



VAASAN AMMATTIKORKEAKOULU
UNIVERSITY OF APPLIED SCIENCES

Vilppu Vuorinen

LAAJAN DYNAMIIKAN VIRTASEN- SORIKANAVAN JATKOKEHITYS

Tekniikan yksikkö
2015

TIIVISTELMÄ

Tekijä	Vilppu Vuorinen
Opinnäytetyön nimi	Laajan dynamiikan virtasensorikanavan jatkokehitys
Vuosi	2015
Kieli	suomi
Sivumäärä	60
Ohjaaja	Santiago Chavez Vega

Tämän opinnäytetyö tehtiin ABB Oy:n toimeksiannosta ja sen tavoitteena oli verifioida tutkimusprojektissa kehitettyjä parannuksia suojuareleen virtasensorikanavaan. Lisäksi sensorikanavan dynamiikkaa laajennettiin huomattavasti.

Yhdellä Rogowski-sensorityypillä voidaan toimittaa kojeistoja useille eri nimellisvirta-alueille, mikäli sensorikanava tukee tästä seuraavan erittäin laajan dynamiikan. Koko dynamiikkaa ei tarvitse palvella yhtäaikaisesti, jolloin sensorikanavan dynamiikkaa voidaan laajentaa säädettävällä vaimennuksella. Mikäli sensorikanavan tuloimpedanssi halutaan pitää vakiona vaimennuksesta riippumatta, täytyy ensimmäisen aktiivisen komponentin kyetä käsittelemään kuitenkin koko dynamiikka. Tämä asettaa lisävaatimuksia sensorikanavan suunnittelulle.

Tehdyillä parannuksilla saavutettiin parempi CMRR, vakio tuloimpedanssi ja valitusta vaimennuksesta riippumaton taajuusvaste. Lisäksi dynamiikan laajentamiseksi kehitettiin 8-bittinen säädettävä jännitteenjakaja.

ABSTRACT

Author	Vilppu Vuorinen
Title	Further development of high-dynamic-range current sensor input
Year	2015
Language	Finnish
Pages	60
Name of Supervisor	Santiago Chavez Vega

The goal of this thesis was to verify improvements initially implemented in a research project for a protection relay's current sensor input. In addition, the dynamic range of the input was significantly increased.

Switchgears configured for several different nominal current ranges can be shipped with a single type of Rogowski sensor if the sensor input can support the resulting wide dynamic range. However, the complete dynamic range is not used simultaneously and therefore it can be split into multiple smaller ranges using adjustable attenuation. This makes it difficult to implement input impedance that is independent from the selected attenuation range unless the first active component in the signal chain is able to handle the whole dynamic range placing additional requirements for the design of the input.

The improvements were successful leading to better CMRR, stable input impedance and frequency response independent from the selected attenuation in the simulations and tests. In addition, an 8-bit adjustable voltage divider was developed to increase the adjustable dynamic range.

SISÄLLYS

TIIVISTELMÄ

ABSTRACT

1	JOHDANTO.....	8
1.1	Aiheen rajaus	8
1.2	Toimeksiantaja.....	8
1.3	Tavoitteet	8
2	SUOJARELE.....	10
2.1	Sähköverkon suojaaminen	10
2.2	Moderni suojarle	10
3	VIRRAN MITTAAMINEN	12
3.1	Virran mittaaminen suojarleellä.....	12
3.2	Rogowski-sensori.....	13
4	VANHA SENSORIMODUULI	16
4.1	Sensorikanavan vaatimukset.....	16
4.2	Dynamiikan laajennus.....	18
5	UUSI SENSORIKANAVA.....	20
5.1	Vaatimukset	20
5.2	Topologian muutos	21
6	SUUNNITTELU	25
6.1	Suojaus.....	25
6.2	Esivaimennus ja tuloimpedanssi	25
6.2.1	Mitoitus	26
6.3	Säädettävä vaimennus.....	27
6.3.1	Vaimennuksen mitoitus.....	30
6.3.2	Vastuksien mitoitus.....	31
6.3.3	Testaus.....	33
6.4	Muunnos differentiaaliseksi – FDA.....	38
6.4.1	Anti-aliasing-suodin.....	40
6.4.2	Mitoitus	41
7	SIMULOINTI.....	44

7.1 Työkalut ja mallit.....	44
7.2 Taajuusvaste.....	45
7.3 CMRR.....	48
8 TESTAUS.....	52
8.1 Taajuusvaste.....	52
8.2 CMRR.....	55
9 JOHTOPÄÄTÖKSET	57
LÄHTEET.....	59

KUVIO- JA TAULUKKOLUETTELO

Kuva 1.	Rogowski-kelan rakenne (Luque Alfredo, 2011)	s. 14
Kuva 2.	Vanhan sensorimoduulin Rogowski-kanavan rakenne	s. 22
Kuva 3.	Vanhan sensorimoduulin säädettävän vaimennuksen toimintaperiaate	s. 23
Kuva 4.	Uuden Rogowski-kanavan rakenne	s. 24
Kuva 5.	Esivaimennus ja instrumentaatiovahvistin	s. 26
Kuva 6.	Säädettävän vaimennuksen toimintaperiaate	s. 28
Kuva 7.	Esimerkki säädettävästä vaimennuksesta, jossa $R1 = 1R$, $R2 = 9R$, $R_{adj1} = 0,5R$	s. 29
Kuva 8.	Laskennallinen säädettävä vaimennus ja askeleen koko	s. 33
Kuva 9.	Säädettävän vaimennuksen testaamisessa käytetty kytkentä	s. 34
Kuva 10.	Säädettävän vaimennuksen taajuusvaste asetuservoilla 0, 85, 170 ja 255	s. 35
Kuva 11.	Säädettävän vaimennuksen vaste testikytkennällä	s. 37
Kuva 12.	Symmetrinen vahvistin	s. 38
Kuva 13.	Epäsymmetrisen signaalin symmetriseksi muuntava kytkentä FDA:lla	s. 39
Kuva 14.	FDA-kytkentä ja sitä edeltävä puskuri	s. 42
Kuva 15.	Analogisen kytkimen mallintaminen passiivisilla komponenteilla ja kytkimellä	s. 44
Kuva 16.	LTSpice-simulaatiossa käytettävä malli analogiselle kytkimelle	s. 45
Kuva 17.	Uuden designin amplitudi- ja vaihevasteet	s. 46

Kuva 18.	Vanhan ja uuden designin normalisoidut taajuusvasteet	s. 47
Kuva 19.	Vanhan designin worst-case CMRR	s. 49
Kuva 20.	Vanhan designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla	s. 50
Kuva 21.	Uuden designin worst-case CMRR	s. 50
Kuva 22.	Uuden designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla	s. 51
Kuva 23.	Uuden designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla ja 0,1 %:n vastustoleransseilla	s. 51
Kuva 24.	Taajuusvaste vaimennuksilla 0x00, 0x01, 0x40, 0x80, 0xFF	s. 53
Kuva 25.	Normalisoitu taajuusvaste vaimennuksilla 0x00, 0x01, 0x40, 0x80, 0xFF	s. 54
Kuva 26.	Mitattu CMRR pelkällä instrumentaatiovahvistimella	s. 56
Taulukko 1.	CT tarkkuusluokat, IEC61869-2	s. 12
Taulukko 2.	Vanhan designin mukaisen virtakanavan vaatimukset	s. 16
Taulukko 3.	IEC-standardit, joiden mukaiset vaatimukset sensorimoduulin sisältävä tuote täyttää.	s. 17
Taulukko 4.	Vanhan sensorimoduulin nimellisvirta-alueet	s. 19
Taulukko 5.	Koko signaalitien suurin ja pienin vaimennus	s. 21
Taulukko 6.	Säädettävän vaimennuksen vastusarvot	s. 32
Taulukko 7.	Simuloitu pienin ja suurin vaimennus	s. 46
Taulukko 8.	Uuden ja vanhan designin simuloitu -3 dB:n taajuus	s. 48
Taulukko 9.	Mitattu päästökaistan vaimennus säädön ääripäissä	s. 54
Taulukko 10.	Mitattu -3 dB:n taajuus	s. 55

1 JOHDANTO

Tämä opinnäytetyö tehtiin ABB Oy:n Medium Voltage Products -yksikölle (MVP), joka suunnittelee, markkinoi ja valmistaa muun muassa Relion-tuoteperheen suoja-releitä. Työn tarkoituksena oli validoida tutkimusprojektin ohessa suunniteltu suo-jareleen virtasensorikanava. Työn edetessä tavoitteisiin lisättiin myös huomatta-vasti aiempaa laajemman dynamiikan tukeminen.

1.1 Aiheen rajaus

Virran mittaamiseen suojarieleellä käytetään perinteisesti virtamuuntajaa, jonka his-toria juontaa juurensa sähkömekaanisien suojarieleiden aikaan. Moderni suojariele ei enää vaadi virtamuuntajan tuottamaa energiaa toimiakseen, jolloin matalaenergi-set virtasensorit ovat käytännöllinen vaihtoehto virran mittaamiseen. /15/

Tämä työ keskittyy analogiseen elektroniikkaan, joka sovittaa Rogowski-sensorilta saatavan signaalin sellaiseen muotoon, joka voidaan helposti muuntaa digitaa-liseksi. Nykyisessä sensorimoduulissa signaalitie viedään differentiaalisena aina AD-muuntimelle asti, jonka vuoksi yhteismuotoisten häiriöiden hylkimiskykyyn vaikuttavien komponenttien määrää on melko suuri. Lisäksi dynamiikkaa laajen-tava säädettävä vaimennus on sijoitettu signaalitien alkuun, jolloin se vaikuttaa Rogowski-sensorin näkemään tuloimpedanssiin.

1.2 Toimeksiantaja

ABB on monikansallinen yhtymä, jolla on toimintaa noin sadassa maassa ja sen osakkeilla käydään kauppaa Sveitsin, Tukholman ja New Yorkin pörseissä. Noin 140 000 henkeä työllistävän yhtymän liikevaihto oli noin 40 miljardia dollaria (USD) vuonna 2014, josta Power Products-divisioonan, johon myös MVP kuuluu, osuus oli noin neljännes. /1/

1.3 Tavoitteet

Opinnäytetyön tavoitteena on tutkia, saavutetaanko tutkimusprojektissa pilotoita-villa muutoksilla etuja edeltävään designiin verrattuna. Tärkeimpinä muutoksilla

haettavina parannuksina on taajuusvasteen käyttäytyminen valitun vaimennuksen mukaan ja yhteismuotoisten häiriöiden hylkimiskyky.

2 SUOJARELE

2.1 Sähköverkon suojaaminen

Suomen sähkövoimajärjestelmä kuuluu Pohjoismaiseen, Norjan, Ruotsin ja Itä-Tanskan laajuiseen, voimajärjestelmään. Kaikkien tähän voimajärjestelmään kuuluvien alueiden sähköverkot ovat liitetty toisiinsa vaihtosähköyhteyksien kautta ja toimivat synkronisesti. Yhtenäinen sähköverkko helpottaa sähkömarkkinoiden toimintaa voimajärjestelmän alueella, mutta samalla korostaa verkon vikatilanteiden hallinnan merkitystä. Yhtenäisessä sähköverkossa ja varsinkin 400 kV:n verkossa ilmenevä vikatilanne vaikuttaa koko verkon vakauteen. /19/

Sähköverkon suojaamisella ei tarkoiteta vika- tai vaaratilanteiden ennaltaehkäisemistä, vaan vahinkojen ja jakelukatkojen minimoimista vikatapauksissa. Suojauksen tavoitteena on erottaa selektiivisesti vikaantunut osa muusta verkosta mahdollisimman nopeasti ja luotettavasti. Nopealla ja luotettavalla syötön katkaisemisella saadaan minimoitua laitteille ja ympäristölle aiheutuvat vahingot ja selektiivisellä erottamisella voidaan jakelun katkeaminen rajata mahdollisimman pienelle alueelle. /4/

Vikatilanteita aiheuttavat luonnonilmiöt, onnettomuudet, laitteiden hajoaminen ja inhimilliset virheet. Yleisin näistä on sähköjohdolle myrskyn tai muun luonnonilmiön kaataman puun aiheuttama maasulku. Kaikista Fingridin verkossa vuonna 2014 tapahtuneet häiriöistä 68 % koostui avojohtojen maasuluista, jotka voitaisiin selittää johdon päälle kaatuneella puulla. Toimivan suojauksen ansiosta Fingridin verkossa saavutettiin 99,99974 % toimitusvarmuusprosentti, vaikka häiriöitä kirjattiin yhteensä 313 kappaletta. /4; 11; 12/

2.2 Moderni suojarele

Suojareleen perustoiminnallisuus koostuu suojattuun sähköverkon komponenttiin liittyvien suureiden mittaamisesta, vikatilanteen tunnistamisesta mitattujen suureiden avulla ja katkaisijan ohjaamisesta auki vikatilanteessa. Katkaisijan avaaminen erottaa mahdollisesti vikaantuneen siirtolinjan, syötön, muuntajan tai jonkin muun

komponentin verkosta estäen lisävahinkojen syntymisen. Ensin sähkömekaaniset ja myöhemmin staattiset suojareleet valmistettiin suoriutumaan vain yhdestä suojaus-toinnosta ja tavallisesti samaan kojeistoon asennettiin useita suojareleitä. /4/

Mikroprosessoripohjainen suojarele on kuulunut muun muassa ABB:n tuotevalikoimaan vuodesta 1985. Suurimpien suojarelevalmistajien, kuten ABB, Schneider, Eaton ja Siemens, valikoimat koostuvat lähinnä mikroprosessoripohjaisista suoja-releistä /2; 16; 17; 18/. Ainoana poikkeuksena ABB tarjoaa myös valikoiman staat-tisia ja sähkömekaanisia suojareleitä sähköverkon suojaamiseen liittyen. Moder-nilla, mikroprosessoripohjaisella suojareleellä on perustoimintojen lisäksi mittaus-, vianpaikannus-, häiriötallennus, ohjaus-, kommunikaatio- ja itsevalvontatoimin-toja. /4/

3 VIRRAN MITTAAMINEN

3.1 Virran mittaaminen suojareleellä

Keskijännitesovelluksissa suojareleen valvomat jännitteet ja virrat ovat tavallisesti erittäin suuria verrattuna suojareleen oman elektroniikan jännitetasoihin. Näiden suureiden mittaamisessa käytetään mittamuuntajia, jotka tuottavat ensiösuureeseen verrannollisen toisiosuureen. Toisiosuure on galvaanisesti erotettu mitattavasta suureesta ja sen amplitudi on suojareleen kanssa yhteensopivalla tasolla. /14/

Mittamuuntajat ovat kattavasti standardoituja ja esimerkiksi virran mittaamiseen käytettävien virtamuuntajien (Current Transformer, CT) nimellinen toisiovirta on lähes aina joko 5 A tai 1 A /4/. Muuntajien jakosuhteet ja muut ominaisuudet, kuten tarkkuus, on määritelty IEC-, IEEE- ja ANSI-standardeissa. Mittamuuntajien vaatimuksia käsittelevän standardin IEC 61869 virtamuuntajien lisävaatimuksia käsittelevä IEC 61869-2 määrittelee virtamuuntajien mittaustarkkuusluokat (Taulukko 1).

Taulukko 1. CT tarkkuusluokat, IEC61869-2.

