Tampereen yliopisto

Pekka Räisänen

18 MHz AM-LÄHETINPIIRIN TESTAUS JA KEHITTÄMINEN

Kandidaatintyö
Informaatioteknologian ja viestinnän tiedekunta
Tarkastaja: Jari Kangas
Joulukuu 2025

TIIVISTELMÄ

Pekka Räisänen: 18 MHz AM-lähetinpiirin testaus ja kehittäminen
Kandidaatintutkielma
Tampereen yliopisto
Tieto- ja sähkötekniikan tutkinto-ohjelma, Sähkötekniikka
Joulukuu 2025

Tässä työssä testataan ja kehitetään Tampereen yliopiston kurssilla COMM.RF.200 Johdatus RF-elektroniikkaan käytettyä 18 MHz:n AM-radiolähetintä. Työn tavoitteena on tarkastella radiolähettimen toimintaa sekä kehittää lähetinpiiriä.

Työ alkaa lähetinpiirin päälohkojen sekä amplitudimodulaation esittelemisellä. Radiolähettimen päälohkoja ovat audiovahvistin, oskillaattori sekä modulaattori. Audiovahvistin vahvistaa mikrofonin tuottamaa audiosignaalia, oskillaattori tuottaa kantoaallon ja modulaattori moduloi kyseisen kantoaallon audiosignaalin avulla. Lohkojen esittelyn jälkeen työssä käydään läpi niiden toiminnan teoriaa sekä komponenttien mitoitusta laskujen avulla. Työn pääosion muodostavat mittaukset ja mallinnus piirisimulaattorilla. Kyseisessä osiossa lähettimen lohkojen toimintaa simuloitiin ja mitattiin sekä verrattiin teoreettisiin tuloksiin. Mittaus- ja simulointitulosten perusteella lähettimeen tehtiin muutoksia, joiden vaikutusta verrattiin alkuperäisen lähettimen ominaisuuksiin.

Audiovahvistinlohkoa parannettiin kasvattamalla vahvistimen jännitevahvistusta samalla vähentämällä harmonista kokonaissäröä. Audiovahvistimen suurempi jännitevahvistus mahdollistaa kantoaallon syvemmän moduloinnin ja parantaa siten lähetetyn signaalin laatua. Oskillaattorilohkoa muuttamalla sen tuottama kantoaalto saatiin muistuttamaan enemmän siniaaltoa ja samalla lohkon virrankulutusta saatiin vähennettyä. Lähettimeen tehdyt muutokset olivat onnistuneita, mutta lähetintä on mahdollista jatkokehittää pidemmälle.

Avainsanat: radio, AM, amplitudimodulaatio, elektroniikka

Tämän julkaisun alkuperäisyys on tarkastettu Turnitin Originality Check -ohjelmalla.

TEKOÄLYN KÄYTTÖ OPINNÄYTTEESSÄ

Opinnäytteessäni on käytetty tekoälysovelluksia:

☐ Ei
☒ Kyllä

Ilmoitukseni mukaan olen käyttänyt opinnäytteessäni tutkielmaprosessin aikana seuraavia tekoälysovelluksia: ChatGPT

Tekoälysovellusten nimet ja versiot: GPT-5

Käyttötarkoitus: Tekoälysovellusta käytettiin luomaan MATLAB-koodi, jolla piirrettiin havainnekuva amplitudimodulaatiosta.

Osiot, joissa tekoälyä on käytetty: 2.1 Amplitudimodulaatio

Olen tietoinen siitä, että olen täysin vastuussa koko opinnäytteeni sisällöstä, mukaan lukien osat, joissa on hyödynnetty tekoälyä, ja hyväksyn vastuun mahdollisista eettisten ohjeiden rikkomuksista.

SISÄLLYSLUETTELO

1. JOHDANTO 1
2. RADIO JA SEN TOIMINTA 2
2.1 Amplitudimodulaatio 2
2.2 Audiovahvistin 4
2.2.1 Toimintapiste 5
2.2.2 Piensignaalimalli 6
2.2.3 Parannukset 7
2.3 Oskillaattori 8
2.3.1 Toiminnan analyysi 10
2.3.2 Parannukset 14
2.4 Modulaattori 14
2.4.1 Toimintapiste 15
3. MITTAUKSET JA SIMULOINNIT 17
3.1 Audiovahvistin 17
3.1.1 Toimintapiste 17
3.1.2 Syöttöjännitteen vaikutus 18
3.1.3 Taajuusvaste 19
3.1.4 Ulostuloimpedanssi 20
3.1.5 Säröytyminen 21
3.2 Oskillaattori 24
3.2.1 Oskillaattorin käyttäytyminen 24
3.2.2 Parannukset 26
3.3 Modulaattori 29
3.3.1 Syöttöjännitteen vaikutus 30
3.3.2 Taajuusvaste 30
3.3.3 Modulaatio 31
4. YHTEENVETO 34
LÄHTEET 35

LYHENTEET JA MERKINNÄT

AM	eng. amplitude modulation, amplitudimodulaatio
FM	eng. frequency modulation, taajuusmodulaatio
DC	eng. direct current, tasavirta
AC	eng. alternating current, vaihtovirta

A_V	jännitevahvistus
BW	kaistanleveys
h_{fe}	virtavahvistus
g_m	transkonduktanssi
I	virta
I_B	kantavirta
I_C	kollektorivirta
I_E	emitterivirta
R	resistanssi
V	jännite
C	kapasitanssi
L	induktanssi

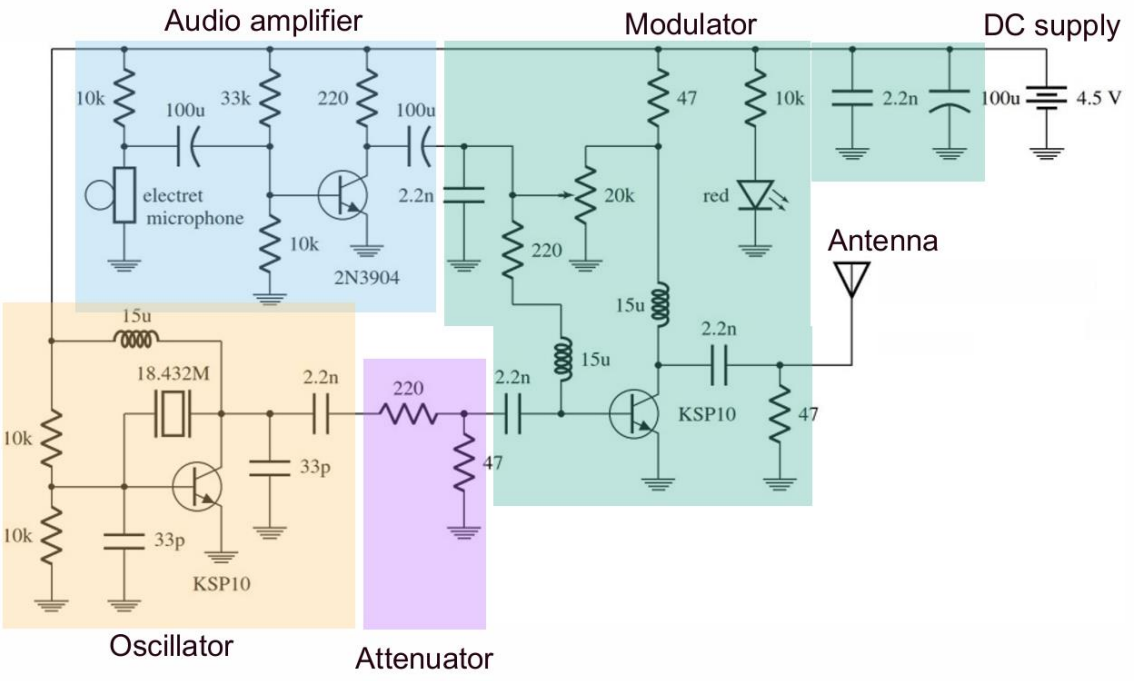
1. JOHDANTO

Nykyaikainen langaton tiedonsiirto perustuu sähkömagneettisen säteilyn hyödyntämiseen, jonka ensimmäinen käytännöllinen käyttökohde oli radio. Radion keksijää ja keksimisajankohtaa ei voida yksiselitteisesti määrittää, mutta useimmiten radion keksijäksi on kutsuttu Guglielmo Marconia, joka haki ensimmäisenä patenttia radiolähetin-vastaanotinjärjestelmälle vuonna 1896 [1]. Ensimmäisillä radiolähettimillä pystyi vain morsettamaan, mutta vuonna 1900 Reginald Fessenden onnistui lähettämään ääntä amplitudimoduloidun signaalin avulla [2]. Amplitudimodulaatio oli merkittävä keksintö radion ja informaation välityksen historiassa, sillä sen avulla ääntä pystyttiin ensimmäistä kertaa siirtämään langattomasti.

Tässä työssä testataan ja kehitetään Tampereen yliopiston kurssilla COMM.RF.200 Johdatus RF-elektroniikkaan käytettyä AM-lähetinpiiriä. Työn tarkoitus on testata radiolähettimen lohkojen toimintaa ja verrata sitä laskuihin sekä simulointeihin. Vaikka AM-radio on nykyään teknisesti vanhentunutta teknologiaa, on sen käyttö opetuksessa silti relevanttia sen muita modulaatiotapoja yksinkertaisemman toteutuksen takia. Radiolähetin on jaettu kolmeen lohkoon, jotka ovat audiovahvistin, oskillaattori ja modulaattori. Työn luvussa 2 käsitellään amplitudimodulaatiota ja lohkojen toimintaa teoriassa. Luvussa 3 tutkitaan rakennetun lähetinpiirin ominaisuuksia mittausten avulla ja verrataan niitä teoriaan sekä simulointeihin.

2. RADIO JA SEN TOIMINTA

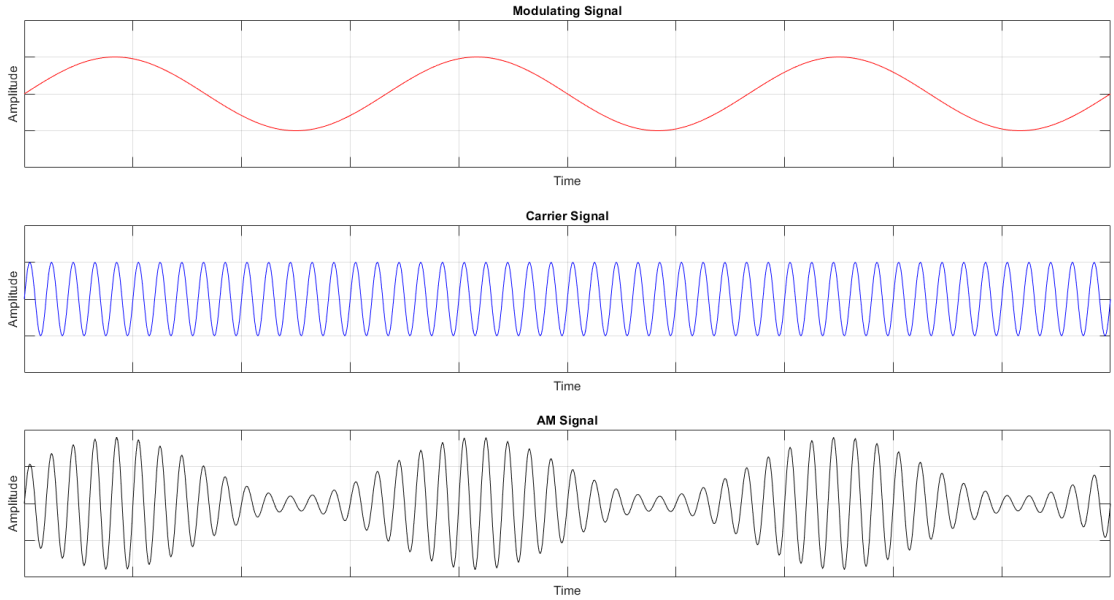
Työssä tutkittava AM-radiolähetin on jaettu kolmeen päälohkoon, jotka ovat audiovahvistin, oskillaattori ja modulaattori. Audiovahvistimen tarkoitus on vahvistaa mikrofonin tuottama signaali tasolle, jolla sitä voidaan hyödyntää modulaatiossa. Oskillaattori puolestaan tuottaa kantoaallon, joka moduloidaan audiosignaalin avulla. Modulaattorilohkossa kantoaalto moduloidaan amplitudimodulaatiota hyödyntäen. Kuvassa 1 on esitetty koko AM-radiolähettinen kytkentäkaavio.



Kuva 1. Radiolähettimen kytkentäkaavio [3]

2.1 Amplitudimodulaatio

Amplitudimodulaatio on analogisen sähkömagneettisen signaalin modulointitapa, jossa signaalin sisältämä informaatio välitetään kantoaallon amplitudin muutoksena [4]. Tasaisen amplitudin ja taajuuden omaavaa kantoaalto moduloidaan, eli sen amplitudia muutetaan moduloivan aallon amplitudin mukaan. Moduloiva aalto sisältää alkuperäisen informaation, esimerkiksi äänen. Amplitudimodulaatio mahdollisti ensimmäistä kertaa historiassa analogisten signaalien lähettämisen langattomasti.



Kuva 2. Havainnekuva amplitudimodulaatiosta.

Kuvassa 2 on havainnollistettu amplitudimodulaation toimintaa. Kuvaan on piirretty kantoaalto, moduloiva aalto sekä moduloitu signaali. Kuvasta nähdään, kuinka moduloitu signaali saavuttaa suurimman amplitudinsa, kun moduloivan signaalin amplitudi on korkeimmillaan.

