



**TEKNIikka JA LIIKENNE**

**Sähkötekniikka**

**Elektroniikka ja automaatio**

**INSINÖÖRITYÖ**

**MEMS-MAGNETOMETRIN KAPASITIIVISEN  
LUKUELEKTRONIIKAN KEHITTÄMINEN**

**Työn tekijä: Teemu Latonen  
Työn valvoja: Esa Häkkinen  
Työn ohjaaja: Anu Kärkkäinen**

**Työ hyväksytty: 27.1. 2011**

**Esa Häkkinen  
yliopettaja**



## **ALKULAUSE**

Tämä insinööri työ tehtiin VTT:lle, MEMS-anturit-ryhmälle. Haluan kiittää avusta VTT:n tutkijoita, erityisesti Jukka Kynnäräistä, Teuvo Sillanpäästä, Heikki Seppää, Juha-Matti Saarta, Anu Kärkkäistä sekä Jerome Lamyä. Suuri kiitos myös työtä valvoneelle Esa Häkikiselle.

Helsingissä 26.1.2011

Teemu Latonen

## TIIVISTELMÄ

|  |   |
|--|---|
| <b>Työn tekijä:</b> Teemu Latonen  |   |
| <b>Työn nimi:</b> MEMS-magnetometrin kapasitiivisen lukuelektroniikan kehittäminen   |   |
| <b>Päivämäärä:</b> 26.1.2011   | <b>Sivumäärä:</b> 44 sivua + 9 liitettä                       |
| <b>Koulutusohjelma:</b><br>Sähkötekniikka  | <b>Suuntautumisvaihtoehto:</b><br>Elektroniikka ja automaatio |
| <b>Työn ohjaaja:</b> erikoistutkija, tiimipäällikkö, fil. tri., Anu Kärkkäinen   |   |
| <b>Työn valvoja:</b> yliopettaja, tekn. lis., Esa Häkkinen   |   |
| <p>Tässä insinööriyössä suunniteltiin ja valmistettiin MEMS-magnetometrille soveltuva kapasitiivinen lukuelektroniikka. Magnetometrin sisäinen rakenne on esitelty ja pohdittu anturin mahdollisia sovelluskohteita. Lisäksi työssä on esitelty MEMS-tekniikkaa ja sen hyötyjä sekä ongelmia ja perehdytty mekaanisen resonanssin hyödyntämiseen MEMS-komponenteissa.</p> <p>Työssä on esitelty myös magneettikentän voimakkuuden mittauksiin yleisesti käytössä olevia tekniikoita. Insinööriyössä rakennettiin kolme kapasitanssin mittaamiseen soveltuva piiriä, joista parhaiten toimiva valittiin käytettäväksi magnetometrin lukuelektroniikkana. Piirin rakentamisen lisäksi suoritettiin sen toimintaan liittyvät mittaukset kohinan analysoimiseksi ja resoluution selvittämiseksi.</p> <p>Lukuelektroniikaksi valittiin piiri, joka perustuu <i>lock in</i> -vahvistimeen ja magnetometrin ylikuulumista kompensoivaan elektroniikkaan. Resoluution todettiin riittävän virtailmaisimeksi, mutta olevan vielä riittämätön kompassisovelluksiin. MEMS-magnetometri-komponenttien tuotantoprosessin todettiin olevan vielä kehitysvaiheessa ja seuraavilla tuotantokierroksilla saataisiin jo paremmin toimivia antureita.</p> |   |
| <b>Avainsanat:</b> MEMS, kapasitiivinen lukuelektroniikka, mikrosysteemit, mikromekaaninen, mikroelektromekaaninen, magnetometri, magneettikenttä, mittaus, lukuelektroniikka, <i>lock in</i> -vahvistin, resonanssi, CV-mittaus, kohinamittaus  |   |

**ABSTRACT**

|   |   |
|---|---|
| <b>Name:</b> Teemu Latonen  |   |
| <b>Title:</b> Developing Readout Electronics For MEMS Magnetometer  |   |
| <b>Date:</b> 26 January 2011  | <b>Number of pages:</b> 44 pages + 9 appendixes                   |
| <b>Department:</b><br>Electrical Engineering  | <b>Study Programme:</b><br>Electronics And Automation Engineering |
| <b>Instructor:</b> Anu Kärkkäinen, D.Sc., Research Scientist, Team Leader   |   |
| <b>Supervisor:</b> Esa Häkkinen, M.Sc., Lic.Sc., Principal Lecturer   |   |
| <p>In this final project, a capacitive readout circuit was designed and built for MEMS magnetometer, which is a component designed for magnetic field strength measurements.</p> <p>The build and operation principles of the component are introduced for the magnetometer and for MEMS components in general. Also the principle of utilizing mechanical resonance in MEMS components is explained and possible applications for the magnetometer are studied.</p> <p>Before building three capacitive readout circuits, competing magnetometer technologies were studied briefly. Of the three circuits the most promising one was chosen and tested further in terms of analyzing the noise and resolution of the circuit. The chosen readout circuit is based on a lock in amplifier and overbearing compensation circuits.</p> <p>The resolution of the magnetometer was sufficient for current indicator, but not yet accurate enough for compass applications. The manufacturing process for MEMS magnetometer components is still in progress, but the next process round will most probably already provide better working magnetometers.</p> |   |
| <b>Keywords:</b> MEMS, capacitive readout, Microsystems, micromechanical, microelectromechanical, magnetometer, magnetic field, measurement, readout electronics, lock in amplifier, resonance, CV curve  |   |

## SISÄLLYS

### ALKULAUSE

### TIIVISTELMÄ

### ABSTRACT

### SISÄLLYS

### LYHENTEET JA KÄSITTEET

|          |  |          |
|----------|--|----------|
| <b>1</b> | <b>JOHDANTO</b>  | <b>1</b> |
| <b>2</b> | <b>MEMS-TEKNOLOGIA</b>                                 | <b>1</b> |
| 2.1      | MEMS terminä   | 1        |
| 2.2      | MEMS-materiaalit                                       | 2        |
| 2.3      | MEMS-komponenttien sisäiset rakenteet                  | 2        |
| 2.4      | MEMS-tekniikan etuja                                   | 3        |
| 2.5      | Mikromekaaniset palkit ja massat                       | 3        |
| 2.6      | Mekaaninen resonanssi                                  | 4        |
| 2.7      | MEMS-komponenttien käyttökohteita                      | 5        |
| 2.7.1    | MEMS- anturit  | 6        |
| 2.7.2    | MEMS-toimilaitteet                                     | 6        |
| 2.8      | MEMS-antureiden kehittäminen VTT:llä                   | 6        |
| <b>3</b> | <b>MAGNETOMETRIN TOIMINTA</b>                          | <b>7</b> |
| 3.1      | MEMS-magnetometrin toimintaperiaate                    | 7        |
| 3.1.1    | Magnetometrin kiikun yksinkertaistettu rakenne         | 8        |
| 3.1.2    | Resonanssin hyödyntäminen magnetometrissä              | 9        |
| 3.1.3    | Mekaanisen resonanssin saavuttaminen magnetometrissä   | 10       |
| 3.1.4    | Magnetometrin nykyinen rakenne                         | 10       |
| 3.2      | Magneettikentän mittaamiseen soveltuvia tekniikoita    | 11       |
| 3.2.1    | Pyörivä käämi magnettikentässä                         | 11       |
| 3.2.2    | Hall-anturi  | 12       |
| 3.2.3    | Magneto-resistiiviset anturit                          | 12       |
| 3.2.4    | Fluxgate-magnetometri                                  | 13       |
| 3.2.5    | Magnetoinduktiivinen anturi                            | 13       |
| 3.3      | Magnetometrin lukuperiaatteita                         | 13       |
| 3.3.1    | Magnetometrin sisäisten elektrodien hyödyntäminen      | 13       |
| 3.3.2    | Eksitaatiokelalle indusoituneen jännitteen mittaaminen | 13       |
| 3.4      | Käyttökohteita magnetometrille                         | 14       |
| 3.4.1    | Magnetometrin sovellukset kuluttajaelektronikassa      | 14       |
| 3.4.2    | Magnetometrin sovellukset teollisuuden käyttökohteissa | 14       |

|          |   |           |
|----------|---|-----------|
| <b>4</b> | <b>KAPASITIIVINEN LUKUELEKTRONIIKKA</b>                       | <b>15</b> |
| 4.1      | Magnetometri-komponenttien testilevyt                         | 15        |
| 4.2      | Tasajännitelukuperaate  | 16        |
| 4.3      | Vaihtovirtamittaus  | 17        |
| 4.4      | RC-piiri  | 19        |
| <b>5</b> | <b>TOTEUTETUT PIIRIT</b>                                      | <b>19</b> |
| 5.1      | Eksitaatiovirtalähde  | 19        |
| 5.2      | Relaksaatio-oskillaattori                                     | 20        |
| 5.3      | Tasasuuntauspiiri   | 21        |
| 5.4      | Vaihelukkiutuva vahvistin siltakytkettynä                     | 22        |
| 5.5      | Vaihelukkiutuva vahvistin ilman siltakytkentää                | 25        |
| <b>6</b> | <b>MAGNETOMETRIN JA LUKUELEKTRONIIKAN MITTAUKSIA</b>          | <b>26</b> |
| 6.1      | <b>MEMS-komponenttien mittauksia</b>                          | <b>26</b> |
| 6.1.1    | <i>Eksitaatiokelan eheys</i>                                  | 27        |
| 6.1.2    | <i>CV-käyrä</i>   | 27        |
| 6.1.3    | <i>Kiinnivetojännite</i>                                      | 29        |
| 6.1.4    | <i>Magnetometrin resonanssimittaukset ja hyvyysluku</i>       | 30        |
| 6.2      | <b>Lukuelektroniikan mittauksia</b>                           | <b>32</b> |
| 6.2.1    | <i>Helmholtzin kela</i>                                       | 32        |
| 6.2.2    | <i>Tietokoneohjattu virtalähde</i>                            | 34        |
| 6.2.3    | <i>Magnetometrin magneettikenttäväste</i>                     | 34        |
| 6.2.4    | <i>Lukuelektroniikan kohinamittaukset</i>                     | 37        |
| 6.2.5    | <i>Magnetometrin resoluutio</i>                               | 38        |
| <b>7</b> | <b>POHDINTA</b>   | <b>39</b> |
| 7.1      | <b>Magnetometrin rakenne</b>                                  | <b>39</b> |
| 7.1.1    | <i>Epäsymmetrisyys komponentin mekaanisessa resonanssissa</i> | 39        |
| 7.1.2    | <i>Eksitaatiokelan resistanssi</i>                            | 39        |
| 7.1.3    | <i>Kiikun maataso</i>   | 39        |
| 7.1.4    | <i>Magnetometrin asettumisaika</i>                            | 39        |
| 7.2      | <b>Resonanssiin lukittuminen</b>                              | <b>40</b> |
| 7.3      | <b>Lukuelektroniikan ja magnetometrin kohina</b>              | <b>40</b> |
| 7.3.1    | <i>Kohinaspektri</i>  | 40        |
| 7.3.2    | <i>Kohinan pienentäminen</i>                                  | 41        |
| 7.4      | <b>Lukuelektroniikan resoluutio</b>                           | <b>41</b> |
| <b>8</b> | <b>YHTEENVETO</b>   | <b>42</b> |
|          | <b>LÄHTEET</b>  | <b>43</b> |
|          | <b>LIITTEET</b>   | <b>44</b> |

## LYHENTEET JA KÄSITTEET

|                   |   |
|-------------------|---|
| ABS               | Antilock Braking System; lukkiutumattomat jarrut  |
| AD-muunnin        | Analog to Digital -muunnin; komponentti, joka muuttaa analogisen jännitetiedon digitaaliseen muotoon              |
| Aktuaattori       | toimilaite  |
| Al                | alkuaine alumiinin kemiallinen merkki   |
| ASCII             | American Standard Code for Information Interchange; yleisesti tietotekniikassa käytössä oleva merkkijärjestelmä   |
| Bias-jännite      | piirin toiminta-pisteen asettava jännite  |
| Bias-virta        | piirin vaatima virta, jotta se pysyisi toimintapisteessä  |
| Eksitaatiovirta   | tässä työssä: magnetometrin kelalle syötettävä virta, jolla aiheutetaan anturirakenteen resonointi                |
| Formaatti         | tiedostomuoto tietokoneella   |
| Getteri           | kalvo, joka varmistaa tyhjiön puhtauden absorboimalla hiukasia  |
| GPB-väylä         | General Purpose Interface Bus; mittauslaitteissa yleinen digitaalinen lyhyen matkan standardiväylä                |
| IC-piiri          | Integrated Circuit; integroitu piiri, jossa useita elektroniikan komponentteja on prosessoitu yhdelle pii-sirulle |
| Kiinnivetojännite | jännite, joka aiheuttaa niin suuren sähköstaattisen voiman, että mekaaniset rakenteet osuvat toisiinsa            |
| Kontaktilanka     | bondauksessa käytetty johdinlanka   |
| Lankabondaus      | komponentin yhdistäminen piirilevyyn ohuin johdinlangoin  |
| Lukuelektroniikka | elektroniikka, joka muuttaa anturin havaitseman suureen helposti luettavaksi sähköiseksi signaaliksi              |

|                        |  |
|------------------------|--|
| Magnetometri           | magneettikentän voimakkuutta mittaava laite  |
| MEMS                   | Micro-Electro-Mechanical Systems; mikrosysteemit                                       |
| Mo                     | alkuaine molybdeenin kemiallinen merkki  |
| PLL                    | Phase Locked Loop; vaihelukittuva silmukka; piiri, joka tunnistaa signaalin vaiheen    |
| Resoluutio             | erottelukyky; mittauksissa pienin mahdollinen havaittava muutos mitattavassa suureessa |
| RF                     | Radio Frequency; viittaa radiotaajuuksiin eli 30 kHz - 300 GHz:n taajuusalueelle       |
| Si                     | alkuaine piin kemiallinen merkki   |
| SiO <sub>2</sub>       | piidioksidin kemiallinen merkki  |
| Ti                     | alkuaine titaanin kemiallinen merkki   |
| Signaali-kohina -suhde | laitteen ulostulosignaalin voimakkuuden suhde ulostulon kohinaan                       |
| VTT                    | Teknologian tutkimuskeskus VTT, entinen Valtion tekninen tutkimuskeskus                |
| Ylikuuluminen          | signaalin tahaton kytkeytyminen kapasitiivisesti, resistiivisesti tai induktiivisesti  |



## 1 JOHDANTO

Tässä insinööriyössä esitellään ensin lyhyesti MEMS-teknologiaa (*Micro Electro Mechanical Systems*) ja sen mahdollisuuksia, etuja ja ongelmia. Työn aihe on MEMS-magnetometri ja sen hyödyntämiseen tarvittavan lukuelektroniikan suunnittelemine.

Magnetometri on laite, jolla voidaan mitata magneettikentän voimakkuutta. Työssä tutustutaan magnetometrin toimintaan ja erilaisiin tapoihin mitata magneettikentän voimakkuutta. Lisäksi toteutetaan kolme piiriä, joilla mitataan kapasitanssia. Yksi piireistä valitaan magnetometrin lukuelektroniikaksi. Valitusta piiristä mitataan kohina ja määritetään piirin resoluutio. Magnetometrille rakennetaan myös jänniteohjattu virtalähde ja ylikuulumista kompensoivia kytkentöjä. Lopuksi pohditaan parannusehdotuksia ja jatkokehitystä sekä lukuelektroniikan että MEMS-magnetometri-komponentin osalta. Työssä on hyödynnetty Jukka Kynäräisen ja Jaakko Saarilahden kirjoittamaa tutkimusraporttia edellisestä MEMS-magnetometriin liittyneestä projektista [1].

MEMS-magnetometrillä tarkoitetaan tässä työssä käsiteltävää, Lorentzin voimaan perustuvaa magnetometriä, eikä esimerkiksi työssä lyhyesti esiteltävää magnetoresistiivisiin materiaaleihin perustuvaa magnetometriä. Myös kaikki mittaukset ja lukuelektroniikka liittyvät samaan MEMS-komponenttiin.

## 2 MEMS-TEKNOLOGIA

Erilaisiin käyttötarkoituksiin soveltuvia MEMS-komponentteja kehitetään aktiivisesti ympäri maailmaa, ja niitä on käytetty jo pitkään esimerkiksi henkilöautoissa ja muissa kulkuneuvoissa. Sitten MEMS-teknologia on yleistynyt myös kuluttajaelektroniikassa. Komponentteja hyödynnetään niin antureissa kuin toimilaitteissakin.[2;3.]

### 2.1 MEMS terminä

MEMS on lyhenne englannin kielen sanoista *microelectromechanical systems*. Kirjoitusasuna voi olla myös *micro-electro-mechanical systems* tai *microelectronic and microelectromechanical systems*. Japanissa vastaavasta tekniikasta käytetään termiä *micro-machines*. Parhaiten termiä vastaava suomenkielinen nimitys on mikrosysteemit. Tässä työssä käytetään MEMS-lyhennettä.

MEMS-teknologia-käsitteelle ei ole yksiselitteistä ja tarkkaa kuvausta. Sillä viitataan yleensä mikromekaanisiin rakenteisiin perustuviin antureihin ja rakenteiden työstämismenetelmiin. Tyypillisesti MEMS-komponentit ovat mikroskooppista kokoluokkaa, ja ne valmistetaan integroitujen piirien valmistustekniikalla.[2;3.]

## **2.2 MEMS-materiaalit**

Anturitekniikassa MEMS-komponentti on tarkoitus saada reagoimaan mitattavaan suureeseen. Usein reagointi aikaansaadaan rakenne- ja materiaalivalintojen kautta. MEMS-teknologiassa hyödynnetään esimerkiksi materiaalien mekaanisia, optisia, akustisia, fluidisia, biologisia ja termisiä ominaisuuksia. Usein tuotantotekniset syyt asettavat rajoitteita eri materiaalien käyttämiselle. Tuotantotekniikka kuitenkin kehittyy jatkuvasti avaten uusia mahdollisuuksia erilaisille antureille.

MEMS-komponenttien materiaalina voidaan käyttää esimerkiksi piitä, germaniumia, lasia tai alumiinia. Lisäksi antureihin voidaan yhdistää materiaaleja, jotka muodostavat hyvän liitoksen piin kanssa. Lisäksi piihin voidaan seostaa erilaisia aineita, jotka muuttavat sen ominaisuuksia. Myös puolijohdekomponentit valmistetaan seostamalla. Puhdas pii ei luonnostaan johda sähköä. Johdinratoja piihin voidaan muodostaa seostamalla tai prosessoimalla metallikerroksia piin pinnalle. Perinteisillä valmistustekniikoilla MEMS-komponentteihin voidaan yhdistää myös puolijohdekomponentteja ja passiivisia komponentteja. Seostamalla voidaan myös muuttaa piin mekaanisia tai kemiallisia ominaisuuksia.[2;3.]

## **2.3 MEMS-komponenttien sisäiset rakenteet**

MEMS-komponentin koko voi vaihdella sadasta mikrometristä useampaan senttimetriin saakka. Komponentin sisäiset rakenteet ovat kokoluokkaa 1 - 100  $\mu\text{m}$ . Yleisiä rakenteita ovat erilaiset joustavat palkit, kamparakenteet, kalvot ja massat.

Pienten sisäisten mittojen ansiosta mekaaninen rakenne reagoi pieniinkin voimiin. Pienen voiman vaikutusta voidaan lisätä käyttämällä komponenttia sen ominaisella resonanssitaajuudella. Pienissä rakenteissa korostuu sähköä johtavien rakenteiden väliset kapasitanssit, sillä levykondensaattorin kapasitanssi on kääntäen verrannollinen rakenteiden väliseen etäisyyteen. Muodostuvaa kapasitanssia voidaan hyödyntää osien liikuttamisen mittaamisessa. Rakenteisiin kohdistuvia voimia voidaan mitata myös pietsoresistiivisesti.

Kapasitanssin lisäksi, myös sähköstaattinen voima on kääntäen verrannollinen rakenteiden väliseen etäisyyteen. Kiinnivetoilmiö aiheuttaa usein rajan MEMS-komponenteissa käytettävälle jännitteelle, silloin sähköstaattinen voima vetää anturin sisäiset rakenteet kiinni toisiinsa.[2;3.]

## 2.4 MEMS-tekniikan etuja

Mikromekaanisten komponenttien edut olivat yleisesti tiedossa jo, ennen kuin niitä pystyttiin tehokkaasti valmistamaan. Läpimurto kaupallisiin sovelluksiin saavutettiin, kun MEMS-komponentteja pystyttiin valmistamaan puolijohdeteollisuudessa yleisesti käytössä olevilla valmistustekniikoilla.

MEMS-komponentit valmistetaan useimmiten piikiekoille, joita etsataan ja seostetaan puolijohdeiden tavoin. On siis mahdollista tehdä antureita, joissa olisi samalla piisirulla anturi, lukuelektroniikka ja esimerkiksi signaalin prosessointia. Signaalia prosessoimalla voidaan anturin epälineaarisuutta korjata ohjelmallisesti tai kompensoida anturin lämpötilariippuvuus. Tuotantoprosessit kuitenkin eroavat toisistaan sen verran, että on usein kannattavampaa tehdä kaksi piisirua, jotka pakataan yhteen valmiiksi tuotteeksi.

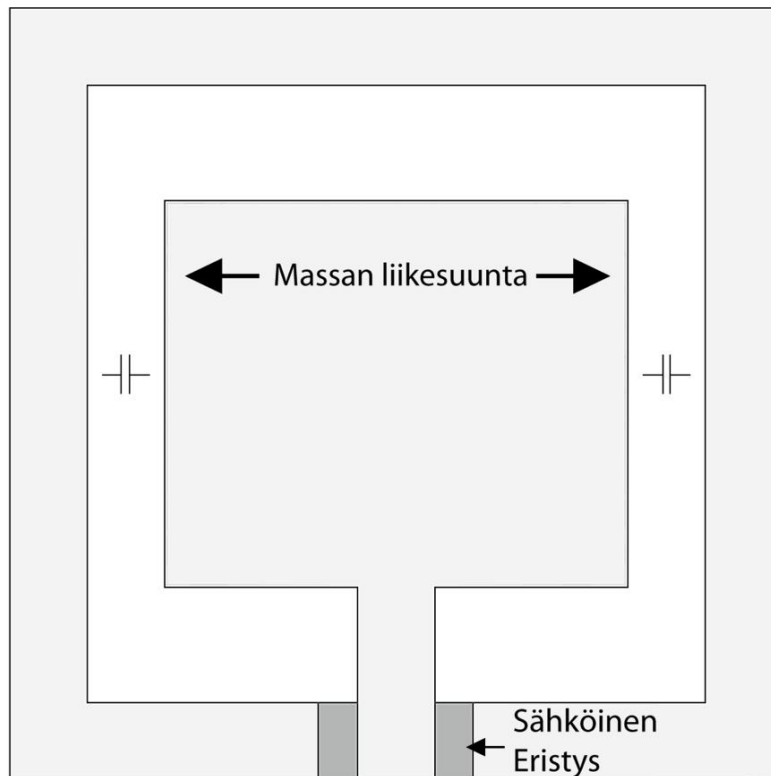
Kun tuotantomäärät ovat suuria, yhden komponentin hinta jää hyvin pieneksi, sillä yhdeltä piikiekolta MEMS-komponentteja valmistuu suuri määrä, tyypillisesti 100 - 10 000 kappaletta. Pienen kokonsa ansiosta myös materiaalikustannukset jäävät pieniksi ja MEMS-komponenttien virrankulutus on tyypillisesti alhainen. Komponentin hinta koostuu lähinnä investoinneista tuotantolaitteistoon, tuotantolaitteiston ylläpitoon sekä suunnittelutyöhön.[3;4.]

## 2.5 Mikromekaaniset palkit ja massat

Mikromekaanisen rakenteen, esimerkiksi palkin tai kalvon, taipumista hyödynnetään esimerkiksi MEMS-tekniikkaan perustuvissa kiihtyvyyss- ja paineantureissa. Rakenteen taipuma voidaan määrittää mittaamalla taipuvan rakenteen ja viereisen staattisen rakenteen välistä kapasitanssia.

Kiihtyvyyssanturin avulla voidaan havainnollistaa tyypillisen MEMS-anturin toimintaperiaatetta. Kuvassa 1 esitetään erään kiihtyvyyssanturin yksinkertaistettu rakenne (seur. s.). Kuvan keskellä näkyvä suuri laattamainen massa on kiinni rungossa joustavan palkin välityksellä. Rakenteen ja rungon välillä on kapasitanssi, jota kuvaamaan on piirretty kaksi kondensaattorisymbolia. Anturin kiihtyvä liike saa ohuen kielekkeen taipumaan, kun kiih-

tyvyyden aiheuttama voima kohdistetaan oikeasta suunnasta. Taipuma määritetään mitaamalla anturin massan ja rungon välinen kapasitanssi.[2;3.]



Kuva 1. Esimerkki kiihtyvyydianturin rakenteesta. Keskellä on massa, joka on kiinni rungossa kapean palkin välityksellä. Kiihtyvä liike saa kapean palkin taipumaan, jolloin massa lähestyy runkoa, muuttaen rungon ja massan välistä kapasitanssia.

## 2.6 Mekaaninen resonanssi

Monissa MEMS-antureissa käytetään mekaaniselle rakenteelle ominaista mekaanista resonanssivärähtelyä hyödyksi. Esimerkkeinä tästä mainittakoon MEMS-gyroskooppi, sekä tämän työn keskeisin aihe, MEMS-magnetometri. Komponentin rakenteiden välissä olevat jäännöskaasut saattavat vaimentaa värähtelyä tai jopa estää sen. Komponentti voidaan tyhjiöpakata, jolloin jäännöskaasujen aiheuttama vaimennus pienenee.

Resonanssissa toimivan anturin rakenteen liikuttamiseen tarvitaan pienempi voima kuin ei-resonoivan anturin tapauksessa. Tilannetta voidaan havainnollistaa tavallisella keinulla. Jos keinoa työnnetään niin hitaasti, että sen liike ehtii aina pysähtyä, ennen kuin vauhtia annetaan lisää, keinumisen amplitudi jää melko pieneksi. Jos annetaan keinun heilahtaa takaisin päin ja keinoa työnnetään uudestaan, kun se on menossa taas eteenpäin, heilahduksen amplitudi kasvaa.

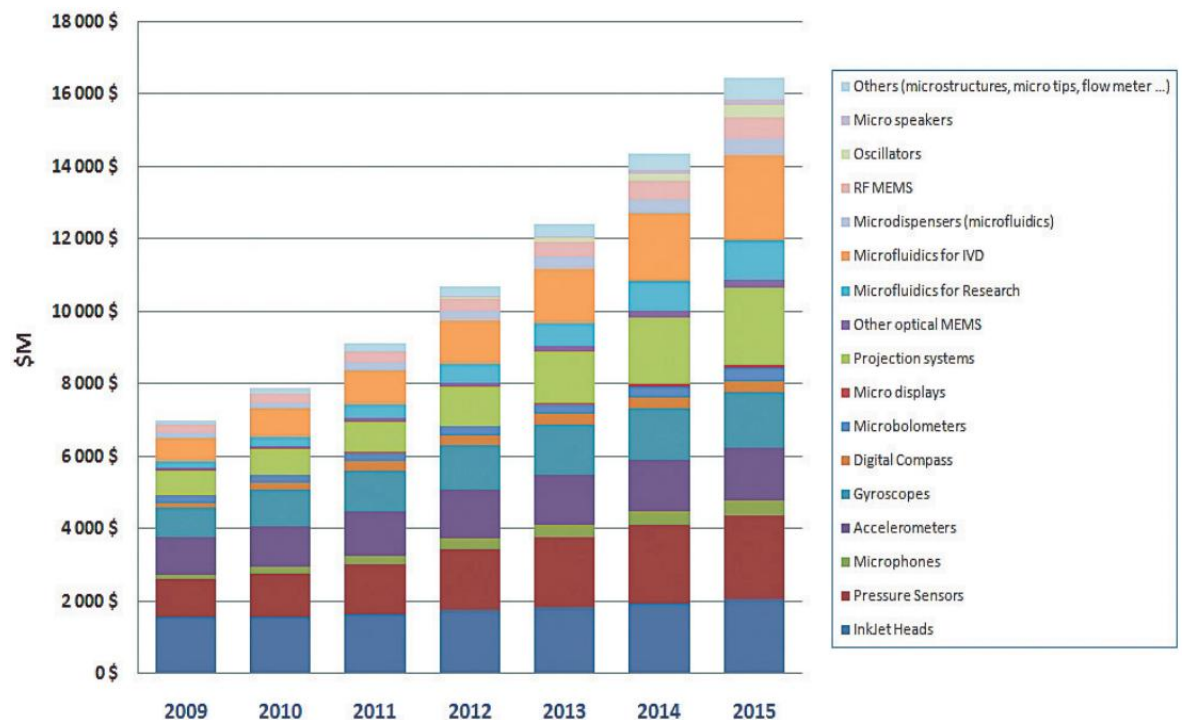
MEMS-komponenteissa resonoinnin hyvyysluku on tärkeä elementti, joka kertoo resonanssikorostuksen, eli kuinka moninkertaisella teholla komponentti toimii resonanssitaajuudella. Hyvyysluku  $Q$  voidaan laskea kaavasta

$$Q = \frac{f_0}{f_{+3dB} - f_{-3dB}} \quad (1)$$

Nimittäjässä esiintyvät arvot  $f_{+3dB}$  ja  $f_{-3dB}$  tarkoittavat taajuusakselin arvoja pisteessä, jossa värähtelyn amplitudi on pudonnut puoleen maksimiarvostaan, joka saavutetaan taajuudella  $f_0$ . Piin käyttäminen MEMS-komponentin materiaalina on edullista resonanssia hyödyntävissä sovelluksissa, sillä yksikiteinen pii taipuu häviöttömästi aina murtopisteeseensä saakka. Häviöttömyytensä ansiosta pii-rakenne ei myöskään kulu taipuessaan.[2;3.]

## 2.7 MEMS-komponenttien käyttökohteita

MEMS-teknologialla valmistetut komponentit sopivat kompakteihin sovelluksiin, kuten kännykät, kamerat, kellot ja kannettavat tietokoneet, joissa koon lisäksi virrankulutukselle asetetaan suuri painoarvo. Edullisen hintansa ansiosta MEMS-komponentteja voidaan käyttää esimerkiksi anturimatriiseissa, joissa yksittäisiä antureita tarvitaan suuri määrä. Kuvassa 2 nähdään arvio MEMS-komponenttien sovelluskohteiden markkinaosuuksista. [5.]



