

# Fyse302 Zenerdiodi, bipolaaritransistori ja yhteisemitterivahvistin

Assistentti:

Arvostellaan:

## Abstract

Tutkimuksessa tarkasteltiin BZX79C5V1-mallista zener-diodia ja 2N222-mallista bipolaaritransistoria. Kummastakin komponentista mitattiin ominaiskäyrät. Ominaiskäyrän avulla diodille määrättiin kokeellinen zener-jännite 4,5V, joka oli valmistajan ilmoittamaa arvoa 5,1V pienempi, mikä voi johtua kuvaajan tarkastelun epätarkkuudesta. Zenerdiodilla tehtiin vakauskytkentä, jonka mittauksen perusteella jännitevakaus alkaa, kun tulojännite ylittää 9V, mikä oli vain hieman laskennallista minimijännitettä 8,9V suurempi. Transistorin avulla tehdyllä yhteisemitterikytkennällä mitattiin kokeelliset arvot transistorin napojen jännitteille  $V_C$ ,  $V_B$  ja  $V_E$ , jotka vastasivat teoreettisia arvoja vain muutaman prosentin erotuksella, paitsi  $V_C$ , joka oli jopa noin 10% teoreettista arvoa pienempi, mikä voi johtua jännitelähteen epästabiiliudesta. Yhteisemitterin mitattu antoresistanssi oli 7% ja ottoresistanssi yli 25% teoreettisia arvoja pienemmät, ehkä sisääntulojännitte on pienentynyt, tasajännitelähde suurentunut tai transistori lämmennyt nostoen jännitettä  $V_C$  ja virtaa  $I_C$ .

# Sisältö

<b>1</b>	<b>Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Teoreettiset lähtökohdat</b>	<b>1</b>
2.1	Zenerdiodi . . . . .	1
2.2	Bipolaaritransistori . . . . .	1
2.3	Yhteisemitterivahvistin . . . . .	2
<b>3</b>	<b>Mittauslaitteisto ja kokeelliset menetelmät</b>	<b>2</b>
3.1	Zener-diodi . . . . .	3
3.2	Bipolaaritransistori . . . . .	3
3.3	Yhteisemitterivahvistin . . . . .	3
<b>4</b>	<b>Havainnot ja laskut</b>	<b>4</b>
4.1	Zenerdiodin ominaiskäyrät . . . . .	4
4.1.1	Estosuuntainen zener-diodi . . . . .	5
4.1.2	Esto- ja myötäsuuntainen zener-diodi . . . . .	6
4.2	Jännitevakavointi . . . . .	7
4.2.1	Tulojännitteen vakavointikäyrä . . . . .	7
4.2.2	Kuorman vakavointikäyrä . . . . .	8
4.2.3	Regulaattorien ominaisuuksia . . . . .	9
4.3	Bipolaaritransistori . . . . .	10
4.4	Yhteisemitterivahvistin . . . . .	11
4.4.1	Teoreettiset jännitteet ja lepovirta . . . . .	12
4.4.2	Kuormitussuorat . . . . .	13
4.4.3	Taajuusvaste . . . . .	14
4.4.4	Teoreettiset jännite- ja virtavahvistukset . . . . .	15
4.4.5	Piensignaali malli . . . . .	16
<b>5</b>	<b>Johtopäätökset</b>	<b>17</b>

# 1 Johdanto

Tässä työssä tutkitaan elektroniikan komponentteja zenerdiodia sekä NPN-tyyppistä bipolaaritransistoria.

Clarence Zener keksi zenerdiodin 1950-luvulla, komponentista tulikin kuuluisa sen käytettävyyden ja matalan hintansa ansiosta. Sitä on käytetty muunmuassa kytkimenä ja tasaajana.[4] Zenerdiodi toimii myötäsuuntaisessa virrassa samoin kuin tavallinen diodi, eli päästää virran kokonaan lävitseen. Zenerdiodin hienous on kuitenkin siinä, että se toimii myös vastasuuntaisessa virrassa toisin kuin tavallinen diodi, joka voi hajota. Estosuuntaisen jännitteen ylittäessä zenerdiodille ominaisen zenerjännitteen, tämä alkaa johtaa virtaa estosuuntaan. Tässä työssä tutkin BZX79C5V1-mallisen zenerdiodin ominaiskäyriä sekä sen toimintaa jännitteen vakaajana.

Transistorin tarkoitus on vahvistaa signaalia tai toimia kytkimenä. Transistorin keksivät Brattain, Shockley ja Bardeen 1940-luvulla yhdistämällä kolme kiinteän aineen kerrosta.[5] Bipolaaritransistorista on olemassa kahdenlaista yleistä versiota: PNP ja NPN, tässä työssä tutkin 2N222-mallista NPN-transistoria, joka siis rakentuu P-tyypin puolijohteesta, jonka kummallakin puolella on N-tyypin puolijohdekerros. Kerroksia kutsutaan emitteriksi, kannaksi ja kollektoriksi. Transistoria voidaan käyttää komponenttina yhteisemitterivahvistimessa, jolla tavallisesti operoidaan matalaa jännitettä.

## 2 Teoreettiset lähtökohdat

### 2.1 Zenerdiodi

Zenerdiodin ominaiskäyrä voidaan määrittää diodin yli olevan jännitteen  $V_Z$  ja virran  $I_Z$  kuvaajana, joka voidaan esittää funktiona

$$V_Z(I_Z). \quad (1)$$

Dynaaminen resistanssi tarkoittaa zenerin sisäistä vastusta zener-alueella.[7] Se on ominaiskäyrän derivaatta ja voidaan kirjoittaa muotoon

$$R_D = \frac{dV_Z}{dI}. \quad (2)$$

### 2.2 Bipolaaritransistori

Bipolaaritransistorin ominaiskäyrät määritellään kollektorin läpikulkevana virtana  $I_C$  emitterin ja kollektorin välisenä jännitteenä  $V_{CE}$  ja se voidaan esittää muodossa

$$I_C(V_{CE}). \quad (3)$$

Kutakin transistorin kannan läpi kulkevaa virtaa  $I_B$  vastaa eri ominaiskäyrä.

Kollektorin läpi kulkevan virran  $I_C$  ja kannan läpi kulkevan virran  $I_B$  suhde voidaan ilmaista siirtökäyränä

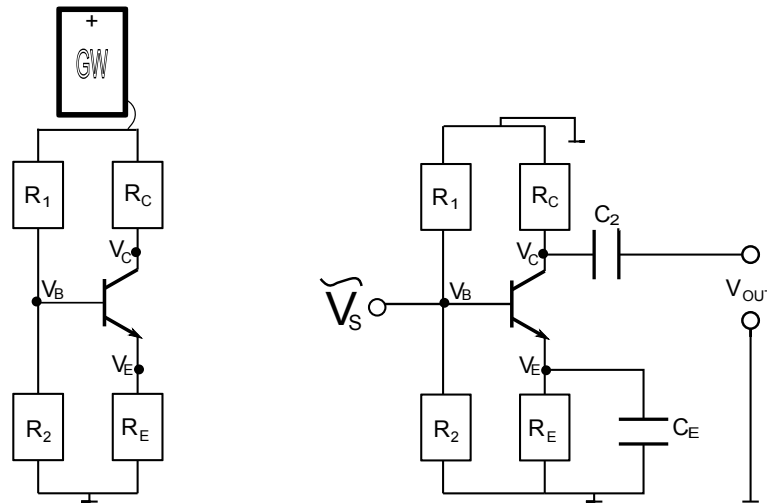
$$I_C(I_B), \quad (4)$$

jonka muoto riippuu käytettävästä jännitteestä  $V_{CE}$ .

Kollektorin ja kannan virtojen suhde määrittelee transistorin staattisen vahvistuksen ja se voidaan merkitä muodossa

$$\beta = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}. \quad (5)$$

## 2.3 Yhteisemitterivahvistin



Kuva 1: Bipolaaritransistori

Yhteisemitterivahvistimen transistorin ominaiskäyrille  $I_C(V_{CE})$  voidaan määrittää kuormitussuora, joka kertoo piirin lineaarisen osan vasteen suhteessa epälineaariseen osaan. DC-tapauksessa saadaan kuvan 1 vasemmasta kytkennästä pääteltyä jännite  $V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_E R_E$ . Kun staattinen vahvistus on  $\beta \gg 1$ , niin virrat  $I_C \approx I_E$ , jotka sijoittamalla edellä määrättyyn jännitteen yhtälöön saadaan kuormitussuora muotoon

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} - \frac{V_{CE}}{R_C + R_E}. \quad (6)$$

Sen sijaan AC-tapauksessa voidaan ajatella tasajännitelähteen olevan maadoitettu, eli merkitään  $V_{CC} = 0$  ja kondensaattorit eivät ”katkaise” piiriä, kuten DC-tapauksessa, vaan ne oikosulkevat sen. Eli kuvan 1 oikealla puolella voidaan määrittää  $V_E = 0$ . AC-tapauksessa voidaan siis merkitä transistorin jännite  $V_{CE}$

$$\Delta V_{CE} = -\Delta I_C R_C. \quad (7)$$

## 3 Mittauslaitteisto ja kokeelliset menetelmät

Kaikissa paitsi viimeisessä mittauksessa rakensin tutkittavan piirin kokonaisuudessaan Project Boards (GL-36) -malliselle kytkentälevylle. Tasajännitteen ja -virran sekä komponenttien mittaukset suoritin UNI-T (UT58B) -tyyppisillä yleismittareilla.