Amplitudimodulaation matemaattinen esitys sinimuotoisille signaaleille on

$$S(t) = C(t) + m(t)C(t) \tag{1}$$

$$= A_c \cos(2\pi f_c t) + A_c A_m \cos(2\pi f_m t) \cos(2\pi f_c t),$$

missä moduloiva signaali

$$m(t) = A_m \cos(2 * \pi f_m t) \tag{2}$$

ja kantoaalto

$$C(t) = A_c \cos(2\pi f_c t), \tag{3}$$

kun kantoaallon taajuus on huomattavasti suurempi, kuin moduloivan signaalin taajuus.

Matemaattisen esityksen perusteella voidaan todeta, että jos kantoaalto on signaalin vastaanottajan tiedossa, on moduloitu signaali mahdollista purkaa taajuuskomponentteihin.

Amplitudimoduloidun signaalin kaistanleveys BW määräytyy moduloivan signaalin taajuuden mukaan

$$BW = 2f_m, \tag{4}$$

missä f_m on moduloivan signaalin taajuus. Kaistanleveys johtuu siitä, että normaalissa amplitudimodulaatiossa signaaliin muodostuu kaksi sivukaistaa, joista toinen sisältää alkuperäisen informaation ja toinen sen peilikuvan. Kehittyneemmissä AM-lähettimissä lähetetään vain yksi sivukaista tehonkulutuksen ja kaistanleveyden pienentämiseksi [5].

Amplitudimodulaation syvyyttä voidaan kuvata modulaatioindeksillä. Modulaatioindeksi

$$m = \frac{A_m}{A_c} \tag{5}$$

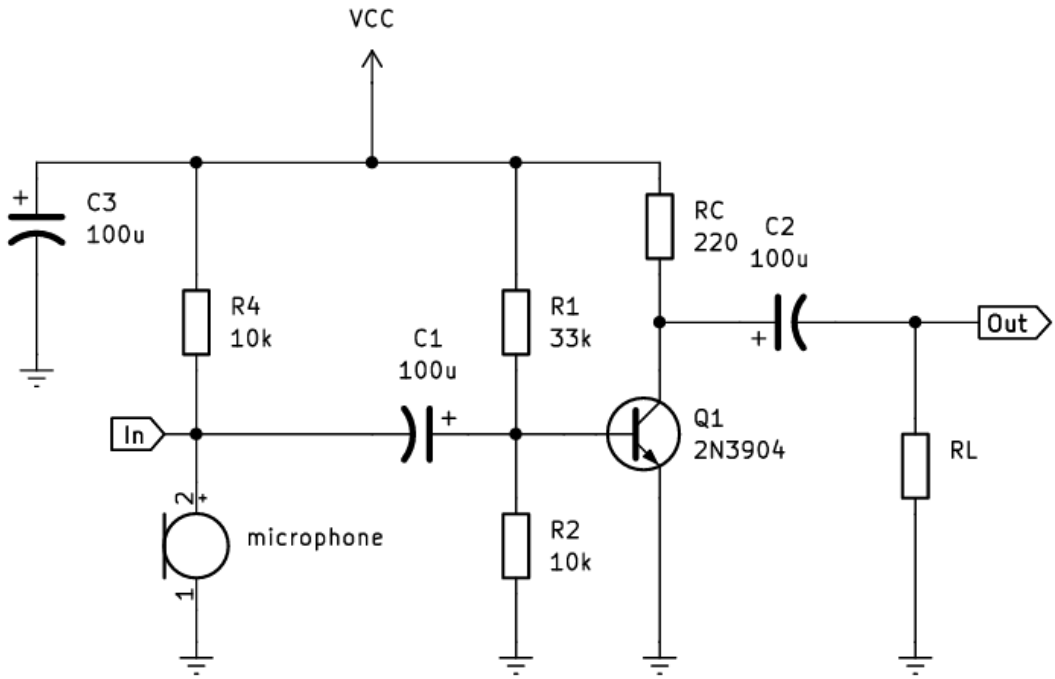
kuvaa moduloivan aallon amplitudia suhteessa kantoaallon amplitudiin [5, s.113]. Jos modulaatioindeksi on suurempi kuin 1, tapahtuu ylimodulaatiota, joka vaikeuttaa signaalin demodulaatiota [6].

Amplitudimoduloitu kantoaalto saadaan demoduloitua esimerkiksi kaistanpäästösuotimen ja verhokäyränilmaisimen avulla [4]. Verhokäyrä puretaan, eli sen kantoaaltokomponentti poistetaan, jolloin jäljelle jää vain alkuperäinen informaatiota sisältänyt signaali.

Radiosignaalin taajuusmodulointi keksittiin vuonna 1933. Taajuusmodulaatiossa kantoaallon amplitudi pysyy koko ajan samana, mutta sen taajuutta muutetaan moduloivan signaalin amplitudin mukaan. FM-radio on pääosin syrjäyttänyt AM-radion, sillä se mahdollistaa paremman äänenlaadun ja on vähemmän herkkä häiriöille.

2.2 Audiovahvistin

Radiolähettimen audiovahvistinlohko koostuu yhdestä yhteisemitterikytketystä transistorista. Mikrofoni tuottaa transistorin kannalle signaalin ja vahvistin vahvistaa sen. Yhteisemitterikytketty vahvistin myös invertoi signaalin, eli lähtösignaalin ja tulosignaalin vaihe-ero on 180°. Vahvistimessa käytetty transistori on 2N3904, joka on yleiskäyttöinen NPN-tyyppinen bipolaaritransistori [7]. Kyseisen vahvistimen tarkoitus on vahvistaa mikrofonin tuottamaa signaalia niin, että sitä voidaan käyttää amplitudimodulaatiossa.



Kuva 3. Audiovahvistimen kytkentäkaavio

Kuvassa 3 on esitetty radiolähettimen audiovahvistinlohkon kytkentäkaavio. Kuvasta nähdään, että mikrofoni syöttää signaalia pisteeseen ”In” ja vahvistimen ulostulo on pisteessä ”Out”. Vastus R_L kuvaa seuraavan lohkon sisäänmenoimpedanssia.

2.2.1 Toimintapiste

Vahvistimen DC-analyysin tarkoitus on selvittää transistorin biasointi- eli toimintapiste. Valmistajan datalehdellä ilmoittama transistorin virtavahvistus on $h_{fe} \approx 150$ [7].

Transistorin kantavirta I_B saadaan selville muodostamalla Theveninin ekvivalenttikytkentä ja laskemalla virta apusuureiden R_B ja V_B avulla [8, s.247–248],

$$R_B = R_1 \parallel R_2, \tag{6}$$

$$V_B \approx V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \tag{7}$$

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}. \tag{8}$$

Transistorin kollektorivirta I_C saadaan laskettua kaavalla

$$I_c = I_b * h_{fe} \tag{9}$$

ja toimintapiste kaavalla

$$V_{ce} = V_{cc} - R_c * I_c. \tag{10}$$

Taulukko 1 sisältää DC-analyysin laskujen tulokset.

Taulukko 1. Transistorin laskettu toimintapiste

$\boldsymbol{I_B}$ (µA)	$\boldsymbol{I_C}$ (mA)	$\boldsymbol{I_e}$ (mA)	$\boldsymbol{V_{CE}}$ (V)
45	6,77	6,82	3,01

2.2.2 Piensignaalimalli

Piensignaalimallin avulla voidaan tarkastella vahvistimen käyttäytymistä, kun sen tuloon syötetään AC-signaali.

Kytkennän jännitevahvistus saadaan laskettua ulostulojännitteen ja sisäänmenojännitteen suhteesta. Tämä voidaan approksimoida kaavalla [8, s.239]

$$A_V = \frac{v_o}{v_i} = -g_m(R_C \parallel R_L). \tag{11}$$

Edellisessä kaavassa tarvittava transkonduktanssi $g_m$saadaan puolestaan kaavalla [9, s.121]

$$g_m = \frac{I_{CQ}}{0{,}025}, \tag{12}$$

missä kollektorivirta toimintapisteessä $I_{CQ} = I_C$.

Yhteisemitterikytketyn vahvistimen lähtöimpedanssi määräytyy kollektorivastuksen ja kuormavastuksen rinnankytkennästä

$$Z_o = R_c \parallel R_L. \tag{13}$$

Taulukko 2 sisältää piensignaalimallin laskujen tulokset.

Taulukko 2. Piensignaalimallin laskujen tulokset ilman kuormavastusta

g_m (℧)	A_V	Z_{out} (Ω)
0,2709	-59,6	220

Koska jännitevahvistus A_V on riippuvainen kuorman suuruudesta, tulee jännitevahvistus ja lähtöimpedanssi laskea erisuuruisten kuormavastusten kanssa. Kyseiset vahvistuksen ja lähtöimpedanssin arvot on esitetty taulukossa 3.

Taulukko 3. Kuorman vaikutus vahvistimen ominaisuuksiin.

R_L (Ω)	220	1K	10K	100K
Z_{out} (Ω)	110	180,3	215,3	219,5
A_V	-29,8	-48,9	-58,3	-59,5

2.2.3 Parannukset

Audiovahvistinta voi parantaa esimerkiksi muuttamalla biasointia tai vaihtamalla vahvistimen kytkennän toiseen. Tässä tapauksessa vahvistimelle ei ole asetettu tiukkoja toimintakriteerejä, joten pienet parannukset riittävät. Yksinkertaisin parannuskeino on muuttaa kantavastuksen R_C arvoa niin, että toimintapiste olisi mahdollisimman lähellä käyttöjännitteen puoliväliä.

$$V_{CE} = \frac{V_{CC}}{2} = 2{,}25V. \tag{14}$$

Toimintapisteen muutos mahdollistaa suurimman mahdollisen signaalin vahvistimen lähdössä. Tämän perusteella voidaan laskea

$$V_{cc} - R_c * I_c = \frac{V_{cc}}{2}, \tag{15}$$

$$R_c = -\frac{\frac{V_{cc}}{2} - V_{cc}}{I_c}. \tag{16}$$

Kollektorivastuksen R_C arvoksi saatiin laskujen perusteella 332,2 Ω. Lähin standardikokoinen vastusarvo on 330 Ω, joten käytämme sitä. Suuremman lähtösignaalin lisäksi kollektorivastuksen kasvattaminen kasvattaa jännitevahvistusta sekä lähtöimpedanssia. Vastuksen toleranssin vaikutus ei ole erityisen merkittävä, sillä transistorin ominaisuudet riippuvat useammasta komponentista. Taulukossa 4 on esitetty jännitevahvistuksen ja lähtöimpedanssin arvoja samoilla kuormilla, mutta uudella kollektorivastuksen arvolla.

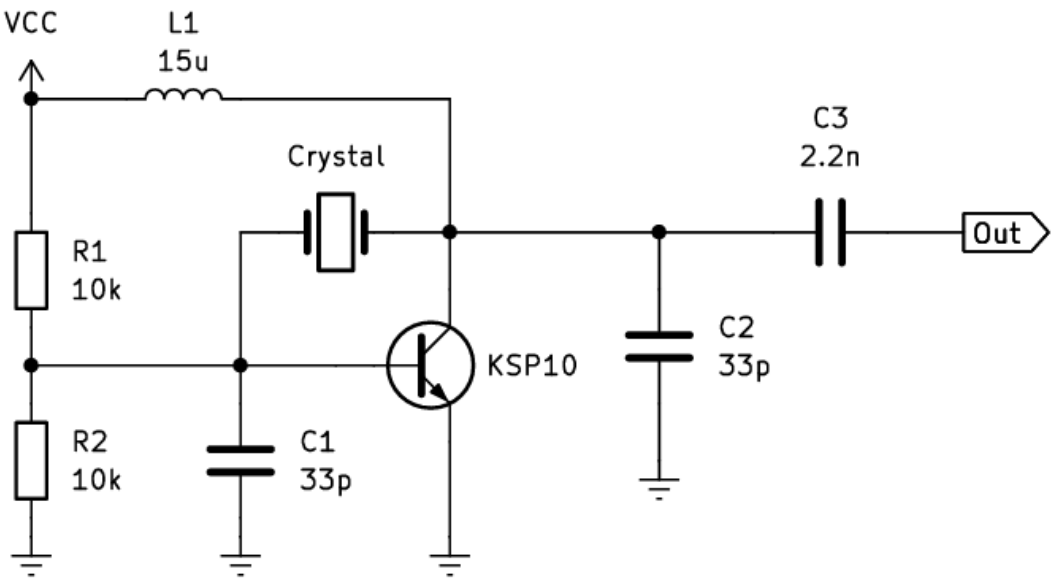
Taulukko 4. Kuorman vaikutus parannetun vahvistimen ominaisuuksiin.

R_L (Ω)	220	1K	10K	100K
Z_{out} (Ω)	132	248,1	319,5	328,9
A_V	-35,8	-67,2	-86,5	-89,1

Valitun vastuksen resistanssiksi mitattiin 334,4 Ω, joka eroaa alle 1,4 % ilmoitetusta arvosta. Näin pienen eron voidaan olettaa olevan lähes merkityksetön vahvistimen toiminnan kannalta.

