

Ilkka Heikura

LF-lähetin 137 kHz:lle

Insinöörityö
Kajaanin ammattikorkeakoulu
Tekniikan ja liikenteen ala
Tietotekniikan koulutusohjelma
Kevät 2007



**Kajaanin
ammattikorkeakoulu**

OPINNÄYTETYÖ TIIVISTELMÄ

Koulutusala Tekniikan ja liikenteen ala	Koulutusohjelma Tietotekniikan koulutusohjelma
Tekijä(t) Ilkka Heikura	
Työn nimi LF-lähetin 137 kHz:lle	
Vaihtoehtoiset ammattiopinnot Langaton tiedonsiirto	Ohjaaja(t) Jukka Heino Toimeksiantaja Jukka Heino
Aika Kevät 2007	Sivumäärä ja liitteet 32+9
<p>Tämän insinööriyön aiheena oli suunnitella ja rakentaa radiolähetin taajuusvälille 135,7–137,8 kHz. Tämä taajuusalue on varattu radioamatöörikäyttöön ja sitä käytetään sähkötykseen. Lähettimen vähimmäislähetysteho täytyi olla 50 W 50 Ω:n kuormaan. Insinööriyön tilaajana toimi Kajaanin ammattikorkeakoulu.</p> <p>Laitteisto koostuu pääosiltaan oskillaattorista, kahdesta taajuusjakajasta, avainnuksesta, pääteasteesta ja LC-suodattimesta. Oskillaattorissa muodostetaan taajuus, joka syötetään jakajapiireille. Ensimmäinen jakaa oskillaattorilta tulevan signaali 13:lla ja toinen kahdella. Tällöin saadaan ulos haluttu taajuus, joka on n. 137,7 kHz. Kyseistä signaalia vahvistetaan ja suodatetaan siniaallon muotoon syötettäväksi antennille. Signaalin avainnus suoritetaan resetoimalla flip-flopia sähkötysavaimella.</p> <p>Kytkenän toimivuutta testattiin 50 Ω:n keinokuormalla ja sitä tutkittiin oskilloskoopilla. Laitteisto saatiin kasattua koekytkentäalustalle, josta se myöhemmin siirretään piirilevyille.</p>	
Kieli	Suomi
Asiasanat	137, kHz, lähetin, CW
Säilytyspaikka	<input checked="" type="checkbox"/> Kajaanin ammattikorkeakoulun Kaktus-tietokanta <input checked="" type="checkbox"/> Kajaanin ammattikorkeakoulun kirjasto

School School of Engineering	Degree Programme Information Technology
Author(s) Ilkka Heikura	
Title A 137 kHz Transmitter	
Optional Professional Studies Wireless Data Transmission	Instructor(s) Jukka Heino
	Commissioned by Jukka Heino
Date Spring 2007	Total Number of Pages and Appendices 32+9
<p>The purpose of this Bachelor's thesis was to design and build a radio transmitter for a frequency range from 135.7 to 137.8 kHz. This frequency range is reserved for radio amateurs and it is used for telegraph. The minimum transmitting power of the transmitter was supposed to be 50 Watts to a 50 Ω load.</p> <p>The transmitter mainly consists of an oscillator, two frequency dividers, a power amplifier and the LC filters. The frequency of a 3.579545 MHz is formed in an oscillator and is fed to the frequency dividers. The first divider divides the signal by 13 and the second by two. Now the required oscillation frequency has been got and it is used in transmission. By resetting the second divider and a D-type flip-flop the Morse keying is done. The D-type flip-flop forms two, separate, signals that are in 180 degrees phase shift with each other.</p> <p>At the next point the signal is amplified to get the required amount of power. The signal is filtered so it would look as much as possible like a sinusoidal wave.</p> <p>Testing was accomplished by feeding the signal to a 50 Ω dummy load and by measuring the output signal with an oscilloscope.</p>	
Language of Thesis	Finnish
Keywords	137, kHz, transmitter, CW
Deposited at	<input checked="" type="checkbox"/> Kaktus Database at Kajaani University of Applied Sciences <input checked="" type="checkbox"/> Library of Kajaani University of Applied Sciences

ALKUSANAT

Työn valmistumiseen vaikuttivat monet eri tahot. Suurimmat kiitokset kuuluvat avopuolisolleni Idalle ja vanhemmilleni. Heidän tukensa ja kannustuksensa on ollut korvaamaton voimnlähde opiskelun ja insinööri­työn teon aikana. Haluan myös kiittää ohjaajaani Jukka Heinoa hänen tarjoamastaan suuresta avusta sekä Eero Soinista ja Kaisu Korhosta kielellisestä ohjauksesta. Viimeisenä haluan kiittää opiskelutovereitani heidän rentouttavasta seurastaan työn tekemisen ohella.

Kajaanissa keväällä 2007

Ilkka Heikura

SISÄLLYS

1 JOHDANTO	3
2 RADIOLÄHETTIMIEN OSKILLAATTORIT	4
2.1 LC-oskillaattorit	4
2.1.1 Armstrong	5
2.1.2 Colpitts	7
2.1.3 Hartley	7
2.1.4 Clapp	8
2.2 RC-oskillaattorit	9
2.2.1 Wienin siltaoskillaattori	9
2.2.2 RC-kejuoskillaattori	10
2.2.3 Kideoskillaattorit	11
3 PÄÄTEASTE	14
4 SOVITUS	16
4.1 Sähköisesti lyhyet antennit	16
4.2 Antennin sovittaminen linjalle	16
4.3 T- ja Gammasovitus	17
4.4 Beta-sovitus	19
5 KYTKENNÄN SUUNNITTELU	20
5.1 137 kHz:n taajuuden tuottaminen	20
5.2 Tehoaste	22
5.3 Päätemuuntaja ja suodatus	24
6 MITTAUKSET	26
7 YHTEENVETO	31
LÄHTEET	32
LIITTEET	

KÄYTETYT TERMIT

AM	Amplitude Modulation	Amplitudimodulaatio
CB	Common-Base	Yhteiskanta
FET	Field Effect Transistor	Kanavatransistori
FM	Frequency Modulation	Taajuusmodulaatio
NTC	Negative Temperature Coefficient	Lämpövastus
PM	Phase Modulation	Vaihemodulaatio
RF	Radio Frequency	Radiotaajuus
SSB	Single Side Band	Yksittäinen sivukaista

Alue	Nimi	Taajuusalue	Aallonpituus
HF	High Frequency	3–30 MHz	100–10 m
LF	Low Frequency	30–300 kHz	10000–1000 m
MF	Medium Frequency	300–3000 kHz	1000–100 m

1 JOHDANTO

Insinööriyön tavoitteena oli suunnitella ja rakentaa radiolähetin taajuusvälille 135,7–137,8 kHz. Tämä taajuusväli on varattu radioamatöörien käyttöön ja sitä käytetään sähkötykseen. Työn tilaajana toimi Jukka Heino, jonka käyttöön kyseinen laite rakennettiin.

Sähköttäminen on kommunikointitapa, jossa viestejä siirretään morseaakkosin. Aakkoset keksi Samuel Morse ja ne koostuvat pisteistä ja viivoista. Sähkötysavaimen painalluksen pituus määrää kumpi näistä kahdesta lähetään. Yhdessä ne muodostavat aakkoset, joista jokaisella on oma ”koodinsa”. Nykyään sähkötystä käyttävät hyväksi mm. radioamatöörit ja Puolustusvoimat. Vuoteen 2003 asti, tarvittiin Suomessa sähkötyksen käyttöön erillinen pätevyystutkinto. Tuolloin Viestintävirasto poisti sähkötyksen suomalaisista radioamatöörin pätevyystutkintovaatimuksista. [1.]

2 RADIOLÄHETTIMIEN OSKILLAATTORIT

Oskillaattoreissa käytetään monenlaisia rakenteita, joihin niiden värähtely perustuu. Näitä ovat mm. LC-, RC-, kide- ja negatiivisen resistanssin oskillaattori. Jotta oskillaattori lähtisi värähtelemään, täytyy sen täyttää seuraavat ehdot:

- silmukavahvistuksen täytyy olla oskillointitaajuudella ≥ 1 ja
- silmukan vaihesiirron oskillointitaajuudella tulee olla 0° tai 360° .

Näitä ehtoja kutsutaan Barkhausenin kriteereiksi. Näiden ehtojen tulee täytyä yhdellä taajuudella. Muutoin oskillointitaajuuksia on monta. [2.]

2.1 LC-oskillaattorit

Radiotekniikassa käytettävät LC-oskillaattorit ovat usein vaihtuvataajuisia (VFO). Taajuuden säätäminen tapahtuu yleensä muuttamalla resonaattorin kapasitanssin arvoa tai harvemmin käyttämällä säätökela, jonka induktanssia muutetaan liikuttamalla magneettista sydäntä. Suurimmaksi ongelmaksi käytettäessä LC-oskillaattoria muodostuu sen vakaus. Tätä on yritetty parantaa kehittämällä halpoja taajuus-syntetisaattoreita, joilla voitaisiin saavuttaa samanlainen vakaus kuin kiteillä. Nyt ongelmaksi muodostuu VFO:sta saatavan signaalin häiriöt sekä hinnan ja tehonkulutuksen nousu. [3.]

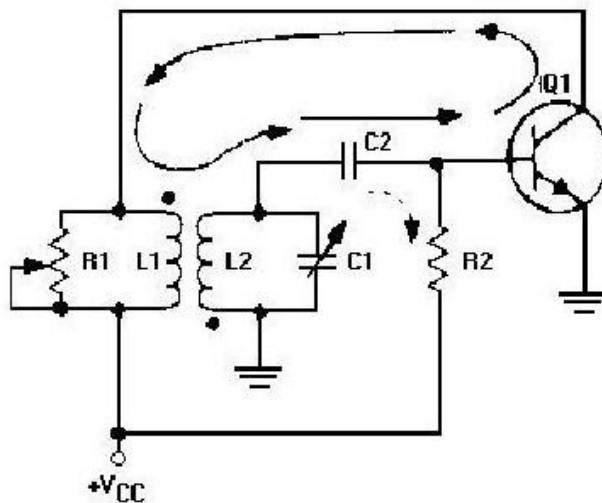
Yleisimmin käytettyjä, LC-resonaattoriin perustuvia oskillaattoreita ovat Colpitts-, sarjaviritteinen Colpitts- ja Hartley-oskillaattori. Kytkennät on esitetty liitteessä 1. Koska sarjaviritteisestä Colpitts-oskillaattorista on tullut yleisesti käytetty, käytetään alkuperäisestä Colpittsista myös nimitystä rinnakkaisviritteinen Colpitts. Kaikissa näissä kytkennöissä käytetään hyväksi suurta virtavahvistusta. [3.]

2.1.1 Armstrong

Armstrong-oskillaattoria (kuva 1) käytetään tuottamaan kohtuullisen vakiotaajuista ja amplitudista siniaaltoa RF-taajuuksille. Sitä käytetään yleisesti vastaanottimissa paikallisoskillaattorina, signaaligeneraattoreiden oskillaattorina ja RF-oskillaattorina MF- ja HF-alueilla. Armstrong-oskillaattorin tunnistaa

- LC-piiristä, jolla tuotetaan oskillointitaajuus,
- takaisinkytkennästä, joka tehdään induktiivisella kytkeytymisellä LC-piirin ja apukäämin välille sekä
- C-luokan vahvistimesta.

Taajuus on kohtuullisen vakaa ja ulostulon amplitudi on suhteellisen vakio. [4.]



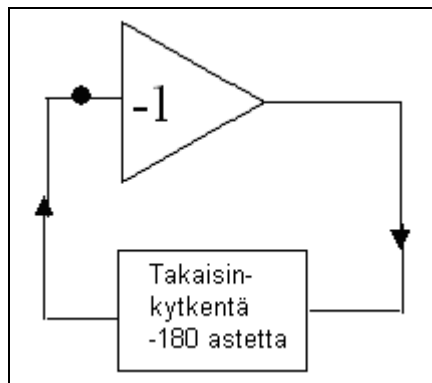
Kuva 1 Armstrong-oskillaattori [4.]

Kytkenässä vastuksen R2 kautta saadaan myötäsuuntainen virta, C2 on kytkeytymiskondensaattori sekä L1 ja R1 muodostavat kollektorin kuormaimpedanssin. Takaisinkytkentä verkon muodostavat käämit L1 (ensiö) ja L2 (toisio). Verkko käyttää näitä käämejä kytkeytymismuuntajana, jolla muodostetaan 180° vaihe-ero. Potentiometrillä R1 hallitaan virtaa, joka kulkee käämin L1 läpi. Kun R1 on säädetty maksimiarvoonsa, suurin osa virrasta kulkee käämin L1 läpi.

Tällöin muuntaja kytkee signaalin huippuarvon (suuri amplitudi) tankkiipiiriin (L2, C1). Jos R1 on säädetty pienempään resistanssin arvoon, kulkee L1:n läpi vähemmän virtaa ja vähemmän energiaa kytkeytyy tankkiipiiriin. Tällöin takaisinkytkennän amplitudia vähennetään. Normaalisti potentiometri säädetään niin, että L1:n läpi kulkeva virta riittää pitämään yllä tankkiipiirin värähtelyä. [4.]

Kytettäessä takaisinkytkentäverkko kytkeytymiskondensaattorin C2:n kautta transistorin kannalle saadaan aikaan takaisinkytkennälle ”suljettu silmukka” (osoitettu kuvassa nuolilla). Oletetaan, että transistorin kannalla on positiivinen jännite. Transistori johtaa voimakkaasti myötäsuuruisella virralla. Tämä virta kulkee L1:n ja R1:n läpi aikaansaaden jännitteen kasvun L1:n yli. Jännitteen kasvu kytkeytyy induktiivisesti L2:een ja vaihtaa polariteettiaan. Tämä tapahtuma varmistaa sen, että jännite on positiivinen L2:n ja C1:n alkupäässä ja samassa vaiheessa kantajännitteen kanssa. Nyt positiivinen jännite kytkeytyy C2:n yli transistorin kannalle. [4.]

Takaisinkytkennässä syntyvää vaihesiirtoa voidaan selvittää yksinkertaisesti lohkokaavion avulla (kuva 2).



Kuva 2 Oskillaattorin vahvistinosan lohkokaavio

Kuvassa on merkitty pisteellä se kohta, jonka kannalta toimintaa tarkastellaan. Signaali menee pisteeltä lähtien vahvistimelle, jossa sen vaihe kääntyy 180° . Takaisinkytkennässä signaali kääntyy toiset 180° . Joten kuljettuaan vahvistimen ja takaisinkytkennän läpi signaali on kääntynyt 360° . Tällöin vahvistin täyttää Barkhausenin kriteerit ja oskillointi alkaa.