### 3.1 Zener-diodi

Diodimittauksissa käytin BZX79C5V1-tyyppistä zenerdiodia.

Työn ensimmäisessä osassa rakensin kytkentälevyyn piirin, johon sijoitin tutkittavan diodin vastakkaissuuntaisesti GW (GPS-3030) -jännitelähteen kanssa. Diodin ja jännitelähteen +-navan väliin asetin vastuksen. Jännitelähteessä GW oli analoginen viisarinäyttöinen jännitemittari, mutta käytin jännitteen mittaamiseen erillistä yleimittaria. Mittasin jännitelähteen, vastuksen ja diodin jännitteet tehden 19 erillistä mittausta nostaen jännitelähteen jännitettä nollassa seitsemään volttiin. Sitten käänsin diodin toisinpäin, eli myöntäsuuntaiseksi ja tein 20 mittausta korottaen jännitelähteen jännitettä 0,1 voltista viiteen volttiin asti kirjoittaen jälleen ylös diodin, vastuksen sekä jännitelähteen jännitteet.

Toisessa diodikytkennässä rakensin jännitevakaimen käyttäen diodia ja kahta vastusta. Liitin jännitelähteen GW (GPS-3030) napoihin rinnan diodin ja kuormavastuksen. Toisen vastuksen asetin jännitelähteen +-navan kanssa sarjaan. Ensimmäisessä jännitevakainmittauksessa mittasin yleismittarilla diodin läpi kulkevaa virtaa, jännitelähteen jännitettä sekä lähtöjännitettä kuormavastuksen yli. Tein yhteensä 27 mittausta nostaen jännitelähteen jännitettä nollassa 12 volttiin. Sitten asetin jännitelähteen arvoon 10 V ja vaihdoin diodin kanssa rinnan olevan vastuksen säätövastukseen. Aloitin mittauksen säätövastuksen ollessa minimissään ja nostin sitä askeleittain maksimiinsa asti. Tein yhteensä 22 mittausta kirjoittaen ylös säätövastuksen läpi kulkevan virran ja sitä vastaavat lähtöjännitteen arvot.

### 3.2 Bipolaaritransistori

Bipolaarikytkennöissä käytin samaa 2N222-tyyppistä npn-transistoria.

Rakensin Bipolaaritransistorin ominaiskäyrän mittauskytkennän kytkien kaksi vastusta transistorin B-navan ja yhden vastuksen C-navan kanssa sarjaan, E-navan maadoitin. Käytin GW (GPS-3030) -jännitelähdettä C-navan vastukseen kytkettynä. B-napaan kytkettyyn uloimpaan vastukseen asetin velleman (PS603) -mallisen jännitelähteen, jolla säädetään kantavirtaa. Säätäen velleman-jännitelähdettä ja mitaten yleismittarilla jännitettä B-navan lähimmän vastuksen yli pystyin määrittämään B-navan läpi kulkevan kantavirran haluamaani arvoon. Sitten asetin GW-jännitelähteen tiettyyn arvoon ja mittasin C- ja E-napojen välisen jännitteen sekä jännitteen C-navan vastuksen yli. Suoritin edellämainitulle jänniteparille 25 erillistä mittausta käyttäen viittä eri kantavirtaa ja kutakin kantavirtaa vastaavaa viittä eri GW-jännitettä.

### 3.3 Yhteisemitterivahvistin

Yleisemitterikytkennässä käytin valmista kytkentää, jossa oli suurin osa tarvittavista komponenteista, loput komponentit lisäsin itse ja maadoituksen tein kytkentälevyn avulla. Käytin tässä samaa transistoria kuin edellisessä työssä.

Ensiksi kytkin käyttöjännitteeksi 20 volttia ja mittasin transistorin B-, C- ja E-napojen jännitteet. Sitten asetin vastuksen lähtönapojen väliin sekä kaksi muuta vastusta B-

navan puoleiselle piirin osalle siten, että toiseen niistä oli liitetty instek GFG-8216A -tyyppinen signaaligeneraattori, joka säädetään niin, että tulojännitteen huipusta huippuun -amplitudi on 60 mV käyttäen apuna Kenwood (CS-4125) -oskiloskooppia. Sitten siirsin oskiloskoopin mittaamaan lähtöjännitteen huipusta huippuun -arvoa, minkä aikana nostin sisääntulosignaalin taajuutta sadasta yli miljoonaan hertsiin. Seuraavaksi poistin piiristä ohituskondensaattorin, säädin sisääntulotaajuudeksi 10000 Hz ja mittasin ulostulojännitteen.

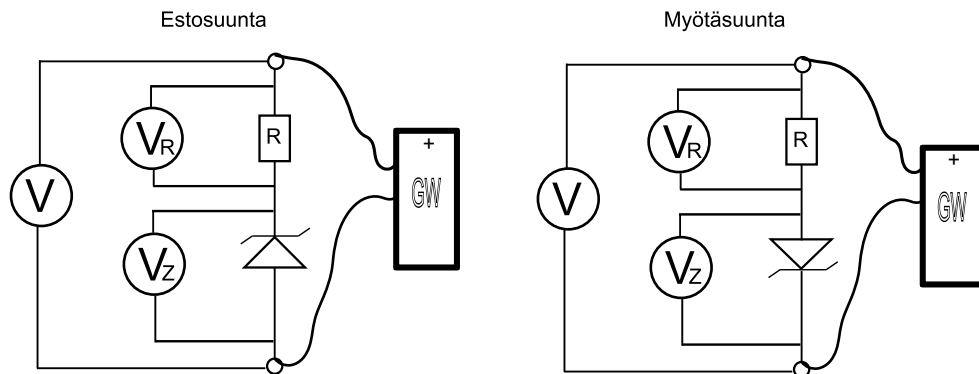
Antoresistanssin mittauksessa liitin kytkentään takaisin ohituskondensaattorin ja poistin kuormavastuksen lähtönapojen välistä ja säädin sisääntulosignaalin taajuudeksi 5000 Hz, sitten mittasin lähtöjännitteen. Tämän jälkeen lisäsin kuormavastukseksi potentiometrin, jota säädin, kunnes oskiloskoopin näytöltä määritetty lähtöjännite pienentyi puoleen ja mittasin potentiometrin uuden arvon. Sitten siirsin potentiometrin signaaligeneraattoriin kytkettyyn vastuksen tilalle, poistin B-navasta toisen vastuksen ja asetin ulostuloon takaisin kuormavastuksen. Mittasin jännitteen oskiloskoopilla potentiometrin kummastakin navasta käyttäen kahta oskiloskoopin kanavaa. Säädin potentiometriä, kunnes potentiometrin B-navan puoleisen jännitteen arvo näytti olevan puolet generaattorin puoleisesta jännitteestä ja mittasin taas potentiometrin saaman arvon.

## 4 Havainnot ja laskut

Tämän luvun kuvaajat ja käyränsovitukset tein gnuplot 4.4 -ohjelmalla. Tasajännitteet ja -virrat sekä resistanssit mittasin UNI-T UT58B -tyyppisellä yleismittarilla, jonka valmistajan määrittelemät mittausrvirheet ovat alla olevassa luettelossa

- Jännite: 0,5% + 1 digit
- Virta: 0,8% + 1 digit
- Resistanssi: 0,8% + 1 digit

### 4.1 Zenerdiodin ominaiskäyrät

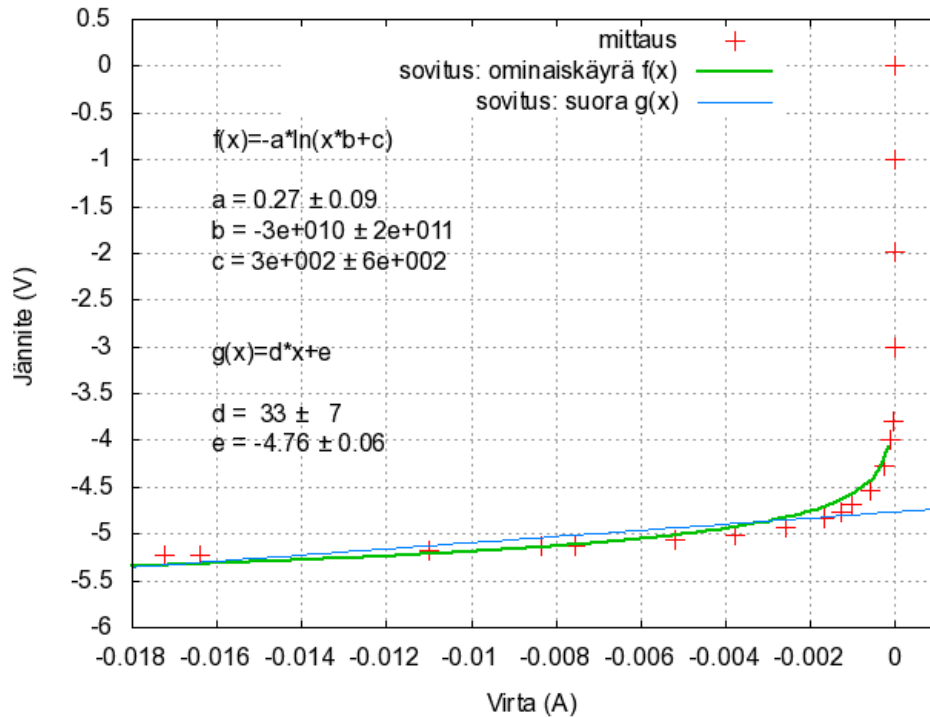


Kuva 2: BZX79C5V1-tyyppisen zenerdiodin mittauskytkentä, jossa  $R = 102\Omega$ .

