

Alexandr Kovrigin

VHF/UHF-taajuuskaistan värähtelijät, vaihesiirtopiirit ja elektroniputkitechovahvistimet

Metropolia Ammattikorkeakoulu

Insinööri (AMK)

Sähkötekniikka, Elektroniikka

Insinöörityö

15.1.15

Tekijä Otsikko Sivumäärä Aika	Alexandr Kovrigin VHF/UHF-taajuuskaistan värähtelijät, vaihesiirtäjät ja elektroniputkitechovahvistimet 130 sivua + 14 liitettä 14 Huhtikuuta 2015
Tutkinto	Insinööri (AMK)
Koulutusohjelma	Sähkö ja Automaatio
Suuntautumisvaihtoehto	Elektroniikka
Ohjaaja	Lehtori Kai Lindgren
<p>Tässä insinööriyössä on tutkittu eri vaihtoehtoja korkeateho ja korkeataajuus vahvistimille ja kehitetty testisyöttöpiiri, jolla vahvistinta syötettiin testisignaali-generaattoriin, ja lopuksi testattiin simuloimalla tai laboratoriossa. Tehoputkiin liittyy monia hyviä puolia kuten analogisignaalin puhtaus, jota hyödynnetään musiikkivahvistimissa, mutta myös monia ikäviä asioita kuten epästabiilius ja hehkutuksen-menevä teho.</p> <p>Vaikka nykyisin elektroniputket ovat suurelta osin korvattuja transistoreilla, putkilla on edelleen tärkeä, miltei korvaamaton asema tietyissä alueissa. Elektroniputket suuren tehon ansiosta soveltuvat tekniikkaan, johon transistori ei enää kelpaa. Esimerkkeinä voidaan pitää tutkaa sekä sotilaallisissa että siviilikäytössä myös televisio- ja radioantenni-lähettimissä.</p>	
Avainsanat	UHF,VHF, vackar, Colpitts, Differential Cross-Coupled, Eagle Cadsoft, Kaskodi, LTspice, OrCAD, VCO, Triode, Tetrode, Fast Fourier muunnos

Author Title Number of Pages Date	Alexandr Kovrigin VHF/UHF-band oscillators phase shifters and electron valve amplifiers 130 pages + 14 appendices 14 April 2015
Degree	Bachelor of Engineering
Degree Programme	Electronics
Specialisation option	
Instructor	Kai Lindgren, Senior Lecturer
<p>In this thesis, different options for high power and high frequency amplifiers are explored. Voltage controlled oscillator was chosen as a signal generator as a feeding circuit for tube amplifier, since VCOs are useful devices and are used widely in telecommunications and radiotechnology, along with phased locked loops.</p> <p>First several voltage controlled oscillators were built to function as a signal generator for high power UHF-valve amplifier. Next, phase shifters were implemented to verify signal stability and wider spectrum of operation of amplifier. Phase shifters are also widely used, especially in telecommunications and in microwave circuits. Phase shifters can be implemented by using either RC-circuits, microstriplines or SMD-baluns. For this thesis microstriplines were chosen, since RC-circuits are not suitable for UHF-band and baluns are expensive and difficult to find for the bandwidth in question.</p> <p>Power tubes were chosen in amplifier design, since they are associated with many advantages, such as analog signals purity, which is used in music amplifiers, but also with many drawbacks, such as instability of the glow power. The goal was to test voltage controlled oscillators, phase shifters and amplifier fed from the test signal generator circuit, both by simulating and in the laboratory. Power source design for a high voltage amplifier is an important part of a circuitry and a separate part of this thesis was devoted for designing such.</p> <p>As a result, all voltage controlled oscillators were simulated successfully, both in LTspice and Orcade Cadense- environments. Then several alternative microstripline phase shifters were built on a prototype board substrate. Beforehand simulated voltage controlled oscillator circuits were milled on a prototype board. Finally, phase shifters were tested in laboratory with above mentioned voltage controlled oscillators. Both VCOs have been proven to be oscillating successfully in a wide range, notwithstanding partly improper components, as well as phase shifters shifting signal by 90 and 180 degrees, notwithstanding minor quality of prototype board available.</p>	
Keywords	UHF,VHF, Vackar, Colpitts, Differential Cross-Coupled, Eagle Cadsoft, Kaskodi, LTspice, OrCAD, VCO, Triode, Tetrode, Fast Fourier transform

Sisällys

Tiivistelmä

Abstract

Sisällys

1	Johdanto	1
2	Elektroniputkien historia	2
3	Elektroniputkien rakenne	3
3.1	Elektroniputkien hehkutus	3
3.2	Elektroniputkien hilat	3
3.3	Elektroniputkien katodi ja anodi	4
4	Elektroniputket käyttökohteet nykYTEknologiassa	4
5	Elektroniputkityyppejä ja niiden rakenteita	4
5.1	Diodin rakenne ja toimintaperiaate	4
5.2	Triodin rakenne ja toimintaperiaate	5
5.3	Tetrodin rakenne ja toimintaperiaate	5
5.4	Pentodin rakenne ja toimintaperiaate	5
5.5	Thyratronin rakenne ja toimintaperiaate	6
6	Jänniteohjatun oskillaattorin rakenne ja toiminta	6
6.1	VCO:n tyypit	7
6.2	Taajuuden säätö jänniteohjatulla oskillaattorilla	7
7	Jänniteohjatun oskillaattorin teoriaa	8
7.1	Colpitts- ja Clapp- oskillaattoriipiirien toimintaa	8
7.2	VCO:n virittäminen taajuuteen	9
8	Simulaattorihjelmiin liittyvät yksityiskohdat	10
9	Simulaattorihjelmien haasteita	12
10	Simulaatioissa käytettyjä komponentteja	13

11	Värähtelypiirin taajuuden näytteenotto	13
12	Jänniteohjattujen oskillaattorien katsaus	14
12.1	Differential cross-coupled-oskillaattori 500 - 1 000 MHz	14
12.1.1	Differential Cross-coupled BFP420-transistorilla Orcadissa	14
12.1.2	Differential Cross-coupled BFR540-transistorilla Orcadissa	17
12.1.3	Differential Cross-Coupled BFP420-transistorilla LTspicessa	19
12.1.4	Differential Cross-Coupled BFR520-transistorilla LTspicessa	22
12.2	Vackar-oskillaattorin katsaus	24
1.1.1	Vackar-oskillaattori BFP420-transistorilla Orcadissa	25
12.2.1	Vackar-oskillaattori BFR520-transistorilla OrCadissa	26
12.2.2	Vackar-oskillaattori LTspicessa BFP420-transistorilla	28
12.2.3	Vackar-oskillaattori LTspicessa BFR520-transistorilla	31
12.3	Laajakaistaisen Colpitts-oskillaattorin teoria	34
12.3.1	Colpitts-oskillaattori BFP420-transistorilla Orcadissa	37
12.3.2	Colpitts-oskillaattori BFR520-transistorilla ORCADissa	39
12.3.3	Colpitts-oskillaattori BFP420-transistorilla LTSpicessa	41
12.3.4	Colpitts-oskillaattori BFR520-transistorilla LTSpicessa	43
13	Kaskodi-vahvistimen teoriaa	46
14	Vaiheensiirtopiirin toteutusvaihtoehtoja	47
14.1	Vaiheensiirtopiirin vaihesiirtoverkko matalilla taajuuksilla	47
14.2	Vaiheensiirtopiirin vaihe-siirto UHF-signaaleille mikroliuskalla	48
14.3	Vaiheensiirtopiirin vaihe-siirto UHF-signaaleille mikrociuitilla	51
15	Schiffamnin-minimoitu laajakaistainen vaihesiirtäjä mikroliuskalla	53
15.1	Minimoidun Schiffmanin-vaihesiirtäjän teoria	53
15.2	Minimoidun Schiffmanin vaihesiirtäjän käytännön toteuttaminen	55
16	Modifioitu kytketyn-linjan Schiffman vaihesiirrin lyhyellä referenssiinlinjalla	58
16.1	Yskipuolisen Schiffamnin –vaihesiirtäjän prototyypin-laboratoriokokeet	62
17	CRLH, DCRLH- laajakaistainen vaihesiirto mikroliuskalla	64
17.1	CRLH (DCRLH) solujen teoria	64
17.2	Interdigitaalisen vaihesiirtäjän prototyypin käytännön toteuttaminen	66
17.3	CRLH, DCRLH- mikroliuskavaihesiirtimen testaus	68
18	Oskillaattorin simuloitu signaali	70

18.1	Kaskodi-vahvistimen toiminta eri triodi putkilla	72
1.1.2	Kaskodi we437a-triodilla simulaatio LTspicessa	72
18.1.1	Kaskodi-vahvistin 437-triodin simulaatio OrCadissa	73
1.1.3	Cascodin PC900-triodilla simulaatio LTspicessa	75
18.1.2	Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla simulaatio OrCadissa	76
1.1.4	Kaskodi 7119-triodilla simulaatio LTspicessa	77
18.1.3	Kaskodi-vahvistin 7119-triodilla simulaatio OrCadissa	79
18.2	Värähtelijän simulaatio Kaskodi-vahvistimellä	80
18.2.1	Differential ja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio Orcadissa	80
18.2.2	Colpitts- ja Kaskodi PC900- triodilla simulaatio Orcadissa	82
18.2.3	Vackarja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio LTspicessa	84
18.2.4	Vackar ja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio OrCadissa	85
19	Tehoputken syöttöpiirin suunnittelu ja testaus	87
1.2	Muuntajien ja tasasuuntauspiirin kytkentä	87
1.3	Tehoputken kytkentä	88
2	Oskillaattoriapiirien suunnittelu ja rakentaminen piirilevyille	91
2.1	Värähtelijä-piirilevyjen toteutus Eagle Cadsoftissa	91
19.1	Vackar oskillaattorin piirilevyn toteutus Eaglessa	92
19.2	Colpitts-värähtelijän piirilevyn toteutus Eaglessa	93
19.3	Differential Cross-Coupled värähtelijän piirilevyn toteutus Eaglessa	95
20	Piirilevyjen suunnittelu valmistus ja testaaminen	96
20.1	Differential cross-coupled valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla	96
20.2	Differential cross-coupled valmistus ja testaaminen BFR540-transistorilla	101
20.3	Vackar-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla	103
20.4	Vackar-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFR520-transistorilla	106
20.5	Colpitts-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla	109
20.6	Colpitts-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFR520-transistorilla	112
21	Johtopäätökset	114
	Lähttet	115
	Liitteet:	
	Liite 1, PC900 V.H.F. TV-taajuuskaistan triodiputken datalehti	
	Liite 2, WD437A triodiputken datalehti	
	Liite 3, E182CC (7119) triodiputken datalehti	

Liite 3, Bb135 varaktorin datalehti
Liite 4, Bfp420 varaktorin datalehti
Liite 5, Bfp814 varaktorin datalehti
Liite 6, Piirikaavio simulaatioineen
Liite 7, BB804/SIE varaktorin LTspicen simulointimalli
Liite 8, WD437A putken LTspicen simulointimalli
Liite 9, Differential Cross-Coupled piirikaavio
Liite 10, Differential Cross-Coupled vedot
Liite 11, Vackar piirikaavio
Liite 12, Vackar vedot
Liite 13, Colpitts piirikaavio
Liite 14, Colpitts vedot
Liite 15, brf520-datalehti
Liite 16, bpf420-mallitiedosto
Liite 17, brf520-mallitiedosto

1 Johdanto

Tässä insinööriyössä käsitellään elektroniputkia, vaikka transistorit ovat korvanneet elektroniputkia, putkilla on edelleen tärkeä, miltei korvaamaton asema tietyissä alueissa. Elektroniputket suuren tehon ansiosta soveltuvat tekniikkaan, johon transistori ei enää kelpaa. Esimerkkeinä voidaan pitää tutkaa sekä sotilaallisissa että siviilikäytössä ja myös television ja radion antennilähttimissä.

Tämä insinööriyö koostuu kolmesta osa-alueesta. Ensimmäisessä käsitellään jänniteohjattuja oskillaattoreita, toisessa vaihesiirtopiirejä ja kolmannessa elektroniputki vahvistimia. Näiden lisäksi elektroniputki vahvistimia syötetään värähtelijäpiirillä simulaatioohjelmassa. Insinööriyössä esitellään eri elektroniputki vaihtoehtoja korkeateho- ja korkeataajuusvahvistimille nykyaikaisilla elektroniputkilla ja kehitetään testisyöttöpiiri, jolla vahvistinta syötetään testisignaali-generaattori-piirillä, signaali-generaattorin piiriä myös testataan simuloimalla ja laboratoriossa.

Työn teoriaosuudessa käsitellään elektroniputkien historiaa ja rakennetta sekä perehdytään elektroniputkien teknisiin ominaisuuksiin ja käyttötarkoituksiin. Sitten käydään läpi lukuisia elektroniputkien rakennemalleja ja toiminnan ominaisuuksia ja käyttökohtia. Sen jälkeen verrataan eri putkia keskenään. Käydään läpi vaihesiirtopiirien teoria laskentakaavoineen sekä vaihesiirtopiirien vaihtoehtoja eri taajuuksialueille.

Työssä myös esitellään jänniteohjattuja oskillaattoreita. tärkeimpiä jänniteohjattujen oskillaattorien tyyppisiä käydään sen jälkeen myös läpi ja lisäksi perehdytään jänniteohjattujen oskillaattorien toimintaan. Toisin sanoen selitetään, miten taajuuden säätö jänniteohjattulla oskillaattorilla tapahtuu. Jänniteohjattuista oskillaattoreista käydään läpi tarkemmin Colpitts- ja Clapp- malleja. Jänniteohjattujen oskillaattorien teorian jälkeen käydään läpi niinin liittyviä käytännön haasteita.

Tämä työ on tehty osittain simulaattoriohjelmilla, joten aluksi esitetään, mitä simulaatio-sovelluksia aiotaan käyttää, miten simulaatio ohjelmat toimivat sekä niiden eroavaisuuksia. Sitten käydään läpi simulaatio-ohjelmiin liittyviä haasteita. Työssä kerrotaan, mitä komponentteja simulaatioissa käytetään, ja mitä haasteita komponenttien mallintamiseen liittyy. Simulaatio-ohjelmissa selitetään, miten näytteenotto tapahtuu. Ennen

simulaation aiottamista kerrotaan, mitä jänniteohjattuja oskillaattoriipiirejä aiotaan simuloida.

Simulaatioissa käytetään Differential Cross-Coupled, Vackar VCO ja Colpitts VCO, joita testataan kunkin omalla taajuudella. Sitten Vackar, Colpitts jänniteohjattuja oskillaattoreita suunnitellaan ja testataan toimimaan 500 Mhz:n taajuusalueella.

Työn toisessa osuudessa rakennetaan Kaskodi-vahvistinta käyttäen hyväksi putkien simulaatiomalleja. Käytetään valmiita simulaatiomalleja sekä kehitetään ja ohjelmoidaan omia. Kaskodi-vahvistimen simulointiin liittyvät putken mallintaminen kumpaankin simulaatio-ohjelmaan.

Työn kolmannessa osuudessa testataan vahvistimien toimintaa eri VHF-, UHF-we437a-, pc900-, 7110-putkilla kummallakin simulointiohjelmalla. Testauksen tarkoituksena on tarkistaa, ettei testissä ilmanisi, että piiri toimii kyseisellä taajuudella väärin. Lopuksi oskillaattori- ja vahvistinpiirejä yhdistetään ja simuloidaan sekä Itspicessä että Orcadissa.

Viihdoin oskillaattoriipiiriä suunnitellaan Eagle-työkalulla. Vackar-, Colpitts- ja Differential Cross-Coupled- oskillaattorit jyrsitään piirilevyille ja juotetaan pintaliitoskomponentteja. Piirejä syötetään jännitelähdöllä, testataan ja mitataan 500 - 2 000 Mhz:in taajuuskaistalla, minkä jälkeen todetaan, että piirit toimivat oikealla tavalla ja sinisignaali saadaan samanlaisena kuin simulaatiossa.

2 Elektroniputkien historia

Elektroniputki keksittiin ennen ensimmäistä maailmansotaa. Vuonna 1883 havaitun Edison-efektin (virta kulkee tyhjiössä anodilta katodille, kun katodia lämmitetään) perusteella Sir John Ambrose Fleming kehitti vuonna 1904 tyhjiöputkeen perustuvan diodin. Lee de Forest kehitteli edelleen Flemingin keksintöä lisäämällä putkeen hilan, jonka jännitteen määrää säätelemällä voitiin ohjata elektronivirran suuruutta. Suomalainen insinööri Eric Tigerstedt keksi muovilla hilasta sylinterin, joka ympäröi katodia. Tämä paransi putken suoritusarvoja ratkaisevasti. Keksintö sai nimekseen triodi, ja se merkitsi mullistusta radiotekniikalle ja elektroniikalle. [1.]

3 Elektroniputkien rakenne

Elektroniputki on käytännössä lasi- tai teräsputki, jossa on tyhjiö tai joka on täytetty jalokaasulla. Lisäksi siinä on katodi, anodi ja mahdollisesti hila tai useampia hiloja, joiden avulla toimintaa voidaan linearisoida ja tehdä luotettavammaksi. Elektroniputki, jossa ei ole hilaa, on diodiputki. Yksihilaista elektroniputkea sanotaan triodiksi (*ohjaushila*), kaksihilaista tetrodiksi (*lisäksi suojarahila*) ja kolmehilaista pentodiksi (*lisäksi vielä jarruhila*). Muita harvinaisempia malleja ovat heksodi, heptodi ja oktodi. Saman putken sisälle on usein pakattu useita kokonaisuuksia. Esimerkiksi kaksoistriodi sisältää kaksi erillistä triodia. [1.]

3.1 Elektroniputkien hehkutus

Ensimmäisten putkien toiminnalle välttämätön lämpö saatiin aikaan hehkuttamalla suoraan katodia. Tällaista rakennetta kutsutaan suorahehkutetuksi. Myöhemmin hehku siirrettiin erilleen katodista. Hehkulanka on näissä eristeputken sisällä, ja katodi on tämän eristeen pinnalla. Etuna tässä rakenteessa on mm. se, että hehkutukseen voidaan käyttää vaihtovirtaa. Eristeputki tasaa lämpötilan vaihtelut niin, että katodin lämpötila on riittävän tasainen. Toinen etu on, että eri putkien katodit on sähköisesti eristetty toisistaan. Katodin pinta on päällystetty aineella, josta elektronit irtoavat helposti. [1.]

3.2 Elektroniputkien hilat

Hila on metalliverkko tai lankakierukka, joka ympäröi katodia. Kun hilalla on voimakas negatiivinen jännite, eivät katodilta irronneet elektronit kykene läpäisemään hilaverkkoa. Anodivirta jää siis pieneksi. Kun hilan jännite muuttuu positiiviseen suuntaan, pääsee osa katodin elektroneista anodille. Näin hilajännite ohjaa anodivirtaa. Anodivirran muutos jaettuna hilajännitteen muutoksella on putken siirtokonduktanssi tai jyrkkyys (S. Steilheit). Jyrkkyys kerrottuna putken anodille kytketyllä vastuksella antaa jännitevahvistuksen. Koska hila on yleensä negatiivinen katodiin nähden, ei hilan kautta juuri kulje virtaa. Elektroniputken sisäänmenovastus on siis hyvin suuri. Erikoisrakenteisia elektroniputkia käytetäänkin elektrometri-vahvistimina hyvin pienten virtojen mittaamisessa. [1.]

3.3 Elektroniputkien katodi ja anodi

Katodilta irrotetut elektronit kiihtyvät hyvin suureen nopeuteen korkean anodijännitteen (20 - 20 000 V) ansiosta. Anodimetalliin törmätessään niiden energia muuttuu lämmöksi. Tehokäyttöön tehdyissä putkissa anodin käyttölämpötila on korkea (useita satoja asteita). Radiolähettimien pääteputkissa tehohäviö voi olla satoja kilowatteja ja tällöin lämpö on siirrettävä anodilta vesijäähdytyksellä. [1.]

4 Elektroniputket käyttökohteet nykYTEKNOLOGIASSA

Elektroniputken ovat korvanneet lähes kokonaan puolijohteisiin perustuvat transistorit ja diodit. Tyhjiöputkia käytetään kuitenkin vielä joissakin sotateknologian tuotteissa sillä ne eivät vaurioidu yhtä herkästi elektromagneettisesta pulssista, eli EMPsta. Myös erittäin suuritehoisissa sovelluksissa, kuten valtakunnallisissa radio- ja TV- lähettimissä, käytetään elektroniputkia päätevahvistimissa. Putkitekniikkaa käytetään vielä nykyään laajalti myös kitaravahvistimissa sekä hifilaitteissa. Syynä tähän on putkien toistokäyrän (anodivirta vs. hilajännite) lineaarisuus transistoreihin verrattuna. Tämä seikka pitää signaalin luontaisen säröytymisen pienenä, eikä vahvistinta tarvitse varustaa yhtä voimakkaalla vastakytkennällä kuin transistoreja käytettäessä. Tämä vähentää eräitä särötyyppejä (transientti- ja intermodulaatiosärö).

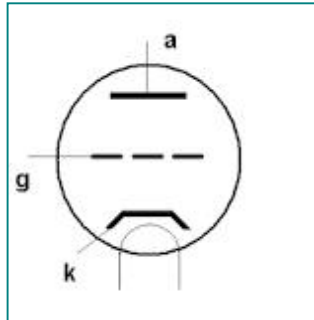
5 Elektroniputkityyppejä ja niiden rakenteita

5.1 Diodin rakenne ja toimintaperiaate

Diodissa on kaksi elektrodia, katodi ja anodi. Elektronit pääsevät liikkumaan kuumalta katodilta anodille. Kylmästä anodista ei irtoa elektroneja, joten elektronit voivat kulkea vain yhteen suuntaan. Diodia voidaan siis käyttää vaihtovirran tasasuuntaukseen.

5.2 Triodin rakenne ja toimintaperiaate

Triodissa on elektrodeja kuvasta (Kuva 1) nähdään ylhäältä alaspäin, anodi, hila, katodi ja hehkulanka.



Kuva 1. Triodi

Triodissa on anodin ja katodin lisäksi hila. Jos hilalle tuodaan katodiin nähden negatiivinen jännite, sen synnyttämä sähkökenttä jarruttaa elektronien kulkua katodilta anodille ja anodivirta pienenee. Siten anodivirtaa voidaan ohjata hilan ja katodin välisellä jännitteellä. Triodia käytetään sähkövirran vahvistamiseen tai kytkemiseen. Käytännössä triodin toimintatapa on samantapainen kuin JFET-transistorin. [1.]

5.3 Tetrodin rakenne ja toimintaperiaate

Jos triodiin lisätään toinen hila, saadaan tetrodi. Tätä hilaa kutsutaan suojahilaksi, ja se yhdistetään positiiviseen, vakiona pysyvään jännitteeseen. Suojahilan tehtävänä on kiihdyttää elektroneja niiden matkalla anodille. [1.]

5.4 Pentodin rakenne ja toimintaperiaate

Lisättäessä kolmas hila saadaan pentodi. Tämän ns. jarruhilan tehtävä on hidastaa elektroneja ja estää niiden kimpoaminen anodilta ja tarttumisen suojahilaan. Jarruhila on yleensä kytketty putken sisällä katodiin. [1.]

5.5 Thyatronin rakenne ja toimintaperiaate

Thyatron muistuttaa toiminnaltaan tyristoria, ja se on kaasutäyteinen. Täytekaasuja ovat mm. elohopeahöyry, neon, xenon ja suurjännitesovelluksissa sekä sovelluksissa, joissa tarvitaan erittäin nopeita kytkentäaikoja, vety. Thyatron-putkia on sekä kuumentamalla että kylmällä katodilla varustettuina. Thyatronia ja sen muunnoksia käytetään edelleen erittäin suuritehoisissa laitteissa. [1.]

6 Jänniteohjatun oskillaattorin rakenne ja toiminta

Jänniteohjattu oskillaattori (VCO; Voltage Controlled Oscillator) on oskillaattori, jonka värähtelytaajuutta voidaan säätää jännitettä vaihtelemalla. Jänniteohjattuja oskillaattoreita käytetään radiotekniikassa, vaihelukituissa silmukoissa, äänikorteissa ja syntetisaattoreissa. Tavallinen tapa toteuttaa VCO on käyttää kapasitanssidiodia oskillaattorin resonanssipiirin osana. Joidenkin kideoskillaattorien taajuutta voidaan hienosäätää jännitteen avulla (VCXO).

Jännite-ohjattu oskillaattori tai VCO on sähköinen oskillaattori, jonka värähtelytaajuus ohjataan jännitetulolla. Ohjausjännite määrittää hetkellisen värähtelytaajuuden. Näin ollen ohjaussignaalin tulo-sisääntuloon kytketyt moduloivat signaalit aiheuttavat taajuusmodulaation (FM) tai vaihemodulaation (PM). VCO voi myös olla vaihelukitun silmukan osana. [2.]

VCOta käytetään

- funktiogeneraattoreissa
- elektronisen musiikin tuotannossa, tuottamaan vaihtelevia äänisävyjä
- vaihelukituissa silmukoissa
- taajuussyntetisaattoreissa
- tietoliikennelaitteissa

6.1 VCO:n tyypit

Lineaariset tai harmoniset oskillaattorit tuottavat sinimuotoisen signaalin. Harmoniset oskillaattorit elektroniikassa koostuvat yleensä resonaattorista vahvistimella, joka korjaa resonaattorin häviöt (estämällä amplitudin vaimennusta) ja eristää resonaattorin lähdöstä (niin, ettei kuorma vaikuta resonaattoriin). Joitakin harmonisen värähtelyn oskillaattorien esimerkkejä ovat LC-tankkipiiri-oskillaattorit ja kideoskillaattorit. Jänniteohjatussa oskillaattorissa ohjausjännite ohjaa resonanssitaajuutta. Varaktoridiodin kapasitanssia ohjataan diodin yli olevalla jännitteellä. Näin ollen varaktoria käytetään muuttamaan LC-tankkipiirin kapasitanssia (ja siten taajuutta). Varaktori voi myös muuttaa, ns. työntää kristalli-resonaattorin resonanssitaajuutta.

Relaksaatio-oskillaattorit voivat tuottaa saha- tai kolmio- aaltoa. Ne ovat yleisesti käytössä monoliittisissa integroiduissa piireissä (IC). Ne tarjoavat laajan skaalan toimintataajuuksia vähällä määrällä ulkoisia komponentteja. Relaksaatio-oskillaattorin VCOlla voi olla kolme topologiaa, 1) maadoitettu-kondensaattori (*grounded-capacitor*) VCO, 2) emitteri-kytketty (*emitter-coupled*) VCO, ja 3) viivepohjaisen renkaan (*delay-based ring*) VCO. Jokaisen tilan kesto riippuu kondensaattorin purkuajasta. Viivepohjainen rengas VCO toimii kuitenkin hieman eri tavalla. Tämän tyyppisessä VCOssa vahvistusvaiheet on kytketty renkaaseen. [2.]

6.2 Taajuuden säätö jänniteohjatulla oskillaattorilla

Jännite-ohjattu kondensaattori on yksi tapa pakottaa LC-oskillaattori vaihtamaan taajuuttaan vastauksena ohjausjännitteeseen. Jokainen esto-esijännitetty puolijohde-diodi esittää jännitteestä riippuvaa kapasitanssia ja sitä voidaan käyttää muuttamaan oskillaattorin taajuutta vaihtelemalla ohjaus-jännitettä diodin yli. Erityistä tarkoitusta varten muuttuvan kapasitanssin varaktori-diodeja on saatavilla hyvillä kapasitanssiominaisuuksilla laajoilla kapasitanssi arvoilla. [2.]

7 Janniteohjatun oskillaattorin teoriaa

7.1 Colpitts- ja Clapp- oskillaattoripiirien toimintaa

Kaksi yleisesti käytettyä VCO:n esimerkkiä ovat Colpitts- ja Clapp- oskillaattorit. Näistä Colpittsin piiri on yleisimmin käytetty, mutta nämä piirit ovat molemmat hyvin samankaltaisia kokoonpanoon nähden.

Nämä piirit toimivat oskillaattoreina, koska on todettu, että aktiivisen osan, kuten bipolaaritransistorin kannan ja emitterin väliin sijoitettu kondensaattori (C1) ja toisen emitterin ja maapotentiaalin väliin (C2) täyttää riittävän takaisinkytkennän edellytyksen oikeassa vaiheessa toimiakseen oskillaattorina. Jotta värähtely käynnistyisi, C1-C2-suhde on oltava suurempi kuin yksi.

Resonanssi piiri tehdään lisäämällä induktiivinen komponentti hilan ja maan väliin. Colpitts-piiri siis koostuu vain kelasta, kun taas Clapp-piirissä kela ja kondensaattori kytetään sarjaan. Edellytykset resonanssiin ovat, että saadaan kaavasta

$$f^2 = \frac{1}{4 \pi^2 L C} \quad (1)$$

Kapasitanssi resonanssi piirissä muodostetaan yleensä kahden kondensaattorin C1- ja C2- yhdistelmästä sarjaan. Kun kyseessä on Clapp-oskillaattori, lisätään kondensaattori sarjassa kuristimen kanssa, C1 ja C2 sarjassa. Näin sarjakapasitanssi on

$$\frac{1}{C_{tot}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

$$C_{tot} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (2)$$

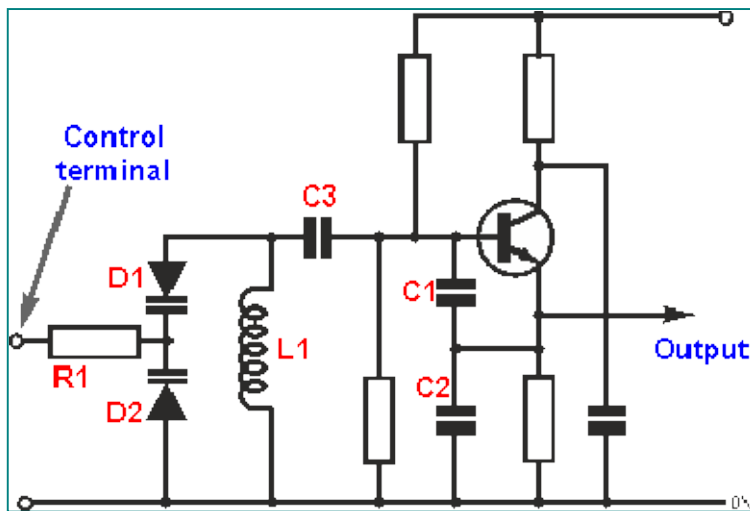
Jotta oskillaattori voidaan virittää, on pystyttävä muuttamaan piirin resonanssipistettä. Tämä saavutetaan lisäämällä kapasitanssi induktanssin rinnalle, Colpitts-oskillaattorin

tapauksessa. Vastaavasti, Clapp-oskillaattorin tapauksessa on laitettavaa kondensaattori ja kela sarjaan.

Suurtaajuusalueensovelluksiin piiri, jossa induktiivinen reaktanssi sijoitetaan kannan ja maanväliin, pidetään parempana, koska se on vähemmän altis äkkinäisiin värähtelyihin ja muihin poikkeavuuksiin. [3.]

7.2 VCO:n virittäminen taajuuteen

VCO:n edellytyksenä on se, että oskillaattori on viritettävä jännitteellä. Tämä voidaan saavuttaa tekemällä muuttuva kapasitanssi varaktoriodilla. VCO:n virittävää jännitettä voidaan siten käyttää varaktoreissa.



Kuva 2. VCO-piiri

Huomataan, että vaiheilmaisimen ohjauslinja eristetään varaktoriodista vastuksella. RF-kuristimet eivät toimii hyvin koska niistä tulee resonanssipiirin osa ja siitä kautta mahdollistavat vääriä resonansseja ja ei-monotonisia V/f käyriä. 10 k Ω vastukset usein toimivat hyvin. Tätä pienemmät vastukset, johtavat riittämättömään RF-eristämiseen, Q-arvon alentamiseen; tätä paljon suuremman resistanssin tapauksessa lähdeimpedanssi voi nousta liian korkeaksi.

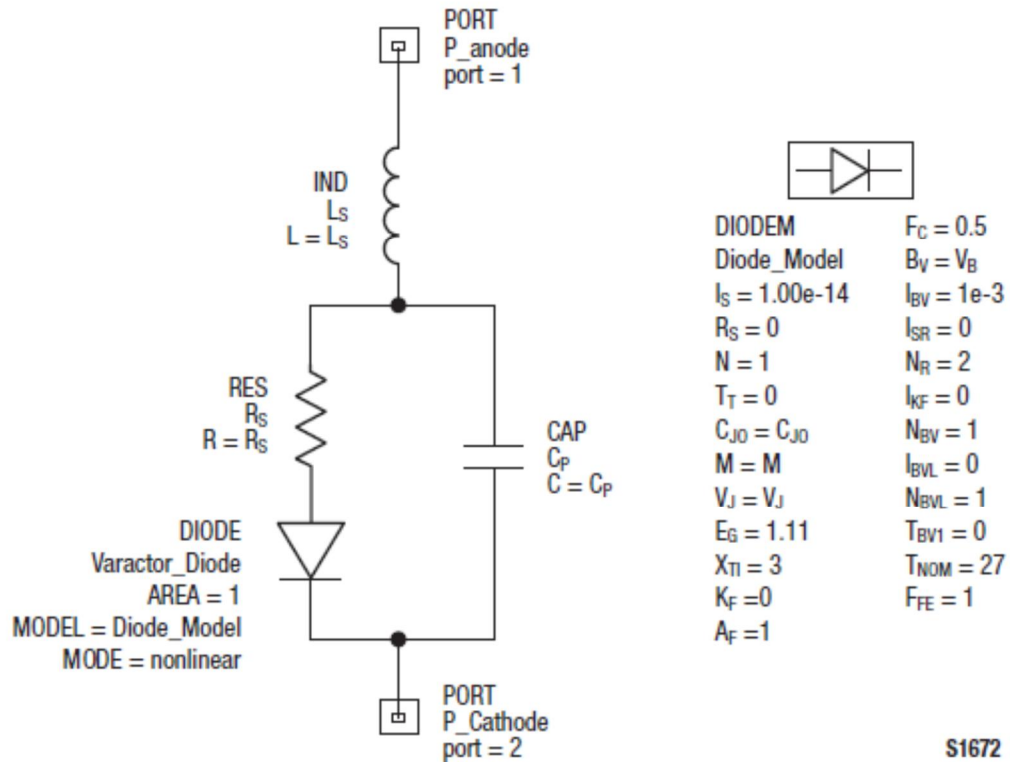
Sarja C3 käytetään estämään DC-virtoja kuristimesta, koska muuten muodostuisi

suora oikosulku maahan ja väärentäisi piirin biasointipistettä. Sen arvo on yleensä suuri verrattuna C1 ja C2een, ja se voidaan jättää huomiotta resonanssin näkökulmasta. [3.]

8 Simulaattoriohjelmiin liittyvät yksityiskohdat

Korkeataajuuspiireissä huomioidaan kaikki sekä Orcadin, että LTspicen simulaattoriohjelmiin liittyvät yksityiskohdat, kuten miten näytteenotto simulointi-ohjelmassa tapahtuu. Erityisesti korkeissa taajuusalueissa, kuten UHF, kaikki yksityiskohdat merkitsevät ja komponenttien on kyettävä toimimaan kyseisellä taajuusalueella. Myös harvinaisempiin UHF-komponenttien simulointimallien saaminen eri simulaattoreille on ongelmallista.

Varaktorin SPICE-malli on hyödyllinen RF-oskillaattori VCO-sovelluksissa. Kuitenkin malli jätää huomiotta joitakin loiskomponentteja, joita usein tarvitaan korkean taajuuden mikroaalto-sovelluksissa. Yksinkertaistettu varaktorin piirikaavio on esitetty kuvassa (Kuva 3, ks. seur. s.).



Kuva 3. Varaktorin SPICE malli

SPICE-mallin parametrit on esitetty taulukossa (taulukko 1). Esitetyt varaktoridiodien oletusarvot voidaan käyttää spice simulaattori-ohjelmissa. [4.]

Parameter	Description	Unit	Default Value
IS	Saturation current. With N, determines the DC characteristics of the diode.	A	1e-14
RS	Series resistance.	Ω	0
N	Emission coefficient. With IS, determines the DC characteristics of the diode.	–	1
TT	Transit time.	sec	0
CJO	Zero-bias junction capacitance. With VJ and M, defines nonlinear junction capacitance of the diode.	F	0
VJ	Junction potential. With CJO and M, defines nonlinear junction capacitance of the diode.	V	1
M	Grading coefficient. With CJO and VJ, defines nonlinear junction capacitance of the diode.	–	0.5
EG	Energy gap. With XTI, helps define the dependence of IS on temperature.	EV	1.11
XTI	Saturation current temperature exponent. With EG, helps define the dependence of IS on temperature.	–	3
KF	Flicker noise coefficient.	–	0
AF	Flicker noise exponent.	–	1
FC	Forward-bias depletion capacitance coefficient.	–	0.5
BV/VB	Reverse breakdown voltage.	V	Infinity
IBV	Current at reverse breakdown voltage.	A	1e-3
ISR	Recombination current parameter.	A	0
NR	Emission coefficient for ISR parameter.	–	2

IKF	High injection knee current.	A	Infinity
NBV	Reverse breakdown ideality factor.	–	1
IBVL	Low-level reverse breakdown knee current.	A	0
NBVL	Low-level reverse breakdown ideality factor.	–	1
TNOM	Nominal ambient temperature at which these model parameters were derived.	°C	27
FFE	Flicker noise frequency exponent.	–	1

Taulukko 1. SPICE-parametrit

Varaktorin liitoskapasitanssi C_J , on esitetty käyttöjännitteen käänteisarvon V_R , sekä parametrien C_{JO} -, M - ja V_J - funktiona, jotka on esitetty taulukossa 1. Spice-malli määrittelee liitoskapasitanssin jännitteen käänteisarvon, V_R -funktiona, seuraavasti:

$$C_J(V_R) = \frac{C_{JO}}{\left(1 + \frac{V_R}{V_J}\right)^M} \quad (5)$$

9 Simulaattoriohjelmien haasteita

Simulaattoriohjelma käyttävän tutkijan on ymmärrettävä että simulaatiomaailma eroa dramaattisesti reaali maailmasta. Ensinnäkin simulaatiossa puhutaan häiriöttömästä ympäristöstä ja ideaalikomponenteista, jolla on oma iso vaikutuksensa piirin toimintaan. Useimmiten simulaatio, erityisesti oskillaattori-simulaatio, ei lähde millään värähtelemään, vaikka kaikki on kirjaimellisesti oikein. Oikealla piirillä tarkoitetaan hyvin tunnettua piiriä, joka on otettu vaikka suoraan kirjallisuudesta. Tässä tilanteessa puhutaan ideaali-komponenteista, ideaalipiiristä, ilman häviöitä.

Värähtelykäynnistysongelmaan on törmätty erityisesti Orkadin käyttäjien keskuudessa, eli Pspicen ympäristössä. Yleensä sellaisissa tilanteissa ratkaisuja ovat pitkälti keinotekoisia. Joissakin tapauksissa oskillaattorin käynnistämiseen käytetään lyhyt häiriöimpulssi, kohinaa. Käytännössä piiriin kytketään virtapulssi IPULSE-niminen komponentti, jossa on noin 7 parametria, kuten, I_1 -alkuvirta, I_2 -loppuvirta, p_w -pulssileveys, R_t , F_t , p_e , jne. Yleensä värähtelyjen käynnistämiseen tarvittava virtapulssin arvo on varsin pieni, milliampeerien luokkaa. Virtapulssi syötetään yleensä takaisinkytkentään.

Toinen tapa käynnistä värähtelyt vastaavanlaisessa ongelmatilanteissa on initial value, eli alkuarvot. Alkuarvot syötetään suoraan komponentteihin. Paras kohta sijoittaa alkuarvot ovat värähtelyn lähteet, eli LC-, RC-, tankkipiirit.

Ei simulaattoriliittyviä värähtelypiirien ongelmia löytyvät yleensä värähtelypiirin suunnittelussa ja rakenteessa. Ensinnäkin on olemassa kolme tilannetta, joihin voidaan ajautua, joko värähtelyt ovat suoraan vaimentuvia, kasvattavia tai jatkuvia. Vaimentuvien värähtelyjen syynä on se, että rc-tankkipiiri ei saa tarpeeksi potkua ja varaus ehtii purkautua resistanssin kautta ja kondensaattori ei ehdi latautua.

10 Simulaatioissa käytettyjä komponentteja

Kaikissa piireissä käytetään korkeataajuuskomponentteja. Pääkomponentteina ovat korkeataajuus BJT/ NPN transistoreja BFP420/INF, BFR520/INF ja varaktoridiodeja BB135/INF (datalehti, ks. liite 3). Joitakin korkeataajuuskomponenttien malleja löytyy suoraan pspicen kirjastosta, toisin kuin BB135, jonka jouduttiin korvaamaan vastaavilla BB814/INF ja BB439/INF (datalehti, katso liite 5) varaktoreilla, josta johtuvat pienet poikkeamat piirien toiminnassa ja ulostulotaajuudessa.

11 Värähtelypiirin taajuuden näytteenotto

Elektroniikkapiirien testaukseen ja todentamiseen hyödynnettiin LTSpice sekä OrCad simulaattori-ohjelmistoja. LTSpice koostuu työtilasta, jossa piirikomponentteja kootaan ja kytketään yhteen. Ltspiceen mukana tulee standardikirjastokomponentteja. Jokainen komponentti, riippuen monimutkaisuudesta, vaatii matemaattisen mallin toimiakseen. Matemaattisen mallin lisäksi jokaiselle komponentille on olemassa myös oma graafinen symboli määritetyillä nastoilla.

LTspicessa koottu VCO-piiri koostuu tankkipiiristä, joka sisältää kondensaattorin ja kelan, jännitelähteestä, joka syöttää piiriä sekä ohjaussignaalista. OrCAD on ohjelmisto-työkalupaketti, jota käytetään ensisijaisesti sähköisen suunnittelun automatisointiin. Ohjelmistoa käyttävät pääasiassa sähkösuunnittelijat ja sähkö-tekniikot luomaan sähköisiä kaavioita ja sähköisiä tulosteita piirilevyjen valmistusta varten.

12 Jänniteohjattujen oskillaattorien katsaus

Aluksi käydään läpi tunnetuimpia VCO-piirejä, kuten, Cross-coupled VCO, Vackar ja Colpitts. Myös piirien rakennetta muokataan ja komponenttien arvot korjataan, jotta saataisiin värähtelyt alkuperäisissä rajoissa. Tässä insinööriyössä keskitytään oskillaattoripiirien tutkimiseen, jotka värähtelevät 100 - 1300 Mhz:n taajuuskaistalla.

12.1 Differential cross-coupled-oskillaattori 500 - 1 000 MHz

Ristiin kytketty differentiaalitransistoripari (Kuva 4) muodostaa negatiivisen vastuksen resonaattoriin positiivisen takaisinkytkennän takia. Tämä negatiivinen vastus vaimentaa resonaattorin häviöitä mahdollistaen jatkuvan värähtelyn. Taajuusvaihtelu saavutetaan kahdella BB814in varaktorilla.

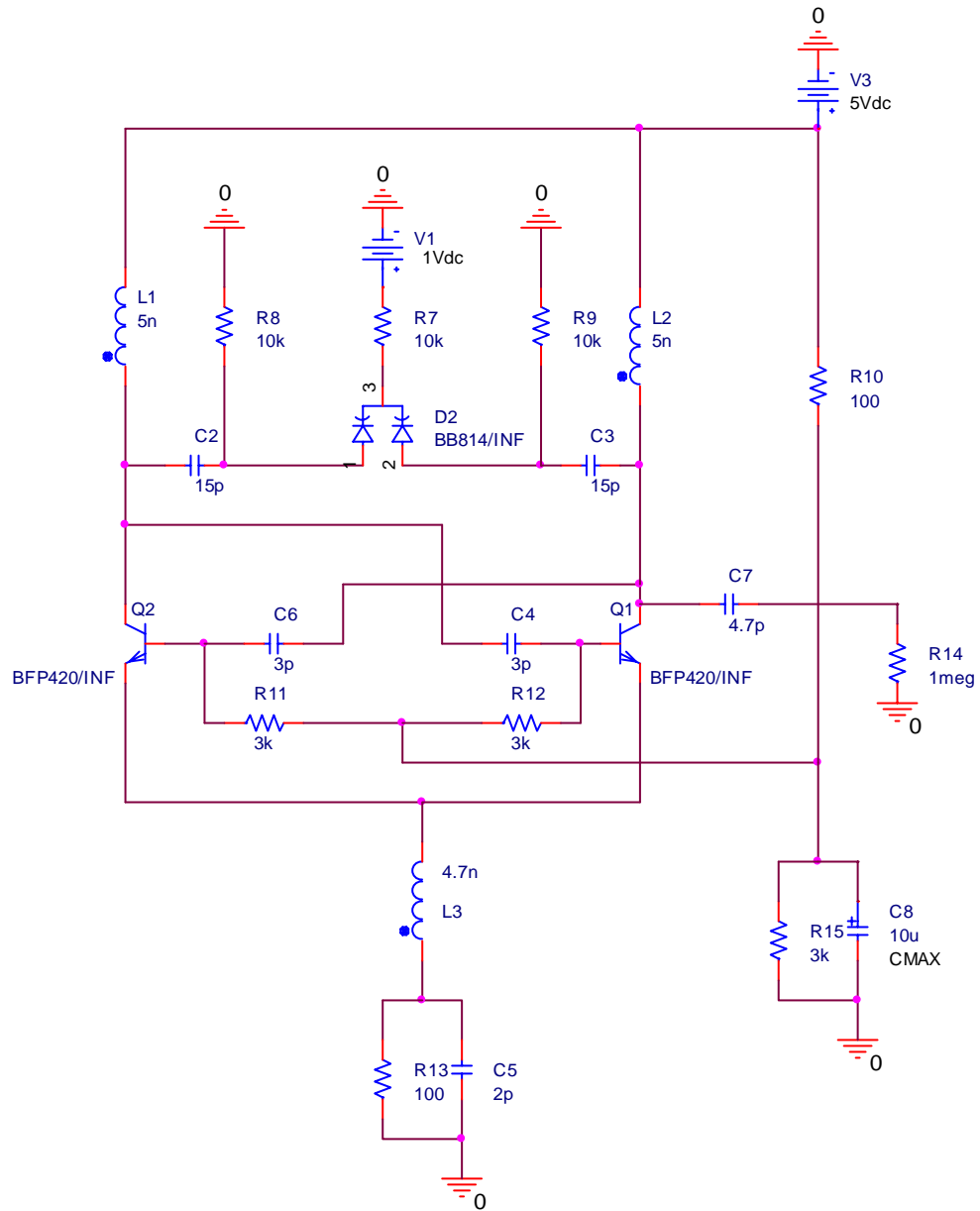
Kela L3 ja kondensaattori C5 (Kuva 4, ks. seur. s.) muodostavat toiseen asteen ali-päästösuodattimen, joka estää kohinaa, parillisten harmonisten menemisen oskillaattorin takaisinkytkentään. Kahden varaktorin sarjaan-kytkentä vähentää varaktorin vahvistusta Kvco-viritysalueen alalaidalla, joka puolestaan vähentää vaihekohinan vaihtelua ohjausjännitteen funktiona.

12.1.1 Differential Cross-coupled BFP420-transistorilla Orcadissa

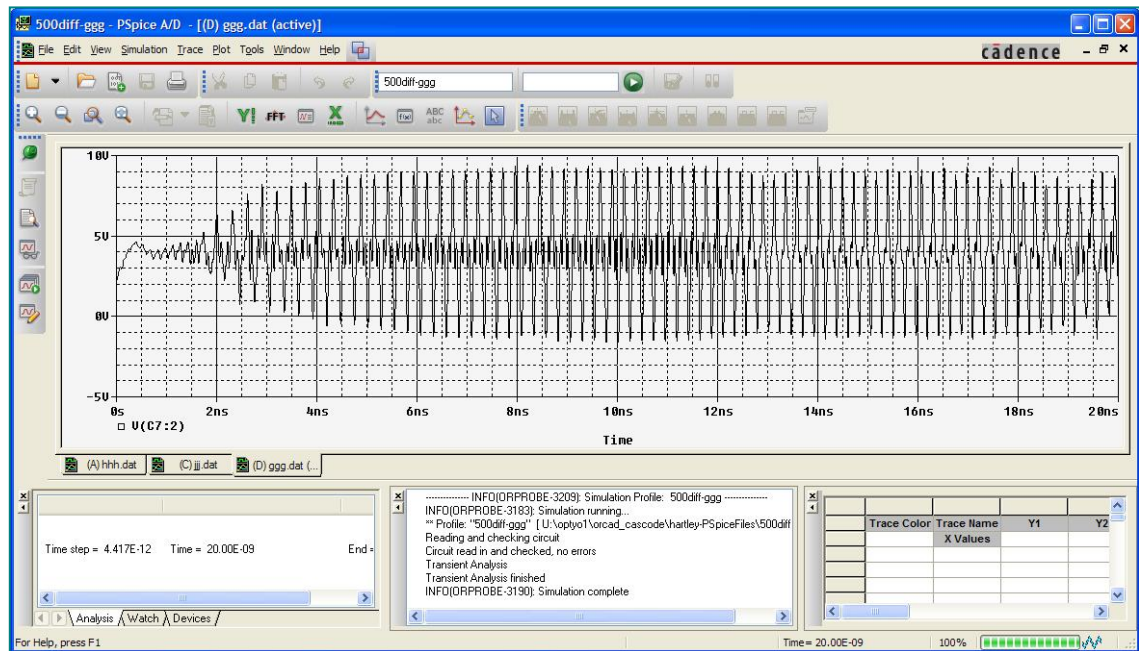
Vackar, Colpitts ja Differential Cross-Coupled (Kuva 4, ks. seur. s.) värähtelypiirit tarkasteltiin kahdella korkeataajuus-transistorimallilla BFP420 (20 GHz-malli) ja BFR540 (9 GHz-malli) yleistä rakennemallia käyttäen. Alkuehdot otetaan käyttöön simulaatio-ohjelmassa tarpeen mukaan. Ensimmäisenä on tarkistettava, että kelojen arvot ovat tarpeeksi isoja, myös Q-arvo on oltava ykköistä isompi.

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3)$$

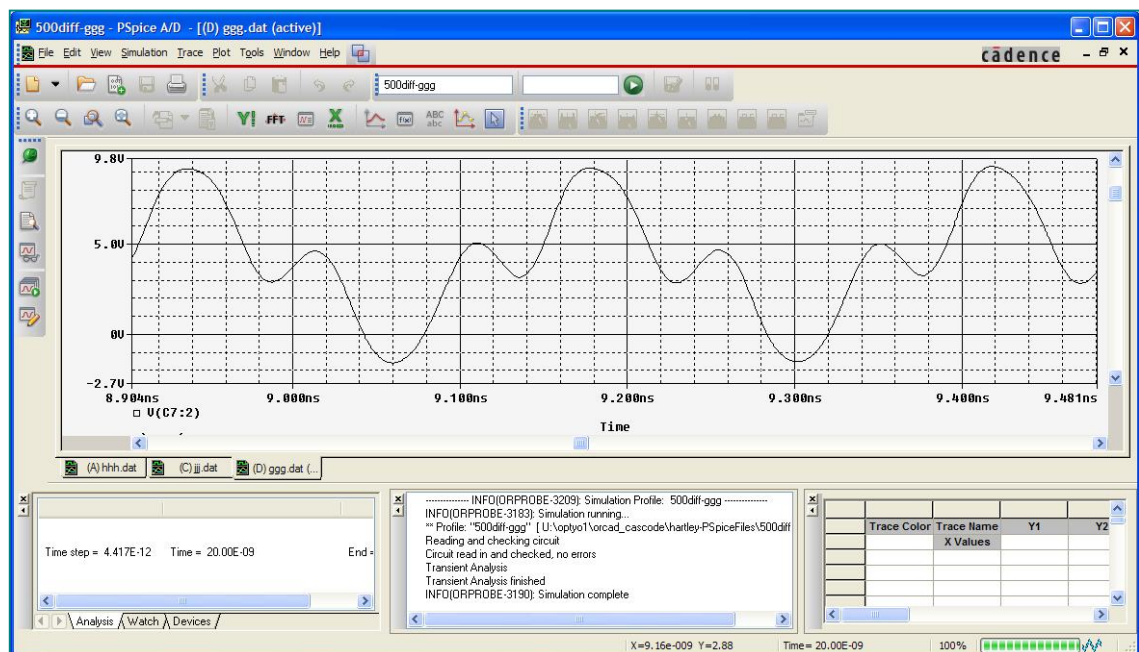
Colpitts-oskillaattorissa puolestaan kannan ja emitterin välisten kapasitanssien arvojen suhteella on suuri vaikutus ulostulevaan taajuuteen.



Kuva 4. Differential Cross-coupled VCO-piiri



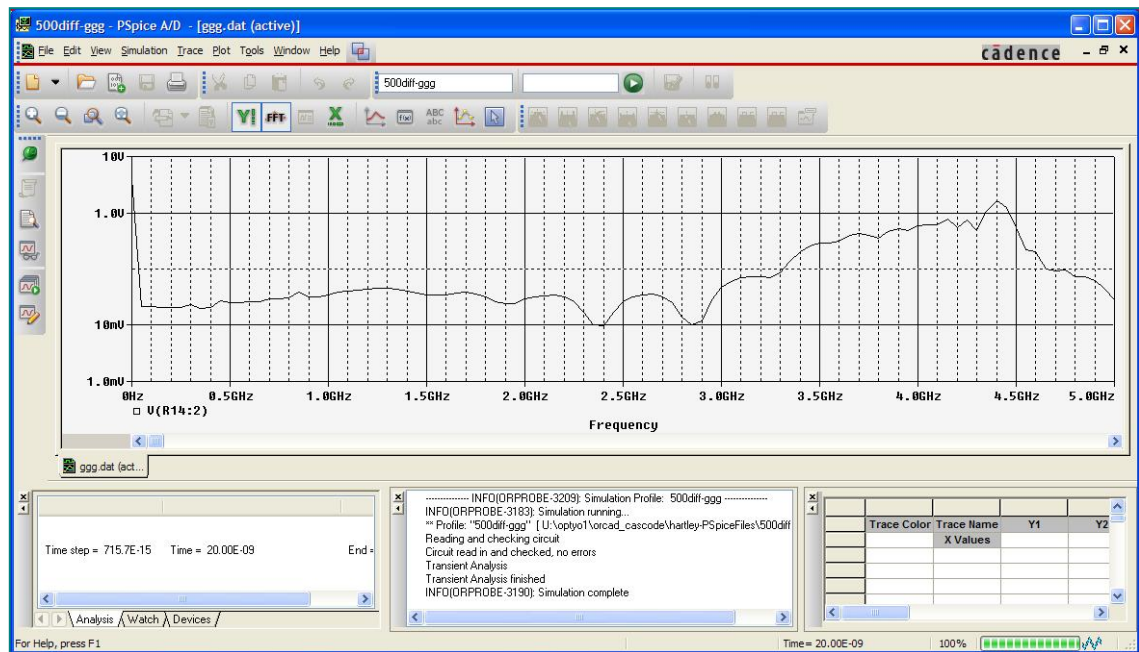
Kuva 5. Differential Cross-coupled-piirin värähtely-kuvio



Kuva 6. Differential Cross-coupled simuloitu värähtely Orcadissa

Värähtelijäpiiriin ulostulossa nähdään signaalin väärentymistä (Kuva 5, Kuva 6), koska puhutaan ideaalikomponenteista ja simulaattorin häiriöttömästä ympäristöstä. Lisäksi huomataan, kun verrataan Orcad- ja LTSpice-simuloinnin tuloksia, että usein ulostulossa saadaan eri värähtelyjä samoille piireille. Myös simulaattorilla todistetaan, että oskil-

laattori värähtelee eri taajuuksilla Orcadissa ja LTspicessa FFT-muunnoksen perusteella (Kuva 7).

