



TIETO- JA SÄHKÖTEKNIIKAN TIEDEKUNTA
ELEKTRONIIKAN JA TIETOLIKENNETEKNIIKAN TUTKINTO-OHJELMA

KANDIDAATINTYÖ

Hakkuriregulaattorin tehoasteen kuormituksen vaikutus bandgap-jännitereferenssien toimintaan

Tekijä

Tero Marin

Ohjaajat

Jan Nissinen, Ilkka Nissinen

Kesäkuu 2022

Marin T. (2022) Hakkuriregulaattorin tehoasteen kuormituksen vaikutus bandgap-jännitereferenssien toimintaan. Oulun yliopisto, tieto- ja sähkötekniikan tiedekunta, elektroniikan ja tietoliikennetekniikan tutkinto-ohjelma. Kandidaatintyö, 30 s.

TIIVISTELMÄ

Tässä työssä tutustutaan lyhyesti bandgap-jännitereferenssien ja ensimmäisen asteen lämpötilakompensoinnin periaatteisiin. Työssä esitellään mittauksia, joiden tarkoituksena oli varmistaa erään IC-piirin maadoitusstrategian toimivuus, sekä tutkia vaikuttaako piirin käyttöjännite piirillä olevien jännitereferenssien lähtöjännitteeseen. Maadoitusta testattiin kuormittamalla samalla testipiirillä olevia hakkuriregulaattorin tehoasteita ja mittaamalla kytkeytykö niistä häiriötä referenssilohkojen referenssijännitteeseen.

Regulaattorin ollessa käynnissä yksi kolmesta referenssilohkosta käyttäytyi muista poikkeavalla tavalla, ja sen referenssijännite vaihteli eri parametrien funktiona jopa noin 40–50 mV, eli noin 3–4 % tavoitejännitteestä. Vika paikallistettiin piirikuviossa ja korjattiin, minkä jälkeen kaikki kolme referenssilohkoa käyttäytyivät odotetulla tavalla. Referenssijännitteiden vaihtelu eri parametrien funktiona oli suurimmillaan enää noin 0,3 %, eikä regulaattoreiden toiminnan havaittu vaikuttavan referenssilohkoihin.

Työ sisältää mittaussuunnitelman, mittauksia varten luodut LabVIEW-testiohjelmat, mittaustulokset, piirille tehdyt korjaustoimenpiteet ja tuloksista tehdyt päätelmät.

Avainsanat: hakkuriregulaattori, bandgap-jännitereferenssi, lämpötilakompensointi, LabVIEW.

Marin T. (2022) Effect of a switching regulator power stage on the operation of bandgap voltage references. University of Oulu, Degree Program in Electronics and Communications Engineering. Bachelor's thesis, 30 p.

ABSTRACT

This bachelor's thesis gives a short introduction to the principles of bandgap voltage references and first order temperature compensation. It presents measurements for testing the grounding strategy of an integrated circuit, and for testing if the supply voltage level affects the bandgap voltage references on the chip. Grounding was tested by operating switching regulator power stages located on the same integrated circuit and measuring their effect on bandgap voltage references.

While regulator was turned on one voltage reference behaved differently compared to other two, with reference voltage varying between 40-50 mV or 3-4 % of the target value. The cause was located on the layout and fixed, after which all three voltage references behaved as expected. Reference voltage maximum variation as a function of different parameters was approximately 0.3 % and the regulators did not affect the voltage references.

Thesis consists of the measurement plan, created LabVIEW programs, measurement results, corrections made on the chip, and conclusions based on the results.

Keywords: switching regulator, bandgap voltage reference, temperature compensation, LabVIEW.

SISÄLLYSLUETTELO

TIIVISTELMÄ.....	2
ABSTRACT	3
SISÄLLYS	4
LYHENTEIDEN JA MERKKIEN SELITYKSET	5
1. JOHDANTO.....	6
2. BANDGAP-JÄNNITEREFERENSSIPIIRIT	7
2.1. Käyttökohteita	7
2.2. Bandgap-referenssin toimintaperiaate.....	7
3. PIIRI JA MITTAUKSET	11
3.1. Mitattava piiri ja testaussuunnitelma.....	11
3.2. Mittauskokoontaminen ja testiohjelma	12
3.3. Mittaustulokset	13
3.3.1. Kuormavirran ja käyttöjännitteen vaikutus	13
3.3.2. Regulaattorin pulssisuhteen vaikutus	15
3.3.3. Regulaattorin poiskytkemisen vaikutus.....	17
3.4. REF3 häiriöiden korjaaminen	18
3.5. Toiminnan varmentaminen	19
3.5.1. Kuormavirran ja käyttöjännitteen vaikutus	19
3.5.2. Regulaattorin pulssisuhteen vaikutus	20
3.5.3. Regulaattorin poiskytkemisen vaikutus.....	21
3.6. Tulosten arviointi ja yhteenveto	22
3.7. Pohdinta.....	22
4. YHTEENVETO.....	24
5. LÄHTEET	25
6. LIITTEET.....	27

LYHENTEIDEN JA MERKKIEN SELITYKSET

IC	Integroitu piiri (integrated circuit)
BJT	Bipolaaritransistori (bipolar junction transistor)
CMOS	CMOS-transistori (complementary metal-oxide-semiconductor)
ADC	Analogia-digitaalimuunnin (analog to digital converter)
DAC	Digitaali-analogiamuunnin (digital to analog converter)
DC	Tasavirta (direct current)
BGR	Bandgap-jännitereferenssi (bandgap reference)
REG	Jänniteregulaattorilohko
REF	Jännitereferenssilohko
CTAT	Complementary to absolute temperature
PTAT	Proportional to absolute temperature
V_T	Lämpöjännite (thermal voltage)
V_{th}	MOS-transistorin kynnysjännite
V_D	Diodijännite
V_{BE}	Kanta-emitteri-liitosjännite (bipolaaritransistori)
V_{GS}	Hila-lähde-jännite (MOS-transistori)
V_{ref}	Referenssijännite
V_{reg}	Regulaattorin lähtöjännite
I_C	Kollektorivirta (bipolaaritransistori)
I_B	Kantavirta (bipolaaritransistori)
A_E	Kanta-emitteri-liitoksen pinta-ala
q	Alkeisvaraus ($\approx 1,602 \times 10^{-19}$ C)
k	Boltzmannin vakio ($\approx 1,38 \times 10^{-23}$ J/K)
T_C	Lämpötilakerroin (temperature coefficient)
V	Voltti
mV	Millivoltti
A	Ampeeri
°C	Celsiusaste
K	Kelvin
ppm	Miljoonasosa (parts per million)

1. JOHDANTO

Referenssiipiiri on komponentti, joka on suunniteltu tuottamaan ja ylläpitämään ennustettava ja vakaa lähtöjännite tai -virta, vaikka lämpötila, käyttöjännite, kuormavirta tai prosessiparametrit vaihtelisivat. Referenssejä käytetään lukuisissa eri sovelluksissa niin erillisinä komponentteina, kuin integroiduissa piireissä (IC). Niitä voidaan valmistaa sekä CMOS- että BJT-prosesseilla [1, 2, 3]. Ne ovat olennainen osa elektronisten systeemien ja integroitujen piirien suunnittelua. Monet komponentit ja lohkot tarvitsevat referenssejä toimiakseen, sekä tuottaakseen ennustettavia ja toistettavia tuloksia vaaditulla tarkkuudella. Esimerkiksi jännitereferenssi kertoo muille lohkoille mahdollisimman tarkasti jonkin tietyn jännitearvon. Referenssipiirien ei ole tarkoitus antaa kuormaan suuria virtoja, kuten regulaattorit, jotka ovat periaatteessa puskuroituja referenssipiirejä. [1, 2, 3]

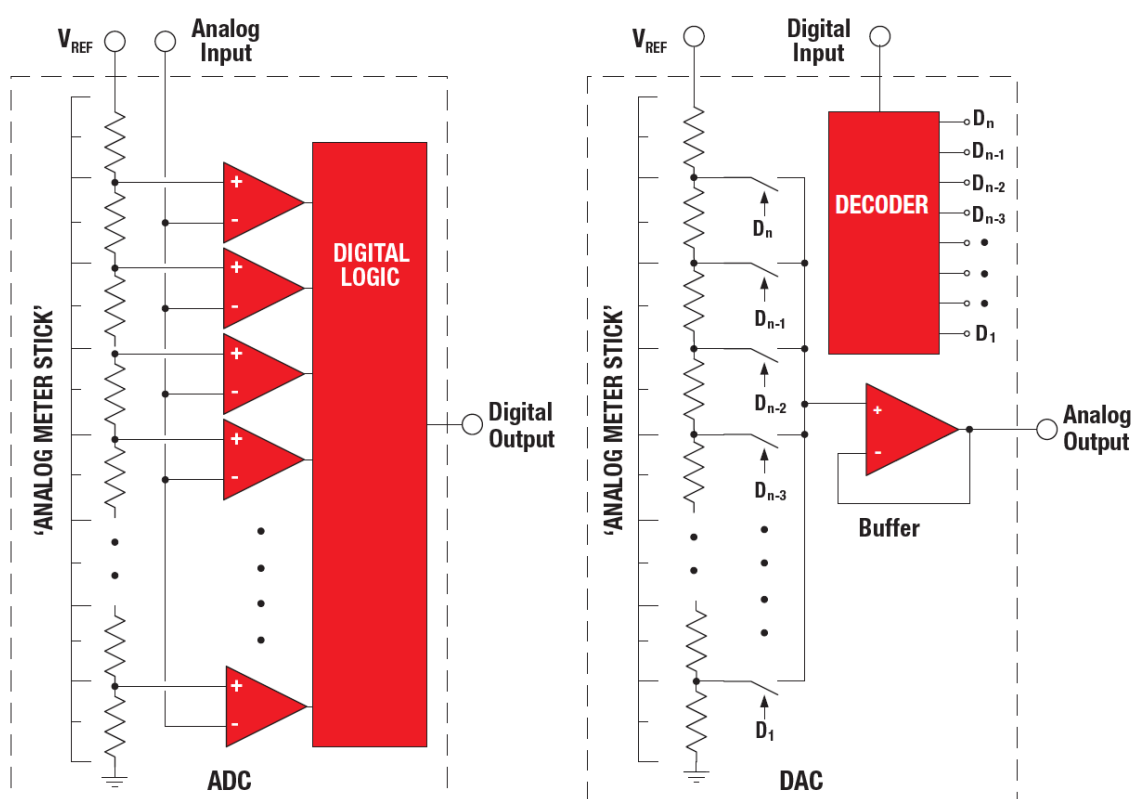
Referenssipiirit voidaan jakaa jännite- ja virtareferensseihin. Ne voidaan luokitella 0. asteen, 1. asteen sekä 2. ja korkeamman asteen referensseiksi niiden lämpötilariippuvuutta ja epälineaarisuutta korjaavien, ja tätä kautta tarkkuutta sekä suorituskykyä parantavien ominaisuuksien mukaan [1]. Joillakin referenssipiireillä voidaan tuottaa sekä referenssivirta että -jännite, ja niitä voidaan luokitella myös sen mukaan, ovatko ne kuorman kanssa sarjassa vai rinnan [4, 5]. Piireissä hyödynnetään usein diodijännitteen V_D , tai MOS-transistorin hilalähde-jännitteen (V_{GS}) ja kynnysjännitteen (V_{th}) ominaisuuksia [1, 2, 6,7]. MOS-transistoreja voidaan käyttää myös heikossa inversiossa [4, 7]. Referenssin tyyppin valintaan vaikuttaa esimerkiksi käytetty valmistusprosessi, vaadittu tarkkuus ja systeemin käyttöjännitetaso. [1]

Tässä työssä käydään läpi jännitereferenssipiirien käyttökohteita ja lämpötilakompensoinnin periaate, sekä johdetaan erään bandgap-jännitereferenssipiirin lähtöjännite. Työn käytännön osuus pohjautuu mittauksiin, joissa testipiirillä olevia hakkuriregulaattorin pääteasteita kuormitettiin ja tutkittiin, kytkeytyykö niistä häiriöitä maatasen kautta samalla piirillä oleviin jännitereferenssilohkoihin. Mittaustulosten perusteella arvioitiin, voidaanko kyseistä maadoitusstrategiaa käyttää yhtiön kaupallisissa tuotteissa. Työssä esitellään käytetty piiri, testaussuunnitelma ja tärkeimmät parametrit, LabVIEW:lla toteutettu testiohjelma sekä mittaustulokset ja niistä tehdyt päätelmät.

