

# Electronics

Verwerking van analoge signalen

---

**Opleiding: Bachelor Elektronica-ICT**

**Academiejaar: 2020-2021**

**Patrick Van Houtven**  
**Patrick.vanhoutven@ap.be**

# Inhoud

Electronics .....	1
Verwerking van analoge signalen .....	1
Inhoud .....	1
2 Verwerking van analoge signalen .....	1
2.1 Gebruikte notaties en voorstellingen van signalen .....	1
2.1.1 Spanningen en stromen op DC-niveau .....	1
2.1.2 Spanningen en stromen op AC-niveau .....	1
2.1.2.1 De sinusoidale golfvorm .....	1
2.1.2.2 De periode van een sinusgolf .....	3
2.1.2.3 De frequentie van een sinusgolf .....	5
2.1.2.4 De spanning- en stroomwaarden van een sinusgolf .....	6
<b>2.1.3</b> Hoekmeting van een sinusgolf .....	10
2.1.4 Hoekmeting .....	10
2.1.4.1 Conversie van radialen naar graden .....	11
2.1.4.2 Sinushoeken .....	12
2.1.5 De fase van een sinusgolf .....	12
2.1.6 Bepalen van de sinusgolf formule .....	14
2.1.7 Niet sinusoidale golfvormen .....	16
2.1.7.1 Pulsgolven .....	16
2.1.7.2 Blokgolftrein (herhalende pulsen) .....	18
2.1.7.3 Blokgolven .....	19
2.1.7.4 Driehoeksgolfvorm en zaagtandvorm .....	20
2.1.8 Harmonischen .....	22
2.2 Aanpassing van het signaalwaardebereik .....	25
2.3 Aanpassing van het impedantieniveau .....	27
2.3.1 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke spanningsoverdracht te bekomen .....	27
2.3.2 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke stroomoverdracht te bekomen .....	30
2.3.3 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke vermogenoverdracht te bekomen .....	31
2.4 Invloed van ruis .....	33

2.4.1	Wat is ruis? .....	33
2.4.2	Ruis ten gevolge van externe factoren .....	33
2.4.2.1	Ruis ten gevolge van menselijke activiteit .....	33
2.4.2.2	Atmosferische ruis .....	34
2.4.2.3	Ruis ten gevolge van ruimtestraling .....	34
2.4.3	Interne ruis .....	34
2.4.3.1	Witte of thermische ruis .....	35
2.4.3.2	Transistorruis .....	38
2.4.4	Hoeveelheid ruis versus frequentie in een component .....	38
2.4.5	Signaal/ruisverhouding en ruisgetal .....	39
2.4.5.1	Signaal/ruisverhouding .....	40
2.4.5.2	Ruisgetal .....	40
2.5	Specificaties van elektronische signaalbewerkingsschakelingen .....	42
2.5.1	Offsetspanning .....	42
2.5.2	(Nulpunts)drift .....	43
2.5.3	Bandbreedte .....	43
2.5.4	Common-mode-rejectie .....	44
2.5.5	Bias- of instelstroom .....	45
2.5.6	Offsetstroom .....	45
2.5.7	Slew rate .....	45

## 2 Verwerking van analoge signalen

Een sensor is een vorm van een transducer die een bepaalde fysische grootte omvormt in een bepaalde parameter van het uitgangssignaal. Deze parameter kan bijvoorbeeld een momentele stroomwaarde of spanningswaarde zijn. Een andere mogelijkheid is dat de gemeten fysische grootte in een pulsreeks wordt omgezet. Hierbij verandert bijvoorbeeld de pulsbreedte evenredig met de waarde van de fysische grootte. Men noemt dit pulsbreedtemodulatie, meestal afgekort als PWM (van het Engelse Pulse Wide Modulation). Verschillende omzettingvormen zijn denkbaar om een bepaalde fysische grootte om te vormen naar een bepaald signaal. Om een betrouwbare omzetting te bekomen moet er een stabiele relatie aanwezig zijn tussen het ingangssignaal (lees actuele waarde van de fysieke grootte) en het bekomen uitgangssignaal. Alvorens dieper te kunnen ingaan in deze relatie bespreken we eerst hoe we spanningen en stromen kunnen voorstellen op zowel gelijkstroomgebied als op wisselstroomgebied.

### 2.1 Gebruikte notaties en voorstellingen van signalen

#### 2.1.1 Spanningen en stromen op DC-niveau

Alle spanning- en stroomwaarden op DC-gebied worden voorgesteld met een hoofdletter. Zo krijgen we bijvoorbeeld volgende notaties:

- $U_{DC} = 15\text{ V}$  : notatie van een gelijkspanning (bv afkomstig van een voeding) die gelijk is aan  $15\text{ V}$ .
- $I_{R1} = 200\text{ mA}$  : notatie van een gelijkstroom door de weerstand  $R_1$  met een waarde gelijk aan  $200\text{ mA}$
- $U_{AB} = 2\text{ V}$  : notatie van een gelijkspanning die gemeten wordt tussen de punten  $A$  en  $B$ . De spanning kan als volgt worden gevonden:

$$U_{AB} = U_A - U_B$$

De spanningswaarden  $U_A$  en  $U_B$  worden bepaald door hun spanningspotentiaal te bepalen in het punt  $A$ , respectievelijk  $B$ , ten opzichte van de massa (gemeenschappelijke aansluitklem). Merk op dat spanning- en stroomnotaties die naar één bepaald punt verwijzen (zoals  $I_A$  of  $U_B$ ) hun spannings- of stroomwaarde een getal is dat steeds gemeten is ten opzichte van het referentiepunt dat is aangeduid met het massasymbool. Zo stelt  $U_B$  een spanningswaarde voor die gemeten kan worden met de rode klem van de voltmeter op het punt  $B$  en de zwarte klem van de voltmeter op het massapunt.

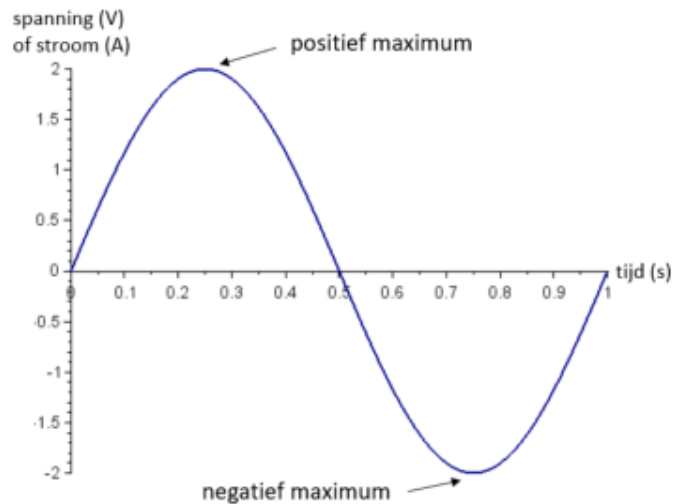
#### 2.1.2 Spanningen en stromen op AC-niveau

##### 2.1.2.1 De sinusoidale golfvorm

De sinusvormige golfvorm of sinus is de fundamentele aard van de wisselstroom en wisselspanning. Het wordt ook aangeduid als een sinusgolf, of eenvoudigweg sinusoidale.



Figuur 2-1: algemeen symbool wisselspanningsbron

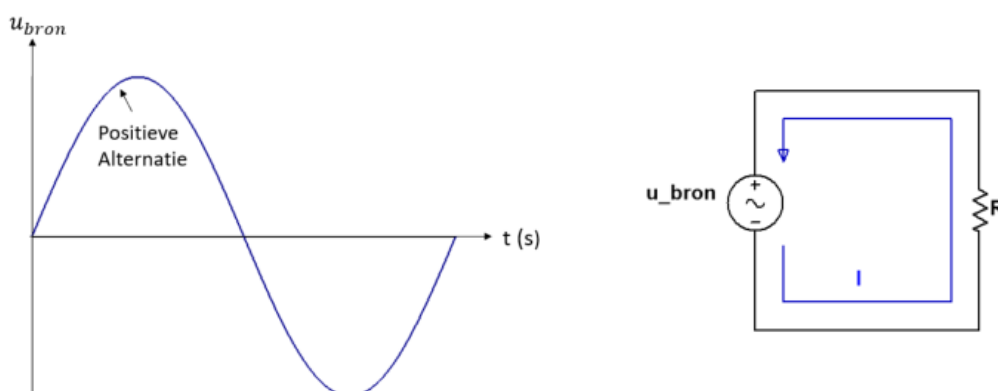


Figuur 2-2: voorstelling van 1 cyclus van een sinusgolf

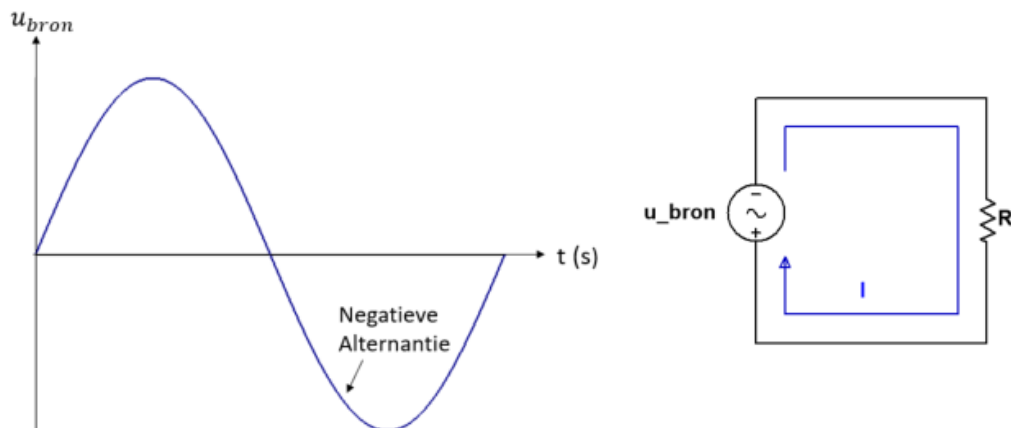
De elektrische energielevering van de energieleveranciers is in de vorm van een sinusvormige spanning en stroom. Er bestaan ook andere golfvormen voor elektrische signalen. Deze bestaan uit een samenstelling van een grondgolf en verschillende sinusoidale golfvormen die harmonischen worden genoemd.

### **Polariteit van een sinusgolf**

Een sinus verandert de polariteit op zijn waarde nul. Dit wil zeggen dat de sinusgolf wisselt tussen positieve en negatieve waarden. Wanneer een sinusvormige spanningsbron ( $u_{bron}$ ) wordt aangesloten aan een resistieve schakeling vloeit er een alternerende sinusoidale stroom door de schakeling. Dit is in figuur 2-3 weergegeven.



(a) Gedurende de positieve alternantie van de spanning vloeit de stroom in de getoonde richting

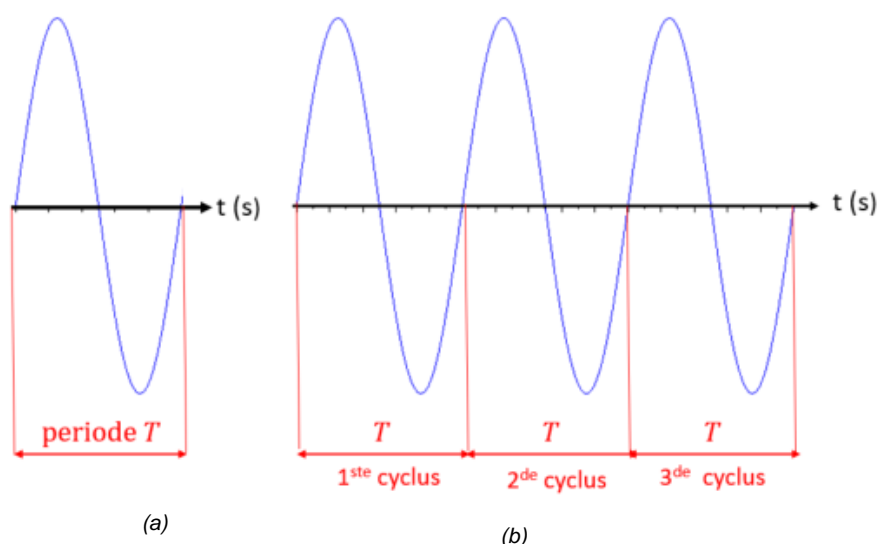


(b) Gedurende de negatieve alternantie van de spanning vloeit de stroom in de omgekeerde richting

Figuur 2-3 : Alternierende stroom en spanning

### 2.1.2.2 De periode van een sinusgolf

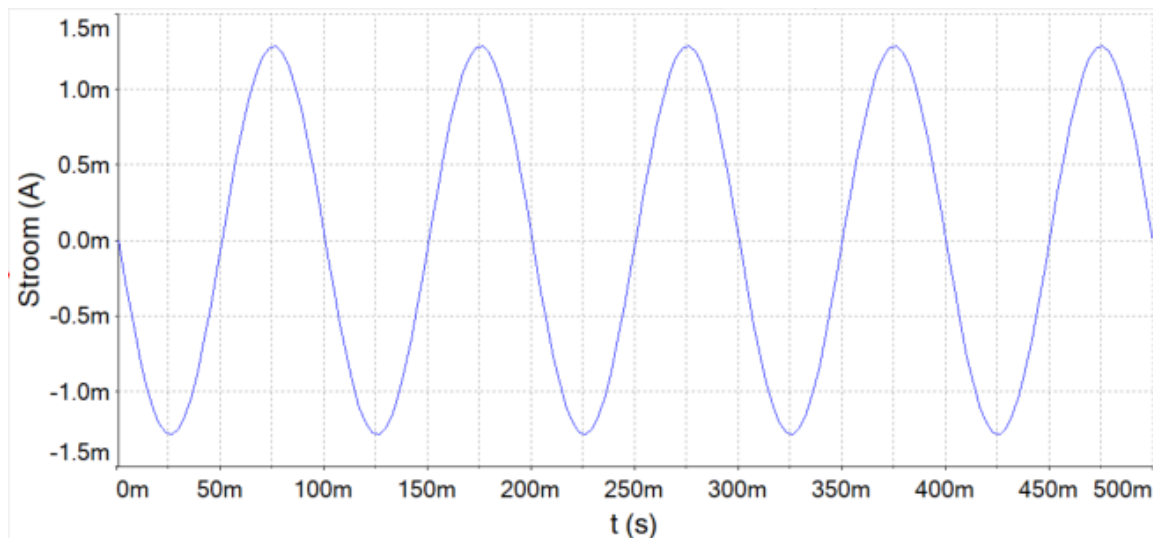
Een sinus varieert in de tijd ( $t$ ) in een definieerbare wijze. De tijd voor een gegeven sinusgolf die nodig is om één keer de volledige cyclus te voltooien wordt de periode ( $T$ ) genoemd. Onder een cyclus verstaan we één keer de volledige golfvorm van het signaal doorlopen. Figuur 2-4 (a) illustreert de periode van een sinus. Een sinusgolf blijft zich in identieke cycli herhalen zoals is weergegeven in figuur 2-4 (b). Aangezien alle cycli van een herhalende sinusgolf hetzelfde zijn, is de periode altijd een vaste waarde voor een gegeven sinusgolf. De periode van een sinusgolf kan worden gemeten vanaf een nuldoorgang tot aan de volgende overeenkomstige nuldoorgang zoals aangegeven in figuur 2-4(a). De periode kan ook worden gemeten vanaf een maximum (piek) in een bepaalde cyclus tot de volgende overeenkomstige maximum (piek) in de volgende cyclus.



Figuur 2-4: De periode van een bepaalde sinusgolf is heeft dezelfde waarde voor iedere cyclus

### Voorbeeld 2-1

Hoe groot is de periode van de sinusgolf in figuur VB-2-1?



Figuur VB-2-1

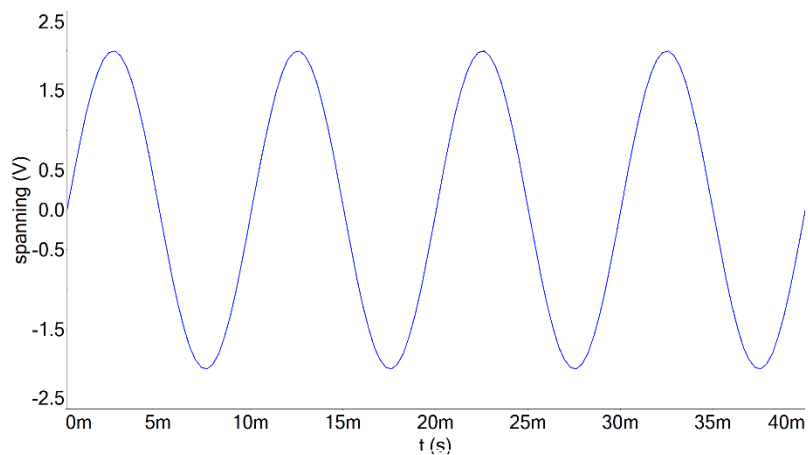
### Oplossing:

Zoals in figuur VB-2-1 te zien is duurt het 500 ms om vijf cycli te doorlopen. Om één cyclus te doorlopen is er bijgevolg een tijd nodig van 100 ms. Dit betekent dat de periode 100 ms duurt. In formulevorm:

$$T = 100 \text{ ms}$$

### Voorbeeld 2-2

Toon drie mogelijke manieren om de periode van een sinusgolf op te meten die weergegeven is in figuur VB-2-2. Hoeveel cycli zijn er weergegeven?



Figuur VB-2-2

### Oplossing:

Volgende methoden worden toegepast:

#### **Methode 1:**

De periode kan gemeten worden tussen een bepaalde nuldoorgang tot de volgende op dezelfde wijze passerende nuldoorgang.

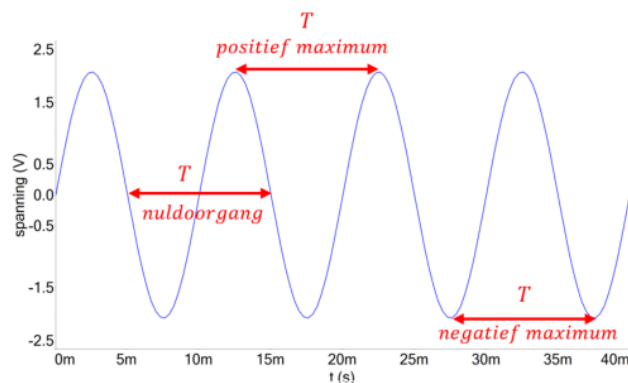
#### **Methode 2 :**

De periode kan gemeten worden van een positief maximum van een bepaalde cyclus tot het positief maximum van de volgende cyclus.

#### **Methode 3 :**

De periode kan gemeten worden van een negatief maximum van een bepaalde cyclus tot het negatief maximum van de volgende cyclus.

De metingen zijn weergegeven in figuur VB-2-3.

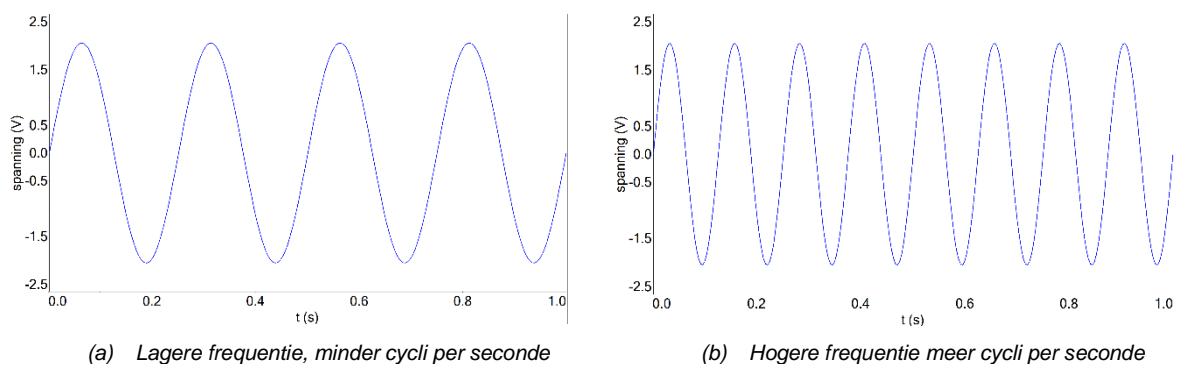


Figuur VB-2-3

Er zijn vier cycli weergegeven.