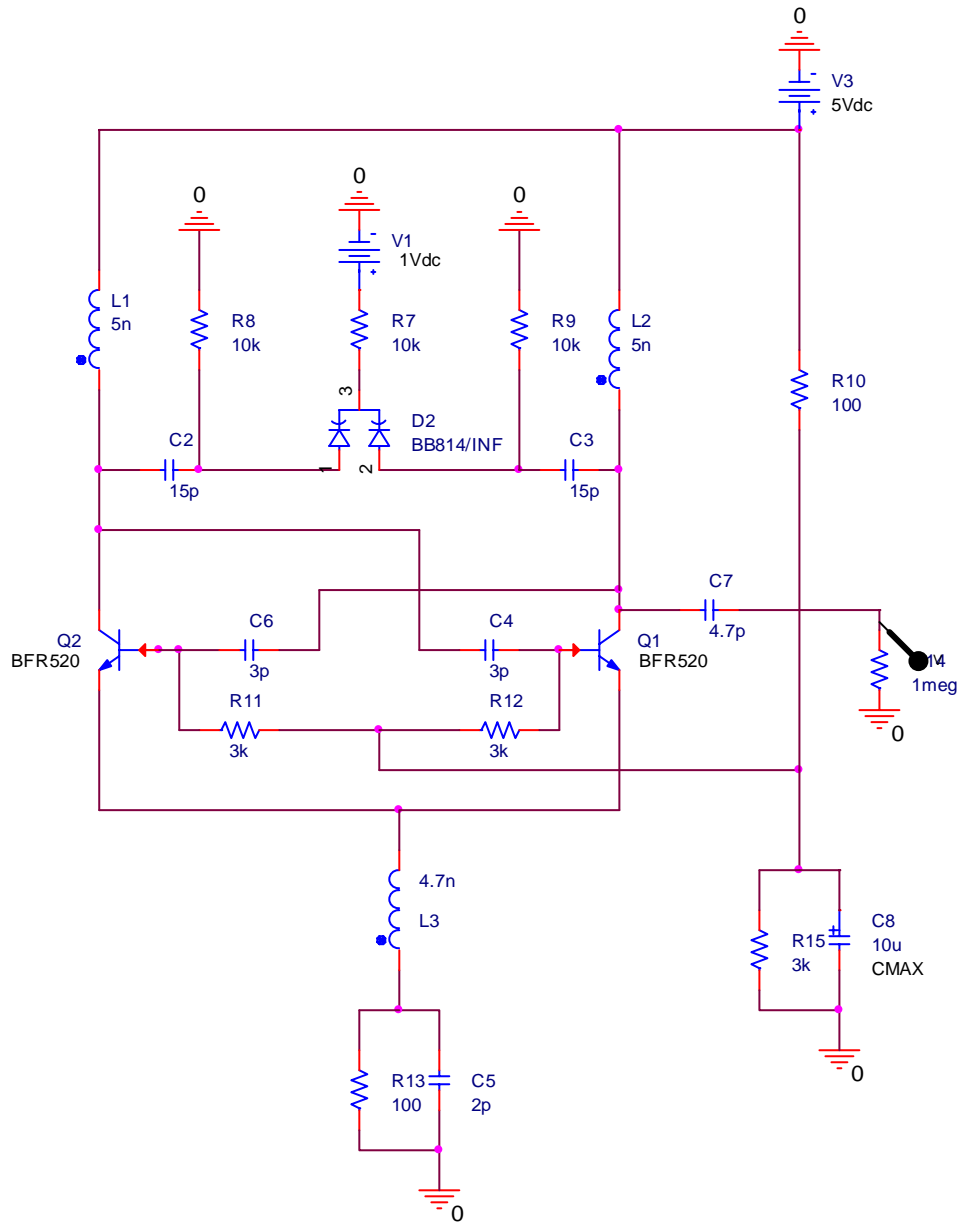


Kuva 7. Differential Cross-coupled FFT-muunnos

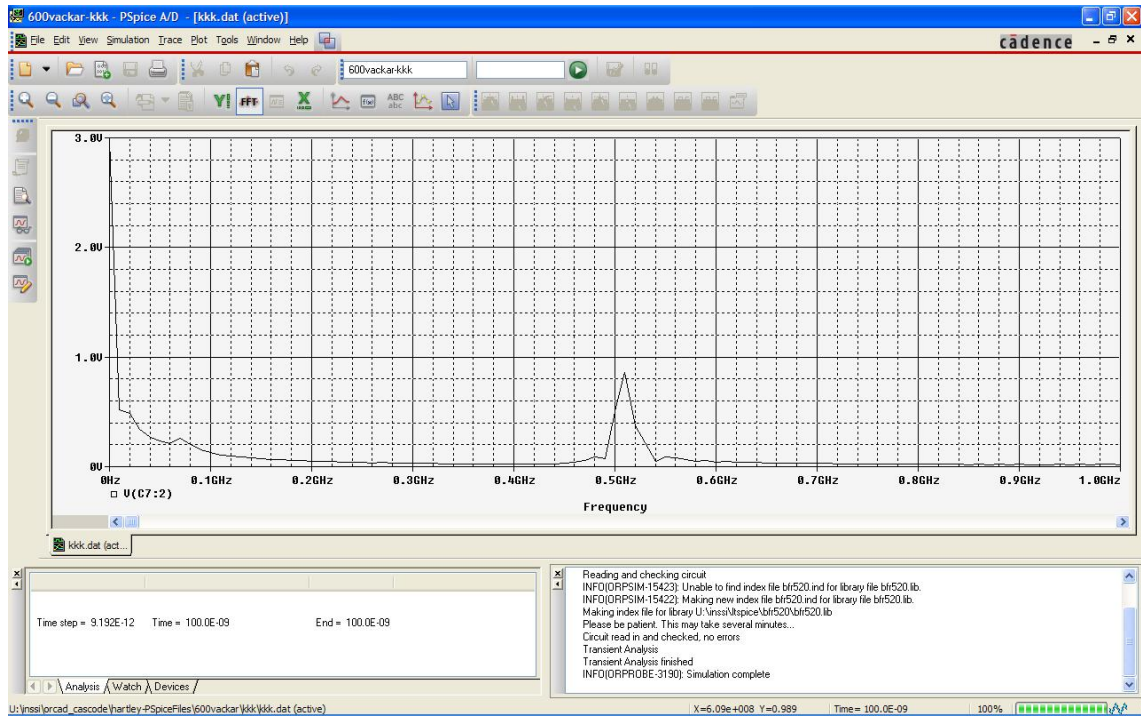
Käyttämällä Fourier-muunnosta värähtelystä saadaan selvitettyä, millä taajuusalueella piiri toimii, mistä todetaan, että tämä tulos (kuva 7) poikkeaa huomattavasti Ltspicen tuloksesta. Tämä poikkeavuus voi johtua myös siitä, ettei meillä ole ollut käytettävissä bb135-varaktorin mallia, vaan sen jouduttiin korvaamaan bb814-mallilla.

12.1.2 Differential Cross-coupled BFR540-transistorilla Orcadissa

Kuvista (Kuva 8 ja Kuva 9) nähdään oskillaattorin piirikavio ja värähtelyn FFT-muunnos josta ilmenee että 9GHzin BFR520-transistorilla saavutetaan samoja tuloksia kun hitaammalla BFP540-transistorilla.



Kuva 8. Differential Cross-coupled BFR540-transistorilla piiri



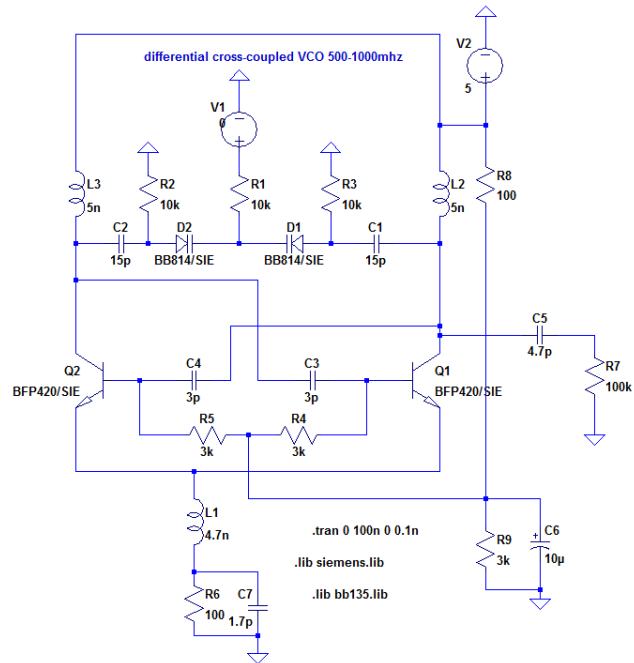
Kuva 9. Differential Cross-coupled BFR540-transistorilla FFT-muunnos

12.1.3 Differential Cross-Coupled BFP420-transistorilla LTspicessa

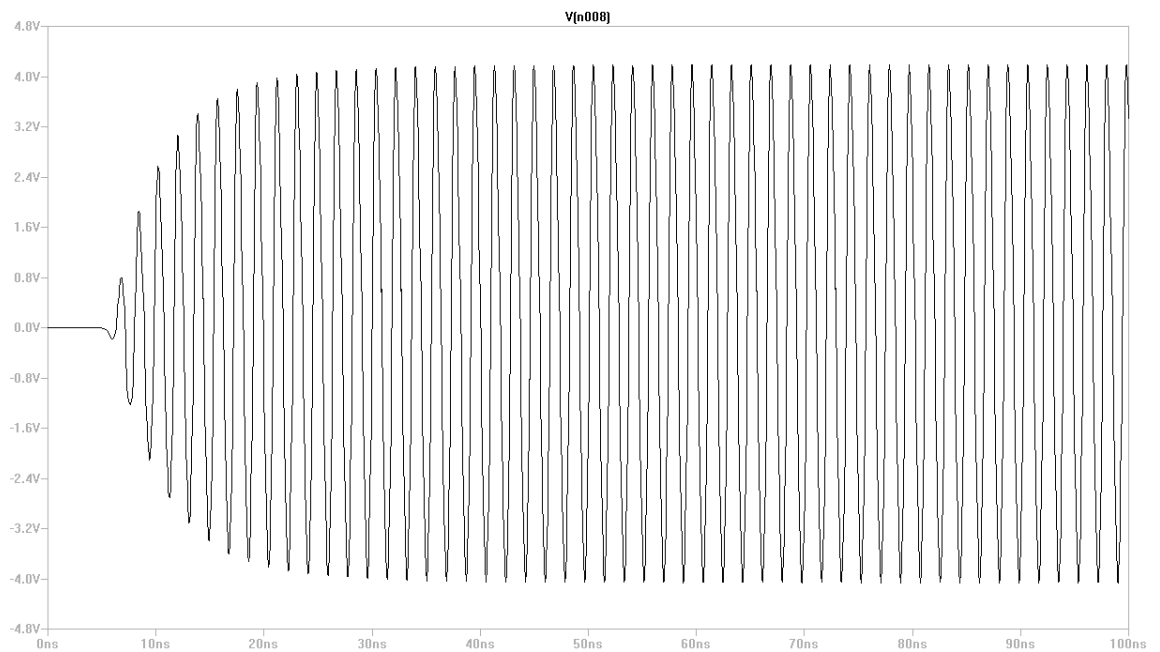
Differential Cross-Coupled VCO:n piiri (Kuva 10 - Kuva 13, ks. seur. s.) toimii myös LTspice-ympäristössä. Tiedetään varmasti, että piirissä ei ole virheitä.

```
.MODEL BFP420/SIE NPN(
+ IS = 17.7E-18    RB = 9.47      CJC = 380E-15
+ BF = 117        IRB = 0.5E-3   VJC = 1.0
+ NF = 0.98       RBM = 5.47     MJC = 0.5
+ VAF = 45        RE = 0.948    XCJC = 0.18
+ IKF = 0.15      RC = 4.4       TR = 5.0E-9
+ ISE = 4.5E-12   CJE = 130E-15   CJS = 0
+ NE = 2.31       VJE = 1.0         VJS = 0.8
+ BR = 1.0        MJE = 0.5         MJS = 0.33
+ NR = 1.0        TF = 9.6E-12    XTB = 0
+ VAR = 1000      XTF = 0.457       EG = 1.16
+ IKR = 1000      VTF = 0.413       XTI = 3.0
+ ISC = 0         ITF = 41E-3        FC = 0.78
+ NC = 2.0        PTF = 0)
* V1.2
*$
```

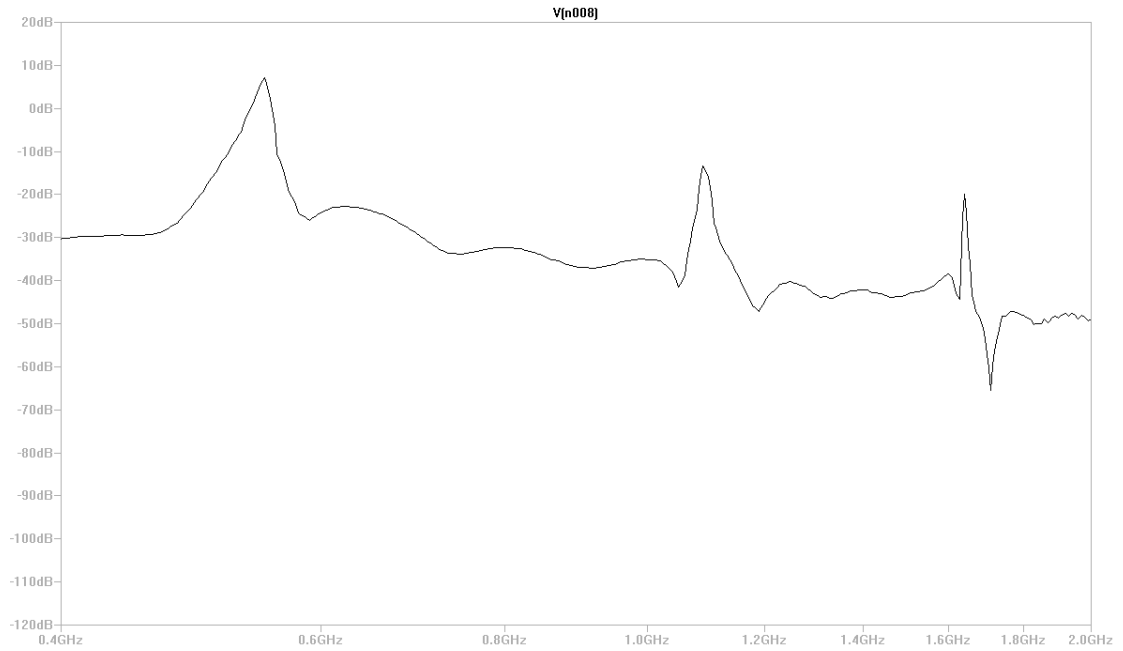
Malli 1. BFP420-transistorin parametritiedoston sisältö



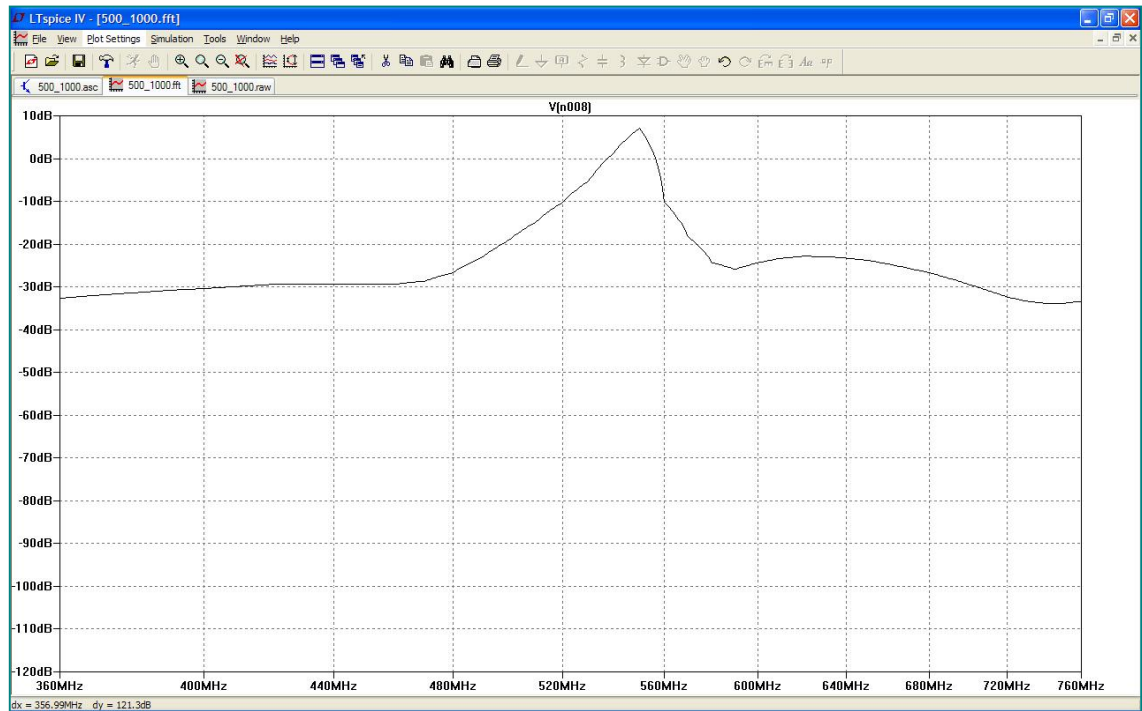
Kuva 10. Differential Cross-coupled-piiri ja värähtely simuloituna LTspicessa



Kuva 11. Differential Cross-coupled-sinisignaali



Kuva 12. Differential Cross-coupled FFT-muunnos ja taajuus

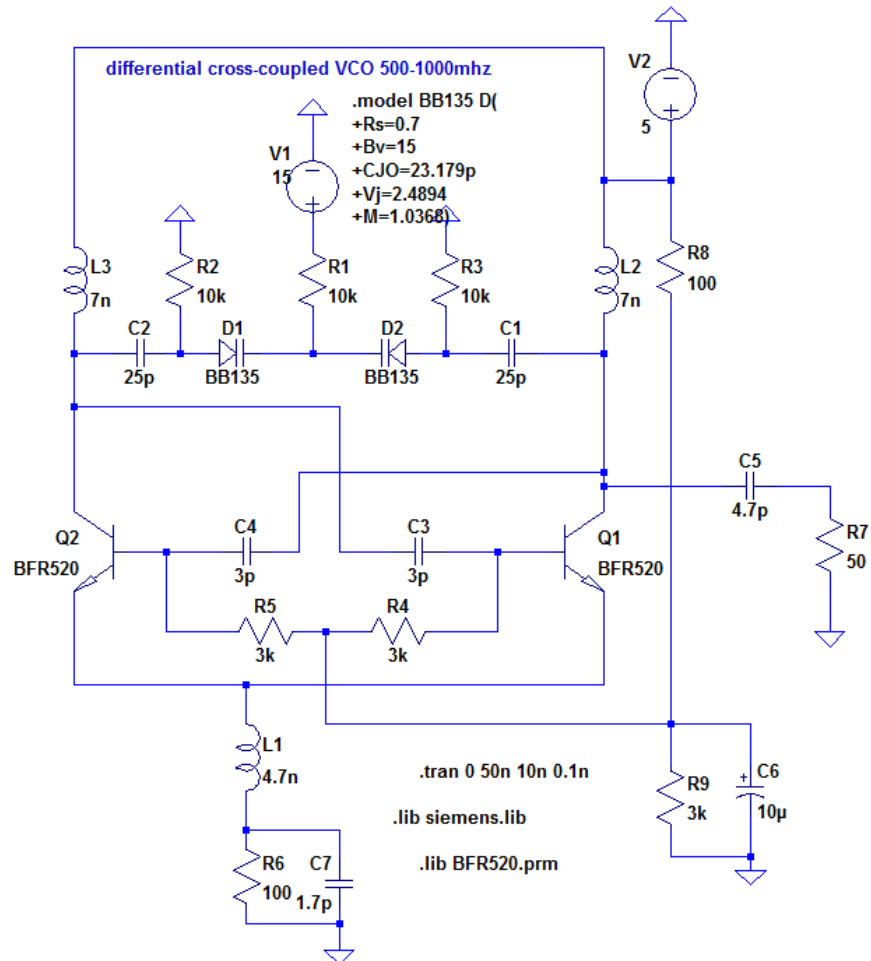


Kuva 13. Differential Cross-coupled signaalin FFT-muunnos 5 V:n jännitteellä

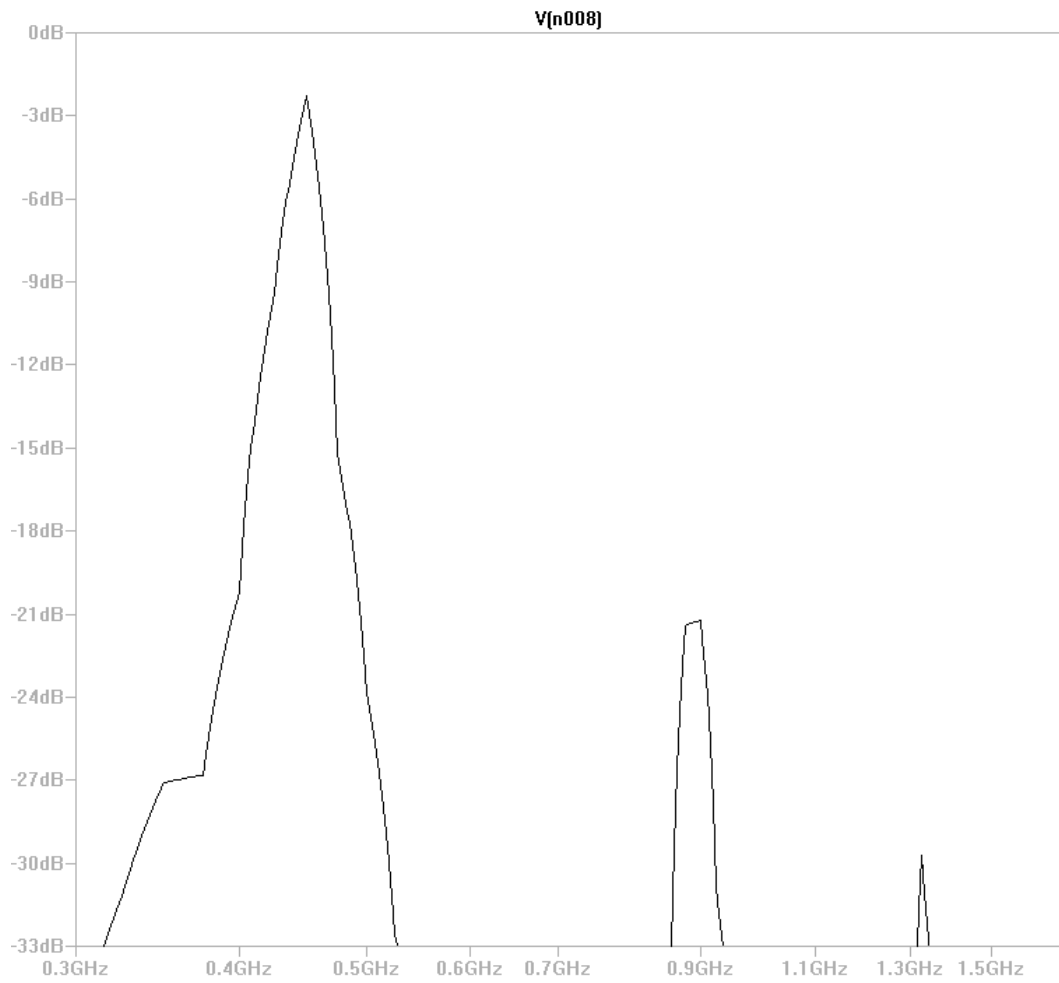
LTspicen FFT-muunnoksesta nähdään että taajuus-spektri (Kuva 10 - Kuva 13) poikkeaa Orcadin taajuus-spektristä.

12.1.4 Differential Cross-Coupled BFR520-transistorilla LTspicessa

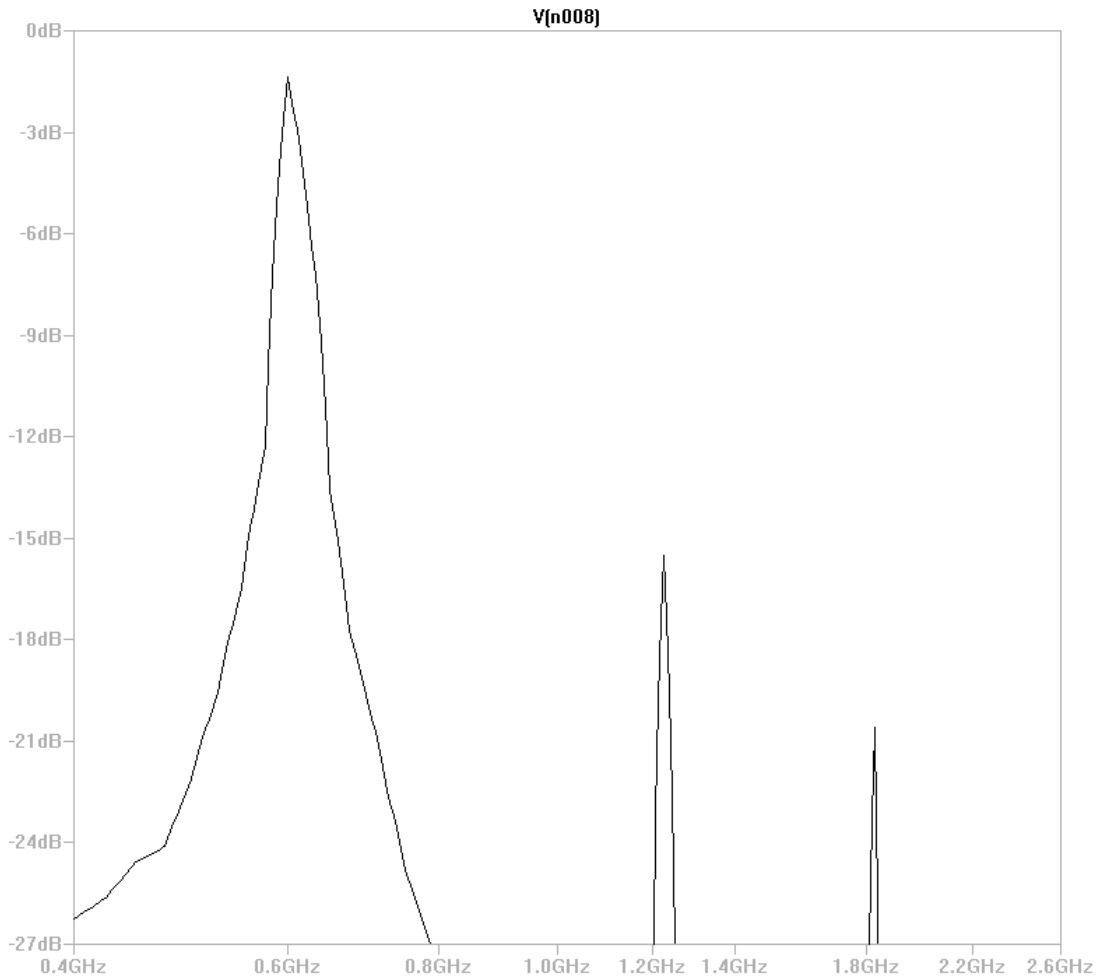
Seuraavaksi simuloidaan differentiaalisen oskillaattorin-piiriä BFR520-transistorilla (Kuva 14). Kuvista havaitaan miten piiri käyttäytyy eri jännitearvoilla (Kuva 15 ja Kuva 16). Kuvista myös nähdään harmonisten taajuuksien piikkejä.



Kuva 14. BFR520-transistorilla



Kuva 15. FFT BFR520-transistorilla 0v-potentiaalilla



Kuva 16. FFT BFR520-transistorilla 15v-potentiaalilla

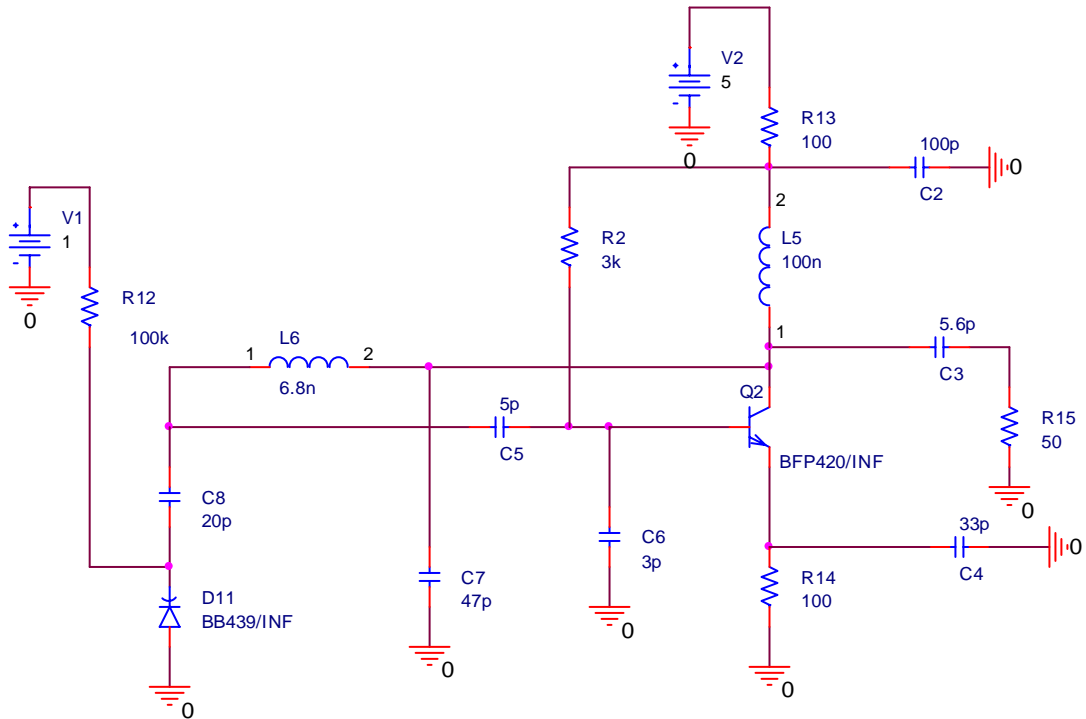
12.2 Vackar-oskillattorin katsaus

Vackar VCO (Kuva 17) on variaatio Split-capacitance oskillaattorin mallista. Se on myös verrannollinen Colpittsiin tai Clappiin. Se eroaa siinä, että lähtö on vakaampi taajuusalueella, ja sillä on laajempi kaistanleveys verrattuna Colpitts- tai Clapp- suunniteluun.

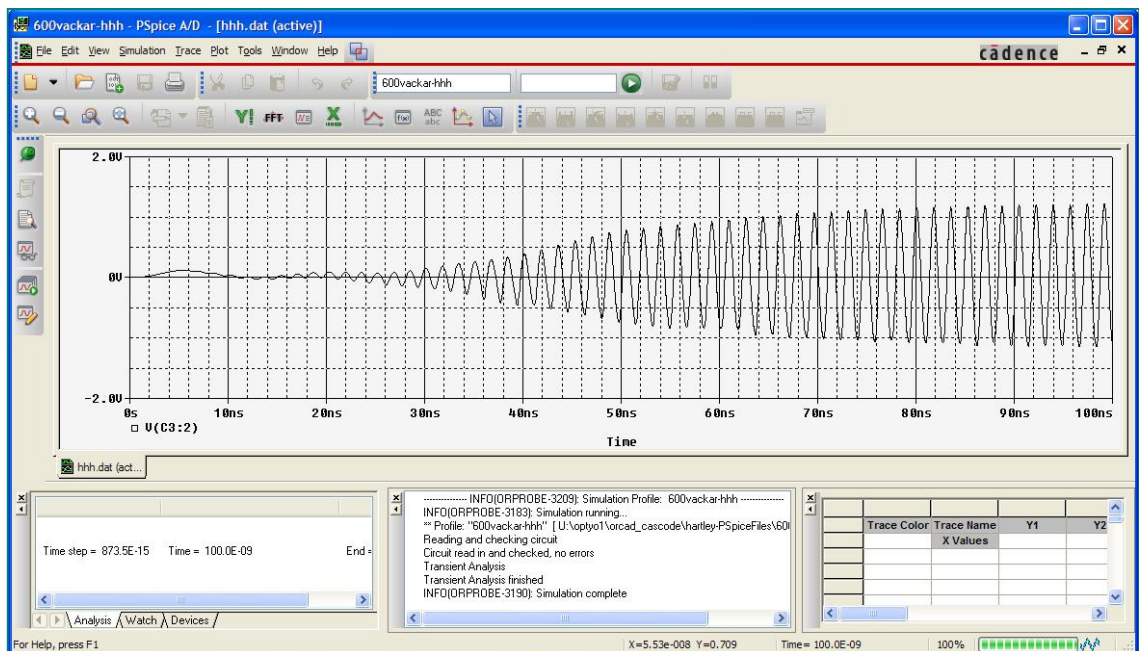
Perusajatuksena siinä on eristää resonanssiin niin paljon kuin mahdollista aktiivisen laitteen tulosta, luotettavan värähtelyn saamiseksi. Tämä piiri on erityisen sopiva puolijohteille. Varsinkin bipolaaritransistorilla on kohtuuttoman alhaisia tuloimpedansseja, ja ne esittävät laajasti vaihtelevan reaktanssin värähtelypiirissä lämpötilan ja jännitteen muutoksien seurauksena.

1.1.1 Vackar-oskillaattori BFP420-transistorilla Orcadissa

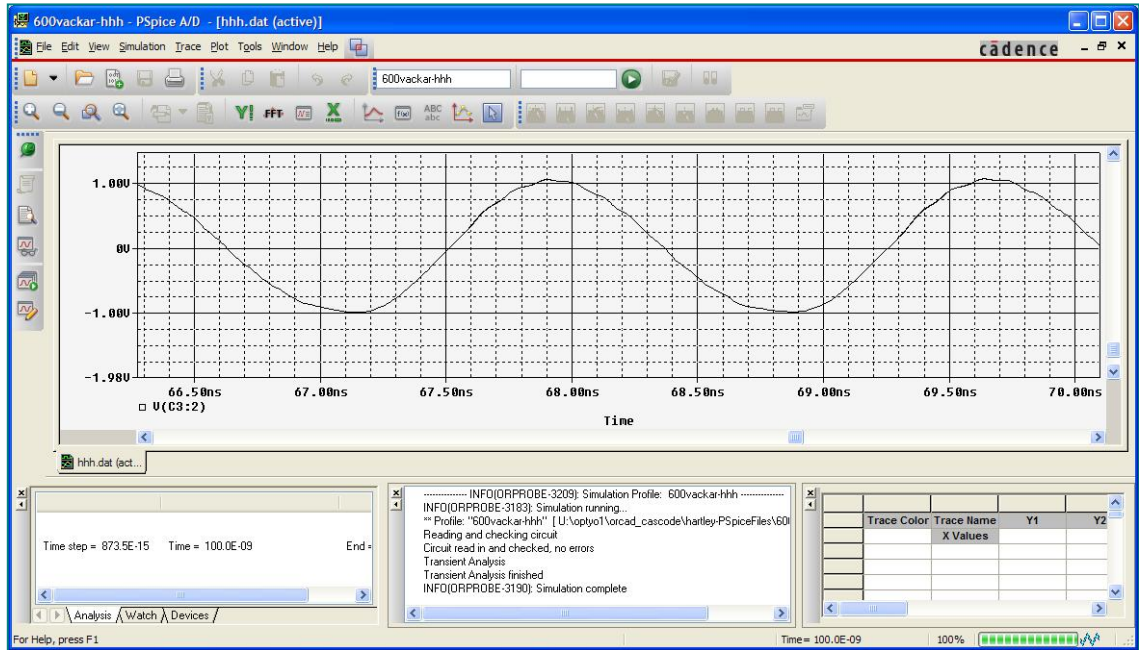
Siniaallon värähtelytaajuus, joka nähdään kuvista (Kuva 18 - Kuva 20, ks. seur. s.), voidaan vaihtoehtoisesti laskea joko FFT-muunnoksella (kuva 15, ks. seur. s.) tai kaavalla Excelissa.



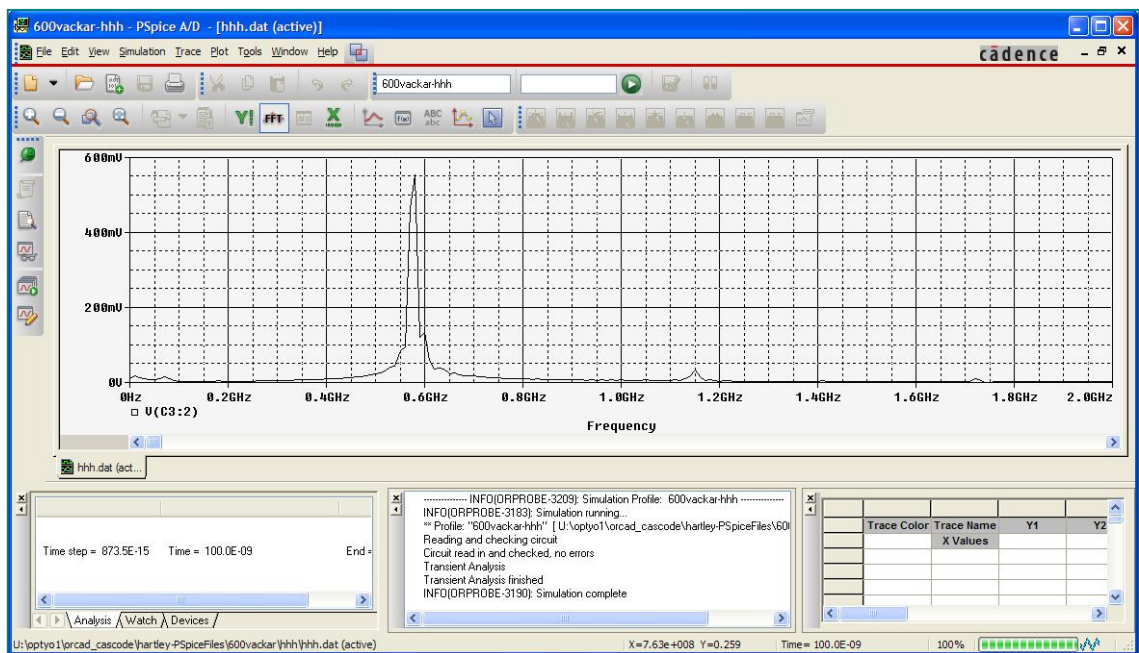
Kuva 17. Vackar-värähtelypiiri



Kuva 18. Vackar-simuloitu sinisignaali



Kuva 19. Vackar-sinisignaali suurennettuna

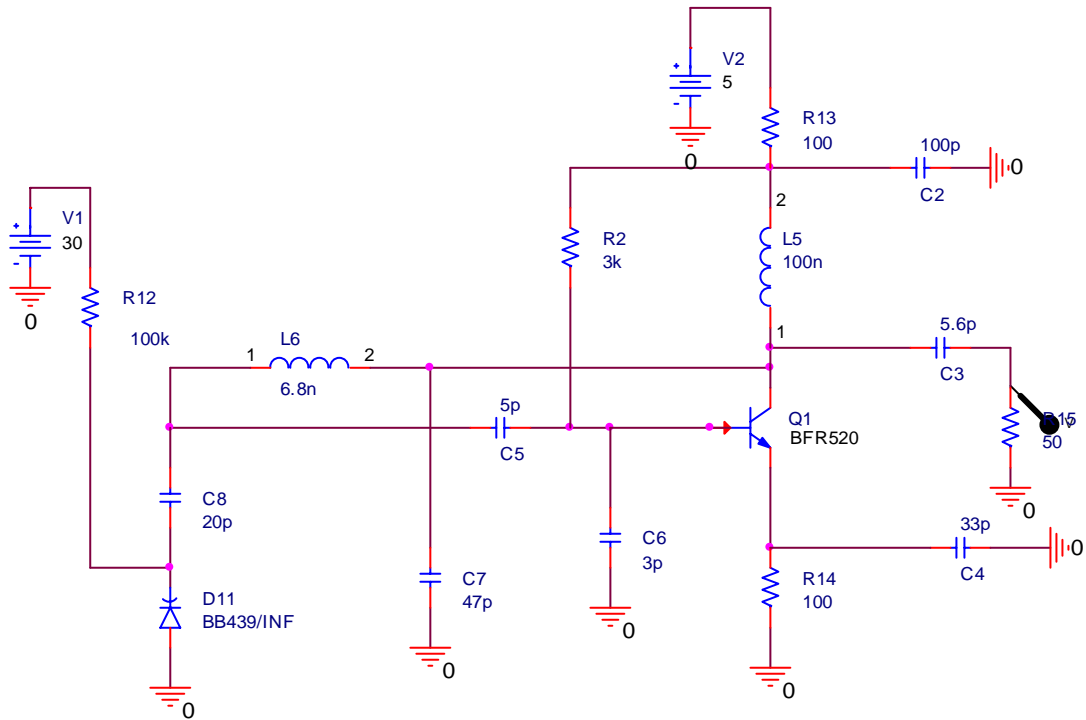


Kuva 20. FFT-muunnos

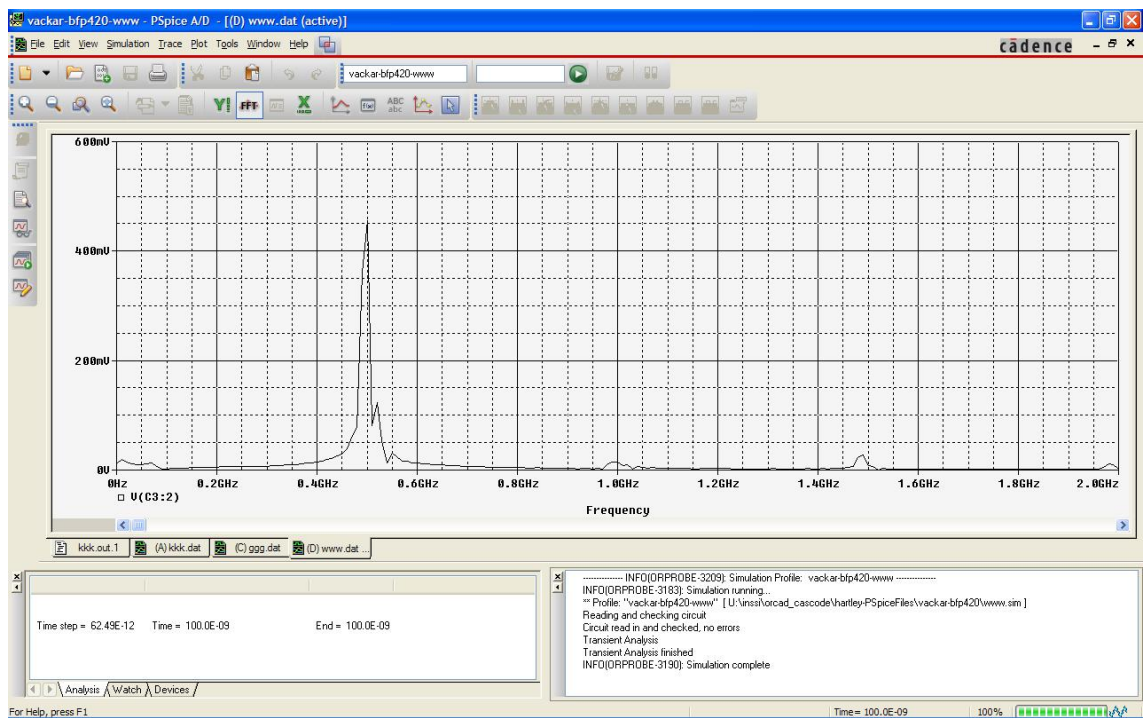
Excelissa saadaan vackar oskillatorille orcadissa 600-1200mhz:lla ja 5 V:lla kaavalla taajuusarvoksi 588,235,294.12 Mhz

12.2.1 Vackar-oskillaattori BFR520-transistorilla OrCadissa

Simuloinnin tuloksista päätelleen (Kuva 21 ja Kuva 22) todetaan, että piiri tuottaa samanlaisia värähtelyjä kun Vackar-piiri BFP420-transistorilla.



Kuva 21. Vackar 500 MHz:iin piiri ORCADissa

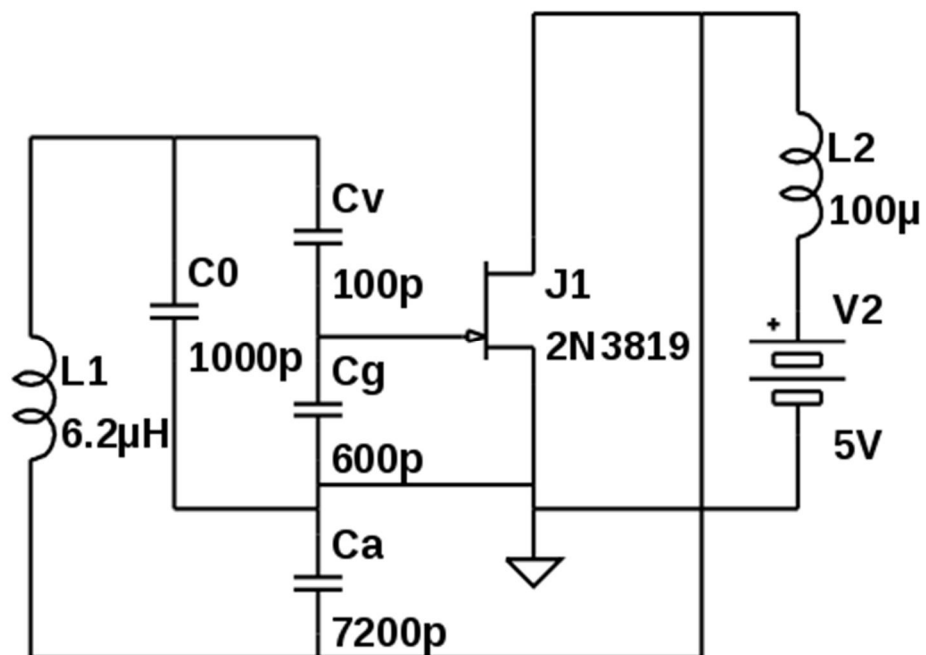


Kuva 22. Vackar 500 MHz:iin piiri ORCAD FFT-muunnos

12.2.2 Vackar-oskillaattori LTspicessa BFP420-transistorilla

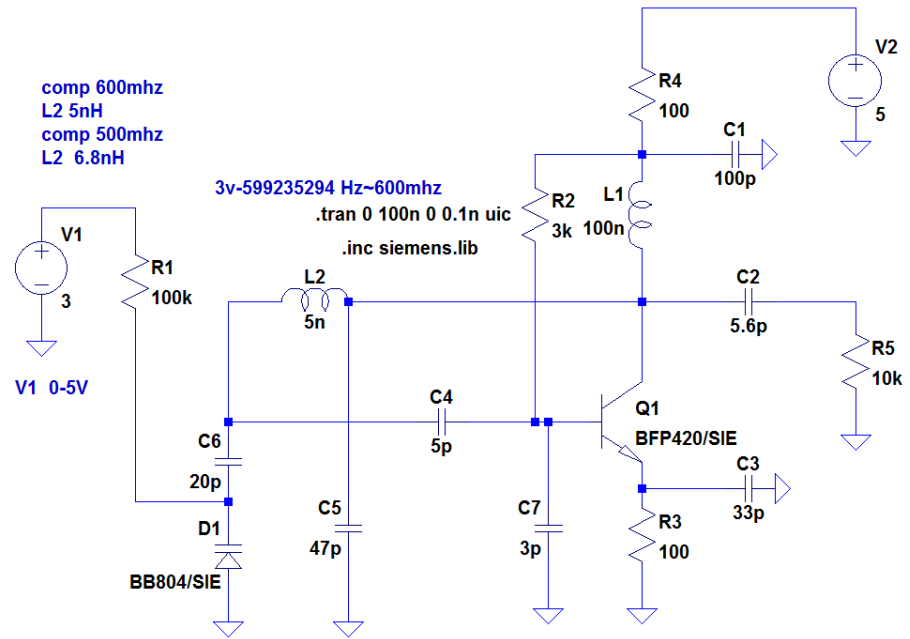
Vuonna 1949 Tšekkiläinen insinööri Jiří Vackář julkaisi artikkelin vakaiden vaihtotaajuus oskillaattorien (VFO) suunnittelusta.

Kuvasta (Kuva 23) nähdään, miten L1, C0 ja Ca muodostavat Copitts-oskillaattorin resonanssipiirin, ja Cv / CG jännitteen jakajan. Piiri voidaan virittää kapasitanssilla C0. Oskillaattorin vakaus johtuu suurelta osin virityspiirin putken (tai transistorin) transkonduktanssin riippuvuudesta resonanssitaajuudesta (ω). [5.]

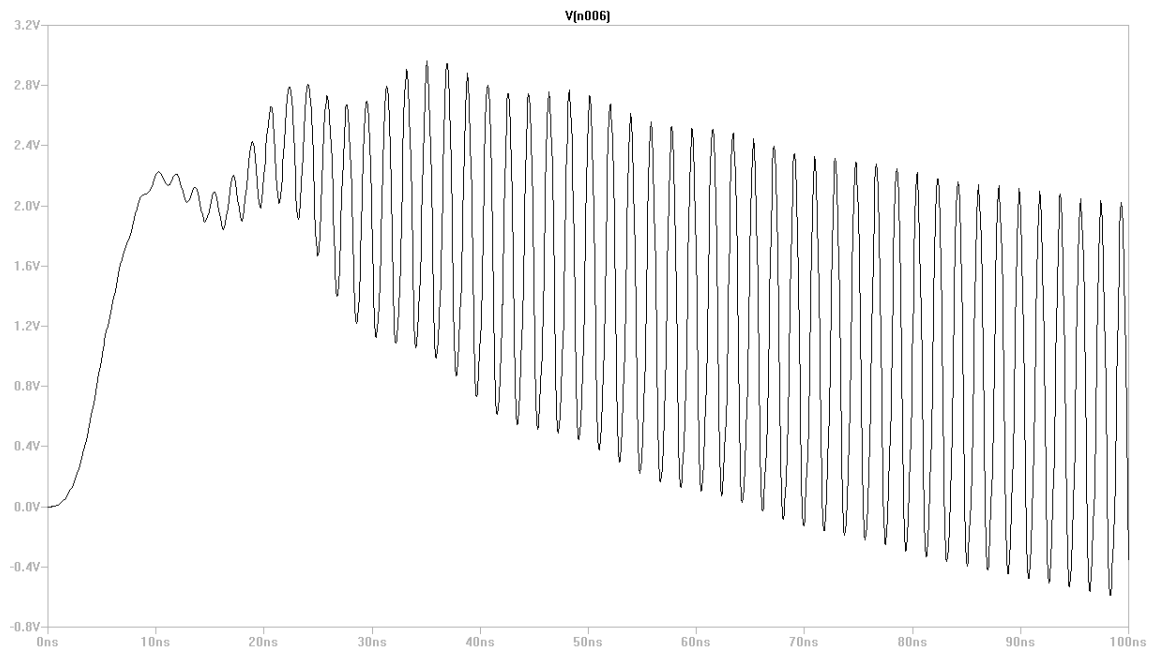


Kuva 23. Alkuperäinen Vackar-piiri

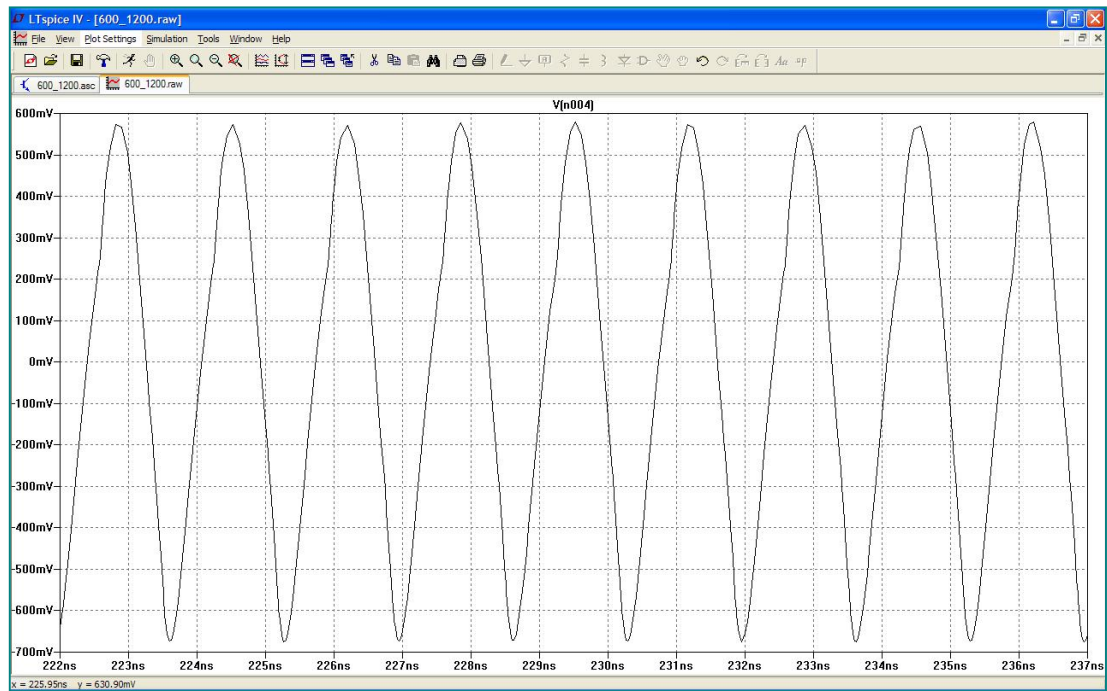
Alkuperäistä piiriä muokkaamalla saatiin rakennettua jälkeenpäin Vackar VCO- piiri (Kuva 24), lisäämällä piiriin varaktorin. Tämän piirin testituloksia nähdään kuvista (Kuva 25- Kuva 27, ks. seur. s.).