Kuvan 2 vasemmalla puolella on zener-diodi asetettu estosuuntaiseen ja oikealla myötäsuntaiseen jänniteeseen. Tutkittavan zener-diodin ominaiskäyrä  $V_Z(I)$  esittää diodin

yli olevaa jännitettä  $V_Z$  sen läpi kulkevan virran  $I$  funktiona. Kytkennoissä en kuitenkaan mitannut suoraan virtaa, vaan määrittelen sen vastuksen yliolevan jännitteen  $V_R$  ja resistanssin  $R = 102\Omega$  suhteena  $I = \frac{V_R}{R}$ .

#### 4.1.1 Estosuuntainen zener-diodi



Kuva 3: Zenerdiodin estosuuntainen ominaiskäyrä  $V_Z(I)$

Kuvassa 3 on esitetty tutkitun zener-diodin ominaiskäyrästä estosuuntaisella jännitteellä. Mittauspisteet on merkitty kuvaajaan ristsymbolilla ja yhtenäinen viiva  $f(x)$  on mittauspisteisiin sovitettu ominaiskäyrää esittävä käyränsovitus. Paras kokeilemani sovituskäyrä oli muotoa  $f(x) = -a \cdot \ln(x \cdot b + c)$ , missä  $x$  on virta ja  $a$ ,  $b$  ja  $c$  ovat tuntemattomia parametreja. Parametreille gnuplot generoi arvot  $a = 0,27 \pm 0,09$ ,  $b = -3 \cdot 10^{10} \pm 2 \cdot 10^{11}$  ja  $c = 300 \pm 600$ , eli sovituskäyrä voidaan kirjoittaa muotoon

$$f(x) = -0,27 \cdot \ln(-3 \cdot 10^{10} \cdot x + 300). \quad (8)$$

Ohjelman piirtämä sovitus näyttää seuraavan mittauspisteitä kohtalaisen hyvin. Ideaalisessa tapauksessa zenerjännite olisi määritettävissä selkeästi kuvaajan kohdasta, jossa käyrä muuntuu vaakasuoraksi. Käytännössä käyrä ei kuitenkaan jännitteen kasvaessa täysin suoristu, ja silmämääräisesti voidaankin kuvaajasta 3 määrittää zener-jännitteeksi arvo  $V_{Ze} = 4,5V$ . Koska määräämäni zener-jännite on epätarkka, on syytä olettaa virheen olevan melko suuri  $\delta V_{Ze} = 0,5V$ .

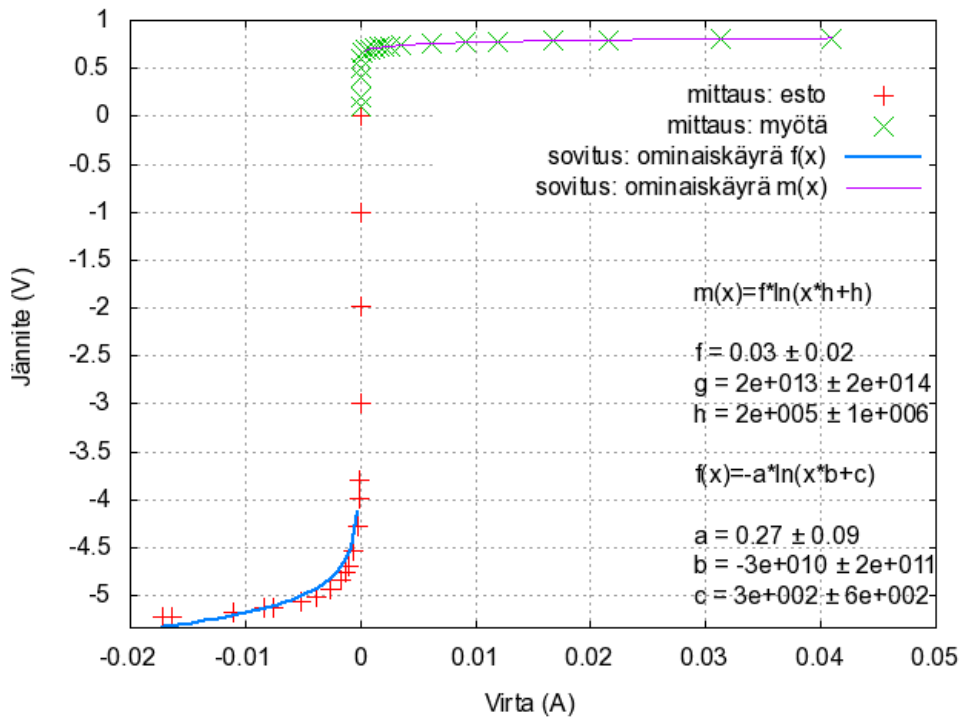
Zener-diodin dynaaminen resistanssi määritetään suoransovituksen avulla. Kuvassa 3 ohuempi yhtenäinen viiva on zener-alueen ( $V_Z < -4,5V$ ) suoransovitus, jonka määräsin muotoon  $g(x) = d + e \cdot x$ . Parametrit saivat gnuplotilta arvot  $d = 33 \pm 7$  ja  $e = -4,76 \pm 0,06$ , eli

$$g(x) = 33 - 4,76 \cdot x. \quad (9)$$

Dynaaminen resistanssi on yhtälön 2 ilmaisemama derivaatta  $\frac{dV_Z}{dI}$ , joka siis vastaa suorasovituksen kulmakerrointa  $e$ . Ottamatta huomioon  $e$ -parametrin miinusmerkkiä dynaaminen resistanssi voidaan kirjoittaa

$$R_D = (4,76 \pm 0,06)\Omega. \quad (10)$$

#### 4.1.2 Esto- ja myötäsuuntainen zener-diodi



Kuva 4: Zener-diodin ominaiskäyrä  $V_z(I)$

Kuvassa 4 on plotattu zener-diodin mittauspisteet ja niihin sovitetut käyrät sekä myötäettä estosuuntaisessa tapauksessa. Mittauspisteitä kuvaavat estosuunnassa ristit ja myötäsuunnassa ruksit. Paksumpi viiva on estosuuntainen ominaiskäyräsovitus  $f(x)$ , kuten kuvassa 3 ja ohuempi viiva on ominaiskäyräsovitus myötäsuunnassa. Ominaiskäyrän pystysuoran osasen kohdalle gnuplot ei generoinut sovitusviivaa, tällöin virta on nolla eikä diodi siis johda.

Kuvaajaan sovitettu myötäsuuntainen ominaiskäyrä on muotoa  $m(x) = f \cdot \ln(g \cdot x + h)$  ja gnuplot generoi parametreille arvot  $f = 0,03 \pm 0,02$ ,  $g = 2 \cdot 10^{13} \pm 10^{14}$  ja  $h = 2 \cdot 10^5 \pm 10^6$ , eli

$$m(x) = 0,03 \cdot \ln(2 \cdot 10^{13}x + 2 \cdot 10^5). \quad (11)$$

Parametrien virheet ovat siis huomattavan suuret, mutta myötäsuuntainen sovituskäyrä näyttäisi mukailevan mittauspisteitä paremmin kuin estosuuntainen sovitus.

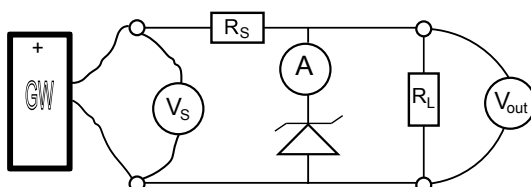
Myötäsuuntaisessa jännitteessä ominaiskäyräkuvaaja on lähes suorakulmainen kynnyksjännitteen kohdalla. Diodin läpi päästämä virta siis kasvaa jyrkemmin kuin estosuuntaisessa zener-jännitteessä.



## 4.2 Jännitevakavointi

Vakainkytkennöissä on tarkoitus pitää lähtöjännite vakiona, vaikka tulojännite tai kuormitusvirta muuttuisikin. Jännitevakavointikytkennöissä on käytetty samaa diodia kuin edellisen kappaleen ominaiskäyrämittauksissa.

### 4.2.1 Tulojännitteen vakavointikäyrä



Kuva 5: Vakavointikytkentä, jossa mitataan lähtöjännitettä  $V_{out}$ , diodin virtaa  $I_Z$  ja tulojännitettä  $V_S$ . Vastukset ovat  $R_S = 217\Omega$  ja  $R_L = 329\Omega$ .

Tein mittauksen kuvan 5 mukaisella kytkennällä. Lähtöjännite  $V_{out}$  on sama kuin jännite diodin yli  $V_Z$ . Mittaustuloksista piirsin kuvan 6 vakavointikäyrän. Kuvasta silmämääräisesti voi määrittellä tulojännite  $V_S = 9V$ , jossa lähtöjännite alkaa vakavoitua, eli kuvaaja taittuu. Diodin zenerjännite on diodin estosuuntainen jännite, jolla diodi alkaa johtaa virtaa. Aiemmassa mittauksessa totesin zenerjännitteen olevan noin  $4,5V$ . Tulojännite  $V_S$  ei siis ole sama kuin zener-jännite. Sen sijaan lähtöjännite on suunnilleen  $V_{out} = 5V$  piirin alkaessa vakavoitua, mikä on suunnilleen sama kuin zenerjännite huomioonottaen silmämääräisellä tarkastelulla syntynyt virhe.