### 2.1.2.3 De frequentie van een sinusgolf

Frequentie is het aantal cyclussen dan een sinusgolf vervolledigt per seconde. Hoe meer cycli er worden vervolledigd, hoe hoger de frequentie. De eenheid van frequentie is Hertz ( $Hz$ ).  $1 Hz$  is het equivalent van één cyclus per seconde. Op analoge manier is vijftig hertz het equivalent van vijftig cyclussen per seconde.



Figuur 2-5: illustratie van frequentie



In de figuur 2-5 zijn twee sinusgolven weergegeven. In figuur 2-5 (a) vervolledigt de sinusgolf vier cycli per seconde. Dit betekent dat de frequentie gelijk is aan 4 Hz. In figuur 2-5 (b) vervolledigt de sinusgolf acht cycli per seconde wat overeen komt met een frequentie gelijk aan 8 Hz. Het signaal van de figuur 2-5 (b) heeft dus een dubbele frequentie dan het signaal van de figuur 2-5 (a).

### ***De relatie tussen de frequentie en de periode.***

De periode geeft de tijdsduur van hoelang een cyclus duurt in seconden aan. De frequentie geeft weer hoeveel cycli er zijn per seconde. De frequentie is bijgevolg omgekeerd evenredig met de periode. Immers hoe langer de tijdsduur van een cyclus, hoe minder cycli per seconden zich kunnen voordoen en omgekeerd. De relatie tussen frequentie en periode kan in formulevorm als volgt worden weergegeven:

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{of} \quad T = \frac{1}{f}$$

### **Voorbeeld 2-3**

*De periode van een bepaalde sinusvormige wisselstroom bedraagt 4 μs. Welke frequentie heeft deze wisselstroom?*

#### **Oplossing:**

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4 \mu s} = 250000 \text{ Hz} = 250 \text{ kHz}$$

### **Voorbeeld 2-4**

*De frequentie van een de netspanning bedraagt 50 Hz. Welke periode heeft deze wisselstroom?*

#### **Oplossing:**

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms}$$

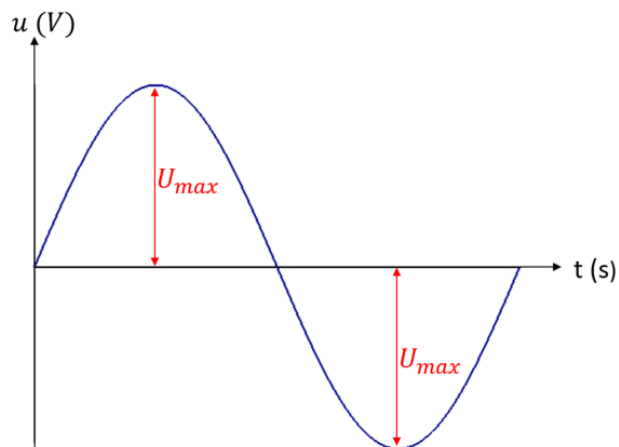
## **2.1.2.4 De spanning- en stroomwaarden van een sinusgolf**

Er zijn vijf verschillende manieren om de waarde van een sinusgolf in termen van zijn spanning- of stroomgrootte weer te geven: de momentele of ogenblikkelijke waarde, de maximale spanning, de top tot top waarde (peak-to-peak), de effectieve waarde (rms – root mean square) en de gemiddelde waarde.

### ***De maximale waarde of amplitude***

De amplitude of maximale waarde van een sinusgolf is gelijk aan de spanning (of stroom) op positief maximum of op negatief maximum. Beide maxima zijn gelijk in

grootte. De amplitude is bijgevolg de maximale waarde die de sinusgolf heeft gezien over een halve periode. De maximale spanning wordt aangeduid met  $U_{max}$ . Een oscilloscoop wordt gebruikt om een wisselspanningssignalen zichtbaar te maken op een beeldscherm. Dikwijls wordt  $U_{max}$  in de meetinstellingen op de oscilloscoop - en in het algemeen in engeltalige literatuur - voorgesteld als de peak-spanning. Symbolisch wordt dan de maximale- of piekspanning voorgesteld door  $V_p$  of  $U_p$ .



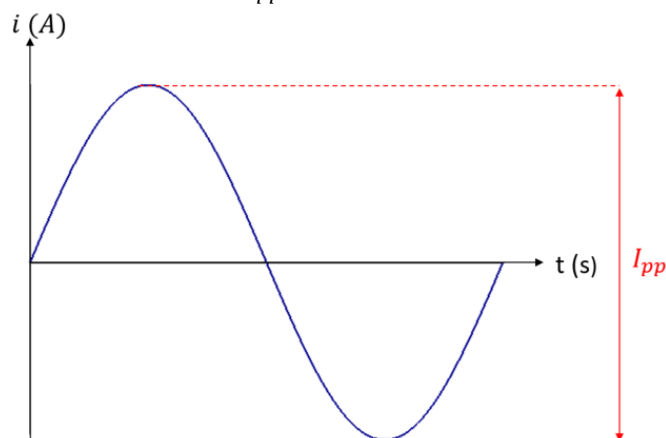
Figuur 2-6: maximale spanning bij een sinusvormige spanning

### **De top-tot-top waarde of peak-to-peak waarde**

De top-tot-top waarde, meestal peak-to-peak waarde genoemd, van een sinusgolf is de spanningswaarde (of stroomwaarde) tussen het positief maximum en het negatief maximum van de golfvorm. De peak-to-peak waarden worden voorgesteld door  $U_{pp}$  of  $I_{pp}$  en is gelijk aan twee keer de maximale waarde van een sinusgolf. In formulevorm:

$$U_{pp} = 2 \times U_{max}$$

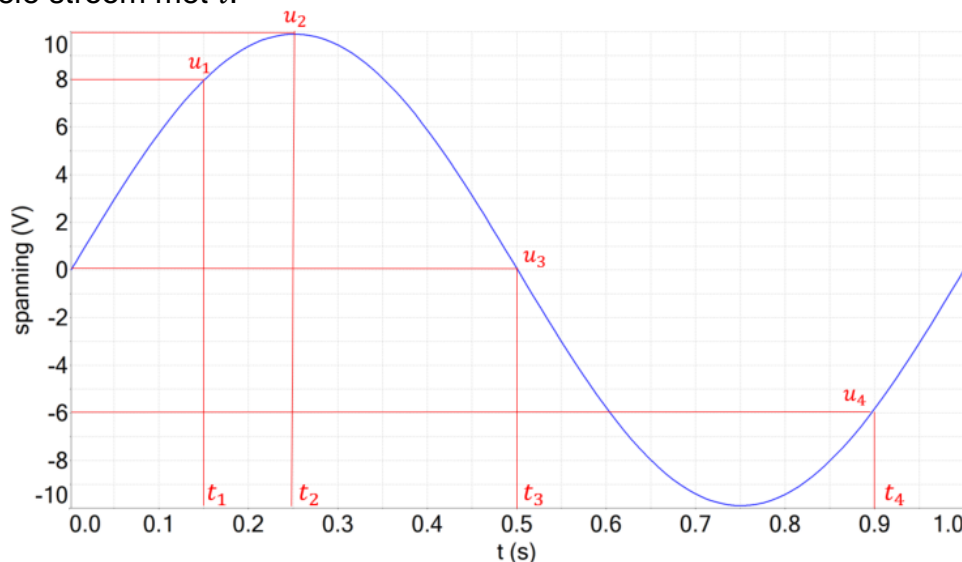
$$I_{pp} = 2 \times I_{max}$$



Figuur 2-7 : peak-to-peak waarde van een sinusvormige stroomgolf

### De momentele waarde

Op ieder tijdstip heeft een sinusgolf een bepaalde momentele waarde. Betreft het een spanningsgolf dan spreekt men van de momentele spanning of ogenblikkelijke spanning. Betreft het een stroomgolf dan wordt gesproken over de momentele- of ogenblikkelijke stroom. Momentele waarde worden aangeduid met een kleine letter. Zo wordt de momentele spanning aangeduid met  $u$  en de momentele stroom met  $i$ .



Figuur 2-8 : voorbeeld van een sinusspanning met enkele momentele waarden aangeduid

De momentele spanningswaarde kan je bepalen met volgende formule:

$$u = U_{\max} \sin(2\pi ft)$$

Hierbij is :

- $U_{\max}$  : Maximale spanning van de sinusgolf over een halve periode gezien.
- $f$  : De frequentie van de sinusgolf
- $t$  : Het beschouwde tijdstip waarom de momentele waarde wordt berekend

Hou rekening met het feit dat je rekenmachine in radialen moet staan in plaats van graden om de sinuswaarde te berekenen en aldus de juiste momentele waarde correct bepaalt.

De figuur 2-8 toont vier momentele spanningswaarden  $u_1, u_2, u_3$  en  $u_4$  op de overeenkomstige tijdstippen  $t_1, t_2, t_3$  en  $t_4$ . De sinusgolf heeft een periode van 1 s wat overeenkomt met een frequentie van 1 Hz. Uit de figuur is op te maken dat de maximale spanning  $U_{\max}$  is aan 10 V. De momentele spanningswaarden op de vermelde tijdstippen in de figuur zijn gelijk aan :

- $t_1 = 0,15 \text{ s} : u_1 = U_{\max} \sin(2\pi ft_1) = 10V \times \sin(2 \times \pi \times 1 \text{ Hz} \times 0,15 \text{ s}) = 8,09 \text{ V}$
- $t_2 = 0,25 \text{ s} : u_2 = U_{\max} \sin(2\pi ft_2) = 10V \times \sin(2 \times \pi \times 1 \text{ Hz} \times 0,25 \text{ s}) = 10 \text{ V}$
- $t_3 = 0,5 \text{ s} : u_3 = U_{\max} \sin(2\pi ft_3) = 10V \times \sin(2 \times \pi \times 1 \text{ Hz} \times 0,5 \text{ s}) = 0 \text{ V}$
- $t_4 = 0,9 \text{ s} : u_4 = U_{\max} \sin(2\pi ft_4) = 10V \times \sin(2 \times \pi \times 1 \text{ Hz} \times 0,9 \text{ s}) = -5,87 \text{ V}$

### De effectieve waarde

De meeste wisselspanningsvoltmeters geven de effectieve spanningswaarde weer. De effectieve waarde van een sinusvormige wisselspanning ( $U_{eff}$ ) is gelijk aan de gelijkspanningswaarde die evenveel warmte dissipeert in een weerstand als deze wisselspanning. Hieruit kan je concluderen dat de effectieve waarde de waarde is waarmee je, inzake vermogendissipatie, een sinusoïdale wisselspanning kan vergelijken met een gelijkspanning. In Engelstalige literatuur vind je de effectieve spanningswaarde  $U_{eff}$  terug als de rms-waarde  $V_{rms}$ . De term rms staat voor root mean square of het kwadratisch gemiddelde.

De relatie tussen de effectieve spanning/stroom en de maximale spanning/stroom is als volgt:

$$\begin{aligned}U_{eff} &= \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} \approx 0,707 U_{max} \\I_{eff} &= \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \approx 0,707 I_{max} \\U_{max} &= \sqrt{2} U_{eff} \\I_{max} &= \sqrt{2} I_{eff}\end{aligned}$$

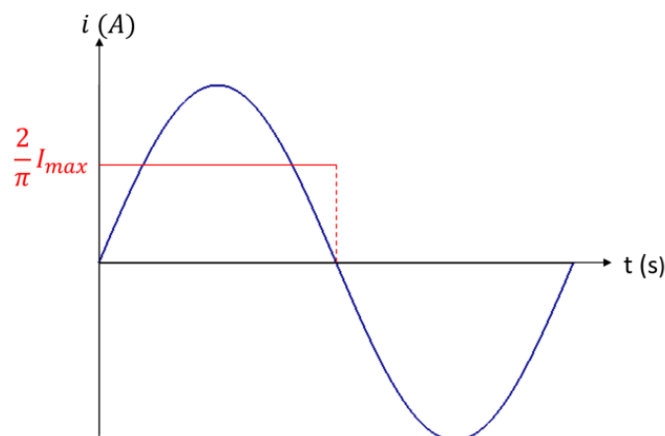
De relatie tussen de effectieve spanning/stroom en de peak-to-peak waarde van de spanning/stroom is als volgt:

$$U_{pp} = 2 \sqrt{2} U_{eff}$$

$$I_{pp} = 2 \sqrt{2} I_{eff}$$

### De gemiddelde waarde

Over een gehele periode gezien is de gemiddelde waarde van een sinusvorm steeds gelijk aan nul. De reden hiervoor is dat in één periode de positieve waarden gelijk en tegengesteld zijn aan de negatieve waarden.



Figuur 2-9 : voorbeeld van gemiddelde waarde van een sinusvormige wisselstroom

Om toch een nuttige vergelijkingswaarde te bekommen, en de gemiddelde waarde van een gelijkgerichte spanning te kunnen bepalen, wordt de gemiddelde waarde

bepaald over een halve periode. De gemiddelde waarde wordt uitgedrukt in verhouding tot de maximale waarde. De gemiddelde spanningswaarde  $U_{gem}$  is dan als volgt te bepalen:

$$U_{gem} = \frac{2}{\pi} U_{max} \approx 0,637 U_{max}$$

Voor de stroom vind je de gemiddelde stroomwaarde op analoge manier:

$$I_{gem} = \frac{2}{\pi} I_{max} \approx 0,637 I_{max}$$

In de Engelstalige literatuur vind je voor de gemiddelde waarde de average value of voor spanning  $V_{avg}$ .

### **Voorbeeld 2-5**

*Bepaal de peak-to-peak spanning, de effectieve- en gemiddelde spanning van een sinsusvormige wisselspanning met amplitude gelijk aan 6 V.*

### **Oplossing:**

$$U_{pp} = 2 \times U_{max} = 2 \times 6 V = 12 V$$

$$U_{eff} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{6 V}{\sqrt{2}} = 4,24 V$$

## **2.1.3 Hoekmeting van een sinusgolf**

Sinusgolven kunnen gemeten worden langs de horizontale as van de tijd. Echter is de tijd voor voltooiing van een cyclus afhankelijk van de frequentie. Het is vaak nuttig om de punten te specificeren in termen van hoekmeting, uitgedrukt in graden of radialen. De hoekmeting is onafhankelijk van de frequentie.

### **Wat is belangrijk?**

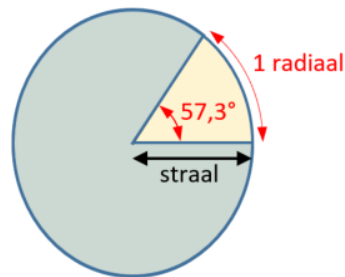
- Je omschrijft de relatie tussen hoek en sinusgolf.
- Je verklaart hoe je een sinus kan meten in termen van hoeken.
- Je zegt de definitie van een radiaal.
- Je zet radialen om in graden en omgekeerd.
- Je bepaalt de fase van een sinusgolf.

Een sinusoïdale spanning kan geproduceerd worden door een alternator. Er is een direct verband tussen de rotatie van de rotor in de alternator en de sinusgolf van de spanning aan de uitgang. Dit betekent dat de hoekpositie van de rotor in direct verband staat met de hoek die de sinusgolf op dat moment bezit.

## **2.1.4 Hoekmeting**

Een graad is een hoekmeting die overeenkomt met  $1/360^{\text{ste}}$  van een cirkel. Een radiaal (rad) is de hoek die gevormd wordt als de booglengte op de omtrek van een

cirkel tussen beide hoekbenen overeenkomt met de straal van een cirkel. 1 radiaal komt overeen met een hoek van  $57,3^\circ$ . Dit is weergegeven in figuur 2-10.

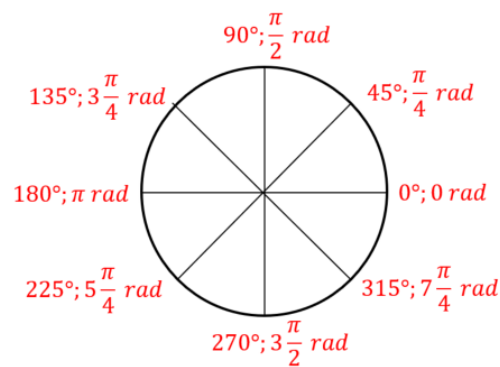


Figuur 2-10 : Relatie tussen radiaal en graden

### 2.1.4.1 Conversie van radialen naar graden

Graden	radialen
$0^\circ$	0 rad
$45^\circ$	$\pi/4$ rad
$90^\circ$	$\pi/2$ rad
$135^\circ$	$3\pi/4$ rad
$180^\circ$	$\pi$ rad
$225^\circ$	$5\pi/4$ rad
$270^\circ$	$3\pi/2$ rad
$315^\circ$	$7\pi/4$ rad
$360^\circ$	$2\pi$ rad

Tabel 2-1 : relatie graden – radialen



Figuur 2-11 : Hoekmetingen (vanaf  $0^\circ$  en tegen de klok in)

Graden kunnen op volgende wijze worden omgevormd tot radialen :

$$\text{radialen} = \frac{\text{aantal graden}}{360^\circ} \times 2\pi \text{ rad}$$

Op analoge wijze kan je radialen omvormen naar graden :

$$\text{graden} = \frac{\text{aantal radialen}}{2\pi \text{ rad}} \times 360^\circ$$

### Voorbeeld 2-6

- Converteer  $60^\circ$  naar radialen
- Converteer  $\frac{\pi}{6}$  rad naar graden

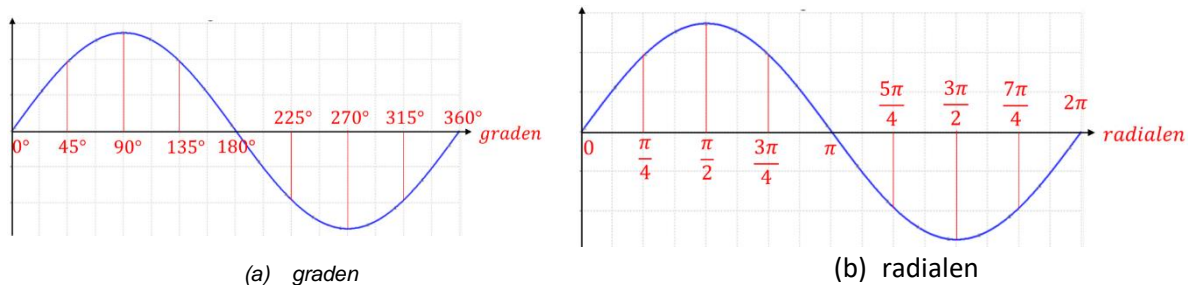
### Oplossing:

$$(a) \text{ radialen} = \frac{\text{aantal graden}}{360^\circ} \times 2\pi \text{ rad} = \frac{60^\circ}{360^\circ} \times 2\pi \text{ rad} = \frac{\pi}{3} \text{ rad} (= 1,047 \text{ rad})$$

$$(b) \text{ graden} = \frac{\text{aantal radialen}}{2\pi \text{ rad}} \times 360^\circ = \frac{\frac{\pi}{6} \text{ rad}}{2\pi \text{ rad}} \times 360^\circ = 30^\circ$$

#### 2.1.4.2 Sinushoeken

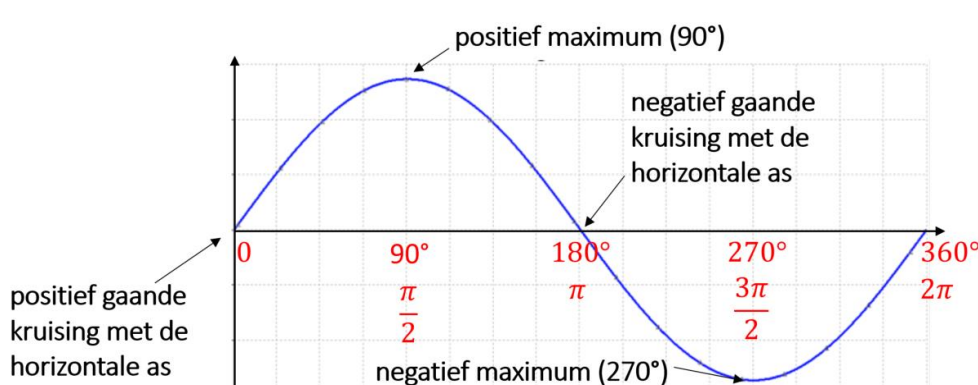
Hoekmeting over een volledige cyclus van een sinusgolf is gebaseerd op  $360^\circ$  of  $2\pi \text{ rad}$ . Een halve cyclus is bijgevolg  $180^\circ$  of  $\pi \text{ rad}$ .  $\frac{1}{4}$  cyclus komt overeen met  $90^\circ$  of  $\frac{\pi}{2} \text{ rad}$ . De figuur 2-12 (a) toont de hoeken in graden over een volledige cyclus van een sinusgolf. De figuur 2-12 (b) toont dezelfde sinus maar met de hoeken in radialen.



