

HENRI HARJU

VAIHELUKITUN SILMUKAN SUUNNITTELU JA TOTEUTUS

TIIVISTELMÄ

Henri Harju: Vaihelukitun silmukan suunnittelu ja toteutus
Kandidaatintyö
Tampereen yliopisto
Tieto- ja sähkötekniikan kandidaatin tutkinto-ohjelma
02 2019

Elektroniikan monissa sovellutuksissa tarvitaan oskillaattoreita, jotka tuottavat jaksollista signaalia tietyllä halutulla taajuudella. On suotavaa, että oskillointitaajuus on tarkka ja stabiili, mutta sillä on aina taipumus jonkin verran ajelehtia halutulta keskitaajuudeltaan. Tähän vaikuttaa mm. oskillaattorin käyttö- ja ohjausjännitteen vaihtelut, komponenttien ominaisuuksien muuttuminen lämpötilavaihteluiden takia ja muut satunnaiset kohinan aiheuttamat häiriöt. Myös kuormaimpedanssin muutos voi vaikuttaa merkittävästi oskillointitaajuuteen. Oskillointitaajuus voidaan saada kuitenkin merkittävästi stabiilimmaksi ja tarkemmaksi käyttämällä vaihelukittua silmukkaa (*Phase Locked Loop, PLL*).

Tässä työssä suunnitellaan ja toteutetaan vaihelukittu silmukka piirilevyille. Tyypillinen PLL koostuu kideoskillaattorista, vaihevertailijasta, taajuusjakajista, alipäästösuodattimesta sekä jänniteohjatusta oskillaattorista (Voltage Controlled Oscillator, VCO). Tämän kandidaatintyön kokeellinen osa perustuu hiljattain tehtyyn diplomityöhön [1], jossa esitettyä PLL:ää pyritään nyt edelleen parantamaan. Työn ensimmäisessä vaiheessa PLL:n eri lohkot rakennetaan koekytkentälevyille, jotta niiden analysointi ja suunnittelu olisi helpompaa. Kun koko systeemi on saatu toimimaan koekytkentälevyillä, se rakennetaan piirilevyille. PLL:n toimivuuden varmistamiseksi suoritetaan mittaukset, jotka dokumentoidaan.

Työn tuloksena on vaihelukittu PLL, jonka keskitaajuus on tarkka 96 MHz. PLL:n referenssioskillaattori toimii 3 MHz:llä, ja vaihevertailu tehdään 375 kHz:n taajuudella. Lähtöteho on 1,4 dBm 50 Ω:n kuormaan. Harmonisten taajuuksien taso on alle -23 dBc. Korkeimmat spurrit (spurious emission) ovat alle -33,5 dBc 1,5 MHz:n etäisyydellä perustaajuudesta (RBW = 100kHz). PLL on varustettu myös modulaatioportilla, jotta sitä voidaan käyttää esimerkiksi sellaisissa jatkotutkimuksissa, missä testataan PLL:n modulaatioherkkyyttä.

Avainsanat: vaihelukittu silmukka, PLL, VCO, vaihevertailija, kideoskillaattori, taajuusjakaja

Tämän julkaisun alkuperäisyys on tarkastettu Turnitin OriginalityCheck –ohjelmalla.

ALKUSANAT

Tämä opinnäytetyön päätökseen saaminen otti oman aikansa. Matka oli kohtuullisen pitkä, paikoin haastava, mutta palkitseva. Työn aihe ja siihen sisältyvä rakenteluprojekti oli hyvin opettavainen, monellakin osa-alueella.

Haluan kiittää ohjaajiani Olli-Pekka Lundénia työn aiheesta ja lukuisista neuvoista, joita sain työn edetessä. Kiitokset myös Jari Kankaalle hyvästä palautteesta liittyen tämän työn kirjoittamiseen ja kieliasuun, sekä rohkaisusta tämän projektin läpiviemiseen.

Tampereella, 15.02.2019

Henri Harju

SISÄLLYSLUETTELO

1.	JOHDANTO	1
2.	VAIHELUKITTU SILMUKKA.....	3
2.1	Referenssioskillaattori	3
2.2	Taajuusjakaja.....	8
2.3	Vaihevertailija	9
2.4	Alipäästösuodin.....	12
2.5	Jänniteohjattu oskillaattori	13
3.	VAIHELUKITUN SILMUKAN TOTEUTUS.....	16
3.1	Referenssioskillaattori	16
3.2	Taajuusjakajat.....	18
3.3	Vaihevertailija	22
3.4	Alipäästösuodatin.....	23
3.5	Jänniteohjattu oskillaattori	23
4.	MITTAUSTULOKSET	29
4.1	Koekytkentälevyn mittaustulokset.....	29
4.1.1	Referenssioskillaattori.....	29
4.1.2	Taajuusjakajat	31
4.1.3	Vaihevertailija.....	34
4.1.4	VCO	35
4.2	Piirilevyn mittaustulokset.....	38
4.2.1	Referenssioskillaattori.....	38
4.2.2	Taajuusjakajat	39
4.2.3	Vaihevertailija.....	41
4.2.4	VCO	42
5.	YHTEENVETO	44
	LÄHTEET.....	46

LIITE A: PLL:N PIIRIKAAVIO

LIITE B: PLL:N LAYOUT

LIITE C: VCO:N TAAJUUSSPEKTRIN KUVAAJIA

LIITE D: RAKENNETUN PLL:N VALOKUVAT

LYHENTEET JA MERKINNÄT

AC	Alternating current, vaihtovirta
DC	Direct Current, tasavirta
FM	Frequency modulation, taajuusmodulaatio
IC	Integrated Circuit, Integroitu piiri
PCB	Printed Circuit Board, Piirilevy
PLL	Phase Locked Loop, vaihelukittu silmukka
Q	hyvyysluku
RBW	resolution bandwidth, spektrianalysaattorin erotuskaistanleveys
VCO	Voltage Controlled Oscillator, jänniteohjattu oskillaattori.
XOR	Exclusive-OR
θ	vaihe-ero
τ	viive
dBc	desibeliä suhteessa kanta-aaltoon (carrier)
dBm	desibeliä suhteessa 1 mW:in
f	taajuus
GND	maa
T	jaksonaika
VCC	käyttöjännite
V _{p-p}	jännitteen huipusta-huippuun arvo (peak-to-peak)

1. JOHDANTO

Elektroniikan ja tietoliikenteen monissa sovellutuksissa tarvitaan oskillaattoreita, jotka tuottavat jaksollisesti värähtelevää signaalia tietyllä taajuudella. On suotavaa, että kyseinen oskillointitaajuus on tarkka ja stabiili, mutta sillä on aina taipumus jonkin verran ajelehtia (frequency drift) halutulta keskitaajuudeltaan. Tähän vaikuttaa mm. oskillaattorin käyttö- ja ohjausjännitteen vaihtelut, komponenttien ominaisuuksien muuttuminen lämpötilavaihteluiden takia ja muut satunnaiset kohinan aiheuttamat häiriöt. Myös kuormaimpedanssin muutokset voivat vaikuttaa merkittävästi oskillointitaajuuteen. Oskillaattorin taajuus on mahdollista saada kuitenkin merkittävästi stabiilimmaksi ja tarkemmaksi käyttämällä vaihelukittua silmukkaa (Phase Locked Loop, PLL).

Ensimmäinen julkaisu vaihelukitusta silmukasta on vuodelta 1932, jolloin *Henri de Bellescize* esitteli sen ranskalaisessa tiedejulkaisussa *L'Onde Electrique*. Keksintö ei saanut tuolloin ansaitsemaansa huomiota insinöörien keskuudessa, vaan se jäi laajalti huomiotta noin 20 vuoden ajaksi. 1950-luvulla väritelevision kehittämisen ja tuotannon kasvaessa sen käyttö levisi laajemmalle. Vuosien kuluessa PLL yleistyi, ja niitä käytettiin taajuussyntetisaattoreissa, joita tarvitaan mm. FM-radioissa. Varsinainen läpimurto tapahtui tietokoneiden yleistyessä, joissa niitä käytetään monenlaiseen datan synkronointiin. Nykyään yksi PLL:ien suurimmista sovellusalueista on (tietokoneiden ja televisioiden lisäksi) matkapuhelimet. [2]

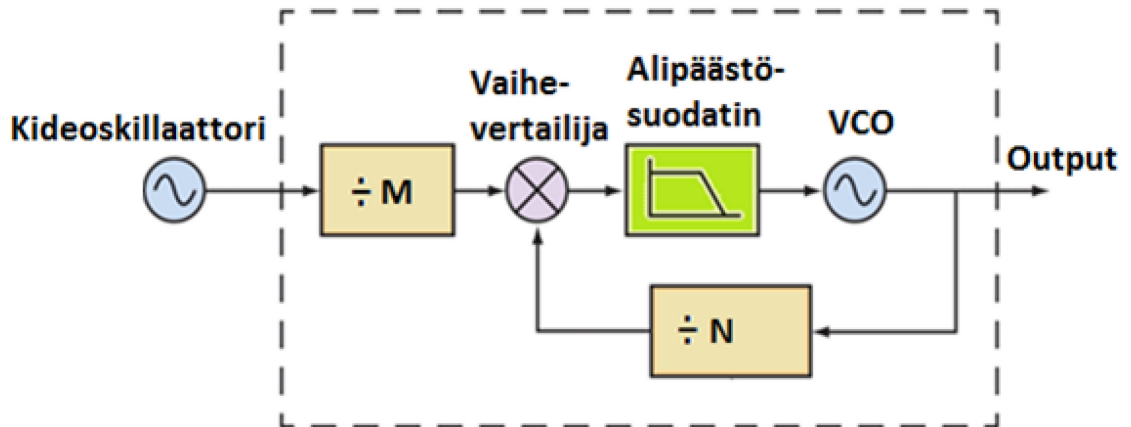
PLL on negatiivisesti takaisinkytketty säätösystemi, joka vertaa kahta jaksollista sisääntulosignaalia, ja tuottaa näiden vaihe-eron perusteella ohjaussignaalin. Koska PLL on negatiivisesti takaisinkytketty, se pyrkii ohjaamaan sisääntulojen vaihe-eron nolnaan. Analogiana voi ajatella elektroniikassa hyvin yleistä (negatiivisesti takaisinkytkettyä) operaatiovahvistinta, joka pyrkii ohjaamaan sisääntulojännitteet yhtä suuriksi. PLL koostuu yksinkertaisimmillaan jänniteohjatusta oskillaattorista (Voltage Controlled Oscillator, VCO), referenssioskillaattorista, vaihevertailijasta ja alipäästösuodattimesta. Hyvin usein, kuten myös tässä työssä, tarvitaan taajuusjakajia.

Tässä työssä VCO, jonka keskitaajuus on 96 MHz, kytketään osaksi vaihelukittua silmukkaa. PLL:n toiminnan analysointi, toteutus sekä testaus on helpompaa, mikäli se toteutetaan lohkoittain. Tämän vuoksi työn ensimmäisessä vaiheessa PLL toteutetaan koekytkentälevyille, jonka jokaisen lohkon suorituskyky mitataan ensin erikseen, ja sitten yhtenä kokonaisuutena. Lopuksi PLL rakennetaan piirilevyille (Printed Circuit Board, PCB), sen toiminta mitataan, ja verrataan tuloksia aikaisempaan koekytkentäversioon.

Luvussa 2 tutustutaan PLL:n ja sen eri lohkojen toimintaan. Luvussa 3 käsitellään toteutettu PLL komponenttivalintoinen-, ja esitetään mitoitusperiaatteet kytkennöille. Luku 4 sisältää koekytken- ja piirilevyn mittaustulokset. Yhteenveto työn tuloksista esitetään luvussa 5.

2. VAIHELUKITTU SILMUKKA

Tässä työssä rakennettu PLL (kuva 1) koostuu kuudesta osiosta: jänniteohjatusta oskillaattorista, referenssioskillaattorista, vaihevertailijasta, kahdesta erityyppisestä taajuusjakajasta ja alipäästösuodattimesta. Seuraavissa luvuissa tarkastellaan osioiden toimintaa.



Kuva 1. PLL:n lohkokaavio [3]. Kideoskillaattori toimii referenssioskillaattorina. Jakomerkki M tarkoittaa taajuusjakajaa, joka jakaa taajuuden luvulla M .

2.1 Referenssioskillaattori

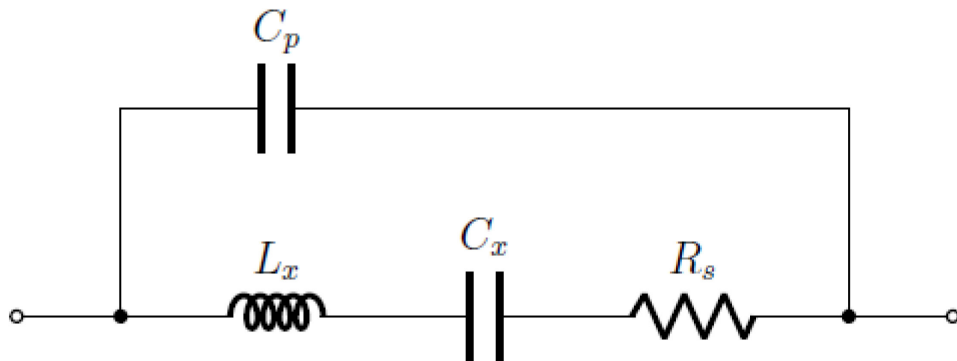
PLL:n vaihevertailija tarvitsee jonkin referenssisignaalin, johon se vertaa toista sisääntulosignaalia. Tämän referenssisignaalin on hyvä olla mahdollisimman tarkka ja stabiili systeemin toimivuuden ja suorituskyvyn kannalta. Referenssisignaalin tuottamiseen käytetään referenssioskillaattoria, joka on tavallisesti kideoskillaattori. Kvartsikappaleella on luonnollinen mekaaninen värähtelytaajuus, joka pienen ja ohuen palan kyseessä ollessa on hyvin korkea. Kideoskillaattorin toiminta perustuu pietsosähköiseen ilmiöön, jossa kvartsin mekaaninen jännitys aiheuttaa sähköisen potentiaalieron. Vastaavasti sama tapahtuu toisinpäin, eli sähköinen potentiaaliero aiheuttaa mekaanista jännitystä. [4] Kvartsikiteitä käytetään niiden erittäin korkean hyvyysluvun (Q -arvo $> 10^5$) ja niiden lämpötilastabiiliuden takia [5]. Hyvyysluku määritellään värähtelijään varastoituneen energian ja sen häviöiden suhteena yhden jakson ajalla [6]:

$$Q = 2\pi \frac{W_s}{P_d T_r}, \quad (1)$$

missä W_S on varastoitunut energia [J], P_d on tehohäviö [W] ja T_r [s] on jaksonaika. Vapaasti värähtelevän vähähäviöisen resonaattoriin Q on korkea, ja sen värähtely vaimenee hitaasti. Värähtely on vakaata, ts. pieni tilapäinen ulkopuolinen häiriö ei vaikuta paljon sen jaksonaikaan, minkä ansiosta esimerkiksi oskillaattorin taajuus saadaan tarkemmaksi.

Kiteen taajuus riippuu sen mekaanisesta paksuudesta. Mitä ohuempi rakenne, sen korkeampi taajuus. Tämä asettaa rajoituksen sille, minkä kokoisia kiteitä voidaan valmistaa, ja mikä niiden taajuus on. Perustaajuisia kiteitä löytyy n. 45 MHz:iin saakka. Tätä ohuempien kvartsilevyjen (0,037 mm) valmistaminen ei ainakaan yleisemmin käytössä olevalla nykytekniikalla ole käytännöllistä tai luotettavaa. Tätä suurempitaajuiset kiteet ovat yleensä ylitaajuisia, jotka viritetään jollekin perustaajuuden harmoniselle taajuudelle. Erikoisemmilla valmistustekniikoilla, kuten plasma/ioni etsauksella on tosin valmistettu yli 170 MHz:n perustaajuisia kiteitä. [7]

Tarkastellaan seuraavaksi kiteen sähköistä sijaiskytkentää (kuva 2), ja miten resonanssitaajuudet muodostuvat.



Kuva 2. Kiteen sähköinen sijaiskytkentä [6]

Kapasitanssi C_x , induktanssi L_x ja resistanssi R_s esittävät kiteen sähkömekaanisia ominaisuuksia. Kapasitanssi C_p on kiteen parasiittinen kapasitanssi, joka muodostuu pakkauksen ja elektrodien aiheuttamasta kapasitanssista [7]. Taulukossa 1 on valmistajan ilmoittamia parametriarvoja tyypillisistä arvoista [8].

Taulukko 1: Kiteiden parametriarvoja [8].

Parametri	200 kHz	2 MHz	30 MHz	90 MHz
	Perustaajuus		Kolmas harm.	Viides harm.
R_s	2 k Ω	100 Ω	20 Ω	40 Ω
L_x	27 H	520 mH	11 mH	6 mH
C_x	0,024 pF	0,012 pF	0,0026 pF	0,00005 pF
C_p	9 pF	4 pF	6 pF	4 pF
Q-arvo	18×10^3	18×10^3	18×10^3	18×10^3

Sijaiskytkentä mallintaa sitä tosiasiaa, että kiteellä on kaksi perusresonanssitaajuutta. Resonanssitaajuudella piirin impedanssi on reaalinen. Impedanssin että tätä vastaavan admittanssin imaginääriosa on tällöin 0. Sarjaresonanssitaajuudella kytkennän impedanssi on matalammillaan, ja rinnakkaisresonanssitaajuudella impedanssi on suurimmillaan. Kuvan 2 sijaiskytkennän admittanssi voidaan esittää muodossa

$$Y = j\omega C_p + \frac{1}{R_s + j(\omega L_x - 1/(\omega C_x))} = G + jB \quad (2)$$

Resonanssitaajuudelle on kaksi ratkaisua, jotka saadaan susseptanssin (yhtälön 2) imaginääriosan nollakohdista $B=0$.

$$\omega_0 C_p - \frac{\omega_0 L_x - 1/(\omega_0 C_x)}{R_s^2 + [\omega_0 L_x - 1/(\omega_0 C_x)]^2} = 0 \quad (3)$$

Sarja- ja rinnakkaisresonanssille saadaan seuraavat esitysmuodot [6]:

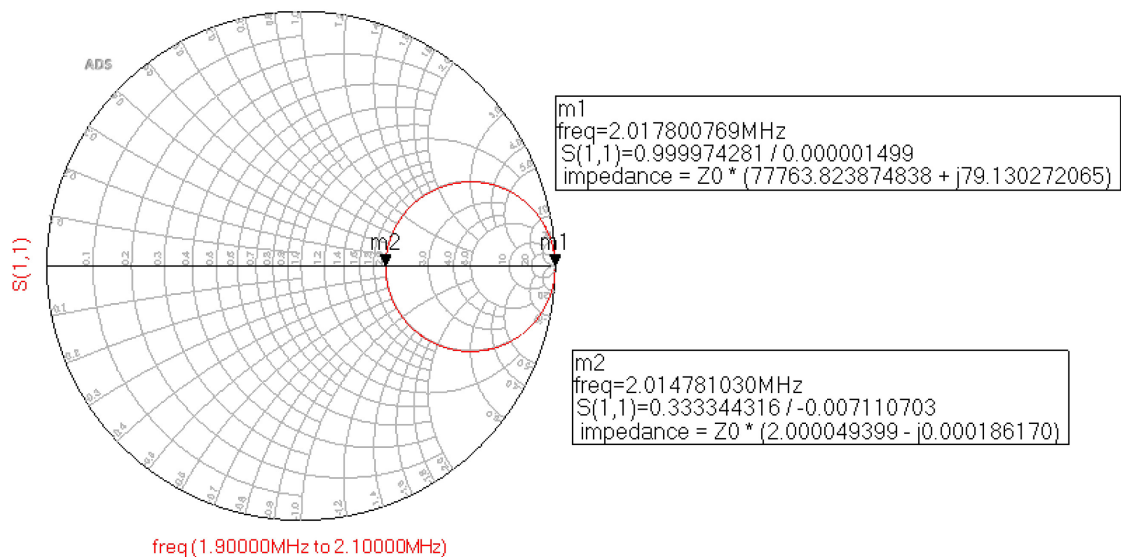
$$\omega_0 = \begin{cases} \omega_s = \omega_{s0} \left[1 + \frac{R_s^2}{2} \left(\frac{C_p}{L_x} \right) \right] & (4) \\ \omega_p = \omega_{p0} \left[1 - \frac{R_s^2}{2} \left(\frac{C_p}{L_x} \right) \right] & (5) \end{cases}$$

missä $\omega_{s0} = 1/\sqrt{L_x C_x}$, ja $\omega_{p0} = \sqrt{(C_x + C_p)/(L_x C_x C_p)}$. Kaavoissa 4 ja 5 hakasulkujen sisällä oleva jälkimmäinen termi jää käytännön parametriarvoilla usein niin pieneksi, että yleensä se voidaan jättää pois [4,9]. Kirjallisuudessa [4,9,10,11] resonanssitaajuudet ilmoitetaan usein muodossa

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x C_x}}, \quad (6)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_x \frac{C_x C_p}{C_x + C_p}}}. \quad (7)$$

Kaikilla kiteillä on siis kaksi perusresonanssitaajuutta. Sarja- ja rinnakkaisresonanssin impedanssiarvot ovat luonnollisesti hyvin erilaiset, mutta taajuudeltaan ne ovat melko lähellä toisiaan, koska tyypillisesti C_x on paljon pienempi kuin C_p [5,9]. Kuvassa 3 on 2 MHz:n kiteen ekvivalenttimallin (parametrit taulukon 1 mukaan) impedanssi Smithin kartalle piirrettynä. Kiteen suuren Q-arvon takia laskentapisteitä täytyi ottaa paljon ($1 \cdot 10^8$ kpl välillä 1,9-2,1 MHz), jotta sarja- ja rinnakkaisresonanssitaajuudet saatiin esiin. Kursorit $m1$ ja $m2$ on asetettu kaavoilla (4) ja (5) laskettujen resonanssitaajuuksien kohdalle. Sarjaresonanssitaajuus on kursorin $m2$ kohdalla. Laskennallinen- ja simuloitu arvo vastaavat hyvin toisiaan. Impedanssi on tällöin hyvin lähellä 100Ω , kuten mallin parametriarvojen perusteella voi olettaa. Rinnakkaisresonanssitaajuudella impedanssi kohoaa hyvin suureksi, kuten kursorin $m1$ tiedosta voidaan nähdä. Sarja- ja rinnakkaisresonanssitaajuuksien ero on pieni, vain vähän yli 3,0 kHz.



Kuva 3. Kiteen impedanssi Smithin kartalle piirrettynä, missä $m2$ on sarjaresonanssitaajuus ja $m1$ on rinnakkaisresonanssitaajuus.

