedeniyle, bu yaklaşıklık kabul edilebilmektedir. Poon-Gummel bağıntısından bir eksik parametre sayısına gereksinme gösteren bu bağıntı, kapasitenin etkisinin önemli olduğu ters kutuplama bölgesinde diğer bağıntıya dönüşerek klasik jonksiyon kapasitesine ilişkin değişimi vermektedir.

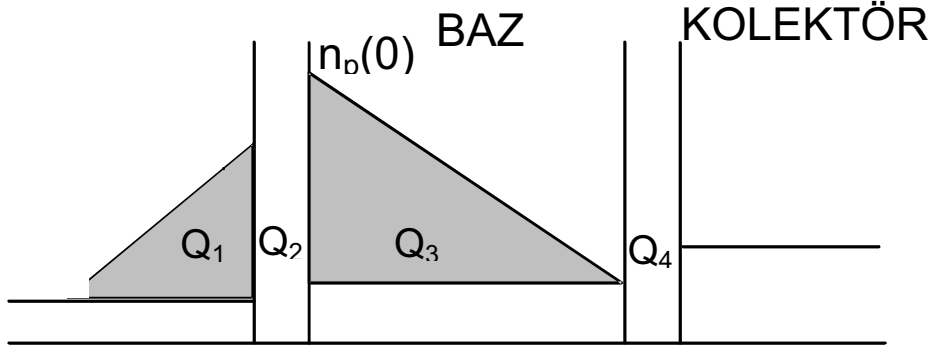
b) difüzyon kapasitesi

EMI modeline eklenen difüzyon kapasiteleri, tranzistordaki hareketli taşıyıcılarla ilişkili yükü modellemektedir. Bu yükü iki ana bileşene ayırmak mümkündür. Bunlardan biri I_{CC} kolektör referans akımıyla, diğeri ise I_{EC} emetör referans akımıyla ilişkili olmaktadır. Her bir bileşen birer kapasite ile temsil edilebilir.

I_{CC} ye ilişkin olan difüzyon kapasitesini belirleyebilmek üzere, I_{CC} ile ilişkili toplam hareketli yüklerin dikkate alınması gerekir, Bu nedenle, bazemetör jonksiyonunun ileri yönde kutuplandığını ve $V_{BC} = 0$ yapıldığını kabul

edelim. Bununla baz-kolektör jonksiyonunun bu yüklere etkisi ortadan kaldırılmış olmaktadır.

Sabit katkılı baz ve tek boyutlu basit model için NPN tipi bir tranzistorda azınlık taşıyıcıları yoğunlukları emetör, baz ve kolektör bölgeleri için Şekil-3.28'de verilmiştir.



Şekil-3.28. I_{CC} ile ilişkili hareketli azınlık yükleri

Bu durumda I_{CC} ye ilişkin olan toplam hareketli yük Q_{DE} ile gösterilirse, bu Q_{DE} yükü ayrı ayrı azınlık taşıyıcısı yüklerinin toplamı olarak

$$Q_{DE} = Q_1 + Q_2 + Q_3 + Q_4 \quad (3.2.64)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu bağıntıda Q_1 nötr emetör bölgesinde birikmiş hareketli azınlık taşıyıcıları yükü, Q_2 ise emetör-baz jonksiyonu fakirleşmiş bölgesi içindeki I_{CC} ile ilişkili taşıyıcı yükü olup, bu son büyüklük normalde sıfır olarak kabul edilebilir. Yüksek frekanslarda kullanılmak üzere gerçekleştirilen elemanlarda, Q_2 nin ihmal edilemeyeceği gösterilmiştir. Bu nedenle, söz konusu durumda bunun da dikkate alınması gerekeceği açıktır. Bağıntıdaki Q_3 büyüklüğü, nötr baz bölgesindeki azınlık taşıyıcılarına ilişkin yük ve Q_4 de kolektör-baz jonksiyonu fakirleşmiş bölgesinde I_{CC} ile ilişkili hareketli azınlık taşıyıcıları yüküdür. Yük nötrlüğünün sağlanması gerektiğinden, nötr bölgelerde de buna eş çoğunluk taşıyıcıları birikirler. Bununla beraber, difüzyon kapasitesini belirlemek üzere, bunlardan sadece birini (azınlık yahut çoğunluk taşıyıcılarını) dikkate almak yeterlidir. Normalde Q_2 yükü sıfır olarak düşünüldüğünden, I_{CC} ile ilişkili toplam hareketli yük Q_{DE}