Figuur 2-12 : hoeken bij sinusgolven

#### 2.1.5 De fase van een sinusgolf

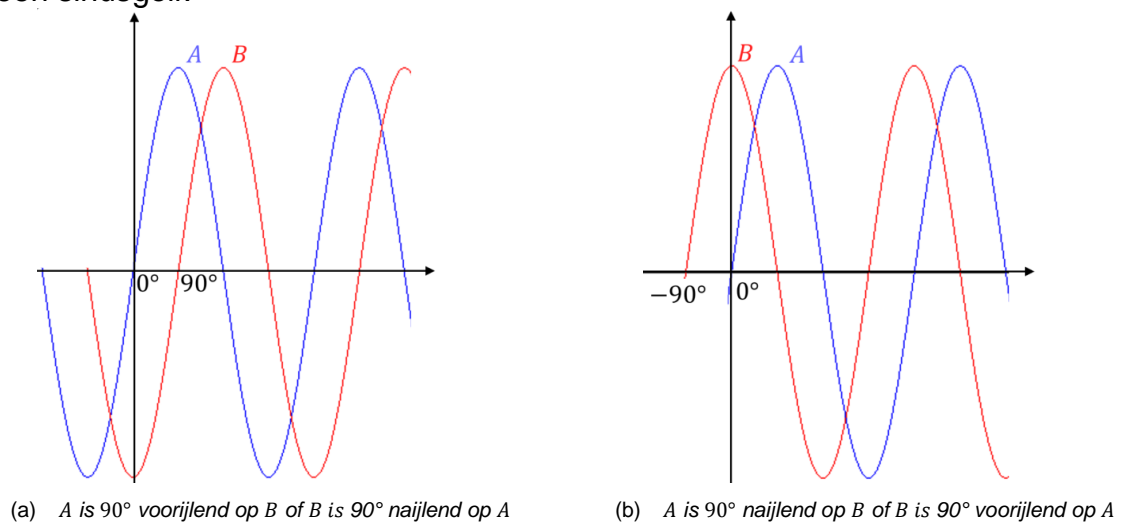
De fase van een sinusgolf is een hoekmeting dat de positie van deze sinusgolf weergeeft ten opzichte van een referentie. De figuur 2-13 toont een cyclus van een sinusgolf die wordt gebruikt als referentie.



Figuur 2-13

Merk op dat de eerste positief gaande kruising van de horizontale as (nuldoorgang) op  $0^\circ$  ligt en het positief maximum op  $90^\circ$ . De negatief gaande nuldoorgang ligt op  $180^\circ$  en het negatief maximum op  $270^\circ$ . De cyclus wordt afgerond op  $360^\circ$ . Worden de hoeken bij de referentie in radialen uitgedrukt dan is er bij  $0 \text{ rad}$  de eerste positief gaande kruising van de horizontale as. Het positief maximum ligt bij een hoek van  $\frac{\pi}{2} \text{ rad}$  en de negatief gaande nuldoorgang op  $\pi \text{ rad}$ . Het negatief maximum op  $\frac{3\pi}{2} \text{ rad}$  en de cyclus wordt op  $2\pi \text{ rad}$  afgerond.

Wanneer de sinusgolf links of rechts verschoven is ten opzichte van deze referentie is er een faseverschuiving. Figuur 2-14 illustreert een bepaalde faseverschuiving van een sinusgolf.



Figuur 2-14 : voorbeeld faseverschuiving tussen bepaalde sinusgolven

In figuur 2-14 (a) is de sinusgolf B  $90^\circ$  naar rechts verschoven ten opzichte van de sinusgolf A. Dit houdt in dat de fasehoek  $90^\circ$  is tussen beiden. In term van tijden uitgedrukt : het positief maximum van sinus B komt  $90^\circ$  later dan het positief maximum van sinus A. Men zegt dat sinus B  $90^\circ$  naijlt op sinus A of dat sinus A  $90^\circ$  voorijlt op sinus B.

In figuur 2-14 (b) is sinus B  $90^\circ$  naar links verschoven ten opzichte van sinus A. Er is terug een fasehoek van  $90^\circ$  tussen beide sinussen. Sinus B is in dit geval  $90^\circ$  voorijlend op sinus A of sinus A is  $90^\circ$  naijlend op sinus B. In beide gevallen is er  $90^\circ$  faseverschuiving tussen beiden.

De faseverschuiving wordt meestal opgemeten met een oscilloscoop. Wanneer je faseverschuiving meet plaats je de golfvormen best over elkaar en maak ze zichtbaar met ongeveer dezelfde grootte, hierbij eventueel een van de golfvormen tijdelijk uit amplitudecalibratie brengen. Hierdoor wordt een eventuele meetfout vermeden of verkleint als beide golfvormen niet worden gemeten tegen hun exacte midden.

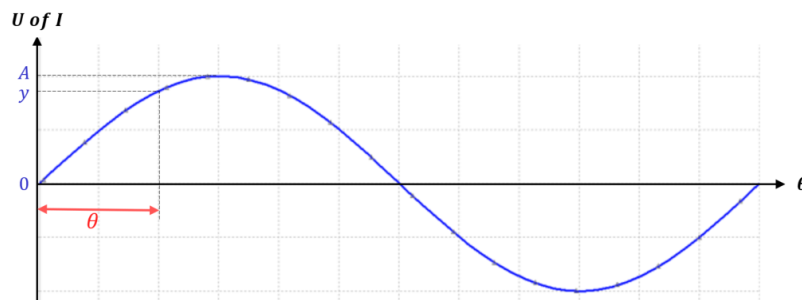
Moderne oscilloscopen hebben een instelling waarbij de fase tussen twee signalen door het toestel zelf bepaald wordt. Om de fase correct te kunnen meten met een oscilloscoop moeten beide signalen minstens met één periode volledig op het oscilloscoopscherm worden weergegeven.



### 2.1.6 Bepalen van de sinusgolfformule

Figuur 2-15 toont een algemene weergave van een sinusgolf. De amplitude  $A$  is de maximale spannings- of stroomwaarde tijdens een halve periode langs de verticale as. De hoekwaarden verlopen langs de horizontale as. De variabele  $y$  stelt de momentele waarde van de spanning (of stroom) voor bij een gegeven hoek  $\theta$  (theta). De momentele waarde kan weergegeven worden met volgende wiskundige formule:

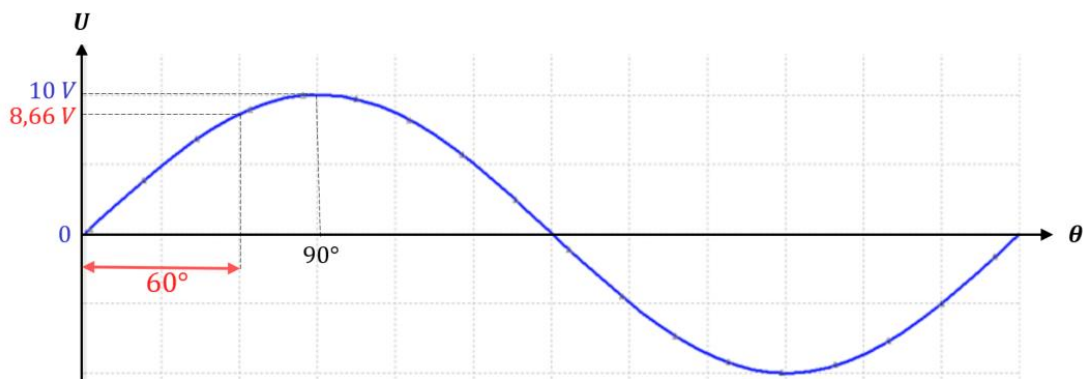
$$y = A \sin \theta$$



Figuur 2-15 : Amplitude en fase van een algemene sinusgolf

De vergelijking  $y = A \sin \theta$  stelt ieder punt voor op de sinusgolf. Ieder punt wordt voorgesteld door zijn momentele waarde  $y$  welke gelijk is aan de amplitude  $A$  vermenigvuldigt met de sinuswaarde van de hoek  $\theta$ . De figuur 2-16 stelt een getallenvoorbeeld voor. Stel dat de amplitude gelijk aan  $10\text{ V}$  en je wilt de spanning kennen bij een hoek van  $60^\circ$ . Deze spanning kan je dan als volgt vinden:

$$y = 10\text{ V} \sin(60^\circ) = 10\text{ V} \times 0,866 = 8,66\text{ V}$$



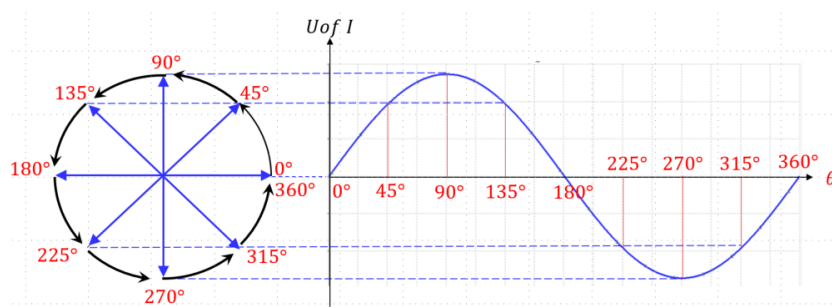
Figuur 2-16 : voorbeeld van een momentele spanningswaarde bij  $60^\circ$

### Afleiden van de sinusgolfformule

Als je vertrekt van het nulpunt op de horizontale as van figuur 2-16 zie je dat, naarmate je verder beweegt langs de horizontale as, de hoek verhoogt en de grootte van de momentele spanning varieert. Op een willekeurig moment kan de grootte van de sinusgolf bepaald worden door de vermenigvuldiging van de amplitude met de sinuswaarde van de hoek. De momentele waarde van de sinusgolf kan geschreven

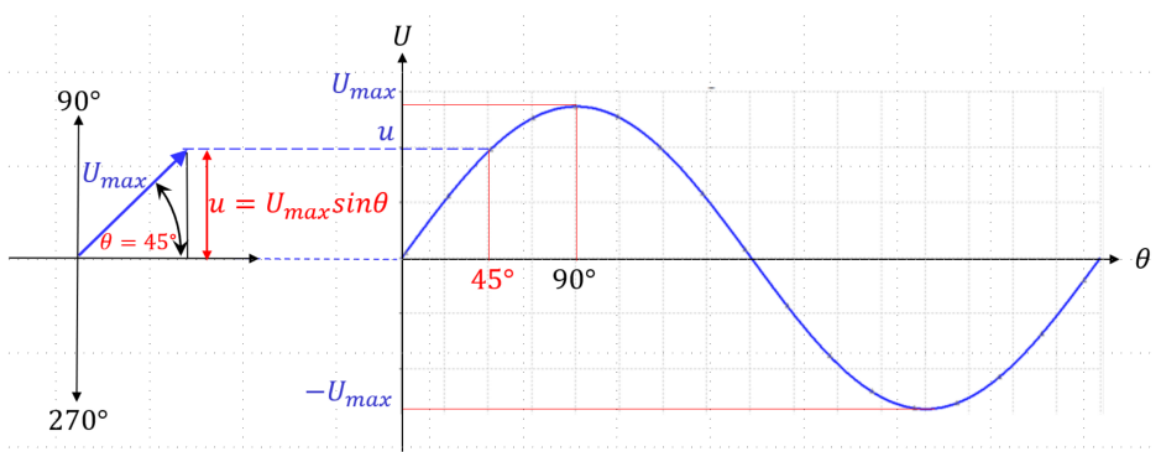
worden aan de hand van de amplitude en de fasehoek dat deze amplitude maakt. Dit kan worden voorgesteld in een vectordiagram (fasor). De vector of fasor geeft de grootte en de richting (fasehoek) weer van een bepaalde momentele waarde. Een fasor wordt grafisch weergegeven als een pijl die draait rond een vast punt. De lengte van een sinusgolf is gelijk aan de amplitude van de desbetreffende sinusgolf. De hoekpositie van de fasor tijdens het draaien is gelijk aan de fasehoek. Een volledige cyclus van een sinusgolf kan worden gezien als de rotatie van  $360^\circ$  van de fasor.

De figuur 2-17 illustreert een vectordiagram dat linksom draait door middel van een omwenteling van  $360^\circ$ . Als het punt van de fasor wordt geprojecteerd op een grafiek met de fasehoeken, wordt langs de horizontale as een sinus uitgetekend zoals weergegeven in de figuur.



Figuur 2-17 : sinusgolf voorgesteld door een roterende fasor

Bij elke hoekstand van het vectordiagram is er een overeenkomstige magnitude waarde. Bij  $90^\circ$  en  $270^\circ$  is de amplitude van de sinus maximaal en gelijk aan de lengte van de fasor. Bij  $0^\circ$  en  $180^\circ$  is de sinuswaarde gelijk aan nul. Merk op dat de fasor dan horizontaal ligt en de sinuswaarde van  $0^\circ$  en  $180^\circ$  gelijk is aan 0.



Figuur 2-18 : Bepalen van de momentele spanning vanuit het principe van de rechthoekige driehoek

Bekijk bijvoorbeeld de fasorpositie bij  $45^\circ$  zoals in figuur 2-18 is weergegeven. De momentele waarde  $u$  van de sinusgolf is zowel gerelateerd naar de hoek als naar de

amplitude (lengte van de fasor) van de sinusgolf. De verticale afstand van het pijlpunt tot de horizontale as stelt de momentele waarde voor van de sinusgolf op dat punt ( $\theta = 45^\circ$ ). Merk op dat als de verticale lijn van het pijlpunt naar de horizontale as getrokken wordt er een rechthoekige driehoek ontstaat. De lengte van de fasor is de schuine zijde van deze driehoek en de momentele spanning de zijde tegenover de hoek of de overstaande zijde genoemd. De sinuswaarde bij een rechthoekige driehoek kan bepaald worden als de verhouding van de overstaande zijde op de schuine zijde. In dit geval is dit de verhouding van de momentele spanningswaarde over de amplitude. Bijgevolg wordt verkregen:

$$\sin\theta = \frac{u}{U_m}$$

$$u = U_{\max} \sin\theta$$

Voor de stroom kan je dezelfde redenering maken. De momentele stroom is dan gelijk aan:

$$i = I_{\max} \sin\theta$$

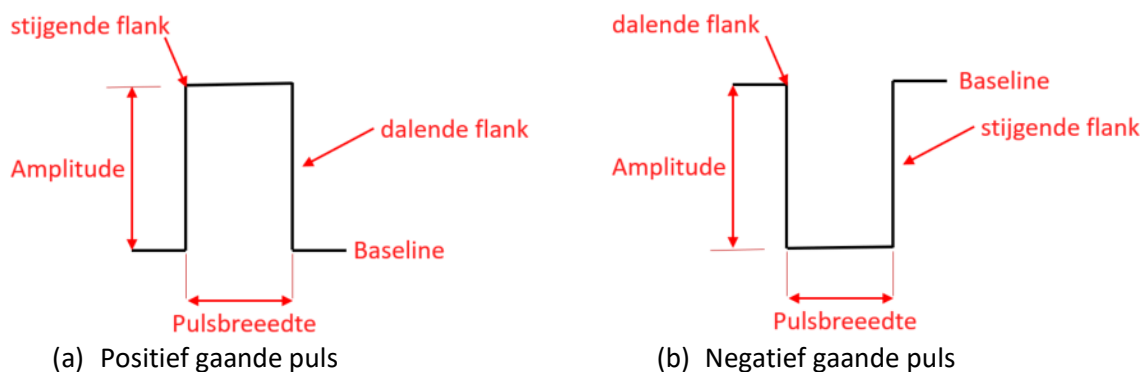
## 2.1.7 Niet sinusoidale golfvormen

Sinusgolven zijn belangrijk in de elektronica maar ze zijn niet het enige type van een wisselspanning of een in de tijd variërend signaal. Andere belangrijke golfvormen zijn onder andere de blokgolf en de driehoeksgolf.

### 2.1.7.1 Pulsgolven

Een elektrische puls is een kortstondige spanning of stroom. Een puls komt veel voor in de digitale techniek waarbij bij positieve logica een positieve puls een "1" voorstelt en de pauze (of geen puls) een "0".

In principe kan een puls worden beschreven als een zeer snelle overgang van een bepaald spannings- of stroomniveau naar een ander niveau waarbij na een bepaalde tijdsperiode terug een zeer snelle overgang volgt met als gevolg dat het spannings- of stroomniveau terug naar het oorspronkelijk basisniveau overgaat. Een puls is weergegeven in figuur 2-19.



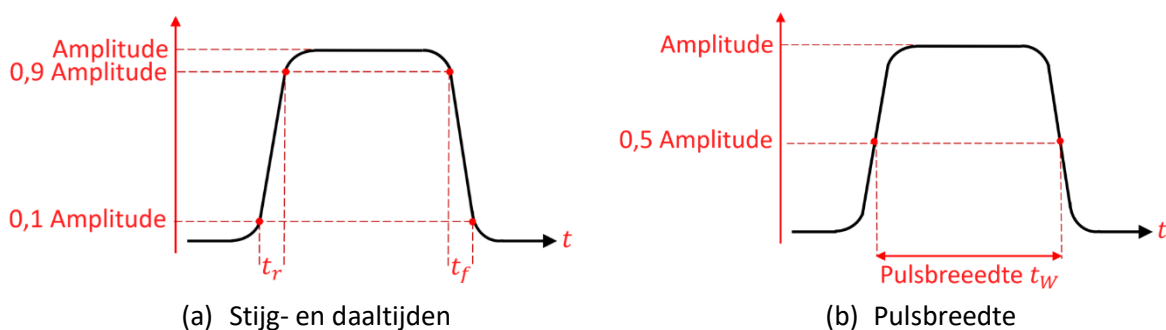
Figuur 2-19 : ideale pulsen

Voor een positief gaande puls geldt dat de baseline van een puls het laagste niveau van de volledige puls is.. Het is het niveau van spanning of stroom dat aanwezig is zonder dat de “pulsamplitude” aanwezig is. Van zodra de puls verschijnt verhoogt het spannings- of stroomniveau vanaf de baseline met een waarde gelijk aan de amplitude. Bij een ideale puls is de stijgtijd om van het baselineniveau tot het niveau van de amplitude te komen oneindig klein. Dit betekent dat de stijgende flank verticaal omhoog gaat. Hetzelfde geldt voor de flankverandering aan de achterzijde van de puls. Doordat de daaltijd oneindig klein is bij een ideale puls verkrijgen we ook hier een verticale lijn naar beneden.

