HIRUGARREN MULTZOA: TRANSISTORE BIPOLARRA

11. TRANSISTORE BIPOLARRA ESTATIKOAN (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTOR) 161

11.1 Transistore bipolarraren egitura eta fabrikazioa 162

11.2 Funtzionamendu moduak edo lan-guneak 164

11.3 Funtzionamendu kualitatiboa: transistore-efektua 165

11.4 Modu aktiboaren analisi kuantitatiboa: zirkuituko parametro nagusiak 169

12. SEINALE HANDIKO EREDUAK 175

12.1 Ebers-Mollen eredua 176

12.1.1 Ereduaren dedukzioa 176

12.1.2 α_F, α_R, I_{ES} eta I_{CS} parametroen kalkulu esperimentala 179

12.1.3 Ebers-Mollen ekuazioen beste adierazpen bat 180

12.1.4 Ebers-Mollen eredua garraioaren ikuspuntutik 181

12.1.5 Ebers-Mollen ekuazioen kasu bereziak 183

12.2 Ezaugarri-kurbak 185

12.2.1 Sarrerako I-V kurba 186

12.2.2 Irteerako I-V kurba 187

12.3 BJT idealarekiko desbideratzeak 189

12.3.1 Early efektua 189

12.3.2 Kolektoreko korrentarekiko β parametroaren menpekotasuna 191

12.4 BJTaren lan-puntua finkatzea: karga-zuzen estatikoa 192

12.5 Polarizazioaren egonkortasuna 195

12.5.1 Q puntuaren aldaketak 195

12.5.2 Autopolarizazio-zirkuitua: berrelikadura negatiboa 197

12.5.3 I_C-ren β-rekiko egonkortasuna: sentikortasuna 198

12.5.4 Aldaketak tenperaturarekin: sentikortasun-faktoreak 199

Zirkuitu batzuen sentikortasun-parametroak 201

13. TRANSISTORE BIPOLARRA ERREGIMEN DINAMIKOAN 203
13.1 Kargaren bidezko kontrol-eredua 204
13.1.1 Kargaren bidezko kontrol eredua egoera geldikorrean 204
13.1.2 Kargaren bidezko kontrol eredua egoera dinamikoetan 206
13.1.3 Aurreko ekuazioak Ebers-Mollen eredutik lortzea 209
13.1.4 Aurreko ekuazioen ebazpena garraioaren ikuspuntutik 211
13.2 BJTa konmutadore gisa 212
13.3 BJTa seinale txikian: zirkuitu baliokidea 214
13.3.1 Seinale txikiko korronte osagaiak 214
13.3.2 π erako zirkuitu baliokidea 217
13.4 BJTa koadripolo gisa 219
13.4.1 Parametro hibridoak 220
13.4.2 Ebaketa-maiztasuna 226
Eranskinak: π eta h parametroen zirkuituak konparatzea eta erraztea 227

14. ZIRKUITU ANPLIFIKADOREEN ANALISIA 231
14.1 Anplifikazioa, karga zuzen dinamikoa eta distortsioa 232
14.1.1 Anplifikazioa 232
14.1.2 Karga zuzen dinamikoa 235
14.1.3 Distortsioa eta tarte dinamikoa 235
14.1.4 Tarte dinamikoa optimizatzen 237
14.2 Egituren analisia 238
14.2.1 Igorle komuneko anplifikadorea 238
14.2.2 Kolektore komuneko anplifikadorea 239
14.2.3 Base komuneko anplifikadorea 240
14.2.4 Egituren arteko konparazioa 241

TRANSISTORE BIPOLARRARI BURUZKO ARIKETAK 243

11. TRANSISTORE BIPOLARRA EGOERA ESTATIKOAN

Diodoa, erresistentzia, harila edota kondentsadorea osagai pasiboak ziren; transistorea, berriz, aktiboa da; hau da, korronte-, tentsio- eta potentzia-irabaziak lor ditzake. Elektronika analogikoan eta telekomunikazioetan duen garrantzia, beraz, begi-bistakoa da, anplifikadorea nahitaezko etapa baita sistema elektroniko gehienetan. Baina, gainera, erraz kontrolatzen den etengailua denez, elektronika digitalaren (eta gaur egungo munduaren) oinarria ere bada.

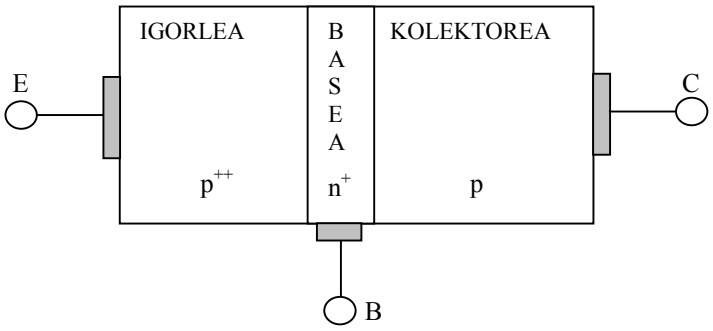
Transistoreak, orokorrean, bi mota nagusikoak izaten dira: bipolarrak eta eremu efektukoak. Datozen lau ikasgaietan, **transistore bipolarra** (BJT, Bipolar Junction Transistor) aztertuko dugu, eta, hurrengoetan, eremu efektuko transistorea edo FETa (Field Effect Transistor) analizatuko da.

Transistore bipolarra pn junturako eragingailu bat da, eta, bere funtzionamenduan bi eramaile motek parte hartzen dutenez, **bipolar** izena jasotzen du.

BJTari buruzko lehenengo ikasgai honetan, eragingailuan aplikatutako tentsio eta korronteen noranzkoak definituko ditugu eta BJTaren egitura eta fabrikazioa deskribatuko dira. Funtzionamenduko lau eskualdeak ikusiko ditugu, arreta gune aktiboan jarriz, modurik erabiliena baita. Aktiboan, garraio-faktorea (α_T), injekzio-eraginkortasuna (γ) eta korronte jarraituko irabaziak (α eta β parametroak) definituko dira.

11.1 Transistore bipolarraren egitura eta fabrikazioa

Transistore bipolarra, edo junturako transistorea, bi pn juntura oso hurbil dituen dispositibo erdieroalea da. Bi junturek eskualde bat elkarbanatzen dutenez, guztira hiru eskualde daude. Erdiko eskualdearen dopaketa eta muturreko eskualdeena mota ezberdinekoa da.



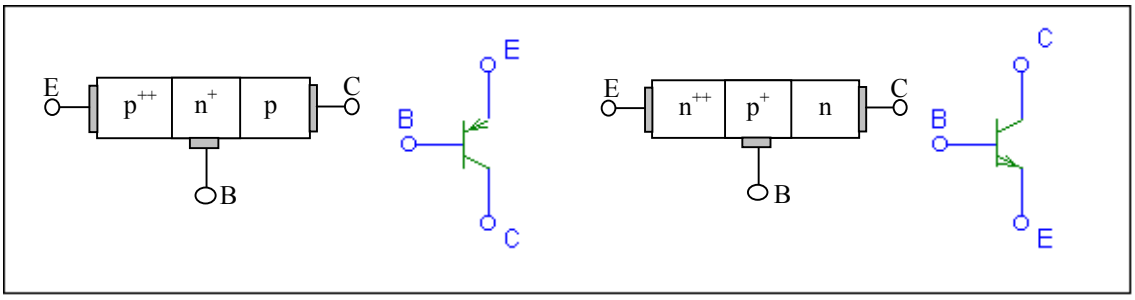
11.1 Irudia. *Transistorearen egitura (pnp transistorea)*

Egitura fisikotik eratortzen denez, oinarrizko bi BJT egitura edo mota daude: **npn** eta **pnp**. Horrela deitzen dira, haien eraikuntzan erabiltzen diren eskualde motak horiek direlako. Bi motak asko erabiltzen dira, bai dispositibo diskretu gisa bai zirkuitu integratuetan, baina, diseinu askotan, npn mota nahiago dugu, zeren eta, azkarrago kommutatzeaz gain, haren anplifikazioaren irabazia normalean handiagoa baita.

Erdiko eskualdea *oinarri* edo *base* deitzen da eta oso estua izan behar du; hau da, oso laburra bertako urrienen barreiapeneko luzerarekin alderatuta. Horretan oinarrituko da, hain zuzen ere, transistore-efektua.

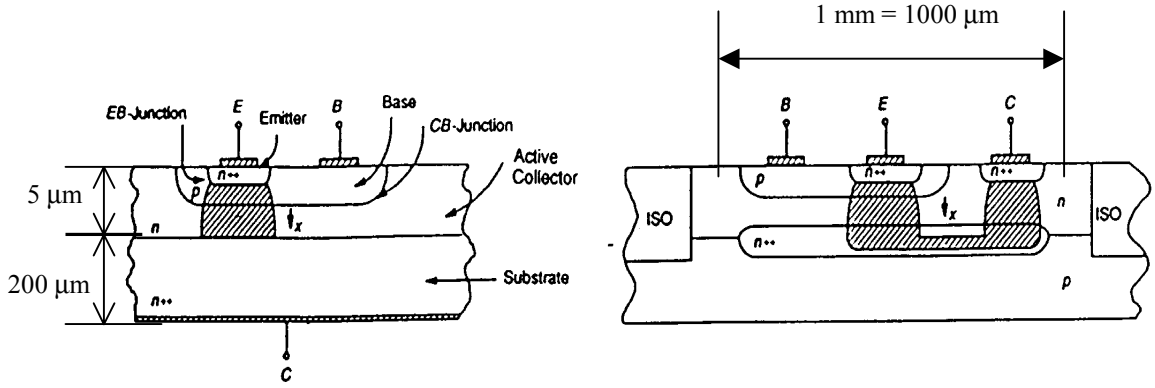
Ertzetako bi eskualdeak *igorlea* (emisorea) eta *kolektorea* (biltzailea) dira. Hasiera batean, bi eskualde horiek trukagarriak direla pentsa genezake, baina, dispositibo errealetan, igorleko dopaketa kolektorekoa baino altuagoa da (oinarriaren dopaketa beste bien bitartekoa da). Hori dela eta, igorlea eta kolektorea trukatzean ez da funtzionamenduaren koska aldatzen, baina ezaugarri elektrikoak bai (beraz, muntaietan ezin ditugu trukatu).

11.2 Irudian, pnp eta npn transistoreen zirkuitu-ikurrak azaltzen dira. IEEE (Institute of Electrical and Electronic Engineers) delakoan adostutako irizpidearen arabera, korronteak positibotzat hartzen dira dispositibora sartzen direnean. Geziak, igorle/oinarri-juntura zuzenean polarizatzerakoan, korronteak hartzen duen noranzkoa adierazten du (beraz pnp edo npn motak bereizten ditu).



11.2 Irudia. *Oinarrizko BJTen egiturak eta zirkuitu-ikurrak: ezkerrean, pnp egitura, eta, eskuinean, npn mota*

FABRIKAZIOA



11.3 Irudia. *n^+pn transistorea eraikitzeko erabiltzen diren bi egitura: diskretua (ezkerrean) eta integratua (eskuinean)*

Egitura diskretua n^{++} substratu batetik edo olata batetik abiatzen da. Horretan, erresistibitate handiko n motako geruza epitaxiala (kolektorea) hazten da. Ondoren, oxidoz estaltzen da eta, leiho bat ireki ondoren, p motako oinarria barreiatzen da (tenperatura altuan). Azkenean, n^{++} igorlea barreiatzen da eta metalezko kontaktuak gauzatzen dira (Al-Si aleazioaz).

Zirkuitu integratuetan, BJT guztiek oinarri edo substratu bera dute eta, arrazoi teknologikoak direla eta, kontaktu guztiak gainazal bakarrean egoten dira. Kasu horretan, erresistibitate handiko p motako olata batetik abiatzen gara. Bertan, n^{++} eskualde txiki bat (lurperaturiko geruza izango dena) barreiatzen da. Jarraian, kolektorearen papera beteko duen n motako geruza epitaxiala hazten da. Gero, p motako basea barreiatzen da. Azkenik, n^{++} motako bi eskualde barreiatzen dira: bata igorlea izango da; besteak, berriz, kolektorean

kontaktu ohmikoa lortzea erraztuko du. Goiko irudian, transistorearen eskualde erabilgarria marraztu da (lurpeko geruzaren funtzioa, erresistentzia txikiko bidea aurkeztea da).

ISO izenaz adierazitako eskualdeak material dielektriko (isolatzaile) batez eratzen dira eta dispositiboak elektrikoki isolatzeko erabiltzen dira. Normalean, SiO_2 siliziozko oxidozko putzuak izaten dira. Isolamendua lortzeko erabili ohi den beste prozedura p-n juntura isolatzaileak dira (alderantziz polarizatuak).

11.2 Funtzionamendu moduak edo lan-guneak

BJT transistorearen junturak zuzenean edo alderantziz polariza daitezkeenez, lau polarizazio-konbinaketa ditugu. Ondorioz, lau lan-gune bereizten dira.

Taula 11.I. *Junturen polarizazio posibleak eta lan-guneak*

Igorle-Oinarria	Kolektore-Oinarria	Lan-gunea
Zuzenean	Alderantziz	Gune aktiboa
Alderantziz	Alderantziz	Etendura
Zuzenean	Zuzenean	Asetasuna
Alderantziz	Zuzenean	Alderantzizko gunea

BJTek **eskualde aktiboan** lan egin ohi dute. Seinale anplifikadore lineal ia guztietan (adibidez, anplifikadore operazionaletan), transistoreak eskualde horretan polarizatzen dira, bertan irabazirik handiena eta distortsiorik txikiena lortzen direlako.

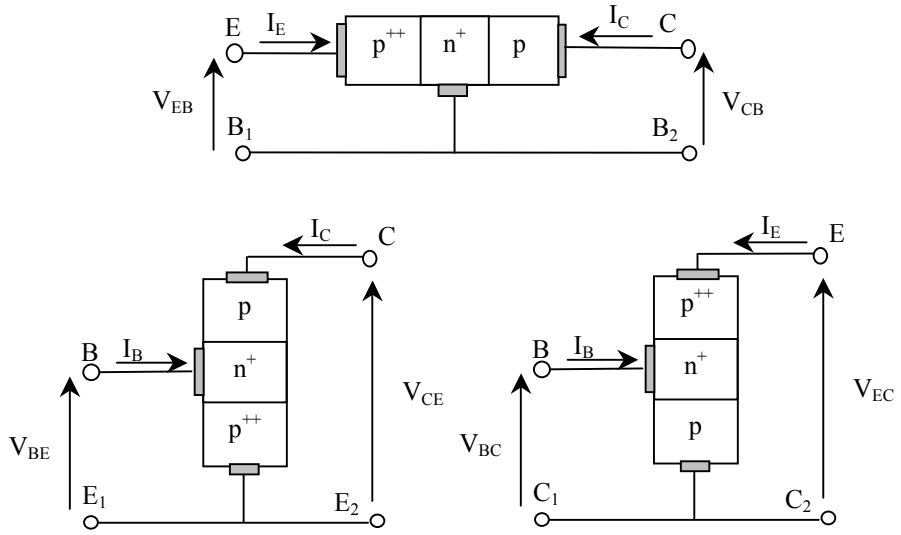
Itxitako etengailuek oso tentsio txikia dute beren terminalen artean nahiz eta korronte handia eroan. Kasu hori BJT transistoreen **asetasunari** dagokio. Egoera horrek ‘zero’ - edo maila logiko baxua- du izena zirkuitu logiko batean.

Etenik dagoenean, zirkuitu irekian dago, etengailu irekien antzera. Egoera horrek ‘bat’ - edo maila logiko altua- du izena zirkuitu logiko batean.

Alderantzizko gunean, igorleak eta kolektoreak beren ohiko paperak trukatu dituzte. Seinale-irabazirik bilatzen ez denean erabilgarria izan daiteke: adibidez, elektronika digitalean (TTL Transistor-Transistor-Logic logikan).

ERABILERAKO KONFIGURAZIOAK

Zirkuitu aplikazioetan, transistorearen terminal bat sarreran eta irteeran agertzen da. Hiru terminal ditugunez, hiru egitura erabili ohi dira (ikus 11.4 Irudia) : base komunekoa (igorletik sartuz), igorle komunekoa eta kolektore komunekoa (azken bi horietan basetik sartuz).



11.4. Irudia. *Konfigurazio posibleak*

Geroago ikusiko ditugun arrazoiengatik, igorle komuneko konfigurazioa erabili ohi da BJTa tentsio-anplifikadore gisa erabiltzeko.

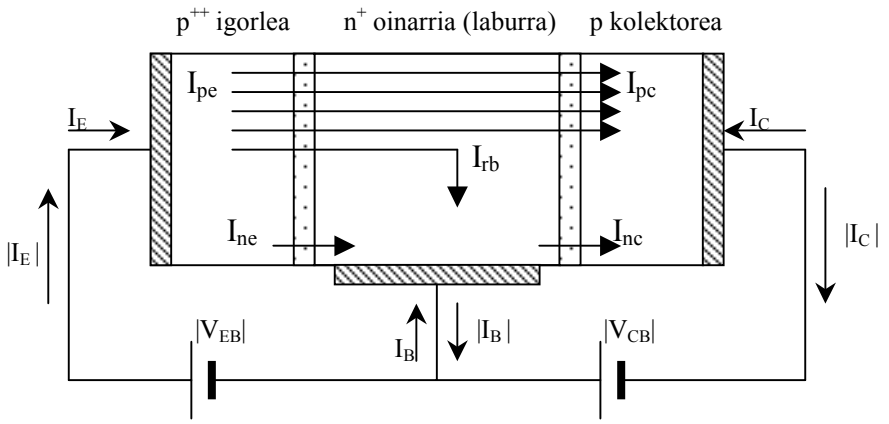
11.3 Funtzionamendu kualitatiboa: transistore-efektua

Demagun pnp motako BJT bat dugula (npn baten kasua guztiz analogoa da).

Bi pn juntura ditugu eta, beraz, diodorako esandakoak hemen ere balio du. Φ_T, $\varepsilon(x)$ eta $\rho(x)$, orduan bezala ebazten dira bi juntura horietan ere.

Demagun pnp transistorea tarte aktiboan polarizatzen dugula; hau da, igorlearen eta basearen arteko juntura zuzenean ($V_{EB} > 0$) eta basearen eta kolektorearen artekoa alderantziz ($V_{CB} < 0$) polarizatzen ditugu.

11.5 Irudian, tentsio horiek eta eragiten dituzten korronteak adierazi ditugu.



11.5 Irudia. *Modu aktiboa: tentsioen polaritateak, korronteen osagaien noranzkoak eta E, B eta C terminaletako korronteen noranzkoak azaldu dira*

Hurrengo hipotesiak onetsiko ditugu:

- Igorlea, basea eta kolektorea homogeneoak dira.
- Kontaktuak ohmikoak dira (ez dago erresistentziarik eta $S_{kontaktu} = \infty$).
- Junturak latzak dira eta bertan Erabateko Despopulatzearen Hipotesia zuzenesten da.
- Eskualde neutroetan ez da tentsiorik agertzen (nahiko dopatuta daudenez, beren erresistentziak oso baxuak dira).
- Espazioko kargako eskualdeetan ez dago sorkuntzarik ez eta birkonbinaketarik (korronteak konstante mantentzen dira hura zeharkatzean).
- Injekzio baxuan gaude.

Hipotesiak onartuta, kanpotik aplikatzen den tentsio osoa junturetan agertzen da.

IGORLEA

Igorleko juntura zuzenean polarizatuz, potentzial langa jaisten da eta, horren ondorioz, igorlean hain ugariak diren hutsuneak basera pasa daitezke (I_{pe}). Gauza bera gertatzen da baseko elektroiekin, igorlera pasatzen baitira (I_{ne} korrontea, igorletik basera).

Beraz, igorletik baserako, korronte handia agertzen da ($I_e = I_{pe}+I_{ne}$).

Diodoren analisitik dakigunez, $I_{pe} = K_1 \cdot \exp(V_{EB})$ eta $I_{ne} = K_2 * \exp(V_{EB})$.

Igorlea basea baino askoz dopatuagoa denez, $K_1 >> K_2$, $I_{pe} >> I_{ne}$

eta $I_e \approx I_{pe}$.

KOLEKTOREA

Bestalde, kolektoreko juntura alderantziz polarizatu dugunez ($V_{CB} < 0$), urrienen igarotzea errazten da (hutsuneak erraz pasatzen dira basetik kolektorera; halaber, elektroiak kolektoretik basera).

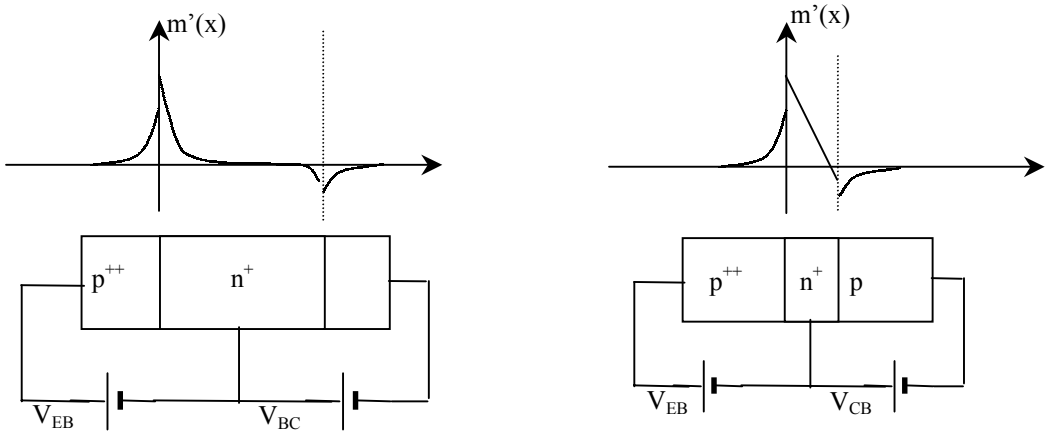
Kolektoretik, elektroi gutxi batzuk (termikoki sortutakoak) basera pasatuko dira. Horiek dakarten korrontea –gogoratu diodoaren analisia- kolektoreari dagokion asetasuneko korrontea da: oso korronte txikia ($I_{nc} = I_{sat\ kolektore}$).

Kolektoreko junturako hutsuneen korrontearen neurria, berriz, oso bestelakoa da. Izan ere, igorletik basera injektatu diren hutsuneek (I_{pe}/q), kolektoreko junturaraino heltzekotan, ez dute arazorik izango hura zeharkatzeko. Gainera, basea (barreiapeneko luzerarekin alderatuz) luzea balitz, oso hutsune gutxi helduko lirateke kolektoreko junturaraino, baina, oinarria oso laburra denez, birkonbinatzen (bidean galtzen) diren hutsuneak oso gutxi izaten dira ($I_{rb}/q < 0.01 \cdot I_{pe}/q$). Beraz, igorletik injektaturiko hutsune gehienak kolektorera pasatzen dira: $I_{pc} = I_{pe} - I_{rb} \approx I_{pe}$.

Kolektoreak, igorleak igorritako eramaileak jasotzen (biltzen) dituenez, BC junturako korrontea oso altua izaten da (hutsuneen korrontea, batik bat: $|I_c| \approx I_{pc}$). Beraz, **transistore efektua** deitzen den portaera hori dela eta**,** BC junturak, korronte handia jasotzen du nahiz eta alderantziz polarizatu.

BASEA

Aurrekoaren gakoa oinarria laburra izatean datza. Bestela, igorletik kolektorerantz bidalitako eramaileak ez lirateke haraino iritsiko, eta I_{pc} sorkuntza termikoari dagokiona litzateke. Orduan, kolektoreko korrontea aintzat ez hartzeko modukoa litzateke: $I_c = I_{pc} + I_{nc} = I_{sat}$ (ikus 11.6 Irudiko profilak).



11.6 Irudia. *Eramaileen kontzentrazioen profilak, basea luzea denean (ezkerrean) eta laburra denean (eskuinean).*

Basetik irtengo den korronterako, beraz:

$|I_b| = (I_{ne}-I_{nc}) + (I_{pe}-I_{pc}) = I_{ne} - I_{nc} + I_{rb}$

TERMINAL BAKOITZEKO KORRONTEAK

Barne-korronteen noranzkoak ondorioztatu egiten ditugunez, positiboak izango dira. Terminal bakoitzeko korronteak -positiboak direnean- sartu egiten direnez, zeinuak egokiro jarri behar dira (irteten den osagaia negatiboa izango da eta sartzen dena, positiboa):

$\mathbf{I_E = I_{pe} + I_{ne}}$

$\mathbf{I_C = - [I_{pc} + I_{nc}]}$

$\mathbf{I_B = - [I_{ne} - I_{nc} + I_{rb}]}$

Ikusten denez, $I_E + I_C + I_B = 0$ $I_{pe} - I_{pc} = I_{rb}$ (Kirchoff betetzen da).

Diseinu egokia erabiliz $N_e > N_b > N_c$ eta $W_b << L_{pb}$ betetzen direnez,

$\mathbf{I_E \approx I_{pe}}$ ($I_{ne} << I_{pe}$, $N_e >> N_b$)

$\mathbf{I_C \approx - I_{pc}}$ ($I_{pc} >> I_{nc}$, $I_{pc} \approx I_{pe}$ eta I_{nc} α $I_{sat\ BC}$)

$\mathbf{I_B \approx - I_{ne} - I_{rb}}$ (I_{nc} α $I_{sat\ BC}$)

$\mathbf{I_B \approx - I_{ne}}$ (basea laburra denez, I_{rb} oso txikia da)

Hurbilketak egin ondoren, Kirchoffen legeak ez dira, itxura batean, betetzen. Baina $I_E + I_C + I_B = 0$, noski.

Kontuan hartu aktiboan I_B oso txikia dela eta $|I_E| > |I_C|$ betetzen dela:

1. $I_{pc} = I_{pe} - I_{rb}$ (nahiz eta txikia izan, positiboa da)
2. $I_{ne} > I_{nc}$. I_{ne} polarizazio zuzeneko korronte bat da, eta I_{nc} alderantziz polarizatutako diodo bateko eskualde bati dagokio.

BASEKO KORRONTEAREN GARRANTZIA

I_B, oso txikia izan arren, behar-beharrezkoa da transistorearen funtzionamendurako. I_B korronteak bi osagai nagusi ditu: batetik, basetik igorlerantz injektatu behar diren elektroiena ($-I_{ne}$); eta, bestetik, igorletik abiatu eta kolektoreraino iritsiko ez diren hutsuneekin birkonbinatzeko behar diren elektroiena ($-I_{rb}$). Bi kasuetan, basetik sartu beharreko elektroiak dira.

Baseko korronte hori tamainaz txikia baina ezinbestekoa denez, kontroleko aldagai gisa erabil daiteke aplikazio batzuetan.

Baina, gainera, I_C kolektoreko korronteak, baseko korrontearen forma bera izaten du, baina tamainaz handiagoa da. I_B sarreratzat eta I_C irteeratzat hartzen baditugu, transistoreak, nolabait, korrontea anplifikatu egiten du.

Adibidez, $I_{ce} = 0.99 \cdot I_{pe}$ bada, $I_C \approx -0.99 \cdot I_E$; eta, –Kirchoff aplikatuz,- $I_B = -0.01 I_E$.

Beraz, $I_C \approx 99 \cdot I_B$, ia ehun aldiz handiagoa den korrontea lortzen da.

Orain artekoa, zeinuak aldatuz, **n^+pn transistoreentzat** ere aplikagarria da:

$V_{BE} > 0$, $V_{BC} < 0$, $I_E < 0$, $I_B > 0$, $I_C > 0$

Heltzen diren urrienak jasotzeko, nahikoa da kolektore-base juntura alderantziz polarizatzea. Beraz, **aktiboan** (EB juntura zuzenean eta BC juntura alderantziz daudenean), **I_C ez dago BC junturako tentsioaren menpe** lehenengo hurbilketan.

11.4 Modu aktiboaren analisi kuantitatiboa: zirkuituko parametro nagusiak

Transistore-efektua areagotzearren, igorleko korronte guztia kolektoreko korronte bilakatzea komeni zaigu, baina hori ezin da %100ean lortu. Efektua kuantifikatzeko, BJTaren barne-parametro batzuk definituko ditugu. Horien bidez, transistorea modu aktiboan karakterizatu eta modelatuko dugu.

Garapen horretan pnp transistore motarekin lan egiten dugu (npn transistoreen kasua analogoa da).