$$Q_1 = \tau_1 \cdot I_{CC} \quad (3.2.65)$$

$$Q_2 = \tau_{EBSCl} \cdot I_{CC} \quad (3.2.66)$$

$$Q_3 = \tau_B \cdot I_{CC} \quad (3.2.67)$$

$$Q_4 = \tau_{CBSCL} \cdot I_{CC} \quad (3.2.68)$$

olmak üzere

$$Q_{DE} = (\tau_1 + \tau_{EBSCl} + \tau_B + \tau_{CBSCL}) \cdot I_{CC} \quad (3.2.69)$$

şeklinde yazılabilir. Bu bağıntılarda τ_1 emetör geçiş süresi, τ_{EBSCl} , baz-emetör fakirleşmiş bölgesi geçiş süresi, τ_B büyüklüğü sabit katkılama halinde $\tau_B = W^2/2D_n$ olmak üzere baz geçiş süresi, τ_{CBSCL} kolektör-baz jonksiyonu fakirleşmiş bölgesi geçiş süresi olmaktadır.

$$\tau_F = \tau_1 + \tau_{EBSCl} + \tau_B + \tau_{CBSCL} \quad (3.2.70)$$

alınırsa

$$Q_{DE} = \tau_F \cdot I_{CC} \quad (3.2.71)$$

olur. τ_F büyüklüğüne ileri yönde geçiş süresi adı verilmektedir. Modelde bu büyüklük sabit olarak kabul edilmiştir. Yapılan bu tanım, τ_F için büyük işaret (dc analiz) tanımı olmaktadır. Küçük işaretler için ise ileri yönde geçiş süresi

$$\tau_{Fac} = \frac{dQ_{DE}}{dI_{CC}} \quad (3.2.72)$$

şeklinde ifade edilir. EM2 modelinde τ_F sabit kabul edildiğinden

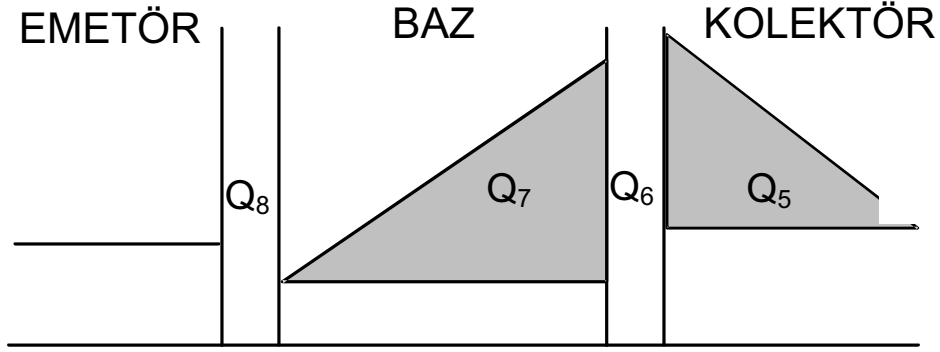
$$\tau_{Fdc} = \tau_{Fac} = \tau_F$$

olmaktadır. Daha yüksek seviyeli modellerde τ_F sabit alınmadığından, τ_{Fdc} ile τ_{Fac} arasındaki farkın ayırt edilmesi gerekir,

Benzer bir analiz, I_{EC} ile ilişkili toplam hareketli yük için de yapılabilir. Bu durum Şekil-3,29'da gösterilmiştir.

Q_5 nötr kolektör bölgesindeki hareketli azınlık taşıyıcıları yükü, Q_6 kolektör-baz jonksiyonu fakirleşmiş bölgesinde I_{EC} ye ilişkin hareketli azınlık taşıyıcıları yükü, Q_7 nötr baz bölgesinde hareketli azınlık taşıyıcıları yükü ve Q_8 de emetör-baz jonksiyonu fakirleşmiş bölgesinde I_{EC} ile ilişkili azınlık taşıyıcıları yükü olmak üzere

$$Q_{DC} = (\tau_C + \tau_{CBSCl} + \tau_{BR} + \tau_{EBSCl}) \cdot I_{EC}$$



Şekil-3,29. I_{EC} ile ilişkili hareketli azınlık taşıyıcıları yükünün bileşenleri

$$Q_{DC} = \tau_R \cdot I_{EC} \quad (3.2.73)$$

bulunur. Burada τ_C kolektör gecikmesi, τ_{BR} ters yönde baz geçiş süresi, τ_R de toplam ters yönde geçiş süresidir. Aynı zamanda bir model parametresi olan bu büyüklük EM2 modelinde sabit kabul edilmiştir.