De overgangen in niveau worden stappen genoemd. Een ideale puls bestaat uit twee tegengesteld lopende stappen van gelijke amplitude. Wanneer de flankverandering aan de voor- of achterkant van de puls positief is, spreekt men van een stijgende flank. Wanneer de flank aan de voor- of achterkant negatief gaande is, spreekt men van een dalende flank. Figuur 2-19 (a) toont een ideale positief gaande puls bestaande uit twee tegengesteld lopende ogenblikkelijke stappen, gescheiden door een interval van tijd dat pulsbreedte wordt genoemd. Figuur 2-19 (b) toont een ideale negatief gaande puls. De hoogte van de puls vanaf de baseline is de spannings- of stroomamplitude. Gewoonlijk wordt de analyse vereenvoudigd door het behandelen van pulsen als ideaal. Dit houdt in dat de pulsen meestal beschouwd worden als samengesteld uit ogenblikkelijke stappen die perfect rechthoekig van vorm zijn.

### **Kenmerken van een puls**

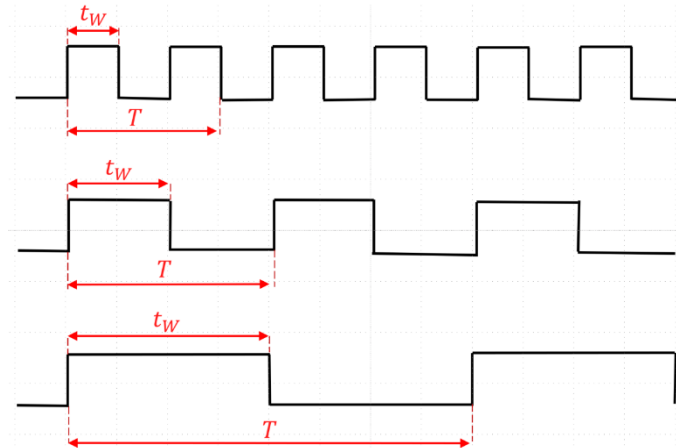
In de werkelijkheid zijn pulsen niet ideaal. Ze kunnen niet onmiddellijk veranderen van de ene toestand in de andere. Voor iedere stap is een zekere tijd vereist zoals weergegeven in figuur 2-20 (a). Er is een interval van tijd nodig om de puls van de ene toestand naar de andere te brengen. Dit interval wordt de stijgtijd genoemd. De stijgtijd (rise time  $t_r$ ) is de tijd die nodig is voor een puls om van 10% van zijn amplitude naar 90% van zijn amplitude te gaan. De daaltijd (fall time  $t_f$ ) is de tijd nodig voor een puls om van 90% van zijn amplitude naar 10% van zijn amplitude te gaan. De pulsbreedte (puls width  $t_w$ ) is de tijd tussen het punt waarbij de voorste flank 50% van zijn amplitude heeft bereikt tot het punt in de achterste flank waarbij de waarde eveneens gelijk is aan 50% van de amplitude. De pulsbreedte wordt weergegeven in figuur 2-20.



Figuur 2-20

### 2.1.7.2 Blokgolffrein (herhalende pulsen)

Elke golfvorm die zich op vaste tijdstippen herhaalt is periodiek. Figuur 2-21 toont enkele voorbeelden van periodieke pulsgolfvormen. Merk op dat de pulsen met regelmatige intervallen worden herhaald.



Figuur 2-21 : Zichzelf herhalende pulsvormen

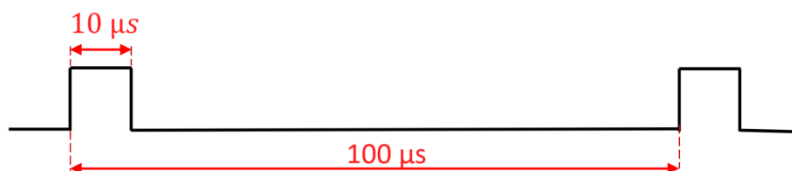
De snelheid waarmee pulsvormen worden herhaald is de pulsherhalingsfrequentie. Deze is de fundamentele frequentie van de golfvorm. De frequentie kan worden uitgedrukt in Hertz of in pulsen per seconde. De tijd vanaf een bepaalde positie van één puls tot het overeenkomstige punt op de volgende puls wordt periode  $T$  genoemd. De relatie tussen de frequentie en de periode is dezelfde als bij de sinusgolf ( $f = 1/T$ ).

De duty cycle is de verhouding van de pulsbreedte ( $t_W$ ) tot de periode  $T$  en wordt meestal uitgedrukt als een percentage. In formulevorm:

$$\text{Percentage duty cycle} = \frac{t_W}{T} \times 100 \%$$

#### Voorbeeld 2-7

Bepaal de periode, frequentie en duty cycle van de pulsgolfvorm in figuur VB-2-4.



Figuur VB-2-4

#### Oplossing:

De periode is gelijk aan 100 μs. Hieruit kan je de frequentie bepalen :

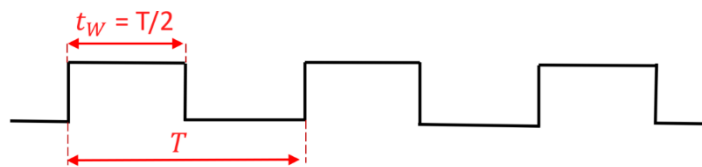
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100 \mu s} = 10 \text{ kHz}$$

*De duty cycle:*

$$\text{Percentage duty cycle} = \frac{t_W}{T} \times 100 \% = \frac{10 \mu s}{100 \mu s} \times 100 \% = 10 \%$$

### 2.1.7.3 Blokgolven

Een blokgolf is een pulsgolfvorm waarbij de duty cycle gelijk is aan 50 %. Dit houdt in dat de pulsbreedte gelijk is aan een halve periode. In figuur 2-22 is een blokgolf weergegeven. Blokgolven worden dikwijls gebruikt als klok in digitale systemen.



Figuur 2-22: blokgolf

#### **De gemiddelde waarde van een pulsgolfvorm**

De gemiddelde waarde van een pulsgolfvorm is gelijk aan de baselinewaarde plus het product van duty cycle met zijn amplitude. Hierbij is de baselinewaarde het lage niveau van een positief gaande puls of het hoogste niveau van een negatief gaande puls. De formule om deze gemiddelde waarde te bepalen is gelijk aan :

$$U_{gem} = \text{baseline} + (\text{duty cycle} \times \text{amplitude})$$

#### **Voorbeeld 2-8**

*Bepaal de gemiddelde spanning van de pulsspanningen in figuur VB-2-5*

#### **Oplossing:**

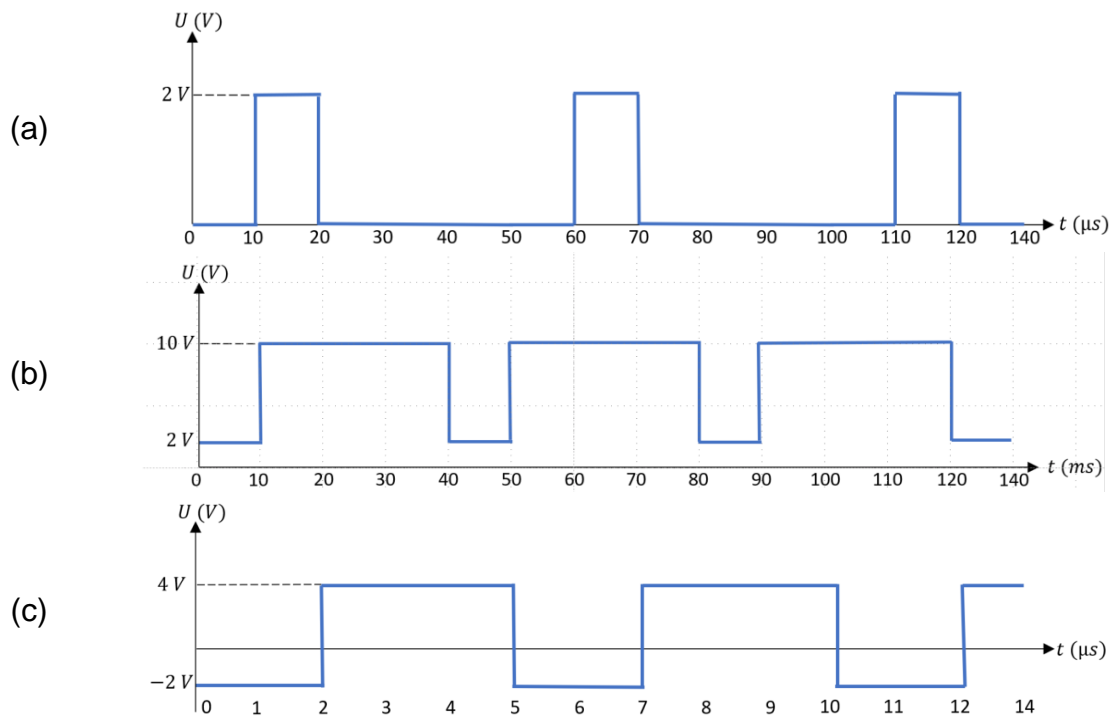
In figuur VB-2-5 (a) ligt de baseline op 0 V en de amplitude op 2 V. De duty cycle is als volgt te vinden:  $\frac{10 \mu s}{50 \mu s} \times 100 \% = 20 \%$ .

De gemiddelde spanning is dan gelijk aan:

$$U_{gem} = \text{baseline} + (\text{duty cycle} \times \text{amplitude}) = 0 \text{ V} + (0.2 \times 2 \text{ V}) = 0.4 \text{ V}$$

In figuur VB-2-5 (b) ligt de baseline op 2 V en is de amplitude gelijk aan  $10 \text{ V} - 2 \text{ V} = 8 \text{ V}$ . De duty cycle is als volgt te vinden:  $\frac{30 \text{ ms}}{40 \text{ ms}} \times 100 \% = 75 \%$ . De gemiddelde spanning is dan gelijk aan:

$$U_{gem} = \text{baseline} + (\text{duty cycle} \times \text{amplitude}) = 2 \text{ V} + (0.75 \times 8 \text{ V}) = 8 \text{ V}$$



Figuur VB-2-5

In figuur VB-2-5 (c) ligt de baseline op  $-2\text{ V}$  en is de amplitude gelijk aan  $4\text{ V} - (-2\text{ V}) = 6\text{ V}$ . De duty cycle is als volgt te vinden:

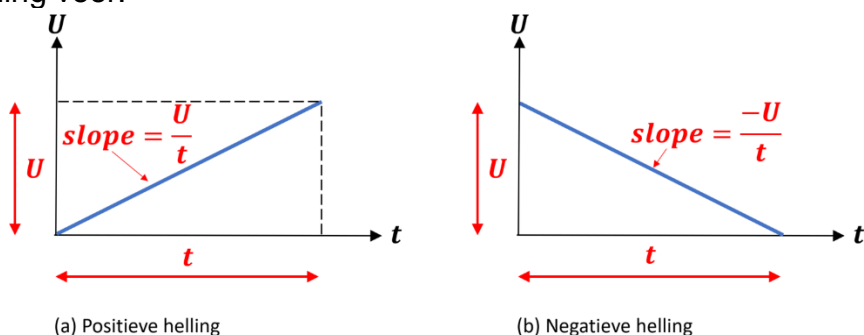
$$\frac{\mu\text{s}}{5\text{ }\mu\text{s}} \times 100\% = 60\%$$

De gemiddelde spanning is dan gelijk aan:

$$U_{\text{gem}} = \text{baseline} + (\text{duty cycle} \times \text{amplitude}) = -2\text{ V} + (0,60 \times 6\text{ V}) = 1,6\text{ V}$$

#### 2.1.7.4 Driehoeksgolfvorm en zaagtandvorm

Driehoekige en zaagtandvormige golfvormen worden gevormd door lineaire spannings- of stroom- hellingen. Een helling stelt een lineaire toename of afname van de spanning of stroom voor. Figuur 2-23 toont zowel een positief als negatief lopende helling voor.



Figuur 2-23 : spanningshellingen

In figuur 2-23 (a) is de helling een positieve helling terwijl in figuur 2-23 (b) een negatieve helling te zien is. De hellingshoek is afhankelijk van de hoeveelheid spanning per tijdseenheid waarmee het signaal wordt vergroot of verkleind. Deze mate van stijging of daling wordt weergegeven met het begrip “slope”. In formulevorm:

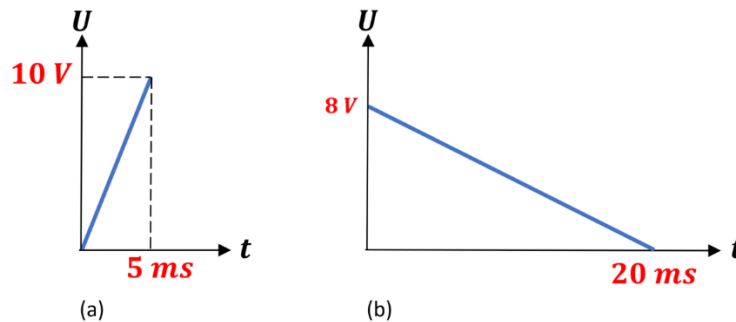
$$\text{slope} = \pm \frac{U}{t}$$

of in het geval bij een stroom:

$$\text{slope} = \pm \frac{I}{t}$$

### **Voorbeeld 2-9**

*Bepaal de slope (of helling) van de spanningshellingen in figuur VB-2-6.*



*Figuur VB-2-6*

### **Oplossing**

*In figuur VB-2-6 (a) stijgt de spanning van 0 V naar 10 V in 5 ms. De slope is dan gelijk aan :*

$$\text{slope} = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ ms}} = 2 \text{ V/ms}$$

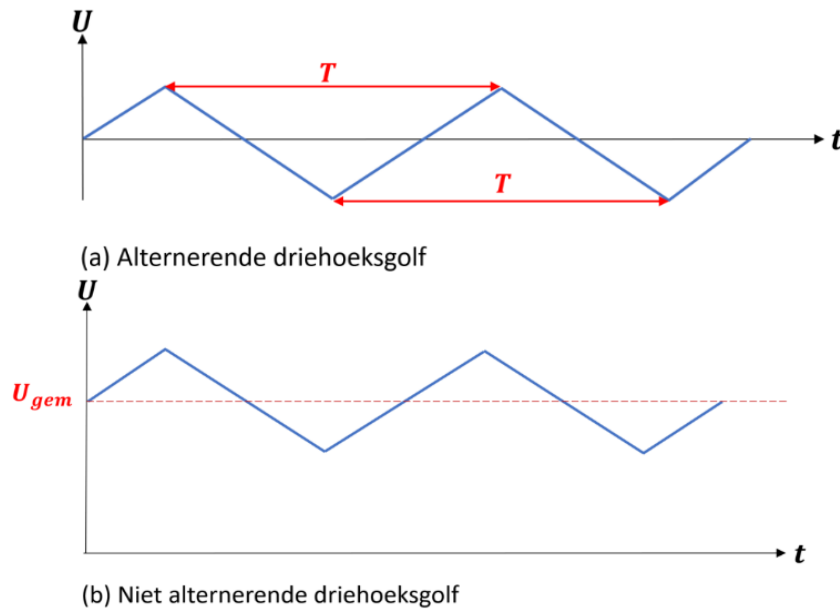
*In figuur VB-2-6 (b) daalt de spanning van 8 V naar 0 V in 20 ms. De slope is dan gelijk aan:*

$$\text{slope} = \frac{-8 \text{ V}}{20 \text{ ms}} = -0,4 \text{ V/ms}$$

### **Driehoeksgolfvorm**

De figuur 2-24 (a) toont een driehoekige golfvorm die is samengesteld uit een lineaire stijgende lijn en een lineair dalende lijn met gelijke hellingen. De periode van de golfvorm kan worden gemeten tussen bijvoorbeeld het positief maximum in de eerste periode en het positief maximum in de volgende periode. Dit is in de figuur 2-24 (a) weergegeven. De driehoeksgolf in deze figuur is alternerend en heeft een gemiddelde waarde gelijk aan nul.



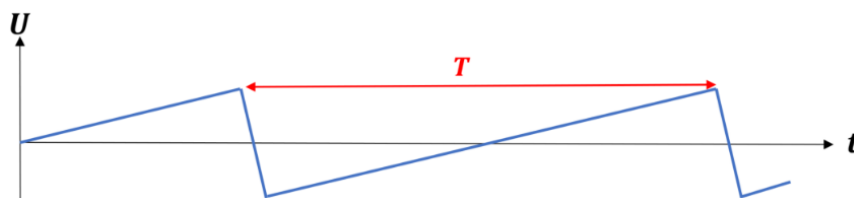


Figuur 2-24 : driehoeksgolfvormen

Figuur 2-24 (b) toont een driehoekige golfvorm met een gemiddelde waarde verschillend van nul. De frequentie voor driehoekige golven is op dezelfde manier bepaald als voor sinusvormige golven, namelijk:  $f = \frac{1}{T}$ .

### Zaagtandvorm

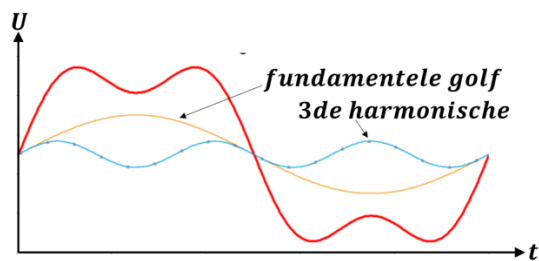
De zaagtandvorm is eigenlijk een speciaal geval van de driehoekige golfvorm. Hij bestaat uit twee hellingen waarvan één helling een veel langere duurtijd heeft als de andere. Zaagtandsgolfvormen worden gebruikt in vele elektronische systemen. Bijvoorbeeld in automatische testapparatuur wordt een zaagtandgolfvorm gebruikt. Ook bij besturingssystemen en bepaalde displays waaronder analoge oscilloscopen worden zaagtandvormen gebruikt. In figuur 2-25 is een voorbeeld van een zaagtandvorm weergegeven. Merk op dat deze bestaat uit een positieve helling van relatief lange duur gevolgd door een negatieve helling die relatief kort duurt.



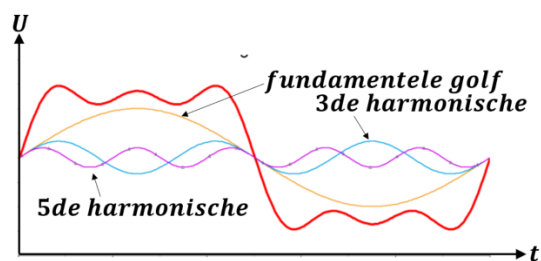
Figuur 2-25 : zaagtandgolfvorm

## 2.1.8 Harmonischen

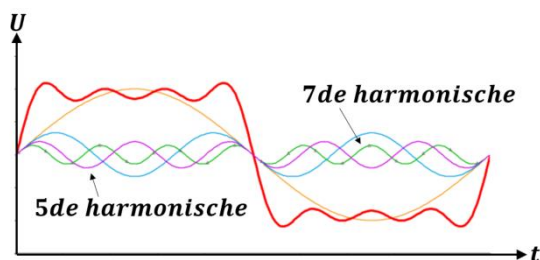
Een repetitieve niet sinusoidale golfvorm bestaat uit sinusvormige golfvormen met een fundamentele frequentie of grondgolf en harmonischen.



