

13. TRANSISTORE BIPOLARRA ERREGIMEN DINAMIKOAN

Aurreko bi ikasgaietan, BJTa egoera geldikorrean zegoen. Hau da, tentsioak eta korronteak denbora luzez aplikatzen genituen. Halere, aplikazio gehienetan, denborak aurrera egin ahala aldatzen diren seinaleak izaten ditugu.

Erregimen dinamikoaren garrantzia begi-bistakoa da, eta, batez ere, honako kasu hauek izango dira interesgarriak:

- BJTan korrontea agertze eta desagertzearen erregimen iragankorrak, BJTak kommutadore edo etengailu gisa lan egiten duenean dituen ezaugarriak markatzen dituelako. Hau da, potentziako elektronika eta elektronika digitalean agertuko diren kommutazio-abiadura eta korronteak finkatzen ditu.
- BJTak seinale txikiak amplifikatzen ditunean agertzen diren erlazio linealak. Guk, aplikazio hauetan jarriko dugu arreta.

BJTaren prozesu dinamikoak orokorrean ikertzea posible izan arren, horrek ez luke praktikotasunik izango. Horregatik, nahiko orokorra eta aplikagarria den eredu sinple bat ikusiko dugu: kargaren bidezko kontrol-eredua. Hortik abiatuta, eredu are sinpleago eta bereziagoa ebatziko dugu BJTak amplifikadore gisa lan egiten duenerako.

13.1 Kargaren bidezko kontrol-eredua

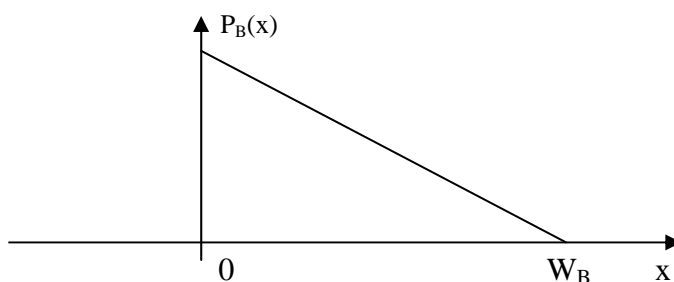
Demagun pnp transistore bat dugula, eta horrek gune aktiboan lan egiten duela. Zergatik gune aktiboan?

- BJT-a seinale txikiko amplifikadore modura erabiltzean gune aktiboan erabili ohi delako; irabazirik handiena eta distortsiorik txikiena eskaintzen dituelako.
- Kommutadore gisa erabiltzen dugunean (ON) asetasunetik (OFF) etenaldira (edo alderantziz) pasatzean gune aktiboa zeharkatzen delako beti.

13.1.1 KARGAREN BIDEZKO KONTROL EREDUA EGOERA GELDIKORREAN

Demagun erregimen geldikorrean gaudela. Aurreko ikasgaietan ikusi dugunez, I_E eta I_C korronteen osagai nagusia igorletik kolektorera igorritako eta bertara heldutako hutsuneez (baseko urrienenek) osatzen dute.

Baseko urrienen profila funtzionamenduaren ardatz gisa hartuko dugu ($I_{C0} \sim 0$ eta $\alpha_T \sim 1$ onartuz).



13.1 Irudia. Baseko urrienen profila gune aktiboan (pnp transistorean)

Dakigunez,

$$p_B(x) = p_B(0) \cdot \left(1 - \frac{x}{W_B}\right) = p_{B0} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) \cdot \left(1 - \frac{x}{W_B}\right)$$

$$I_C = -|I_C| \approx -I_{pC} = -qAD_p \cdot \left(-\frac{dp'_B(x)}{dx}\right) \Big|_{x=W_B} = qAD_p \cdot \left(-\frac{p_B(0)}{W_B}\right)$$

$$I_C = -qAD_p \frac{p_B(0)}{W_B}$$

Bestalde, baseko urrienen soberakinaren karga, Q_B :

$$Q_B = qA \cdot \int_0^{W_B} p'_B(x) \cdot dx \approx qA \cdot \int_0^{W_B} p_B(x) \cdot dx$$

$$Q_B = qA \cdot \int_0^{W_B} p_B(0) \cdot \left(1 - \frac{x}{W_B}\right) \cdot dx$$

$$Q_B = qA \cdot p_B(0) \cdot \left[x - \frac{x^2}{2W_B} \right]_0^{W_B}$$

$$Q_B = qA \cdot p_B(0) \cdot \left[W_B - \frac{W_B^2}{2W_B} \right] = qA \cdot p_B(0) \cdot \frac{W_B}{2}$$

Beraz,

$$\frac{I_C}{Q_B} = \frac{-\frac{D_{pB}}{W_B}}{\frac{W_B}{2}} \cdot \frac{qAp_B(0)}{qAp_B(0)} \Rightarrow I_C = -Q_B \cdot \frac{2D_{pB}}{W_B^2}$$

$$I_C = -\frac{Q_B}{\tau_T} \quad \text{non } \tau_T = \frac{W_B^2}{2D_{pB}}$$

τ_T igarotze-denbora (transition time) da: urrienek basea barreiapenez zeharkatzeko behar duten batez besteko denbora.

Bestalde, baseak elektrikoki neutroa izan behar du. Hau da, eskualde hori nahiko ugarienez hornitu behar da, Q_B urrienen karga hori neutralizatzeko. Nork hornitzen du basea elektroiez? Igorleko edo kolektoreko junturatik pasatzea ezinezkoa denez (eremu elektrikoa aurkan topatzen dute), baseko terminaletik sartzen dira:

$$I_B = -k \cdot Q_B = -\frac{Q_B}{\tau_B}$$

τ_B baseko batez besteko sasi-erdibizitza gisa azal daiteke ($\tau_B \neq \tau_{pB}$). Nahiz eta baseko ohiko birkonbinaketaren antza izan, kontzeptualki zeharo ezberdinak dira, bi elektroio mota daudelako: (1) baseko birkonbinaketa elikatze behar direnak eta (2) —eta hau izaten da handiena— igorlean injektatzen diren elektroiak.

Laburbilduz,

$$\left. \begin{aligned} I_C &= -\frac{Q_B}{\tau_T} \\ I_B &= -\frac{Q_B}{\tau_B} \end{aligned} \right\} \frac{I_C}{I_B} = \beta \text{ denez, } \tau_B = \beta \cdot \tau_T = \beta \cdot \frac{W_B^2}{2D_{pB}}$$

$$I_E = -[I_B + I_C] = k_2 \cdot Q_B$$

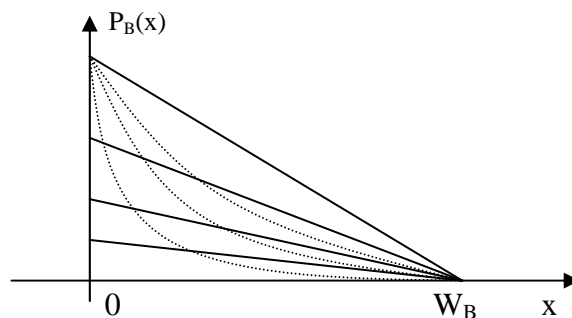
Ekuazio horiek osatzen dute kargaren bidezko kontrol-eredua egoera geldikorrean.

OHARRAK:

- Ekuazioak pnp transistoreentzat ebatzi arren, npn kasuan ere balio dute (kasu horretan Q_B negatiboa denez, I_C eta I_B korronteak positiboak izango dira).
- Ez dugu Early efektua kontuan hartu (hurbilketa bat da).
- Ekuazio horiek -gune aktiboan- Ebers-Mollen ereduaren parekoak dira.

13.1.2 KARGAREN BIDEZKO KONTROL EREDUA EGOERA DINAMIKOETAN

Diodoetan bezala, kargaren kontrol-eredua egoera estatikotik egoera dinamikora egokitzea nahiko erraza gertatzen da diodoetan bete behar zen baldintza betetzen baldin bada: aplikatutako tentsioaren bilakaerarekin konparatuz gero baseko profilaren aldaketa (egokipena) oso azkarra baldin bada. Hala bada, baseko profila linealtzat jo dezakegu une oro eta erregimen dinamikoa erregimen estatikoen segida gisa analiza dezakegu. Eta hala izaten da maiztasun baxuetan ($f < 100$ kHz denean).



13.2 Irudia. Erregimen dinamikoa erregimen estatikoen segida gisa analizatzea
(puntu irudikatzen den bilakaera ez dakigu analizatzen)

Diodoetan gertatzen zen bezala, junturetako ertzetan dagoen soberakinak ia berehala jarraitzen dio tentsioari; nahiko maiztasun altuetan ere ($f < 10$ MHz) betetzen da hori.

Aurreko hipotesia onartuta eta $q_B(t)$ basean dagoen (urrienen) kargatik abiatuz, zuzenean dagoen junturan dugun tentsioa igotzen badugu:

- a) Kolektoreko korronea lehenagoko adierazpenak ematen digu ($x = W_B$ puntuan dugun maldak ematen digu) (unean uneko karga):

$$i_C(t) = -\frac{q_B(t)}{\tau_T}$$

- b) Baseko korroneak, berriz, bi osagai ditu:

- i_{B1} , urrienen soberakinaren sasi-birkonbinaketa elikatzeko behar dena (baseko benetako birkonbinaketa elikatzeko eta igorlora injektatzeko behar diren urriena). Pnp transistorearen basera sartzen diren elektroiak dira: i_{B1} negatiboa da (q_B positiboa da).
- Eta i_{B2} , urrienen soberakinaren hazkundera orekatzen duten ugarienen kopurua gehitzeko behar dena (neutraltasuna gordetzearren). Pnp transistorean $dV > 0$ bada, elektroiak basera sartzen dira eta i_{B2} negatiboa da ($dq_B > 0$).

$$i_B(t) = i_{B1}(t) + i_{B2}(t) = -\frac{q_B(t)}{\tau_B} - \frac{\partial q_B(t)}{\partial t}$$

(beraz, bi osagaiak “-“ zeinuarekin)

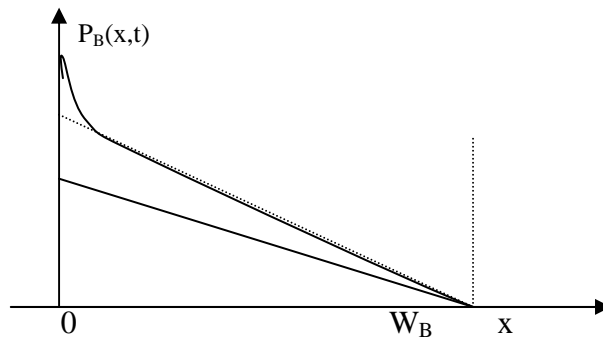
- c) Igorleko korronea Kirchoff erabiliz kalkulatu dugun:

$$i_E(t) = -[i_B(t) + i_C(t)] = \frac{q_B(t)}{\tau_B} + \frac{q_B(t)}{\tau_T} + \frac{\partial q_B(t)}{\partial t}$$

Hau da, igorleko junturatik baserantz pasatzen diren eramaileek (baseko urrienek, hutsuneek pnp batean) barreiaduraz lehenengo profila mantentzeaz gain, profil hori pixka bat hazaraziko dute.

