



TALLINNA TEHNIKAÜLIKOOL
TALLINN UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Infotehnoloogia teaduskond
Thomas Johann Seebecki elektroonikainstituut

Sander Kaleva Sinijärv 153411IVEM

SPICE ALGORITMIDEL PÕHINEV MITTELINEAARNE ELEKTRIKITARRI EELVÕIMENDI

Magistriõppe lõputöö

Juhendajad: Paul Annus, PhD.

Rein Sabolotny, PhD.

Tallinn 2017

Autorideklaratsioon

Käesolevaga kinnitan, et antud lõputöö kirjutanud iseseisvalt. Kõik töö koostamisel kasutatud teiste autorite tööd, olulised seisukohad, kirjandusallikatest ja mujalt pärinevad andmed on viidatud. Käesolevat tööd ei ole varem esitatud kaitsmisele kusagil mujal.

Autor: Sander Kaleva Sinijärv

Kuupäev: 22.05.2017

Allkiri:

Annotatsioon

Käesolevas lõputöös on käsitletud elektrikitarki eelvõimendit, mis põhineb signaali digitaalsel töötlemisel SPICE algoritmidel. Eelvõimendi eesmärk on tekitada kitarki väljundsignaalile mittelineaarseid moonutusi, mis kõlaksid vähemalt samaväärselt hästi, kui kvaliteetsed analoogeelvõimendid, näiteks Ibanez Tube Screamer TS808. Erinevalt DSP algoritmidest, mis on laialt levinud digitaalsetes elektrikitarki eelvõimendites, on SPICE algoritmide oma olemuselt analoogilähedasemad ning selle põhjal on püstitatud hüpotees, et SPICE algoritmide kasutamine eelvõimendis kõlab inimkõrva jaoks paremini ja naturaalsemalt, kui DSP algoritmidel põhinevad eelvõimendid.

Esialgu on simuleeritud tarkvaraga LTSpice erinevaid mittelineaarsuseid, mida on võimalik järgi teha diskreetsete komponentidega ja trioodiga. Analüüsitud on komponentide spektreid ja omavahel võrreldud.

Seejärel on sünteesitud erinevaid mittelineaarsuseid, kasutades selleks spetsiaalselt välja töötatud C programmi. Mittelineaarsuste sünteesimisel on üritatud leida erineva kõlaga moonutuselemente erineva otstarbe jaoks – näiteks tugevalt ülevõimendamata sisendsignaali täidlasemaks muutmiseks või signaal just tugevalt üle moonutada. Uuritud on mittelineaarseid sõltuvusi sisendsignaali pingest erinevates astetes ning erinevate polünoomidena. Katsetusi on tehtud ka asümmeetriliste mittelineaarsustega, kus signaali poolperioode piiratakse erinevalt.

Lõputöö on kirjutatud eesti keeles ning sisaldab teksti 32 leheküljel, 5 peatükki, 36 joonist, 2 tabelit.

Abstract

The following thesis focuses on an electric guitar's preamplifier, which is based on processing the guitar's signal with SPICE algorithms. The aim of the work is to create nonlinear distortions on the preamplifier's input signal which sound musically appealing to the human ear and at the same time offer atleast the same quality and lower cost when compared to an analog preamplifier, for example Ibanez Tube Screamer TS808.

Unlike DSP algorithms, which are widely used in digital guitar preamplifiers, SPICE algorithms resemble more of the inner workings of discrete semiconductor components, which should give the characteristic sound of an analog preamplifier – The downside to this is that these algorithms are computationally very intensive and need to be heavily optimized to be usable in real-time applications.

The thesis begins with nonlinearity simulations conducted with LTSpice. The aim is to simulate and analyze different types of nonlinearities that can be done with discrete semiconductor components, which include diodes, bi-junction transistors and MOSFETs. Although not a semiconductor, the triode is also being taken into account, because of its' wide use in guitar amplifiers. The spectrums will be analyzed and how a certain amplitude input signal affects the total harmonic distortion of these components. Along with simulating the listed components, there are done simulations with arbitrary current sources to verify if they work as expected – this is necessary to proceed on the the practical part of the thesis. These components allow us to describe whichever current-voltage characteristics we can come up with.

The practical part is done with the test-system which includes the program containing the SPICE algorithms. The aim is to find types of nonlinearities, which sound interesting and have the potential to be used in an end product of the preamplifier – whether they are heavily overdriving the signal or just slightly driving the signal to add small amounts of harmonic components to it. Nonlinearities under inspection include different voltage powers and polynomials of input signal, both symmetric and asymmetric.

Sisukord

Annotatsioon	3
Abstract	4
Sisukord.....	5
Jooniste loetelu	7
Tabelite loetelu	8
Lühendid.....	9
1 Sissejuhatus.....	10
1.1 Digitaalse moonutamise raskuskohad	11
2 Simulatsioonid	12
2.1 Diskreetsete komponentide ja vaakumlambi spektri ja harmoonmoonutuste simuleerimine	12
2.1.1 Diodipiiraja.....	13
2.1.2 Bipolaartransistoripiiraja	14
2.1.3 MOSFET-piiraja.....	15
2.1.4 Triood	16
2.1.5 Järeldus simulatsioonide põhjal	17
2.2 Diodi simuleerimine B-elementina	18
2.3 B-element piiraja konfiguratsioonis	19
2.4 Moonutamine pinge erinevates astmetes	21
2.4.1 Moonutamine pinge kuubis	21
2.4.2 Moonutamine pinge ruudus.....	23
3 Praktilised katsed	25
3.1 Erinevate mittelineaarsuste sünteesimine.....	26
3.1.1 Moonutused pinge madalate astendajatega	26
3.1.2 Eksponentsiaalsed moonutused.....	27
3.2 Polünoomsete mittelineaarsuste sünteesimine.....	29
3.2.1 Polünoomi P1 sünteesimine	29
3.2.2 Polünoomi P2 sünteesimine	31
3.2.3 Polünoomi P3 sünteesimine	32
3.3 Asümmeetriliste mittelineaarsuste sünteesimine.....	34

3.4	Asümmeetria A1 sünteesisimine	35
3.5	Asümmeetria A2 sünteesisimine	35
3.6	Asümmeetria A3 sünteesisimine	36
3.7	Praktiliste katsete järelendus	37
4	Implementatsioon.....	38
4.1	SPICE algoritmidel põhinev mittelineaarne moonuti.....	38
4.2	Digitaalse filtri kasutamine.....	38
4.3	Süsteemi ehitamine Raspberry Pi 3 peale.....	40
5	Kokkuvõte.....	41
	Kasutatud kirjandus.....	42
	Lisad	43
	Lisa 1: Intel Core i7-2820QM spetsifikatsioon	43
	Lisa 2: Wolfson WM8731 audio koodeki spetsifikatsioon	44
	Lisa 2: Mikroelektronika koodekiplaadi ja Raspberry Pi 3 ühildamine.....	45

Jooniste loetelu

Joonis 2.1 Diiodpiiraja FFT analüüs	13
Joonis 2.2 Diiodpiiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi.....	13
Joonis 2.3 Bipolaartransistorpiiraja FFT analüüs.....	14
Joonis 2.4 Bipolaartransistorpiiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi	14
Joonis 2.5 MOSFET-piiraja FFT analüüs	15
Joonis 2.6 MOSFET-piiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi.....	15
Joonis 2.7 Trioodi FFT analüüs.....	16
Joonis 2.8 Trioodi THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi	16
Joonis 2.9 1N4148 diod ja temaga võrdväärne B-element.....	18
Joonis 2.10 1N4148 ja eksponentfunktsiooni sünteesiva B-elementi IV-karakteristik.....	19
Joonis 2.11 Diiodpiiraja skeem	19
Joonis 2.12 B-elementidel põhinev piiraja skeem.....	20
Joonis 2.13 Diiodpiiraja ja B-element piiraja väljundsignaal ajas	20
Joonis 2.14 Diiodpiiraja ja B-element piiraja spektrid.....	21
Joonis 2.15 voolu-pinge kuupsõltuvuse skeem	22
Joonis 2.16 voolu-pinge kuupsõltuvuse graafik.....	22
Joonis 2.17 siinusgeneraatori, diiodpiiraja ja kuupfunktsioon-piiraja väljundsignaal	23
Joonis 2.18 voolu-pinge ruutsõltuvuse skeem.....	23
Joonis 2.19 voolu-pinge ruutsõltuvuse graafik signum funktsiooniga.....	24
Joonis 2.20 Pinge ruutsõltuvuse, kuupsõltuvuse ja siinuse võrdlus	24
Joonis 3.1 Testsüsteemi plokkskeem	25
Joonis 3.2 spekter pingesõltuvuse astmes 1.01	26
Joonis 3.3 spekter pingesõltuvuse astmes 1.0625	27
Joonis 3.4 eksponentfunktsiooni sünteesi spekter.....	28
Joonis 3.5 eksponentmoonutus erinevate võimenduste korral	29
Joonis 3.6 Polünoomi P1 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.....	29
Joonis 3.7 Polünoomi P1 spektrid ja signaalimoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.	30
Joonis 3.8 Polünoomi P2 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.....	31
Joonis 3.9 Polünoomi P2 spektrid ja signaalimoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.	32
Joonis 3.10 Polünoomi P3 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.....	33
Joonis 3.11 Polünoomi P3 spektrid ja signaalimoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.	34
Joonis 3.12 Asümmeetrilise piiramise A1 spekter ja signaali moonutus ajas.....	35
Joonis 3.13 Asümmeetrilise piiramise A2 spekter ja signaali moonutus ajas.....	36
Joonis 3.14 Asümmeetrilise piiramise A3 spekter ja signaali moonutus ajas.....	37
Joonis 4.1 C koodis kirjeldatud moonutuselemendi plokkskeem	38

Joonis 4.2 Filtrite järjekorra plokk skeem	39
--	----

Tabelite loetelu

Tabel 1 Elementide harmoonmoonutuste tase protsentides sisendpinge 2V korral	17
Tabel 2 Astendajate maatriks	35

Lühendid

SPICE	ingl. k. Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis. Tõlkes Integraalskeemide suunitlusega simuleerimisprogramm.
DSP	ingl. k. Digital Signal Processing. Tõlkes digitaalne signaalitöötlus.
IIR	ingl. k. infinite Impulse Response. Tõlkes piiramatult siirdega filter.
DC	ingl. k. direct current. Tõlkes alalisvool.
MOSFET	ingl. k. metal–oxide–semiconductor field-effect transistor. Tõlkes isoleeritud paisuga väljatransistor.
FFT	ingl. k. Fast Fourier Transform. Signaaliteisendus ajadomeenist sagedusdomeeni või vastupidi.
THD	ingl. k. total harmonic distortion. Tõlkes harmoonmoonutus.
SoC	ingl. k. System on Chip. Süsteemikiip, millesse on integreeritud erinevad elektroonikasüsteemid.
PWM	Ingl. k. Pulse width modulation. Tõlkes pulsilaiusmodulatsioon.
VST	Ingl. k. Virtual Studio Technology. Tarkvara, mis võimaldab audio süntesaatoreid rakendada helisalvestussüsteemides.

1 Sissejuhatus

Muusikatehnoloogia on teinud ajaloo viimase sajandi jooksul koos teiste valdkondadega suure hüppe ja muutunud kättesaadavamaks laialdasemale hulgale ühiskonnas. Sellega seoses on inimestel suur hulk valik instrumente ja lisatarvikuid võrdlemisi odava hinnaga, olgu selleks kas või elektrikitarr ja võimendi. Märkimisväärne on see, et vaatamata tehnoloogia arengule on suur nõudlus jätkuvalt võimendite järgi, mida oma uudsuse poolest võib pidada arhailiseks – vaakumlampidel põhinevad võimendid. Hinnatakse eelkõige kõlaomadusi, mida pole võimalik tänapäevaste soodsamate transistorvõimenditega jäljendada.

Viimase aastakümne jooksul on arenenud ka digitaalne signaalitöötlus antud valdkonnas. Kui esimeste digitaalsete eelvõimendite ja võimendite saabudes ei peetud neid üldsuse poolt väga hinnas, siis viimasel ajal on see trend muutumas – digitaalsed efektiprotsessorid on jõudnud tasemeni, kus inimese kõrv ei tee enam vahet, kas algne signaal on läbinud analoog- või digitaalhela. Selle kõige juures on aga üks miinus – see tehnoloogia on liialt kallis, et keskmine muusikaga tegelev inimene seda osta suudaks.

Käesoleva lõputöö eesmärgiks on valmis disainida ja uurida mittelineaarset kitarr eelvõimendit, mis töötab SPICE algoritme [1] [2] kasutades. Võib öelda, et töö kuulub digitaalse signaalitöötluse valdkonda, mida laialdaselt tuntakse kui virtuaalset analoogsüsteemi, kuid mitte täielikult. Esialgu on lõputöö raames käsitletud olemasolevaid elektroonikas leiduvaid diskreetseid komponente, neid simuleeritud ja tulemusi analüüsitud. Saadud tulemustest lähtudes on järgmine samm analoogelektronika mõistes tehtud abstraktsuse suunas ehk teisisõnu on simuleeritud mittelineaarsusi, mida analoogelektronikas ei ole võimalik jäljendada.

Nagu eelnevalt mainitud pole elektrikitarr võimendite modelleerimine tänapäeval midagi erilist. Neid on võimalik soetada odavalt kvaliteedi arvelt või kallilt kõrge kvaliteediga. Puudub aga vahepealne ala, kus saaks mõistliku hinnaga hästi kõlava digitaalse efektiprotsessori või eelvõimendi. Oma olemuselt on käesoleva lõputöö puhul seda ka silmas peetud.

1.1 Digitaalse moonutamise raskuskohad

Diskreetseid analoogefektiplokke analüüsisel selgub, et enamasti kasutatakse skeemides madalajärgulisi filtreid. Põhjus tuleneb sellest, et selline lahendus hoiab komponentide arvelt skeemis kokku, mis omakorda aitab hinda all hoida. Sellest lähtuvalt saab kasutada madalajärgulisi piiramatuid filtreid, millega jäljendada analoogfiltreid. [3]

Moonutamine põhjustab harmoonilisi ja intermodulatsiooni sageduskomponente, mida on vaja täpselt simuleerida. Üldjuhul pole tarvis arvesse võtta väga kõrgsageduslikke sageduskomponente, sest praktikas langeb kitarrist tulev sisendsignaal kuulmisspektri kõrgemas osas nagunii. Selleks on umbes -40dB/dec eeldusel, et kitarrist tulenev signaal on kolmnurksignaalaoline. [3]

Mittelineaarsused põhjustavad sisendsignaali moduleerides spektri laienemist, mis võib tekitada aliase efekti, kui võendamissagedus ei ole piisavalt kõrge. Tüüpiliselt aliase efekti vältimiseks tõstetakse võendussagedus esialgsest 8-10 korda kõrgemaks, töödeldakse mittelineaarsused ja seejärel vähendatakse võendussagedus esialgseks tagasi. Sageduskomponendid vähenevad kasvava sagedusega ja ülevõendamisest alles jäänud aliased varjuvad moonutusefekti spektrisse ära. [3]

Moonutusefekti valmistamisel tuleb silmas pidada, et sagedusvahemik, mis lõpptulemust mõjutab algab natuke üle DC ja lõpeb 20kHz juures. Analoogmoonutites võib sagedusi üle 20kHz eirata, kuid sagedusi alla 20Hz mitte. See tuleneb sellest, et madalsageduslike ja kuuldavate sageduste vahel tekkivat intermodulatsiooni on märgata audio sagedusribas. [4] Küll aga digitaalsetes efektiplokkides on oluline filtreerida välja kõik sagedused, mis jäävad Nyquist'i sagedusest kõrgemale, sest vastasel juhul tekkiks kõrgemate sageduste tagasipeegeldumine audiospektrisse. [5]

2 Simulatsioonid

2.1 Diskreetsete komponentide ja vaakumlambi spektri ja harmoonmoonutuste simuleerimine

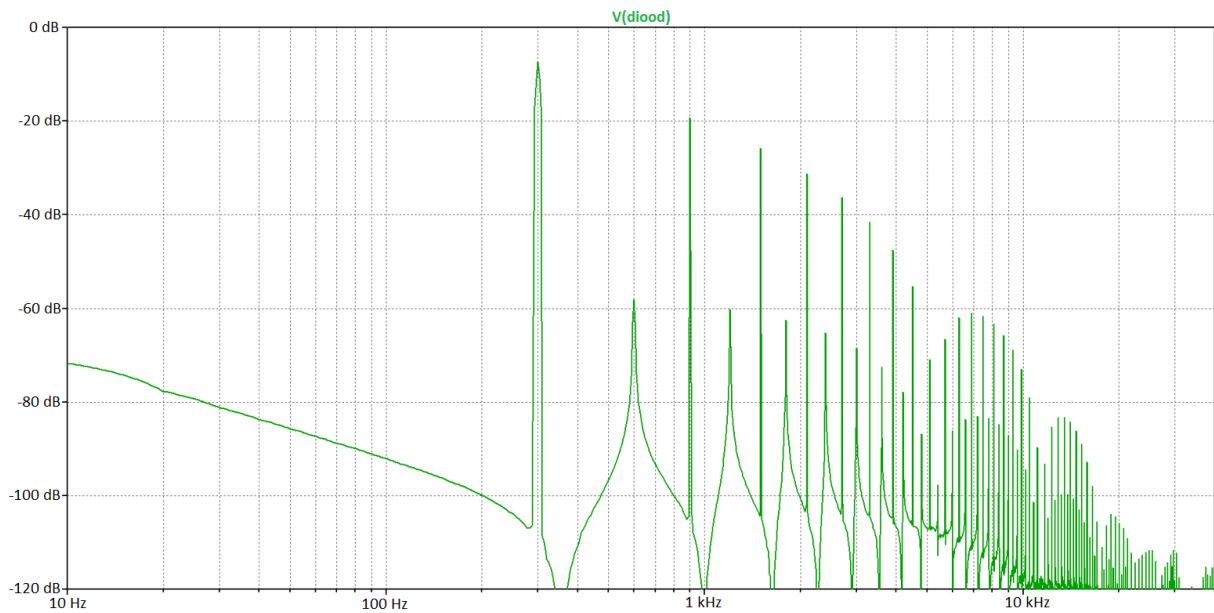
Käesolevas peatükis käsitletakse erinevate diskreetsete elementide simuleerimist. Vaatluse alla on võetud põhilised mittelineaarsed komponendid ning vaakumlamp, mida võib leida erinevates kitarride eelvõimendites: diodid, bipolaartransistor, MOSFET ja triood. Uuritud on nende komponentide spektrit ja harmoonmoonutust (THD).