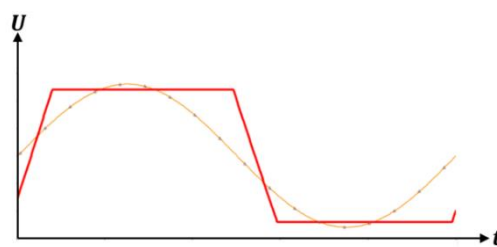
$$(a) f_t = A\{\sin(x) + \frac{1}{3}\sin(3x)\}$$



$$(b) f_t = A\{\sin(x) + \frac{1}{3}\sin(3x) + \frac{1}{5}\sin(5x)\}$$



$$(c) f_t = A\{\sin(x) + \frac{1}{3}\sin(3x) + \frac{1}{5}\sin(5x) + \frac{1}{7}\sin(7x)\}; \quad (d) f_t = A\{\sin(x) + \frac{1}{3}\sin(3x) + \frac{1}{5}\sin(5x) + \frac{1}{7}\sin(7x) + \dots$$



Figuur 2-26 : Combinatie van oneven harmonischen vormen een blokpuls. (De amplitude van de omhullende is aangepast voor een betere verduidelijking)

De grondfrequentie is de herhalingssnelheid van de golfvorm en de harmonischen zijn sinusgolven met een hogere frequentie die een veelvoud is van de fundamentele frequentie. Is de frequentie van de harmonische een even veelvoud van de fundamentele frequentie dan spreekt men van een even harmonische.

Bijvoorbeeld als een bepaalde golf een fundamentele frequentie heeft van  $100 \text{ Hz}$  dan is de tweede harmonische gelijk aan  $200 \text{ Hz}$  en de vierde harmonische gelijk aan  $400 \text{ Hz}$ , enz ... Is de frequentie van de harmonische een oneven veelvoud dan spreekt men van een oneven harmonische. Bijvoorbeeld een  $1 \text{ kHz}$  blokgolf bestaat uit een fundamentele frequentie (of grondgolf) van  $1 \text{ kHz}$  en oneven frequenties van  $3 \text{ kHz}$ ,  $5 \text{ kHz}$ ,  $7 \text{ kHz}$ , enz ... De  $3 \text{ kHz}$  frequentie is in dit geval de derde harmonische en de  $5 \text{ kHz}$  frequentie de vijfde harmonische

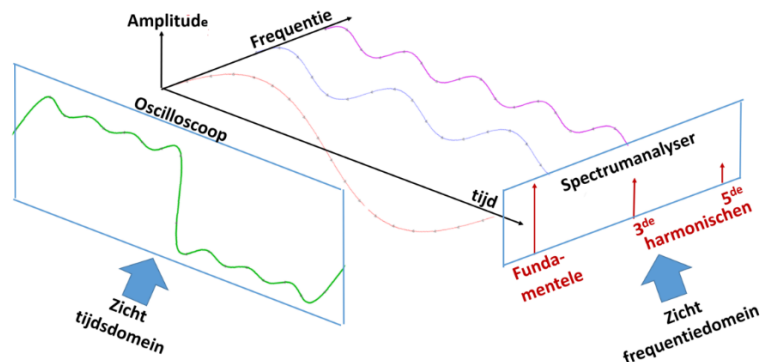
Elke afwijking van een sinusgolf produceert harmonischen. Een niet sinusoidale golfvorm is een samenstelling van de fundamentele frequentie en harmonischen. Sommige soorten golfvormen bestaan uit enkel oneven harmonische terwijl andere golfvormen dan weer bestaan uit enkel even harmonischen. Andere golfvormen bevatten dan weer zowel even- als oneven harmonischen. De vorm van de golf wordt bepaald door de aanwezige harmonischen.

Algemeen zijn voor het bepalen van de golfvorm alleen de fundamentele frequentie en het eerste paar harmonischen van significant belang. Een blokgolf is een voorbeeld van een golfvorm die bestaat uit een grondfrequentie en enkel oneven harmonischen. Wanneer de momentele waarden van de fundamentele en elke oneven harmonische op elke punt van de golfvorm algebraïsch worden opgeteld zal de resulterende curve de vorm van een blokgolf hebben

In figuur 2-26(a) produceren de fundamentele en de derde harmonische een golfvorm dat begint op een blokgolf te gelijken. In figuur 2-26 (b) is de vijfde harmonische toegevoegd waardoor de gelijkenis nog beter is. Bij het toevoegen van de zevende harmonische zal de resulterende golfvorm nog beter op een blokgolf gelijken enz. Hoe meer harmonischen er zijn inbegrepen, hoe beter een blokgolf wordt benaderd. Figuur 2-26 (d) zijn heel veel harmonischen toegevoegd waardoor het resultaat op een blokgolf gelijkt. De amplitude van de blokgolfvorm is groter dan normaal gekozen om een duidelijker beeld te bekomen. Per subfiguur is de vergelijking van de blokgolf neergeschreven in functie van het aantal gebruikte harmonischen.

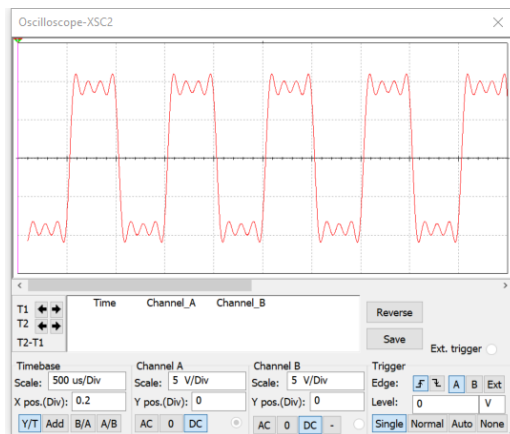
### Analyse signalen in het frequentiedomein

Alle golfvormen kunnen opgesplitst worden in een groot aantal verschillende sinusgolven. Het frequentiedomein stelt de verschillende frequenties van een bepaalde golfvorm zichtbaar in functie van hun amplitude. Eenzelfde golf kan zowel weergegeven worden in het tijdsdomein als in het frequentiedomein. In het tijdsdomein wordt het signaal weergegeven als de som van alle frequenties in het signaal. Het frequentiedomein laat alle frequenties afzonderlijk zien die in het signaal zijn inbegrepen. Zowel tijds- als frequentiedomein zijn belangrijk voor het beschrijven van elektronische signalen.

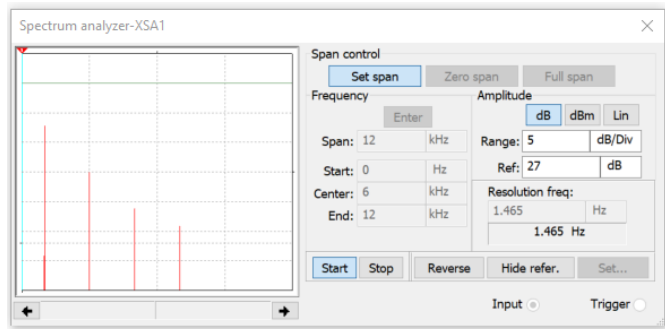


Figuur 2-27 : Tijd- en frequentiedomeinzichten van een signaal

De relatie tussen tijds- en frequentiedomein is voor het eerst wiskundig beschreven door Joseph Foerier in 1807. De conversie tussen de domeinen wordt hierdoor genoemd als Fourieranalyse. De relatie is weergegeven in figuur 2-27. Een spectrumanalyser kan het frequentiedomein weergeven en een oscilloscoop het tijdsdomein. In digitale oscilloscopen kan een voorziening aanwezig zijn waardoor ook het frequentiespectrum zichtbaar kan gemaakt worden. In figuur 2-28 (a) is het beeld weergegeven van een blokgolf die samengesteld is uit zijn fundamentele golf (grondgolf) en de derde, vijfde en zevende harmonische. Figuur 2-28 (b) geeft hetzelfde signaal weer maar in het frequentiedomein via een spectrumanalyser. Spectrumanalysers zijn bruikbaar bij testen om na te gaan of er interferentie aanwezig is in het WIFI-netwerk, afstandsbedieningen, smartphones? ...



(a) Signaal gezien met de oscilloscoop

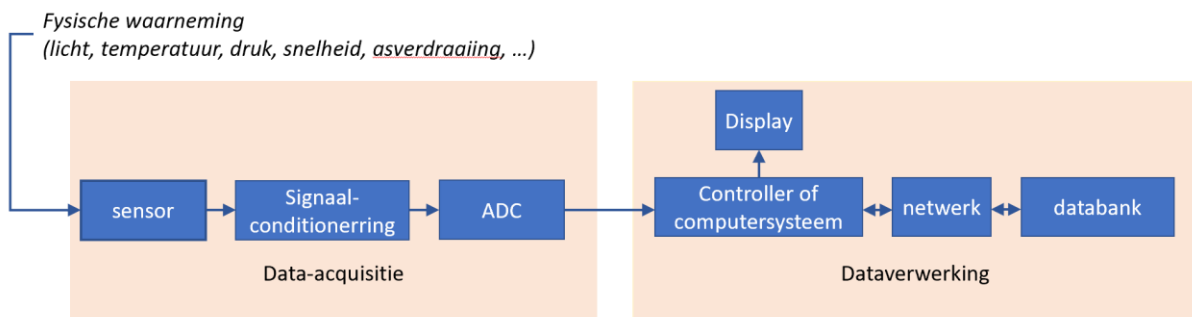


(b) Hetzelfde signaal als in (a) maar nu gezien via een spectrumanalyser

Figuur 2-28 : blok golf, bestaande uit fundamentele frequentie en 3<sup>de</sup>, 5<sup>de</sup> en 7<sup>de</sup> harmonische, weergegeven in tijdsdomein (a) en frequentiedomein (b)

## 2.2 Aanpassing van het signaalwaardebereik

Fysische grootheden zoals temperatuur, druk, ... zijn analoge waarden. Het uitgangssignaal van een sensor is dan meestal ook een analoge waarde. Alvorens verwerkt te kunnen worden door een computersysteem moet deze analoge waarde omgevormd worden naar een digitale waarde. Dit kan met een zogenaamde analoog naar digitaal converter of afgekort *ADC*. Deze digitaliseert de analoge uitgangsspanning van de sensor. De nauwkeurigheid van het digitaliseren is afhankelijk van het bereik van deze *ADC*. Zo kan een 8-bit *ADC* een bepaald temperatuursbereik opsplitsen in 256 verschillende waarden. Terwijl een 10-bit *ADC* dit zelfde temperatuursbereik kan opsplitsen in 1024 verschillende waarden. Het is niet moeilijk om in te zien dat een 10-bit *ADC* de actuele temperatuur nauwkeuriger kan weergeven dan een 8-bit *ADC*.



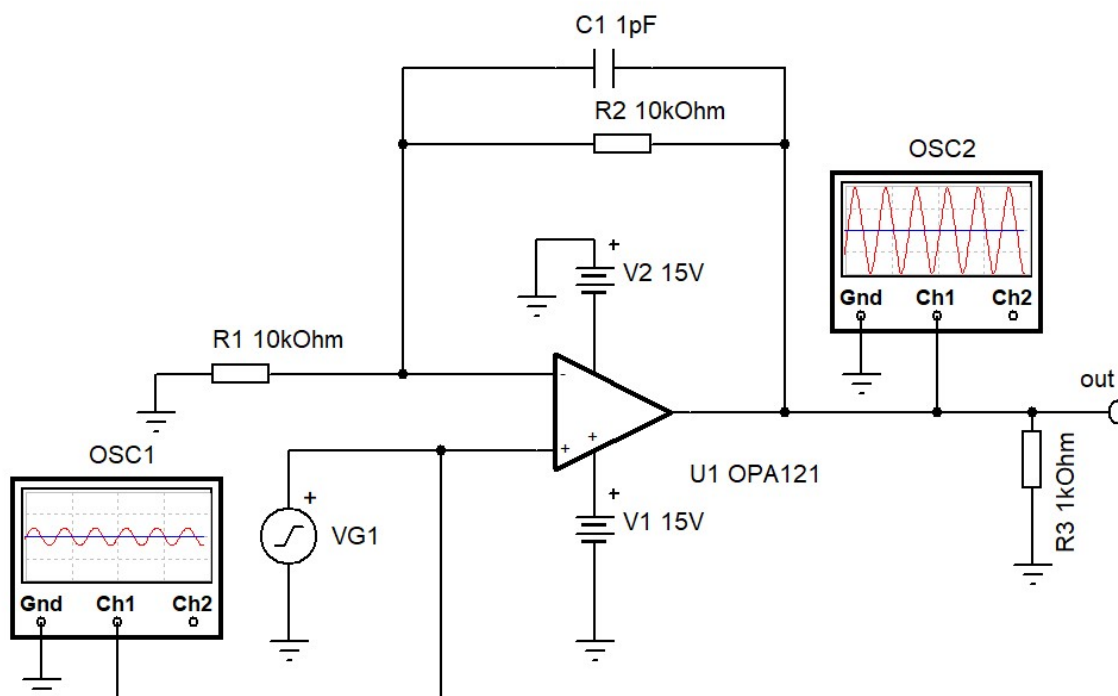
Figuur 2-29: blokschematisch overzicht van het meten van een fysische grootheid tot verwerking van het resultaat

Dikwijls is het bekomen uitgangssignaal van een sensor ontoereikend om meteen omgezet te worden in een digitaal signaal. Afhankelijk van de aard en grootte van het sensorsignaal kunnen allerlei bewerkingen noodzakelijk zijn om het geschikt te maken voor het inlezen via een *ADC*. Het geheel van deze bewerkingen kunnen we onderbrengen in een term die signaalconditionering wordt genoemd. Figuur 2-29 geeft een overzicht welke stappen er ondernomen dienen te worden om een fysische

grootte om te vormen tot een geschikte digitale waarde en deze verder te verwerken in een systeem.

Typische bewerkingen die thuishoren onder signaalconditionering zijn versterking (of verzwakking), impedantieaanpassing en filtering. Daarnaast kunnen ook bewerkingen zoals multiplexing, bemonstering (sampling), vasthouding van het signaal gedurende enige tijd en /of andere bewerkingen noodzakelijk zijn binnen deze signaalconditionering..

Om het analoge uitgangssignaal van een sensor geschikt te maken alsingangssignaal voor een ADC kan je gebruik maken van zogenaamde operationele versterkers. Dit zijn versterkerschakelingen waarmee je het sensorsignaal kan versterken (of verzwakken). Indien noodzakelijk kunnen deze schakelingen aangepast worden zodat ook een verschuiving van het sensorsignaal mogelijk wordt.



Figuur 2-30: Voorbeeld van een operationele versterker om het sensorsignaal (VG1) te vergroten

Stel dat een bepaalde temperatuursensor een temperatuurbereik tussen  $120^{\circ}\text{C}$  en  $250^{\circ}\text{C}$  weergeeft met een analoge spanningsverandering tussen  $-50\text{ mV}$  en  $+60\text{ mV}$ . We wensen dit signaal te digitaliseren met een ADC die een bereik heeft tussen  $0\text{ V}$  en  $+5\text{ V}$ . Om de overeenstemmende temperatuurswaarde zo nauwkeurig mogelijk weer te geven bouwen we een versterker die het signaal 41 keer zal versterken. Dit heeft als gevolg dat bij een bepaalde temperatuurswaarde de uitgangsspanning van de sensor versterkt wordt naar een spanningswaarde die ligt tussen  $-2,05\text{ V}$  en  $+2,46\text{ V}$ . Vermits het bereik van een ADC meestal ligt tussen  $0$  en  $+5\text{ V}$  superponeren we dit versterkt uitgangssignaal op een gelijkspanning van  $+2,5\text{ V}$ . Zodoende wordt een spanningsbereik aan de ingang van de ADC aangelegd tussen  $+0,45\text{ V}$  ( $2,5\text{ V} - 2,05\text{ V}$ ) en  $4,96\text{ V}$  ( $2,5\text{ V} + 2,46\text{ V}$ ). Door het sensorsignaal eerst te versterken met 41 en vervolgens toe te voegen op een gelijkspanning van  $+2,5\text{ V}$

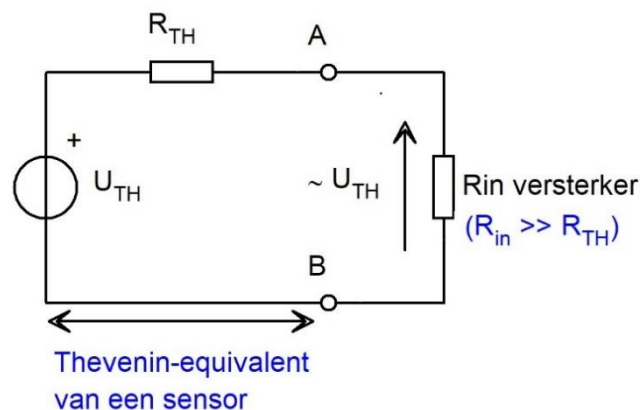
bekomen we een aangepast sensorsignaal dat geschikt is om via de ADC, met bereik tussen 0 V en +5 V, te digitaliseren met voldoende nauwkeurigheid zodat verdere verwerking via een computersysteem mogelijk wordt.

## 2.3 Aanpassing van het impedantieniveau

Afhankelijk van de gewenste overdracht (spanning, stroom of vermogen) kan een impedantieaanpassing tussen sensor en ingang ADC noodzakelijk zijn. Impedantie is een algemeen woord dat we gebruiken voor iets dat “weerstand biedt” tegen elektrische stroom. Impedantie wordt net als weerstand uitgedrukt in Ohm ( $\Omega$ ). In het verdere verloop zal je merken dat de impedantie- of weerstandswaarde van de aan de sensor aangesloten schakeling het bekomen sensorsignaal zal beïnvloeden. De grootte van deze impedantie is afhankelijk van welke parameter van het sensorsignaal we gaan gebruiken voor verdere verwerking. In hetgeen volgt gaan we na wat de invloed is van deze impedantie als we gebruik maken van spanning, stroom of vermogen als parameter van het sensorsignaal.

### 2.3.1 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke spanningsoverdracht te bekomen

Om een zo optimaal mogelijke overdracht van spanning te bekomen dient de uitgang van een sensor verbonden te worden met een schakeling welke een zo hoog mogelijke ingangsimpedantie heeft. Figuur 2-31 stelt de Theveninschakeling van een sensor voor die verbonden is met de ingangsweerstand  $R_{in}$  van een bepaalde versterkerschakeling.



