

MASSABEPALING VAN BEWEGENDE VOORWERPE OP 'N
VERVOERBAND MET BEHULP VAN DSP-TEGNIEKE

Deur

Nicolaas Johannes Luwes

Verhandeling ingegee in geheel as vereiste vir die graad

Meester: Technologiae: Ingenieurswese: Elektries

In die

Skool van Elektriese en Rekenaarstelsels Ingenieurswese,
Fakulteit Ingenieurswese, Inligtings- en Kommunikasietegnologie

By die

Sentrale Universiteit vir Tegnologie, Vrystaat

Studieleier: Dr P.E. Hertzog D.Tech. (Eng)
Bloemfontein
Junie 2004

VERKLARING TEN OPSIGTE VAN SELFSTANDIGE WERK

Ek NICOLAAS JOHANNES LUWES, verklaar hiermee dat die navorsingsprojek wat vir die verwerwing van die graad MAGISTER TECHNOLOGIAE: INGENIEURSWESE: ELEKTRIES aan die Sentrale Universiteit van Tegnologie, Vrystaat deur my voorgelê, my selfstandige werk is en nie voorheen deur my of enige ander persoon ter verwerwing van enige kwalifikasie voorgelê is nie.

.....

N.J. Luwes

.....

Datum

BEDANKINGS

Die Hemelse Vader.

My vrou, Verné vir haar ondersteuning en aanmoediging.

My ouers vir hulle liefde en ondersteuning.

My skoonouers vir hulle liefde en belangstelling.

Die Sentrale Universiteit vir Tegnologie, Vrystaat, vir die geleentheid om die projek aan te pak.

My studieleier, Dr P.E. Hertzog vir sy vriendskap en bystand deur die projek.

Mev R. Saayman vir haar hulp met die taalversorging.

OPSOMMING

Groeierende markte veroorsaak dat vervaardigingsprosesse drasties versnel het. In die hedendaagse nywerhede geniet gewigsbepaling hoë prioriteit. Gewigsbepalingsinstrumente word vir beide kwaliteitbeheer en effektiewe kontroledoeleindes ingespan. Oneffektiewe toerusting wat onakkurate data weergee kan dus die produksieproses en die winsgrens van die onderneming negatief beïnvloed.

Eksperimentele data is versamel vanaf 'n skuinsvlak lassel, wat tussen twee vervoerbande geplaas is waarvan die skuinsvlak die oorgang tussen die twee vervoerbande is.

Deur van DSP-tegnieke gebruik te maak is 'n gewigsbepalingsinstrument vervaardig wat gewig akkuraat van diskrete, bewegende onderdele bepaal. Resultate is verkry deurdat die frekwensiespektrum ontleed is vir ongewenste seine deur van Wavelet-transformasie (WT) en Fourier-transformasie (FT) gebruik te maak. Nadat die ongewenste seine geïdentifiseer is, is 'n digitale filter ontwerp om die ongewenste seine uit te skakel.

Herhaalbaarheid van werkverrigting is verkry deurdat die instrument na elke individuele meting outomaties zero.

Die ontwikkelde stelsel besit die vermoë om data oor die gewig en die hoeveelheid van geweegde komponente te kan stoor.

Die meetinstrumente kan die samestelling van die komponent bepaal deur middel van wrywingskoëffisiëntberekening en kan effektief tussen yster en rubber onderskei, ongeag van komponentmassa of kontakarea.

SUMMARY

Growing markets leads to an increase in production. In these modern industries, weight measurement is of high priority. Weight measurement instrumentation is used for quality control, as well as for effective process control. Ineffective instrumentation with inaccurate data will influence the production process and profit margins negatively.

Experimental data is gathered from an angled load cell, placed as a crossover between two conveyer belts.

A weight measurement instrument with the ability to acquire accurate measurement of individual, moving parts is produced with the aid of DSP techniques. This was accomplished by analyzing the frequency spectrum for the undesirable signals with the use of Wavelets transformations (WT) and Fourier transformations (FT). After these undesired signals were identified a digital filter was designed to remove the undesired signals.

Repetition of performance is achieved by the automatic zeroing of the instrument after every individual measurement.

This weight measurement instrumentation also has the ability to store data consisting of the amount of objects and their individual weights.

This instrument can also determine the material of which an object is made of. This is done by calculating the friction coefficient. This function has the ability to effectively identify between iron and rubber components irrespective of their mass or area.

LYS VAN AFKORTINGS

FT	Fourier-transformasie
FFT	Vinnige Fourier-transformasie
DFT	Diskrete Fourier-transformasie
STFT	Korttyd Fourier-transformasie
CWT	Aaneenlopende Wavelets-transformasie
FIR	Eindige-impulsreaksiefilter
IIR	Oneindige-impulsreaksiefilter
DSP	Digitale seinprosessering
ADC	Analoog-na-digitaal-omskakelaar
dB	Desibel
DAC	Digitaal-na-analoog-omskakelaar

INHOUD

VERKLARING TEN OPSIGTE VAN SELFSTANDIGE WERK	II
BEDANKINGS	III
OPSOMMING	IV
SUMMARY.....	V
LYS VAN AFKORTINGS.....	VI
INHOUD.....	VII
LYS VAN FIGURE	X
LYS VAN TABELLE	XVI
1 INLEIDING	1
1.1 Probleemstelling	1
1.2 Doel	2
1.3 Hipotese	2
1.4 Verloop van studie	3
2 LITERATUUROORSIG	4
2.1 Fisika van massa	4
2.2 Wrywingskoëffisiënt	7
2.2.1 Normaalkrag	8
2.2.2 Kinetiese wrywing	10
2.3 Ruis	17
2.4 Digitale seinprosessering.....	18
2.4.1 Omsetting van analoog na digitaal.....	19
2.4.1.1 Bemonstering.....	20
2.4.1.1.1 Die monsterstelling	20
2.4.2 Kwantifisering en enkodering.....	24
2.4.3 Digitaal-na-analoog omskakeling.....	27
2.4.3.1 Spleetfout	28

2.4.4	Voordele van digitale seinprosessering	28
2.4.5	Nadele van digitale prosessering.....	29
2.5	Vinnige Fourier-transformasie (FFT).....	29
2.6	Wavelets.....	39
2.6.1	Kort-tyd Fourier-transformasie (STFT).....	42
2.6.2	Aaneenlopende Wavelets-transformasie (CWT).....	45
2.7	Digitale seinprosesseringfilters	50
2.7.1	Ontwerp van 'n digitale filter	51
2.7.2	Oneindige-impulsreaksiefilter(IIR).....	54
2.7.2.1	Pool-zero plasings(IIR)	57
2.7.2.2	Impuls onveranderlike.....	62
2.7.2.3	Bilineêre z-transformasie	65
2.7.3	Eindige-impulsreaksiefilter(FIR).....	68
2.7.3.1	Venstermetode	70
2.7.4	Voordele van digitale filters.....	77
2.8	Lasselle	77
2.8.1	Tedea-Huntleigh 1010 enkelpunt lassel.....	79
3	METODES EN TEGNIEKE.....	80
3.1	Eksperimentele opstelling van die vervoerband	80
3.1.1	Ontwerp en simulاسie van die instrumentasieversterker.....	83
3.1.2	PC30 kaart.....	87
3.1.3	MathCAD	88
3.2	Implementering in DSP-hardeware.....	90
4	MATHCAD ONTLEDING, ONTWERP EN SIMULASIES.	91
4.1	Filter en ruisdemping	91
4.2	Filter strek berekening	99
4.3	Werkliketydfilter koëffisiëntberekening.....	107
4.3.1	Oneindige-impulsreaksiefilters(IIR) koëffisiëntberekening in MathCAD	107
4.3.1.1	Bilineêre z-transformasie	107
4.3.1.2	Toets vir die IIR-filter se frekwensiereaksie	117
4.3.2	Eindige-impulsreaksiefilter (FIR) koëffisiëntberekening in MathCAD	124

4.3.2.1	Hamming-Venster-Metode.....	124
4.3.2.2	Ontleding van die berekende FIR-filter	127
4.4	Outomaties-zero	129
4.5	Kalibrering	138
4.6	Tyd op skaal berekening.....	142
4.6.1	MathCad-berekening en simulاسie van “tyd op die skaal berekening”.	143
5	HARDEWARE-IMPLEMENTERING	149
5.1	Inlees van data	151
5.2	FIR implementering in VAB	153
5.3	Outomaties-zero implementering.....	156
5.4	Kalibrاسie implementering	161
5.5	Die stoor van data.....	163
5.6	Wrywingskomponent	168
6	GEVOLGTREKKING.....	171
6.1	Inleiding	171
6.1.1	Akkurate gewigsbepaling	171
6.1.2	Outomaties-zero	173
6.1.3	Kalibrering	174
6.1.4	Wrywingskoëffisiënt	175
6.1.5	Stoor van data	175
6.2	Samevatting.....	176
6.3	Verdere navorsing en toepasings	176
	BRONNELYS.....	177

LYS VAN FIGURE

Figuur 1-1: Verloop van studie	3
Figuur 2-1: Voorstelling van Cavendish se apparaat [23, p. 393]	5
Figuur 2-2: 'n Ketel in statiese ewewig	8
Figuur 2-3: Die kragte van 'n skip op 'n glyvlak	9
Figuur 2-4: Blok gly op smal en breë sy	11
Figuur 2-5: Voertuig wat gly oor 'n betonstraat	12
Figuur 2-6: Kragte wat inwerk op 'n boot op 'n glyvlak	14
Figuur 2-7: Basiese uiteensetting van 'n DSP-stelsel	19
Figuur 2-8: Aaneenlopende analoogdata en diskretetyd digitale data funksies..	20
Figuur 2-9: Die aliaseringsfout	21
Figuur 2-10: Monster-en-hou-konfigurasie	21
Figuur 2-11: Tyd- en frekwensievlak verteenwoordiging van 'n voorgestelde analoogsein	22
Figuur 2-12: Tyd- en frekwensievoorstelling van die monsterintervalle	22
Figuur 2-13: Tyd en frekwensievlak van die bemonsterde sein	23
Figuur 2-14: Beeldfrekwensies wat oorvleuel met die werksfrekwensiestrek	24
Figuur 2-15: Digitaal-na-analoogproses	27
Figuur 2-16: 'n Spleetfout in die tyd en frekwensie-vlak	28
Figuur 2-17: Monster A se tydvlakvoorstelling	40
Figuur 2-18: Tydvlakvoorstelling van B monster	41
Figuur 2-19: Frekwensievoorstelling van Monster A en B	42
Figuur 2-20: 3D stip van monster A opgebreek in kleiner vensters	43
Figuur 2-21: 3D stip van monster A se FFT opgedeel in vensters	44
Figuur 2-22: Tydfrekwensie teëls van STFT	46
Figuur 2-23: Tydfrekwensie teëls van CWT	46

Figuur 2-24: Haar, Mexican Hat en Mayer funksievoorstellings	47
Figuur 2-25: Mexican Hat-funksie (Rooi) en die datasein (blou)	48
Figuur 2-26: Mexican Hat-funksie (Rooi) by nuwe punt en die datasein (blou) ..	49
Figuur 2-27: Mexican Hat-funksie (Rooi) met 'n skaal van vyf en die datasein (blou)	49
Figuur 2-28: Mexican Hat-funksie (Rooi) met 'n skaal van tien en die datasein (blou)	50
Figuur 2-29: Blokdiagram van die werking van 'n digitale filter.....	51
Figuur 2-30: Frekwensievlak van filters [12, P. 325].....	52
Figuur 2-31: Blokdiagram vir 'n IIR.....	56
Figuur 2-32: Pool-zero diagram en die ooreenstemmende frekwensiereaksie...	57
Figuur 2-33: Z-vlak vir banddeurlaatfilter.....	59
Figuur 2-34: Blokdiagram van 'n banddeurlaatfilter.....	61
Figuur 2-35: FIR-blokdiagram	69
Figuur 2-36: Ideale invers Fourier-transformasie vir 'n laagdeurlaatfilter	70
Figuur 2-37: Die ideale impulsreaksie en die venster-reaksie	72
Figuur 2-38: Die produk van die ideale impulsreaksie en venster-reaksie	72
Figuur 3-1: Grafiese voorstelling van die vervoerband.....	81
Figuur 3-2: Opstelling vir simulatie van die stelsel.....	82
Figuur 3-3: Instrumentasieversterker	84
Figuur 3-4: Spanning grafiek van balansering verstelling.....	84
Figuur 3-5: Instrumentasieversterker	85
Figuur 3-6: Frekwensiebodestip	86
Figuur 3-7: Fasefoutstip	87
Figuur 3-8: Voorstelling van ingeleeste data	89

Figuur 4-1: Tydvlakvoorstelling van die motor aan en -af.....	92
Figuur 4-2: Frekwensiestrekvoorstelling van motor af en aan	93
Figuur 4-3: Frekwensie strek van die motor af en aan data by 0Hz tot 500Hz...	93
Figuur 4-4: Wavelet-ontleding van die motor aan geenlas monster	95
Figuur 4-5: Tydvlakvoorstelling van die monsters geenlas motor aan en 40g motor aan	96
Figuur 4-6: Frekwensievlakvoorstelling van die geenlas monster en 'n voorwerp monster.....	97
Figuur 4-7: Wavelet-ontleding van die monster waar die las oor die lassel beweeg	98
Figuur 4-8: Tydvlak van sein wanneer 'n 40g monster oor die lassel beweeg ...	99
Figuur 4-9: Frekwensieweergawe van 'n 40g monster	100
Figuur 4-10: Denkbeeldige IF-stelling prototipe filter bode stip.	101
Figuur 4-11: Bode stip indien die 40g monster oor die sensor beweeg.....	101
Figuur 4-12: Inverse FFT van filterresultaat	102
Figuur 4-13: 'n 3D frekwensiestip van die verskillende filters se resultate	103
Figuur 4-14: 3D stip van die inverse FFT van die filter-resultate	104
Figuur 4-15: Uitset van 'n filter met 10Hz bandwydte, toegepas op 'n 40g monster.....	105
Figuur 4-16: 'n 20g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word	105
Figuur 4-17: 'n 100g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word	106
Figuur 4-18: 'n 200g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word	106
Figuur 4-19: 'n 300g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word	106
Figuur 4-20: 'n 400g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word	107
Figuur 4-21: Bode stip van die Butterworth-filterprototipe	110

Figure 4-22: S-vlak voorstelling van die Butterworth-filter	113
Figuur 4-23: Z-vlak voorstelling van die digitale filter	120
Figuur 4-24: Frekwensiereaksietyd van die ontwerpte digitale filter.	121
Figuur 4-25: Zero-stip van afrondingsfout	123
Figuur 4-26: Bodestip van die afgeronde filter.....	124
Figuur 4-27: Koëffisiënte van die berekende laagdeurlaatfilter.	127
Figuur 4-28: Bodestip van laagdeurlaatfilter met Hamming-Venster	128
Figuur 4-29: Fasereaksiestip.....	128
Figuur 4-30: Frekwensiereaksiestip	129
Figuur 4-31: Illustrasie van 'n modelmonster in 'n 256 grootte venster	130
Figuur 4-32: Illustrasie van 'n modelmonster met 90 verskrywingspunte	130
Figuur 4-33: Illustrasie van 'n monster met 'n honderd gesuperposisioneer	131
Figuur 4-34: Illustrasie van 'n modelmonster in rooi en die vensterminimum in blou.....	132
Figuur 4-35: Die waarde waar die gemiddelde waarde bereken word vir zero.	133
Figuur 4-36: Buffer van die venster se eerste 3 waardes.....	133
Figuur 4-37: Vergroting van Figuur 4-36	134
Figuur 4-38: Die 3 punt buffer en die strek waar die gemiddelde bereken word	134
Figuur 4-39: Figuur 4-38 na 'n sekere tydverplasing	135
Figuur 4-40: Toon 'n verdere tydverplasing aan as in Figuur 4-39	136
Figuur 4-41: Toon 'n verdere tydverplasing as in Figuur 4-40	137
Figuur 4-42: Outomatiese zeroresultaat	137
Figuur 4-43: Inlees van 100g, 200g, 300g en 400g vir kalibrasie sonder filter .	138
Figuur 4-44: Inlees van 100g, 200g, 300g en 400g vir kalibrasie na filter	139

Figuur 4-45: Ware massa gestip teen gemonsterde waardes	139
Figuur 4-46: Ware massa gestip teen gemonsterde waardes in rooi met die kurwepasformule stip in blou	140
Figure 4-47: Korrelasie tussen datapunte na kalibrasie en die ideale waardes	142
Figuur 4-48: Datamonsters van 80g yster en 22g rubber voor filter	144
Figuur 4-49: Datamonsters van 80g yster en 22g rubber na filter	145
Figuur 4-50: Deel van die venster van die 80 g ystermonster	147
Figuur 4-51: Deel van die venster van die 22 g rubbermonster.....	147
Figuur 5-1: Blokdiagram vir die hardware implementering	150
Figuur 5-2: Inlees van monsterdata in VAB.....	151
Figure 5-3: Ingeleeste data voor verwerking	152
Figuur 5-4: Implementering van FIR-filter in VAB.....	153
Figuur 5-5: Insleutel van FIR-spesifikasies.....	154
Figuur 5-6: Werkliketydverwerking van die FIR.....	155
Figuur 5-7: Outomaties-zeroblok.....	156
Figuur 5-8: Die data wat met 'n 100 vermeerder is	157
Figuur 5-9: Die berekening van die gemiddelde drie waardes	158
Figuur 5-10: Sneller vir die behou van zero-afsetwaarde.....	160
Figuur 5-11: Kalibrasieversterker	162
Figuur 5-12: Sneller en tel-blok	163
Figuur 5-13: Die binnekant van die tel-blok.....	164
Figuur 5-14: Data stoor-blok.....	165
Figuur 5-15: Die inhoud van die stoorblok ("logdisp1").....	166
Figuur 5-16: Tekslêer van data oor gewig en hoeveelheid.....	168
Figuur 5-17: Komponent materie bepaling d.m.v. tyd op skaalberekening.....	169

Figuur 6-1: Resultaat van die laagdeurlaatfilter	172
Figure 6-2: Resultaat van die outomaties-zero algoritme	173
Figuur 6-3: Korrelasie tussen datapunte na kalibrasie en die ideale waardes ..	174

LYS VAN TABELLE

Tabel 1: Wrywingskoëffisiënt [23, p. 126]	11
Tabel 2: Ideale impulsreaksie	71
Tabel 3: Vensterfunksies	73
Tabel 4: FIR koëffisiënte	76

HOOFSTUK 1

INLEIDING

Tel wat telbaar is, meet wat meetbaar is en máák dit wat nie meetbaar is nie, meetbaar- Galileo Galilei. AD 1600 [26, p. 14].

Gewigsbepaling geniet hoë prioriteit in hedendaagse nywerhede se vervaardigingsprosesse. Dit is duidelik uit die feit dat gewigsmetinginstrumente toenemend gebruik word in die moderne produksielyn. Hierdie toename kan toegeskryf word aan beter akkuraatheid van digitale seinprosessering (DSP). DSP-tegnieke lei tot nuwe toepassings waar byvoorbeeld gewigsmetinginstrumente vir effektiewe kontroledoeleindes ingespan word [11, p. 2].

1.1 Probleemstelling

Gewigsbepalinginstrumente is sensitiewe toerusting wat monsters van 'n paar gram betroubaar moet kan weergee. Sulke instrumentasie word grootliks in laboratoriums gebruik waar die toestande geskik is. Hierteenoor is die nywerheidsomgewing in baie gevalle nie geskik vir sensitiewe gewigsbepalinginstrumente nie. Die redes hiervoor is veelvuldig en sluit onder meer die volgende in:

- uitermatige temperature,
- vinnige temperatuurwisselinge,
- vibrasies,
- stof,
- aangrensende masjiene en

- ossillerende lasselle.

Bogenoemde faktore kan aanleiding gee tot wisselvallige en valse lesings [19, p. 3].

In sekere nywerhede word die volgende vereistes van gewigsbepalinginstrumente verwag:

- Stelsels vir die akkurate bepaling van gewig, van diskrete, bewegende onderdele.
- Meetinstrumente wat wrywingskoëffisiënt bereken met behulp van die normaalkrag en Newton se wrywingswette [23, p. 12]. As die wryfingskoëffisiënt bekend is, is die samestelling van die komponent bekend.
- Stelsels wat outomaties zero na elke meting.
- Daar word ook stelsels benodig wat data oor gewig en hoeveelheid van geweegde voorwerpe kan stoor.

1.2 Doel

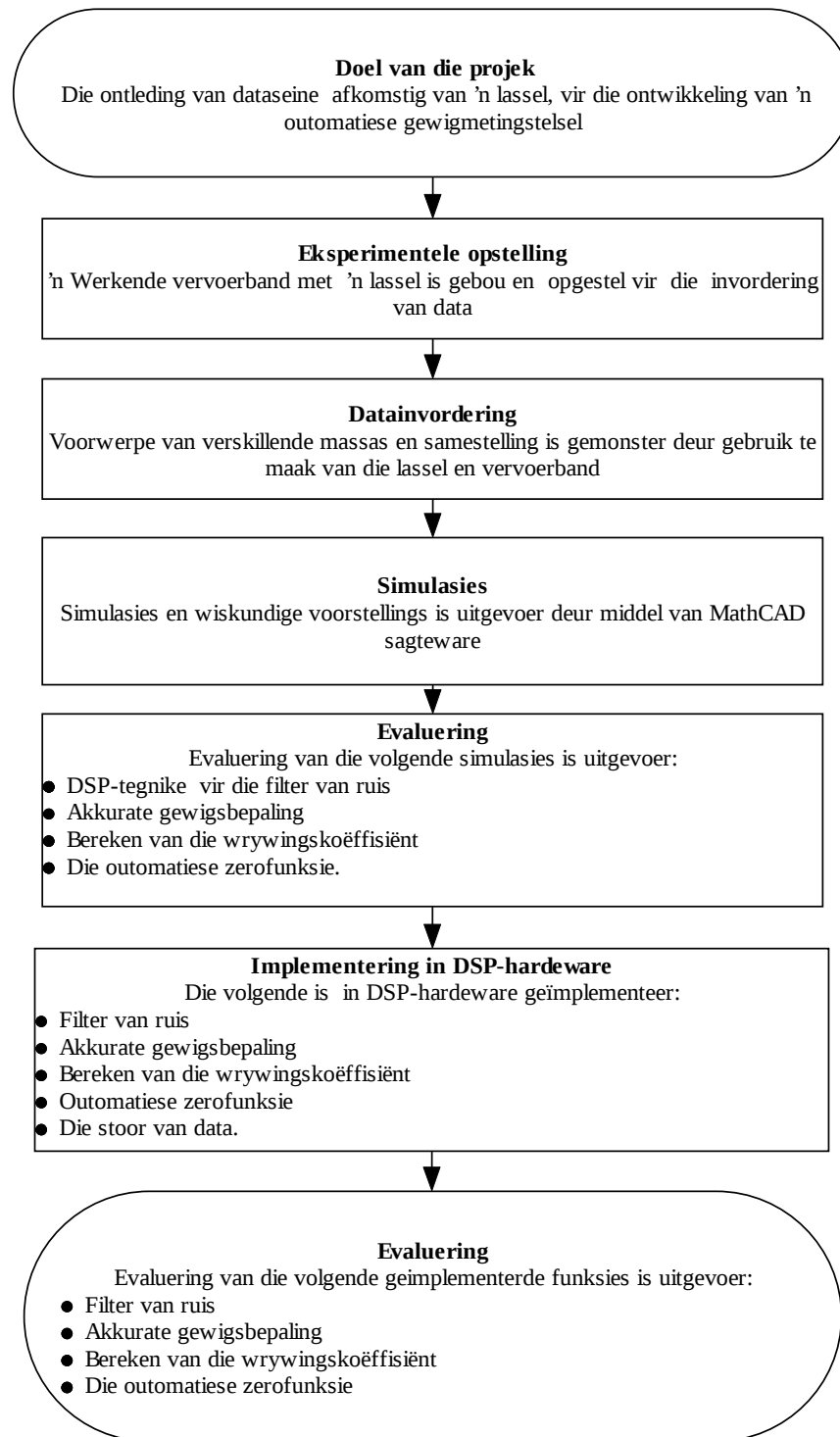
Die ontleding van dataseine afkomstig van 'n lassel, vir die ontwikkeling van 'n outomatiese gewigmetingstelsel.

1.3 Hipotese

'n Outomatiese gewigmetingstelsel vir die gebruik in 'n vervoerband, kan ontwikkel word deur van DSP-tegnieke gebruik te maak.

1.4 Verloop van studie

Die verloop van die studie is as volg:



Figuur 1-1: Verloop van studie

HOOFSTUK 2

LITERATUUROORSIG

2.1 Fisika van massa

Die legende vertel dat 'n appel op Newton se kop geval het, vanwaar die idee by hom posgevat het dat massas mekaar aantrek. Newton het besef dat die krag wat voorwerpe, soos 'n appel wat na die aarde toe laat val, dieselfde krag is wat verantwoordelik is vir die beweging van die maan in sy wentelingsbaan. Uit die planeetbane se gegewens het dit geblyk dat gravitasiekrag eweredig is aan die massa van die betrokke voorwerpe en omgekeerd eweredig is aan die kwadraat van die afstand tussen hulle. Die grootte van die krag is dus [1, p. 45]:

$$F = G \frac{m_1 m_2}{r^2} \quad \mathbf{2-1}$$

Waar:

G = Die eweredigheidskonstante met 'n waarde van $6,67 \times 10^{-11} \text{N.m}^2.\text{kg}^{-2}$

m_1 = Die massa van voorwerp een

m_2 = Die massa van voorwerp twee

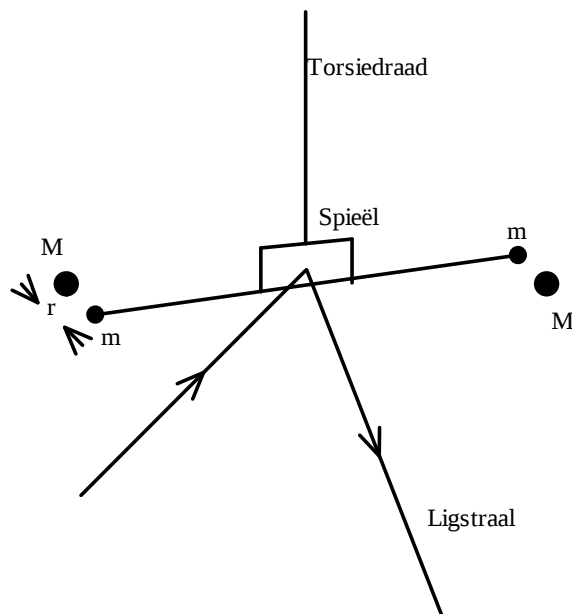
r^2 = Die vierkantswortel van die radius tussen die twee voorwerpe

Die formule van Newton was so akkuraat en het so goed met presisiemetings van hemelsliggaammeganika ooreengestem, dat dit universelewetstatus verkry het. Die formule het gelei tot die voorspelling en ontdekking van Neptunus.

Meer as 'n honderd jaar nadat Newton se werk gepubliseer was, het 'n Britse wetenskaplike, Henry Cavendish (1731-1810), in 1798 die gravitasiekonstante met redelike akkuraatheid in 'n laboratorium gemeet [1, p. 46]. Cavendish het 'n

sensitiewe torsie-balans gebruik wat in Figuur 2-1 aangetoon word. Die apparaat bestaan uit twee klein massas (m) aan die punte van 'n ligte stafie. Die stafie word by die middelpunt aan 'n dun elastiese draadjie opgehang en toegelaat om in die ewewigsposisie tot rus te kom. Hierna word twee groot massas (M) op 'n afstand (r) vanaf die klein massa geplaas. Die aantrekkingskrag tussen die massas veroorsaak dat die stafie deur 'n meetbare hoek(θ) roteer.

Die hoek(θ) saam met die elastiese eienskappe van die torsiedraad (vooraf bepaal) word gebruik om die grootte van die krag te bereken. Die waardes van die massas, die afstand tussen die voorwerpe en die grootte van die krag in Newton is bekend en kan in die gravitasiewet vervang word. Daarvolgens kan G bereken word. Die waarde wat deur Cavendish bepaal is, verskil slegs 1% van die hedendaagse aanvaarde waarde.



Figuur 2-1: Voorstelling van Cavendish se apparaat [23, p. 393]

Die aantrekkingskrag van die aarde op 'n voorwerp, word die voorwerp se gewig genoem en word deur die letter W voorgestel. Die formule volgens Newton se wet is [1, p. 46]:

$$W = G \frac{mM_a}{R_a^2} \quad \text{2-2}$$

Waar:

G = Die gravitasiekonstante

M_a = Die aarde se massa

m = Die massa van die voorwerp

R_a^2 = Die afstand tussen die middelpunte van die voorwerp en aarde

gekwadreer

Deurdat die gravitasiekonstante, die massa van die aarde en die afstand van die voorwerp met verhouding tot die aarde, konstante aardparameters is, kan dit deur konstante g vervang word. Dus kan vergelyking 2-2 as volg herskryf word [21, p. 94]:

$$W = mg \quad \text{2-3}$$

Waar:

m = Die voorwerp massa in kg

g = Die gravitasie versnelling

W = Die krag in Newton

g word bereken deur die waardes van die M_a , R_a^2 en G in die volgende vergelyking in te stel [1, p. 46] :

$$g = \frac{GM_a}{R_a^2} \quad 2-4$$

Waar:

G = Gravitatiekonstante

M_a = Die aarde se massa

R_a^2 = Die afstand tussen die middelpunte van die voorwerp en aarde
gekwadreerd

Indien die onderskeie waardes ingestel word, kan g bereken word as [1, p. 47]:

$$g = \frac{(6.67 \times 10^{-11})(5.98 \times 10^{24})}{(6.38 \times 10^2)^2} \quad 2-5$$

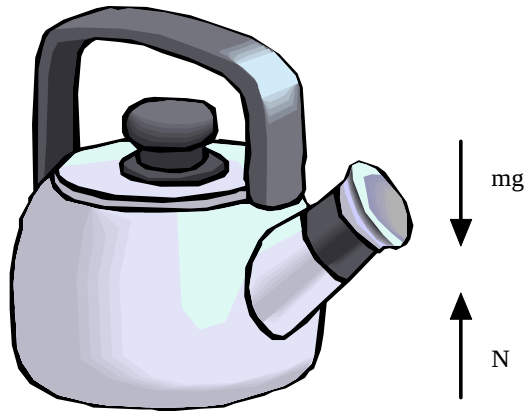
$$g = 9.80 \text{ m/s}^2$$

2.2 Wrywingskoëffisiënt

Leonardo da Vinci (1452-1519), 'n Italiaanse kunstenaar, ingenieur en wetenskaplike, wat bekend was vir sy bydrae tot die skilderkuns, beeldhou en argitektuur, was ook 'n pionier in die wetenskap. Hy het intensiewe navorsing in die wrywings-wetenskappe gedoen, maar sy bevindings het ongelukkig vergete geraak vir twee honderd jaar. Leonardo da Vinci se bevindings is na die tydperk herontdek deur 'n Franse fisikus, Guillaume Amontons [21, p. 103]. Hierdie herontdekte bevindings het 'n aansienlike bydrae gelewer tot die wrywingswette van vandag. Wrywingskrag is 'n onderwerp wat wetenskaplikes voor Newton lank op 'n dwaalspoor gehad het.

'n Vereenvoudigde beskrywing is dat krag afhanklik is van die kontakkrag wat bepaal word deur die wisselwerking tussen elektrone [27, p. 55].

2.2.1 Normaalkrag

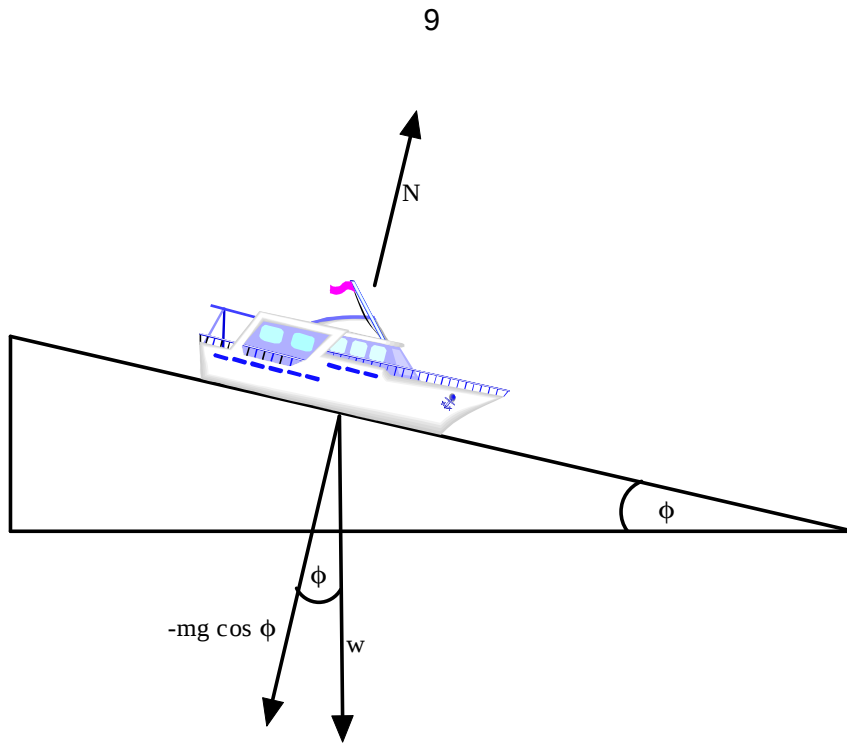


Figuur 2-2: 'n Ketel in statiese ewewig

Die ketel in Figuur 2-2 staan sonder beweging op 'n tafelblad en verkeer dus in statiese ewewig. Daar is twee kragte wat op die ketel inwerk naamlik:

- Een krag wat die ketel na die aarde aantrek
- 'n Ander krag wat die aarde na die ketel aantrek

Die bogenoemde kragte is vanaf die middelpunt van die ketel se massa tot die middelpunt van die aarde se massa, en word aangedui deur mg . As die aantrekkingskrag die enigste teenwoordige krag was, sou die ketel in die rigting van die aarde beweeg het, dus is daar 'n krag wat inwerk vanaf die tafel. Die resultant van die kragte moet dus nul vir statiese ewewig wees. Hierdie krag wat in die teenoorgestelde rigting inwerk om 'n resultante krag van nul te gee, word die normaalkrag genoem. Die normaalkrag in Figuur 2-2 word as N aangedui [1, p. 50].



Figuur 2-3: Die kragte van 'n skip op 'n glyvlak

In Figuur 2-3 is die gewigsvektor (mg), 'n loodregte krag in die rigting van die aarde se middelpunt. Die oppervlak het 'n hoek van ϕ grade, dus is die normaalkrag teen 'n hoek van ϕ grade tot die gewig. Die grootte van die krag in Figuur 2-3 word as volg bereken:

$$N = mg \cos \phi$$

2-6

Waar:

m = Massa van voorwerp

g = Gravitatieversnelling

ϕ = Hoek van die skuinsvlak

2.2.2 Kinetiese wrywing

Die wrywing wat verband hou met beweging word gly-wrywing of kinetiese wrywing genoem [21, p. 103] [24, p. 1500]. Die imperiale wet vir kinetiese wrywing is deur Leonardo da Vinci as volg verklaar:

Kinetiese wrywing is die grootte van die wrywingskrag tussen twee ongesmeerde droë oppervlaktes, waarvan die een oor die ander gly, en is eweredig aan die normaalkrag wat op die oppervlaktes inwerk. Die wrywingskrag is onafhanklik van die area van kontak asook die relatiewe spoed van die voorwerp [21, p. 104].

Uit die stelling kan die formule afgelei word soos in vergelyking 2-7 [21, p. 104]:

$$f_k = u_k N \quad 2-7$$

Waar:

u_k = Koëffisiënt van kinetiese wrywing en is afhanklik van die materie

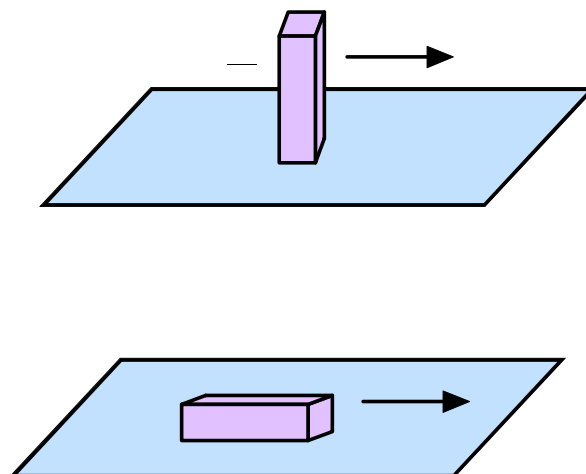
N = Die normaalkrag

Die wet toon wel afwykings. Hierdie afwykings vind by hoë en baie lae snelhede plaas. Die toepassing in die studie maak gebruik van gemiddelde snelhede, dus kan die wet met redelike goeie benadering op 'n wye verskeidenheid materiale toegepas word. Veral metale lewer goeie resultate [21, p. 105]. Die kinetiese wrywingswet stel dat wrywing onafhanklik is van die kontakarea.

Tabel 1 toon die verskillende wrywingskonstantes:

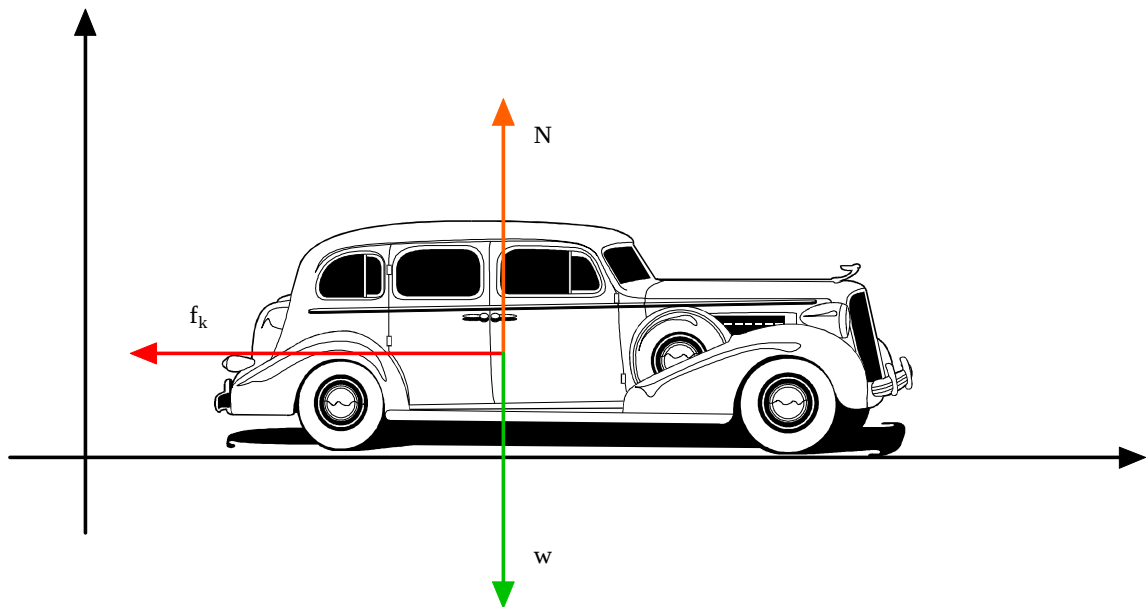
Tabel 1: Wrywingskoëffisiënt [23, p. 126]

Koëffisiënt van wrywing	μ_k
Staal op staal	0.57
Aluminium op staal	0.47
Koper op staal	0.36
Rubber op beton	0.8
Hout op hout	0.2
Glas op glas	0.4
Metaal op metaal (gesmeer)	0.06
Ys op ys	0.03
Teflon op teflon	0.04
Gewrigte in die mens	0.003



Figuur 2-4: Blok gly op smal en breë sy

As 'n blok op sy smal sy lê, sal dit dieselfde wrywingswaarde hê as wanneer dit op sy breë sy lê (Figuur 2-4). Die rede hiervoor is dat die normaalkrag oor 'n groter oppervlak versprei word wanneer die breë oppervlak aan die onderkant is. Met ander woorde, al is daar dus 'n groter kontakarea, word die atome nie so effektief vasgedruk soos oor die klein oppervlak nie [1, p. 56].



Figuur 2-5: Voertuig wat gly oor 'n betonstraat

Gestel daar is 'n voertuig soos in Figuur 2-5. Die voertuig se buitebande is besig om te gly op 'n betonstraat. Indien die koëffisiënt van rubber op beton $u_k=0.8$ is, sal die berekening van die vertraging soos volg wees:

$$f_k = u_k N = 0.8 \times mg$$

2-8

Waar:

u_k = Koëffisiënt van kinetiese wrywing

N = Die normaalkrag

m = Massa van voorwerp

g = Gravitatie versnelling

Uit Figuur 2-5 is dit duidelik dat die enigste horisontale krag die vertraging is:

$$a_x = -\frac{f_k}{m} \quad \mathbf{2-9}$$

Waar:

a_x = Versnelling

f_k = Horisontale krag

m = Massa van voorwerp

Dus uit vergelyking 2-9 is a_x in die voorbeeld:

$$a_x = -\frac{0.8 \times m \times g}{m} = -0.8 \times g \quad \mathbf{2-10}$$

$$a_x = -0.8 \times 9.81 m/s^2 = -8 m/s^2$$

Waar:

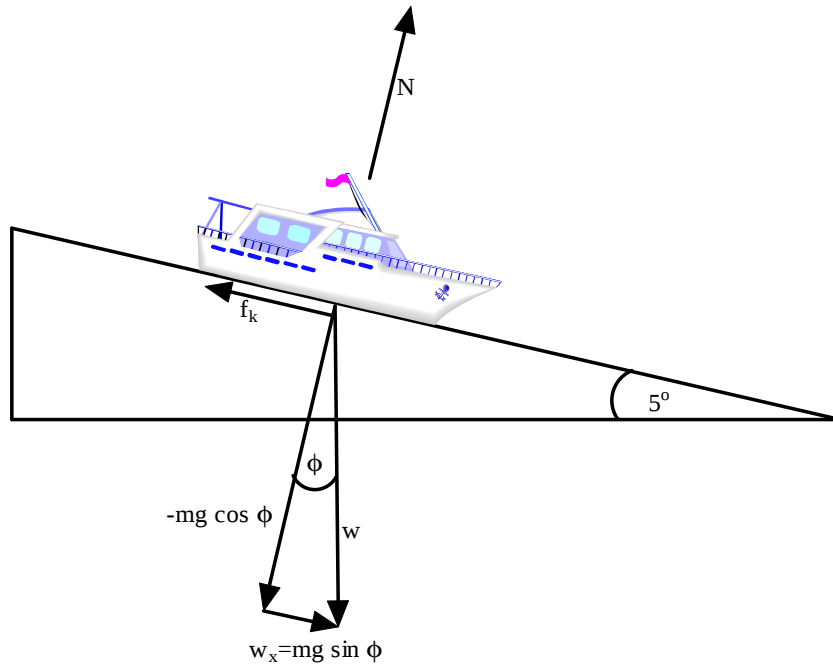
a_x = Versnelling

m = Massa van voorwerp

g = Gravitatie versnelling

Gestel die massa is op 'n skuinsvlak soos die van die boot in Figuur 2-3. Die normaalkrag is nou teen 'n hoek van die gewigsvektor. Die normaalkrag is dus nie meer gelyk aan die gewig nie. Indien die versnelling nou bereken gaan word,

moet die wrywingskrag eers bereken word. In Figuur 2-6 word 'n indikasie van die kragte gegee:



Figuur 2-6: Kragte wat inwerk op 'n boot op 'n glyvlak

Soos reeds genoem, is daar nie 'n loodregte gewigkomponent vir die normaalkrag nie.

Deur van trigometriese funksies gebruik te maak, is :

$$N = mg \cos \phi$$

2-11

Waar:

m = Massa van voorwerp

g = Gravitasie versnelling

ϕ = Hoek van die skuinsvlak

Deur vergelyking 2-11 in vergelyking 2-8 in te stel kan die grootte van die wrywingskrag bereken word as:

$$f_k = u_k mg \cos \phi \quad \mathbf{2-12}$$

Waar:

u_k = Koëffisiënt van kinetiese wrywing

m = Massa van voorwerp

g = Gravitasie versnelling

ϕ = Hoek van die skuinsvlak

Die netto krag wat in lyn is met die glyvlak en wat verantwoordelik is vir die versnelling, is [21, p. 106]:

$$F_x = w_x - f_k \quad \mathbf{2-13}$$

Waar:

w_x = Krag verantwoordelik vir versnelling

f_k = Krag verantwoordelik vir die vertraging

Dus as die trigometriese funksies in vergelyking 2-13 ingestel word, is F_x as volg:

$$F_x = mg \sin \phi - u_k mg \cos \phi \quad \mathbf{2-14}$$

Waar:

m = Massa van voorwerp

g = Gravitasie versnelling

ϕ = Hoek van die skuinsvlak

u_k = Koëffisiënt van kinetiese wrywing

Die versnelling is dus:

$$a_x = \frac{F_x}{m} \quad \mathbf{2-15}$$

Waar:

F_x = Resulterende krag parallel met oppervlak

m = Massa van voorwerp

Uit vergelyking 2-14 en vergelyking 2-15 is:

$$a_x = \frac{mg \sin \phi - u_k mg \cos \phi}{m} \quad \mathbf{2-16}$$

$$a_x = (\sin \phi - u_k \cos \phi)g$$

Waar:

m = Massa van voorwerp

g = Gravitasie versnelling

ϕ = Hoek van die skuinsvlak

u_k = Koëffisiënt van kinetiese wrywing

Gestel Φ is gelyk aan 5° dan sal die versnelling as volg wees:

$$a_x = (\sin 5^\circ - 0.8 \cos 5^\circ)9.81 \text{ m/s}^2$$

$$a_x = 0.073 \text{ m/s}^2 \quad \mathbf{2-17}$$

Uit die voorbeelde en vergelyking 2-16 is dit duidelik dat massa en oppervlak nie 'n invloed op versnelling het nie.

2.3 Ruis

Ruis kan gedefinieer word as ongewenste seine, wat op enige gegewe oomblik in 'n stelsel teenwoordig is [6, p. 1].

Ruis kan in twee kategorieë verdeel word, naamlik natuurlike ruis en nagmaakte ruis. Nagmaakte ruis word gegenereer deur mensgemaakte toerusting soos byvoorbeeld elektriese motors, vonkproppe van ontbrandingstelsels, foutiewe skakelaars ens. Natuurlike ruis kan in 'n verdere twee groepe opgedeel word naamlik, die ruis gegenereer deur hemel-liggame en ruis in 'n elektriese stroombane.

Die ruis gegenereer deur hemelliggame soos die son en ander sterre, veral radiosterre soos Cassiopeia, is 'n wyd verspreide verskynsel. Die ruis staan bekend as atmosfeer-ruis-temperatuur. Hierdie ruis is in verhouding laag teenoor elektriese stroombaanruis [6, p. 1].

Soos gestel is die stroombaanruis problematies. Hierdie ruis staan bekend as termiese-ruis en haelruis. Termieseruis is 'n variasie in stroom in die geleier en word veroorsaak as gevolg van die vrye elektrone wat teen vibreerende atome bots. Skietruis kom voor as gevolg van fluktuasies in die uitstraling van elektrone op 'n katodevlak of die variasies in diffusie van lading in 'n halfgeleier [6, p. 3].

Die bogenoemde ruisbronne het dus 'n invloed op 'n stelsel. Ruisbronne het gesamentlik 'n eenvormige kragverspreiding oor 'n groot variasie van frekwensies. Die variasie kom voor tot in die ultravioletoomgewing van 10^{13} Hz, waarna dit afneem soos deur die kwantumfisikateorie voorspel. Die ruis staan gesamentlik bekend as witrui [6, p. 3].

2.4 Digitale seinprosessering

Digitale seinprosessering kan gedefinieer word as die :

- Digitale voorstelling van data
- Die gebruik van digitale verwerkers om te analiseer, modifiseer en inligting uit te lig.