Kuva 2. Markkinaosuudet. Ranskalainen markkinatutkimusyhtiö Yole Developpement on tutkinut MEMS-komponenttien markkinaosuuksia käyttökohteiden mukaan. [5]

### 2.7.1 MEMS- anturit

Autoala on ollut edelläkävijä MEMS-anturitekniikan käyttöönotossa. Modernissa autossa voi olla kymmeniä MEMS-antureita, MEMS-paineanturit mittaavat imusarjan ja turboahtimen painetta ja MEMS-kiiktyvyysantureita hyödynnetään ajonvakautusjärjestelmässä, ilmatyynyn laukaisimessa ja ABS-jarruissa. MEMS-gyroskooppeja ja -kulma-antureita käytetään ajoneuvon kallistuman mittaukseen, esimerkiksi ympäriajon varalta.

MEMS-anturit ovat yleistyneet myös kuluttajaelektronikassa mahdollistaen muun muassa kuvanvakaimen kameroissa. MEMS-gyroskooppianturilla voidaan mitata esimerkiksi mobiililaitteen tai peliohjaimen kallistuminen, mitä hyödynnetään esimerkiksi käyttöliittymissä ja peleissä.

Teollisuudessa MEMS-komponentteja käytetään värinämittauksissa esimerkiksi laakerivivien havaitsemiseen ja painemittauksiin. Lääketieteellisissä sovelluksissa MEMS-pohjainen bioanturi altistetaan esimerkiksi nestenäytteelle, ja anturi havaitsee, sisältääkö näyte tiettyä kemikaalia. [2;3;6.]

### 2.7.2 MEMS-toimilaitteet

Toimilaitteina MEMS-komponentteja käytetään teollisuudessa muun muassa RF-kytkimissä, mikroventtiileissä ja -pumpuissa, oskillaattoreissa ja mikropinseteissä. Eräs mielenkiintoinen käyttökohte on MEMS-energiankeräin, joka muuttaa lämpö- tai liikeenergian sähköenergiaksi.

Myös kulutuselektronikasta löytyy paljon jokapäiväisiä käyttökohteita, kuten kännykän mikrofoni, mustesuihkutulostimen suuttimet ja kiintolevyn lukupää. Myös monet videoprojektorit sisältävät MEMS-tekniikalla toteutettua mikropeilioptiikkaa. [2;3.]

## 2.8 MEMS-antureiden kehittäminen VTT:llä

Valtion teknillinen tutkimuskeskus, VTT, tunnetaan maailmanlaajuisesti MEMS-tekniikan kehittäjänä. Kehitystyötä on tehty muun muassa resonaattoreiden, erilaisten paineantureiden, magnetometriä, ultraäänilähttimien ja -vastaanottimien, mikrofoniä, jännitereferenssien sekä kiiiktyvyysantureiden parissa. Työssä käsiteltävää magnetometriä on kehitetty VTT:llä vuodesta 2003 lähtien. Lukuelektronikan kehittäminen anturille on jäänyt vähälle huomiolle, ja antureita on mitattu useaa laboratoriomittalaitetta apuna käyttäen.[7.]

Kehitystyötä tehdään suunnittelusta aina valmiiseen tuotteeseen asti, sillä VTT:llä on omat prototyypisarjoille tarkoitetut tuotantolaitteet. MEMS-komponentteihin liittyy läheisesti myös komponenttikohmainen lukuelektronikka, joka suunnitellaan myös VTT:llä. VTT tar-

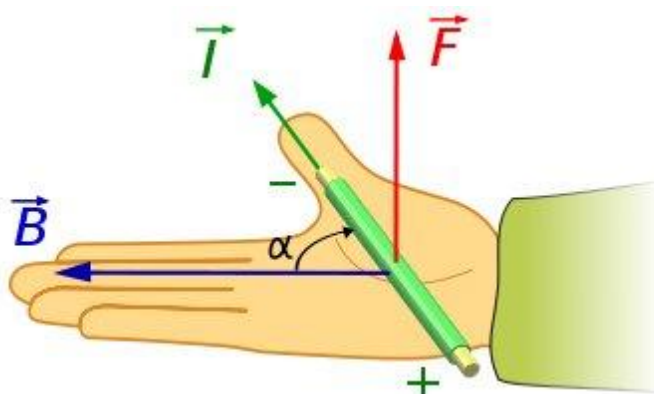
joaa yrityksille varsinaisen suunnittelu- ja tuotantopalvelun lisäksi asiantuntija-apua kannattavuusarvioissa.

VTT:n valmiit tuotantotilat ja laaja-alainen suunnittelukokemus auttavat myös pienempiä yrityksiä pitämään tuotekehitys- ja valmistuskustannukset kohtuullisina, ja samalla päästä uusimpaan MEMS-tekniikkaan. Yhteistyötä tehdään pääasiassa tuotekehitykseen voimakkaasti panostavien, suurten yritysten kanssa, kuten VTI Technologies Oy, Vaisala Oyj ja Okmetic Oyj.

### 3 MAGNETOMETRIN TOIMINTA

#### 3.1 MEMS-magnetometrin toimintaperiaate

Työn kohteena on MEMS-magnetometri, jossa hyödynnetään monien muiden MEMS-komponenttien tapaan perinteisen sähköopin ilmiötä mikroskooppisessa mekaanisessa rakenteessa. Kyseisen magnetometrin toiminta perustuu Lorentzin voimaan.



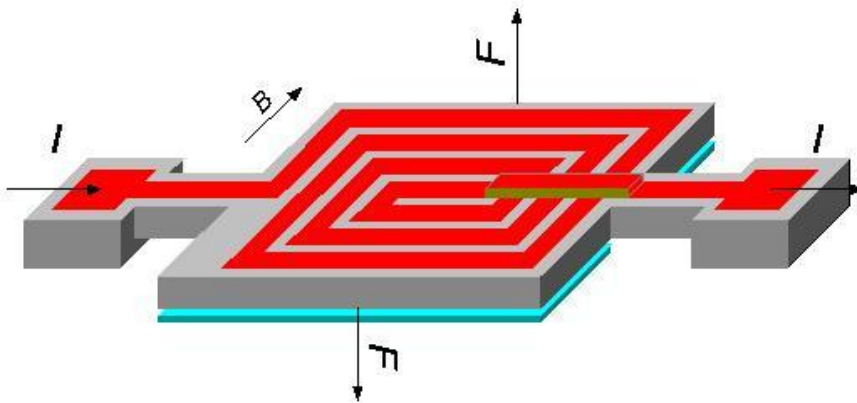
Kuva 3. Lorentzin voiman oikean käden sääntö. Kämmentällä olevassa johtimessa sähkövirta kulkee peukalon osoittamaan suuntaan ja ulkoinen magneettivuo kulkee muiden sormien suuntaisesti. Tällöin johtimeen vaikuttavan voiman suunta on kämmenestä kohtisuorasti ylöspäin.

Lorentzin voima tarkoittaa voimaa, joka kohdistuu magneettikentässä liikkuvaan varaukseen. Voiman suunta määräytyy kuvassa 3 esitetyn oikean käden säännön mukaan. Kun tarkastellaan kela magneettikentässä, siihen kohdistuvaan voimaan  $F$  pätee kaava

$$\vec{F} = L\vec{I} \times \vec{B} \quad (2)$$

Missä  $L$  tarkoittaa kelan induktanssia, vektori  $\vec{I}$  virtaa ja vektori  $\vec{B}$  magneettikenttää. Vektorit kertovat suureen voimakkuuden ja suunnan.

Kulkevat varaukset magnetometrin tapauksessa ovat magnetometrin liikkuvan levyn, eli kiikun, pinnalle prosessoidussa kelassa liikkuvat varauksenkuljettajat. Kelasta käytetään nimitystä eksitaatiokela. Lorentzin voimaa voidaan hyödyntää komponentin pienen mekaanisen koon takia, sillä pienikin voima riittää taivuttamaan magnetometrin mikroskooppisia osia. Voimien vaikutusta MEMS-magnetometriin selventää kuvassa 4 esitetty yksinkertaistettu malli magnetometrin kiikku-rakenteesta.



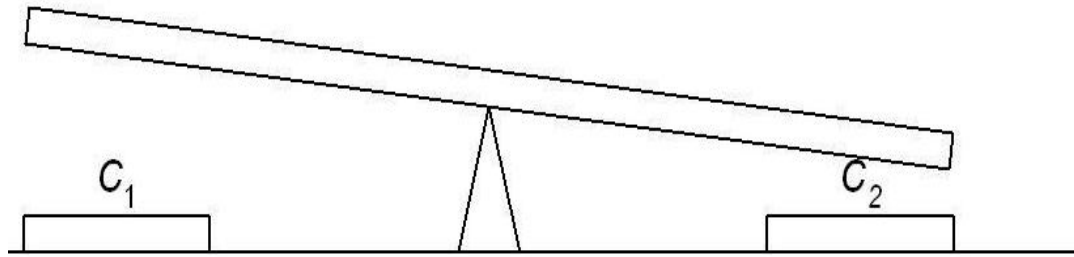
*Kuva 4. Periaatekuva Lorentzin voiman komponenteista. Kiikun asento muuttuu Lorentzin voiman vaikutuksesta. Voima vaikuttaa kiikkuun  $F$ -kirjaimella merkittyjen nuolten suuntaisesti.*

### 3.1.1 Magnetometrin kiikun yksinkertaistettu rakenne

Kuvassa 4 näkyvä rakenne on kiinni komponentin rungossa vasemmasta ja oikeasta reunastaan. Keskellä oleva laattamainen massa on kiinni rungossa ainoastaan kuvassa näkyvien kapeiden palkkien välityksellä. Lorentzin voiman vaikutuksesta palkit keskellä oleva rakenne muuttaa asentoaan siten, että sen toinen reuna nousee ja toinen laskee, kiinnityskohtien muodostaman akselin pysyessä paikallaan. Kuvassa 4 on esitetty ensimmäisen sukupolven magnetometri. Nykyinen rakenne on periaatteeltaan samanlainen ja se esitetään kuvassa 6 (s.13).

Rakenteen taipuminen voidaan kuvata kuvan 5 mukaisella kiikulla. Kiikun alapinta on johtavaa ainetta. Kiikun alapuolella, kiinni rungossa, on kaksi johtavaa elektrodia, jotka muodostavat kapasitanssin kiikun kanssa. Kapasitanssia on havainnollistettu kuvassa 5 merkinnöillä C1 ja C2. Kiikun alapinnan ja elektrodien välille muodostuu kapasitanssi, joka muuttuu kiikun liikkeiden mukaan.





Kuva 5. Magnetometrin kiikun havainnekuva. Kapasitanssit  $C_1$  ja  $C_2$  riippuvat kiikun asennosta. Mittaamalla kapasitanssi, tiedetään myös kiikun asento.

Jokaisessa komponentissa on sisällä kaksi toisistaan täysin identtistä anturirakennetta, jotka ovat 90 asteen kulmassa toisiinsa nähden. Anturirakenteita voidaan käyttää toisistaan riippumatta. Osat on tarkoitettu erisuuntaisten magneettikenttien voimakkuuksien mittaamiseen, sillä yksi kuvauksen mukainen rakenne mittaa magneettikentän voimakkuutta vain yhteen suuntaan. Jos magneettikentän voimakkuutta halutaan mitata kolmiulotteisesti, tarvitaan 3 anturirakennetta.

### 3.1.2 Resonanssin hyödyntäminen magnetometrissä

Kun eksitaatiokelaan syötetään tasavirtaa ja anturia käännetään tiettyyn suuntaan staattisessa magneettikentässä, kiikku pyrkii kääntymään siten, että sen pintavektori on magneettikentän suuntainen. Syöttämällä eksitaatiokelaan resonanssitaajuinen virta, saadaan kiikku värähtelemään magneettikentässä resonanssitaajuudella. Resonanssitaajuinen värähtely kuitenkin kasvattaa kiikku-rakenteen värähtelyn amplitudia, jolloin signaali voimistuu ja elektroniikan kohinan vaikutus vähenee. Resonanssissa toimiminen on hyvä lähtökohta ainakin prototyyppiä varten.

Mikäli eksitaativirta on resonanssitaajuista, Lorentzin voima vaikuttaa kiikkuun resonanssitaajuudella ja kiikun liike kasvaa. Näin voidaan saavuttaa suuria kapasitanssin muutoksia pienellä voimalla. Anturin Q-arvon ollessa 1 000, resonanssitaajuudella anturin rakenteeseen kohdistettu voima tuhatkertaistaa anturirakenteen taipuman verrattuna ei-resonanssitaajuiseen voimaan.

Kun eksitaativirta on resonanssitaajuista, kiikun taipuma on siihen nähden 90 astetta jäljessä. Virran suunta kääntyy, eli ylittää nollan aina, kun kiikku saavuttaa maksimiasentonsa. Vastaavasti virta on suurimmillaan, kun kiikku on keskiasennossa, eli kiikun taipuma on nolla.[8.]

### 3.1.3 Mekaanisen resonanssin saavuttaminen magnetometrissä

Tässä työssä käytettyjen magnetometrien resonanssitaajuus oli noin 30 kHz luokkaa. Resonanssitaajuus riippuu komponentin mekaanisesta rakenteesta ja resonanssitaajuutta voidaan muuttaa suunnitteluvaiheessa tarpeiden mukaan. Resonanssitaajuudella on voimakas lämpötilariippuvuus. Eksitaatiovirran taajuuden pitää seurata lämpötilan mukaan muuttuvaa resonanssitaajuutta.

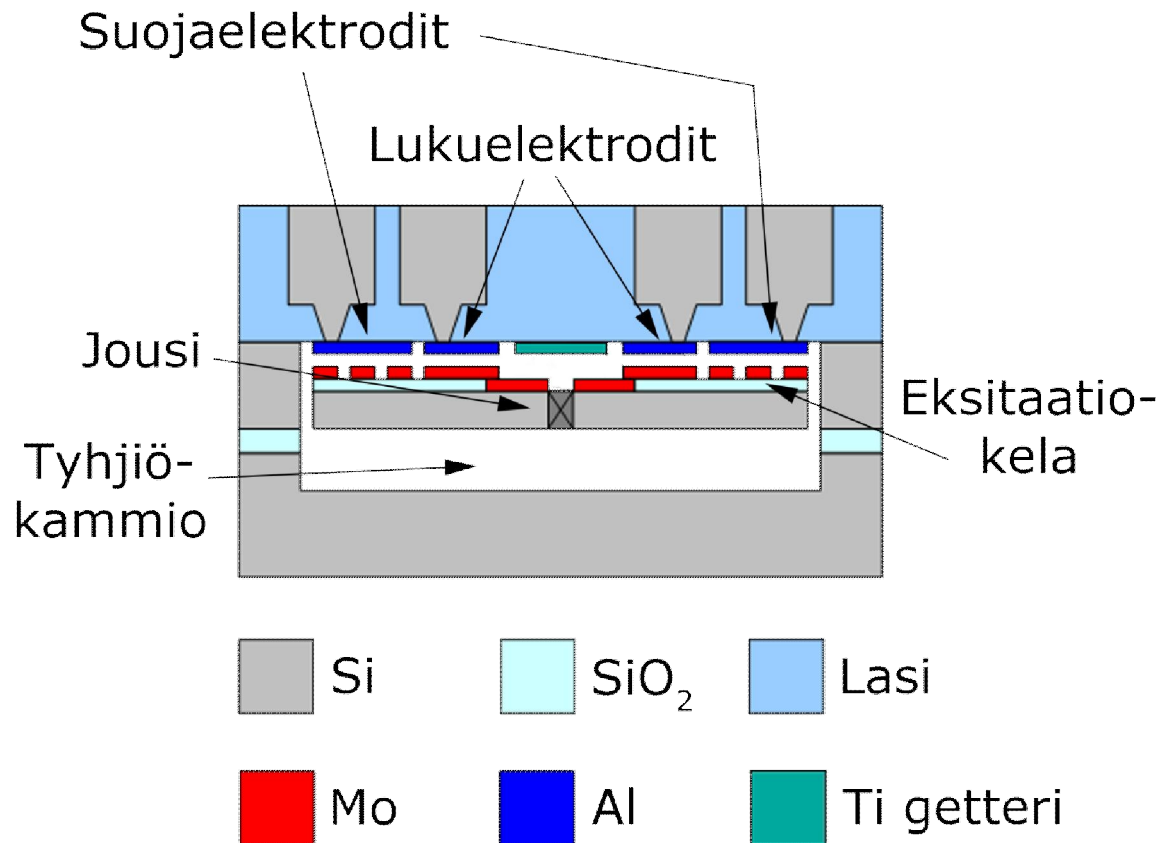
Teoriassa kiikku pysyy paikallaan lepoasennossa, kun magnetometriin ei kohdisteta ulkoista magneettikenttää, vaikka eksitaatiokelaan ajetaan virtaa resonanssitaajuudella. Kiikku liikkuu vasta, kun kelaan vaikuttaa ulkoisen magneettikentän aiheuttama Lorentzin voima. Mikäli komponentti ei värähtele lainkaan, on vaikea muuttaa eksitaatiovirran taajuutta resonanssitaajuuden mukaan.

Käytännössä kiikku kuitenkin liikkuu ja resonoi ilman ulkoista magneettikenttääkin johtuen edellä esitetystä sähköstaattisesta voimasta. Voima aiheutuu vastaavalla tavalla kiikun ja rungon rakenteiden välille muodostuvasta jännitteestä, joka kytkeytyy hajakapasitanssien kautta eksitaatiokelalta. Eksitaatiovirran ohjauselektroniikan yksinkertaistamiseksi hajakapasitansseja ei välttämättä kannata kokonaan poistaa, jotta resonanssitaajuinen värähtely saavutetaan myös ilman ulkoista magneettikenttää. Resonointi saavutetaan myös syöttämällä resonanssitaajuudella jännite suoraan lukuelektrodeille, jolloin liike tapahtuu ainoastaan sähköstaattisen voiman ansiosta, ilman että eksitaatiokelan läpi kulkee virtaa.

### 3.1.4 Magnetometrin nykyinen rakenne

Kuvassa 6 esitetään tässä työssä käytetyn magnetometrin yksityiskohtaisempi rakenne (seur. s.). Lukuelektrodit muodostuvat kahdesta elektrodiparista. Kuvassa alemmat elektrodit ovat sähköisesti yhteydessä toisiinsa. Anturin toimintaperiaate on sama kuin kuvan 4 esittämässä anturissa, vaikka rakenne on hieman erilainen.

Kuvassa 6 esitetään myös anturin valmistusmateriaalit. Komponenttia valmistettaessa lasikansi liitetään runkoon kytkemällä pohjaosan ja lasikannen välille suuri jännite (ns. anodinen bondaus). Ilman suojaelektrodeja kiikku taipuisi kiinni lasikanteen sähköstaattisen voiman vaikutuksesta. Kiikun taipuminen pystytään estämään kytkemällä suojaelektrodeille sama jännite kuin alempaan rakenteeseen.



Kuva 6. Magnetometrin hajakapasitanssit. Hajakapasitanssit muodostuvat kiikkuun prosessoidun kelan, suojaelektrodien ja lukuelektrodien välille.

Valmiissa kytkennässä suojaelektrodit voidaan kytkeä esimerkiksi maapotentiaaliin, jolloin eksitaatiokelalle kytkettävä jännite aiheuttaa sähköstaattisen voiman elektrodien ja kelan välille hajakapasitanssin vaikutuksesta. Myös suojaelektrodien ja lukuelektrodien välillä on hajakapasitanssi, samoin eksitaatiokelan ja lukuelektrodien. Erityisesti ylikuuluminen lukuelektrodeille vaikeuttaa lukuelektronikan toteuttamista, sillä lukuelektrodeja käytetään myös kiikun asennon määrittämiseen.

Titaanista valmistettu getterikalvo varmistaa, että anturin sisällä pysyy tyhjiö. Tyhjiökammiossa olevan jäännöskaasun molekyylit adsorboituvat getteriin, joten paine anturin sisällä pysyy noin 100 pascalissa. Piidioksidi (SiO<sub>2</sub>) puolestaan toimii eristeenä.

### 3.2 Magneettikentän mittaamiseen soveltuvia tekniikoita

#### 3.2.1 Pyörivä käämi magneettikentässä

Yksinkertainen tapa mitata magneettikentän voimakkuutta, on pyörittää käämiä magneettikentässä, jolloin käämiin indusoituu sinimuotoinen jännite. Jännitteen amplitudi on verrannollinen magneettikentän voimakkuuteen. Pyörimisnopeuden tulee pysyä tarkasti vakiona ja olla tunnettu. Ulostulon amplitudi on verrannollinen pyörimisnopeuteen.

Myös MEMS-magnetometriä voitaisiin käyttää vastaavalla tavalla, sillä käämin ei tarvitse pyörähtää kokonaista kierrosta. Kiikku voidaan saattaa värähtelemään myös sähköstaattisen voiman avulla (ks. 3.1). Tällöin eksitaatiokelan päiden välille indusoituu ulkoiseen magneettikenttään verrannollinen jännite.[9.]

### 3.2.2 *Hall-anturi*

Hall-ilmiö tarkoittaa magneettikentän vaikutusta johtimessa kulkevan sähkövirran reittiin. Kun johtimeen kohdistetaan virtaan nähden kohtisuora magneettikenttä, varauksenkuljettajiin vaikuttaa Lorentzin voima, joka on perustana myös työssä käsiteltävän MEMS-magnetometrin toiminnalle. Lorentzin voima kaartaa varauksenkuljettajien reittiä johtimessa, jolloin johtimen tiettyjen osien välille muodostuu jännite. Tämä jännite on verrannollinen ulkoisen magneettikentän voimakkuuteen. Hall-anturit ovat yleisesti käytössä. Ne ovat pieniä ja edullisia, ja niistä nähdään suoraan myös magneettikentän suunta eli polariteetti.[10.]

### 3.2.3 *Magnetoresisttiiviset anturit*

Magnetoresisttiivisen materiaalin resistanssi muuttuu magneettikentän vaikutuksen alla. Tätä ilmiötä on helppo käyttää anturitekniikassa, sillä resistanssin mittaaminen on helppoa. Magnetoresisttiivisiin materiaaleihin perustuvat anturit ovat yleisesti käytössä.

Kerrostamalla ferromagneettisia ja ei-ferromagneettisia materiaaleja, on saavutettu niin suuria muutoksia magneettikentän vaikutuksen alaisuudessa, että ilmiölle on annettu englanninkielinen nimi Giant Magnetoresistance, (ns. suuri magnetoresistanssi). Ilmiön keksijöille Albert Fertille ja Peter Grünbergille myönnettiin aiheesta Nobelin fysiikan palkinto vuonna 2007. Molemmat tutkijat keksivät ilmiön toisistaan riippumatta samoihin aikoihin. Uusimpia magnetoresisttiivisyyteen liittyviä ilmiöitä kutsutaan termeillä Colossal Magnetoresistance sekä Tunnel Magnetoresistance.

Pienen kokonsa ja edullisten tuotantokustannuksiensa ansiosta magnetoresisttiivisten antureiden käyttökohteet ovat osittain samankaltaisia tässä työssä käsiteltävän, käämiin ja mekaaniseen resonanssiin perustuvan MEMS-magnetometrin kanssa. Magnetoresisttiivisiä materiaaleja on hyödynnetty myös MEMS-tekniikkaan perustuvissa antureissa. Tämän työn aiheena olevassa MEMS-magnetometrissä ei ole magnetoresisttiivisiä komponentteja.[10,11.]

### 3.2.4 Fluxgate-magnetometri

Fluxgate-magnetometrissä on kaksi kelaä, joilla on yhteinen sydän. Ensimmäiseen kelaan syötetään sinimuotoinen virta, joka muodostaa sydänaineeseen magneettikentän. Magneettikentän tulee olla niin suuri, että se riittää kyllästämään sydänaineen. Sydänaineen kyllästymisestä johtuen ensimmäisen kelan herätesignaali indusoituu toiseen kelaan säröytyneenä siten, että siniaallon huiput leikkautuvat. Säröytymisen epäsymmetrisyydestä voidaan päätellä ulkoisen magneettikentän voimakkuus ja suunta, sillä ulkoisesta magneettikentästä johtuen signaalin positiivinen tai negatiivinen puolisko säröytyy toista enemmän. Fluxgate-magnetometrit ovat käytössä erityisesti tarkkuusinstrumenteissa, ja niistä on olemassa myös mikrokokoisia antureita.[10.]

### 3.2.5 Magnetoinduktiivinen anturi

Magnetoinduktiivinen anturi perustuu kelaan, joka on käämitty ferromagneettisen sydänmateriaalin ympärille. Ulkoinen magneettikenttä muuttaa sydänaineen permeabiliteettia, jolloin sen ympärille käämityn kelan induktanssi muuttuu. Kela asetetaan osaksi oskillaattoriipiiriä siten, että oskillaattoriipiirin taajuus muuttuu kelan induktanssin muuttuessa. Magnetoinduktiivinen anturi mittaa ulkoisen magneettikentän suuntavektoria tarkasti, siksi sitä käytetäänkin muun muassa kompassinavigaatiojärjestelmissä.[10.]

## 3.3 Magnetometrin lukuperiaatteita

### 3.3.1 Magnetometrin sisäisten elektrodien hyödyntäminen

MEMS-antureissa lukuelektroniikan mittaama suure on usein kapasitanssi. Kapasitanssimittaukset ovat parhaimmillaan yksinkertaisia, tarkkoja ja vähän virtaa kuluttavia, mikä tekee lukuperiaatteesta luonnollisesti kiinnostavan. Pienenkin kapasitanssin mittaamiseen löytyy myös valmiita kaupallisia komponentteja, sillä menetelmä on yleisesti käytössä monissa antureissa. Magnetometrissä mitataan kiikun ja elektrodien välistä kapasitanssia, johon kytkeytyy eksitaatiokelalta häiriöjännite, joka monimutkaistaa mittausta.

### 3.3.2 Eksitaatiokelalle induoituneen jännitteen mittaaminen

Komponentti voidaan saattaa resonanssiin myös elektrostaattisen voiman avulla (ks. 3.3.1). Tällöin kelan liike staattisessa magneettikentässä induoi jännitteen kelan päiden välille. Jännite on riippuvainen magneettikentän voimakkuudesta sekä kiikun liikeamplitudista.

Staattisessa kentässä kelan päiden välille indusoituu sinimuotoinen, resonanssitaajuinen jännite, jonka amplitudi kertoo suoraan ulkoisen magneettikentän voimakkuuden. Myös tällä menetelmällä voidaan kehittää yksinkertainen ja vähävirtainen lukutapa.

### **3.4 Käyttökohteita magnetometrille**

#### *3.4.1 Magnetometrinen sovellukset kuluttajaelektronikassa*

MEMS-magnetometrille mahdollisia käyttökohteita ovat mobiililaitteet, joihin anturin voisi implementoida toimimaan kompassina tai kiihtyvyyssantureiden kanssa osana gyroskoopianturia. Magnetometriä voi hyödyntää inertiamittausyksiköissä, joista saadaan tarkka tieto laitteen asennosta.

Muita sovelluksia magnetometrille voisi löytyä esimerkiksi navigaattoreista, rannekelloista, kännyköistä ja kameroista. Navigaattoreissa ja rannekelloissa komponenttia hyödynnettäisiin kompassina. Kännyköissä anturia voisi soveltaa kiihtyvyyssantureiden kanssa erilaisiin peleihin ja käyttöliittymiin. Uudet kamerasovellukset tarvitsevat myös kompassin, sillä kuvasta halutaan tallettaa koordinaattien lisäksi myös suunta, mistä kuva on otettu. Kun esimerkiksi kännykkäkameralla osoittaa julkisrakennusta, ohjelma lähettää tiedot verkkopalvelimelle, joka palauttaa rakennukseen liittyvät oleelliset tiedot.

#### *3.4.2 Magnetometrinen sovellukset teollisuuden käyttökohteissa*

Anturia voidaan hyödyntää myös sähköverkkojen kunnonvalvonnassa. Perinteisessä sähköverkossa kaivataan ns. linjavahtia, joka yksinkertaisimmillaan kertoo sähkönsyöttöön käytetyn linjan toimivuudesta sähköverkkotasolla. Vahti lähettää varoituksen, jos jossakin vaihejohtimessa on katkos tai maasulku. Yksinkertainen mittaus ei välttämättä vaatisi magnetometrinen käyttämistä resonanssitaajuudella, jolloin säästetään tuotantokustannuksissa yksinkertaisemman lukuelektronikan ansiosta.

Anturilla voitaisiin tulevaisuudessa mahdollisesti havaita myös virtapiikit, jotka kääntävät kiikun ääriasentoon, jolloin anturilta tuleva signaali vääristyy. Tällöin ei saataisi tietoa virtapiikin voimakkuudesta, mutta sen esiintyminen voitaisiin havaita.

Anturi voisi olla etäluettava sähköverkon valvomosta tai tienvarresta. Virrantarpeensa anturi voisi tyydyttää sähkökaapelista induktiivisesti tai kapasitiivisesti kytkeytyvän energian avulla. Matalien tuotantokustannuksien ansiosta antureita voisi sijoittaa ympäri sähköverkkoa. Asennuskustannuksetkin pysyvät pieninä laitteella, joka voidaan kiinnittää linjaan maan pinnalta käsin, ilman jännitteen katkaisemista linjasta.

## 4 KAPASITIIVINEN LUKUELEKTRONIIKKA

Kapasitanssin mittaamisen on runsaasti valmiita IC-piirejä, joissa monimutkainen, useita komponentteja sisältävä lukuelektronikka on yhdistetty yhdeksi pii-siruksi. Kaupalliset tuotteet eivät kuitenkaan sovellu magnetometrin käyttötarpeisiin epätarkkuutensa ja huonon häiriönsuodatuksensa vuoksi. Tarkoissa kapasitanssimittauksissa käytetään tavallisesti vaihelukkiutuvia vahvistimia eli *lock in* -vahvistimia, joiden rakentamiseen on myös saatavilla kaupallisia IC-piirejä. (Ks. 5.4 Vaihelukkiutuva vahvistin siltakytettynä.)