2. BANDGAP-JÄNNITEREFERENSSIPIIRIT

2.1. Käyttökohteita

Digitaal-analogiamuunnin (DAC) muuntaa digitaalisen sanan analogiseksi jännitteeksi tunnetun referenssijännitteen avulla. Mittajärjestelmissä, sensoreissa ja antureissa tarvitaan analogia-digitaalimuuntimia (ADC) muuntamaan reaali maailman signaali digitaaliseksi sanaksi vertaamalla mitattavaa signaalia tunnettuun referenssitasoon. Mittaustarkkuuden kannalta on tärkeää, että referenssitaso pysyy samana olosuhteiden tai kuormituksen muuttuessa. Kuvassa 1 on esitetty ADC (vasemmalla) ja DAC (oikealla) toimintaperiaatteet [5]. Tunnettu referenssijännite V_{ref} on ikään kuin analoginen mittatikku, johon tulojännitettä verrataan digitaalisen lähtösanan muodostamiseksi, tai jonka perusteella digitaalinen tulosana muunnetaan analogiseksi lähtöjännitteeksi. [3, 5]



Kuva 1. ADC (vasemmalla) ja DAC (oikealla) toimintaperiaatteet [5].

Referenssipiirit ovat elektroniikan systeemien tärkeitä rakennuspalikoita. Muita referenssejä käyttäviä lohkoja ovat esimerkiksi DC-DC-muuttajat, lineaariregulaattorit, komparaattorit, virhevahvistimet, oskillaattorit, jännitemonitorit, sekä virtalähteet ja -nielut. Lisäksi referenssejä voidaan käyttää biasointiin, tai lämpötilasensorina. [1, 8, 9, 10, 11, 12, 13].

2.2. Bandgap-referenssin toimintaperiaate

Lämpötilakompensoinnin periaatteena on summata ennustettavia ja hyvin mallinnettuja, lämpötilaan verrannollisia jännitteitä tai virtoja niin, että niiden summa on hyvin säädetty ja lämpötilasta riippumaton. Käänteisestä lämpötilariippuvuudesta käytetään termiä CTAT

(complementary to absolute temperature) ja suorasta riippuvuudesta termiä PTAT (proportional to absolute temperature). Referenssiipiirejä, joissa myötäbiasoidun pn-liitoksen (tai kanta-emitteri-liitoksen) jännitteen luonnostaan esiintyvä epälineaarinen CTAT lämpötilariippuvuus kompensoidaan lisäämällä siihen jännite, jolla on PTAT lämpötilariippuvuus, kutsutaan yleisesti bandgap-jännitereferensseiksi (BGR). Referenssijännite on PTAT ja CTAT jännitteiden painotettu summa kaavan (1) mukaisesti, tyypillisesti lähellä piin 0 K lämpötilaan ekstrapoloitua bandgap-jännitettä 1,205 V. On mahdollista tuottaa myös tätä matalampia referenssijännitteitä. [1, 2, 14, 15]

$$V_{ref} = V_{CTAT} + K \times V_{PTAT} \quad (1)$$

Kerroin K valitaan niin, että referenssijännitteen lämpötilaryömintä, eli muutos lämpötilan funktiona, on mahdollisimman pientä halutun referenssilämpötilan ympärillä. Yksi vaihtoehto PTAT-jännitteeksi on lämpöjännite $V_T = kT/q$, missä $k \approx 1,38 \times 10^{-23}$ J/K on Boltzmannin vakio, T on absoluuttinen lämpötila ja $q \approx 1,602 \times 10^{-19}$ C on alkeisvaraus [14]. Lämpöjännite voidaan tuottaa esimerkiksi vahvistamalla kahden eri virrantiheyksillä toimivan transistorin kanta-emitteri-liitosten välistä jännite-eroa, joka saadaan kaavalla (2)

$$V_{PTAT} = \Delta V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{J_{C2}}{J_{C1}} \right) \quad (2)$$

missä J_{C1} ja J_{C2} ovat kollektorien virrantiheydet [2 s. 354]. CTAT-jännitteeksi valitaan näistä kahdesta suuremmalla virrantiheydellä toimivan transistorin kanta-emitteri-liitosjännite [2]. CMOS-prosesseissa voidaan käyttää parasiittisten bipolaaritransistorien pn-liitoksia [1, 2].

Lämpötilaryömintää kuvataan yleensä lämpötilakertoimella T_C , joka saadaan kaavalla (3) ja se ilmoitetaan normaalisti yksiköissä miljoonasosa per aste, eli ppm/°C [1].

$$T_C = \frac{1}{V_{ref}} \times \frac{dV_{ref}}{dT} \quad (3)$$

Testipiirillä olevat jännitereferenssit perustuvat kuvan 2 topologiaan [16]. Operaatiovahvistimella toteutettu takaisinkytkentä pitää vastusten R_3 ja R_4 yli olevat jännitteet yhtä suurina. Jos virta toisessa haarassa muuttuu, tai operaatiovahvistimen tulojen välille syntyy jännite-ero, takaisinkytkentä säättää transistorien kantajännitettä niin, että molempien haarojen virrat palaavat yhtä suuriksi.

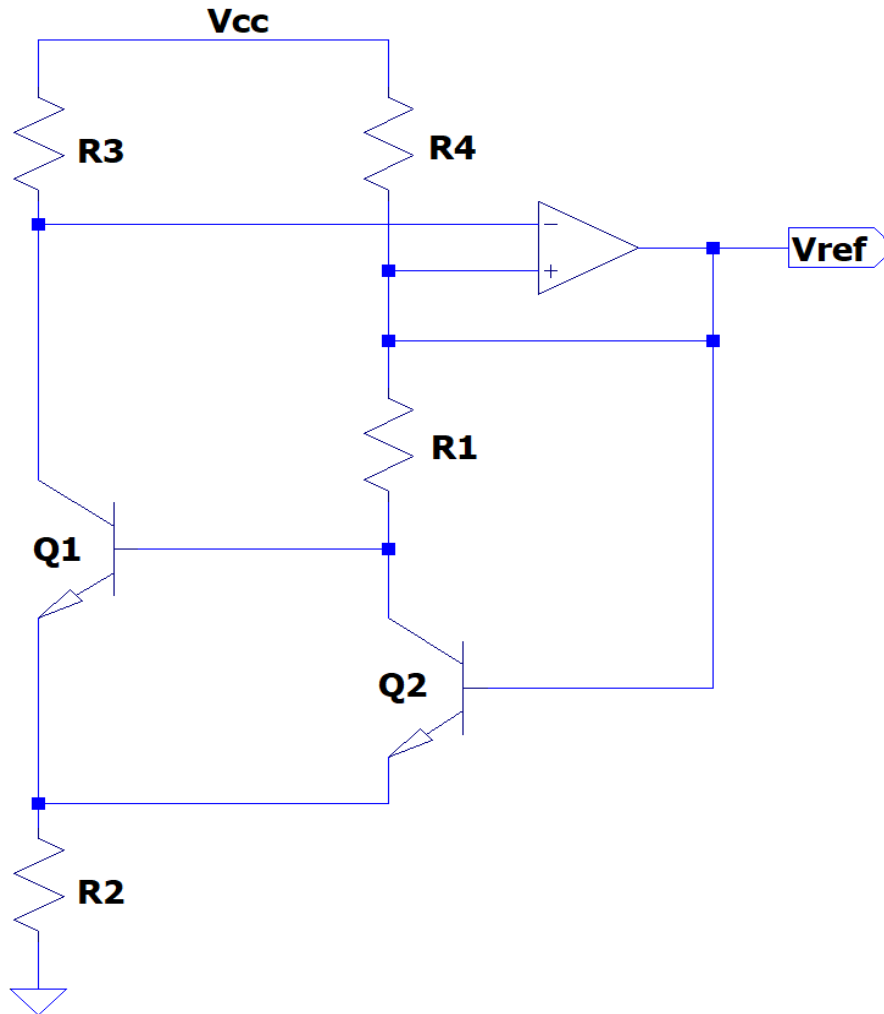
Olettaen molempien transistorien kantavirrat hyvin pieniksi saadaan kollektorivirroiksi $I_{C1} = I_{R3}$ ja $I_{C2} = I_{R1} = I_{R4}$. Jos valitaan $R_3 = R_4$, silloin $I_{R3} = I_{R4}$ ja myös kollektorivirrat ovat yhtä suuret, $I_{C1} = I_{C2} = I_C$. Jotta transistorien kollektorivirrantiheydet poikkeaisivat toisistaan, valitaan kanta-emitteri-liitosten pinta-alat eri suuriksi. Olkoon transistorin Q_1 emitteriala A_{E1} A kertaa suurempi kuin transistorin Q_2 emitteriala A_{E2} . Toinen vaihtoehto olisi valita $R_3 \neq R_4$, jos emitterien pinta-alat ovat yhtä suuret.

Kaavalla (4) voidaan ratkaista virrantiheyksien suhde, kun $I_{C1} = I_{C2} = I_C$ [2 s. 354].

$$I_C = A_E \times J_C \quad (4)$$

$$\rightarrow A_{E1} \times J_{C1} = A_{E2} \times J_{C2} \leftrightarrow \frac{J_{C2}}{J_{C1}} = \frac{A_{E1}}{A_{E2}} = A$$

eli transistorin Q_2 virrantiheys J_{C2} on A kertaa suurempi kuin transistorilla Q_1 , ja se on kääntäen verrannollinen emitterin pinta-alaan.



Kuva 2. Piirillä käytetty jännitereferenssitopologia.

Piirin lähtöjännitteelle voidaan kirjoittaa

$$V_{ref} = V_{BE2} + V_{R2} \quad (5)$$

Toisaalta vastuksen R_2 kautta kulkee molempien haarojen yhtä suuret virrat $I_{R3}=I_{R4}=I_{R1}$, eli jännite sen yli on

$$V_{R2} = I_{R2} \times R_2 = 2 \times I_{R1} \times R_2 \quad (6)$$

Vastuksen R_1 yli oleva jännite V_{R1} on transistorien Q_1 ja Q_2 kanta-emitteri-liitosjännitteiden erotus. Vastuksen R_1 läpi kulkeva virta on

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R_1} = \frac{(V_{BE2} - V_{BE1})}{R_1} = \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} \quad (7)$$

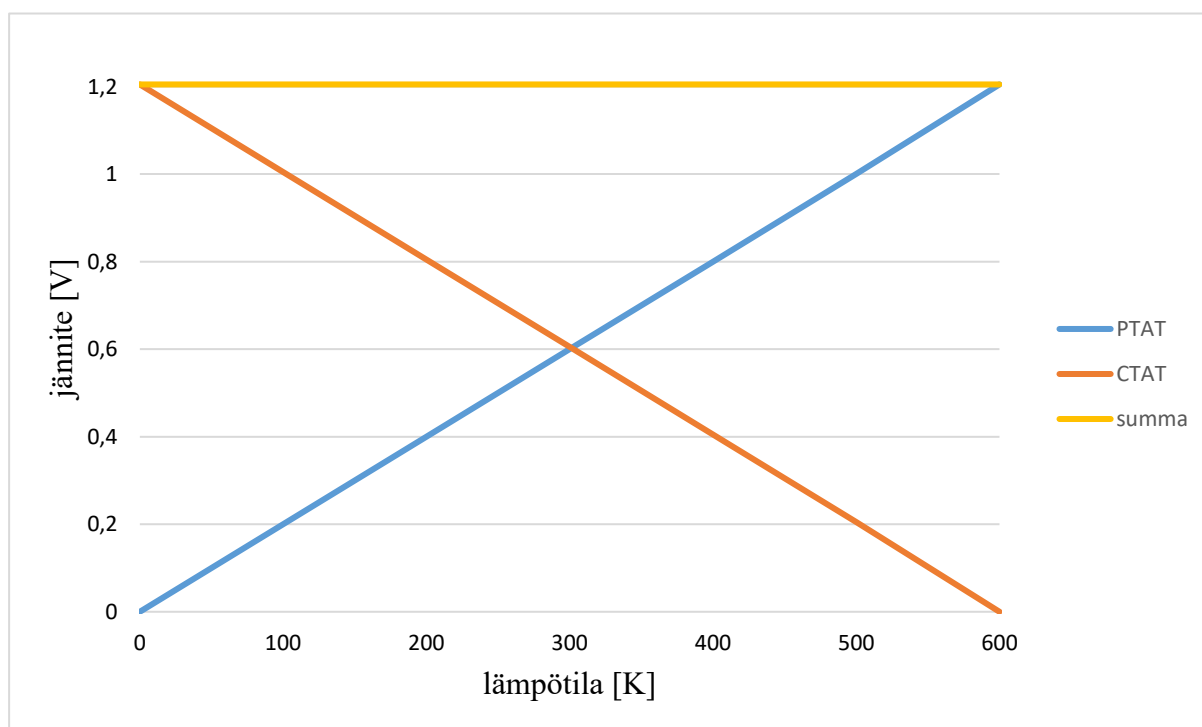
Sijoittamalla (2), (6), (7) sekä kaavalla (4) laskettu tulos yhtälöön (5) saadaan