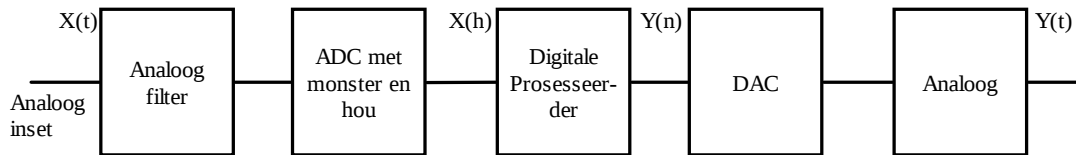
Die data en dataseine wat in digitale seinprosessering gebruik word, is gewoonlik afgelei vanaf analoogdatawaardes. Analoogwaardes word teen diskrete tye bemonster om 'n digitale sein te verkry. Van die redes hoekom analoogdata na in digitale formaat omgeskakel word, is:

- Om ruis te verwyder of te onderdruk.
- Om data in 'n meer bruikbare vorm om te skakel.
- Berekening en toon van spektrum hetsy, tyd- of frekwensievlak.

DSP is dus gebaseer op die numeriese voorstelling, in 'n sagteware-omgewing van waardes. Dit vergemaklik beheer en manipulasie. Dus kan nie-liniêre stelsels gemanipuleer word om byvoorbeeld liniêre uitsette te gee.

DSP-funksies soos "fuzzy logic", neurale netwerke en sintetiese intelligensie, om maar net 'n paar te noem, stel so 'n DSP-stelsel in staat om intelligente besluite te neem. In 'n analoog-stelsel is sulke verwerkings moeilik implementeerbaar en kan in sekere gevalle selfs onmoontlik wees.

2.4.1 Omsetting van analoog na digitaal



Figuur 2-7: Basiese uiteensetting van 'n DSP-stelsel

'n Waretyd digitale-seinprosesseringskaart skakel analoogseine om na 'n digitale formaat. Die data word digitaal verwerk in die prosesseeerder vanwaar dit weer omgeskakel word, indien dit so verlang word, na 'n analoogsein soos aangetoon in Figuur 2-7.

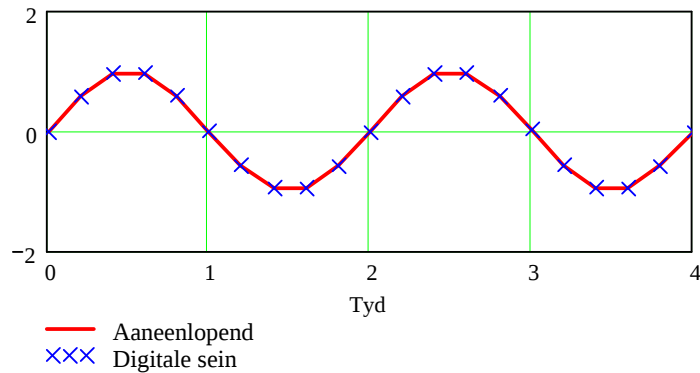
Die eerste stadium is 'n laagdeurlaatanaloogfilter waardeur die analooginset geskakel word. 'n Vereiste is dat die laagdeurlaatfilter se bandwydte groter moet wees as die strek wat vir verwerking van toepassing is. Slegs onnodige hoë frekwensieskomponente word dus verwyder. In die volgende stadium word die analoogsein bemonster in 'n *monster-en-hou* konfigurasie.

Die monsters word dan gekwantifiseer in 2^b waar b die aantal bisse voorstel. Die digitale data word dan deur die digitale prosesseeerder verwerk. Na die prosessering word dit weer, indien nodig, in 'n analoogsein omgeskakel deur middel van 'n digitaal-na-analoog-omskakelaar (DAC).

Wanneer digitaleseine in analoogseine omgeskakel word, word 'n ongewenste trapeffek verkry. Die fout word deur middel van 'n analoogfilter op die uitset uitgeskakel.

'n Digitalesein is dus 'n diskrete puntvoorstelling van 'n aaneenlopende analoogsein.

2.4.1.1 Bemonstering

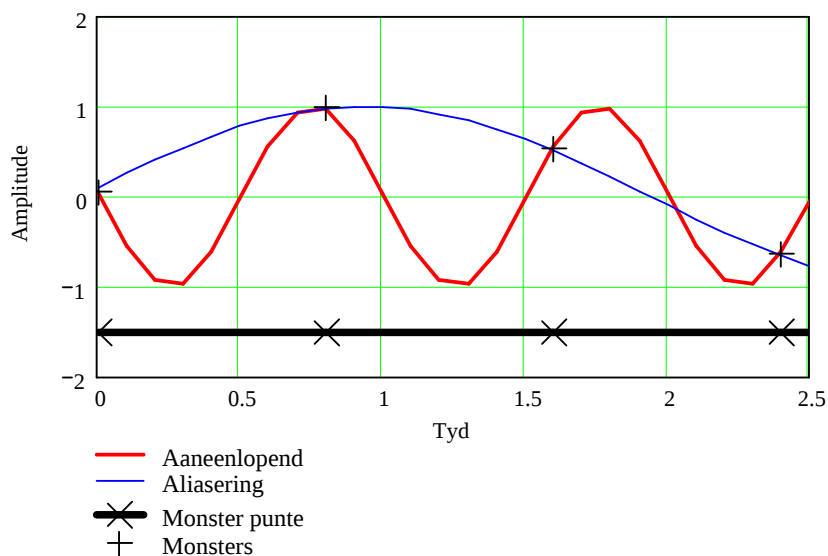


Figuur 2-8: Aaneenlopende analoogdata en diskretetyd digitale data funksies

Bemonstering is die monstering van aaneenlopende seine by diskrete tye. 'n Voorbeeld van die monsterpunte is duidelik in Figuur 2-8 te sien. 'n Analoogsein (rooi) word by diskrete voorstellingspunte (blou) bemonster. Die punte bestaan uit twee koördinate naamlik, amplitude en tyd.

2.4.1.1.1 Die monsterstelling

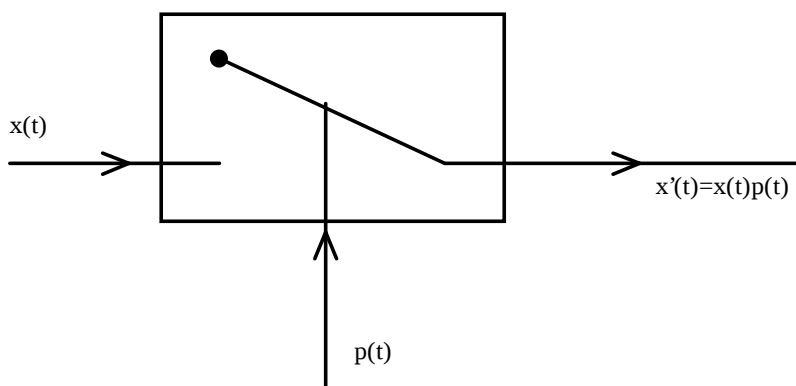
Om 'n analoogsein akkuraat voor te stel, word dit vereis dat die monsterfrekwensie ten minste dubbel ($2f_{\text{maks}}$) die hoogste frekwensiekomponent in die sein (f_{maks}) moet wees [12, p. 41]. Die wet staan bekend as die Nyquist kriteria.



Figuur 2-9: Die aliaseringsfout

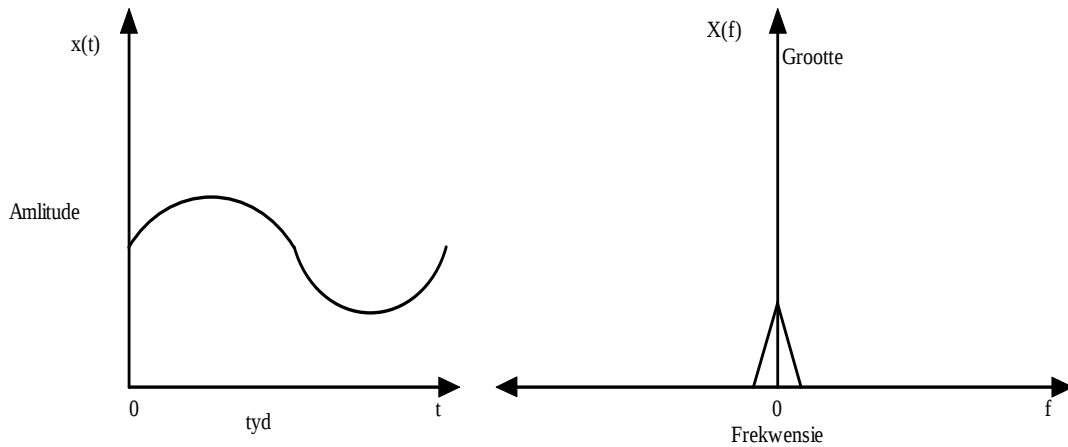
In Figuur 2-9 dui die fout van traagbemonstering duidelik aan dat die waardes (Monsterpunte) wat teen die diskrete tye (Monsters) gemonster is, nie die ware datasein verteenwoordig nie. Die fout staan bekend as aliasering.

Vir 'n oplossing moet die frekwensiestrek van analoog-na-digitale-omskakeling eers ontleed word. Beskou Figuur 2-10, Figuur 2-11 en Figuur 2-12:



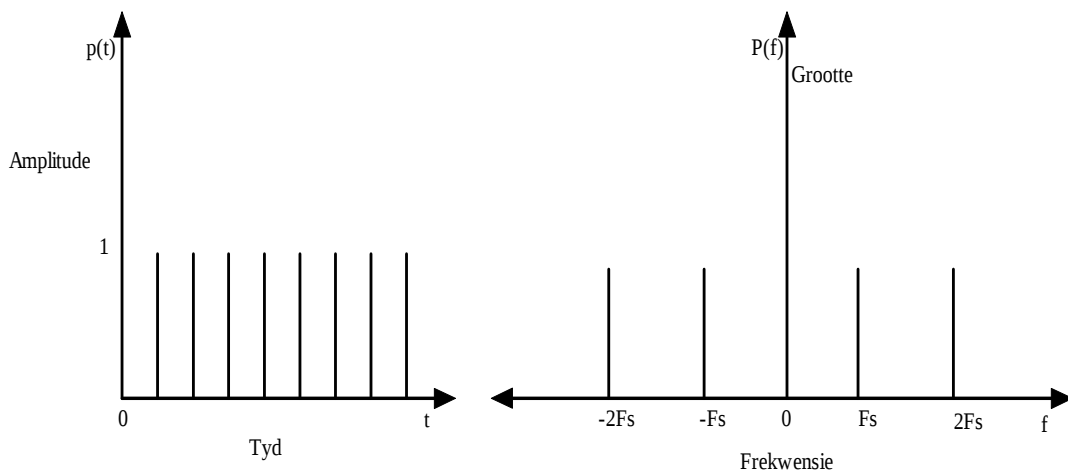
Figuur 2-10: Monster-en-hou-konfigurasie

Figuur 2-10 is 'n voorstelling van 'n monster-en-hou-konfigurasie. So 'n konfigurasie is die basis van 'n analoog-na-digitaal-omskakelaar. Analoo-gwaardes $x(t)$ word teen diskrete tye ($p(t)$) gemonster. Dus is die digitale monsters ($x'(t)$) 'n produk van die analoogsien en digitale sein.



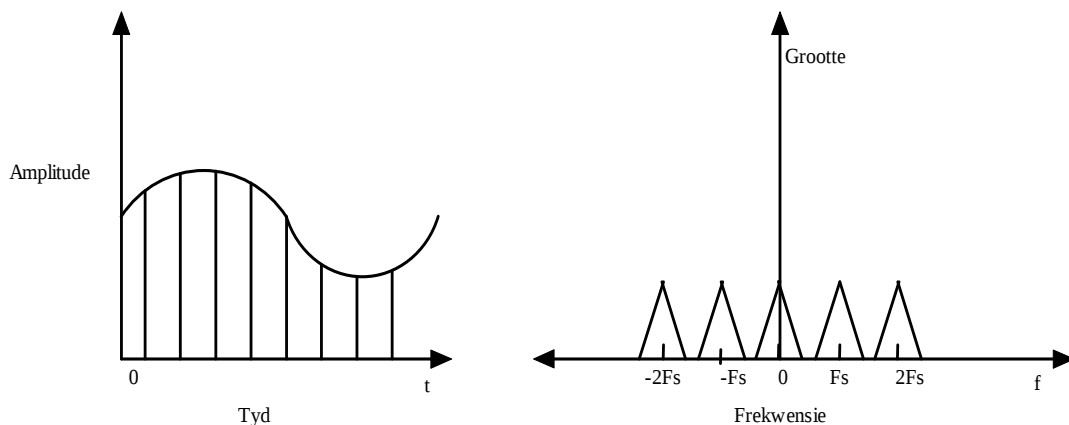
Figuur 2-11: Tyd- en frekwensievlak verteenwoordiging van 'n voorgestelde analoogsein

In Figuur 2-11 word 'n tipiese analoogsein se tydvlak en frekwensievlak voorgestel en is 'n voorstelling voordat dit teen diskrete tye gemonster is.



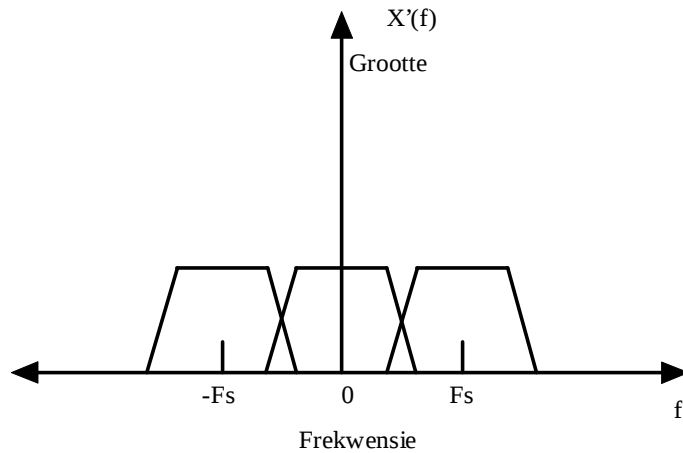
Figuur 2-12: Tyd- en frekwensievoorstelling van die monsterintervalle

Figuur 2-12 dui die tyd- en frekwensievoorstelling van die monsterintervalle aan. Let op die frekwensieharmonieke by F_s en $2F_s$. Daar is nog meervoudige harmonieke wat nie in Figuur 2-12 aangedui word nie weens die oneindigheid daarvan. Die harmonieke kom voor as gevolg van die impulse veroorsaak deur die bemonstering.



Figuur 2-13: Tyd en frekwensievlak van die bemonsterde sein

Figuur 2-13 toon die produk van die analoogsein (Figuur 2-11) in vergelyking met diskrete monsters (Figuur 2-12) aan. Die resultaat is 'n produk van frekwensies. Die analoogsein word dus teen die hoër frekwensies gesuperposisioneer en analoogmodulasie vind plaas.



Figuur 2-14: Beeldfrekwensies wat oorvleuel met die werksfrekwensiestrek

Figuur 2-14 toon die frekwensiestrek aan. As die monsterfrekwensie te laag is, vind oorvleueling plaas. Dit lei dan tot dataverwringing. Die monsterfrekwensie (F_s) staan bekend as die beeldfrekwensie. Die fout kan opgelos word deur:

- 'n Laagdeurlaat teenaliaseringfilter;
- Teen 'n hoër frekwensie te monster en
- $x/\sin(x)$ vereffening.

2.4.2 Kwantifisering en enkodering.

Vir kwantifisering moet daar eers 'n paar terme gedefinieer word.

- Kwantifisering is die aantal punte van analoogwaardes (in volt) tot digitale waardes (2^b).
- Dinamiese strek is die maksimum na minimum strek wat 'n analoog-na-digitaal omskakelaar kan omskakel.

- Spleettyd is die tyd wat verstryk om die analoogdata na digitale data om te skakel. In die tyd moet die analooginset konstant bly om 'n goeie oorskakeling te verseker.

Die kwantifiseringsproses besit 'n onverwyderbare fout. Die graad van hierdie fout is 'n funksie van die venstergrootte van die analoog-na-digitaal omskakelaar (ADC). Dit kan as ongeveer die helfte van die kleinste noemenswaardige bis bereken word [12, p. 66].

$$q = \frac{V_{fs}}{(2^B - 1)} \approx \frac{V_{fs}}{2^B} \quad \text{2- 18}$$

Waar:

B = Aantal binêre bisse

V_{fs} = Die volle strek van die ADC met bipolêre sein insette

Dus, as 'n ADC, 'n aantal bisse van B het, dan sal die kwantifiseringsvlakke gelyk aan 2^B wees, waar die kwantifiseringsstap-grootte q is.

Die maksimum kwantifiseringsfout is $\pm q/2$.

Die kwantifiseringsfout in elke monster (e), is ewekansig en eenvormig verspreid by 'n interval $(\pm q/2)$ [12, p. 66].

Die krag van die kwantifiseringsruis kan geskryf word as:

$$\sigma_e^2 = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 p(e) de \quad \text{2- 19}$$

$$\sigma_e^2 = \frac{q^2}{12}$$

Waar:

e = Monsters

q = Kwantifiseringsfout

Vir interpretasie doeleindes word die fout in 'n verhouding van seinsterkte tot ruissterkte geplaas. Die kragverhouding ($SQNR$) in desibel is [12, p. 66]:

$$SQNR = 10 \log \left(\frac{A^2 / 2}{q^2 / 12} \right) \quad \mathbf{2- 20}$$

Waar:

A = Monsters

q = Kwantifiseringsfout

Die teoretiese maksimum vir die betroubaarheidswaarde in seinsterkte tot ruissterkte is 7.78dB, maar in praktyk kan 'n stelsel reeds by 'n kleiner waarde faal.

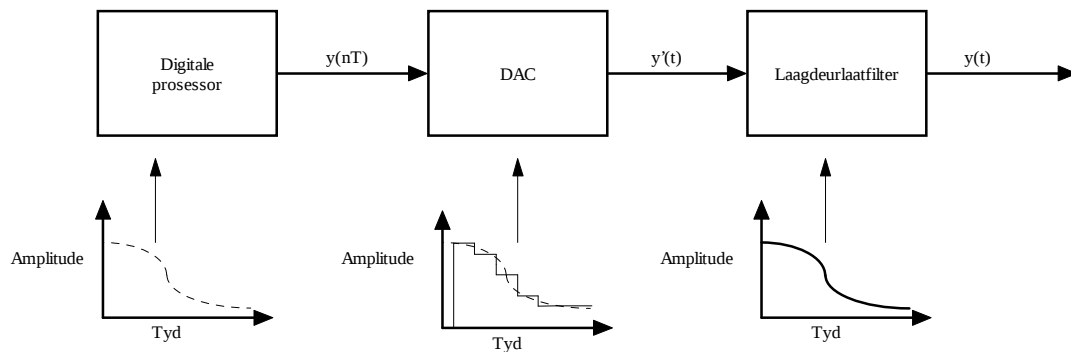
Die $SQNR$ neem met die aantal bisse toe wat gebruik word (B).

Die digitale monsters word enkodeer vir verdere manipulasie. Die mees gebruikte koderings is:

- 'n Vastepunt (twee's komplement);
- 'n Sweefpunt en
- 'n Bloksweefpunt.

2.4.3 Digitaal-na-analoog omskakeling

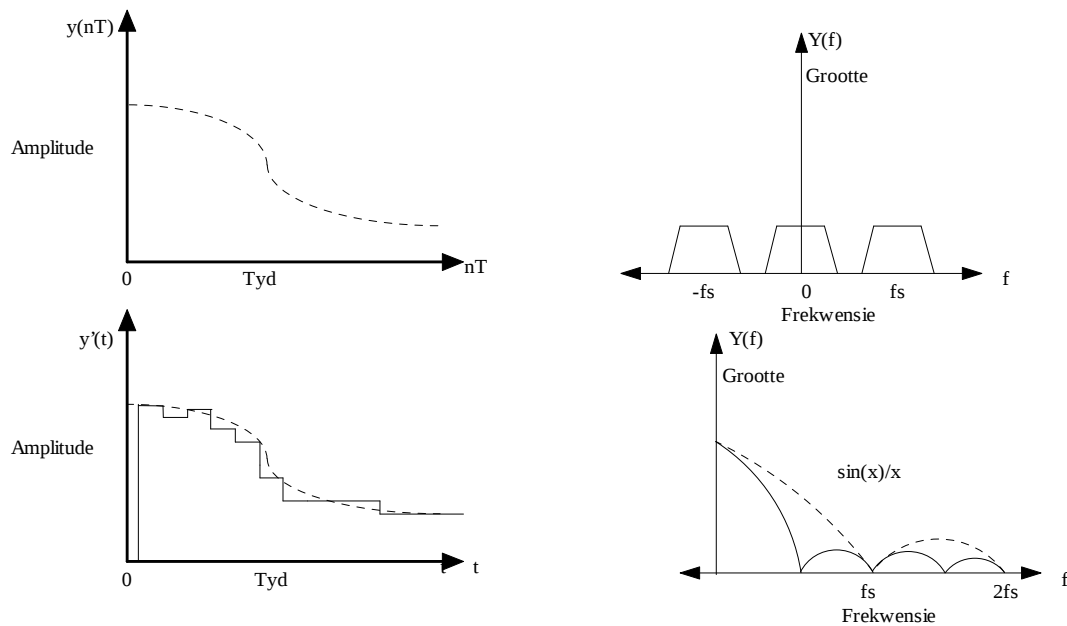
Die doel van 'n analoog-na-digitale omskakelaar, of DAC, is om die digitale geprosesseerde sein weer in 'n analoogsein om te skakel.



Figuur 2-15: Digitaal-na-analoogproses

Die DAC ontvang parallelle digitale data en skakel dit in 'n analoogsein om. Die analoogsein is verteenwoordigend van die digitale sein. Die digitale data op die inset van die sein word gebuffer en bly onveranderd totdat die volgende digitale inset vir omskakeling gereed is. Soos genoem, is DAC se uitset 'n trapvorm. Die trapvorm word verwyder deur dit met behulp van 'n laagdeurlaatfilter te filtreer.

2.4.3.1 Spleetfout



Figuur 2-16: 'n Spleetfout in die tyd en frekwensie-vlak

Figuur 2-15 dui duidelik aan dat die uitset van die DAC 'n trapfunksie is. Die funksie is die oorsaak van die hou-aksie van die DAC. Die skerp hoeke in die tydvlak veroorsaak harmonieke in die frekwensie-vlak. Die harmonieke is in die vorm van $\sin(x)/x$ (Figuur 2-16), dus kan die fout herstel word deur dit met $x/\sin(x)$ te vermenigvuldig, voordat dit na die DAC gestuur word. Dit staan dan ook bekend as vereffening [12, p. 85].

2.4.4 Voordele van digitale seinprosessering

Dit blyk dat digitale verwerkingstegnieke in stelsels besig is om analoog-tegnieke te vervang [11, p. 3]. Die rede hiervoor is dat digitale seinprosessering (DSP) meer effektief en betroubaar is as analoogprosessering. Redes hiervoor is die volgende:

- Akkuraatheid word net beïnvloed deur die digitale woordlengte.

- Herhaalbaarheid word verkry deurdat digitale verwerking nie deur komponent-toleransies beïnvloed word nie.
- Beter fleksietyd omdat die DSP stelsel herprogrammeerbaar is. Dus kan 'n verskeidenheid van funksies geïmplementeer word sonder om die hardeware te verander.
- Werkverrigting word nie beïnvloed deur elemente soos ouderdom van apparatuur en omgewingstemperatuur nie [12, p. 2].

2.4.5 Nadele van digitale prosessering

- Spoedbeperkings. Die maksimum bandwydte wat digitale filters kan hanteer is kleiner as die van analoog filters.
- Eindige digitale woordlengte effek. Digitale filters is onderworpe aan ADC ruis as gevolg van die kwantifisering van aaneenlopende analoogseine asook die afronding gedurende berekeninge.
- Lang ontwerp- en ontwikkelings tyd. Die ontwerp van digitale filters en veral hardeware ontwikkeling is meer tydsaam as die van analoogfilters.
- Vakkennis is noodsaaklik om sagteware effektief te kan gebruik [12, p. 2].

Verdere gebruike van digitale seinprosseringskaarte is om data te analiseer, te modifiseer en te identifiseer.

2.5 Vinnige Fourier-transformasie (FFT)

Fourier-ontleding is 'n groep wiskundige tegnieke wat vir die ontbinding van seine in hul kosinuskomponente gebruik word. Die funksies transformeer tydvlakvoorstellings in 'n frekwensievlak voorstelling [3, p. 4] [4, p. 459].

Die Fourier-ontleding is vernoem na Jean Baptiste Joseph Fourier (1768-1830). Hy was 'n Fransman wat eer ontvang het vir sy studies oor hitteverspreiding. In

die studies het hy sinuskurwes gebruik om temperatuurverspreiding voor te stel [20].

Die vinnige Fourier-transformasiefunksie (FFT) van die diskrete Fourier-transformasie (DFT) afgelei. Die DFT is op sy beurt weer van die Fourier-transformasie (FT) afgelei, wat afkomstig is van die Fourier reeks.

Die Fourier-reeks lui dat enige periodiese funksie $f(x)$ met 'n periode van $2L$ as [8, p. 20], [3, p. 74] geskryf kan word:

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \quad \mathbf{2-21}$$

Waar,

$$a_0 = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot dx \quad \mathbf{2-22}$$

$$a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \cdot dx \quad \mathbf{2-23}$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \cdot dx \quad \mathbf{2-24}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Periodiese funksie

x = Periodiese punte

Die koëffisiënte is die harmonieke wat deel van die konstruksie van 'n funksie $f(x)$ vorm.

Vanaf die Fourier-reeks is die kompleks Fourier-reeks afgelei, wat die reeks tot 'n enkelsom verminder. Dit is verkry deur die koëffisiënte tot 'n enkelintegraal te verminder [8, p. 19]. Die afleiding word soos volg verkry deur:

$$c_n = a_n + jb_n \quad \text{2- 25}$$

en

$$c_{-n} = a_n - jb_n \quad \text{2- 26}$$

gelyk te stel.

Dus kan bereken word dat [8, p. 19]:

$$\begin{aligned} c_n &= a_n + jb_n \\ &= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx + \frac{j}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \\ &= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \left[\cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + j \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \right] dx \\ &= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) e^{j\left(\frac{n\pi x}{L}\right)} dx \end{aligned} \quad \text{2- 27}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die dataset

j = $\sqrt{-1}$

x = Periodiese punte

Op dieselfde metode kan bereken word dat [8, p. 19]:

$$c_{-n} = a_n - jb_n$$

$$= \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot e^{-j\left(\frac{n\pi x}{L}\right)} \cdot dx \quad \text{2- 28}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die dataset

j = $\sqrt{-1}$

x = Periodiese punte

Neem kennis dat as $n = \dots - 2, -1, 0, 1, 2, \dots$ dan is die integraal vir c_n en c_{-n} dieselfde.

Vanaf vergelyking 2- 27 en vergelyking 2- 28 is :

$$a_n = \frac{1}{2} [c_n + c_{-n}] \quad \text{2- 29}$$

en

$$b_n = \frac{-j}{2} [c_n - c_{-n}] \quad \text{2- 30}$$

Indien die waardes in die Fourier reeks van vergelyking 2- 21 ingestel word, word die volgende verkry:

$$f(x) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2} [c_n + c_{-n}] \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + \frac{-j}{2} [c_n - c_{-n}] \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \right] \quad \text{2- 31}$$

vereenvoudig tot:

$$f(x) = \frac{a_o}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2} \left[c_n \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + c_{-n} \cos\left(\frac{n\pi x}{L}\right) - jc_n \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + jc_{-n} \sin\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \right] \quad \text{2- 32}$$

vereenvoudig verder tot [8, p. 19]:

$$f(x) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_{-n} \cdot e^{\frac{jn\pi x}{L}} \quad \text{2- 33}$$

Waar:

$$c_{-n} = \frac{1}{L} \int_{-L}^L f(x) \cdot e^{\frac{-jn\pi x}{L}} \quad \text{2- 34}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

x = Periodiese punte

Die probleem met die Fourier-reeks en die komplekse Fourier-reeks is dat $f(x)$ periodies moet wees. Die Fourier-transformasie oorkom die probleem deur die periode oneindig te stel ($L = \infty$). Nou kan gestel word dat in 'n oneindige toekomst, daar 'n moontlikheid so kon bestaan vir herhaling. Om hiervoor te kompenseer, word $\Delta\epsilon = \frac{\pi}{L}$ gestel, waar $\lim_{L \rightarrow \infty} \Delta\epsilon = 0$ is [8, p. 205].

Dus word c_n vervang met $\Delta\epsilon$ in vergelyking 2- 34 [8, p. 205]:

$$\begin{aligned} f(x) &= \frac{1}{2} \sum_n \left[\frac{\Delta\epsilon}{\pi} \int f(x) \cdot e^{-jn\Delta\epsilon} \cdot dx \right] e^{-jn\Delta\epsilon} \\ &= \frac{1}{2\pi} \sum_n \left[\int f(x) \cdot e^{-jn\Delta\epsilon} \cdot dx \right] e^{-jn\Delta\epsilon} \cdot \Delta\epsilon \end{aligned} \quad \text{2- 35}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

$\Delta\varepsilon$ = $\frac{\pi}{L}$ waar $\lim_{L \rightarrow \infty} \Delta\varepsilon = 0$

x = Periodiese punte

As $L \rightarrow \infty$ sal $\Delta\varepsilon$ oneindig klein word wat lei tot 'n aaneenlopende ε . Dus sal

$\Delta\varepsilon \rightarrow d\varepsilon$ en $\sum \rightarrow \int$ neig, met respek tot ε .

Vergelyking 2- 35 kan nou dus vereenvoudig word soos volg [8, p. 205]:

$$f(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\varepsilon) \cdot e^{j\varepsilon x} \cdot d\varepsilon \quad \mathbf{2- 36}$$

Waar:

$$F(\varepsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \cdot e^{-j\varepsilon x} \cdot dx \quad \mathbf{2- 37}$$

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

$$\Delta\varepsilon = \frac{\pi}{L} \quad \text{waar } \lim_{L \rightarrow \infty} \Delta\varepsilon = 0$$

x = Periodiese punte

$F(\varepsilon)$ vervang nou $c(n)$.

Diskretetyd Fourier-transformasie of DFT het soos die naam aandui, te doen met diskrete punte. Vir diskrete punte sal die integraal van vergelyking 2- 37 wat 'n deurlopende funksie is, deur somering vervang word. Dus word die sigma (som van produkte) gebruik wat die diskrete punte someer.

$f(x)$ word gemonster N kere by nodes k waar $k=0,1...N-1$. Dit ly tot $2L = \frac{N}{2}$ en

dus is $\Delta\varepsilon = \frac{2\pi}{N}$. Nou kan $x \rightarrow k$, $\int_{-\infty}^{\infty} \rightarrow \int_{-L}^L$, $\varepsilon \rightarrow \frac{n\pi}{L}$ en $dx \rightarrow \Delta x$ vervang word

[8, p. 251] [2, p. 357] [12, p. 113]. Aanvaar $\Delta x = 1$

$$F(\varepsilon) = \int_{-L}^L f(k) \cdot e^{\frac{-jn\pi k}{L}} \cdot \Delta x$$

2- 38

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

k = Periodiese punte

Die integrasie lei nou tot somering:

$$F(\varepsilon) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot e^{\frac{-j2\pi k \varepsilon}{N}}$$

2- 39

Waar:

L = Periode

n = 1,2,...

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

k = Periodiese punte

ε word deur n verplaas.

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k) \cdot e^{\frac{-j2\pi k n}{N}}$$

2- 40

Waar:

L = Periode

n = 0,1,... $N-1$

$f(x)$ = Die datasein

j = $\sqrt{-1}$

$\Delta\varepsilon = \frac{\pi}{L}$ waar $\lim_{L \rightarrow \infty} \Delta\varepsilon = 0$

x = Periodiese punte

Die invers DFT is dus dan [12, p. 117].:

$$f(k) = \sum_{n=0}^{N-1} F(n) \cdot e^{-j \frac{2\pi nk}{N}} \quad \text{2- 41}$$

Waar:

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$n = 1, 2, \dots$$

$$F(n) = \text{Die getransformeerde sein}$$

$$N = \text{Grootte van venster}$$

Die FFT is 'n variasie van die DFT. Die transformasie is so aangepas om die bewerkings tyd aansienlik te verminder [25, p. 225].

J.W. Cooley en J.W. Tukey het die FFT berekening bekend gestel met hul studie: 'n Algoritme vir masjienberekening van kompleks Fourier reekse (1965). Die tegniek, retrospektief, is wel 'n eeu vroeër deur Karl Friedrich Gauss (1777-1855) ontdek, maar was vergete aangesien dit toe nog nie deur 'n rekenaar gebruik kon word nie [25, p. 225].

Vir die redes waarom die berekening vinniger funksioneer moet 'n rekenaar se verwerkingstegnieke ondersoek word. As gevolg van die argitektuur van 'n rekenaar is verwerkings soos optel en aftrek, "goedkoop" bewerkings deurdat dit die minimum tyd in beslag neem. Hierteenstaande is vermenigvuldiging weer 'n "duur" berekening weens die langdurige berekeningsproses. Die rede hiervoor is dat rekenaars 'n vermenigvuldiging as 'n meervoudige optelsom benader. Byvoorbeeld sal 3×2 in 'n rekenaar bereken word as $2 + 2 + 2$.

Die “duur” berekeninge word tot ‘n minimum beperk deur $N = 2m$ te stel. Dus word die N^2 , vermenigvuldigings in DFT verminder na $2m^2 + m$ in die FFT wat minder is.

Die afleiding is as volg [8, p. 253] [12, p. 133]:

$$\begin{aligned}
 F(n) &= \sum_{k=0}^{m-1} f(2k).e^{\frac{-j2\pi 2k}{2m}} + \sum_{k=0}^{m-1} f(2k+1).e^{\frac{-j2\pi(2k+1)}{2m}} \\
 &= \sum_{k=0}^{m-1} f(2k).e^{\frac{-j2\pi k}{m}} + e^{\frac{-j2\pi}{m}} \sum_{k=0}^{m-1} f(2k+1).e^{\frac{-j2\pi k}{m}}
 \end{aligned}
 \tag{2- 42}$$

Waar:

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$n = 1, 2, \dots$$

$$F(n) = \text{Die getransformeerde sein}$$

$$N = 2m$$

Uit vergelyking 2- 42 kan die volgende afgelei word:

$$A(n) = \sum_{k=0}^{m-1} f(2k).e^{\frac{-j2\pi k}{m}} \text{ vir } n=0, 1, 2, \dots, m-1$$

$$B(n) = \sum_{k=0}^{m-1} f(2k+1).e^{\frac{-j2\pi k}{m}} \tag{2- 43}$$

Waar:

$$k = 0, 1, \dots, N-1$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, m-1$$

$$F(n) = \text{Die getransformeerde sein}$$

$$N = 2m$$

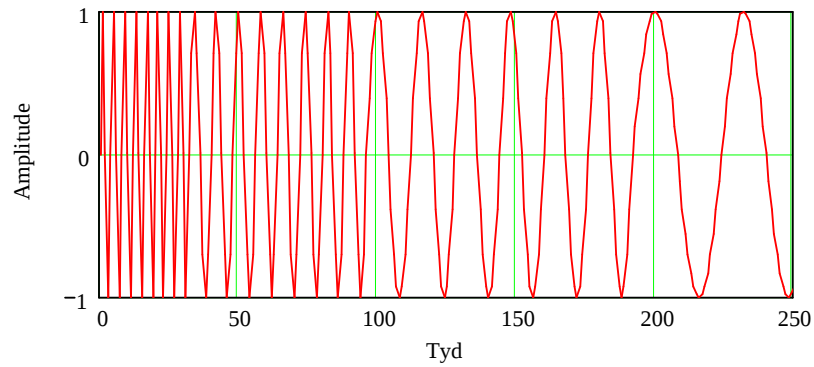
2.6 Wavelets

Wavelets is wiskundige funksies wat data opbreek in 'n voorstelling van frekwensie- en tydkomponente. Hierteenstaande toon die meer algemeen gebruikte Fourier-transformasie slegs frekwensiekomponente uit [28, p. 140]. Wavelets beeld dus, by toon van spreke, 'n boom in 'n woud uit, sowel as die woud waarin dit staan [9, p. 1]. Die resultaat van frekwensie- en tydvoorstelling word verkry deurdat die analiseringsproses van Wavelets, naamlik skale gebruik vir berekeninge [9, p. 1]. Wavelets is dus 'n meervoudige resolušievoorstelling wat veral goed toegepas kan word op nie-stasionêre dataseine soos byvoorbeeld Elektrokardiogram [28, p. 1] [16, p. 1]. Ander velde waar Wavelets gebruik is:

- Digitale filterontwerp
- Ruisontleding [30, p. 807]
- Robotvisie
- Datakompresie
- Doppler-ultraklank [15, p. 1]

Die volgende eksperiment dui aan hoekom data in tyd en frekwensie opgedeel word:

Gestel twee datamonsters (A en B) se frekwensiestrek moet bereken word vir ontleding en datamonster A lyk as volg:



Figuur 2-17: Monster A se tydvlakvoorstelling

Uit Figuur 2-17 is dit duidelik dat monster A uit vier frekwensies bestaan, naamlik:

$$\sin\left(2 \cdot \pi \cdot 64 \cdot \frac{i}{N}\right) \quad \text{2- 44}$$

gevolg deur

$$\sin\left(2 \cdot \pi \cdot 32 \cdot \frac{i}{N}\right) \quad \text{2- 45}$$

gevolg deur

$$\sin\left(2 \cdot \pi \cdot 16 \cdot \frac{i}{N}\right) \quad \text{2- 46}$$

gevolg deur

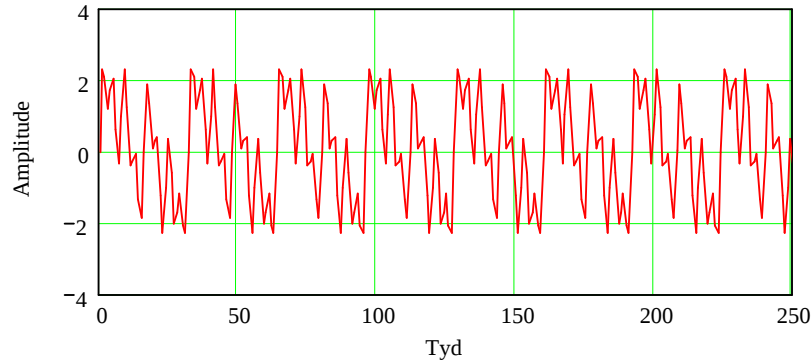
$$\sin\left(2 \cdot \pi \cdot 8 \cdot \frac{i}{N}\right) \quad \text{2- 47}$$

Waar:

i = 'n Reeks voorstel

N = Die laaste waarde van die reeks is

Gestel monster B lyk as volg:



Figuur 2-18: Tydvlakvoorstelling van B monster

Figuur 2-18 bestaan uit die volgende frekwensies.

$$\sin\left(2\pi \cdot 8 \cdot \frac{i}{N}\right) + \sin\left(2\pi \cdot 16 \cdot \frac{i}{N}\right) + \sin\left(2\pi \cdot 32 \cdot \frac{i}{N}\right) + \sin\left(2\pi \cdot 64 \cdot \frac{i}{N}\right)$$

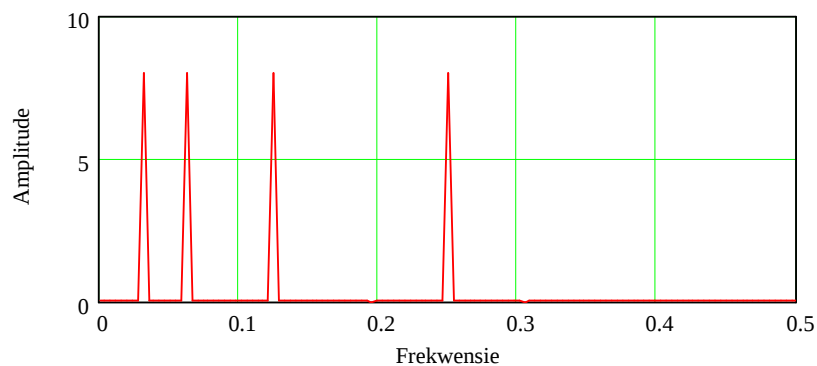
2- 48

Waar:

i = 'n Reeks voorstel

N = Die laaste waarde van die reeks is

Die resultaat van 'n afgeronde Fourier-transformasie van monster A en B is as volg.



Figuur 2-19: Frekwensievoorstelling van Monster A en B

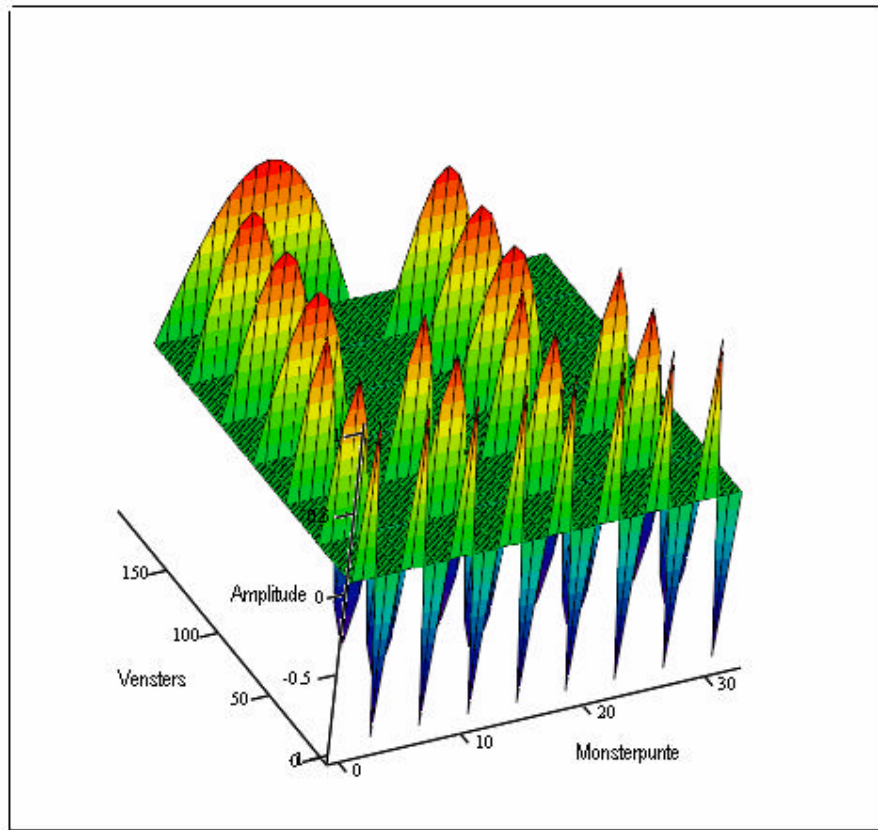
Uit die frekwensievlakvoorstelling is die frekwensiekomponente duidelik, naamlik vergelyking 2-44 tot vergelyking 2-47:

Die probleem is egter dat monster A by sekere tye uit verskillende frekwensies bestaan, waar monster B uit al vier frekwensiekomponente op enige tydstop bestaan. Dus het die Fourier-voorstelling 'n limiet vir data-ontleding, siende dat dit dieselfde Fourier komponente vir monsters A en B toon.

2.6.1 Kort-tyd Fourier-transformasie (STFT)

'n Oplossing vir die bogenoemde probleem is STFT. STFT is Fourier-transformasie wat met kleiner vensters bereken is. As die venster klein genoeg is, kan 'n stasionêre dataset verteenwoordig word [22, p. 7].

As monster A byvoorbeeld opgebreek word in kleiner vensters en 3D gestip word, is die resultaat soos in Figuur 2-20:

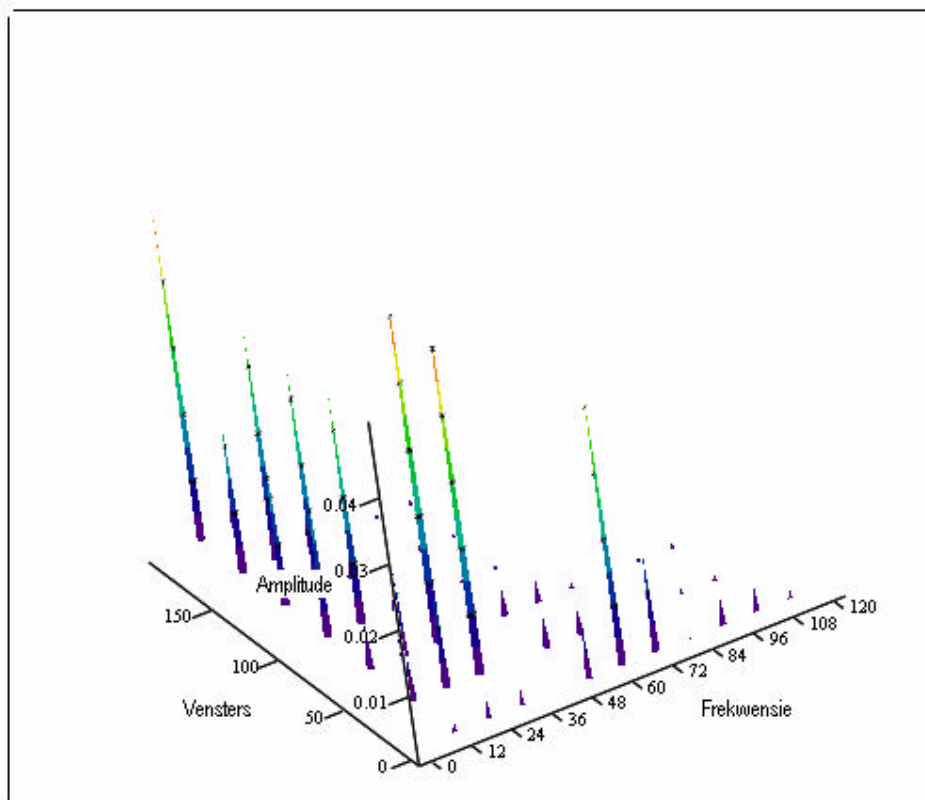


Figuur 2-20: 3D stip van monster A opgebreek in kleiner vensters

Die X-as (0 tot 30) dui die monsterpunte aan. Die Y-as (0-150) dui die vensters aan waar die eerste venster voor en die laaste venster agter sou wees. Die Z-as (-1 tot 1) dui die amplitude aan.

Figuur 2-20 toon dat die eerste venster net die hoë frekwensie komponentfunksie besit het, naamlik vergelyking 2-44. Daarna sal die volgende twee vensters 'n ander funksie, naamlik vergelyking 2-45 voorstel. Dit word gevolg deur drie vensters wat die frekwensiekomponent van vergelyking 2-46 voorstel. Die laaste venster toon die frekwensiekomponent van vergelyking 2-47.

As die FFT nou toegepas en gestip word, word die volgende 3D figuur verkry:



Figuur 2-21: 3D stip van monster A se FFT opgedeel in vensters

Die X-as (0 tot 120) dui die Frekwensiepunte aan. Die Y-as (0-150) dui die vensters aan waar die eerste venster voor en die laaste venster agter sou wees.

Die Z-as (0 tot 0.04) dui die amplitude aan. Uit Figuur 2-21 is dit duidelik dat die eerste venster uit 'n hoë frekwensiekomponent bestaan met die piek by 64Hz.

Die volgende twee vensters het 'n piek by 32Hz soos verwag is. Daarna, soos verwag, is daar drie vensters met nog 'n laer frekwensie naamlik 16Hz, waarna die laaste venster 'n frekwensie van 8Hz het.

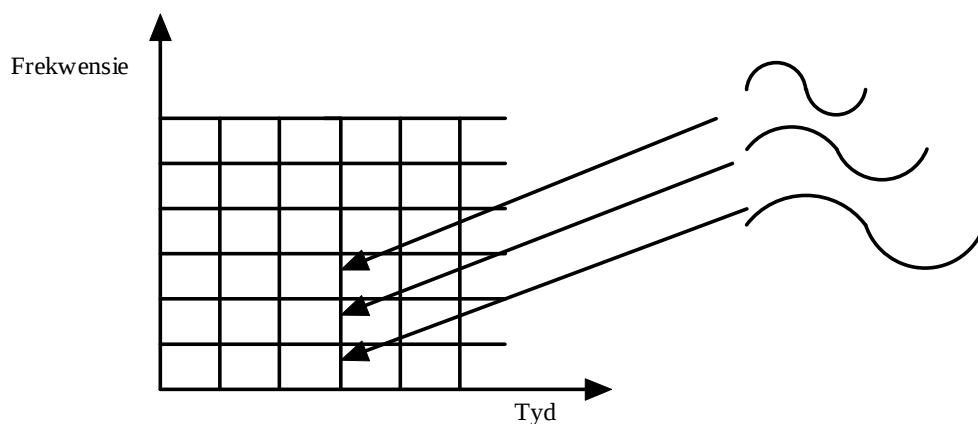
Die SFFT is 'n verbetering op die FFT deurdat daar 'n aanduiding is van wanneer sekere frekwensies voorkom.