2.1.2 Colpitts

Rinnakkaisviritetyssä Colpittsissa (Liite 1, A) kondensaattoreiden C3 ja C4 arvot ovat jopa kymmenen kertaa suurempia kuin C1:n ja C2:n tyypilliset arvot. Tästä seuraa että vain pieni osa tankkipiirin kokonaisjännitteestä tulee FET:n hilalle (G) ja voidaankin ajatella että FET on vain osittain kytkeytyneenä tankkipiiriin. FET:iä ajetaan C3:n ja C4:n yli olevien jännitteiden summalla. FET taas ohjaa yksinään C4:n yli olevaa jännitettä. Tästä seuraa, että tankkipiiri toimii resonaattorina. Resonaattori koostuu kelasta L ja kondensaattoreista C1, C2, C3 ja C4. Sen resonanssitaajuus (kaava 1) voidaan laskea käyttämällä standardi laskukaavoja sarjassa ja rinnan oleville kondensaattoreille, jotka vaikuttavat kelan L yli.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Suuren säätöalueen aikaansaamiseksi, täytyy C2:n arvo pitää pienenä, jotta saadaan vähennettyä C3:n ja C4:n kapasitanssien kumoavaa vaikutusta säätökondensaattoriin C1. [3.]

Sarjaviritteinen Colpitts (Liite 1, B) toimii pääosin samanlaisesti kuin rinnakkaisviritteinen. Erona on se, että säätökondensaattori C1 on sijoitettu siten, etteivät C3:n ja C4:n suuret kapasitanssit kumo sen vaikutusta. Pienillä C3:n ja C4:n arvoilla on rajoittava vaikutus säätöalueeseen. Sijoittamalla kondensaattori C2 säätökondensaattorin rinnalle saadaan aikaan säätöalueen pienentäminen halutuksi ilman, että se häiritsee C3:n ja C4:n toimintaa, jotka määräävät vahvistimen kytkeytymisen. Molemmissa kytkennöissä C3 ja C4 kumoavat vahvistimen sisäiset kapasitanssit. [3.]

2.1.3 Hartley

Hartley-oskillaattorin (Liite 1, C) toiminta on samankaltainen kuin rinnakkaisviritetyn Colpittsin. Erona Colpittsiin on se, että Hartley-oskillaattorissa lähde on tapitettu tankkipiiriin induktanssiin eikä kapasitanssiin. Tyypillinen paikka tapitukselle on 10–20 % kokonaiskierron määrästä katsottuna induktanssin ”kylmästä” (pienemmän jännitteen omaavasta) päästä. Kondensaattoria C2 käytetään rajoittamaan resonaattorin säätöaluetta. Kondensaattorin C3 arvo valitaan mahdollisimman pieneksi siten, että oskillaattori lähtee vielä luotettavasti värähtelemään.

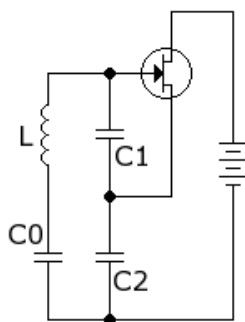
Tämä on tarpeellista, koska Hartleysta puuttuu Colpittsiin verrattuna kapasitiivinen jakaja. Jos C_3 :a ei olisi, niin FET:in kapasitanssit yhdistyisivät tankkipiiriin voimakkaammin kuin Colpittsissa ja vaikuttaisi piirin taajuuden vakavointiin. [3.]

Jokaisessa edellisessä oskillaattoriipiirissä on $1\text{ k}\Omega$:n vastus sarjassa lähteen virtakuristimen kanssa. Vastuksen käytöllä on monia hyviä puolia.

- Se vakavoittaa sisäänrakennetun AGC:n (Automatic Gain Control) vahvistusta,
- se ”pilaa” tankkipiirin tapituksen ja kuristimen aiheuttaman pienitaajuisen resonanssipiirin Q-arvon,
- vähentää säädön ajelehtimistä sekä
- suojaa harhatoistoilta.

2.1.4 Clapp

Clapp-oskillaattori (kuva 3) voidaan rakentaa käyttämällä transistoreita tai tyhjiöputkia. Clapp hyödyntää positiivisen takaisinkytkennän verkkoa. Kondensaattoreilla C_1 ja C_2 muodostetaan jännitteenjako, joka määrittää takaisinkytkentäjännitteen suuruuden transistorin kannalla. Oikeastaan Clapp-oskillaattori on Colpitts, johon on kytketty kondensaattori sarjaan kelan kanssa (liitteessä 1 esitetty sarjaviritteinen Colpitts on tosin jo samankaltainen kuin tämä). [5.]



Kuva 3 Periaatekuva Clapp-oskillaattorista [5.]

Clappia suositaan rakennettaessa vaihtelevataajuisia oskillaattoreita (VFO), joissa taajuutta säädetään yhdellä säätökondensaattorilla. Tämä sen takia, koska Colpittsin VFO:ssa jännitteenjako sisältää usein säätökondensaattorin (C1 tai C2) aiheuttaen takaisinkytkentäjännitteen vaihtelun. Toisinaan Colpittsilla ei saavuteta edes osia halutusta taajuuden vaihteluvälistä. Tämä ongelma vältetään Clapp-piirissä käyttämällä jännitteenjaossa kiinteitä kondensaattoreita ja säätökondensaattoria sarjassa kelan kanssa. [5.]

2.2 RC-oskillaattorit

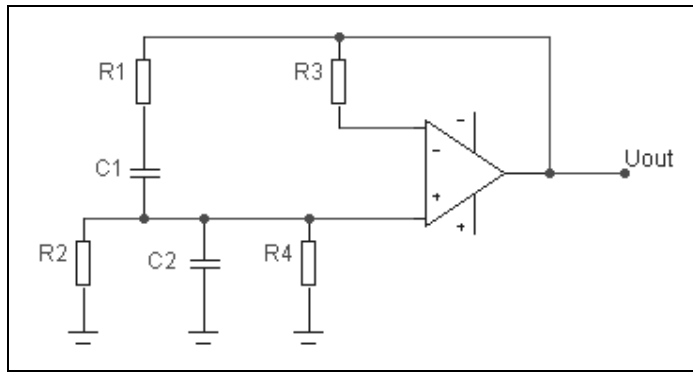
RC-oskillaattoreita käytetään pienillä taajuuksilla < 100 kHz. Oskillaattori muodostuu taajuusselektiivisestä RC-piiristä, jonka resonssitaajuus voidaan laskea kaavaa 2 käyttäen. [6.]

$$f = k \cdot \frac{1}{2\pi RC} \quad (2)$$

Kerroin k riippuu oskillaattorin rakenteesta. Yleisin RC-oskillaattori on Wienin siltaoskillaattori. [6.]

2.2.1 Wienin siltaoskillaattori

Wienin siltaoskillaattori (kuva 4) muodostuu RC-piiristä, vahvistimesta ja takaisinkytkennästä. Oskillaattorin on kehittänyt William R. Hewlett (US patenttinumero 2268872). Tässä vahvistimena käytettiin elektroniputkia. [7.]. Kytkennän jännitevahvistuksen tulee olla yli 3, jotta oskillaattori alkaisi värähdellä. Liian suuri jännitevahvistus aiheuttaa lähtöjännitteen säröytymisen. Vahvistuksensäätö voidaan automatisoida käyttämällä R2:n paikalla NTC-vastusta. Lähtöjännitteen kasvaessa, kasvaa myös R1:n ja R2:n kautta kulkeva virta. NTC-vastuksen lämmetessä, sen resistanssi pienenee ja samalla pienenee myös operaatiovahvistimen vahvistus. Oskillaattoritaajuutta voidaan säätää käyttämällä vastuksien R1 ja R2 tilalla potentiometriä. Taajuusvakavuutta voidaan parantaa käyttäen myötäsuuntaisen takaisinkytkennän rinnalla vastasuuntaista takaisinkytkentää. [6.]



Kuva 4 Wienin siltaoskillaattori

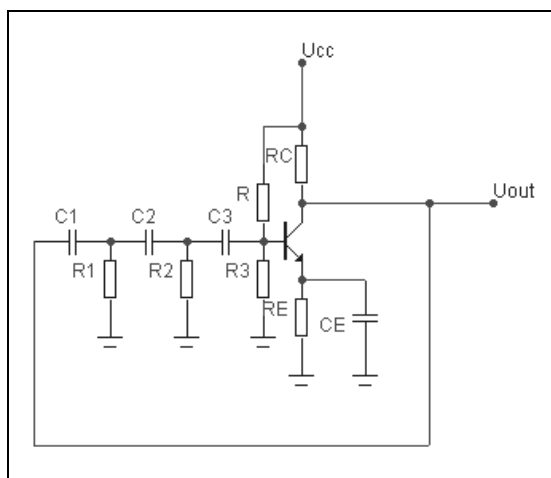
Kytkenän vahvistus voidaan laskea käyttämällä kaavaa 3.

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3)$$

Wienin siltaoskillaattori päätettiin testata simuloimalla. Liitteessä 2 esitetyistä tuloksista nähdään piirin amplitudin ja vaiheen käyttäytyminen.

2.2.2 RC-ketjuoskillaattori

RC-ketjuoskillaattori eli RC-vaiheensirto-oskillaattori (kuva 5) saadaan värähtelemään kytkemällä yhtä suuria vastuksia ja kondensattoreita ketjuun, jossa on oltava vähintään kolme lenkkiä.



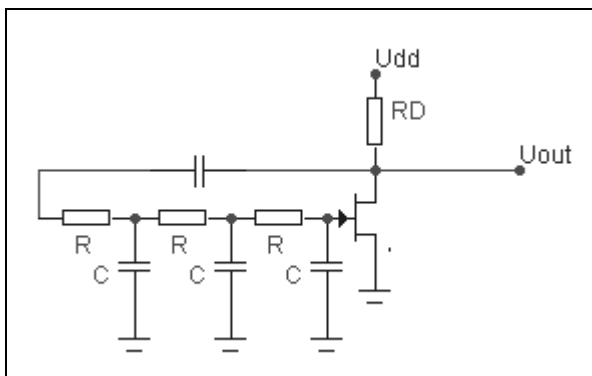
Kuva 5 RC-ketjuoskillaattori

Kyseessä olevassa kytkennässä jokainen näistä lenkeistä kääntää ulostulosignaalin vaihetta 60° (yht. 180°). Täten RC-ketjuoskillaattori värähtelee sillä taajuudella, jolla vaihe kääntyy 180° . Kolmilenkkinen ketjuoskillaattorin värähtelytaajuus saadaan laskettua kaavalla 4. [6.]

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6RC}} \quad (4)$$

Jotta kuvan 5 oskillaattori alkaa värähdellä täytyy vahvistuksen olla 29-kertainen, koska jännite alenee RC-ketjussa $1/29$ -osaan alkuperäisestä. Bipolaarisia transistoreja käytettäessä RC-ketjun lähtöä ei saa kuormittaa, koska silloin sen ominaisuudet muuttuvat. Kuormittavuusongelma vältetään mitoittamalla R3 ja C3 toimimaan vahvistimen viimeisenä lenkinä. Mitoitus toteutetaan impedanssisovituksella, jossa ketjussa käytettyjen vastusten resistanssi sovitetaan transistorin tuloimpedanssi Z_{IN} . [6.]

Helpompaa on kuitenkin käyttää FET:iä (kuva 6), koska sen tuloimpedanssi on suuri ja se ei sen takia kuormita RC-ketjua. Kuvassa olevassa FET:llä toteutetusta RC-ketjuoskillaattorista on jätetty pois hilaesijännitteen tuottamiseen tarvittava vastus, jolla muodostetaan hilapiirin DC-virtatie. [6.]

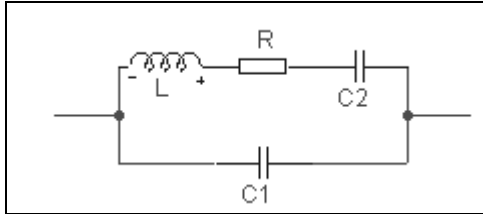


Kuva 6 FET:llä toteutetun RC-ketjuoskillaattorin periaatekytkentä

2.2.3 Kideoskillaattorit

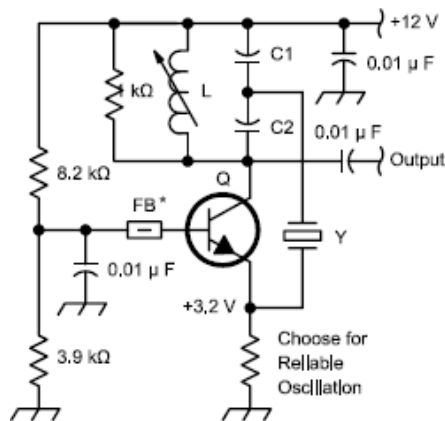
Kideoskillaattoreita käytetään, kun halutaan RC- ja LC-oskillaattoreita parempaa taajuusvakavuutta. Kiteen taajuusvakavuutta voidaan entisestään parantaa asentamalla kide ns. kideuuniin, jonka lämpötila pidetään vakiona ympäristön lämpötilan vaihteluista huolimatta.

Kiteellä on kaksi resonanssitaajuutta: rinnakkais- ja sarjaresonanssitaajuus, joihin sen toiminta voi perustua. Nämä kaksi eri resonanssitaajuutta voidaan huomata kiteen vastinkytkennästä (kuva 7). [6.]



Kuva 7 Kiteen vastinkytkentä

Rinnakkaisresonanssitaajuus määräytyy kelan L ja kondensaattorin C1 rinnankytkennän mukaan ja sarjaresonanssi L:n ja C2:n sarjaankytkennän mukaan. Vastinkytkennässä vastus R kuvaa kideateriaalin sisäisestä kitkasta aiheutuvia värähtelyhäviöitä. Kuten tavallisessakin LC-piirissä, impedanssi kiteen navoissa on suurimmillaan rinnakkais- ja pienimmillään sarjaresonanssissa. [6.] Sarjaresonanssia hyödyntävän oskillaattorin peruskytkentä on esitetty kuvassa 8.