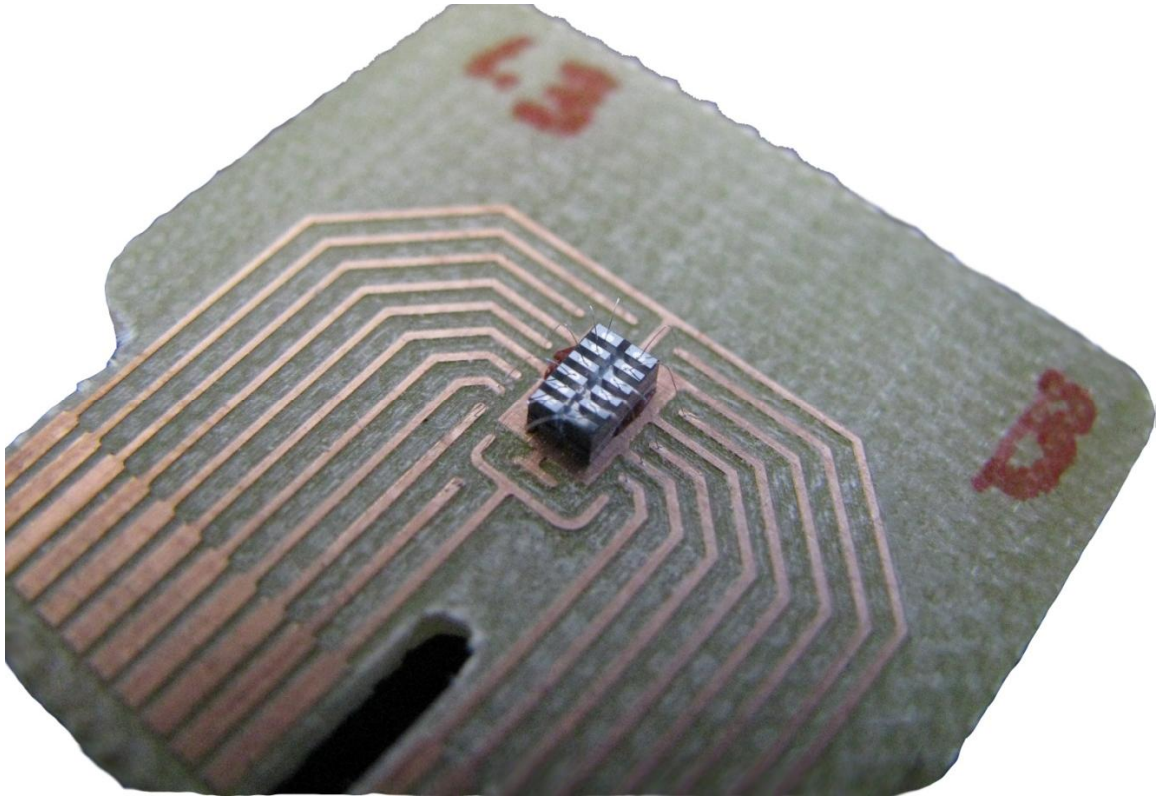
Kapasitiivinen mittaaminen on lähtökohtana myös tässä työssä esitellyissä piireissä. Laskelmallisesti magnetometrin yhden elektrodin ja kiikun välinen kapasitanssi on noin pikofaradi ja kiikun ääriarvoissa siinä tapahtuu muutaman femtofaradin muutos. Kapasitanssin muutoksen suunta riippuu kiikun asennosta. Arvot saattavat vaihdella lasketuista johtuen lähinnä tuotantoprosessin epävarmuudesta. (Ks. 6.1.2 CV-käyrä.)

### 4.1 Magnetometri-komponenttien testilevyt

Magnetometri on tyhjiöpakattu ja suljettu lasikannella. Lasin ja piin välille saadaan muodostettua vahva, hermeettinen kontakti anodista kiekkobondausta käyttäen. Lasikannen pinnalle metalloiduista kontakteista lankabondataan kytkökset piirilevyille.

Kuvassa 7 esitetään testilevyille liimattu MEMS-magnetometri (seur. s.). Kuvan 7 tapauksessa liimana on käytetty silikoniliimaa, vaikka normaalisti komponentit liimataan hopealiimalla. Hopealiima luo hyvän sähköisen sekä termisen kontaktin MEMS-komponentin ja alustan välille. Käyttämällä testilevyjä, jotka kiinnitetään lukuelektronikan sisältävälle piirilevyille piirilevyliittimin, voidaan samalla lukuelektronikkapiirilevyllä testata helposti ja nopeasti useita komponentteja.

Vaikka testattavat komponentit tulevat samalta piikiekolta, ei niiden tasalaatuisuudesta ole varmuutta. Esimerkiksi resonanssitaajuus ja sisäisten kapasitanssien suuruus voi vaihdella komponenttien välillä. Lukuelektronikan sisältävällä piirilevyllä on tarpeeksi säädettäviä parametreja, jotta elektronikka voidaan sovittaa helposti eri komponenteille sopivaksi. Testilevy ja sen kiinnittämiseen käytettävä liitin eivät saa sisältää ferromagneettisia aineita, jotta ne eivät haittaa mittauksia.



Kuva 7. MEMS testilevy. MEMS-komponentteja testataan usein siten, että ne liitetään kuvan kaltaiselle testilevyille. Testilevyn reunassa on kontaktit, jotka sopivat piirilevyliittimeen.

#### 4.2 Tasajännitelukuperiaate

Kondensaattoriin, jonka kapasitanssi on  $C$ , pätee kaava

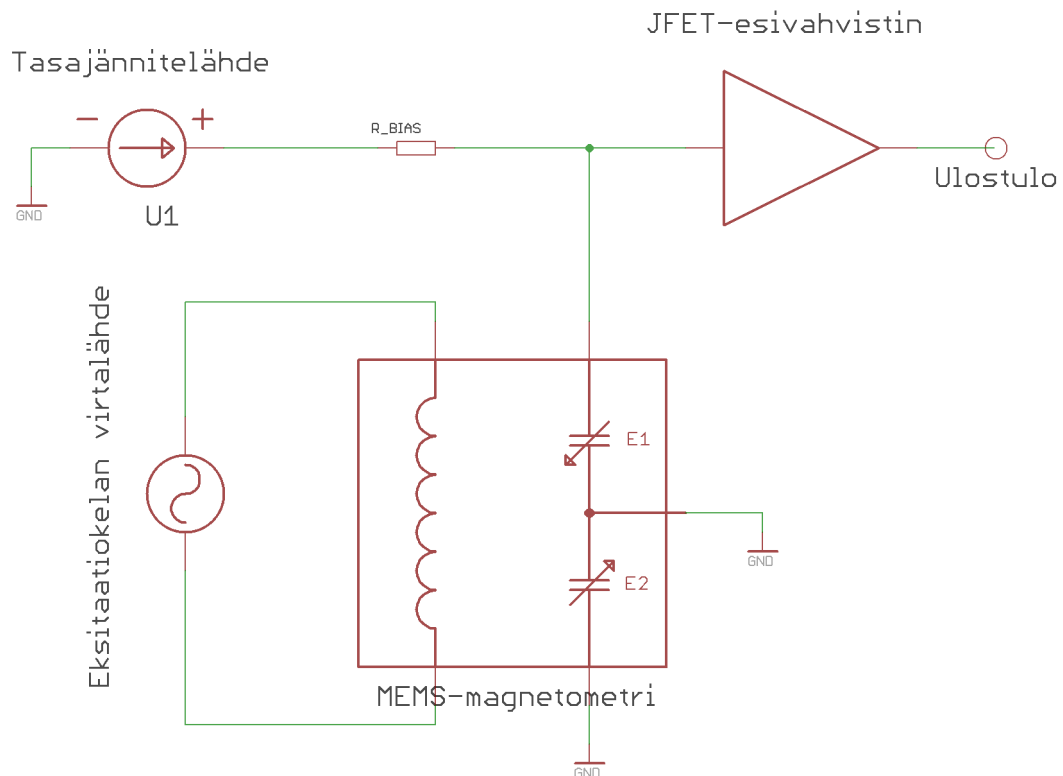
$$Q = CU \quad (3)$$

Missä jännite  $U$  on kondensaattorin elektrodeille asetettu jännite. Kun kapasitanssi  $C$  muuttuu, muuttuu vastaavasti jännite  $U$ , noudattaen kaavaa

$$\Delta U = Q/\Delta C \quad (4)$$

olettaen, että varaus  $Q$  pysyy vakiona. Kaavan 4 mukaan jännitteen muutos  $\Delta U$  kondensaattorin yli on kääntäen verrannollinen kapasitanssin muutokseen  $\Delta C$ . Kondensaattoria vastaa magnetometrin tapauksessa elektrodin ja kiikun välinen kapasitanssi. Kuvassa 8 esitetään ilmiöön perustuva tasajännitelukuperiaate.





Kuva 8. Tasajännitelukuperiaate. Kapasitanssin E1 muutos komponentissa muuttaa jännitettä esivahvistimen sisäänmenossa.

Kuvan 7 tasajännitelähde U1 asettaa kondensaattorin tiettyyn toimintapisteeseen. Vastus ja kondensaattori muodostavat RC-piirin, jonka aikavakio määrää kondensaattorin purkautumis- ja latautumisenopeuden.

Tämän kaltaista piiriä on jo hyödynnetty magnetometrin mittauksissa. Ongelmana on se, että eksitaatiovirta ja mittaussignaali, eli kondensaattorin aiheuttamat muutokset jännitteessä, ovat täsmälleen samalla taajuudella, mikä aiheuttaa häiriötä mittaukseen. Häiriön voi minimoida käyttämällä korkeataajuisia kantoaaltoja kapasitanssin mittaukseen. Korkeampaa mittaustaajuutta käyttämällä häiriöt voidaan suodattaa tehokkaasti pois.

Kuvan 8 tapauksessa on hyödynnetty vain toista elektroodia, mutta sama kytkentä voidaan tehdä molemmille elektrodeille yhtä aikaa, jolloin mittaustarkkuus kasvaa. Tätä kutsutaan differentiaaliseksi mittaukseksi. Differentiaalinen kytkentä pienentää ryöminnästä aiheutuvia virheitä.

### 4.3 Vaihtovirtamittaus

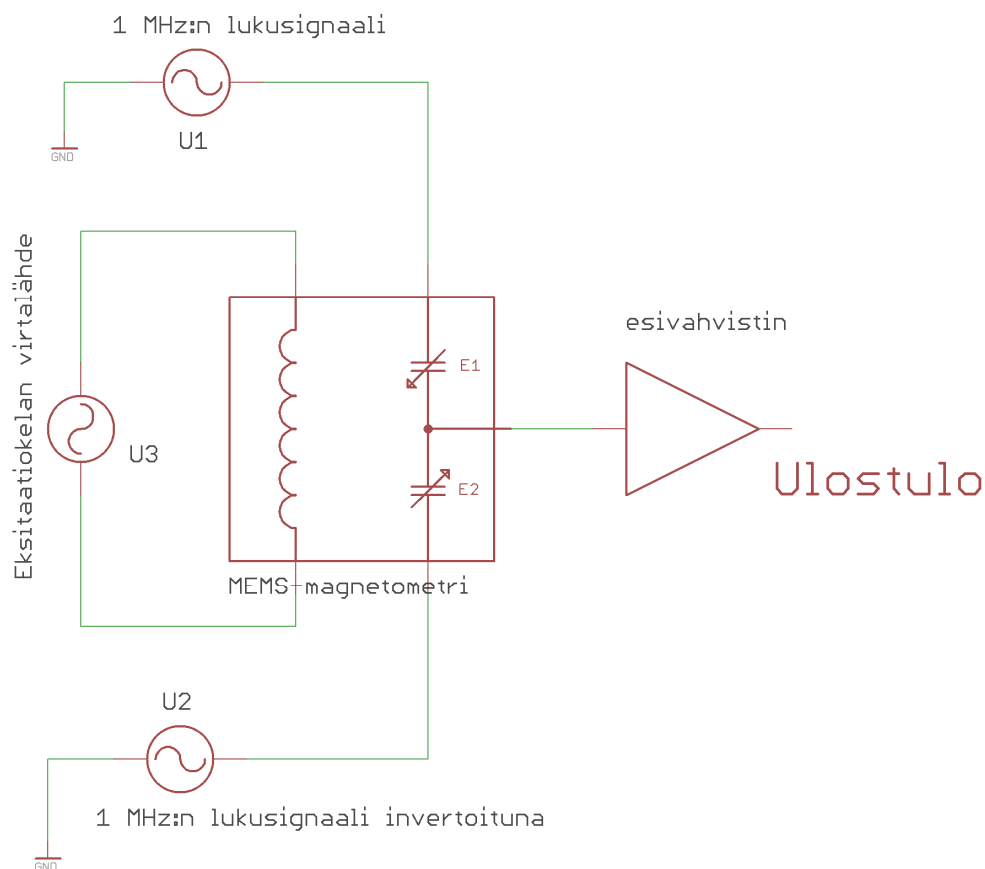
Kun magnetometrin lukemiseen käytetään eri mittaustaajuutta kuin eksitaatiovirta, saadaan eksitaatiovirran aiheuttamat häiriöt suodatettua helpommin pois. Hyvän mittaustarkkuuden saavuttamiseksi, on edullista käyttää molempia kapasitansseja hyödyksi. Tällöin

syötetään sarjaan kytkettyjen kapasitanssien päiden välille vaihtojännite ja mitataan kapasitanssien välistä jännitteen muutosta kapasitanssien muuttuessa. Kytkeä voidaan kutsua siltakytkennäksi. Kapasitanssien välille voidaan syöttää kuvan 9 mukaisesti samansuuruiset, mutta vastakkaisvaiheiset signaalit, jolloin ne kumoavat toisensa sillan keskipisteessä. Se mahdollistaa suurempien mittausjännitteiden käyttämisen, ilman pelkoa että esivahvistimen ulostulojännite nousisi liian lähelle käyttöjännitteitä, mikä saattaisi aiheuttaa signaalin leikkautumista.

Kapasitanssit muuttuvat magnetometrin tapauksessa eksitaatiovirran ja magneettikentän välisen vuorovaikutuksen seurauksena. Kapasitanssin muutos on yhtä suuri molemmissa sillan kapasitansseissa. Sillan keskipisteen jännitteeseen  $U_0$  ajan  $t$  funktiona pätee kaava

$$U_0 = \frac{\Delta C}{C_0} \sin(\omega t) \quad (5)$$

Jännitteen vaihe on sama, kuin suurenevan kapasitanssin puoleisella jännitelähteellä.  $C_0$  tarkoittaa kapasitanssia tasapainotilassa. Kulmanopeus  $\omega$  on sillan päihin syötettävän jännitteen kulmanopeus.



Kuva 9. Kaavio siltamittauksesta. Eksitaatiovirran taajuus on 30 kHz:n luokkaa. Kapasitanssin mittaukseen käytetään selvästi suurempaa 1 MHz:n taajuutta.

#### 4.4 RC-piiri

Yksinkertainen tapa mitata kapasitanssia, on asettaa magnetometrin kapasitanssi osaksi RC-värähtelypiiriä. Kapasitanssin muutos muuttaa RC-piirin värähtelytaajuutta, eli MEMS-komponentin resonanssitaajuinen värähtely muuttuu RC-piirin ominaistajuuden värähtelyksi resonanssitaajuudella. Tällöin mitattavan kapasitanssin muutos on verrannollinen RC-piirin taajuuden muutokseen verrattuna RC-piirin ominaistajuuteen. Resonanssitaajuinen värähtely siis taajuusmoduloiduu RC-piirin ominaistajuuteen.

Signaalia voidaan lukea esimerkiksi taajuus-jännite-muuntimella. Vastaavaa ilmaisinta käytetään esimerkiksi taajuuslukittuvista PLL-piireistä (Phase Locked Loop), joita saa integroituina piireinä. Jotta häiriötaajuudet voidaan ylipäästösuodattaa tehokkaasti pois, tulisi lukusignaalin olla selvästi eri taajuudella kuin eksitaativirta. Toisaalta lukusignaalia ei ole järkevä nostaa liian korkeaksi, sillä korkeilla taajuuksilla MEMS-komponentin hajakapasitanssit saattaisivat aiheuttaa ongelmia. Suurin osa taajuus-jännite-muuntimista ja PLL-piireistä toimivat joko autotekniikkaan sopivalla muutaman kymmenen kilohertsin taajuudella tai kymmenien megahertsien radiotaajuusalueella, joten valmiita IC-piirejä tarkoitukseen on vaikea löytää.

RC-piiriin perustuva mittaustapa on paitsi yksinkertainen, myös sietokykyinen magnetometrin resonanssitaajuiselle häiriölle, kun lukusignaalin taajuus on huomattavasti resonanssitaajuutta korkeampi. Taajuusmuotoista tietoa voi myös siirtää pitkiä matkoja ilman pelkoa signaaliin kytkeytyvistä häiriöistä.

### 5 TOTEUTETUT PIIRIT

Tässä luvussa esitellään 3 erilaista kapasitanssinmittaustapaa sekä komponentin eksitaatiokelalle virtaa syöttävä jänniteohjattu virtalähde. Prototyypipiirilevyt tehtiin VTT:n omalla LPKF s62 -piirilevyjyrsimellä. Piirilevyt suunniteltiin Cadsoft Eagle -piirilevy-suunnitteluohjelmistolla.

#### 5.1 Eksitaativirtalähde

Eksitaatiokelan ylikuulumista komponentin muihin osiin on vähennetty suunnittelemalla jänniteohjattu virtalähde, jonka avulla voidaan muuttaa kelan keskikohdan potentiaalia. (Ks. Liite 1 ekstitaativirtalähteen piirikaavio ja piirilevykuva.)

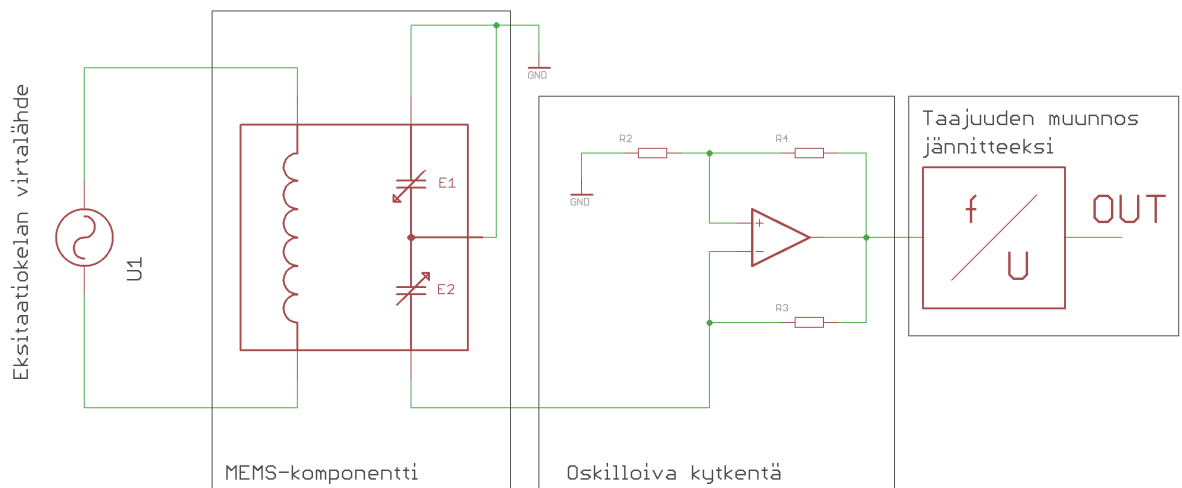
Virtalähde ei eristä kelaa sähköisesti muusta komponentista, mutta sen avulla voidaan muuttaa kelan päiden potentiaalia. Kelan molempiin päihin syötetään suunnilleen samansuuruiset, vastakkaismerkkiset signaalit. Tällöin kelan keskipiste on nollapotentialissa ja ylikuuluminen komponentin muihin rakenteisiin, erityisesti kiikkuun, on pienimmillään.

Virtalähde myös varmistaa että eksitaatiokelan läpi kulkeva virta on aina samansuuruinen, vaikka sen resistanssi muuttuu lämpötilan vaikutuksesta. Tällä hetkellä käytössä olevilla MEMS-komponenteilla molybdeenistä valmistetun eksitaatiokelan resistanssin lämpötilariippuvuus on erityisen suuri, noin  $0,5 \text{ }^\circ\text{C}$ .

## 5.2 Relaksaatio-oskillaattori

Relaksaatio-oskillaattori on eräs variaatio RC-piirin käyttämisestä kapasitanssimittauksessa. Varsinaisesti relaksaatio-oskillaattori tarkoittaa oskillaattorikytkentää, joka pyrkii kohti staattista tilaa, mutta aina kun piiri lähestyy riittävän lähelle vakaata tilaa, piirin toimintapisteessä tapahtuu muutos, ja vakaa tila siirtyy eri pisteeseen. Näin ollen piiri ei ikinä saavuta vakaata tilaa.

Käytännössä relaksaatio-oskillaattori värähtelee RC-piirin aikavakion mukaan. Kun RC-piirin kapasitanssi muuttuu, myös aikavakio muuttuu, ja sitä kautta ulostulon taajuus muuttuu. Kuvassa 10 on esitetään lohkokaaevio relaksaatio-oskillaattorin toiminnasta. (Ks. Liite 2 Relaksaatio-oskillaattorin piirikaavio ja piirilevykuva.)



Kuva 10. Kaavio relaksaatio-oskillaattorin toiminnasta. MEMS-komponentti ja vastus R3 muodostavat RC-piirin, joka määrittää piirin oskillaatiotaajuuden. Taajuus-jännite-muunnin helpottaa lopputuloksen lukemista.

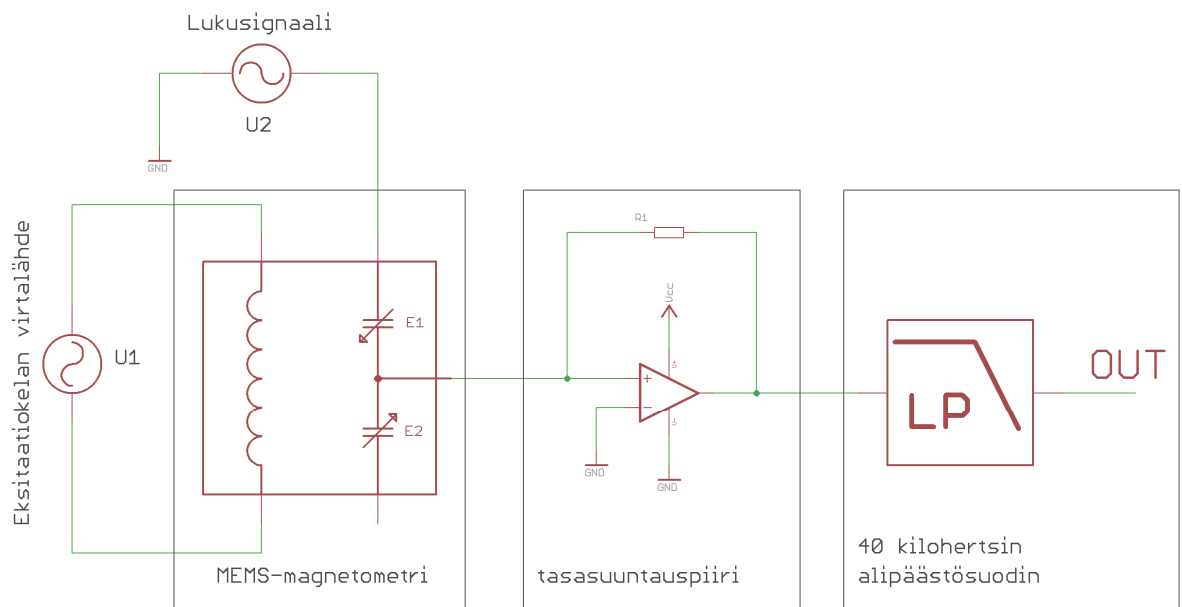
Testimittauksissa huomattiin, että magnetometrillä sisäiset hajakapasitanssit aiheuttivat suurimmat ongelmat kytkennässä, sillä ylikuuluvat signaalit latasivat magnetometrillä elektrodien kapasitanssia. Ylikuulumisen lisäksi vaikeutena olivat myös huonot osavaliinnat ja

häiriöherkkä piirilevy. Häiriöherkässä elektroniikassa kannattaa suosia koaksiaali-kaapeleita sekä -liittimiä. Lisäksi maatasot tulisi suunnitella riittävän pieni-impedanssisiksi, mutta siten, ettei maatasosta aiheudu liikaa hajakapasitansseja signaalireiteille.

### 5.3 Tasasuuntauspiiri

Toinen kokeiltu piiri oli magnetometrin kapasitanssin läpi kulkevaa virtaa mittaava piiri. Piiriä kutsuttiin tasasuuntauspiiriksi, sillä sen oleellisin komponentti oli puolialtotasasuuntauksen tekevä operaatiovahvistinkytkentä. Piirissä magnetometrin kapasitanssi on kytketty sarjaan jännitelähteen kanssa ja läpi kulkevaa virtaa mittaa operaatiovahvistin transkonduktanssikytkennällä, jossa magnetometrin kapasitanssi toimii käytännössä vahvistimen sisäänmenossa sarjaimpedanssina. Takaisinkytkentävastus ja sarjaimpedanssi määrittävät vahvistuksen.

Kuvassa 11 esitetään havainnollistava lohkokaavio-esitys piiristä. Kytkentä on suunniteltu niin, että se myös puolialtotasasuuntaa virtatiedon. Kun puolialtotasasuunnattu signaali alipäästösuodatetaan, saadaan lopputuloksesta helpommin luettava. Alipäästösuodin mitoitetaan sen mukaan, kuinka nopeita magneettikentän muutoksia halutaan mitata. Pienemmällä mittaustaajuudella kohinan suodattaminen on tehokkaampaa, sillä mittauksen kaistanleveys on pienempi. (Ks. Liite 3 tasasuuntauspiirin piirikaavio ja piirilevykuva.)



Kuva 11. Kaavio tasasuuntaus-periaatteella toimivan piirin toiminnasta

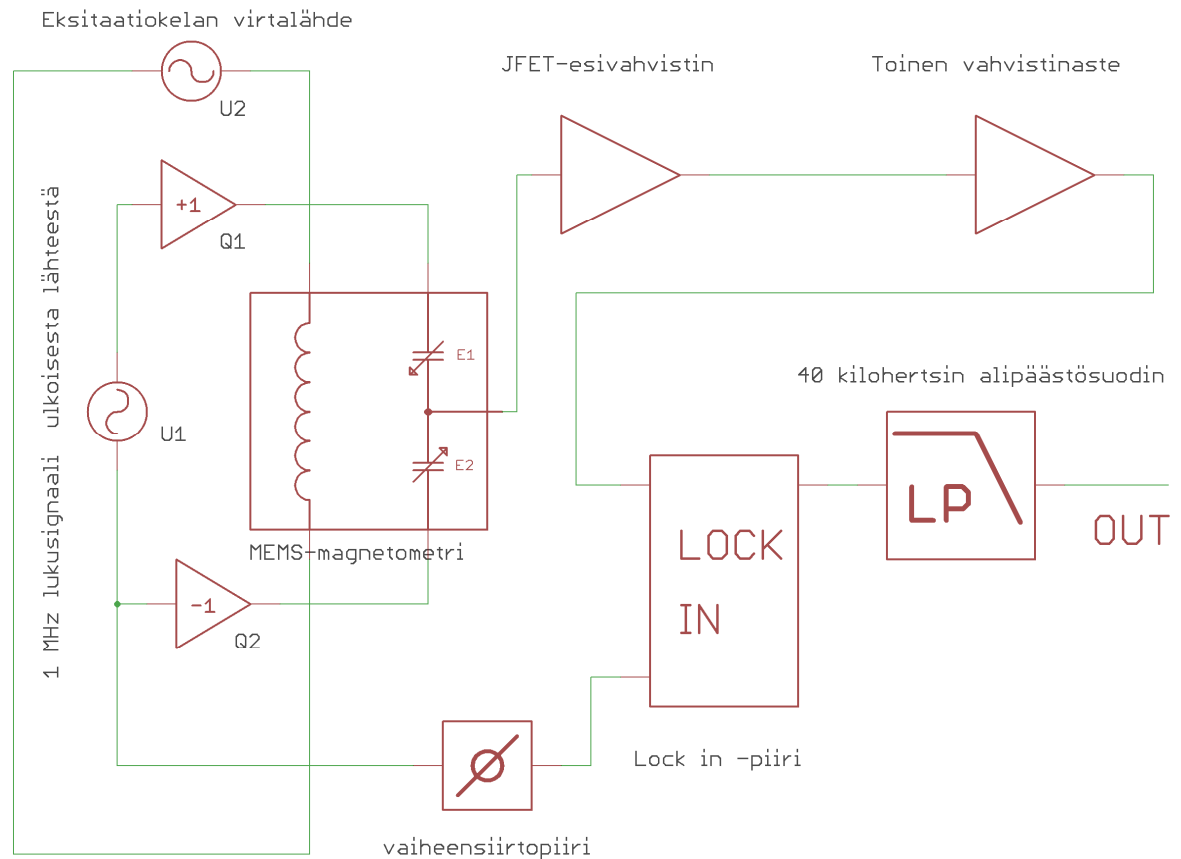
Toteutetussa piirissä käytettiin tasasuuntaukseen ainoastaan operaatiovahvistinta, jolloin kytkennästä saatiin mahdollisimman yksinkertainen. Operaatiovahvistinta käytetään kytkennässä datalehdillä määrittelemättömällä alueella, sillä sisäänmenon jännite alittaa kytkennässä alemman käyttöjännitteen siniaallon negatiivisella puolijaksolla. Positiivinen puolijakso sen sijaan vahvistuu normaalisti. Kun signaalijännite nousee alemmaa käyttöjännitettä korkeammaksi, operaatiovahvistin aiheuttaa helposti säröä signaaliin. Tämän takia kytkentää testattiin usealla eri operaatiovahvistimella, joista osa saatiinkin toimimaan kohtuullisesti. Kytkentä on kopioitu alan julkaisuista, ja sitä on käytetty onnistuneesti eri yhteyksissä.

Kytkenän jatkokehittäminen lopetettiin, kun edes resonanssipistettä ei pystytty havaitsemaan. Jatkokehityksessä kannattaisi kokeilla eri lukutaajuuksia. Myös tasasuuntauspiiristä kannattaisi tehdä toimintavarmempi lisäämällä kytkentään diodi ja käyttämällä kaksipuoleista käyttöjännitettä, jolloin voitaisiin pysyä operaatiovahvistimen määritellyllä toiminta-alueella. Myös operaatiovahvistimen takaisinkytkentä olisi mahdollisesti kannattanut tehdä vastuksella ja kondensaattorilla siten, että kondensaattori dominoi vahvistuksen lukutaajuudella, ja vastus estää operaatiovahvistimen offset-jännitteestä johtuvan tasajännitetason ryömimisen esivahvistimen sisäänmenossa.

#### **5.4 Vaihelukkiutuva vahvistin siltakytkettynä**

Seuraavaksi rakennettiin siltakytkentä, jota luettiin vaihelukkiutuvalla vahvistimella. Vaihelukkiutuvan vahvistimen avulla ylikuuluvat signaalit voidaan suodattaa helposti pois, vaikka ne olisivat samalla taajuudella kuin lukusignaali, sillä vahvistus ei ole riippuvainen ainoastaan taajuudesta, vaan myös vaiheesta. Kuvan 12 lohkoakaavio havainnollistaa piirin toimintaa (seur. s.). (Ks. Liite 4 Vaihelukkiutuvan vahvistimen piirikaavio ja piirilevykuva.)

