

Kimmo Honkanen  
TAYLOE-ILMAISIN

Insinööriö  
Kajaanin ammattikorkeakoulu  
Tekniikan ja liikenteen ala  
Tietotekniikan koulutusohjelma  
Syksy 2005



Osasto Tekniikka	Koulutusohjelma Tietotekniikka
Tekijä(t) Kimmo Honkanen	
Työn nimi Tayloe-ilmaisim	
Vaihtoehtoiset ammattiopinnot Langaton tiedonsiirto	Ohjaaja(t) Jukka Heino
Aika Syksy 2005	Sivumäärä 34+4
<p>Tiivistelmä</p> <p>Radiotekniikka on pitkään perustunut analogisen signaalin käsittelyyn sekä ilmaisuun. Tulevia datasiirto- ja radiotien vaatimuksia ei voida helposti toteuttaa analogitekniikalla. Tämän vuoksi varsinkin sotatekniikassa ollaan jo siirtymässä digitaalitekniikkaan perustuvaan radioon. Näiden radioiden ominaisuuksia voidaan muokata tarpeen vaatiessa pelkällä koodin muokkauksella. Ohjelmistoradiot mahdollistavat laajakaistalähetteet ja hyppivätaajuuksiset radiotekniikat.</p> <p>Koska A/D-muuntimet ovat keskeisessä asemassa ohjelmistoradioissa, insinööriyön tavoitteena oli suunnitella ja valmistaa HF-taajuuksille vastaanotinkortti. Se perustuu Tayloe-ilmaisimen ympärille joka tuottaa kvadratuuri-signaalia. Suurin osa-alue oli testata ja tutkia kyseisen vastaanotintyyppin ominaisuuksia ja mahdollisuuksia.</p> <p>Laitteesta valmistettiin myös prototyyppiversio, jolla varmistettiin kytkennän toimivuus sekä suoritettiin alustavat mittaukset.</p> <p>Lopullinen versio vastaanottimesta valmistettiin piirilevyllä. Suunnitteluvaiheessa huomioitiin myös RF-signaalin vaatimukset ja EMC-häiriöt. Simulointi suoritettiin MicroCap-ohjelmistolla, ja piirilevyn suunnittelussa käytettiin PADS-ohjelmaa.</p>	
Luottamuksellinen Kyllä Ei    X	
Hakusanat kvadratuuri, langaton tiedonsiirto, vastaanotin, ohjelmistoradio, radio	
Säilytyspaikka Kajaanin ammattikorkeakoulun kirjasto	



School School of Engineering	Degree programme Information Technology
Author(s) Kimmo Honkanen	
Title The Tayloe Quadrature Sampling Detector	
Optional professional studies Wireless Communication	Instructor(s) / Supervisor(s) Jukka Heino
Date 28 November 2005	Total number of pages 34+4
Abstract <p>Software Defined Radios (SDR) is a collection of hardware and software technologies that enable reconfigurable system architectures for wireless networks and terminals. SDR make possible to build multimode, multiband and multifunctional wireless devices. Radios can be adapted, updated and enhanced by using software reconfiguration.</p> <p>The main component of the software radio is an A/D converter. The purpose of this Bachelor's thesis was to plan and produce a sampling detector for HF frequencies. It is based on the Tayloe detector which produces a quadrature signal. The main part of this thesis was to test and study the qualities and possibilities of the detector in question.</p> <p>The schematic diagram was simulated using a Micro Cap program and the print circuit board was designed with the help of various PADS softwares. A prototype of the device was constructed, the purpose of which was to test the final functioning of the device and eventual shortcomings were also corrected. The prototype was also used for the first measurements.</p> <p>The result of the thesis was to produce a receiving card which was extensively RF tested. The test results were compared to detectors made with traditional methods. In addition to the basic technical design task, the thesis gave an interesting opportunity to study future development of radio technology.</p>	
Confidential Yes No <input checked="" type="checkbox"/>	
Keywords Tayloe, wireless, radio, quadrature, sampling	
Deposited at Kajaani Polytechnic library	

## ALKUSANAT

Radiotekniikan tulevaisuus on digitaalisessa signaalin käsittelyssä. Jotta siirtotien ominaisuuksia voitaisiin hyödyntää parhaalla mahdollisella tavalla, on ohjelmistoradio varteenotettava vaihtoehto tällä hetkellä. Tayloe-ilmaisun on yksi näkemys siitä kuinka tehdä yksinkertainen digitaalinen signaalinkäsittelyä hyödyntävä radio. Idean tälle työlle esitti Jukka Heino, joka myös toimi valvojana projektissa. Työ oli kaikin puolin mielenkiintoinen ja tarjosi riittävästi haasteita sekä antoi varsin mielenkiintoisen näkökulman tulevaisuuden radiotekniikan pariin.

Haluan kiittää lehtori Jukka Heinoa hyvästä työn aiheesta ja ohjauksesta sekä kaikista neuvoista projektin aikana. Kiitokset myös Ismo Talukselle käytännön asioiden järjestämisessä sekä kaikille niille, joilta olen matkan varrella pyytänyt apua.

Kajaanissa 1.12.2005

Kimmo Honkanen

## SISÄLLYSLUETTTELO

1	JOHDANTO .....	6
2	RADIOTEKNIIKAN HISTORIAA .....	7
3	RADIOARKKITEHTUURIT .....	8
3.1	SUPERHETERODYNE .....	8
3.2	SUORASEKOITUS .....	9
3.3	OHJELMISTORADIO .....	10
4	DIGITAALINEN SIGNAALINKÄSITTELY .....	13
5	KVADRATUURI-SIGNAALI .....	16
6	TAYLOE-ILMAISIN .....	21
7	KYTKENNÄN SUUNNITTELU .....	24
7.1	1:4-JAKAJA .....	25
7.2	ALIPÄÄSTÖSUODATTIMET .....	26
7.3	RF-PUSKURIVAHVISTIN .....	28
8	TULOKSET JA TULOSTEN TARKASTELU .....	29
9	YHTEENVETO .....	33

## LÄHTEET

## LIITTE

## 1 JOHDANTO

Aina radion kulta-ajalta, 1920-luvulta asti, on niiden tekninen toteutus pysynyt käytännössä samana. Analogisen signaalin käsittely ei ole muuttunut käytännön tasolla paljoakaan viimeisten 50 vuoden aika. Toki tekniikan kehitys on pienentänyt laitteiden kokoa ja parantanut ominaisuuksia, mutta teoria on edelleen sama. Koska nykypäivänä lähes kaikki mahdollinen on digitalisoitu, onkin pieni ihme, kuinka kauan vanha tekniikka on radiopuolella ollut voimissaan.

Lähinnä langattoman mobiiliviestinnän tarpeisiin luodut suorat vastaanottimet ovat edullisia, ja ne eivät vaadi paljoa komponentteja toimiakseen. Niidenkin rajoituksena on edelleen toiminnallisen taajuuskaistan kapeus. Tulevaisuuden ohjelmistoradiot mahdollistavat useiden eri verkkojen yhdistämisen yhdellä radioosalla. Sama laite voisi toimia esimerkiksi GSM-, VIRVE- ja WLAN-verkoissa pelkän ohjelmiston muutoksella.

Vasta viime aikoina AD-muuntimien kehitys on mahdollistanut täysin digitaaliset radiosovellukset. Vieläkin nämä ovat analogiseen radioon verrattuna lähinnä erikoiskäyttöön tehtyjä piensarjoja. Tärkein komponentti ohjelmistoradiossa on juuri A/D-muunnin. Sen ominaisuuksien kehittyminen tulee määräämään digitaalisten radioiden yleistymisen ajankohdan. Digitaalisuutta voidaan lähestyä myös yksinkertaisemmasta näkökulmasta. Dan Tayloe keksi työskennellessään Motorolalla nerokkaan Tayloe-ilmaisimen. Se on neljästä kytkimestä muodostuva ilmaisim, joka käyttää hyväkseen kvadratudi-tekniikkaa. Tayloe-ilmaisimen kauneus on ehdottomasti sen toiminnan yksinkertaisuus ja poikkeuksellisen hyvät signaalin ominaisuudet.

Työn tarkoituksena oli valmistaa ja suunnitella Tayloe-ilmaisimeen perustuva vastaanotinkortti HF-taajuuksille. Mittauksilla selvitettäisiin kytkennän sähköiset ominaisuudet ja mahdollisuudet sekä suoritettaisiin vertailuja perinteisiin radiovastaanottimiin.

## 2 RADIOTEKNIIKAN HISTORIAA

Ennen radioputken keksimistä langattomat lähettimet olivat pääsääntöisesti kipinälähettäviä. 1880 Edison teki ensimmäiset havainnot elektroniputkesta sähkölampulla, johon oli asennettu elektrodi sisään. Jännitteen napaisuuden vaihtaminen elektrodissa muutti sen läpi kulkevan virran voimakkuutta. Edison ei kuitenkaan kehittänyt keksintöään eteenpäin vaan patentoi sen virranvoimakkuuden mittaamiskeinona. [1].

Vuonna 1894 brittifysiikko Sir Oliver Lodge käytti omassa demonstraatioissaan ilmaisilaitetta, jota kutsuttiin kohereeriksi. Ranskalainen Edouard Branly ja venäläinen Aleksandr Popov esittelivät myöhemmin parannetut versiot kohereerista. Popov teki radiolähetyskokeilujaan myös Suomessa vuonna 1900, ja hän olikin ensimmäisiä, joka kehitti kohereerista käytännölliseen radiotoimintaan soveltuvia laitteita. Intialainen fyysikko Jagdish Chandra Boss esitteli radioaaltojen käyttöä Kalkuttassa marraskuussa 1894, mutta hän ei ollut kiinnostunut patentoimaan keksintöään. Vuonna 1896 italialainen Guglielmo Marconi sai patentin radiolle Iso-Britanniassa (12039, Improvements in transmitting electrical impulses and signals and in apparatus there-for). Tätä pidetään usein maailman ensimmäisenä radiopatenttina. [1].

1904 J. A. Fleming kokeili onnistuneesti käyttää Edisonin keksintöä ilmaisimeina. Se osoittautui herkemmäksi kuin sen ajan yleisin kohereeritekniikkaan perustuneet ilmaisimet. Nykyisin tästä Flemingin ideasta käytetään nimeä putkiodi. Amerikkalainen keksijä Lee De Forest kehitti putkiodiodin ominaisuuksia. Hän keksi lisätä anodin ja katodin väliin litteän kierukan muotoisen elektrodin eli hilan. Näin syntynyt triodi muutti radiotekniikan täysin. Se mahdollisti vahvistinasteiden tekemisen ja suurtaajuussignaalien käsittelemisen halutulla tavalla. Myöhemmin Forest joutui myöntämään, että hän ei tiennyt tarkkaan, kuinka triodi itse asiassa toimii. [1].