Yapılan bu incelemelerden ilki tranzistor aktif bölge sınırında, ikincisi ise ters yönde çalışma için aktif. bölge sınırında bulunuyor kabulü ile yürütülmüştür. Her iki jonksiyonun da iletme sokularak tranzistorun doyma bölgesine getirilmesi halinde, diğer bir deyişle bir NPN tranzistorda $V_{BE} \gg V_T$ ve $V_{BC} \gg V_T$, bir PNP tranzistorda ise $V_{EB} \gg V_T$ ve $V_{CB} \gg V_T$ durumunda, Q_{DE} ve Q_{DC} birbirinden bağımsız oluşuyor gibi düşünülebilir ve tranzistorda biriken toplam azınlık taşıyıcıları yükü Q_1 den Q_8 'e kadar tüm bileşenlerin toplamı, yani Q_{DE} ile Q_{DC} nin toplamı olarak düşünülebilir. Bu iki yük, Q_{DE} ve Q_{DC} , C_{DE} ve C_{DC} şeklinde iki ayrı nonlineer kapasite ile temsil edilebilir. Bu lineer olmayan kapasiteler

$$C_{DE} = \frac{Q_{DE}}{V_{B'E'}} = \frac{\tau_F \cdot I_{CC}}{V_{B'E'}} \quad (3.2.74)$$

ve

$$C_{DC} = \frac{Q_{DC}}{V_{B'C'}} = \frac{\tau_R \cdot I_{EC}}{V_{B'C'}} \quad (3.2.75)$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Bu bağıntılardaki τ_F ve τ_R büyüklükleri, C_{DE} ve C_{DC} nonlineer kapasitelerini ifade etmek üzere kullanılan ek model parametreleridir.

İleri yönde geçiş süresi τ_F , tranzistorun f_T geçiş frekansının verilen bir kolektör akımı ve kolektör-emetör gerilimindeki değeri cinsinden ifade edilebilir. Çoğu program, kullanıcıya C_{DE} ve C_{DC} büyüklükleri yerine daha kolay ölçülebilen ve saptanabilen büyüklüklerden yararlanma olanağını sağlamaktadır. Bunlardan biri de τ_F nin belirlenmesinde f_T geçiş frekansından yararlanılmasıdır. f_T geçiş frekansının ölçüldüğü çalışma noktası için program $V_{B'E'}$ ve $V_{B'C'}$ büyüklüklerini ve daha sonra da C_{jE} ve C_{jC} jonksiyon kapasitelerini hesaplar. Bu durumda τ_F ileri yönde geçiş süresi

$$\tau_F = \frac{1}{2\pi \cdot f_T} - \frac{k.T}{q.I_C} \left[C_{jE} + C_{jC} \left(1 + \frac{q.I_C}{k.T} r_C \right) \right] \quad (3.2.76)$$

bağıntısı ile bulunabilir. Burada programa bir veri olarak verilmesine rağmen, f_T geçiş frekansı bir model parametresi olmayıp, τ_F nin belirlenmesi için yararlanılan bir ara büyüklüktür.

