

Integratie van Low Data Rate VLC en VLP

Jorik DE BRUYCKER

Promotor: Prof. Dr. Ir. Nobby Stevens

Co-promotoren: Ing. Kevin Verniers
Ing. Willem Raes

Masterproef ingediend tot het behalen van
de graad van master of Science in de
industriële wetenschappen: Industriële
Ingenieurswetenschappen Elektronica-ICT:
Embedded Systems

Academiejaar 2018 - 2019

©Copyright KU Leuven

Zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van zowel de promotor(en) als de auteur(s) is overnemen, kopiëren, gebruiken of realiseren van deze uitgave of gedeelten ervan verboden. Voor aanvragen i.v.m. het overnemen en/of gebruik en/of realisatie van gedeelten uit deze publicatie, kan u zich richten tot KU Leuven Technologiecampus Gent, Gebroeders De Smetstraat 1, B-9000 Gent, +32 92 65 86 10 of via e-mail iiw.gent@kuleuven.be.

Voorafgaande schriftelijke toestemming van de promotor(en) is eveneens vereist voor het aanwenden van de in deze masterproef beschreven (originele) methoden, producten, schakelingen en programma's voor industrieel of commercieel nut en voor de inzending van deze publicatie ter deelname aan wetenschappelijke prijzen of wedstrijden.

Voorwoord

In deze thesis wordt de gelijktijdige ondersteuning voor Visible Light Communication en Positioning onderzocht. Het idee om reeds bestaande verlichtingsinstallaties van extra functionaliteit te voorzien vond ik meteen fascinerend. Bijgevolg wou ik dus graag meer te weten komen over deze onderwerpen.

Deze thesis kwam tot stand in samenwerking met de onderzoeks groep Dramco. Graag wil ik Prof. Dr. Ir. Nobby Stevens bedanken voor het vertrouwen en de begeleiding bij het maken van deze thesis. Daarnaast zou ik graag Ing. Kevin Verniers en Ing. Willem Raes bedanken voor hun voortdurende ondersteuning en creatieve inbreng gedurende deze masterproef. In het bijzonder wil ik mijn dank betuigen aan Ing. Kevin Verniers voor zijn uitgebreide feedback over deze scriptie. Ten slotte dank ik nog mijn familie, vrienden en klasgenoten voor hun ondersteuning.

Jorik De Bruycker

Abstract

Integratie van Low Data Rate VLC en VLP

Hedendaagse verlichtingsinstallaties maken standaard gebruik van LEDs gezien hun goede energie-efficiëntie en langere levensduur. Een bijkomende interessante eigenschap van LEDs omvat het snelle schakelgedrag, dit laat namelijk toe om licht te moduleren en gaf aanleiding tot uitgebreid onderzoek naar Visible Light Communication (VLC) en Positioning (VLP).

Visible Light Communication maakt gebruik van het zichtbare licht om data uit te zenden terwijl andere communicatietechnologieën veelal gebruik maken van het RF-spectrum. Desondanks het efficiënte gebruik, is dit spectrum steeds schaarser geworden vanwege het exponentieel toenemende dataverkeer. Het zichtbare licht blijft als spectrum echter nog vrij voor communicatiendoelen. Bovendien dringt zichtbaar licht niet doorheen muren waardoor men een inherente vorm van security kan garanderen en eenvoudig meerdere cellen kan opzetten zonder interferentie te introduceren.

Visible Light Positioning biedt dan weer een veelbelovende oplossing om indoor positiebepaling te realiseren. Indoor navigatie is niet mogelijk via GPS, andere technieken zoals plaatsbepaling via Wi-Fi hebben slechts een beperkte accuraatheid en volstaan niet voor navigatiedoelen.

Huidige Visible Light technologieën laten echter nog niet toe om gelijktijdig communicatie en positiebepaling te ondersteunen. In deze thesis wordt de mogelijkheid om beide functionaliteiten te bieden onderzocht. Daartoe is de onderlinge synchronisatie van LEDs een belangrijke uitdaging die opgelost dient te worden. Aangezien het niet wenselijk is om extra bekabeling te voorzien voor bestaande verlichtingsinstallaties, wordt synchronisatie op zowel gereflecteerde LED-verlichting als netspanning voorgesteld en geëvalueerd. De werking van beide low data rate VLC en VLP wordt gedemonstreerd gebruikmakend van de laatste methode

Trefwoorden: Visible Light Communication, Visible Light Positioning, Synchronisatie, LED

Abstract English

Integration of Low Data Rate VLC and VLP

Contemporary lighting infrastructures use LEDs by standard because of their improved energy efficiency and longer-lasting lifetime. An additional interesting property of LEDs includes the fast switching rate, which allows to modulate visible light and gave rise to extensive research into Visible Light Communication (VLC) and Positioning (VLP).

Visible Light Communication exploits the visible light spectrum to transmit data whereas most other communication technologies deploy the RF-spectrum. Notwithstanding the efficient use of the RF-spectrum, this spectrum has been growing increasingly scarce due to exponentially increasing data traffic. The visible light spectrum, however, remains free for communication purposes. Furthermore, visible light does not penetrate through walls, offering an inherent form of security and allowing to set up multiple cells easily without introducing interference between them.

Visible Light Positioning on the other hand has proven to be a promising solution to realise indoor positioning. Navigating indoors is not possible using GPS, while other positioning techniques such as Wi-Fi positioning systems lack the accuracy to allow reliable navigation.

Current Visible Light technologies, however, do not yet allow the simultaneous support of both communication and positioning. In this thesis, the possibility of offering both functionalities is examined. For this purpose, the synchronization between LEDs serves an important challenge that needs to be resolved. While it is not desirable to provide additional wiring for existing lighting infrastructures, LED synchronization based on both reflected LED-lighting and mains voltage are presented and evaluated. The combined operation of both low data rate VLC and VLP is demonstrated using latter method.

Keywords: Visible Light Communication, Visible Light Positioning, Synchronization, LEDs

Inhoudsopgave

Voorwoord	iii
Abstract	iv
Abstract English	v
Inhoud	viii
Figurenlijst	xi
Tabellenlijst	xii
Symbolenlijst	xiii
Lijst met afkortingen	xiv
1 Inleiding	1
1.1 Situering	1
1.2 Overzicht	2
2 Literatuurstudie	3
2.1 Soorten LEDs	4
2.2 Verlichtingsgrootheden en kanaalmodel	5
2.2.1 Lichtstroom, lichtsterkte en verlichtingssterkte	5
2.2.2 Lambertiaans stralingspatroon	6
2.2.3 Ontvangen vermogen en path loss	7
2.3 Visible Light Positioning	9
2.4 VLC-Modulatietechnieken	11
2.4.1 Overzicht	11
2.4.2 On-Off Keying (OOK)	13
2.4.3 Pulse Position Modulation (PPM)	14

2.4.4	Variable Pulse Position Modulation (VPPM)	15
2.4.5	Single Edge Position Modulation (SEPM)	16
2.4.6	Color Shift Keying (CSK)	18
2.5	Phase Locked Loop	20
2.5.1	Algemeen	20
2.5.2	Fasedetector	21
2.5.3	Loop-filter	28
2.5.4	Voltage Controlled Oscillator (VCO)	28
2.5.5	Toepassing PLL: frequentie-synthesizer	28
2.6	Verlichtingsnormen: NBN EN 12464-1	29
2.6.1	Gemiddelde onderhouden verlichtingssterkte \bar{E}_m en gelijkmatigheid U_o	29
2.6.2	Verblindingsgraad	29
2.6.3	Kleurweergave-index R_a	29
2.6.4	Taakoppervlakken	30
2.6.5	Enkele voorbeelden	30
3	Synchronisatie op basis van licht	31
3.1	Lokale, accurate klok afstemmen in fase	32
3.1.1	Faseverbanden bij synchronisatie	32
3.1.2	Fasecorrectie voor synchronisatie	36
3.1.3	Implementatie in Python met NiDAQ	37
3.1.4	Implementatie op PSoC 5LP	39
3.1.5	Evaluatie	40
3.2	PLL-gebaseerde implementatie op PSoC 5LP	41
3.2.1	Voorversterker en DC-biasing	41
3.2.2	ADC, filtering, DAC en comparator	44
3.2.3	PLL	45
3.2.4	Evaluatie	47
3.3	Besluit	48
4	Synchronisatie op netspanning	49
4.1	Nuldoorgangsdetectie	50
4.2	Lokale klokken resetten op netspanning	53
4.3	Frequentievermenigvuldiging met PLL	54
4.4	Bemerkingen bij synchronisatie op netspanning	56
4.4.1	Driefasige netten	56

4.4.2 50/60-Hz netten	56
4.5 Besluit	57
5 Low Data Rate VLC-VLP integratie	58
5.1 Fourier-analyse blokgolf	59
5.2 BFSK-modulatie voor meerdere LEDs	61
5.3 VLP bij BFSK-modulatie	64
5.4 Testopstelling en werking	64
5.4.1 Opstelling en frequentietoewijzing	64
5.4.2 Synchronisatie en modulatie op PSoC 5LP	65
5.4.3 Demodulatie en positiebepaling in MATLAB	67
5.5 Beperkingen	70
6 Besluit	71
7 Toekomstig werk	72
A Poster	76
B Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel	78
C MATLAB Code	84

Lijst van figuren

2.1 Voorbeeld stralingspatroon Bridgelux SMD 2835	5
2.2 Voorbeeld Lambertiaanse stralingspatronen $m = 1$ en $m = 50$	6
2.3 Positie van fotodiode ten opzichte van de LED	7
2.4 LED en detector in evenwijdige vlakken	10
2.5 Gemeten licht ten opzichte van waargenomen licht voor het menselijk oog	12
2.6 OOK-gemoduleerd signaal (boven) en Manchester OOK-gemoduleerd signaal (onder)	13
2.7 Tijdspercentage datatransmissie in functie van dimming level	14
2.8 2-PPM, 4-PPM en 8-PPM gemoduleerde signalen	15
2.9 VPPM-gemoduleerde signalen voor $\delta = 0.25$ (boven) en $\delta = 0.75$ (onder)	16
2.10 Mogelijke golfvormen bij SEPM	17
2.11 3 bit-per-symbol SEPM-gemoduleerde signalen voor $\delta = 0.25$ (boven) en $\delta = 0.75$ (onder)	17
2.12 CIE 1931 chromaticiteitsdiagram met 7 kleurbanden volgens IEEE 802.15.7	19
2.13 4CSK, 8CSK en 16CSK symbolen in de (110,010,000) constellatiedriehoek	19
2.14 Algemeen blokschema PLL	20
2.15 XOR-poort als fasedetector	22
2.16 Fasekarakteristiek XOR-poort als fasedetector	22
2.17 JK flip-flop als fasedetector	23
2.18 Fasekarakteristiek JK flip-flop fasedetector	24
2.19 Algemeen schema D-latch fasedetector	25
2.20 Werking D-latch bij voorijlend inputsignaal	26
2.21 Werking D-latch bij naijlend inputsignaal	26
2.22 Schema D-latch fasedetector met ladingspomp	27
2.23 Fasekarakteristiek D-latch fasedetector met ladingspomp	27
2.24 Blokschema PLL als frequentie-synthesizer	28
3.1 Opstelling met 2 LEDs	32

3.2	Golfvormen voor $n = 1$ en $\varphi_{0,f_0} = \varphi_{1,f_1} = \varphi_{ref} = -\frac{\pi}{2}$	34
3.3	Grijze aanduiding: interval $[\frac{1}{6}T; \frac{7}{6}T]$ waarover FFT berekend wordt	34
3.4	Fases bepaald voor verschillende sample-tijdstippen bij $\varphi_{ref} = -\frac{\pi}{2}$	35
3.5	Fasefout van $\frac{\pi}{6}$ bij $t_s = \frac{1}{3}T$	36
3.6	Stuursignaal LED 1 (boven) en puls aan pause-trigger (onder)	38
3.7	Voor synchronisatie	40
3.8	Na synchronisatie	40
3.9	Stuursignalen LED 0 (geel) en LED 1 (groen) na synchronisatie	40
3.10	Stuursignalen LED 0 (geel) en reconstructie bij LED 1 (groen)	40
3.11	Basisschakeling Transimpedance Amplifier	41
3.12	Transferkarakteristiek voorversterker	42
3.13	Voorversterker, ADC en filter in PSoC Creator	43
3.14	DAC, comparator en PLL	44
3.15	PSoC 5LP PLL D-latch fasedetector	45
3.16	Opgemeten VCO-karakteristiek bij 2 MHz klok en $16 \cdot 16 = 256$ deler	46
3.17	Uitgangsspanning fotodetector	47
3.18	Uitgangsspanning PGA	47
3.19	Uitgangsspanning voorversterker	47
3.20	Ingangsspanning PLL	47
3.21	Uitgangsspanning PLL	47
4.1	Zero Cross Detector met H11AA1 opto-coupler	50
4.2	100 Hz-pulsen aan uitgang van twee verschillende H11AA1 nuldoorgang-detectoren	51
4.3	100 Hz-pulsen (boven) en gedigitaliseerde 100 Hz-pulsen (onder)	51
4.4	$100\mu s$ jitter op de 100 Hz-pulsen	52
4.5	Blokschema generatie gesynchroniseerd 400 Hz-signaal	54
4.6	Ideale VCO-karakteristiek gedimensioneerd voor 100 Hz-locking	55
4.7	Gesynchroniseerde 400 Hz afkomstig van 2 afzonderlijke LEDs	55
4.8	Synchronisatie bij driefasige netten	56
5.1	Blokgolf in tijdsdomein (boven) en frequentiedomein (onder)	59
5.2	Blokgolven in tijdsdomein (boven), som in tijdsdomein (midden) en frequentiedomein (onder)	60
5.3	Voorbeeld BFSK-modulatie voor 1 LED met $f_{0-bit} = 2^4 f_{1-bit}$	61
5.4	Signalen BFSK-modulatie voor 2 LEDs	62
5.5	Demodulatie BFSK-modulatie LED 1	62

5.6 Demodulatie BFSK-modulatie LED 2	63
5.7 Opstelling met 4 LEDs	64
5.8 Synchronisatie en 400 Hz-generatie	66
5.9 Generatie BFSK-signaal voor LED 1	66
5.10 Generatie BFSK-signaal voor LED 2	66
5.11 Demodulatie van BFSK-signaal voor LED 1	68
5.12 Demodulatie van BFSK-signaal voor LED 2	68
5.13 Positiebepaling met 4 LEDs en gedemoduleerde data van 2 LEDs	69
5.14 LED-stroom LED 2 bij BFSK-signaal	69

Lijst van tabellen

2.1	Verschillende conventies voor het toepassen van Manchester codering	12
2.2	Waarheidstabbel XOR-poort	21
2.3	Voorbeeld van enkele typische grenswaarden	30
5.1	Frequentietoekenning in opstelling	65

Lijst van symbolen

c	Lichtsnelheid	[m/s]
d_i	Afstand ontvanger tot LED i	[m]
f	Frequentie	[Hz]
v	Spanning	[V]
g_t	Stralingspatroon	[]
C_i	Constante VLP voor LED i	[m ² /lm]
E	Verlichtingssterkte	[lux]
A	Oppervlakte	[m ²]
I	Stroomsterkte	[A]
I_l	Lichtsterkte	[Cd]
K_d	Fasedetectorconstante	[V/rad]
K_v	VCO-constante	[Hz/V]
L_L	Path Loss	[]
P	Vermogen	[W]
R	Weerstand	[Ω]
R_a	Kleurweergave-index	[]
T_b	Bitperiode	[s]
T_s	Symbolperiode	[s]
U_o	Gelijkmatigheid	[]
δ	Duty Cycle	[%]
φ	Fase	[rad]
ω	Pulsatie	[Hz]
Δ	Tijdsvertraging	[s]
Ω	Ruimtehoek	[sr]
Φ	Lichtstroom	[lm]

Lijst van afkortingen

ADC	Analoog-Digitaal Convertor
BFSK	Binary Frequency Shift Keying
CIE	International Commission of Illumination
CPU	Central Processing Unit
CSK	Color Shift Keying
DAC	Digitaal-Analoog Convertor
DMA	Direct-Memory Access
DSP	Digital Signal Processing
FIR	Finite Impulse Response
FM	Frequency Modulation
IC	Integrated Circuit
IDAC	Stroomgestuurde Digitaal-Analoog Convertor
IPGA	Inverting Programmable Gain Amplifier
IR	Infra-Rood
LDF	Laagdoorlaatfilter
LED	Light Emitting Diode
MF	Maintenance Factor
MFTP	Maximum Flickering Time Period
MPPM	Multipulse Pulse Position Modulation
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NLOS	Non-Line-of-Sight
NRZ	Non-Return-to-Zero
OOK	On-Off Keying
OPPM	Overlapping Pulse Position Modulation
PGA	Programmable Gain Amplifier
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulation
PPM	Pulse Position Modulation
PSoC	Programmable System on Chip
PWM	Pulse Width Modulation
RLL	Run Length Limited
RMS	Root Mean Square
RSS	Received Signal Strength
RZ	Return-to-Zero
SEPM	Single Edge Position Modulation
SNR	Signal-to-Noise Ratio
TIA	Transimpedance Amplifier
UGR	Unified Glare Rating
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VLC	Visible Light Communication
VLP	Visible Light Positioning
VPPM	Variable Pulse Position Modulation
WDM	Wavelength Division Multiplexing

Hoofdstuk 1

Inleiding

1.1 Situering

LED-verlichting is tegenwoordig de standaardkeuze als verlichtingsbron dankzij de goede energie-efficiëntie en langere levensduur. Daarenboven worden LEDs gekenmerkt door hun snelle schakelgedrag. Deze eigenschap laat toe om de intensiteit van een LED te moduleren en gaf aanleiding naar uitgebreid onderzoek naar praktische toepassingen steunend op dit schakelgedrag. Dimming met behulp van Pulse Width Modulation (PWM) is hier een goed voorbeeld van. Interessanter zijn echter Visible Light Communication (VLC) en Visible Light Positioning (VLP). Beiden moduleren het zichtbare licht met een golflengte tussen 380 nm en 780 nm voor verschillende toepassingen. VLC maakt gebruik van gemoduleerde LED-verlichting voor data-transmissie, een aantal VLC-modulatietechnieken zoals On-Off Keying (OOK), Pulse Position Modulation (PPM) en Color Shift Keying (CSK) werden reeds opgenomen in IEEE 802.15.7. VLP biedt dan weer een interessante oplossing voor indoor positiebepaling aangezien GPS hier geen ontvangst heeft en andere technologieën beperkt zijn in nauwkeurigheid, Wi-Fi gebaseerde positiebepaling haalt bijvoorbeeld typisch slechts enkele meters nauwkeurigheid[1] - [3].

Ook aan de KU Leuven wordt de nodige aandacht besteed aan beide toepassingen binnen onderzoeksgroep Dramco. Op vlak van VLC werd Single Edge Position Modulation (SEPM)[4] voorgesteld als modulatietechniek voor hoge data rates met dimming support. Tevens werd reeds de werking van VLP als positiebepalingstechniek met verhoogde nauwkeurigheid gedemonstreerd in [5], er werd een nauwkeurigheid in de orde van 10 cm verwezenlijkt. De aanwezige VLP-opstelling[6] biedt echter geen ondersteuning voor gelijktijdige communicatie. Het toevoegen van deze functionaliteit is echter geen triviale taak aangezien de LEDs in deze opstelling niet gesynchroniseerd zijn. In deze thesis wordt deze gelijktijdige implementatie van Low Data Rate VLC en VLP onderzocht, waarbij de realisatie van synchronisatie een belangrijke doelstelling is.

1.2 Overzicht

In hoofdstuk 2 wordt een studie gemaakt van huidige VLC modulatietechnieken, VLP toepassingen en bijhorende verlichtingseigenschappen, tevens wordt de werking van een Phase Locked Loop (PLL) besproken met het oog op synchronisatie. Er worden twee pistes onderscheiden voor het realiseren van synchronisatie, in hoofdstuk 3 wordt synchronisatie op basis van licht besproken en geëvalueerd, in hoofdstuk 4 wordt hetzelfde gedaan voor synchronisatie op basis van netspanning. In hoofdstuk 5 wordt vervolgens gebruik gemaakt van synchronisatie op netspanning om de gelijktijdige implementatie van Low Data Rate VLC en VLP te demonstreren gebruik makend van Binary Frequency Shift Keying (BFSK), hierbij wordt een data rate van 400bps gehaald. Ten slotte wordt afgesloten met hoofdstuk 6 waarin een aantal belangrijke besluiten getrokken worden in het kader van deze thesis en hoofdstuk 7 waarin verschillende mogelijkheden voor toekomstig werk en uitbreidingen op deze thesis beschouwd worden.

Hoofdstuk 2

Literatuurstudie

In dit hoofdstuk wordt een studie gemaakt van VLC, VLP en bijhorende verlichtingseigenschappen. Er wordt gestart met de bespreking van verschillende soorten LEDs gebruikt voor communicatie- en verlichtingsdoeleinden. Vervolgens wordt er dieper ingegaan op de voornaamste verlichtingsterminologie. Verder wordt de werking van VLP besproken en worden de meest gebruikte VLC-modulatietechnieken toegelicht. Daaropvolgend wordt de algemene werking en de verschillende onderdelen van een PLL besproken. Dit is een interessant regelsysteem waarvan gebruik gemaakt zal worden voor synchronisatie bij het combineren van Low Data Rate VLC en VLP. Ten slotte wordt afgesloten met een korte samenvatting van de voornaamste verlichtingsnormen.

2.1 Soorten LEDs

Voor verlichtingsdoeleinden wordt steeds gebruik gemaakt van wit licht aangezien de kleurweergave van voorwerpen bij invallend wit licht het beste overeenkomt met deze voor natuurlijk licht. Hierbij kan dit wit licht op twee mogelijke manieren gerealiseerd worden:

- **Blauwe LED met fosforlaag:** Enerzijds kan men gebruik maken van blauwe LEDs met een gele fosforlaag, hierbij zorgt de fosforlaag voor een kleurverschuiving die resulteert in wit licht. De dikte van de fosforlaag kan aangepast worden om de kleurtemperatuur van het licht te bepalen. Dit principe wordt het vaakst toegepast wegens de lage kost, de respons van de fosforlaag beperkt de schakelsnelheid van de LED echter tot enkele MHz[7].
- **RGB-LEDs:** Anderzijds kunnen RGB-LEDs toegepast worden door de intensiteiten van rode, groene en blauwe LEDs te regelen om samen wit licht te bekomen. Deze optie is uiteraard duurder. Voordelig is echter de mogelijkheid tot CSK voor communicatie aan hoge data rates en de hogere schakelsnelheid ten opzichte van blauwe LEDs met fosforlaag.

2.2 Verlichtingsgrootheden en kanaalmodel

Voor het toepassen van VLC en VLP is het van groot belang om vertrouwd te zijn met de eigenschappen van LED-verlichting en verschillende verlichtingsgrootheden. Deze worden in volgende subsecties toegelicht aan de hand van [7] en [8].

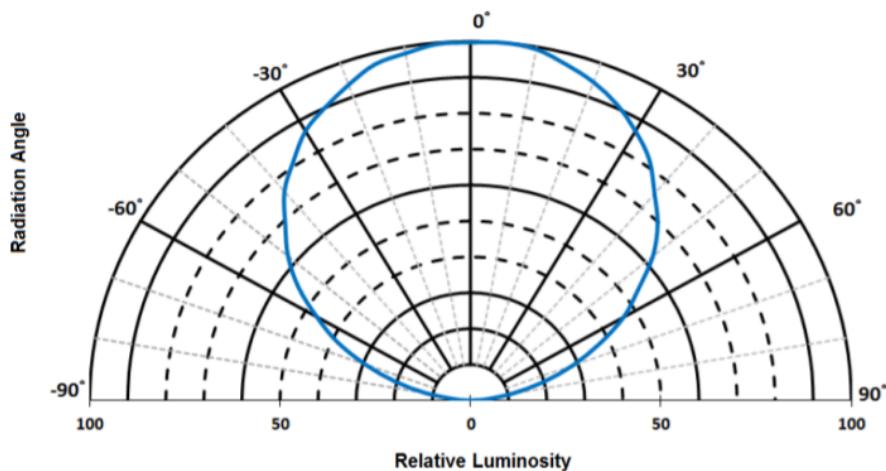
2.2.1 Lichtstroom, lichtsterkte en verlichtingssterkte

Een eerste belangrijke verlichtingsgroothed is de lichtstroom Φ , deze kwantificeert de hoeveelheid licht per tijdseenheid in 1m uitgedrukt. Hierbij wordt rekening gehouden met de gevoeligheid van het menselijk oog. Uit deze grootheid worden de lichtsterkte I_l en verlichtingssterkte E afgeleid.

De lichtsterkte I_l wordt gedefinieerd als de lichtstroom per eenheid ruimtehoek Ω in sr uitgedrukt:

$$I_l = \frac{d\Phi}{d\Omega} \quad [\text{Cd} = \frac{\text{lm}}{\text{sr}}] \quad (2.1)$$

De lichtsterkte kwantificeert dus het vermogen dat uitgezonden wordt in een bepaalde richting. Omgekeerd kan de uitgezonden lichtstroom Φ_{tran} door een verlichtingsbron berekend worden door de lichtsterkte I_l te integreren over de volledige ruimtehoek. Alle verlichtingsbronnen vertonen een bepaald stralingspatroon g_t die het verloop van de uitgezonden lichtsterkte in functie van de hoek waarin deze uitgezonden wordt beschrijft. Meeste verlichtingsbronnen stralen maximale lichtsterkte uit volgens hun normaal op 0° , voor afwijkende hoeken normaliseert het stralingspatroon de verhouding van de lichtsterkte ten opzichte van de maximale lichtsterkte bij 0° . Een voorbeeld van een stralingspatroon van een commerciële LED van Bridgelux wordt weergegeven in figuur 2.1.



Figuur 2.1: Voorbeeld stralingspatroon Bridgelux SMD 2835 [9]

De uitgezonden lichtstroom Φ_{tran} wordt dus berekend als:

$$\Phi_{tran} = \int_0^{\Omega_{max}} I_l(0) g_t d\Omega \quad (2.2)$$

De verlichtingssterkte E wordt uitgedrukt in lux en wordt gedefinieerd als de invallende lichtstroom I_l per oppervlakte-eenheid A volgens:

$$E = \frac{d\Phi}{dA} \quad [\text{lux} = \frac{\text{lm}}{\text{m}^2}] \quad (2.3)$$

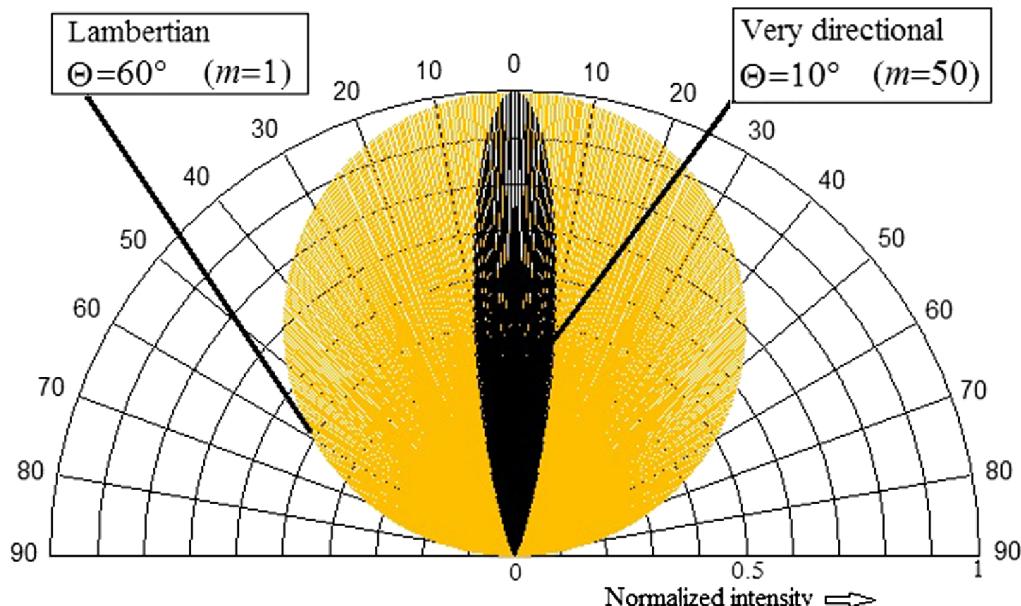
2.2.2 Lambertiaans stralingspatroon

Meeste LEDs worden gekarakteriseerd door een Lambertiaans verloop, dit houdt in dat de lichtsterkte I_l afneemt volgens de cosinus van de hoek ϕ van het licht[10] tot de orde m van de Lambertiaan:

$$I_l(\phi) = I_l(0) \cos^m(\phi) \quad (2.4)$$

Hierbij is ϕ de hoek ten opzichte van de richting van maximale lichtsterkte $I_l(0)$. De orde van de Lambertiaanse straling m wordt bepaald in functie van de hoek van halve lichtsterkte $\phi_{1/2}$ volgens

$$m = \frac{\ln(2)}{\ln(\cos\phi_{1/2})} \quad (2.5)$$



Figuur 2.2: Voorbeeld Lambertiaanse stralingspatronen $m = 1$ en $m = 50$ [11]

In figuur 2.2 worden de genormaliseerde stralingspatronen voor $m = 1$ en $m = 50$ afgebeeld. Voor $\phi_{1/2} = 60^\circ$ is $m = 1$, de meeste commerciële LEDs voldoen hier praktisch aan en kunnen dus als Lambertiaans gemodelleerd worden voor VLP-toepassingen.

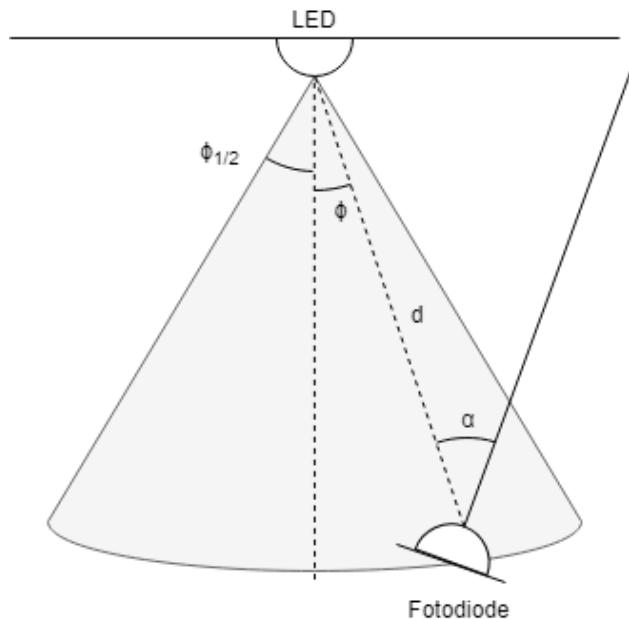
Voor Lambertiaanse stralingspatronen kan de maximale ruimtehoek Ω_{max} berekend worden uit

$$\Omega_{max} = 2\pi(1 - \cos\phi_{1/2}) \quad (2.6)$$

Vergelijking 2.2 herleidt zich dan naar:

$$\Phi = I_{l,0} \int_0^{\phi_{1/2}} 2\pi g_t(\phi) \sin\phi d\phi \quad (2.7)$$

2.2.3 Ontvangen vermogen en path loss



Figuur 2.3: Positie van fotodiode ten opzichte van de LED

Wanneer men een fotodiode beschouwt met oppervlakte A_r met de normaal op dit oppervlak onder een hoek α met het invallende licht zoals geïllustreerd in figuur 2.3 kan de ontvangen lichtstroom Φ_{rec} bepaald worden als:

$$\Phi_{rec} = I_{l,0}g_t(\phi)\Omega_r \quad (2.8)$$

Hierin is $I_{l,0}$ de maximale lichtsterkte volgens de verticale as in figuur 2.3, $g_t(\phi)$ is het stralingspatroon van de LED in kwestie en Ω_r is de ruimtehoek van de fotodiode ten opzichte van de LED. De path loss L_L wordt gedefinieerd als de verhouding van de ontvangen lichtstroom op de fotodiode ten opzichte van de uitgezonden lichtstroom door de LED. Gebruik makend van het feit dat $A_r \cos(\alpha) = d^2 \Omega_r$ met d de afstand tussen verlichtingsbron en fotodiode kan men dit herleiden tot:

$$L_L = \frac{\Phi_{rec}}{\Phi_{tran}} = \frac{I_{l,0}g_t(\phi)\Omega_r}{I_{l,0} \int_0^{\phi_{1/2}} 2\pi g_t(\phi) \sin\phi d\phi} = \frac{g_t(\phi)A_r \cos\alpha}{d^2 \int_0^{\phi_{1/2}} 2\pi g_t(\phi) \sin\phi d\phi} \quad (2.9)$$

Rekening houdend met het Lambertiaans stralingspatroon van een LED kan men vergelijking 2.9 oplossen naar:

$$L_L = \frac{(m+1)A_r}{2\pi d^2} \cos(\alpha) \cos^m(\phi) \quad (2.10)$$

De implementatie van VLP is gebaseerd op deze betrekking om afstanden te berekenen en positiebepaling uit te voeren zoals verder besproken wordt in sectie 2.3.

