

5 | Elektronica componenten

Bipolaire junctietransistoren



5.1 Inleiding

5.1.1 Het einde van de elektronenbuis

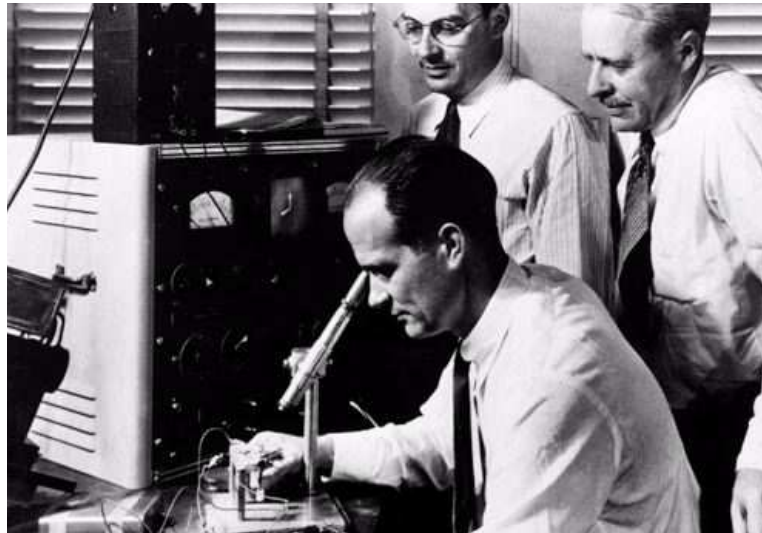
De eerste **transistor** zag het levenslicht in 1947. De vaders waren de heren: Bardeen, Brattain, en Shockley. Allen waren ze verbonden aan het Bell Telephone Laboratory in de VS. Hun uitvinding betekende het einde van de **elektronenbuizen** in versterker- en schakeltechnieken. De transistor bleek kleiner, eenvoudiger en goedkoper te zijn dan z'n illustere voorganger. Een elektronenbuis was immers een vrij fragiel kunstwerkje dat veel stroom slikte en daarbij nog eens serieus wat warmte produceerde, wat het rendement uiteraard niet ten goede kwam. Figuur 5.1 toont enkele hedendaagse elektronenbuizen. De voorloper van de transistor was het werkpaard van alle elektronische apparatuur van 1940 tot ca. 1955. Vandaag zijn ze enkel nog in trek bij muzikanten en audio-liefhebbers. De transistor heeft ze volledig weten te verdringen en naar het museum van de geschiedenis verwezen...



△ Fig.5.1 | Een set hedendaagse elektronenbuizen.
Bron: World Wide Web

5.1.2 De puntcontacttransistor

Op 16 december 1947^[10] lukte het Bell Telephone Laboratory om een werkend prototype te bouwen op basis van een germanium kristal. Het basisprincipe van de **puntcontacttransistor** die men toen bouwde is nog steeds hetzelfde als bij hedendaagse exemplaren: een elektrisch circuit onderbroken door een stuk halfgeleidend materiaal en een derde poot waarmee de doorlaatbaarheid wordt geregeld. De eerste concrete functie die men bedacht was een telefoonversterker.



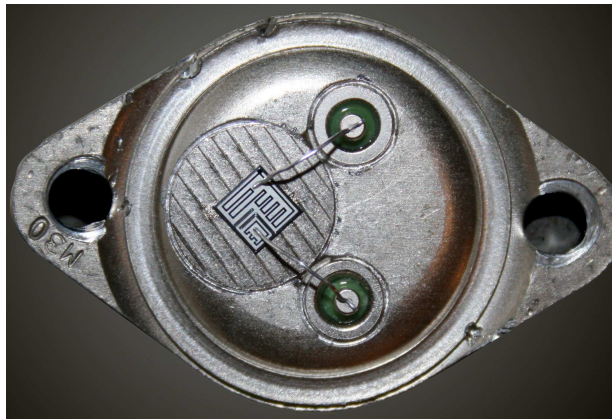
△ Fig.5.2 | Links: replica van de eerste transistor.
Rechts: de vaders van de transistor: William Shockley (vooraan), John Bardeen (midden) en Walter Brattain (rechts).
Bron: World Wide Web

[10] Op 23 december in 1947 demonstreerden W. Shockley, J. Bardeen en W. Brattain de eerste puntcontacttransistor. Zij wonnen met deze uitvinding in 1956 de Nobelprijs Fysica.

5.2 De bipolaire junctietransistor

5.2.1 Van germanium naar silicium

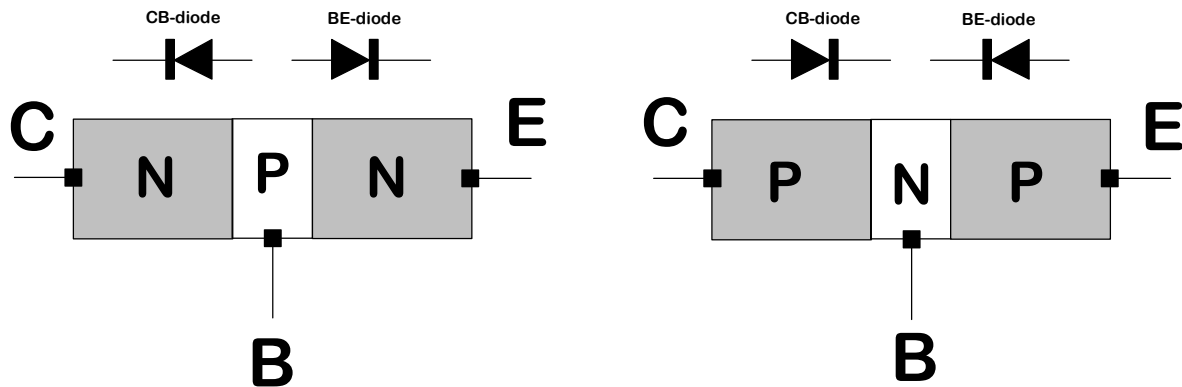
Het ontwerp van de originele puntcontacttransistor werd in de loop der jaren snel verbeterd. In 1951 werd hij opgevolgd door de **junctietransistor**. De germanium junctietransistor van William Shockley was dan wel een stuk kleiner dan de elektronenbuis, erg betrouwbaar was deze component toch nog niet. Dit probleem werd in 1954 opgelost door gebruik te maken van **silicium** in plaats van germanium. Tegenwoordig is de siliciumtransistor zeer ver doorontwikkeld en vormt silicium hét basismateriaal van de hedendaagse elektronica.



△ Fig.5.3 | Onder de motorkap van een hedendaagse vermogentransistor, TO3-package (uitvergroot).
Bron: World Wide Web

5.2.2 PNP en NPN

Fysisch bestaat een NPN-junctietransistor uit twee plakjes N-Si negatief silicium van elkaar gescheiden door een plakje P-Si positief silicium. Zijn tegenhanger is de PNP-junctietransistor: hierbij zijn de twee P-Si plakjes door een N-Si plakje gescheiden. De overgang van P-Si naar N-Si vormt een PN-junctie, ofwel een diode. We kunnen de junctietransistor dus opvatten als twee samengesmolten PN-juncties, vandaar de naam: '**bipolaire junctie transistor**' (BJT). Figuur 5.4 toont de drielagenstructuur van de bipolaire junctie transistor.



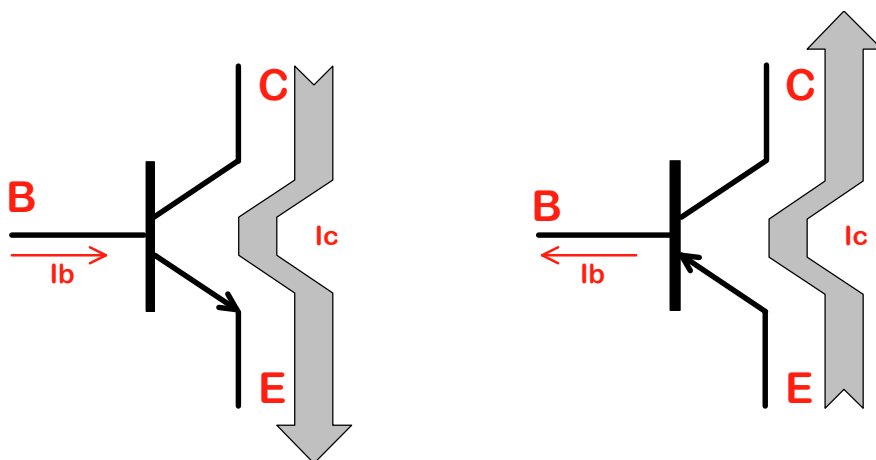
△ Fig.5.4 | Links: de 3-lagen structuur van een NPN-transistor
Rechts: de 3-lagenstructuur van de PNP-transistor
Bron: W. Van Wichelen

5.2.3 Schemasymbolen

Basis, emitter & collector

- Een junctietransistor bezit 3 aansluitklemmen:
 - **basis (B)**
 - **emitter (E)**
 - **collector (C)**
- De emitter wordt steeds voorgesteld met een pijltje.
- De verticale streep wijst de basis aan.
- Het pijltje geeft de polarisatie aan van de BE-diode.
- Het pijltje geeft de mogelijke stroomzin aan in de CE-keten.

Schemasymbool



△ Fig.5.5 | Links: symbool van de NPN-transistor
Rechts: symbool van de PNP-transistor
Bron: W. Van Wichelen

5.2.4 Het transistoreffect

De naam 'transistor' is eigenlijk een samentrekking van de woorden 'transfer' en 'resistor', of letterlijk 'overdrachtsweerstand'. De benaming geeft in feite aan waarop de werking gebaseerd is. We beschouwen een **NPN-transistor**. Wanneer we de emitter negatief maken t.o.v. de basis en de collector positief t.o.v. de basis dan is de NP-junctie in doorlaat gepolariseerd en de PN-junctie in sper. De basis/emitter-spanning doet de NP-diode geleiden en de basis/collector-spanning doet de PN-diode sperren.

Het transistoreffect

Afhankelijk van de spanning U_{BE} kan de stroom, dwars doorheen de NPN-structuur, geregeld worden: dit wordt het 'transistor-effect' genoemd.

Alleen wanneer we een NPN-transistor op de juiste manier polariseren kan het transistoreffect plaats vinden:

Let op!

De emitter ligt minstens 0,7V lager dan de basis en de collector/basis-spanning is van die aard dat de CB-diode in sper staat gepolariseerd.

5.2.5 Vereenvoudigd transistormodel

Dankzij het *transistormannetje* kunnen we op een niet erg wetenschappelijke - maar wel speelse manier - het gedrag van een transistor uitleggen. Z'n enige en eeuwige taak bestaat er in te voldoen aan volgende relatie:

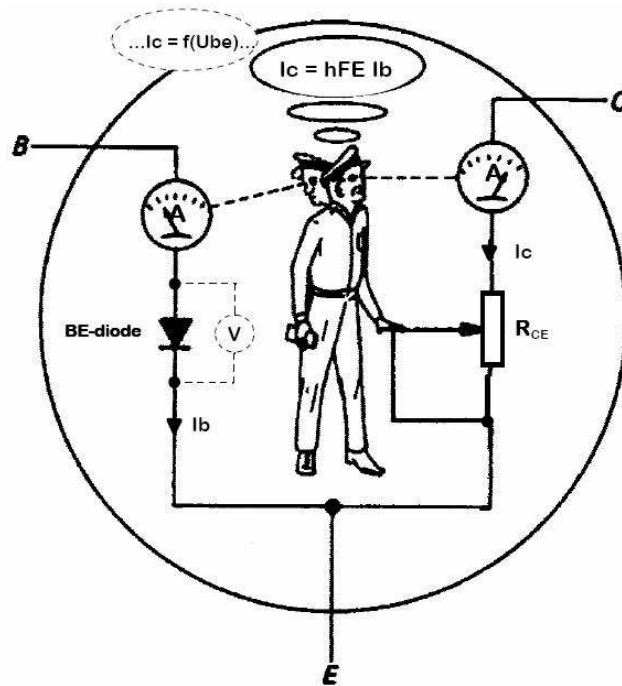
Let op!

$$I_C = h_{FE} \times I_B$$

- I_C = collectorstroom
- h_{FE} = stroomversterkingsfactor
- I_B = basisstroom

De hele tijd leest de transistorman de basisstroom af, neemt vervolgens z'n rekenmachine en tracht dan de berekende collectorstroom in te stellen door te draaien aan de knop van een regelbare weerstand.