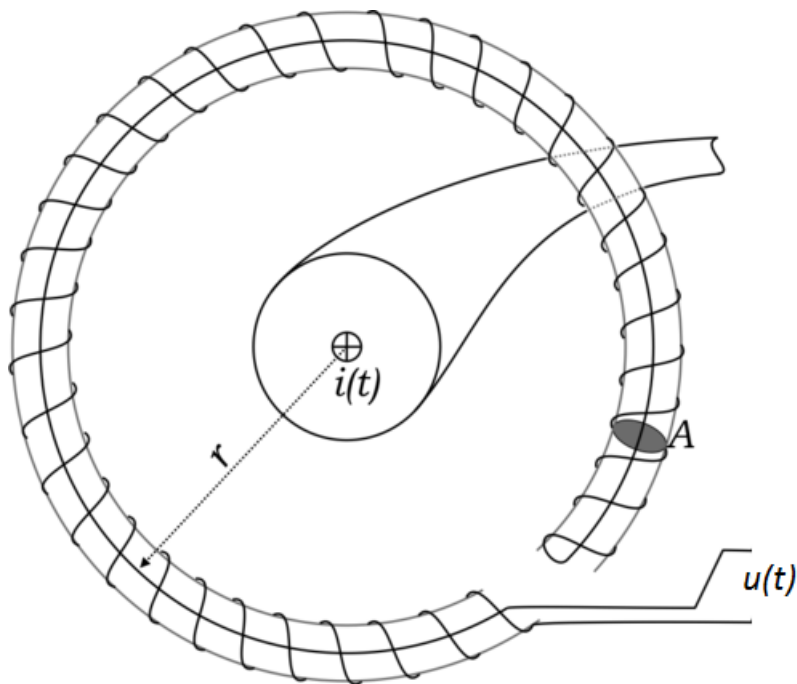
Tarkkuusluokka	Muuntosuhteen virhe, ±%				Vaihevirhe, ±°			
	Virran ollessa % nimellisestä				Virran ollessa % nimellisestä			
	5	20	100	120	5	20	100	120
0.5	1,5	0,75	0,5	0,5	90	45	30	30
1	3,0	1,5	1,0	1,0	180	90	60	60

Virtamuuntaja täytyy aina valita mitattavan virran mukaan, koska virtamuuntajalla on melko kapea lineaarinen toiminta-alue. Kun mitattava virta nousee liian suureksi tai sillä on voimakas DC-komponentti, magneettivuon tiheys saavuttaa sydänmateriaalin suurimman mahdollisen tiheyden. Tämän jälkeen toisiovirta ei enää kasva

suoraan verrannollisesti ensiövirran mukaan magnetointivirran kasvaessa voimakkaasti. /4; 14/

3.2 Rogowski-sensori

Rogowski-sensori tai -kela on toroidin muotoinen kela, jonka sydän on valmistettu ei-ferromagneettisesta materiaalista (Kuva 1). Ensiöjohdin kulkee toroidin lävitse, jolloin siinä kulkeva virta indusoi jännitteen sensorin käämin päiden välille. Ulkopuolisten sähkömagneettisten häiriöiden vaimentamiseksi Rogowski-sensorin käämi koostuu kahdesta toroidin kehän eri suuntiin kiertävästä osasta. Toinen osa on joko käämin sisällä kulkeva suora johdin tai toinen, eri suuntaan punottu käämi. Käämin osiin indusoituvat häiriöjännitteet ovat tällöin vastakkaisessa vaiheessa ja kumoavat toisensa. Mikäli sensorin koostuu kahdesta eri suuntaan punotusta käämistä, ensiövirta indusoi niihin samassa vaiheessa olevan jännitteen vahvistuen lähtösignaalin amplitudia. /15/



Kuva 1. Rogowski-kelan rakenne (Luque Alfredo, 2011).

Rogowski-sensorin käämiin indusoituva jännite on suoraan verrannollinen ensiövirran derivaattaan. Mikäli käämin poikkileikkaus A ja kierrostiheys n ovat vakioita, sensorin tuottama toisiojännite on

$$u(t) = -\mu_0 n A \frac{di(t)}{dt} = -M \frac{di(t)}{dt}. \quad (1)$$

Ideaalisen sensorin toisiojännite ei riipu ensiöjohtimen sijainnista sensorin sisällä eikä sensorin muodosta. /10; 15/

Virtamuuntajaan verrattuna Rogowski-sensori ei ota juuri ollenkaan tehoa mitattavasta virtapiiristä eikä siten tuota vaarallisia toisiojännitteitä. Lisäksi Rogowski-sensori ei ferromagneettisen sydämen puutteen vuoksi saturoidu korkeilla virroilla pysyen lineaarisena ja kykenee pienemmän induktanssin ansiosta käsittelemään huomattavasti suuremman taajuuskaistan kuin virtamuuntaja. /15/

Koska Rogowski-sensorilta saatava signaali on suoraan verrannollinen ensiövirran derivaattaan, täytyy signaali integroida ensiövirran selvittämiseksi. Integrointiin käytetään passiivista RC-suodinta, operaatiovahvistimeen perustuvaa integraattoria

tai digitaalista signaalinkäsittelyä (DSP). DSP-ratkaisussa tulee huomioida analogisen signaalin muuttaminen digitaaliseen muotoon, jolloin erityisesti korkeilla taajuuksilla signaalin amplitudi voi nousta liian korkeaksi signaalinsovituksen elektroniikalle tai AD-muuntimelle. Varsinkin nopeat transientit voivat aiheuttaa erittäin suuria jännitepiikkejä, vaikka tarpeeksi korkeilla taajuuksilla itse sensorin ja kaapelin loiskapazitanssi ja -induktanssi muodostavat itsessään integraattorin. /15/

Rogowski-sensoria käytetään perinteisten virtamuuntajien sijaan sovelluksissa, joissa mitataan erittäin suuria virtoja tai vaaditaan suurta taajuuskaistaa. Erittäin suuria virtoja joudutaan mittaamaan esimerkiksi valokaariuunin muuntajan suojauksessa, jossa toisiovirrat voivat olla jopa 60 kA /2/. Rogowski-sensoreita käytetään myös tavallisemmissa suojaustoiminnoissa, koska virtamuuntajan ensiöpiiristä ottamaa energiaa ei enää tarvita sähkömekaanisen releen normaalin toiminnan takaamiseen. Laaja dynamiikka mahdollistaa myös saman sensorityypin käyttämisen useilla nimellisvirroilla. Suuri taajuuskaista yhdistettynä suureen dynamiikkaan mahdollistaa Rogowski-sensorin käyttämisen erilaisten nopeiden virtapiikkien ja -pulssien mittaamiseen. /15/

4 VANHA SENSORIMODUULI

Vanhan designin mukainen sensorimoduuli tarjoaa kolme Rogowski-sensorille soveltuvaa sensorituloa. Moduulin erikoisuutena on Rogowski-kanavien suuri dynamiikka, joka mahdollistaa yhden sensorityypin käyttämisen 40 ... 833 A nimellisvirroilla.

4.1 Sensorikanavan vaatimukset

Sensorikanavan vaatimukset on määritelty virroilla, vaikka Rogowski-sensorilta mitataan jännitettä (Taulukko 2). Vastaavia jännitearvoja laskettaessa käytetään ABB:n sensorivalikoimassa yleistä $\frac{3}{80} \frac{mV}{A Hz}$ herkkyyttä.

Taulukko 2. Vanhan designin mukaisen virtakanavan vaatimukset.

	Arvo	Yksikkö
Virtakanavan dynamiikka	0,05 ... 60	$\frac{I}{I_n}$
Nimellisvirta-alue (150 mV @80 A 50 Hz)	40 ... 833	A
Nimellisvirtoja vastaava jännitealue	$5,3 \cdot 10^{-3} \dots 159$	V_{p-p}
Tarkkuusluokka	class 1	(IEC 61869)

Tyypin hyväksyntää varten täytyy moduulin täyttää myös useita IEC-standardeja, jotka on täytynyt ottaa huomioon osaltaan sensorikanavaa suunniteltaessa (Taulukko 3).

Taulukko 3. IEC-standardit, joiden mukaiset vaatimukset sensorimoduulin sisältävä tuote täyttää.

Piirilevy	Merkinnät, IEC 60255-6.
	Eristevälit, IEC 60255-5.
Ylikuormitus	Thermal withstand capability, IEC 60085.
Eristys	IEC 60255-5 ja 60255-27
EMC	1MHz burst disturbance test, IEC 60255-22-1.
	Electrostatic discharge test (ESD), IEC 60255-22-2 ja 61000-4-2.
	Radiated RF disturbance tests, IEC 61000-4-3 ja 60255-22-3.
	Fast transient disturbance test, IEC 60255-22-4 ja 61000-4-4.
	Surge test, IEC 60255-22-5 and 61000-4-5.
	Conducted common mode RF disturbance, IEC 60255-22-6 and 61000-4-6.
	Immunity to power-frequency (50Hz) magnetic field, IEC 61000-4-8.
Electromagnetic emission tests, EN 55011 and IEC 60255-25.	
Ympäristö	Dry heat test, IEC 60068-2-2 (test B).

	Cold test, IEC 60068-2-1 (test A).
	Damp heat test, IEC 60068-2-30 (test Db).
	Storage temperature test, IEC 60068-2-48 (test H).
Mekaaniset	Vibration tests, IEC 60068-2-6 (test Fc).
	Shock and bump tests, IEC 60068-2-27.
	Seismic test, IEC 60255-21-3.

4.2 Dynamiikan laajennus

Sensorimoduulin täytyy kyetä käsittelemään erittäin laajaa dynamiikkaa suuren nimellisvirta-alueen tukemiseksi. Koska koko dynamiikan ei tarvitse olla käytettävissä yhtäaikaaisesti, voidaan dynamiikka jakaa AD-muuntimen erottelukyvylle sopiviin osiin säädettävällä vaimennuksella.

Virtakanavan kannalta merkittävien arvojen selvittämiseksi täytyy vaatimusten perusteella laskea pienin ja suurin mitattava jännite. Virran suuruuden lisäksi jännitteeseen vaikuttaa Rogowski-anturin derivoivan luonteen vuoksi myös taajuus, jolloin pienimmäksi mitattavaksi jännitteeksi saadaan

$$\hat{u}_{in\ min} = 0,05 \cdot \frac{40\ A}{80\ A} \cdot 3 \frac{mV}{Hz} \cdot 50\ Hz \cdot \sqrt{2} = 5,3\ mV \quad (2)$$

50 Hz taajuudella ja suurimmaksi

$$\hat{u}_{in\ max} = 60 \cdot \frac{833\ A}{80\ A} \cdot 3 \frac{mV}{Hz} \cdot 60\ Hz \cdot \sqrt{2} = 159\ V \quad (3)$$

60 Hz:n taajuudella.

Class 1-tarkkuudella ja $0,05 \times I_n$ virralla virhe saa olla $\pm 3 \%$, jolloin mitattava dynamiikka on

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\hat{u}_{in \max}}{\hat{u}_{in \min} \cdot 0,03} \right) = 120 \text{ dB}. \quad (4)$$

Käytetyn AD-muuntimen erottelukyvyn ollessa noin 98 dB päädyttiin jakamaan mitta-alue 8 osaan, joilla kyetään tarjoamaan täysi $0,05 \dots 60 \times I_n$ dynamiikka class 1-tarkkuudella koko $40 \dots 833 \text{ A}$ nimellisvirta-alueelle (Taulukko 4).

Taulukko 4. Vanhan sensorimoduulin nimellisvirta-alueet.

Virta-alue	$I_n \text{ min} / \text{A}$	$I_n \text{ max} / \text{A}$
1	40,00	58,46
2	58,46	85,45
3	85,45	124,89
4	124,89	182,54
5	182,54	266,79
6	266,79	389,94
7	389,94	569,93
8	569,93	833,00

5 UUSI SENSORIKANAVA

5.1 Vaatimukset

Uuden sensorikanavan vaatimuksiksi esitettiin vanhasta designista poiketen class 0.5-tarkkuusluokkaa ja huomattavasti korkeampaa, 2600 A suurinta nimellisvirtaa. Suurimman nimellisvirran myötä suurimman mitattavan jännitteen huippuarvo nousee 60 Hz:n taajuudella

$$\hat{u}_{in\ max} = 60 \cdot \frac{2600\ A}{80\ A} \cdot 180\ mV \cdot \sqrt{2} = 496,4\ V \quad (5)$$

asti. Class 0.5 -tarkkuus edellyttää $\pm 1,5\ %$ tarkkuutta $0,05 \times I_n$, jolloin mitattava dynamiikka nousee

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\hat{u}_{in\ max}}{\hat{u}_{in\ min} \cdot 0,015} \right) = 135,9\ dB \quad (6)$$

asti ja yhden nimellisvirran vaatima dynamiikka

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{60 \cdot i_{max\ n}}{0,05 \cdot i_{min\ n} \cdot 0,015} \right) = 98\ dB. \quad (7)$$

Vaadittu dynamiikka on yhtä suuri kuin AD-muuntimen erottelukyky, jolloin class 0.5 -tarkkuus vaatisi erillisen vaimennuksen jokaiselle käytetylle nimellisvirralle. Class 1 -tarkkuudella koko mitattava dynamiikka laskee hieman alemmaksi:

$$20 \cdot \log_{10} \left(\frac{\hat{u}_{in\ max}}{\hat{u}_{in\ min} \cdot 0,03} \right) = 129,9\ dB \quad (8)$$

Koko signaalitien suurin vaimennus voidaan laskea suurimman syötettävän jännitteen avulla. Suurin AD-muuntimen kanssa yhteensopiva signaalin taso on $3,3\ V_{p-p}$, joka vastaa epäsymmetrisen signaalin $1,65\ V_p$ huippuarvoa. Vaadittu vaimennus voidaan laskea syötetyn jännitteen huippuarvon mukaan:

$$A = \frac{\hat{u}_{in}}{1,65\ V} \quad (9)$$

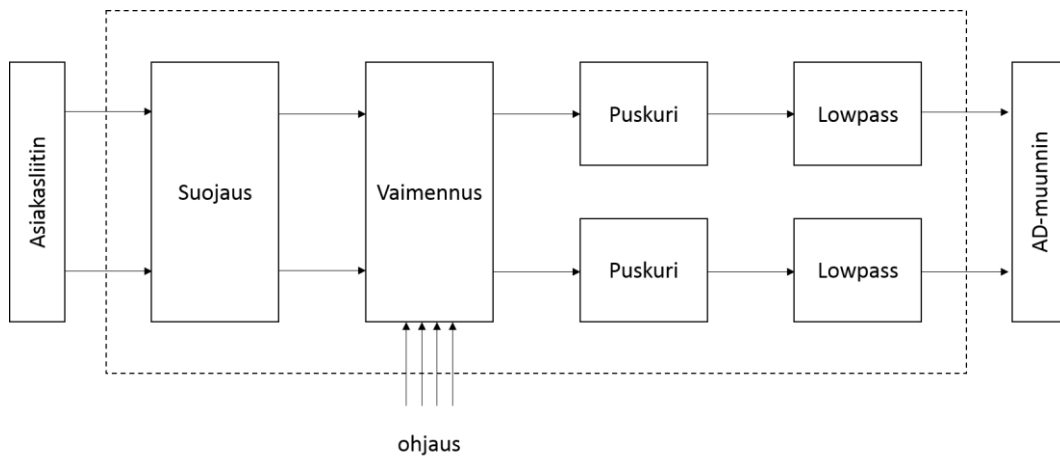
Pienintä vaimennusta ei voida laskea suoraan pienimmän nimellisvirran mukaan, mutta tällä tavalla saadaan kuitenkin vertailukelpoinen arvo. Suurin ja pienin vaimennus ovat taulukon 5 mukaiset.

Taulukko 5. Koko signaalitien suurin ja pienin vaimennus.

Nimellisvirta (A)	Jännitteen huippuarvo (V)	Vaadittu vaimennus (dB)
40	7,6	13,3
2600	496,4	49,6

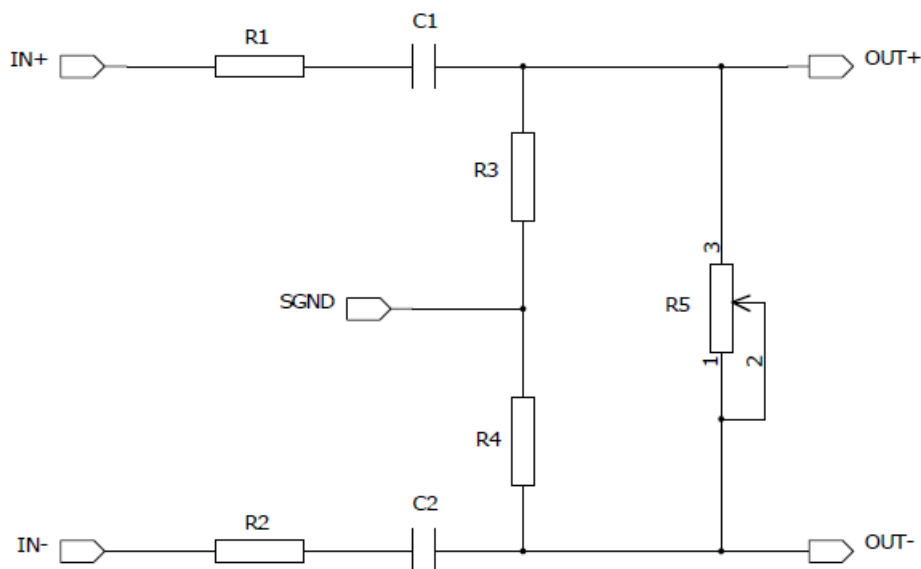
5.2 Topologian muutos

Vanhan sensorimoduulin virtakanavan vaimennus toteutetaan ennen ensimmäistä puskuria (Kuva 2), joka mahdollistaa yhtenäisen 3,3 V käyttöjännitteen. Ainoa aktiivinen komponentti ennen ensimmäistä puskuria on säädettävässä vaimennuksessa käytetty multiplekseri, jonka suljetun kytkimen yli vaikuttava jännite on hyvin pieni ja avoimien kytkimien yli vaikuttava jännite enintään 3,3 V oikealla vaimennuksella.



