

TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL

Infotehnoloogia teaduskond

Thomas Johann Seebecki
elektroonikainstituut

IEE40LT

Ahto Moorast

**TENSOANDURITE SIGNAALIDE
MÕÕTMISE SEADE**

Bakalaureuse töö

Juhendaja: Mart Liik
Kaasjuhendaja: dotsent Mihhail Pikkov

Tallinn 2014

Autorideklaratsioon

Deklareerin, et käesolev bakalaureuse lõputöö on minu iseseisva töö tulemus. Kõik töös kasutatud teiste autorite materjalid on varustatud vastavate viidetega. Esitatud lõputöö alusel ei ole varem akadeemilist kraadi taotletud.

Töö autor

..... Ahto Moorast

(allkiri, kuupäev)

Üliõpilaskood: 103757IAEB

Abstrakt

Bakalaureusetöö eesmärgiks oli välja töötada skeemilahendus nelja tensoanduritega koormussensori mõõtmise seadmele. Tähtis oli mõõta koormussensorite eripärast tingitult väga väikeseid signaalimuutusi, tekitades minimaalselt lisa mõõtevigu.

Lõputöö raames koostati kliendi soovidest lähtuvalt koos oluliste skeemilahendustega mõõteseadme elektriskeem ja trükkplaat. Sensoriks oli kliendi poolt antud jõudu mõõtev tensoanduritega koormussensor. Võimendamiseks kasutati väga täpset operatsioonvõimendit AD8629ARZ ja andmete digitaliseerimiseks 12-bitist, nelja pseudo-diferentsiaalkanaliga analoog-digitaalmuundurit ADC128D818.

Võtmesõnad: tensoandur, mõõtevõimendi, digitaliseerimine, I²C, väikesed muudud

Annotation

The aim of this thesis was to develop solution scheme for a device which measures four load cells. It was important to be able to measure very slight differences in signal while keeping measurement errors to a minimum.

As a result of this work, a schematic and a printed circuit board was developed and designed in accordance with the customer's needs. A strain gauge load cell was used to measure force. For amplification, special low error AD8629ARZ amplifier was used which produced input for 12-bit, four pseudo-differential input A/D converter ADC128D818

Keywords: strain gauge, auto-zero amplifier, analogue to digital conversion, I²C, small changes

Sisukord

Sissejuhatus	7
1. Tensoandurite signaalide mõõtmise seadme tehnilised nõuded	8
2. Kaalu mõõtmine.....	9
2.1. Deformatsioonist elektrisignaali.....	9
2.2. Tensoandur	10
2.3. Koormussensor	11
3. Komponentide valik ja tehniliste lahenduste leidmine	13
3.1. Tööpõhimõtte struktuurskeem	14
4. Mõõteseadme elektriskeem.....	14
4.1. Mõõteseadme mõõtevõimendi skeem	18
4.1.1. Sisendpesad	18
4.1.2. Häirefilter	18
4.1.3. Mõõtevõimendi sisendkaitse	19
4.1.4. Mõõtevõimendi operatsioonivõimendi	20
4.1.5. Mõõtevõimendi võimenduse määramine	20
4.1.6. Madalpääs silumisfilter	21
4.2. Analoog-digitaalmuundur.....	22
4.3. I ² C liides	22
4.4. Protsessorseadmeliides	24
4.4.1. Pistikupesa.....	24
4.4.2. Signaalide kaitsekomponendid.....	24
4.4.3. Signaalide valgusdiodid	25
4.4.4. Signaal LoadBrd_OK.....	26
4.5. Mõõteseadme pingeregulaator.....	26
4.5.1. Pingeregulaatori väljundsignaali indikaator.....	27
5. Trükkplaat	27

5.1.	Kasutatud projekteerimisreeglid	27
5.2.	Plaadi ülesehitusest.....	27
5.3.	Maksumus.....	28
5.4.	Trükkplaadi pildid	31
6.	Kokkuvõte.....	33
7.	Kasutatud allikad	34

Sissejuhatus

Igapäevaelus puutume tihedalt kokku erinevate mõõtmistega, edastades elektriarvesti näite või hoopis toitu valmistades. Enamasti teostavad mõõtmisi meie eest erinevad seadmed. Need mõõtmistulemused on inimese võimetest kordades täpsemad ja ajaliselt kiiremad. Saadud väärtusi võidakse kasutada otse näidu kuvamiseks või mõne muu seadme sisendinfo, mis täidab inimese heaks ülesandeid.

Lõputöö teema kujunes välja ettevõtte Artec Designi kliendile tehtavast projektist. Töö eesmärgiks oli mõõta meditsiinilises seadmes inimese kaalu. Selleks tuli välja töötada skeemilahendus nelja tensoanduri signaali mõõtmiseks. Projekteerimisel keskenduti peamiselt riistvara loomisele. Antud lõputöös ei analüüsita süvitsi sideprotokollide tööd ega tarkvaralahendusi. Selle arendamisega tegeles klient. Projekteerimise lõpptulemusena valmis ka trükkplaat.

Põhiprobleemiks oli tensoanduri eripärast tingitud madalalagedusliku ja väikese, kuni mõne millivoldise alalispinge täpne mõõtmine. Valida tuli õiged komponendid ja skeemitehnilised lahendused mõõtevigade minimiseerimiseks ning võimendada signaalid analoog-digitaalmuundurile sobivasse piirkonda. Kogu mõõteseade pidi ühilduma juurdekuulava protsessorseadmega, selleks, et edastada mõõteinfot digitaalsel kujul.

Lõputöö on tinglikult jagatud viieks suuremaks osaks. Esmalt tutvutakse mõõteseadmele esitatud tehniliste nõuetega funktsionaalsuse, sisalduvate komponentide ja füüsiliste mõõtude osas. Edasi selgitatakse mõõdetavate sensorite eripärasid, millest sõltub suuresti seadme tööpõhimõte ja skeemilahendus. Kolmandana koostatakse terve seadme üldine tööpõhimõte ja viiakse sisse kliendi esialgsetesse soovitusesse mõned muudatused. Seejärel töötatakse välja elektriskeem, mille järel viimasena esitletakse töö käigus valminud trükkplaati.

Töö käigus arvestati projekteerimisettevõtte töömetoodikat, trükkplaaditootja võimalusi ning samuti kliendi nõudeid antud seadmele. Elektriskeemi väljatöötamisel toetuti kasutatavate komponentide tootelehtedele ja lähtuvalt rakendustest kasutati nende parameetreid. Samuti suheldi pakutavate lahenduste osas kliendiga. Kasuks tuli ettevõtte personali kogemus skeemitehnika ning trükkplaadi tootmisprotsesside valdkonnas.

Projekti lõpptulemusena toodeti 12 trükkplaati, mis kõik töötavad vastavates rakendustes ja kliendi vajadused said rahuldatud.

1. Tensoandurite signaalide mõõtmise seadme tehnilised nõuded

Tehnilistes nõuetes ehk spetsifikatsioonides on kirjeldatud kliendi soovid ja nägemus soovitud seadmest. Olenevalt kliendi pädevusest võivad spetsifikatsioonides olla kirjeldatud seadme funktsionaalsus, kasutatavad toitenivood, vastavused standarditele, füüsilised mõõtmised jms. Välja on toodud soovitud komponendid või tähtsamad tehnilised parameetrid, mis peaksid lõpptootes olema arvesse võetud. Järgnevalt on esitatud esialgse mõõteseadme spetsifikatsioonid:

1.	Seade peab suutma mõõta nelja koormussensorit eraldi ja tulemused digitaliseerima.
2.	Sisaldama lokaalset 5V/10V pingemuundurit koormussensorite toiteks
3.	Sisaldama valgusdioode toite- ja kommunikatsioonisignaalide aktiivsuse ja olemasolu inditseerimiseks.
4.	Ühenduma protsessorplaadiga CAT5 kaabli abil, mille kaudu tuleb 5V toide ja I ² C liides.
5.	Protoüüpversioonis peab välja tooma eraldi kaherealisel ja 10-viigulisel pistikul kõigi nelja tensoanduri diferentsiaalsignaali, 3.3V toite- ja maatühenduse.
6.	Trükkplaadi laius peab olema 101,6mm ja pikkus 63,5mm ning monteeritav M3 kruvidega suurema raami või korpuse külge.

Tabel 1.1: Tehnilised nõuded mõõteseadmele

Tellijal soovitas kasutada järgmisi komponente ja pistikuid:

- 1x Analoog-digitaalmuundur ADC128D818 [1]
- 4x Molex 4-viiguga, lukustusega, 2.54mm sammuga pistik [2]
- 4x Sentrani koormussensor XA1 [3]

Nõuetest lähtuvalt selgub, et mõõteseadme peab mõõtma kaalu nelja tensoanduritega koormussensoriga ja tulemused protsessorplaadi jaoks digitaliseerima. Skeemilahenduse väljatöötamiseks peab aga mõistma, mismoodi sensorid töötavad.

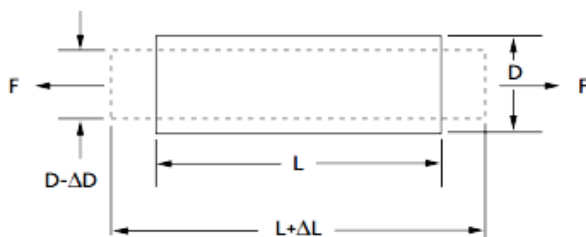
2. Kaalu mõõtmine

Kaalu mõõtmiseks on ilmselt kõige lihtsam viis kasutada kangkaalu. Vastukaalul piisaval arvul vihtidega eset tõstes ja mõlemaid raskusi tasakaalustades, ehk masse võrdsustades, saamegi teada uuritava eseme kaalu. Sedasi mõõdetakse tegelikult eseme raskusjõust tingitud mõju alusele. Elektroonilise seadme puhul peab aga olema midagi, mis väljastab kaalule vastava elektrisignaali.

2.1. Deformatsioonist elektrisignaali

Kui inimene astub objekti peale, deformeerub see raskusjõu mõjul. Sarnaselt pooltühjale pallile astudes muutub pealtnäha keraja keha kuju märgatavalt. Olenevalt keha materjalist ja sellele mõjuvatest jõududest tekivad erinevad deformatsioonid. Piirdume lihtsuse huvides deformatsiooni hindamisel survest või tõmbest tingitud suhtelise pikenemisega.

Suhteline pikenemine ε näitab, kui palju muutub keha pikkus välise jõu mõjul algpikkuse suhtes (Võrrand 2.1.1). Tegemist on nimeta suurusega, kuid praktikas kirjeldatakse seda mõne pikkusühiku suhtena, näiteks mm/m [4, lk 15; 5, ptk. 1]. Joonisel 2.1.1 kujutatakse silindrikujulise varda pikkuse L suurenemist jõuväärtuse F mõjul.



$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L}$$

Joonis 2.1.1: Keha deformeerumine
välise jõu mõjul [4, lk 2.3]

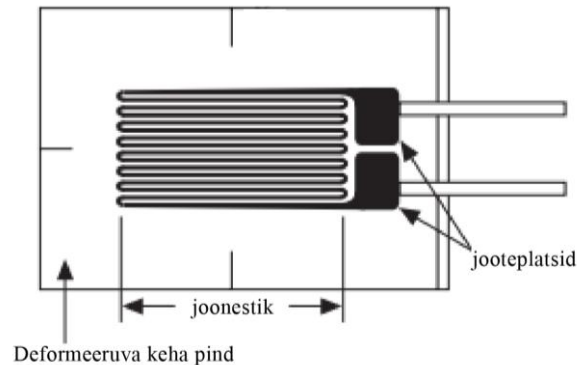
Võrrand 2.1.1: Suhteline pikenemine [6, lk
133]

Varda pikkuse muutumisel kaasneb selle ristlõike mõõtmete D pöördvõrdeline muutumine (Joonis 2.1.1), mis samuti sõltub materjalist [6, lk 135].

Sama materjali piires on elektriline takistus määratud keha pikkuse ja tema ristlõike suhtega [7, lk 78]. Eelneva põhjal saab seega järeldada, et deformatsioon muudab ka elektrit juhtiva keha takistust. Äärmuslikult kuni mõni protsent algtakistusest [8, lk 3]. Seega peab leidma viise jõust põhjustatud takistuse muudu suurendamiseks. Sellisel põhimõttel töötabki tensoandur.

2.2. Tensoandur

Tensoandur on joonestikuna veetud traat, mille elektriline takistus deformeerumisel muutub (Joonis 2.2.1). Selline konstruktsioon võimaldab maksimaalset takistuse muutu, hoides anduri mõõtmised minimaalsena. Enimlevinult kasutatakse metalsest fooliumist tensoandurit, mida valmistatakse fotosöövitusmeetodite abil. Eeliseks on minimaalne sõltuvus temperatuurist ning madalad tootmiskulud [9].



Joonis 2.2.1: Alusele liimitud metalsest fooliumist tensoandur [5]

Asetudes liimitult deformeeruva keha pinnal, mõnedel juhtudel isegi söövitatult, mõjub mõõtekeha deformatsioon ka tensoandurile. Seega on tähtis, et muutused kehas ja nende edasikandumine tensoandurile oleksid võimalikult üks-ühesed.