Harmoonmoonutus on mõõtesuurus, millega väljendatakse mittelinearMoonutust. MittelinearMoonutuseks nimetatakse moonutust, mis tekib audiosignaali edastamisel ja töötlemisel, kui signaal läbib elektriiahela elemente, mille väljundsuurus ei muutu sisendsuurusega lineaarselt. Selle tulemusena lisandub signaalispektrisse sageduskomponente, mis sisendsignaalis puuduvad. Need lisandid on ühtlasi ka pöördumatud ehk väljundsignaalist pole enam võimalik sisendsignaali taastada. [4] [6]

Kuna seade leiab kasutust audiovaldkonnas, siis on spektrilaiuseks võetud inimese kuuldevahemik varuga kuni 40kHz. Spektri analüüsimiseks on kasutatud kiiret Fourier' teisendust (FFT). Harmoonmoonutuse tulemused on saadud LTSpices kasutades .FOUR käsku ning seejärel tulemusest vaadeldud „Error log“ist. Sisendsignaali sagedus on 300Hz ja amplituud 2V, mis on tegelikkuses võrdlemise suur pingeline kitarrisignaali kohta. Valik tuleneb asjaolust, et moonutusefektiplokis võimendatakse elektrikitarride signaal kõrgemale tasemele enne moonutust, et saavutada oodatud efekt. Ühtlasi sõltub ka harmoonmoonutuste tase signaali amplituudist siis saab ka üldise pildi sellest, milline element moonutab rohkem.

2.1.1 Diodpiiraja

Käesolevas alapeatükis on käsitletud diodpiiraja spektri spektraalanalüüsi ja harmoonmoonutuste taset. Diodpiiraja on küllaltki tavaline piiraja tüüp kitarrivõimendimaailmas, leides rakendust paljudes eelvõimendites ja efektiplokkides. Diodpiirajat iseloomustab küllaltki järsk signaalipiiramine ning seda võib välja lugeda ka jooniselt 2.1, kus see väljendub laia spektri laiusena.



Joonis 2.1 Diodpiiraja FFT analüüs

```
Direct Newton iteration for .op point succeeded.
N-Period=1
Fourier components of V(out1)
DC component:-0.000689197
```

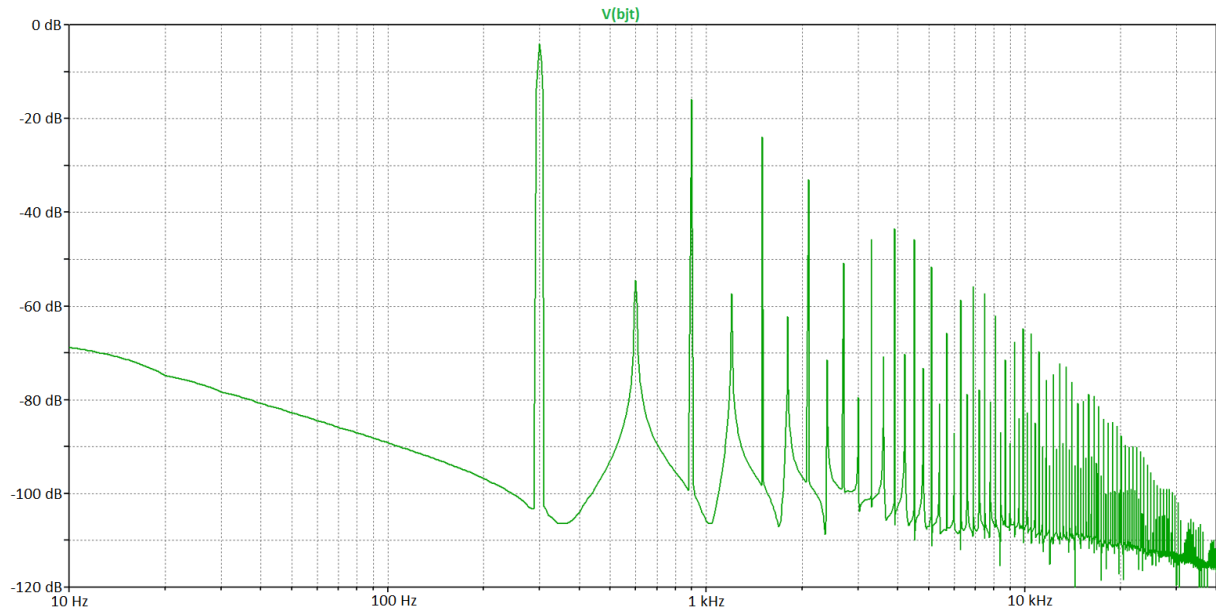
Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	3.000e+02	6.054e-01	1.000e+00	0.29°	0.00°
2	6.000e+02	1.036e-03	1.712e-03	-89.55°	-89.84°
3	9.000e+02	1.544e-01	2.550e-01	0.89°	0.59°
4	1.200e+03	8.102e-04	1.338e-03	-89.23°	-89.53°
5	1.500e+03	7.235e-02	1.195e-01	1.47°	1.17°
6	1.800e+03	6.218e-04	1.027e-03	-88.35°	-88.65°
7	2.100e+03	3.899e-02	6.440e-02	2.04°	1.75°
8	2.400e+03	4.669e-04	7.712e-04	-88.56°	-88.85°
9	2.700e+03	2.167e-02	3.580e-02	2.65°	2.35°
10	3.000e+03	3.212e-04	5.306e-04	-88.24°	-88.53°
11	3.300e+03	1.177e-02	1.945e-02	3.25°	2.95°
12	3.600e+03	1.917e-04	3.167e-04	-86.37°	-86.67°
13	3.900e+03	5.900e-03	9.746e-03	3.80°	3.51°
14	4.200e+03	1.042e-04	1.722e-04	-89.03°	-89.33°
15	4.500e+03	2.408e-03	3.978e-03	4.39°	4.09°
16	4.800e+03	4.437e-05	7.330e-05	-95.74°	-96.03°
17	5.100e+03	3.988e-04	6.588e-04	5.70°	5.40°
18	5.400e+03	8.980e-06	1.483e-05	87.42°	87.12°
19	5.700e+03	6.675e-04	1.103e-03	-174.33°	-174.62°
20	6.000e+03	4.569e-05	7.547e-05	98.47°	98.18°

Total Harmonic Distortion: 29.194678% (29.197537%)

Joonis 2.2 Diodpiiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi

2.1.2 Bipolaartransistorpiiraja

Bipolaartransistoril ja diodil pole väga palju erinevust, sest bipolaartransistor on skeemis lülitatud diodina. Võrreldes omavahel joonist 2.1 ja joonist 2.2 on sarnasust ka märgata.



Joonis 2.3 Bipolaartransistorpiiraja FFT analüüs

```
Direct Newton iteration for .op point succeeded.
N-Period=1
Fourier components of V(out2)
DC component:-0.00096945
```

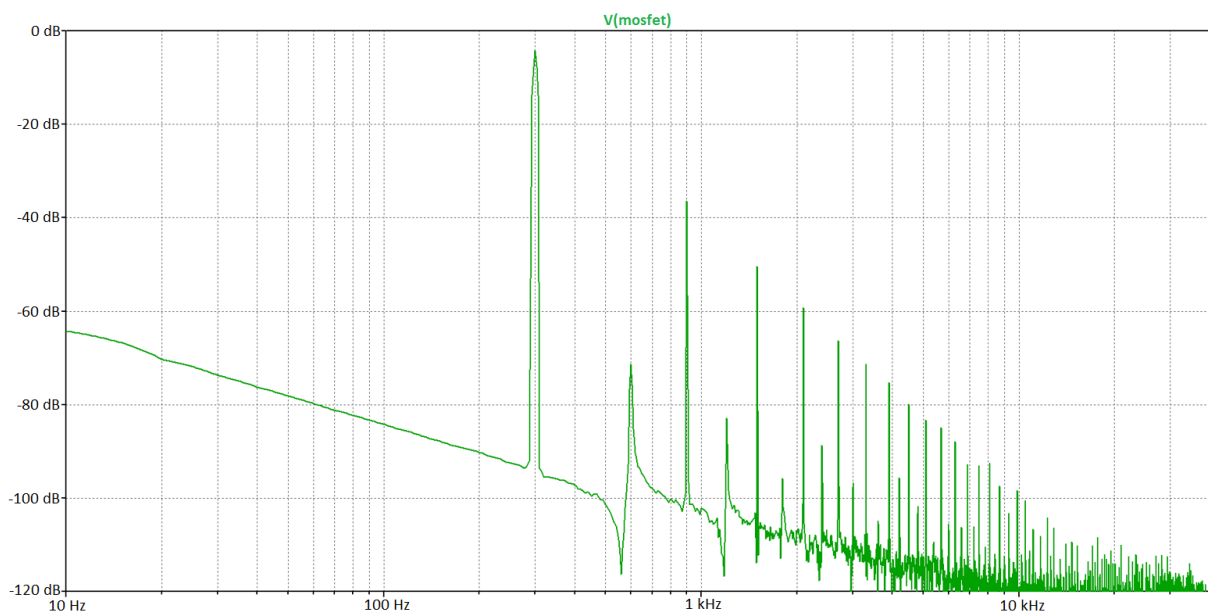
Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	3.000e+02	8.835e-01	1.000e+00	-0.64°	0.00°
2	6.000e+02	1.586e-03	1.796e-03	-91.58°	-90.94°
3	9.000e+02	2.273e-01	2.573e-01	-2.27°	-1.63°
4	1.200e+03	1.133e-03	1.282e-03	-93.72°	-93.08°
5	1.500e+03	8.977e-02	1.016e-01	-4.41°	-3.77°
6	1.800e+03	6.484e-04	7.340e-04	-96.54°	-95.90°
7	2.100e+03	3.142e-02	3.556e-02	-7.71°	-7.07°
8	2.400e+03	2.331e-04	2.638e-04	-103.82°	-103.18°
9	2.700e+03	4.089e-03	4.628e-03	-22.35°	-21.71°
10	3.000e+03	7.999e-05	9.054e-05	99.79°	100.43°
11	3.300e+03	7.275e-03	8.235e-03	175.86°	176.50°
12	3.600e+03	2.437e-04	2.758e-04	82.44°	83.08°
13	3.900e+03	9.457e-03	1.070e-02	169.56°	170.20°
14	4.200e+03	2.561e-04	2.899e-04	78.36°	79.00°
15	4.500e+03	7.265e-03	8.224e-03	164.17°	164.81°
16	4.800e+03	1.721e-04	1.948e-04	71.31°	71.95°
17	5.100e+03	3.697e-03	4.185e-03	155.57°	156.21°
18	5.400e+03	7.205e-05	8.155e-05	51.01°	51.65°
19	5.700e+03	7.221e-04	8.173e-04	108.17°	108.81°
20	6.000e+03	3.562e-05	4.032e-05	-76.81°	-76.17°

Total Harmonic Distortion: 27.942941% (27.946477%)

Joonis 2.4 Bipolaartransistorpiiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi

2.1.3 MOSFET-piiraja

MOSFET'i analüüside puhul on oluline simulaatoris mudelit korrektselt kasutada. Vastasel juhul saab tulemuseks karakteristiku, mis meenutab oma olemuselt pigem diodi. Tähtis on kasutada MOSFET'i mudelit, millel on eraldi välja toodud aluskristalli ehk substraadi väljaviik. See on vaja ühendada skeemis kõige madalama potentsiaaliga – antud juhul simulatsioonis on selleks -10V. Vajadus selliseks ühenduseks tuleneb sellest, et skeemis oleva operatsioonvõimendi väljundpinge käib maa suhtes nii positiivses kui ka negatiivses suunas. Kui kasutada standardmudelit, kus aluskristalli väljaviik on kas neelu või lätte vastu ühendatud, tekib olukord, kus igal ajahetkel näeb üks kahest transistorist negatiivset pinget, mis avab aluskristallis asuva diodi (ingl. k. *bulk diode*).



Joonis 2.5 MOSFET-piiraja FFT analüüs

N-Period=1
 Fourier components of V(out3.2)
 DC component:-0.00320848

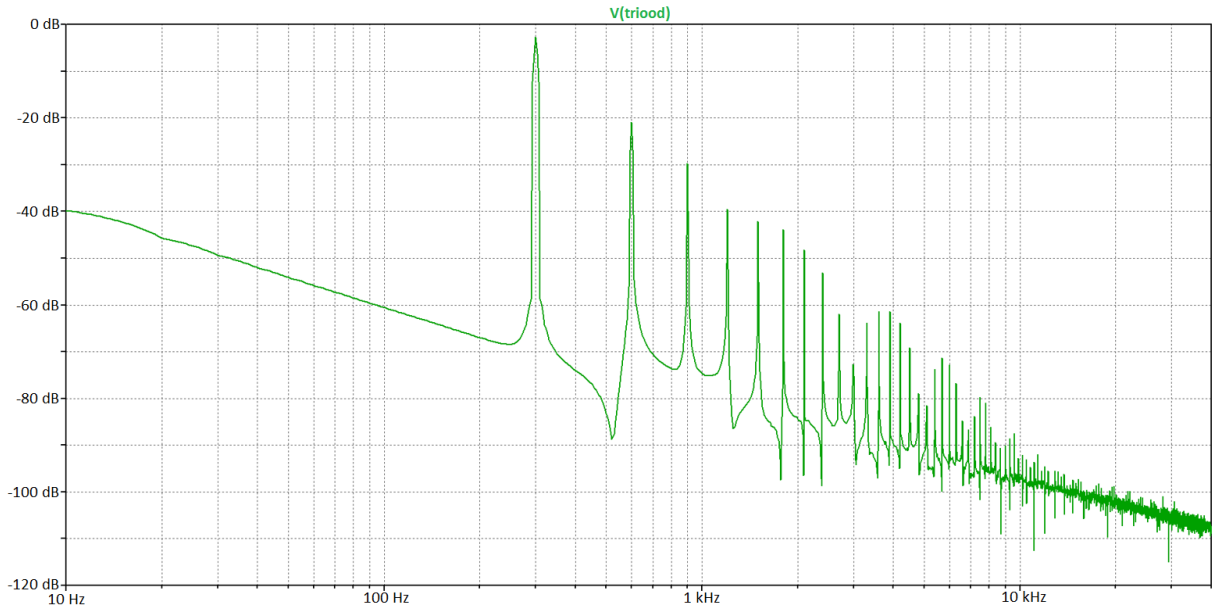
Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	3.000e+02	1.744e+00	1.000e+00	0.30°	0.00°
2	6.000e+02	4.821e-04	2.765e-04	-92.42°	-92.72°
3	9.000e+02	4.260e-02	2.443e-02	1.00°	0.69°
4	1.200e+03	1.162e-04	6.665e-05	-121.29°	-121.59°
5	1.500e+03	8.616e-03	4.941e-03	1.14°	0.84°
6	1.800e+03	9.070e-05	5.202e-05	-31.11°	-31.41°
7	2.100e+03	3.106e-03	1.781e-03	1.88°	1.58°
8	2.400e+03	4.631e-05	2.656e-05	-106.84°	-107.14°
9	2.700e+03	1.298e-03	7.445e-04	5.02°	4.72°
10	3.000e+03	6.686e-05	3.834e-05	177.70°	177.40°
11	3.300e+03	7.937e-04	4.552e-04	2.21°	1.90°
12	3.600e+03	3.726e-05	2.137e-05	-19.75°	-20.05°
13	3.900e+03	5.095e-04	2.922e-04	2.47°	2.16°
14	4.200e+03	5.633e-05	3.230e-05	-59.63°	-59.93°
15	4.500e+03	2.652e-04	1.521e-04	2.79°	2.49°
16	4.800e+03	5.903e-05	3.385e-05	159.23°	158.92°
17	5.100e+03	1.785e-04	1.024e-04	13.46°	13.16°
18	5.400e+03	2.686e-05	1.540e-05	2.04°	1.74°
19	5.700e+03	1.805e-04	1.035e-04	9.52°	9.22°
20	6.000e+03	1.184e-05	6.790e-06	-76.57°	-76.87°

Total Harmonic Distortion: 2.500669% (2.500491%)

Joonis 2.6 MOSFET-piiraja THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi

2.1.4 Triood

Trioodi spektri kohta võib joonise 2.7 põhjal öelda, et harmooniliste osakaal sumbub kõrgematel sagedustel peaaegu täielikult. Simuleerimisel on kasutatud vaakumlambi mudelit 12AX7. Tasub tähelepanu pöörata asjaolule, et triood moonutab signaali asümmeetriliselt ja selle tulemusena on paarisharmooniliste osakaal tunduvalt suurem võrreldes teiste komponentidega. [7]



Joonis 2.7 Trioodi FFT analüüs

```
Direct Newton iteration for .op point succeeded.
N-Period=1
Fourier components of V(out4)
DC component:-0.387674
```

Harmonic Number	Frequency [Hz]	Fourier Component	Normalized Component	Phase [degree]	Normalized Phase [deg]
1	3.000e+02	1.023e+02	1.000e+00	-176.92°	0.00°
2	6.000e+02	1.318e+01	1.288e-01	95.85°	272.76°
3	9.000e+02	4.305e+00	4.207e-02	-172.68°	4.23°
4	1.200e+03	1.283e+00	1.254e-02	98.49°	275.40°
5	1.500e+03	9.701e-01	9.481e-03	12.13°	189.05°
6	1.800e+03	8.321e-01	8.132e-03	-76.19°	100.73°
7	2.100e+03	5.371e-01	5.249e-03	-163.56°	13.35°
8	2.400e+03	3.415e-01	3.338e-03	111.46°	288.38°
9	2.700e+03	1.741e-01	1.702e-03	26.23°	203.15°
10	3.000e+03	4.567e-02	4.463e-04	-42.55°	134.37°
11	3.300e+03	4.471e-02	4.369e-04	1.89°	178.81°
12	3.600e+03	8.850e-02	8.649e-04	-72.35°	104.56°
13	3.900e+03	1.035e-01	1.012e-03	-153.66°	23.25°
14	4.200e+03	9.230e-02	9.020e-04	122.93°	299.85°
15	4.500e+03	6.812e-02	6.657e-04	39.87°	216.78°
16	4.800e+03	3.713e-02	3.628e-04	-40.97°	135.95°
17	5.100e+03	1.413e-02	1.380e-04	-109.83°	67.09°
18	5.400e+03	1.498e-02	1.464e-04	-91.21°	85.71°
19	5.700e+03	2.747e-02	2.684e-04	-151.48°	25.44°
20	6.000e+03	2.779e-02	2.716e-04	128.03°	304.94°

Total Harmonic Distortion: 13.680634% (13.680649%)

Joonis 2.8 Trioodi THD analüüs normaliseeritud 1. harmoonilise järgi

2.1.5 Järeldus simulatsioonide põhjal

Simulatsioonide tulemusena harmoonmoonutuste põhjal, mida saab vaadelda tabelist 1, võib öelda, et kõige kõrgem harmoonmoonutuste tase on dioodil ning kõige madalam MOSFETil sisendsignaali amplituudi 2V korral. Kitarristidel on valdavalt soodumus kasutada lampvõimendeid – see tuleneb asjaolust, et lampvõimendeid eelistatakse nende pehme, sooja ja tinglikult naturaalsema kõlaomaduste põhjal.