Benzer şekilde, ters yönde geçiş süresi olarak isimlendirilen τ_R büyüklüğü de ölçülebilir bir büyüklük olan τ_{sat} doyma zaman sabiti (yahut doyma uzaması süresi) cinsinden ifade edilebilir. τ_{sat} büyüklüğü doyma gecikmesi ile ilişkilidir; τ_R ters yönde geçiş süresi ile τ_{sat} zaman sabiti arasındaki ilişki ise

$$\tau_R = \frac{1 - \alpha_F \cdot \alpha_R}{\alpha_R} \tau_{sat} - \frac{\alpha_F}{\alpha_R} \tau_F \quad (3.2.77)$$

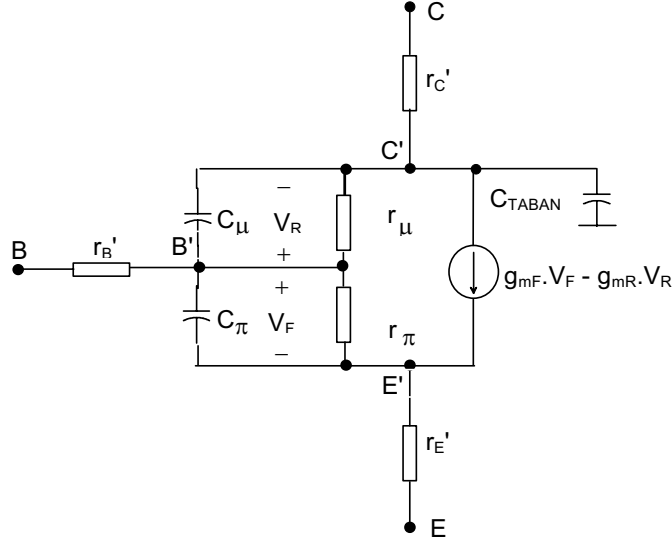
şeklindedir.

c) taban kapasitesi

C_{TABAN} sembolü ile gösterilen taban kapasitesi, tümdevre yapılarında önem kazanmaktadır. Bu kapasite, gerçekte bir jonksiyon kapasitesi olmasına ve epitaksiyel tabaka ile taban arasındaki potansiyelle değişmesine rağmen, EM2 modelinde bu etki sabit bir kapasite ile temsil edilmiştir. Bir çok durumda, izolasyon amacıyla epitaksiyel tabaka-taban jonksiyonu ters yönde kutuplandığından, yapılan kabul yerinde olmaktadır. Bu anlatılanlar bir-NPN tranzistor için geçerlidir. Tümdevre yapılarında daha çok enine PNP tranzistorlarla karşılaşılır. Böyle bir PNP tranzistorda C_{TABAN} kapasitesi kolektöre bağlı değildir, bu kapasite baz ve taban arasında oluşur. Boyuna PNP tranzistorlarda ise C_{TABAN} C_{JC} kapasitesi içinde temsil edildiğinden ayrıca ele alınmasına gerek kalmamaktadır.

Lineerleştirilmiş küçük işaret EM2 modeli

EM2 modelinden hareket edilerek bir küçük işaret modeli türetilebilir. EM1 modelinden türetilen küçük işaret modelinden farklı olarak, bu modelin kapasiteleri de içereceği ve böylece yüksek frekanslardaki davranışları incelemek amacıyla kullanılacağı açıktır. Lineerleştirilmiş EM2 modeli Şekil-3.30'da gösterilmiştir.



Şekil-3.30. Lineerleştirilmiş küçük işaret EM2 modeli

Küçük işaret difüzyon kapasiteleri hesaplanırsa

$$C_{DEac} = \left. \frac{dQ_{DE}}{dV_{B'E'}} \right|_{V_{B'C'}=0} = g_{mF} \cdot \tau_F \quad (3.2.78)$$

$$C_{DCac} = \left. \frac{dQ_{DC}}{dV_{B'C'}} \right|_{V_{B'E'}=0} = g_{mR} \cdot \tau_R \quad (3.2.79)$$

bulunur. Bu bağıntılarda

$$g_{mF} = \left. \frac{dI_{CC}}{dV_{B'E'}} \right|_{V_{B'C'}=0} = \frac{q \cdot I_{CC}}{k \cdot T} \quad (3.2.80)$$

ve

$$g_{mR} = \left. \frac{dI_{EC}}{dV_{B'E'}} \right|_{V_{B'C'}=0} = \frac{q \cdot I_{EC}}{k \cdot T} \quad (3.2.81)$$

şeklinde dir. Modeldeki diğer elemanlar da

$$\begin{aligned}
r_{\pi} &= \frac{\beta_F}{g_{mF}} \\
r_{\mu} &= \frac{\beta_R}{g_{mR}} \\
C_{\pi} &= g_{mF} \cdot \tau_F + C_{jE}(V_{B'E'}) \\
C_{\mu} &= g_{mR} \cdot \tau_R + C_{jC}(V_{B'C'})
\end{aligned}
\tag{3.2.82}$$