Tensoanduri põhiparameetrik on selle tundlikkus deformatsiooni suhtes. Tundlikkust iseloomustab mõõtetegur (*strain sensitivity* või *gauge factor GF*), mis on takistuse muutuse suhe ühikulisel deformatsiooni (Võrrand 2.2.1) [8]. Mida suurem on GF kordaja, seda rohkem muutub samasuguse deformeeriva jõu korral elektriline takistus. Sulamist metalse fooliumiga tensoanduri puhul on tundlikkus enamasti 2 [5].

$$GF = (\Delta R/R)/\varepsilon$$

Võrrand 2.2.1: Tensoanduri tundlikkus

Seega tänu oma füüsilisele ülesehitusele suudab tensoandur jõu mõjul tekkivast deformatsioonist justkui võimendada takistuse muutu. Võttes ühe müügil oleva nikkel-kroomisulamist 120Ω tensoanduri [10] ja mõjutades seda jõuga, nii et tensoandur pikeneb 1% algpikkusest, muutub tundlikkusega $GF = 2,1$ anduri elektriline takistus (tuletus võrrandist Võrrand 2.2.1):

$$(\Delta R/R) = GF \cdot \varepsilon = 2.1 \cdot 0,01 = 0,021, \text{ ehk } 2,1\%$$

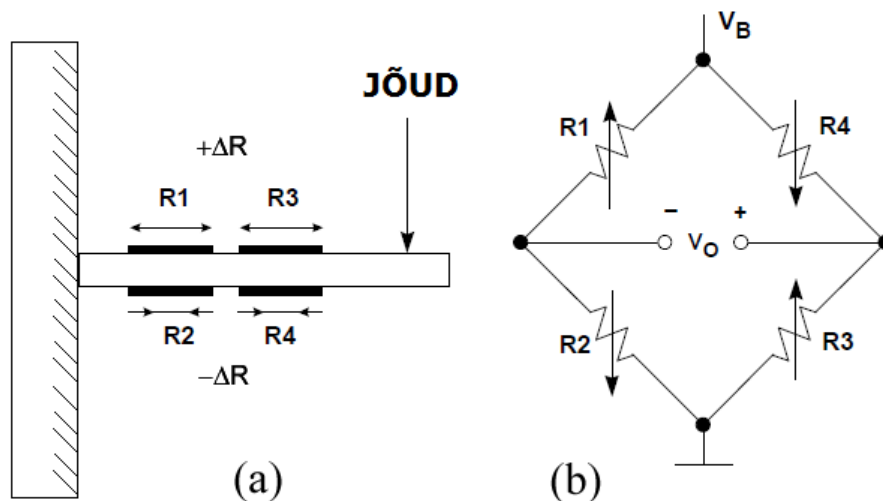
Võrrand 2.2.2: Takistuse muut 1% suhtelisel pikenemisel

Tensoanduri takistuse 120Ω korral on sellise takistuse muuduks ainult $2,52\Omega$. Sellises skaalas muutusi on tavalise oommeetriga võimatu mõõta. Väikeste takistuste täpseks mõõtmiseks peab olema vastavad skeemitehnilised lahendused tensoanduri(te) väljundi mõõtmiseks.

2.3. Koormussensor

Esimene võimalus deformatsioonist tingitud väikeste takistusmuutude täpsemaks mõõtmiseks on kasutada tensoandureid silla konfiguratsioonis. Valmiskujul silda kannabki koormussensor. Kui muidu kasutatakse silda mõne üksiku takistuse täpseks mõõtmiseks, siis koormussensoritele on omane kõigi nelja takistuse muutumine [11, lk 2.5].

Koormussensori sees toimuvat saab iseloomustada joonisel 2.3.1 (a) kujutatuga:



Joonis 2.3.1: (a) Koormussensori tööprintsip, (b) tensoandurite sildlülitus [11, lk 2.3]

Rakendades sensorile allapoole suunatud jõudu venitatakse kahte pealpool asetsevat tensoandurit pikemaks ΔR võrra, samal ajal kahte allpool paiknevat samapalju kokku surudes.

Joonisel 2.3.1 (b) kujutatud sildlülituses on kaks pingejagurit, kus mõõtetulemuseks on nende potentsiaalide vahe V_O . Silla toitepinget tähistab V_B , muuttakistid R1-R4 kujutavad tensoandureid. Võrreldes (a) ja (b) nähtub, et samas suunas deformatsioone omavad tensoandurid asuvad kummaskis pingejaguris.

Silla väljund ise on arvutatav võrrandiga:

$$V_O = \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot V_B$$

Võrrand 2.3.1: Sildlülituse väljund

Deformatsiooni puudumisel null näidu saamiseks peab sildlülitus olema tasakaalus [5, ptk. 3]. Võrrandist 2.3.1 tuleneb, et selleks tingimuseks on mõlema pingejaguri takistuste suhete võrdsus. Sel juhul viib mõõdetava keha deformeerumisel iga väiksem takistuse muut silla tasakaalust välja ja seda on võimalik arvuliselt väljundis mõõta. Reaalsuses esineb muidugi temperatuurist ja takistustolerantsidest tingituna nihkepingeid, mida saab vastava skeemilahendusega või tarkvaraliselt kompenseerida.

Silla väljundisignaali on maksimaalne, kui ühe õla pingejaguri takistused on võrdsed e. takistite suhe on $\frac{1}{2}$ [12]. Rakenduses mõõdetava koormussensori sillaimpedants on 350Ω [3], mis tähendab, et kõigi nelja tensoanduri takistused on võrdsed - 350Ω . Kõigi nelja tensoanduri muutumine sillal tagab maksimaalse takistuse muudu deformatsiooni suhtes (neljakordne kasv võrreldes ühe muutuva takistusega sillal [4, lk 20]) ja väljund on oma olemuselt lineaarne [11, lk 5]. Lineaarsust põhjustab asjaolu, et kõik takistid on ühesed – need sõltuvad jõust ühesel määral ja nende temperatuuri sõltuvus takistustele on ühesugused.

Koormussensori või täpsemalt kogu silla tundlikkust väljendatakse mV/V täiskoormusel. Rakenduses kasutatava sensori tundlikkus on 2.0mV/V. See tähendab, et iga toitepinge voldi kohta annab sensor maksimaalse deformatsiooni korral väljundisse 2.0mV pinget. Toitepinge 10V korral [3] on sensori väljundis seega juba 20mV. Toitepinge liigne tõstmine põhjustab kahjuks sensori soojenemist ning ühtlasi temperatuurist tulenevate mõõtevigade suurenemist.

Koormussensoris on seega vajalik skeemilahendus jõu täpseks mõõtmiseks juba ära lahendatud. Tuleb ainult kasutada sensorist saadavat väljundit. Kuna isegi 10V toitepingel ja maksimaalse deformatsiooni korral otse väljundilt mõõdetav 20mV on rakendatava jõu suhtes väike suurus, on mõistlik väljundpinget skeemitehniliselt omakorda veel võimendada.

3. Komponentide valik ja tehniliste lahenduste leidmine

Eelnevast saab täpsustada projekteeritava seadme eesmärki. Seade peab suutma mõõta nelja tensoanduritega koormussensori väikeseid diferentsiaalseid alalispingeid, minimiseerides selle käigus tekkivaid mõõtevigu. Samuti võimendama sisendsignaale digitaliseerimiseks ja edastama need I²C liidese kaudu protsessorseadmele.

Tehnilistes spetsifikatsioonides (Tabel 1.1) välja toodud nõue lokaalse 5V/10V pingemuundi koormussensorite toiteks, tekitab silla ja mõõteskeemi tugipinge erinevusest tingitult mõõtmisvigu [11, lk 2.14]. Selle likvideerimiseks peab silla ja mõõtmist teostava skeemi toitepinge olema samast allikast. Kui toitepinges esineb mõni häire või kiirem muutus, kajastub see ka sillas ning mõõteseadmes. Sellisel viisil taandatakse muidu erinevatest toitepingetest tingitud mõõtevead.

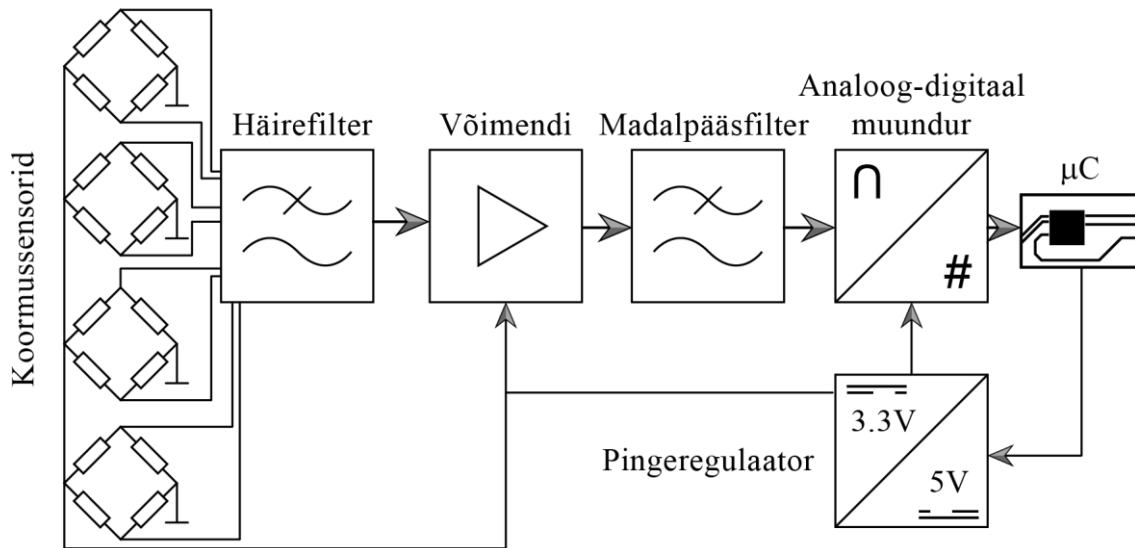
Kuna toitepinge tõstmine langes mõõtevea tekke tõttu lahendusest välja, peab signaali võimendamine mõõtmiseks olema mõnest millivoldist mitmesaja millivoldini – suurusjärgus 100 kuni 500 korda. Diferentsiaalsignaali võimendamine peab toimuma ilma suuremate mõõtevigade sissetoomiseta. Selleks sobib ideaalselt mõõtevõimendi skeem [13, lk 113]

Mõõtevõimendi rolli sai valitud kahest operatsioonvõimendist (OV) koosnev integraalskeem AD8629ARZ. Tegemist on spetsiaalselt mõõtevigade vähendamise jaoks valmistatud komponendiga. Antud omab väikest, kuni 1 μ V nihkepinget, kuni 200 pA sisend nihkevoolu ja head mürataset [14], mille kõigega minimiseeritakse võimendamisel tekkivaid mõõtevigu. Mõnel tavalisemal OV-l on nihkepinged millivoltides ja sisendnihkevoolud nanoamprites.

Protsessorseadmest tuleb mõõteseadmesse 5V alalispinget. Kuna see tuuakse pika kaabli kaudu, on suur tendents koormusvoolust ja kaablis esinevatest häiretest tulenevatele pingele kõikumistele. Stabiilse tugipinge saamiseks on mõistlik valida mõni pingeregulaator, mis olenemata sisendpinge kõikumistest annaks stabiilset väljundpinget. Tüübi valikut selgitatakse täpsemalt pingeregulaatori elektriskeemi peatükis 4.5.

Protsessorseade toetab I²C liidest, mis käib 3,3V toitenivoolt. Mõõteseadmes tuleneb I²C liides analoog-digitaalmuundurist. Kuna mõõteseadmesse tuleb 5V, tekib vajadus seda langetada 3,3V nivoole, mida saavutab samuti eelmainitud pingeregulaator. Nii analoog-digitaalmuunduri kui ka OV integraalskeemi toitepingeks saab seega 3,3V. Mõõtevigade minimeerimiseks peab koormussensoreid samuti toitma 3,3V stabiilsest pingeniivoost. Omades ülevaadet üldisest mõõteseadme funktsioonist ja sisalduvatest komponentidest, saab välja töötada tööühimõtte.