Paraku ei saa harmoonmoonutuse põhjal öelda, milliste parameetritega moonutit valmistada, sest see näitab pigem moonutuse sügavust kui moonutuse tüüpi – teisisõnu, kui suurendada sisendsignaali piisavalt palju, suureneks komponentide harmoonmoonutuste osakaal ning võib tekitada olukorra, kus väiksema sisendpinge korral on diodipiiraja harmoonmoonutuste osakaal võrdne suurema sisendpinge MOSFETi harmoonmoonutuste osakaaluga.

Spektrite põhjal saab väita, et kõige huvitavamalt moonutab siiski triood, kuna selle puhul on märgatav osakaal ka paarisharmonilistel ning spektri kõrgemas osas on väiksemas koguses harmoonilisi, mis peaks kõrvale puhtamalt kuid samas ka küllaldasena kõlama.

Tabel 1 Elementide harmoonmoonutuste tase protsentides sisendpinge 2V korral

Piiraja tüüp	Harmoonmoonutus (%)
Diod	29,2
Bipolaartransistor	27,9
MOSFET	2,5
Triood	13,9

2.2 Diodi simuleerimine B-elementina

B-element tähistab LTSpice [8] keskkonnas suvalist voolu- või pingellikat. Antud juhul on kasutatud selleks vooluallikat, mis sõltub pingest. B-elementi kasutamise eesmärk on esialgu veenduda selle töötamises – selleks on simuleeritud seda 1N4148 diodina ja võrreldud sama diodi SPICE mudeliga.

Aluseks võetud LTSpice'i 1N4148 diodi mudel on järgnev:

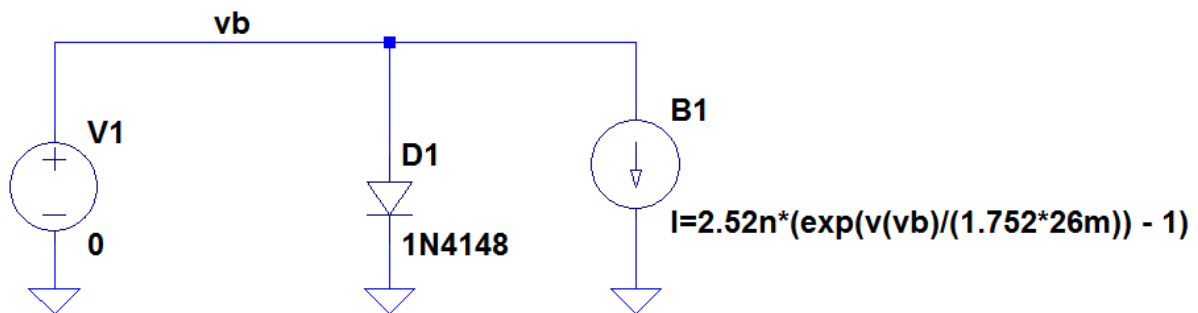
```
.model 1N4148 D(Is=2.52n Rs=.568 N=1.752 Cjo=4p M=.4 tt=20n Iave=200m Vpk=75  
mfg=OnSemi type=silicon)
```

Vajalikud parameetrid mudeli jäljendamiseks on küllastusvool I_s ja N , mis on LTSpice enda parameeter, millega lõpptulemust õigele väärtusele lähendada. Sügavam matemaatiline sisu sellel parameetril puudub.

Diodi valem, mida B-elementi pingesõltuvusena kasutada:

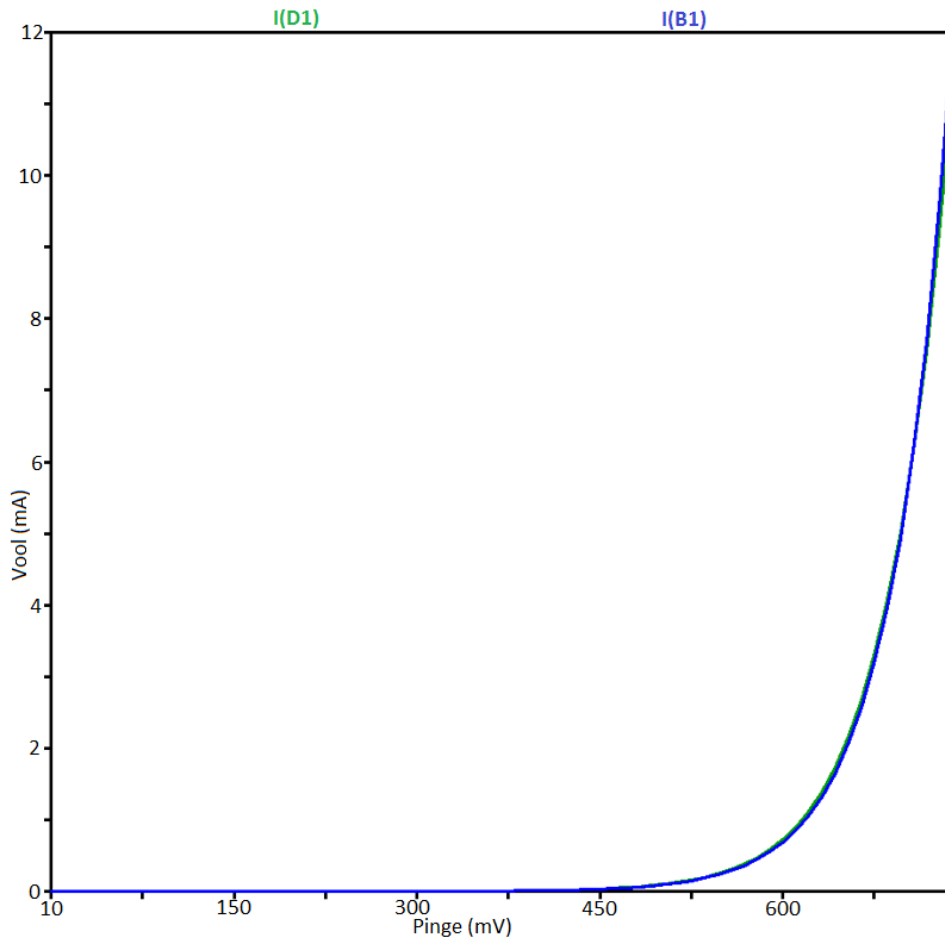
$$I_d = I_s * (e^{(V/\phi_T)} - 1) \quad (\text{valem 1})$$

Valemis 1 tähistab ϕ_T termopinget, mis on toatemperatuuril 26mV.



Joonis 2.9 1N4148 diod ja temaga võrdväärne B-element

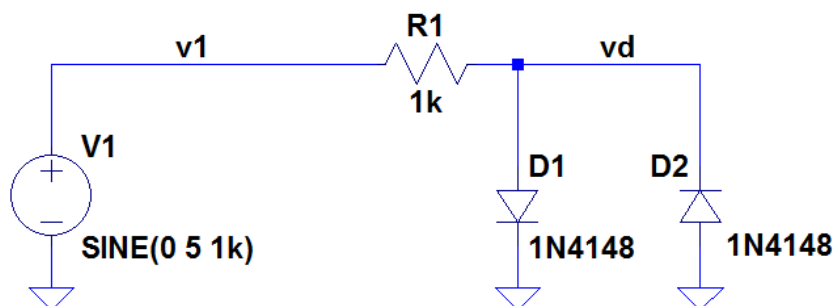
Joonisel 2.9 on välja toodud skeem, mille põhjal on analüüsitud nii 1N4148 kui ka B-elementi voolu-pinge sõltuvust. Joonisel 2.10 on antud skeemi simulatsiooni tulemus. Voolu-pingesõltuvuskarakteristikust võib näha, et B-element käitub küllaltki sarnaselt LTSpice enda mudeliga.



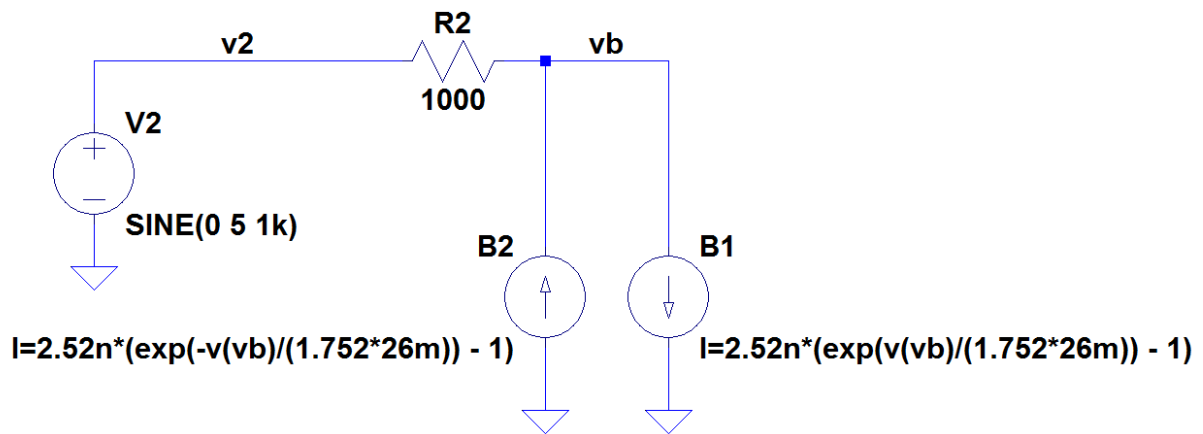
Joonis 2.10 1N4148 ja eksponentfunktsiooni sünteesiva B-elementi IV-karakteristik

2.3 B-element piiraja konfiguratsioonis

Käesolevas peatükis on simuleeritud B-elemente piiraja konfiguratsioonis. Võrdluseks on võetud 1N4148 diodipiiraja. Vaadeldud on signaali mõlema piiraja puhul ajas ning samuti spektrit sagedusdomeenis.

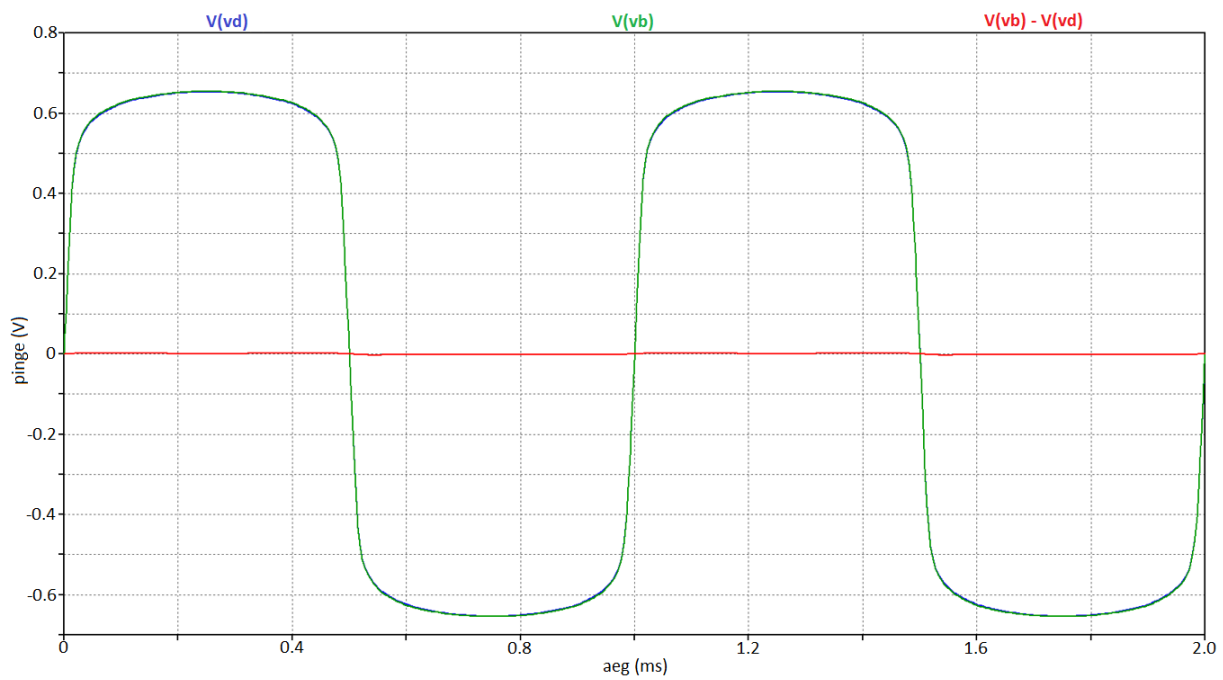


Joonis 2.11 Diodipiiraja skeem

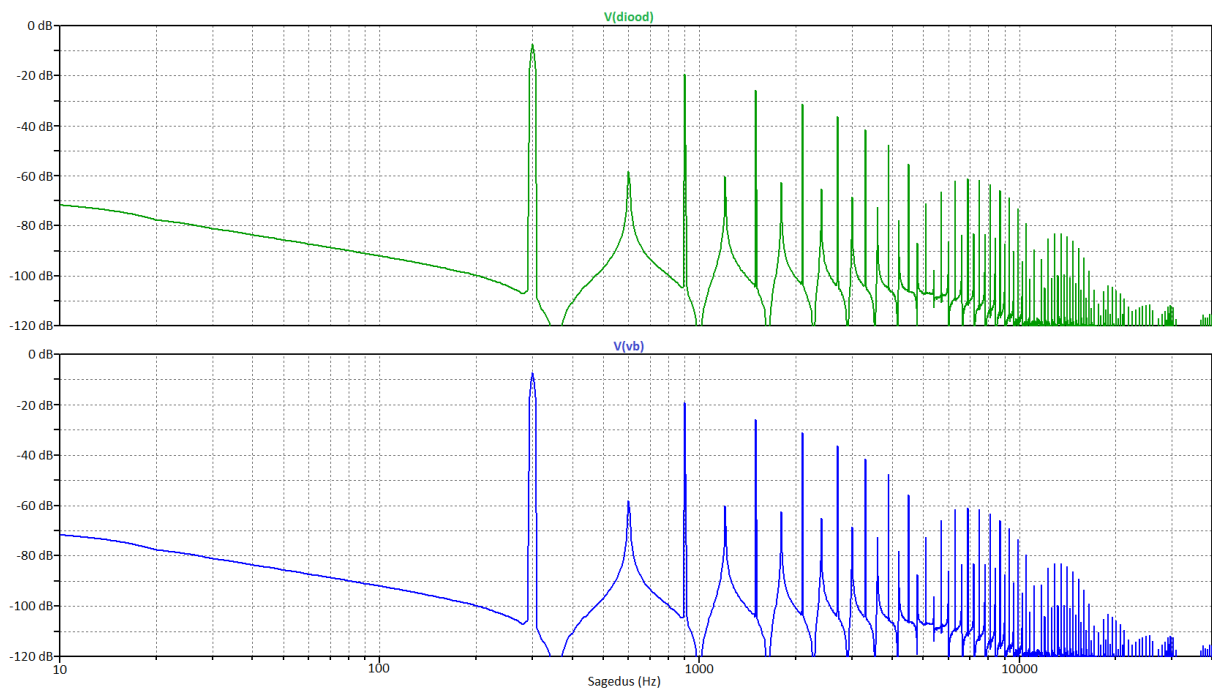


Joonis 2.12 B-elementidel põhinev piiraja skeem

Joonisel 2.11 on välja toodud diodpiiraja skeem ja joonisel 2.12 B-elementidel põhinev diodpiiraja emulaatorskeem. Eelduse kohaselt peaks mõlemad skeemid identselt käituma ning nende signaalide väljundid on välja toodud joonisel 2.13. Kuna silmaga on raske eristada käesolevate skeemide väljundeid nende sarnasuse tõttu, siis on välja toodud ka mõlema signaali vahe, mis on nullilähedane, nagu on ka oodatud.