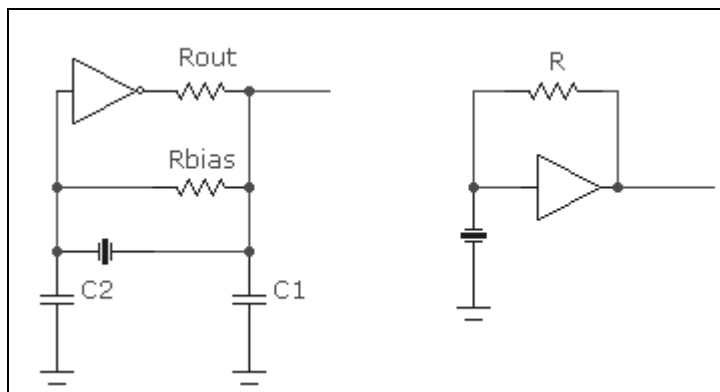
Kuva 8 Sarjatyypinen kideoskillaattori [3.]

Kytkenässä tankkipiirillä L-C1-C2 viritetään CB-vahvistimen kollektori. Koska C1:n arvo on suurempi kuin C2:n, on tankkipiiri tapitettu siten, että muodostuu pienempi impedanssi. Tällöin signaalin amplitudi heikkenee, mutta virta kasvaa. Virta takaisinkytketään kiteen kautta emitterille. CB-kytkennän virtavahvistus on alle yhden, joten vahvistus saadaan aikaan tankkipiirin muodossa olevalla muuntajalla. Tankkipiiri hävyttää vahvistuksen värähtelytaajuudellaan ja ainoastaan kide johtaa virtaa sarjaresonanssitaajuudellaan tai sen harmonisilla.

Tankkipiirin resonanssi on laajakaistaisempaa kuin yksikään kiteen värähtelytaajuuksista. Tä-
ten voidaan ajatella kiteen asettavan värähtelytaajuuden, mutta tankkipiirin valitsevan mitä
taajuutta käytetään. Tankkipiiri voidaan virittää kiteen perustaajuudelle tai jollekin sen yliaal-
loista. [3.]

Logiikkapiirillä toteutettu kideoskillaattori

Kideoskillaattori voidaan toteuttaa myös käyttäen hyväksi logiikkapiirejä, kuten NAND. Ku-
vassa 9 on esitetty tähän perustuva Pierce-oskillaattori. Vastuksella R_{bias} tehdään tasajännit-
teen negatiivinen takaisinkytkentä, joka asettaa sisääntuloportin jännitteen käyttökelpoiselle
tasolle. Toiminta perustuu kiteen värähtelyn aiheuttamaan offsetiin sarjaresonanssitaajuudel-
la, jolloin kide on induktiivinen. Offsetin vaikutuksesta syntyy vaihesiirto, joka saa kytkennän
värähtelemään. Kyseistä kytkentää käytetään paljon monissa mikroprosessoreissa ja muissa
digitaalisissa laitteissa, joissa tarvitaan kellopulsseja. [3.]



Kuva 9 Sarja- ja rinnakkaisviritteinen Pierce-oskillaattori

3 PÄÄTEASTE

Toimintaluokat

Vahvistinasteen toimintaluokka määritellään johtavuuskulman mukaan. Toisin sanoen, kuinka suuren kulman vahvistin johtaa sisääntulosignaalista. Käytetyimpiä toimintaluokkia ovat A, AB, B, C ja D. [3.]

A-luokka

A-luokan vahvistin johtaa koko sisääntulosignaalin jakson ajan. Vahvistimen toimintapiste asetetaan siten, että vahvistin ei leikkaa signaalia missään vaiheessa. Ulostulojännite määräytyy kuorman yli olevan virran vaihtelun mukaan. A-luokan vahvistimella saavutetaan paras lineaarisuus ja vahvistus, mutta sen hyötysuhde on huono. Teoreettinen maksimihyötysuhde on 50 %, mutta käytännössä se on luokkaa 25–30 %. [3.]

AB-luokka

AB-luokan johtavuuskulma on välillä 180–360 astetta. Toimintapiste asetetaan siten, että vahvistin johtaa enemmän kuin puolet sisääntulosignaalin jakson ajasta, mutta vähemmän kuin koko jakson. AB-luokan vahvistimella saavutetaan 50–60 % hyötysuhde. Vahvistimen lineaarisuus ja vahvistus eivät ole ihan yhtä hyviä kuin A-luokan vahvistimessa. [1.] AB-luokan vahvistin on yleisin vahvistintyyppi, koska sillä saavutetaan kohtuullinen hyötysuhde ja vältetään pitkälle nollapisteen särö.

B-luokka

Vahvistimen johtavuuskulma on 180° ja sen esijännite on lähellä nollaa. Toimintapiste asetetaan siten, että vahvistin ei johda kun ohjaussignaalia ei ole. B-luokan vahvistimen hyötysuhde on 65 % ja lineaarisuus tyydyttävä. [3.] Vahvistimen lineaarisuus riittää AM-moduloitujen signaalien käsittelyyn. Vahvistinta käytetään yleisesti audiotaajuisen signaalin vahvistamiseen, koska P-tyyppin transistoreita ei ole kovin korkeille taajuuksille.

C-luokka

C-luokan vahvistin johtaa alle 180° , tyypillisesti 90° . Toimintapiste asetetaan niin, ettei vahvistin johda kun signaalia ei ole. Vahvistin johtaa vain signaalin positiivisten huipuilla. Vahvistimen hyötysuhde on korkea, jopa 80 %, mutta lineaarisuus huono. Vaikka C-luokan vahvistin ei sovellu AM- tai SSB-signaalien vahvistukseen, kelpaa se kuitenkin käytettäväksi ON-OFF-avainnettujen tai FM-/PM-moduloitujen signaalien käsittelyyn. Vahvistus on tyypillisesti luokkaa 10–13 dB. [3.]

D-luokka

D-luokan vahvistimilla on hyvä hyötysuhde, jopa $> 90\%$. Hyvä hyötysuhde johtuu siitä, että transistorit ovat aina joko kyllästys- tai sulkuilassa. Tehohäviöitä syntyy siirtovaiheen aikana ja transistorin ollessa kyllästystilassa. Hyvän hyötysuhteen takia vahvistin ei lämpene juurikaan normaalikäytössä.

4 SOVITUS

4.1 Sähköisesti lyhyet antennit

Sähköisesti lyhyitä antennia (selvästi resonanssi mittaa, $\lambda/2$, lyhyempiä) käytetään, kun antennin rakentaminen täyteen mittaansa ei ole järkevää. Näiden antennien säteilyimpedanssi on pieni, $< 1 \text{ m}\Omega$, ja ne ovat voimakkaasti kapasitiivisia. Tällöin niitä täytyy pidentää sähköisesti, joka tapahtuu induktiivisesti ”pidennyskelalla”. Antennin pidentämisen tarkoituksena on säteilytehon lisääminen eli antennin virta pyritään saamaan mahdollisimman suureksi. Tätä ratkaisua käytetään erityisesti pienillä taajuuksilla, jolloin signaalin aallonpituus on suuri. [8.] Signaalin aallonpituus voidaan laskea kaavalla

$$\lambda[m] = \frac{300}{f[\text{MHz}]} . \quad (5)$$

Tässä työssä käytettävällä taajuudella antennin pituudeksi tulisi tällöin n. 2,2 km. Antennin pituus olisi siis tajuttoman iso eikä sitä ole järkevää rakentaa. Pidentäminen voidaan tehdä lisäämällä kela antennin alapäähän, puoliväliin tai yläpäähän. Suosituin ja yleisin rakenne vaihtoehto näistä on sijoittaminen puolivälin tienoille (n. 2/3 kohdalle). Tällöin antennin alaosan virta on suuri, joten se säteilee hyvin. Yläosa toimii lähinnä sovituselimenä. Sijoitettaessa kela alapäähän, antennin virta kasvaa ”hieman”, joten hyöty jää pieniksi. Tällöin kela toimii lähinnä jousena tai sovituselimenä. Sijoittamalla kela yläpäähän, syntyy alosaan suuri virta, joten antenni säteilee hyvin. Tämän vaihtoehdon tuloksena aiheutuu paha ongelma, nimittäin koronapurkaus yläpäässä, joka aiheuttaa voimakkaita häiriöitä. [8.]

4.2 Antennin sovittaminen linjalle

Lähettimeä käytettäessä yleisin kuorma linjan päässä on antenni. Vastaanottimen tapauksessa kuormana toimii vastaanottimen sisääntulo eikä antenni, koska vastaanotettu teho syötetään vastaanottimelle. Olipa sovellus mikä tahansa, niin vain tilanne kuormassa määrää heijastuskertoimen ja tätä kautta seisovan aallon suhteen (SAS, engl. SWR = Standing Wave Ratio) siirtolinjalla.

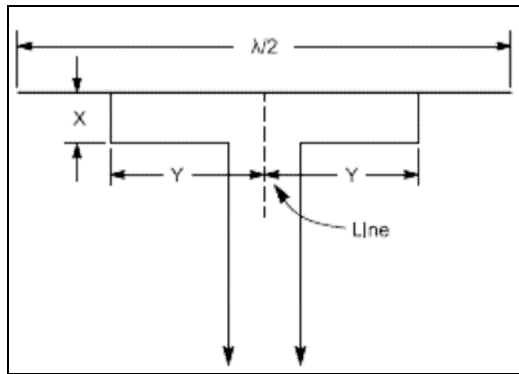
Jos kuorma on puhtaasti resistiivinen ja sen arvo on sama kuin linjan karakteristinen impedanssi, seisovia aaltoja ei synny eli $SAS = 1$. SAS:een ei voida vaikuttaa muuttamalla linjan alkupäätä tai linjan pituutta. [3.]

Vain muutamissa erikoistapauksissa antennin impedanssi on juuri oikean suuruinen sovituksen kannalta. Muissa tapauksissa on tyydyttävä epäsovitukseen ja hyväksyttävä saatu SAS tai yritettävä saada sovitus mahdollisimman lähelle haluttua. [3.]

Konjugaattisovituksella tarkoitetaan tilannetta, jossa kuormalta katsottuna (missä tahansa kohti linjaa) reaktanssi näyttää impedanssin kompleksiselta konjugaatilta lähteeltä katsottuna. Tällä menetelmällä saavutetaan suurin mahdollinen tehovahvistus suursignaalivehvistimelta. Esimerkiksi, jos suursignaalivehvistimen ulostuloimpedanssi on $23,5 - j 13,0 \Omega$ tulee kuorman impedanssin olla $23,5 + j 13,0 \Omega$, että saadaan suurin tehovahvistus. Tällöin vahvistin ja kuorma ovat resonanssissa, jolloin $- 13,0 \Omega$:n reaktanssi kumoutuu. [3.]

4.3 T- ja Gammasovitus

Monissa antennityypeissä syöttöpisteen impedanssi näkyy antennille pienempänä kuin 50Ω . Esimerkiksi Yagi-antennissa ratkaisuna käytetään T- ja Gammasovitusta nostamaan syöttöimpedanssi 50Ω :iin. Sovitus perustuu siihen, että impedanssi on resistiivinen niissä kahdessa resonanssimittaisen antennin kohdassa, jotka ovat yhtä kaukana antennin keskipisteestä. Impedanssin suuruus riippuu näiden kahden kohdan välimatkasta. Tällöin syöttökohdaksi valitaan se paikkapari, jossa antennin resistanssi on yhtä suuri kuin siirtolinjan impedanssi. Käytännössä näin ei kuitenkaan voida tehdä, koska näiden pisteiden välimatka on paljon suurempi kuin siirtolinjan johtimen tarvitsema suojaus. Ratkaisuna on erillisten, näihin pisteisiin liitettävien johtojen käyttö, joilla sovitusalue tuodaan lähemmäs siirtolinjaa. Tätä kutsutaan T-sovitukseksi (kuva 10). [3.]

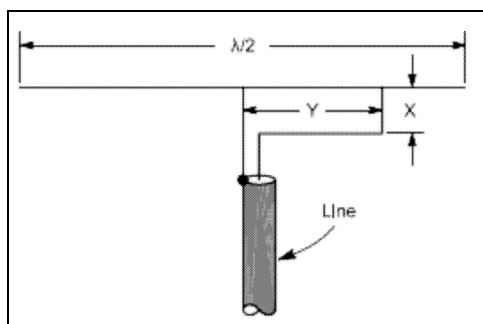


Kuva 10 T-sovitus [3.]

T-sovitus sopii hyvin käytettäväksi rinnakkaisjohtoiselle syöttölinjalle. Jokainen näistä T-johdoista (kuvassa merkitty Y:llä) muodostaa lyhyen pätkän siirtolinjaa, joka on kohtisuoraan vasten antennin johdinta. Jokaista näitä siirtolinjan osaa voidaan ajatella päätetyksi samankokoisella impedanssilla, joka on antennin liitospisteessä. [3.]

Jos antenni itse on resonanssissa toimintataajuudella, sen impedanssi on puhtaasti resistiivinen. Tällöin sovituskohdan johdot ovat päätetty resistiivisellä kuormalla. Siirtolinjan kannalta nämä sovituskohdat on päätetty lyhennyksellä ja niiden pituus on pienempi kuin varttiaalto. Näiden kohtien syöttöimpedanssi (impedanssi, joka näkyy katsottaessa sovituskohdan terminaaleja siirtojohtosta päin) on yhtä aikaa niin induktiivinen kuin resistiivinenkin. Tällöin syöttöimpedanssi täytyy kumota ennen kuin sovitus saadaan aikaan. Tämä voidaan tehdä ”lyhentämällä” antennia lisäämällä kondensaattori (kapasitiivinen reaktanssi) sovituskohdan syöttöön. Toinen helpompi tapa on lisätä säätökondensaattori sarjaan jokaiseen sovituskohdan ja siirtolinjan liitoskohtaan. Tällöin kondensaattori tulee suojata sääoloilta. [3.]

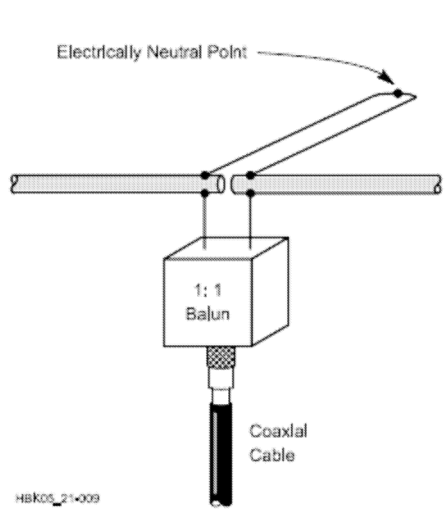
Gamma-sovitus (kuva 11) toimii samalla tavalla kuin T-sovitus. Tässä syöttö tapahtuu käyttäen koaksiaalijohtoa. Säättäminen tapahtuu samanlaisesti kuin T-sovituksessa. [3.]