### 3 RADIOARKKITEHTUURIT

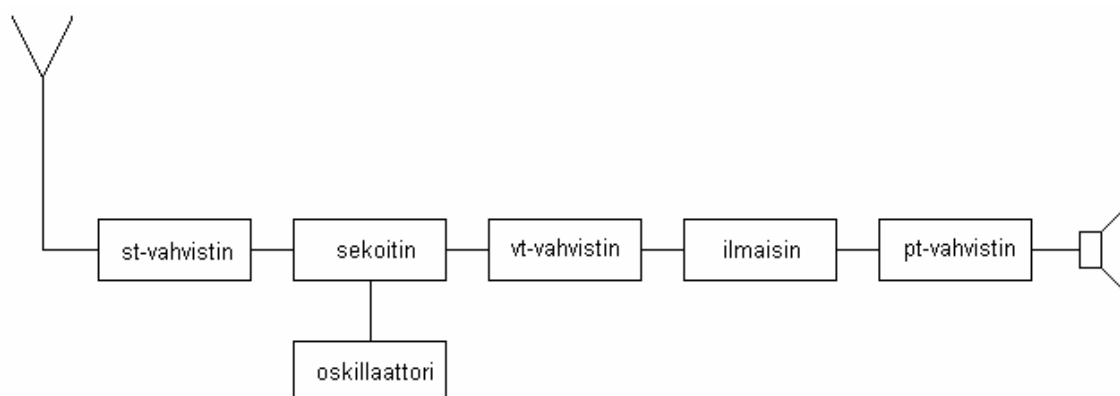
Vähintään yhtä paljon kuin triodi muutti myös amerikkalainen Edwing Armstrong radiotekniikkaa. Vuonna 1913 hän keksi regeneratiivisen piirin, jolla elektroni-putken vahvistusta voitiin kasvattaa. Vahvistimen ulostulosta kytkettiin osa takaisin sisäänmenopiiriin, jolloin vahvistettava signaali kasvoi lisää. Tätä takaisinkytkennän signaalia kasvattamalla voitiin vahvistusta lisätä siihen saakka, kunnes radioputki alkoi värähdellä. Tällä tekniikalla toteutetut radiot vaativat kuuntelijaa pitämään vahvistuksen juuri värähtelyn alapuolella, jotta laite pysyi resonanssissa. Tämä tekniikka oli käytössä aina 1930-luvulle asti. Armstrongin toinen merkittävä keksintö oli superheterodyne-periaatteella toimiva radio. Fessendenin vuonna 1901 keksimässä heterodyne-radiossa signaalin taajuutta alennettiin sekoittamalla se toiseen taajuuteen ja kuuntelemalla näiden erotusta. Myös super-menetelmässä alkuperäistä taajuutta alennetaan mutta ei kuuloalueelle asti. Tällä matalammalla taajuudella signaalin käsittely ja vahvistus ovat kuitenkin helpompi suorittaa kuin suurtaajuudella. [1].

#### 3.1 Superheterodyne

Vielä tänäkin päivänä Armstrongin keksimä periaate on käytössä. Silloin kuin tila ja kustannukset eivät ole rajoitteena, suurin osa valmistetuista radioyksiköistä on superheterodyne-periaatteella toimivia. Tässä tekniikassa vastaanotettava signaali taajuusmuutetaan yhdellä tai useammalla sekoitusasteella alemmalle taajuudelle. Tästä käytetään nimitystä välitaajuus. Näin vastaanotettavan signaalin suodattaminen ja vahvistaminen voidaan jakaa useammalle eri taajuudelle. Välitaajuuden käytön etuna on, että vahvistinasteet voivat olla kiinteästi viritettyjä. Sen taajuus voidaan valita niin, että samanaikaisesti saadaan suuri vahvistus, sopiva kaistanleveys ja hyvä erottelutarkkuus. Suodattimet voidaan suunnitella toimimaan yhdellä taajuudella, jolloin voidaan käyttää kapeampaa päästökaistaa. Yleensäkin vahvistinasteen vakavuus paranee, jos voidaan käyttää kiinteää taajuutta. Välitaajuusasteita seuraa yleensä ilmaisimien avulla demoduloidaan haluttu signaali. Kuvassa 1 on superheterodyneradion periaatelohko-kaavio. Käytännössä rakenne vaatii monia suodatusteita, kuten välitaajuus-



suodattimen. Kaksoissupervastaanottimessa on lisäksi toinen välitaajuusaste. [2].



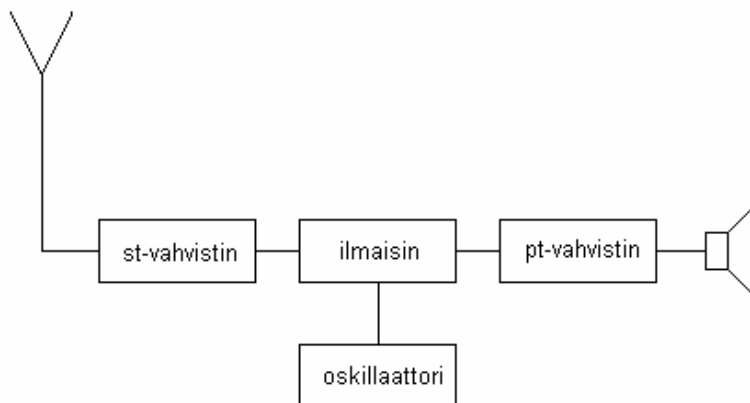
Kuva 1. Superheterodynevastaanottimen lohkoakaavio.

Tämän rakenteen huonoihin puoliin kuuluu sen monimutkaisuudesta johtuen suuri komponenttimäärä. Tästä seuraa isompi tehonkulutus ja tarvittavan tilan kasvu. Sekoitusasteissa syntyy myös aina häiritseviä peilitaajuuksia, jotka voivat aiheuttaa ongelmia signaalinkäsittelyssä. Näiden ei-toivottujen sekoitustulosten poistamiseen joudutaan käyttämään suodatinpiirejä, jotka samalla vaihentavat hyötysignaalia. Tästä seuraa, että signaalia joudutaan vahvistamaan eri asteissa. Jokainen vahvistinaste taas lisää kohinaa ja varsinkin suurtaajuuspuolella heikentää ristimodulaation kestoa. Tästä seuraa ikuinen kierre vahvistuksesta ja suodatuksesta, joiden väliltä on löydettävä sopiva tasapaino. Voidaan todeta, että superheterodyne-rakenne on erittäin hyvä mutta vaatii suunnittelua ja laadukkaan toteutuksen, jotta päästään hyvään lopputulokseen.

### 3.2 Suorasekoitus

Nykyään varsinkin kulutustuotteissa pyritään yhä pienempään kokoon ja osamäärään, jotta kustannukset saataisiin pidettyä mahdollisimman pieninä. Tästä seuraa, että superheterodyneradio on liian monimutkainen. Niinpä nykyään esimerkiksi lähes kaikki matkapuhelimet suunnitellaankin toimimaan suorasekoitusperiaatteella. Aikaisemmin tätä rakennetta on käytetty korkeammilla taajuuksilla mm. tutkissa ja gigahertsien linkeissä. Suorasekoitusvastaanottimen

ehdottomasti paras puoli on sen yksinkertaisuus. Kuvassa 2 on suoran vastaanottimen periaatelohkokaavio. Siitä voidaan havaita, että rakenne on mahdollisimman yksinkertainen.



*Kuva 2. Suoran vastaanottimen lohko.*

Suoramuunnosvastaanottimessa radiotaajuinen signaali sekoitetaan yhdellä sekoitusasteella suoraan informaation sisältävälle kantataajuudelle. Suoramuunnosvastaanottimessa syntyy kuitenkin eräitä vääristymiä, jotka ovat tosin digitaalisen signaalinkäsittelyn keinoin kompensoitavissa kantataajuudella. Ongelmaksi voi muodostua myös paikallisoskillaattoritaajuuden vuotaminen radiotaajuudelle.

### 3.3 Ohjelmistoradio

Ohjelmistoradio (Software Defined Radio) on noussut muutaman viime vuoden aikana tietoliikennejärjestelmien kehittäjien puheenaiheeksi. Ohjelmistoradio nimensä mukaisesti tarkoittaa radion täydellistä hallintaa ohjelmallisesti. Tämä tarkoittaa sitä, että radioon voidaan ladata tilanteen mukaan erilaisia ohjelmistoja. Tällaisia ohjelmistoja kutsutaan radiosovelluksiksi tai aaltomuodoiksi. Ohjelmistoradion keskeinen osa on sen CF-hallintaohjelmisto (Core Framework). Tämä hallitsee eri aaltomuotojen latausta radioon. Yksi suurimmista haasteista nykyään on sovittaa eri hallintaohjelmistot erilaisia laiteresursseja sisältäviin laitteisiin. Tästä johtuen ollaan siirtymässä avoimeen ohjelmistokehitykseen. Ensimmäisinä näitä oltiin kehittämässä sotilaspuolelle. Amerikkalainen Joint Tacti-

cal Radio System-hanke (JTRS) sai tehtyä ensimmäiset määrittelyt. Tämän tuloksena on syntynyt taktisille radioalustoille SCA-arkkitehtuurimäärittely (Software Communications Architecture). Tämä on ladattavissa ilmaiseksi hankkeen Internet-sivuilta. [3]

Nyt myöhemmin myös siviilipuolella pyritään samaan. Tämä pelkää sen vuoksi, ettei rajallisia voimavaroja turhaan hajautettaisi monenlaisien eri ratkaisujen yhtäaikaiseen kehittelemiseen. Vielä tässä vaiheessa ei siviilipuolelle ole löytynyt samanlaista de facto-standardia kuin SCA on sotilaspuolella.

Lähettimien ja vastaanottimien kehityksessä on nähtävissä pyrkimys viedä digitaalinen signaalinkäsittely mahdollisimman lähelle antennia. Ideaalisessa ohjelmistoradiossa signaali näytteistetään hyvin lähellä antennia. Tämän päivän A/D- ja D/A-muuntimet eivät tätä vielä mahdollista, koska näin ei voida saavuttaa riittävän suurta dynaamista aluetta ja kaistanleveyttä riittävän korkealla keskitaajuudella. Tosin HF- ja VHF-taajuusalueella tämä on pian mahdollista. Tämän vuoksi nykyisin käytetään vielä kanavoidun vastaanottimen periaatetta, jossa on rinnakkain useampi vastaanotinketju. Kussakin haarassa on analoginen RF/IF-etupää, josta signaali ohjataan A/D-muuntimelle. Tämän jälkeen signaalinkäsittely on digitaalista. Kanavoitu vastaanotin voi mahdollistaa useamman samanaikaisen lähetteen vastaanoton. Kanavoidussa vastaanottimessa eri haarojen taajuus- ja vaihevasteet pitää olla tarkasti samat, jos käytetään esim. taajuushyppelyä eri taajuusalueilla. Jos on mahdollista käyttää pilotsignaaleja, vääristymiä voidaan korjata kantataajuudella digitaalisen signaalinkäsittelyn keinoin. [4].

On todennäköistä, että tulevaisuudessa ohjelmistoradio tulee hämärtämään käsitteen perinteisestä radiosta. Laiteteknologian osuus tulee pienenemään ja ohjelmistojen ja niiden rajapintojen merkitys kasvaa viestiliikenteessä. Radio on vain osa suurta langatonta verkkoa. Se mahdollistaa kytkeytymisen tilanteen ja käyttötarpeen mukaan erilaisiin siirtokanaviin. Pelkkä ääni voitaisiin siirtää tarvittaessa matalilla taajuuksilla, joissa siirtokapasiteetti on rajallista mutta peittoalue laajempi. Käyttäjän siirryessä katselemaan verkon yli siirrettävää videokuvaa vaihtaisi päätelaite automaattisesti nopeampaan verkkoon. Myös laitteiden päi-

vitettävyys paransi. Olisi mahdollista siirtää lähetyksen mukana vastaanotti-  
meen erilaisia suodattimien parametreja tai signaalimuotoja. Tämä myös mah-  
dollistaisi lähetin vastaanotin-parin "keskustella" keskenään ja sopeutua vaikka  
sen hetkiseen radiotien erikoisvaatimukseen. Jo nykyään GSM-puhelin säätää  
tehoaan senhetkisen kentän voimakkuuden mukaan, mutta uudempi ajatusmalli  
mahdollistaisi koko signaalin uudelleen muokkaamisen.

## 4 DIGITAALINEN SIGNAALINKÄSITTELY

Digitaalinen signaalinkäsittely on mullistanut koko sähkötekniikan. Nykyään sen käyttäminen on enemmän sääntö kuin poikkeus. Radiotekniikka on ollut näihin aikoihin asti viimeisiä, joka käyttää analogista signaalia. Sekoitusasteet, suodattimet ja ilmaisimet ovat toteutettuina perinteisillä komponenteilla. Osasy tähän on ollut RF-signaalin kovat vaatimukset A/D-muuntimille. Ensimmäisenä DSP-piirit tulivat radioiden välitaajuusosiin joissa niitä käytettiin suodattimina.

Jos tarkastellaan analogista 1 V sinisignaalia oskilloskoopilla, näemme signaalin joka on täysin symmetrinen. Teoriassa jos tarkasteluaikaa pienennetään kohti nollaa, muuttuu signaali jossain vaiheessa vaakasuoraksi viivaksi. Missään vaiheessa ei ole havaittavissa signaalin muodon rikkoutumista. Tällöin on kyseessä jatkuva-aikainen signaali. Jos samaa signaalia mitataan digitaalimittarilla vaikka 4 kertaa jakson aikana, saadaan seuraavat arvot, jotka ovat taulukossa 1.