Beraz, maiztasun baxuetan eta ertainetan ($f < 100$ kHz) aplikagarria izango da ondoren egingo den garapen matematikoa (erregimen dinamikoa erregimen estatikoetan deskonposatzen duen analisia).

Aurreko hiru ekuazioek kargaren bidezko kontrol-eredua osatzen dute erregimen dinamikorako. Erregimen geldikorrean (estatikoan), $d/dt = 0$ eta, argi dagoenez, lehenago estatikoan ikusitako eredura itzultzen gara.



13.3 Irudia. *Hurbilketaren errorea. Azalerari dagokionez txikia bada ere, nahiko altua da maldei dagokienez (batez ere $x = 0$ puntuan)*

Estatikoan, $I_E \approx I_C$ betetzen zen (profil lineala hartuz, $I_{PC} = I_{PE}$ eta horiek ziren korronteen osagai nagusiak); orain, berriz, nahiko ezberdinak izan daitezke. Nola da posible profil linealaren hurbilketa ontzat hartzen badu?

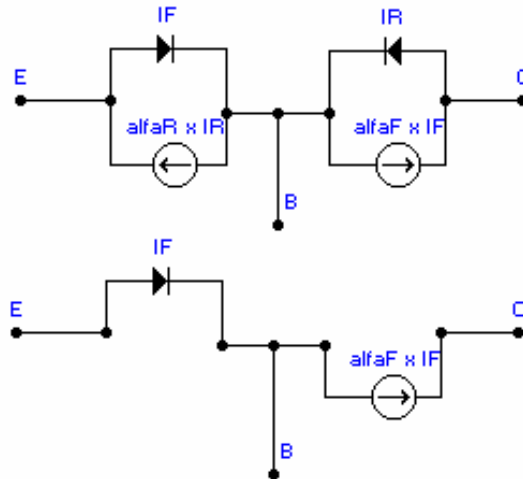
Profil lineala hartzen dugunean egiten ari garen hurbilketa nahiko ona izaten da kargaren (azaleraren) ikuspuntutik: uste izandako karga (puntuz marrazturiko zuzenak mugaturikoa) eta benetakoa (goiko kurbaren azpikoa) bat etortzen dira —gutxi gorabehera—. Maldetan, aldiz, nahiko errore handia gerta liteke; $x = 0$ puntuko maldak ematen digu i_C ; eta i_E , $x = W_B$ puntukoak. Kolektoreko junturako malda nahiko antzera geratzen bada ere, igorleko junturakoa nahiko ezberdina izan daiteke (bertako urrienen kontzentrazioaren integrala berdintsu mantentzen bada ere).

Horregatik, erregimen dinamikoan, igorleko eta kolektoreko korronteez ez dute hain parekoak (ia berdinak) izan behar: i_E eta i_B tentsioak eta tentsioaren aldaketaren abiadurak markatzen dute; i_C , berriz unean uneko tentsioak behartzen du (maiztasuna altuegia ez bada).

Era berean, egindako hurbilketa, $p_B(0,t)$ igorle-base junturako urrienen kontzentrazioa edo $v_{BE}(t)$ tentsioa kalkulatzekoan, errore handia ager liteke. Hori dela-eta, tentsioak ebatzeko, nahiko ondo kalkulatu diren korronteez eta kanpoko zirkuituak erabiliko dira normalean.

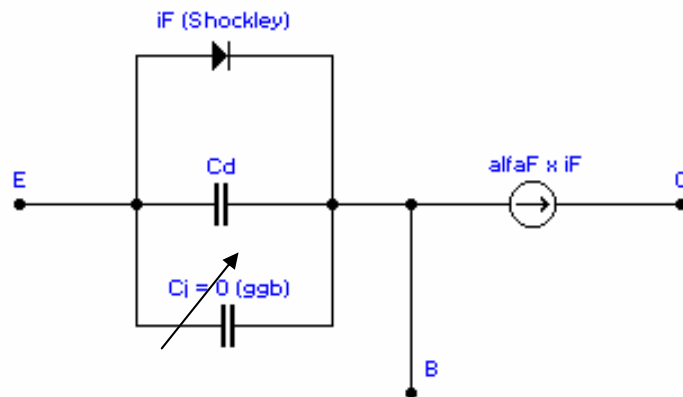
13.1.3 AURREKO EKUAZIOAK EBERS-MOLLEN EREDUTIK LORTZEA

Ebers-Mollen baliagarritasuna mantentzen dela onartuta eta, modu aktiboan, $I_R = -I_{CS} \sim 0$ denez:



13.4 Irudia. Ebers-Mollen eredua aktiboan

eta igorleko juntura diodo gisa analizatuz:



13.5 Irudia. Diodoa bere zirkuitu baliokideaz trukaturaz gero dugun zirkuitua

$$i_C(t) = -\alpha_F \cdot i_F = -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left[\exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) - 1 \right] \approx -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right)$$

$$i_C(t) = -I_S \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) = -\frac{qAD_{pB}p_{B0}}{W_B} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) = -\frac{qAD_{pB}p_B(0)}{W_B}$$

$$i_C(t) = -qA \frac{D_{pB}}{W_B} \frac{p_B(0)W_B/2}{W_B/2} = -\frac{D_{pB}}{W_B^2/2} \cdot q_B(t) = -\frac{q_B(t)}{\tau_T}$$

$$i_B(t) = -(1-\alpha_F) \cdot \frac{I_S}{\alpha_F} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) - C_d \cdot \frac{dv_{EB}}{dt} = -(1-\alpha_F) \cdot \frac{\alpha_F}{\alpha_F} \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) - C_d \cdot \frac{dv_{EB}}{dt}$$

$$i_B(t) = -\frac{I_{ES}}{\beta} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) - C_d \cdot \frac{dv_{EB}}{dt} = \text{betikoa} + -C_d \cdot \frac{dv_{EB}}{dt}$$

$$i_B(t) = -\frac{q_B(t)}{\tau_B} - C_d \cdot \frac{dv_{EB}}{dt} \quad \text{non} \quad -\frac{q_B(t)}{\tau_B} = -(1-\alpha_F) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right)$$

Parametroen balioak

$$\tau_B = \frac{-q_B(t)}{-(1-\alpha_F) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right)} = \frac{-\left(qAp_{B0} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right) \cdot W_B/2\right)}{-(1-\alpha_F) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{v_{EB}}{V_T}\right)}$$

$$\tau_B = \frac{qAp_{B0} \cdot W_B/2}{(1-\alpha_F) \cdot I_{ES}} = \frac{qAp_{B0} \cdot W_B/2}{I_{ESigorieadelaeta}} = \frac{qAp_{B0} \cdot W_B/2}{qAD_{nE} \cdot n_{E0}/L_{nE}} = \frac{N_E \cdot L_{nE} \cdot W_B}{N_B \cdot 2D_{nE}}$$

$$\tau_B = \beta \cdot \tau_T = \beta \cdot \frac{W_B^2}{2D_p}$$

$$\beta \approx \frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{N_E}{N_B} \cdot \frac{L_{nE}}{W_B}$$

$$\alpha = \frac{I_S}{I_S + I_{ES}} = \frac{D_p \cdot \frac{n_i^2}{N_B} \cdot \frac{1}{W_B}}{D_p \cdot \frac{n_i^2}{N_B} \cdot \frac{1}{W_B} + D_n \cdot \frac{n_i^2}{N_E} \cdot \frac{1}{L_{nE}}}$$

$$\alpha = \frac{\frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{N_E}{N_B} \cdot \frac{L_{nE}}{W_B}}{\frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{N_E}{N_B} \cdot \frac{L_{nE}}{W_B} + 1} = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

($\alpha_T = 1$ hartu dugulako)