Figuur 2-31: Impedantieaanpassing voor een zo hoog mogelijke spanningsoverdracht

Het theorema van Thevenin houdt in dat een bepaald deel van een schakeling kan vervangen worden door een spanningsbron in serie met een weerstand. In de schakeling van figuur 2-31 is het linkergedeelte tussen de punten A en B (de sensor dus) door zijn Thevenin-equivalent vervangen. Dit bekomen we door alles wat rechts van de punten A en B aangesloten is eerst los te koppelen. In figuur 2-31 is dit de weerstand  $R_{in}$  van de versterker. Om de weerstand  $R_{TH}$  van het Thevenin-

equivalent te kunnen bepalen aanzien we alle mogelijke spanningsbronnen van de oorspronkelijke sensorschakeling als een kortsluiting en bepalen daarna de weerstandswaarde die overblijft tussen de punten A en B. De spanningsbron  $U_{TH}$  wordt gevonden door de spanning tussen de punten A en B te berekenen. Tijdens deze  $U_{TH}$ -berekening zijn alle spanningsbronnen natuurlijk wel aanwezig. Om spanning van de sensor zo goed mogelijk over te brengen moet  $R_{in}$  zo groot mogelijk zijn ten opzichte van  $R_{TH}$ . Waarom is dit zo? Dit komt omdat beide weerstanden ( $R_{in}$  en  $R_{TH}$ ) in serie staan met de spanningsbron  $U_{TH}$ . Vermits  $U_{TH}$  de gewenste spanningswaarde is van de sensor die overeen komt met de gemeten fysische grootte, moet deze spanningswaarde zo intact mogelijk worden overgedragen aan de schakeling met ingangsweerstand  $R_{in}$ . Bij weerstanden in serie staat de grootste spanning over de grootste weerstand. Hoe groter  $R_{in}$  is ten opzichte van  $R_{TH}$ , hoe meer spanning van  $U_{TH}$  overblijft over deze  $R_{in}$ . Laten we dit duidelijk maken aan de hand van een voorbeeld. Stel dat  $U_{TH}$  gelijk is aan 10 V,  $R_{TH}$  gelijk is aan 90  $\Omega$  en  $R_{in}$  gelijk aan 10  $\Omega$ . Volgens de spanningswet van Kirchhoff is de aangelegde spanning  $U_{TH}$  gelijk is aan de som van de spanningen die over  $R_{TH}$  ( $U_{RTH}$ ) en  $R_{in}$  ( $U_{Rin}$ ) staat. In formulevorm:

$$U_{TH} = U_{RTH} + U_{in}$$

De wet van Ohm stelt dat de spanning over een weerstand gelijk is aan de vermenigvuldiging van de stroom door de weerstand met zijn weerstandswaarde. In formule geeft dit:

$$U_R = I \times R$$

In een serieschakeling van weerstanden geldt eveneens dat de stroom door de in serie geschakelde weerstanden gelijk is. Hierdoor kan je stellen dat:

$$I = I_{RTH} = I_{Rin}$$

Waarbij  $I_{RTH}$  de stroom door de weerstand  $R_{TH}$  is en  $I_{Rin}$  de stroom door de weerstand  $R_{in}$ . Aldus kunnen we voor  $U_{TH}$  schrijven:

$$U_{TH} = I_{TH} \times R_{TH} + I_{Rin} \times R_{in}$$

$$U_{TH} = I \times R_{TH} + I \times R_{in}$$

$$U_{TH} = I \times (R_{TH} + R_{in})$$

Zoals reeds vermeld is  $U_{TH}$  de spanning van een bepaalde sensor. De grootte van deze spanningswaarde komt overeen met de gemeten hoeveelheid van een bepaalde fysische grootte. Zo kan bijvoorbeeld een  $U_{TH}$  van 10 V overeenkomen met een temperatuur van bijvoorbeeld 25°C. De spanning  $U_{Rin}$  is de hoeveelheid spanning die overblijft aan de ingang van een versterkerschakeling na aansluiting op deze sensor. Deze spanning is gelijk aan:

$$U_{Rin} = I \times Rin$$

Om er achter te komen hoe groot  $U_{Rin}$  nu precies is, nemen we eerst de verhouding van  $U_{Rin}$  op  $U_{TH}$ :

$$\frac{U_{Rin}}{U_{TH}} = \frac{I \times Rin}{I \times (R_{TH} + Rin)}$$

Vereenvoudigen van de formule:

$$\frac{U_{Rin}}{U_{TH}} = \frac{Rin}{R_{TH} + Rin}$$

De hoeveelheid spanning  $U_{Rin}$  die overblijft is gelijk aan:

$$U_{Rin} = \frac{Rin}{R_{TH} + Rin} \times U_{TH}$$

Bovenstaande formule wordt de spanningsdelerformule genoemd. Je kan er binnen een serieschakeling de spanning mee berekenen over een bepaalde weerstand die deel uitmaakt van deze serieschakeling. De algemene formule hiervoor is:

$$U_{Rx} = \frac{Rx}{R_T} \times U_{bron}$$

Hierbij is:

- $U_{Rx}$ : de spanningsval over de weerstand Rx binnen een serieschakeling van weerstanden
- Rx : de weerstand in de serieschakeling waarvan je de spanning wilt kennen. Bij de sensorschakeling is dit Rin.
- $R_T$ : de totale weerstand van de serieschakeling. in het geval van de sensorschakeling is dit  $R_T = R_{TH} + Rin$  vermits de totale weerstand gelijk is aan de som van de weerstandswaarden die deel uitmaken van de serieschakeling.
- $U_{bron}$ : de aangelegde spanning aan de serieschakeling (in het geval van de sensorschakeling is dit  $U_{TH}$ ).

Beschouwen we terug ons voorbeeld waarbij  $U_{TH}$  gelijk is aan 10 V,  $R_{TH}$  gelijk is aan 90  $\Omega$  en  $Rin$  gelijk aan 10  $\Omega$ . De spanning over de ingangsweerstand  $Rin$  van de aangesloten versterker is dan gelijk aan:

$$U_{Rin} = \frac{Rin}{R_{TH} + Rin} \times U_{TH} = \frac{10 \Omega}{90 \Omega + 10 \Omega} \times 10 V = 1 V$$

Je merkt dat als de ingangsweerstand, wat een andere benaming is voor ingangsimpedantie, van de versterker lager is dan de Thevenin-uitgangsweerstand van de sensor, er veel spanningsverlies optreedt. Gebruiken we daarentegen een versterker waarbij  $Rin$  gelijk is aan 910  $\Omega$ , dan is de spanningsval over  $Rin$  gelijk aan:

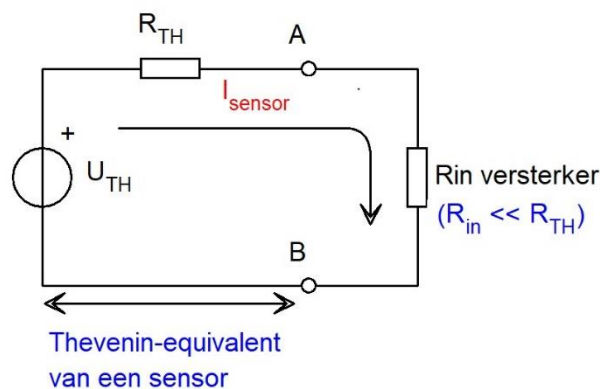


$$U_{Rin} = \frac{910 \, \Omega}{90 \, \Omega + 910 \, \Omega} \times 10 \, V = 9,1 \, V$$

Je kan hieruit besluiten dat hoe hoger de ingangsweerstand is van de schakeling, die aan de uitgang van een sensor wordt aangesloten, hoe meer spanningsoverdracht er zal plaatsvinden. Met andere woorden: **heb je te maken met een sensor waarvan spanning de parameter is om de fysieke grootte te meten, dan is het van belang deze te verbinden met een schakeling met een zo hoog mogelijke ingangsimpedantie.**

### 2.3.2 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke stroomoverdracht te bekomen

Een sensor met stroomuitgang heeft nood aan een zo laag mogelijke belastingsweerstand. Immers een weerstand beperkt de stroomwaarde. Hoe kleiner de ingangsweerstand van de stroomversterker is, hoe beter de stroomwaarde behouden kan worden.



Figuur 2-32: Impedantieaanpassing voor een zo groot mogelijke stroomoverdracht

Ten opzichte van de spanningsbron  $U_{TH}$  staan de weerstanden  $R_{TH}$  en  $R_{in}$  in serie. De totale weerstandswaarde  $R_T$  van deze serieschakeling is te vinden via volgende formule:

$$R_T = R_{TH} + R_{in}$$

In een serieschakeling vloeit door alle weerstanden dezelfde stroom. In de schakeling van figuur 2-32 is deze stroom gelijk aan de stroom  $I_{sensor}$ . De stroom  $I_{sensor}$  kan via de wet van Ohm als volgt worden bepaald:

$$I_{sensor} = \frac{U_{TH}}{R_T}$$

Vermits  $R_T = R_{TH} + R_{in}$

$$I_{sensor} = \frac{U_{TH}}{R_{TH} + R_{in}}$$

Via bovenstaande formule is gemakkelijk in te zien dat hoe groter  $R_{in}$  wordt, hoe kleiner de sensorstroom zal zijn.

Stel opnieuw  $R_{TH}$  gelijk aan  $90\ \Omega$  en  $R_{in}$  gelijk aan  $910\ \Omega$  en  $U_{TH}$  gelijk aan  $10\ V$ . De stroom, afkomstig van de sensor, die door de ingangsweerstand  $R_{in}$  vloeit is dan gelijk aan:

$$I_{sensor} = \frac{10\ V}{90\ \Omega + 910\ \Omega} = 0,01\ A = 10\ mA$$

Wanneer  $R_{in}$  gelijk is aan  $10\ \Omega$  in plaats van  $910\ \Omega$  dan is de stroom gelijk aan:

$$I_{sensor} = \frac{10\ V}{90\ \Omega + 10\ \Omega} = 0,1\ A = 100\ mA$$

**Je kan hieruit besluiten dat om een zo hoog mogelijk stroom uit de sensor te bekomen de belasting van deze sensor een weerstandswaarde heeft die zo klein mogelijk is.**

### 2.3.3 Impedantieaanpassing om een zo hoog mogelijke vermogenoverdracht te bekomen

Een derde manier om sensorinformatie door te geven is via vermogenoverdracht. Hierbij kunnen we ons afvragen hoe groot de weerstandswaarde  $R_{in}$  moet zijn om een zo groot mogelijke vermogenoverdracht te bekomen. De algemene formule voor vermogen  $P$  is gelijk aan:

$$P = U \times I$$

De eenheid van vermogen is *Watt* en wordt weergegeven via het symbool  $W$ . Toepassing van de wet van Ohm op deze formule levert volgende twee formules op:

$$P = U \times I = (I \times R) \times I = I^2 \times R$$

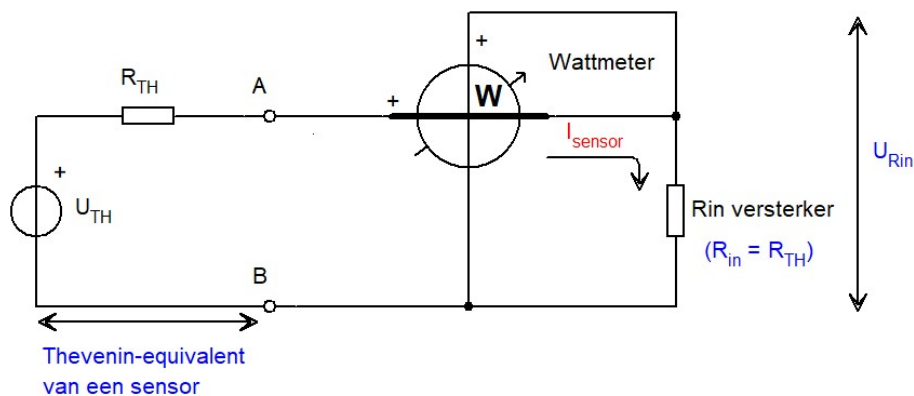
en:

$$P = U \times I = U \times \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R}$$

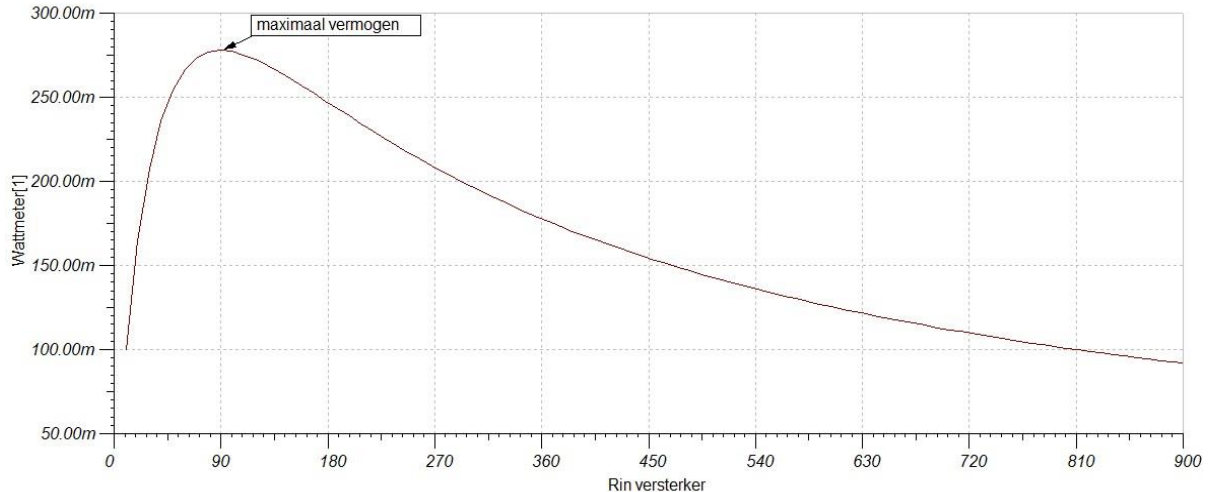
Met een wattmeter kan je het vermogen meten van een bepaalde component. Zoals de formule van het vermogen weergeeft kan je het vermogen bepalen door de vermenigvuldiging van spanning met stroom. Vanuit IoTExperiments weet je dat stroom in serie wordt gemeten met de component waarvan je de stroomsterkte die er door gaat wil weten. Spanning wordt gemeten parallel over deze component. Een wattmeter heeft dus vier aansluitdraden nodig. Twee om de stroom te meten en twee om de spanning te meten. De vermenigvuldiging van beide waarden levert het vermogen op. Figuur 2-33 stelt de sensor voor via zijn Thevenin-equivalent waarbij

een wattmeter is aangesloten om het vermogen in de aangesloten belasting  $R_{in}$  te meten.

Hoe groot moet  $R_{in}$  nu zijn om een zo groot mogelijk vermogenoverdracht te bekomen? Dit kunnen we experimenteel vaststellen door de belasting  $R_{in}$  te laten variëren en dan telkens het vermogen te meten. Stel terug  $R_{TH}$  gelijk aan  $90\ \Omega$ . De weerstand  $R_{in}$  laten we veranderen vanaf  $10\ \Omega$  tot  $910\ \Omega$  in stappen per  $10\ \Omega$ . Per stijging van  $10\ \Omega$  meten we also het vermogen over  $R_{in}$ . Figuur 2-34 stelt het resultaat van deze metingen in grafiek voor.



Figuur 2-33: Impedantieaanpassing voor een zo groot vermogenoverdracht



Figuur 2-34: bepalen van maximaal vermogenoverdracht met wattmeter

Uit de grafiek valt af te leiden dat wanneer  $R_{in}$  gelijk is aan  $90\ \Omega$ , en bijgevolg gelijk is aan  $R_{TH}$ , er maximaal vermogenoverdracht plaatsvindt. **Je kan hieruit besluiten dat maximaal vermogenoverdracht bekomen wordt door de ingangsweerstand van de sensorbelasting even groot te maken als de uitgangsweerstand van deze sensor.**

## 2.4 Invloed van ruis

Naast het gewenste sensorsignaal kan het uitgangssignaal van een sensor ook ongewenste componenten bevatten. Een veel voorkomende “ongewenste component” is de hoeveelheid ruis dat in het sensorsignaal aanwezig is. Ruis heeft een zodanige invloed op het signaal dat niet de grootte van het signaal zelf bepalend zal zijn voor de kwaliteit van het sensorsignaal maar wel de verhouding van signaal en ruis. Deze verhouding wordt de signaal-ruisverhouding genoemd en weergegeven als de  $S/N$ -verhouding. Deze  $S/N$  staat voor de Engelse benaming *Signal/Noise*. Hoe hoger deze verhouding is, hoe beter de kwaliteit van het signaal. Lage  $S/N$ -verhoudingen dienen in het analoge gedeelte van de schakeling zoveel mogelijk verbeterd te worden. Dit kan verwezenlijkt worden door gebruik te maken van filtering.

### 2.4.1 Wat is ruis?

Elektrische ruis kan gedefinieerd worden als een hoeveelheid ongewenste spanningen en stromen die aan de uitgang van een bepaalde elektronische schakeling verschijnen. Als deze ruis statisch is en met een relatief kleine amplitude ten opzichte van het signaal dan kan men deze verwaarlozen. Is de ruisamplitude daarentegen hoog dan kan het eigenlijke signaal verloren gaan in de hoeveelheid ruis en is de informatie van het signaal verloren. Daarnaast kan ruis zich ook manifesteren als herhalende pulspatronen waarbij de ruis regelmatig storend aanwezig is en een gedeelte van de signaalinformatie verloren laat gaan. Het ontstaan van ruis kan diverse oorzaken hebben en is afhankelijk waar de ruis in feite ontstaat. Zo kan men ruisinvloed bekomen door externe factoren en anderzijds dat ruis wordt opgewekt intern de schakeling.

### 2.4.2 Ruis ten gevolge van externe factoren

Externe ruis kan onder andere ontstaan ten gevolge van menselijke activiteit, invloeden in de atmosfeer of vanuit de ruimte afkomstig zijn onder de vorm van een of andere straling.

#### 2.4.2.1 Ruis ten gevolge van menselijke activiteit

Ruis dat ontstaat door vonkvormende mechanismen zoals het ontsteken van fluorescentielampen, motorontstekingssystemen en thyristorsturingen zorgen voor de meest hinderlijke vorm van externe ruis. De ruis die op deze wijze ontstaat wordt uitgestraald van de vermelde bronnen en opgepikt door een andere elektronische schakeling. Deze opgepikte straling vertaalt zich dan in een ruissignaal. Ruis dat op deze wijze ontstaat komt willekeurig voor tot frequenties van ongeveer 500 MHz. Ook hoogspanningsleidingen veroorzaken uitgestraalde ruis. De elektromagnetische straling die zij uitstralen veroorzaken in elektronische schakelingen een vorm van wisselstroom. Dit leidt tot het vormen van een bepaalde rimpel op de voedingsspanning van elektronische schakelingen wat best vermeden dient te worden. Een condensator tussen de positieve en negatieve pool van de voedingsspanning zorgt ervoor dat deze rimpel kan worden onderdrukt.

Wisselstroombekabeling kan spanningspieken veroorzaken door het in- en uitschakelen van sterk inductieve belastingen zoals elektrische motoren. Om die reden is het niet aan te raden om gevoelige elektrische apparatuur in de buurt van dergelijke motoren of bekabeling te gebruiken. Ook de nabijheid van een lift kan voor stoorsignalen in de vorm van ruis veroorzaken waardoor het niet aangeraden is om gevoelige elektronische apparatuur zoals sensoren in de onmiddellijke buurt van liften te gebruiken.

#### **2.4.2.2 Atmosferische ruis**

Natuurlijk voorkomende storingen in de atmosfeer van de aarde zorgen voor opwekking van ruis in elektronische toestellen. Bliksemontladingen zijn de meest voorkomende oorzaak van het ontstaan van atmosferische ruis. Bliksemontladingen zijn in staat om gedurende een aantal milliseconden data onleesbaar te maken. De frequentie-inhoud van atmosferische ruis is verspreid over het hele radiospectrum. Hun intensiteit is omgekeerd evenredig met de frequentie zodat vooral de lagere frequenties hiervan hinder ondervinden. Atmosferische ruis heeft een inpakt op het draadloos verzenden van sensordata en manifesteert zich als statische ruis.

