

4 Elektronische schakelaars

Ing. Patrick Van Houtven

4-1 DC -instelling van transistor

Basisinstelling van een transistor (één bron)

Fig 3-14(a) Eenvoudigste manier om een NPN transistor in te stellen

- Basisweerstand en collectorweerstand zijn aan dezelfde voeding V_{CC} verbonden.
- Fig 3-14(b) Eenvoudigste manier om een PNP transistor in te stellen
 - Basisweerstand en collectorweerstand zijn aan dezelfde voeding negatieve V_{CC} verbonden
- Fig 3-14(c) Alternatieve manier om een PNP transistor in te stellen is de emitter met een positieve voeding V_{EE} te verbinden en de weerstanden R_B en R_C met de massa.

$$I_C = \beta_{DC} I_B$$

$$I_C = \beta_{DC} \left(\frac{V_{R_B}}{R_B} \right)$$

$$I_C = \beta_{DC} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \right) \quad (3-3)$$

Deze formule is geldig zolang I_C niet in verzadiging is.

Nadeel: sterke variatie in stroomversterkingsfactor $\beta_{DC} \Rightarrow I_C$ kan sterk variëren in de schakeling bij vervanging van de transistor; zelfs als een transistor van hetzelfde type wordt gebruikt!

Basisinstelling is niet geschikt voor versterkers maar goed bruikbaar bij toepassingen waar de transistor als schakelaar wordt gebruikt.

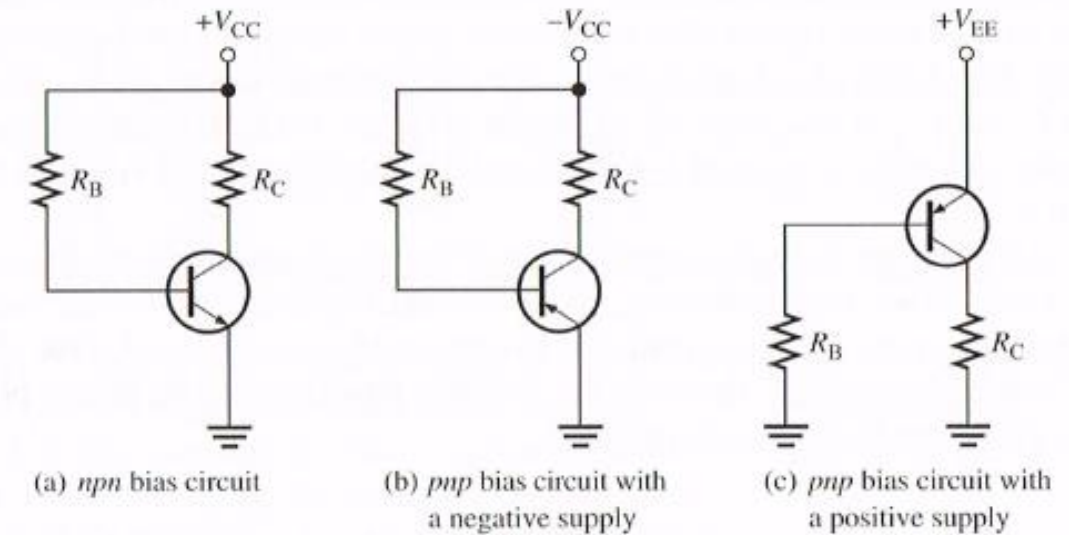


FIGURE 3-14 Base bias circuits.

3-1 Structuur van een bipolaire BJT

Voorbeeld :

De transistor in de figuur heeft een β_{DC} die ligt tussen 100 en 300.

Bereken de minimum en maximum collectorstroom die door de schakeling vloeit, gebaseerd op bovenstaande stroomversterkingsgegevens.

Oplossing :

Bepalen van de baisstroom I_B :

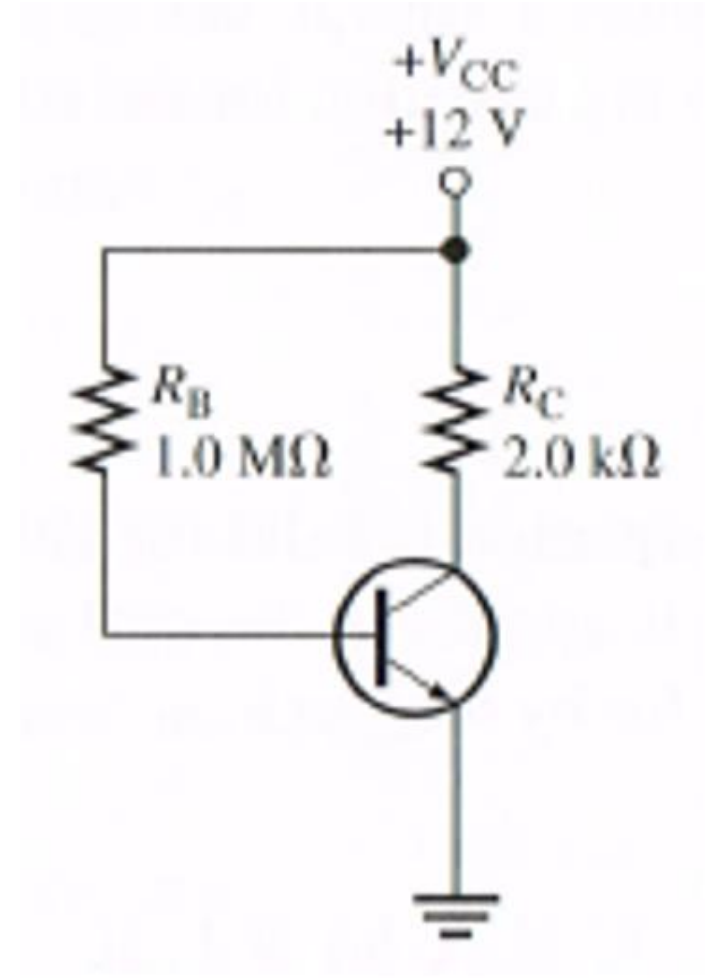
$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12\text{ V} - 0,7\text{ V}}{1\text{ M}\Omega} = 11,3\text{ }\mu\text{A}$$

In de situatie dat $\beta_{DC} = 100$:

$$I_C = \beta_{DC} \times I_B = 100 \times 11,3\text{ }\mu\text{A} = 1,13\text{ mA}$$

In de situatie dat $\beta_{DC} = 300$:

$$I_C = \beta_{DC} \times I_B = 300 \times 11,3\text{ }\mu\text{A} = 3,39\text{ mA}$$



4-1 DC -instelling van transistor

Basisinstelling van een transistor (twee bronnen)

Ingangskring :

$$U_{BB} = U_{RB} + U_{BE}$$

$$U_{BB} = I_B \times R_B + U_{BE}$$

Uitwerken naar I_B :

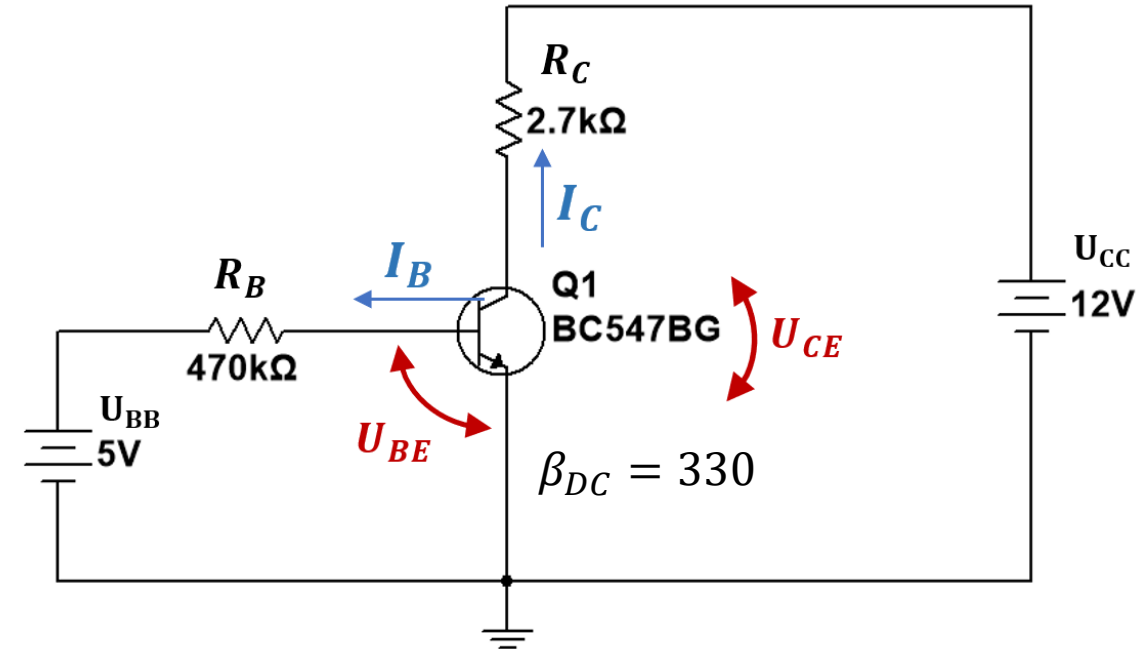
$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B} = \frac{5\text{ V} - 0,7\text{ V}}{470\text{ k}\Omega} = 9,15\text{ }\mu\text{A}$$

Uitgangskring:

$$U_{CC} = U_{RC} + U_{CE}$$

$$U_{CC} = I_C \times R_C + U_{CE}$$

$$I_C = \beta_{DC} \times I_B = 330 \times 9,15\text{ }\mu\text{A} = 3,02\text{ mA}$$



Uitwerken naar U_{CE}

$$U_{CE} = U_{CC} - I_C \times R_C$$

$$U_{CE} = 12\text{ V} - 3,02\text{ mA} \times 2,7\text{ k}\Omega = 3,85\text{ V}$$

4-1 DC -instelling van transistor

Belastingslijn van de transistor

Situatie $U_{CE} = 0 V$

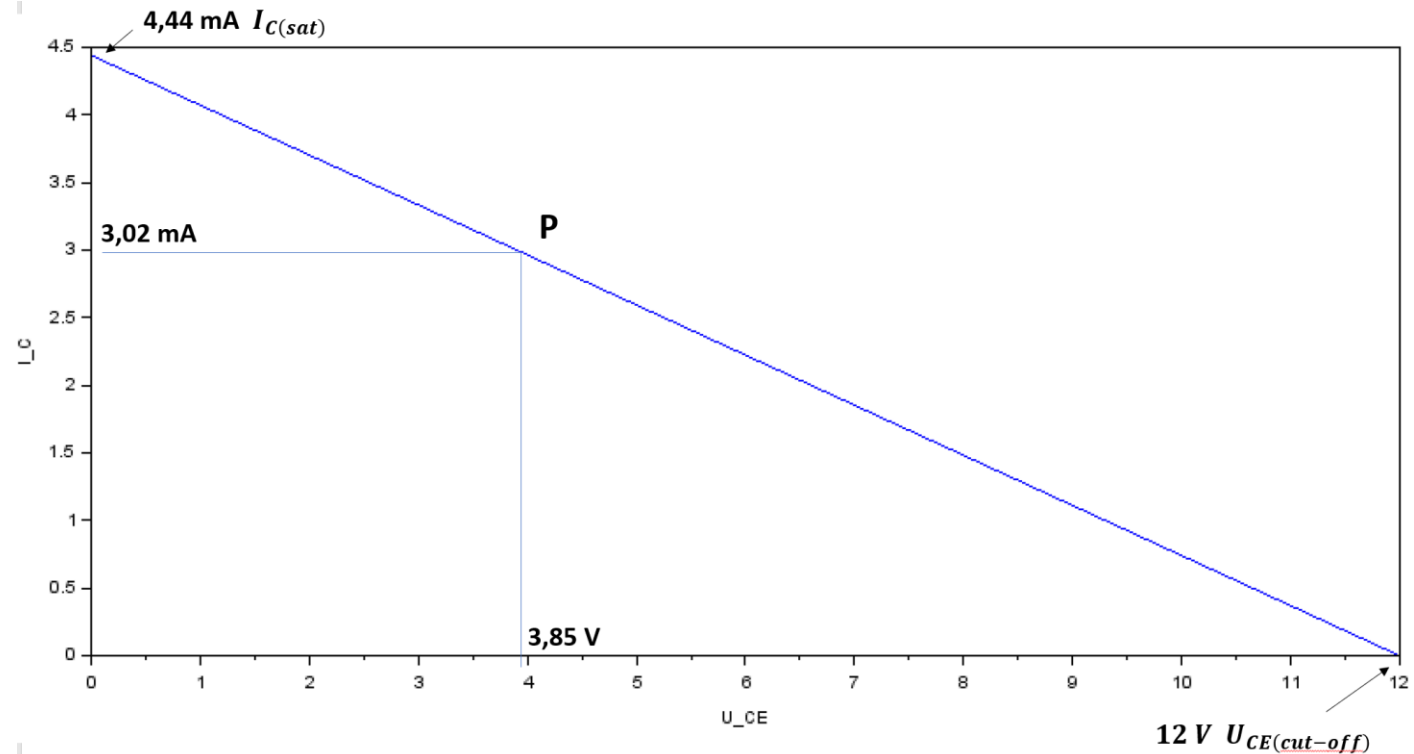
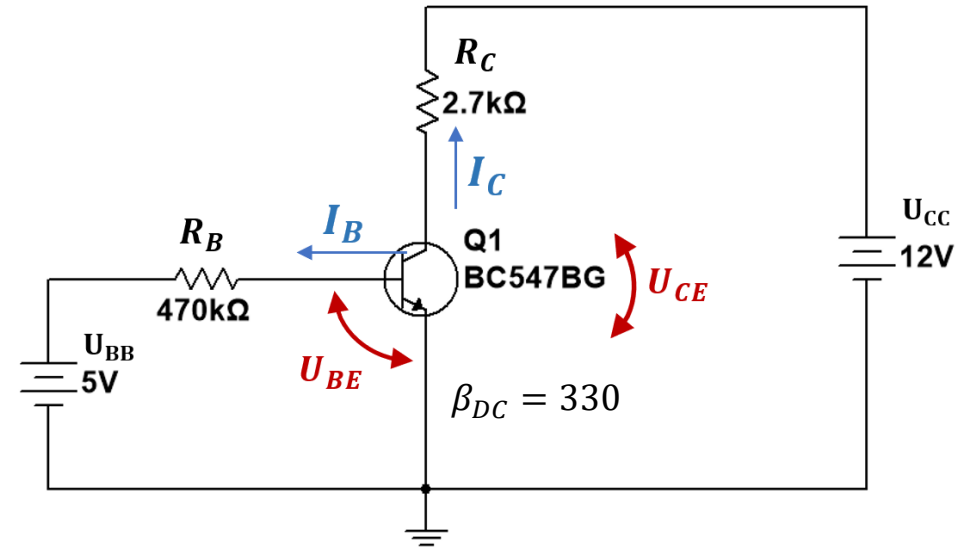
$$U_{CC} = I_C \times R_C$$