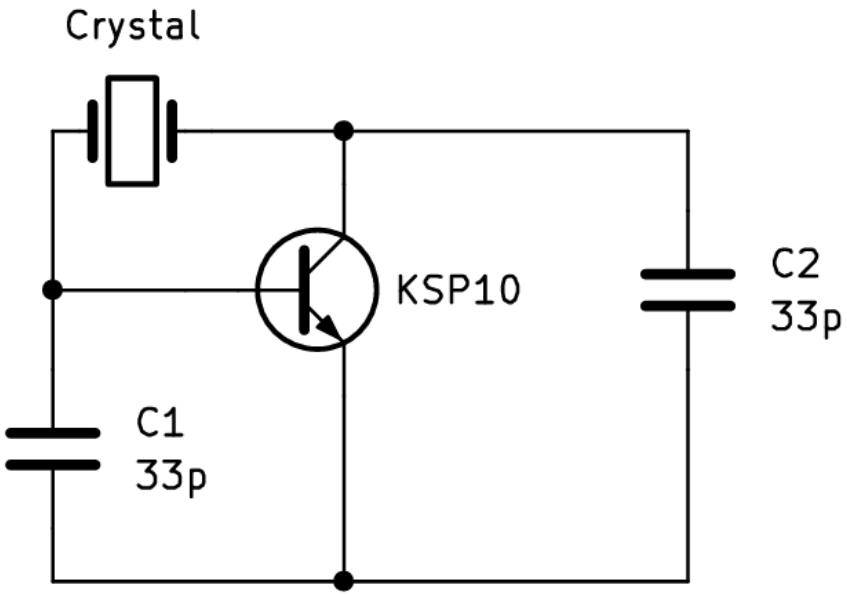
2.3 Oskillaattori

Radiolähettimen oskillaattorilohko koostuu yhden yhteisemitterikytketyn transistorin muodostamasta oskillaattoripiiristä. Piiri on takaisinkytketty 18,432 MHz:n kiteen sekä kondensaattoreiden C_1 ja C_2 kautta ulostulosta sisäänmenolle. Oskillaattorilohkon tarkoitus on tuottaa kiteen määrittämällä taajuudella värähtelevä kantoaalto, joka moduloidaan modulaattorilohkossa. Oskillaattorin kytkentäkaavio on esitetty kuvassa 4.



Kuva 4. Oskillaattorin kytkentäkaavio

Jotta oskillaattori toimii, sen tulee täyttää Barkhausenin kriteerit [9]. Kriteerien mukaan oskillaattorin takaisinkytkennän vahvistuksen tulee olla 1 tai suurempi ja takaisinkytkennän vaihe-eron tulee olla 0°, 360° tai jokin sen monikerta. Transistori toimii invertoivana vahvistimena, joka aiheuttaa 180° vaihe-eron transistorin kannan ja kollektorin välille. Transistorin kannalta ja kollektorilta maahan kytketyt kondensaattorit sekä kide aiheuttavat vielä toisen 180° vaihe-eron, josta syntyy yhteensä 360° vaihe-ero. Nämä komponentit kuuluvat oskillaattorin takaisinkytkentäpiiriin. Pelkkä oskillaattorin takaisinkytkentä on esitetty kuvassa 5.



Kuva 5. Oskillaattorin takaisinkytkentä

Kun oskillaattori käynnistetään, vahvistimen takaisinkytkennän vahvistus on suurempi kuin 1, jolloin piirissä oleva käyttötaajuinen lämpökohina vahvistuu ja takaisinkytkennän ansiosta piiri alkaa värähdellä kiteen määräämällä taajuudella. Signaalin amplitudin kasvaessa transistorin transkonduktanssi pienenee, mistä johtuen jännitevahvistus laskee, kunnes se saavuttaa arvon 1 ja oskillaattorin tuottama vaihtojännite pysyy vakiona. [3]

2.3.1 Toiminnan analyysi

Oskillaattorin analyysin yksinkertaistamiseksi analysoidaan kideoskillaattorin sijaan Clapp-tyyppistä LC-oskillaattoria, jossa kide on korvattu LC-sarjaankytkennällä. Oletetaan, että oskillaattorin lähtötilanteen DC-toimintapisteen selvittämiseksi taajuusriippuvien komponenttien vaikutus on merkityksetön. Transistorin kantavirta on biasoitu samalla tavalla kuin audiovahvistimen kantavirta, joten voimme käyttää kaavoja 7–11 ja 13 transistorin toimintapisteen ja transkonduktanssin selvittämiseksi. Oskillaattorissa käytetty transistori on KSP10, jonka virtavahvistus on noin 70 [10]. Toimintapiste on esitetty taulukossa 5.

Taulukko 5. Transistorin laskettu toimintapiste ennen oskilloinnin alkamista.

$\boldsymbol{I_B}$ (µA)	$\boldsymbol{I_C}$ (mA)	$\boldsymbol{I_e}$ (mA)	$\boldsymbol{V_{CE}}$ (V)	g_m (℧)
310	21,7	22,0	4,5	0,868

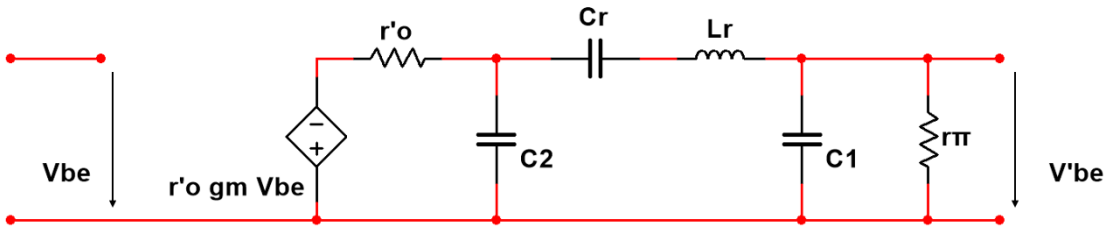
Oskillaattorin toimintaa voidaan mallintaa yksinkertaistetulla transistorin piensignaalimallilla, jossa on esitetty vain oskilloinnin kannalta merkitykselliset komponentit [3]. Taulukossa 6 on esitetty kyseisten komponenttien arvot. Transistorin ulostuloresistanssi r_o saadaan laskettua kaavalla [11, s.154]

$$r_o \approx \frac{V_A}{I_C}, \tag{17}$$

missä V_A on transistorin Early-jännite. Early-jännite kuvaa kuinka ideaalisesti transistori toimii aktiivisella alueella. Transistorin Early-jännitteeksi määritettiin simulaattorin avulla 40 V.

Taulukko 6. LC-oskillaattorin komponenttien arvot.

$r'_o = R_L \parallel r_o$	C_r	L_r	$C_1 = C_2$
233,3 Ω	33 pF	2.2 nH	330 pF



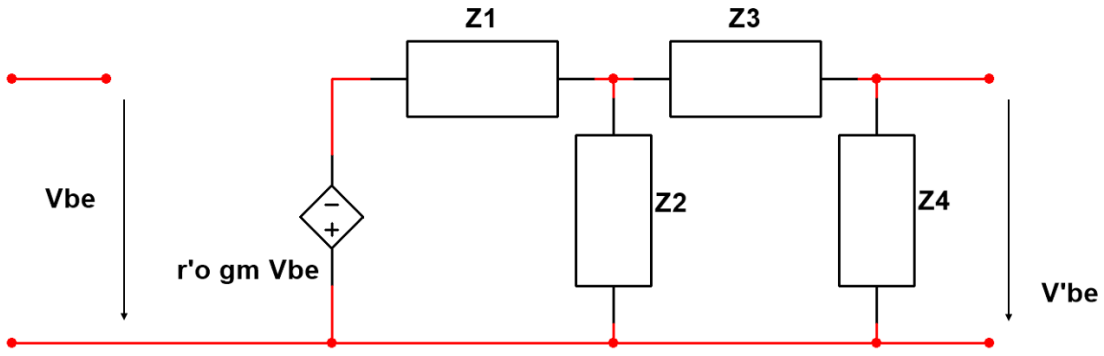
Kuva 6. Transistorin yksinkertaistettu piensignaalimalli

Kuvassa 6 on esitetty yksinkertaistettu oskillaattorin piensignaalimalli. Kaavojen selkeyttämiseksi komponentit on kuvattu impedansseina taulukossa 7.

Taulukko 7. Oskillaattorin komponenttiarvot impedansseina esitettynä.

Impedanssi	Arvo
Z_1	r'_o
Z_2	$\frac{1}{j\omega C_2}$
Z_3	$\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r$
Z_4	$\frac{r'_o}{1 + j\omega C_1 r'_o}$

Kuvassa 7 on esitetty transistorin yksinkertaistettu piensignaalimalli impedanssien avulla.



Kuva 7. Transistorin yksinkertaistettu piensignaalimalli esitetty impedanssien avulla

Takaisinkytkennän jännitevahvistus lasketaan kaavalla [3]

$$A_{TOT} = \frac{v'_{be}}{v_{be}}, \tag{18}$$

missä v_{be} ja v'_{be} ovat jännitteet transistorin kannan ja emitterin välillä, mutta v'_{be}:n vaihe on 360° v_{be}:tä jäljessä.

v'_{be} voidaan ilmasta muodossa

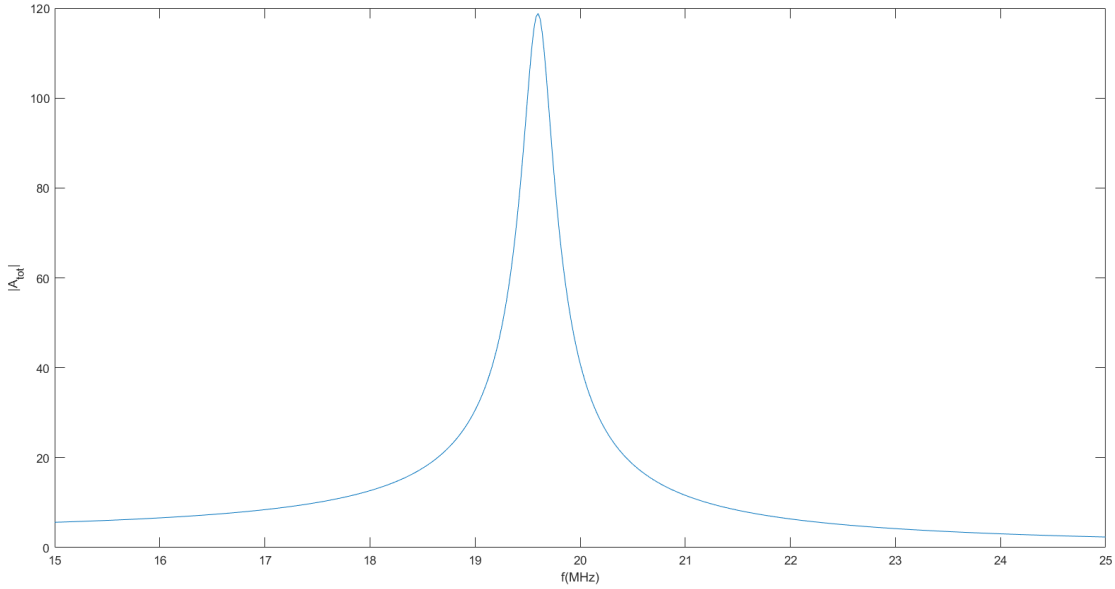
$$v'_{be} = \frac{Z_4}{Z_3+Z_4} * \frac{\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_2+Z_3+Z_4}}{Z_1+\frac{Z_2(Z_3+Z_4)}{Z_2+Z_3+Z_4}} \tag{19}$$

$$\Rightarrow v'_{be} = \frac{-r'_o g_m Z_2 Z_4}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_1Z_4+Z_2Z_3+Z_2Z_4} v_{be}\ . \tag{20}$$

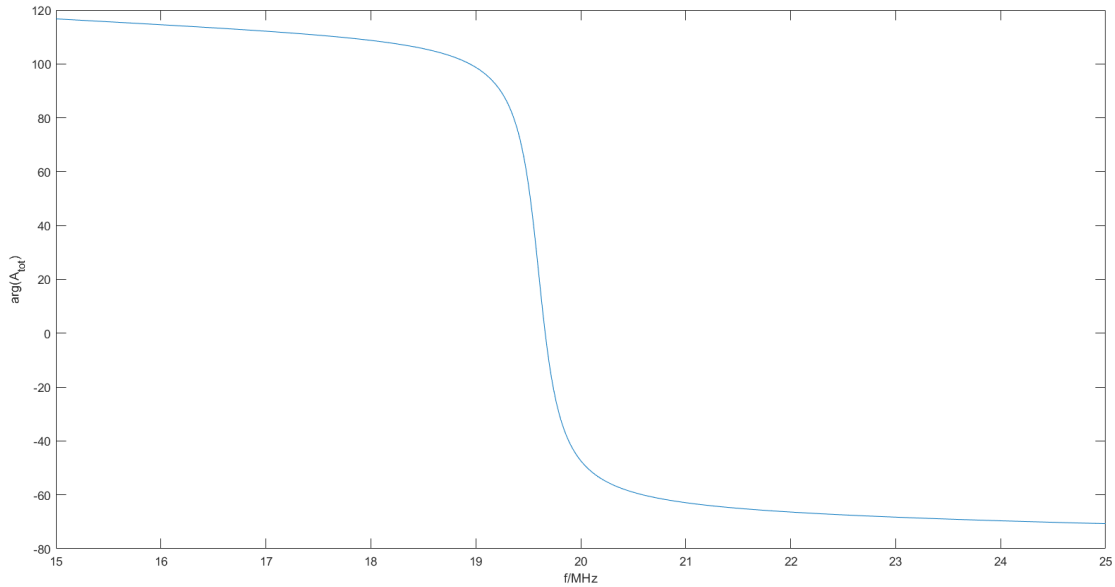
Täten jännitevahvistus voidaan ilmaista muodossa

$$A_{TOT} = \frac{-r'_o g_m Z_2 Z_4}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_1Z_4+Z_2Z_3+Z_2Z_4}\ . \tag{21}$$

Oskillaattorin värähtelytaajuus sekä jännitevahvistus kyseisellä taajuudella saadaan helpoiten selville piirtämällä kuvaajat jännitevahvistukselle ja sen argumentille taajuuden funktiona.