13.1.4 AURREKO EKUAZIOEN EBAZPENA GARRAIOAREN IKUSPUNTUTIK

Kargaren bidezko kontrol-ereduaren formulak:

$$i_C = -\frac{q_B}{\tau_T} \quad \text{eta} \quad i_B = i_{B1} + i_{B2} = -\frac{q_B}{\tau_B} - \frac{\partial q_B}{\partial t}$$

$$\text{non } q_B(t) = -qA \cdot \frac{h \cdot W_B}{2} \approx -qA \cdot \frac{W_B}{2} \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_C = \text{estatikakoa} = I_S \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

$$i_B = i_{B1}(\text{estatikakoa}) + i_{B2}(\text{k arg aren _aldaketa})$$

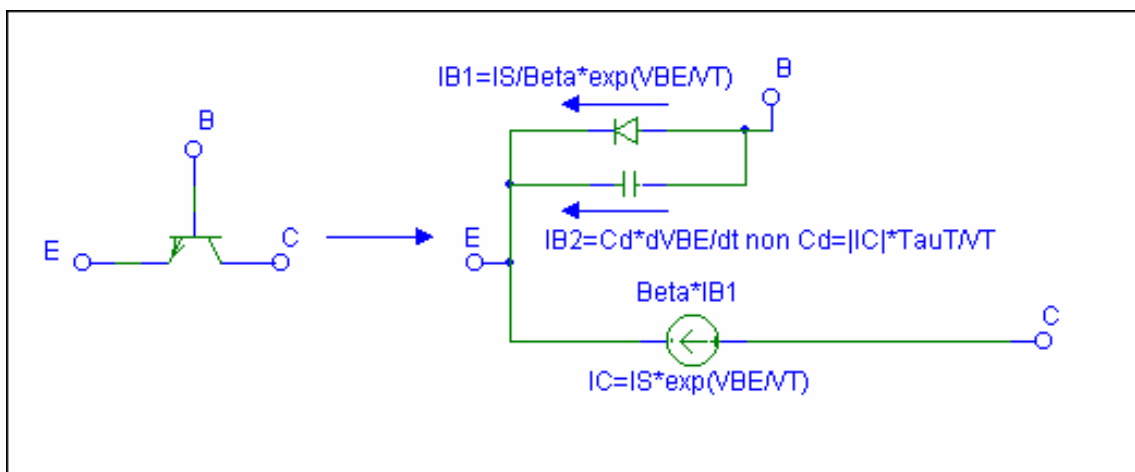
$$i_B = \frac{i_C}{\beta} - \frac{dq_B}{dv_{BE}} \frac{dv_{BE}}{dt} = \frac{I_S}{\beta} \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) + C_d \frac{dv_{BE}}{dt}$$

non

$$C_d = -\frac{dq_B}{dv_{BE}} = qA \cdot \frac{W_B}{2} n_{B0} \cdot \frac{d\left[\exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)\right]}{dv_{BE}}$$

$$C_d = qA \cdot \frac{W_B}{2} n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \cdot \frac{1}{v_T} = \frac{q_B(t)}{v_T} \Rightarrow C_d = \frac{|i_{B1}| \cdot \tau_B}{v_T} = \frac{|i_C| \cdot \tau_T}{v_T}$$

Zirkuitu baliokidea



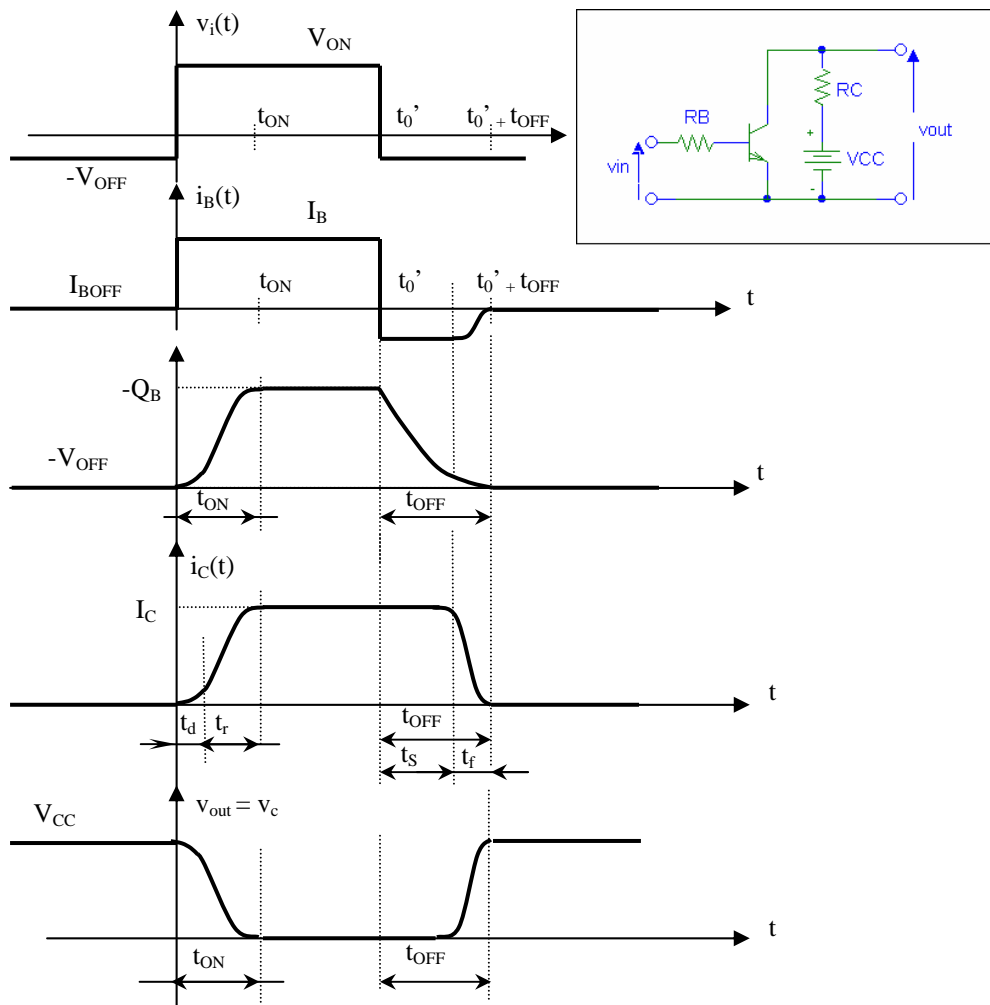
13.6 Irudia. Seinale txikiko zirkuitu baliokidea, garraioaren ikuspuntutik

13.2 BJTa kommutadore gisa

Elektronika analogikoan eta, batez ere, digitalean BJTaren kommutazioak garrantzi handia duen arren, ez dugu hemen sakonean analizatuko: diodoaren kasuaren estrapolazioa egingo dugu, eta ondorio nagusiak aurkeztu.

Diodan bezala, hemen ere, kommutazioa muturreko bi egoeren arteko aldaketa da. OFF-i, korrontetik gabeko egoerari, transistorearen etendura dagokio. ON kasuari, eroapeneko egoerari, berriz, gune aktiboa eta asetasuna egokitzen zaizkio.

Lan-gune batetik besterako karga hazkundea/murrizketa eta hustutako eskualdearen laburtzea/zabaltzea ezaugarritzatzeko, kargaren bidezko kontrol-eredua erabili behar dugu. Horren bitartez, denboran zehar agertzen diren aldiuneko korronte eta tentsioak kalkula ditzakegu, eta, horien bilakaerari begira, parametro nagusiak diren kommutazio-denborak ezaugarritzatzera hel gaitzke.



13.7 Irudia. Oinarrizko kommutazio-zirkuitua eta agertu ohi diren kargak, korronteak eta tentsioak

Aurreko irudian, OFF-ON eta ON-OFF aldaketetan transistorearen aldagaiek duten bilakaerak irudikatu dira.

Zirkuitu horretan, OFF-ON trantsizioan, baseko korrontea ia konstantea da, junturan agertuko den tentsioa oso txikia izango baita. Hau da, ia berehala iristen da egoera geldikorreko balioraino.

$$i_B(t) = \frac{V_{ON} - v_{BE}(t)}{R_S} \approx \frac{V_{ON}}{R_S} \equiv I_B$$

Kolektoreko korronteak, berriz, ez du estatikoko balioa (aktiboan geratuko bada, $\beta \cdot I_B$; asetasunean sartuko bada, V_{CC}/R_C) berehala hartuko. Izan ere, kolektoreko korrontea igotzen hasi baino, lehen t_d (delay time, atzerapen-denbora) pasatzen da, igorleko juntura alderantzizko polarizaziotik atera behar baitugu (C_{JE} kondentsadorea kargaz hornituz, hustutako eskualdearen zabalera laburtuz). Jarraian, baseko karga handituz joango da eta kolektoreko korrontea bere baliora igoko da, t_r (rise time, igoera-denbora) erabiliz.

ON-OFF trantsizioan, baseko korrontea negatiboa eta askotan –gutxi gorabehera– konstantea izaten da. Basean metatzen den karga gutxitzeko, bi prozedura daude: birkonbinaketa eta baseko korrontea. Asetasunetik abiatzen bagara, hasteko, aktibora pasatu behar dugu eta, bide horretan, kolektoreko korrontea eta profila konstante mantentzen dira. $i_C(t)$ korrontean aldaketak agertu baino lehen igarotzen den denbora t_s (storage time, metaketa-denbora) da. Gero, baseko kargaren profilaren malda aldatzen hasten denetik etendurako egoeraraino heldu arte, kolektoreko korrontea gutxituz doa, t_f (fall time, jaitsiera-denbora).

Trantsizio-denbora horietan guztietan, oinarritzko denborek eta kanpoko zirkuituko osagaiek (tentsioek eta korronteek) markatzen dituzte τ_B eta τ_T :

$$t_d \approx \frac{2C_{JE}}{I_B} f(\phi_T, V_{OFF}) + (1 + 0.11 \cdot \beta) \tau_T$$

$$t_r \approx 2.2 \cdot \beta \cdot \tau_T$$

$$t_s \approx \tau_S \cdot \frac{I_B - I_{CSAT} / \beta}{-I_{OFF}} \text{ non } \tau_S \text{ asetasuneko erdibizitza baliokidea baita.}$$

$$t_f \approx \tau_B \cdot \ln \left[1 - \frac{I_B}{I_{OFF}} \right]$$

13.3 Transistore bipolarra seinale txikian: zirkuitu baliokidea

13.3.1 SEINALE TXIKIKO KORRONTE OSAGAIK

Seinale txikian (diodoetan bezala), alternoko seinale askoz txikiago bat gehitu ohi diogu polarizazioko seinale nahiko handi bati (V_C, V_E, V_B): $v_{\text{alternoa}}(t) < V_T$.