Deze regeling kan dus van *kortsluiting* (saturatie^[11]) tot *open keten* (cut-off^[12]) gaan, met alle mogelijkheden daartussen. Dit is een vrij naïve voorstelling. Het mannetje ondervindt in de praktijk heel wat moeilijkheden met z'n pogingen de uitgangsstroom h_{FE} maal groter te laten zijn! De collectorstroom I_C is immers zowel afhankelijk van U_{BE} als van de temperatuur^[13].



△ Fig.5.6 Naïef transistormodel van een NPN-transistor.
Bron: Elektronica, Kunst & Kunde - P. Horowitz & W. Hill - Elektuur BV - ISBN 90-5381-064-1

Op deze manier kan een klein basisstroompje aanleiding geven tot een veel grotere collectorstroom. Verder merken we op dat de collectorstroom op zijn beurt omzeggens gelijk is aan de emitterstroom:

Let op!

$$I_C \approx I_E$$

$$I_B \ll I_C$$

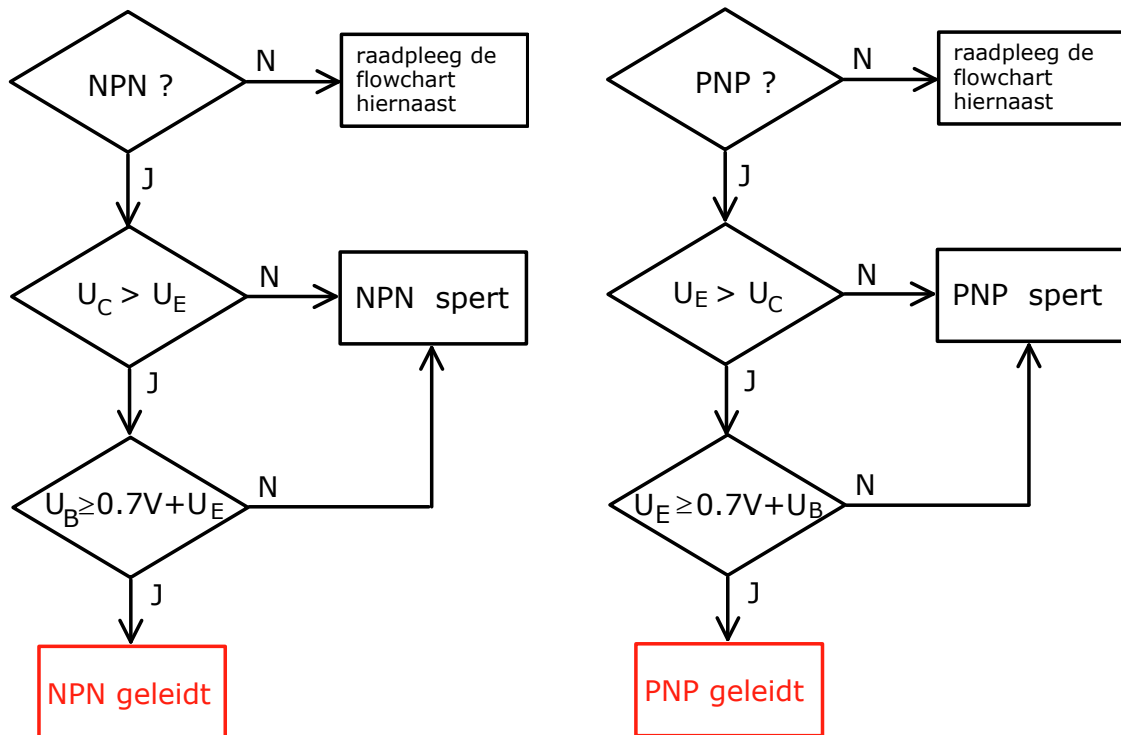
[11] Transistor opereert in 'saturatie' (verzadiging) wanneer hij maximaal geleidt.

[12] Transistor opereert in 'cut-off' wanneer hij maximaal spert.

[13] Dit gedrag wordt beschreven via de zogenaamde 'Ebers-Moll vergelijking'.

5.2.6 Halfgeleidergedrag

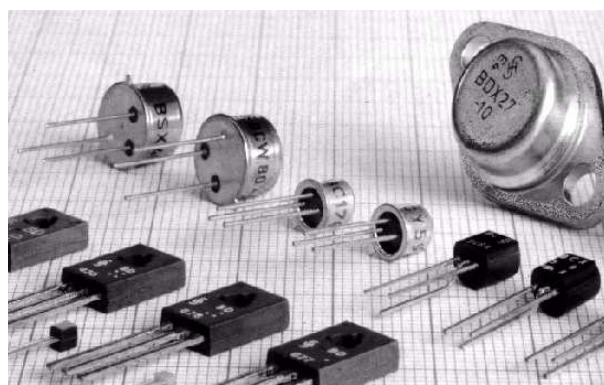
De flowcharts van figuur 5.7 leren ons of een junctietransistor al dan niet spert of geleidt. De gradatie van dit sperren en geleiden kan je wel niet achterhalen. Willen we een transistor gebruiken als versterker van bijvoorbeeld audio, dan is dit wel van belang.



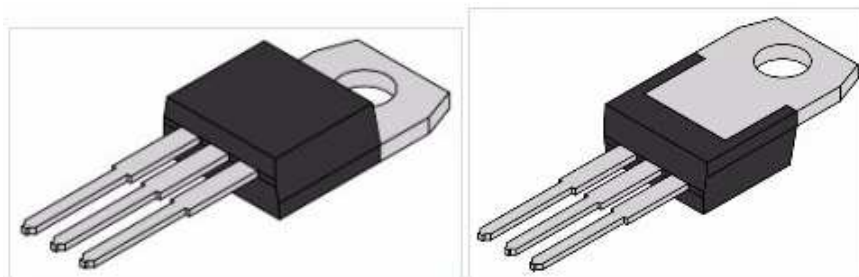
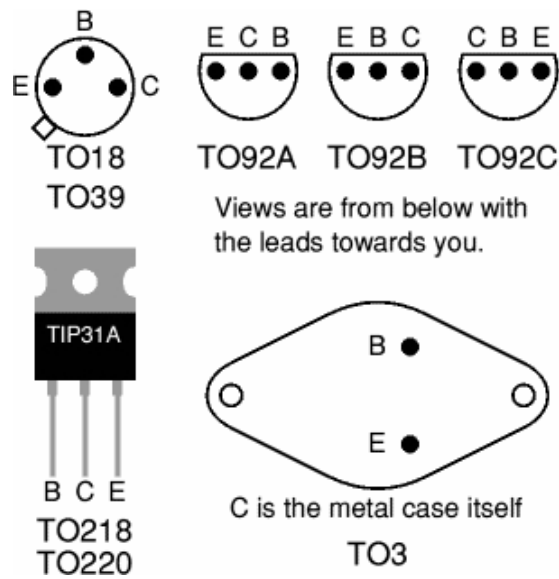
△ Fig.5.7 | Sperren en geleiden van een bipolaire junctietransistoren.
Bron: W. Van Wichelen

5.2.7 Packages

Figuren 5.8 en 5.9 tonen de meest gangbare verschijningsvormen. Elke behuizing krijgt een gestandaardiseerde aanduiding mee: bijvoorbeeld TO-92 package. 'TO' staat voor 'transistoromhulling' en is afkomstig van de Duitse terminologie.



△ Fig.5.8 | Enkele gangbare TO-behuizingen.
Bron: <https://learn.mikroe.com>



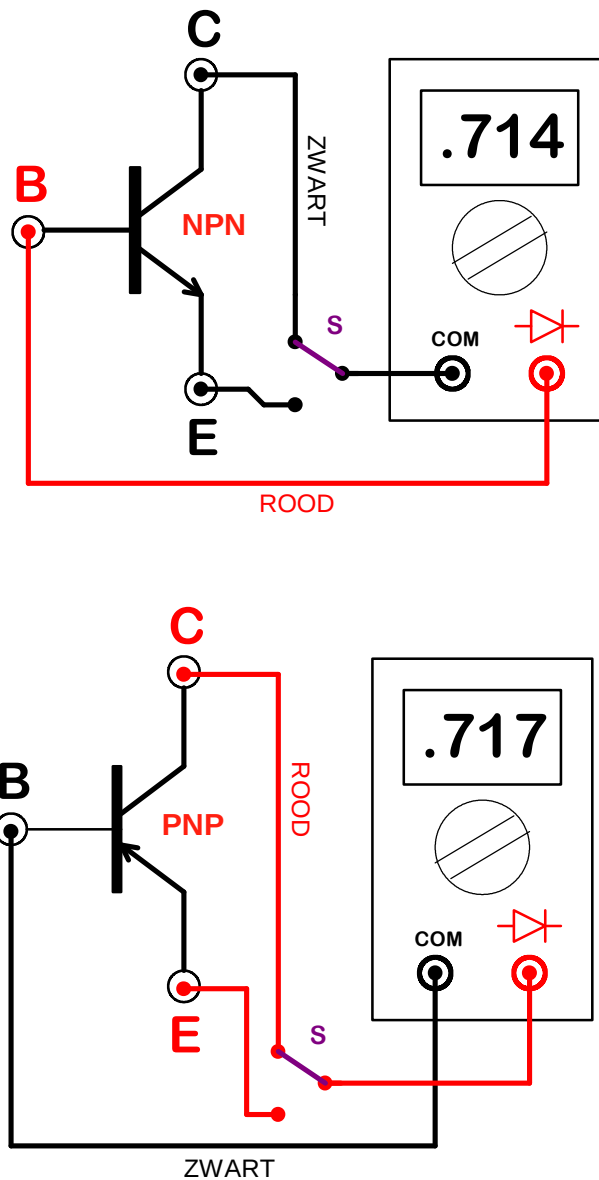
TO-220 Plastic Case, Tab Mount



△ Fig.5.9 Enkele gangbare TO-behuizingen.
Bron: World Wide Web

5.2.8 Identificatie met multimeter

Met een digitale multimeter op stand 'diodetest' kan je vaststellen met welk type BJT^[14] je te maken hebt. Op het display verschijnt dan een voorwaartse junctie-spanning. Figuur 5.10 toont de twee meetopstellingen om het type (NPN of PNP) te weten te komen m.b.v. een digitale multimeter (DMM).