*Taulukko 1. Siniaallon jännite tietyssä ajanhetkenä*

Jaksonaika asteina	Jännite V
0°	0
90°	1
180°	0
270°	-1

Signaali oletetaan toistuvan jaksoittaisesti ja samat arvot voidaan mitata yhä uudelleen. Tällaisesta signaalista käytetään nimitystä diskreettiaikainen signaali. Jos kyseiset arvot talletetaan muistiin sekä tiedämme taajuuden jolla ne on otettu, meillä on silloin diskreettiaikainen näytesignaali (discretetime sampled signal). AD-muuntimien tehtävä on juuri tällainen. Ne ottavat analogisesta signaalista näytteitä tietyllä taajuudella ja esittävät saadun arvon digitaalisessa muodossa.

Harry Nyquist ja Claude Shannon kehittivät näytteenottoteorian, joka määrittää ottamaan näytteitä vähintään kaksinkertaisella taajuudella signaalin sisältämään suurimpaan taajuuskomponenttiin nähden (1), jotta alkuperäinen signaali voidaan täydellisesti rekonstruoida. Näytteenottoteoreema pätee kaikille reaali-maailman signaaleille näytteenottotaajuuden puolikkaaseen asti. Jotta näytteenottoteoreeman idean voi ymmärtää, on tunnettava muutamia matemaattisesti todistettavissa olevia teoreemoja, kuten Fourier-muunnos ja konvoluutio-teoreema.

$$f_s = 2 \cdot f_{bw} \quad (1)$$

Jos analogisesta signaalista otetaan näytteitä liian harvakseltaan, näytteenotto-taajuutta korkeampitaajuiset komponentit laskostuvat alemppitaajuisien signaalien päälle. Tällöin näytteestä ei saada enää muodostettua alkuperäistä signaalia, vaan signaali on "vääristynyt".

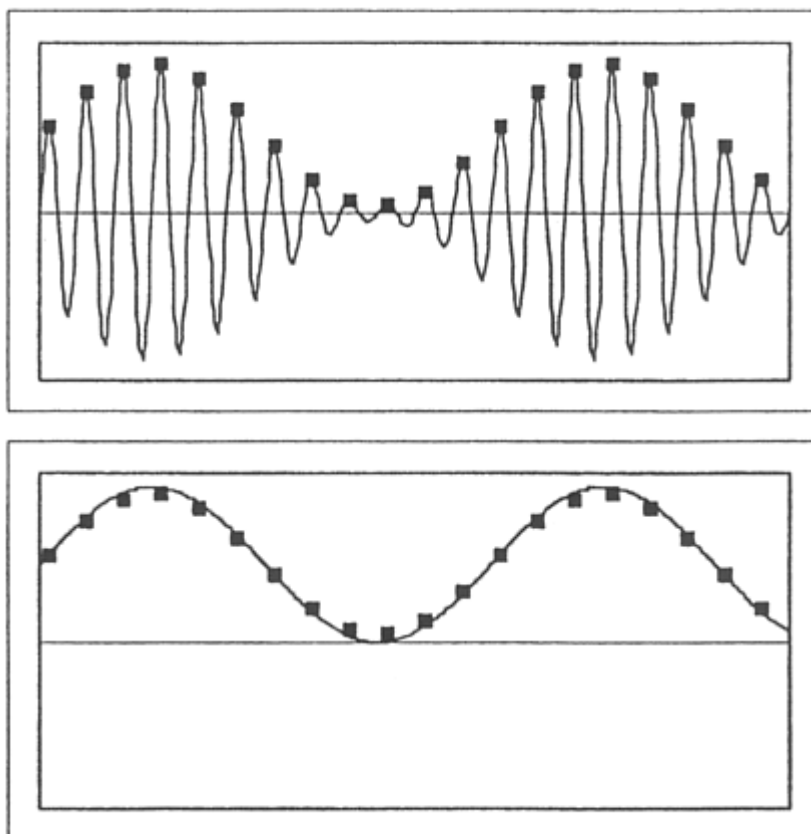
Kaavaa 1 miettimällä voidaan nopeasti todeta tilanne mihin joudutaan A/D-muuntimien osalta radiotekniikassa. Vastaanotettaessa esim. tavallista U1-radioasemaa näytteenottotaajuus nousisi jo yli 200 MHz. Tämä on nykyäänkin erittäin kova vaatimus muuntimille, ottaen huomioon, että myös rinnakkaisten bittien määrä on oltava riittävä. Kuten aiemmin todettiin, käytännössä A/D-muunnokseen perustuvat radiot onkin toteutettu eri tavalla.

Yhtenä keinona välttää suuria taajuuksia on käyttää alinäytteistystä. Näytteenottoteoreema ei tarkkaan ottaen puhu korkeimmasta taajuudesta vaan kaistanleveydestä. Tällä tarkoitetaan korkeimman ja alimman hyötysignaalin erotusta. Itse kantaaltohan ei sisällä informaatiota.

Jos analogisesta signaalista otetaan näytteitä diskreetein aikaväleihin, muodostuu tästä kantaaltoaajuuden kerrannaisia. Aivan sama ilmiö voidaan havaita analogisissa sekoitusasteissa, joissa syntyy myös signaalien taajuuksien ker-

rannaisista. Tällöin voidaan käyttää hyväksi taajuuden monikertoja. Tämä tietenkin edellyttää halutun kerrannaisen poimimista esim. suodattamalla. [5].

Kun korkeamman taajuuden signaalista otetaan näytteitä sopivalla taajuudella, voidaan näistä näytesignaaleista erottaa alkuperäisen taajuuden informaatio. Kuten kuvasta 3 voidaan havaita, häviää tieto kanta-aallon taajuudesta. Mustat pisteet kuvassa ovat näytteenottopisteitä. Alemmassa kuvassa on pientaajuinen signaali muodostettuna uudelleen. Koska kanta-aalto häviää, menetelmä käy sellaisenaan vain DSB-modulaatiolle. Tämä ei tietenkään ole este muiden lähelajien käyttämiseen. Mikään ei estä muodostamasta kanta-aaltoa uudelleen niin tarvittaessa.



*Kuva 3. Alinäytteistetyn signaalin muodostuminen. [5]*

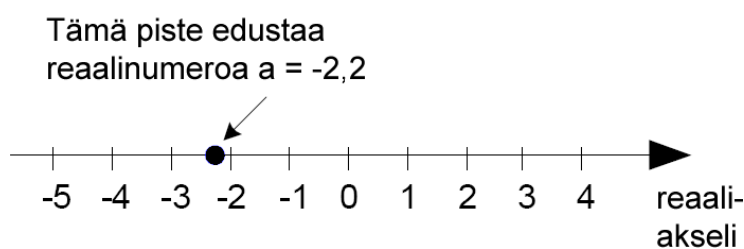
## 5 KVADRATUURI-SIGNAALI

Kvadratuuri-signaalia käytetään radiotekniikassa nykyisin hyvin monissa sovelluksissa. Sitä käytetään myös tieteellisissä tutkimuksissa ja tavallisissa digitaalista signaalia käyttävissä laitteissa. Tällaisia voivat olla mm.

- digitaaliset viestijärjestelmät
- erilaiset tutkajärjestelmät
- antennien sähköiset suuntauslaitteistot
- erilaiset radiomodeemit.

Radiotekniikassa kvadratuurisignaalista käytetään nimitystä IQ-signaali. I-signaali on saanut lyhenteensä englanninkielisestä sanasta "in-phase", jolla tarkoitetaan kompleksilukujen reaaliakselia. Q-signaali tulee puolestaan "quadrature" -sanasta, jolla tarkoitetaan imaginääristä akselia. On huomioitava että monissa artikkeleissa "quadrature" -sanalla tarkoitetaan kompleksisignaaleja yleensäkin. Eri lähteitä tutkiessa sekaantumisen vaara on olemassa. Näin onkin tapauskohtaisesti tarkistettava, mitä termeillä tarkoitetaan.

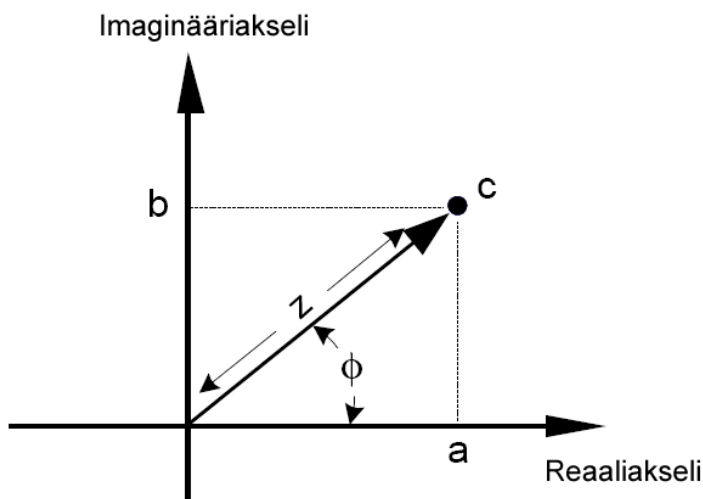
Matemaattisissa lähteissä kvadratuuri-signaalista käytetään nimitystä kompleksisignaalit. Nämä ovat kaksiulotteisia signaaleja, joiden arvot voidaan mitata tiettyinä ajanhetkenä. Reaaliosalla käsitetään yleisesti numeroarvoa joita käytetään jokapäiväisesti. Näitä voivat olla esim. jännite ja lämpötila. Nämä yksiulotteiset signaali voivat saada joko positiivisen tai negatiivisen arvon. (Kuva 4).



Kuva 4. Reaaliakselin vektori



Koska signaali on kaksiulotteinen, esitetään se yleensä kahdella eri vektorilla tasossa. (Kuva 5). Toisella vektorilla osoitettava signaalin kompleksitaso on hieman monimutkaisempi ymmärtää. Jopa eräs Karl Gauss -niminen matemaatikko käytti kompleksiluvuista nimitystä ”shadows of shadows”[6].



Kuva 5. Kompleksitaso.

Kompleksiluvut ovat reaalityyppisten luonnollinen laajennus. Sähkötekniikassa kompleksiluvut esitetään yleensä napakoordinaattiesityksenä. (Kuva 5). Kompleksinen piste  $c$  voidaan ilmoittaa vektoreiden  $a$  ja  $b$  summana. Kaava (2). Tällaisesta  $xy$ -tasosta käytetään nimitystä kompleksitaso.

$$c = a + b \quad (2)$$

Tällöin vektorin  $z$ -pituus voidaan laskea geometrisesti (3). Tästä käytetään matematiikassa nimitystä *moduuli*. Tämä kuvaa tilannetta hyvin myös radiotekniikassa. Vektorin pituus määrittää signaalin voimakkuuden, josta tietoliikenteessä käytetään nimeä *amplitudi*.

$$|z| = \sqrt{a^2 + b^2} \quad (3)$$

Piste  $c$  voidaan esittää monilla matemaattisilla kaavoilla. Esitystapa riippuu paljon asian yhteydestä. Tietoliikenteessä käytetään trigonometristä esitystapaa. (4)

$$c = z[\cos(\phi) + j\sin(\phi)] \quad (4)$$

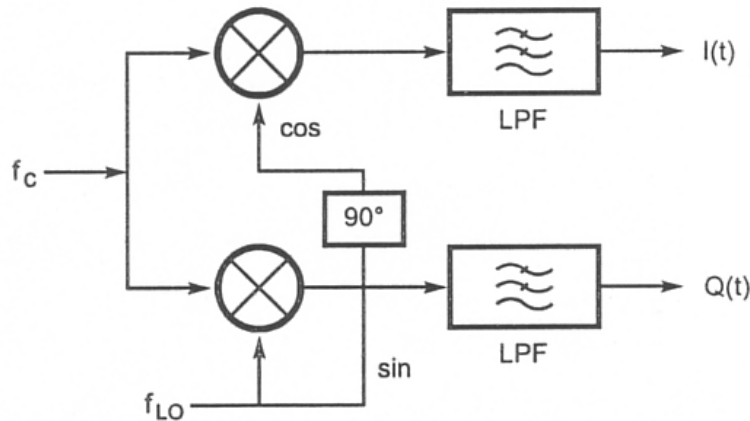
Origosta pisteeseen  $c$  osoittavan vektorin suuntakulma Q-akseliin nähden olkoon  $\phi$ . Tämä tunnetaan myös nimellä napakulma ja varsinkin sähkötekniikassa pelkästään vaihekulmana. Sen arvo voidaan laskea kaavan (5) avulla.