Tulojännitteen  $V_S$  kasvaessa myös diodin yli oleva jännite  $V_{out}$  kasvaa, joskin hitaammin kuin ennen zenerjännitteen saavuttamistaan. Kuten edellisen tehtävän kuvan 4 diodin estosuuntaisesta toiminnasta voi päätellä, myös diodin virta kasvaa.

Seuraavaksi määritän laskennallisesti, mitä arvoja kuvan 5 kytkennän tulojännite  $V_S$  voi saada, jolloin lähtöjännite  $V_{out} = 4,5V$  vielä pysyy vakiona. Alkuehtoina käytän tietoa, että  $I_Z > 0,005A$  ja että zener-diodissa kuluva teho  $P = V_{out} \cdot I_Z < 0,500W$ . Kirchoffin virransäilymlain mukaan vastuksen  $R_S$  läpi kulkeva tulovirta  $I_S$  on yhtä suuri kuin diodin virta  $I_Z$  ja kuormavirta  $I_L = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{4,5V}{329\Omega} \approx 0,0137A$  yhteensä

$$I_S = I_Z + I_L > 0,005A + 0,0137A = 0,0187A. \quad (12)$$

Toisaalta tulojännite voidaan esittää muodossa  $V_S = I_S \cdot R_S + V_{out}$ , jolloin sille saadaan minimiarvo

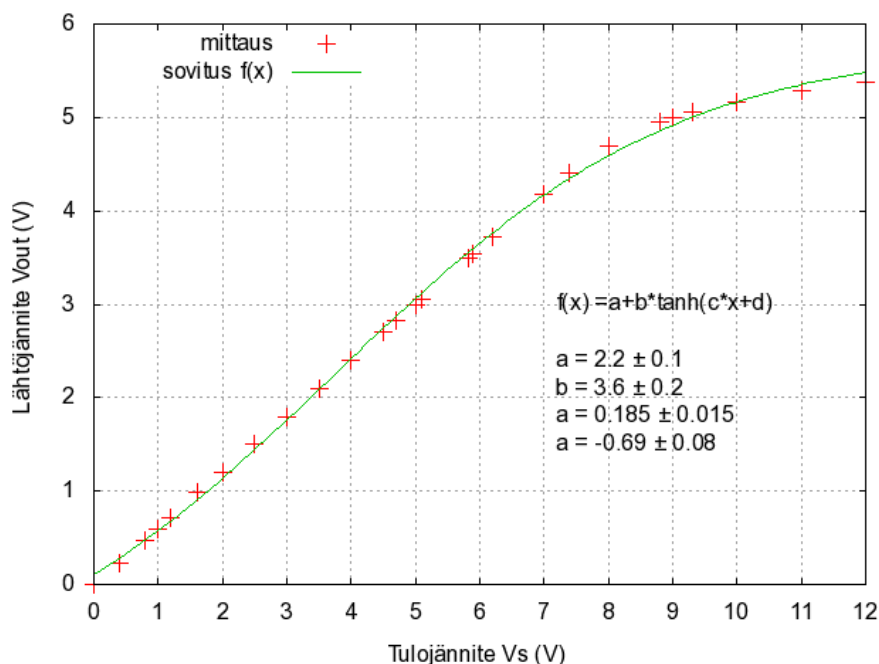
$$V_S = I_S \cdot R_S + V_{out} > 0,0187A \cdot 317\Omega + 4,5V \approx 8,9V. \quad (13)$$

Käyttäen hyväksi tietoa tehohäviöstä lasken diodivirralla minimiarvon

$$I_Z < \frac{P}{V_{out}} = \frac{0,500W}{4,5V} = \frac{1}{9}A \quad (14)$$

ja lasken tulovirran maksimiarvon  $I_S < I_Z + I_L = \frac{1}{9}A + 0,0137A \approx 0,124A$ . Sitten sijoitan tuloksen tulojännitteen yhtälöön

$$V_S < 0,124A \cdot 317\Omega + 4,5V \approx 43,8V. \quad (15)$$



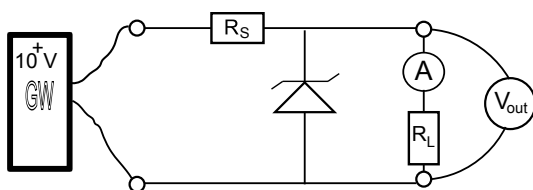
Kuva 6: Kuvan 5 kytkennän vakavointikäyrä, jossa lähtöjännite  $V_{out}$  on tulojännitteen  $V_S$  funktiona.

Eli tulojännitteen on oltava välillä  $8,9V < V_S < 43,8V$ .

Oletan nyt, että tulojännite saa maksimiarvonsa  $V_S = 43,8V$  eikä dynaamista resistanssia ole ja lasken etuvastuksen tehohäviön. Tiedetään, että lähtöjännite on  $V_{out} = I_L \cdot R_L$  ja  $I_L = I_S = \frac{V_S}{R_S + R_L}$ . Tehohäviö voidaan siis kirjoittaa

$$P_L = \frac{V_{out}^2}{R_L} = \frac{\left(\frac{V_S}{R_S + R_L} \cdot R_L\right)^2}{R_L} = \frac{V_S^2 \cdot R_L}{(R_S + R_L)^2} = \frac{43,8^2 \cdot 329}{(317 + 319)^2} \text{W} \approx 1,5 \text{W}. \quad (16)$$

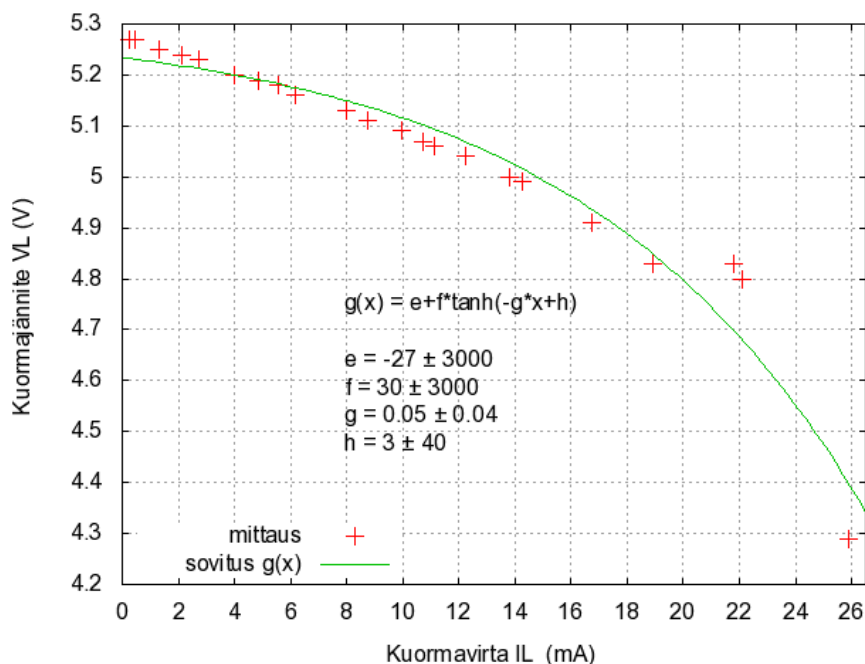
#### 4.2.2 Kuorman vakavointikäyrä



Kuva 7: Vakavointikytkentä, jossa mitataan lähtöjännitettä  $V_{out}$  ja kuormavirtaa  $I_L$ . Vastus  $R_S = 217\Omega$  on sama kuin kuvan 5 kytkennässä, mutta tässä käytin vastuksena  $R_L$  potentiometriä, jonka maksimiresistanssi on  $20000\Omega$ .

Toisessa vakavointimittauksessa käytin kuvan 7 mukaista kytkentää. Eli tulojännite oli vakio 10V ja säädin potentiometriä maksimiarvostaan pienemmäksi mitaten samalla kuorman jännitettä  $V_{out} = V_L$  ja virtaa  $I_L$ . Aluksi  $R_L$  on maksimissaan, jolloin myös  $V_L$  on suuri ja  $I_L$  pieni.  $R_L$ :n pienetessä myös  $V_L$  pienenee, mutta  $I_L$  kasvaa, kuten kuvassa 8 näkyy.

Kuvassa 8 kuormajännitteen kuvaaja laskee virran funktiona. Jos kuvaa tutkii tarkasti, voisi taitoskohdan nähdä kohdassa  $I_L = 14\text{mA}$ , jossa siis käyrä näyttäisi hieman jyrkis-



Kuva 8: Kuvan 7 kytkennän vakavointikäyrä, kuormajännite  $V_L = V_{out}$  on kuormavirran  $I_L$  funktiona.

tyvän. Taitoskohta ei kuitenkaan ole ilmiselvää. Mutta tässä kohtaa kuormajännite alkaa pienentyä nopeammin, joten tulkitsemme tämän kohdan kuvaajassa kuormitusvirran maksimiarvoksi, jonka jälkeen vakavointi ei enää toimi. Kuormitusvirtaa rajoittaa tässä kytkennässä potentiometrin resistanssi.

Nyt lasken resistanssialueen  $? < R_L < ?$ , jossa zener-diodi ei hajoa. Oletan, että  $V_S = 30V$  on vakio,  $V_L = 4,5V$  on maksimissaan,  $I_Z > 5mA$  ja  $R_D = 0$ . Koska tässä komponenttien arvot ovat samat kuin kuvassa 5, niin  $P = V_L \cdot I_Z < 0,500W \Rightarrow I_Z < \frac{1}{9}A$ .