Kuva 11 Gamma-sovitus [3.]

4.4 Beta-sovitus

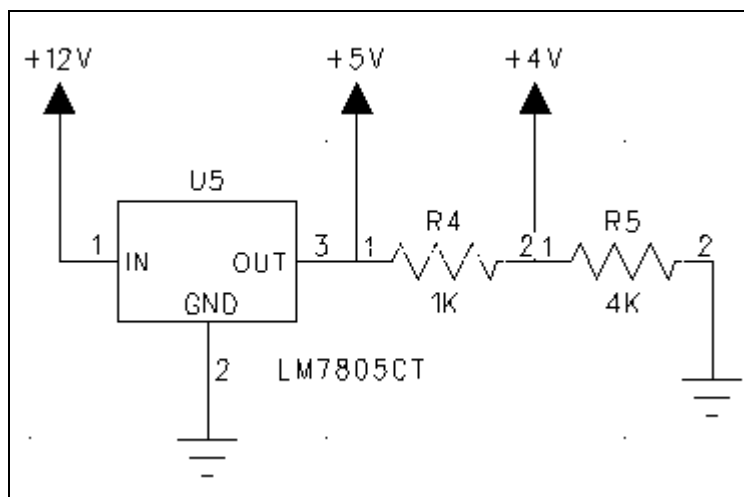
Beta-sovitusta (kuva 12, myös ”hiusneula”-sovitus) käytetään yleisesti Yagi-antennien sovit-
timena. Toiminta perustuu antennin kapasitiivisuuteen, jolloin antenni on hieman alle puo-
lenaallon mittainen. Kapasitiivinen osa kumotaan induktiivisella shuntilla (konjugaattisovi-
tus). Yleensä sovituselin on siirtojohdon pätkä. Sovituselimen toinen pää on vaihtovirran
kannalta nollapotentialissa, jolloin se voidaan vaikka maadoittaa antennin puomiin. Tällöin
itse antennielementti on tasajännitteen kannalta maadoitettu. Tästä seuraakin mm. ukkos-
suojaus. [8.]



Kuva 12 Beta-sovitus [3.]

5 KYTKENNÄN SUUNNITTELU

Ennakkoon sovittiin, että kytkennän (liite 8) tuli toimia 12 V:n käyttöjännitteellä. Tämän takia mikropiirien käyttöjännitteet (kuva 13) toteutettiin jänniteregulaattorilla 7805, joka muuttaa 12 V jännitteen 5 V:ksi. Ensimmäisen jakajapiirin 74HC193, looginen ”1” -taso toteutettiin regulaattoripiirin kautta jännitteen jaolla, jolloin ”1” -tason jännitteeksi asetettiin 4 V.



Kuva 13 Käyttöjännitteet

Avainnuksen suhteen vaatimuksena oli, että lahetin ei saanut lähettää minkäänlaista signaalia kun kytkintä/sähkötyösavainta ei painettu. Joten kytkennän tuli toimia pienellä lepovirralla. Tehoa kytkennästä oli saatava vähintään 50 W 50 Ω :n kuormaan, maksimissaan 100 W.

Häiriönsuodatuskondensattoreita (100 nF) käytettiin mikropiirien käyttöjännitteiden sekä pääkäyttöjännitteiden välissä. Tällä estetään häiriöiden leviämistä koekytkentäalustalla ja myöhemmin piirilevyllä.

5.1 137 kHz:n taajuuden tuottaminen

Oskillaattorin suunnittelu aloitettiin etsimällä esimerkkejä B-luokan vahvistimen sisältävistä kideoskillaattoreista. Näitä löytyikin jokunen kappale. Aikansa tutkailun jälkeen päädyttiin yksinkertaisempaan vaihtoehtoon. Oskillaattori (kuva 14) päätettiin toteuttaa logiikkapiirillä Pierce-oskillaattorin mukaisesti pienin muutoksin. Tämä sen takia, koska se on rakenteeltaan

edullinen ja helppo. Logiikkapiirinä päädyttiin käyttämään 74HC00-piiriä, joka on 4-porttinen NAND. Yhtäläillä piirinä olisi voitu käyttää pelkkää invertterii. NAND-piirin käyttöön vaikutti se, että käyttämättömiä NAND-portteja ei jäänyt jäljelle kuin yksi.

Taajuusjakajien suunnittelua varten tutkailtiin Internetistä mahdollisia vaihtoehtoja ensimmäisen jakajan suhteen. Ensimmäisen jakajan täytyi jakaa oskillaattorilta tuleva signaali 13:lla ja siksi mikä tahansa piiri ei käynyt tähän tarkoitukseen. Piirin tuli olla ohjelmoitavissa halutulle jakosuhteelle. Erilaisia toteutusvaihtoehtoja löytyi monia [9–10].

Ensimmäinen jakaja (kuva 14) päädyttiin toteuttamaan piirillä 74HC163, joka on ohjelmoitava laskuripiiri. Piirin laskurin aloituskohta alustetaan syöttämällä data inputteihin se binääriluku, josta ylöspäin laskeminen aloitetaan. Eli tässä tapauksessa, kun jakosuhteeksi haluttiin 13, syötettiin piirille binääriluku

$$Data = 16 - N = 16 - 13 = 3 \Rightarrow 0011. \quad (6)$$

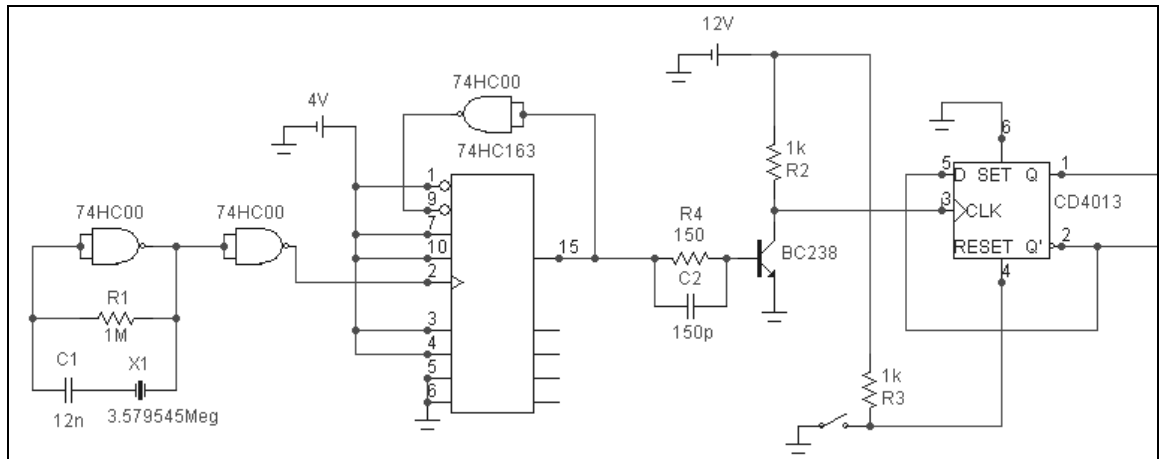
Piirin datainputtiin A syötetään vähiten merkitsevä luku (LSB) ja D eniten merkitsevä (MSB). Tulos saadaan ulos Ripple Carry Output -nastasta. Jotta laskuri saataisiin laskemaan, täytyy sen Enable T/P- ja Clear-nastat alustaa oikein. Tätä varten tutkailtiin datalehdistä löytyvää totuustaulua (liite 3). Näistä selvisi, että Clear-nasta täytyi asettaa tilaan "1", kuten myös Enable T ja P -nastat. Load-nastaan tuleva pulssi saadaan inverttoimalla laskurilta ulostuleva pulssi. Tällöin portin ollessa tilassa "0", laskurin arvo ladataan laskuriin ja "1"-tilassa kasvatetaan laskurin arvoa. Oskillaattorilta tuleva pulssi syötetään Clock-nastaan.

Tällöin ensimmäiseltä jakajalta ulostulotaajuudeksi saadaan

$$f = \frac{3,579545 \text{ MHz}}{13} = 275,35 \text{ kHz} \quad (7)$$

Toisen jakajan (kuva 14) kanssa päästiin helpommalla. Jakaja toteutettiin piirillä CD4013 (liite 4), joka on D-tyypin flip-flop. Signaali tuodaan piirille Clock-nastaan. Data-nastaan signaali saadaan invertoidusta Q-ulostulosta. Set-nasta kytkettiin maatasoon. Kahdella jaettu signaali saadaan ulos Q-ulostuloista, jolloin ulostulotaajuus on

$$f = \frac{275,35 \text{ kHz}}{2} \approx 137,7 \text{ kHz} \quad (8)$$



Kuva 14 Oskillaattori ja taajuusjakajat

BJT-transistorikytkimen ainoana tarkoituksena on vahvistaa hieman tulojännitettä ja toimia kytkimenä. Kytkin toteutettiin transistorilla BC238, jonka kannalle signaali tulee $150\ \Omega$ vastuksen ja $150\ \text{pF}$ kondensaattorin kautta. Kondensaattorilla saadaan parannettua signaalin nousunopeutta. Kollektori kytkettiin käyttöjännitteeseen $1\ \text{k}\Omega$:n vastuksella ja emitteri suoraan maatasoon.

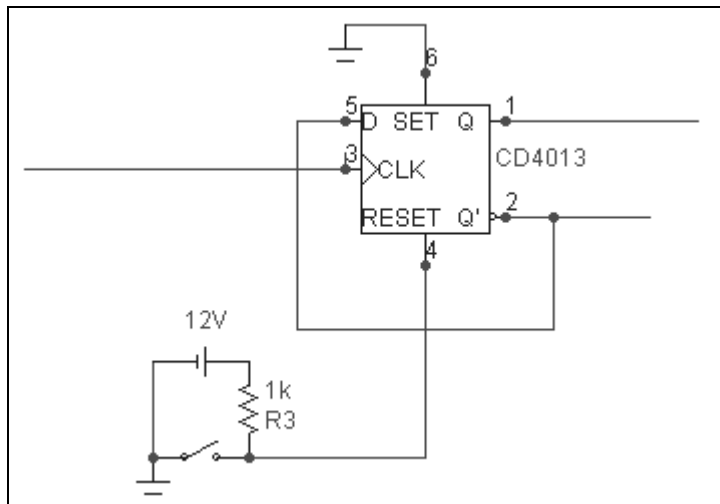
5.2 Tehoaste

Tehoasteen suunnittelu aloitettiin tutustumalla erilaisiin pääteasteen vaihtoehtoihin. Jo tässä vaiheessa päätettiin karsia pois A- ja AB-luokan vahvistimet pois joukosta ja keskityttiin korkeampiin vahvistinluokkiin. Käyttökelpoisia kytkentöjä etsittiin ARRL Handbookista [3] ja Internetistä [11–12]. Molemmista lähteistä löytyi hyviä vaihtoehtoja, joiden pohjalta tehoastetta alettiin suunnitella ja toteuttaa. Suunnittelu tapahtui lähinnä yritys-erehdys-periaatteella, koska suunnitteluohjeita ei tuntunut löytyvän.

Aluksi tehoastetta yritettiin saada toimivaksi viemällä jakajalta saatu signaali FET'in hilalle ARRL Handbookin kytkennän mukaisesti. Kytkennässä hilavirtaa voidaan säätää potentiometrin kautta halutuksi. FET:ien nieluilla oleva muuntaja korvattiin pienellä vastuksella. Tällä FET saatiin aukeamaan hieman, joten kytkentää täytyi muuttaa.

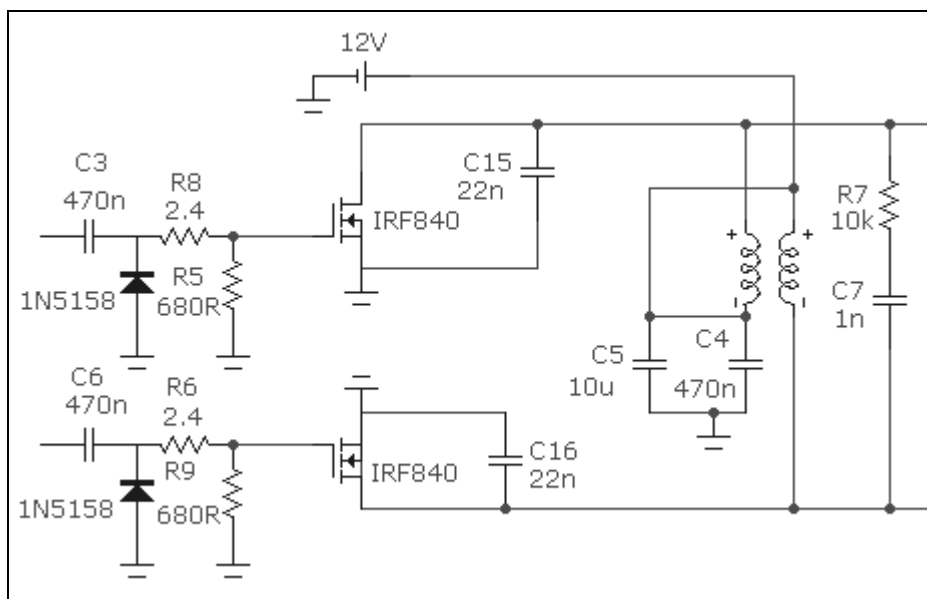
Tehoasteen tuli toimia push-pull-periaatteella (kuva 15), joten signaali jaettiin kahdeksi erilliseksi, vastakkaisvaiheiseksi signaaliksi. Tämä toteutettiin käyttäen D-tyypin flip-flopilla, jolla

saatiin myös aikaan signaalin avainnus. Avainnus tapahtuu kytkemällä piirin reset-nasta ylös-
vetovastuksen avulla käyttöjännitteeseen ja sähkötysavaimen/kytkimen kautta maatasoon.
Kun sähkötysavainta/kytkintä ei paineta, on piirin reset loogisessa "1"-tilassa eikä signaali
pääse kytkeytymään ja koko kytkennässä kulkee pieni virta. Avainta/kytkintä painettaessa,
piirit aktivoituvat ja päästävät signaalin kulkemaan.