Joonis 2.13 Diodpiiraja ja B-element piiraja väljundisignaal ajas



Joonis 2.14 Diodipiiraja ja B-element piiraja spektrid

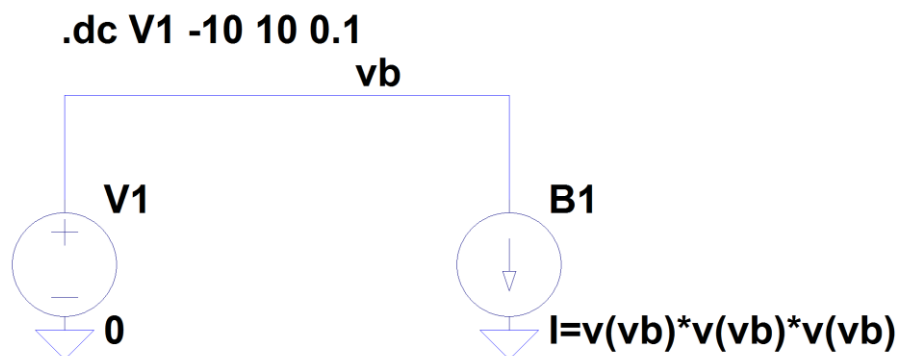
Joonisel 2.14 oleva mõlema spektri võrdlemisel on näha, et tegu on põhimõtteliselt identsete spektritega. Käesolevas teemas saadud tulemuste põhjal saab teha järelduse, et B-element töötab nii nagu ette nähtud. See annab võimaluse võimaluse edasiseks katsetada pingesõltuvustega, mida pole võimalik diskreetsete komponentidega teha.

2.4 Moonutamine pingeline erinevates astmetes

Simulatsioonide tulemuste põhjal saab väita, et B-element töötab nagu oodatud ja sellega on võimalik kirjeldada praktiliselt kõiki mõeldavaid pingesõltuvusi seni, kuni neid annab etteantud matemaatiliste funktsioonidega kirjeldada. [8] Antud peatükis käsitletakse moonutamist kolmandas ja teises astmes. Kuupsõltuvus on ruutsõltuvusest mõnevõrra antud juhul lihtsam, sest sellega ei teki olukorda, kus tekiks negatiivse takistusega piirkond. See tuleneb asjaolust, et paarisarvulised astendajad annavad nullpunge suhtes peegelpildi.

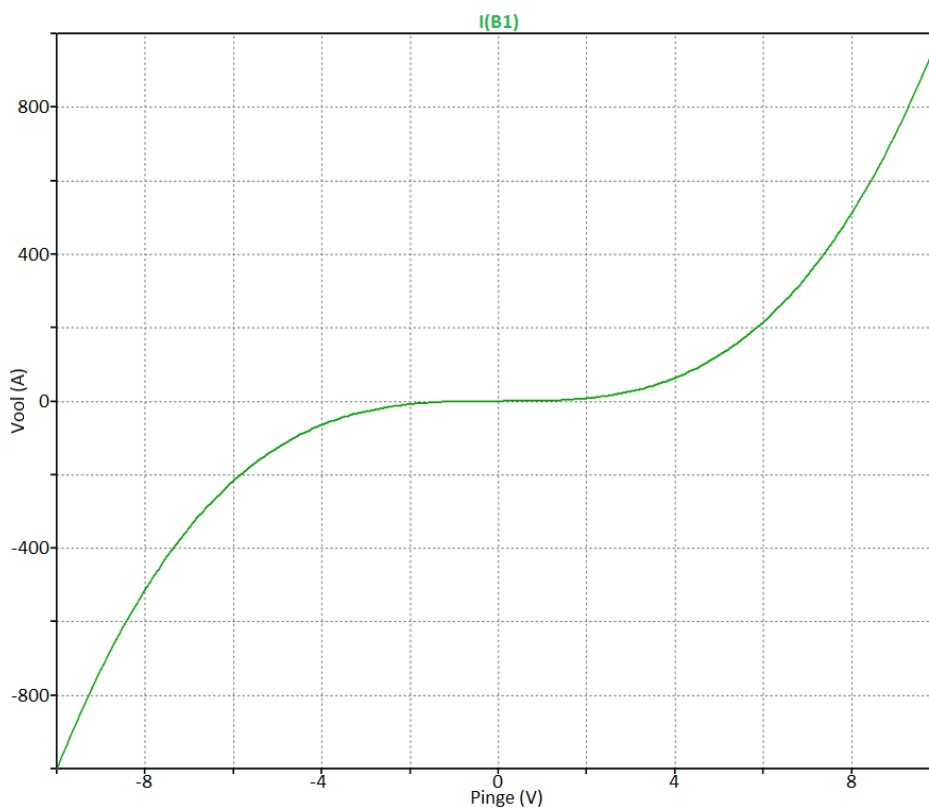
2.4.1 Moonutamine pingeline kuubis

Joonisel 2.15 on välja toodud skeem kasutades B-elementi voolu-pinge kuupsõltuvuse tekitamiseks. Joonisel 2.16 on selle skeemi DC simulatsiooni tulemus, mis vastab kuupfunktsioonile.

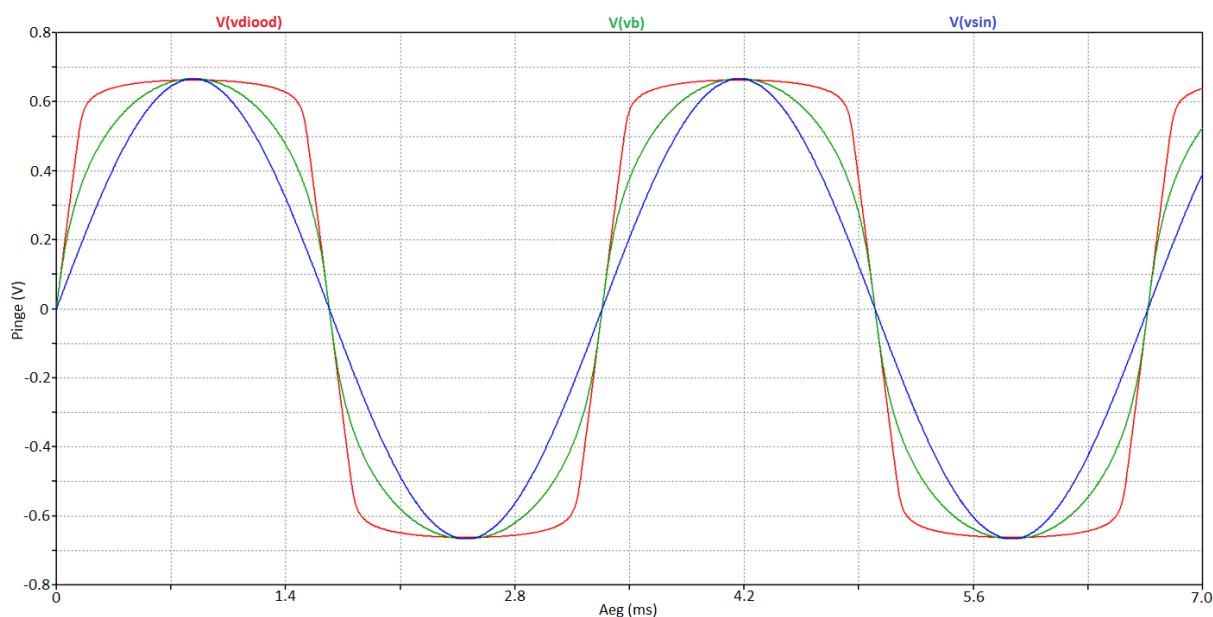


Joonis 2.15 voolu-pinge kuupsõltuvuse skeem

Joonisel 2.17 on võrdluseks välja toodud ka puhas siinussignaali ja diodipiiraja väljundi signaal. Graafikult võib välja lugeda, et kuupfunktsiooni väljund on siinuse ja diodipiiraja väljundi vahel, millest võib järeldada, et mida kõrgemat järku on sisendsignaali aste, seda rohkem see hakkab lähenema eksponendile.



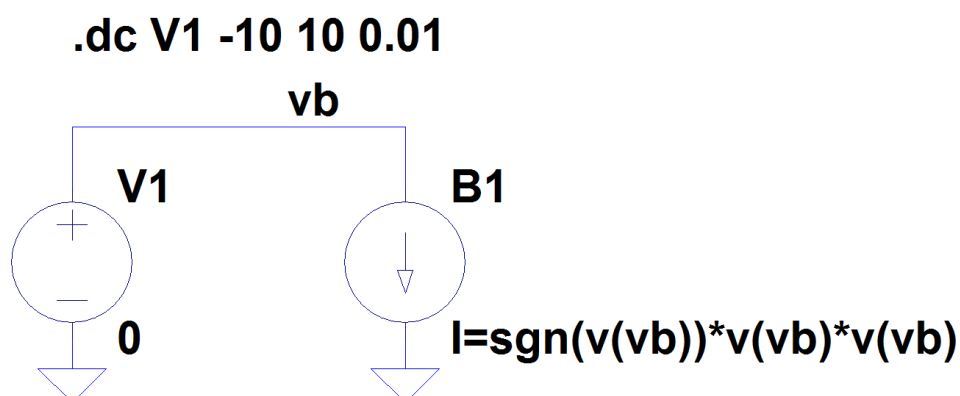
Joonis 2.16 voolu-pinge kuupsõltuvuse graafik



Joonis 2.17 siinusgeneraatori, diodpiiraja ja kuupfunktsioon-piiraja väljundsignaal

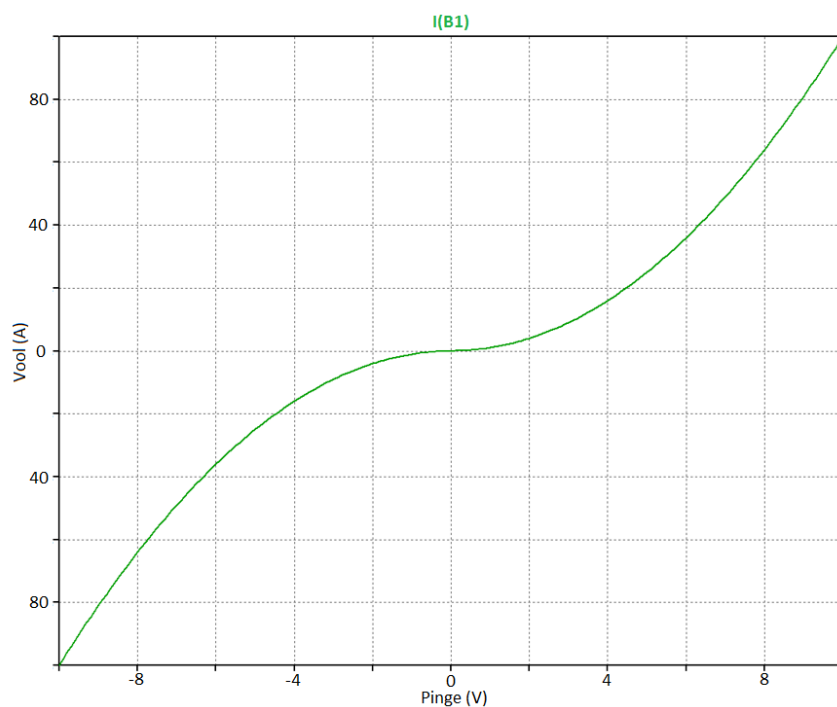
2.4.2 Moonutamine pinge ruudus

Pinge ruudus moonutamise simuleerimisel on oluline kasutada märgifunktsiooni, et vältida olukorda, kus tekib negatiivne takistus. Joonisel 2.18 on välja toodud pinge ruutsõltuvuse testskeem, millel on näha, kuidas märgifunktsiooni kasutatud on.



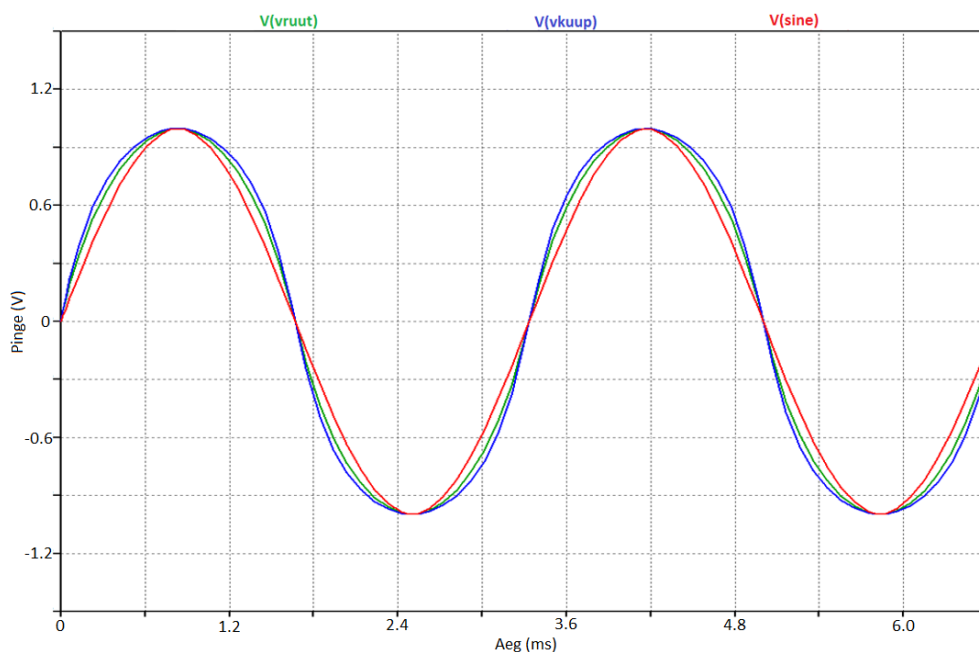
Joonis 2.18 voolu-pinge ruutsõltuvuse skeem

Joonisel 2.19 on välja toodud antud skeemi voolu ja pinge sõltuvuse skeem ning sealt on näha erinevus tavalisest ruutsõltuvusest – puudub piirkond, kus pinge kasvades vool väheneks. Kui joonist 2.19 võrrelda joonise 2.16'ga, millel on välja toodud kuupsõltuvuse graafik siis võib sealt välja lugeda, et kuupsõltuvus kasvab järsemalt, mis on ka oodatav ning peaks omakorda põhjustama ka rohkem moonutust signaaliahela väljundis.



Joonis 2.19 voolu-pinge ruutsõltuvuse graafik signum funktsiooniga

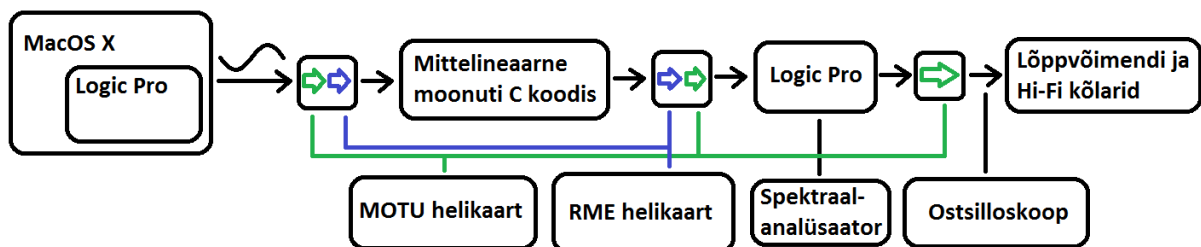
Joonist 2.20 analüüsid jõuab ka samale tulemusele, kus siinussignaali on võrreldud pinge ruut- ja kuupsõltuvusega – ruutsõltuvus jääb siinuse ja kuupsõltuvuse vahele, mis kinnitab peatükis 2.4.1 tehtud järeldust teistpidiselt: mida väiksem on pingestendaja, seda rohkem hakkab see siinussignaali sarnanema. Ühtlasi kinnitab see tulemus, et LTSpices tehtud B-lemendi simulatsioonid on arvutatud korrektselt ja antud mudeli põhjal võib sünteesida suvalisi mittelineaarsusi reaalajas, millest on rohkem juttu järgmises peatükis.



Joonis 2.20 Pingestõltuvuse, kuupsõltuvuse ja siinuse võrdlus

3 Praktilised katsed

Käesolevas peatükis on läbi viidud katsed erinevate mittelineaarsustega. Vaatluse alla on võetud moonutused väga madalate pingestruktuuridega kuni eksponentsõltuvuseni välja. Testsüsteem töötab MacOS X operatsioonisüsteemil. Tarkvaras Logic Pro genereeritakse siinussignaali, mis läheb läbi helikaartide mittelineaarsesse moonutusse. Moonutatud signaal väljub helikaartidest vastupidises järjekorras ning saadetakse uuesti Logic Pro'sse, milles jookseb spektraalanalüsaator. Spektrite saamiseks on kasutatud tarkvara BlueCat's FreqAnalyst Pro. Kõige viimasena saadetakse signaal läbi MOTU helikaardi lõppvõimendisse ning ostsilloskoopi.



Joonis 3.1 Testsüsteemi plokkskeem

Erinevate mittelineaarsuste sünteesimisel on lisaks tavalistele pingesõltuvustele uuritud ka polünoome kujul valemis 2.

$$I = \pm a_1 \cdot V^x \pm a_2 \cdot V^y \pm \dots \pm a_n \cdot V^p \quad (\text{valem 2})$$

Polünoomide parameetrite valimisel on lähtunud tingimusest, et ei tekiks olukordi, kus takistus osutub negatiivseks. See põhjustab süsteemi genereerimise minekut, mis antud juhul tähendab, et väljundisse ei jõua üksi heli. Polünoome, kus tekib olukord, milles pinge kasvades vool väheneb peab käsitlema ettevaatlikult. Signaali liigsel ülevõimendamisel tekib olukord, kus hakkab lisanduma suurel määral müra. Polünoomide koefitsendid on valitud võrdlemisi vabalt ja välja on valitud kõige rohkem huvitapakuvad mittelineaarsed seosed. Selleks, et polünoomide helipilti märgatavalt muuta, on tarvis ka koefitsente drastiliselt muuta – vähesel muutmisel jääb kõrva jaoks helipilt võrdlemisi muutumatuks.