Die probleem met die voorstelling is soos gestel deur die Heisenberg-onsekerheidsbeginsel dat die spektrale komponente nie bereken kan word by 'n tyd-instansie nie [17, p. 30]. Met ander woorde as 'n FFT oor 'n klein venster bereken is, is die frekwensieresolusie swak.

2.6.2 Aaneenlopende Wavelets-transformasie (CWT)

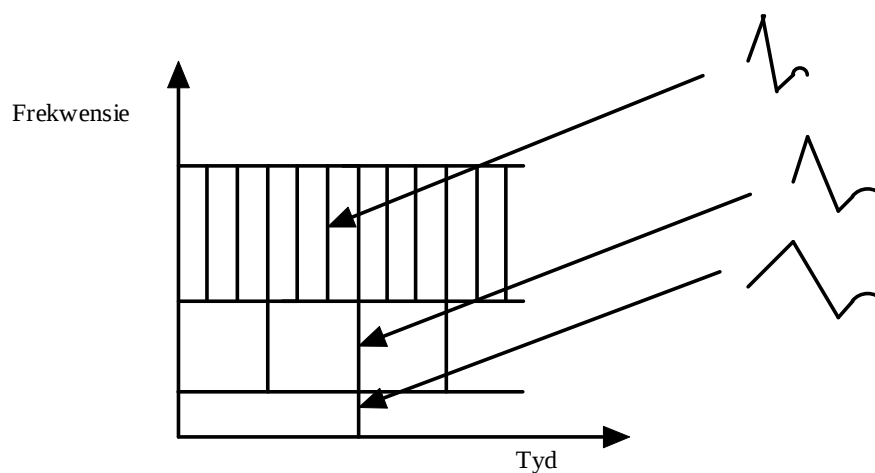
Om 'n datasein in diskontinuiteit te isoleer, word 'n kortbasisfunksie benodig. Terselfdertyd is 'n langbasis-funksie nodig vir gedetailleerde frekwensie-analise. Dus kan 'n kortbasisfunksie vir hoë frekwensies en 'n langbasisfunksie vir lae frekwensie gebruik word. Wavelets oorkom die resoluie probleem deur die venstergrootte te varieer [9, p. 6].

Die variërende resoluie kan beter waargeneem word wanneer die Tydfrekwensie teëls bekyk word van die STFT in Figuur 2-22 en CWT in Figuur 2-23.



Figuur 2-22: Tydfrekwensie teëls van STFT

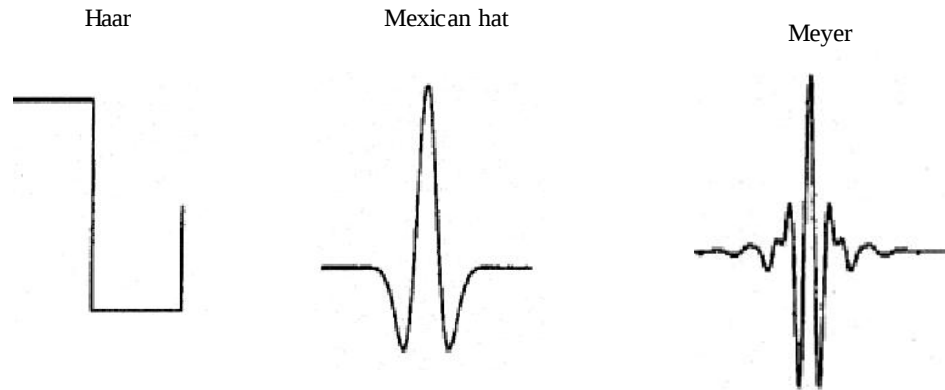
Uit Figuur 2-22 is dit duidelik dat die resolusie altyd dieselfde is omdat die venstergrootte wat gebruik is vir die Fourier-transformasie 'n konstante grootte het [31, p. 37] [9, p. 7].



Figuur 2-23: Tydfrekwensie teëls van CWT

Soos in Figuur 2-23 waargeneem is, is die resolusie van die tydvlak swak by lae frekwensies omdat die basisfunksie lank is. Maar 'n langbasisfunksie kan weer 'n goeie frekwensieresolusie gee. Die teenoorgestelde geld vir hoë frekwensies en dit kan duidelik in Figuur 2-23 waargeneem word.

Die resultate van 'n deurlopende Wavelets-transformasie word bereken deur gebruik te maak van 'n moeder-Wavelet, wat as 'n prototipe dien vir al die vensters. Die moeder-wavelet word dan verdun en geskuif deur 'n eksterne funksie. Daar is veelvoudige funksies vir die doel, soos byvoorbeeld: Haar, Morlet, Mexican Hat en Mayer om maar net 'n paar te noem [5, p. 5].



Figuur 2-24: Haar, Mexican Hat en Mayer funksievoorstellings

Die deurlopende Wavelets-transformasie (CWT) kan soos volg verklaar word [15, p. 36] [22]:

$$CWT(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) dt \quad \text{2- 49}$$

Waar:

$$\psi\left(\frac{t-\tau}{s}\right) = \text{Die moeder-Wavelet}$$

τ = 'n Sekere punt op die tydstop

s = Die skaal veranderlike

$x(t)$ = Die data wat ontleed moet word

t = Tyd

ψ = Eksterne funksie

Vir eksterne funksie ψ is vir die studie die Mexican Hat gekies. Die Mexican Hat funksie word as volg voorgestel:

$$\psi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} \left(e^{\frac{-t^3}{2\sigma^2}} \cdot \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1 \right) \right) \quad \text{2- 50}$$

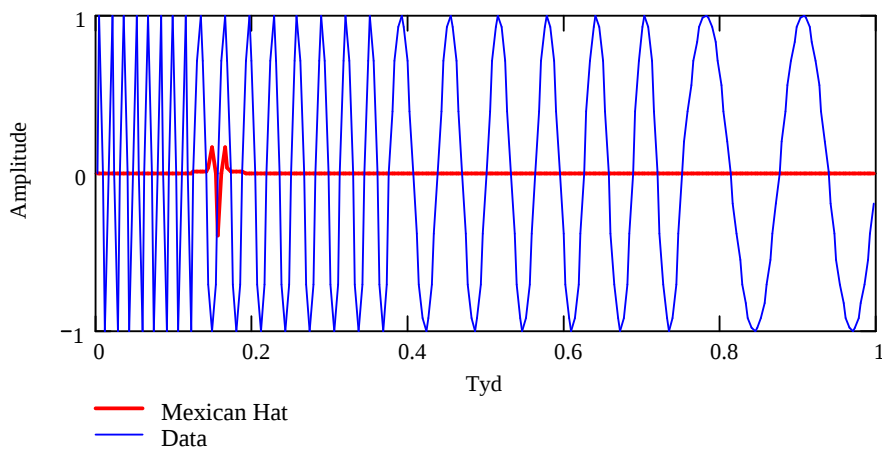
Waar:

t = Tyd.

σ = Mexican Hat grootte veranderlike

Die σ verander die Mexican Hat-grootte om frekwensies te analiseer wat nie deur die oorspronklike strek so ontleed kon word as σ gelyk aan een was nie [17, p. 80].

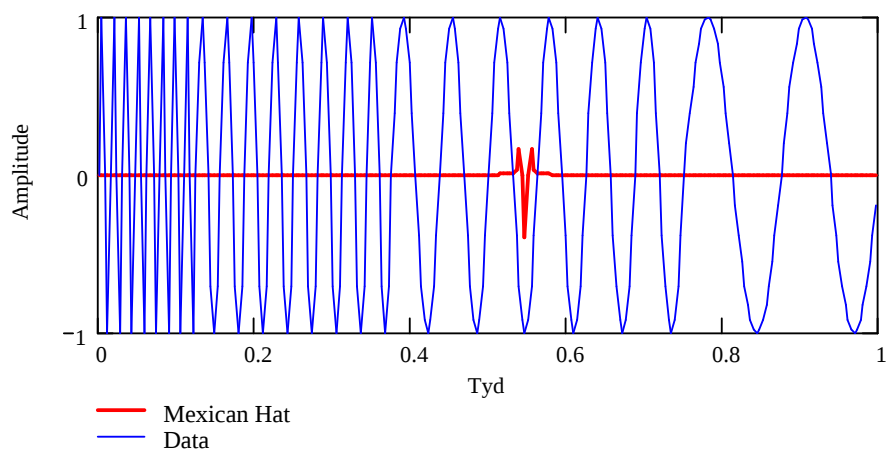
Vir beter duidelikheid van die τ punt veranderlike kan, die volgende stip ondersoek word:



Figuur 2-25: Mexican Hat-funksie (Rooi) en die dataset (Blou)

In Figuur 2-25 is τ gelyk aan 40 en die skaal, s is gelyk aan 1.

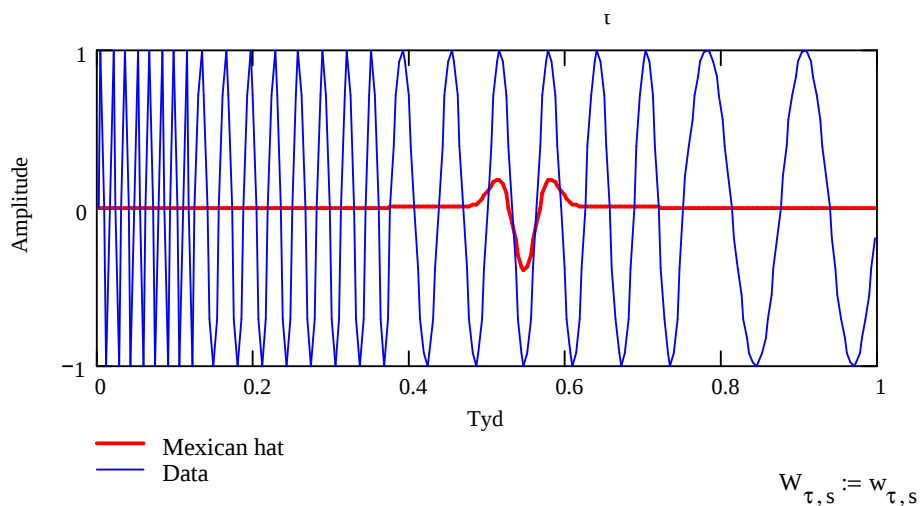
τ of die puntveranderlike is dus 40 datapunte weg van die oorsprong af. Vergelyk dit met die volgende stip waar τ gelyk is aan 140:



Figuur 2-26: Mexican Hat-funksie (Rooi) by nuwe punt en die datasein (Blou)

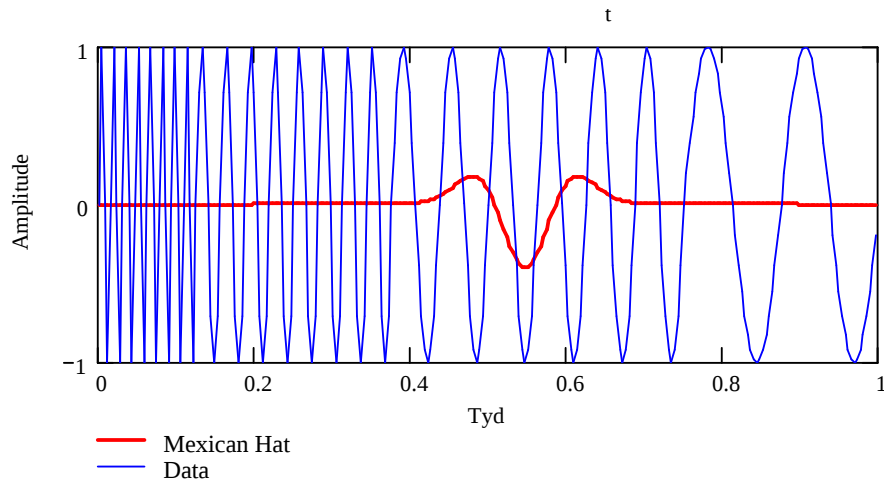
Figuur 2-26 toon dat die punt nou met 100 datapunte aangeskuif het. Dus is dit nou by die 140ste monsterpunt.

Vir die skaal veranderlike let na die volgende grafieke:



Figuur 2-27: Mexican Hat-funksie (Rooi) met 'n skaal van vyf en die datasein (Blou)

τ is gelyk aan 40 en die skaal, s is gelyk aan 5. Vergelyk dit nou met die volgende grafiek waar die skaal 10 is.



Figuur 2-28: Mexican Hat-funksie (Rooi) met 'n skaal van tien en die datasein (Blou)

In Figuur 2-27 en Figuur 2-28 kan die skaalverandering duidelik waargeneem word in die grootte van die Mexican Hat-funksie.

Dit kan dus gestel word dat die moeder-wavelet 'n variasie is van die auto-korrelasiefunksie. Dit bereken die korrelasie van 'n sekere skaal by verskillende tydpunte. Hierna verander die skaal en die nuwe korrelasie word deur die datasein bereken.

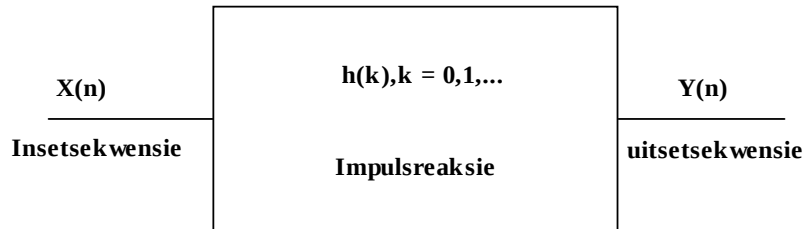
Dus stel lae skale hoë frekwensies voor en hoë skale stel lae frekwensies voor.

2.7 Digitale seinprosseseringfilters

'n Filter is 'n stelsel of netwerk wat 'n sein selektief verander.

Filters word toegepas om die kwaliteit van 'n sein te verbeter, deur byvoorbeeld die ruis te verswak of selfs te verwyder. 'n Digitale filter is 'n wiskundige algoritme, geïmplementeer in hardeware met behulp van sagteware. Die term

digitale filter vertoon na die spesifieke hardware of sagteware waar die filter algoritme toegepas word [12, p. 38].



Figuur 2-29: Blokdigram van die werking van 'n digitale filter

Digitale filters se uitsetvolgorde is 'n impulsreaksieverwerking van die insetvolgorde. Die verwerkingstegnieke kan in twee groepe verdeel word; naamlik oneindige impulsreaksiefilters (IIR) en eindigeimpulsreaksiefilters (FIR) [13, p. 301].

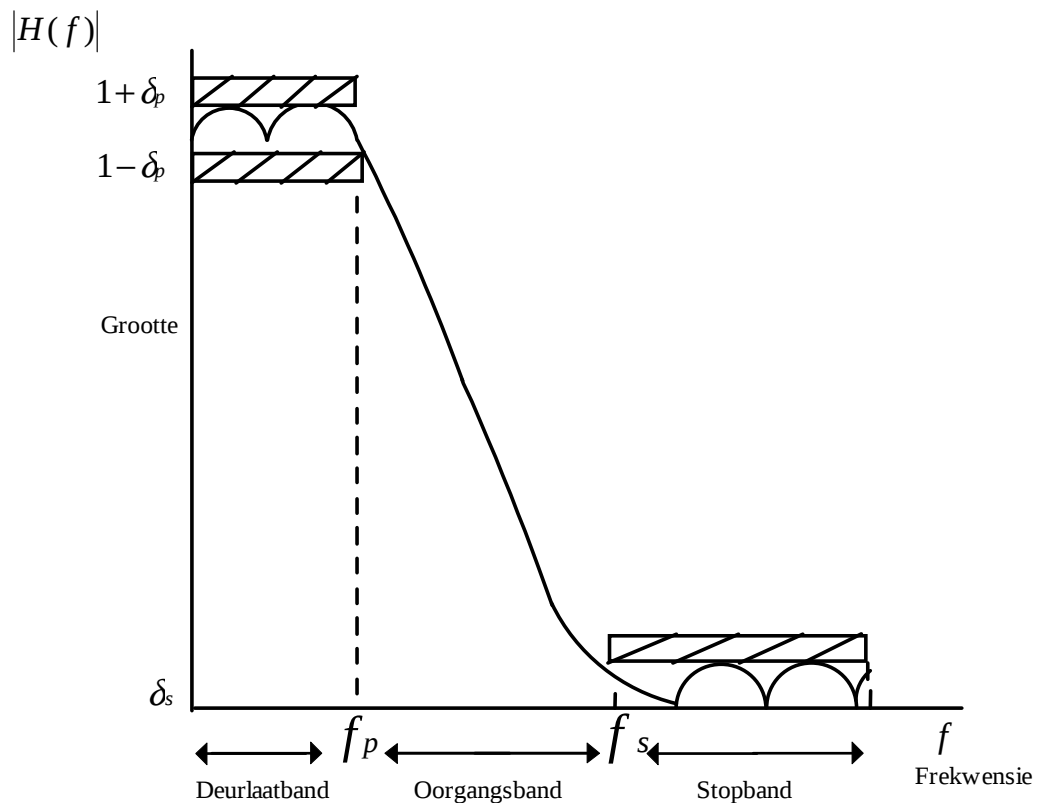
2.7.1 Ontwerp van 'n digitale filter

Vir die ontwerp van 'n digitale filter moet die volgende basiese aspekte in berekening gebring word:

- Die seinkaraktereieenskappe soos,
 - o of die data 'n bronsein of 'n keldersein is,
 - o inligting oor I/O raakvlakke,
 - o die karaktereieenskappe oor dataspoed en -grootte, en
 - o die hoogste frekwensie.
- Die karaktereieenskappe van die filter soos
 - o die verwagte amplitude en fase-reaksie,
 - o toleransie (indien enige),

- o die spoed van die verwerking en metodes van filtrering (werklike tyd of groepverwerking).
- Implementering, byvoorbeeld of dit 'n hoëvlaktaal roetine in 'n rekenaar, of dit 'n DSP proseseseerder-gebaseerde stelsel is.
- Ander ontwerp-aspekte wat in berekening gehou moet word is veranderlikes, soos byvoorbeeld die koste van 'n filter, ens.

Die karaktereienskappe van digitale filters is gewoonlik gespesifiseer in die frekwensiestrek. Frekwensieselektiewe filters, soos laagdeurlaat- en banddeurlaatfilters se spesifikasies is gewoonlik in die vorm van toleransievoorstellings.



Figuur 2-30: Frekwensievlak van filters [12, P. 325]

Figuur 2-30 toon 'n voorstelling vir 'n laagdeurlaatfilter. Die horisontale blokke dui die toleransielimiete aan. In die deurlaatband het die amplitudereaksie 'n kruinveranderlike, D_p . In die stopband dui D_s is die maksimum afwyking aan. Die wydte van die oorgangstadium dui op die skerpheid van die filter. Die amplitudereaksie neem monochromaties toe, vanaf die deurlaat tot by die stopband gedeelte. Die volgende is dus die parameters van belang:

D_p - Deurlaatband

D_s - Stopband

F_p - Deurlaatband randfrekwensie

F_s - Stopband randfrekwensie

Die randfrekwensies word gewoonlik gegee in die genormaliseerde vorm, wat 'n breuk is van die monsterfrekwensie (f/F_s). Die deurlaatband en stopbandafwykings word deur numeriese getalle of in desibel gedefinieer. Dieselfde geld vir die deurlaatbandriffel en die minimum stopband-demping. Die minimum stopband-demping, A_s en die kruin deurlaatbandriffel, A_p word in desibel gegee. Dit word as volg vir FIR filters bereken:

$$A_s = 20 \log_{10} d_s$$

$$A_p = -20 \log_{10}(1 + d_p)$$

2- 51

Waar:

d_p = Deurlaatband

d_s = Stopband

Die fasereaksie van die digitale filters is gewoonlik nie so noukeurig gespesifiseer soos die amplitudereaksie nie. In baie gevalle is dit genoegsaam om net die fasedistorsie of lineêre fasereaksie wat benodig word, aan te dui.

2.7.2 Oneindige-impulsreaksiefilter(IIR)

IIR word gebruik wanneer die vereistes 'n skerp afsnypunt en 'n groot toevoer het. Die rede hiervoor is dat IIR filters minder koëffisiënte het as FIR filters veral waar 'n filter, ovaalfilter karaktereienskappe het [13, p. 301] [14, p. 8].

Die uitsetsein is 'n resultaat van die insetsein en die konvolusievergelyking. Die konvolusievergelyking is as volg [12, p. 455]:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad \text{2- 52}$$

Waar:

k = 0, 1... ∞

n = Periodiese punte

$h(k)$ = Koëffisiënte

$x(n-k)$ = Datasein met vertraging k

As gevolg van die teoretiese oneindige impulsreaksie word vergelyking 2 -52 nie in die praktyk gebruik nie.

Dus moet die vergelyking in die reklusie vorm, soos in vergelyking 2-53 [12, p. 455] [13, p. 307] uitgedruk word:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k x(n-k) \quad \text{2-53}$$

Waar:

k = 0, 1... ∞

n = Periodiese punte

N = Grootte van venster

$h(k)$ = Koëffisiënte voor transformasie

a_k = Koëffisiënte van $h(k)$ gegroepeer as a_k

b_k = Koëffisiënte van $h(k)$ gegroepeer as b_k

$x(n-k)$ = Datasein met vertraging k

In bostaande vergelyking is a_k en b_k die filter koëffisiënte. Die waardes van $h(k)$ vir FIR en a_k , b_k vir IIR is dus van kardinale belang in die ontwerp van digitale filters.

As vergelyking 2-53 en die z-transfomasie van vergelyking 2-54 ondersoek word, word daar opgetoon dat $y(n)$ 'n funksie is van historiese-insetdatamonsters, huidige-insetdatamonsters en historiese-uitsetdatamonsters.

Dus is 'n IIR 'n terugvoerfilter [12, p. 455]:

$$H(z) = \sum_{k=0}^N \frac{a_k z^{-k}}{\left(1 + \sum_{k=1}^M b_k z^{-k}\right)}$$

2- 54

Waar:

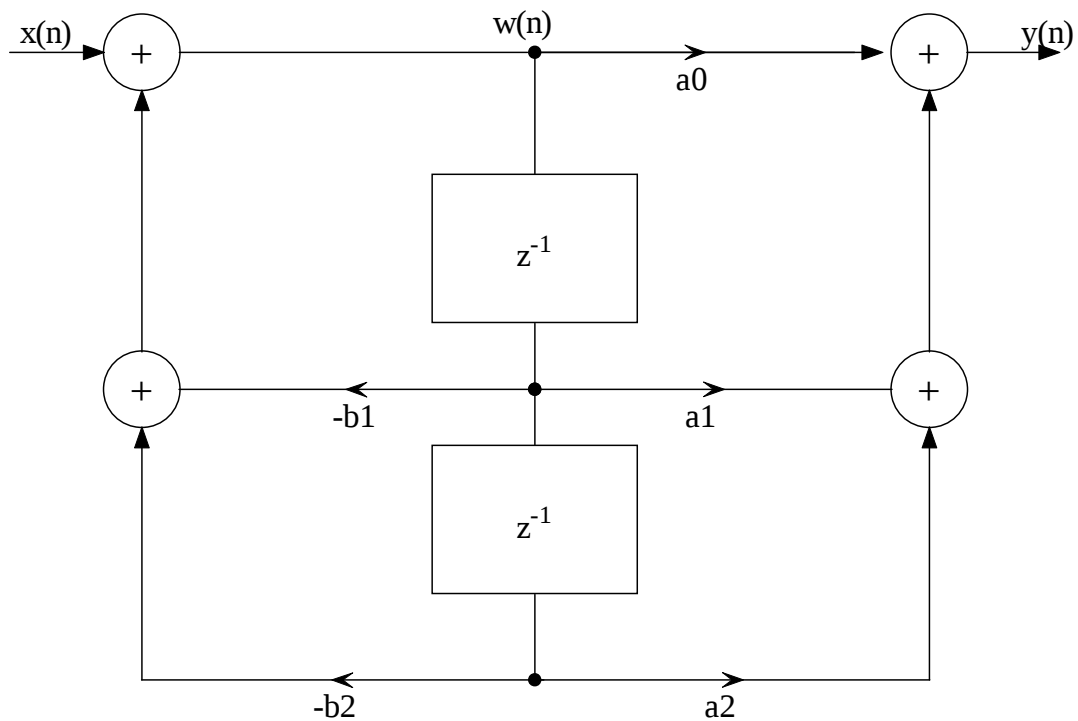
$k = 0, 1, \dots, \infty$

z^{-k} = Monster vertraging aanduiding

a_k = Koëffisiënte

b_k = Koëffisiënte

N = Grootte van venster



Figuur 2-31: Blokdiagram vir 'n IIR

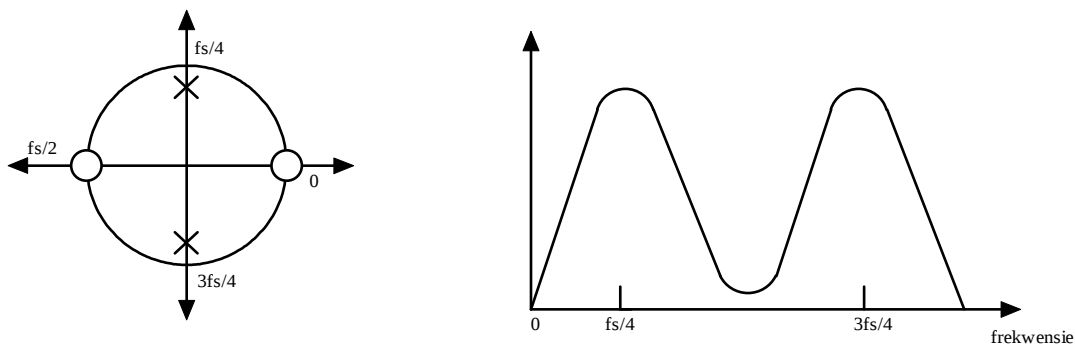
Die blokdiagram in Figuur 2-31 toon hoe die inset deur die filter skakel. 'n Vertraging van een monster word verteenwoordig deur Z^{-1} en die onderskeie koëffisiënte word verteenwoordig deur, a_k en b_k .

Die gewildste metodes vir die berekening van die koëffisiënte a_k en b_k is as volg:

- Pool-zero plasings(IIR)
- Impulse onveranderlike (IIR)
- Bilineêre z-transformasie (IIR)

2.7.2.1 Pool-zero plasings(IIR)

Die konsep van 'n pool-zero plasing is gebaseer op die teorie dat as 'n zero op 'n gegewe punt op 'n z-vlak geplaas word, die frekwensiereaksie na zero sal neig. 'n Pool doen die teenoorgestelde funksie deur die frekwensie op die punt te versterk.



Figuur 2-32: Pool-zero diagram en die ooreenstemmende frekwensiereaksie

Beskou Figuur 2-32 waar die pole naby die eenheidsirkel is, word groot kruine gelewer en waar zeros op die sirkel lê word 'n minimum frekwensiereaksie gelewer.

Let op dat die zeros en pole reële of komplekse ooreenstemmende punte besit.

Gestel 'n banddeurlaatfilter moet ontwikkel word met die volgende spesifikasies.

- Totale seinonderdrukking by 0 en 250 Hz,
- 'n smal deurlaatband by 125Hz,
- 3dB bandwydte van 10Hz,
- monsterfrekwensie van 500Hz.

Om totale seinonderdrukking by 0 en 250Hz te verkry, moet zeros op die eenheidsirkel by die ooreenstemmende punte in die z-vlak geplaas word. Die hoek vir 0Hz is op 0° en 250Hz is die helfte van die monsterfrekwensie en daarom sal die zero op 180° dus by $360^\circ/2$ aangedui word.

Vir 'n deurlaat by 125Hz sal 'n ooreenstemmende poolpaar by $\pm 360^\circ \times 125/500$ voorkom, dus $\pm 90^\circ$. Die afstand van die pole vanaf die middelpunt van die eenheid sirkel word aangedui deur:

$$r \approx 1 - (bw / fs)\pi \quad \text{2- 55}$$

Waar:

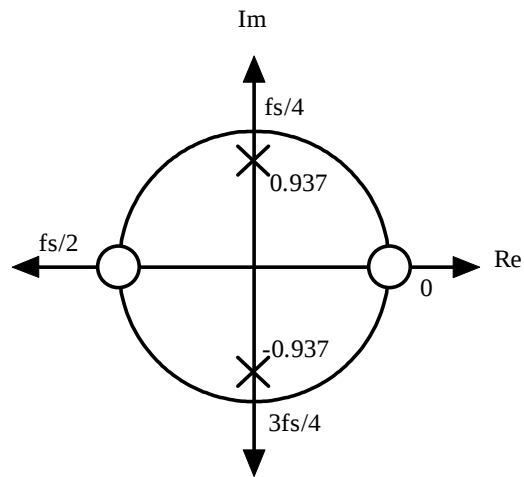
bw = Bandwydte

fs = Monster frekwensie

Die voorbeeld het 'n bandwydte (bw) van 10Hz en 'n monsterfrekwensie (fs) 500Hz, dus sal.

$$\begin{aligned} r &= 1 - (10/500)\pi \\ r &= 0.937 \end{aligned} \quad \text{2- 56}$$

Beskou Figuur 2-33 vir die resultante z-vlak.



Figuur 2-33: Z-vlak vir banddeurlaatfilter

Vanaf Figuur 2-33 word die vergelyking afgelees, as:

$$H(z) = \frac{(z-1)(z+1)}{(z-re^{j\pi/2})(z-re^{-j\pi/2})} \quad \mathbf{2-57}$$

Waar:

z = Gebufferde datasein

r = Radius

j = $\sqrt{-1}$

Vanaf vergelyking 2-57 kan die volgende bepaal word:

$$H(z) = \frac{1-z^{-2}}{1+0.877969 z^{-2}} \quad \mathbf{2-58}$$

Waar:

z = Monster vertraging aanduiding

Die differensievergelyking is dus:

$$y(n) = -0.877969y(n-2) + x(n) - x(n-2)$$

2- 59

Waar:

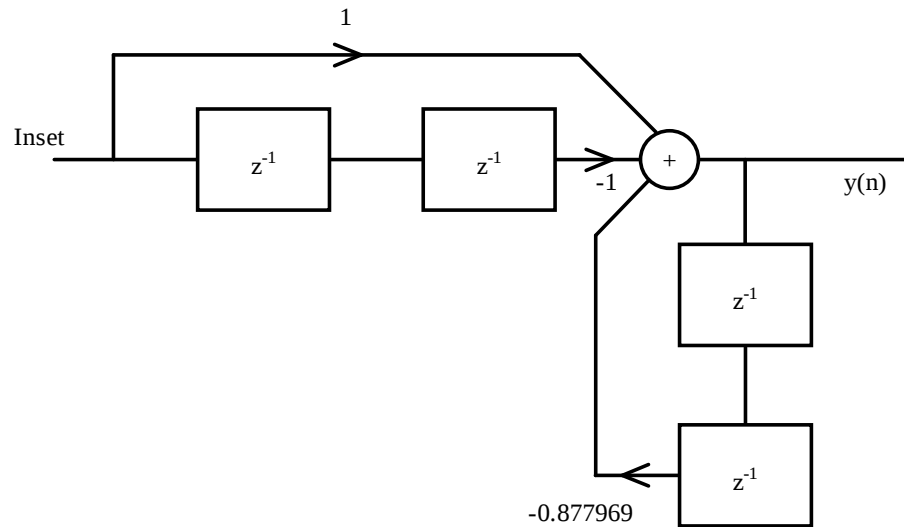
y = Filter uitset

x = Filter inset

Die koëffisiënte vir vergelyking 2- 54 is dan as volg:

- $a_1=0$
- $a_2=0.877969$
- $b_0=1$
- $b_1=0$
- $b_2= -1$

Die blokdigram sal dan soos volg lyk:



Figuur 2-34: Blokdigram van 'n banddeurlaatfilter

Die sein word vanaf links deurgeskakel. Die sein word vermenigvuldig met 'n gewig van 1 en gesommeer by die volgende:

- Data van twee monsters terug (vermenigvuldig met -1). Die data van twee monsters terug se data word verkry deur die inset te vertraag met twee z^{-1} blokke
- Data van die resultaat van die sommering van twee data monsters terug (vermenigvuldig met -0.877969). Die data van twee monster terug se data word verkry deur die uitset van die sommering te vertraag met twee z^{-1} blokke.

2.7.2.2 Impuls onveranderlike

Dié metode word gebruik as 'n analoogoordragfunksie ($H(s)$) reeds bestaan. Die impulsreaksie ($h(t)$) word verkry deur die Laplaceoordrag. Deur die impulsreaksie ($h(nT)$) te monster kan 'n z-transformasiekurwe bereken word.

Gestel 'n digitale filter moet die volgende genormaliseerde analoog oordragfunksie verwoord:

$$H(s) = \frac{c}{s - p} \quad \text{2- 60}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p = Konstante wat die stelsel beskryf

s = Aaneenlopende punte

Die impulsreaksie word verkry deur die omkeer Laplace oordrag te gebruik:

$$h(t) = L^{-1}\left(\frac{c}{s - p}\right) \quad \text{2- 61}$$

$$h(t) = ce^{pt}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p = Konstante wat die stelsel beskryf

s = Aaneenlopende punte

t = Tyd

Soos bo genoem is die digitale filter gelyk aan die impulsreaksie (vergelyking 2-61) gemonster teen diskrete tye waar $t = nt$ en $n = (0,1,2,\dots)$.

$$h(nT) = ce^{pnT}$$

2- 62

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p = Konstante wat die stelsel beskryf

nt = Diskrete tye

Die z-transformasie van die funksie is dan:

$$H(z) = \sum ce^{pnT} z^{-1}$$

2- 63

$$H(z) = \frac{c}{1 - e^{pT} z^{-1}}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p = Konstante wat die stelsel beskryf

nT = Diskrete tye

z = Monster vertraging aanduiding

Dus kan dit geskryf word dat:

$$\frac{c}{s - p} \rightarrow \frac{c}{1 - e^{pnT} z^{-1}}$$

2- 64

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p = Konstante wat die stelsel beskryf

s = Aaneenlopende punte

nT = Diskrete tye

z = Monster vertraging aanduiding

indien 'n m-orde filter gebruik word sal:

$$H(z) = \sum_{k=1}^m \frac{c_k}{1 - e^{p_k T} z^{-1}} \quad \text{2- 65}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p_k = Pole

nT = Diskrete tye

k = 0,1,2...

z = Monster vertraging aanduiding

IIR filters is gewoonlik in die vorm van 'n kaskadekombinasie van tweede-orde filters, dus kan m gelyk aan twee gestel word, en kan die vergelyking 2-65 herskryf word as:

$$H(z) = \frac{c_1}{1 - e^{p_1 T} z^{-1}} + \frac{c_2}{1 - e^{p_2 T} z^{-1}} \quad \text{2- 66}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p_k = Pole

nT = Diskrete tye

k = 0,1,2...

z = Monster vertraging aanduiding

As die pole kompleks ooreenstemmende pare is dan sal dieselfde geld vir c_1 en c_2 .

Dus kan vergelyking 2- 67 vereenvoudig word tot:

$$H(z) = \frac{2c_r - [c_r \cos(p_i T) + c_i \sin(p_i T)] 2e^{p_r T} z^{-1}}{1 - 2e^{p_r T} \cos(p_i T) z^{-1} + e^{(2p_r T)} z^{-2}} \quad \text{2- 67}$$

Waar:

c = Konstante wat die stelsel beskryf

p_k = Pole

T = Diskrete tye

k = 0,1,2...

z = Monster vertraging aanduiding

Van vergelyking 2- 67 kan die koëffisiënte bereken word deur p en c te verplaas met filterspesifikasies.

2.7.2.3 Bilineêre z-transformasie

Die bilineêre z-transformasie is die gewildste metode in IIR-ontwerp. Die metode werk op die beginsel dat 'n analoogfilter ($H(s)$) na 'n digitale filter oorgedra word

deur s met $k \frac{z-1}{z+1}$ (waar $k=1$ of $2/T$) te vervang. Dus word die s-vlak omgeskakel na die z vlak.

Die analoogfilter moet frekwensie-geskaal word en 'n prototipe analoogfilter is die resultaat. Hierna kan die z-transformasie gebruik word.

Die frekwensieskaal word verkry deur s met die volgende te vervang vir 'n laagdeurlaatfilter:

$$\frac{s}{\omega'_p} \quad \text{2- 68}$$

Waar:

ω'_p = Trigometriese funksie van die kritiese frekwensies (vergelyking 2-70)

s = Frekwensieskaal

Gestel 'n laagdeurlaatfilter word benodig met 'n 1280Hz monsterfrekwensie en 'n 3dB punt by 150Hz met die volgende oordragsfunksie:

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}s + 1} \quad \text{2- 69}$$

Waar:

s = Frekwensie skaal

Die kritiese frekwensies is $\omega_p = 2\pi \times 150$ rad/s, en $F_s = 1/T = 1280$ Hz:

$$\omega'_p = \tan\left(\frac{\omega_p T}{2}\right) \quad \text{2- 70}$$

$$\omega'_p = 0.3857$$

Waar:

ω_p = 2π keer die 3dB afsnyfrekwensie is

T = Periode van die monsterfrekwensie

Die frekwensieskaal van die analoogfilter wat toegepas word vanaf vergelyking

2- 68

$$H'(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega'_p}\right)^2 + \sqrt{2} \frac{s}{\omega'_p} + 1} \quad \text{2- 71}$$

Waar:

ω'_p = Trigonometries funksie van die kritiese frekwensies (vergelyking 2-70)

s = Frekwensie skaal

Deur die veranderlikes se waardes in te stel word die volgende as resultaat verkry:

$$H'(s) = \frac{0.1488}{s^2 + 0.5455s + 0.1488} \quad \mathbf{2-72}$$

Waar:

s = Frekwensie skaal

Nadat die Bilineêre z-transformasie toegepas is, is die volgende verkry:

$$H(z) = \frac{0.0878(1 - 2z^{-1} + z^{-2})}{1 - 1.0048z^{-1} + 0.3561z^{-2}} \quad \mathbf{2-73}$$

Waar:

z = Monster vertraging aanduiding

Vergelyking 2-54 kan vereenvoudig word tot :

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} \dots}{1 + a_1z^{-1} \dots} \quad \mathbf{2-74}$$

Waar:

z = Monster vertraging aanduiding

b = Koëffisiënte

a = Koëffisiënte

Indien koëffisiënte deur middel van vergelyking 2-74 bereken word, is:

- $a_1 = -1.0048$
- $a_2 = 0.3561$
- $b_0 = 0.0878$
- $b_1 = -0.1756$
- $b_2 = 0.0878$

2.7.3 Eindige-impulsreaksiefilter(FIR)

FIR-filters het 'n klein of geen fasevervorming. FIR-filters word veral in beeld- en videoprosessering [32, p. 597] gebruik. Dit is ook noemenswaardig om te noem dat die nuwer DSP prosesseerders se argitektuurontwerp beter vir FIR-filtrering aangepas is.

Die uitset is 'n veranderlike van die inset, soos gemanipuleer deur die koëffisiënte ($h(k)$) met verhouding tot die vergelyking 2- 75 hieronder [12, p. 343].

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad \text{2- 75}$$

Waar:

$h(k)$ = Koëffisiënte

k = Diskrete punte

N = Venster grootte

x = Data funksie

Die FIR is 'n funksie van historiese en huidige waardes van die inset soos in vergelyking 2- 75 en in die Z-transformasievergelyking, (vergelyking 2- 76) waargeneem:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}$$

2- 76

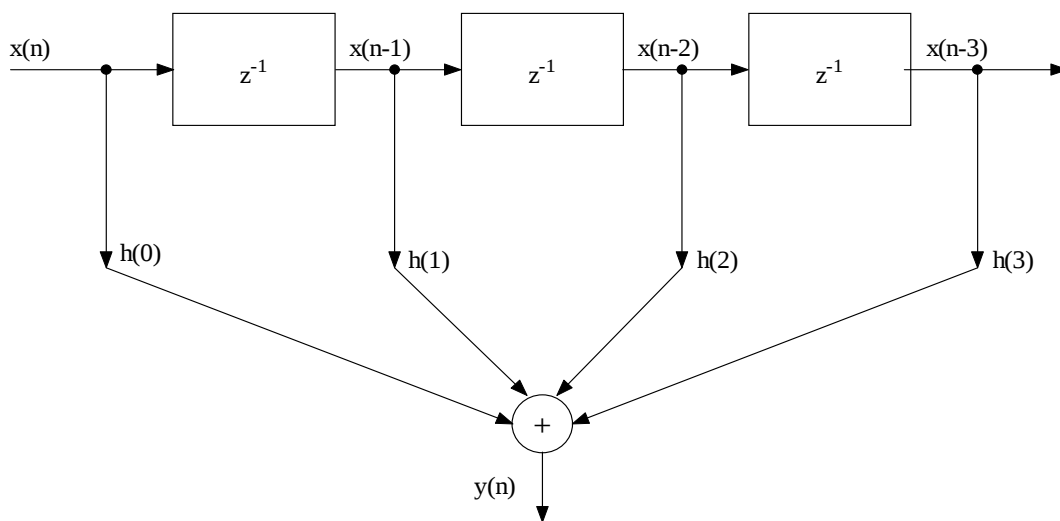
Waar:

$h(k)$ = Koëffisiënte

k = Diskrete punte

N = Venster grootte

z = Monster vertraging aanduiding



Figuur 2-35: FIR-blokdiagram

Die blokdiagram in Figuur 2-35 toon hoe die inset deur die filter geskakel word. 'n Vertraging van een monster word verteenwoordig deur Z^{-1} en die koëffisiënte is $h(k)$.

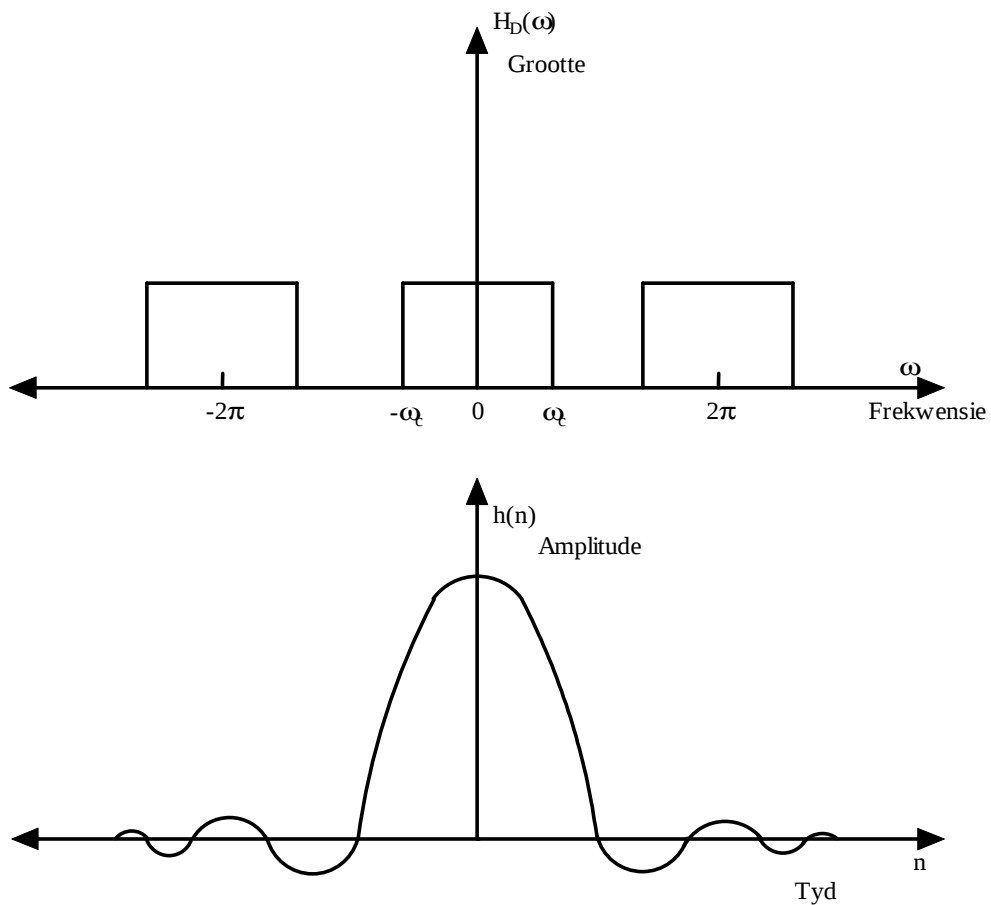
Die gewildste metodes vir die berekening van FIR-koëffisiënte is as volg:

- Venstermetode (FIR);

- Frekwensiemonster (FIR);
- Optimaal (FIR).

2.7.3.1 Venstermetode

Die venstermetode gebruik die invers Fourier-transformasie om die frekwensievlak karaktereienskappe van 'n filter na die impulsreaksie (tyd vlak) om te skakel.



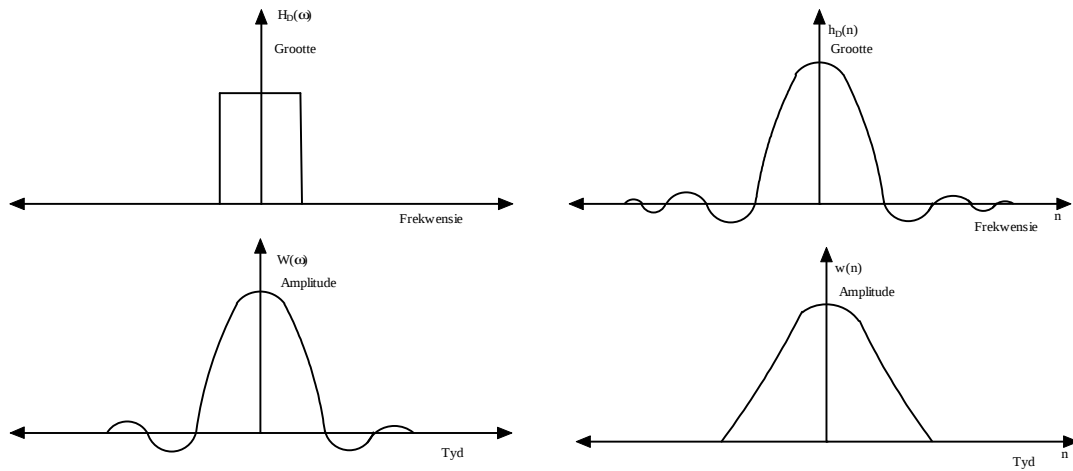
Figuur 2-36: Ideale invers Fourier-transformasie vir 'n laagdeurlaatfilter

Die ideale impulsreaksie is ook dan vooraf bepaal vir selektiewe filters en kan in die volgende tabel waargeneem word:

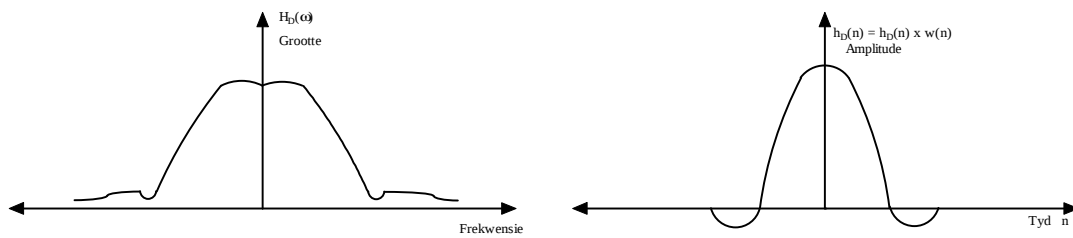
Tabel 2: Ideale impulsreaksie

Filter tipe	$h_D, n \neq 0$	$h_d(0)$
Laagdeurlaat	$2f_c \frac{\sin(n\omega_c)}{n\omega_c}$	$2f_c$
Banddeurlaat	$2f_2 \frac{\sin(n\omega_2)}{n\omega_2} - 2f_1 \frac{\sin(n\omega_1)}{n\omega_1}$	$2(f_2 - f_1)$
Bandstop	$2f_2 \frac{\sin(n\omega_2)}{n\omega_2} - 2f_1 \frac{\sin(n\omega_1)}{n\omega_1}$	$1 - 2(f_2 - f_1)$
Hoogdeurlaat	$-2f_c \frac{\sin(n\omega_c)}{n\omega_c}$	$1 - 2f_c$

Die probleem van die ideale-impuls reaksievoorstelling, is dat dit oneindig is. 'n DSP-verwerker het weens die voorhandliggende redes nie genoeg geheue om oneindige koëffisiënte te stoor nie. Die probleem is oorkombaar deur die vensterfunksie toe te pas. Die basiese werking van die vensterfunksie is dat die ideale impulsreaksie vermenigvuldig word met 'n venster soos geïllustreer in Figuur 2-37 en Figuur 2-38:



Figuur 2-37: Die ideale impulsreaksie en die venster-reaksie



Figuur 2-38: Die produk van die ideale impulsreaksie en venster-reaksie

Daar bestaan sewe vensterfunksies; vyf basiese funksies waarvan twee variasies vir die Blackman- en Kaiservensters is.