Tarkkuuden parantamiseksi magnetometrin elektrodit on kytketty puolisillaksi siten, että niiden yhteinen piste on kiikun yläosa. Elektrodeihin syötetään samansuuruiset vastakaisvaiheiset signaalit, jolloin ne kumoavat toisensa sillan keskipisteessä eli kiikun alapinnassa, kun kapasitanssit ovat yhtä suuret. Kun kiikku liikkuu, toinen kapasitanssi suurenee, ja toinen pienenee, jolloin sillan keskipisteen signaalit eivät enää kumoa toisiaan, vaan sillan keskipisteessä pisteessä näkyy sinimuotoinen, mittaustaajuinen signaali. Kahden kapasitanssia hyödynnettäessä saavutetaan siis ideaalitalanteessa kaksinkertainen tarkkuus.



Kuva 12. Kaavio vaihelukkiutuvaan vahvistimeen perustuvan piirin toiminnasta

Pikofaradin kapasitanssin reaktanssi megahertsin lukutaajuudelle on noin 160 kilo-ohmia. Jotta lukuelektronikan esivahvistinaste ei häiritsisi mittausta, siinä tulee olla mahdollisimman suuri sisäänmenoimpedanssi. Esivahvistimeksi valittiin AD8065-operaatiovahvistin, negatiivisella takaisinkytkennällä. Toisin sanoen vahvistin toimii virtavahvistimena. Takaisinkytkennässä on pikofaradin kondensaattori sekä 3,3 megaohmin vastus rinnakkain. Jos takaisinkytkennässä ei olisi kapasitanssia, se vahvistaisi suuria taajuuksia enemmän kuin pieniä eli toimisi derivaattorina, mikä tekisi kytkennästä epästabiilin. 3,3 Megaohmin vastus varmistaa vahvistimen vaatiman bias-virran saannin.

Toisella vahvistinasteella voidaan vahvistaa signaalia. Vahvistinaste varmistaa, että saavutetaan tarpeeksi pieni lähtöimpedanssi vaihetta vertaavaa piiriä eli mikseripiiriä varten. Mikseripiirille tuodaan lukusignaalin kanssa samassa vaiheessa oleva referenssi sekä signaali toiselta vahvistinasteelta. Mikäli signaalit ovat samassa vaiheessa, piiri kokoaalto-tasasuuntaa toiselta vahvistinasteelta saamansa hyötysignaalin. Referenssisignaali kulkee vaiheensiirtopiirin läpi, jotta vahvistinasteiden aiheuttama vaihesiirto pystytään kompensoimaan. Signaalin vaihe luetaan vertaamalla toiselta vahvistinasteelta saatavaa signaalia referenssisignaaliin komparaattorilla. Komparaattori ohjaa mikseripiirin vahvistuksen positiiviseksi tai negatiiviseksi riippuen referenssisignaalin merkistä. Tällöin eri taajui-

set ja eri vaiheessa olevat signaalit vääristyvät ja kertoutuvat ylemmille taajuuksille. Myös megahertsin lukusignaali kertoutuu ylemmälle taajuudelle. Mikseripiirin toimintaa on kuvailtu tarkemmin AD630-piirin datalehdellä (ks. liite 8).

Varsinainen informaatio, joka signaalista halutaan lukea, on moduloitunut kokoaaltoasasuunnatun korkeataajuisen lukusignaalin amplitudiin. Haluttu informaatio on komponentin resonanssitaajuinen, joten alipäästösuodattamalla signaali saadaan informaatio luettavaan muotoon. Alipäästösuodatin on mitoitettu hieman resonanssitaajuuden yläpuolelle.

Vaihelukkiutuva vahvistin voidaan toteuttaa erilaisten kertojapiirien avulla. Tässä työssä vaihelukittuvan vahvistimen oleellisin komponentti, mikseri, on toteutettu kaupallisella AD630-piirillä. AD630:n ylärajataajuus on kaksi megahertsiä, kun sen avulla ei vahvisteta signaalia. AD630 on operaatiovahvistimiin ja passiivisiin komponentteihin verrattuna kallis (noin 17€ kappale). Lisäksi kytkentä vaatii paljon oheiskomponentteja ja muutaman operaatiovahvistimen, joten työssä tavoiteltu yksinkertaisuus ei toteudu hyvin vaihelukkiutuvalla vahvistimella. Piirin avulla voidaan kuitenkin helposti toteuttaa kädessä pidettävä prototyyppi. Lisäksi mittaustapa on erittäin tarkka, joten piiri sopii erinomaisesti magnetoimetrian analysointiin.

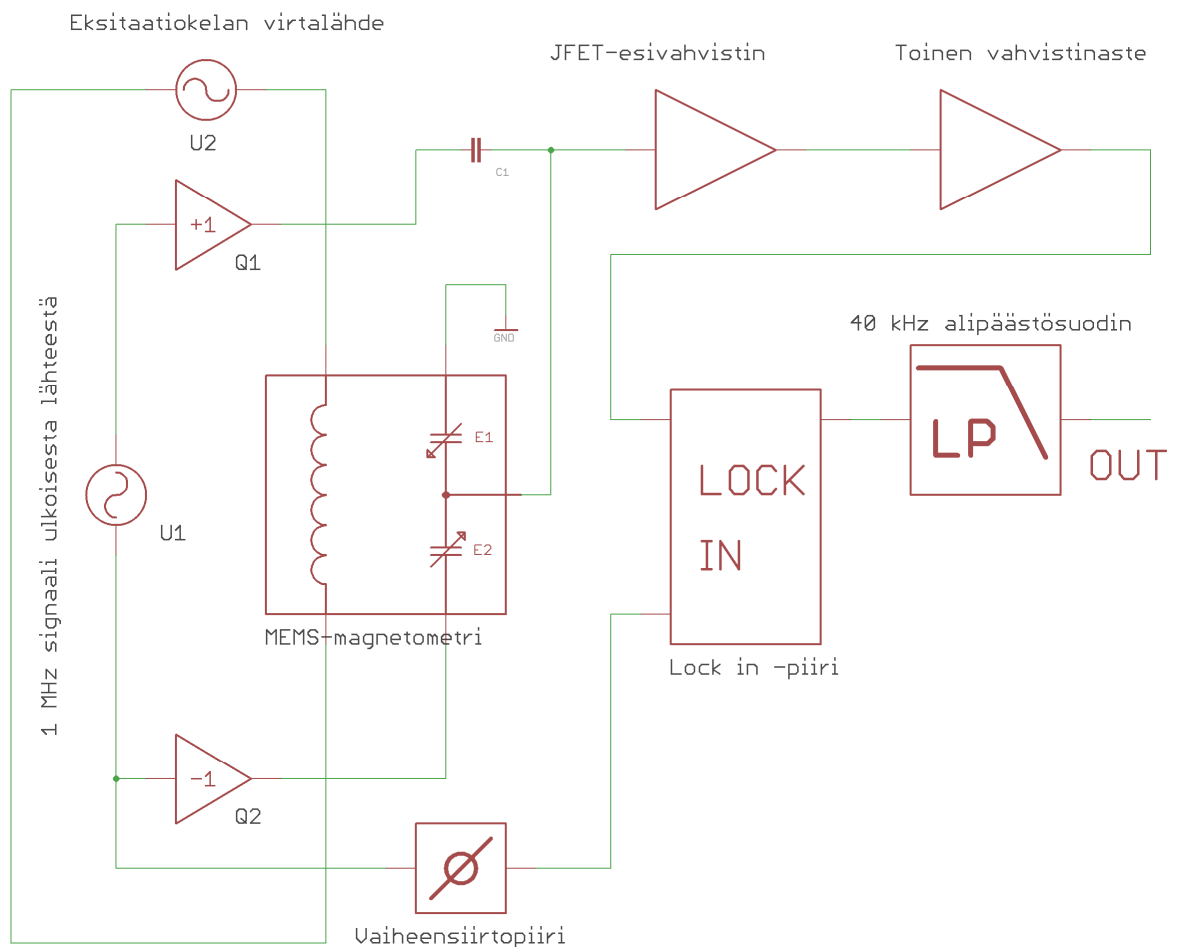
Komponentin kapasitanssien epätasapainon vuoksi piiriin rakennettiin myös kompensointimahdollisuus. Kompensointipiirin avulla kummalle tahansa puolen siltaa voitiin kytkeä toiminnallisesti säädettävä rinnakkaiskapasitanssi. Todellisuudessa piiri on monimutkaisempi kuin tavallinen säädettävä kapasitanssi, sillä riittävän tarkkoja ja pieniä säädettäviä kondensaattoreita ei valmisteta.

Piiri osoittautui toimivaksi. Sen käyttämiseen tarvitaan kuitenkin edelleen kaksi referenssisignaalia, joita ei ole vielä integroitu piiriin, vaan ne pitää tuottaa esimerkiksi funktiogeneraattoreilla. Ensiksi tarvitaan signaali virtalähteelle, joka tuottaa eksitaatiovirran magnetometrin kelalle. Toista signaalia käytetään varsinaisen lukusignaalin tuottamiseksi. Lukusignaalin taajuus on vapaavalintainen, mutta sen pitää kuitenkin olla huomattavasti suurempi kuin eksitaatiovirta, jotta ylikuulumisen vaikutus saataisiin mahdollisimman pieneksi. Virtalähteelle syötettävän signaalin tulee olla tarkasti eksitaatiotaajuudella, sillä suuren hyvyysluvun vuoksi magnetometrin resoluutio pienenee huomattavasti, mikäli eksitaatiovirta ei ole resonanssitaajuudella.



## 5.5 Vaihelukkiutuva vahvistin ilman siltakytkentää

Vaihelukkiutuva vahvistin toteutettiin myös siten, että komponentin lukemiseen käytettiin vain toista elektrodiä. Tämä tapa on lähtökohtaisesti huonompi, mutta soveltuu myös niiden komponenttien lukemiseen, joissa toiseen elektrodiin on tullut valmistusvirhe. Tätä lukutekniikkaa voidaankin käyttää lähinnä komponenttien tutkimiseen ja tarkempaan analysointiin esimerkiksi ylikuulumisen tutkimisessa. Kuvassa 13 esitetään lohkokaavio kyseisestä lukutavasta. (Ks. Liite 5 Vaihelukkiutuva vahvistin ilman siltaa piirikaavio ja piirilevykuva.)



Kuva 13. Kaavio piiristä, jossa luetaan vain toista sisäistä kapasitanssia vaihelukkiutuvan vahvistimen avulla

Lukuperiaate on hyvin samankaltainen edellisen kytkennän kanssa (ks. kuva 12 ja 13). Oleellisin ero on, että siltakytkennän toinen kondensaattori on ulkoinen komponentti, eikä MEMS-komponentin osa, kuten edellisessä kytkennässä. Lisäksi magnetometrin runko on eristetty maatasosta, ja piirilevyyn on jätetty optio kytkeä runkoon kompensointisignaali. Kompensointisignaalilla tarkoitetaan signaalia, jonka avulla virtalähteen ylikuulumisen

saataisiin minimoitua. Kompensointisignaali tulisi kelaan eksitaatiovirtaa syöttävältä virtalähteeltä. Virtalähde on etukäteen suunniteltu sopivaksi tähän tarkoitukseen.

Siltakytkentä on yhden kapasitanssin lukemista tarkempi lukumetodi, ja siksi piirin analysoimiseen ei käytetty aikaa. Piiri on kuitenkin testattu toimivaksi. Alun perin tätä kytkentää lähdettiin kokoamaan, kun edellisestä piiristä ei vielä ollut mittaustuloksia.

## **6 MAGNETOMETRIN JA LUKUELEKTRONIIKAN MITTAUKSIA**

### **6.1 MEMS-komponenttien mittauksia**

Tätä insinööriyötä varten oli käytössä yksi pii-kiekollinen magnetometrejä. Pii-kiekko on halkaisijaltaan 8 tuumaa, ja sille mahtuu noin tuhat MEMS-magnetometri-komponenttia. 13 magnetometriä liimattiin testilevyille. Anturit valittiin eri puolilta kiekkoa, jotta kaikki anturit eivät olisi viallisia, mikäli osa kiekosta olisi tuotannossa vioittunut.

MEMS-komponentin toimintakyky määritetään mittaamalla sen sähköisiä ominaisuuksia. Magnetometriin mittauksissa käytettiin apuna testauspiirilevyä, johon varsinaiset komponentin testialustat saatiin kätevästi kiinni. Testauspiirilevyt helpottavat työtä, mutta aiheuttavat vääristymää mittauksissa johtuen piirilevyjen hajakapasitansseista. Testauspiirilevyjen vaikutus mittauksiin tulee ottaa huomioon mittaustuloksia tarkasteltaessa.

Ehdottoman tarkkojen tuloksien saavuttaminen vaatisi laajempia mittauksia, jotta ensin tiedettäisiin testilevyn johdinratojen hajakapasitanssit jokaiseen muuhun johdinrataan nähden. Sen jälkeen voitaisiin mitata MEMS-komponentin sisäiset hajakapasitanssit. Hajakapasitanssien mittaaminen ei ole helppoa, sillä ylikuuluminen voi tapahtua useamman rakenteen kautta yhtä aikaa, ja testipiirilevyn vaikutus pitäisi kompensoida. Hajakapasitanssit voidaan myös määrittää teoreettisesti, mikä olisi tässä tapauksessa todennäköisesti helpompaa.

Näissä mittauksissa haluttiin ensisijaisesti kokeilla antureiden toimivuutta ja löytää kunkin anturin resonanssitaajuus. Resonanssipisteet eivät välttämättä ole samalla taajuudella kaikissa komponenteissa, sillä niiden sisäiset rakenteet saattavat erota toisistaan tuotantokäytön tekijöiden vuoksi.

### 6.1.1 Eksitaatiokelan eheys

Ensimmäisenä mitattiin eksitaatiokelojen toimivuutta. Eksitaatiokelan teoreettinen resistanssi on yhden komponentin ensimmäisen rakenteen kelalle 10 kilo-ohmin luokkaa ja toisen rakenteen kelalle noin 22 kilo-ohmia. Kelojen resistanssit mitattiin käyttämällä Fluke 175 yleismittaria. Kela oli poikki tai oikosulkeutunut osassa komponenteista.

Taulukko 1. Eksitaatiokelojen resistanssit

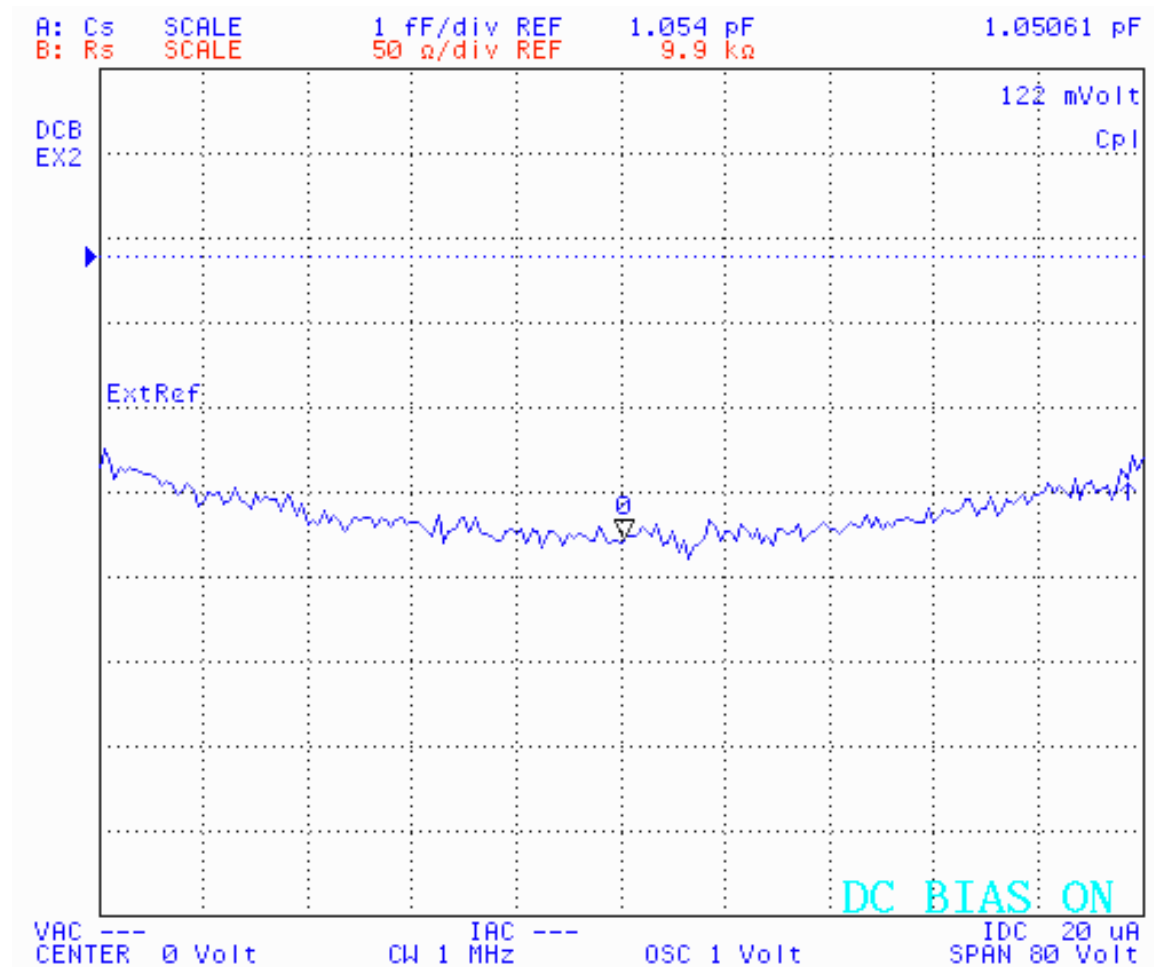
| Kelojen resistanssit |                            |                            |
|----------------------|----------------------------|----------------------------|
| Osa Nro.             | 1. kelan resistanssi / Ohm | 2. kelan resistanssi / Ohm |
| 1.0                  | 48 770                     | 14 370                     |
| 1.3                  | -                          | 16 730                     |
| 1.4                  | -                          | 13 980                     |
| 1.5                  | -                          | 15 090                     |
| 1.6                  | 43 380                     | 14 130                     |
| 1.8                  | -                          | 14 300                     |
| 2.0                  | -                          | 14 730                     |
| 2.2                  | -                          | 15 000                     |
| 2.3                  | -                          | 16 100                     |
| 2.4                  | 39 180                     | -                          |
| 2.5                  | 24 641                     | 11 740                     |
| 2.6                  | 87 200                     | 45 040                     |
| 2.7                  | 48 110                     | 11 510                     |

### 6.1.2 CV-käyrä

CV-mittauksessa mitataan kapasitanssin muutosta kahden elektrodin välillä, kun elektrodien välille muodostetaan tunnettu tasajännite. Kapasitanssi muuttuu, mikäli ainakin toinen elektrodi pääsee liikkumaan sähköstaattisen voiman vaikutuksesta. MEMS-komponentin mikromekaaninen rakenne siis yritetään saada taipumaan suunnitellusti sähköstaattisen voiman vaikutuksesta. Asetettua jännitettä kutsutaan biasointijännitteeksi.

CV-mittaus on helpoin tapa mitata monien mekaanisten rakenteiden toimivuus. Kapasitanssin muutoksesta voidaan laskea elektrodien etäisyyden muutos ja elektrodien välille muodostetusta jännitteestä voima, joka liikkeen aikaansaamiseksi vaadittiin. Rikkinäisessä anturissa taipumaa ei yleensä tapahdu tai käyrässä on vääristymiä.

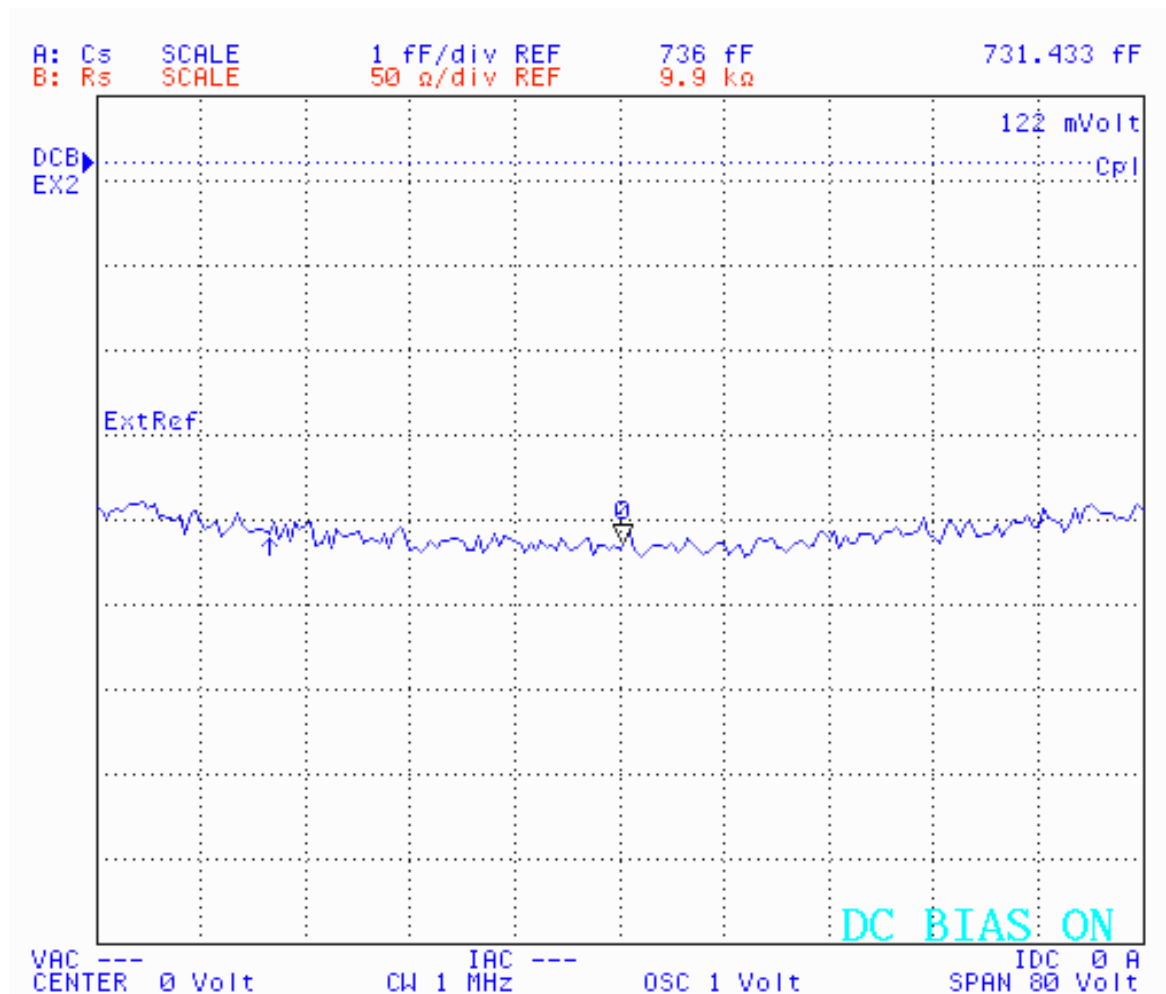
Mittaukset suoritettiin Agilent 4294A-impedanssianalysaattorilla, jolla saatiin asetettua elektrodien välille jännite -40 voltista +40 volttiin. Kapasitanssin mittaustaajuus oli 1 megahertsi ja mittausjännitteen amplitudi yksi voltti. Mittauksissa ei käytetty keskiarvoistusta. Kuvassa 14 esitetään mitattu CV-käyrä komponentin 2.4 elektrodille 1.



Kuva 14. Magnetometri 2.4:n, elektrodi 1:n CV-käyrä

Kuvan 14 ja 15 CV-käyrissä kapasitanssi esitetään pystyakselilla ja biasointijännite vaakakselilla. Vaaka-akseli alkaa -40 voltista, ja päättyy +40 volttiin. Jännite-asteikko on mittauksissa lineaarinen. Jokainen pystysuoran asteikon väli vastaa yhtä femtofaradia. Käyrän keskikohdassa kapasitanssin arvoksi on mitattu noin 1,05 pikofaradia. Kuten aikaisemmin mainittu, mittaukset on tehty testipiirilevyllä, joka vaikuttaa mittauksiin. Käyrästä katsoinkin lähinnä kapasitanssin muutosta eri jännitteillä, ei niinkään kapasitanssin arvoa lepotilassa. Magnetometri 2.4, elektrodi 1 kapasitanssin muutos 40 voltin biasointijännitteellä on käyrän mukaan täten luokkaa 1 femtofaradi.

Kuvassa 15 esitetään samoilla parametreilla ja samalla skaalalla mitattu käyrä saman osan toiselle elektrodille. Kuvasta päätellen ensimmäisen mittauksen taipuma oli selkeämpi. Käyrän muoto on likimain paraabeli pienillä jännitteillä, sillä sähköstaattinen voima on verrannollinen jännitteen neliöön. Kuvan 15 käyrän keskipisteessä kapasitanssin arvo on 731 femtofaradia, mikä poikkeaa komponentille lasketusta yhdestä pikofaradista. Testilevyn aiheuttamien hajakapasitanssien pitäisi vaikuttaa mittauksiin siten, että mittauksissa kapasitanssit näkyvät todellista suurempina.



Kuva 15. Magnetometri 2.4, elektrodi 2 CV-käyrä

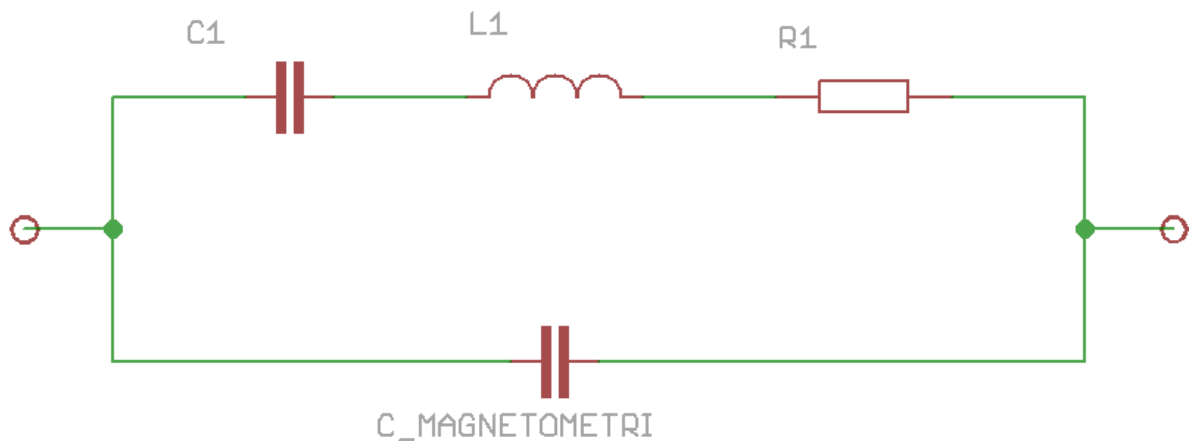
### 6.1.3 Kiinnivetojännite

Jos CV-mittausta olisi jatkettu riittävän suurelle jännitteelle, sähköstaattinen voima olisi taivuttanut kiikku-rakenteen kiinni magnetometrin runkoon, jolloin kapasitanssi ei olisi enää muuttunut. Tätä kutsutaan kiinnivetoilmiöksi. Kiinniveto usein rikkoo MEMS-komponentin. Magnetometriin on prosessoitu oksidipinnat, jotka estävät piirakenteiden osumisen toisiinsa kiinnivedossa, jotta voimakaskaan magneettikenttä ei tuhoaisi komponenttia. Teoriassa magnetometrin kiinnivetojännite on noin 100 voltia. Käytössä olleella impedanssianalysointorilla ei päästä kuin 40 volttiin, joten kiinnivetojännitteen määrittäminen ei onnistunut.

#### 6.1.4 Magnetometrin resonanssimittaukset ja hyvyysluku

Magnetometrin resonanssitaajuuden ja hyvyysluvun selvittämiseksi elektrodeille syötetään vaihtojännite, ja mitataan piirin vaste taajuusvälillä, jolle resonanssin tiedetään sijoittuvan. Vaihtojännite pyrkii heiluttamaan rakennetta kaksinkertaisella taajuudella vaihtojännitteen taajuuteen verrattuna, sillä vastakkaismerkkiset varaukset vetävät toisiaan puoleensa riippumatta siitä kummin päin ne syötetään elektrodeihin. Vaihtojännitteen lisäksi tulee siis syöttää bias-jännite eli toimintapisteen asettava tasajännite. Bias-jännite valitaan siten, että elektrodien välillä olevan jännitteen polariteetti ei käänny eli tasajännitteen tulee olla vähintään yhtä suuri kuin vaihtojännitteen amplitudi.

Resonanssitaajuuden määrittämiseksi mitattiin vaihe-ero ja impedanssin itseisarvo kiikun ja elektrodin väliltä. Kun komponentti on resonanssissa, kondensaattorin tilalle voidaan ajatella kuvan 16 kaltainen vastinpiiri.