şeklinde tanımlanmışlardır. Normal çalışma bölgesinde ters yönde geçiş iletkenliği, yani ters eğim, temelde sıfır olur.. Bu nedenle r_{μ} sonsuz büyük olarak kabul edilebilir, Bu durumda kapasite de $C_{\mu} = C_{jC}(V_{B'C'})$ şeklinde jonksiyon kapasitesine eşit olur. Böyle bir eşdeğer devrenin ise bilinen yüksek frekans küçük işaret eşdeğer devresinin şeklini alacağı açıktır.

Sonuç

EM2 modeli bir bütün olarak ele alınırsa, bu modelin yük birikimi olaylarını ve gövde dirençlerini de dikkate alan bir model olduğu söylenebilir. Bunun için EMI modeline dört nonlineer kapasite, bir sabit değerli kapasite ve üç sabit dirençten oluşan sekiz ek bileşen eklenmiştir. Modele eklenen beş kapasite, bir tranzistorda ortaya çıkan yük birikimi olayları için birinci dereceden bir model elde edilmesini sağlamaktadır. Yine, gövde dirençlerini temsil etmek üzere eklenen üç sabit değerli direnç, EMI modelinin bir bipolar tranzistorun doğru akım davranışını temsil etmede yetersiz kaldığı noktalara bir düzeltme getirmektedir.

Bu sekiz elemanı karakterize etmek üzere oniki ek model parametresine gereksinme duyulmaktadır. Bu parametreler aşağıda verilmiştir :

a- Gövde dirençleri

- $r_{c'}$: kolektör yolu direnci (sabit)
- $r_{e'}$: emetör kontakt direnci (sabit)
- $r_{b'}$: baz gövde direnci (sabit)

b- Jonksiyon kapasiteleri

C_{jEO} : $V_{B'E'} = 0$ iken emetör-baz jonksiyonu kapasitesi (yahut verilen bir $V_{B'E'}$ değeri için C_{jE})

ϕ_E : emetör-baz potansiyel Seddi

m_E : emetör-baz kapasitesi gradyan faktörü

C_{jCO} : $V_{B'C'} = 0$ iken kolektör-baz jonksiyonu kapasitesi (yahut verilen bir $V_{B'C'}$ değeri için C_{jC})

ϕ_C : kolektör-baz potansiyel Seddi

m_C : kolektör-baz kapasitesi gradyan faktörü

c- Difüzyon kapasiteleri

τ_F : İleri yönde geçiş süresi. Bu büyüklük sabit kabul edilmektedir (veya verilen bir I_C ve V_{CE} çalışma noktasındaki f_T değeri),

τ_R : Sabit bir büyüklük olarak geriye doğru geçiş süresi (veya τ_{sat} doyma zaman sabiti)

d- Taban kapasitesi

C_{TABAN} : sabit değerli olarak kabul edilen bu kapasite, bir NPN tranzistorda tabanla kolektör arasında, enine bir PNP tranzistorda ise taban ile baz arasında oluşmaktadır.

EM2 modeli, çoğunlukla iki durumun, yani lojik 1 ve lojik 0 seviyelerinin söz konusu olduğu dijital devrelerin analizine uygun düşmektedir. Ancak, baz genişliği modülasyonu, β nın akımla değişimi gibi doğru akım davranışına etkili olan olaylar dikkate alınmamaktadır. Kolektör-baz jonksiyonu kapasitesi baz direnci boyunca dağılmış bir kapasitedir. Baz direncinin de dağılmış bir direnç olduğunu tekrarlamak da yarar vardır. EM2 modelinde tek bir kapasite kullanılması, bu dağılmış kapasite için birinci dereceden bir yaklaşım getirmektedir. EM3 modeli olarak isimlendirilen daha yüksek seviyeli modelde, dağılmış kapasitenin modellenmesi için modele ek bir kapasite getirilmiştir. Bunun yanısıra, sıcaklığa bağlı olaylar ve τ_F ileri yönde geçiş süresinin kolektör akımına bağımlılığı da EM3 modelinde temsil edilmektedir.