$$V_{ref} = V_{BE2} + 2 \times R_2 \times \frac{\Delta V_{BE}}{R_1} = V_{BE2} + 2 \times \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \times \left(\frac{kT}{q}\right) \ln(A) \quad (8)$$

mikä on samaa muotoa kuin kaava (1). Vastuksen R_2 yli muodostuva jännite on transistorien kanta-emitteri-liitosjännitteiden erotuksen monikerta, jolla on PTAT lämpötilariippuvuus. Se lisätään CTAT jännitteeseen, joka on suuremmalla virrantiheydellä toimivan transistorin Q_2 kanta-emitteri-liitosjännite. Vastaavasti kaavan (1) kerroin K on nyt

$$K = 2 \times \frac{R_2}{R_1} \quad (9)$$

Haluttu referenssjännite ja lämpötilakompensointi voidaan asettaa säätämällä vastusten R_1 ja R_2 arvoja. Lämpöjännitteen V_T lämpötilakerroin on $k/q \approx +0,085 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ ja kanta-emitteri-liitosjännitteen lineaarinen lämpötilariippuvuus noin $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ [1, 2, 14]. Sopivalla K arvolla PTAT ja CTAT jännitteiden lineaariset lämpötilariippuvuudet kumoavat toisensa, jolloin niiden summa pysyy vakiona koko lämpötila-alueella. Tätä kutsutaan ensimmäisen asteen lämpötilakompensoinniksi [1]. Tämä periaate on esitetty kuvassa 3. Todellisuudessa summa ei ole vakio koko lämpötila-alueella, sillä kanta-emitteri-liitosjännitteellä on luonnostaan myös epälineaarinen riippuvuus lämpötilasta. Sen kompensoimiseksi käytetään toisen ja korkeamman asteen menetelmiä. [1, 2, 3, 14]

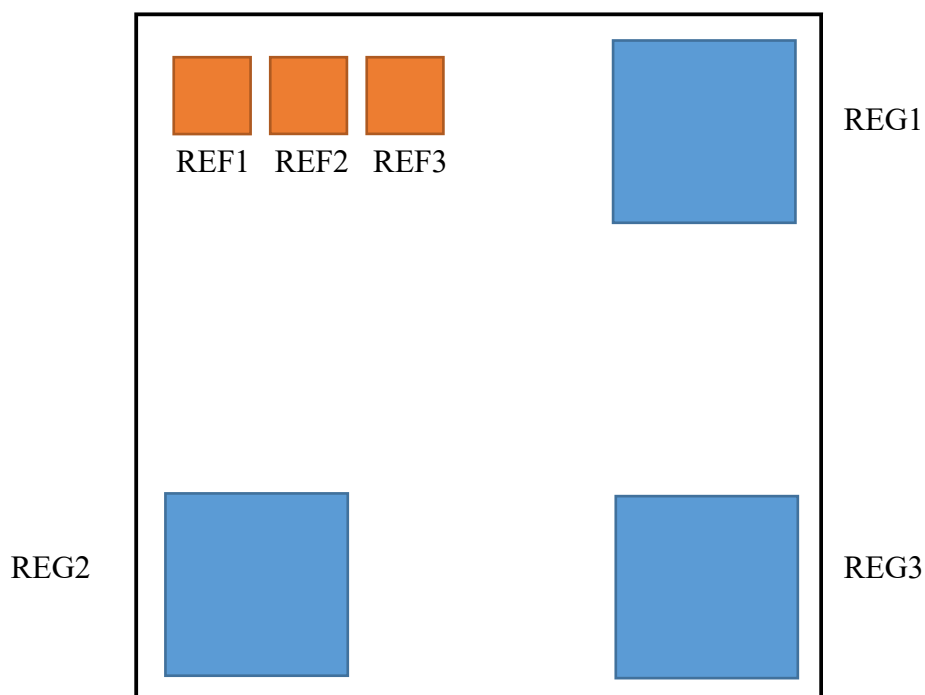


Kuva 3. Lineaaristen PTAT ja CTAT jännitteiden summa.

3. PIIRI JA MITTAUKSET

3.1. Mitattava piiri ja testaussuunnitelma

Testipiirille oli sijoitettu kolme erilaista buck-tyypin hakkuriregulaattorin pääteastetta, lohkot REG1-REG3, sekä kolme edellisessä kappaleessa esitettyyn topologiaan pohjautuvaa, mutta joiltain rakenteiltaan poikkeavaa bandgap-jännitereferenssilohkoa REF1-REF3. Kuvassa 4 on esitetty lohkojen sijainti piirillä (ei mittakaavassa).



Kuva 4. Lohkojen sijainti testipiirillä.

Mittauksissa kuormitettiin lähimpänä jännitereferenssejä sijaitsevaa pääteastetta REG1. Regulaattorin taajuus pidettiin vakiona kaikissa mittauksissa. Pulssisuhteen (duty cycle) arvolla D_0 regulaattorin lähtöjännite asettui haluttuun arvoon V_{reg0} käyttöjännitteellä 3,3 V ja kuormavirran ollessa nolla. Regulaattorin lähtöjännitteellä tarkoitetaan buck-muuttajan LC-suodattimen lähtöjännitettä, ei pääteasteen lähtösolmun jännitettä. Referenssijännitettä pystyttiin säätämään 5-bittisellä säätösanalla, ja B_0 on se säätösana, jolla referenssijännite asettui mahdollisimman lähelle haluttua arvoa V_{ref0} , kun käyttöjännite oli 3,3 V ja regulaattorin lähtöjännite säädetty edellä kuvatulla tavalla. Mittauksissa regulaattorin lähtöjännitteen annettiin muuttua arvosta V_{reg0} käyttöjännitteen ja kuormavirran funktiona pitämällä pulssisuhde arvossa D_0 , paitsi kun mitattiin itse pulssisuhteen vaikutusta referenssijännitteeseen. Muuttuneita V_{reg} arvoja ei kirjattu ylös. Referenssijännitteet mitattiin ensin regulaattorin kuormavirran ja sitten pulssisuhteen funktiona, kahdella eri käyttöjännitteen arvolla. Kolmanneksi tutkittiin, vaikuttaako regulaattorin poiskytkeminen mittaustuloksiin. Mittaukset suoritettiin huoneenlämmössä, ja ne toistettiin jokaiselle jännitereferenssille, kahdella eri piirillä IC1 ja IC2, jotka oli juotettu testikortteille TK1 ja TK2. Taulukoissa 1 ja 2 on listattu mittauksille olennaiset parametrit.

Taulukko 1. Hakkuriregulaattorien parametrit

Hakkuriregulaattorin päätteaste	
Käyttöjännite	V_{CC}
Lähtöjännite	V_{reg} ($V_{reg0} = 1,00$ V)
Kuormavirta	I_{reg}
Pulssisuhde	D ($D_0 = 0,294$)
Taajuus	$f_{reg} = 4,40$ MHz

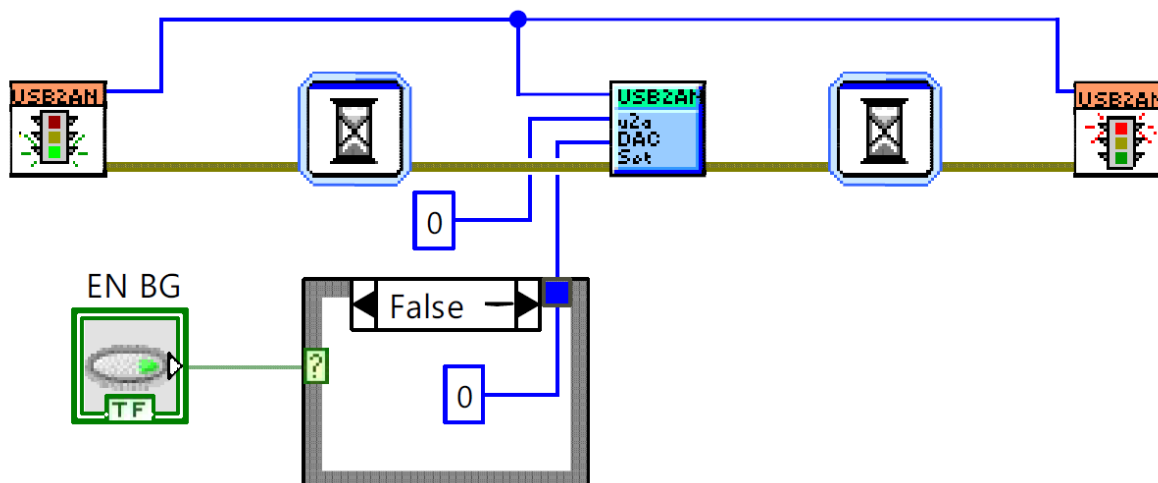
Taulukko 2. Jännitereferenssien parametrit

Jännitereferenssi	
Käyttöjännite	V_{CC}
Lähtöjännite	V_{ref} ($V_{ref0} = 1,2200$ V)
Salli säätösana	$B_{en} = '0'$ tai $'1'$
5-bit säätösana	$B = '00000' - '11111'$

3.2. Mittauskokoontapano ja testiohjelma

Hakkuriregulaattorien tehoasteita ajettiin kahdella virtalähteellä, joista toinen toimi käyttöjännitteenä ja toinen kuormana, samalla mitaten regulaattorin lähtöjännitettä. Jännitereferenssien käyttöjännite otettiin samasta virtalähteestä. Regulaattorien taajuus ja pulssisuhde asetettiin signaaligeneraattorin PWM-signaalilla. Referenssijännitteet mitattiin yleismittarilla, jonka impedanssi asetettiin high-z tilaan kuormituksen välttämiseksi.

Testikortti kytkettiin tietokoneen USB-väylään käyttäen Texas Instrumentsin USB2ANY-moduulia. Laitteita ohjattiin LabVIEW-ohjelmistolla, jonka kirjastoon oli luotu valmiita ohjelmalohkoja USB2ANY-moduulin GPIO-pinnien tilan vaihtamiseen, sekä virtalähteiden ja signaaligeneraattorin ohjaamiseen. Näistä lohkoista rakennettiin ohjelmia, joilla ohjattiin sekä mitattavaa piiriä, että laitteita. Kuvassa 5 oleva ohjelma muuttaa USB2ANY-moduulin DAC tilaa, ja tähän pinniin oli kytketty jännitereferenssit käynnistävä signaali EN_BG.



Kuva 5. Jännitereferenssien sallintesignaalia ohjaaja LabVIEW-ohjelma.

Liitteen 1 kuvassa oleva ohjelma koostuu useammasta GPIO-pinnin ohjauslohkosta. Ensimmäinen lohko ohjaa GPIO-pinniä 6, joka on kytketty säätösanan sallintasiignaaliin B_{en} (kuvassa USE_TRIM_BITS). Seuraavat viisi lohkoa ohjaavat GPIO-pinnejä 10, 8, 0, 2 ja 4, jotka muodostavat jännitereferenssien 5-bittisen säätösanan B (kuvassa signaalit TRIM4-TRIM0). GPIO-pinnejä voitaisiin ohjata myös USB-moduulin omalla ohjelmistolla, mutta LabVIEW-testiohjelmilla parametrien asettaminen ja mittaustulosten kerääminen voidaan automatisoida. Näissä mittauksissa virtalähteiden ja signaaligeneraattorin parametreja säädettiin osittain LabVIEW-ohjelmilla, osittain käsin, ja mittausdata kerättiin käsin laskentataulukkoon.