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\right) \quad (5)$$

Kaavoja voidaan soveltaa myös suoraan eri modulaatioihin. Kaavalla (3) voidaan ilmaista modulaation suuruutta eli AM. Koska FM-modulaatio puolestaan perustuu vaiheensiirtoon, voidaan siihen käyttää kaavaa (5). DSB-modulaation ilmaiseminen on hieman vaikeampaa. [7].

Jos vastaanottimen I- ja Q-haarojen välille saadaan tarkalleen 90 asteen vaihe siirto, välttyään täysin häiritseviltä peilitaajuuksilta. Tosin tämän edellytyksenä on, että kummankin signaalin amplitudi ja vaihe ovat täysin samat. Käytännössä tämä voi aiheuttaa ongelmia. Menetelmää on kuitenkin käytetty SSB-signaalin ilmaisemisessa.

Itse kvadratuuri-ilmaisimien perustuu signaalin viivästyttämiseen  $90^\circ$  ja sen vertaamista alkuperäiseen signaaliin. Kuvassa 6 on lohko-kaavio esitys IQ-ilmaisimesta. Kantoaaltosignaali  $f_c$  syötetään sekoittajille. Paikallisoskillaattori-taajuutena toimii  $f_{LO}$ , josta toinen haara viedään  $90^\circ$  vaihe siirron kautta sekoittajalle. Näin saadut perustaajuudet suodatetaan alipäästösuotimilla (LPF). Muun muassa kännyköissä käytettävät IQ-modulaattorit/ilmaisimet käyttävät tätä tekniikkaa.



Kuva 6. Kvadratuuri-ilmaisimen periaatelohkokaavio.

Dataliikenteessä pientaajuusinformaation erottelu on suoraviivaisempaa kuin puheinformaation. Datasiirrossa riittää useasti erotella signaali 4, 8, tai 16 bitin tarkkuudella. Pientaajuussignaali siis voi saada 16 eri tilaa, joiden tunnistaminen riittää. Äänitaajuuden informaation erottelu on huomattavasti vaikeampaa. Puhekaista käsittää yleensä radiotaajuuksilla n. 500 – 5000 Hz välisen informaatiokaistan. Jos äänisignaalin rakenne muuttuu modulointi- tai ilmaisuvaiheessa, informaatio katoaa. Tähän tiedon katoamiseen voi vaikuttaa esim. signaalin vaiheen muuttuminen. Tällä tavoin on mm. toteutettu analogisia puheensalaamislaitteita. Muutetaan audiosignaalin vaihetta ennen lähetystä, jolloin kolmannet osapuolet eivät saa selvää puheesta. Vastaanotettaessa korjataan vaihevirhe takaisin. Tässä tapauksessa tämä ei ole suotavaa, vaan alkupeäinen informaatio olisi saatava toistettua mahdollisimman tarkasti.

Koska IQ-signaalista ei sellaisenaan saada lähetteen informaatiota, on sille tehtävä jotain. Parasta tässä on se, että sopivilla menetelmillä kvadratuurisignaalista voidaan muodostaa kaikki mahdolliset lähetelajit. Tähän käytetään signaalin integrointia sopivilla kaavoilla. Tähän on käytännössä muutama yleinen menetelmä. Yksi mahdollisuus on käyttää FFT-menetelmää (Fast Fourier Transform). Harrastajavoimin tehdyissä kokeiluissa tämä muokkaus on tehty tietokoneen äänikortin avulla, joka laskee halutun modulaation. Toinen käytetty tapa on FIR-suotimet (finite-impulse-response).

Matemaattisessa laskennassa voidaan käyttää hyväksi Hilbert-muunnosta. Se tuottaa -90 asteen vaihesiirron herätteen  $x(t)$  positiivisille taajuuksille ja +90 asteen vaihesiirron negatiivisille taajuuksille. Kaikkien taajuuskomponenttien amplitudit säilyvät muuttumattomina. Signaalin  $x(t)$  Hilbert-muunnos  $\hat{x}(t)$  määritellään yhtälöllä (6). [8].

$$\hat{x}(t) \triangleq x(t) * \frac{1}{\pi \cdot t} = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\lambda)}{t - \lambda} d\lambda \quad (6)$$

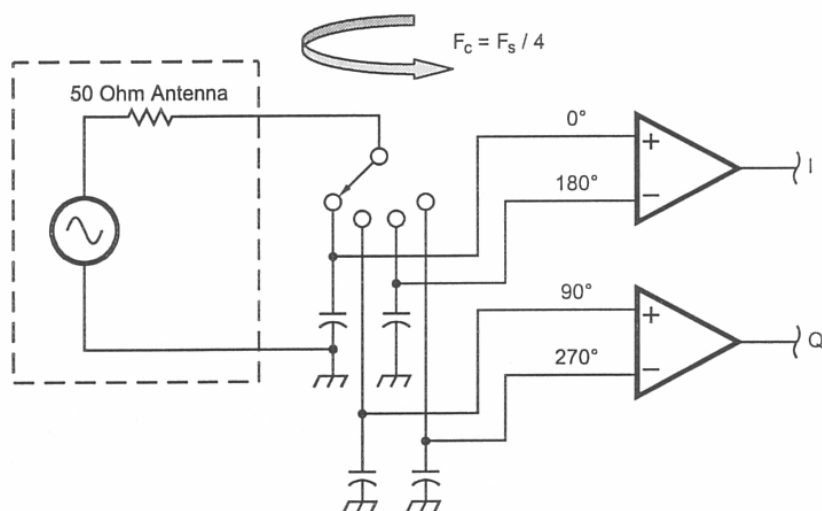
Koska Hilbert-muunnin on lineaarinen aikainvariantti systeemi (LTI-systeemi), sille voidaan kirjoittaa siirtofunktio (7). Hilbert-muunnosparien lista on melko lyhyt verrattessa vaikka Fourier:n vastaaviin. Hilbert-muunnosta ei edes ole kovin monelle yleiselle signaalille.

$$x(t) = (-j \operatorname{sgn} f) X(f) \quad (7)$$

Mikään ei estä tekemästä myös analogista signaalinkäsittelyä IQ-signaalille. Jos ei tarvita monimutkaisia aaltomuotoja, voidaan tehdä monivaiheverkko käyttäen hyväksi tavanomaisia RC-alipäästösuodattimia. Tällaisissa rakennelmissa komponenttien määrä ja toleranssit aiheuttavat omat ongelmansa. Muutamia kotimaisia kokeiluja asian tiimoilta on ilmestynyt. [9].

## 6 TAYLOE-ILMAISIN

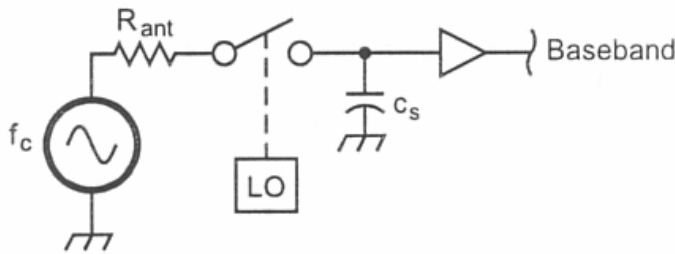
Tämä ilmaisintyyppi yhdistää nerokkaalla tavalla digitaalitekniikan analogiseen. Sen ohjauksessa käytetään yleensä digitaalipiirejä mutta se antaa demoduloidun signaalin analogisena. Se myös käyttää hyväkseen näytteenottooteoremaa. Keksintönä se korvaa mielenkiintoisella tavalla tavanomaisen A/D-muuntimen. Kuvassa 7 on esitettyä Tayloe-ilmaisimen periaateloikkaa. Siitä voidaan huomata neljäasentoinen kiertokytkin, jonka pyörimisnopeus vastaa kanta-aaltotaajuutta. 50  $\Omega$ :n antenni on kytketty suoraan roottorille, ja jokainen kytkin on yhdistetty näytteistyskondensaattoriin. Kun roottori pyörii kanta-aaltotaajuudella, jokainen kondensaattori näkee vuorollaan kanta-aallon amplitudin neljännesosan verran jaksonajasta. [7].



Kuva 7. Tayloe-ilmaisimen lohkoakaaviokuva. [7]

Kuvasta 8 voidaan huomata paremmin antennin kytkeytyminen näytteistyskondensaattoriin. Mitatun jännitteen arvo säilyy kondensaattorin "muistissa", kunnes uusi näytteenottohetki tulee. Kiertokytkin siis ottaa näytteen signaalista  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  ja  $270^\circ$  välein. Tässä tapauksessa  $0^\circ$  jännite muodostaa I-signaalin ja  $90^\circ$  vastaa Q-signaalia. Kondensaattorissa näkyvä tasajännite vastaa neljänosa-aallon amplitudin keskimääräistä jännitettä. Kondensaattoreilta saadut  $0^\circ$  ja  $180^\circ$  jännitteet voidaan vahvistaa differentiaalisesti. Työssä tähän käytetään instrumentointivahvistimia. Näin saatu jännite vastaa kaksinkertaisesti alkuperäis-

tä, yhdessä kondensaattorissa olevaa jännitettä. Tämä vastaa 6 dB kohinavaapaata vahvistusta. Tämä sama toimenpide voidaan suorittaa myös  $90^\circ$  ja  $270^\circ$  jännitteille.



Kuva 8. Track and hold -näytteistyspiiri.[8]

Antenni- ja kondensaattori muodostavat yhdessä RC-alipäästösuodattimen, kun kytkin on suljettuna. Kytkeä voidaan myös tarkastella digitaalisena commutating-suodattimena. Tämä tarkoittaa, että kytkentä omaa erittäin korkean Q-arvon. Sen kaistanleveys voidaan laskea kaavan 8 avulla, jossa  $n$  on näytteistyskondensaattoreiden määrä,  $R_{ant}$  on antennin impedanssi ja  $C_s$  on yksittäisen kondensaattorin arvo.

$$BW = \frac{1}{\pi \cdot n \cdot R_{ant} \cdot C_s} \quad (8)$$

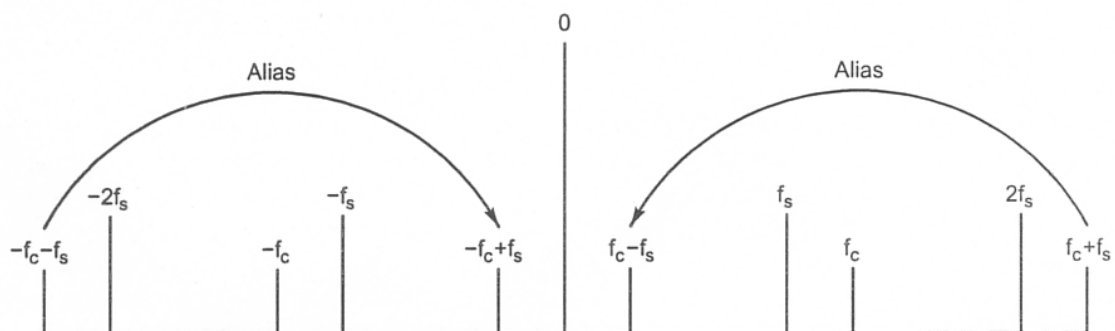
Tämän jälkeen voidaan kaistanleveyden avulla laskea suodattimen Q-arvo (9) Kaavassa  $f_c$  on haluttu keskitaajuus.