Tulovirta on  $I_S = I_Z + I_L = I_Z + \frac{V_L}{R_L}$ , eli  $V_S = I_S \cdot R_S + V_L = (I_Z + \frac{V_L}{R_L}) \cdot R_S + V_L$ . Kerrotaan yhtälö puolittain kuormavastuksella

$$V_S \cdot R_L = (R_L \cdot I_L + V_L)R_S + V_L \cdot R_L \quad (17)$$

$$\Rightarrow R_L = \frac{-V_L \cdot R_S}{I_Z \cdot R_S + V_L - V_S}. \quad (18)$$

Lopulta saatuun kuormajännitteen yhtälöön sijoitetaan kuormavirran minimiarvo  $I_Z = 0,500A$  ja maksimiarvo  $I_Z = \frac{1}{9}A$ , niin saadaan

$$R_L(I_Z = 0,500A) = \frac{30 \cdot 317}{\frac{1}{9} \cdot 317 + 4.5 - 30} \Omega \approx 71,5 \Omega \quad (19)$$

$$R_L(I_Z = \frac{1}{9}A) = \frac{30 \cdot 317}{0,500 \cdot 317 + 4.5 - 30} \Omega \approx 978,7 \Omega. \quad (20)$$

Eli kuormavastuksen on oltava välillä  $71,5 \Omega < R_L < 978,7 \Omega$ .

### 4.2.3 Regulaattorien ominaisuuksia

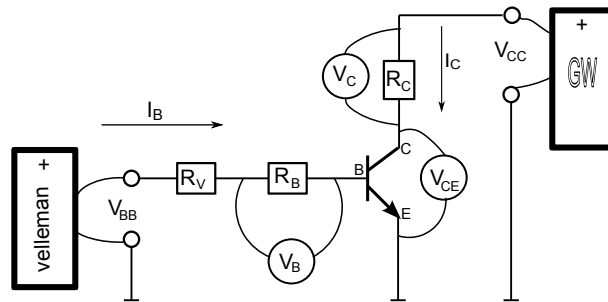
Jännitteen vakavoinnissa käytetään yleensä LM140/340/7800 -tyyppisiä kolmen terminaalien regulaattoreita. Ne pyrkivät estämään laitteiden hajoamisen toimimalla sisäisen

virran rajoittajina ja termisenä sulkijana.[2]

Regulaattorit voidaan jakaa kahteen pääluokkaan: lineaarisiin ja hakkuriregulaattoreihin. Lineaarinen regulaattori on yksinkertaisempi ja sen vakavointi toimii aiheuttamalla transistorilla sopivan jännitehäviön. Hakkuriregulaattori pystyy säätämään lähtöjännitteen keskiarvoa kytkemällä tulojännitettä päälle ja pois käyttämällä kelaa. Lineaarinen regulaattori on häiriöttömämpi, mutta se voi aiheuttaa suuren tehohukan. Hakkuriregulaattorilla voidaan kontrolloida jännitettä monipuolisemmin ja sen tehohäviö on pieni, mutta sille on tyypillistä aiheuttaa häiriöjännite.

Regulaattoreita voidaan luokitella myös lähtöjännitteen, lämpötilakestävyyden ja pakkauksen mukaan. Kaikilla malleilla LM140/340/7800 on mahdollista lähtöjännite 5V, 12V ja 15V, lisäksi LM7800-mallilla on myös jännite 8V. Pakkauksen malli määrää regulaattorin koon ja pinnien määrän. Regulaattoria LM140 on saatavilla vain TO-3 -pakkauksella ja LM7800 TO-220 -pakkauksella, mutta LM340-mallia voi saada usealla eri pakkaustyyppillä: TO-3, TO-220, SOT-223 ja TO-263.

### 4.3 Bipolaaritransistori

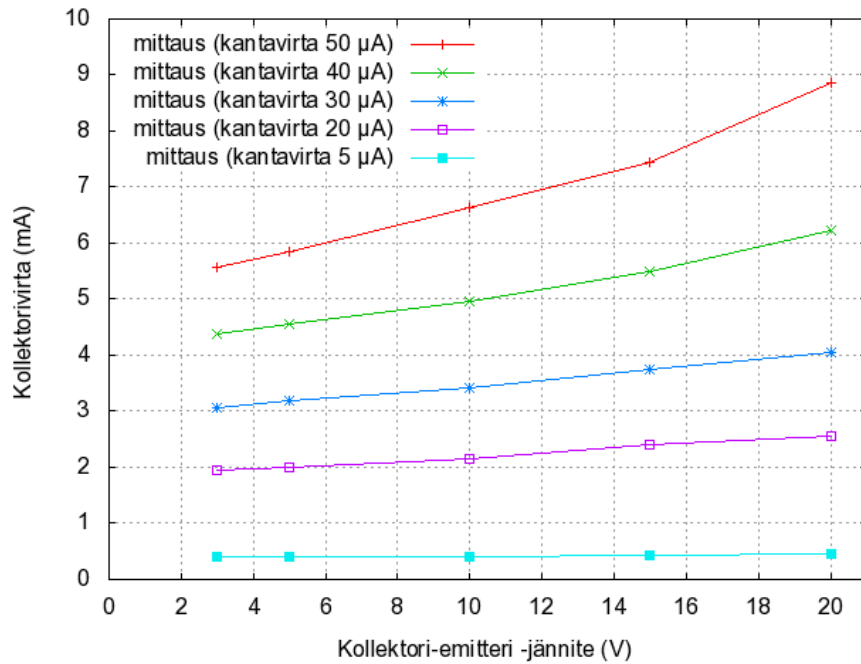


Kuva 9: Bipolaaritransistorikytkentä, jossa vastukset  $R_V = 99000\Omega$ ,  $R_C = 11,2\Omega$  ja  $R_B = 998\Omega$ .

Tein bipolaaritransistorimittaukset kuvan 9 kaltaisella kytkennällä, jossa mittasin kantajännitettä  $V_B$ , kollektorijännitettä  $V_C$  sekä kollektori-emitteri-jännitettä  $V_{CE}$ . Kantavirtaa  $I_B$  ja kollektorivirtaa  $I_C$  en mitannut suoraa yleismittarilla, vaan määritän virrat mittaamieni jännitteiden ja vastuksien avulla  $I_B = \frac{V_B}{R_B}$  ja  $I_C = \frac{V_C}{R_C}$ . Mittasin jännitteiden  $V_C$  ja  $V_{CE}$  arvoja viidellä eri kantavirralla  $I_B$ . Suuremmilla virran  $I_B$  ja jännitteen  $V_{CE}$  arvoilla jännitelukema  $V_C$  kasvoi ”itsestään”, mikä johtunee transistorin lämpenemisestä. Mittaukset piti siis tehdä ripeästi, mutta  $V_C$ :n liian suuri arvo on voinut vääristää tuloksia.

Kuvassa 10 olen piirtänyt gnuplotilla transistorille ominaiskäyrät, pysty akseli on virta  $I_C$  ja vaaka-akseli jännite  $V_{CE}$ . Kutakin käyrää vastaa eri kantavirta. Transistorin lämpenemisestä johtuen  $I_C$ :n arvot voivat olla liian suuria ja todellisuudessa ominaiskäyrien pitäisi ehkä olla kuvassa hieman alempana.

Transistorin staattinen vahvistus  $\beta$  on määritettävissä kuvan 10 ominaiskäyrästä käyttämällä yhtälöä 5, jonka mukaan  $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ . Kun  $V_{CE} = 10V$  ja  $I_C = 20mA$ , niin valmistajan ilmoittama vahvistus on  $\beta = 75$ [1]. Vahvistukselle ei kuitenkaan voi kuvan 10 käyrästä määrätä kokeellista arvoa, sillä korkeinkin käyrä ylettyy vain arvoon  $I_C = 6,7mA$ , kun  $V_{CE} = 10V$ . Tässä pisteessä staattinen vahvistus on  $\beta = \frac{6,7mA}{0,050mA} = 134$ .



Kuva 10: Kuvan 9 kytkennän avulla mitatut bipolaaritransistorin ominaiskäyrät kollektorivirta kollektori-emitteri -jännitteen funktiona viidellä eri kantavirralla

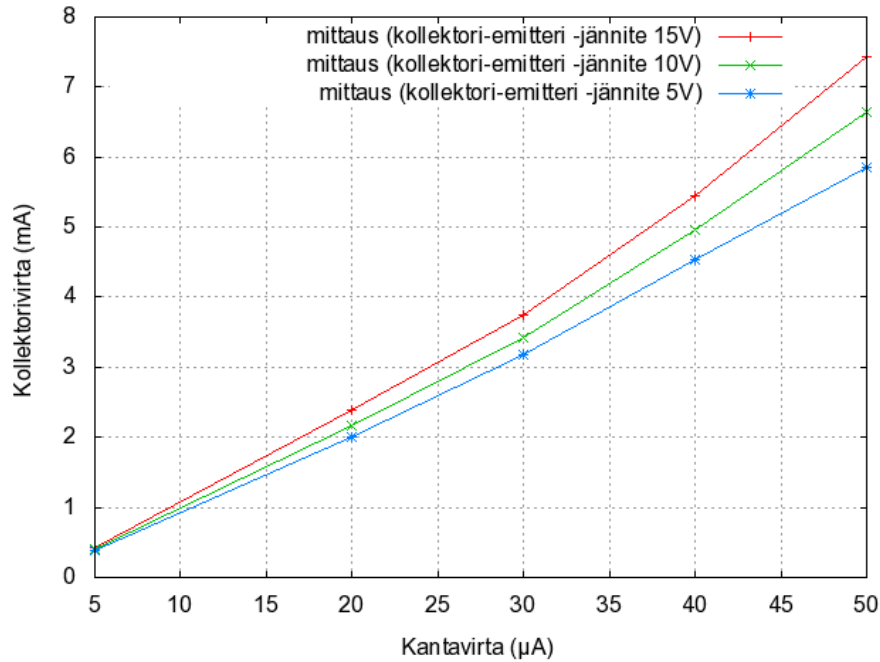
Muita h-parametreja ovat  $h_{re} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}$ ,  $h_{oe} = \frac{\partial i_C}{\partial V_{CE}}$  ja  $h_{ie} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_B}$ . Parametri  $h_{oe}$  voidaan selvästi katsoa kuvan 10 ominaiskäyrien derivaatoista. Mutta parametreja  $h_{ie}$  ja  $h_{re}$  ei voida määrittää suoraan käyristä, sillä kumpikin sisältää kanta-emitteri -jännitteen termin  $V_{BE}$ , jota ei kuvajissa ole määritetty.