$$I_{C(sat)} = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12 V}{2,7 k\Omega} = 4,44 mA$$

Situatie $I_C = 0 mA$

$$U_{CE(cut-off)} = U_{CC} = 12 V$$

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B} = \frac{5 V - 0,7 V}{470 k\Omega} = 9,15 \mu A$$
$$I_C = \beta_{DC} \times I_B = 330 \times 9,15 \mu A = 3,02 mA$$
$$U_{CE} = 12 V - 3,02 mA \times 2,7 k\Omega = 3,85 V$$



Vandaag worden transistoren in IC-vorm gebruikt als schakelaars in digitale systemen. Ook de discrete transistor wordt gebruikt als schakelaar daar waar het nodig is om met hogere stromen of hogere spanningen te werken dan deze die de IC's kunnen leveren.

Wat moet je kunnen?

- Verklaren hoe je een transistor kan gebruiken als schakelaar
- De verzadigingsstroom van een transistor berekenen
- Verklaren hoe een transistor schakelend systeem met hysteresis van toestand wordt veranderd.

3-7 Transistor als schakelaar (blz. 152)

Fig. 3-45 toont een transistor als schakelaar. Een schakelaar bevat twee toestanden open en gesloten. De transistor is in gesloten toestand als deze in verzadiging is ingesteld en in open toestand als deze in sper is aangesloten (cutoff)

Condities in Cutoff (sper) of open schakelaar

Transistor staat in sper geschakeld waardoor $V_{CE} = V_{CC}$. Dit is het punt onderaan de belastingslijn. In werkelijkheid ligt dit punt iets hoger dan het snijpunt met de V-as, maar als de lekstroom kan worden verwaarloosd is het punt gelijk aan dit snijpunt.

$$V_{CE(\text{cutoff})} = V_{CC}$$

Conditie in verzadiging (saturation) of gesloten schakelaar

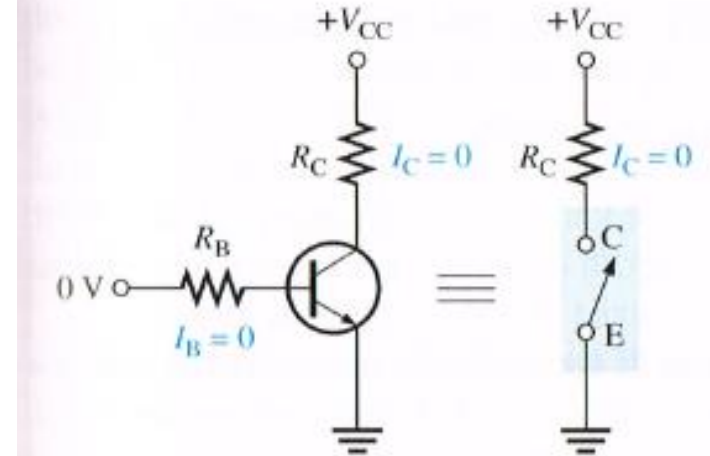
De transistor wordt zodanig uitgestuurd dat deze zijn maximale collectorstroom produceert. Vermits V_{CE} in verzadiging zeer klein is (0,1 à 0,3 V voor een laagvermogen transistor), staat zo goed als alle spanning over de collectorweerstand.

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

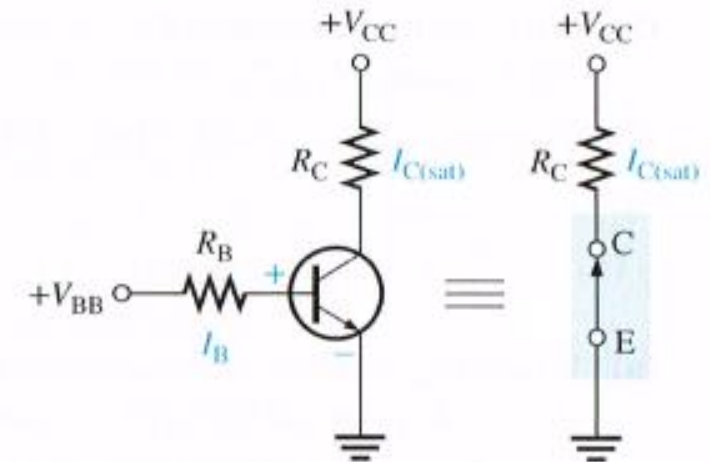
De minimale basisstroom die nodig is om de verzadigingsstroom te produceren is gelijk aan :

$$I_{B(\text{min})} = \frac{I_{C(\text{sat})}}{\beta_{DC}}$$

I_B is best beduidend groter dan $I_{B(\text{min})}$ om de transistor in verzadiging te houden voor alle verschillen in de β_{DC} -waarden van verschillende transistoren.



(a) Cutoff — open switch

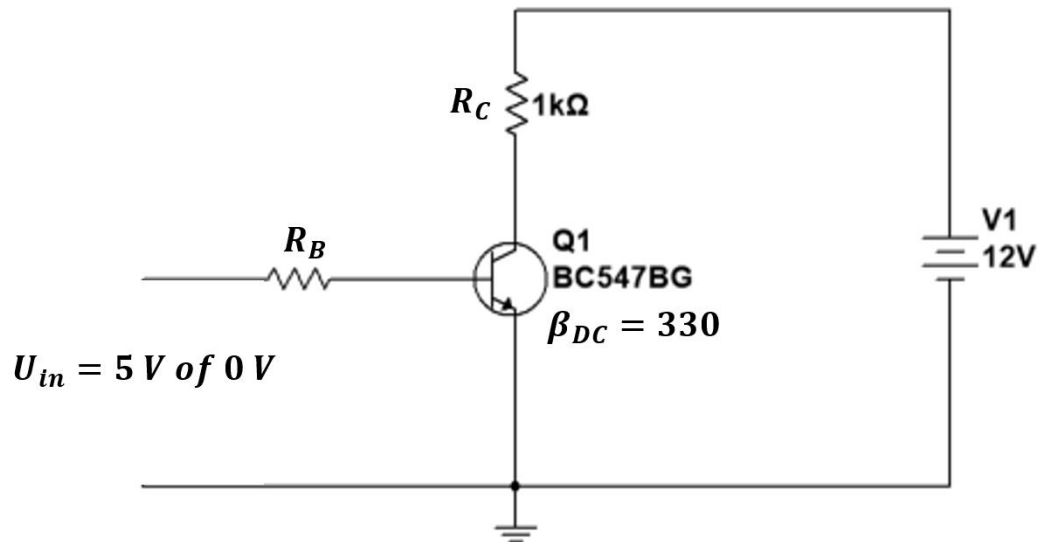


(b) Saturation — closed switch

FIGURE 3-45 Ideal switching action of a transistor.

Voorbeeld :

- Verklaar hoe de schakeling als een schakelaar werkt
- Welke minimum I_B is noodzakelijk om de transistor in verzadiging te brengen (saturation) als $U_{in} = 5 V$? (Stel $U_{CE(sat)} = 0 V$)
- Bepaal de maximale waarde van R_B zodat de transistor in verzadiging staat als $U_{in} = 5 V$.



Oplossing :

- Als $U_{in} = 0 V$ spert de transistor (cutoff) en gedraagt de transistor zich als een open schakelaar. Als $U_{in} = 5 V$ staat de transistor in verzadiging en gedraagt deze zich als een gesloten schakelaar
- Veronderstel $U_{CE(sat)} = 0 V$ dan vinden we voor $I_{C(sat)}$:

$$I_{C(sat)} \approx \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12 V}{1 k\Omega} = 12 mA$$

$$I_{B(min)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_{DC}} = \frac{12 mA}{330} = 36,36 \mu A$$

- Als de transistor in verzadiging staat is $U_{BE} \approx 0,7 V$.

$$R_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{I_B} = \frac{12 V - 0,7 V}{36,36 \mu A} = 310,78 k\Omega$$

Met E-12 reeks is $R_{B(max)} = 270 k\Omega$

3-7 Transistor als schakelaar

Verbeteringen (improvements) aan de One-transistor Switching Circuit (blz. 154)

Om als schakelaar te werken zou de transistor enkel maar 2 mogelijke toestanden mogen hebben AAN (on) bij verzadiging en UIT (off) bij spertoestand. Spijtig genoeg heeft de transistor meerdere mogelijkheden om ingesteld te worden op de belastinglijn dan enkel het verzadigings- en afknijppunt. Om enkel de AAN- en UIT-toestand te bekomen moet de basisspanning een zekere drempelwaarde (threshold) hebben. Is V_B gelijk aan 0V dan is de transistor in sper. Om de transistor in verzadiging te krijgen moet V_B zodanig snel stijgen dat $I_{B(min)}$ bereikt wordt zodat de transistor in één keer naar verzadiging kan gaan.

Met een tweede transistor kan de schakelende actie sterk verbeteren en zorgen voor een scherpe threshold. (zie fig. 3-47)

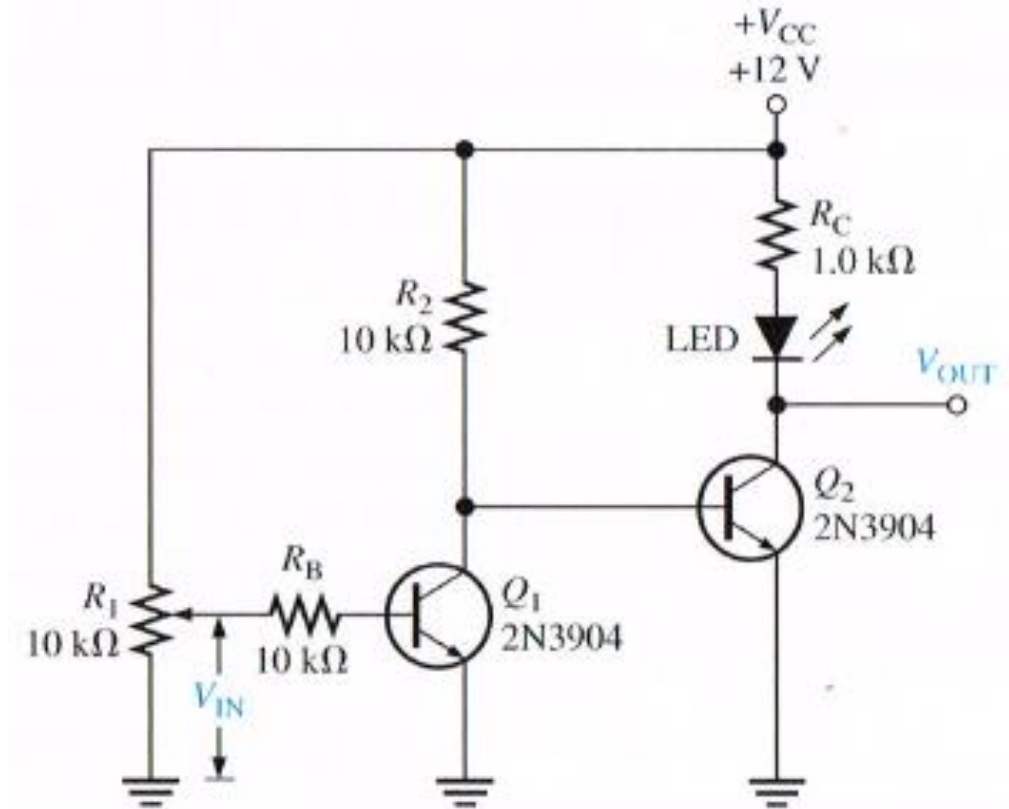


FIGURE 3-47 A two-transistor switching circuit with a sharp threshold.