Kuva 2. Vanhan sensorimoduulin Rogowski-kanavan rakenne.

Vaimennus on toteutettu kuvan 3 mukaisella kytkennällä. Tällaisen kytkennän heikkouksina on valitun vaimennuksen mukaan vaihteleva tuloimpedanssi ja taajuusvaste. Ilmiö havaittiin jo moduulia suunniteltaessa, jolloin simuloimalla havaittiin taajuusvasteen vaihtelevan valitun vaimennuksen mukaan.

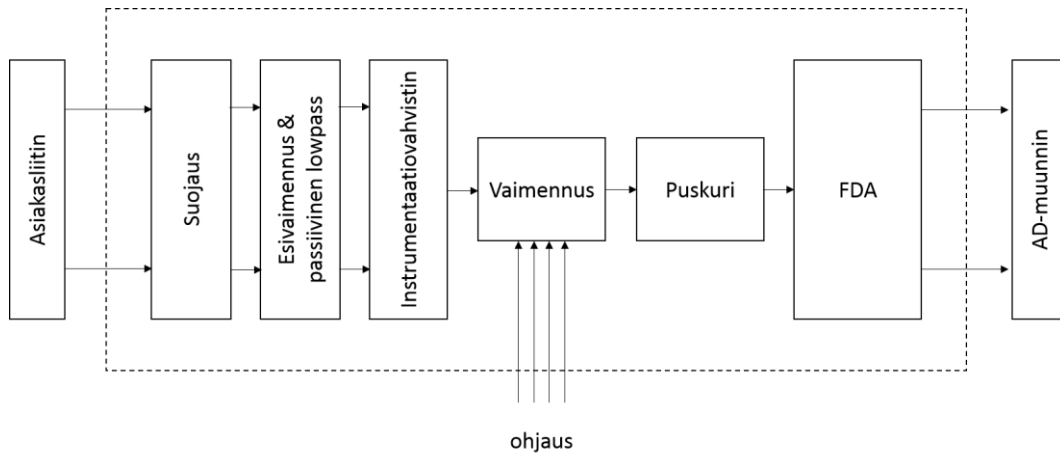


Kuva 3. Vanhan sensorimoduulin säädettävän vaimennuksen toimintaperiaate.

Lisäksi symmetrinen signaali kulkee omissa haaroissaan AD-muuntimelle asti heikentäen CMRR-arvoa, koska komponenttitoleranssit aiheuttavat epäsymmetrisyyttä kanavien välille. CMRR, eli Common Mode Rejection Ratio, kuvaa yhteis-
muotoisen signaalin vaimentumista eromuotoiseen signaaliin verrattuna:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{cm}} \quad (10)$$

Tutkimusprojektia varten suunniteltu virtakanava pyrkii korjaamaan edellä mainittuja heikkouksia lisäämällä signaalitien alkuun instrumentaatiovahvistimen, joka pienentää CMRR:n muodostumiseen osallistuvien komponenttien määrää, jolloin pienempi määrä tarkempia komponentteja mahdollistaa paremman CMRR:n saavuttamisen. Lisäksi vaimennus saadaan siirrettyä puskurin taakse, jolloin tuloimpedanssi pysyy vakiona ja vaimennuksen vaikutusta taajuusvasteeseen saadaan pienennettyä (Kuva 4).



Kuva 4. Uuden Rogowski-kanavan rakenne.

6 SUUNNITTELU

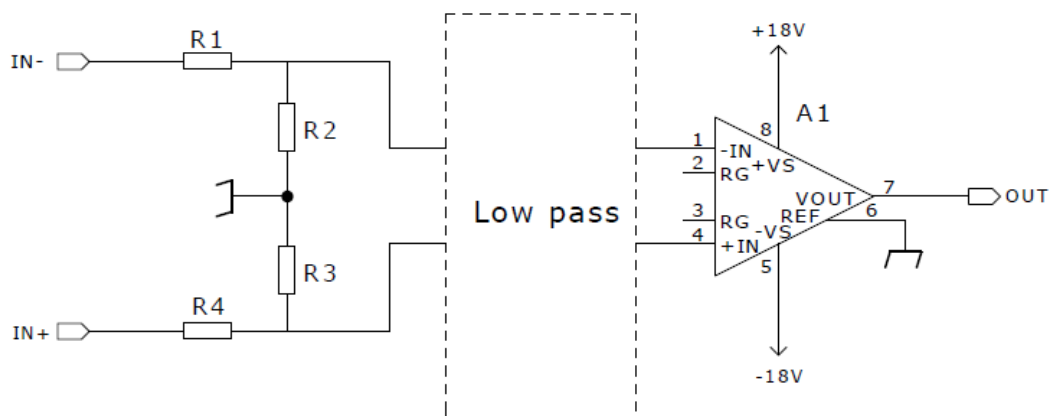
6.1 Suojaus

Suojauskomponenteilla pyritään rajoittamaan asiakasliittimien kautta kytkentään päätyvä häiriöjännite tasolle, joka ei vahingoita komponentteja tai aiheuta digitaalisten komponenttien virheellistä toimintaa. Suojakomponenttien valinnassa täytyy ottaa huomioon niiden loiskapazitanssi, käytetyt jännitetasot ja vikatilanteissa lämmöksi muutettavan energian suuruus. Loiskapazitanssi on kriittinen tekijä signaalitien taajuusvasteen ja Rogowski-sensorin käyttäytymisen kannalta.

Vanhassa designissa käytettiin kaasupurkausputken, GDT (Gas Discharge Tube), ja TVS-diodin yhdistelmää (Transient Voltage Suppressor). TVS-diodien korkea kapasitanssi vaikuttaa negatiivisesti taajuusvasteeseen ja yhteensopivuuteen joidenkin Rogowski-sensorien kanssa. Suojauskomponenttien valitseminen ja mitoittaminen jäävät tämän työn ulkopuolelle.

6.2 Esivaimennus ja tuloimpedanssi

Esivaimennuksen tehtävä on tarjota signaalitien alkuun kiinteä vaimennus, joka vaimentaa asiakasliittimiltä syötetyn signaalin instrumentaatiovahvistimen käsiteltävissä olevalle tasolle. Kiinteällä esivaimennuksella saavutetaan myös kiinteä, noin 4 M Ω tuloimpedanssi. Vaimennuksen lisäksi ennen instrumentaatiovahvistinta tarjotaan mahdollisuus ylimääräiselle, passiiviselle toisen asteen alipäästösuotimelle, jota ei ladota prototyyppeihin (Kuva 5).



Kuva 5. Esivaimennus ja instrumentaatiovahvistin.

Signaalitielle voidaan joutua lisäämään instrumentaatiovahvistimen eteen passiivinen alipäästösuodin, jolla vaimennetaan Rogowski-sensorin derivoiman signaalin erittäin voimakkaat, korkeataajuiset komponentit. Derivointi tuo signaaliin käytännössä 20 dB/dekadi vahvistuksen, jonka kumoamiseen riittäisi ideaalinen ensimmäisen asteen alipäästösuotimen -20 dB/dekadi vaimeneminen rajataajuuden ollessa sama kuin pienin mitattava taajuus. Käytännössä ensimmäisen asteen RC-suodin ei kuitenkaan tarjoa kuin noin -14 dB/dekadi vaimeneminen heti rajataajuuden jälkeen.

6.2.1 Mitoitus

Instrumentaatiovahvistin valittiin projektin alussa hyvän CMRR-arvon ja laajan käyttöjännitealueen perusteella. Sen suurin sallittu käyttöjännite on $\pm 18 \text{ V}$, jolla tulojännitteen rajat ovat $+V_s - 0,65 \text{ V} \dots -V_s - 0,60 \text{ V}$ koko $-40 \dots 125 \text{ }^\circ\text{C}$ käyttölämpötila-alueella. Lähtöjännitettä rajoittaa lämpötilan lisäksi kuormaresistanssi. Käytettäessä vähintään $10 \text{ k}\Omega$ kuormaa päästään jo kuitenkin lähes rail-to-rail-arvoihin. Koko käyttölämpötila-alueella päästään $+V_s - 0,20 \text{ V} \dots -V_s + 0,17 \text{ V}$ rajoihin. Vaadittu esivaimennus perustuu lähtöjännitteen rajoihin, koska instrumentaatiovahvistimen siirtofunktio on

$$U_{out} = G(U_{in+} - U_{in-}) + U_{ref}. \quad (11)$$

Tämä rajoittaa tulojännitteen 0 V potentiaalın suhteen symmetrisesti $\pm 17,8$ V ja kaavan 5 mukaisella maksimijännitteellä rajaa pienimmäksi mahdolliseksi esi-
vaimennukseksi

$$A = \frac{R1 + R2 + R3 + R4}{R2 + R3} = \frac{R1 + R2}{R2} = \frac{496 \text{ V}}{17,8 \text{ V}} = 27,9. \quad (12)$$

E24-sarjan vastusarvoilla lähimmäksi tätä vaimennusta päästään $2,7 \text{ M}\Omega$ ja $100 \text{ k}\Omega$ vastuksilla, joilla vaimennukseksi muodostuu

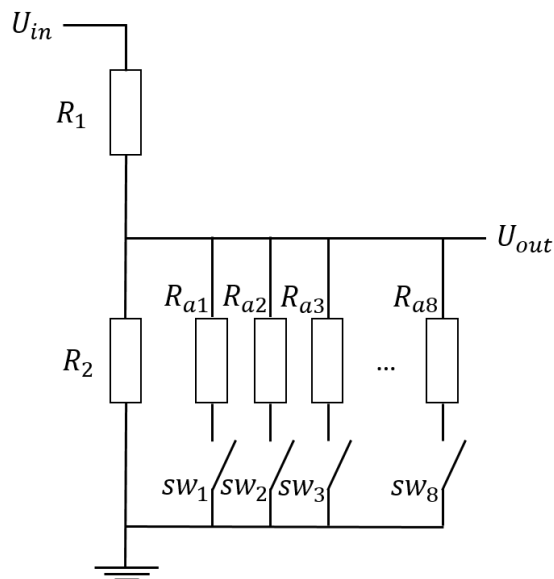
$$A = \frac{2,7 \cdot 10^6 + 100 \cdot 10^3}{100 \cdot 10^3} = 28,0, \quad (13)$$

joka rajoittaa lähdön signaalin $17,8 \text{ V}_{p-p}$ sisälle.

6.3 Säädettävä vaimennus

Säädettävän vaimennuksen tehtävä on rajata $0 \dots 18 \text{ V}_p$ signaali $0 \dots 3,3 \text{ V}_p$ tasolle kaikilla määritellyillä ensiövirroilla. Vaimennuksia laskiessa täytyy myös huomioida voimakas esivaimennus, joka laskee signaalin tason pienimmillä nimellisvirroilla niin alhaiseksi, että signaalia täytyy vahvistaa huomattavasti täyden dynamiikan hyödyntämiseksi. Jälkivahvistus täytyy mitoittaa siten, että pienin nimellisvirta-alue täyttää koko AD-muuntimen dynamiikan pienimmällä vaimennuksella.

Vanhasta designista poiketen vaimennuksessa käytetään multiplekserin sijaan kytkimiä, joita voidaan ohjata toisistaan riippumatta (Kuva 6). Tällöin vaadittu vaimennus voidaan muodostaa vastuksien rinnankytkennällä eikä jokaiselle vaimennukselle tarvita erillisiä vastuksia. Valittavien vaimennuksien määrä nousee alku-
peräisestä 8 vaimennuksesta 256 vaimennukseen.



Kuva 6. Säädettävän vaimennuksen toimintaperiaate.

Esimerkkikytkennän, jossa R_1 on $1R$, R_2 on $9R$ ja kahdeksan kytkimien edessä olevaa vastusta $0,5R$, $1R$, $2R$, $4R$, $8R$, $16R$, $32R$ ja $64R$, R_2 :n ja säädettävän resistanssin muodostama resistanssi käyttäytyy kuvan 7 a) mukaisesti. Jännitteenjakajana toimiessa kytkennän vaimennus käyttäytyy kuvan 7 b) mukaisesti. Ideaalisesti vaimennuksen tulisi voimistua

$$A_n = kA_{n-1} \quad (14)$$

mukaisesti. Vakio k on yhden vaimennuksen pienimmän ja suurimman nimellisvirran suhde. Toteutuva suhde on kuitenkin lähes

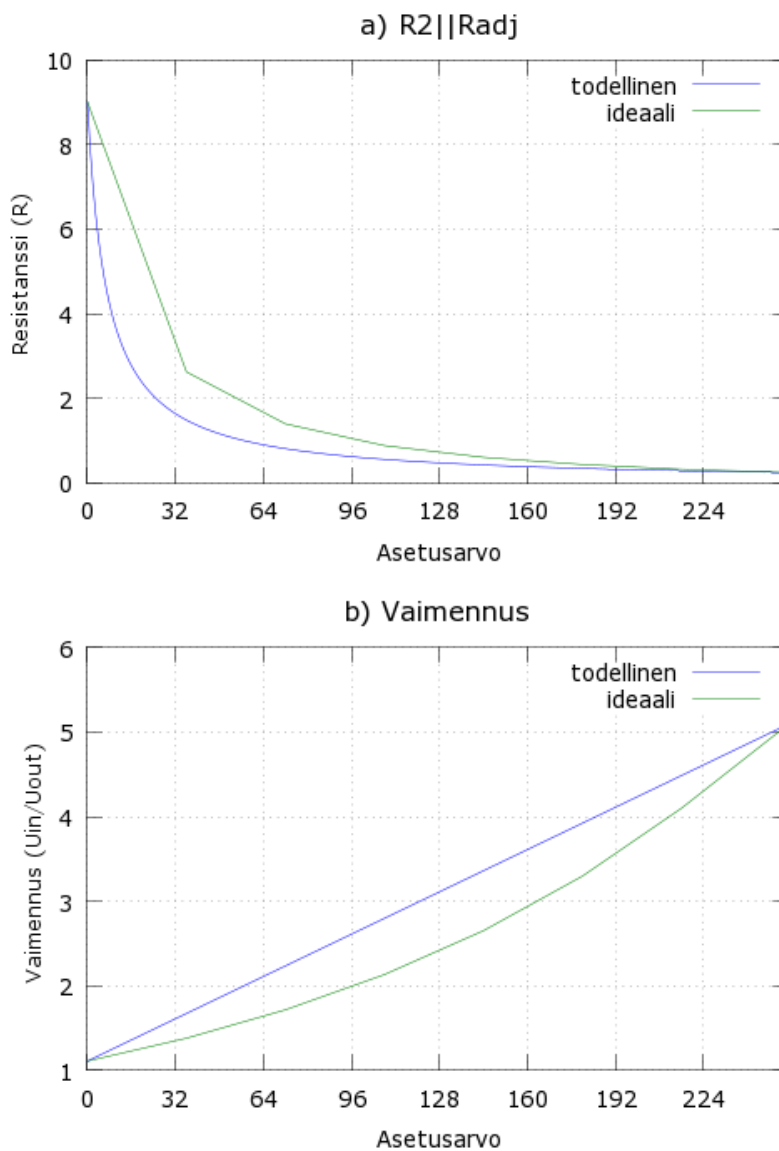
$$A_n = A_{n-1} + b, \quad (15)$$

Jossa vakio b on yhden portaan koko. Tällöin täytyy ehdon

$$b \leq A_{n-1}(k - 1) \quad (16)$$

toteutua kaikilla vaimennuksilla. Portaan koon täytyy olla pienempi tai yhtä suuri kuin vanhan designin virta-alueen suurimman ja pienimmän arvon suhde. Jos ehto ei toteudu, ylitetään AD-muuntimen dynamiikka kyseisellä vaimennuksella. Suurin riski dynamiikan ylittämiseksi on pienimmillä vaimennuksilla. Vanhassa designissa yhden virta-alueen pienimmän ja suurimman nimellisvirran suhde, k , on

58,46 A/40,00 A = 1,46 (Taulukko 4). Suurin yhden alueen suurimman ja pienimmän nimellisvirran suhde, jolla saavutetaan class 1 -tarkkuus, on 1,65 /13./



Kuva 7. Esimerkki säädettävästä vaimennuksesta, jossa $R_1 = 1R$, $R_2 = 9R$, $R_{adj1} = 0,5R$.