3.3. Mittaustulokset

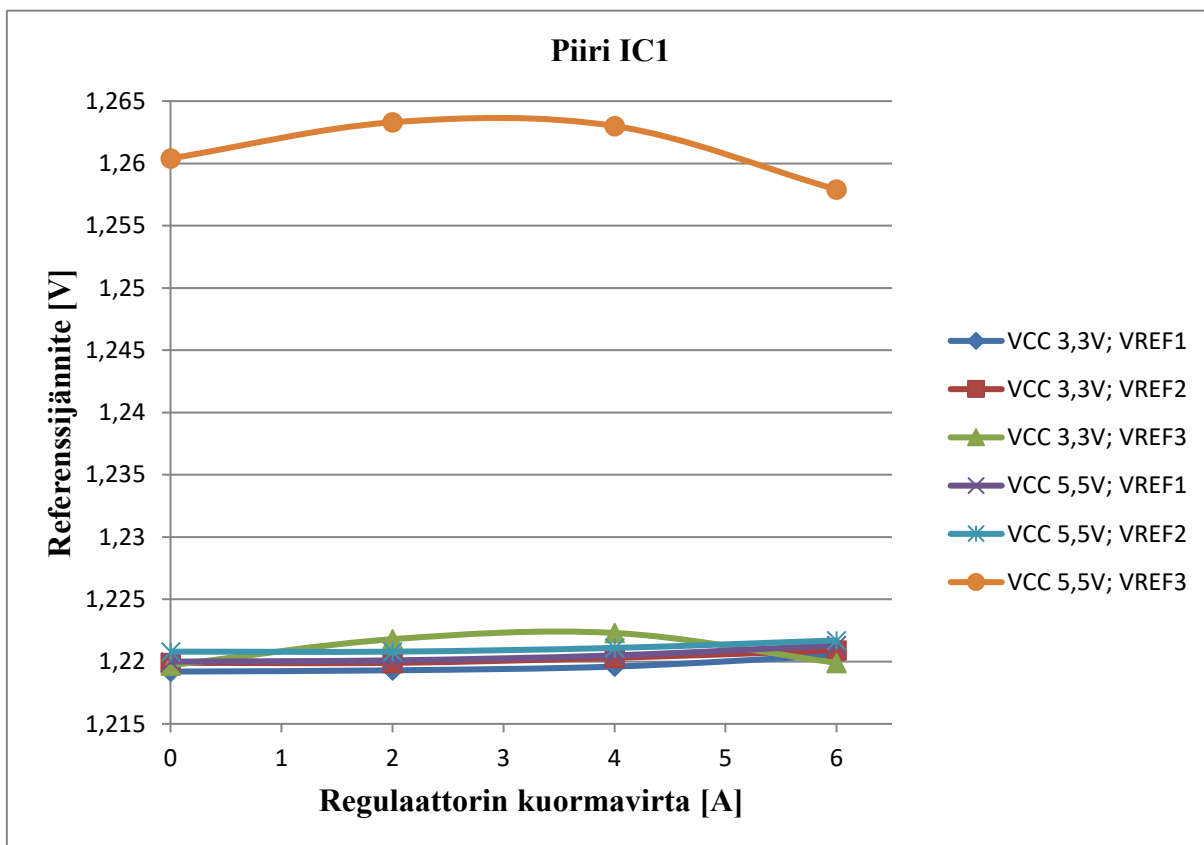
3.3.1. Kuormavirran ja käyttöjännitteen vaikutus

Regulaattori säädettiin jännitteeseen V_{reg0} , ja jännitereferenssit mahdollisimman lähelle arvoa V_{ref0} , kappaleen 3.1. mukaisesti. Referenssijännitteet mitattiin regulaattorin nollavirralla kaksi kertaa jokaista käyttöjännitettä kohden, jotta nähtiin palautuvatko referenssijännitteet samaan arvoon regulaattorin kuormittamisen jälkeen. Jälkimmäistä nollavirtamittausta ei ole esitetty tämän kappaleen kuvaajissa. Kuvissa 6 ja 7 on kuvattu referenssijännitteet kuormavirran funktiona molemmilla käyttöjännitteillä. Kuvissa 8 ja 9 huomattavasti muista poikkeava lähtöjännite V_{ref3} käyttöjännitteen arvolla 5,5 V on jätetty pois, ja pystyakseli skaalattu niin, että muut jännitteet näkyvät selkeämmin. Parametrit ja mittaustulokset, mukaan lukien edellä mainittu toinen nollavirtamittaus, on esitetty taulukkomuodossa liitteissä 2 ja 3. Taulukoissa ilmoitettu suhteellinen poikkeama tavoitteesta V_{ref0} on laskettu kaavalla (10)

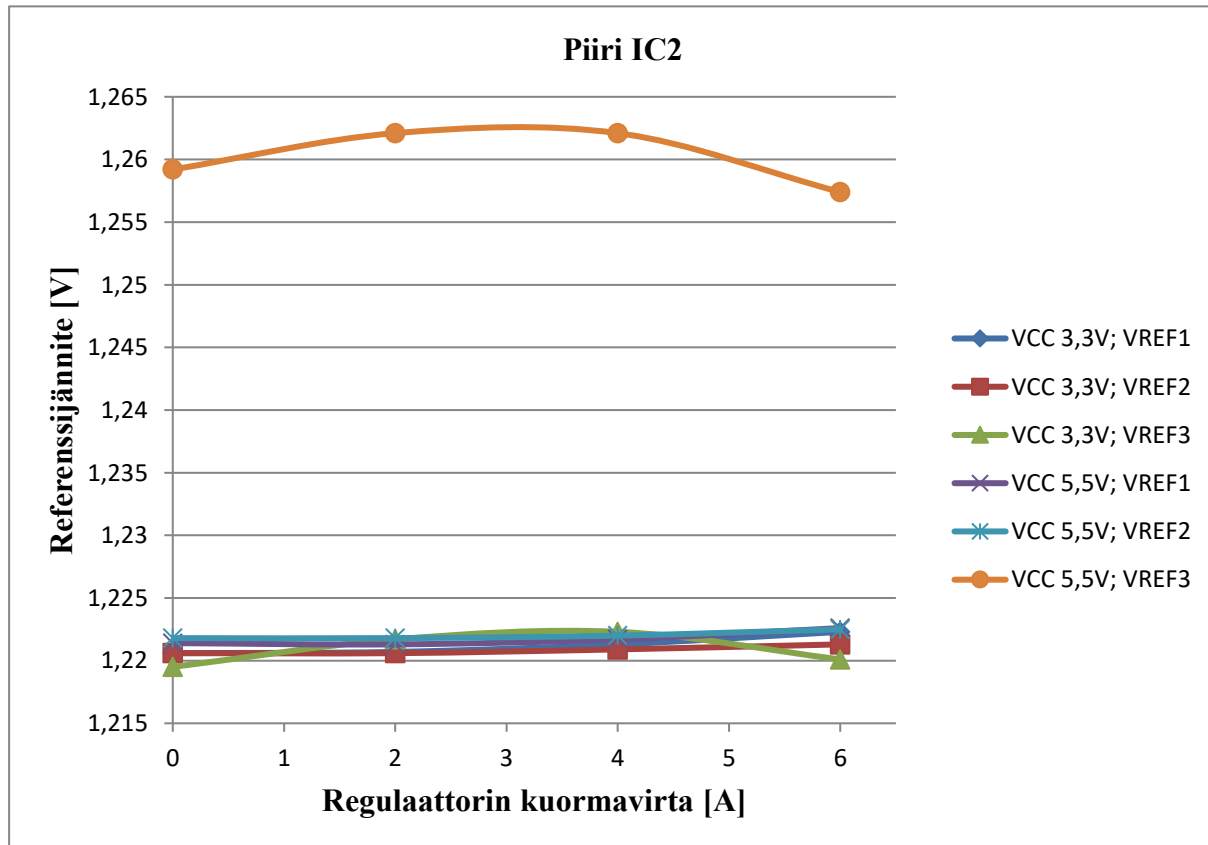
$$\Delta V_{ref} = \left[\left(\frac{V_{refx}}{V_{ref0}} \right) - 1 \right] \times 100\% \quad (10)$$

missä V_{refx} on referenssin x lähtöjännite ja $V_{ref0}=1,2200$ V on tavoitejännite.

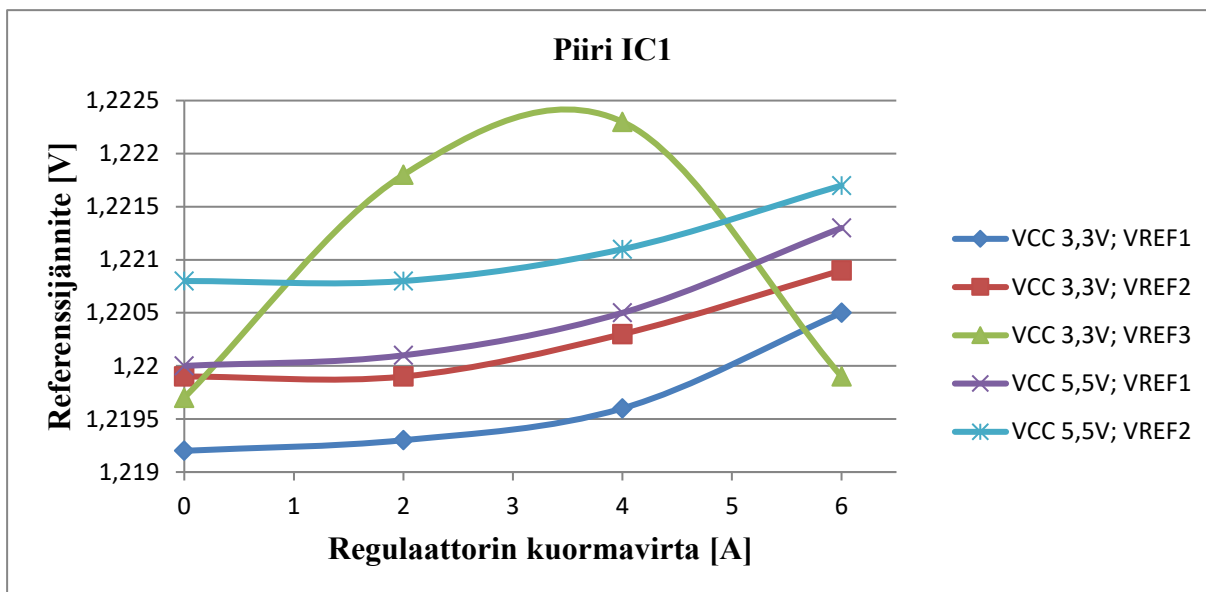
Molemmilla piireillä havaittiin, että referenssilohkon REF3 lähtöjännite V_{ref3} käyttäytyi poikkeavasti. Kuormavirran I_{reg} funktiona suurimman ja pienimmän referenssijännitteen ero käyttöjännitteellä 3,3 V oli noin 3 mV ja käyttöjännitteellä 5,5 V noin 5 mV. Verrattaessa molempien käyttöjännitteiden tuloksia yhdessä, suurimman ja pienimmän referenssijännitteen ero oli noin 43–44 mV. Poikkeama tavoitteesta V_{ref0} oli suurimmillaan 3,55 %, suurimman ja pienimmän poikkeaman ero 3,60 %-yksikköä. Vastaavasti referenssilohkojen REF1 ja REF2 jännitteet vaihtelivat koko käyttöjännitealueella vain noin 2 mV, suurin poikkeama oli 0,21 %, ja poikkeamien ero pysyi 0,17 %-yksikön sisällä. Huomionarvoista on myös, että REF3 säätösana B_0 poikkesi huomattavasti lohkojen REF1 ja REF2 vastaavista.