2.3 Visible Light Positioning

VLP laat toe om positiebepaling uit te voeren aan de hand van de Received Signal Strength (RSS) van verschillende LED verlichtingspunten en trilateratie. Hierbij wordt gesteund op vergelijking 2.10. De bijdragen van de LEDs kunnen onderscheiden worden door deze te schakelen aan verschillende, orthogonale frequenties[5]. Voor de eenvoud gaat men er van uit dat de orde van de Lambertiaan $m = 1$. De bijdragen van verschillende LEDs kunnen dan gegeven worden door (gebaseerd op[12]):

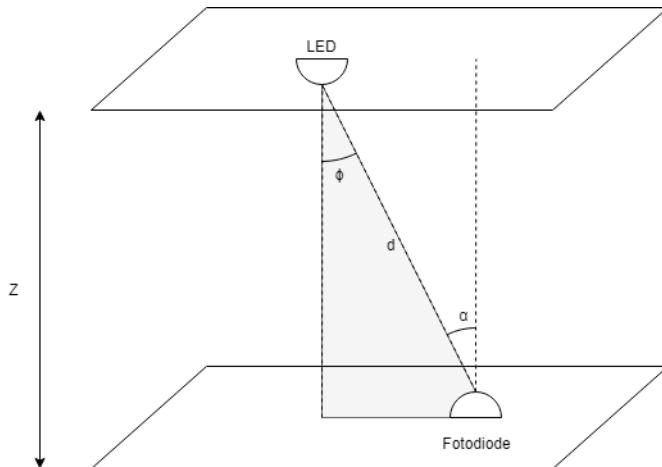
$$\begin{cases} \Phi_{r1} = C_1 \frac{\cos(\phi_1) \cdot \cos(\alpha_1)}{d_1^2} \\ \Phi_{r2} = C_2 \frac{\cos(\phi_2) \cdot \cos(\alpha_2)}{d_2^2} \\ \dots \\ \Phi_{rn} = C_n \frac{\cos(\phi_n) \cdot \cos(\alpha_n)}{d_n^2} \end{cases} \quad (2.11)$$

Hierbij is C_i een constante die zowel de intensiteit van LED i als parameters van de fotodiode zoals de oppervlakte en responsiviteit in rekening brengt. Belangrijk is echter dat deze parameters gekend zijn, men kan dit doen door de waarden te calibreren voor een gekende positie. Epsilon[12] daarentegen doet dit door de frequentieband tussen 10kHz en 19kHz op te delen in een aantal banden, hierin wordt BFSK toegepast om beacons met deze LED-parameters te verzenden. Epsilon is daarmee pionier in het combineren van VLC en VLP, opmerkelijk is echter dat de LEDs ongesynchroniseerd zijn en er dus collisions kunnen optreden bij de ontvanger. Het voorkomen van collisions wordt geminimaliseerd door het toepassen van channel hopping. Epsilon maakt ook gebruik van gebruikersinteractie om lokalisatie te verbeteren.

Epsilon[12] vergelijkt vier mogelijke methoden om positiebepaling uit te voeren:

- **Coverage:** De ontvanger wordt gelokaliseerd op de positie van de LED met de grootste RSS-waarde.
- **Gewogen gemiddelde:** De locatie van de ontvanger wordt bepaald uit een gewogen gemiddelde van de locaties van de ontvangen LED-verlichtingspunten met de RSS-waarde als gewicht.
- **Epsilon:** Hierbij worden de nodige LED-parameters ontvangen en meegerekend. Er wordt ook gebruik gemaakt van gebruikersinteractie om accurate positionering te bekomen. De positiebepaling gebeurt op basis van de minimalisatie van de linear mean square error volgens Newton's methode.
- **Epsilon-s:** Dit is een variant van Epsilon waarbij men enkel de vier LEDs met de hoogste RSS-waarde in rekening brengt. Men toonde aan dat deze methode beter presteerde als Epsilon-s omdat een kleine variatie van de hoek ϕ een grote impact bij grote waarden van ϕ .

Het stelsel in 2.11 kan nog verder vereenvoudigd worden indien verondersteld wordt dat alle LEDs zich in hetzelfde vlak (plafond) bevinden en loodrecht naar beneden gericht zijn. De ontvanger beweegt in een vlak evenwijdig hieraan en is loodrecht naar boven gericht. Dit betekent dat $\phi = \alpha$ en $\cos(\phi) = \cos(\alpha) = \frac{Z}{d}$ met Z de afstand tussen de twee evenwijdige vlakken zoals geïllustreerd in figuur 2.4.



Figuur 2.4: LED en detector in evenwijdige vlakken

Dit resulteert in:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{r1} = C_1 \frac{Z^2}{d_1^4} \\ \Phi_{r2} = C_2 \frac{Z^2}{d_2^4} \\ \dots \\ \Phi_{rn} = C_n \frac{Z^2}{d_n^4} \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Stelsel 2.12 laat toe om d_1, d_2, \dots, d_n te berekenen aan de ontvanger aan de hand van de RSS waarde van het ontvangen signaal wanneer de calibratiewaarden en Z gekend zijn. Uit de coördinaten $(x_{LEDi}, y_{LEDi}, z_{LEDi})$ van alle LEDs en de berekende afstanden kan men vervolgens de locatie van de ontvanger bepalen met behulp van stelsel 2.13, dit stelsel geeft de afstanden d_1, d_2, \dots, d_n in functie van de coördinaten $(x_{rec}, y_{rec}, z_{rec})$ van de ontvanger. De best passende oplossing $(x_{rec}, y_{rec}, z_{rec})$ wordt iteratief berekend aan de hand van de kleinste-kwadratenmethoden. Aangezien dit stelsel 3 onbekenden bevat moet minstens 3 LEDs nodig zijn om de trilateratie uit te voeren.

$$\left\{ \begin{array}{l} d_1 = \sqrt{(x_{LED1} - x_{rec})^2 + (y_{LED1} - y_{rec})^2 + (z_{LED1} - z_{rec})^2} \\ d_2 = \sqrt{(x_{LED2} - x_{rec})^2 + (y_{LED2} - y_{rec})^2 + (z_{LED2} - z_{rec})^2} \\ \dots \\ d_n = \sqrt{(x_{LEDn} - x_{rec})^2 + (y_{LEDn} - y_{rec})^2 + (z_{LEDn} - z_{rec})^2} \end{array} \right. \quad (2.13)$$

2.4 VLC-Modulatietechnieken

2.4.1 Overzicht

VLC moduleert het zichtbare licht om communicatie te realiseren aan de hand van verschillende modulatietechnieken. In deze sectie wordt een selectie van volgende modulatietechnieken besproken:

- On-Off Keying (OOK)
- Pulse Position Modulation (PPM)
- Variable Pulse Position Modulation (VPPM)
- Single Edge Position Modulation (SEPM)
- Color Shift Keying (CSK)

Men gaat echter eerst dieper in op enkele belangrijke aspecten verbonden aan deze modulatietechnieken. Enerzijds is de mogelijkheid tot dimming van belang. Anderzijds moeten oorzaken van flicker vermeden worden.

2.4.1.1 Dimming

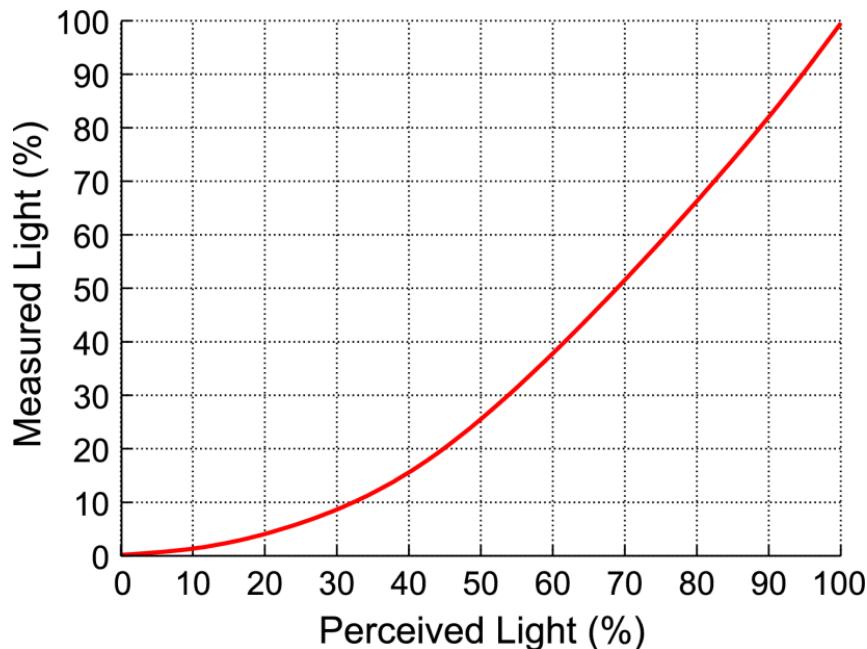
In verschillende toepassingen wenst men bepaalde verlichtingsniveaus te realiseren, dit kan door middel van dimming. Voor LEDs kan men dit op twee manieren realiseren: analoog of digitaal.

Bij analoog dimmen wordt de stroom doorheen de LEDs geregeld in overeenstemming met het gewenste verlichtingsniveau. Het is hierbij belangrijk om rekening te houden met de gevoeligheid van het menselijk oog zoals weergegeven in figuur 2.5, deze relatie is niet lineair en wordt gegeven[7] door

$$\text{Perceived Light}(\%) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\text{Measured Light}(\%)}{100}} \quad (2.14)$$

Analoog dimmen vergt echter ingewikkeldere en duurdere drivers en kan een color shift veroorzaken bij lage stroomsterktes.

Bij digitaal dimmen wordt de LED-driver aangestuurd met een PWM signaal, dit is een blokgolf met een bepaalde duty cycle δ die aangepast worden aan het gewenste verlichtingsniveau. Bij deze methode wordt de LED op zijn volledige intensiteit aangestuurd gedurende de puls, dit heeft als voordeel dat ieder gewenst dimmingsniveau bereikt kan worden zonder het optreden van color shifts. Nadelig is echter dat deze methode de bandbreedte bij communicatie zal beperken.



Figuur 2.5: Gemeten licht ten opzichte van waargenomen licht voor het menselijk oog[7]

2.4.1.2 Flicker

Modulatie van LEDs laat toe om extra functionaliteit aan LED-verlichting te geven. Het voornaamste doeleind is en blijft verlichting, daarom is het belangrijk dat modulatieschema's geen fluctuaties veroorzaken die zichtbaar zijn voor het menselijk oog. Uit onderzoek[13][14] blijkt dat laag-frequente flicker ernstige gezondheidsproblemen, zoals hoofdpijn, vermoeidheid,... of zelfs epilepsie kan veroorzaken. IEEE 802.15.7[15] definieert de Maximum Flickering Time Period (MFTP) als de maximale periode waarin de lichtintensiteit ongemerkt kan fluctueren voor het menselijk oog. Een MFTP $< 5 \text{ ms}$ of $f > 200 \text{ Hz}$ wordt over het algemeen aanvaard als veilig.

Flicker kan op verschillende manieren veroorzaakt worden, één van de belangrijkste redenen echter is een lange opeenvolging van nullen of enen in data bij OOK. Dit probleem kan opgelost worden door gebruik te maken van Run Length Limited codes (RLL), deze codes reduceren of elimineren de flicker veroorzaakt bij een reeks identieke bits. Manchester-codering is één van de meest voorkomende RLL coderingen. Hierbij worden 0 en 1 gecodeerd als transities. Er bestaan 2 verschillende conventies[16] voor het toepassen van Manchester codering: de eerste standaard volgt de publicaties van G.E. Thomas uit 1949, de tweede standaard werd gedefinieerd in IEEE 802.3/4 en werd gehanteerd door veel auteurs waaronder William Stallings.

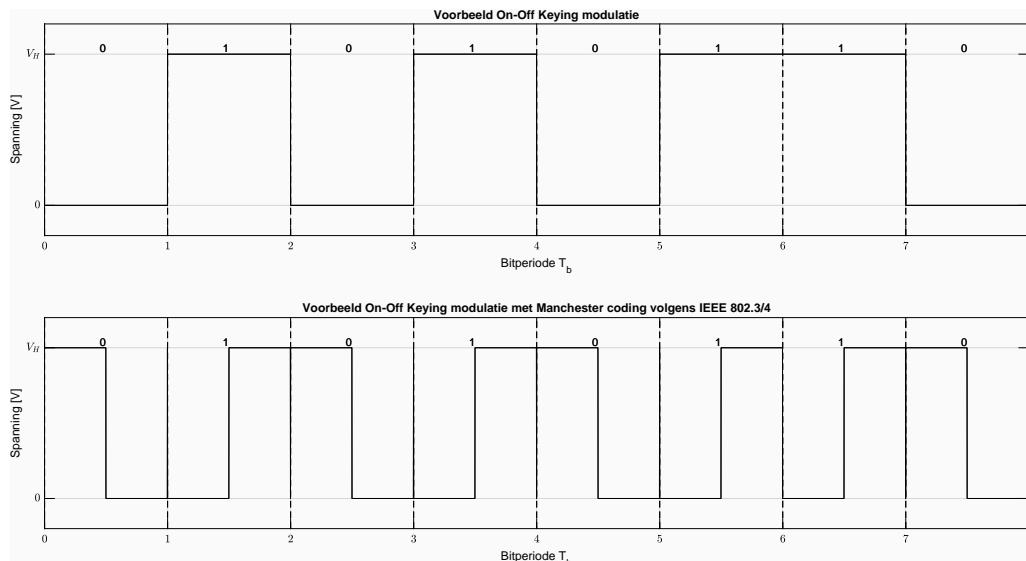
Standaard	0	1
G.E. Thomas	laag-hoog transitie	hoog-laag transitie
IEEE 802.3/4, Stallings	hoog-laag transitie	laag-hoog transitie

Tabel 2.1 Verschillende conventies voor het toepassen van Manchester codering

Voordelig aan Manchester codering is dat het signaal klok informatie bevat waardoor het kloksignaal aan de decoder gereconstrueerd kan worden. Daarenboven is het signaal DC-balanced. Nadelig is echter een verdubbeling van de vereiste bandbreedte. Alternatieve RLL codering zijn 4B6B en 8B10B coderingen, hierbij worden 4 of 8 bit symbolen respectievelijk gemapped naar 6 of 10 bit symbolen waarbij het aantal nullen en enen in evenwicht is.

2.4.2 On-Off Keying (OOK)

On-Off Keying is een eerste eenvoudige en meest gebruikte modulatietechniek waarbij een '1' en '0' -bit respectievelijk voorgesteld worden door een hoge of lage intensiteit van de LED binnen een symbolperiode T_s . Zoals reeds vermeld in sectie 2.4.1.2 dienen er maatregelen getroffen te worden om flicker te vermijden, daartoe kan men bij OOK gebruik maken van de besproken Manchester-codering. In figuur 2.6 ziet u een voorbeeld van een OOK-gemoduleerd signaal en een Manchester OOK-gemoduleerd signaal volgens IEEE 802.3/4.

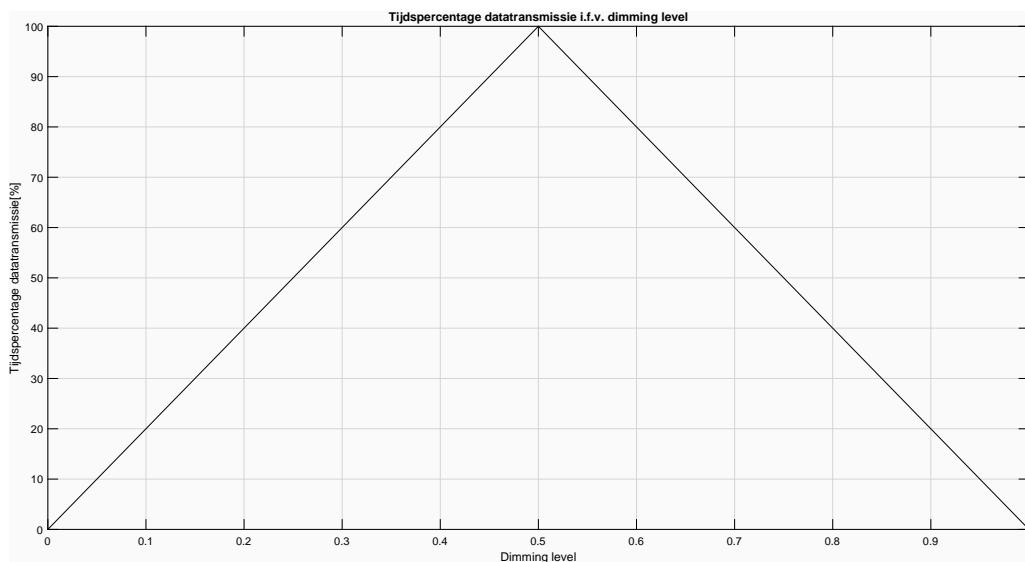


Figuur 2.6: OOK-gemoduleerd signaal (boven) en Manchester OOK-gemoduleerd signaal (onder)

Zowel OOK RZ (Return-to-Zero) als NRZ (Non-Return-to-Zero) kunnen worden toegepast. Bij OOK RZ wordt na elke bitperiode teruggekeerd naar nul, dit houdt echter in dat de bandbreedte verdubbelt en de clock recovery onmogelijk wordt[17], daarom wordt voor VLC meestal gebruik gemaakt van OOK NRZ.

IEEE 802.15.7[15] suggereert twee manieren om dimming te ondersteunen bij OOK. Ten eerste kan men analoog dimmen, dit houdt in dat men de hoge en lage lichtintensiteiten herdefinieert om gemiddeld een gewenst verlichtingsniveau te bekomen. Op deze manier kan dimming gerealiseerd worden zonder extra communicatie-overhead, het dimbereik wordt echter wel beperkt aangezien de lichtintensiteiten ver genoeg uit elkaar moeten liggen om een degelijke signal-to-noise ratio (SNR) te bekomen. Zoals eerder vermeld vergt analoog dimmen echter aangepaste LED-drivers die deze functionaliteit ondersteunen en kan deze methode een color shift veroorzaken. Een tweede oplos-

sing bestaat eruit om compensatieperiodes in te voeren. Hierbij worden extra periodes toegevoegd aan het signaal waarin de LED volledig aan of uit staat, in functie van het gewenste dimmingsniveau. Wanneer men een dimmingsniveau hoger dan 50% wenst voegt men On-periodes toe, voor een dimmingsniveau lager dan 50% introduceert men extra Off-periodes. Deze methode zorgt echter voor een aanzienlijke communicatie-overhead waardoor de transmissiesnelheid zal dalen, in figuur 2.7 ziet u het tijdspercentage dat gebruikt kan worden voor datatransmissie in functie van het dimming level. Merk op dat men bij 50% dimmingsniveau het optimum bereiken terwijl de datarate linear daalt bij dimmingsniveaus afwijkend van 50%.

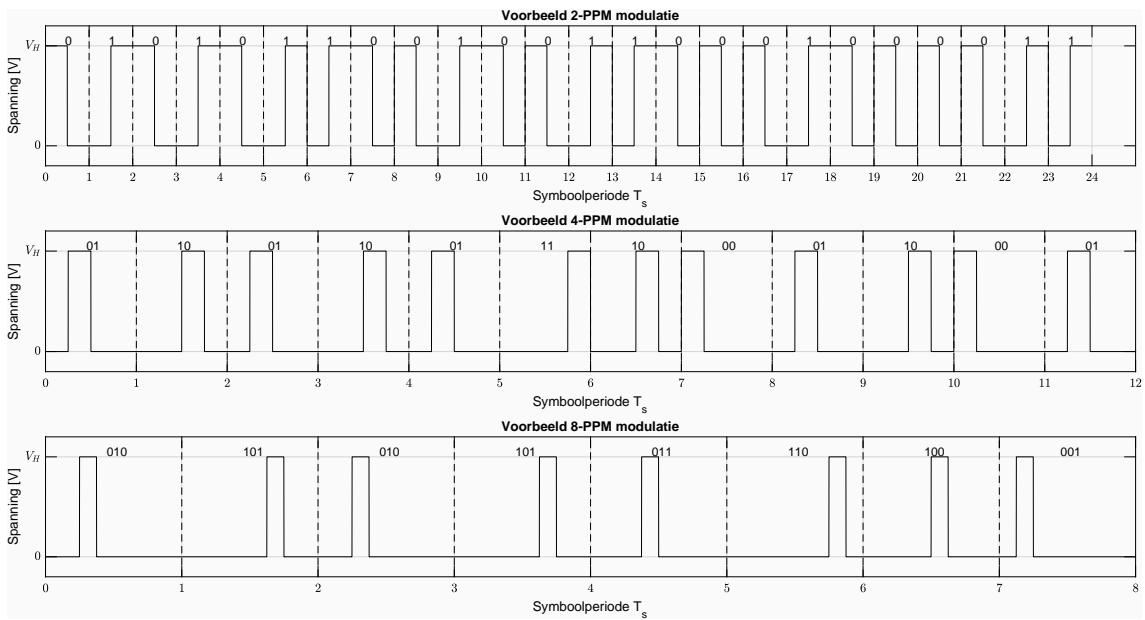


Figuur 2.7: Tijdspercentage datatransmissie in functie van dimming level

Men ziet in dat OOK een eenvoudig te implementeren modulatietechniek is. Deze techniek blijkt echter wel beperkt te zijn in datarate en dimming-ondersteuning, vandaar werd er gezocht naar alternatieve modulatietechnieken zoals PPM.

2.4.3 Pulse Position Modulation (PPM)

PPM deelt een symbolperiode T_s op in n gelijke tijdsslots en verzendt één enkele puls in één van deze tijdsslots. De positie van deze puls in T_s komt overeen met één bepaald symbool. Voor n wordt steeds een macht van 2 gekozen zodanig dat er $\log_2(n)$ bits per symbool verzonden kunnen worden. In vergelijking met OOK heeft PPM een grotere vereiste bandbreedte en complexiteit[17], de vermogenefficiëntie is echter gunstiger. In figuur 2.8 ziet u een voorbeeld van een aantal PPM-gemoduleerde signalen met een verschillend aantal bits per symbool die de ASCII-waarden van de string “VLC” doorsturen.

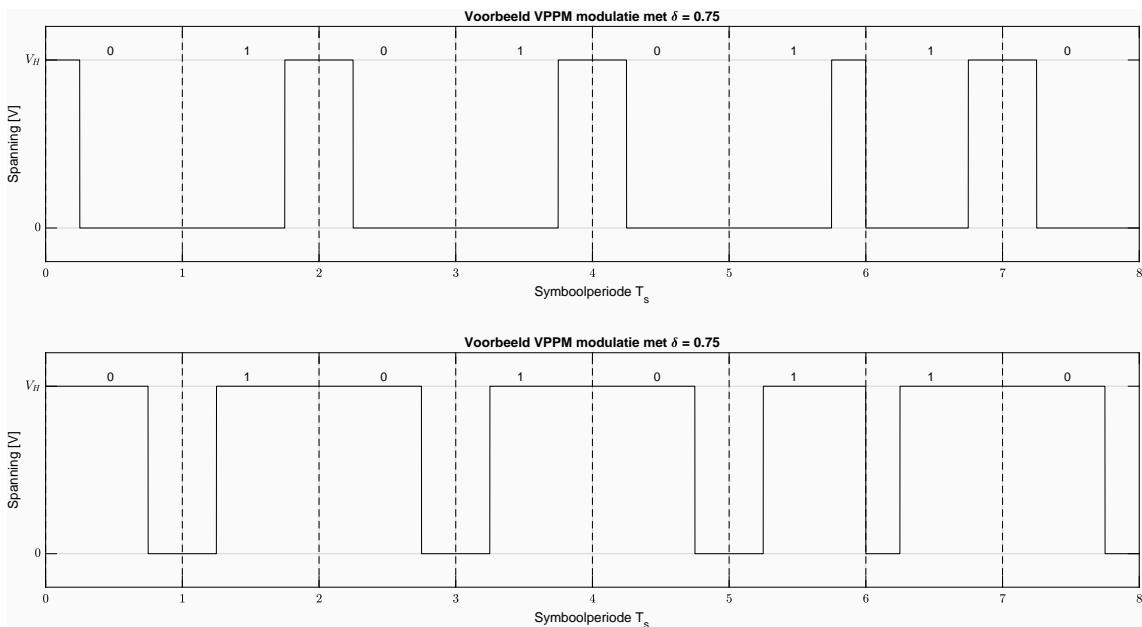


Figuur 2.8: 2-PPM, 4-PPM en 8-PPM gemoduleerde signalen

Men ziet eenvoudig in dat de basis PPM-implementatie slecht presteert voor dimmingstoepassingen aangezien er slechts één puls per symboolperiode gebruikt wordt waarvan de duur omgekeerd evenredig is met het aantal mogelijke tijdsslots. Er worden varianten van PPM gebruikt om dit probleem op te lossen. Overlapping PPM (OPPM) laat toe om meerdere pulsen te verzenden gedurende de symboolperiode en laat toe dat symbolen overlappen. Een andere variant is Multipulse PPM (MPPM), ook hier worden meerdere pulsen per symboolperiode verzonden maar hoeven de pulsen niet continu te zijn gedurende één symboolperiode. Variable PPM (VPPM) is een variant die besproken wordt in sectie 2.4.4.

2.4.4 Variable Pulse Position Modulation (VPPM)

VPPM wordt beschreven in IEEE 802.15.7[15] en voegt dimmingsfunctionaliteit toe aan PPM. De pulsbreedte van de puls of δ wordt bij VPPM geregeld in functie van het gewenste dimmingsniveau, op deze manier wordt de robuustheid van PPM behouden terwijl dimming toch ondersteund wordt. Men ziet in dat VPPM overeenkomt met 2-PPM als $\delta = 0.5$. In figuur 2.9 ziet u een VPPM-gemoduleerd signaal voor $\delta = 0.25$ en $\delta = 0.75$.



Figuur 2.9: VPPM-gemoduleerde signalen voor $\delta = 0.25$ (boven) en $\delta = 0.75$ (onder)

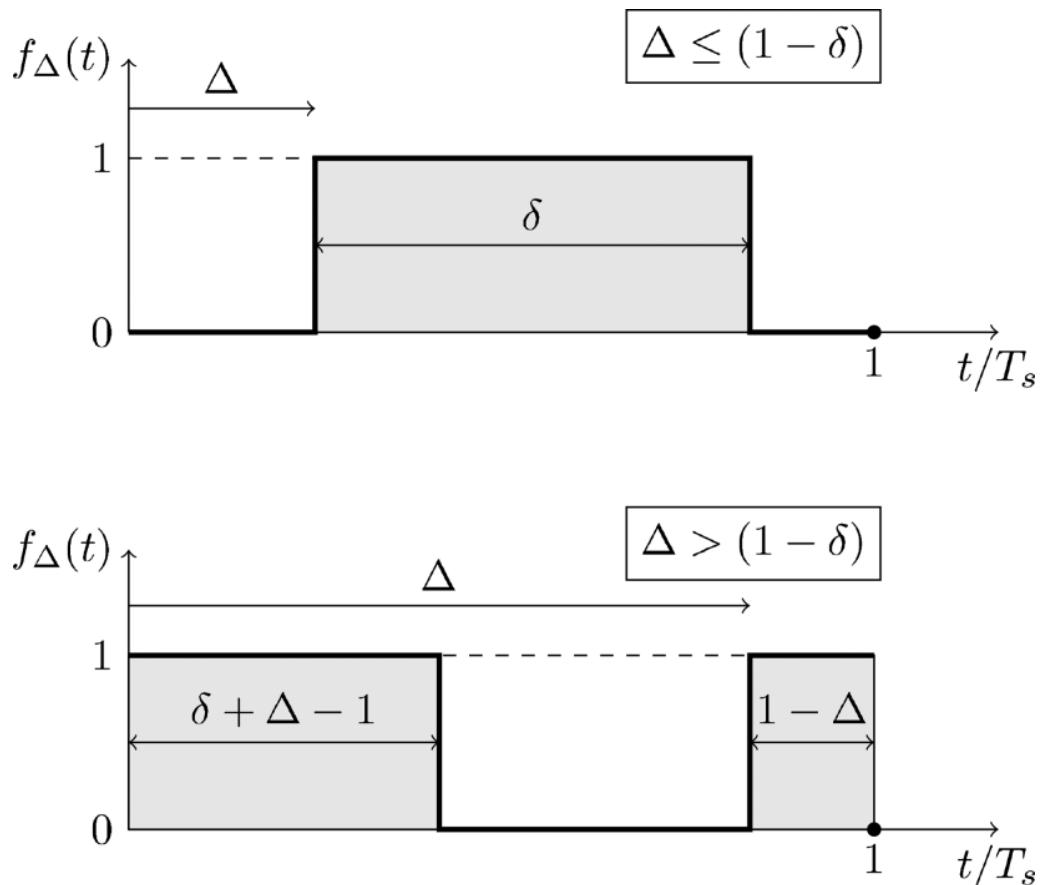
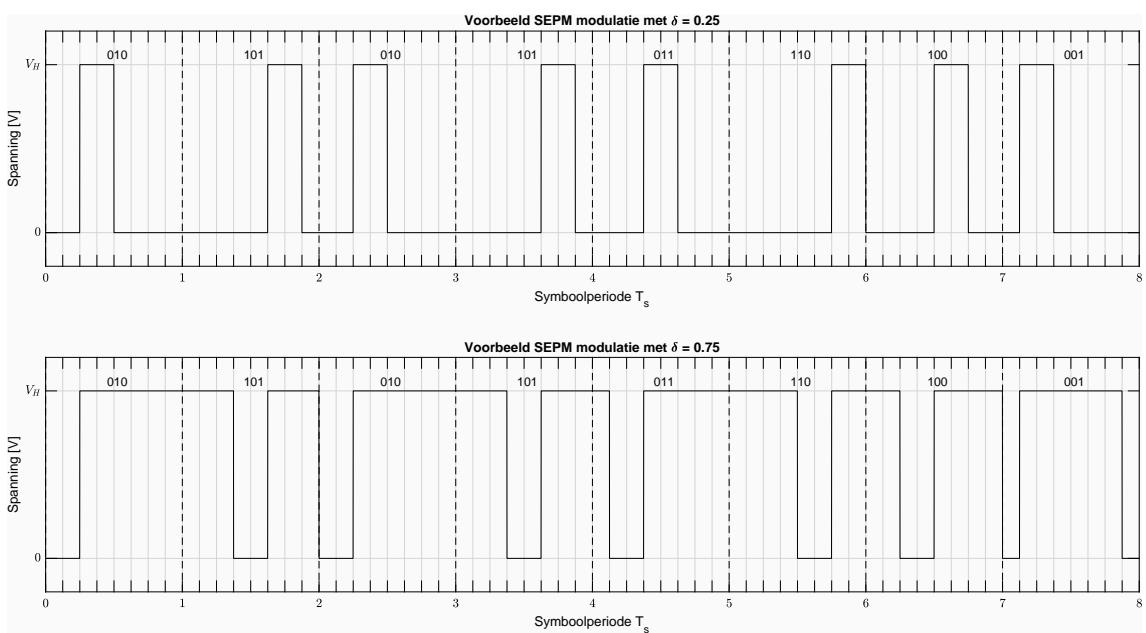
2.4.5 Single Edge Position Modulation (SEPM)

Single Edge Position Modulation (SEPM) is een modulatietechniek die ontwikkeld werd aan de KU Leuven[4], de praktische implementatie werd geëvalueerd in [18]. SEPM moduleert symbolen op basis van de stijgende flank binnen een symbolperiode en laat dimmen toe binnen een groot bereik zonder negatieve impact op de communicatiekwaliteit, mits een voldoende SNR gegarandeerd wordt.

SEPM definieert M mogelijke tijdsvertragingen Δ binnen T_s . De tijdsvertraging Δ bepaalt de positie $t = \Delta T_s$ van de stijgende flank van een blokgolf binnen T_s . Afhankelijk van de duty cycle δ zal deze blokgolf wel of niet binnen T_s passen. Men onderscheidt twee mogelijkheden:

- $\Delta \leq (1 - \delta)$: De dalende flank van de blokgolf vindt plaats voor het einde van de T_s (zie bovenaan figuur 2.10)
- $\Delta > (1 - \delta)$: De blokgolf past niet volledig binnen de symbolperiode T_s , het resterende gedeelte $\delta + \Delta - 1$ wordt toegevoegd aan het begin van de symbolperiode om het gewenste dimmingsniveau te behouden (zie onderaan figuur 2.10)

In figuur 2.11 ziet u een voorbeeld van een SEPM-gemoduleerd signaal voor $\delta = 0.25$ en $\delta = 0.75$.