Kuvassa 11 on piirin vastetta kuvaavat siirtofunktiot, jotka ilmaisevat kollektorivirran kantavirran funktiona. Käyriä on kolme ja kutakin vastaa eri  $V_{CE}$ :n arvo.

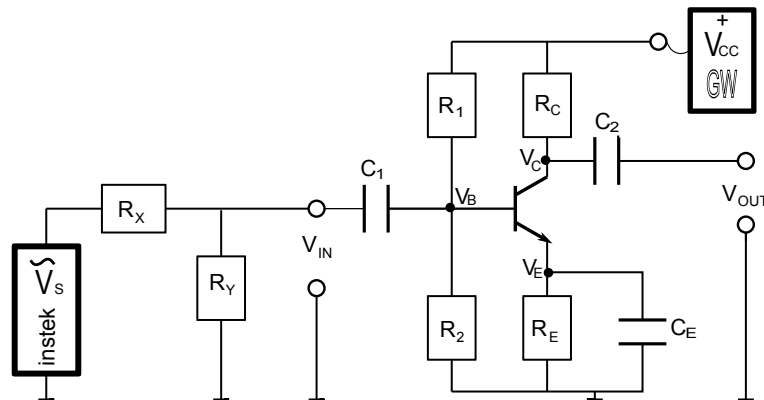
Bipolaaritransistorin (BJT) ominaiskäyrästä muistuttaa paljon FET-tyyppisten transistorien ominaiskäyriä, mutta niiden toiminnot kuitenkin ovat eroavaiset. BJT ottaa sisäänsä syöttövirtaa ja muuntaa sen ulostulovirraksi, syöttö- ja ulostulosignaalin suhde on lineaarinen. Sen sijaan FET ei tarvitse syöttövirtaa, vaan se muuntaa syöttöjännitteen ulostulovirraksi. FET:n syöttö- ja ulostulosignaalin suhde on suurilla voimakkuuksilla epälineaarinen.[3] BJT:n sisällä virtaa kuljettavat sekä elektronit että aukot, kun taas FET:n tapauksessa virrankuljettajana toimii joko elektronit tai aukot.

#### 4.4 Yhteisemitterivahvistin

Aloitin yleisemitterivahvistinmittaukset kuvan 12 kaltaisella kytkennällä, jossa käytin samaa bipolaaritransistoria kuin aiemmassa mittauksessa. Ihan aluksi asetin  $V_{cc} = 20V$  ja  $V_S = 0$ . Sitten mittasin jännitteet  $V_C = 12,3V$ ,  $V_B = 3,04V$  ja  $V_E = 2,3V$ . Jännitteen virhe on  $0,5\% + 1$  digit, joten voidaan merkitä mitatut jännitteet virheineen  $V_C = (12,3 \pm 0,2)V$ ,  $V_B = (3,04 \pm 0,03)V$  ja  $V_E = (2,3 \pm 0,2)V$ . Mitattu lepovirta voidaan määrittää kollektorijännitteen ja vastuksen suhteena  $I_{QC} = \frac{20V - 12,3V}{2610\Omega} \approx 2,95mA$ .



Kuva 11: Siirtokäyrä, eli kollektorivirta  $I_C$  kantavirran  $I_B$  funktiona



Kuva 12: Yleisemitterikytkentä, jossa vastukset  $R_1 = 11,9k\Omega$ ,  $R_2 = 2,15k\Omega$ ,  $R_C = 2,61k\Omega$ ,  $R_E = 809\Omega$ ,  $R_X = 10,3\Omega$  ja  $R_Y = 99,4\Omega$ .

#### 4.4.1 Teoreettiset jännitteet ja lepovirta

Seuraavaksi lasken teoreettiset arvot mitatuille jännitteille. Oletan nyt, että  $V_{CC} = 20V$  ja valmistajan ilmoittama teoreettinen vahvistus  $\beta = \frac{I_C}{I_B} = 75$  pätee, kun  $V_{CE} = 10V$ .

Piirissä virrat voidaan ilmaista muodossa  $I_C + I_B = I_E$ . Ja huomioiden staattinen vahvistus, voidaan virrat ilmaista kantavirran avulla:  $I_C = \beta I_B$  ja  $I_E = (1 + \beta)I_B$ .

Jännitelähteen jännitteen ”kuluminen” ilmaistaan  $V_{CC} - I_C \cdot R_C - V_{CE} - I_E \cdot R_E = 0$ , johon sijoitan edellä lasketut virrat ja lasken kantavirran

$$0 = V_{CC} - \beta I_B \cdot R_C - V_{CE} - (1 + \beta)I_B \cdot R_E \quad (21)$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{\beta R_C + (1 + \beta)R_E} \quad (22)$$

$$= \frac{20V - 10V}{75 \cdot 2610\Omega + (1 + 75)809\Omega} \approx 0,038875mA. \quad (23)$$

Sitten lasken lepovirran  $I_{QC} = I_C = \beta I_B \approx 2,916\text{mA}$  ja emitterivirran  $I_E = (1 + \beta)I_B = 2,955\text{mA}$ . Kollektorivirran avulla saadan helposti määritettyä kollektorijännite

$$V_C = V_{CC} - I_C \cdot R_C = 20\text{V} - 2,916\text{mA} \cdot 2610\Omega \approx 12,39\text{V} \quad (24)$$

ja vastaavasti emitterivirran avulla emitterijännite

$$V_E = I_E \cdot R_E = 2,955\text{mA} \cdot 809\Omega \approx 2,4\text{V}. \quad (25)$$

Vastuksen  $R_1$  läpi kulkee virta  $I_1$  ja vastuksen  $R_2$  virta  $I_2$ . Tiedetään, että myös piirin vasemmalla puolella jännite  $V_{CC}$  "kuluu pois", eli merkitään

$$0 = V_{CC} - I_1 \cdot R_1 - I_2 \cdot R_2 \quad (26)$$

$$\Rightarrow I_1 = \frac{V_{CC} - I_2 \cdot R_2}{R_1}. \quad (27)$$

Koska virta  $I_1$  jakaantuu virraksi  $I_B$  ja  $I_2$ , niin voidaan merkitä  $I_1 = I_B + I_2$ , mistä seuraa

$$\frac{V_{CC} - I_2 \cdot R_2}{R_1} = I_B + I_2 \quad (28)$$

$$\Rightarrow I_2 = \frac{V_{CC} - I_B \cdot R_1}{R_1 + R_2} = \frac{20\text{V} - 0,0389\text{mA} \cdot 11900\Omega}{11900\Omega + 2150\Omega} \approx 1,391\text{mA}. \quad (29)$$

Sijoitetaan tulos kantajännitteen yhtälöön  $V_B = I_2 \cdot R_2 = 1,391\text{mA} \cdot 2150\Omega \approx 3,0\text{V}$ .

Teoreettiset ja mitatut jännitteet sekä lepovirta ovat alla olevassa taulukossa.

	Teor.	Mit.
$V_B$ (V)	3,0	3,04
$V_C$ (V)	13,7	12,3
$V_E$ (V)	2,4	2,3
$I_{QC}$ (mA)	2,92	2,95

#### 4.4.2 Kuormitussuorat

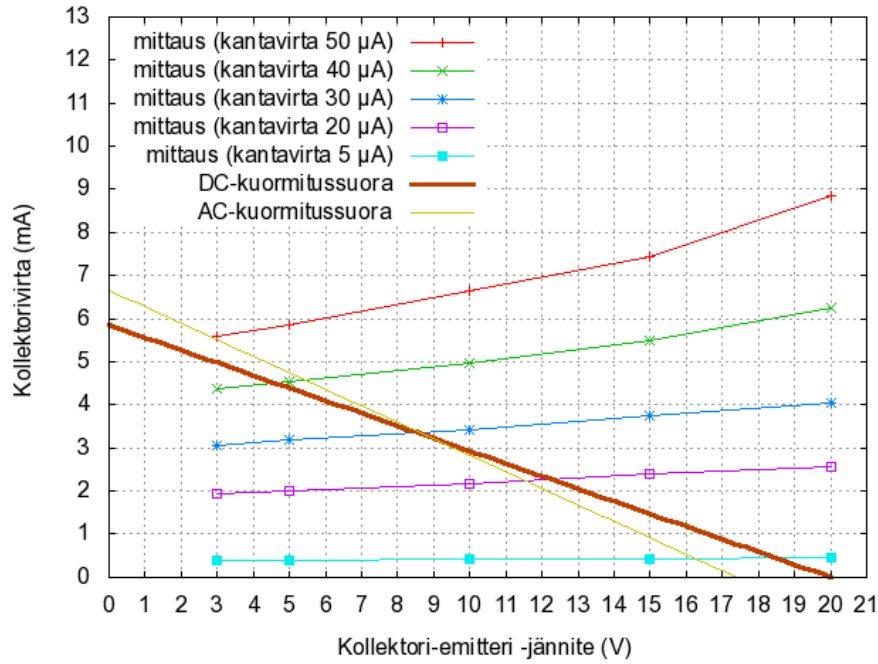
DC-kuormitussuora ( $V_S = 0$ ) voidaan määrittää yhtälöllä 6  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} - \frac{V_{CE}}{R_C + R_E}$ , johon sijoittamalla arvot  $V_{CC} = 20\text{V}$  ja  $V_{CE} = 0$  saan laskettua pisteen, jossa kuormitussuora  $I_C(V_{CE})$ -koordinaatistossa leikkaa pystyakselin

$$I_C = \frac{20\text{V}}{2610\Omega + 809\Omega} \approx 5,85\text{mA}. \quad (30)$$

Vaaka-akselin leikkauspiste on  $V_{CE} = V_{CC} = 20\text{V}$ .