Kuva 8. Transistorin jännitevahvistus taajuuden funktiona.



Kuva 9. Transistorin jännitevahvistuksen argumentti taajuuden funktiona.

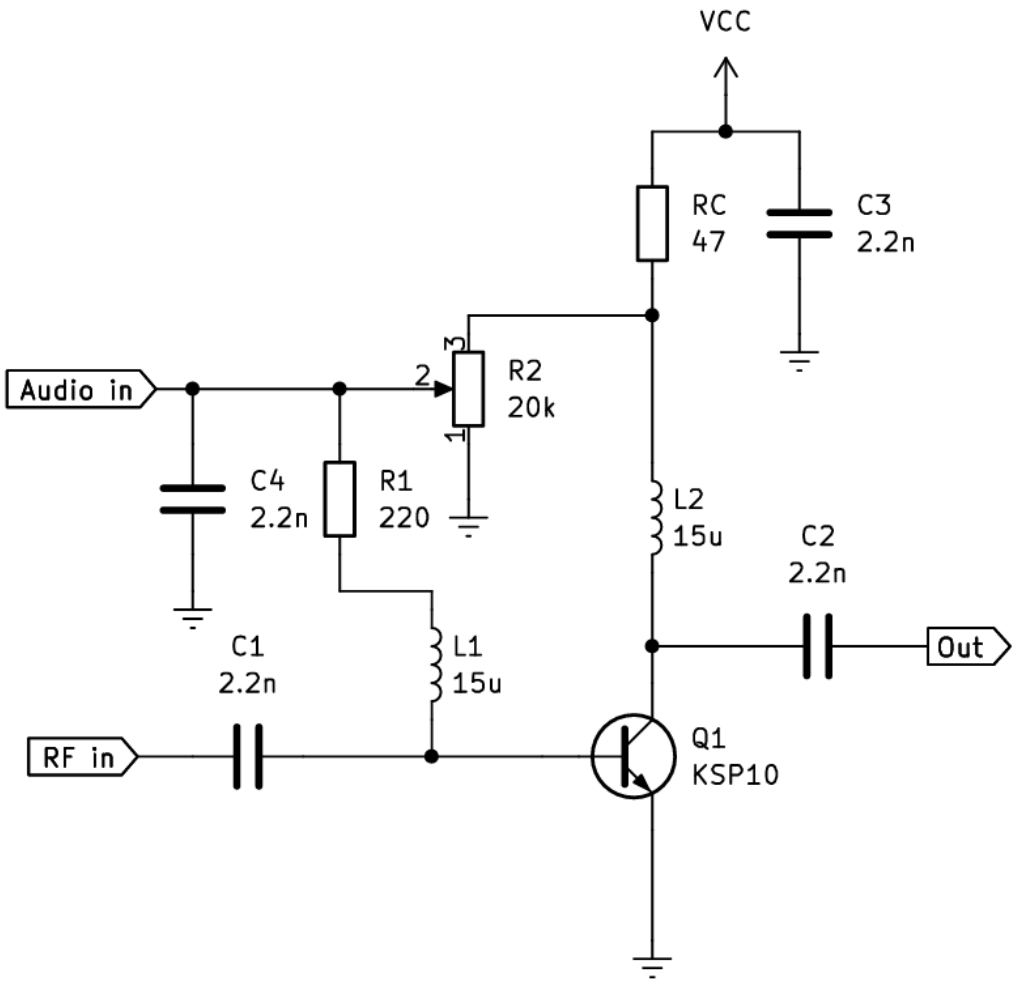
Oskillaattorin värähtelytaajuus on taajuudella, jossa jännitevahvistuksen argumentti on 0. Kuvaajassa 9 kyseinen taajuus on 19,66 MHz. Jännitevahvistus puolestaan saadaan lukemalla kuvaajasta 8 jännitevahvistuksen arvo kyseisellä taajuudella. Jännitevahvistuksen arvoksi saadaan 109,14. Tulosten perusteella voidaan todeta, että oskillaattori lähtee värähtelemään ja hakeutuu kohti 19,66 MHz taajuutta. Oskillaattorin LC-sijaiskytkentä ei ota kuitenkaan huomioon kaikkia oskillointiin liittyviä tekijöitä, eikä värähtele samalla taajuudella kuin kide, joten rakennetun piirin värähtelytaajuus poikkeaa lasketusta taajuudesta.

2.3.2 Parannukset

Oskillaattorin toimintaa on mahdollista muuttaa korvaamalla kide LC-piirillä. LC-oskillaattori tuottaa teoriassa puhtaampaa signaalia sekä kuluttaa vähemmän virtaa, mutta ei ole niin vakaa kuin kideoskillaattori [3]. Kideoskillaattorin ominaisuuksiin pystyy vaikuttamaan kiteen valinnan lisäksi muuttamalla kondensaattoreiden C_1 ja C_2 arvoa.

2.4 Modulaattori

Radiolähettimen modulaattorilohko koostuu yhdestä yhteisemitterikytketystä transistorista. Käytetty transistori on KSP10 suurtaajuustransistori [10]. Transistorin toimintapiste ja jännitevahvistus riippuvat transistorin DC biasoinnista sekä audiovahvistimen tuottaman signaalin vaihtovirrasta [3]. Audiosignaalin vaihtelun mukaan muuttuva dynaaminen toimintapiste vaikuttaa jännitevahvistukseen, ja saa täten aikaan oskillaattorin tuottaman kantoaallon moduloinnin. Modulaattorin transistorin DC biasointia voidaan säätää potentiometrillä, mikä mahdollistaa modulaattorin säätämisen tilanteen mukaan.



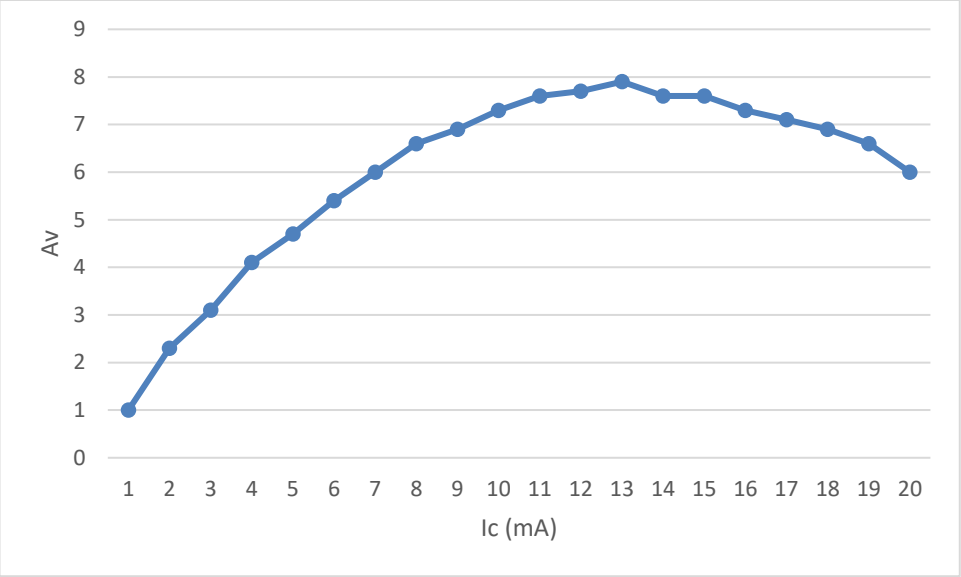
Kuva 10. Modulaattorin kytkentäkaavio

Kuvassa 10 on esitetty modulaattorilohkon kytkentäkaavio. Oskillaattorilohkon lähtö kytketään mahdollisen vaimentimen kautta modulaattorin sisäänmenoon, joka on merkitty kuvaan 10 nimellä RF in. Radiotaajuuskuristimina toimivien käämien L_1 ja L_2 tarkoitus on pitää kantoaalto sellaisessa osassa kytkentää, että se ei häiritse muita lohkoja. Kantoaallon kulkureitti on siis pisteestä RF in pisteeseen Out, josta se ohjataan antenniin tai muuhun kuormaan. Modulaattorin analyysissä pisteeseen Out kytketään kuormaksi R_L 47 Ω:n vastus. Kyseistä vastusarvoa käytetään siksi, että useimpien antennien impedanssi on 50 Ω.

2.4.1 Toimintapiste

Modulaattori on suunniteltu niin, että transistorin jännitevahvistus muuttuu audiovahvistimen tuottaman virran funktiona. Tästä johtuen transistorin DC toimintapiste tulisi olla

alueella, jolla transistorin jännitevahvistus muuttuu lineaarisesti virran funktiona. Kyseinen toimintapiste selvitettiin kokeellisesti mittaamalla transistorin kantavirtaa sekä jännitevahvistusta.



Kuva 11. Modulaattorin jännitevahvistus kollektorivirran funktiona.

Kuvassa 11 on mittaustulokset kantavirran ja jännitevahvistuksen suhteesta. Jännitevahvistus halutaan pitää matalana, mutta sen tulisi kuitenkin seurata lineaarisesti kantavirran muutosta [3]. DC-toimintapisteeksi, jolla mittaukset suoritettiin, valittiin $I_C = 2{,}6\ mA$.

Koska kyseessä on yhteisemitterikytketty vahvistin, voidaan käyttää kaavoja 7–8 ja 10–13 transistorin toimintapisteen määrittämiseksi. Audiovahvistimesta hieman eroavan kytkennän takia kuitenkin osalle suureista on johdettava uudet lausekkeet. Kantavirralle pätee

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + R_1 + V_{BB} * h_{fe} * R_c}. \tag{22}$$

Taulukossa 8 on esitetty transistorin laskettu toimintapiste sekä jännitevahvistus.

Taulukko 8. Transistorin laskettu toimintapiste kun $I_C = 2{,}6\ mA$.

I_B (µA)	I_C (mA)	I_e (mA)	V_{CE} (V)	A_v
37,1	2,6	26,4	4,37	-2,44

3. MITTAUKSET JA SIMULOINNIT

Tässä luvussa käsitellään laitteen toiminnan simulointia ja mittausta. Kaikki simuloinnit on suoritettu National Instrumentsin Multisim-ohjelmistolla [12]. Mittauksissa Käytetyt laitteet on esitetty taulukossa 9. Rakennettu piiri toteutettiin koekytkentälevylle.

Taulukko 9. Mittalaitteet

Mittalaite	Valmistaja	Malli
Datankeruulaite	National Instruments	myDAQ [13]
Teholähde	Aim-TTi	EL302R [14]
Oskilloskooppi	Keysight	InfiniiVision DSO-X 2002A [15]
Signaaligeneraattori	Agilent	33220A [16]
Yleismittari	Kenwood	DLE 1041

3.1 Audiovahvistin

Audiovahvistimen toimintaa on simuloitu ja mitattu eri syöttöjännitteillä, taajuuksilla sekä kuormavastuksilla, jotta sen toimintaa voidaan arvioida mahdollisimman hyvin riippumatta muista lähettimen lohkoista.

Audiovahvistimelle signaalia syöttävä mikrofoni tuottaa alle 10 mV p-p suuruista signaalia, kun siihen puhutaan 30 cm etäisyydeltä normaalia keskustelua vastaavalla äänenvoimakkuudella. Mikrofonin tuottamaa jännitettä arvioitiin vahvistamalla sen tuottamaa signaalia ja laskemalla alkuperäisen signaalin jännite. Tällä perusteella mittaukset ja simuloinnit voidaan suorittaa 10 mV p-p suuruisella signaalilla.

3.1.1 Toimintapiste

Taulukko 10 sisältää lasketut, simuloidut ja mitatut transistorin toimintapisteeseen liittyvät arvot. Taulukosta nähdään, että lasketut, simuloidut ja mitatut arvot poikkeavat vain hieman toisistaan. Tämän perusteella voidaan olettaa, että laskut ja simuloinnit ovat hy-

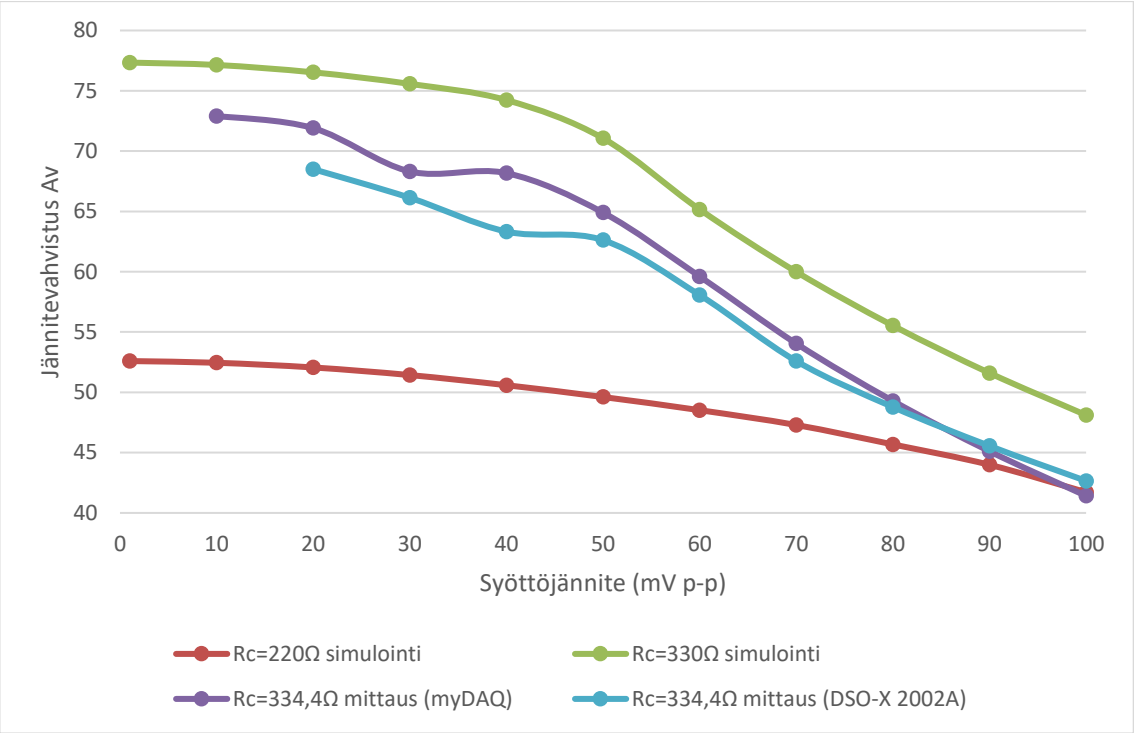
viä vertailukohtia mittaustuloksille. Taulukon arvojen perusteella voidaan laskea todellinen transistorin virtavahvistus kaavalla 10, josta todellisen virtavahvistuksen arvoksi saadaan 159,7.