3.1. Tööpõhimõtte struktuurskeem

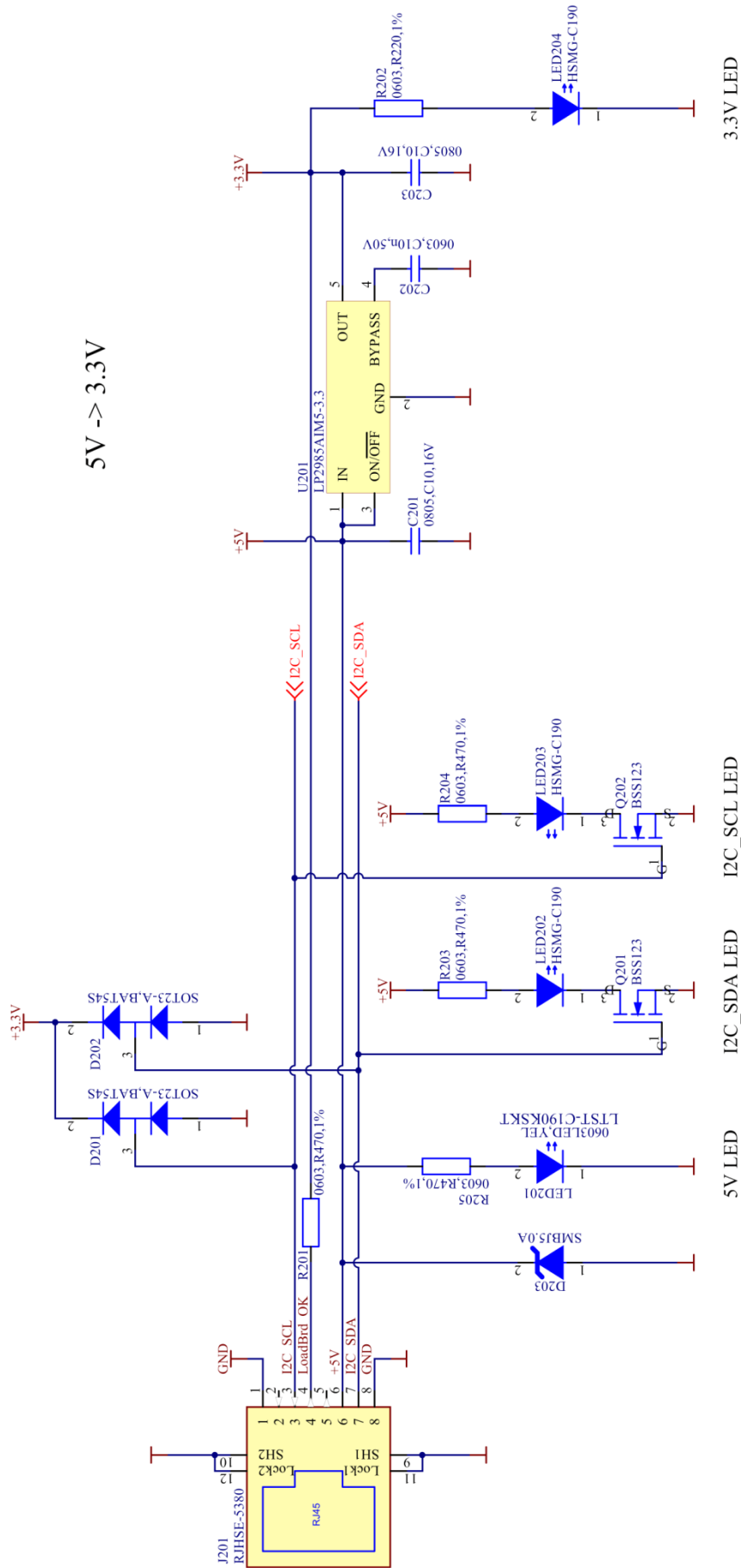


Joonis 3.1.1: Mõõteseadme struktuurskeem

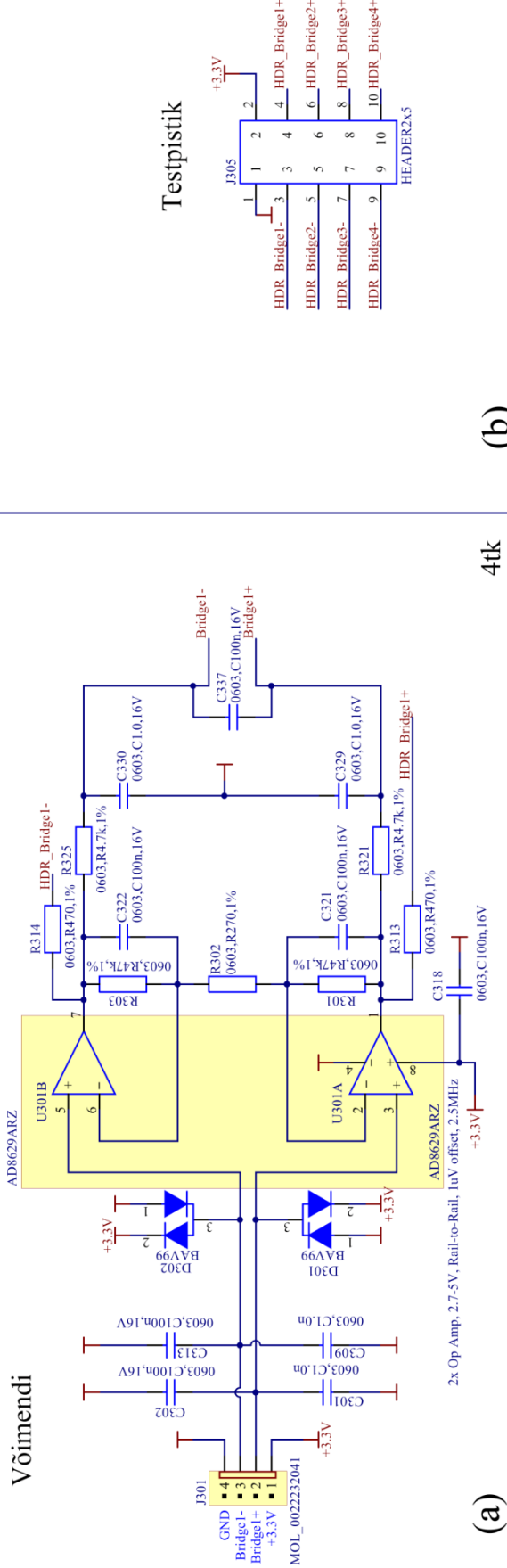
Joonisel 3.1.1 on kujutatud mõõteseadme üldine tööpõhimõtte struktuurskeemina. Sisendiks on neli tensoanduritega koormussensorit e. neli diferentsiaalsignaali paari. Signaalid läbivad esmase filtreerimise kõrgsageduslikest häiretest. Enne mõõtetulemuse digitaliseerimist sisendsignaale võimendatakse ja filtreeritakse madalpääsfiltriga. Alles siis saab mõõtetulemuse analoog-digitaalmuunduris digitaliseerida ja saata I²C liidese kaudu protsessorplaadile. Kogu mõõteseadet – sensori sildasid ja integraalskeeme toidetakse pingeregulaatori 3,3V väljundist.

4. Mõõteseadme elektriskeem

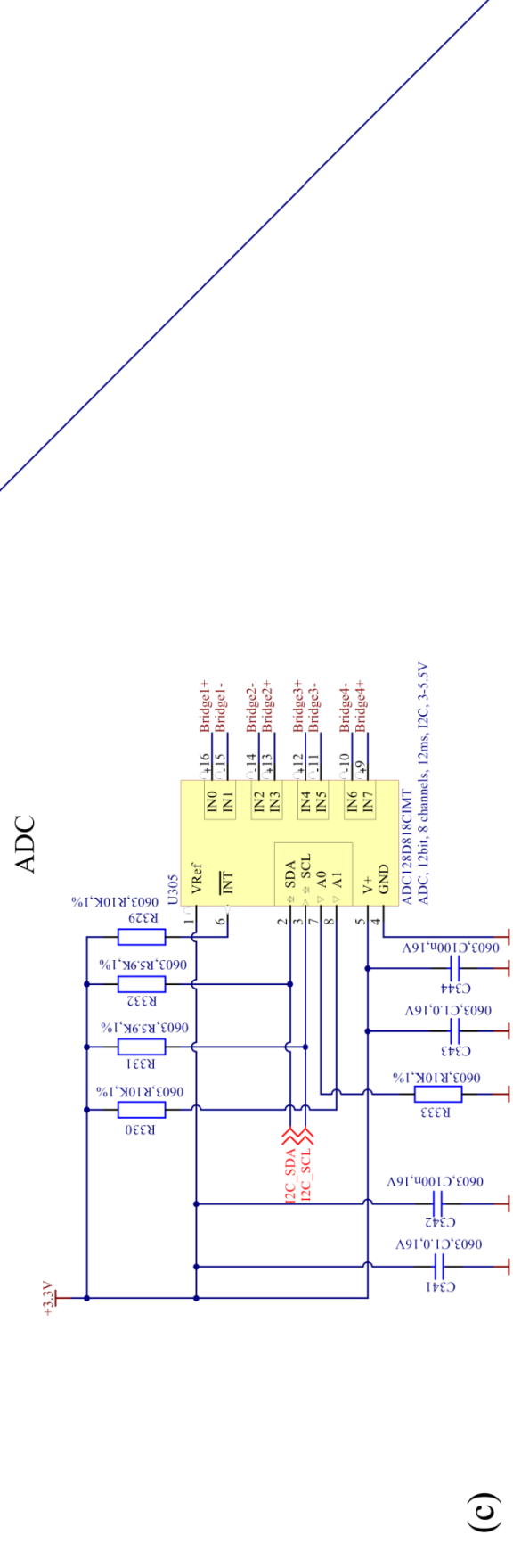
Tensoandurite signaalide mõõtmise seadme koguskeem on jaotatud kaheks. Esimesel (Joonis 4.1) on kujutatud ühendus protsessorplaadiga ja mõõteseadmes kasutatavad signaalid. Samuti paikneb seal pingeregulaator. Teine skeem (Joonis 4.2) koosneb mõõtevõimendist koos filtritega, analoog-digitaalmuundurist ja testviikude pistikust. Mõõtevõimendeid on mõõteseadmel neli tükki – üks iga koormussensori kohta.



Joonis 4.1: Mõõteseadme liides protsessorseadmega



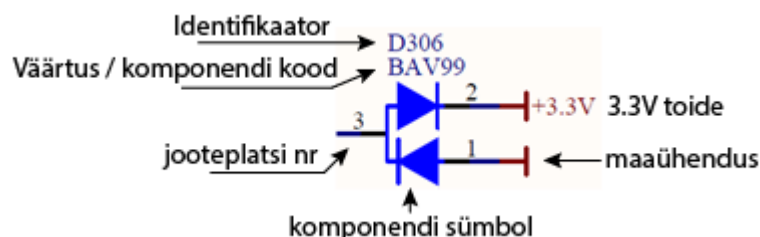
(a)



(c)

Joonis 4.2: (a) Mõõtevõimendi skeem, filtrid, (b) testpistik, (c) AD-muunduri skeem

Tegemist on projekteerimistarkvaras (CAD – *computer aided design*) Altium Designer-is joonestatud elektriskeemidega. Nendel on esitatud vajalik informatsioon skeemi mugavaks lugemiseks. Tekstis viidatakse skeemi komponentidele tema identifikaatoriga.



Joonis 4.3: Elektriskeemi komponent

Joonisel 4.3 identifikaatoris D306 iseloomustab D – diodi, 3 – skeemi lehekülje numbrit, 06 – komponendi järjekorra numbrit antud lehel. Samuti on elektriskeemides komponentide juures (takistitel, kondensaatoritel vms) välja toodud selle väärtus või konkreetne tüüp või tootja komponendi kood (pistikud, kiibid jms). Komponenti viikudel paiknevad numbrid tähistavad trükkplaadil asetsevate jootepiiride numbreid. Lisaks on joonisel 4.3 kujutatud toiteühendust, mis on kirjutatud tema nimiväärtusega +3,3V. Maahendust tähistatakse lihtsalt kriipsuna.

Tabelis 4.1 on välja toodud kõik skeemides kasutatavad tähistused ja nende tähendused.

C	Kondensaator	MTH	Monteerimisauk
J	Pesa või pistik	Q	Transistor
D	Diod (Schottky, Zener, kaksikdiodid vms)	R	Takisti
LED	Valgusdiod	U	Integraalskeem/kiip

Tabel 4.1: Skeemi komponentide identifikaatorite tähendused

Elektriskeemides on näidatud ka oluliste signaalide nimed vastavate juhtmete peal või skeemi lehtedevaheliste ühendustega (*off-page connector*) **◀◀ SIGNAAL**.

Vastavalt tööpõhimõttes kirjeldatud struktuurskeemile (Joonis 3.1.1), alustatakse seadme elektriskeemi kirjeldamist sisenditest ja liigutakse edasi osade kaupa väljundini. Viimasena seletatakse ka pingeregulaatorit.

4.1. Mõõteseadme mõõtevõimendi skeem

Mõõteseadme mõõtevõimendi skeem asub joonisel 4.2 (a).

4.1.1. Sisendpesad

Koormussenor ühendatakse kokku mõõtevõimendiga vertikaalasendis Molexi 4-viigulise pesa (J302) kaudu [2]. See pesa oli kliendi poolt juba ette antud ühendusviis, mis on kaetud mõõteseadme tehnilistest nõuetes (Tabel 1.1).

Koormussensorilt tulevad diferentsiaalsignaale pesa J302 kahest keskmisest viigust, signaalinimedega Bridge1+ ja Bridge1-. Need viitavad koormussensori sees oleva silla väljavõtetele. Teise, kolmanda ja neljanda koormussensori signaali nimed on muidu vastava sensori numeratsiooniga signaalinime lõpus (nähtaval samal joonisel 4.2 (b) ja (c)). Sild saab 3,3V toidet pistiku esimesest viigust ja sensori korpus on ühendatud mõõteseadme maaga neljanda viigu kaudu.

Selline viikude konfiguratsioon, kus maa ja toitejuhtmed on kummalgi pool ääres, pakub diferentsiaalile varjestust häirete eest.

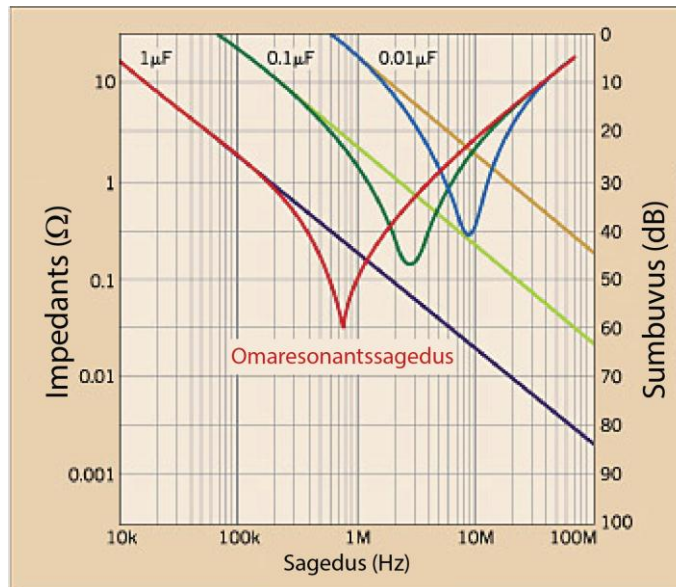
4.1.2. Häirefilter

Igasuguse elektroonilise mõõteseadme usaldusväärsus sõltub selle võimest vähendada välistegurite, näiteks teistest seadmetest kiirguvate signaalide sattumist mõõtesignaali juhtmetesse. Antud rakenduse mõõtetulemusi võivad rikkuda mobiilsidest, juhtmeta internetilevist või isegi raadiojaamadest tingitud sagedushäired. Häireteks nimetatakse neid sellepärast, et antud mõõteseade ei tohi neid signaale olulisel määral vastu võtta ja töödelda. Mõõtevõimendi häirefilter summutabki esimesed võimalikud kõrgsageduslikud häired madalpääsfiltriga.

Joonisel 4.2 (a) on koormussensori kummalegi väljundile (Bridge1+, Bridge1-) asetatud 2 keraamilist kondensaatorit (vastavalt C301, C302 ja C309, C313). Need käituvad kõrgsageduslike häirete jaoks madalaloomilise teekonnana maapotentiaali. Kasutusel on 1nF ja 100nF mahtuvusega kondensaatorid. Eelis kahe erineva väärtusega kondensaatori paralleelühenduse kasutamisel ainult ühe kondensaatori asemel, peitub nende kahe omavahelise omaresonantssageduste koosmõjus.