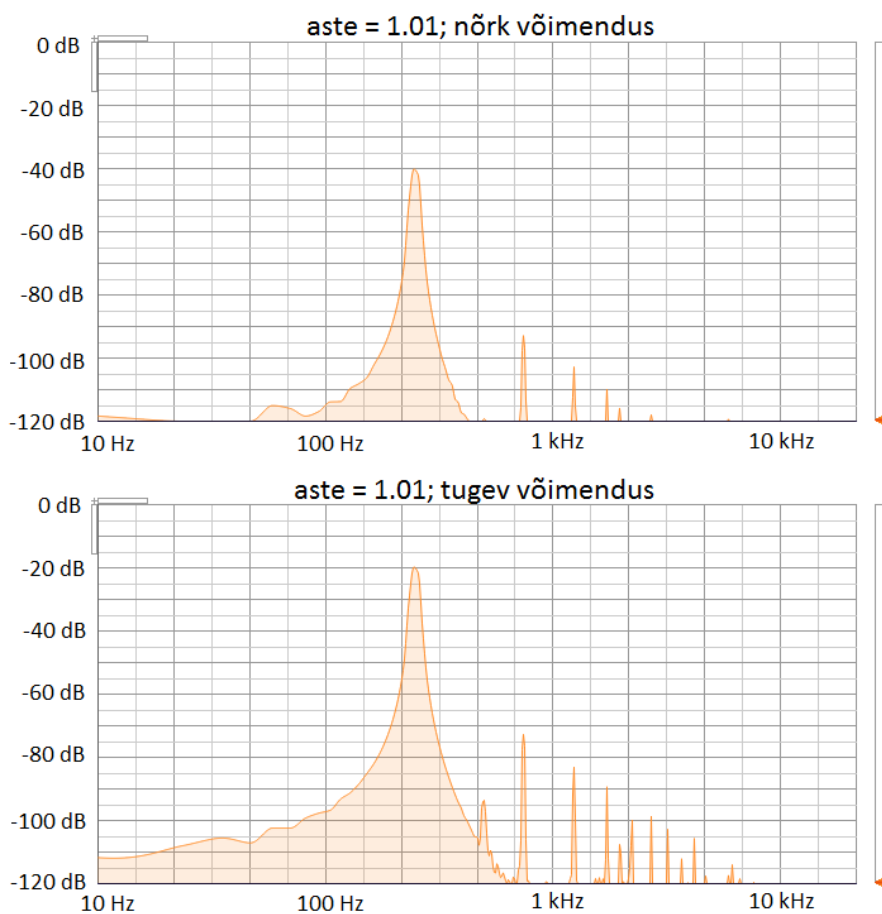
Logic Pro poolt genereeritav siinussignaali sagedus on määratud 250Hz. See on valitud sellest, et kitarrimaksimaalsest sageduslaidusest jääb see enamvähem keskele – nii üles kui ka alla jääb ligikaudu 2 oktaavi. Kuigi valitud sagedus ei kuulu ühegi muusikalise noodi hulka, on see võrgusageduse viiekordne sagedus, mis peaks välistama potentsiaalseid võrgumüra lisandumisi signaali.

Mittelineaarne moonuti on kirjutatud C koodis SPICE algoritme kasutades. Järgnevates alapeatükkides on võimendamise all silmas peetud sisendsignaali amplituudi suurendamist.

3.1 Erinevate mittelineaarsuste sünteesimine

3.1.1 Moonutused pinge madalate astendajatega

Antud juhul on katsetatud olukorda, kus sisendsignaali moonutatakse hästi nõrgalt – sisendpinge astendaja korral 1.01 ja 1.0625. Joonise 3.2 põhjal on näha, et nõrk moonutus juba tekitab helipilti kõrgemaid harmoonilisi. Kuna signaali piiratakse sümmeetriliselt, siis tekib rohkem paaritud harmoonilisi. Kui võimendust suurendada kasvab harmooniliste osakaal.

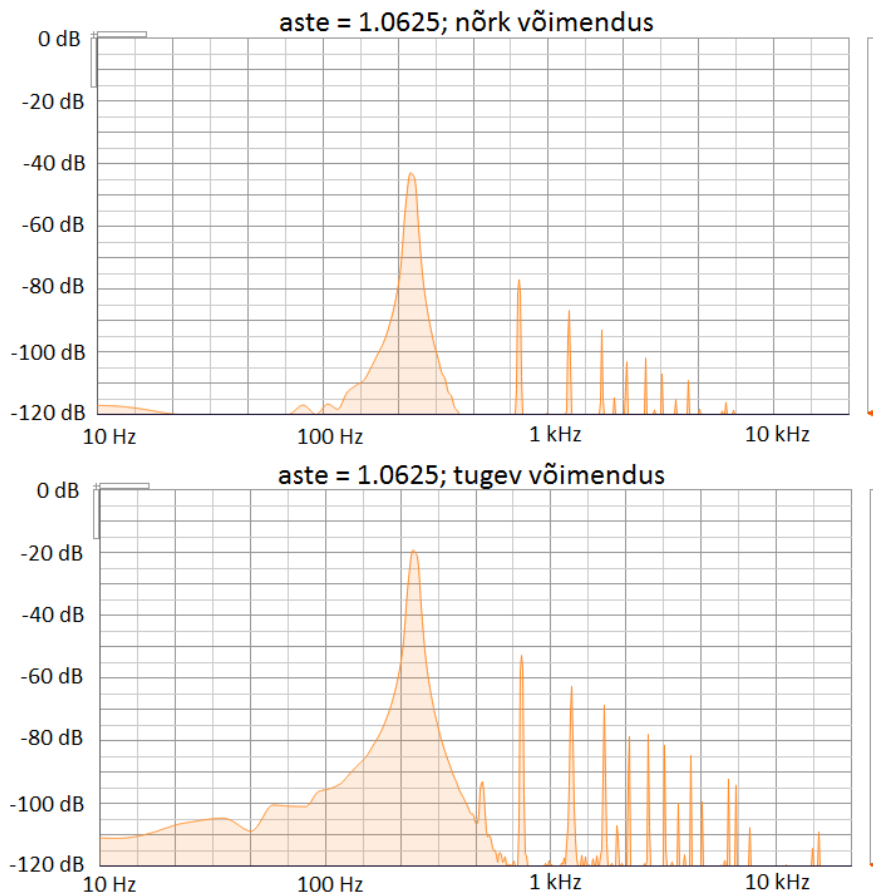


Joonis 3.2 spekter pingesõltuvuse astmes 1.01

Võrreldes omavahel joonist 3.2 ja 3.3 võib näha, et sisendpinge astmenäitaja kasvamisel hakkab lisanduma harmooniliste osakaal. Astendaja 1.01 tugeva võimenduse ja astendaja 1.0625 nõrga võimenduse korral võib täheldada, et tegu on küllaltki sarnaste spektritega. Astendaja 1.0625 võimendamisel lisanduvad küll kõrgemat järku harmoonilised komponendid, kuid üldine spektri pilt jääb siiski samaks.

Huvitav on antud tulemuse juures see, et kõrvaga kuulates ja kitarril läbi ahela mängides on vahet märgata ka juba väikese moonutuse juures. Sõnadega helipilti kirjeldades saab väita,

küllaltki aga subjektiivselt, et kõla muutub puhtamaks või kristallselgemaks. See võib tuleneda asjaolust, et signaali sujuval piiramisel muutub signaali amplituud väiksemaks, mille käigus informatsioonikadu ei teki, vaid surutakse rohkem kokku ning lisandub juurde kõrgemaid harmoonilisi, mida enne ei olnud. Kui seda signaali nüüd võimendada ehk volüümitaseme mõttes valjemaks teha, on kõrvaga kuulda eelnevalt liiga vaikkeid sagedusi, kuid samaaegselt ei muutu valjemad sagedused ülevõimendamisega kõrva jaoks ebameeldivaks.



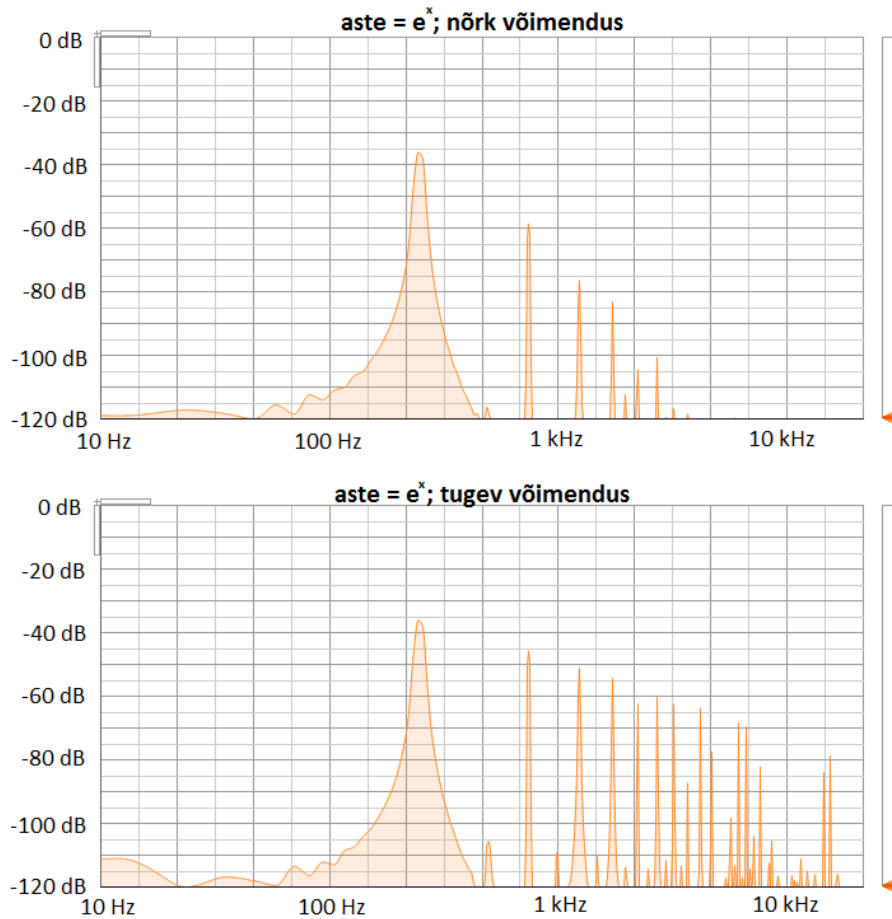
Joonis 3.3 spekter pingesõltuvuse astmes 1.0625

3.1.2 Eksponentsiaalsed moonutused

Järgmisena on emuleeritud diodi. Võrreldes omavahel simuleeritud tulemust joonisel 2.1 ja spektraalanalüsaatorist saadud tulemust joonisel 3.4 tugeva võimenduse korral on mõningane sarnasus märgata. Simulatsioonitulemuses on ainult paarisharmooniliste osakaal suurem. See võib tuleneda erinevatest FFT parameetritest.

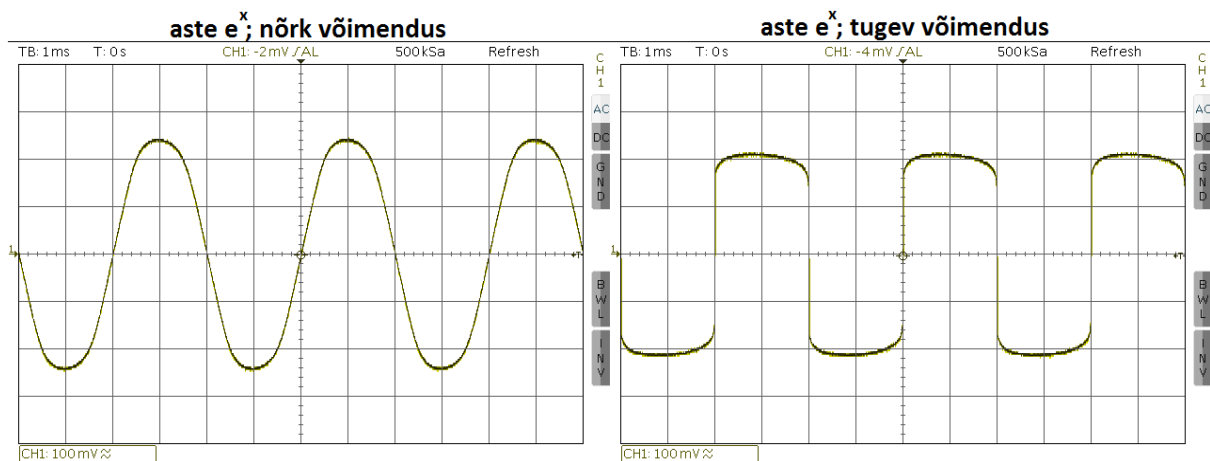
Eksponentastendaja spektrit analüüsides võib täheldada, et nõrga võimendamise korral saab midagi ligilähedast pinge väikse astmenäitajaga spektrile. See aga seab kõikide vahepealsete

mittelineaarsuste kasutamise kahtluse alla. Saab järeldada, et eksponentastendajast piisab ainuüksi täielikult, sest erineva võimendusega saab tekitada olukorra, kus ta sarnaneb spektri poolest nii pinge väikse astmenäitaja kui ka kõikide vahepealsete astmenäitajate spektritega. Elektrikitarriga signaali läbi testsüsteemi lastes peab küll siiski subjektiivse hinnanguna lisama, et ka kõrvaga sellises olukorras erinevatel pinge astmenäitajatel vahet ei tee.



Joonis 3.4 eksponentfunktsiooni sünteesi spekter

Joonisel 3.5 on näha, kuidas signaali ülevõimendamise korral signaal moonutama hakkab. Mida suurem on moonutus, seda enam hakkab signaal nelinurksignaali poole minema ja kõrgemaid harmoonilisi spektrisse lisanduma.



Joonis 3.5 eksponentmoonutus erinevate võimenduste korral

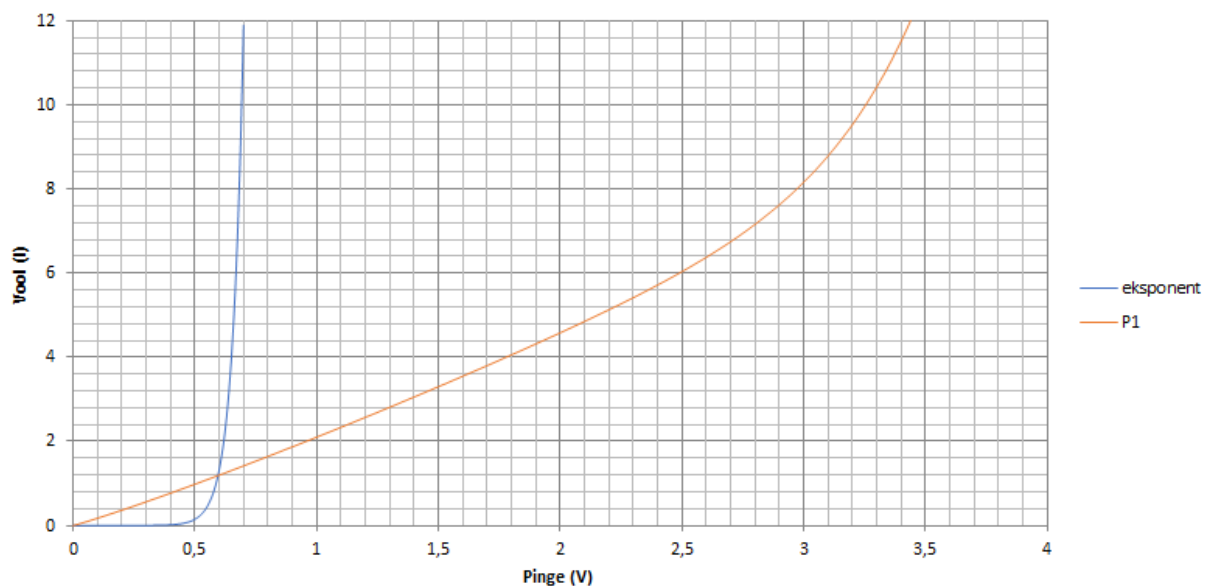
3.2 Polünoomsete mittelineaarsuste sünteesimine

3.2.1 Polünoomi P1 sünteesimine

Polünoom P1 parameetrid on valitud järgnevalt:

$$I = 10 \cdot V^{1.05} + 2 \cdot V^{1.1} + 1.5 \cdot V^{1.2} + 0.5 \cdot V^2 + 0.0001 \cdot V^{10}$$

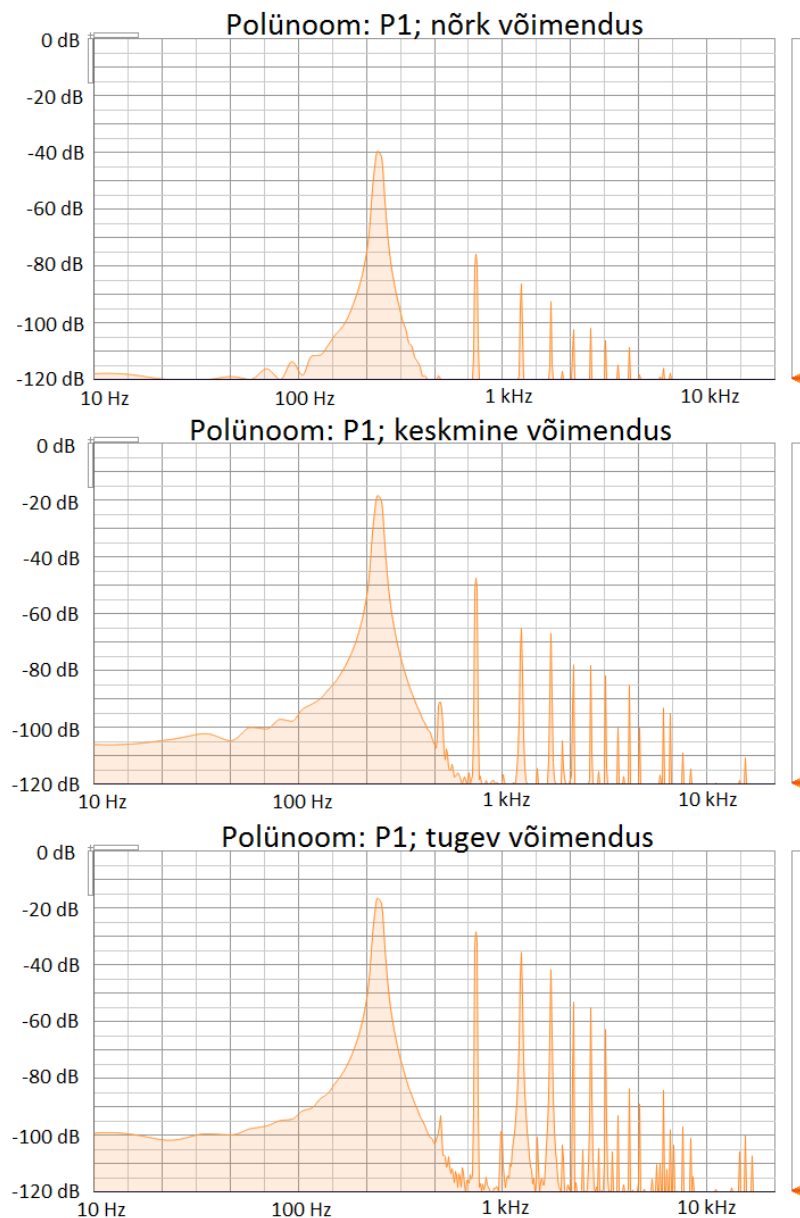
Antud polünoom on valitud selliselt, et vool kasvaks sujuvalt sisendpinge suurenemisel ja punkt, kus toimuks järsk moonutamine puudub. Joonisel 3.6 on polünoomi karakteristik välja toodud koos diodi karakteristiku võrdlusega.