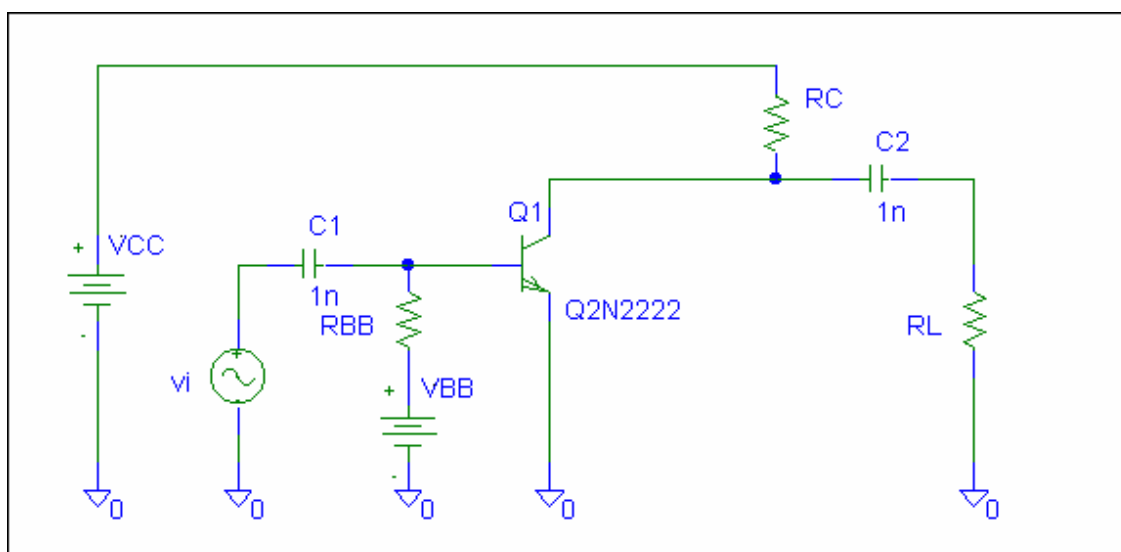
Diodoetan bezala, bitan banatuko dugu puntu batean dagoen seinalea: alde batetik, osagai jarraitua (\rightarrow polarizazioa) eta, beste alde batetik, osagai alternoa (\rightarrow seinale txikia) analizatuko ditugu. Ikusiko dugunez, $v_{ac}(t) \ll V_T$ betetzen bada, ekuazioak lineal bihur daitezke, eta seinaleen deskonposaketa (eta gainezarpena) erabil daitezke.

Seinale txikiko zirkuitua analizatzeko, transistorea (seinale txikiko) zirkuitu baliokide batez aldatzen dugu. Askotariko ereduak badaude ere, erabilienetakoak, π -zirkuitu hibridoak, hainbat abantaila ditu:

- Seinale txikiko zirkuitu baliokidean parte hartuko duten osagaiak kalkulatzeko berehalakoa da Q (polarizazioko korronteak eta tentsioak) jakinez gero.
- Maiztasun nahiko altuetan ere ($f < 500$ kHz), zirkuituko osagaiak maiztasunaren independenteak dira.

Seinale txikiko zirkuitua ebatziz, anplifikadorearen irabazia eta sarrerako zein irteerako inpedantziak kalkulatu ditugu. Anplifikadore gisa lan egiteko, lan-punturik onenak (distortsiorik gabeko irabazirik handiena ematen dutenak) gune aktiboan daude. Hori dela eta, hemendik aurrera, BJTa gune aktiboan dagoela onartuko dugu.

Beheko zirkuitua ohiko anplifikadore bat da.



13.8 Irudia. Igorle komuneko anplifikadorea

$v_{BE}(t) = V_{BE} + v_{be}(t)$ ($V_{BE} \rightarrow$ polarizazioa $> V_T$, $v_{be} \rightarrow$ seinale txikia $< V_T$) (npn)

$$q_B(t) = -qA \cdot \int_0^{W_B} n'_B(x,t) \cdot dx \approx -qA \cdot \int_0^{W_B} n_B(x,t) \cdot dx$$

$$q_B(t) = -qA \cdot \int_0^{W_B} n_B(0,t) \cdot \left(1 - \frac{x}{W_B}\right) \cdot dx = -qA \cdot n_B(0,t) \cdot \frac{W_B}{2}$$

$$q_B(t) = -qA \cdot \frac{W_B}{2} \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) = -qA \cdot \frac{W_B}{2} \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE} + v_{be}}{V_T}\right)$$

$$q_B(t) = -qA \cdot \frac{W_B}{2} \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) = Q_B \cdot \exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right)$$

baina, seinale txikian, $\exp\left(\frac{v_{be}}{V_T}\right) \approx 1 + \frac{v_{be}}{V_T}$

$$q_B(t) = Q_B \cdot \left(1 + \frac{v_{be}}{V_T}\right) = Q_B + Q_B \cdot \frac{v_{be}}{V_T} = Q_B + q_b(t)$$

Analizatzeko, kargaren bidezko kontrol-eredua erabiliko dugu (npn batentzat):

$$i_B = -\frac{q_B}{\tau_B} - \frac{\partial q_B}{\partial t}$$

Eta, laburbilduz,

$$Q_B = -qA \cdot \frac{W_B}{2} \cdot n_{B0} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$$

$$q_b(t) = Q_B \cdot \frac{v_{be}}{V_T} = \frac{Q_B}{V_T} \cdot v_{be}$$

$$q_B(t) = Q_B + q_b(t)$$

Beraz, *seinale txikian*, basean metatutako karga bi osagaitan deskonposa dezakegu: alde batetik, polarizazioak sortzen duena, Q_B (V_{BE} tentsioarekin menpekotasun esponentziala duena), eta, beste alde batetik, seinale txikiak eragiten duena, $q_b(t)$ (horrek $v_{be}(t)$ tentsioarekiko menpekotasun zuzena du eta, hortaz, batzuetan, positiboa eta, besteetan, negatiboa izango da).

Hiru ondorio nagusi atera ditzakegu:

- Seinale txikiko seinaleak eragiten duen karga polarizazio-puntuaren menpe dago.
- Seinale txikiko tentsioaren eta eragiten duen kargaren arteko erlazioa lineala da eta, beraz, tentsio eta korrante alfernoen arteko erlazioak linealak izango dira (kargaren bidezko kontrol-ereduak korranteak eta karga linealki erlazionatzen dituelako).
- Eta gainera gainezarpina aplikagarria da.

Korronteen ekuazioetatik:

$$i_B = -\frac{q_B}{\tau_B} - \frac{\partial q_B}{\partial t} = -\frac{Q_B + q_b(t)}{\tau_B} - \frac{\partial(Q_B + q_b(t))}{\partial t} = -\frac{Q_B}{\tau_B} - \frac{q_b(t)}{\tau_B} - \frac{\partial q_b(t)}{\partial t}$$

$$i_B = -\frac{Q_B}{\tau_B} - \frac{\frac{Q_B}{V_T} \cdot v_{be}}{\tau_B} - \frac{\partial\left(\frac{Q_B}{V_T} \cdot v_{be}\right)}{\partial t} = -\frac{Q_B}{\tau_B} - \frac{Q_B}{V_T \tau_B} \cdot v_{be} - \frac{Q_B}{V_T} \cdot \frac{\partial v_{be}}{\partial t}$$

$$i_B = I_B + i_b(t)$$

$$I_B = -\frac{Q_B}{\tau_B}$$

$$i_b = -\frac{Q_B}{V_T \tau_B} \cdot v_{be} - \frac{Q_B}{V_T} \cdot \frac{\partial v_{be}}{\partial t} = g_{be} \cdot v_{be} + C_{be} \cdot \frac{\partial v_{be}}{\partial t}$$

$$\text{non } g_{be} = -\frac{Q_B}{V_T \tau_B} = \frac{I_B}{V_T}$$

$$\text{eta } C_{be} = -\frac{Q_B}{V_T} = \frac{I_B}{V_T} \cdot \tau_B = \frac{I_C}{V_T} \cdot \tau_T = g_{be} \cdot \tau_B = \beta \cdot g_{be} \cdot \tau_T$$

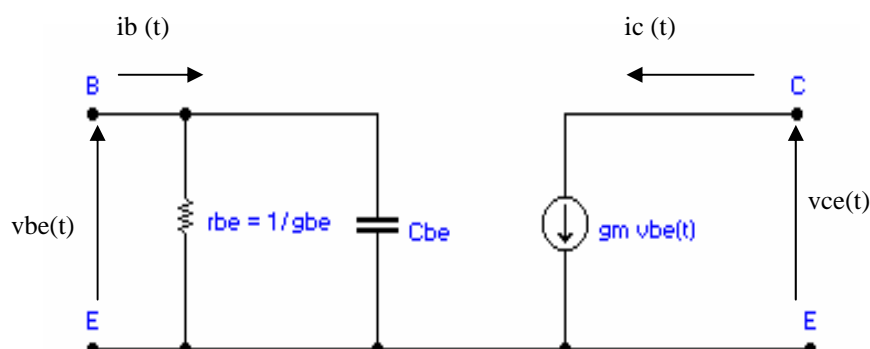
$$i_C = -\frac{q_B}{\tau_T} = -\frac{Q_B + q_b(t)}{\tau_T} = -\frac{Q_B}{\tau_T} - \frac{q_b(t)}{\tau_T} = -\frac{Q_B}{\tau_T} - \frac{\frac{Q_B}{V_T} \cdot v_{be}}{\tau_T}$$

$$i_C = I_C + i_c(t)$$

$$I_C = -\frac{Q_B}{\tau_T}$$

$$i_c(t) = -\frac{Q_B}{V_T \cdot \tau_T} \cdot v_{be} = g_m \cdot v_{be} \quad \text{non } g_m = -\frac{Q_B}{V_T \cdot \tau_T} = \frac{I_C}{V_T} = \beta \cdot g_{be}$$

13.3.2 π ERAKO ZIRKUITU BALIOKIDEA



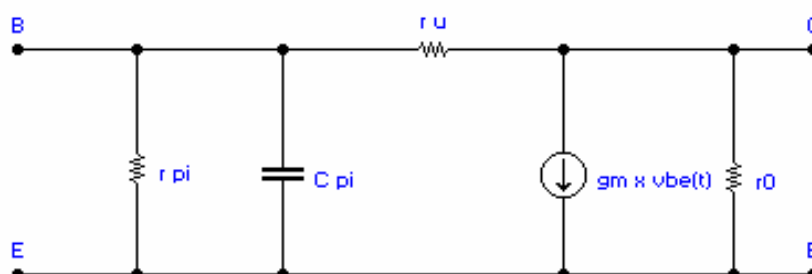
13.9 Irudia. Aurreko ekuazioak islatzen dituen zirkuitua. Seinale txikiko zirkuitu baliokidea igorle komuneko egituran