$$Q = \frac{f_c}{BW} \quad (9)$$

Kuten kuvasta 7 havaittiin, laitteen rakenne on erittäin yksinkertainen. Muuttamalla kytkimellä ja parilla vahvistimella voidaan rakentaa ilmaisinta, joka tuottaa IQ-signaalia, jota prosessoimalla voidaan tuottaa haluttuja modulaatioita. Kytkennässä käytettävät osat ovat myös helposti saatavissa. Erilaisilla ratkaisuilla voidaan paikallisoskillaattoritajuus pudottaa puoleen nykyisestä. Tällöin se olisi

vain kaksi kertaa korkeampi kuin antennitaajuus. Tämä helpottaisi paikallisoskillaattorin signaalin muodostusta

Taylor-ilmaisimen ehdoton hyöty on sen ominaisuudet. Tavallisella korkeataalisella diodisekoittajan häviöt ovat 6–7 dB ja kohina 1 dB enemmän kuin häviöt. Taylor-ilmaisimella voidaan päästä alle 1 dB:n häviöihin. Tämä johtuu siitä että kytkentä ei sanan perinteisessä merkityksessä ole sekoittaja vaan juuri kvadratuurinen näytteenottoilmaisim. Se siis käyttää hyväkseen diskreetti-aikaisen signaalin näytteenottoteoreemaa, jolla on omat, yksilölliset ominaisuudet. Perinteisessä sekoitusasteessa ulostulosignaali on nollassa 50 % kantaaltaajuudella, jos paikallisoskillaattori käyttää neliöaaltoa. Koska Taylor-ilmaisimessa signaalista jää näyte kondensaattoreihin, ei signaali periaatteessa koskaan mene nollassa. Perinteisessä suorasekoitusvastaanotuksessa syntyvät kerrannaistaajuudet on poistettava suodattamalla, joka lisää kohinaa ja häviöitä. Nämä taajuudet syntyvät paikallisoskillaattorin ja antennisignaalin sekoitustuloksena. Taylor-ilmaisimessa tämä tapahtuu hieman eri tavalla. Alinäytteistykseen vuoksi paikallisoskillaattoria vastaava  $f_s$  ja kantaalto  $f_c$ , muodostavat summataajuuden, jotka voidaan nähdä kuvasta 9. Tämän summataajuuden alinäytteistystulos eli alias, muodostuu  $f_s$  taajuuden kerrannaisen lähelle. Koska tämä taajuus on identtinen  $f_c - f_s$  taajuuden kanssa, voidaan ne laskea yhteen. Tämä tarkoittaa kaksinkertaista signaalin voimakkuutta. [7].



Kuva 9. Alinäytteistyksestä johtuva signaalien summautuminen. [7]

## 7 KYTKENNÄN SUUNNITTELU

Täydellinen kytkentäkaavio on liitteessä A. Laitetta suunniteltiin lohko kerrallaan, joita oli pääpiirteittäin kolme kappaletta.

1. Paikallisoskillaattorin signaalinjakajat
2. RF-signaalin puskurivahvistin
3. äänitaajuusosa

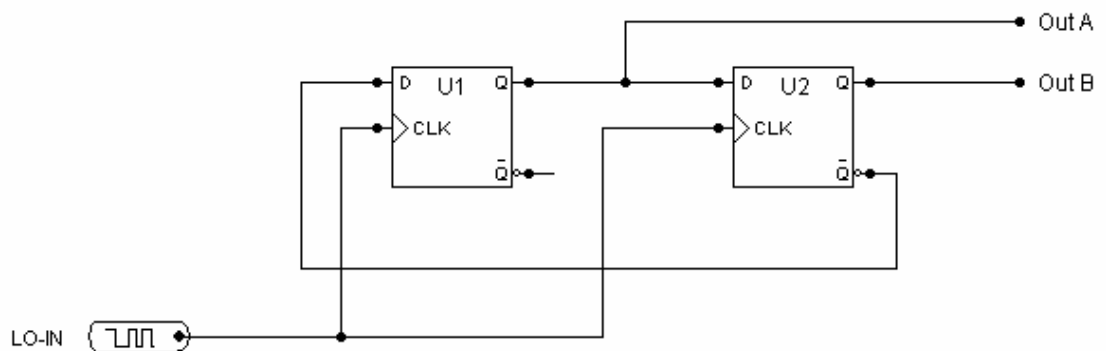
Paikallisoskillaattorin signaalin jakajien tuli toimia  $\frac{1}{4}$ -suhteella ja kyetä säilyttämään signaalin symmetria mahdollisimman hyvänä. Tästä johtuen kytkimien ohjaus toteutettiin Johnson-tyylisellä rengaslaskurilla ja multiplekserin yhdistelmällä, joka on hyvin yleinen tässä käytössä. Sen parhaimpiin puoliin kuuluvat yksinkertainen rakenne ja erittäin hyvä pulssien symmetria. Prototyypin osat määrytyivät hyvin pitkälti ammattikorkeakoululta löytyvistä tarvikkeista. Jakaja toteutettiin National Semiconductorin 74HC-piiriperheeseen kuuluvilla osilla. Käytetyistä osavalinnoista seurasi myös se hyvä puoli, että aika hitaat prototyypissä käytetyt osat voidaan myöhemmin korvata nopeammilla. Kummankin valmistajan nopeammat osat ovat pinniyhteensopivia hitaampien kanssa. Lopullisessa kytkennässä käytettiin 74VHC-sarjaa joka on huomattavasti nopeampaa. Kytkimien valinnassa päädyttiin Analog Devicen valmistamaan DIL-koteloituun 4xON-OFF kytkinpakettiin, koska niitä oli välittömästi saatavilla. Kytkimien tuli myös fyysisesti sijaita samassa kotelossa. Tämä sen vuoksi, että niiden sähköiset ominaisuudet pysyisivät mahdollisimman samanlaisina.

RF-sisääntuloon suunniteltiin puskurivahvistin. Sen päätehtävänä oli pitää kytkimien "näkemä" impedanssi mahdollisimman samana. Jos antennisignaali olisi syötetty suoraan kytkimille, mahdolliset impedanssin vaihtelut olisivat vaikeuttaneet mittausten tekemistä. Prototyypissä käytetylle erilliselle vahvistinasteelle mitattiin n. 2 dB:n vaimennus. Ensimmäiset mittaukset suoritettiin ilman minäänlaisia pientaajuuspuolen komponentteja. Hyvin pian kävi ilmi, että kytkimistä aiheutuvat transienttihäiriöt sekoittivat mittauksia. Tästä johtuen suunniteltiin sekä I- että Q-linjaan omat alipäästösuodattimet.



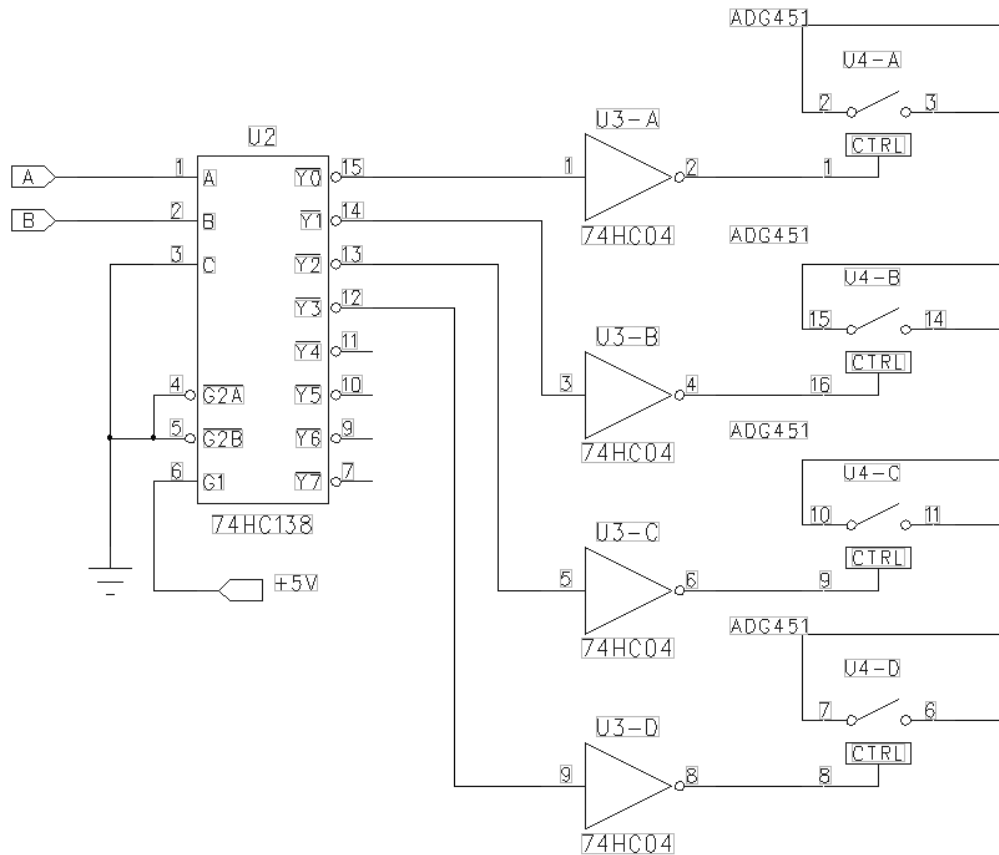
## 7.1 1:4-Jakaja

Jakajan suunnittelussa pääominaisuutena oli mahdollisimman symmetrinen signaalin muoto. Ensimmäiseksi paikallisoskillaattorisignaali jaetaan kahdella. Tämä tehdään Johnson-tyylisellä rengaslaskurilla joka tuottaa kaksi eri signaalia joiden vaihesiirto on  $180^\circ$  toisiinsa nähden. Rakenne on toteutettu kahdella D-tyyppin flip-flop-piirillä [10]. Kuvassa 10 nähdään Johnson-rengaslaskurin kytkentäkaavio. Kytkennästä voidaan havaita, kuinka toinen kiikuista asettaa toisen sisääntulon tilan. Lähdön tilat vaihtuvat kellopulssin tullessa.



Kuva 10. Johnson-rengaslaskuri.

Johnson-laskurilta saaduilla signaalilla ohjataan MUX (multiplexeri)-piiriä, jolla suoritetaan lopullinen, neljän eri signaalin muodostus. Piirinä toimii 74F138, joka on 3-8-linjadekooderi. Siinä on kolme binäärituloa joilla valitaan kahdeksasta ulostulosta haluttu. Tuomalla signaalit Johnson-laskurista kahteen piiriin tulon saadaan lähdöistä neljä eri signaalia, joiden taajuus on neljäsosa alkuperäisestä. (Kuva 11). Koska MUX:lta saatavat signaalit ovat 0-aktiivisia, on ne invertoitava. Tämä suoritettiin 74HC04-piirillä. Siitä signaalit vietään ADG451-kytkinpiirille.



Kuva 11. MUX, invertterit ja kytkimet.

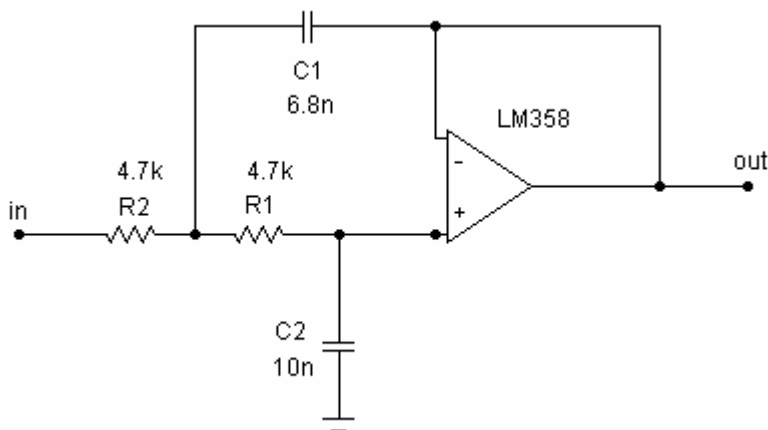
Kytkiminä käytetyn ADG451-piirin valmistaja lupaa datalehdessä kytkimien sulkeutumisajaksi 70 ns. Piirin datalehti on liitteessä B. On myös muistettava, että kytkimillä on aukeamisaika, joka on melkein yhtä suuri kuin kiinnimenoaika. Tässä tapauksessa se on 60 ns. Nämä ajat yhteenlaskettuna tekevät 130 ns. Tämä vastaa taajuudeksi muutettuna 7,7 MHz. Käytännössä toimintataajuus ei yllä piirin toiminnan rajoille. Tällöin kytkimien nopeuden kasvaessa niiden toiminnan rajalle kytkentäaika kondensaattoreihin jää liian lyhyeksi. Tällöin kondensaattorit eivät kerkeä latautumaan.