IGORPEN EFIZIENTZIA EDO INJEKZIO ERAGINKORTASUNA (γ)

$$\gamma = \frac{\text{Igorleak basean injektatutako eramaileen korrontea}}{\text{Igorleko korronte osoa}}$$

$$\gamma = \frac{I_{pe}}{I_E} = \frac{I_{pe}}{I_{pe} + I_{ne}} = \frac{I_{pe} / I_{ne}}{I_{pe} / I_{ne} + 1}$$

$\gamma_e \equiv \frac{I_{pe}}{I_{ne}}$ injekzioaren erlazioa definituz, $\gamma = \frac{\gamma_e}{\gamma_e + 1}$

$\gamma \approx 1$ izatea komeni zaigunez, γ_e oso altua izatea bilatuko dugu.

BASEKO GARRAIO FAKTOREA (α_T)

$$\alpha_T = \frac{\text{Igorletik basera injektaturik, kolektorera heltzen diren eramaileak}}{\text{Igorletik basera injektatzen diren eramaileak}}$$

$$\alpha_T = \frac{I_{pc}}{I_{pe}} = \frac{I_{pc}}{I_{pc} + I_{rb}} = \frac{I_{pc} / I_{rb}}{I_{pc} / I_{rb} + 1}$$

$$\beta_b \equiv \frac{I_{pC}}{I_{rB}} \text{ bada, } \alpha_T = \frac{\beta_b}{\beta_b + 1}$$

$\alpha_T \approx 1$ izatea –hau da, β_b oso altua izatea- komeni zaigu guri. Eta, horretarako, base laburrek dakarten I_{rb} txikia behar dugu.

SEINALE HANDIKO IRABAZIAK: α ETA β PARAMETROAK

α_T parametroaren definiziotik:

$$I_{pc} = \alpha_T \cdot I_{pe} = \alpha_T \cdot \gamma \cdot I_E$$

$$I_c = -\left[I_{pc} + I_{nc}\right] = -\left[\alpha_T \cdot \gamma \cdot I_E + I_{nc}\right]$$

eta $\alpha \equiv \alpha_T \cdot \gamma$ definituz ($0 < \alpha < 1$, beti),

$$I_C = -\alpha \cdot I_E - I_{nc}$$

Diseinutik $\alpha_T \approx 1$ eta $\gamma \approx 1$ badira, $\alpha \approx 1$.

Igorlea zirkuitu irekian utziz base-kolektore juntura alderantziz polarizatzen badugu, kolektoreko terminaletik BC *diodoaren* alderantzizko korrontea (asetasuneko korrontea) lortuko dugu. Kanpotik erraz neur daiteke parametro hori, eta I_{CB0} edo I_{C0} deitzen diogu.

$$I_{CB0} \equiv I_{C0} = I_C\big|_{I_E=0 \text{ eta } V_{CB}<0} = -I_{nc}$$ (irteten denez, negatiboa da).

$$I_{sat} = I_{nc} + I_{pcinjekziorikgabe} \approx I_{nc}$$

Beraz, transistorea **tarte aktiboan badago**:

$$\mathbf{I_C = -\alpha \cdot I_E + I_{C0}}$$

Zeinuei dagokienez, beraz: $I_C < 0$, $I_{C0} < 0$ eta $I_E > 0$.

Npn transistoreetan, ekuazio bera erabil daiteke, baina korronteen zeinuak kontrakoak dira ($I_C > 0$, $I_{C0} > 0$, $I_E < 0$).

Honakoa hau izan daiteke ekuazioaren beste adierazpen bat:

$$\alpha = -\frac{I_C - I_{C0}}{I_E - 0} = \frac{\left|I_C - I_{C0}\right|}{\left|I_E - I_{E0}{}^*\right|}$$

I_{E0}* I_{C0} neurtzean dugun erreferentziako I_E igorleko korrontea adierazteko asmatu dugu, baina I_{E0} izena beste parametro baterako erabiltzen da: I_{C0} korrontearen analogoarako, hain zuzen ere; beraz, I_{E0}, $I_C = 0$ behartuz eta EB juntura alderantziz polarizatuz igorletik sartzen den korrontea da.

Igorlea sarreratzat eta kolektorea irteeratzat hartzen baditugu, α korronte-irabazia litzateke. Hori dela eta**, α parametroa seinale handiko base komuneko konfigurazioaren** noranzko zuzeneko **korronte-irabazia** da.

$$\alpha = \alpha_T \cdot \gamma = \frac{I_{pc}}{I_{pe}} \cdot \frac{I_{pe}}{I_E} = \frac{I_{pc}}{I_E}$$

α, kolektorera iristen den igorleko korrontearen adierazlea da. Beraz, basean gertatzen diren galeren berri ematen digu eta transistore efektuaren adierazle nagusietakoa da. Transistoreen diseinuak $\alpha \approx 1$ lortzea bilatuko du.

Askotan, β parametroa erabilgarriagoa gertatzen da:

$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ formulaz definitzen da (eta, beraz, $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}$)

$$I_C = -\frac{\beta}{\beta+1} \cdot I_E + I_{C0} \text{ eta}$$

$$I_E = -\frac{\beta+1}{\beta} \cdot \left[I_C - I_{C0}\right]$$

$I_C + I_B + I_E = 0$ aplikatuz,

$$-\frac{\beta+1}{\beta} \cdot \left[I_C - I_{C0}\right] + I_B + I_C = 0$$

$$-(\beta+1) \cdot I_C + (\beta+1) \cdot I_{C0} + \beta \cdot I_B + \beta \cdot I_C = 0'$$

$$-I_C + (\beta+1) \cdot I_{C0} + \beta \cdot I_B = 0'$$

Eta $\mathbf{I_C = \beta \cdot I_B + (\beta+1) \cdot I_{C0}}$ (formula horrek bakarrik tarte aktiboan balio du).

Ekuazio horretan ikusten denez, I_C, I_B eta I_{C0} korronteek noranzko berbera dute.

[npn transistoreen ekuazioetan, zeinu berberak erabiltzen dira]

Igorle komuneko egituran (hau da: sarreratzat, basea eta, irteeratzat, kolektorea hartuz) korronteen arteko erlazioak analizatzen baditugu:

$$I_C - I_{C0} = \beta \cdot I_B + \beta \cdot I_{C0} \Rightarrow \beta = \frac{I_C - I_{C0}}{I_B + I_{C0}} = \frac{I_C - I_{C0}}{I_B - (-I_{C0})} = \frac{\Delta I_C *}{\Delta I_B *}$$

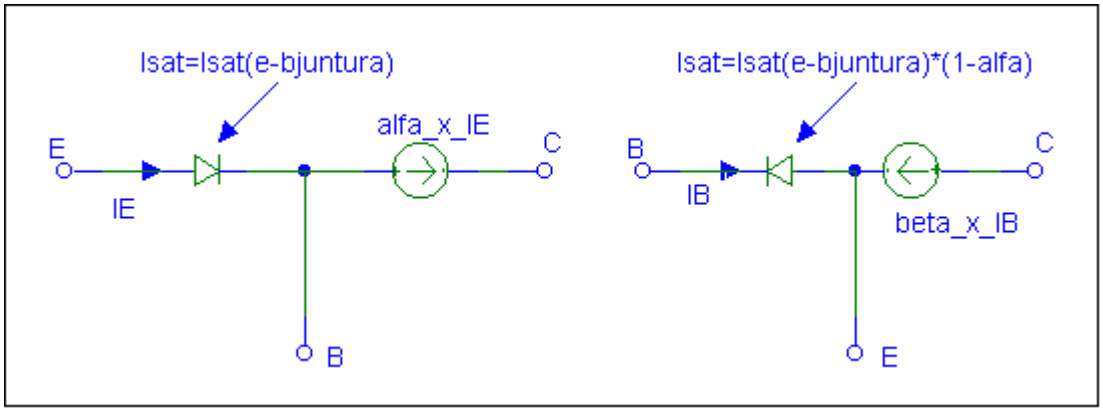
$I_E = 0$ eta $V_{CB} < 0$ direnean $I_B = -I_{C0}$ dela kontuan hartuz, β, $I_E = 0$ denetik oraingo egoerara (aktibora) pasatzen garenean dauden kolektoreko(-aren?) eta baseko(-aren?) korronteen hazkundeen arteko erlazioa da. Ondorioz, **β parametroa, seinale handiko igorle komuneko** noranzko zuzeneko **korronte-irabazia** da.

Lehenago kualitatiboki esandakoa orain kuantitatiboki egiaztatzen dugu: I_B txikiaz, I_C handia lortu edo kontrolatzen dugu. Horrek anplifikadoreak eraikitzeko aukera ematen digu.

Transistore efektua nabaria bada, β handia izango da (baita β_b eta γ_e ere). Hau da: γ, α_T eta $\alpha \sim 1$ badira, β nahiko handia da. Aplikazioen eta diseinuen arabera, 10-10.000 tarteko β duten transistoreak erabiliko ditugu (guk laborategian erabiliko ditugun ohiko transistoreen β 50-300 ingurukoa izaten da).

ZIRKUITU BALIOKIDEAK

Hala, modu aktiboan (I_{C0} arbuiatuz), transistorearen zirkuitu baliokideak 11.7 Irudikoak izaten dira.



11.7 Irudia. *Transistorearen zirkuitu baliokideak modu aktiboan (I_{C0} aintzat hartu gabe)*

DISEINURAKO BALDINTZAK

Aurreko garapenak honako bi baldintza hauek dakartza diseinurako:

1. Igorle-base juntura oso asimetrikoa izatea, eta horretarako igorlea oso dopatuta egotea ($N_E >> N_B \Rightarrow \gamma \approx 1$).
2. Basea oso laburra izatea ($w_B << L_{pB} \Rightarrow \alpha_T \approx 1$).

12. TRANSISTORE BIPOLARRAREN SEINALE HANDIKO EREDUAK

Aurreko ikasgaian, ikusi dugu transistore bipolarraren polarizazioan lau gune edo modu posible daudela. Zein gunetan lan egiten ari den jakiteko, tentsioei begiratu behar diegu. Modurik garrantzitsuenean –aktiboan- erabiltzeko ekuazio eta zirkuitu baliokideak lortu bagenituen ere, komeniko litzateke ekuazio multzo orokor bat lortzea, aplikatutako edozein tentsiorekin (edozein lan-gunetan) aplikatzeko.

Tentsioak finkatu orduko, bi eredu ditugu korronteak jakiteko:

- Ebers-Mollen eredua, klasikoa.
- Gummel-Poonen eredua, simulazio-programetan erabiliena (Spice programan, adibidez).

Ikasgai honetan, Ebers-Mollen eredua analizatuko da.

Lortuko ditugun ekuazioek edozein polarizaziorako ezaugarriztatzen digute BJTa eta haien adierazpen grafikoa BJTaren ezaugarri-kurbak dira. Guk teoriako analisia egingo badugu ere, fabrikatzaileen *Datu Liburuetako* kurba esperimentalekin lan egingo dugu normalean.

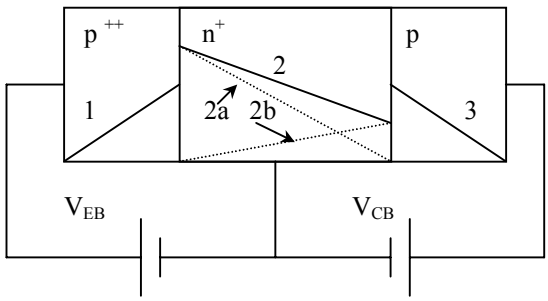
Azkenean, Ebers-Mollen ereduak kontuan hartzen ez dituen idealarekiko bi desbideratze (edo bigarren mailako efektu) analizatuko dira: Early efektua eta β-ren I_C-rekiko menpekotasuna.

12.1 Ebers-Mollen eredua

12.1.1 EREDUAREN DEDUKZIOA

Pnp motako BJTa analizatuko dugu. Oso hurbil dauden bi pn junturaz eratzen da hori eta bi junturen lotura elektrikoa oso laburra den basearen bidez egiten da.

Demagun transistorea bi tentsio positiboz polarizatzen dugula: $V_{EB} > 0$, $V_{CB} > 0$. Orduan, transistorea asetasunean dago. Baseko profila bitan deskonposatuz, juntura bakoitzeko tentsioak profilean duen eragina agerian geratzen da (ikus 12.1 Irudia). Profilen —eta fluxuen— gainezarpena aplikagarria denez, deskonposaketaren ikuspuntua esanguratsua da.



12.1 Irudia. *Pnp transistorearen profilak asetasunean*

Igorleko korronteak bi osagai ditu:

1.- I_F juntura horretako polarizazioa dela-eta agertzen den korrontea da (1+2a).

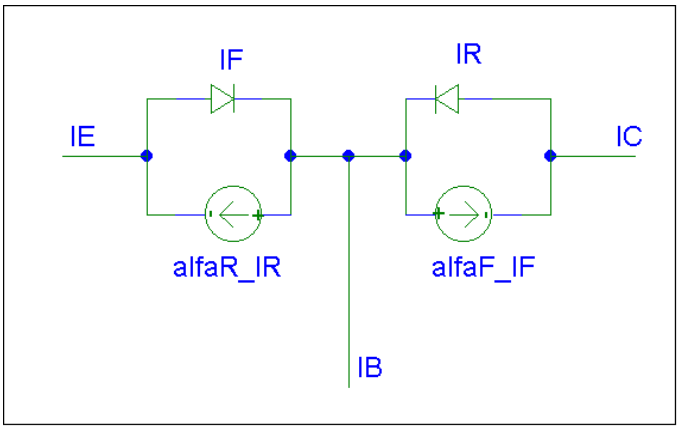
2.- Kolektoreko juntura oso hurbil dagoelako agertzen den korrontea da (2b). Hau da, kolektoreko junturan sortutako korrontea I_R bada, igorleko junturaraino heldu eta igorlera pasatzen den korronte horren zatia: $\alpha_R \cdot I_R$.

Gauza bera esan dezakegu **kolektoreko korronteari buruz.** Bi osagai daude:

1.- I_R juntura horretan polarizazioa dela-eta agertzen den korrontearen osagaia da (2b+3).

2.- Igorleko junturatik iristen den korrontea (2a) da; hau da, kolektoreraino heltzen den I_F igorleko junturako korrontearen zatia: $\alpha_F \cdot I_F$.

Hala, 12.2 Irudiko zirkuitu baliokidea ulertzeko moduan gaude:



12.2 Irudia. *Ebers-Mollen zirkuitu baliokidea (pnp transistorearentzat)*

1.- Agertzen diren diodoak BJTaren junturak dira.

2.- Menpeko bi korronte-sorgailuak bi junturen arteko loturak dira.

3.- α parametroak, transmisioaren adierazleak dira. Azpi-indizeei dagokienez, F (Forward) transmisio zuzena da, eta R (Reverse), alderantzizko transmisioa.

4.- $\alpha_F < 1$ eta $\alpha_R < 1$, juntura batean sortutako korrontea ez baita beste junturaraino osorik heltzen (aurreko ikasgaian ikusi genuenez, badira transistore efektuan parte hartzen ez duten osagaiak, eta baseko birkonbinaketa, nahiz eta txikia izan, ez da hutsa).

Orduan, korronteak honela geratzen dira:

$$I_E = I_F - \alpha_R \cdot I_R$$

$$I_C = I_R - \alpha_F \cdot I_F$$

$$I_B = -[I_E + I_C] = -[I_F - \alpha_R \cdot I_R + I_R - \alpha_F \cdot I_F] = -(1-\alpha_F)\cdot I_F - (1-\alpha_R)\cdot I_R$$

Non:

$$I_F = I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right) \qquad \text{eta} \qquad I_R = I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

I_{ES} eta I_{CS} igorleko eta kolektoreko junturen asetasuneko korronteak dira (bakoitza bere bi osagaiekin).

Formulak trinkotuz, pnp transistoreeen Ebers-Mollen ereduaren ohiko adierazpena lortzen da:

$$I_E = I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right) - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$I_C = I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right) - \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$I_B = (\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right) + (\alpha_R - 1) \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

Eredu horrek edozein polarizaziopean balio du.

α_F, α_R, I_{ES} eta I_{CS} dopaketaren eta geometriaren menpe daude.

Baina, lau aldagai horien artean, $\boldsymbol{\alpha_F \cdot I_{ES} = \alpha_R \cdot I_{CS} \equiv I_S}$ betetzen da betiere, non I_S transistorearen asetasuneko korrontea baita (definizioz). Aurreko ekuazioa **elkarrekikotasunaren erlazioa** da.

Elkarrekikotasunaren erlazioa kontuan hartzen badugu, hiru parametro behar ditugu BJT dispositiboa ezagutzeko: α_R, α_F eta I_S, adibidez.

Zergatik betetzen da? Basea berbera delako bi junturentzat.

$\alpha_F I_{ES}$ igorleko junturako tentsioak baseko profilaren bidez kolektoreko junturan eragiten duen korrontea da; hau da, I_{ES}-ren baseko osagaitik kolektoreko junturaraino heltzen dena. Era berean, $\alpha_R \cdot I_{CS}$ da baseari dagokion kolektoreko asetasuneko korrontearen osagaia ($\gamma_C \cdot I_{CS}$). Elkarrekikotasunaren erlazioak islatzen duenez, baseko analisi hori berdina da bi junturentzat.

$$I_{ES} = I_{ESB} + I_{ESE} \qquad (\text{eta } I_{ESB} = \gamma_E \cdot I_{ES} = I_{satB})$$

$$I_{CS} = I_{CSB} + I_{CSC} \qquad (\text{eta } I_{CSB} = \gamma_C \cdot I_{CS} = I_{satB})$$

$$\alpha_T \cdot (\gamma_C \cdot I_{CS}) = \alpha_T \cdot (\gamma_E \cdot I_{ES}) = \alpha_T \cdot (I_{SatB}) = \alpha_T \cdot \frac{q \cdot D_{mB} \cdot n_i^2}{W \cdot N_B} \cdot Azalera = I_S$$

I_S korronteak bi junturek konpartitzen duten osagaia adierazten du eta dispositiboaren oinarrizko konstantea da.

Korronteen eta tentsioen zeinuak aldatuz lortzen ditugu npn transistoreen ekuazioak. I_S beti positiboa bada ere, kontuan hartu behar da I_E, I_C eta I_B korronteen zeinua, transistore motaren eta polarizazioaren menpe daudela.

Basea oso luzea balitz ($W_B >> L_{urrien}$), basea zeharkatuko lukeen korrontea oso txikia litzateke (α_R, α_F <<1, I_{rB} oso handia litzatekeelako). Orduan, beraz, transistore efektua desagertuko litzateke. Kasu horretan ere, Ebers-Mollen ereduak baliagarria izaten jarraitzen du, eta terminal komun bat duten bi diodo independente dituen eredura garamatza.

12.1.2 α_F, α_R, I_{ES} ETA I_{CS} PARAMETROEN KALKULU ESPERIMENTALA

Ebers-Mollen ereduan agertzen diren parametroak kanpoko parametrotzat har ditzakegu, esperimentalki neur baitaitezke.

Hala, pnp batean $V_{CB} = 0$ behartzen badugu (bi terminal horiek zirkuitulaburtuz):

$$I_R = I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{0}{V_T} \right) - 1 \right) = 0$$

$$I_E = I_F - \alpha_R \cdot 0 = I_F \Rightarrow \boldsymbol{I_E = I_{ES} \cdot \left(exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right)}$$

$$I_C = 0 - \alpha_F \cdot I_F = -\alpha_F \cdot I_F = -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

eta, beraz, $\boldsymbol{\alpha_F = -\left. \frac{I_C}{I_E} \right|_{V_{CB}=0}}$ $\qquad \left(\boldsymbol{aktiboko \quad \alpha = -\left. \frac{I_C - I_{C0}}{I_E - 0} \right|_{akt}} \right)$

α_F, beraz, base komuneko korronte-irabazia da, irteera zirkuitulaburrean dagoenean. I_{ES} igorleko junturako asetasuneko korrontea da, irteera (base-kolektore juntura) zirkuitulaburrean badago.

Era berean,

$$\boldsymbol{I_C\big|_{V_{EB}=0} = I_{CS} \cdot \left(exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right) \quad eta \quad \alpha_R = -\left. \frac{I_E}{I_C} \right|_{V_{EB}=0}}$$

Ondorioz, α_R base komuneko alderantzizko korronte-irabazia da, sarrera zirkuitulaburrean dagoenean. I_{CS} kolektoreko junturako asetasuneko korrontea da, baldin eta sarrera (base-igorle juntura) zirkuitulaburrean badago.

12.1.3 EBERS-MOLLEN EKUAZIOEN BESTE ADIERAZPEN BAT (pnp batekin)

$$I_E = I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right) - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right) \Rightarrow$$

$$I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right) = I_E + \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$I_C = I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right) - \alpha_F \cdot \left[I_E + \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right) \right] \Rightarrow$$

$$I_C = -\alpha_F \cdot I_E + (1 - \alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{CS} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

Era berean, $I_E = -\alpha_R \cdot I_C + (1 - \alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{ES} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right)$

I_{C0} eta I_{E0} korronteen definizioa gogora ekarriz:

$$I_{CB0} = I_{C0} \equiv I_C \big|_{\substack{IE=0 \\ VCB<0}} = (1 - \alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{CS} \cdot (0 - 1) \Rightarrow \qquad I_{C0} = -(1 - \alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{CS}$$

$$I_{E0} = -(1 - \alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{ES}$$

$$I_C = -\alpha_F \cdot I_E - I_{C0} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

$$I_E = -\alpha_R \cdot I_C - I_{E0} \cdot \left(\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right)$$

Ebers-Mollen beste adierazpen bat dira.

Tentsioetan eta korronteetan, zeinuak kontuan izan behar ditugu, eta, npn transistoreen kasuan, korronte eta tentsio guztien zeinuak aldatu (azkenean, tentsioen kasuan azpi-indizeak trukatu, besterik ez da egin behar).

α_R eta α_F erabili beharrean, β_R eta β_F (**igorle komuneko** konfigurazioko irabaziak) erabil daitezke:

$$\beta_F \equiv \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \qquad \beta_R \equiv \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

Bestalde:

$$\alpha_F \cdot I_{E0} = -\alpha_F \cdot (1-\alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{ES} = -(1-\alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_S$$

$$\alpha_R \cdot I_{C0} = -\alpha_F \cdot (1-\alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_{CS} = -(1-\alpha_F \cdot \alpha_R) \cdot I_S$$

Eta, beraz, $\alpha_F \cdot I_{E0} = \alpha_R \cdot I_{C0}$

Elkarrekikotasunaren erlazioa, zirkuitu irekiko korronteekin ere betetzen da.

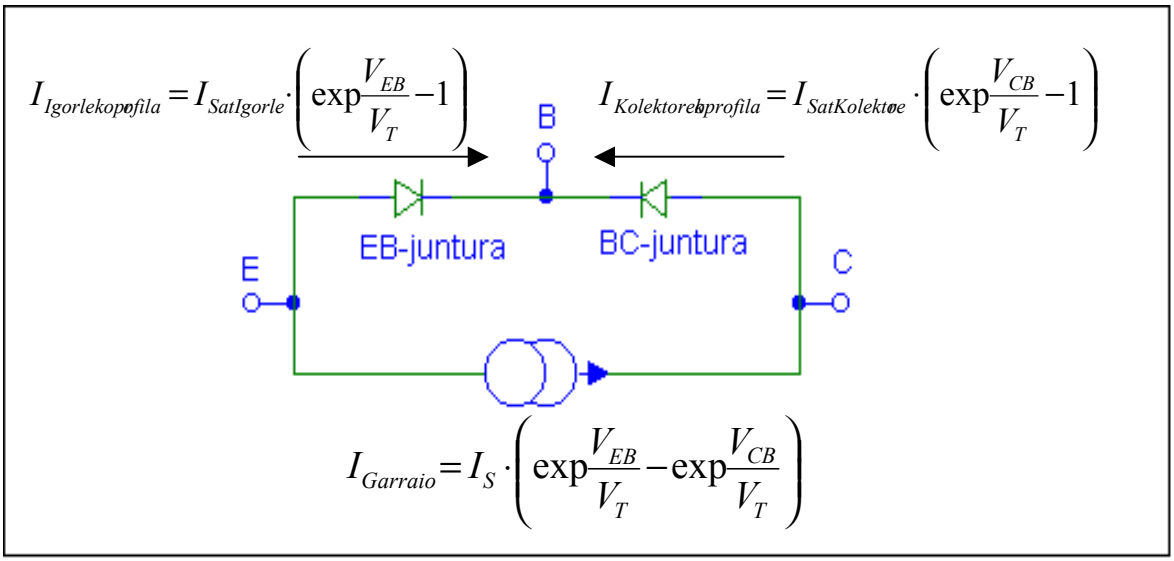
12.1.4 EBERS-MOLLEN EREDUA GARRAIOAREN IKUSPUNTUTIK

Transistorea igorletik kolektorera zeharkatzen duen korrontea parametro nagusitzat hartuz, ekuazioak beste forma batez adieraz daitezke. $I_{pe} \sim I_{pc}$ ($\alpha_T \sim 1$) onartuz:

$$I_{pe} = I_{pc} = -qD_{mB}malda = q\frac{n_i^2}{N_B}\frac{D_{mB}}{W_B}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)\right] = I_S\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)\right]$$

$$I_E = I_{pe} + I_{ne} = I_S\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)\right] + I_{satIGORLEKOPROFIL}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-1\right]$$

$$I_C = -I_{pe} + I_{Nkolektorekoprofiletik} = -I_S\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)\right] + I_{satKOLEKTOREKOPROFIL}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)-1\right]$$



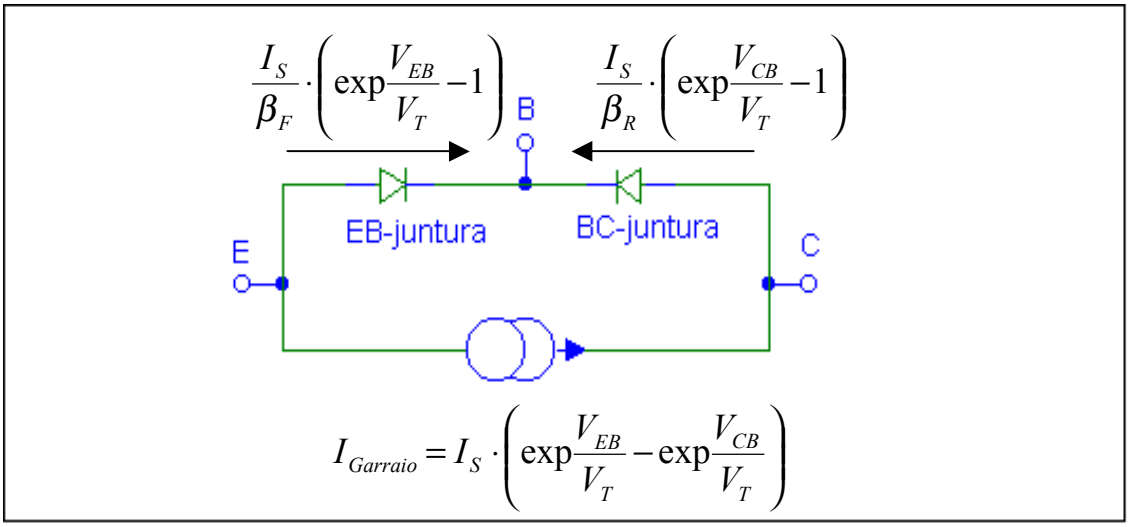
12.3 Irudia. *Zirkuitu baliokidea garatzea: garraiatzen den korrontea eta beste osagaiak*

$$I_{satIGORLE-BASEJUNTURA} = I_{satIGORLEKOPROFIL} + I_S = (1/\gamma)\, I_S = I_S/\alpha_F \Rightarrow$$

$$I_{satIGORLEKOPROFIL} = I_S(1/\alpha_F - 1) = I_S \frac{1-\alpha_F}{\alpha_F} = I_S \frac{1}{\beta_F}$$

$$I_{satKOLEKTORE-BASEJUNTURA} = I_{satKOLEKTOREKOPROFIL} + I_S = (1/\gamma')\, I_S = I_S/\alpha_R \Rightarrow$$

$$I_{satKOLEKTOREKOPROFIL} = I_S(1/\alpha_R - 1) = I_S \frac{1-\alpha_R}{\alpha_R} = I_S \frac{1}{\beta_R}$$



$$\frac{I_S}{\beta_F} \cdot \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - 1 \right) \qquad \frac{I_S}{\beta_R} \cdot \left(\exp \frac{V_{CB}}{V_T} - 1 \right)$$

$$I_{Garraio} = I_S \cdot \left(\exp \frac{V_{EB}}{V_T} - \exp \frac{V_{CB}}{V_T} \right)$$

12.4 Irudia. *Zirkuitu baliokidea, garraiatzen den korrontea ardatz gisa hartuz*

$$I_E = I_{pe} + I_{ne} = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) \right] + \frac{I_S}{\beta_F} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right]$$

$$I_C = -I_{pe} + I_{Nkolektorekoprofiletik} = -I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) \right] + \frac{I_S}{\beta_R} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right]$$

Transistoreak aktiboan lan egiten duenean, BC junturako korrontea ez da aintzat hartzeko modukoa, eta 12.4 Irudiko zirkuitutik aurreko ikasgaian lortzen genuen zirkuitu baliokidera iristen gara (ikus 11.7 Irudia).