Pnp transistoreentzat zirkuitu bera lortuko genuke $i_b(t)$, $i_c(t)$ eta $v_{eb}(t)$. Aurreko formulak erabilia g_b eta g_m negatiboak izango lirateke . Baina korronteen noranzkoa arrazoituz eta aldagaitzat v_{be} hartuz, g_b eta g_m positiboak geratzen dira beti ($|I_C|/V_T$ eta $|I_B|/V_T$). Hau da, **pnp edo npn transistoreen zirkuitu baliokidea 13.9 Irudikoa da eta g_b eta g_m positiboak dira beti.**

Aurreko garapenean (eta beraz aurreko zirkuituan) ez da **Early efektua** kontuan hartu. Kontuan hartuz gero, beste bi osagai agertzen zaizkigu:

$$g_\mu = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{CB}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} \quad r_\mu = 1/g_\mu \quad (\text{ihes korrante baten berri emanez})$$

$$g_0 = \left. \frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}} \right|_{V_{CE}, V_{BE}} \quad r_0 = 1/g_0 \quad (\text{Early efektua})$$

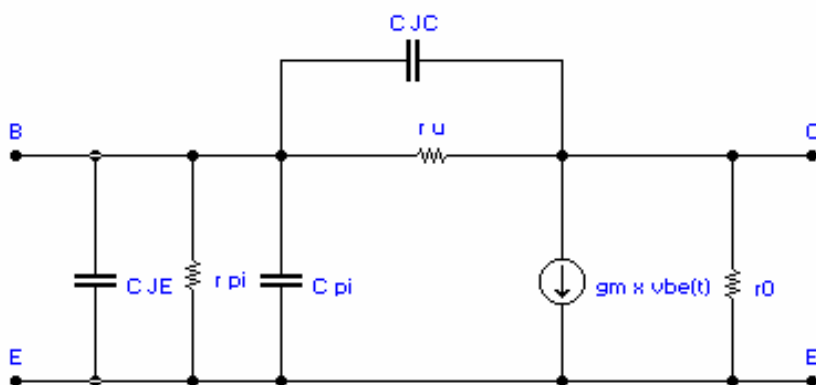


13.10 Irudia. Bigarren mailako efektuak kontuan hartzen dituen zirkuitua

Gehienetan, $g_\mu = 0 = g_0$ hartuko ditugu (eta efektu horiek baztertu).

Edozein kasutan, $g_\mu < 100 g_0$ izaten denez, g_μ ia beti aintzat ez hartzeko modukotzat jotzen dugu.

Azkenik, hustutako eskualdeetako karga-aldaketak kontuan hartzen baditugu, beste bi kondentsadore agertzen dira:



13.11 Irudia. Zirkuitu osoa: π erako eredu hibridoa (maiztasun nahiko altuetan)

$$C_{JE} = \frac{C_{JE0}}{\left[1 - \frac{V_{BE}}{\Phi_{T,E}}\right]^{1/m}}; C_{JC} = C_\mu = \frac{C_{JC0}}{\left[1 - \frac{V_{BC}}{\Phi_{T,C}}\right]^{1/m}}$$

(C_{JE0} eta C_{JC0} tentsiorik ez dagoenean ditugun junturetako kapazitateak dira).

Oharrak:

- Maiztasun baxuetan, kondentsadoreen efektuak aintzat ez hartzeko modukoak dira (zirkuitu ireki bilakatzen dira).
- Maiztasun oso altuetan ($f > 10\text{MHz}$), aurrekoak ez digu balio (kargaren bidezko kontrol-ereduak kale egiten du).

Honako hauek dira beste erlazio erabilgarri batzuk:

$$C_b = \beta \cdot g_b \cdot \tau_T = \frac{I_C}{V_T} \cdot \tau_T = g_m \cdot \tau_T$$

$$g_m = \beta \cdot g_b$$

Seinale sinusoidaletarako:

$$i_b(t) = v_{be}(t) \cdot (g_b + j\omega C_b) \qquad i_c(t) = v_{be}(t) \cdot g_m$$

$$\frac{i_c(t)}{i_b(t)} = \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} = \frac{g_m / g_b}{1 + \frac{j\omega C_b}{g_b}} = \frac{I_C / I_B}{1 + \frac{j\omega C_b}{g_b}} = \frac{\beta}{1 + \frac{j\omega C_b}{g_b}} = \frac{\beta}{1 + j\omega \tau_b} = \frac{\beta}{1 + j\omega \beta \tau_T}$$

Seinale txikiko korrante-irabazia ez da, orokorrean, seinale handiko korrante-irabazia, baina bai maiztasun baxuetan (orduan, $\omega \cdot C_b \ll g_b$).

13.4 BJTa koadripolo gisa

Seinale txikiari dagokionez, seinaleen arteko erlazioak **linealak** direnez eta sarrera eta irteera nahiko argi bereiz daitezkeenez, koadripoloen teoria oso lagungarria da.



13.12 Irudia. Koadripoloaren korrante eta tentsioak (V_1 , V_2 , I_1 eta I_2 seinale txikiko tentsio eta korranteak dira)

Koadripolo ezberdina izan dezakegu bi baldintza kontuan hartuta:

1. Konfigurazioa edo egitura (igorle, base edo kolektore komuneko kasuetan, sarrera eta irteerak ezberdinak dira)
2. Lan-puntua (seinale txikian zirkuituaren portaera Q puntuaren menpe dagoelako, π zirkuituan ikusten genuenez)

Hainbat abantaila aurkituko ditugu. Batetik, osagaiak kanpotik neur daitezke. Bestetik, zirkuituen analisi matematikoa errazten da.

Azkenean, koadripolo modura analizatzea, transistorearen ezaugarri fisikoak eratoritzen diren ezaugarri elektrikoei begiratu beharrean, lau terminaleko kutxa baten ezaugarri elektrikoei so egitea da.

13.4.1 PARAMETRO HIBRIDOAK

Koadripoloetan agertzen diren lau aldagaiak erlazionatzeko (dauden bi ekuazioak adierazteko), inpedantzia-parametroen matrizea, admitantzia-parametroak edo parametro hibridoak erabil daitezke:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} \Leftrightarrow V = Z * I$$

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \Leftrightarrow I = Y * V; Y = Z^{-1}$$

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = H * \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

Parametro horiek guztiak erlazionatuta daude eta egituraren –hau da, sarrera eta irteera zeintzuk diren- eta polarizazioaren menpe egoteaz gain, maiztasunaren menpe ere badaude. Hiru baldintza horiek finkatuz gero, esperimentalki kalkulatzeko nahiko erraza da.

$$z_{11}(egitura, f, Q) = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2=0}$$

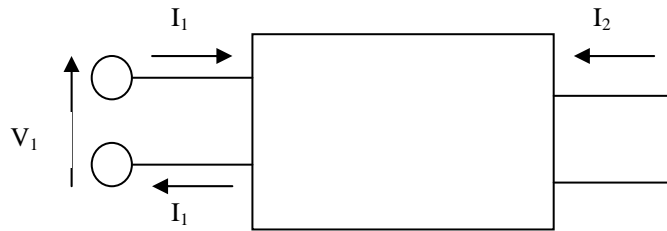
$$h_{11}(egitura, f, Q) = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0} \quad \text{esperimentalki}$$

$$\text{edo, } Z \text{ matrizea baldin badakigu, } h_{11} = z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22}}$$

Beraz, h_{11} parametroa (orokorrean H matrizea) kalkulatzeko, bi bide ikusten ditugu:

a) Esperimentalki neurtzea

$$h_{11}(egitura, f, Q) = \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{V_2=0}$$



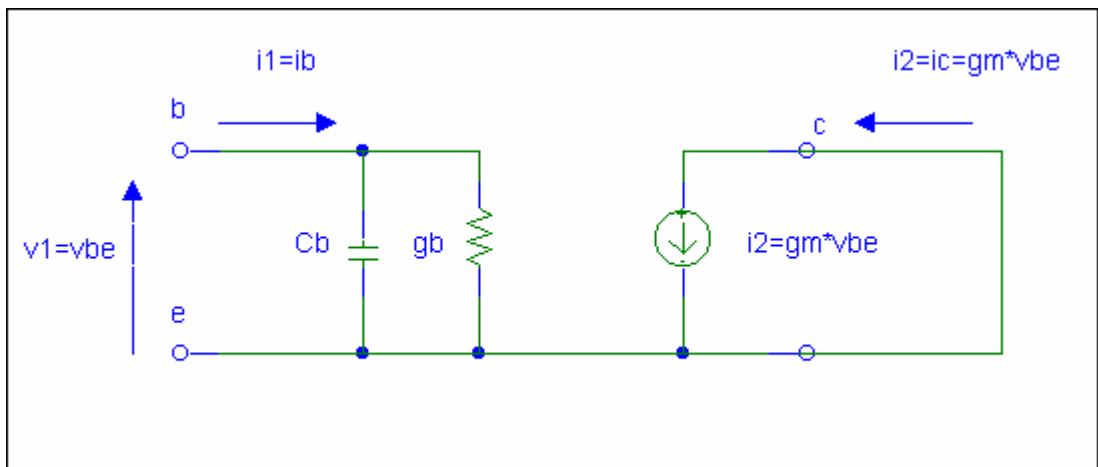
13.13 Irudia. h_{11} parametroa neurtzea (v_1 - i_1 ezaugarria marraztu)

b) Koadripoloa karakterizatzen duten beste parametro batzuekin erlazionatzea

$$h_{11}(\text{egitura}, f, Q) = z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22}}$$

Guk lehenengo bidea erabiliko dugu H matrizea teorikoki kalkulatzeko (π erako zirkuitu baliokidetik). h_{21} parametroa kalkulatuko dugu hiru konfigurazioetan.