Tabel 3: Vensterfunksies

Venster Funksie	Oorgang Breedte (Hz)	Deurlaat- band riffel (dB)	Hoof lob tot Sy lob (dB)	Stopband Verswak- king (dB)	Venster Funksie $w(n), \leq (N-1)/2$
Reghoekig	$0.9/N$	0.7416	13	21	1
Hanning	$3.1/N$	0.0546	31	44	$0.5 + 0.5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$
Hamming	$3.3/N$	0.0194	41	53	$0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right)$
Blackman	$5.5/N$ $2.93/N$ $(\beta=4.54)$	0.0017 0.0274	57	75 50	$0.42 + 0.50 \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)$ $+ 0.08 \cos\left(\frac{4\pi n}{N-1}\right)$
Kaiser	$4.32/N(\beta=6.76)$ $5.71/N(\beta=8.96)$	0.00275 0.000275	57 57	70 90	$\frac{I_0(\beta\{1-[2n/(N-1)]\}^2)}{I_0(\beta)}$

Die Hammingvenster is die gewildste en die venster wat die meeste gebruik word. Die werking van die Hammingvenster

Gestel 'n laagdeurlaatfilter met die volgende spesifikasies moet opgestel word:

- Oorgangsbreedte van 500Hz,
- Randdeurlaatband by 5kHz,
- Stopband dempingsfaktor van 50dB,
- Monsterfrekwensie van 8kHz.

Vanaf tabel 3 is die formule vir 'n laagdeurlaatfilter as volg:

$$2fc \frac{\sin(n\omega_c)}{n\omega_c} \quad \text{2- 77}$$

vir $n \neq 0$

Waar:

$$\omega_c = 2\pi \times fc$$

$$f_c = 3\text{dB Afsnyfrekwensie}$$

en

$$2f_c \quad \text{2- 78}$$

vir $n = 0$

Waar:

$$f_c = 3\text{dB Afsnyfrekwensie}$$

Vanuit Tabel 3 is dit duidelik dat die Hammingvenster aan die filterspesifikasies voldoen.

Die eerste stap is om N te bereken. Dus $\Delta f = 0.5/8 = 0.0625$ en $N = 3.3/\Delta f = 52.8$ wat afrond tot 53. Dus sal die filter bestaan uit koëffisiënte wat bereken word volgens $h_d(n)w(n)$ waar $-26 \leq n \leq 26$ is.

Vir die laagdeurlaatfilter is

$$h_d(n) = 2fc \frac{\sin(n\omega_c)}{n\omega_c} \quad \text{2- 79}$$

vir $n \neq 0$

Waar:

$$\omega_c = 2\pi \times fc$$

$$f_c = 3\text{dB Afsnyfrekwensie}$$

$$h_d(n) = 2fc$$

2- 80vir $n = 0$

Waar:

$$\omega_c = 2\pi \times fc$$

$$f_c = 3\text{dB Afsnyfrekwensie}$$

en

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cos(2\pi n / 53)$$

2- 81

$$\text{vir } -26 \leq n \leq 26$$

Weens die smeereffek van 'n venster op die filterreaksie sal die afsnypunt nie die spesifikasies verteenwoordig nie en dus sal die volgende funksie gebruik word om 'n gesentreerde fc te verkry:

$$fc' = \frac{fc + \Delta f / 2}{fs} = 0.21875$$

2- 82

Waar:

$$fs = \text{Monsterfrekwensie}$$

$$f_c = 3\text{dB Afsnyfrekwensie}$$

$$\Delta f = \text{Randdeurlaatband}$$

Die volgende stap is om $h(n)$ te bereken vir die waardes van n en daarna te vermenigvuldig met die vensterfunksie $w(n)$.

Die antwoorde is as volg en dit verteenwoordig dan ook die koëffisiënte:

Tabel 4: FIR koëffisiënte

h[-26],	-9.13e-4	h[26],
h[-25],	2.16e-4	h[25],
h[-24],	1.32e-3	h[24],
h[-23],	3.21e-4	h[23],
h[-22],	-1.92e-3	h[22],
h[-21],	1.468e-3	h[21],
h[-20],	2.36e-3	h[20],
h[-19],	3.48e-3	h[19],
h[-18],	1.992e-3	h[18],
h[-17],	-6.283e-3	h[17],
h[-16],	4.53e-9	h[16],
h[-15],	9.266e-3	h[15],
h[-14],	4.343e-3	h[14],
h[-13],	-1.127e-02	h[13],
h[-12],	-1.14e-2	h[12],
h[-11],	1.06e-2	h[11],
h[-10],	2.096e-2	h[10],
h[-9],	-5.258e-3	h[9],
h[-8],	-3.215e-2	h[8],
h[-7],	-7.544e-3	h[7],
h[-6],	4.354e-2	h[6],
h[-5],	3.259e-2	h[5],
h[-4],	-5.341e-2	h[4],
h[-3],	-8.568e-2	h[3],
h[-2],	6.0122e-2	h[2],
h[-1],	3.111e-1	h[1],
h[0],	4.375e-1	h[0],

Die filter se aantal koëffisiënte kan bereken word deur 26 by te tel. Dus sal die waardes van n , vanaf 0 to 52 varieer.

2.7.4 Voordele van digitale filters

- Digitale filters kan karaktereienskappe besit wat baie moeilik met analoogfilters implementeerbaar is. 'n Voorbeeld van hierdie karaktereienskappe is die lineêre fasereaksie, wat by digitale filters geen verandering in werkverrigting het nie omdat omgewingsveranderings geen invloed het nie.
- Die frekwensiereaksie van digitale filters kan verstel word en daarom is aanpasfilters maklik implimenteerbaar.
- Meervoudige seine of kanale kan deur een digitale filter verwerk word sonder om die hardeware te kloon.
- Gefiltreerde en ongefiltreerde data kan gestoor word vir verdere gebruik.
- In die praktyk is die noukeurigheid van analoogfilters beperk, waar digitale filters net deur die woordlengte beperk word.
- Die werkverrigting is herhaalbaar van stelsel tot stelsel.
- Digitale filters kan gebruik word by lae frekwensies soos byvoorbeeld in biomediese toepassings.
- Digitale filters kan gebruik word oor 'n wye verskeidenheid frekwensies deur die monsterfrekwensie te verstel.

2.8 Lasselle

'n Lassel word as gewigsbepalingsensor gebruik. Resistor lasselle word effektief sedert 1940 vir gewigsbepaling gebruik [10, p. 1]. Daar is verskillende soorte resistor lasselle. Die oudstes word van koolstof gemaak. Die koolstof lasselle is in die vroeë dertigs deur Charles Kearns van Hamilton Standard gebruik wat die

spanning op skroeflemme wou meet. Die spannings meting was van belang in die ontwerp van die vliegtuig skroewe [10, p. 1]. In 1927 en 1928 is die plakdraad lassel vervaardig. Arthur Ruge en Edward Simmons, wat onafhanklik van mekaar gewerk het, het ontdek dat as 'n dun draad teen 'n oppervlak geplak word, is die spanning op die draad verteenwoordigend van die oppervlakspanning [10, p. 2]. In die 1950's, tydens die ontwikkeling van gedrukte stroombordtegnieke, het foelie lasselle te voorskyn gekom. Dit word vandag die meeste gebruik en is ook die lassel wat in hierdie studie gebruik gaan word [10, p. 3]. Daar is huidiglik ook halfgeleier lasselle wat baie sensitief is.

Die lassel werk as volg: Allooie se weerstand word net deur temperatuur en die fisiese dimensie beïnvloed. Dus, as die temperatuur konstant bly en die lengte en oppervlak verander, sal die weerstand verander. Die verhouding van weerstand-tot-dimensie is as volg: Die weerstand is gelyk aan die lengte gedeel deur die deursnee oppervlak, vermenigvuldig met die konstante vir die gegewe materiaal [18, p. 49].

As die allooï op 'n oppervlak geplak word en 'n las word toegepas, sal die oppervlak rek of inkrimp en so ook die lassel, wat dan van dimensie verander en ook 'n verandering in die weerstand veroorsaak. Lasselle word in 'n *Wheatstone*-brug gekoppel wat tot gevolg het dat 'n verandering in weerstand 'n verandering in potensiaalverskil sal voortbring.

Die lasselle word op 'n lasbalk soos in Figuur 3-1 geplak, waaraan die skuins platvorm vas is.

2.8.1 Tedea-Huntleigh 1010 enkelpunt lassel

Die keuse vir die studie is die Tedea-Huntleigh 1010 enkelpunt lassel.

Die voordele van die lassel is:

- Hoë akkuraatheid;
- Lae koste;
- Beskermende weerstandlaag vir lang betroubare werking;
- Ingeboude oorlaaistop;
- Twee addisionele metingsdrade wat die potensiaalverskil by die lassel aandui, kompenseer vir kabelweerstand. Die potensiaalverskil kan dus gebruik word om versterkers aan te kalibreer vir veranderlikes in lesings as gevolg van die temperatuur verandering en/of kabelverlenging.
- Sy werkverrigting word deur NTEP 5000 gespesifiseer.

HOOFSTUK 3

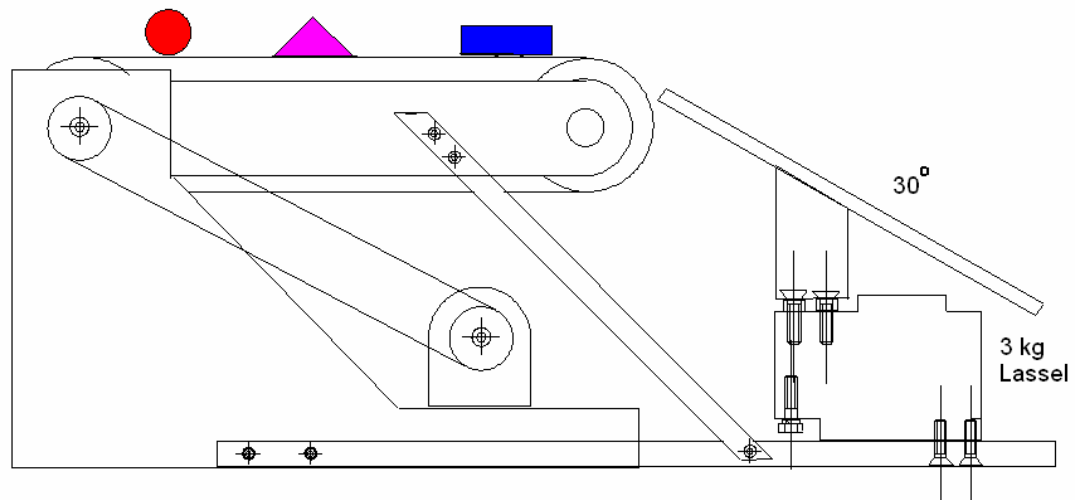
METODES EN TEGNIEKE.

3.1 Eksperimentele opstelling van die vervoerband

'n Gewigsbepalingsensor is teen 'n helling van 30° direk na 'n vervoerband geplaas soos in Figuur 3-1 getoon. Voorwerpe met verskillende vorms, teksture en gewigte is oor die glyskaal beweeg.

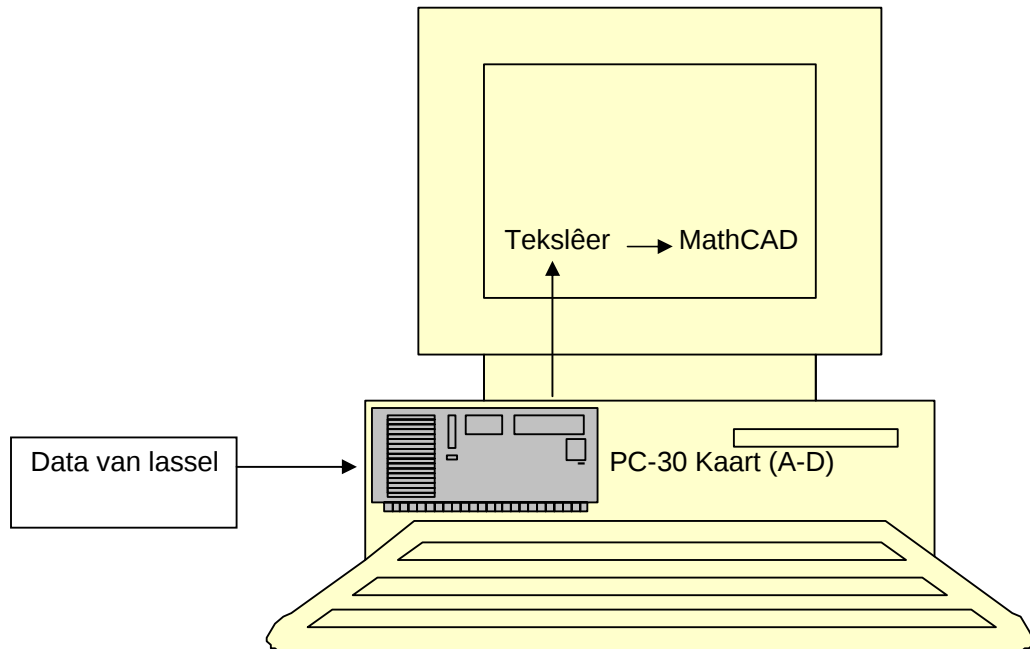
'n Lassel (Tedea-Huntleigh 1010) word as omsetter gebruik in Figuur 3-2. Dit skakel die gewig om na 'n potensiaalverskil. Die analoogwaardes word versterk deur 'n instrumentasieversterker, soos in paragraaf 3.1.1 bespreek, om 'n bruikbare uitset te lewer.

Die analoogwaardes van die lassel via die voorversterker word in 'n rekenaar ingelees deur van PC-30 kaart gebruik te maak. Die PC-30 kaart neem die analoogwaardes en monster dit teen diskrete tye [12, p. 40]. Die data word gestoor as tekslêers. Die lêers word in die simulasiesagteware, sowel as die DSP-hardeware gebruik.



Figuur 3-1: Grafiese voorstelling van die vervoerband

Vir simulاسie, seinontleding en DSP algoritme ontwerp word MathCAD gebruik. MathCAD is 'n gewilde sagteware pakket en word selfs deur NASA (National Aeronautics and Space Administration) gebruik [7, p. 1].



Figuur 3-2: Opstelling vir simulاسie van die stelsel

Die volgende punte word in die simulاسie ontwikkel en aangespreek.

- Die filtrering van inkomende data. Die filter kan 'n intelligente digitale filter wees, wat moeilik implementeerbaar sou wees in 'n analoogstelsel [12 p. 2].
- Deur verskillende DSP-tegnieke te simuleer, soos byvoorbeeld filters en ander manipulerende algoritmes, kan die optimum tegniek geselekteer word.
- Met behulp van die simulاسie kan 'n outomatiese-zero algoritme ontwikkel word, wat die skaal zero voor elke individuele lesing.
- Met die simulاسie kan die berekening van die normaalkrag, en die wrywingskoëffisiënt van verskillende voorwerpe gesimuleer word [1, p. 58].

Vervolgens word die gesimuleerde stelsel in DSP hardeware geïmplementeer met behulp van die “Visual Application Builder” sagteware.

3.1.1 Ontwerp en simulatie van die instrumentasieversterker

Soos verduidelik in paragraaf 2.4 moet die analoogseine eers omgeskakel word na 'n werkbare potensiaalverskil vir die eerste stadium van die ADC (sien Figuur 3-1). Dus moet 'n lineêre, laeruis instrumentasieversterker ontwerp word.

'n Instrumentasieversterker word gebruik om die sein vanaf 'n metingsinstrument te versterk tot 'n potensiaalverskil wat bruikbaar is.

'n Instrumentasieversterker is 'n verlenging van 'n verskilversterker en versterk dus die verskil tussen die insette [1, p. 187].

In die studie word 'n sein vanaf 'n lassel verkry, versterk deur die instrumentasieversterker, en gemonster waarna verdere verwerking plaasvind. Die instrumentasieversterker se eienskappe sal dus getoets moet word om die betroubaarheid van die uitset te bevestig.

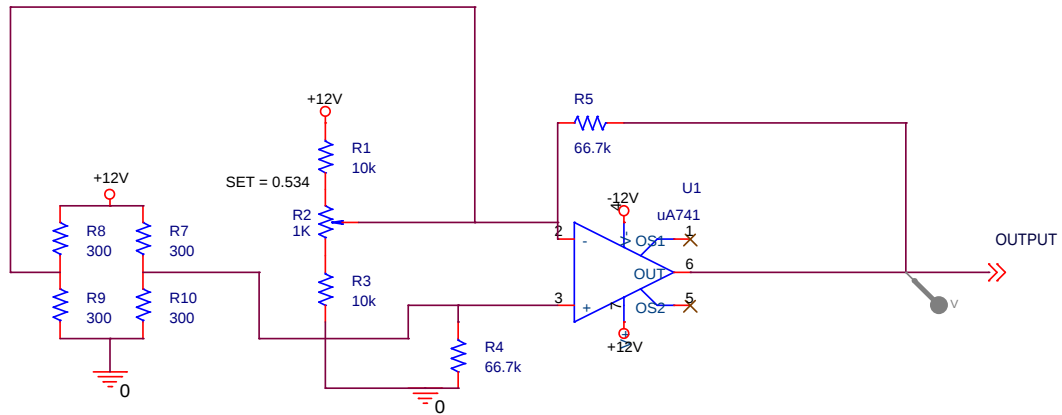
Die simulatie van die versterker is met behulp van Pspice gedoen.

Die mees algemene toets wat gedoen word, is 'n frekwensiebodestip wat die versterking van 'n operasionele versterker by verskillende frekwensies toon.

Die frekwensiereaksietyd is die variasie van die kring se uitset met die verandering in die insetfrekwensie [1, p. 584]. Daardeur word vasgestel teen watter frekwensie die uitset nie meer 'n ware verteenwoordiging van die inset lewer nie. Die resultaat sal aandui of die kring se werking aanvaarbaar vir die studie is.

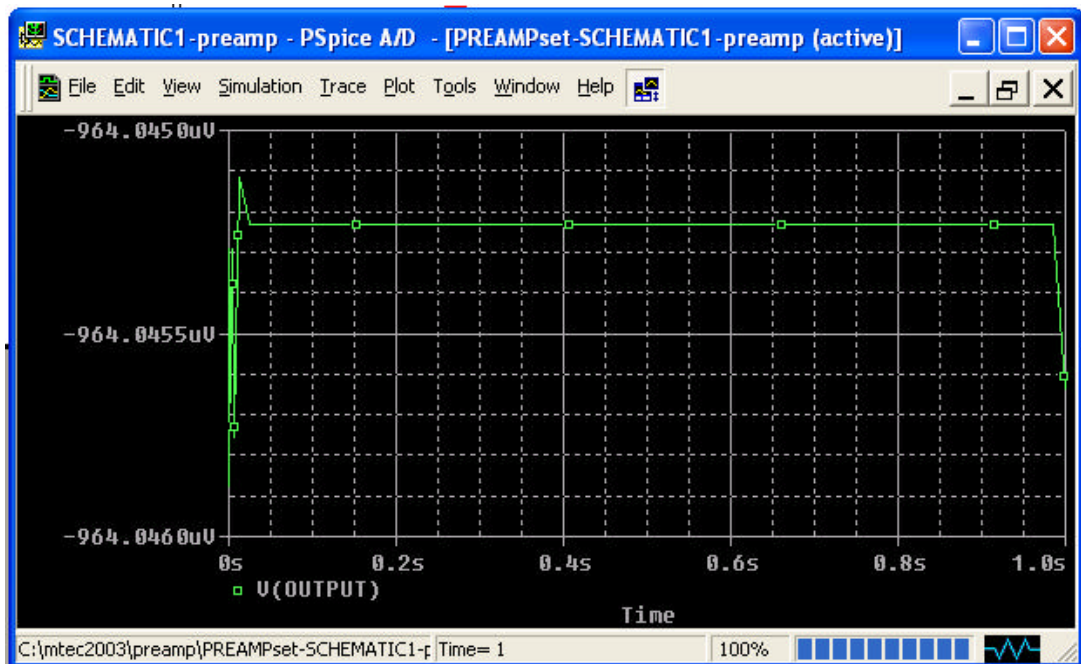
Frekwensiereaksie is die versterking by sekere frekwensies uitgedruk in desibels.

Die fasefout kan ook met hierdie metode aangetoon word.



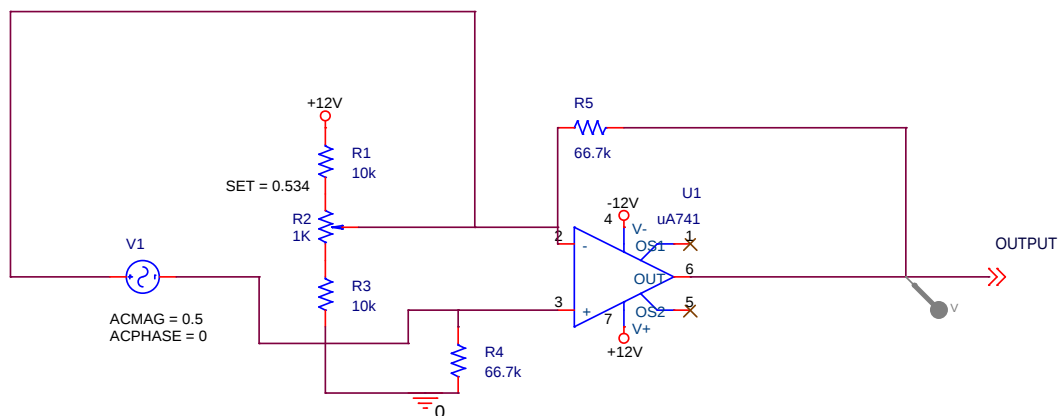
Figuur 3-3: Instrumentasieversterker

Die eerste stap is om R2 'n balanseer-resistor in simulاسie te stel. In die kring is R7 tot R10 die lasselvoorstelling van die resistor Wheatstonebrug. As daar geen trek- of drukkrag uitgevoer word nie, sal die lassel Wheatstonebrug gebalanseer wees en dus kan R2 nou gestel word om zero uitset te gee [29, p. 12].



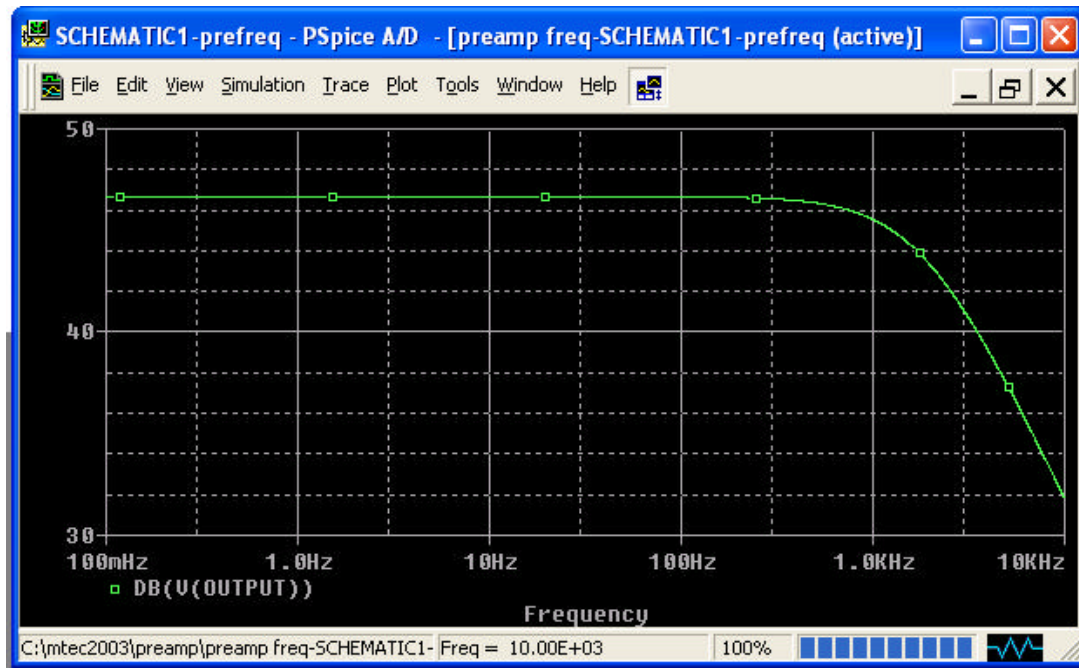
Figuur 3-4: Spanning grafiek van balansering verstelling

Die beste resultaat is verkry waar R2 gestel is by 0.534. As R2 by 0.053 gestel is, is die uitsetgemiddelde by $-964.0450\mu\text{V}$ soos in Figuur 3-4 waargeneem. Die waarde is aanvaarbaar omdat dit so na as moontlik gelyk aan zero volt is. Nou kan die verandering in las van verskillende frekwensies gesimuleer word.



Figuur 3-5: Instrumentasieversterker

In die kring word die lassel met 'n veeg-generator vervang soos in Figuur 3-5 aangetoon. Sodoende kon die frekwensiebodestip gesimuleer word.

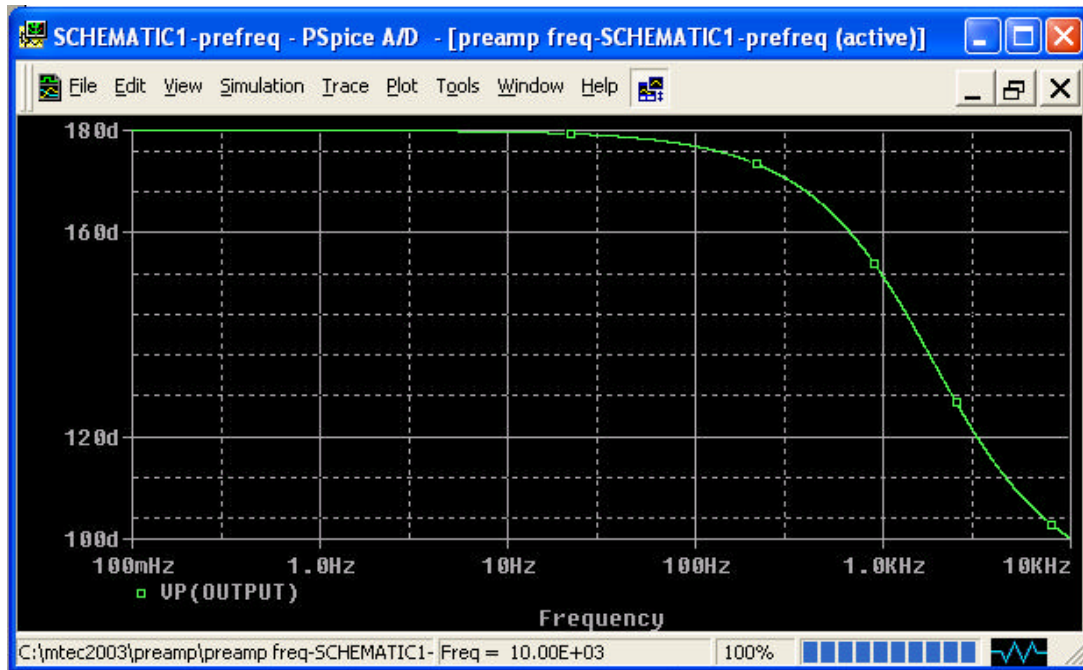


Figuur 3-6: Frekwensiebodestip

Die frekwensiestrek van die versterker word in

Figuur 3-6 geïllustreer. Dit is duidelik dat dit die insetsein met net oor die 46dB versterk word teen 'n frekwensie van rondom 1 kHz, waarna die versterking teen 20dB/dekade afneem.

In die studie word lae frekwensies gebruik, dus is die afname na 1 kHz aanvaarbaar.



Figuur 3-7: Fasefoutstip

Figuur 3-7 toon die fase teenoor die frekwensie aan. By 100mHz is die inset 180° uit fase uit met die inset en bly lineêr tot by 500Hz. Die Miller-effek by hoë frekwensies is nie problematies vir die eksperiment nie, siende dat daar met lae frekwensies gewerk word. Die fase verskil van 180° is as gevolg van die versterker se omkeerversterkingseienskap.

3.1.2 PC30 kaart

Data van die lassel via die instrumentasieversterker word gemonster deur die PC30 kaart. Die PC30 monsterkaart is 'n analoog-na-digitale omsetter. Veranderlikes soos die monsterfrekwensietyd en strek is verstelbaar. Die kaart word deur Wave View sagteware beheer.

'n Monsterfrekwensie van 10kHz is gekies en die sein kan dus effektief tot 5kHz verteenwoordig word (Nyquist kriteria).

Hierdie frekwensie is aansienlik hoër as die hoogste frekwensie wat verwag word, maar vir ontledingsdoeleindes is 'n hoër resolusie beter. Die lengte van die dataset is belangrik en 'n ondersoek moes gedoen word om die beste lengte te bereken. Eksperimenteel is bepaal dat 'n sein met 'n buffer lense van 3.5 sekonde genoegsaam is.

3.1.3 MathCAD

Tekslêers wat deur die PC-30 kaart gemonster is, word in MathCAD ingelees vir simulatie- en verwerkingsdoeleindes.

In MathCAD word daar 'n paar veranderlikes, reekse en rye verklaar.

Vir die studie is die volgende verklaar:

$$X := 2^{15} \quad \text{3- 1}$$

Die laaste posisie van die reeks word hier verklaar.

$$Y := X - 1 \quad \text{3- 2}$$

$$Y = 3.277 \times 10^4 \quad \text{3- 3}$$

Die laaste posisie word met een verminder. Die rede hiervoor is omdat daar vanaf nul getel word.

$$fs := 10000 \quad \text{3- 4}$$

Die monsterfrekwensieverklaring is:

$$i := 0..Y \quad \text{3- 5}$$

Die strek van die reeks is van nul tot Y

$$t_i := \frac{i}{f_s}$$

3- 6

Die vergelyking is om die posisie reeks in sekondes te kalibreer.

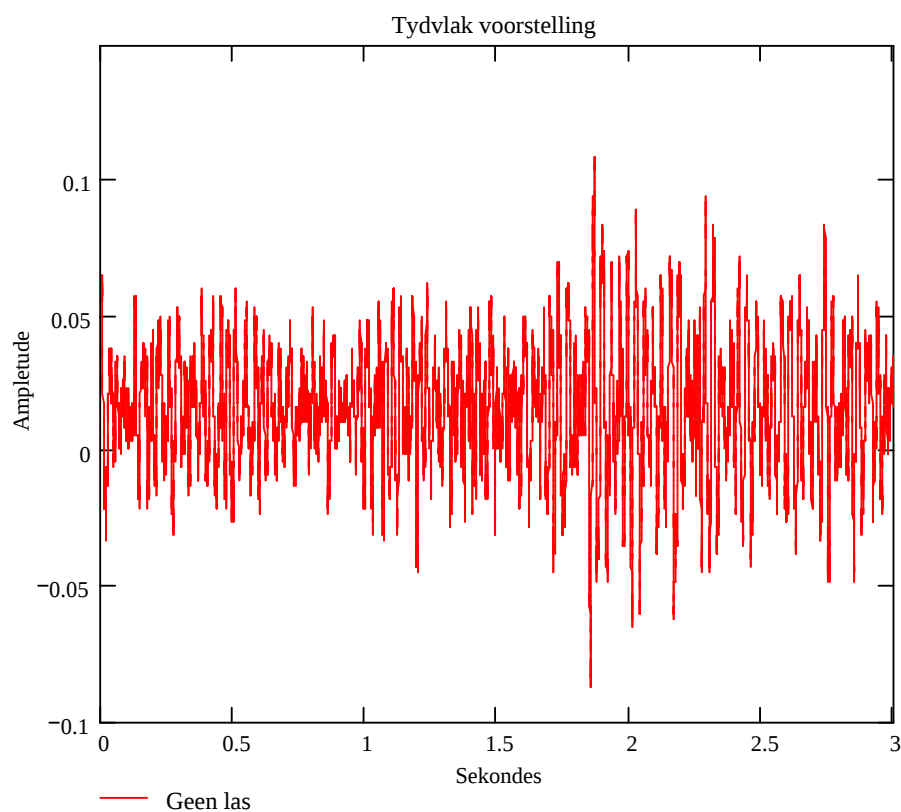
Die tekslêers word ingelees deur die “READ” funksie van MathCAD:

```
signali := READ("c:\mtec2003\data\0g10k4s.txt")
```

3- 7

Die inligting in die hakkies dui die plek waar die tekslêer gestoor is aan.

Die resultaat word dan deur 'n grafiese voorstelling voorgestel:



Figuur 3-8: Voorstelling van ingeleeste data

In Figuur 3-8 word die potensiaalverskil vanaf die lasselle op 'n tyd skaal getoon.

3.2 Implementering in DSP-hardeware.

Algoritmes wat ontwikkel is in MathCAD ontwikkel is moet in 'n werklike tyd DSP-hardewareverwerker geïmplementeer word.

Die implementering in die DSP hardeware behels die volgende:

- Die sagteware wat ontwikkel is in “Visual Application Builder” word op die digitale seinprosesseringskaart en gasheer-rekenaar gelaai.
- Die analooglassel data word deur die digitale seinprosesseringskaart gemonster.
- Vervolgens word die data deur 'n digitale filter gefiltreer en die outomatiese-zero en die wrywingskoëffisiënt word bereken.
- Die verwerkte data word as 'n tekslêer in die gasheerrekenaar gestoor en die resultate word op die gasheerrekenaarskerm vertoon. Hierdie prosesse word deur die sagteware van onderskeidelik die gasheerrekenaar en digitale seinprosesseringskaart beheer.

HOOFSTUK 4

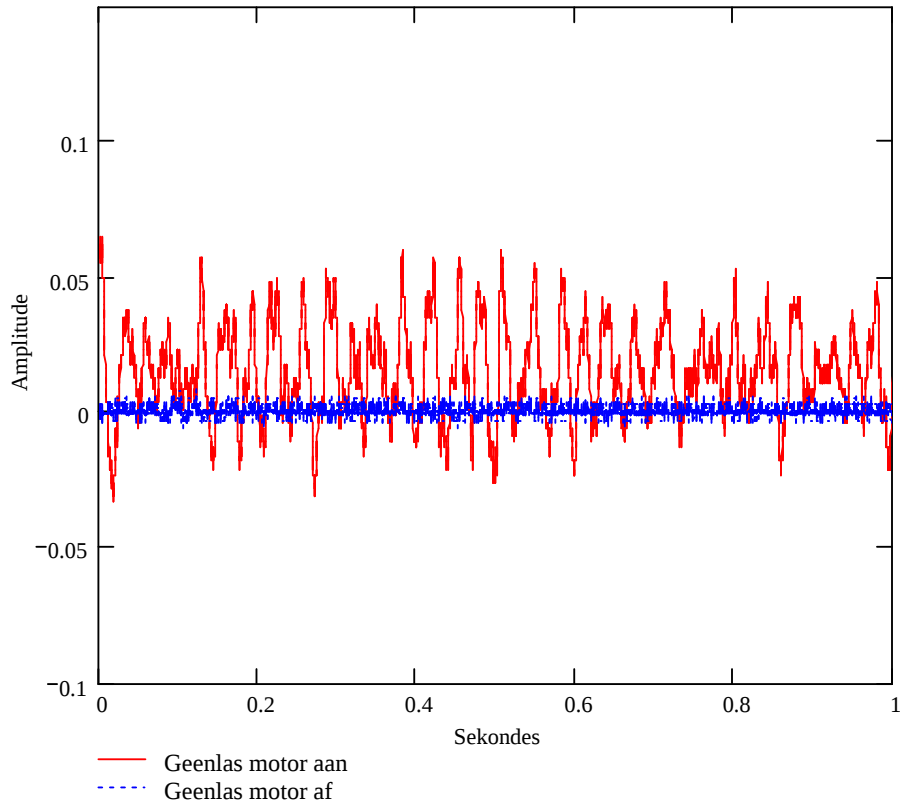
MATHCAD ONTLEDING, ONTWERP EN SIMULASIES.

4.1 Filter en ruisdemping

Soos genoem in die probleemstelling in 1.1 is die data deurdrenk met ruis. Die gemonsterde data word ontleed om die karaktereienskappe van die ruis te identifiseer.

Eksperimenteel is vasgestel dat daar twee basiese ruisbronne teenwoordig is. Die eerste is waar die vervoerband motor af is en dan is die enigste ruis teenwoordig, witruis soos uiteengesit in 2.3. Die tweede kom voor in die monster waar die vervoerbandmotor aan is. Hier verskyn 'n unieke nagmaakte ruis wat veral voorkom waar lasselle in 'n vervoerbandstelsel gebruik word. Die vervoerbandmotor veroorsaak vibrasies op die vervoerbandraam en dus vibreer die platform op die lasselle wat 'n foutiewe lesing lewer.

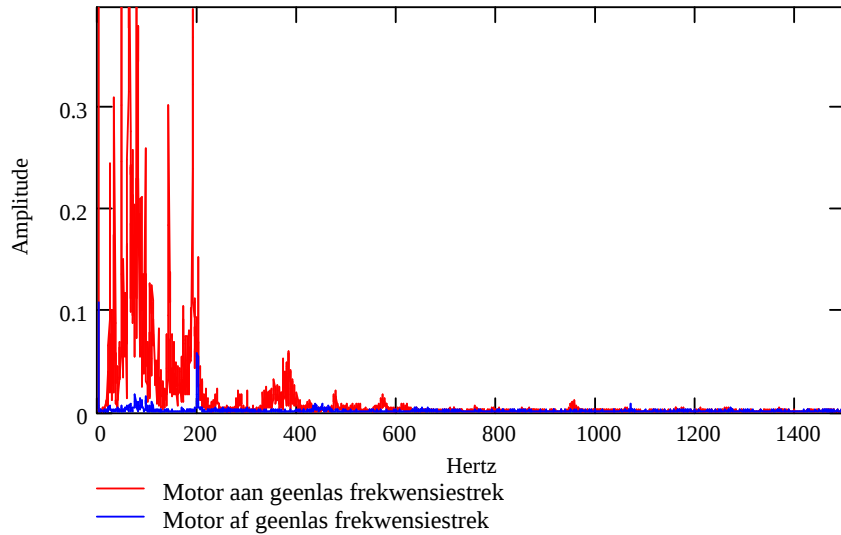
Die twee gevalle is gemonster met behulp van die PC-30 kaart.



Figuur 4-1: Tydvlakvoorstelling van die motor aan en -af

Data word in MathCAD ingelees, soos in Figuur 4-1 uiteengesit, en op een grafiek gestip.

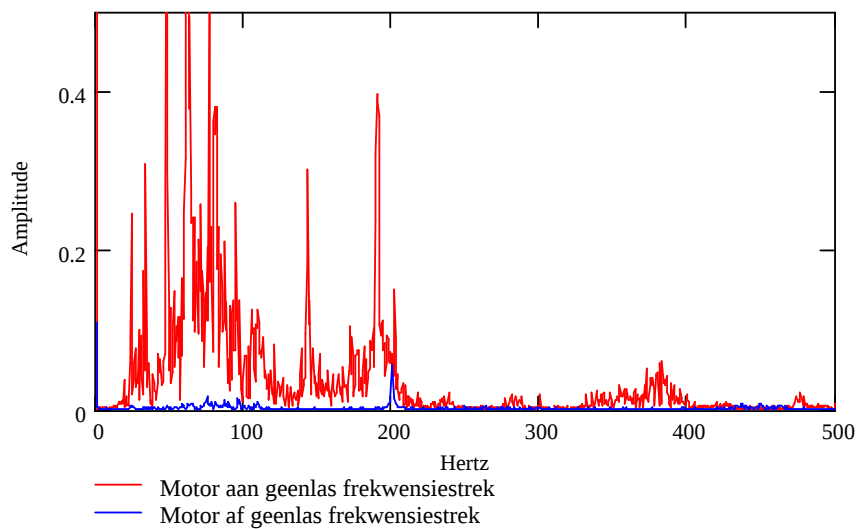
Vervolgens word Vinnige Fourier-transformasie (FFT) toegepas ten einde die frekwensiekomponente van die sein te ontleed.



Figuur 4-2: Frekwensiestrekvoorstelling van motor af en aan

Deur na die amplitudes, met ander woorde die energie in Figuur 4-2 te let, is dit duidelik dat die witruis nie so problematies is soos die ruis afkomstig van die motorvibrasie nie. Dit is ook duidelik dat die frekwensie komponente van die ruis nie bo 1000 Hz voorkom nie.

Die volgende stap is om die laer frekwensievlakke te ondersoek.



Figuur 4-3: Frekwensie strek van die motor af en aan data by 0Hz tot 500Hz

Uit Figuur 4-3 is dit duidelik dat daar 'n hoë frekwensiekomponent by die 200Hz interval vir die witruis strek teenwoordig is.

Die motor aan monster het wye harmoniese vervorming vanaf 20Hz tot by 220Hz en weer vanaf 340Hz tot 400Hz.

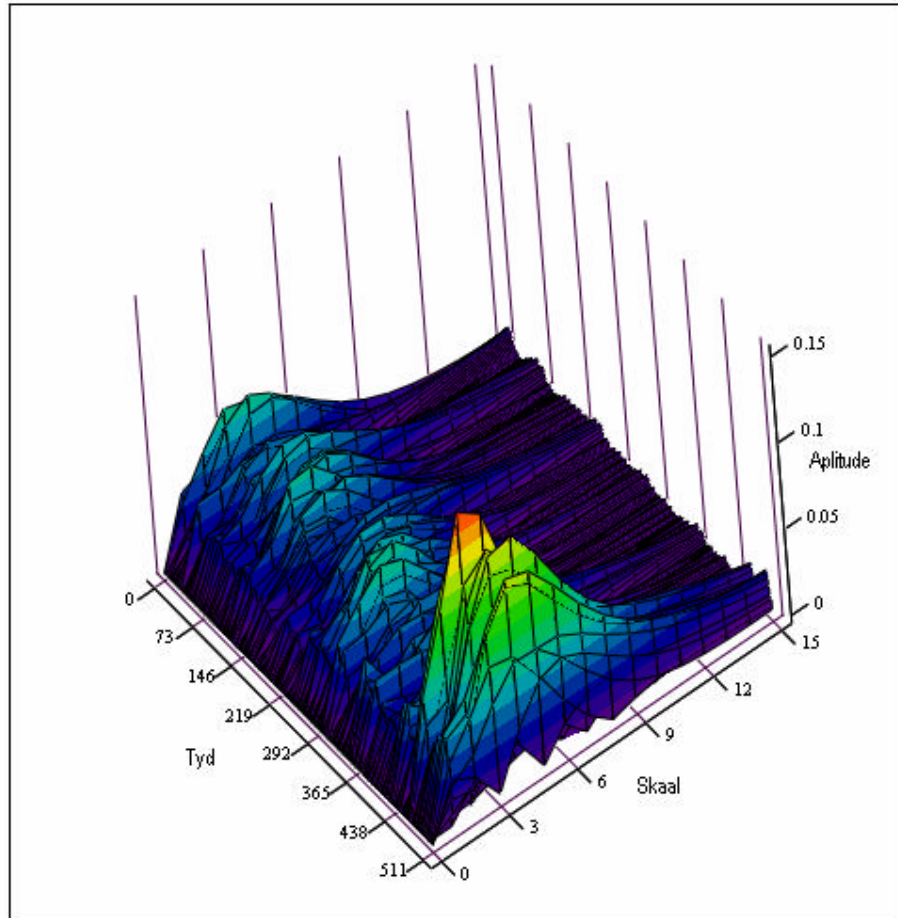
In albei gevalle, motor aan en -af, is daar swak seingenerasiekomponente vanaf die gelykstroomvlak (GS) tot 30Hz.

Die hoë waardes by GS is net omdat die monstersein 'n GS verplasing het.

Die monster waar die motor aan is, bevat die witruis plus die vibrasies van die motor. Die vibrasieruis is veral duidelik by 200Hz.

Die motor aan geenlasmonster se frekwensieharmonieke behoort in dieselfde strek te bly en behoort nie na ander frekwensies te skuif nie.

Die redes hiervoor is dat die motor teen konstante spoed draai wat tot 'n konstante vibrasie sal lei. Om die stelling te bewys word die monster deur middel van Wavelets-ontleed.



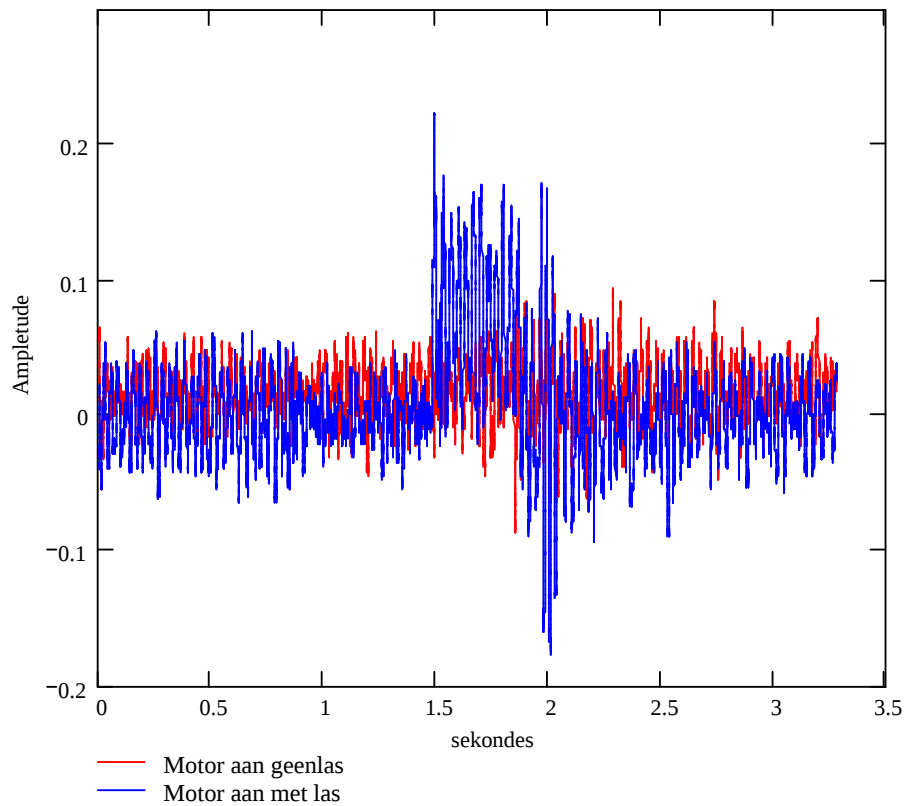
Figuur 4-4: Wavelet-ontleding van die motor aan geenlas monster

Die X-as (0 tot 15) verteenwoordig die skaal. 'n Groter skaal beteken 'n laer frekwensie. Die Y-as (0 tot 511) verteenwoordig die tyd as. Die Z-as (0 tot 0.15) verteenwoordig die amplitude. Let op dat soos die tyd vorder (Y-as), bly die strek van die skaal (X-as) om en by dieselfde. Wat wel verander is die amplitude.

Die skaal verteenwoordig die frekwensie. Dus kan gesê word dat regdeur die monster daar nie drastiese frekwensieverskuiwings was nie, maar wel 'n afwyking in die frekwensiekomponent se amplitudes.