Taulukko 10. Transistorin toimintapiste

	Laskut $R_C = 220\ \Omega$	Simuloinnit $R_C = 220\ \Omega$	Mittaukset $R_C = 220{,}6\ \Omega$	Laskut $R_C = 330\ \Omega$	Simuloinnit $R_C = 330\ \Omega$	Mittaukset $R_C = 334{,}4\ \Omega$
$I_B(\mu A)$	45	43	44	45	43	44
$I_C(mA)$	6,77	6,99	7,08	6,78	6,92	7,03
$I_E(mA)$	6,82	7,04	7,12	6,82	6,97	7,07
$V_C(V)$	1,49	1,54	1,58	2,23	2,29	2,35
$V_{CE}(V)$	3,01	2,96	2,92	2,27	2,21	2,14

3.1.2 Syöttöjännitteen vaikutus

Signaalilähteen tai mikrofonin tuottama syöttöjännite vaikuttaa transistorin jännitevahvistukseen kuvan 12 mukaisesti.

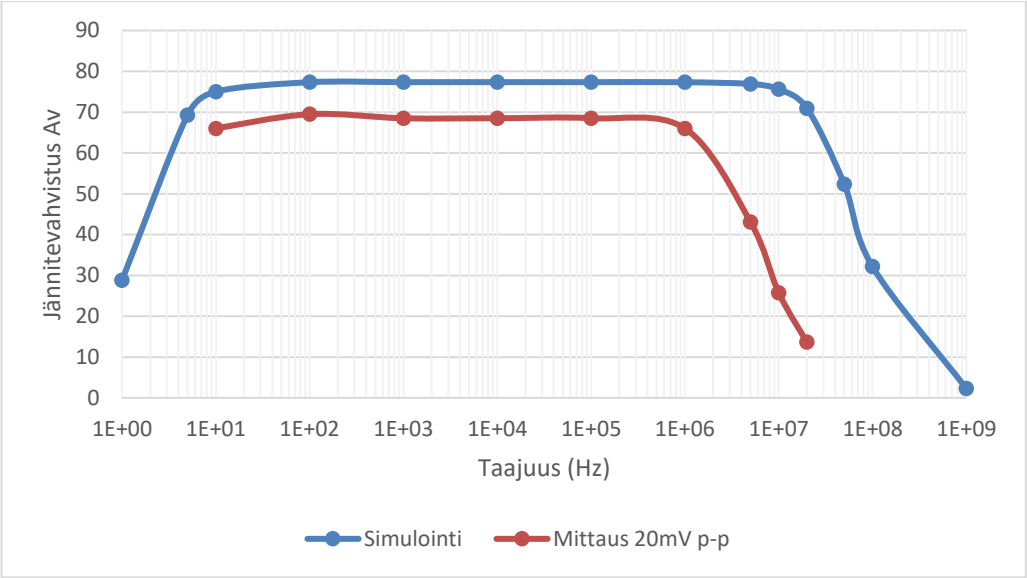


Kuva 12. Jännitevahvistus syöttöjännitteen funktiona

Kuvassa 12 on esitetty kuinka syöttöjännite vaikuttaa vahvistimen jännitevahvistukseen 500 Hz:n taajuudella. Kyseinen taajuus on valittu siksi, että se on korkeampi kuin ihmisen puheääni, mutta huomattavasti matalampi kuin yleisten instrumenttien, kuten pianon ja kitaran korkeimmat sävelet. Jännitevahvistus laskee suuremmilla syöttöjännitteen arvoilla, sillä suuremmilla jännitteillä transistori ei toimi enää lähes lineaarisesti. Jännitevahvistus mitattiin kahdella eri oskilloskoopilla, sillä oskilloskoopit ja signaaligeneraattorit eivät olleet tarkkoja erittäin matalilla jännitteillä. Mitatut jännitevahvistukset erosivat simuloidusta jännitevahvistuksesta, sillä vahvistin ei toimi ideaalisesti, kuten simulaatioissa. Vahvistimen virtavahvistus poikkeaa simulaattorin käyttämästä virtavahvistuksesta hieman, sillä transistorien virtavahvistus vaihtelee. Kuvaan on piirretty myös simuloitu virtavahvistus käyttäen alkuperäistä 220 Ω:n vastusta kollektorivastuksena, jonka on tarkoitus havainnollistaa, miten paljon suurempi jännitevahvistus saadaan aikaan muuttamalla vastuksen arvoa.

3.1.3 Taajuusvaste

Vahvistimen taajuusvastetta, eli sitä kuinka vahvistin toimii eri taajuuksilla, tarkasteltiin simuloimalla sekä mittaamalla. Taajuusvasteen tulisi olla mahdollisimman tasainen halutulla alueella parhaan äänenlaadun varmistamiseksi.



Kuva 13. Jännitevahvistus taajuuden funktiona

Kuvassa 13 on esitetty vahvistimen jännitevahvistus taajuuden funktiona. Mitattu ja simuloitu jännitevahvistus ovat molemmat tasaisia taajuuksilla 10 Hz – 100 kHz. Mitattu jännitevahvistus vaimenee kuitenkin jo 1 MHz:n jälkeen, kun taas simuloitu jännitevahvistus vaimenee vasta noin 10 MHz suuremmilla taajuuksilla. Mittaukset ja simuloinnit jouduttiin tekemään eri syöttöjännitteillä, sillä simulointiohjelma suorittaa taajuusvasteen simuloinnit erittäin matalalla, mutta määrittelemättömällä jännitteellä. Pienin suuriin taajuuksiin kykenevän funktiogeneraattorin tuottama jännite oli puolestaan 20 mV p-p. Suuremman syöttöjännitteen sekä transistorin epäideaalisuuksien takia mittausten ja simulointien avulla määritetyt jännitevahvistukset eroavat toisistaan.

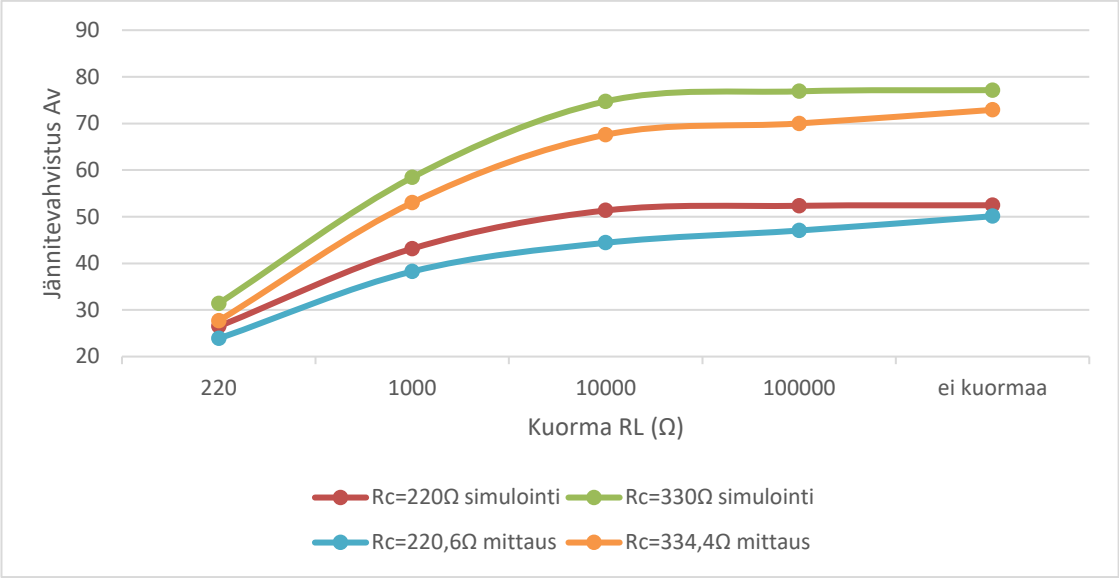
3.1.4 Ulostuloimpedanssi

Koska transistorin jännitevahvistus riippuu ulostuloimpedanssista, täytyy jännitevahvistusta mitata eri kuormavastuksen R_L arvoilla.

Taulukko 11. Vahvistimen ulostuloimpedanssi

R_L (Ω)	220	1k	10k	100k	Ei kuormaa
Z_O (Ω) laskettu $Rc = 220\Omega$	110	180,3	215,3	219,5	220
Z_O (Ω) laskettu $Rc = 330\Omega$	132	248,1	319,5	328,9	330
Z_O (Ω) mitattu $Rc = 220{,}6\Omega$	110,4	181,5	216,9	221,2	221,8
Z_O (Ω) mitattu $Rc = 334{,}4\Omega$	132,9	250,5	322,2	331,8	332,5

Taulukossa 11 on esitetty kuorman $R_L$vaikutus vahvistimen ulostuloimpedanssiin Z_O. Suurella kuormalla vaikutus on pieni, mutta mitä pienempi kuorma on, sitä enemmän se vaikuttaa ulostuloimpedanssiin. Tämä vaikutus on merkittävä, sillä ulostuloimpedanssi vaikuttaa vahvistimen jännitevahvistukseen.



Kuva 14. Jännitevahvistus kuorman R_L funktiona

Kuvassa 14 on esitetty Vahvistimen jännitevahvistus kuormavastuksen suuruuden funktiona. Suuri kuorma vaikuttaa ulostuloimpedanssiin vain vähän, ja täten myös vaikutus jännitevahvistukseen on vähäinen. Pieni kuorma puolestaan laskee ulostuloimpedanssia merkittävästi, ja tämä muutos vaikuttaa vahvasti myös jännitevahvistukseen.

3.1.5 Säröytyminen

Vahvistimen signaaliin aiheuttamaa säröytymistä kutsutaan harmoniseksi kokonaissäröksi (THD) [17]. Harmoninen kokonaissärö muodostuu alkuperäisen signaalin harmonisista monikerroista. Fourierin teorian mukaan mikä tahansa signaali voidaan esittää sinimuotoisten signaaleiden summana [18]. Säröytynyttä signaalia voidaan täten mallintaa Fourierin sarjan avulla ja jakaa se sinimuotoisiin komponentteihin [17].

THD voidaan laskea kaavalla [19]

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2+V_3^2+V_4^2+\cdots}}{V_1}, \tag{23}$$

jossa V_1 on alkuperäisen signaalin RMS-jännite ja V_2, V_3, V_4… ovat harmonisten monikertojen RMS-jännitteitä. RMS jännite on vaihtojännitteen neliöllinen keskiarvo.

THD pyritään pitämään mahdollisimman pienenä, jotta signaali pysyisi mahdollisimman muuttumattomana. Korkealaatuisten äänentoistojärjestelmien THD on alle 0,1 % [20] ja amatöörikäytössä oleville äänentoistojärjestelmille 0,3–0,4 % THD on riittävä [21, s.107]. Riittävän hyvä signaalin THD riippuu kuitenkin käyttäjästä ja käyttökohteesta [22].

Taulukko 12. Vahvistimen harmoninen kokonaissärö

Kollektorivastus	THD
$R_C = 220\ \Omega$ simulointi	3,76 %
$R_C = 330\ \Omega$ simulointi	3,65 %
$R_C = 220{,}6\ \Omega$ mittaus	3,38 %
$R_C = 334{,}4\ \Omega$ mittaus	2,99 %

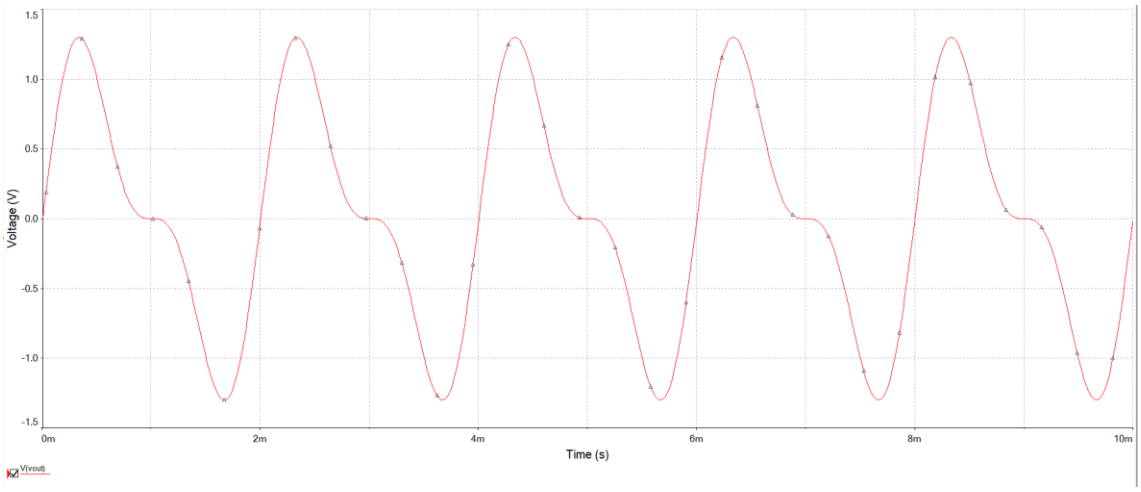
Taulukossa 12 on esitetty vahvistimen 500 Hz taajuiseen ja 10 mV p-p suuruiseen signaaliin tuottama harmoninen kokonaissärö. Säröjen suuruudet ovat lähellä toisiaan, mutta simuloinnit ja mittaukset osoittavat, että parannetun vahvistimen harmoninen kokonaissärö on pienempi kuin alkuperäisen vahvistimen. Noin 3 % harmoninen kokonaissärö ei ole hyvä tulos, mutta patterikäyttöiselle radiolähettimelle se on hyväksyttävä lukema.