Igorle komuneko konfigurazioko h_{21} parametroaren kalkulu teorikoa:



13.14 Irudia. Igorle komuneko egiturako korrante eta tentsioak

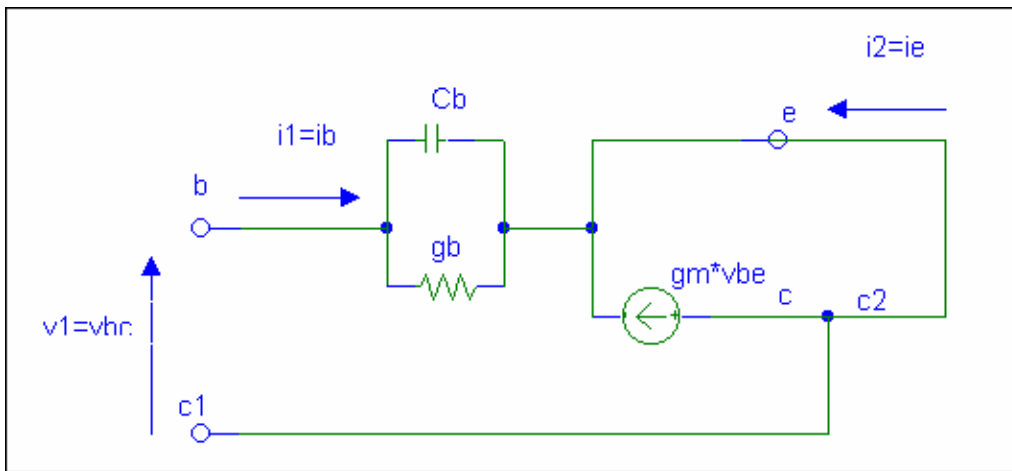
$$h_{21}(\text{igorle_komunean}, f_ertainean, Q) = h_{21e} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{\text{irudian}(V_2=0)}$$

$$h_{21e}(f, Q) = \frac{g_m \cdot v_{be}}{v_{be} \cdot (g_b + j\omega C_b)} = \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} = \beta \cdot \frac{1}{1 + j\omega C_b / g_b}$$

Kolektore komuneko konfigurazioko h_{21} parametroaren kalkulu teorikoa
(sinplifikatutako π zirkuitu baliokidetik):

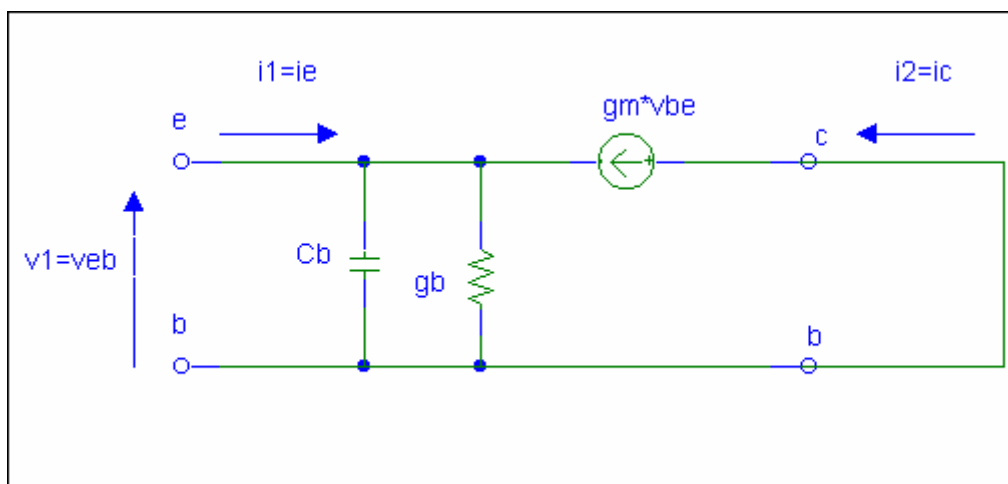
$$h_{21}(\text{kolektore_komuna}, f_ertaina, Q) = h_{21c} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{\text{irudia}(V_2=0)} = \frac{-(i_b + i_c)}{i_b}$$

$$h_{21c} = \frac{-[v_{be} \cdot (g_b + j\omega C_b) + g_m \cdot v_{be}]}{v_{be} \cdot (g_b + j\omega C_b)} = -\frac{g_b + j\omega C_b + g_m}{g_b + j\omega C_b} = -1 - \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} \approx -(\beta + 1)$$



13.15 Irudia. Kolektore komuneko egiturako korrante eta tentsioak

Base komuneko konfigurazioko h_{21} parametroaren kalkulu teorikoa
(sinplifikatutako π zirkuitu baliokidetik):



13.16 Irudia. Base komuneko egiturako korrante eta tentsioak

$$h_{21}(base_komuna, f_ertaina, Q) = h_{21b} = \frac{I_2}{I_1} \Big|_{irudia(V_2=0)} = \frac{i_c}{i_e} = \frac{i_c}{-(i_c + i_b)}$$

$$h_{21b} = \frac{g_m \cdot v_{be}}{-[g_m \cdot v_{be} + v_{be} \cdot (g_b + j\omega C_b)]} = -\frac{g_m}{g_m + (g_b + j\omega C_b)} = -\frac{1}{1 + \frac{g_b + j\omega C_b}{g_m}} \approx -\alpha$$

Normalean, izendapena ez da h_{ij} , baizik eta:

h_{input} konfigurazioa = h_{11}

i, input, sarrerako tentsioaren eta korrontearen arteko erlazioa delako (irteera zirkuitulaburtuta dagoenean) Nolabait, sarrerako inpedantzia berezi bat da.

$h_{forward}$ konfigurazioa = h_{21}

f, forward, irteerako eta sarrerako korronteen arteko erlazioa delako (irteera zirkuitulaburtuta dagoenean). Nolabait, zuzeneko transferentziaren neurria da.

$h_{reverse}$ konfigurazioa = h_{12}

r, reverse, sarrerako eta irteerako tentsioen arteko erlazioa delako (sarrera zirkuitu irekian dagoenean). Nolabait, alderantzizko transferentziaren neurria da.

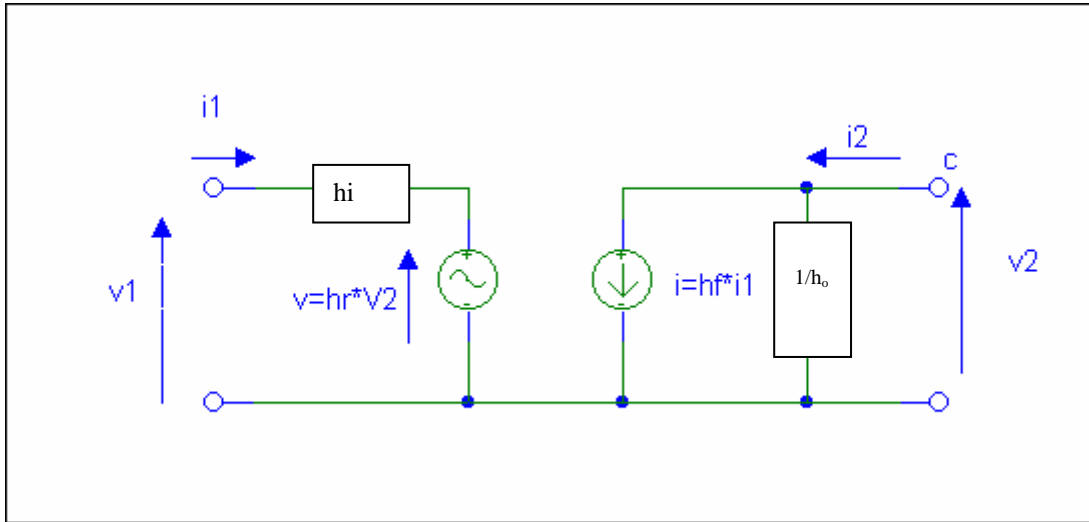
h_{output} konfigurazioa = h_{22}

o, output, irteerako korrontearen eta tentsioaren arteko erlazioa delako (sarrera zirkuitu irekian dagoenean). Nolabait, irteerako admitantzia berezia da.

Beraz, lan-puntu bakoitzeko (eta maiztasun jakin bakoitzeko), $3 \times 4 = 12$ parametro hibrido daude transistore bakoitzeko: $H_E \rightarrow h_{ie}, h_{fe}, h_{re}, h_{oe} \diamond H_C \rightarrow h_{ic}, h_{fc}, h_{rc}, h_{oc} \diamond H_B \rightarrow h_{ib}, h_{fb}, h_{rb}, h_{ob}$. Gauza bera gertatzen da Z edo Y matrizeekin. Laukote bat jakinez gero, besteak erraz kalkula daitezke, azkenean, transistorea bakarra da eta.

Zirkuitu hibrido:

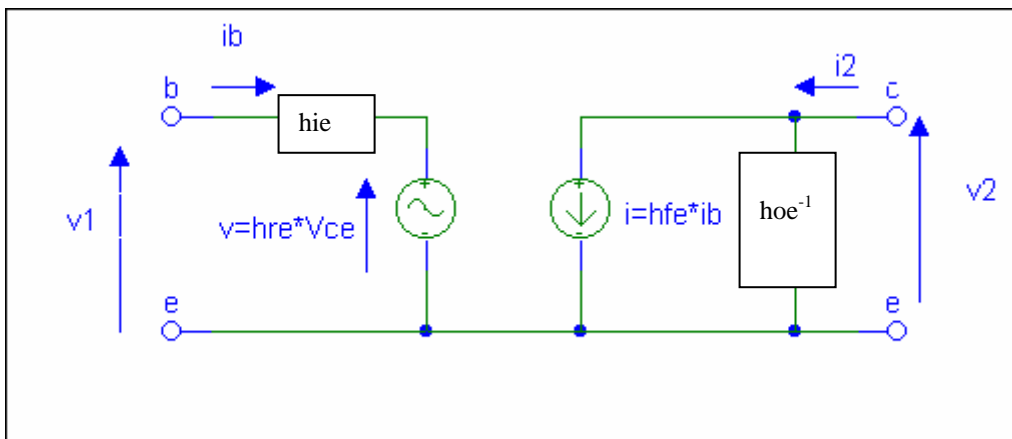
h parametroak erabiliz, zirkuitu sinple batez irudika dezakegu transistorea:



13.17 Irudia. Egitura orokor bati dagozkion korranteak eta tentsioak

non terminalak eta h_x konfigurazioa, kasu bakoitzean (egitura bakoitzean), ezberdinak izango baitira (balio zehatza, Q eta f parametroekin ere aldatuko da)