Omaresonantssagedus on sagedus, millest alates kondensaatori mahtuvuslik komponent saab võrdseks induktiivsega ning edasisel sageduse kasvamisel hakkab kondensaatori mahtuvus muutuma induktiivsuseks. Joonisel 4.1.2.1 on välja toodud erinevate mahtuvustega kondensaatorite

impedants-sageduskarakteristikud. Skeemis kasutatava 100nF kondensaatori omaresonantssagedus asetseb umbes 3MHz juures ja 1nF (jooniselt puudub) puhul umbes 150MHz [15].



Joonis 4.1.2.1: Erinevate kondensaatorite impedants-sagedus karakteristikud [16]

Eraldi vastavad kondensaatorid suudavad summutada ainult kitsast sagedusvahemikku - omaresonantssagedusel. Paralleelselt koos mõjutavad need üksteise sageduskarakteristikuid, summutades laiemas sagedusvahemikus. Seega erinevate kondensaatorite paralleelühenduse korral võimaldatakse summutada laiemalt kõrgsageduslikke häireid.

4.1.3. Mõõtevõimendi sisendkaitse

Mõõtevõimendi sisendite ülepingete kaitseks on signaalid ühenduses diodidega D301 ja D302. Ülepinged võivad tekkida mõteseadmesse indutseerivate häirete kaudu, koormussensori juhtmete ühendamisel sisendpesasse või hoopis kõrgema potentsiaallika eksitaval ühendamisel mõne sisendviiguga.

Kasutatud on BAV99 tüüpi diode, mis on kiire taastumise ajaga (4ns) ja suure vastupinge taluvusega (100V) [17]. Seega sobivad hästi lühiajaliste ja tugevate siirete eemalejuhtimiseks mõõtevõimendi sisenditest.

Senikaua kuni sisendsignaal püsib maa- ja toitepotentsiaali vahel on mõlemad diodid (D302 viikude 2,3 ja 3,1 vahel) vastupingestatud ja signaalil ei lasta tõusta toite- ega langeda alla maapotentiaali. Kui sisendis tõuseb potentsiaal üle toitepingenivoo vähemalt diodi päripingelangu võrra, jääb diod viikude 3 ja 2 vahel päripingestatuks ja juhib liigsed siirded toitesse. Nii hoitakse sisendnivood 3,3V piires ja kaitstakse mõõtevõimendi sisendeid. Vastupidiselt, kui sisendsignalis

pinge langeb diodi päripingelangu võrra alla mõõteseadme maapotsiaali, jääb diod viikude 3 ja 1 vahel päripingestatuks ja löikab negatiivsed pinged maapotsiaalile.

4.1.4. Mõõtevõimendi operatsioonivõimendi

Koormussensorite signaalide võimendamiseks kasutatakse kahest operatsioonivõimendist (OV) koosnevat integraalskeemi AD8629ARZ (U302) mõõtevõimendina. Tegemist on võimendiga, mis dünaamiliselt korrigeerib oma nihkepinget (*auto-zero amplifier*) ja mürataset [18]. Selleks, et minimiseerida võimendamisel mõõtevigu, on valitud võimendi, mis omab 1 μ V nihkepinget, madalat temperatuurist tingitud nihet ja madalat mürataset [14]. Võttes võrdluseks komponentide tarnija Digikay kodulehelt ühe populaarsema võimendi (LM324MX) on selle nihkepingeks 1,5 millivolti, mis ulatub juba koormussensori poolt väljaantavate signaalide suurusjärku.

Lähtudes mõõteskeemi tööpõhimõttest (ptk 3.1), otsustati kasutada mõõteskeemi ja silla toitmiseks ühte ja sama 3,3V toitenivood. Arvestades, et koormussensori tundlikkus on 2,0mV/V täisskaalas, saame koormussensori maksimaalseks väljund-diferentspingeks 6,6mV. U302 mõlemad OV-d (U302A ja U302B) töötavad mitte-inverteervõimenditena (Joonis 4.2 (a)) võimendades otsesisenditesse tuleva diferentsignaali vahet ehk 6,6mV.

4.1.5. Mõõtevõimendi võimenduse määramine

Mõõtevõimendi U302 (Joonis 4.2 (a)) maksimaalne väljund on piiratud tema toitepingega. Seega maksimaalne signaal, kuhu OV saab võimendada, ilma tulemust piiramata on 3.3V [14]. Üle toitepinge võimendamisel satub OV küllastusse ja mõõtetulemusi enam ei kajastata ehk väljund jääb samaks toitenivooga. OV võimendust iseloomustab väljundi suhe sisendisse (Võrrand 4.1.5.1):

$$K = \frac{U_v}{U_s}$$

Võrrand 4.1.5.1: Võimendi pingevõimendustegur

Võimendamisel tuleb väljundisse anda küllaldane varu maksimaalsest, sest OV pole ise ideaalne, omades erinevaid liiki nihkepingeid ning koormussensor omab ka takistustolerantsi. Varuks sai seega võetud 1V, mistõttu võimendusteguriks tuleb:

$$K = \frac{U_v}{U_s} = \frac{3.3V - 1V}{6.6mV} = 348.48$$

Võrrand 4.1.5.2: Võimendi teoreetiline vajalik pingevõimendustegur

Mõõtevõimendi elektriskeemis (Joonis 4.2 (a)) U302 võimendusastme määramiseks on tarvis seada ainult ühe takisti R302 väärtus [13, lk 113]. Teades vajalikku võimendustegurit (Võrrand 4.1.5.2) on võimalik leida R302 takisti väärtus. Mõõtevõimendi skeemi võimendustegur avaldub kujul:

$$K = 1 + \frac{(2 \cdot R_{301})}{R_{302}} = 348$$

Võrrand 4.1.5.3: Mõõtevõimendi võimendustegur [13, lk 113]

Takisti R302 avaldub sel juhul:

$$R_{302} = \frac{(2 \cdot R_{301})}{K - 1} = \frac{(2 \cdot 47k\Omega)}{348 - 1} = 270.89\Omega$$

Võrrand 4.1.5.4: Mõõtevõimendi võimendusastme seadetakisti R302 leidmine

Lähim takistuse väärtus E12 reast on 270Ω. Lõpptulemusena võimendatakse mõõtevõimendiga kuni 6,6mV sisend-diferentspinget 270Ω seadetakistiga 2,3 voldini.

Eraldi OV väljundid HDR_Bridge1+/- on väljavõtted testpistikute J305 jaoks (Joonis 4.2 (b)). Takistid R313 ja R314 kaitsevad OV väljundeid lühistuste eest ja aitavad hoida OV-d stabiilsena katsesondide võimaliku mahtuvusliku koormuse tõttu [19].

4.1.6. Madalpääs silumisfilter

Mõõtevõimendi skeemi (Joonis 4.2 (a)) kummalgi väljundisignaali on teist järku madalpääs silumisfilter (*anti-aliasing filter*). Analoo-digitaalmuunduri (AD) jaoks on tähtis järgida Nyquisti teoreemi, millest tuletades saab, et AD-muunduri diskreetimissagedus peab olema kaks korda suurem diskreeditava pidevsignaali suurimast sageduskomponendist [20; 21; 22]. Sellise tingimuse mitte järgimisel hakkab iga mõõtmisperioodi ajal võnd nihkuma ja ei saada enam ühest väärtust vastavale pingeniivoole. Silumisfiltri ülesanne on seega eemaldada sageduskomponendid, mis on AD-muunduri diskreetimissagedusest poole suuremad.

Kasutatud teist järku filtri disain pärineb sarnaselt ettevõttes loodud kaalumõõtvast seadmelt. Kuna klient soovis diskreetida sagedusel vähemalt 70Hz, tähendas see, et filtri lõikesagedus pidi olema sellest kaks korda väiksem ehk vähemalt 35Hz. Sellest lõikesagedusest suurematel sagedustel hakkab filter sagedusi olulisel määral summutama.

Väljunditel olev C337 on sidestuseks AD-muunduri sisenditele, et püüda häireid mõõtevõimendi väljundi ja AD-muunduri sisendi vahelisel lõigul.

4.2. Analoog-digitaalmuundur

Mõõteseadme analoog-digitaalmuunduri elektriskeem asub joonisel 4.2 (c).

Mõõtevõimendi tööpõhimõttest (Joonis 3.1.1) lähtudes järgmine samm peale sisendsignaalide võimendamist ja filtreerimist on mõõtetulemuste digitaliseerimine. Seda teostab analoog-digitaalmuundur (AD) U305 (Joonis 4.2 (c)). AD-muunduri tüüp oli antud ette ka tehnilistes nõuetes (Tabel 1.1).

AD-muunduri ülesandeks on pidev signaal esitada nullide ja ühtede jadana ehk koodina. Koodi pikkuse määrab AD-muunduri resolutsioon, mis on kasutataval muunduril 12-bitti. Resolutsioon näitab, kui mitu väärtust suudetakse ühe mõõtmisperioodi ajal teostada. Seega saab 12-bitise AD-muunduriga esitada sisendsignaalist $2^{12} = 4096$ eri väärtust.

Mõõtevõimenditest tulenevalt kasutatakse AD-muunduri U305 sisendeid samuti diferentsiaalsisenditena. Antud muundur toetab nõ pseudo-diferentssisendite konfiguratsiooni [1]. Tooteleht mainib, et sellisel juhul digitaliseeritakse positiivset sisendpinget, mis on rakendatud diferentsiaalselt ehk ($\Delta V_{IN} = IN_+ - IN_-$) (U305-l vastavad märgid analoogsisendite viikude peal). Põhimõtteliselt tähendab see kummagi sisendi eraldi digitaliseerimist ja AD-muunduri sees tarkvaraliselt üksteisest lahutamist [23].

Diskreetides saame väljastada väärtusi, mis ületavad kindlat nivood. AD-muunduri sisendi täisskaala on 2.3V ja resolutsioon 12-bitti ehk 4096 erinevat väärtust. Minimaalne väärtus, mida muundur suudab esitada on sel juhul $2.3V / 4096 = 0,56mV$. Sellest väiksemaid muutused lähevad kaduma.

Minnes üle jõule peame teadma ühe koormussensori koormusvõimet. Kuna tegemist on Ameerikas toodetud sensoriga, on jõud esitatud 500 Lbf (*pounds-force*). Kui 1 Lbf vastab 4,448 Newtonile, siis 500 Lbf-i on 2,224kN. Jõud, mis vastab 227 kg. Diskreeditult oleks minimaalseks mõõdetavaks jõu väärtuseks $2,224kN / 4096 = 0,54 N$, mis vastab 55 grammile kaalus.

Joonise 4.2 (c) komponendi U305 viikude 1 ja 5 juhtmetele nõutavad kondensaatorid sai valitud tootelehel olevas viikude kirjelduses ja eraldi peatükis soovitud põhjal.

4.3. I²C liides

I²C on kahejuhtmelise siiniga ja kahesuunaline kommunikatsiooni liides. Ülemseade (*Master*) suhtleb siinil asuvate alluvseadmetega (*Slave*) läbi aadressi. Suhtluse toimimiseks on tarvis järjestikulist andmeliini (SDA) ja järjestikulist sünkroniseerimisliini (SCL).

I²C viigud on oma olemuselt avatud-kollektoriga, mistõttu peab liides korrektseks funktsioneerimiseks olema tõstetud kõrgele nivoole senikaua, kuni mõni ülem- või alamseade piisavalt voolu neelab, et tõmmata liin madalaks. Sellise funktsiooniga takistit, kus mikrokontrolleri sisend või väljund ühendatakse toitepotentsiaaliga nimetatakse ülestõmbetakistik (pull-up resistor). Saavutamaks vähemalt 100kbit/s andmeedastuskiirust peab ülestõmbetakisti väärtus olema vastavates piirides. Koos siini mahtuvusega peab ülestõmbetakistiga moodustuma piisav ajakonstant kiireks andmeedastuseks. 100kbit/s korral peab signaalide frondi tõusu aeg olema kuni 1000ns. Siini mahtuvuseks võib lugeda 200pF, mis on maksimaalne lubatud siini mahtuvus, kui kasutada ülestõmbeks lihtsalt takistit. Seega maksimaalne ülestõmbetakistuse väärtuse selgub võrrandis [24, lk 48]:

$$R_{p(\max)} = \frac{t_r}{0,8473 \cdot C_b}$$

Võrrand 4.3.1: Maksimaalne ülestõmbetakisti [22]

Võrrandis 4.3.1 tähistab t_r frondi tõusu aega ja C_b siini mahtuvust. Seega maksimaalseks ülestõmbetakistuseks sobib $1000\text{ns} / (0,8473 \cdot 200\text{pF}) = 5,9\text{k}\Omega$.

I²C liidesel pole defineeritud kindlat potentsiaali, mis defineerib loogilist kõrget või madalat. Küll aga peab loogilise kõrge registreerimiseks olema liinil vähemalt 70% toitepingest ja madala registreerimiseks kuni 30% [24]. Ülestõmbetakistiga tõmmataksegi liin 3,3V, mis tähendab, et loogiline kõrge on 2,31V ja madal kuni 0,99. Vahepealsed pingenihood hoiavad siini nõujupotentsiaalil (*float*).

AD-muunduri I²C liidese aadress (viigud 7 ja 8), millele vajadusel viitab protsessorseade, on seatud 01-ks. Siini peal mitu seadet ja eraldatud aadress 01. Aadressi valik tulenes töö käigus paralleelselt koos teiste seadmete väljatöötamisega. Tähtis oli, et AD-muunduri kivi aadress ei oleks sama mõne muu I²C liideses kasutatava komponendi aadressiga. Takistite suurused sai valitud samasugused, mis selgusid I²C puhul arvutatuna. Nii taaskasutame sama takistite väärtust ja ei tekita komponentide loendis üksikuid lisakulutusi.

4.4. Protsessorseadmeliides

Elektriskeem mõtteseadme liidesest protsessorseadmega asub joonisel 4.1.

4.4.1. Pistikupesa

Protsessorseadmega ühendamiseks on varjestusega RJHSE-5380 pesa (J201), millesse ühendub CAT5 otsekaabel (juhtmed mõlemas otsas on üks-ühele vastavusega) 8P8C pistikuga. Antud ühenduse valis klient, kuna on laialt kasutatav ja kaablid on odavalt hangitavad.