## 7.2 Alipäästösuodattimet

Audiopuolelle suunniteltiin toisen asteen alipäästösuodatus 5 kHz rajataajuudella. Tämä siitä syystä että IQ-signaalit sisältävät huomattavia korkeataajuuksisia häiriösignaaleja. Nämä häiriöt syntyvät pääasiassa kytkimien tilojen vaihtuessa. Vaatimuksena alipäästösuodattimille oli mahdollisimman identtiset ominaisu-

det, koska ne aiheuttavat suodatettavan signaalin vaiheen siirtymistä taajuuden mukaan. Tämä sinällään ei ole suotavaa, koska koko IQ-signaalin perusidea on mitata vaihe-eroa. Näin mahdolliset suotimet vääristäisivät mittaustietoa. Jos kumpaankin I- sekä Q-linjaan sijoitetaan identtiset suodattimet, voidaan olettaa, että kumpikin aiheuttaa saman vääristymän signaaliin. Tämä vain siinä tapauksessa, että käytettävällä alipäästöalueella suodattimien vaihesiirto on lineaarinen taajuuteen nähden. Käytännössä tällaisen tekeminen on liki mahdotonta joten kompromisseilta ei voida välttyä.

Alipäästösuodattimien tyypiksi valittiin hyvin yleinen Sallen-Key -malli. Tämän tyyppin parhaina puolina voidaan pitää mahdollisimman yksinkertaista rakennetta ja rauhallista vaihekäyttäytymistä. Huonoina puolina voidaan pitää vahvistuksen suhdetta Q-arvoon. Koska tässä työssä ei tarvittu vahvistusta, ei tästä tarvinnut välittää. Kuvassa 12 on alipäästösuotimen kytkentäkaavio.



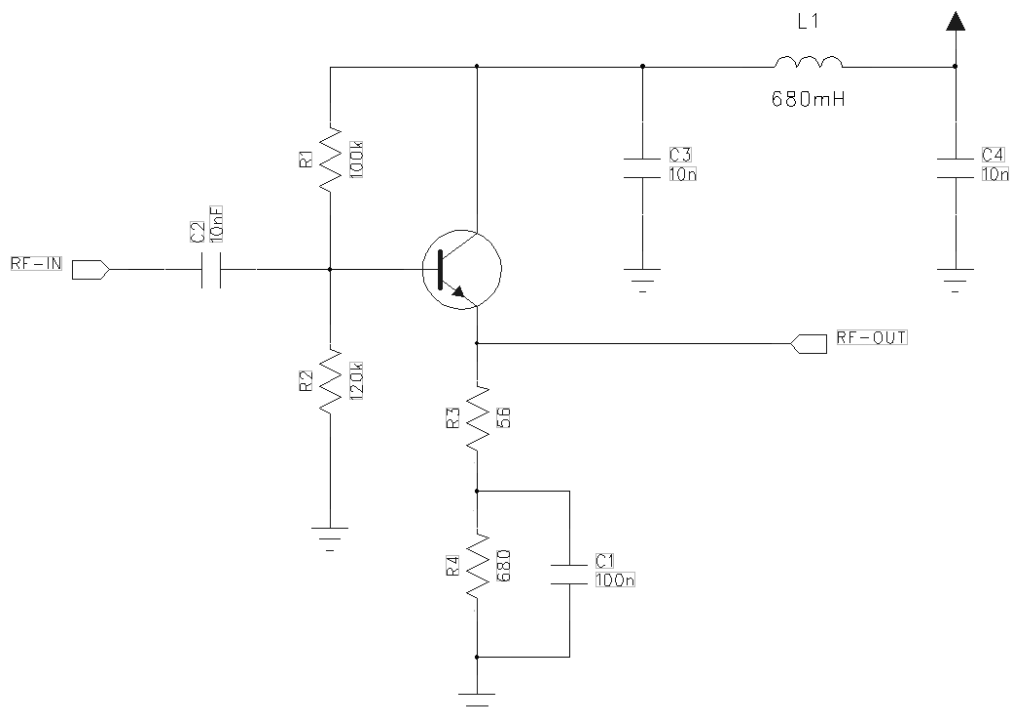
Kuva 12. Sallen-Key -tyyppinen alipäästösuodin.

Tämän alipäästösuodattimen -3 dB piste voidaan määrittellä kaavan 10 avulla. Tästä muokkaamalla voidaan myös laskea muut halutut komponenttiarvot. Vastukset määritellään,  $R_1 = R_2 = R$ . Kapasitanssiarvoja laskettaessa on muistettava että kaava 8 pätee kondensaattorille C2. C1-arvo on puolet C2-arvosta.

$$f_r = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \pi \cdot 4,7k\Omega \cdot 10nF} = 4790 \text{ Hz} \quad (8)$$

### 7.3 RF-Puskurivahvistin

Koska Tayloe-ilmaisimen antamaan signaaliin vaikuttaa siihen kytketyn antennipiirin impedanssi, haluttiin se pitää mahdollisimman vakaana. Tätä varten suunniteltiin puskurivahvistin, jonka kytkentäkaavio on kuvassa 13. Vaikka mitauslaitteet ovat yleensä  $50\ \Omega$ , voivat epäsovituksella muuttaa antennilinjan impedanssia. Tämän kytkennän vahvistus on hieman negatiivinen, mutta kytkimille näkyvä impedanssi pysyy samana, vahvistimeen kytketystä kuormasta riippumatta. Tämä on toteutettu emitteriseuraajalla [11], jossa on ohittamaton emitterivastus R3. Tämän vastuksen impedanssi näkyy kytkimille päin. Piirin virransyöttö tuodaan alipäästösuotimen läpi. Tällä pyritään välttämään RF-taajuiset häiriöt muulle kytkennälle.



Kuva 13. RF-puskurivahvistin.

## 8 TULOKSET JA TULOSTEN TARKASTELO

Kytkenän toimivuus testattiin prototyyppikortilla. Tämä rakennettiin vero-levylle käsin johdottamalla. Testeissä havaittiin laitteiston toimivan 4 MHz:iin asti. Alustavat mittaukset ja kytkennän toiminnan varmistaminen kuitenkin voitiin suorittaa. Lopullisen version valmistuttua sille suoritettiin joukko perus RF-mittauksia. Näillä pyrittiin selvittämään laitteen käyttäytymistä eri olosuhteissa. Mittauksiin kuuluivat mm ilmaisimen kohinataso, kerrannaisten vaimennukset, signaalikohtainen suhde sekä herkkyys.

Laitteistona käytettiin Kajaanin ammattikorkeakoulun langattoman laboratorion mittavälineitä. RF-signaaligeneraattorina toimi Agilent E4420B, paikallisoskillaattorina käytettiin Agilent 33250A ja oskilloskoopina oli Agilent 54622D.

Testattaessa kytkennän toimintaa huomattiin sen toimivan 4 MHz:iin asti. Tällöin kytkimien ohjaustaajuus on 16 MHz. Oskilloskoopilla tarkasteltuna kytkennän jakajaosa toimi loistavasti yli 20 MHz:n taajuuksilla. Tällöin ongelmaksi alkoi muodostua signaaligeneraattorien laatu. Agilentin 33250A antoi vielä 20 MHz kohtuullista kanttiaaltoa, mutta sen jälkeen signaalin muoto rupesi vastaamaan enemmän siniaaltoa. Korkeampia taajuuksia suunniteltaessa olisikin huomioitava mahdollisuus syöttää kytkentään siniaaltoa, josta muodostettaisiin kanttiaaltoa. Tämä helpottaisi paikallisoskillaattorina käytettävän generaattorin vaatimuksia.

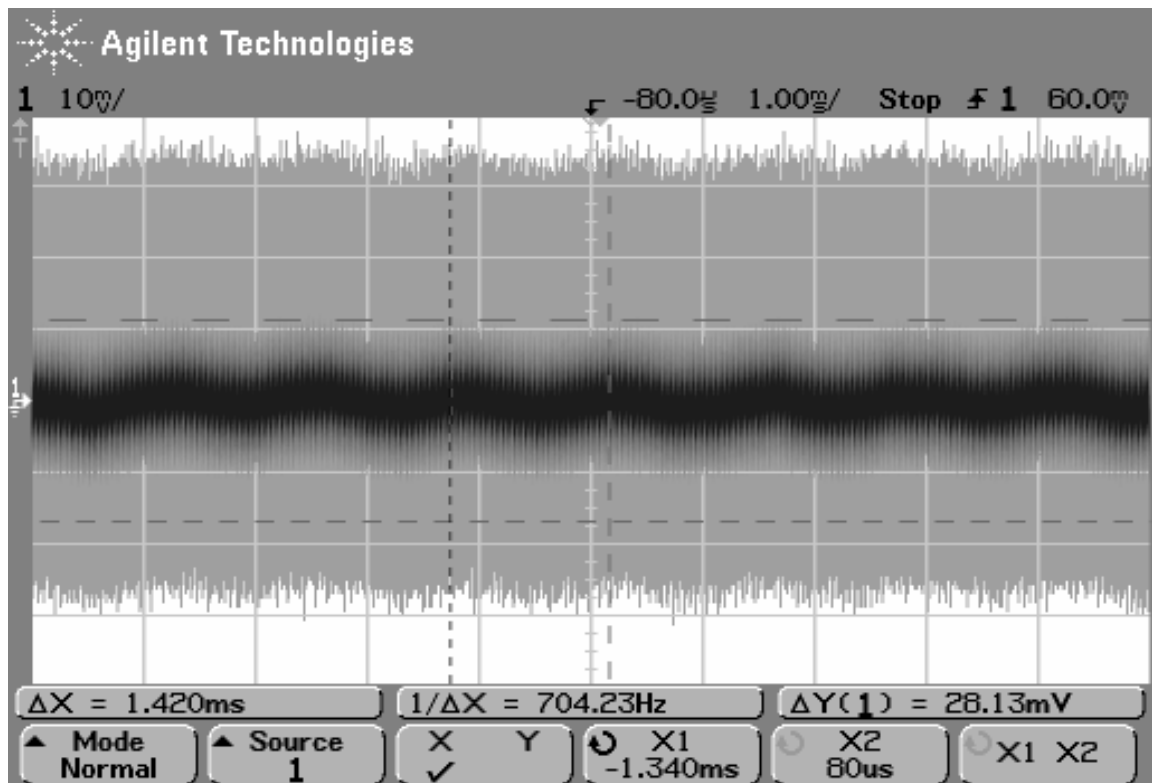
Kaikissa mittauksissa oli RF-signaalina moduloimatonta siniaaltoa. Tayloelmaisinta käytettiin suorasekoitusvastaanottimen tapaan. Jotta voitiin suorittaa pientaajuusmittauksia, viritettiin RF-signaali ja paikallisoskillaattori 1 kHz sivuun toisistaan. Ilmaisimen herkkyys väheni odotetusti lähestyttäessä kytkimien ylärajataajuutta 4 MHz. Kytkennän herkkyyttä mietittäessä on myös huomioitava, että osa mittauksista on tehty ilman signaalin käsittelyä. Normaalistihan IQ-signaali ajetaan FFT -analyysin läpi, jolla saadaan vielä huomattava herkkyyden parantaminen. Tällöin puhutaan useamman kymmenen dB:n parannuksesta.

Herkkyysmittauksia suoritettiin kahdella tavalla. Ensimmäisenä mitattiin oskilloskoopin avustuksella pientaajuisen signaalin ilmestymistä näytölle. RF-signaalin voimakkuutta nostettiin, kunnes voitiin havaita selvästi 1 kHz siniaalto näytöltä. Tämä mittaustapa on hieman epävarma johtuen mittaajan arvostelukyvystä. Tulokset on kerätty taulukkoon 2.