#### **2.4.2.3 Ruis ten gevolge van ruimtestraling**

Vanuit de ruimte bereikt ons kosmische straling. Deze straling wordt veroorzaakt door de sterren en is vrij gelijkmatig verdeeld in straling afkomstig van de zon en andere sterren. Ruis afkomstig van de zon wordt zonneruis genoemd. Deze zonneruis is cyclisch en bereikt om de elf jaar sterke pieken.

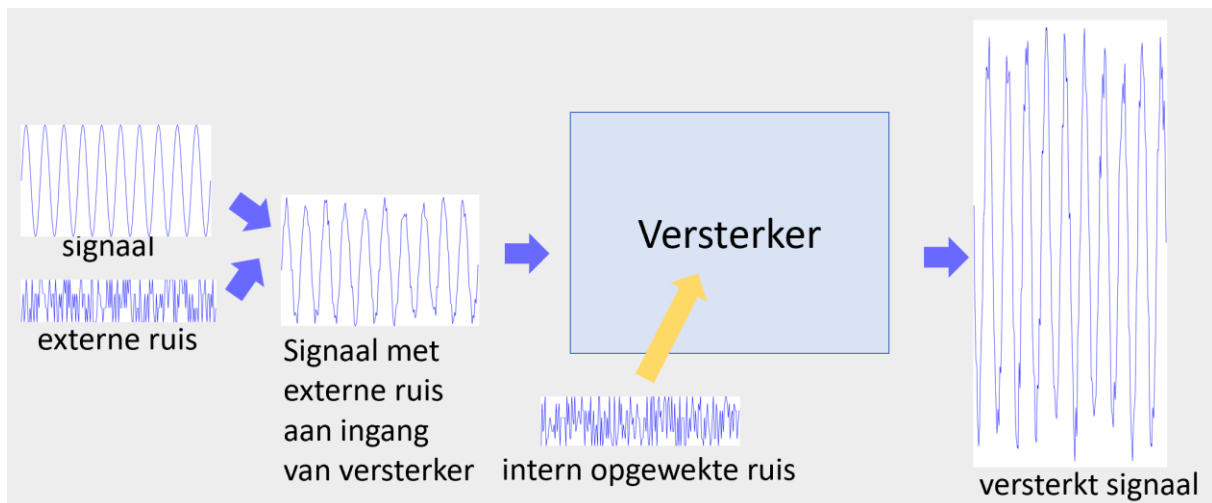
Ruimteruis treedt op met frequenties tussen ongeveer 8 MHz en 1,5 GHz.

Frequenties lager dan 8 MHz worden meestal door ionosfeer geabsorbeerd voordat ze atmosfeer kunnen bereiken.

### **2.4.3 Interne ruis**

Zoals de naam reeds doet vermoeden is interne ruis de ruis welke ontstaat in de elektronische schakeling zelf. Het spreekt vanzelf dat interne ruisopwekking binnen een elektronische schakeling het meeste invloed heeft op het signaal daar waar dit het kleinst is. In versterkerschakelingen zal dit normaal de ingang van de schakeling zijn. Daar dient vooral de meeste aandacht besteed te worden om deze ruisopwekking zo laag mogelijk te houden. Immers bij lage signaalamplituden is de ruisstoring het sterkst merkbaar en zal deze het signaal het meest vervormen. Dit vervormt signaal wordt vervolgens dan versterkt waardoor de ruisinvloed op het signaal nog groter wordt. Ruis ontstaat ook in de andere delen van de schakeling maar heeft minder invloed op het signaal naarmate het signaal veel groter wordt dan de opgewekte ruis.

Een blik op figuur 2-35 zou dit punt moeten verduidelijken. Hoewel in alle volgende delen van een schakeling ook ruis wordt geïntroduceerd is hun effect meestal te verwaarlozen ten opzichte van de allereerste trap vanwege hun veel hogere signaalniveau.



Figuur 2-35 : invloed van ruis op het signaal

In figuur 2-35 wordt een zuiver sinusoïdale signaal ter versterking aan een versterkerschakeling gelegd. Alvorens dit signaal de versterkeringang bereikt is et onderhevig aan externe ruis waardoor reeds een bepaalde vervorming ontstaat. Eens het signaal in de versterker is, wordt het versterkt. De externe ruis wordt met een identieke factor versterkt als het gewenste te versterken signaal. Daarenboven wordt door componenten in de versterker ruis opgewekt met als gevolg dat deze ruis extra aan het signaal wordt toegevoegd. Wat interne ruisopwekking betreft zijn er twee belangrijke ruisopwekkers: de thermische of witte ruis en ruis opgewekt in transistoren

#### 2.4.3.1 Witte of thermische ruis

Witte ruis is ruis dat ontstaat in weerstanden ten gevolge van de omgevingstemperatuur. Door de omgevingstemperatuur ontstaat thermische interactie tussen de vrije elektronen en trillende ionen in een geleider. De temperatuur is verantwoordelijk voor het feit dat de hoeveelheid elektronen aan beide uiteinden van een weerstand willekeurig zal variëren. Hierdoor zal het potentiaalverschil over de weerstand eveneens willekeurig variëren.

Weerstanden (inclusief de weerstand van alle in de schakeling aanwezige elektronische componenten) produceren constant een bepaalde hoeveelheid ruis spanning. J.B. Johnson bestudeerde in 1928 dit fenomeen waardoor thermische ruis ook dikwijls Johnson-ruis wordt genoemd.

De frequenties in de opgewekte ruis zijn gelijkmatig verdeeld in het bruikbare spectrum. Hierdoor wordt dikwijls de vergelijking gemaakt met wit licht. Wit licht bevat immers alle kleuren en bijgevolg ook alle frequenties van kleuren. Vandaar de benaming witte ruis.

Johnson kon aantonen dat de het vermogen van gegenereerde ruis in een weerstand bepaald kan worden aan de hand van volgende formule:

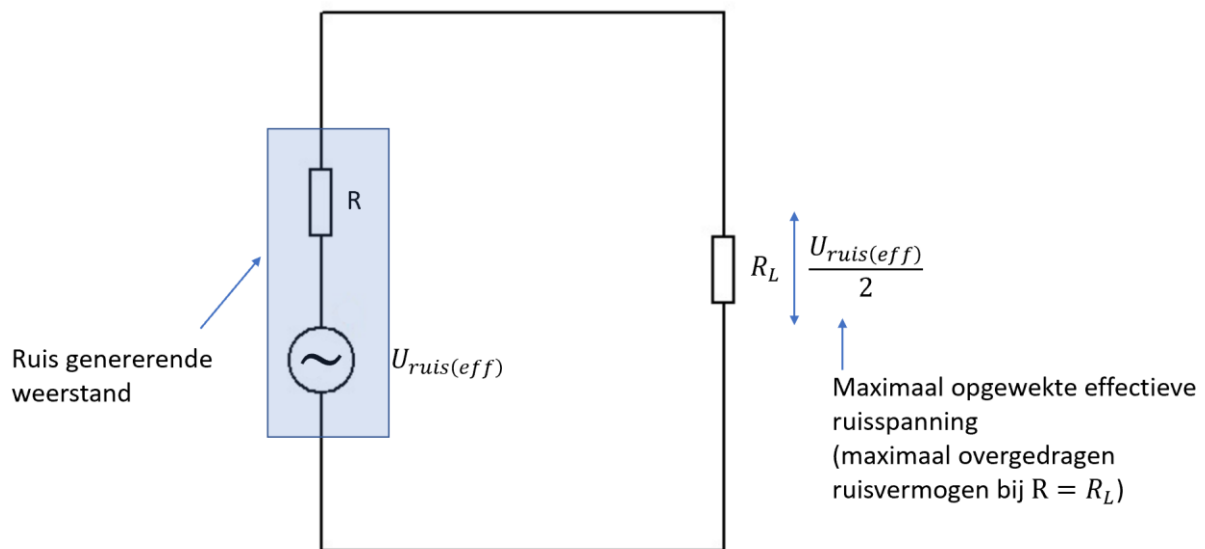
$$P_r = k \times T \times \Delta f$$

Hierbij is:

- $P_r$  : Het opgewekte hoeveelheid ruisvermogen
- $k$  : De constante van Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ )
- $T$  : De temperatuur in Kelvin
- $\Delta f$  : De beschouwde bandbreedte van het systeem

Gelet op het feit dat het opgewekte ruisvermogen recht evenredig is met de bandbreedte van de schakeling is het wenselijk om deze bandbreedte beperkt te houden tot de kleinst noodzakelijke bandbreedte om het signaal te bewerken en door te geven.

Hoe zit het met de opgewekte ruisspanning? Een weerstand kan je aanzien als een ruisgenerator. Deze ruisgenerator kan je eveneens voorstellen via een Thevenin-equivalent met als Thevenin-bron de opgewekte effectieve ruisspanning  $U_{ruis(eff)}$  en Thevenin-weerstand de weerstandswaarde die de ruis opwekt. Figuur 2-36 geeft hiervan een voorbeeld.



Figuur 2-36 : weerstand als ruisgenerator

Als we maximaal ruisvermogenoverdracht veronderstellen (dit is als de Thevenin-weerstand  $R$  gelijk in grootte is als de belastingsweerstand  $R_L$ ), dan is de maximale effectieve opgewekte ruisspanning  $U_{ruis(eff)}$  als volgt te vinden:

$$P_r = \frac{\left(\frac{U_{ruis(eff)}}{2}\right)^2}{R_L}$$

Vermits bij maximale vermogenoverdracht  $R$  gelijk is aan  $R_L$  (zie figuur 2-36) is bijgevolg:

$$P_r = \frac{\left(\frac{U_{ruis(eff)}}{2}\right)^2}{R}$$

Herschrijven we  $P_r$  aan de hand van de formule van Johnson dan bekomen we:

$$P_r = \frac{\left(\frac{U_{ruis(eff)}}{2}\right)^2}{R} = k \times T \times \Delta f$$

Herschrijven naar de opgewekte effectieve ruisspanning:

$$\left(\frac{U_{ruis(eff)}}{2}\right)^2 = k \times T \times \Delta f \times R$$

$$\frac{U_{ruis(eff)}^2}{4} = k \times T \times \Delta f \times R$$

$$U_{ruis(eff)}^2 = 4 \times k \times T \times \Delta f \times R$$

$$U_{ruis(eff)} = \sqrt{4 \times k \times T \times \Delta f \times R}$$

Hierbij is:

- $U_{ruis(eff)}$ : De (maximaal) opgewekte ruisspanning
- $R$ : De weerstand die de beschouwde ruishoeveelheid opwekt

De momentele waarde van de opgewekte ruisspanning is onvoorspelbaar. Doorgaans blijven de ontstane maximale ruispieken lager dan tien keer de berekende  $U_{ruis(eff)}$ . Thermische ruis die ontstaat door “niet-weerstand-componenten”, zoals condensatoren, spoelen, of andere elektronische componenten, kan op analoge wijze gevonden worden als hun overeenstemmende weerstandswaarde (en in veel mindere mate hun samenstelling) in beschouwing wordt genomen.

Koolstofweerstanden genereren meer ruis dan metaalfilmweerstanden. Dit betekent dat voor ruisarme schakelingen je beter kiest voor metaalfilmweerstanden. Indien echt minimale ruis prioriteit is kies je best voor draadgewonden weerstanden. Echter deze weerstanden zijn heel wat duurder dan de metaalfilmweerstand die doorgaans als goed compromis gebruikt kunnen worden. Merk op dat weerstanden met verschillende weerstandswaarden ook verschillende ruisniveaus genereren.

### **Voorbeeld 2-10**

**Bepaal de hoeveelheid ruis die een 470  $\Omega$  weerstand produceert in een schakeling met bandbreedte 1 MHz en die werkt in een behuizing waarin de temperatuur 80°C bedraagt.**



### **Oplossing:**

**De temperatuur omgezet in Kelvin ( $273\text{ K} = 0^\circ\text{C}$ ) bedraagt:**

$$T = 273 + 80 = 353\text{ K}$$

**De maximale opgewekte effectieve ruisspanning bedraagt dan:**

$$U_{\text{ruis}(eff)} = \sqrt{4 \times k \times T \times \Delta f \times R}$$

$$U_{\text{ruis}(eff)} = \sqrt{4 \times 1,38 \times 10^{-23}\text{ J/K} \times 353\text{ K} \times 1\text{ MHz} \times 470\ \Omega}$$

$$U_{\text{ruis}(eff)} = 9,15 \times 10^{-12}\text{ V} = 9,15\text{ pV}$$

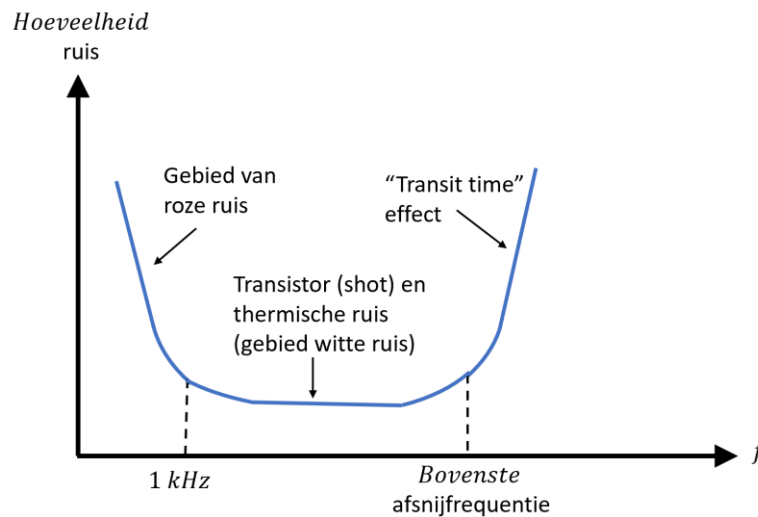
#### **2.4.3.2 Transistorruis**

Naast thermische ruis produceert een transistor ook nog een ander soort ruis, de zogenaamde “shot-noise” of “schietsruis”. Om door een transistor stroom te laten vloeien bewegen de elektronen zich vanuit de emitter in de geleidings- of conductieband. Eens de elektronen door de PN-junctie (de werking hiervan zie later) bewegen, keren ze terug vanuit de geleidingsband naar de valentieband. Dit doen ze niet op dezelfde manier, maar volgens willekeurige paden. Als men dit terugvallen naar de valentieband hoorbaar zou maken, dan komt dit geluid overeen alsof men met een loodjesgeweer tegen een metalen plaat schiet. Vandaar de benaming “shot-noise”. Een andere benaming hiervoor is transistorruis. Helaas is er geen geldige formule om dit soort “shot-noise” of transistorruis te berekenen. De hoeveelheid transistorruis die hiermee ontstaat komt bovenop de hoeveelheid ruis die ontstaat omwille van de omgevingstemperatuur. In de datasheet van de desbetreffende transistor kan je wel een indicatie terugvinden van de hoeveelheid transistorruis die er ontstaat. Deze hoeveelheid ruis is afhankelijk van de hoeveelheid instelstroom die door de transistor vloeit. Een uitzondering hierop zijn MOSFET's waar de ontstane transistorruis onafhankelijk schijnt te zijn van de hoeveelheid instelstroom.

#### **2.4.4 Hoeveelheid ruis versus frequentie in een component**

Binnen halfgeleiders doen twee weinig begrepen vormen van ruis zich voor. Ze manifesteren zich bij de tegenovergestelde extremen van frequentie. Het laagfrequente effect wordt de “overtollige ruis” (excess noise) genoemd en treedt op bij frequenties lager dan (ongeveer) 1 kHz. Dit gebied wordt ook het gebied van “roze ruis” genoemd. De hoeveelheid ruis is omgekeerd evenredig met de frequentie en recht evenredig met temperatuur- en gelijkstroomniveaus. Men is niet zeker maar men vermoedt dat het wordt veroorzaakt door defecten aan het kristaloppervlak in halfgeleiders. Hierdoor zou overmatige ruis ontstaan bij lagere frequenties. Naast roze ruis spreekt men ook vaak van flikkeruis of 1/f-ruis. Roze ruis is zowel aanwezig in bipolaire junctie-transistors (BJT's) als veldeffecttransistors

(FET's).



Figuur 2-37: Hoeveelheid ruis versus frequentie in een halfgeleider

Bij hoge frequenties begint de ruistoename snel toe te nemen en dit vooral in de buurt van de bovenste afsnijfrequentie van de banddoorlaatcurve. Wanneer de transittijd van de ladingsdragers om door een PN-junctie te geraken vergelijkbaar is met de periodetijd van het signaal door de halfgeleider, kunnen de ladingsdragers terugvloeien naar de emitter (of source bij FET's) in plaats van verder te vloeien. Hierdoor ontstaat een hoge ruisfactor en wordt benoemd als zijnde ruis veroorzaakt door het "transittime effect".

Deze hoogfrequente effecten van verhoogde ruis zijn meestal relatief onbelangrijk bij het ontwerp van een schakeling gezien de frequentiewaarden waar ze zich voordoen in de schakeling. Het merendeel van de elektronische schakelingen werkt met frequenties hoger dan 1 kHz en onder het afsnijgebied van de bovenste grens van de bandbreedte. De laagfrequente effecten zijn echter belangrijk voor het ontwerp van laagfrequente versterkers welke gebruikt worden in bepaalde instrumenten, audio- en biomedische toepassingen.

De totale ruisintensiteit versus frequentiecurve voor halfgeleiderinrichtingen (en buizen) hebben de vorm van een badkuip, zoals weergegeven in figuur 2-37. Bij lage frequenties is de roze ruisdominant, terwijl in het midden het transistorruis en witte ruis overheersen. In het hoger frequente gedeelte nemen de hoogfrequente effecten het over.

#### 2.4.5 Signaal/ruisverhouding en ruisgetal

Zoals in het begin van het gedeelte van ruis aangegeven geeft de signaal/ruisverhouding de verhouding weer van het gewenste signaalvermogen ten opzichte van het ontstane ruisvermogen. Het ruisgetal is een cijfer dat weergeeft hoe gevoelig een bepaalde component of schakeling is aan ruis. Het ruisgetal wordt meestal in decibel weergegeven.