Kuva 15 Avainnus

Näiden jälkeen signaali syötetään kondensaattorin ja pienen vastuksen kautta FET'in hilalle
ja hila yhdistetään vastuksen kautta maatasoon (kuva 16). Ennen pientä vastusta olevalla
Schottky-diodilla saadaan palautettua tasajännite taso FET:n hilalle.

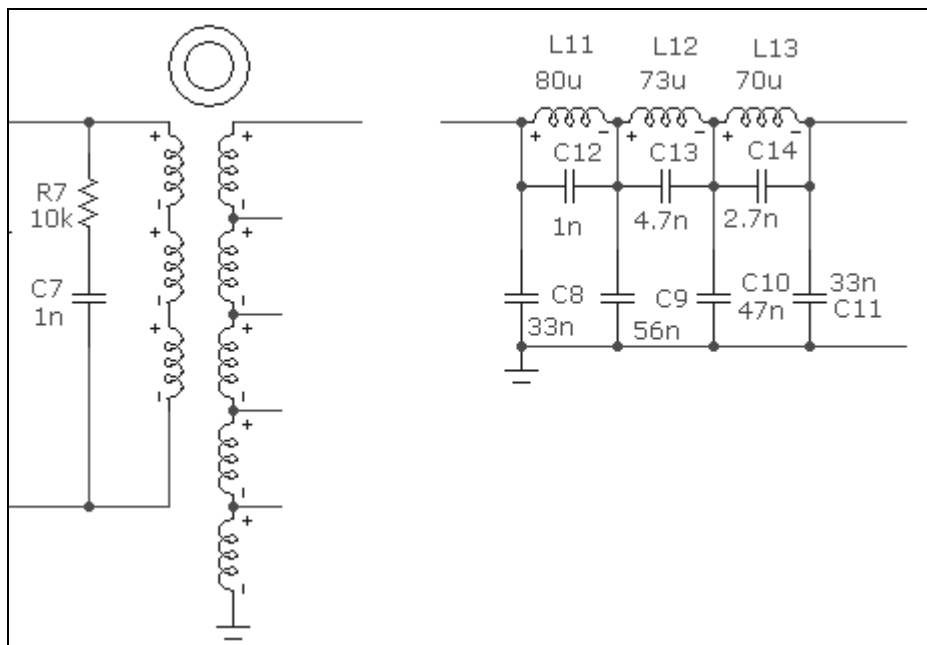


Kuva 16 Pääteaste ja bifilaarinen muuntaja

Tässä vaiheessa rakennettiin myös muuntaja FET:ien nieluille. Muuntajasta tehtiin bifilaarinen. Bifilaarisen muuntajan aikaansaamiseksi kaksi lankaa twistattiin eli kierrettiin toistensa ympäri siten, että sentille tuli kaksi kierrosta. Bifilaarisessa muuntajassa ensiön loppupäää liitetään yhteen toision alkupään kanssa. Näiden yhteinen piste kytketään maatasoon kondensaattorien kautta sekä suoraan käyttöjännitteeseen. Muuntajan sydämeksi valittiin ferriittirenkas, joita laitettiin kolme päällekkäin. Muuntajaan käämittiin niin monta kierrosta kuin suinkin mahdollista. Tuloksena saatiin 16-kierroksinen muuntaja.

5.3 Päätemuuntaja ja suodatus

Päätemuuntajasta (kuva 17) päätettiin tehdä rakenteellisesti hieman erikoinen. Muuntajassa kahdeksan lankaa twistattiin toistensa ympäri ja muuntajan sydämenä toimii rautasydän. Ensiön puolella, kolme kelaa kytkettiin sarjaan FET:in nieluille. Toision puolella kytketään loput viisi kelaa sarjaan ja jokaisen kelan välistä saadaan väliulosotto. Ulosoton paikkaa vaihtamalla voidaan muuttaa lähettimen sovitusta.



Kuva 17 Päätemuuntaja ja 7. asteen Cauer-suodatin

Suodattimeksi päätettiin tehdä Cauer-suodatin (kuva 17). Tämän suunnittelu tapahtui Valkenburgin kirjan [13] avulla. Kirjasta etsittiin Cauer-suodattimen suunnittelussa käytettävät taulukot ja taulukon arvojen normalisointikaavat. Tämän jälkeen päätettiin minkä arvojen

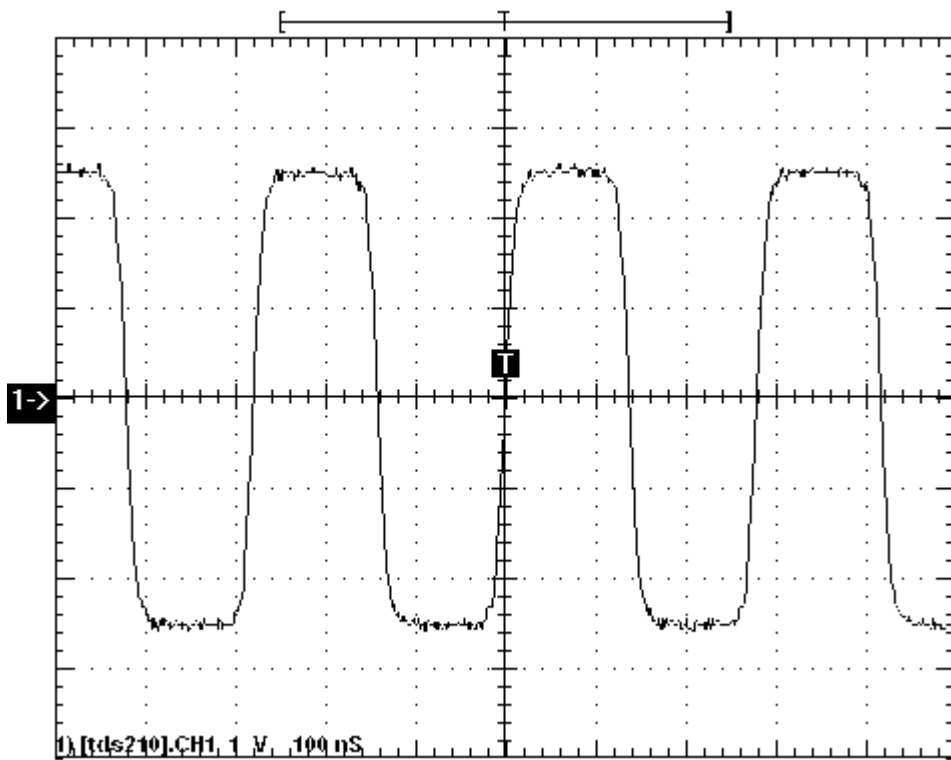
mukaisesti suodatin tehdään ja laskettiin komponenttien arvot. Suodattimesta päädyttiin tekemään 7. asteen alipäästösuodatin. Suodattimen suunnitteluun liittyvä taulukko on esitetty liitteessä 5 ja mitoitus liitteessä 6.

Suodattimen toimintaa simuloitiin Micro-Cap 9 -ohjelmalla (liite 7). Simulaatiokuvasta nähdään, kuinka elliptinen suodatin toimii. Rajataajuuden (137,7 kHz) jälkeen suodatin vaimentaa signaalia voimakkaasti toiseen rajataajuuden kerrannaiseen asti. Tämän jälkeen suodatus hieman vaimenee kunnes kolmannen kerrannaisen lähetyvillä taas voimistuu. Suodattimen amplitudikäyttäytymistä päätettiin myös simuloida lähemmin taajuusvälillä 100–200 kHz (liite 7). Simulaatiosta huomataan, että vaimennus alkaa vasta rajataajuuden jälkeen, eikä käyrässä ole ylimääräisiä heittäilyitä ennen tätä taajuutta.

6 MITTAUKSET

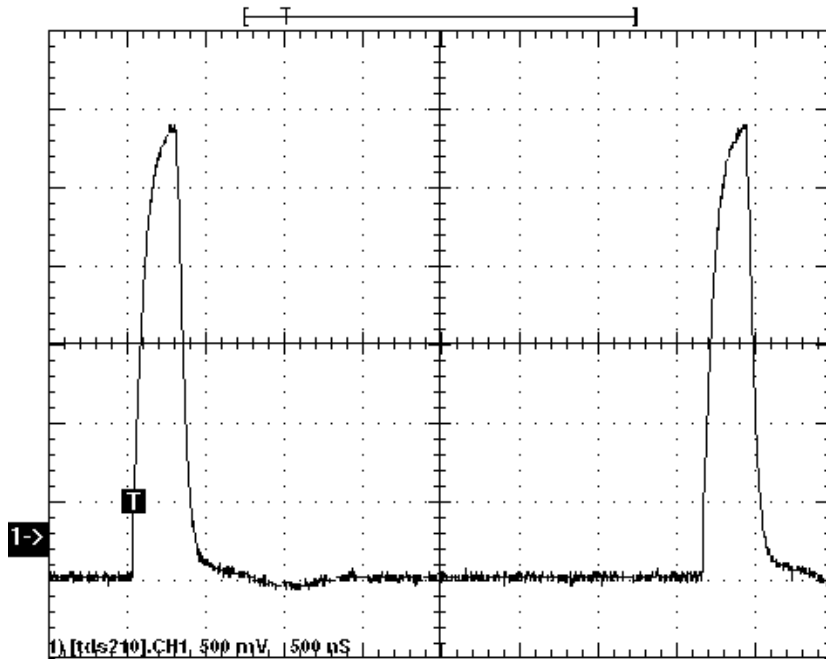
Mittaukset suoritettiin käyttäen digitaalista oskilloskooppia Tektronix TDS210, jonka sarjaporttiyhteyden kautta oskilloskooppikuvat otettiin PC:lle. Mittausten aikana kytkentä oli kasattuna koekytkentäalustalle.

Mittaukset aloitettiin tutkimalla oskillaattorilta saatavaa signaalia (kuva 18). Oskillaattorilta tuleva signaali oli odotusten mukainen. Pieniä häiriöitä on nähtävissä jännitehuippujen aikana.



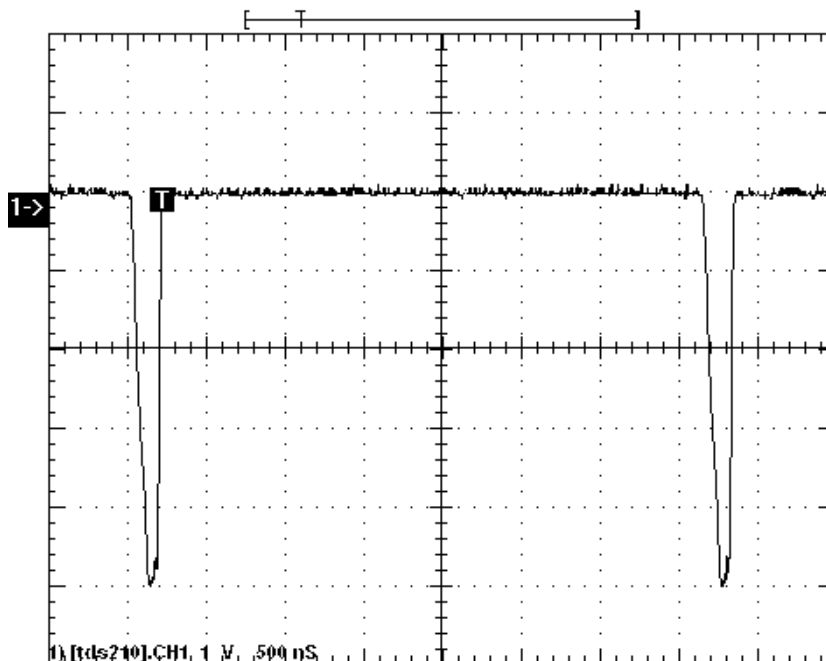
Kuva 18 Oskillaattorilta tuleva signaali 3,57 MHz (1 V/DIV, 100 ns)

Seuraavaksi tutkittiin ensimmäiseltä taajuusjakajalta saatavaa signaalia (kuva 19), joka syötetään flip-flopille. Signaalissa on nähtävissä pieniä värähtelyä, joka luultavasti poistuu kun kytkentä kasataan piirilevyllä. Värähtely nähtävästi johtuu koekytkentäalustan kapasitansseista.



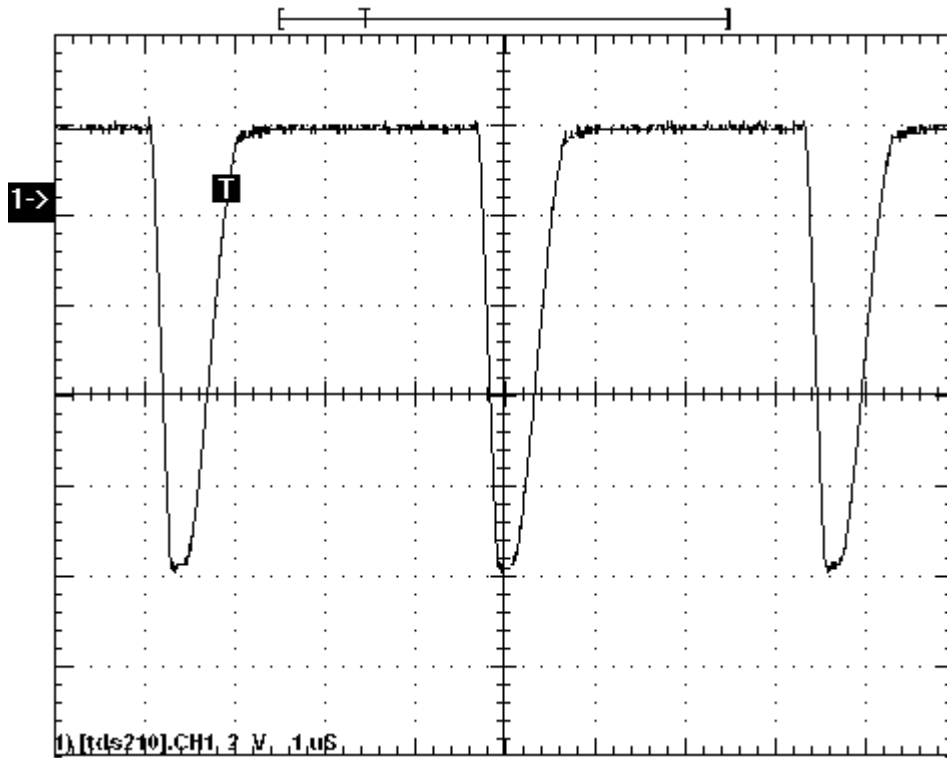
Kuva 19 Ensimmäiseltä taajuusjakajalta saatava signaali 277,7 kHz (500 mV/DIV, 1 μ s)

Tämän jälkeen päätettiin tarkastaa jakajapiirin Load-nastaan tulevan pulssin muoto, joka syötetään siihen invertoituna (kuva 20). Pulssimuoto on huomattavasti siistimpi kuin mitä jakajalta lähtevä pulssi. Ylimääräistä värähtelyä ei ole nähtävissä.