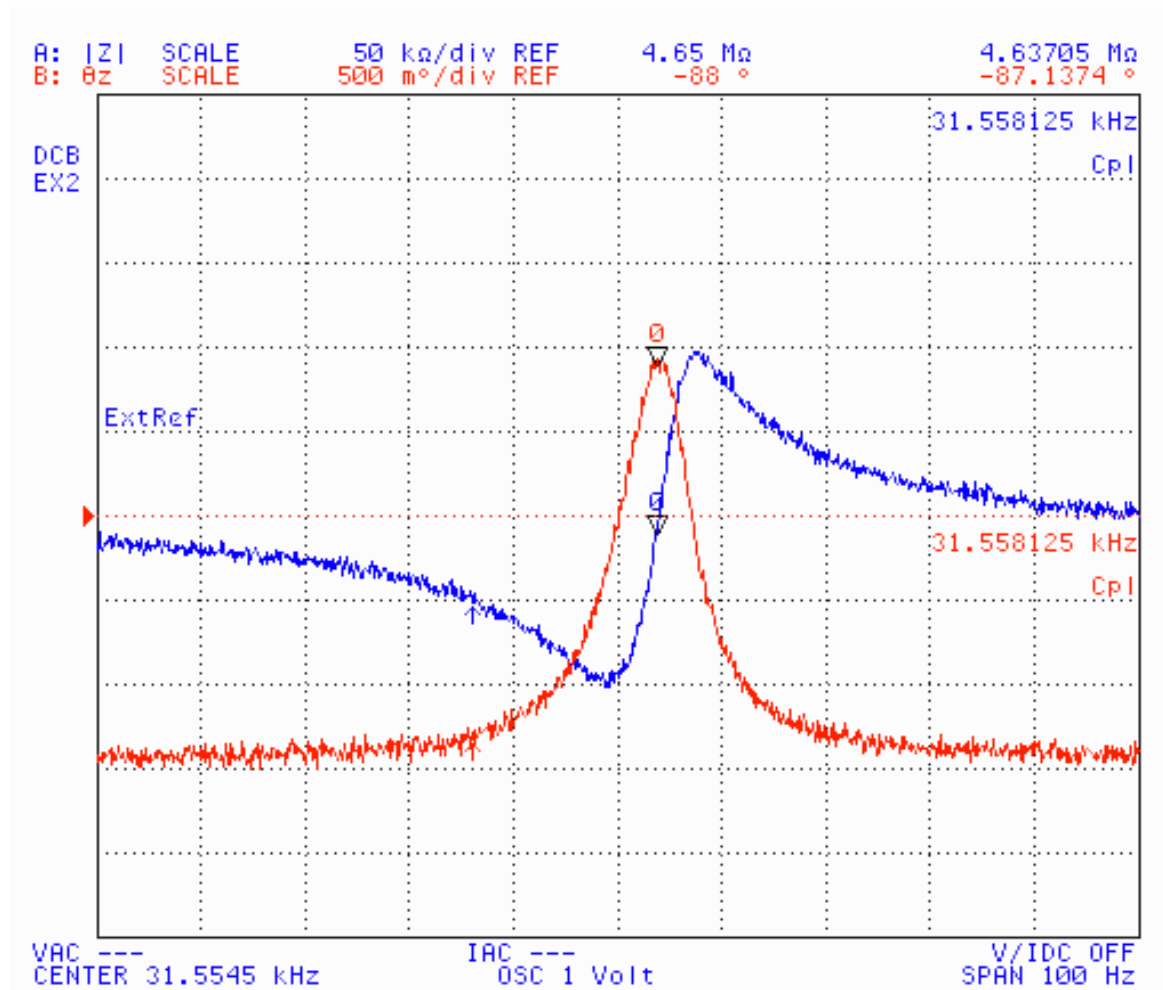
Kuva 16. Mekaanisen resonanssin sähköinen vastinpiiri

Kuvan 16 kondensaattorin C1 kapasitanssi C ja kelan L1 induktanssi L määräävät resonanssitaajuuden  $f_{res}$ , johon pätee kaava

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

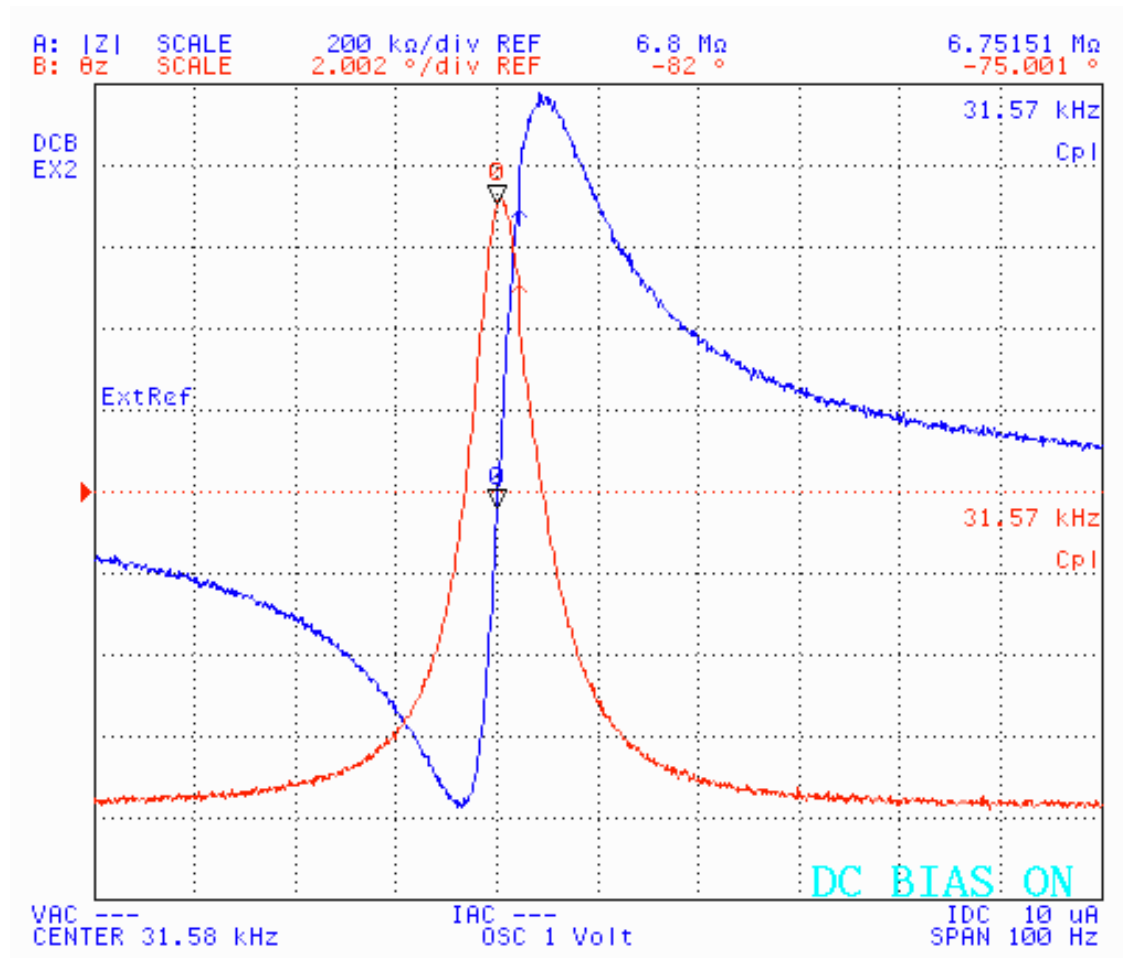
Resonanssissa komponentin vaihesiirto on pienimmillään, sillä sarjaan kytketyt kela ja kondensaattori muodostavat nollaimpedanssin ja ideaalisessa tapauksessa kaikki energia kulutetaan resistiivisesti vastuksessa R1. Tällöin kaikki kulutettu sähköenergia muutetaan rakenteen mekaaniseksi värähtelyksi. Resonanssitaajuus nähdään mittauksissa vaihesiirtokäyrän piikin sijainnista taajuusakselilla (kuvat 16 ja 17 punainen käyrä).

Kuvissa 17 ja 18 esitetään magnetometrin impedanssin taajuusvaste. Sininen käyrä esittää piirin impedanssia taajuuden funktiona. Punainen käyrä kertoo mitatun vaihesiirron eri taajuuksilla. Käyrien muodot selittyvät kuvan 16 mukaisen vastinpiirin kelan ja kondensaattorien rinnakkais- ja sarjaresonanssien avulla. Elektrodeille johdetun signaalin amplitudi on 1 voltti. Taajuusasteikon jakoväli on 10 hertsiä, ja skaalaus on mittaustuloksissa lineaarinen.



Kuva 17. Magnetometri 2.4:n elektrodilta 1 mitattu resonanssikäyrä

Vaihesiirron korkein kohta kertoo, millä taajuudella rakenne resonoi. Resonanssitaajuus kuvassa 17 esitetylle mittaukselle on 31,555 kilohertsiä. Kuvassa 18 resonanssiipiikki on hieman eri kohdassa, 31,570 kilohertsin kohdalla. Resonanssi on myös voimakkaampi, sillä kuvassa 18 on käytössä tiheämpi jakoväli pystyakselilla ja taajuusakselin jakoväli on sama kuin kuvassa 17.[3.]



Kuva 18. Magnetometri 2.4:n elektrodilta 2 mitattu resonanssikäyrä

## 6.2 Lukuelektronikan mittauksia

### 6.2.1 Helmholtzin kela

Lukuelektronikan mittauksia varten oli pystyttävä muodostamaan tunnettu homogeeninen magneettikenttä. Tähän tarkoitukseen VTT:llä oli aikaisemmassa MEMS-magnetometriin liittyneessä projektissa rakennettu Helmholtzin kela, joka esitetään kuvassa 19 (seur. s.). Rakennelmassa on kolme kela, X-, Y- ja Z-kelat. Kuhunkin kelaan voidaan syöttää virta toisistaan riippumatta. Kelan muodostama magneettikenttä syötetyn virran funktiona on selvitetty edellisissä projekteissa (ks. Liite 7).

Mittauksissa tulee ottaa huomioon myös maan magneettikentän vaikutus. Mittaukset olisi suositeltavaa tehdä tilassa, jonka läheisyydessä on mahdollisimman vähän ferromagneettisia materiaaleja, ja kohdistettavan magneettikentän tulisi mieluusti olla kohtisuora maan magneettikenttää vastaan, jolloin maan magneettikenttä vaikuttaisi mittaukseen mahdollisimman vähän. Mittaus olisi myös syytä tehdä useammassa mittauspisteessä, jotta ympä-



ristön mahdollinen vaikutus mittauksiin voitaisiin todeta mahdollisimman hyvin. Esimerkiksi rautarakenteet seinissä tai laboratoriopöydän materiaali saattavat vaikuttaa mittauksiin.



*Kuva 19. Helmholtzin kela. Rakennelman keskiosaan saadaan muodostettua kohtuullisen homogeeninen magneettikenttä johtamalla virtaa rakennelman ulkopinnoilla kulkeviin keloihin. Kentän suunta voidaan valita kolmiulotteisesti.*

Koska Suomessa magneettikentällä on voimakas maan pintaan nähden kohtisuora komponentti johtuen maan magneettivuon kaartumisesta maan pintaa kohden pohjoisessa ja etelässä. Paras tapa kohdistaa mitattava magneettikenttä anturille olisi itä-länsi-suunnassa, jolloin maan magneettikenttä ja eksitaatiokela olisivat kohtisuorassa toisiinsa nähden. Mittauksissa päädyttiin kuitenkin käyttämään pystysuoraa kenttää, sillä Helmholtzin kelan ja mittauselektroniiikan rakenne olisivat aiheuttaneet muita epävarmuustekijöitä mittaukseen. Komponentin pitää nimittäin myös pysyä paikallaan mitattavaan magneettikenttään nähden, eikä järjestely saa myöskään liikkua maan magneettikenttään verrattuna. Liitteessä 9 esitetään maan magneettikentän vaakasuoran komponentin voimakkuus. Yksikkönä liitteen kuvassa on nanotesla ja jokainen viivanväli vastaa tuhatta nanoteslaa.[12.]

Magnetometrin vaste magneettikentälle on lineaarinen, joten riittää kun mitataan suhteellisia kenttiä. Vaikka maan magneettikenttä summautuisikin mitattavaan magneettikenttään, se ei vaikuta lineaarisuuteen, jos se pysyy mittauksissa samansuuntaisena ja -suuruisena.

### 6.2.2 Tietokoneohjattu virtalähde

Helmholtzin kelaa ohjaamaan rakennettiin myös USB-väylään kiinnitettävä tietokoneohjattu virtalähde, jota ei kuitenkaan käytetty lopullisissa mittauksissa. Kyseessä on siis eri laite kuin MEMS-komponentin eksitaatiokelaa varten rakennettu jänniteohjattu virtalähde. Tietokoneohjatusta virtalähteestä on todellista hyötyä vasta, kun halutaan pitkiä mittaussarjoja, joissa on useampia muuttujia.

Virtalähteessä on PIC-mikrokontrolleri, joka kommunikoi tietokoneen kanssa USB-väylän kautta. Tietokoneelta lähetetään USB-väylän välityksellä haluttu virran arvo, jonka virtalähde syöttää kuormalle. Virtalähde oli suunniteltu toimimaan suurimmalla mahdollisella teholla Helmholtzin kelan kanssa. Virtalähde myös mittaa sarjavastuksen ja AD-muuntimen avulla kuinka suuri virta kuormaan saatiin synnytyksi ja vertaa sitä tavoitteen. Jos arvojen välillä ero on liian suuri, virtalähde lähettää vikakoodin tietokoneelle. Tiedon avulla voidaan lähinnä havaita irronneet johtimet. Samoin vikakoodi lähetetään, mikäli pyydetty virta on suurempi kuin virtalähteellä voi syöttää. Näin estetään pääteasteen ylikuumeneminen. Virtalähde on kotelointia myöten valmis ja se voidaan pienillä ohjelmamuutoksilla implementoida osaksi olemassa olevaa mittaushjelmaa, kun tarve vaatii. (Ks. Liite 6 USB-virtalähde kytkentäkaavio ja piirilevykuva.)

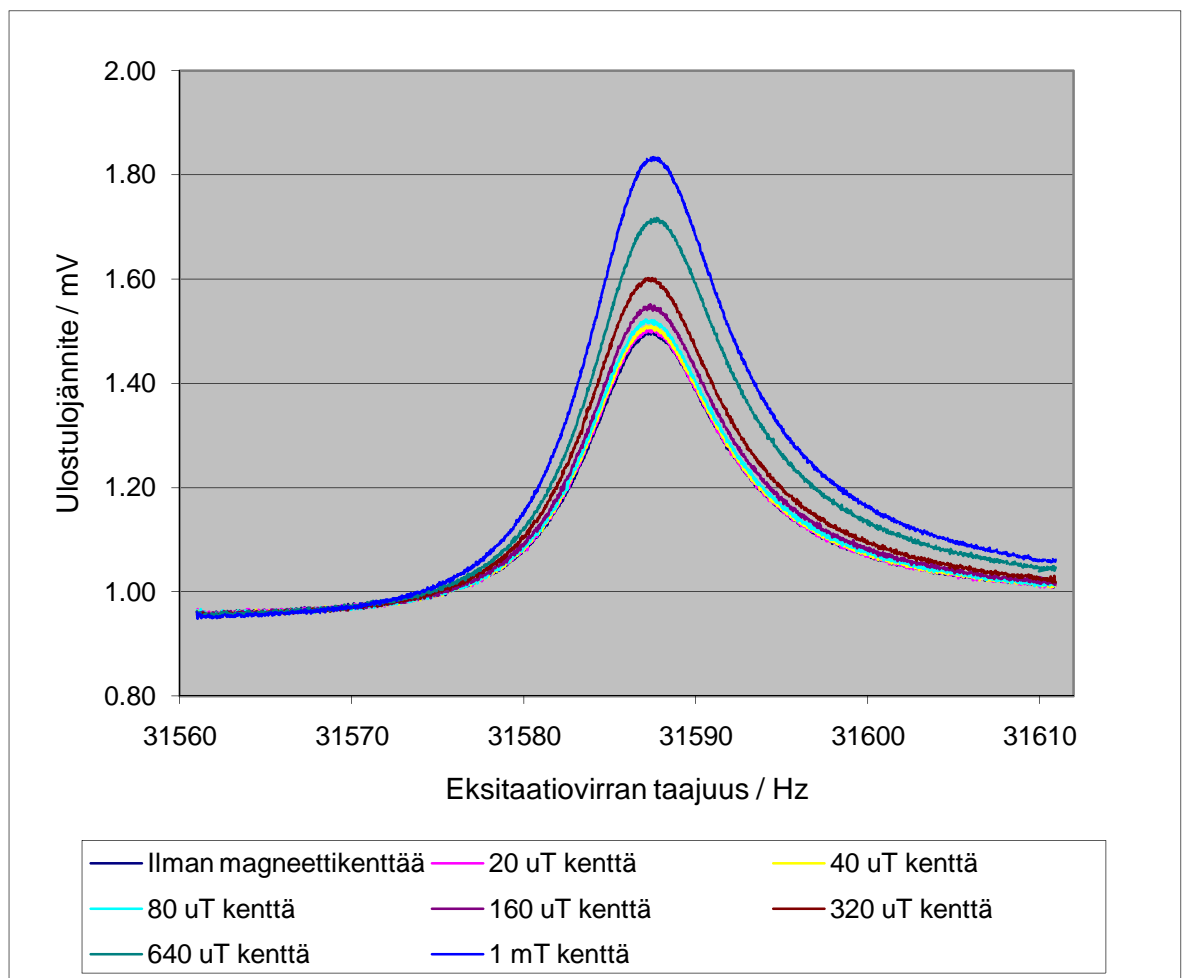
### 6.2.3 Magnetometrin magneettikenttävaste

Oleellisin mittaus lukuelektroniikan toiminnasta on piirin vaste magneettikentän voimakkuuden muutoksille. Mitattava komponentti oli testilevy numero 2.4. Testilevy oli kiinnitetty piirilevyllyttimellä lukuelektroniikkaan. Mitattava magneettikenttä muodostettiin kappaleessa 6.2.1 esitellyllä Helmholtzin kelalla.

Mittaukset suoritettiin HP 89410A vektorisignaalianalysoijalla. Analysoijassa on sisäänrakennettu funktiogeneraattori, jolla voidaan tehdä taajuuspyyhkäisy, eli muodostaa signaali, jonka taajuus muuttuu määrättyllä välillä. Tämä muuttuva taajuus asetetaan sopivalle taajuusvälille ja syötetään referenssisignaaliksi eksitaatiokämin virtalähteelle. Lisäksi amplitudi on säädettävä oikeaksi, sillä myös eksitaativirta on suoraan verrannollinen referenssisignaalin amplitudiin. Valitsemalla taajuusväli oikein mittaus osuu myös resonanssitaajuudelle. Lopputuloksena saadun käyrän huippupiste saattaa eri mittauksissa osua taajuusakselilla hieman eri kohtaan. Lopullisessa laitteessa eksitaativirta muuttuu resonanssitaajuuden lämpötilan vaihtelusta johtuvien muutosten mukana, jolloin taajuuspyyhkäisyä ei enää tarvitse tehdä.

Analysaattori on kiinnitetty tietokoneeseen GPIB-väylän kautta. Tietokoneessa on National Instrumentsin GPIB-sovitin, jolla yhteys saadaan muodostettua. Mittaustuloksien keräämiseen ohjelmoitiin LabView-lohkokaavio-ohjelmointiohjelmistolla sovellus, joka kommunikoi analysaattorin kanssa. Järjestely nopeuttaa mittaussarjojen tekemistä, sillä toinen vaihtoehto olisi tallentaa tiedot levykkeelle. Levykettä luetaan erityisellä muunnosohjelmalla, joka muuttaa tallennetun tiedoston formaatin luettaviksi ASCII-merkeiksi. Muunnosohjelman käyttäminen on hidasta ja epävarmaa lukuisten säädettävien parametrien vuoksi.

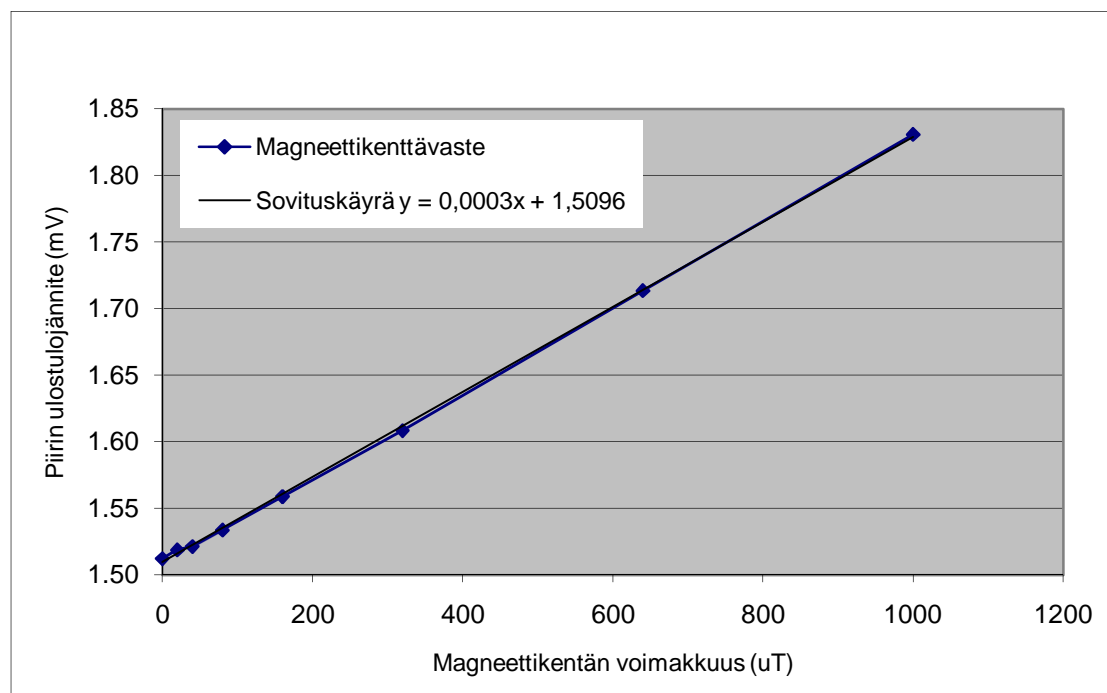
Kuvassa 20 esitetään lukuelektroniikan ulostulojännitteen taajuusvaste eri ulkoisen magneettikentän voimakkuuksilla. Käyrämuodosta nähdään, että resonanssitaajuudella ulostulosignaali voimistuu, ja että ulostulojännitteen erot eri magneettikentän voimakkuuksilla ovat selkeämmin luettavissa resonanssitaajuudella.



Kuva 20. Magnetometripiirin taajuusvaste eri magneettikentille. Korkein käyrä kuvaa vastetta voimakkaimmalle kentälle, matalin käyrä vastetta ilman ulkoista kenttää.

Kuvan 20 käyrien maksimiarvoista voidaan piirtää taulukko, jonka vaaka-akselilla on magneettikentän voimakkuus, jolla käyrä on piirretty, ja pystyakselilla lukuelektroniikan ulostulojännitteen tehollisarvo. Ekstitaativirräksi asetettiin 100 mikroampeeria. Käyrän maksimiarvon siirtymisestä taajuusakselilla nähdään resonanssitaajuuden epävakausta. Suhteellinen muutos taajuudessa ei ole suuri. Muutos on vain muutama hertsi, mutta resonanssin suuren Q-arvon takia se pitää ottaa huomioon, jotta mittaustuloksista saadaan tarkkoja.

Kuvasta 20 nähdään resonanssin vaikutus anturin erottelukykyyneen. Aivan taajuusakselin alkupäässä 31 565 Hz kohdalla vastekäyrät ovat lähestulkoon päällekkäin, joten magneettikentän muutoksen vaikutus ulostulosignaaliin hukkuu kohinaan. Jos ekstitaativirta ei pysy resonanssitaajuudella, anturin ulostulosignaali pienenee resonanssipiikin siirtyessä, mikä olisi virheellisesti tulkittavissa magneettikentän muutokseksi. Kuvassa 21 esitetään piirin ulostulojännite ulkoisen magneettikentän funktiona.

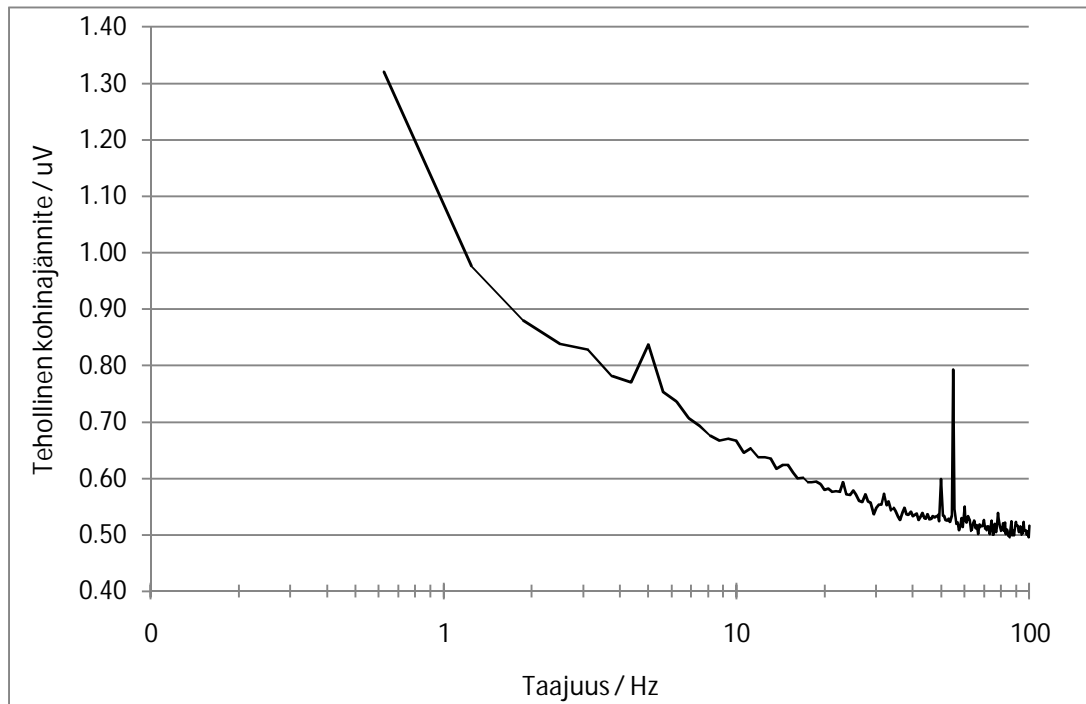


Kuva 21. Piirin vaste magneettikentälle

Kuvan 21 käyrästä nähdään, että vaste on lineaarinen. Epälineaarisuus käyrän alkupäässä johtuu ekstitaatiokelalta elektrodeille ylikuuluvan jännitteen aiheuttamasta sähköstaattisesta voimasta.

#### 6.2.4 Lukuelektroniikan kohinamittaukset

Myös vahvistimen kohinamittaukset suoritettiin HP 89410A -vektorisignaalianalysaattorilla. Analysaattori taajuuskaista ulottuu tasavirrasta 15 megahertsiin saakka. Laite osaa mitata myös suoraan tehollisen kohinan spektrin hertsin taajuuskaistalle kussakin pisteessä, mikä nopeuttaa mittauksia.



Kuva 22. Piirin kohinaspektri. Mittauselektroniikan ulostulossa näkyvä kohina mittaustilanteessa taajuusalueella 0 Hz - 100 Hz.

Kuvassa 22 on esitetty piirin kohinaspektri tasajännitteestä 100 hertsiin saakka. Jokainen piste vastaa kohinajännitettä yhden hertsin kaistalla vaaka-akselin osoittamalla taajuudella. Mittauksissa käytettiin samaa LabView-ohjelmaa kuin resonanssimittauksissa, sillä se sopi tehtävään ilman muutoksia. Integroimalla kohinaspektriä neliöllisesti saadaan piirin tehollinen kohina tietylle kaistanleveydelle. Taulukossa 2 ilmoitetaan piirin teholliset kohinat eri kaistanleveyksille:

Taulukko 2. Piirin kohina eri kaistanleveyksillä

| BW / Hz | Kohina / mV |
|---------|-------------|
| 2       | 1.52        |
| 5       | 2.06        |
| 10      | 2.58        |
| 100     | 5.75        |

Anturin mekaanisen värähtelyn asettumisaika  $\tau$  saadaan kaavasta

$$\tau = \frac{4}{\pi} * \frac{Q}{f_{res}} \quad (7)$$

Hyvyyysluku  $Q$  on anturissa noin 1 000 ja resonanssitaajuus  $f_{res}$  on 30 kilohertsin luokkaa. Hyvyyysluku voidaan laskea myös kuvien 16 ja 17 käyristä. Samoista käyristä nähdään myös resonanssitaajuus. Kun anturia käytetään resonanssitaajuudella, kaavan 7 mukaan mekaanisen värähtelyn, ja samalla anturin mittaustuloksen asettumisajaksi saadaan noin 30 millisekuntia, mikä vastaa noin 30 hertsin taajuudella tapahtuvia muutoksia. Magnetometri ei siis reagoi tarkasti yli 30 Hz, joten mittaускаistakin kannattaa valita matalammaksi kuin 30 hertsiä, jotta kohinan vaikutus mittaustulokseen on mahdollisimman pieni. Jos magnetometriä ei käytetä resonanssitaajuudella, mittaustaajuus voidaan nostaa resonanssitaajuuteen saakka.

#### 6.2.5 Magnetometrin resoluutio

Magneettikentän voimakkuutta mittaavan piirin resoluutio voidaan laskea, kun tiedetään lukuelektroniikan ulostulon tehollinen kohina sekä piirin vaste magneettikentälle. Resoluutiolla tarkoitetaan pienintä mahdollista havaittavaa muutosta magneettikentässä. Resoluutio lasketaan aina tietylle kaistalle, sillä myös tehollinen kohinajännite riippuu kaistanleveydestä. Laajakaistaisessa mittauksessa ilmenee enemmän kohinaa, jolloin resoluutio on pienempi. Resoluutio voidaan laskea kaavasta

$$Resoluutio = \frac{U_{KOHINA}}{\Delta U / \Delta B} \quad (8)$$

$\Delta U / \Delta B$  tarkoittaa piirin vastetta magneettikentälle, jonka on aikaisemmin todettu olevan  $0,32 \mu V / \mu T$ . Kaistanleveydestä riippuen saadaan taulukon 3 mukaiset resoluutiot piirille.

Taulukko 3. Piirin resoluutio eri kaistanleveyksillä kaavan 8 mukaan

| BW / Hz | Kohina / mV | Resoluutio / $\mu T$ |
|---------|-------------|----------------------|
| 2       | 1.52        | 4.75                 |
| 5       | 2.06        | 6.42                 |
| 10      | 2.58        | 8.06                 |
| 100     | 5.75        | 18.0                 |

## 7 POHDINTA

### 7.1 Magnetometrin rakenne

Testatuista 13 anturista ainoastaan yksi toimi kohtuullisesti. Piikiekko, jolta anturit otettiin oli ensimmäiseltä onnistuneelta tuotantokierrokselta. Jos valmistusta jatketaan, saanto varmasti paranee.

#### 7.1.1 *Epäsymmetrisyys komponentin mekaanisessa resonanssissa*

Mittauksissa komponentti saatettiin resonoimaan sähköstaattisen voiman avulla. Mittaus suoritettiin saman komponentin molemmille elektrodeille. Resonanssitaajuuden pitäisi olla sama riippumatta siitä, kummalta elektrodilta mitataan, sillä molemmat elektrodit ovat kiinni samassa kiikussa. Monissa komponenteissa mitattujen elektrodien välillä oli selkeä ero resonanssitaajuuksissa, mikä viittaa vialliseen komponenttiin.

#### 7.1.2 *Eksitaatiokelan resistanssi*

Eksitaatiokelan suuri resistanssi lisää ylikuulumista eksitaatiokelalta kiikun elektrodeille, sillä saman virran aikaansaamiseksi vaaditaan suurempi eksitaatiojännite. Resistanssi lisää myös komponentin sähkönkulutusta. Useissa MEMS-sovelluksissa vaaditaan erittäin pientä sähkönkulutusta, sillä sovelluskohteet ovat usein akkukäyttöisiä. Eksitaatiokelan resistanssia voitaisiin pienentää leventämällä johdinratoja. Johdinratojen leventäminen kuitenkin pienentäisi kelan kierrosten määrää. Johdinratojen resistanssia saadaan mahdollisesti pienennettyä kun tuotantotekniikka kehittyy, ja piihin seostetusta kelasta saadaan materiaalivalinnoin paremmin sähköä johtava.