Kytkimien käyttämisen heikkoutena on erillisten lähtöpinnien tarpeesta seuraava pienempi pakkaustiheys. Usein kytkimien tapauksessa saadaan 4 kytkintä samassa SOIC-16-kotelossa, johon pakattuna on saatavilla 8-kanavaisia multipleksereitä.

Huomioitavaa kytkennässä on myös tasonnoston puuttuminen, jonka vuoksi kytkimet joutuvat käsittelemään myös negatiivisia jännitteitä. Tämän vuoksi kytkimet täytyy kytkeä samaan ± 18 V käyttöjännitteeseen instrumentaatiovahvistimen kanssa.

6.3.1 Vaimennuksen mitoitus

Vaimennuksen jälkeen toteutettava 6,5 kertainen vahvistus yhdistettynä 10 k Ω ja 115 k Ω resistansseihin mitoitettujen R_1 ja R_2 vastuksien muodostamaan jännitejakoon (Kuva 6) rajoittavat syötetyn jännitteen pienimmällä vaimennuksella.

$$\hat{u}_{in\ max} = \frac{\hat{u}_{out\ max} \cdot 28,0}{\frac{6,5 \cdot 115\ k}{10\ k + 115\ k}} = 1,65\ V \cdot 4,6823 = 7,73\ V \quad (17)$$

Tämä vastaa noin

$$I_{n\ max} = \frac{\hat{u}_{in\ max} \cdot 80\ A}{60 \cdot 180\ mV \cdot \sqrt{2}} = 40,5\ A \quad (18)$$

nimellisvirran suurinta kerrannaisarvoa 60 Hz taajuudella.

Kiinteä jännitejakaja sitoo pienimmän vaimennuksen haluttuun arvoon, jolloin säädettävä vaimennus voidaan mitoittaa suurimman tarvittavan vaimennuksen mukaan. Koko signaalitien kiinteä vaimennus on

$$A_{fixed} = \frac{A_{pre}}{G_{post}} = \frac{28}{6,5} = 4,31, \quad (19)$$

jonka kanssa suurimman vaimennuksen tulee vaimentaa kaavan 5 mukainen maksimijännite 3,3 V_{p-p} sisälle. Toisin sanottuna vaimennuksen tulee toteuttaa ehto

$$A_{max} = A_{adj\ max} A_{fixed} = \frac{\hat{u}_{max}}{1,65\ V}, \quad (20)$$

jolloin säädettävän vaimennuksen maksimi voidaan laskea kaavalla

$$A_{adj\ max} = \frac{\hat{u}_{max}}{1,65\ V \cdot A_{fixed}} \quad (21)$$

Kun käytetään kaavan 5 mukaista maksimijännitettä, saadaan säädettävän vaimennuksen suurimmaksi arvoksi 70.

6.3.2 Vastuksien mitoitus

Suurinta vaimennusta vastaava resistanssi on

$$R_{adj\ min} || R_2 = \frac{R_1}{A_{adj\ max} - 1} \quad (22)$$

josta voidaan johtaa säädettävän resistanssin minimiksi

$$R_{adj\ min} = \frac{R_2 \frac{R_1}{A_{adj\ max} - 1}}{R_2 - \frac{R_1}{A_{adj\ max} - 1}} = 145,1\ \Omega. \quad (23)$$

Kun säädettävä resistanssi asetetaan pienimmäksi mahdolliseksi, kaikki kytkimet ovat kiinni, jolloin resistanssi määräytyy kaikkien vastuksien rinnankytkennän mukaan:

$$R_{adj\ min} = \left(\frac{1}{R_{adj1}} + \frac{1}{R_{adj2}} + \frac{1}{R_{adj3}} + \dots + \frac{1}{R_{adj8}} \right)^{-1} \quad (24)$$

Koska vastuksien arvojen välinen suhde on tunnettu, voidaan kaava yksinkertaistaa muotoon:

$$R_{adj\ min} = \left(\frac{1}{R_{adj1}} + \frac{1}{2R_{adj1}} + \frac{1}{4R_{adj1}} + \dots + \frac{1}{128R_{adj1}} \right)^{-1} \quad (25)$$

$$R_{adj\ min} = \frac{128R_{adj1}}{255} \rightarrow R_{adj1} = \frac{255}{128} R_{adj\ min} \quad (26)$$

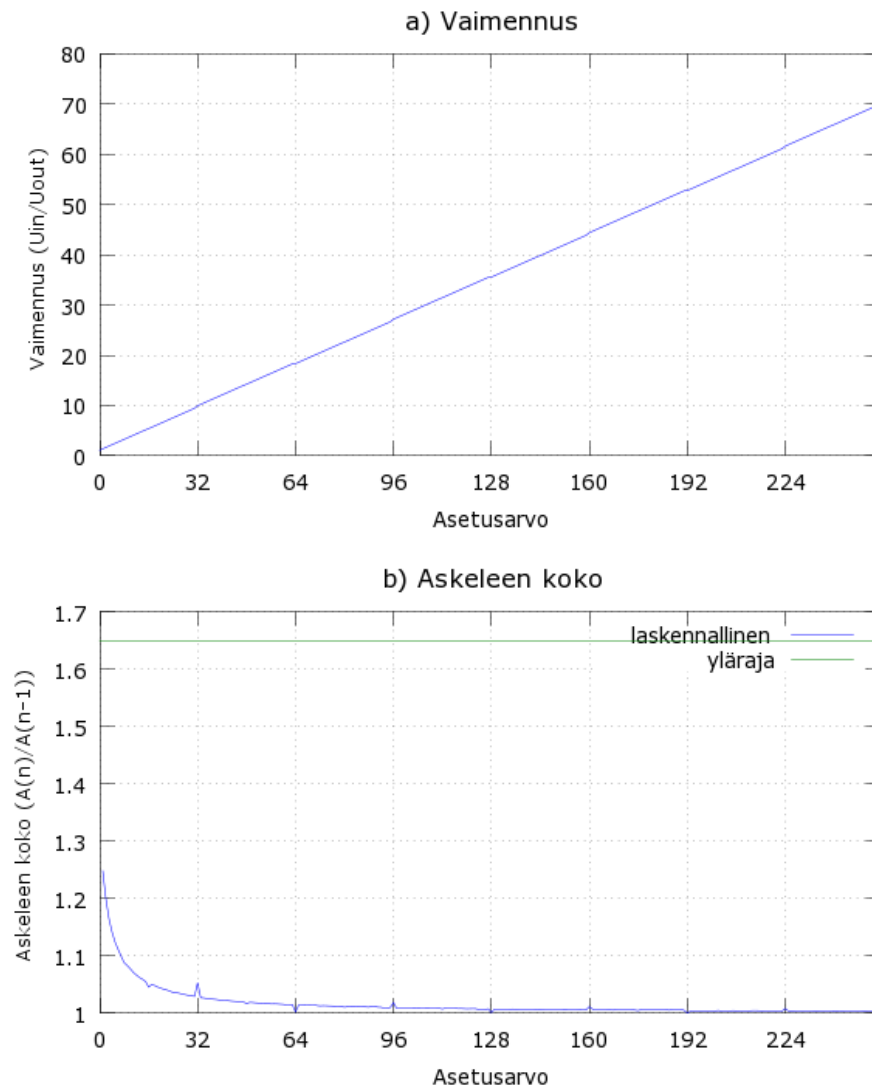
Tarvittavat resistanssit ovat taulukon 6 mukaiset. Arvoissa on huomioitu kytkimen R_{on} -arvo ja ne on pyritty sovittamaan E24-sarjan arvoihin. Vastusarvot muodostetaan kahden vastuksen sarjakytkennällä, jolloin haluttu arvo voidaan muodostaa

kahdesta yleisemmästä arvosta. Kytkimen R_{on} vaihtelee käyttöjännitteen ja syötetyn signaalin mukaan. ± 18 V käyttöjännitteellä R_{on} on noin 30 ... 40 Ω .

Taulukko 6. Säädettävän vaimennuksen vastusarvot.

Kytkin	Tavoite (Ω)	R_{on} -kompensoitu (Ω)	E24-arvot
1 (LSB)	37148	37118	36k + 1k
2	18574	18544	18k + 390R
3	9287,1	9257	9k1 + 100R
4	4643,5	4610	3k3 + 1k3
5	2321,8	2290	1k3 + 1k
6	1160,9	1130	1k + 100R
7	580,4	550	390R + 160R
8 (MSB)	290,2	260	160R + 100R

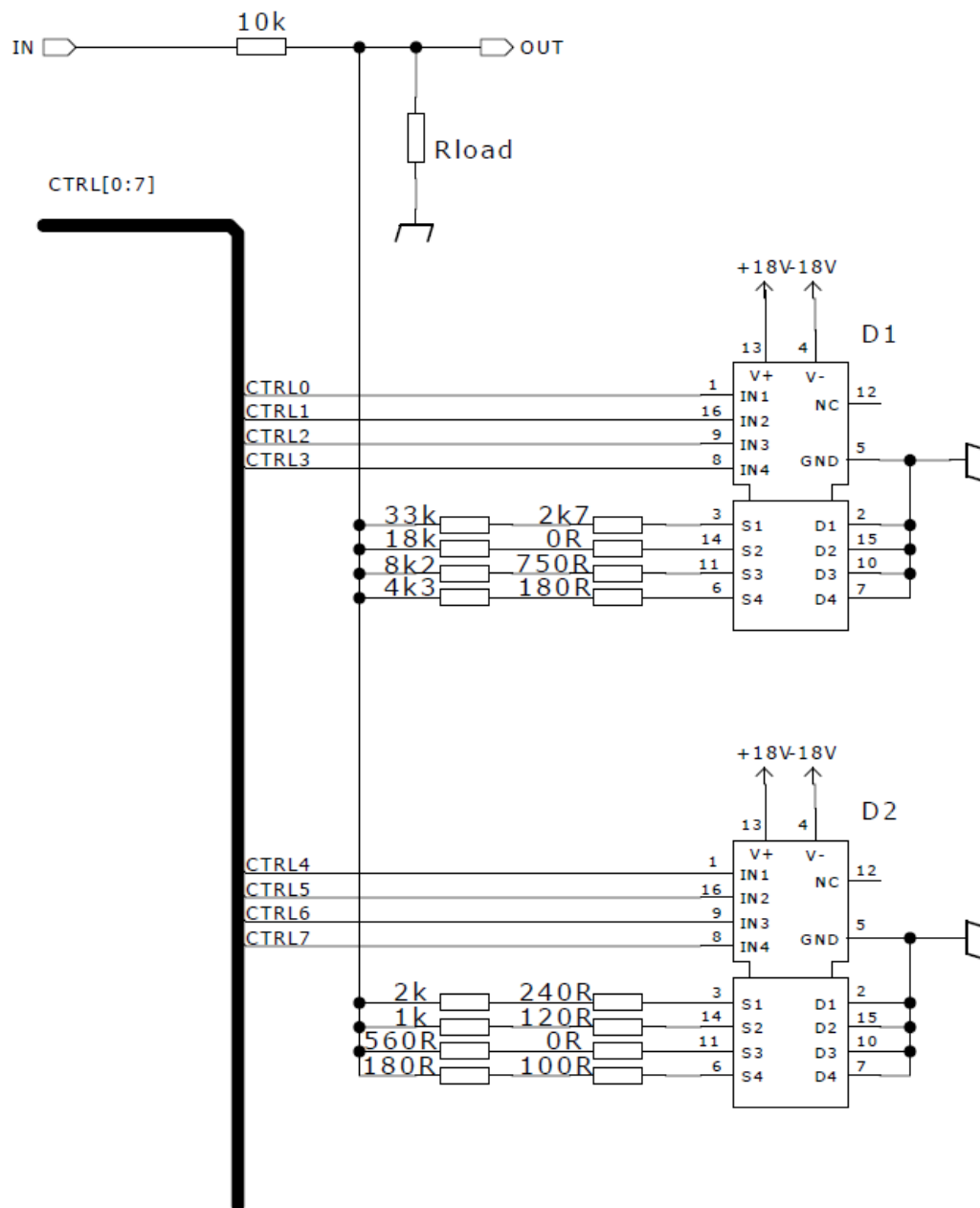
Valituilla vastusarvoilla vaimennus on kuvan 8 a) mukainen. Kaavan 16 ehdon toteutuminen voidaan vahvistaa kuvan 8 b), jossa x-akselilla on asetuservot ja y-akselilla kahden peräkkäisen vaimennuksen suhde. Kahden peräkkäisen arvon suhde täytyy pysyä alle 1,65 class 1 -tarkkuuden saavuttamiseksi, joka toteutuu helposti suurimman suhteen ollessa 1,25.



Kuva 8. Laskennallinen säädettävä vaimennus ja askeleen koko.

6.3.3 Testaus

Kytkenän toimivuutta testattiin rakentamalla irrallinen testikytkentä, jossa käytetyt vastusarvot ovat lähellä mitoitettuja arvoja (Kuva 9).



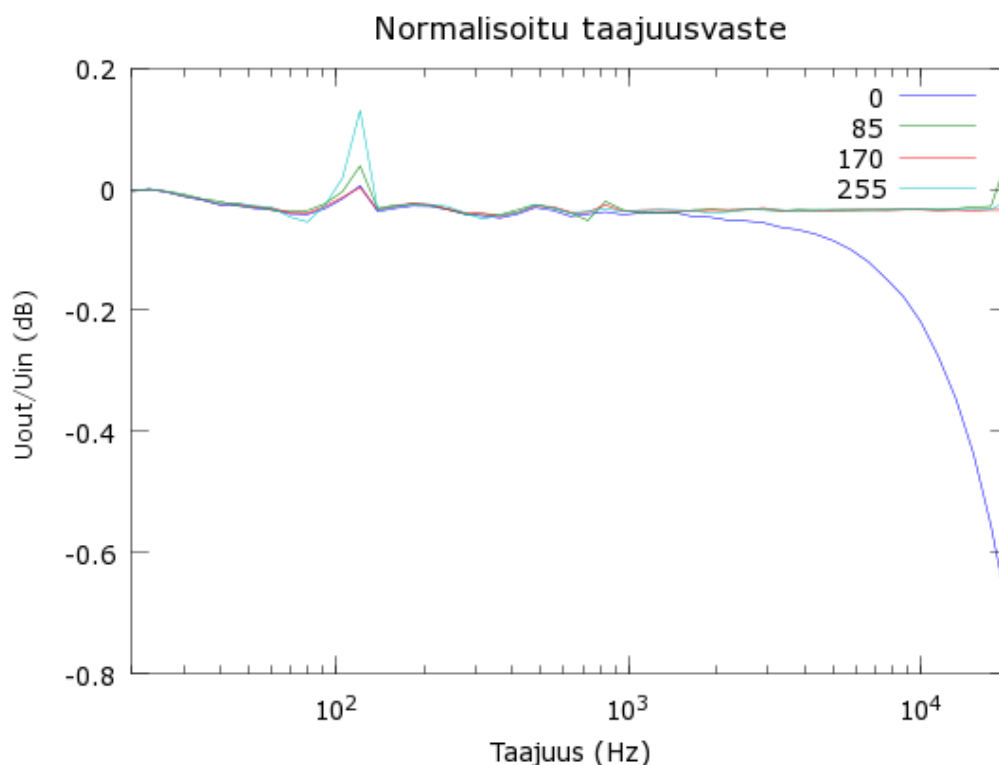
Kuva 9. Säädettävän vaimennuksen testaamisessa käytetty kytkentä.