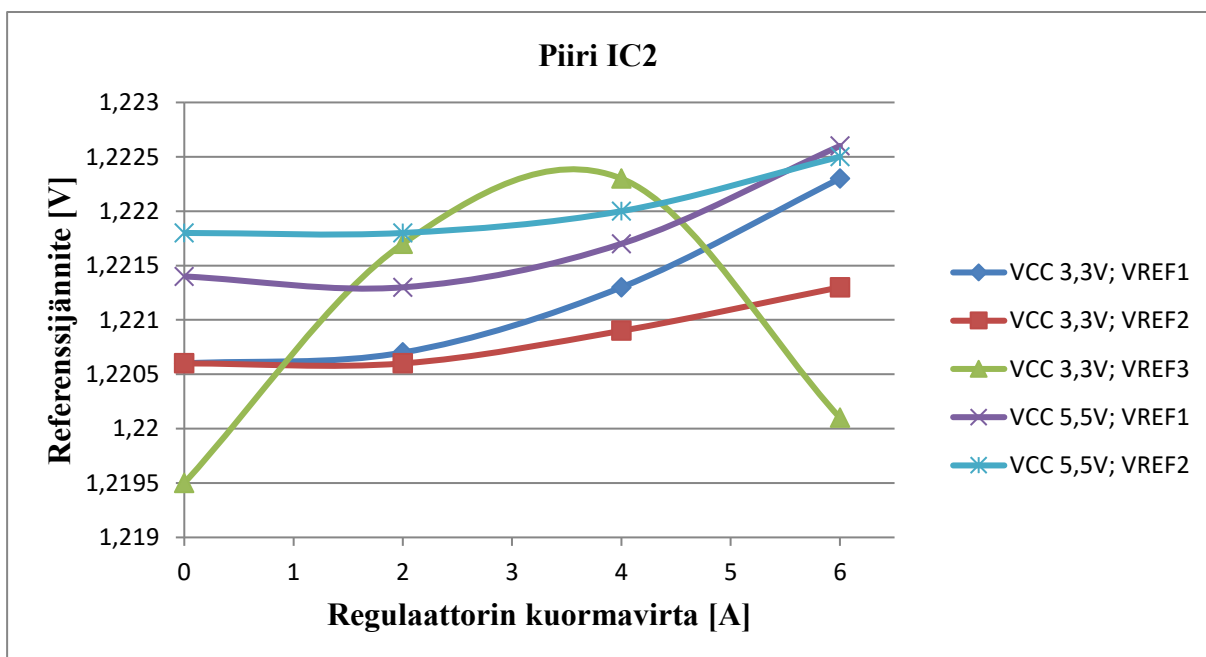
Kuva 6. Piirin IC1 referenssijännitteet regulaattorin kuormavirran funktiona.



Kuva 7. Piirin IC2 referenssijännitteet regulaattorin kuormavirran funktiona.



Kuva 8. Piirin IC1 referenssiännitteet (V_{ref3} käyttöjännitteellä 5,5 V poistettu).

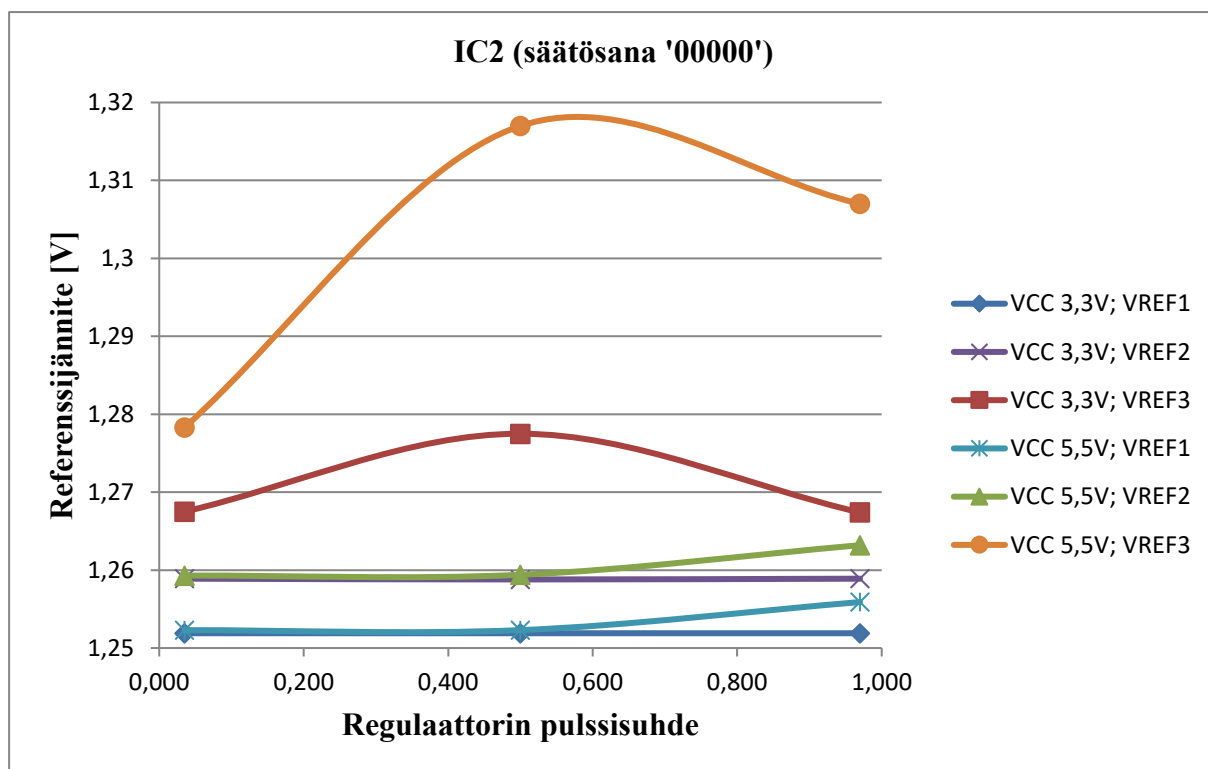


Kuva 9. Piirin IC2 referenssiännitteet (V_{ref3} käyttöjännitteellä 5,5 V poistettu).

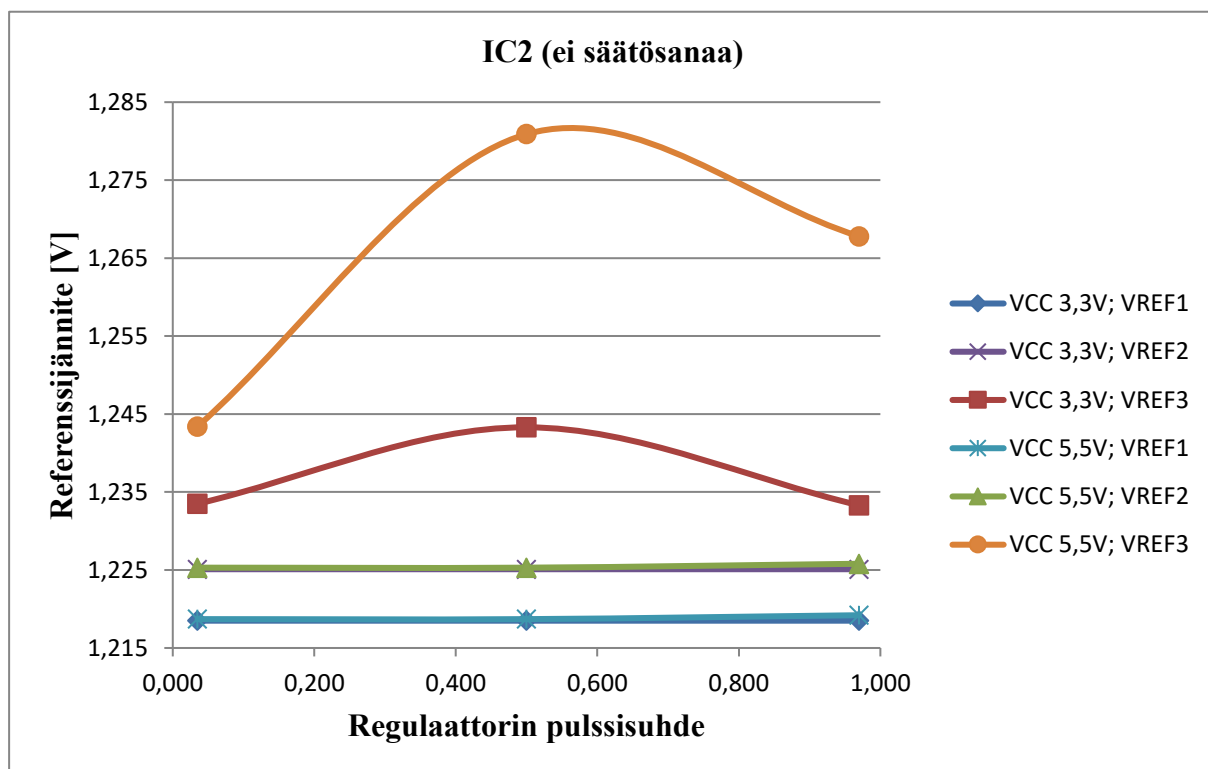
3.3.2. Regulaattorin pulssisuhteen vaikutus

Kuvissa 10 ja 11 on esitetty mittaustulokset piirille IC2. Piiri IC1 käyttäytyi vastaavalla tavalla. Referenssiännitteitä ei säädetty lähelle arvoa V_{ref0} , vaan yksinkertaisuuden vuoksi käytettiin säätösanaa $B=00000$. Nyt absoluuttinen arvo ei ollut oleellinen, vaan tutkittiin, mitkä parametrit aiheuttavat poikkeavaa käyttäytymistä. REG1 kuormavirta pidettiin nollassa. Jännitteet mitattiin pulssisuhteen arvoilla 0,035, 0,500 ja 0,970. Mittaukset toistettiin säätösanan ollessa pois käytöstä ($B_{en}=0$). Molemmassa tapauksissa referenssiännite V_{ref3} vaihteli REG1 pulssisuhteen funktiona noin 10 mV käyttöjännitteellä 3,3 V, ja noin 38 mV käyttöjännitteellä 5,5 V. Verrattaessa molempien käyttöjännitetasojen tuloksia yhdessä,

jännitevaihtelu oli lähes 50 mV. Tämä on noin 4 % jännitteestä V_{ref0} . Vastaavasti referenssijännitteiden V_{ref1} ja V_{ref2} vaihtelu oli pulssisuhteen funktiona vain noin 0,5–4 mV, eli alle 0,4 % jännitteestä V_{ref0} .



Kuva 10. Referenssijännitteet regulaattorin pulssisuhteen funktiona, säätösana '00000'.



Kuva 11. Referenssijännitteet regulaattorin pulssisuhteen funktiona, ei säätösanaa.

3.3.3. Regulaattorin poiskytkemisen vaikutus

Regulaattorin ja referenssilohkojen jännitteet V_{reg0} ja V_{ref0} säädettiin kappaleen 3.1. mukaisesti, ja kuormavirta pidettiin nollassa. Taulukoissa 3 ja 4 on vertailtu piirien referenssijännitteitä regulaattorin REG1 ollessa päällä (on) ja pois päältä (off). Jännitereferenssien REF1-REF3 käytetyt säätösanat B_{en} olivat piirille IC1 järjestyksessään '01001', '01000' ja '10011', sekä piirille IC2 vastaavasti '01000', '01011' ja '10100'. Mittaukset toistettiin säätösanana ollessa pois käytöstä ($B_{en}='0'$). Tässäkin mittauksessa poikkeavaa käyttäytymistä havaittiin vain jännitereferenssissä REF3, missä referenssijännite putosi huomattavasti, kun regulaattori kytkettiin pois päältä, noin 23–65 mV tai 2–5 %. Taulukoissa ilmoitettu muutos on laskettu kaavan (11) mukaisesti suhteellisena muutoksena siihen referenssijännitteen arvoon, joka mitattiin, kun regulaattori oli päällä. Negatiivinen muutos tarkoittaa, että jännite laski, kun regulaattori kytkettiin pois päältä.

$$\Delta V = \left[\left(\frac{V_{REG_off}}{V_{REG_on}} \right) - 1 \right] \times 100\% \quad (11)$$

Toisaalta regulaattorin ollessa pois päältä, REF3 käyttäytyi käyttöjännitteen funktiona vastaavalla tavalla kuin REF1 ja REF2. Kun vertaa erikseen tilanteita $B_{en}='0'$ ja $B_{en}='1'$, referenssijännitteiden muutokset käyttöjännitetasojen välillä olivat suurimmillaan 0,08 % suhteessa käyttöjännitteellä 3,3 V mitattuun arvoon. Tällöin signaaligeneraattorin PWM-signaalilla ei ollut vaikutusta referenssijännitteisiin, eli REF3 poikkeava käytös oli selvästi kytköksissä regulaattorin REG1 toimintaan. Poikkeavaa käyttäytymistä ei havaittu muiden regulaattoreiden kanssa.