'n Derde monster kan nou in berekening gebring word, waar daar 'n voorwerp oor die lassel beweeg. Die voorwerp het 'n massa van 40g. As Figuur 4-5

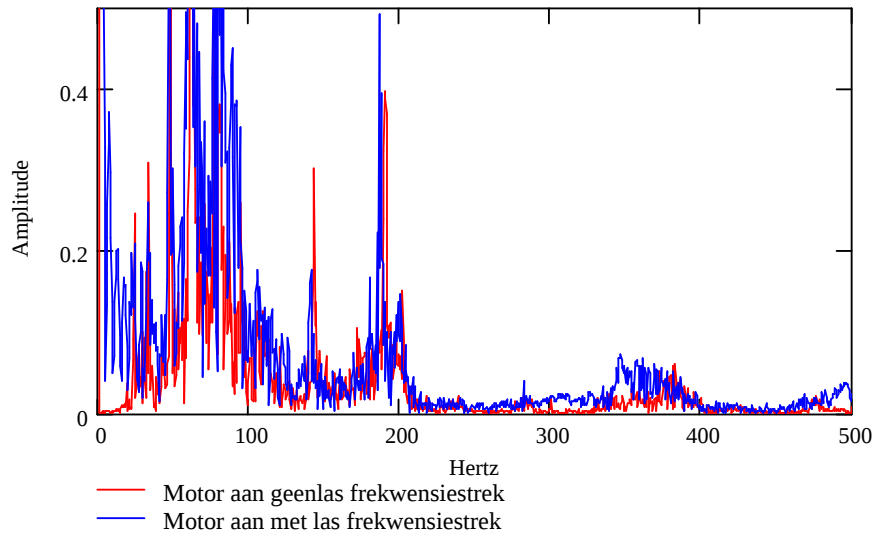
bestudeer word, kan die tyd waar die voorwerp oor die lasselle beweeg het, waargeneem word tussen 1.5 sekondes en 2.5 sekondes.



Figuur 4-5: Tydvlakvoorstelling van die monsters geenlas motor aan en 40g motor aan

Dit is duidelik uit Figuur 4-5 dat die ruis in die geenlas motor aan monster ook in die 40g las monster teenwoordig is.

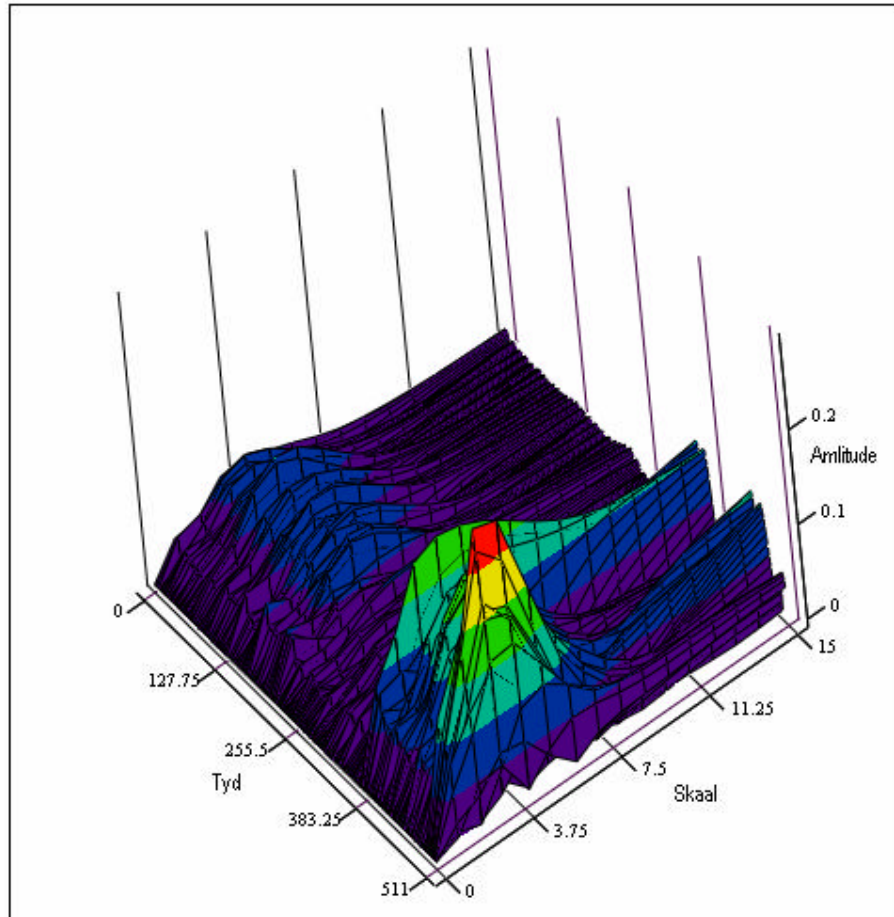
Tussen 1.5 sekondes en 2.5 sekondes is die amplitude hoër, weens die voorwerpmassa.



Figuur 4-6: Frekwensievlakvoorstelling van die geenlas monster en 'n voorwerp monster

Uit Figuur 4-6 is dit duidelik dat frekwensiekomponente van die ruis by beide monsters voorkom, naamlik tussen 20Hz tot die hoogste frekwensie.

Daar is wel 'n drastiese verskil in die lae frekwensie strek tussen 0Hz tot 20Hz. Die verskil kan toegeskryf word aan die las wat 'n redelike volgehoue krag op die lassel vir rondom 1 sekonde geplaas het. Die massa word vir 1 sekonde toegedien waarna dit verwyder word. Die periode is die resiprook van frekwensie naamlik 2Hz. Die ander frekwensiekomponente is as gevolg van die impulsreaksies en skep skerp hoeke in die tydvlak.



Figuur 4-7: Wavelet-ontleding van die monster waar die las oor die lassel beweeg

Net soos in Figuur 4-4 is die asse in Figuur 4-7 as volg:

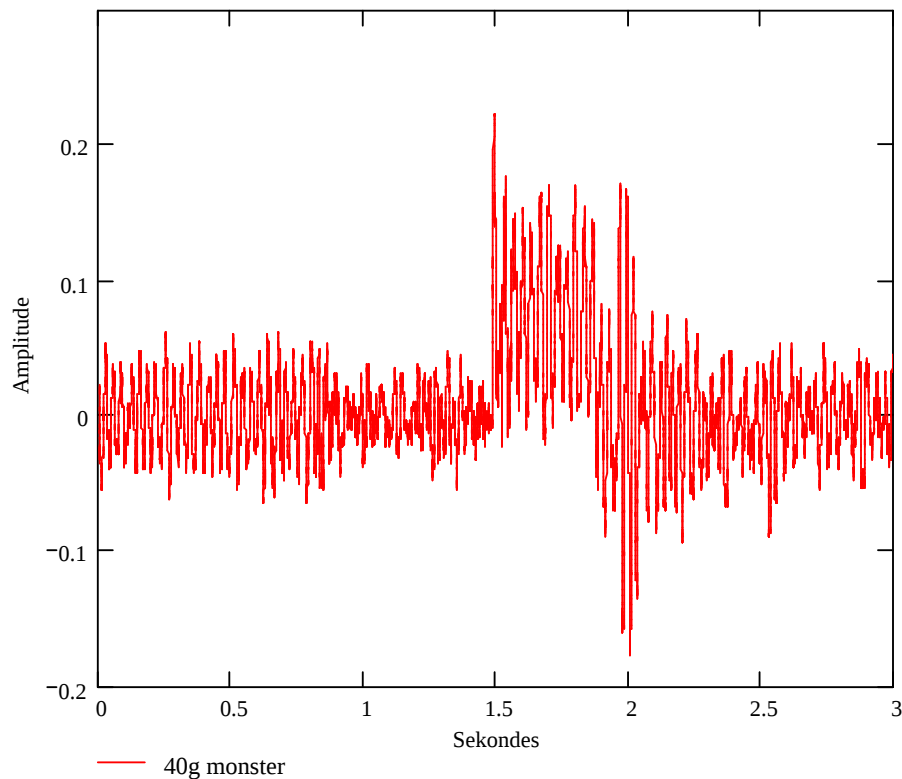
Die X-as (0 tot 15) verteenwoordig die skaal. 'n Groter skaal beteken 'n laer frekwensie. Die Y-as (0 tot 511) verteenwoordig die tyd as, terwyl die Z-as (0 tot 0.15) die amplitude verteenwoordig. Net soos tevore kan waargeneem word dat soos tyd verloop (Y-as) bly die skaal strek (X-as) tussen 0 tot 10 dieselfde. Daar is wel 'n verandering in die lae frekwensie oftewel hoë-skaalstrek as die voorwerp oor die lassel beweeg, op die tyd-as (Y-as) 250 tot 512.

Uit Figuur 4-7 kan ook waargeneem word dat 'n laag deurlaatfilter ruis kan uitskakel, en steeds genoegsame voorwerp inligting voorsien.

4.2 Filter strek berekening

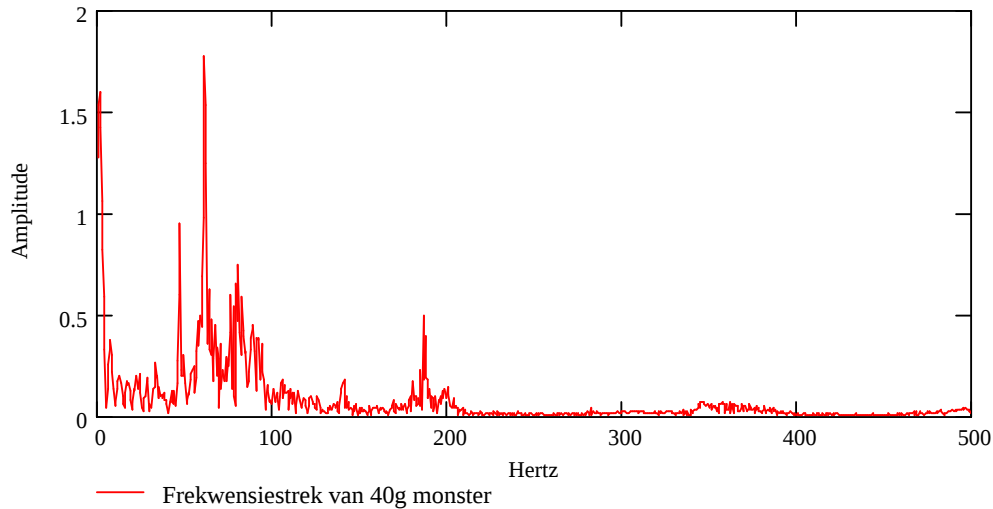
Die filterstrek is eksperimenteel ontwikkel en gesimuleer. Vanaf die resultate kan die werklike tyd DSP-filter koëffisiënte bereken word.

Die eerste stap in die ontwerp van die laagdeurlaatfilter is die berekening van die frekwensiestrek. Dit word verkry deur die FFT te bereken soos verduidelik in paragraaf 2.5.



Figuur 4-8: Tydvlak van sein wanneer 'n 40g monster oor die lassel beweeg

In Figuur 4-8 word 'n 40g ingeleesde monster gestip. Op hierdie data word die FFT toegepas en word die resultaat deur Figuur 4-9 getoon.



Figuur 4-9: Frekwensieweergawe van 'n 40g monster

In Figuur 4-9 word die berekende FFT gestip. 'n Denkbeeldige filter bodeestipalgoritme word ontwerp. Dit word verkry deur die "IF" stelling van MathCAD toe te pas.

'n Voorbeeld van so 'n algoritme is as volg:

$$\text{filter}_j := \text{if}(f_j \leq 40, 1, 0)$$

4- 1

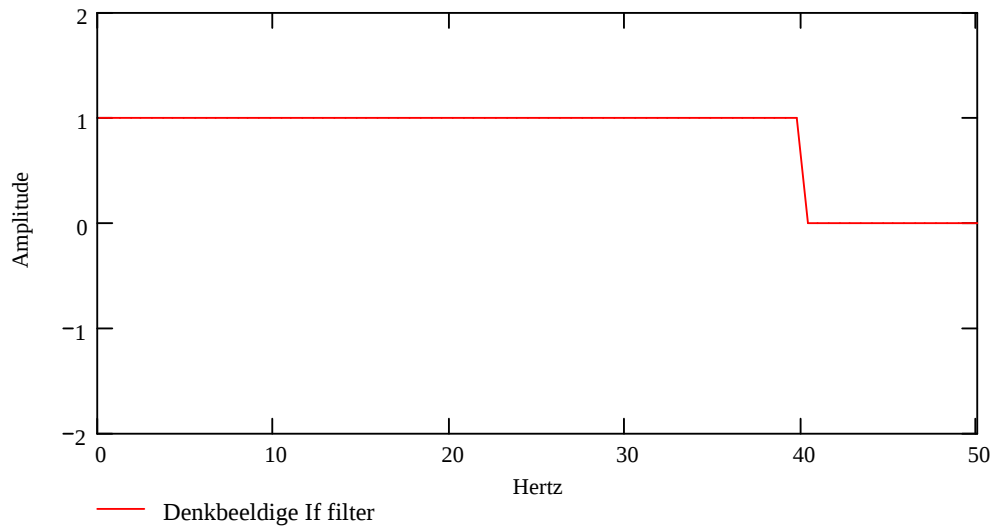
Waar:

j = Aantal punte

f_j = FFT van die data sein

In vergelyking 4-1 word die deurlaatband gelyk aan 1 gestel vir al die frekwensiepunte vanaf 0 tot by 40Hz. Vanaf 40Hz tot by die laaste punt van j wat die helfte van die monsterfrekwensie (Nyquist kriteria) is, word die punte aan 0 gelyk gestel.

Figuur 4-10 is 'n grafiese voorstelling van die Denkbeeldige filter se bodeestip.

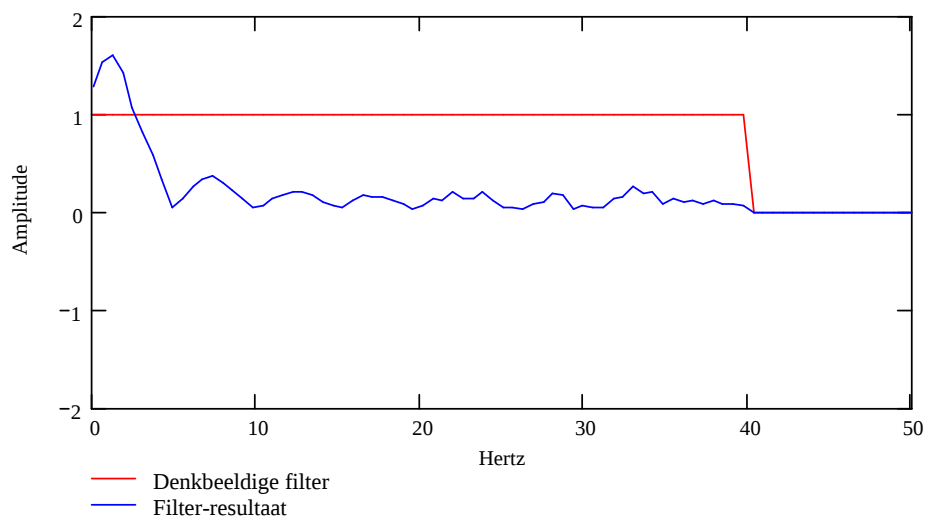


Figuur 4-10: Denkebeeldige IF-stelling prototype filter bodeestip.

Die bodeestip (Figuur 4-10) word met die frekwensiestrek vermenigvuldig (Figuur 4-9) deur die volgende MathCAD-vergelyking te gebruik:

$$ffilsignal_j := fftdata_j \cdot filter_j$$

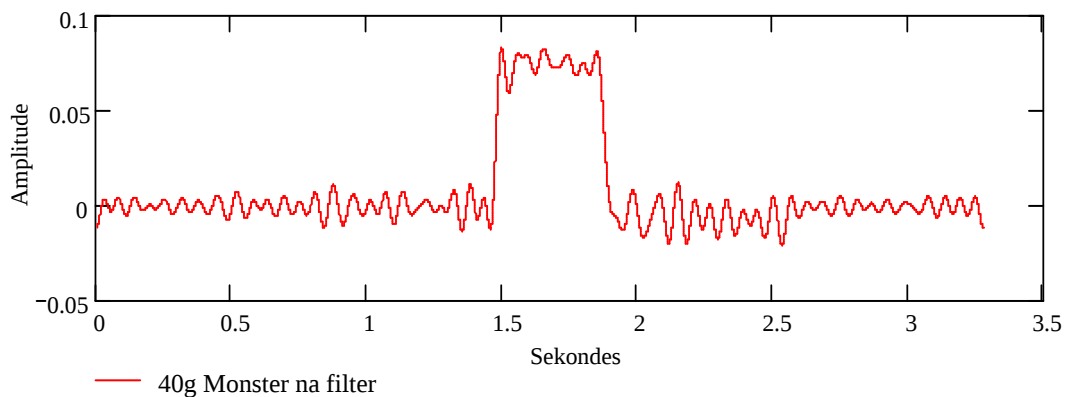
4- 2



Figuur 4-11: Bodeestip indien die 40g monster oor die sensor beweeg

Al die frekwensiekomponente binne die deurlaatband word met 1 vermenigvuldig en bly dus onveranderd. Vir die stopband word al die frekwensiekomponente met nul vermenigvuldig. Dus is die resultaat van die stopband nul.

Die inverse FFT word nou toegepas om die resultante frekwensievlak in die tydvlak te verkry. Deur dit te doen kan die uitwerking van die filter in die tydvlak ondersoek word.



Figuur 4-12: Inverse FFT van filterresultaat

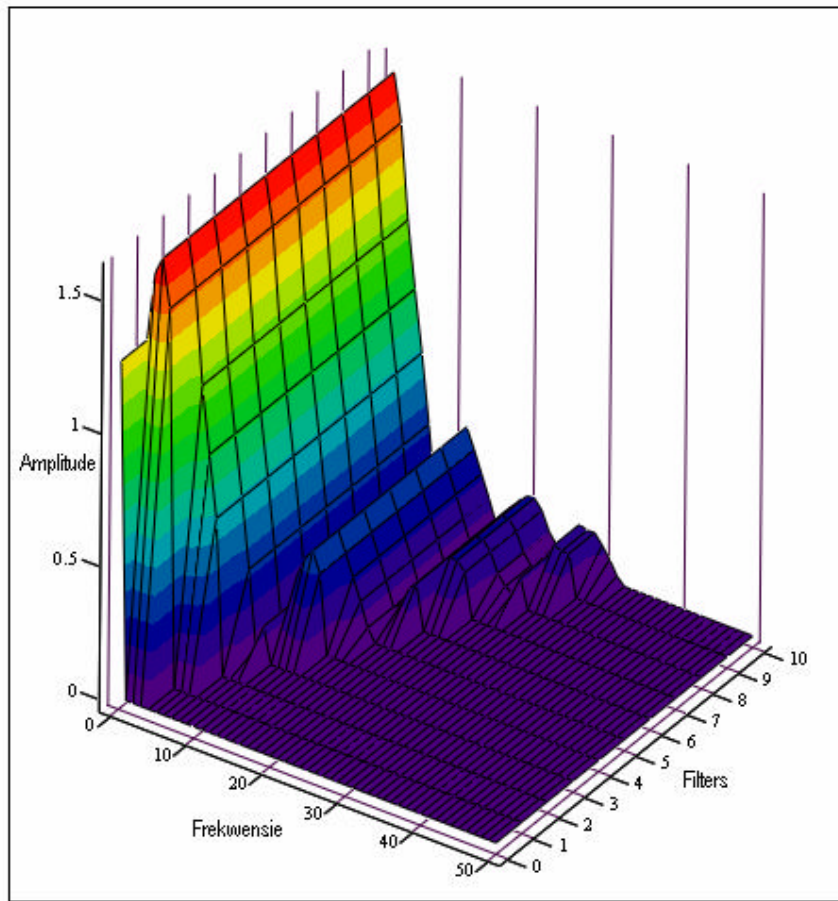
As Figuur 4-12 met Figuur 4-8 vergelyk word is die vermindering van ruis duidelike sigbaar.

Die volgende stap is om die beste filterstrek te bereken. Dit word eksperimenteel gedoen deur tien “IF”-prototipe filters te implementeer. Uit die ruisontleding was dit duidelik dat die laagdeurlaatfilter tussen 1Hz en 20Hz teenwoordig moet wees.

Die tien prototipe filters se frekwensie-strek is in meervoude van 2 geneem.

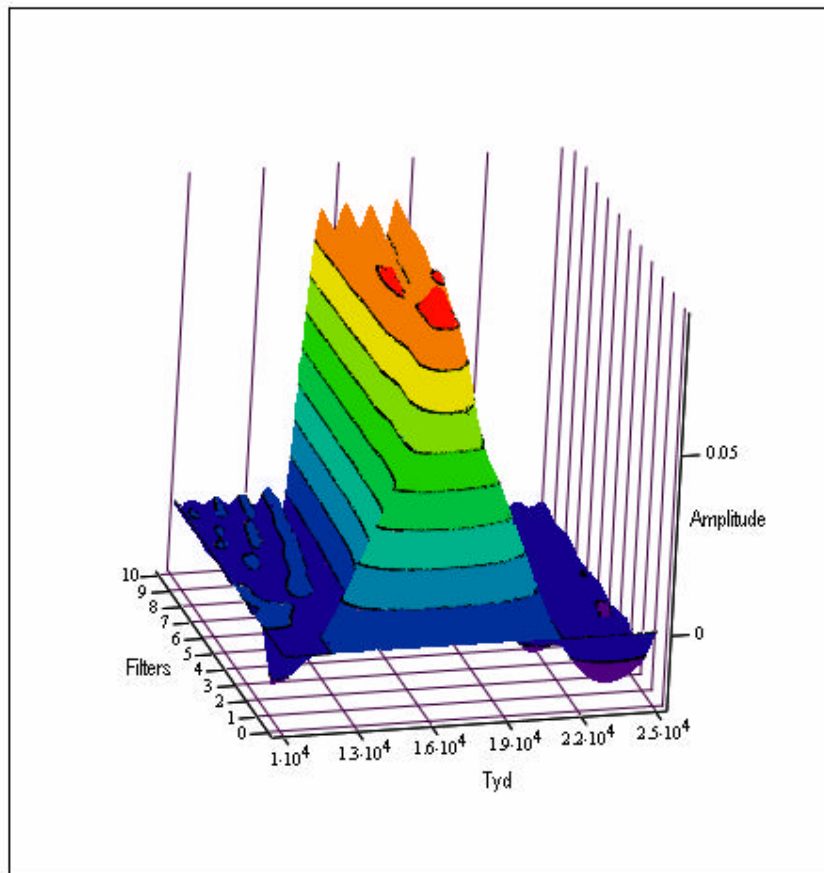
Byvoorbeeld, die deurlaatband strek vanaf 0Hz tot by 2Hz vir die eerste filter en vanaf 0Hz tot 4Hz vir die volgende, ensovoorts. Die laaste filter se strek is vanaf 0Hz tot 20Hz.

In Figuur 4-13 word die produkte van die FFT met die onderskeie filters getoon:



Figuur 4-13: 'n 3D frekwensiestip van die verskillende filters se resultate

Die X-as verteenwoordig die frekwensievlak (0Hz tot 50Hz) en die Y-as verteenwoordig die nommer van die filter (0 tot 10), waar 0 'n deurlaatbandwydte van 0Hz het en die res van die filters tweevoudig geïnkrimenteer word tot waar filter 10 'n bandwydte het van 20Hz. Die Z-as (0 tot 1.5) verteenwoordig die amplitude.



Figuur 4-14: 3D stip van die inverse FFT van die filter-resultate

Die inverse FFT van die filters word in Figuur 4-14 getoon. Die X-as verteenwoordig die tydvlak ($1 \cdot 10^4$ tot $2.5 \cdot 10^4$). Die Y-as is die filter nommers (0-10). Die Z-as verteenwoordig die amplitude (0 tot 0.05).

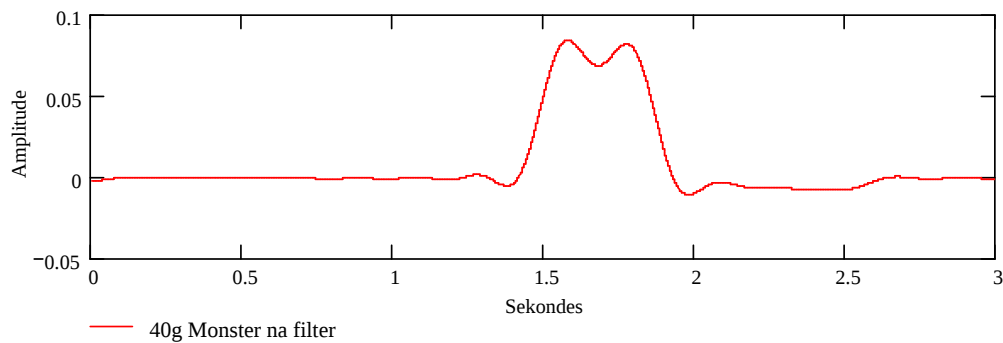
Vanaf Figuur 4-14 is dit duidelik dat die filters met 'n deurlaatbandwydte 0Hz,2Hz,4Hz...8Hz nie 'n ideale kurwe gee nie.

'n Ideale kurwe sal nie 'n ronde kruin hê nie, anders sal dit nie die ware tyd van die voorwerp op die skaal verteenwoordig nie.

Die filters met bandwydtes van 12Hz,14Hz,16Hz...20Hz gee getroue weergawes van die tye wat die komponente op lassel deurgebring het, maar daar is te veel rimpels op die kruin.

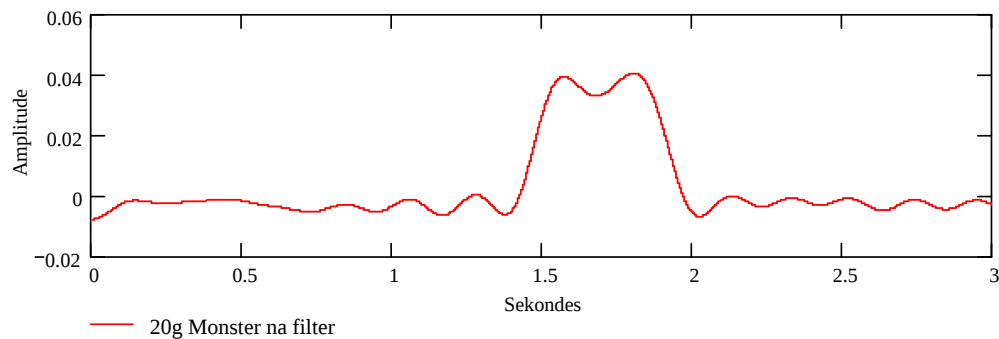
Deur die simulaties is gevind dat filter nommer vyf met 'n deurlaatband van 10Hz die beste resultate lewer.

Die resultaat van die filter lyk dus as volg:

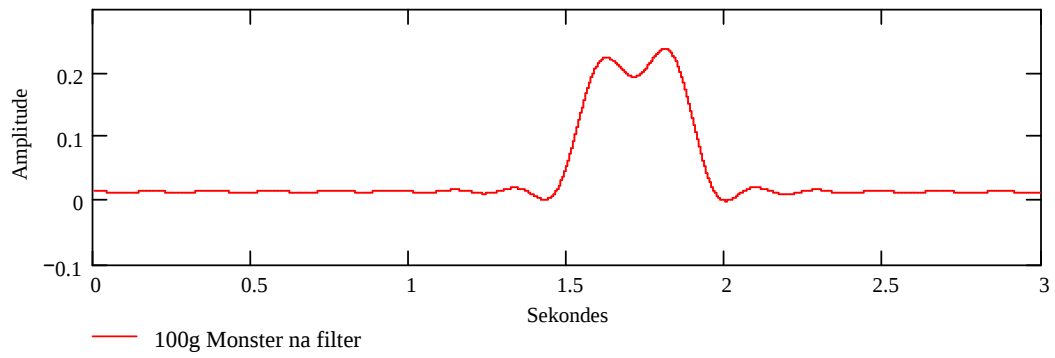


Figuur 4-15: Uitset van 'n filter met 10Hz bandwydte, toegepas op 'n 40g monster

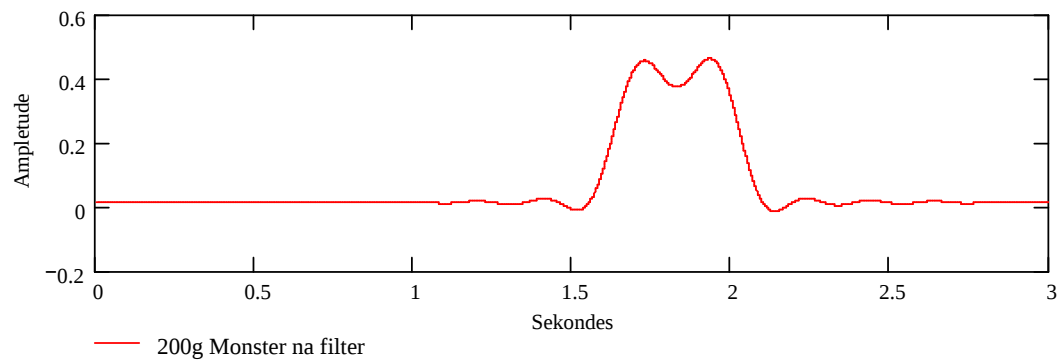
Om te toets of die filter aanvaarbaar vir alle monsters is, is dit gebruik op monsters van voorwerpe met verskillende massas. Die resultate was soos volg:



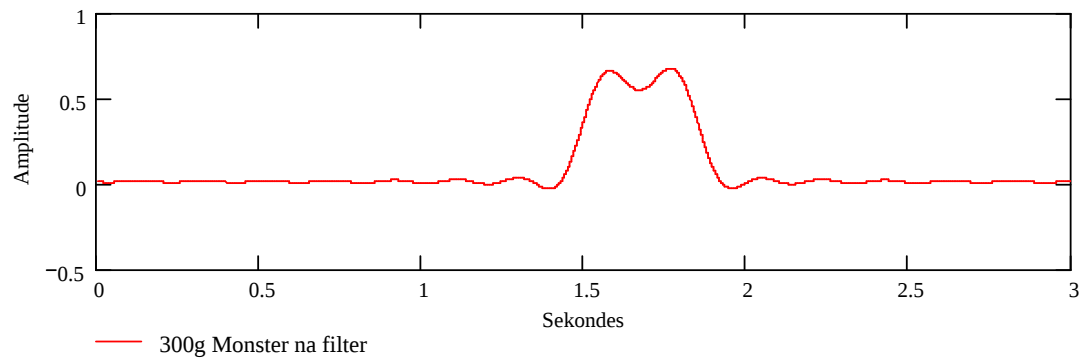
Figuur 4-16: 'n 20g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word



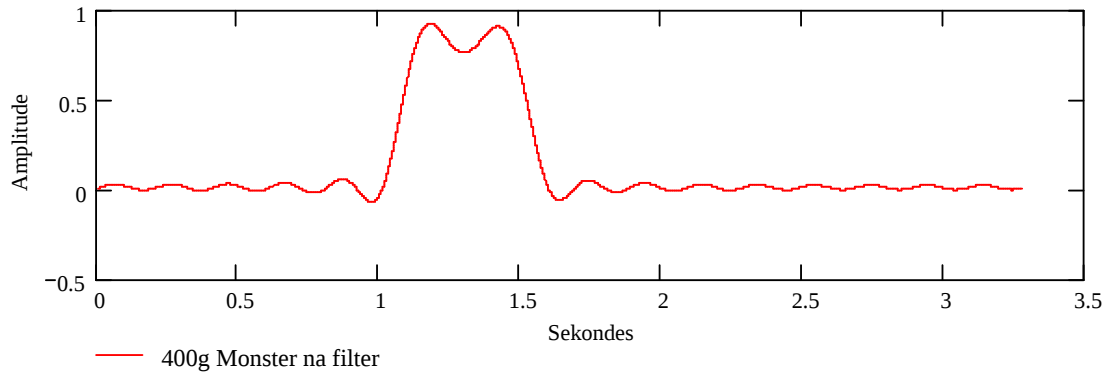
Figuur 4-17: 'n 100g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word



Figuur 4-18: 'n 200g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word



Figuur 4-19: 'n 300g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word



Figuur 4-20: 'n 400g Monster, waar 'n 10Hz filter gebruik word

Figuur 4-16 tot Figuur 4-20 toon dat al die tydvlakresultate dieselfde vorm karaktereienskappe het, terwyl slegs die amplitudes verskil.

Die filter met 'n bandwydte van 0Hz tot 10Hz toon 'n goeie herhaalbaarheid.

4.3 Werkliketydfilter koëffisiëntberekening

4.3.1 Oneindige-impulsreaksiefilters(IIR) koëffisiëntberekening in

MathCAD

'n Teoretiese werkliketydfilter moet ontwerp word van die denkbeeldige filterkaraktereienskappe soos verkry in paragraaf 4.2. Die werkliketydfilter word dan geïmplementeer in 'n DSP-kaart. Vanuit die literatuurstudie wat in paragraaf 2.7.2 gedoen is, is dit duidelik dat die bilinieêre z-transformasie die beste metode is om 'n akkurate IIR-filter te ontwerp.

4.3.1.1 Bilinieêre z-transformasie

Koëffisiënte wat 'n IIR-blokdiagram (soos in Figuur 2-31 en verduidelik in 2.7.2.) bevredig, moet bereken word. Hierdie koëffisiënte moet die karaktereienskappe van die denkbeeldige filter voorstel.

Soos gestel in paragraaf 2.7.2.3 moet daar 'n analoog prototipe filter ontwerp word. Hierdie analoogfilter dien dan as 'n reghoekige basis vir die digitale filter.

Die begin stappe vir die berekening van die bilinieêre z-transformasie in MathCAD is die verklaring van die veranderlikes:

- Soos bepaal in paragraaf 4.2, het die gekose filter 'n deurlaatband van 0Hz tot 10Hz; dus moet die afsnypunt vir 3dB by 10Hz wees. Dit word as volg verklaar:

$$f_c := 10 \quad \text{4- 3}$$

- Die filter se oordragband van 6Hz is soos volg:

$$f_{ss} := 16 \quad \text{4- 4}$$

- Die deurlaatband riffel is 3dB, en is as volg:

$$A_1 := 3 \quad \text{4- 5}$$

- Die stopband verswakking is 10dB en is as volg:

$$A_2 := 10 \quad \text{4- 6}$$

Die kritiese frekwensies word in die volgende stappe soos aangedui in paragraaf 2.7.2.3, aangepas vir digitale verwerking:

- Aanpassing van die deurlaatband:

$$\omega_P := \tan \left[\frac{(2\pi \cdot f_c)}{2 \cdot f_s} \right] \quad \text{4- 7}$$

$$\omega_P = 0.158$$

- Aanpassing van die oordragband

$$\omega_S := \tan \left[\frac{(2\pi \cdot f_{ss})}{2 \cdot f_s} \right]$$

4- 8

$$\omega_S = 0.257$$

- Die verhouding tussen die twee se berekening

$$\omega_{PS} := \frac{\omega_S}{\omega_P}$$

4- 9

$$\omega_{PS} = 1.621$$

In die prototipe is van 'n analoog Butterworth-filter gebruik gemaak. Die berekening van die filter karaktereienskappe word in par 4.2 aangedui.

Die volgende stappe toon die berekening van die orde van die Butterworth-filter:

$$M := \frac{\log \left[\frac{\left(\frac{A_2}{10^{10}} - 1 \right)}{\left(\frac{A_1}{10^{10}} - 1 \right)} \right]}{2 \log(\omega_{PS})}$$

4- 10

$$M = 2.279$$

M is die orde van die filter, maar dit moet as volg afgerond word:

$$n := 10 \cdot \text{round} \left(\frac{M}{10}, 1 \right)$$

4- 11

$$n := n + \text{if}(M > n, 1, 0)$$

4- 12

$$n=3$$

Die Butterworth-filter se frekwensiereaksie is as volg in MathCAD geïmplementeer:

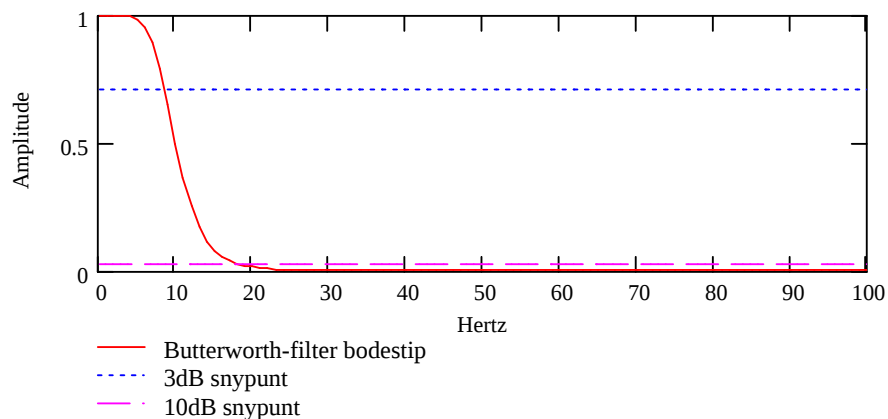
- Eers moet die reeks van die frekwensies verklaar word. Dit word gelyk gestel aan f , en strek van 0Hz tot die helfte van die monsterfrekwensie (Nyquist kriteria).

$$f := 0.. \frac{f_s}{2}$$

- Al die bogenoemde waardes word nou in die Butterworth-filter vergelyking gestel en bereken:

$$H(f) := \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_c} \right)^{2 \cdot n}}$$

Die resultaat van die laagdeurlaatfilter se bode stip, $H(f)$, lyk soos volg.



Figuur 4-21: Bode stip van die Butterworth-filterprototipe

Uit die bode stip soos in Figuur 4-21 getoon, kan duidelik waargeneem word dat die deurlaatband tot by 10Hz is en dit word gekenmerk waar die 3db afsnypunt deur die bode stip kruis.

Die volgende stap is om die komplekse Laplas-transformasie te neem. Die rede hiervoor is om die S-vlak te bereken.

Op die S-vlak word die z-transformasie toegepas en die pool-nul diagram word verkry.

Vanaf die pole en nulle word die koëffisiënte bereken.

Vervolgens die vergelyking en implementering van die Laplas in MathCAD:

- 'n Reeks word verklaar wat die aantal punte op die transformasie aandui. Die grootte van die reeks is van 1 tot n, waar n die orde van die filter aandui. Die reeks word verklaar en k genoem:

$$k := 1 .. n \quad \mathbf{4-13}$$

- Die volgende is die vergelyking van die Laplas-transformasie:

$$s_k := e^{i \cdot \pi \frac{(2 \cdot k + n - 1)}{2n}} \quad \mathbf{4-14}$$

Waar:

$$i := \sqrt{-1}$$

- Maar

$$e^{j \cdot \pi \frac{(2 \cdot k + n - 1)}{2n}} \text{ is gelyk aan}$$

$$\cos \left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot k + n - 1)}{2 \cdot n} \right] + j \cdot \sin \left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot k + n - 1)}{2 \cdot n} \right] \quad \mathbf{4-15}$$

- Dus kan die punte bereken word dat:

$$SI := \cos\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 1 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] + i \cdot \sin\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 1 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] \quad \mathbf{4- 16}$$

- Die punte kan vereenvoudig word met MathCAD se vereenvoudigingsfunksie (simplify) :

$$pI := SI \text{ simplify} \rightarrow \quad \mathbf{4- 17}$$

vir punt een en,

$$SII := \cos\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 2 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] - i \cdot \sin\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 2 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] \quad \mathbf{4- 18}$$

Vereenvoudig tot

$$pII := SII \text{ simplify} \rightarrow -1 \quad \mathbf{4- 19}$$

vir punt twee en

$$SIII := \cos\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 3 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] + i \cdot \sin\left[\pi \cdot \frac{(2 \cdot 3 + 3 - 1)}{2 \cdot 3}\right] \quad \mathbf{4- 20}$$

Vereenvoudig tot

$$pIII := SIII \text{ simplify} \rightarrow \frac{-1}{2} - \frac{1}{2} \cdot 1i \cdot \sqrt{3} \quad \mathbf{4- 21}$$

vir punt drie.

Die grafiese voorstelling van die punte op die S-vlak :

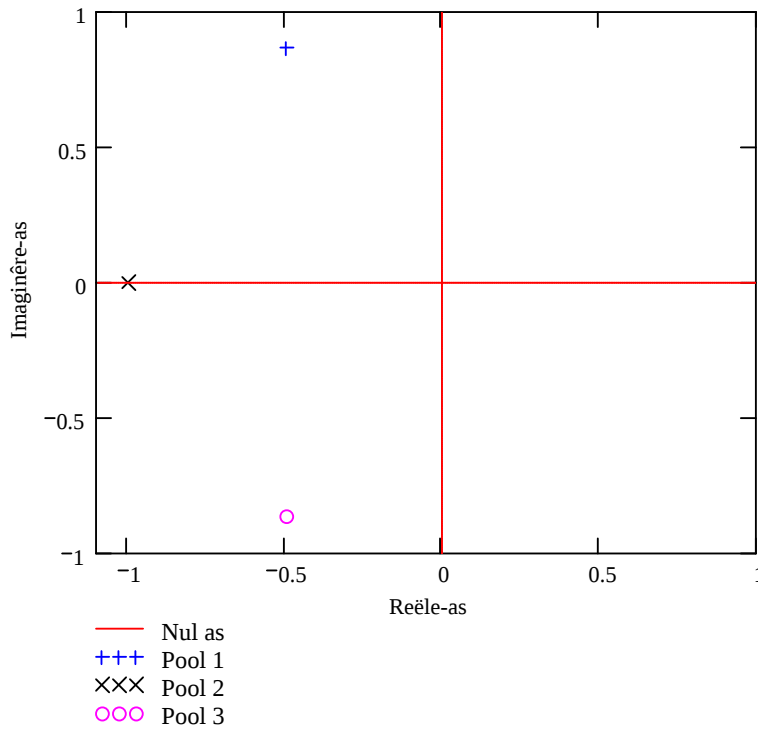


Figure 4-22: S-vlak voorstelling van die Butterworth-filter

Vanaf die S-vlak kan die volgende reaksie vergelyking afgelees en vereenvoudig word:

$$h(S) := \frac{1}{(S - pI) \cdot (S - pII) \cdot (S - pIII)} \text{ simplify } \rightarrow$$

$$\frac{4}{(2 \cdot S + 1 - i \cdot \sqrt{3}) \cdot (S + 1) \cdot (2 \cdot S + 1 + i \cdot \sqrt{3})}$$

4- 22

Vir 'n laagdeurlaatfilter moet S met $\frac{S}{\omega_P}$ vervang word soos in paragraaf 2.7.2.3, verduidelik word.

- Vir vereenvoudigings doeleindes word die berekende waardes van ω_P eers met 'n simbool vervang, namens F:

$$S := \frac{S}{F}$$

4- 23

- Die vergelyking na vereenvoudiging is as volg:

$$\frac{-4}{(-2 \cdot S - 1 + i \cdot \sqrt{3}) \cdot (S + 1) \cdot (2 \cdot S + 1 + i \cdot \sqrt{3})} \text{ simplify } \rightarrow$$

$$4 \cdot \frac{F^3}{(2 \cdot S + F - i \cdot \sqrt{3} \cdot F) \cdot (S + F) \cdot (2 \cdot S + F + i \cdot \sqrt{3} \cdot F)}$$

4- 24

Vervolgens word die bilineêre z-transformasie toegepas .

- Dit word gedoen deur S met $\frac{z-1}{z+1}$ te vervang soos in paragraaf 2.7.2.3

verduidelik. Deur MathCAD is die verklaring:

$$S := \frac{z-1}{z+1}$$

4- 25

- Die vergelyking is na vereenvoudiging:

$$4 \cdot \frac{F^3}{(2 \cdot S + F - i \cdot \sqrt{3} \cdot F) \cdot (S + F) \cdot (2 \cdot S + F + i \cdot \sqrt{3} \cdot F)} \text{ simplify } \rightarrow$$

$$-4F^3 \cdot \frac{(z+1)^3}{(-2z+2-Fz-F+i\sqrt{3}Fz+i\sqrt{3}F) \cdot (z-1+Fz+F) \cdot (2z-2+Fz+F+i\sqrt{3}Fz+i\sqrt{3}F)}$$

4- 26

Die volgende stap is om die vergelyking in die verhouding soos in vergelyking 2-53 en vergelyking 2-54 te kry

- Die eerste stap in die proses is om deur die hoogste z-mag bo- en onder die breuk in te deel. In die voorbeeld is dit z^3 .

Vir die waardes onder die breuk is die implementering as volg:

$$\left[(-2z+2-Fz-F+i\sqrt{3}Fz+i\sqrt{3}F)\cdot(z-1+Fz+F)\cdot(2z-2+Fz+F+i\sqrt{3}Fz+i\sqrt{3}F)\right]\cdot z^{-3}$$

4- 27

Dit word uiteengesit deur MathCAD se uitbreidingsfunksie (expand):

expand, z→

$$\begin{aligned} & \frac{4}{z^3} - \frac{8}{z} \cdot F^2 + \frac{8}{z^2} \cdot F + \frac{8}{z} \cdot F + \frac{12}{z} - \frac{12}{z^2} + \frac{8}{z^2} \cdot F^2 - 4 - 8 \cdot F + \frac{8}{z^3} \cdot F^2 - \frac{12}{z^2} \cdot F^3 \\ & - \frac{4}{z^3} \cdot F^3 - \frac{12}{z} \cdot F^3 - 4 \cdot F^3 - 8 \cdot F^2 - \frac{8}{z^3} \cdot F \end{aligned}$$

Die waardes word dan vereenvoudig om die koëffisiënte onder die breuk te bereken.

Vir die implementering in MathCAD word die koëffisiënte soos volg genommer en bereken:

$$a1 := \frac{8 \cdot F^2 - 12 \cdot F^3 + 8 \cdot F + 12}{4 \cdot F^3 - 8 \cdot F^2 - 4 - 8 \cdot F}$$

$$a1 = -2.462$$

4- 28

Vir die eerste een en

$$a2 := \frac{(-12 \cdot F^3 + 8 \cdot F^2 - 12 + 8 \cdot F)}{(4 \cdot F^3 - 8 \cdot F^2 - 4 - 8 \cdot F)}$$

$$a2 = 1.941$$

4- 29

vir die tweede en

$$a_3 := \frac{4 - 8 \cdot F + 8 \cdot F^2 - 4 \cdot F^3}{4 \cdot F^3 - 8 \cdot F^2 - 4 - 8 \cdot F}$$

$$a_3 = -0.535$$

4- 30

vir die derde.

- Die volgende stap is om die koëffisiënte boonste deel van die breuk te bereken (Die waardes vir $b_0 + b_1 z^{-1} \dots$)

Die vergelyking word uiteengesit deur die uitbreidingsfunksie te gebruik

$$-4 \cdot F^3 \cdot (z + 1)^3 \text{ expand, } z \rightarrow -4 \cdot F^3 \cdot z^3 - 12 \cdot F^3 \cdot z^2 - 12 \cdot F^3 \cdot z - 4 \cdot F^3$$

Dit word volgende deur die hoogste z-mag gedeel.

$$\left(-4 \cdot F^3 \cdot z^3 - 12 \cdot F^3 \cdot z^2 - 12 \cdot F^3 \cdot z - 4 \cdot F^3 \right) \cdot z^{-3} \text{ expand, } z \rightarrow$$

$$-4 \cdot F^3 - \frac{12}{z} \cdot F^3 - \frac{12}{z^2} \cdot F^3 - \frac{4}{z^3} \cdot F^3$$

4- 31

- Die waardes wat vir ω_P bereken is word nou in F gestel, want F is gelyk aan ω_P . Die waardes van $b_0 + b_1 z^{-1} \dots$ kan nou bereken word en is as volg:

$$B_0 := -4 \cdot F^3$$

4- 32

$$B_0 = -0.016$$

$$B_1 := -(12 \cdot F^3)$$

4- 33

$$B_1 = -0.048$$

$$B2 := -12 \cdot F^3 \quad \text{4- 34}$$

$$B2 = -0.048$$

$$B3 := -(4 \cdot F^3) \quad \text{4- 35}$$

$$B3 = -0.016$$

- Die waardes kan nou in vergelyking 2-54 ingestel word. Die resultaat is dus:

$$H(z) := \frac{-0.016 - 0.048 \cdot z^{-1} - 0.048 \cdot z^{-2} - 0.016 z^{-3}}{1 - 2.462 \cdot z^{-1} + 1.941 \cdot z^{-2} - 0.535 z^{-3}} \quad \text{4- 36}$$

4.3.1.2 Toets vir die IIR-filter se frekwensiereaksie

Om te bepaal of die digitale filter 'n goeie verteenwoordiging van die analoog prototipe filter is, kan 'n frekwensiereaksieskatting gebruik word. Die frekwensiereaksieskatting word bereken deur die geometriese funksie op die z-transformasie te gebruik.

Die metode werk op die basis dat die eenheidsirkel van die z-vlak die frekwensie

vlak verteenwoordig ($0^0 = 0\text{Hz}, 180^0 = \frac{f_s}{2} \dots \text{ens.}$) [12, p. 196].