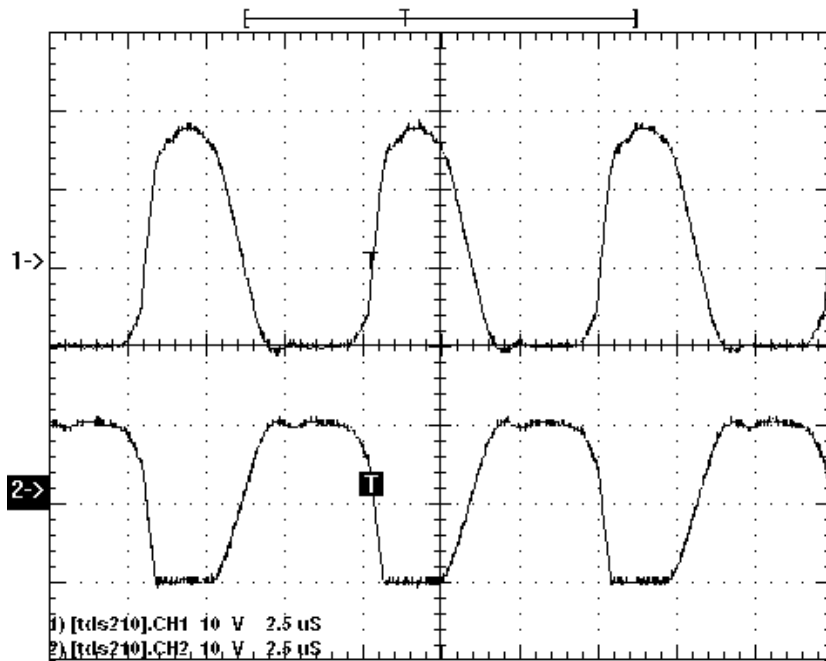
Kuva 20 Jakajan ohjauspulssi (1 V/DIV, 500 ns)

Koska jakajalta saatavassa signaalissa oli pientä värähtelyä, päätettiin tarkastella kytkintransistorilta lähtevää pulssia (kuva 21). Signaali on siistiä ja se on vahvistunut toivotulla tavalla. Signaalin vaihe on myös kääntynyt 180° , kuten vahvistimen oletetaan tekevän. Vahvistus oli tarpeellinen, koska flip-flop-piiri vaati kyseisen signaalin vahvistuksen toimiakseen. Piirin toimintaa testattiin myös aiemmin esitetyllä, ensimmäiseltä jakajalta saadulla, signaalilla, mutta tuloksetta. Signaalin voimakkuus ei riittänyt ohjaamaan flip-floppia.



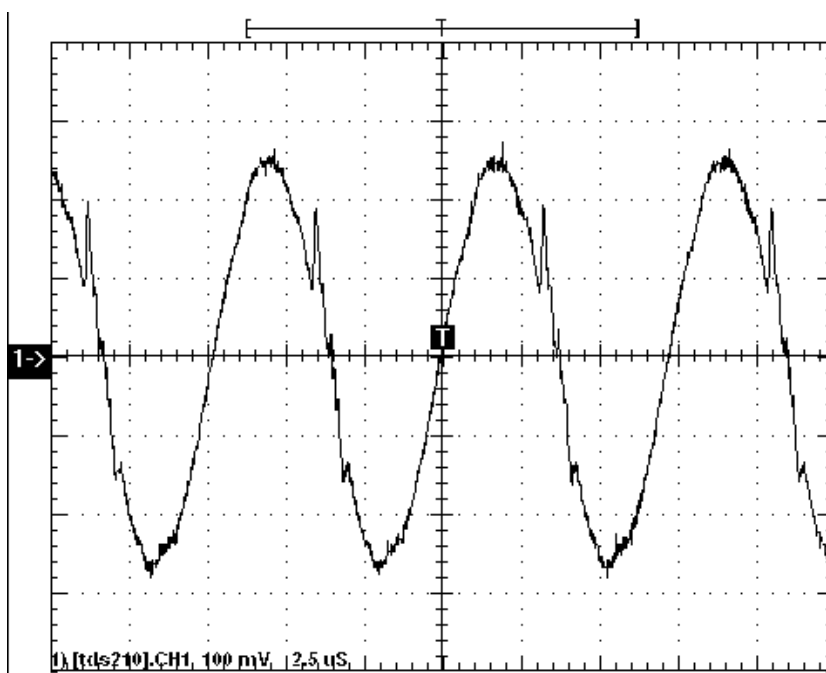
Kuva 21 BJT-transistorilta lähtevä pulssi (2 V/DIV, 1 μ s)

Seuraavaksi tarkasteltiin FET:in nieluilta lähtevää signaalia (kuva 22). Toisen FET:n nieluilta lähtevän signaalin amplitudi on hieman pienempi kuin toisen. Tämä johtuu siitä, että FET kuormittaa edellään olevan flip-flop-piirien lähtöjä voimakkaasti. Tällöin signaalin amplitudi piirien lähdeissä heikkenee hieman ja tuloksena on kuvan mukaista käyttäytymistä.



Kuva 22 FET:n nieluilta saatavat signaalit (10 V/DIV, 2,5 μ s)

Mittauksia jatkettiin tutkien antennille menevää signaalia (kuva 23). Signaalissa näkyy pieniä häiriöitä, joiden uskotaan johtuvan oskillaattorista. Oskillaattoritaajuus ilmeisestikin vuotaa läpi ja aiheuttaa häiriöt signaaliin. Häiriöiden uskotaan poistuvan tai ainakin vähentyvän, kun kytkentä saadaan kasattua piirilevyllä.



Kuva 23 Antennille menevä signaali (100 mV/DIV, 2,5 μ s)

Ulkoisena kuormana käytettiin sekä n. 10 m pituista lankaa että 50Ω keinokuormaan. Langan käytöllä yritettiin simuloida todellista tilannetta, jossa signaali syötetään todelliselle antennille. Mittauksissa todettiin, että kytkentä toimi halutulla tavalla. Kytkeä otti virtaa n. 200 mA 12 V käyttöjännitteellä. Tämä oli hyväksyttävä tulos. Mittausten aikana kytkentää muuteltiin hieman. Tällä selvitettiin eri osien toimintaa erilaisilla komponenttien arvoilla.

7 YHTEENVETO

Kytkenän tekeminen oli todella opettavaista ja haastavaa. Uusia asioita, kuten taajuusjakajat ja bifilaarinen muuntaja, tuli tutuksi työn tekemisen aikana. Ongelmiakin riitti. Ensimmäisenä päänvaivaa tuotti taajuusjakajan data inputtien jatkuva rikkoontuminen, jolloin piirin ulostulossa oli väärän taajuinen signaali. Ohjausporttien hajoaminen johtui liian isosta jännitteestä, jonka suuruus täytyi olla pienempi kuin piirin käyttöjännitteen.

Tämän jälkeen kytkentää kasattiin eteenpäin hyvällä menestyksellä. Tosin välillä oskillaatorissa käytetty mikropiiri hajosi ja se täytyi vaihtaa uuteen. Kytkenä muuttui useasti ennen kuin päästiin lopulliseen versioon.

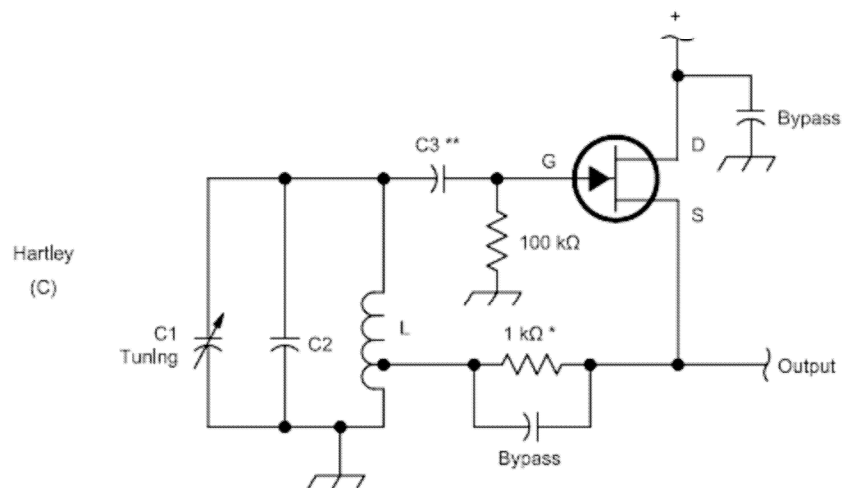
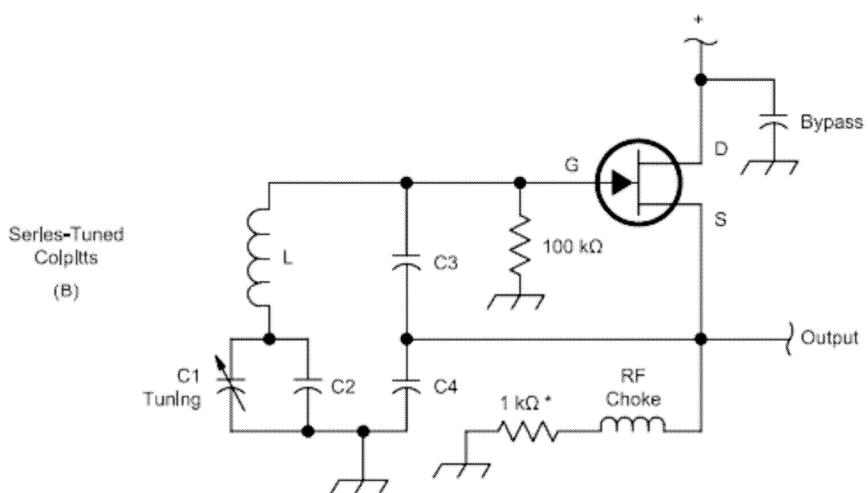
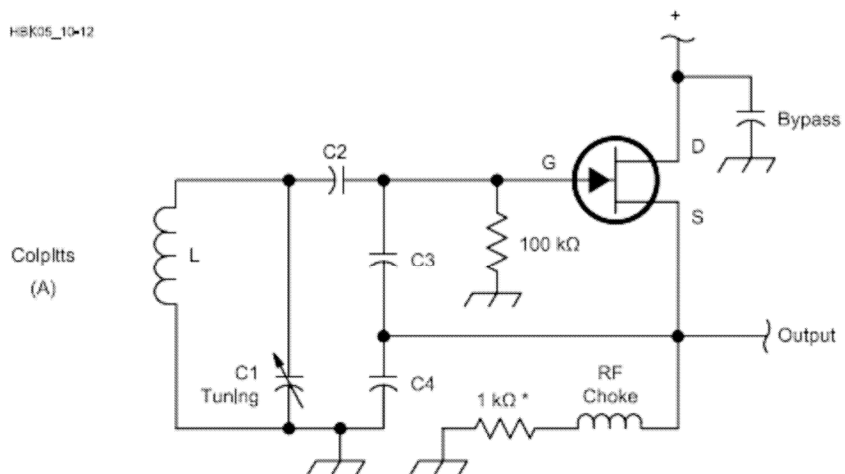
LÄHTEET

- 1 Morsettamisesta. Luettu 12.04.2007. [www-dokumentti].
<http://fi.wikipedia.org/wiki/S%C3%A4hk%C3%B6tys>
- 2 Barkhausenin kriteerit. Dia 4. Luettu 27.03.2007. [www-dokumentti].
http://www.ecdl.tkk.fi/education/020/LKALVOT/K07/ele2_8.pdf
- 3 The ARRL Handbook for radio communications. 82.painos. Newington: The American Radio Relay League, Inc., 2004. ISBN 0-87259-928-0
- 4 Armstrong-oskillaattori. Luettu 18.03.2007. [www-dokumentti].
<http://tpub.com/neets/book9/35c.htm>
- 5 Clapp-oskillaattori. Luettu 23.03.2007. [www-dokumentti].
http://en.wikipedia.org/wiki/Clapp_oscillator
- 6 Volotinen, Vesa. Analoginen elektroniikka - Komponentit ja peruskytkennät. Porvoo 2000, WSOY. 3.painos. ISBN 951-0-21577-5.
- 7 Wienin siltaoskillaattorin patentti, Luettu 27.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.google.com/patents?vid=USPAT2268872&id=tW5jAAAAEBAJ&printsec=abstract&zoom=4&dq=2268872#PPP1,M1>
- 8 Jukka Heino. Siirtojohto- ja antenniteoria, luentokalvoja. Versio 2, 2003.
- 9 Taajuusjakajakytkentöjä. Luettu 31.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.wenzel.com/pdf/files/dividers.pdf>
- 10 Taajuusjako 74HC161:llä. Luettu 31.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.wenzel.com/pdf/files/161divdr.pdf>
- 11 D-luokan tehovahvistin. Luettu 31.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.g0mrf.freemove.co.uk/classd.htm>
- 12 60 W:n vahvistin. Luettu 31.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.electronics-lab.com/projects/rf/027/index.html>
- 13 Van Valkenburg, Mac E.. Reference Data For Engineers - Radio, Electronics, Computer, and Communications. 9.painos. Newnes. ISBN 0-7506-7291-9
- 14 74HC163:n datalehdet. Luettu 31.03.2007. [www-dokumentti].
<http://www.futurlec.com/74HC/74HC163.shtml>
- 15 CD4013 datalehdet. Luettu 10.04.2007. [www-dokumentti].
<http://www.cedmagic.com/tech-info/data/cd4013.pdf>