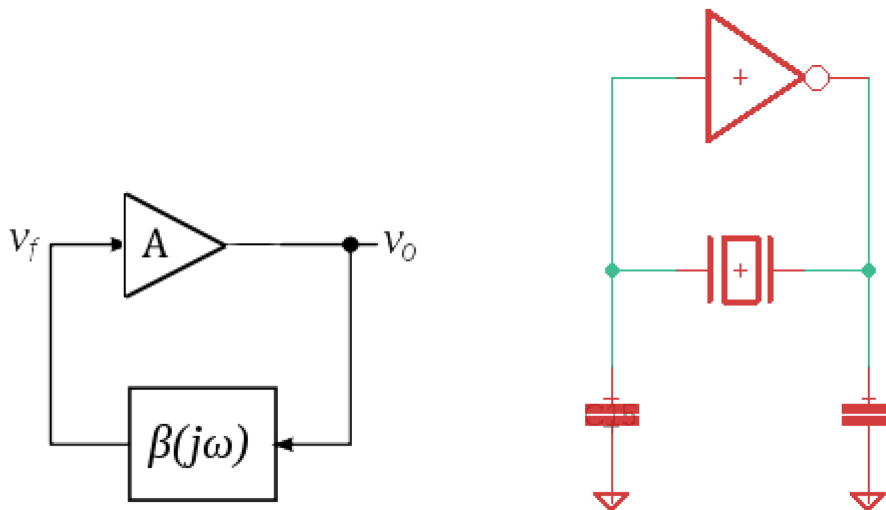
Kiteen resonanssitila (oskillointitaajuus) riippuu siitä, miten se on kytketty osaksi piiriä. Kiteen valmistaja voi ilmoittaa kumpaan resonanssitilaan kiteen nimellinen taajuus on kalibroitu. Tällä on merkitystä, mikäli kidettä käytetään suurta tarkkuutta (< 100 ppm) vaativissa sovellutuksissa. Kiteen valmistaja yleensä ilmoittaa optimiarvot kiteen

kuormakapasitanssille (kuva 5), jolla kiteen nimellinen värähtelytaajuus toteutuu. Rinnakkaisresonanssissa kiteen kanssa rinnankytkettyjen kondensaattoreiden arvoja muuttamalla taajuutta voidaan vetää (frequency pulling) jonkin verran. Sarjaresonanssikytkennässä kiteen resonanssitaajuus on hyvin robusti sen kanssa rinnankytkettyyn kapasitanssiin. Asian voi nähdä myös kaavoista (6) ja (7). Kaavassa (6) ei ole lainkaan rinnankytketyn kapasitanssin vaikutusta. [4,5,7,8,12]

Pelkkää kidettä ei voi sellaisenaan käyttää oskillaattorina, vaan se tulee kytkeä osaksi oskillaattoriipiiriä. Jotta lineaarinen takaisinkytketty piiri voi toimia oskillaattorina (kuva 4), sen tulee täyttää kaksi vähimmäisvaatimusta, ns. *Barkhausenin* kriteerit [6]:

1. Avoimen silmukan vahvistus tulee olla 1, ($|A\beta| = 1$).
2. Takaisinkytkentäsilmukan vaihesiirron tulee olla $n \cdot 360^\circ$, $n=0,1,2\dots$

Eräs hyvin yleinen kideoskillaattorityyppi on Pierce-oskillaattori (kuva 5) [11,13]. Kideoskillaattori muodostuu kiteestä, inverttoivasta vahvistimesta tai loogisesta invertteristä sekä passiivikomponenteista. Inverttoiva vahvistin tuottaa riittävän silmukkavahvistuksen oskilloinnin käynnistymiselle ja ylläpitämiselle, koska piirissä on väistämättä jonkin verran häviöitä. Lisäksi se inverttoi jännitteen, tuottaen 180° vaihesiirron. Kondensaattorit ovat osa takaisinkytkentää, ja niiden tehtävänä on tuottaa myös 180° asteen vaihesiirto, jotta kokonaissiirtymäksi tulee 360° .



Kuva 4: Oskillaattorin lohkokaavio.

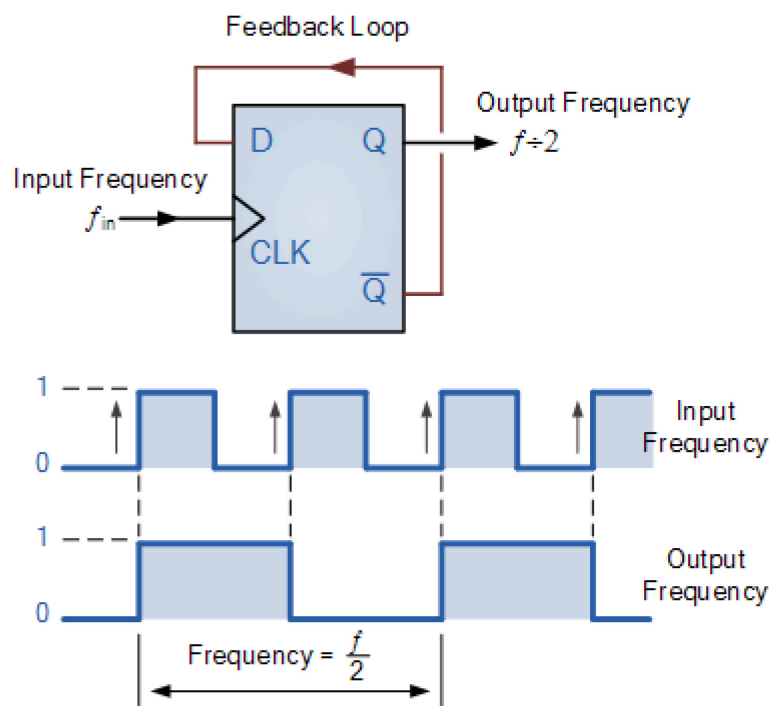
Kuva 5. Rinnakkaisresonanssi Pierce-oskillaattori.

Tässä työssä referenssioskillaattorina käytetään kuvan 5 mukaista oskillaattoria, jonka kiteen taajuus on $3 \text{ MHz} \pm 200 \text{ ppm}$ [14].

2.2 Taajuusjakaja

Oskillaattoreiden tuottama taajuus voidaan skaalata matalammalle taajuudelle, jos vaihevertailija ei pysty käsittelemään korkeita taajuuksia. Taajuusjakaja on digitaalinen tai analoginen piiri, joka jakaa sisääntulosignaalin taajuuden tietyllä luvulla. Yksinkertainen ja hyvin yleinen toteutus on käyttää jakolukuna 2^n , $n=1,2,3\dots$. Myös muut kokonaisluku- ja murtolukusuhteet ovat mahdollisia, mutta niitä ei käsitellä tässä työssä.

Hyvin yleisesti käytetty taajuusjakaja saadaan käyttämällä D-kiikkua (kuva 6). Kuvan 6 taajuusjakaja jakaa sisääntulon signaalin kahdella. D-tyyppin kiikku on reunaherkkä, mikä tarkoittaa, että ulostulo vaihtuu aina, kun sisääntulosignaali vaihtuu nolasta ykköseksi.



Kuva 6. D-tyyppin kiikku ja havainnekuva toiminnasta. [10]

Kytkemällä sarjaan N -kappaletta D-tyyppin kiikkuja saadaan ulostulotaajuudeksi:

$$f_{out} = \frac{1}{2^N} f_{in}. \quad (8)$$

Tässä työssä käytettävä kide on taajuudeltaan 3 MHz, ja haluttu sisääntulotaajuus vaihevertailijalle on 375 kHz. Sijoittamalla taajuusarvot $f_{in} = 3$ MHz ja $f_{out} = 375$ kHz, ja ratkaisemalla N kaavasta 8 nähdään, kuinka monta D-kiikkua tarvitaan.

$$f_{out} = \frac{1}{2^N} f_{in} \leftrightarrow 2^{-N} = \frac{f_{out}}{f_{in}} \leftrightarrow N = -\frac{\ln\left(\frac{f_{out}}{f_{in}}\right)}{\ln 2} = 3 \quad (9)$$

Digitaalipiirejä voidaan ohjata myös analogisilla signaaleilla. Ohjausjännitetasojen tulee olla riittävän ”selkeitä”, jotta digitaalipiiri tulkitsee signaalin loogiseksi ykköseksi tai nolllaksi. Toisin sanoen ohjausjännitteen tulee ylittää tai alittaa tarvittava kynnysjännite piirin tilan vaihtamiseksi. Muutoin digitaalipiiri voi joutua niin sanottuun kelluvaan (floating) tilaan, jolloin sen tila ei ole määritelty. Piirin toiminta on tällöin hyvin epäluotettavaa. Lisäksi ohjausjännitteen taajuuden tulee olla sopiva, koska digitaalipiireillä on rajalliset, nousu-, lasku-, pito- ja asetusajat. Analogisia signaaleja voidaan joutua muokkaamaan digitaaliseksi, jos niitä käytetään ohjaamaan digitaalipiirejä. On tapauskohtaista, tarvitaanko muokkausta, vai voidaanko digitaalipiiriä ohjata esimerkiksi sinisignaaleilla.

2.3 Vaihevertailija

Vaihevertailijan toiminnan ymmärtäminen on keskeistä koko PLL:n toiminnan ymmärtämisessä. Vaihevertailija vertaa kahta sisääntulosignaalia, ja tuottaa niiden vaiheeroon verrannollisen signaalin. Vaihevertailijana voi toimia esimerkiksi taajuussekoitin, XOR-portti (engl. Exclusive OR) tai JK-kiikku [4]. Tässä toteutuksessa käytetään XOR-porttia, ja seuraavassa esitellään sen toimintaa.

XOR-portti on looginen portti, jonka totuustaulu on taulukossa 2 [15]. XOR-portin ulostulo on 0, kun sisääntulosignaalit ovat samat. Muussa tapauksessa ulostulo on 1.

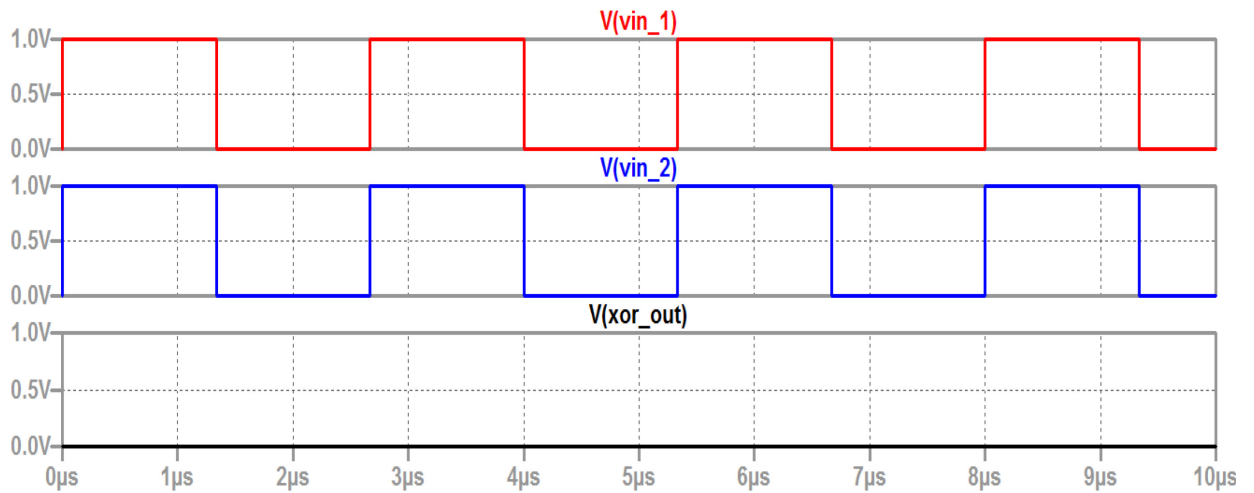
Taulukko 2. XOR-portin totuustaulu [15]

INPUT		INPUT
A	B	A XOR B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



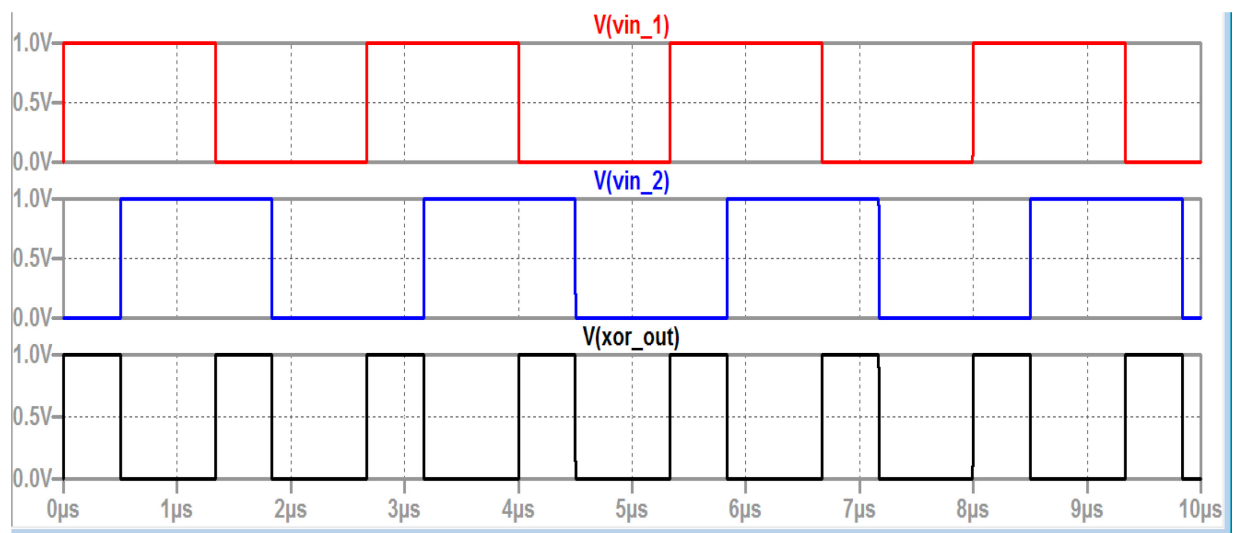
XOR-portin piirrosymboli

Tarkastellaan XOR-portin ulostulojännitettä simuloimalla sitä LTspice-ohjelmalla, kun sisääntulosignaalien vaihe-eroa θ muutetaan. Sisääntulosignaaleina käytetään 0-1 V:n pulssisignaaleja, joiden taajuus on 375 kHz ($T = 2,667 \mu\text{s}$). Kuten kuvasta 7 näkyy, ulostulo on nolla, kun sisääntulosignaalit ovat samat.



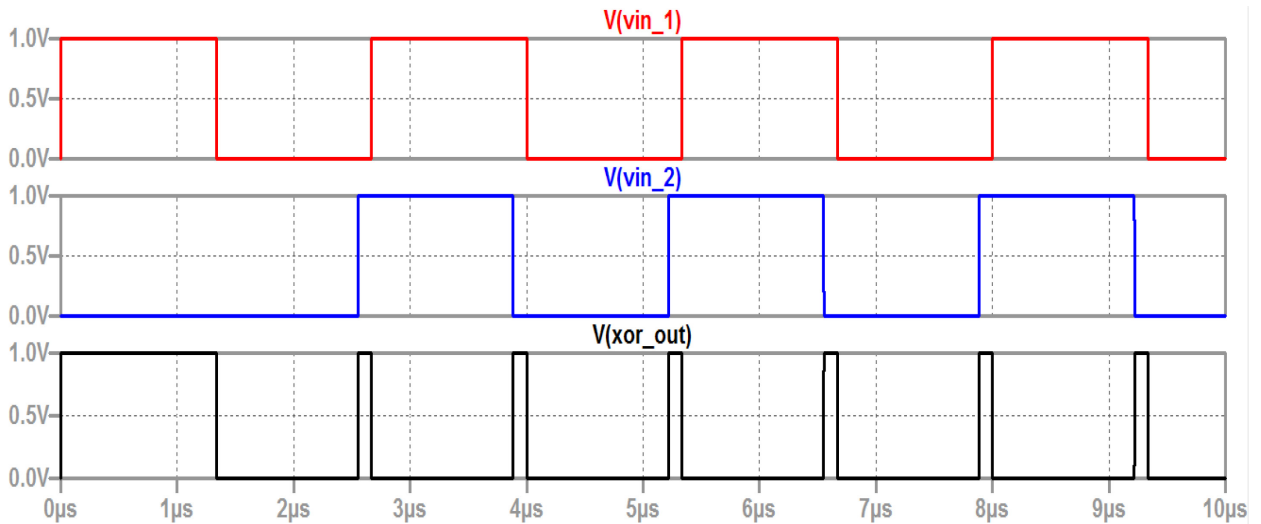
Kuva 7. XOR-portin sisään- ja ulostulon jännitteet, kun θ on 0.

Seuraavaksi viivästetään toista sisääntulosignaalia $0,5 \mu\text{s}$, taajuuden pysyessä samana (kuva 8).



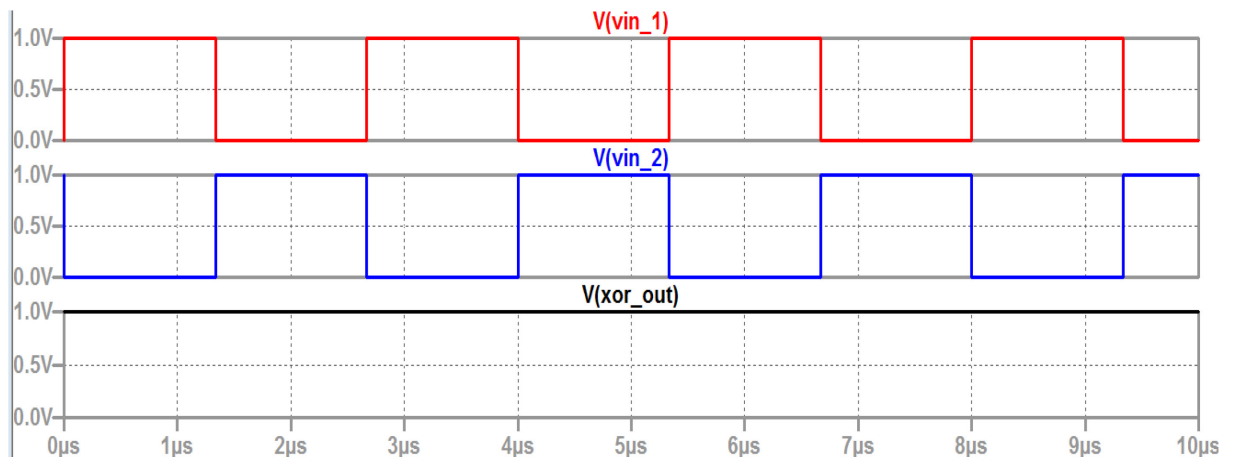
Kuva 8. XOR-portin sisään- ja ulostulon jännitteet, kun $\tau = 0,5 \mu\text{s}$.

Tarkastellaan seuraavassa ulostuloa, jos viive on vähän pienempi ($2,5 \mu\text{s}$), kuin jaksonaika (kuva 9).



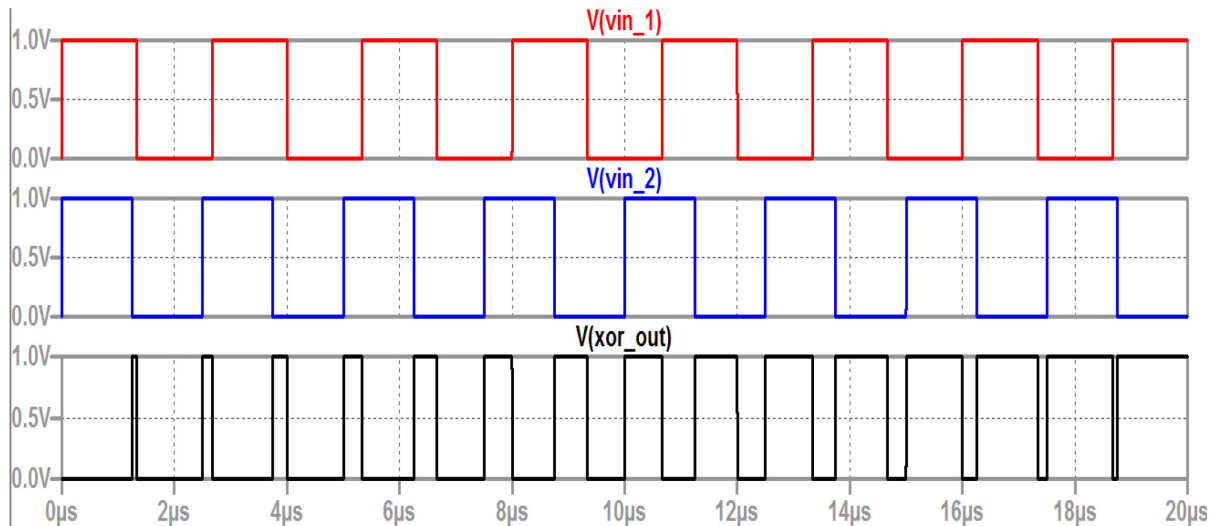
Kuva 9. XOR-portin sisään- ja ulostulon jännitteet, kun viive on $2,5 \mu\text{s}$.

Kuvassa 10 sisääntulosignaalit ovat samat, mutta vastakkaisissa vaiheissa. Tällöin ohjaus on jatkuvasti ylhäällä.



Kuva 10. XOR-portin sisään- ja ulostulon jännitteet, kun $\theta = \pi$.

Viimeisessä simuloinnissa nähdään ulostulojännite, kun sisääntulosignaalien taajuudet ovat erisuuret, 375 kHz ja 400 kHz (kuva 11).



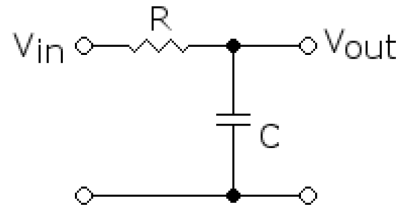
Kuva 11. XOR-portin sisään- ja ulostulon jännitteet, kun sisääntulosignaalien taajuuudet ovat erisuuria: 375 kHz ja 400 kHz.

Simulointituloksista nähdään, että vaihevertailijan ulostulosignaalilla on kaksi tilaa: 0 ja 1. XOR-portin tuottaman signaalin pulssisuhde muuttuu sisääntulosignaalien vaihe-eron perusteella. Vaihevertailijan tuottama ulostulojännite ei sellaisenaan käy VCO:n ohjausjännitteeksi, vaan se pitää ensin alipäästösuodattaa. Alipäästösuodattamalla pulssimoduloitu signaali, on mahdollista saada esille sen alin taajuuskomponentti, joka on tässä tapauksessa sisäänmenosignaalien hetkelliseen vaihe-eroon verrannollinen (matalataajuinen) vaihtojännite.