FIGURE 3-45 Ideal switching action of a transistor.

3-7 Transistor als schakelaar

Verbeteringen (improvements) aan de One-transistor Switching Circuit (blz. 154)

Om als schakelaar te werken zou de transistor enkel maar 2 mogelijke toestanden mogen hebben AAN (on) bij verzadiging en UIT (off) bij spertoestand. Spijtig genoeg heeft de transistor meerdere mogelijkheden om ingesteld te worden op de belastinglijn dan enkel het verzadigings- en afknijppunt. Om enkel de AAN- en UIT-toestand te bekomen moet de basisspanning een zekere drempelwaarde (threshold) hebben. Is V_B gelijk aan 0V dan is de transistor in sper. Om de transistor in verzadiging te krijgen moet V_B zodanig snel stijgen dat $I_{B(min)}$ bereikt wordt zodat de transistor in één keer naar verzadiging kan gaan.

Met een tweede transistor kan de schakelende actie sterk verbeteren en zorgen voor een scherpe threshold. (zie fig. 3-47)

Werkingsprincipe van de transistor als schakelaar met 2 transistoren :

- De schakeling bevat een LED als output zodat de schakelende actie zichtbaar gemaakt kan worden.
- Als V_{IN} heel laag is, staat Q_1 in sper vermits er geen voldoende basisstroom vloeit => Q_2 staat in verzadiging vermits er enkel een zeer kleine lekstroom door Q_1 kan vloeien en er bijgevolg meer dan voldoende stroom via R_2 naar de basis van Q_2 kan vloeien. Het gevolg is dat hierdoor de LED AAN is.
- Als V_{IN} stijgt, zal Q_1 beginnen te geleiden. Wanneer Q_1 het verzadigingspunt bereikt, zal de basisspanning van Q_2 plotseling dalen waardoor Q_2 vanuit verzadiging naar spertoestand overgaat en de LED UIT is.

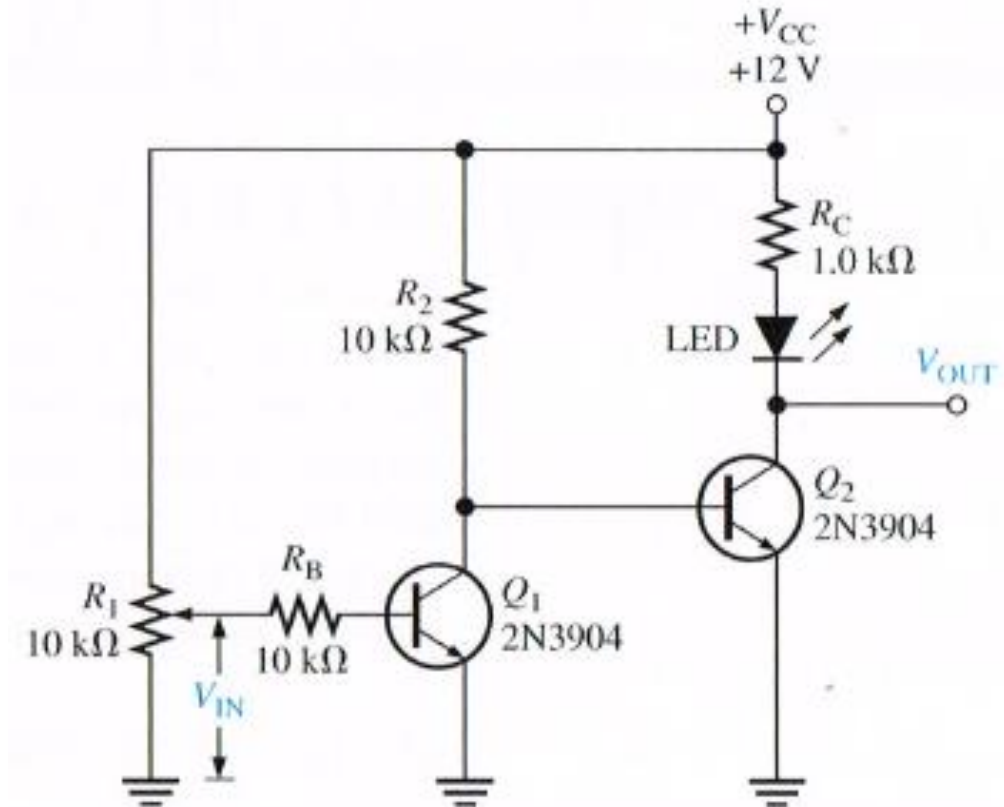


FIGURE 3-47 A two-transistor switching circuit with a sharp threshold.

FIGURE 3-45 Ideal switching action of a transistor.

3-7 Transistor als schakelaar

Transistor als schakelaar met hysteresis (fig. 3-49)

- Hysteresis houdt in dat er twee drempelwaarden (threshold-spanningen) zijn die afhankelijk zijn of de uitgang reeds hoog is of laag.
- Figuur 3-48 toont het principe van hysteresis
 - Als deingangsspanning stijgt, zal de uitgang pas omschakelen als de ingangsspanning groter dan de drempelwaarde van punt C overschrijdt.
 - Omklappen aan punt A gaat niet vermits deze drempelwaarde op dat moment nog niet actief is.
 - De output zal niet terug omschakelen zolang de ingangsspanning niet lager dan punt E is gedaald.
 - Om vervolgens terug te schakelen moet de ingangsspanning terug hoger dan het punt C worden.
- Het grote voordeel van een hysteresis in een schakelend circuit is de ruisimmunitieit. Zoals te zien is in figuur 3-48. De uitgang verandert enkel op de ingestelde thresholdwaarden, hoe ruisachtig de ingang ook mag zijn.
- Figuur 3-49 toont een schema met hysteresislus
 - Wanneer de output omschakelt, verandert de spanning over R_E ook waardoor de drempelwaarde wordt aangepast. De reden hiervoor is de verschillende saturatiestromen die vloeien door Q_1 en Q_2 .

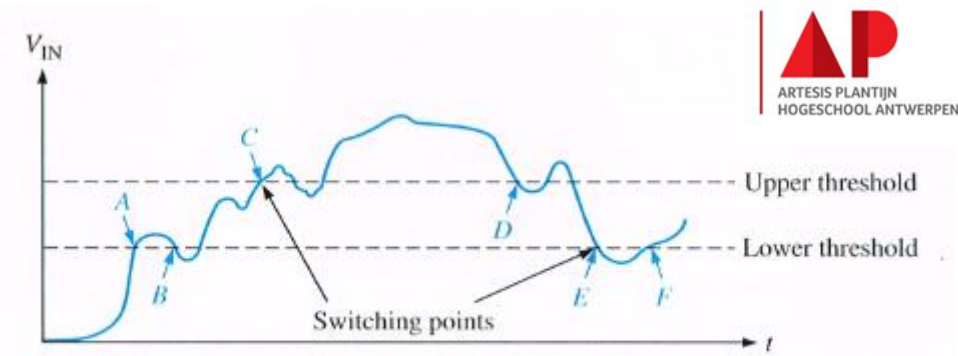


FIGURE 3-48 Hysteresis causes the circuit to switch at points C and E but not at the other points.

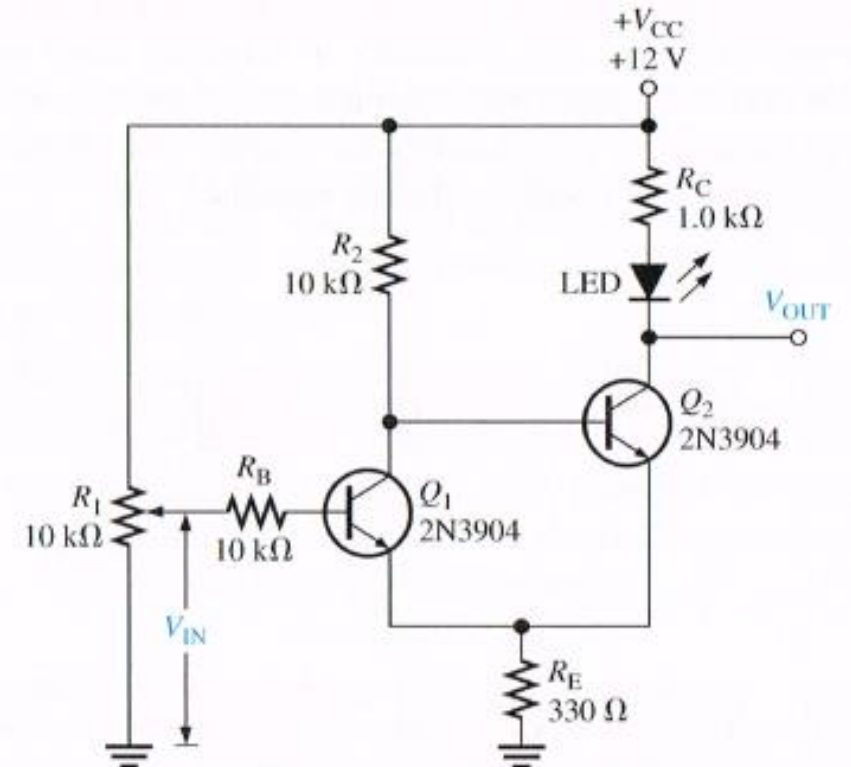


FIGURE 3-49 A discrete transistor switching circuit with hysteresis.

3-7 Transistor als schakelaar

Security alarm systeem (system example 3-3)

- Transistor als schakelaar bruikbaar in alarmsystemen. Stel bv. de bewaking van een gebouw. Dit gebouw kan men onderverdelen in verschillende zones waar allerlei sensoren geplaatst zijn tegen inbraakbeveiliging.
- De sensoren zijn onderverdeeld in verschillende zone's van het gebouw dat bewaakt moet worden.
- Sensoren kunnen gebruikt worden om te detecteren of een deur open gaat of een venster wordt geopend en zijn normaal in gesloten toestand. Deze kunnen in serie worden aangebracht zoals in figuur SE-3-8 wordt weergegeven.
- Als een inbraak op een bepaalde locatie wordt gedetecteerd zal de betreffende sensor in open toestand komen en aldus de stroomketen naar de transistor onderbreken.

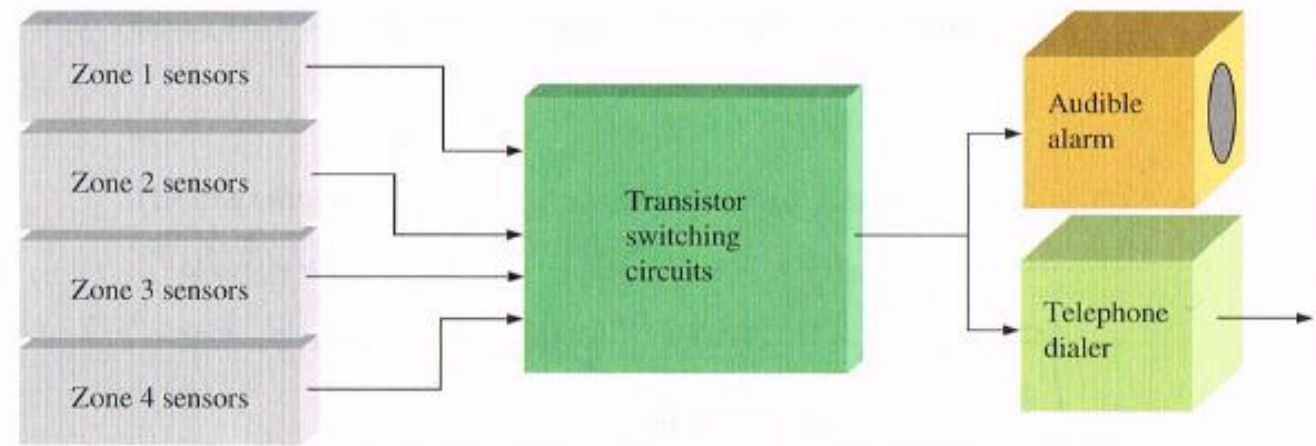


FIGURE SE3-7 Block diagram of security alarm system.