△ Fig.5.10 | Bepalen van het BJT-type met een DMM
Bron: W. Van Wichelen

[14] BJT: Bipolaire Junctie Transistor

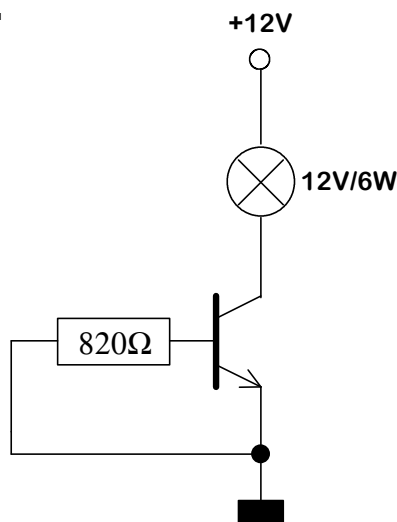
Laboproef 6

Bepaal m.b.v. een digitale multimeter van 4 onbekende bipolaire junctietransistoren het transistortype (**NPN/PNP**). Identificeer van elke transistor de 3 klemmen (**B**, **C**, en **E**). Controleer de pin-layout nadien m.b.v. datasheets en zoek de voornaamste toepassingen op.

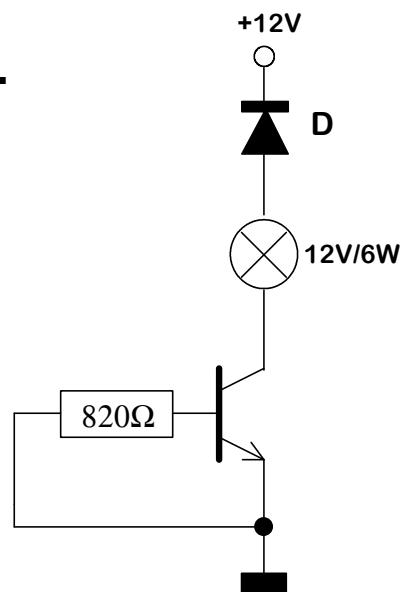
5.2.9 Oefeningen

Onderzoek of de junctietransistor spert of geleidt.
Geef aan of de lamp al dan niet oplicht.
Maak gebruik van de flowcharts van figuur 5.7.

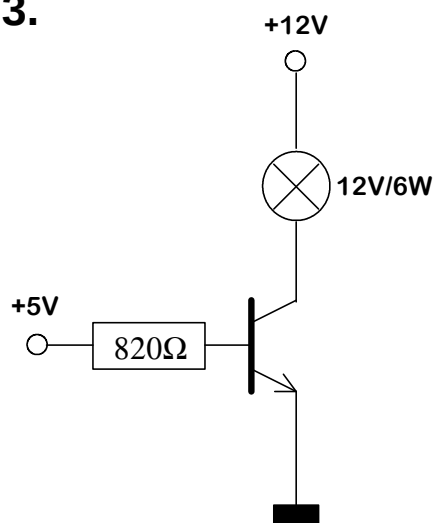
1.

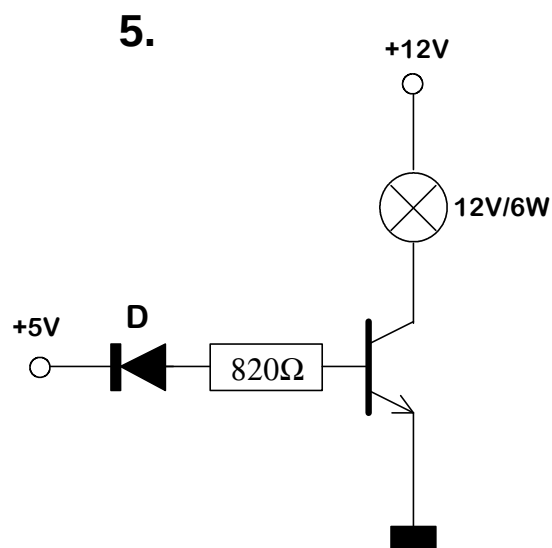
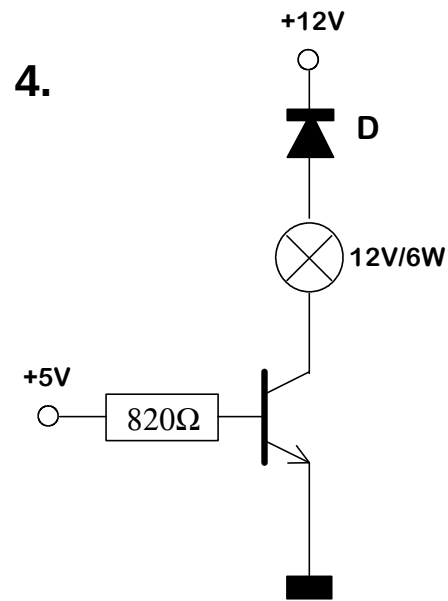


2.



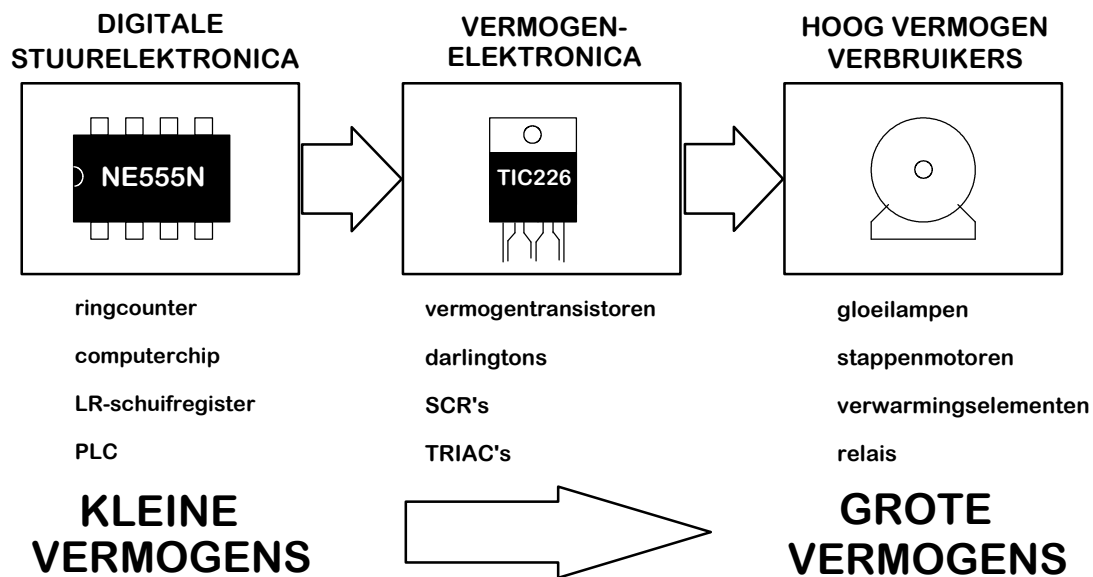
3.





5.3 Transistor als schakelaar

5.3.1 Van microwatts naar watts



△ Fig.5.11 | Principe van het aansturen van grote vermogens m.b.v. micro-elektronica.
Bron: W. Van Wichelen

Voorbeeld

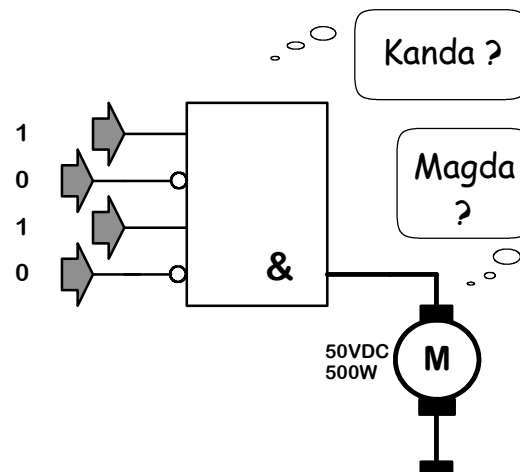
We wensen via (laag vermogen) sturelektronica een groot vermogen (elektromotor) aan te sturen. Een digitaal cijferslot met 4 data-ingangen bewaakt een garagepoort. Wil je de garagepoort openen, dan dien je de juiste digitale code in te voeren. Wordt de juiste code ingegeven, dan zal de digitale logica een DC-motor aansturen om de poort te openen.

PRAKTISCHE GEGEVENS

We maken gebruik van digitale geïntegreerde schakelingen (IC's) met als kenmerken:

- spanningsniveau van een hoge uitgang = **+5V**
- maximale uitgangsstroom (bij +5 V) = **10mA**

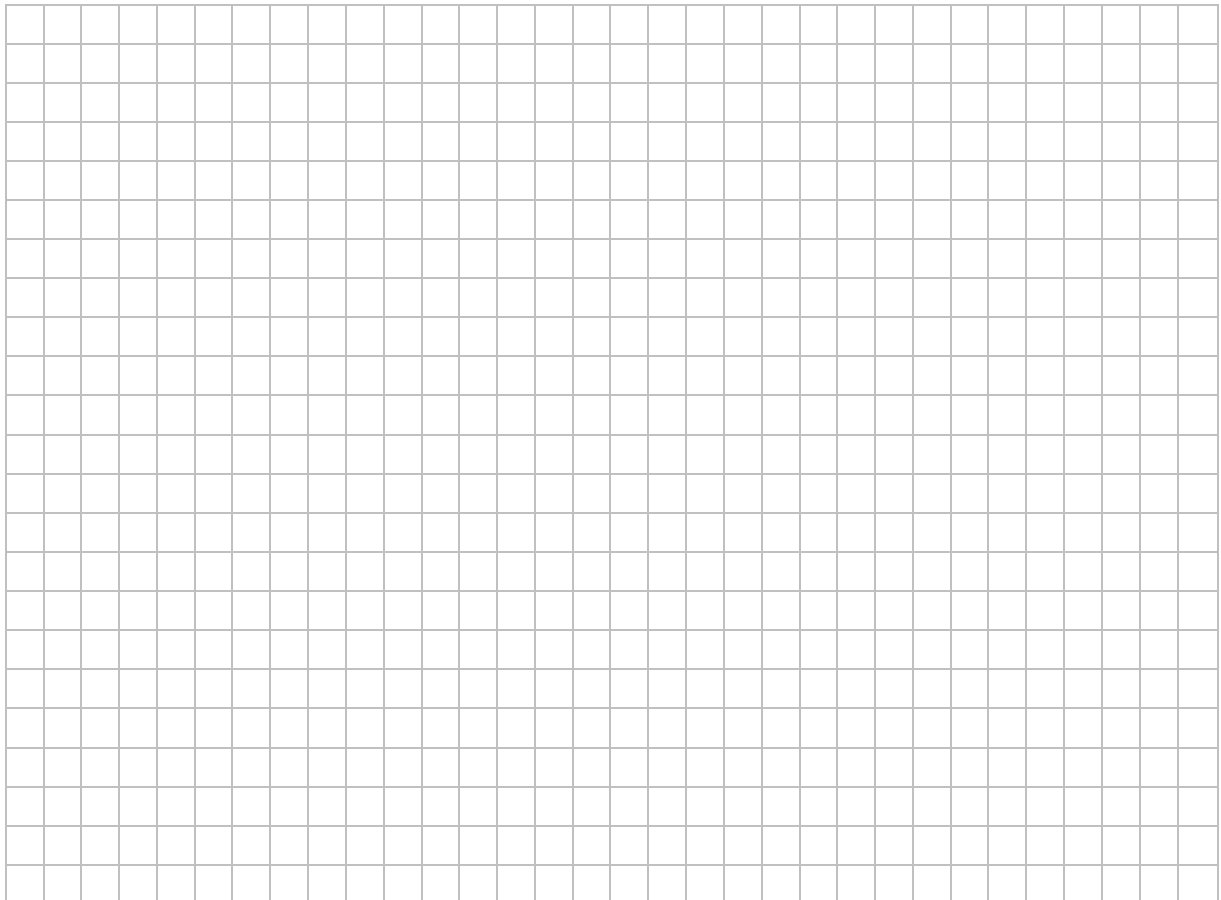
De elektromotor neemt een elektrisch vermogen op van **500W** en wordt gevoed met een gelijkspanning van **50V**.