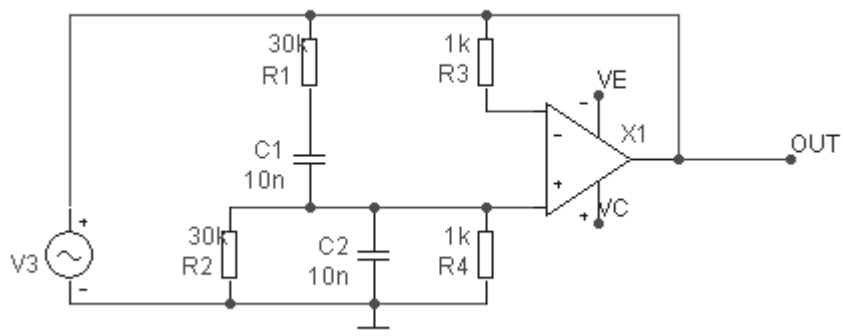
LIITTEIDEN LUETTELO

- 1 Tavallinen Colpitts-, sarjaviritetty Colpitts- ja Hartley-oskillaattori
- 2 Wienin siltaoskillaattorin simulaatio
- 3 74HC163 datatietoja
- 4 CD4013 datatietoja
- 5 7.asteen Cauer-suodattimen suunnittelutaulukko
- 6 Cauer-suodattimen mitoitus
- 7 Cauer-suodattimen simulaatiot
- 8 Micro-Cap kytkentäkuva koko kytkennästä

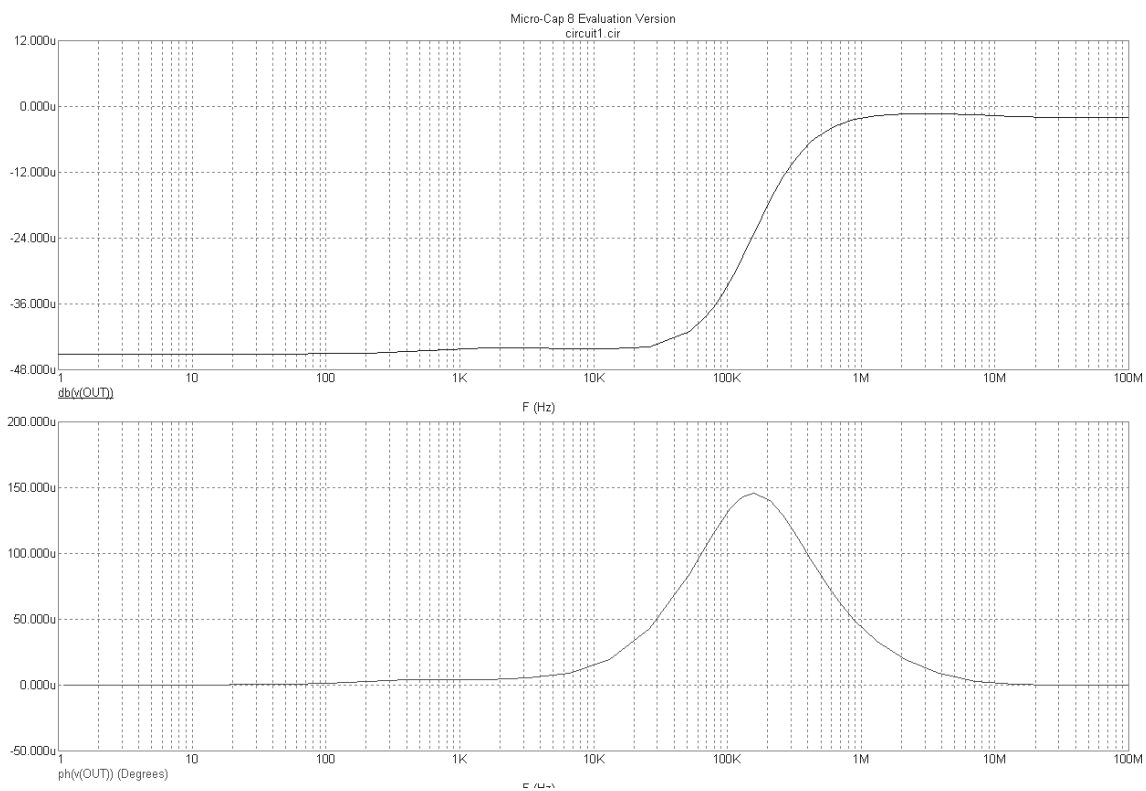
H8K05_10-12



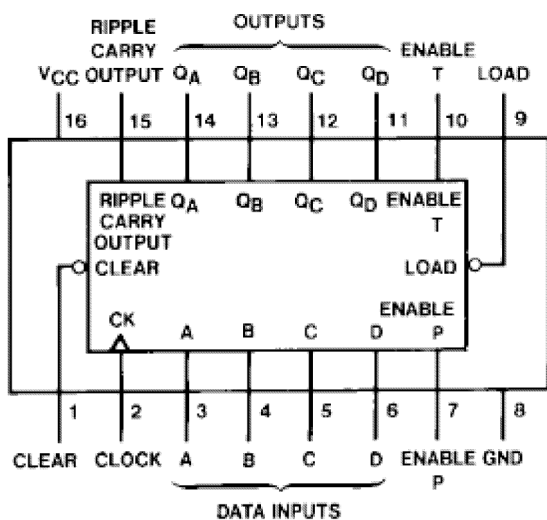
Tavallinen Colpitts-, sarjaviritetty Colpitts- ja Hartley-oskillaattori [3.]



Wienin siltaoskillaattorin simuloinnissa käytetty kytkentä



Wienin siltaoskillaattorin simulaatiotulokset



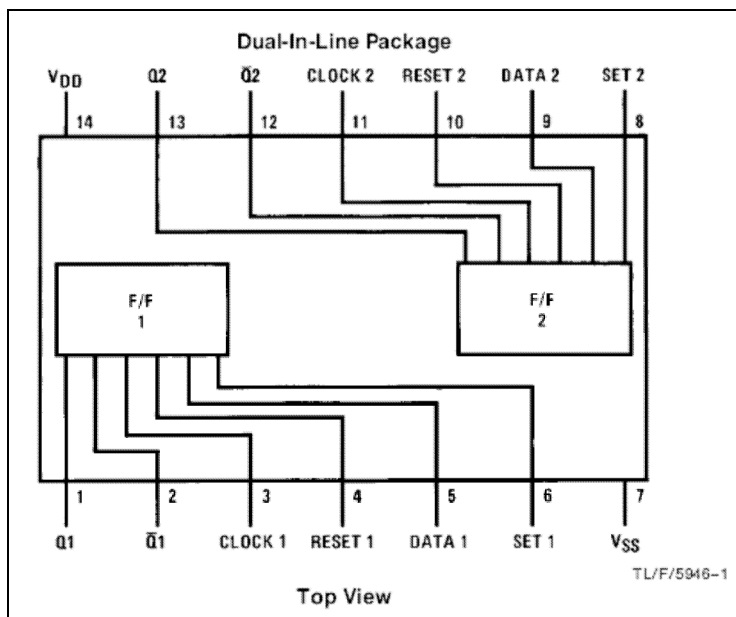
74HC163 nastajärjestys [14.]

MM74HC163

CLK	CLR	ENP	ENT	Load	Function
↑	L	X	X	X	Clear
X	H	H	L	H	Count & RC disabled
X	H	L	H	H	Count disabled
X	H	L	L	H	Count & RC disabled
↑	H	X	X	L	Load
↑	H	H	H	H	Increment Counter

H = HIGH Level
 L = LOW Level
 X = Don't Care
 ↑ = LOW-to-HIGH Transition

74HC163 totuustaulu [14.]



CD4013 nastajärjestys [15.]

CL [†]	D	R	S	Q	\bar{Q}
	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	0
	x	0	0	Q	\bar{Q}
x	x	1	0	0	1
x	x	0	1	1	0
x	x	1	1	1	1

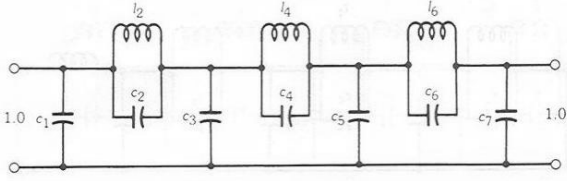
No change
[†] = Level change
 x = Don't care case

CD4013 totuustaulu [15.]

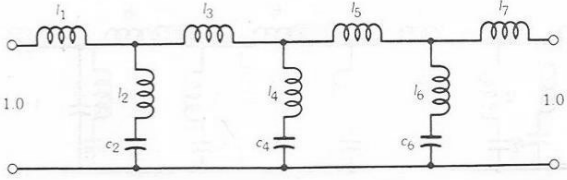
FILTERS, MODERN-NETWORK-THEORY DESIGN

9-9

TABLE 6. CAUER-PARAMETER LOW-PASS, DEGREE=7



ρ	θ	Ω_s	A_s (dB)	c_1	c_2	l_2	Ω_2	c_3	c_4	l_4	Ω_4	c_5	c_6	l_6	Ω_6	c_7
2	26	2.28117	85.2	0.6054	0.0316	1.247	5.0387	1.464	0.1331	1.379	2.3339	1.424	0.1075	1.137	2.8596	0.5358
2	32	1.88708	72.0	0.5919	0.0490	1.228	4.0756	1.405	0.2100	1.281	1.9282	1.348	0.1717	1.063	2.3410	0.4851
2	38	1.62427	60.8	0.5749	0.0713	1.204	3.4121	1.334	0.3130	1.163	1.6571	1.259	0.2597	0.9729	1.9895	0.4215
2	44	1.43956	51.0	0.5537	0.0995	1.174	2.9248	1.252	0.4523	1.029	1.4660	1.161	0.3820	0.8674	1.7371	0.3430
2	48	1.34563	45.0	0.5369	0.1224	1.151	2.6647	1.191	0.5745	0.9295	1.3685	1.092	0.4919	0.7887	1.6056	0.2807
2	51	1.28676	40.7	0.5225	0.1421	1.131	2.4948	1.141	0.6882	0.8504	1.3072	1.040	0.5957	0.7253	1.5213	0.2278
2	55	1.22078	35.3	0.5006	0.1727	1.100	2.2946	1.071	0.8829	0.7387	1.2383	0.9708	0.7758	0.6352	1.4245	0.1472
2	58	1.17918	31.3	0.4818	0.1997	1.073	2.1606	1.016	1.077	0.6505	1.1946	0.9214	0.9567	0.5638	1.3616	0.7749
2	62	1.13257	26.1	0.4527	0.2429	1.030	1.9990	0.9374	1.444	0.5277	1.1455	0.8623	1.299	0.4639	1.2883	-0.319
2	66	1.09464	21.0	0.4178	0.2984	0.9761	1.8530	0.8556	2.045	0.4003	1.1052	0.8182	1.851	0.3598	1.2253	-1.677
5	29	2.06266	86.3	0.7776	0.0364	1.353	4.5080	1.609	0.1603	1.403	2.1090	1.558	0.1227	1.231	2.5729	0.6988
5	36	1.70130	72.4	0.7607	0.0578	1.328	3.6093	1.530	0.2589	1.281	1.7366	1.454	0.2000	1.141	2.0933	0.6379
5	43	1.46628	60.6	0.7387	0.0859	1.296	2.9970	1.435	0.3945	1.136	1.4936	1.332	0.3081	1.031	1.7741	0.5612
5	50	1.30541	50.1	0.7107	0.1226	1.255	2.5494	1.324	0.5859	0.9699	1.3266	1.195	0.4628	0.9015	1.5482	0.4657
5	53	1.25214	45.4	0.6963	0.1417	1.234	2.3913	1.271	0.6935	0.8925	1.2711	1.133	0.5505	0.8396	1.4709	0.4180
5	57	1.19236	40.5	0.6744	0.1712	1.202	2.2039	1.197	0.8734	0.7840	1.2085	1.049	0.6973	0.7512	1.3817	0.3467
5	61	1.14335	35.3	0.6488	0.2068	1.165	2.0378	1.117	1.116	0.6696	1.1569	0.9643	0.8942	0.6561	1.3056	0.2647
5	65	1.10338	30.2	0.6183	0.2505	1.120	1.8883	1.032	1.464	0.5500	1.1145	0.8819	1.173	0.5543	1.2402	0.1690
5	69	1.07114	25.0	0.5813	0.3065	1.063	1.7515	0.9419	2.012	0.4260	1.0800	0.8059	1.599	0.4462	1.1838	0.0540
5	72	1.05146	21.1	0.5478	0.3613	1.010	1.6553	0.8719	2.692	0.3314	1.0587	0.7575	2.103	0.3616	1.1467	-0.0505
10	32	1.88708	86.0	0.9740	0.0435	1.386	4.0756	1.752	0.1983	1.356	1.9282	1.684	0.1459	1.251	2.3410	0.8812
10	39	1.58902	73.1	0.9551	0.0667	1.359	3.3209	1.661	0.3090	1.232	1.6206	1.564	0.2286	1.160	1.9418	0.8165
10	47	1.36733	60.5	0.9270	0.1021	1.319	2.7259	1.536	0.4856	1.064	1.3910	1.402	0.3614	1.034	1.6362	0.7236
10	54	1.23607	50.6	0.8951	0.1431	1.273	2.3422	1.409	0.7085	0.8972	1.2543	1.243	0.5293	0.9020	1.4473	0.6230
10	58	1.17918	45.3	0.8728	0.1725	1.242	2.1606	1.329	0.8827	0.7938	1.1946	1.146	0.6596	0.8177	1.3616	0.5557
10	62	1.13257	40.0	0.8466	0.2076	1.205	1.9990	1.243	1.112	0.6852	1.1455	1.046	0.8291	0.7267	1.2883	0.4795
10	65	1.10338	36.2	0.8238	0.2391	1.173	1.8883	1.174	1.340	0.6006	1.1145	0.9707	0.9946	0.6537	1.2402	0.4153
10	69	1.07114	31.1	0.7879	0.2905	1.122	1.7515	1.079	1.771	0.4840	1.0800	0.8701	1.297	0.5500	1.1838	0.3176
10	73	1.04569	25.8	0.7433	0.3584	1.058	1.6241	0.9763	2.481	0.3639	1.0524	0.7732	1.769	0.4386	1.1352	0.2008
10	77	1.02630	20.4	0.6856	0.4564	0.9706	1.5025	0.8684	3.875	0.2428	1.0310	0.6866	2.618	0.3195	1.0933	0.0540
25	29	2.06266	101	1.456	0.0377	1.306	4.5080	2.204	0.1777	1.265	2.1090	2.137	0.1242	1.216	2.5729	1.375
25	36	1.70130	86.6	1.437	0.0597	1.285	3.6093	2.106	0.2841	1.167	1.7366	2.005	0.1989	1.147	2.0933	1.312
25	44	1.43956	73.2	1.409	0.0932	1.254	2.9248	1.970	0.4504	1.033	1.4660	1.822	0.3158	1.050	1.7371	1.223
25	53	1.25214	60.2	1.367	0.1449	1.207	2.3913	1.785	0.7231	0.8560	1.2711	1.579	0.5055	0.9143	1.4709	1.096
25	60	1.15470	50.9	1.323	0.2000	1.158	2.0776	1.618	1.044	0.7013	1.1689	1.366	0.7233	0.7893	1.3235	0.9741
25	64	1.11260	45.7	1.292	0.2402	1.124	1.9243	1.513	1.303	0.6071	1.1243	1.237	0.8942	0.7093	1.2556	0.8937
25	68	1.07853	40.6	1.256	0.2897	1.084	1.7847	1.401	1.660	0.5090	1.0880	1.102	1.121	0.6225	1.1972	0.8031
25	72	1.05146	35.4	1.210	0.3530	1.034	1.6553	1.280	2.190	0.4074	1.0587	0.9634	1.440	0.5280	1.1467	0.6996
25	76	1.03061	30.0	1.153	0.4387	0.9705	1.5326	1.149	3.075	0.3031	1.0358	0.8226	1.934	0.4248	1.1032	0.5779
25	79	1.01872	25.7	1.098	0.5291	0.9081	1.4426	1.043	4.276	0.2237	1.0225	0.7168	2.543	0.3404	1.0747	0.4689
ρ	θ	Ω_s	A_s (dB)	l_1	l_2	c_2	Ω_2	l_3	l_4	c_4	Ω_4	l_5	l_6	c_6	Ω_6	l_7



Cauer-suodattimen suunnittelutaulukko [13.]