2.4 Alipäästösuodin

Alipäästösuodattamalla vaihevertailijan tuottama signaali tasataan matalataajuiseksi AC-jännitteeksi, jolla ohjataan VCO:n oskillointitaajuutta. Alipäästösuotimen vaimennus on osa PLL:n suljetun silmukan vahvistusta, joten sillä on vaikutusta PLL:n stabiilisuuteen, lukkiutumisenopeuteen ja vaihekohinaan [4]. Yleensä PLL:ssä käytetään vähintään toisen asteen suodatinta tarvittavan vaimennuksen saavuttamiseksi. Passiivisten moniasteisten suodattimien vaimennus saattaa olla päästökaistalla muodostua liian suureksi. Siksi usein käytetäänkin aktiivista suodatinta, jolloin vaimennusta voidaan kompensoida. Suodattimen asteluvun lisääminen pienentää vaihevaraa, joten saavutettava vaimennus on kompromissi vaimennuksen ja stabiilisuuden välillä. [4]

Tässä työssä käytetään yksinkertaisinta mahdollista alipäästösuodatinta: ensimmäisen asteen RC-suodatinta (kuva 12).



Kuva 12. RC-alipäästösuodatin.

Suodattimen siirtofunktio on:

$$H(j\omega) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}, \quad (9)$$

missä RC on suodattimen aikavakio. Suodattimen -3dB rajakulmataajuus on:

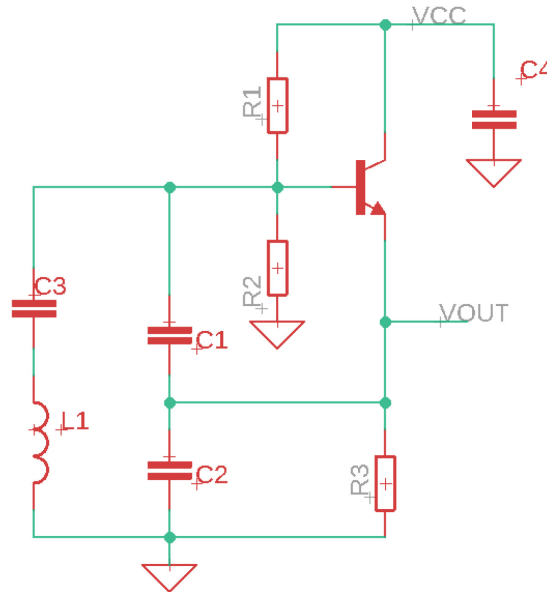
$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (10)$$

Suodattimen rajataajuus vaikuttaa siihen, miten nopeasti ohjausjännite voi muuttua. Matala rajataajuus tarkoittaa hitaampaa ohjausjännitteen muutosnopeutta. Yhtälön 10 perusteella rajataajuus on sitä matalammalla, mitä suurempia vastuksen ja kondensaattorin komponenttiarvoja valitaan. Rajoittavaksi tekijäksi muodostuu PLL:n lukittautumisaika (lock time) ja sieppausetäisyys (capture range). Mikäli käytetään liian suuria komponenttiarvoja, kondensaattorin lataaminen kestää liian kauan, jolloin vertailutaajuus ajautuu lukkiutumisalueen ulkopuolelle (locking range). Toisin sanoen, mikäli referenssitajuus ja vertailutaajuus ajautuvat liian kauaksi toisistaan, PLL ei pysty lukittumaan. Sieppausetäisyydellä tarkoitetaan kuinka kaukana alkutilanteessa taajuudet voivat olla, jotta PLL pystyy lukittumaan. Tyypillisesti lukkiutumisalue on suurempi kuin sieppausetäisyys. [4,16].

Korkeampi rajataajuus sallii ohjausjännitteen nopeamman vasteen, mutta ongelmaksi saattaa muodostua se, että myös korkeataajuiset häiriöjännitteet pääsevät läpi, mikä aiheuttaa VCO:n taajuusspektrissä häiriöpiikkejä (spurious emission) [4].

2.5 Jänniteohjattu oskillaattori

Edellisissä luvuissa käytiin läpi ohjausjännitteen muodostuminen, jolla ohjataan VCO:n oskillointitaajuutta. Tarkastellaan seuraavaksi, miten säätö tapahtuu ja mihin se perustuu. Hyvin yleinen oskillaattori, jota tässäkin työssä käytetään, on Clapp-oskillaattori (kuva 13) [4].



Kuva 13. Yhteiskollektori Clapp- oskillaattori

Kapasitanssit C_1 , C_2 , C_3 , ja kela L_1 muodostavat rinnakkaisresonanssipiirin, jonka värähtelytaajuus on:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_{eq}}}, \quad (11)$$

missä C_{eq} on kondensaattorien kokonaiskapasitanssi. Se voidaan laskea seuraavasti:

$$C_{eq} = \frac{1}{\left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right)}. \quad (12)$$

LC-piirin resonanssitaajuus on merkittävin oskillointitaajuuteen vaikuttava tekijä. Lisäksi oskillointitaajuuteen vaikuttavat transistorin kanta-emitteriliitoksen diffuusiokapasitanssi ja kanta-kollektoriliitoksen tyhjennysaluekapasitanssi (depletion layer capacitance), sekä muut kytkennän parasiittiset ominaisuudet. Transistorin pn-liitosten kapasitanssi muuttuu, kun oskilloinnin amplitudi kasvaa. Taajuus, jolla oskillointi käynnistyy, on yleensä hieman eri kuin se, mihin se vakiintuu. LC-piirin resonanssitaajuus on siis vain approksimaatio oskillaattorin todellisesta resonanssitaajuudesta. Transistorin piensignaali mallilla voidaan arvioida tulevaa oskillointitaajuutta. [6]

Mikäli esim. C_3 vaihdetaan säädettäväksi kondensaattoriksi, oskillointitaajuutta voidaan säätää. Säädettävänä kondensaattorina käytetään usein *varaktoria*. Varaktori (kuva 13) on kuten tavallinen diodi, mutta sen kapasitanssi on tehty muuttumaan mahdollisimman paljon estosuuntaisen tasajännitteen muuttuessa. Tavalliseen diodiin verrattuna

varaktorilla on myös suurempi kapasitanssi, sekä parempi lineaarisuus sen kapasitanssia säädettyä. Parempi lineaarisuus saavutetaan erilaisella seostusprofiililla [13]. Lisäksi se on pienikohinainen [17].



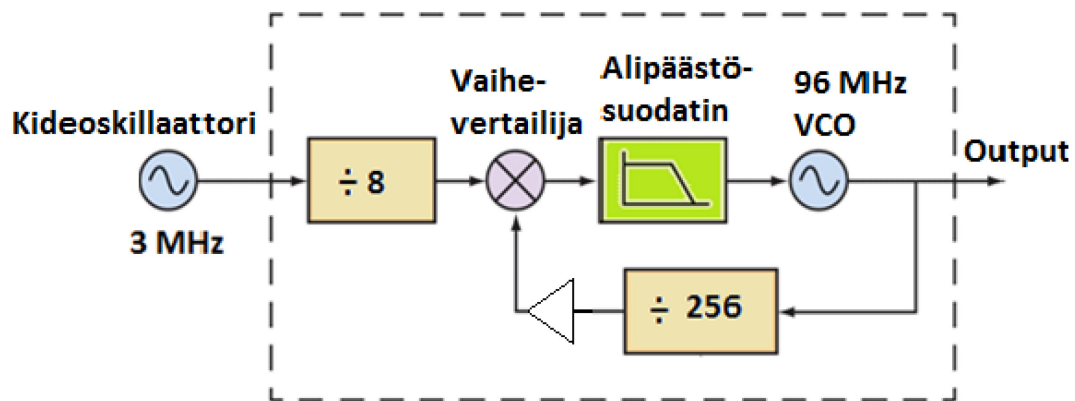
Kuva 14. Varaktorin piirrossymboli

Varaktorin tulee olla estosuuntaan biasoitu, kun sitä käytetään säädettävänä kapasitanssina. Varaktori, kuten diodikin koostuu yhteenliitetyistä p- ja n-tyyppin puolijohteista. Kun varaktori biasoidaan estosuuntaan, p- ja n-tyyppin alueiden väliin syntyy tyhjennysalue. Tyhjennysalue toimii eristeenä, jolloin virta ei pääse kulkemaan diodin läpi (lukuun ottamatta hyvin pientä vuotovirtaa). Nostamalla estosuuntaista jännitettä tyhjennysalue tulee paksummaksi, mikä puolestaan pienentää varaktorin kapasitanssia.

Mikäli Clapp-oskillaattorin (kuva 13) L1 ja C3 korvataan kiteellä, piiristä tulee kideoskillaattori (Pierce.oskillaattori).

3. VAIHELUKITUN SILMUKAN TOTEUTUS

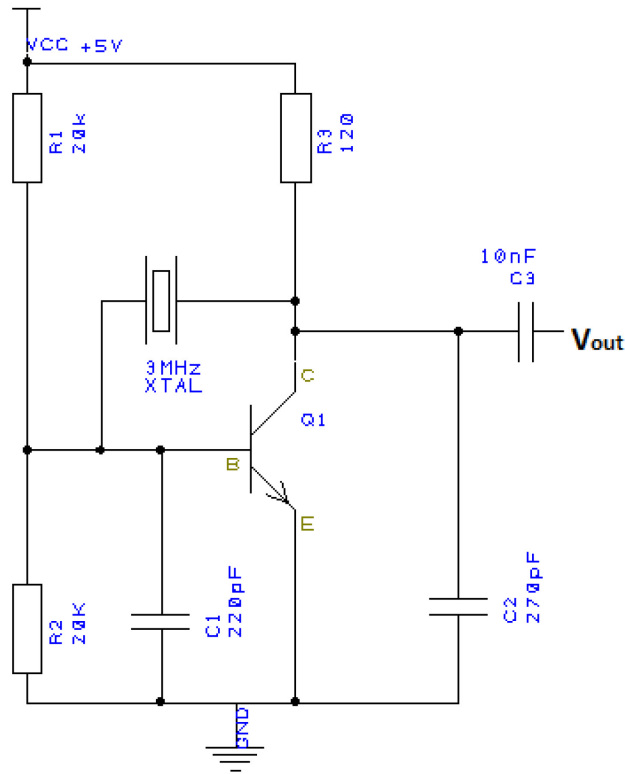
Tämän työn suunnittelun lähtökohtana käytettiin jo aikaisemmin rakennettua 96 MHz:n PLL- piiriä [1]. Eräs ongelma alkuperäisessä työssä oli se, että vaihevertailijalle VCO:lta tulevan signaalin taajuus oli liian suuri (6 MHz). Tässä projektissa vaihevertailijaan tulevat signaalit skaalattiin matalammalle taajuudelle. Vertailutaajuudeksi valittiin 375 kHz. Vaihevertailijaan tulevien signaalien taajuuksien tulee olla samat. Tämä saadaan, kun haluttu ulostulotaajuus 96 MHz jaetaan 256:lla-, ja kideoskillaattorin 3 MHz:n taajuus jaetaan 8:lla. Kummatkin jakoluvut ovat kahden potensseja, mikä helpottaa jakajien toteuttamista. Koekytkelevylle toteutetussa rakentelu- ja mittaussivaiheessa huomattiin, etteivät oskillaattoreiden vahvistinasteet [1] olleet PLL:n toiminnan kannalta välttämättömiä, jos VCO:ta ei kuormiteta, joten ne jätettiin pois. Huomattavaa kuitenkin, mikäli VCO:n signaalia käytettäisiin esim. lähettimessä, vahvistinaste tulee ehdottomasti lisätä. Muutoin VCO:n kuormaimpedanssin muutos vaikuttaa sen oskillointitaajuuteen. Kuormitus saattaa myös aiheuttaa, ettei VCO välttämättä oskilloi lainkaan, tai sen amplitudi jää niin pieneksi, ettei se riitä taajuusjakajalle. Takaisinkytkentäsilmukassa olevan 256:lla jakajapiirin ja vaihevertailijan väliin tarvitaan vahvistinaste. Työssä käytetyn jakajan tuottama jännitesignaali on liian matala ohjatakseen suoraan XOR-porttia [15]. Tehonkulutusta ei määritelty, mutta yleisenä suunnitteluperiaatteena pyrittiin pitämään kaikkien osioiden tehonkulutus maltillisena, ja järkevällä tasolla. Suunniteltu PLL:n lohkokkaavio on kuvassa 15. Piirikaavio on liitteessä A.



Kuva 15. PLL:n suunniteltu lohkokkaavio [3]. Lisäksi 256:lla jakajan jälkeen tarvitaan vahvistinaste, jotta signaalitaso on riittävä ohjaamaan vaihevertailijaa.

3.1 Referenssioskillaattori

Referenssioskillaattorina käytetään kideoskillaattoria (kuva 16).



Kuva 16. 3 MHz kideoskillaattori.

Vastuksilla R1, R2 ja R3 asetetaan transistorin Q1 (2N3904) toimintapiste siten, että transistori pysyy lineaarisella toiminta-alueella. Vastusten R1 ja R2 läpi kulkee jatkuva virta, joten se tulee huomioida niitä valittaessa. Vastus R3 asettaa transistorin kollektori-emitteri jännitetason (V_{ce}) ja rajoittaa samalla kollektorivirtaa, jottei tehonkulutus kasva liian suureksi. Samalla se toimii suuri-impedanssina tienä piensignaaleille. Kytkenän tuottaman vahvistuksen tulee olla riittävä, jotta *Barkhausenin* ehto [6] silmukavahvistukselle täyttyy, ja piiri toimii oskillaattorina. Toisekseen ulostulojännitteen tulee olla riittävä, jotta digitaalinen jakajapiiri toimii oikein. Käytettävä jakajapiiri on SN74AC74, joka vaatii n. 3,5 V:n sisääntulojännitteen tulkitakseen signaalin loogiseksi ykköseksi. C3 on ulostulon kytkentäkapasitanssi, joka tarjoaa pieni-impedanssisen tien oskillaattorin tuottamalle 3 MHz taajuudelle. Kiteenä käytetään IQD:n 3 MHz:n HC49-kidettä [14]. Datalehden mukaan sen kuormakapasitanssiksi (Load Capacitance) C_L ilmoitetaan 10-70 pF. Kuormakapasitanssi muodostuu kondensaattoreista C_1 ja C_2 , sekä parasiittisesta hajakapasitanssista C_{ext} . Hajakapasitanssin arvoksi voidaan arvioida olevan tyypillisesti muutaman pikofaradin luokkaa, n. 3-5 pF [18]. Kuormakapasitanssi voidaan esittää yhtälön 11 mukaan:

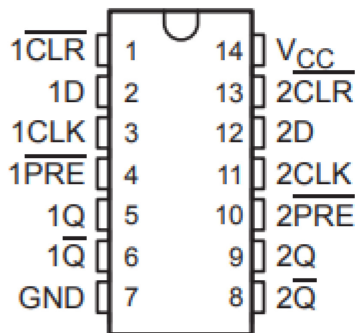
$$C_L = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} + C_{ext}. \quad (11)$$

Kapasitanssien C_1 ja C_2 alkuarvoina käytettiin samoja 27 pF:n ja 33 pF:n arvoja, kuin referenssityössä [17]. Tämä ratkaisu ei osoittautunut toimivaksi, koska piiri ei lähtenyt

oskilloimaan lainkaan. Tämä johtui siitä, että referenssityössä [1] käytettiin 24 MHz:n kidettä. Tällä taajuudella kapasitanssin reaktanssi on n. 200Ω , kun taas 3 MHz:n taajuudella reaktanssi on n. $1,6\text{ k}\Omega$. Tämä on liian suuri reaktanssin arvo resonanssipiirin takaisinkytkentäsilmukassa. Arvojen kasvattaminen n. 10 kertaa suuremmaksi osoittautui toimivaksi. C_2 :n arvolla 270 pF reaktanssi 3 MHz:n taajuudella on n. 200Ω . Valituilla kapasitanssien arvoilla, 270 pF ja 220 pF , kuormakapasitanssin arvo on n. 125 pF . Tämä on enemmän kuin suositeltu arvo, joten sillä todennäköisesti on vaikutusta oskillointitaajuuden tarkkuuteen, mutta se ei vaikuta merkittävästi tässä toteutetun PLL:n toimintaan.

3.2 Taajuusjakajat

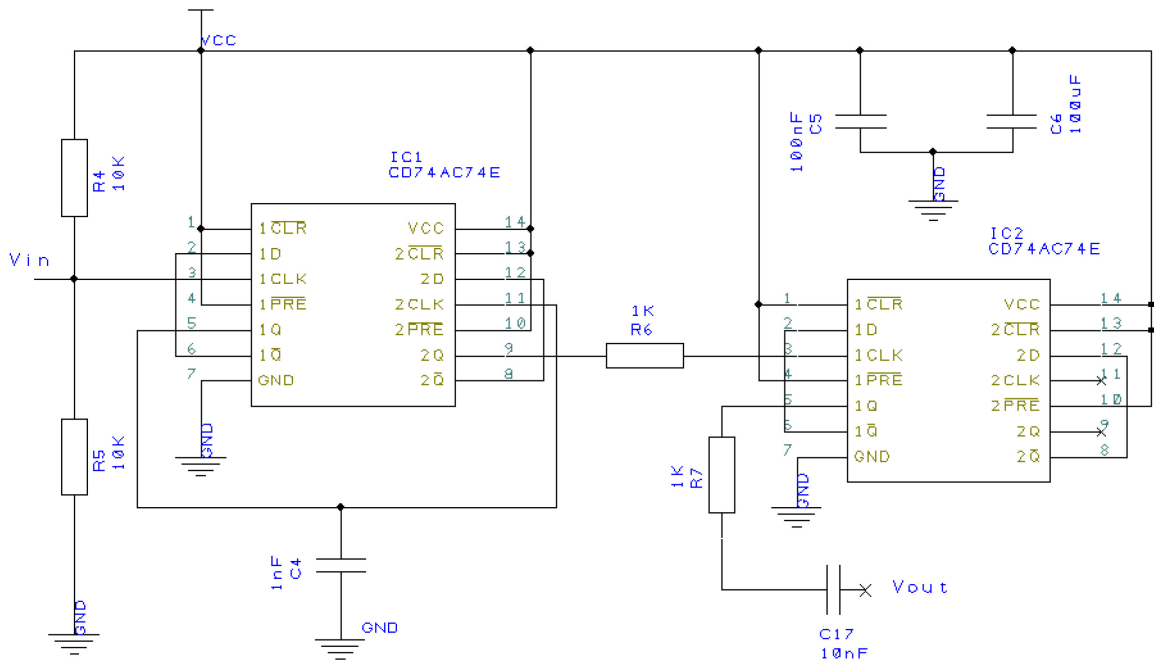
Tässä PLL-piirissä käytetään kahta erilaista taajuusjakajaa. Käytettävät jakajat ovat IC-komponentteja. Ensimmäinen on malliltaan 74AC74 [19], jossa on integroituna kaksi D-tyypin digitaalista kiikkua (kuva 17 ja taulukko 3). Kideoskillaattorin 3 MHz taajuus jaetaan 8:lla, jotta vaihevertailijaan saadaan 375 kHz taajuus. Yhdellä kiikulla voidaan sisääntulosignaalin taajuus jakaa kahdella, joten 8:lla jakaminen onnistuu kolmella D-kiikulla, mikä edellyttää kahden IC-piirin käyttöä, mutta toisen IC:n toista jakajaa ei tarvita mihinkään (kuva 18).



Taulukko 3. 74AC74:n pinnien nimet ja kuvaukset [19].

Pin Names	Description
D_1, D_2	Data Inputs
CP_1, CP_2	Clock Pulse Inputs
$\overline{C}_{D1}, \overline{C}_{D2}$	Direct Clear Inputs
$\overline{S}_{D1}, \overline{S}_{D2}$	Direct Set Inputs
$Q_1, \overline{Q}_1, Q_2, \overline{Q}_2$	Outputs

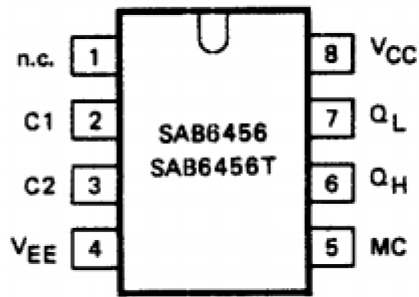
Kuva 17. 74AC74 [19].



Kuva 18. Kaksi 74AC74-piiriä kytkettynä kahdeksalla jakajaksi.

Vastuksilla R4 ja R5 asetetaan ensimmäisen jakajapiirin sisääntulon DC- jännitetaso 2,5 V:in. Ilman tätä jakaja ei toimi oikein. 1 nF:n kapasitanssi C4 suodattaa jakajan ulostulossa näkyviä häiriöitä huomattavasti. Sopiva arvo löytyi kokeellisesti testaamalla eri kapasitanssin arvoja. Digitaalijakajien ulostulojännitteissä näkyi merkittäviä häiriöpiikkejä. Vastukset R6 ja R7 vaimentavat tehokkaasti näitä jännitepiikkejä. 1 k Ω :n vastukset toimivat hyvin. Ne tuottavat hyvän vaimennuksen häiriöille, mutta eivät ole liian suuria, jolloin ne vaikuttaisivat ulostulojännitteen suuruuteen. Kondensaattori C17 toimii dc-erotuskondensaattorina. Kondensaattorit C5 ja C6 ovat käyttöjännitteen suodatuksen.

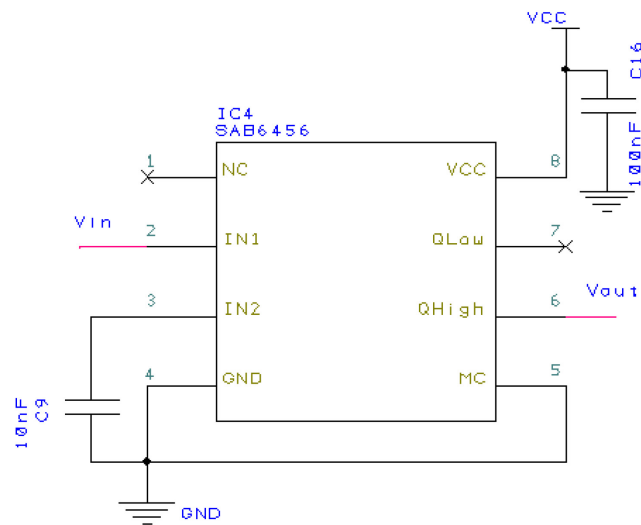
Toinen jakaja on SAB6456 (kuva 19) [20], joka voi toimia joko 256:lla tai 64:llä jakajana riippuen pinnan 5 (MC) jännitteestä. Jos pinni 5 on kytketty maahan, piiri toimii 256:lla jakajana. Piiri sisältää integroidun vahvistinasteen sisääntulossa, mikä mahdollistaa jakajan toiminnan, vaikka VCO:n ulostulojännite on melko matala (n. 630 mV_{p-p}), joka vastaa 0 dBm (50 Ω :n kuorma).