1^{ste} POGING

△ Fig.5.12 | Voorbeeld van een slecht ontwerp.
Bron: W. Van Wichelen

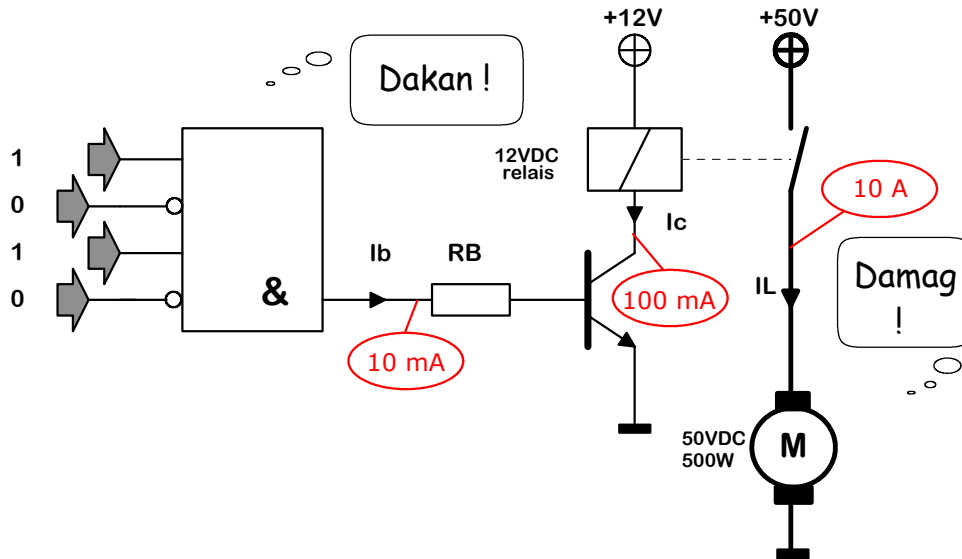
Je toetst de code '1010' in.
Zal de poort open gaan denk je?

- Welk vermogen neemt de motor op bij volle belasting?
- Welk vermogen kan het IC'tje leveren?
- Wat kan je besluiten?



2^e POGING

Onze eerste poging mislukte omdat het stuurvermogen van het IC ontoereikend was om de motor *rechtstreeks* aan te sturen. Figuur 5.13 toont het schema van een beter doordacht ontwerp:



△ Fig.5.13 | Voorbeeld van een goed ontwerp.
Bron: W. Van Wichelen

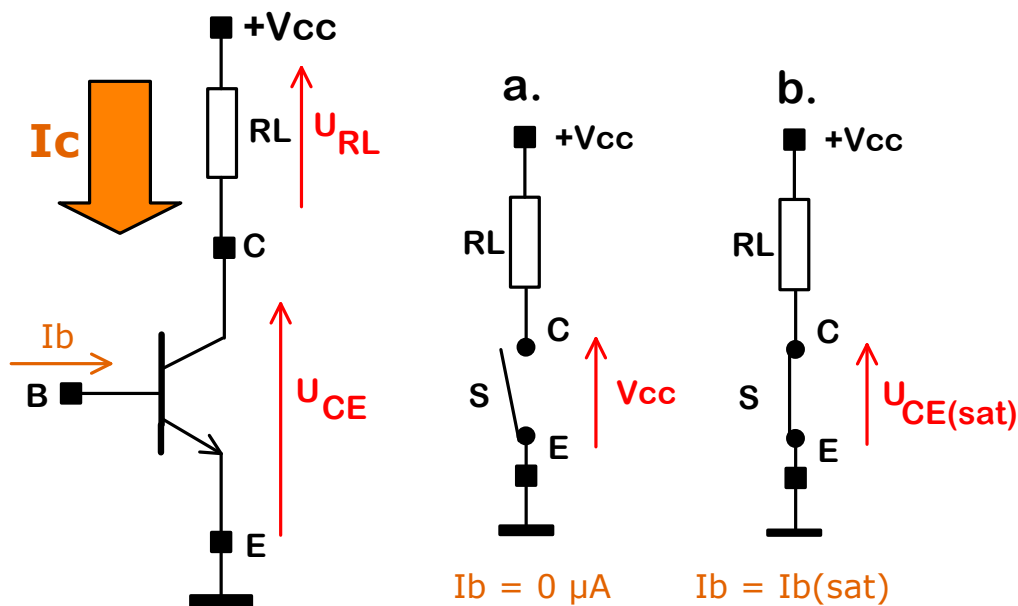
BESLUIT

Het is wel duidelijk dat: $I_B \ll I_C \lll I_L$

5.3.2 BJT als elektronische schakelaar

Principe

Met behulp van een kleine stroom (basisstroom) kunnen we een verbruiker al dan niet doorschakelen naar de voedingsspanning ($+V_{CC}$). Dit doorschakelen gebeurt via de collector/emitter-klemmen.



△ Fig.5.14 Principe van een NPN-bipolaire junctietransistor die toegepast wordt als schakelaar.
Bron: W. Van Wichelen

Wanneer er *voldoende* basisstroom vloeit, als gevolg van een zekere U_{BE} , zal de transistor geleiden. Een geleidende transistor kan je dan vergelijken met een gesloten contact. De spanning over de transistor (collector/emitter) zal dan bijna nul volt zijn (U_{CEsat}).

Laten we *geen* basisstroom vloeien ($U_{BE} \ll 0,7V$), dan zal de transistor sperren. Vergelijk het met de situatie dat een mechanisch contact opent. Er kan nu geen stroom doorheen de belasting (R_L) vloeien; er treedt dus geen spanningsval op over R_L ; dus de volledige voedingsspanning ($+V_{CC}$) staat dan over de gesperde transistor.

5.3.3 Satureren van een transistor

Wensen we dat een transistor zich gedraagt als een *gesloten* schakelaar, dan moeten we er voor te zorgen dat hij in 'saturatie' opereert. Door een gepaste basisstroom I_{Bsat} te laten vloeien, sturen we de transistor in **verzadiging** of volledige geleiding. We kunnen een transistor op twee manieren in deze toestand brengen: *oversatureren* of *quasi-satureren*.

Oversaturatie

Oversaturatie treedt op wanneer we een (onnodig) hoge basisstroom laten vloeien om een gegeven belasting in te schakelen. Bij deze manier van aansturen zijn we er wel zeker van dat de transistor functioneert als een bijna kortsluiting.

Keerzijde van oversaturatie is echter wel dat deze manier van aansturen nefast is voor de *omschakeltijd*^[15]: het duurt immers een tijdje eer we de transistor uit deze 'harde' saturatie kunnen halen. Oversaturatie mogen we enkel toepassen wanneer de schakelfrequentie relatief laag is. Toepassingen die een grotere schakelfrequentie vergen verantwoorden dus het gebruik van een transistor in **quasi-saturatie**.

Quasi-saturatie

Quasi-saturatie passen we toe wanneer de transistor een ietsje 'slechtere' kortsluiting mag zijn: over de geleidende transistor staan nu enkele 100-den millivolts. In de meeste gevallen voldoet deze manier van aansturen.

5.3.4 Sperren van een transistor

Wanneer een transistor *geen* basisstroom voert zal er door deze gesperde transistor toch een zeer klein collectorstroompje vloeien in de grootte-orde van nano-ampères. Dit is de **lekstroom**. De transistor gedraagt zich nu als een niet ideale open schakelaar: hij bezit een niet-oneindig grote inwendige weerstand. Om deze gesperde toestand aan te duiden zegt men dat de transistor in '**cut-off**' opereert.

[15] Met 'omschakeltijd' bedoelen we de tijd die nodig is om van de AAN-toestand naar de UIT-toestand te evolueren en vice versa.

Cut-off

'Cut-off' betekent dat de transistor ingesteld staat als open schakelaar. Hij is gesperd. Praktisch gezien vloeit er geen collectorstroom. In werkelijkheid vloeit er een miniscuul kleine lekstroom in de grootte-orde van nA's.

5.3.5 Praktische waarden

Philips Semiconductors Product specification

NPN switching transistors	2N2222; 2N2222A
---------------------------	-----------------

CHARACTERISTICS

T_j = 25 °C unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
h _{FE}	DC current gain	I _C = 0.1 mA; V _{CE} = 10 V	35	–	
		I _C = 1 mA; V _{CE} = 10 V	50	–	
		I _C = 10 mA; V _{CE} = 10 V	75	–	
		I _C = 150 mA; V _{CE} = 1 V	50	–	
		I _C = 150 mA; V _{CE} = 10 V	100	300	
h _{FE}	DC current gain 2N2222A	I _C = 10 mA; V _{CE} = 10 V; T _{amb} = –55 °C	35	–	
h _{FE}	DC current gain 2N2222 2N2222A	I _C = 500 mA; V _{CE} = 10 V	30	–	
			40	–	
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA	–	400	mV
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA	–	1.6	V
V _{CEsat}	collector-emitter saturation voltage 2N2222A	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA	–	300	mV
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA	–	1	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage 2N2222	I _C = 150 mA; I _B = 15 mA	–	1.3	V
		I _C = 500 mA; I _B = 50 mA	–	2.6	V
V _{BEsat}	base-emitter saturation voltage				

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
I _C	collector current (DC)		–	800	mA
I _{CM}	peak collector current		–	800	mA
I _{BM}	peak base current		–	200	mA
P _{tot}	total power dissipation	T _{amb} ≤ 25 °C	–	500	mW
		T _{case} ≤ 25 °C	–	1.2	W

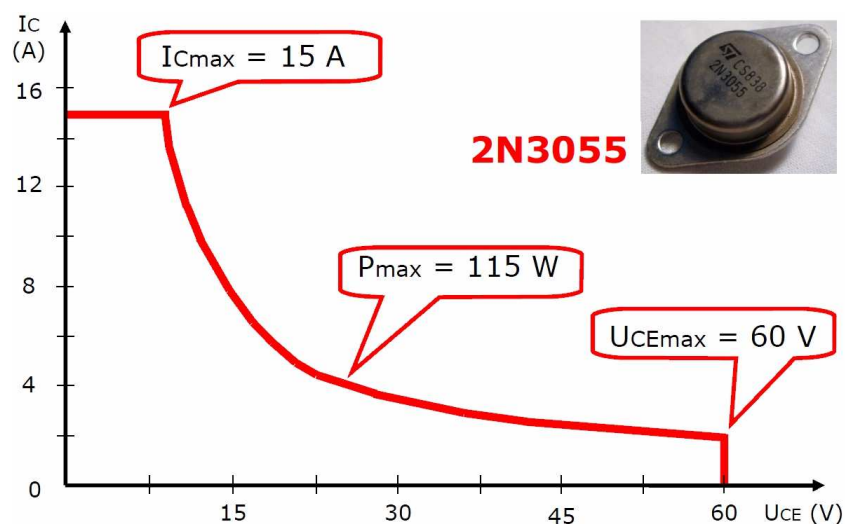
△ Fig.5.15 | Datasheet van een praktische NPN-transistor.
Bron: Philips Semiconductors

Figuur 5.15 toont de datasheet van een typische NPN HF-schakeltransistor^[16]. Je vindt er nuttige gegevens die dikwijls aan enkele randvoorwaarden gekoppeld zijn. Hieronder staat een oplistings met veel voorkomende begrippen die fabrikanten dikwijls in hun datasheets opnemen:

- T_{amb} : omgevingstemperatuur
- T_j : junctietemperatuur
- h_{FE} : stroomversterkingsfactor
- V_{CEsat} : collector/emitter-saturatiespanning
- V_{BEsat} : basis/emitter-saturatiespanning
- I_C : collectorstroom
- I_B : basisstroom
- V_{CE} : collector/emitter-spanning
- I_{CB0} : collector cut-off stroom
- P_{tot} : vermogendissipatie

5.3.6 Werkingsgebied van een transistor

Transistordatasheets vermelden altijd '**maxima of ratings**' die niet mogen overschreden worden. Houden we geen rekening met deze uiterste limieten dan is er een grote kans op destructie van de transistor. Merk op dat tijdens het omschakelen de transistor het meeste vermogen te dissiperen krijgt. Daarom moet er zo snel mogelijk van de ON-toestand naar de OFF-toestand worden overgegaan en omgekeerd.



