

B A B II
TINJAUAN PUSTAKA

II.1. RANGKAIAN DASAR TRANSIENT

Jika sebuah switch dipakai dari suatu kondisi ke kondisi lainnya dengan menggunakan perubahan tegangan, keadaan steady-state tidak akan nampak dan arus yang mengalir adalah arus transient. Arus pada mulanya akan berubah dengan cepat, dan kemudian akan berangsur-angsur berubah sedikit demi sedikit. Akhirnya arus akan nampak stabil pada nilai steady-statenya.

Penggunaan Hukum Kirchoff tentang tegangan pada sebuah rangkaian yang berisi elemen penyimpan energi, menghasilkan bentuk persamaan differensial. Dalam bab ini akan dianalisa beberapa soal jaringan listrik khas secara lengkap. Dalam prosesnya dikemukakan pula konsep-konsep penting seperti konstanta waktu, resonansi, impedansi, dan sebagainya.

II.1.1. R-L Transient

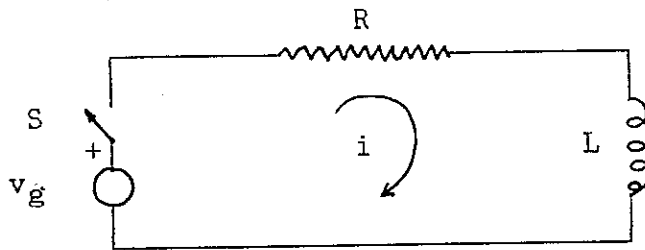
Switch dalam rangkaian seri R-L pada gambar II-1 berada dalam keadaan tertutup pada $t = 0$.

Arus akan ditentukan dalam 2 keadaan input :

(a) Jika $v_g = V_0$ (sebuah konstanta),

Dengan menggunakan hukum tegangan Kirchoff, didapatkan persamaan berikut :

$$L \frac{di}{dt} + R i = v_g \quad \dots\dots(II - 1)$$



Gambar II-1. Rangkaian R - L.

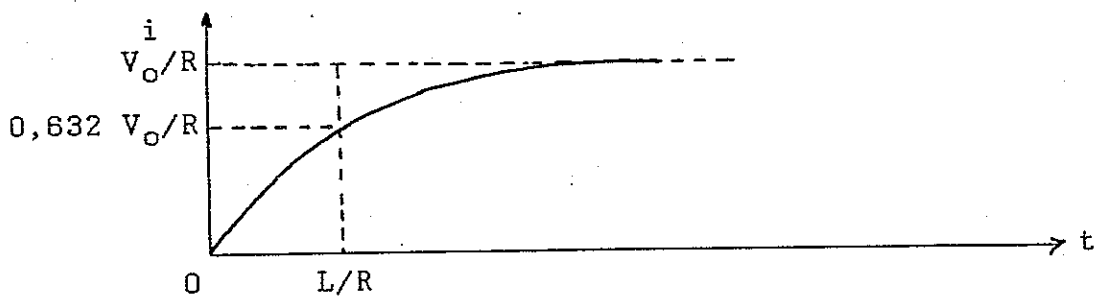
Dengan Metode Perhitungan Koefisien Tak Tentu (Appendix A), dan menganggap pada saat $t=0$, $i=0$, penyelesaian lengkap untuk arus adalah :

$$i = \frac{V_0}{R} (1 - e^{-Rt/L}) \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 2)$$

Sebuah kurva $i-t$ tipikal yang digambarkan oleh persamaan (II-2) adalah seperti pada gambar II-2. Arus naik dari harga nol mula-mula pada $t = 0$ hingga harga akhirnya V_0/R . Pada $t = L/R$, i menjadi

$$i = \frac{V_0}{R} (1 - e^{-1}) = 0,632 \frac{V_0}{R} \quad \dots(\text{II} - 3)$$

atau 63,2 % dari harga akhir. Perbandingan L/R mempunyai dimensi waktu yang disebut konstanta waktu. Rasio ini merupakan ukuran tingkatan dimana arus naik sampai pada keadaan steady-nya atau harga akhirnya.

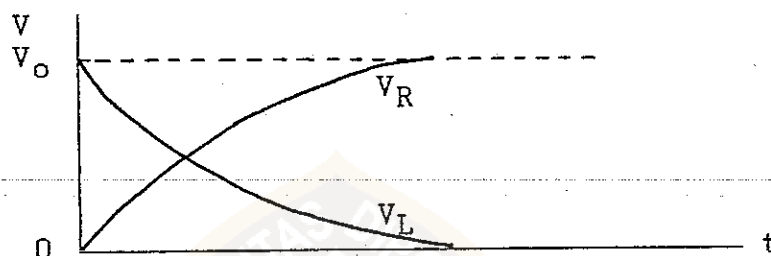


Gambar II-2. Kurva $i-t$ untuk sebuah rangkaian seri R-L.

Lebih jauh terlihat bahwa tidak terdapat hubungan langsung antara konstanta waktu L/R dengan garis lengkung kurva $i - t$. Garis lengkung ini merupakan waktu variabel yang sama dengan,

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_0}{L} e^{-Rt/L} \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 4)$$

Lengkungan mula-mula adalah sama dengan V_0/L , oleh sebab itu garis singgung di $t = 0$ berpotongan dengan garis V_0/R pada $t = L/R$, seperti yang ditunjukkan pada gambar (II-2).



Gambar II-3. Kurva $V - t$ untuk sebuah rangkaian $R - L$.

Transient tegangan yang melintasi elemen dari rangkaian $R - L$ yang dilalui arus, maka tegangan antara resistor adalah :

$$V_R = R i = V_0 (1 - e^{-Rt/L}) \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 5)$$

dan tegangan antara induktans adalah :

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \left(\frac{V_0}{L} e^{-Rt/L} \right) \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 6)$$

Tegangan transient resistor adalah sebuah kurva eksponensial yang naik dengan konstanta waktu yang sama seperti pada arus, sedangkan tegangan antara induktor adalah kurva eksponensial turun dengan konstanta waktu yang sama. Penjumlahan dari V_R dan V_L sesuai dengan Hukum Kirchoff dengan periode transient. (Gambar II-3)

$$\begin{aligned} V_R + V_L &= V_0 (1 - e^{-Rt/L}) + V_0 e^{-Rt/L} \\ &= V_0 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 7)$$

(b) Jika $v_g = V_g \sin wt$

Persamaan non-homogennya adalah

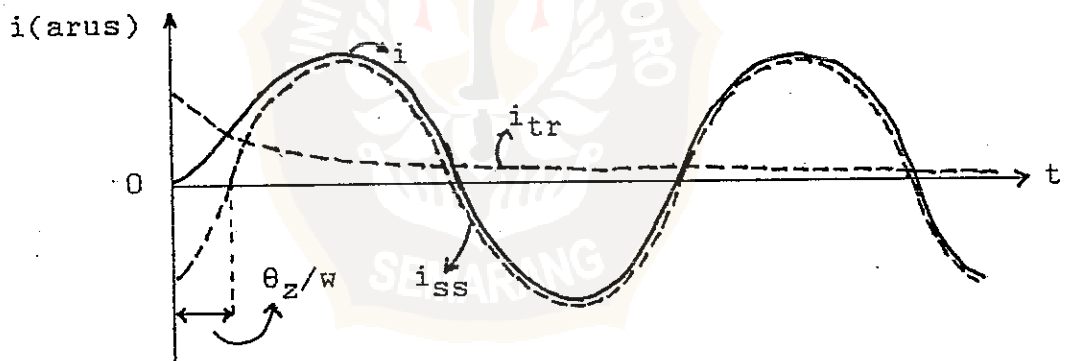
$$L \frac{di}{dt} + R i = V_g \sin wt \quad \dots\dots\dots(\text{II} - 8)$$

Jika dianggap pada keadaan awal $t=0$, $i=0$, maka penyelesaian lengkap untuk arus adalah :

$$i = \frac{V_g}{|Z|} [e^{-Rt/L} \sin \theta_z + \sin (wt - \theta_z)] \quad \dots\dots(\text{II} - 9)$$

dimana $|Z| = \sqrt{R^2 + w^2 L^2}$ dan $\theta_z = \tan^{-1} (wL/R)$.