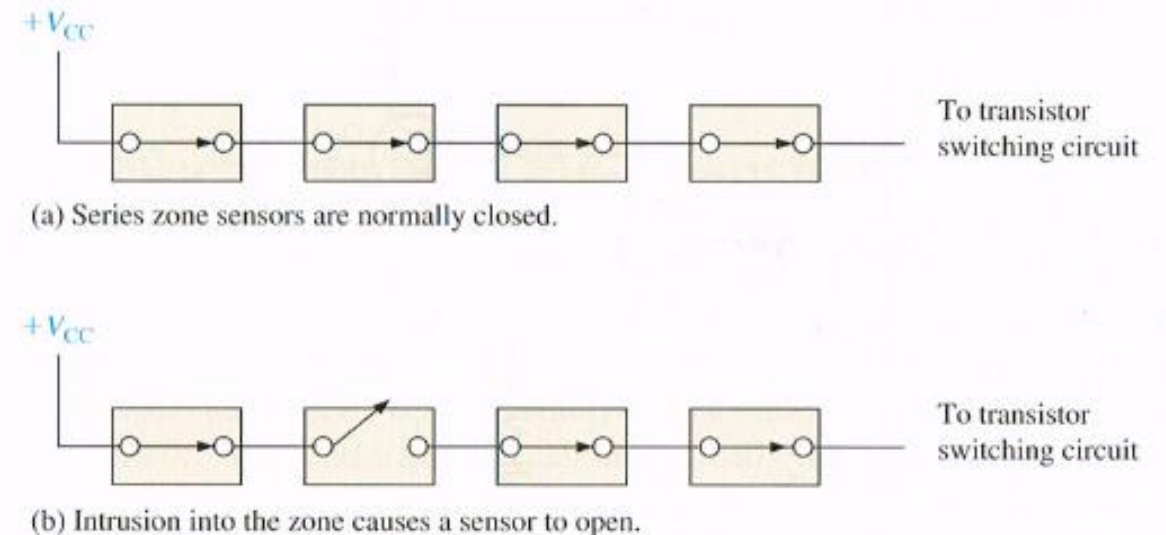


FIGURE SE3-8 Zone sensor configuration.

3-7 Transistor als schakelaar

Als alle sensoren in gesloten toestand zijn, staat ongeveer de V_{CC} -spanning aan de spanningsdeler R_1 - R_2 . Hierdoor is V_B voldoende positief om Q_1 in verzadiging te brengen waardoor de basisspanning van Q_2 te laag is en deze transistor spert. Van zodra een sensor een detectie doet gaat deze in open toestand. Hierdoor is V_{CC} onderbroken en wordt de basisspanning van Q_1 gelijk aan 0V. Hierdoor spert Q_1 waardoor voldoende stroom naar de basis van Q_2 zal vloeien om deze in saturatie te sturen. De output van de schakeling is nu ongeveer gelijk aan 0V waardoor de alarmschakeling geactiveerd wordt.

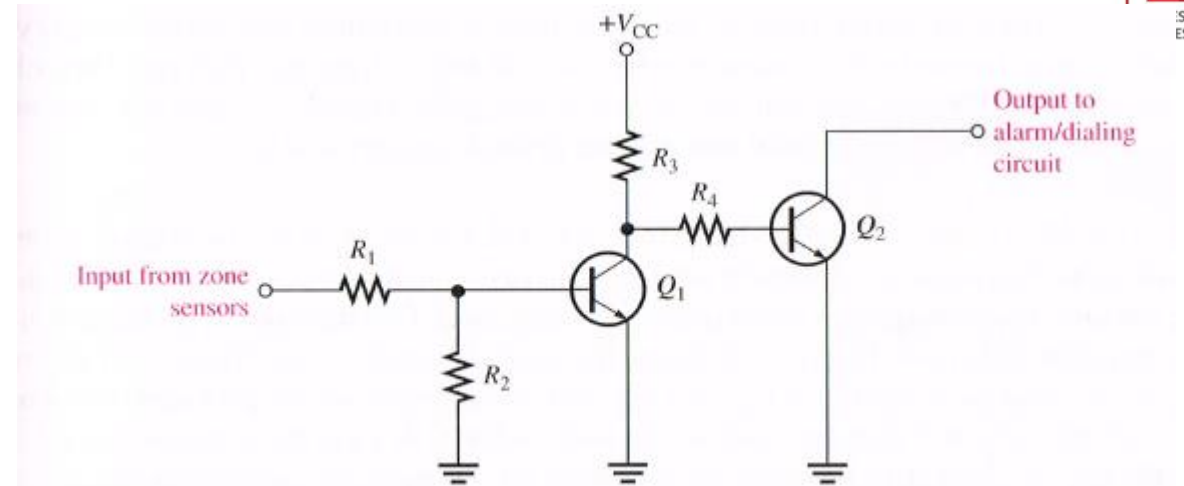
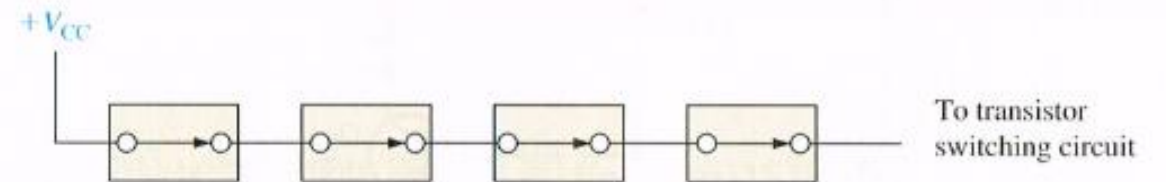
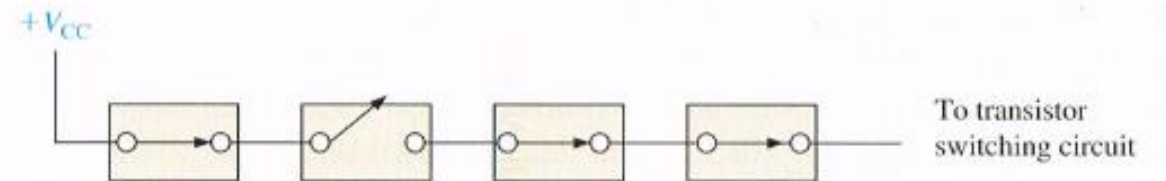


FIGURE SE3-9 One of the four identical transistor switching circuits.



(a) Series zone sensors are normally closed.



(b) Intrusion into the zone causes a sensor to open.

FIGURE SE3-8 Zone sensor configuration.

4-1 DC -instelling van transistor

System example 3-1 (blz. 129)

- Doel temperatuurcontrolesysteem (fig. SE3-1) is de temperatuur van een vloeistof in een container op een specifieke waarde houden.
- Temperatuur in de container wordt gemonitord via een thermistor sensor waarbij zijn weerstand evenredig verandert met de temperatuur. De weerstandswaarde van de thermistor wordt omgevormd tot een overeenkomstige spanningswaarde.
- Deze spanning wordt aangelegd aan een klep-interface (valve interface). De klep-interface regelt de klep. De klep wordt gebruikt om de hoeveelheid toegevoerde brandstof naar de brander te regelen naargelang in functie van de temperatuur binnen in de brander.
- Als de temperatuur van de vloeistof binnen de container hoger wordt dan een bepaalde waarde wordt de brandstof naar de brander toe vermindert. Als de temperatuur van de vloeistof binnen de container lager wordt dan een vooraf ingestelde waarde wordt er via de klep meer brandstof toegevoerd naar de brander.

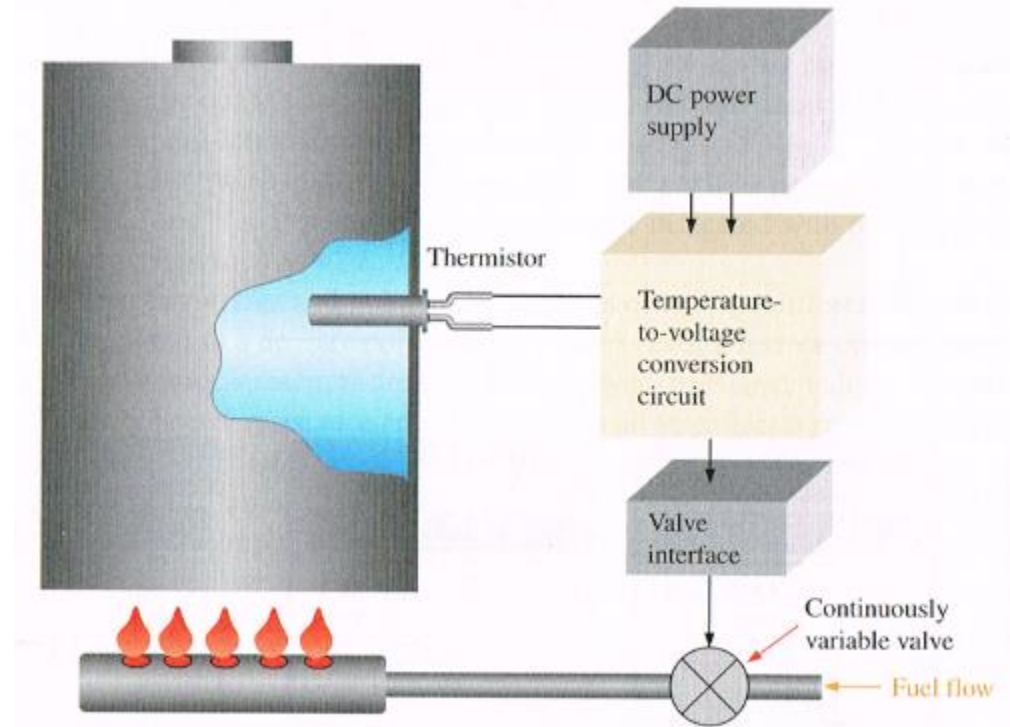
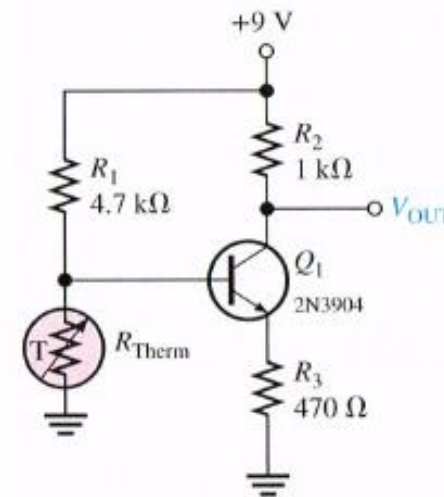
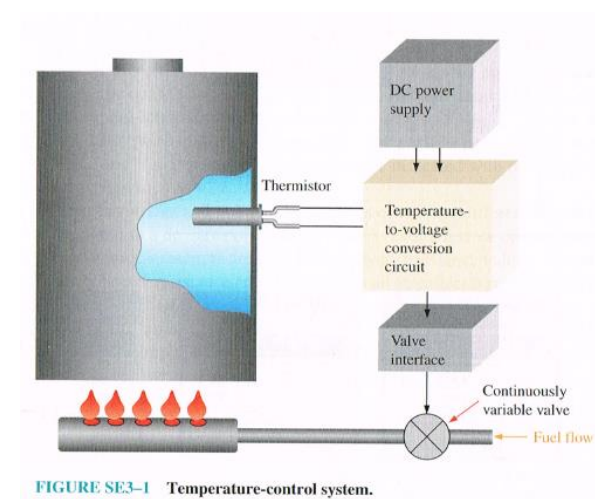


FIGURE SE3-1 Temperature-control system.

4-1 DC -instelling van transistor

Met de schakeling in figuur SE3-2 is de basispanning V_B recht evenredig met de temperatuur van de vloeistof in de container.