Käytetyt syöttö- ja mittalaitteet olivat:

- Omicron CMC 256 plus
- Audio Precision ATS-2
- HP 3458A

Mittauksissa piirien käyttöjännite syötettiin CMC 256:lla, joka on sovellukseen liiankin tarkka syöttölaite. Taajuusvaste mitattiin neljällä eri asetusarvolla käyttäen

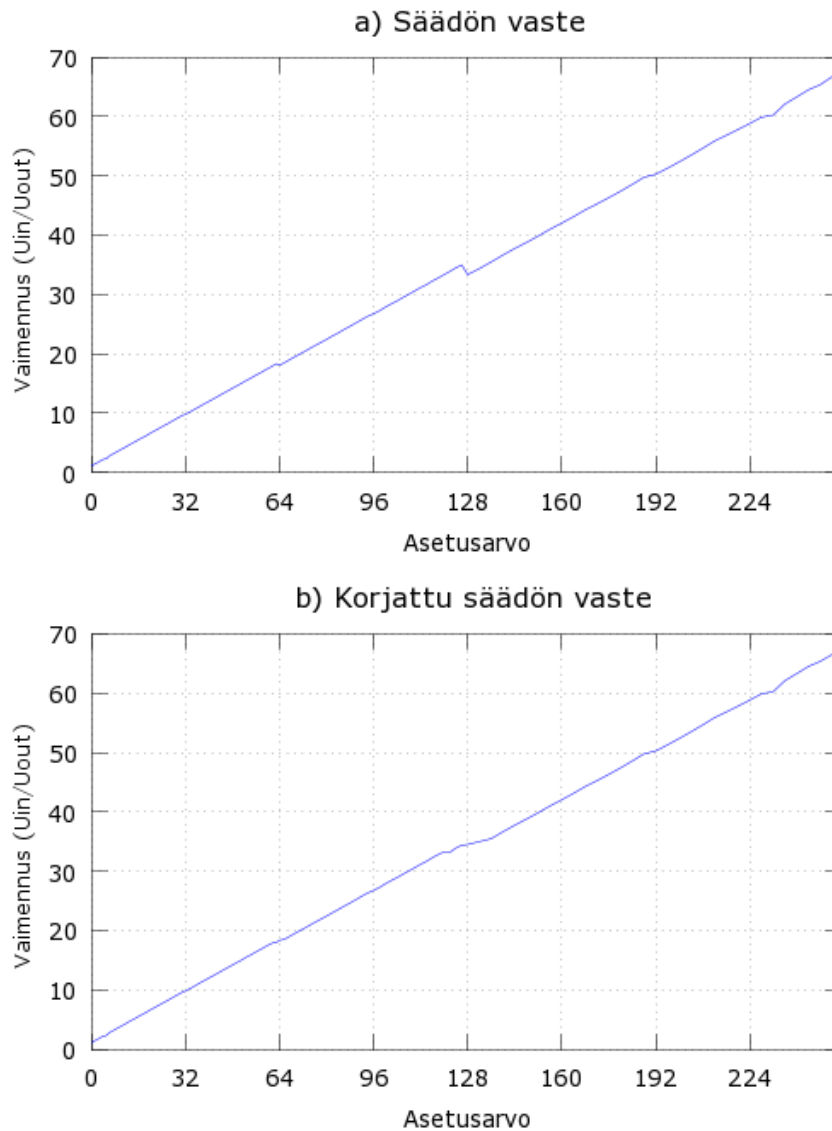
ATS-2-analysaattorin taajuusvastesovellusta, jolla voidaan helposti piirtää kuvaaja kytkennän syötöstä ja lähdöstä mitattujen signaalien suhteesta taajuuden funktiona. Syötetty, 1 V_p signaali pyyhkäistiin 20 Hz ... 20 kHz:n välillä 50 portaassa, jolloin taajuusvasteeksi saatiin kuvan 10 mukainen käyrä vaimennuksilla 0, 85, 170 ja 255. Kolme viimeistä käyrää on silmämääräisesti normalisoitu ensimmäisen tasolle, jolloin taajuusvasteen vertailu on helpompaa. Kytkenän kuorma muodostui ATS-2:n mittakanavan impedanssista, joka on 200 Ω. /3/



Kuva 10. Säädettävän vaimennuksen taajuusvaste asetusrvoilla 0, 85, 170 ja 255.

Taajuusvaste pysyy erittäin vakaana vaimennuksen asetteluarvosta riippumatta aina 2 kHz:n taajuuteen asti, jonka jälkeen asetteluarvolla 0 signaali lähtee vaimenemaan muita asetteluarvoja nopeammin. Ero pysyy kuitenkin melko pienenä 20 kHz:iin asti. Vasteessa esiintyvä piikki noin 100 ... 200 Hz välillä aiheutui suurimmaksi osaksi pitkien BNC-kaapeleiden käytöstä ja erot eri asetusrvojen välillä aiheutuivat kaapeleiden liikkumisesta toisiinsa nähden.

Asetusarvon vaikutus vaimennukseen mitattiin syöttämällä kytkentään 10 V_{DC} jännite Omicron CMC 256:lla ja mittaamalla lähdön jännite HP 3458A:lla. Kuormaimpedanssiksi kytkentään lisättiin $100\text{ k}\Omega$ ja $15\text{ k}\Omega$ vastuksien muodostama $115\text{ k}\Omega$ sarjakytkentä. Mitattu vaste on kuvan 11 a) mukainen eikä yllä tavoiteltuun vaimennukseen poikkeavien vastusarvojen vuoksi. Vasteessa esiintyy laskeva reuna asetusarvon ollessa 128, jonka aiheuttaa epätarkat vastusarvot. Mikäli vaste korjataan järjestämällä asetusarvot todelliseen suuruusjärjestykseen, vaste on tasaisempi (Kuva 11 b).



Kuva 11. Säädettävän vaimennuksen vaste testikytkennällä.

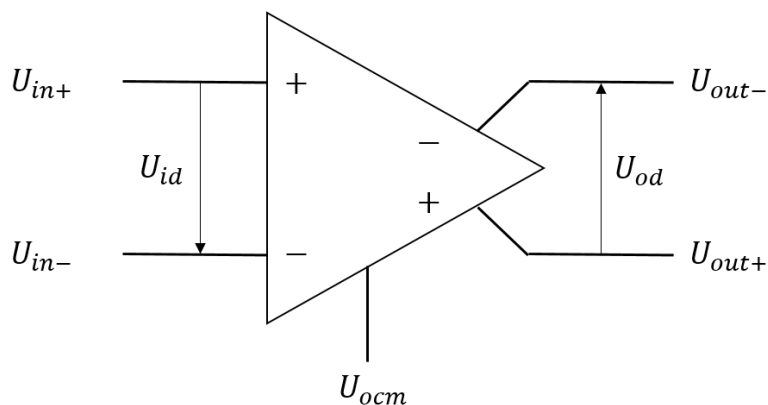
Testikytkennän $R_{adj8:n}$ ja R_{on} resistanssien summa oli 310Ω , jolloin kaavan 10 mukaisesti säädettävän resistanssin pienin arvo on $155,6 \Omega$. Teoreettisesti tätä resistanssia vastaa kaavan

$$A_{adj\ max} = \frac{R_1 + \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{adj\ min}}\right)^{-1}}{\left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{adj\ min}}\right)^{-1}} \quad (27)$$

mukaisesti 65,4 kertainen vaimennus, joka on hieman pienempi kuin suurin mitattu vaimennus, 67,6. Lasketun ja mitatun vaimennuksen ero johtuu vastusarvojen 5 % tarkkuudesta ja E12- ja E24-vastussarjojen pienistä eroista

6.4 Muunnos differentiaaliseksi – FDA

AD-muuntimelle syötettävä signaali täytyy muuntaa symmetriseksi koko dynamiikan hyödyntämiseksi. Lisäksi muunnoksen yhteydessä signaaliin täytyy myös lisätä DC-komponentti, jolla signaali saadaan nostettua AD-muuntimen kanssa yhteensopivalle 0 ... 3,3 V jännitealueelle. Monimutkaisien operaatiovahvistinkytkentöjen ja sarjakondensaattoriin perustuvan tasonmuunnoksen välttämiseksi muunnokseen käytetään symmetristä vahvistinta (Fully-Differential Amplifier, FDA) (Kuva 12).



Kuva 12. Symmetrinen vahvistin.

FDA:n siirtofunktiot on määritelty erikseen yhteis- ja eromuotoiselle komponenteille.

$$U_{id} = U_{in+} - U_{in-} \quad (28)$$

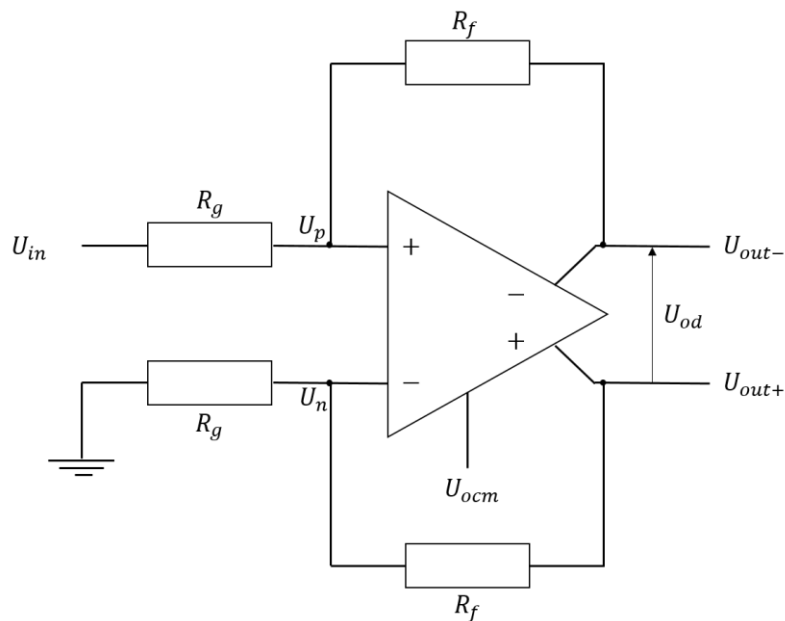
$$U_{od} = U_{out+} - U_{out-} = U_{id} \cdot a(f) \quad (29)$$

$$U_{oc} = \frac{U_{out+} + U_{out-}}{2} = U_{ocm} \quad (30)$$

FDA vahvistaa vain syötetyn jännitteen differentiaalisen komponentin lähtöjännitteen differentiaaliseksi osaksi, jonka yhteismuotoinen komponentti määräytyy

V_{ocm} -pinniin syötetyn jännitteen mukaan. Lopputuloksena on huomattavasti muuntajaa halvempi ja diskreettiä elektroniikkaa yksinkertaisempi ratkaisu /8/.

Tämän sovelluksen kannalta FDA:n tärkein ominaisuus on kyky käsitellä negatiivisia tulojännitteitä ilman negatiivista käyttöjännitettä sopivassa kytkennässä. Tässä sovelluksessa käytetään kuvan 13 mukaista kytkentää, jonka vahvistus määräytyy suoraan R_f/R_g suhteesta.



Kuva 13. Epäsymmetrisen signaalin symmetriseksi muuntava kytkentä FDA:lla.

Pisteiden U_p ja U_n jännitteet määräytyvät yhtälöiden

$$U_p = U_{in+} \frac{R_f}{R_f + R_g} + U_{out-} \frac{R_g}{R_f + R_g} \quad (31)$$

ja

$$U_n = U_{in-} \frac{R_f}{R_f + R_g} + U_{out+} \frac{R_g}{R_f + R_g} \quad (32)$$

mukaisesti. Jos oletetaan, että kytkennän vahvistus on 1, R_f on yhtä suuri kuin R_g ja yhtälöt voidaan muuttaa yksinkertaisempaan muotoon:

$$U_p = \frac{1}{2}U_{in+} + \frac{1}{2}U_{out-} \quad (33)$$

$$U_n = \frac{1}{2}U_{in-} + \frac{1}{2}U_{out+} \quad (34)$$

Kun kytkentään syötetään jännite $-U$ ja U_{ocm} -pinniin jännite U , voidaan yhtälöt edelleen yksinkertaistaa muotoon:

$$U_p = -\frac{U}{2} + \frac{-U_{od} + U_{oc}}{2} = -\frac{U}{2} + \frac{-(-U) + U}{2} = \frac{U}{2} \quad (35)$$

$$U_n = 0 + \frac{U_{od} + U_{oc}}{2} = \frac{-U + U}{2} = 0 \quad (36)$$

Takaisinkytkentä estää negatiivisen jännitteen pääsemisen U_p ja U_n solmuihin, mikäli

$$U_{ocm} \geq -(-U) \cdot a(f) \quad (37)$$

ja

$$U_{s+} \geq U_{ocm} + U \cdot a(f). \quad (38)$$

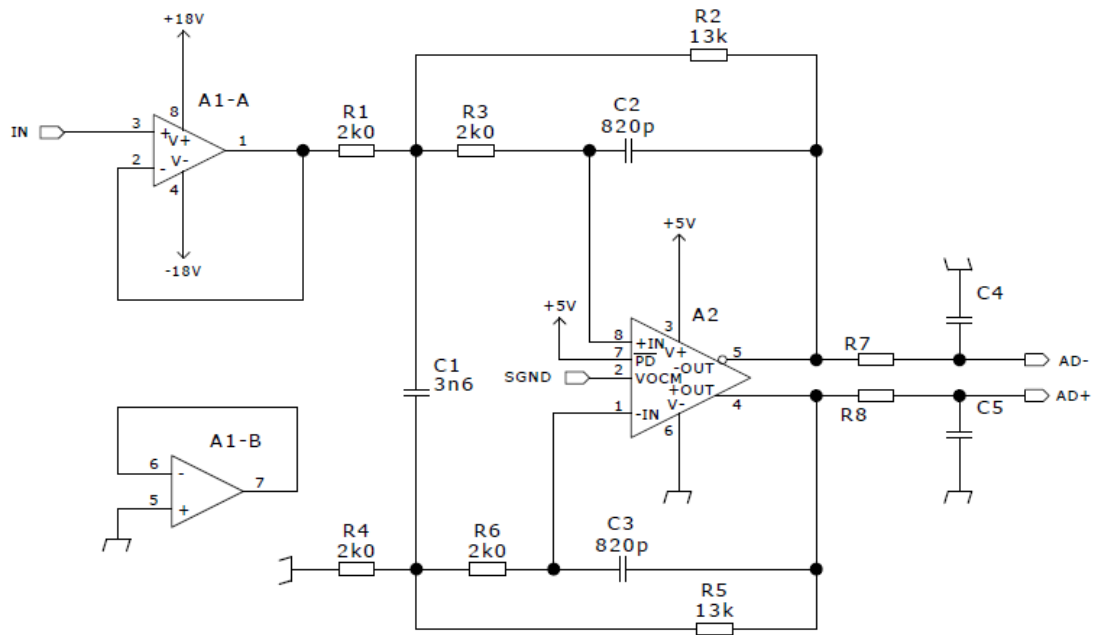
6.4.1 Anti-aliasing-suodin

AD-muuntimen vasteen laskostumisen estämiseksi FDA toteuttaa myös anti-aliasing-suotimen. Analoginen signaali muunnetaan digitaaliseksi ottamalla siitä näytteitä tunnetulla näytetaajuudella. Kun signaali rakennetaan uudelleen näytteiden perusteella, näytetaajuuteen verrattuna liian suuritaajuisia komponentteja ei voida enää tuottaa. Tällöin niiden vaikutus näytteen arvoon tulkitaan taajuudeltaan pienemmäksi osaksi signaalia. Näytetaajuuden perusteella voidaan määrittellä Nyquistin taajuus, $f_n = \frac{1}{2}F_s$, joka on suurin taajuus, joka voidaan rakentaa uudelleen näytteistä ilman taajuuden vääristymistä. Tätä taajuutta suuremmat komponentit tulee suodattaa signaalista alipäästösuotimella, jota kutsutaan anti-aliasing-suotimeksi.