AC-tapauksessa kuormitussuoran on lävistettävä DC-kuormitussuora optimaalisessa toimintapisteessä, joka on valittava keskeltä AC-kuormitussuoraa.[6] Valitsen pisteen, jossa ominaiskäyrä  $I_B = 30\mu\text{A}$  ja DC-kuormitussuora kohtaavat ( $V_{CE} = 8,5\text{V}$  ja  $I_C = 3,4\text{mA}$ ). AC-tapauksessa yhtälö 7 ilmaisee jännitemuunnoksen virranmuunnoksen suhteena  $\Delta V_{CE} = -\Delta I_C R_C$  ja se voidaan esittää myös muodossa  $\Delta I_C = \frac{-\Delta V_{CE}}{R_C}$ . Toisin sanoen kuormitussuoran kulmakerroin on  $\frac{-1}{R_C} = \frac{-1}{2610\Omega}$ . Kuormitussuora voidaan siis kirjoittaa

$$I_C = Y - \frac{V_{CE}}{2160\Omega}, \quad (31)$$



Kuva 13: Biploaaritransistorin ominaiskäyrät sekä DC- ja AC-kuormitussuora

missä  $Y$  on vakio, joka ilmaisee pisteen, jossa suora leikkaa pystyakselin. Nyt siis tiedetään yksi piste, jonka kautta suora kulkee. Siten voidaan laskea arvo tuntemattomalle termille  $Y$  ja kuormitussuorayhtälön loppullinen muoto sijoittamalla kuormitussuoran yhtälöön  $V_{CE} = 8,5\text{V}$  ja  $I_C = 3,4\text{mA}$

$$3,3\text{mA} = Y - \frac{8,5\text{V}}{2610\Omega} \quad (32)$$

$$\Rightarrow Y = 3,3\text{mA} + \frac{8,5\text{V}}{2610\Omega} \quad (33)$$

$$\Rightarrow I_C = 3,3\text{mA} + \frac{8,5\text{V}}{2610\Omega} - \frac{V_{CE}}{2610\Omega}. \quad (34)$$

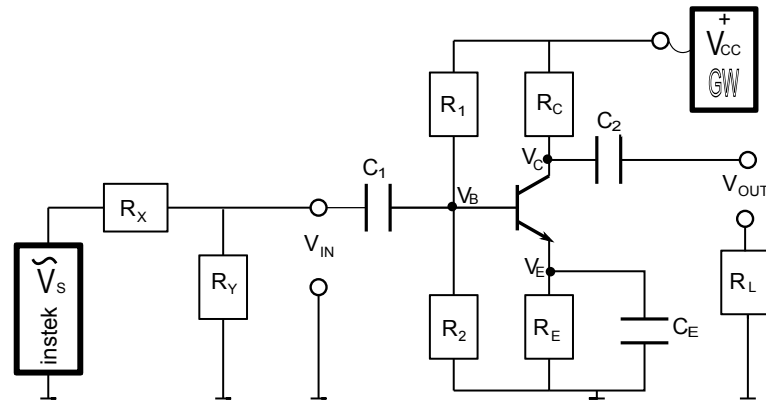
Kuvassa 13 on piirrettyä paksummalla viivalla DC- ja ohuemmalla viivalla AC-kuormitussuora.

#### 4.4.3 Taajuusvaste

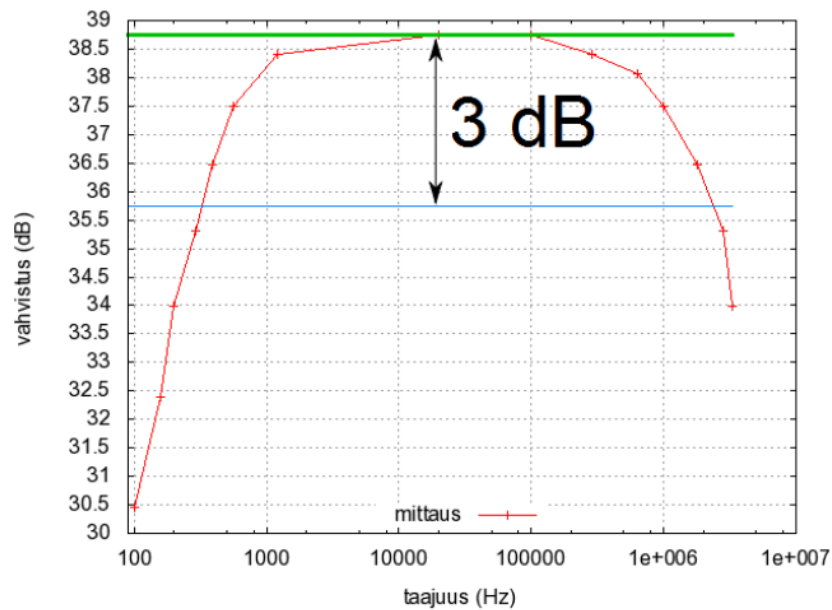
Kuvan 14 kytkennällä mittasin sisääntulojännitteen ( $V_{in,pp} = 60\text{mV}$ ) taajuutta  $f$  ja sitä vastaavaa ulostulojännitteen amplitudia  $V_{out}$ . Piiriin on siis lisätty vastus  $R_L = 990\Omega$ , jota ei ensimmäisessä mittauksessa ollut.

Kuvaan 15 on piirretty mittaustuloksista vahvistus  $A$  desibeleinä taajuuden  $f$  funktiona. AC-jännitevahvistus  $A_{max} = 38,75\text{dB}$  saavutetaan, kun  $V_{out} = 5,2\text{V}$ . Taajuusvastekäyrässä on kaksi pistettä, joissa vahvistus on  $35,75\text{dB}$  eli  $3\text{dB}$  maksimivahvistusta pienempi. Nämä taajuudet ovat ala- ja ylärajataajuudet, jotka voidaan määrittää kuvan alemman vaakasuorakäyrän ja mittauskäyrän leikkauspisteistä  $f_{ala} \approx 300\text{Hz}$  ja  $f_{yla} \approx 2000000\text{Hz}$ .





Kuva 14: Bipolaaritransistorikytkentä, jossa sisääntulojännitteen piikistä piikkiin -amplitudi oli vakio  $V_{in,pp} = 60\text{mV}$



Kuva 15: Taajuusvastekuvaaja, jossa vahvistus  $20 \cdot \log\left(\frac{V_{out}}{V_{in}}\right)\text{dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out}}{0,060\text{V}}\right)\text{dB}$  on esitetty taajuuden funktiona. Vaakasuorien viivojen (38,75dB ja 35,75dB) välille jää ne mittauspisteet, joissa vahvistus on korkeintaan 3dB maksimivahvistusta pienempi.

#### 4.4.4 Teoreettiset jännite- ja virtavahvistukset

Virta  $I_{QC} = I_C = \frac{V_{CC} - V_C}{R_C}$  saa suurimmat arvonsa vahvistuksen ollessa maksimissaan, jolloin  $V_C = 5,2\text{V}$ . Tästä seuraa, että  $I_{QC} = \frac{20\text{V} - 5,2\text{V}}{2610\Omega} \approx 5,67\text{mA}$ . Valmistajan ilmoittamia  $h_{fe}$  ja  $h_{ie}$  arvoja ovat

$$h_{fe} = 35 \quad (I_C = 0,1\text{mA})$$

$$h_{fe} = 50 \quad (I_C = 1,0\text{mA})$$

$$h_{fe} = 75 \quad (I_C = 10\text{mA})$$

$$h_{ie} = 2,0 \dots 8,0 \quad (I_C = 1,0\text{mA})$$

$$h_{ie} = 0,25 \dots 1,25 \quad (I_C = 10\text{mA}),$$

joten arvioin nyt  $h_{fe} = 60$  ja  $h_{ie} = 0,6$ , joita käyttäen voidaan teoreettiset jännite- ja virtavahvistukset voidaan laskea yhtälöistä.