12.1.5 EBERS-MOLLEN EKUAZIOEN KASU BEREZIAK

Jarraian, aurreko ekuazioek lau lan-guneetan dituzten adierazpen erraztuak garatuko dira. Analisia pnp transistoreentzat egiten da bakarrik, npn motaren kasua analogoa delako.

MODU AKTIBOAN

$V_{EB} > 0$ eta $V_{CB} < 0$, $\exp(V_{EB}/V_T) >> 1$, $\exp(V_{CB}/V_T) << 1$

$$I_E = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) + \alpha_R \cdot I_{CS} \approx I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$$I_C = -I_{CS} - \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) \approx -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$$I_B = (\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - (\alpha_R - 1) \cdot I_{CS} \approx (\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

Beraz, $I_E > 0$ eta I_C eta $I_B < 0$; $\alpha_F \sim \alpha$

ASETASUNEAN

$V_{EB} > 0$ eta $V_{CB} > 0$, $\exp(V_{EB}/V_T) >> 1$, $\exp(V_{CB}/V_T) >> 1$

$$I_E = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)$$

$$I_C = -I_{CS} - \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) \approx -\alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$$I_B = (\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) - (\alpha_R - 1) \cdot I_{CS} \approx (\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

Korronteen noranzkoa (zeinua) V_{CB} eta V_{EB} balioen menpe dago (hori bai, asetasunean, I_B negatiboa da):

- $V_{EB} > V_{CB} > 0$ badira, orduan, $I_E > 0$ eta $I_C < 0$: Zuzeneko Asetasuna
- $V_{CB} > V_{EB} > 0$ badira, orduan, $I_E < 0$ izan liteke eta $I_C > 0$: Alderantzizko Asetasuna

- $V_{EB} = V_{CB} > 0$ badira, $I_E > 0$, $I_C \neq 0$

I_B korrontearen balioa modu aktiboan baino handiagoa da eta, beraz, I_C/I_B erlazioa murrizten da.

ETENDURAN

$V_{EB} < 0$ eta $V_{CB} < 0$, $\exp(V_{EB}/V_T) << 1$, $\exp(V_{CB}/V_T) << 1$

$$I_E = -I_{ES} + \alpha_R \cdot I_{CS}$$

$$I_C = -I_{CS} + \alpha_F \cdot I_{ES}$$

$$I_B = -(\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} - (\alpha_R - 1)$$

$I_E < 0$, $I_C < 0$ eta $I_B > 0$, eta ez daude tentsioen menpe.

ALDERANTZIZKOAN

$V_{EB} < 0$ eta $V_{CB} > 0$, $\exp(V_{EB}/V_T) << 1$, $\exp(V_{CB}/V_T) >> 1$

$$I_E = -I_{ES} - \alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) \approx -\alpha_R \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)$$

$$I_C = I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) + \alpha_F \cdot I_{ES} \approx I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)$$

$$I_B = -(\alpha_F - 1) \cdot I_{ES} + (\alpha_R - 1) \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) \approx (\alpha_R - 1) \cdot I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)$$

$I_E < 0$, $I_C > 0$ eta $I_B < 0$, eta V_{CB} tentsioak agintzen du.

Aktiboarekin alderatuz, ez dugu funtzionamendu berbera (irabazia, esaterako) lortzen.

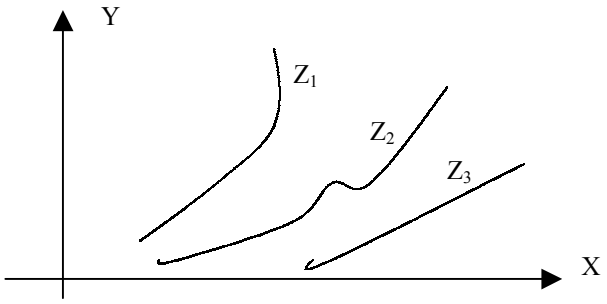
Zergatik? Kasu honetan I_{CS} korrontean baseak agintzen duelako ($N_B > N_C$). Kolektorearen injekzio-eraginkortasuna eta korronte-irabaziak txikiagoak dira igorlearenak (aktibokoak) baino.

12.2 Ezaugarri-kurbak (pnp transistoreentzat)

Ebers-Mollen ekuazioak grafikoki adierazten baditugu, BJT transistorearen ezaugarri-kurbak (I-V kurbak) lortzen ditugu.

Egitura bakoitzean, erlazionatu beharreko lau aldagai daude bakarrik: sarrerako eta irteerako korronte eta tentsioak, beste bi aldagaiak Kirchoffen legeak aplikatuz ebazten baitira. Gainera, Ebers-Mollen ereduak bi ekuazio independente ematen dizkigunez, dispositiboan bi aldagai aske daude. Ondorioz, Y=Y(X,Z) formako bi ekuazio izaten ditugu.

Hori dela-eta, *kurba parametrikoak* erabili behar ditugu, non, aldagai bat konstante mantenduz (parametrotzat hartuz), beste bi aldagai erlazionatzen baitira.

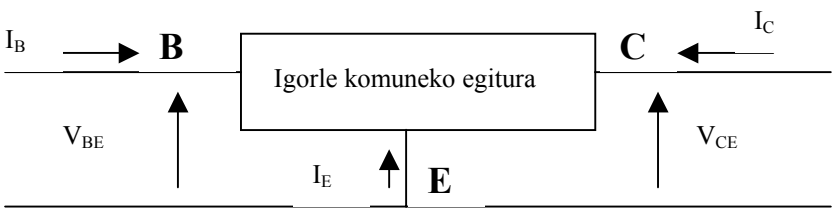


12.5 Irudia. *Y = Y(X,Z) funtzioaren adierazpena kurba parametrikoen bidez (parametroa, Z da)*

Gainera, transistoreak zirkuituan hartzen duen posizioa dela-eta, igorleko juntura zuzenean polarizaturik egoten da eta $V_{CB} < V_{EB}$ izaten da (pnp batean). Beraz, **$V_{EB} > 0$ eta $V_{CE} < 0$ ezberdintasunak onartzen dira (pnp motaren kasuan)**. Hau da, transistorea gune aktiboan edo asetasunean egoten da.

Azkenean, sarrerako eta irteerako ezaugarri-kurbak erabili ohi dira.

Adibidez, <u>igorle komuneko konfigurazioan</u>:



12.6 Irudia. *Igorle komuneko konfigurazioa*

Kasu honetan, sarrerako aldagaiak: I_B, V_{BE}; eta irteerako aldagaiak: I_C, V_{CE} dira.

Hala, kurbak honako hauek dira:

- Sarrerako ezaugarri- kurba $I_B = I_B(V_{BE})$, V_{CE} parametro gisa erabiliz.
- Irteerako ezaugarri-kurba $I_C = I_C(V_{CE})$, parametrotzat I_B korrontea hartuz.

Esan dugunez, zirkuitua dela-eta, normalean (pnp transistoreetan) $V_{EB} > 0$ eta $V_{EC} > 0$. Hori dela-eta alderantzizko modua ez da I-V ezaugarrietan irudikatzen.

12.2.1 SARRERAKO I-V KURBA

$$-I_B = (1-\alpha_F)\cdot I_{ES}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-1\right]+(1-\alpha_R)\cdot I_{CS}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)-1\right]$$

Aktiboan bagaude, $V_{CB} < 0$, $V_{EB} > 0$.

Askotan, $V_{CE} << 0$ V izango da, eta, orduan:

$$-I_B = (1-\alpha_F)\cdot I_{ES}\cdot\left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)-1\right]-(1-\alpha_R)\cdot I_{CS}$$

Hau da, I_B korronteak ez du –ia- V_{CB} tentsioarekiko menpekotasunik eta kurba bakarra agertzen da.

Asetasunean bagaude, $0.7 > V_{CB} > 0$, $0.7 > V_{EB} > 0$ (beraz, $0 > V_{CE} > -0.7$ V tartean egongo da kasu guztietan). $V_{EB} >> 0$ eta $V_{CB} >> 0$ onartuz:

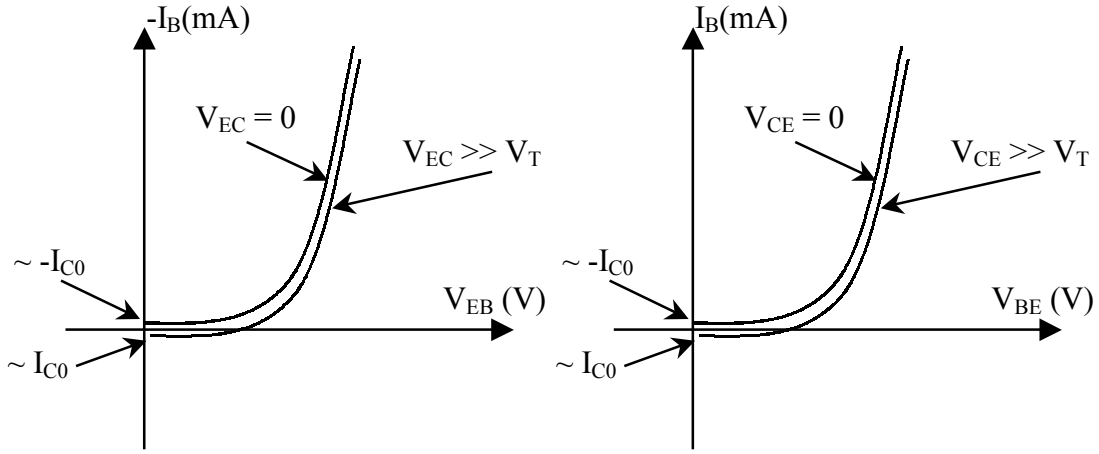
$$-I_B = (1-\alpha_F)\cdot I_{ES}\cdot\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)+(1-\alpha_R)\cdot I_{CS}\cdot\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right)$$

Adibidez, $V_{CE} \sim 0$ denean, ($V_{CB} = V_{EB} >> 0$).

$$-I_B = \left[(1-\alpha_F)\cdot I_{ES}+(1-\alpha_R)\cdot I_{CS}\right]\cdot\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

eta kurba diodoaren kurbaren antzekoa da.

($0 > V_{CE} > -0.7$ denean, ez dakigu zehatz-mehatz asetasunean edo aktiboan gauden. V_{BC} tentsioaren balioa kalkulatu beharko genuke).



12.7 Irudia. *Sarrerako ezaugarri-kurbaren forma, pnp (ezkerrean) eta npn (eskuinean) transistoreen kasuetan.*

12.2.2 IRTEERAKO I-V KURBA:

$$I_C = I_{CS} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T} \right) - 1 \right] - \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \left[\exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right]$$

Aktiboan bagaude, $V_{CB} < 0$, $V_{EB} > 0$.

Adibidez, $V_{CE} < -0.7$ V den kasu guztietan (aktiboan nahiko sartuta gaude, eta $V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} < 0$):

$$I_C = \beta \cdot I_B + (\beta + 1) \cdot I_{C0}. \; (I_C \sim \beta \cdot I_B)$$

Eta I_C ez dago V_{CB} tentsioaren menpe (lehenengo hurbilketan). Beraz, ez du V_{CE} tentsioarekiko menpekotasunik ere (V_{EB} konstantea bada)

Bestalde, $I_B = 0$ denean, aktiboan egon gaitezke, baina praktikoki transistorea ia etenik dago eta, beraz, $I_C = I_{C0}$.

Asetasunean bagaude, $0.7 > V_{CB} > 0$, $0.7 > V_{EB} > 0$ (beraz, $0 > V_{CE} > -0.7$ beteko da kasu guztietan).

Orduan, baseko profilaren malda (I_{pe} eta I_{pc}) aktiboan baino txikiagoak dira $-I_C$ txikiagoa- baina baseko korrontea areagotzen da: batetik, bi junturek eramaileak injektatzen dituztelako eta, bestetik, baseko soberakina eta birkonbinaketa areagotzen direlako. Hau da, I_B korrontearen balio jakin baterako, I_C txikiagoa dugu.

Adibidez, $V_{CE} \sim 0$ denean, ($V_{EB} > 0$, $V_{CB} = V_{EB}$):

$$I_C = I_{CS} \cdot \exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - \alpha_F \cdot I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right) = \left(I_{CS} - \alpha_F \cdot I_{ES}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

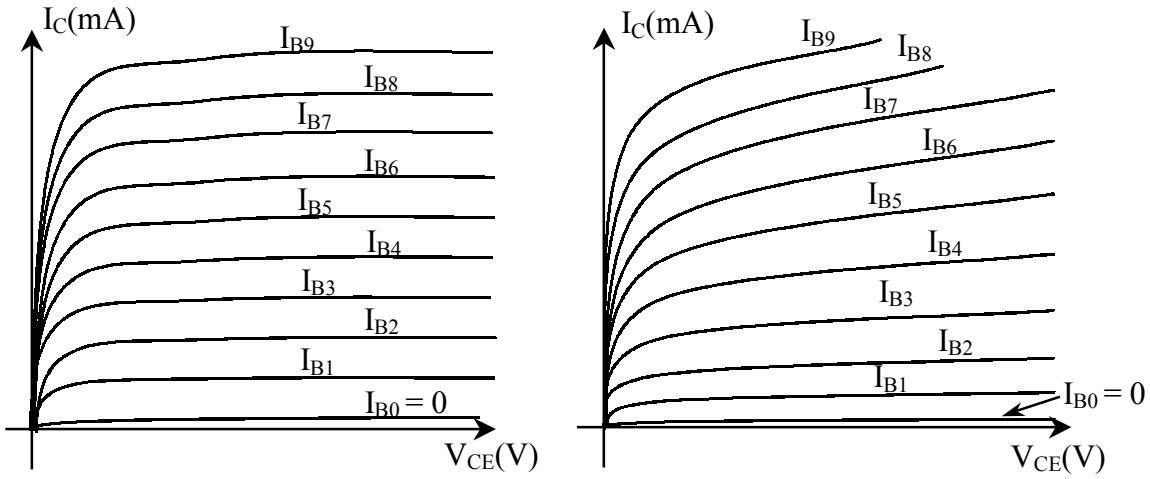
$$I_C = I_{CS} \cdot \left(1 - \alpha_R\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$$-I_B = \left(\left(1 - \alpha_F\right) \cdot I_{ES} + \left(1 - \alpha_R\right) \cdot I_{CS}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$$-I_B = \left(\left(1 - \alpha_F\right) \cdot I_{ES} + \left(1 - \alpha_R\right) \cdot I_{CS}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{EB}}{V_T}\right)$$

$V_{CE} \sim 0$ denean, transistorea asetasunean dago ($V_{CB} = V_{EB} > 0$), bi junturak zuzenean daude eta I_C nahiko txikia izan daiteke junturak elkarren kontra ari direlako. Baseko profila laua da, malda = 0 eta, beraz, $I_{pe} = I_{pc} = 0$; $I_C \sim 0$.

Izan ere, muturreko kasu honetan, I_C negatiboa da.



12.8 Irudia. *Irteerako ezaugarri-kurba ideal eta errealak*

Gogoratu aktiboaren eta asetasunaren arteko muga $V_{BC} = 0$ berdintasunak (hau da, $V_{CE} = V_{BE}$ betetzen duen tentsioak) zehazten duela.

12.3 BJT idealarekiko desbideratzeak

BJT idealetik errealera pasatzerakoan, zenbait ezberdintasun ikusten ditugu. Horietako garrantzitsuenak bi dira:

- Early efektua.
- β parametroaren kolektoreko korrontearekiko menpekotasuna.

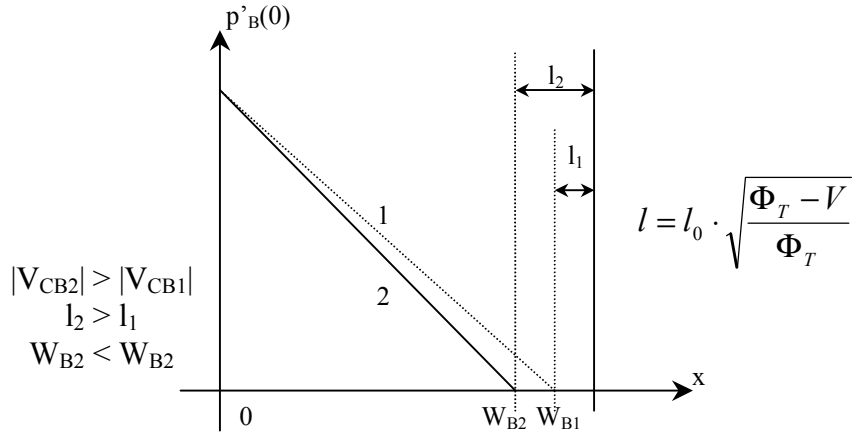
12.3.1 EARLY EFEKTUA

Orain arte erabilitako Ebers-Mollen ereduan, baseko zabalera (W_B) konstantetzat hartu dugu, baina igorleko eta kolektoreko junturetan aplikatutako tentsioek espazioko karga-gunea aldarazten dute. Hau da, V_{EB} eta V_{CB} tentsioek baseko eskualde neutroaren zabalera modulatzen dute.

Zabaleraren aldaketaren ondorioz, zenbait parametro -β, besteak beste- aldatzen dira. Aktiboari dagokionez, I_C kolektoreko korrontearen V_{CE} tentsioarekiko menpekotasuna da ondorio nagusia.

PN juntura gogoratuz, hustutako gunea zabaltzen da, kolektoreko alderantzizko tentsioa haztean (zuzeneko polarizazioak ere modulatzen du, baina alderantzizkoan efektua nabarmenagoa da). Kolektoreko alderantzizko tentsioa hazten bada, W_B pixka bat murrizten da (adibidez 0.05 mikroi). Baina, oinarria laburra denez, aldaketa txiki hori nabaritzen da. 12.9 Irudian, tentsioa aldatzeak dakarren profilaren aldaketa irudikatu da (basea laburra denez, bertako profila zuzen batez marraztu da).

Basea laburtuz, **transistore-efektua errazten da:** urrien gutxiago birkonbinatzen direnez, errazago heltzen dira kolektoreko junturaraino. Hori 12.9 Irudian ikus daiteke bai kolektoreko korronteari begiratuz, bai azalerari begiratuz:



12.9 Irudia. *Early efektua eta baseko profila: bigarren kasuan, kolektoreko junturako (alderantzizko) tentsioa handiagoa da*

Kolektoreko junturaren inguruan profilaren malda handiagoa da orain: I_C hazten da (I_{pe}= K·malda ↑, $|I_C|$ ↑).

Bestalde, birkonbinaketari dagokionez, profilaren azpiko *azalera* gutxitzen denez, basean metatzen diren urrienen karga gutxitzen da eta, beraz, I_{rB} murrizten da:

$$I_{rB} = q \cdot A \cdot \int_0^{W_B} \frac{urrien'(x)}{\tau_B} dx = \frac{Q_{base}}{\tau_B}$$

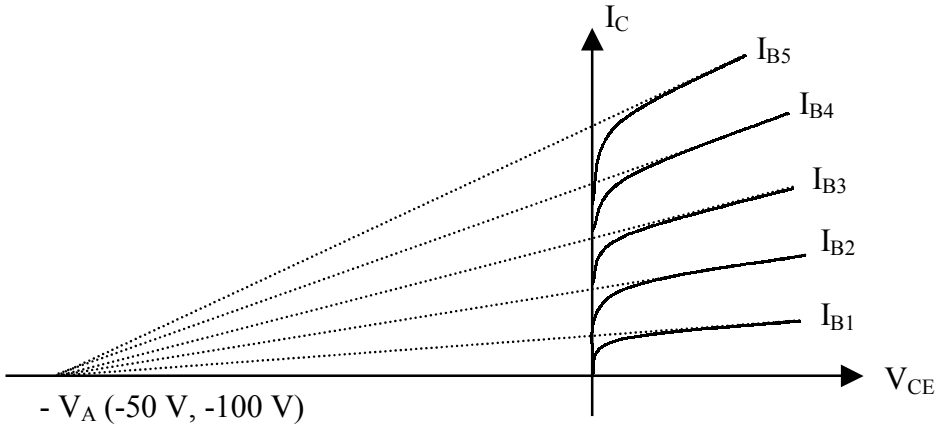
I_B korrontea txikiagotzen da.

Eta, beraz, α_T handitzen da (gauza bera gertatzen da α eta β parametroekin).

Early efektuaren ondorioz, kurbetan, V_{CB} (eta, beraz, V_{CE}) tentsioarekiko menpekotasunak agertzen dira: I_C korrontea ez da V_{CE} tentsioa igotzean asetzen (malda txiki bat izango du) eta I_B korronteak kurba bat baino gehiago ditu V_{CE} parametroa aldatzean.

Gainera, α eta β parametroen artean dagoen erlazioa dela-eta, α-ren aldaketa txikiek β parametroan eragin handia dute (α-ren %5eko aldaketak, %30koa eragiten du β-n).

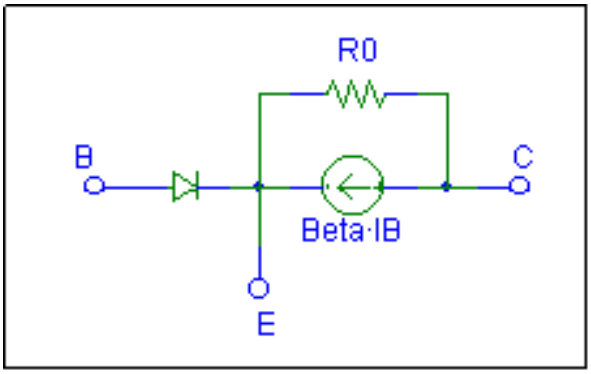
12.10 Irudian, npn baten I_C-V_{CE} ezaugarriak agertzen dira. Bertan ikusten denez, gune aktiboko kurben tarte zuzenen luzapenek puntu berean ebakitzen dute V_{CE} ardatza: $-V_A$ balioan, hain zuzen ere. Tentsio horrek **Early tentsioa** du izena eta, normalean, 50-100 volt inguruan egoten da.



12.10 Irudia. *Npn transistoreen $I_C(V_{CE})$ ezaugarria eta Early tentsioa*

Efektua, gehitu beharreko korronte txiki bat izaten denez, erresistentzia baten bidez adierazten da zirkuitu baliokideetan (menpeko korronte-sorgailuarekin paraleloan jarriz). Early tentsioa jakinez gero, jakineko polarizazio batean (I_C, V_{CE} batean) dagoen malda kalkula daiteke: $dV_{CE}/dI_C = R_0(\Omega)$.

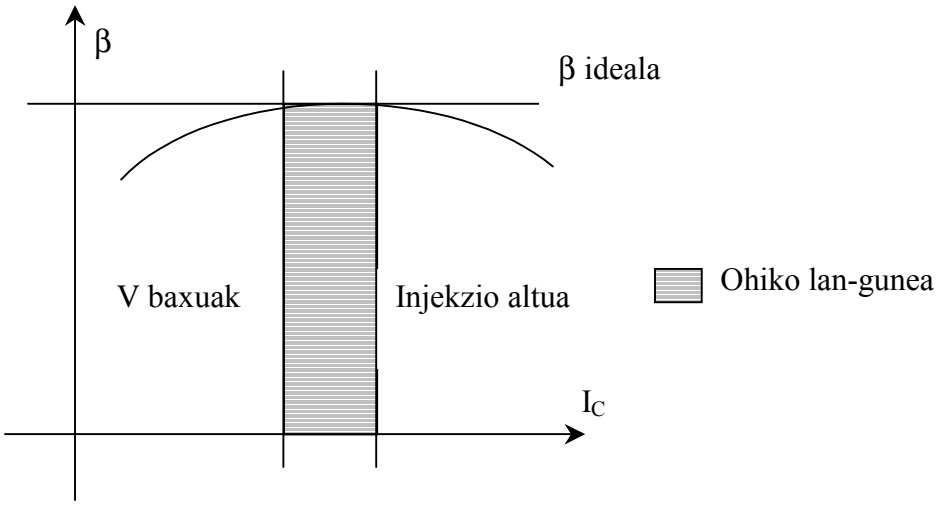
R_0 erresistentzia, kanpoko erresistentziak baino askoz handiagoa izaten denez, zirkuitutik kentzen da maiz.



12.11 Irudia. *Early efektuaren erresistentzia zirkuitu baliokidean (aktiboan)*

12.3.2 KOLEKTOREKO KORRONTEAREKIKO β PARAMETROAREN MENPEKOTASUNA

12.12. Irudian, β parametroak I_C korrontearekiko duen menpekotasuna islatu da.



12.12 Irudia. *β parametroaren aldaketa I_C korrontea aldatzean*

Tentsio baxuetan, I_B esandakoa baino handiagoa da, gune dipolarretako korronteak (hemen baztertu ditugunak) aintzat hartu behar baitira. I_C korrontearen analisia bakarrik barreiapeneko osagaietatik eratortzen denez, β eraginkorra (I_C/I_B) txikiagoa da.

Tentsio altuetan, basea injekzio altuan sartu eta Augerren birkonbinaketa nabari daiteke. Ondorioz, I_{rB} eta I_B igotzen dira (eta, ondorioz, β txikiagotu). Gainera, korronte

altuetan kolektorean nahiko eskualde erresistiboa denez, tentsio ohmiko bat agertu, eta $I_C(V_{CE})$ kurba makur daiteke.

Bi kasuetan, I_C/I_B korronte-irabazia murrizten da: β jaisten da. Hori dela-eta, I_C-V_{CE} grafikoetan, kurben arteko aldea ez da konstantea: $I_C = \beta (I_C) \cdot I_B$. Guk, zirkuitu integratuek bezala, grafikoaren erdiko tartean lan egingo dugu, non β konstante mantentzen baita.

12.4 Transistore bipolarraren lan-puntua finkatzea: karga-zuzen estatikoa

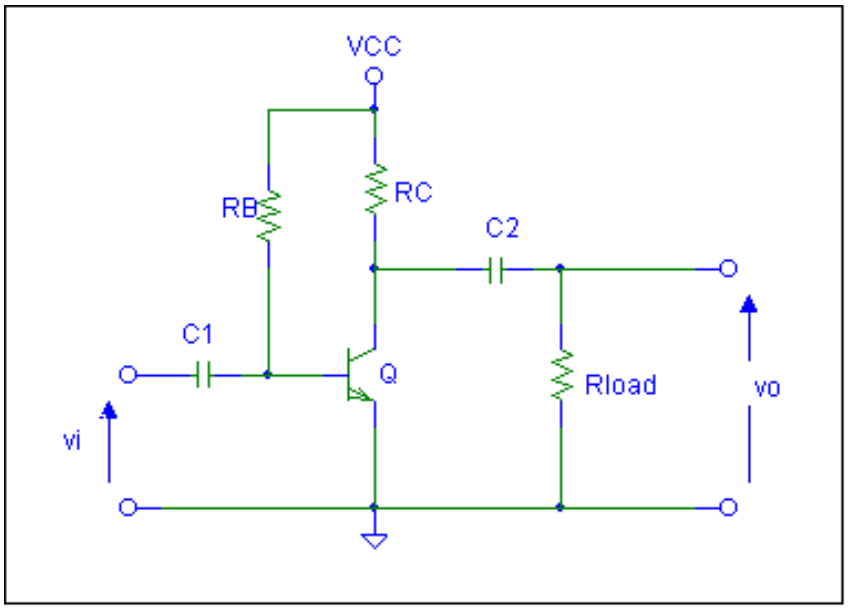
Lan-puntua (Q), funtzionamendu-puntua edo atseden-puntua (*atseden-puntua*, sarrerako seinale alternorik ez dagoela adierazten duelako), polarizazioak eragiten dituen korronte eta tentsio jarraituen multzoa da. Normalean, I_C eta V_{CE} jakitea nahikoa izaten da lan-puntua ezagututzat jotzeko.