Joonis 3.6 Polünoomi P1 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.

Analüüsidest joonisel 3.7 olevaid graafikuid võib näha, et nõrgal ja keskmisel võimendustasemel väga palju erinevust pole – kasvanud on ainult signaali amplituud ja harmooniliste tase. Vaadeldes tugevalt võimendatud signaali on märgata midagi huvitavat – kuigi spektris väga palju midagi ei muutu, on samas signaali kuju muutunud märgatavalt. Pigem ootaks sellisel juhul olukorda, kus lisandub suuremal määral kõrgemaid harmoonilisi.

Võib väita, et tugeva võimenduse korral meenutab moonutunud siinus natukene vaakumlambile omast moonutust, mis on oma olemuselt pehme - teisisõnu pole signaali väga järsult lõigatud. Kui väga järsul signaali piiramisel kaob esialgne informatsioon signaali kohta pöördumatult ära, siis sujuval piiramisel justkui surutakse siinuse tipp rohkem kokku, kuid see ei põhjusta informatsiooni kadu. Selliste omadustega moonutust üldjuhul kitarristid taga ajavadki. Tasub märkida, et tegu pole siiski koopiaga lampvõimendi omadustest - reaalsuses piirab vaakumlamp signaali asümmeetriliselt. [7]



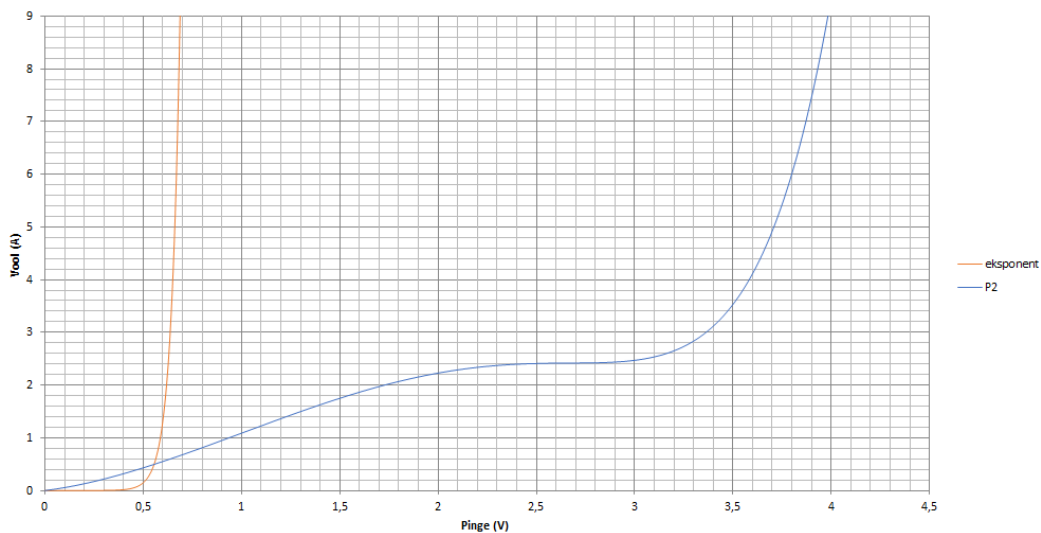
Joonis 3.7 Polünoomi P1 spektrid ja signaalmoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.

3.2.2 Polünoomi P2 sünteesimine

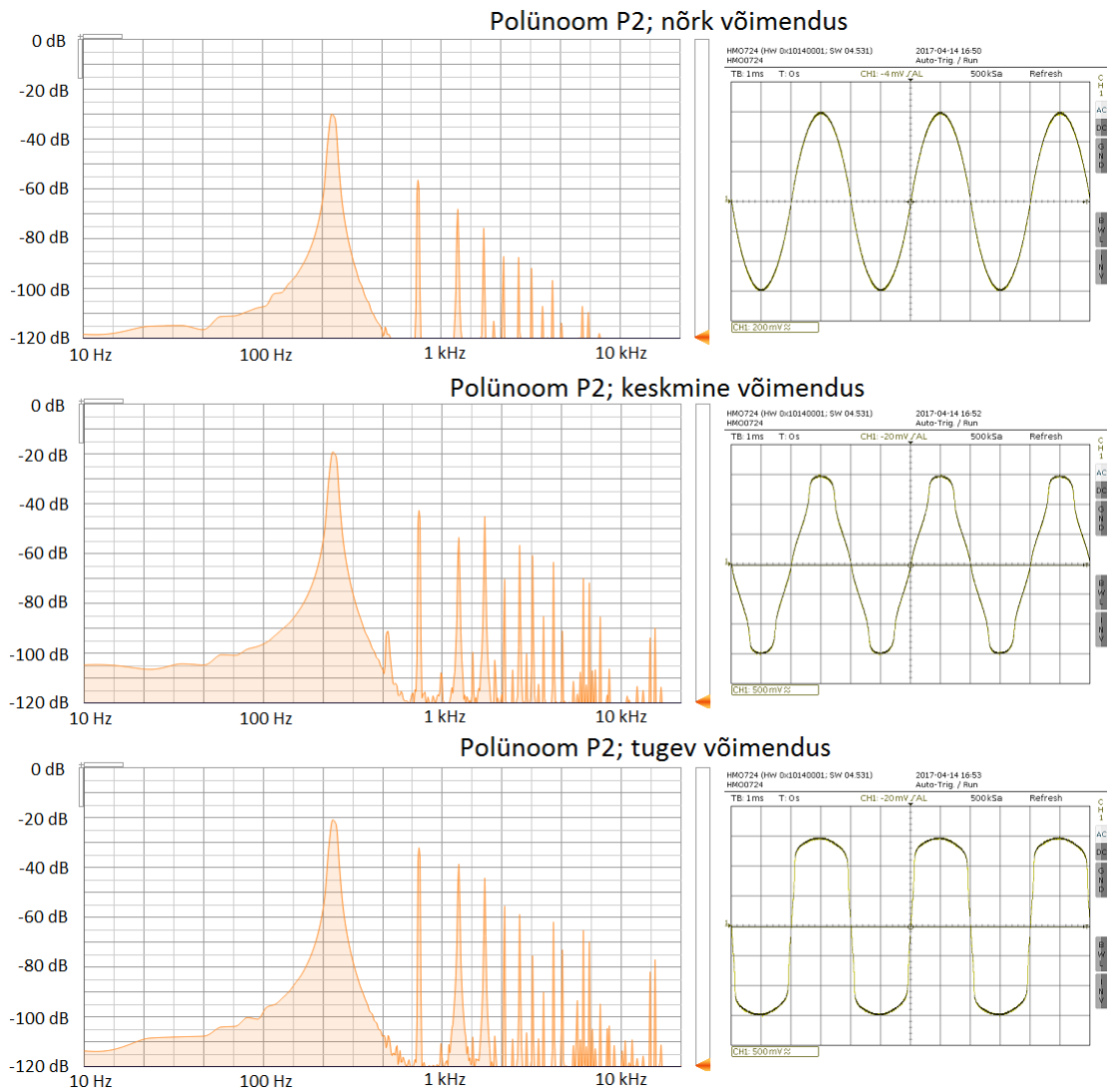
Polünoom P2 on järgnev:

$$I = 10 \cdot V^{1.025} + 18 \cdot V^2 - 6.5 \cdot V^3 + 0.25 \cdot V^4 + 0.0002 \cdot V^{10}$$

Polünoom on valitud nii, et sisendpinge madalatel väärtustel oleks moonutus kerge, keskmistel väärtustel on muutus minimaalne ning kõrgetel väärtustel kasvab järsult. Sarnaselt alapeatükiga 3.2.1 näevad spektrid võrdlemisi sarnased välja, kuid signaalikujud on märgatavalt erinevad. Võrreldes signaale joonisel 3.9 polünoomi voolu-pinge karakteristikuga joonisel 3.8 on näha, kust signaali moonutavad iseärasused tulevad – keskmise võimenduse korral olev huvitava kujuga signaal tuleneb asjaolust, et alguses piiratakse signaali, seejärel enam mitte ning lõpuks piiratakse järsult uuesti.



Joonis 3.8 Polünoomi P2 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.



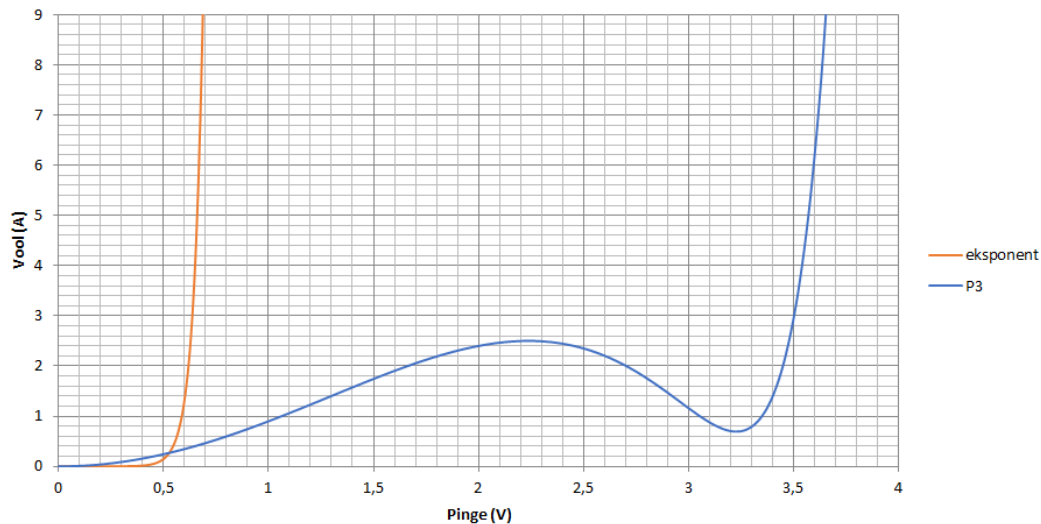
Joonis 3.9 Polünoomi P2 spektrid ja signaalmoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.

3.2.3 Polünoomi P3 sünteesimine

Polünoom P3 on järgnev:

$$I = 20 \cdot V^2 - 2 \cdot V^4 + 1.5E^{-9} \cdot V^{20}$$

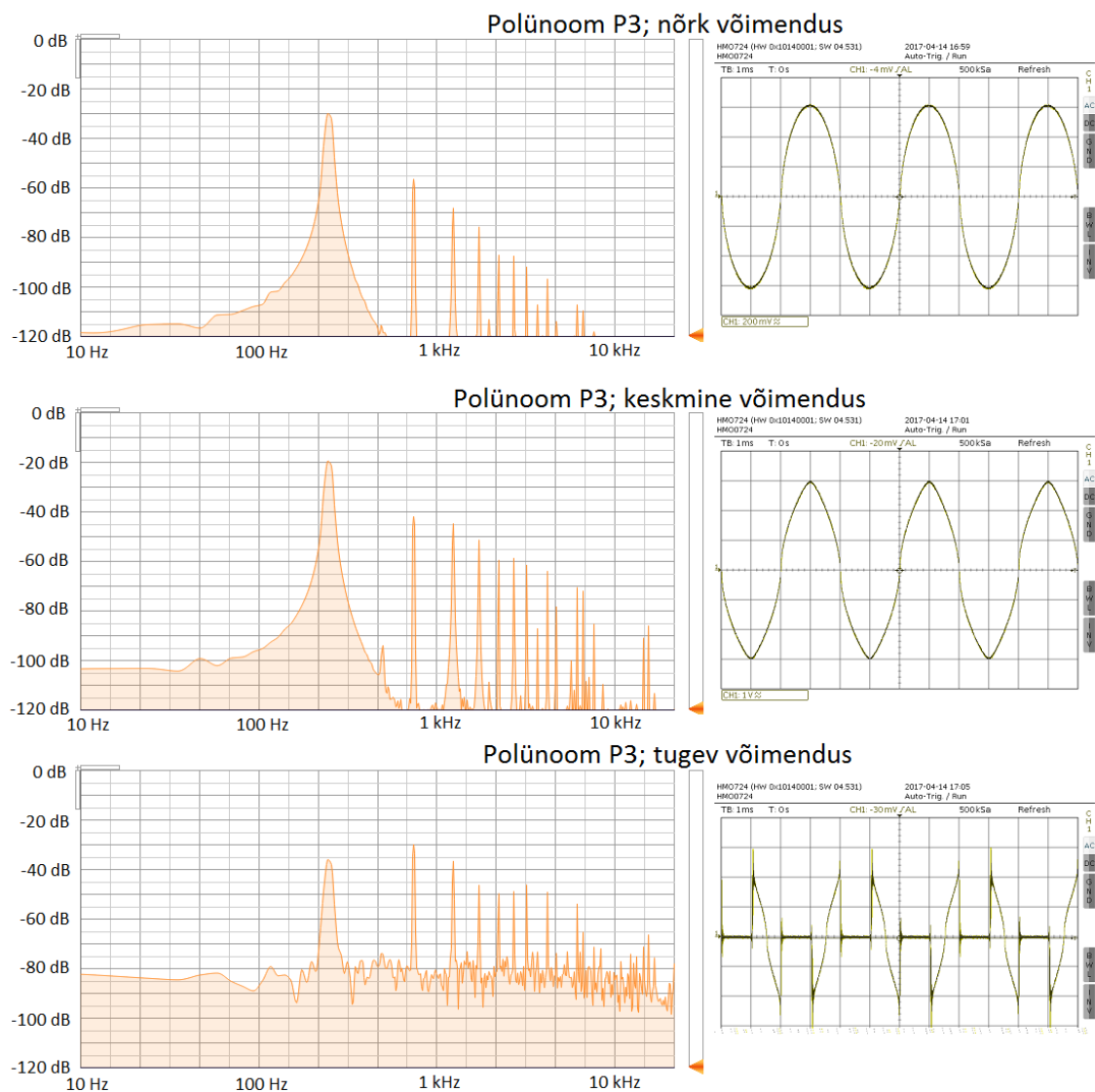
Polünoom on valitud selliselt, et esialgu oleks moonutus kerge nagu seda on polünoomi P2 puhul. Erinevalt polünoomist P2 on sellel juhul katsetatud olukorda, kus pinge kasvades hakkab vool vähenema ning lõpuks muutub voolu-pinge sõltuvus eksponendilähedaseks nagu võib näha joonisel 3.10.



Joonis 3.10 Polünoomi P3 vool-pinge karakteristik. Võrdluseks on toodud ka diodi eksponentsiaalne karakteristik.

Katsetamise tulemusena selgus, et antud polünoomi on elektrikitarril eelvõimendina muusikaliselt võimalik ära kasutada ainult kindlas vahemikus. Olukord, kus pinge kasvades voolutarve väheneb tekitab väljundisse üle terve audiospektri mittevajalikku müra. Analüüsides joonisel 3.11 olevaid signaalimoonutusi on näha, et võimenduse kasvades hakkab signaali tipp üha enam teravamaks minema, kuni lõpuks tekib olukord, kus signaali tipuosad muutuvad nulliks – mida suuremaks võimendus läheb, seda laiemalt lõigatakse signaali tippu ära.