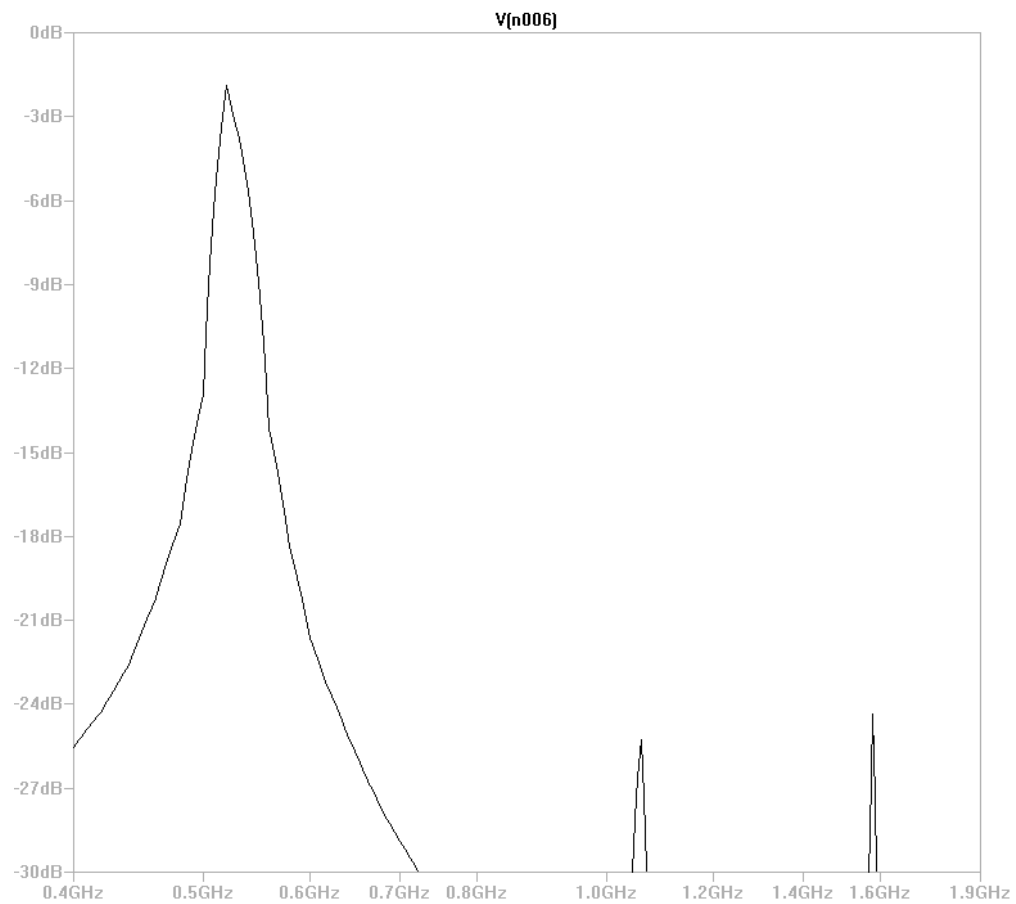
Kuva 24. Vackar-oskillaattorin piiri



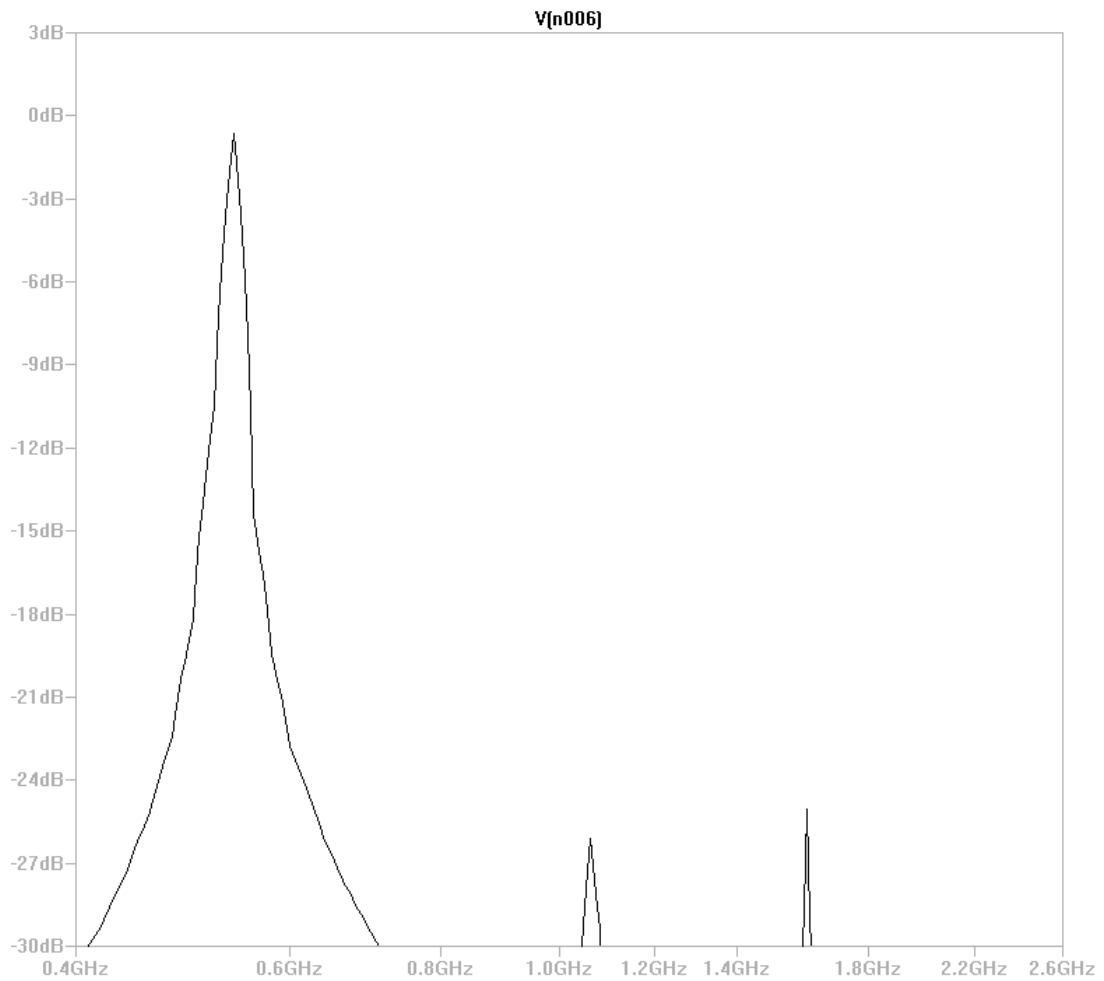
Kuva 25. Vackar-värähtelyn käynnistyminen simulaatiossa



Kuva 26. Vackar-värähtelysignaali suurennettuna



Kuva 27. Vackar FFT- muunnos 0V-potentiaalilla



Kuva 28. Vackar FFT- muunnos 30V-potentiaalilla

```
vackarltspice 600-1200 MHz
```

```
0v      555,555,555.56
```

```
5v      625,000,000.00
```

12.2.3 Vackar-oskillaattori LTspicessa BFR520-transistorilla

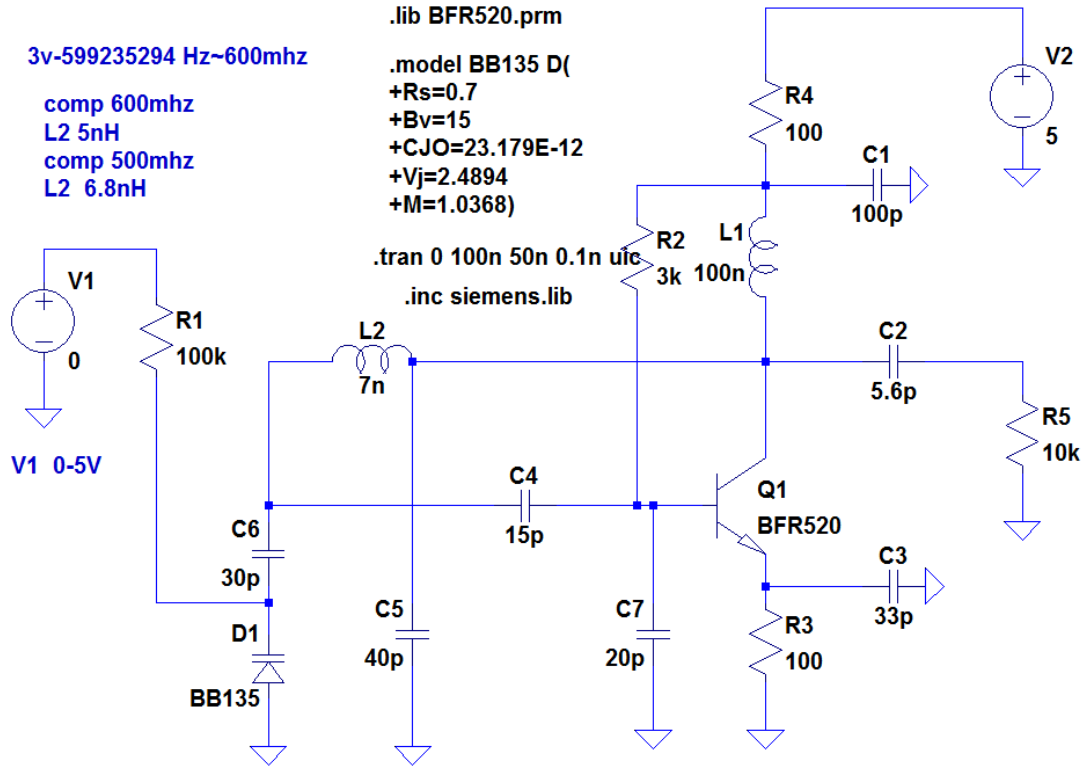
Ennen kun päästään simuloimaan Vackar-oskillaattia BFR520-transistorilla meidän on löydettävää ja liitettävää transistorin parametrimallia (malli 2). Sen jälkeen kun se on tehty, saadaan piiri simuloitua ja testattua eri jännitearvoilla (Kuva 30 ja Kuva 31).

```
*
* PHILIPS SEMICONDUCTORS
* Filename: BFR520.PRM
*
.MODEL BFR520 NPN
+      IS = 1.01677E-015
+      BF = 2.20182E+002
+      NF = 1.00065E+000
```

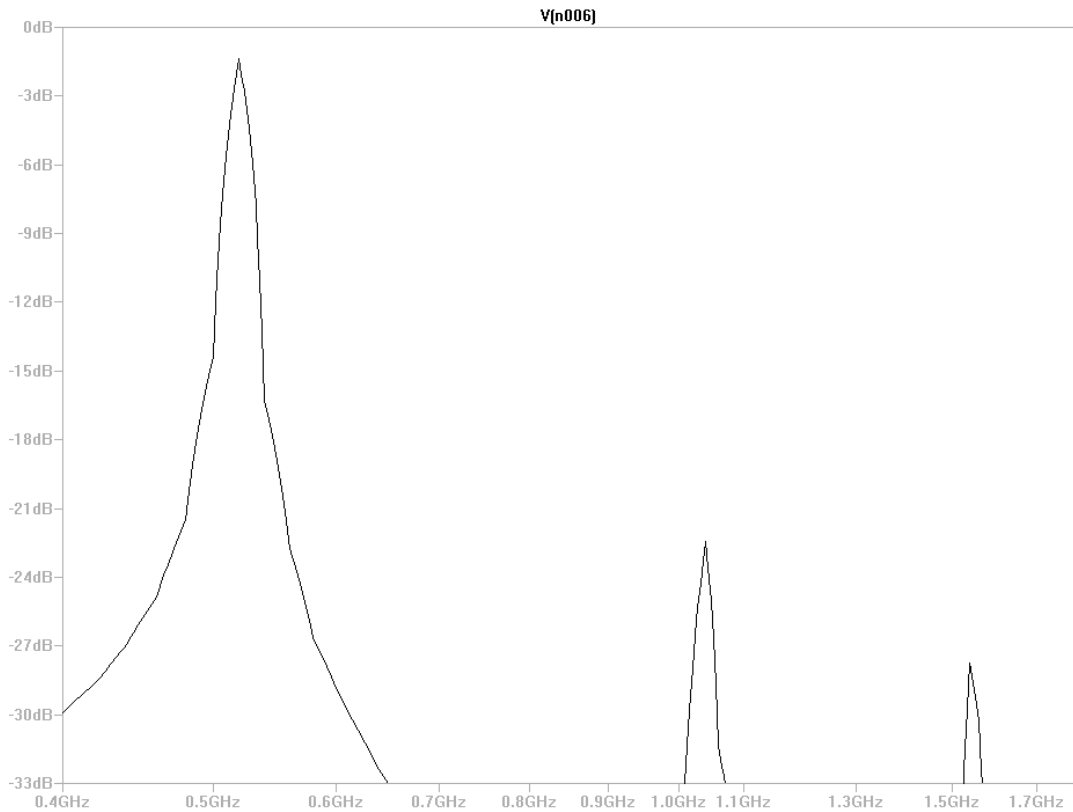
Version: 1.0
Date: Feb 1992

+ VAF = 4.80619E+001
 + IKF = 5.10042E-001
 + ISE = 2.83095E-013
 + NE = 2.03568E+000
 + BR = 1.00714E+002
 + NR = 9.88109E-001
 + VAR = 1.69288E+000
 + IKR = 2.35262E-003
 + ISC = 2.44898E-017
 + NC = 1.02256E+000
 + RB = 1.00000E+001
 + IRB = 1.00000E-006
 + RBM = 1.00000E+001
 + RE = 7.75349E-001
 + RC = 2.21000E+000
 + EG = 1.11000E+000
 + XTI = 3.00000E+000
 + CJE = 1.24548E-012
 + VJE = 6.00000E-001
 + MJE = 2.58153E-001
 + TF = 8.61625E-012
 + XTF = 6.78866E+000
 + VTF = 1.41469E+000
 + ITF = 1.10365E-001
 + PTF = 4.50197E+001
 + CJC = 4.47646E-013
 + VJC = 1.89234E-001
 + MJC = 7.05180E-002
 + XCJC = 1.30000E-001
 + TR = 5.43746E-010
 + VJS = 7.50000E-001
 + FC = 7.80280E-001
 * Parameters with default value:
 * XTB, EG, XTI, CJS, VJS and MJS.
 *

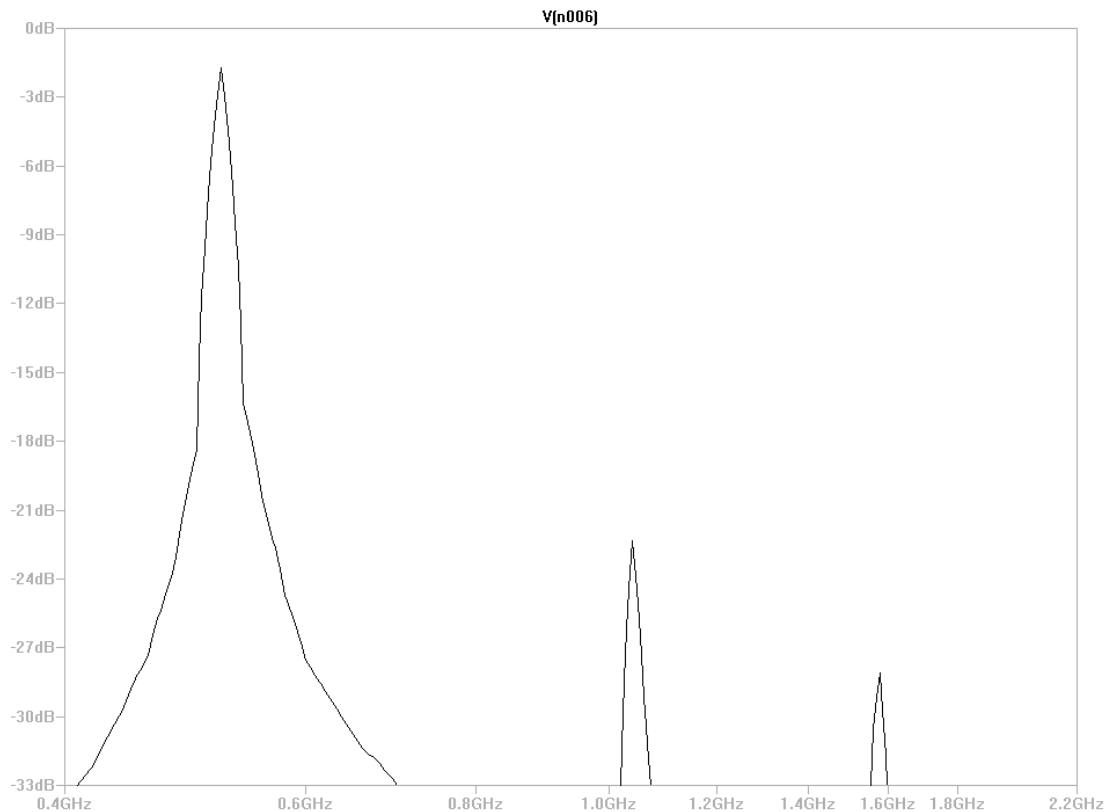
Malli 2. BFR520-transistorin parametritiedoston sisältö



Kuva 29. Vackar BFR520-transistorilla



Kuva 30. Vackar BFR520-transistorilla FFT-muunnos 0V-potentialilla



Kuva 31. Vackar BFR520-transistorilla FFT-muunnos 30V-potentialilla

12.3 Laajakaistaisen Colpitts-oskillaattorin teoria

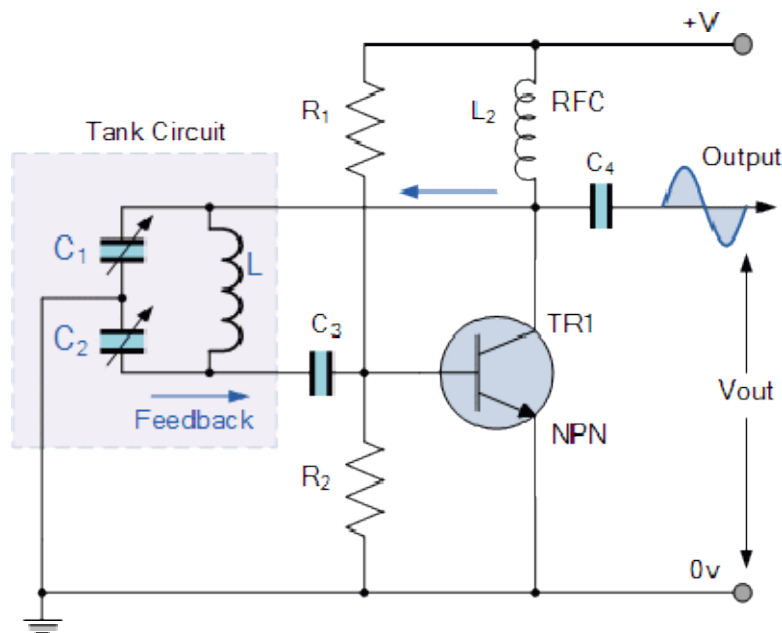
Colpitts-oskillaattori on nimetty keksijänsä Edwin Colpitts mukaan ja on yksi LC-oskillaattorien tyypeistä. Monin tavoin, Colpitts-oskillaattori on täysin päinvastainen Hartley-oskillaattorille. Aivan kuten Hartley-oskillaattori, viritetty värähtelypiiri koostuu LC-resonanssi-piiriosasta, joka kytketään yhden portaan transistori-vahvistimen, kollektorin- ja kannan väliin, tuottamaan sinimuotoisen signaalin.

Colpitts-oskillaattorin peruskokoonpano muistuttaa Hartley-oskillaattorin, mutta ero tällä kertaa on, että syöttö värähtelypiirin osassa on nyt kapasitiivinen jännitteenjakaja keskikohdalla verrattuna Hartley-oskillaattorin induktiivisen kytkennän konfiguraatioon.

Colpitts-oskillaattori hyödyntää kapasitiivisen jännitteenjakajaverkon sen takaisinkytkennässä. Kaksi kapasitanssia, C_1 ja C_2 sijoitetaan yhden yhteisen induktanssin L rinnalle, kuten on esitetty kuvassa (Kuva 32). Sitten C_1 , C_2 ja L muodostavat viritettä-

vän tankkipiirin jossa värähtelyjen edellytyksenä on: $XC1 + XC2 = XL$, samoin kuin Hartley-oskillaattoripiirissä.

Etuna tämäntyyppisessä kapasitiivisessä piirin konfiguraatiossa on se, että vähentämällä itse- ja keskinäisinduktanssin tankkipiirin sisällä, oskillaattorin taajuusstabiilius paranee, sekä rakenne yksinkertaistuu. Kuten Hartley-oskillaattorissa, Colpitts-oskillaattori käyttää yhden portaan bipolaaritransistori-vahvistimen vahvistuksessa, joka tuottaa sinisignaalin kuten kuvassa (ks. Kuva 32).



Kuva 32. Colpitts-oskillaattorin rakenne

Transistorin emmitteripääte on kytketty kahden kapasitanssin C1 ja C2, solmupisteeseen, jotka ovat kytkettynä sarjaan ja toimivat yksinkertaisena jännitejakajana. Kun virtalähde kytketään päälle, kondensaattorit C1 ja C2 latautuvat ja sitten purkautuvat käämin L kautta. Kondensaattorien yliolevat värähtelyt syötetään transistorin kanta-emitteriliitokseen jonka jälkeen ne näkyvät vahvistettuna kollektorilla.

Vastuksilla R1 ja R2 varmistetaan transistorin perinteisen tasavirtaesijännitteen vakautta, kun taas ylimääräiset kapasitanssit toimivat, DC-esto, ohittavina kondensaattoreina. Radiotaajuuden kuristimen (RFC) käytetään kollektorissa varmistamaan korkean reaktanssin *ideaalisesti avoin piiri* värähtelyjen taajuudella, (f_r) ja pienen vastuksen DClla auttaakseen värähtelyjen käynnistymistä.

Tarvittavan ylimääräisen vaihesiirron saadaan samalla tavalla kuin Hartley-oskillaattorissa, pakollisella positiivisella takaisinkytkennällä, saadaan kestävän vaimentamattoman värähtelyn. Takaisinkytkennän arvon osuutta määrää C1 ja C2 suhde. Nämä kaksi kapasitanssia ovat liitetty toisiinsa varmistaakseen takaisinkytkennän määrän vakautta, sillä tavalla että, kun yhtä säädetään toinen automaattisesti seuraa. Colpitts-oskillaattorin värähtelytaajuus määräytyy LC-tankkipiirin resonanssi-taajuudella, ja lasketaan kaavalla:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L C_T}} \quad (4)$$

missä C_T on C1 ja C2 sarjaan kytkettyjen kapasitanssien summa:

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad \text{or} \quad C_T = \frac{C_1 \times C_2}{C_1 + C_2} \quad (5)$$

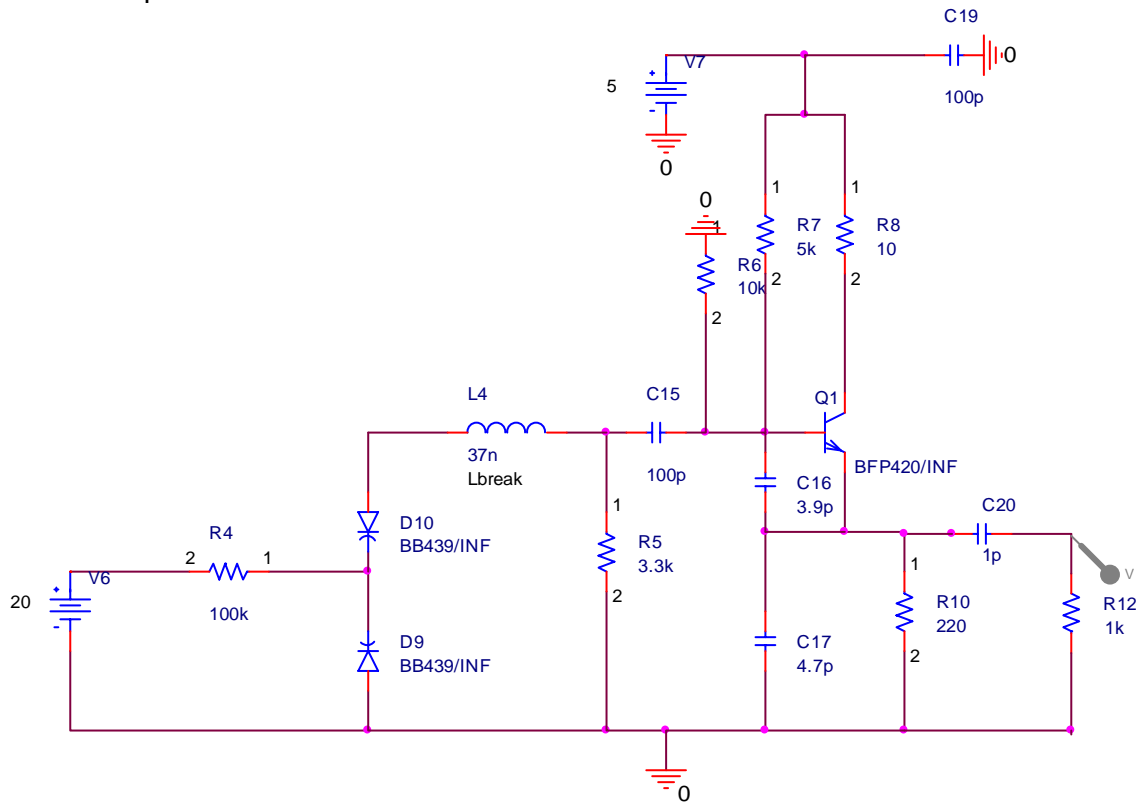
Transistorivahvistimen konfiguraatio on yhteisemitteri-vahvistimen konfiguraatio lähösignaalin arvolla 180-asteen epätahdissa tulosignaalin suhteen. Värähtelyjä varten tarvittu ylimääräinen 180-asteen vaihesiirto saavutetaan sillä, että molemmat kapasitanssit kytketään yhteen sarjaan, mutta rinnan kelan kanssa, joka johtaa piirin vaihesiirtoon takaisin nolla-asteeseen tai 360-asteeseen. [5.]

Tässä työssä käytetty laajakaistainen Colpitts VCO -oskillaattori hyödyntää kahta vastakkain kytkettyä SMV1232-varaktoria yhden varaktorin sijasta. bb814-varaktorimallia (Kuva 33) jouduttiin käyttämään, SMV1232-mallin puuttumisen takia. Tämä kytkentä mahdollistaa alhaisempia kapasitansseja suurilla jännitteillä, säilyttämällä samalla yksittäisen varaktorin viritys suhteen. Vastakkain varaktori-kytkentä myös auttaa vähentämään vääristymiä.

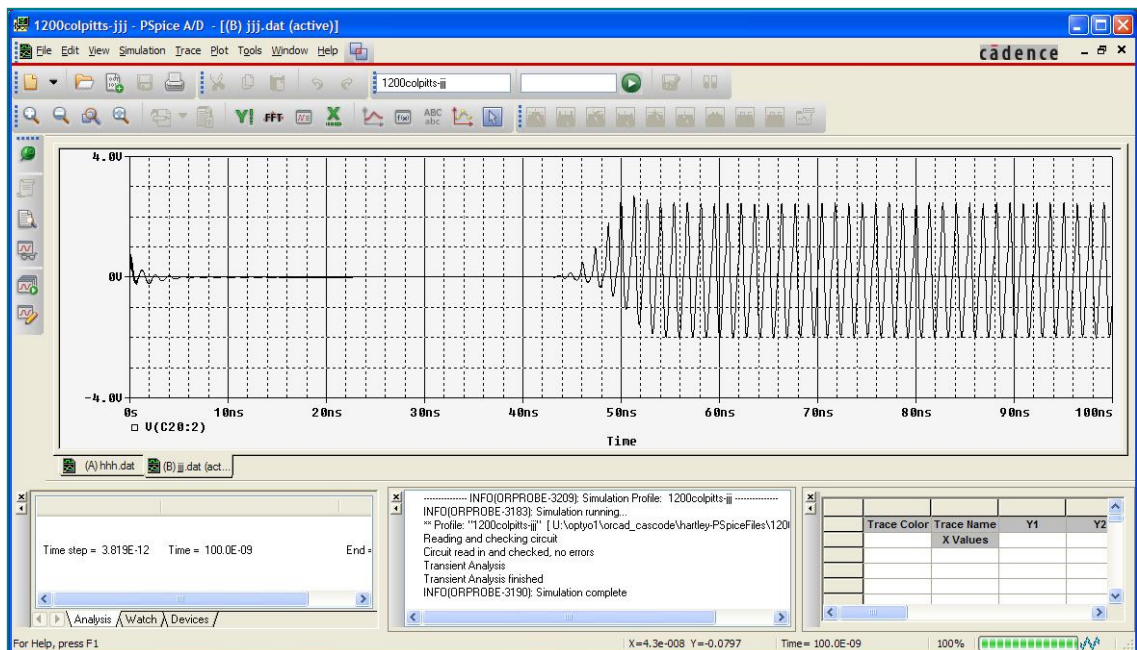
Laajakaistaisen Colpitts-takaisinkytkennän kapasitanssit C16, C17, (Kuva 33) tarjoavat tasaisen tehovasteen laajalla taajuus-alueella. Kapasitanssien arvot voidaan myös sovittaa vaihe-kohinaan tarvittaessa.

Piiri on hyvin herkkä transistori valinnalle *viritysalue ja vakaus*, johtuen laajasta kaistanleveysvaatimuksesta. DC-biasointi suoritetaan R4 ja R5 (Kuva 33) vastusten avulla, jotka myös sallivat RF-kehojen välttämisen.

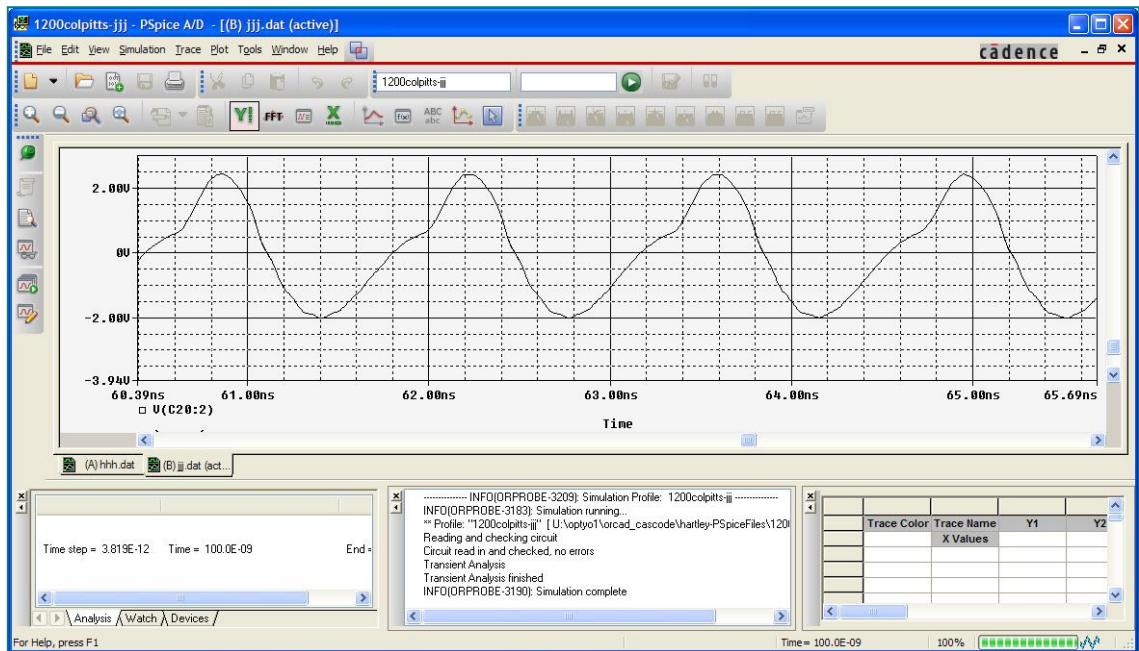
12.3.1 Colpitts-oskillaattori BFP420-transistorilla Orcadissa



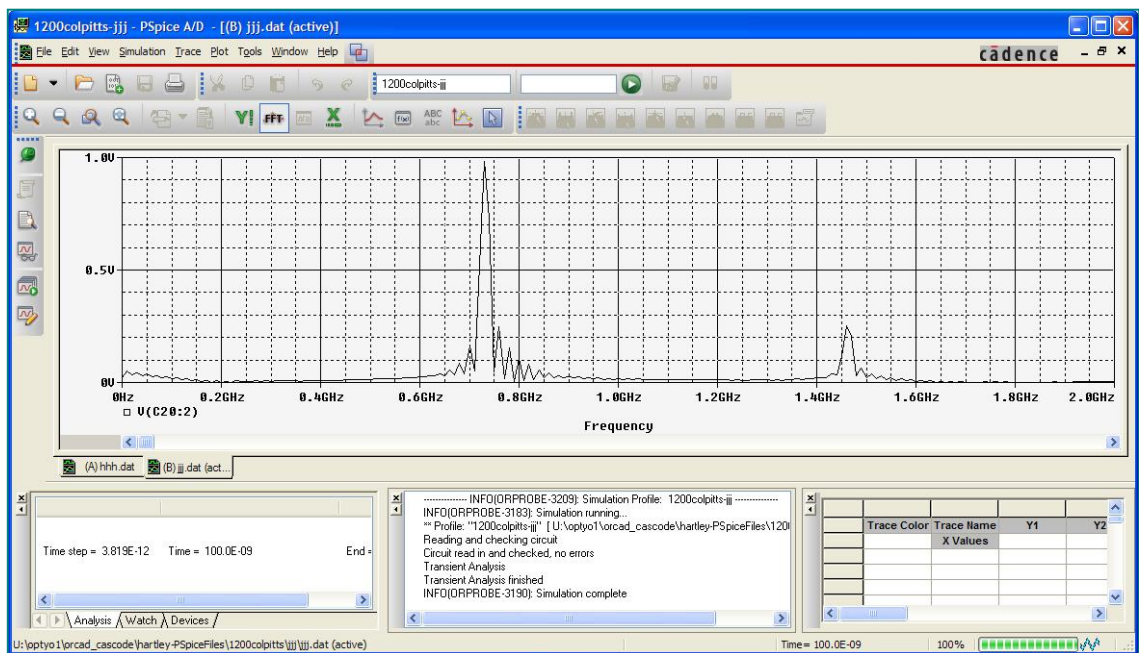
Kuva 33. Colpitts-piiri Orcadissa



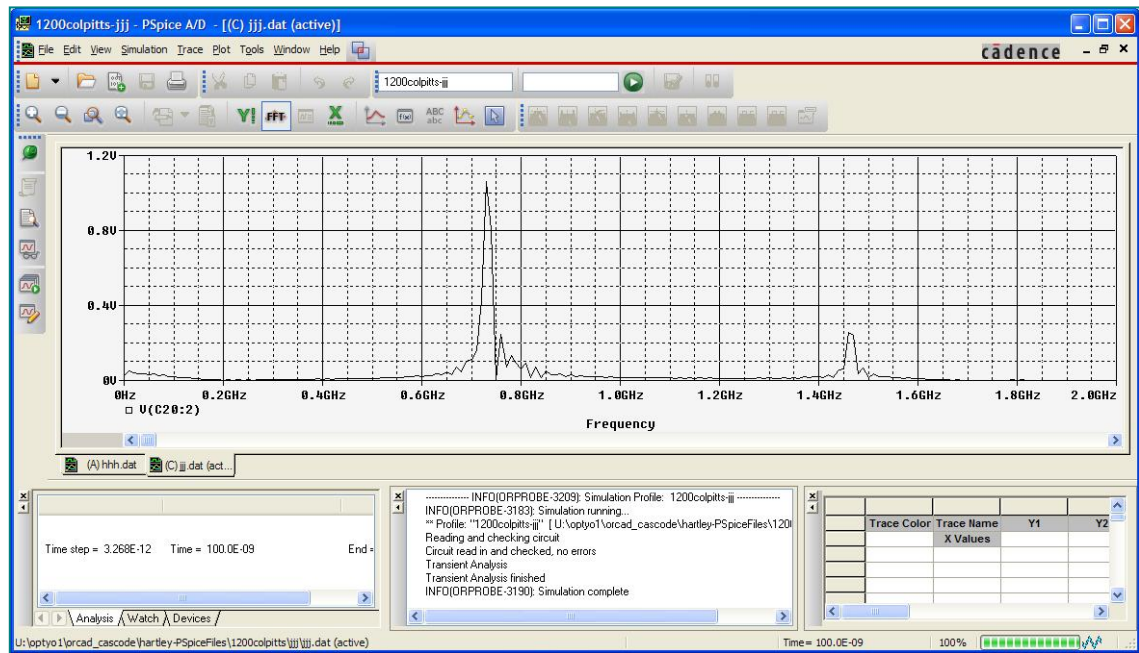
Kuva 34. Colpitts Orcad värähtelyn käynnistys



Kuva 35. Colpitts suurennettuna



Kuva 36. Colpitts FFT-muunnos 20 V:lla taajuus ~750 MHz



Kuva 37. Colpitts FFT-muunnos 0 V:lla taajuus ~700 MHz

Colpitts simuloidun siniaallon (Kuva 34 - Kuva 37) värähtelytaajuuden varmistetaan laskemalla Excelissa simulaatiokuvion asteikosta, sekä suorittamalla FFT-muunnos värähtelystä (Kuva 36 ja Kuva 37), mistä todetaan, että se on laskettu kaavalla ja FFT-muunnoksesta saatu ovat samaa luokkaa.

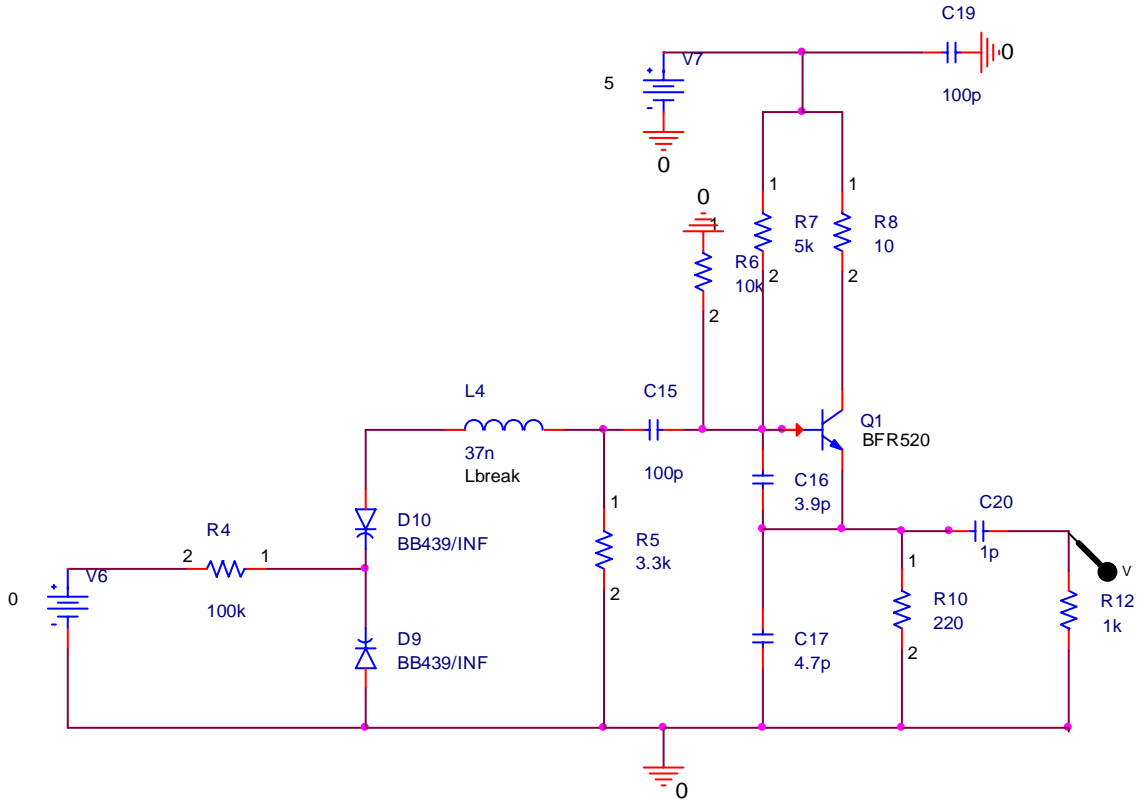
colpittsorcad 900-2200MHz

20

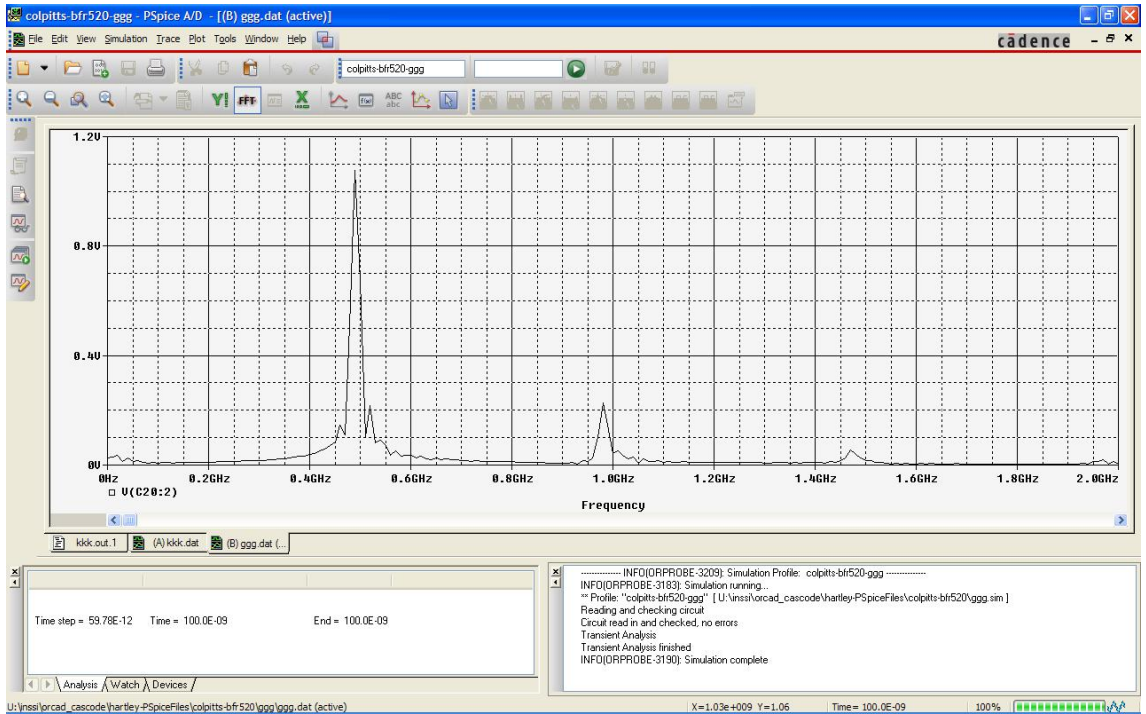
v 714,285,714.29

12.3.2 Colpitts-oskillaattori BFR520-transistorilla ORCADissa

Käyttämällä BFR520-transistoria Colpitts-piirissä saadaan piirin värähtelemään oikealla taajuudella ja oikealla taajuuskaistalla (Kuva 38 ja Kuva 39).



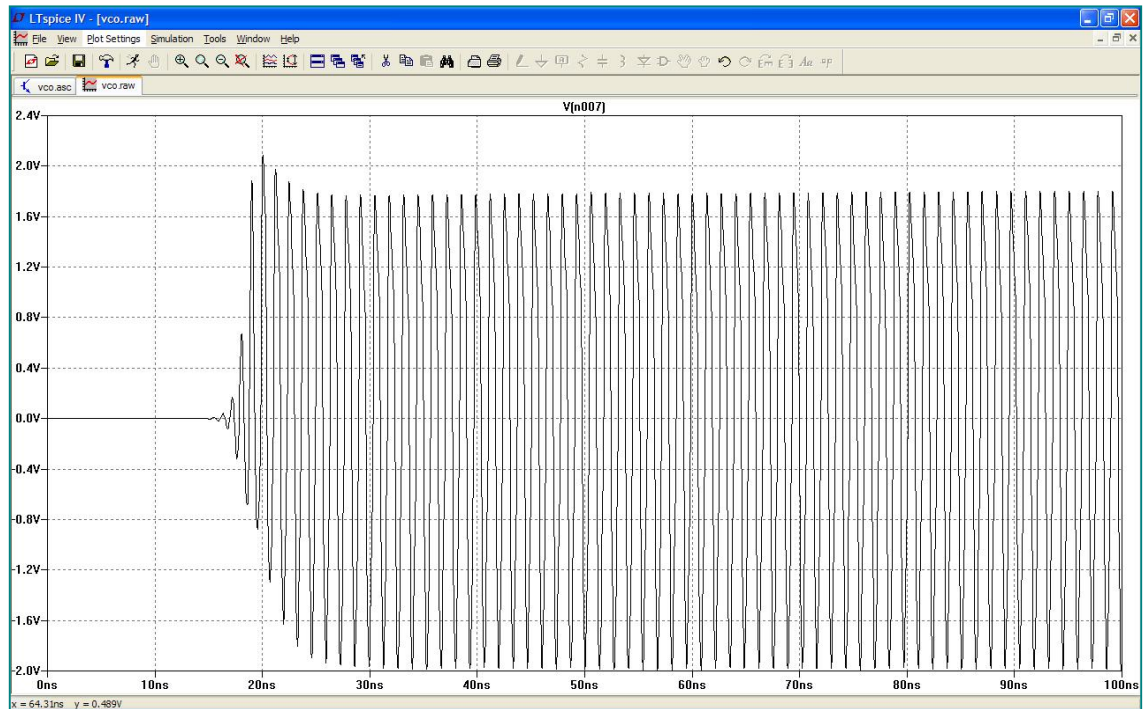
Kuva 38. Colpitts BFR520-transistorilla ORCADissa



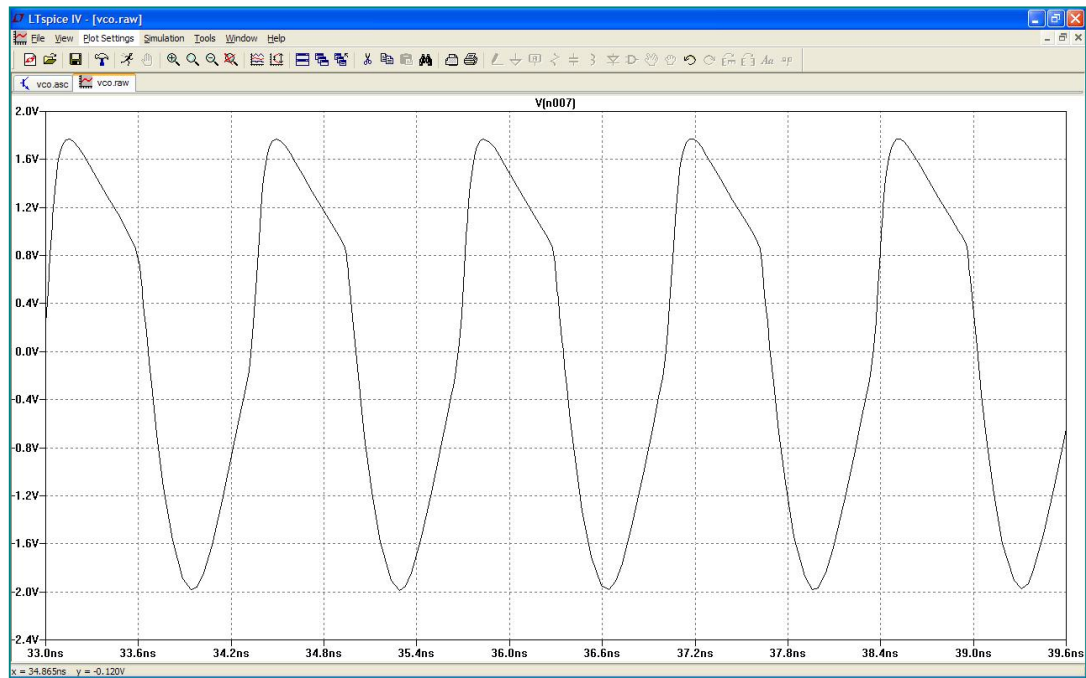
Kuva 39. 0V-potentiaalilla

12.3.3 Colpitts-oskillaattori BFP420-transistorilla LTSpicessa

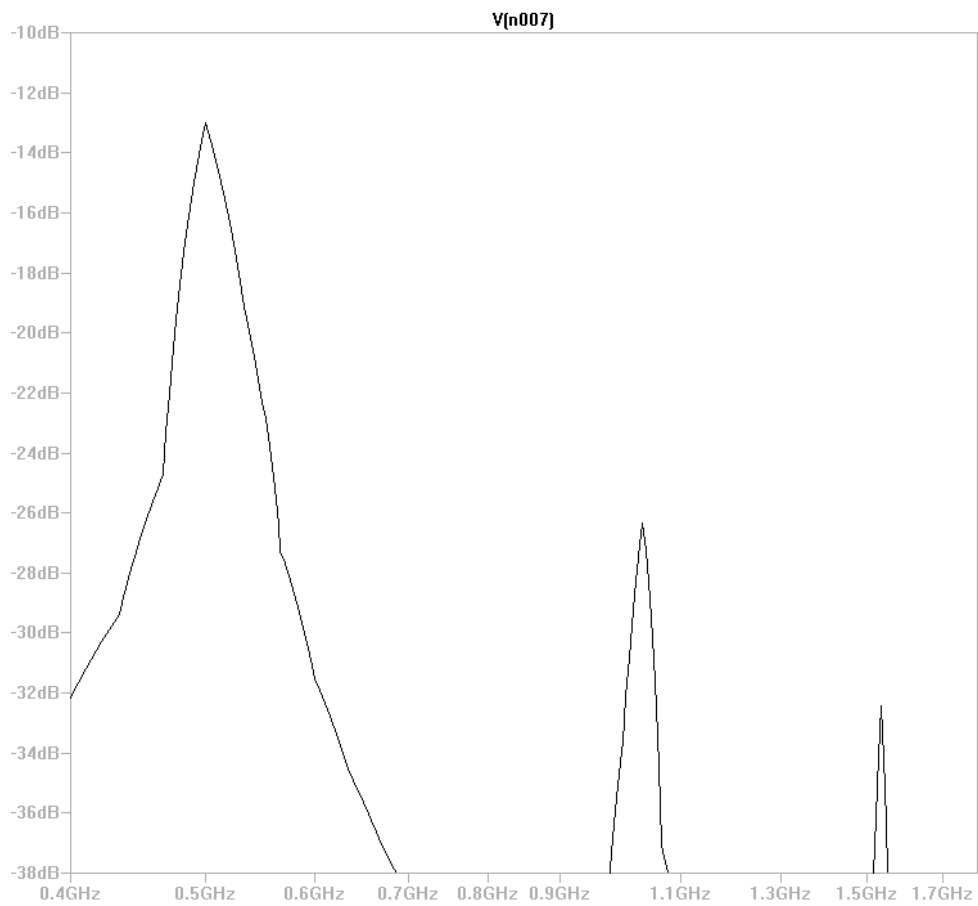
Ottamalla FFT-muunnos simulaation signaalista (Kuva 40 ja Kuva 41) saadaan tarkistettua piirin värähtelyn taajuusaluetta FFT-muunnoksesta (Kuva 42 ja Kuva 43) 20 V:n jännitteellä. Kuvasta nähdään, että huippu on gigahertsin, mikä tarkoittaa, että komponentit saatiin viritettyä kohdalle, ja piiri toimii määrättyllä taajuusalueella eli 900 - 200 MHz.



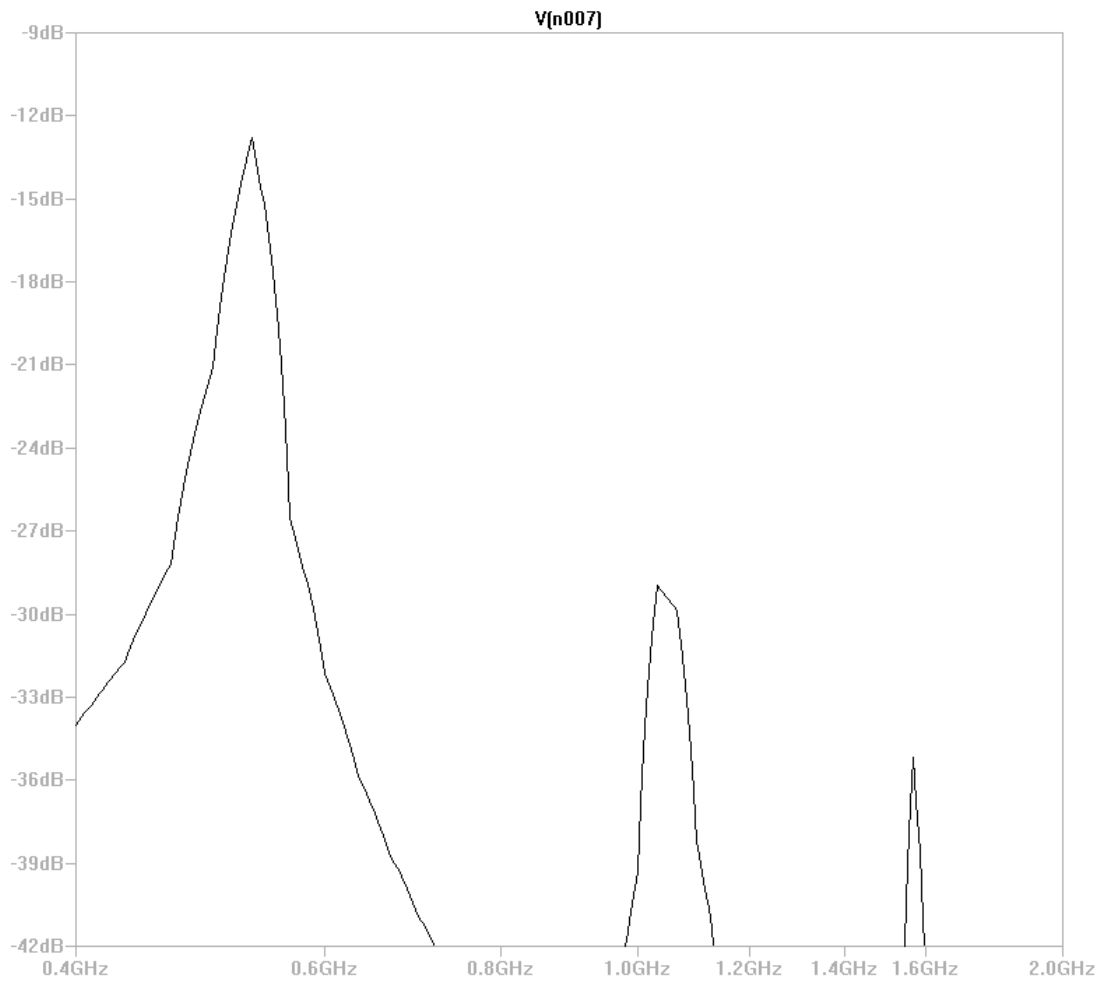
Kuva 40. Colpitts-piiri LTSpicessa



Kuva 41. Colpitts LTSpicessa värähtelyt



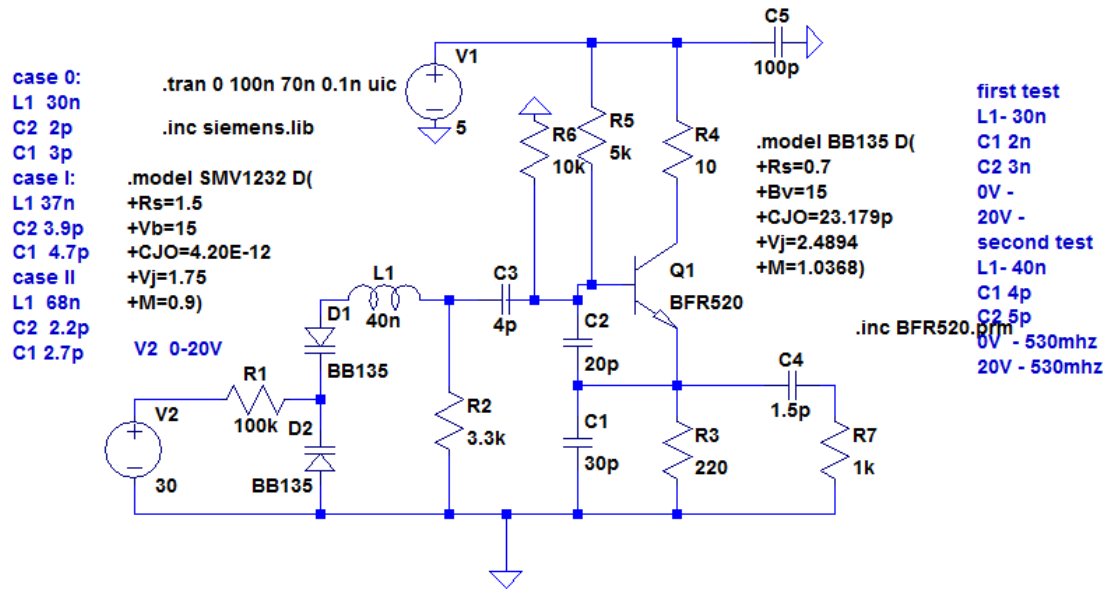
Kuva 42. FFT-muunnos Colpitts simulaation signaalista 0V-potentialissa



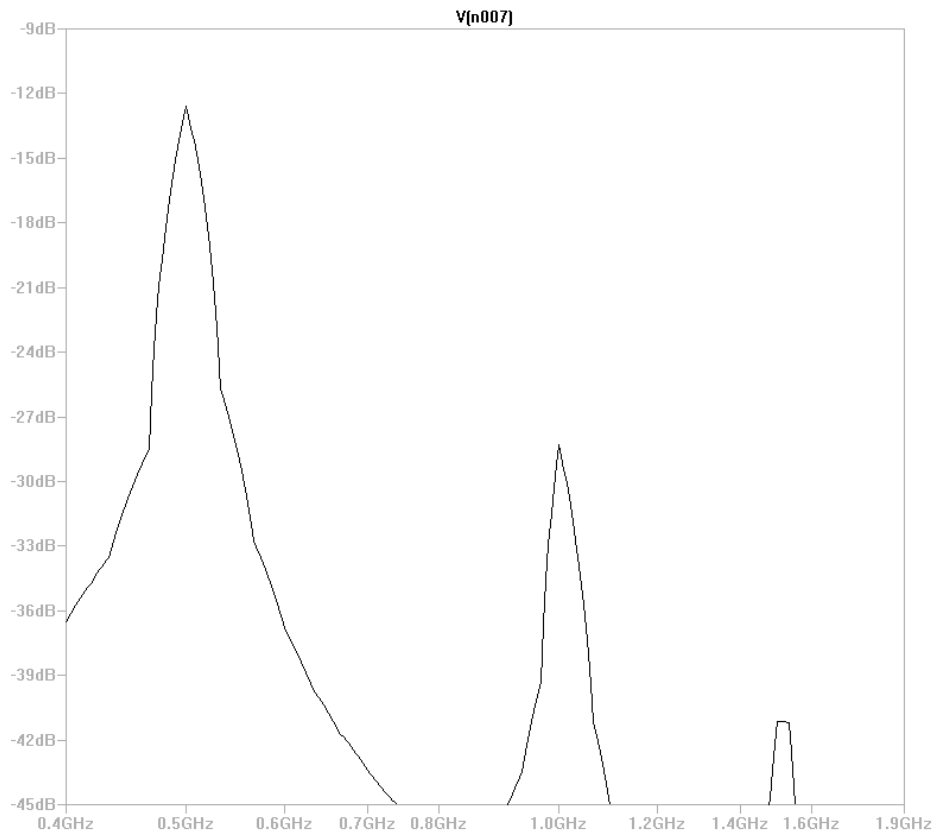
Kuva 43. Colpitts-piirin signaalin FFT-muunnos 30V-potentiaalissa LTSpicessa

12.3.4 Colpitts-oskillaattori BFR520-transistorilla LTSpicessa

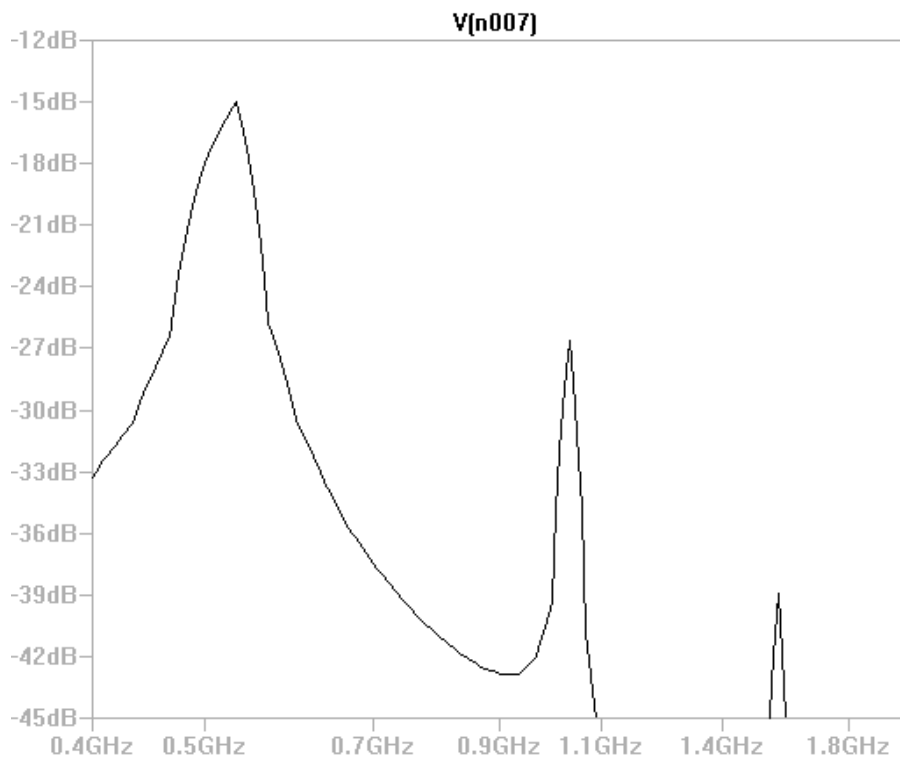
Colpitts on todennut, monien kokeiden jälkeen, toimimaan laajemmalla taajuuskaistalla ja tuottamaan vakata oskillaatioita (Kuva 44 - Kuva 46).



Kuva 44. Colpitts BFR520-transistorilla LTSpicessa



Kuva 45. FFT-muunnos Colpitts simulaation signaalista 0V-potentiaalilla



Kuva 46. Colpitts-piirin signaalin FFT-muunnos 30 V-potentiaalillaLTSpicessa

13 Kaskodi-vahvistimen teoriaa

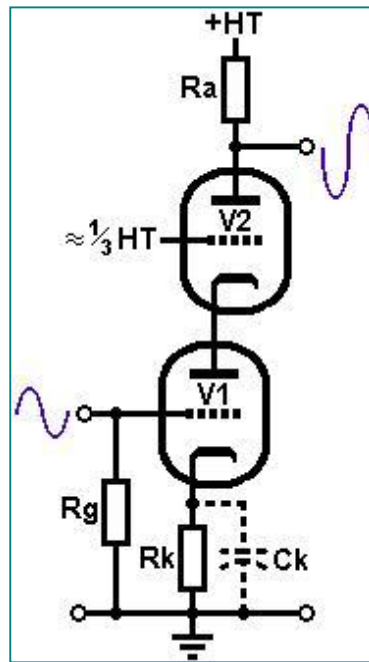
Kaskodi (Kuva 47) on keino saavuttaa erittäin korkea vahvistus ja tuloherkkyyttä yhdestä vaiheesta käyttämällä kahta triodia. Sen voidaan kuvitella olevan pentodin simulointina, ja piiri todellakin muistuttaa sellaista. Piirillä on suuri vahvistus, korkea Ra ja erittäin pieni sisääntulokapasitanssi aivan kuten pentodilla, mutta ilman luontaisia haittoja kuten kohinaa, microphonics ja kustannuksia.

Microphonics puolestaan kuvaa ilmiötä, jossa tietyt elektroniikkalaitteiden osat muuttaa mekaanista tärinä osaksi ei-toivottua sähköistä signaalia (kohinaa). Termi tulee analogiasta mikrofoniin, joka on tarkoituksellisesti suunniteltu muuntamaan mekaanista tärinä sähköiseksi signaaleiksi.

Molemmat triodit ovat yleensä samantyyppisiä yksinkertaisuuden ja mukavuuden vuoksi, muttei niiden välttämättä tarvitse olla. Korkean Gm-arvon triodit tarjoavat eniten vahvistusta.

Piirin toiminta on yksinkertainen; alempi tyristori vahvistaa normaalilla tavalla. Vahvistettu (ja invertoitu) signaali johdetaan alemmasta anodista ylemmän triodin katodiin. Signaalin jännite katodilla moduloi tämän jälkeen ylä-tyristorin läpi kulkevan virran, jolloin signaali vahvistetaan jälleen *ei-invertoituna tällä kertaa*. Elektroniputken hila pidetään kiinteässä jännitteessä *enemmän tai vähemmän* tuottaakseen oikean biasin ylemmälle transistorille. Lähtösignaali on eri vaiheessa tulon kanssa.