Uit die wete dat 'n pool versterking en 'n nul degradasie veroorsaak, kan afstande vanaf die punte op die eenheidsirkel, tot verhouding met die pool en nulle, spesifieke frekwensie se onderdrukking of opheffing aantoon.

So word 'n frekwensiereaksiebodestip verkry.

Die z-transformasie word herskryf soos volg:

$$H(z) = \frac{\prod_{i=1}^N K(z - \text{zeros}_i)}{\prod_{i=1}^N (z - \text{poles}_i)} \quad \text{4- 37}$$

Die resultate soos in paragraaf 4.3.1.1 verkry word gemanipuleer en in die vorm van vergelyking 4-33 in gestel en vereenvoudig:

$$H(z) := \frac{-0.016 - 0.048 \cdot z^{-1} - 0.048 \cdot z^{-2} - 0.016 z^{-3}}{1 - 2.462 \cdot z^{-1} + 1.941 \cdot z^{-2} - 0.535 z^{-3}}$$

$$\frac{-0.016 - 0.048 z^{-1} - 0.048 z^{-2} - 0.016 z^{-3}}{1 - 2.462 z^{-1} + 1.941 z^{-2} - 0.535 z^{-3}} \text{ simplify } \rightarrow$$

$$-16 \cdot \frac{(z^3 + 3 \cdot z^2 + 3 \cdot z + 1.)}{(1000 \cdot z^3 - 2462 \cdot z^2 + 1941 \cdot z - 535.)} \quad \text{4- 38}$$

Om die pole en nulle in die vorm van vergelyking 2-54 te skryf moet z bo en onder die breuk opgelos word.

Z kan ook opgelos geword deur die bekende formule $x = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a}$ toe te

pas, maar in die voorbeeld word die ingeboude MathCAD-funksie, "solve" gebruik. Dus is:

$$-16(z^3 + 3 \cdot z^2 + 3 \cdot z + 1.) \text{ solve, } z \rightarrow \begin{pmatrix} -1. \\ -1. \\ -1. \end{pmatrix} \quad \text{4- 39}$$

vir bo die breuk van vergelyking 4-38 en;

$$\left(1000 \cdot z^3 - 2462 \cdot z^2 + 1941 \cdot z - 535\right) \text{ solve, } z \rightarrow \begin{pmatrix} .603 - .249i \\ .603 + .249i \\ 1.255 \end{pmatrix}$$

4- 40

vir onder die breuk van vergelyking 4-38.

Die waardes vir die pole en nulle is dus as volg:

$$\text{zero1} := -1$$

$$\text{zero2} := -1$$

$$\text{zero3} := -1$$

$$\text{pole1} := .603 - .249i$$

$$\text{pole2} := .603 + .249i$$

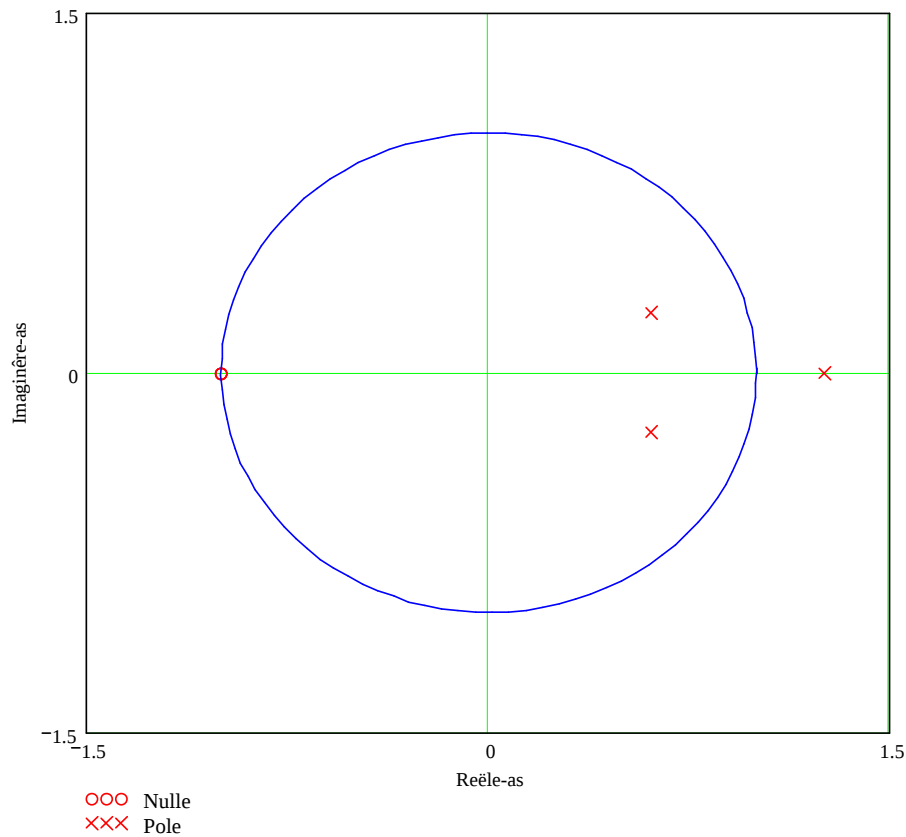
$$\text{pole3} := 1.255$$

Stel in 2- 54

$$H(z) := \frac{(z - \text{zero1})(z - \text{zero2})}{(z - \text{pole1})(z - \text{pole2})}$$

4- 41

Vanaf die bogenoemde vergelyking is dit duidelik dat die pole en nulle op die volgende punte op die z-vlak voorkom.



Figuur 4-23: Z-vlak voorstelling van die digitale filter

Die imaginêre-as oftewel die Y-as in die S-vlak, word getransformeer tot binne in die eenheidsirkel van die Z-vlak. Dus is die linkerkant van die imaginêre-as van die S-vlak binne in die sirkel en die regterkant van die imaginêre as van die S-vlak is aan die buitekant van die eenheidsirkel op die Z-vlak.

Deur $z = e^{j\omega T}$ in te stel kan die afstande vanaf die punte op die eenheidsirkel tot die pole en nulle bereken word.

Dus is :

$$H(z) := \frac{(e^{j\omega T_n} - \text{zero1})(e^{j\omega T_n} - \text{zero2})}{(e^{j\omega T_n} - \text{pole1})(e^{j\omega T_n} - \text{pole2})}$$

4- 42

Vir die geometriese interpretasie is 100 punte gekies.

Die 100 punte is in MathCAD verklaar as 'n reeks en lyk as volg:

$$n := 0..100$$

4- 43

Die eenheidsirkel word in 'n 100 punte opgedeel deur die totale omtrek deur 100 te deel as volg:

$$\frac{(2\pi)}{100} = 0.063$$

4- 44

Die 100 punte is dus 0.063 radiale van mekaar af en word nou as 'n reeks verklaar:

$$\omega T_n := 0.063 n$$

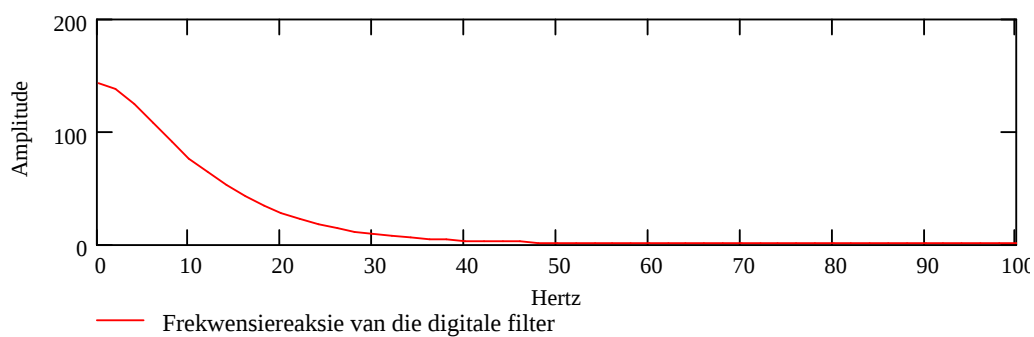
4- 45

Die waardes word in die pool-nul vergelyking gestel:

$$H(n) := \frac{(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{zero1})(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{zero2})(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{zero3})}{(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{pole1})(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{pole2})(e^{j \cdot \omega T_n} - \text{pole3})}$$

4- 46

Die resultaat word soos volg gestip:



Figuur 4-24: Frekwensiereaksietyd van die ontwerpte digitale filter.

Uit Figuur 4-24 is dit duidelik dat die oorskakelingsband wyd en plat is en dus nie vinnig afneem na die stopband nie. Dit beteken dat daar nog van die ruis deurgelaat word.

'n Ander punt wat in berekening gebring moet word, is dat 'n IIR net 'n paar koëffisiënte in vergelyking met 'n FIR het. Dus sal die afronding van koëffisiënte 'n groter invloed op IIR as 'n FIR hê.

VAB-sagteware het 'n sekere resolusie vir koëffisiëntwaardes, dus moet 'n eksperiment gedoen word om die afrondingsfout te bepaal.

Koëffisiënte wat in 4.3.1.1 bereken is:

$$a_1 = -2.462$$

$$a_2 = 1.941$$

$$a_3 = -0.535$$

$$B_0 = -0.016$$

$$B_1 = -0.048$$

$$B_2 = -0.048$$

$$B_3 = -0.016$$

afgerond tot:

$$a_1 = -2.46$$

$$a_2 = 1.94$$

$$a_3 = -0.53$$

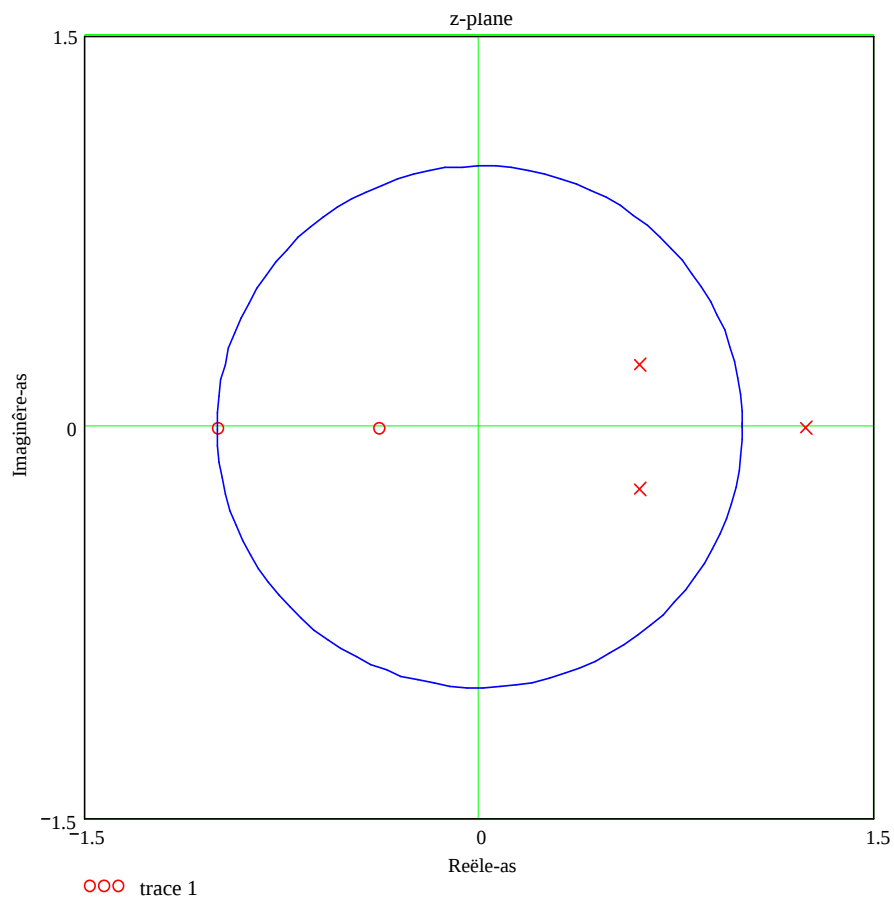
$$B_0 = -0.016$$

$$B1 = -0.04$$

$$B2 = -0.04$$

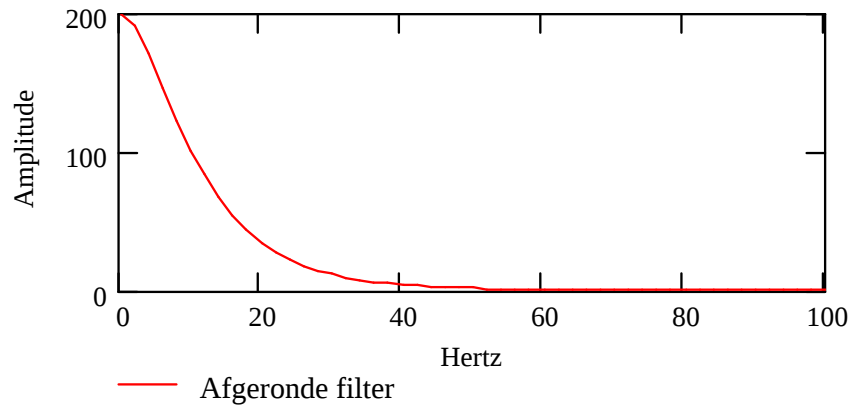
$$B3 = -0.016$$

Die pole zero-stip lyk dan as volg:



Figuur 4-25: Zero-stip van afrondingsfout

Dit is duidelik dat wanneer Figuur 4-23 met Figuur 4-25 vergelyk word, die filter-resultate nie meer die berekende filter se karaktereienskappe verteenwoordig nie.



Figuur 4-26: Bode stip van die afgeronde filter

Daar word ook verskille in die bode stipfiguur waargeneem, naamlik die verskille tussen Figuur 4-24 en Figuur 4-26. Dit is veral die deurlaathellings wat 'n drastiese verandering toon.

Om die probleem uit te skakel moet 'n ander tipe digitale filter ondersoek word.

4.3.2 Eindige-impulsreaksiefilter (FIR) koëffisiëntberekening in MathCAD

4.3.2.1 Hamming-Venster-Metode

Eerstens moet die basiese filter inligting word in MathCAD verklaar word:

Die deurlaatband hoek frekwensie:

$$f_p := 10 \quad \mathbf{4-47}$$

Die oorgangswye:

$$t_w := 6 \quad \mathbf{4-48}$$

Die monsterfrekwensie

$$f_s := 200 \quad \mathbf{4-49}$$

Tabel 3 word waargeneem dat vir 'n Hammingvenster die verhouding van N gelyk is aan $3.3/N$. Die berekening van die hoeveelheid koëffisiënte is dus as volg:

- Eers word die berekening van die verhouding van die deurlaatband tot die monsterband uiteengesit.

$$\Delta f := \frac{tw}{fs}$$

$$\Delta f = 0.03$$

4- 50

- Die verhouding van tabel 3 word toegepas:

$$N := \frac{3.3}{\Delta f}$$

$$N = 110$$

4- 51

- Die hoeveelheid koëffisiënt benodig is dus as volg:

$$\frac{N}{2} = 55$$

4- 52

Die reeks is dus van :

$$n := -\frac{N}{2} .. \frac{N}{2}$$

4- 53

As gevolg van die smeereffek van die venster op die filter se afsnyfrekwensie, kan dit verskil van die spesifikasies. Dus word die volgende normalisering gebruik:

$$f_c := \frac{\left(f_p + \frac{t_w}{2} \right)}{f_s}$$

4- 54

$$f_c = 0.065$$

Die toepassing van die venster met die vergelykings soos in tabel 3 is as volg:

$$W(n) := 0.54 + 0.46 \cos\left(\frac{2\pi \cdot n}{N}\right)$$

4- 55

Die toepassing van die vergelyking van die laagdeurlaatfilter:

$$h1(n) := \frac{2 \cdot f_c}{n \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_c} \sin(n \cdot \omega)$$

vir

$$n \neq 0$$

4- 56

en

$$h2(n) := 2 \cdot f_c$$

vir

$$n = 0$$

4- 57

Dus kan dit as volg waargeneem word:

$$H(n) := \text{if}(n = 0, h2(n), h1(n))$$

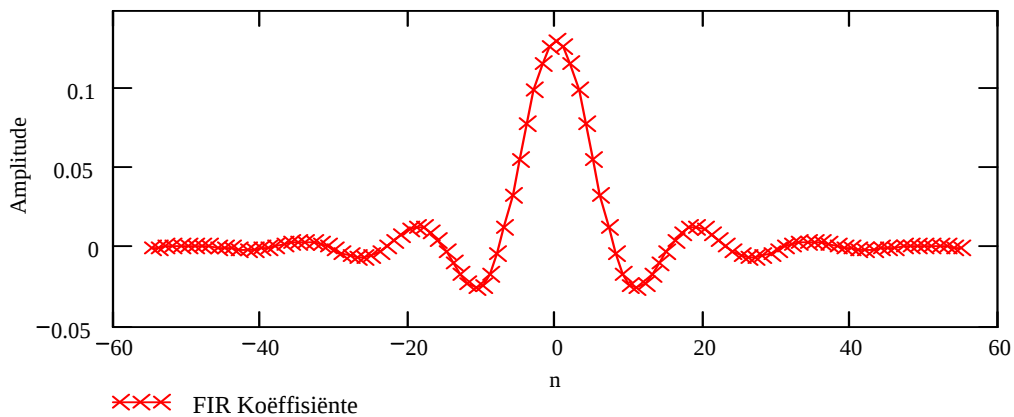
4- 58

Die koëffisiënte is dan die produk van die venster met die laagdeurlaatfilter:

$$cf(n) := W(n) \cdot H(n)$$

4- 59

Die waardes word geïllustreer op die volgende grafiek:



Figuur 4-27: Koëffisiënte van die berekende laagdeurlaatfilter.

4.3.2.2 Ontleding van die berekende FIR-filter

Die koëffisiënte word ontleed om die filterspesifikasies te illustreer.

Die eerste stap is om 'n reeks te verklaar:

$$m := 0..300 \quad \text{4- 60}$$

Waar die totale by ontleding die volgende is

$$f_m := \frac{m}{600} \text{ (Nyquist kriteria)} \quad \text{4- 61}$$

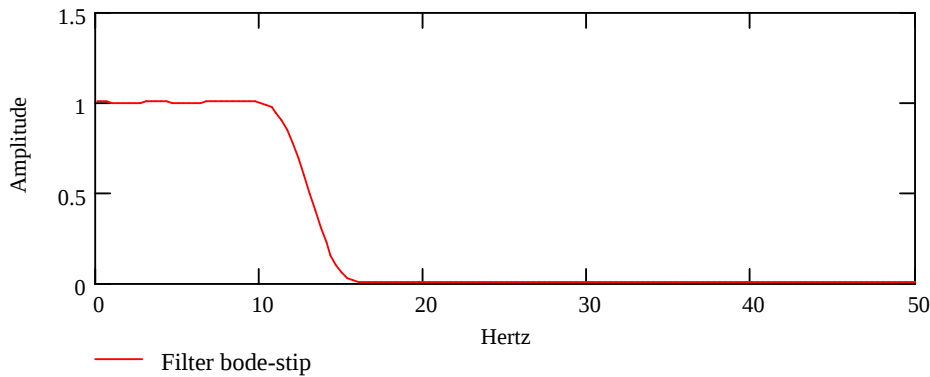
Die filterversterking word deur die winsfunksie (gain) van MathCAD bereken:

$$r1_m := \text{gain}(cl, f_m) \quad \text{4- 62}$$

Die amplitude is dus:

$$M1 := \text{mag}(r1)$$

Dit word gestip soos volg:



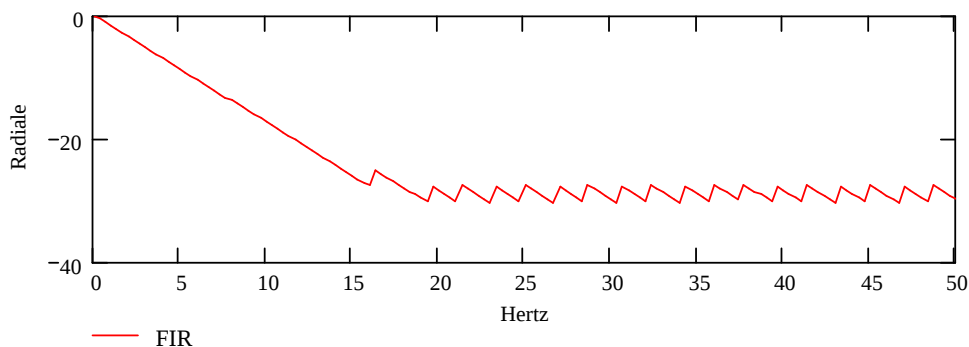
Figuur 4-28: Bodestip van laagdeurlaatfilter met Hamming-Venster

Die deurlaatband is tot by 10Hz en plat baie mooi af na 16Hz soos gespesifiseer. Die versterking by die deurlaat is een en dus sal die insetdata na die filter dieselfde amplitude hê.

Die volgende ontleding is die fase reaksie en word in MathCAD verklaar as volg:

$P1 := \text{phasecor}(\text{phase}(r1))$

4- 63

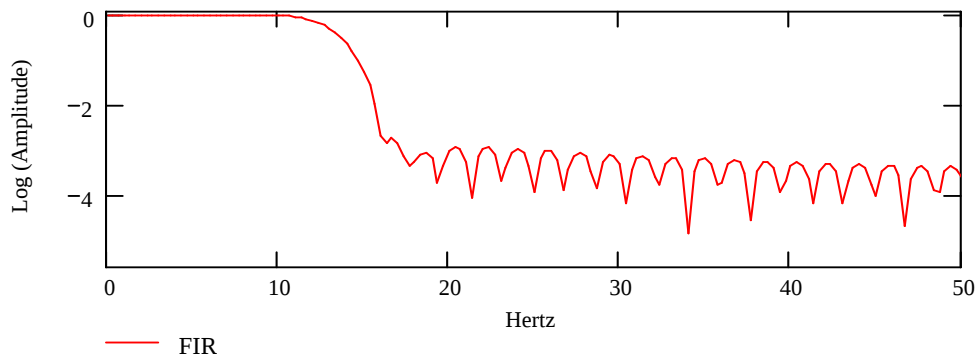


Figuur 4-29: Fasereaksiestip

Uit Figuur 4-29 word waargeneem dat daar by gelykstroom geen faseverskuiwing is nie. Tussen gelykstroom en 15Hz neem die fasefout toe in 'n negatiewe rigting. Vanaf 15Hz bly dit konstant tot aan die einde van die werkbare frekwensiestrek.

Die fasefout is nie kommerwekkend nie siende dat die projek nie afhanklik van die fase is nie.

Die laaste berekening is die van die frekwensiereaksie wat die logaritmiese funksie van die amplitudereaksie is.



Figuur 4-30: Frekwensiereaksiestip

Volgens die figuur is die stopbandriffel aanvaarbaar klein.

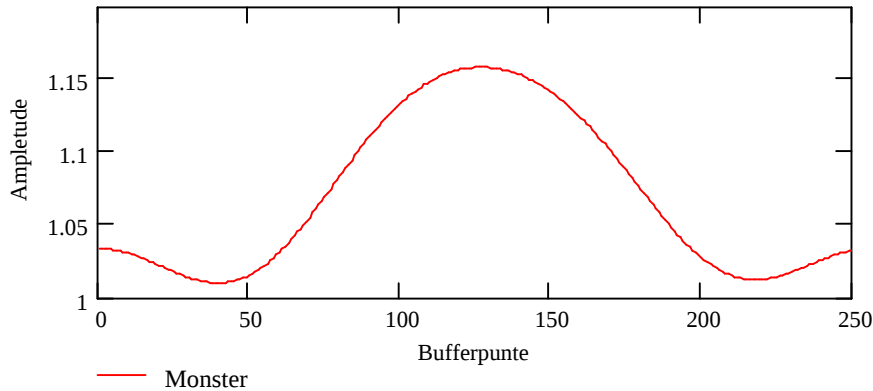
4.4 Outomaties-zero

Dit is nodig om 'n stelsel te ontwikkel wat outomaties zero na elke meting. Die rede hoekom 'n skaal nie na zero terugkeer na elke meting nie, is omdat daar vervorming van die lassel plaasgevind het. Die fout beïnvloed dus die volgende meting se akkuraatheid.

Die logiese stap is dus om die minimumpunt van die datasein te gebruik. Die minimumpunt verskyn na elke massamonster. Dit word bereken voordat daar 'n volgende massamonster teenwoordig is. Die probleem word as volg opgelos.

Eerstens word die inligting in vensters opgebreek. Die venster moet groot genoeg wees om 'n hele lengte van monster te toon sowel as die minimumwaardes voor en na die monster.

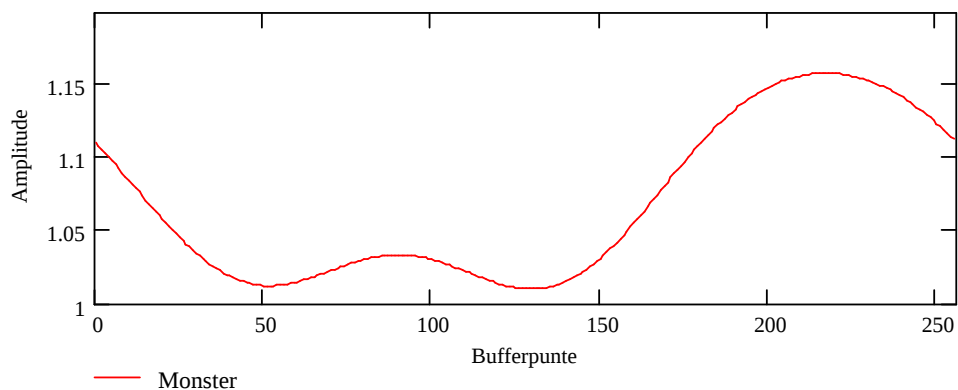
Dit is eksperimenteel gevind dat die venster met 'n grote van 256 punte die beste resultate gee.



Figuur 4-31: Illustrasie van 'n modelmonster in 'n 256 grootte venster

Uit Figuur 4-31 is dit duidelik dat die venstergrootte van 256 punte genoegsame inligting bevat oor 'n laagtepunt wat sou voorkom.

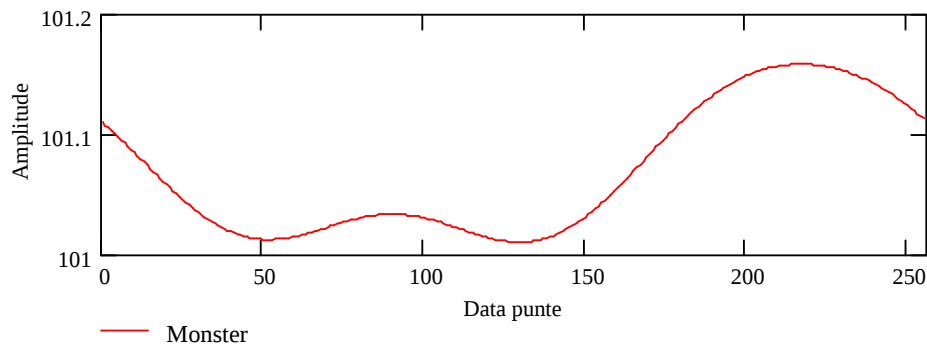
Die volgende stap is om 'n fase-verskuiwing op die monster toe te pas. Deur dit te doen kan bepaal word of die venstergrootte genoegsaam sal wees indien die monster se zero sou skuif.



Figuur 4-32: Illustrasie van 'n modelmonster met 90 verskrywingspunte

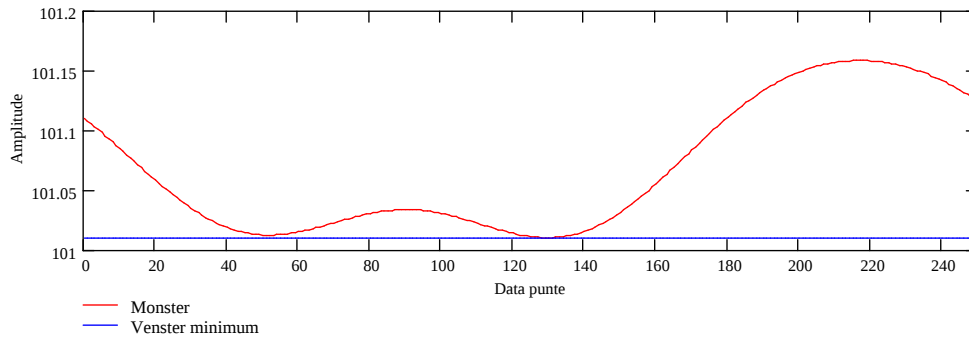
Deur Figuur 4-32 word die resultaat getoon van die monster wat met 0.45 sekondes geskuif het. Die volgende voorwerpmonster is al sigbaar en daar is steeds laagtepunte teenwoordig om 'n nul mee te bereken.

Volgende word met 'n honderd bygetel. Die rede hiervoor is dat die DSP-kaart nie gemiddelde waardes van negatiewes kan neem nie. Dus, as 'n nulfout in die negatiewe waardes lê, sal dit nie nou meer 'n probleem skep nie, omdat die sein by honderd gesuperposisioneer is. Die rede vir 'n honderd is omdat dit die skaal se minimum negatiewe waarde, naamlik -9V, heeltemal in die positief sal inbeweeg as 'n honderd bygetel word. Die minimum negatiewe waarde, sal nie -9v oorskry nie, omdat dit deur die voorversterker beperk word.



Figuur 4-33: Illustrasie van 'n monster met 'n honderd gesuperposisioneer

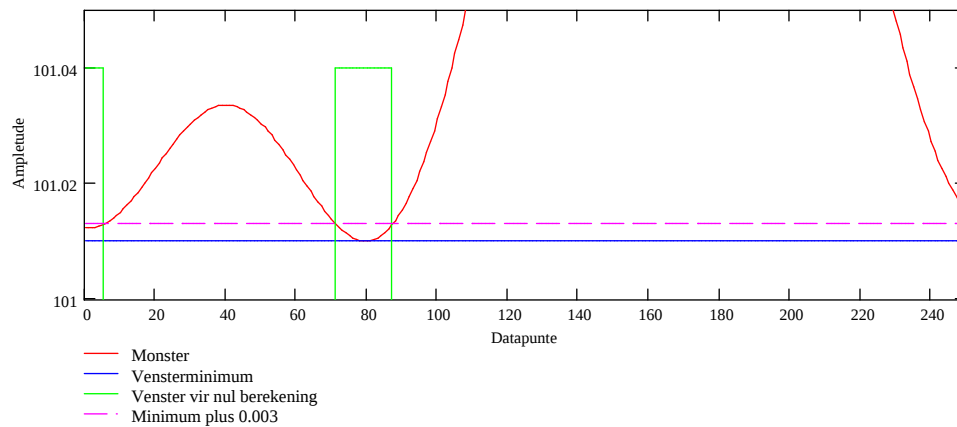
Die vensterminimum word deur die volgende berekening getoon. Die berekening word gedoen met die minimumberekeningfunksie van MathCAD:



Figuur 4-34: Illustrasie van 'n modelmonster in rooi en die vensterminimum in blou

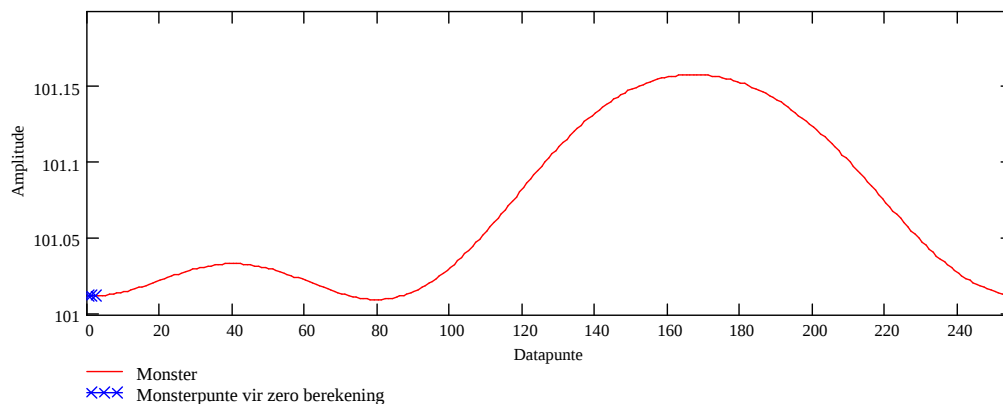
Die strek vir berekening is vanaf die vensterminimum tot by 0.003 plus die oorspronklike vensterminimum.

'n Nuwe nul vlak word bereken nadat 'n komponent oorbeweeg het. Dit is eksperimenteel waargeneem dat die skaal vervorming nie die deviasie van 0.003 (1.363635 g) oorskry nie. As die nuwe nul laer sou wees as die vorige nul, skep dit nie 'n probleem nie, omdat die nuwe nul die nuwe vensterminimum sal verteenwoordig. Die strek van vensterminimum tot 0.003 plus die vensterminimum is in groen deur Figuur 4-35 getoon.



Figuur 4-35: Die waarde waar die gemiddelde waarde bereken word vir zero

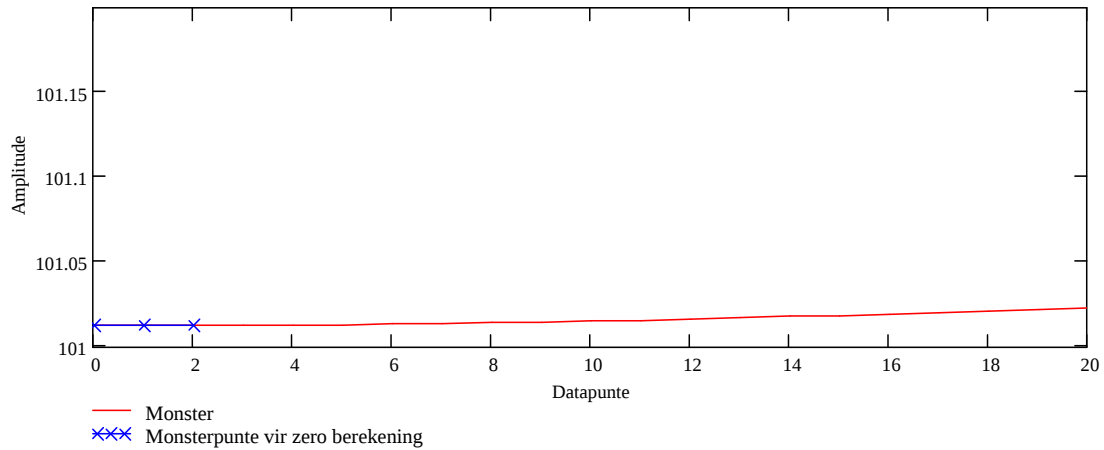
Die minimum punte se gemiddelde waarde word bereken om 'n laagtepunt impulsfout, uit te skakel.



Figuur 4-36: Buffer van die venster se eerste 3 waardes

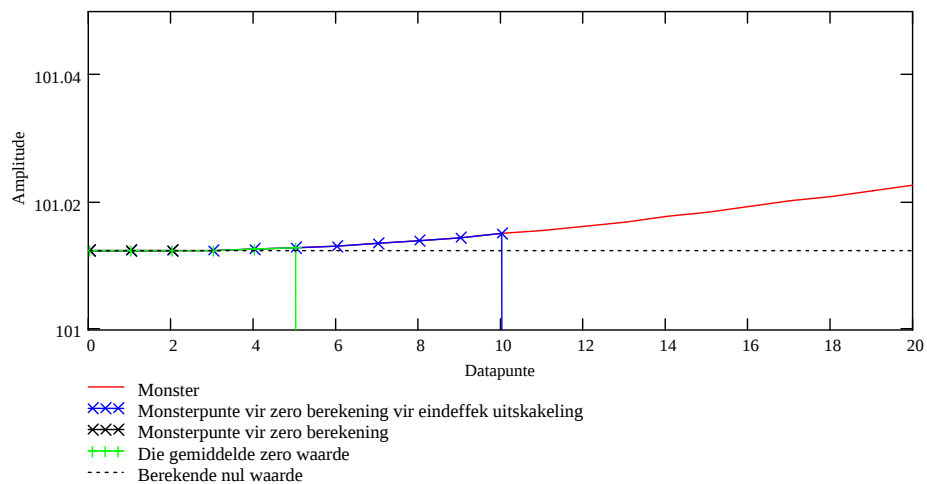
Soos reeds genoem moet die data gezero word voordat die nuwe massamonster kan begin. Dus word die venster verder opgebruik in 'n venster met net drie punte soos in blou in Figuur 4-36 aangedui. Die groot venster van 256 punte gee steeds die venster minimum maar die eerste drie punte word gebruik om die nuwe nul mee te bereken. Met ander woorde, die klein venster bereken die gemiddelde

minimum mits dit in die strek van vensterminimum tot 0.003 plus vensterminimum val.



Figuur 4-37: Vergroting van Figuur 4-36

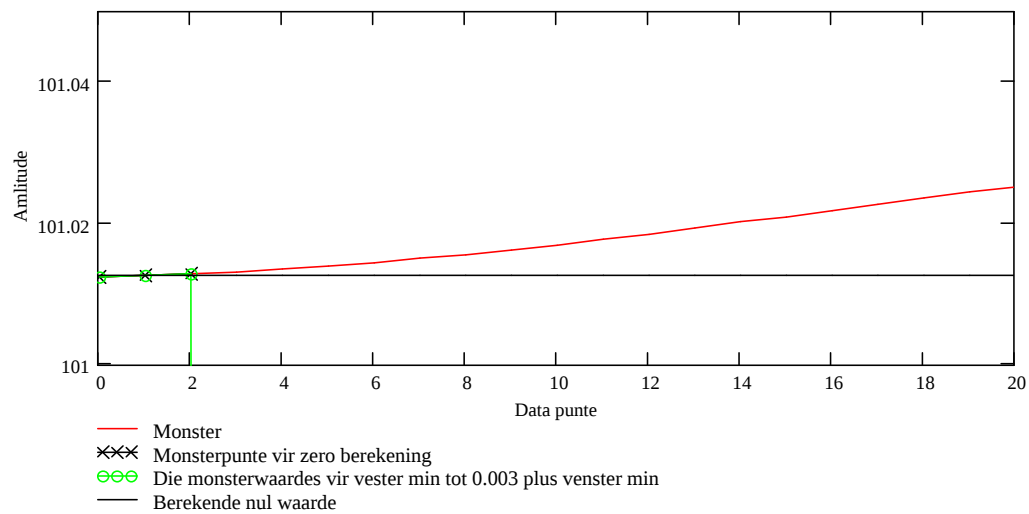
Die gemiddelde minimum is dus 'n gemiddeld van drie punte. Figuur 4-37 is 'n vergroting van Figuur 4-36 en dit toon die drie punte van die klein venster in blou aan.



Figuur 4-38: Die 3 punt buffer en die strek waar die gemiddelde bereken word

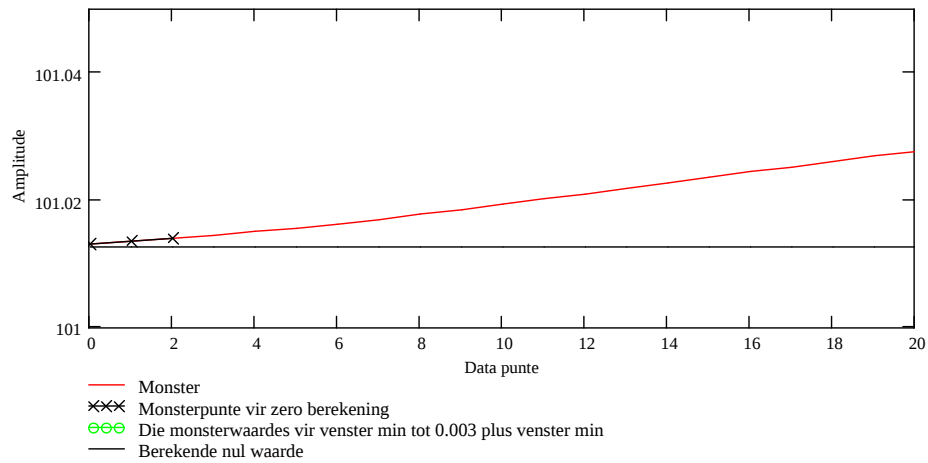
Figuur 4-38 toon die strek van vensterminimum tot 0.003 plus vensterminimum in groen aan vir die gebied waar die nul bereken word.

Die swart kruise is die punte wat in berekening vir die nul-bepaling gebring is. Die swart stippellyn is die waarde van die resultaat van die outomatiese zero en is in die geval gelyk aan 101.012.



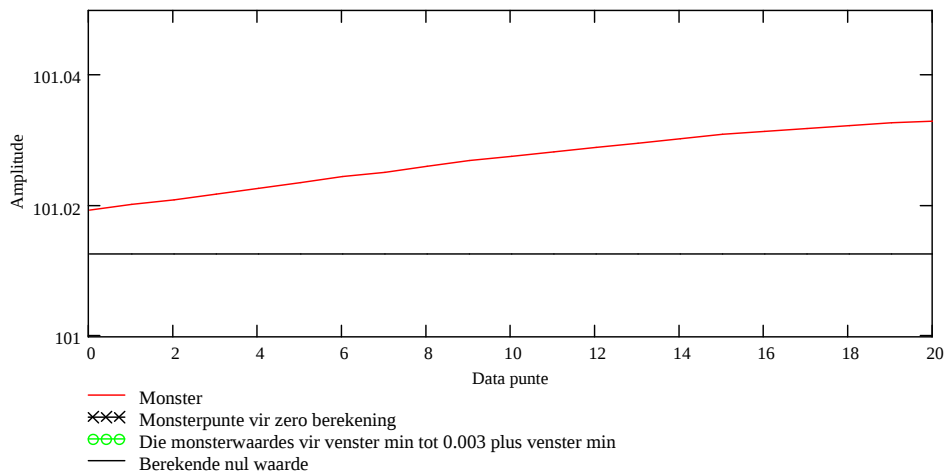
Figuur 4-39: Figuur 4-38 na 'n sekere tydverplasing

Figuur 4-39 toon dieselfde as Figuur 4-38, maar die verskil lê daarin dat daar 'n sekere tyd verby gegaan het. In Figuur 4-39 toon die swart kruisies die laaste waardes wat vir die gemiddelde zero-waarde gebruik gaan word. Die rede hiervoor is dat die strek van vensterminimum tot 0.003 plus die vensterminimum, verbybeweeg. Die resultaat vir die zero is 101.013.



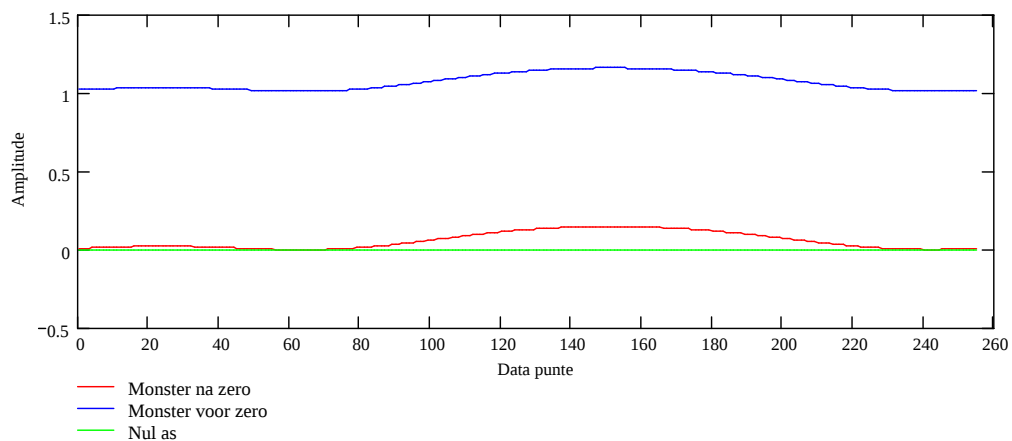
Figuur 4-40: Toon 'n verdere tydverplasing aan as in Figuur 4-39

In Figuur 4-40 waar 'n verdere tyd verby gegaan het, is die drie punte nie meer in die strek van vensterminimum tot vensterminimum plus 0.003 nie. Dus is die gemiddelde waarde nou gelyk aan nul. Die hoogste waarde van die resultaat verkry vanaf die gemiddelde van die drie punt in die strek vensterminimum tot vensterminimum plus 0.003 was behou.



Figuur 4-41: Toon 'n verdere tydverplasing as in Figuur 4-40

Deur Figuur 4-41 word die hoogste gemiddelde waarde van die vorige zero berekening. Die waarde word dan gebruik totdat die massamonster oorbeweeg het. As die massamonster oorbeweeg het sal die resultaat weer tussen die strek vensterminimum tot vensterminimum plus 0.003 val en die berekening van die gemiddelde nul weer gedoen word.



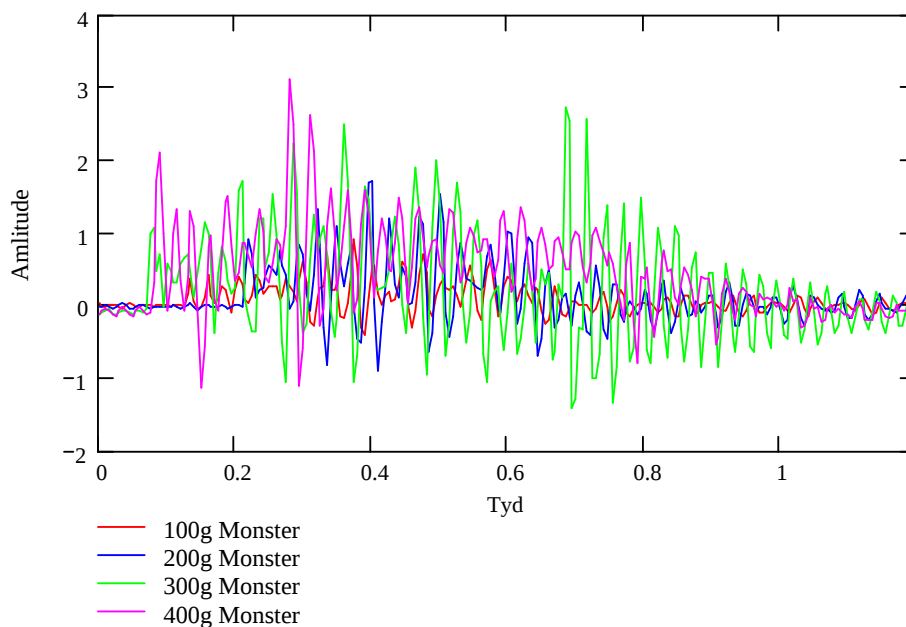
Figuur 4-42: Outomatiese zeroresultaat

Deur Figuur 4-42 word die 256 venster en die resultaat getoon. Die blou data sein verteenwoordig die monster voor outomaties zero en die rooi data sein toon die monster na outomaties zero aan. Die monster na outomaties zero is by nul.

4.5 Kalibrering

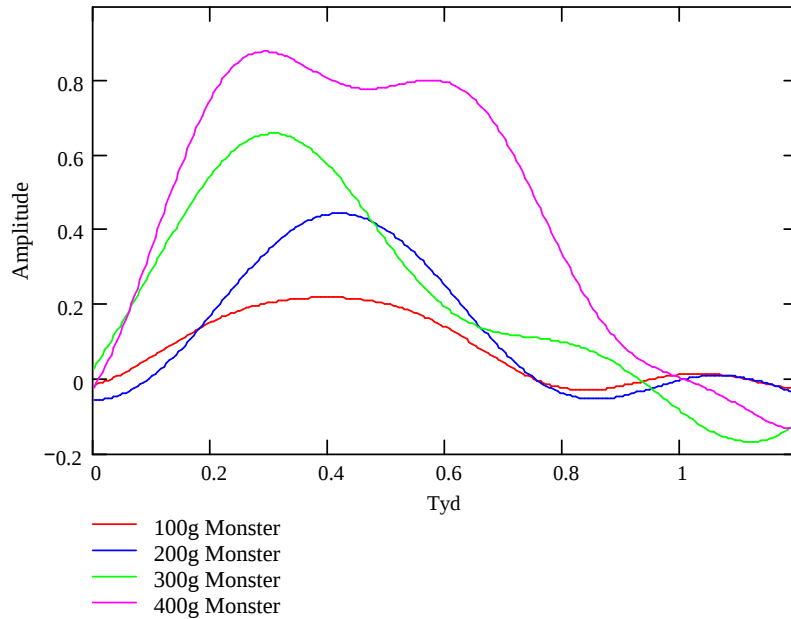
Die kalibrering van die skaal is baie 'n belangrike stap. Die rede vir kalibrering is om die uitset in gram te kry. Die lasselie gee 'n sekere potensiaalverskil vir die massa soos in paragraaf 2.8 verduidelik. Dit word versterk deur die voorversterker wat in 3.1.1 ontwerp is. Die metode om die resultaat te kalibreer is deur eksperimente te doen met vooraf geweegde voorwerpe. Die data word gestip en die konstante word deur middel van kurwepas tegniek bereken.