Kuigi antud polünoomi on keeruline rakendada elektrikitarril eelvõimendina, on sellel üsnagi huvitav kõla, kui testsüsteemi sisendisse lasta puhas siinus. Võimalik, et antud polünoomi eripärasid annaks hoopis väga huvitavalt ära kasutada süntesaatori efektina. Põhjus tuleneb sellest, et puhast siinust tugevasti moonutades tekivad ainult paaritud harmoonilised lisaks ebavajalikule mürale ja lõpptulemusena kõlab see kõrvale justkui puhtalt ja arusaadavalt. Elektrikitarril signaalis on aga väga palju sageduskomponente ning sedasi kõike üle võimendades tekib liiga suur intermodulatsioonimoonutus, mis on oma kõla poolest pigem arusaamatu müra kui midagi musikaalset.



Joonis 3.11 Polünoomi P3 spektrid ja signaalimoonutuse graafikud kolmel erineval võimenduse tasemel.

3.3 Asümmeetriliste mittelineaarsuste sünteesimine

Käesolevas alapeatükis on uurimise alla võetud erinevad asümmeetrilised mittelineaarsused. Põhimõtte poolest tähendab see, et sisendsignaali poolperioode piiratakse erinevalt – ühte järsemalt kui teist. Asümmeetrilise piiramise tagajärjel on oodata spektrisse paarisharmonilisi sageduskomponente, nagu seda võib eeldada peatüki 2.1.4 põhjal, kus on simuleeritud triodi mudelit.

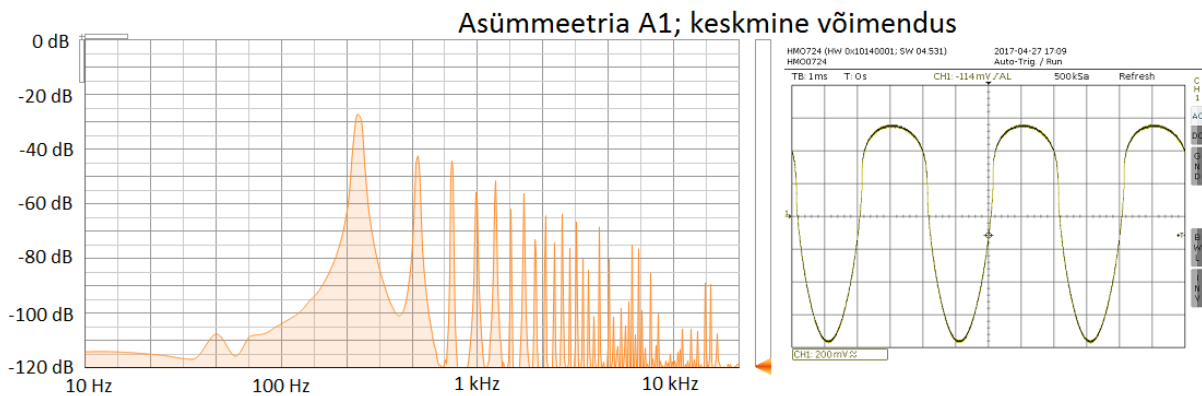
Vaatluse alla on võetud signaalid, kus ühte poolperioodi piiratakse ühe astendajaga ning teist poolperioodi teise erineva astendajaga. Uuritud on nii signaali kuju kui ka spektrit. Piiramine käib vastavalt tabeli 2 järgi – C programmis on võimalik valida astendaja ning sellest mõlemale poole liikuda ± 10 võrra. Näiteks kui asendajaks on valitud 2.0 ± 5 korral, siis ühte poolperioodi piiratakse astendajaga 1.5 ja teist poolperioodi 4.0.

Tabel 2 Astendajate maatriks

1.0	1.0625	1.1	1.125	4.0/3.0
1.5	1.625	5.0/3.0	1.75	1.875
2.0	2.25	2.5	3.0	10.0/3.0
4.0	5.0	6.0	8.0	10.0
Exp	P1	P2	P3	P4

3.4 Asümmeetria A1 sünteetimine

Asümmeetria A1 puhul on vaadeldud signaali, kus positiivset poolperioodi on piiratud astendajaga V_{in}^4 ning negatiivset poolperioodi astendajaga $V_{in}^{1.5}$.



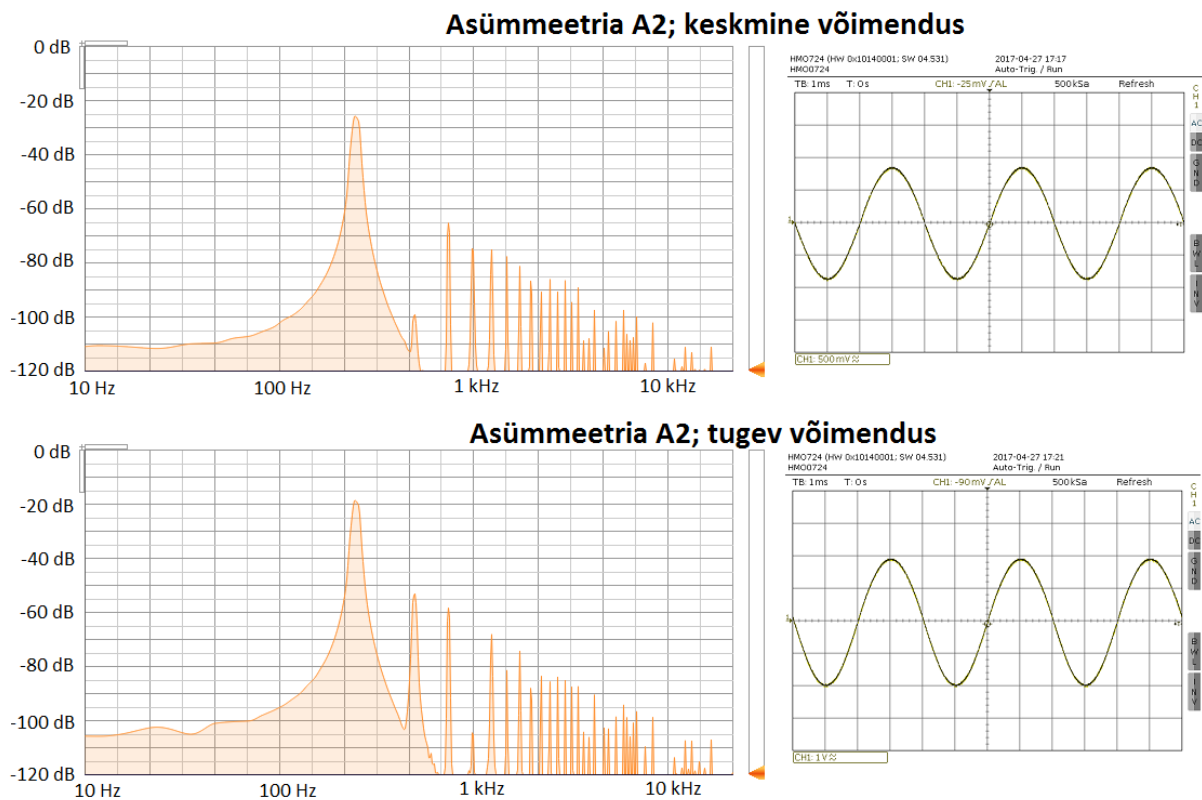
Joonis 3.12 Asümmeetrilise piiramise A1 spekter ja signaali moonutus ajas

Joonise 3.12 põhjal on näha, kuidas signaali positiivne poolperiood on järsult piiratud ning negatiivne poolperiood meenutab pigem siinust. Spektrisse on lisandunud paaritutele harmoonilistele lisaks veel paarisharmoonilised nagu oli oodata. Lisaks signaali laskmisel Hi-Fi kõlaritesse on kõrvaga selgelt eristatav põhiharmoonilisest teine harmooniline, mis on täpselt oktaav kõrgemal.

3.5 Asümmeetria A2 sünteetimine

Asümmeetria A2 puhul on vaadeldud signaali, kus positiivset poolperioodi on piiratud astendajaga $V_{in}^{1.1}$ ning negatiivset poolperioodi astendajaga V_{in}^1 . Vaadeldud on signaali kahe erineva sisendpinge amplituudi korral – kui võimendus oli keskmises asendis ning lõppasendis.

Astendajatest võib arvata, et signaali piiratakse väga vähe ning seda on näha ka joonisel 3.13. Keskmise ja tugeva võimenduse vahel on eristatav justkui ainult signaalide amplituudi vahe, mis keskmise võimenduse puhul on ligikaudu 800mV ning tugeva võimenduse korral ligikaudu 2V. Tähelepanu väärib huvitav nähtus, kus keskmise võimenduse juures maha surutud teine harmooniline ning neljas harmooniline on eeldatud tasemel. Küll aga tugeva võimenduse korral on olukord vastupidine – teine harmooniline on eeldatud tasemel kuid see-eest on neljas harmooniline maha surutud. Sarnast tulemust on näha, kui nelineurksignaalil muuta PWM'i töötükk (ingl. k. *duty cycle*), mis põhjustab kindlate harmooniliste mahasurumist spektris. [9]

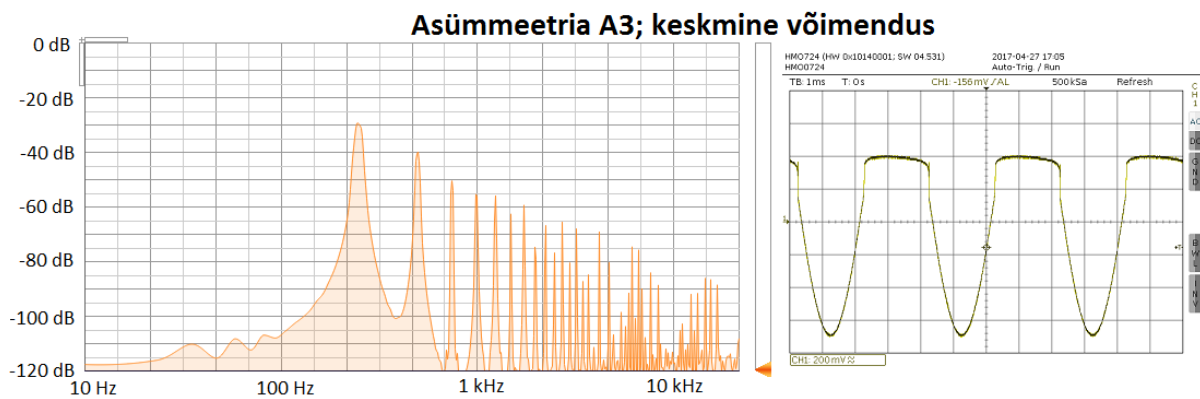


Joonis 3.13 Asümmeetrilise piiramise A2 spekter ja signaali moonutus ajas

3.6 Asümmeetria A3 sünteesimine

Asümmeetria A3 puhul on vaadeldud signaali, kus positiivset poolperioodi on piiratud astendajaga $e^{V_{in}}$ ning negatiivset poolperioodi astendajaga V_{in}^1 . Tegemist on äärmusliku juhtumiga, kus ühte poolperioodi piiratakse väga järsult ning teist üldse mitte.

Joonisel 3.14 on näha, kuidas signaali eelnevalt kirjeldatud kujul moonutatud on. Võrreldes asümmeetria A3 spektrit A1'ga, on tulemus küllaltki sarnane. Asümmeetria A3'l on kõrgemate harmooniliste osakaal ainult natuke suurem, kuid subjektiivselt hinnates on kõrvaga kahe erineva asümmeetria vahe kuulda.



Joonis 3.14 Asümmeetrilise piiramise A3 spekter ja signaali moonutus ajas

3.7 Praktiliste katsete järelendus

Praktikas kasutatakse nii sümmeetrilist kui ka asümmeetrilist piiramist muusikalisel eesmärgil ära, kuid väikeste erinevustega. Kuna asümmeetriline piiramine tekitab spektrisse lisaks paaritutele harmoonilistele ka paarisharmoonilisi sageduskomponente, siis põhjustab see omakorda ka suuremat intermodulatsiooni müra [10], mis muusikalises mõttes on ebavajalik nähtus. Seega asümmeetriliste moonutamiste juures on soovitatav vältida korruga mitme noodi mängimist, kuna see võib kõlada liiga mustalt. [11]

Tavaliste astendajate puhul saab järelendusena tuua, et kõige otstarbekam on sünteesida kas hästi nõrka astendajat (<1.1) või siis eksponenti. Hästi nõrga astendaja korral tekib signaali harmoonilisi, mis teevad kõla kõrva jaoks huvitavamaks, kuid samas ei võimalda järsku ülevõimendamist, mis signaali üle moonutama hakkaks. Eksponendi puhul on võimalik erinevate võimenduste korral sünteesida kõiki madala astendaja ja eksponendi vahele jäävaid moonutusi, mille tulemusena kaotab oma sisu vahepealsete astendajate sünteesimine.

Polünoomide puhul on võimalik palju huvitavaid kõlasid sünteesida, millega paistab käesoleva töö juures katse all olev C koodis mittelineaarne moonuti eriti hästi oma võimekusega silma – on võimalik sünteesida SPICE algoritmidega kõlasid, mida pole kuidagi võimalik tegelike elektroonikakomponentidega jäljendada. Küll aga on võimalik sellise sünteesimisega süsteem genereerida lasta, kui tekib olukord, kus pinge kasvades volutarve väheneb – antud eripärale võib olla raske kitarrile muusikaline lahendus leida, kuid süntesaatori jaoks võib tegu olla vägagi huvitava võimalusega.

4 Implementatsioon

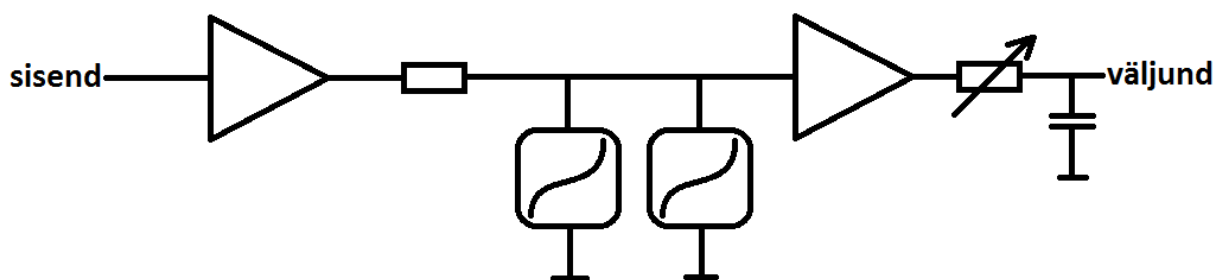
Käesolev peatükk kirjeldab, kuidas antud mittelineaarset moonutit implementeerida praktikas. Kuigi testkeskkonnas töötab programm ilusti, on lõplik eesmärk ehitada moonuti iseseisvale platvormile. Plaanis ei ole antud programmi rakendada Windowsi või MacOS operatsioonisüsteemis kasutatava VST instrumendina.

4.1 SPICE algoritmidel põhinev mittelineaarne moonuti

Käesoleva lõputöö raames uuritud mittelineaarsusi, mida on lähemalt käitletus peatükis 3, baseeruvad SPICE algoritmidel, mis on kirjutatud C koodis. Uurimise all oleva C koodi on kirjutanud PhD. Rein Sabolotny ning tehnoloogia uudsuse ja potentsiaalse turuväärtuse poolest seda antud lõputöös detailides ei käsitleta. Piiratud on süsteemi lihtsustatud ülevaatega.

Mittelineaarsuste uurimise all olev C kood töötab mittelineaarse süsteemi itereerimise teel Newton-Raphson meetodiga. Meetodi realiseerimiseks on 4 võimalikku integreerimismeetodi: Euler, trapets, Gear-2 ja Gear-3. [1]

Lihtsustatud kujul on programmikoodis kirjeldatud sisendsignaali võimendi, millega on võimalik signaali amplituudi reguleerida ja sellest tulenevalt moonutuse sügavust valida. Võimendile järgneb kaks moonutiplokki, milles on kirjeldatud mittelineaarne sõltuvus, mis tingib moonutuse. Järgnevalt on pingejärgur ning esimese astme madalpääsfilter, mille takistuse väärtust on võimalik reguleerida vastavalt vajadusele.