Kurva $i - t$ yang tepat bergantung pada V_g , w , R , dan L . Gambar II-4 melukiskan sebuah sket tipikal untuk kurva arus.



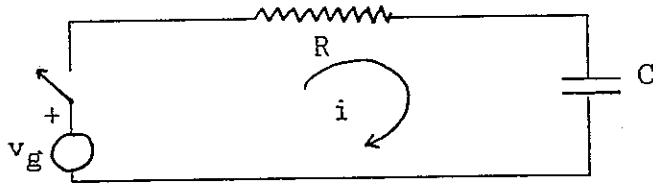
Gambar II-4. Kurva arus untuk rangkaian seri R-L, jika $v_g = V_g \sin wt$. Dilukiskan i_{tr} sebagai arus transient dan i_{ss} sebagai arus pada steady-state.

II.1.2. R - C Transient

Switch pada rangkaian seri R-C pada gambar II-5 adalah tertutup pada $t = 0$. Arus akan ditentukan dalam 2

keadaan input :

(a) Jika $v_g = V_o$ (sebuah konstanta),



Gambar II-5. Rangkaian seri R-C.

Dengan memakai hukum tegangan Kirchoff untuk rangkaian yang diketahui, dengan menganggap keadaan awal $t=0, i=0$, diperoleh persamaan berikut :

$$R i + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = v_g \quad \dots\dots(\text{II} -10)$$

Penyelesaian arus yang diinginkan adalah :

$$i = \frac{V_o}{R} e^{-t/RC} \quad \dots\dots(\text{II} -11)$$

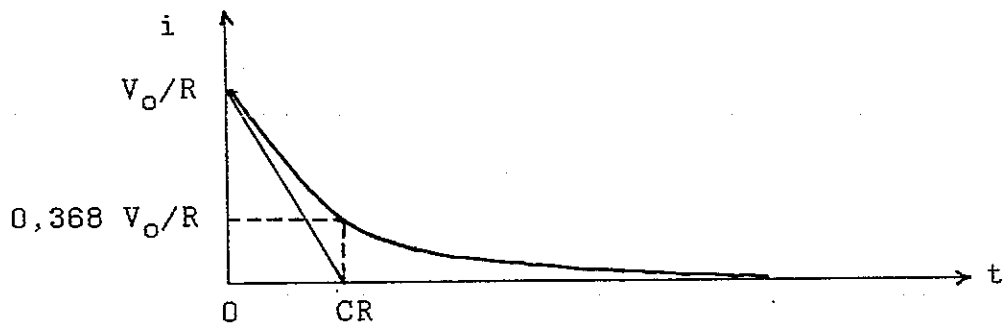
Kurva $i-t$ dari persamaan (II-11), terlukis dalam gambar II-6. Arus mengalami penurunan dari harga awal V_o/R pada $t = 0$ ke nol. Di sini jelas terlihat bahwa arus dalam rangkaian R-C dapat dengan tiba-tiba meloncat. (Dalam contoh ini, arus melompat dari 0 ke V_o/R pada $t = 0$). Pada $t = CR$, i menjadi

$$i = \frac{V_o}{R} e^{-1} = 0,368 \frac{V_o}{R} \quad \dots\dots(\text{II} -12)$$

atau 36,8 % dari harga awalnya. Perkalian RC mempunyai dimensi waktu dan disebut konstanta waktu dari rangkaian R-C. Konstanta ini merupakan ukuran dari tingkatan dimana kapasitor diberikan muatan. Lengkungan kurva arus tersebut adalah :

$$\frac{di}{dt} = - \frac{V_0}{C R^2} e^{-t/RC}, \quad \dots\dots\dots(\text{II -13})$$

yang mempunyai harga awal $- V_0/CR^2$. Garis singgung pada $t = 0$ memotong sumbu waktu pada $t = CR$, seperti ditunjukkan.



Gambar II-6. Kurva arus $i - t$ untuk rangkaian R-C.

(b) Jika $v_g = V_g \sin wt$

Analog dengan penyelesaian untuk rangkaian R-L di atas, akan diperoleh, (Appendix B)

$$i = i_{tr} + i_{ss} \quad \dots\dots\dots(\text{II -14})$$

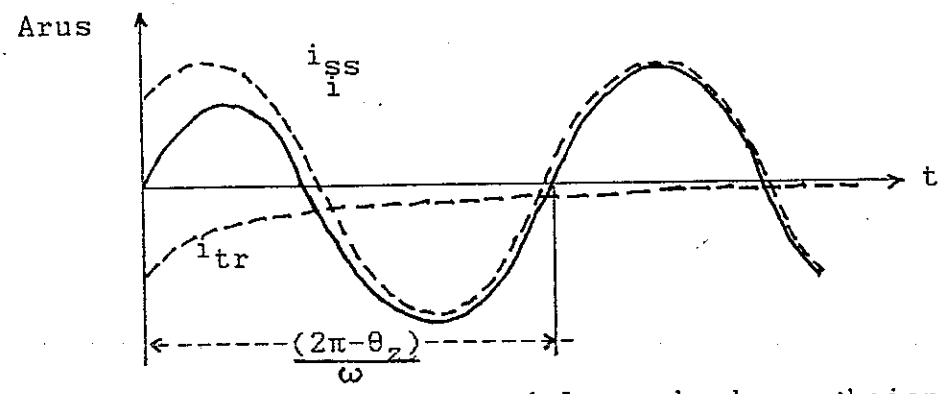
dimana :

$$i_{tr} = - \frac{V_g e^{-t/CR}}{WC [R^2 + (1/wC)^2]} = - \frac{wC V_g}{1 + (wRC)^2} e^{-t/CR} \quad \dots\dots\dots(\text{II -15})$$

dan

$$i_{ss} = \frac{V_g}{\sqrt{R^2 + (1/wC)^2}} \sin (wt + \tan^{-1} \frac{1}{wCR}) \quad \dots(\text{II -16})$$

Gambar II-7 merupakan sket kurva-kurva arus dalam sebuah rangkaian R-C dengan suatu tegangan sinusoidal yang diberikan.



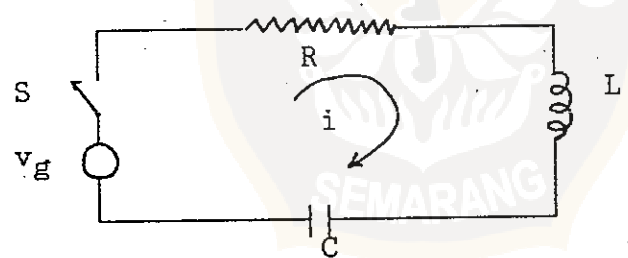
Gambar II-7. Sket kurva-kurva arus dalam sebuah rangkaian R-C denga suatu tegangan sinusoidal yang dipakai.

$$[|Z| = \sqrt{R^2 + (1/\omega C)^2} ; \theta_z = - \tan^{-1} (1/\omega CR)]$$

II.1.3. R - L - C Transient

Switch dalam rangkaian seri R-L-C pada gambar II-8 tertutup untuk t = 0. Arus akan ditentukan dalam 2 keadaan input :

(a) Jika $v_g = V_o$ (suatu konstanta),



Gambar II-8. Rangkaian seri R-L-C.