Kuva 19. SAB6456. [20]

Taulukko 4. SAB6456:n pinnijärjestys. [20]

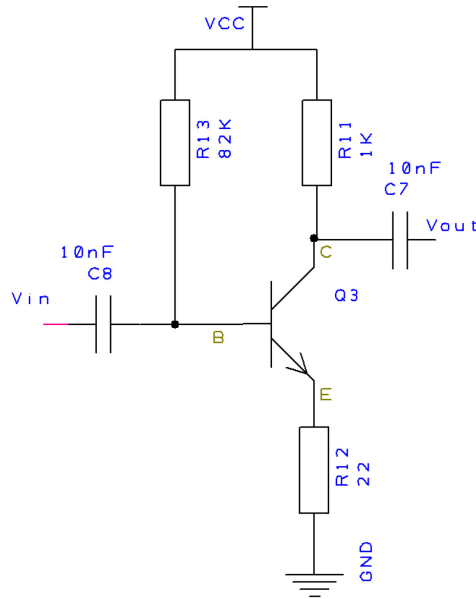
1.	n.c.	not connected
2.	C1	differential inputs
3.	C2	
4.	VEE	ground (0 V)
5.	MC	mode control
6.	QH	complementary outputs
7.	QL	
8.	VCC	positive supply voltage



Kuva 20. SAB6456 piirikaavio.

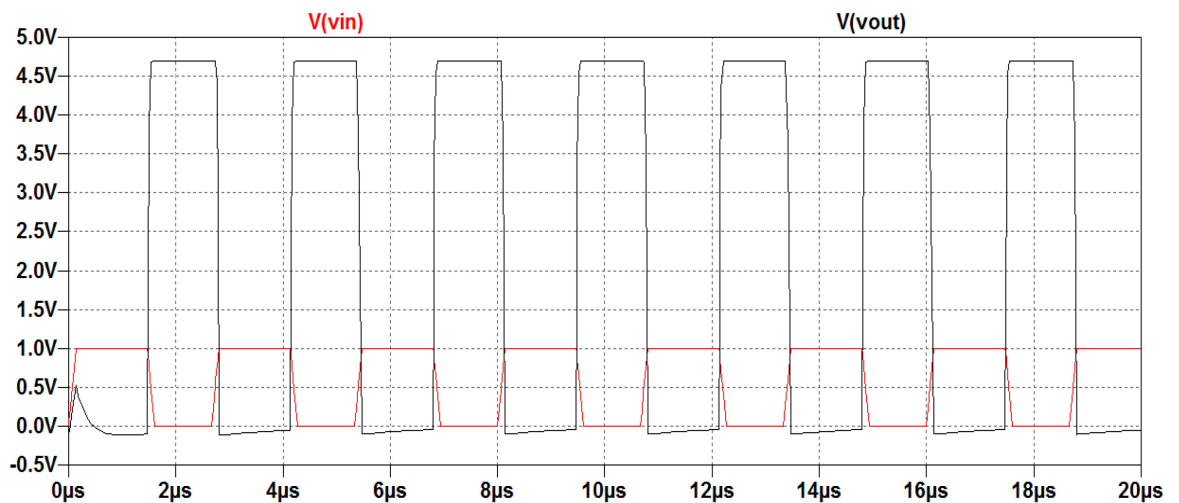
Kuvassa 20 on piirikaavio 256:lla jakajan kytkennästä. Piiriä ei käytetä tässä differentiaalisesti, joten pinni 3 tulee kytkeä maahan kapasitanssin (C9) kautta. C16 on käyttöjännitteen suodatukseen.

Jakajan ulostulojännite on n.1,0 V_{p-p}. Jakajaa seuraava XOR-portti tarvitsee n.3,5 V:n sisääntulojännitteen, jotta se tulkitsee signaalin loogiseksi ykköseksi. Sen vuoksi jakajan ja XOR-portin väliin lisättiin vahvistinaste (kuva 21).



Kuva 21. Vahvistinaste.

Kuvassa 22 on vahvistimen simuloitu ulostulojännite, kun sisääntulojännitteenä on käytetty 375 kHz:n 1,0 V_{p-p} jännitettä.

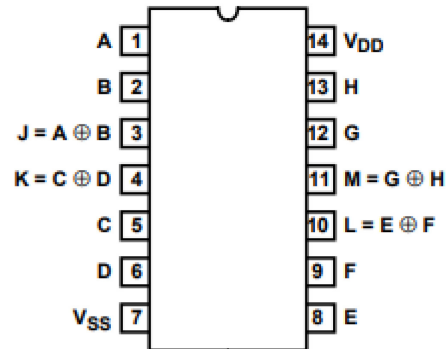


Kuva 22. Vahvistinasteen (transistori 2N3904) simuloitu ulostulojännite, kun sisääntulosignaali on taajuudeltaan 375 kHz ja 1 V_{p-p}.

Vahvistinasteeksi voidaan valita yksinkertainen perusvahvistin, jossa käytetään bipolaaritransistoria [21]. Suunnittelukriteerinä oli valita suhteellisen suuret komponenttiarvot, jotta virrankulutus on pieni (4,75 mA). Emitterivastus R12 saa aikaan negatiivisen takaisinkytkennän emitterin ja kannan välille. Vahvistin on tällöin vähemmän riippuvainen virtavahvistuksen vaihtelusta, mikä parantaa jännitevahvistuksen stabiilisuutta. Haittana on kytkennän jännitevahvistuksen pienentyminen, jonka vuoksi emitterivastuksen R12 arvoksi valittiin suhteellisen pieni, 22 Ω.

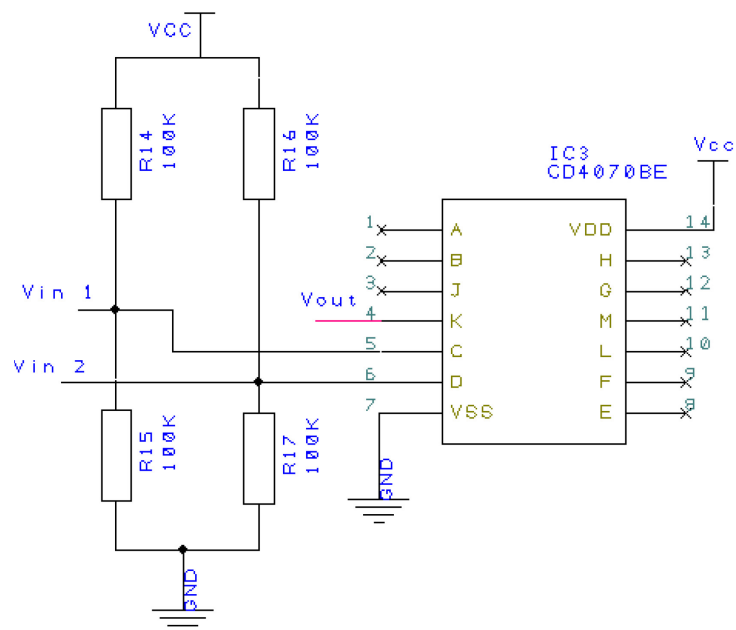
3.3 Vaihevertailija

Vaihevertailijana käytetään XOR-porttia CD4070B (kuva 23) [15]. Se on IC-komponentti, joka sisältää 4 XOR-piiriä, mutta joista vain yhtä tarvitaan tässä toteutuksessa.



Kuva 23. XOR CD4070B [15].

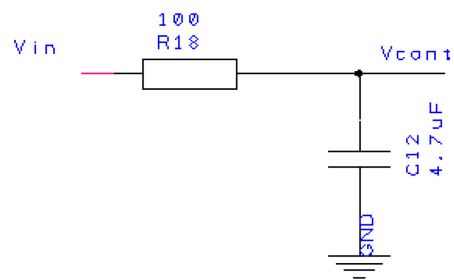
Kuvassa 24 on XOR-portin piirikaavio. Toimiakseen oikein XOR-piirin käytettävät sisääntulot on biasoitava sopivaan DC-tasoon. Sopiva taso on käyttöjännitteen puolivälissä. Biasointivastusten arvot on hyvä olla suhteellisen suuria, jotta ne eivät kuluta paljon virtaa. Vastusarvoiksi valittiin 100 kΩ.



Kuva 24. XOR-portin piirikaavio ja biasointivastukset.

3.4 Alipäästösuodatin

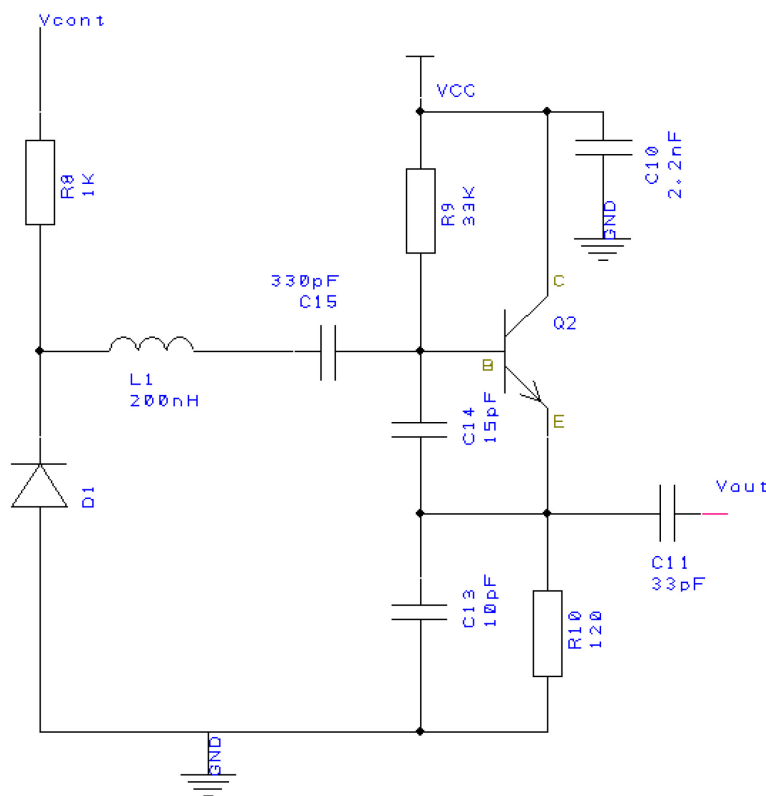
Alipäästösuodattimen suunnitteluperiaatteena oli käyttää mahdollisimman yksinkertaista piiriä. Piirissä käytetty alipäästösuodin on kuvassa 25. Kaavan 8 perusteella suodattimen rajataajuus on n. 340 Hz. Rajataajuuteen vaikuttaa kuitenkin myös XOR-piirin lähtöresistanssi. XOR-portin antama jännite avoimeen piiriin on 5 V ja oikosulkuvirta on 1 mA. Näistä laskettuna lähtöresistanssi on 5 k Ω , mikä pudottaa suodattimen rajataajuuden hyvin matalalle, noin 7 Hz:in. Matala rajataajuus on hyvä häiriöiden suodatuksen kannalta, mutta ongelmaksi muodostuu lukitusajan (lock time) kasvaminen liian suureksi. Tällöin PLL menettää lukkiutumisen, koska kondensaattori ehdi latautua tarpeeksi nopeasti. Latautumisnopeutta rajoittaa osaltaan myös XOR- portin vaatimaton virranantokyky, joka on 5 V:n käyttöjännitteellä n. 1 mA.



Kuva 25. Ensimmäisen asteen RC-alipäästösuodatin.

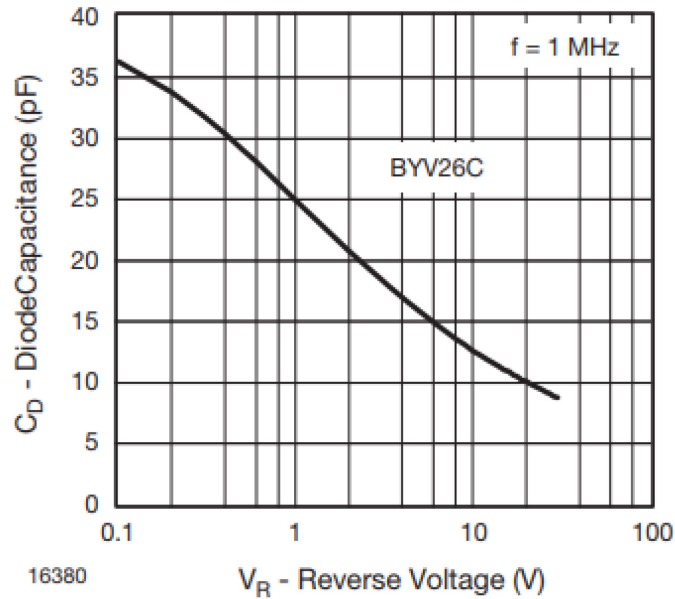
3.5 Jänniteohjattu oskillaattori

VCO:n piirikaavio on kuvassa 26. VCO:n oskillointitaajuus määräytyy ideaalitapauksessa kondensaattorien C13 ja C14 kapasitansseista, varaktorin D1 kapasitanssista, sekä kelan L1 induktanssin perusteella (kaava 9). Käytännössä taajuuteen vaikuttaa lisäksi parasiittiset induktanssit ja kapasitanssit, sekä transistorin transkonduktanssi, mutta suunnittelun lähtökohtana kyseinen yhtälö on käyttökelpoinen [6].

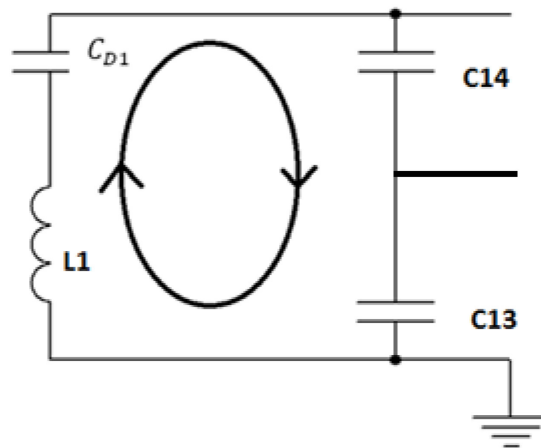


Kuva 26. VCO:n piirikaavio.

VCO:n komponenttiarvojen mitoituksessa on useampia lähestymistapoja. Tässä työssä mitoituksessa lähdetään oskillaattorin LC- piirin (kuva 28) komponenttiarvojen kautta. Projektissa ei ollut käytössä varsinaista varaktoridiodia. Käytettävä diodi on BYV26C [22]. Se on nopea vyörypurkausdiodi, joka on tarkoitettu käytettäväksi DC-teholähteissä ja DC/AC-inverttereissä. Se valittiin, koska sen kapasitanssi on sopivaa suuruusluokkaa, ja sen kapasitanssi muuttuu verrattain paljon jännitteen funktiona. Sen kapasitanssi estosuuntaisen jännitteen funktiona on kuvassa 27. Kuvaajasta voidaan lukea, että kapasitanssi on n. 36-16 pF, kun ohjausjännite on 0-5 V. Usein on suotavaa, että taajuuden säätövaraa on sekä ylös että alaspäin. Keskitajuus voidaan asettaa esim. säätöjännitteen puoliväliin. Kuvaajan perusteella kapasitanssi on tuolloin n. 20 pF. Tällöin diodin kapasitiivinen reaktanssi X_{D1} on 96 MHz:n taajuudella n. 83Ω . Usein pyritään, että C13 ja C14 kapasitanssit ovat dominoivia suhteessa varaktorin kapasitanssiin. Tästä seuraa, että oskillaattorin aktiivinen osa on heikosti kytketty resonaattoriin. Tällöin resonaattorin kuormitettu Q on korkea ja oskillointi vakaata. Taajuuden määrää tällöin lähinnä varaktorin kapasitanssi. Lisäksi kuorman impedanssin vaihtelulla on tällöin pienempi vaikutus oskillointitaajuuteen. Toisaalta suuren amplitudin kannalta transistori pitäisi kytkä voimakkaasti resonaattoriin. Tällöin tulee valita pienemmät C13 ja C14. Kytkenän rakenteluvaiheessa huomattiin, että C13 ja C14 tuli olla suhteellisen pienet, jotta riittävä amplitudi saavutettiin.

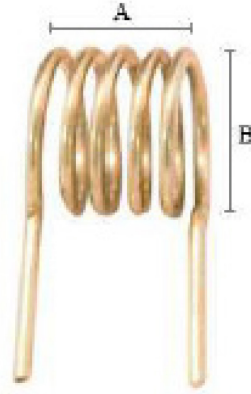


Kuva 27. BYV26C kapasitanssi estosuuntaisen jännitteen funktiona [22].



Kuva 28. Oskillaattorin LC-piiri. Yksinkertainen malli kuvan 25 LC-piiristä. Diodi korvattu kapasitanssilla C_{D1} . $C15$ voidaan jättää huomiotta, koska se toimii DC-erotuskondensaattorina suunnitellulla keskitaajuudella 96 MHz.

Kelana käytettiin tavallista ilmasydänkelaa, joka käämittiin kuparilangasta (kuva 29). Kelan käämityksessä käytettiin apuna tasapaksua ruuvia, jonka kierteille kuparilankaa kierrettiin. Näin saatiin läpimitaltaan melko tasainen kela. Tällä menetelmällä kelan halkaisijaksi tuli n. 9mm. Kelan pituus tietysti riippuu kierrosten määrästä, mutta esimerkiksi 6 kierrosta tuotti n. 10 mm pituisen kelan.



Kuva 29. Kela, jossa 5 kierrosta. A on kelan pituus, ja B on kelan halkaisija [1].

Kelan induktanssin L suuruutta voi approksimoida Wheelerin yhtälön [23] avulla:

$$L = \frac{B^2 n^2}{0,45B + A}, \quad (12)$$

missä B on kelan keskimääräinen halkaisija millimetreissä, n on kierrosten lukumäärä ja A on kelan pituus millimetreissä. Tuloksen yksikkö on nH. Käytäntö on osoittanut, että kelojen reaktanssista ei pystytä tekemään kovin isoa. Tämä johtuu siitä, että kelan induktanssin kasvaessa, kelan koko ja kierrosmäärä kasvavat, jolloin kelan hajakapasitanssi kierrosten välillä kasvaa. Hajakapasitanssi aiheuttaa kelan itseisresonanssin, mikä pienentää reaktanssia. Jonkinlaisena empiirisenä käytännön arvona voidaan sanoa, että hyvän kelan reaktanssi on RF-taajuuksilla luokkaa 300-500 Ω [24]. Lasketaan tarvittava induktanssi 96 MHz:n taajuudelle, kun reaktanssiksi valitaan 300 Ω .

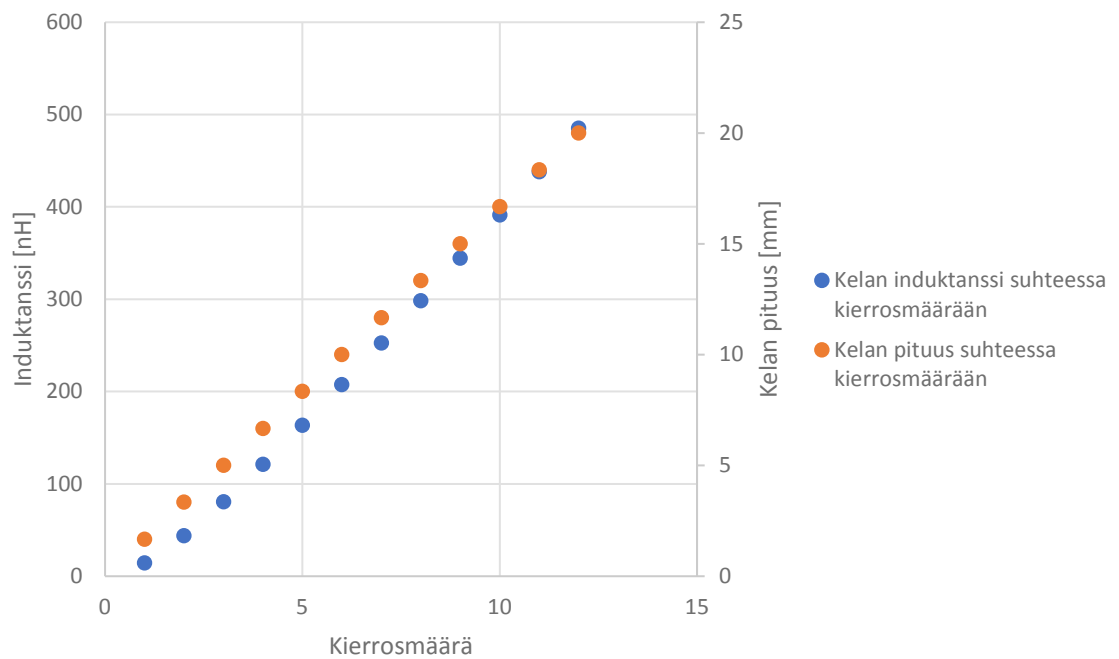
$$X_L = \omega L = 2\pi f L \iff L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (13)$$

Sijoittamalla arvot yhtälöön 13, induktanssin arvoksi tulee noin 500 nH. Käyttämällä yhtälöä 12 ja pituuden lähtöarvona 10 mm, sekä keskimääräisenä halkaisijana 9 mm, voidaan approksimoida, kuinka monta kierrosta tarvitaan, jotta sen induktanssi on 500 nH. Lisäksi tiedetään, että yksi kelan kierros lisää kelan pituutta n. 1,6mm. Kuvassa 29 ja 30 on kuvaajat laskennallisista arvoista. Huomattavaa, että malli ei ota huomioon parasiittistä hajakapasitanssia. Tietyn reaktanssin (X_L) aikaansaamiseksi induktanssi (L) voi siis olla jonkin verran pienempi kuin se mikä saadaan laskemalla yhtälöstä 13. Kuvaajien perusteella huomataan, että halutun reaktanssin toteuttaminen vaatisi kooltaan ainakin 20 mm pitkän kelan. Tämä on jo epäkäytännöllisen kokoinen suhteessa muihin

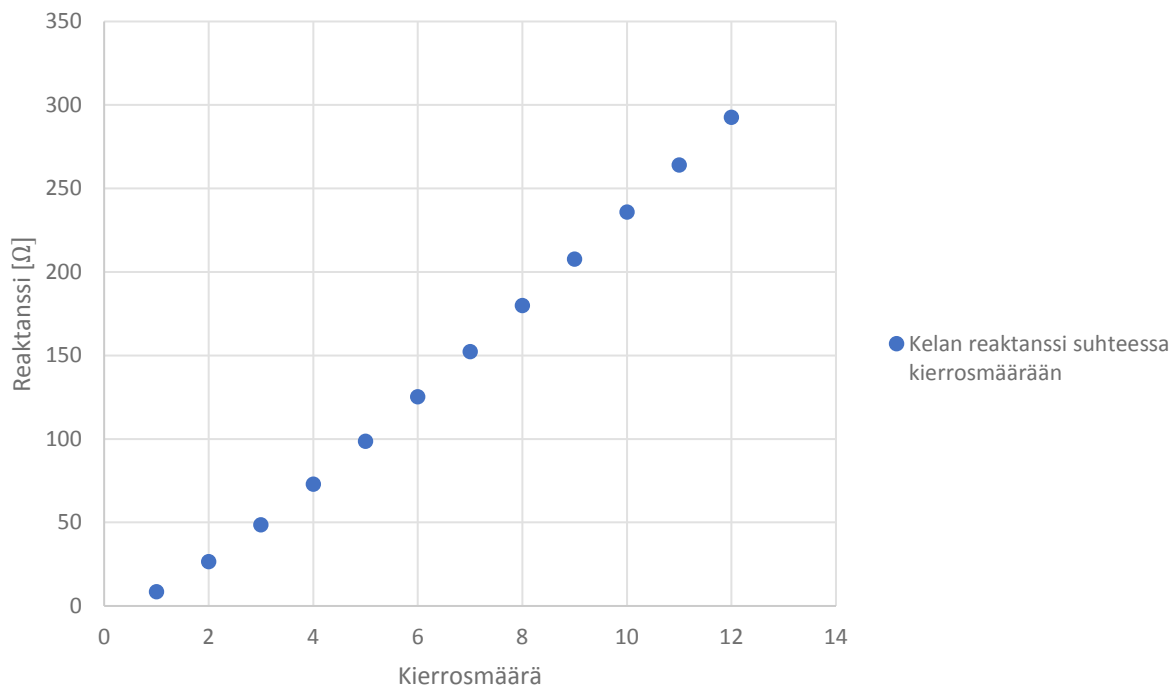
tässä projektissa käytettäviin komponentteihin. Sen vuoksi valittiin aluksi kela, jossa on 8 kierrosta. Sillä saadaan n. 180Ω :n reaktanssi.