J201 pistikult tulenevad järgmised signaalid:

1. GND – ühendus seadme korpusega
2. NC – ühendamata (*Not Connected*)
3. I2C_SCL - I²C liidese sünkroniseerimissignaali (*clock*).
4. LoadBrd_OK - annab kaabli taga olevale protsessorplaadile teada, kas ühendus anduriplaadiga on loodud.
5. NC
6. +5V – Toitepinge viis volti protsessorseadmest.
7. I2C_SDA - I²C liidese andmesignaali.

4.4.2. Signaalide kaitsekomponendid

Toiteliinil 5V on ülepinge kaitsedioid D203, mis kaitseb sellelt tarbijaid lühiajalistest kõrgetest pingeniivoodest. Need võivad tekkida pistiku kontaktide kokku/lahku ühendamisel, juhtmesse kiirgunud häiretest või valesti ühendatud kõrgemate potentsiaalidega otstest. Kuna sisendi 5V suurim eesmärk on saada sellest 3,3V stabiilne tugipinge, mida kasutatakse integraalskeemides, kaitseb dioid seega rohkem pingeregulaatorit.

D203 puhul on tegemist siirdeid summutava (TVS – *transient voltage suppressor*) SMBJ5.0A Zener tüüpi diodiga. Selline dioid töötab läbilöögi režiimis. Kõrgeniivooliste ülepingete korral ületatakse dioidi läbilöögipinget ja moodustab allika ning maa vahele madalaoomilise teekonna. Tööpinge 5,0V korral dioid veel voolu juhtima ei hakka. Dioid läheb elektrilisse läbilööki kui vastupinge ületab 6,40V. See tähendab, et kui lühiajalised pingeniivood jõuavad 6,4V, hakkab dioid oluliselt voolu otse maha juhtima. Suurim pinge, mis maksimaalse voolupulsi korral koormusele, ehk antud juhul pingeregulaatorile, edasi kandub on 9,2V. See jääb ka pingeregulaatori lubatud sisendpinge piirkonda (kuni 16V).

I2C_SCL ja I2C_SDA liinid on kumbki ühenduses kahe järjestikulise diodiga D201, D202 ja kaitsevad andmeliine pingekõikumistest üle toite- ja alla maapotsiaali. Sarnaselt koormussensori sisendsignaali kaitsele (ptk 4.1.3), toimivad ka antud diodid. Vahe on ainult selles, et tegemist on ühes korpuses asuvate Schottky diodidega, millel on palju madalam päripingelang. Sellisel juhul säilitatakse paremini andmeliinidel niigi väikseid signaale.

4.4.3. Signaalide valgusdiodid

Tehnilistes nõuetes (Tabel 1.1) sooviti toitenivoode ja andmesignaali aktiivsuse inditseerimiseks valgusdioode. Eduka ühenduse korral protsessorplaadiga peab hakkama põlema kollane LED201 (Joonis 4.1). Vastava valgusdiodi ahelas on voolu piirav takisti R205. Takisti väärtus sai valitud, lähtudes katsetustest, kus umbes 3-4 kordne pärioolu langetamine 20mA-st, andis valgusdiodile kõige meeldepärasema heleduse.

Voolu piirava takistuse väärtuse leidmiseks peab arvestama, et valgusdiodi päripingelang sõltub tema pärioolust [25]. Pärioolu 6mA korral on valgusdiodi LED201 päripingelanguks umbes 1,92V. Takisti R205 väärtuse saab arvutada valemist:

$$R_{205} = \frac{U_s - U_{LED201}}{I_F} = \frac{5V - 1,92V}{6mA} = 513,3\Omega$$

Võrrand 4.4.3.1: Valgusdiodi voolu piirava takistuse valem

kus

U_s – toitepinge (5V)

U_{LED201} – Päripingelang valgusdiodil LED201 (1,92V)

I_F – Valgusdiodi päriool (6mA)

Lähim kasutusel olev väärtus E12 reas oleks 470 Ω . Sellise takistuse väärtuse korral on päriool ~6,6mA.

I2C_SCL ja I2C_SDA sisenditel on liinide aktiivsuse inditseerimiseks seekord rohelised valgusdiodid LED202 ja LED203. Neid pannakse tööle väljatransistorite abil 5V toitepingest. Selleks on kasutatud indutseerkanaliga [26] väljatransistore Q201 ja Q202. Kuna mõlema liini puhul rakendatakse sama tehnikat, esitatakse skeemilahendus ühe näitel.

Probleem tavalise voolu piirava takistuse kasutamisel andmeliinidelt valgusdiodi põletamisel seisneb selles, et I²C siini kasutavad oma olemuselt nõrgad signaaliallikad – AD-muundur ja protsessorseade. Üritades otse liinilt LEDi põletada, tarbib valgusdiodiahel enamuse voolust ja andmeliini signaalist ei jää midagi alles. Selletõttu lülitatakse LED-e hoopis väljatransistoritega.

Erinevalt vooluga tüüritavatest bipolaartransistoritest juhitakse väljatransistore pingega. Rakendades paisule piisavalt pinget (elektrivälja) indutseerub läte ja neelu vahele juhtiv kanal, mis ühendab neelu ja läte. Kasutatud n-kanaliga väljatransistor BSS123 avaneb ehk juhib voolu kui paisule rakendub vähemalt 0,8V, mis teeb sellest ideaalse variandi andmesignaalist lülitauste tegemiseks. Kui andmeliin on kasutamata, siis tõmmatakse kogu I²C siin ülestõmbetakistite poolt 3,3 voldile (ptk. 4.3). Väljatransistor avaneb ja valgusdiod ühendub seeläbi maapotentsiaaliga. Sarnaselt eelnenud 5V valgusdiodile valitud takistuse suurus 470Ω (Võrrand 4.4.3.1) annab HSMG-C190, päri vooluks 6,43mA ja päripingelanguks ~1,95V [27].

4.4.4. Signaal LoadBrd_OK

LoadBrd_OK signaalile oli mõeldud vastavalt kliendi soovile kuni 500-oomise takistusega ühendus 3,3V tugipingega. Selle takistuse üks eesmärk oli kaitsta tugipingenivood võimalike lühiste eest. Teisalt annab see signaal protsessorseadmele informatsiooni mõõteseadme korrasolekust. Kui 3,3 voldi toitenivoo mõne eksliku sisendühenduse tõttu lühistatakse, kaob takistil pingelang ja signaal. Takistuse R201 suuruseks valiti 470Ω, mis on väärtuselt nõutule kõige lähemal E12 reas. Seda kasutatakse ka muudes skeemiosades, mistõttu saab hoida trükkplaadi hinda madalamal.

4.5. Mõõteseadme pingeregulaator

Protsessorseadme kaudu tulev pinget 5V muudetakse mõõteseadmepi stabiilseks 3,3V tugipingeks. Seda kasutatakse seadmepi olevate integraalskeemide poolt ja samuti koormussensorite sildade toitmiseks. Isegi kui juhtme kaudu varustatud 5V häirete või tarbitava koormusvoolu tõttu kõigub, püsib mõõteseadmepi pingeregulaatoriga tugipinge samal tasemel. Seda realiseerib madala lävepingega (LDO - *Low-Dropout*) pingeregulaator LP2985AIM5-3.3 (U201) (Joonis 4.1).

Joonisel 4.1 oleva pingeregulaatori U201 sisendiik 1 ja väljundviik 5 on kumbki sidestatud keraamilise 10μF kondensaatoriga. Andmeleht garanteerib pingeregulaatori stabiilsuse väljundis kasutatava keraamilise kondensaatori korral [28]. Andmeleht soovib väljundis vähemalt 2,2μF mahtuvusega kondensaatoreid. Tolerantsist tingitud kalduvuste tõttu on skeemis kasutatud 10μF kondensaatorit. Sisendis on tingimused leebemad ja rakendatakse sama mahtuvusega kondensaatorit kui väljundis. See võimaldab jällegi kasutada rohkem samade väärtusega elemente, mis teevad plaadi tootmisel lõpphinna odavamaks.

4.5.1. Pingeregulaatori väljundsignaali indikaator

Regulaatori 3,3V väljundit inditseerib valgusdiod LED204. Tegemist on sama tüüpi rohelise LED-iga kui oli kasutatud I²C liidese signaalide korral. Analoogselt teiste valgusdiodidega arvutati voolupiirava takistuse suurus valemiga 4.4.3.1. Sobiva valgustugevusega valgusdiodi päriivool – 6mA ning päripingelang – 1,95V on I²C puhul kasutatust juba teada. Seega arvutub takistuse R202 väärtuseks (Võrrand 4.4.3.1):

$$R_{202} = \frac{U_s - U_{LED204}}{I_F} = \frac{3.3V - 1.95V}{6mA} = 225\Omega$$

Lähim takisti väärtus arvatule on E12 reas 220Ω. See annab valgusdiodi päriivooluks ~6,14mA ja päripingeks ~1,95V.

5. Trükkplaat

Mõlema mõõteseadme elektriskeemi põhjal koostati üks terviklik trükkplaat. Tehnilistest nõuetest lähtuvalt (Tabel 1.1) tuli plaadi suuruseks 101,6mm x 63,5mm. Mõõteseadme pealmine ja alumine vasekiht, koos montaažiga on välja toodud peatükis 5.4.

5.1. Kasutatud projekteerimisreeglid

Trükkplaadi projekteerimisel sai lähtutud seatud projekteerimisreeglitest (*Design Rules*). Nendega pannakse paika vastavate signaalide vooluradade laiused, voolujuhtmete kaugused üksteisest, läbiviikpuuri minimaalne suurus jpm. Reeglite miinimumpiiride seadmisel oligi tähtis tunda eeldatava trükkplaaditootja tootmisvõimalusi. Selleks sai kasutatud Eesti trükkplaaditootja Brandner kodulehelt leitavaid tootmisvõimaluste kriteeriumeid [29].

5.2. Plaadi ülesehitusest

Mõõteseadme trükkplaat koosneb neljast kihist – pealmine vasekiht, maakiht, toitekiht ja alumine vasekiht. Neljakihilise plaadi eelis on tema ülesehitusest tingitud varjestamise võime (*image plane effect*) ja vähene elektromagnetlainete kiirgamine. Pidevate kihtide (vasealas ei jookse vooluradasid) olemasolu aitab paremini sidestada plaadi peal kulgevaid kõrgsagedussignaale [30]. Samuti on komponentide vooluradade joonestamisel võimalik teha maa- või toiteühendusi lihtsalt läbiviigu augu kaudu.

5.3. Maksumus

Mõõteseadmest tehti üksikud prototüüpplaadid. Kuna projekteerimisel sai arvestatud ka, et oleks võimalik kasutada võimalikult palju sama väärtusega või tüüpi elemente on võimalik osta suuremate seeriade puhul komponente odavamalt hinnaga. Mõõteseadme komponentide hinnad on otsitud Digikey tarnija kodulehelt ja vastavalt nende hulgihindadele. Esimeses lähenduses võib esitada seadme maksumusena selle komponentide koguhinna. Hindu on arvestatud tükihinnana 100tk kohta.

Väärtus	Kirjeldus	Identifi kaator	Tootja	Tootja komponendi kood	Kogus	Hind USD / 100tk	Maksumus USD
0603,C10n,50V	50VDC, ±5%, X7R	C202	Kemet	C0603C103J5RACTU	1	0,017	0,017
RJHSE-5380	RJ45, shielded, RA, No LEDs, tab up	J201	Amphenol	RJHSE-5380	1	1,134	1,134
HEADER2x5	Standard pin header 2x5x2.54mm, mating length 5.84mm	J305	Samtec	TSW-105-07-L-D	1	1,306	1,306
ADC128D818CIMT	ADC, 12bit, 8 channels, 12ms, I2C, 3-5.5V	U305	TI	ADC128D818CIMT/NOPB	1	4,317	4,317
SMBJ5.0A	Voltage suppressor 5V, 600W, 5%	D203	Littelfuse	SMBJ5.0A	1	0,274	0,274
LP2985AIM5-3.3	LDO, 3.3-16V/3.3V, 150mA	U201	TI	LP2985AIM5-3.3	1	0,614	0,614
0603LED,YEL	LED, 0603, Yellow 587nm, clear, 2.0V, 20mA, 60mcd, 218mlm, 130deg	LED201	LiteOn	LTST-C190KSKT	1	0,130	0,130
0603,R220,1%	1%,0.1W	R202	Panasonic	ERJ-3EKF2200V	1	0,011	0,011
0603,R5,9K,1%	1%,0.1W	R331, R332	Panasonic	ERJ-3EKF5901V	2	0,011	0,023
0805,C10,16V	16V, +/-10%, X5R	C201, C203	Murata	GRM21BR61C106KE15L	2	0,087	0,174
SOT23-A,BAT54S	2 Schottky diodes in series 30V 200mA	D201, D202	Philips	BAT54S	2	0,115	0,231
BSS123	N-FET, 100V, 170mA, 6ohm, 3V Logic level	Q201, Q202	Fairchild	BSS123	2	0,121	0,242
HSMG-C190	LED GREEN 570nm, 20mA@2.2V, 170grad, -40+85C	LED202, LED203, LED204	Avago	HSMG-C190	3	0,212	0,636
MOL_0022232041	Single Straight Male	J301, J302, J303, J304	Molex	0022232041	4	0,248	0,992
AD8629ARZ	2x Op Amp, 2.7-5V, Rail-to-Rail, 1uV offset, 2.5MHz	U301, U302, U303, U304	Analog Devices	AD8629ARZ	4	2,915	11,661
0603,R270,1%	1%, 0.1W, 100ppm	R302, R305, R308, R311	Yageo	RC0603FR-07270RL	4	0,006	0,024
0603,R10K,1%	1%,0.1W	R329, R330, R333	Panasonic	ERJ-3EKF1002V	3	0,011	0,034
0603,C1.0n	50VDC, ±10%, X7R	C301, C303, C305, C307,	Kemet	C0603C102K5RAC	8	0,011	0,090