#### 7.1.3 *Kiikun maataso*

Eksitaatiokelan ja elektrodien ylikuulumista voitaisiin vähentää myös lisäämällä kiikkurakenteeseen suojakilpi hajakapasitanssien reitille. Suojakilven valmistaminen on tuotannollisestikin mahdollista.

#### 7.1.4 *Magnetometrin asettumisaika*

Jos anturia käytetään resonanssitaajuudella, näytteenottotaajuus voi olla korkeintaan 30 Hz. Sähköverkon tehonmittauksissa näytteenottotaajuuden tulisi olla huomattavasti suurempi, sillä sähköverkon taajuus on 50 Hz. Tehonmittauksissa anturia pitäisi käyttää resonanssitaajuuden ulkopuolella, jolloin näytteenottotaajuutta voitaisiin kasvattaa aina resonanssitaajuuteen asti.

Näytteenottotaajuutta voidaan kasvattaa myös huonontamalla anturin Q-arvoa, jolloin myös resoluutio resonanssitaajuudella laskee. Q-arvon pienentäminen onnistuu esimerkiksi vaimentamalla värähtelyä lisäämällä kaasua anturin tyhjiökammioon. Jos anturin tarkkuus halutaan säilyttää, voidaan lukuelektroniikka toteuttaa myös siten, että elektroniikka pyrkii pitämään kiikun liikkeen amplitudin vakiona, jolloin magneettikentän voimakkuus voidaan lukea liikkeen amplitudin vakioimiseen tarvittavasta voimasta.

## 7.2 Resonanssiin lukittuminen

Lukuelektroniikan toteutuksessa päädyttiin käyttämään *lock in* -vahvistinta, jossa käytettiin 900 kilohertsin taajuista signaalia kapasitanssin mittaamiseen. Lukutaajuudelle tarkoitettu referenssisignaali on siis helppo integroida piirilevyyn, mutta eksitaatiovirran pitäminen resonanssitaajuudella on ongelmallisempaa, sillä resonanssipiste siirtyy helposti lämpötilan vaikutuksesta. Resonanssitaajuuden hajonta komponenttien välillä hankaloittaa myös mitoitusta. Laajalla taajuuskaistalla lukittuva piiri on epätarkempi kuin pienelle kaistalle suunniteltu piiri.

Nykyisin mittaukset tehdään taajuuspyyhkäisyllä, jolloin osutaan aina resonanssitaajuudelle. Resonanssiin lukittuvan piirin rakentaminen on seuraava askel lukuelektroniikan kehityksessä. Lisäksi voitaisiin rakentaa piirilevy, johon kytketään ainoastaan käyttöjännitteet, ja piirin ulostulossa näkyy magneettikentän voimakkuus helposti luettavana jännitetietona. Kuvailun kaltaisen piirin avulla voitaisiin rakentaa laite, jolla olisi helppo esitellä MEMS-magnetometrin toimintaa.

## 7.3 Lukuelektroniikan ja magnetometrin kohina

### 7.3.1 Kohinaspektri

Matalilla taajuuksilla kuvan 22 kohinaspektrissä näkyy voimakas piikki 50 hertsin kohdalla, piikki on todennäköisesti häiriö, joka kytkeytyy mittaussjärjestelyyn sähköverkosta, eikä ole varsinaisesti piirin aiheuttama. Todennäköisin kytketymissyy on maalenkki, sillä funktiogeneraattorin ja analysaattorin maapisteet kytketään toisiinsa sekä sähköverkon että mitattavan laitteen kautta. Häiriöt saatiin minimoitua, kun muodostuneen maalenkin pituutta lyhennettiin ja ylimääräiset loisteputkivalaisimet sammutettiin. Lopullisessa laitteessa samankaltaisia maalenkkejä ei syntyisi, sillä kaikki signaalit generoitaisiin samalla piirilevyllä.



Kohinaspektrissä näkyy piikki myös 5 hertsin kohdalla. Piikin alkuperää yritettiin selvittää sulkemalla samassa tilassa olleita sähkölaitteita, mutta häiriölähdettä ei kyetty paikallistamaan. Tämä matalataajuinen häiriö saattaa olla lähtöisin lukuelektroniikasta tai mittauslaitteesta.

Lukuelektroniikan toimivuutta testattiin ainoastaan ensimmäisellä toimivaksi todetulla anturilla. Myöskään elektroniikan komponentteja ei ole koitettu vaihtaa vähäkohinaisempiin. Jatkokehityksellä lukuelektroniikan resoluutiota voitaisiin varmasti parantaa yksinkertaisin keinoin.

### *7.3.2 Kohinan pienentäminen*

Lukuelektroniikan kohinaa voitaisiin pienentää korvaamalla signaaligeneraattorilta saatava 900 kHz referenssisignaali piirin sisäisellä vähäkohinaisella referenssisignaalilla. Myös eksitaatiovirtaa syöttävän mittalaitteen kohina näkyy mittaustuloksessa, sillä se kytkeytyy esivahvistimelle voimakkaasti hajakapasitanssien kautta.

Siltakytkentään muodostetaan lukusignaali samassa vaiheessa kuin referenssisignaali, sekä vastakkaisvaiheisena operaatiovahvistimien avulla. Korvaamalla operaatiovahvistimet muuntajilla, päästäisiin eroon operaatiovahvistimien aiheuttamasta kohinasta. Muuntajien avulla saavutettaisiin myös täsmällisemmin 180 asteen vaihesiirto, mikä on tärkeää siltakytkennän tehokkaassa hyödyntämisessä.

AD630-mikseripiiri toimii lukuelektroniikassa lähellä maksimitaajuuttaan, joten myös sen toiminta saattaa aiheuttaa vääristymistä ja häiriöitä ulostulosignaaliin. Signaalin jännitetaso nostaminen ennen mikseripiiriä saattaisi helpottaa piirin toimintaa. Jännitetaso nostaminen myös pienentäisi mikseripiirin kohinan vaikutusta ulostulosignaaliin.

Kohinalähteitä voi paikallistaa irrottamalla kytkennästä eksitaatiovirtalähteen tai lukusignaalin. Myös esivahvistimen ja toisen vahvistinasteen vahvistusta muuttamalla voidaan tehdä päätelmiä kohinan alkuperästä. Jos esimerkiksi kohina kaksinkertaistuu, kun esivahvistimen vahvistus kaksinkertaistetaan, voidaan päätellä, että kohina kytkeytyy piiriin pääasiassa ennen esivahvistinta.

## **7.4 Lukuelektroniikan resoluutio**

Tarkkuuden parantaminen kertyneen tietämyksen ja toimivan piirilevyn pohjalta pitäisi olla helppoa. Ensimmäisenä tulisi selvittää kohinan taajuusspektrin epämääräiset piikit. Piikit saattavat johtua esimerkiksi lähellä maksimitaajuuttaan toimivasta operaatiovahvistimesta.

Kohina lukuelektroniikan ulostulossa on voimakasta, ottaen huomioon piirin pienen vahvistuksen. Selvittämällä kohinalähde resoluutiota voitaisiin todennäköisesti parantaa.

Lukuelektroniikan tarkkuus on noin kymmenesosa ideaalisesta tapauksesta, mikä johtuu myös siitä, ettei yhdessäkään komponentissa ollut täysin toimivaa kiikkurakennetta. Tältä pohjalta on kuitenkin hyvä parantaa tarkkuutta, tai rakentaa demolaitte pienemmällä tarkkuudella. Lukuelektroniikan komponenttivalinnoilla resoluutiota saataisiin todennäköisesti paremmaksi. Operaatiovahvistimien kohinat tosin olivat komponenttien datalehdillä ilmoitettu niin mataliksi, ettei niillä pitäisi olla vaikutusta mittauksiin. Eniten vaikuttava osa saattaa olla mikseripiiri AD630, jolle kohina-arvoja ei ollut ilmoitettu yksiselitteisesti.

Seuraavilla tuotantokierroksilla magnetometri saattaa vielä muuttua rakenteellisesti, esimerkiksi kelan sarjaresistanssin osalta. Lukuelektroniikan ja demolaitteen jatkokehityksen kannalta olisi hyvä, että komponentin rakenne olisi lähellä tavoiteltua. Lukuelektroniikkaa ei ole välttämättä kannattavaa optimoida komponentille, joka tulee vielä muuttumaan. Lukuelektroniikan perusidea ja demolaitteen muut osat kannattaa rakentaa ensin, ja optimoida piirit vasta, kun seuraavan tuotantokierroksen magnetometrit saadaan käyttöön.

## 8 YHTEENVETO

Työssä päädyttiin toteuttamaan MEMS-magnetometrin lukuelektroniikka *lock in* -vahvistimella. Suurin ongelma oli komponentin pienestä koosta johtuva suuri sisäinen hajakapasitanssi, joka aiheutti voimakasta ylikuulumista erityisesti eksitaatiokelalta kiikun elektrodeille. Ylikuulumisen hyvänä puolena on, että rakenne värähtelee myös nollamagneettikentässä ja magneettikenttä muuttaa värähtelyä tämän toimintapisteen ympärillä. *Lock in* -vahvistimella ylikuulumisen vaikutus mittaustulokseen saatiin minimoiduksi, mutta kytkennästä tuli monimutkaisempi kuin alun perin oli suunniteltu.

Komponentin mekaaninen resonanssitaajuus muuttuu voimakkaasti lämpötilan vaikutuksesta. Seuraava askel piirin kehityksessä on komponentin resonanssitaajuuden havaitseva piiri, jonka avulla mittaus pysyy resonanssitaajuudella. Kun piiri lukittautuu resonanssiin, ei enää tarvita ulkoisia mittausrakenteita, jolloin on helppo rakentaa magnetometrin toimintaa havainnollistava demonstraattoriipiiri.

Kompassipiiriksi lukuelektroniikan resoluutio ei riitä, mutta esimerkiksi sähköverkon kunnon valvontaan tai yksinkertaisiin virtamittauksiin resoluutio on riittävä. Seuraavan tuotantokierroksen myötä saadaan paremmin toimivia antureita, joilla todennäköisesti saavutetaan parempi resoluutio.

## LÄHTEET

- [1] Kyynäräinen Jukka, Saarilahti Jaakko, *Mikromekaanisen kompassin kehittäminen*. 2005. VTT tutkimusraportti TTE7-2005-10.
- [2] Kärkkäinen Anna-Maija, *MEMS based voltage references*. VTT, Espoo. 1998. ISBN: 951-38-6859-1
- [3] Kaajakari Ville, *Practical MEMS*. Small Gear Publishing. 2009. ISBN: 098-22-9910-9
- [4] VTI Technologies Oy, *Chip-on-MEMS - Heterogeneous Integration of MEMS And Circuits* [verkkodokumentti]. Saatavissa: <http://www.vti.fi/>. Luettu 25.11.2010.
- [5] Yole Developpement, *Status of the MEMS Industry* [tutkimusraportti]. 2010. Saatavissa: <http://www.i-micronews.com/reports/Status-MEMS-Industry/159/>.
- [6] Lerner Research Institute Department of Biomedical Engineering, *BioMEMS* [verkkodokumentti]. Saatavissa: <http://www.lerner.ccf.org/bme/biomems/>. Luettu 25.11.2010.
- [7] VTT, *MEMS - Microelectromechanical systems* [verkkodokumentti]. Saatavissa: [http://www.vtt.fi/research/technology/mems\\_microelectromechanics.jsp](http://www.vtt.fi/research/technology/mems_microelectromechanics.jsp). Luettu 25.11.2010.
- [8] University of California, Department of Medical Engineering, *Stability and Resolution Analysis of a Phase-Locked Loop Natural Frequency Tracking System for MEMS Fatigue Testing* [tutkimusraportti]. 2002
- [9] Burke Harry E., *Handbook of Magnetic Phenomena*. Van Nostrand Reinhold Company Inc. 1986. ISBN: 0-442-21184-8
- [10] Bratland T. ym. *A New Perspective on Magnetic Field Sensing* [verkkodokumentti]. Honeywell Solid State Electronics Center. 1998. Saatavissa: [http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/new\\_pers.pdf](http://www.ssec.honeywell.com/magnetic/datasheets/new_pers.pdf).
- [11] Nobel Web AB, *The Nobel Prize in Physics 2007* [verkkodokumentti]. Saatavissa: [http://nobelprize.org/nobel\\_prizes/physics/laureates/2007/](http://nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/2007/). Luettu 21.12.2010.
- [12] US Dept of Commerce, The National Geophysical Data Center (NGDC), *World Magnetic Model 2010 Report* [tutkimusraportti]. 2010. Saatavissa: [http://www.ngdc.noaa.gov/geomag/WMM/data/WMM2010/WMM2010\\_Report.pdf](http://www.ngdc.noaa.gov/geomag/WMM/data/WMM2010/WMM2010_Report.pdf).

**LIITTEET**

Liite 1. ekstitaativirtalähteen piirikaavio ja piirilevykuva

Liite 2. Relaksaatio-oskillaattorin piirikaavio ja piirilevykuva

Liite 3. tasasuuntauspiirin piirikaavio ja piirilevykuva

Liite 4. vahvistimen piirikaavio ja piirilevykuva

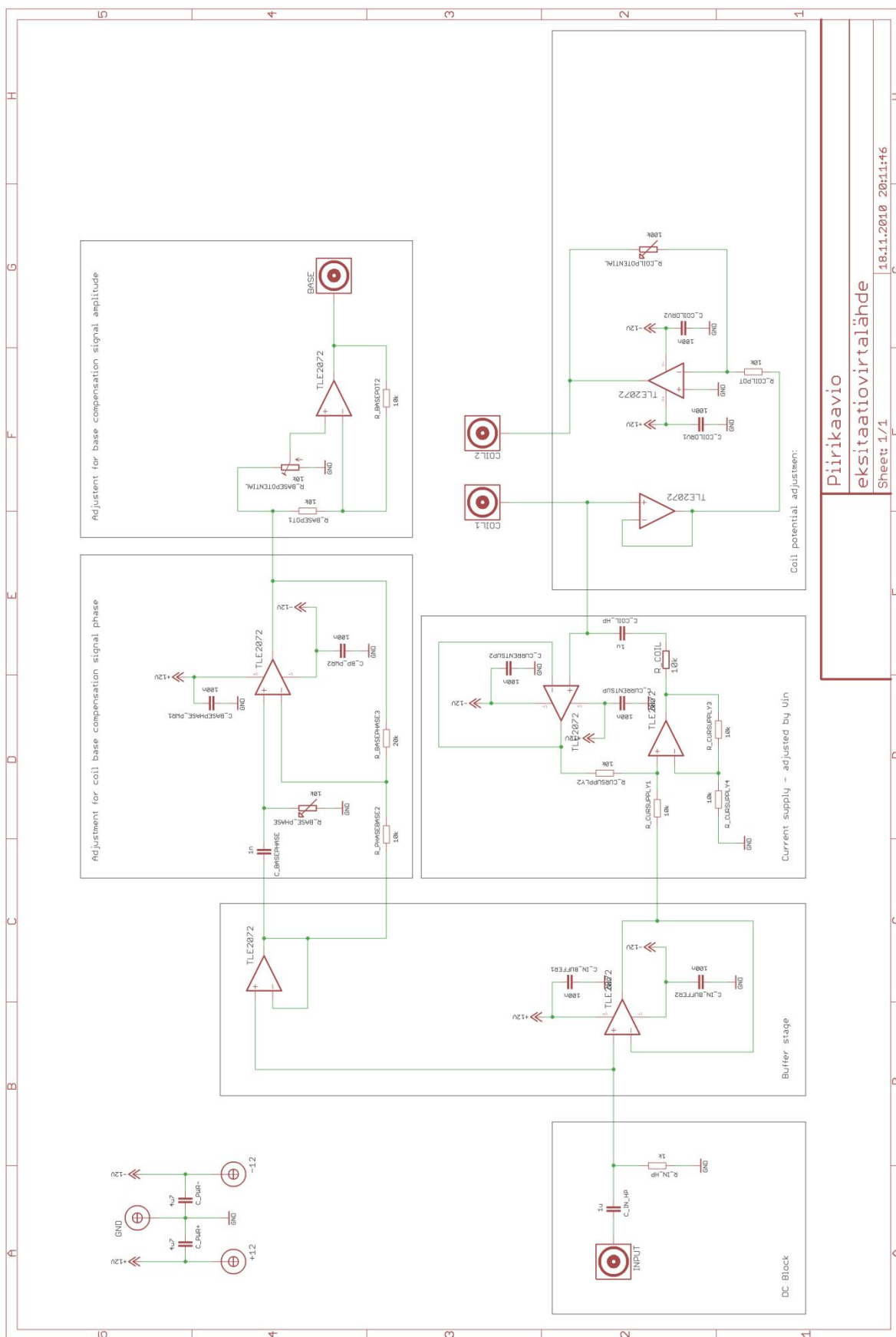
Liite 5. vaihelukkiutuva vahvistin ilman siltaa piirikaavio ja piirilevykuva

Liite 6. USB-virtalähde kytkentäkaavio ja piirilevykuva

Liite 7. Helmholtzin kelan muodostama magneettikenttä virran funktiona

Liite 8. AD630-mikseripiirin datalehti

Liite 9. maan magneettikentän vaakasuora komponentti

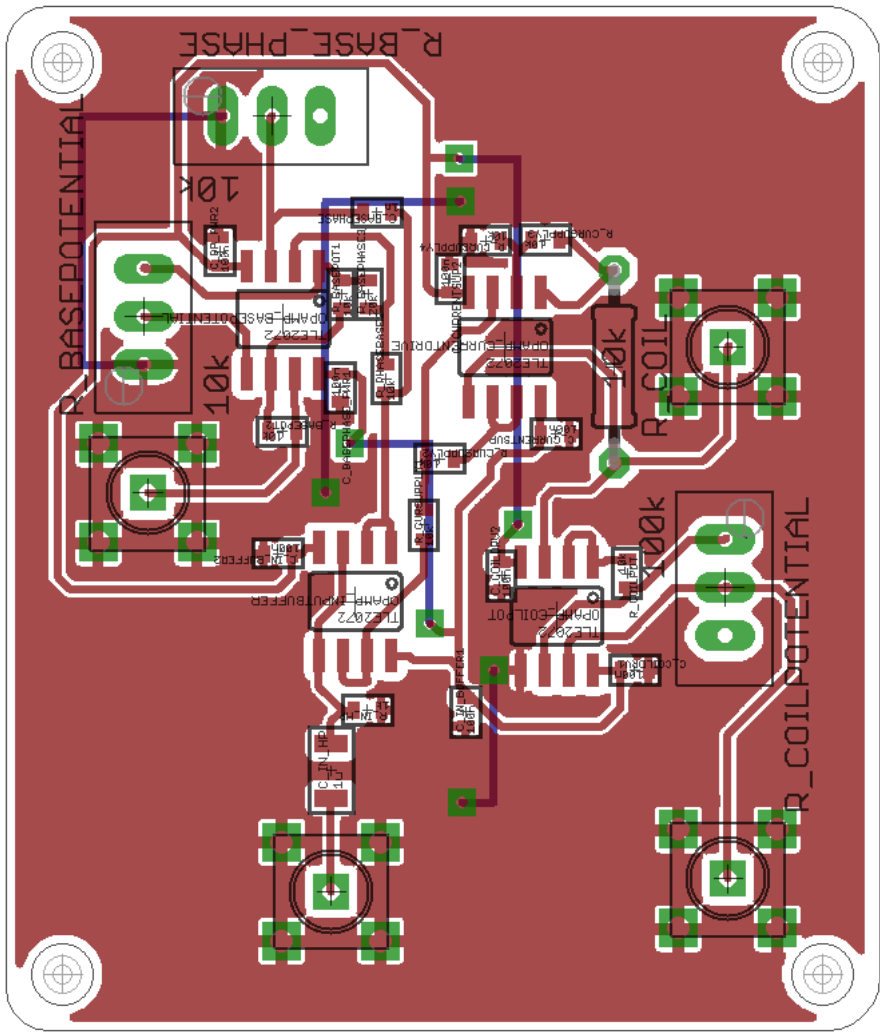


Piirikaavio

eksitaatiovirtalähde

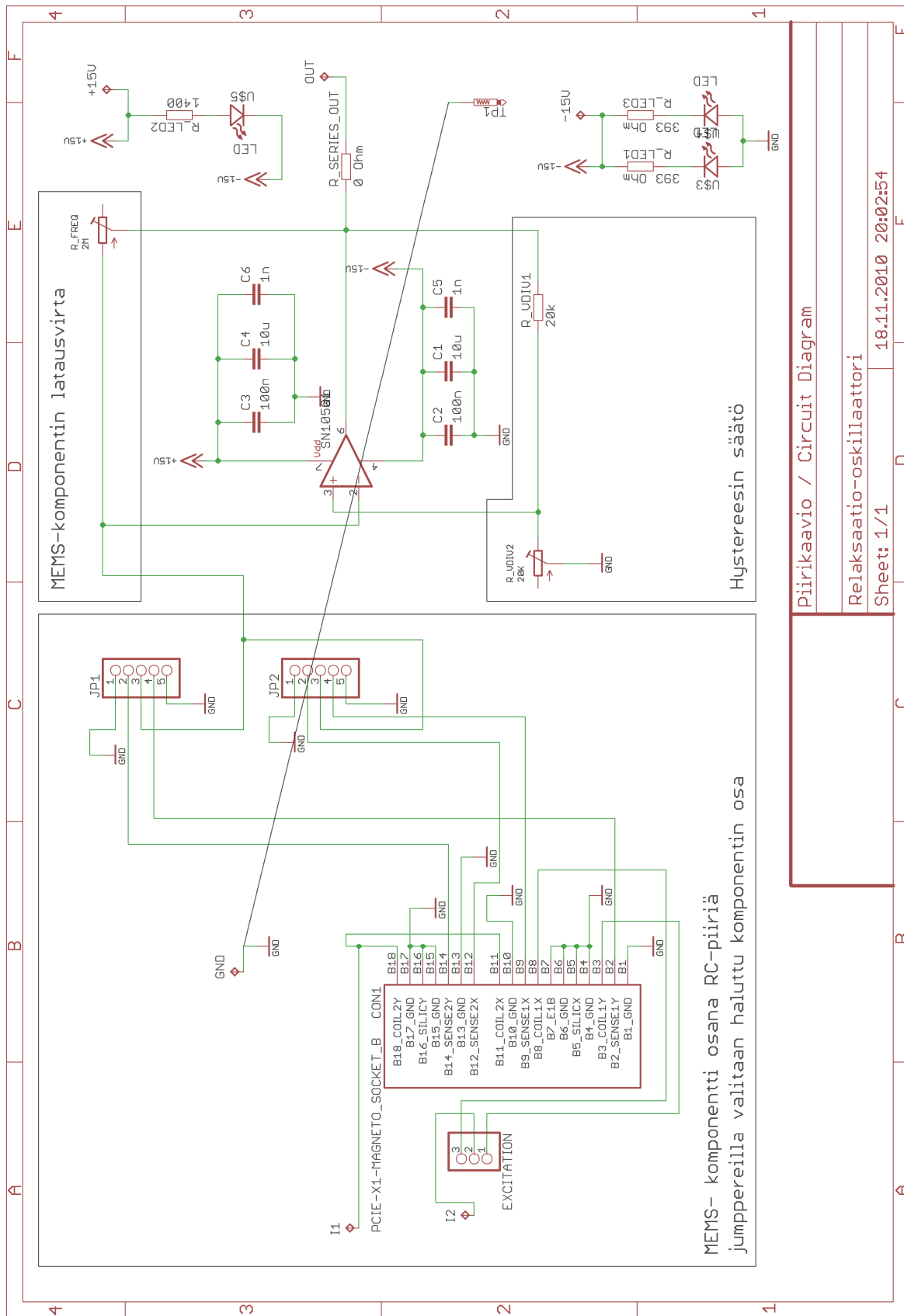
Sheet: 1/1

18.11.2010 20:11:46



+

|                      |               |
|----------------------|---------------|
| Circuit Board Layout | Piirilevykuva |
| Coil current driver  |               |
| 18.11.2010 20:10:01  |               |

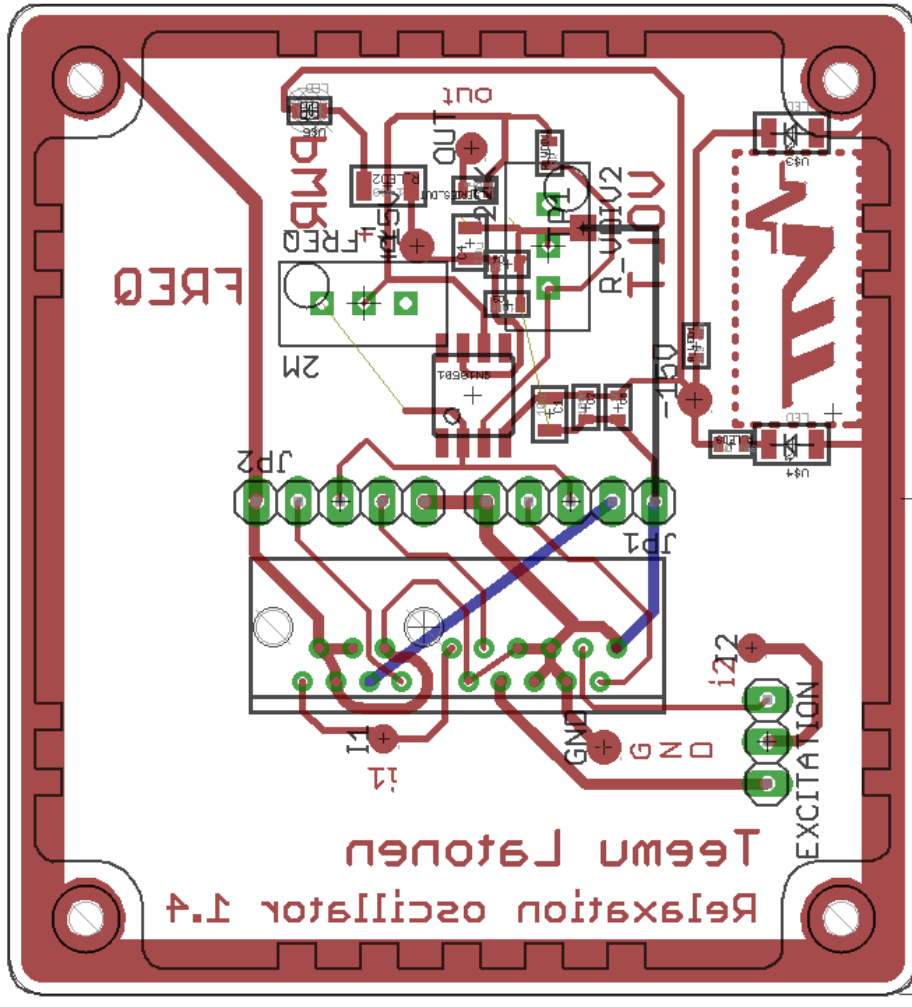


Piirikaavio / Circuit Diagram

Relaksaatio-oskillaattori

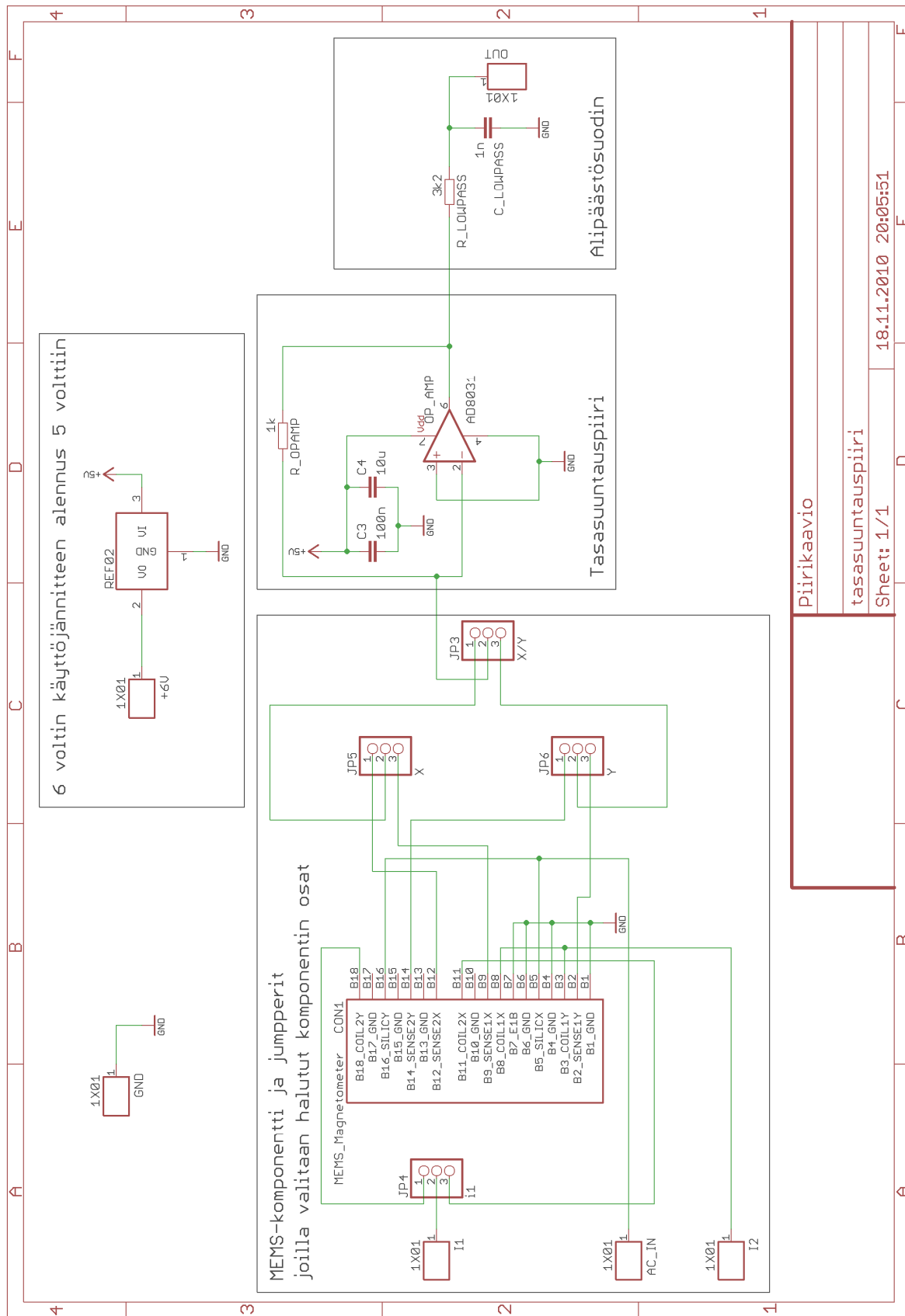
Sheet: 1/1

18.11.2010 20:02:54



|                           |           |
|---------------------------|-----------|
| Circuit Board Layout      | Piirilevy |
| Relaksaatio-oskillaattori |           |
| 18.11.2010 19:45:04       |           |