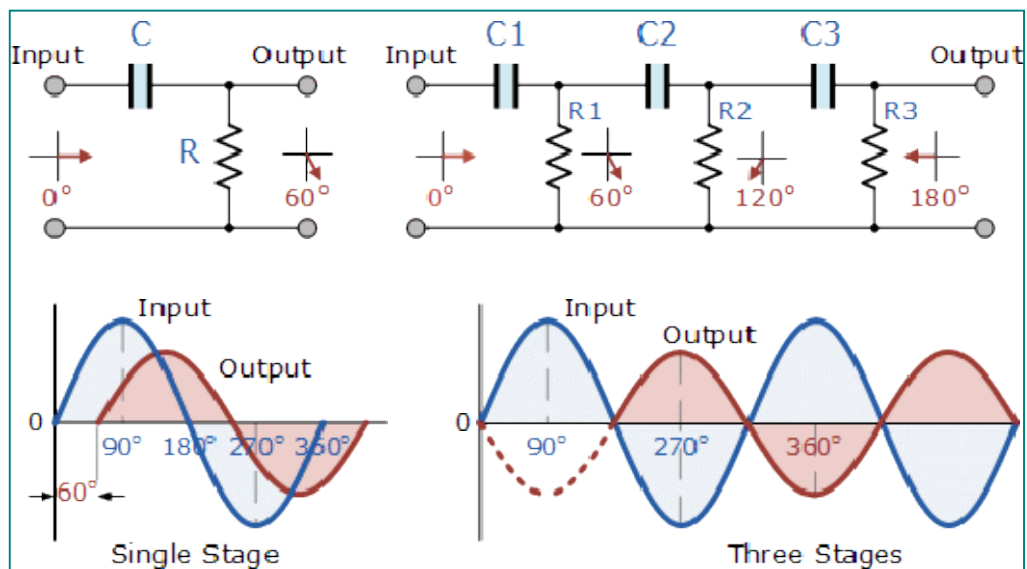
Alemman triodin anodin kuorma koostuu ylemmän triodin katodista. Ylemmän triodin katodilla on alhainen AC-impedanssi, joten alemman triodinvahvistus on myös alhainen *sen sijasta, että käytetään hyvin pienen anodi vastuksen normaali vahvistuksen vaiheessa*, joten se toimii lähinnä jännite-virta-muuntimena. Ylemmällä triodilla on normaali resistiivinen anodi kuorma, ja niin myös melko normaali vahvistuksen taso ja se tekee suurimman osan työstä. Näin alemman triodinvahvistus kerrotaan yläasteen vahvistuksella, jolloin päädytään erittäin korkeaan vahvistuksen tasoon (Kuva 47). [6.]



Kuva 47. Kaskodi-vahvistin

14 Vaiheensiirtopiirin toteutusvaihtoehdoja

14.1 Vaiheensiirtopiirin vaihesiirtoverkko matalilla taajuuksilla



Kuva 48. vaihe-siirtopiiri

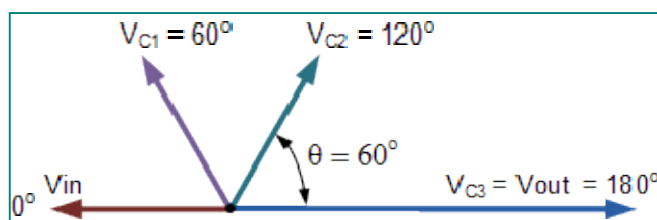
Piiri kuvassa (Kuva 48) näyttää yhden Vastus-kondensaattori U-kokoonpanon, jonka lähtöjännite ns. jättää tulojännitettä jollakin kulmalla alle 90° . Ihanteellinen yksinapai-

nen RC-piiri tuottaisi vaihesiirron tarkalleen 90° , ja koska 180° vaihesiirto tarvitaan värähtelyyn, ainakin kaksi yksi-napaista on käytettävä RC-oskillaattorin suunnittelussa.

Kuitenkin todellisuudessa on vaikeaa saada tarkalleen 90° :een vaihesiirtoa, tällöin käytetään useampaa vaihetta. Todellisen vaihesiirron määrä piirissä riippuu vastuksen, kondensaattorin ja valitun värähtelytaajuuden arvoista, vaihekulma (Φ) tällöin on annettu:

$$\begin{aligned} X_C &= \frac{1}{2\pi f C} & R &= R, \\ Z &= \sqrt{R^2 + (X_C)^2} \\ \therefore \phi &= \tan^{-1} \frac{X_C}{R} \end{aligned} \quad (5)$$

Meidän yksinkertaisessa esimerkissä edellä, R_n ja C_n arvot on valittu siten, että vaadittu lähtöjännite jätättää tulojännitettä, kulmalla joka on noin 60° . Sitten vaihekulma kunkin peräkkäisen RC jakson välillä kasvaa taas 60° lla ja vihdoin antaa tulon ja lähdön vaihe-eron 180° ($3 \times 60^\circ$), mikä esitetään seuraavasti vektorikuviolla (kuva 42). [7.]



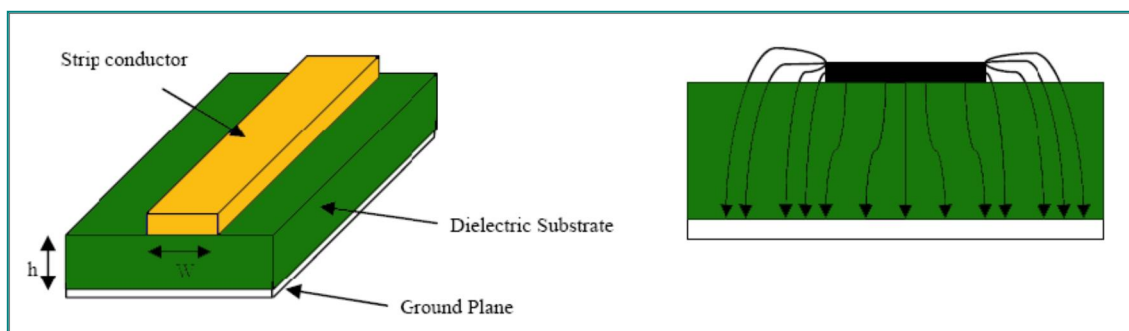
Kuva 49. vaihe-kulma

14.2 Vaiheensiirtopiirin vaihe-siirto UHF-signaaleille mikroluiskalla

Eri vaihesiirtäjien monista vaihtoehtoista mikroluiskajohto vaiheensiirrin on suosittu sen yksinkertaisuuden ja vakauden takia. Planar-malleja voidaan helposti valmistaa

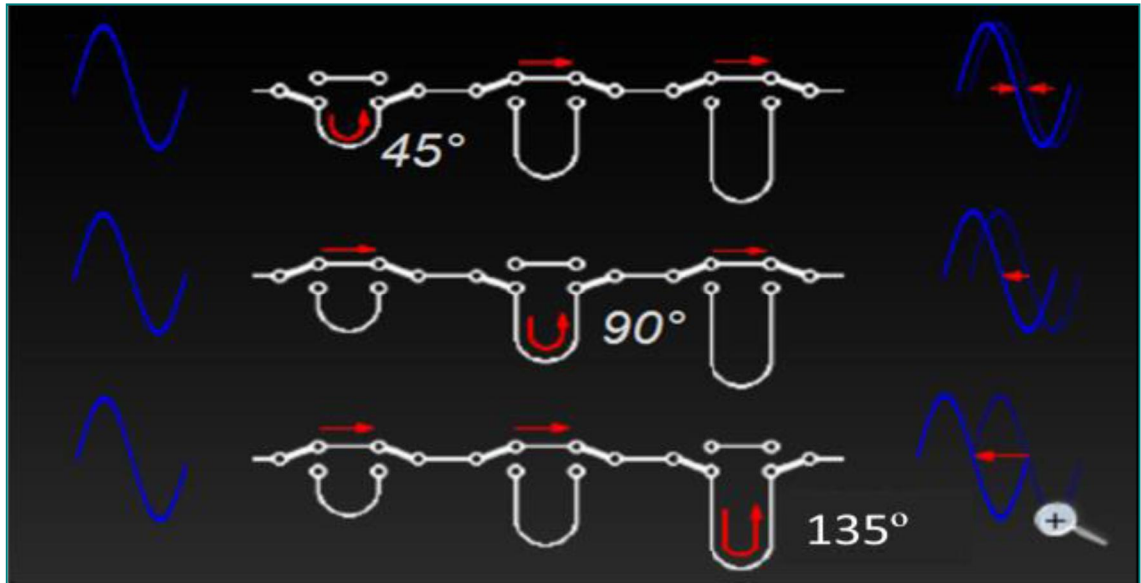
tavallisella fotolitografiaprosessilla ja voidaan helposti integroida muihin mikroaaltosovelluksiin ja MMICiin. Mikroliuskajohdonleveyden Suunnittelu on yksi laitteenvalmistuksen liittyvistä tärkeimmistä tehtävistä, siksi on aluksi hyödyllistä ymmärtää mikroaallon etenemisen teorian mikroliuskajohdon pinnalla. Mikroliuskajohdon konfiguraation Geometria ja kenttäviivat on esitetty kuvassa (Kuva 50, ks. seur. s.).

Johdin, jonka leveys on W , on sijoitettu dielektrisen alustan päälle paksuudeltaan, h ja dielektrisyydevakion, ϵ_r dielektrinen substraatti on maadoitettu messinki-alustalla. Mikroliuskajohdon paksuus on mitätön, $\sim 15 \mu\text{m}$ tässä suunnittelussa, verrattuna mikroliuskajohdon leveyteen. Toisin kuin liuskajohdon tapauksessa, jossa dielektrinen materiaali on johtavan materiaalin molemmin puolin, mikroliuskajohdon konfiguraatiossa dielektrinen materiaali on vain pohjassa. Tämän rakenteen vuoksi, vain osittaiset kenttäviivat yhdistettynä pohjanmaatasoon dielektrisen alustan kautta, ja loput ovat ilmassa alustan yläpuolella. [8.]



Kuva 50. Microstripline configuration

Tässä rakenteessa (Kuva 50) voidaan osoittaa, että vaihtelemalla kahden signaalin vaihetta, säteily kuvio muuttuu. Tässä vaiheensiirtimessä kahta SPDT-kytkintä (lyhenne sanoista Single pole, double throw -kytkin) katso (Kuva 51), käytetään vaihtamaan linjojen pituuksia, joista yksi on sähköisellä pituudeltaan X -astetta pidempi kuin toinen.



Kuva 51. Kahta SPDT-kytkintä käytetään vaihtamaan linjojen pituudet

Mikroliuskajohdon pituuden laskemiseen valitaan mikroliuskajohdon parametreja vaiheensiirintä suunnittelua varten seuraavasti

- f = Operating frequency = 2.45GHz
- ϵ_r = Dielectric Constant of the substrate
- (here $\epsilon_r = 2.33$ for RT Duroid 5870 substrate)
- h = substrate height = 1.5mm (59 mils)

Tässä esimerkissä (Kuva 51), alemmalla polulla on aallonkulkupituus L , kun taas ylemmällä polulla on aallonkulkupituus $L+\Delta L$. Reitin pituus L toimii vertailuviivana sekä referenssvaiheena. Ylimääräinen pituus ΔL , joka aiheuttaa viivettä vaiheessa, määritetään seuraavalla yhtälöllä:

$$\Delta L = \frac{\Delta\phi}{\beta}$$

$$\lambda_{\text{air}} = \frac{c}{f}$$

(7)

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{\text{air}}}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g}$$

(8)

Jossa $\Delta\phi$ on vaihesiirtoasteina, c on valon nopeus, f toimintataajuus ja ϵ_{eff} on dielektrisyysvakio. Mikroliuskajohdon leveyden laskeminen

$$\frac{W}{h} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, \quad \text{for } A > 1.52$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \left[\frac{\epsilon_{\text{eff}} + 1}{2} \right]^{\frac{1}{2}} + \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{\epsilon_{\text{eff}} + 1} \left[0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_{\text{eff}}} \right]$$

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_{\text{eff}} - 1}{2\epsilon_{\text{eff}}} \left[\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_{\text{eff}}} \right] \right\}, \quad \text{for } A \leq 1.52$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}$$

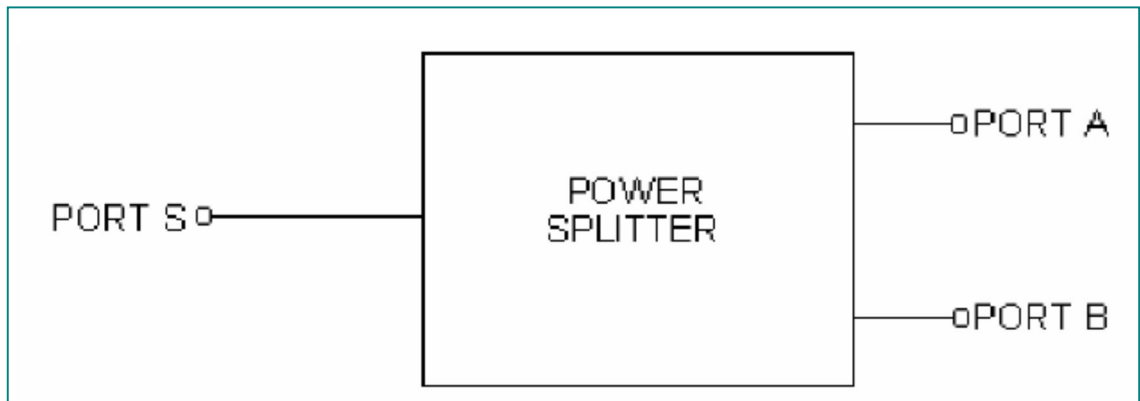
(9)

Jossa W on mikroliuskajohdon leveys, h on alustan korkeus ja Z_0 on tuloimpedanssi. Nämä yhtälöt perustuvat työn Hammerstad. [8.]

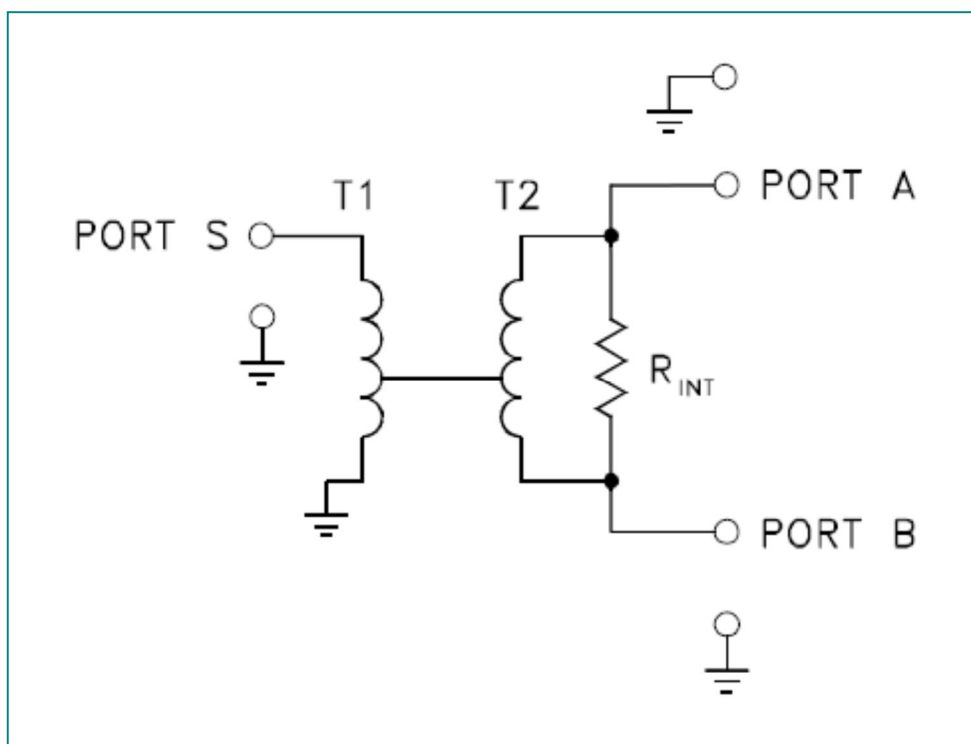
14.3 Vaiheensiirtopiirin vaihe-siirto UHF-signaaleille microcircuitilla

Pohjimmiltaan, 0° jakaja (Kuva 52) on passiivinen laite, joka ottaa tulosignaalin ja tuottaa useita ulostulosignaaleja tietyillä vaihe- ja amplitud-i ominaisuuksilla. Lähtösignaaleilla teoreettisesti on seuraavia ominaisuuksia:

- yhtä suuri amplitudi
- 0° vaihe-suhde minkä tahansa kahden lähtösignaalin välillä
- korkea eristäminen kunkin lähtösignaalien välillä
- väliin kytkentävaimennus



Kuva 52. Tehojakaajan rakenne



Kuva 53. T1 on 2:1 impedanssi-sovitusmuuntaja

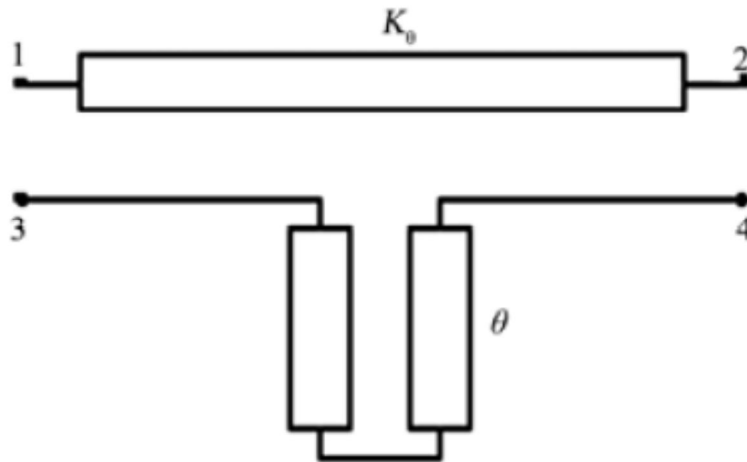
Tehonyhdistäjässä (Power Coupler), (Kuva 53) tulosignaali pisteessä A aiheuttaa virran kulkua muuntajan kautta ja kokemaan 180° vaihesiirtoa saapuessaan pisteeseen B, puhumalla sinisignaalista, signaalin taajuudesta ja johdon pituudesta saadaan esim 180 -asteen vaihesiirron allonpituudesta riippuen. Samalla virtaa myös kulkee vastuksen R_{INT} läpi, ja se ei tule kokemaan vaihesiirtoa saapuessaan pisteeseen B. Kun R_{INT} -impedanssin arvo on yhtä suurikuin muuntajan yli-oleva impedanssi, sitten pisteessä B esiintyvä virta on sama amplitudiltaan, mutta vastakkaisessa vaiheessa. [9.]

15 Schiffmanin-minimoitu laajakaistainen vaihesiirtäjä mikroliuskalla

15.1 Minimoidun Schiffmanin-vaihesiirtäjän teoria

Suosittelulla kahden 45° Schiffman-linjalla saavutetaan 90° vaihesiirtoa. Verrattuna alkuperäiseen, kaksikerroksiseen-minimoidun Schiffman-vaiheensiirtäjään, on kompaktimpi ja suorituskyvyltään parempi.

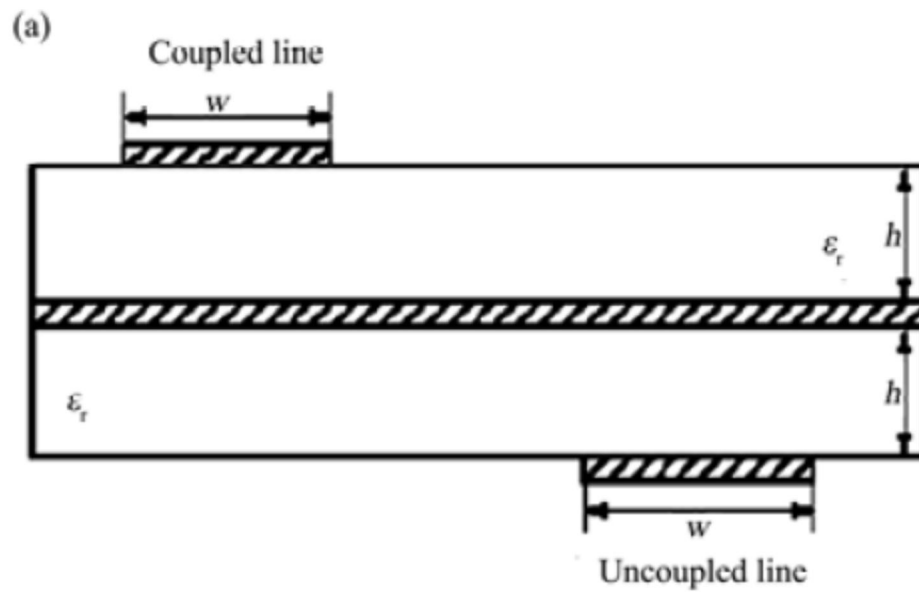
Kuva (ks. Kuva 54) esittää standardia Schiffmanin-vaihesiirtäjän rakennetta. Vaiheensiirrin on yksi neliporttinen verkko, jossa kaksi erillistä haaraa. Yksi haara on referenssi linja ja toinen koostuu symmetrisestä rinnankytketystä linjasta, jonka vain toinen pää on kytketty. Ideaali tapauksessa linjan kytkentäosuus on pituudeltaan nolla. Tulo- ja lähtöportit, yhdistettynä, vedetään toisesta päästä.

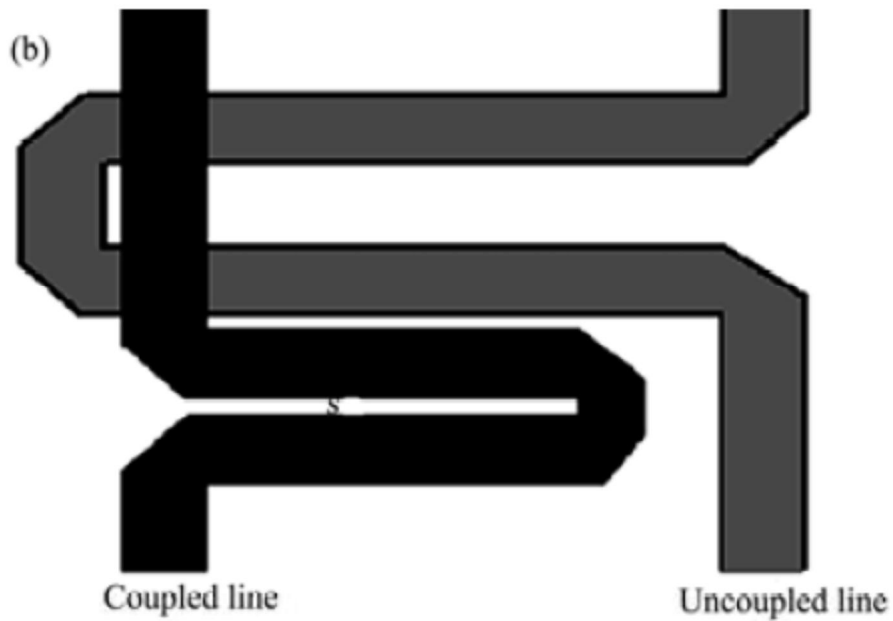


Kuva 54. (a) The HFSS output ; (b) The CST output.

Kun yhdistetyn 1-2-linjan sähköinen pituus on yhtä kuin $\pi / 2$, että 3-4-linjan teoreettinen laskennallinen vaihesiirto on π . Käyrällä on lisäksi parempi suorituskyky, kun $\theta = \pi / 2$. Siksi vaiheensiirron kaavan mukaan $\Delta\phi = \arg(S_{21}) - \arg(S_{43})$, voimme muuttaa ρ :n arvoa, saadakseen kytketyn linjan kaltevuus yhtä jyrkäksi kytkemättömän linjan kanssa. Joten voimme saavuttaa yhtenäisen laajakaistaisen ulostulon. 90° Schiffman-vaiheensiirtäjä rakentamista varten valitaan impedanssisuhde $\rho = 2,61$.

Kuten on esitetty kuvassa (Kuva 54), w ja s ovat kytkettyjen linjojen leveys ja väli, vastaavasti. Perinteiseen Schiffmanin-menetelmään verrattuna, meidän muotoilussa ei tarvitse tehdä kahta linjaa erikseen (yhdistetyn ja rinnakkaisen) erilleen välttääkseen niiden yhteenkytkeytymistä. Niin vaiheensiirtimen kokoa voidaan pienentää huomattavasti.

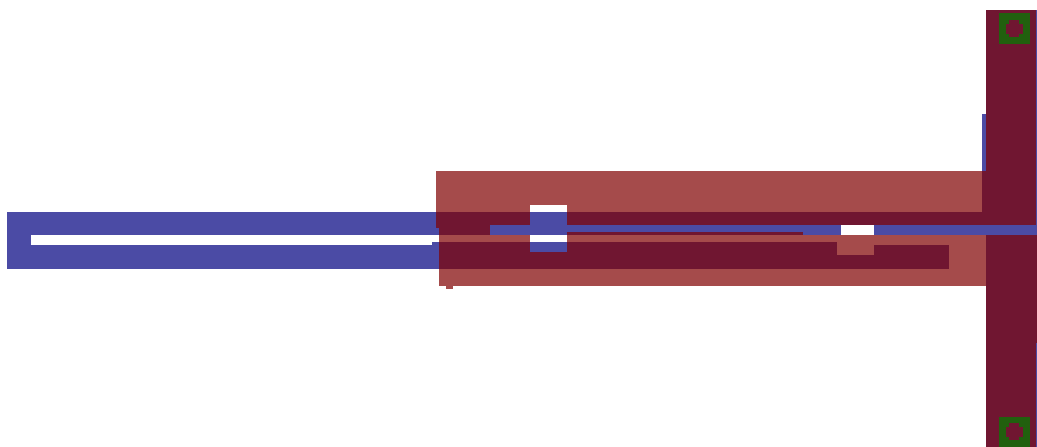




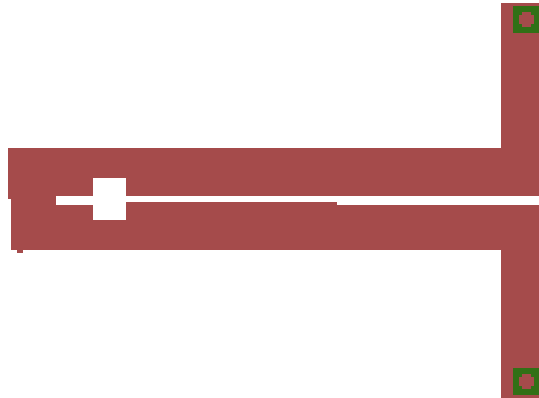
Kuva 55. 90 ° Schiffmanin vaiheensiirrin kahdella mikroliuskajohtolla (A) sivusuunta, (b) kaksi mikroliuskajohtoa

15.2 Minimoidun Schiffmanin vaihesiirtäjän käytännön toteuttaminen

Ehdotetun laajakaistaisen vaiheensiirtimen varmistamiseksi kokeellisesti, valmistettiin prototyyppi F4B radiotaajuussubstraatilla, suhteellisella dielektrisyysvakiolla 2,65 ja paksuudella 1mm. Prototyyppiä kehitettiin käyttäen microstrip-teknologiaa, ja toiminta-taajuudeksi valittiin 1GHz (Kuva 56 - Kuva 61).



Kuva 56. Piirilevyille jyrstittävä elementti valmistettiin yhtenä komponenttinä

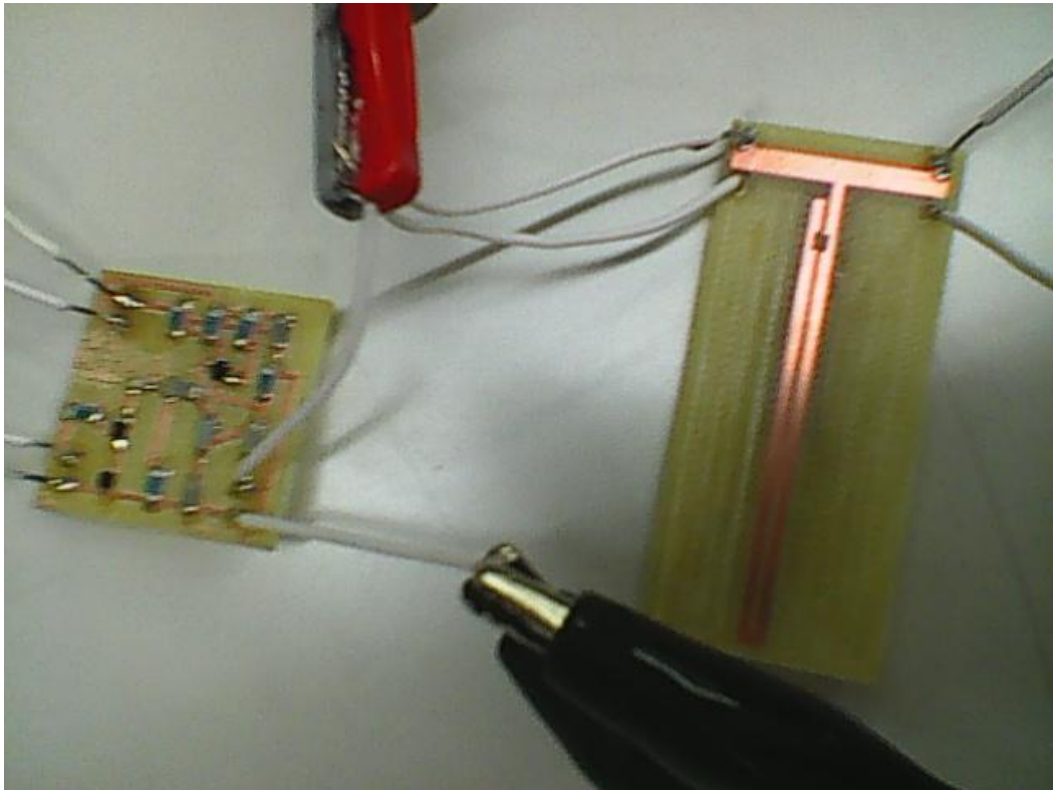


Kuva 57. Kaksipuolisen Schiffamanin-vaihesiirtäjän piirilevykomponentti, ylätaso

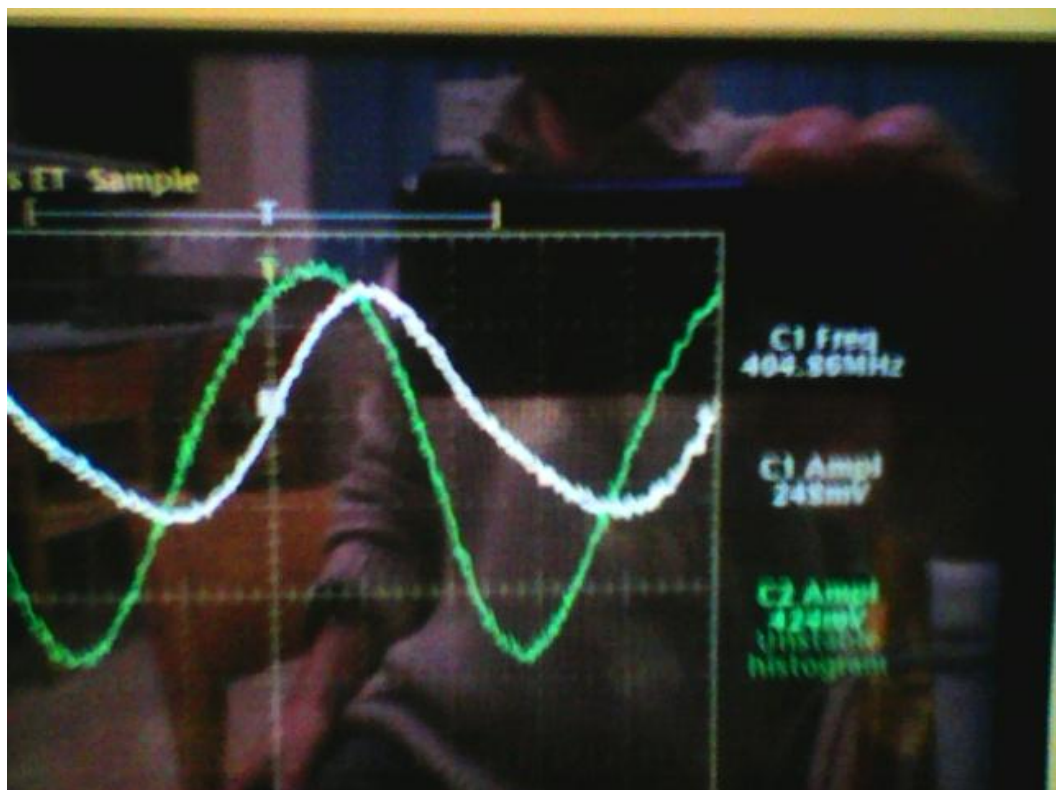


Kuva 58. Kaksipuolisen Schiffamanin-vaihesiirtäjän Piirilevykomponentti, alataso

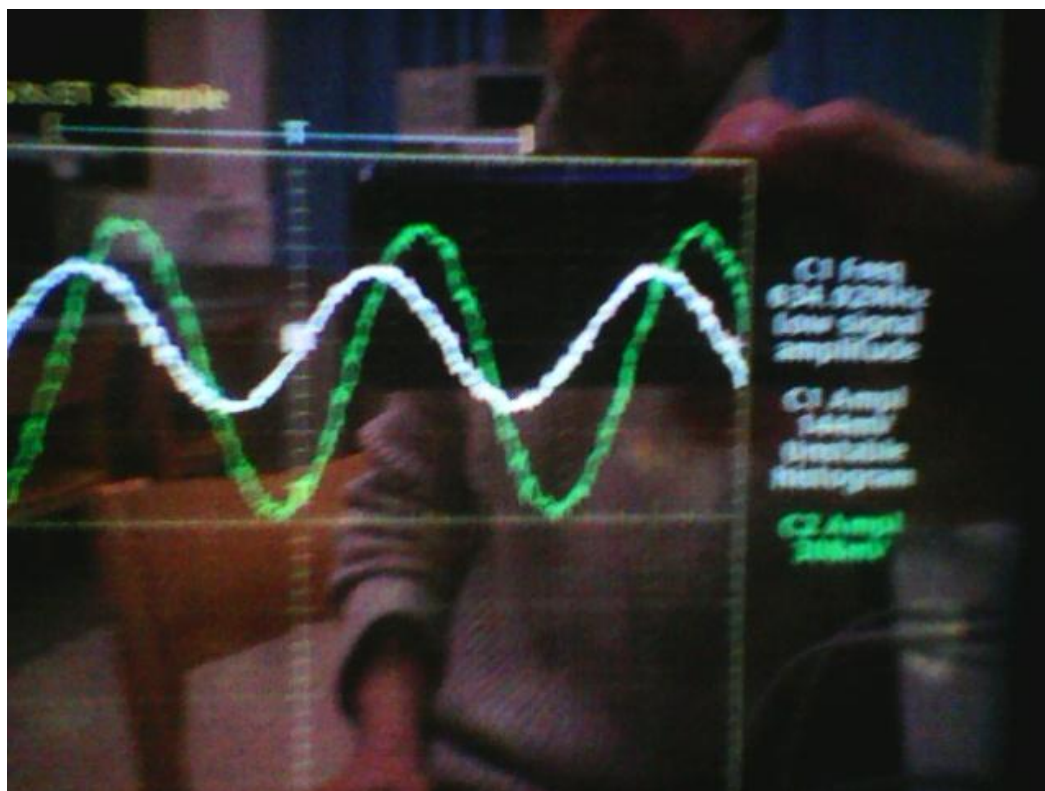
Ensin mikroliuskalinjat suunniteltiin tietokonerella, sitten jursittiin substraatilla prototyyppilaitteella. Valmiin vaiheensiirtimen testattiin syöttämällä laajakaistaisella colpitts-oskillaatorilla ja tulokset seurattiin kahdella sisääntulolinjalla oskilloskoopilla. Molemmat sinisignaalit laitettiin päällekkäin, josta huomataan, että vaihesiirrin toimii 500MHz - 1 000MHz taajuuskaistalla oikein ja siirtää signaalin suunnilleen 90 asteella (Kuva 59 - Kuva 61).



Kuva 59. Kaksipuolisen schiffmanin-vaiheensiirtimen kytkentä



Kuva 60. vaihesiirto kaksipuolisella Schiffmanin-vaihesiirtäjällä taajuudella 404 MHz

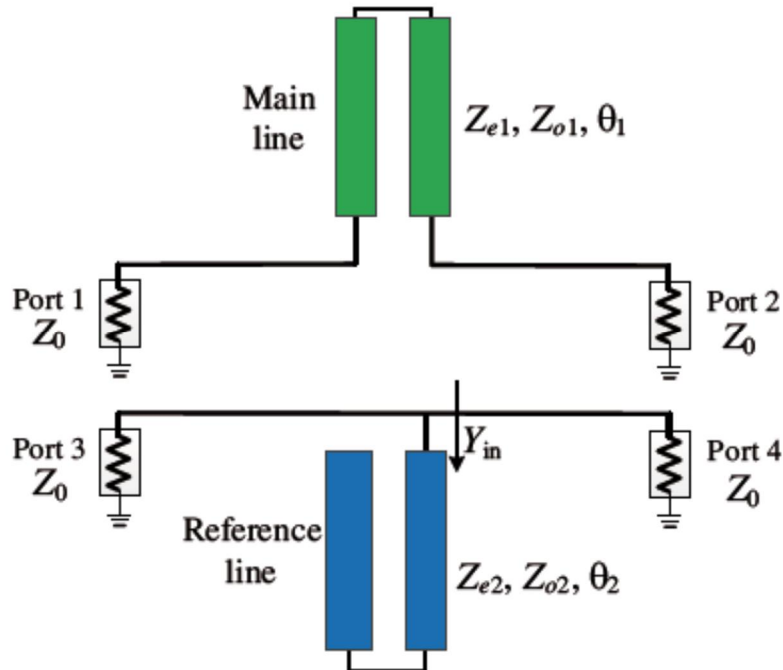


Kuva 61. Vaihesiirto kaksipuolisella Schiffmanin-vaihesiirtäjällä 634 MHz

16 Modifioitu kytketyn-linjan Schiffman vaihesiirrin lyhyellä referenssiinjalla

Vaihesiirtäjä, tärkeänä mikroaaltokomponenttina, on laajalti käytetty laajakaistaisten ryhmä-antennien rakentamisessa. Vaiheensiirtimiä pääosin luokiteltu kolmeen ryhmään: mekaanisiin vaiheensiirtimiin, ferriitti vaiheensiirtimiin ja puolijohdekomponenttien vaiheensiirtimiin. Tässä työssä esitetään vain Planar-vaiheensiirtimiä.

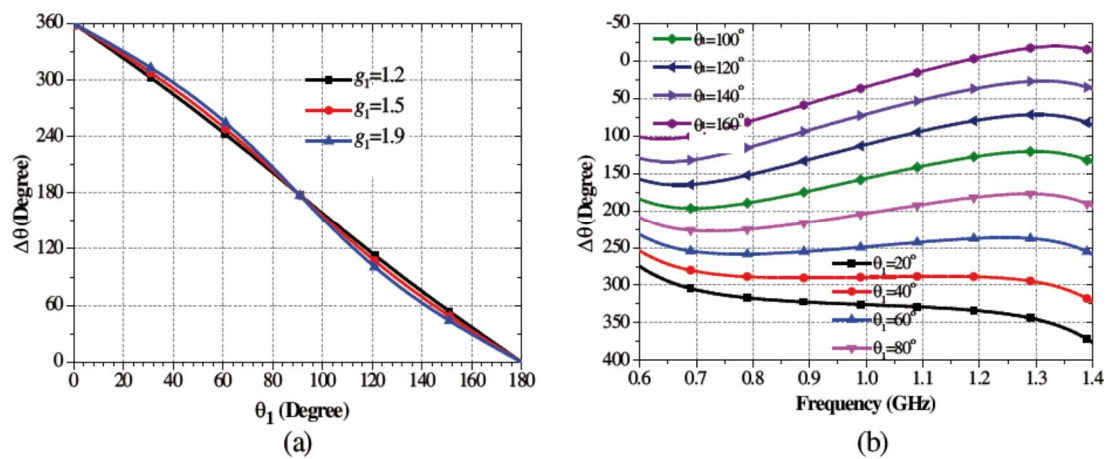
Kuva 62 esittää ehdotetun muunnetun Schiffman-vaiheensiirtimen piirirakennetta, joka koostuu kahdesta eri kytketyistä linjoista. Kytketyn linjan parametreja sisältävät parillisen-tilan ominaisimpedanssit (Z_{E1} , Z_{E2}), ja parittoman-tilan impedansseja (Z_{O1} , Z_{O2}). Yksinkertaistamista varten, parillisten- ja parittomien- sähköiset pituudet oletetaan olevan samat. Lisäksi jokaisen portin impedanssi on merkitty Z_{0i} lla.



Kuva 62. Ehdotetun Schiffman-vaiheensiirtimen piirirakenne.

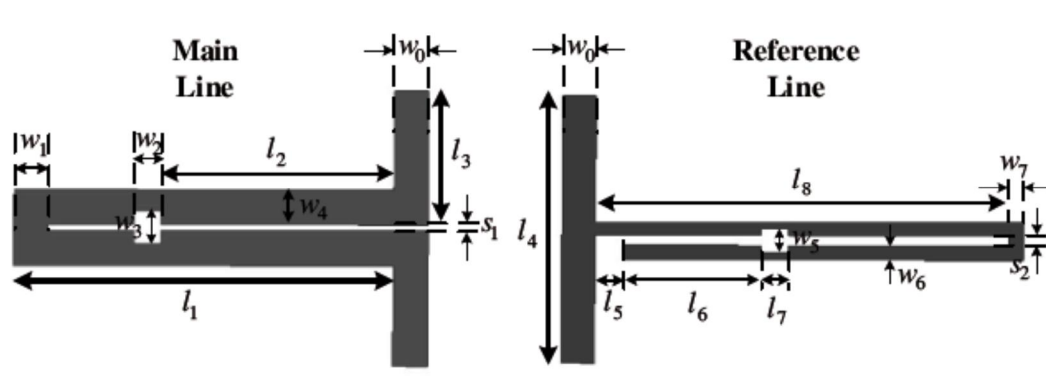
$$\Delta\theta = \text{phase}(S_{21}) - \text{phase}(S_{43}) = \psi_1. \quad (9)$$

Yhtälö (9) tarkoittaa, että vaihe-ero $\Delta\theta$ toimintataajuudella riippuu vain päälinjasta.

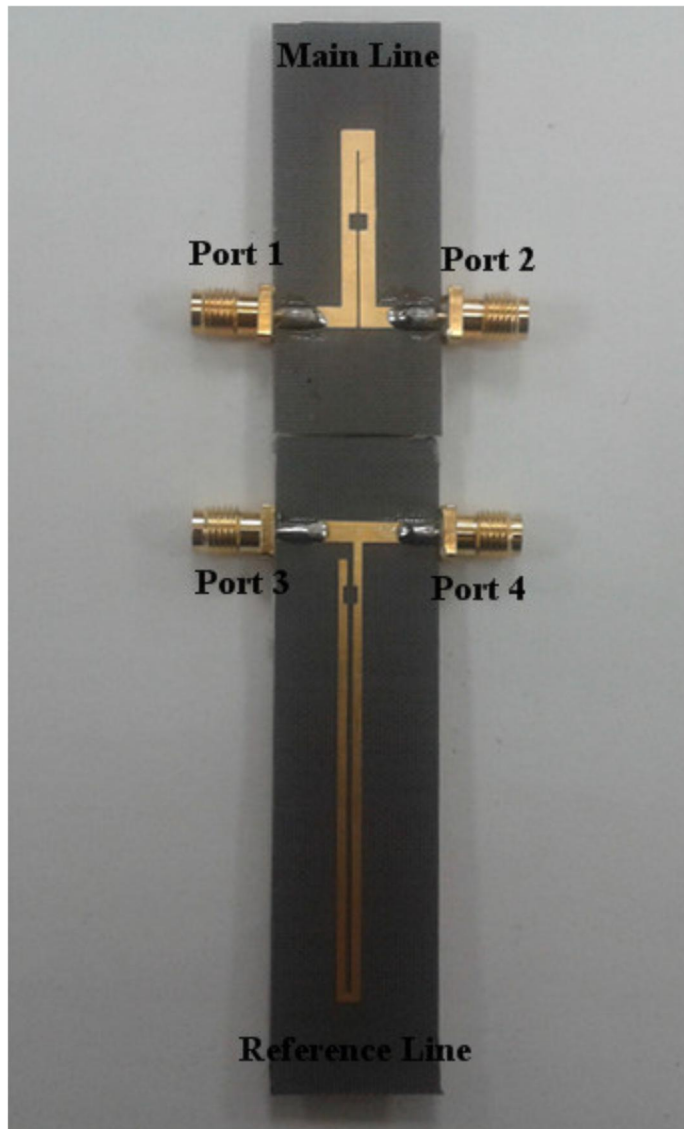


Kuva 63. Vaihe-ero $\Delta\theta$ vs. sähköinen pituus θ_1 kun $g_1 = 1,2, 1,5, \text{ ja } 1,9$. (b) vaihe-ero $\Delta\theta$ kun θ_1 vaihtelee 20° ja 160° .

Ehdotetun laajakaistaisen vaiheensiirtimen varmistamiseksi kokeellisesti valmistettiin prototyyppi F4B radiotaajuussubstraatilla, suhteellisella dielektrisyysvakiolla 2,65 ja paksuudella 1mm. Prototyyppettä kehitettiin käyttäen microstrip-teknologiaa maatasolla pohjakerroksessa, ja toimintataajuudeksi valittiin 500MHz – 1 000MHz.



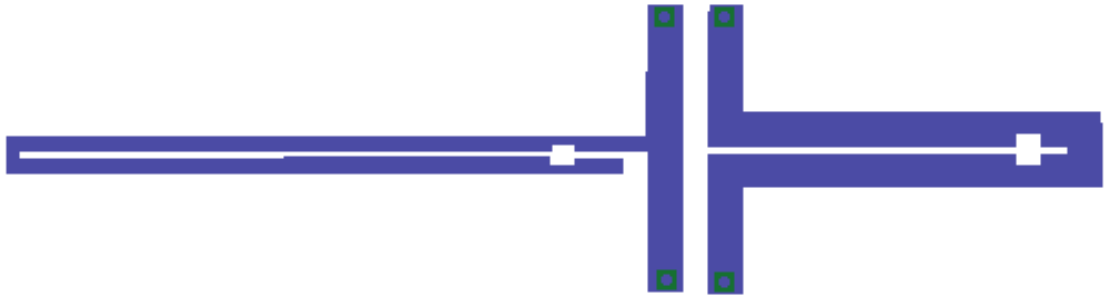
Kuva 64. Ehdotetun vaiheensiirtäjän ulkoasu.



Kuva 65. Ylhäältä tekaistettu microstrip vaiheensiirrin

Seuraavaksi käsitellään modifioidun referenssi-linjan Schiffman-vaiheensiirtimeen lyhyellä referenssilinjalla. Myös esitellään vaiheensiirtimeen suunnittelun teorian, mukaanlukien analyttisiä yhtälöitä, sirontaparametreja ja vaihe-erot.

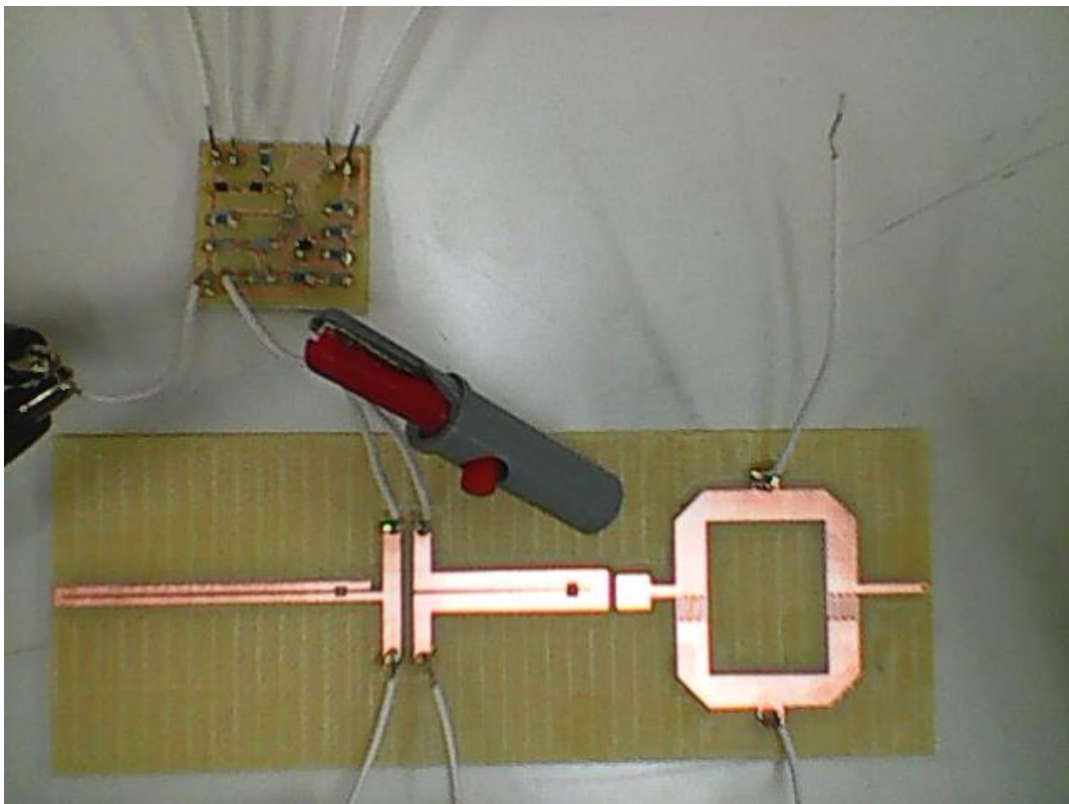
Käytännön kokeita varten, kaksi mikrolinjan vaiheensiirrintä suunniteltiin, valmistettiin, ja testattiin. Josta havaitaan, että lasketut- ja mittaustulokset ovat hyvin sopusoinnissa. Helpon ehdotetun piirin rakenteen ansiosta, on luontevasta olettaa, että tämä vaiheensiirrin olisi käyttökelpoinen monissa mikroaalto-komponenteissa ja järjestelmissä (Kuva 66 - Kuva 70).



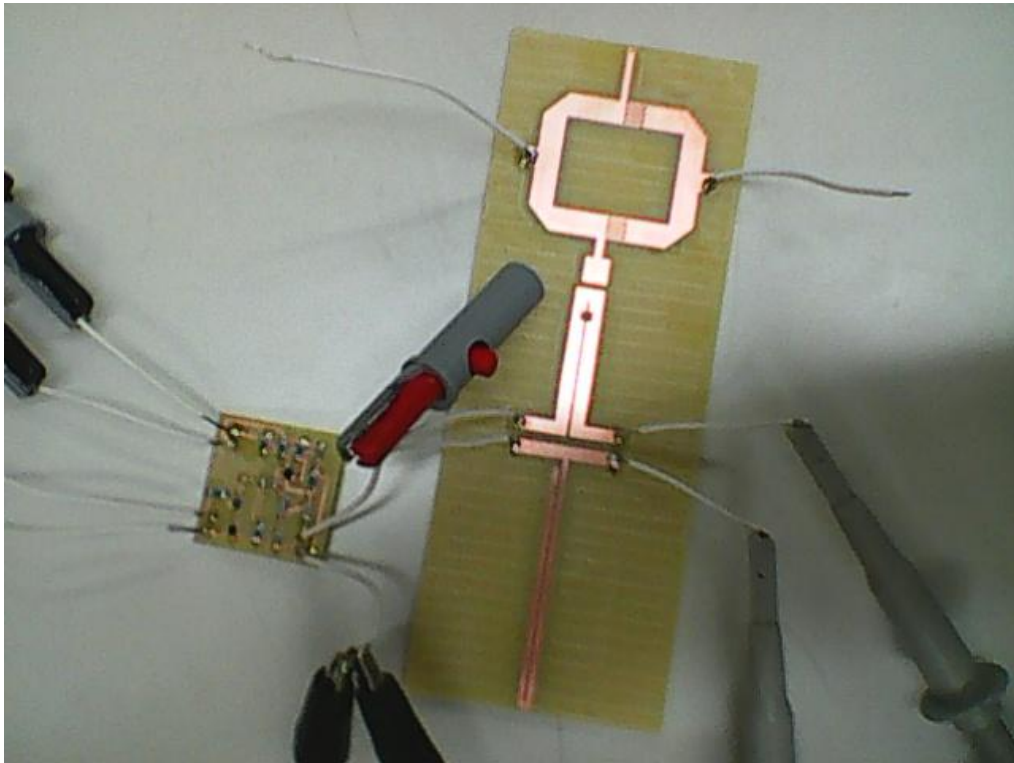
Kuva 66. Mikroliuska 90-asteen vaihesiirrin

16.1 Yskipuolisen Schiffamnin –vaihesiirtäjän prototyypin-laboratoriokokeet

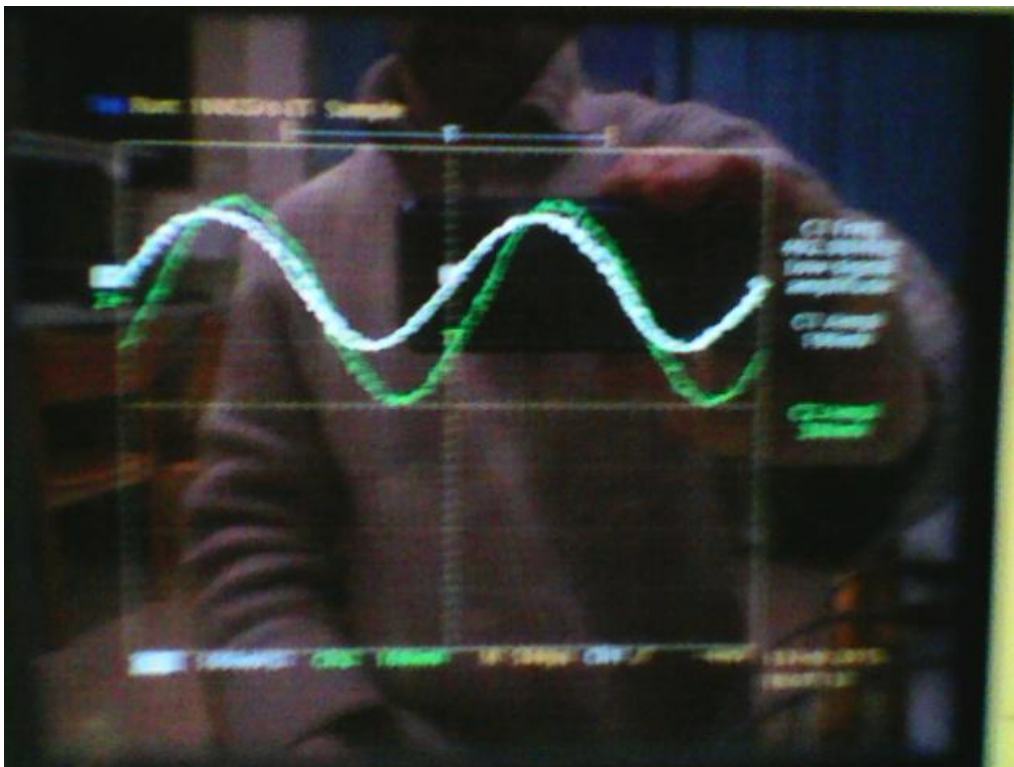
Mikroliuska-vaihesiirrintä suunniteltiin tietokoneella, jyrättiin ja testattiin laboratorioissa (Kuva 67 - Kuva 70). Tuloksista nähdään että vaihesiirrin toimii hyvin laajalla kaistalla, mutta yhä paremmin ja täsmällisemmin 500MHz – 1 200MHz alueen sisällä ja ympärillä. Kuvista (Kuva 69 - Kuva 70) huomataan, että 500 MHzilla saadaan jo 90-asteen vaihesiirtoa, silloin kun 400 MHzilla vaihesiirto on noin 60-astetta.



Kuva 67. Vaihesiirto yksipuolisella Schiffaman -vaihesiirtäjällä



Kuva 68. Yskipuolisen Schiffamnin –vaihesiirtäjän kytkentä



Kuva 69. Vaihesiirto modifioidulla Schiffamnin –vaihesiirtäjällä 400MHz- taajuudella



Kuva 70. Vaihesiirto modifioidulla Schiffamnin –vaihesiirtäjällä 500MHz-taajuudella

17 CRLH, DCRLH- laajakaistainen vaihesiirto mikroliuskalla

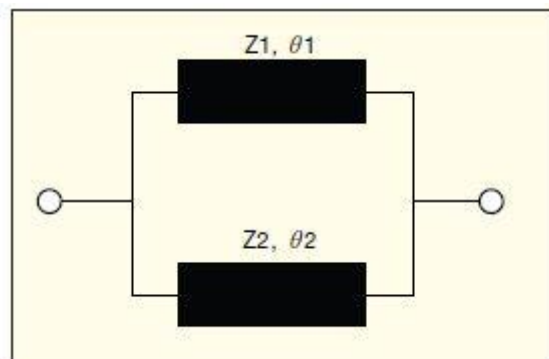
17.1 CRLH (DCRLH) solujen teoria

Signaali-häiriö teknologia edustaa mikroaaltopiirisuunnittelun osa-aluetta. Sitä sovelletaan erittäin pienten kaistanpysäytys- suodattimien valmistuksessa, jotka eivät ole rajoitettuna neljasosa-aallonpituuden linjojen geometrioilla. Tässä kokeessa valmistettiin signaali-häiriö prototyyppiä vasenkätisellä (CRLH- composite right-left-handed)-solulla ja kaksois- CRLH (DCRLH- dual composite right-left-handed) solulla.

Yhdistämällä vasenkätisiä segmenttejä perinteisen (oikeakätiseen) linjan kanssa saadaan tulokseksi etuja tavanomaisiin malleihin verrattuna. Vasenkätiset linjat ovat olennaisesti ylipäästösuotimiä vaihejohdolla. Toisaalta, oikeakätiset linjat ovat alipäästösuotimiä vaiheviiveellä. Tämä kokoonpano on nimetty komposiitti oikea / vasenkätiseksi (CRLH) metamateriaaliksi englannin sanoista Right-Left Handed. DCRLH tulee

sanoista dual composite right-left-handed ja tarkoittaa parannettua CRLH metamateriaalia.

DCLRHSolut ilmaistavat myös hidas-aalto efektiä, oikeakätisellä päästökaistalla alemmalla taajuuskaistalla, joka auttaa pienentämään piirin kokoa (Kuva 71).