- Indien de thermistor een positieve temperatuurcoëfficiënt bezit, stijgt V_B met stijgende temperatuur.
- De spanning aan de collector V_C is omgekeerd evenredig met de basispanning V_B . => als de temperatuur daalt, gaat V_B dalen en stijgt V_C . Als V_C daalt gaat de klep evenredig meer open waardoor er meer brandstof naar de brander vloeit.
- Als de temperatuur stijgt, stijgt V_B en daalt V_C . Hierdoor zal er minder brandstof via de klep naar de brander toe vloeien waardoor de temperatuur terug zal dalen.
- Stel dat de schakeling is ingesteld om de temperatuur van de vloeistof binnen de container te handhaven op 70°. De tabel in figuur SE3-2(b) geeft de weerstandsvariëaties voor een gegeven temperatuurswaarde.



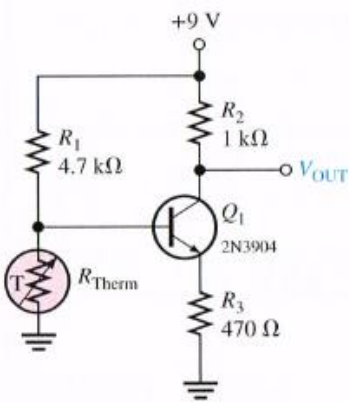
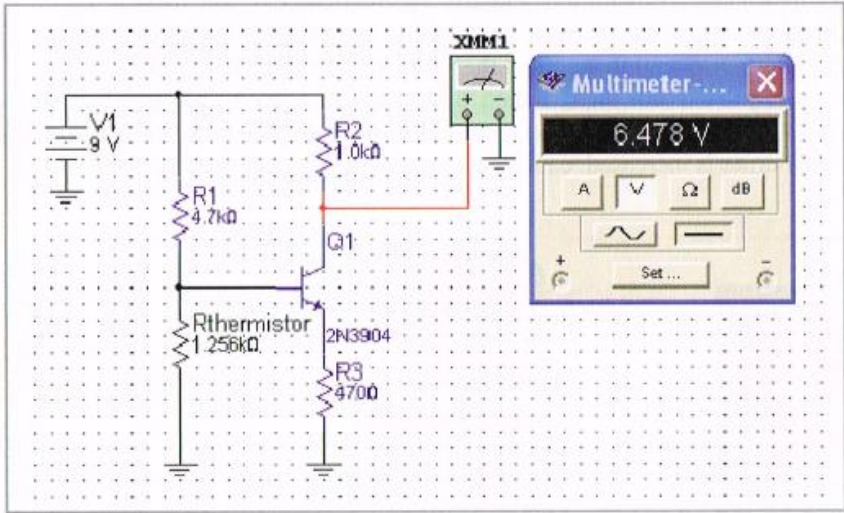
TEMPERATURE, °C	THERMISTOR RESISTANCE, kΩ
60	1.256
65	1.481
70	1.753
75	2.084
80	2.490

(b) Temperature characteristic of the thermistor for the specified range

FIGURE SE3-2 Temperature-to-voltage conversion circuit.

4-1 DC -instelling van transistor

Een multisimulatie toont de veranderingen van V_C bij veranderlijke temperatuur



TEMPERATURE, °C	THERMISTOR RESISTANCE, kΩ
60	1.256
65	1.481
70	1.753
75	2.084
80	2.490

(a) Circuit

(b) Temperature characteristic of the thermistor for the specified range

FIGURE SE3-2 Temperature-to-voltage conversion circuit.



$R_{\text{therm}} = 1.481 \text{ k}\Omega$



$R_{\text{therm}} = 1.753 \text{ k}\Omega$



$R_{\text{therm}} = 2.084 \text{ k}\Omega$



$R_{\text{therm}} = 2.490 \text{ k}\Omega$

(b) Circuit output voltages at 65°, 70°, 75°, and 80°

FIGURE SE3-3 Operation of the temperature-to-voltage conversion circuit.

Section 3-7 CHECKUP

1. Als een transistor gebruikt wordt als schakelaar, in welke twee toestanden wordt deze dan gebruikt?
2. Wanneer bereikt de collectorstroom zijn maximale waarde?
3. Wanneer is de collectorstroom ongeveer 0 A?
4. Wanneer is V_{CE} gelijk aan V_{CC} ?
5. Wat wordt bedoeld met een hysteresis in een schakelcircuit (switching circuit)?



4-3 Instellen van een JFET (JFET biasing)

Zelf-instelling van een JFET (blz. 186)

- Door R_G met de massa te verbinden wordt de gateklem verbonden met 0 V
- De lekstroom I_{GSS} produceert normaal een kleine stroom door R_G waardoor een kleine spanning over deze weerstand ontstaat. Dit is in de meeste gevallen verwaarloosbaar.
- Het doel van R_G is ervoor te zorgen dat aan de gate 0V DC-spanning aanwezig is zonder dat dit invloed heeft op het aangelegde AC-sigitaal.
- De noodzakelijke negatieve V_{GS} wordt bekomen door een positieve spanning aan te leggen aan de sourceklem:

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_D \cdot R_S \text{ of } V_{GS} = -I_D \cdot R_S$$

- De drainspanning ten opzichte van massa kan als volgt gevonden worden :

$$V_D = V_{DD} - I_D \cdot R_D \quad (4-3)$$

- Vermits V_S gelijk is aan $-I_D R_S$ is V_{DS} gelijk aan :

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D R_D - I_D R_S$$

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D (R_D + R_S) \quad (4-4)$$

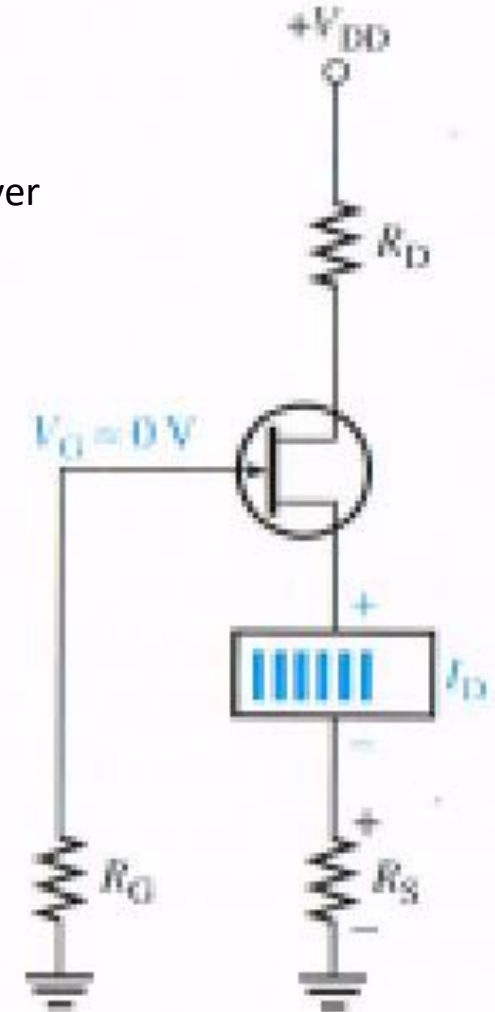


FIGURE 4-11 Self-biased *n*-channel JFET.

Voorbeeld:

Gegeven : de schakeling van de bijbehorende figuur: Stel dat $I_D = 5 \text{ mA}$ in de schakeling.

Gevraagd: Bepaal U_{GS} en U_{DS} .

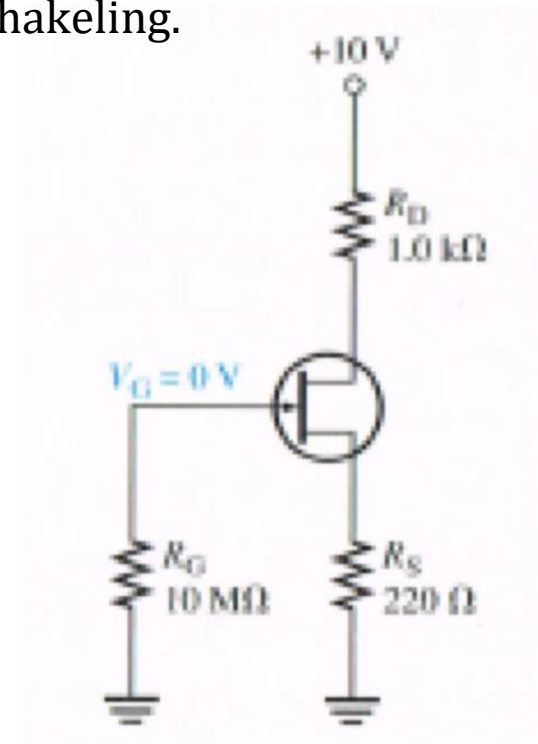
Oplossing :

$$U_S = I_D \times R_S = 5 \text{ mA} \times 220 \Omega = 1,1 \text{ V}$$

$$U_{GS} = U_G - U_S = 0 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = -1,1 \text{ V}$$

$$U_D = U_{DD} - I_D \times R_D = 10 \text{ V} - 5 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 5 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_D - U_S = 5 \text{ V} - 1,1 \text{ V} = 3,9 \text{ V}$$



Merk op dat als een andere JFET zou gebruikt worden met een iets verschillende transconductantiekarakteristiek deze berekende waarden kunnen afwijken. Immers als de stijfheid y_{fs} (g_m) lichtjes afwijkt, verandert ook I_D waardoor U_{GS} en U_{DS} zullen veranderen

4-3 Instellen van een JFET (JFET biasing)

Grafische methoden (blz. 188)

- De stroom-spanningscurve van een weerstand is een rechte door de oorsprong.
- Om de instelling grafisch te vinden bij de zelfinstelling zet men het punt ($V_{GS(off)}$, I_{DSS}) uit op de karakteristiek (zie fig. 4-13). Dit punt wordt verbonden met de oorsprong. De bekomen lijn stelt een bruikbare weerstand R_S voor die gebruikt kan worden voor de zelfinstelling van de JFET.
- Voorbeeld:
 - Stel $V_{GS(off)} = 4\text{ V}$ en $I_{DSS} = 2,5\text{ mA}$
 - R_S kan dan gevonden worden via volgende formule :

$$R_S = \frac{|U_{GS(off)}|}{I_{DSS}} = \frac{4\text{ V}}{2,5\text{ mA}} = 1,6\text{ k}\Omega$$

- Het punt waarmee de weerstandslijn de transconductantiecure snijdt, is het werkpunt Q. In de figuur 4-13 komt dit overeen met $I_D = 0,95\text{ mA}$ en $V_{GS} = -1,5\text{ V}$
- De zelfinstelling produceert een vorm van negatieve terugkoppeling waardoor het verschil in karakteristiek tussen verschillende JFET's gecompenseerd kan worden.
- Stel karakteristiek van vervang JFET ligt lager => I_D zal hierdoor lager liggen waardoor ook de spanning over R_S lager ligt. Deze lagere V_{RS} zal het werkpunt hoger duwen waardoor de lagere transconductantiekarakteristiek van de nieuwe JFET gecompenseerd wordt.

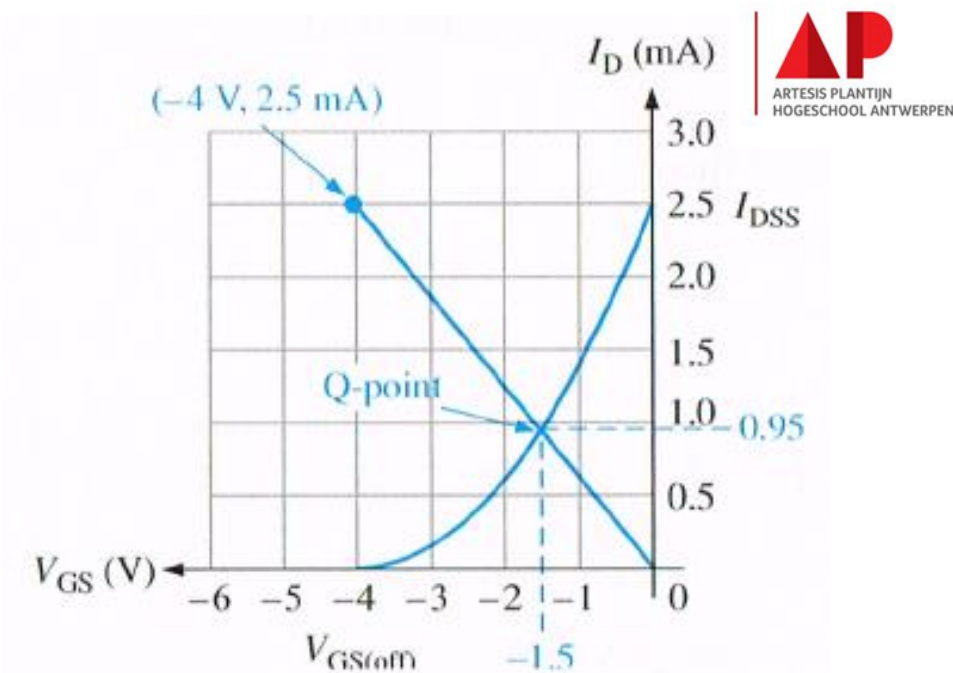


FIGURE 4-13 Graphical analysis of self-bias.