Oskillaattorin resonanssipiirin (kuva 28) induktiivisen ja kapasitiivisen reaktanssien tulisi olla yhtä suuret halutulla resonanssitaajuudella. Resonanssissa $X_L - X_{D1} - X_{C13} - X_{C14} = 0$. Kelan ja diodin reaktanssit tiedetään, joten seuraavaksi voidaan laskea arvot kondensaattoreille $C13$ ja $C14$. Oletetaan reaktanssit yhtä suuriksi, jolloin ne ovat n. 50Ω . Kondensaattorin kapasitanssi on tällöin:

$$C_{13} = C_{14} = \frac{1}{2\pi f X_{C13}} \approx 33 \text{ pF} \quad (14)$$



Kuva 30. Induktanssin ja pituuden suhde kierrosten määrään. Laskettu kaavalla 12.



Kuva 31. Kelan reaktanssin suhde kierros määrään, taajuudella 96 MHz.

Valituilla komponenttiarvoilla keskitaajuus on laskennallisesti n. 96 MHz. Piiri rakennettiin koekytkentälevylle, ja mitattiin. Taajuus oli huomattavasti matalampi, alle 80 MHz. Syy tähän johtuu todennäköisesti siitä, että kytkennässä on parasiittistä kapasitanssia ja induktanssia, jotka vaikuttavat. Parasiittistä kapasitanssia on ainakin kelan kierrosten välillä sekä transistorin kanta-emitteri ja kanta-kollektori liitoksissa. Koekytkentälevyllä käytetään läpiladottavia komponentteja, joiden jaloista aiheutuu parasiittistä induktanssia. Lisäksi koekytkentä sisältää paljon johtimia, jotka ovat useiden senttimetrien pituisia, ja aiheuttavat lisää parasiittistä induktanssia. Tämän takia komponenttiarvoja jouduttiin määrittämään uudestaan kokeellisesti. Kelan kierros määrää pienennettiin, samoin kondensaattoreiden arvoja. Lopulta valitut komponentti arvot olivat $C13 = 10 \text{ pF}$, $C14 = 15 \text{ pF}$ ja $L = 200 \text{ nH}$. Induktanssin arvo mitattiin LCR-mittarilla. Laskennallinen arvo 207 nH on hyvin lähellä mitattua 200 nH arvoa.

Vastus $R9$ on biasointivastus. Vastus $R10$ tarvitaan, jotta ulostulo voidaan ottaa emitteriltä, eikä signaali mene suoraan maahan. Niin kutsuttu RF-kuristin (RF-Choke) olisi ollut hyvä vaihtoehto $R10$ sijaan, mutta yrityksestä huolimatta sen kanssa kytkentää ei saatu toimimaan. $C11$ eristää VCO:n ja sitä seuraavan taajuusjakajan DC- tasot toisistaan. Samalla se toimii 50Ω impedanssina halutulle 96 MHz keskitaajuudelle. Vastus $R8$ toimii samantapaisessa tehtävässä, kuin taajuusjakajien väliin sijoitetut vastukset, eli pienentävät mahdollisia häiriöpiikkejä.

4. MITTAUSTULOKSET

Tässä luvussa esitellään mittaustulokset. Ensimmäisessä alaluvussa on koekytkentälevylle rakennetun piirin mittaustulokset, ja toisessa alaluvussa käydään läpi piirilevyllä valmistetun piirin mittaustulokset. Piirilevyversiolle ei ollut mahdollista tehdä erikseen mittauksia lohkojen virrankulutuksen osalta. Lopullinen piirikaavio komponenttiarvoineen on liitteessä A.

4.1 Koekytkentälevyn mittaustulokset

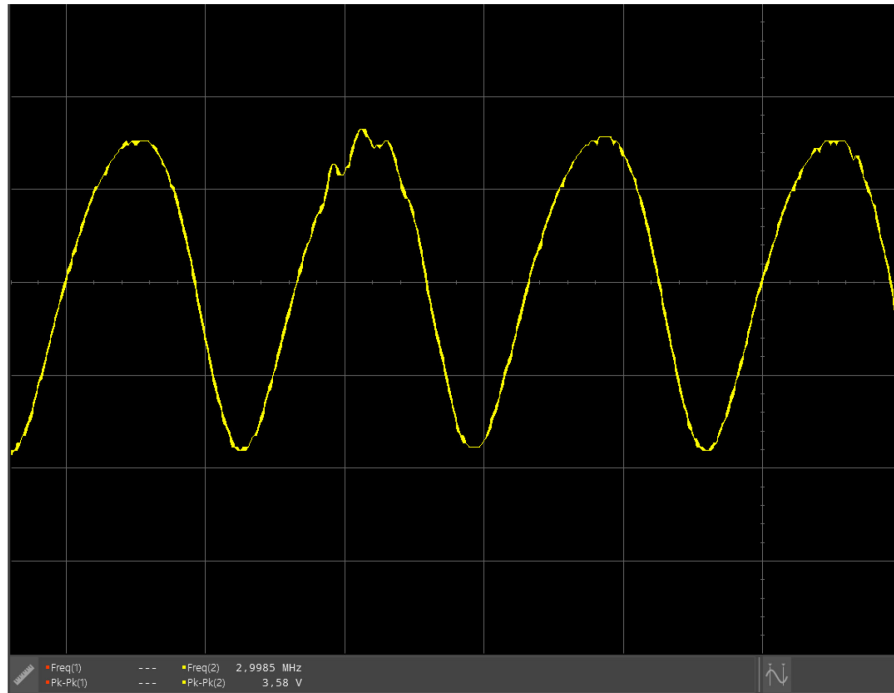
PLL:n eri lohkot rakennettiin ensin koekytkentälevylle. Niiden toiminta varmistettiin ja mitattiin erikseen, ja sen jälkeen yhtenä kokonaisuutena. Koekytkentälevylle rakennetun PLL:n virrankulutus on taulukossa 4. Oskilloskoopina käytettiin National Instrumentsin Virtual Bench-laitetta. Mittauksissa huomattiin, että oskilloskoopin mittapää kuormitti oskillaattoria, jonka takia VCO:n ulostulojännitettä tai sen spektriä ei pystynyt mittaamaan suoraan. Tämän ongelman ratkaisemiseksi VCO:n ulostulon ja mittapään välillä laitettiin kondensaattori. Lisäksi spektrianalysaattorin ja oskilloskoopin välille kytkettiin tehonjakaja [25], joka aiheutti 3 dB:n vaimennuksen.

Taulukko 5: PLL:n virrankulutus, $V_{CC} = 5,0 V$.

<i>Lohko / komponentti</i>	<i>Virrankulutus, $V_{CC} = 5,0 V$</i>
<i>Kideoskillaattori</i>	<i>11 mA</i>
<i>VCO</i>	<i>23 mA</i>
<i>XOR / CD4070BE</i>	<i>5 mA</i>
<i>Taajuusjakaja / 74AC74 (2 kpl)</i>	<i>10 mA, 1 mA lepotilassa</i>
<i>256:lla jakaja / SAB6456</i>	<i>15 mA, 2 mA lepotilassa</i>
	<i>Yhteensä: 64 mA</i>

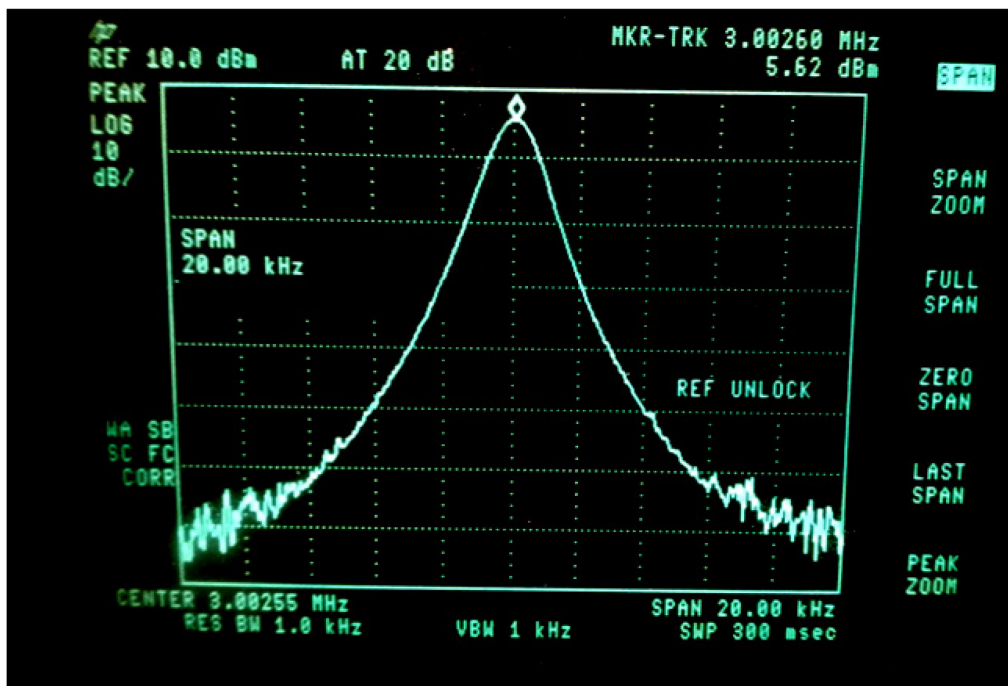
4.1.1 Referenssioskillaattori

Kuvassa 32 on kideoskillaattorin ulostulojännite. Taajuus on 2,9985 MHz, ja V_{p-p} on 3,58 V. Kideoskillaattorin ulostulojännitteen tulee olla yli 3,5 V, jotta sitä seuraava jakajapiiri toimii oikein [13]. Tämä vaatimus täyttyy, joten puskurivahvistimen jättäminen pois on perusteltua.



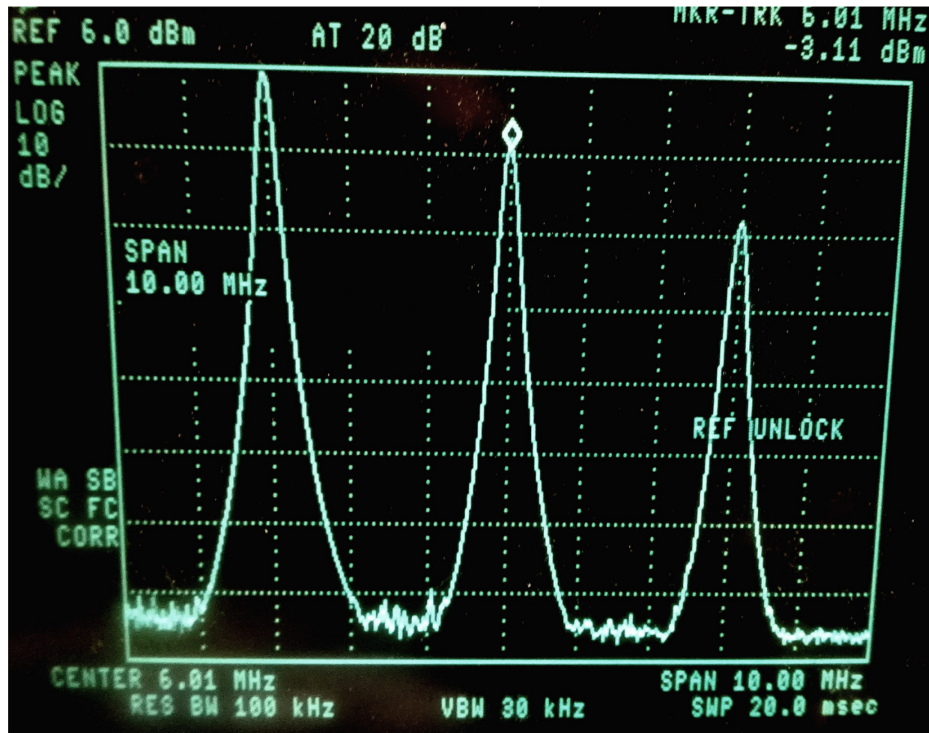
Kuva 32: Kideoskillaattorin ulostulojännite. Taajuus = 2,9985 MHz, $V_{P-P} = 3,58$ V.

Kuvassa 33 on kideoskillaattorin taajuusspektri. Tehonjakajasta johtuen todellinen ulostuloteho on 3 dB suurempi, kuin mitä näytössä oleva lukema. Spektrianalysaattorin näytön ”REF UNLOCK” viittaa siihen, että sen sisäinen vaihelukko ei toimi oikein. Tämä vaikuttaa jonkin verran mittaustarkkuuteen.



Kuva 33: Kideoskillaattorin taajuusspektri. RES. BW = 1 kHz, span = 20 kHz.

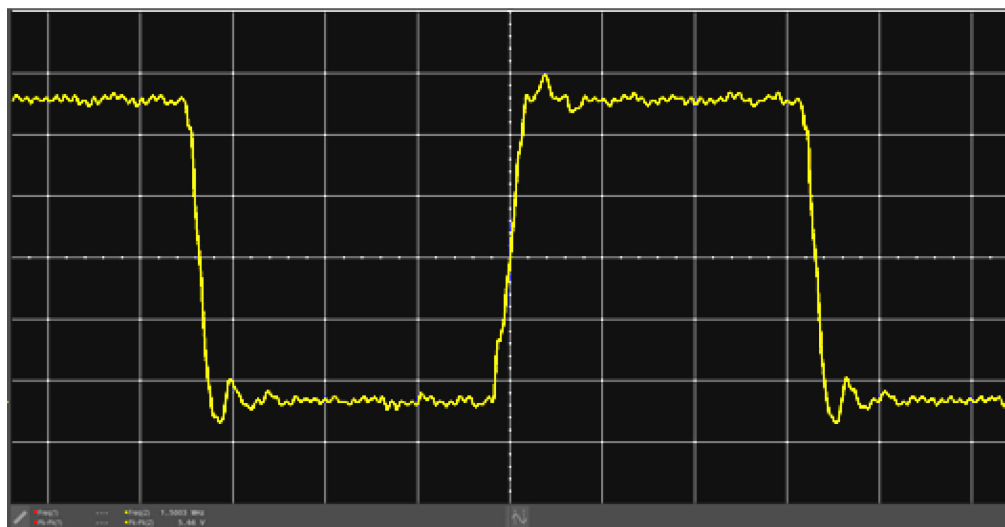
Kuvan 34 perusteella kideoskillaattorin toinen harmoninen, taajuudella 6,00 MHz on n. 9 dBm matalampi, kuin perustaajuus, ja kolmas harmoninen taajuudella 9 MHz on n. 18 dBm matalampi.



Kuva 34: Kideoskillaattorin perustaajuus, sekä toinen ja kolmas harmoninen taajuus.

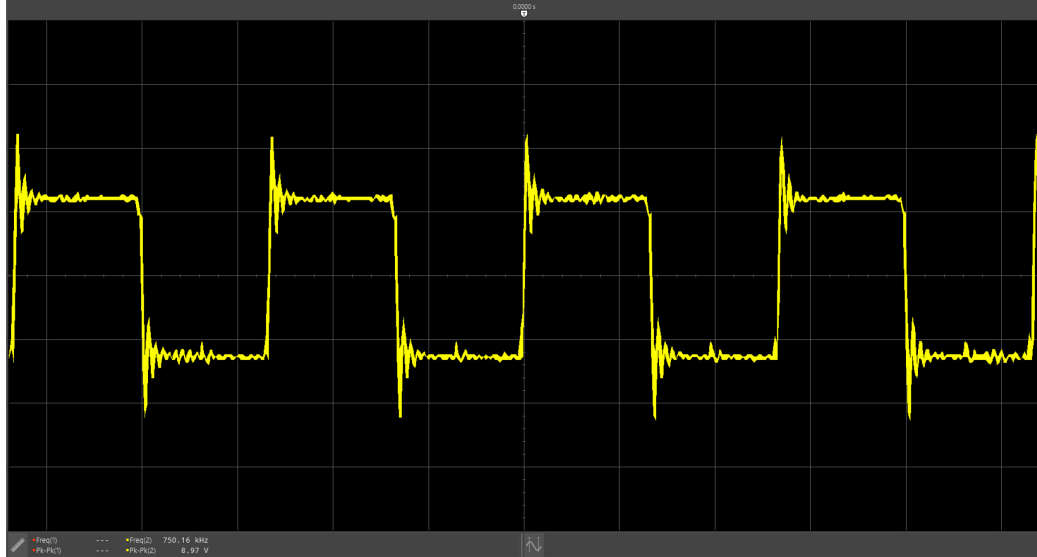
4.1.2 Taajuusjakajat

Kuvassa 35 on kideoskillaattorin jännite 2:lla jaon jälkeen. Sisääntulosignaalina on siis referenssioskillaattorin tuottama signaali (kuva 32).



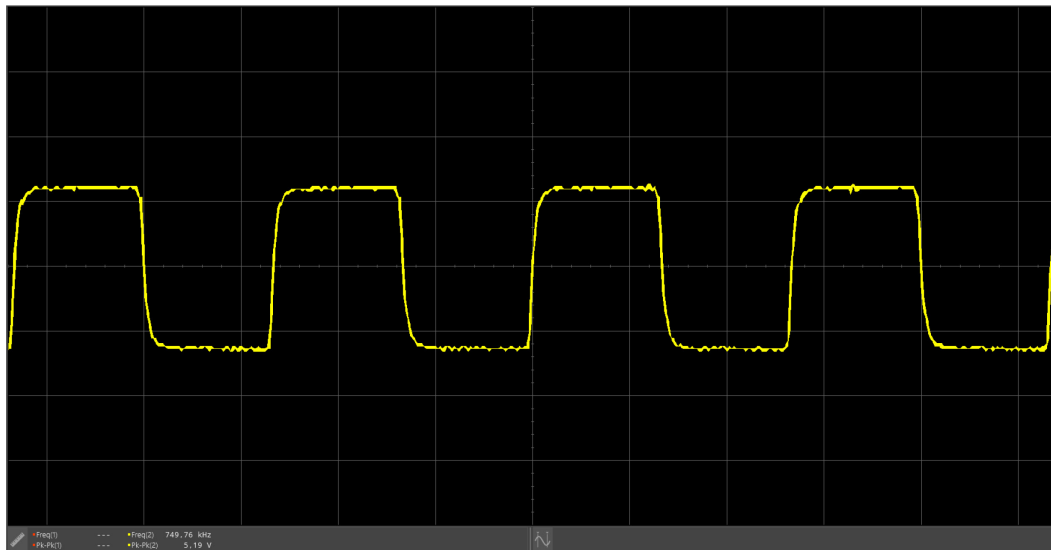
Kuva 35: Jakajan (74AC74) ulostulo kahdella jaon jälkeen. Taajuus = 1,5003 MHz, $V_{p-p} = 5,66$ V.

Kuvissa 36 ja 37 on jakajan ulostulo 4:llä jakamisen jälkeen, ennen ja jälkeen suodatuksen. Ennen suodatusta jännitteessä näkyy yli 3 V_{p-p} jännitepiikkejä. Mittauksissa huomattiin, että ilman näiden suodattamista piirin toiminta oli epäluotettavaa. Välillä piiri toimi oikein, mutta hetkittäin taajuuslukitus saattoi kadota. Lisäksi VCO:n taajuusspektrin sisältämien harmonisten taajuuksien taso oli yli 10 dB korkeampi.



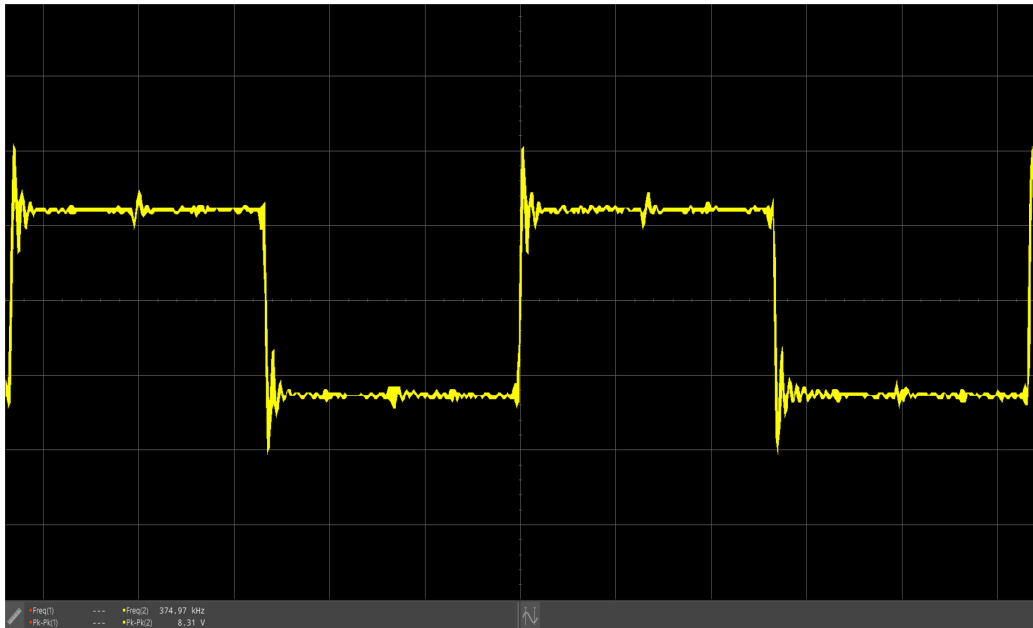
Kuva 36: Jakajan ulostulo 4:llä jaon jälkeen. Taajuus 750,16 kHz, $V_{p-p} = 8,37$ V.