Haren garrantziaren adierazle diren hiru puntu aipatzeagatik:

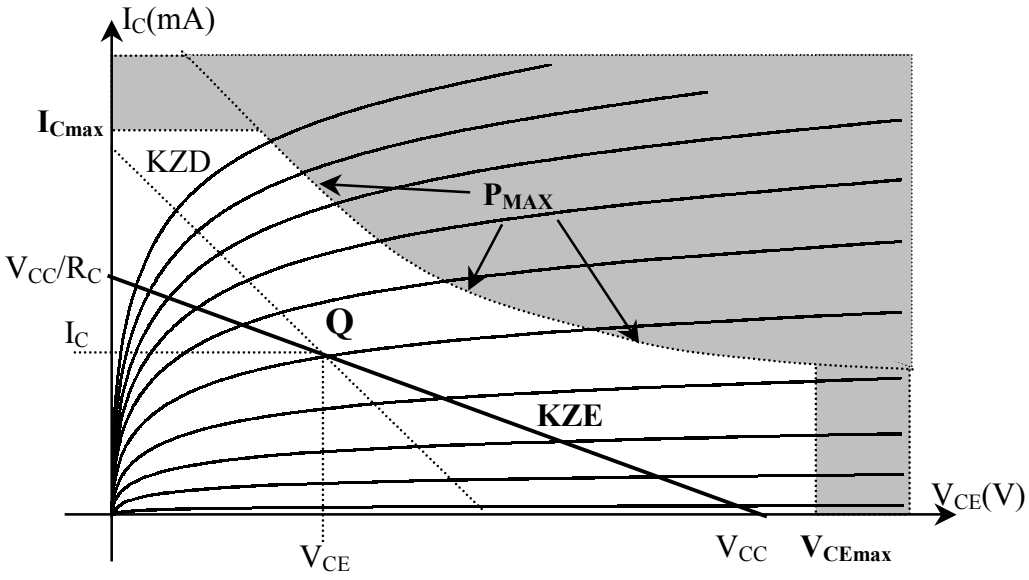
- Transistorearen bidez, seinale alterno bat anplifika dezakegu; hau da, irteeran, sarrerako seinalearen forma bera, baina anplitude handiagoa dituen seinalea lor daiteke. **Hurrengo ikasgaietan ikusiko dugunez, Q egokia aukeratuz gero, anplifikazioaren irabazia doi edo alda dezakegu.**
- Bestalde, irteerako seinaleak ezin du nahi adinako balioa hartu, horrek transistorea modu aktibotik atera dezakeelako (asetasunera edo etendurara eramanez), edo, modu aktiboan jarraituz, linealtasuna gal dezakeelako. Horren ondorioz, **distortsioa** agertu ohi da: irteerako seinalearen forma ez zaio sarrerakoaren formari zehazki egokitzen. Irteerako seinaleak distortsiorik gabe har ditzakeen balio minimo eta maximoaren arteko aldeari (anplituderik handienari) **tarte dinamikoa** deitzen diogu.

  Bada, Q ondo aukeratuz gero, tarte dinamikoa zabaltzen dugu.
- Gainera, transistoreak kanpora dezakeen gehienezko potentzia (P_{max}) eta jaso dezakeen gehienezko korronteak (I_{Cmax}) eta tentsioak (V_{BEmax}, V_{CEmax}) finituak dira.

12.13 Irudiko igorle komuneko zirkuituaren irteerako ezaugarria 12.14 Irudian islatu da, Q posible batzuk adieraziz. Elikadura (V_{CC}) eta erresistentziak egokiro aukeratu beharko ditugu, bipolarrak nahi dugun Q puntuan lan egin dezan.



12.13 Irudia. *Transistorea polarizatzeko zirkuitua*



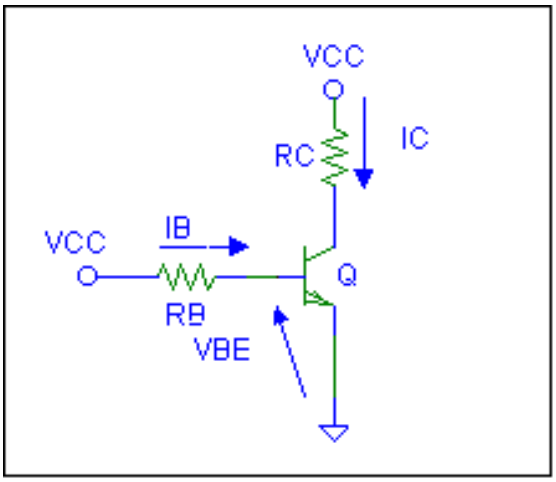
12.14 Irudia. *Transistorearen polarizazio-puntua eta saihestu beharreko eskualdeak*

Aurreko zirkuituko kondentsadoreen funtzioa osagai jarraituak eta alternoak banatzea da. Hala, sarrerako eta irteerako seinaleek osagai alternoa bakarrik izango dute, eta beste etapetako osagai jarraituek ez dute polarizazioan inolako eraginik izango. Horretarako, gure zirkuituetan ditugun kondentsadoreen kapazitatea nahiko altua izaten da, eta, korronte jarraituan zirkuitu irekiak badira ere, zirkuitulaburtzat joko ditugu korronte alternoan (sarrerako seinalearen maiztasunean). Hau da: v_I tentsioak osagai jarraiturik baleuka ere, horrek ez luke polarizazioan inolako eraginik izango; eta kasu horretan lortzen den v_o irteerak ez dauka osagairik jarraiturik. Ondorioz, polarizazio-

puntua analizatzeko, osagai alternoko sorgailuak zirkuitulaburtzen ditugu eta kondentsadoreak zirkuitu irekiez trukatzen ditugu. Hori dela-eta, C_1eta C_2 *paseko edo bypasseko kondentsadoreak* dira. Osagai jarraituak blokeatzen dituzte eta seinaleko (alternoko) tentsioei pasatzen uzten diete.

POLARIZAZIOAREN EBAZPENA: KARGA-ZUZEN ESTATIKOA

Kondentsadoreak zirkuitu irekiez (eta alternoko tentsio sorgailuak zirkuitu laburrez) aldatuz gero:



12.15 Irudia. *Polarizazio-zirkuitua*

Zirkuituko osagai guztiak jakinda, analitikoki ebatz ditzakegu korronteak eta tentsioak.

Transistorea, normalean, modu aktiboan egongo da (hala dagoela onartuz ebatzi ondoren, aktiboaren hipotesia egiaztatu beharko dugu).

Adibidez: R_B = 10k; R_C = 50Ω, V_{CC} = 10 V; β = 100;

$$V_{BE} + I_B \cdot R_B = V_{CC}$$

$$0{,}7V + I_B \cdot 10k = 10V \Rightarrow I_B = (10 - 0.7)Volt / 10k = 0.93mA$$

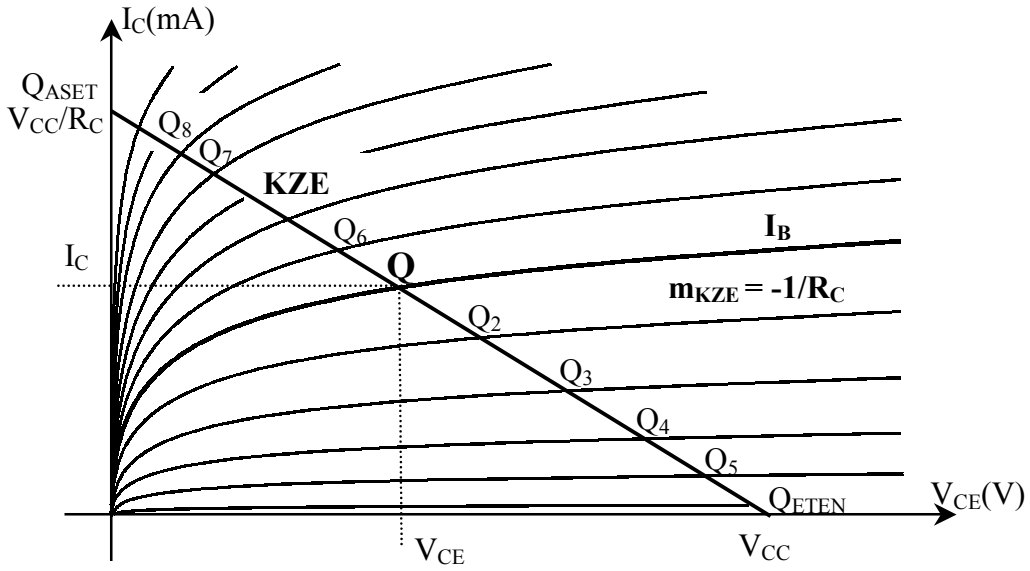
$$I_C = \beta \cdot I_B = 93mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_C \Rightarrow V_{CE} = 10V - 93mA \cdot 50\Omega = 10V - 4.65V = 5.35V$$

Baina, diseinatzerakoan balio posible guztiak kontuan hartzeko, errazagoa da grafikoki lan egitea. Horretarako, R_B jakin ezean ere:

$V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_C \rightarrow I_C = (V_{CC}\text{-}V_{CE}) / R_C$

Eta V_{CC} eta R_C finkatuz gero, $I_C = I_C(V_{CE})$. Funtzio hori ($I_C = (V_{CC}\text{-}V_{CE}) / R_C$) zuzen bat da eta ezaugarri-kurban gainezar dezakegu:



12.16 Irudia. *Ebazpen grafikoa: kargaren zuzena (estatikoan)*

Kurba horren eta ezaugarriaren arteko gurutzean dago Q. Ezaugarri posible asko daudenez, modu errazean aukera dezakegu guk nahi dugun Q puntua.

Q posibleen zuzena, ***kargaren zuzena*** edo karga-zuzena deitzen diogu.

R_C aukeratuz gero, zuzenaren malda finkatzen dugu ($-1/R_C$). V_{CC} finkatzean, ordea, x ardatza ebakitzen duen puntua. Bien zatidurak gehienezko I_C korrontea adierazten digu.

Grafikoki Q finkatu ondoren, I_C, V_{CE} eta I_B ateratzen ditugu. Nahi dugun I_B korrontea jakinda, R_B ebazten da.

Askoz errazagoa izaten da, beraz, grafikoki diseinatzea analitikoki diseinatzea baino (tentsio-irabazi jakin bat lortu nahi badugu, ordea, seinale txikiko zirkuitutik hasi behar dugu).

12.5 Polarizazioaren egonkortasuna

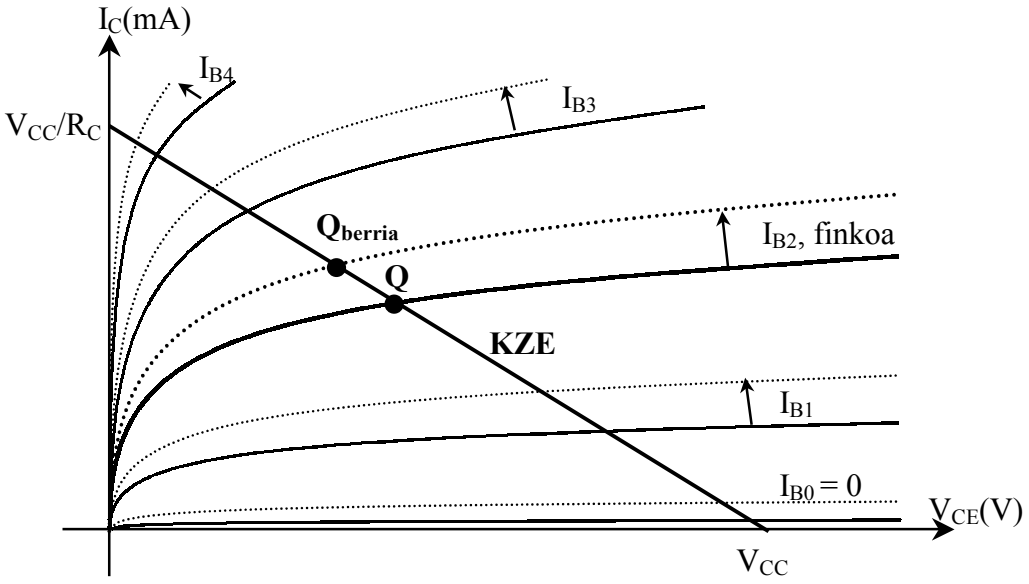
12.5.1 Q PUNTUAREN ALDAKETAK

Transistoreen fabrikazioan parte hartzen duten prozesu guztien kontrol zehatza posible ez denez, I_{C0} eta β ez dira berdinak ez eta multzo bereko transistoreetan ere. Hau da: $\beta,I_{C0} = \beta,I_{C0}$(alea). Era berean, transistoreen β tenperaturarekin aldatzen da: $\beta = \beta(T)$.

Hori dela-eta, (behin Q lan-puntua aukeratuz gero) Q puntua β edo I_{C0} parametroekiko ahalik eta independenteena izatea komeniko litzaiguke, diseinatutako

zirkuituak transistore askorekin eta baldintza askotan egokiro lan egin dezan. Puntu horretan, aldaketen aurrean (aldaketak saihesteko / eragozteko) zirkuitu batzuek aurkezten duten sentikortasuna analizatuko da.

12.13 Irudiko zirkuituan, adibidez, erresistentzien balioak jakinez gero (eta balio horiek, normalean, ez dira tenperaturarekin edo osagai batetik bestera aldatzen), I_B kalkulatzen dugu. Jarraian, transistorearen β jakinez gero, $I_C \sim \beta \cdot I_B$. Baina fabrikazio multzo bereko transistoreetan edota tenperaturarekin aldatzen da β hori (fabrikatzaileen datu-orrietan, gehienezko, gutxienezko eta batez besteko β-k agertu ohi dira). Ondorioz, lan-puntua nabarmenki alda daiteke (ikus 12.13 Irudia).



12.17 Irudia. *β igotzean (I_B mantenduz) Q nola aldatzen den*

Efektu berdintsuak agertzen dira I_{C0} eta V_{BE} (V_T) tenperatura dela-eta aldatzen direnean: tenperatura 1 ºC igotzean, I_{C0} bikoizten da eta V_{BE} 2.5 mV jaisten da.

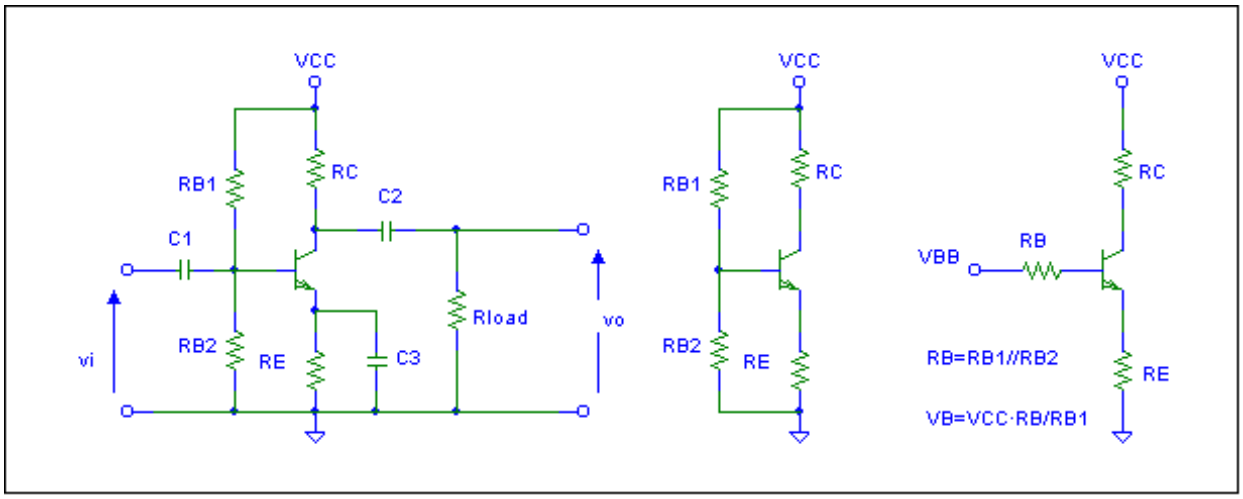
Q puntuaren aldaketa horiek onartezinak gerta daitezke batzuetan, BJTa asetasunean edo etenduran ere sar baitezakete. Normalean, Q (hau da, I_C eta V_{CE}) mantentzea oso komenigarria da, I_B aldatu behar bada ere.

Horregatik, lan-puntuaren egonkortasuna areagotzen (edo ziurtatzen) duten beste hainbat zirkuitu proposatzen dira.

Guk, β-ren aldaketetan jarriko dugu arreta. eta tenperaturarekin gertatzen diren Q puntuaren aldaketak ez ditugu sakonean analizatuko.

12.5.2 AUTOPOLARIZAZIO ZIRKUITUA EDO IGORLEAREN BIDEZKO POLARIZAZIOA: BERRELIKADURA NEGATIBOA

β-ren aldaketekin Q egonkorra lortzeko, 12.14 Irudiko zirkuitua erabil dezakegu (autopolarizazio-zirkuitua).



12.18 Irudia. *Autopolarizazio-zirkuitua: igorle komuneko egitura*

Zirkuitu hori aurrekoarekin alderatuz (ikus 12.13 Irudia) ikusten dugun alderik nabarmenena R_E da. C_3 kondentsadorea nahiko handia izaten da, seinale jarraituan zirkuitu ireki eta alternoan zirkuitulabur bihur dadin. Hala, R_E polarizazioa analizatzerakoan baino ez da agertzen. Hori dela-eta, igorleko kondentsadorea ezabaketakoa edo desakoplamendukoa dela esaten dugu.

Lan-puntua egonkortzea da R_E erresistentziaren helburua. Hori lortzeko prozedura honako hau da:

- Demagun I_C igotzen dela, adibidez β igotzen delako (edo, tenperatura igo dela-eta, I_{C0} hazi eta V_{BE} tentsioaren murriztu direlako).
- Ondorioz, R_E erresistentzian erortzen den tentsioa hazten da.
- Horren ondorioz, I_B jaisten da, zeren eta $I_B = (V_{THB}-V_{BE}-\mathbf{V_{RE}})/R_{THB}$
- Eta horrek I_C txikiagoa dakar.

Gauza bera gertatzen da I_C jaisten denean: I_C jaisten bada (β edo tenperatura jaisten direlako), R_E erresistentzian erortzen den tentsioa gutxitzen da. Horren ondorioz, I_B hazten da eta I_C handitzen du horrek.

Beraz, efektu batek (I_C korrontearen igoerak edo jaitsierak) kontrako erreakzioa ekarri du (murrizketa edo hazkundea). *Berrelikadura negatiboa* deitzen zaio ziklo horri.

Zirkuitu horretan, beraz, I_B ez da konstantea, eta nekezago kalkulatzen da. I_B ez da lehen bezain egonkorra, baina I_C egonkorragoa da eta korronte horrek du garrantzirik handiena Q puntuari dagokionez.

Jarraian, β-rekiko menpekotasunaren murrizketa hori analitikoki ikusiko dugu.

12.5.3 I_C-REN β-REKIKO EGONKORTASUNA: SENTIKORTASUNA

$$V_{BB} - V_{BE} = I_B \cdot R_B + (I_B + I_C) \cdot R_E$$

Baina $I_C = \beta \cdot I_B + (1+\beta) \cdot I_{C0} \Rightarrow I_B = \dfrac{I_C - (1+\beta) \cdot I_{C0}}{\beta}$

Beraz $V_{BB} - V_{BE} = \dfrac{I_C - (1+\beta) \cdot I_{C0}}{\beta} \cdot (R_B + R_E) + I_C \cdot R_E$

$$I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE} + \dfrac{(1+\beta) \cdot I_{C0}(R_B + R_E)}{\beta}}{\dfrac{R_B + R_E}{\beta} + R_E}$$

$$I_C = \frac{\beta}{R_B + R_E(\beta+1)} \left[V_{BB} - V_{BE} + \frac{(1+\beta) \cdot I_{C0}(R_B + R_E)}{\beta} \right]$$

β parametroaren ohiko balioekin, (β+1)/β ~ 1, eta, beraz, β aldatzen denean mako artekoak ia konstante jarraitzen du (gutxi gorabehera).

$$I_C = \frac{\beta}{R_B + R_E(\beta+1)} \left[V_{BB} - V_{BE} + \frac{(1+\beta) \cdot I_{C0}(R_B + R_E)}{\beta} \right] = \frac{K \cdot \beta}{R_B + R_E(\beta+1)}$$

Ikusten denez, $\beta \cdot R_E >> R_B$ denean, I_C ez dago β-ren menpe.

Baina, egonkortasuna kuantifikatzeko, β-ren igoera eta I_C korrontean agertzen zaigun hazkundea erlazionatu behar ditugu (eta hazkundea erlatibizatu):

$$\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\dfrac{K \cdot \beta_2}{R_B + R_E(\beta_2+1)} - \dfrac{K \cdot \beta_1}{R_B + R_E(\beta_1+1)}}{\dfrac{K \cdot \beta_1}{R_B + R_E(\beta_1+1)}}$$

$$\frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{C1}} = \frac{\beta_2 [R_B + R_E(\beta_1+1)] - \beta_1 [R_B + R_E(\beta_2+1)]}{\beta_1 [R_B + R_E(\beta_2+1)]}$$

$$\frac{I_{C2}-I_{C1}}{I_{C1}}=\frac{R_B+R_E}{\beta_1\left[R_B+R_E(\beta_2+1)\right]}(\beta_2-\beta_1)$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C}=\frac{R_B+R_E}{\left[R_B+R_E(\beta_2+1)\right]}\cdot\frac{\Delta\beta}{\beta_1}$$

$$\textit{Sentikorta suna}\ {}^{I_C}_{\beta}\equiv\frac{\dfrac{\Delta I_C}{I_C}}{\dfrac{\Delta\beta}{\beta_1}}=\frac{R_B+R_E}{\left[R_B+R_E(\beta_2+1)\right]}$$

Hau da, sentikortasunak, definizioz, aldaketa erlatiboen arteko erlazioa ematen digu. Zenbat eta sentikortasun handiagoa, orduan eta menpekotasun handiagoa, ezegonkorragoa. Parametro horretan, berriro egiazta dezakegu I_C korrontearen β-rekiko egonkorra izateko baldintza: $\boldsymbol{\beta\cdot R_E >> R_B}$.

Beraz, Q puntuaren egonkortasuna ziurtatzeko, autopolarizazio-zirkuitua erabiltzeaz gain, $R_B << \beta\ R_E$ ezberdintasuna bete behar da.

Orduan, β hazten bada, I_C ere hazten da, baina –ehunekoetan- β baino gutxiago.

Diseinuetan zer zirkuitu erabili behar dugun ez badigute esaten , autopolarizaziokoa erabiliko dugu Q puntuaren egonkortasuna dela-eta (eta $R_B << \beta\cdot R_E$ ziurtatuz).

Gainera, datorren ikasgaian ikusiko dugunez, Q puntua, ahal izanez gero, karga-zuzen *dinamikoaren* erdian kokatu beharko dugu.

12.5.4 ALDAKETAK TENPERATURAREKIN: SENTIKORTASUN-FAKTOREAK

Tenperatura aldatzen denean, I_{C0}, V_{BE} eta β aldatzen dira eta, beraz, I_C polarizazio-korrontean, aldaketak agertzen dira. Tenperatura 1 ºC igotzean, adibidez, I_{C0} bikoizten da eta V_{BE} 2.5 mV txikiagoa da.

12.I Taula. *Transistorearen zenbait parametroren aldaketak tenperaturaren arabera*

T^a (ºC)	I_{C0} (pA)	V_{BE} (V)	β
-65	0.2	0.85	20
20	100	0.65	50
100	20.000	0.48	80

I_C korronteak parametro horiekiko dituen aldaketak aurreikusteko, I_C korrontearen sentikortasunak (S) erabiltzen dira, honela definituta:

$$S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x}\cdot\frac{x}{y} \Rightarrow \frac{\partial y}{y} = S_x^y \frac{x}{\partial x} \text{ askotan } S_x^y = \frac{\partial y}{y}(\partial x/x = 1, \text{edo } \%1) \text{ edo } S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x}$$

$$S(I_{C0}) = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta I_{C0}}\right|_{\text{beste parametroak konstante mantenduz}}, S(V_{BE}) = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\right|_{\text{bpkm}} \text{ eta } S(\beta) = \left.\frac{\Delta I_C}{\Delta \beta}\right|_{\text{bpkm}}$$

Orduan, I_C-ren hazkundea (gutxi gorabehera) kalkulatzeko, honako formula hau erabil daiteke:

$$\Delta I_C = S(\beta)\cdot\Delta\beta + S(I_{c0})\cdot\Delta I_{c0} + S(V_{BE})\cdot\Delta V_{BE}$$

M, EGONKORTASUN FAKTOREA

Batzuetan, sentikortasuna honela adierazten da:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{R_B/R_E + 1}{\beta_1 \dfrac{R_B/R_E + (\beta_2 + 1)}{1+\beta}}\cdot\frac{1}{1+\beta}\Delta\beta = \frac{R_B/R_E + 1}{\beta_1/M}\cdot\frac{1}{1+\beta_2}\Delta\beta$$

non $M = \dfrac{1+\beta_2}{R_B/R_E + (\beta_2+1)}$

M antzeko beste analisi batzuetan agertzen da.

Orduan, $\dfrac{\Delta I_C}{I_C} = M\,\dfrac{R_B/R_E+1}{\beta_1(1+\beta_2)}\cdot\Delta\beta \approx (\beta_2 >> 1) \approx (R_B/R_E+1)\dfrac{M}{\beta_1\beta_2}\cdot\Delta\beta$

Eta I_C β parametroaren aldaketen aurrean egonkorra izateko,

$(R_B/R_E+1)\dfrac{M}{\beta_1\beta_2} << 1$ behar dugu.

Horretarako, nahikoa da $R_B << R_E$ eta M ~ 1; hau da $R_B << \beta\, R_E$.

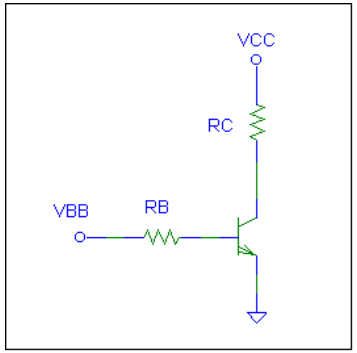
M egonkortasun-faktorea deitzen da, I_C korrontearen menpekotasunak ebazteko balio baitu, bai β-rekin, (ikusi dugun bezala) bai I_{C0} edo V_{BE} parametroekin. M nahiko konplexua gertatu bada ere, beste bi kasuetan ere agertuko litzatekeelako aipatu dugu hemen.

$I_C = I_C(\beta, V_{BE}, I_{C0})$, beste zirkuitu batzuetan, ezberdina da, baina, -M~1 bada- $R_B << \beta\, R_E$ betearaziz, egonkortasuna ziurtatzen dugu.

ZIRKUITU JAKIN BATZUEN SENTIKORTASUN-PARAMETROAK

$$S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x}\cdot\frac{x}{y} \Rightarrow \frac{\partial y}{y} = S_x^y \frac{x}{\partial x} \text{ askotan } S_x^y = \frac{\partial y}{\partial x}$$

Polarizazio finkoa



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

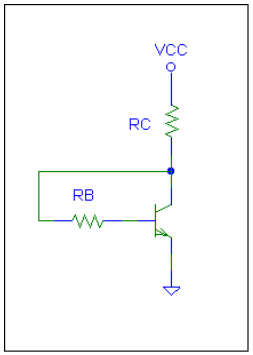
$$I_C \approx \beta \cdot \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

$$S(I_{C0}) = (\beta + 1)$$

$$S(V_{BE}) = -\frac{\beta}{R_B}$$

$$S(\beta) = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

Polarizazioko berrelikadurarekin



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_C}$$

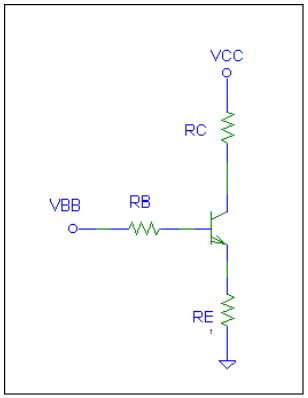
$$I_C = \frac{\beta \cdot (V_{CC} - V_{BE})}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_C} \approx \left\langle \beta >> \frac{R_B}{R_C} \right\rangle \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_C}$$

$$S(I_{C0}) = (\beta + 1)\cdot \frac{1 + R_B / R_C}{\beta + 1 + R_B / R_C}$$

$$S(V_{BE}) = -\frac{\beta}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_C}$$

$$S(\beta) = \frac{I_{C1}}{\beta_1}\cdot \frac{1 + R_B / R_C}{1 + \beta_2 + R_B / R_C}$$

Igorleko polarizazioarekin



$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_E}$$

$$I_C = \frac{\beta \cdot (V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_E} \approx \left\langle \beta >> \frac{R_B}{R_E} \right\rangle \approx \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$$

$$S(I_{C0}) = (\beta + 1)\cdot \frac{1 + R_B / R_E}{\beta + 1 + R_B / R_E}$$

$$S(V_{BE}) = -\frac{\beta}{R_B + (\beta + 1)\cdot R_E}$$

$$S(\beta) = \frac{I_{C1}}{\beta_1}\cdot \frac{1 + R_B / R_E}{1 + \beta_2 + R_B / R_E}$$

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 anplifikatzen dituenean 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 anplifikadore 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?