**Figuur 2.10:** Mogelijke golfvormen bij SEPM[4]**Figuur 2.11:** 3 bit-per-symbool SEPM-gemoduleerde signalen voor $\delta = 0.25$ (boven) en $\delta = 0.75$ (onder)

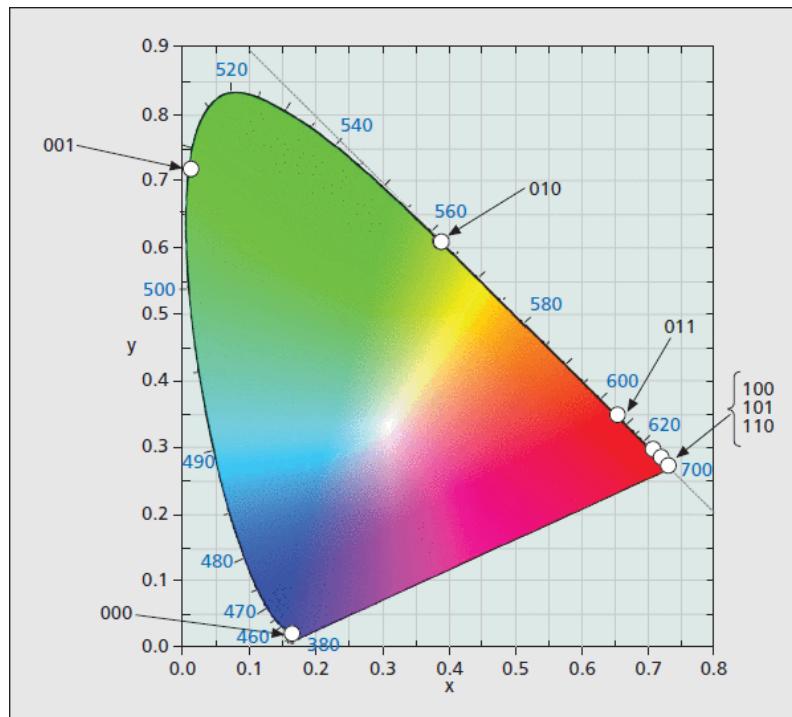
2.4.6 Color Shift Keying (CSK)

Bij de hiervoor besproken modulatietechnieken wordt meestal gebruik gemaakt van blauwe LEDs met een gele fosforlaag om wit licht te bekomen. De schakelsnelheid wordt hierdoor echter beperkt. RGB-LEDs of TriLED maken gebruik van drie afzonderlijke rode, groene en blauwe LEDs om wit licht te creëren. Deze LEDs worden niet beperkt in schakelsnelheid dankzij de afwezigheid van een fosforlaag en bieden zo de mogelijkheid tot CSK. CSK is voornamelijk gericht op het halen van hoge data rates en werd ook opgenomen in IEEE 802.15.7. Dimming gebeurt door middel van de LED-stroom te regelen, waardoor de drivers complexer worden. CSK steunt op het chromaticiteitsdiagram dat gedefinieerd door The International Commission of Illumination (CIE) in 1931, hierin wordt het spectrum zichtbaar door het menselijk oog gemapped naar twee chromaticiteitsparameters x en y . Volgens IEEE 802.15.7[15] worden 7 kleurbanden vastgelegd om meerdere LED kleurencombinaties mogelijk te maken. Met elk van deze kleurbanden stemt een 3-bit waarde overeen zoals te zien is in figuur 2.12. De CSK-modulatie wordt als volgt uitgevoerd:

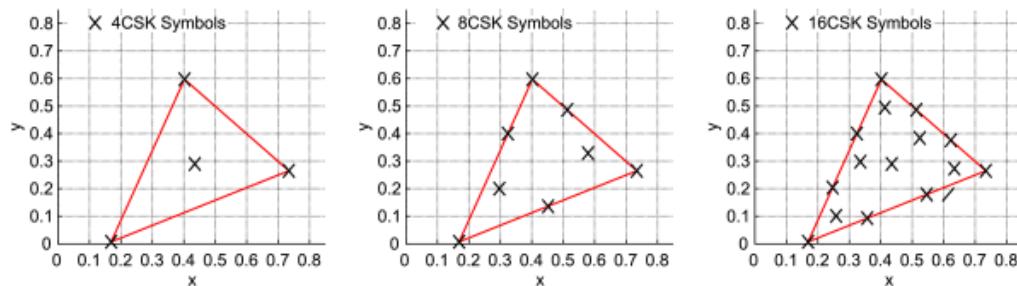
- De RGB constellatiedriehoek wordt bepaald op basis van de 3 golflengtes in de RGB-LED.
- De databits worden gemapped op chromaticiteitswaarden. Het is mogelijk om 4CSK, 8CSK of 16CSK te gebruiken waarbij het aantal mogelijke symbolen verdeeld worden over de constellatiedriehoek, bij deze verdeling tracht men de afstand tussen symbolen te maximaliseren. De mogelijke symbolen in de (110,010,000) constellatiedriehoek worden geïllustreerd in figuur 2.13.
- De mogelijke symbolen worden verzonden door de intensiteiten P_i , P_j en P_k van de RGB-LEDs afzonderlijk bij te sturen, deze worden bepaald uit volgend stelsel[7]:

$$\begin{cases} x_p = P_i x_i + P_j x_j + P_k x_k \\ y_p = P_i y_i + P_j y_j + P_k y_k \\ P_i + P_j + P_k = 1 \end{cases} \quad (2.15)$$

Hierbij zijn de (x_i, y_i) , (x_j, y_j) en (x_k, y_k) de chromaticiteitswaarden van de centrale golflengte van de RGB-LEDs. De laatste vergelijking garandeert een constante intensiteit die resulteert in wit licht.



Figuur 2.12: CIE 1931 chromaticiteitsdiagram met 7 kleurbanden volgens IEEE 802.15.7[15]



Figuur 2.13: 4CSK, 8CSK en 16CSK symbolen in de (110,010,000) constellatiedriehoek[7]

RGB-LEDs bieden tevens de mogelijkheid tot Wavelength Division Multiplexing (WDM) uit te voeren. Hierbij worden meerdere data streams afzonderlijk uitgezonden bij een verschillende golf- lengte. De superpositie van de afzonderlijke streams resulteert in wit licht.

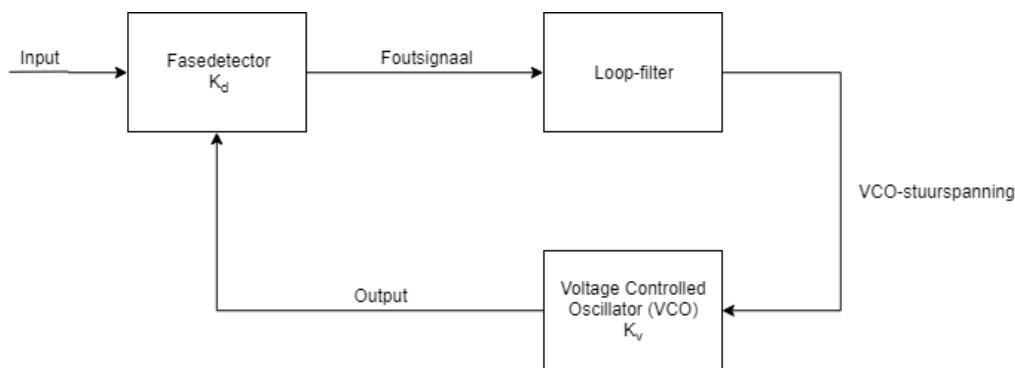
2.5 Phase Locked Loop

Voor dit hoofdstuk werd beroep gedaan op [19] en [20].

2.5.1 Algemeen

In telecommunicatie wordt veelvuldig gebruik gemaakt van een PLL voor synchronisatie, frequentiesynthesizing en (de)modulatie van frequentie- (FM) en fasegemoduleerde (PM) signalen. Een PLL is een regelsysteem dat een outputsignaal genereert met een vast fase- (en frequentie-) verband dat de fase van het inputsignaal zo nauwkeurig mogelijk tracht te volgen door de fasefout Φ_{fout} tussen input- en outputsignaal te minimaliseren. Algemeen heeft een PLL een opbouw zoals geïllustreerd wordt in figuur 2.14. Men onderscheidt hierin drie belangrijke onderdelen: de fasedetector, de loop-filter en de Voltage Controlled Oscillator (VCO). We onderscheiden tevens verschillende soorten PLL's op basis van de architectuur:

- Analog PLL: Alle onderdelen zijn analog. De fasedetector is vaak een analoge vermenigvuldiger, loop-filter kan zowel actief als passief zijn.
- Digital PLL: Maakt gebruik van een digitale fasedetector (zie sectie 2.5.2), loop-filter en VCO zijn echter analoog
- All Digital PLL: Alle componenten zijn digitaal, de VCO wordt vervangen door een digitale Numerically Controlled Oscillator (NCO)
- Software PLL: Alle componenten worden geïmplementeerd in software, bemerk dat dit hardware met accurate timers en een snelle central processing unit (CPU) vergt.



Figuur 2.14: Algemeen blokschema PLL[19]

We onderscheiden verder nog enkele belangrijke eigenschappen van een PLL:

- Lock-range: Frequentiebereik waarin de PLL kan vastzetten op het inputsignaal
- Hold-range: Frequentiebereik waarin de PLL het inputsignaal kan volgen, eenmaal deze reeds gelocked is

- Settling time: Tijdsduur vooraleer de PLL stabiel kan locken bij een sprong in de inputfrequentie

2.5.2 Fasedetector

De fasedetector genereert signaalverloop afhankelijk van φ_{fout} tussen het in- en uitgangssignaal van de PLL. Er zijn verschillende fasedetectoren mogelijk, analoge PLL's maken vaak gebruik van een analoge vermenigvuldiger als fasedetector. Voor onze toepassingen is men echter vooral geïnteresseerd in digitale PLL's aangezien men een digitaal stuursignaal tracht te synchroniseren, hierbij zijn er enkele verschillende fasedetectoren mogelijk die hieronder besproken worden. Een belangrijke parameter van een fasedetector is de fasedetectorconstante K_d die de verhouding tussen de gemiddelde waarde van het uitgangssignaal van de fasedetector en φ_{fout} beschrijft.

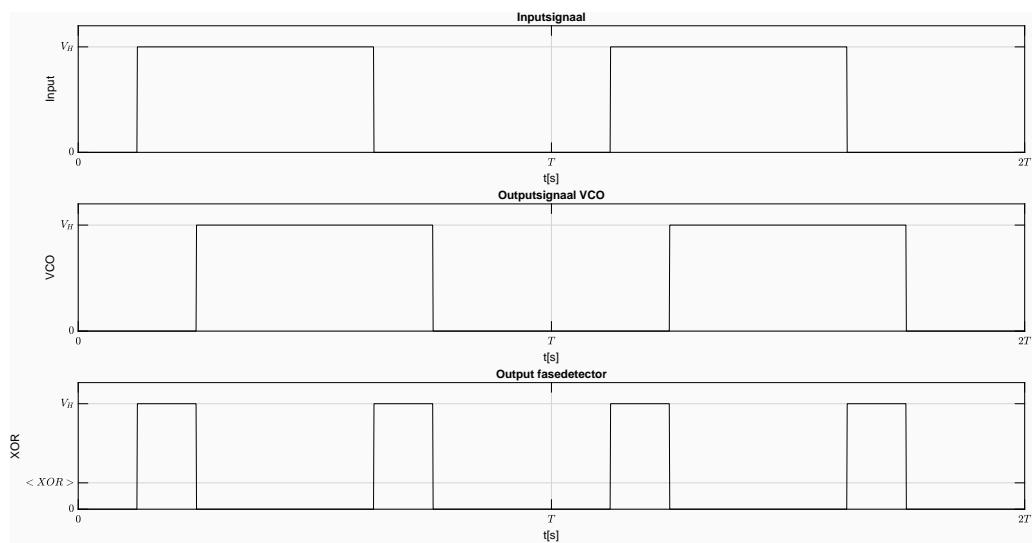
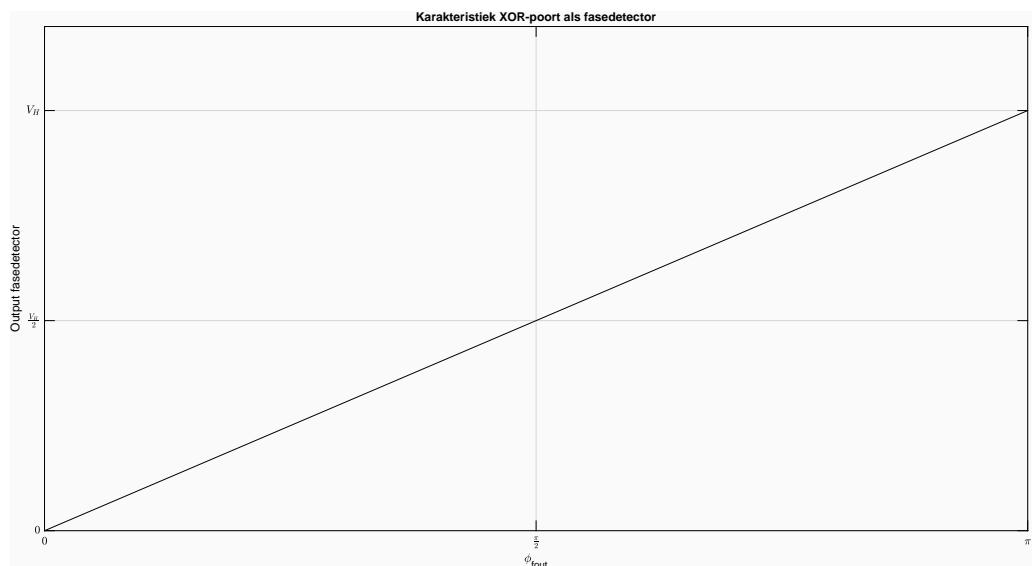
2.5.2.1 XOR-poort

De XOR-poort is een logische poort die de waarheidstabell volgens tabel 2.2 realiseert.

Input	Output	XOR
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

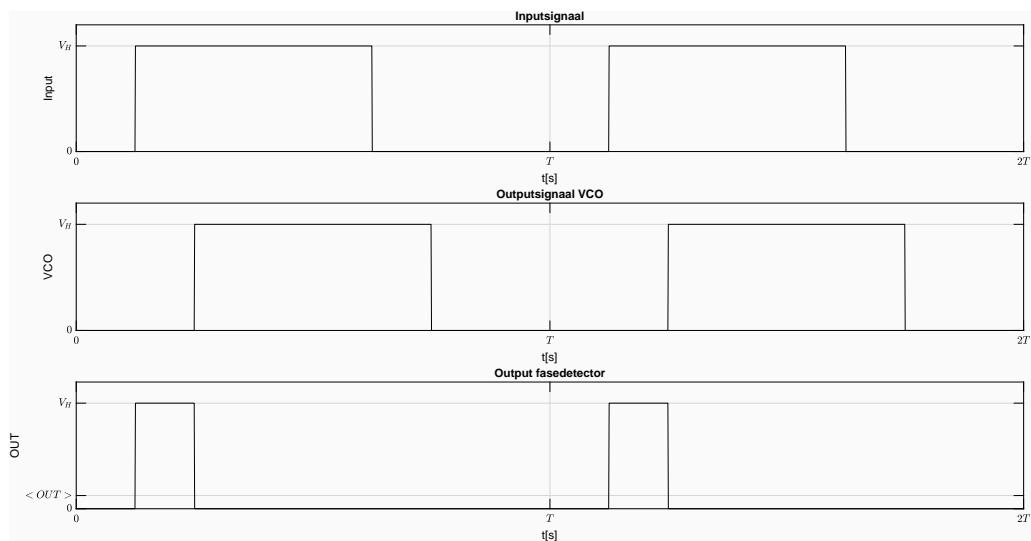
Tabel 2.2 Waarheidstabell XOR-poort

Men kan deze poort gebruiken als fasedetector voor digitale signalen met een duty cycle van 50 %. De werking van de XOR-poort als fasedetector wordt geïllustreerd in figuur 2.15. Men ziet in dat de gemiddelde waarde van het outputsignaal van de XOR-poort recht evenredig is met φ_{fout} over een bereik van π radialen. De fasedetectorconstante $K_d = \frac{V_H}{\pi}$ [20], de transferkarakteristiek wordt weergegeven in figuur 2.16. Het loopfilter filtert deze gemiddelde waarde uit het signaal van de fasedetector, op deze manier kan men dus een eenvoudige fasedetector realiseren. Nadelig is echter een vereiste 50% duty cycle en de beperkte lock-range rond de centerfrequentie van de VCO[19]. Bemerkt ook dat een PLL met XOR-poort als fasedetector kan locken op harmonischen van de XOR-output.

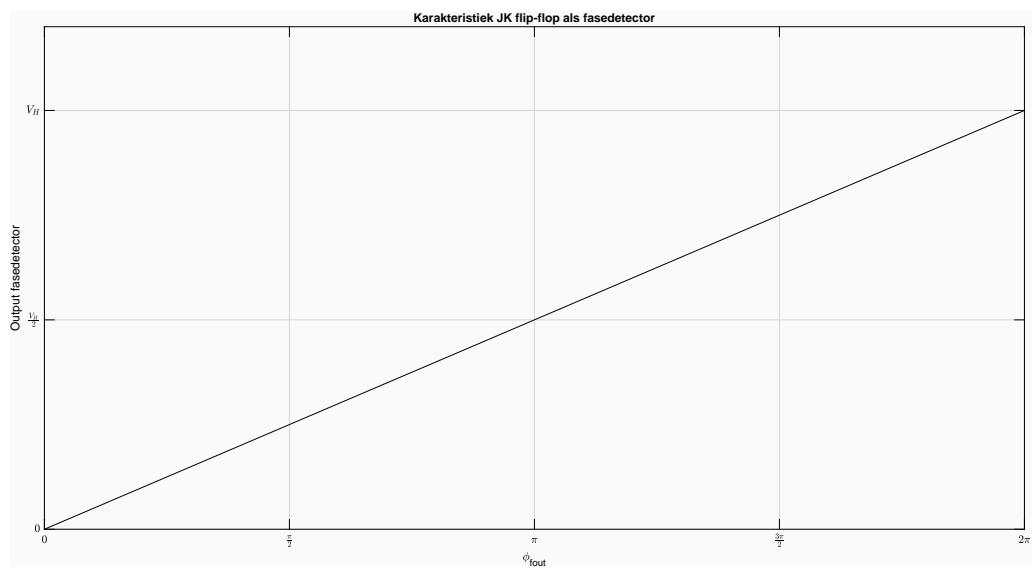
**Figuur 2.15:** XOR-poort als fasedetector**Figuur 2.16:** Fasekarakteristiek XOR-poort als fasedetector

2.5.2.2 JK-flankgetriggerde flip-flop

Bij een JK-flankgetriggerde flip-flop wordt een flip-flop geset op de stijgende flanken van het inputsignaal en gereset op de stijgende flanken van het VCO-signaal. Een voorbeeld van deze werking wordt weergegeven in figuur 2.17. Ook hier verloopt de gemiddelde waarde van het outputsignaal van de phasedetector lineair met ϕ_{fout} , maar over een bereik van 2π radialen volgens figuur 2.18. De phasedetectorconstante $K_d = \frac{V_H}{2\pi}$ [20]. Doordat deze phasedetector werkt op stijgende flanken van de signalen heeft de duty cycle van het inputsignaal geen invloed op de werking van de PLL, enkel de frequentie waarmee de flanken optreden is van belang. Bij een groot frequentieververschil tussen input- en VCO-signaal zal de VCO frequentie toe- of afnemen naar de frequentie van het inputsignaal. Hierdoor is de lock-range van deze phasedetector ook veel groter in vergelijking met deze van een XOR-poort phasedetector.



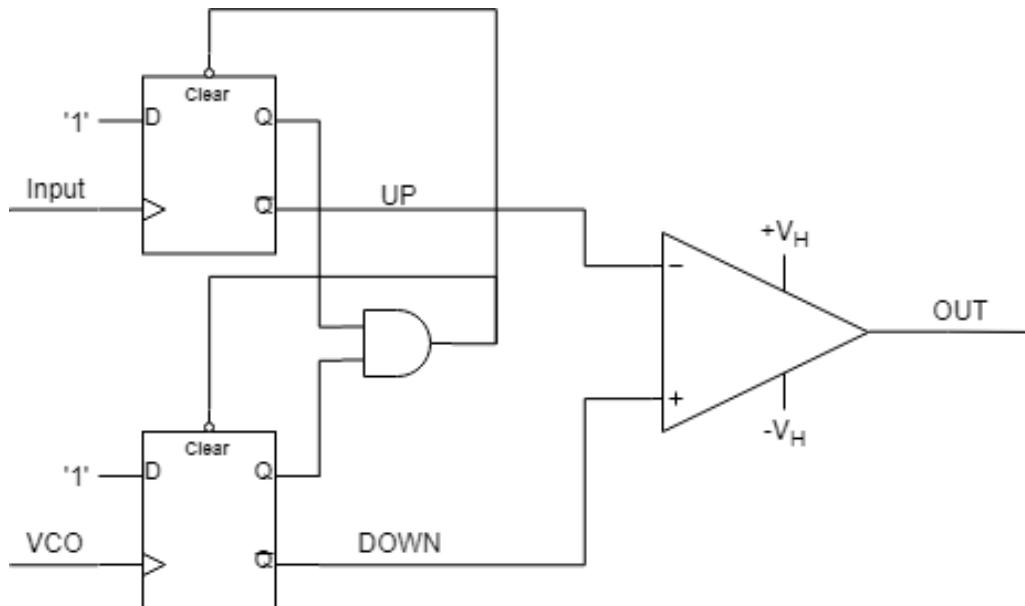
Figuur 2.17: JK flip-flop als phasedetector



Figuur 2.18: Fasekarakteristiek JK flip-flop fasedetector

2.5.2.3 D-latch phasedetector (met ladingspomp)

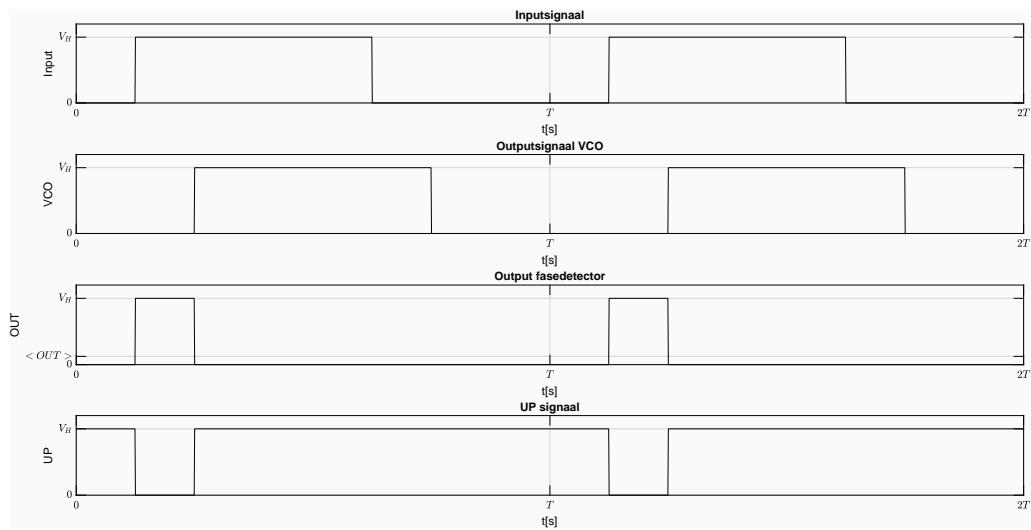
In figuur 2.19 ziet u het algemeen schema van de D-latch phasedetector gerealiseerd met een verschilversterker. De phasedetector PC2 van een 4046-PLL IC is gebaseerd op dit principe.



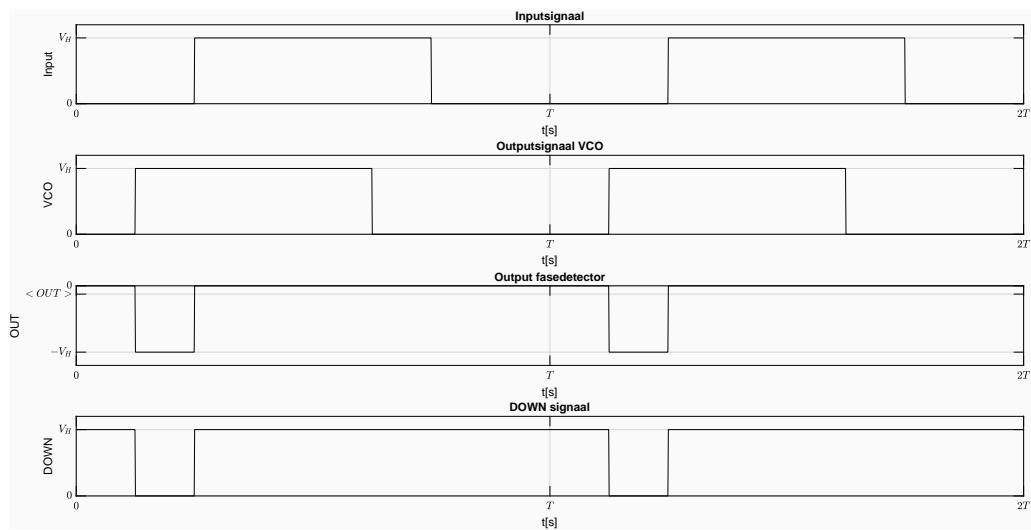
Figuur 2.19: Algemeen schema D-latch phasedetector[19]

Men onderscheidt twee gevallen bij de werking op basis van het voor- of naijlen van het inputsignaal:

- Inputsignaal ijlt voor: We vertrekken uit een stabiele toestand waarbij beide flip-flops een lage uitgang Q hebben. Bij de stijgende flank van het inputsignaal wordt de bovenste flip-flop geset, hierdoor wordt UP laag en zal de output van de phasedetector hoog worden. Wanneer het VCO-signaal een stijgende flank heeft zal de onderste flip-flop geset worden, aangezien beide Q-uitgangen van de flip-flops hoog zijn worden beide flip-flops via de AND-poort gereset. Het outputsignaal wordt terug 0.

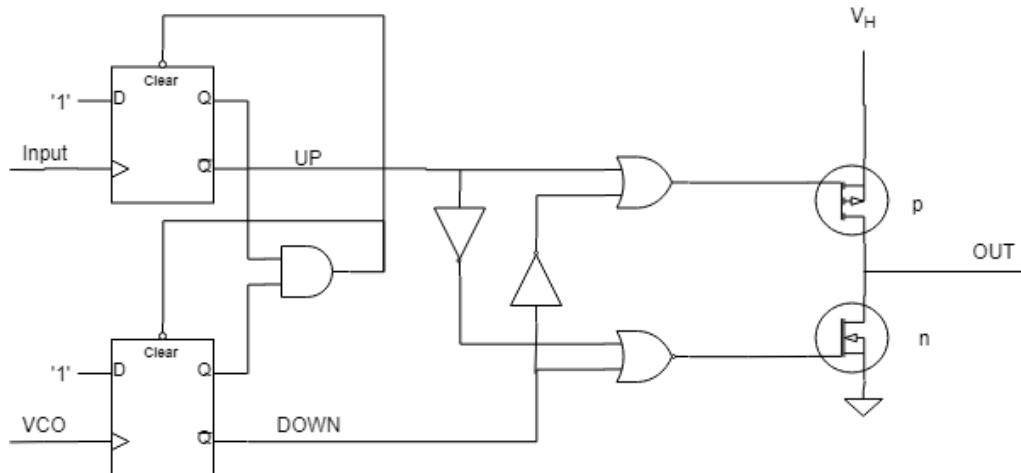
**Figuur 2.20:** Werking D-latch bij voorijlend inputsignaal

- Inputsignaal ijlt na: We vertrekken opnieuw uit een stabiele toestand waarbij beide flip-flops een lage uitgang Q hebben. Bij de stijgende flank van het VCO-signalen wordt de onderste flip-flop geset, hierdoor wordt DOWN laag en zal de output satureren op $-V_H$. Wanneer het inputsignaal een stijgende flank vertoont wordt de bovenste flip-flop geset, aangezien beide Q-uitgangen van de flip-flops weer hoog zijn worden beide flip-flops via de AND-poort gecleared. Het outputsignaal wordt terug 0.

**Figuur 2.21:** Werking D-latch bij naijlend inputsignaal

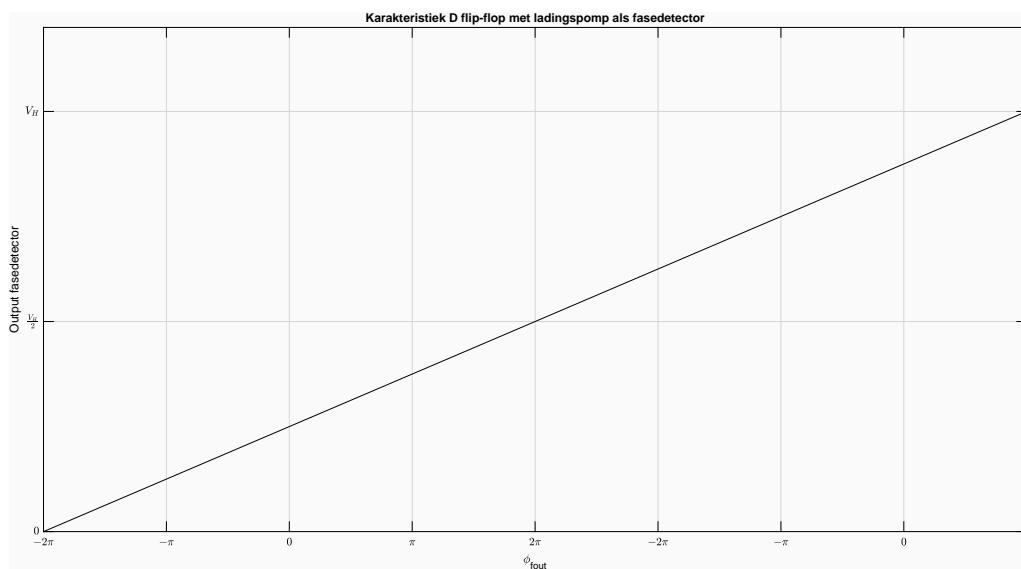
Voor praktische implementaties wordt de verschilversterker echter vervangen door een ladingspomp die gerealiseerd wordt met één p-kanaal en één n-kanaal mosfet zoals te zien is in figuur 2.22. Bijkomend zijn enkele logische poorten voorzien om te voorkomen dat beide mosfets gelijktijdig in geleiding gaan en V_H kortsluiten aan massa. De werking blijft analoog aan voorgaande

bespreking. Als de p-kanaal mosfet in geleiding is zal de output V_H worden en de condensator van het loopfilter opladen waardoor de VCO-frequentie zal stijgen. Wanneer de n-kanaal mosfet in geleiding gaat gebeurt het omgekeerde, de output wordt 0 waardoor de condensator van het loopfilter ontladt en de VCO-frequentie daalt. In een stabiele toestand is geen van beide mosfets in geleiding en behoudt de condensator in het loopfilter zijn lading en bijgevolg een constante VCO-frequentie.



Figuur 2.22: Schema D-latch phasedetector met ladingspomp[19]

De transferkarakteristiek van de D-latch phasedetector met ladingspomp verloopt lineair over een bereik van 4π radialen zoals te zien is in figuur 2.23. De phasedetectorconstante $K_d = \frac{V_H}{4\pi}$. De werking van deze phasedetector steunt opnieuw op de stijgende flanken van input- en VCO-signalen waardoor de duty cycle van het inputsignaal geen invloed heeft op de werking van de PLL.



Figuur 2.23: Fasekarakteristiek D-latch phasedetector met ladingspomp

2.5.3 Loop-filter

Het loop-filter wordt gebruikt om het signaal gegenereerd door fasedetector uit te middelen. Voor digital PLL-implementaties wordt toch vaak gebruik gemaakt van een analoog loop-filter. In zijn eenvoudigste vorm wordt een laagdoorlaatfilter (LDF) gebruikt bestaande uit één of twee weerstanden en één condensator.

2.5.4 Voltage Controlled Oscillator (VCO)

Een VCO is een oscillator die een uitgangsfrequentie f_{VCO} genereert die evenredig is met een aangelegde spanning. In meeste toepassingen gaat men uit van een lineair verloop van de VCO-karakteristiek, men definieert dan de VCO-constante K_v als

$$K_v = \frac{\Delta\omega}{\Delta v} = \frac{2\pi\Delta f}{\Delta v}$$

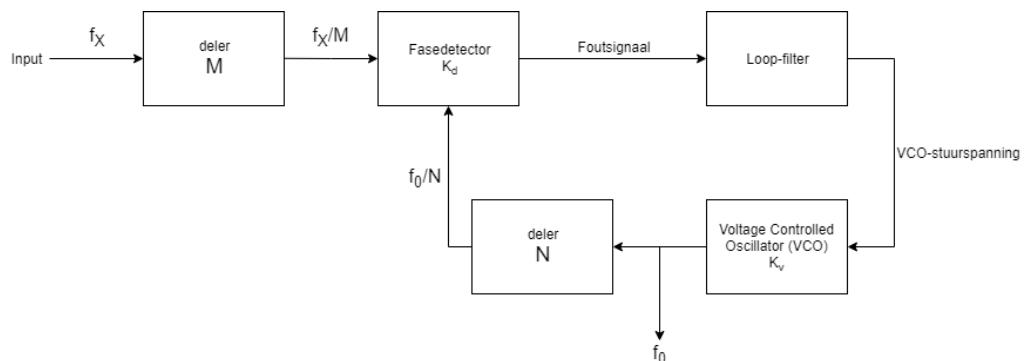
met f de VCO-frequentie en v het stuursignaal. De VCO-constante is samen met het frequentiebereik van de VCO de belangrijkste parameter voor een VCO.

2.5.5 Toepassing PLL: frequentie-synthesizer

Een PLL kan gebruikt worden om frequenties te synthetiseren[19][20], hiervoor wordt de standaard PLL-implementatie in figuur 2.14 aangepast tot deze in figuur 2.24. Men maakt gebruik van twee klokdelers om het input- en VCO-signaal respectievelijk te klokdelen met factor M en N vooraleer deze naar de fasedetector gaan. De werking van de PLL zal ervoor zorgen dat:

$$\frac{f_x}{M} = \frac{f_o}{N} \Rightarrow f_0 = \frac{N}{M} f_x \quad (2.16)$$

Op deze manier kan men dus een gewenste frequentie genereren door het instellen van de parameters M en N . Bemerk echter wel dat deze de transferfunctie van de PLL zullen aanpassen, hiermee moet dus rekening gehouden worden bij het dimensioneren van de verschillende componenten in de regelkring.



Figuur 2.24: Blokschema PLL als frequentie-synthesizer[19]

2.6 Verlichtingsnormen: NBN EN 12464-1

Verlichting in werkomgevingen is onderhevig aan verlichtingsnormen om de gezondheid en het comfort van werknemers te garanderen. Het is dus van belang dat men hiervan bewust is bij het onderzoek naar VLC en VLP. De verlichtingsnormen geldig in België worden geregeld door Het Bureau voor Normalisatie (NBN). Voor verlichting van de werkplekken binnen geldt de norm NBN EN 12464-1, voor verlichting van de werkplekken buiten is NBN EN 12464-2 van toepassing. Beiden normen zijn beschikbaar mits betaling, men vat de relevante inhoud van NBN EN 12464-1 kort samen aan de hand van [21].

2.6.1 Gemiddelde onderhouden verlichtingssterkte \bar{E}_m en gelijkmatigheid U_o

Volgens NBN EN 12464-1 worden per type omgeving, taken of activiteiten een aantal parameters gespecificeerd waaraan voldaan moet worden. Een eerste belangrijke parameter hierbij is de gemiddelde onderhouden verlichtingssterkte \bar{E}_m , deze definieert een grenswaarde in Lux waar de gemiddelde verlichtingssterkte moet boven liggen. ‘Onderhouden’ slaat op het feit dat er rekening gehouden moet worden met de veroudering van de verlichting, daarvoor wordt een maintenance factor MF in rekening gebracht die de afname ten opzichte van de initiële verlichtingssterkte karakteriseert. Typische waarden voor deze MF bedragen 0.8 en 0.9.

De tweede parameter is de gelijkmatigheid U_o , deze beschrijft de verhouding van de minimale verlichtingssterkte \bar{E}_{min} ten opzichte van de gemiddelde verlichtingssterkte \bar{E}_{gem} :

$$U_o = \frac{\bar{E}_{min}}{\bar{E}_{gem}} \quad (2.17)$$

Praktisch gezien geldt meestal $U_o > 0.6$.