Suodatuksen lisääminen poisti häiriöpiikit lähes kokonaan. Rippelijännite pieneni yli 3 V.

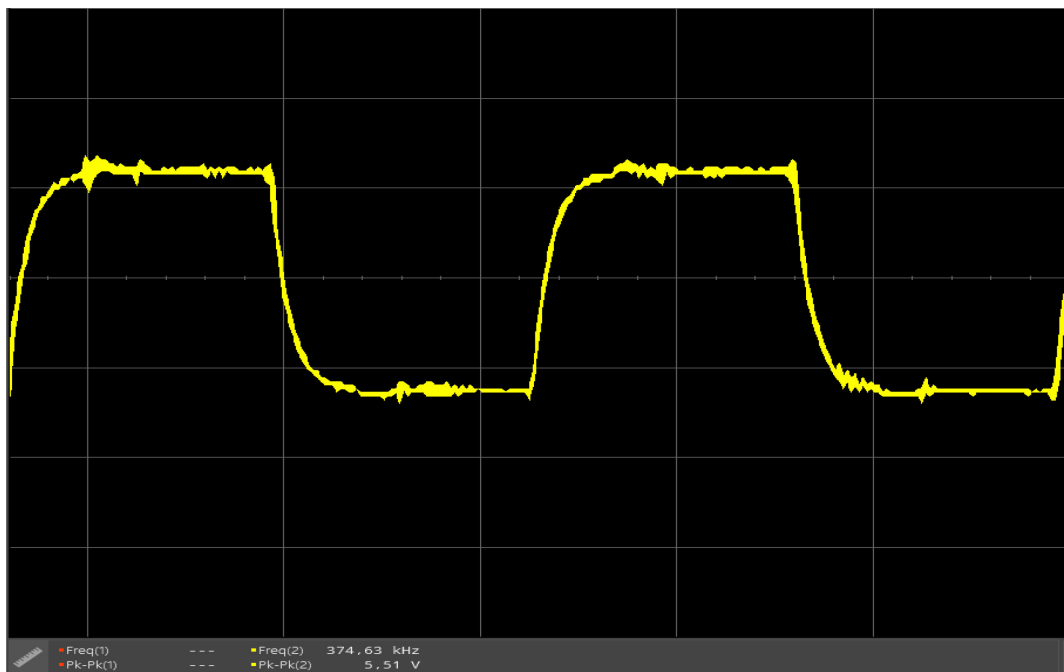


Kuva 37: Jakajan suodatettu ulostulo 4:llä jaon jälkeen. $V_{p-p} = 5,19$ V.

Neljällä jaettu signaali jaetaan vielä yhdellä D-kiikulla, jotta saadaan 8:lla jaettu signaali. Kuvissa 37 ja 38 on 8:lla jakotulos ennen ja jälkeen suodatuksen. Häiriöpiikit pienentyvät n. 2,8 V.

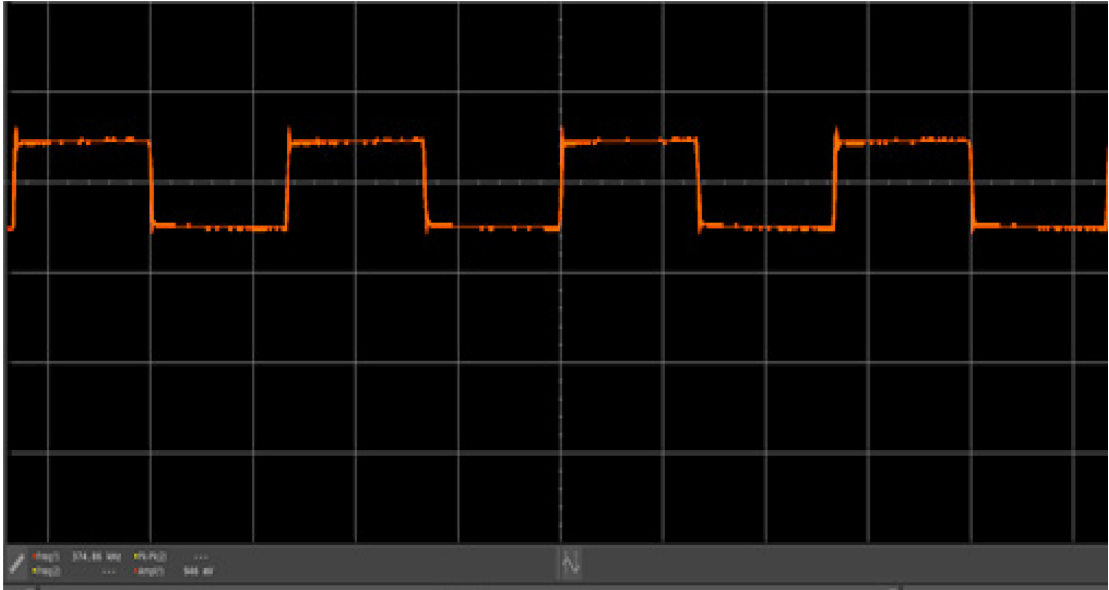


Kuva 38: Jakajan ulostulo 8:lla jaon jälkeen. Taajuus 374,97 kHz. $V_{p-p} = 8,31$ V.



Kuva 39: Jakajan suodatettu ulostulo 8:lla jaon jälkeen. Taajuus 374,97 kHz. $V_{p-p} = 5,51$ V.

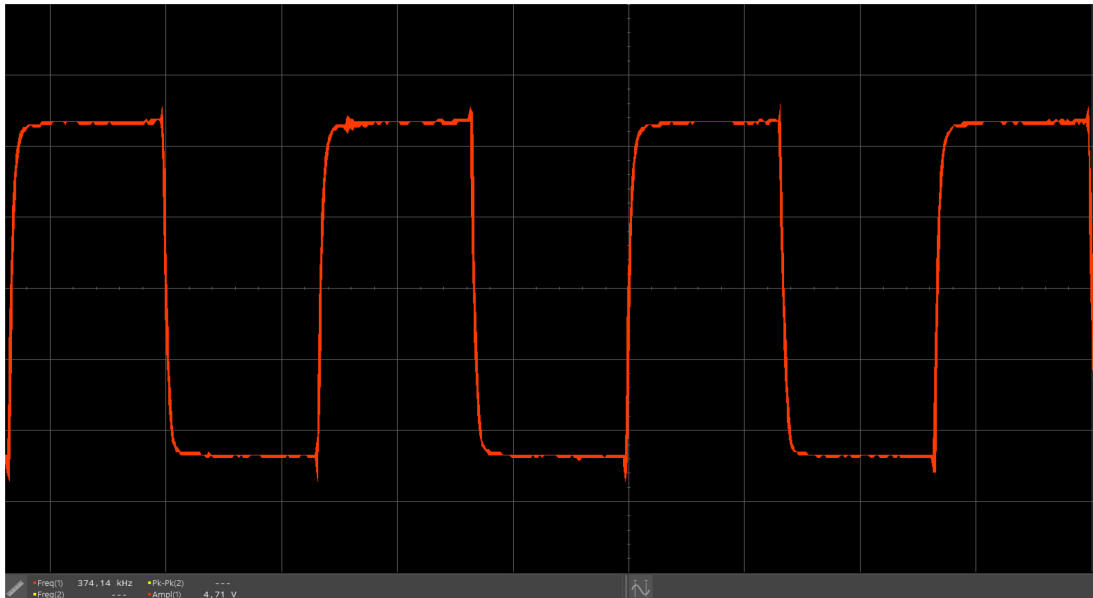
VCO:n 96 MHz ulostulosignaali jaetaan 256:lla. Seuraavassa kuvassa (40) on 256:lla jakajan ulostulojännite. Ulostulojännite $V_{p-p} = 1,3$ V, ja taajuus 375 kHz. Tämä jännite vahvistetaan, koska XOR-portti tarvitsee vähintään 3,5 V jännitetason tulkitakseen signaalin ykköseksi.



Kuva 40: 256:lla jakajan ulostulojännite. $V_{p-p} = 1,3 \text{ V}$. Taajuus 374,88 kHz.

4.1.3 Vaihevertailija

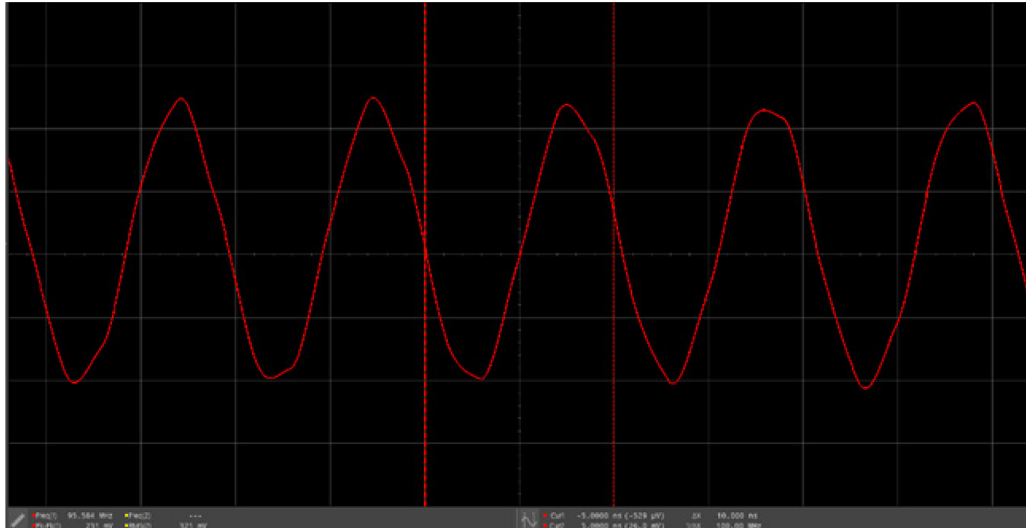
Vaihevertailijan sisääntulojännitteinä on 256-jakajan ulostulojännite vahvistinasteen jälkeen (kuva 41), ja toisena sisääntulona on *referenssisignaali* (kuva 39), joka on siis *kideoskillaattorin 8:lla jaettu signaali*.



Kuva 41: XOR-portin toinen sisääntulo 256-jakajan ja vahvistinasteen jälkeen. $V_{p-p} = 4,7 \text{ V}$. Taajuus 374,14 kHz.

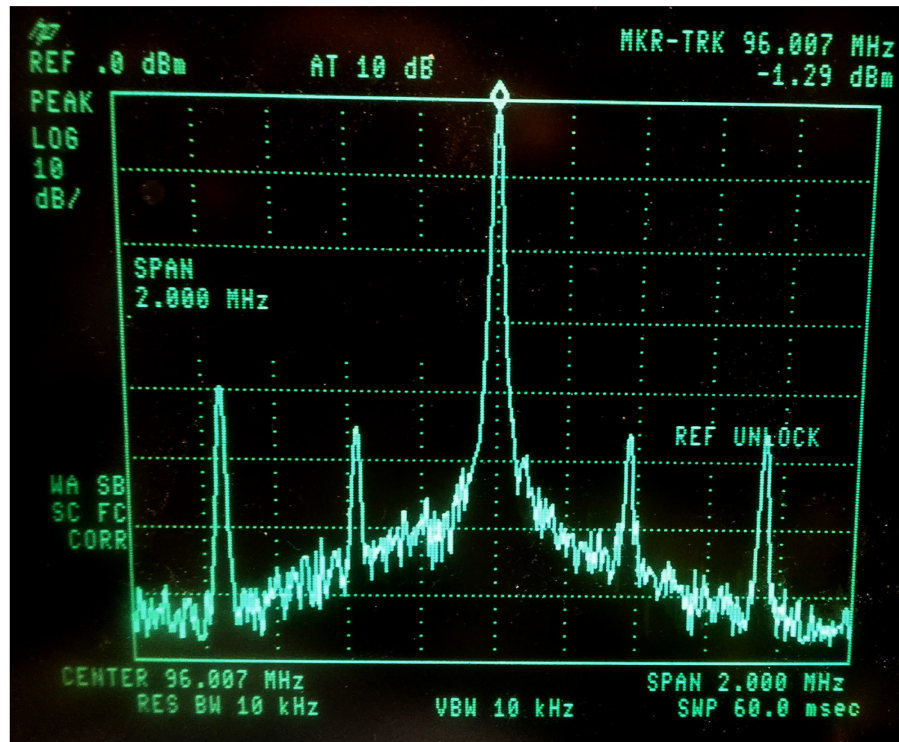
4.1.4 VCO

VCO:n vaihelukittu ulostulojännite on kuvassa 42. Jännitteessä on havaittavissa pientä vääristymää, mutta mittauksen tarkkuuteen sisältyy epävarmuutta, koska käytetyn oskilloskoopin maksimitaajuus on 100 MHz.



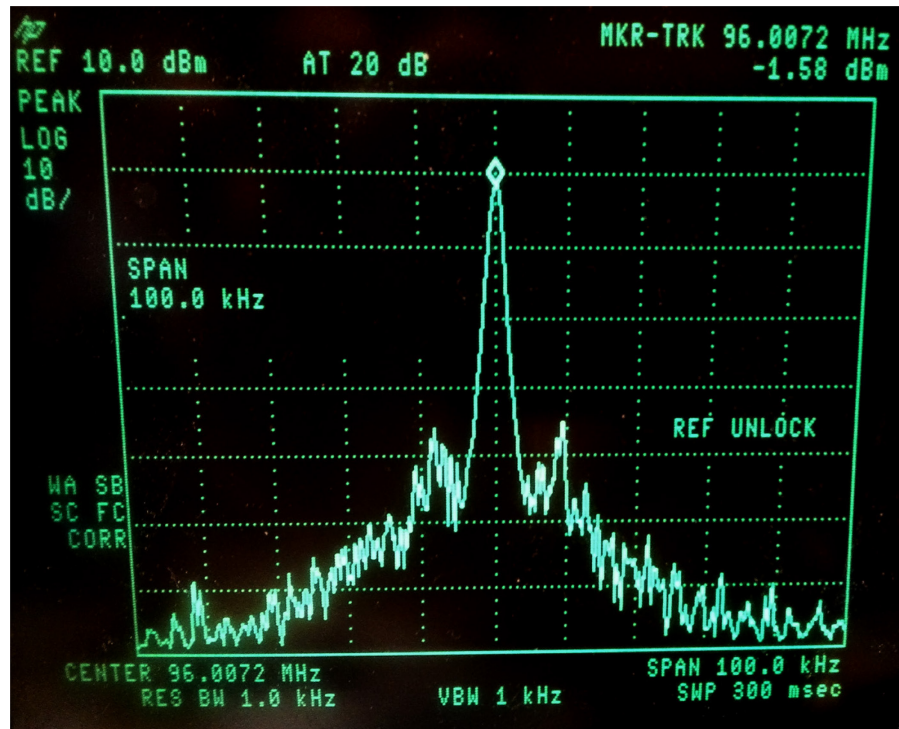
Kuva 42: VCO:n ulostulojännite. Taajuus 95,6 Mhz.

Kuvassa 43 on VCO:n taajuusspektri. Lähellä perustaajuutta suurimman häiriön taso on n. 40 dB matalammalla verrattuna perustaajuuteen (pystysuunnassa 1 ruutu vastaa 10 dB). Kuvassa näkyvät perustaajuutta matalammat taajuuspiikit ovat taajuudeltaan ± 750 kHz:n ja $\pm 1,5$ MHz:n päässä perustaajuudesta. Tämä viittaa siihen, että taajuusjakajapiirien tuottamat häiriöt näkyvät VCO:n taajuusspektrissä. Se, missä kohtaa taajuuspiikit tarkalleen näkyvät, ja kuinka suurina, riippuu spektrianalysaattorin resoluutiokaistanleveyden ja pyyhkäisykaistan (span) asetuksista. Suuremmilla resoluutiokaistanleveyksillä osa informaatiosta jää pois tai on epätarkkaa.



Kuva 43: VCO:n taajuuspektri. Span = 2 MHz, RBW = 10 kHz.

Pienennettäessä pyyhkäistävää taajuuskaistaa voidaan nähdä tarkemmin, miten lähellä perustaajuutta oleva teho jakautuu eri taajuuksille. Kuvasta 43 näkyy, miten kohinateho joissain kohdin kasvaa, vaikka etäisyys perustaajuudestakin kasvaa. Kyseisiä taajuuspiikkejä nimitetään *spurreiksi* (spurious emission), ja ne voivat aiheuttaa merkittävää haittaa PLL järjestelmissä. Niiden syntymekanismit ja niiden poistaminen on hyvin monitahoinen asia, jota käsitellään tarkemmin lähteessä [4]. Hyvin yleinen ja tärkeä parametri VCO:lle on *vaihekohina* [2,4]. Se määritellään tehotasona suhteessa perustaajuuteen, tietyn offset -taajuuden etäisyydellä. Tässä työssä ei kuitenkaan tehty varsinaisia vaihekohinamittauksia.

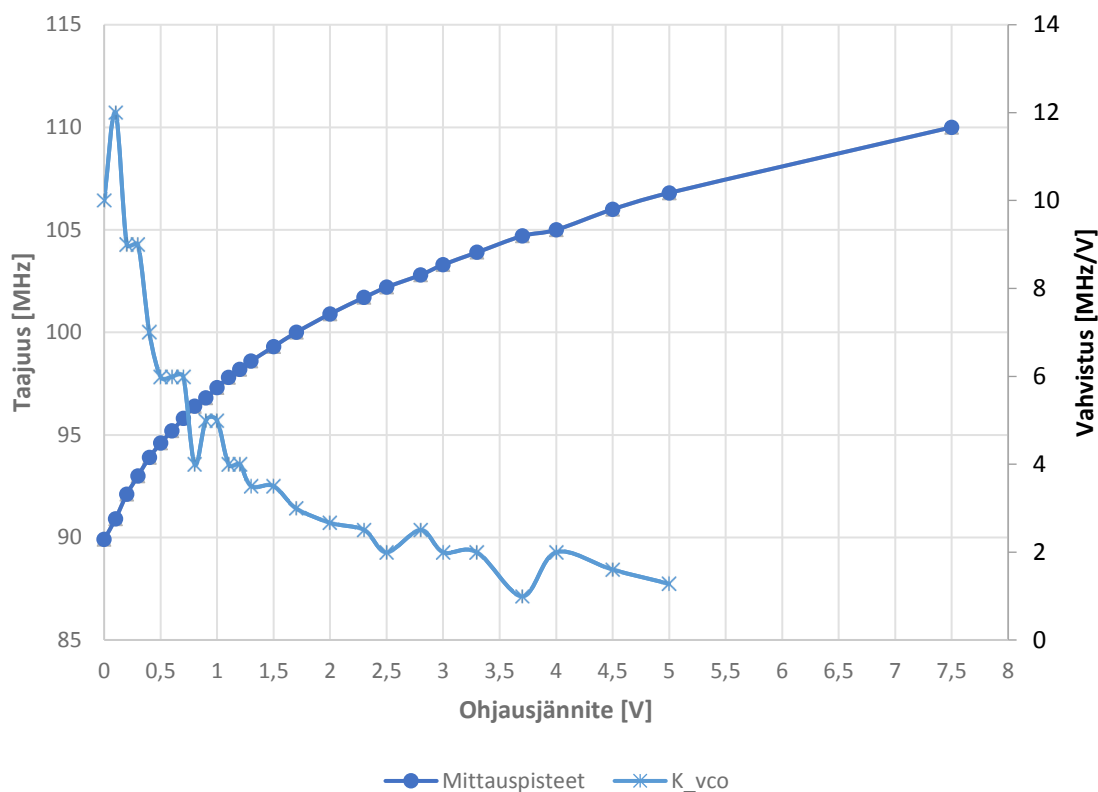


Kuva 44: VCO:n taajuusspektri. Tehonjakajasta johtuen todellinen teho on +3 dB suurempi kuin mitä näytöllä oleva lukema. RBW = 1,0 kHz, Span = 100 kHz.

Kuvassa 45 on VCO:n taajuuden ja vahvistuksen (gain) kuvaajat. Vahvistus määritellään seuraavasti [4]:

$$K_{VCO} = \frac{\Delta f_{VCO}}{\Delta V}, \quad (15)$$

missä Δf_{VCO} on oskillointitaajuuden muutos, ja ΔV on ohjausjännitteen muutos.



Kuva 45: Taajuus ja vahvistus ohjaujännitteen funktiona.

Kuvasta 45 näkyy, miten ohjaus on herkin pienillä ohjaujännitteen arvoilla. Tämä korreloi datalehdeltä löytyvän diodin kapasitanssin kuvaajan kanssa (kuva 27). Datalehdessä näkyy, että kapasitanssi muuttuu n. 12 pF kun ohjaujännite muuttuu 0 V:sta 1 V:iin, mutta vain n. 4 pF kun jännite muuttuu 1 V:sta 2 V:iin. Säätövaraa on enemmänkin kuin 106 MHz saakka, mikäli ohjaujännite olisi suurempi.