△ Fig.5.16 | Praktische grenswaarden van vermogentransistor 2N3055.
Bron: W. Van Wichelen

[16] 'HF' staat voor High Frequency.

In de grafiek van figuur 5.16 wordt de collectorstroom uitgezet in functie van de collector/emitter-spanning. Is de transistor in volle geleiding (saturatie), dan zal er bijna geen spanning over de collector/emitter-klemmen staan en kan de collectorstroom een grote waarde bereiken ($I_{C\text{MAX}} = 15\text{A}$ volgens de fabrikant). Is de transistor gesperd, dan zal over de collector/emitter-klemmen de volledige voedingsspanning staan (maximaal laat de fabrikant $U_{CE\text{MAX}} = 60\text{V}$ toe) en de collectorstroom zal dan omzeggens nul zijn. Tussen deze twee uiterste waarden bevindt zich de zg. dissipatiehyperbool. Alle punten op deze hyperbool vertegenwoordigen het product van alle mogelijke collector/emitter-spanningen met de daarbijhorende collectorstromen. De uitkomst van dit product is $P_{\text{MAX}} = 115$ watt en is volgens de fabrikant het maximaal toelaatbaar vermogen dat deze transistor te verwerken mag krijgen. Het is dus aan te raden om snel te evolueren van cut-off naar saturatie (of vice versa) zodat je nooit in de buurt komt van deze 115W.

5.3.7 In- en uitschakelen van kleine vermogens

Voorbeeld

Beeld je de volgende situatie in. Een digitale pulsschakeling geeft een stuurcommando om een relais (K1) te doen aan trekken. Een vermogencontact van het relais schakelt een controlelamp (H1) in.

PRAKTISCHE GEGEVENS

We maken gebruik van digitale geïntegreerde schakelingen (IC's) met als kenmerken:

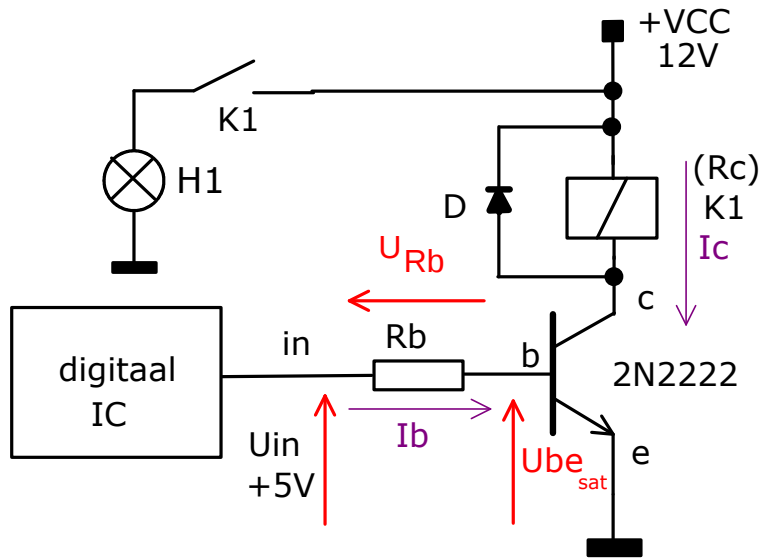
- spanningsniveau van een hoge uitgang = **+5V**
- maximale uitgangsstroom (bij +5 V) = **10mA**

Wanneer we de relaisspoel doormeten duidt de ohmmeter **100Ω** aan.

De 'worst case' stroomversterkingsfactor $h_{FE\text{min}} = \mathbf{75}$

We voorzien een basis/emitter-spanning $U_{BE} = \mathbf{0,7V}$

SCHEMA



△ Fig.5.17 Toepassing van een transistor als schakelaar.
Bron: W. Van Wichelen

BEPALEN VAN DE BASISWEERSTAND

Eerst bepalen we de collectorstroom (AAN-toestand):

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12V}{100\Omega} = \frac{12000mV}{100\Omega} = 120mA$$

Vervolgens berekenen we de te verwachten basisstroom^[17]:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{120mA}{75} = 1,6mA$$

Om straks de wet van Ohm te kunnen toepassen moeten we eerst de spanningsval kennen over de basisweerstand R_B :

$$U_{RB} = U_{IN} - U_{BE(sat)} = 5V - 0,7V = 4,3V$$

We kunnen nu de theoretische waarde voor de basisweerstand bepalen:

$$R_B = \frac{U_{RB}}{I_B} = \frac{4,3V}{1,6mA} = \frac{4300mV}{1,6mA} = 2687\Omega$$

We kiezen de dichtst bijzijnde waarde uit de E12-reeks:

$$2K2 < R_B < 2K7$$

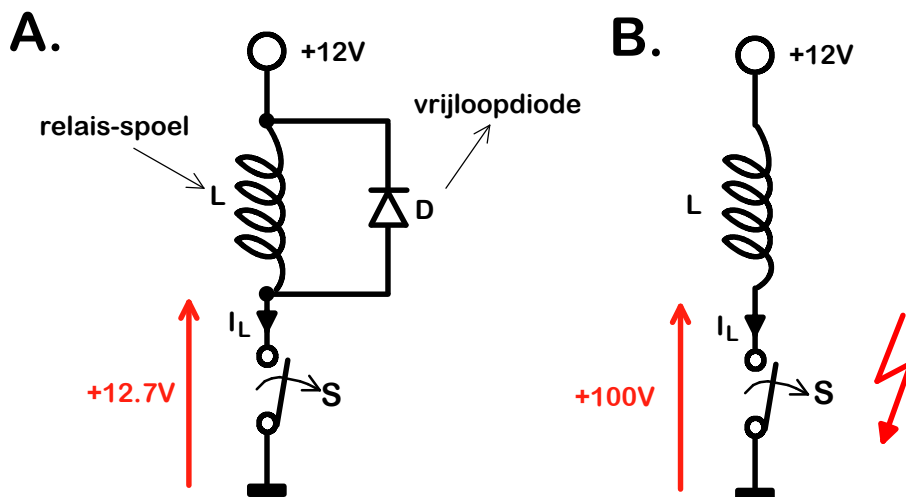
De keuze valt op $R_B = 2700 \text{ ohm}$.

De kleurcode is: rood - violet - rood - goud

[17] De stroomversterkingsfactor h_{FE} blijkt in de praktijk een niet al te betrouwbare parameter om de waarde van de basisstroom goed te voorspellen, maar dit geheel terzijde...

5.3.8 In- en uitschakelen van inductieve belastingen

Waarom staat diode D in de schakeling van figuur 5.17? In de onderstaande figuur (fig.5.18) is de schakeltransistor voorgesteld als een mechanische schakelaar. Wanneer we in situatie B de schakelaar *S* *snel* openen, dan ontstaat er een **overspanning** over de verbrekende contacten. Deze spanning kan vele malen groter zijn dan de toegepaste voedingsspanning van 12 volt.



△ Fig.5.18 Het ontstaan van overspanningen bij het uitschakelen van sterk inductieve belastingen.
Bron: W. Van Wichelen

Oorzaak van de inductiespanning

Het snel openen van schakelaar S in situatie B wekt een hoge **inductiespanning** op:

- Het moment **vóór** we de schakelaar openen, stroomt er een zekere **regimestroom** door de spoel;
- de schakelaar opent (oneindige weerstand);
- de spoel probeert de regimestroom te onderhouden;
- deze stroom doet over een 'oneindig' grote weerstand een 'oneindig' hoge spanning ontstaan;
- aan het bovenste contact van S heerst bv. + 100V en het onderste contact ligt op massapotentiaal (0V).

De collector/emitter-spanning kan alzo serieus oplopen met een mogelijk fatale afloop voor onze schakeltransistor. In situatie A zorgt de diode er voor dat deze gevaarlijk hoge inductiespanning afgeleid kan worden naar de plusklem van de DC-voeding: de spanning over de contacten kan nu slechts maximaal 0,7V hoger zijn dan de toegepaste voedingspanning.

Let op!

Wanneer je sterk inductieve belastingen m.b.v. halfgeleiders wil in- en uitschakelen dien je steeds een vrijloopweg te voorzien voor de geïnduceerde stroom via een **vrijloopdiode**.

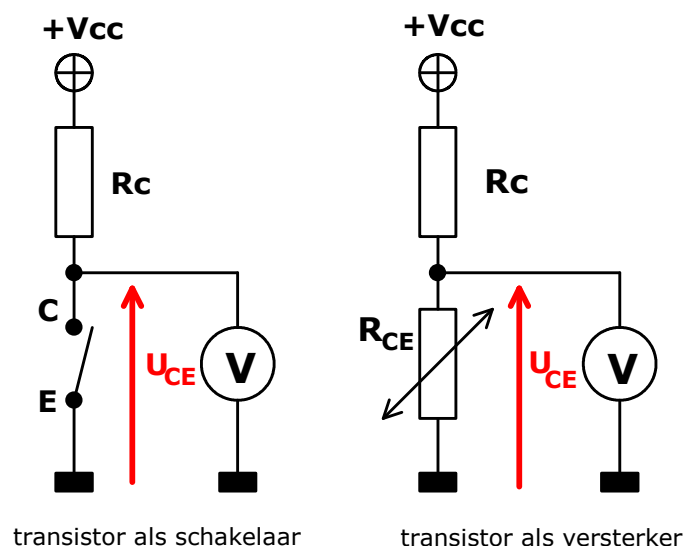
Laboproef 7

Ontwerp een schakeling waarbij NPN-transistor 2N2222 een relaispoel, met spoelspanning van 12V, in- en uitschakelt op het ritme van een pulsvormige stuurspanning afkomstig van de stuurelektronica opgebouwd rond het IC 7414.

5.4 Transistor als versterker

5.4.1 Versterker versus schakelaar

Figuur 5.19 illustreert het verschil tussen een transistor die functioneert als *schakelaar* en een transistor die functioneert als analoge *versterker*. In het linkse geval kan U_{CE} slechts twee waarden aannemen: 0V en $+V_{CC}$ ^[18]. De transistor wordt enkel in *saturnatie* of in *cut-off* gestuurd. In het rechtse geval kan U_{CE} *alle* waarden aannemen tussen 0V en $+V_{CC}$. Of nog: een transistor kan een beetje geleiden, of nog een beetje meer geleiden, of nog een beetje meer geleiden,... Kortom alle modi tussen cut-off en saturatie zijn nu mogelijk.^[19]



△ Fig.5.19 | Schakelaar versus versterker.
Bron: W. Van Wichelen

[18] De transistor als werkpaard in digitale techniek.