Taulukko 3. Piirin IC1 referenssijännitteet regulaattorin ollessa päällä ja pois päältä

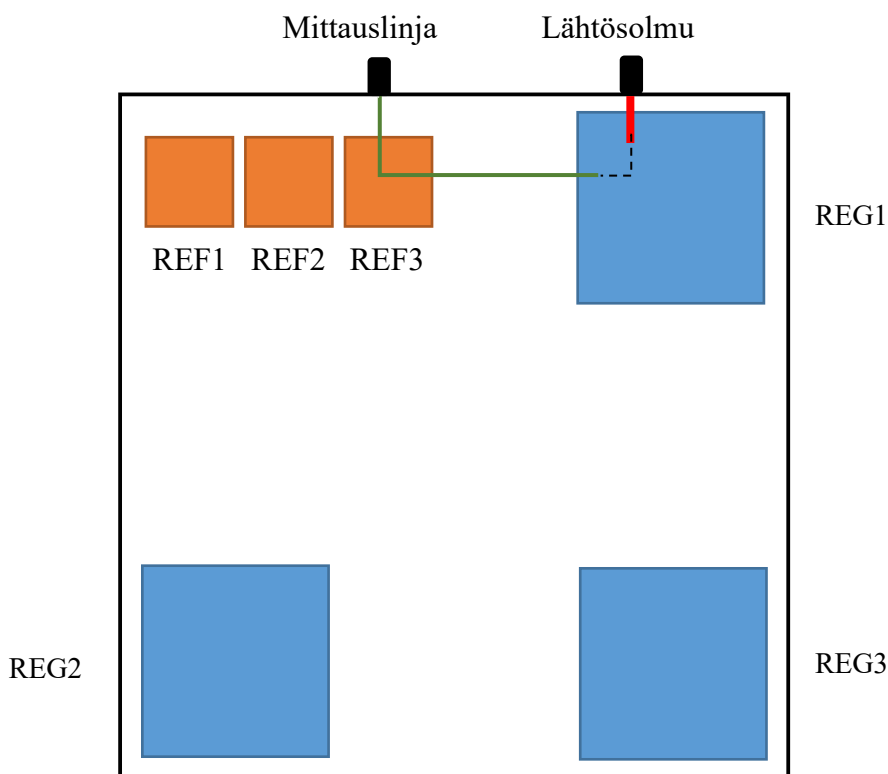
V _{CC}	B _{en}	V _{ref1}		V _{ref2}		V _{ref3}		ΔV
		REG1 tila		REG1 tila		REG1 tila		
		on	off	on	off	on	off	
3,3	0	1,2058	1,2058	1,2042	1,2041	1,2294	1,2058	-1,92 %
3,3	1	1,2193	1,2192	1,2198	1,2196	1,2197	1,1967	-1,89 %
5,5	0	1,2064	1,2063	1,2051	1,2049	1,2716	1,2067	-5,10 %
5,5	1	1,2200	1,2198	1,2206	1,2204	1,2606	1,1977	-4,99 %

Taulukko 4. Piirin IC2 referenssijännitteet regulaattorin ollessa päällä ja pois päältä

V _{CC}	B _{en}	V _{ref1}		V _{ref2}		V _{ref3}		ΔV
		REG1 tila		REG1 tila		REG1 tila		
		on	off	on	off	on	off	
3,3	0	1,2052	1,2052	1,2116	1,2116	1,2311	1,2079	-1,88 %
3,3	1	1,2206	1,2206	1,2206	1,2207	1,2195	1,1969	-1,85 %
5,5	0	1,2057	1,2057	1,2121	1,2122	1,2721	1,2084	-5,01 %
5,5	1	1,2212	1,2212	1,2217	1,2217	1,2597	1,1978	-4,91 %

3.4. REF3 häiriöiden korjaaminen

Häiriöiden syyn selvittämiseksi tutkittiin piirikuviota lohkojen REG1 ja REF3 ympäristössä. Havaittiin, että regulaattorin pääteasteen lähtösolmun jännitteen mittaamiseen käytetty metallilinja kulki piirillä osittain referenssilohkon REF3 yläpuolella. Tässä linjassa näkyvällä signaalilla on korkea taajuus, ja pulssisuhde vaikuttaa sen muotoon. Lisäksi regulaattorin kuormavirta kulkee lähtösolmun kautta. Epäiltiin, että linjasta kytkeytyi häiriötä alapuolella olevaan lohkoon REF3 vaikuttaen sen toimintaan. Kuvassa 12 on aiemmin kuvatun piirin lisäksi esitetty vihreällä regulaattorin lähtösolmun mittauslinjan heikko metallointi, punaisella regulaattorin lähtölinjan vahva metallointi, mustalla katkoviivalla näiden kahden yhteys lohkon sisällä, sekä mustilla laatikoilla näitä linjoja vastaavat piirin pinnit.



Kuva 12. Regulaattorin lähtösolmun metalloinnit testipiirillä.

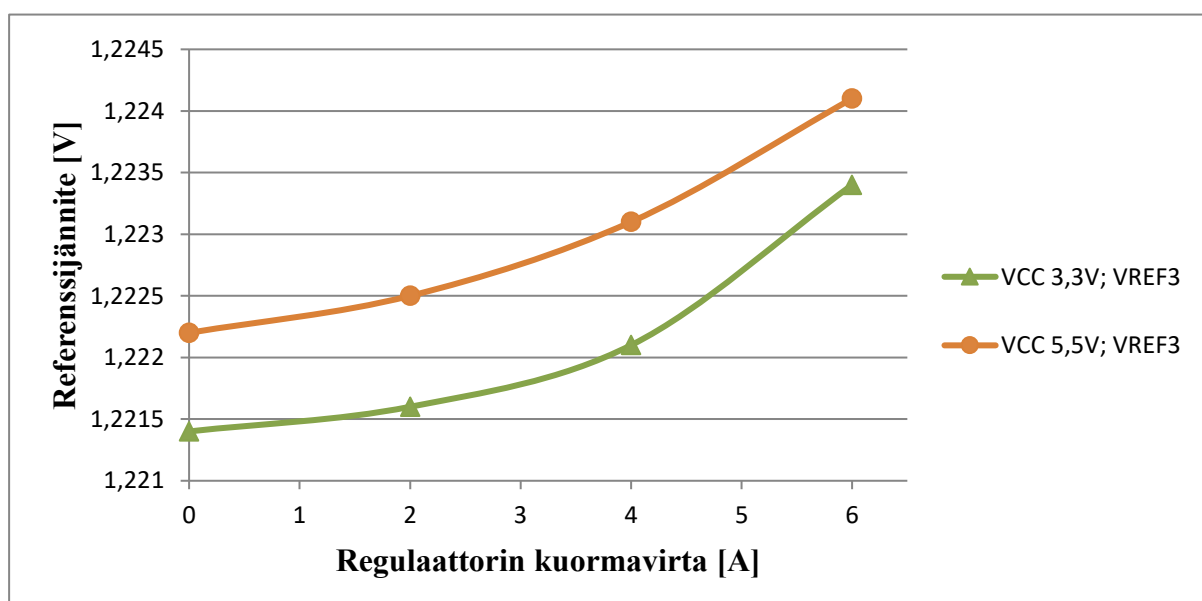
Epäilyksen vahvistamiseksi päätettiin kokeilla polttaa mittauslinjan metallointi poikki, ideaalisesti mahdollisimman läheltä lähtösolmua, pakottamalla virtaa linjan läpi. Tällöin mittauslinja olisi jännitteetön, eikä sen pitäisi häiritä referenssilohkoa REF3. Tämä tehtiin kytkemällä virtalähde mittauslinjan ja lähtösolmun pinnien välille. Mittauslinjan metallointi oli huomattavasti heikompi kuin suurivirtaisen lähtölinjan metallointi, ja vain muutaman milliampeerin virta riitti polttamaan sen poikki. Tämä varmistettiin ensin yleismittarilla, joka näytti pinnien välille ääretöntä resistanssia. Sitten regulaattorin ollessa toiminnassa mittauslinja kytkettiin oskilloskooppiin, jolloin linjassa ei näkynyt signaalia. Lopuksi mittauslinjan pinni kytkettiin maahan ilman mitään vaikutusta regulaattorin tai jännitereferenssien toimintaan, eli linjan todettiin olevan poikki. Samat toimenpiteet tehtiin molemmille piireille IC1 ja IC2.

3.5. Toiminnan varmentaminen

Piirien korjauksen jälkeen vastaavat mittaukset toistettiin ja todennettiin, korjautuiko lohkon REF3 poikkeava käyttäytyminen. Tässä kappaleessa on esitetty mittaustulokset piirille IC1. Piirin IC2 todettiin käyttäytyvän vastaavalla tavalla.

3.5.1. Kuormavirran ja käyttöjännitteen vaikutus

Regulaattorin ja jännitereferenssin parametrit asetettiin kuten kappaleen 3.3.1. vastaavassa mittauksessa. Kuvassa 13 ja taulukossa 5 on esitetty piirin IC1 referenssilohkon REF3 mittaustulokset korjauksen jälkeen, ja taulukossa vertailun vuoksi myös ennen korjausta mitattu suhteellinen poikkeama tavoitteesta V_{ref0} (oikeanpuoleisin sarake). Poikkeamat on laskettu kaavalla (10).



Kuva 13. Piirin IC1 lohkon REF3 referenssijännitteet korjauksen jälkeen.

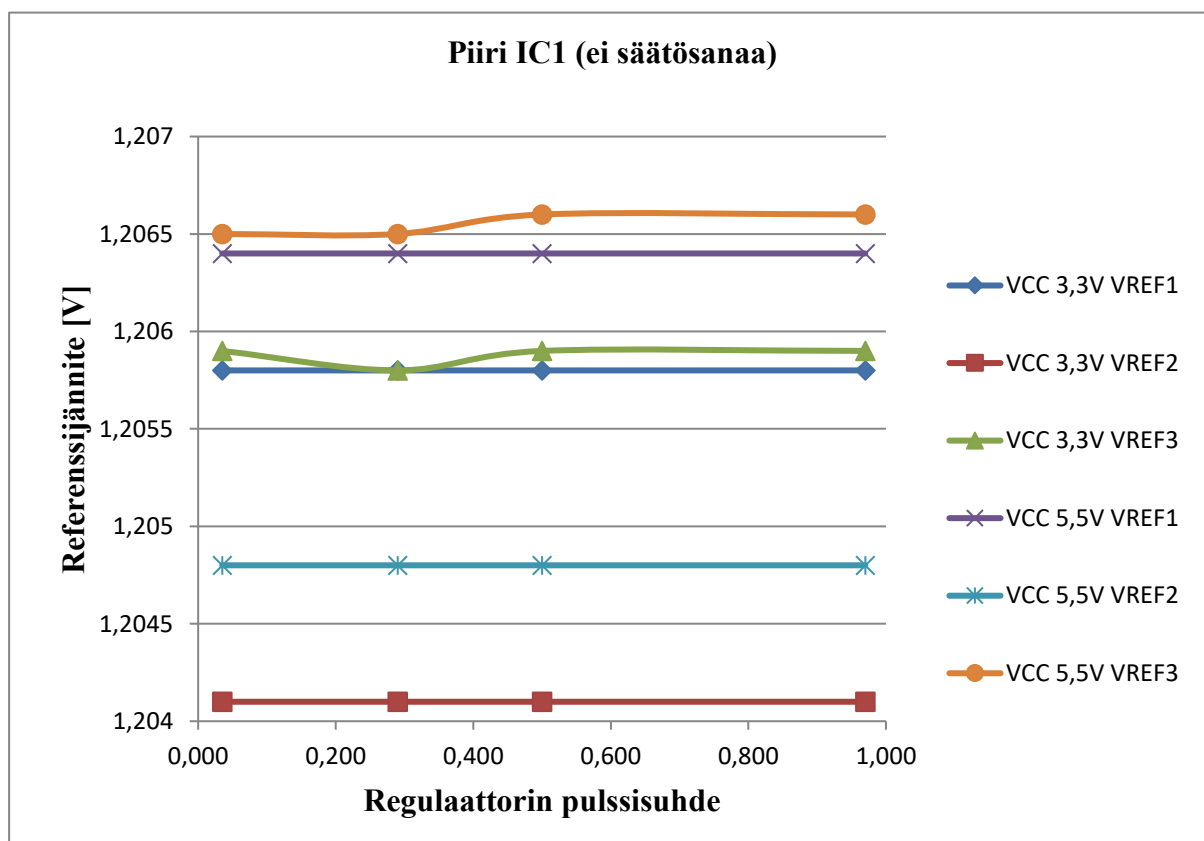
Taulukko 5. Lohkon REF3 referenssijännitteet sekä suhteelliset muutokset