Persamaan loop untuk rangkaian tersebut, dengan mengambil kondisi awal nol, ialah

$$L \frac{di}{dt} + R i + \frac{1}{C} \int_0^t i dt = v_g \quad \dots\dots(II -17)$$

Persamaan karakteristiknya (Appendix C) :

$$L s^2 + R s + \frac{1}{C} = 0 \quad \dots\dots(II -18)$$

yang mempunyai 2 buah akar :

$$s_1 = -\frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\alpha + b, \quad \dots\dots(\text{II } -19)$$

$$s_2 = -\frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\alpha - b \quad \dots\dots(\text{II } -20)$$

sehingga :

$$i_{tr} = K_1 e^{s_1 t} + K_2 e^{s_2 t}, \quad \dots\dots(\text{II } -21)$$

dimana K_1 dan K_2 adalah dua buah konstanta sembarang yang hendak ditentukan dari dua keadaan mula (kondisi awal) setelah penyelesaian lengkap untuk i didapat.

Ada tiga kemungkinan sistem yang berbeda, tergantung pada harga-harga relatif R , L , dan C .

(i). $(R/2L)^2 > (1/LC)$, atau $R > 2\sqrt{L/C}$; b riil

$$i_{tr} = e^{-\alpha t} (K_1 e^{bt} + K_2 e^{-bt}) \quad \dots\dots(\text{II } -22)$$

Karena $\alpha > b$, arus transient terdiri dari dua komponen yang secara eksponensial menurun dengan tingkat pengurangan (rate of decay) yang berbeda. Keadaan inilah yang disebut "overdamped" dan terjadi bila di dalam rangkaian tersebut terdapat resistansi yang besar. Fungsi-fungsi eksponensial dengan eksponen riil dapat dinyatakan menurut bentuk sinus hiperbolik dan cosinus hiperbolik :

$$e^{bt} = \cosh bt + \sinh bt, \quad \dots\dots(\text{II } -23)$$

$$e^{-bt} = \cosh bt - \sinh bt. \quad \dots\dots(\text{II } -24)$$

Bentuk alternatif untuk i_{tr} overdamped adalah,

$$i_{tr} = e^{-\alpha t} (A_1 \cosh bt + A_2 \sinh bt), \quad \dots\dots(\text{II } -25)$$

Dimana konstanta A_1 dan A_2 masing-masing berarti (K_1+K_2) dan (K_1-K_2) .

(ii) $(R/2L)^2 = (1/LC)$, atau $R = 2\sqrt{L/C}$; $b = 0$.

Dalam keadaan begini, persamaan karakteristik (II-18) mempunyai sebuah akar ganda, dan penyelesaian transient menjadi,

$$i_{tr} = (K_1 + K_2 t) e^{-\alpha t} \quad \dots\dots(II -26)$$

Kedua suku dalam persamaan (II-26) sama-sama non-oscillatory. Suku pertama adalah fungsi eksponensial sederhana, mulai dari harga K_1 pada $t = 0$ dan berkurang dengan tingkat pengurangan yang sama dengan koefisien damping α ; suku kedua mulai dari nol pada $t = 0$, naik menuju maksimum, kemudian menuju nol bila harga t besar sekali. Keadaan ini disebut teredam kritis.

(iii) $(R/2L)^2 < (1/LC)$, atau $R < 2 \sqrt{L/C}$; b imajiner.

$$b = j \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = j \beta, \quad \dots(II -27)$$

$$i_{tr} = e^{-\alpha t} (K_1 e^{j\beta t} + K_2 e^{-j\beta t}) \quad \dots\dots(II -28)$$

Sekarang :

$$e^{j\beta t} = \cos \beta t + j \sin \beta t, \quad \dots\dots(II -29)$$

dan

$$e^{-j\beta t} = \cos \beta t - j \sin \beta t. \quad \dots\dots(II -30)$$

Jika kita mensubstitusikan persamaan (II-29) dan (II-30) ke dalam persamaan (II-28), diperoleh :

$$\begin{aligned} i_{tr} &= e^{-\alpha t} (B_1 \cos \beta t + B_2 \sin \beta t) \\ &= \sqrt{B_1^2 + B_2^2} \sin \left(\beta t + \tan^{-1} \frac{B_1}{B_2} \right) \quad \dots\dots(II -31) \end{aligned}$$

dimana B_1 ditulis untuk (K_1+K_2) dan B_2 untuk $j(K_1-K_2)$. Dalam persamaan (II-31) i_{tr} adalah gelombang sinus yang diredam

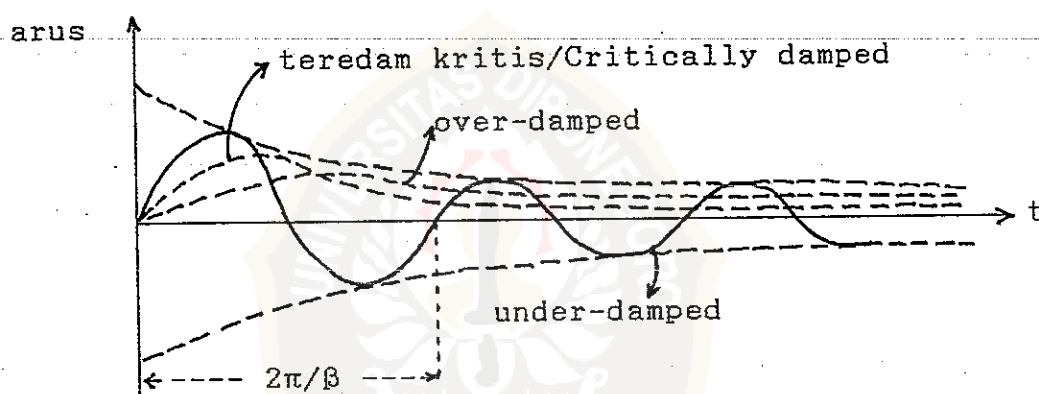
dan yang berosilasi dengan suatu frekwensi angular β . Keadaan ini disebut "under-damped" dan terjadi bila di dalam rangkaian tersebut terdapat resistansi yang kecil.

Sekarang diperiksa penyelesaian keadaan steady untuk persamaan (II-17),

(a) Jika $v_g = V_0$ (sebuah konstanta)

Arus keadaan steady dalam hal ini jelas adalah nol, karena suatu rangkaian seri yang mengandung suatu kapasitansi tidak dapat meneruskan arus searah.

$$i_{ss} = 0 \quad \dots\dots(II -32)$$



Gambar II-9. Kurva arus untuk rangkaian seri R-L-C, pada $v_g = V_0$.

Maka arus transient adalah arus total, dan mengambil salah satu dari persamaan-persamaan di atas, tergantung pada apakah rangkaian tersebut over-damped, teredam kritis, atau under-damped. Kurva $i-t$ yang tipikal terlukis seperti gambar (II-8). Kurva untuk keadaan over-damped dan teredam kritis mempunyai bentuk yang serupa.