Mittaukset tehtiin DSO-X 2002A oskilloskoopin ominaisuudella, jolla signaalia voidaan tarkastella taajuustasossa. Oskilloskoopilla saatiin mitattua samanaikaisesti useilla eri taajuuksilla olevien signaalikomponenttien amplitudi. Taajuuskomponenttien suuruuksien havainnollistamiseksi muutetun vahvistimen THD:n mittaustulokset on esitetty taulukossa 13.

Taulukko 13. Taajuuskomponenttien RMS-jännitearvot.

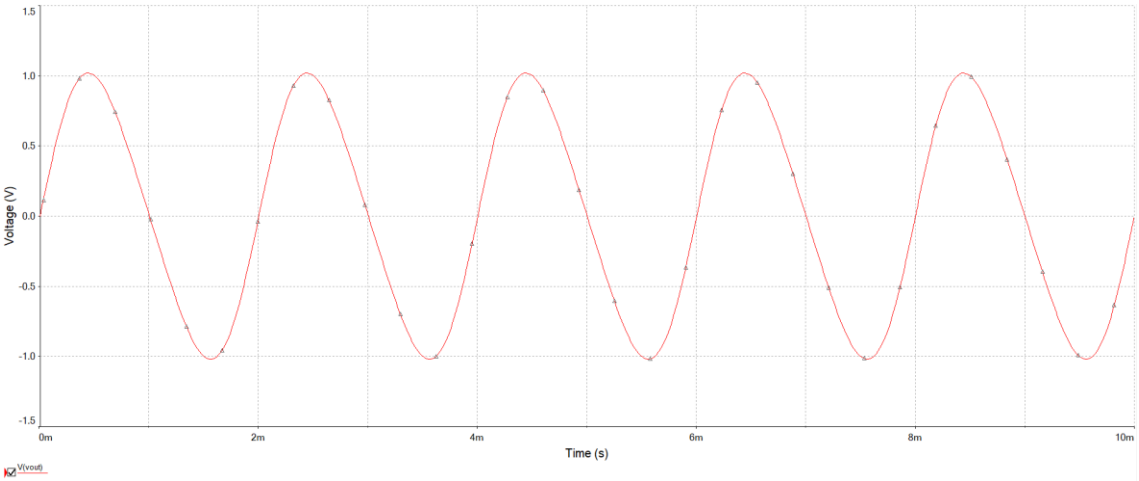
Taajuus	500 Hz	1000 Hz	1500 Hz	2000 Hz
Jännite (mV)	248,8	7,3	1,4	0,6

Taulukon 13 perusteella voidaan todeta, että selkeästi merkittävin harmoninen monikerta on toisen kertaluvun harmoninen monikerta. Kun toisen monikerran signaalin amplitudi on puolet alkuperäisen signaalin amplitudista, saadaan THD:n arvoksi 50 %.



Kuva 15. Vääristynyt sinisignaali 50 % THD:n arvolla.

Kuvassa 15 on esitetty sinimuotoinen signaali, jonka toisen harmonisen monikerran amplitudi on puolet alkuperäisen signaalin amplitudista, siis THD on 50 %. Näin suurella THD:n arvolla sinimuotoinen signaali vääristyy huomattavasti. Kun toisen monikerran signaalin amplitudi on 10 % alkuperäisen signaalin amplitudista, saadaan THD:n arvoksi 10 %.



Kuva 16. Vääristynyt signaali 10 % THD:n arvolla.

Kuvassa 16 on esitetty sinimuotoinen signaali, jonka toisen harmonisen monikerran amplitudi on 10 % alkuperäisen signaalin amplitudista. Kun THD:n arvo laskee lähelle 10 %:a, ei signaalin vääristymistä ole enää helppo nähdä. 3 %:n THD:n arvo on mahdotonta nähdä katsomalla pelkkää aaltokuviota, sillä monikertojen osuus signaalista on niin pieni.

3.2 Oskillaattori

Oskillaattorin toimintaa on simuloitu ja mitattu eri kuormavastuksen arvoilla, jotta sen toimintaa voidaan arvioida mahdollisimman hyvin riippumatta muista lähettimen lohkoista. Mittauksissa ja simuloinneissa perehdytään jo tasaisesti värähtelevään piiriin ja jätetään värähtelyn alkaminen huomiotta. Simuloinnit suoritettiin teoriaosuuden laskuja vastaavalla LC-oskillaattorilla KSP-10 transistoria lähes vastaavalla MPSH-10 transistorilla [3]. Mittaukset suoritettiin alkuperäisen lähettimen kideoskillaattorilla.

Taulukossa 14 on esitetty oskillaattorin DC toimintapiste ilman takaisinkytkentää.

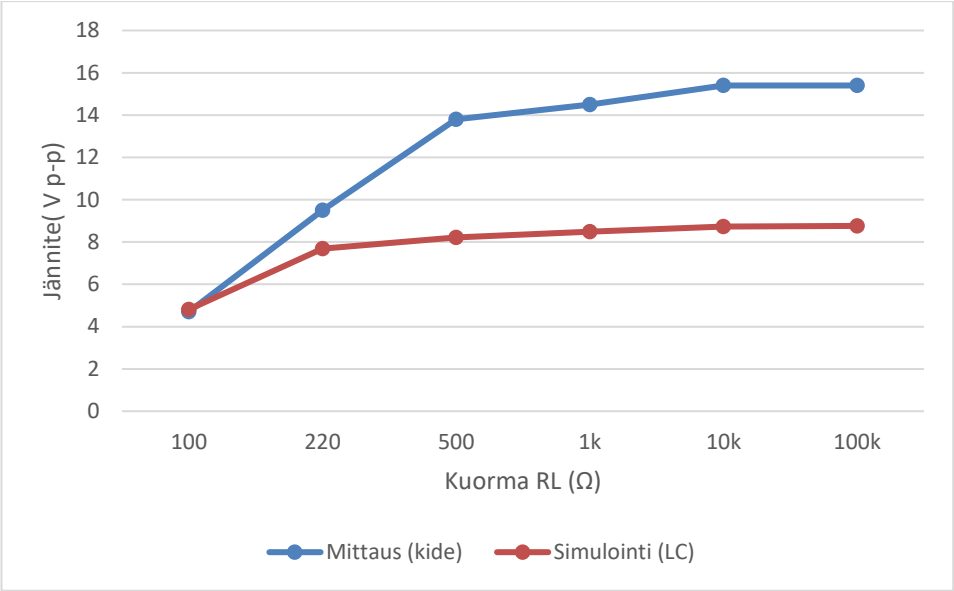
Taulukko 14. Oskillaattorin DC toimintapiste.

	Laskut	Simuloinnit	Mittaukset
$I_B(\mu A)$	310	283	281
$I_C(mA)$	21,7	19,6	19,3
$I_E(mA)$	22,0	19,9	19,6
$V_{CE}(V)$	4,5	4,5	4,46

Taulukon 14 perusteella voidaan todeta, että oskillaattorin laskettu ja mitattu DC-toimintapiste ovat lähellä toisiaan.

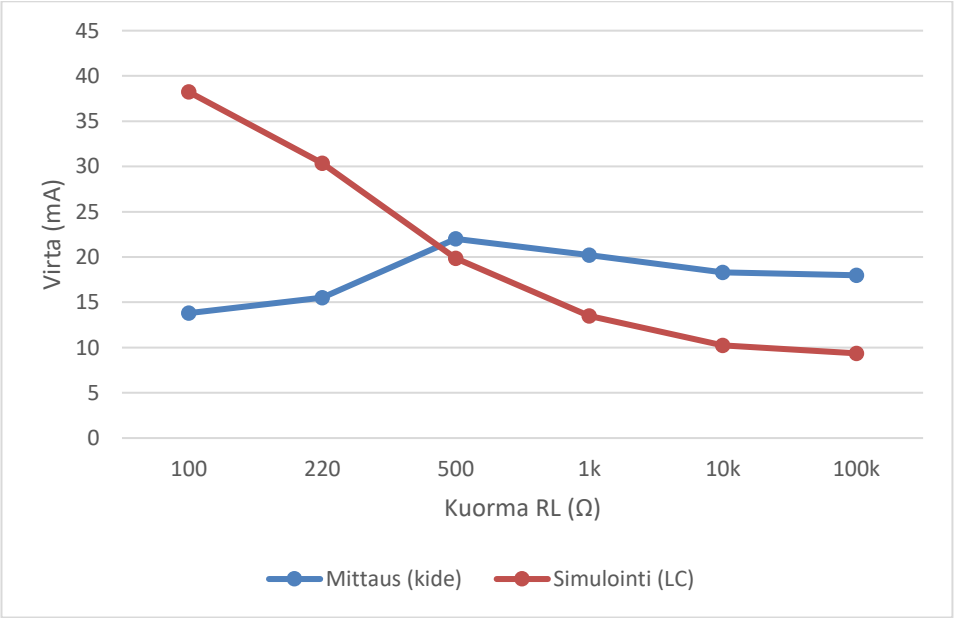
3.2.1 Oskillaattorin käyttäytyminen

Simulointien ja mittausten perusteella oskillaattorin tuottaman aaltokuvion jännite ylittää merkittävästi piirin käyttöjännitteen. Tämä johtaa siihen, että oskillaattorin tuottaman vaihtojännitteen amplitudia täytyy rajoittaa. Käyttöjännitteen ylittyminen johtuu siitä, että piirissä on useita energiaa varastoivia komponentteja, kuten käämejä ja kondensaattoreita.



Kuva 17. Oskillaattorin ulostulojännite kuorman R_L funktiona.

Kuvasta 17 nähdään, kuinka oskillaattorin tuottaman signaalin jännite riippuu kuormasta R_L. Kideoskillaattorin tuottaman signaalin jännite kasvaa LC-oskillaattoria enemmän kuorman kasvaessa. Virrankulutusta tarkastellessa mittausten ja simulointien tulokset eivät enää olleet samansuuntaiset.



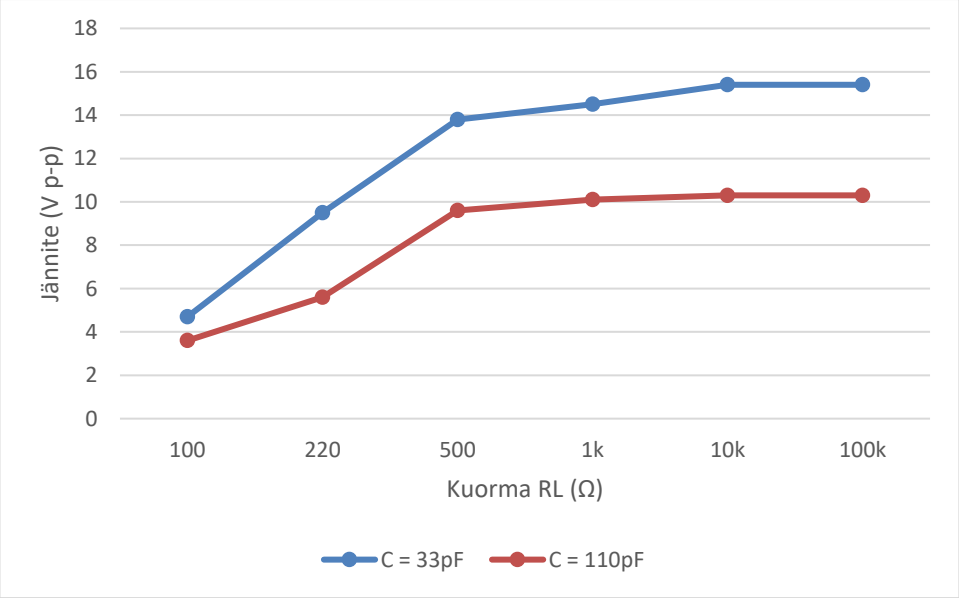
Kuva 18. Oskillaattorin virrankulutus kuorman funktiona.

Kuvasta 18 nähdään, että kideoskillaattorin toimintaa mitatessa suurin virrankulutus on 220–550 ohmin kuorman välissä, mutta LC-piirin simulointien perusteella virrankulutus laskee kuorman resistanssin kasvaessa.