Eerstens word monsters met onderskeidelik 100g, 200g, 300g en 400g in MathCAD in gelees.



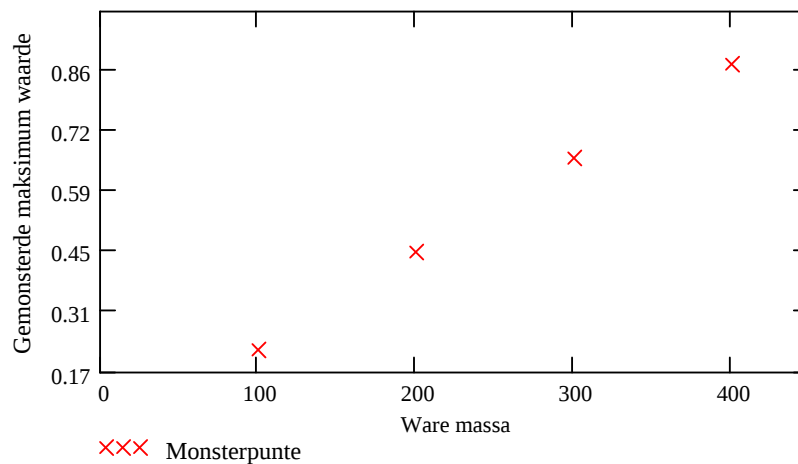
Figuur 4-43: Inlees van 100g, 200g, 300g en 400g vir kalibrasie sonder filter

Die data word dan deur die ontwerpde FIR laagdeurlaatfilter geplaas en die resultaat lyk soos volg:



Figuur 4-44: Inlees van 100g, 200g, 300g en 400g vir kalibrasie na filter

Die maksimum van elke monster word nou bereken deur gebruik te maak van die MathCAD-maksimum funksie. Die resultaat word dan as punte gestip en lyk as volg:



Figuur 4-45: Ware massa gestip teen gemonsterde waardes

Die Y-as in Figuur 4-45 se waardes moet nou aangepas word om ooreen te stem met die X-as.

Die formule kan 'n reguit lyn voorstelling besit deurdat die gemonsterde data 'n liniêre karaktertrek toon. Die formule in MathCAD is dus as volg:

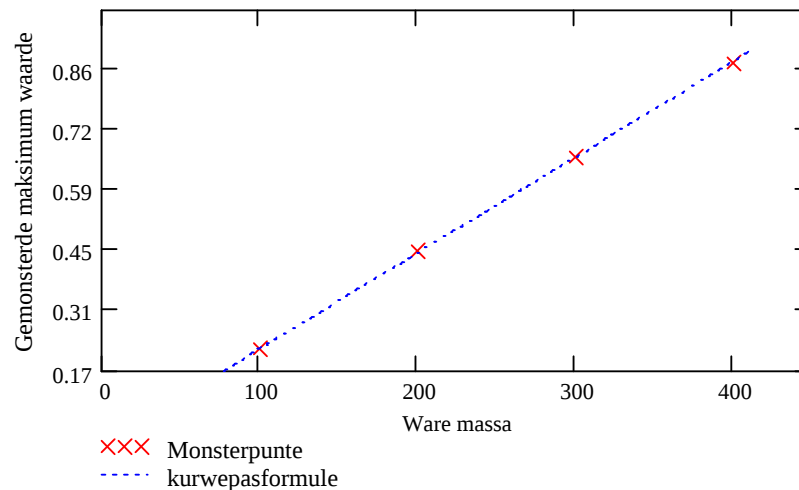
$$j_x := M x$$

4- 64

waar M die konstante sal wees wat met die kurwepastegniek bereken moet word.

Dit is eksperimenteel bepaal en besit die waarde van $\frac{1}{454.545}$. Die resultaat is as

volg:



Figuur 4-46: Ware massa gestip teen gemonsterde waardes in rooi met die kurwepasformule stip in blou

Die persentasie korrelasie tussen die kurwepaswaarde en die ware massa word as volg in MathCAD bereken:

$$\frac{j_y}{a_y} \cdot 100$$

4- 65

Dus is die resultate as volg:

- 100g:

$$\frac{j_{100}}{a_{100}} 100 = 100.726$$

- 200g:

$$\frac{j_{200}}{a_{200}} 100 = 99.222$$

- 300g:

$$\frac{j_{300}}{a_{300}} 100 = 100.18$$

- 400g.

$$\frac{j_{400}}{a_{400}} 100 = 100.188$$

Die korrelasie is aanvaarbaar.

Die gemonsterde waardes kan nou met die resiprook van die konstante M vermenigvuldig word om die ware massa te verteenwoordig.

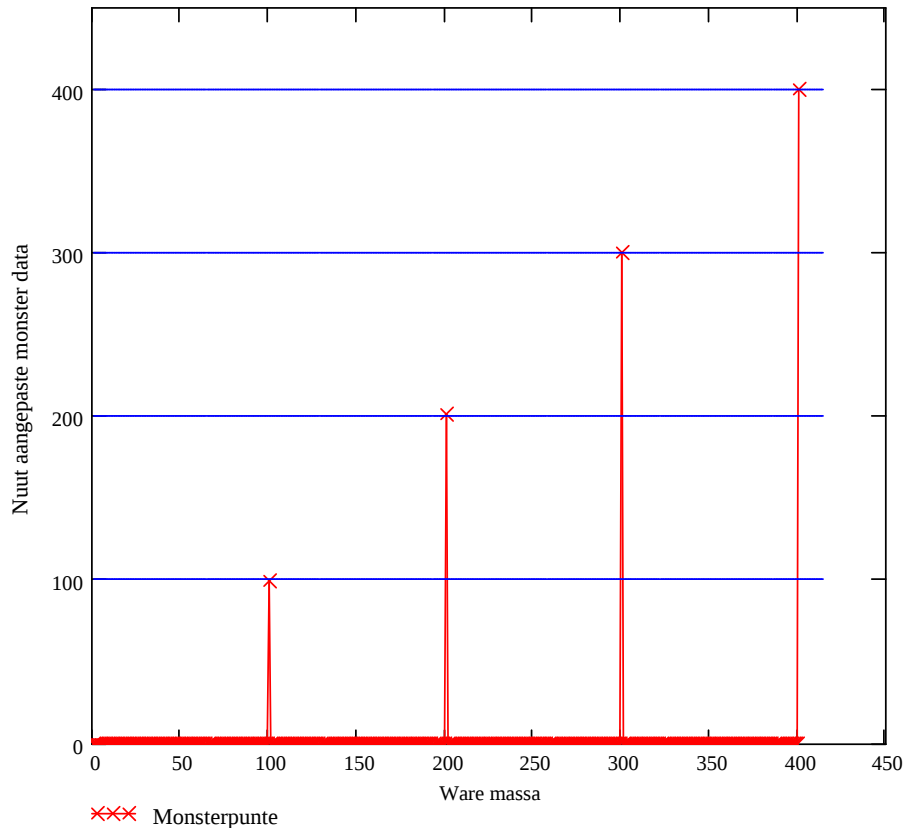


Figure 4-47: Korrelasie tussen datapunte na kalibrasie en die ideale waardes

Figure 4-47 toon 'n goeie korrelasie tussen die aangepaste waardes en die ideale waardes aan, dus is dit duidelik dat die kalibrasie 'n sukses was.

4.6 Tyd op skaal berekening.

Soos in paragraaf 2.2 verduidelik is dit duidelik dat die versnelling teen die skuinsvlak van die skaal 'n veranderlike van die hoek van die skaal en die wrywingskoëffisiënt sal wees. Siende dat die helling van die skaal konstant bly, sal net die komponent se wrywingskoëffisiënt die versnelling beïnvloed.

Dit kom daarop neer dat komponente wat van dieselfde materie gemaak is, dieselfde versnelling sal hê. Dit kan ook gestel word dat komponente bestaande uit verskillende materie, verskillende versnellings het. Die skaal se lengte bly

konstant en die tyd op skaal is dus afhanklik van die spoed waarteen die vervoerband die komponente aan die skaal lewer, sowel as die versnelling teen die skuinsvlak. Die bandspoed bly konstant en dus is die deviasie van komponente se tyd op die skaal slegs afhanklik van die versnelling teen die skuinsvlak. Soos bo genoem is die versnelling net afhanklik van die komponent se wrywingskoëffisiënt. Dus kan gesê word dat die tyd op die skaal eweredig is aan die versnelling, wat eweredig is aan die wrywingskoëffisiënt.

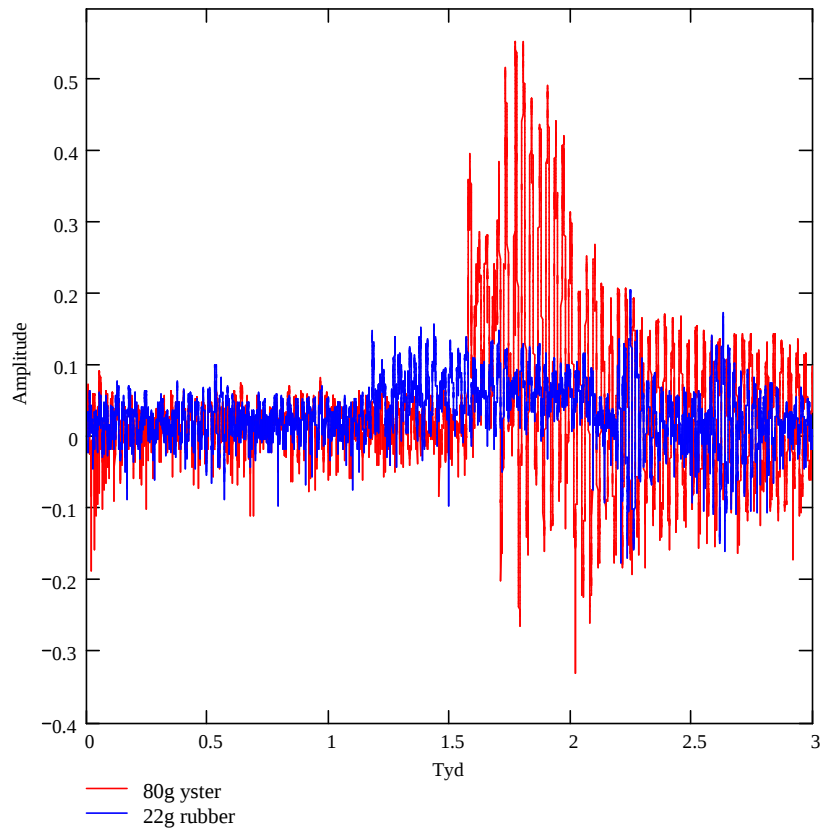
Dit kom daar op neer dat as die tyd op die skaal bereken word, kan die komponent se wrywingskoëffisiënt bereken word en die wrywingskoëffisiënt kan aandui waaruit die komponent bestaan.

4.6.1 MathCad-berekening en simulatie van “tyd op die skaal berekening”.

Data monsters word ingelees naamlik:

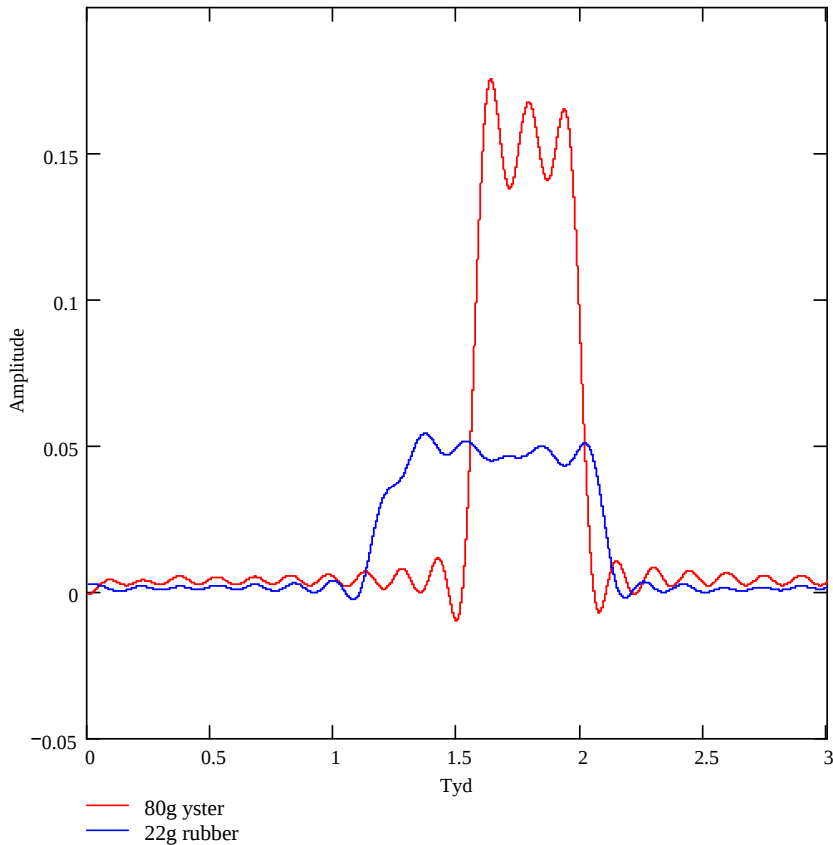
1. 'n 80g monster van yster
2. 'n 22g monster van rubber

Die data genoem lyk as volg:



Figuur 4-48: Datamonsters van 80g yster en 22g rubber voor filter

In Figuur 4-48 is die ruis duidelik sigbaar. Die resultaat van die data wat gefiltreer is, soos bereken in paragraaf 4.3.2 is as volg:



Figuur 4-49: Datamonsters van 80g yster en 22g rubber na filter

Figuur 4-49 illustreer die data nadat dit gefiltreer is en die vermindering in ruis is duidelik sigbaar.

Die volgende stap is om te bepaal waar in die datavenster die komponent oor die skaal beweeg het. Dit word bereken deur die eerste punt te bepaal waar die amplitude oor 'n 1g drempel beweeg.

Die vertolking in MathCad is as volg:

```

start(filsignala, thres) :=
    i ← 0
    while filsignalai ≤ thres
        i ← i + 1
    i

```

Waar:

i = Datapunte

filsignala_i = Die datamonster na filter

thres = Die 1g drempel

Die volgende stap is om te bepaal waar die komponent weer van die skaal af beweeg het. Dit word verkry deur te bepaal wanneer die amplitude weer onder 1g gaan.

```
stop(filsignala, thres) :=  $\left\{ \begin{array}{l} i \leftarrow \text{start}(\text{filsignala}, aa) \\ \text{while } \text{filsignala}_i \geq \text{thres} \\ \quad i \leftarrow i + 1 \\ i \end{array} \right.$ 
```

4- 67

Waar:

i = Datapunte

$\text{start}(\text{filsignala}_i, aa)$ = Die waarde waar die komponent op die skaal gevoer is

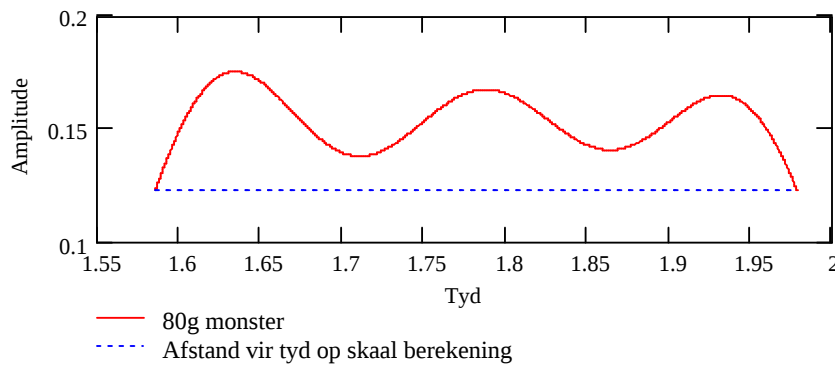
filsignala_i = Die datamonster na filter

thres = Die 1g drempel

As die beginpunt waar die komponent op die skaal af beweeg het, afgetrek word met die waarde waar die komponent op die skaal toegevoer is, kan die tyd op skaal bereken word.

Beskou die 80g ystermonster in Figuur 4-49. Die begin tydstip van wanneer die komponent op die skaal toegevoer is, word bereken deur die vergelyking 4-66 te gebruik. Die resultaat is 1.565 sekondes.

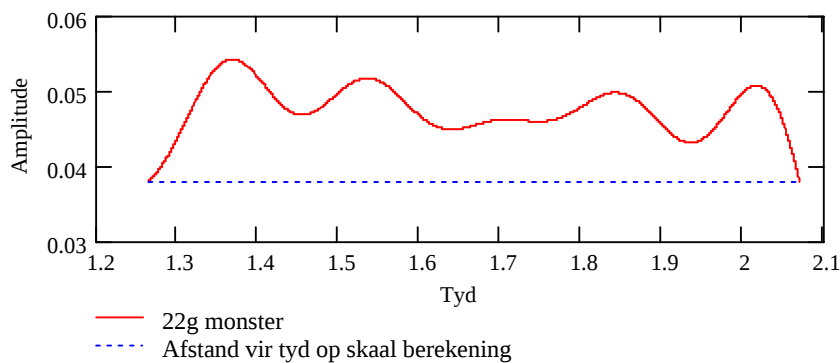
Die punt waar die komponent van die skaal af beweeg soos bereken in vergelyking 4-67 is gelyk aan 1.978 sekondes. Dus is die strek oor die tyd op skaal as volg bereken:



Figuur 4-50: Deel van die venster van die 80 g ystermonster

Figuur 4-50 illustreer die tyd wat die komponent op die skaal deurbring. Die tyd op skaal is 0.393 sekondes. Die eksperiment is herhaal en 'n maksimum deviasie van 1% is verkry.

Beskou die 22 g rubbermonster in Figuur 4-49. Die begin tydstip wanneer die komponent op die skaal gevoer is, word bereken met die toepassing van vergelyking 4-66 en die resultaat is 1.264 sekondes. Die punt waar die komponent van die skaal af beweeg soos bereken in 4-67, is gelyk aan 2.069 sekondes. Dus tyd op skaal word as volg bereken:



Figuur 4-51: Deel van die venster van die 22 g rubbermonster

Figuur 4-51 toon die tyd wat die komponent op die skaal deurbring en is 0.805 sekondes. Die eksperiment is herhaal en 'n maksimum afwyking van 1% is verkry.

Uit die eksperiment is bepaal dat yster 'n gemiddelde tyd van 0.393 sekondes en rubber 0.805 sekondes onderskeidelik op die skaal deurgebring het. Daar kan dus met sekerheid tussen yster en rubber onderskei word.

HOOFSTUK 5

HARDEWARE-IMPLEMENTERING

Die algoritmes wat gesimuleer en ontwikkel is in hoofstuk 4 word nou toegepas deur dit in DSP-hardeware te implementeer. Soos uiteengesit in paragraaf 3.2. word die tms320c6711 dsk, DSP-verwerker geprogrammeer met behulp van die “Visual Application Builder” (VAB) sagteware pakket.

Vir die studie is data nie direk vanaf die DSP-verwerker se analoog-na-digitale omskakelaar verkry nie. Data is deur die PC-30-kaart omgeskakel en gestoor as tekslêers. Die tekslêers is dan via die parallelle poort na die DSP-verwerker gestuur en word ingelees asof dit van die analoog-na-digitale gedeelte so kom. Dus is dit om die ewe of die data vanaf 'n tekslêers ingelees is, of dit vanaf die analoog-na-digitale omskakelaar verkry word. Vir werklike tyd verwerking op 'n vervoerband sal die data dus direk verkry word van die DSP-kaart se analoog-na-digitale omskakelaar. Die rede vir die tekslêer metode was om nie onnodige insette, wat moontlike skade aan die duur DSP kaart kon berokken, te koppel nie.

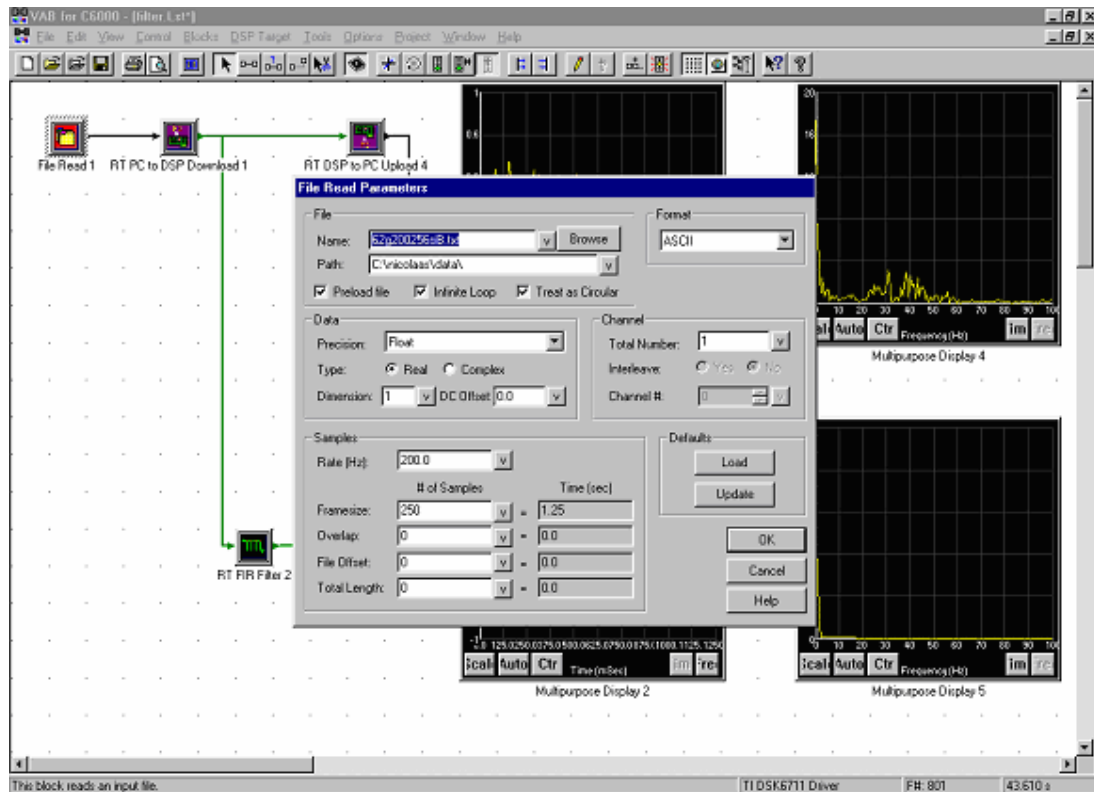
Die vloeidiagram vir die hardeware -implementering is as volg:



Figuur 5-1: Blokdiagram vir die hardware implementering

5.1 Inlees van data

Data word vanaf 'n tekslêer ingelees. Die tekslêer is van 'n vooraf bemonsterde 62g hout komponent. Die data word dan in 'n oneindige siklus ingelees om die illusie te skep dat dit meervoudige, identiese komponente is wat mekaar opvolg.



Figuur 5-2: Inlees van monsterdata in VAB

In Figuur 5-2 word die 62g monster ingelees deur van die "File Read 1" blok gebruik te maak. Die inligting oor waar die lêer gestoor is, die monsterfrekwensie en die protokol van die tekslêer moet in die blok uiteengesit word soos aangetoon in Figuur 5-2.

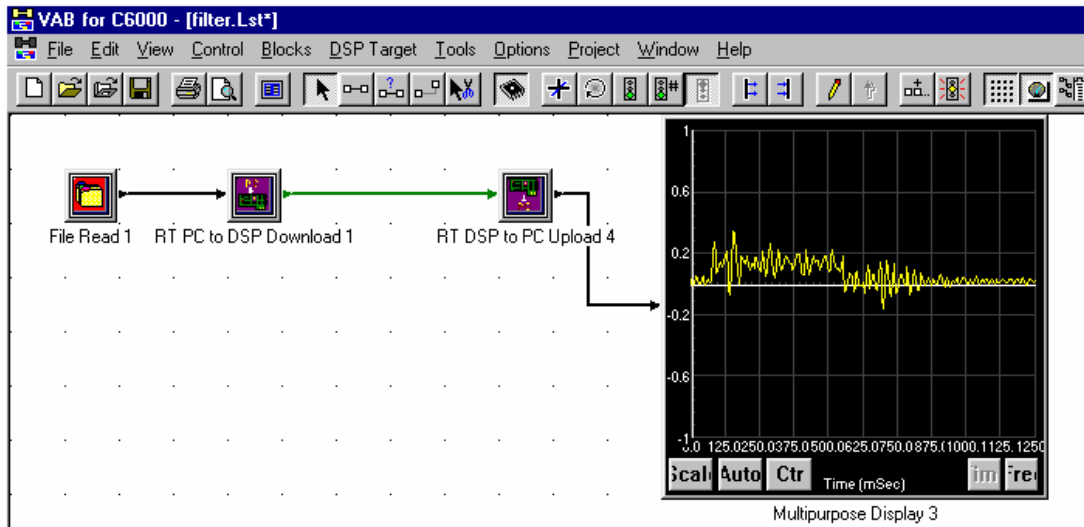
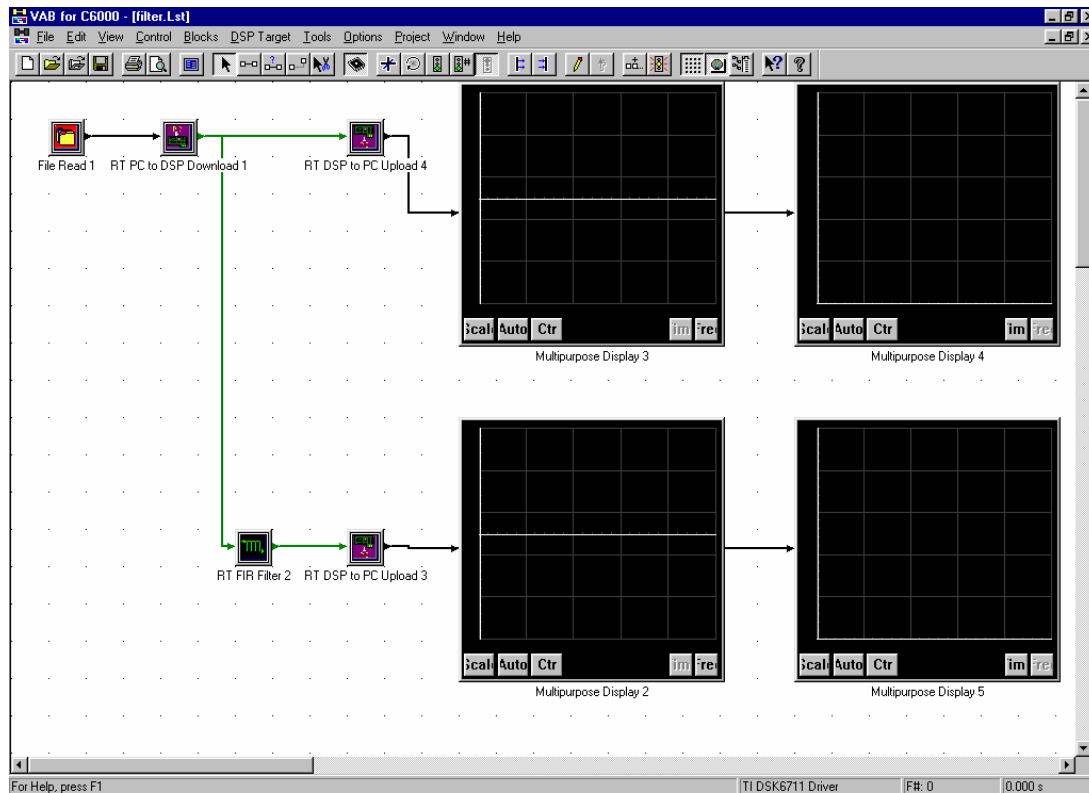


Figure 5-3: Ingeleeste data voor verwerking

Met behulp van die "Real Time (RT) PC to DSP Download 1" -blok word die data vanaf die "File Read 1" -blok via die rekenaar se parallelle poort na die DSP verwerker gelaai. In die voorbeeld vind geen verwerking plaas nie en die data word weer via die parallelle poort na die rekenaar gelaai met behulp van die "RT DSP to PC Upload 4" -blok. Die data van die monster word op 'n meerdoelige vertoon venster getoon, genaamd "Multipurpose Display 3". Dit is duidelik dat die sein wat op "Multipurpose Display 3" vertoon word nie gefiltreer of ondergaan nie ander verwerkings nie, deurdat dit met ruis deurdrenk is.

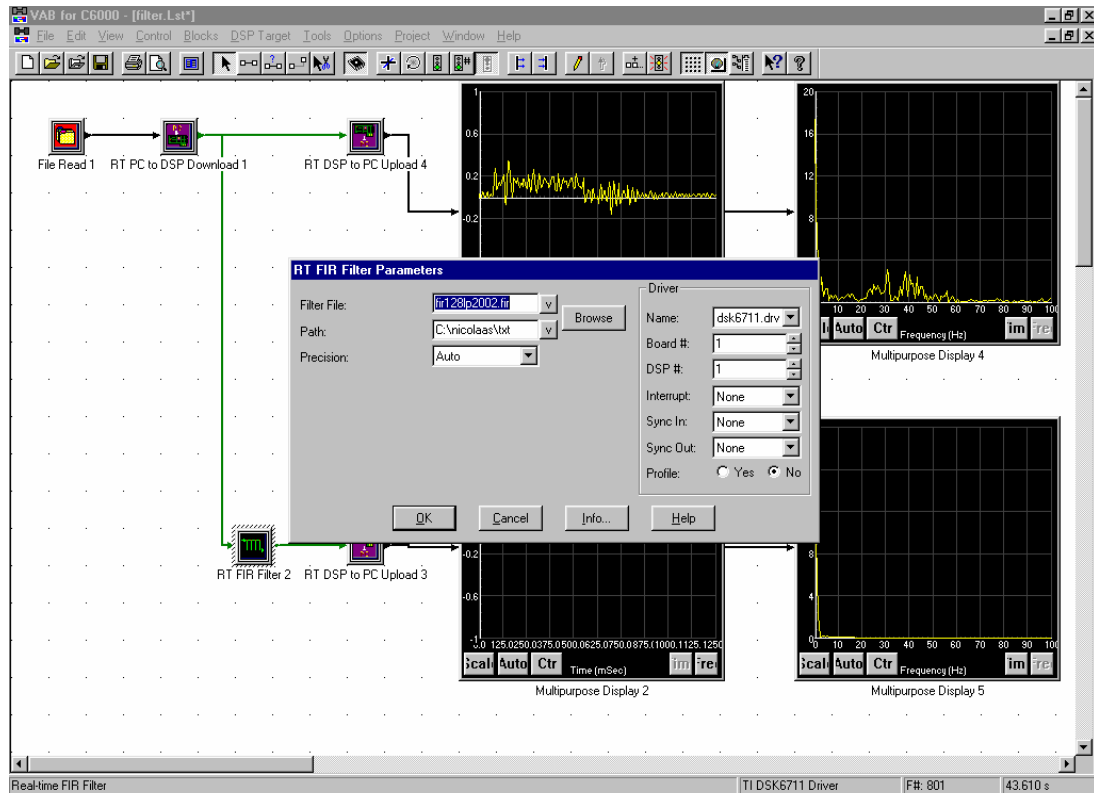
5.2 FIR implementering in VAB

Die FIR filter wat in 4.3.2 ontwikkel is word op die DSP kaart as volg gelaai:



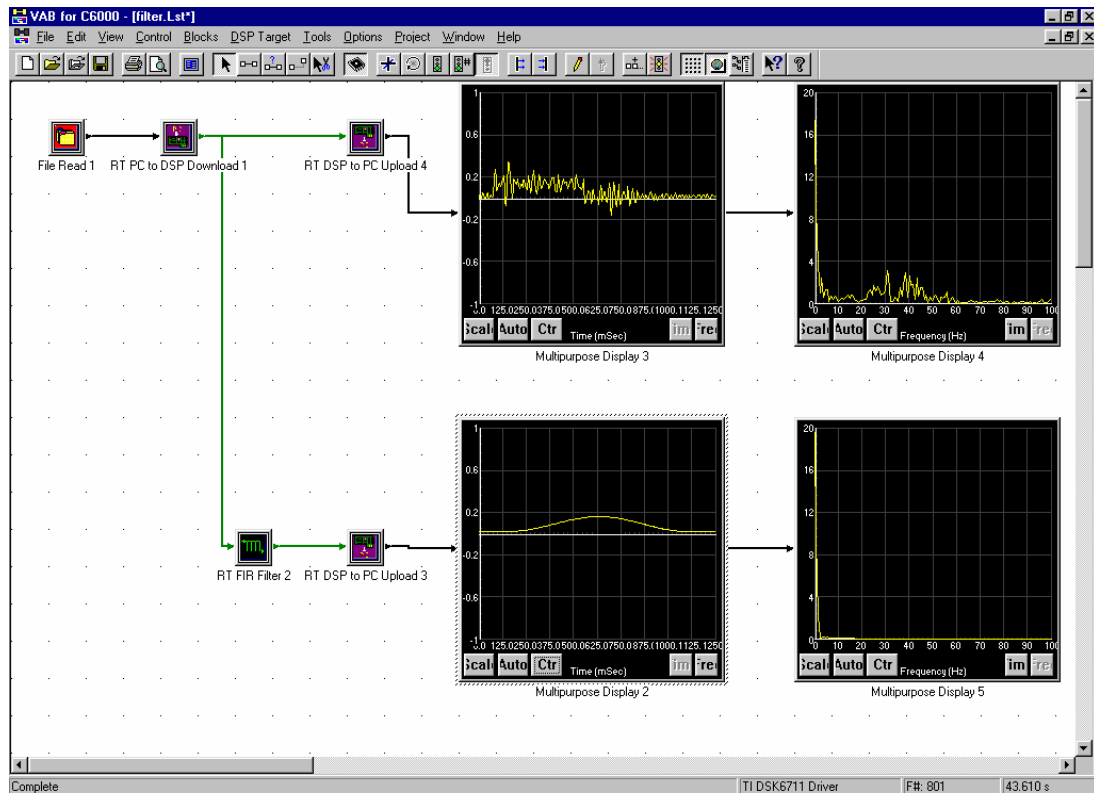
Figuur 5-4: Implementering van FIR-filter in VAB

In Figuur 5-4 word die data in gelees en na die DSP-kaart gelaai via die parallelle poort soos verduidelik in paragraaf 5.1. In die DSP verwerker word die FIR filter gerealiseer deur die “RT FIR filter 2” -blok. Die data voor die filter en die resultaat na die filter word na die Rekenaar gelaai deur onderskeidelik “RT DSP to PC Upload 4” en “RT DSP to PC Upload 3” te gebruik. Die data voor die filter se tydvlak en frekwensievlak word onderskeidelik deur “Multipurpose Display 3” en “Multipurpose Display 4” uitwys. Die data na die filter se tydvlak en frekwensievlak word onderskeidelik deur “Multipurpose Display 2” en “Multipurpose Display 5” getoon.



Figuur 5-5: Insleutel van FIR-spesifikasies

Die FIR koëffisiënte wat in 4.3.2 bereken is se data word as 'n tekslêer gestoor. Die inligting oor waar die lêer gestoor is word dan in die "RT FIR Filter 2" -blok se spesifikasies ingesleutel soos in Figuur 5-5 waargeneem.

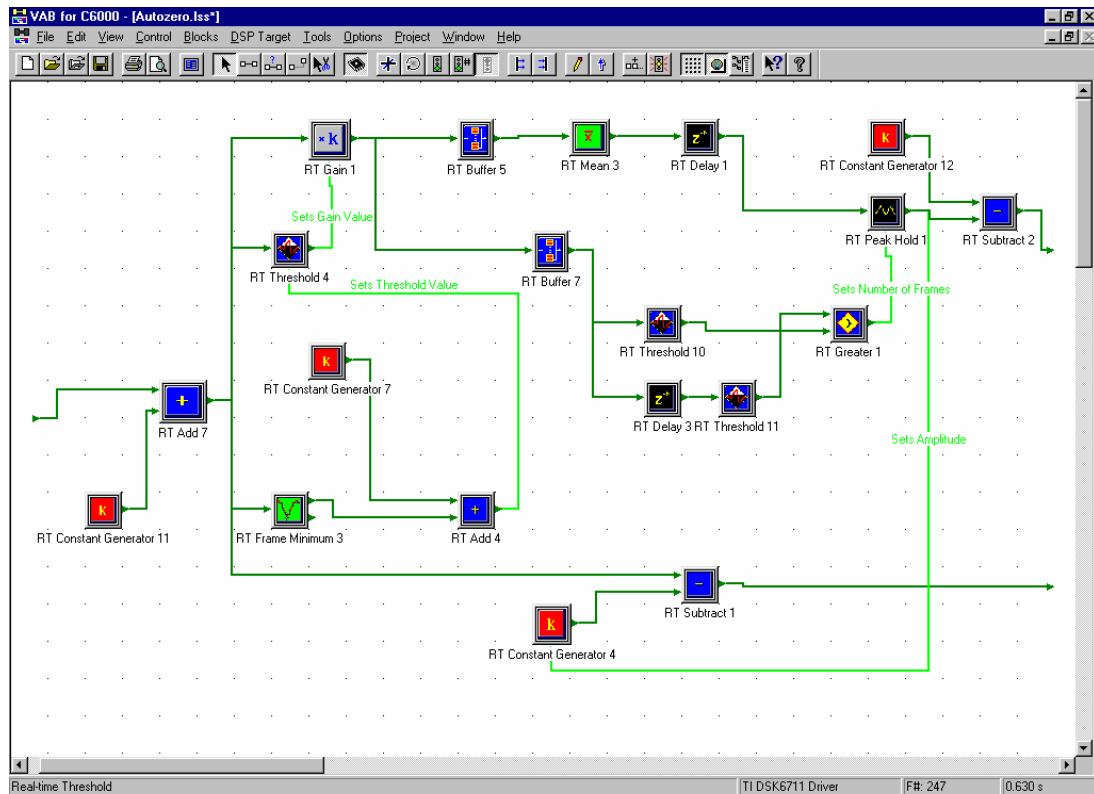


Figuur 5-6: Werkliketydverwerking van die FIR

In Figuur 5-6 word die data ingelees en verwerk. Die data voor die FIR filter se tydvlak en frekwensievlak wat onderskeidelik deur “Multipurpose Display 3” en “Multipurpose Display 4” getoon word, toon groot ruisvlakke. Die data na filtertrering se tydvlak en frekwensievlak word onderskeidelik deur “Multipurpose Display 2” en “Multipurpose Display 5” getoon. Dit toon ‘n vermindering in die ruisvlakke. Die verskil in die twee frekwensievlakke van die data voor en na filter toon dat die ruisvlakke in die strek 10Hz tot 100Hz gedemp is. Dus is die filter strek wat bepaal is in 4.2 asook die filterkoëffisiënte wat in 4.3.2 bereken is, suksesvol in DSP hardware geïmplementeer is.

5.3 Automaties-zero implementering

Die zero-funksie wat in paragraaf 4.4 ontwikkel is, is 'n unieke algoritme en dus bestaan daar nie 'n vooraf geprogrammeerde -blok nie. 'n -blok moet dus self geprogrammeer word. Dit word gedoen deur die funksie met ander -blokke uit te lê.

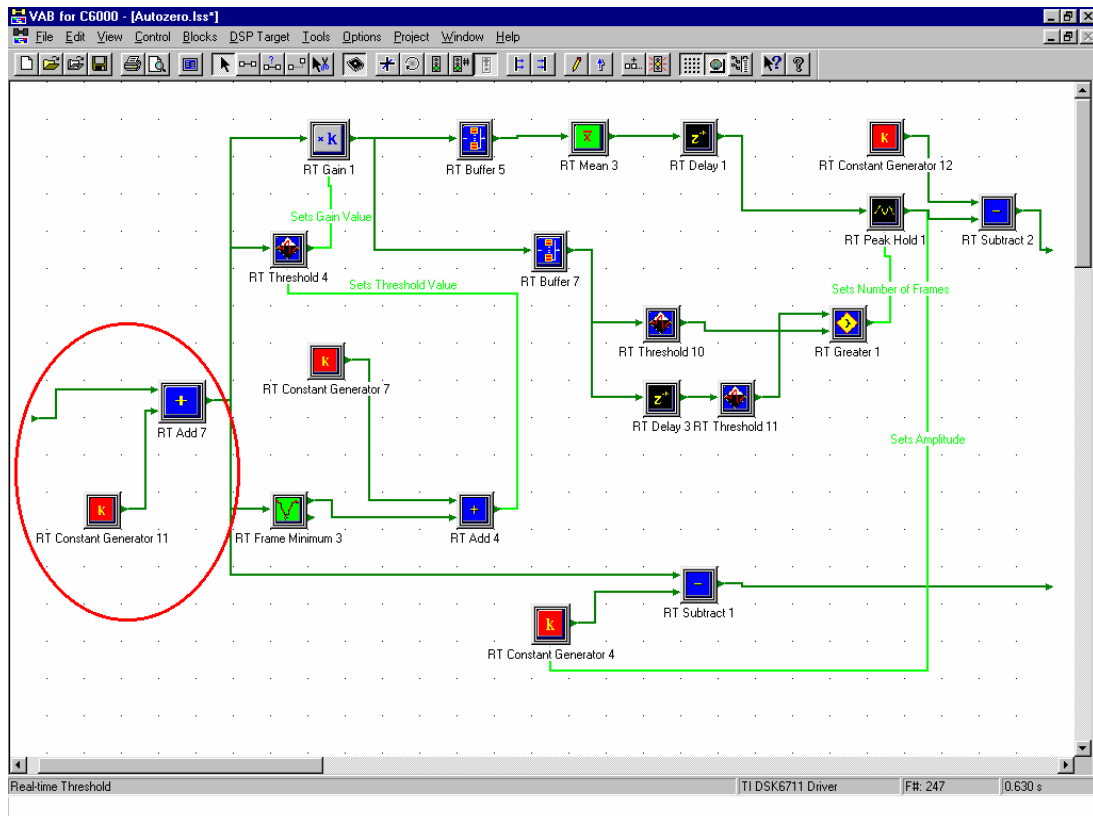


Figuur 5-7: Automaties-zeroblok

Die data vanaf die filter word van links na die twee uitsette regs deurgeskakel.

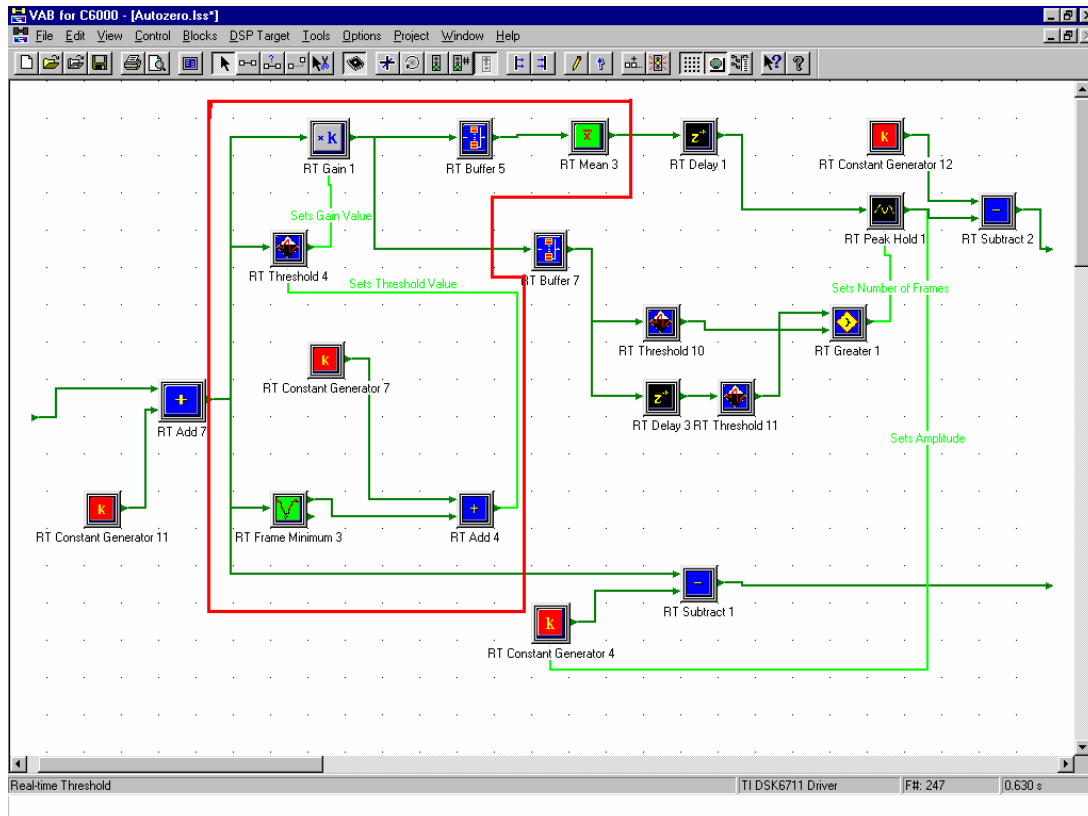
Die uitset regs bo verskaf die numeriese waarde van die afset. Die uitset regs

onder lewer die data nadat outomaties-zero gebruik is.



Figuur 5-8: Die data wat met 'n 100 vermeerder is

In Figuur 5-8 word die inset met 100 vermeerder ("RT Constant Generator 11"). Die rede hiervoor is dat VAB nie die venster-minimum van 'n negatiewe getal kan bereken nie. Die amplitude is nog nie in gram nie en dus is 100 buite die strek van die meetinstrument. Indien 100 bygetel word sal al die negatiewe waardes positief wees, selfs die grootste meetbare negatiewe waarde (soos verduidelik in 4.4). Die waarde word weer afgetrek ("RT Constant Generator 12") vir die uitset wat die inligting verskaf van die afset waarde. Die funksie bereken die foutiewe zero nadat die 100 bygetel is.



Figuur 5-9: Die berekening van die gemiddelde drie waardes

Soos verduidelik in paragraaf 4.4 word daar 'n gemiddeld bereken deur die eerste drie waardes van die venster te gebruik, mits dit in die strek tussen vensterminimum tot 0.003 plus vensterminimum val. Die berekende waarde word dan as zero gebruik vir die volgende komponent se zero vlak.