(b) Jika $v_g = V_g \sin \omega t$

Cara yang paling sederhana untuk mendapatkan arus keadaan steady untuk suatu tegangan sinusoidal yang diberikan adalah dengan menggunakan konsep impedansi. Impedansi suatu rangkaian seri R-L-C terhadap arus yang mempunyai frekwensi sudut ω adalah :

$$Z = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = |Z| e^{j\theta_z}, \quad \dots\dots(\text{II -33})$$

dimana

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \left[\omega L - \left(\frac{1}{\omega C} \right) \right]^2} \quad \dots\dots(\text{II -34})$$

dan

$$\theta_z = \tan^{-1} \frac{\omega L - (1/\omega C)}{R} \quad \dots\dots(\text{II -35})$$

Persamaan arus keadaan steady akan didapatkan :

$$\begin{aligned} i_{ss} &= \frac{V_g}{|Z|} \sin(\omega t - \theta_z) \\ &= \frac{V_g}{\sqrt{R^2 + [\omega L - (1/\omega C)]^2}} \sin \left[\omega t - \tan^{-1} \frac{1}{R} \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right] \end{aligned} \quad \dots\dots(\text{II -36})$$

Selanjutnya arus total adalah penjumlahan i_{ss} dalam persamaan (II-36) dengan salah satu dari persamaan-persamaan untuk i_{tr} yang dikemukakan di atas. Untuk rangkaian yang pada mulanya berada dalam keadaan diam, kondisi awal yang digunakan adalah $i(0) = 0$ dan $q(0) = 0$.

II.2. KARAKTERISTIK SWITCHING KEADAAN STEADY DARI DIODA DAN TRANSISTOR.

Dioda junction, dioda termionik, dan transistor semuanya mempunyai daerah kerja yang ekstrim. Komponen tersebut tidak menghantar sama sekali ketika tegangan yang besar digunakan, dan menghantar sama besar ketika tegangan yang relatif kecil digunakan. Yang pertama dari daerah ini, peralatan diuraikan sebagai "off", "open", atau tidak menghantar. Dan daerah selanjutnya, komponen dikatakan "on", "closed", atau menghantar. Ketika komponen tersebut dikendalikan dari satu keadaan ekstrim ke lainnya, operasi tersebut dikatakan sebagai switch.

II.2.1. Dioda Semikonduktor

Pada sebuah P-N junction yang ideal, hubungan I dengan V adalah :

$$I = I_0 (e^{V/nV_T} - 1) \quad (\text{II -37})$$

Nilai positif dari I menunjukkan arus melintasi/mengalir dari sisi P ke sisi N. Simbol n adalah 1 untuk Germanium dan mendekati 2 untuk Silikon. Parameter η memperhitungkan rekombinasi pembawa dalam daerah transisi junction.

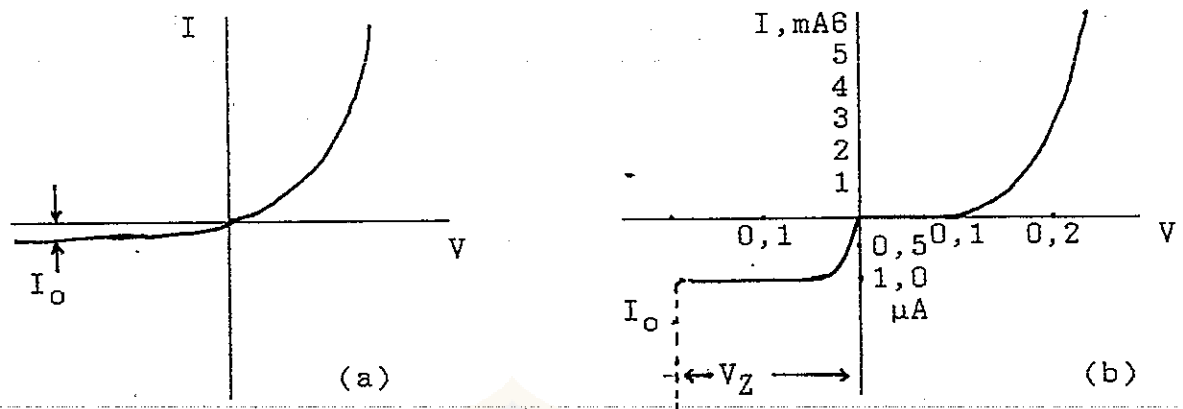
Simbol V_T berarti elektron-volt ekuivalen dari temperatur dan diberikan oleh :

$$V_T = \frac{kT}{e} \quad (\text{II -38})$$

dimana k adalah konstanta Boltzman ($k = 1,380 * 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$), e adalah muatan elektron ($e = 1,602 * 10^{-19} \text{ C}$), dan T adalah temperatur absolut. Dengan mensubstitusikan nilai di

atas, akan didapat $V_T = (T/11600)$ Volt dan pada temperatur ruang adalah $V_T = 0,026 \text{ V} = 26 \text{ mV}$ ($T = 300 \text{ K}$).

Bentuk dari karakteristik volt-ampere ini ditunjukkan pada persamaan (II-37) dan digambarkan pada gambar II-10 (a).



Gambar II-10. (a) Karakteristik volt-ampere dari sebuah dioda ideal; (b) karakteristik volt-ampere untuk dioda Germanium.

Jika tegangan V positif dan beberapa kali V_T , angka 1 dalam tanda kurung dari persamaan (II-37) dapat diabaikan. Maka arus naik secara eksponensial, kecuali di suatu lingkungan yang kecil dari titik pangkal. Jika dioda adalah reverse-bias, dan tegangan $|V|$ adalah beberapa kali dari V_T , $I \approx -I_0$. Arus reverse dengan demikian konstan, tidak bergantung pada pategangan balik yang diberikan. Akibatnya I_0 disebut arus balik jenuh.

Bagian lengkungan yang terdiri dari garis patah-patah adalah pategangan balik V_Z . Karakteristik dioda memperlihatkan adanya penyimpangan yang menyolok dari persamaan (II-37). Pada tegangan kritis ini, arus balik yang mengalir cukup besar dan dioda dikatakan berada dalam daerah

breakdown, yang akan diterangkan lebih lanjut.

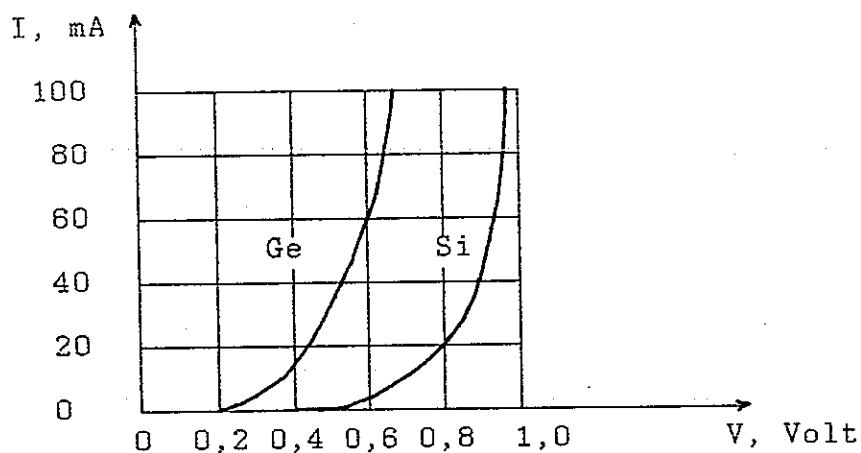
Tegangan Pintas V_T

Dioda Silikon dan Germanium keduanya dapat diperoleh secara komersial. Sejumlah perbedaan antara kedua macam dioda ini sangat penting untuk perencanaan rangkaian. Perbedaan karakteristik volt-ampere diperlihatkan dalam gambar II-11. Di sini diplot karakteristik maju dari dioda-switching Germanium dan dioda serupa dari Silikon, yang bertipe IN270 dan IN3605. Dioda ini dapat diperbandingkan tingkat arusnya. Hal penting yang perlu diperhatikan pada gambar II-11 adalah adanya tegangan pintas, tegangan offset, titik jatuh dan tegangan threshold/ambang, V_T . Dibawah tegangan ambang V_T arus sangat kecil (dikatakan kurang dari 1% dari nilai rata-rata). Di atas V_T , arus akan naik dengan cepat sekali. Dari gambar II-11, kita lihat bahwa V_T mendekati 0,2 V untuk Germanium dan 0,6 V untuk Silikon.