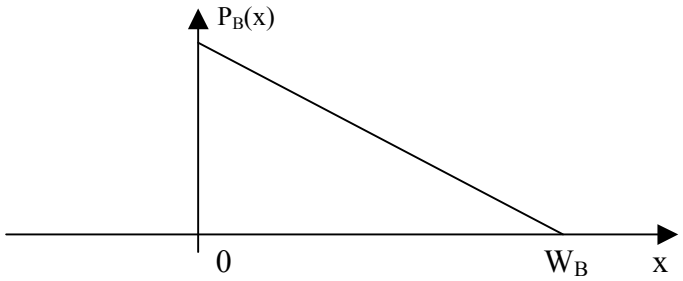
a) BJTa seinale txikiko anplifikadore modura erabiltzean gune aktiboan erabili ohi delako; irabazirik handiena eta distortsiorik txikiena eskaintzen dituelako.

b) 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 hutsuneek (baseko urrienek) 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,

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

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

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

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,

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

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

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 elektroi mota daudelako: (1) baseko birkonbinaketa elikatzeko behar direnak eta (2) —eta hau izaten da handiena— igorlean injektatzen diren elektroiak.

Laburbilduz,

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

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

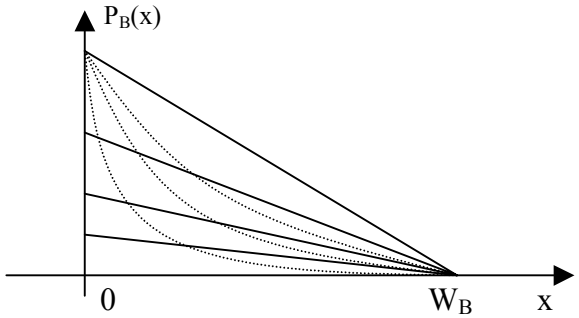
Ekuazio horiek osatzen dute kargaren bidezko kontrol-eredua egoera geldikorrean.

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 (puntuz 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 korrontea 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 korronteak, berriz, bi osagai ditu:

- i_{B1}, urrienen soberakinaren sasi-birkonbinaketa elikatzeko behar dena (baseko benetako birkonbinaketa elikatzeko eta igorlera injektatzeko behar diren urrienak). Pnp transistorearen basera sartzen diren elektroiak dira: i_{B1} negatiboa da (q_B positiboa da).
- Eta i_{B2}, urrienen soberakinaren hazkundea 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)

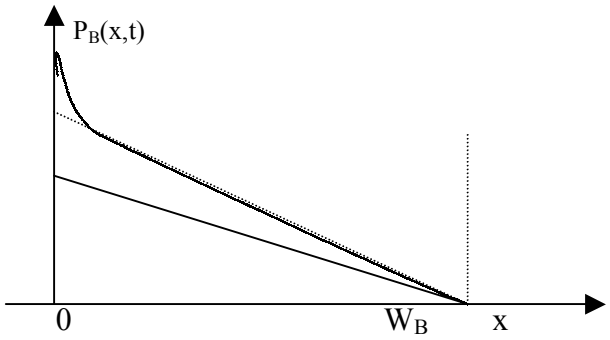
c) Igorleko korrontea Kirchoff erabiliz kalkulatzen dugu:

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

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?

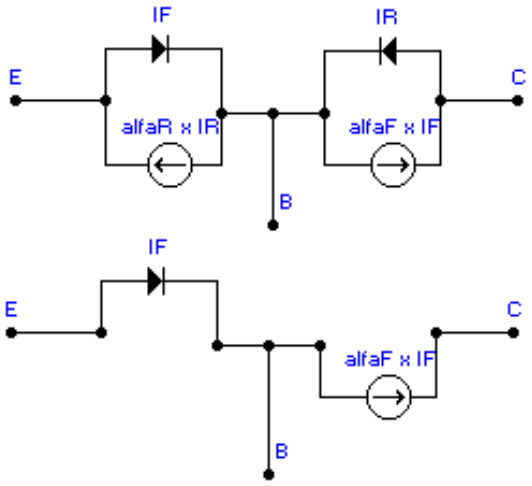
Profil lineala hartzen dugunean egiten ari garen hurbilketa nahiko ona izaten da kargaren (azaleraren) ikuspuntutik: uste izandako karga (puntuz marrazturiko zuzenak mugaturikoa) eta benetakoa (goiko kurbaren azpikoa) bat etortzen dira —gutxi gorabehera—. Maldetan, aldiz, nahiko errore handia gerta liteke; 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 korronteek 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 hurbilketaz, $p_B(0,t)$ igorle-base junturako urrienen kontzentrazioa edo $v_{BE}(t)$ tentsioa kalkulatzerakoan, errore handia ager liteke. Hori dela-eta, tentsioak ebazteko, nahiko ondo kalkulatzen diren korronteak eta kanpoko zirkuituak erabiliko dira normalean.

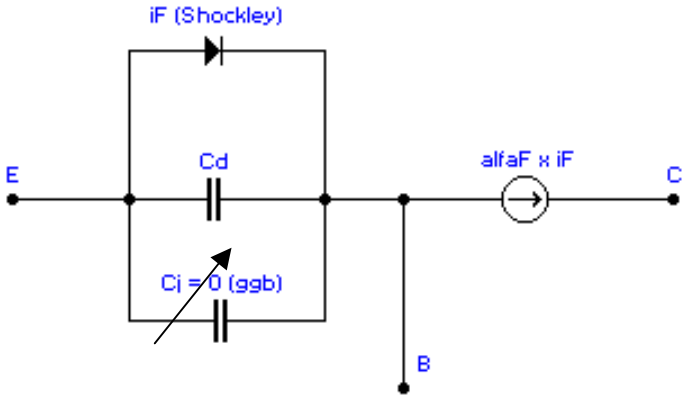
13.1.3 AURREKO EKUAZIOAK EBERS-MOLLEN EREDUTIK LORTZEA

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 trukatuz gero dugun zirkuitua*

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

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

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

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

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

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

Parametroen balioak

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

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

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

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

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

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

(α_T = 1 hartu dugulako)

13.1.4 AURREKO EKUAZIOEN EBAZPENA GARRAIOAREN IKUSPUNTUTIK

Kargaren bidezko kontrol-ereduaren formulak:

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

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

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

$$i_B = i_{B1}(estatikakoa) + i_{B2}(k\arg aren_aldaketa)$$

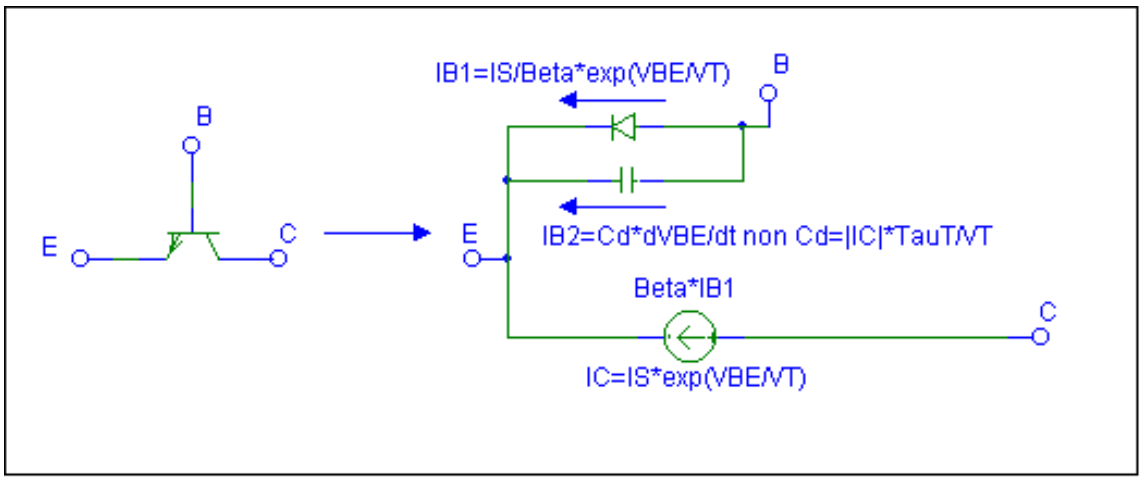
$$i_B = \frac{i_C}{\beta} - \frac{dq_B}{dv_{BE}}\frac{dv_{BE}}{dt} = \frac{I_S}{\beta} \cdot \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) + C_d \frac{dv_{BE}}{dt}$$

non

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

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

Zirkuitu baliokidea



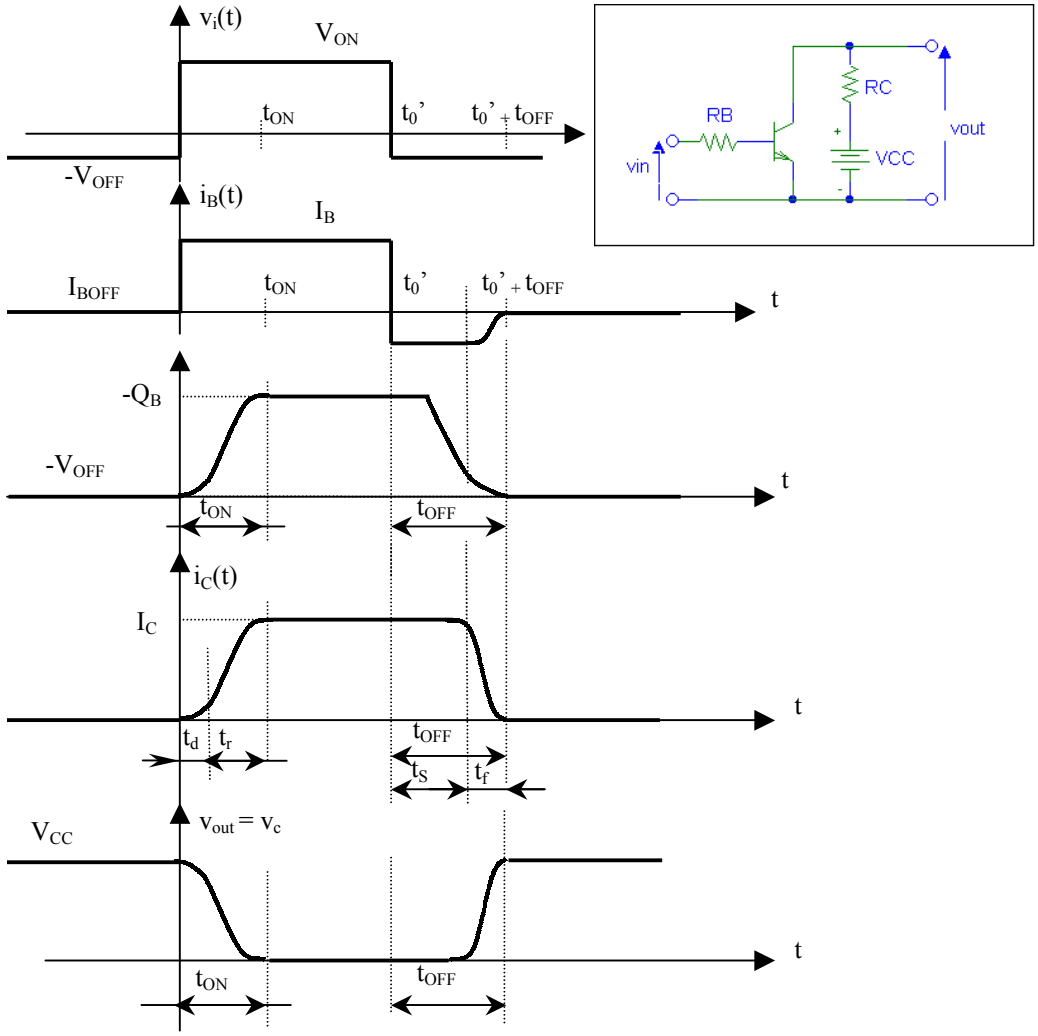
13.6 Irudia. *Seinale txikiko zirkuitu baliokidea, garraioaren ikuspuntutik*

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, korronterik 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 ezaugarriztatzeko, 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 ezaugarriztatzera hel gaitezke.



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_L) berehala hartuko. Izan ere, kolektoreko korrontea igotzen hasi baino, lehen $\mathbf{t_d}$ (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, $\mathbf{t_r}$ (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 $\mathbf{t_s}$ (storage time, metaketa-denbora) da. Gero, baseko kargaren profilaren malda aldatzen hasten denetik etendurako egoeraraino heldu arte, kolektoreko korrontea gutxituz doa, $\mathbf{t_f}$ (fall time, jaitsiera-denbora).

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

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

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

$$t_S \approx \tau_S . \frac{I_B - I_{CSAT}/\beta}{-I_{OFF}}$$ non τ_S 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 OSAGAIAK

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

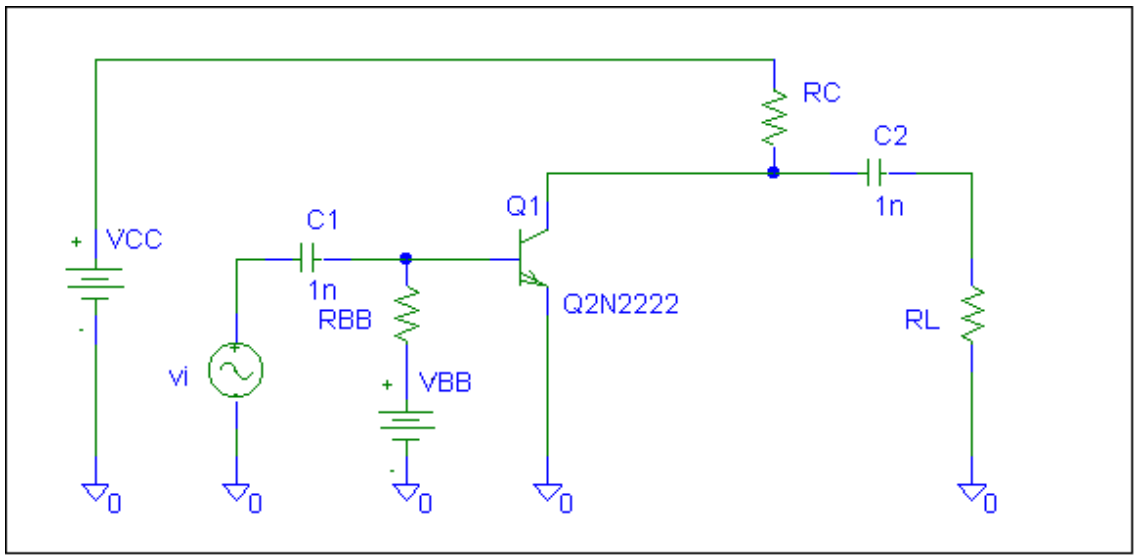
Diodoetan bezala, bitan banatuko dugu puntu batean dagoen seinalea: alde batetik, osagai jarraitua (→ polarizazioa) eta, beste alde batetik, osagai alternoa (→ seinale txikia) analizatuko ditugu. Ikusiko dugunez, $v_{ac}(t) << V_T$ betetzen bada, ekuazioak lineal bihur daitezke, eta seinaleen deskonposaketa (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 kalkulatzea ia 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 kalkulatuko 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} → polarizazioa > V_T, v_{be} → seinale txikia < V_T)

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

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

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

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

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 korronte alternoen arteko erlazioak linealak izango dira (kargaren bidezko kontrol-ereduak korronteak eta karga linealki erlazionatzen dituelako).
- Eta gainera gainezarpena aplikagarria da.

Korronteen ekuazioetatik:

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

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

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

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

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

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

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

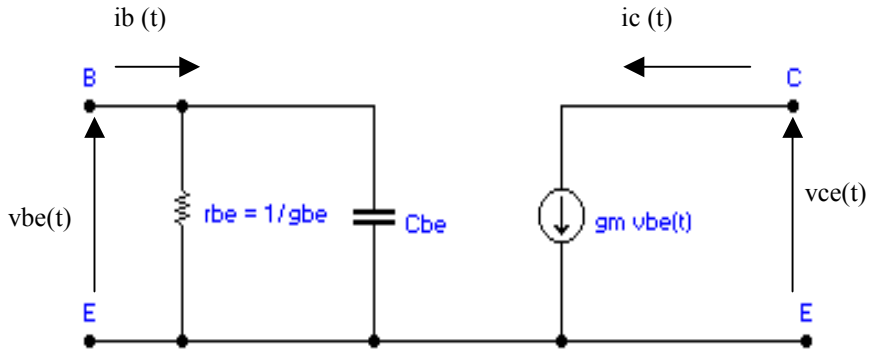
$$i_C = -\frac{q_B}{\tau_T} = -\frac{Q_B + q_b(t)}{\tau_T} = -\frac{Q_B}{\tau_T} - \frac{q_b(t)}{\tau_T} = -\frac{Q_B}{\tau_T} - \frac{\frac{Q_B}{V_T}\cdot v_{be}}{\tau_T}$$

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

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

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

13.3.2 π ERAKO ZIRKUITU BALIOKIDEA



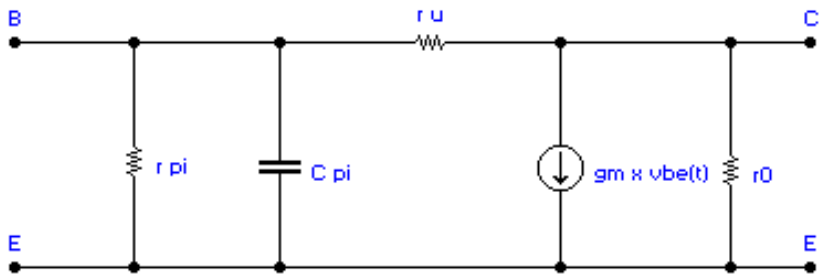
13.9 Irudia. *Aurreko ekuazioak islatzen dituen zirkuitua. Seinale txikiko zirkuitu baliokidea igorle komuneko egituran*

Pnp transistoreentzat zirkuitu bera lortuko genuke $i_b(t)$, $i_c(t)$ eta $\mathbf{v_{eb}}(t)$. Aurreko formulak erabilita g_b eta g_m negatiboak izango lirateke . Baina korronteen noranzkoa arrazoituz eta aldagaitzat $\mathbf{v_{be}}$ 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:

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

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

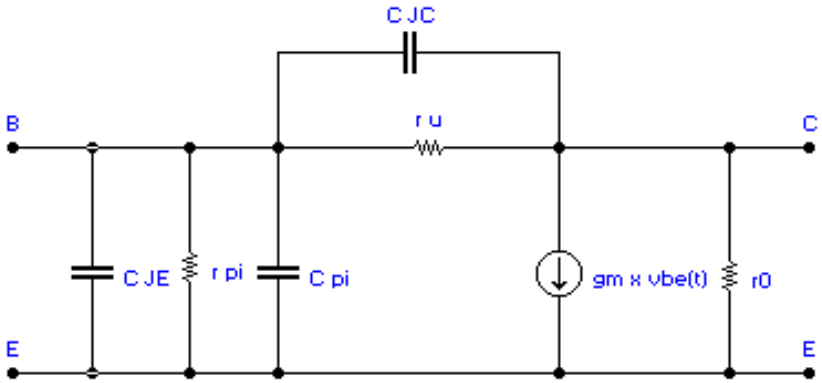


13.10 Irudia. *Bigarren mailako efektuak kontuan hartzen dituen zirkuitua*

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

Edozein kasutan, g_μ <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 > 10MHz), 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:

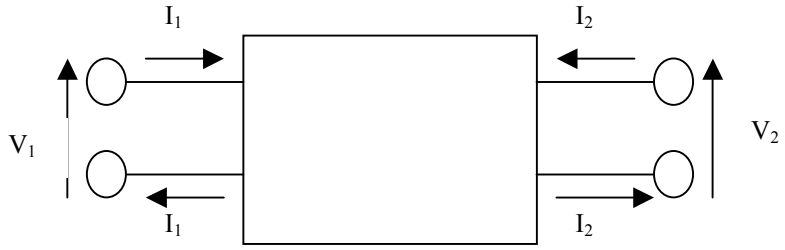
$$i_b(t) = v_{be}(t) \cdot (g_b + jwC_b) \qquad i_c(t) = v_{be}(t) \cdot g_m$$

$$\frac{i_c(t)}{i_b(t)} = \frac{g_m}{g_b + jwC_b} = \frac{g_m / g_b}{1 + \frac{jwC_b}{g_b}} = \frac{I_C / I_B}{1 + \frac{jwC_b}{g_b}} = \frac{\beta}{1 + \frac{jwC_b}{g_b}}$$

Seinale txikiko korronte-irabazia ez da, orokorrean, seinale handiko korronte-irabazia, baina bai maiztasun baxuetan (orduan, $w \cdot C_b << g_b$).

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 korronte eta tentsioak (V_1, V_2, I_1 eta I_2 seinale txikiko tentsio eta korronteak 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 eratortzen 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:

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

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

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & \mathrm{h}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix} <> \begin{pmatrix} V_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = H * \begin{pmatrix} I_1 \\ V_2 \end{pmatrix}$$

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 kalkulatzea nahiko erraza da.

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

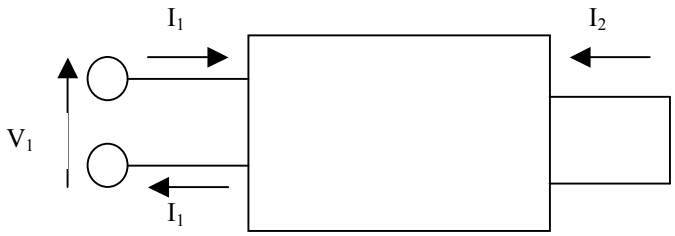
$$h_{11}(egitura, f, Q) = \left.\frac{V_1}{I_1}\right|_{V_2=0} \text{ esperimentalki}$$

edo, Z matrizea baldin badakigu, $\mathrm{h}_{11} = z_{11} - \frac{z_{12} \cdot z_{21}}{z_{22}}$

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

a) Esperimentalki neurtzea

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



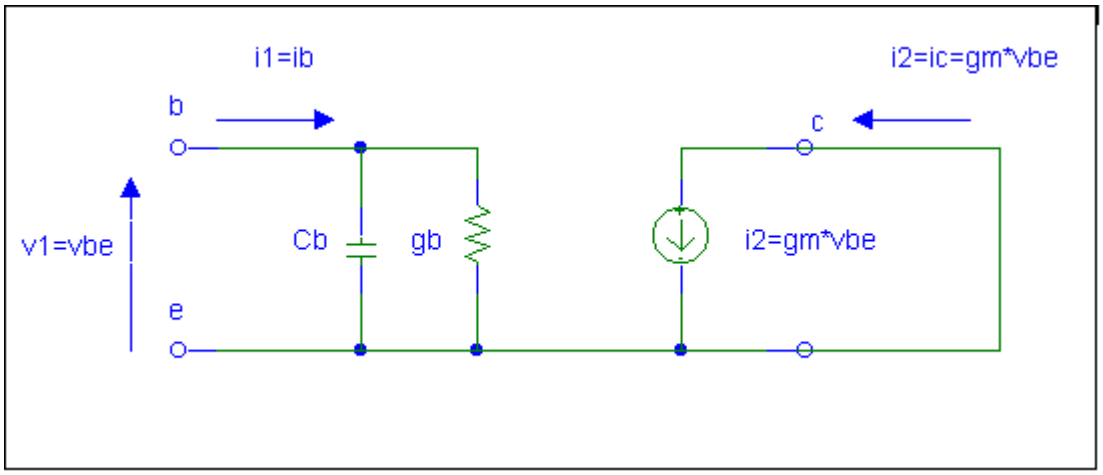
13.13 Irudia. *h_{11} parametroa neurtzea (v_1-i_1 ezaugarria marraztu)*

b) Koadripoloa karakterizatzen duten beste parametro batzuekin erlazionatzea

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

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 korronte eta tentsioak*

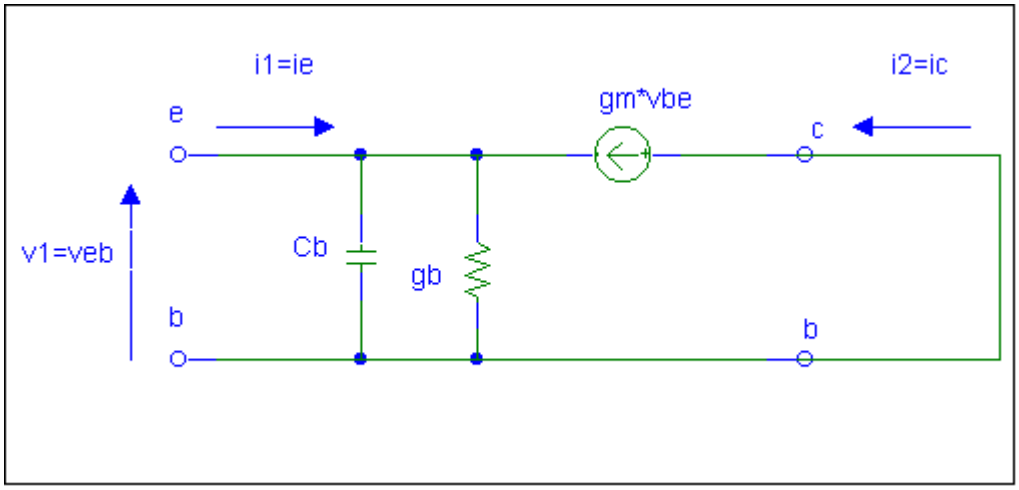
$$h_{21}(igorle_komunean, f_ertainean, Q) = h_{21e} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{irudian(V2=0)}$$

$$h_{21e}(f, Q) = \frac{g_m \cdot v_{be}}{v_{be} \cdot (g_b + jwC_b)} = \frac{g_m}{g_b + jwC_b}$$

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

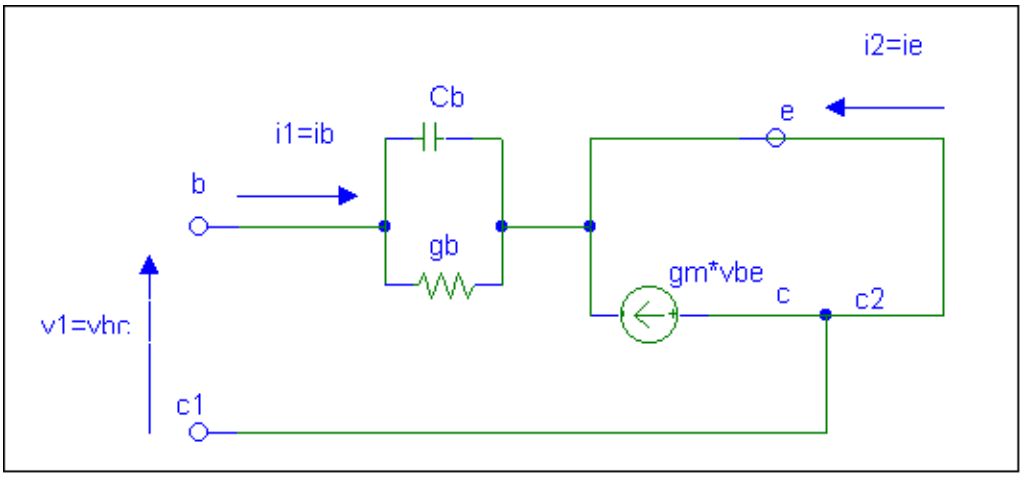
$$h_{21}(kolektore_komuna, f_ertaina, Q) = h_{21c} = \left.\frac{I_2}{I_1}\right|_{irudia(V_2=0)} = \frac{-(i_b + i_c)}{i_b}$$

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



13.15 Irudia. *Kolektore komuneko egiturako korronte eta tentsioak*

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



13.16 Irudia. *Base komuneko egiturako korronte eta tentsioak*

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

$$h_{21b} = \frac{g_m \cdot v_{be}}{-\left[g_m \cdot v_{be} + v_{be} \cdot (g_b + jwC_b)\right]} = -\frac{g_m}{g_m + (g_b + jwC_b)} = -\frac{1}{1 + \frac{g_b + jwC_b}{g_m}} \approx -\alpha$$

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

$h_{\text{input konfigurazioa}} = h_{11}$

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

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

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

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

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

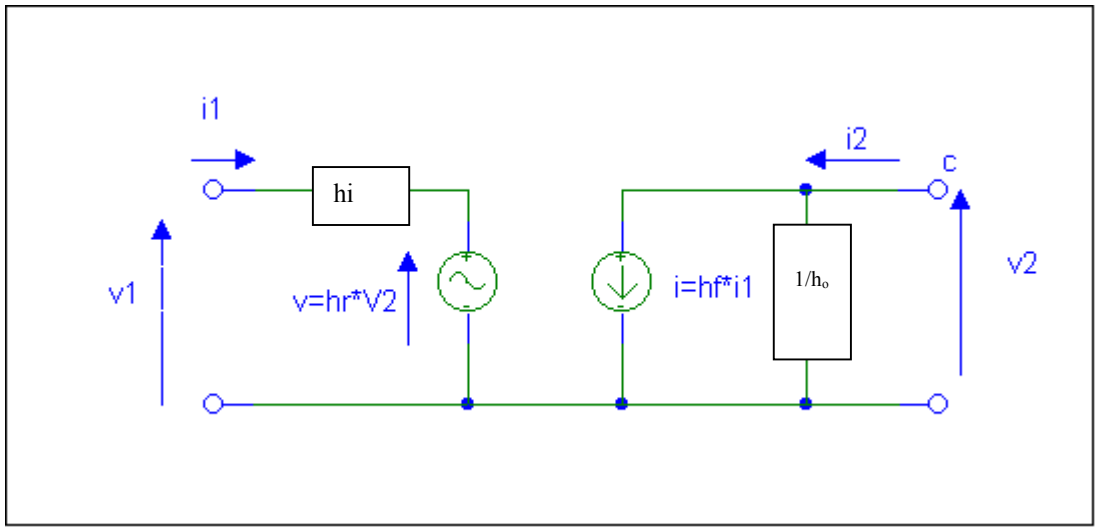
$h_{\text{output konfigurazioa}} = h_{22}$

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 x 4 = 12 parametro hibrido daude transistore bakoitzeko: $H_E \rightarrow h_{ie}, h_{fe}, h_{re}, h_{oe}$ <> $H_C \rightarrow h_{ic}, h_{fc}, h_{rc}, h_{oc}$ <> $H_B \rightarrow h_{ib}, h_{fb}, h_{rb}, h_{ob}$. Gauza bera gertatzen da Z edo Y matrizeekin. Laukote bat jakinez gero, besteak erraz kalkula daitezke, azkenean, transistorea bakarra da eta.