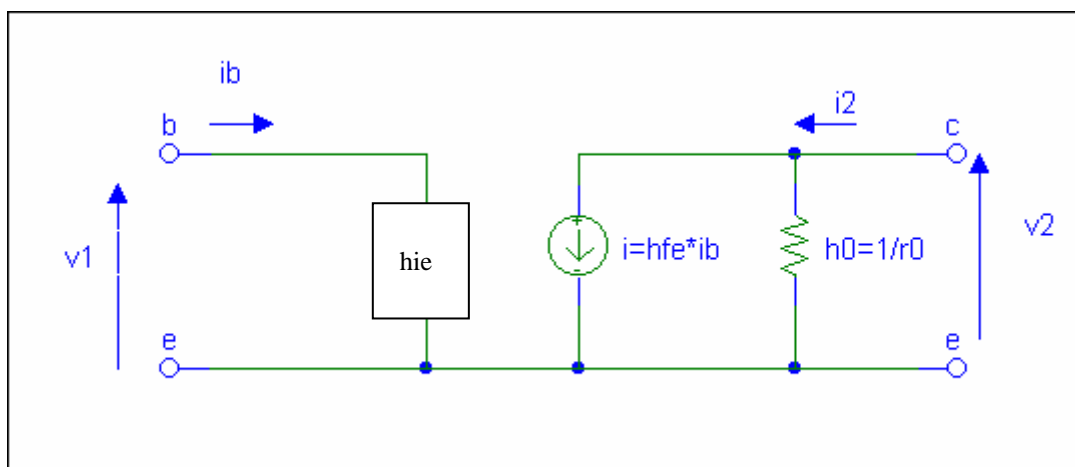
h parametroetako erabilienak igorle komuneko egiturakoak dira, batetik, konfiguraziorik usuena izaten delako eta, bestetik, korrontearen aplikazioa (transistore-efektua) agerian uzten duelako:



13.18 Irudia. Igorle komuneko h parametroak darabiltzan zirkuitu baliokidea

$$h_{ie} = \frac{1}{g_b + j\omega C_b} \quad h_{fe} = \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} \quad h_{re} \approx 0 \quad h_{oe} = 1/R_0 \approx 0$$

Normalean $h_{re} \sim 0$ hartzen denez, zirkuitua errazten da:

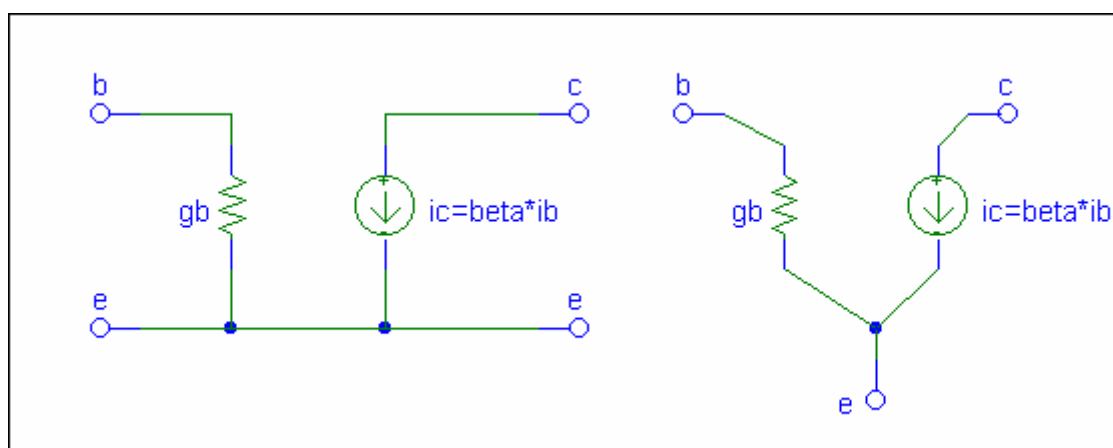


13.19 Irudia. Igorle komuneko h parametroak: lehenengo sinplifikazioa

Maiztasun baxuetan,

$$h_{ie} = \frac{1}{g_b + j\omega C_b} \approx \frac{1}{g_b} \quad h_{fe} = \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} \approx \frac{g_m}{g_b} = \beta \quad h_{re} \approx 0; \quad h_{oe} \approx 0$$

eta zirkuitua honela geratzen da:



13.20 Irudia. Igorle komuneko ohiko zirkuitu baliokidea

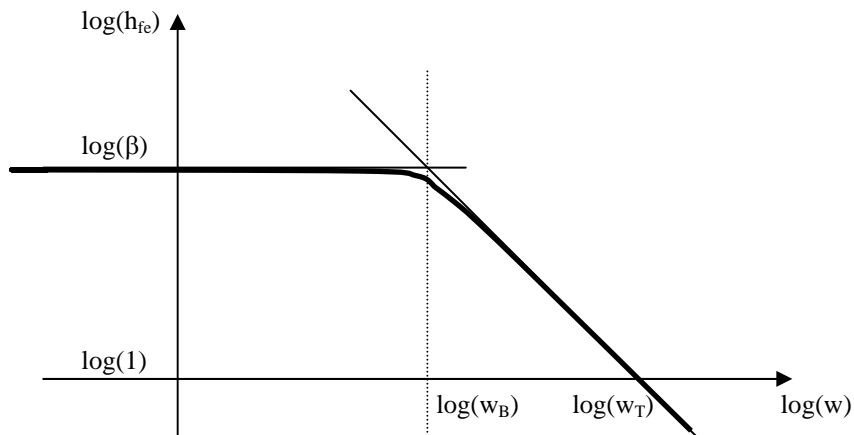
Oso zirkuitu sinplea da eta, **nahiz eta igorle komuneko konfiguraziotik eratorri, konfigurazio guztietan erabil daiteke.**

13.4.2 EBAKETA MAIZTASUNA

Maiztasunarekin, h_{fe} , korrontearen transferentzia zuzena ez da konstante mantentzen.

$$h_{fe} = \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} \left\{ \begin{array}{l} \text{maiztasun baxuetan } \approx \frac{g_m}{g_b} = \beta \\ \text{maiztasun ertainetan } \approx \frac{g_m}{g_b + j\omega C_b} < \beta \\ \text{maiztasun altuetan } \approx \frac{g_m}{j\omega C_b} \ll \beta \\ \text{maiztasun oso altuetan } \approx \text{ez dakigu (ez dugu eredurik)} \end{array} \right.$$

Grafikoki –logaritmikoetan- irudikatuz:

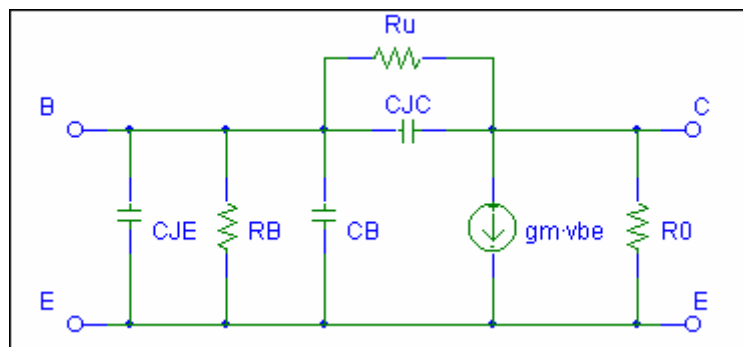


13.21 Irudia. Maiztasunaren efektua h_{fe} parametroan

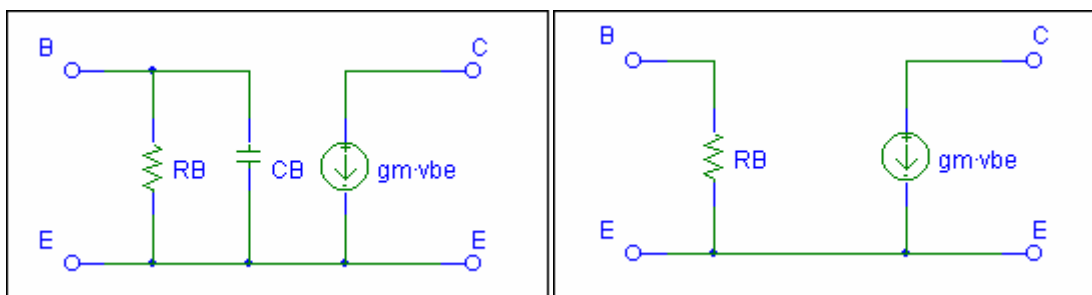
$$\omega_T = g_m / C_b; \quad \omega_B = \omega_T / \beta = g_b / C_b \quad (\omega_T = 1 / \tau_T = 2D_{mB} / W_B^2);$$

Hau da, transistore, efektua galduz doa maiztasuna igo ahala: $f_B = \omega_B / 2\pi$ frekuentzian galtzen hasten da, eta $f_T = \beta \cdot f_B$ maiztasunean erabat desagertu da.