Suotimien yhteydessä puhutaan suodintyypeistä ja -topologioista. Suodintyyppi, kuten Butterworth tai Chebyshev, määrittelee suotimen ominaisuudet ja topologia, kuten Sallen-Key tai MFB, määrittelee suotimen toteutuksen. Suodintyyppin toteuttaminen määrättyllä topologiolla vaatii suotimen ominaisuuksia kuvaavien Q-kerroimen sekä rajataajuuden ja resonanssin suhdetta kuvaavan FSF-kertoimen (Frequency Scaling Factor) mitoittamisen suodintyyppin vastaaviin arvoihin. Kytkenässä käytetään mahdollisimman tasaisen viiveen ja hyvän askelvasteen tarjoava Bessel-suodinta. Toisen asteen Bessel-suotimen Q-kerroin on 0,5771 ja FSF-kerroin 1,2754. /20/

6.4.2 Mitoitus

FDA valittiin vaadittujen syöttö- ja lähtöjännitteiden perusteella. FDA:n mitoituksessa huomioitavaa on vain riittävä vahvistus ja alipäästösuodin. Säädettävässä vaiennuksessa käytettävien melko suurien vastuksien vuoksi täytyy kytkentään lisätä operaatiovahvistin puskuriksi. Tällöin FDA:n takaisinkytkennässä voidaan käyttää pienempiä vastuksia, mikä laskee kohinaa eikä rajoita FDA:n taajuuskaistaa yhtä paljon. FDA:n tuottaman päästökaistan vahvistus määräytyy vastuksien R_1 ja R_2 suhteen mukaan (Kuva 14). R_1 ei toisaalta vaikuta MFB-topologiolla toteutetun toisen asteen alipäästösuotimen toimintaan, jolloin R_1 voidaan valita suotimen mitoituksen jälkeen. Kuvasta poiketen kahden sarjaan kytketyn C_2 -kondensaattorin sijaan käytetään yhtä kondensaattoria, joka on kytketty tulojen R_1 - R_3 -solmujen välille. Todellinen C_2 -kondensaattorit korvaavan kondensaattorin kapasitanssi on puolet lasketun C_2 -kondensaattorin kapasitanssista.



Kuva 14. FDA-kytkentä ja sitä edeltävä puskuuri.

Mitoittaminen on yksinkertaisinta aloittaa Q -kertoimesta, joka määräytyy vastuksien R_2 ja R_3 , kondensaattorien C_1 ja C_2 ja päästökaistan vahvistuksen K mukaan:

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}{R_3 C_1 + R_2 C_1 + K R_3 C_1} \quad (39)$$

Mikäli komponenttien arvot sidotaan siten, että $R_2 = R$, $R_3 = mR$, $C_1 = C$ ja $C_2 = nC$, voidaan Q :n yhtälö yksinkertaistaa muotoon:

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{1 + m(1 + K)} \quad (40)$$

Erialaisten komponenttien määrän minimoimiseksi pyritään mitoittamaan R_1 ja R_2 yhtä suuriksi. Tällöin pätee

$$m = \frac{1}{K} \quad (41)$$

ja kaavalla (42) voidaan ratkaista kerroin n :

$$n = \frac{Q^2(4K^2 + 1)}{K} \quad (42)$$

Kun kaavaan sijoitetaan Bessel-suotimen Q-kerroin ja päästökaistalta vaadittu 6,5 kertainen vahvistus, saadaan n-kertoimeksi 8,71. Kertoimia m ja K vastaavat vastusarvot E24-sarjasta ovat esimerkiksi 2,0 kΩ ja 13,0 kΩ /10/.

Kondensaattorien arvot voidaan ratkaista rajataajuuden käyttämällä rajataajuuden kaavaa:

$$FSF \cdot f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_3C_1C_2}} \quad (43)$$

Käyttämällä kertoimia m ja n voidaan kaava yksinkertaistaa muotoon:

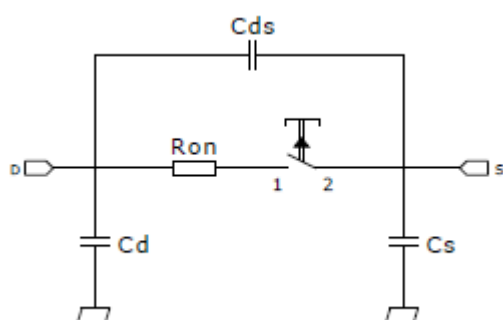
$$FSF \cdot f_c = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{nm}} \quad (44)$$

Sijoittamalla FSF:n paikalle Bessel-suodinta vastaavan kertoimen 1,2754, rajataajuudeksi 10 kHz sekä R, m ja n, saadaan C:n arvoksi 841 pF. Tällöin C₂ arvoksi saadaan 7,33 nF. Kun otetaan huomioon yhdistetty C₂ ja etsitään lähimmät E24-sarjan arvot, saadaan kondensaattorien arvoiksi 820 pF ja 3,6 nF. Näillä arvoilla todellinen Q-kerroin on 0,540 ja FSF 1,2846.

7 SIMULOINTI

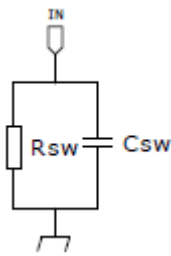
7.1 Työkalut ja mallit

Simulointiin käytettiin LTSpice IV-simulointiohjelmistoa ja komponenttivalmistajien tarjoamia Spice-malleja. Kytkineliikolle ei löydy valmista Spice-mallia, mutta sitä voidaan mallintaa riittävällä tarkkuudella käyttäen vastuksia ja kondensaattoreita. Yhtä MOSFET-kytkintä voidaan mallintaa kytkimellä, R_{on} resistanssilla ja joukolla loiskapantisseja, jotka ovat riippuvaisia kytkimen tilasta (Kuva 15).



Kuva 15. Analogisen kytkimen mallintaminen passiivisilla komponenteilla ja kytkimellä.

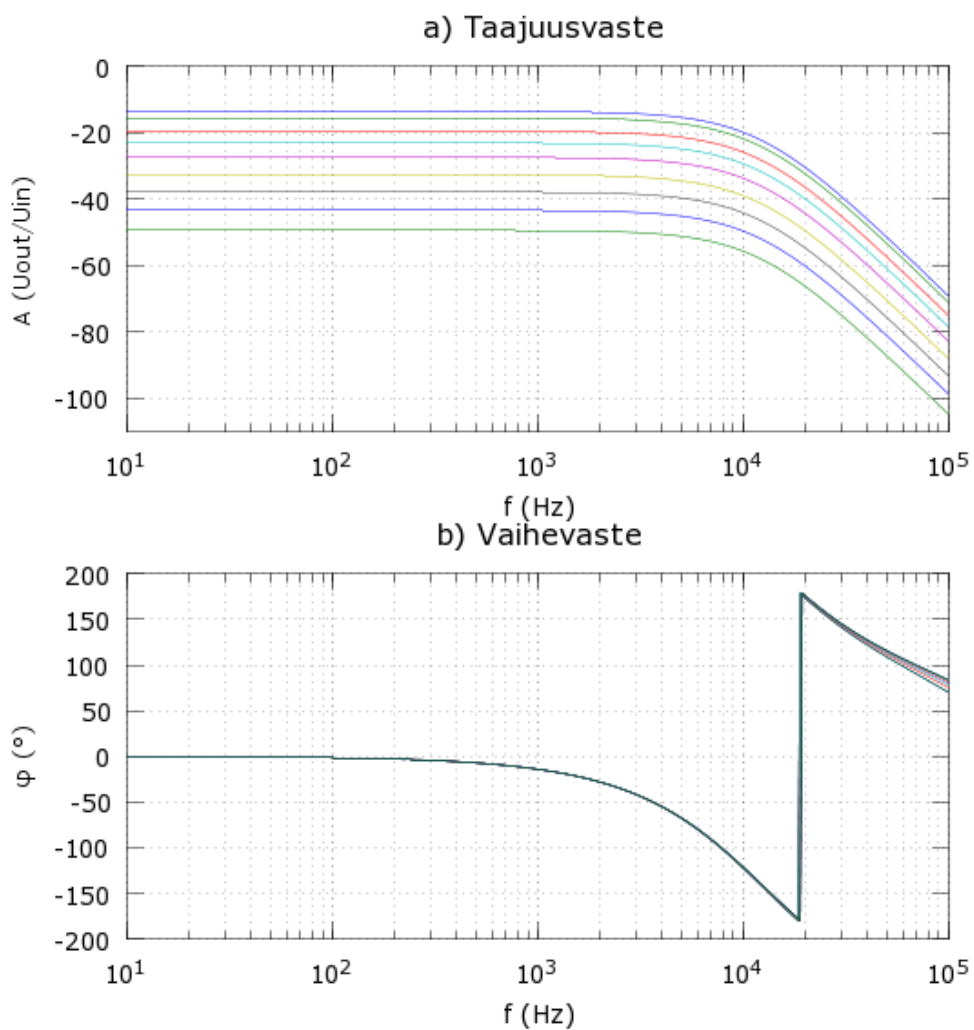
Säädettävän vaimennuksen sovelluksessa C_s voidaan jättää huomioimatta, koska se on oikosuljettu maata vasten. LTSpicen mahdollistaman ohjelmoitavuuden ansiosta mallinnukseen käytetty kytkentä voidaan yksinkertaistaa kahteen komponenttiin, R_{sw} ja C_{sw} (Kuva 16). Kytkineliikkeen datalehden mukaisilla arvoilla C_{sw} on 16 pF kytkimen ollessa kiinni ja 5 pF sen ollessa auki. R_{sw} mallinnetaan lähes avointa piiriä vastaavana 1000 M Ω resistanssina kytkimen ollessa auki ja jätetään helposti aseteltavaksi kytkimen ollessa kiinni. R_{on} arvo vaihtelee käyttöjännitteen ja syöttöjännitteen funktiona voimakkaasti.



Kuva 16. LTSpice-simulaatiossa käytettävä malli analogiselle kytkimelle.

7.2 Taajuusvaste

Taajuusvasteen simuloinnilla voidaan verifioida koko signaalitien amplitudi- ja vaihevaste sekä vaimennusalueet. Kiinnostavia suureita ovat päästökaistan vaimennus, -3 dB pisteen taajuus ja erot eri vaimennuksien välillä normalisoidussa taajuusvasteessa. 0 ... 100 kHz:n välillä kanavan amplitudi- ja vaihevasteet ovat kuvan 17 mukaisia asetusarvoilla 0x00, 0x01, 0x04, 0x08, 0x10, 0x20, 0x40, 0x80 ja 0xFF. Pienin asetusarvo vastaa pienintä vaimennusta ja suurin vastaavasti suurinta vaimennusta. Vaihevasteen kuvaaja kiertää -180° ... $+180^\circ$ vaihteluvälin ympäri noin 20 kHz:n taajuudella eikä vasteessa todellisuudessa ole jyrkkää muutosta.



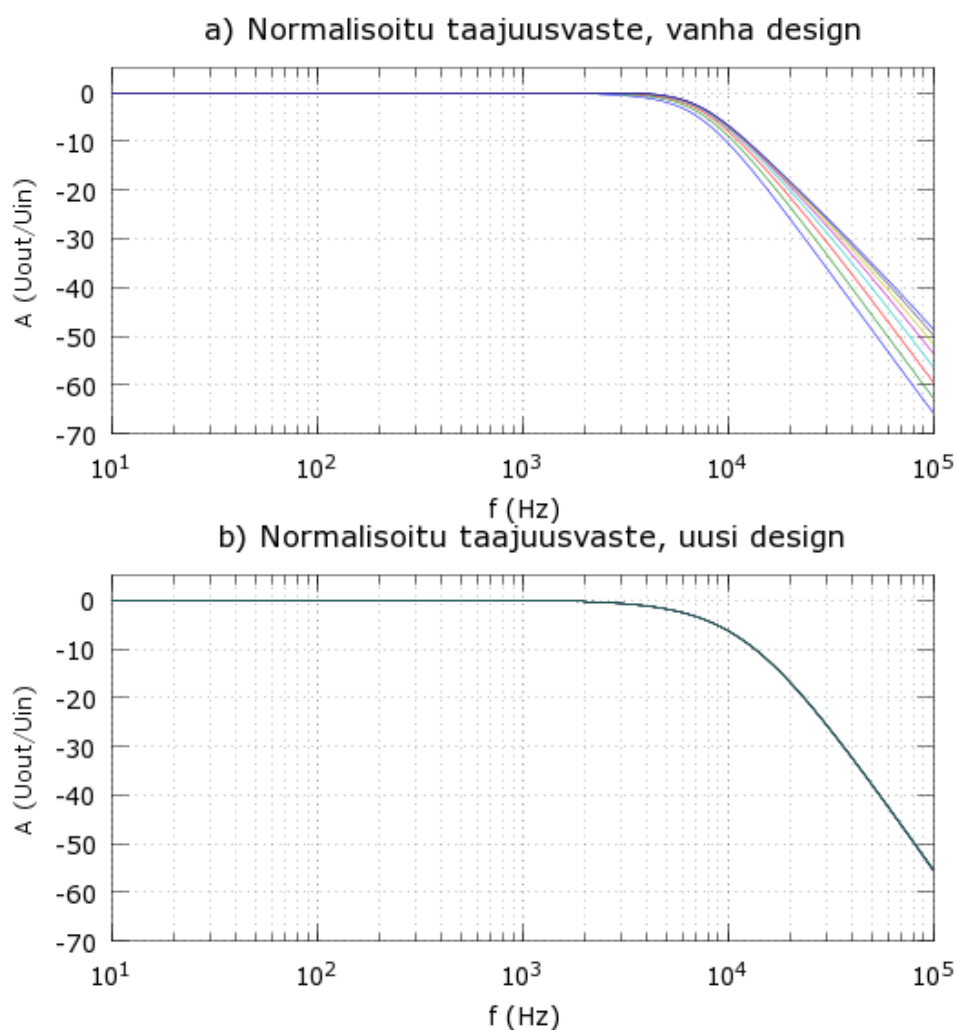
Kuva 17. Uuden designin amplitudi- ja vaihevasteet.

Simuloitu pienin ja suurin vaimennus olivat melko lähellä tavoiteltuja vaimennuksia (Taulukko 7).

Taulukko 7. Simuloitu pienin ja suurin vaimennus.

Valittu vaimennus	Simuloitu vaimennus (dB)	Tavoite (dB)
0x00	13,55	13,3
0xFF	49,35	49,6

Yhtenäisestä taajuusvasteesta vaimennuksien välillä indikoi lähes identtiset vaihevasteet, jotka alkavat hajaantua vasta 30 kHz:n jälkeen. Tarkempi kuva taajuusvasteen käyttäytymisestä saadaan kuitenkin normalisoimalla eri vaimennuksien taajuusvasteet siten, että niiden 50 Hz:n vaimennusta käytetään 0 dB:n arvona (Kuva 18). Samalla voidaan verrata eri tavalla mitoitetun vanhan designin käyttäytymistä uuteen designiin.



Kuva 18. Vanhan ja uuden designin normalisoidut taajuusvasteet.

Vanhan taajuusvasteet käyttäytyvä lähes identtisesti 2,5 kHz:n asti, josta eteenpäin vasteet eroavat tasaiseksi viuhkaksi. Pienin vaimennus vaimenee taajuuden funk-

tiona voimakkaammin kuin suuremmat. Uusi design pärjää vertailussa huomattavasti paremmin eikä vasteiden hajautumista kykene juuri havaitsemaan kuvan perusteella.

Uudessa designissa valittu vaimennus ei vaikuta -3 dB:n taajuuteen juuri ollenkaan verrattuna vanhaan designiin (Taulukko 8). Vertailussa on otettava myös huomioon se, että uuden designin käsittelemä dynamiikka on noin kolminkertainen verrattuna vanhaan.

Taulukko 8. Uuden ja vanhan designin simuloitu -3 dB:n taajuus.

	-3 dB taajuus (kHz)	Valitun vaimennuksen vaikutus (\pm Hz)
Vanha design	6,6	755
Uusi design	6,6	<10

7.3 CMRR

Vanhasta designista poiketen ainoastaan instrumentaatiovahvistinta edeltävä kytkentä osallistuu CMRR:n muodostumiseen. Käytännössä CMRR muodostuu komponenttitoleranssien aiheuttamasta epäsymmetrisyydestä positiivisen ja negatiivisen kanavan välillä. Tällöin yhteysmuotoinen häiriö vaimenee tai vahvistuu eri tavalla kummassakin kanavassa ja lopputuloksena on jännite-ero kanavien välillä, joka pääsee instrumentaatiovahvistimesta läpi.