Karakteristik dioda Silikon bergeser sekitar 0,4 V terhadap tegangan ambang dari karakteristik Germanium. Alasan untuk perbedaan ini didapati kenyataan bahwa arus balik jenuh Germanium lebih besar 1000 kali dari arus balik jenuh Silikon yang mempunyai kemampuan yang setara. I_0 dalam dioda Germanium berorde mikroampere sedangkan untuk dioda Silikon nano-ampere; keduanya dalam temperatur kamar.

Karena $n = 2$ untuk arus yang kecil pada Silikon, arus naik sebesar $e^{V/2V_T}$ untuk beberapa persepuluhan volt yang pertama dan naik sebesar e^{V/V_T} pada tegangan-tegangan yang

lebih tinggi. Ketergantungan arus pada tegangan yang lebih kecil pada permukaan menyebabkan penundaan lebih lanjut dari naiknya karakteristik Silikon.



Gambar II-11. Karakteristik volt-ampere maju dari dioda Germanium (IN270) dan Silikon (IN3605) pada 25°C.

II.2.2. Kapasitans Dioda Transisi

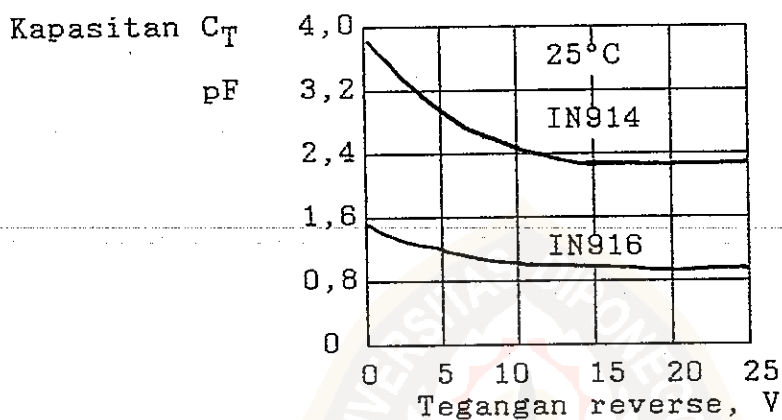
Sebuah dioda mengendalikan keadaan bias mundur ketika tidak ada arus yang mengalir atau mencegah datangnya sinyal. Jika dioda dipergunakan dalam rangkaian frekwensi tinggi, harus diperhitungkan kapasitans yang timbul pada saat reverse bias. Kapasitan ini disebut barrier atau kapasitan transisi C_T . Jika kapasitan ini cukup besar, arus tertahan oleh konduktansi yang rendah dari dioda reverse bias dan akan mengalir melalui kapasitor.

Dioda untuk melayani gelombang cepat, harus mempunyai kapasitan transisi dari orde 1 pF sampai 10 pF. Kapasitan barrier berkurang dengan bertambahnya tegangan reverse. Untuk junction yang sederhana secara geometrik kapasitans transisi

dihitung dari persamaan :

$$C_T = \frac{\lambda}{(V_B)^n} \approx \frac{\lambda}{V^n} \quad \dots(\text{II -39})$$

Di sini λ adalah sebuah konstanta. V_B adalah tegangan antara junction (sama dengan tegangan luar V , kecuali untuk tegangan yang sangat kecil). Exponen n sama dengan $\frac{1}{2}$ untuk junction yang mendadak dan $\frac{1}{3}$ untuk junction yang berangsur-angsur.

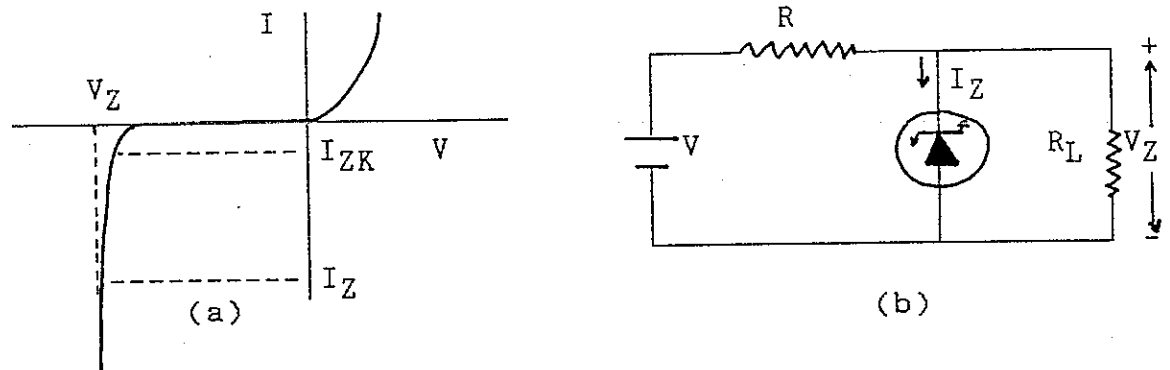


Gambar II-12. Tipe variasi kapasitan barrier, dengan tegangan reverse, dari dioda Silikon IN914 dan IN916.

II.2.3. Dioda Zener

Karakteristik tegangan reverse suatu dioda semikonduktor, meliputi daerah dadal, digambarkan pada gambar II-13(a). Di sini tegangan dioda, yang juga tegangan lintas R_L , adalah V_Z , dan arus dioda adalah I_Z . Dalam daerah breakdown perubahan arus dioda yang besar mengakibatkan perubahan tegangan dioda yang kecil. Bila arus beban dan sumber tegangan berubah, arus dioda akan menyesuaikan diri dengan perubahan-perubahan ini guna mempertahankan tegangan beban yang hampir tetap. Dioda akan terus menyatu dalam

operasi rangkaian, hingga arus terus sampai I_{ZK} . Batas atas arus dioda ditentukan oleh nilai pembuangan-daya (daya dissipasi) dioda.