Kuva 71. Signaali, joka jakautuu ja etenee kahden polun läpi

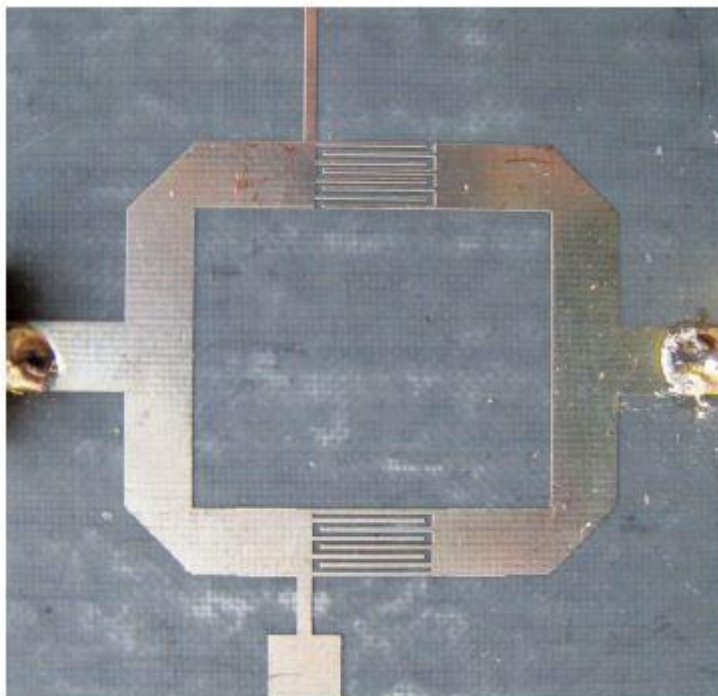
Signaalin häiriöin etenemisen perusrakenne on esitetty kuvassa (Kuva 71). Signaali, joka jakautuu ja etenee kahden polun kautta peruuntuu ulostulopäässä kahden polun asianmukaisella sähköisellä-suhteella.

$$Z_2 \sin(\theta_2) + Z_1 \sin(\theta_1) = 0 \quad (10)$$

jossa Z_1 ja Z_2 ovat kahden siirtoteiden ominaisimpedansseja, ja θ_1 ja θ_2 ovat vastaat sähköiset pituudet (asteina).

Hitaan-aallon DCRLH-solun vaikutuksesta sen alemman oikeakätisen pääskaistan sisällä se myös auttaa pienentämään prototyyppiä. CRLH-solu ilmaisee vasenkätisen päästökaistan. Koska se tarjoa johtavan vaihesiirron sen vasenkätisellä päästökaistalla, se on ollut piirisuunnittelijoiden kiinnostuksen kohteena. CRLH-solu voidaan toteuttaa niputettujen-piirielementtien avulla, integroimalla rako-kapasitanssia ja pilkottu-rengas-resonaattoria, tai integroimalla digitaalista kapasitanssia ja shuntti-oikosulun tyngän.

Tässä testissä CRLH-solu toteutettiin interdigitaalisen kondensaattorin ja shuntti oikosulkutyngän avulla, DCRLH-solu koostuu yhdestä interdigitaalisesta kondensaattorista, yhdestä kapeasta mikroliuskajohtosta kondensaattorin rinnalla, suorakulmaisesta neliöstä, ja kapeasta shuntti mikroliuskajohtimesta (Kuva 72).

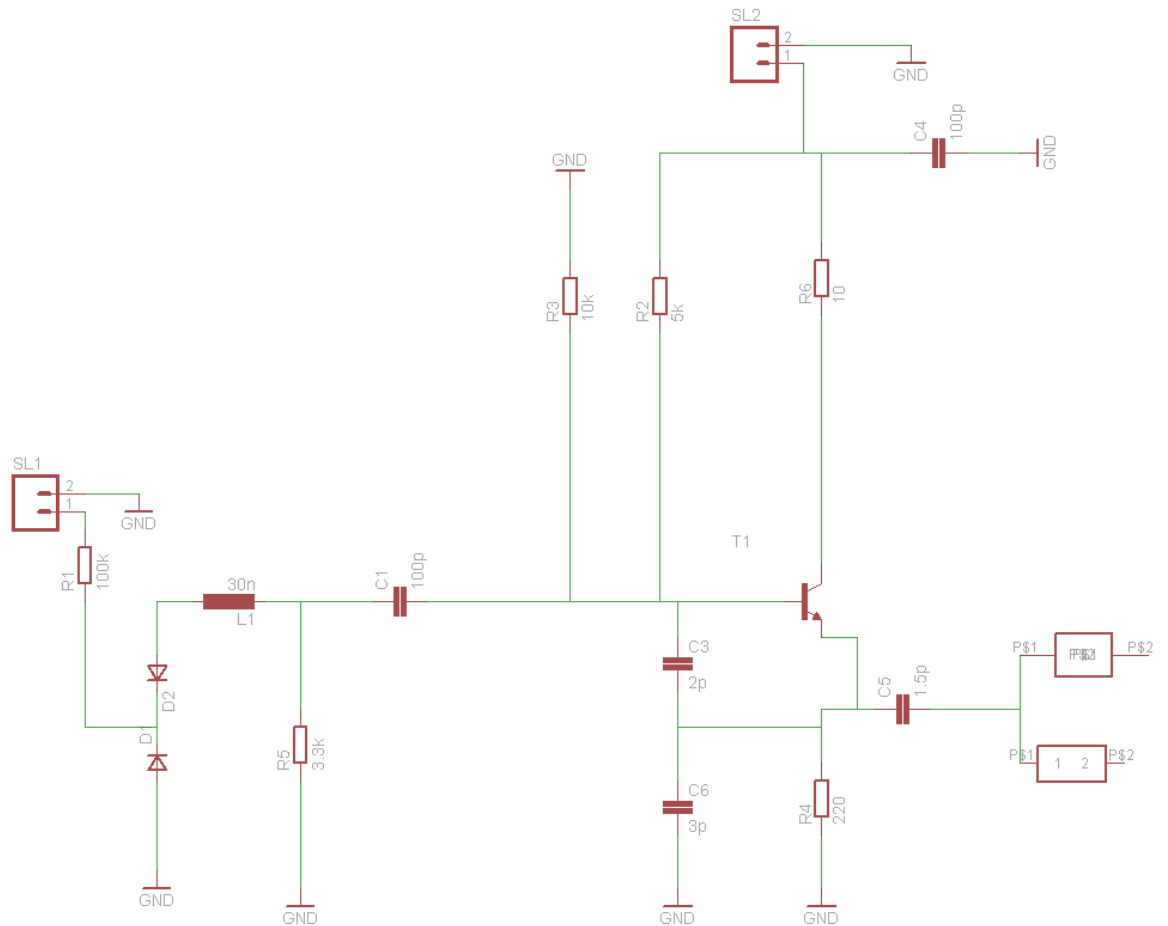


Kuva 72. CRLH, DCRLH- solu piirilevyllä

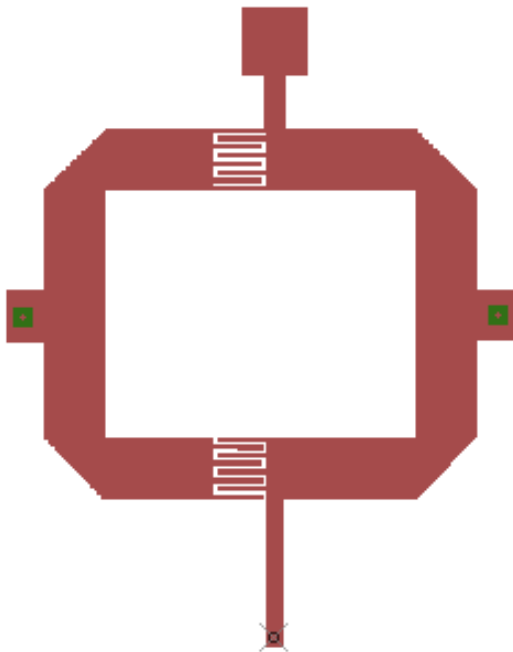
Yhteenvedona, oli mahdollista suunnitella pienoiskokoista signaali-häiriö prototyyppiä kaistanpysäytys- ominaisuuksilla käyttämällä CRLH-solun johtavan-vaiheen ominaisuuksia, sen vasenkätisellä päästökaistalla ja DCRLH-solun hitaan-aallon vaikutusta, sen oikeakätisellä päästökaistalla. Tavoite-taajuudella, CRLH solu, sen + 90-asteen vaihesiirrolla, käytettiin korvaamaan perus signaali-häiriö mallin -270-asteen signaalitien vaihesiirtoa. DCRLH, sen 90-asteen vaihesiirrolla, on toiminut toisella etenemispolulla.

17.2 Interdigitaalisen vaihesiirtäjän prototyypin käytännön toteuttaminen

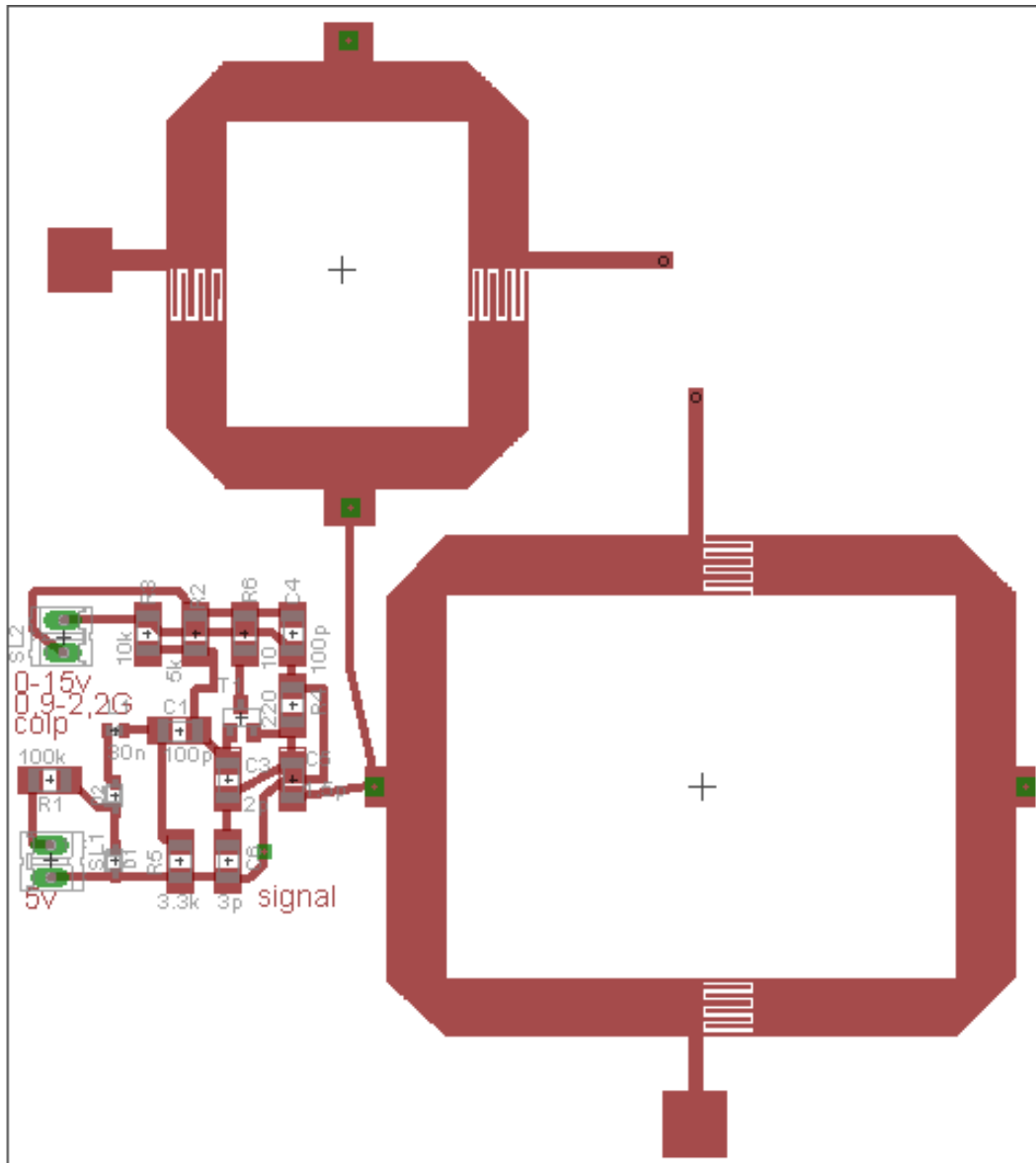
Mikroliuska vaiheensiirrintä suunniteltiin tietokoneella, jyrättiin ja testattiin laboratoriossa. Vaiheensiirrintä syötettiin Colpitts-oskillaattorin signaalilla ja samalle levyille rakennettiin sekä kaksi prototyyppivaihesiirrintä, että oskillaattorin (Kuva 73 - Kuva 75).



Kuva 73, Piirikaavio, jossa mukana colpitts-värähtelijä 500mhzin ja 1Ghzin vaihesiirtäjällä



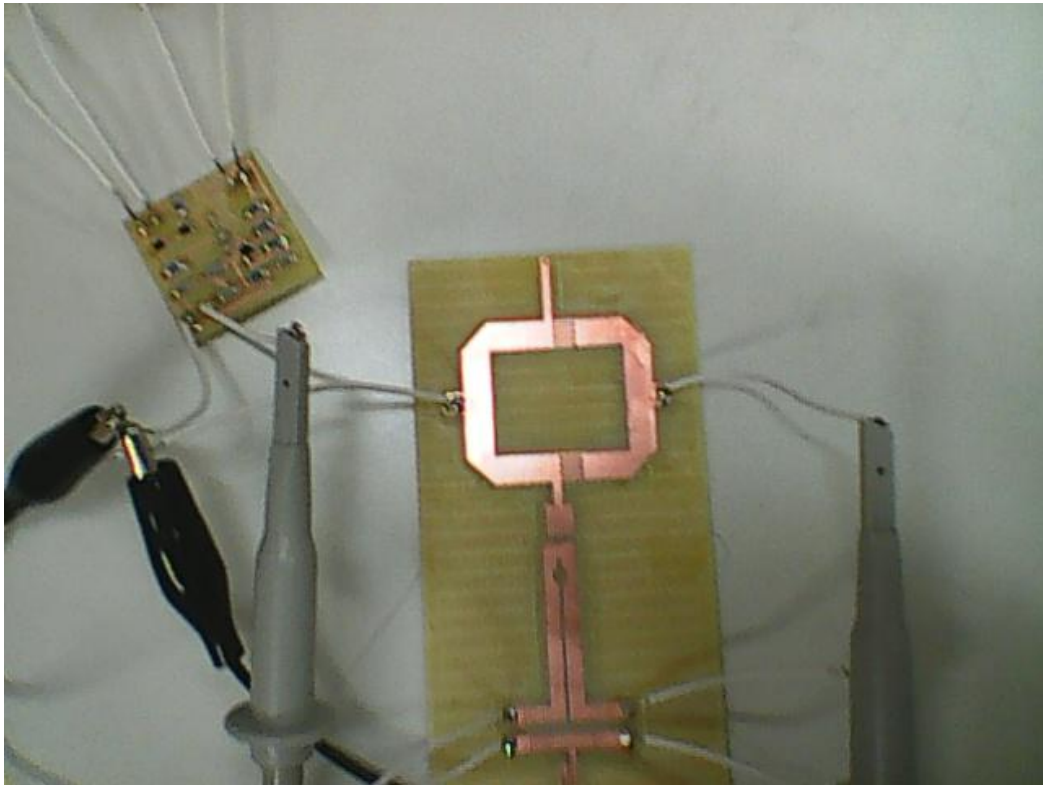
Kuva 74. CRLH, DCRLH- vaihesiirrin mikroliuskalla



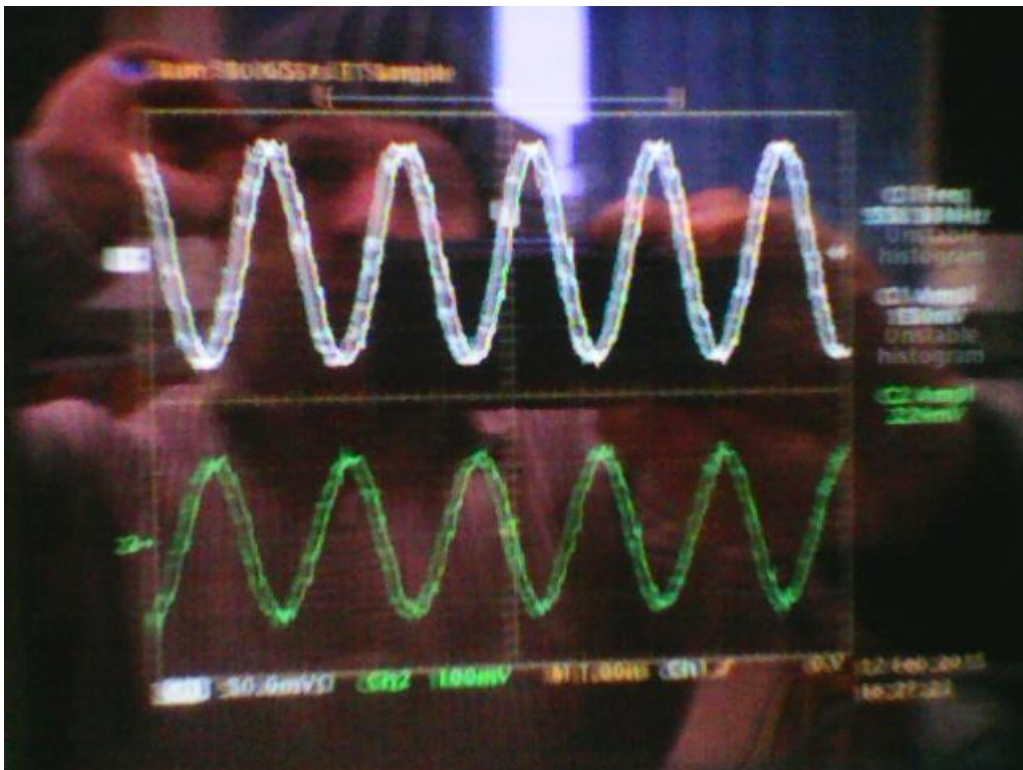
Kuva 75. Piiri jossa mukana colpitts-värähtelijä 500mhzin ja 1Ghzin vaihesiirtäjällä

17.3 CRLH, DCRLH- mikroliuskavaihesiirtimen testaus

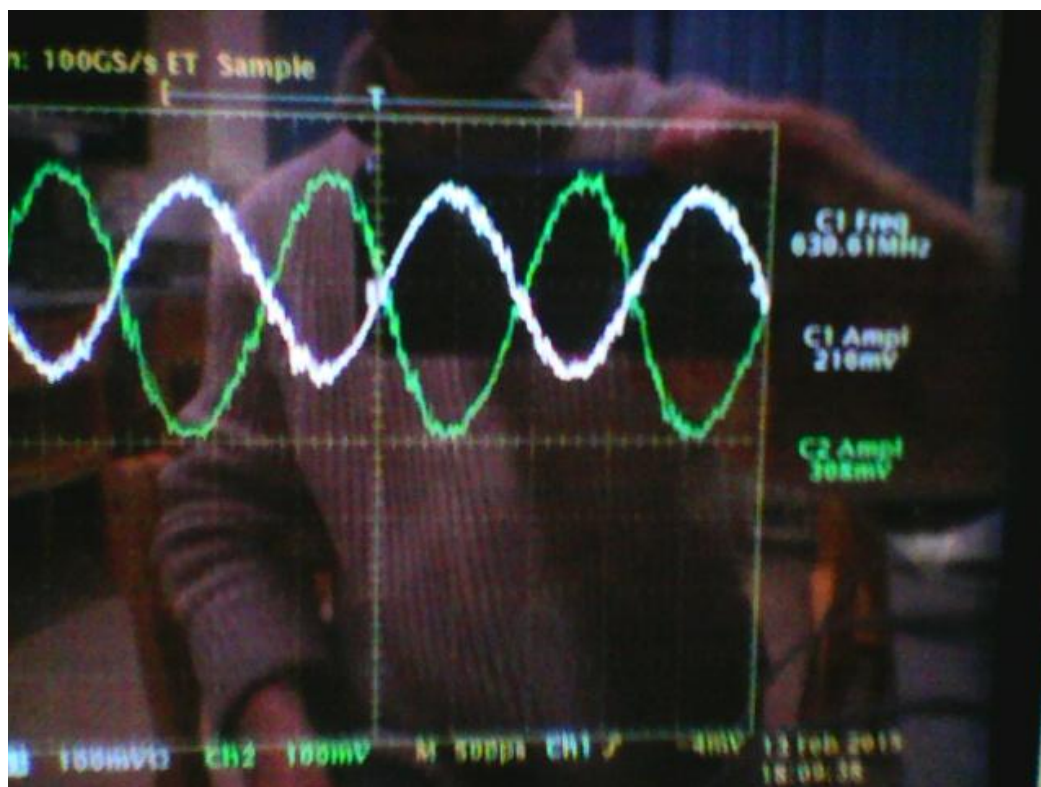
CRLH, DCRLH –vaihesiirtäjällä, 500-600 MHzin taajuuskaistalla, saatiin 180-asteen vaihesiirtoa (Kuva 76 - Kuva 78).



Kuva 76. Kytettä CRLH, DCRLH –vaihesiirtäjä



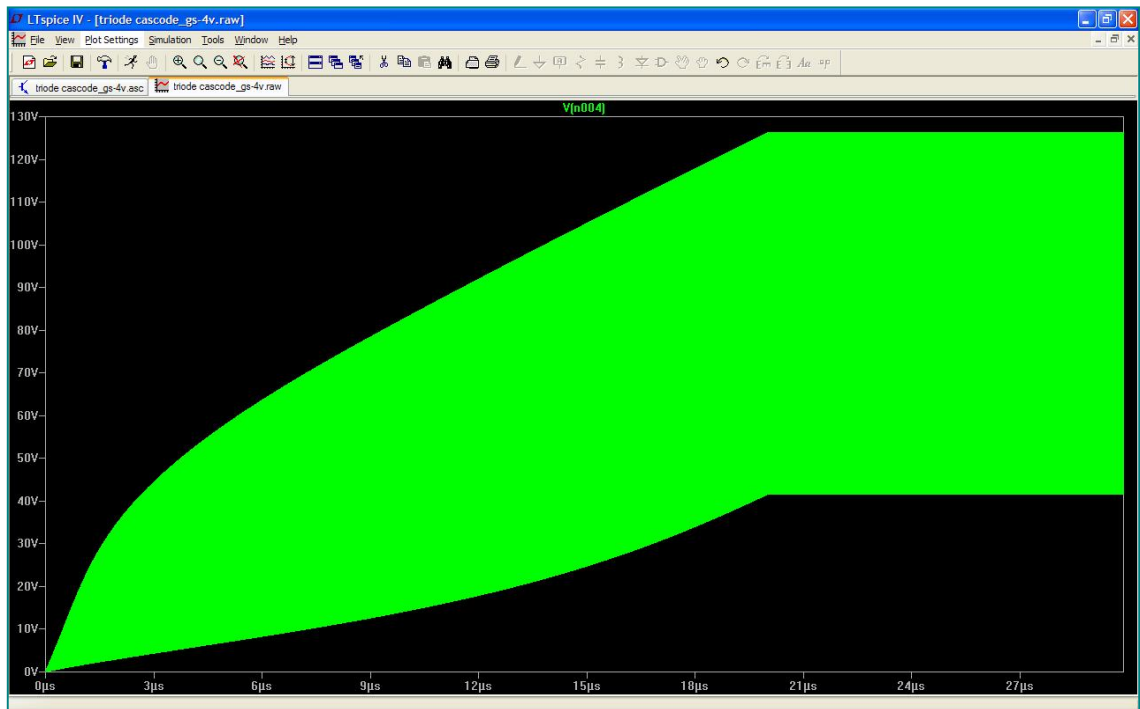
Kuva 77. DCHL vaiheensirrin 180-asteen taajuudella



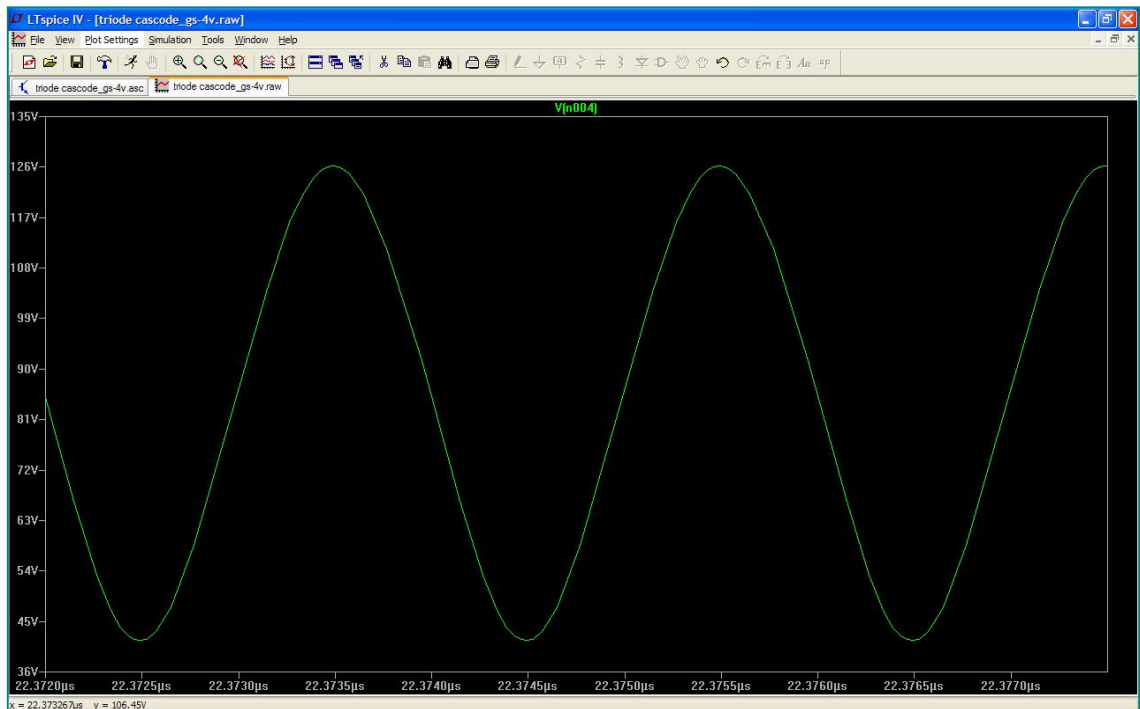
Kuva 78. Vaihesiirto CRLH, DCRLH -vaihesiirtäjällä

18 Oskillaattorin simuloitu signaali

Seuraavaksi simuloidaan Kaskodi-piiriä jonka syötetään 500 MHz sinisignaalilla simuloinnin seurauksena havaitaan lähdössä näkyvän taajuuden kuvion (Kuva 79) joka suurennettuna näyttää sini-aallolle (Kuva 80, ks. seur. s.) *siniaallon muoto riippuu piirissä käytetyistä komponenteista mitä parempi UHF/VHF-transistori, jne.*, josta voidaan helposti tarkistaa heilahdusten taajuus.



Kuva 79. VCO:n ulostulo

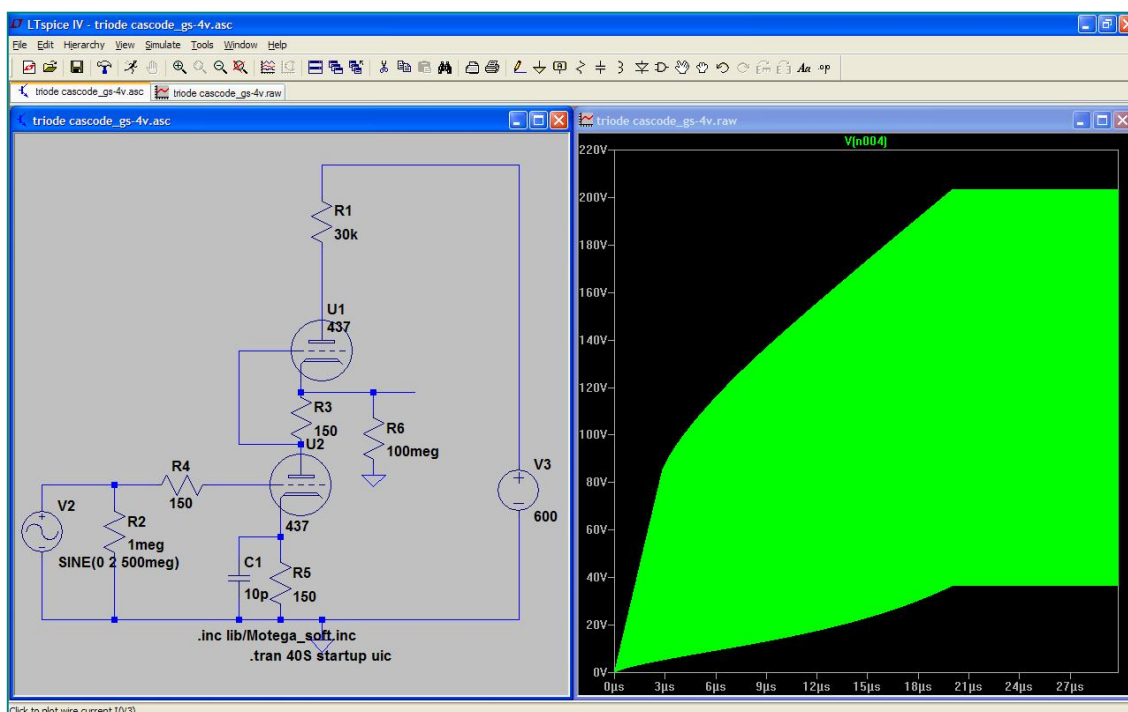


Kuva 80. Putkivahvistimen ulostulotaajuus

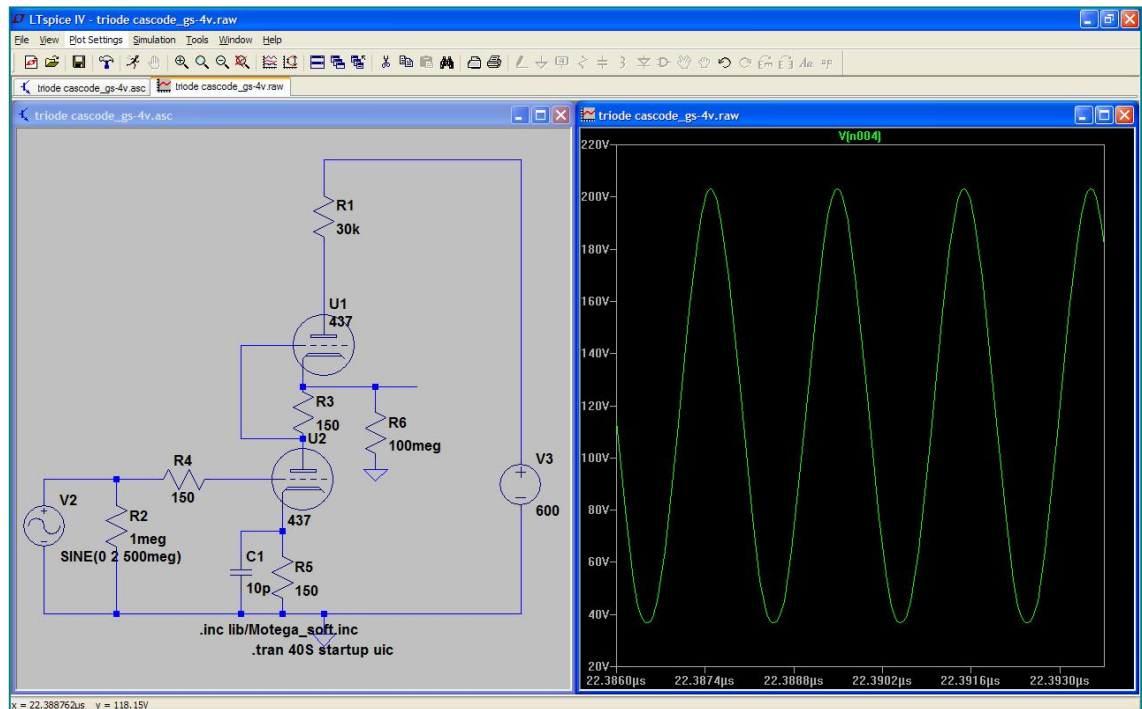
18.1 Kaskodi-vahvistimen toiminta eri triodi putkilla

Kaskodi-vahvistinpiiri (Kuva 81 ja Kuva 82) rakennetaan kahdesta we437a triodityyppisestä elektroniputkesta. Ensin Kaskodi vahvistin-piiri sekä VCO testataan erikseen. Vahvistinpiirin testaamiseen erikseen, sen VCO-piiri korvattiin yleisellä taajuusgeneraattorilla ja taajuudella 500 MHz, jonka signaalin amplitudi 6 V. Vahvistus voidaan nähdä kuvasta (Kuva 81), jonka syöttösignaali on 10 V ja ulostulossa amplitudiltaan noin 400 V ja nousee huippuunsa 0 - 21 μ s ajassa.

1.1.2 Kaskodi we437a-triodilla simulaatio LTspicessa



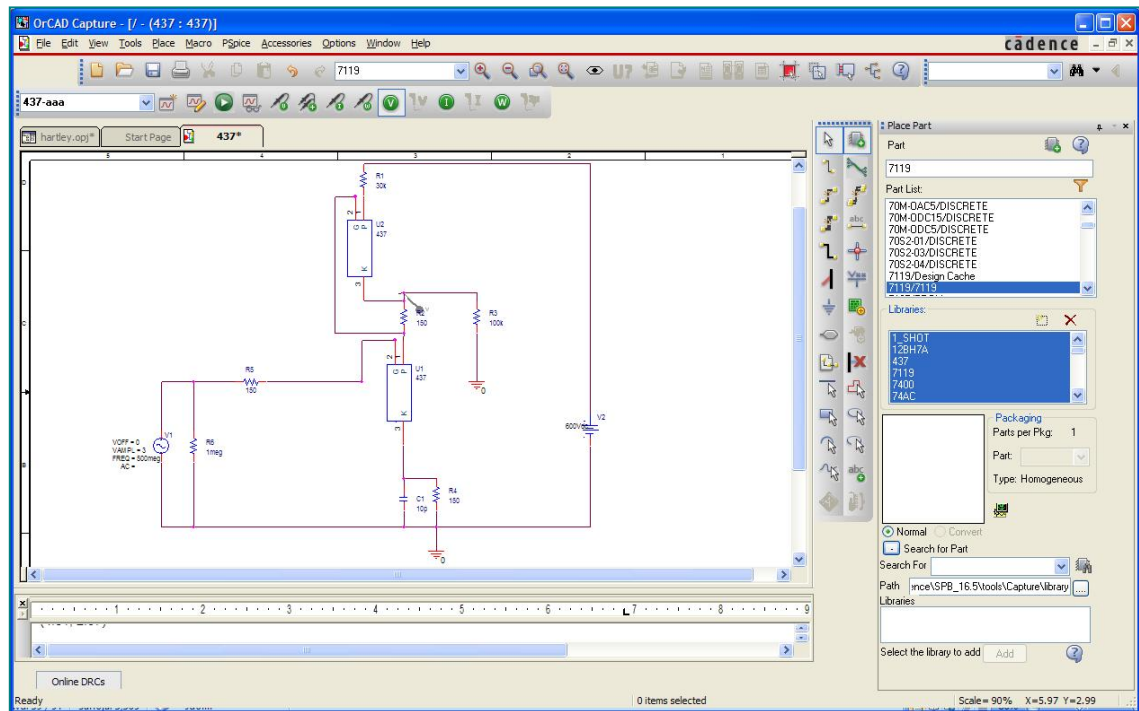
Kuva 81. Piiri ja vahvistus 437-triodin putkella



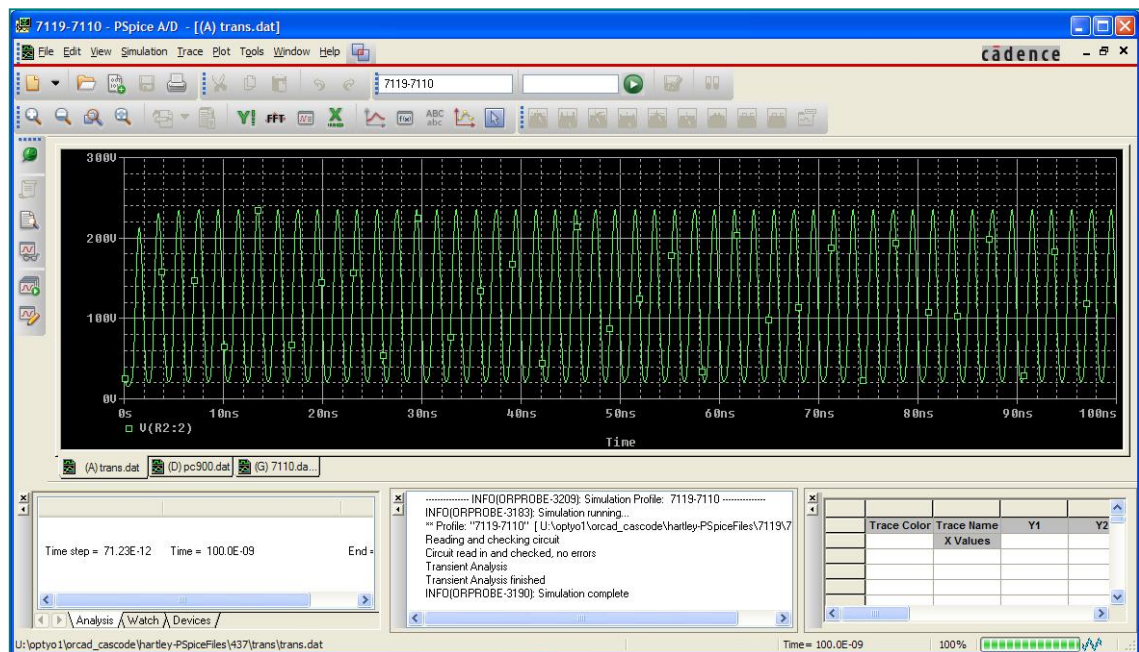
Kuva 82. Kaskodi-vahvistimen piirin käyrä 437-triodin putkella

18.1.1 Kaskodi-vahvistin 437-triodin simulaatio OrCadissa

Koska Ltspice ja Orcad ovat hyvin erilaisia, toiminnaltaan ja ominaisuuksiltaan simuloitumallit eivät ole yhteensopivia. Tämän seurauksena piti valmistaa Orcadin oma mallien ohjelmointikielä, Pspice rajapinta varten. Käytännössä otettiin mallia Ltspicesta, muokattiin koodia ja tuotiin mallit Orcadin model editorilla simulointiin (Kuva 83 ja Kuva 84). Sen seurauksena saatiin vastaavan vahvistinpiirin toimimaan Orcadissa.



Kuva 83. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa

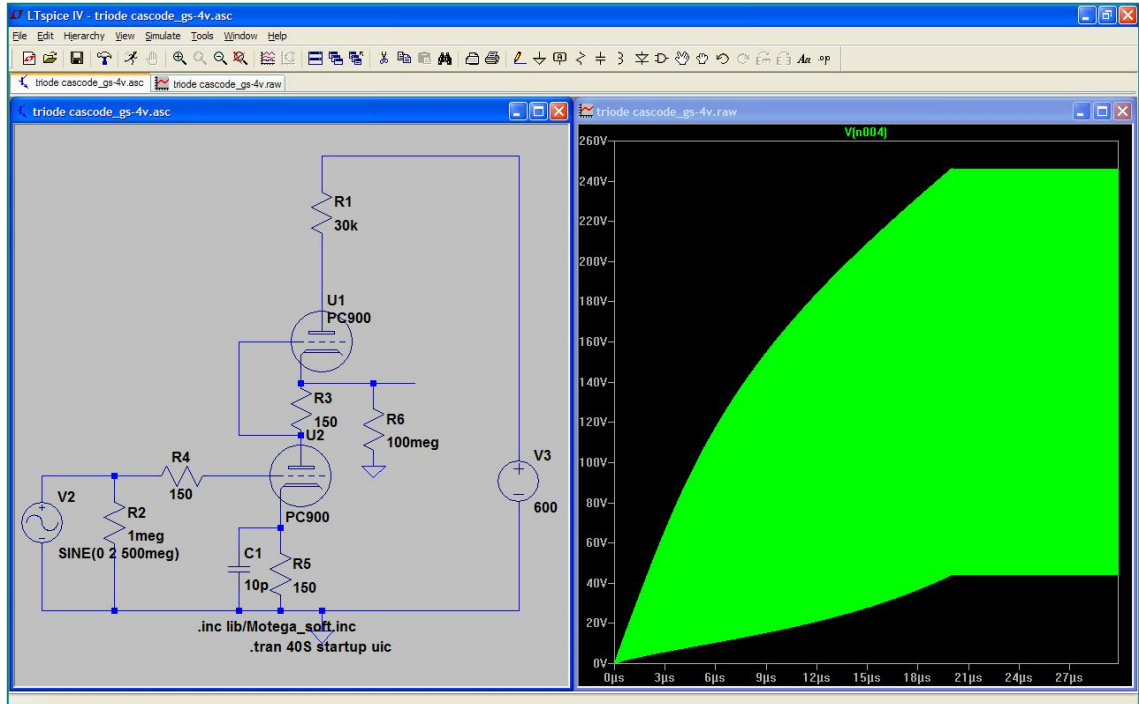


Kuva 84. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa vahvistettu signaali

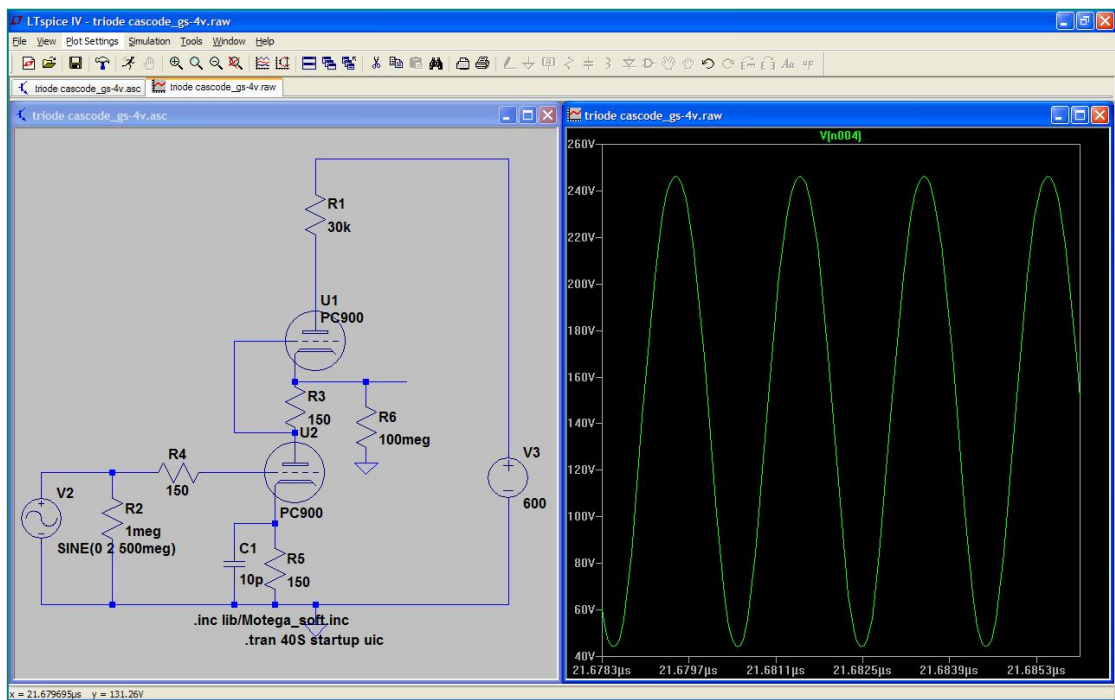
Kuvassa (Kuva 85) värähtelykuvio todistaa, että vahvistinpiiri toimii samalla tavalla kuin LTspicessa, sekä vahvistus on samansuuruinen.

1.1.3 Cascodin PC900-triodilla simulaatio LTspicessa

Kuten monissa muissa ohjelmointikieleissä, Pspicen elektroniikkakomponenttien ohjelmointi suoritetaan seuraavasti, perustetaan muuttujia, kirjoitetaan metodi(funktio), joka on yleensä yhtälön muotoinen. Esimerkiksi triodiputken funktiossa kuvataan anodin virta muitten parametrien suhteena (Kuva 85 ja Kuva 86).



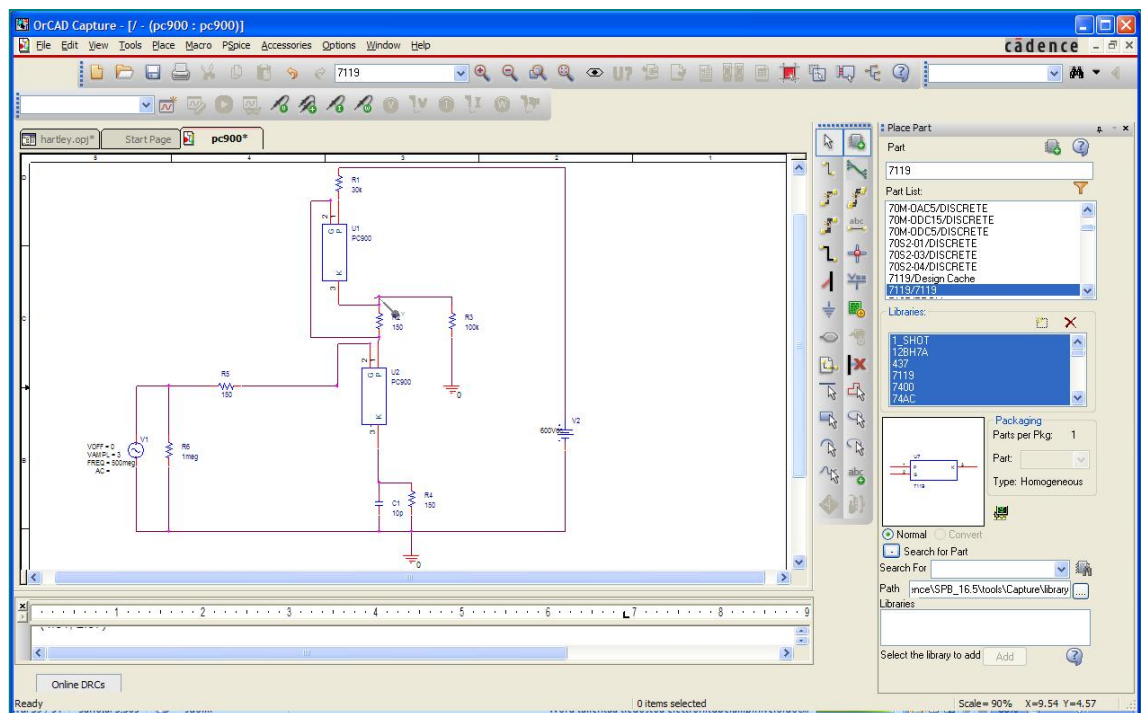
Kuva 85. Vahvistin pc900 V.H.F. TV-virittimen triodi-putkella, vahvistus ja taajuus



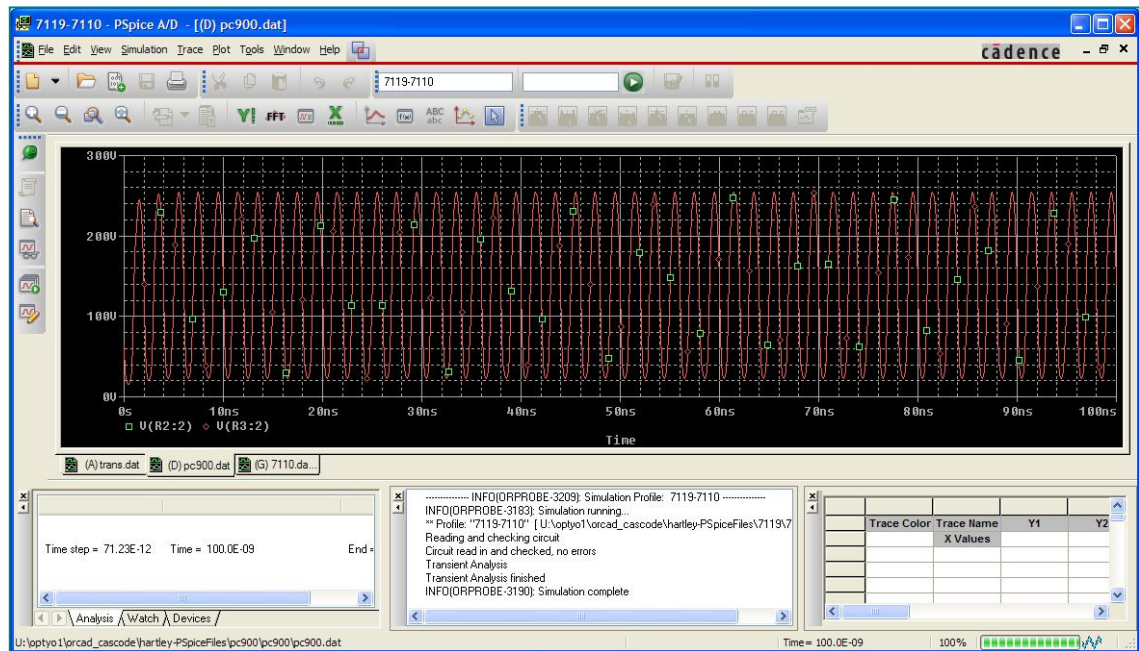
Kuva 86. vahvistin pc900 V.H.F. TV-virittimen triodi putkella käyrä

18.1.2 Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla simulaatio OrCadissa

Elektroniikkamalleissa on mitä useammin yksi aktiivi sisääntulo kuten hila triodissa, että niin sanotusti passiivi-tulot ja -lähdöt, kuten anodi ja katodi. Lopuksi ohjelmassa palautetaan arvoja, joita sijoittuu komponentin mallin anodille ja katodille hilan funktiona. Kuten edellä, mallia Orcadin PC900-triodiputkelle (Kuva 87 ja Kuva 88) rakennettiin ottamalla mallia LTspicen valmiita malleja sekä korjaamalla simulaatio-funktio ottamalla huomioon datalehdystä saatua tietoa.



Kuva 87. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa piiri

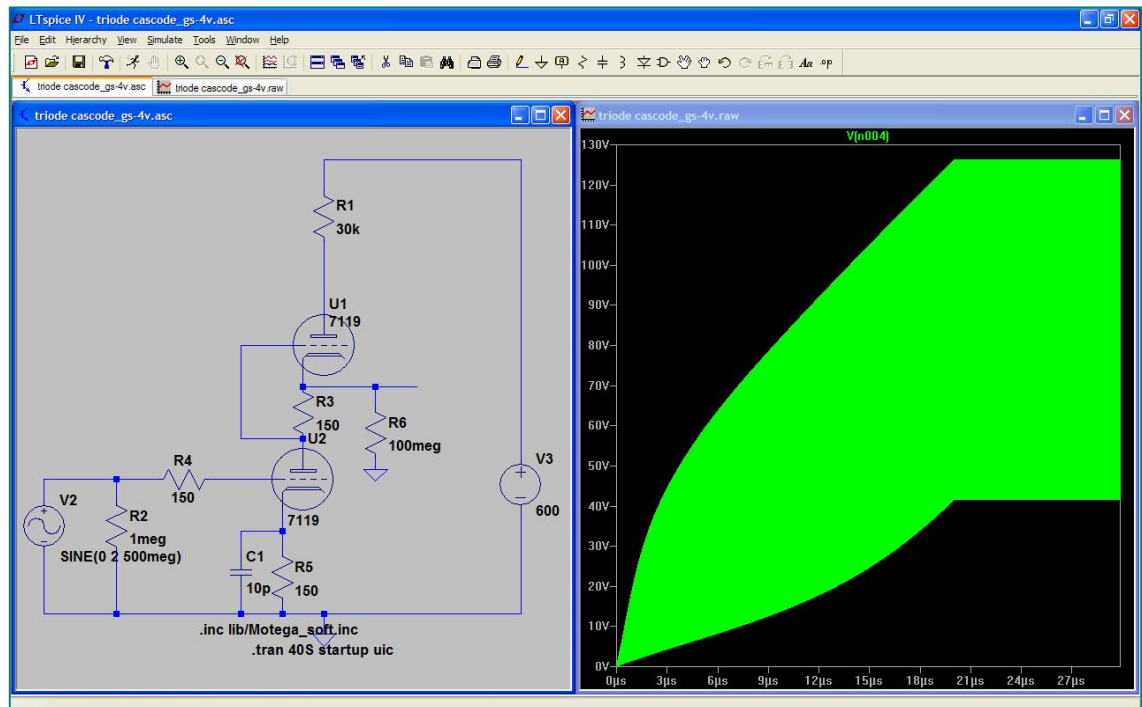


Kuva 88. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa vahvistettu signaali

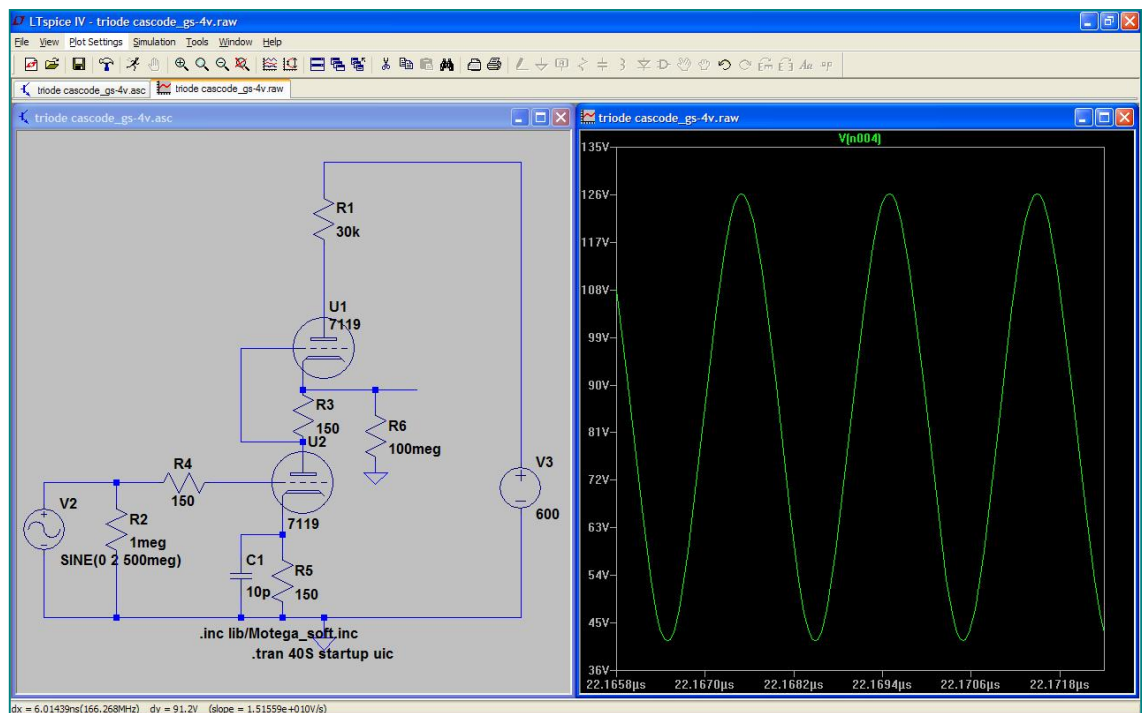
Kuvasta (Kuva 88) taas voidaan päätellä että piiri toimii oikein, eli speksien mukaisesti, ja samalla tavalla kummassakin sovelluksessa, LTspicessa ja OrCadissa.

1.1.4 Kaskodi 7119-triodilla simulaatio LTspicessa

7119-putki on jälleen yksi VHF-taajuuden triodi-esimerkki, jonka testataan seuraavaksi Kaskodi-piirissämme (Kuva 89 ja Kuva 90)



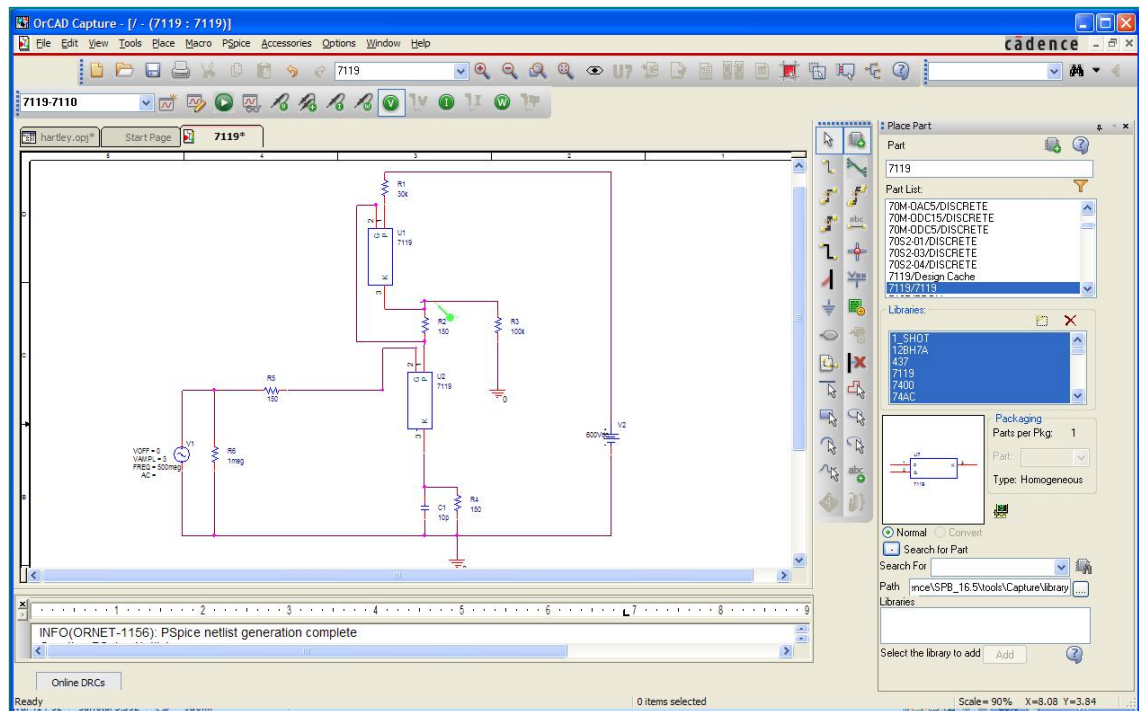
Kuva 89. Piiri, vahvistin 7119-tuplatriodi RF-putkella



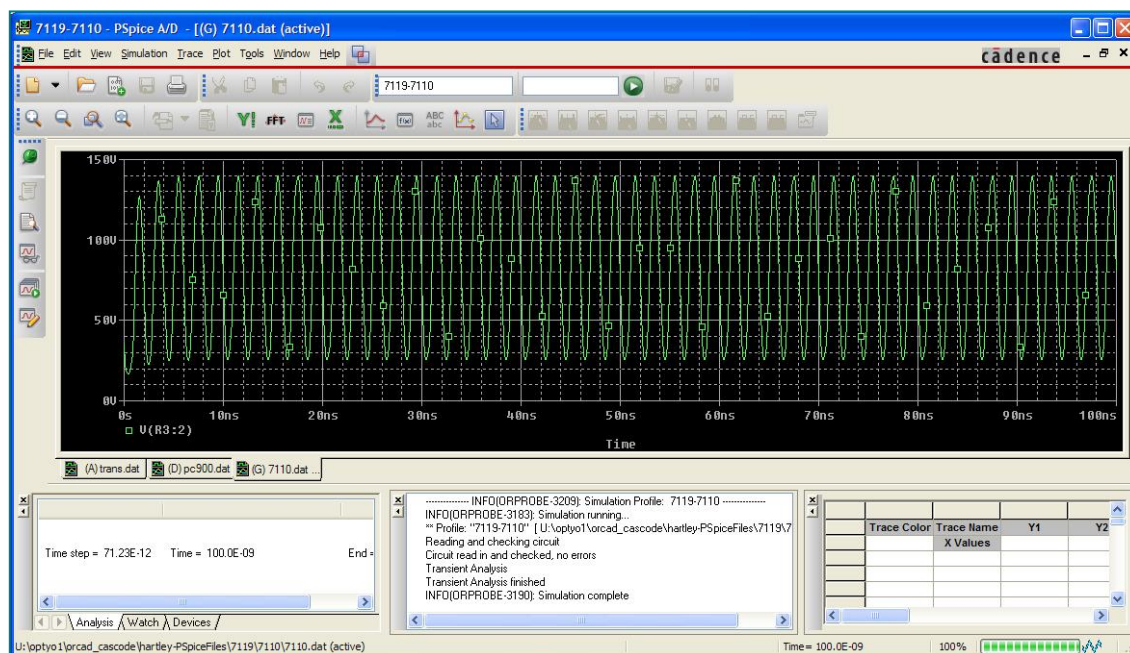
Kuva 90. Piiri, vahvistin 7119-tuplatriodi RF-putkella käyrä

18.1.3 Kaskodi-vahvistin 7119-triodilla simulaatio OrCadissa

Vaikka olisi riittänyt tarkistaa vain yksi triodi todentamaan, että Kaskodi-vahvistin toimii oikein, otettiin kolme eri triodia tarkasteluun todennäköisyyden parantamiseksi. Tämä on kolmannen 7119-triodin simulointipiiri, jonka rakenne ja toiminta perustuu edellä mainittuihin periaatteisiin (Kuva 91 ja Kuva 92).