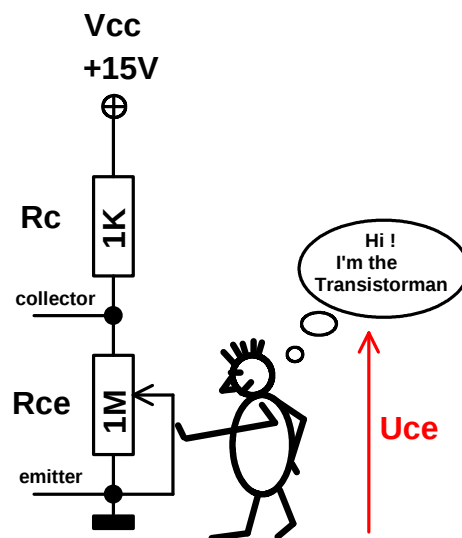
[19] Dit is de wereld van analoge techniek!

Principe

Een *klein* variabel basisstroompje geeft aanleiding tot een veel *groter* variabele collector/emitter-spanning U_{CE} .

5.4.2 DC-instelling

We gaan nu de transistor klaar maken om z'n opdracht als analoge versterker te kunnen waarmaken. Onder elektronici spreken we ook wel van '**DC-biasing**'. Laten we even kennis maken met de *transistorman*^[20] van figuur 5.20.

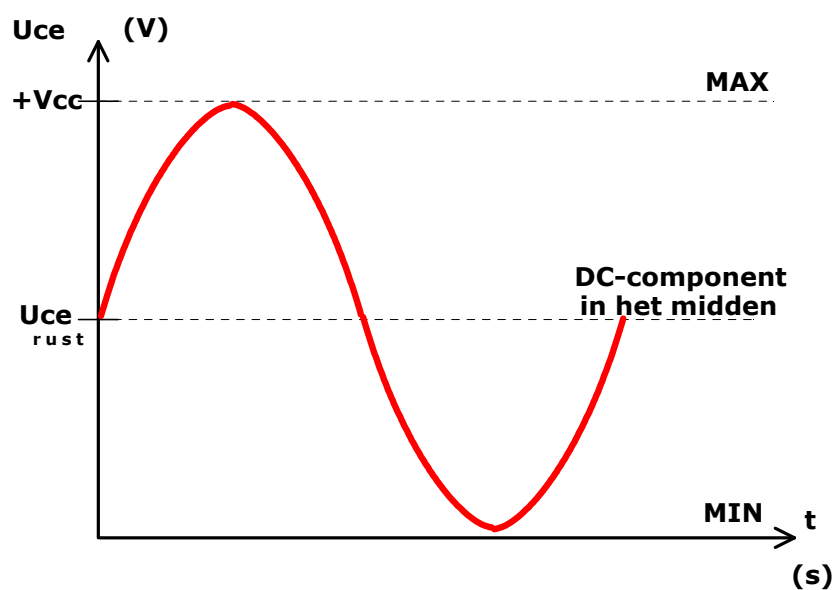


△ Fig.5.20 Kennismaking met de transistorman.
Bron: W. Van Wichelen

Wanneer het transistormannetje de loper van potentiometer R_{CE} volledig onderaan plaatst, dan is de collector/emitter-spanning maximaal: ca. 15V. De weerstand van de potentiometer is dan $1M\Omega$. In elke serieschakeling geldt immers dat de grootste deelspanning terug te vinden is over de grootste weerstand. De transistor staat dan in cut-off. Wordt de loper nu volledig bovenaan gezet, dan is de spanning over de transistor minimaal: ca. 0V. De loper sluit de potentiometer immers kort en bijgevolg is de weerstandswaarde dan 0Ω . In elke serieschakeling geldt dat over de kleinste weerstand de kleinste deelspanning terug te vinden is. De transistor opereert nu in saturatie.

[20] Behandel dus elke transistor met zachtheid:
toon wat respect voor het mannetje dat er in woont...

Het is nu de bedoeling om **AC-signalen** te versterken. Een typisch voorbeeld van een AC-spanning is een *sinusspanning*. Van een sinus weten we dat er evenveel *boven* als *onder* de tijdas steekt. M.a.w. we moeten de transistor zo instellen dat hij evenveel moeite moet doen om meer te geleiden als om minder te geleiden. Niet echt duidelijk? Wel, vergelijk een transistor met een waterkraan. We kunnen de kraan volledig open zetten, of we kunnen ze volledig toe draaien. Zet de kraan nu in een positie dat je evenveel toeren moet doen zowel om ze volledig dicht te draaien als om ze volledig open te draaien (ja zeg...). Figuur 5.21 probeert dit proces van meer of minder geleiden op een grafische manier uit te leggen:



△ Fig.5.21 | Vewerken van sinusspanningen.
Bron: W. Van Wichelen

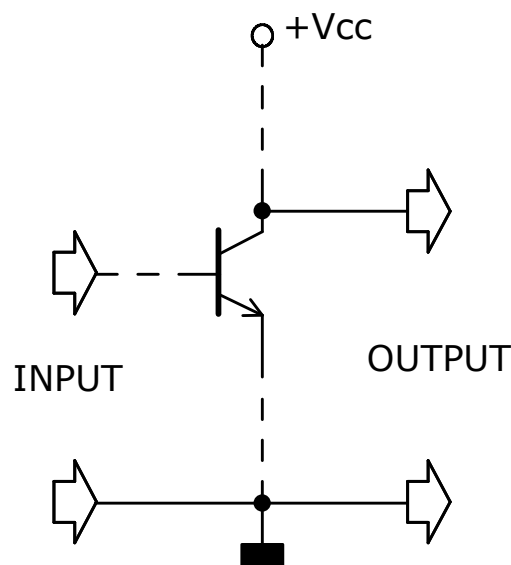
We gaan een NPN-transistor (we nemen een 2N2222, als jullie daar geen bezwaar tegen hebben) zodanig instellen, dat hij zich lekker in z'n sas voelt. Een transistor in zo'n comfortabele positie plaatsen wordt verwezenlijkt door zijn **DC-instelling**.

DC-instelpunt

We zetten op de transistorklemmen een bepaalde vaste DC-spanning. Op deze manier plaatsen we de transistor in een **rustpunt** ergens op zijn karakteristiek. In het Engels spreekt men van het *quiescent point* of het *operation point*. Later, bij het versterken van bv. muziek, zal er bovenop deze DC-instelspanning een AC-signaal gesuperponeerd worden.

5.4.3 De common emitter versterker

Figuur 5.22 toont het principe van een zogenaamde G.E.S.-configuratie^[21]. Een junctietransistor is op deze manier in staat om kleine ingangssignalen versterkt aan de uitgang af te leveren. De ingang van elke '**common emitter-versterker**' ligt aan de basis-klem, en de uitgang takken we af op de collectorklem. Zowel de in- als uitgang ziet op zijn weg naar massa de emitterklem. Deze klem kunnen we dus beschouwen als *gemeenschappelijk*. Verderop zien we hoe dat deze configuratie de ingangsspanning versterkt zal afgeven aan de uitgang. We hebben dus te maken met een **spanningsversterker**.



△ Fig.5.22 | Principe van een common emitter.
Bron: W. Van Wichelen

[21] In het Nederlands spreken we van een Gemeenschappelijke (of Geaarde) Emitter Schakeling: G.E.S.

5.4.4 Dimensioneren van de instelweerstand

Hoe bepalen we nu de waarde van de instelweerstand? Nu ga je ontdekken wat de taak is van *domme* weerstanden in de wereld van de elektronica... Een manier (één van de vele) van *DC-biasing* of *DC-instellen* gaat als volgt^[22]:

Vuistregels

STAP1

- Noteer de gegeven voedingsspanning: $+V_{CC}$
- Zoek de h_{FE} op in de datasheet

STAP2

- Neem $U_{RE(rust)} = +V_{CC} / 10$
- Neem $U_{CE(rust)} = +V_{CC} / 2$
- Neem $I_{C(rust)} = +V_{CC} / 1K$
- Neem voor $U_{BE(rust)} = 0,7 \text{ V}$

STAP3

$$\text{Bereken } R_E = U_{RE(rust)} / I_{C(rust)}$$

STAP4

$$\text{Bereken } R_C = [+V_{CC} - U_{CE(rust)} - U_{RE(rust)}] / I_{C(rust)}$$

STAP5

$$\text{Bepaal } I_{B(rust)} = I_{C(rust)} / h_{FE}$$

STAP6

$$\text{Bepaal } U_{RB2} = U_{RE(rust)} + U_{BE(rust)}$$

STAP7

$$\text{Bepaal } U_{RB1} = +V_{CC} - U_{RB2}$$

STAP8

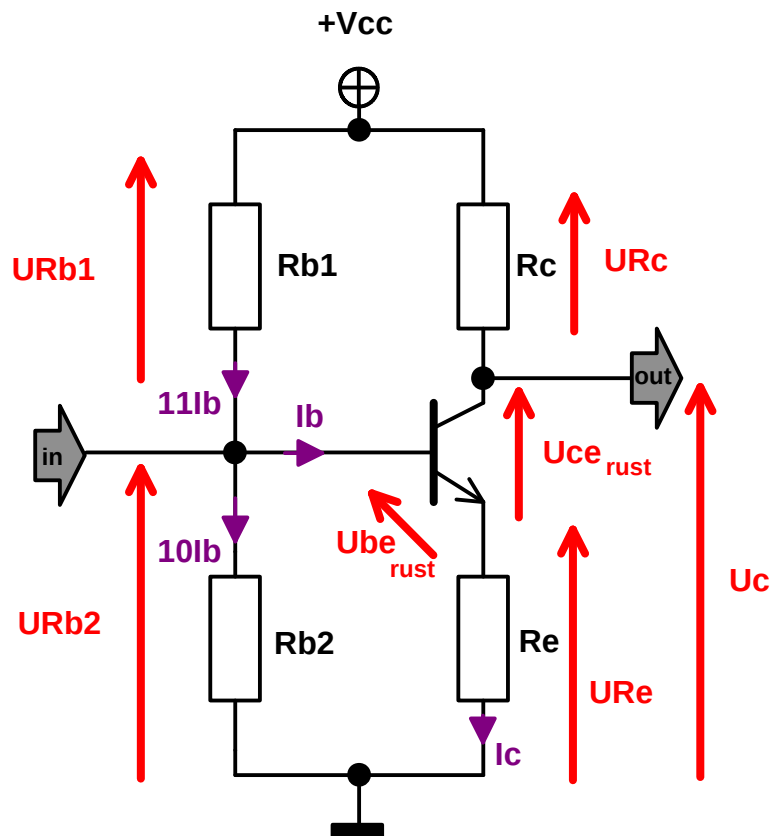
$$\text{Bereken } R_{B1} = U_{RB1} / (11 \times I_{B(rust)})$$

STAP9

$$\text{Bereken } R_{B2} = U_{RB2} / (10 \times I_{B(rust)})$$

[22] Er bestaan evenveel manieren als er handboeken over dit onderwerp bestaan. Klaar voor de ontwerpstrategie van *Van Wichelen*?

Principeschema



△ Fig.5.23 Principeschema van de DC-instelling van een common emitter versterker.
Bron: W. Van Wichelen

Voorbeeld

Ontwerp een CE-versterker m.b.v. een NPN-transistor 2N2222 met een $h_{FE}=100$. We voeden de CE-versterker met een DC-spanning van 15V. Zorg voor een goede DC-instelling. Om de basis in te stellen maak je gebruik van een spanningsdelers.