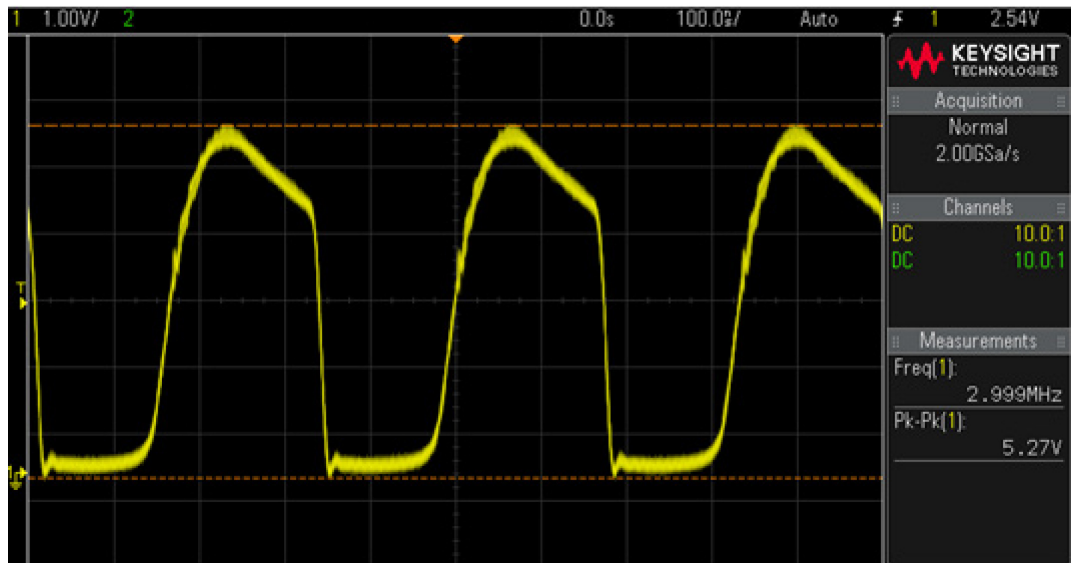
4.2 Piirilevyn mittaustulokset

Piirilevyn mittauksissa Virtual Benchin sijaan käytettiin Agilent Technologiesin DSO-X-2022A oskilloskooppia. Spektrianalysaattorina käytettiin Agilent Technologiesin FieldFox N9912A RF-analysaattoria. Liitteessä **D** on kuva rakennetusta PLL:stä. Kuten edellisessä luvussa mainittiin, piirilevylle toteutetulta piiriltä ei voida erikseen mitata virrankulutusta eri osioista. Myöskään referenssioskillaattorin spektriä ei pystytä mittaamaan, sillä sille olisi pitänyt tehdä oma liittimensä piirilevylle. Mitattavaksi jäi kokonaisvirrankulutus, ulostulon spektri, sekä oskilloskoopilla jännitteitä eri pisteistä. Mitattu kokonaisvirrankulutus on **67 mA**.

4.2.1 Referenssioskillaattori

Referenssioskillaattorin ulostulojännite (kuva 46) poikkeaa koekytkentälevyn vastaavasta (kuva 32). Jännitteen alempi puolijakso on selvästi saturoitunut. Tämä saattaa

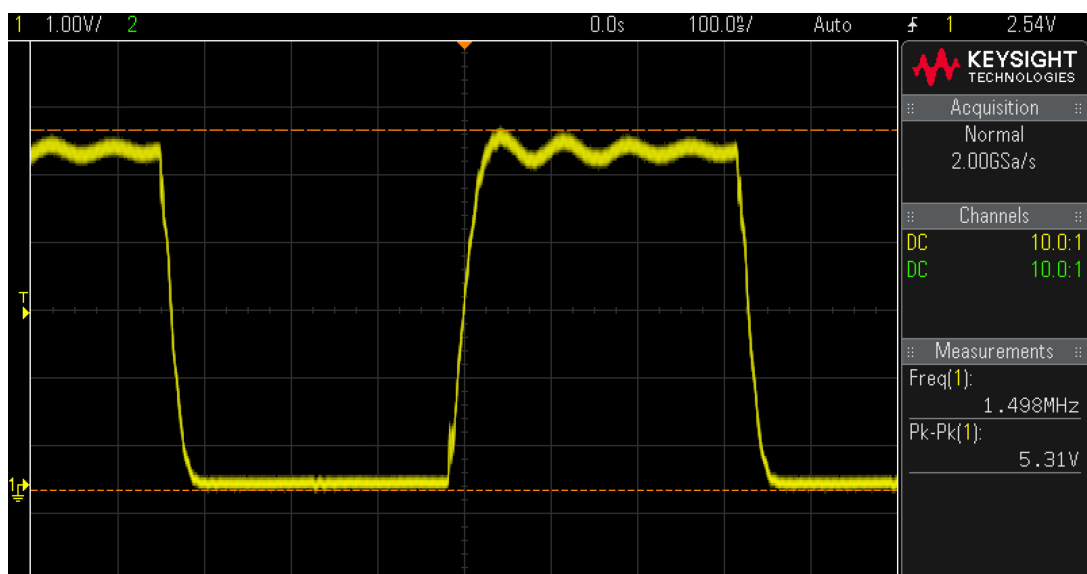
johtua siitä, että piirilevyllä rakennetussa versiossa jouduttiin referenssioskillaattorin transistorina käyttämään eri transistoria (2N2222A), kuin koekytentälevyllä (2N3904).



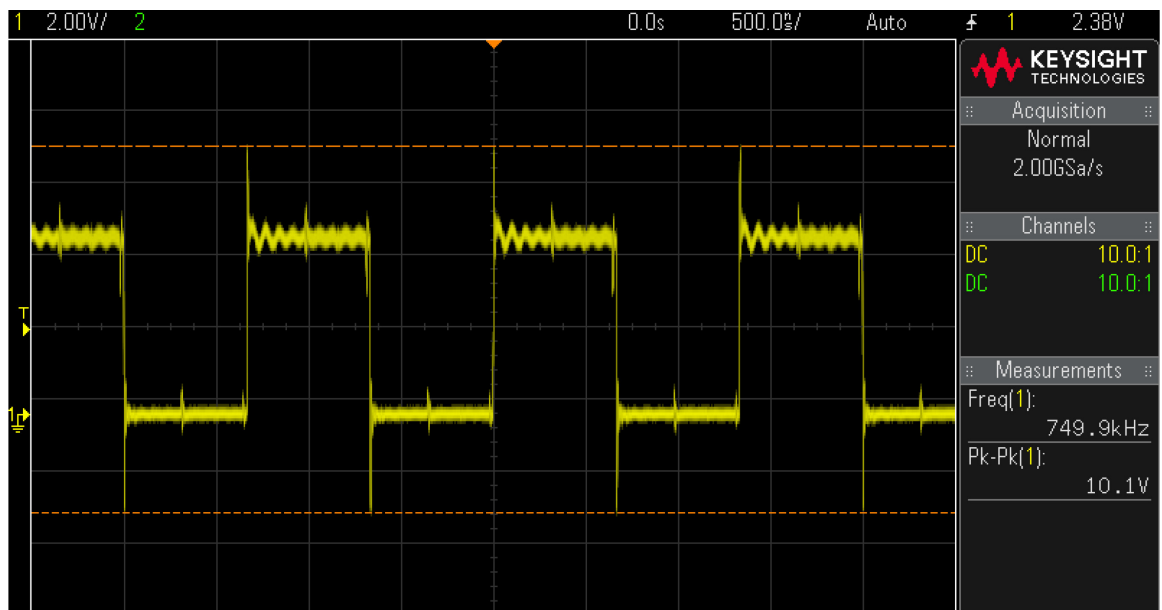
Kuva 46: Referenssioskillaattorin ulostulojännite.

4.2.2 Taajuusjakajat

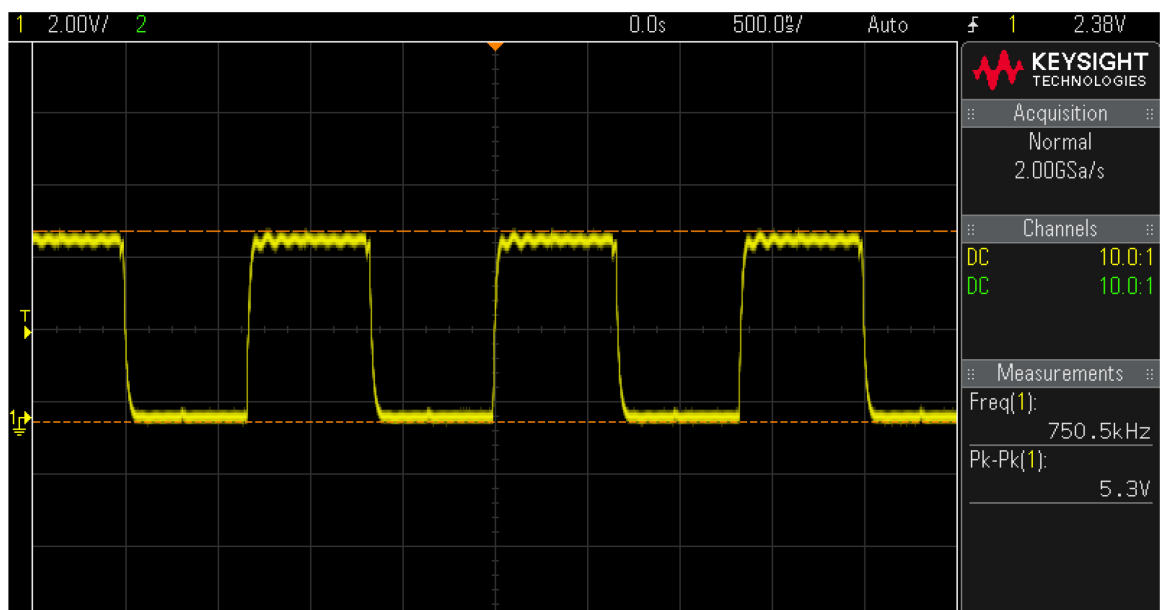
Taajuusjakajien jännitteet (kuvat 47,48 ja 49) vastaavat hyvin koekytentälevyn tuloksia. Merkittävin ero on 4:llä jaetun signaalin häiriöpiikit, jotka ovat lähes 2 V suuremmat. Tämä saattaa selittyä sillä, että Virtual Benchin oskilloskooppi ei välttämättä havainnut niin nopeita transienteja, jolloin osa informaatiosta jäi pois, ja aaltomuoto vain näytti vähemmän häiriöiseltä. Suodatuksen jälkeen eroa ei ole merkittävästi.



Kuva 47: Jakajan (74AC74) ulostulo kahdella jaon jälkeen.



Kuva 48: Jakajan ulostulo 4:llä jaon jälkeen. Taajuus 749,9 kHz, $V_{p-p} = 10,1$ V.



Kuva 49: Jakajan suodatettu ulostulo 4:llä jaon jälkeen. $V_{p-p} = 5,3$ V.

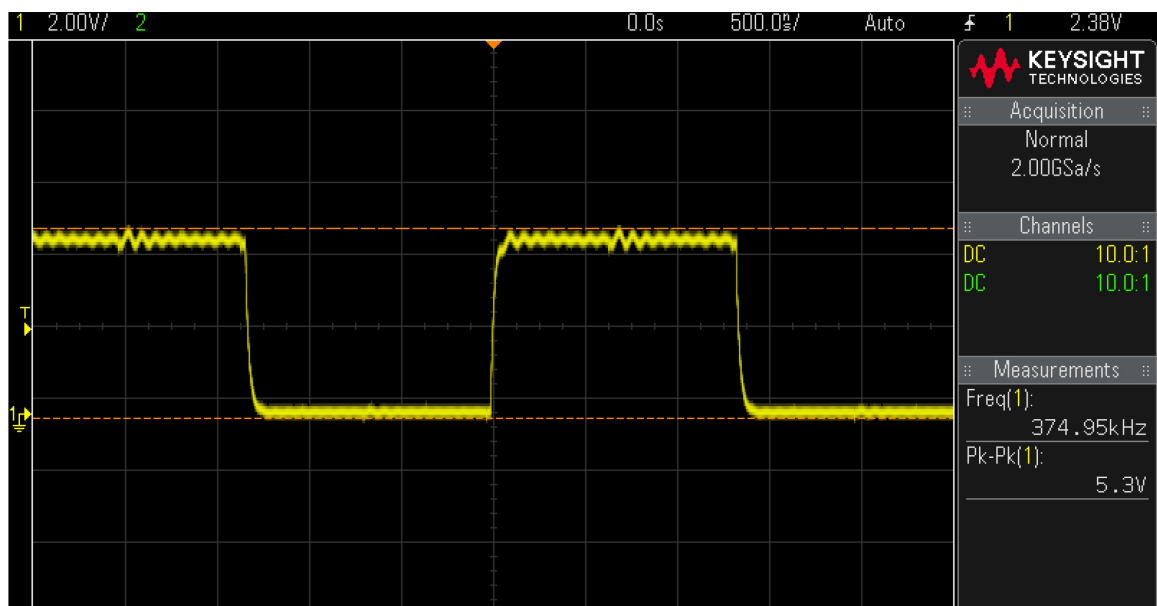
Kuvassa 50 on 256-jakajan tuottama signaali. Vastaa koekytkentälevyn tulosta (kuva 40).



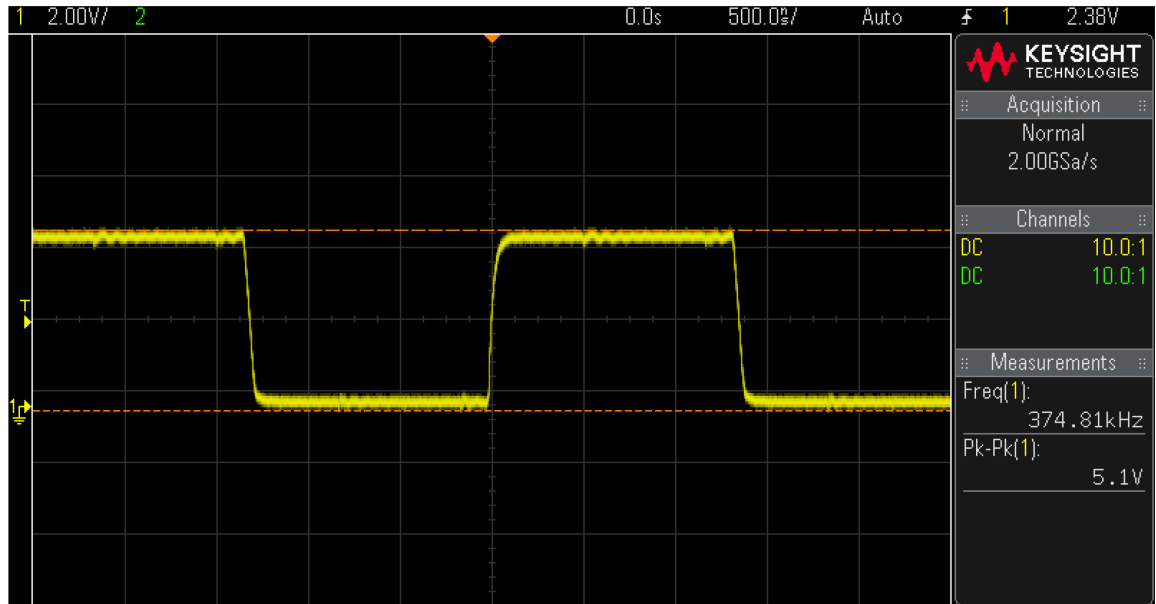
Kuva 50: 256:lla jakajan ulostulojännite.

4.2.3 Vaihevertailija

Vaihevertailijan sisääntulojännitteet ovat kuvissa 51 ja 52. Nekin vastaavat hyvin koeyhtälöalueen tuloksia.



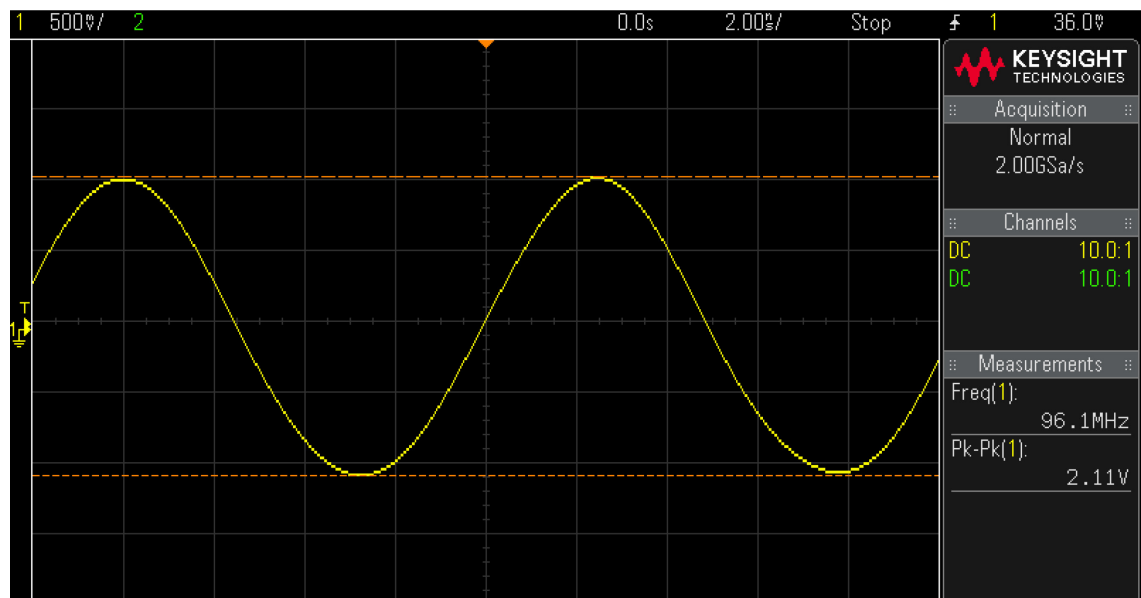
Kuva 51: XOR-portin sisääntulosignaali 256-jakajalta.



Kuva 52: XOR-portin sisääntulosignaali 8-jakajalta.

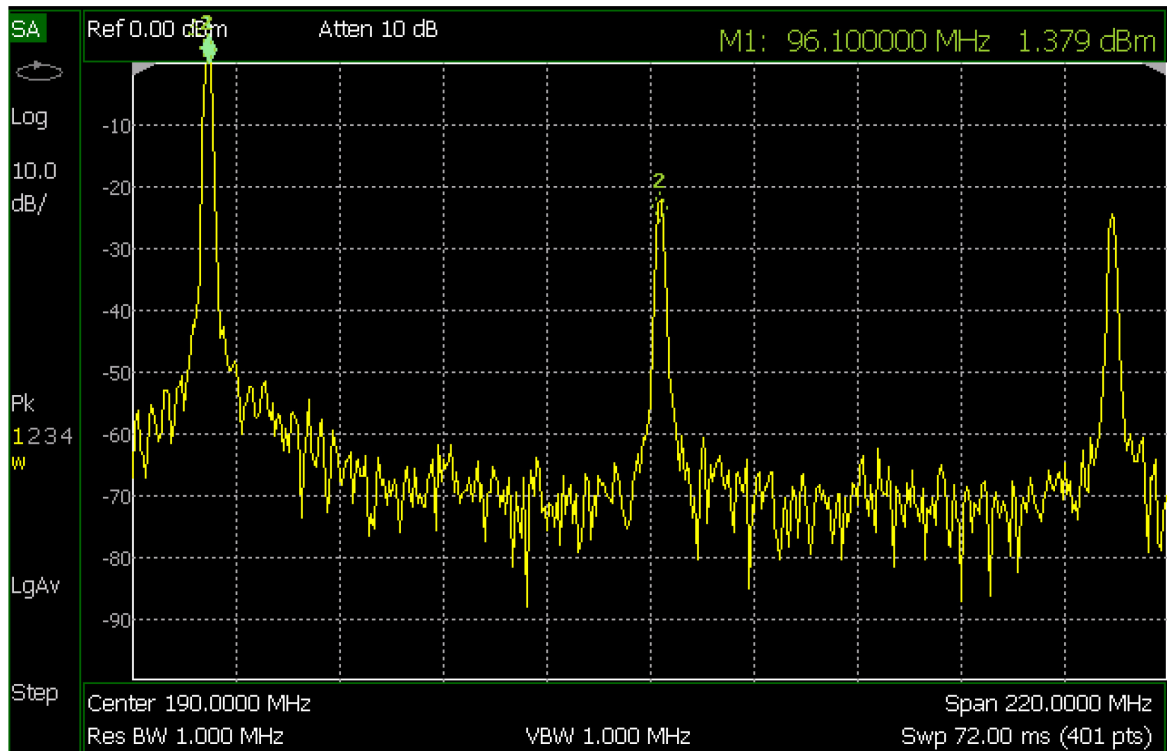
4.2.4 VCO

VCO:n ulostulojännitteen kuvaaja on kuvassa 53. Jännitteen aaltomuoto on paremman laatuista (enemmän sinimäistä), kuin koekytentäversiossa. Tämä johtuu todennäköisesti alemmista harmonisten taajuuksien tasosta. Lisäksi se saattaa osaksi johtua paremmasta mittalaitteesta.



Kuva 53: VCO:n ulostulojännite.

Kuvassa 54 on VCO:n taajuusspektri. Kuvaajassa on myös näkyvillä VCO:n tuottamat toinen ja kolmas harmoninen taajuus (192 MHz ja 288 MHz). Toisen harmonisen suuruus on n. **-23 dBc**, ja kolmannen n. **-24 dBc**. Lisää spektrikuvia on liitteessä C.



Kuva 54: VCO:n taajuusspektri, sisältäen toisen ja kolmannen harmonisen taajuuden.

5. YHTEENVETO

Tässä työssä rakennettiin vaihelukittu silmukka, jonka keskitaajuus on 96 MHz. Lähtöteho 50 Ω :n kuormaan on 1,4 dBm. Harmonisten taajuuksien taso on alle -23 dBc. PLL rakennettiin ensin koekytkentälevylle, jossa sen toiminta voitiin mitata ja varmistaa lohko kerrallaan. Tämän perusteella PLL rakennettiin vielä piirilevylle. Toteutettu PLL koostuu kideoskillaattorista, kahdesta eri tyyppisestä taajuusjakajasta, vaihevertailijasta, jänniteohjatusta oskillaattorista ja alipäästösuodattimesta. Näiden toiminta on käyty läpi, sekä esitetty mitoituksiperiaatteet toteutetulle piirille. Koekytkentälevyn ja PCB-version tulokset ovat yhteneväisiä. PCB-levyn mittaustulokset ovat harmonisten- ja muiden häiriötaajuuksien osalta paremmat kuin koekytkentälevyn versiossa. Tämä saattaa johtua siitä, että PCB-versiossa on huomattavan paljon pienempi johtimien pituus, kuin koeversiossa, jolloin niistä aiheutuva parasiittinen induktanssi (ja resistanssi) on pienempi. Suurin osa komponenteista on pintaliitoskomponentteja, joiden parasiittiset ominaisuudet ovat myös parempia kuin läpiladottavien komponenttien. Lisäksi maavirtasilmukat ovat lyhyempiä PCB-versiossa.

Suunnittelu perustui aikaisempaan diplomityöhön [1], jossa esille tulleita ongelmia ratkaistiin toteuttamalla ne toisin. Yhtenä ongelmana oli, että vaihevertailijaan tulevat signaalit olivat liian suuritaajuisia käytetylle vaihevertailijalle. Vertailutaajuudeksi valittiin 375 kHz. Tämän vuoksi vaihevertailijan sisääntulotaajuudet skaalattiin alas käyttäen 256:lla jakajaa, sekä pienempitaajuisia (3 MHz:in) kideoskillaattoria. Toinen ongelma oli taajuusspektrissä näkyvät suhteellisen korkeatehoiset häiriötaajuudet. Näitä saatiin huomattavasti alennettua lisäämällä taajuusjakajien (74AC74) ulostuloon muutama vastus ja kondensaattori suodatinkomponenteiksi. Korkeimmat spurrit ovat alle -33,5 dBc 1,5 MHz:n etäisyydellä perustaajuudesta (RBW = 100kHz).