		C309, C310, C311, C312					
BAV99	Double diode, 215mA, 100V, 4ns	D301, D302, D303, D304, D305, D306, D307, D308	NXP	BAV99,215	8	0,079	0,630
0603,R4.7k, 1%	1%,0.1W	R321, R322, R323, R324, R325, R326, R327, R328	Yageo	RC0603FR- 074K7L	8	0,006	0,048
0603,R47k,1 %	1%,0.1W	R301, R303, R304, R306, R307, R309, R310, R312	Yageo	RC0603FR- 0747KL	8	0,006	0,048
0603,C1.0,1 6V	X7R, 16V, 10%, RoHS C	C329, C330, C331, C332, C333, C334, C335, C336, C341, C343	Taiyo Yuden	EMK107B710 5KA-T	10	0,028	0,275
0603,R470,1 %	1%,0.1W	R201, R203, R204, R205, R313, R314, R315, R316, R317, R318, R319, R320	Panasonic	ERJ- 3EKF4700V	12	0,011	0,137
0603,C100n, 16V	16V +/-10%, X7R	C302, C304, C306, C308, C313, C314, C315, C316, C317, C318, C319, C320, C321, C322, C323,	Phycomp	2238786156 49	26	0,013	0,338

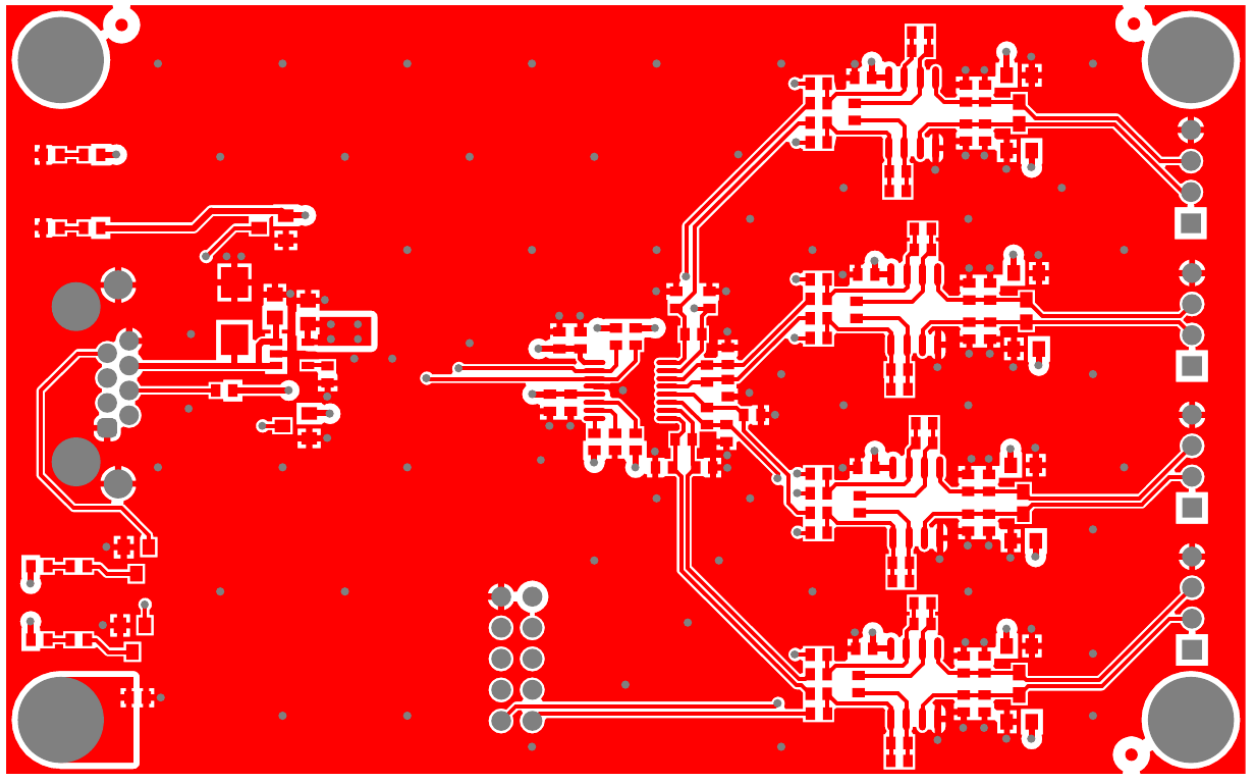
		C324, C325, C326, C327, C328, C337, C338, C339, C340, C342, C344					
--	--	--	--	--	--	--	--

Kokku (USD):	23,387
Kokku €:	17,306

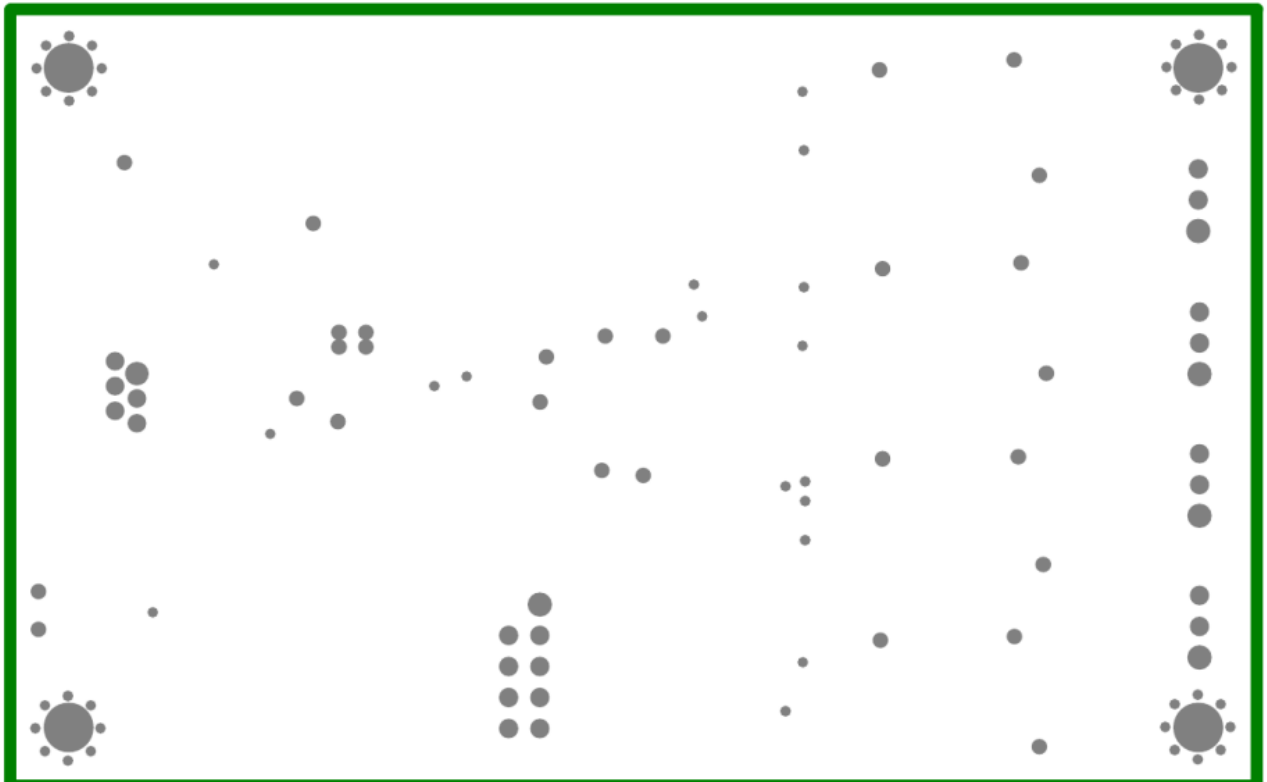
Maksumusele lisanduvad kindlasti trükkpladitootja tootmiskulud olenevalt toodetavate trükkplaatide kogusest.

5.4. Trükkplaadi pildid

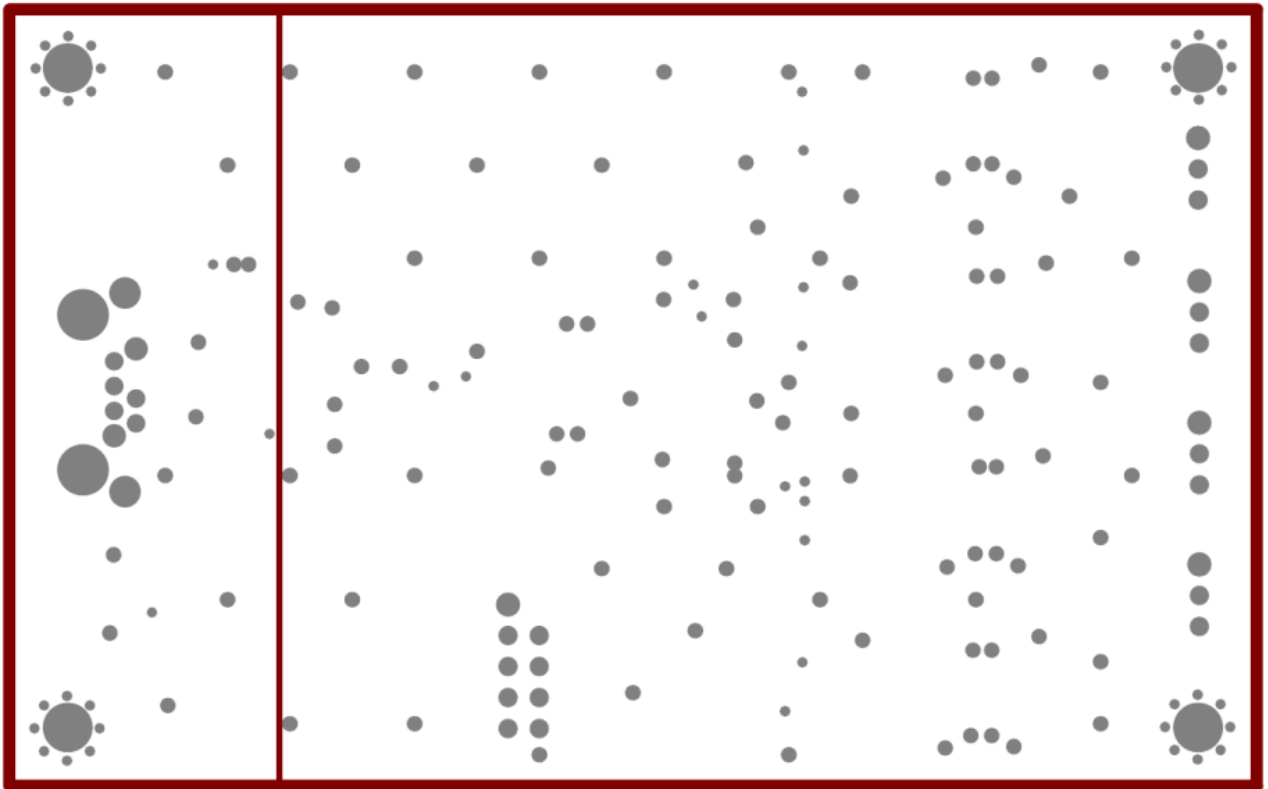
Komponendi pool (Peamine vasekiht):



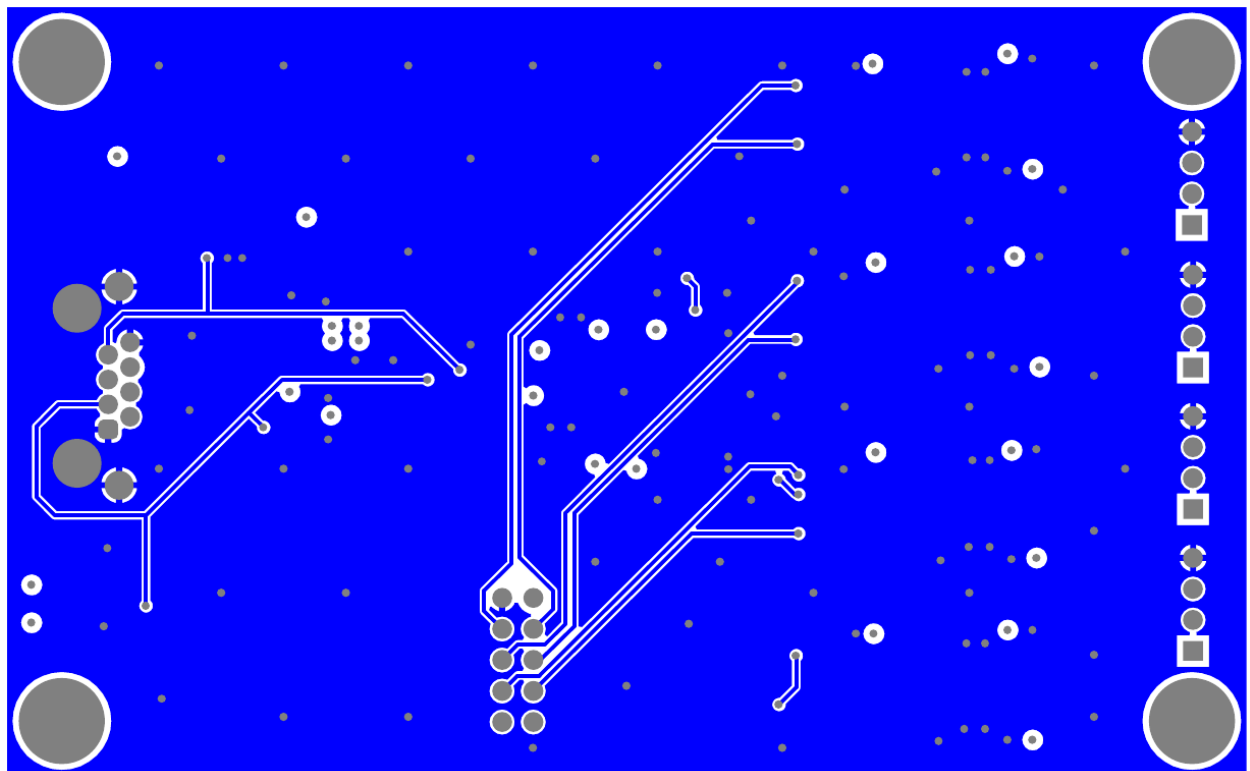
Maakiht



Toitekiht



Jootmise pool (alumine vasekiht)



6. Kokkuvõte

Igapäevaselt teostame elektriliste seadmete abil erinevaid mõõtmisi, mis on inimese võimetest palju täpsemad ja ajaliselt kiiremad. Mõõtetulemusi saame kasutada enda informeerimiseks või hoopis mõne muu seadme sisendinfoks. Elektroonilise mõõtetulemuse saamiseks on vaja mõõdetav suurus muundada sensoriga elektriliseks signaaliks.