STAP 1

- $+V_{CC} = 15V$
- $h_{FE} = 100$

STAP 2

- $U_{RE(rust)} = +V_{CC} / 10 = 15V / 10 = 1,5V$
- $U_{CE(rust)} = +V_{CC} / 2 = 15V / 2 = 7,5V$
- $I_{C(rust)} = +V_{CC} / 1K = 15V / 1K = 15mA$
- $U_{BE(rust)} = 0,7 V$

STAP 3

$$R_E = U_{RE(rust)} / I_{C(rust)} = 1,5V / 15mA = 1500mV / 15mA$$

$$R_E = 100\Omega \text{ (E12-reeks)}$$

kleurcode: bruin - zwart - bruin - goud

STAP 4

$$R_C = [+V_{CC} - U_{CE(rust)} - U_{RE(rust)}] / I_{C(rust)}$$

$$R_C = [15V - 7,5V - 1,5V] / 15mA$$

$$R_C = 6V / 15mA = 6000mV / 15mA = 400\Omega$$

$$\text{E12-reeks: } \underline{390\Omega} < R_C < \underline{470\Omega}$$

kleurcode: oranje - wit - bruin - goud

STAP 5

$$I_{B(rust)} = I_{C(rust)} / h_{FE} = 15mA / 100 = 0,15mA$$

STAP 6

$$U_{RB2} = U_{RE(rust)} + U_{BE(rust)} = 1,5V + 0,7V = 2,2V$$

STAP 7

$$U_{RB1} = +V_{CC} - U_{RB2} = 15V - 2,2V = 12,8V$$

STAP 8

$$R_{B1} = U_{RB1} / 11 \times I_{B(rust)} = 12,8V / (11 \times 0,15mA)$$

$$R_{B1} = 12800mV / 1,65mA = 7757\Omega$$

$$\text{E12-reeks: } \underline{6800\Omega} < R_{B1} < \underline{8200\Omega}$$

kleurcode: grijs - rood - rood - goud

STAP 9

$$R_{B2} = U_{RB2} / (10 \times I_{B(rust)})$$

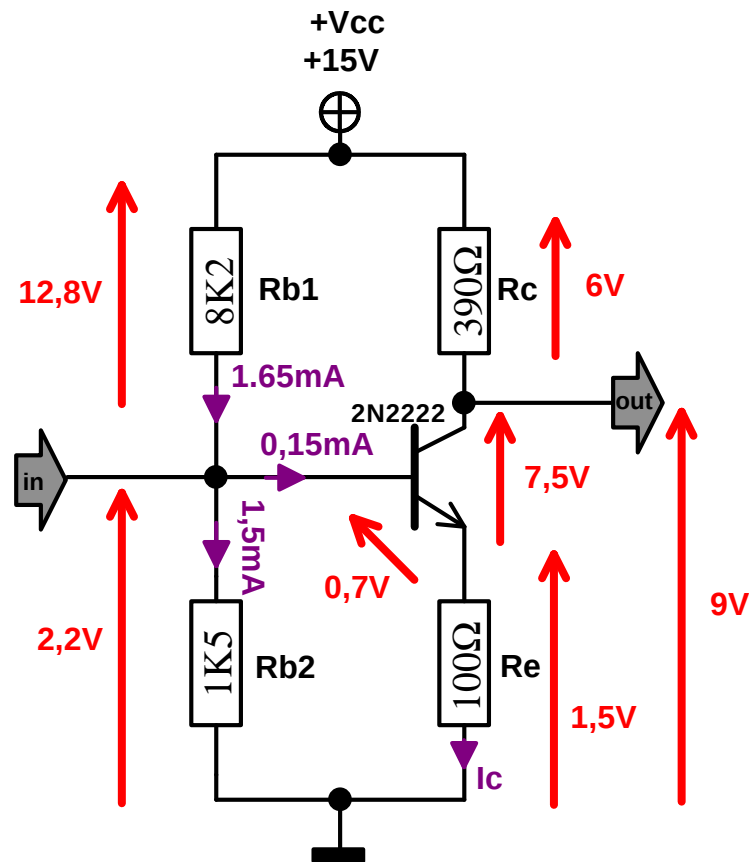
$$R_{B2} = 2,2V / (10 \times 0,15mA) = 2200mV / 1,5mA$$

$$R_{B2} = 1466\Omega$$

$$\text{E12-reeks: } \underline{1200\Omega} < R_{B2} < \underline{1500\Omega}$$

kleurcode: bruin - groen - rood - goud

Figuur 5.24 toont het schema van onze versterker met daarop alle DC-spanningen en DC-stromen aangeduid. Op dit moment doet onze versterker nog niet veel. Het is de bedoeling om (analoge) muziek of (analoge) spraak te versterken, niet?



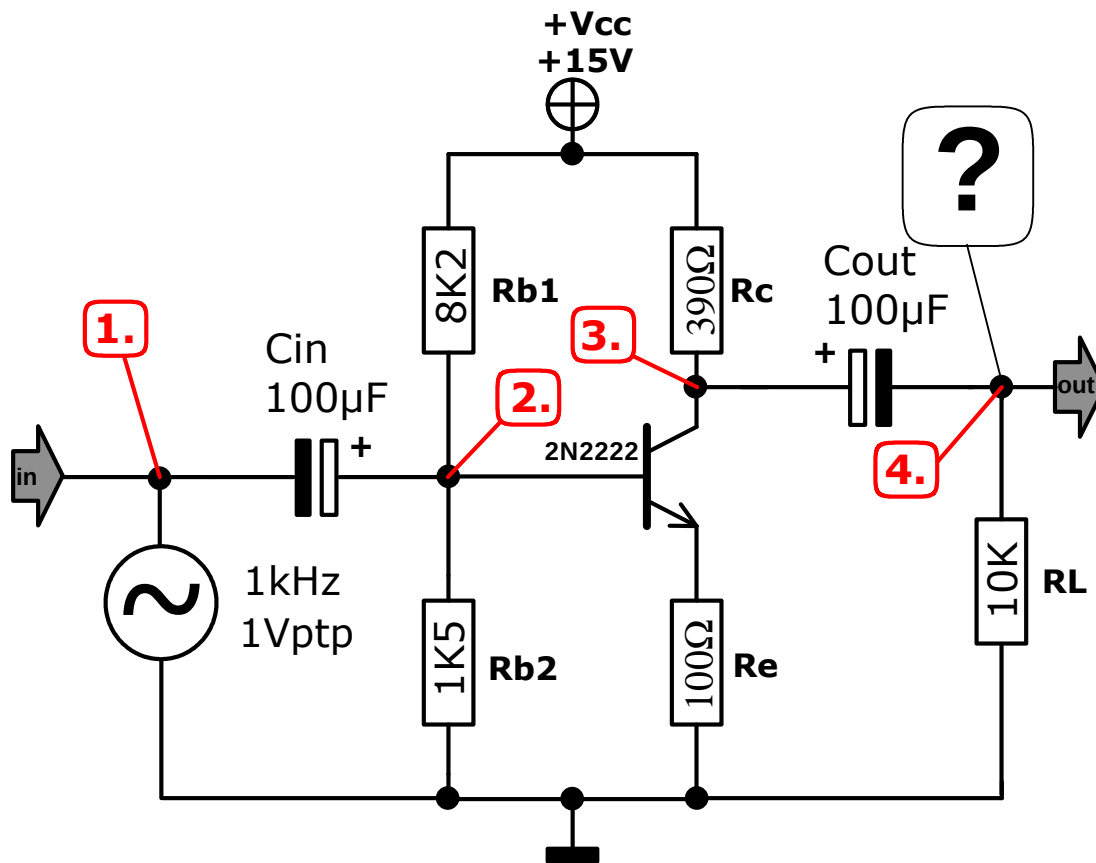
△ Fig.5.24 Voorbeeld van een DC-instelling van een common emitter versterker.
Bron: W. Van Wichelen

5.4.5 Versterken van AC-spanningen

We leggen aan de ingang een sinusvormig testsignaal aan met een amplitude van $1V_p$ ($2V_{ptp}$) en een frequentie van 1kHz. Aan de uitgang hangen we een belastingsweerstand $R_L=10K$. Deze afsluitweerstand zal de versterker zeker niet *pijn* doen: vergelijk 10K met de 8Ω -impedantie van een standaard luidspreker! M.b.v. een oscilloscoop bekijken we de spanningen op de aangegeven plaatsen in de schakeling van figuur 5.25. De reden waarom er condensatoren in de schakeling staan zullen we later uitleggen.

Meetschema

In figuur 5.25 staan 4 meetpunten aangeduid met cijfers 1 t.e.m. 4. Op elk meetpunt gaan we de spanning met de scoop meten t.o.v. massa.



△ Fig.5.25 Meetopstelling van onze CE-versterker.
Bron: W. Van Wichelen

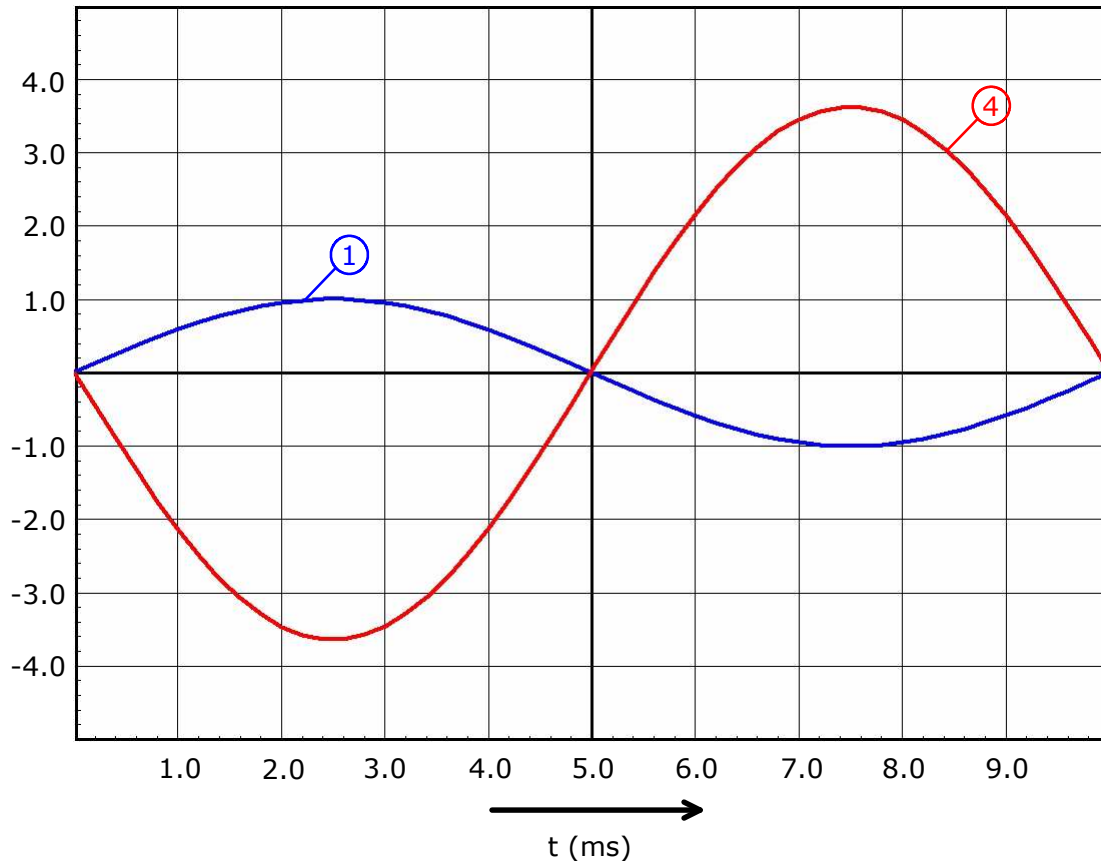
Meettabel

	grootheid	DC-component (berekend)	DC-component (gemeten)	'swing' (ptp-waarde)
1	ingangsspanning	-	0 V	2 V _{ptp}
2	basisspanning	2,2 V	2,18 V	2 V _{ptp}
3	collectorspanning	9 V	9,33 V	7,25 V _{ptp}
4	uitgangsspanning	-	0 V	7,25 V _{ptp}

△ Fig.5.26 Meetwaarden van onze CE-versterker.
Bron: W. Van Wichelen

Ingangsspanning vs. uitgangsspanning

Figuur 5.27 toont het scoopbeeld van meetpunten 1 en 4. Meetpunt 1 is de ingangsspanning (generator testsignaal) en meetpunt 4 is de uitgangsspanning over de belastingsweerstand R_L .