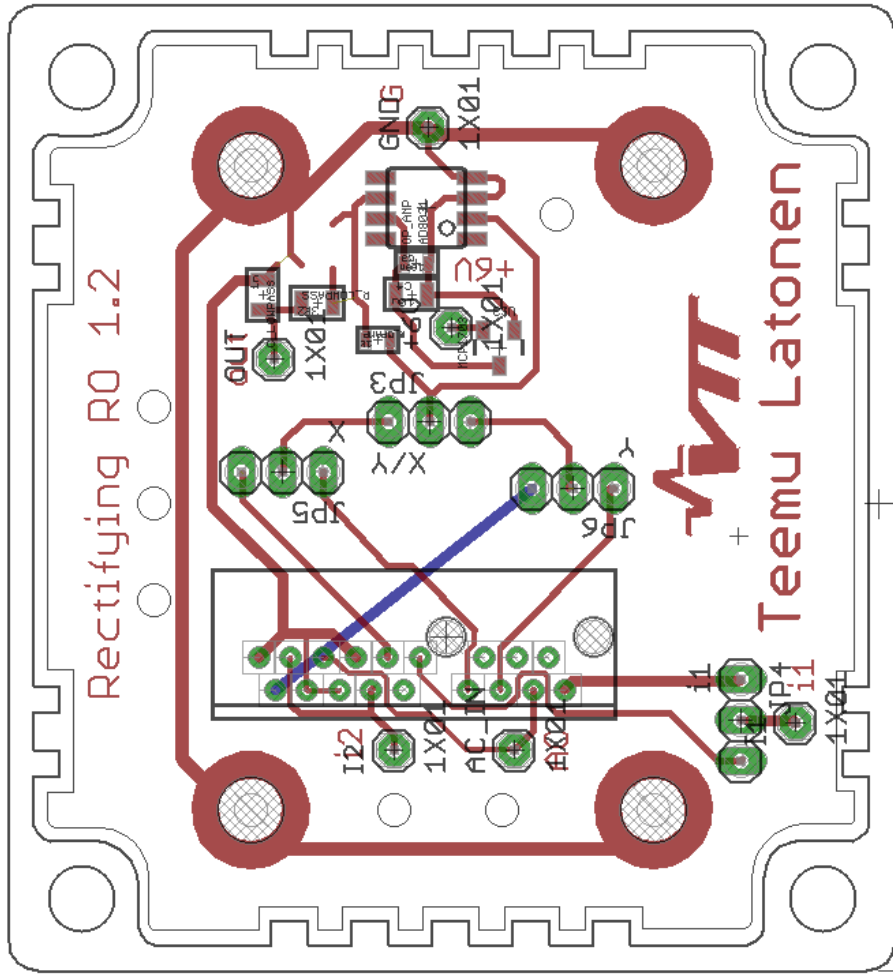


Piirikaavio

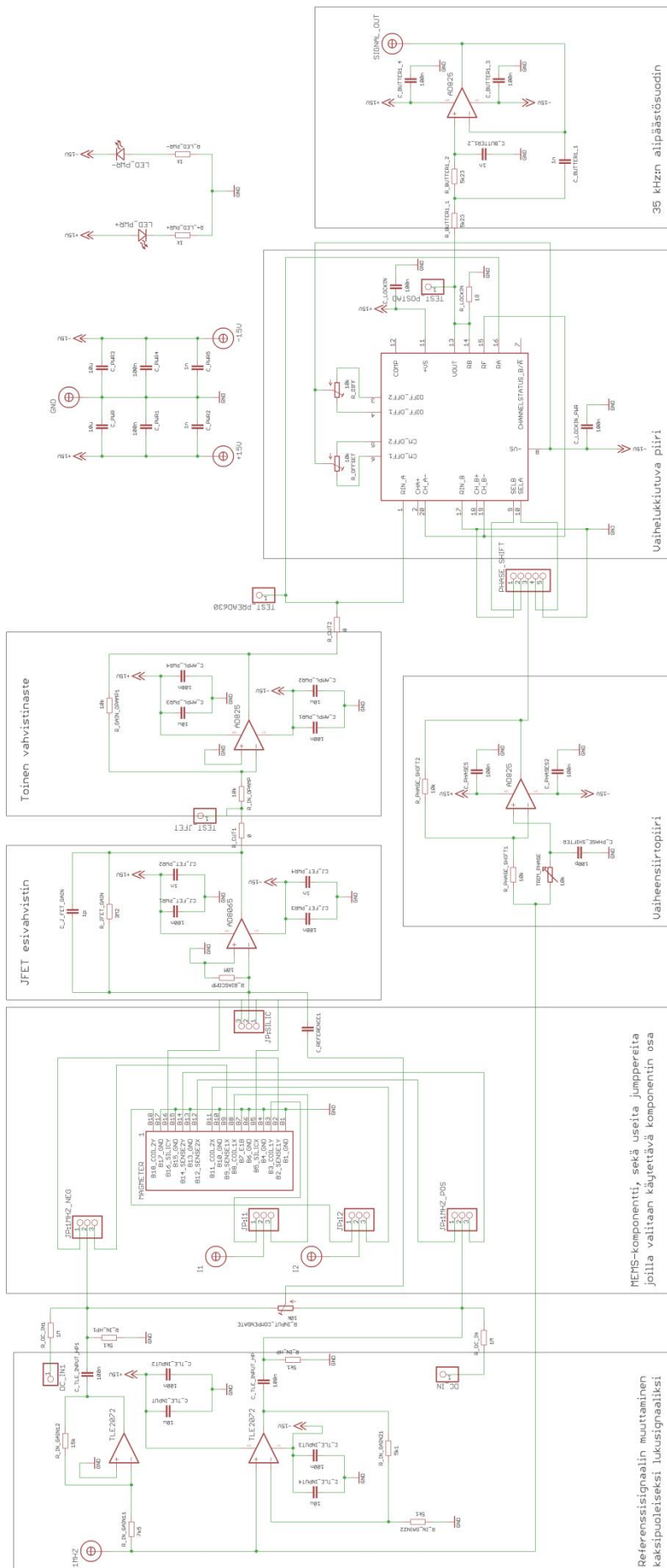
tasasuuntauspiiri

Sheet: 1/1

18.11.2010 20:05:51



|                      |
|----------------------|
| Circuit Board Layout |
| tasasuuntauksiiri    |
| 18.11.2010 20:14:12  |



Referenssisignaalin muuttaminen kaksipuoleiseksi lukusignaalksi.

MEMS-komponentti, sekä useita jumbereita joilla vaihtaan käytettävä komponentin osa

Vaiheensiirtopiiri

Vaihelukkiutuva piiri

35 kHz:n alipäästösuodin

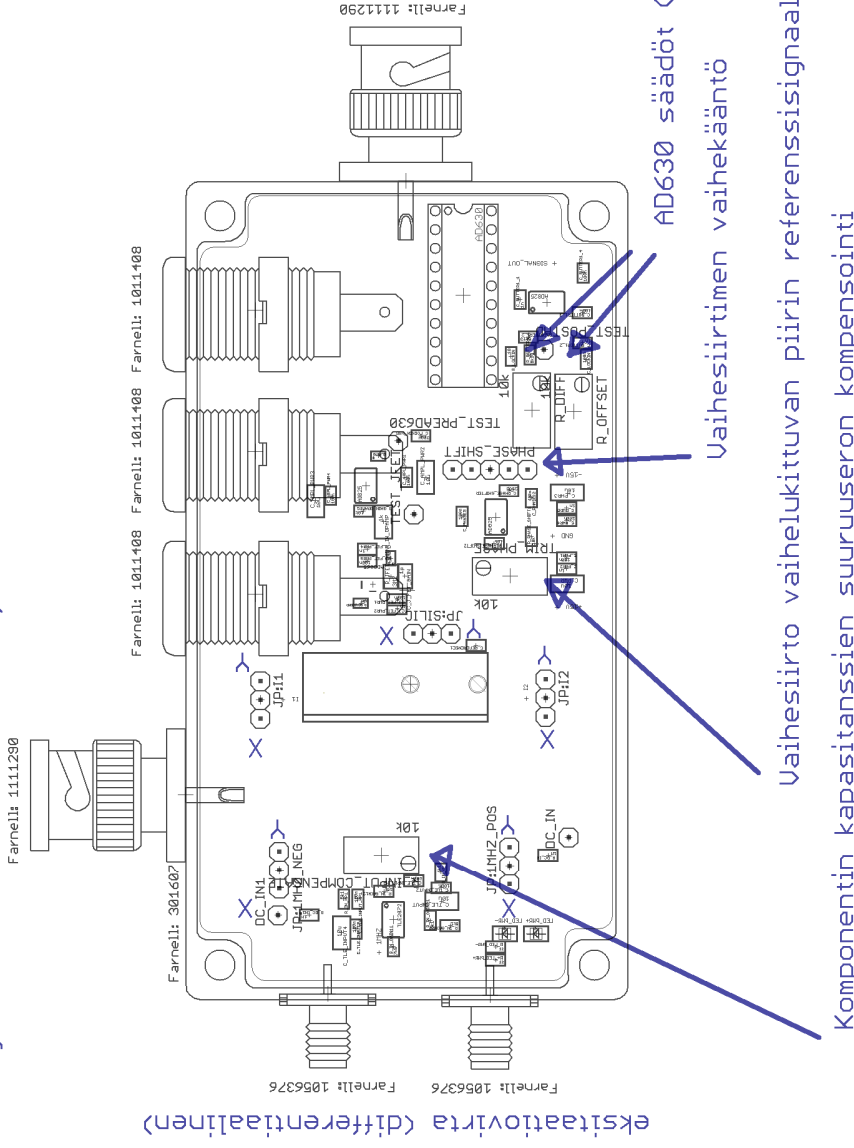
|                           |
|---------------------------|
| Piirikaavio               |
| Vaihelukkiutuva vahvistin |
| Sheet: 1/1                |
| 18.11.2018 20:35:41       |

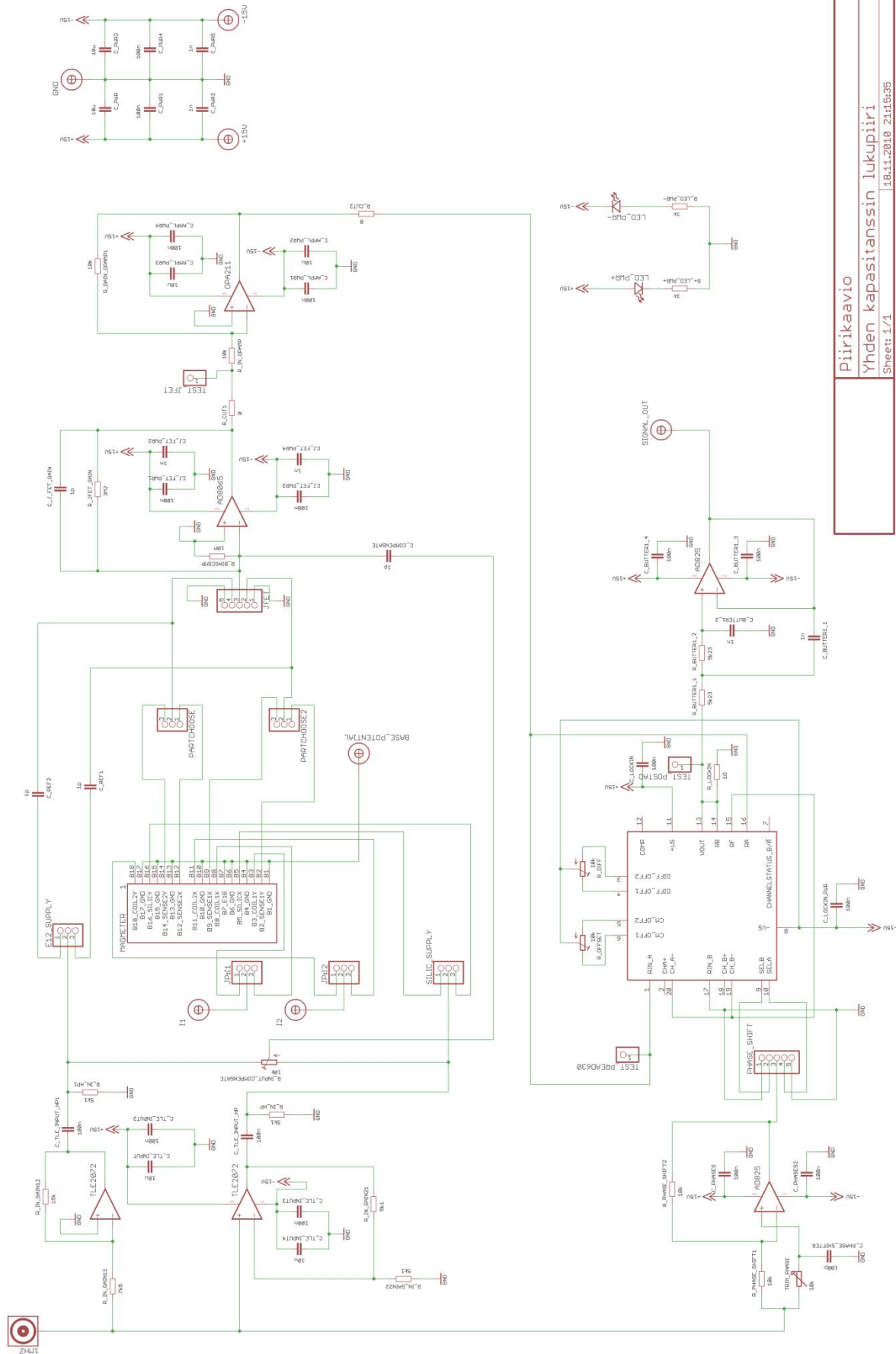


# Käyttöohje

JP:I1 ja JP:I2 valitsevat eksitaatiovirran reitin osaan YA tai XB  
JP:1MHZ\_POS ja JP:1MHZ\_NEG valitsevat lukusignaalin reitin osaan YA tai XB  
JP:SILIC valitsee kumpaa osaa halutaan mitata

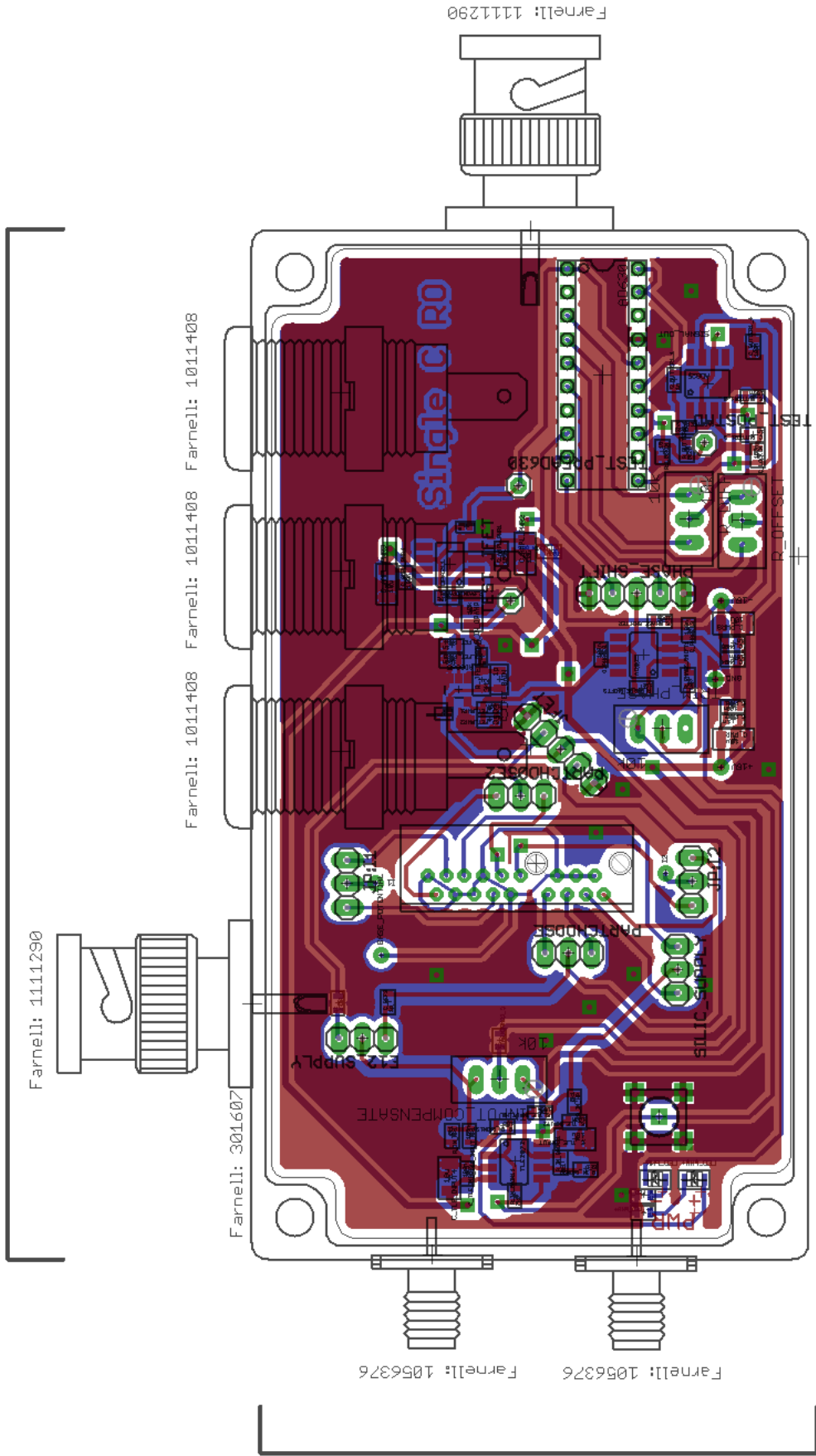
Lukusignaalin referenssi (Sinaalto,  $f \leq 1\text{MHz}$  suositus)





Piirikaavio  
 Yhden kapasitanssin lukupiiri  
 Sheet: 1/1  
 18.11.2010 21:15:35

41.1 mm



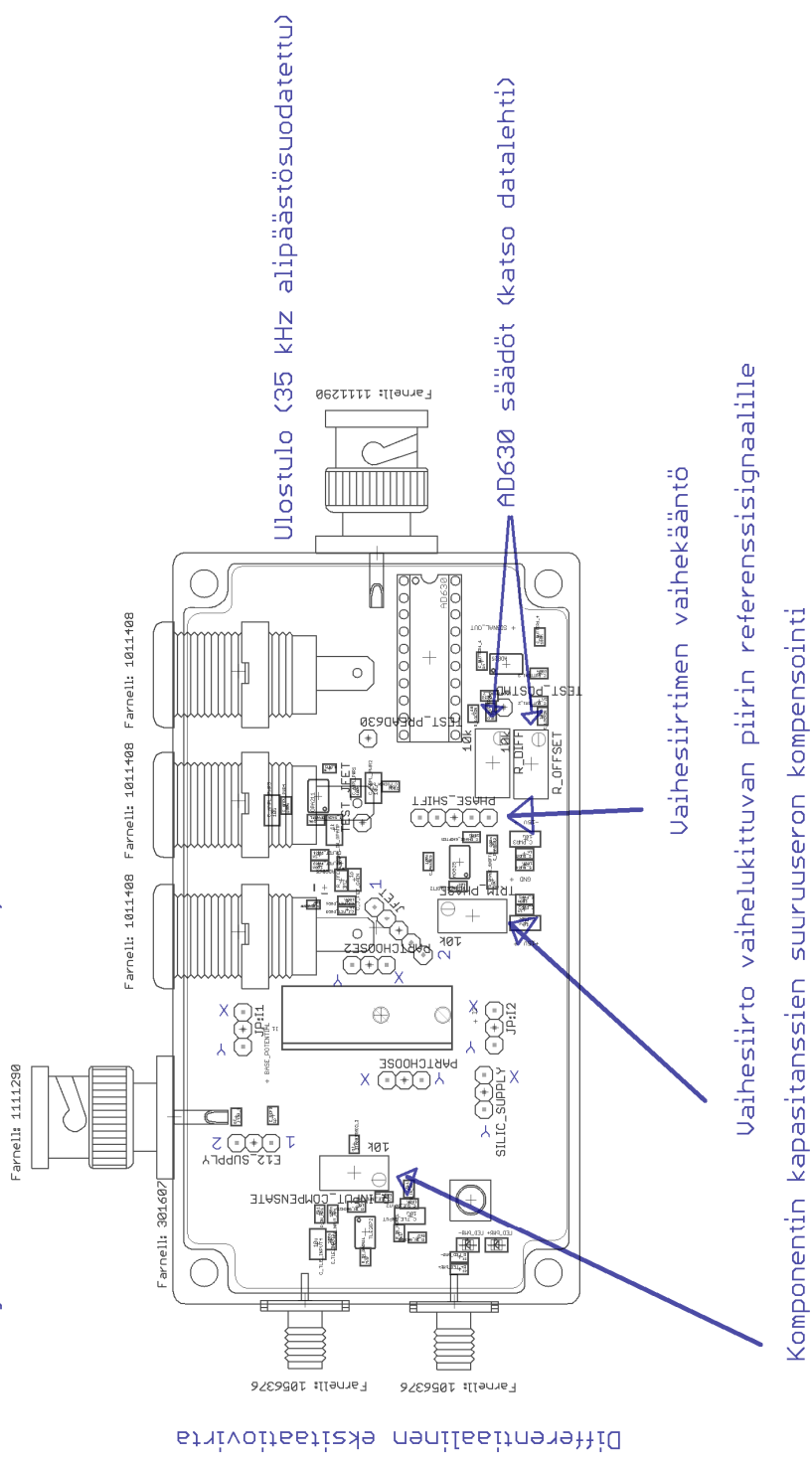
|                               |               |
|-------------------------------|---------------|
| Circuit Board Layout          | Piirilevykuva |
| Yhden kapasitanssin lukupiiri |               |
| 18.11.2010 21:18:51           |               |

# Käyttöohje

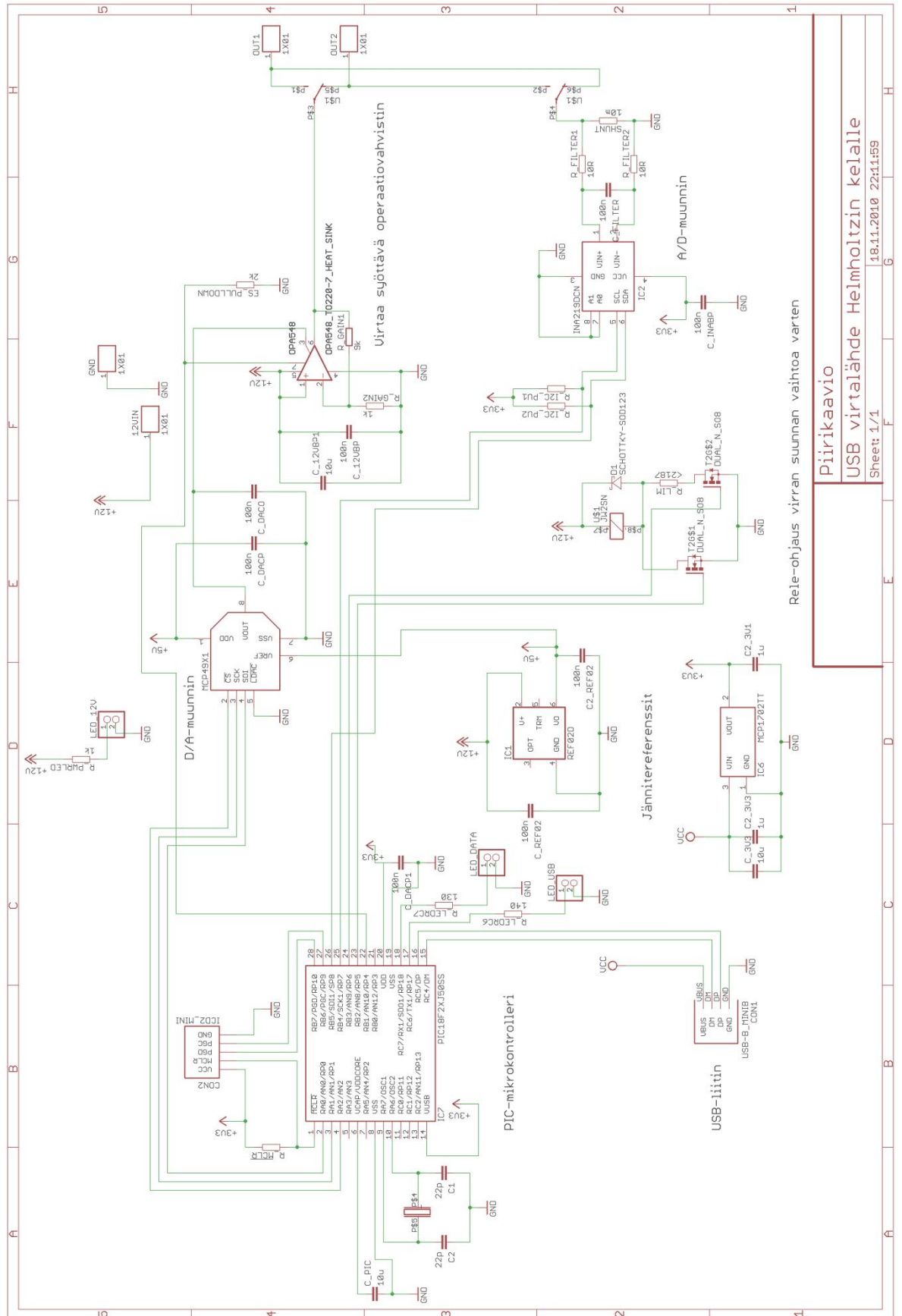
JP:I1 ja JP:I2 vaihtavat eksitaatiovirran reitin osaan YA tai XB  
Mittattavat osavaihtoehdot: XB\_E1,XB\_E2, YA\_E1 ja YA\_E2

Oikean osan valinta tapahtuu asettamalla kaikki jumpperit kirjaimin ja numeroihin paikkoihin ( Y tai X ) ja ( 1 tai 2 )

Lukusignaalin referenssi (Siniaalto,  $f \leq 1\text{MHz}$  suositus)





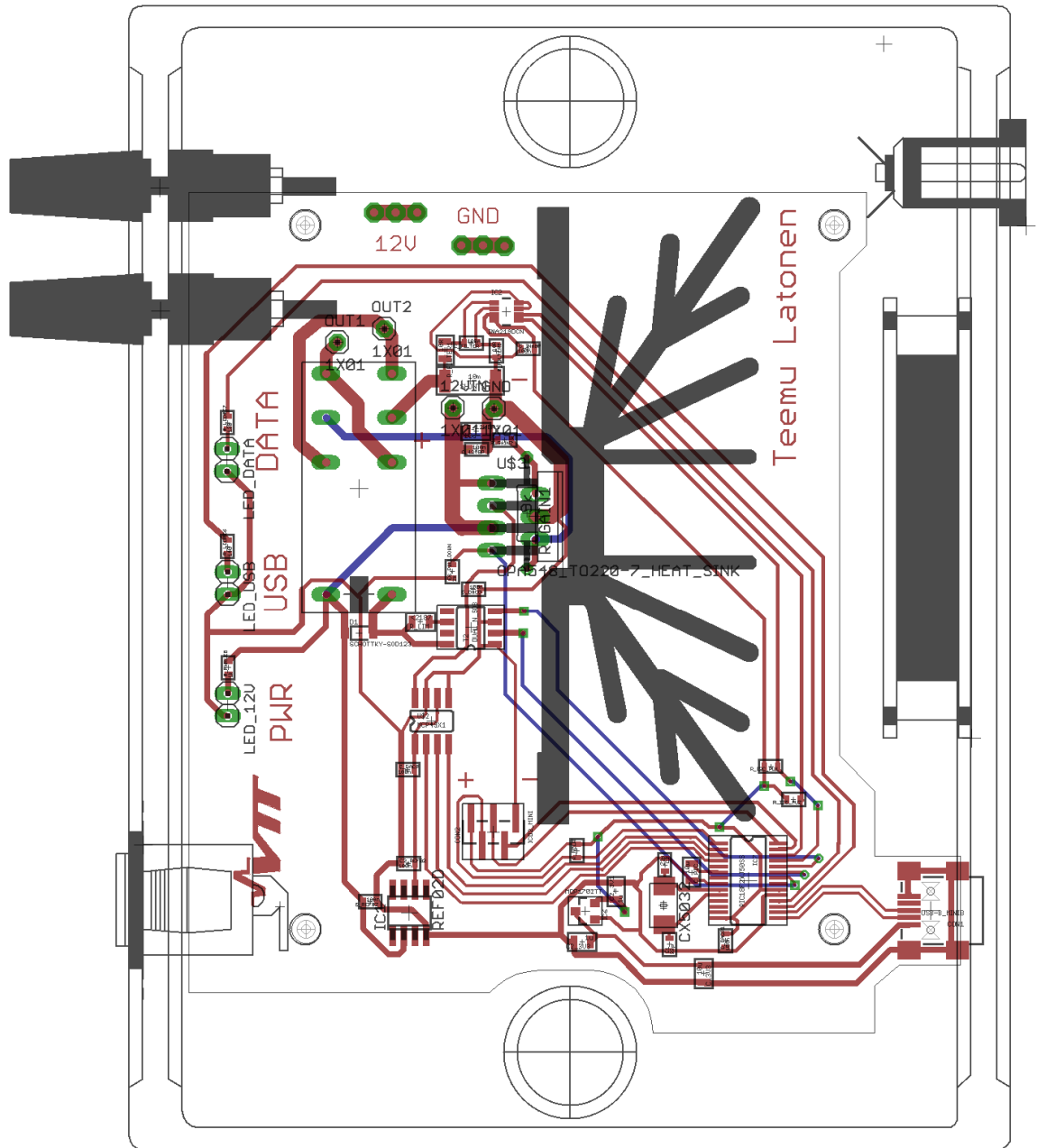


Uirtaa sÛttävÛ operaatiovahvistin

JÛnniterferenssit

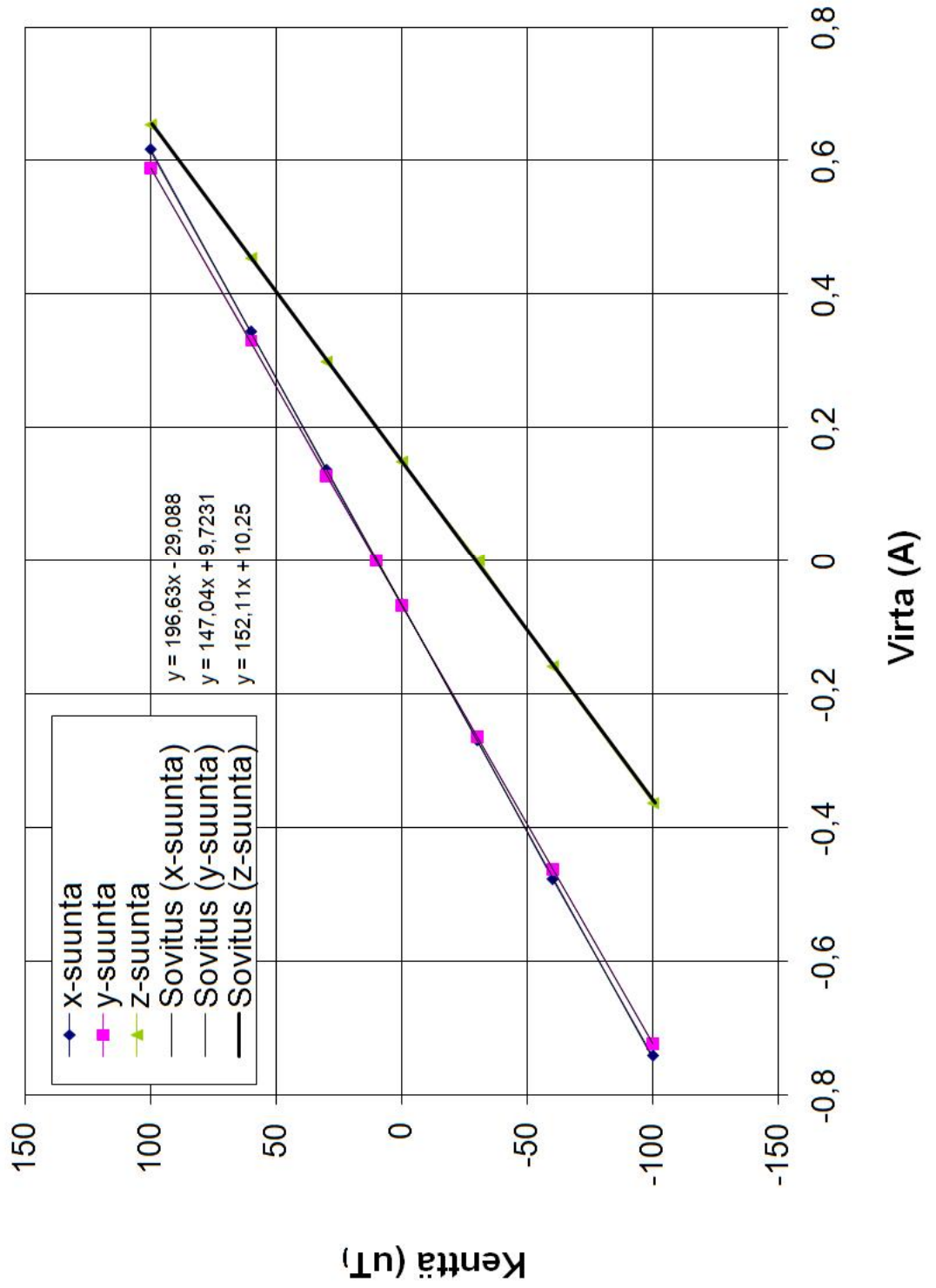
Rele-ohjaus virran suunnan vaihtoa varten

Piirikaavio  
USB virtalÛhde Helmholtzlin kelaalle  
Sheet: 1/1  
18.11.2010 22:11:59



Circuit Board Layout | Piirilevykuva  
USB virtuaalähde Helmholtzin kelaalle  
18.11.2010 22:15:27

3-akseli Helmholtz-kela, mitattu vaste





## Balanced Modulator/Demodulator

### AD630

#### FEATURES

**Recovers Signal from 100 dB Noise**  
**2 MHz Channel Bandwidth**  
**45 V/ $\mu$ s Slew Rate**  
**-120 dB Crosstalk @ 1 kHz**  
**Pin Programmable, Closed-Loop Gains of  $\pm 1$  and  $\pm 2$**   
**0.05% Closed-Loop Gain Accuracy and Match**  
**100  $\mu$ V Channel Offset Voltage (AD630BD)**  
**350 kHz Full Power Bandwidth**  
**Chips Available**

#### PRODUCT DESCRIPTION

The AD630 is a high precision balanced modulator that combines a flexible commutating architecture with the accuracy and temperature stability afforded by laser wafer trimmed thin film resistors. Its signal processing applications include balanced modulation and demodulation, synchronous detection, phase detection, quadrature detection, phase-sensitive detection, lock-in amplification, and square wave multiplication. A network of on-board applications resistors provides precision closed-loop gains of  $\pm 1$  and  $\pm 2$  with 0.05% accuracy (AD630B). These resistors may also be used to accurately configure multiplexer gains of +1, +2, +3, or +4. Alternatively, external feedback may be employed, allowing the designer to implement high gain or complex switched feedback topologies.