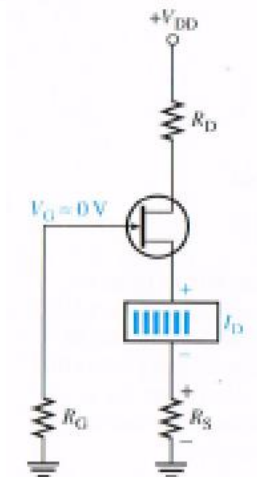


FIGURE 4-11 Self-biased n-channel JFET.

4-3 Instellen van een JFET (JFET biasing)

Voorbeeld:

Uit de datagegevens van een 2N5457 JFET zijn volgende specificaties te halen:

- $I_{DSS(min)} = 1 \text{ mA}$; $I_{DSS(max)} = 5 \text{ mA}$
- $V_{GS(off)(min)} = -0,5 \text{ V}$; $V_{GS(off)(max)} = -6 \text{ V}$

Gevraagd : Selecteer een zelfinstellingsweerstand voor deze JFET.

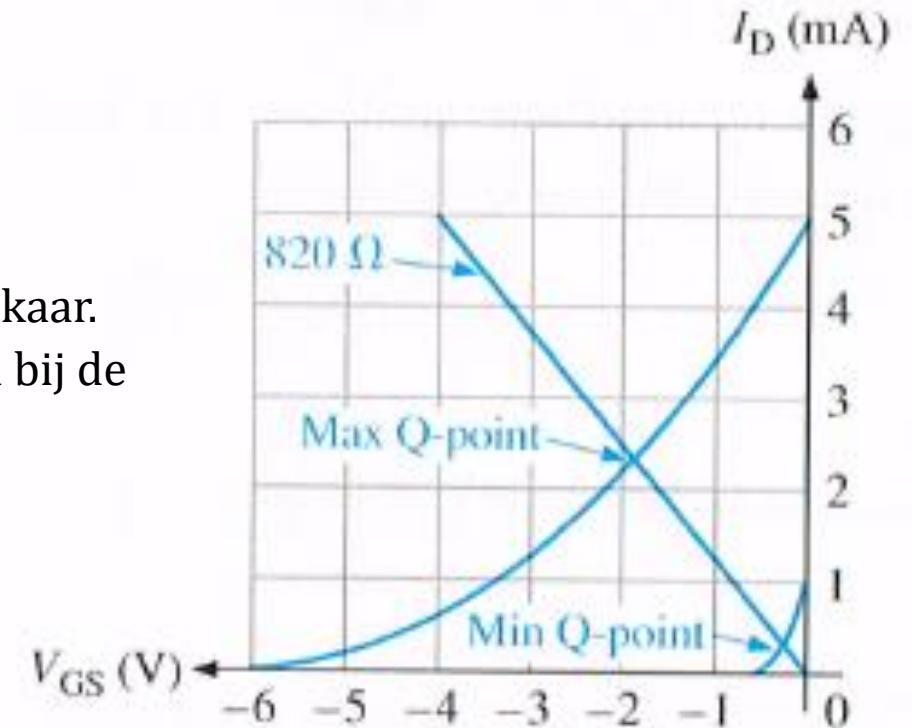
Oplossing:

Bij een typische JFET ligt het bereik van I_{DSS} en $U_{GS(off)}$ relatief ver uit elkaar. Om de beste weerstand te vinden bepaal je best de uiterste weerstanden bij de uiterste waarden van I_{DSS} en $U_{GS(off)}$.

$$R_{Smin} = \frac{|U_{GS(off)min}|}{I_{DSSmin}} = \frac{|-0,5 \text{ V}|}{1 \text{ mA}} = 500 \Omega$$

$$R_{Smax} = \frac{|U_{GS(off)max}|}{I_{DSSmax}} = \frac{|-6 \text{ V}|}{5 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega$$

Een goede keuze is 820Ω . Dit is een standaardwaarde die zich bevindt tussen deze twee uiterste waarden. De figuur geeft de werkpunten aan van deze twee uitersten voor de 2N5457. Ondanks de relatief groter variatie is duidelijk te zien dat de weerstand voor beide karakteristieken goed is.



Voorbeeld:

De JFET in onderstaande schakeling heeft een transconductantiekarakteristiek zoals weergegeven.

Bepaal vanuit de transconductantiekarakteristiek U_S en I_D . Bepaal eveneens U_{DS} .

Oplossing :

Teken de weerstandslijn van R_S in de transconductantiekarakteristiek. $R_S = 2 \text{ k}\Omega$. Wanneer er over deze weerstand een spanning staat van 4 V vloeit er een stroom door van 2 mA . Door dit punt uit te zetten op de transconductantiekarakteristiek van de JFET en dit punt te verbinden met de oorsprong bekomen we de weerstandslijn van R_S . Het snijpunt van beide lijnen levert het volgende werkpunt op: $V_{GS} = -1,75 \text{ V}$ en $I_D = 0,85 \text{ mA}$. Via I_D of U_{GS} kan je U_{RS} bepalen:

$$U_{RS} = U_G - U_{GS} = 0 \text{ V} - (-1,75 \text{ V}) = 1,75 \text{ V}$$

Via de wet van Ohm kan je U_D bepalen :

$$U_D = U_{DD} - I_D \times R_S = 9 \text{ V} - 0,85 \text{ mA} \times 2 \text{ k}\Omega = 6,7 \text{ V}$$

$$U_{DS} = U_D - U_S = 6,7 \text{ V} - 1,75 \text{ V} = 4,95 \text{ V}$$

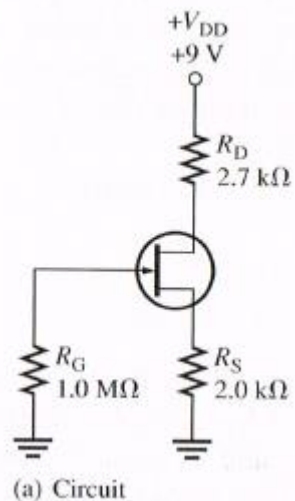


FIGURE 4-15

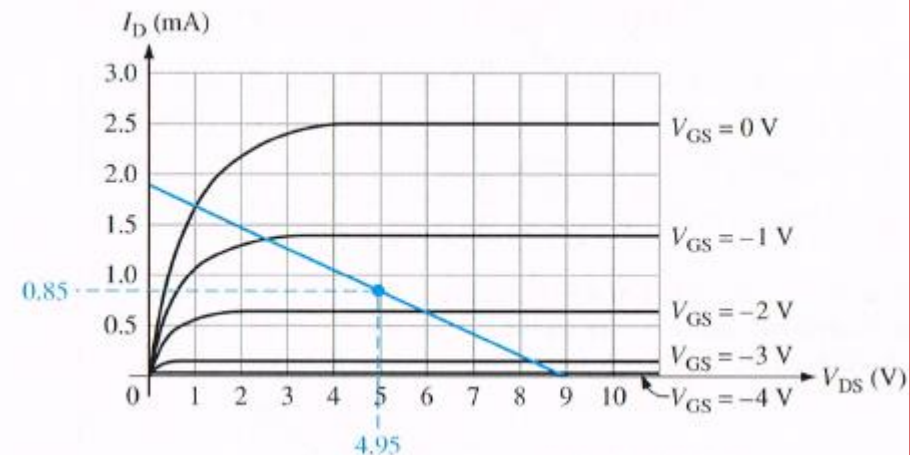
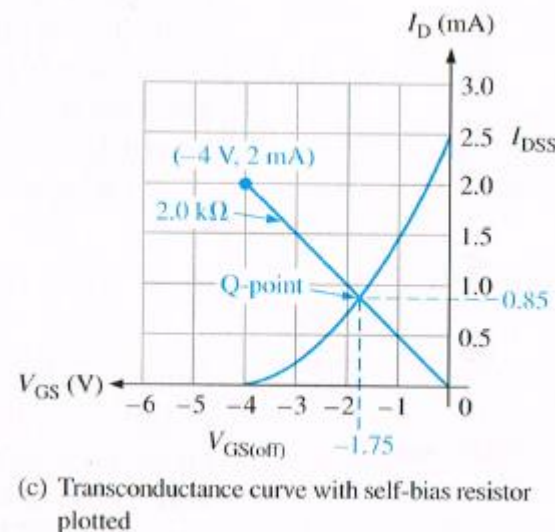
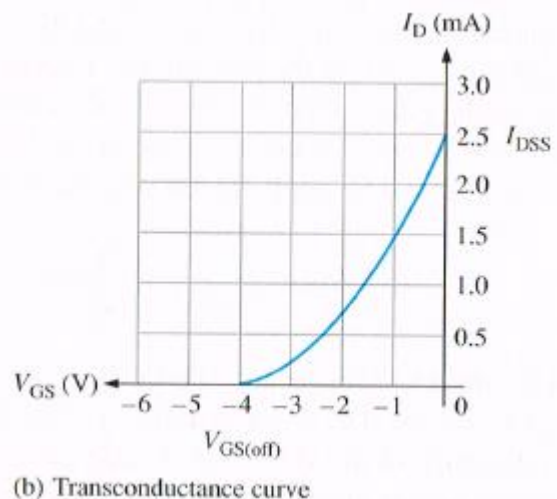


FIGURE 4-16

4-4 MOSFET-karakteristieken (blz. 194)

MOSFET (= Metal oxide semiconductor field-effect transistor)

Heeft in tegenstelling tot JFET geen enkele pn junctie.

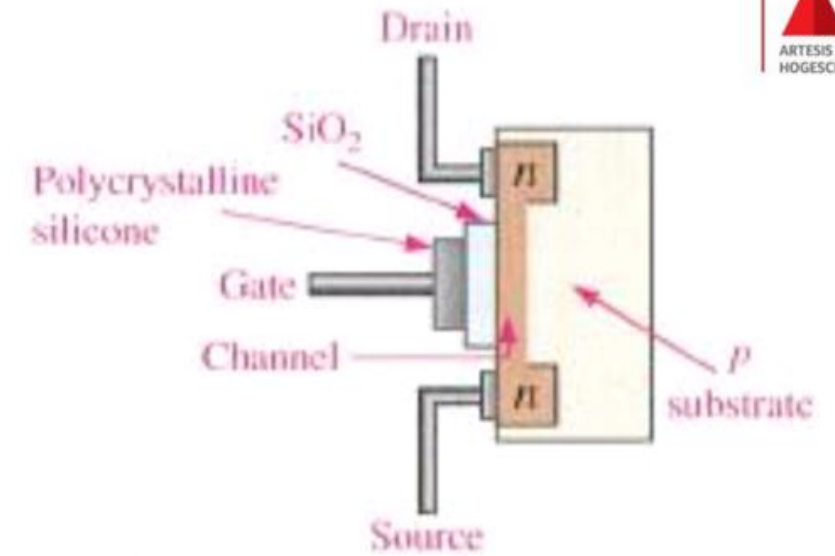
Twee typen:

Enhancement MOSFET (E-MOSFET)

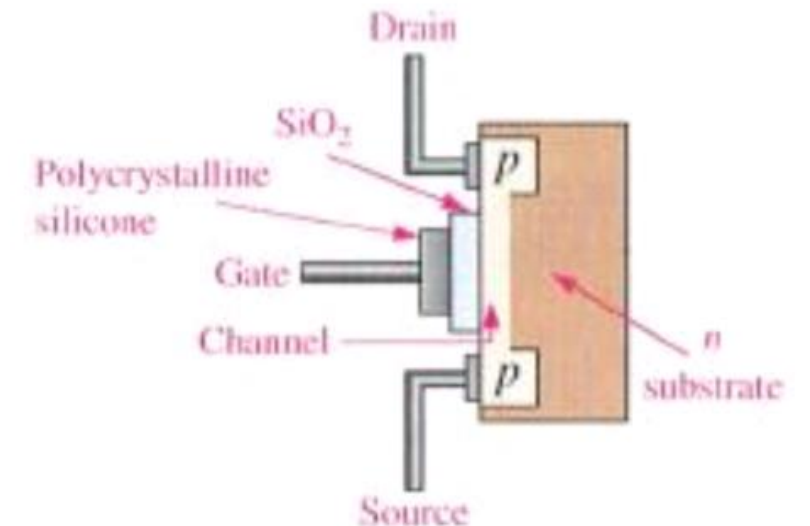
Depletion MOSFET (D-MOSFET)