2.6.2 Verblindingsgraad

Bij gerichte verlichting is het mogelijk dat mensen hinder ondervinden door de intensiteit van het licht en de reflecties. Hiervoor wordt de Unified Glare Rating (UGR) gedefinieerd. Dit is een parameter die de directe verblinding modelleert, waarden onder 10 beduiden geen merkbare verblinding terwijl waarden boven 22 storende verblinding betekenen. Praktisch zal de UGR onder een bepaalde grenswaarde moeten liggen afhankelijk van de omgeving, in kantoorruimtes geldt bijvoorbeeld $UGR \leq 19$.

2.6.3 Kleurweergave-index R_a

De kleurweergave-index R_a is een dimensieloos getal dat de kleurweergave van een lichtbron kwantificeert in vergelijking met deze van een zwarte straler, waarvoor $R_a = 100$ geldt. In meeste situaties geldt $R_a > 80$, voor ziekenhuizen en medische toepassing moet $R_a > 90$.

2.6.4 Taakoppervlakken

NBN EN 12464-1 definiert een aantal taakoppervlakken:

- Taakgebied of werkoppervlak: Gebied waarin taken actief uitgevoerd worden
- Directe omgeving: Strook van minstens 50cm rond het taakgebied
- Achtergrond: Gebied van minstens 3m rondom de directe omgeving

Voor elk van deze gebieden wordt een minimale gemiddelde onderhouden verlichtingssterkte \bar{E}_m in lux gedefinieerd. Het minima voor de achtergrond bedraagt steeds minstens 1/3 van deze in de directe omgeving, voor werkplaatsen waar er continu gewerkt wordt is 200lux het minimum. In een kantooromgeving gelden bijvoorbeeld volgende minima: minstens 500lux in het taakgebied, minstens 300lux in de directe omgeving en minstens 100lux in de achtergrond.

2.6.5 Enkele voorbeelden

In tabel 2.3 wordt een voorbeeld gegeven van enkele waardes voor een aantal verschillende zones. Voor al deze zones geldt $R_a > 80$.

Te verlichten zones	Verlichtingssterkte (E_m)	Uniformiteit (U_o)	Verblindingsgraad (UGR)
Circulatiezone	100lux	0.4	25
Klaslokaal	300lux	0.6	19
Klaslokaal voor volwassenen	500lux	0.6	19
Muziekklasslokaal	300lux	0.6	19
Klaslokaal technisch tekenen	750lux	0.7	16
Eetzaal	200lux	0.4	22

Tabel 2.3 Voorbeeld van enkele typische grenswaarden naar [22]

Hoofdstuk 3

Synchronisatie op basis van licht

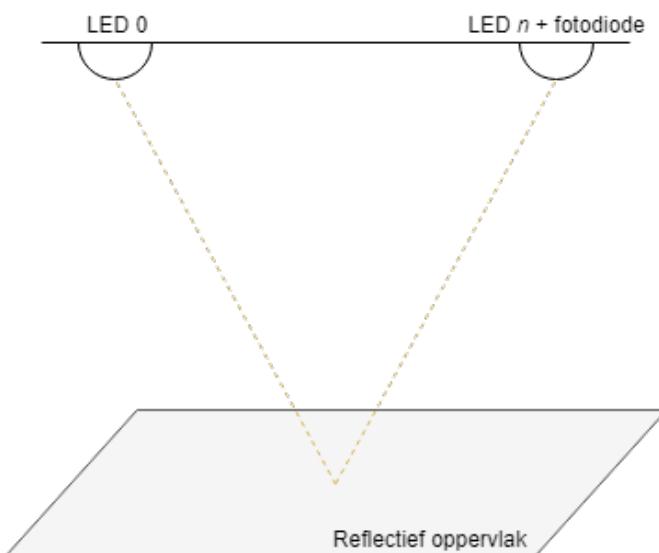
Voor het realiseren van communicatie en positionering is het van belang dat men verschillende LEDs onderling kan synchroniseren. Met het oog op eenvoudige integratie in bestaande verlichtingsinstallaties worden twee verschillende pistes onderzocht:

1. Synchronisatie op basis van Non Line of Sight (NLOS) of gereflecteerd licht: hierbij wordt elke LED voorzien van een bijhorende fotodetector met stroom-spanningsomvormer, op basis van het uitgangssignaal van deze fotodetector kan men vervolgens de synchronisatie realiseren. Een eerste eenvoudig algoritme bestaat eruit om de fase van de LEDs af te stemmen op basis van dit signaal. Uit de resultaten zal echter blijken dat beschreven methode niet robuust is en sterk afhangt van de accuracy van de kloksignalen. Een tweede, robuustere methode gebeurt aan de hand van een PLL.
2. Synchronisatie op basis van netspanning: indien alle LEDs via dezelfde netspanning gevoed worden is het mogelijk om hierop te synchroniseren. Hiervoor worden de nuldoorgangen van de 50Hz netspanning gedetecteerd en gebruikt om synchronisatie te realiseren. Deze methode wordt besproken in hoofdstuk 4.

3.1 Lokale, accurate klok afstemmen in fase

In deze sectie wordt het afstemmen in fase van lokale klokken op basis van licht besproken. Daartoe worden eerst de faseverbanden die optreden bij synchronisatie besproken, vervolgens kunnen de gemeten faserverbanden gecorrigeerd worden om de gewenste faserverbanden te bekomen. Deze methode wordt vervolgens geïmplementeerd op een National Instruments USB-6211/6212 in Python en een low-cost Programmable System on Chip (PSoC): de PSoC 5LP van Cypress Semiconductor.

3.1.1 Faserverbanden bij synchronisatie



Figuur 3.1: Opstelling met 2 LEDs

Er wordt uitgegaan van een opstelling zoals geïllustreerd in figuur 3.1 waarin twee LEDs aan- en uitschakelen aan verschillende frequenties f_0 en f_n met 50% duty cycle, hierbij is $f_n = 2^n \cdot f_0$ zodanig dat de harmonische bijdragen van alle LEDs orthogonaal zijn[5]. Onder de LEDs bevindt zich een oppervlak dat voldoende reflectief is zodanig de fotodiode bij LED n de gereflecteerde componenten van het licht van beide LEDs kan opmeten met een voldoende SNR. Veronderstel dat de LEDs reeds gesynchroniseerd zijn, hierbij wordt de synchronisatie van LEDs gedefinieerd als het samenvallen van de stijgende flanken van beide signalen, op basis hiervan kan men het stuursignaal van LED 0 reconstrueren bij LED n door het gecorrigeerde signaal van deze LED te klokdelen. Beschouw de fotodiode gepositioneerd bij LED n die een outputspanning $v_{FD}(t)$ heeft. $v_{FD}(t)$ kan opgesplitst worden in een bijdrage van omgevingslicht en andere verlichtingsbronnen, en van de twee LEDs. De twee blokgolven $v_0(t)$ en $v_n(t)$ drukken de geïdealiseerde bijdragen afkomstig van respectievelijk LED 0 en LED n uit:

$$v_0(t) = V_0 \cdot S(2\pi f_0 t) \quad (3.1)$$

$$v_n(t) = V_n \cdot S(2\pi f_n t) \quad (3.2)$$

Met V_0 en V_n de amplitudes van de signalen en $S(2\pi f_0 t)$ de schakel-functie die een blokgolf met frequentie f_0 beschrijft die als Fourier-reeks 3.3 genoteerd kan worden:

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_0 t) \quad (3.3)$$

Aangezien de cosinus bij Fourier-analyse als referentie gebruikt wordt voor fase schrijft men vergelijking 3.3 bij voorkeur als:

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \cos(2\pi k f_0 t - \frac{\pi}{2}) \quad (3.4)$$

Wanneer $k = 1$ in formule 3.4 krijgt men de grondharmonischen van $v_0(t)$ en $v_n(t)$:

$$v_{0,f_0}(t) = V_0 \cdot \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{0,f_0}) \quad (3.5)$$

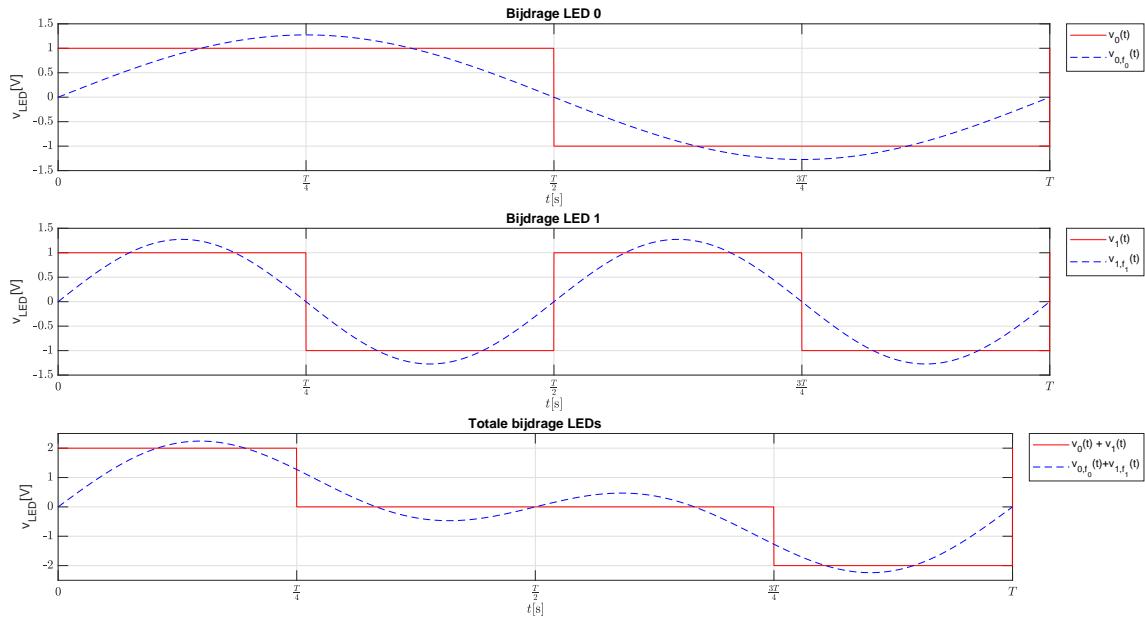
$$v_{n,f_n}(t) = V_n \cdot \frac{4}{\pi} \cos(2\pi f_n t + \varphi_{n,f_n}) \quad (3.6)$$

Afhankelijk van het interval waarover de FFT berekend wordt, hebben deze grondharmonischen een ongekende fase φ_{0,f_0} en φ_{n,f_n} . Stel voor de eenvoud $V_0 \cdot \frac{4}{\pi} = V_n \cdot \frac{4}{\pi} = 1$, deze veronderstelling bepaalt enkel een schaalfactor en heeft geen invloed op de faserelaties van de signalen. Dit resulteert in:

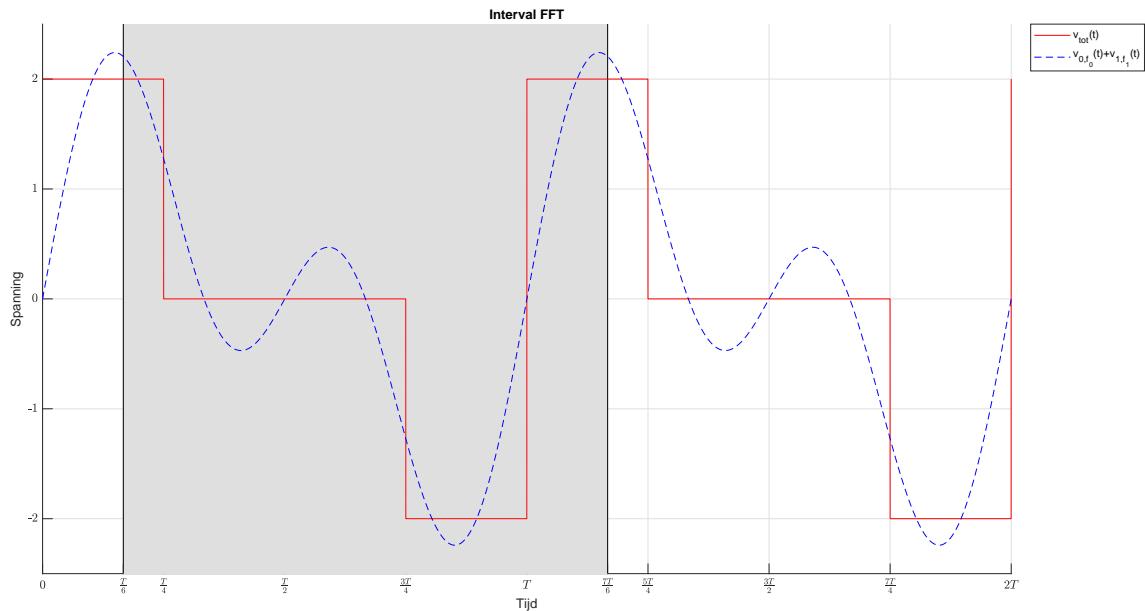
$$v_{0,f_0}(t) = \cos(2\pi f_0 t + \varphi_{0,f_0}) \quad (3.7)$$

$$v_{n,f_n}(t) = \cos(2\pi f_n t + \varphi_{n,f_n}) \quad (3.8)$$

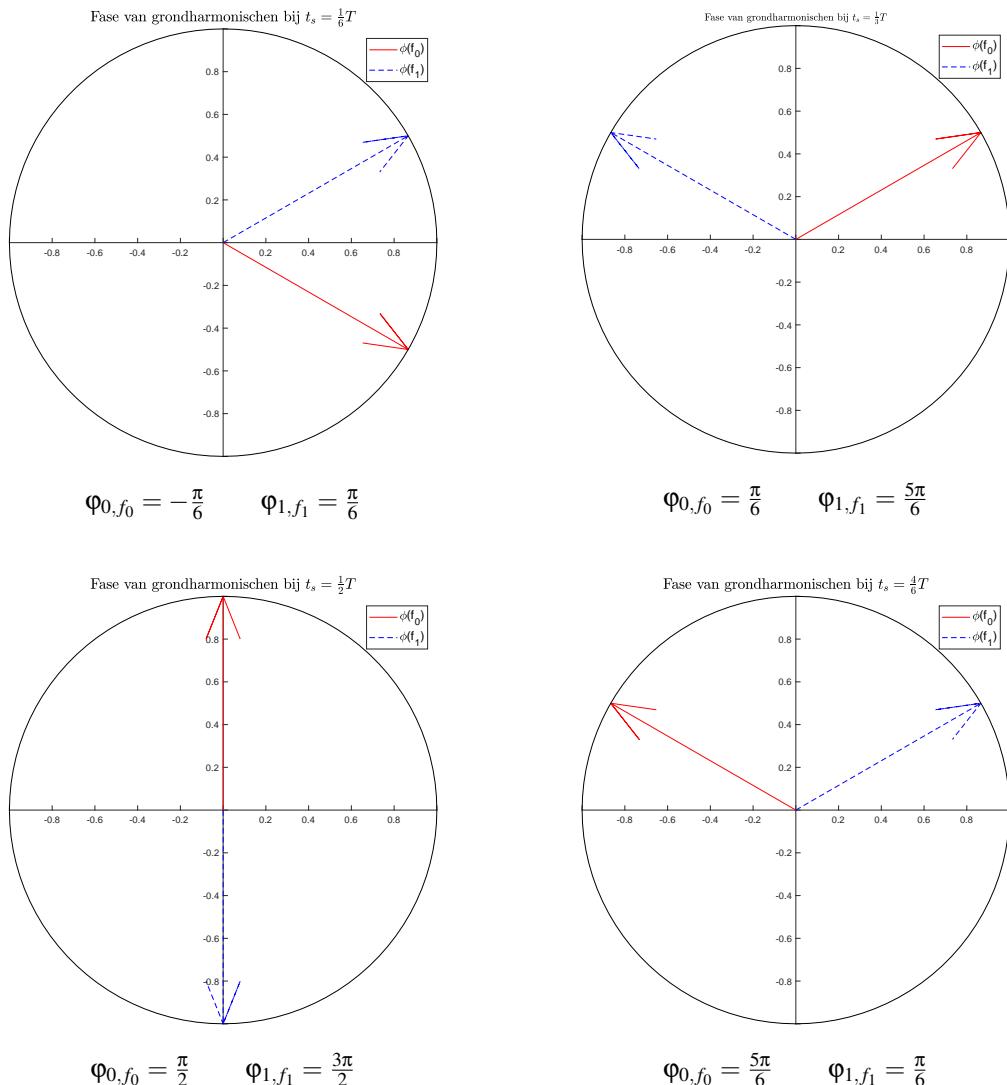
Indien men de stijgende flanken willen laten samenvallen voor $n = 1$ krijgt men voor twee gesynchroniseerde LEDs de golfvormen in figuur 3.2. Men bepaalt hier de FFT over een interval dat begint bij de stijgende flank van de grondblokgolf, men ziet in dat dan geldt dat $\varphi_{0,f_0} = \varphi_{1,f_1} = \varphi_{ref} = -\frac{\pi}{2}$. Bemerk dat de flanken overlappen indien φ_{ref} een geheel veelvoud van $\frac{\pi}{2}$ bedraagt. Wanneer men de fase bepaalt van $v_{0,f_0}(t)$ is deze echter afhankelijk van het beschouwde interval $[t_s; T + t_s]$ met t_s een tijds-offset ten opzichte van het gedefinieerde interval in figuur 3.2. Indien men als voorbeeld de FFT bepaalt in intervallen $[\frac{1}{6}T; \frac{7}{6}T]$ (geïllustreerd in figuur 3.3), $[\frac{1}{3}T; \frac{4}{3}T]$, $[\frac{1}{2}T; \frac{3}{2}T]$ en $[\frac{4}{6}T; \frac{10}{6}T]$ resulteert dit in de fasordiagrammen geïllustreerd in figuur 3.4.



Figuur 3.2: Golfvormen voor $n = 1$ en $\phi_{0,f_0} = \phi_{1,f_1} = \phi_{ref} = -\frac{\pi}{2}$



Figuur 3.3: Grijze aanduiding: interval $[\frac{1}{6}T; \frac{7}{6}T]$ waarover FFT berekend wordt



Figuur 3.4: Fases bepaald voor verschillende sample-tijdstippen bij $\varphi_{ref} = -\frac{\pi}{2}$

Men kan de afhankelijkheid van φ_{0,f_0} en φ_{n,f_n} van de offset t_s waarop het interval start beschrijven als:

$$\varphi_{0,f_0} = \varphi_{ref} + \frac{t_s}{T} \cdot 2\pi \quad (3.9)$$

$$\varphi_{n,f_n} = \varphi_{ref} + 2^n \cdot \frac{t_s}{T} \cdot 2\pi \quad (3.10)$$

(3.10) - 2^n (3.9) resulteert in:

$$\varphi_{n,f_n} - 2^n \cdot \varphi_{0,f_0} = \varphi_{ref} - 2^n \cdot \varphi_{ref} \quad (3.11)$$

$$\Leftrightarrow \varphi_{n,f_n} = 2^n \cdot \varphi_{0,f_0} + (1 - 2^n) \cdot \varphi_{ref} \quad (3.12)$$

De vereiste fase voor synchronisatie $\varphi_{n,f_n, sync}$ kan dus steeds bepaald worden uit de kennis van φ_{0,f_0} , φ_{ref} en n .

3.1.2 Fasecorrectie voor synchronisatie

In voorgaande sectie besprak men de faseverbanden bij synchronisatie, wanneer de LEDs echter niet gesynchroniseerd zijn, zal er een fase $\phi_{n,f_n,gemeten}$ berekend worden uit de FFT die verschillend is van de gewenste $\phi_{n,f_n,Sync}$. De fasefout $\phi_{n,f_n,fout}$ wordt gedefinieerd als:

$$\phi_{n,f_n,fout} = \phi_{n,f_n,Sync} - \phi_{n,f_n,gemeten} \quad (3.13)$$

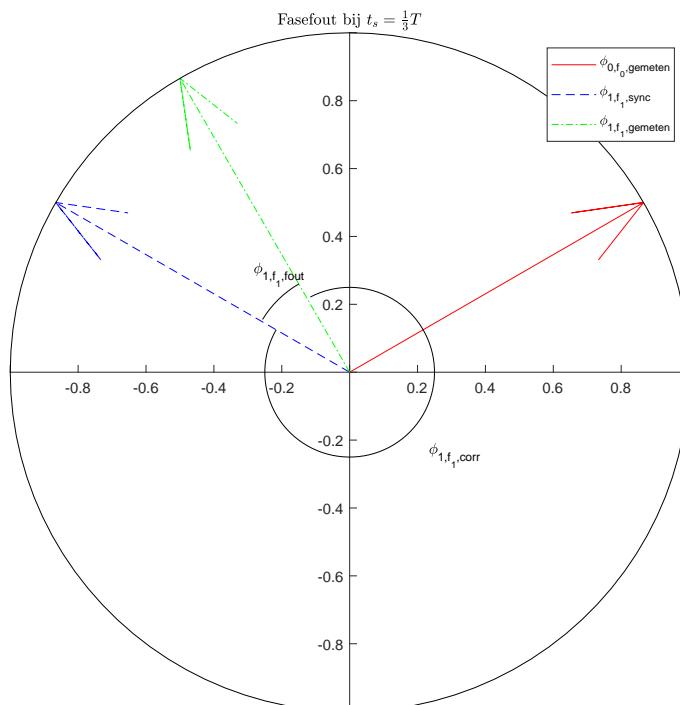
De fasebijdrage van LED n ϕ_{n,f_n} kan nu gecorrigeerd worden om de gewenste $\phi_{n,f_n,Sync}$ te realiseren door een fasevertraging $\phi_{n,f_n,corr}$ te introduceren met:

$$\phi_{n,f_n,corr} = 2\pi - \phi_{n,f_n,fout} \quad (3.14)$$

Men ziet in dat een tijdsvertraging van $v_n(t)$ met $T_n = \frac{T}{2^n}$ een fasevertraging van 2π introduceert voor ϕ_{n,f_n} , er kan dus een gewenste fasevertraging $\phi_{n,f_n,corr}$ geïntroduceerd worden door $v_n(t)$ te vertragen met een bepaalde tijdsduur. Dit wordt geïllustreerd in figuur 3.5 voor $n = 1$ met $\phi_{1,f_1,fout} = \frac{\pi}{6}$ en $t_s = \frac{1}{3}T$. De tijdsvertraging kan in dit geval als volgt bepaald worden:

$$t_{delay} = \frac{\phi_{1,f_1,corr}}{2\pi} \cdot T_1 \quad (3.15)$$

$$\Rightarrow t_{delay} = \left(1 - \frac{\phi_{1,f_1,fout}}{2\pi}\right) \cdot T_1 \quad \text{met } \phi_{1,f_1,fout} \in [0, 2\pi] \quad (3.16)$$



Figuur 3.5: Fasfout van $\frac{\pi}{6}$ bij $t_s = \frac{1}{3}T$

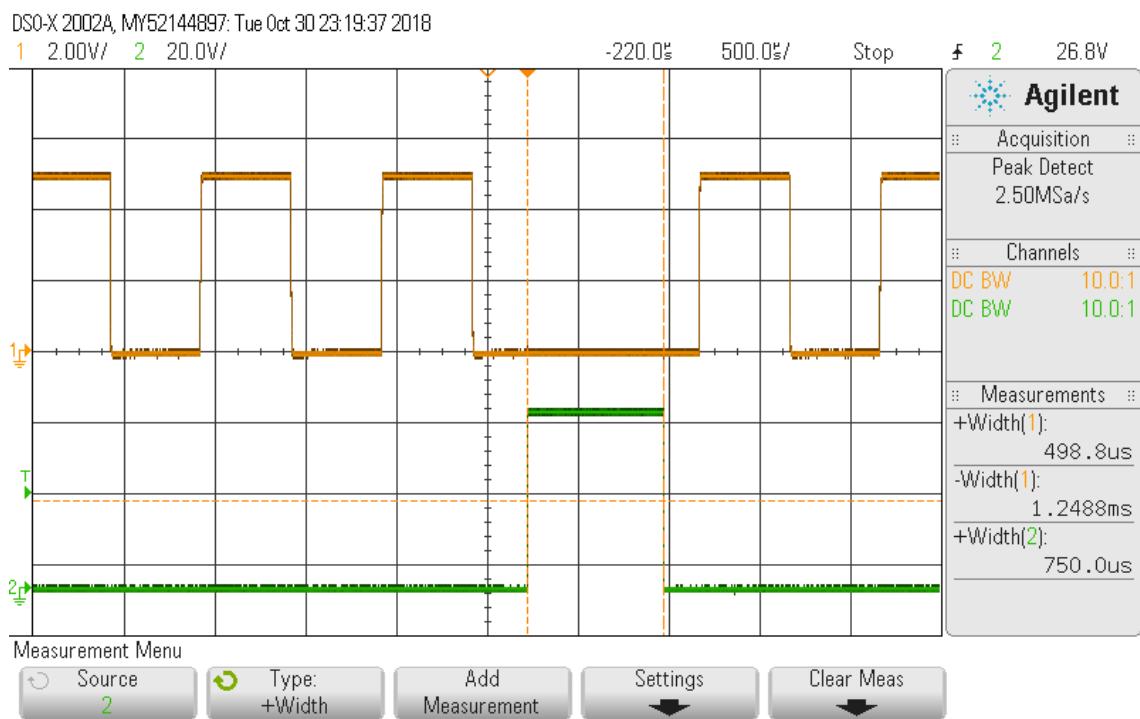
Het introduceren van een fasevertraging op deze manier om synchronisatie te bekomen blijkt ook nuttig te zijn voor de praktische implementatie zoals besproken wordt in 3.1.3.

3.1.3 Implementatie in Python met NiDAQ

De werking van het synchronisatie-algoritme werd eerst gedemonstreerd met behulp van Python en twee National Instruments data-acquisitiekaarten (USB6211 & USB6212). LED 0 wordt aangestuurd door één NiDAQ met een blokgolf $v_0(t)$ met $f_0 = 300\text{Hz}$ en 50 % duty cycle. De fotodiode is gepositioneerd bij LED 1 die aangestuurd wordt door een tweede NiDAQ met $v_1(t)$ en $f_1 = 600\text{Hz}$. Beide NiDAQs worden geprogrammeerd in Python. Het is van belang dat beide LEDs met dergelijke gelijkaardige apparatuur aangestuurd worden aangezien synchronisatie anders onhaalbaar wordt wegens klokdrift.

Beide NiDAQs schrijven samples van een blokgolf door middel van een analog output task om de LEDs aan te sturen. De tweede NiDAQ sampt de fotodiode bij LED 1 door middel van een analog input task aan 153.6kHz (512 samples per periode voor 300Hz), de synchronisatie verloopt nu als volgt:

- De tweede NiDAQ sampt de fotodiode over 10 perioden T van de grondblokgolf (aantal perioden is arbitrair gekozen, meer perioden resulteren in preciezere synchronisatie maar zorgen ervoor dat het synchronisatieproces langer duurt)
- ϕ_{0,f_0} en ϕ_{1,f_1} worden door FFT bepaald voor alle perioden en de fasfout $\phi_{n,f_n,fout}$ wordt uitgemiddeld over het aantal perioden
- De vereiste t_{delay} om synchronisatie te bereiken wordt berekend uit de bepaalde $\phi_{n,f_n,fout}$
- Het stuursignaal van LED 1 wordt gecorrigeerd met deze t_{delay} , praktisch gebeurt dit met behulp van een counter output task die een puls met een precieze breedte kan genereren, deze is hardware-matig verbonden met de pause trigger van de analog output task die de LED aanstuurt. Dit wordt gedemonstreerd in figuur 3.6 voor $t_{delay} = 750\mu\text{s}$. Bovenaan is het stuursignaal van LED 1 te zien, het signaal onderaan is de pause trigger die de gewenste tijdsvertraging realiseert, na deze puls loopt het bovenste signaal dus gesynchroniseerd.



Figuur 3.6: Stuursignaal LED 1 (boven) en puls aan pause-trigger (onder)

3.1.4 Implementatie op PSoC 5LP

De USB6211/6212 uit voorgaande sectie biedt geen praktische oplossing gezien de hoge kost, daarom wordt er getracht het besproken algoritme uit te voeren op een PSoC 5LP, een PSoC op basis van een Arm Cortex M3 Processor. Nadelig aan deze PSoC's is echter de nauwkeurigheid van de interne klokken, in tegenstelling tot de USB6211/6212 die een accuracy van 50ppm halen, zijn de interne klokken van de PSoC 5LP slechts nauwkeurig tot op 1 %. Door deze afwijking is het niet mogelijk om synchronisatie te behouden aangezien de kloksignalen te snel uit elkaar driften. Dit kan echter opgelost worden door de PSoC's te voorzien van een stabiele, externe klok of van een kristaloscillator. Hiervoor wordt gebruik gemaakt van een kristal op 24MHz met een nauwkeurigheid van 50ppm.

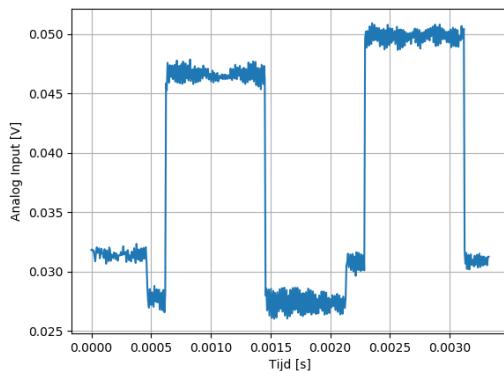
LED 0 wordt aangestuurd door een PSoC met een blokgolf van 400Hz, LED 1 schakelt aan 800Hz en is voorzien van een fotodiode. De frequenties worden gegenereerd door de 24MHz te klokken. De synchronisatie verloopt als volgt:

- De PSoC bij LED 1 neemt 128 samples van de fotodiode aan 51.2kHz, deze samples worden rechtstreeks via Direct Memory Access (DMA) naar het flash geheugen geschreven.
- De FFT van deze samples wordt berekend door gebruik te maken van de CMSIS Digital Signal Processing (DSP) library voor Arm Cortex Processoren.
- De faseverbanden worden bepaald uit deze FFT, hieruit wordt de nodige delay berekend.
- De nodige tijdsdelay wordt bekomen door het kloksignaal naar de klokdeeler te onderdrukken gedurende de nodige tijdsdelay, deze werking werd reeds geïllustreerd in figuur 3.6.

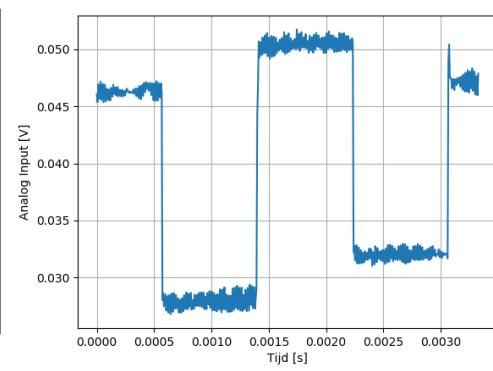
3.1.5 Evaluatie

De werking van het algoritme werd voor beide implementaties uitgetest en de stuursignalen van beide LEDs werden opgemeten met een oscilloscoop. De spanning opgemeten aan de fotodiode voor en na synchronisatie is te zien in figuren 3.7 en 3.8, bemerk dat de flanken na synchronisatie samenvallen. In figuren 3.9 en 3.10 ziet u de stuursignalen van beide LEDs en de reconstructie bij LED 1. Men ziet dus in dat de methode werkt naar behoren in de gebruikte testopstelling. Bij de implementatie op PSoC's bemerkt men echter wel dat de prestaties gelimiteerd worden door de lagere sample-resolutie. Tevens is de synchronisatie niet betrouwbaar in realistische omstandigheden om verschillende redenen:

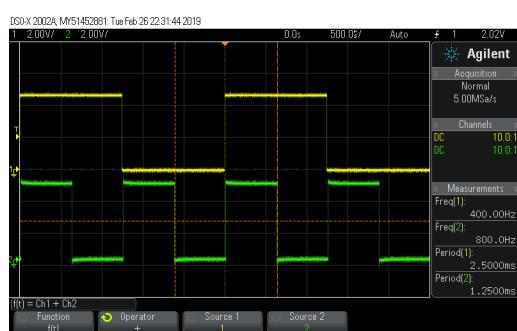
- Wanneer de eerste NLOS component van één van de LEDs onderbroken wordt faalt de synchronisatie, dit gebeurt in de praktijk vaak door menselijke bewegingen en dergelijke. Het is dus nodig om telkens opnieuw te synchroniseren, wat niet praktisch blijkt.
- De sterkte van de reflectieve bijdragen is erg afhankelijk van de aard van de omgeving en het materiaal waarop het licht reflecteert. Synchronisatie aan de hand van deze methode zal dus sterk bemoeilijkt of zelfs onmogelijk worden in realistische omstandigheden, voorbeelden zijn fabrieksomgevingen aangezien de verlichting hoger hangt en de omgeving vaak niet voldoende reflectief is.