The AD630 can be thought of as a precision op amp with two independent differential input stages and a precision comparator that is used to select the active front end. The rapid response time of this comparator coupled with the high slew rate and fast settling of the linear amplifiers minimize switching distortion. In addition, the AD630 has extremely low crosstalk between channels of -100 dB @ 10 kHz.

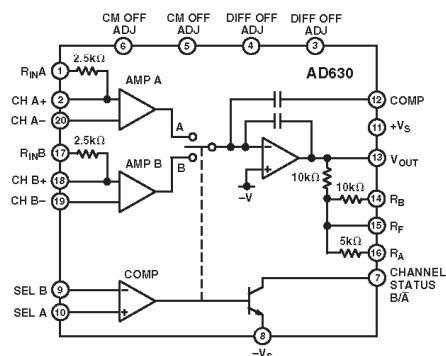
The AD630 is used in precision signal processing and instrumentation applications that require wide dynamic range. When used as a synchronous demodulator in a lock-in amplifier configuration, it can recover a small signal from 100 dB of interfering noise (see Lock-In Amplifier Applications section). Although optimized for operation up to 1 kHz, the circuit is useful at frequencies up to several hundred kilohertz.

Other features of the AD630 include pin programmable frequency compensation, optional input bias current compensation resistors, common-mode and differential-offset voltage adjustment, and a channel status output that indicates which of the two differential inputs is active. This device is now available to Standard Military Drawing (DESC) numbers 5962-8980701RA and 5962-89807012A.

#### REV. E

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 that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

#### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



#### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The configuration of the AD630 makes it ideal for signal processing applications, such as balanced modulation and demodulation, lock-in amplification, phase detection, and square wave multiplication.
2. The application flexibility of the AD630 makes it the best choice for applications that require precisely fixed gain, switched gain, multiplexing, integrating-switching functions, and high speed precision amplification.
3. The 100 dB dynamic range of the AD630 exceeds that of any hybrid or IC balanced modulator/demodulator and is comparable to that of costly signal processing instruments.
4. The op amp format of the AD630 ensures easy implementation of high gain or complex switched feedback functions. The application resistors facilitate the implementation of most common applications with no additional parts.
5. The AD630 can be used as a 2-channel multiplexer with gains of +1, +2, +3, or +4. The channel separation of 100 dB @ 10 kHz approaches the limit achievable with an empty IC package.
6. The AD630 has pin strappable frequency compensation (no external capacitor required) for stable operation at unity gain without sacrificing dynamic performance at higher gains.
7. Laser trimming of comparator and amplifying channel offsets eliminates the need for external nulling in most cases.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781/329-4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
 Fax: 781/326-8703 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

## AD630—SPECIFICATIONS (@ 25°C and $\pm V_S = \pm 15$ V, unless otherwise noted.)

| Model  | AD630J/AD630A                        |     |                  | AD630K/AD630B                        |     |                  | AD630S                               |      |                  | Unit       |
|--|--------------------------------------|-----|------------------|--------------------------------------|-----|------------------|--------------------------------------|------|------------------|------------|
|  | Min                                  | Typ | Max              | Min                                  | Typ | Max              | Min                                  | Typ  | Max              |            |
| <b>GAIN</b>  |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| Open-Loop Gain   | 90                                   | 110 |                  | 100                                  | 120 |                  | 90                                   | 110  |                  | dB         |
| $\pm 1, \pm 2$ Closed-Loop Gain Error                              |                                      | 0.1 |                  |                                      |     | 0.05             |                                      | 0.1  |                  | %          |
| Closed-Loop Gain Match   |                                      | 0.1 |                  |                                      |     | 0.05             |                                      | 0.1  |                  | %          |
| Closed-Loop Gain Drift   |                                      | 2   |                  |                                      | 2   |                  |                                      | 2    |                  | ppm/°C     |
| <b>CHANNEL INPUTS</b>  |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| $V_{IN}$ Operational Limit <sup>1</sup>                            | (- $V_S + 4$ V) to ( $+V_S - 1$ V)   |     |                  | (- $V_S + 4$ V) to ( $+V_S - 1$ V)   |     |                  | (- $V_S + 4$ V) to ( $+V_S - 1$ V)   |      |                  | V          |
| Input Offset Voltage   |                                      |     | 500              |                                      |     | 100              |                                      |      | 500              | $\mu$ V    |
| Input Offset Voltage<br>$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$                     |                                      |     | 800              |                                      |     | 160              |                                      |      | 1000             | $\mu$ V    |
| Input Bias Current   | 100                                  | 300 |                  | 100                                  | 300 |                  | 100                                  | 300  |                  | nA         |
| Input Offset Current   | 10                                   | 50  |                  | 10                                   | 50  |                  | 10                                   | 50   |                  | nA         |
| Channel Separation @ 10 kHz  | 100                                  |     |                  | 100                                  |     |                  | 100                                  |      |                  | dB         |
| <b>COMPARATOR</b>  |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| $V_{IN}$ Operational Limit <sup>1</sup>                            | (- $V_S + 3$ V) to ( $+V_S - 1.5$ V) |     |                  | (- $V_S + 3$ V) to ( $+V_S - 1.5$ V) |     |                  | (- $V_S + 3$ V) to ( $+V_S - 1.3$ V) |      |                  | V          |
| Switching Window   |                                      |     | $\pm 1.5$        |                                      |     | $\pm 1.5$        |                                      |      | $\pm 1.5$        | mV         |
| Switching Window<br>$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$                         |                                      |     | $\pm 2.0$        |                                      |     | $\pm 2.0$        |                                      |      | $\pm 2.5$        | mV         |
| Input Bias Current   | 100                                  | 300 |                  | 100                                  | 300 |                  | 100                                  | 300  |                  | nA         |
| Response Time (-5 mV to +5 mV Step)                                | 200                                  |     |                  | 200                                  |     |                  | 200                                  |      |                  | ns         |
| Channel Status   |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| $I_{SINK}$ @ $V_{OL} = -V_S + 0.4$ V <sup>2</sup>                  | 1.6                                  |     |                  | 1.6                                  |     |                  | 1.6                                  |      |                  | mA         |
| Pull-Up Voltage  |                                      |     | (- $V_S + 33$ V) |                                      |     | (- $V_S + 33$ V) |                                      |      | (- $V_S + 33$ V) | V          |
| <b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>   |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| Unity Gain Bandwidth   | 2                                    |     |                  | 2                                    |     |                  | 2                                    |      |                  | MHz        |
| Slew Rate <sup>3</sup>   | 45                                   |     |                  | 45                                   |     |                  | 45                                   |      |                  | V/ $\mu$ s |
| Settling Time to 0.1% (20 V Step)                                  | 3                                    |     |                  | 3                                    |     |                  | 3                                    |      |                  | $\mu$ s    |
| <b>OPERATING CHARACTERISTICS</b>                                   |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| Common-Mode Rejection  | 85                                   | 105 |                  | 90                                   | 110 |                  | 90                                   | 110  |                  | dB         |
| Power Supply Rejection   | 90                                   | 110 |                  | 90                                   | 110 |                  | 90                                   | 110  |                  | dB         |
| Supply Voltage Range   | $\pm 5$                              |     | $\pm 16.5$       | $\pm 5$                              |     | $\pm 16.5$       | $\pm 5$                              |      | $\pm 16.5$       | V          |
| Supply Current   | 4                                    | 5   |                  | 4                                    | 5   |                  | 4                                    | 5    |                  | mA         |
| <b>OUTPUT VOLTAGE, @ <math>R_L = 2</math> k<math>\Omega</math></b> |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$   | $\pm 10$                             |     |                  | $\pm 10$                             |     |                  | $\pm 10$                             |      |                  | V          |
| Output Short-Circuit Current                                       | 25                                   |     |                  | 25                                   |     |                  | 25                                   |      |                  | mA         |
| <b>TEMPERATURE RANGES</b>  |                                      |     |                  |                                      |     |                  |                                      |      |                  |            |
| Rated Performance—N Package  | 0                                    | 70  |                  | 0                                    | 70  |                  | N/A                                  |      |                  | °C         |
| D Package  | -25                                  | +85 |                  | -25                                  | +85 |                  | -55                                  | +125 |                  | °C         |

### NOTES

<sup>1</sup>If one terminal of each differential channel or comparator input is kept within these limits the other terminal may be taken to the positive supply.

<sup>2</sup> $I_{SINK}$  @  $V_{OL} = (-V_S + 1)$ ; V is typically 4 mA.

<sup>3</sup>Pin 12 Open. Slew rate with Pin 12 and Pin 13 shorted is typically 35 V/ $\mu$ s.

Specifications subject to change without notice.

## AD630

### TWO WAYS TO LOOK AT THE AD630

The functional block diagram of the AD630 (see page 1) shows the pin connections of the internal functions. An alternative architectural diagram is shown in Figure 1. In this diagram, the individual A and B channel preamps, the switch, and the integrator output amplifier are combined in a single op amp. This amplifier has two differential input channels, only one of which is active at a time.

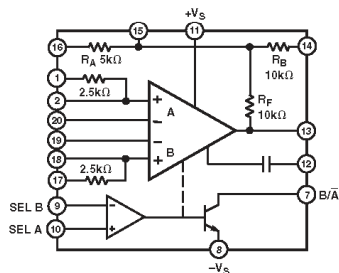


Figure 1. Architectural Block Diagram

### HOW THE AD630 WORKS

The basic mode of operation of the AD630 may be easier to recognize as two fixed gain stages which can be inserted into the signal path under the control of a sensitive voltage comparator. When the circuit is switched between inverting and noninverting gain, it provides the basic modulation/demodulation function. The AD630 is unique in that it includes laser wafer trimmed thin-film feedback resistors on the monolithic chip. The configuration shown in Figure 2 yields a gain of  $\pm 2$  and can be easily changed to  $\pm 1$  by shifting  $R_B$  from its ground connection to the output.

The comparator selects one of the two input stages to complete an operational feedback connection around the AD630. The deselected input is off and has a negligible effect on the operation.

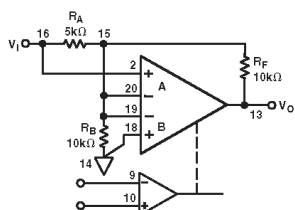


Figure 2. AD630 Symmetric Gain ( $\pm 2$ )

When Channel B is selected, the resistors  $R_A$  and  $R_F$  are connected for inverting feedback as shown in the inverting gain configuration diagram in Figure 3. The amplifier has sufficient loop gain to minimize the loading effect of  $R_B$  at the virtual ground produced by the feedback connection. When the sign of the comparator input is reversed, Input B will be deselected and A will be selected. The new equivalent circuit will be the noninverting gain configuration shown in Figure 4. In this case,  $R_A$  will appear across the op amp input terminals, but since the amplifier drives this difference voltage to zero, the closed-loop gain is unaffected.

The two closed-loop gain magnitudes will be equal when  $R_F/R_A = 1 + R_F/R_B$ , which will result from making  $R_A$  equal to  $R_F R_B / (R_F + R_B)$ , the parallel equivalent resistance of  $R_F$  and  $R_B$ .

The 5 k $\Omega$  and the two 10 k $\Omega$  resistors on the AD630 chip can be used to make a gain of 2 as shown below. By paralleling the 10 k $\Omega$  resistors to make  $R_F$  equal to 5 k $\Omega$  and omitting  $R_B$ , the circuit can be programmed for a gain of  $\pm 1$  (as shown in Figure 9a). These and other configurations using the on-chip resistors present the inverting inputs with a 2.5 k $\Omega$  source impedance. The more complete AD630 diagrams show 2.5 k $\Omega$  resistors available at the noninverting inputs which can be conveniently used to minimize errors resulting from input bias currents.

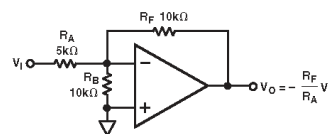


Figure 3. Inverting Gain Configuration

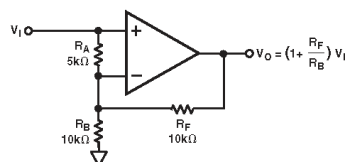


Figure 4. Noninverting Gain Configuration

### CIRCUIT DESCRIPTION

The simplified schematic of the AD630 is shown in Figure 5. It has been subdivided into three major sections, the comparator, the two input stages, and the output integrator. The comparator consists of a front end made up of Q52 and Q53, a flip-flop load formed by Q3 and Q4, and two current steering switching cells Q28, Q29 and Q30, Q31. This structure is designed so that a differential input voltage greater than 1.5 mV in magnitude applied to the comparator inputs will completely select one of the switching cells. The sign of this input voltage determines which of the two switching cells is selected.

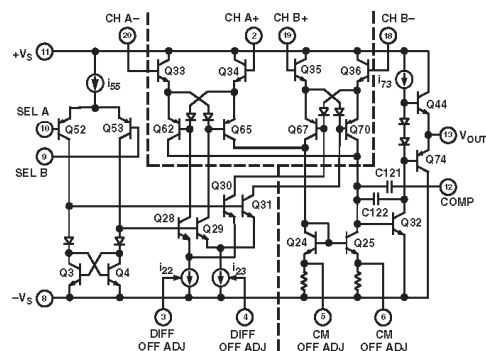


Figure 5. AD630 Simplified Schematic

## AD630

The collectors of each switching cell connect to an input transconductance stage. The selected cell conveys bias currents  $i_{2,2}$  and  $i_{2,3}$  to the input stage it controls, causing it to become active. The deselected cell blocks the bias to its input stage which, as a consequence, remains off.

The structure of the transconductance stages is such that it presents a high impedance at its input terminals and draws no bias current when deselected. The deselected input does not interfere with the operation of the selected input ensuring maximum channel separation.

Another feature of the input structure is that it enhances the slew rate of the circuit. The current output of the active stage follows a quasi-hyperbolic-sine relationship to the differential input voltage. This means that the greater the input voltage, the harder this stage will drive the output integrator, and the faster the output signal will move. This feature helps ensure rapid, symmetric settling when switching between inverting and noninverting closed loop configurations.

The output section of the AD630 includes a current mirror-load (Q24 and Q25), an integrator-voltage gain stage (Q32), and a complementary output buffer (Q44 and Q74). The outputs of both transconductance stages are connected in parallel to the current mirror. Since the deselected input stage produces no output current and presents a high impedance at its outputs, there is no conflict. The current mirror translates the differential output current from the active input transconductance amplifier into single-ended form for the output integrator. The complementary output driver then buffers the integrator output to produce a low impedance output.

#### OTHER GAIN CONFIGURATIONS

Many applications require switched gains other than the  $\pm 1$  and  $\pm 2$  which the self-contained applications resistors provide. The AD630 can be readily programmed with three external resistors over a wide range of positive and negative gain by selecting and  $R_B$  and  $R_F$  to give the noninverting gain  $1 + R_F/R_B$  and subsequent  $R_A$  to give the desired inverting gain. Note that when the inverting magnitude equals the noninverting magnitude, the value of  $R_A$  is found to be  $R_B R_F / (R_B + R_F)$ . That is,  $R_A$  should equal the parallel combination of  $R_B$  and  $R_F$  to match positive and negative gain.

The feedback synthesis of the AD630 may also include reactive impedance. The gain magnitudes will match at all frequencies if the A impedance is made to equal the parallel combination of the B and F impedances. The same considerations apply to the AD630 as to conventional op amp feedback circuits. Virtually any function that can be realized with simple noninverting "L network" feedback can be used with the AD630. A common arrangement is shown in Figure 6. The low frequency gain of this circuit is 10. The response will have a pole ( $-3$  dB) at a frequency  $f = 1/(2\pi \cdot 100 \text{ k}\Omega C)$  and a zero ( $+3$  dB from the high frequency asymptote) at about 10 times this frequency. The  $2 \text{ k}\Omega$  resistor in series with each capacitor mitigates the loading effect on circuitry driving this circuit, eliminates stability problems, and has a minor effect on the pole-zero locations.

As a result of the reactive feedback, the high frequency components of the switched input signal will be transmitted at unity gain while the low frequency components will be amplified. This arrangement is useful in demodulators and lock-in amplifiers. It increases the circuit dynamic range when the modulation or interference is substantially larger than the desired signal amplitude. The output signal will contain the

desired signal multiplied by the low frequency gain (which may be several hundred for large feedback ratios) with the switching signal and interference superimposed at unity gain.

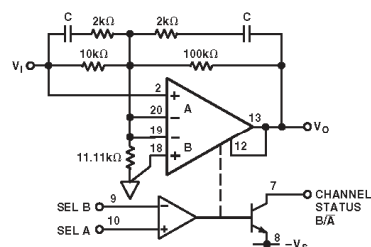


Figure 6. AD630 with External Feedback

#### SWITCHED INPUT IMPEDANCE

The noninverting mode of operation is a high input impedance configuration while the inverting mode is a low input impedance configuration. This means that the input impedance of the circuit undergoes an abrupt change as the gain is switched under control of the comparator. If gain is switched when the input signal is not zero, as it is in many practical cases, a transient will be delivered to the circuitry driving the AD630. In most applications, this will require the AD630 circuit to be driven by a low impedance source which remains "stiff" at high frequencies. Generally, this will be a wideband buffer amplifier.

#### FREQUENCY COMPENSATION

The AD630 combines the convenience of internal frequency compensation with the flexibility of external compensation by means of an optional self-contained compensation capacitor.

In gain of  $\pm 2$  applications, the noise gain that must be addressed for stability purposes is actually 4. In this circumstance, the phase margin of the loop will be on the order of  $60^\circ$  without the optional compensation. This condition provides the maximum bandwidth and slew rate for closed loop gains of  $|2|$  and above.

When the AD630 is used as a multiplexer, or in other configurations where one or both inputs are connected for unity gain feedback, the phase margin will be reduced to less than  $20^\circ$ . This may be acceptable in applications where fast slewing is a first priority, but the transient response will not be optimum. For these applications, the self-contained compensation capacitor may be added by connecting Pin 12 to Pin 13. This connection reduces the closed-loop bandwidth somewhat and improves the phase margin.

For intermediate conditions, such as gain of  $\pm 1$  where loop attenuation is 2, use of the compensation should be determined by whether bandwidth or settling response must be optimized. The optional compensation should also be used when the AD630 is driving capacitive loads or whenever conservative frequency compensation is desired.

#### OFFSET VOLTAGE NULLING

The offset voltages of both input stages and the comparator have been pretrimmed so that external trimming will only be required in the most demanding applications. The offset adjustment of the two input channels is accomplished by means of a differential and common-mode scheme. This facilitates fine adjustment of system errors in switched gain applications. With

## AD630

the system input tied to 0 V, and a switching or carrier waveform applied to the comparator, a low level square wave will appear at the output. The differential offset adjustment potentiometers can be used to null the amplitude of this square wave (Pins 3 and 4). The common-mode offset adjustment can be used to zero the residual dc output voltage (Pins 5 and 6). These functions should be implemented using 10k trim potentiometers with wipers connected directly to Pin 8 as shown in Figures 9a and 9b.

### CHANNEL STATUS OUTPUT

The channel status output, Pin 7, is an open collector output referenced to  $-V_S$  that can be used to indicate which of the two input channels is active. The output will be active (pulled low) when Channel A is selected. This output can also be used to supply positive feedback around the comparator. This produces hysteresis which serves to increase noise immunity. Figure 7 shows an example of how hysteresis may be implemented. Note that the feedback signal is applied to the inverting (-) terminal of the comparator to achieve positive feedback. This is because the open collector channel status output inverts the output sense of the internal comparator.

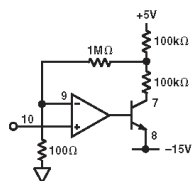


Figure 7. Comparator Hysteresis

The channel status output may be interfaced with TTL inputs as shown in Figure 8. This circuit provides appropriate level shifting from the open-collector AD630 channel status output to TTL inputs.

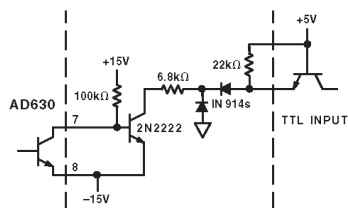


Figure 8. Channel Status—TTL Interface

### APPLICATIONS: BALANCED MODULATOR

Perhaps the most commonly used configuration of the AD630 is the balanced modulator. The application resistors provide precise symmetric gains of  $\pm 1$  and  $\pm 2$ . The  $\pm 1$  arrangement is shown in Figure 9a and the  $\pm 2$  arrangement is shown in Figure 9b. These cases differ only in the connection of the 10 kΩ feedback resistor (Pin 14) and the compensation capacitor (Pin 12). Note the use of the 2.5 kΩ bias current compensation resistors in these examples. These resistors perform the identical function in the  $\pm 1$  gain case. Figure 10 demonstrates the performance of the

AD630 when used to modulate a 100 kHz square wave carrier with a 10 kHz sinusoid. The result is the double sideband suppressed carrier waveform.

These balanced modulator topologies accept two inputs, a signal (or modulation) input applied to the amplifying channels and a reference (or carrier) input applied to the comparator.

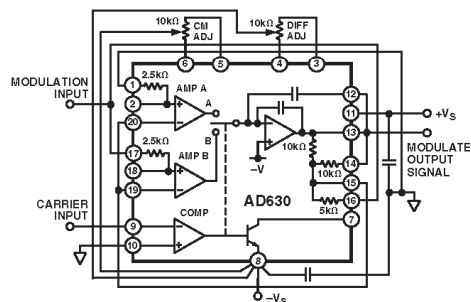


Figure 9a. AD630 Configured as a Gain-of-One Balanced Modulator

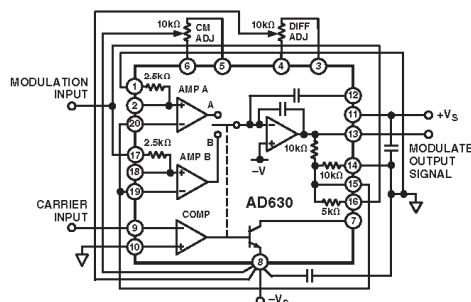


Figure 9b. AD630 Configured as a Gain-of-Two Balanced Modulator

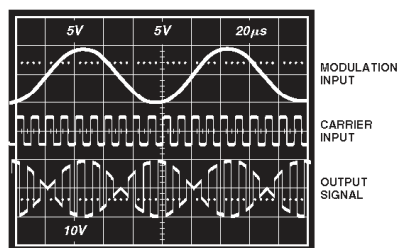
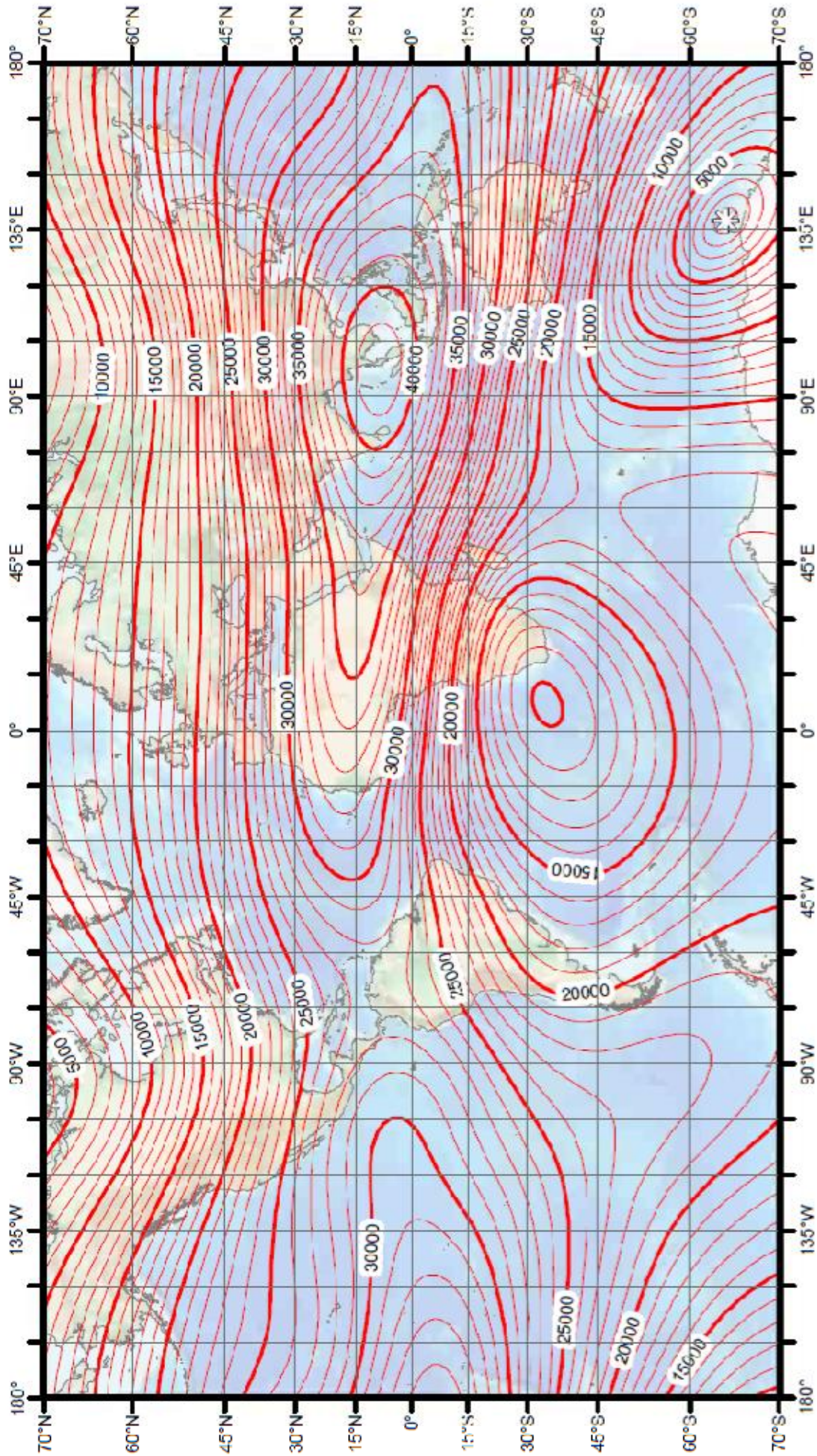


Figure 10. Gain-of-Two Balanced Modulator Sample Waveforms





Main field horizontal intensity (H). Contour interval is 1000 nT. Mercator projection.