3.2.2 Parannukset

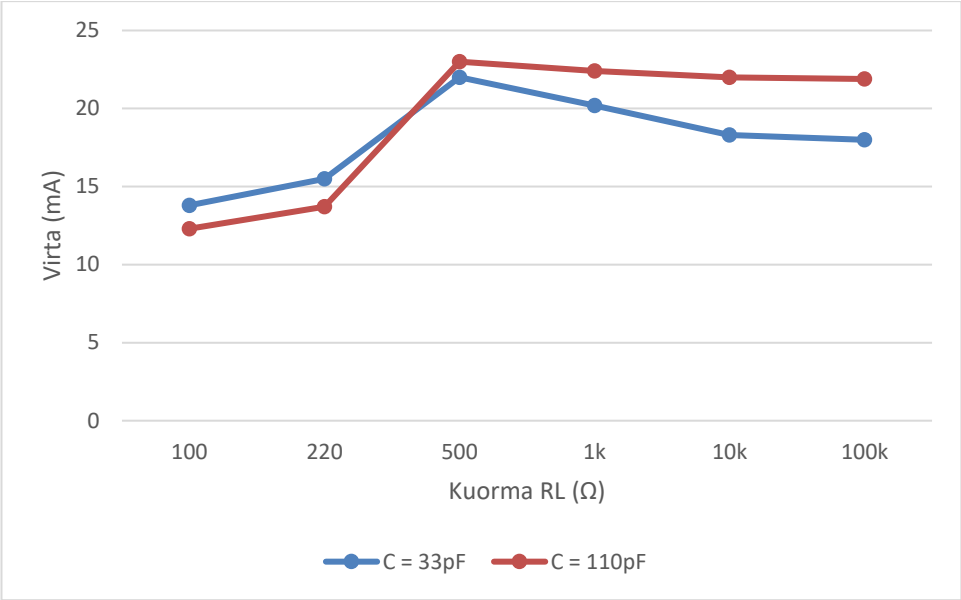
Työtä varten rakennettiin kaksi samanlaista LC-oskillaattoria, mutta niiden todettiin olevan liian epävakaita ja toisistaan poikkeavia tuottaakseen luotettavia mittaustuloksia. LC-oskillaattorit tuottivat kideoskillaattoria puhtaampaa aaltokuviota ja niiden virrankulutus oli pienempi, mutta ne olivat paljon herkempiä häiriöille ja niiden tuottama jännite erosi toisistaan huomattavasti. Tällä perusteella hylätään LC-oskillaattori mahdollisena vaihtoehtona kideoskillaattorille.

Kideoskillaattorin takaisinkytkentäkondensaattorien C_1 ja C_2 arvoja muuttamalla on mahdollista vaikuttaa oskillaattorin tuottamaan aaltokuvioon. Paras aaltokuvio etsittiin kokeellisesti testaamalla oskillaattoria eri kondensaattoreiden arvoilla. Testaamisen yksinkertaistamiseksi C_1 ja C_2 arvot pidettiin samoina. Lähimpänä siniaaltoa oleva aaltokuvio saatiin aikaiseksi kondensaattoreilla, joiden mitattu kapasitanssi oli 110 pF. Kondensaattoreiden arvon muutos vaikutti myös piirin ulostulojännitteeseen ja virrankulutukseen.



Kuva 19. Oskillaattorin ulostulojännite kuorman funktiona.

Kuvasta 19 nähdään, että kondensaattoreiden arvon muutos laskee oskillaattorin ulostulojännitettä riippumatta kuorman suuruudesta.



Kuva 20. Oskillaattorin virrankulutus kuorman funktiona.

Kuvasta 20 nähdään, että kondensaattoreiden arvon muuttaminen muuttaa myös oskillaattorin virrankulutusta. Nyt oskillaattori kuluttaa hieman vähemmän virtaa, kun kuorma on pieni, mutta enemmän virtaa, kun kuorma on suuri.

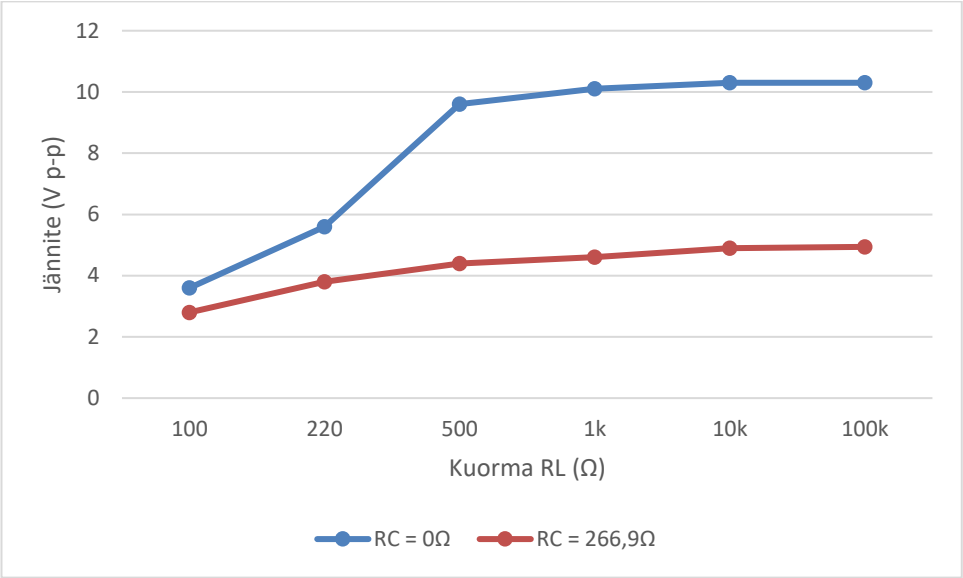
Simulaattorilla suoritettujen kokeiden perusteella kideoskillaattorin virrankulutusta ja ulostulojännitettä olisi mahdollista rajoittaa joko lisäämällä vastus transistorin ja käämin L1 väliin tai lisäämällä kiteen kanssa sarjaan vastus. Oskilloskoopilla signaalimuotoa tarkasteltaessa huomattiin, että kiteen kanssa sarjaan asetettu vastus tekee oskillaattorista epävakaan, mutta kollektorille lisätty vastus ei vaikuttanut negatiivisesti oskillaattorin toimintaan. Tällä perusteella kokeillaan rajoittaa oskillaattorin tuottamaa jännitettä ja virrankulutusta lisäämällä transistorin kollektorille vastus. Kollektorivastukselle sopivaa arvoa etsittiin asettamalla potentiometri transistorin kannalle ja muuttamalla sen arvoa.

Taulukko 15. Taulukossa ilmaistu kollektorivastuksen arvo, jolla piiri alkoi oskilloimaan sekä aaltokuvion jännite kuorman funktiona.

Kuorma RL (Ω)	100	220	500	1k	10k	100k
Jännite jolla oskillointi alkaa (V p-p)	2,4	4	5,3	6,1	7,2	7,4
R_C arvo oskilloinnin alkaessa (Ω)	326	328	331	334	334	334

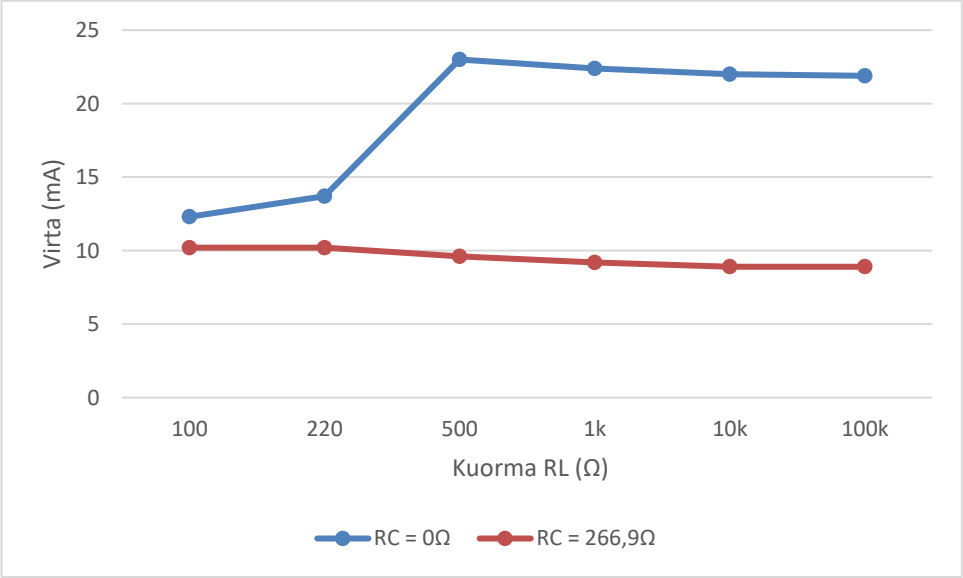
Taulukossa 15 esitettyjen mittaustulosten perusteella 326 Ω:n kollektorivastus on suurin vastusarvo, jolla piiri lähtee värähtelemään, kun kuorma on 100 Ω tai suurempi. Tällä perusteella valitaan kantavastukseksi R_C hieman pienempi 270 Ω:n vastus toiminnan varmistamiseksi. Valitun vastuksen resistanssiksi mitattiin 266,9 Ω.

Transistorin kannalle lisätty vastus pienentää oskillaattorin ulostulojännitettä ja virrankulutusta huomattavasti.



Kuva 21. Oskillaattorin ulostulojännite kuorman R_L funktiona.

Kuvasta 21 nähdään, että oskillaattorin tuottama jännite on huomattavasti matalampi kollektorivastuksen lisäämisen myötä. Jännite on kuitenkin edelleen riippuvainen kuorman suuruudesta. Suurella kuormalla oskillaattori tuottaa silti niin suurta signaalia, että sen modulointi voi olla haasteellista. Tätä varten voidaan käyttää vaimenninta, jotka kytketään oskillaattorin ja modulaattorin väliin. Kyseinen vaimennin voidaan kuitenkin suunnitella vasta kun tiedetään, miten modulaatio onnistuu ilman vaimenninta.



Kuva 22. Oskillaattorin virrankulutus kuorman R_L funktiona.

Kuvasta 22 nähdään, että oskillaattorin virrankulutus laskee merkittävästi suurilla kuormavastuksen arvoilla. Näillä perusteilla voidaan todeta, että muutokset oskillaattoriin ovat perusteltuja.

3.3 Modulaattori

Modulaattorin toimintaa on mitattu eri syöttöjännitteillä sekä taajuuksilla, jotta sen toimintaa voitaisiin analysoida mahdollisimman hyvin. Modulaattorin vahvistus riippuu sekä biasoinnin avulla asetettavasta toimintapisteestä, että audiovahvistimen tuottamasta vaihtovirrasta. Jotta signaali saadaan moduloitua, täytyy ensin selvittää, millä alueella transistorin jännitevahvistus muuttuu lineaarisesti. Jännitevahvistuksen lineaarisuutta voidaan arvioida mittaamalla transistorin kantavirran ja jännitevahvistuksen suhdetta.

Kuvassa 11 on esitetty mittaustulokset kantavirran ja jännitevahvistuksen suhteesta. Tulosten perusteella biasointipisteeksi valittiin $I_c = 2{,}6\ mA$. Kyseisessä toimintapisteessä alkuperäisen lähetinpiirin jännitevahvistus on noin 1 ja audiovahvistimen vaihtovirtasignaalilla on varaa vaihdella muutaman milliampeerin verran. Optimaalinen toimintapiste vaihtelee kytkentäkohtaisesti, sillä kaikki komponentit eivät ole identtisiä. Taulukossa 16 on esitetty mitatut modulaattorin DC-toimintapiste.

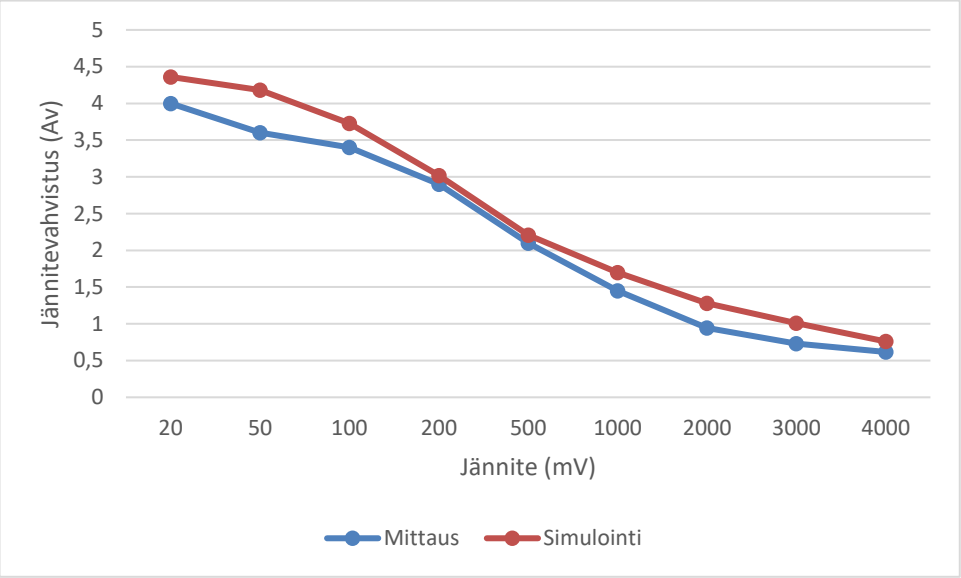
Taulukko 16. Modulaattorin DC-toimintapiste

	I_B (µA)	I_C (mA)	I_e (mA)	V_{CE} (V)
Laskut	37,1	2,60	2,64	4,37
Simuloinnit	22,5	2,60	2,62	4,37
Mittaukset	49	2,60	2,65	4,485

Taulukosta 16 nähdään, että simuloinneissa transistorin kantavirta on huomattavasti matalampi, kuin mitattu kantavirta. Koska piirien kantavirrat on asetettu samansuuruisiksi ja piiri on kuitenkin testattu toimivaksi, joten jos muut simulaatiot eivät ole mittauksista huomattavasti poikkeavia, voidaan havainto todeta merkityksettömäksi.