Lasketaan induktanssin referenssiarvo

$$L_{ref} = \frac{R_{ref}}{2 \cdot \pi \cdot f_{ref}} = \frac{50\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 137,7kHz} = 57,8\mu H \quad (9)$$

Lasketaan kapasitanssin referenssiarvo

$$f_{ref} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ref} \cdot R_{ref}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 137,7kHz \cdot 50\Omega} = 23,1nF \quad (10)$$

Kondensaattorien arvot lasketaan kaavalla, jossa i korvataan kulloisellakin laskettavan kondensaattorin numerolla

$$C_i = c_i \cdot C_{ref} \quad (11)$$

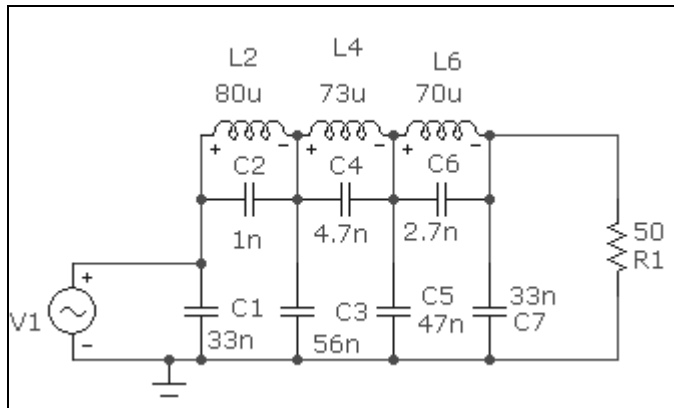
Kelojen arvot lasketaan kaavalla

$$L_i = l_i \cdot L_{ref} \quad (12)$$

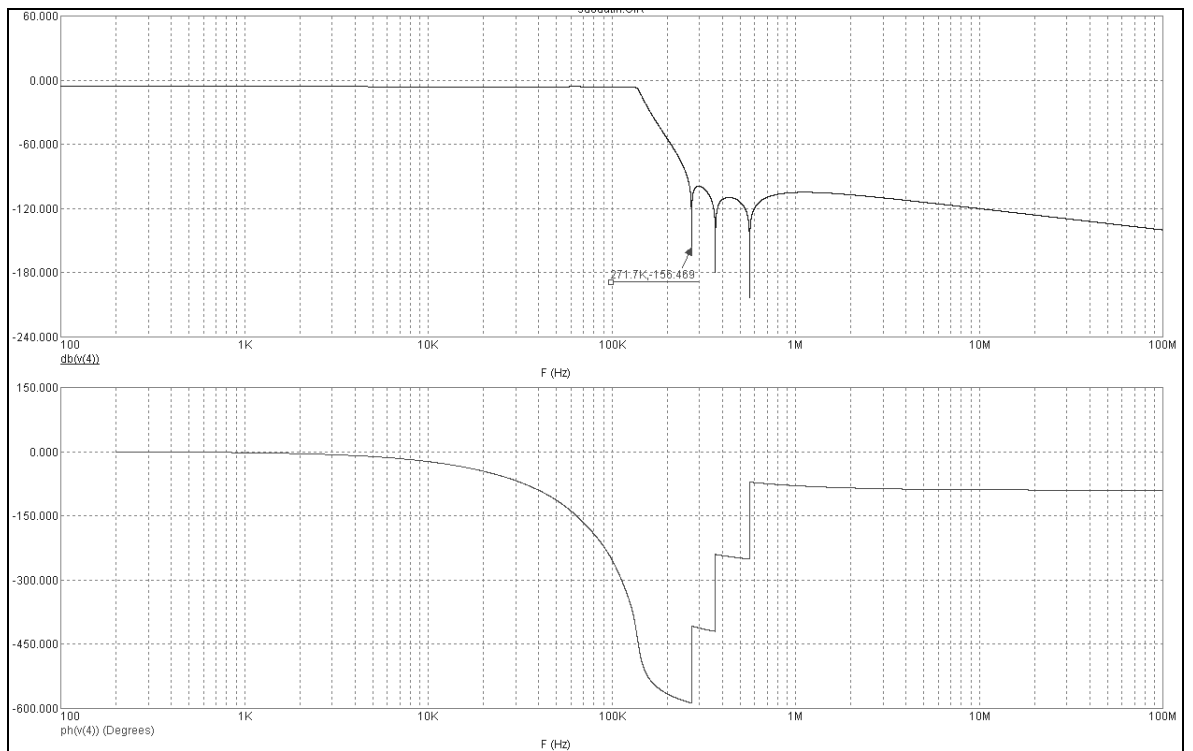
Edellä esitetyn taulukon kohdan $\rho=25$ ja $\theta=29$ arvojen mukaisesti on laskettu taulukon 1 kondensaattorien ja kelojen arvot.

Taulukko 1 Kondensaattorien ja kelojen arvot

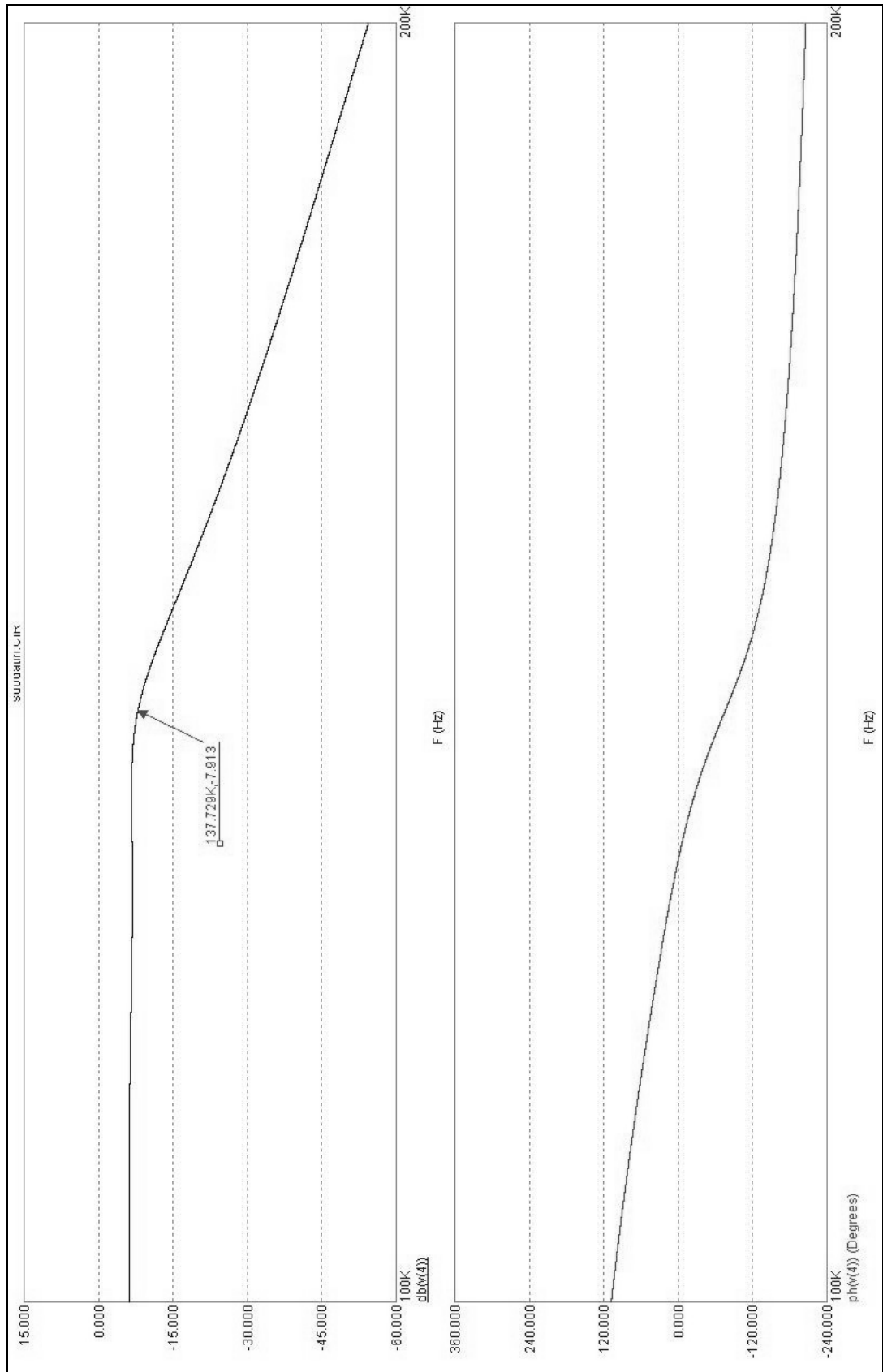
	C_1	C_2	C_3	C_4	C_5	C_6	C_7	L_2	L_4	L_6
Taulukosta	1,456	0,0377	2,204	0,1777	2,137	0,1242	1,375	1,306	1,265	1,216
Laskettu	33,6n	870,9p	50,9n	4,1n	49,4n	2,87n	31,8n	75,5 μ	72,6 μ	70,3 μ
Valittu/mitattu	33n	1n	56n	4,7n	47n	2,7n	33n	80 μ	72,5 μ	70,6 μ



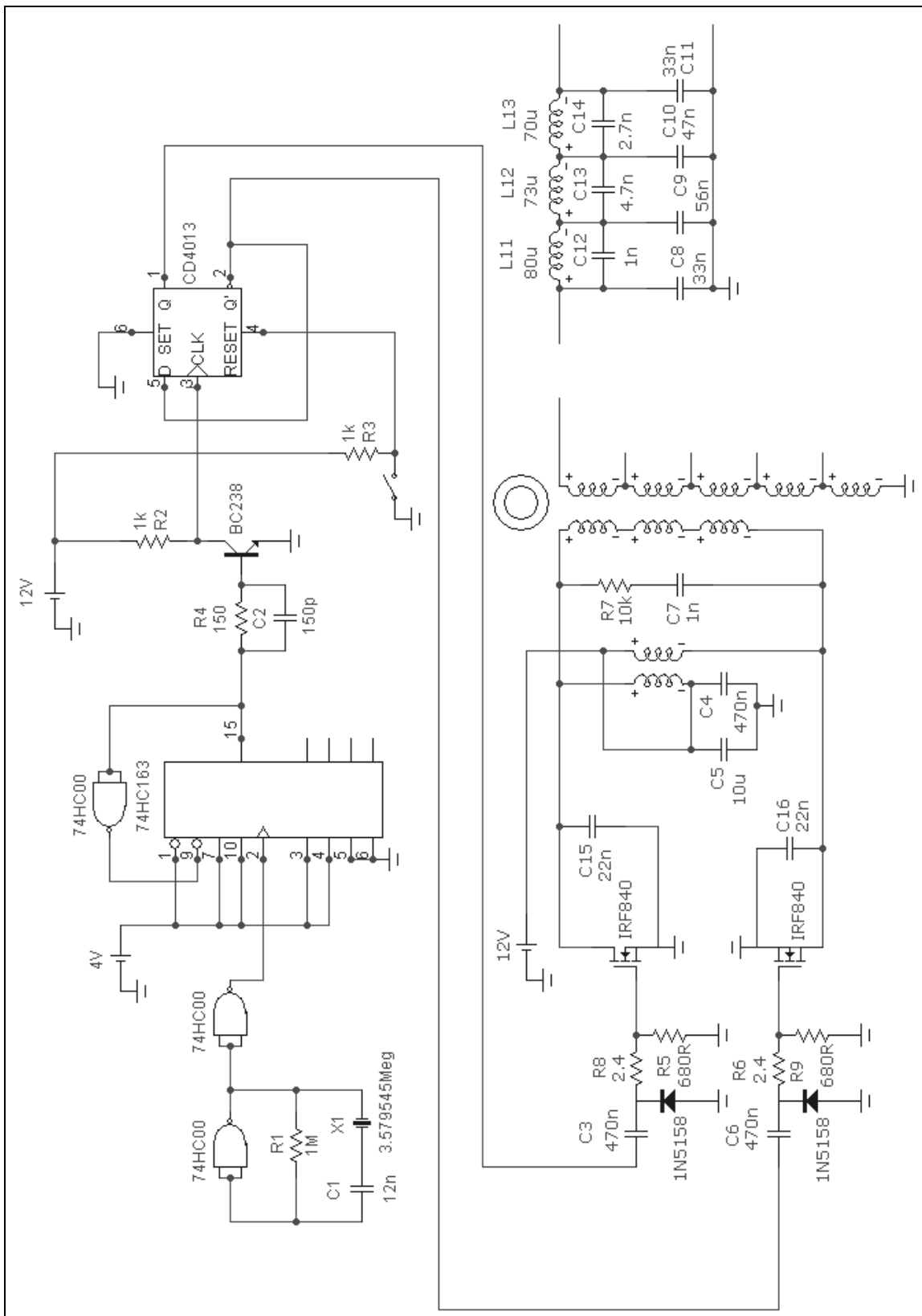
Simulaatiossa käytetty kytkentä



Simulaatitulos



Simulaatiotulos taajuusvälillä 100–200 kHz



Koko kytkentä