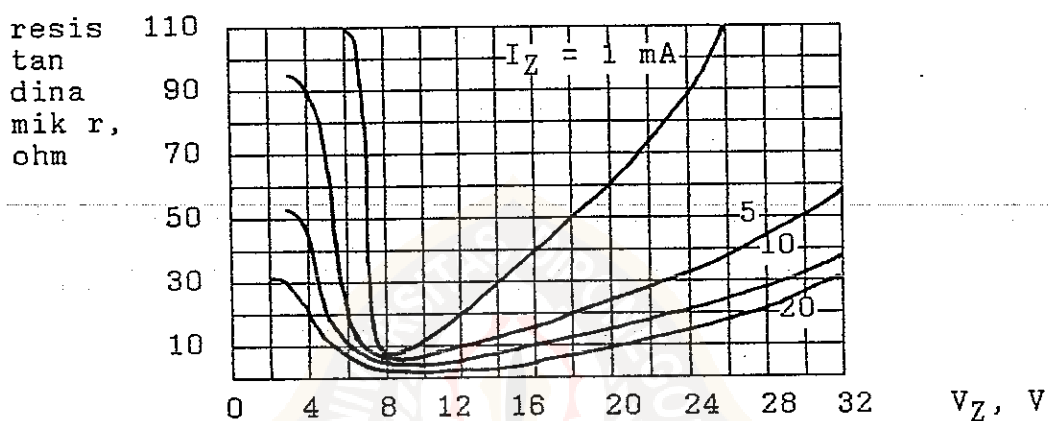


Gambar II-13. (a) Karakteristik volt-ampere dari suatu dioda avelanche atau zener; (b) Suatu rangkaian dimana dioda sedemikian digunakan untuk mengatur tegangan lintas R_L terhadap perubahan yang disebabkan oleh variasi dalam arus beban dan sumber tegangan.

Persoalan yang menarik dalam hubungan dengan dioda zener adalah kemiringan kurva volt-ampere dioda dalam daerah operasi. Jika kemiringan $\Delta V_Z / \Delta I_Z$ disebut resistan dinamik r , maka perubahan arus dioda ΔI_Z menghasilkan perubahan $\Delta V_Z = r \cdot \Delta I_Z$. Idealnya $r = 0$ berhubungan dengan kurva volt-ampere pada daerah breakdown, adalah tepat vertikal. Variasi dari r pada bermacam-macam arus untuk seri dari dioda zener pada tingkat dissipasi tetap dan beberapa tegangan, ditunjukkan dalam gambar II-14.

Agaknya r minimum terjadi pada daerah 6 V ke 10 V dan pada V_Z besar dan I_Z kecil, resistan dinamik r menjadi begitu besar. Maka didapatkan bahwa pada 200 V, dioda zener beroperasi pada

1,2 mA yang mempunyai r sebesar 1500 Ω . Akhirnya pada sebelah kiri minimum, pada tegangan zener yang rendah, resistansi dinamik cepat menjadi besar. Beberapa pabrik membuat perincian arus minimum I_{ZK} (gambar II-13 a), di bawah itu dioda tidak dapat digunakan. Sejak arus ini pada siku kurva, resistansi dinamiknya besar, maka untuk arus yang lebih kecil dari I_{ZK} , regulasinya tidak baik.



Gambar II-14. Resistansi dinamik pada beberapa arus dioda zener dari perbedaan tegangan operasi pada 25°C. Pengukuran dilakukan dengan arus 60 Hz pada 10 % dari arus dc.

Kapasitansi yang melalui dioda adalah kapasitansi transisi yang berbanding terbalik terhadap daya (seperti ditunjukkan dalam persamaan (II-39)). Karena C_T sebanding dengan luas penampang lintang dari dioda, dioda zener daya tinggi mempunyai kapasitansi yang sangat besar. Nilai C_T dari 10 sampai 10000 pF.

Dioda zener dapat dipakai dengan tegangan sekecil 2 Volt. Di bawah tegangan ini biasanya untuk referensi dan keperluan regulasi (digunakan pada arah forward).

II.2.4. Resistan Dioda

Resistan statik R dari sebuah dioda didefinisikan sebagai ratio V/I . Pada beberapa titik karakteristik volt-ampere, resistansi R sama dengan kebalikan slope garis hubung titik operasi ke titik awal (Gambar II-10). Resistansi statik bervariasi besarnya terhadap V dan I ; dan bukan parameter yang penting. Sifat dioda yang ditunjukkan pada pabrik memberikan tegangan forward maksimum V_F yang diperlukan untuk mencapai arus forward I_F dan juga arus reverse maksimum I_R pada tegangan reverse V_R . Nilai khusus untuk dioda Silikon $V_F = 0,8 \text{ V}$ pada $I_F = 10 \text{ mA}$ (dengan $R_F = 80 \ \Omega$) dan $I_R = 0,1 \ \mu\text{A}$ pada $V_R = 50 \text{ V}$ (dengan $R_R = 500 \ \text{M}\Omega$).

Untuk operasi sinyal kecil, resistansi dinamik atau resistansi penambahan r adalah parameter yang penting dan didefinisikan sebagai kebalikan slope karakteristik volt-ampere, yaitu $r \equiv dV/dI$. Resistansi dinamik bukan konstanta, tetapi bergantung pada tegangan operasi. Contoh, untuk dioda semikonduktor, didapat dari Persamaan (II-37), konduktansi dinamik $g \equiv 1/r$ adalah

$$g \equiv \frac{dI}{dV} = \frac{I_0 e^{V/\eta V_T}}{\eta V_T} = \frac{I + I_0}{\eta V_T} \dots (\text{II -40})$$

Untuk reverse bias yang lebih besar dari beberapa persepuluhan volt (sehingga $|V/\eta V_T| \gg 1$) g sangat kecil dan r besar sekali. Di pihak lain, untuk forward bias lebih besar dari beberapa persepuluh volt $I \gg I_0$ dan r mendekati

$$r \approx \frac{\eta V_T}{I} \dots \dots \dots (\text{II -41})$$

Resistansi dinamik berbanding terbalik dengan arus; pada

temperatur kamar untuk $n = 1$, $r = 26/I$, dimana I dalam mA dan r dalam Ω . Untuk arus forward 26 mA, resistansi dinamik adalah 1 Ω . Resistansi ohmik dari semikonduktor mungkin besarnya kira-kira sama dengan atau lebih tinggi daripada nilai ini. Walaupun r bervariasi dengan arus, pada model sinyal kecil, layak untuk menggunakan parameter r sebagai konstanta.

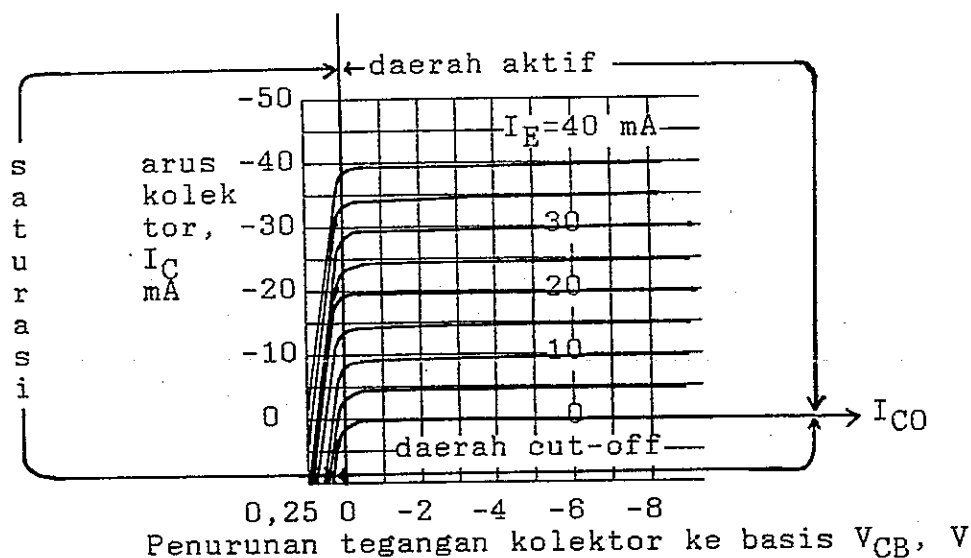
II.2.5. Transistor Sebagai Switch

Ketika sebuah transistor dipakai sebagai sebuah switch, kegunaannya membagi daerah operasi menjadi tiga bagian : daerah cut-off, daerah aktif, daerah saturasi.