V _{CC}	I _{reg}	REF3			
		V _{ref3}	B ₀	ΔV _{ref}	ΔV _{ref} ennen
3,3	0	1,2214	01000	0,11 %	-0,02 %
3,3	2	1,2216	01000	0,13 %	0,15 %
3,3	4	1,2221	01000	0,17 %	0,19 %
3,3	6	1,2234	01000	0,28 %	-0,01 %
3,3	0	1,2218	01000	0,15 %	-0,05 %
5,5	0	1,2222	01000	0,18 %	3,31 %
5,5	2	1,2225	01000	0,20 %	3,55 %
5,5	4	1,2231	01000	0,25 %	3,52 %
5,5	6	1,2241	01000	0,34 %	3,11 %
5,5	0	1,2228	01000	0,23 %	3,27 %

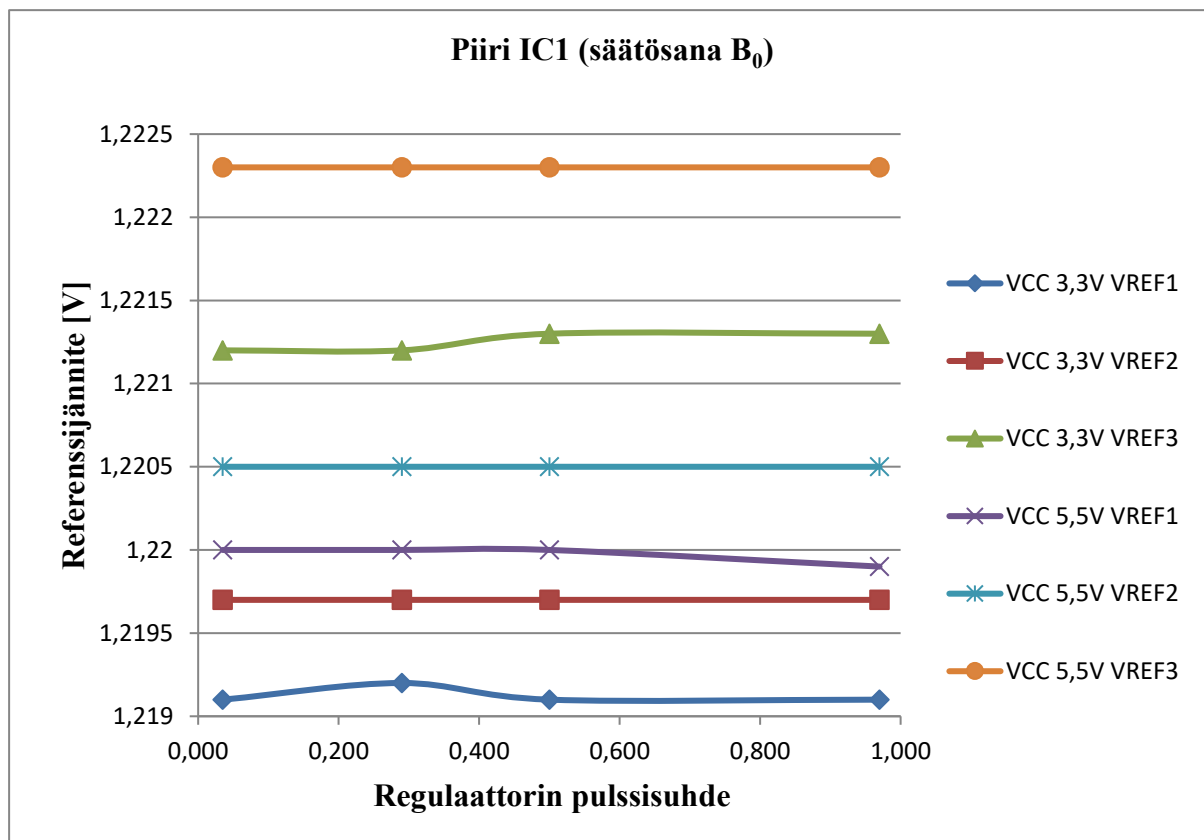
Nähtiin, että lohkon REF3 selkeästi poikkeava käyttäytyminen oli kadonnut. Nyt referenssijännitteen vaihtelu koko käyttöjännitealueella oli alle 3 mV, poikkeama tavoitteesta V_{ref0} suurimmillaan vain 0,34 %, ja poikkeamien suurin erotus 0,22 %-yksikköä. Uudet mittaustulokset olivat lähellä kappaleessa 3.3.1. mitattuja jännitereferenssien REF1 ja REF2 tuloksia. Huomionarvoista on, että korjauksen jälkeen myös REF3 säätösana B_0 muuttui, ja oli niin ikään lähempänä REF1 ja REF2 vastaavia arvoja '01001' ja '01000'.

3.5.2. Regulaattorin pulssisuhteen vaikutus

Kappaleesta 3.3.2. poiketen säätösanan '00000' sijaan käytettiin arvoja B_0 , ja referenssijännitteet mitattiin aiempien lisäksi myös pulssisuhteen arvolla 0,290. Kuvissa 14 ja 15 on esitetty piirin IC1 referenssijännitteet pulssisuhteen funktiona korjauksen jälkeen sekä säätösanalla, että ilman. Nähtiin, että nyt kaikki lohkot käyttäytyivät lähes samalla tavalla. Referenssijännitteiden vaihtelu oli enää 0,6–1,1 mV, mikä on alle 0,1 % jännitteestä V_{ref0} , kun vaihtelu lohkolle REF3 ennen korjausta oli noin 4 %.



Kuva 14. Referenssijännitteet regulaattorin pulssisuhteen funktiona, ei säätösanaa.



Kuva 15. Referensijännitteet regulaattorin pulssisuhteen funktiona, säätösana B₀.

3.5.3. Regulaattorin poiskytkemisen vaikutus

Regulaattorin ja jännitereferenssin parametrit asetettiin kuten kappaleen 3.3.3. vastaavassa mittauksessa, paitsi nyt käytettiin REF3 uutta B₀ arvoa. Taulukossa 6 on vertailtu piirin IC1 referensijännitteitä regulaattorin REG1 ollessa päällä ja pois päältä. Taulukon oikeanpuoleisin sarake näyttää vertailun vuoksi V_{ref3} suhteellisen jännitemuutoksen myös ennen korjausta, ΔV₀. Muutokset on laskettu kappaleen 3.3.3. tapaan kaavalla (11). Säätösanojen B₀ arvot lohkoille REF1-REF3 ovat järjestyksessä '01001', '01000' ja '01000'. Korjauksen jälkeen regulaattorin REG1 toiminnalla ei näyttänyt enää olevan vaikutusta lohkoon REF3, jännitteen muutokset regulaattorin tilan vaihtuessa olivat prosentin sadasosien luokkaa. Niin ikään referensijännitteiden muutokset käyttöjännitteen funktiona regulaattorin ollessa pois päältä olivat prosentin sadasosien luokkaa.

Taulukko 6. Piirin IC1 referensijännitteet regulaattorin ollessa päällä ja pois päältä

VCC	B _{en}	V _{ref1}		V _{ref2}		V _{ref3}			
		REG1 tila		REG1 tila		REG1 tila		ΔV	ΔV ₀
		on	off	on	off	on	off		
3,3	0	1,2058	1,2057	1,2041	1,2041	1,2059	1,2058	-0,01 %	-1,92 %
3,3	1	1,2192	1,2191	1,2197	1,2196	1,2214	1,2212	-0,02 %	-1,89 %
5,5	0	1,2064	1,2062	1,2048	1,2048	1,2065	1,2065	0,00 %	-5,10 %
5,5	1	1,2199	1,2198	1,2205	1,2204	1,2223	1,2220	-0,02 %	-4,99 %

3.6. Tulosten arviointi ja yhteenveto

Kappaleen 3.3. mittaukset osoittivat, että lähimpänä regulaattorin pääteastetta REG1 ollut referenssilohko REF3 käyttäytyi muista lohkoista poikkeavalla tavalla. Referenssijännite V_{ref3} muuttui käyttöjännitteen sekä REG1 kuormavirran ja pulssisuhteen funktiona. Jännitevaihtelu mitta-alueella oli noin 40–50 mV, eli noin 3–4 % tavoitejännitteestä V_{ref0} , mikä on paljon, sillä normaalisti jännitereferenssien tarkkuuksista puhutaan esimerkiksi miljoonasosien muutoksena per aste (ppm/°C). Tyypillinen ensimmäisen asteen lämpötilakompensoidun jännitereferenssin lämpötilakerroin on noin 20–100 ppm/°C [1]. Referenssijännitteen virhe ei ollut lineaarinen kuormavirran ja pulssisuhteen funktiona. Käyttöjännitteen muutos taas toimi ikään kuin referenssijännitteen tasosiirtona, mutta vain regulaattorin ollessa päällä, kuten nähtiin kappaleessa 3.3.3. mitattaessa regulaattorin poiskytkemisen vaikutuksia. Jos REG1 oli pois päältä, REF3 käyttäytyi vastaavalla tavalla kuin REF1 ja REF2 jo ennen havaitun vian korjaamista. Tämän voinee ymmärtää niin, että kun regulaattorin pääteasteen lähtösolmussa näkyvän kanttiaallon amplitudi kasvoi korkeamman käyttöjännitteen mukana, myös lähtösolmun mittauslinjasta referenssilohkoon kytkettyneen häiriön taso muuttui.

Kappaleen 3.5. tuloksista nähdään, että jännitereferenssin REF3 poikkeava käytös korjaantui, ja sen toiminta oli linjassa jännitereferenssien REF1 ja REF2 kanssa. Huomionarvoista on, että jännitereferenssi REF3 säätysi lähimmäksi arvoa V_{ref0} eri säätösanalla, kuin ennen piirin korjaamista, ja uusi säätösana B_0 oli lähempänä REF1 ja REF2 vastaavia. Ei ole varmuutta johtuiko aiempi muista poikkeava säätösana regulaattorin aiheuttamasta häiriöstä, vai muuttiko mittauslinjan polttaminen jännitereferenssin REF3 transistorien ympäristöä. Toisaalta tämä ei ollut oleellista mittausten tarkoituksen, eli maadoitusstrategian testaamisen kannalta.

Tuloksista voitiin päätellä, että regulaattorien tehoasteilla REG2 ja REG3 ei ollut vaikutusta referenssilohkoihin. Korjauksen jälkeen myös REG1 vaikutus katosi, eikä löydetty vika näyttänyt liittyvän maadoitukseen, vaan piirikuvion suunnitteluun. Tulosten perusteella pystyttiin arvioimaan maadoitusstrategian sopivuutta yhtiön seuraaviin projekteihin ja tuotteisiin.

3.7. Pohdinta

Mittauksissa tehtiin paljon töitä käsin sen sijaan, että parametrien asettaminen ja mittaustulosten kerääminen olisi kokonaan automatisoitu käyttäen laajempaa LabVIEW-ohjelmaa. Tämä olisi säästänyt aikaa itse mittaussivussa, mahdollistanut isomman otannan ja mittauspisteiden lukumäärän, sekä vähentänyt mittausrvirheiden todennäköisyyttä. Esimerkiksi mitatessa pulssisuhteen vaikutuksia, ennen korjausta tehty piirin IC1 mittaussarja meni osittain pilalle, koska yksi kuormana toimineen virtalähteen parametreista unohtui säätää käsin oikein juuri kyseistä mittausta varten. Tästä syystä kyseiset tulokset on esitetty vain piirille IC2. Projektin aikataulusyistä laajemman ohjelman luomiseen ja testaamiseen ei kuitenkaan ollut aikaa. Lisäksi tulosten keräämisen automatisointiin olisi tarvittu useampia LabVIEW-yhteensopivia mittalaitteita, mutta ne olivat käytössä toisissa projekteissa.