Depletion MOSFET (D-MOSFET)

- Gate mbv isolatie materiaal gescheiden van het kanaal
- Twee modi:
 - Enhancement
 - Depletion
- Zowel neg als pos spanning kan aangebracht worden aan gate
- Neg V_{GS} = depletion
- Pos V_{GS} = enhancement



(a) n channel



(b) p channel

4-4 MOSFET-karakteristieken (blz. 194)

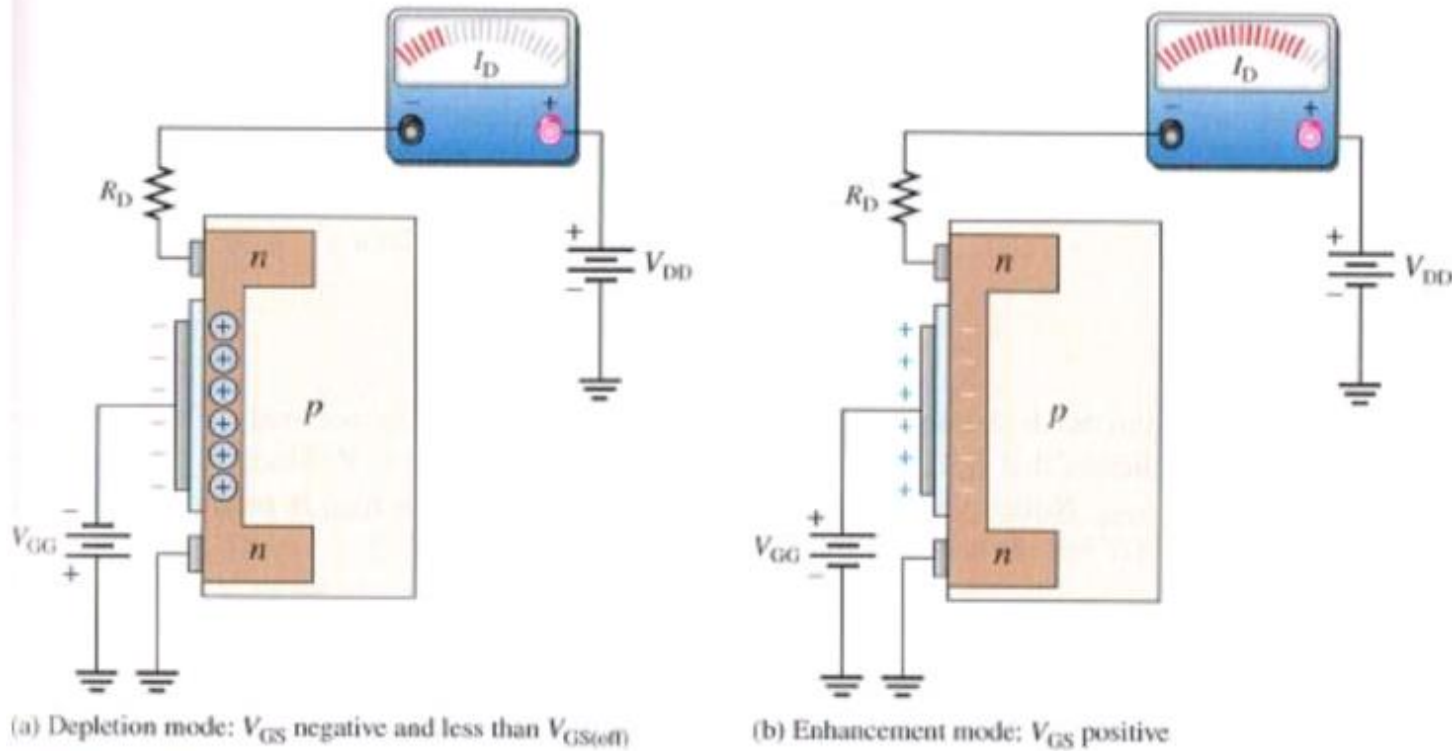


FIGURE 4-23 Operation of *n*-channel D-MOSFETs.

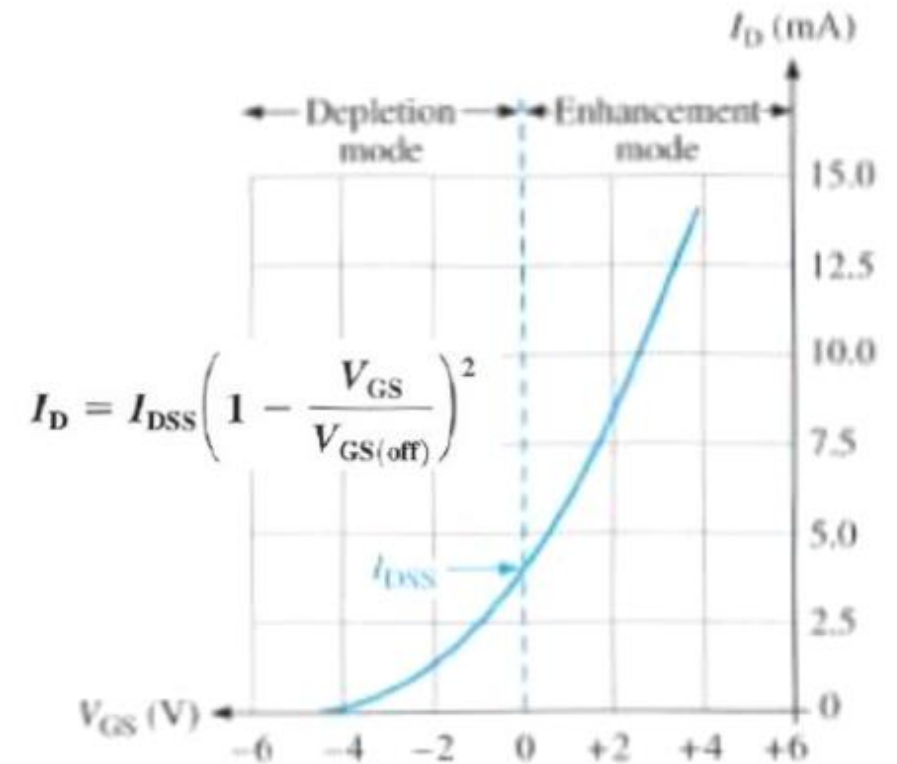
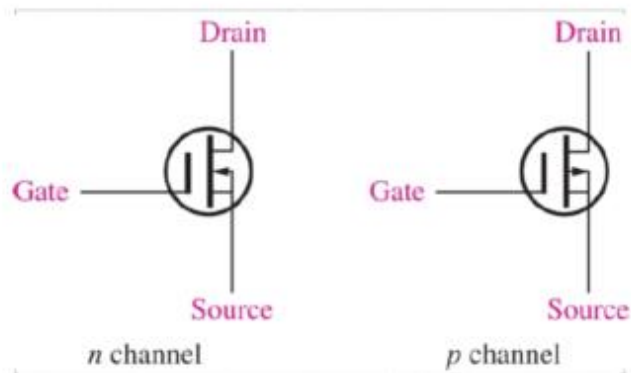


FIGURE 4-25 Transfer characteristic for a D-MOSFET.

4-4 MOSFET-karakteristieken

Enhancement MOSFET (E-MOSFET) (blz. 196)

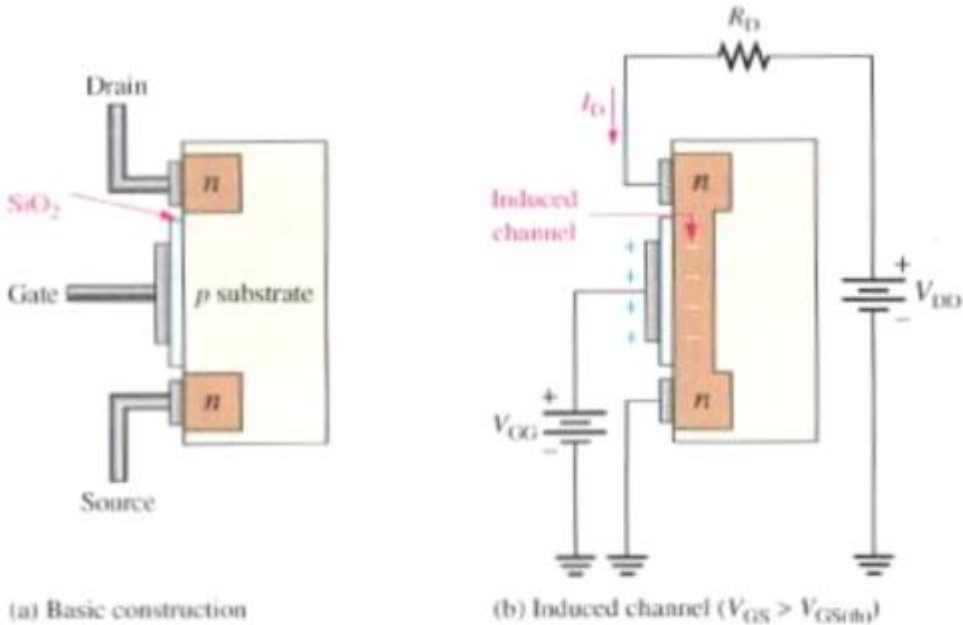


FIGURE 4-26 E-MOSFET construction and operation (n-channel).

- N materiaal p materiaal
- Geen kanaal
- Wanneer positieve spanning wordt aangebracht aan gate, groter dan bepaalde treshold, worden elektronen aangetrokken en ontstaat er een dun kanaal.

Elke spanning onder de treshold $V_{GS(th)}$, valt kanaal weg en kan er geen drain stroom vloeien.

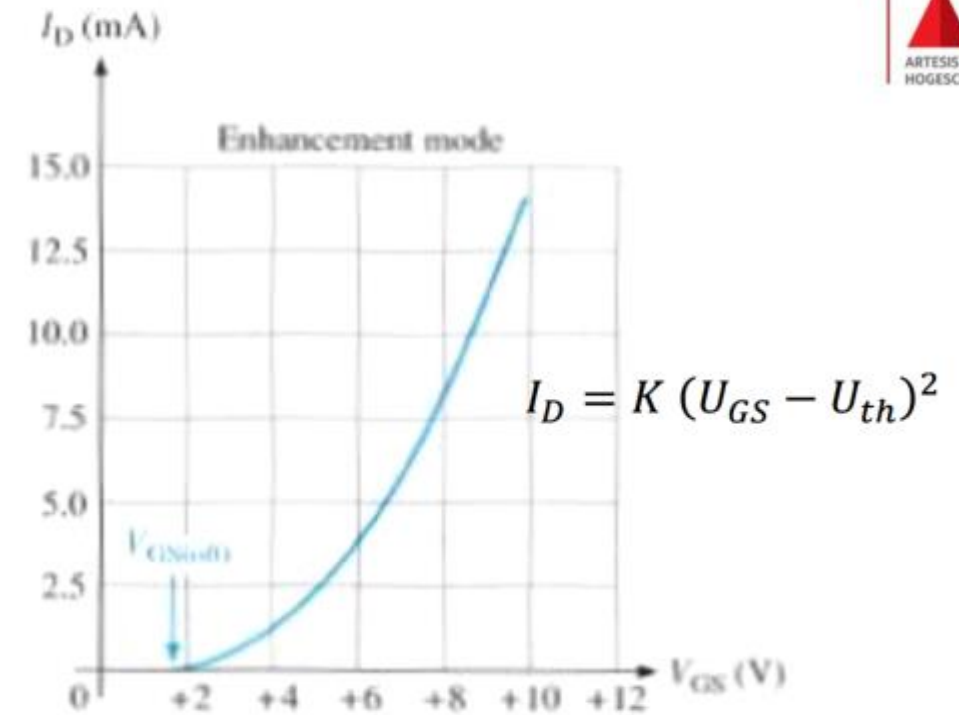


FIGURE 4-28 Transfer characteristic for a typical E-MOSFET

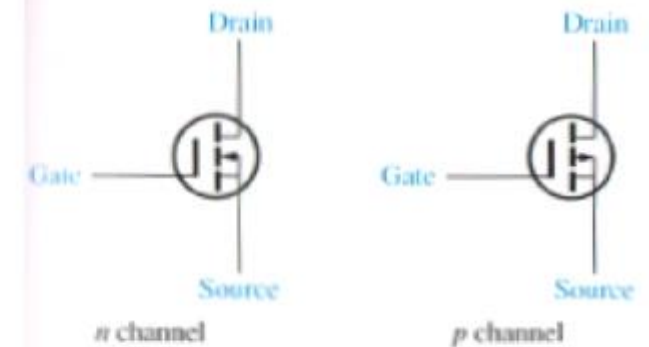


FIGURE 4-27 E-MOSFET schematic symbols. Stippelijn duidt op het ontbreken van een ka