Joonis 4.1 C koodis kirjeldatud moonutuselemendi plokk skeem

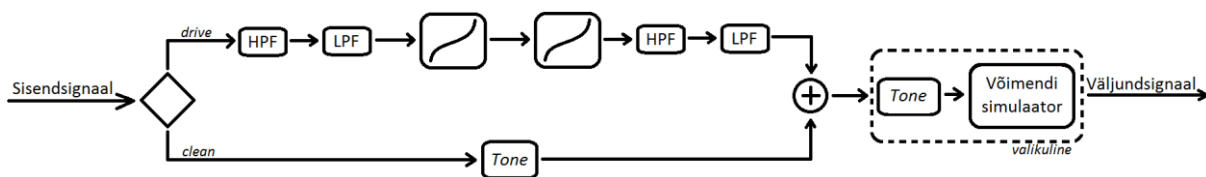
4.2 Digitaalse filtri kasutamine

Et saada heade kõlaomadustega elektrikitarril eelvõimendit, kannab tähtsat rolli signaali filtreerimine nii enne moonutusastet kui ka pärast. Enne moonutamist on tähtis filtreerida signaalist välja subharmoonilised sageduskomponendid, sest signaali moonutades hakkavad nad spektri audio sagedusribas põhjustama müra. [12]

Elektritarri signaali filtreerimine kuulub süsteemi lineaarse osa hulka, mis annab elektritarri võimendi kõla kvaliteeti. Enamasti antakse kitarristile võimalus lülitite abil muuta filtri parameetreid, et muuta selle sageduskarakteristikut. Mõnesid sageduskarakteristikuid saab seostada kindlate muusikažanride või stiilidega ja selle tõttu seostatakse neid kindlate elektritarri võimendite mudelitega. [12]

Süsteem, mis ei lisa ühtegi sagedust olemasolevasse signaali nimetatakse lineaarseks süsteemiks ja seda on võimalik iseloomustada tema impulss-siirde põhjal. Impulss-siire kirjeldab, kuidas süsteem reageerib ühikimpulsile. Impulss-siirdest saadav spekter kirjeldab sisendsignaali kindla sagedusvahemiku kas võimendamist või vähendamist. Kui impulss-siire on teada, näiteks digitaalsel kujul arvutis, on selle põhjal võimalik tuletada antud filtri efekti. [12]

Kasutusel on kaks üldkasutatavat meetodi lineaarsete süsteemide modelleerimiseks. Musta kasti (*black-box*) meetod läheneb süsteemile kui abstraktsele lineaarsele süsteemile ja määrab koefitsendid, mis süsteemi jäljendavad. Valge kasti (*white-box*) meetod tuletab diskreetse sageduskarakteristiku ülekandefunktsiooni süsteemi tarbeks baseerudes tema lineaarsete, konstantsete koefitsentidega diferentsiaalvõrranditele. Kuna elektritarri võimendites olevad lineaarsed süsteemid on tihti parameetriselt juhitavad, näiteks potentsiomeetritega, peab modelleerimine olema samuti parameetiline. [12]



Joonis 4.2 Filtrite järjekorra plokk skeem

Käesolevas töös on planeeritud kasutada filtreerimist nii nagu see on joonisel 4.2 välja toodud. Kitarrist tulev sisendsignaal jaguneb esmalt kaheks – üks kanal läheb moonutisse ja teine signaal läheb moonutamata kujul väljundisse. Moonutiahelas on esmalt kõrgpääsfilter, mis elimineerib signaalist subharmoonilised komponendid, et need kõrgematel sagedustel ebavajalikke häiringuid ei põhjustaks.

Madalpääsfilter filtreerib audiospektrist välja jäävad kõrgemad sagedused. Seejärel on kaks mittelineaarset moonutuse astet. Moonutusastmete järgselt on uuesti kõrgpääs- ja madalpääsfilter, mis eemaldavad uuesti mittevajalikud sageduskomponendid spektrist. Eelnevalt kaheks löödud sisendsignaal summeeritakse siin uuesti üheks ning saadetakse väljundisse.

Summeerimise all on võimalus valida, mis osakaalus moonutatud ja puhas signaal väljundisse jõuavad – äärmised juhud on täielikult moonutatud signaal ja täielikult puhas signaal. Enne signaali skeemist väljumist on võimalik veel valida valikulise toonipinu (ingl. k. *tonestack*) ja

lõppvõimendi simulaatori vahel. See tuleb kasuks, kui moonutiga otse Hi-Fi võimendisse ja kõlaritesse mängida, sest see annab autentsema lampmoonutuse kõla.

4.3 Süsteemi ehitamine Raspberry Pi 3 peale

Mac OS X operatsioonisüsteemiga arvutil katsetades olid tulemused positiivsed, kuid see ei ole moonuti lõplik kuju. Eesmärk on viia töötav seade minimaalsele võimalikule kujule ja Raspberry Pi 3 on oma protsessori võimekuse ja saadal olevate lisamoodulite poolest selleks kõige parem variant.

Praktilised katsed baseeruvad testsüsteemil MacBook Pro Retina 2012. Arvuti protsessor on neljatuumaline Intel Core i7, mis töötab taktsagedusel 2,3GHz. Täpsemad spetsifikatsioonid on välja toodud lisas 1. Raspberry Pi 3 baseerub Broadcom BCM2837 SoC'il, milles on 4 ARM Cortex-A53 tuuma, milles kõik tuumad töötavad 1,2GHz peal. Jõudluse poolest oleks Raspberry Pi 3 justkui kaks korda aeglasem, kuid arvestama peab asjaolu, et testitav süsteem ei kasuta tervet protsessori ressursi ära ning see ei mõjuta süsteemi töötamiskiirust.

Lisaks on välja valitud ka väline helikaart – „Audio Codec Board – PROTO“, valmistaja Mikroelektronika poolt, mis baseerub Wolfson 8731 audio koodekil (Lisa 2). Selleks, et Raspberry Pi ja koodeki plaat omavahel ühildada, on vajalik eelnevalt Raspberry Pi seadistamine, mille juhised on välja toodud lisas 3.

5 Kokkuvõte

Käesoleva lõputöö raames on uuritud SPICE algoritmidel põhinevat mittelinearset moonutit eelvõimendina elektrikitarrile. Algoritmid on realiseeritud C koodis, mille kohta antud töös on tehnoloogia uudsuse ja potentsiaalse turuväärtuse poolest piirdutud vaid üldise ülevaatega. Fookuses on olnud pigem antud tehnoloogia ära kasutamine uudsete ja kvaliteetselt kõlavate erinevate elektrikitarrimoonutuste sünteesimisel.

Mittelineaarsuste sünteesimisel kasutati erinevaid võimalusi saamaks võimalikult lai ülevaade tehnoloogia kasutusvõimalustest. Töö käigus on esimesena uuritud mittelineaarsuseid erinevates sisendpinge astmetes. Uurimuste põhjal saab tuua järelduse, et maksimaalselt laia valiku erinevate kõlade saamiseks piisab kahest astendajast – hästi madalast ($< V_{in}^{1.1}$) või siis eksponentist ($e^{V_{in}}$). Hästi madala astendaja korral saab signaali lisada kõrgemat järku harmoonilisi sageduskomponente, mis subjektiivse hinnanguna lisavad kõrva jaoks justkui selgust samaaegselt signaali tundmatuseni moonutamata. Eksponentsiaalse astendajaga on võimalik sünteesida kõiki ülejäänud mittelineaarsusi, mis jäävad madala astendaja ja eksponentsiaalse astendaja vahele, mis tõttu puuduks praktikas vajadus millegi vahepealse järgi.

Teiseks on uuritud ka polünoomide sünteesimist kujul $I = \pm a_1 \cdot V^x \pm a_2 \cdot V^y \pm \dots \pm a_n \cdot V^p$. Antud polünoomiga on võimalik sünteesida kõlasid, mida analoogelektroonikas pole võimalik jäljendada. Antud juhul annab programm võimekuse sünteesida igasuguse voolu- ja pingesõltuvusega kõlasid ning tulemused on huvitavad. On võimalik sünteesida laugelt moonutavaid elemente kui ka elemente, kus signaali suurenedes moonutus väheneb – vastupidine nähtus tavapärasele eelvõimendile. Viimase puhul ilmnes ka ohukoht. Vahemikud, kus sisendpinge kasvades voolutarve vähenes, põhjustas väljundisse suurel hulgal ebameeldivat müra, mis signaalivõimendamisel üha suurenes. Antud efekti oleks raske kitarriefektina ära kasutada, kuid puhta siinuse läbilaskmisel oli tulemus vastupidiselt positiivne – võimalik, et sellel oleks pigem potentsiaali süntesaatori efektina.

Kolmandaks on uuritud asümmeetrilisi mittelineaarsuseid, kus signaali poolperioode moonutatakse erinevalt. Simulatsioonide tulemustest lähtuvalt tekitavad asümmeetrilised mittelineaarsused paarisharmoonilisi, mille tulemusena on signaali spekter palju tihedam ning millega on võimalik soovi korral täpsemalt emuleerida triodi kõla. Liigse moonutamise tulemusena võivad tekkivad harmoonilised aga põhjustada intermodulatsiooni müra, kuid kergemal moonutamisel seda ohtu pole.

Tehtud uurimustöö, katsetuste ning samuti subjektiivse, kuid mitte vähem tähtsa, hinnanguna kuulmise põhjal võib väita, et katse all olevat SPICE algoritmidel põhinevat mittelinearset moonutajat on võimalik ära kasutada muusikalisel eesmärgil kitarrimoonutuse või mõne muu instrumendi eelvõimendiina.

Kasutatud kirjandus

- [1] L. W. Nagel, „SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits,“ EECS Department University of California, Berkeley, Berkeley, 1975.
- [2] T.L.Pillage, R.A.Rohrer ja C. Visweswariah, *Electronic Circuit & System Simulation Methods*, Mcgraw-Hill (Tx) (December 1, 1994), 1998.
- [3] D. T.-M. Yeh, „Digital implementation of musical distortion circuits by analysis and simulation,“ Stanford University, Department of Electrical Engineering, Stanford, California, 2009.
- [4] F. Nachbaur, „THD Measurement and Conversion,“ Dogstar Music, [Võrgumaterjal]. Available: <http://www.dogstar.dantimax.dk/tubestuf/thdconv.htm>. [Kasutatud 23 04 2017].
- [5] B. A. Olshausen, „Aliasing,“ University of California, Berkeley, Berkeley, 2000.
- [6] Wikipedia, „Mittelinearmoonutus,“ 26 02 2016. [Võrgumaterjal]. Available: <https://et.wikipedia.org/wiki/Mittelinearmoonutus>. [Kasutatud 23 04 2017].
- [7] J. Blackstone, „Distortion 101,“ [Võrgumaterjal]. Available: <http://blackstoneappliances.com/dist101.html>. [Kasutatud 02 04 2017].
- [8] G. Brocard, *The Ltspice IV Simulator*, Würth Elektronik, 2011.
- [9] J. Stolet, „Square and Rectangle Waves,“ University of Oregon, 2009. [Võrgumaterjal]. Available: <http://pages.uoregon.edu/emi/14.php>. [Kasutatud 30 4 2017].
- [10] C. Henn, „Intermodulation Distortion (IMD),“ april 1994. [Võrgumaterjal]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/sboa077/sboa077.pdf>. [Kasutatud 28 04 2017].
- [11] T. Quinn, „Lead Tone 3: Distortion,“ 20 mai 2009. [Võrgumaterjal]. Available: <http://www.tyquinn.com/2009/lead-tone-part-3-distortion/>. [Kasutatud 28 04 2017].
- [12] J. Pakarinen ja D. T.-M. Yeh, „A Review of Digital Techniques for Modeling Vacuum-Tube Guitar Amplifiers,“ *Computer Music Journal*, kd. 33, nr 2, p. 85–100, 2009.
- [13] „RPi-Proto audio codec on Raspberry Pi v2 model B,“ 24 2 2016. [Võrgumaterjal]. Available: <https://github.com/raspberrypi/linux/issues/1302>. [Kasutatud 20 2 2017].

Lisad

Lisa 1: Intel Core i7-2820QM spetsifikatsioon

	Intel® Core™ i7-2820QM Processor (8M Cache, up to 3.40 GHz)
Code Name	Sandy Bridge
Essentials	
Vertical Segment	Mobile
Processor Number	i7-2820QM
Status	Launched
Launch Date	Q1'11
Lithography	32 nm
Recommended Customer Price	\$570.00
Performance	
# of Cores	4
# of Threads	8
Processor Base Frequency	2.30 GHz
Max Turbo Frequency	3.40 GHz
Cache	8 MB SmartCache
Bus Speed	5 GT/s DMI
TDP	45 W

Lisa 2: Wolfson WM8731 audio koodeki spetsifikatsioon



WM8731 / WM8731L

Portable Internet Audio CODEC with Headphone Driver and Programmable Sample Rates

DESCRIPTION

The WM8731 or WM8731L (WM8731/L) are low power stereo CODECs with an integrated headphone driver. The WM8731/L is designed specifically for portable MP3 audio and speech players and recorders. The WM8731 is also ideal for MD, CD-RW machines and DAT recorders.

Stereo line and mono microphone level audio inputs are provided, along with a mute function, programmable line level volume control and a bias voltage output suitable for an electret type microphone.

Stereo 24-bit multi-bit sigma delta ADCs and DACs are used with oversampling digital interpolation and decimation filters. Digital audio input word lengths from 16-32 bits and sampling rates from 8kHz to 96kHz are supported.

Stereo audio outputs are buffered for driving headphones from a programmable volume control, line level outputs are also provided along with anti-thump mute and power up/down circuitry.

The device is controlled via a 2 or 3 wire serial interface. The interface provides access to all features including volume controls, mutes, de-emphasis and extensive power management facilities. The device is available in a small 28-pin SSOP package or the smaller 28 lead quad flat leadless package (QFN).

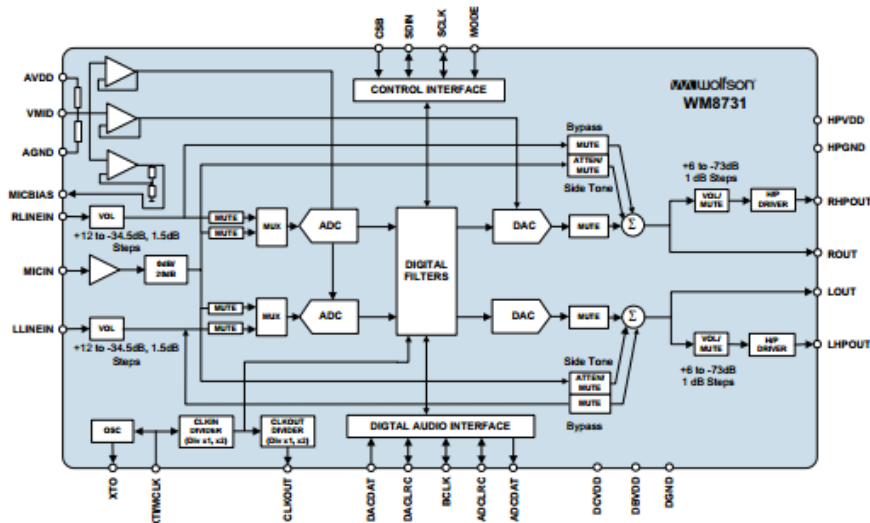
FEATURES

- Highly Efficient Headphone Driver
- Audio Performance
 - ADC SNR 90dB ('A' weighted) at 3.3V, 85dB at 1.8V
 - DAC SNR 100dB ('A' weighted) at 3.3V, 95dB at 1.8V
- Low Power
 - Playback only 22mW, 8mW ('L' Variant)
 - Analogue Pass Through 12mW, 3.5mW ('L' variant)
 - 1.42 – 3.6V Digital Supply Operation
 - 2.7 – 3.6V Analogue Supply Operation
 - 1.8 – 3.6V Analogue Supply Operation ('L' Variant)
- ADC and DAC Sampling Frequency: 8kHz – 96kHz
- Selectable ADC High Pass Filter
- 2 or 3-Wire MPU Serial Control Interface
- Programmable Audio Data Interface Modes
 - I²S, Left, Right Justified or DSP
 - 16/20/24/32 bit Word Lengths
 - Master or Slave Clocking Mode
- Microphone Input and Electret Bias with Side Tone Mixer
- Available in 28-Pin SSOP or 28-pin QFN package

APPLICATIONS

- Portable MP3 Players and Recorders
- CD and Minidisc Recorders
- PDAs / smartphones

BLOCK DIAGRAM



Lisa 2: Mikroelektronika koodekiplaadi ja Raspberry Pi 3 ühildamine

Alljärgnev juhised näitab, kuidas Raspberry Pi 3 ja Mikroelektronika Audio Codec Board – PROTO omavahel ühendada. Informatsioon on võetud viitest [13]:

Audio Codec Board – Proto	Raspberry Pi 3
SCK	Pin 12
MISO	Pin 38
MOSI	Pin 40
SDA	Pin 3
SCL	Pin 5
+3.3V	Pin 17
GND	Pin 39

Vajalikud käsud Raspberry Pi 3's, et väline helikaart oleks operatsioonisüsteemi poolt äratuntav:

Muuda config.txt faili:

```
sudo nano /boot/config.txt
```

Võtta kommenteerimismärk eest järgnevalt:

```
dtparam=i2c_arm=on  
dtparam=i2s=on  
dtparam=spi=on
```

Lisada read:

```
dtoverlay=i2s-mmap  
dtoverlay=rpi-proto
```

Järgmiseks avada modules fail:

```
sudo nano /etc/modules
```

ning lisada järgnevad read:

```
i2c-bcm2708  
i2c-dev  
snd_soc_bcm2708_i2s  
bcm2708_dmaengine  
snd_soc_wm8731  
snd_soc_rpi_proto
```

Järgnevalt on vaja saada id numbrid „Output Mixer HiFi Playback Switch“ ja „Mic Capture Switch and Input Mux“ jaoks:

```
amixer controls
```

Väljundisse tuleb järgnev informatsioon, millest saab vajaliku informatsiooni kätte. Id numbrid ei pruugi olla samad ja neid peab täpselt jälgima:

```
numid=2,iface=MIXER,name='Master Playback ZC Switch'  
numid=1,iface=MIXER,name='Master Playback Volume'  
numid=4,iface=MIXER,name='Line Capture Switch'  
numid=5,iface=MIXER,name='Mic Boost Volume'  
numid=6,iface=MIXER,name='Mic Capture Switch'  
numid=8,iface=MIXER,name='ADC High Pass Filter Switch'  
numid=3,iface=MIXER,name='Capture Volume'  
numid=10,iface=MIXER,name='Playback Deemphasis Switch'  
numid=11,iface=MIXER,name='Input Mux'  
numid=14,iface=MIXER,name='Output Mixer HiFi Playback Switch'  
numid=12,iface=MIXER,name='Output Mixer Line Bypass Switch'  
numid=13,iface=MIXER,name='Output Mixer Mic Sidetone Switch'  
numid=7,iface=MIXER,name='Sidetone Playback Volume'  
numid=9,iface=MIXER,name='Store DC Offset Switch'
```

Saadud väljundist tuleb vaadata, mis on otsitavate parameetrite id'd on ning sisestada järgnev käsud:

```
amixer cset numid='Output Mixer HiFi Playback Switch id' on
```

```
amixer cset numid='Mic Capture Switch and Input Mux id' on
```

```
amixer cset numid='Input Mux id' 1
```

Salvesta muudatused:

```
sudo alsactl store
```