Kuva 91. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa piiri



Kuva 92. Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla OrCadissa vahvistettu signaali

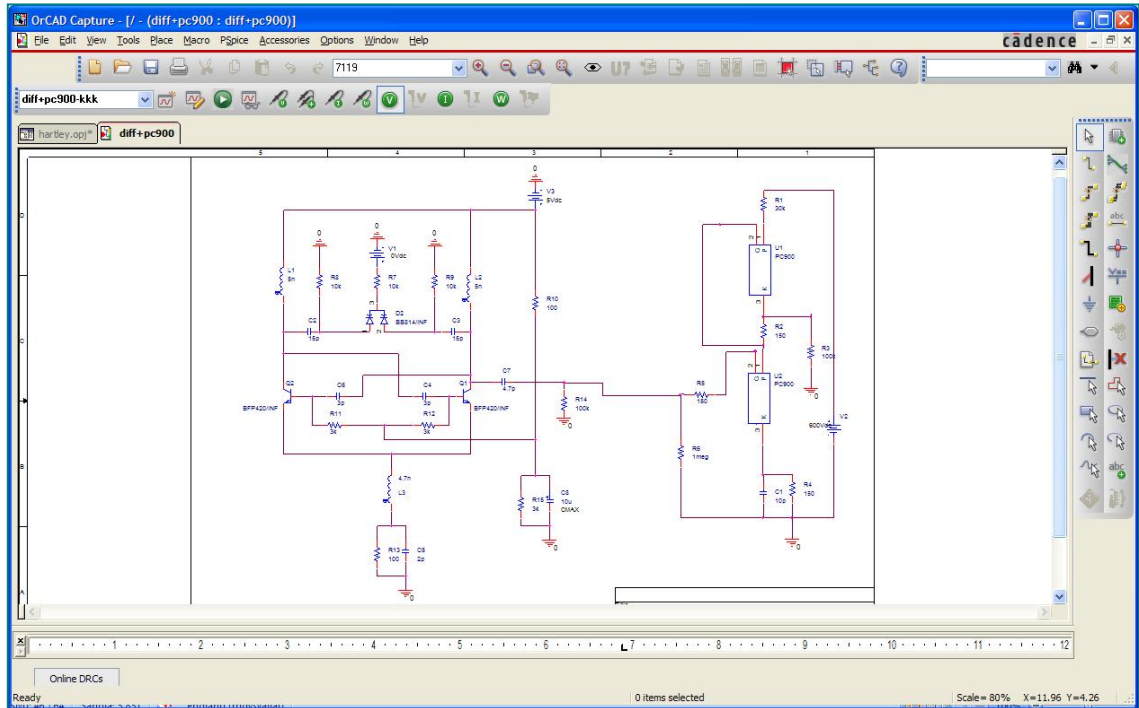
Kuvasta (Kuva 92) jälleen tulee ilmi, että piiri toimii datalehden spesifikaatioiden mukaisesti, ja vahvistus on paikallaan.

18.2 Värähtelijän simulaatio Kaskodi-vahvistimellä

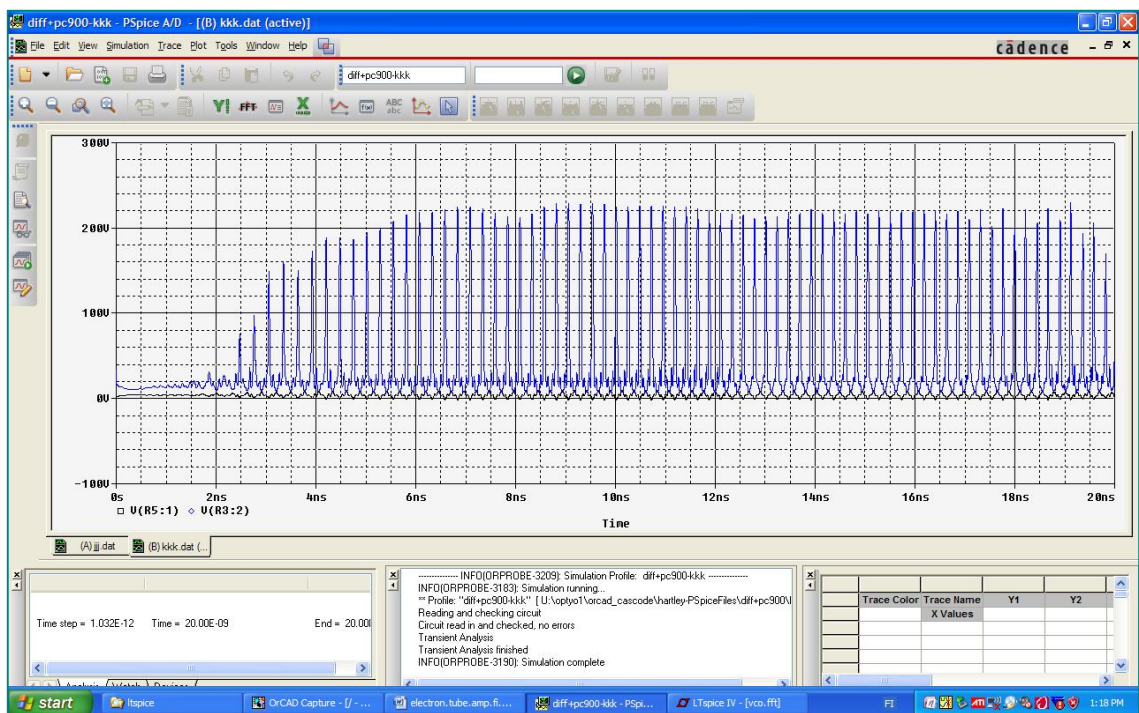
Lopulta, kun molemmat piirit testattiin erikseen, ja ne osoittautuivat toimiviksi, lopuksi koottiin kaksi osaa VCO ja Kaskodi-vahvistin yhteen, toisin sanoen korvaamalla generisen värähtelijän VCO-oskillaattoriipiirillä. Kuvan (Kuva 93) oikealla puolella on Kaskodi-vahvistin. Vasemmalla puolella on VCO, minkä taajuutta voidaan vaihdella välillä 600 - 1 200 MHz vaihtelemalla ohjauksjännitettä VSS 0 - 5 V. Simuloinninkuvaajasta (Kuva 93 ja Kuva 94) nähdään, Vuo-oskillaattorista tuleva, vahvistettu signaali vihreänä. Vahvistetun signaalin taajuuden oikeellisuus, voidaan tarkistaa suorittamalla kyseiselle funktiolle FFT-muunnos.

18.2.1 Differential ja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio Orcadissa

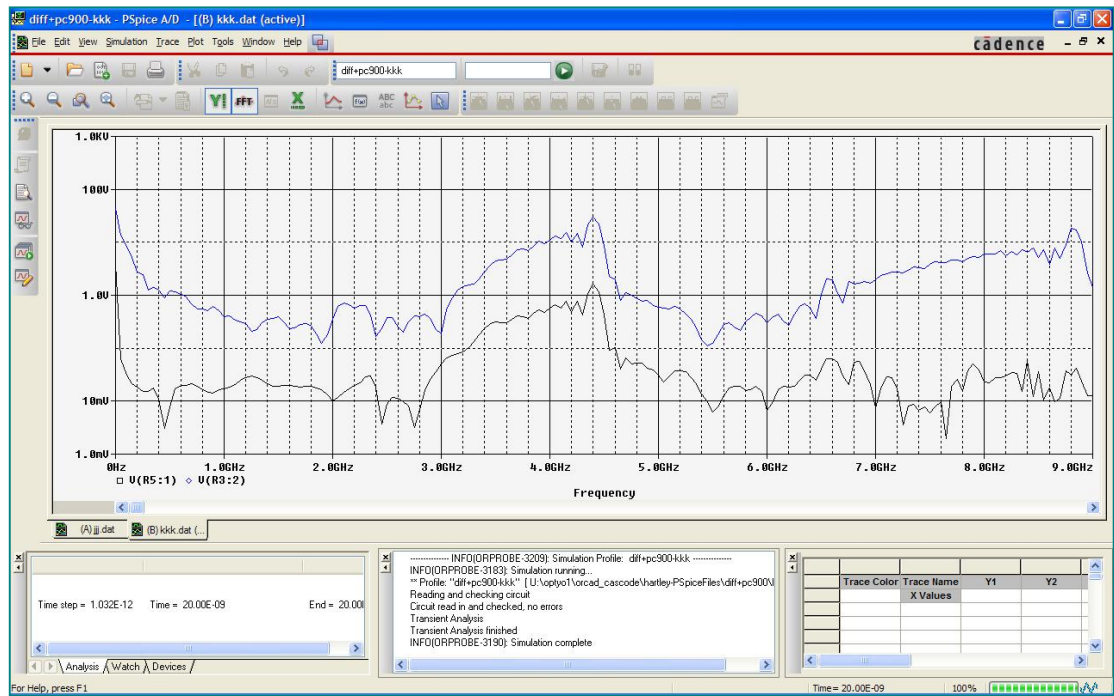
Seuraavaksi käydään läpi aiemmin tutkimamme VCO-piirien toimintaa yhdessä Kaskodi-vahvistimen kanssa. Aluksi testataan Differential VCO ja PC900-triodilla varustetun Kaskodi-vahvistimen kanssa Orcadissa (Kuva 93 ja Kuva 94).



Kuva 93. Differential VCO- ja Kaskodi- vahvistin PC900-triodilla piiri



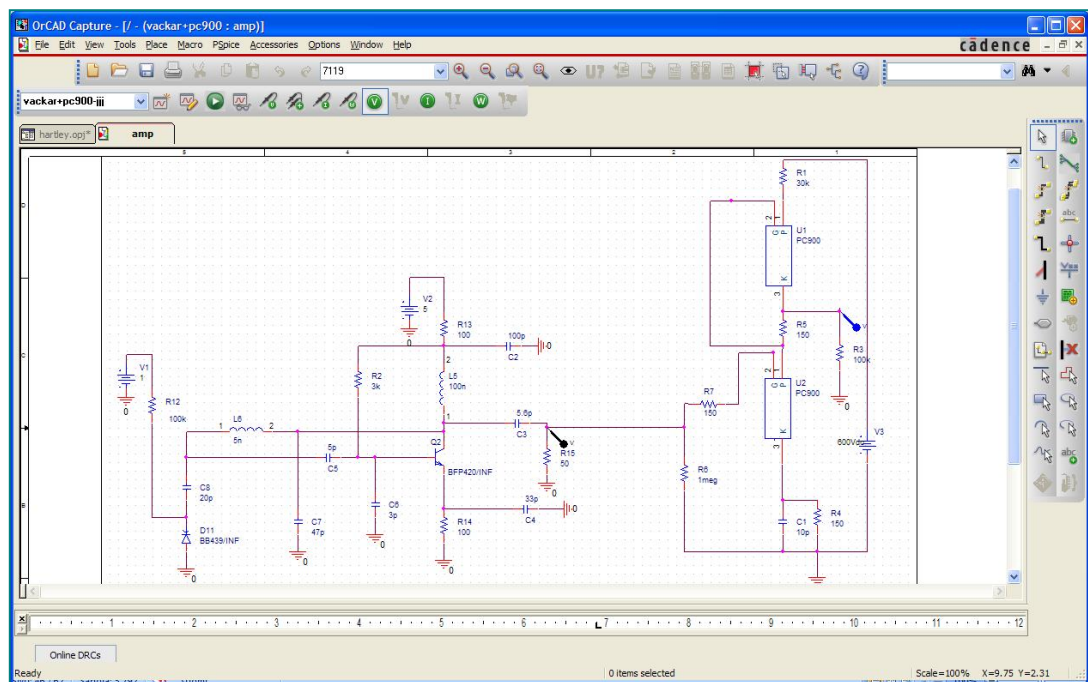
Kuva 94. Differential VCO- ja Kaskodi- vahvistin PC900-triodilla värähtely ja vahvistus



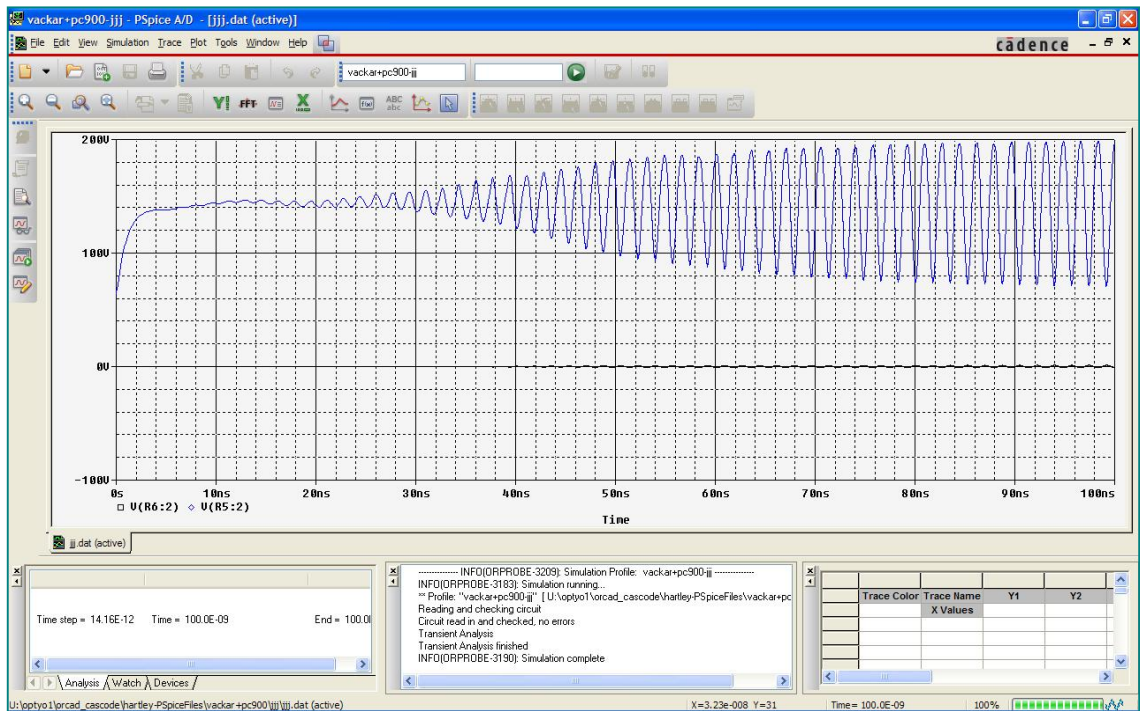
Kuva 95. Differential VCO- ja Kaskodi- vahvistin PC900-triodilla FFT-muunnos

18.2.2 Colpitts- ja Kaskodi PC900- triodilla simulaatio Orcadissa

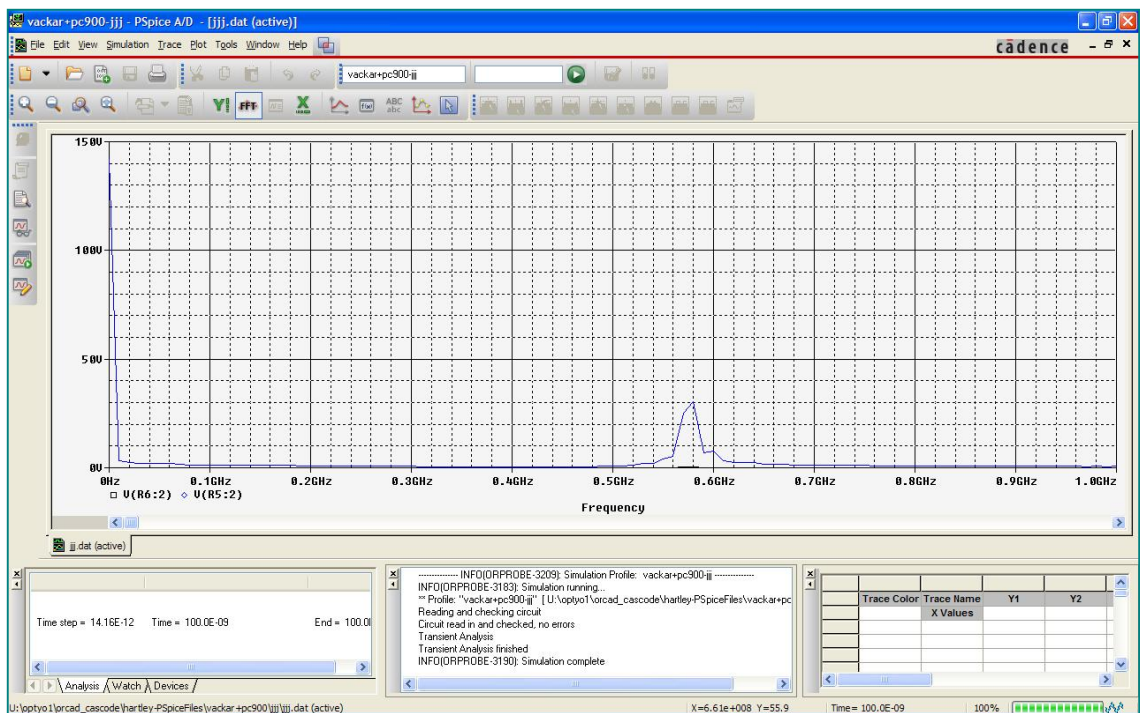
Colpitts VCO testataan PC900-triodilla varustetun Kaskodi vahvistimen kanssa Orcadissa piirikaavio (Kuva 96), siniaalto (Kuva 97) ja FFT-muunnos (Kuva 98).



Kuva 96. Colpitts VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla piiri



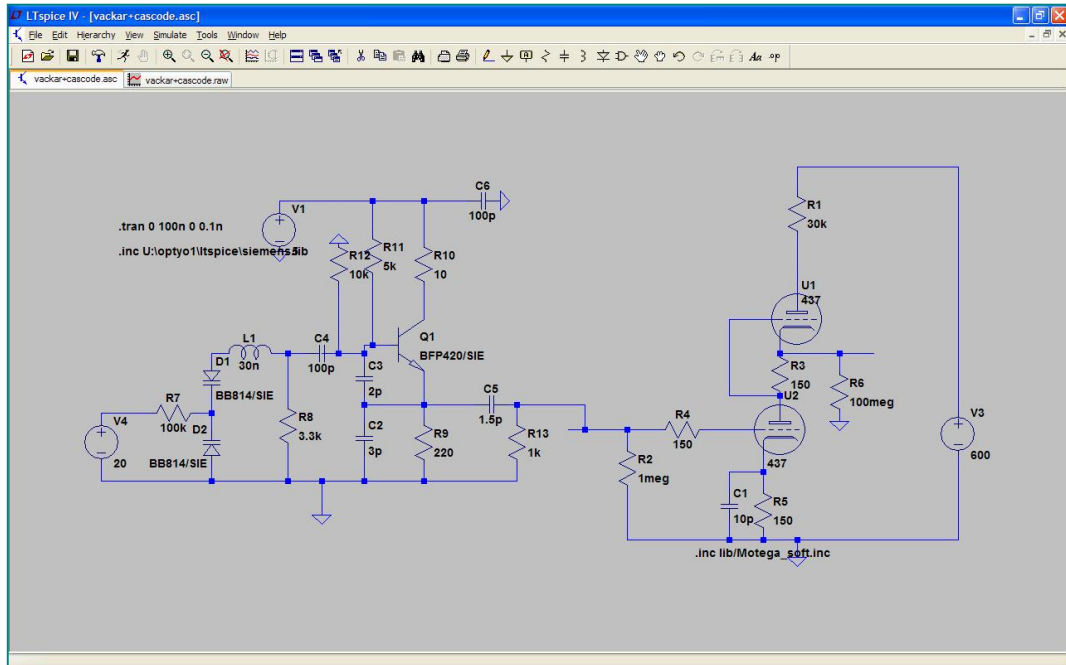
Kuva 97. Colpitts VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900 triodilla värähtely



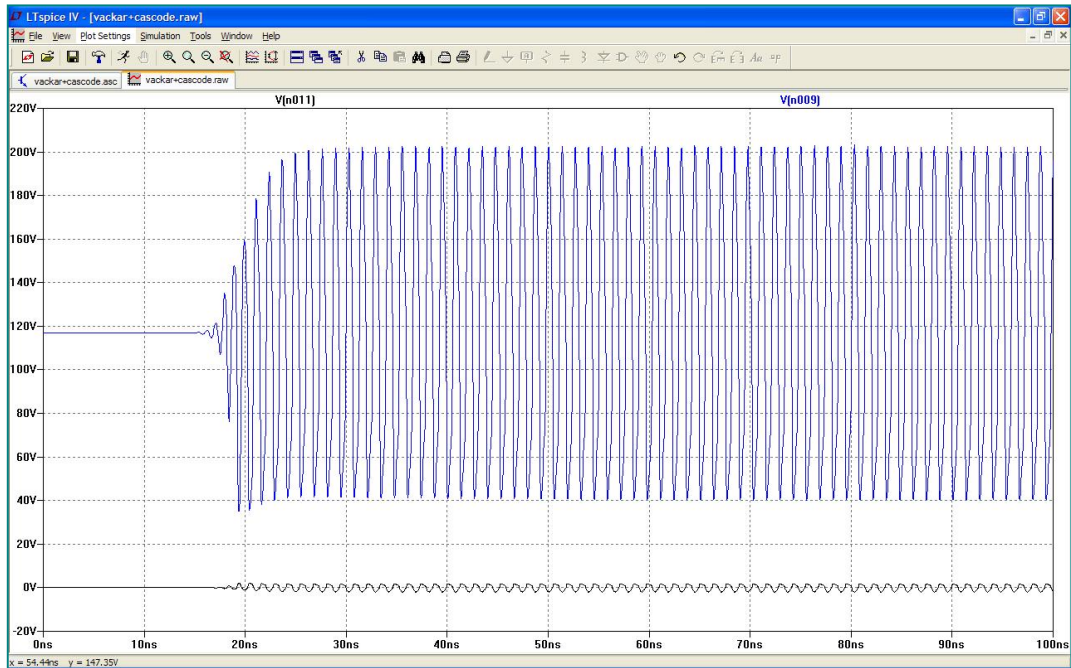
Kuva 98. Colpitts VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla FFT-muunnos

18.2.3 Vackarja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio LTspicessa

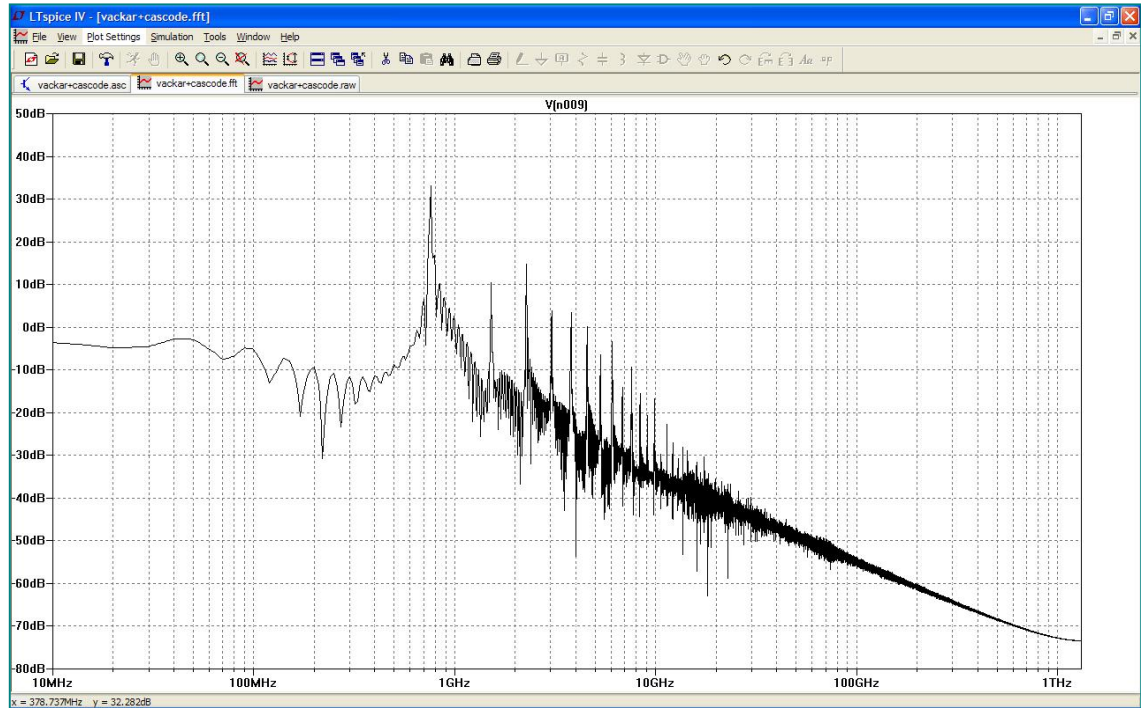
Vihdoin testataan Vackar-värähtelypiiriä ja PC900-triodilla varustetun Kaskodi-vahvistimen kanssa ensin Ltspicessa (Kuva 99).



Kuva 99. Vackar- ja Kaskodi- vahvistin 437-triodilla yhdistetty piiri LTspice



Kuva 100. Vackar- ja Kaskodi- vahvistin PC900-triodilla yhdistetty piiri LTspice värähtely

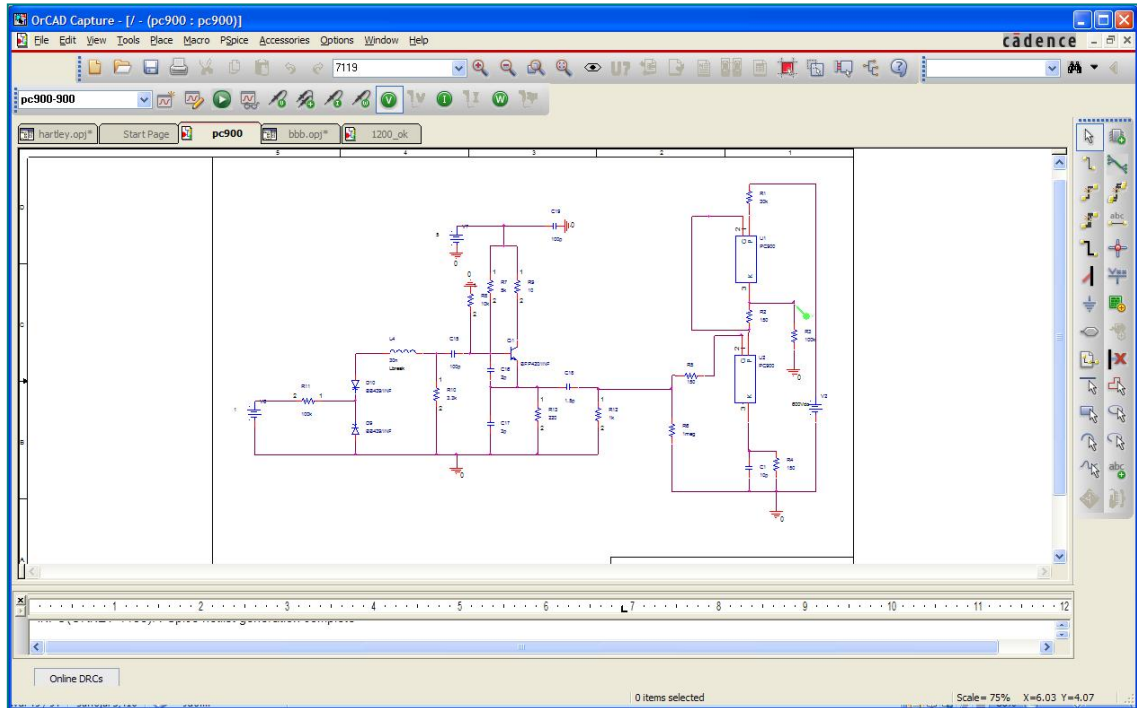


Kuva 101. Vackar- ja Kaskodi- vahvistin PC900-triodilla yhdistetty piiri LTspice FFT-muunnos

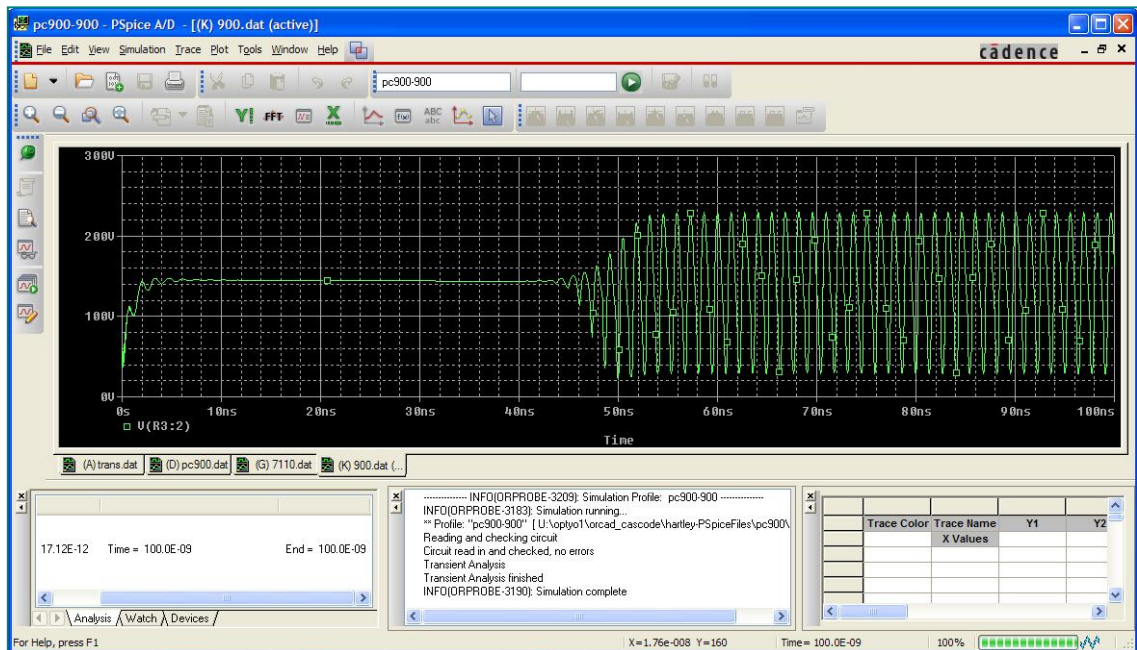
Kuvista (Kuva 100 ja Kuva 101) nähdään, että yhdistetty piiri toimii oikein ja ulostulossa saadaan oikea taajuus, jonka todettiin FFT-muunnoksella, oikealla vahvistuksella 30 V - 200 V.

18.2.4 Vackar ja Kaskodi PC900-triodilla simulaatio OrCadissa

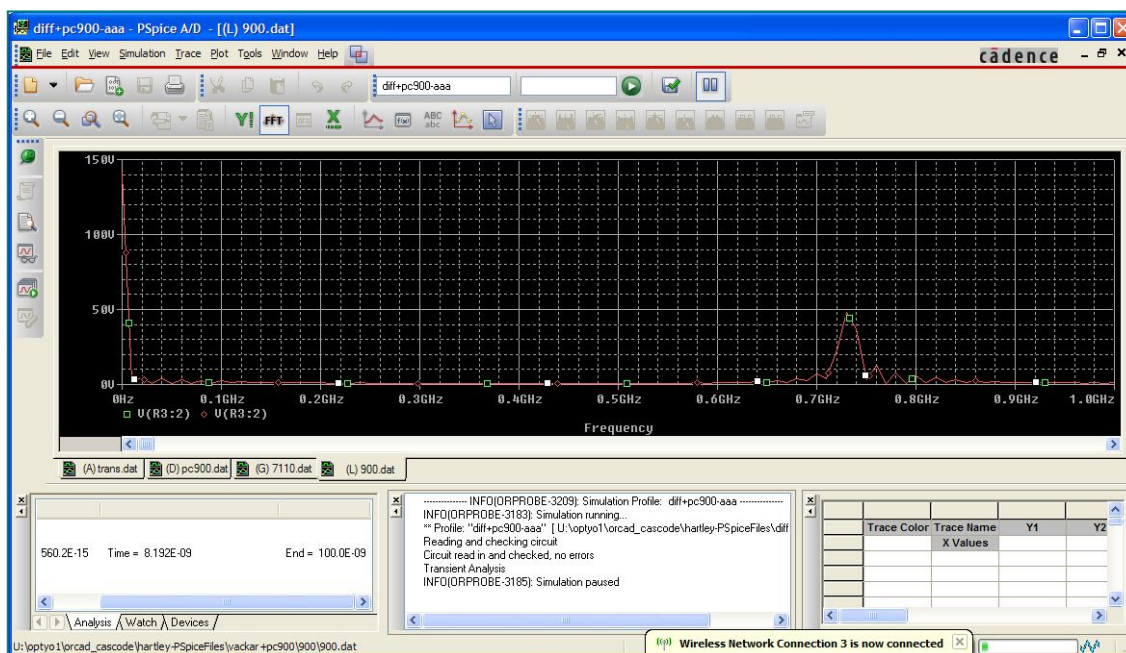
Vihdoin testataan Vackar-värähtelypiiriä ja PC900-triodilla varustetun Kaskodi-vahvistimen kanssa Orcadissa (Kuva 102 - Kuva 104).



Kuva 102. Vackar VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla yhdistetty piiri OrCadissa



Kuva 103. Vackar VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla yhdistetty piiri OrCad värähtely



Kuva 104. Vackar VCO- ja Kaskodi-vahvistin PC900-triodilla yhdistetty piiri OrCad FFT-muunnos

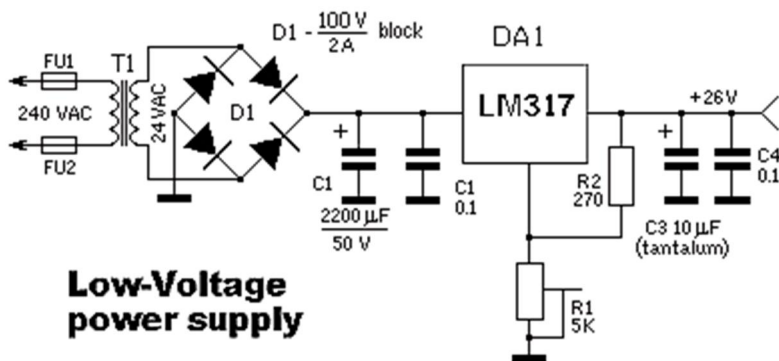
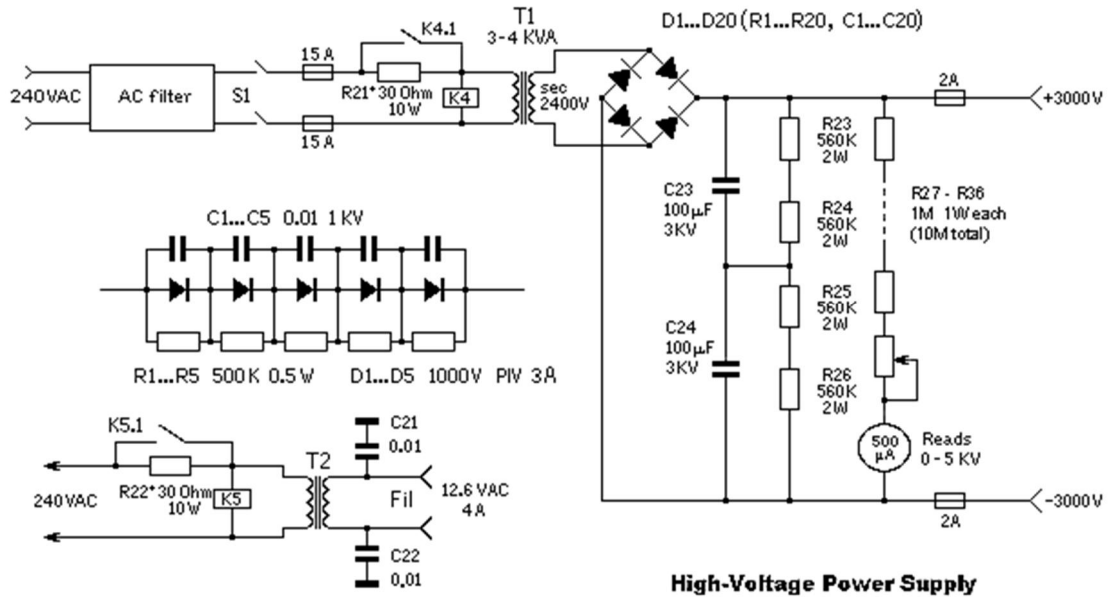
19 Tehoputken syöttöpiirin suunnittelu ja testaus

1.2 Muuntajien ja tasasuuntauspiirin kytkentä

Korkean jännitteen tasasuuntausdioidit rakentuvat joukosta sarjaan yhdistetyistä 3 A, 1 000 V pii-diodeista. Jokainen diodi rinnastetaan 500 k vastuksella ja 0,01 mF, 1 000 V keraamisella kondensaattorilla tasaamaan käänteisen jännitteen diodien yli ja poistamaan diodien synnyttämää "valkoista kohinaa", joka voi näkyä sivukaistan kohinana lähtösignaalissa.

Rinnakkaisvastuksen tarkka arvo on erisuuri ja riippuu PIV-diodista. $R = \text{PIV-diodin luokitus on kerrottava } 500 \text{ ohmilla}$. Esimerkki: diodien PIV-arvot ovat 1000. $1000 \times 500 = 500\,000 \text{ ohmia (500 k)}$, joten jokaista diodia on rinnastettava 500 k vastuksella.

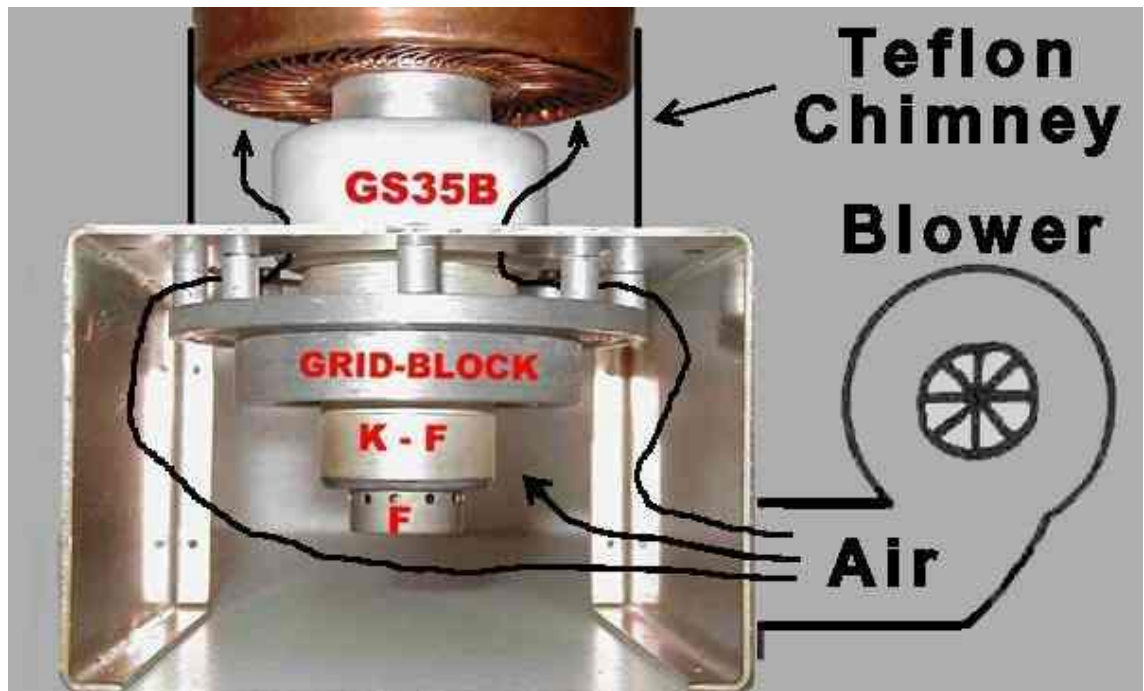
Virtalähteen toisiopuoli on tavanomainen. Virtalähde tuottaa noin 3200 voltia ilman signaalia ja 3000 voltia katodivirran olleessa 1 ampeeri. C23 ja C24 ovat suodatin kondensaattoreita. Kokonaisarvo 50 uF 6000 V. Elektrolyyttikondensaattorien käyttö ei ole kuitenkin suositua täällä (Kuva 105 ja Kuva 106).



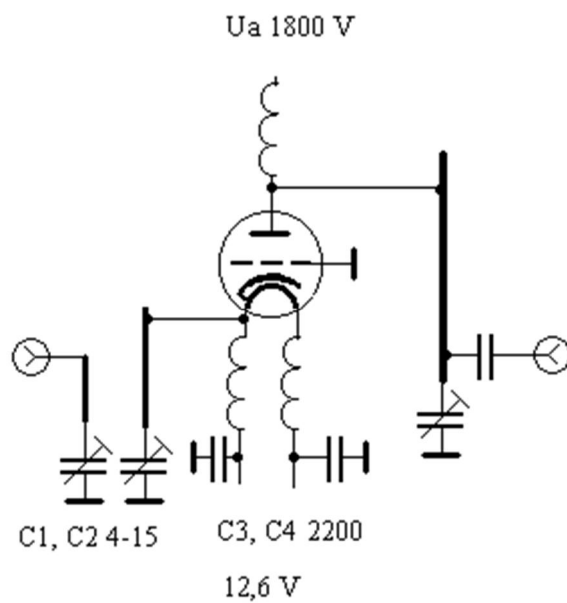
Kuva 105. Muuntajan, tasasuuntauspiirin ja putken kytkentä

1.3 Tehopotken kytkentä

Vahvistinpiirissämme (Kuva 106 ja Kuva 107) käytetään 6kW-hetkellisteho putkea (Kuva 106) johon liittyy erillinen jäähdytys rakennelmä. Piirikaaviosta nähdään C1,C2 komponentteista koostuva impedanssi-sovitus- ja suodatus-piiri. Keloilla L4, L5 varmistetaan piirimme erottumisen maasta. L3 on kuristin joka on 50 kieroosta ferriitti-sydämellä.



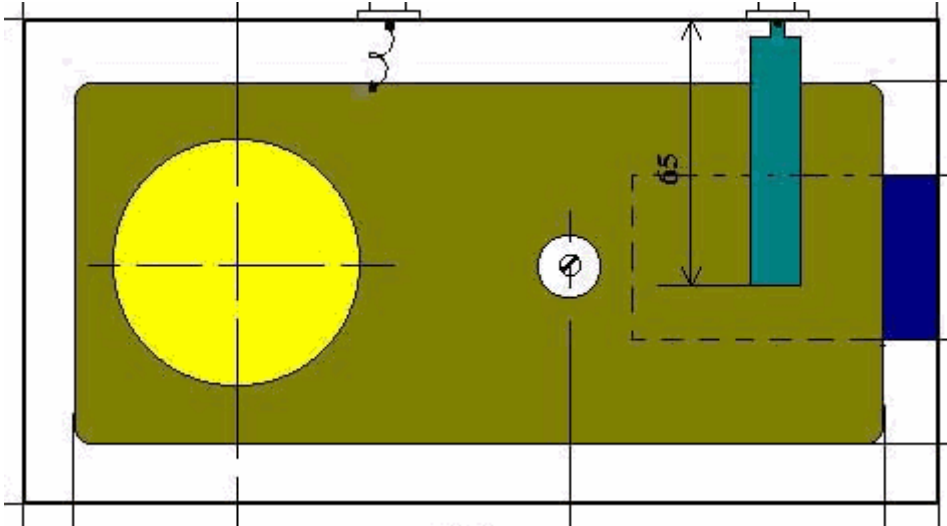
Kuva 106. Putken jäähdytys



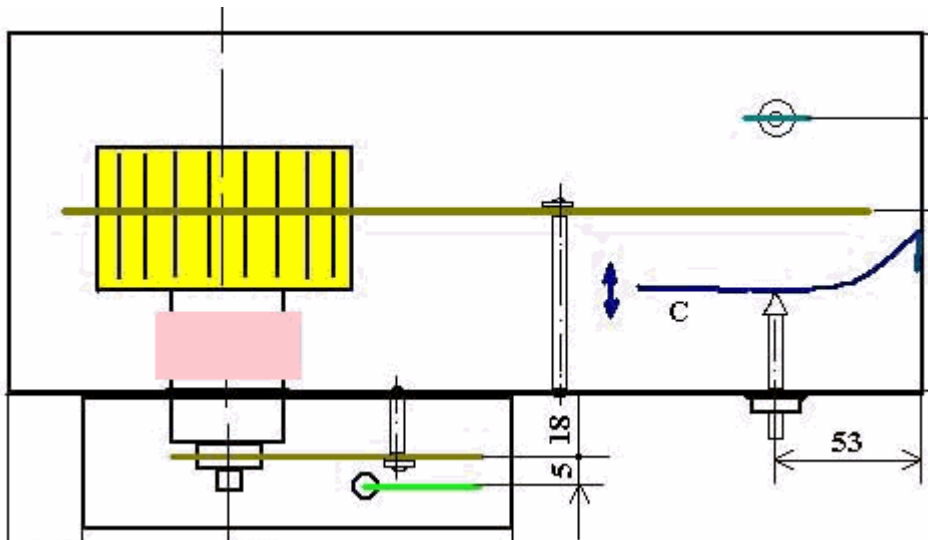
Kuva 107. Tehoputken piirikaavio VHF/UHF-taajuuskaistalle

Piiri on PI verkko , RF-anodin kuristin käämittiin 0,75 tuuman halkaisijan sauvalle, joka oli pujotettu 0.22 langalla. Kuristin on sijoitettu ohituskondensaattorin viereen ja syöte-

tään korkean-jännitteen potentiaalista kondensaattorin kautta (6 KV). Säätekondensaattori 150 pf toimii kuormana. Z-50 kela käytetään kuormakapasitanssin yhteydessä. Anodin viritys tapahtuu suljetulla silmukalla lähellä kylmää päätä, joka on 0,25 tuuman halkaisijaltaan kupariputki- anodi-kela (Kuva 107 - Kuva 108).



Kuva 108. Piirin fyysinen rakenne, anodin-puoleinen näkymä



Kuva 109. Katodin-puoleinen näkymä

Lankakuristin kierrettiin 0,50 cm halkaisijan ferriittisauvalle. Tehoputken biasointi on korkea, joten käytettiin paria 16 voltin, 50 watin, zenereita (1N3315B). 32 voltin biasointijännitteellä, tyhjäkäyntivirta on 120 mA. Käyttämällä neliasentoista kytkintä lisätään tehodiodeja (4 diodia), olemassaoleviin zenerieiden lisäksi, jolloin tuodaan tyhjäkäyntivirran nykyisestä 100 milliampeeriin. Noin 8 uHenrin (Z-50 toimii) RF-kuristinta käytetään syöttämään biasointia putken katodirenkaan. Kaikki johdot suodatetaan RF-kuristimella ja kytketään ohituskondensaattorin kautta. Käynnistysvirran leikkaamiseksi

lankamuuntajan ensiöön sijoitetaan termistori (CL-60). Lankamuuntajan jännitettä syötetään myös mikro-kytkimen kautta joka kytke putken pois päältä, jos ilma-jäähdytys katkeaa. Ilma tulee vahvistimeen ritiläkanavan kautta.

"T" sovitusta käytettiin virittämään tuloa säädettävissä etupaneelista. Induktorit ovat kukin noin 0,92 uH. Ne on valmistettu 10sta kierroksesta 0.19 lankaa ferriittisydämellä halkaisijaltaan 0,625 ja pituudeltaan 0,75 tuumaa. Säätokondensaattori on suuruudeltaan 50 pF.

Testaus tapahtuu hiilivastuksella suruudeltaan 2950 ohmia sidotettuna maasta putken anodiin simuloitaakseen kuorman impedanssia. Anodin piiri on viritetty 1-1 SWR suhteeseen käyttäen impedanssisilta (MFJ-269). 35 ohmin hiilivastus kytketään katodilta maahan testaamaan "T" sovitusta.

3800 voltilla ja 700 mA virralla anodissa, näillä arvoilla lähdöstä arvoidaan saavamme 1500 wattia tehoa ulos. Joka puolestaan ottaa noin 80 wattia käyttötehoa [12.].

2 Oskillaattoriipiirien suunnittelu ja rakentaminen piirilevyille

2.1 Värähtelijä-piirilevyjen toteutus Eagle Cadsoftissa

Piirilevyjen suunnittelu toteutetaan EagleCadsoft-ohjelmistotyökalulla. EAGLE (Easily Applicable Graphical Layout Editor, German, Einfachan zuwendender grafischer Layout-Editor) CADSOFT on joustava, laajennettavissa ja koodattavissa EDA sovellus piirilevy-editorilla, PCB layout editorilla, Autoreitittimellä, CAM- ja BOM- työkaluilla, se on CADSOFT Computer GmbH kehittämiä Saksassa, vuodesta 1988.

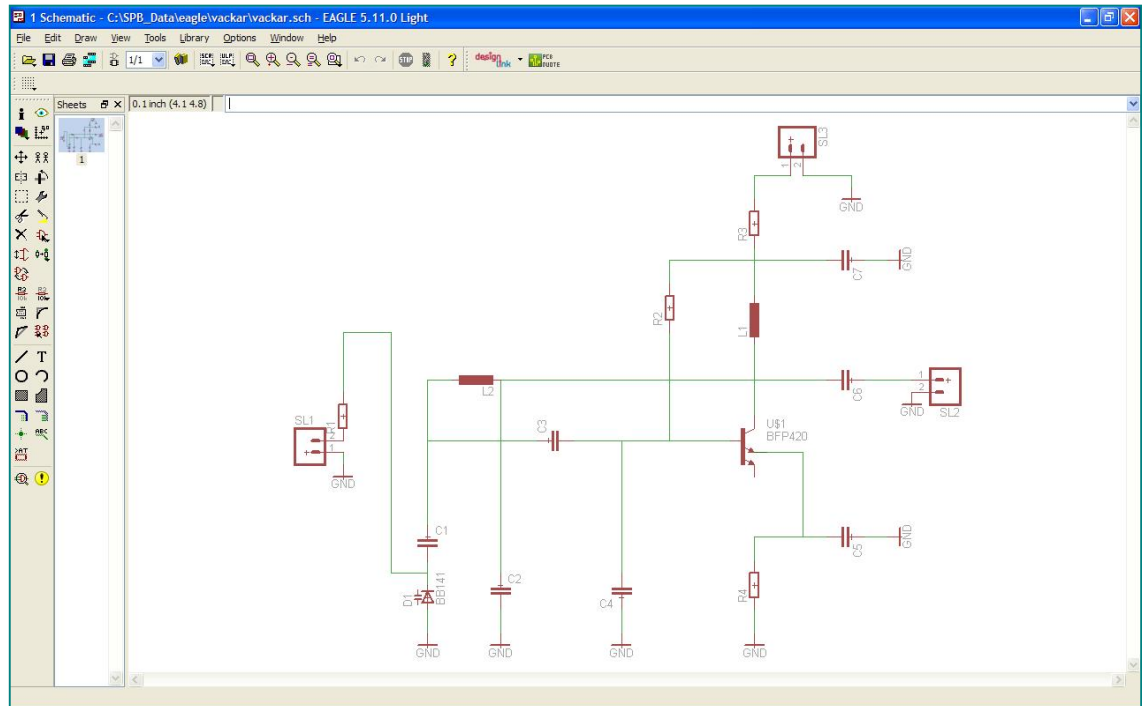
EAGLE kehitettiin alun perin 16-bittisenä sovelluksena DOSin alla, OS/2 tuella ja Windows lisättiin myöhemmin. Alkaen versiosta 4.0, EAGLE muutettiin 32-bittiseksi. EAGLE versio 4.0 vähensi myös DOS ja OS/2 tukea, mutta oli ensimmäisten ammattilaisten sähköisten CAD työkalujen joukossa saatavilla Linuxille. 32-bittinen DPMI-versio DOSin pohjainen EAGLE4,0 oli saatavilla erikoistilauksesta auttaakseen nykyisiä asiakkaita, mutta ei julkaistukaupallisesti. Alkaen versiosta 4.13, EAGLE tuli saatavana Mac OSX, jolloin versiot ennen 5.0.0 ovat yhä vaatineet X11. Versio 5.0.0 on virallisesti vähentänyt Windows 9x ja Windows NT 3.x /4.x. EAGLE 6.0.0 tukea eikä enää tue Mac

OSX Power PC alustaa (vain IntelMac), ja vähimmäisvaatimukset on muutettu Mac OSX 10.6, Linux 2.6 ja Windows XP:lle.

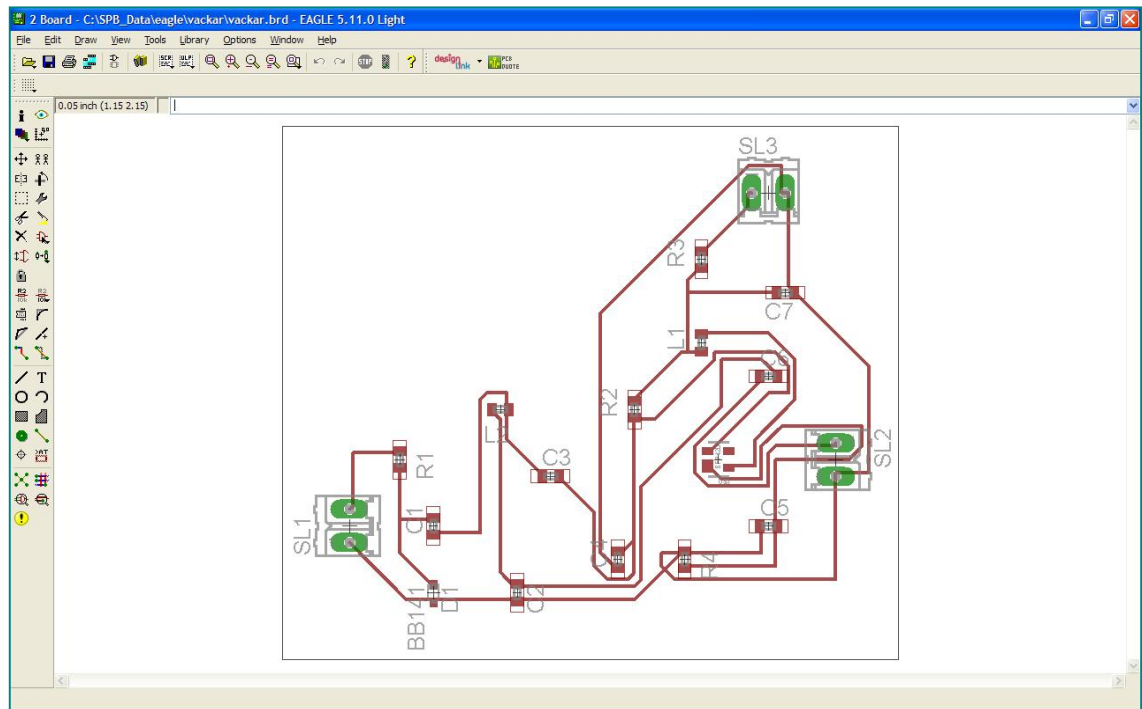
24 syyskuu 2009 Premier Farnell ilmoitti ostavansa CADSOFT Computer GmbH, EAGLEN kehittäjän. Eagle on suosittu pienempien design talojen keskuudessa ja tiedemaailmassa sen suotuisten lisenssiehtojen ja laajan komponenttikirjastojen saatavuuden Webissä. Harrastajaa taas houkuttaa ilmaisenlisenssin saatavuus. [11.]

19.1 Vackar oskillaattorin piirilevyn toteutus Eaglessa

Alla olevista kuvista nähdään Vackar-piirin komponentit yhdistettynä (kuva 73), Vackar piirin vedot nähdään kuvasta (Kuva 110).