△ Fig.5.27 | Ingangsspanning (1) en uitgangsspanning (4) van onze CE-versterker.
Bron: W. Van Wichelen

Wat valt onmiddellijk op? We zien dat de uitgangsspanning niet in fase is met de ingangsspanning. Ze zijn in **tegenfase** met elkaar. De amplitude van de uitgangsspanning is bijna 4 maal groter dan de amplitude van het ingangssignaal. Er is dus duidelijk sprake van **spanningsversterking**.

5.4.6 Spanningsversterkingsfactor

De mate waarin onze CE-versterker de ingangsspanning versterkt aanbiedt op de collector noemen we de **spanningsversterking** (A_V)^[23]. We kunnen deze spanningsversterkingsfactor min of meer voorspellen via berekeningen door gebruik te maken van zg. AC-vervangingsschema's. Deze berekeningen laten we hier buiten beschouwing omdat dit buiten het bestek van deze cursus valt. De waarde van de **DC-instelweerstand** is voor de spanningsversterking een zeer bepalende factor:

Vuistregel

BEPALEN VAN DE SPANNINGSVERSTERKING

$$\begin{aligned} A_V &\leq \frac{R_C}{R_E} \\ &\leq \frac{390\Omega}{100\Omega} = 3,9 \end{aligned}$$

We kunnen besluiten dat onze CE-versterker van figuur 5.25 de ingangsspanning slechts matig versterkt: nl. 3,9 keer. De instelweerstand van de emitter (R_E) verknoeit de waarde voor A_V .^[24]

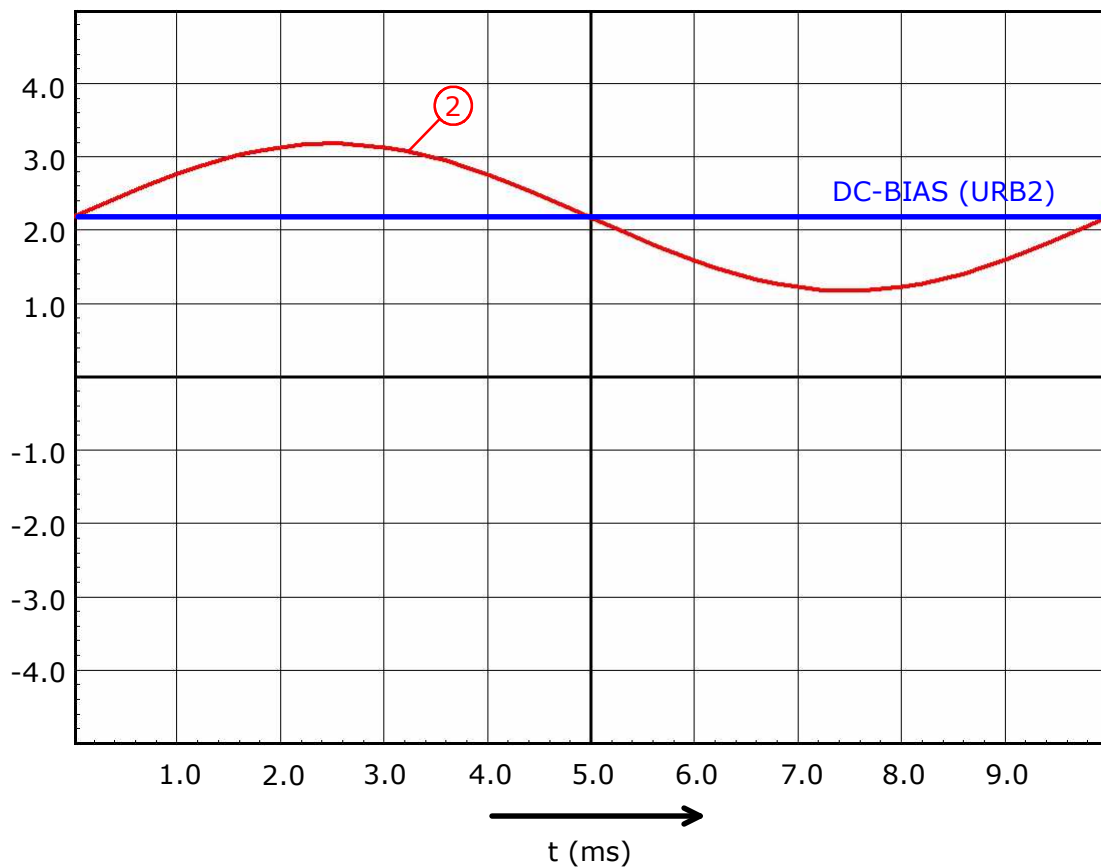
5.4.7 Koppelcondensatoren

In elektronische circuits is het regelmatig nodig om een wisselspanningssignaal (muziek) door te geven zonder het gelijkspanningsniveau van dat signaal mee te nemen. Om dit te verwezenlijken doen we beroep op zg. **koppelcondensatoren**. Deze condensatoren koppelen wél het signaal door, maar houden de gelijkspanningen - afkomstig van de DC-instelling - tegen.

In het schema van figuur 5.25 vervullen C_{IN} en C_{OUT} deze functie. Wanneer we de signaalgenerator rechtstreeks zouden aansluiten op de basis van de transistor dan halen we de DC-instelling volledig onderuit. Onze versterker zal niet meer naar behoren functioneren en het signaal ernstig vervormd doorgeven aan de uitgang. Ook aan de uitgang gaat dit verhaal: zonder C_{OUT} introduceren we op DC-gebied een spanningsdeler op de uitgang die ook hier eventueel de DC-instelling kan verknoeien.

[23] In Engelstalige vakliteratuur heet deze factor de 'voltage amplification'.

[24] Gelukkig zijn hier wel oplossingen voor te bedenken. M.b.v. een ontkoppelcondensator over R_E kunnen we de spanningsversterking serieus opdrijven.

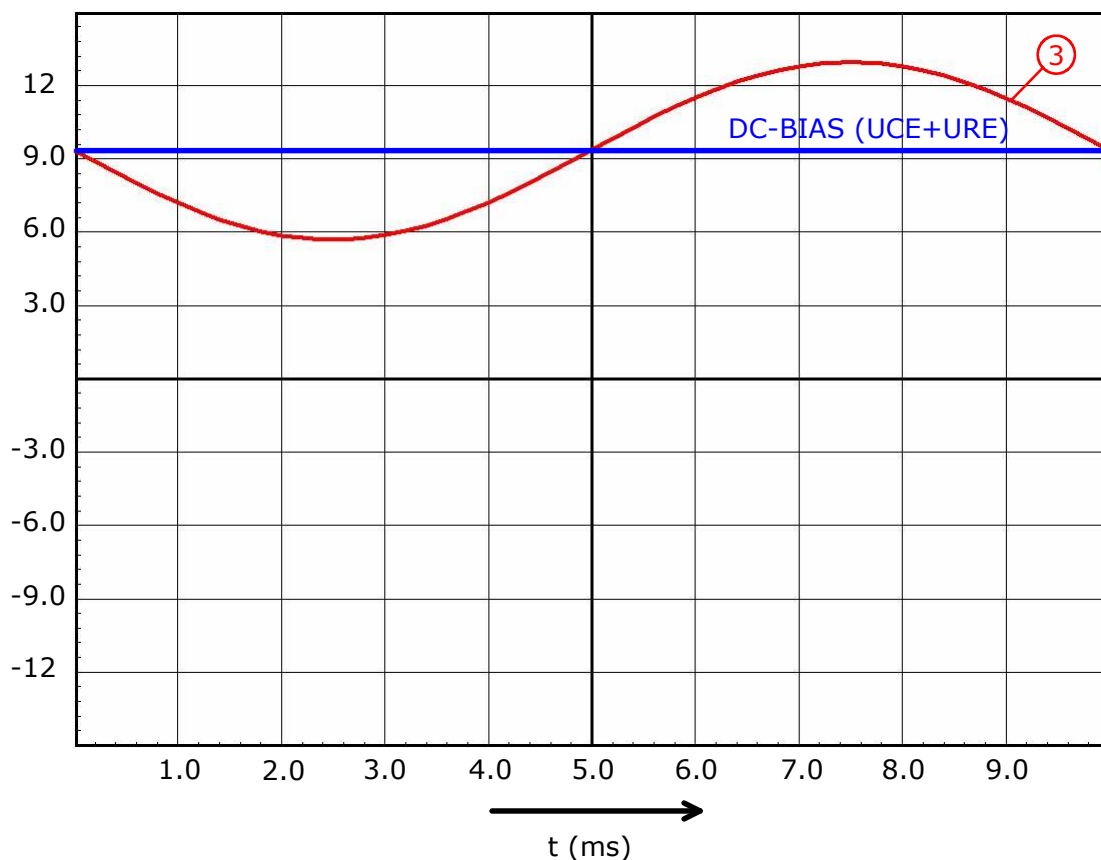
Koppelcondensator C_{IN} 

△ Fig.5.28 | Spanning op de basisklem van onze CE-versterker.
Bron: W. Van Wichelen

Hierboven staat het scoopbeeld van de spanning die we meten op de basisklem van de transistor. Als we goed kijken herkennen we het ingangssignaal dat gesuperponeert zit op de DC-bias-spanning van 2,18V. Koppelcondensator C_{IN} blokkeert deze DC-instelspanning zodat deze niet terecht kan komen op de uitgangsklem van de signaalgenerator.

Koppelcondensator C_{OUT}

Figuur 2.29 toont het scoopbeeld van de spanning die we meten op de collectorklem van de transistor. Als we goed kijken herkennen we het versterkte ingangssignaal (in tegenfase) boven op de DC-bias van 9,33 volt. C_{OUT} blokkeert deze DC-instelspanning zodat deze niet terecht kan komen op de belasting. Bij een audio-versterker is deze belasting een luidsprekerspoel. We weten dat het aansluiten van een gelijkspanning op een luidsprekerspoel nooit een goed idee is!^[25]



△ Fig.5.29 | Spanning op de collectorklem van onze CE-versterker.
Bron: W. Van Wichelen

Laboproef 8

Ontwerp een CE-versterker met transistor 2N2222. $V_{CC}=12V$. Bepaal de theoretische spanningsversterking en verifieer deze waarde met metingen. Een functiegenerator levert het ingangssignaal. Stel hem in op sinus, met een frequentie van 1kHz en een amplitude van 1V. Belast de versterker met een weerstand van 10kΩ.

[25] Tenzij je rooksignalen wenst te produceren natuurlijk...