*Taulukko 2. Taylor-ilmaisimen herkkyys taajuuden suhteen.*

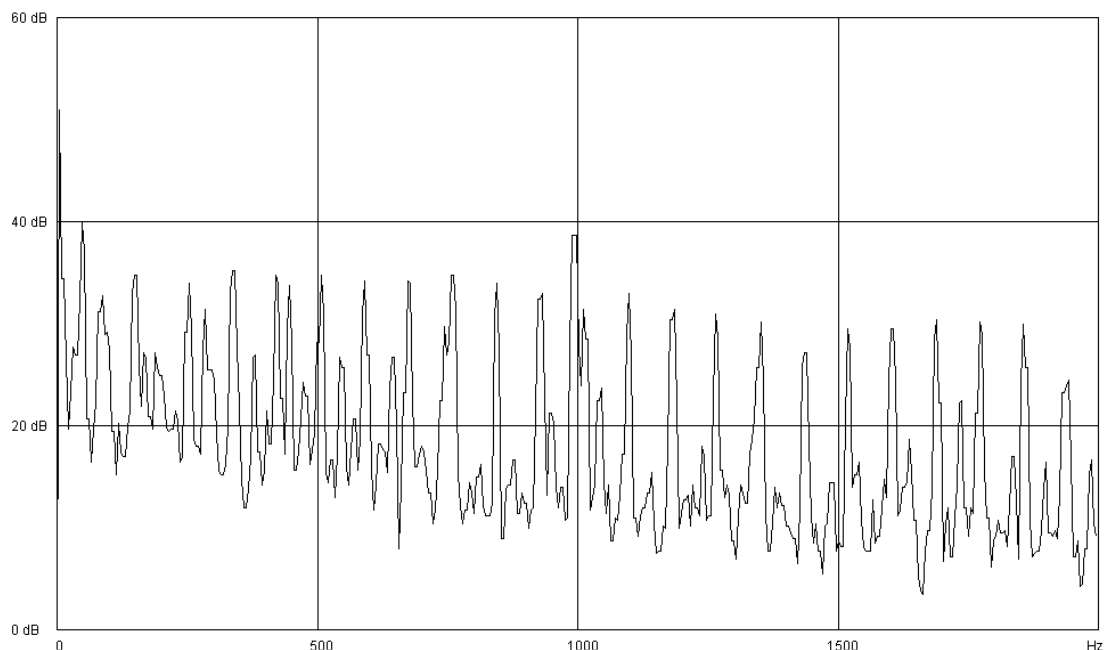
Antennitaajuus	Antennisignaalin-voimakkuus
0,5 MHz	-80 dBm
2 MHz	-80 dBm
4 MHz	-70 dBm

Kuvassa 14 havainnollistetaan mittaustilannetta. Kyseessä on ruutukaappaus oskilloskoopin näytöltä. Kuvassa oleva n. 60 mV<sub>pp</sub>, 700 Hz sinisignaali sisältää huomattavasti kohinaa. Taustalla näkyvä vaaleampi harmaa on myös signaalin mukana kulkevaa korkeampitaajuisia häiriötä.



*Kuva 14. Pientaajuinen signaali oskilloskoopin näytöllä.*

Toinen mittaus suoritettiin tietokoneen avustuksella. Siihen käytettiin Spectrogram-ohjelmaa, joka on tehty audiotaajuuksien analysointiin. Alkuperäisenä tarkoituksena oli tutkia laitteen signaalikohinasuhdetta. mutta osoittautui melko mahdottomaksi mitata kyseisellä ohjelmalla. Tämä johtui pohjakohinan luonteesta, joka teki sen tason arvioinnista epäluotettavan. Tuloksien epätarkkuus olisi ollut huomattava. Sen sijaan herkkyysmittauksissa ohjelma osoittautui loistavaksi. Voidaan olettaa, että ohjelma käyttää FFT-algoritmejä tuloksen saavuttamiseksi. Mitatut herkkydet ovat hyvin lähellä niitä arvoja, joita on mitattu Tayloe-ilmaisimista jotka käyttävät FFT-analyysia. Kuvassa 14 on ruutukaappaus ohjelmasta. Siitä voidaan havaita 1 KHz signaali verrattuna pohjakohinaan. Mittauksessa käytetty RF-signaalin taajuus on 1 MHz ja taso -100 dBm. Ilmais-  
 tun pientaajuisen signaalin taso on 39 dB joka on vain ohjelman suhteellinen mittausarvo. Kuvasta voidaan kuitenkin havaita, että signaalin voimakkuus on ainakin 6 dB yli korkeimpien kohinapiikkien. Tätä voidaan jo pitää hyvänä saavutuksena.



*Kuva 14. Spectrogram-ohjelmalla tehty herkkyysmittaus.*

Ilmaisimen itsensä tuottamaa kohinaa pyrittiin mittaamaan kytkemällä keino-kuorma antenniliittimeen ja tutkimalla audiokaistan tasoa. Mittauksessa käytettiin oskilloskoopin avarage-toimintoa, joka muodostaa valitun ajan mittauksien

keskiarvon. Lisäksi tarkasteltiin audiolähtöä myös ilman signaalin keskiarvostusta. Mittauksissa todettiin, että kohinan taso oli niin pieni, ettei sitä kyetty mittaamaan kyseisillä laitteilla. Kohinaa signaaliin aiheuttavat kytkimet, instrumentointivahvistimet sekä RF-puskurivahvistin, Kytkimien tuottama kohina on peräisin niiden valmistustekniikasta, joka perustuu FET-transistoreihin. Koska nämä ovat jänniteohjattuja, aiheuttavat ne kohinaa. Tämä voitaisiin välttää käyttämällä bipolaaritransistoreja.

Alinäytteistyksestä muodostuvien kerrannaistaajuuksien vaimennukset mitattiin 100 MHz:iin asti. Mittaus suoritettiin kiinteällä 4 MHz paikallisoskillaattoritaajuudella. RF-signaalin voimakkuus oli kohtuullisen voimakas, -20 dBm. Tämä sen vuoksi, että tuloksien kirjaaminen oskilloskoopin näytöltä helpottuisi. Antennitaajuutta nostettiin 1 – 100 MHz, ja saadut pientaajuuslukemat kirjattiin muistiin. Taajuuksien erotuksena oli koko mittauksen ajan 1 kHz. Alle 20 mV arvoja ei kirjattu joten tuloksista puuttuu huomattava määrä pienimpiä arvoja. Mielenkiintoisempia ovat kuitenkin voimakkaimmat kerrannaiset jotka ulottuvat jopa yli 50 MHz. Arvot on kirjattu liitteeseen C, jossa on myös mittaustulokset kaaviona.

Lopuksi voidaan todeta, että ilmaisimen suoritusarvot ovat hyvin tyydyttävät. Toimintataajuus on puolet teoreettisesta, mikä on ymmärrettävää. Tällöin kondensaattorien latausaika olisi enää maksimissaan puolet normaalista. Käytännössä eri ajoitusten toleranssit ja viipeet pienentävät latausaikaa entisestään. Samalla taajuuden kasvaessa kytkimien ajoitukset alkavat ”heilua” mikä aiheuttaa herkkyuden putoamisen. Tämä siitä syystä, että kytkimet voivat olla yhtä aikaa kiinni, jolloin signaalit alkavat kumota toisiaan. Koska toimintataajuuden suuruus ei ollut merkittävänä osana työtä, voidaan tulosta pitää tyydyttävänä. Ilmaisimen herkkyys osoittautui erittäin hyväksi. Mittauksissa voitiin jopa havaita signaalinkäsittelyn merkitys tuloksiin. Varsinkin ilmaisimen herkkyys teki vaikutuksen. Laite on kuitenkin valmistettu aivan tavallisista komponenteista.



## 9 YHTEENVETO

Radiotekniikka on jo yli 100 vuotta käyttänyt analogista signaalinkäsittelyä. Tulevaisuudessa yhä suurempi osa radioista on digitaalisia. Tämä mahdollistaa aivan uudet ulottuvuudet radiotekniikassa. Samaa radio-osaa voidaan käyttää monissa eri verkoissa, ja tarvittaessa uudet aaltomuodot voidaan lähettää normaalin datan yhteydessä päätelaitteelle. Tulevaisuudessa ohjelmistot ja niiden rajapinnat tulevat kasvattamaan merkitystä radiotekniikassa.

A/D-muuntimien kehitys ja halpeneminen nopeuttavat siirtymävaihetta. Nykyisten muuntimien ominaisuudet eivät vielä riitä suurille taajuuksille. Tästä johtuen antennisignaali sekoitetaan välitaajuudelle ennen digitalisoimista. A/D-muunnin onkin yksi tärkeimmistä komponenteista ohjelmistoradiossa.

Työn tavoitteena oli suunnitella ja valmistaa toimiva Taylor-ilmaisin sekä tutkia sen mahdollisuuksia. Tämä ilmaisintyyppi on mielenkiintoinen sekoitus analogista ja digitaalista tekniikkaa. Se muodostaa kvadratuuri-signaalia näytteistysmenetelmällä. Tällä tekniikalla saavutetaan selviä etuja perinteisiin sekoitusasetuksiin verrattuna. Alinäytteistystä käyttämällä voidaan kasvattaa toiminta-aluetta huomattavasti. Lisäksi se tuo selvää parannusta ilmaisimen herkkyyteen. Kvadratuurisignaalia käsitellään yleisimmin laskennallisesti Fourier-menetelmillä. Tästä seuraa yleensä signaalin kohinasuhteen parantuminen, ja se mahdollistaa eri aaltomuotojen muodostuksen ohjelmallisesti.

Kytkenän suunnittelussa pääpaino oli yksinkertaisuudessa ja luotettavuudessa. Laitteelle ei määritelty varsinaisia toimintarajoja, vaan tarkoituksena oli tutkia, minkälaiset ominaisuudet valituilla komponenteilla saavutettaisiin. Laitteelle suoritettiin joukko perinteisiä RF-mittauksia. Niillä pyrittiin saamaan käsitys ominaisuuksista. Tehdyissä mittauksissa todettiin suorituskyvyn olevan varsin hyvä. Varsinkin herkkyydessä yksinkertainen ja toimiva rakenne pääsi eduksi. Mittaustulokset pitivät varsin hyvin paikkansa teoreettisten arvojen kanssa. Toki käytännössä näitä ei voida saavuttaa. Lopuksi voidaankin todeta työn onnistuneen hyvin.

## LÄHTEET

1. Ismo Lindell. Sähkötekniikan historia. Tampere: Tammer-Paino OY, 1994. ISBN 951-672-188-5
2. Erik Julander. Radiotekniikan käsikirja. AM-tekniikka. Helsinki: KKn kirjapaino, 1967.
3. The Joint Tactical Radio Systems Program. [WWW-dokumentti] <http://jtrs.army.mil>. (Luettu 23.11.2005)
4. Sotateknologian kehitys, 2004. [WWW-dokumentti] [http://www.mil.fi/paaesikunta/paaesikunta/sotatalous/STAE/sotatek\\_osa1\\_www.pdf](http://www.mil.fi/paaesikunta/paaesikunta/sotatalous/STAE/sotatek_osa1_www.pdf). (Luettu 20.11.2005)
5. Jukka Heino. Radiotekniikka 2. Luentokalvoja, 2003.
6. Carl Gauss's Fundamental Theorem of Algebra, Part II: Bringing the Invisible to the Surface. [WWW-dokumentti] [http://www.schillerinstitute.org/educ/pedagogy/gauss\\_fund\\_part2.html](http://www.schillerinstitute.org/educ/pedagogy/gauss_fund_part2.html). (Luettu 23.11.2005)
7. Gerald Youngblood. A Software-Defined Radio for the Masses, Part 1. [WWW-dokumentti] [http://www.flex-radio.com/articles\\_files/SDRFMP1.pdf](http://www.flex-radio.com/articles_files/SDRFMP1.pdf) (Luettu 1.12.2005)
8. Carlson, A. Bruce. Communication Systems, 2002. ISBN 0-07-112175-7.
9. Direct Conversion HF Transceiver with DDS LO, viimeksi muutettu 07.11.2004 [WWW-dokumentti] <http://www.nikkemedia.fi/hohtola/dc-trcvr/DCradio.htm>
10. Vesa Volotinen. Digitaalitekniikka. Perusteet ja Sovellukset. Porvoo: WSOY:n graafiset laitokset, 1996. ISBN 951-0-21150-8. s.136
11. Pentti Salo. Sähkötekniikan perusoppi. Elektroniikka II. Keuruu: Otavan Kirjapaino Oy, 1999. ISBN 951-1-09585-4.