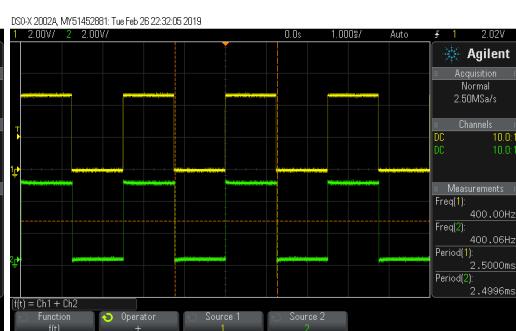
Figuur 3.7: Voor synchronisatie



Figuur 3.8: Na synchronisatie



Figuur 3.9: Stuursignalen LED 0 (geel) en LED 1 (groen) na synchronisatie



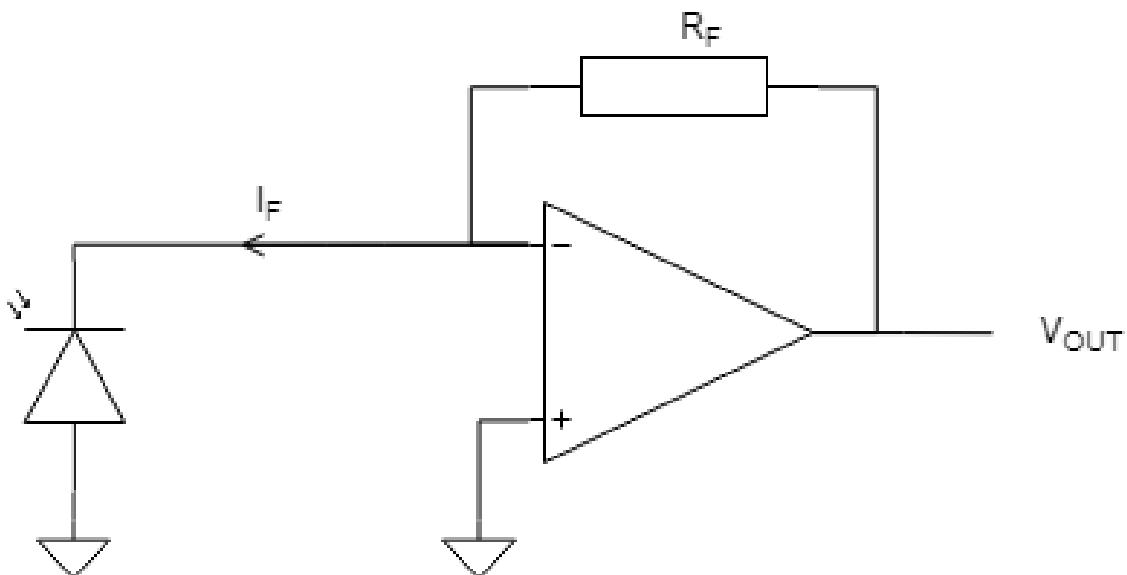
Figuur 3.10: Stuursignalen LED 0 (geel) en reconstructie bij LED 1 (groen)

3.2 PLL-gebaseerde implementatie op PSoC 5LP

Bij voorgaande methode kon de synchronisatie fout lopen indien de voornaamste NLOS component onderbroken werd door bijvoorbeeld menselijke beweging, om voortdurende synchronisatie te bekomen kan men beroep doen op een Phase Locked Loop. Met de PSoC LP5 kan men deze PLL hardwarematig implementeren. In deze sectie wordt een PLL gedimensioneerd om te locken op een 300Hz-signalen uitgezonden door een LED, verschillend met vorige sectie wordt gebruik gemaakt van de reeds aanwezige 300Hz oscillator in plaats van een National Instruments USB 6211/6112 om de LED te moduleren. Er wordt vertrokken van de *PLL_scm*-component beschikbaar op de Cypress Community. Aangezien deze PLL enkel kan locken op een digitaal signaal is er echter enige signaalconditionering nodig. Wanneer men meerdere LEDs gelijktijdig laat schakelen moet men de grondfrequentie uitfilteren om op te locken, daarvoor voegt men nog een digitale filter toe.

3.2.1 Voorversterker en DC-biasing

Er wordt gebruik gemaakt van de Thorlabs PDA36A2 fotodetector, deze heeft al reeds intern een Transimpedance Amplifier (TIA) gevuld door een regelbare spanningsversterker ingebouwd. Een TIA is een opampschakeling zoals geïllustreerd in figuur 3.11 die de stroom van de fotodetector omzet naar een spanning.



Figuur 3.11: Basisschakeling Transimpedance Amplifier

Het uitgangssignaal van deze versterkers heeft echter een veranderlijke DC-offset afhankelijk van het invallende licht. Deze offset wordt van het signaal gehaald door middel van AC-koppeling via C_1 zoals in figuur 3.13. Om nog hogere versterkingen te kunnen behalen komt na deze versterkers nog een AC-versterker zoals voorgesteld in figuur 3.13 die de spanning biased op 2.5 V DC,

aangezien de PSoC werkt op een 5 V voedingsspanning wordt met deze biasspanning maximale symmetrische uitsturing bekomen. De gebruikte versterker bestaat uit een cascade van een Programmable Gain Amplifier (PGA) en een Inverting Programmable Gain Amplifier (IPGA). Om de offsetspanning van deze cascadeschakeling te compenseren is echter nog een externe filter nodig. De transferfunctie van de cascade van PGA en IPGA wordt gegeven door[23]:

$$H(s) = -\frac{a_2 s^2 + a_1 s}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \cdot k \quad (3.17)$$

Met

$$a_2 = C_1 C_2 (R_2 R_3 + R_2 R_4 + R_3 R_4) \quad (3.18)$$

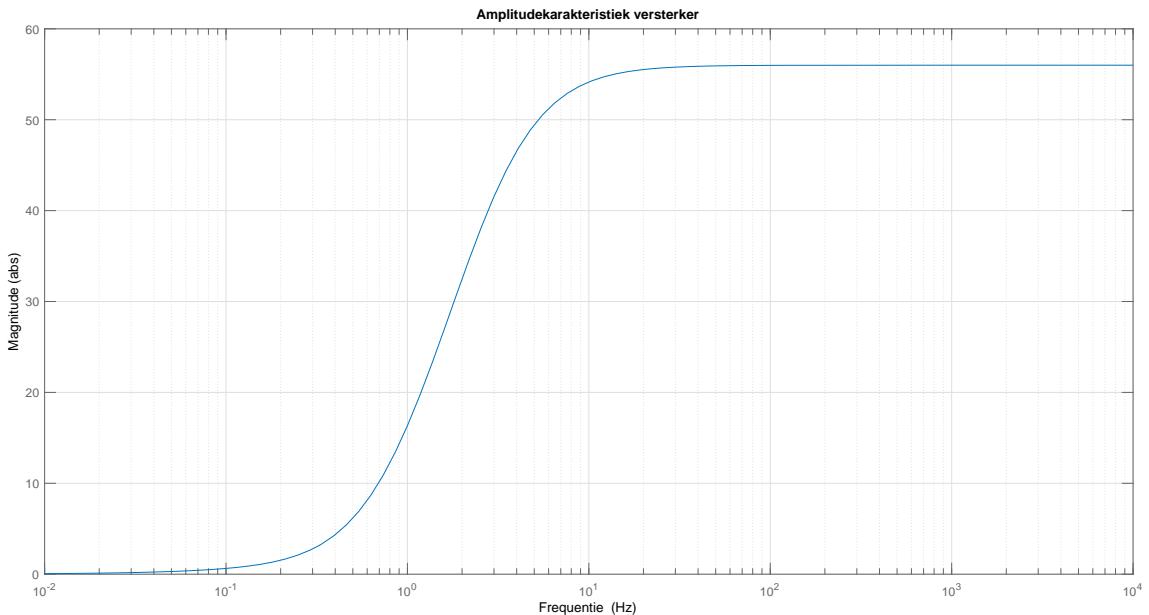
$$a_1 = C_1 (R_2 + R_3) \quad (3.19)$$

$$b_2 = C_1 C_2 R_3 (R_1 + R_2) + C_1 C_2 R_4 (R_1 + R_2 + R_3 + kR_1) \quad (3.20)$$

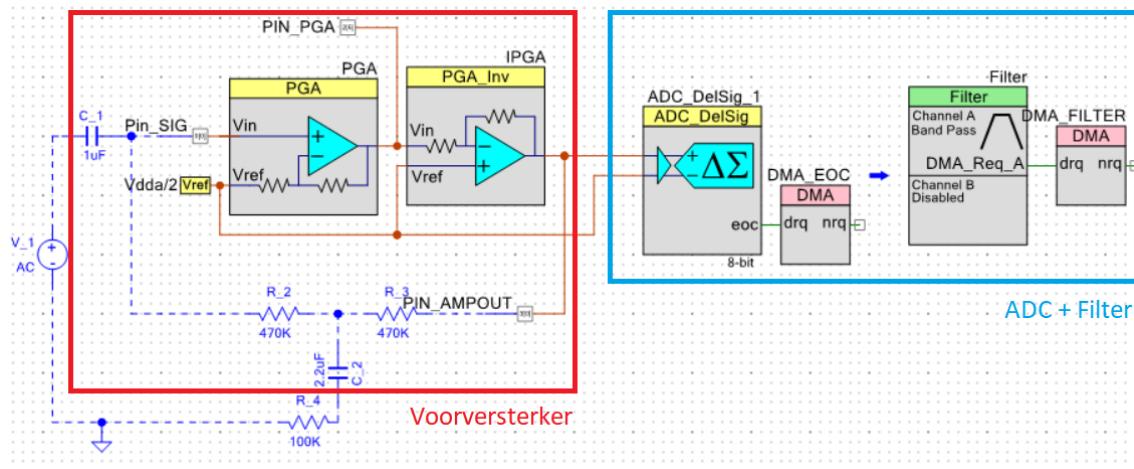
$$b_1 = C_1 (R_1 + R_2 + R_3) + C_2 R_3 + k C_1 R_1 + (1 + k) C_2 R_4 \quad (3.21)$$

$$b_0 = k + 1 \quad (3.22)$$

Hierbij is k een instelbare versterkingsfactor die het product is van de versterkingen van de gebruikte PGA en IPGA. Men kiest proefondervindelijk $k = 8 \cdot 7 = 56$ door de versterkingsfactoren van PGA en IPGA afzonderlijk in te stellen, de bekomen amplitudekarakteristiek wordt weergegeven in figuur 3.12. Bemerk dat de gewenste versterking bekomen wordt bij 300Hz terwijl de DC-offset weggewerkt wordt.



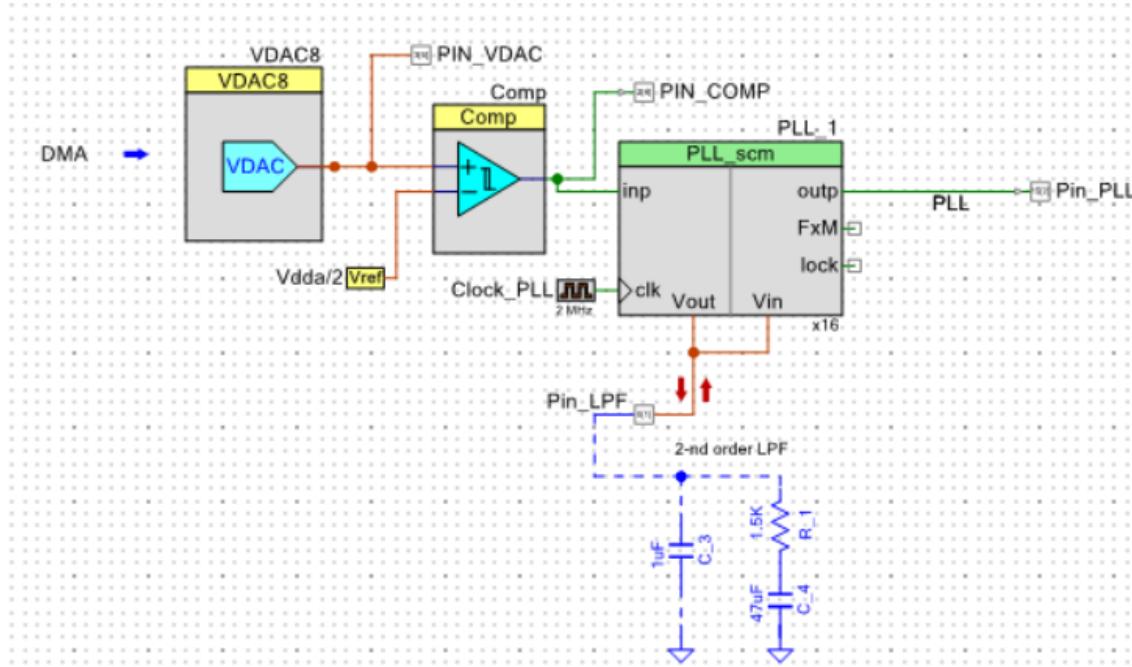
Figuur 3.12: Transferkarakteristiek voorversterker



Figuur 3.13: Voorversterker, ADC en filter in PSoC Creator

3.2.2 ADC, filtering, DAC en comparator

Indien meerdere LEDs gelijktijdig aan verschillende frequenties schakelen zal dit de flankgetriggerde werking van de fasedetector van de PLL verstoren aangezien de andere LEDs hun bijdragen extra flanken kunnen veroorzaken. Daarom moeten er nog gefilterd worden op het gewenste frequentiebereik van de grondfrequentie. Omdat dit dusdanig snel moet gebeuren maakt men enkel gebruik van hardware om het filteren uit te voeren, dit gebeurt in drie stappen. Ten eerst wordt het uitgangssignaal van de voorversterker gesampled door een Delta-Sigma Analoog-Digitaal Conversor (ADC), deze heeft een 8-bit resolutie en schrijft de samples rechtstreeks via DMA naar het geheugen van de filter. Dit gebeurt aanzienlijk sneller als gebruik te maken van de CPU. De filter is een instelbare Finite Impulse Response (FIR) bandpass-filter afgestemd op de gewenste frequentieband rond de 300Hz van de grondfrequentie. Deze filter zal tevens via DMA de samples van het gefilterde signaal wegschrijven naar een Digitaal-Analoog Convertor (DAC). Opmerkelijk is dat de ADC gebruik maakt van 8-bit signed integers waarbij de 2.5 V als nulpunt beschouwd wordt, de DAC daarentegen werkt met 8-bit unsigned integers, dit betekent dat signalen onder 2.5 V naar boven zullen clippen, dit is echter gunstig voor de verwerking aangezien dit de inverterende werking van de voorversterker opheft. Er blijft echter nog steeds een delay over die veroorzaakt wordt door de DMA-transfer en de filtering, de filter kan echter zodanig gedimensioneerd worden zodat de verschuiving hierdoor bij benadering gelijk is aan een veelvoud van een periode voor één bepaalde frequentie. Het digitaliseren van de gefilterde signalen gebeurt gebruikmakend van een comparator.

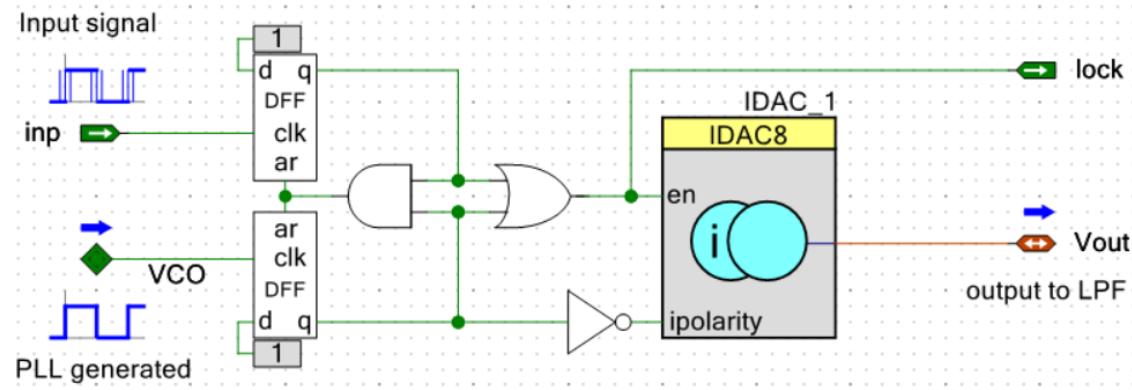


Figuur 3.14: DAC, comparator en PLL

3.2.3 PLL

De PLL in figuur 3.14 werd gedimensioneerd om te locken tot 2 kHz, de verschillende onderdelen van deze PLL worden kort toegelicht in volgende paragrafen.

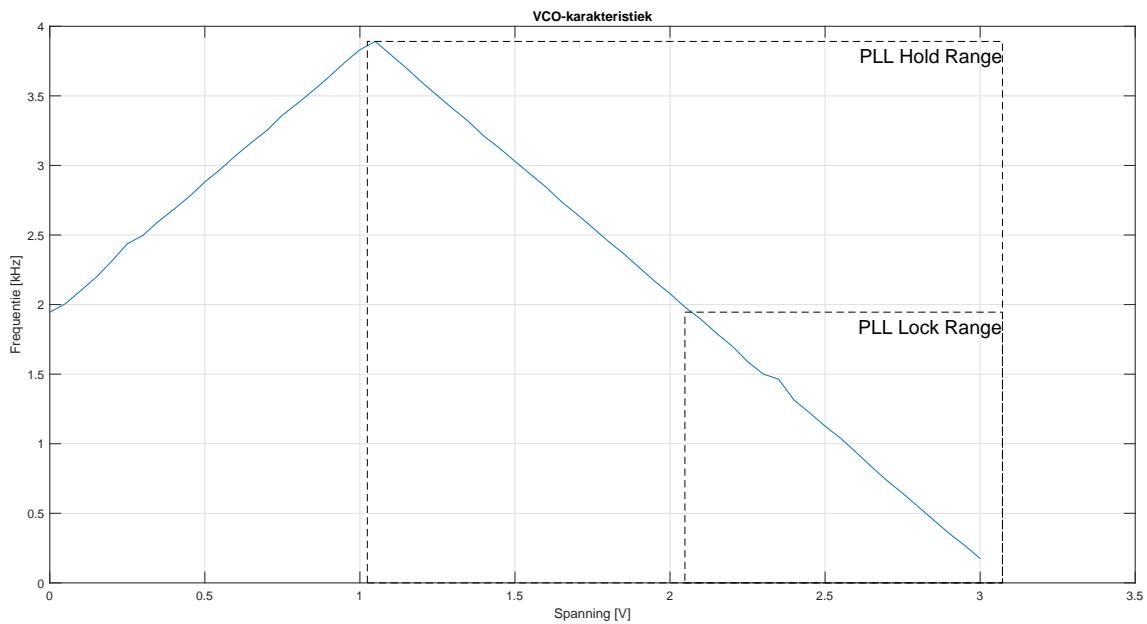
Fasedetector Als phasedetector wordt gebruik gemaakt van de D-latch phasedetector met ladingspomp volgens sectie 2.5.2.3. De ladingspomp wordt geïmplementeerd als stroomgestuurde DAC (IDAC) met instelbare polariteit zoals geïllustreerd in figuur 3.15. Indien het inputsignaal voorijlt op het VCO-singaal zal de polariteit van de IDAC omwisselen en trekt deze stroom van het LDF, als het inputsignaal echter naijt op het VCO-singaal levert de IDAC stroom naar het laagdoorlaatfilter. Indien beide signalen in fase zijn zal de IDAC enable laag zijn waardoor er geen stroom geleverd of getrokken wordt door de IDAC. De IDAC-stroom kan geprogrammeerd worden, bij lagere stroom neemt de bandbreedte af en stijgt de settling tijd, bij hogere stromen neemt de bandbreedte toe en daalt de settling tijd. Er wordt gebruik gemaakt van $255\ \mu\text{A}$ als IDAC-stroom.



Figuur 3.15: PSoC 5LP PLL D-latch phasedetector

Laagdoorlaatfilter Het LDF wordt geïmplementeerd als tweede orde filter zoals onderaan figuur 3.14, deze zet de stroom geleverd of getrokken door de IDAC van de phasedetector om in een spanning voor de VCO. Deze spanning zal respectievelijk afnemen of toenemen indien het ingangssignaal voor- of naijt.

VCO De VCO-karakteristiek wordt weergegeven in figuur 3.16. De inputspanning van de VCO wordt intern gesampled met behulp van een ADC, deze waarde dient als bovengrens voor een teller die de VCO-output schakelt. Deze teller wordt geklokt aan 2 MHz. Bij hogere spanningen loopt deze teller langer en neemt de VCO-frequentie af, bij lagere spanning wordt de bovengrens sneller bereikt en neemt de VCO-frequentie toe. De symmetrische werking rond 1.024 V volgt uit de configuratie van de ADC, deze hanteert 1.024 V als nulpunt, waarden hieronder krijgen een negatief teken, de bovengrens van de teller wordt dan op de absolute waarde hiervan ingesteld. De PLL werkt in het dalende gedeelte van de VCO-karakteristiek. De VCO-frequentie kan nog intern gedeeld worden gebruikmakend van programmeerbare tellers en klokdelers.

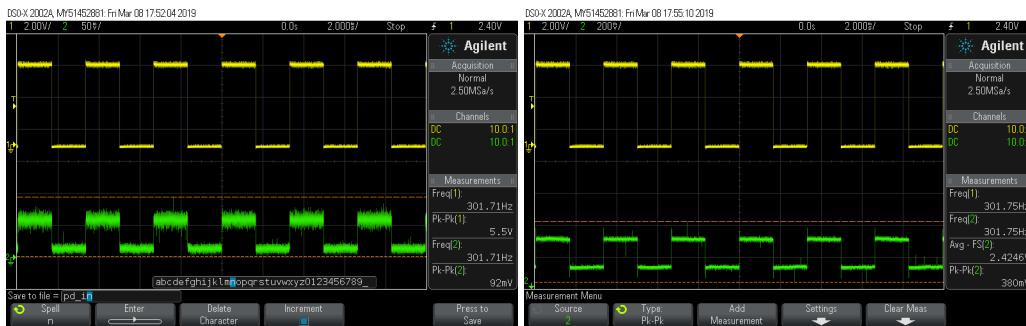


Figuur 3.16: Opgemeten VCO-karakteristiek bij 2 MHz klok en $16 \cdot 16 = 256$ deler

3.2.4 Evaluatie

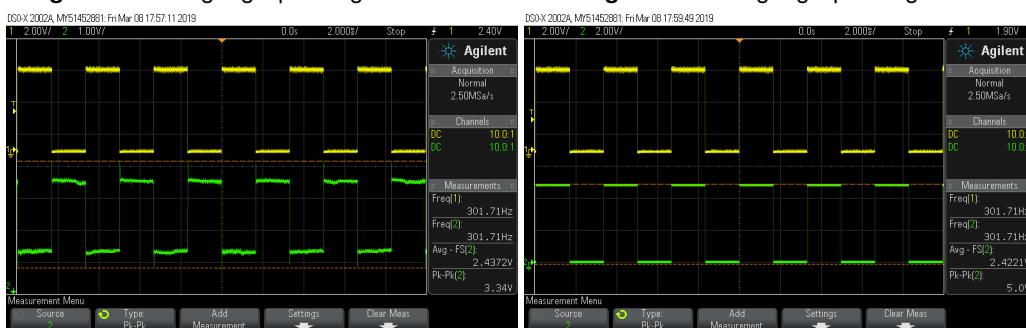
Deze methode werd uitgetest met verschillende ingangssignalen en de PSoC-signalen werden opgemeten met behulp van een oscilloscoop, in figuren 3.17 tot en met 3.21 worden deze weergegeven voor een ingangssignaal van 300Hz. Het bovenste signaal is steeds het stuursignaal van de LED. Het onderste signaal zijn de verschillende signalen opgemeten op de PSoC pinnen.

Er werd aangetoond dat de PLL kan locken op de frequentie van de LED. Wanneer er echter meerdere LEDs aan verschillende frequenties schakelen moet de grondfrequentie uitgefiterd worden om op te synchroniseren, dit bemoeilijkt de synchronisatie. Bij afnemende signaalsterkte en bij shadowing door menselijke bewegingen faalt deze methode echter aangezien er voortdurend een voldoende groot ingangssignaal nodig is. De methode voldoet dus niet om een robuuste synchronisatie te realiseren.



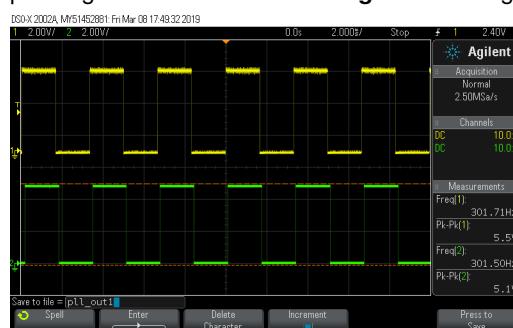
Figuur 3.17: Uitgangsspanning fotodetector

Figuur 3.18: Uitgangsspanning PGA



Figuur 3.19: Uitgangsspanning voorversterker

Figuur 3.20: Ingangsspanning PLL



Figuur 3.21: Uitgangsspanning PLL

3.3 Besluit

In deze sectie werden twee methodes besproken en geëvalueerd om synchronisatie op basis van zichtbaar licht uit te voeren. De werking van beide werd aangetoond in ideale omstandigheden, voor praktische implementatie bleek echter dat deze methoden niet robuust genoeg zijn om een aantal redenen:

- Menselijke bewegingen kunnen de voornaamste NLOS component onderbreken waardoor de synchronisatie verkeerd loopt.
- In grote ruimtes en/of ruimtes met slecht reflecterende oppervlakken zal de signaal-ruisverhouding bij de fotodiode te laag worden en synchronisatie onmogelijk maken.

Daarenboven is er een fotodiode vereist bij elke LED, deze zorgen voor een extra kost en de positionering hiervan kan een grote invloed hebben op de prestatie van de synchronisatie. In volgend hoofdstuk bestudeert men het gebruik van de netspanning om synchronisatie uit te voeren, men zal zien dat deze methode robuuster is en tevens de fotodiode en bijkomende signaal-conditionering overbodig maakt.

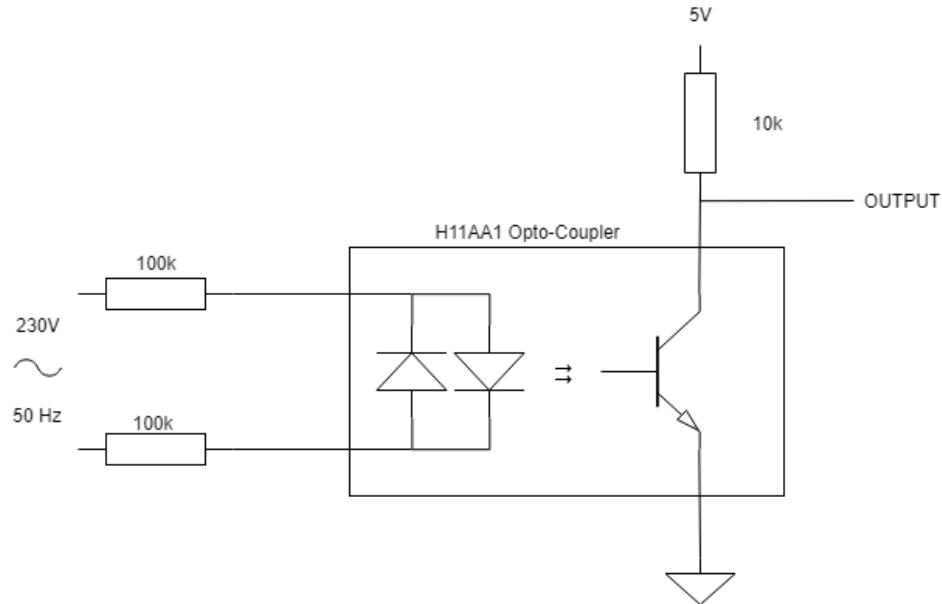
Hoofdstuk 4

Synchronisatie op netspanning

In voorgaande secties werden twee synchronisatiemethoden op basis van gereflecteerd licht besproken. Deze methoden bleken echter niet voldoende robuuste gezien de slechte prestatie bij het onderbreken van de voornaamste NLOS component van het gereflecteerde licht. Tevens konden grote afstanden tussen LEDs leiden tot een onvoldoende SNR en was de aard van de omgeving van groot belang. Er is dus noodzaak aan een betere oplossing, in dit hoofdstuk wordt het gebruik van de reeds aanwezige netspanning om synchronisatie uit te voeren onderzocht. Er wordt bij de bespreking steeds uitgegaan van een enkelfasig 50Hz-net, de verschillen bij afwijkingen hiervan worden daarna besproken. De belangrijkste stap bij synchronisatie op netspanning is de nuldoorgangsdetectie, die als eerste besproken wordt. Nuldoorgangsdetectie genereert 100Hz-pulsen op basis van het 50Hz-net, in volgende secties wordt besproken hoe deze pulsen gebruikt worden om synchronisatie te realiseren. Vervolgens wordt de synchronisatie geëvalueerd.

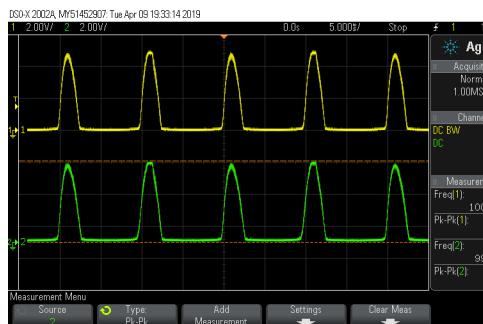
4.1 Nuldoorgangsdetectie

Bij het synchroniseren op de netspanning wordt gebruik gemaakt van een H11AA1 opto-coupler om de nuldoorgangen van het 50 Hz-net te detecteren en een galvanische scheiding te voorzien. Er wordt gebruik gemaakt van de schakeling zoals geïllustreerd in figuur 4.1.

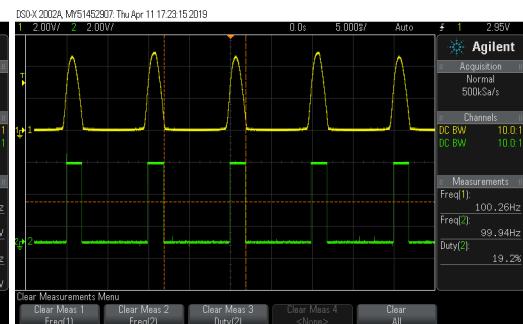


Figuur 4.1: Zero Cross Detector met H11AA1 opto-coupler

De H11AA1 heeft een bi-directionele input met twee infra-rood (IR) LEDs die aan het net gekoppeld worden met twee voorschakelweerstanden van elk $100\text{k}\Omega$, op deze manier wordt de Root Mean Square (RMS) waarde van de stroom IR LED-stroom I_f beperkt tot $I_f = \frac{V_{net}}{R} = \frac{230\text{V}}{200\text{k}\Omega} = 1.15\text{mA}$ en bedraagt de vermogendissipatie in de weerstanden $P = V_{net} \cdot I_f = 230\text{V} \cdot 1.15\text{mA} = 264.5\text{mW}$. De IR LEDs gaan in geleiding wanneer de voorwaartse spanning 1.2 V overschrijdt, hierdoor gaat de NPN fototransistor aan de uitgang in geleiding en wordt de output laag getrokken. Indien de netspanning tussen -1.2V en 1.2V bedraagt zal geen van beide IR LEDs in geleiding gaan, hierdoor zal de fototransistor sperren en wordt de output hoog getrokken via de pull-up weerstand van $10\text{k}\Omega$. Dit resulteert in pulsen met een frequentie van 100Hz bij de nuldoorgangen van de netspanning zoals te zien is in figuur 4.2 voor twee identieke nuldoorgang-dectoren. Deze pulsen moeten echter nog gedigitaliseerd worden vooraleer ze bruikbaar zijn, dit gebeurt met behulp van een Schmitt-trigger geïmplementeerd op de PSoC 5LP en wordt geïllustreerd in figuur 4.3.



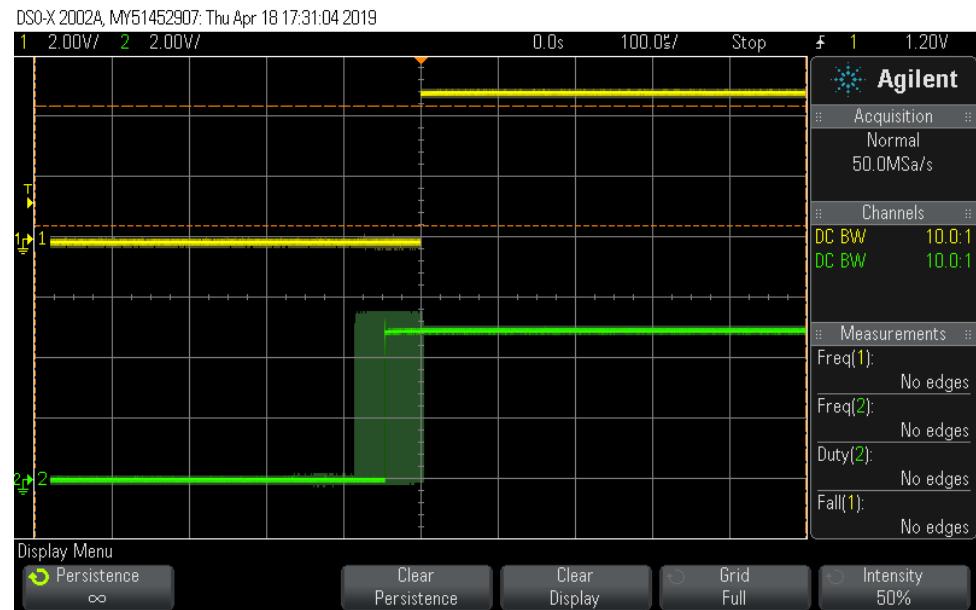
Figuur 4.2: 100Hz-pulsen aan uitgang van twee verschillende H11AA1 nuldoorgang-detectoren



Figuur 4.3: 100Hz-pulsen (boven) en gedigitaliseerde 100Hz-pulsen(onder)

Het digitaliseren met behulp van de Schmitt-trigger veroorzaakt jitter op de 100Hz-pulsen zoals te zien is in figuur 4.4. Uit metingen blijkt dat deze jitter typisch $100\mu s$ bedraagt voor identieke nuldoorgangsdetectoren. Er worden een aantal verschillende oorzaken van deze jitter onderscheiden:

- De H11AA1 IR LEDs werken optimaal bij een stroom van 10mA, de pulsen vertonen steilere flanken bij grotere stroom door de IR LEDs. De stroom werd echter beperkt tot 1.15mA RMS met de voorschakelweerstanden om de vermogendissipatie te limiteren. De IR LEDs aansturen met 10mA zou betekenen dat 2.3W gedissipeerd moet worden, waarvoor het gebruik van vermogensweerstanden en eventueel een koellichaam vereist is.
- De H11AA1 IR LEDs en fototransistoren zijn gevoelig aan procesvariatie, de asymmetrie tussen de bi-directionele IR LEDs onderling enerzijds en het verschil tussen de IR LEDs en fototransistoren van verschillende opto-couplers anderzijds kunnen tevens voor verschillen zorgen tussen nuldoorgangsdetectoren en jitter veroorzaken.
- De Schmitt-trigger geïmplementeerd op de PSoC 5LP maakt gebruik van interne voedingsspanningen als referentie, op deze spanningen kunnen variaties zitten waardoor de Schmitt-trigger de puls iets vroeger of later zal detecteren.
- De netspanning is geen zuiver sinusoïdaal signaal en bevat soms storingen en ruis door transformatoren en toestellen die op het net aangesloten zitten. Dit wordt echter grotendeels weggewerkt door de opto-coupler met Schmitt-trigger.