Daerah ini mudah dikenali pada karakteristik basis-sekutu dari sebuah transistor, seperti pada gambar II-15.

Dalam daerah cut-off, kedua emitor junction dan kolektor junction adalah reverse bias. Arus saturasi reverse yang mengalir melintasi junction sangat kecil. Operasi transistor berada dalam daerah karakteristik untuk $I_E = 0$, bersesuaian dengan sebuah arus reverse kolektor saturasi I_{C0} . Keduanya hampir bersamaan tetapi tidak tepat bersamaan waktunya dengan sumbu $I_C = 0$. Jika transistor bersifat sebagai switch terbuka, transistor harus berada pada daerah cut-off.

Ketika emitor junction dalam keadaan forward-bias dan kolektor junction reverse-bias, transistor berada dalam daerah aktif. Dalam operasi switching, daerah aktif tidak menarik, karena transistor berubah secara tiba-tiba dari daerah cut-off ke daerah saturasi (atau sebaliknya).



Gambar II-15. Karakteristik keluaran transistor khas p-n-p untuk konfigurasi basis-sekutu.

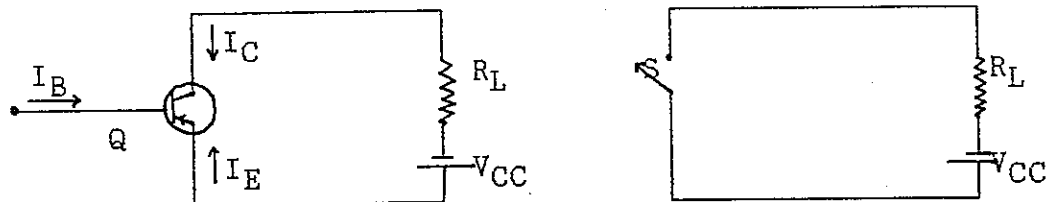
Daerah sebelah kiri dari ordinat $V_{CB} = 0$ dan diatas $I_E = 0$ adalah daerah saturasi. Di sini emitor junction dan kolektor junction keduanya forward-bias. Tegangan yang melintasi junction atau kombinasi dari junction adalah kecil. Selanjutnya, saat transistor dibutuhkan dalam keadaan switch tertutup, transistor dikendalikan dalam daerah saturasi.

Pada konfigurasi basis-sekutu, jika transistor dipakai sebagai sebuah switch, arus input emitor yang dibutuhkan pada operasi switch adalah sebesar arus kolektor yang melakukan switch. Dalam konfigurasi kolektor-sekutu, tegangan input yang dibutuhkan pada operasi switch adalah sebesar tegangan supply.

Dalam konfigurasi emitor-sekutu, sinyal input switching yang berupa tegangan atau arus, adalah kecil dibandingkan dengan arus atau tegangan output yang diswitch.

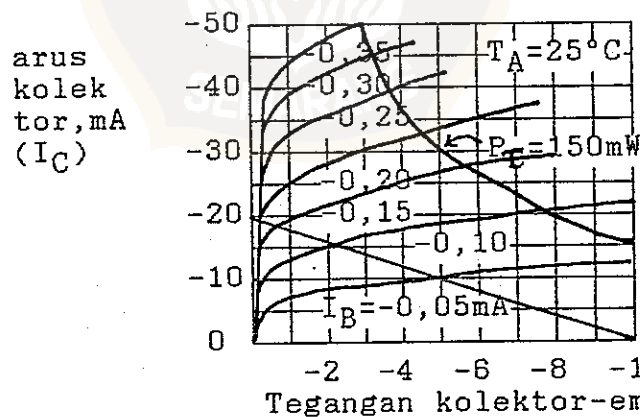
Oleh karena itu konfigurasi emitor-sekutu biasanya berguna

untuk transistor switch.



Gambar II-16. (a) Transistor digunakan sebagai switch. (b) Dengan fungsi yang sama sebagai switch.

Karakteristik emitor-sekutu dari transistor PNP junction Germanium campuran tipe 2N404, ditunjukkan dalam gambar II-17. Tipe transistor ini cukup untuk mewakili transistor junction campuran Germanium yang sanggup mendissipasikan daya sekitar 150 mW pada temperatur ruang. Dipilih $R_L = 500 \Omega$ dan tegangan supply $V_{CC} = 10$ Volt dan ditempatkan di atasnya sesuai dengan garis beban karakteristik.



Gambar II-17. Karakteristik emitor-sekutu transistor junction Germanium 2N404. Dissipasi maximum yang diperbolehkan $P_T = 150$ mW. Garis beban sesuai dengan $V_{CC} = 10$ V dan $R_L = 500 \Omega$.

II.2.6. Transistor Pada Daerah Cut-off

Cut-off pada sebuah transistor didefinisikan dengan kondisi $I_E = 0$. Pendekatan yang baik pada karakteristik basis-sekutu, sama pada titik dari cut-off, diberikan :

$$I_C = -\alpha I_E + I_{CO} \quad \dots\dots(II -42)$$

dimana α adalah penguat arus forward pada hubungan langsung basis-sekutu. Dari persamaan (II-42) terlihat kondisi cut-off $I_E = 0$, $I_C = I_{CO}$.

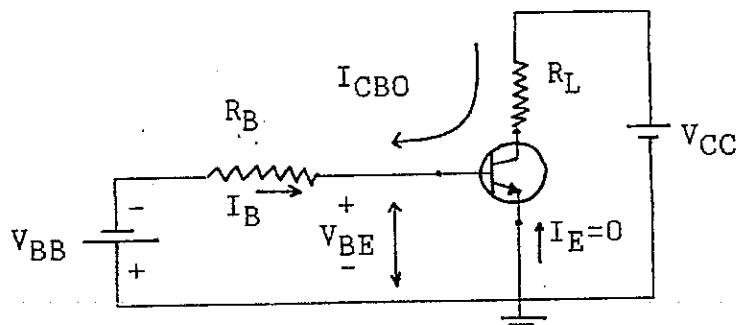
Hal yang sangat penting diperhatikan pada konfigurasi emitor-sekutu, transistor tidak akan cut-off jika basis adalah rangkaian terbuka. Dari gambar II-16 (a), jika $I_B = 0$, maka $I_E = -I_C$ dan dari persamaan (II-42) didapat :

$$I_C = -I_E = \frac{I_{CO}}{1 - \alpha} \quad \dots\dots (II -43)$$

Rangkaian Penting Pada Cut-off

Pada konfigurasi rangkaian dalam Gambar II-18, V_{BB} menyatakan tegangan bias yang digunakan untuk membuat transistor tetap cut-off. Dipandang bahwa transistor tepat pada titik cut-off, dengan $I_E = 0$, sehingga $I_B = I_{CBO}$. Apabila dikehendaki pada cut-off $V_{BE} \approx -0,1$ V, maka keadaan cut-off menghendaki

$$V_{BE} = -V_{BB} + R_B I_{CBO} \leq -0,1 \text{ V} \quad \dots\dots(II -44)$$



Gambar II-23. Sumber V_{BB} memberikan tegangan bias pada basis transistor NPN melalui R_B dan transistor mencapai cut-off dengan adanya arus reverse saturasi I_{CBO} .