Lõputöö eesmärgiks oli mõõta nelja tensoanduriga koormussensori väikeseid diferentsiaalseid alalispingeid. Saadud mõõtetulemused tuli analoog-digitaalmuunduriga diskreetida ja saata I²C liidese kaudu protsessorseadmesse. Seadme projekteerimisel arvestati kliendi soovidega, projekteerimisettevõtte töömetoodikaga ja trükkplaaditootja võimalustega.

Töö käigus töötati välja seadme tööpõhimõte, millest lähtuvalt koostati elektriskeemid. Nendest valmisid ka trükkplaadi joonised. Koormussensorite diferentsisignaalide mõõtmiseks kasutati AD8629ARZ mõõtevõimendeid, mis võimendasid esialgset diferentsisignaali 348 korda. Nii sisendis kui väljundis läbisid signaalid madalpääsfiltreerimise kõrgsageduslikest häiretest. Kaheteist bitise analoog-digitaalmuunduriga digitaliseeriti pseudo-diferentsiaalsisendites võimendatud mõõtetulemus ja edastati I²C väljunditel protsessorseadmesse. Lõputöö käigus valmis ka neljakihiline trükkplaat.

7. Kasutatud allikad

1. **Texas Instruments.** Datasheet of ADC128D818. *Texas Instruments Homepage*. [Võrgumaterjal] Texas Instruments, March 2013. a. [Tsiteeritud: 14. May 2014. a.] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/adc128d818.pdf>.
2. **MOLEX.** Datasheet of 4-pin connector. *Molex Homepage*. [Võrgumaterjal] MOLEX, November 2012. a. http://www.molex.com/pdm_docs/sd/022232041_sd.pdf.
3. **Sentran.** Datasheet of Load cell. *Homepage of Sentran*. [Võrgumaterjal] <http://www.sentranllc.com/pdfs/xa1.pdf>.
4. **OMEGA.** *Transactions: In measurement and control, Volume 3*. [Technical reference] s.l. : OMEGA Engineering.
5. **Instruments, National.** Measuring Strain with Strain Gages. *National Instruments Homepage*. [Võrgumaterjal] National Instruments, 9. April 2014. a. [Tsiteeritud: 29. May 2014. a.] <http://www.ni.com/white-paper/3642/en/>.
6. **Saveljev, I.** *Füüsika Üldkursus 1*. Tallinn : Valgus, 1978.
7. **Saveljev, I.** *Füüsika Üldkursus 2*. Tallinn : Valgus, 1978.
8. **J.Craig, Prof.** Class AE3145 material. *Georgia Tech Aerospace Engineering School Homepage*. [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 27. May 2014. a.] <http://soliton.ae.gatech.edu/people/jcraig/classes/ae3145/Lab2/strain-gages.pdf>.
9. **Dynisco Instruments.** Document for Bonded Foil. *Homepage of Dynisco Instruments*. [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 25. May 2014. a.] http://www.djstruments.com/stuff/contentmgr/files/0/d75ccc7f8c8442c181152bdcc9f93cb4/pdf/why_bonded_foil.pdf.
10. **Vishay Precision Group.** Datasheet of Precision Strain Gages. *Vishay Precision Group Homepage*. [Võrgumaterjal] Vishay Precision Group, 23. September 2010. a. [Tsiteeritud: 7. June 2014. a.] <http://www.vishaypg.com/docs/50003/precsg.pdf>.
11. **Analog Devices.** *Practical design techniques for sensor signal conditioning, Section 2*. s.l. : Analog Devices, 1999. ISBN-0-916550-20-6.
12. E-Lesson on Sensors. *Bucknell University e-lessons*. [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 25. May 2014. a.] <http://www.facstaff.bucknell.edu/mastascu/elessonshtml/Sensors/StrainGage.htm>.
13. **Abo, Lembit.** *Raadiolülitused*. Tallinn : Valgus, 1990. 5-440-00345-2.

14. **Analog Devices.** Datasheet of AD8629. *Analog Devices Homepage*. [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 28. May 2014. a.] http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8628_8629_8630.pdf.
15. **Ackerly, Bryan.** Simulation Tools, Real Components and Limitations. *Foxhunt homepage*. [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 10. June 2014. a.] http://www.foxhunt.com.au/misc/sim_tools/simulation_tools1.htm.
16. **Armitage, David, et al., et al.** Protecting DC-Fed Electronic Equipment. *Electrical Construction & Maintenance Homepage*. [Võrgumaterjal] 1. July 2005. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] <http://ecmweb.com/content/protecting-dc-fed-electronic-equipment>.
17. **NXP Semiconductors.** Datasheet for BAV99 switching diodes. © *NXP Semiconductors Web Site*. [Võrgumaterjal] 18. November 2010. a. [Tsiteeritud: 28. May 2014. a.] http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BAV99_SER.pdf.
18. **Moghim, Reza.** Analog Dialogue, forum. *Homepage of Analog Devices*. [Võrgumaterjal] Analog Devices, March 2010. a. [Tsiteeritud: 8. June 2014. a.] http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/44-03/zero_drift.html.
19. **Blake, Kumen.** AN884, Driving Capacitive Loads With Op Amps. *Newark, element14 Homepage*. [Võrgumaterjal] Microchip Technology, 2008. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] http://www.newark.com/pdfs/techarticles/microchip/microchip_00884b.pdf.
20. **Torres, Gabriel.** Tutorial on how analog-to-digital Converter Works. *Hardware Secrets homepage*. [Võrgumaterjal] 21. April 2006. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] <http://www.hardwaresecrets.com/article/How-Analog-to-Digital-Converter-ADC-Works/317/2>.
21. **Maxim Integrated.** Filter Basics: Anti-aliasing. *Maxim Integrated Homepage*. [Võrgumaterjal] 11. January 2002. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/928>.
22. **Holdaway, Mark.** Designing antialias filters for ADCs. *EDn Network Homepage*. [Võrgumaterjal] 23. November 2006. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] <http://www.edn.com/design/analog/4317123/Designing-antialias-filters-for-ADCs>.
23. **Maxim Integrated.** Understanding single-ended, pseudo-differential and fully-differential ADC inputs. *Maxim Integrated Homepage*. [Võrgumaterjal] Maxim Integrated, 14. June 2002. a. [Tsiteeritud: 8. June 2014. a.] <http://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/1108>.

24. **NXP Semiconductors.** © *NXP Semiconductors Web Site.* [Võrgumaterjal] 4. April 2014. a. [Tsiteeritud: 19. May 2014. a.] http://www.nxp.com/documents/user_manual/UM10204.pdf.
25. **Lite-On Technology.** [Võrgumaterjal] http://optoelectronics.liteon.com/upload/download/DS-22-99-0189/S_110_LTST-C190KSKT.pdf.
26. **MOSFET.** *Wikipedia.* [Võrgumaterjal] [Tsiteeritud: 19. May 2014. a.] <http://en.wikipedia.org/wiki/MOSFET>.
27. **Datasheet AV02-0551EN.** *Avago Technologies Homepage.* [Võrgumaterjal] 5. March 2012. a. [Tsiteeritud: 19. May 2014. a.] <http://www.avagotech.com/docs/AV02-0551EN>.
28. Datasheet of LP2985-N. *Texas Instruments Homepage.* [Võrgumaterjal] June 2013. a. [Tsiteeritud: 20. May 2014. a.] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp2985-n.pdf>.
29. **Brandner PCB.** Brandner PCB Tootmisvõimalused. *Brandner PCB kodulehekülg.* [Võrgumaterjal] Brandner PCB, 2014. a. [Tsiteeritud: 9. June 2014. a.] <https://www.brandner.ee/est/33/56>.
30. **Carter, Bruce.** Circuit Board Layout Techniques. *Texas Instruments Homepage.* [Võrgumaterjal] 2008. a. [Tsiteeritud: 10. June 2014. a.] <http://www.ti.com/lit/ml/sloa089/sloa089.pdf>.



Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier

Data Sheet

AD8628/AD8629/AD8630

FEATURES

- Lowest auto-zero amplifier noise
- Low offset voltage: 1 μV
- Input offset drift: 0.002 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
- Rail-to-rail input and output swing
- 5 V single-supply operation
- High gain, CMRR, and PSRR: 130 dB
- Very low input bias current: 100 pA maximum
- Low supply current: 1.0 mA
- Overload recovery time: 50 μs
- No external components required
- Qualified for automotive applications

APPLICATIONS

- Automotive sensors
- Pressure and position sensors
- Strain gage amplifiers
- Medical instrumentation
- Thermocouple amplifiers
- Precision current sensing
- Photodiode amplifiers

GENERAL DESCRIPTION

This amplifier has ultralow offset, drift, and bias current. The AD8628/AD8629/AD8630 are wide bandwidth auto-zero amplifiers featuring rail-to-rail input and output swing and low noise. Operation is fully specified from 2.7 V to 5 V single supply (± 1.35 V to ± 2.5 V dual supply).

The AD8628/AD8629/AD8630 provide benefits previously found only in expensive auto-zeroing or chopper-stabilized amplifiers. Using Analog Devices, Inc., topology, these zero-drift amplifiers combine low cost with high accuracy and low noise. No external capacitor is required. In addition, the AD8628/AD8629/AD8630 greatly reduce the digital switching noise found in most chopper-stabilized amplifiers.

With an offset voltage of only 1 μV , drift of less than 0.005 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, and noise of only 0.5 μV p-p (0 Hz to 10 Hz), the AD8628/AD8629/AD8630 are suited for applications where error sources cannot be tolerated. Position and pressure sensors, medical equipment, and strain gage amplifiers benefit greatly from nearly zero drift over their operating temperature range. Many systems can take advantage of the rail-to-rail input and output swings provided by the AD8628/AD8629/AD8630 to reduce input biasing complexity and maximize SNR.

Rev. J

[Document Feedback](#)

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. Specifications subject to change without notice. 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.

PIN CONFIGURATIONS

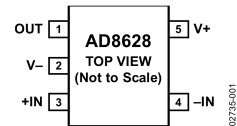


Figure 1. 5-Lead TSOT (UJ-5) and 5-Lead SOT-23 (RJ-5)

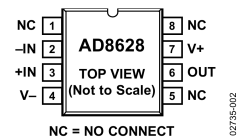


Figure 2. 8-Lead SOIC_N (R-8)

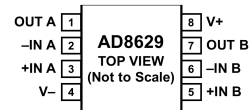


Figure 3. 8-Lead SOIC_N (R-8) and 8-Lead MSOP (RM-8)

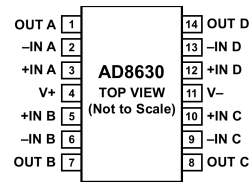


Figure 4. 14-Lead SOIC_N (R-14) and 14-Lead TSSOP (RU-14)

The AD8628/AD8629/AD8630 are specified for the extended industrial temperature range (-40°C to $+125^\circ\text{C}$). The AD8628 is available in tiny 5-lead TSOT, 5-lead SOT-23, and 8-lead narrow SOIC plastic packages. The AD8629 is available in the standard 8-lead narrow SOIC and MSOP plastic packages. The AD8630 quad amplifier is available in 14-lead narrow SOIC and 14-lead TSSOP plastic packages. See the Ordering Guide for automotive grades.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781.329.4700 ©2002–2014 Analog Devices, Inc. All rights reserved.
Technical Support www.analog.com

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL CHARACTERISTICS— $V_S = 5.0\text{ V}$

$V_S = 5.0\text{ V}$, $V_{CM} = 2.5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Table 1.

Parameter	Symbol	Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
INPUT CHARACTERISTICS							
Offset Voltage	V_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		1	5	μV	
					10	μV	
Input Bias Current AD8628/AD8629 AD8630	I_B	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		30	100	pA	
				100	300	pA	
Input Offset Current	I_{OS}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		50	200	pA	
					250	pA	
Input Voltage Range			0		5	V	
Common-Mode Rejection Ratio	CMRR	$V_{CM} = 0\text{ V to } 5\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		120	140	dB	
				115	130	dB	
Large Signal Voltage Gain	A_{VO}	$R_L = 10\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.3\text{ V to } 4.7\text{ V}$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		125	145	dB	
				120	135	dB	
Offset Voltage Drift	$\Delta V_{OS}/\Delta T$	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		0.002	0.02	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
OUTPUT CHARACTERISTICS							
Output Voltage High	V_{OH}	$R_L = 100\text{ k}\Omega$ to ground $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		4.99	4.996	V	
				4.99	4.995	V	
			$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to ground $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		4.95	4.98	V
					4.95	4.97	V
Output Voltage Low	V_{OL}	$R_L = 100\text{ k}\Omega$ to V_+ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		1	5	mV	
				2	5	mV	
			$R_L = 10\text{ k}\Omega$ to V_+ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		10	20	mV
					15	20	mV
Short-Circuit Limit	I_{SC}	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	± 25	± 50		mA	
				± 40		mA	
Output Current	I_O	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		± 30		mA	
				± 15		mA	
POWER SUPPLY							
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$V_S = 2.7\text{ V to } 5.5\text{ V}$, $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$	115	130		dB	
Supply Current per Amplifier	I_{SY}	$V_O = V_S/2$ $-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$		0.85	1.1	mA	
				1.0	1.2	mA	
INPUT CAPACITANCE							
Differential	C_{IN}			1.5		pF	
				8.0		pF	
DYNAMIC PERFORMANCE							
Slew Rate	SR	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		1.0		$\text{V}/\mu\text{s}$	
Overload Recovery Time				0.05		ms	
Gain Bandwidth Product	GBP			2.5		MHz	
NOISE PERFORMANCE							
Voltage Noise	e_n p-p	0.1 Hz to 10 Hz		0.5		$\mu\text{V p-p}$	
		0.1 Hz to 1.0 Hz		0.16		$\mu\text{V p-p}$	
Voltage Noise Density	e_n	$f = 1\text{ kHz}$		22		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
Current Noise Density	i_n	$f = 10\text{ Hz}$		5		$\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Table 3.