Zirkuitu hibridoa:

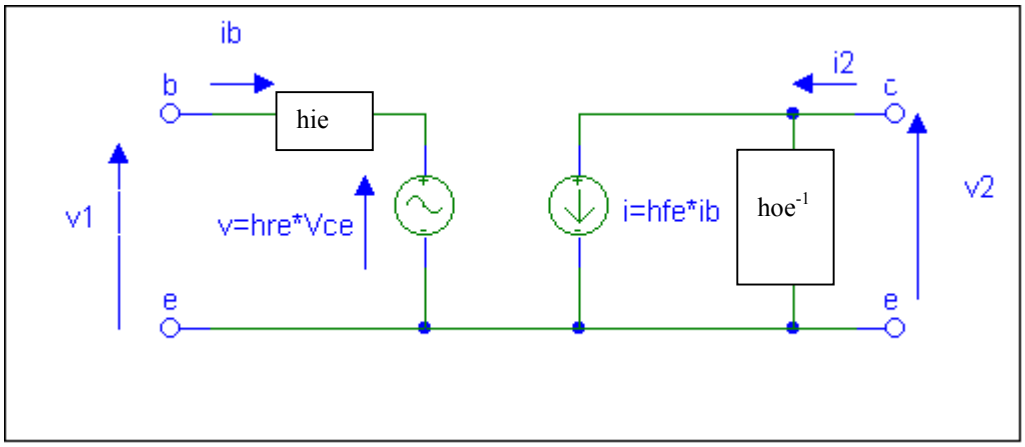
h parametroak erabiliz, zirkuitu sinple batez irudika dezakegu transistorea:



13.17 Irudia. *Egitura orokor bati dagozkion korronteak eta tentsioak*

non terminalak eta $h_{x\ \textbf{konfigurazioa}}$, kasu bakoitzean (egitura bakoitzean), ezberdinak izango baitira (balio zehatza, Q eta f parametroekin ere aldatuko da)

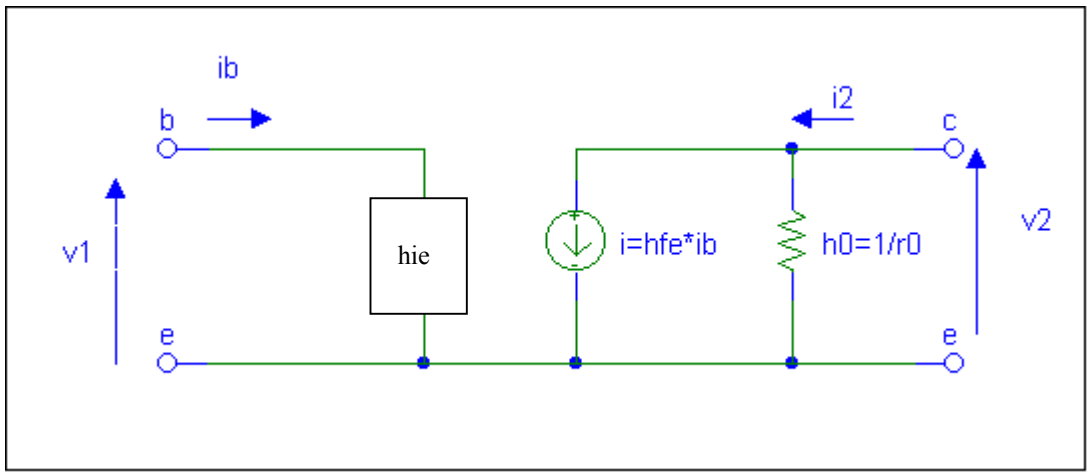
h parametroetako erabilienak igorle komuneko egiturakoak dira, batetik, konfiguraziorik usuena izaten delako eta, bestetik, korrontearen anplifikazioa (transistore-efektua) agerian uzten duelako:



13.18 Irudia. *Igorle komuneko h parametroak darabiltzan zirkuitu baliokidea*

$$h_{ie} = \frac{1}{g_b + jwC_b} \qquad h_{fe} = \frac{g_m}{g_b + jwC_b} \qquad h_{re} \approx 0 \qquad h_{oe} = 1/R_0 \approx 0$$

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

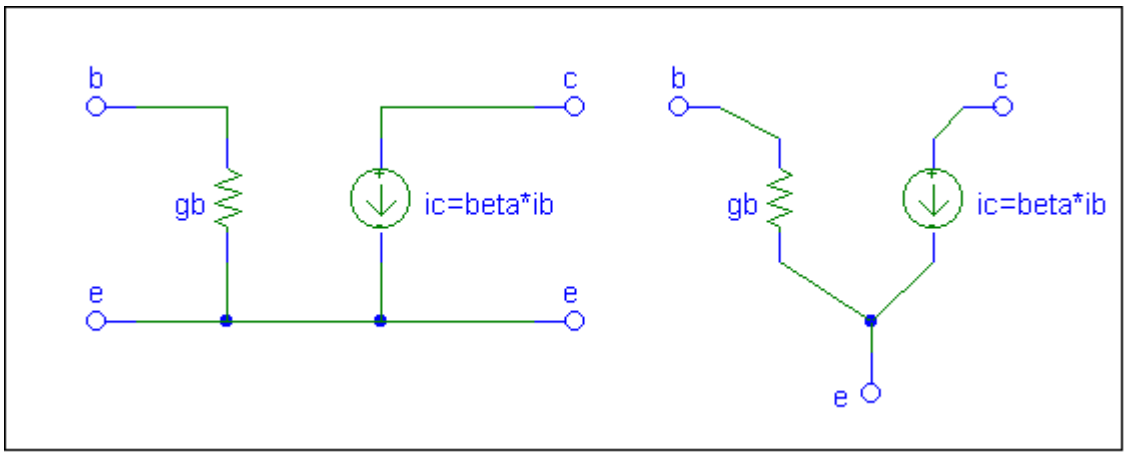


13.19 Irudia. *Igorle komuneko h parametroak: lehenengo sinplifikazioa*

Maiztasun baxuetan,

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

eta zirkuitua honela geratzen da:



13.20 Irudia. *Igorle komuneko ohiko zirkuitu baliokidea*

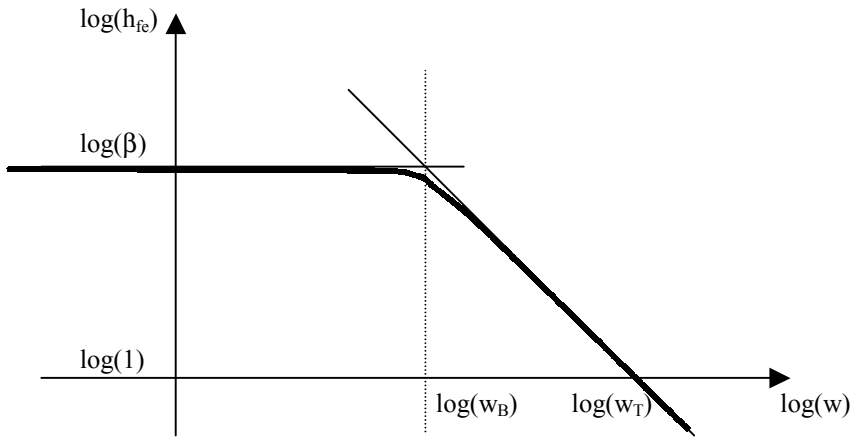
Oso zirkuitu sinplea da eta, **nahiz eta igorle komuneko konfiguraziotik eratorri, konfigurazio guztietan erabil daiteke**.

13.4.2 EBAKETA MAIZTASUNA

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

$$h_{fe} = \frac{g_m}{g_b + jwC_b} \begin{cases} \text{maiztasun baxuetan} \approx \dfrac{g_m}{g_b} = \beta \\ \text{maiztasun ertainetan} \approx \dfrac{g_m}{g_b + jwC_b} < \beta \\ \text{maiztasun altuetan} \approx \dfrac{g_m}{jwC_b} << \beta \\ \text{maiztasun oso altuetan} \approx \text{ez dakigu (ez dugu eredurik)} \end{cases}$$

Grafikoki –logaritmikoetan- irudikatuz:

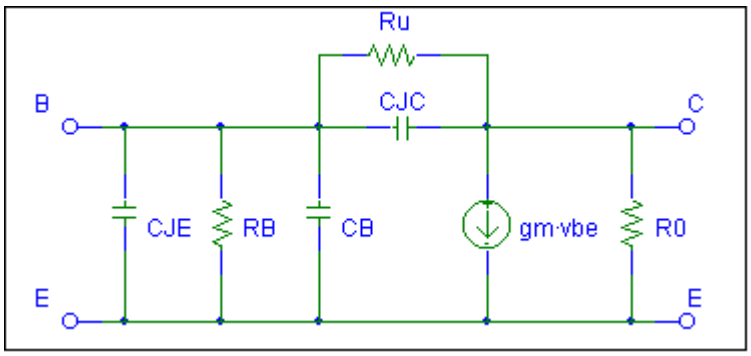


13.21 Irudia. *Maiztasunaren efektua h_{fe} parametroan*

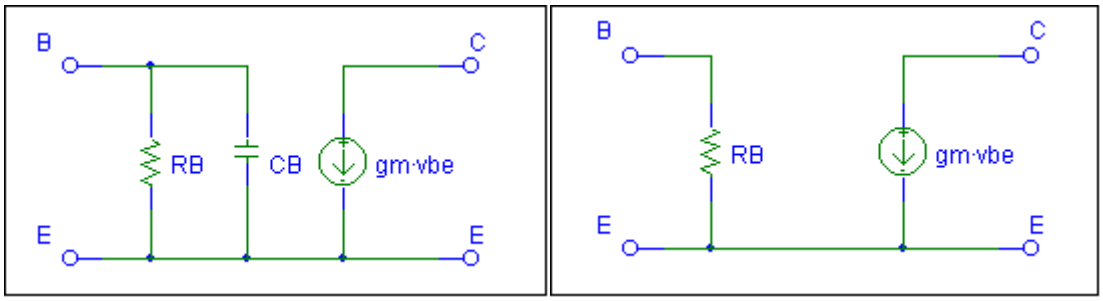
$w_T = g_m/C_b$; $w_B = w_T/\beta = g_b/C_b$ $(w_T = 1/\tau_T = 2D_{mB} / W_B^2)$;

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

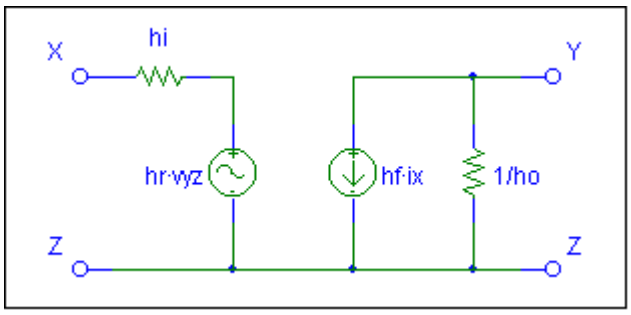
Eranskinak (I): π zirkuituaren eta h parametroen zirkuituen konparazioa (I)



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

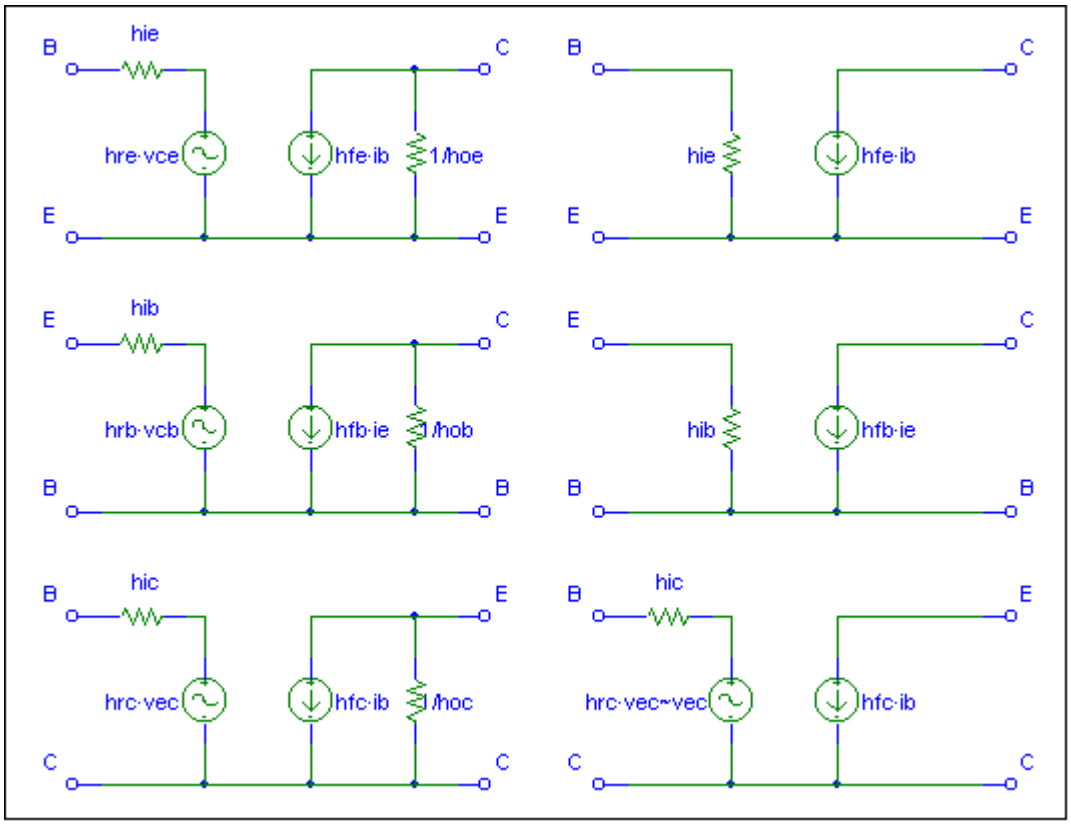


13.23 Irudia. *π erako zirkuitu erraztua: Maiztasun ertain (ezk.) eta baxuetan (esk.)*



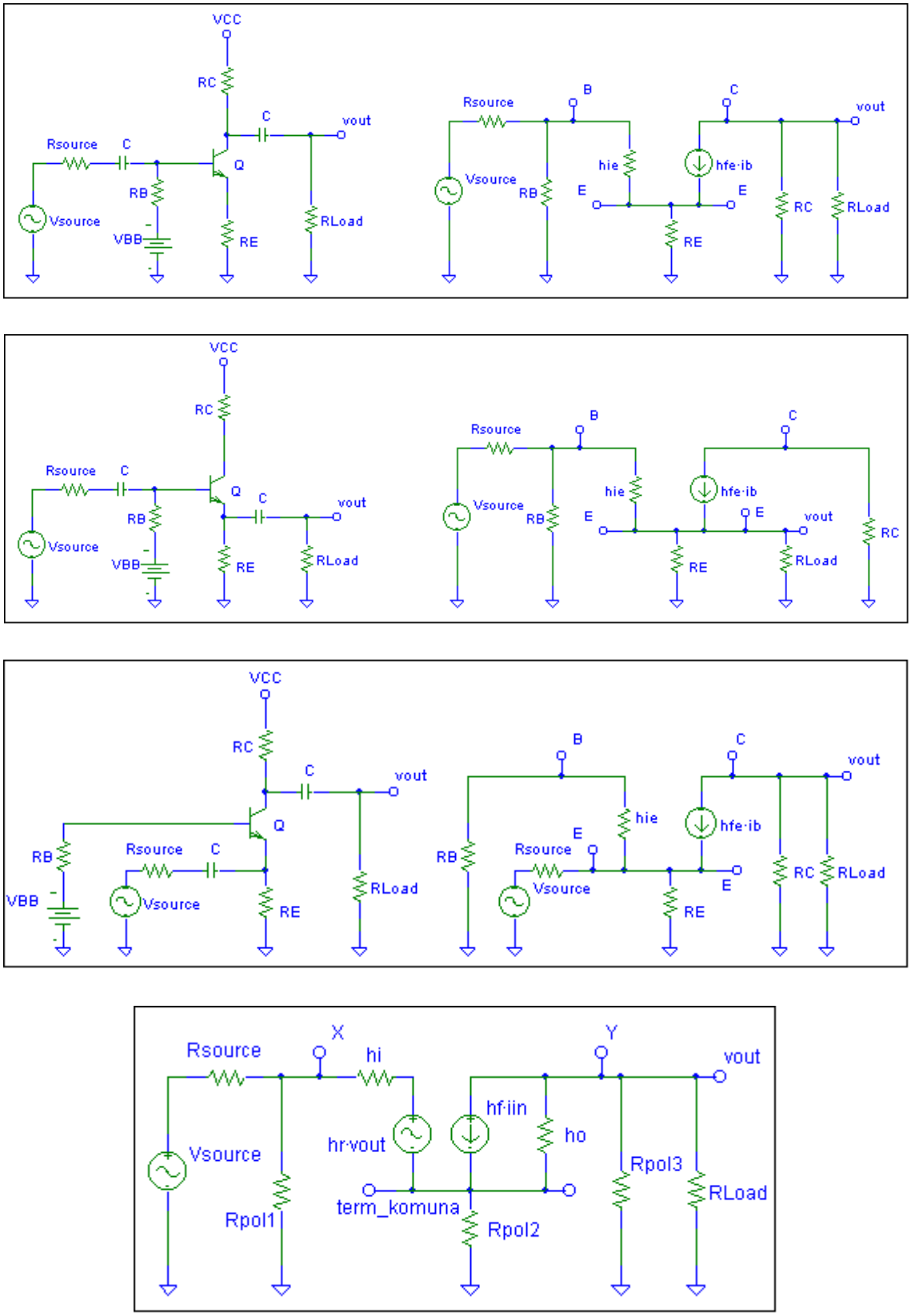
13.24 Irudia. *H parametroak darabiltzan zirkuitu orokorra: lan-maiztasunean erabilgarria (osagaiak lan-puntuaren eta maiztasunaren araberakoak dira)*

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

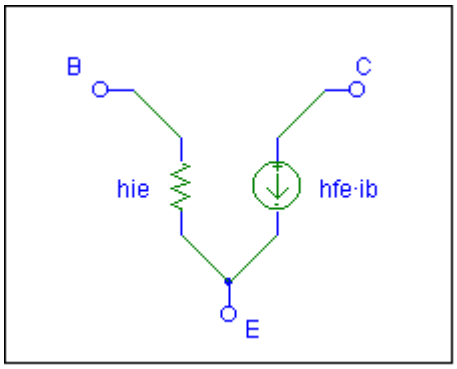
Base eta kolektore komuneko h parametroen balioak, igorleko balioen funtzioan

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

	Terminal komuna		
Parametroa	**Igorlea**	**Basea**	**Kolektorea**
$\mathbf{h_{11}=h_i}$	1.1 kΩ	21.6 Ω	1.1 kΩ
$\mathbf{h_{12}=h_r}$	$2.5\cdot10^{-4}$	$2.9\cdot10^{-4}$	~ 1
$\mathbf{h_{21}=h_f}$	50	-0.98	-51
$\mathbf{h_{22}=h_o}$	24 µA/V	0.49 µA/V	25 µA/V
$\mathbf{h_o^{-1}}$	40 kΩ	2.04 MΩ	40 kΩ

Zirkuiturik erabiliena



13.27 Irudia. *Zirkuitu baliokiderik usuena*

14. ZIRKUITU ANPLIFIKADOREEN ANALISIA

H parametroak darabiltzan zirkuitu baliokidean argi ikusten denez, i_b txiki bat behartuz gero, i_c proportzionala eta nahiko altua lor dezakegu. Menpeko korronte-sorgailu hori anplifikazioaren oinarria den transistore-efektuaren adierazlea da.

Beraz, basea sarreratzat eta kolektorea irteeratzat joz gero -hau da, igorle komuneko egituran-, korronte-irabazi bat agertzen zaigu. Zer esan dezakegu tentsioei buruz? Zer gertatzen da egitura ezberdinekin? Zer nolako tentsioa aplikatu behar dugu sarreran korronte jakin bat lortzeko?; hau da, zenbat da sarrerako inpedantzia? Irteerako tentsioak eskatzen duen korrontea, zer nolako kargei eman dakioke irabazirik galdu gabe?; hau da, zenbat da zirkuituaren irteerako inpedantzia? Galdera horien erantzunak bilatzea da ikasgai honen helburua.

Hasteko, anplifikazioaren kontzeptua ikusiko da, igorle komuneko zirkuitu bat analizatuz. Gero, seinale alterno nagusiak erlazionatzen dituen karga-zuzen dinamikoa aurkeztuko da eta, hori erabiliz, tarte dinamikoaren kontzeptua eta optimizazioa landuko dira. Azkenean, konfigurazio batzuk analizatuko dira, beren ezaugarriak atereaz.

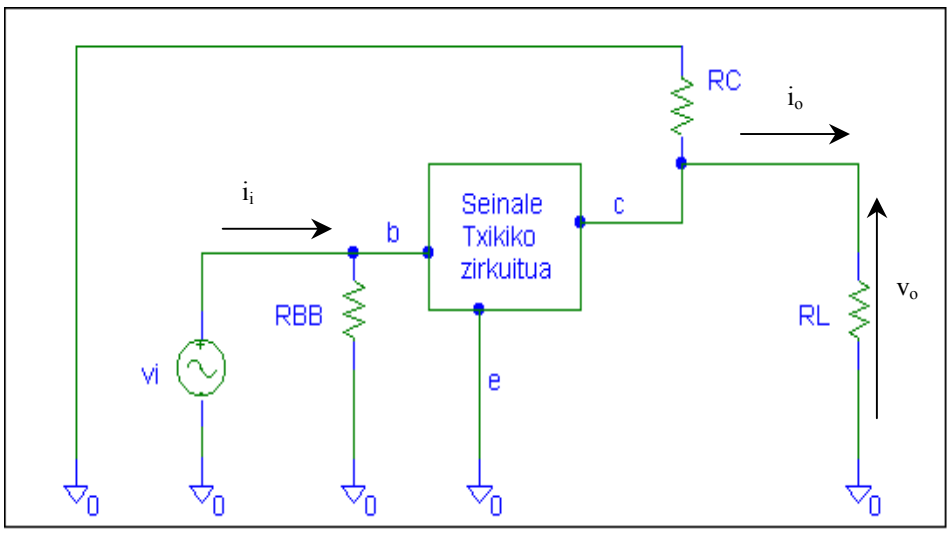
14.1 Anplifikazioa, karga-zuzen dinamikoa eta distortsioa

14.1.1 ANPLIFIKAZIOA

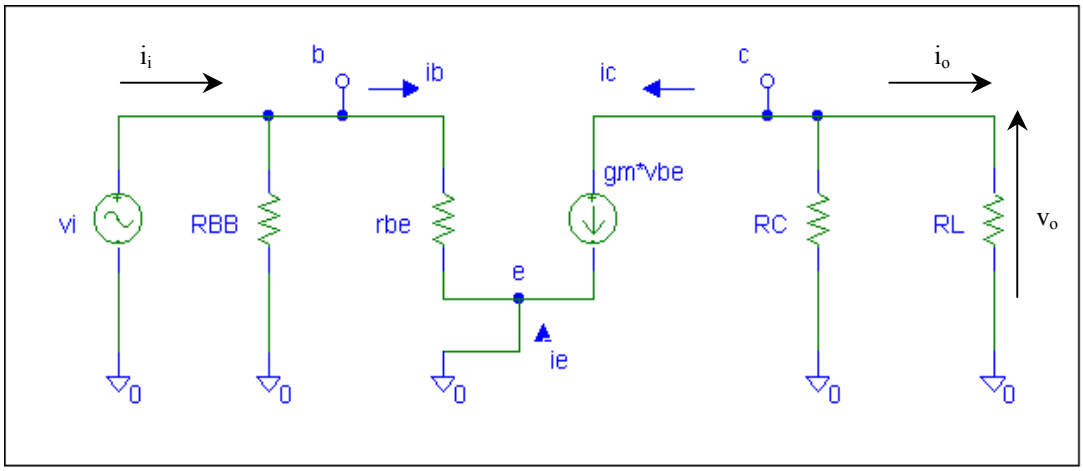
Hasi baino lehen. Anplifikazioa ebatzi baino lehen, polarizazioa analizatu behar da. Urrats horretan, seinale txikiko zirkuituan erabiltzen diren osagaiak *finkatzen* ditugu transistorea aktiboan dagoela ziurtatu ondoren. Orain, osagai jarraituei gainjarrita agertuko diren seinale alternoen analisiaren txanda da.

Alternoko seinaleak kalkulatzeko, lan-maiztasun horri dagokion zirkuitua planteatu behar dugu. Transistorea beraren zirkuitu baliokideaz aldatzeaz gain, seinale jarraituko sorgailuak ezabatzen ditugu (tentsio-sorgailuak zirkuitulaburtuz eta korronte-sorgailuak zirkuitu irekian utziz), eta kondentsadoreak dagokien inpedantziaz aldatzen ditugu. Normalean, erraztearren, kondentsadoreen inpedantziak infinitutzat edo nulutzat jotzen ditugu. Maiztasun baxuetan lan egiten dugunez, transistorearen zirkuitu baliokidean agertzen diren kondentsadoreak (oso txikiak) zirkuitu irekian uzten ditugu eta kanpoko zirkuitukoak (balio oso handikoak, *infinituak*) zirkuitulaburtzen ditugu.

Hala, 13.6 Irudiko zirkuitutik abiatuta, 14.1 eta 14.2 Irudietako zirkuituak lortzen ditugu. Irteerako magnitude nagusiak R_L kargan lortzen ditugun korrontea eta tentsioa dira. Kontuan hartu karga kanpoko zirkuitu orokor bat edo beste etapa bat dela.



14.1 Irudia. *Seinale txikia ebazteko zirkuitu orokorra*



14.2 Irudia. *Seinale txikia ebazteko π-zirkuitu erraztua*

Tentsio-irabazia

Zirkuituko osagai guztiak jakinez gero, analitikoki kalkula ditzakegu korronteak eta tentsioak.

Adibidez: r_{be} = 1k; (R_c = 50Ω), $g_m = \beta / r_{be}$ = 0.1 A/V eta R_L = 50 Ω hartuz:

$$i_b = v_i / r_{be}$$

$$i_c = g_m \cdot v_i = \beta / r_{be} \cdot v_i = \beta \cdot i_b$$

$$v_o = -i_c \cdot (R_C // R_L) = -g_m \cdot (R_C // R_L) \cdot v_i = -0.1 \cdot (50 // 50)\Omega \cdot v_i = -2.5 \cdot v_i$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\beta \cdot g_{be} \cdot (R_C // R_L) = -2.5$$

Ikusten denez, sarrerako seinalearen forma duen **tentsioa** lortzen dugu irteeran, baina handiagoa, **anplifikatuta**. Gainera, kasu horretan, alderantziz agertzen da.