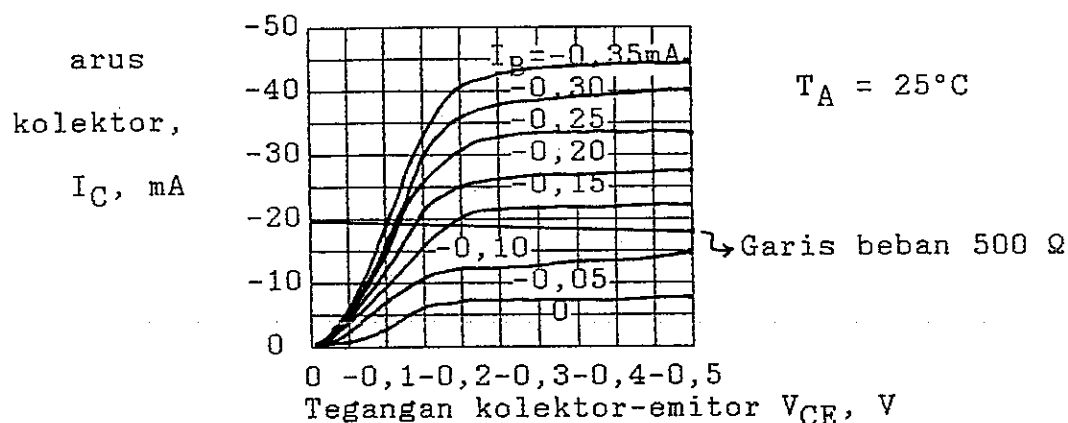
Pada gambar II-18, I_B turun kecuali nilai I_{CBO} yang diperlukan untuk mencapai cut-off, oleh arus ΔI_B . Kemudian perubahan dalam arus kolektor di atas nilai I_{CBO} akan mendekati $\Delta I_C = h_{fe} \cdot \Delta I_B$, dimana h_{fe} adalah penguat arus forward pada emitor-sekutu. Naiknya arus kolektor akan membawa transistor ke dalam daerah aktif, dimana daya dissipasi junction kolektor bertambah. Dissipasi pada junction kolektor akan bertambah jika temperatur bertambah dan karena itu I_{CBO} bertambah. Selanjutnya penambahan I_{CBO} akan didukung kenyataan bahwa pada arus kolektor yang rendah, arus kolektor bertambah h_{fe} . Kemungkinan adanya proses untuk I_C bertambah menjadi keadaan yang baru atau hilang dapat terjadi.

II.2.7. Transistor Switch Pada Saturasi

Jika sebuah transistor dikendalikan dari saturasi ke cut-off, satu dari sekian banyak faktor yang terpenting adalah waktu yang dibutuhkan untuk muatan kapasitans mengalir

pada cabang antara terminal output dari transistor. Kapasitans ini harus bermuatan melalui resistan beban R_L . Pada rangkaian switching yang cepat, R_L harus diambil yang kecil. Pada saturasi, besarnya arus kolektor adalah V_{CC}/R_L . Jika R_L kecil, maka V_{CC} harus kecil supaya arus tetap berada dalam batas-batas yang dipersyaratkan oleh arus dan daya dissipasi maximum. Tegangan swing total pada transistor switch adalah $V_{CC} - V_{CE}(\text{sat})$. Simbol $V_{CE}(\text{sat})$ adalah simbol tegangan kolektor ke emitor ketika transistor berada pada keadaan saturasi. Jika V_{CC} tetap, agar output swing yang dibuat sebesar mungkin, maka $V_{CE}(\text{sat})$ sekecil mungkin. Perubahan $V_{CE}(\text{sat})$ yang kecil akan menentukan apakah switch cut-off atau mengendalikan saturasi.

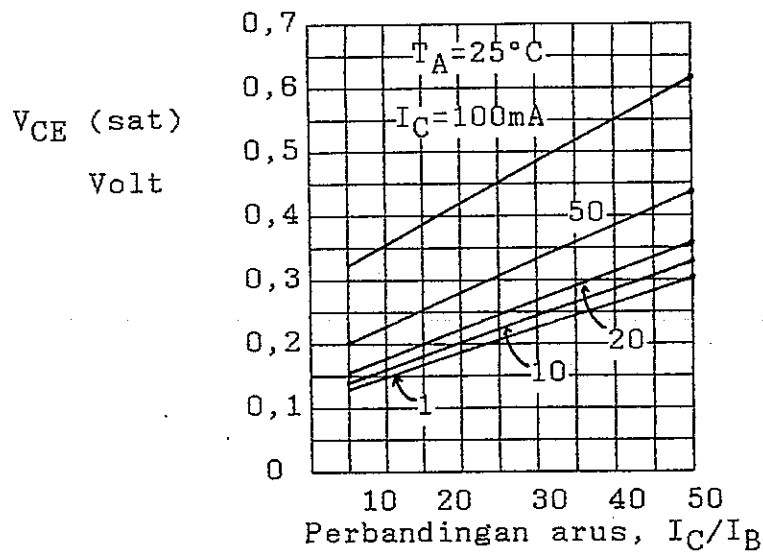
Untuk transistor switch dari gambar II-16 (a), tidak terbaca tegangan saturasi dari kolektor ke emitor, $V_{CE}(\text{sat})$, dengan ketelitian yang tinggi dari grafik gambar II-17. Maka dibuat karakteristik yang terdapat dalam gambar II-19. Pada karakteristik ini daerah antara 0 sampai 0,5 V diperbesar. Dengan mengamati dari gambar II-17 dan II-19, bahwa V_{CE} dan I_C tidak lagi sangat tanggap/responsive terhadap arus basis I_B setelah arus basis mencapai - 0,15 mA. Pada saat ini transistor mencapai saturasi. Untuk $I_B = - 0,15 \text{ mA}$, $|V_{CE}| \approx 175 \text{ mV}$. Pada $I_B = - 0,35 \text{ mA}$, $|V_{CE}|$ telah turun menjadi $|V_{CE}| \approx 100 \text{ mV}$.



Gambar II-19. Karakteristik emitor-sekutu daerah saturasi dari tipe 2N404. Suatu garis beban bersesuaian dengan $V_{CC} = 10$ V dan $R_L = 500 \Omega$ ditumpangkan di atasnya.

Besaran yang penting untuk suatu transistor yang bekerja dalam daerah saturasi adalah perbandingan $V_{CE}(\text{sat})/I_C$. Parameter ini disebut resistansi saturasi emitor-sekutu (R_{CS}). Untuk menentukan R_{CS} secara wajar, harus disebutkan titik operasi dimana besaran tersebut diukur. Untuk contoh, dari gambar II-19, ditemukan, bahwa pada $I_C = 20$ mA dan $I_B = -0,35$ mA, $R_{CS} \approx -0,1/(-20 \times 10^{-3}) = 5 \Omega$. Kenyataan yang muncul pada R_{CS} dari gambar II-19, adalah bahwa disebelah kiri dari lutut lengkungan pada suatu I_B tertentu dapat didekati dengan suatu garis lurus. Disini $V_{CE}(\text{sat})$ diplotkan sebagai sebuah fungsi dari I_C dan I_C/I_B untuk transistor Silikon.

Tegangan saturasi $V_{CE}(\text{sat})$ tidak bergantung hanya pada titik operasi tetapi juga pada material semikonduktor (Germanium atau Silikon) dan pada tipe dari susunan transistor.



Gambar II-20. Tegangan saturasi kolektor ke emitor $V_{CE}(\text{sat})$ sebagai sebuah fungsi dari perbandingan I_C/I_B dengan I_C sebagai sebuah parameter untuk transistor Silikon 2N914.