Niin ikään aikataulusyistä mittaukset tehtiin tämän työn laajuudessa vain kahdelle piirille, korjauksen jälkeiset mittaukset vain ensimmäiselle piirille, ja näistä REG1 kuormavirran funktiona vain lohkolle REF3. Toista piiriä testattiin sen verran, että korjauksen voitiin sanoa onnistuneen, ja piirin käyttäytyvän vastaavalla tavalla. Kahden muun regulaattorin pääteasteen REG2 ja REG3 osalta ei tehty tämän työn laajuisia mittauksia, koska lohkot sijaitsivat piirillä

fyysisesti kauempana jännitereferensseistä, jolloin mahdollisen häiriön uskottiin olevan pienempi joka tapauksessa. Alustavissa mittauksissa niiden ei havaittu vaikuttavan referenssilohkojen toimintaan. Vaikka mittausten tarkoituksena oli tietyn ratkaisun toiminnan varmistaminen periaatetasolla, eikä piirin tarkan suorituskyvyn määrittäminen, tämä tuntuu silti hyvin pieneltä otannalta tehdä tuotekehitykseen liittyviä johtopäätöksiä. Toisaalta ilmenneen vian selvittäminen ja korjaaminen vei ylimääräistä aikaa.

4. YHTEENVETO

Tässä työssä esiteltiin lämpötilakompensoinnin ja bandgap-jännitereferenssien toimintaperiaate, sekä johdettiin yksinkertaistetusti erään bandgap-jännitereferenssin 1. asteen lämpötilakompensoitu lähtöjännite. Kyseiseen topologiaan perustuvia referenssilohkoja mitattiin eräässä IC-alan yrityksessä osana suurempaa testausprojektia. Tarkoituksena oli selvittää piirin maadoitusstrategian toimivuus tulevia projekteja varten, sekä tutkia vaikuttaako piirin käyttöjännite referenssijännitteisiin. Mittauksia varten tehtiin mittaussuunnitelma ja luotiin testiohjelma LabVIEW-sovelluksella. Testipiirillä oli kolmen hieman poikkeavan jännitereferenssilohkon lisäksi kolme erilaista hakkuriregulaattorin pääteastetta. Näistä lähimpänä referenssilohkoja sijaitsevaa pääteastetta kuormitettiin käyttöjännitteen, kuormavirran ja pulssisuhteen funktiona ja mitattiin, kytkeytyykö maatasen kautta häiriötä referenssilohkoihin. Lisäksi tutkittiin muuttuvatko referenssijännitteet, kun regulaattori kytketään pois päältä.

Mittauksissa havaittiin, että yksi kolmesta jännitereferenssistä käyttäytyi poikkeavalla tavalla, kun piirillä lähimpänä oleva jänniteregulaattori oli päällä. Piirikuviota tutkimalla löydettiin virhe, joka korjattiin, minkä jälkeen korjauksen onnistuminen varmennettiin. Mittaukset toistettiin, ja havaittiin, että poikkeavuus oli korjaantunut. Korjauksen jälkeen kaikki kolme referenssilohkoa toimivat vastaavalla tavalla, eikä regulaattorien kuormittaminen vaikuttanut referenssijännitteisiin. Tuloksien perusteella voitiin arvioida maadoitusstrategian sopivuutta tuleviin tuotekehitysprojekteihin.

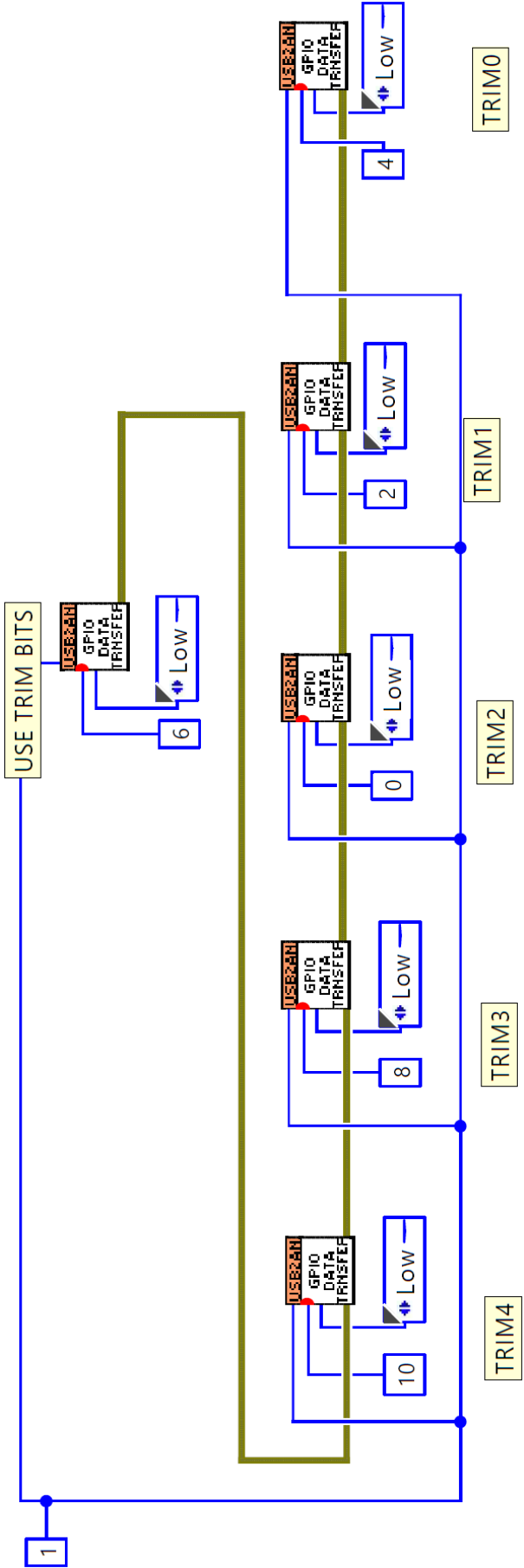
5. LÄHTEET

- [1] Rincón-Mora G. A. (2002) Voltage References: From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits. Wiley & Sons, 192 s.
- [2] Johns D. & Martin K. (1997) Analog integrated circuit design. Wiley, New York, 706 s.
- [3] Brokaw A. P. (luettu 25.4.2022) How to Make a Bandgap Voltage Reference In One Easy Lesson.
URL: <https://www.renesas.com/eu/en/document/whp/how-make-bandgap-voltage-reference-one-easy-lesson-paul-brokaw>.
- [4] Nissinen I. & Kostamovaara J. (2004) A low voltage CMOS constant current-voltage reference circuit. In: IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 23-26, Vancouver, Canada, Vol. 1, s. 381-384.
- [5] Texas Instruments (luettu 25.4.2022) Voltage reference selection basics.
URL: <https://www.ti.com/lit/wp/slpy003a/slpy003a.pdf>
- [6] Gupta M. & Sharma R. K. (2018) Design of Ultra Low Power, Temperature Independent Resistorless Bandgap Reference Circuit in 0.18 μm CMOS. In: 5th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks, February 22-23, Noida, India, s. 868-871.
- [7] Magnelli L., Crupi F., Corsonello P., Pace C. & Iannaccone G. (2011) A 2.6 nW, 0.45 V Temperature-Compensated Subthreshold CMOS Voltage Reference. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 2, s. 465-474.
- [8] Nissinen I. & Kostamovaara J. (2006). Time-to-Digital Converter based on an On-chip Voltage Reference Locked Ring Oscillator. In: IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, April 24-27, Sorrento, Italy, s. 250-254.
- [9] Texas Instruments (luettu 8.5.2022) Using the TL431 for Undervoltage and Overvoltage Detection.
URL: <https://www.ti.com/lit/an/slva987a/slva987a.pdf?ts=1652033470780>
- [10] Texas Instruments (luettu 8.5.2022) Voltage References basic training
URL: <https://training.ti.com/sites/default/files/docs/vref-use-cases.pdf>
- [11] Texas Instruments (luettu 8.5.2022) Fundamental Theory of PMOS Low-Dropout Voltage Regulators.
URL: <https://www.ti.com/lit/an/slva068a/slva068a.pdf>
- [12] Texas Instruments (luettu 8.5.2022) Error Amplifier Limitations in High Performance Regulator Applications.
URL: <https://www.ti.com/lit/an/snva411a/snva411a.pdf>

- [13] Nilsson J., Borg J. & Johansson J. (2015) Leakage current compensation for a 450 nW, high-temperature, bandgap temperature sensor. In: 22nd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits & Systems (MIXDES), June 25-27, Torun, Poland, s. 343-347.
- [14] Gray P. R. & Meyer R. G. (1993) Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. Wiley, 792 s.
- [15] Banba H. et al. (1999) A CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation. In: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, no. 5, s. 670-674.
- [16] Scoones K. (2003) Voltage reference circuit with increased intrinsic accuracy. Patentti US 2003/0058031 A1. United States Patent Application Publication.

6. LIITTEET

- Liite 1 LabVIEW ohjelma jännitereferenssien säätämiseen
- Liite 2 Mittaustulokset luvusta 3.3.1. (piiri IC1)
- Liite 3 Mittaustulokset luvusta 3.3.1. (piiri IC2)



Piirin IC1 mittaustulokset

V_{CC}	V_{reg}	D_0	I_{reg}	REF1			REF2			REF3		
				V_{ref1}	B_0	ΔV_{ref}	V_{ref2}	B_0	ΔV_{ref}	V_{ref3}	B_0	ΔV_{ref}
3,3	1,00	0,294	0	1,2192	01001	-0,07 %	1,2199	01000	-0,01 %	1,2197	10011	-0,02 %
3,3		0,294	2	1,2193	01001	-0,06 %	1,2199	01000	-0,01 %	1,2218	10011	0,15 %
3,3		0,294	4	1,2196	01001	-0,03 %	1,2203	01000	0,02 %	1,2223	10011	0,19 %
3,3		0,294	6	1,2205	01001	0,04 %	1,2209	01000	0,07 %	1,2199	10011	-0,01 %
3,3		0,294	0	1,2197	01001	-0,02 %	1,2201	01000	0,01 %	1,2194	10011	-0,05 %
5,5	1,60	0,294	0	1,2200	01001	0,00 %	1,2208	01000	0,07 %	1,2604	10011	3,31 %
5,5		0,294	2	1,2201	01001	0,01 %	1,2208	01000	0,07 %	1,2633	10011	3,55 %
5,5		0,294	4	1,2205	01001	0,04 %	1,2211	01000	0,09 %	1,263	10011	3,52 %
5,5		0,294	6	1,2213	01001	0,11 %	1,2217	01000	0,14 %	1,2579	10011	3,11 %
5,5		0,294	0	1,2203	01001	0,02 %	1,2210	01000	0,08 %	1,2599	10011	3,27 %
Suurin erotus				0,0021		0,17	0,0018		0,15	0,0439		3,60

Piirin IC2 mittaustulokset

V _{CC}	V _{reg}	D ₀	I _{reg}	REF1			REF2			REF3		
				V _{ref1}	B ₀	ΔV _{ref}	V _{ref2}	B ₀	ΔV _{ref}	V _{ref3}	B ₀	ΔV _{ref}
3,3	1,00	0,294	0	1,2206	01000	0,05 %	1,2206	01011	0,05 %	1,2195	10100	-0,04 %
3,3		0,294	2	1,2207	01000	0,06 %	1,2206	01011	0,05 %	1,2217	10100	0,14 %
3,3		0,294	4	1,2213	01000	0,11 %	1,2209	01011	0,07 %	1,2223	10100	0,19 %
3,3		0,294	6	1,2223	01000	0,19 %	1,2213	01011	0,11 %	1,2201	10100	0,01 %
3,3		0,294	0	1,2211	01000	0,09 %	1,2207	01011	0,06 %	1,2192	10100	-0,07 %
5,5	1,60	0,294	0	1,2214	01000	0,11 %	1,2218	01011	0,15 %	1,2592	10100	3,21 %
5,5		0,294	2	1,2213	01000	0,11 %	1,2218	01011	0,15 %	1,2621	10100	3,45 %
5,5		0,294	4	1,2217	01000	0,14 %	1,2220	01011	0,16 %	1,2621	10100	3,45 %
5,5		0,294	6	1,2226	01000	0,21 %	1,2225	01011	0,20 %	1,2574	10100	3,07 %
5,5		0,294	0	1,2216	01000	0,13 %	1,2220	01011	0,16 %	1,2587	10100	3,17 %
Suurin erotus				0,0020		0,16	0,0019		0,16	0,0429		3,52