Korronte-irabazia

Analisiarekin jarraituz,

$$i_o = \frac{v_o}{R_L} = \frac{-\beta \cdot g_{be} \cdot (R_C // R_L) \cdot v_i}{R_L}$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_{BB} // r_{be}}$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = -\beta \cdot \frac{g_{be} \cdot (R_C // R_L) \cdot (R_{BB} // r_{be})}{R_L}$$

Sarrerako inpedantzia: sarreran dagoen sorgailuak (eskuinerantz) ikusten duen inpedantzia:

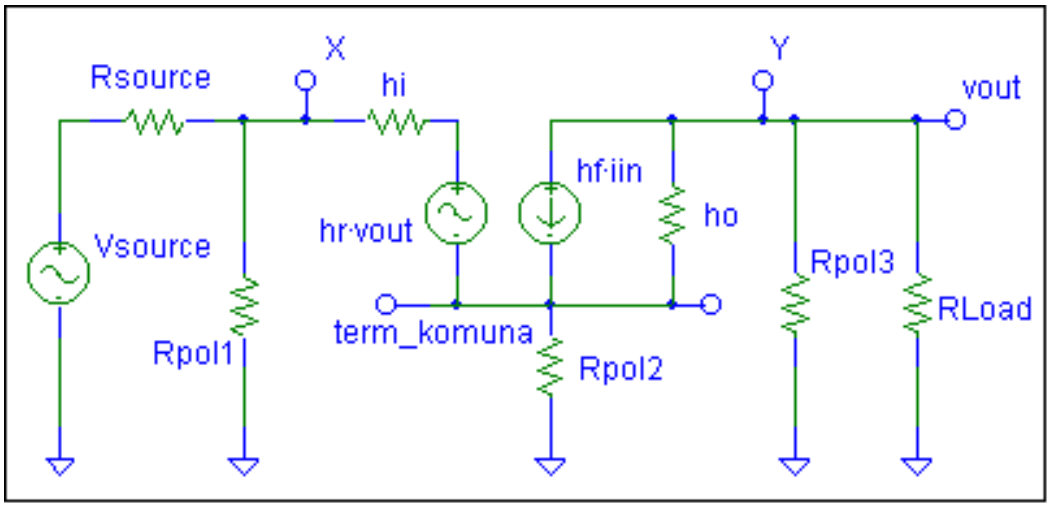
$$Z_{in} = \frac{v_i}{i_i} = R_{BB} \,//\, r_{be}$$

Irteerako inpedantzia: kargak (ezkerrerantz) ikusten duen inpedantzia

$$Z_{out} = \langle Thevenin\ baliokidea\ kalkulatuz \rangle = R_C$$

Lehen esan bezala, anplifikazioaren oinarria, transistore-efektuak dakarren korronte-anplifikazioa da.

Analisi horiek h parametroak erabiliz ere egin daitezke, hurrengo irudian aurkezten den zirkuitu orokorra erabiliz.



14.3 Irudia. *Anplifikazioa analizatzea h parametroak erabiliz: zirkuitu orokorra*

Kasu bakoitzaren zirkuitua analizatuz gero, tentsio- eta koronte-irabaziak eta sarrerako eta irteerako inpedantziak kalkulatuko genituzke.

14.1.2 KARGA-ZUZEN DINAMIKOA

Seinaleen osagai alternoen arteko erlazioak linealak direnez, $i_c(t)$ eta $v_{ce}(t)$ aldagaiak zuzen batean irudika daitezke.

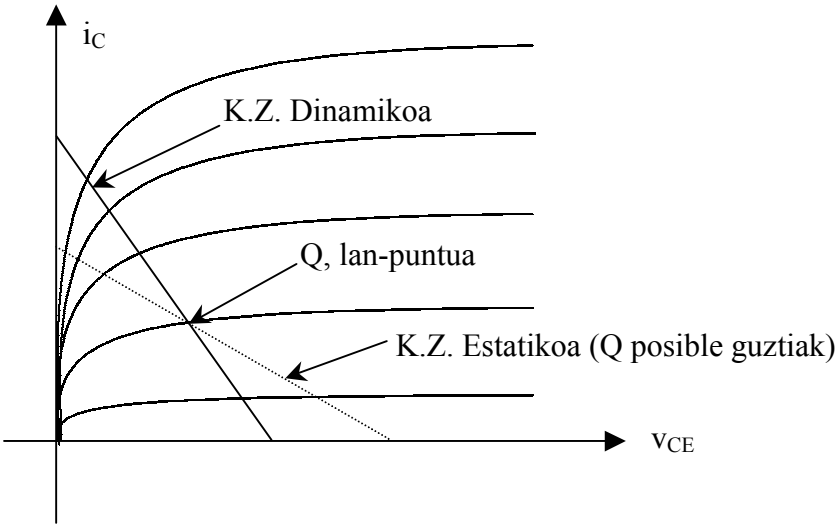
$v_{ce} = -i_c \cdot (R_C // R_L)$, eta $x_X(t) = X_X + x_x(t)$ denez,

$(v_{CE} - V_{CE}) = (i_C - I_C) \cdot (R_C // R_L)$

Hau da, $i_C = i_C (v_{CE})$ funtzioa, V_{CE}, I_C puntutik (Q puntutik) pasatzen den zuzena da:

$$(\mathbf{i_C} - I_C) = -(\mathbf{v_{CE}} - V_{CE}) / (R_C // R_L)$$

Zuzen hori kanpoko zirkuituak ematen digun ***karga-zuzen dinamikoa*** da.



14.4 Irudia. *Karga-zuzen dinamikoa (npn batean)*

Zuzena Q puntutik pasatzen da eta , kasu honetan, $-1/(R_C // R_L)$ da haren malda.

14.1.3 DISTORTSIOA ETA TARTE DINAMIKOA

Sarrerako seinalearen anplitudea *handia* bada, v_{CE} eta i_C magnitudeen (aurrikusitako) balioak negatiboak izatera irits daitezke. Orduan, transistorea lan-gune aktibotik irtengo da eta asetasunean edo etenduran sartu. Orain arte erabilitako erlazio linealak ez dira beteko eta, horrenbestez, agertzen diren korronteek eta tentsioek ez dute sarrerako seinalearen forma: *distortsio* izeneko fenomenoa agertzen da (soinu-anplifikadoreetan, distortsioak (linealtasun ezak) zarata-itxura hartzen du).

Etendurara, $i_C = 0$ denean sartuko gara (eta ez da $i_C < 0$ agertuko –npn kasuan-):

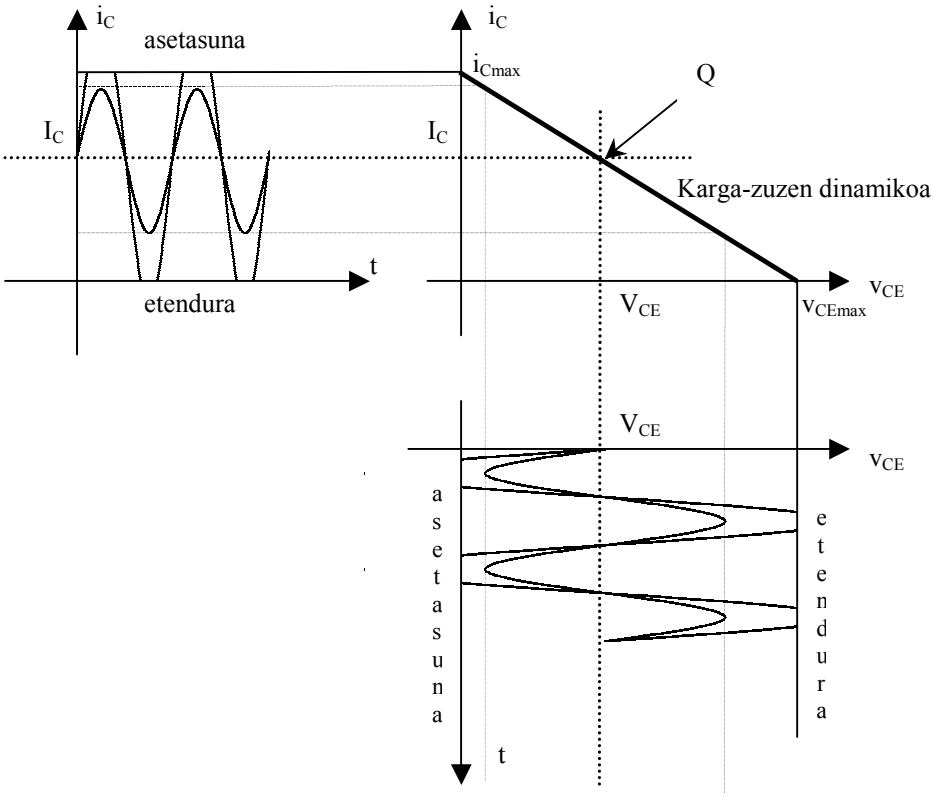
$v_{CE} = V_{CE} + I_C \cdot (R_C // R_L) \rightarrow v_{ce} = I_C \cdot (R_C // R_L)$.

Beraz, bada lor daitekeen v_{CEmax} jakin bat.

Asetasunean, $v_{CE} \sim 0$ izango da (zirkuituan –npn transistoreekin- ezin izango da v_{CE} negatiborik agertu):

$i_C = I_C + V_{CE} /(R_C // R_L) \rightarrow i_c = -V_{CE} /(R_C // R_L)$

Eta horrek i_{Cmax} jakin batera garamatza.



14.5 Irudia. *Distortsioa eta tarte dinamikoa*

Beraz, badago anplifikatzeko muga bat eta distortsiorik gabeko irteerako anplitude maximo bat. **Distortsiorik gabe lor daitekeen irteerako anplitude maximoa tarte dinamikoa da.**

Kasu horretan, $\min(v_{cemax}-V_{CE};\ V_{CE}-v_{cemin})$ adierazpenak ematen digu tarte dinamikoa (irteerako seinale alternoak distortsiorik gabe har dezakeen anplituderik handiena).

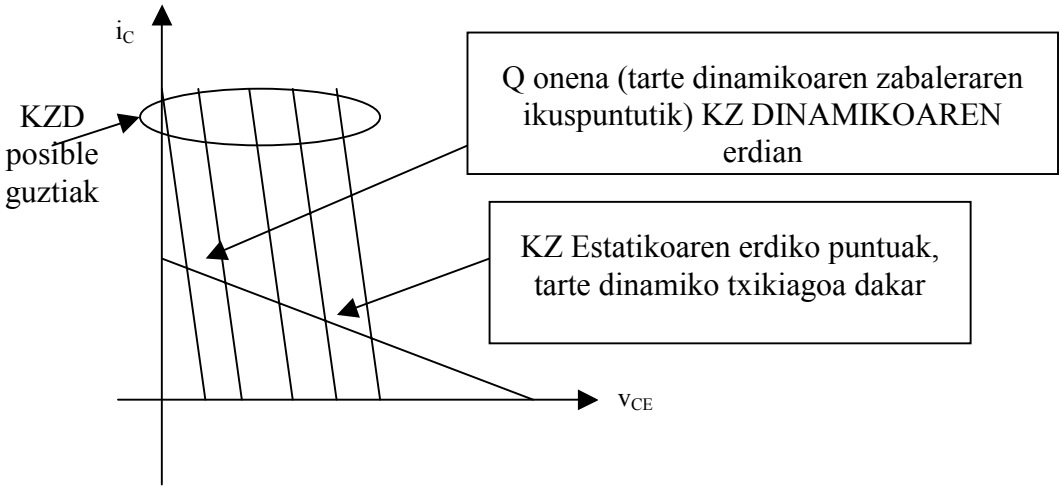
Oharra: $v_{CEmax} < V_{CC}$ beti betetzen da, zeren eta:

$$v_{Cemax} = V_{CE} + I_C \cdot (R_C // R_L)$$

eta $V_{CC} = V_{CE} + I_C \cdot R_C$; eta $(R_C // R_L) < R_C$) baitira.

14.1.3 TARTE DINAMIKOA OPTIMIZATZEN

Tarte dinamikorik handiena izateko, Q karga-zuzen dinamikoaren erdian egotea komeni zaigu geometria dela eta. Egoera horretatik Q asetasunerantz edo etendurarantz mugitzen badugu, tartea murritzen dugu, argi eta garbi ikusten denez.



14.6 Irudia. *Tarte dinamikorik handiena lortzen*

Beraz, Q puntua, ahal izanez gero, karga-zuzen dinamikoaren erdian kokatu beharko genuke (tarte dinamikorik zabalean lortzearren).

Hala beteko bada, $v_{CEmax} = 2 \cdot V_{CE}$

eta $i_{Cmax} = 2 \cdot I_C$

Eta, beraz, $$\frac{i_{C\max}}{v_{CE\max}} = m_{KZD} = \frac{I_C}{V_{CE}}$$

Hau da, Q karga-zuzen dinamikoaren erdian kokatzeko, $m_{KZD} = I_C / V_{CE}$.

Horretaz gain, zuzen dinamikoaren malda ahalik eta txikiena izatea komeniko litzateke (luzera maximoa izatearren). Karga-zuzen estatikoa eta dinamikoa bat datozenean lortzen da hori. Beraz, lan-puntuak ez du zuzen estatikoaren erdian egon behar, baina, bi karga-zuzenak berdinak badira Q karga-zuzen estatikoaren erdian kokatzen badugu, **tarte dinamiko handienetako handiena** lortzen dugu egoera horretarako tarte dinamikorik handiena lortzeaz gain.

Beraz, tarte dinamikorik handiena lortzeko:

a) KZDaren malda minimoa lortu.

   R_L kalkulatzeko beste baldintzarik ez badigute ematen, geuk finka dezakegu (kontuz: problemaren baldintzak ondo aztertu behar dira). **Gure ohiko zirkuituetan**, posible bada, $R_L = \infty$ egin behar dugu eta horrela KZD eta KZE bat datoz.

   Orduan, karga-zuzena marraztu ondoren, Q erdian kokatuko dugu (posible bada: batzuetan beste baldintza batzuek behartuko dute Q).

b) Normalean, R_L ez da infinitua.

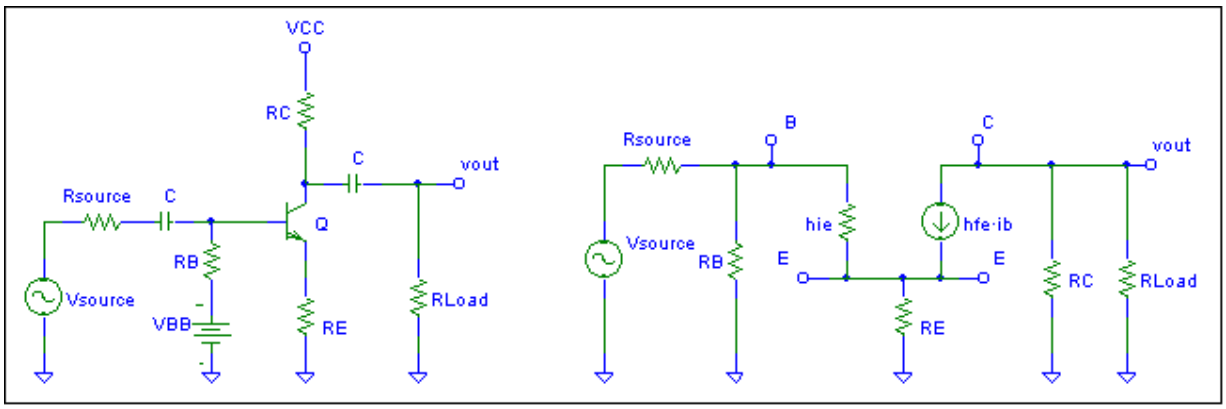
   Orduan, karga-zuzen estatikoa marraztu ondoren (eta Q puntua finkatzeko beste baldintzarik ez badago), karga-zuzen dinamikoaren malda duen zuzen bat marraztu. Eskuinerantz edo ezkerrerantz mugitu, bi aldeetatik distantzia bera izan arte (orduan $v_{Cemax} \sim 2 \cdot V_{CE}$ eta $I_{Cmax} \sim 2 \cdot I_C$).

Horrekin batera, ez dugu aurreko ikasgaietan ikusitakoa ahaztu behar: Q aukeratzerakoan, egonkortasuna ziurtatzen dituzten baldintzak jarri beharko ditugu (posible bada).

14.2 Egituren analisia

14.2.1 IGORLE KOMUNEKO ANPLIFIKADOREA

Egitura horren analisia, 14.1.1 puntuan oinarrizko analisia egiteko erabiltzeaz gain, 6, 7, 11, 13 eta 14 ($R_E = 0$ hartuz) eta 2, 3 eta 9 ariketetan egiten da. Hemen, h parametroen bidezko zirkuitua eta ondorioak aurkezten dira.



14.7 Irudia. *Igorle komuneko zirkuitu baliokidea (h parametroen bidez)*

Igorle komuneko egituran,

$$A_v = -h_{fe} \cdot \frac{R_B // (h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E)}{\left[R_S + R_B // (h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E)\right]} \cdot \frac{R_C // R_L}{h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E}$$

$$A_i = -h_{fe} \cdot \left[R_B // (h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E)\right] \cdot \frac{R_C // R_L}{h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E} \cdot \frac{1}{R_L}$$

$$Z_{in} = R_B // (h_{ie} + h_{fe} \cdot R_E)$$

$$Z_{out} = R_C$$

Askotan, $R_E = 0$ behartzen da, eta orduan:

$$A_v = -h_{fe} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{R_S + R_B // h_{ie}} \cdot \frac{R_C // R_L}{h_{ie}}$$

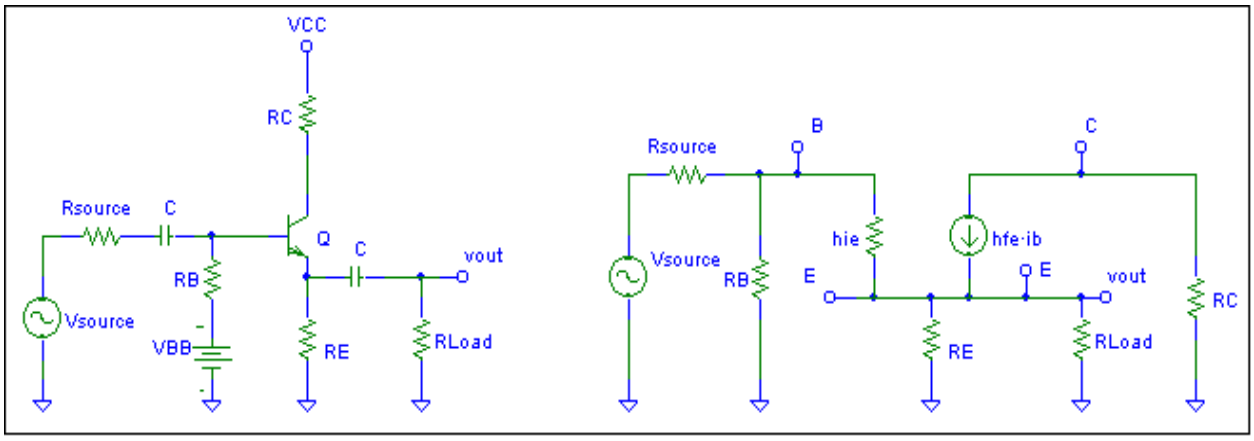
$$A_i = -h_{fe} \cdot \frac{R_B // h_{ie}}{h_{ie}} \cdot \frac{R_C // R_L}{R_L}$$

$$Z_{in} = R_B // h_{ie} \text{ eta } Z_{out} = R_C$$

Ikusten denez, tentsio eta korronte-irabaziak altuak eta negatiboak izaten dira (handiagoak $R_E \sim 0$ bada) eta sarrerako eta irteerako inpedantziak ertainak dira.

14.2.2 KOLEKTORE KOMUNEKO ANPLIFIKADOREA

Hamargarren ariketan lantzen den egitura horri dagokion zirkuitua 14.8 Irudikoa da.



14.8 Irudia. *Kolektore komuneko zirkuitu baliokidea (h parametroen bidez)*

$$A_v = \frac{R_B // \left[h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)\right]}{R_S + R_B // \left[h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)\right]} \cdot \frac{(h_{fe}+1)\cdot(R_E // R_L)}{h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)} \leq 1$$

$$A_i = (h_{fe}+1) \cdot \frac{R_B // \left[h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)\right]}{h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)} \cdot \frac{R_E // R_L}{R_L}$$

$$Z_{in} = R_B // \left[h_{ie} + h_{fe} \cdot (R_E // R_L)\right]$$

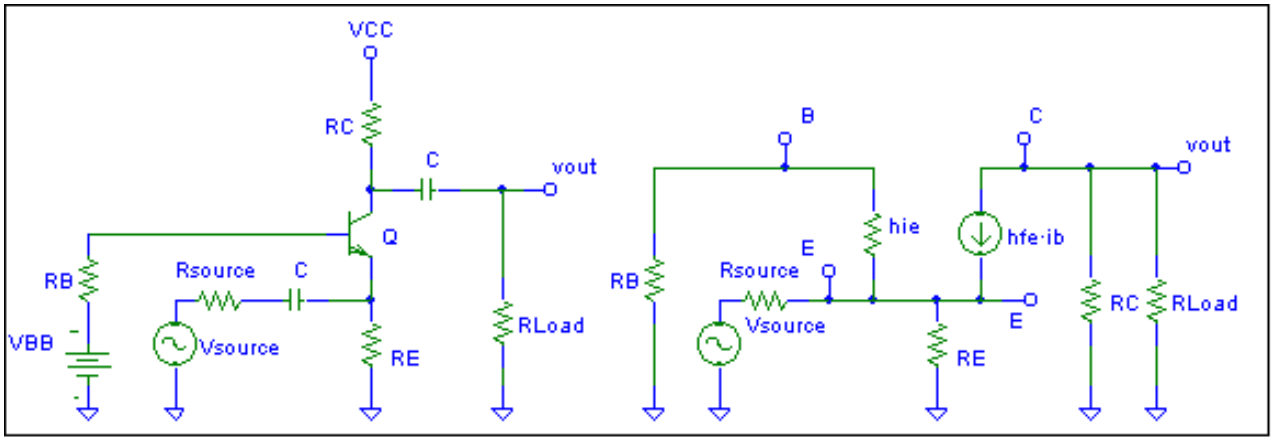
$$Z_{out} = R_E // \frac{h_{ie} + R_B // R_S}{h_{fe}}$$

Kasu horretan, ez dago tentsio-irabazirik baina korronte-irabazia nahiko handia da (eta positiboa). Bestalde, sarrerako inpedantzia oso altua izaten da eta irteerakoa nahiko txikia.

Tentsio-irabazia, $A_v \sim 1$ izaten da eta $v_{out} = v_e \sim v_b = v_{in}$. Nolabait, irteerako tentsioak sarrerakoari jarraitzen dio eta *igorleko jarraitzailea* deitzen diogu egiturari.

14.2.3 BASE KOMUNEKO ANPLIFIKADOREA

Egitura horren zirkuitu orokorra 14.9 Irudikoa da (laugarren eta hamaikagarren ariketetan lantzen da).



14.9 Irudia. *Base komuneko zirkuitu baliokidea (h parametroen bidez)*

$$A_v = h_{fe} \cdot \frac{R_E // \dfrac{h_{ie} + R_B}{h_{fe}+1}}{R_S + R_E // \dfrac{h_{ie} + R_B}{h_{fe}+1}} \cdot \frac{R_C // R_L}{h_{ie} + R_B}$$

$$A_i = \frac{R_E // \frac{h_{ie} + R_B}{h_{fe} + 1}}{\frac{h_{ie} + R_B}{h_{fe}}} \cdot \frac{R_C // R_L}{R_L} \leq 1$$

$$Z_{in} = R_E // \frac{h_{ie} + R_B}{h_{fe} + 1} \text{ eta } Z_{out} = R_C$$

Formula horien arabera, tentsio-irabazia handia (eta positiboa) bada ere, korronte-irabazia txikia da. Inpedantziei dagokienez, sarrerakoa txikia da; irteerakoa, berriz, ertaina (handia ere izan daiteke).

14.2.4 EGITUREN ARTEKO KONPARAZIOA

	EGITURA		
PARAMETROA	**IGORLE KOMUNA**	**KOLEKTORE KOMUNA**	**BASE KOMUNA**
A_v (tentsio-irabazia)	Handia eta negatiboa	< 1	Handia eta positiboa
A_i (korronte-irabazia)	~ -β	~ β + 1	~ β / (β+1)
Z_{in}	Ertaina	Handia	Baxua
Z_{out}	Handia / Ertaina	Nahiko txikia	Handia / Ertaina

Gogoan hartu R_{out} R_L kargak ikusten duen inpedantzia baliokidea dela. Irteerako inpedantziak, etapa bat baino gehiago dituen zirkuituen analisia errazteaz gain, lortuko diren loturen (zirkuituen egokipenen) berri ematen digu.

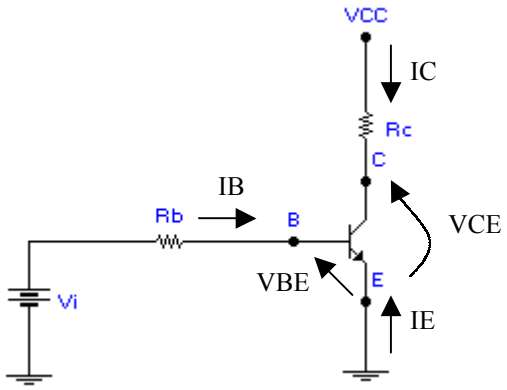
EMAITZEN ANALISIA ETA EGITUREN APLIKAZIOAK:

- Tentsio- eta korronte-irabazi handiak ematen dizkigun egitura bakarra, igorle komunekoa da. Gainera, haren sarrerako eta irteerako inpedantziak egokiak izaten dira gehienetan. Hori dela eta, gehien erabiltzen dena da.
- Kolektore komuneko egiturak erresistentzia oso bestelakoak dituzten etapak egokitzeko (konektatzeko) erabili ohi da.
- Base komuneko egiturak tentsio-irabazi handia lortzen du, seinalea inbertitu edo alderanztu gabe. Horretaz gain, oso aproposa da bi etapetako inpedantziak korronteari begira egokitu nahi ditugunean (hau da, R_i txikia eta R_{out} handia bilatzen ditugunean).

TRANSISTORE BIPOLARRARI

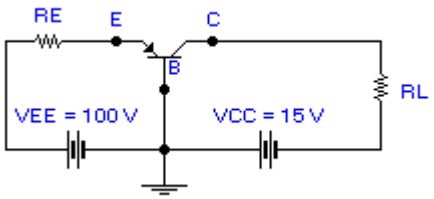
BURUZKO ARIKETAK

1.- Irudian agertzen den zirkuituan, analizatu siliziozko transistorearen lan-guneak v_I tentsioaren arabera. Haren igorle/base juntura zuzenean dagoenean, $V_{BE} \sim 0.7$ V da.



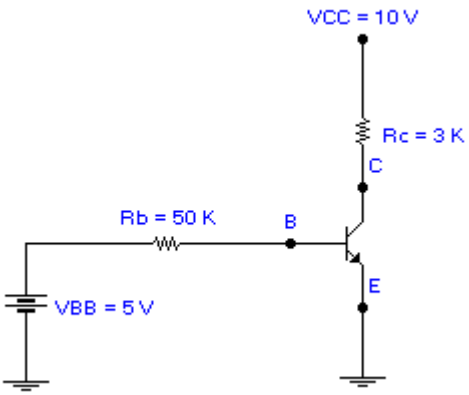
2.- Beheko zirkuituan, kalkulatu Q puntua (lan-puntua):

DATUAK: $\alpha = 0.998$; $|I_{C0}| = 1\mu A$; $R_E = 10\ k\Omega$; $R_L = 1\ k\Omega$.

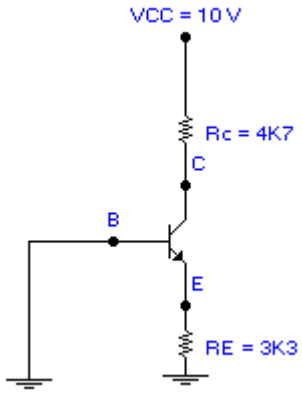


3.- Kalkulatu transistorearen lan-puntua.

DATUAK: $V_{BE} = 0.7$ V; $|I_{C0}| = 20$ nA; $\beta = 100$.



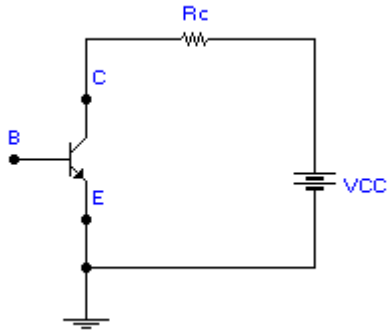
4.- Analizatu beheko zirkuitua.



5.- Irudian agertzen den zirkuituan, $I_B = 0$. Kalkulatu I_C eta V_{BE} Ebers-Mollen eredua erabiliz.