### 2.4.5.1 Signaal/ruisverhouding

Tot nu toe hebben we het vooral over de hoeveelheid ruis gehad zonder te kijken naar de hoeveelheid gewenst signaal er aanwezig is. De signaal/ruisverhouding, voorgesteld door  $S/N$ , is een relatieve verhouding welke aangeeft hoeveel groter het signaalvermogen is ten opzichte van het ruisvermogen. In formulevorm:

$$S/N = \frac{\text{Signaalvermogen } P_s}{\text{Ruisvermogen } P_r}$$

Meestal wordt deze verhouding uitgedrukt in decibel (dB). Vermits we te maken hebben met vermogen is de verhouding in decibel als volgt:

$$S/N_{(dB)} = 10 \log \frac{P_s}{P_r}$$

#### Voorbeeld 2-2

**Stel een versterker levert  $2 V_{eff}$  signaalspanning af aan een bepaalde belastingsweerstand. De hoeveelheid ruisspanning bedraagt  $24 mV_{eff}$ . Bepaal de signaal/ruisverhouding van deze versterker.**

#### Oplossing:

**$S/N$  wordt in vermogen uitgedrukt. Vermits de belastingsweerstand dezelfde is voor zowel het signaal als de ruis bekomen we volgend resultaat:**

$$P = \frac{U^2}{R}$$
$$S/N = \frac{\frac{U_{s(eff)}^2}{R}}{\frac{U_{r(eff)}^2}{R}} = \frac{U_{s(eff)}^2}{U_{r(eff)}^2} = \frac{(2 V_{eff})^2}{(24 mV_{eff})^2} = 6944,44$$

### 2.4.5.2 Ruisgetal

$S/N$  geeft de hoeveelheid ruis op een specifiek punt weer. Echter wanneer je wil weten hoeveel ruis er door een component of elektronische schakeling is bijgekomen kom je met  $S/N$  alleen te bepalen niet ver. Door de  $S/N$  aan de ingang te bepalen en vervolgens aan de uitgang weten we de ruisverhouding zowel aan de ingang als aan de uitgang. Door beide ruisverhoudingen met elkaar te delen verkrijgen we een idee hoeveel ruis er is bijgekomen. De term ruisgetal  $NF$  (Noise Figure) wordt gewoonlijk gebruikt om weer te geven hoe ruisachtig een bepaalde component of deel van een schakeling is. Het ruisgetal wordt als volgt gedefinieerd:

$$NF = 10 \log \left( \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \right)$$

Hierin is:

- $\frac{S_i}{N_i}$ : de signaal/ruis- vermogenverhouding aan de ingang van een component of schakeling
- $\frac{S_o}{N_o}$ : de signaal/ruis-vermogenverhouding aan de uitgang van een component of schakeling

Merk op dat wanneer  $S_i/N_i$  gelijk is aan  $S_o/N_o$  het ruisgetal gelijk wordt aan:

$$NF = 10 \log(1) = 0 \text{ dB}$$

Een ruisgetal  $NF$  gelijk aan 0 dB geeft bijgevolg weer dat er geen bijkomende ruis is toegevoegd door de betreffende component of deel van de schakeling. In praktijk zal dit nooit voorkomen vermits de omgevingstemperatuur sowieso voor thermische ruis zorgt.

### **Voorbeeld 2-11**

**Stel een versterker levert 2  $V_{eff}$  signaalspanning af aan een belastingsweerstand van 220  $\Omega$ . De hoeveelheid ruis spanning bedraagt 24 mV<sub>eff</sub>. Aan de ingang van deze versterker wordt een signaal aangelegd van 400 mV<sub>eff</sub>. Dit signaal bevat een hoeveelheid ruis met effectieve spanningswaarde gelijk aan 650  $\mu V_{eff}$ . De ingangsimpedantie van deze versterker bedraagt 4,5 k $\Omega$ .**

**Gevraagd:  
Bepaal het ruisgetal.**

### **Oplossing:**

**De  $S_i/N_i$ -verhouding is gelijk aan:**

$$S_i/N_i = \frac{\frac{(400 \text{ mV}_{eff})^2}{4,5 \text{ k}\Omega}}{\frac{(650 \mu V_{eff})^2}{4,5 \text{ k}\Omega}} = 378698,22$$

**De  $S_o/N_o$ -verhouding is gelijk aan:**

$$S_o/N_o = \frac{\frac{(2 V_{eff})^2}{220 \Omega}}{\frac{(24 mV_{eff})^2}{220 \Omega}} = 6944,44$$

**Het ruisgetal van deze schakeling is gelijk aan:**

$$NF = 10 \log \left( \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_o}{N_o}} \right) = 10 \log \left( \frac{378698,22}{6944,44} \right) = 54,53$$

$$NF = 10 \log(54,53) = 17,37 \text{ dB}$$

## 2.5 Specificaties van elektronische signaalbewerkingsschakelingen

Elke bewerking die gemaakt wordt op een sensorsignaal voegt (onbedoeld) extra fouten toe aan het meetsignaal. Het is aan de ontwerper van de schakeling om deze fout zo klein mogelijk te houden. Daarvoor dient de schakeling aan een aantal specificaties te voldoen om alzo de minimale fout te vrijwaren. In hetgeen volgt worden de meest voorkomende specificaties besproken aangaande elektronische signaalverwerkingsschakelingen.

### 2.5.1 Offsetspanning

Met offsetspanning wordt meestal ingangsspanningsoffset bedoeld. Offset houdt in dat als je de ingangsspanning op 0 V houdt, op de uitgang toch een bepaalde spanningswaarde gemeten kan worden. Deze spanningswaarde op de uitgang wordt de uitgangsoffset genoemd. Men kan de ingangsoffset dan vinden door de uitgangsoffset te delen door de versterkingsfactor.

Stel bijvoorbeeld dat de ingang van een versterker op 0 V wordt gehouden. Dit kan men doen door de ingang met de massa te verbinden. Stel eveneens dat de uitgang in deze situatie een spanningswaarde van 40 mV geeft. Als de versterking van de schakeling gelijk is aan 10, dan is de offset aan de ingang gelijk aan 4 mV. Je kan hieruit besluiten dat ook al leg je nog geen spanning aan de ingang, er toch reeds 4 mV aanwezig is aan de ingang waardoor de uitgang op 40 mV komt te staan. Met andere woorden ook al heeft de sensor nog geen signaal verstuurd naar de versterker, er is toch reeds 40 mV aan de uitgang. Deze 40 mV is een fout. Er bestaan versterkerschakelingen in IC-vorm die over offsetpinnen beschikken. Naar aanleiding van het besproken voorbeeld kan je op zo'n offsetpin een spanning aanbrengen van -4 mV zodat bij 0 V aan de ingang de uitgang eveneens 0 V bedraagt.

Een andere benaming voor offset is "nulpuntsfout". Dit omdat de overdrachtskarakteristiek (uitgang versus ingang) van de beschouwde versterker niet door het nulpunt gaat. In de situatie van het besproken voorbeeld bedraagt de nulpuntsfout 40 mV.

## 2.5.2 (Nulpunts)drift

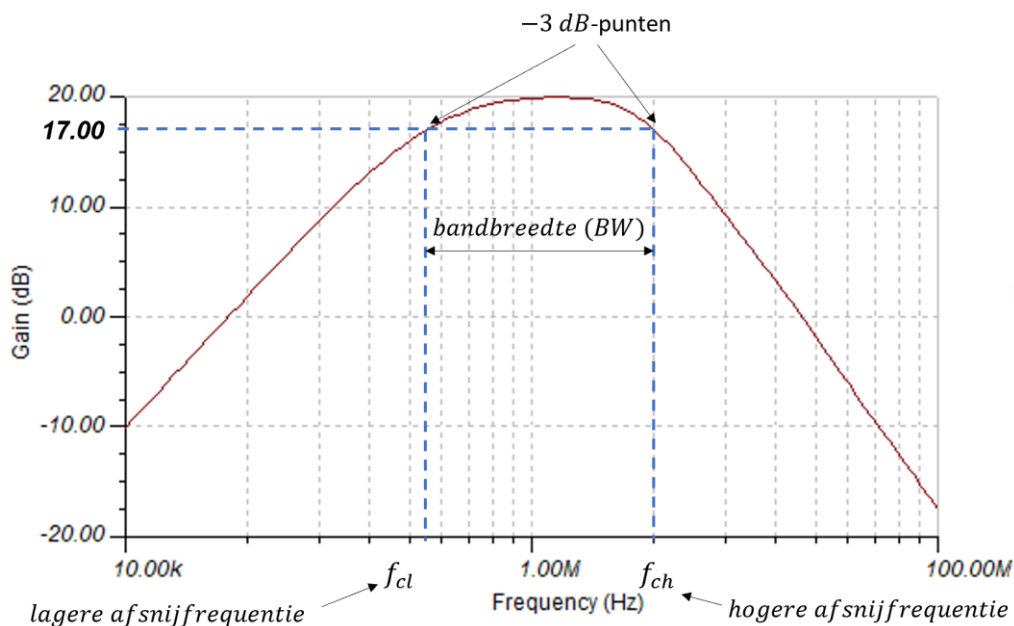
Variaties in temperatuur, voedingsspanning, veroudering van componenten, enz... kunnen er voor zorgen dat de offset langzaam verloopt. Dit houdt in dat de offsetspanning aan de uitgang langzaam aan verandert en bijvoorbeeld groter wordt. Hetgeen je opmerkt is dat de waarde van de uitgangsspanning langzaam aan verandert richting positieve voedingsspanning of negatieve voedingsspanning. Wanneer dit gebeurt spreekt men van drift. Je kan stellen dat nulpuntsdrift het relatief langzame verloop in de offset is.

Temperatuursdrift wordt gespecificeerd in termen van offset per °C (of per K). Zo kan men de temperatuursdrift bijvoorbeeld uitdrukken in %/K. Hiermee wordt aangegeven met hoeveel percentage de uitgangsspanning zal wijzigen per Kelvin. Voedingsdrift wordt dan weer gespecificeerd in offset per volt. Het tijdsverloop eer de drift de uitgang naar één van de voedingsspanningswaarden brengt is afhankelijk van schakeling tot schakeling. Zo spreekt men van korte- of langeduurstabiliteit in offset per tijdseenheid. Deze tijdseenheid kan bijvoorbeeld een aantal uren, 24 uur, per maand of langer zijn.

## 2.5.3 Bandbreedte

Bandbreedte wordt gedefinieerd als het frequentieverschil tussen de laagste en de hoogste frequentie waarbij de vermogensoverdracht van sinusvormige signalen is afgenomen tot de helft van het maximale vermogen. Stel dat het maximale uitgangsvermogen 1 W is. Het vermogen, in dB uitgedrukt, dat de afsnijfrequenties hebben ten opzichte van het maximaal vermogen is als volgt te bepalen:

$$10 \log \left( \frac{0,5 \text{ W}}{1 \text{ W}} \right) = -3 \text{ dB}$$



Figuur 2-38: Voorbeeld van bepaling van de bandbreedte

Dit betekent dat de onderste afsnijfrequentie de lagere frequentie is waarbij het vermogen 3 dB lager is dan de frequentie waarbij het vermogen maximaal is. De bovenste afsnijfrequentie is de hogere frequentie waarbij het vermogen 3 dB lager is dan de frequentie waarbij het vermogen maximaal is.

Met andere woorden de afsnijfrequenties zijn de “-3 dB”-punten van de schakeling en de bandbreedte is het verschil tussen de hogere afsnijfrequentie met de lagere afsnijfrequentie en wordt uitgedrukt in Hz. Figuur 2-38 geeft visuele voorstelling van wat bandbreedte is.

Voor stroom- en spanningsoverdrachten die niet in dB zijn weergegeven worden de afsnijfrequentie(s)  $f_c$  bepaald via volgende formule:

- Voor spanning:  $f_c = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$
- Voor stroom:  $f_c = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$

## 2.5.4 Common-mode-rejectie

De common-mode-rejection-ratio *CMRR* (common-mode-rejectiefactor) is een begrip dat wordt gebruikt bij verschilversterking. Een verschilversterker is een versterker met twee ingangen. De uitgang van zo'n verschilversterker bevat een signaal dat evenredig is met het signaalverschil van deze twee ingangen. De ingangen van de verschilversterker worden inverterende- en niet-inverterende ingang genoemd. *CMRR* wordt gebruikt om de mate van onderdrukking van gelijke signalen (common mode of *CM*) aan beide ingangen weer te geven ten opzichte van versterking van het verschil tussen beide ingangen. In een ideale versterker zal het signaal aan de inverterende- en niet-inverterende ingang gelijk zijn. Dit betekent dat hun verschil nul is en dit signaal niet aan de uitgang verschijnt. Het nut van zulke schakeling is om storingen (stralingsruis) zo veel mogelijk te elimineren. Wanneer een elektromagnetisch stoorsignaal zich bevindt in de ruimte rondom de verschilversterker dan wordt dit signaal door beide ingangen opgepikt. Beide ingangen verkrijgen aldus hetzelfde elektromagnetisch (stoor)signaal waardoor dit elektromagnetisch (stoor)signaal aan de uitgang wordt onderdrukt. Vermits het eigenlijke signaal aan één van de twee ingangen wordt aangelegd ontstaat er aan de uitgang hiervoor een verschilsignaal wat differential mode of *DM* genoemd kan worden.

*CMRR* wordt gedefinieerd als de verhouding van de versterkte *DM*-signalen op de versterkte *CM*-signalen. Vertaald naar formules wordt het volgende bekomen:

- Verschilsignaal  $u_d$  aan de ingang:  $u_d = u_1 - u_2$
- Gelijk signaal  $u_c$  aan de ingang:  $u_c = \frac{u_1 + u_2}{2}$

De versterking van de verschilsignalen wordt weergegeven door  $A_d$  en de versterking van de gelijke signalen door  $A_c$ . De *CMRR* wordt voorgesteld door  $A_d/A_c$ .

De bekomen uitgangsspanning van een verschilversterker wordt als volgt bepaalt:

$$u_{uit} = A_d \times u_d + A_c \times u_c$$

$$u_{uit} = A_d \times \left( u_d + \frac{A_c}{A_d} \times u_c \right)$$

$$u_{uit} = A_d \times \left( u_d + \frac{u_c}{CMRR} \right)$$

De spanningswaarde  $u_c/CMRR$  is een spanning die niet afkomstig is van de sensor maar van een storing die zich als elektromagnetische golf aan de ingang van de versterker manifesteert. Dit betekent dat een zekere “fout” wordt toegevoegd aan het eigenlijke sensorsignaal. Hoe lager de  $CMRR$ -waarde is, hoe groter de optredende fout.

### 2.5.5 Bias- of instelstroom

Wanneer je een versterker aansluit aan een gelijkspanningsbron (de voeding of power supply) dan zal er een zekere instelstroom vloeien door de ingangsklem(men) van de versterker. Deze instelstroom wordt dikwijls aangegeven door zijn Engelse benaming bias. De biasstroom is bijgevolg de basis- of gatestroom van de ingangstransistoren. Vermits deze stroom door de ingang van de versterker loopt, veroorzaakt deze een extra spanningsval over de ingangsweerstand. Hierdoor ontstaat een extra fout op het te versterken signaal vermits de biasstroom voor “bijkomende spanningswaarde” zorgt. Vermits de gatestroom normaal heel wat lager ligt dan de basistroom zullen versterkers met bipolaire transistoren een grotere biasstroom veroorzaken dan versterkers met JFET's of MOSFET's aan de ingang.

### 2.5.6 Offsetstroom

De offsetstroom is het verschil tussen beide biasstromen van een verschilversterker. Bij een ideale verschilversterker zijn beide biasstromen even groot en is de offsetstroom gelijk aan nul. Een werkelijke verschilversterker heeft een offsetstroom  $I_{offset}$  gelijk aan:

$$I_{offset} = I_{bias1} - I_{bias2}$$

Door dit verschil is de offsetstroom over het algemeen (veel) kleiner dan de biasstroom.

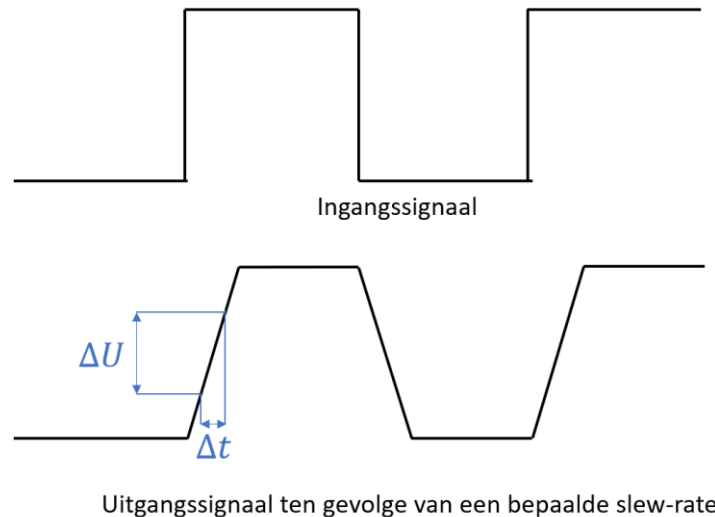
### 2.5.7 Slew rate

De slew rate is een maat die aangeeft hoe snel een uitgang kan reageren op een plotse verandering aan de ingang. Deze verandering wordt aangegeven als spanningsverandering op tijdsverandering en meetstal uitgedrukt in  $V/\mu s$ . Hiermee wordt aangegeven met hoeveel volt de uitgang varieert per  $\mu s$  ten gevolge van een wijziging aan de ingang. Verandert de spanning aan de ingang plotseling dan zal er een zekere tijd overgaan vooraleer de uitgangsspanning zijn waarde heeft bekomen ten gevolge van deze ingangsverandering.

Figuur 2-39 geeft weer hoe de uitgang verandert op plotselinge stappen van het ingangssignaal. Een stap is een bepaalde sprong die het signaal maakt,



bijvoorbeeld van 0 V naar 5 V of omgekeerd. Niet alle fabrikanten geven de slew rate op als getalwaarde. Je kan de slew rate ook bepalen vanuit een bepaalde karakteristiek van de component, namelijk de “Voltage Follower Pulse Response” karakteristiek. Figuur 2-39 is een voorbeeld van zo’n karakteristiek. De horizontale as is in bijvoorbeeld  $\mu\text{s}$  uitgedrukt en de verticale as in volt.



Figuur 2-39: invloed van de slew rate op het uitgangssignaal ten gevolge van plotselinge veranderingen van het ingangssignaal

Merk ten slotte op dat ten gevolge van de slew rate ook de maximale frequentie van het signaal beperkt wordt. Immers als de frequentie van het ingangssignaal hoger ligt dan de reactiesnelheid van de uitgang van de desbetreffende component, dan zal de gewenste uitgangsspanningswaarde niet worden bereikt vermits het ingangssignaal dan reeds veranderd is vooraleer de uitgang zijn response op de eerste verandering had kunnen voltooien

### **Voorbeeld 2-12**

**Een LM324 operationele versterker heeft een slew rate gelijk aan  $0,25 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Deze LM324 wordt als versterker gebruikt wordt om een blokvormig signaal van 1 V met een frequentie van 1 kHz acht keer te versterken.**

**Gevraagd:**

- Hoeveel tijd gaat er over vooraleer de uitgang zijn reactie op een ingangsverandering voltooid heeft.**
- Wat is de maximale frequentie die door deze versterker verwerkt kan worden?**

### **Oplossing:**

- De versterker heeft een versterkingsfactor van 8. Het uitgangssignaal heeft dan een spanningswaarde gelijk aan 8 V. Via de slew rate kan de tijdsduur bepaald worden om van 0 V over te gaan naar 8 V:**

$$t = \frac{U_{uit}}{slew\ rate} = \frac{8\ V}{\frac{0,25\ V}{\mu s}} = 32\ \mu s$$

*b) Als we er van uit gaan dat het blokvormig signaal een duty-cycle van 50 % heeft (dit is de verhouding van de pulsbreedte ten opzichte van de periode) en dat er 32  $\mu s$  nodig zijn om de amplitudewaarde van de puls te bereiken dan kunnen we de pulsbreedte bepalen als de tijd waarin de puls 50% of meer van zijn maximale waarde bereikt is. Vermits er 32  $\mu s$  nodig zijn om de maximale waarde te bereiken, zal na 16  $\mu s$  50% van de amplitudewaarde bereikt zijn. De hoogst mogelijke frequentie zal het ingangssignaal laten omklappen vanaf de uitgang zijn 8 V bereikt heeft. In dit geval na 32  $\mu s$ . Vervolgens daalt de uitgangsspanning terug om na nog eens 16  $\mu s$  lager te worden dan 50% van zijn maximale waarde. De tijdsduur van een halve periode is bijgevolg:*

$$tijd_{pulsbreedte} = 16\ \mu s + 16\ \mu s = 32\ \mu s$$

*De periode tijd is twee keer de tijd van de pulsbreedte bijgevolg gelijk aan 64  $\mu s$ .  
De maximale frequentie is dan gelijk aan:*

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{64\ \mu s} = 15,625\ kHz$$