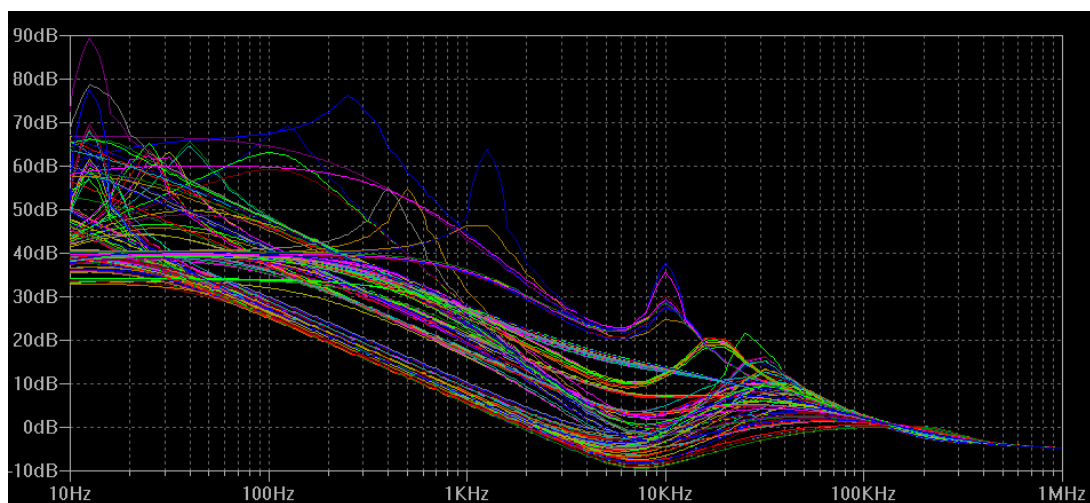
Huonoin mahdollinen tilanne CMRR:n osalta on silloin, kun kanavien komponentit ovat toleranssin rajojen eri ääripäissä. Erilaisten toleranssien yhdistelmien vaikutukset eivät ole välttämättä itsestään selviä, joten simulointiin käytettiin rutiinia, joka yksikertaisesti kokeilee erilaisia yhdistelmiä. Vanhan designin kohdalla huonoin CMRR muodostui suurimmalla vaimennuksella, joten worst-case- ja Monte Carlo-rutiinit ajettiin tätä vaimennusta vasten. Uudella designilla valittu vaimennus

ei vaikuta ollenkaan CMRR-lukemaan, joten simulaatiot suoritettiin pienimmällä vaimennuksella. Vastuksien tarkkuus on 1 % ja kondensaattorien 5 ... 10 %.

LTSpicen sisäänrakennettu Monte Carlo-funktio käyttää tasajakaumaa, joka voi antaa worst case-ääriarvoja jo sadoilla toistoilla. University of Illinois at Chicagon (UIC) LTSpice-johdannossa suositellaan normaalijakauman toteuttamiseen Spice-funktiota

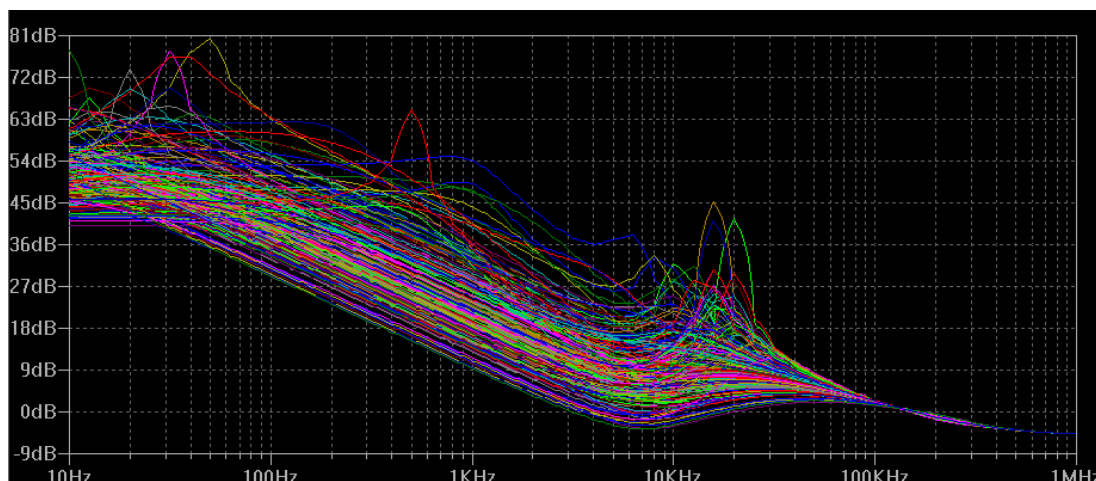
$$\text{normal}(\text{nominal}, \text{tolerance}) \text{ nominal} * (1 + \text{gauss}(\text{tolerance}/3)). /5/$$

Simuloinnin perusteella vanhan designin CMRR käy pahimmillaan negatiivisena 2 kHz taajuuden jälkeen 200 ajon worst-case-simulaatiolla (Kuva 19). Negatiivinen CMRR tarkoittaa sitä, että yhteismuotoista signaalia vaimennetaan vähemmän kuin differentiaalista signaalia. Worst-case-lukemien toteutuminen todellisella tuotantomoduulilla on kuitenkin melko epätodennäköistä.



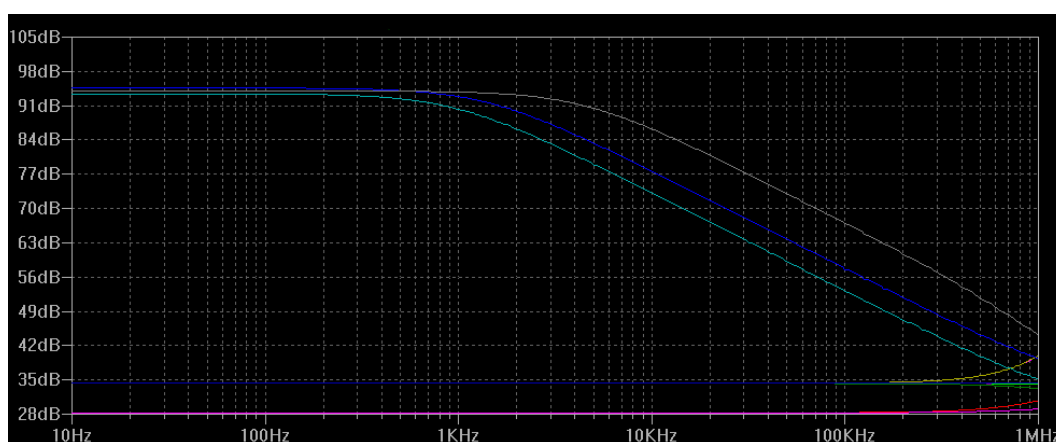
Kuva 19. Vanhan designin worst-case CMRR.

Monte Carlo UIC:n muokatulla normaalijakaumalla ja 200 ajolla tuotti hieman parempia tuloksia, mutta silti suuri osa ajoista kävi alle 0 dB:n rajan (Kuva 20). Tulokset vaikuttavat erittäin huonoilta, koska kytkennästä puuttuu signaalin epäsymmetriseksi muuttava AD-muunnin.



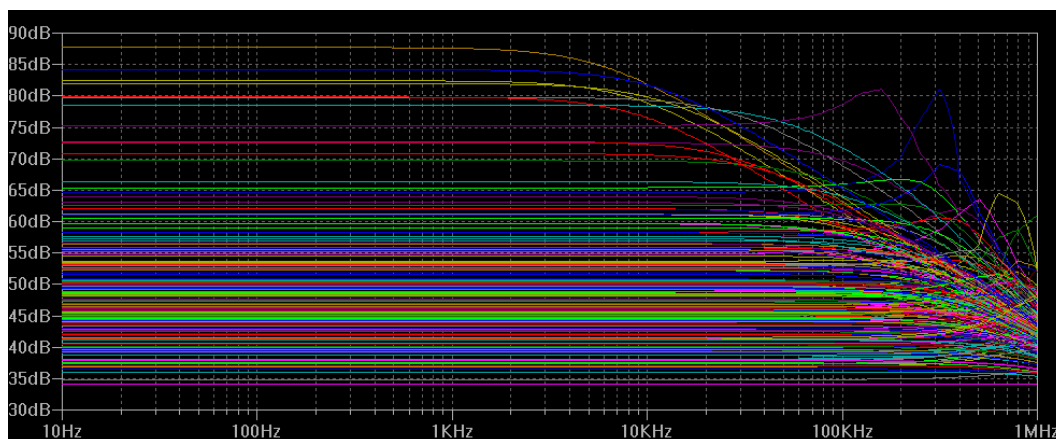
Kuva 20. Vanhan designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla.

Uudella designilla huomattavasti pienempi määrä komponentteja osallistuu CMRR:n muodostamiseen, jolloin worst-case-simulaation tulokset ovat hajanaisemmat 200 ajolla (Kuva 21). CMRR-pysyy kuitenkin jatkuvasti 28 dB:n yläpuolella.

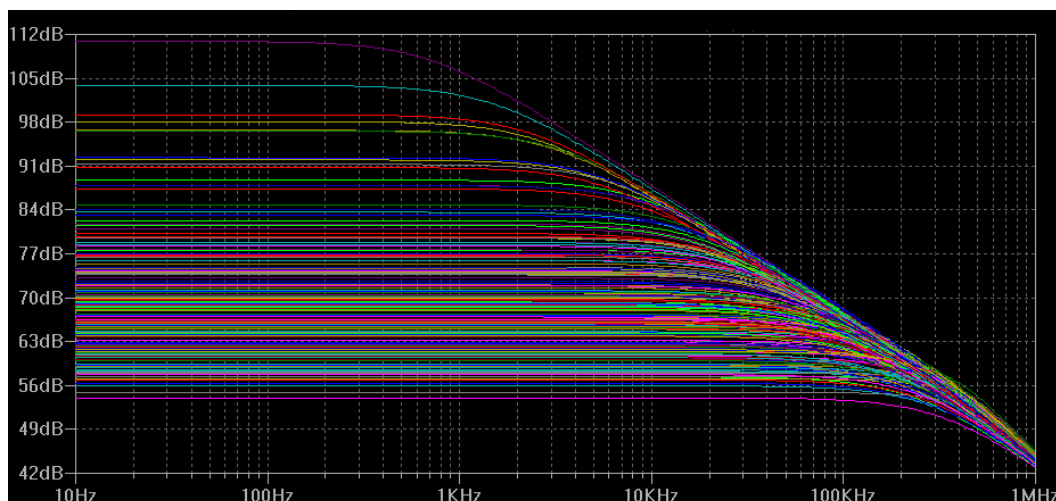


Kuva 21. Uuden designin worst-case CMRR.

Vastaavasti Monte Carlo-analyysillä suurin osa ajoista pysyi 35 ... 65 dB välillä 200 ajolla (Kuva 22). 0,1 %:n vastuksien käyttäminen 1 %:n vastuksien sijaan nostaa suurimman osan ajoista 50 ... 80 dB:n välille samalla 200 ajon rutiinilla (Kuva 23).



Kuva 22. Uuden designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla.



Kuva 23. Uuden designin CMRR Monte Carlo muokatulla normaalijakaumalla ja 0,1 %:n vastustoleransseilla.

Uuden designin CMRR jää simuloinnin perusteella tavoiteltua, vähintään 70 dB:n lukemaa, huonommaksi. Suurimmat CMRR-lukemat ylittävät instrumentaatiovahvistimella luvatus suurimman, 90 dB:n CMRR:n. Tulokset antavat kuitenkin melko hyvän kuvan vastuksien toleranssien vaikutuksesta CMRR:ään.

Tarkempia komponentteja käyttämällä päästäisiin simuloinnin perusteella jopa 60 dB:n CMRR:ään, mikäli tuotannon testauksessa karsittaisiin osa moduuleista. Useammilla toistoilla voitaisiin myös saada parempaa kuvaa CMRR:n tilastollisesta käyttäytymisestä, joka mahdollistaisi esimerkiksi tuotannon testauksen hylkäysrajojen asettelemisen siten, että kohtuullisella hylkäysprosentilla saavutettaisiin mahdollisimman suuri CMRR.

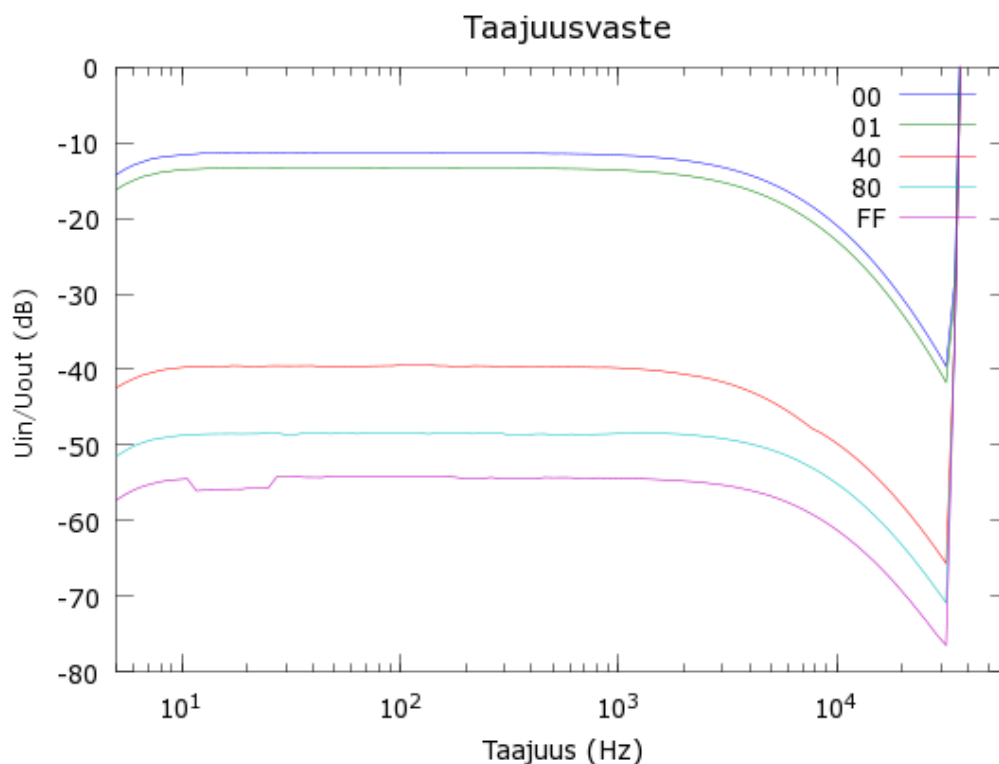
8 TESTAUS

Testaukseen käytettiin tutkimusprojektin teknologia-demon prototyyppiä, jonka säädettävä vaimennus on kopioitu vanhalta sensorimoduulilta. Prototyyppien komponenttiarvot täytyi vaihtaa edellä mitoitettuja vastaaviksi, säädettävä vaimennus poistettiin kytkennästä kokonaan ja FDA:t korvattiin oikean tyyppisillä komponenteilla. Esimerkiksi CMRR:n voitiin mitata ilman säädettävää vaimennusta sen muodostuessa lähinnä instrumentaatiovahvistimesta ja tätä edeltävistä komponenteista. Koko signaalitien taajuusvasteen mittaaminen kuitenkin edellyttää säädettävän vaimennuksen liittämistä kytkentään ulkopuolelta.

8.1 Taajuusvaste

Taajuusvasteen simuloinnin tuloksia verifioitiin mittaamalla tutkimusprojektin prototyyppin taajuusvaste. Tulosten luotettavuuteen vaikutti säädettävä vaimennus, joka täytyi liittää muuhun kytkentään hyppylangoilla, ja prototyyppin epätarkka ± 18 V virtalähde. Säädettävän vaimennuksen testikytkentänä käytettiin samaa kytkentää kuin säädettävää vaimennusta irrallisena testatessa. Vastusarvot eivät siis täysin vastaa edellä mitoitettuja arvoja.