DATUAK: $|J_{ES}| = 2$ pA/cm^2; $\alpha_F = 0.98$; $|J_{CS}| = 7$ pA/cm^2; $\alpha_R = 0.28$.

$kT/q = 0.025$ V; Azalerak: $A_E = A_C = 10^{-4}$ cm^2.



6.- Siliziozko pnp transistore baten oinarrizko datuak honako hauek dira:

Igorlea: $N_E = 10^{18}$ cm^{-3}; $L_{nE} = 0.3$ µm; $w_E = 3$ µm; $D_{nE} = 5$ cm^2/s.

Basea: $N_B = 10^{15}$ cm^{-3}; $L_{pB} = 50$ µm; $w_B = 2$ µm; $D_{pB} = 7$ cm^2/s.

Kolektorea: $N_E = 10^{16}$ cm^{-3}; $L_{nC} = 20$ µm; $w_C = 200$ µm; $D_{nC} = 6$ cm^2/s.

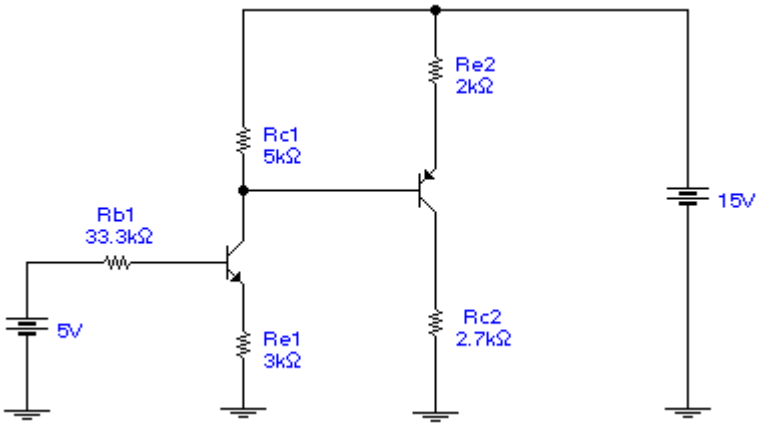
$n_i = 1.5 \cdot 10^{10}$; $V_T = 25$ mV.

Aktiboan lan egiten duela onartuz, kalkulatu:

a) Eramaile-fluxuekin erlazionaturiko korronteen barneko osagaiak.
b) Injekzio-eraginkortasuna (γ)
c) Garraioko faktorea α_T
d) α, β eta I_{C0}.
e) Igorleko, kolektoreko eta baseko korronte osoak (I_E, I_B, I_C)

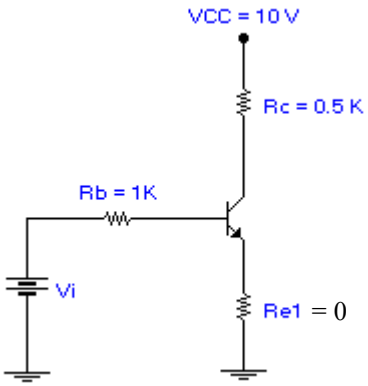
7.- Kalkulatu beheko zirkuituan agertzen diren bi transistoreen korronteak:

DATUAK: $\beta = 100$; $V_{BE1} = 0.7$ V; $V_{BE2} = -0.7$ V.



8.- Irudiko germaniozko transistorearen parametroak honako hauek dira:

$\beta = 100$; $|I_{C0}| = 5$ µA; $|I_{E0}| = 2$ µA.



Kalkulatu:

a) α_R parametroa

b) Kolektoretik pasa daitekeen korronterik altuena (I_{Cmax}) pasa dadin aplikatu behar den gutxieneko baseko korrontea (gutxi gorabehera)

c) $I_C = 10.5$ mA izateko behar den v_I.

d) $I_B = 300$ µA bada, zenbat da $V_{CE,\,sat}$?

9.- Beheko zirkuituan, eragiketa eta neurketa batzuk egin dira:

1.- SW_1 etengailua itxi, SW_2 eta SW_3 ireki eta honako korronte hauek neurtu dira:

$I_E = 10\ \mu A$ eta $I_C = -9.1\ \mu A$.

2.- SW_2 eta SW_3 itxiz eta SW_1 irekiz, $I_C = 13\ \mu A$ neurtu da.

Kalkulatu:

a) Transistorearen α_F eta α_R parametroak

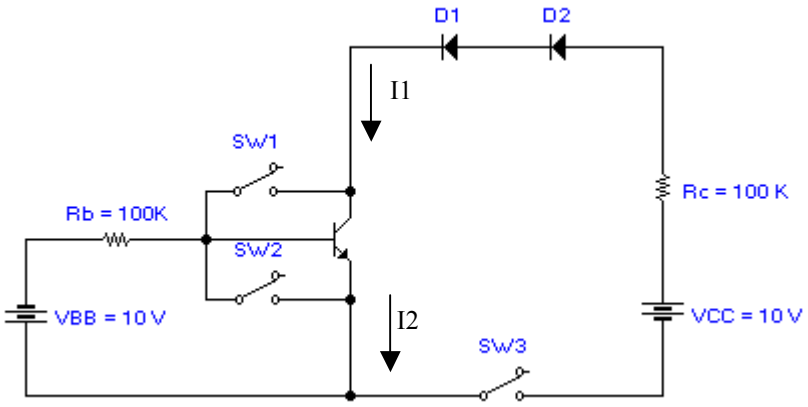
b) I_{C0} eta I_{E0} korronteak

c) SW_1 eta SW_2 irekita eta SW_3 itxita:

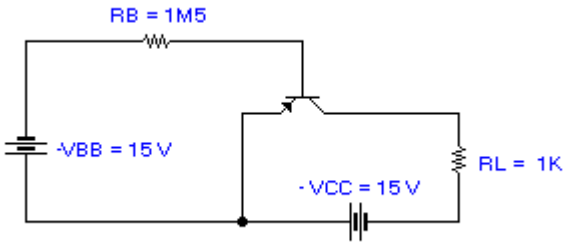
c1) Kalkulatu I_1 eta I_2 (zirkuituan adierazi diren noranzkoetan)

c2) Kalkulatu V_{D1}, V_{D2}, V_{CE} eta V_{BE}.

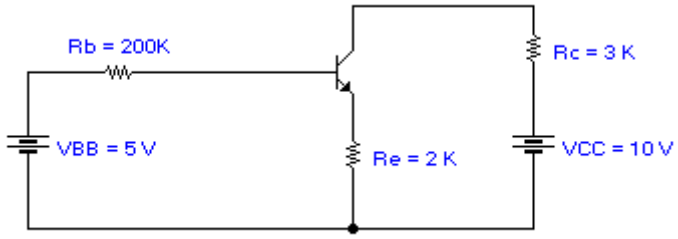
DIODOEN DATUAK: D_1 eta D_2 berdinak dira eta $I_{sat} = 3.9\ \mu A$.



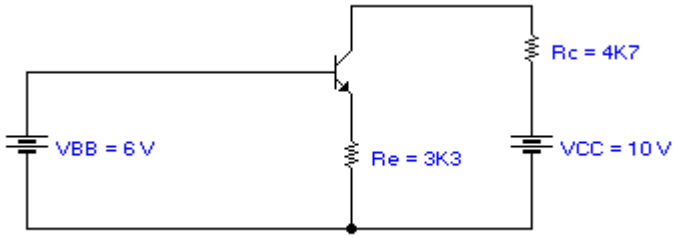
10.- $\alpha = 0.998$ eta $|I_{C0}| = 1\ \mu A$ direla jakinez, kalkulatu Q lan-puntua.



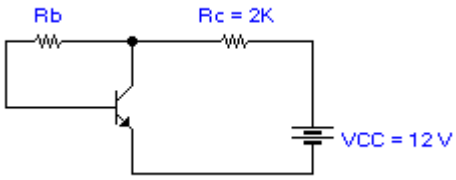
11.- Kalkulatu lan-puntua, V_{BE} = 0.7 V; β = 100 eta $|I_{C0}|$ = 20 nA badira.



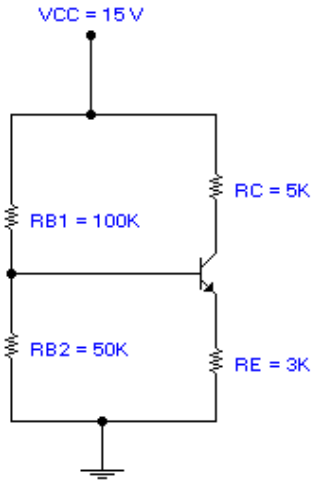
12.- V_{BE} = 0.7 V; β = 100 hartuz, kalkulatu Q.



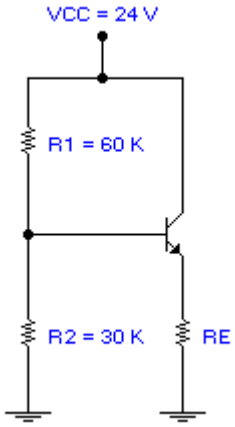
13.- Kalkulatu I_C = 2.5 mA izateko behar den R_B erresistentzia (β = 50).



14.- Kalkulatu Q (β = 100; I_{C0} ~ 0).

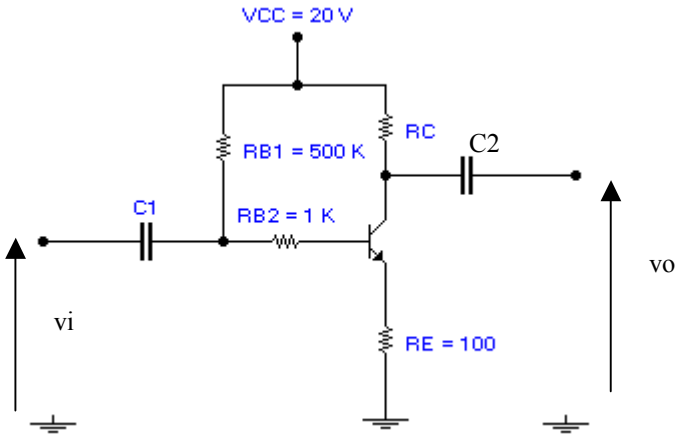


1.- Irudian agertzen den zirkuituan, kalkulatu R_E erresistentzia erregimen dinamikoan g_m (eroankortasuna edo transkonduktantzia) 140 $m\Omega^{-1}$ izan dadin.



DATUAK: kT/q = 25 mV; V_{BE} = 0 V; β = 80; I_{CB0} = 0 A.

2.- Irudian agertzen den zirkuituaren portaera analizatu nahi dugu sarrerako v_i sinusoidala (eta txikia) denean.



Horretarako:

a) Irudikatu polarizaziorako eta seinale txikirako zirkuitu baliokideak.

b) Kalkulatu (R_c erresistentziaren balioaren arabera) I_B, I_C, V_{CE} eta V_C (hau da, lan-puntua).

c) Kalkulatu, R_c parametroaren arabera, $A_V = v_o/v_i$ (tentsio-irabazia) eta $v_{ce}(v_i)$ (hau da, kolektore-igorle tentsioa sarrerako tentsioaren arabera). Hartu $R_c >> R_e$.

d) Kalkulatu (R_c erresistentziaren funtzioan) transistorea eteten eta asetzen duten sarrerako seinalearen (bi) anplitudeak.

e) Kalkulatu zenbat izan behar duten R_c erresistentziak eta sarrerako seinalearen anplitudeak etendurara eta asetasunera anplitude berdinarekin heltzeko.

f) R_c = 2k5 eta v_i-ren anplitudea = $|v_i|$ =100 mV hartuz, kalkulatu v_c eta v_o seinale osoak (osagai jarraitua eta alternoa).

DATUAK: $C_1 = C_2 = \infty$; $\beta = 100$.

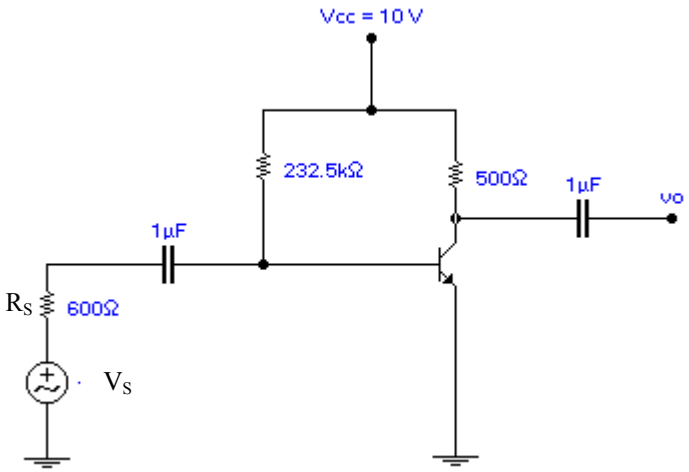
3.- Irudian agertzen den zirkuituan, I_C = 8 mA dela dakigu. Kalkulatu:

a) Irteerako seinalearen puntako balioa V_0 = 2 V izan dadin behar dugun $v_{sorgailu}$ sarrerako seinalearen puntako balioa: V_s.

b) Sarrerako seinalearen puntako balioa V_s = 2 mV denean lortzen den V_0 (irteerako seinalearen puntako balioa).

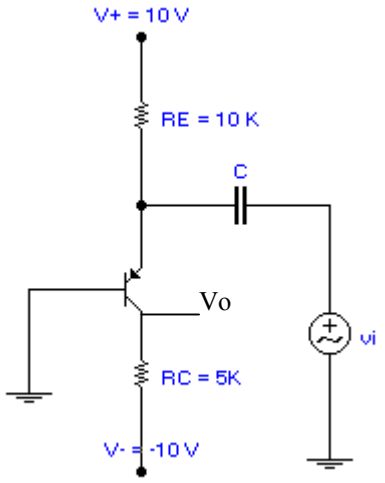
c) Errepikatu aurreko atala, Vs = 265 mV denean.

d) Azaldu emaitzak.



4.- Irudian agertzen den zirkuituaren tentsio-irabazia eta puntu batzuetan ditugun seinaleen forma analizatu nahi ditugu. Kalkulatu v_E eta v_C (osoak) sarrerako seinale sinusoidalaren puntako balioa $V_i = 10$ mV denean ($\beta = 100$).

Irteeran distortsiorik agertzea saihestu nahi badugu, zenbat da v_i seinalearen gehieneko balioa?



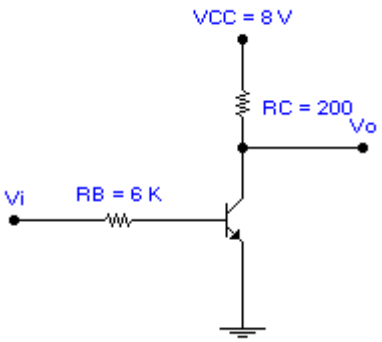
OHARRA: C kondentsadorearen helburua v_i seinalearen eransketa erraztea da, eta, horretarako, bi baldintza betetzea komeni da: polarizazio-puntuan efekturik ez izatea (hau da: v_i sartzerakoan, Q ez aldatzea) eta osagai jarraitua alternoko iturrirantz joatea eragoztea (dc osagaia geldiarazi edo blokeatu egiten da). Horretarako, paseko kondentsadorea (erdaraz, coupling capacitor) nahiko handia izaten da (kasu idealean, $C = \infty$ hartzen da). Haa, seinale jarraitua analizatzerakoan inpedantzia infinitua hartzen badu ere, zirkuitulaburtzat har dezakegu lan-maiztasunean ($Z_C\,(f=0) = \infty$ eta $Z_C\,(f\neq 0) = \infty$).

5.- Zirkuituko transistorearen ezaugarriak 1, 2 eta 3 irudietakoak dira. Irudikatu $0 < V_i < 3.6$ volt tartean eta baliorik interesgarrienak adieraziz honako funtzio hauek:

a) $I_B = I_B\,(V_i)$

b) $I_C = I_C\,(V_i)$

c) $V_0 = V_0\,(V_i)$



6.- Zirkuituko transistorearen ezaugarriak 4 eta 5 irudietan agertzen dira.

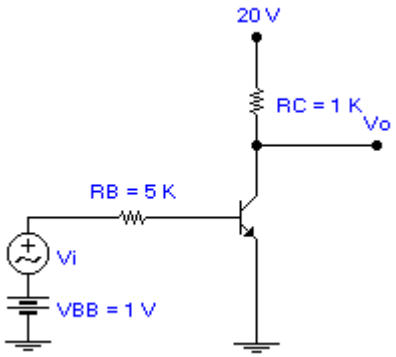
a) Kalkulatu Q eta β.

b) Lortu V_{CE}-V_{BE} transferentzia-kurba.

c) Irudikatu irteerako seinalea honako kasu hauetan:

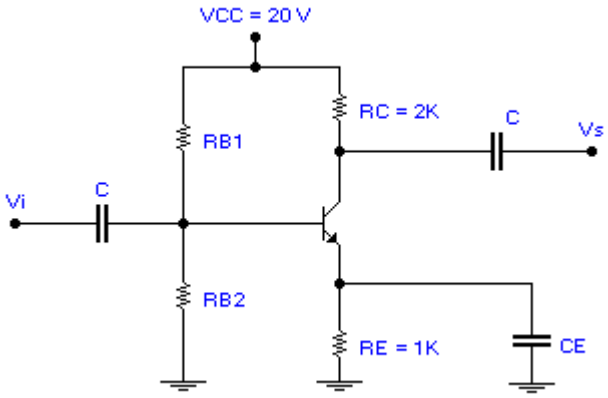
1.- Vi = 0.05 sin (wt) volt denean

2.- Vi = 0.7 sin (wt) volt denean

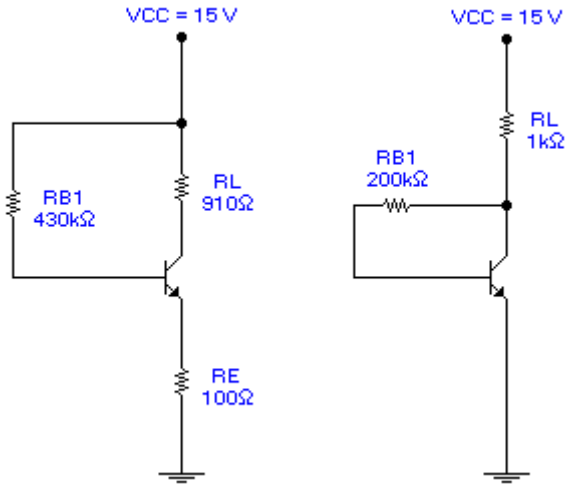


7.- i_C korrontean gehienezko ibilbide simetrikoa lortzeko, zenbat izan behar dute R_{B1} eta R_{B2} erresistentziek?

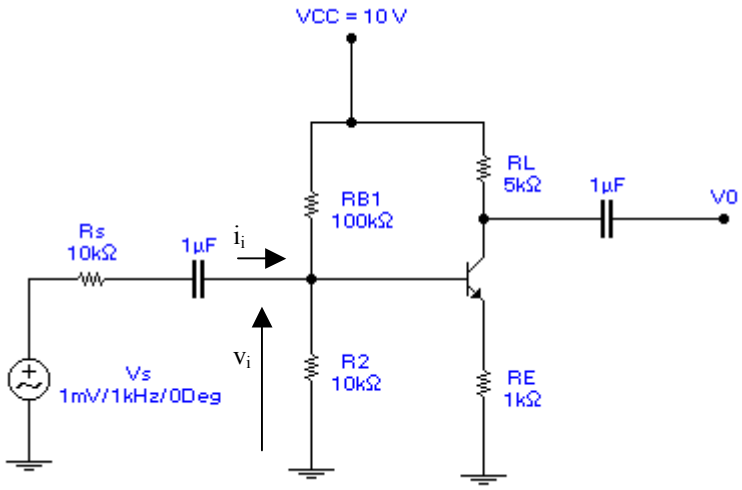
DATUAK: β = 100; I_{C0} = 0.



8.- Irudietako transistorea era egonkorrenean polarizatu nahi dugu, β parametroan egon daitezkeen gorabeheren aurrean. Beheko egiturak hartzen ari gara kontuan. $100 < \beta < 300$ bada, zein da polarizazio-zirkuiturik egokiena ? ($V_{BE} = 0.7$ V).



9.- Irudian agertzen den zirkuituan, $h_{fe} = 50$ eta $h_{ie} = 1.1$ kΩ dira ($h_{oe} = 1/40$ kΩ eta $h_{re} = 2.5 \cdot 10^{-9}$ aintzat ez hartzeko modukoak). Kalkulatu:



a) R_I (sarrerako inpedantzia: sarrerako terminaletatik ikusten den inpedantzia —alternoan— v_I/i_I).

b) $A_I \equiv i_0/i_I$ (korronte-irabazia) eta $A_V \equiv v_0/v_I$ (tentsio-irabazi lagungarria).

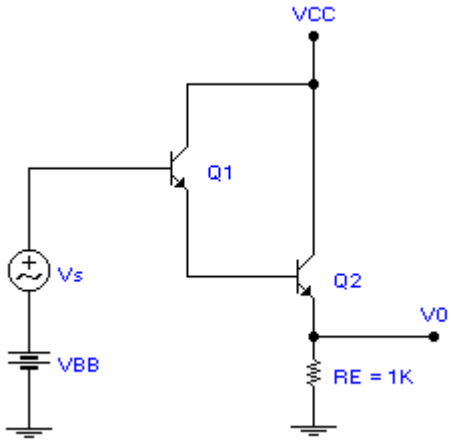
c) $A_{VS} \equiv v_0/v_S$ (tentsio-irabazi *erreala*, tentsio-sorgailuaren barneko inpedantzia kontuan hartuz kalkulatzen dena: $R_S = 0$ denean, $A_{VS} = A_V$).

d) R_0 (irteerako inpedantzia: kargak ikusten duen inpedantzia —irteerako terminaletatik ikusten den inpedantzia— alternoan. Kontuz: ez da v_0/i_0).

10.- Beheko zirkuituko transistore-konbinaketak DARLINGTON izena du.

Kalkulatu R_I, A_V eta A_I. Honako hauek dira transistoreen datuak :

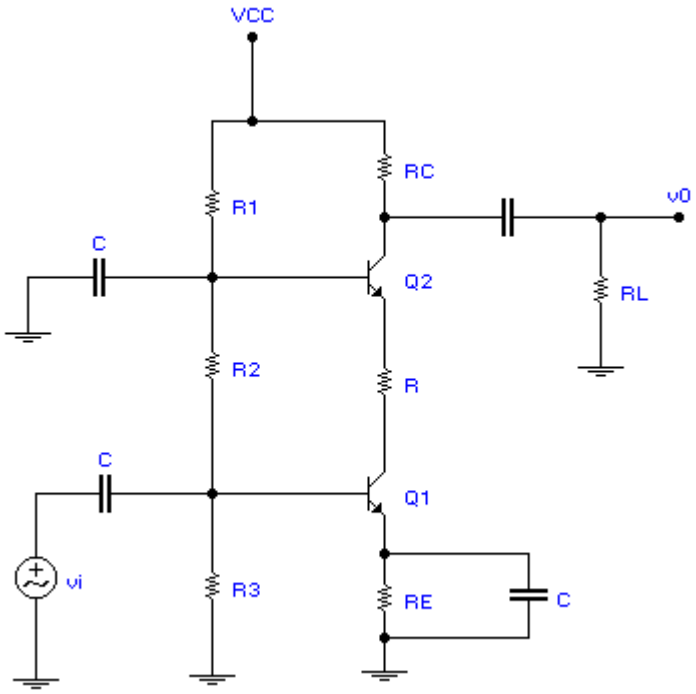
$h_{11} = h_{ic} = 1.1\ k\Omega$; $h_{12} = h_{rc} = 1$; $h_{21} = h_{fc} = -51$; $h_{22} = h_{0c} = 1/(40\ k\Omega)$.



11.- Irudian agertzen diren bi transistoreak berdinak dira.

DATUAK: $h_{ie} = 2K5$; $h_{fe} = \beta = 100$; $h_{oe} = 0\ \Omega^{-1}$; $I_{C0} = 0$ pA; $V_{BE} = 0.6$ V; $C = \infty$ F.

$V_{CC} = 20$ V; $R_1 = 134\ k\Omega$; $R_2 = 50\ k\Omega$; $R_3 = 16\ k\Omega$; $R_C = 10\ k\Omega$; $R_L = 10\ k\Omega$; $R_E = 1k\Omega$



Kalkulatu:

a) Kolektoreko korronteak (ebazpena erraztearren, baseko korronteak aintzat ez hartakotzat jo daitezke, R_1, R_2 eta R_3 erresistentziak zeharkatzen ditu(zt)en korronte(ar)ekin alderatuz gero).

b) R erresistentziaren balioa, $V_{CE1} = V_{CE2}$ izan daitezen.

c) Tentsio-irabazia.

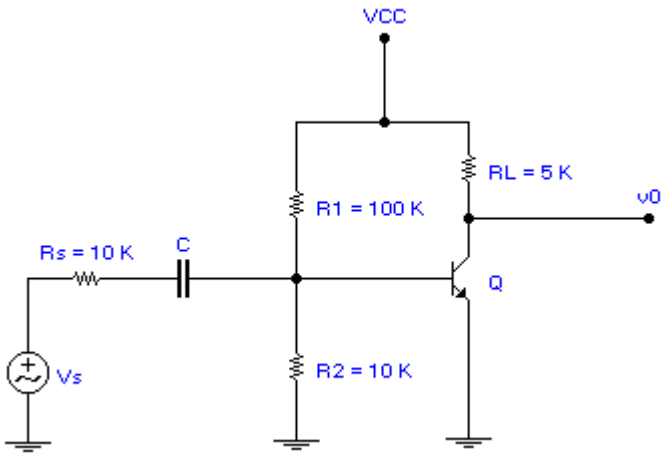
OHARRA: $h_{fb} = -h_{fe}/(1+h_{fe})$

12.- V_{CC} = 20 V elikadura-tentsioa duen autopolarizazio-zirkuitu batean, β = 50, V_{BE} = 0.8 V dituen transistore bat erabilitalan-puntu egokia genuen (I_C = 2 mA eta V_{CE} = 14 V), baina transistorea erre da eta beste bat jarri behar izan dugu. Oraingo transistorearen parametroak β = 200 eta V_{BE} = 0.6 V dira (I_{C0} ez da ia aldatzen).

β berriak dakarren I_C korrontearen hazkundea (ΔI_{C1}) 0.1 mA baino txikiagoa izatea nahi dugu; eta beste hainbeste V_{BE} tentsioari dagokionez (ΔI_{C2} = 0.1 mA). Hau da, transistore berria sartzean, $I_C \leq 2.2$ mA. Kalkulatu lau erresistentzien balioak.

13.- Irudian agertzen den zirkuituan, kalkulatu A_V, A_{VS}, A_I eta R_I:

DATUAK: h_{ie} = 1.1 kΩ, $h_{re} = 2.5 \cdot 10^{-4}$, h_{fe} = 50, $1/h_{0e}$ = 40 kΩ.

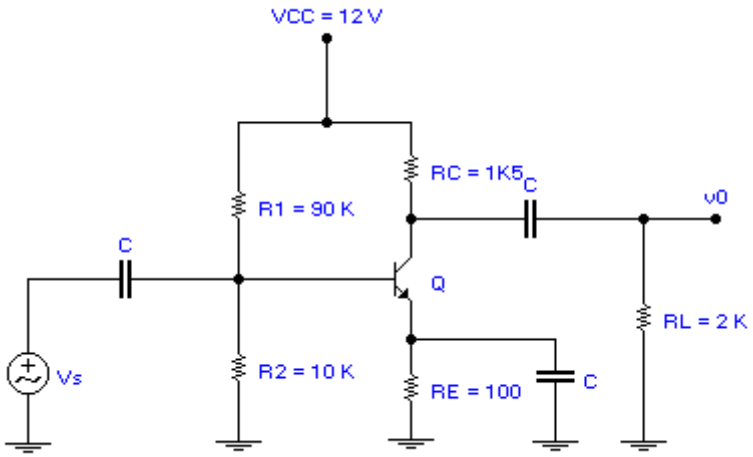


14.- Irudian agertzen den zirkuitu anplifikadorean:

a) Kalkulatu karga-zuzen estatikoa (KZE) eta karga-zuzen dinamikoa (KZD), eta Q puntua argi eta garbi adierazi.

b) Irudikatu seinale txikiko zirkuitu baliokide osoa.

c) Zirkuitu baliokide sinplifikatua erabiliz, kalkulatu A_V, A_I, R_I eta R_0.

d) Zenbat da distortsiorik sartu gabe aplika dezakegun V_s tentsioaren gehienezko balioa.

DATUAK: $h_{oe} = h_{re} = 0$; $h_{ie} = 2\ k\Omega$; $h_{fe} = 100$; $\beta = 100$; $C = \infty$.