Figuur 4.4: 100 μ s jitter op de 100Hz-pulsen

Deze 100Hz-pulsen kunnen nu verder gebruikt worden om bit- of symbolperiodes te definiëren voor communicatie-toepassingen. Aangezien de data rate bij dergelijke frequentie sterk beperkt is en er hierbij flicker kan optreden wordt in volgende secties besproken hoe de 100Hz kan opgedreven worden naar een hogere frequentie.

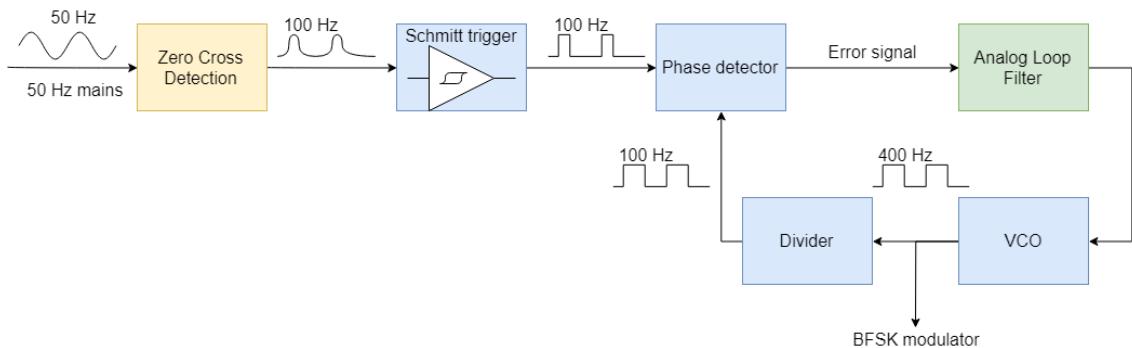
4.2 Lokale klokken resetten op netspanning

In voorgaande sectie werd besproken hoe de 100Hz-pulsen op basis van de netspanning gegenereerd worden door middel van nuldoorgangsdetectie. Voor communicatietoepassingen kunnen deze pulsen gebruikt worden om bit- of symbolperiodes af te bakenen. Het kan echter wenselijk zijn om deze frequentie op te drijven, belangrijk is uiteraard dat hierbij de synchronisatie behouden blijft.

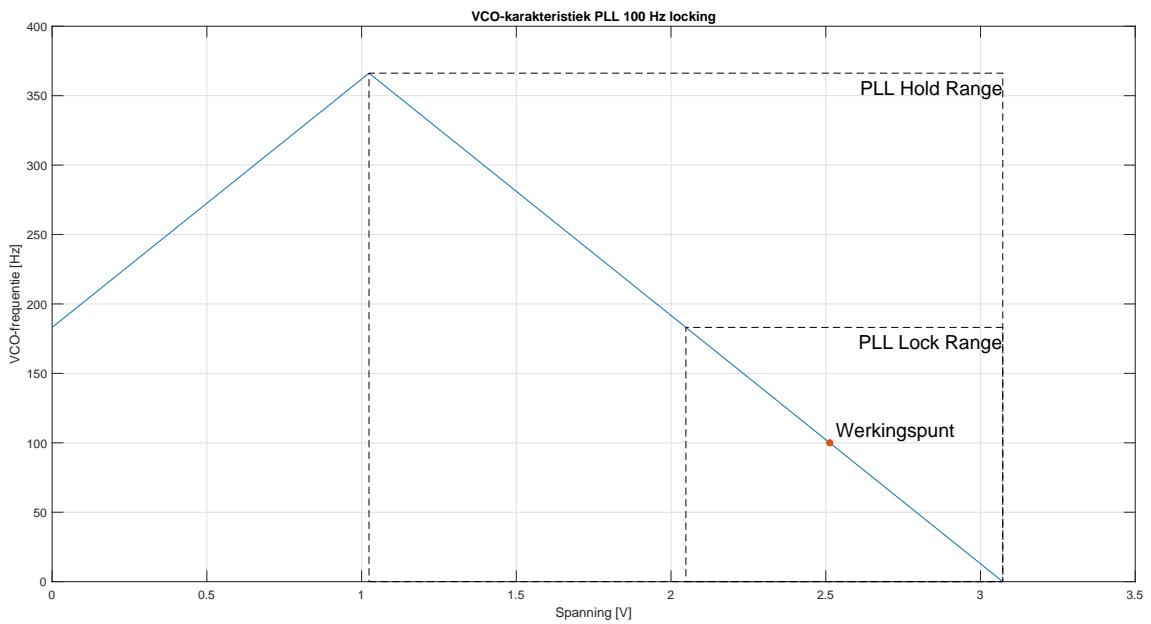
Een eerste eenvoudige methode om dit te realiseren is het resetten van lokale, stabiele klokken op basis van de 100Hz-pulsen. Deze methode werd opnieuw uitgetest met de PSoC LP5, een klokdeler wordt gebruikt om de stabiele 24MHz van de kristaloscillator naar een lagere frequentie te delen die een geheel veelvoud van de 100Hz bedraagt. Deze klokdeler produceert een hoge output gedurende 30000 pulsen van de 24MHz klok en gaat daarna 30000 pulsen laag. De teller wordt gereset na 60000 pulsen of wanneer er een instelbaar aantal nuldoorgangen gedetecteerd zijn, zo genereert elke PSoC een 400Hz-signalen dat in fase gesynchroniseerd wordt door de nuldoorgangsdetectie. Het genereren van hogere frequenties is hier echter niet haalbaar gezien de $100\mu s$ -jitter van de nuldoorgangsdetectoren, indien de periode in dezelfde grootte-orde als deze jitter komt werkt deze methode niet. Jitter op het outputsignaal van de zero crossing detector kan er bij deze methode echter voor zorgen dat verschillende klokken asynchroon gereset worden. Deze methode faalt dus indien de periode van de gewenste frequentie in dezelfde grootte-orde als de jitter komt. Aangezien de jitter bij de gebruikte nuldoorgangsdetectoren typisch $100\mu s$ bedraagt worden de haalbare frequenties beperkt tot enkele kHz. Een bijkomend probleem treedt echter op bij het resetten van de klokdelers, indien het aantal nuldoorgangen per reset te laag gekozen wordt kunnen er plots sprongen optreden in de 400Hz veroorzaakt door de $100\mu s$ -jitter die de communicatie kunnen verstören. Indien er echter teveel nuldoorgangen geteld worden per reset lopen de 400Hz-signalen toch langzaam uit elkaar door de afwijkingen op de kristaloscillatoren. Deze methode biedt dus een eenvoudige oplossing die geen extra hardware vergt, de prestatie is echter beperkt, vandaar wordt in volgende sectie aangetoond hoe de frequentie op een robuuste, stabiele wijze kan opgedreven worden met behulp van een PLL.

4.3 Frequentievermenigvuldiging met PLL

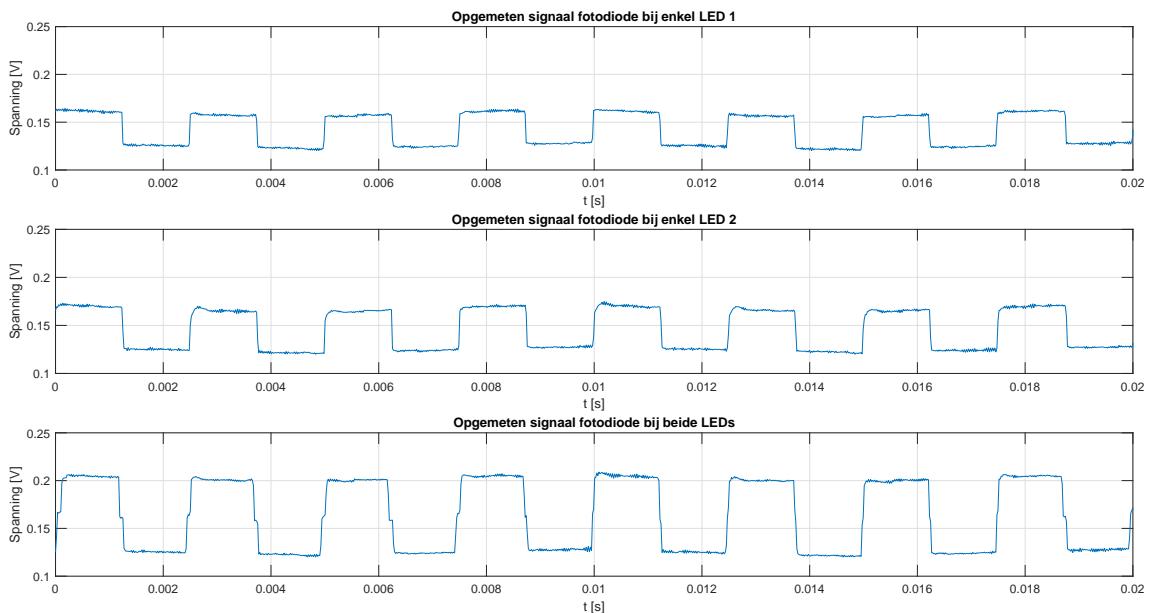
In sectie 2.5.5 werd besproken hoe een PLL kan gebruikt worden om frequenties te synthetiseren, figuur 4.5 toont aan hoe men op basis van het 50 Hz-net 400 Hz kunnen genereren met behulp van een PLL en nuldoorgangsdetectie. Er wordt opnieuw gebruik gemaakt van de PLL-implementatie op PSoC 5LP besproken in sectie 3.2, op deze manier vermijdt men extra vereiste hardware zoals een 4046 PLL Integrated Circuit (IC). De PSoC 5LP PLL component maakte gebruik van een D-latch phasedetector, aangezien deze flanktriggered werkt mag de duty cycle van het 100 Hz-ingangssignaal variëren. De interne teller en klokdelers van deze PLL kan gebruikt worden om de frequentievermenigvuldiging te realiseren. De interne teller heeft echter geen 50% duty cycle en wordt daarom vervangen door een klokdelers die wel een uitgangssignaal met 50% duty cycle genereert. Dit is niet vereist voor de werking van de PLL maar kan wel gebruikt worden als gesynchroniseerd stuursignaal voor een LED met 50% dimming, zoals gebruikt in de bestaande VLP-opstelling. De PLL-component wordt geklokt aan 93.75 kHz door het 24 MHz-kristal met 256 prescaler en gebruikt twee interne klokdelers die respectievelijk delen met een factor 32 en 4, dit resulteert in de VCO-karakteristiek in figuur 4.6. De IDAC-stroom van de PLL wordt ingesteld op $255\ \mu\text{A}$, hierdoor is de PLL smalbandig genoeg om de $100\ \mu\text{s}$ -jitter te minimaliseren. Het signaal voor de laatste klokdelers heeft dus een frequentie van 400 Hz en loopt gesynchroniseerd op de netspanning door de PLL-werking. Door dit signaal te gebruiken als stuursignaal voor de LEDs kan men de werking van de synchronisatie nagaan. In figuur 4.7 wordt de spanning opgemeten aan een fotodiode op een arbitrair gekozen vaste plaats wanneer de bijdragen van twee LEDs eerst afzonderlijk en vervolgens gelijktijdig opgemeten worden. Bemerk dat beide bijdragen in fase zijn met elkaar en dus constructief opgeteld worden.



Figuur 4.5: Blokschema generatie gesynchroniseerd 400 Hz-signaal



Figuur 4.6: Ideale VCO-karakteristiek gedimensioneerd voor 100 Hz-locking



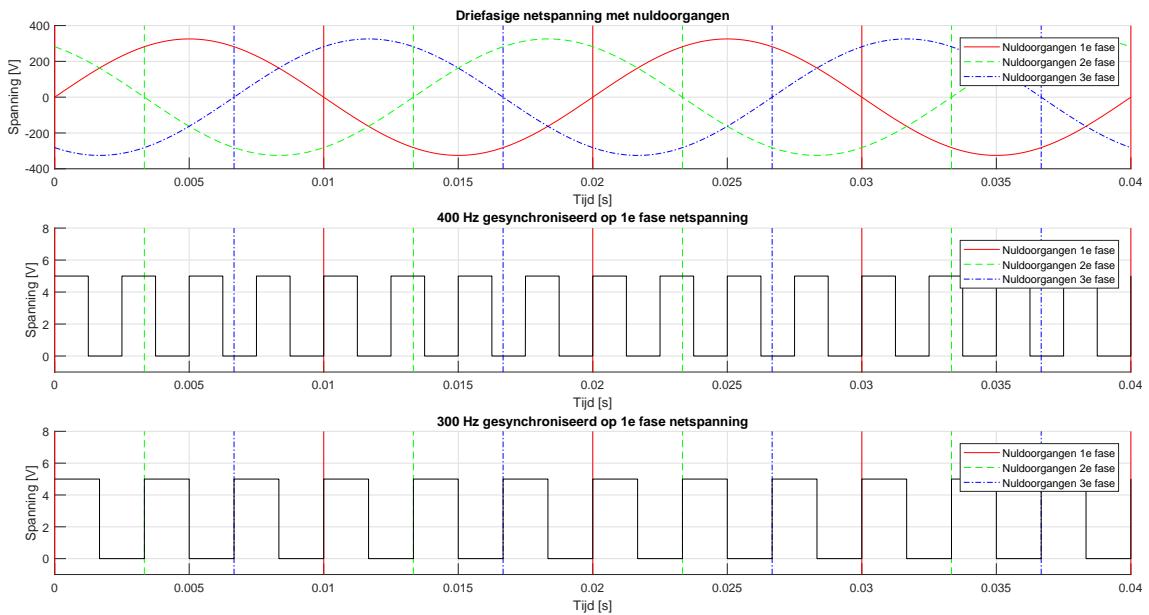
Figuur 4.7: Gesynchroniseerde 400 Hz afkomstig van 2 afzonderlijke LEDs

4.4 Bemerkingen bij synchronisatie op netspanning

In voorgaanden secties werd de synchronisatie op basis van netspanning besproken, er werd hier echter steeds uitgegaan van een enkelfasig 50Hz-net. Indien deze veronderstelling niet geldig is zal hiermee rekening gehouden moeten worden zoals besproken wordt in secties 4.4.1 en 4.4.2.

4.4.1 Driefasige netten

Vaak worden verlichtingsinstallaties op dezelfde fase van het net aangesloten, het is echter mogelijk dat hiervan afgeweken wordt. Bij voorgaande bespreking werd het 100Hz-singaal van de nuldoorgangen gebruikt om een gesynchroniseerd 400Hz-singaal te genereren. Bij dit signaal treden 4 perioden op per nuldoorgang en verschilt de synchronisatie bij de 3 fasen. Indien de klokdeeler echter met een gehele veelvoud van 3 werkt zal het gegenereerde signaal gesynchroniseerd lopen met elk van de drie fasen. Dit wordt aangetoond in figuur 4.8 voor een 400Hz en een 300Hz-signaal gesynchroniseerd op één fase van de netspanning, bemeer dat voor het 300Hz-signaal de synchronisatie op de drie fasen identiek is.



Figuur 4.8: Synchronisatie bij driefasige netten

4.4.2 50/60-Hz netten

De frequentie van de netspanning is regio-afhankelijk, 50Hz en 60Hz zijn het meest voorkomend. Indien men synchroniseert op een 60Hz-net blijft de beschreven werking geldig, alle frequenties worden echter wel met een factor $\frac{60}{50} = 1.2$ vermenigvuldigd. De nuldoorgangsdetector genereert nu 120Hz-pulsen waarop gesynchroniseerd wordt. In wezen veroorzaakt dit voor geen problemen, indien de gesynchroniseerde uitgangsfrequentie echter gebruikt wordt als tijdsbasis voor communicatie moet de ontvanger hierop afgestemd worden. Enerzijds kunnen de prescalers van de interne

klokdelers van de PLL wijzigen om een gewenste uitgangsfrequentie te bekomen, bemerkt dat deze steeds een veelvoud van 120Hz zal bedragen. Op deze manier kan men bijvoorbeeld een 3.6kHz-signaal bekomen op basis van het 50Hz- en 60Hz-netten met respectievelijk 36 en 30 als prescaler. Anderzijds kan men de ontvangers herconfigureren afhankelijk van de aanwezige netspanning.

4.5 Besluit

In dit hoofdstuk werd de synchronisatie op basis van netspanning onderzocht, gebaseerd op nul-doorgangsdetectie. Enerzijds werd een simpele methode aangehaald waarbij de lokale klokken gereset worden op basis van de netspanning, deze bleek echter niet betrouwbaar. Anderzijds werd aangetoond hoe een PLL-implementatie gebruikt kan worden om bij verschillende LEDs een gesynchroniseerd kloksignaal te genereren, dit signaal kan vervolgens gebruikt worden om bit- of symboolperiodes te definiëren. Deze methode is zeer betrouwbaar en robuust in vergelijking met de voorgaande synchronisatie-methoden, daarom zal deze methode gehanteerd worden in volgende hoofdstuk om de gesynchroniseerde werking van Low Data Rate VLC en VLP te demonstreren. Ook de verschillen bij 50Hz- en 60Hz-netten werden aangekaart.

Hoofdstuk 5

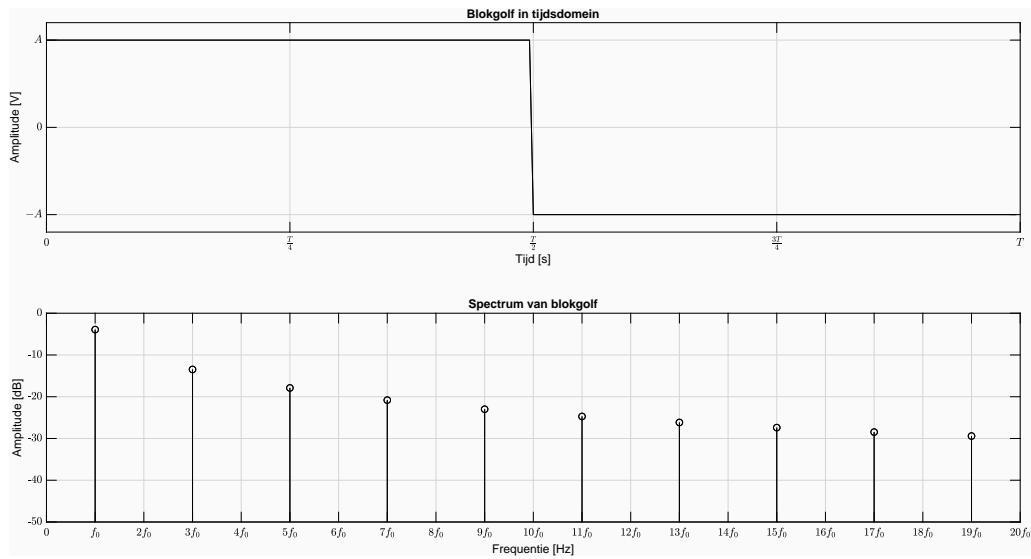
Low Data Rate VLC-VLP integratie

In vorige hoofdstukken werden een aantal synchronisatiemethoden besproken. In dit hoofdstuk wordt gebruik gemaakt van synchronisatie op basis van netspanning om de gelijktijdige implementatie van Low Data Rate VLC en VLP te implementeren, gezien de robuustheid wordt gekozen voor de beschreven PLL-implementatie. Er wordt een modulatieschema voorgesteld aan de hand van BFSK, hiermee kunnen meerdere LEDs gelijktijdig data verzenden en kan tevens positiebepaling uitgevoerd worden. Eerst wordt de Fourier-analyse van een blokgolf toegelicht gezien het belang hiervan bij deze toepassing. Daarna wordt er dieper ingegaan op BFSK als modulatietechniek en de bijkomende positiebepaling. Vervolgens wordt de communicatie in combinatie met positiebepaling gedemonstreerd en geëvalueerd, hierbij wordt gebruik gemaakt van de synchronisatie op basis van netspanning.

5.1 Fourier-analyse blokgolf

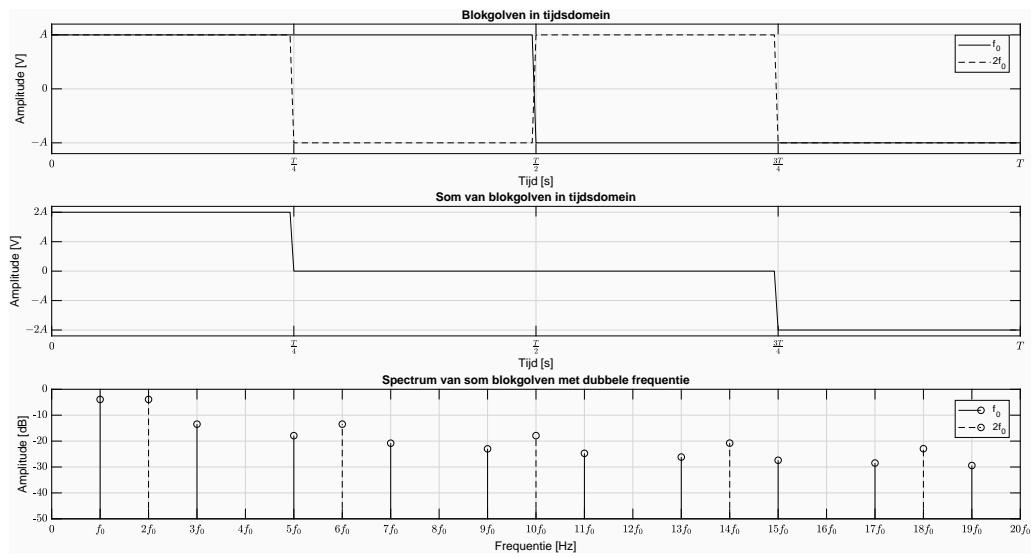
In dit hoofdstuk wordt steeds gebruik gemaakt van blokgolven met duty cycle 50% bij het moduleren van LED-verlichting. Indien de duty cycle $\delta = 0.5$ heeft de Fourierreeks-ontwikkeling enkel bijdragen voor oneven harmonischen zoals te zien is in figuur 5.1. De reeksontwikkeling kan geschreven worden als:

$$S(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \cos(2\pi k f_0 t + \phi_k) \quad (5.1)$$



Figuur 5.1: Blokgolf in tijdsdomein (boven) en frequentiedomein (onder)

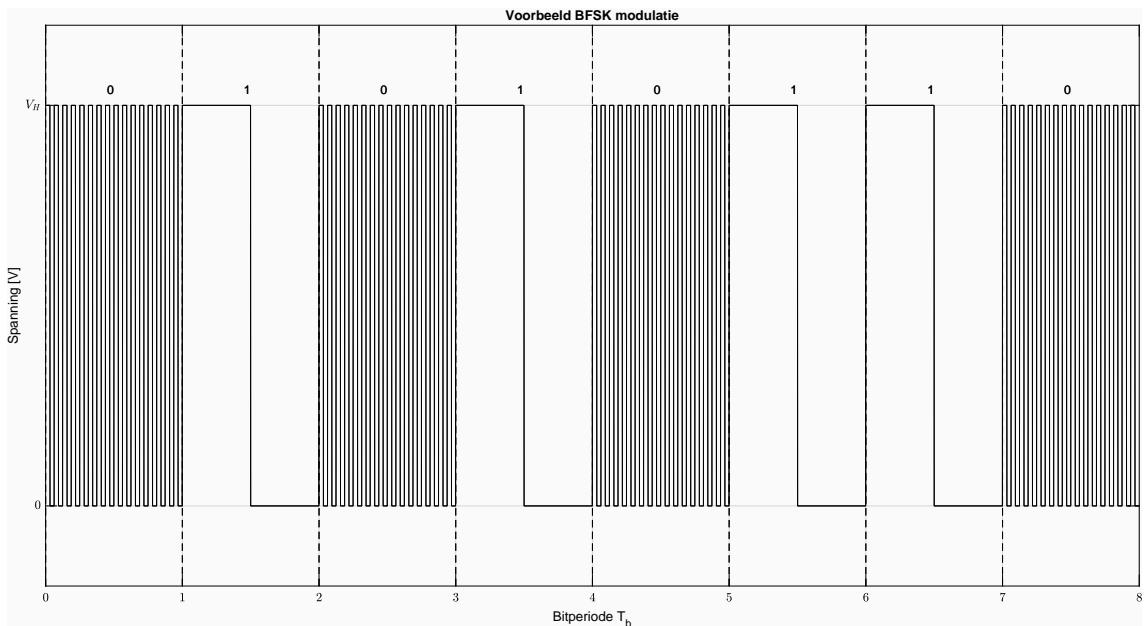
Voor de VLP-toepassing wordt gebruik gemaakt van verschillende frequenties die steeds een hele macht van 2 uit elkaar liggen. Op deze manier interfereren de harmonische componenten afkomstig van verschillende LEDs niet met elkaar gezien de blokgolven geen bijdrage hebben bij even harmonischen[5]. De frequenties zijn dus orthogonaal en kunnen door middel van Fourier-transformatie onderscheiden worden bij de ontvanger. In figuur 5.2 wordt het resultaat van een superpositie van twee blokgolven met gelijke amplitude en dubbele frequentie in tijds- en frequentiedomein geïllustreerd, bemerkt dat alle harmonischen te onderscheiden zijn in het frequentiespectrum.



Figuur 5.2: Blokgolven in tijdsdomein (boven), som in tijdsdomein (midden) en frequentiedomein (onder)

5.2 BFSK-modulatie voor meerdere LEDs

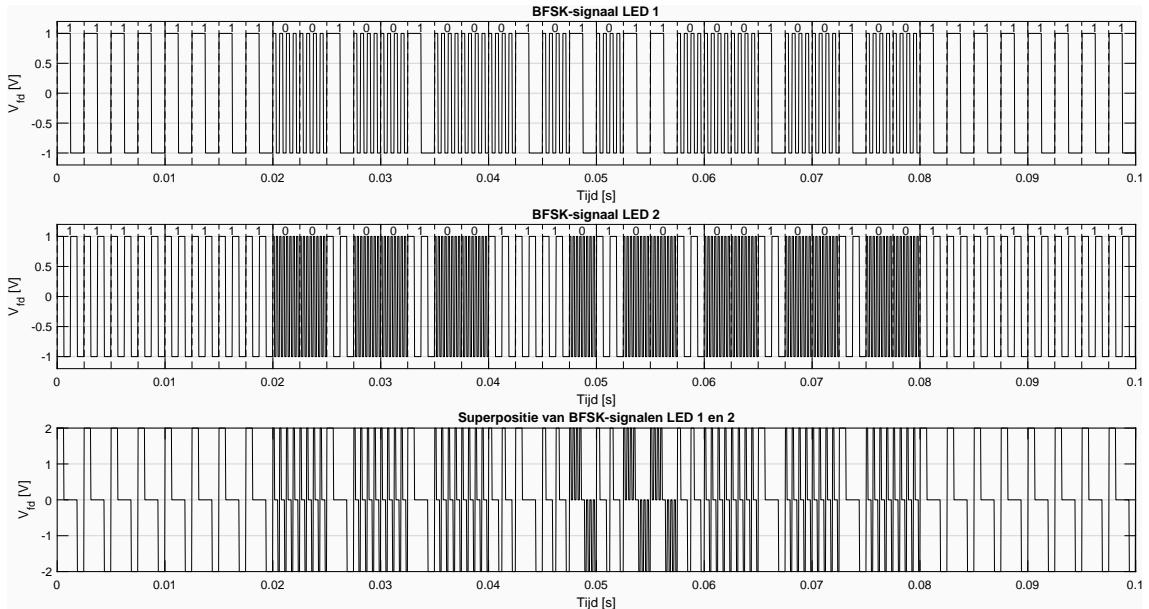
Zoals reeds vermeld wordt er gebruik gemaakt van orthogonale frequenties die zich steeds als een gehele macht van 2 verhouden om de bijdragen van afzonderlijke LEDs te kunnen onderscheiden voor de implementatie van VLP. Men kan elke LED telkens twee orthogonale frequenties f_{0-bit} en f_{1-bit} toekennen en hiertussen schakelen om respectievelijk logische nullen en enen voor te stellen zoals gebruikelijk bij BFSK, op deze manier kan men voortdurend de bijdragen van alle LEDs afzonderen om positiebepaling uit te voeren en tevens data te moduleren. Wanneer de LEDs geen data verzenden (idle) wordt telkens de laagste frequentie die de LED toegewezen kreeg uitgezonden, dit correspondeert met een '1'. Indien de LED echter wel data uitzendt zal deze schakelen tussen zijn lage en hoge frequentie om respectievelijk een '1' en een '0' voor te stellen. Een voorbeeld hiervan wordt geïllustreerd in figuur 5.3 voor $f_{0-bit} = 2^4 f_{1-bit}$.



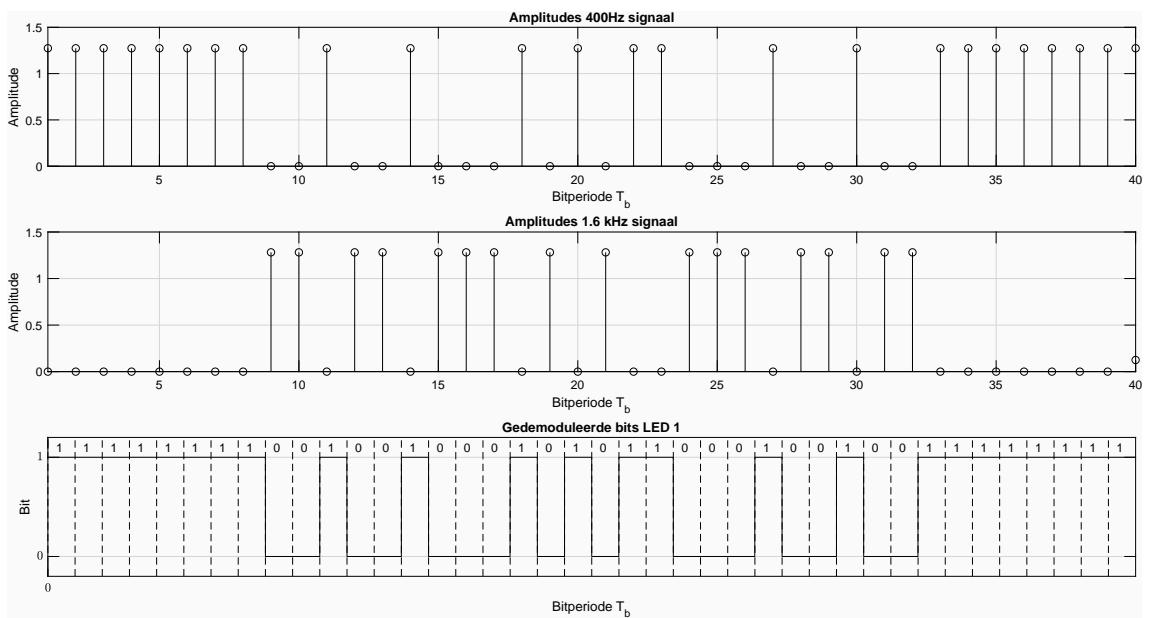
Figuur 5.3: Voorbeeld BFSK-modulatie voor 1 LED met $f_{0-bit} = 2^4 f_{1-bit}$

De BFSK-modulatie wordt verder geïllustreerd voor 2 LEDs, de bitperiode wordt afgeleid van een gesynchroniseerd 400Hz-signalen en bedraagt dus 2.5 ms. LED 1 schakelt tussen 400Hz en 1.6kHz om respectievelijk een '1' - en '0' -bit voor te stellen, LED 2 schakelt tussen 800Hz ('1' -bit) en 3.2kHz ('0' -bit). Beide LEDs kunnen data verzenden aan 400bps. De afzonderlijke BFSK-signalen van beide LEDs en de superpositie ervan is te zien in figuur 5.4. In figuren 5.5 en 5.6 wordt de demodulatie van het totale signaal geïllustreerd aan de hand van Fourier-analyse, de Fourier-coëfficiënten worden berekend over één bitperiode. Door de Fourier-coëfficiënten van de frequentiecomponenten corresponderend met '1' of '0' met elkaar te vergelijken wordt de verzonden bit bepaald. Bemerk dat de bitperiodes van beide LEDs hierbij gesynchroniseerd moeten lopen, dit is van groot belang om de signalen correct te kunnen demoduleren. Indien de bitperiodes niet gesynchroniseerd verlopen schakelen de LEDs op verschillende tijdstippen. Een frequentie-

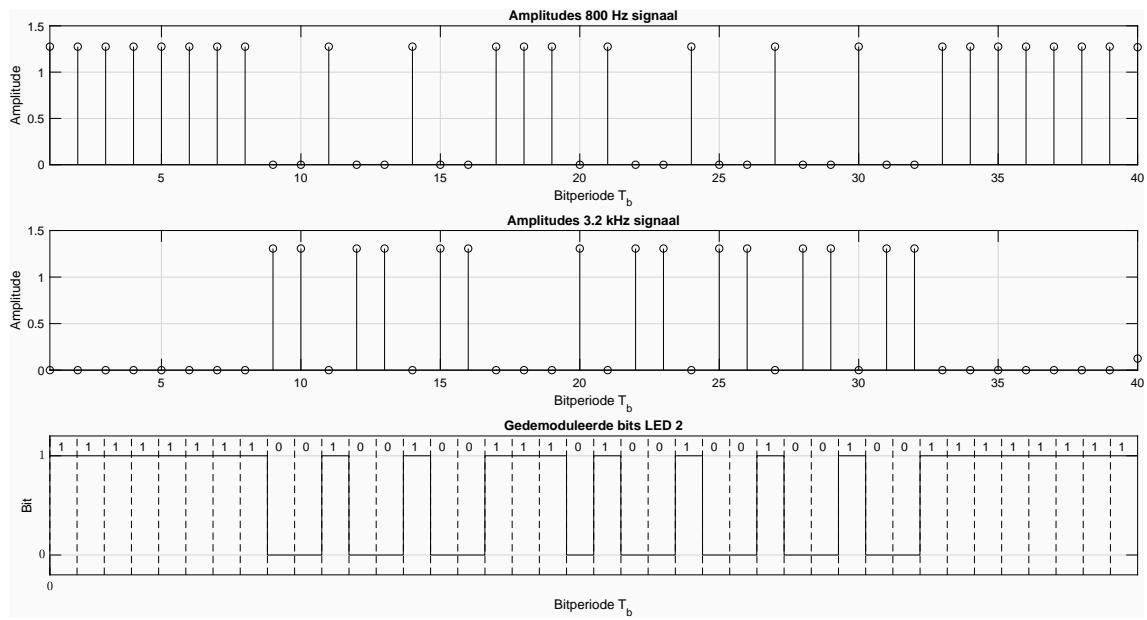
sprong van LED 2 bij het einde van zijn bitperiode gedurende een bitperiode van LED 1 kan dan een ongewenste bijdragen leveren bij de berekening van de Fourier-coëfficiënten voor LED 1, hierdoor wordt de demodulatie bemoeilijkt of onmogelijk.