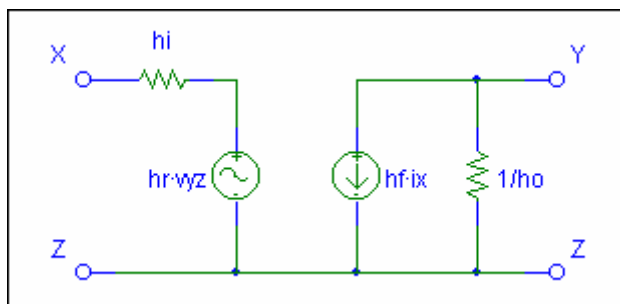
Eranskinak (I): π zirkuituaren eta h parametroen zirkuituen konparazioa (I)



13.22 Irudia. π -erako zirkuitua: Edozein maiztasunetan (parametroak lan-puntuaren arabera dira)

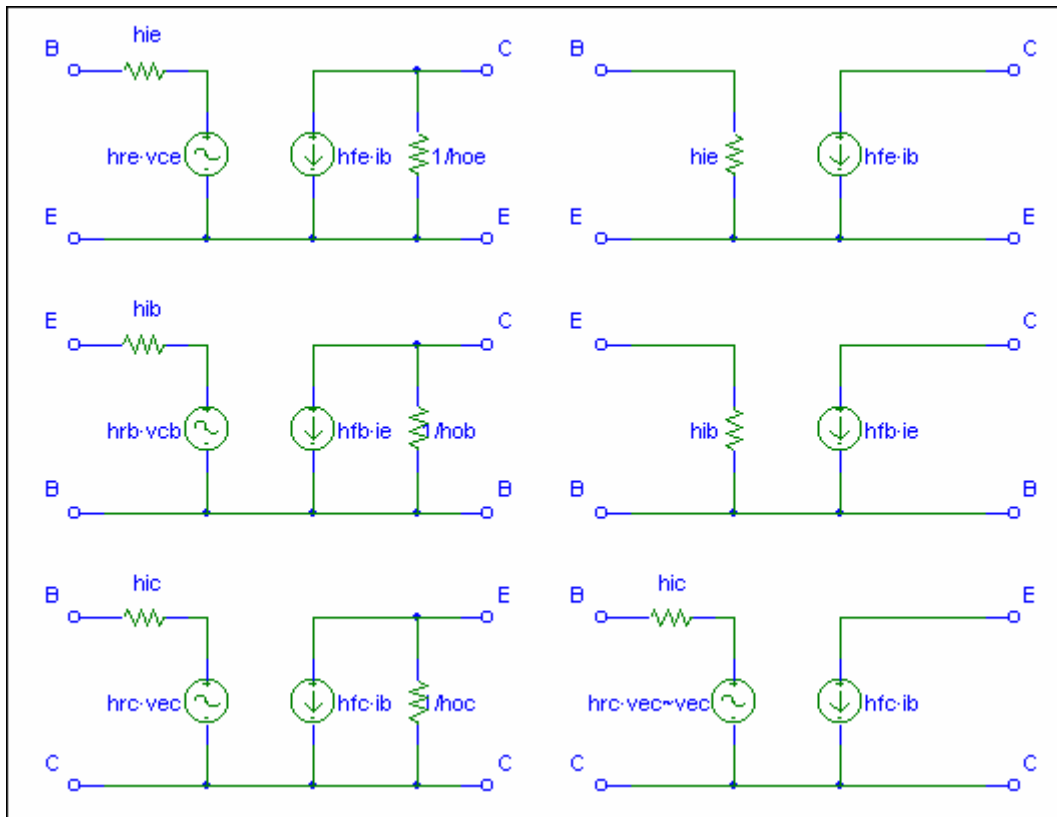


13.23 Irudia. π erako zirkuitu erraztua: Maiztasun ertain (ezk.) eta baxuetan (esk.)



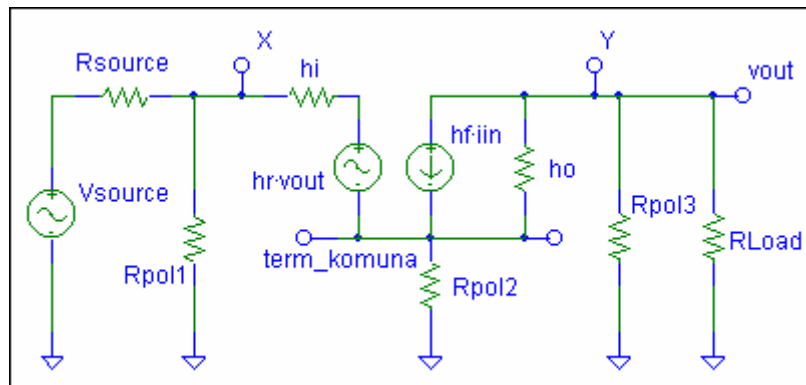
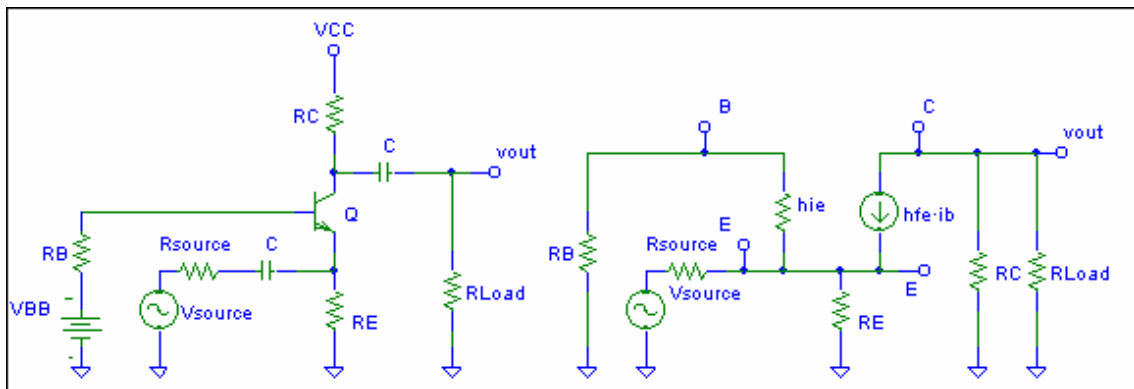
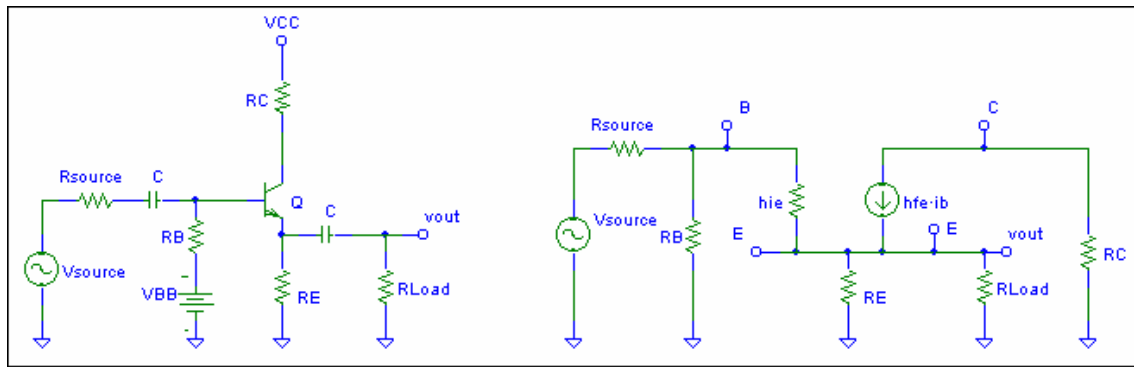
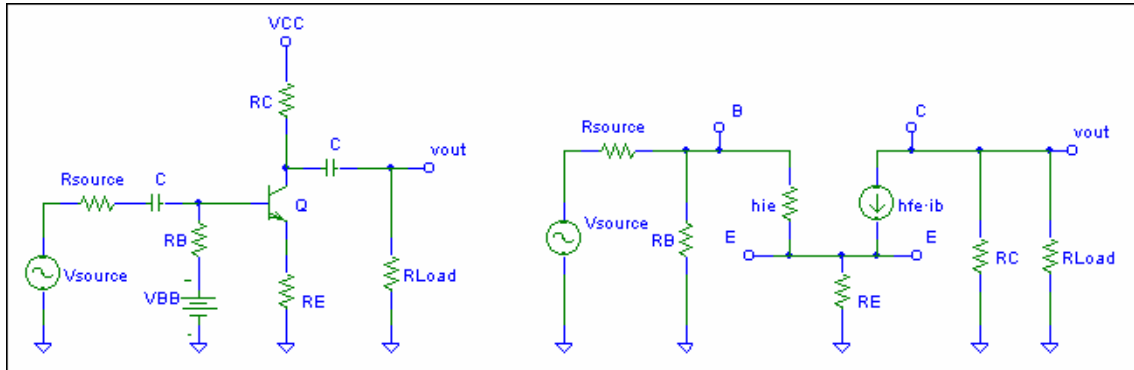
13.24 Irudia. H parametroak darabiltzan zirkuitu orokorra: lan-maiztasunean erabilgarria (osagaiak lan-puntuaren eta maiztasunaren arabera dira)

Eranskinak (II): h parametroen zirkuituaren sinplifikazioak



13.25 Irudia. H parametroak darabiltzaten zirkuituak

Eranskinak (III): π zirkuituaren eta h parametroen zirkuituen konparazioa (II)



13.26 Irudia. Konfigurazioak eta zirkuitu baliokideak

Eranskinak (IV): h parametroen arteko erlazioak eta ohiko balioak

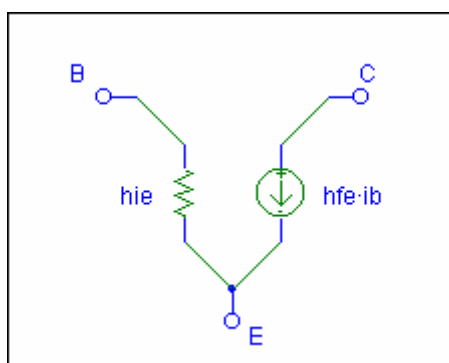
Base eta kolektore komuneko h parametroen balioak, igorleko balioen funtzioan

Parametroa	h_i	h_f	h_r	h_o
Base komunekoak	$\frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1}$	$-\frac{h_{fe}}{h_{fe} + 1}$	$\frac{h_{ie} \cdot h_{oe}}{h_{fe} + 1} - h_{re}$	$\frac{h_{oe}}{h_{fe} + 1}$
Kolektore komunekoak	h_{ie}	$-(h_{fe} + 1)$	1	h_{oe}

Ohiko balioak

Parametroa	Terminal komuna		
	Igorlea	Basea	Kolektorea
$h_{11} = h_i$	1.1 k Ω	21.6 Ω	1.1 k Ω
$h_{12} = h_r$	$2.5 \cdot 10^{-4}$	$2.9 \cdot 10^{-4}$	~ 1
$h_{21} = h_f$	50	-0.98	-51
$h_{22} = h_o$	24 $\mu\text{A/V}$	0.49 $\mu\text{A/V}$	25 $\mu\text{A/V}$
h_o^{-1}	40 k Ω	2.04 M Ω	40 k Ω

Zirkuiturik erabiliena



13.27 Irudia. Zirkuitu baliokiderik usuena