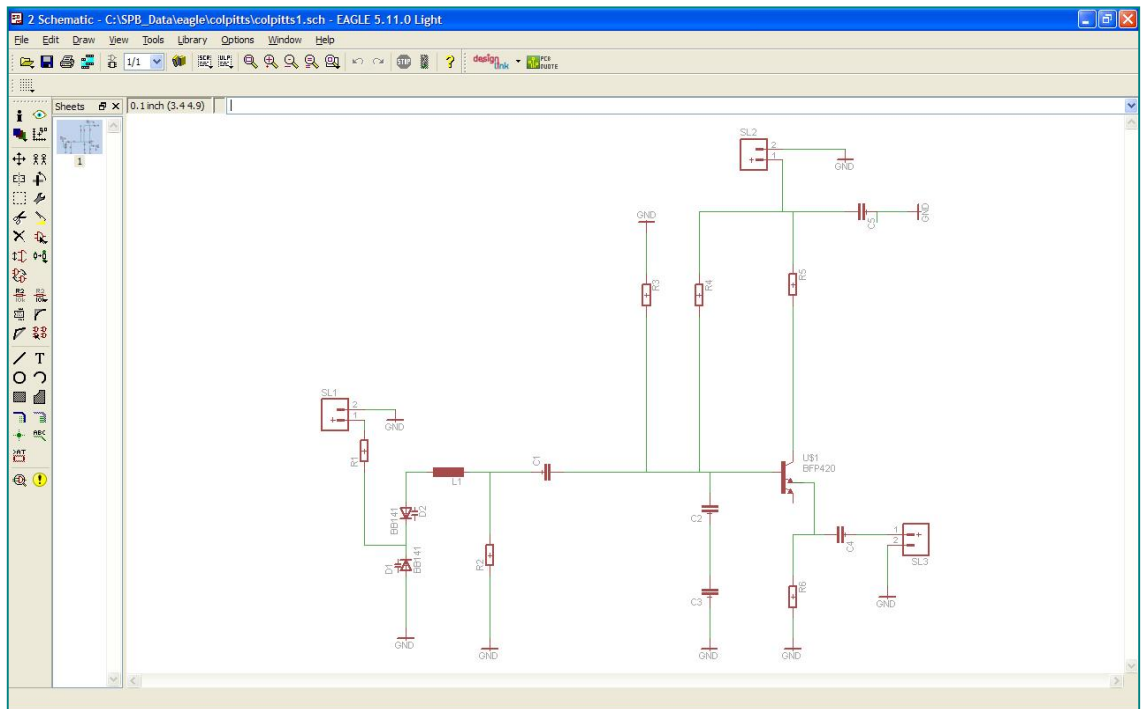
Kuva 110. Vackar-komponentit yhdistettynä



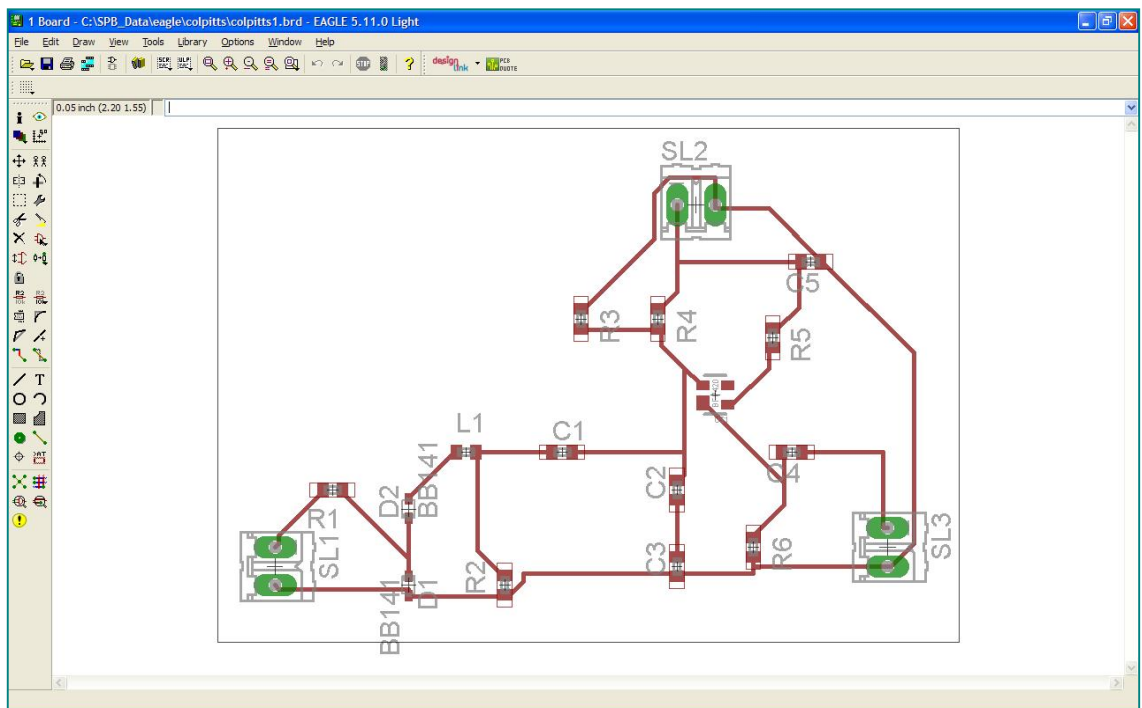
Kuva 111. Vackar-vedot

19.2 Colpitts-värähtelijän piirilevyn toteutus Eaglessa

Kuvista (Kuva 112 ja Kuva 113) nähdään Colpitts-piirin komponentit yhdistettynä, sekä nähdään Colpitts-piirin vedot.



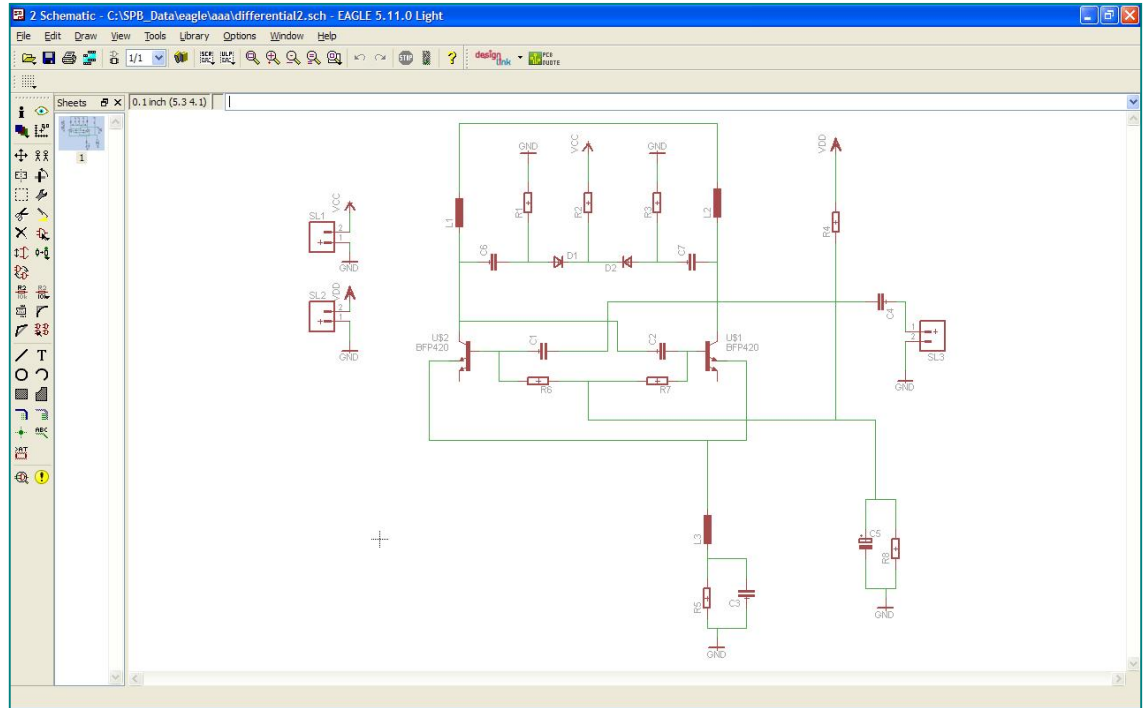
Kuva 112. Colpitts VCO-piiri



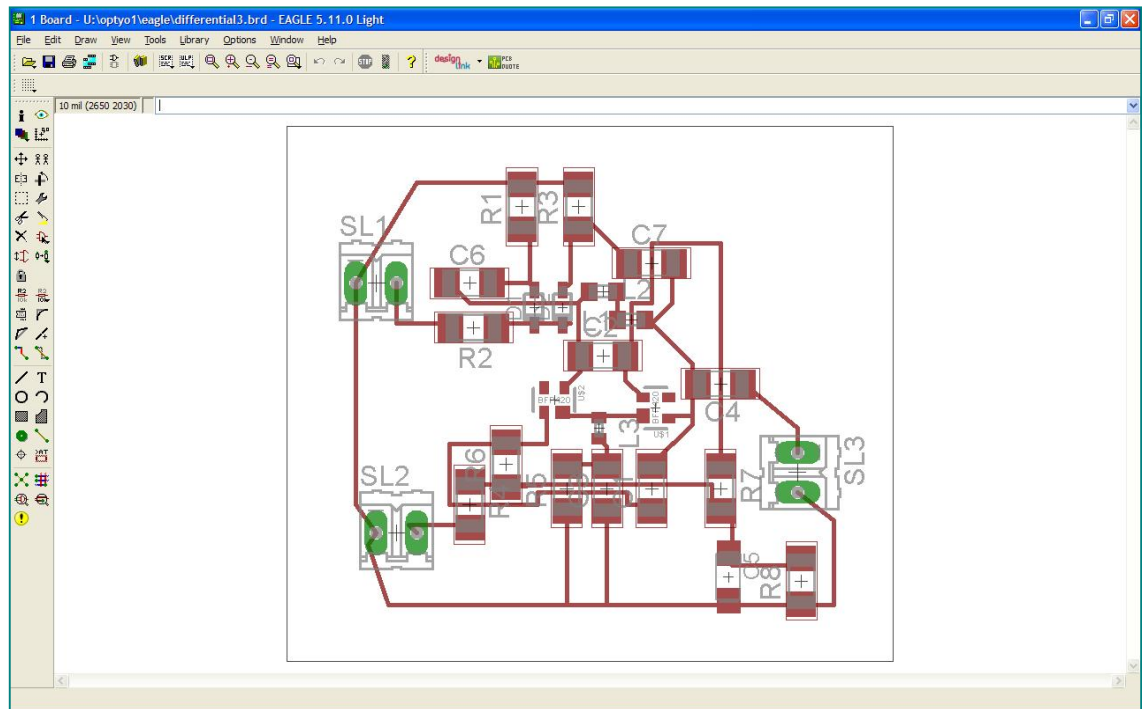
Kuva 113. Colpitts VCO-vedot

19.3 Differential Cross-Coupled värähtelijän piirilevyn toteutus Eaglessa

Kuvista (Kuva 114 ja Kuva 115) nähdään Differential Cross-Coupled-piirin komponentit yhdistettynä ja Differential Cross-Coupled-piirin vedot.



Kuva 114. Differential cross-coupled silkscreen

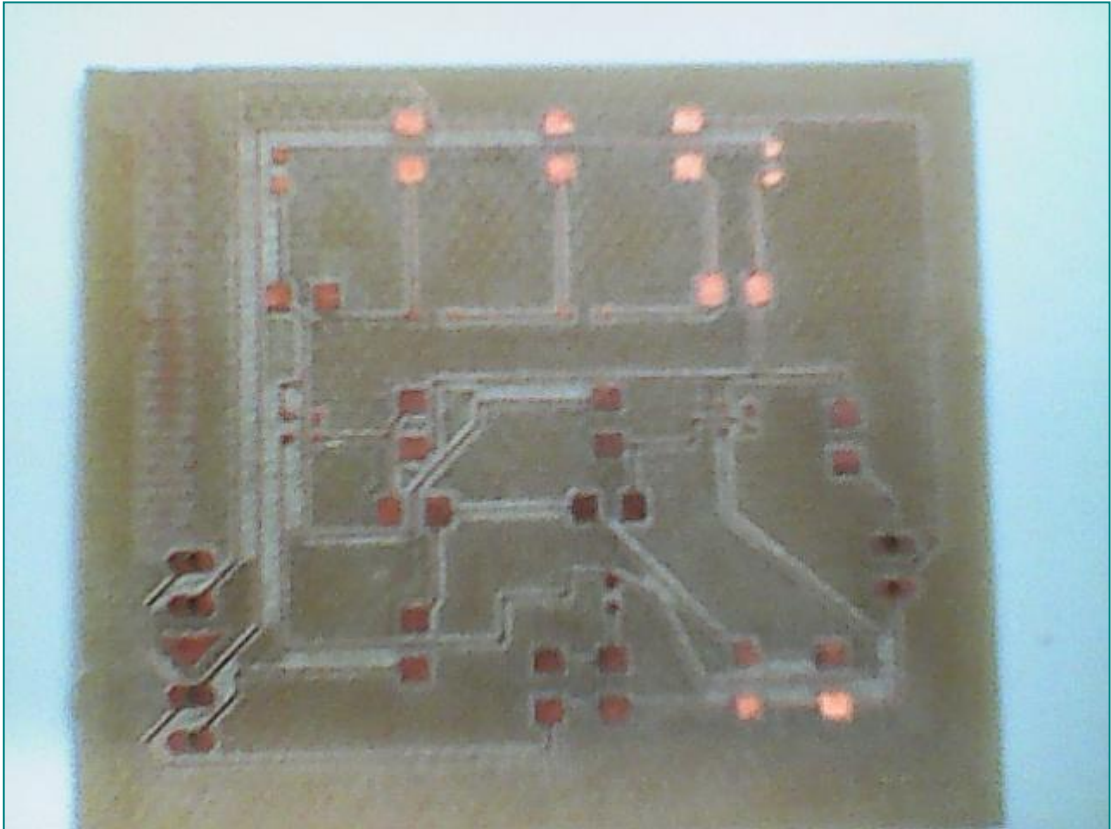


Kuva 115. Differential cross-coupled-vedot

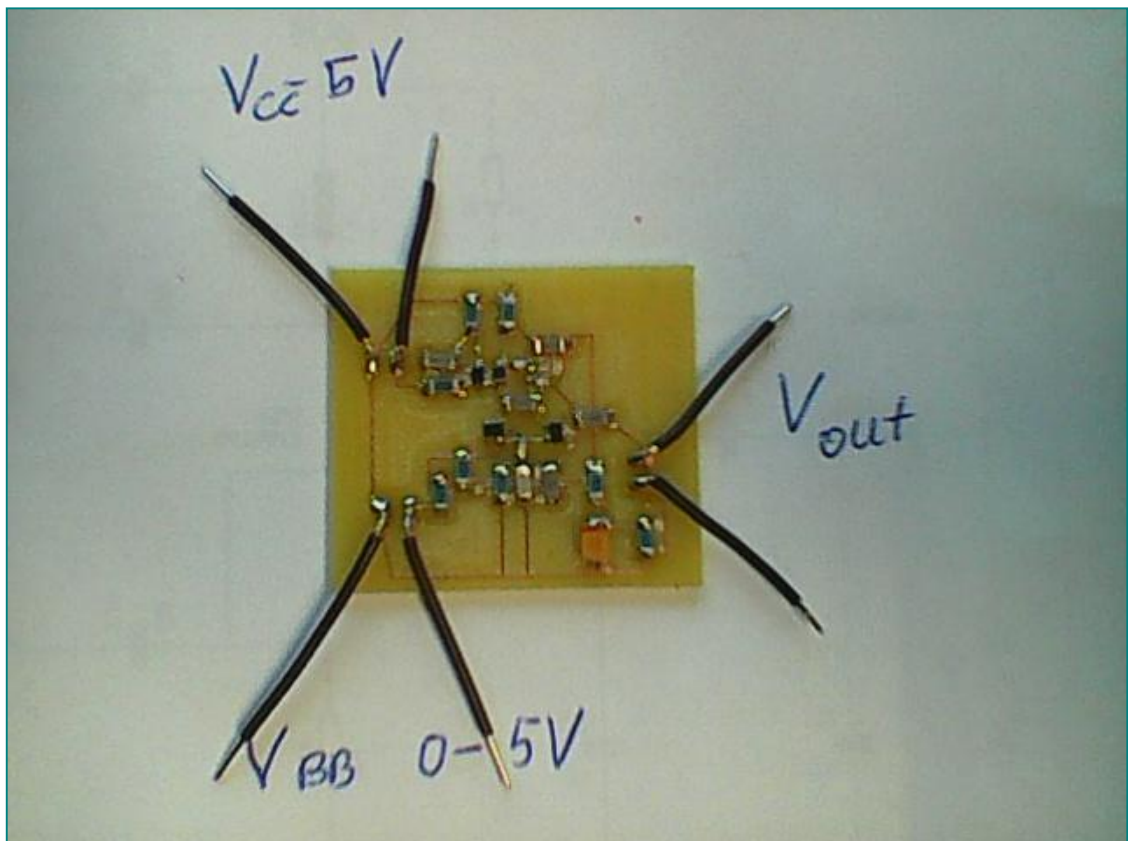
20 Piirilevyjen suunnittelu valmistus ja testaaminen

20.1 Differential cross-coupled valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla

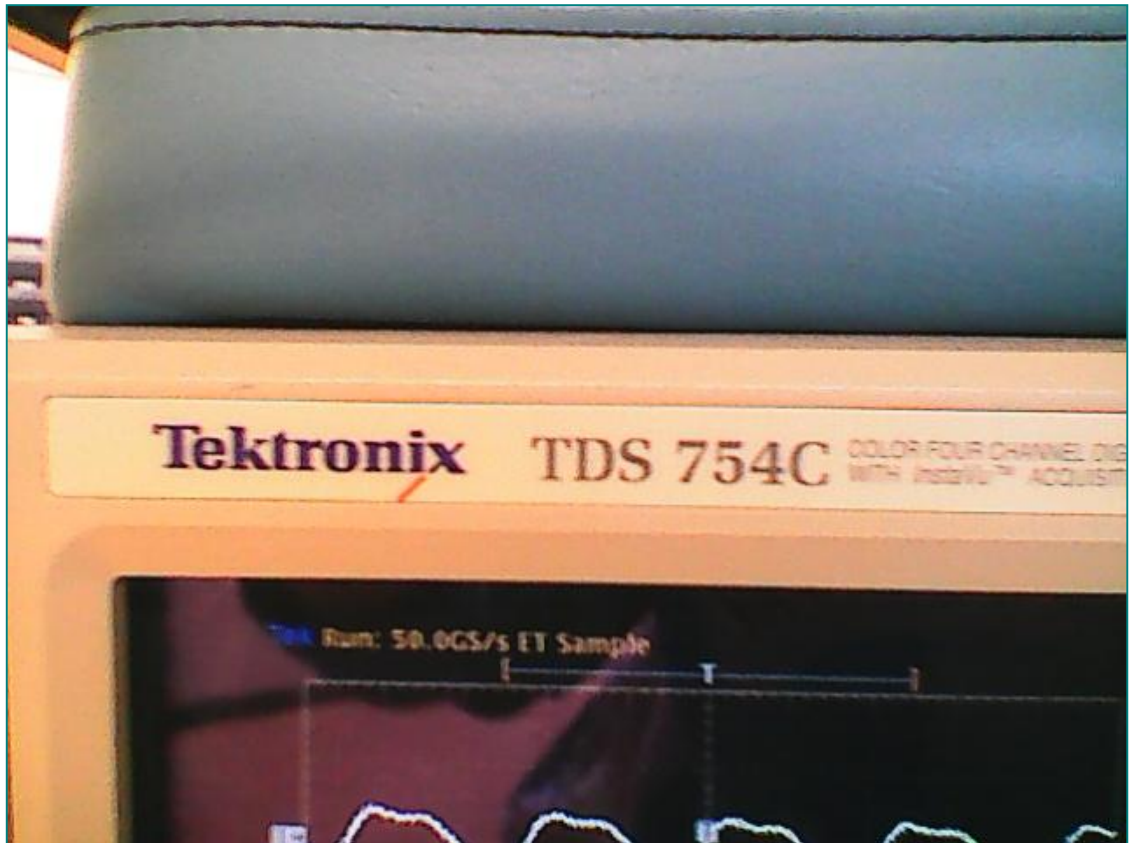
Differential Cross-Coupled värähtelijän jrsityn piiriin (Kuva 116) juotettiin komponentit, josta nähdään ohjaujännitteen sisääntulon V_{bb} (Kuva 117) syöttöjännitteen V_{cc} sisääntulo ja ulostulevan signaalin V_{out} . Piiriä saatiin korjattua muutaman yrityksen jälkeen.



Kuva 116. Differential cross-coupled jyrstittu piirilevy

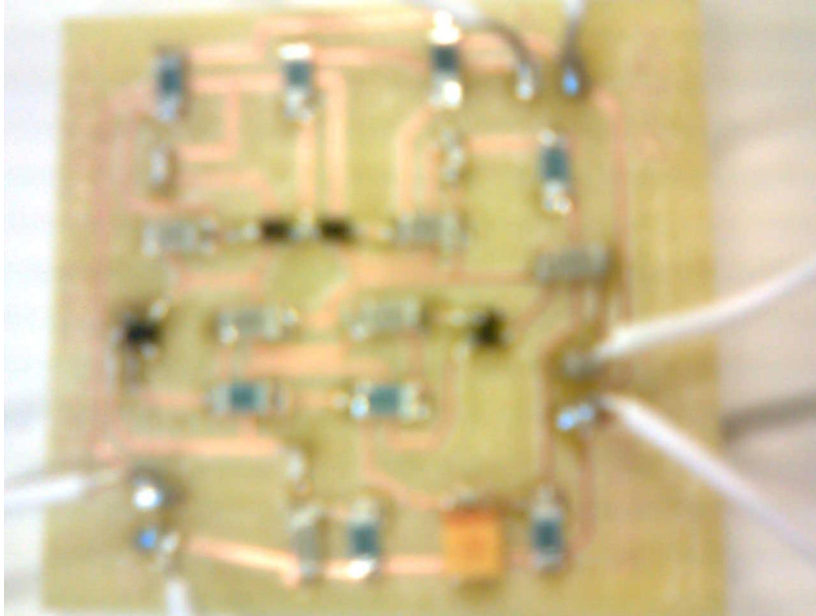


Kuva 117. Differential cross-coupled komponentit juotettuna



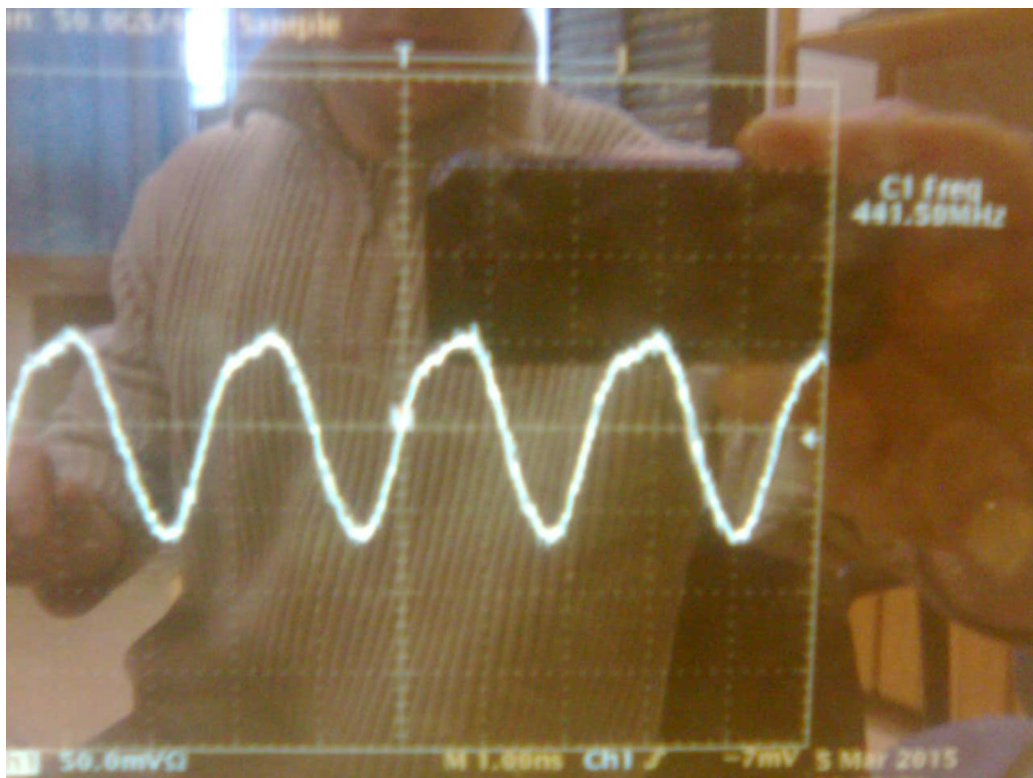
Kuva 118. Laboratorion Tektronix TDS 754C-oskilloskooppi

Taajuuden mittaamisessa kohdattiin vaikeuksia, sillä kaikki korkeakoulun oskilloskoopit yhtä lukuun ottamatta olivat 100 MHz:n taajuuksille suunniteltuja. Pelastuksena tilanteeseen löytyi Tektronix TDS 754C (Kuva 118) merkinen oskilloskooppi, jolla pystyttiin mittaamaan jopa Colpittsin korkeita UHF-värähtelytaajuuksia.

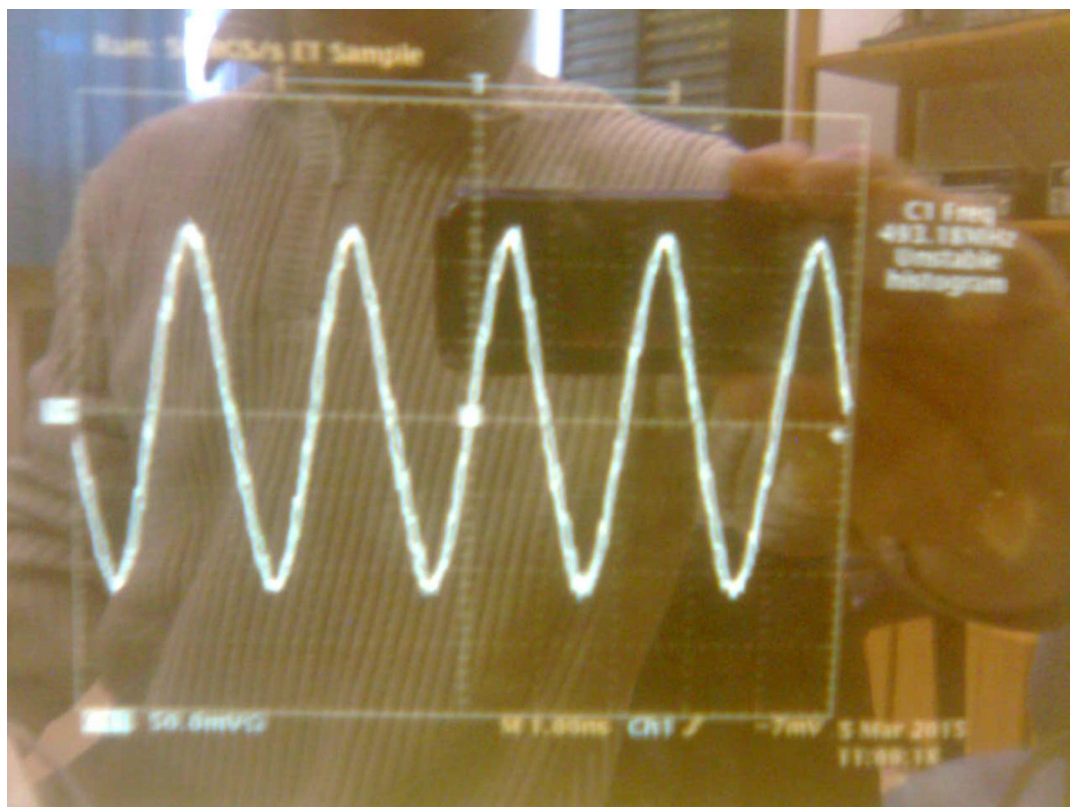


Kuva 119. Piirin testikytkentä

Kytkenässä nähdään HAMEG triplepowersupply HM7042 virtalähteeseen kytkettyä prototyypilevyä, jossa V_{bb} säädettiin 0 - 5 V ja toista potentiaalia eli V_{cc} pidettiin 5 V:n vakiotasolla. Ulostuloon kytkettiin 5 Kohm:in kuormaresistanssi, jonka yli signaalia mitattiin (Kuva 122).



Kuva 120. 0V-potentiaalilla saadaan taajuudeksi 441MHz



Kuva 121. 26.2V-potentiaalilla saadaan taajuudeksi 493MHz

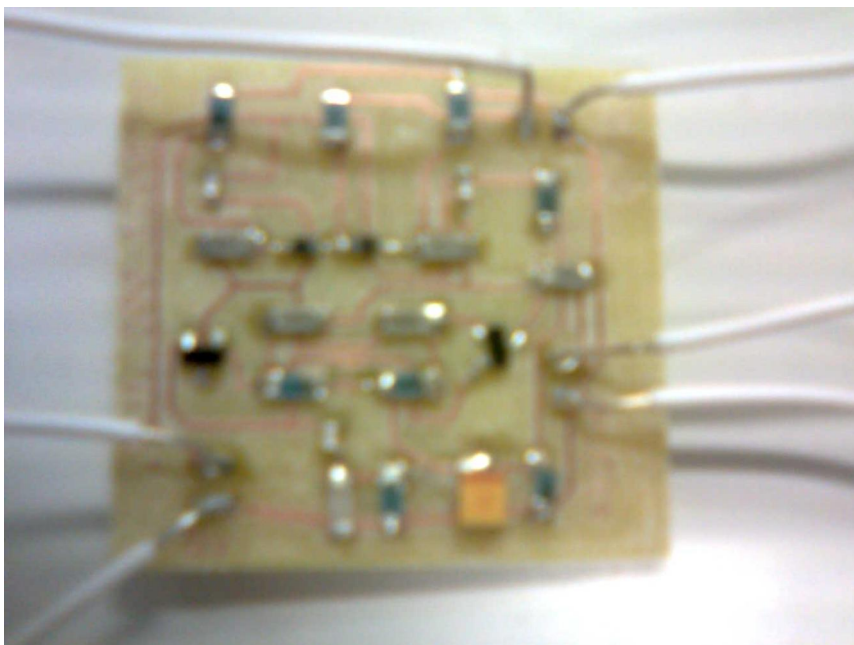


Kuva 122. Volttimittarilukema

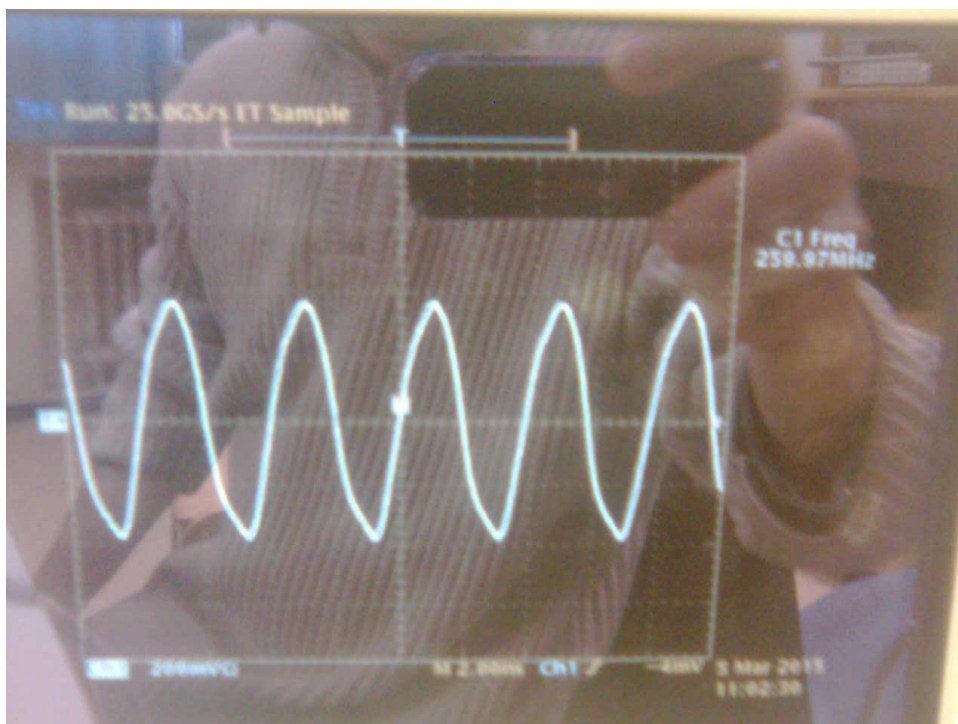
Testistä saatiin toivotut tulokset ja samanmuotoinen siniaalto mitä simulaatiossakin saatiin. Kuvista nähdään, että piiri värähtelee taajuudella 475,06 MHz kun V_{bb}:n jännite on 0 V:n tasolla (Kuva 122) ja 949,37 MHz:n taajuudella V_{bb}n olleessa 5 V potentiaalissa (Kuva 123).

Kuva 123. oskilloskoopin näyttämä taajuus 949.37 MHz Vbb jännitteellä 5 V

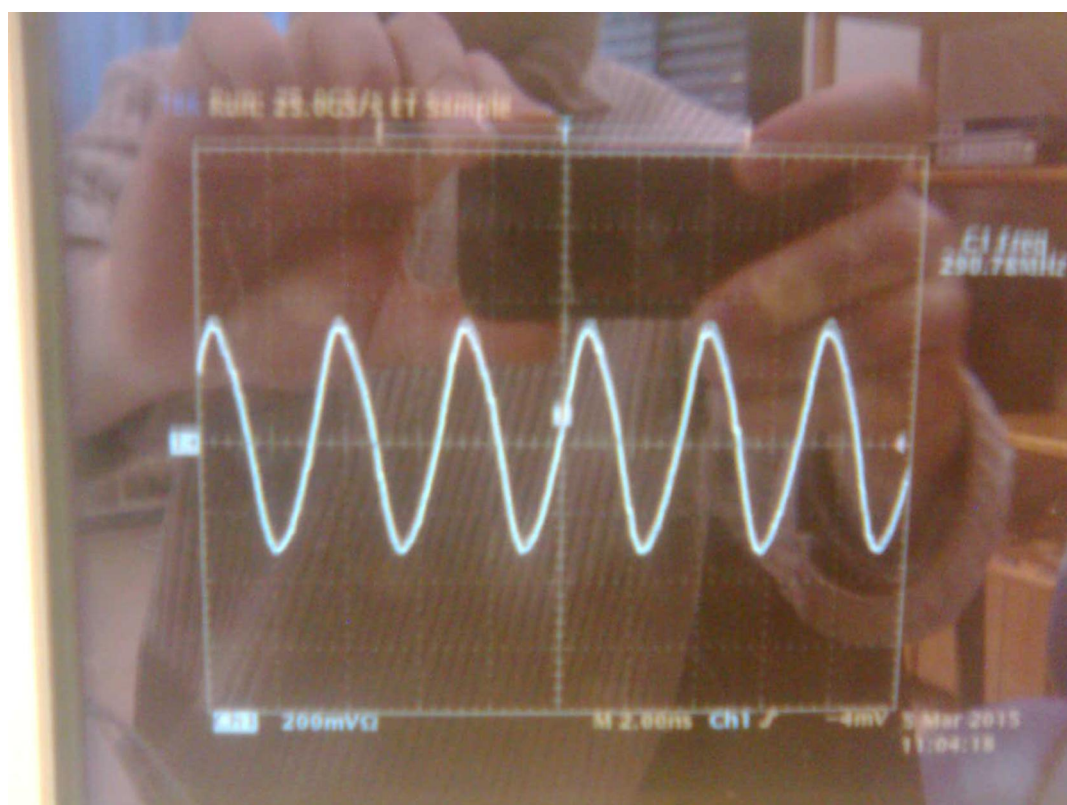
20.2 Differential cross-coupled valmistus ja testaaminen BFR540-transistorilla



Kuva 124. Piirikytkentä



Kuva 125. 0 V-potentiaalilla 259 Mhz



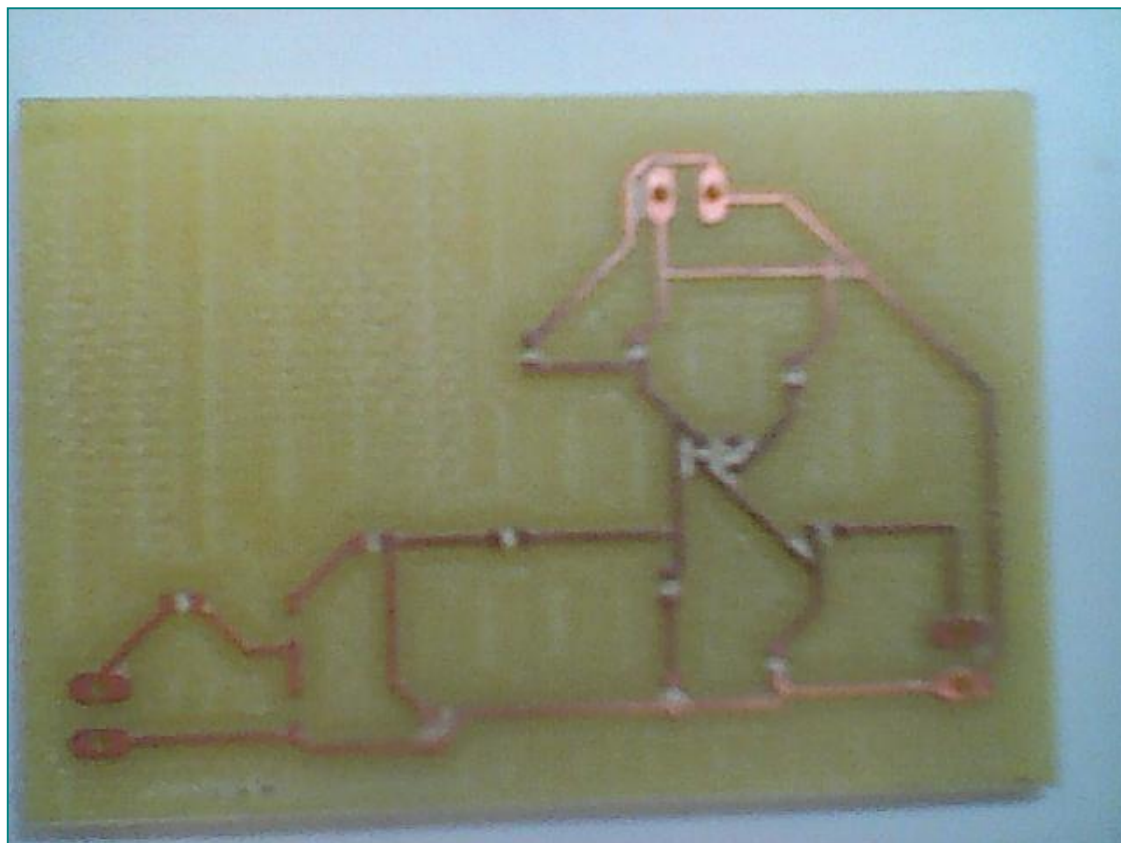
Kuva 126. 23.9 V-potentiaalilla 292 Mhz



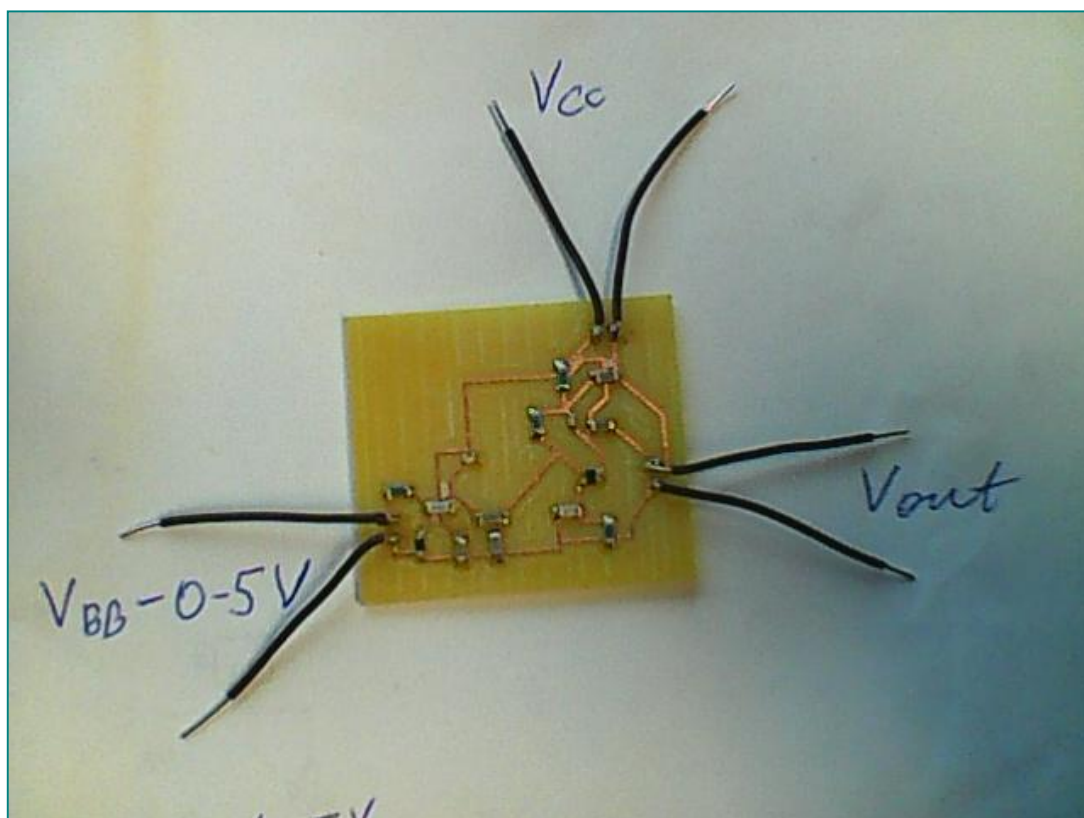
Kuva 127. Volttimittarin lukema

20.3 Vackar-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla

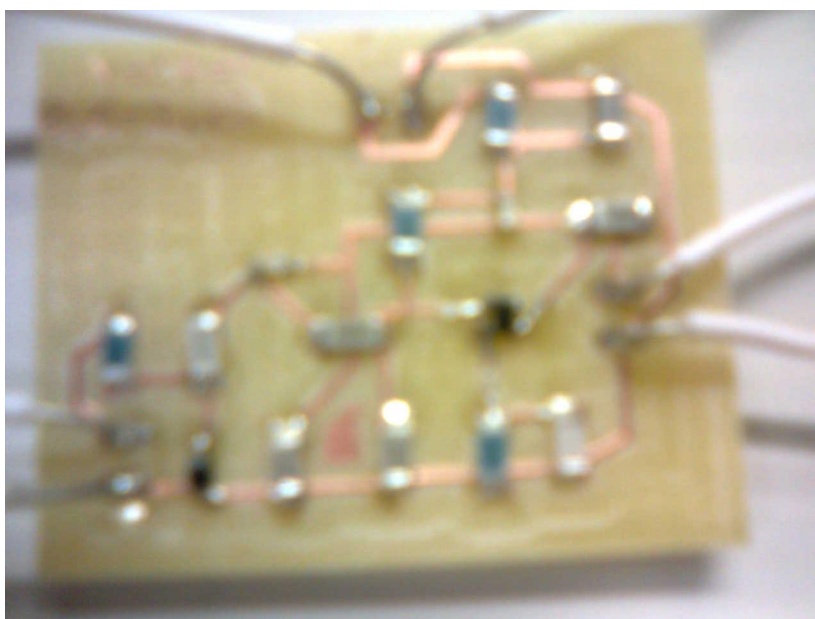
Vackar värähtelijän jysityn piiriin (Kuva 128, ks. seur. s.) juotettiin komponentit, josta nähdään ohjausjännitteen sisääntulon V_{bb} syöttöjännitteen V_{cc} sisääntulo ja ulostulevan signaalin V_{out} (Kuva 129, ks. seur. s.).



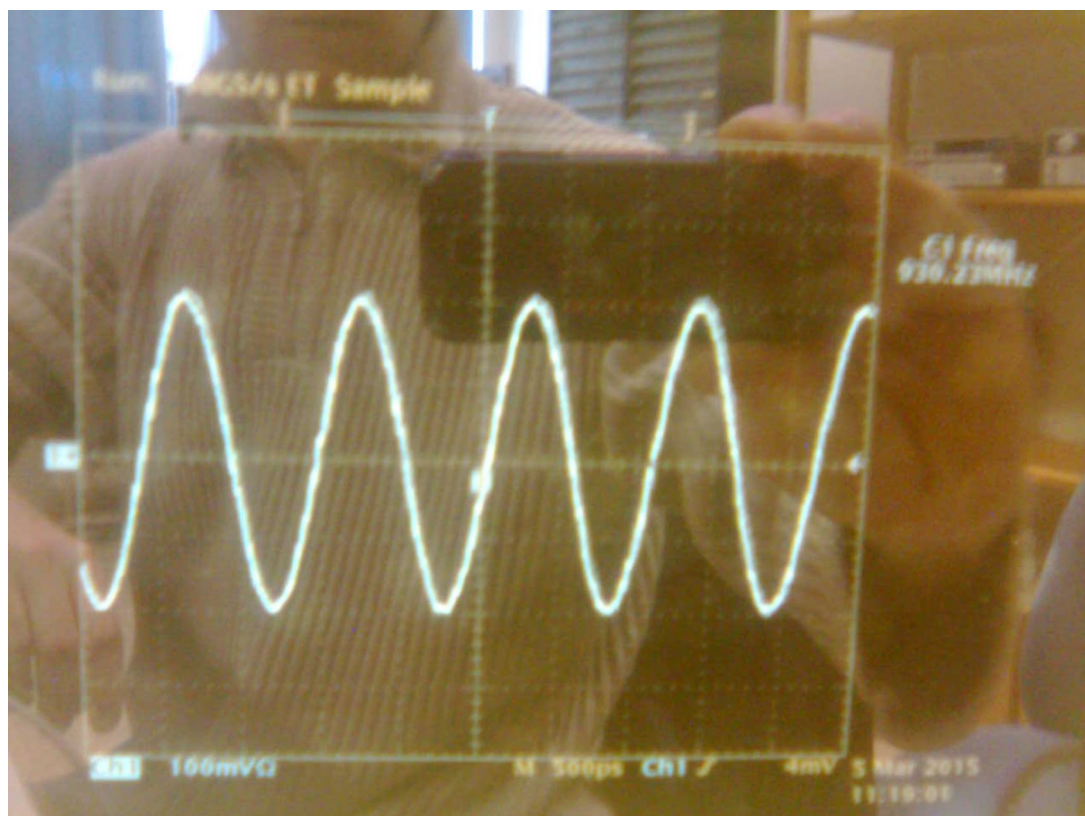
Kuva 128. Vackar jysittu piirilevy



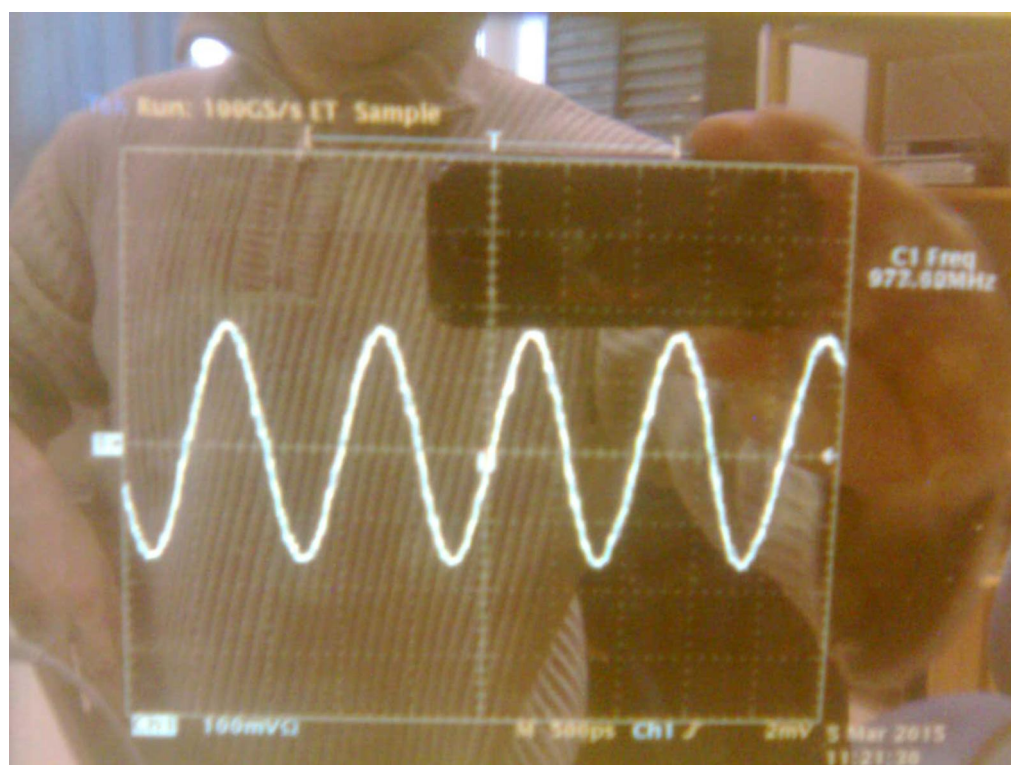
Kuva 129. Vackar komponentit juotettuna



Kuva 130. BFP420-transistorilla



Kuva 131. 0 V-potentiaalilla



Kuva 132. 8.4 V-potentiaalilla

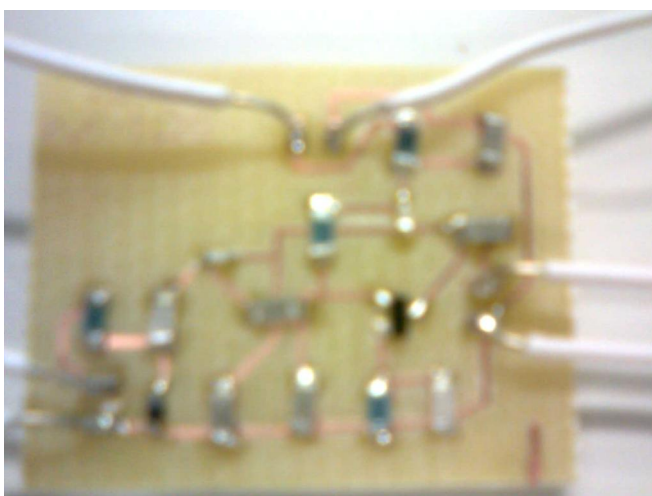


Kuva 133. Mittarilukema

Vackar piirissä, saatavana olevilla komponenteilla, huomattiin epästabiliutta (Kuva 134), jolloin taajuus hyppäsi välillä 300 - 600 MHz, niin kuin aikaisemmin havaittiin myös simulointiohjelmassa.

20.4 Vackar-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFR520-transistorilla

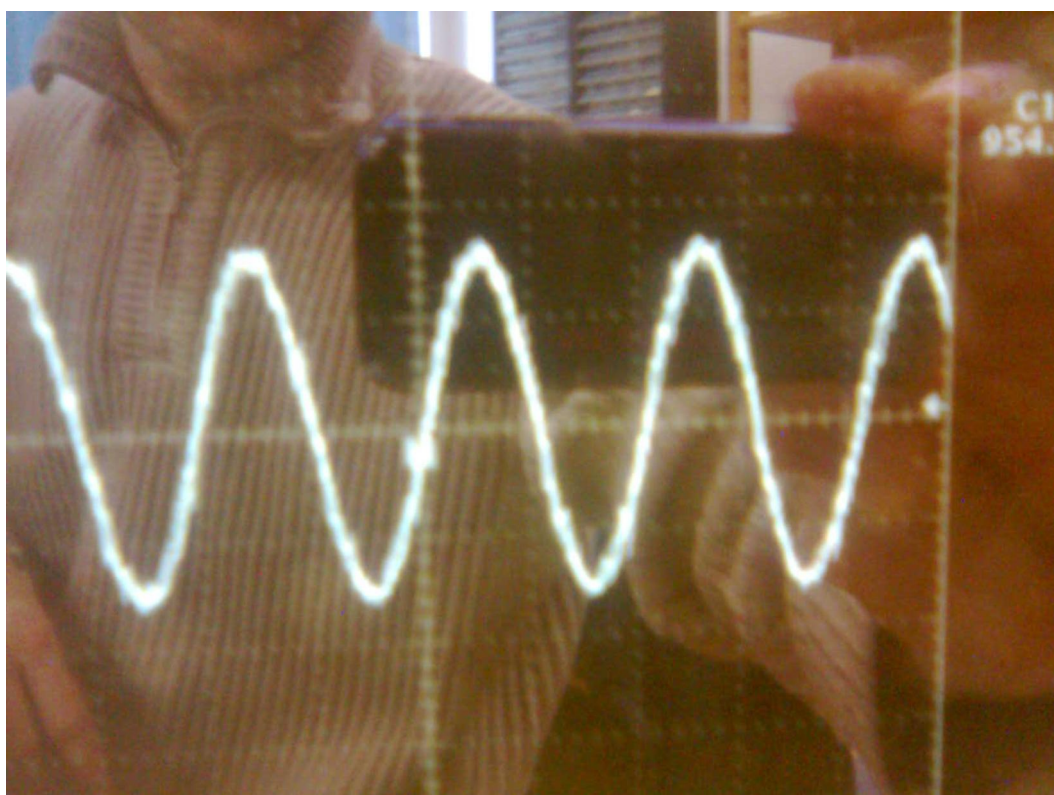
Kuvista (Kuva 135 - Kuva 138) nähdään taajuudet joitten välillä taajuus vaihtelee, sini-aalto vaikuttaa puhtaalta.



Kuva 134. Vackar-piiri



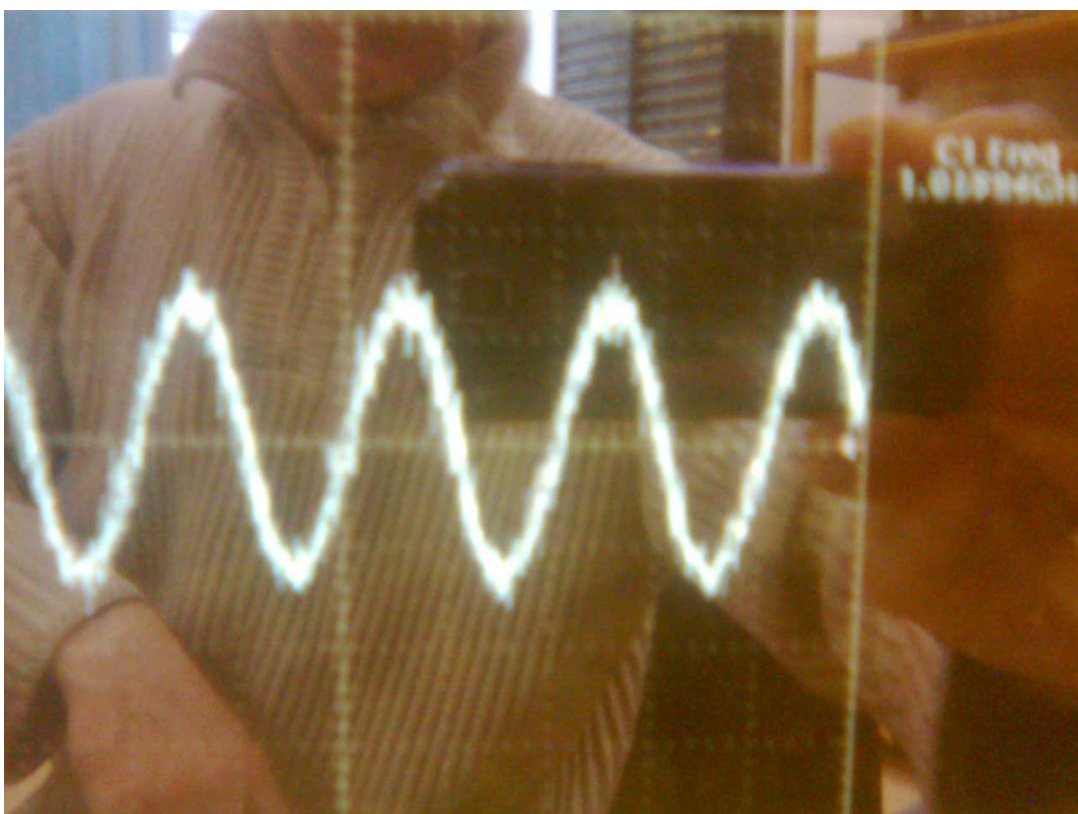
Kuva 135. 0 V-potentiaalilla 862 MHz



Kuva 136. 16 V-potentiaalilla 954 MHz



Kuva 137. Volttimittarinlukema



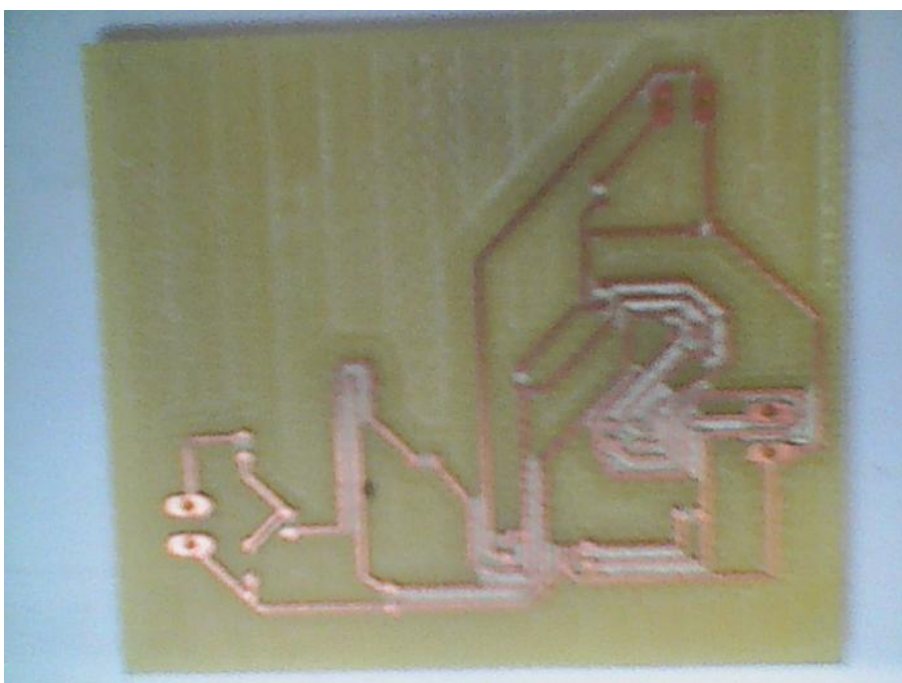
Kuva 138. Säröytynyt 1 GHz-signaali 20.2 V-jännitteellä



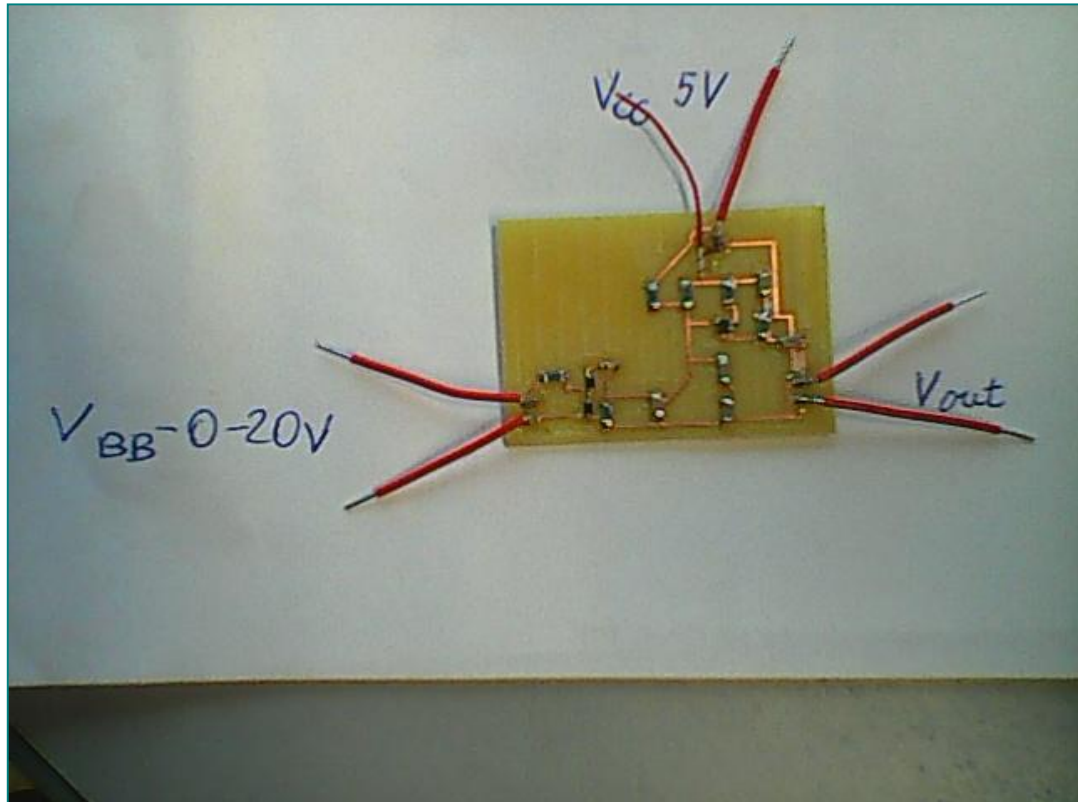
Kuva 139. Volttimittarinlukema

20.5 Colpitts-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFP420-transistorilla

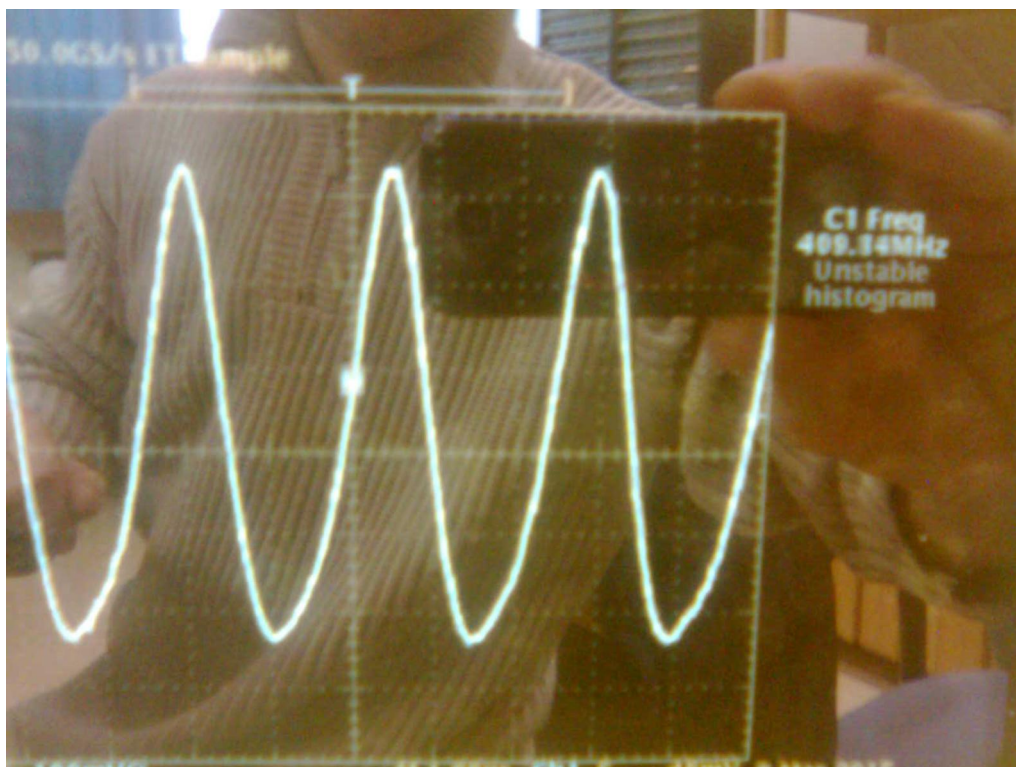
Colpitts-värähtelijän jyrityn piiriin (Kuva 140) juotettiin komponentit, josta nähdään ohjausjännitteen sisääntulon V_{bb} syöttöjännitteennapojä V_{cc} sisääntulonapojä ja ulos-tulevan signaalin V_{out} napojä (Kuva 141).