Parameter	Rating
Supply Voltage	6 V
Input Voltage	GND – 0.3 V to $V_S + 0.3$ V
Differential Input Voltage ¹	±5.0 V
Output Short-Circuit Duration to GND	Indefinite
Storage Temperature Range	–65°C to +150°C
Operating Temperature Range	–40°C to +125°C
Junction Temperature Range	–65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C
ESD AD8628	
HBM 8-Lead SOIC	±7000V
FICDM 8-Lead SOIC	±1500V
FICDM 5-Lead TSOT	±1000V
MM 8-Lead SOIC	±200V
ESD AD8629	
HBM 8-Lead SOIC	±4000V
FICDM 8-Lead SOIC	±1000V
ESD AD8630	
HBM 14-Lead SOIC	±5000V
FICDM 14-Lead SOIC	±1500V
FICDM 14-Lead TSSOP	±1500V
MM 14-Lead SOIC	±200V

¹ Differential input voltage is limited to ±5 V or the supply voltage, whichever is less.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

THERMAL CHARACTERISTICS

θ_{JA} is specified for worst-case conditions, that is, θ_{JA} is specified for the device soldered in a circuit board for surface-mount packages. This was measured using a standard two-layer board.

Table 4.

Package Type	θ_{JA}	θ_{JC}	Unit
5-Lead TSOT (UJ-5)	207	61	°C/W
5-Lead SOT-23 (RJ-5)	230	146	°C/W
8-Lead SOIC_N (R-8)	158	43	°C/W
8-Lead MSOP (RM-8)	190	44	°C/W
14-Lead SOIC_N (R-14)	105	43	°C/W
14-Lead TSSOP (RU-14)	148	23	°C/W

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

LP2985-N Micropower 150 mA Low-Noise Ultra Low-Dropout Regulator in SOT-23 and DSBGA Packages

Designed for Use with Very Low ESR Output Capacitors

Check for Samples: [LP2985-N](#)

FEATURES

- Ultra Low Dropout Voltage
- Ensured 150 mA Output Current
- Smallest Possible Size (SOT-23, DSBGA Packages)
- Requires Minimum External Components
- Stable with Low-ESR Output Capacitor
- <1 μA Quiescent Current when Shut Down
- Low Ground Pin Current at All Loads
- Output Voltage Accuracy 1% (A Grade)
- High Peak Current Capability
- Wide Supply Voltage Range (16V Max)
- Low Z_{OUT} : 0.3 Ω Typical (10 Hz to 1 MHz)
- Overtemperature/Overcurrent Protection
- -40°C to +125°C Junction Temperature Range
- Custom Voltages Available

APPLICATIONS

- Cellular Phone
- Palmtop/Laptop Computer
- Personal Digital Assistant (PDA)
- Camcorder, Personal Stereo, Camera

DESCRIPTION

The LP2985-N is a 150 mA, fixed-output voltage regulator designed to provide ultra low-dropout and low noise in battery powered applications.

Using an optimized VIP (Vertically Integrated PNP) process, the LP2985-N delivers unequalled performance in all specifications critical to battery-powered designs:

Dropout Voltage: Typically 300 mV @ 150 mA load, and 7 mV @ 1 mA load.

Ground Pin Current: Typically 850 μA @ 150 mA load, and 75 μA @ 1 mA load.

Enhanced Stability: The LP2985-N is stable with output capacitor ESR as low as 5 m Ω , which allows the use of ceramic capacitors on the output.

Sleep Mode: Less than 1 μA quiescent current when ON/OFF pin is pulled low.

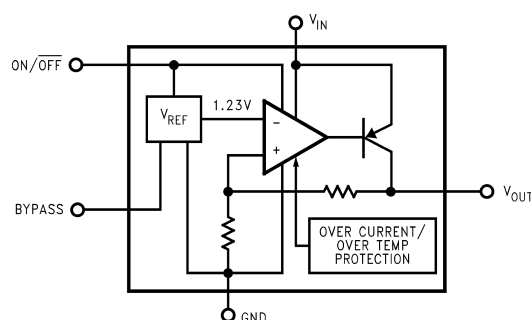
Smallest Possible Size: SOT-23 and DSBGA packages use absolute minimum board space.

Precision Output: 1% tolerance output voltages available (A grade).

Low Noise: By adding a 10 nF bypass capacitor, output noise can be reduced to 30 μV (typical).

Multiple voltage options, from 2.5V to 5.0V, are available as standard products. Consult factory for custom voltages.

BLOCK DIAGRAM



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2000–2013, Texas Instruments Incorporated



These devices have limited built-in ESD protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾⁽²⁾

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Junction Temperature Range	-40°C to +125°C
Lead Temp. (Soldering, 5 sec.)	260°C
ESD Rating ⁽³⁾	2 kV
Power Dissipation ⁽⁴⁾	Internally Limited
Input Supply Voltage (Survival)	-0.3V to +16V
Input Supply Voltage (Operating)	2.5V to +16V
Shutdown Input Voltage (Survival)	-0.3V to +16V
Output Voltage (Survival, See ⁽⁵⁾)	-0.3V to +9V
I _{OUT} (Survival)	Short Circuit Protected
Input-Output Voltage (Survival, See ⁽⁶⁾)	-0.3V to +16V

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the component may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device outside of its rated operating conditions.
- (2) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/ Distributors for availability and specifications.
- (3) The ESD rating of pins 3 and 4 for the SOT-23 package, or pins 5 and 2 for the DSBGA package, is 1 kV.
- (4) The maximum allowable power dissipation is a function of the maximum junction temperature, T_J(MAX), the junction-to-ambient thermal resistance, θ_{J-A}, and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation at any ambient temperature is calculated using:

$$P(MAX) = \frac{T_J(MAX) - T_A}{\theta_{J-A}}$$

where

- (a) the value of θ_{J-A} for the SOT-23 package is 220°C/W in a typical PC board mounting and the DSBGA package is 225°C/W.

Exceeding the maximum allowable dissipation will cause excessive die temperature, and the regulator will go into thermal shutdown.

- (5) For 12V option, output voltage survival: -0.3 to +16V. If used in a dual-supply system where the regulator load is returned to a negative supply, the LP2985-N output must be diode-clamped to ground.
- (6) The output PNP structure contains a diode between the V_{IN} to V_{OUT} terminals that is normally reverse-biased. Reversing the polarity from V_{IN} to V_{OUT} will turn on this diode.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS⁽¹⁾

Limits in standard typeface are for T_J = 25°C. and limits in **boldface type** apply over the full operating temperature range. Unless otherwise specified: V_{IN} = V_O(NOM) + 1V, I_L = 1 mA, C_{IN} = 1 μF, C_{OUT} = 4.7 μF, V_{ON/OFF} = 2V.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	LP2985AI-X.X ⁽²⁾		LP2985I-X.X ⁽²⁾		Units
				Min	Max	Min	Max	
ΔV _O	Output Voltage Tolerance	I _L = 1 mA		-1.0	1.0	-1.5	1.5	%V _{NOM}
		1 mA ≤ I _L ≤ 50 mA		-1.5	1.5	-2.5	2.5	
		1 mA ≤ I _L ≤ 150 mA		-2.5	2.5	-3.5	3.5	
$\frac{\Delta V_O}{\Delta V_{IN}}$	Output Voltage Line Regulation	V _O (NOM)+1V ≤ V _{IN} ≤ 16V	0.007		0.014		0.014	%V
					0.032		0.032	

- (1) Exposing the DSBGA device to direct sunlight will cause misoperation. See [APPLICATION HINTS](#) for additional information.
- (2) Limits are 100% production tested at 25°C. Limits over the operating temperature range are ensured through correlation using Statistical Quality Control (SQC) methods. The limits are used to calculate TI's Average Outgoing Quality Level (AOQL).

ADC128D818 12-Bit, 8-Channel, ADC System Monitor with Temperature Sensor, Internal/External Reference, and I²C Interface

Check for Samples: [ADC128D818](#)

FEATURES

- 12-bit Resolution Delta-Sigma ADC
- Local Temperature Sensing
- Configurable Single-Ended and/or Pseudo-Diff. Inputs
- +2.56V Internal VREF or Variable External VREF
- WATCHDOG Window Comparators with Status and Mask Registers of All Measured Values
- Independent Registers for Storing Measured Values
- $\overline{\text{INT}}$ Output Notifies Microprocessor of Error Event
- I²C Serial Bus Interface Compatibility
- 9 Selectable Addresses
- TIMEOUT Reset Function to Prevent I²C Bus Lock-Up
- Individual Channel Shutdown to Limit Power Consumption
- Deep Shutdown Mode to Minimize Power Consumption
- TSSOP 16-Lead Package

APPLICATIONS

- Communications Infrastructure
- Thermal / Hardware Server Monitors
- System Monitors
- Industrial and Medical Systems
- Electronic Test Equipment and Instrumentation
- Power Supply Monitoring / Supervision

KEY SPECIFICATIONS

- ADC Resolution 12-bit
- Supply Voltage Range +3 to +5.5 V
- Total Unadjusted Error –0.45%/+0.2%
- Integral Non-Linearity ± 1 LSb
- Differential Non-Linearity ± 1 LSb
- Operating Current 0.56 mA
- Deep Shutdown Current 10 μ A
- Temperature Resolution $^{\circ}\text{C}/\text{LSb}$
- Temp. Accuracy (-40°C to 125°C) $\pm 3^{\circ}\text{C}$
- Temp. Accuracy (-25°C to 100°C) $\pm 2^{\circ}\text{C}$

DESCRIPTION

The ADC128D818 I²C system monitor is designed for maximum flexibility. The system monitor can be configured for single-ended and/or pseudo-differential inputs. An on-board temperature sensor, combined with WATCHDOG window comparators, and an interrupt output pin, $\overline{\text{INT}}$, allow easy monitoring and out-of-range alarms for every channel. A high performance internal reference is also available to provide for a complete solution in the most difficult operating conditions.

The ADC128D818's 12-bit delta-sigma ADC supports Standard Mode (Sm, 100 kbits/s) and Fast Mode (Fm, 400kbits/s) I²C interfaces. The ADC128D818 includes a sequencer to control channel conversions and stores all converted results in independent registers for easy microprocessor retrieval. Unused channels can be shut down independently to conserve power.

The ADC can use either an internal 2.56V reference or a variable external reference. An analog filter is included on the I²C digital control lines to provide improved noise immunity. The device also includes a TIMEOUT reset function on SDA and SCL to prevent I²C bus lock-up.

The ADC128D818 operates from +3.0 to +5.5V power supply voltage range, -40°C to 125°C temperature range, and the device is available in a 16-pin TSSOP package.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet. All trademarks are the property of their respective owners.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2010–2013, Texas Instruments Incorporated

Absolute Maximum Ratings⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾

Supply Voltage (V+)		6.0V
Voltage on SCL, SDA, A0, A1, $\overline{\text{INT}}$		–0.3V to 6.0V
Voltage on IN0-IN7, VREF		–0.3V to (V ⁺ + 0.3)V and ≤ 6.0V
Input Current at Any Pin ⁽⁴⁾		±5 mA
Package Input Current ⁽⁴⁾		±30 mA
Maximum Junction Temperature (T _{JMAX}) ⁽⁵⁾		150°C
ESD Susceptibility ⁽⁶⁾	Human Body Model	3,000V
	Machine Model	300V
	Charged Device Model	1,000V
Storage Temperature		–65°C to +150°C
For soldering specifications, http://www.ti.com/lit/SNOA549		

- (1) All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.
- (2) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The specified specifications apply only for the test conditions listed. Some performance characteristics may degrade when the device is not operated under the listed test conditions.
- (3) If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the Texas Instruments Sales Office/Distributors for availability and specifications.
- (4) If the input voltage at any pin exceeds the power supply (that is, V_{IN} < GND or V_{IN} > V⁺) but is less than the absolute maximum ratings, then the current at that pin should be limited to 5mA. The 30 mA maximum package input current rating limits the number of pins that can safely exceed the power supply with an input current of 5mA to six pins. Parasitic components and/or ESD protection circuitry are shown in the Pin Descriptions table.
- (5) The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX}, θ_{JA} and the ambient temperature, T_A. The maximum allowable power dissipation at any temperature is P_D = (T_{JMAX} – T_A) / θ_{JA}.
- (6) Human body model (HBM) is a charged 100pF capacitor discharged into a 1.5kΩ resistor. Machine model (MM) is a charged 200pF capacitor discharged directly into each pin. Charged Device Model (CDM) simulates a pin slowly acquiring charge (such as from a device sliding down the feeder in an automated assembler) then rapidly being discharged.

Operating Ratings⁽¹⁾⁽²⁾

Supply Voltage (V+)		3.0V to 5.5V
Voltage on SCL, SDA, A0, A1, $\overline{\text{INT}}$		–0.05V to 5.5V
Voltage on IN0-IN7, VREF		–0.05V to (V ⁺ + 0.05)V and ≤ 5.5V
Temperature Range for Electrical Characteristics		T _{MIN} = –40°C
		T _{MAX} = 125°C
Operating Temperature Range		–40°C ≤ T _A ≤ +125°C
Junction to Ambient Thermal Resistance (θ _{JA}) ⁽³⁾		130°C/W

- (1) Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not ensure specific performance limits. For ensured specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The specified specifications apply only for the test conditions listed. Some performance characteristics may degrade when the device is not operated under the listed test conditions.
- (2) All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.
- (3) For the given θ_{JA}, the device is on a 2-layer printed circuit board with 1 oz. copper foil and no airflow.