Figuur 5.4: Signalen BFSK-modulatie voor 2 LEDs



Figuur 5.5: Demodulatie BFSK-modulatie LED 1



Figuur 5.6: Demodulatie BFSK-modulatie LED 2

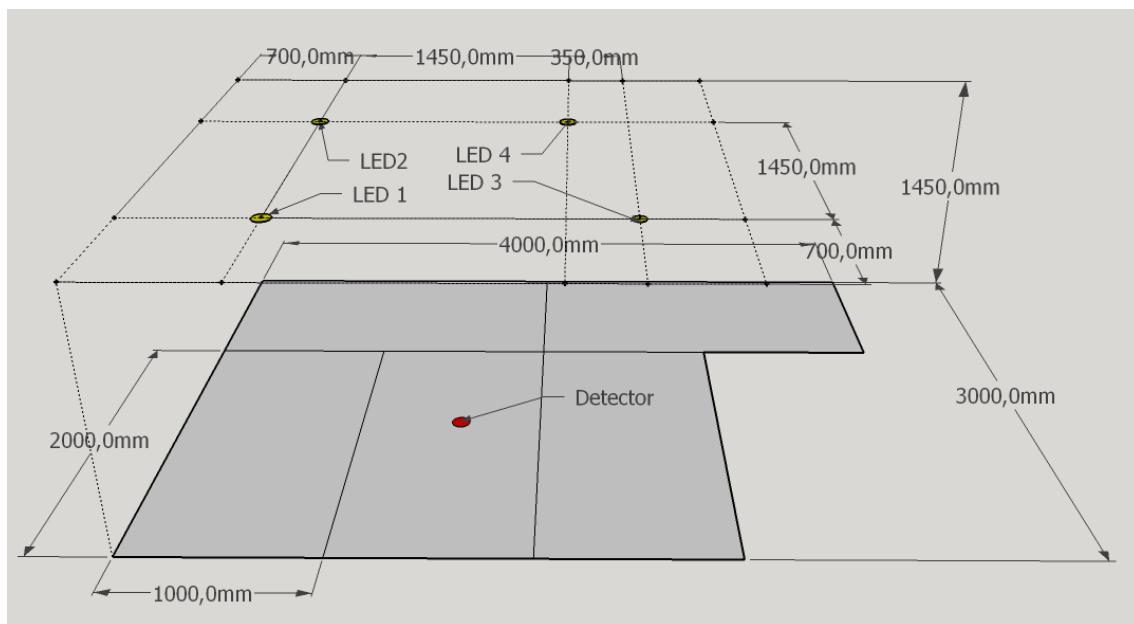
5.3 VLP bij BFSK-modulatie

Het demoduleren van BFSK-signalen maakte gebruik van de Fourier-coëfficiënten om '1' - en '0' - bits te kunnen onderscheiden, aangezien de intensiteit van één LED idealiter identiek is voor beide frequenties kunnen de grootste coëfficiënten steeds gebruikt worden om de afstandsberekening te maken volgens vergelijking 2.12. Praktisch gezien wordt de gemiddelde waarde berekend per LED over een aantal bitperiodes, deze waarde wordt gebruikt om de afstanden van ontvanger tot de LEDs te berekenen, de positie volgt dan uit de oplossing aan de hand van kleinste-kwadratenmethode voor stelsel 2.13. De constanten C_i worden bepaald door middel van calibratiemetingen loodrecht onder de respectievelijke LED.

5.4 Testopstelling en werking

5.4.1 Opstelling en frequentietoewijzing

Om de werking van de synchronisatie, communicatie en positiebepaling te evalueren wordt gebruik gemaakt van een opstelling met 4 LEDs, deze zijn gepositioneerd in het horizontaal vlak evenwijdig aan een tafeloppervlak op 1.45 m hoogte. In figuur 5.7 wordt een schets van deze opstelling gegeven met bijhorende afmetingen. De frequenties toegekend aan elk van deze LEDs worden weergegeven in tabel 5.1. LED 1 en 2 passen beide BFSK met 2.5 ms bitperiode toe om data te verzenden en worden gesynchroniseerd op basis van de netspanning, de synchronisatie en modulatie gebeurt op de PSoC LP5. LED 3 en 4 verzenden geen data en schakelen aan hun idle-frequentie, uiteraard kan de opstelling uitgebreid worden om ook deze LEDs van communicatie-functionaliteit te voorzien.



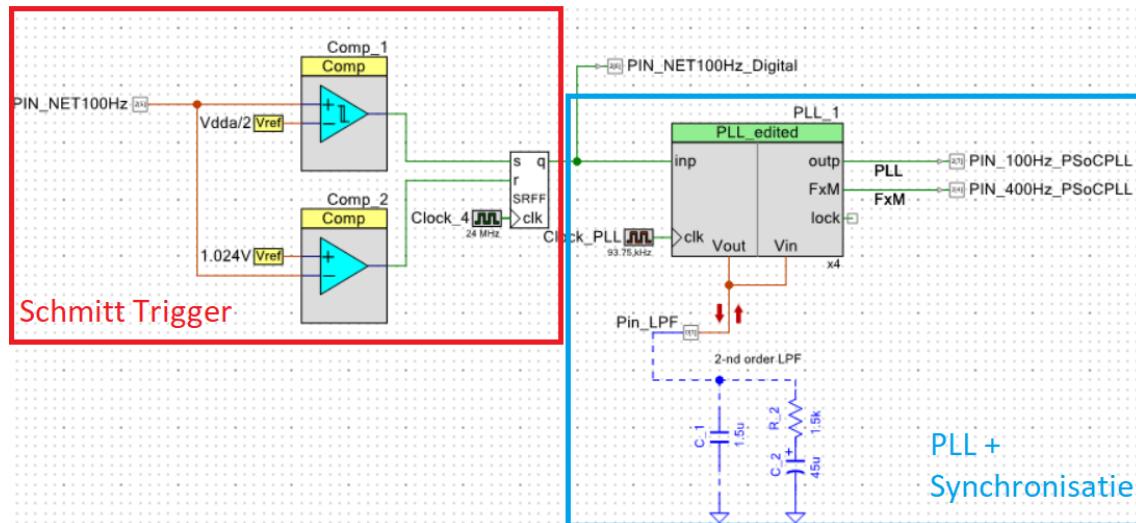
Figuur 5.7: Opstelling met 4 LEDs

LED	1 (idle)	0
LED 1	400Hz	6.4kHz
LED 2	800Hz	12.8kHz
LED 3	1.6kHz	n.v.t.
LED 4	3.2kHz	n.v.t.

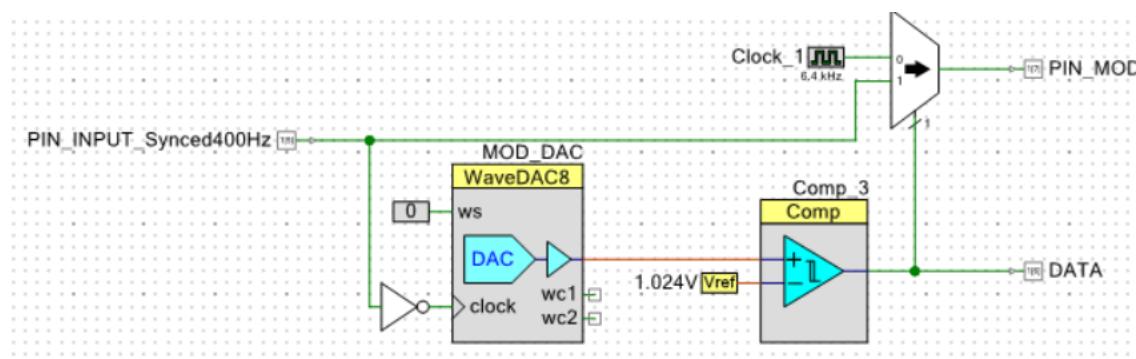
Tabel 5.1 Frequentietoekenning in opstelling

5.4.2 Synchronisatie en modulatie op PSoC 5LP

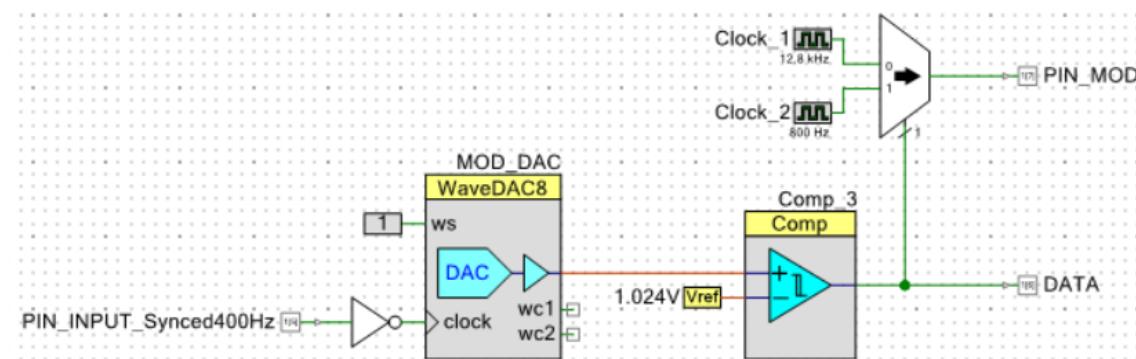
Aangezien LED 1 en 2 data verzenden zijn deze voorzien van een PSoC 5LP en nuldoorgangs-detector om synchronisatie en BFSK-modulatie uit te voeren. Het schema voor de synchronisatie wordt weergegeven in figuur 5.8, zoals besproken in sectie 4.3 wordt door frequentievermenigvuldiging een 400Hz-singaal gegenereerd dat gesynchroniseerd is op de netspanning, beide LEDs worden verbonden met dezelfde fase van de netspanning. Dit 400Hz-singaal wordt gebruikt als tijdsbasis om de 2.5ms bitperiodes te genereren. De werking van de modulatie voor LED 1 en 2 wordt respectievelijk weergegeven in figuren 5.9 en 5.10. De data wordt aangestuurd door een DAC die een voorprogrammeerde golfvorm genereert, met behulp van de waveform select kan men wisselen tussen data. LED 1 en LED 2 broadcasten in dit voorbeeld respectievelijk "Ik ben LED 1" en "Dit is LED 2" in ASCII-codering, om de start en stop van een datatransmissie te herkennen wordt steeds gestart en gestopt met een vaste bit-sequentie, hiervoor werd in dit voorbeeld 00100100 (ASCII: \$) gekozen. De DAC wordt geklokt door het gesynchroniseerd 400Hz-singaal om de bitperiodes te bekomen, aangezien deze DAC een analoge output heeft wordt deze eerst gedigitaliseerd met behulp van een comparator. De data stuurt vervolgens een digitale multiplexer aan die het stuursingaal naar de LED schakelt tussen de 2 toegewezen frequenties van de LED, bemerk dat voor LED 1 het gesynchroniseerde 400Hz-singaal gebruikt wordt om een '1' -bit voor te stellen, dit vergemakkelijkt de synchronisatie bij de ontvanger die niet met de netspanning verbonden is.



Figuur 5.8: Synchronisatie en 400Hz-generatie



Figuur 5.9: Generatie BFSK-signaal voor LED 1

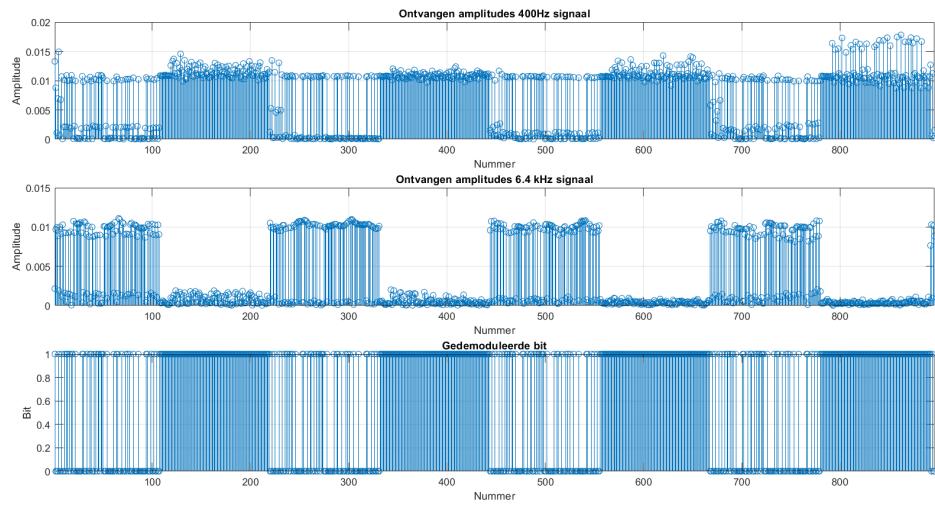


Figuur 5.10: Generatie BFSK-signaal voor LED 2

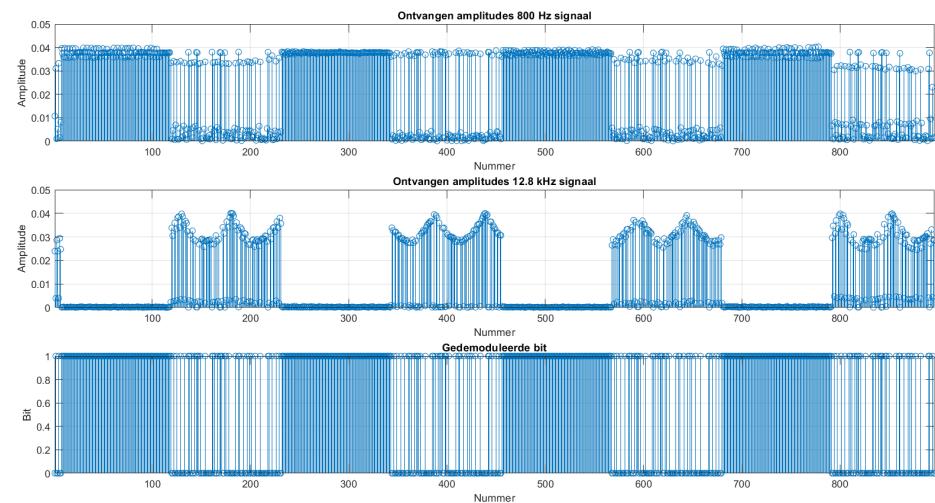
5.4.3 Demodulatie en positiebepaling in MATLAB

In voorgaande subsecties werd de opstelling en modulatie beschreven, de demodulatie en positiebepaling wordt nu gedemonstreerd met behulp van MATLAB. Er wordt gebruik gemaakt van MATLAB-script in bijlage C, dit script sampt een fotodiode aan 51.2kHz gebruikmakend van een Analog Discovery. Het script voert volgende stappen uit:

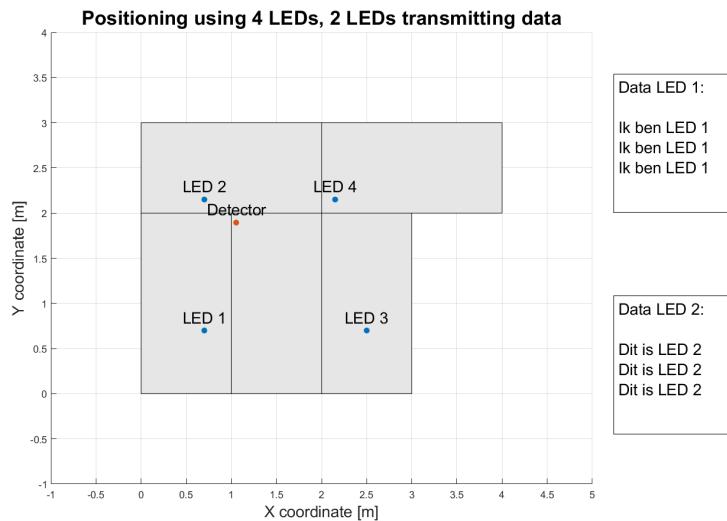
- De fotodiode wordt voor een instelbare tijdsduur gesampled aan 51.2kHz en het signaal wordt opgeslagen
- Door kruiscorrelatie met een ideale 400Hz-blokgolf wordt het gesampled signaal gealigneerd zodat de eerste bitperiode aanvangt bij $t = 0$
- De Fourier-coëfficiënten worden bepaald per bitperiode van het gesampled signaal
- Het BFSK-signaal van alle LEDs wordt gedemoduleerd door de amplitudes van de Fourier-coëfficiënten te vergelijken, dit wordt geïllustreerd in figuur 5.11 voor LED 1 en in figuur 5.12 voor LED 2. Bemerk de variatie op de amplitude van de Fourier-coëfficiënten van de hoogfrequente signalen, dit is een gevolg van de kwaliteit van de LED-drivers. In figuur 5.14 wordt de LED-stroom bij LED 2 voor het gegenereerde BFSK-signaal weergegeven, aangezien de LED-stroom niet snel genoeg stabiliseert krijgt men deze variaties op de amplitude van de Fourier-coëfficiënten. Door de robuustheid van BFSK als modulatietechniek blijft demodulatie echter mogelijk. Ook positionering blijft haalbaar wanneer de gemeten amplitudes over voldoende bitperiodes uitgemiddeld worden. Het vereiste aantal is afhankelijk van de stabiliteit van de LED-stroom en synchronisatie. Praktisch volstaat het om gebruik te maken van een tiental bitperiodes voor stabiele LED-stromen terwijl een honderdtal bitperiodes nodig is voor de amplitudes bij 12.8kHz gezien de instabiliteit van de LED-driver.
- De gemiddelde RSS-waarde voor iedere LED wordt bepaald door de amplitudes van de Fourier-coëfficiënten corresponderend met de ontvangen bit uit te middelen
- De gedemoduleerde data van LED 1 en 2 wordt gedecodeerd gebruikmakend van de start-/stopsequentie 00100100
- De afstanden tussen ontvanger en de LEDs wordt berekend aan de hand van de gemiddelde RSS-waarde en calibratiwaarden. De coördinaten van de ontvanger worden vervolgens berekend uit de kleinste-kwadratenoplossing gebruikmakend van een MATLAB-functie gebaseerd op Prof. Dr. Ir. Nobby Stevens via [24].
- De gedecodeerde data van beide LEDs en de berekende positie worden vervolgens geplot
- Deze stappen worden voortdurend uitgevoerd in een loop, op deze manier wordt de ontvangen data en bepaalde positie na enkele seconden (afhankelijk van samptijd) geüpdate.



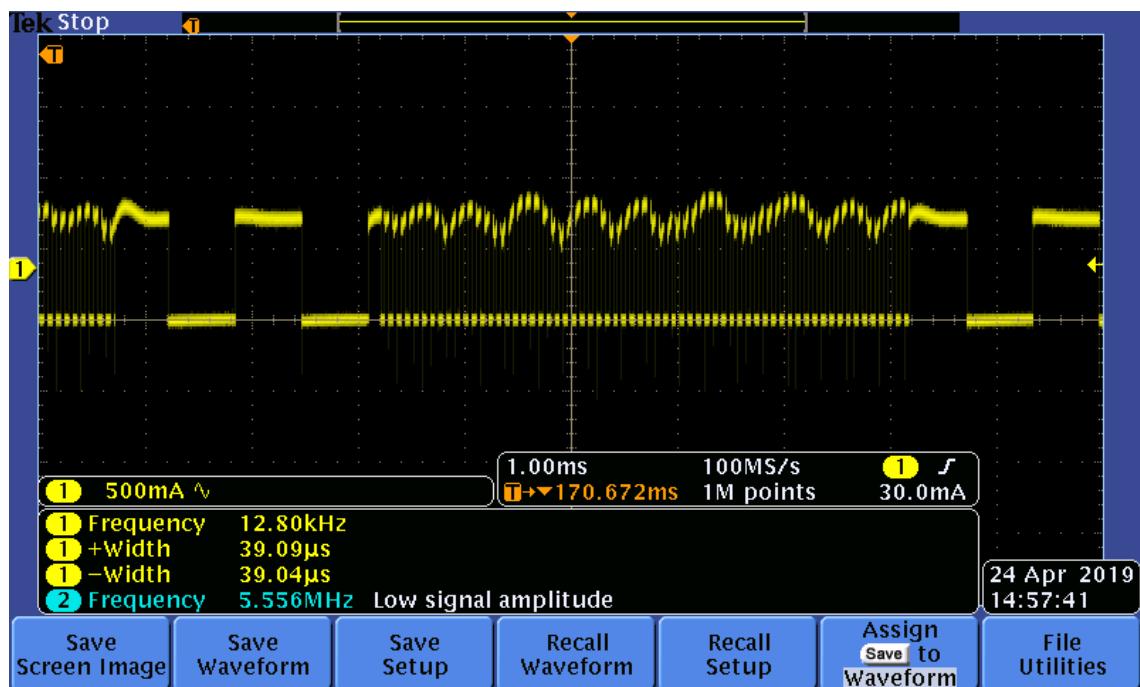
Figuur 5.11: Demodulatie van BFSK-signaal voor LED 1



Figuur 5.12: Demodulatie van BFSK-signaal voor LED 2



Figuur 5.13: Positiebepaling met 4 LEDs en gedemoduleerde data van 2 LEDs



Figuur 5.14: LED-stroom LED 2 bij BFSK-signalen

5.5 Beperkingen

In vorige secties werd een modulatieschema voorgesteld op basis van BFSK om gelijktijdig VLC en VLP te ondersteunen en werd de werking gedemonstreerd. Er moeten echter een aantal beperkingen in acht genomen worden:

- **Data rate en frequentiegebruik:** Bij voorgesteld modulatieschema is de data rate beperkt tot 400bps voor iedere LED, deze kan verder opgedreven worden door gesynchroniseerde uitgangsfrequentie van de PLL te verhogen. De PLL-werking moet hierbij echter wel stabiel blijven, de haalbare data rate is dus sterk afhankelijk van de kwaliteit van nuldoorgangs-detector en bijhorende PLL met frequentie synthesizer. Aangezien de gebruikte BFSK frequenties steeds een factor 2 uit elkaar liggen, moeten zowel LED drivers als ontvangers een voldoende bandbreedte hebben om de BFSK-signalen te verwerken.
- **Dimming:** Aangezien 50% duty cycle vereist is voor de correcte werking van voorgesteld schema wordt dimming-functionaliteit niet ondersteund.

Hoofdstuk 6

Besluit

In deze thesis werd de gelijktijdige ondersteuning van VLC en VLP onderzocht, hierbij is de synchronisatie van LED-verlichtingspunten van groot belang. Om deze synchronisatie te verwezenlijken werden twee pistes onderzocht.

Enerzijds werd synchronisatie op basis van licht voorgesteld, daartoe werden twee methodes gedemonstreerd en geëvalueerd. Enerzijds werd een methode besproken om de fase van lokale klokken af te stemmen om synchronisatie te bekomen. Anderzijds werd beroep gedaan op een PLL om de synchronisatie te implementeren. Beide methodes bleken echter onvoldoende robuust voor synchronisatie te verwezenlijken aangezien de methoden enkel goed presteerden in ideale omstandigheden.

Anderzijds werd synchronisatie op basis van de netspanning gerealiseerd, steunend op nuldoorgangsdetectie met behulp van een opto-coupler. Een eerste eenvoudige implementatie gebeurde door lokale klokken te resetten op basis van nuldoorgangen, deze methode presteerde echter ondermaats. Uiteindelijk werd gebruik gemaakt van een PLL om het uitgangssignaal van de nuldoorgangsdetectoren te verhogen in frequentie en de jitter op dit signaal te minimaliseren. Deze PLL werd geïmplementeerd gebruikmakend van de PSoC 5LP en het werd aangetoond dat deze implementatie een robuuste synchronisatie realiseert.

Vervolgens werd een modulatieschema gebaseerd op BFSK toegelicht dat gelijktijdige Low Data Rate VLC en VLP toelaat gebruikmakend van synchronisatie op basis van netspanning. De werking van het beschreven modulatieschema werd gedemonstreerd in een opstelling met vier LEDs.

Hoofdstuk 7

Toekomstig werk

In dit werk werd de haalbaarheid van gelijktijdige Low Data Rate VLC en VLP aangetoond. Met het oog op praktische toepassingen is er echter nog veel ruimte voor verbetering.

Het voorgestelde modulatieschema was sterk beperkt voor praktische toepassingen gezien de vereiste 50% dimming en relatief lage data rates. Dankzij de verwezenlijkte synchronisatie wordt de mogelijkheid beschouwd om nieuwe modulatietechnieken te ontwikkelen en te evalueren. In het bijzonder kan bijvoorbeeld fasemodulatie gebruikt worden in plaats van frequentiemodulatie om de vereiste bandbreedte per LED te halveren, de synchronisatie en demodulatie bij de ontvanger wordt dan echter wel complexer.

In de testopstelling werd gebruik gemaakt van MATLAB om de positiebepaling en ontvangen data periodiek te verwerken en te vernieuwen. Door gebruik te maken van multithreading kunnen beide functionaliteiten afzonderlijk uitgevoerd worden en kan bijgevolg de refresh rate van de positiebepaling sterk verbeterd worden.

Een andere uitbreidingsmogelijkheid bestaat er uit om een LED driver te ontwikkelen met ingebouwde modulatie-functionaliteit en nuldoorgangsdetectie voor synchronisatie. Deze kan zowel als PSoC shield ontwikkeld worden als met een afzonderlijke on-board microcontroller verwezenlijkt worden.

De toegevoegde communicatiefunctionaliteit biedt ook interessante uitbreidingen voor de praktische implementatie van indoor positiebepaling. Zo kan een map van een gebouw met de positie van LEDs en hun toegekende frequenties opgehaald worden gebruikmakend van Wi-Fi. Alle LEDs kunnen vervolgens een unieke identifier uitzenden waaruit de positie van de LED bepaald kan worden. Op deze manier kan men accurate indoor navigatie realiseren in grote gebouwen.

Bibliografie

- [1] J.-S. Leu, M.-C. Yu, and H.-J. Tzeng, “Improving indoor positioning precision by using received signal strength fingerprint and footprint based on weighted ambient wi-fi signals,” *Computer Networks*, vol. 91, pp. 329–340, 2015.
- [2] N. Chang, R. Rashidzadeh, and M. Ahmadi, “Robust indoor positioning using differential wi-fi access points,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 1860–1867, 2010.
- [3] E. Mok and B. K. Cheung, “An improved neural network training algorithm for wi-fi fingerprinting positioning,” *ISPRS International Journal of Geo-Information*, vol. 2, no. 3, pp. 854–868, 2013.
- [4] N. Stevens and L. De Strycker, “Single Edge Position Modulation as a Dimming Technique for Visible Light Communications,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 23, pp. 5554–5560, 2016.
- [5] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, “A visible light positioning system using frequency division multiple access with square waves,” in *2015 9th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS)*, pp. 1–7, IEEE, 2015.
- [6] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, B. Nauwelaers, and N. Stevens, “A test bench for a vlp system using cdma as multiple access technology,” in *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol. 2015-, pp. 1–4, IEEE, 2015.
- [7] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, “Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077, 2015.
- [8] P. Hanselaer, “Basic Radiometric and Photometric Quantities,” 2008.
- [9] Bridgelux, *Bridgelux SMD 2835 0.2W 3V Product Data Sheet*, 7 2016. Rev. B.
- [10] T. Komine and M. Nakagawa, “Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 50, no. 1, pp. 100–107, 2004.

- [11] I. Moreno, "Image-like illumination with led arrays: Design," *Optics Letters*, vol. 37, no. 5, pp. 839–841, 2012.
- [12] L. Li, P. Hu, C. Peng, G. Shen, and F. Zhao, "Epsilon: A Visible Light Based Positioning System," in *11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 14)*, (Seattle, WA), pp. 331–343, USENIX Association, 2014.
- [13] S. Berman, M., D. Greenhouse, S., I. Bailey, L., R. Clear, D., and T. Raasch, W., "Human Electrotretinogram Responses to Video Displays, Fluorescent Lighting, and Other High Frequency Sources," *Optometry and Vision Science*, vol. 68, no. 8, pp. 645–662, 1991.
- [14] A. Wilkins, J. Veitch, and B. Lehman, "Led lighting flicker and potential health concerns: ieee standard par1789 update," in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 171–178, IEEE, 2010.
- [15] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. Lim, "IEEE 802.15.7 Visible Light Communication: modulation schemes and dimming support," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, pp. 72–82, March 2012.
- [16] Wikipedia, "Manchester code — Wikipedia, the free encyclopedia." <http://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Manchester%20code&oldid=872158747>, 2019. [Online; accessed 08-April-2019].
- [17] N. Cen, J. Jagannath, S. Moretti, Z. Guan, and T. Melodia, "LANET: Visible-light ad hoc networks," *Ad Hoc Networks*, vol. 84, pp. 107–123, 2019.
- [18] T. Schepens, "POE communicatie systeem over licht," 2018.
- [19] W. De Geest, "Analoog Ontwerp I," 2017-2018.
- [20] K. M. David, "CD4046B Phase-Locked Loop: A Versatile Building Block for Micropower Digital and Analog Applications," tech. rep., Texas Instruments, Feb. 2003.
- [21] W. Ryckaert, "NBN EN 12464-1 en de interpretatie van lichtstudies," 2014.
- [22] A. Deneyer, "Verlichting: Normen - levensduur case study." http://www.confederationconstruction.be/Portals/19/Cellule%20Energie%20Environnement/%C3%A9clairage/NL%202016-09-20%20CCBC%20-%20Norme%20-%20Dur%C3%A9e%20de%20vie%20-%20Etude%20de%20cas__Deneyer_NL.pdf, 2016.
- [23] G. Vadym, "Offset compensation for high gain ac amplifiers," tech. rep., Cypress Semiconductor, Oct. 2005.
- [24] C. Blancke and E. D'Haeseleer, "Draadloze ontvanger voor indoor-vlp applicatie," 2018.
- [25] M. Z. Chowdhury, M. T. Hossan, A. Islam, and Y. M. Jang, "A Comparative Survey of Optical Wireless Technologies: Architectures and Applications," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 9819–9840, 2018.

- [26] M. Rahaim and T. D. C. Little, "Reconciling Approaches to SNR Analysis in Optical Wireless Communications," in *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, pp. 1–6, IEEE, 2017.
- [27] H. van Der Broeck, G. Sauerlander, and M. Wendt, "Power driver topologies and control schemes for LEDs," in *APEC 07 - Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 1319–1325, IEEE, 2007.
- [28] J. Gancarz, H. Elgala, and T. Little, "Overlapping PPM for band-limited visible light communication and dimming," *Journal of Solid State Lighting*, vol. 2, no. 1, pp. 1–9, 2015.
- [29] N. Stevens and L. De Strycker, "Synchronization algorithm for VLC power switched baseband modulation forms," in *2016 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*, pp. 17–20, IEEE, 2016.
- [30] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, "Optical cdma codes for an indoor localization system using vlc," in *2014 3rd International Workshop in Optical Wireless Communications (IWOW)*, pp. 50–54, IEEE, 2014.
- [31] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, B. Nauwelaers, and N. Stevens, "Design of a visible light communication transmitter for the evaluation of a wide range of modulation techniques," in *2013 2nd International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW)*, pp. 30–34, IEEE, 2013.
- [32] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, "Matlab based platform for the evaluation of modulation techniques used in vlc," in *2014 International Conference on Development and Application Systems (DAS)*, pp. 57–61, IEEE, 2014.
- [33] Wikipedia, "Utility frequency — Wikipedia, the free encyclopedia." <http://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Utility%20frequency&oldid=894698046>, 2019. [Online; accessed 07-May-2019].