Rakennetun piirin suurin ongelma ilmenee piirin käynnistysvaiheessa. Taajuus ei tällöin lukitu oikein 96 MHz:in, vaan saattaa olla muutamaa megahertsiä korkeammalla (97-98 MHz). Tämä korjaantuu, kun kelaa hetkellisesti puristaa esim. sormilla. Tämä saattaa johtua alipäästösuodattimen matalasta rajataajuudesta, jolloin PLL:n sieppausetäisyys (capture range) on liian pieni alkutilanteessa. Tätäkin tosin tutkittiin, eikä rajataajuuden nostaminen 160 kHz:in poistunut vielä ongelmaa. Toinen vaihtoehto on, että käytetyllä vaihevertailijatyypillä (jännite-vaihevertailija) lukko- ja sieppausetäisyys ominaisuudet ovat lähtökohtaisesti huonommat, kuin vaihe-taajuusvertailijalla [4]. Myös referenssityössä [1] oli havaittavissa sama ongelma käynnistysvaiheessa.

Layout-suunnitteluvaiheessa piirikaavion sen hetkiseen versioon oli jäänyt puuttuva veto, joka rakenteluvaiheessa korjattiin ”hyppylangalla”. Haitta on todennäköisesti vain kosmeettinen, eikä vaikuta piirin toimintaan mitenkään merkittävästi. Liitteenä oleviin

piirikaavio- ja layout kuviin on asia korjattu (liitteet A ja B). Piiri on muilta osin toimiva, vaikkakaan sen osioiden toimintaa ei ole varsinaisesti optimoitu.

Jatkossa voisi tutkia taajuusmodulaation vaikutusta ulostulotaajuuteen. Tälle on laitettu sitä varten liitin valmiiksi. Taajuusmodulaatiota varten alipäästösuodin tulee mitoittaa uudelleen, koska alipäästösuodattimen matala rajataajuus rajoittaa taajuusmodulaation kaistanleveyttä. Jatkokehitysideana olisi mm. tehdä parempi alipäästösuodin, vähintään toisen asteen aktiivisuodatin, ja katsoa miten se vaikuttaa häiriötasoon, sekä sieppaus- ja lukkoetäisyyteen. Kideoskillaattorin toteutusta kanttiaalto-oskillaattorina voisi myös kokeilla. Vaihevertailijan ja alipäästösuodattimen väliin voisi lisätä niin sanotun varauspumpun [4]. Tämä saattaisi korjata käynnistysvaiheen sieppausetäisyys ongelman. Piiri voitaisiin rakentaa toimimaan osaksi radiolähetintä. VCO:n ulostulo tarvitsee tällöin puskurivahvistimen.

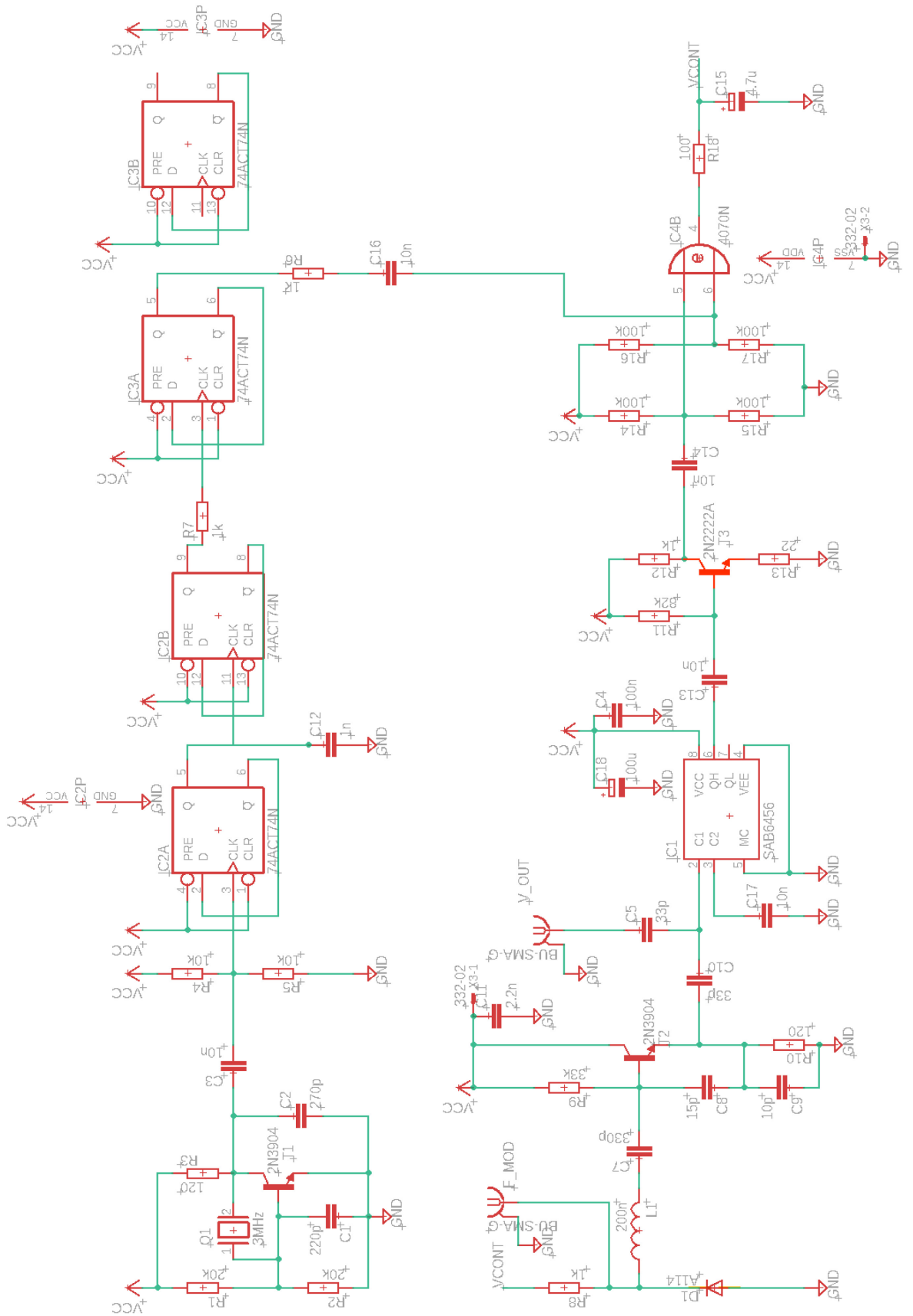
LÄHTEET

- [1] Wang, Q. (2017). Design and Construction of A PLL System for A 96-MHz FM Transmitter, Tampere University of Technology, 70 p.
Available: <http://URN.fi/URN:NBN:fi.tty-201712282503>.
- [2] R.E. Best, Phase-locked loops: design, simulation, and applications, 6th ed. McGraw-Hill, New York, 2011.
- [3] Kanwalpal Singh Flora What is the function of PLL (Phase-Locked Loop), and how does work it? <https://www.quora.com/What-is-the-function-of-PLL-Phase-Locked-Loop-and-how-does-work-it>. (Viitattu 15.10.2018)
- [4] Banerjee, D. (2017). PLL Performance, Simulation and Design, 5th ed. Dog Ear Publishing, 491 p.
- [5] Fundamentals of Piezo Technology, Piezo Technology
<https://www.piceramic.com/en/piezo-technology/fundamentals/>. (Viitattu 15.10.2018)
- [6] Ludwig, R. & Bogdanov, G. (2009). RF circuit design: theory and applications, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 704 pages p.
- [7] Basic Technology of Quartz Crystal Resonators, Fortiming Corporation
<https://www.4timing.com/techcrystal.htm>. (Viitattu 15.10.2018)
- [8] CrystalResonators, <https://www.iqdfrequencyproducts.com/media/pg/1589/1459502447/quartz-crystal-resonators.pdf>.
- [9] Synkule S. & Hämmerle F. :Equivalent Circuit Determination of Quartz Crystals;
https://www.omicronlab.com/fileadmin/assets/Bode_100/ApplicationNotes/Quartz/App_Note_Quartz_V2_1.pdf.
- [10] Design a Crystal Oscillator to Match Your Application, Maxim Integrated
<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5265> (Viitattu 15.10.2018):
- [11] Quartz Crystal Oscillators, ElectronicsTutorials: <https://www.electronicstutorials.ws/oscillator/crystal.html>. (Viitattu 15.10.2018)

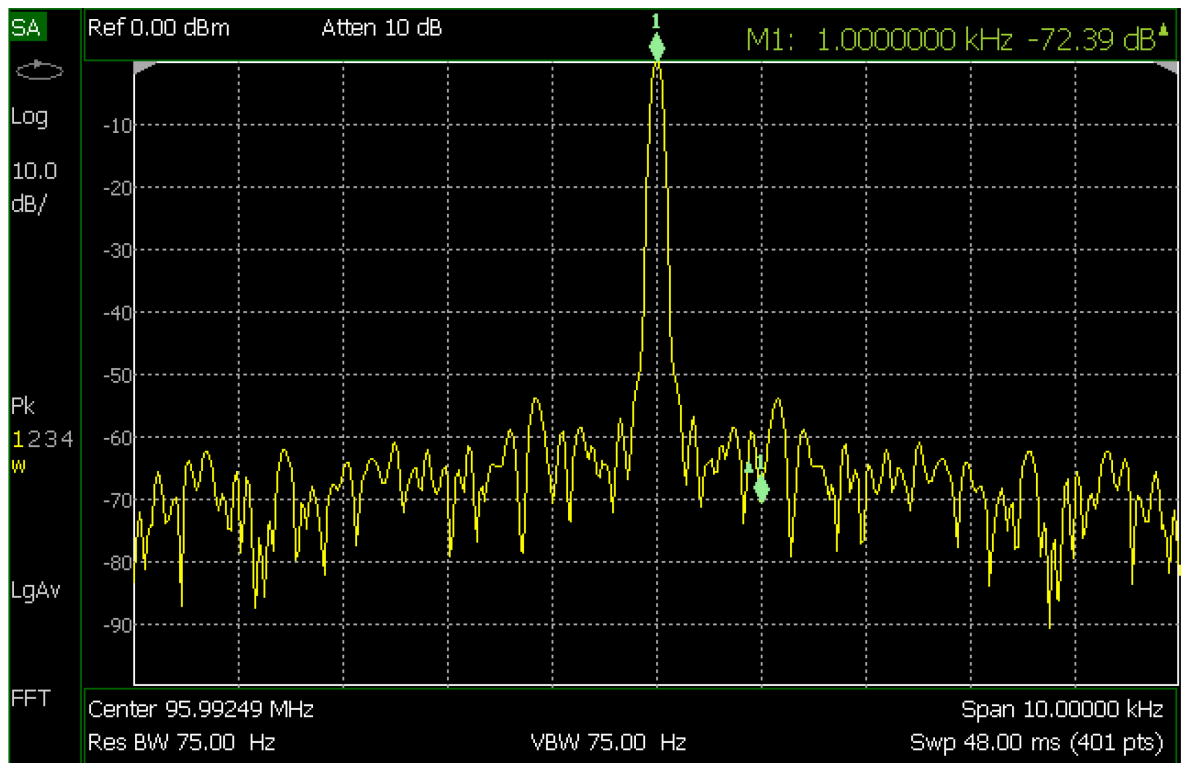
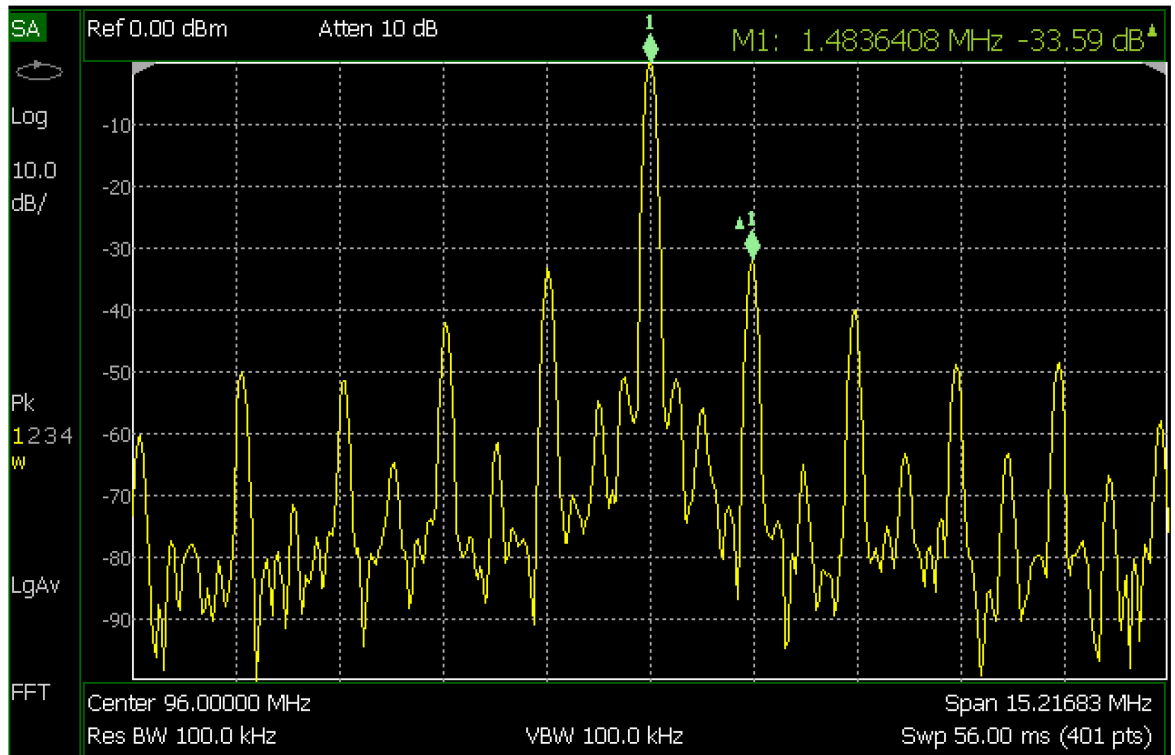
- [12] Specifying Quartz Crystals, Maxim Integrated:
<https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/726>. (Viitattu 15.10.2018)
- [13] U. Tietze, C. Schenk, E. Gamm, Electronic circuits: handbook for design and application, 2nd; 2nd ed. Springer, New York, NY, 2008.
- [14] Quartz Crystals Specification, IQD, IQD:
<https://www.iqdfrequencyproducts.com/products/details/hc49-15-31.pdf>. (Viitattu 15.10.2018):
- [15] CD4070B: CMOS Quad Exclusive-OR Gate, Texas Instruments Incorporated
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4070b-mil.pdf>. (Viitattu 15.10.2018)
- [16] A. De Lima Fernandes Demystifying the PLL, <http://www.cypress.com/file/60101/download>.
- [17] Varactor Diode or Varicap Diode Working and Applications, ElProCus: <https://www.elprocus.com/varactor-diode-working-and-applications/>. (Viitattu 15.10.2018)
- [18] QUARTZ CRYSTAL DESIGN NOTES, FOX Electronics:
<http://www.foxonline.com/pdfs/xtaldesignnotes.pdf>. (Viitattu 15.10.2018)
- [19] SN74AC74 dual positive-edge triggered D-type flip-flops, Texas Instruments Incorporated <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74ac74.pdf>. (Viitattu 15.10.2018)
- [20] Sensitive 1 GHz divide-by-64/divide-by-256 switchable prescaler, Philips Semiconductors
<https://www.digchip.com/datasheets/parts/datasheet/000/SAB6456-pdf.php>. (Viitattu 15.10.2018):
- [21] N. Storey, Electronics: a systems approach, 4th ed. Pearson/Prentice Hall, New York; Harlow, England, 2009.
- [22] BYV26: Ultra-Fast Avalanche Sinterglass Diode, Vishay Semiconductors:
<https://www.vishay.com/docs/86040/byv26.pdf>. (Viitattu 15.10.2018)
- [23] Inductor Mathematics, Microwaves101
<https://www.microwaves101.com/encyclopedias/inductor-mathematics>. (Viitattu 15.10.2018)
- [24] Randall W. Rhea, Oscillator Design and Computer Simulation, 2nd ed., Scitech Publishing Inc. Raleigh NC, USA, 2006, 303 p.

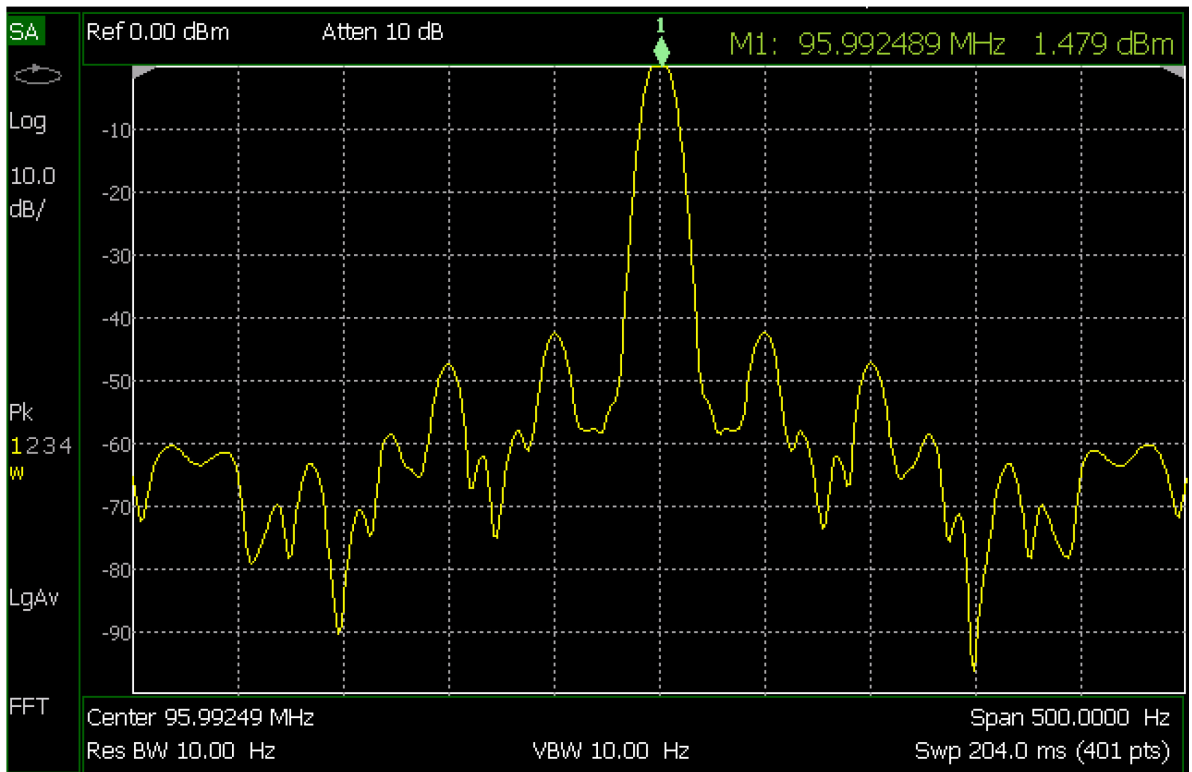
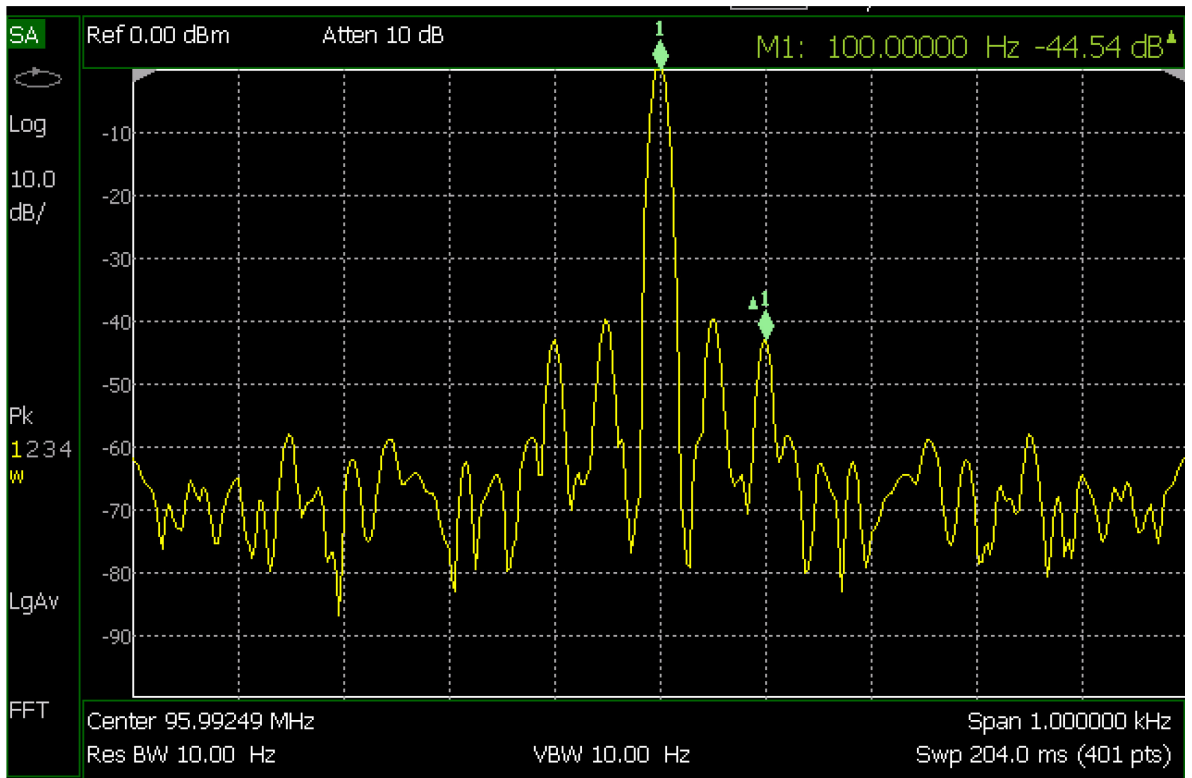
- [25] ZFSC-2-5, Power Splitter/Combiner, Mini-Circuits:
<https://ww2.minicircuits.com/pdfs/ZFSC-2-5.pdf>. (Viitattu 15.10.2018)

LIITE A: PLL:N PIIRIKAAVIO



LIITE C: PLL:N TAAJUUSSPEKTRIN KUVAAJIA





LIITE D: PLL, PIIRILEVYTOTEUTUS