3.3.1 Syöttöjännitteen vaikutus

Transistorin käyttäytymistä syöttöjännitteen funktiona on tärkeä tarkastella, sillä oskillaattorin tuottama jännite on niin suurta, että vahvistus ei ole enää lähellä ideaalista.

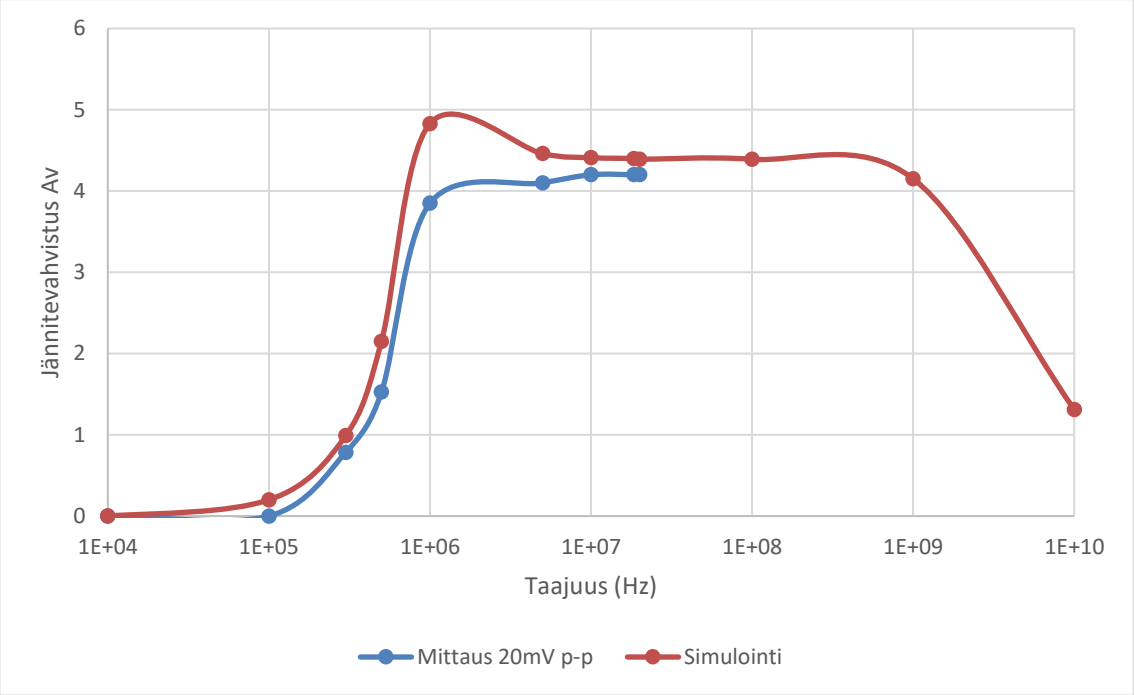


Kuva 23. Modulaattorin jännitevahvistus syöttöjännitteen funktiona

Kuvassa 23 on esitetty kuinka oskillaattorin tuottaman kantoaallon jännite vaikuttaa modulaattorin jännitevahvistukseen. Pienillä jännitteen arvoilla jännitevahvistus on noin 4, mutta kun signaalin jännite kasvaa, jännitevahvistus laskee. Mittaukset ja simuloinnit suoritettiin kiteen värähtelytaajuudella, eli 18,432 MHz:n taajuudella.

3.3.2 Taajuusvaste

Modulaattorin taajuusvastetta, eli sen jännitevahvistusta taajuuden funktiona tarkasteltiin mittaamalla ja simuloimalla. Radiotaajuustransistorin kohdalla taajuusvaste on entistä tärkeämpi selvittää, sillä käytettävien signaalien tulisi olla taajuuksilla, joilla transistori toimii lineaarisesti.

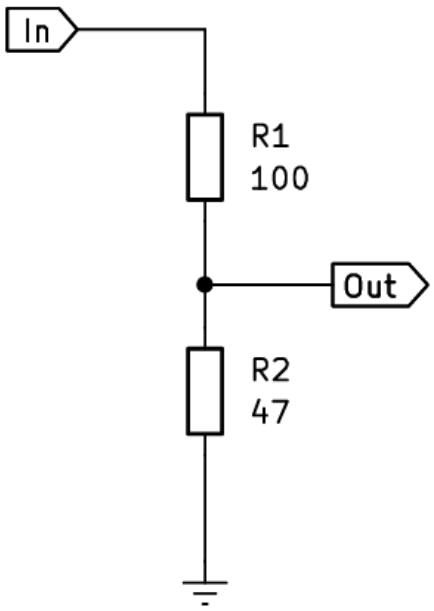


Kuva 24. Modulaattorin jännitevahvistus taajuuden funktiona

Kuvassa 24 on esitetty modulaattorin jännitevahvistus taajuuden funktiona. Tulosten perusteella transistori vahvistaa vain yli 100 kHz:n taajuisia signaaleja, mikä on hyvä asia kyseisen modulaattorin toimintaperiaatteen kannalta. Mittauksissa käytetyllä signaaligeneraattorilla ei pystytty tuottamaa yli 20 MHz:n taajuisia signaaleita, joten suurempien taajuuksien analyysissä on turvauduttava pelkkiin simulointituloksiin. Simulointien kuvaaja on kuitenkin tasainen noin yhteen gigahertsiin asti, jonka jälkeen modulaattorin jännitevahvistus lähtee laskemaan.

3.3.3 Modulaatio

Alkuperäisessä lähetinpiirissä oskillaattorilta modulaattorin kannalle tulevan kantoaallon peak-to-peak jännite oli 1,77 V. Koska muutetun oskillaattorin ulostulojännite on huomattavasti matalampi, kuin alkuperäisen oskillaattorin, on vaimenninta muutettava niin, että signaalin jännite saadaan laskettua sopivalle tasolle. Uusi vaimennin on esitetty kuvassa 25.



Kuva 25. Vaimennin muutetuilla arvoilla.

Kuvassa 25 esitetyn muutetun vaimentimen jälkeen kantoaallon jännite modulaattorin kannalla oli 1,01 V p-p ja vahvistetun signaalin jännite modulaattorin ulostulossa 1,29 V p-p. Tästä saadaan laskettua vahvistimen jännitevahvistukseksi 1,28. Tarkkuuspotentiometrin avulla olisi mahdollista etsiä vaimentimelle parempi arvo, mutta perusvastuksista 100 Ω:n vastuksella päästiin lähimmäksi alkuperäistä jännitettä.

Syöttämällä audiovahvistimelle 10 mV p-p suuruista signaalia, saadaan modulaattorin ulostulosta amplitudimoduloitu signaali, jonka modulaatioindeksi on suurempi kuin 1. Samaa signaalia syöttämällä alkuperäiselle lähetinpiirille modulaatioindeksiksi saatiin noin 1. Yhtä suurempi modulaatioindeksi on tässä tapauksessa hyvä asia, sillä mikrofoni tuottaa huomattavasti alle 10 mV p-p suuruista signaalia, joka johtaa siihen, että mikrofonilla on nyt helpompi saada aikaiseksi parempi modulaatio.

Lähettimen ollessa toiminnassa mitattiin audiovahvistimen ulostulojännite. Alkuperäisen audiovahvistimen ulostulossa mitattiin 540 mV p-p suuruinen signaali ja muutetun audiovahvistimen ulostulossa 720 mV p-p suuruinen signaali. Ohmin lain perusteella

$$I = \frac{U}{R} \tag{24}$$

voidaan todeta myös audiovahvistimen tuottaman vaihtovirran olevan suurempi ja täten vaikutuksen modulaatioon olevan merkittävämpi. Muutetun audiovahvistimen ansiosta mikrofoniin puhuminen 30 cm:n etäisyydeltä sai aikaan syvemmän modulaation kuin alkuperäisessä radiolähettimessä.

4. YHTEENVETO

Työn tarkoituksena oli testata ja kehittää AM-radiolähetintä. Alussa käytiin läpi radiolähettimen sekä amplitudimodulaation toimintaa teoriassa. Teoreettisen tarkastelun jälkeen kytkentää tarkasteltiin simulointien ja mittausten avulla. Kytkentään tehtiin pieniä muutoksia, jotka paransivat radiolähettimen toimintaa.

Radiolähettimen audiovahvistinlohkoa parannettiin siten, että vahvistimen jännitevahvistus kasvoi ja harmonisen kokonaissärön määrä laski. Suurempi jännitevahvistus mahdollistaa syvemmän modulaation samalla syöttöjännitteellä, täten parantaen lähetetyn signaalin laatua. Radiolähettimen oskillaattorilohkoa tutkittiin LC- sekä kideoskillaattorin avulla. LC-oskillaattorin avulla tutkittiin oskillaattorilohkoa matemaattisesti sekä simuloimalla. Kideoskillaattoria käytettiin puolestaan mittauksissa sekä lopullisessa piirissä. Oskillaattorilohkoa paranneltiin muuttamalla kondensaattoreiden arvoja sekä lisäämällä virrankulutusta rajoittava vastus transistorin kollektorille. Kyseisillä muutoksilla oskillaattorin tuottama jännitekuvio saatiin muistuttamaan enemmän siniaaltoa ja oskillaattorin virrankulutus laski 28:sta milliampeerista 23:een milliampeeriin. Lähettimeen tehtyjä muutoksia voidaan pitää onnistuneina, sillä ne paransivat lähetetyn signaalin laatua ja vähensivät lähettimen virrankulutusta. Tehdyt muutokset olivat onnistuneita, mutta lähetintä on mahdollista jatkokehittää pidemmälle.

LÄHTEET

[1] Smith-Rose R.L. Guglielmo Marconi. Encyclopedia Britannica. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.britannica.com/biography/Guglielmo-Marconi

[2] Britannica Editors. Reginald Aubrey Fessenden. Encyclopedia Britannica. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.britannica.com/biography/Reginald-Aubrey-Fessenden

[3] Lundén O. et al. Johdatus RF-Elektroniikkaan – luentomateriaali. Tampereen yliopisto. 2025. [Internet]. Saatavissa: https://moodle.tuni.fi

[4] Faruque S. Radio Frequency Modulation Made Easy. 1st ed. 2017. Cham: Springer International Publishing; 2017.

[5] Winder S, Carr JJ, Davies J. Newnes radio and RF engineering pocket book. 3rd ed. / Steve Winder, Joe Carr. Oxford ; Newnes; 2002.

[6] Alencar MS, da Rocha VC. Communication Systems. 1st ed. 2005. New York, NY: Springer US; 2005.

[7] Onsemi. 2N3903, 2N3904 General Purpose Transistors. [Internet]. 8.2021 [Viitattu 6.9.2025]. Saatavissa: https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/2n3903-d.pdf

[8] Storey N. Electronics : a systems approach. 3rd ed. Harlow: Pearson/Prentice Hall; 2006.

[9] Millman J, Grabel A. Microelectronics. 2. ed., international ed. New York, NY: McGraw-Hill; 1988.

[10] Onsemi. NPN Epitaxial Silicon Transistor KSP10. [Internet]. 6.2022 [Viitattu 6.9.2025]. Saatavissa: https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/ksp10-d.pdf

[11] Razavi B. Fundamentals of microelectronics. Reprint 2013. Wiley; 2008.

[12] National Instruments. Multisim, versio 14.1. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.ni.com/en/shop/electronic-test-instrumentation/application-software-for-electronic-test-and-instrumentation-category/what-is-multisim.html

[13] National Instruments. MyDAQ. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.ni.com/en/shop/engineering-education/portable-student-devices/mydaq/what-is-mydaq.html?srsltid=AfmBOorRsh510fP_OuwVm8bHr_PtuoRyU777IVLDf-Le3QShYA9Ig-8n

[14] Aim-TTi. EL302R. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.aimtti.com/product-category/dc-power-supplies/aim-el-rseries

[15] Keysight. DSOX2002A Oscilloscope. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.keysight.com/us/en/product/DSOX2002A/oscilloscope-70-mhz-2-analog-channels.html

[16] Keysight. Agilent 20MHz 33220A Function / Arbitary Waveform Generator. [Internet]. [Viitattu 12.11.2025]. Saatavissa: https://www.keysight.com/us/en/product/33220A/function--arbitrary-waveform-generator-20-mhz.html

[17] Williams D. Understanding, calculating and measuring total harmonic distortion. All about circuits. [Internet]. 20.2.2017 [Viitattu 6.9.2025]. Saatavissa: https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/the-importance-of-total-harmonic-distortion/

[18] Arar S. Fourier series circuit analysis – An intro to Fourier series representation. All about circuits. [Internet]. 16.10.2022 [Viitattu 6.9.2025]. Saatavissa: https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/fourier-series-circuit-analysis-an-introduction-to-fourier-series-representation/

[19] Herres D. Understanding instrumentation for measuring total harmonic distortion. Test & Measurement Tips. [Internet]. 11.10.2019 [Viitattu 30.6.2025]. Saatavissa: https://www.testandmeasurementtips.com/understanding-instrumentation-for-measuring-total-harmonic-distortion/

[20] Thomann. The t.amp TA 2400 MK-X. [Internet]. [Viitattu 8.9.2025.] Saatavissa: https://www.thomann.de/fi/t-amp_ta2400.htm

[21] Hood JL. Valve and transistor audio amplifiers. 1st edition. Oxford; Newnes; 1997.

[22] Julian Krause. How much distortion can you hear? - Audio Distortion Test. YouTube-video. [Internet]. 15.9.2019. [Viitattu 30.6.2025]. Saatavissa: https://www.youtube.com/watch?v=7dLArMd-y64