6

5

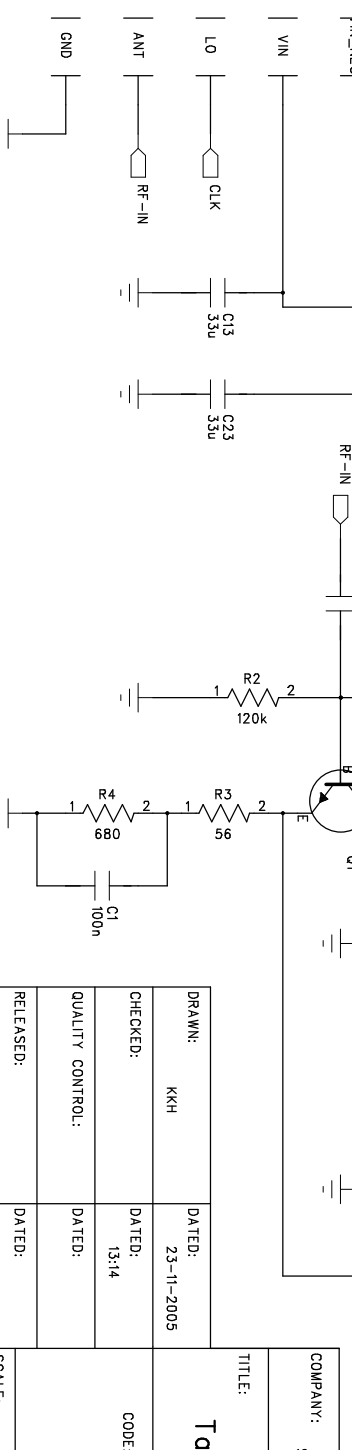
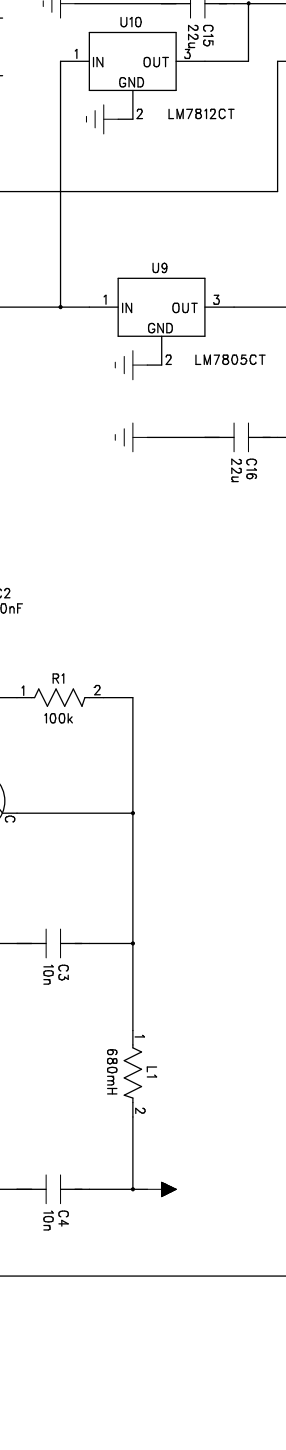
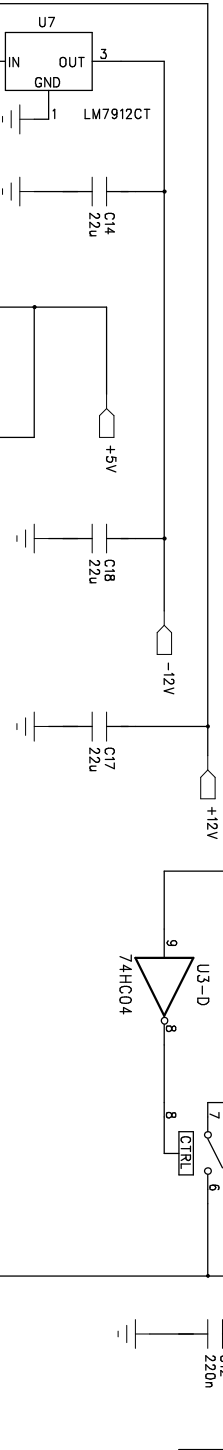
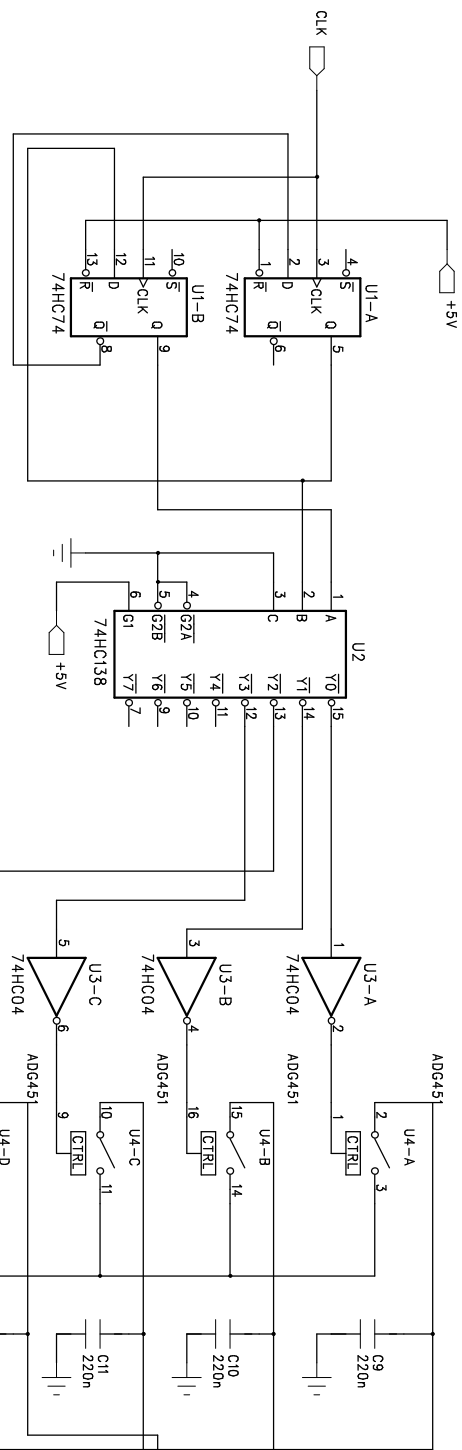
4

3

2

1

REVISION RECORD		
LTR	ECO NO.	APPROVED:
DATE:	DATE:	DATE:



COMPANY: School of Engineering

TITLE: **Taylor Quadrature Sampling Detector**

DRAWN: KKH	DATED: 23-11-2005
CHECKED:	DATED: 13:14
QUALITY CONTROL:	DATED:
RELEASED:	DATED:

CODE:	SIZE:	DRAWING NO.:	REV: Evg VI
SCALE:	SHEET: OF		

## ADG451/ADG452/ADG453

### FEATURES

- Low On Resistance (4 Ω)
- On Resistance Flatness 0.2 Ω
- 44 V Supply Maximum Ratings
- ±15 V Analog Signal Range
- Fully Specified @ ±5 V, +12 V, ±15 V
- Ultralow Power Dissipation (18 μW)
- ESD 2kV
- Continuous Current 100mA
- Fast Switching Times
  - t<sub>ON</sub> 70 ns
  - t<sub>OFF</sub> 60 ns
- TTL/CMOS Compatible
- Pin Compatible Upgrade for ADG 411/ADG 412/ADG 413  
and ADG 431/ADG 432/ADG 433

### APPLICATIONS

- Relay Replacement
- Audio and Video Switching
- Automatic Test Equipment
- Precision Data Acquisition
- Battery Powered Systems
- Sample Hold Systems
- Communication Systems
- PBX, PABX Systems
- Avionics

### GENERAL DESCRIPTION

The ADG 451, ADG 452 and ADG 453 are monolithic CMOS devices comprising four independently selectable switches. They are designed on an enhanced LC<sup>2</sup>MOS process that provides low power dissipation yet gives high switching speed and low on resistance.

The on resistance profile is very flat over the full analog input range ensuring excellent linearity and low distortion when switching audio signals. Fast switching speed coupled with high signal bandwidth also make the parts suitable for video signal switching. CMOS construction ensures ultralow power dissipation making the parts ideally suited for portable and battery powered instruments.

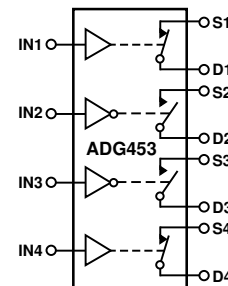
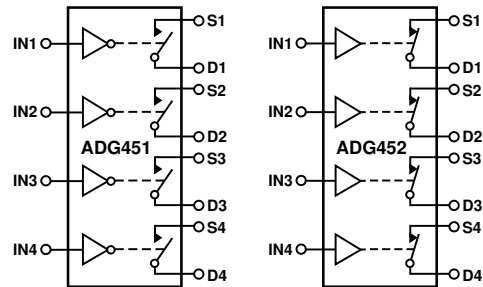
The ADG 451, ADG 452 and ADG 453 contain four independent single-pole single-throw (SPST) switches. The ADG 451 and ADG 452 differ only in that the digital control logic is inverted. The ADG 451 switches are turned on with a logic low on the appropriate control input, while a logic high is required for the ADG 452. The ADG 453 has two switches with digital control logic similar to that of the ADG 451 while the logic is inverted on the other two switches.

Each switch conducts equally well in both directions when ON and has an input signal range which extends to the supplies. In the OFF condition, signal levels up to the supplies are blocked.

### REV. A

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS



SWITCHES SHOWN FOR A LOGIC "1" INPUT

The ADG 453 exhibits break-before-make switching action for use in multiplexer applications. Inherent in the design is low charge injection for minimum transients when switching the digital inputs.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. Low R<sub>ON</sub> (5 Ω max)
2. Ultralow Power Dissipation
3. Extended Signal Range  
The ADG 451, ADG 452 and ADG 453 are fabricated on an enhanced LC<sup>2</sup>MOS process giving an increased signal range that fully extends to the supply rails.
4. Break-Before-Make Switching  
This prevents channel shorting when the switches are configured as a multiplexer. (ADG 453 only.)
5. Single Supply Operation  
For applications where the analog signal is unipolar, the ADG 451, ADG 452 and ADG 453 can be operated from a single rail power supply. The parts are fully specified with a single +12 V power supply and will remain functional with single supplies as low as +5.0 V.
6. Dual Supply Operation  
For applications where the analog signal is bipolar, the ADG 451, ADG 452 and ADG 453 can be operated from a dual power supply ranging from ±4.5 V to ±20 V.

## Alinäytteistystaajuuksien pientaajuusjännite

RF-taajuus / MHz	Pientaajuusjännite / mV
1,001	1500
1,501	200
2,001	100
3,001	600
3,501	100
4,001	100
5,001	300
5,501	100
6,001	50
6,501	50
7,001	350
7,501	25
8,001	100
8,501	50
9,001	150
10,001	60
10,501	40
11,001	150
12,001	50
12,501	25
13,001	60
14,001	75
15,001	275
16,001	40
17,001	200
18,001	75
19,001	200
20,001	50
21,001	250
24,001	70
25,001	250
27,001	150
28,001	50
29,001	150
30,001	60
31,001	200
34,001	50
35,001	200
39,001	110
41,001	120
45,001	180
49,001	100
51,001	100
59,001	80
65,001	60
73,001	40
75,001	60
79,001	40
81,001	40
87,001	20
91,001	20
97,001	20
98,001	20
99,001	40
100,001	20

Allnäytteistäaajuuksien herkkyydet