Bijlage A

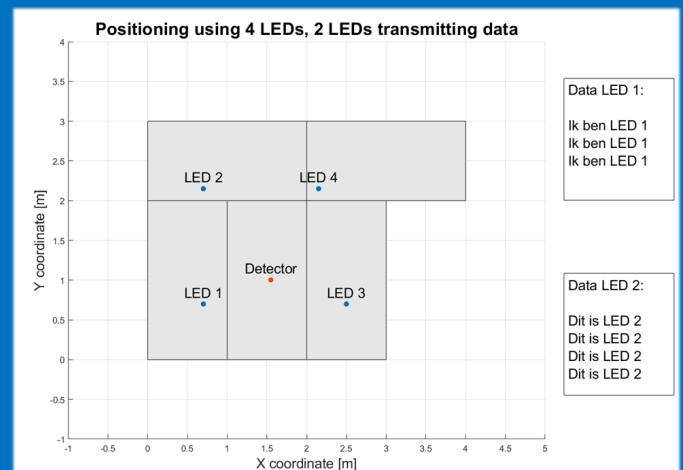
Poster

Integratie van Low Data Rate VLC en VLP

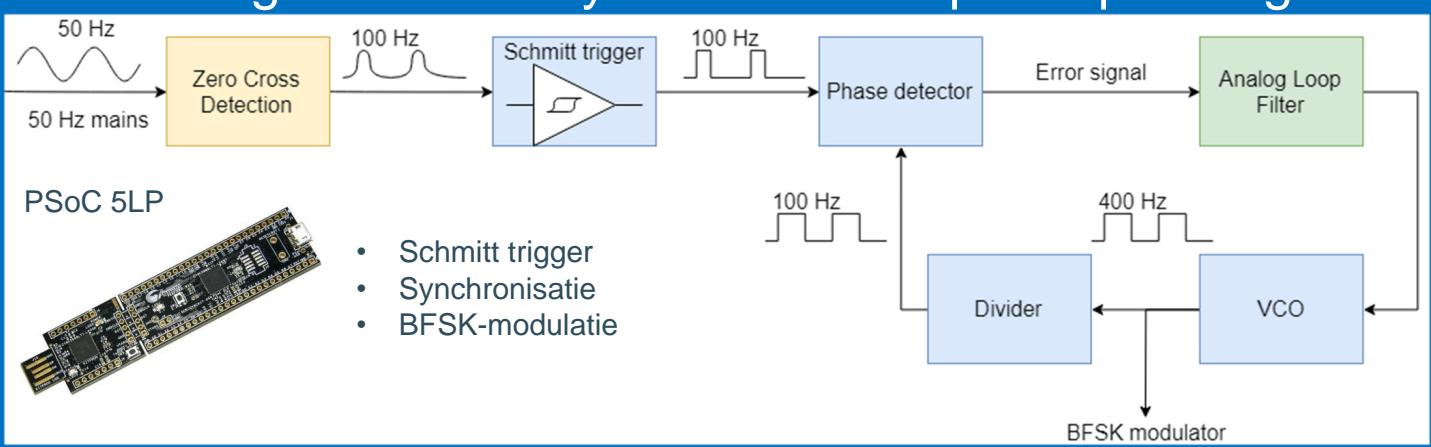
Doelstellingen:

- Synchronisatie van LED-verlichtingspunten
- Integreren van communicatie-functionaliteit in Visible Light Positioning opstelling

Gelyktijdige communicatie en indoor positiebepaling



PLL-gebaseerde synchronisatie op netspanning



Student:

Jorik De Bruycker

Promotor:

Dr. Ir. Nobby Stevens

Co-promotoren:

Ing. Kevin Verniers

Ing. Willem Raes

Academiejaar 2018-2019
Industriële Ingenieurswetenschappen
Elektronica – optie Embedded Systems
Datum van opmaak: 29/04/19

Bijlage B

Beschrijving van deze masterproef in de vorm van een wetenschappelijk artikel

Mains Voltage Based Synchronization for Simultaneous Low Data Rate VLC and VLP

Jorik De Bruycker

MSc student

KU Leuven, Belgium

Technology Campus Ghent

Email: jorik.debruycker@student.kuleuven.be

Kevin Verniers

Dramco Research Group, ESAT

KU Leuven, Belgium

Technology Campus Ghent

Email: kevin.verniers@kuleuven.be

Nobby Stevens

Dramco Research Group, ESAT

KU Leuven, Belgium

Technology Campus Ghent

Email: nobby.stevens@kuleuven.be

Willem Raes

Dramco Research Group, ESAT

KU Leuven, Belgium

Technology Campus Ghent

Email: willem.raes@kuleuven.be

Abstract—Contemporary lighting infrastructures use LEDs by standard because of their improved energy efficiency and longer-lasting lifetime. The fast switching rate associated with LED-technology has created new opportunities to provide additional functionality by modulating indoor lighting. Visible Light Communication exploits LED lighting to transmit data, which serves an interesting application as the visible light spectrum still remains free for communication purposes. Visible Light Positioning on the other hand has proven to be a promising indoor positioning technique, offering a more reliable localisation compared to existing positioning techniques such as GPS and Wi-Fi based systems. The simultaneous support of both VLC and VLP, however, has yet to be implemented. For this purpose, LED synchronization serves an important challenge that needs to be resolved.

In this work LED synchronization is researched and a method based on mains voltage zero crossing detection is proposed. The described method is subsequently used to demonstrate and evaluate a modulation scheme offering simultaneous support for communication and positioning based on Binary Frequency Shift Keying (BFSK).

Index Terms—Visible Light Communication, Visible Light Positioning, Synchronization, LED-lighting

I. INTRODUCTION

LED lighting has been becoming ubiquitous in contemporary buildings as their low cost, improved energy efficiency and long lifetime are highly advantageous compared to conventional lighting. The ability to switch light intensity at rates up to the MHz range [1] allows modulation for both communication and positioning purposes. Visible Light Communication has been extensively researched and several PHY and MAC layer implementations were already included in IEEE 802.15.7 [2]. Several modulation schemes have been proposed, such as On-Off Keying (OOK), Pulse Position Modulation (PPM) and Color Shift Keying (CSK). Another interesting modulation scheme includes Single Edge Position Modulation (SEPM) [3] [4] was developed to provide high data rate communication with dimming support. Visible Light Positioning serves an

other useful application to provide accurate and reliable indoor positioning by using the Received Signal Strength (RSS) from multiple LEDs to estimate distances and perform trilateration. The contributions from these LEDs can be distinguished by switching them at orthogonal frequencies in order to avoid interference between them [5]. Considering GPS does not work in indoor scenarios and other indoor localisation techniques such as Wi-Fi based systems only reach accuracies around 2 to 5 m [6]–[8], VLP has proven to be a promising solution as an indoor positioning system, reaching accuracies of up to 10 cm [5] in a VLP test bench using four LEDs [9]. The VLC modulation techniques mentioned earlier are however not easily combinable with positioning techniques as it is difficult to expand these to multiple LED infrastructures, especially without LED synchronization. Epsilon [10] is a pioneer in this sense by combining both functionalities using frequency hopping and relying on user interaction, synchronization is however not provided which sophisticates demodulation and can cause collisions. This work aims to provide a solution by integrating Low Data Rate VLC and VLP applications by providing synchronization exploiting the present mains voltage. In section II this synchronization method is proposed. Section III suggests a BFSK based modulation scheme that offers simultaneous support for both communication and positioning purposes for synchronized LEDs, the operation of this scheme is implemented in section IV. Lastly, section V concludes this work by summarizing and evaluating the results.

II. LED SYNCHRONIZATION USING MAINS VOLTAGE

A. Zero crossing detection

Mains voltage based synchronization relies on zero crossing detection in order to provide a synchronized signal at each LED. An opto-coupler is used to assure galvanic isolation and detect the zero crossings of the mains voltage as illustrated in figure 1. The opto-coupler has a bi-directional input consisting of two infra-red LEDs with opposite polarity and

a certain forward voltage V_F dependent on the used opto-coupler. The input is coupled to an European 230 V, 50 Hz net using two resistors R_1 and R_2 , limiting the current and power dissipation. When a mains voltage zero crossing occurs, neither of the IR LEDs is forward polarized, blocking the output photo-transistor and pulling the output signal to V_{cc} via R_3 . However, when one of the LEDs is forward polarized, the phototransistor starts conducting and pulls the output signal low. This operation results in 100 Hz pulses as illustrated in figure 2.

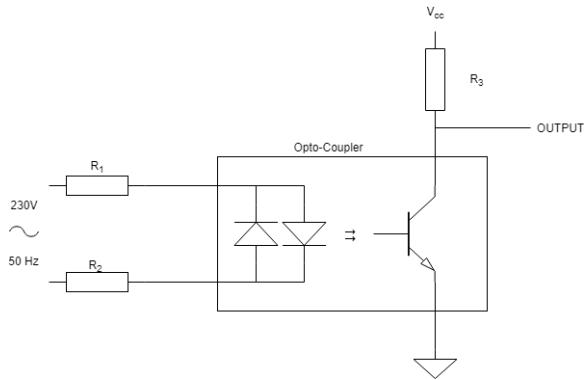


Fig. 1: Zero crossing detector using opto-coupler

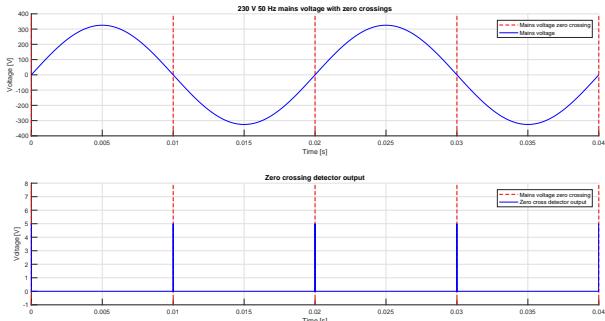


Fig. 2: Ideal zero cross detector output signal

The zero crossing output signal can be used to define the start of a bit or symbol period for communications and are synchronized for all zero crossing detectors as they are connected to the same mains voltage net. While 100 Hz is quite low for communication purposes and can cause human perceivable flicker depending on the used modulation scheme, it is desirable to increase this frequency, two methods to achieve this are discussed.

B. Local clock resetting

A simple synchronization and frequency upscaling method consists of resetting local clocks based on the mains voltage zero crossings. An accurate local clock running at a whole multiple of 100 Hz at each LED is reset after an adjustable zero crossing counts. This method relies on a stable zero crossing detection as jitter on the detector output signal would result in clocks resetting asynchronously.

C. PLL based synchronization

A second synchronization method offering upscaling of the 100 Hz frequency involves using a Phase Locked Loop (PLL) as a frequency synthesizer by clock dividing the Voltage Controlled Oscillator (VCO) signal in the loop [11]. Advantageous to this approach, PLL operation can significantly reduce jitter originating from the detector output. As the zero detector output signal has no 50 % duty cycle, a phase detector that allows locking on signal edges is needed. PLL operation and frequency multiplication is illustrated in figure 3. As an example, the 100 Hz pulses are used to generate a 400 Hz square wave with 50 % duty cycle synchronized on the mains voltage by clock dividing the VCO frequency with a factor 4. The resulting signal is depicted in figure 4.

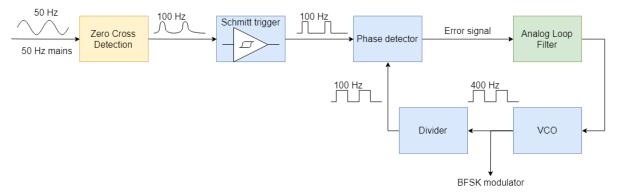


Fig. 3: Block diagram of PLL operation for mains voltage synchronized 400 Hz generation

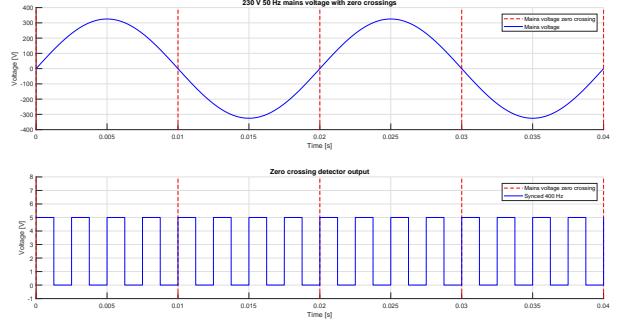


Fig. 4: 400 Hz synchronized on mains voltage

D. Considerations on mains voltage synchronization

Previous discussion was based on the assumption of a single-phase 230 V, 50 Hz net. A number of considerations should be taken when a three-phase net or a 60 Hz net is used for synchronization.

1) *Three-phase nets:* Lighting installations are often connected to the same phase. Deviations are however possible and can affect correct synchronization. In previous example, a 400 Hz was generated using PLL frequency synthesis. In this case, 4 periods of the 400 Hz signal occur between each zero crossing, meaning the synchronization on all three phases will differ as illustrated in the middle of figure 5. A solution is given by multiplying the 100 Hz frequency by a whole multiple of 3 as depicted in the bottom of figure 5. This assures the zero crossing from each net phase corresponds with a rising edge of the VCO signal, meaning identical synchronization independent of the used net phase.

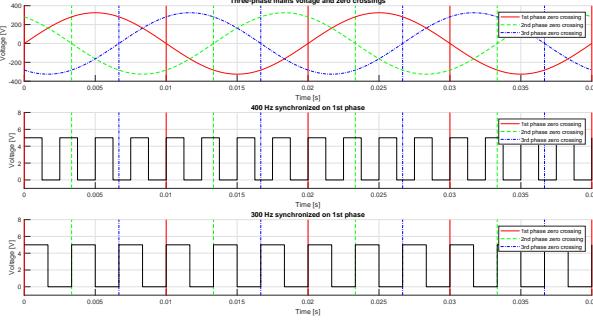


Fig. 5: Synchronization on three-phase mains voltage

2) *60 Hz nets*: Net frequency is region dependent with 50 Hz and 60 Hz being used most often. 60 Hz nets will result in 120 Hz zero crossings. This causes all frequencies to be multiplied by a factor 1.2, in essence, this does not cause any issues as long as the PLL can keep locking and the difference in resulting time base is considered. An equal time base for both 50 Hz and 60 Hz nets can be achieved by adapting the clock divider prescalers, for example, a 3.6 Hz signal can be generated by using a 36 and 30 prescaler respectively, also providing independence from the net phase.

III. SIMULTANEOUS VLC-VLP USING BFSK

As previously discussed, LED intensity contributions can be distinguished by deploying orthogonal frequencies separated by a whole number of octaves [5]. A simple way of integrating communication functionality consists of assigning two frequencies per LED and applying BFSK for modulating data. Consider two synchronized LEDs for instance where LED 1 switches between 400 Hz and 1.6 kHz to represent a '1' and '0' bit respectively while LED 2 uses 800 Hz and 3.2 kHz. All possible combined modulation waveforms for this case can be seen in figure 6. Demodulation can be executed by comparing the amplitude of the Fourier coefficients corresponding to the assigned frequencies, as depicted in figure 7. Note that both LEDs can be distinguished, while the RSS is proportional to the amplitude of the Fourier coefficient of the received bit. Thus, the described method can support both communication and positioning. However, synchronization is necessary as an asynchronous LED setup could result in positioning errors and hinder receiver synchronization [5] [12].

IV. PRACTICAL IMPLEMENTATION

A. Zero crossing detector

The operation of several zero crossing detectors was evaluated using a H11AA1 opto-coupler with $V_F = 1.2\text{ V}$, $V_{cc} = 5\text{ V}$, $R_1 = R_2 = 100\text{ k}\Omega$ and $R_3 = 10\text{ k}\Omega$. An example of a zero crossing detector output is depicted in figure 8, as the phototransistor output capacitance has to be charged and discharged during each zero crossing, a transition can be observed. The zero detector output signal is digitalized by using a Schmitt trigger implemented in a Programmable System on Chip (PSoC) 5LP by Cypress Semiconductor.

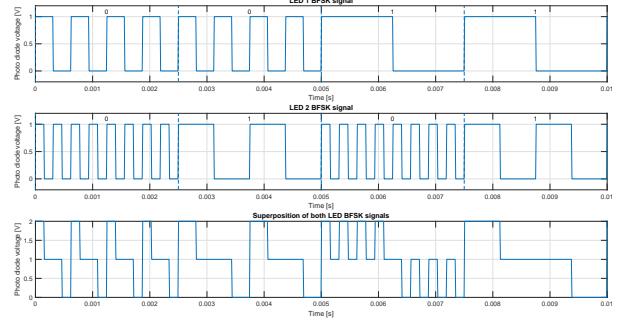


Fig. 6: BFSK modulation waveforms for LED 1 and LED 2 transmitting 0011 and 0101 respectively

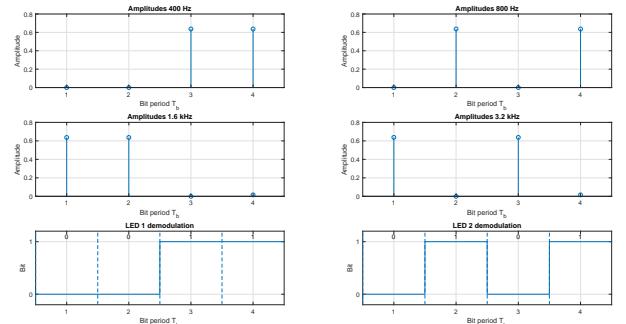


Fig. 7: Fourier coefficient amplitudes and BFSK demodulation for 2 LEDs

Pulses were compared for several zero crossing detectors and a jitter of typically $100\text{ }\mu\text{s}$ was measured as depicted in figure 9. This jitter is caused by several reasons:

- IR LEDs and phototransistors are susceptible to process variation, asymmetry between both bidirectional IR LEDs on the one hand and the IR LEDs and phototransistor for multiple opto-couplers on the other hand may result in different zero crossings detected, causing jitter.
- The mains voltage is no pure sinusoidal and is affected by noise and disruptions caused by connected equipment, transformers, etc. This can impact the zero crossing detection.
- The H11AA1 requires a 10 mA current for optimal operation, this was however limited to 1.15 mA by using two $100\text{ k}\Omega$ resistors to limit power dissipation. Increasing this current requires power resistors and possibly a heat sink.
- The Schmitt trigger implemented in PSoC 5LP uses internal reference voltages as boundaries for triggering. As these voltages are susceptible to fluctuations, the trigger time may vary and result in jitter.

B. Synchronisation and frequency synthesis

Local clock resetting was tested using PSoC 5LP with an external 24 MHz 50 ppm crystal oscillator. It was shown that the typical $100\text{ }\mu\text{s}$ jitter on the generated pulses restricts the achievable frequencies as it causes a variable phase shift

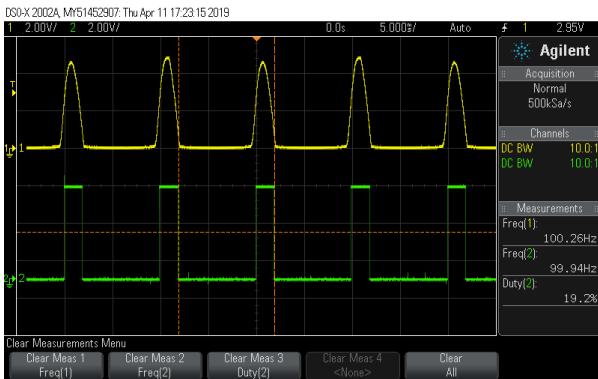


Fig. 8: Zero crossing detector output (up) and digitalized signal (down)

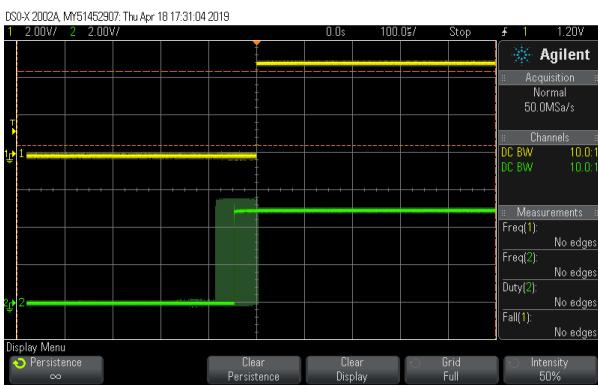


Fig. 9: Zero crossing detector 100 μ s jitter (100 μ s/div)

proportional to the frequency. Furthermore the accuracy of local clock frequencies causes the clocks at multiple LEDs to drift apart slowly when resets occur infrequently, while frequent resets can disrupt communication when executed during a transmission. Thus, local clock resetting is considered infeasible for reliable synchronization and frequency upscaling.

The PLL based implementation was also evaluated using PSoC 5LP, using a typical D-latch flip phase detector with charge pump to allow locking on the zero crossing detector pulses. A second order passive loop filter is used while the voltage controlled oscillator is implemented in the PSoC firmware. The synchronization was demonstrated using 2 LEDs driven by the synchronized 400 Hz signal, a photodiode was placed at a fixed position to measure the contributions from both LEDs, both separately and together. As can be seen in figure 10, the contributions of both LEDs are synchronized and thus add constructively.

In order to evaluate the operation of synchronization, communication and positioning, a setup using four LEDs in a horizontal plane was used as illustrated in figure 11. Two LEDs were equipped with a zero crossing detector and a PSoC 5LP to provide mains voltage synchronization, frequency upscaling and BFSK modulation to broadcast information while the other

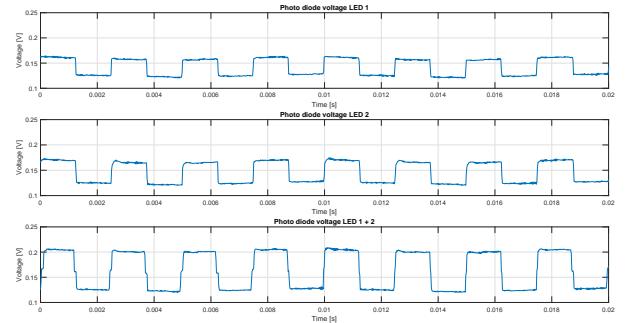


Fig. 10: Synchronized 400 Hz signals measured for 2 LEDs

two LEDs switch at a fixed/idle frequency. LED frequencies were assigned according to table I and bit periods of 2.5 ms are defined based on the synchronized 400 Hz signal from the PSoC PLL. A photodiode can move freely across a horizontal surface 1.45 m under the LEDs and is sampled by an Analog Discovery at 51.2 kHz. Demodulation and positioning is executed in MATLAB. In order to achieve accurate receiver positioning, the LED coefficients are calibrated through measurements perpendicularly under each LED and the amplitudes of the Fourier coefficients corresponding the demodulated data are averaged. Figure 12 shows both positioning and received data from LED 1 and 2 when the photodiode is placed at an arbitrary location.

TABLE I: Frequency assignment of practical setup using four LEDs

LED	1 (idle)	0
LED 1	400 Hz	6.4 kHz
LED 2	800 Hz	12.8 kHz
LED 3	1.6 kHz	N/A
LED 4	3.2 kHz	N/A

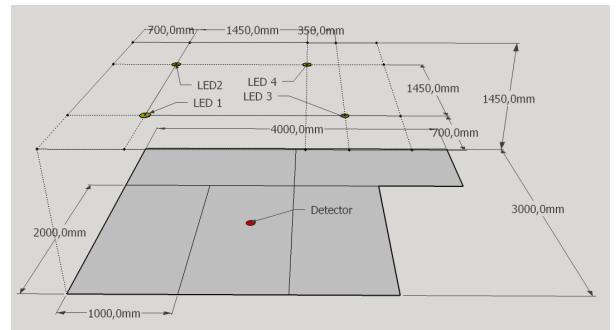


Fig. 11: Dimensions of practical setup using four LEDs

V. CONCLUSION

A method for providing synchronization of LEDs using the mains voltage zero crossings was presented and evaluated in

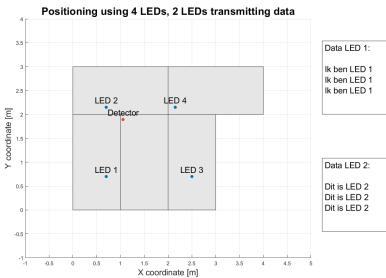


Fig. 12: Example of positioning and demodulated data from two LEDs

this work. It was shown that mains voltage synchronization provided a simple yet robust synchronization method requiring limited hardware. It was demonstrated that the generated zero crossing signal can be used for frequency synthesis using a PLL in order to increase data rate and prevent flicker. A modulation scheme based on BFSK supporting both communication and positioning simultaneously was elaborated. The described modulation scheme was subsequently deployed in a test setup in order to demonstrate the correct operation of said scheme.

REFERENCES

- [1] P. H. Pathak, X. Feng, P. Hu, and P. Mohapatra, "Visible Light Communication, Networking, and Sensing: A Survey, Potential and Challenges," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 17, no. 4, pp. 2047–2077, 2015.
- [2] S. Rajagopal, R. D. Roberts, and S. Lim, "IEEE 802.15.7 Visible Light Communication: modulation schemes and dimming support," *IEEE Communications Magazine*, vol. 50, no. 3, pp. 72–82, March 2012.
- [3] N. Stevens and L. De Strycker, "Single Edge Position Modulation as a Dimming Technique for Visible Light Communications," *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 23, pp. 5554–5560, 2016.
- [4] ———, "Synchronization algorithm for VLC power switched baseband modulation forms," in *2016 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*. IEEE, 2016, pp. 17–20.
- [5] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, "A visible light positioning system using frequency division multiple access with square waves," in *2015 9th International Conference on Signal Processing and Communication Systems (IC-SPCS)*. IEEE, 2015, pp. 1–7.
- [6] J.-S. Leu, M.-C. Yu, and H.-J. Tzeng, "Improving indoor positioning precision by using received signal strength fingerprint and footprint based on weighted ambient wi-fi signals," *Computer Networks*, vol. 91, pp. 329–340, 2015.
- [7] N. Chang, R. Rashidzadeh, and M. Ahmadi, "Robust indoor positioning using differential wi-fi access points," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 1860–1867, 2010.
- [8] E. Mok and B. K. Cheung, "An improved neural network training algorithm for wi-fi fingerprinting positioning," *ISPRS International Journal of Geo-Information*, vol. 2, no. 3, pp. 854–868, 2013. [Online]. Available: <https://doaj.org/article/339fae9fd3504ecbb72b1cb9574c6a8d>
- [9] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, B. Nauwelaers, and N. Stevens, "A test bench for a vlp system using cdma as multiple access technology," in *2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, vol. 2015-. IEEE, 2015, pp. 1–4.
- [10] L. Li, P. Hu, C. Peng, G. Shen, and F. Zhao, "Epsilon: A Visible Light Based Positioning System," in *11th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 14)*. Seattle, WA: USENIX Association, 2014, pp. 331–343. [Online]. Available: <https://www.usenix.org/conference/nsdi14/technical-sessions/presentation/li>
- [11] K. M. David, "CD4046B Phase-Locked Loop: A Versatile Building Block for Micropower Digital and Analog Applications," Texas Instruments, Tech. Rep., Feb. 2003.
- [12] S. De Lausnay, L. De Strycker, J.-P. Goemaere, N. Stevens, and B. Nauwelaers, "Optical cdma codes for an indoor localization system using vlc," in *2014 3rd International Workshop in Optical Wireless Communications (IWOW)*. IEEE, 2014, pp. 50–54.

Bijlage C

MATLAB Code

```
1 clear;clc;
2
3 % Variable declaration spectral analysis
4 fBase = 400; % Base frequency
5 fs = 51.2e3; % Sample frequency
6 samplesPerBasePeriod = fs/fBase; % Samples per base period
7
8 f=linspace(0,fs/2*(1-2/samplesPerBasePeriod),samplesPerBasePeriod/2);
% Spectrum FFT
9
10 % LED characteristics
11 %%%
12 xLEDs = [0.7 0.7 3-0.85+0.35 3-0.85]; %
% LED x-coordinate
13 yLEDs = [0.7 3-0.85 0.7 3-0.85]; %
% LED y-coordinate
14 zLEDs = [1.45 1.45 1.45 1.45]; %
% LED z-coordinate
15 highBit = [1 2 4 8]; %
% LED idle/high bit frequency
16 lowBit = [16 32 64 64]; %
% LED low bit frequency
17
18 LEDprop = [xLEDs' yLEDs' zLEDs' highBit' lowBit']; %
% LED properties matrix
19
20 activeLEDs = [1 2 3 4];
21
```

```
22 %%%%%% Positioning %%%%%%
23 pos = LEDprop(:,1:3);
24
25 h = 1.45; % Height
26 calib = [0.0374272 0.035464 0.0596 0.0422797]; % Measurement
    calibration values 23/04/19
27 calib(4) = 0.0301110; % Alternate LED value
28 ref = calib.*h^4;
29
30 % Data acquisition session configuration
31 session = daq.createSession('digilent');
32 channel = addAnalogInputChannel(session, 'AD1', 1, 'Voltage');
33 session.Rate = fs;
34 session.DurationInSeconds = 1.12;
35
36 figure('units','normalized','outerposition',[0 0 1 1]);
37 hold on;
38
39 % Tafels
40 rectangle('Position',[0 0 1 2], 'FaceColor',[0.9 0.9 .9]);
41 rectangle('Position',[1 0 1 2], 'FaceColor',[0.9 0.9 .9]);
42 rectangle('Position',[2 0 1 2], 'FaceColor',[0.9 0.9 .9]);
43 rectangle('Position',[0 2 2 1], 'FaceColor',[0.9 0.9 .9]);
44 rectangle('Position',[2 2 2 1], 'FaceColor',[0.9 0.9 .9]);
45
46 animatedPlot = plot(1);
47 scatter(xLEDs,yLEDs, 'filled', 'b');
48 text(xLEDs(1),yLEDs(1)+0.15,'LED 1', 'HorizontalAlignment', 'Center',
    'FontSize',16);
49 text(xLEDs(2),yLEDs(2)+0.15,'LED 2', 'HorizontalAlignment', 'Center',
    'FontSize',16);
50 text(xLEDs(3),yLEDs(3)+0.15,'LED 3', 'HorizontalAlignment', 'Center',
    'FontSize',16);
51 text(xLEDs(4),yLEDs(4)+0.15,'LED 4', 'HorizontalAlignment', 'Center',
    'FontSize',16);
52 grid on;
53
54 title('Positioning using 4 LEDs, 2 LEDs transmitting data', 'FontSize'
    ,20);
55 xlabel('X coordinate [m]', 'FontSize',16);
56 ylabel('Y coordinate [m]', 'FontSize',16);
```

```
57 axis equal;
58 set(gca, 'xtick',[ -1:0.5:5]);
59 set(gca, 'ytick',[ -1:0.5:4]);
60 xlim([0-1 4+1]);
61 ylim([0-1 3+1]);
62 plotDetector = [];
63 textDetector = [];
64 textLED1 = [];
65 textLED2 = [];

66
67 % Sample first data from analog discovery
68 [signaal, t] = startForeground(session);
69 signaal = signaal';
70 t = t';

71
72 % Variables needed for communication demodulation and decoding
73 baseSquare=square(2*pi*fBase*t,50); % Base signal for cross-correlation
74 % Start/stop transmission sequences definition
75 start_seq = [ones(1,8) reshape(dec2bin('$', 8).' - '0', 1, [])]; % Start of
    data sequence
76 stop_seq = [reshape(dec2bin('$', 8).' - '0', 1, []) ones(1,8)]; % Stop of
    data sequence

77
78 while true
79 %%/%/%/%/%/%/%/%/% Communication %/%/%/%/%/%/%/%/%/%%
80
81 % Cross-correlation for bit period alignment
82 [corr, index] = xcorr(baseSquare, signaal);
83 maxima = max(corr);
84 k=find(corr==maxima,1, 'first');
85 delay=index(k);
86 signaal=circshift(signaal,delay);

87
88 % Demodulation
89 amplitudesHigh = [];
90 amplitudesLow = [];

91
92 for i = 0:length(t)/samplesPerBasePeriod-1
93     amp = abs(2/samplesPerBasePeriod*fft(signaal(1+i *
        samplesPerBasePeriod:(i+1)*samplesPerBasePeriod),
        samplesPerBasePeriod));
```

```
94         amplitudesHigh = [amplitudesHigh; amp(highBit+1)];
95         amplitudesLow = [amplitudesLow; amp(lowBit+1)];
96     end
97
98 % Demodulated signals
99 demod = amplitudesHigh > amplitudesLow;
100 demodLED1 = demod(:,1)';
101 demodLED2 = demod(:,2)';
102 demodLED3 = demod(:,3)';
103 demodLED4 = demod(:,4)';
104
105 % LED RSS
106 meanRSS = mean(max(amplitudesHigh, amplitudesLow));
107
108 % Find start of first transmission and stop of last transmission
109 start = strfind(demodLED1, start_seq);
110 stop = strfind(demodLED1, stop_seq);
111 % Demodulate whole data transfer
112 demodLED1 = demodLED1(min(start)+length(start_seq):max(stop)-1);
113
114 str_demodLED1 = char(bin2dec(reshape(char(demodLED1+'0'), 8,[]).'))
115 .
116 % Decode data to string and split transmissions
117 str_demodLED1 = char(bin2dec(reshape(char(demodLED1+'0'), 8,[]).'))
118 .'; %
119 str_demodLED1 = strrep(str_demodLED1, 'ÿ', '');
120 str_demodLED1 = split(str_demodLED1, "$$")
121
122 % Find start of first transmission and stop of last transmission
123 start2 = strfind(demodLED2, start_seq);
124 stop2 = strfind(demodLED2, stop_seq);
125 % Demodulate whole data transfer
126 demodLED2 = demodLED2(min(start2)+length(start_seq):max(stop2)-1);
127
128 % Decode data to string and split transmissions
129 str_demodLED2 = char(bin2dec(reshape(char(demodLED2+'0'), 8,[]).'))
130 .'; %
131 str_demodLED2 = strrep(str_demodLED2, 'ÿ', '');
132 str_demodLED2 = split(str_demodLED2, "$$")'
```

```

132     distances = (ref ./ meanRSS).^(1/4);      % Distances to LED
133
134     coor = RSS_computeXY_Nobby(pos(activeLEDs,:), distances(activeLEDs)
135                               );
136
137     % Plotten
138     title(['Positioning using 4 LEDs, 2 LEDs transmitting data (',
139            datestr(now), ')'], 'FontSize',20);
140
141     xDetector = coor(1);
142     yDetector = coor(2);
143     zDetector = coor(3);
144     delete(plotDetector);
145     delete(textDetector);
146     plotDetector = scatter(xDetector, yDetector, 'filled', 'r');
147     textDetector = text(xDetector,yDetector+0.15,'Detector','
148                         HorizontalAlignment','Center','FontSize',16);
149
150     delete(textLED1);
151     delete(textLED2);
152     textLED1 = annotation('textbox', [0.775, 0.6, 0.11, 0.25], 'String',
153                           [{ 'Data LED 1:' ,[] } str_demodLED1], 'BackgroundColor','w','
154                           FontSize',16);
155     textLED2 = annotation('textbox', [0.775, 0.2, 0.11, 0.25], 'String',
156                           [{ 'Data LED 2:' ,[] } str_demodLED2], 'BackgroundColor','w','
157                           FontSize',16);
158
159 end

```

Listing C.1: MATLAB Code voor VLC/VLP

FACULTEIT INDUSTRIËLE INGENIEURSWETENSCHAPPEN
TECHNOLOGIECAMPUS GENT
Gebroeders De Smetstraat 1
8200 GENT, België
tel. + 32 50 66 48 00
iiw.gent@kuleuven.be
www.iiw.kuleuven.be