Prototyyppimoduulin käyttöjännitteinä käytettiin suojareleen virtalähteen tarjoamia jännitteitä. Mittaus suoritettiin Audio Precision ATS-2:lla, jolla syötettiin differentiaalinen $1 V_{\text{rms}}$ signaali signaalitien alkuun ja mitattiin FDA:n generoima differentiaalinen signaali signaalitien lopusta. Saadut taajuusvasteet ovat kuvan 24 mukaisia. Voimakas vahvistus 20 kHz:n jälkeen aiheutuu mittalaitteiston käyttäytymisestä. Laajempaa taajuuskaistaa ei kyetty mittaamaan käytetyllä laitteistolla. Testien toistaminen laajempaan taajuuskaistaan kykenevällä laitteistolla ei ole käytännöllistä ilman vaimennuksen samalla levyllä integroivaa prototyyppiä.



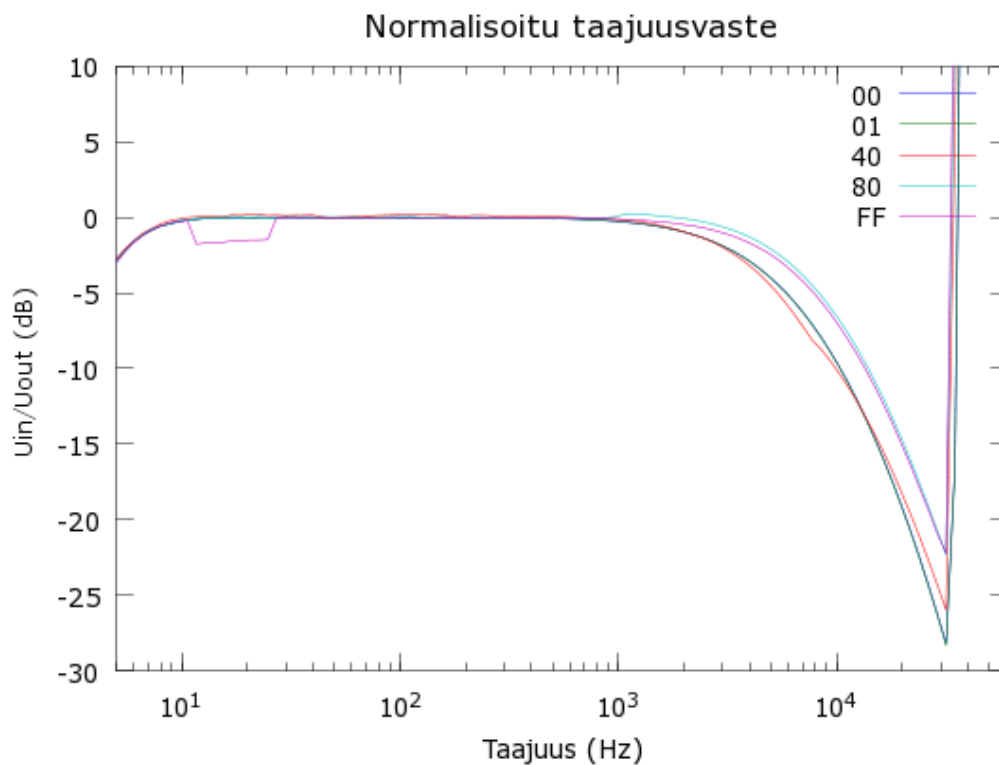
Kuva 24. Taajuusvaste vaimennuksilla 0x00, 0x01, 0x40, 0x80 ja 0xFF.

Päästökaistan vaimennukset eivät vastanneet simuloituja arvoja tai irrallisen vaimennuskytkennän testituloksia (Taulukko 9). Pienintä vaimennusta vastaava 13,3 dB vaimennus saavutetaan vasta alueella 0x01, vaikka laskennallisesti tähän olisi tullut päästä jo alueella 0x00. Poikkeama on vielä suurempi suurinta vaimennusta vastaavan alueen tapauksessa. Laskennallisesti 0xFF-alueen tulisi tarjota vaadittu, noin 50 dB:n vaimennus, mutta jo 0x80 on erittäin lähellä tätä arvoa. Säädetävää vaimennusta irrallisena testattaessa päädyttiin pienempiin vaimennuksiin kuin ideaalisilla arvoilla olisi ollut mahdollista. Jos kytkennässä käytetään mitoitettuja vastusarvoja, päädytään vielä suurempiin vaimennuksiin. Suurimmilla vaimennuksilla laskennallisesta poikkeava vaimennus voi olla myös merkki kuormittuvasta instrumentaatiovahvistimesta, mikä voi tarkoittaa suuriakin muutoksia vaimennuksen komponenttiarvoihin. Instrumentaatiovahvistimen datalehden mukaan 10 kΩ:n kuormalla päästäisiin kuitenkin jo rail-to-rail-suorituskykyyn.

Taulukko 9. Mitattu päästökaistan vaimennus säädön ääripäissä.

Valittu vaimennus	Mitattu vaimennus (dB)	Tavoite (dB)
0x00	11,37	13,3
0xFF	54,26	49,6

Normalisoidut taajuusvasteet olivat kuvan 25 mukaisia. Päästökaistan osalta taajuusvaste ei muutu juuri ollenkaan valitun vaimennuksen mukaan. 1 kHz:n jälkeen vasteet alkavat hajautua, mutta poikkeama ei näytä olevan verrannollinen valittuun vaimennukseen.

**Kuva 25.** Normalisoitu taajuusvaste vaimennuksilla 0x00, 0x01, 0x40, 0x80 ja xFF.

-3 dB:n taajuus käyttäytyi huomattavasti simulointien tuloksia huonommin (Taulukko 10). Se vaihtelee 3,8 kHz:n ja 6,1 kHz:n välillä valitun vaimennuksen mu-

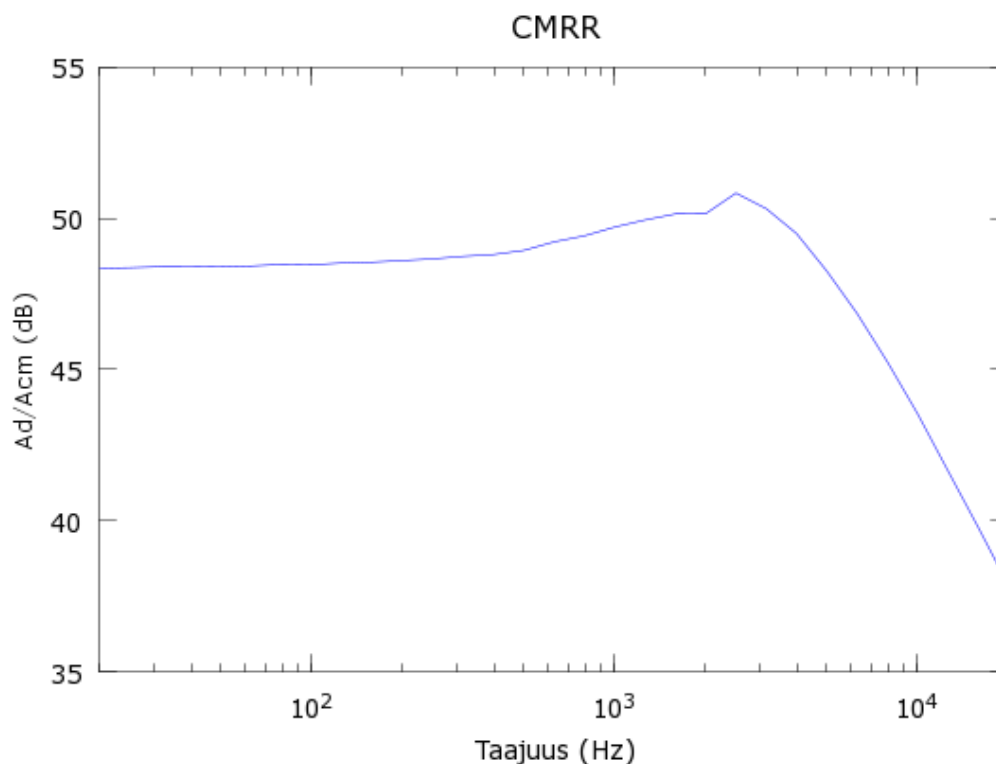
kaan. Hyppylangoilla kytkentään liitetty säädettävä vaimennus aiheuttaa todennäköisesti suurimman vaihtelun ja vertailukelpoisia tuloksia saadaan vasta seuraavalla prototyypillä.

Taulukko 10. Mitattu -3 dB:n taajuus.

-3 dB taajuus (kHz)	Valitun vaimennuksen vaikutus (\pm Hz)
4,95	1150

8.2 CMRR

CMRR mitattiin syöttämällä 1 V_{rms} signaali normaalisti differentiaalisena kytkentään ja vertaamalla sitä oikosuljetun tulon ja maan väliin syötettyyn yhteismuotoiseen signaaliin. Kummassakin tapauksessa signaali mitattiin heti instrumentaatiovahvistimen jälkeen. Mittaus suoritettiin Audio Precision ATS-2:lla. 20 Hz ... 20 kHz:n taajuuksille CMRR oli kuvan 26 mukainen.



Kuva 26. Mitattu CMRR pelkällä instrumentaatiovahvistimella.

CMRR pysyy yli 48 dB:n aina 2,5 kHz:iin asti, jossa se käy 51 dB:ssä. Huipun jälkeen CMRR kuitenkin laskee nopeasti ja 20 kHz:iin mennessä se on enää 38 dB. Päästökaistalla CMRR on simulaatioiden mukaisella vaihteluvälillä, mutta jyrkkää laskua 2,5 kHz:n jälkeen ei simulaatioissa saatu toistettua. CMRR on tilastollinen ilmiö ja tarkemmat mittaukset laajemmalla taajuuskaistalla eivät anna merkittäviä tuloksia ilman suurempaa otosta testattavia moduuleja.

9 JOHTOPÄÄTÖKSET

Sensorikanavan muutoksilla tavoiteltiin parempaa CMRR-arvoa, kiinteää tuloimpedanssia ja valitusta vaimennuksesta riippumatonta taajuusvastetta. Nämä kaikki tavoitteet saavutettiin simulointien varjolla. Myös testien tulokset tukevat CMRR:n nousua, mutta taajuusvasteen osalta tulokset eivät yltäneet haluttuihin arvoihin. Taajuusvasteen mittauksessa osatekijänä oli kuitenkin tutkimusprojektin prototyyppiin liitetty irrallinen vaimennuskytkentä, joka osaltaan vaikutti tuloksiin. Ensimmäinen prototyyppi, jossa vaimennus on ladottu piirilevyille, kertoo tarkemmin taajuusvasteen ja vaimennuksien käyttäytymisestä, mutta simulointien perusteella tuloksien pitäisi olla haluttujen kaltaisia.

Dynamiikkaa edelleen laajentamaan kehitetty, kytkimiin perustuva säädettävä vaimennus käyttäytyi simulaatioiden mukaan myös lähes odotetusti. Simuloinnit ja irrallinen testikytkentä osoittivat, että käytetyt laskennalliset mallit olivat luotettavia. Myös kytkennän loiskapasitanssit vaikuttivat simulaatioiden perusteella jäävän merkityksettömiksi taajuusvasteen kannalta. Dynamiikkavaatimuksien lopulta tarkentuessa voidaan säädettävä vaimennus mitoittaa tarkemmin vastaamaan tavoitteita, jolloin askeleen kokoa saadaan edelleen pienennettyä.

Voimakas esivaimennus tulee vaatimaan vielä jatkokehitystä. Pienimmillä virta-alueilla signaali on jo vaimentunut niin häviävän pieneksi, että se todennäköisesti hukkuu kohinaan. Signaalin vahvistaminen ei enää auta kohinan vahvistuessa samalla. Mikäli dynamiikkavaatimuksia ei kevennetä, joudutaan tekemään kompromisseja muiden parametrien suhteen.

Sensorikanavan mitoitukselta teki erityisen haastavaa se, että signaali muutetaan symmetrisestä epäsymmetriseksi ja vielä kerran takaisin symmetriseksi samalla nostaen signaalin DC-tason pois aiemmin käytetystä 0 V -referenssistä. Jokaisessa muunnoksessa täytyy huomioida käytettävissä olevan dynamiikan muutos, jonka vuoksi signaalia vaimentaa helposti joko liian vähän tai liikaa.

Simulaatioiden käyttö suunnittelun apuna helpotti työskentelyä merkittävästi. Jatkuva simulointi jokaisen muutoksen jälkeen paljastaa mitoituksessa mahdollisesti

tehdyt virheet huomattavasti ensimmäistä prototyyppiä nopeammin ja edullisemmin. Simulointiin käytetty LTSpice tarjoaa monipuoliset mahdollisuudet parametrisoitujen pyyhkäisyjen suorittamiseen, joilla kyettiin simuloimaan myös analogisen kytkimen käyttäytymistä ja generoimaan sille ohjaussignaalit juoksevasta kokonaisluvusta.

LÄHTEET

- /1/ ABB Group Annual Report. 2014.
- /2/ ABB jakeluautomaatiotuotteet. ABB Oy. Viitattu 7.5.2015.
<http://new.abb.com/medium-voltage/distribution-automation>
- /3/ ATS-2 Specification. Audio Precision. Viitattu 21.5.2015.
<http://www.ap.com/download/file/478>
- /4/ Blackburn, J. L. & Domin, T.J. 2007. Protective Relaying Principles and Applications, 3. painos.
- /5/ Caliskan, V. 2011. Introduction to LTSpice. University of Illinois at Chicago. Viitattu 21.5.2015. http://www.ece.uic.edu/~vahe/ltspace/Introduction_to_LTspice.pdf
- /6/ DeFatta, D. J., Lucas, J. G. & Hidgkiss, W. S. 1988. Digital Signal Processing: A System Design Approach. Wiley.
- /7/ International Electrotechnical Commission. IEC 61869-.
- /8/ Karki, J. 2002. Fully-Differential Amplifiers. TI Application Report, SLOA54D.
- /9/ Karki, J. 2005. Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems. Texas Instruments Inc.
- /10/ Kojovic, L. 2007. Comparative Performance Characteristics of Current Transformers and Rogowski Coils used for Protective Relaying Purposes. Power Engineering Society General Meeting.
- /11/ Käyttöhäiriöiden vuositilastot 2014. Fingrid Oyj. Viitattu 23.3.2015.
[http://www.fingrid.fi/fi/voimajarjestelma/voimajarjestelmaliitteet/S%C3%A4hk%C3%B6n%20toimitusvarmuus/2015/FG%20h%C3%A4iri%C3%B6t%202014_FI%20\(3\).xlsx](http://www.fingrid.fi/fi/voimajarjestelma/voimajarjestelmaliitteet/S%C3%A4hk%C3%B6n%20toimitusvarmuus/2015/FG%20h%C3%A4iri%C3%B6t%202014_FI%20(3).xlsx)
- /12/ Maanomistaja-liite. 2013. Fingrid Oyj. Viitattu 23.3.2015.
http://www.fingrid.fi/fi/ajankohtaista/Ajankohtaista%20liitteet/Esitteet/fingrid_maanomistajaliite_2013_low.pdf
- /13/ Myllyniemi, T. 2008. Sensor Input Module Development for Protection Relay.
- /14/ Prévé, C. 2006. Protection of Electrical Networks. iSTE.

- /15/ Samimi, M., Mahari, A., Farahnakian & M., Mohseni, H. 2015. The Rogowski Coil Principles and Application: A Review. IEEE Sensors Journal, Vol. 15, No. 2.
- /16/ Suojarelevalikoima. Eaton. Viitattu 7.5.2015. <http://www.eaton.com/Eaton/ProductsServices/Electrical/ProductsandServices/ElectricalDistribution/ProtectiveRelays/index.htm>
- /17/ Suojarelevalikoima. Schneider Electric, <http://www.schneider-electric.com/products/ww/en/4600-protection-relays-by-application/>, viitattu 5/2015
- /18/ Suojarelevalikoima. Siemens. Viitattu 7.5.2015. <http://w3.siemens.com/smartgrid/global/en/products-systems-solutions/Protection/Pages/overview.aspx>
- /19/ Voimajärjestelmä. Fingrid Oyj. Viitattu 19.3.2015. <http://www.fingrid.fi/fi/voimajarjestelma/>
- /20/ Zumbahlen, H. 2007. Basic Linear Design. Analog Devices Inc. Viitattu 11.5.2015. http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/43-09/linear_circuit_design_handbook.html