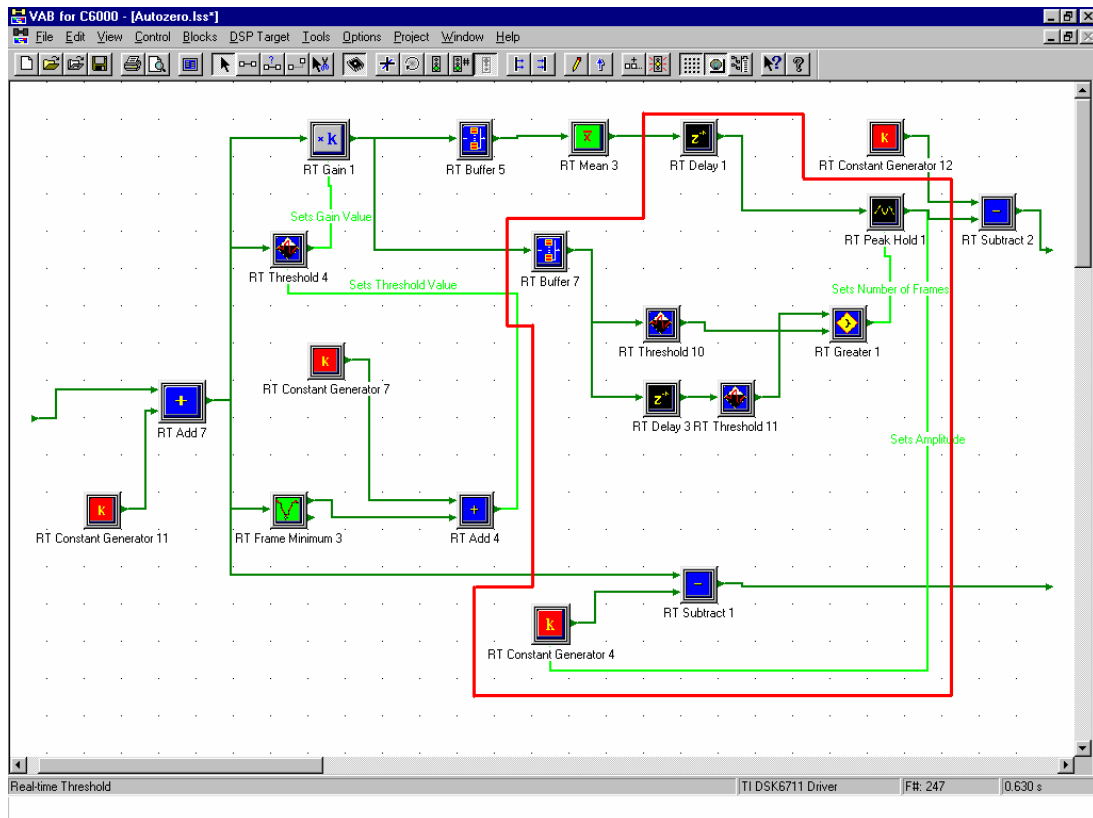
Die "RT Frame Minimum 3" -blok, bereken die vensterminimum. By die vensterminimum word 0.003 ("RT Constant Generator 7") by getel ("RT Add 4") en na die "RT Threshold 4" -blok gevoer as beheer inset. Dus gee "RT Threshold 4" -blok 'n 1 uit as die amplitude binne die strek tussen vensterminimum tot 0.003 plus vensterminimum is, anders 'n 0. Die 1 en 0 word gevoer vir die "RT Gain 1" -blok. Die -blok vermenigvuldig die waarde met die amplitudes van die venster. Dus vir die vensterwaardes in die strek, vensterminimum tot 0.003 plus

vensterminimum is die resultaat gelyk aan die amplitudes (1 vermenigvuldig met die amplitude) en die waardes buite die strek vensterminimum tot 0.003 plus venster minimum word met 0 vermenigvuldig en dus is die resultaat 0. Die antwoorde word nou deur 'n 3 punt buffer gestuur, sodat die eerste drie punte van die venster beskikbaar is. Die "RT Mean 3" werk nou die gemiddelde waarde vir die 3 punte uit.

Die resultaat is dus as volg:

- 0 as die eerste 3 punte van die venster buite die strek val tussen vensterminimum en 0.003 plus venster minimum.
- As die eerste 3 punte van die venster in die strek val tussen vensterminimum en 0.003 plus vensterminimum, is die data verteenwoordigend van die insetdata.

Die volgende stap is om die zero waarde te behou totdat dit nodig is vir 'n volgende zero afset berekening.



Figuur 5-10: Sneller vir die behou van zero-afsetwaarde

Die waardes van die zero moet behou word totdat die komponent oorbeweeg het, waarna dit 'n nuwe zero moet bereken voordat daar 'n nuwe komponent oorbeweeg sal word. Dus as "RT Gain 1" 'n amplitude deurgee (die waardes is vir zero-berekening), gevolg deur 'n 0, beteken dit dat 'n komponent besig is om op die lassade te beweeg. As "RT Gain 1" 'n 0 gee gevolg deur 'n amplitude, beteken dit dat 'n komponent van die lassade afbeweeg het.

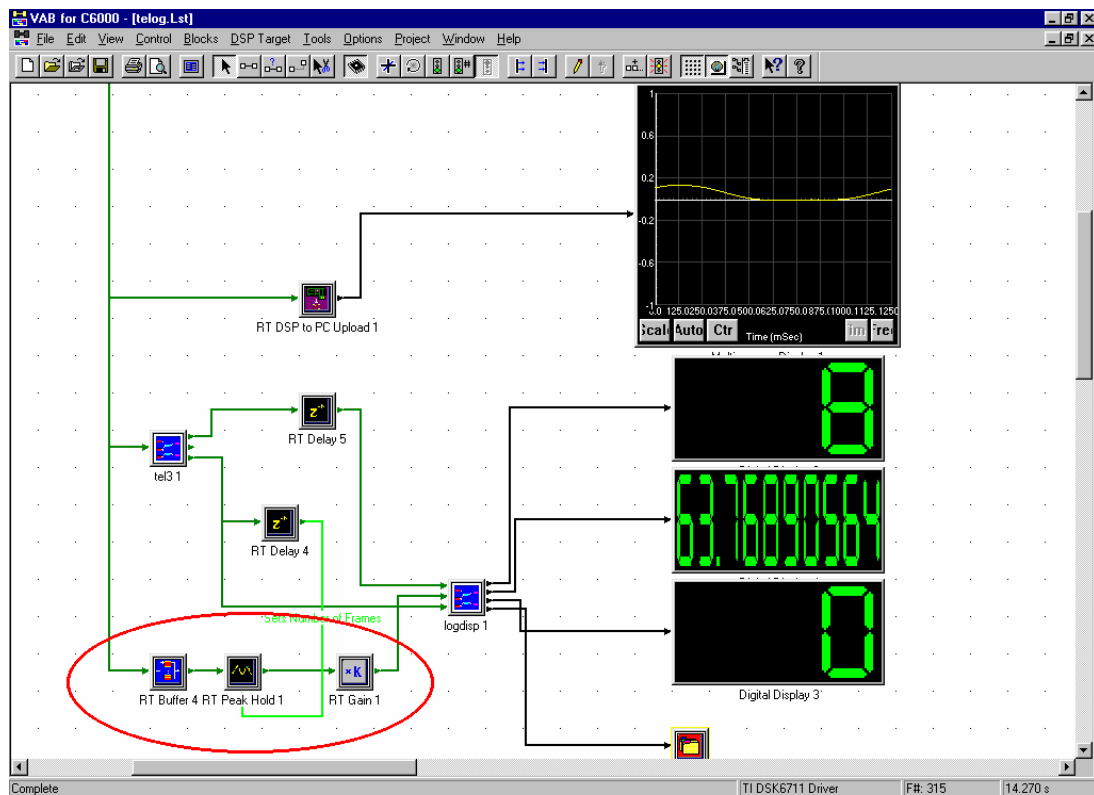
Die waardes na die "RT Gain 1" -blok word gebuffer met 'n venster van 2 ("RT Buffer 7"). Die waarde word nou na "RT Threshold 10" en "RT Delay 3" gevoer. Die "RT Threshold 10" lewer 'n 1 as die amplitude groter as 0 is, vir die waardes in die strek vir zero-berekening. Dieselfde geld vir die "RT Threshold 11" -blok. Die "RT Threshold 11" -blok se inset word vertraag met 1 data monster. Die "RT Greater 1" -blok se resultaat is 1 as die inset wat vertraag is met een monster groter is as die inset wat nie vertraag is nie. Dit kom daarop neer dat die "RT

Greater 1" -blok, 'n 1 die oomblik gee as daar 'n komponent begin om oor die skaal beweeg. Die resultaat word dan gelewer as beheer vir die "RT Peak Hold 1" -blok wat die berekende zero van 3 monsters terug hou ("RT Delay 1"), totdat dit herstel het sodra die komponent oorbeweeg het. Die rede vir die gebruik van 3 monsters terug se data, is om eindeffek uit te skakel wat plaasvind as die gemiddeld bereken word aan die einde van die strek, vensterminimum tot 0.003 vensterminimum.

Die waarde word dan gevoer vir "RT Constant Generator 4" as die groote van die fout. Die veranderlike word dan van die venster afgetrek, en sodoende word die zero fout herstel.

5.4 Kalibrasie implementering

Die kalibrering van die skaal is die funksie wat die potensiaalverskil uitset van die metingsinstrument omskakel in 'n meer bruikbare lesing soos in die geval van die studie, gram. Die teorie word verduidelik in paragraaf 2.8 en die algoritme ontwerp en simulاسie word in paragraaf 4.5 uiteengesit.



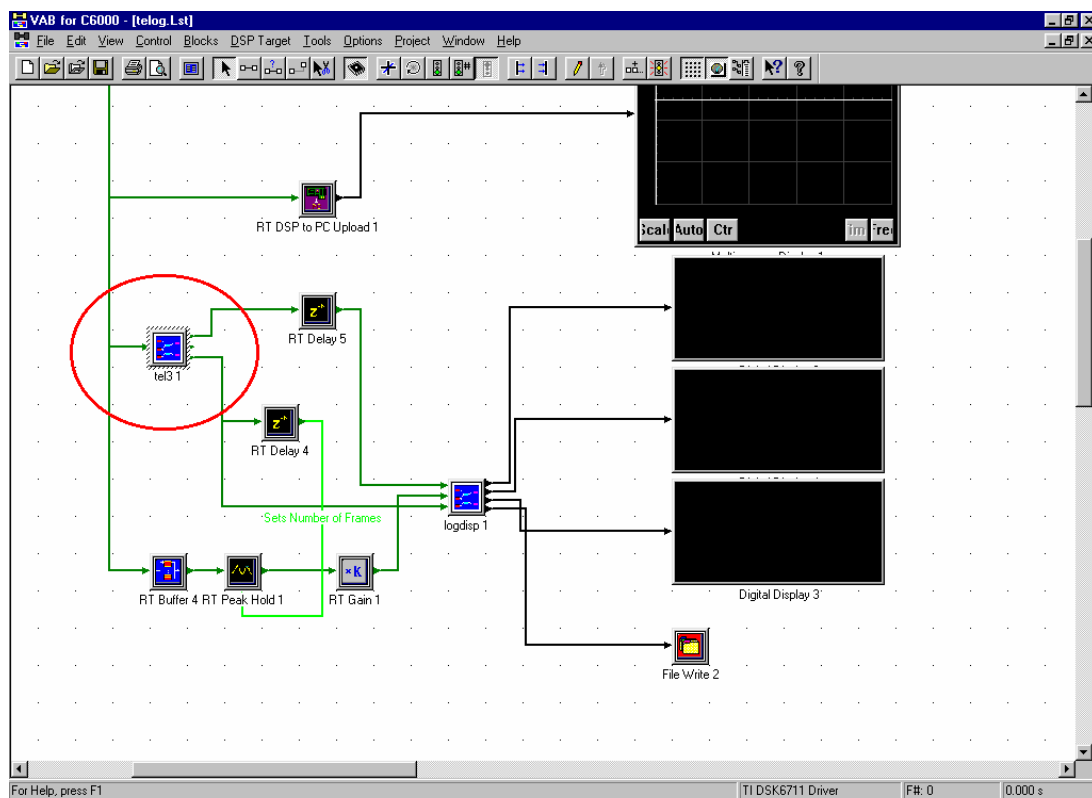
Figuur 5-11: Kalibrasieversterker

Figuur 5-11 toon die gedeelte aan wat verantwoordelik is vir die omskakeling in gram. In Paragraaf 4.5, is wiskundig bepaal en bewys dat as die inset met 454.545 vermenigvuldig of versterk word, is die eenheid in g. In Figuur 5-11 is die “RT Gain 1” -blok dus ‘n versterkings-blok wat die inset met 454.545 vermenigvuldig. Die -blok verkry sy data nadat dit gefiltreer (5.2) en gezero (5.3) is. Die “RT Peak Hold 1” -blok behou die maksimum waarde vir ‘n komponent en voer dit vir die “RT Gain 1” -blok wat dit in gram omskakel. Dus is die inligting oor die monster se massa vir verdere verwerking beskikbaar. As ‘n komponent oorbeweeg word die “RT Peak Hold 1” herstel. In herstel modes is dit gereed om die maksimum te bepaal vir ‘n volgende komponent wat oor die lassel sou beweeg.

5.5 Die stoor van data

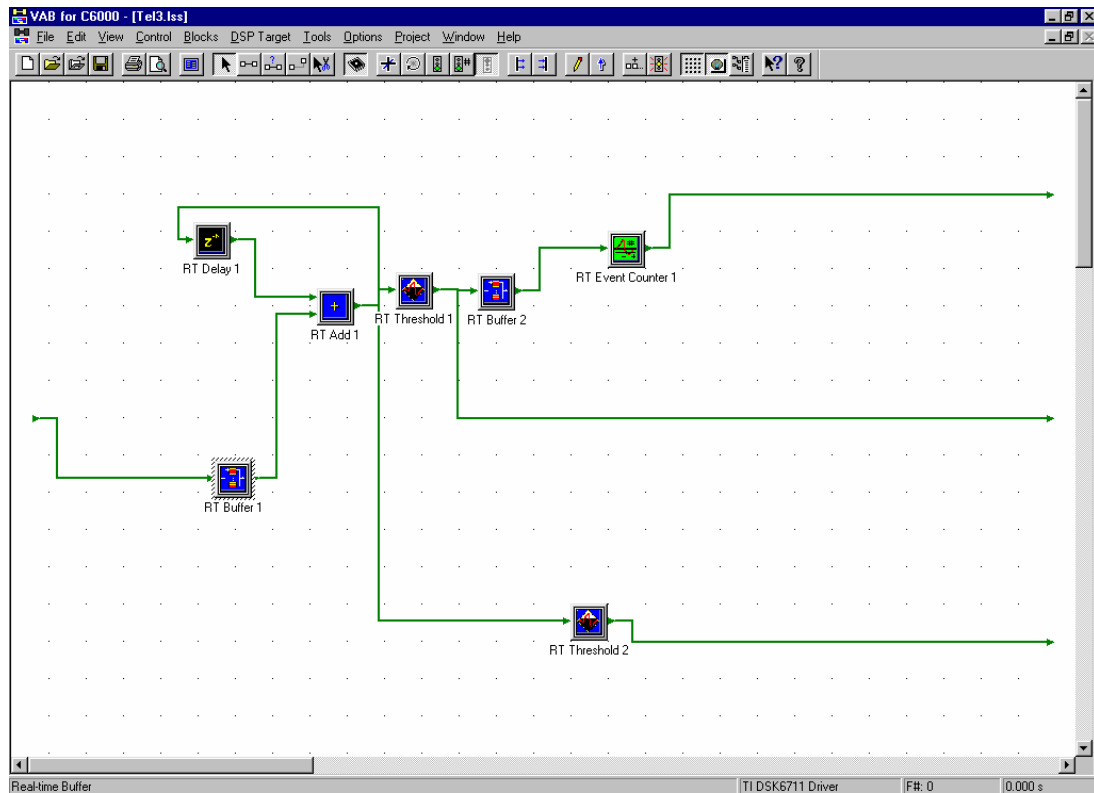
Soos uiteengesit in die probleemstelling (1.1) word daar van die metingsinstrumente verwag om data ten opsigte van gewig en hoeveelheid te stoor.

In VAB bestaan daar nie so 'n vooraf geprogrammeerde -blok nie. Daarom, net soos tevore, moet die funksie uit meervoudige -blokke saamgestel word.



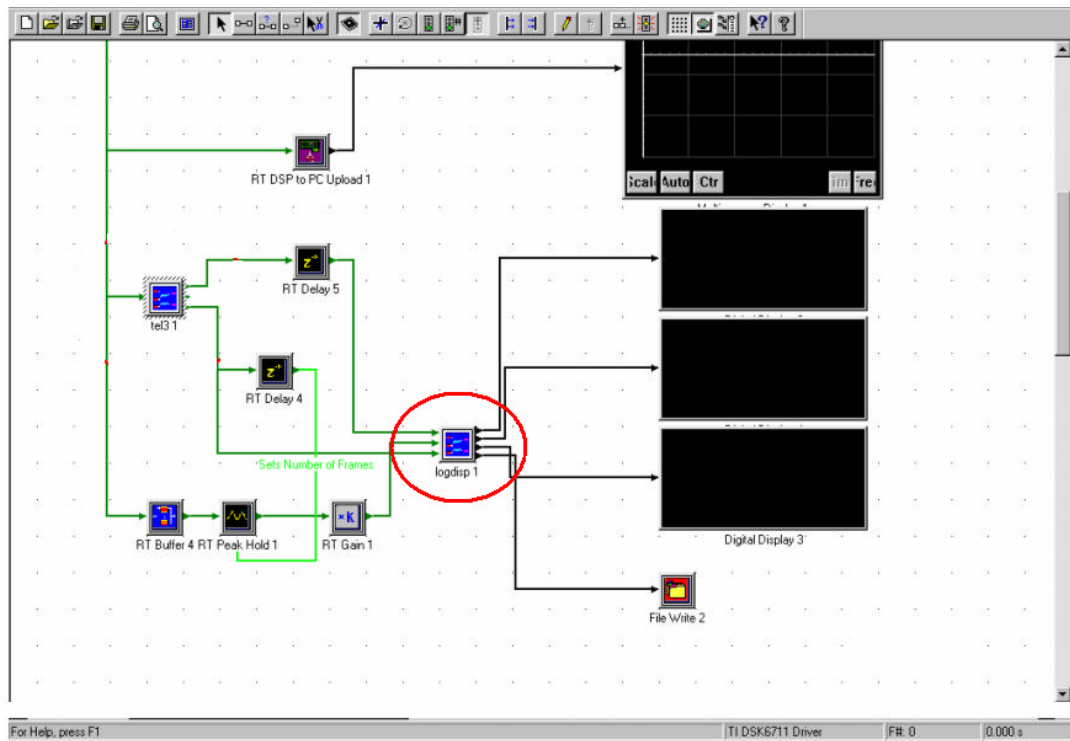
Figuur 5-12: Sneller en tel-blok

Eerstens is 'n -blok geskep wat die massamonsters tel en 'n sneller stuur as daar 'n massamonster oorbeweeg.



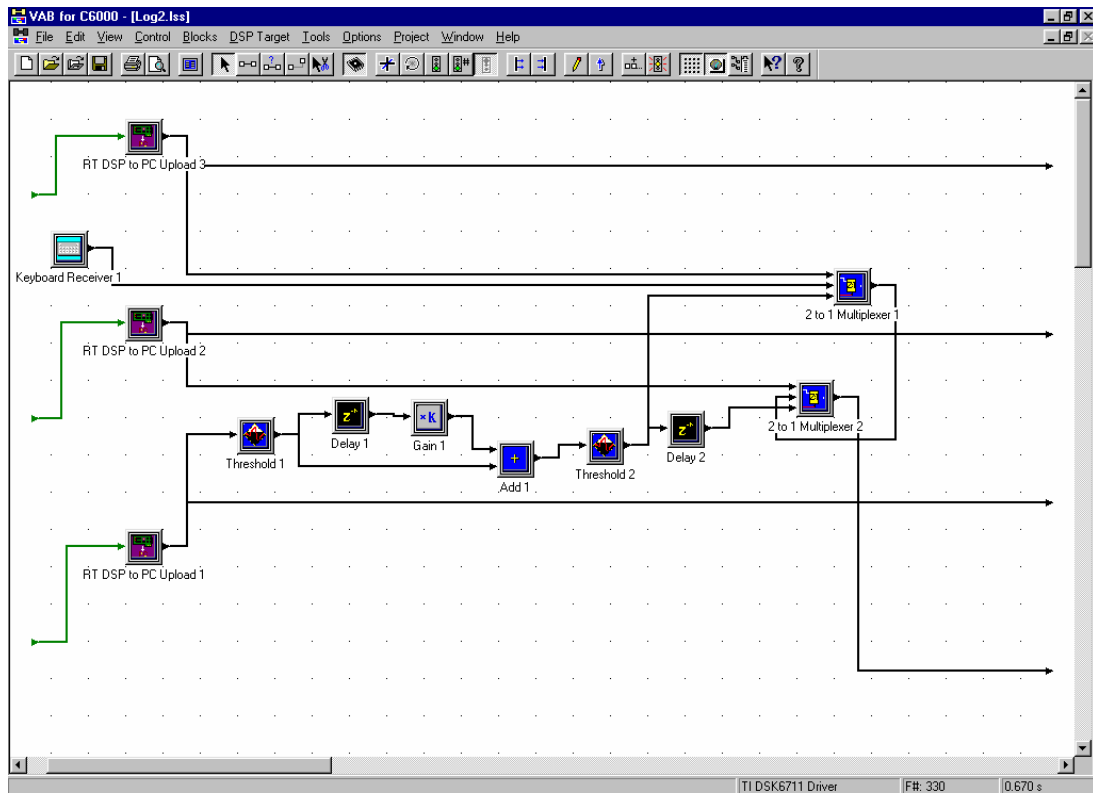
Figuur 5-13: Die binnekant van die tel-blok

Data na die FIR filter- en zero-funksie word van links ingelees. Die data van die diskrete tydstep-punt word by die vorige een getel. Dit word verkry deur die twee waardes te buffer ("RT Buffer 1") en op te tel met die vertraging van een data punt. Die resultaat word in die "RT Threshold 1" en "RT Threshold 2" -blokke gevoer en as dit groter is as 0.02, gee die -blokke 'n 1 uit. Die "RT Threshold 2" is behou om die snellerwaarde se drumpel te verander as dit sou verlang word, maar vir die implementering is die waarde vir "RT Threshold 1" en "RT Threshold 2" dieselfde. Die "RT Event Counter 1" sommeer dan al die kere waar die data hoër as 'n sekere massa oorbeweeg het. Dit bereken dus die aantal massamonsters wat oor die lasso sou beweeg het.



Figuur 5-14: Data stoor-blok

Die data stoor-blok is ook 'n selfgeskepte -blok. Die -blok het drie insette en vier uitsette. Die data oor 'n aantal monsters word via die tel-blok by die boonste inset ingelees. Die middelste inset bestaan uit data oor die gewig in gram van die komponent. Die laaste inset is die sneller inset wat inligting verskaf wanneer 'n monster oor die lasso beweeg.



Figuur 5-15: Die inhoud van die stoorblok (“logdisp1”)

Die insette word na die rekenaar gelaai via die parallelle poort en met behulp van die “RT DSP to PC Upload 3”, “RT DSP to PC Upload 2” en “RT DSP to PC Upload 1” -blokke.

Die data van die boonste inset word na ‘n multiplekseringsblok gestuur, (“2 to 1 Multiplexer 1”) asook na die eerste boonste uitset. Die data by die multiplekser word gemultiplekseer tussen die sleutelbord (“Keyboard Receiver 1”) en die aantal massamonsters wat al verby beweeg het. Die rede vir die multipleks is dat as daar inligting oor die spesifieke monster ingesleutel moes word, sou so ‘n opsie bestaan het. Die derde inset van die multiplekser is die kontroleinset wat verantwoordelik is vir watter multipleksinset deurgeskakel moet word.

Dit word beheer vanaf “Threshold 2” wanneer die inligting oor die massa gereed is om gestoor te word en die nommer van die komponent beskikbaar is om saam gestoor te word.

Die tweede inset word ook na ‘n multipleksblok gestuur, (“2 to 1 Multiplexer 2”) asook na uitset twee. Die inligting oor komponent massa word gemultipleks gesamentlik met die inligting vanaf “2 to 1 Multiplexer 1”. Dus as die multiplekser vanaf die “Delay 2” -blok gesneller word, sal dit die nommer van die komponent lewer, gevolg deur die massa van die komponent.

Die laaste inset word na uitset drie gevoer, asook na die -blokke wat verantwoordelik is vir die sneller van die twee multipleksers. Die inset gee ‘n 1 vanaf die tel-blok as daar ‘n massa oor die lassel beweeg. Die eerste blok wat gevoer word, is “Threshold 1”. Die blok gee ‘n 1 as die inset groter as 0 is. Dit kom daarop neer dat as daar ‘n komponent oor die lassel beweeg, die uitset van “Threshold 1”, 1 bly totdat die komponent die lassel verlaat het. As die komponent af beweeg het sal dit herstel na nul. Die data word bygetel met data wat vertraag is met twee monsterpunte (“Delay 1”) en vermenigvuldig met -1 (“Gain 1”). Die resultaat is dat as daar ‘n komponent op die lassel geplaas word, die uitset vir twee data punte ‘n 1 gee waarna dit weer na 0 sal terugkeer totdat die komponent van die lassel verwyder word. As die komponent verwyder word sal die resultaat vir twee data punte -1 wees. Die inligting word na ‘n “Threshold 2” -blok gevoer wat ‘n 1 uitgee as die inset kleiner as zero is. Dus vir twee monster punte nadat die komponent die lassel verlaat het, is die resultaat 1. Die 1 beheer die “2 to 1 Multiplexer 1” sodat dit die inligting verskaf, van die nommer van die komponent soos bo verduidelik, kan weergegee word.

“Delay 2” sorg dat genoegsame tyd verloop het sodat inligting deurgevoer kan word. Die inligting, oor hoeveelheid en massa, word op die laaste uitset geplaas.

Die uitset word dan deur die “File Write 2” -blok na ‘n tekslêer geskryf soos in Figuur 5-14 waargeneem.

Die tekslêer lyk as volg:

```
1.0
64.0046768188
2.0
64.2959213257
3.0
64.0913543701
4.0
63.7689056396
5.0
64.240447998
6.0
64.0913543701
7.0
63.7689056396
```

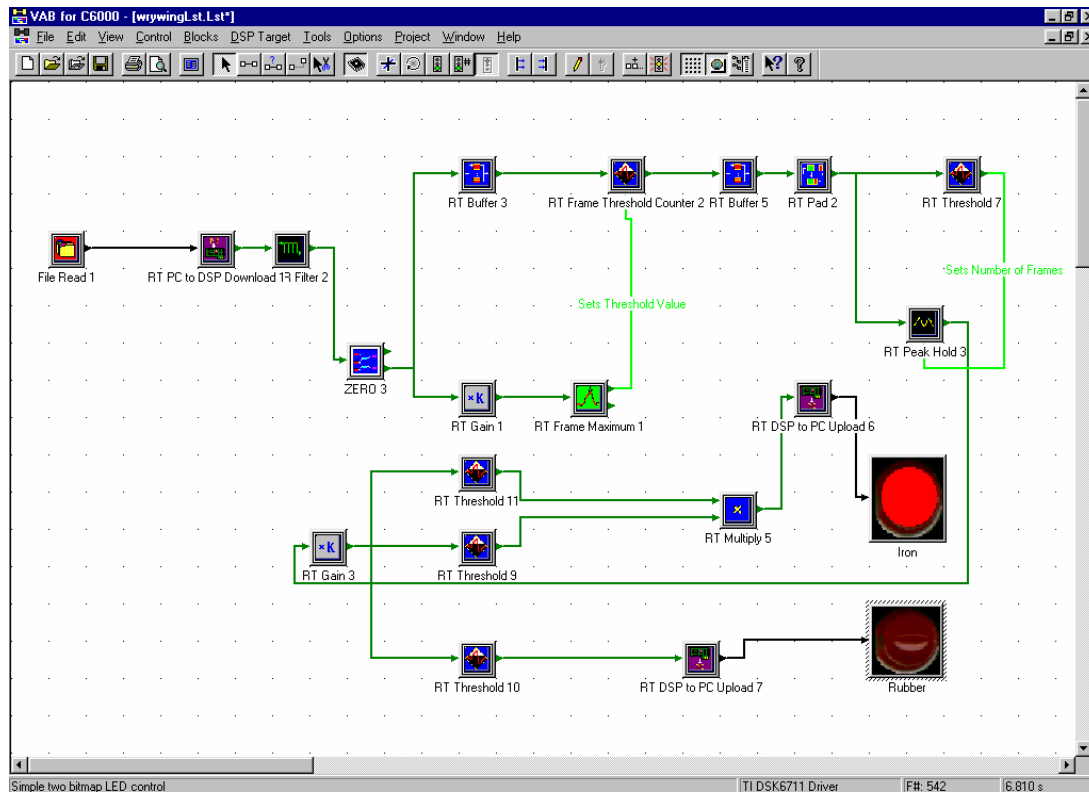
Figuur 5-16: Tekslêer van data oor gewig en hoeveelheid.

Figuur 5-16 toon dat komponent 1 ‘n massa van 64.0046768188g het en komponent 2 ‘n massa van 64.2959213257g het. So kan die inligting oor watter komponent hoeveel geweeg het, afgelees word.

5.6 Wrywingskomponent

Paragraaf 2.2 verduidelik hoe die samestelling van ‘n komponent bepaal kan word deur die wrywingskoëffisiënt te verkry. Dit is ook bewys dat die wrywingskoëffisiënt direk eweredig is aan die versnelling op die skuinsvlak. Soos verduidelik sal die tyd op skaal ook eweredig wees aan die versnelling. In paragraaf 4.6 word bewys dat onderskeid getref kan word tussen rubber- en ystervoorwerpe deur na hulle onderskeie tye te let. Dit is bewys dat rubber ongeveer 0.805 sekondes en yster 0.393 sekondes op die spesifieke skuinsvlak

skaal, gevoer met 'n vervoerband teen die spesifieke speed, sal deurbring voordat dit afbeweeg. Die implementering van die funksie is as volg:



Figuur 5-17: Komponent materiebepaling d.m.v. tyd op skaalberekening

Data vanaf die FIR filter via die outomaties-zero -blok word na 'n buffer ("RT Buffer 3") gevoer en 'n versterker -blok ("RT GAIN1"). Die versterker vermenigvuldig die data met 0.7. Dus is die resultaat 70% van wat dit was. Vanaf die data word die maksimum kruin bepaal ("RT Frame Maximum 1"). Die resultaat van dit is 70% van die venstermaksimum wat nou beskikbaar is vir verdere verwerking. Dit word as 'n voegvlak gebruik vir die "RT Frame Treshold Counter 2" -blok. Die -blok tel vir hoeveel diskrete monsterpunte die waardes 70% hoër as venstermaksimum was. Dit bepaal dus ook hoe lank die komponent op die

lasselle was. Die “RT Buffer 5” en “RT Pad 2” is verantwoordelik om die waardes voor en na die bogenoemde resultaat ‘n 0 sou lewer totdat ‘n nuwe venster ontvang word. Die maksimum waarde wat die komponent op die lassel stoor word met die “RT Peak hold 3” -blok gestoor. Sodra daar nuwe komponentdata beskikbaar is word die -blok dan deur die “RT threshold 7” -blok herstel,.

Die waarde van die tyd op skaal word nou met 0.005 vermenigvuldig om dit in sekondes te kry (“RT Gain 3”). As die waarde langer as 0.5 sekondes is sal “RT Threshold 10” ‘n 1 uitgee andersins ‘n 0. Die 1 word dan deur parallelle poort na die rekenaar gelaai (“RT DSP to PC Upload 7”) en as ‘n rooi lig aangedui wat aan of af kan skakel.

As die waarde groter as 0.25 sekondes is sal “RT Threshold 9” ‘n 1 uitgee anders ‘n 0. Hierteenoor as die waarde kleiner as 0.49 sekondes is sal “RT Threshold 11” -blok ‘n 1 uitgee andersins ‘n 0. Deur die twee te vermenigvuldig met “RT Multiply 5” sal net die waardes tussen 0.25 sekondes en 0.49 sekondes ‘n 1 lewer. Die 1 of 0 sal dan die lig aan of af skakel via die parallelle poort (“RT DSP to PC Upload 6”). Dus sal ‘n ysterkomponent, die yster se aanduidingslig aanskakel.

As die komponent van rubber is, sal die rubber lig aangaan. Vir geen komponent sal al twee ligte afgeskakel bly.

HOOFSTUK 6

GEVOLGTREKKING

6.1 Inleiding

In die studie is 'n outomatiese gewigsmetingstelsel vir die gebruik op 'n vervoerband ontwikkel. Deur van DSP-tegnieke gebruik te maak kon die gewigsmetingstelsel aan die volgende nywerheidsvereistes voldoen:

- Die akkurate bepaling van gewig van diskrete, bewegende voorwerpe.
- Outomaties zero na elke meting.
- Berekening van wrywingskoëffisiënt met behulp van die normaalkrag en Newton se wrywingswette [23, p. 12].
- Storing van data ten opsigte van gewig en hoeveelheid van geweegde voorwerpe.

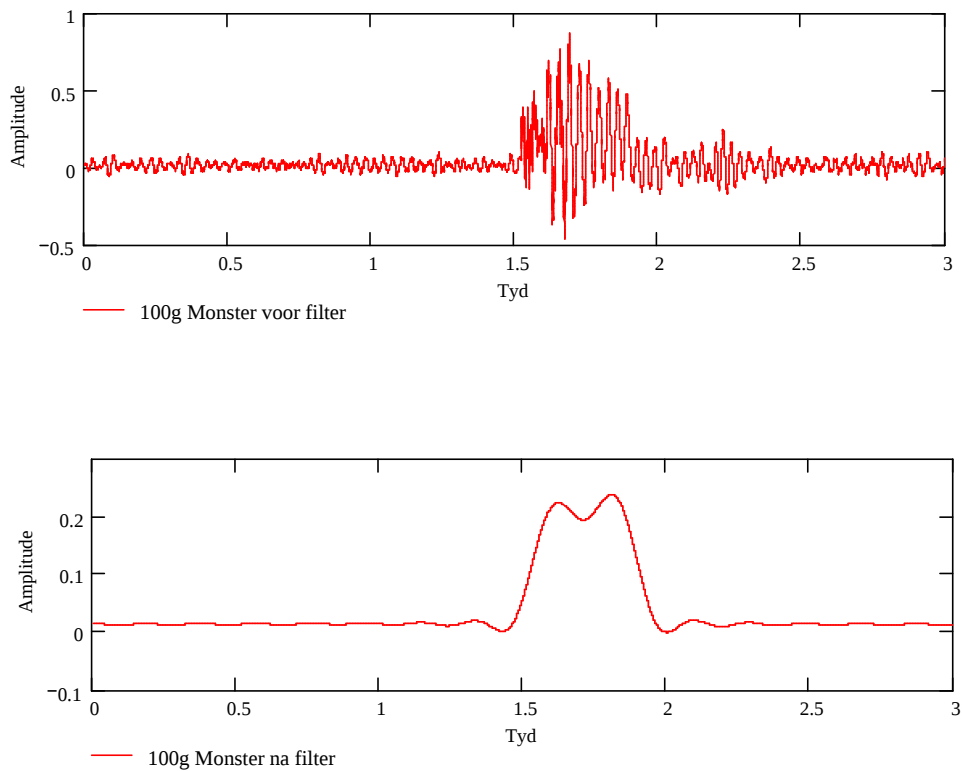
6.1.1 Akkurate gewigsbepaling

In die studie is die Tedeo-Huntleigh 1010 enkelpunt lassel as gewigsbepalingsensor gebruik. Die data wat van die lassel afkomstig is, is deur ruis deurdrenk soos in Figuur 6-1 getoon. Die redes hiervoor is veelvoudig en sluit onder meer die volgende in:

- Uiterstes in temperature,
- Vinnige temperatuurwisselinge,
- Vibrasies,
- Stof,
- Aangrensende masjiene en

- Ossillerende Lasselle.

Die ruis is deur middel van FFT- en Wavelet-funksies ontleed. Die ruisontleding het bepaal dat 'n laagdeurlaatfilter met 'n deurlaatband van 0Hz tot 10Hz, die bogenoemde probleme bevredigend kan oplos. Die ontwerp vir die laagdeurlaatfilter is met 'n FIR-filter verwesenlik. Die FIR-filter is in 'n DSP-hardeware kaart geskep met behulp van VAB-sagteware.



Figuur 6-1: Resultaat van die laagdeurlaatfilter

Soos in Figuur 6-1 gesien kan word is die ruis suksesvol verlaag, sonder om die inligting oor die periode van die komponent op die lasselle skaal noemenswaardig te beïnvloed.

6.1.2 Outomaties-zero

Die stelsel beskik oor die vermoë om outomaties te zero na elke meting. Die rede hoekom 'n skaal nie na zero terugkeer na elke meting nie, is omdat daar vervorming in die lassel plaasvind. Die fout beïnvloed dus die volgende metings se akkuraatheid.

Die zero afset word bereken deur die gemiddelde van drie punte in die strek tussen 0.03 tot 0.05 van die vensterminimum te bereken.

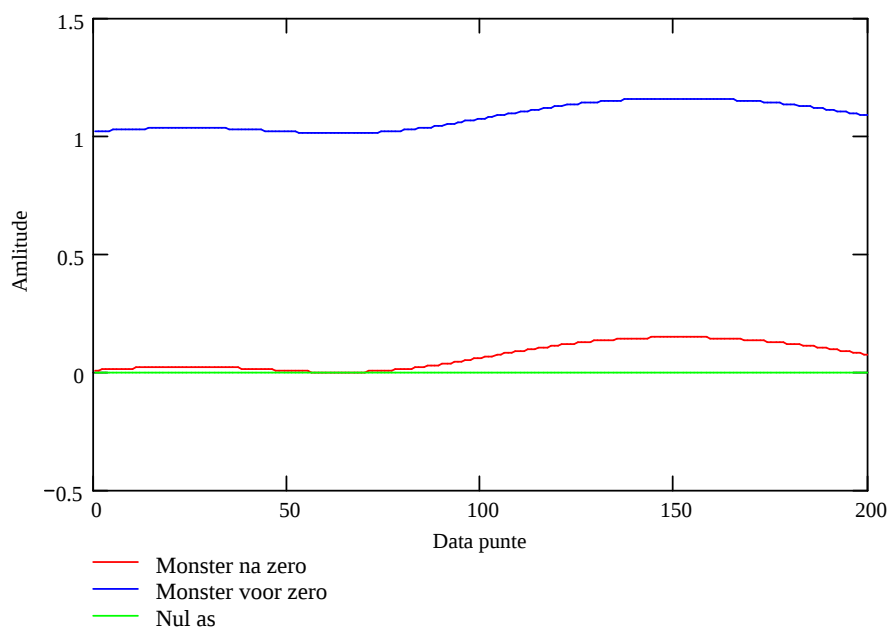
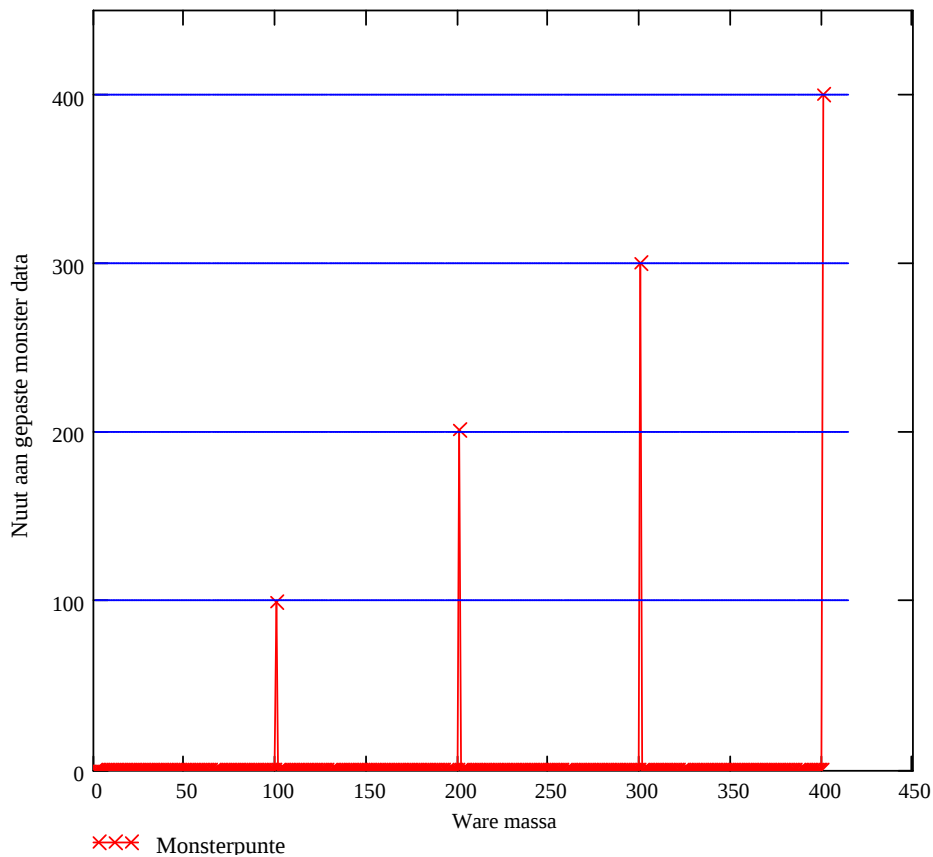


Figure 6-2: Resultaat van die outomaties-zero algoritme

In Figure 6-2 was die inset by 'n afsetwaarde van rondom 1 (blou) en na implementering van die algoritme is data se minimumpunte (rooi) by die 0-as (groen). Dus is die outomaties-zero algoritme suksesvol.

6.1.3 Kalibrering

Die inset vanaf die lassel word gekalibreer sodat die potensiaalverskil na 'n meer bruikbare lesing omgeskakel kan word. In die geval van die studie is dit omgeskakel na gram. Dit is eksperimenteel bepaal dat as die inset met 454.545 vermenigvuldig word, sal die resultaat in gram wees.



Figuur 6-3: Korrelasie tussen datapunte na kalibrasie en die ideale waardes

Figuur 6-3 toon 'n goeie korrelasie tussen die aangepaste waardes (vermenigvuldig met 454.545) en die ideale waardes aan. Dus is dit duidelik dat die kalibrasie suksesvol uitgevoer is.

6.1.4 Wrywingskoëffisiënt

Die wrywingskoëffisiënt gee 'n aanduiding van die materie waaruit die komponent bestaan. Daar is bepaal dat die versnelling oor die skuinsvlak eweredig was aan die wrywingskomponent. Dus kon die versnelling oor die skuins oppervlak bepaal word deur die tyd op skaal te bereken. Komponente van yster en rubber is oor die skaal gestuur. Eksperimenteel is bepaal dat yster 'n gemiddelde tyd van 0.393 sekondes en rubber 0.805 sekondes neem om oor die skaal te beweeg. Siende dat yster 'n korter tyd om die skuinsvlak deurbring het, beteken dat yster se versnelling groter is as die van rubber. Dus is yster se wrywingskoëffisiënt minder as die van rubber. Deur middel van die "tyd op skaal berekening" kon daar suksesvol onderskeid getref word tussen die yster- en rubber-monsters.

6.1.5 Stoor van data

Data ten opsigte van gewig en hoeveelheid word suksesvol geïmplementeer met behulp van die VAB sagteware. Die inligting word in die formaat van nommer van komponent gevolg deur massa van die spesifieke komponent gestoor. Die komponente word getel sodra dit oor 'n massa van 0.02 (voor kalibrasie) beweeg. Die venstermaksimum word bereken nadat die amplitude weer onder 0.02 beweeg het en sodoende is die massa van die komponent wat verby beweeg het, verkry. Die data word dan ook gestoor sodra die amplitude weer onder 0.02 beweeg het, dus as die komponent oorbeweeg het.

6.2 Samevatting

Die volgende afleidings is gemaak:

- Deur van DSP-tegnieke gebruik te maak kan ruis suksesvol verwyder word sonder om inligting oor die massa en die tyd verloop van die komponent op die skaal te verloor.
- Deur van DSP-tegnieke gebruik te maak kan die gewigsmetingstelsel outomaties zero na elke meting en herhaalbaarheid waarborg.
- Deur van DSP-tegnieke gebruik te maak kan die gewigsmetingstelsel onderskeid tussen die materie van yster en rubber komponente tref deur middel van die wrywingskoëffisiënt berekening.
- Data ten opsigte van gewig en hoeveelheid geweegde voorwerpe word gestoor deur middel van DSP-hardeware en rekenaar sagteware.

6.3 Verdere navorsing en toepasings

Die metodes en hardeware wat ontwikkel is in die studie kan toegepas word in 'n kommersiële stelsel.

Moontlike verdere navorsing kan op die wrywingskoëffisiëntberekening uitgevoer word deur byvoorbeeld, die stelsel in 'n vakuum te plaas en sodoende kan daar tussen 'n groter verskeidenheid van materie onderskeid getref word.

BRONNELYS

1. Alexander, C.K. Sadiku, M.N.O. 2000. Fundamentals of Elctric Circuits, United States of America: McGraw-Hill Higher Education. pp166-158
2. Bracewell, R.N. 1986. The Fourier Transform and Its Applications, United States of America: McGraw-Hill,Inc. pp. 356-384.
3. Brigham, E.O. 1988. The Fast Fourier Transform and its Applications, Great Britain: Printice-Hall. pp74-77
4. Cheong, H, Haesun, P. 2005. Fingerprint classification using fast Fourier transform and nonlinear discriminant analysis. Pattern Recognition, Europe: Elsevier Ltd. pp.459-503.
5. Chui, K.C. 1993. Wavelet Analysis and Its Applications, United States of America: Academic Press, Inc.
6. Connor, F.R. 1979. Noise, United Kingdom: EdwartArnold Ltd. pp.1-4.
7. Davis, C. 1997, How long does it take Nitrogen to get from here to There, Field journal of Space Team Online,
<http://ltp.acr.nasa.gov/space/team/journals/cdavis/07-25.html>
8. Folland, G.B. 1992. Fourier Analysis and its Applications, United States of America: Brooks/Cole Publisihing Company. pp20-253
9. Graps, A. 1995. An introduction to Wavelets. IEEE Computational Science and Engineering, pp.1-7
10. Hannah, R.L. Reed, S.E. 1992. Strain Gage Users Handbook, England: Elsevier sience Publishers Ltd., pp.1.

11. Higgins, K.T. 2002. Checkweighers and metal Detectors.Food Engineering, pp.2-3.
12. Ifeachor, E.C. and Jervis, B.W. 2002. Digital Signal Processing A Practical Approach, Second Edition. England: Pearson Education Limited, pp.2-3, pp.40-92.
13. Karaboga, N, Kalinli, A, Karaboga, D. 2004. Designing digital IIR filters using ant colony optimisation algorithm. Engineering Applications of Artificial Intelligence, Europe: Elsevier Ltd. pp.301-309.
14. Kayabol, K, Akman, E, T. 2005. The peak-constrained optimization of stable linear-phase IIR PRQMF bank. AEU International Journal of Electronics and Communicaions, Europe: Elsevier Ltd. pp.8-14.
15. Keeton, P.I.J. Schlindwein, F.S. 1997. Application of Wavelets in Doppler ultrasound. Sensor Review, United States of America: MCB University Press.
16. Ludu, A. O'Connell, R.F. Draayer.J.P 2003. Nonlinear Equations and Wavelets. Mathematics and Computers in summation, United States of America: Elsevier, pp. 1.
17. Mallat, S. 1999. a Wavelet Tour of Signal Processing, United Kingdom: Academic Press.
18. Morley,A. Hughes,E. 1996. Principles of electricity. England: Addison Wesley Longman limited, pp. 49.
19. Noltingk, B.E. 1990. Instrumentation reference book, Great Britain: Butterworth &.co. (publishers) ltd, pp.3.

20. O'Conner, J.J Roberston, E.F. Jean Baptiste Joseph Foutier, <http://www-history.mcs.st-andrews.ac.uk/Mathematicians/Fourier.html>.
21. Ohanian, H.C, 1994, Principles of physics, England: W.W.Norton and Company.ltd., pp 78-116.
22. Polikar, R. The Wavelet Tutorial,
<http://engineering.rowan.edu/~polikar/WAVELETS/WTtutorial.html>.
23. Serway, R.A.1996. Physics for scientists and engineers with modern physics, fourth edition, Orlando: Saunders college publishing, pp.12.
24. Singh, R, Melkote, S, N, Hashimoto, F. 2005. Frictional response of precision finished surfaces in pure sliding. Wear, Europe: Elsevier Ltd. pp.1500-1509.
25. Smith, S.W. 1999. The Scientist and Engineer's Guide to Digital signal Processing, America: California Technical Publishing San Diego, pp 141,225.
26. Sydenham, P.H, Hancock, N.H. and Thorn,.R. 1992. Introduction to Measurement Science and Engineering.England: John Wiley& sons ltd, pp.14.
27. Van Staden, Swanepoel, Koen, 1992. Fisika, Suid Afrika, J.L. van Schaik uitgewers (Edms) Bpk., pp.55-58.
28. Verlinde, D, Beckers, F, Ramaekers, D, Aubert ,E. 2001. Wavelet decomposition analysis of heart rate variability in aerobic athletes. Autonomic neuroscience: Basic and Clinical, pp.1.
29. Weihs, M. 2002. Weighing System Accuracy Tutorial. Encompass Automation & Engineering Technologies, South Boundary Bldg 5B, Perrysburg Ohio, pp.12.

30. Wu, j, K, Long, J, Wang, J, X, He, F. 2005. A novel method for fundamental frequency measurment of multihamonic signals with noises using numerical defferentaition. Mechanical Systems and Signal Processing, Europe: Elsevier Ltd. pp.806-816.
31. Young, R.K. 1993. Wavelet Theory and Its Applications, United States of America: Kluwer Academic Publishers. pp.37
32. Yurdakul, A. 2005. Multiplierless implementation of 2-D FIR filters. Integration, th VLSI Journal, Europe: Elsevier Ltd. pp.597-613.