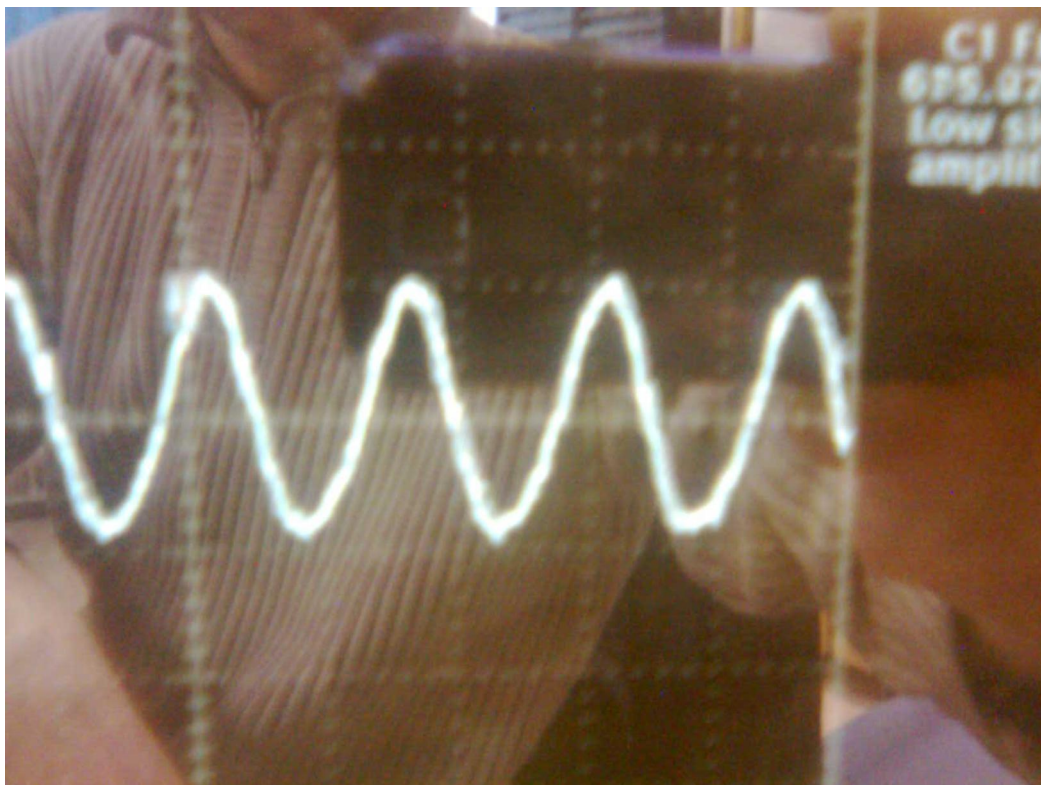
Kuva 140. Colpitts jyrityn piirilevy



Kuva 141. Colpitts komponentit juotettuna



Kuva 142. 0V-potentiaalilla 409 MHz



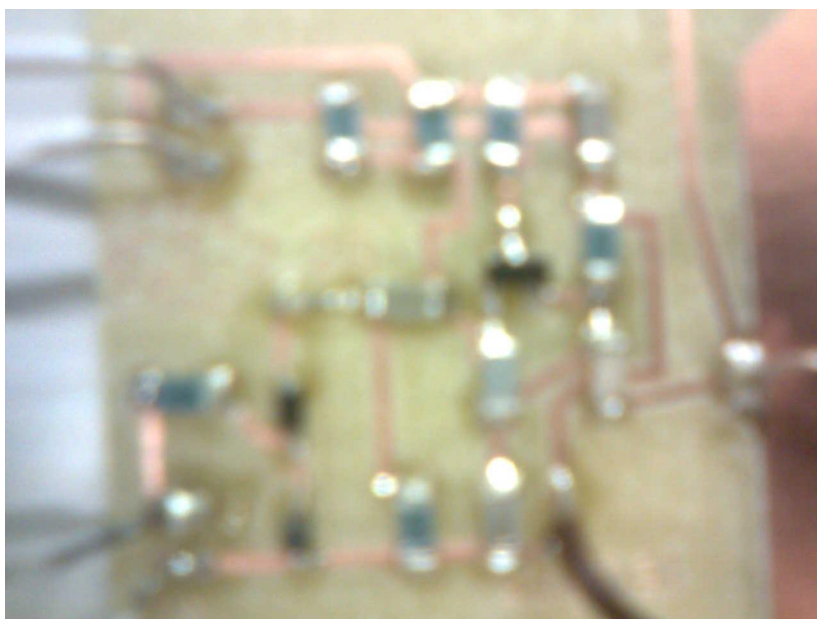
Kuva 143. 695 MHz 24V-jännitteellä



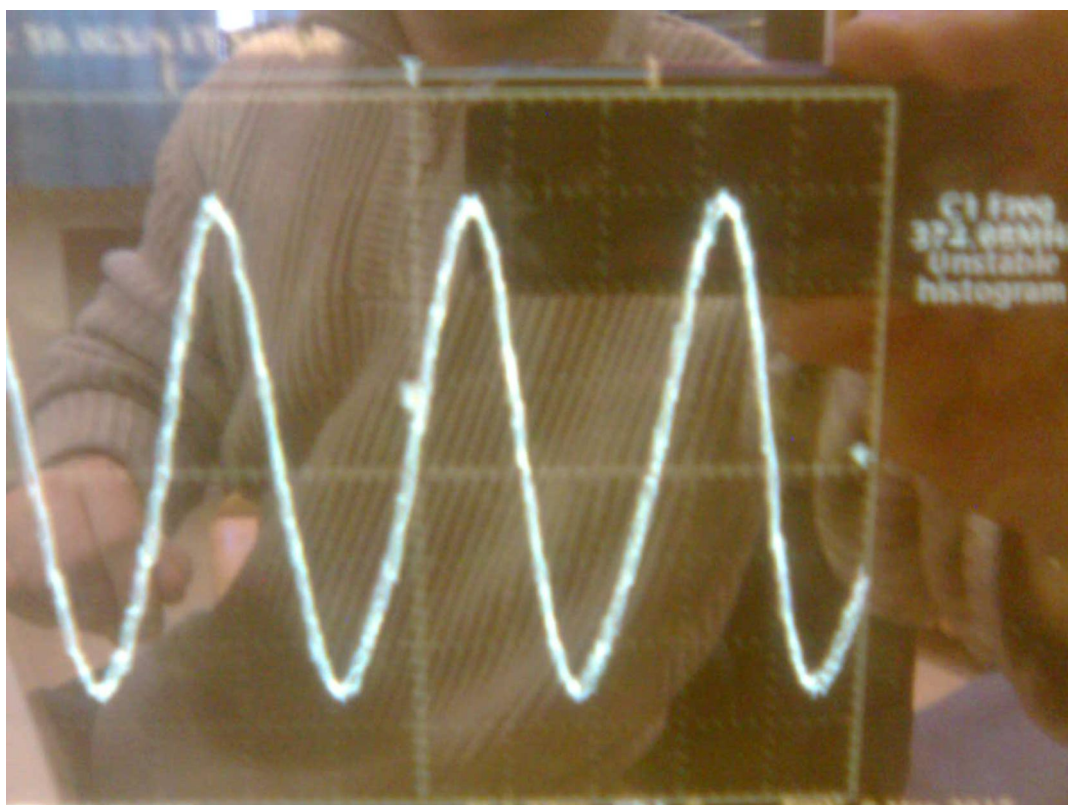
Kuva 144. Colpitts piirilevyn testi oskilloskoopilla 970.50MHz

Kuvasta (Kuva 144) nähdään, että jänniteohjattu oskillaattorin valmis piiri värähtelee oikealla taajuudella, sekä ulostulossa saadaan puhdas sinimuotoinen signaali.

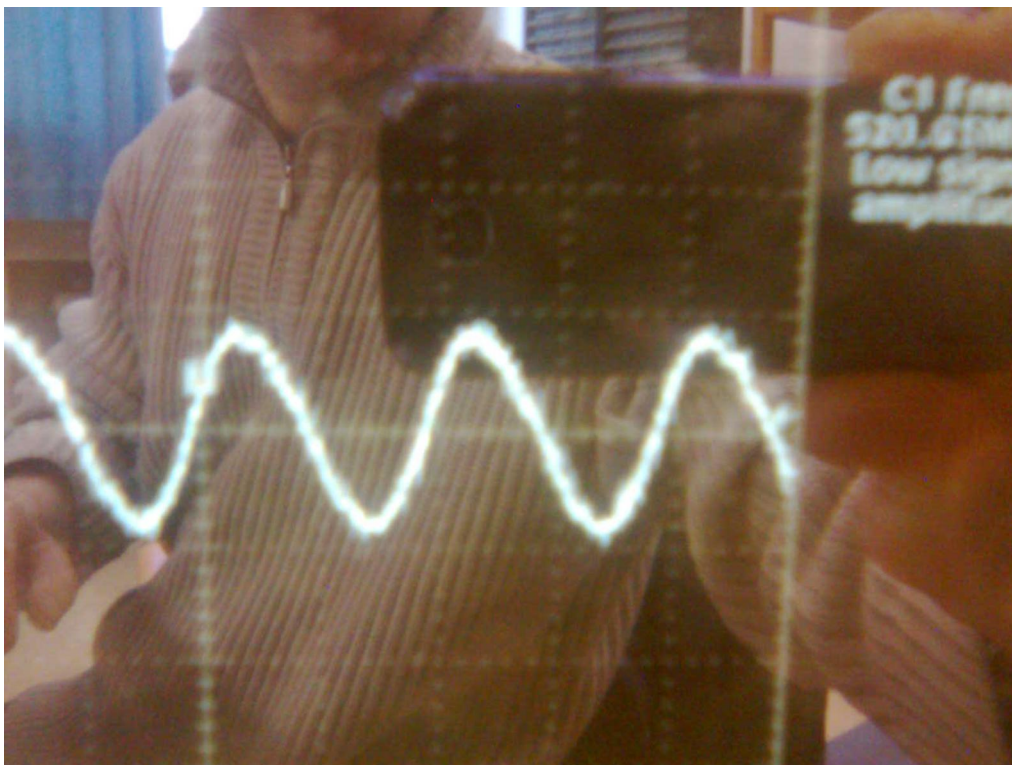
20.6 Colpitts-värähtelijän valmistus ja testaaminen BFR520-transistorilla



Kuva 145. piirilevy BFR520-transistorilla



Kuva 146. 0 V-jännitteellä 372MHz



Kuva 147. 8.8 V-jännitteellä 520MHz



Kuva 148. Volttimittarilukema

21 Johtopäätökset

Insinööriyön tarkoitus on saavutettu monista vaikeuksista ja virstanpylväistä huolimatta. Yleensä vaikeinta oli harvinaisten putkimallien etsiminen ja Ltspice simulointi, mallinnus-menetelmien tutkiminen, tiedon saattavuuden hankaluus elektroniputkista ja puute putkien simulointimalleista. Tämä johtuu siitä, ettei ole ollut tietokone-simulaatio-ohjelmistoja saatavilla, kun putkia valmistettiin. Siksi, toisin ollut kuin nyky-elektronisten komponenttien valmistajat, elektroniputkien valmistajat eivät ole olleet koskaan valmiita toimittamaan tuotteidensa simulointimalleja. Tämä johtaa siihen, että suurin osa putkien simulointimalleista nykyään on amatöörien luomia ja ne perustuvat datalehdistä saatavaan tietoon.

Tämän opinnäytetyön aikana tutustuttiin Ltspicen mallien ohjelmointikielen ja sen yksityiskohtiin, haettiin malleja varaktoreille, UHF transistoreille, sekä UHF putkille. Seuraavaksi tutkittiin eri VHF/UHF värähtelijöitä, muun muassa VCO, eli jänniteohjattuja oskillaattoreita. Myös tutustuttiin VCO:n toimintaan ja komponentteihin. Tutkimista varten otettiin kolme VCOta, vackar 600 - 1 200 MHz, Differential Cross-Coupled 500 - 1 000 MHz ja coulpitts 900 - 2 200 MHz malleja, kymmenten joukosta. Kyseiset VCOt rakennettiin ja simuloitiin kahdella simulointisovelluksella OrCad Cadence ja LTspicella.

Koska Ltspice ja Orcad ovat hyvin erilaisia, toiminnaltaan ja ominaisuuksiltaan simulointimallit eivät ole yhteensopivia. Tämän seurauksena piti oppia Orcadin oma mallien ohjelmointikieltä, Pspice rajapinta varten. Käytännössä otettiin mallia Ltspicesta, muokattiin koodia ja tuotiin mallit Orcadin model editorilla simulointiin. Jonka seurauksena todettiin että kumpikin sovellus, OrCad ja LTspice, toimivat oikein ja spesifikaatioiden mukaisesti.

Lähttet

1. Vacuum tube. 2015. Verkkodokumentti. <http://en.wikipedia.org/wiki/Vacuum_tube>. Updated 26 January 2015. Luettu 1.12.2014.
2. Voltage-controlled oscillator 2015. Verkkodokumentti. <http://en.wikipedia.org/wiki/Voltage-controlled_oscillator>. Updated 26 January 2015. Luettu 1.12.2014.
3. VCO-voltage-controlled-oscillators. 2012. Verkkodokumentti. Radio-electronics. <<http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pll-synthesizers/vco-voltage-controlled-oscillators.php>>. Updated 14 May 2012. Luettu 1.12.2014.
4. Skyworks. Varactor SPICE Models for RF VCO Applications. 2010. Verkkodokumentti. Skyworks Solutions, Inc. <www.skyworksinc.com/uploads/.../200315B.pdf>. Updated 26 January 2010. Luettu 1.12.2014.
5. Vackář oscillator. 2014. Verkkodokumentti. <[en.wikipedia.org/wiki/Vackář_oscillator](http://en.wikipedia.org/wiki/Vack%C3%A1r_oscillator)>. Updated 26 January 2015. Luettu 1.12.2014.
6. Colpitts-oscillator. 2015. Verkkodokumentti. Electronics-tutorials. <<http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/colpitts.html>>. Updated 2 February 2015. Luettu 1.12.2014.
7. Kaskodi-vahvistin 2012. Verkkodokumentti. The Valve Wizard. <<http://www.valvewizard.co.uk/Kaskodi.html>>. Updated 14 May 2012. Luettu 1.12.2014.
8. RC-oscillator. 2012. Verkkodokumentti. Electronics-tutorials. <http://www.electronics-tutorials.ws/oscillator/rc_oscillator.html>. Updated 14 May 2012. Luettu 1.12.2014.
9. International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 4, Issue 6. 2014. Verkkodokumentti. ISSN 2250-3153 <www.ijsrp.org/print-journal/ijsrp-jun-2014-print.pdf>. Updated 1 June 2014. Luettu 1.12.2014.

10. Mini-Circuits. 2014. Verkkodokumentti. Understanding Power Splitters <www.minicircuits.com/app/AN10-006.pdf> Updated 1 June 2014. Luettu 1.1.2015.

11. EAGLE program. 2013. Verkkodokumentti. CadSoft GmbH. <[http://en.wikipedia.org/wiki/EAGLE_\(program\)](http://en.wikipedia.org/wiki/EAGLE_(program))>. Updated 26 January 2014. Luettu 1.1.2015.

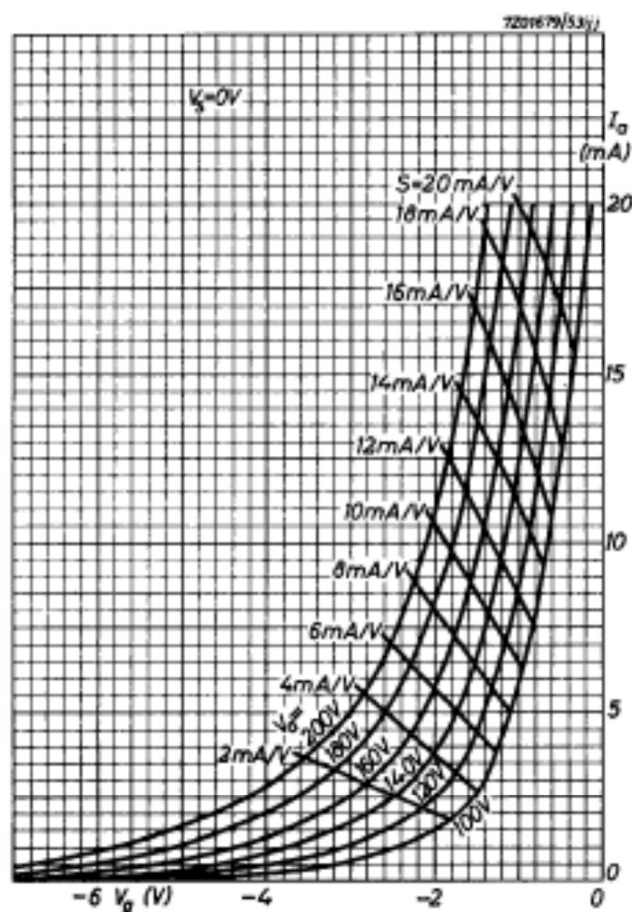
12. AMPLIFIER SCHEMATIC 50 MHz. 2006. Paul S. Goble, III, ND2X Verkkodokumentti. <<http://www.nd2x.net/ea3axv-skem.html>>. Updated 26 January 2006. Luettu 1.1.2015.

Liite 1, PC900 V.H.F. TV-taajuuskaistan triodiputken datalehti

PC900

LIMITING VALUES (Design centre rating system)

Anode voltage	V_{a0}	max. 550 V
	V_a	max. 200 V
Anode dissipation	W_a	max. 2.2 W
Cathode current	I_k	max. 20 mA
Negative grid voltage	$-V_g$	max. 50 V
Grid resistor	R_g	max. 1 M Ω
Grid resistor in A.G.C. circuits	R_g	max. 3 M Ω
Cathode to heater voltage	V_{kf}	max. 100 V ¹⁾



¹⁾ To fulfil the modulation hum requirements, V_{kf} should not exceed 55 VRMS.

Liite 2, WD437A triodiputken datalehti

437A - Page 2	
<u>GENERAL CHARACTERISTICS</u>	
<u>ELECTRICAL DATA</u>	
Heater Voltage	6.3 volts
Heater Current	450 milliamperes
Direct Interelectrode Capacitances	Without External Shield
	With External Shield
	(REVTMA #309)
Grid to Plate (maximum)	3.8 3.8 uuf
Input: g to (n+k+i.s.)	11.1 11.3 uuf
Output: p to (n+k+i.s.)	1.0 2.1 uuf
<u>MECHANICAL DATA</u>	
Cathode	Coated Unipotential
Bulb	T9
Base	See outline drawing page 4
Mounting Position	Any
Dimensions and pin connections shown in outline drawing on page 4	
<u>MAXIMUM RATINGS, Design Center Values</u>	
Plate Voltage	250 volts
Plate Dissipation	7.0 watts
Control Grid Dissipation	see footnote 1
Cathode Current	45 milliamperes
Heater-Cathode Voltage	50 volts
Bulb Temperature	130 centigrade
<u>MAXIMUM CIRCUIT VALUES</u>	
Grid Circuit Resistance:	
For Fixed Bias	0.05 megohm
For Cathode Bias	0.10 megohm
<u>TYPICAL OPERATING CONDITIONS AND CHARACTERISTICS</u>	
Plate Voltage	140 180 160 volts
Control Grid Voltage	-2.0 -3.0 --- volts
Control Grid Supply Voltage ²	--- --- +7.5 volts
Cathode Bias Resistor ²	--- --- 262 ohms
Plate Current	29.0 25.0 36.5 milliamperes
Amplification Factor	41.0 41.0 41.0
Plate Resistance	950 960 900 ohms
Transconductance	43000 42000 46000 microhos
Control Grid Voltage (approximate) for Plate Current of 10 microamperes	-5.0 -6.3 --- volts
Modulation	
Second Order (2F) ³	--- --- -37 db
Third Order (3F) ⁴	--- --- -56 db
Load Resistance	--- --- 270 ohms
Note 1: Operation with the control grid positive with respect to cathode is not recommended.	
Note 2: Reference point for Control Grid Voltage is the negative end of the cathode bias resistor.	
Note 3: Ratio of product to fundamental at output for 0.1 volt rms signal from grid to cathode.	
Note 4: Ratio of product to fundamental at output for a 0.2 volt rms signal from grid to cathode.	

Liite 3, E182CC (7119) triodiputken datalehti

ECC99


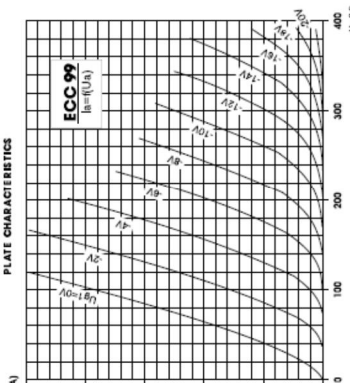
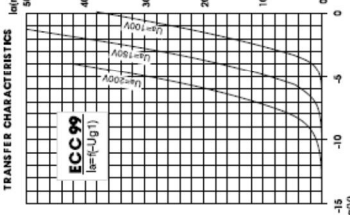


PLATE CHARACTERISTICS



TRANSFER CHARACTERISTICS



ECC99

R. F. DOUBLE TRIODE
Base: NOVAL

U_k = 6,3 or 12,6 V
I_k = 800 or 400 mA

Typical characteristic:

U_s = 150 V
U_b = -4 V
I_b = 18 mA
S = 9,5 mA/V
R_i = 2,3 kΩ
μ = 22

Limiting values:

U_s = 400 V
I_k = 60 mA
U_{k/r} = 200 V
W_s = 5 W

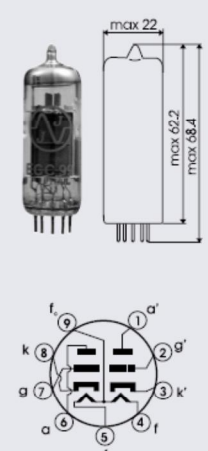
Capacitances:

	system I.	system II.
C _{g1/k}	5,8	5,8 pF
C _s	0,91	0,81 pF
C _{g2/a}	5,1	5,1 pF

Recommended use:
Driver of power triodes such as 300 B, 2A3... Output stage headphone amplifiers, preamplifiers, power stage little P-P triode amplifiers (10W-4xECC99) and parallel voltage power supplies. Can be used instead of 5687, E182CC, 6840, 6BL7.

Note:
Outlets on some of these types, could have different set-up.

Dimension and connections:



Excellence with every decibel

14

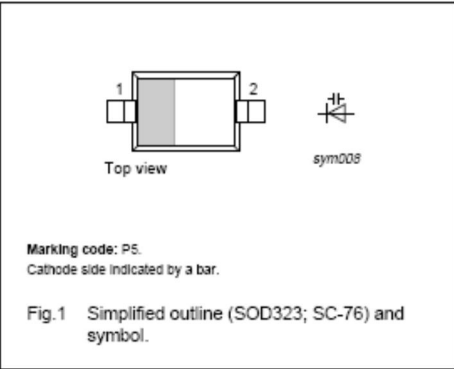
Excellence with every decibel

Excellence with every decibel

www.jjelectronic.sk

15

Liite 3, Bb135 varaktorin datalehti

Philips Semiconductors		Product specification							
UHF variable capacitance diode		BB135							
<p>FEATURES</p> <ul style="list-style-type: none"> • Excellent linearity • Very small plastic SMD package. • C28: 1.9 pF; ratio: 10 • Low series resistance. <p>APPLICATIONS</p> <ul style="list-style-type: none"> • Electronic tuning in UHF television tuners. • Radio upconversion concepts • VCO. <p>DESCRIPTION</p> <p>The BB135 is a variable capacitance diode, fabricated in planar technology, and encapsulated in the SOD323 very small plastic SMD package.</p> <p>The matched type, BB134 has the same specification.</p>		<p>PINNING</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>PIN</th> <th>DESCRIPTION</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>1</td> <td>cathode</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>anode</td> </tr> </tbody> </table>  <p>Marking code: P5. Cathode side indicated by a bar.</p> <p>Fig.1 Simplified outline (SOD323; SC-76) and symbol.</p>		PIN	DESCRIPTION	1	cathode	2	anode
PIN	DESCRIPTION								
1	cathode								
2	anode								
ORDERING INFORMATION									
TYPE NUMBER	PACKAGE								
	NAME	DESCRIPTION	VERSION						
BB135	-	plastic surface mounted package; 2 leads	SOD323						
LIMITING VALUES									
In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134).									
SYMBOL	PARAMETER	MIN.	MAX.	UNIT					
V_R	continuous reverse voltage	-	30	V					
I_F	continuous forward current	-	20	mA					
T_{stg}	storage temperature	-55	+150	°C					
T_j	operating junction temperature	-55	+125	°C					

UHF variable capacitance diode

BB135

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I_R	reverse current	$V_R = 30\text{ V}$; see Fig.3	–	10	nA
		$V_R = 30\text{ V}$; $T_j = 85\text{ °C}$; see Fig.3	–	200	nA
r_s	diode series resistance	$f = 470\text{ MHz}$; note 1	–	0.75	Ω
C_d	diode capacitance	$V_R = 0.5\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; see Figs 2 and 4	17.5	21	pF
		$V_R = 28\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$; see Figs 2 and 4	1.7	2.1	pF
$\frac{C_{d(0.5V)}}{C_{d(28V)}}$	capacitance ratio	$f = 1\text{ MHz}$	8.9	12	

Note

1. V_R is the value at which $C_d = 9\text{ pF}$.

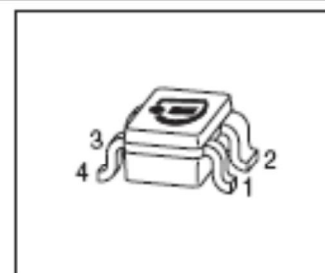
Liite 4, Bfp420 varaktorin datalehti



BFP420

Low Noise Silicon Bipolar RF Transistor

- For high gain and low noise amplifiers
- Minimum noise figure $NF_{min} = 1.1$ dB at 1.8 GHz
Outstanding $G_{ms} = 21$ dB at 1.8 GHz
- For oscillators up to 10 GHz
- Transition frequency $f_T = 25$ GHz
- Pb-free (RoHS compliant) and halogen-free package with visible leads
- Qualification report according to AEC-Q101 available



ESD (Electrostatic discharge) sensitive device, observe handling precaution!

Type	Marking	Pin Configuration						Package
BFP420	AMs	1=B	2=E	3=C	4=E	-	-	SOT343

Maximum Ratings at $T_A = 25$ °C, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage $T_A = 25$ °C $T_A = -55$ °C	V_{CEO}	4.5 4.1	V
Collector-emitter voltage	V_{CES}	15	
Collector-base voltage	V_{CBO}	15	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	1.5	
Collector current	I_C	60	mA
Base current	I_B	9	
Total power dissipation ¹⁾ $T_S \leq 98$ °C	P_{tot}	210	mW
Junction temperature	T_J	150	°C
Storage temperature	T_{Stg}	-55 ... 150	

¹⁾ T_S is measured on the emitter lead at the soldering point to the pcb

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Value	Unit
Junction - soldering point ¹⁾	R_{thJS}	250	K/W

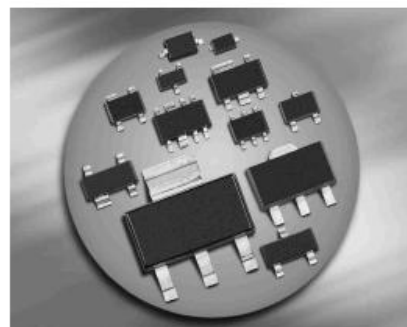
Liite 5, Bfp814 varaktorin datalehti



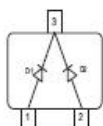
BB814...

Silicon Variable Capacitance Diodes

- For FM radio tuners with extended frequency band
- High tuning ratio at low supply voltage (car radio)
- Monolithic chip (common cathode) for perfect dual diode tracking
- Coded capacitance groups and group matching available
- Pb-free (RoHS compliant) package



BB814



Type	Package	Configuration	L_S (nH)	Marking
BB814	SOT23	common cathode	1.8	SH1/2*

*For differences see next page Capacitance groups

Maximum Ratings at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Value	Unit
Diode reverse voltage	V_R	18	V
Peak reverse voltage-	V_{RM}	20	
Forward current	I_F	50	mA
Operating temperature range	T_{OP}	-55 ... 125	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{sta}	-55 ... 150	



BB814...

Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

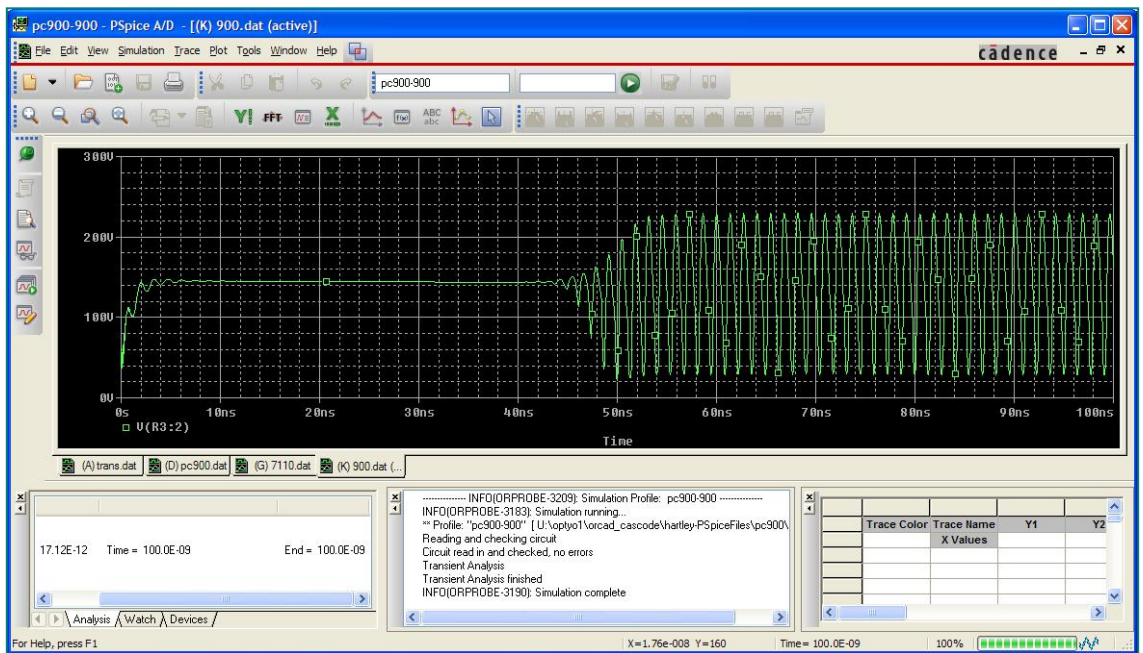
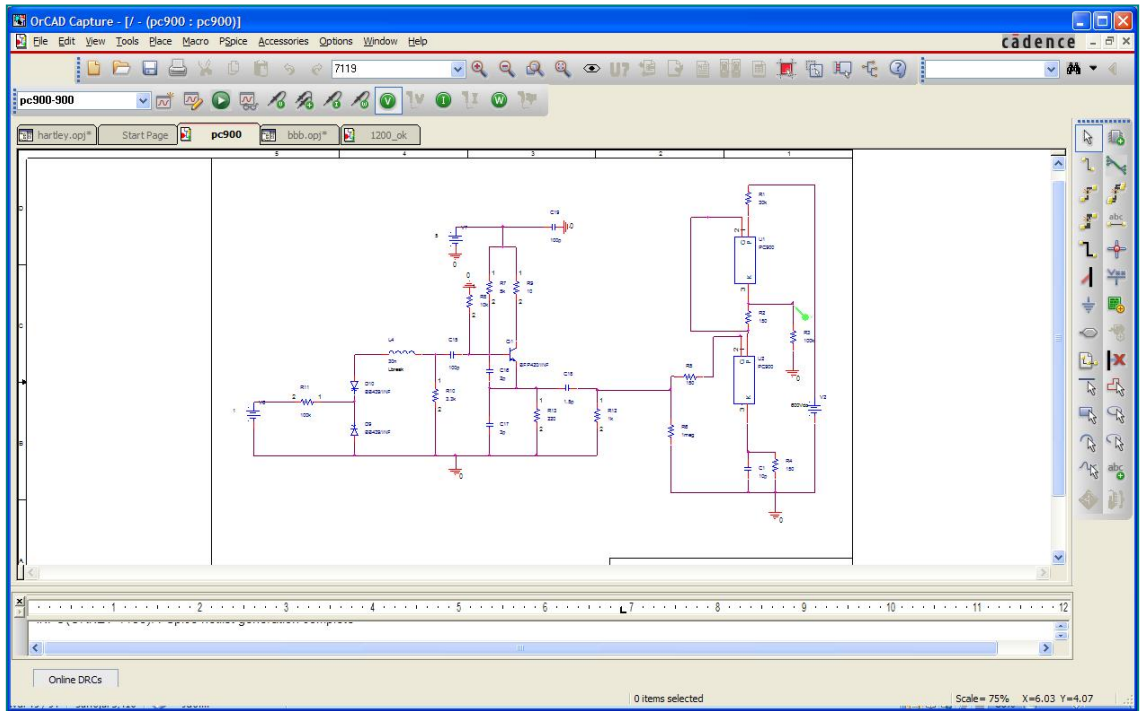
Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Reverse current $V_R = 16\text{ V}$ $V_R = 16\text{ V}, T_A = 60^\circ\text{C}$	I_R	-	-	20 200	nA
AC Characteristics					
Diode capacitance ¹⁾ $V_R = 2\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ $V_R = 8\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_T	43 19.1	44.75 20.8	46.5 22.7	pF
Capacitance ratio $V_R = 2\text{ V}, V_R = 8\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	C_{T2}/C_{T8}	2.05	2.15	2.25	
Capacitance matching ²⁾ $V_R = 2\text{ V}, V_R = 8\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	$\Delta C_T/C_T$	-	-	3	%
Series resistance $V_R = 2\text{ V}, f = 100\text{ MHz}$	r_S	-	0.18	-	Ω
Q factor $f = 100\text{ MHz}, V_R = 2\text{ V}$	Q	-	200	-	

¹Capacitance groups at 2V and 8V, coded 1; 2
 C_T /groups 1 2

C_{2V} min	43pF	44.5pF
C_{2V} max	45pF	46.5pF
C_{8V} min	19.1pF	19.75pF
C_{8V} max	21.95pF	22.7pF

²For details please refer to Application Note 047.

Liite 6, Piirikaavio simulaatioineen



Liite 7, BB804/SIE varaktorin LTspicen simulointimalli

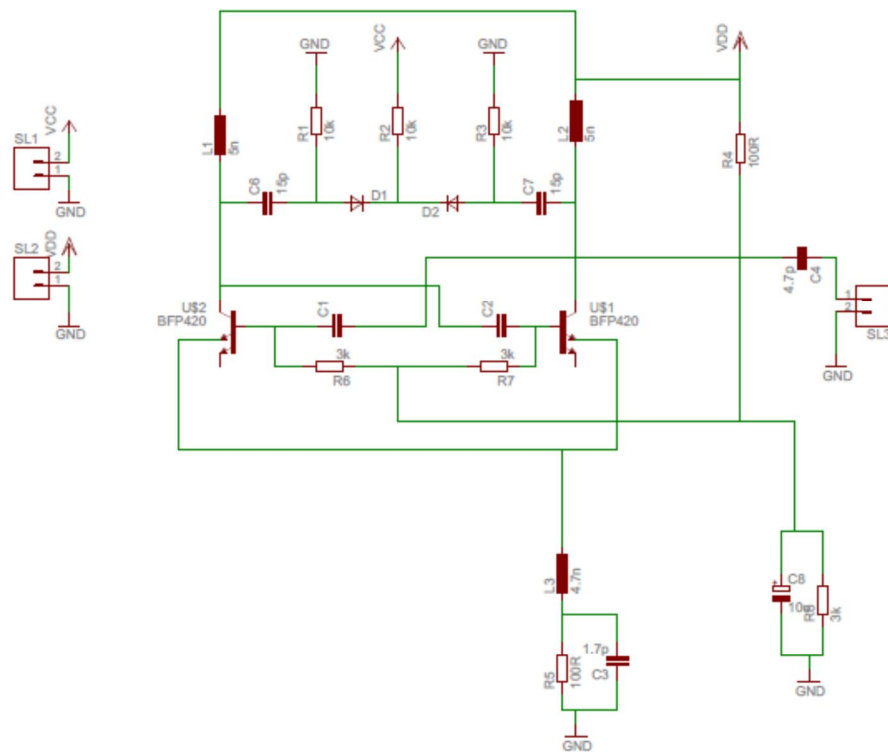
```
.MODEL BB804/SIE D(IS=48F N=1.13 RS=.18 XTI=3 EG=1.11 CJO=80.6P  
+      M=.47 VJ=.8 FC=.5 BV=20 IBV=.1U TT=137N)
```

Liite 8, WD437A putken LTspicen simulointimalli

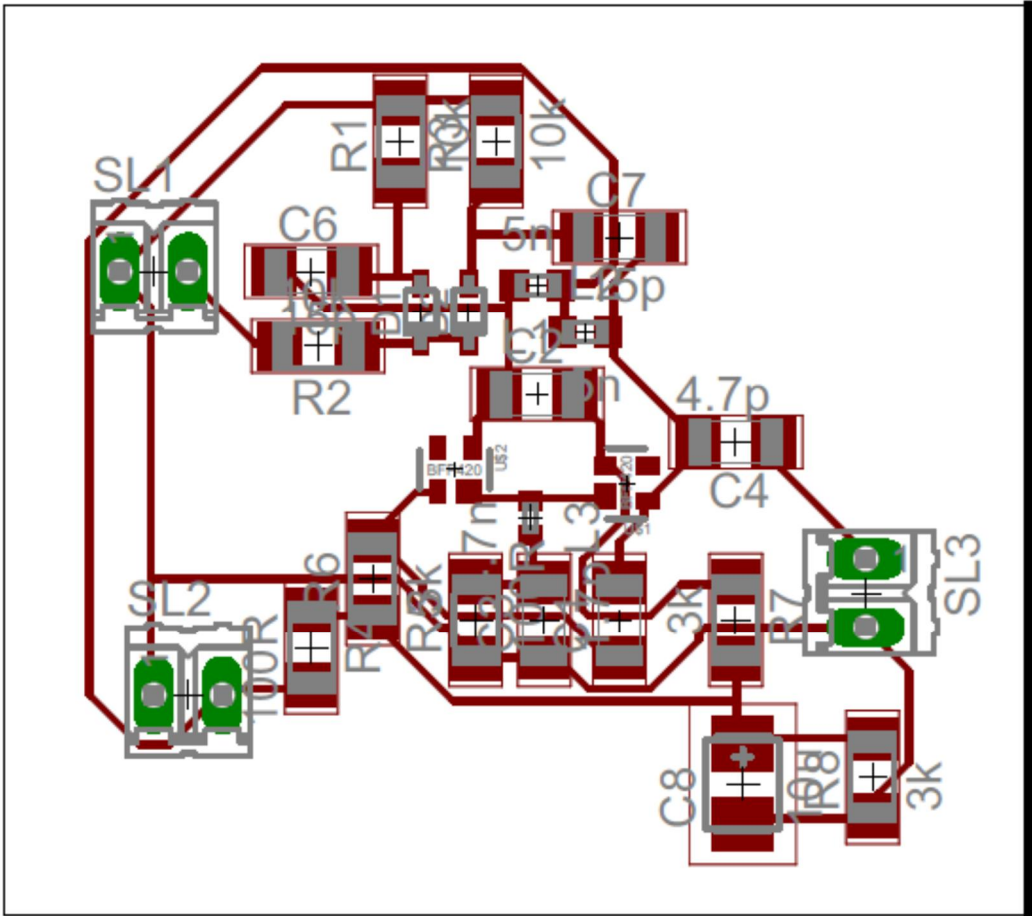
```
.subckt 437 P G K
Bp          P          K          I=(0.02254655914m)*uramp(V(P,K)*ln(1.0+(-
0.4880850946)+exp((0.9206824464)+(0.9206824464)*((62.11491976)+(-
2109.77701m)*V(G,K))*V(G,K)/sqrt((52.5190469)**2+(V(P,K)-
(21.20975915)**2)))/(0.9206824464)**(1.712612552)
.ends
```

Simulointimalleja on mahdollista tehdä kahdella tavalla, joko käyttämällä simulointimallien luomista varten suunniteltua sovellusta, tai syöttämällä kertoimet itse käsin datalehdessä komponentin kaavaan. Kaava yleensä näyttää ylämainitun koodin kaltaiselta jossa PGK ovat anodi (P), hila (Gate), kollektori (Kollektor). Kaavalla yleensä kuvataan anodin virran suhdetta muihin tekijöihin.

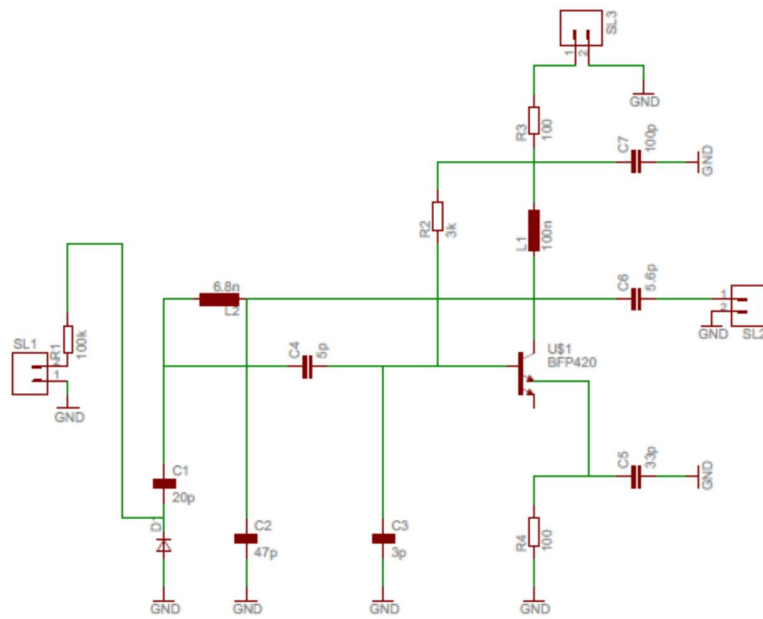
Liite 9, Differential Cross-Coupled piirikaavio



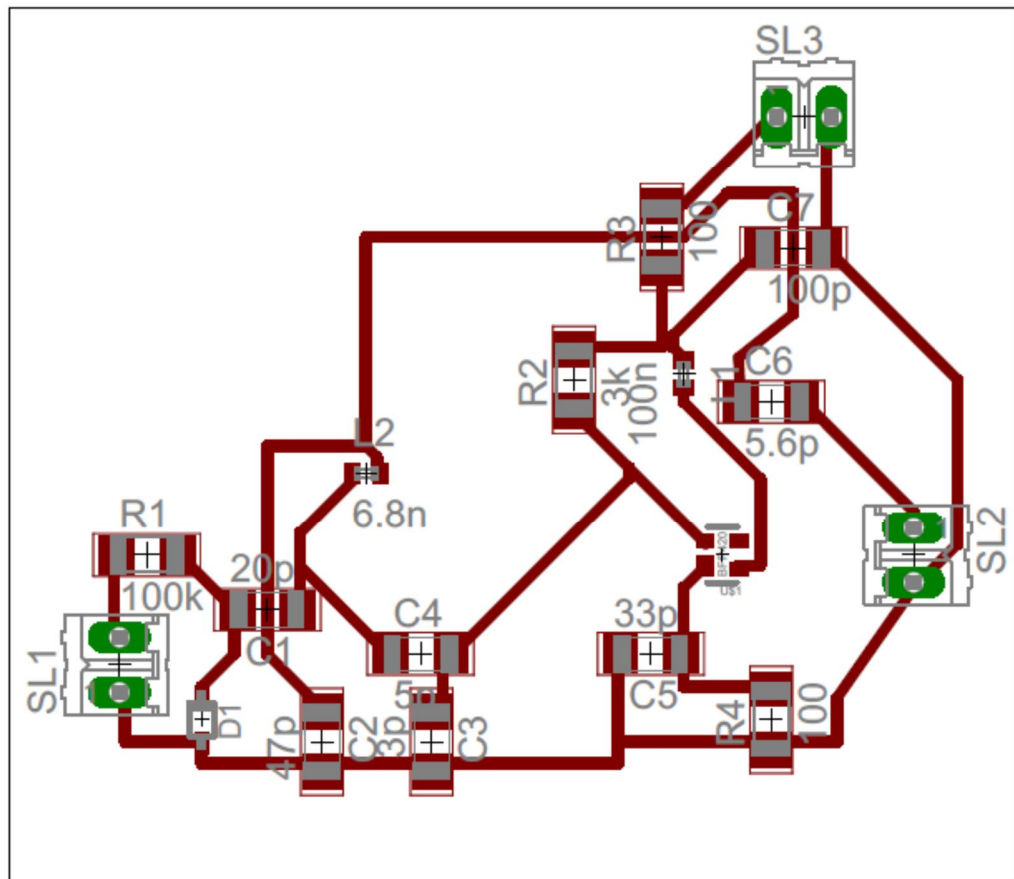
Liite 10, Differential Cross-Coupled vedot



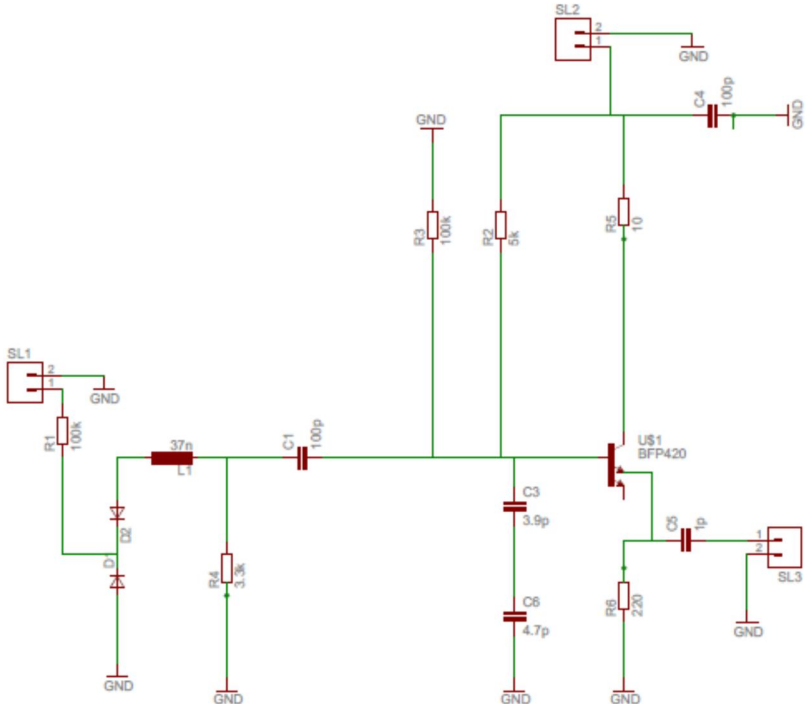
Liite 11, Vackar piirikaavio



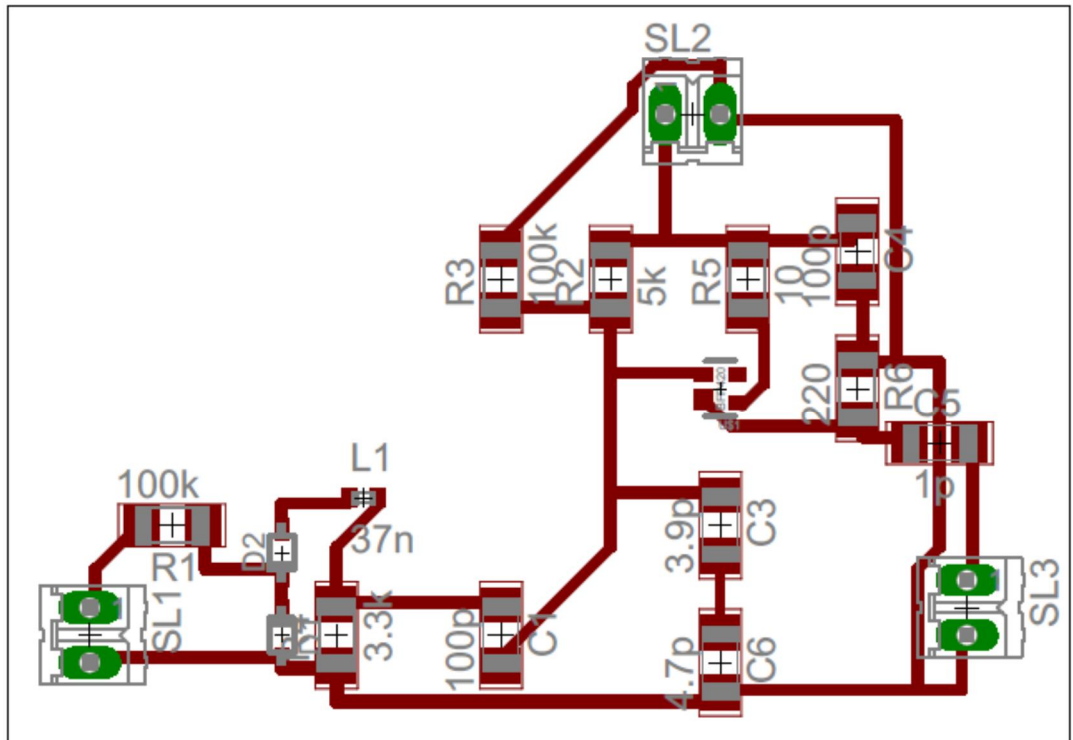
Liite 12, Vackar vedot



Liite 13, Colpitts piirikaavio



Liite 14, Colpitts vedot



Liite 15, BFR520-datalehti



BFR520

NPN 9 GHz wideband transistor

Rev. 4 — 13 September 2011

Product data sheet

1. Product profile

1.1 General description

The BFR520 is an NPN silicon planar epitaxial transistor in a SOT23 plastic package.

1.2 Features and benefits

- High power gain
- Low noise figure
- High transition frequency
- Gold metallization ensures excellent reliability.

1.3 Applications

- RF front end wideband applications in the GHz range
 - ◆ Analog and digital cellular telephones
 - ◆ Cordless telephones (CT1, CT2, DECT, etc.)
 - ◆ Radar detectors
 - ◆ Pagers and satellite TV tuners (SATV)
 - ◆ Repeater amplifiers in fiber-optic systems.

1.4 Quick reference data

Table 1. Quick reference data

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_{CB0}	collector-base voltage		-	-	20	V
V_{CE5}	collector-emitter voltage	$R_{BE} = 0 \Omega$	-	-	15	V
I_C	collector current (DC)		-	-	70	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_{sp} = 97^\circ\text{C}$	—	—	300	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 20 \text{ mA}; V_{CE} = 6 \text{ V}$	60	120	250	
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = I_C = 0 \text{ A}; V_{CB} = 6 \text{ V}; f = 1 \text{ MHz}$	-	0.4	-	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 20 \text{ mA}; V_{CE} = 6 \text{ V}; f = 1 \text{ GHz}$	-	9	-	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain	$I_C = 20 \text{ mA}; V_{CE} = 6 \text{ V}; T_{amb} = 25^\circ\text{C}$				
		$f = 900 \text{ MHz}$	-	15	-	dB
		$f = 2 \text{ GHz}$	-	9	-	dB



Liite 16, BFP420-transistorin parametritiedoston sisältö

```
.MODEL BFP420/SIE NPN(  
+ IS = 17.7E-18    RB = 9.47      CJC = 380E-15  
+ BF = 117        IRB = 0.5E-3     VJC = 1.0  
+ NF = 0.98       RBM = 5.47     MJC = 0.5  
+ VAF = 45        RE = 0.948     XCJC = 0.18  
+ IKF = 0.15      RC = 4.4       TR = 5.0E-9  
+ ISE = 4.5E-12   CJE = 130E-15    CJS = 0  
+ NE = 2.31       VJE = 1.0        VJS = 0.8  
+ BR = 1.0        MJE = 0.5        MJS = 0.33  
+ NR = 1.0        TF = 9.6E-12    XTB = 0  
+ VAR = 1000      XTF = 0.457     EG = 1.16  
+ IKR = 1000      VTF = 0.413     XTI = 3.0  
+ ISC = 0         ITF = 41E-3      FC = 0.78  
+ NC = 2.0        PTF = 0 )  
* V1.2  
*$
```

Liite 17, BFR520-transistorin parametritiedoston sisältö

```
*
* PHILIPS SEMICONDUCTORS
* Filename: BFR520.PRM
*
Version: 1.0
Date: Feb 1992

.MODEL BFR520 NPN
+ IS = 1.01677E-015
+ BF = 2.20182E+002
+ NF = 1.00065E+000
+ VAF = 4.80619E+001
+ IKF = 5.10042E-001
+ ISE = 2.83095E-013
+ NE = 2.03568E+000
+ BR = 1.00714E+002
+ NR = 9.88109E-001
+ VAR = 1.69288E+000
+ IKR = 2.35262E-003
+ ISC = 2.44898E-017
+ NC = 1.02256E+000
+ RB = 1.00000E+001
+ IRB = 1.00000E-006
+ RBM = 1.00000E+001
+ RE = 7.75349E-001
+ RC = 2.21000E+000
+ EG = 1.11000E+000
+ XTI = 3.00000E+000
+ CJE = 1.24548E-012
+ VJE = 6.00000E-001
+ MJE = 2.58153E-001
+ TF = 8.61625E-012
+ XTF = 6.78866E+000
+ VTF = 1.41469E+000
+ ITF = 1.10365E-001
+ PTF = 4.50197E+001
+ CJC = 4.47646E-013
+ VJC = 1.89234E-001
+ MJC = 7.05180E-002
+ XCJC = 1.30000E-001
+ TR = 5.43746E-010
+ VJS = 7.50000E-001
+ FC = 7.80280E-001
* Parameters with default value:
* XTB, EG, XTI, CJS, VJS and MJS.
*
```