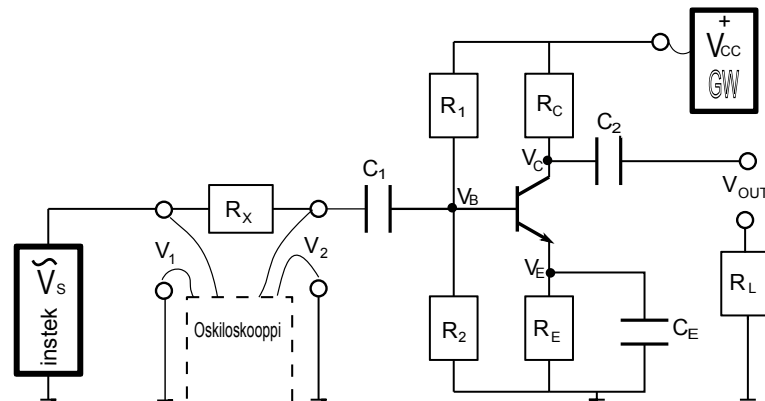
$$A_V = \frac{-h_{fe}R_C R_L}{h_{ie}(R_C + R_L)} = \frac{-60 \cdot 2610\Omega \cdot 990\Omega}{0,6(2610\Omega + 990\Omega)} \approx -72000 \quad (35)$$

$$A_I = h_{fe} \frac{R_B}{h_{ie} + R_B} \frac{R_C}{(R_C + R_L)} = \frac{h_{fe}}{\frac{h_{ie}}{R_B} + 1} \frac{R_C}{(R_C + R_L)}$$

$$= \frac{60}{\frac{60 \cdot (R_1 + R_2)}{R_1 R_2} + 1} \frac{2610\Omega}{2610\Omega + 990\Omega} \approx 42. \quad (36)$$

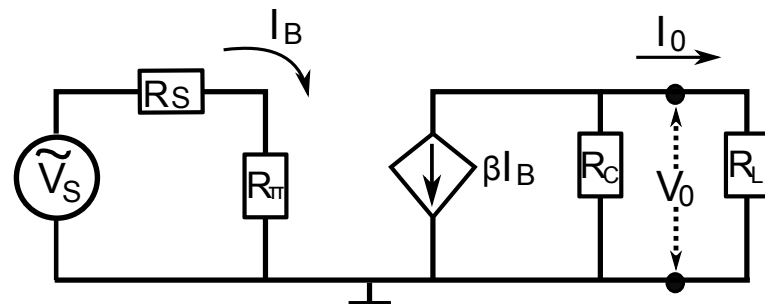
#### 4.4.5 Piensignaalinmalli

Mittasin kokeellisesti anto- ja ottoresistanssin. Aloitin mittaukset ilman kuormaa  $R_L = 0$ , säädin sisääntulojännitteen taajuudeksi 5000Hz ja mittasin lähtöjännitteen  $V_{out} = 17V$  oskilloskoopilla. Asetin potentiometrin  $R_L$  takaisin piiriin ja säädin sitä, kunnes lähtöjännite puolittui  $V_{out} = 8,5V$ , jolloin antoresistanssi on sama kuin potentiometrin resistanssi  $R_L = R_0 = 2550\Omega$ .



Kuva 16: Ottoresistanssia mittaava kytkentä, jossa mitataan jännitteitä  $V_1$  ja  $V_2$  oskilloskoopilla.

Seuraavaksi siirsin potentiometrin vastuksen  $R_X$  tilalle, poistin  $R_Y$ :n ja sijoitin ulostuloon takaisin alkuperäisin kuormavastuksen  $R_L = 990\Omega$ . Ottoresistanssin määrittäminen tehtiin kuvan 16 kaltaisella kytkennällä, jossa mitattiin jännitteitä  $V_1$  ja  $V_2$  oskilloskoopilla. Säädin potentiometriä  $R_X$ , kunnes  $V_2 = \frac{1}{2}V_1$  ja mittasin potentiometrin resistanssin, joka on sama kuin ottoresistanssi  $R_X = R_i = 1424\Omega$ .



Kuva 17: Piensignaalinmalli yhteisemitterivahvistimesta

Jos piirin komponentin vaste on lineaarinen, kyseessä on piensignaali. Emitterivahvistimen piensignaalinmalli on piirretty kuvassa 17.

Käyrän otto- ja antoresistanssien laskemiseen kappaleessa 4.4.1 laskettuja teoreettisia arvoja. Ottoresistanssi  $R_i = \frac{V_{in}}{I_{in}}$  on sisään tulevan jännitteen suhde sisään tulevaan virtaan ja tässä tapauksessa se voidaan esittää myös muodossa  $R_i = \frac{V_S}{I_B} = \frac{60\text{mV}}{0,039\text{mA}} \approx 1538\Omega$ . Vastaavasti antoresistanssi on  $R_0 = \frac{V_{out}}{I_{out}} = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V_{CE}}{I_C} = \frac{10\text{V}}{2,92\text{mA}} \approx 3436\Omega$ . Teoreettiset ja mitatut anto- ja ottoresistanssit ovat alla olevassa taulukossa.

	Teor.	Mit.
$R_i (\Omega)$	1538	1424
$R_0 (\Omega)$	3436	2550

## 5 Johtopäätökset

Zener-diodin ominaiskäyrän mittauskytkennässä sain järkevännäköisen ominaiskäyrän, vaikka käyrästä määritetty zener-jännite  $V_{Ze} = 4,5\text{V}$  hieman erosi 0,6V valmistajan ilmoittamasta arvosta  $V_{Ze} = 5,1\text{V}$ . Ero saattoi kuitenkin johtua silmämääräisesti määrittämisen hankaluudesta.

Zener-diodin sisältävän vakavointikytkennän avulla määrättiin kokeellinen vakavointikäyrä  $V_{out}(V_S)$ , jonka perusteella vakavointi alkaa, kun tulojännite saavuttaa arvon  $V_S = 9\text{V}$ , jolloin lähdejännite  $V_{out}$  on suunnilleen saman verran kuin zener-jännite. Tämä on ymmärrettävää, sillä diodin yli olevan jännitteen ollessa alle zener-jännitteen diodi ei johda, jolloin sen napojen välille syntyy jännite. Laskennallisesti jännitevakavointi toimii, kun tulojännite on välillä 8,9V ja 43,8V, eli laskennallinen minimijännite on vain hieman pienempi kuin kokeellinen minimijännite 9V. Toisessa vakavointikytkentämittauksessa kuormitusvirran maksimiarvo on noin  $I_L = 14\text{mA}$ , jonka jälkeen vakavointi ei enää toimi. Tämän kytkennän laskennallisesti määrätty kuormitusresistanssi on oltava välillä 71,5 $\Omega$  ja 978,7 $\Omega$ .

Bipolaaritransistorille mitaamani ominaiskäyrät ovat hiljalleen nousevia käyriä, kuten on odotettavaakin. Käyristä en voinut määrittää staattista vahvistusta  $\beta$  kohdassa  $V_{CE} = 10\text{V}$   $I_C = 10\text{mA}$ , jonka teoreettinen arvo on  $\beta = 75$ . Mutta kohdassa  $V_{CE} = 10\text{V}$   $I_C = 6,7\text{mA}$  määritin ominaiskäyrästä  $\beta = 134$ .

Yhteisemitterivahvistinkytkennälle laskin sekä teoreettiset että kokeelliset arvot transistorin jännitteille  $V_C$ ,  $V_B$  ja  $V_E$  sekä virralle  $I_{QC}$ . Kaikille muille suureille mitatun ja teoreettisen arvon erotus oli vain muutamia prosentteja, paitsikollektorijännitteen  $V_C$ , jonka mitattu arvo erosi kymmenisen prosenttia teoreettista arvoa pienempi, mikä voi johtua siitä, että GW-jännitelähteen jännite oli mittauksen aikana pienentynyt. Eli kokonaisuuden kannalta teoreettiset ja mitatut arvot vastasivat kohtalaisen hyvin toisiaan.

Yleisemitterin suurin mitattu AC-jännitevahvistus on  $A_V = 38,75\text{dB}$ . Piirin sekä mitattu anto- ja ottoresistanssi ovat kummatkin teoreettisia arvoja pienemmät. Antoresistanssissa erotus on hieman yli 7%, kun taas ottoresistanssissa erotus on yli 25%. Voi olla, että tässäkin tapauksessa sisääntulojännite  $V_{in}$  oli pienentynyt, minkä seurauksena ulostulojännitekin on pienempi.

## Liitteet

Liite 1. Mittauspöytäkirja

Liite 2. Mittausdata

Liite 3. gnuplot-koodit

## Viitteet

- [1] 2n2222 2n2222a, npn switching transistors. [http://61.222.192.61/mccsemi/up\\_pdf/2N2222,2N2222A\(TO-18\).pdf](http://61.222.192.61/mccsemi/up_pdf/2N2222,2N2222A(TO-18).pdf).
- [2] Lm140/lm340a/lm340/lm7800c. <http://ecee.colorado.edu/~mcclure1/lm7800c.pdf>.
- [3] O. Bishop. *Electronics: A First Course*. Newnes, 2006. ISBN 9780750669603. 96 pp.
- [4] L. T. Harrison. *Current sources & voltage references*. 2005. ISBN 9780750677523. 364 pp.
- [5] A. K. Sharma. *Semiconductor Electronics*. New Age International, 2001. ISBN 9788122408027. 55 pp.
- [6] R. Smith. *Electronics: Circuits and devices*. Wiley & Sons, 1976. ISBN 0471053449. 341 pp.
- [7] U.A.Bakshi and A.P.Godse. *Elements Of Electronics Engineering*. Technical Publications, 2008. ISBN 9788184312928. 42 pp.