4-4 MOSFET-karakteristieken

Dual-Gate MOSFET (blz. 197)

- Bestaat zowel in D-MOSFET als in E-MOSFET
- Verschil met gewone MOSFET is dat de dual-gate MOSFET twee gates heeft.
- Een nadeel van een FET is zijn hoge ingangscapaciteit waardoor bij hogere frequenties de werking van de FET minder goed wordt. Door gebruik te maken van een dual-gate FET kan men deze ingangscapaciteit verlagen waardoor de FET beter bruikbaar wordt bij hoogfrequent (RF) versterkertoepassingen.
- Een ander voordeel van dual-gate is dat het een ingang voorziet voor automatische versterkingscontrole (automatic gain control of AGC) bij RF-versterkers.
- Dual-gate FET's kunnen ook gebruikt worden om de transconductantiekarakteristiek aan te passen.
 - Fig. 4-30 geeft weer de transconductantiecurve afhankelijk is van de spanning op de tweede gate (V_{G2S})

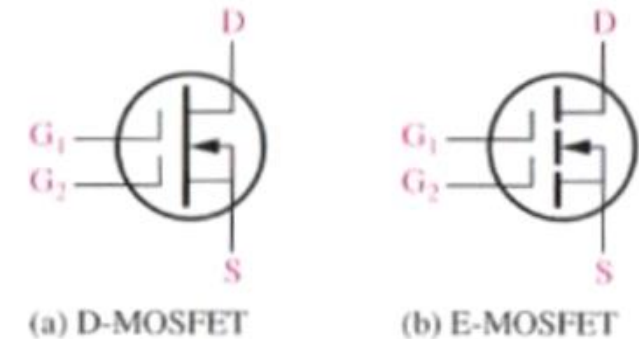
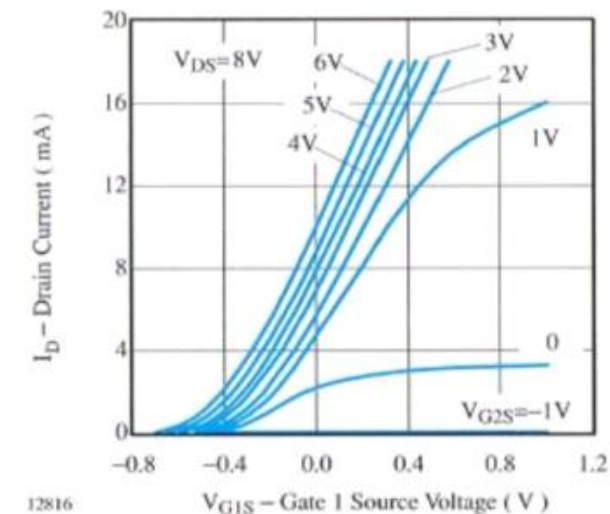


FIGURE 4-29 Dual-gate *n*-channel MOSFET symbols.



4-7 MOSFET als schakelaar

- E-MOSFET wordt in het algemeen gebruikt als schakelaar omwille van hun threshold karakteristiek ($V_{GS(th)}$).
 - $V_{GS} < V_{GS(th)}$ de E-MOSFET is afgeschakeld (off)
 - $V_{GS} > V_{GS(th)}$ de E-MOSFET is aangeschakeld (on); $V_{GS} = V_{GS(on)}$
- Als V_{GS} varieert tussen $V_{GS(th)}$ en $V_{GS(on)}$, de E-MOSFET werkt als schakelaar
 - “off-stand” : $V_{GS} < V_{GS(th)}$; E-MOSFET werkt in het onderste gedeelte van de belastingslijn en gedraagt zich als een open schakelaar
 - “on-stand” : V_{GS} is voldoende groter dan $V_{GS(th)}$; E-MOSFET werkt in het bovenste gebied van de belastingslijn en gedraagt zich als een gesloten schakelaar.
 - Tijdens de “on-stand” bevindt het werkpunt zich in het gebied van de Ohmse weerstand. De weerstandswaarde R_{DS} in het verzadigingsgebied van de belastingslijn is zeer laag.

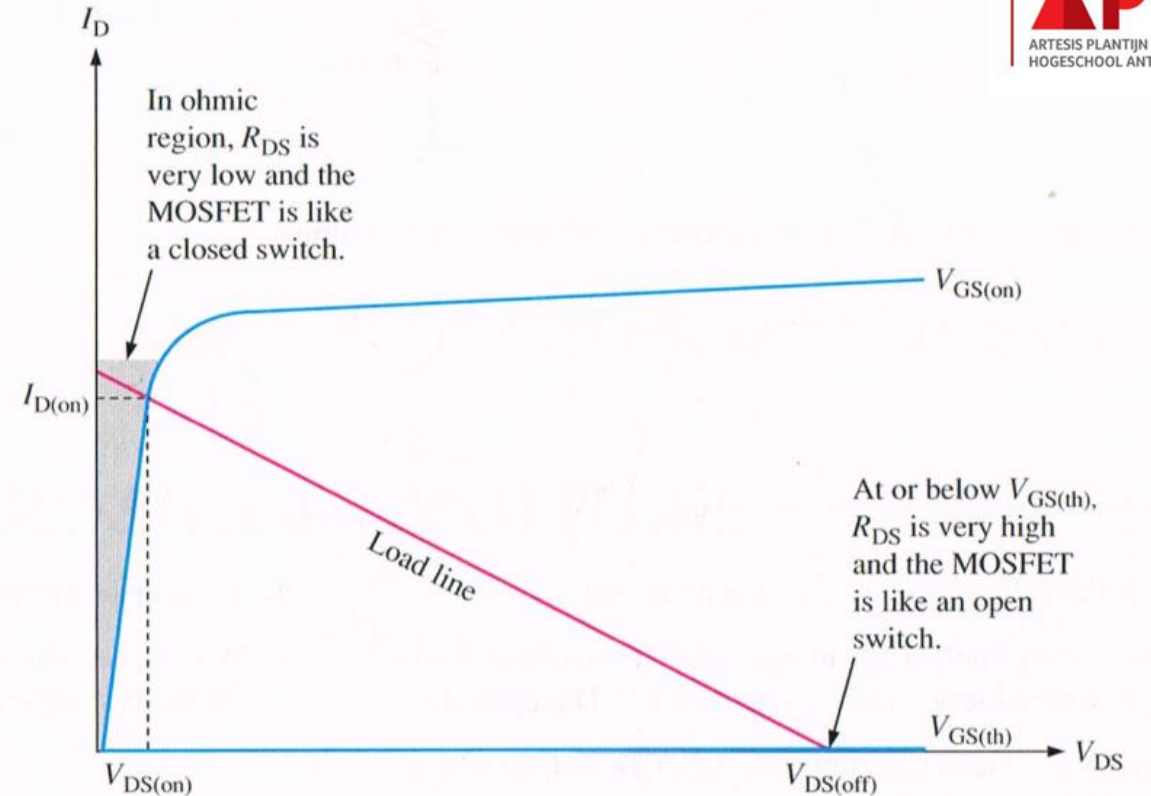


FIGURE 4-52 Switching operation on the load line.

4-7 MOSFET als schakelaar

- Ideale schakelaar

- Fig. 4.53(a) : Als bij N-kanaal MOSFET $V_G = +V$ dan is V_G zodanig positiever dan V_S dat $V_G > V_{GS(th)}$ waardoor MOSFET zich als een gesloten schakelaar gedraagt
- Fig. 4.53(b) : Als bij N-kanaal MOSFET $V_G = 0V \Rightarrow V_G < V_{G(th)} \Rightarrow$ MOSFET gedraagt zich als open schakelaar

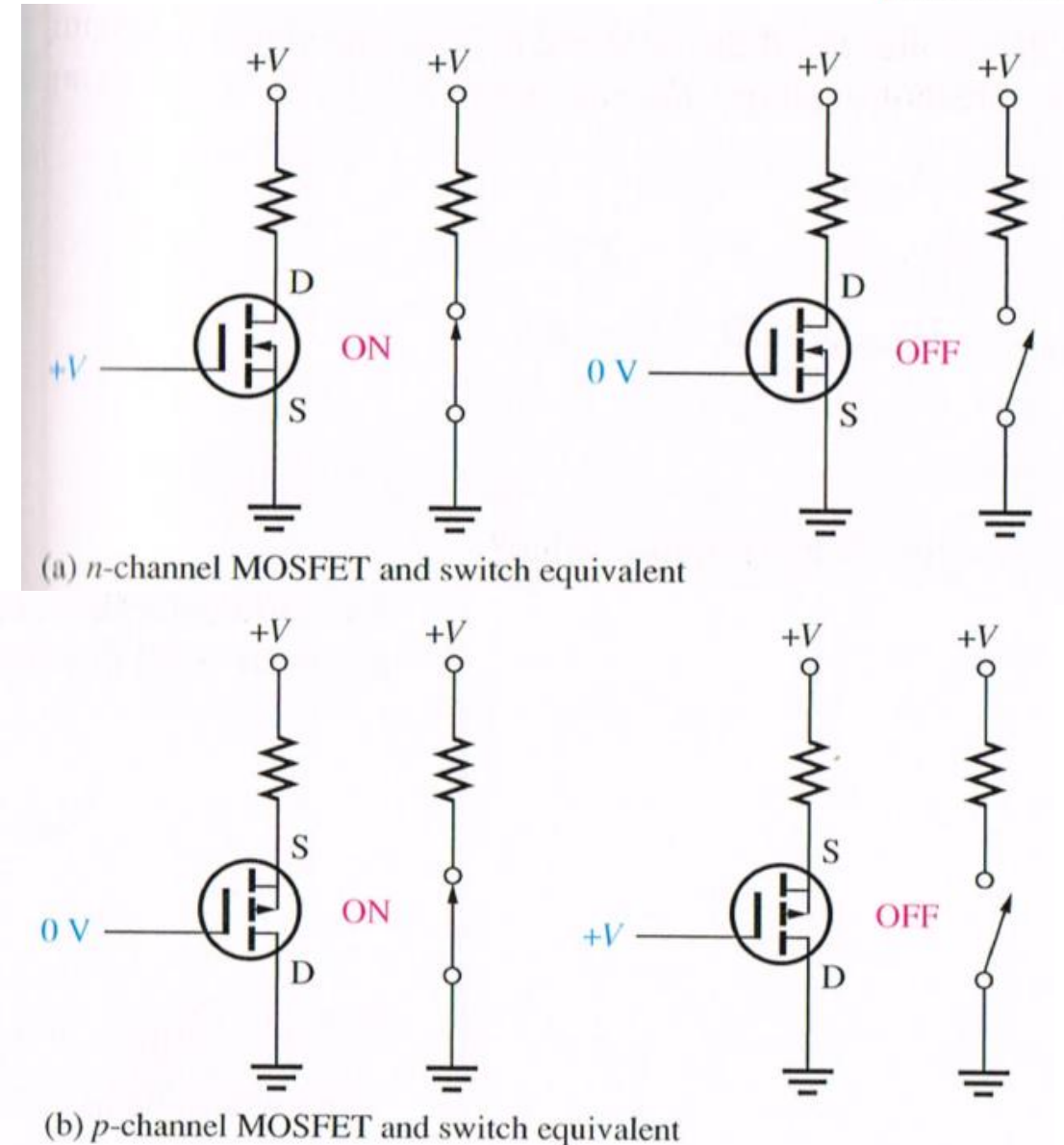


FIGURE 4-53 The MOSFET as a switch.

4-8 Een systeem (H-brug)

H-brug is een schakeling die gebruikt wordt om een motor aan te sturen (zie fig. 4.72)

- H-brug bestaat uit 2 paar N- en P-MOSFET's
- De brug is verbonden met de motor (veldspoel of armatuur maar niet aan beiden)
- Via stuurspanningen op de controle-ingangen kan de motor naar links of naar rechts worden gestuurd.
 - **Input 1 is hoog en input 2 is laag** => Q1 en Q4 staan aangeschakeld ("ON") en Q2 en Q3 zijn uitgeschakeld ("OFF")
 - Conventioneel vloeit er stroom vanaf VSS, via Q1, door de motor en via Q4 naar de massa. De stroom door de motor vloeit dus van links naar rechts.
 - **Input 1 is laag en input 2 is hoog** => Q3 en Q2 zijn aangeschakeld ("ON") en Q1 en Q4 zijn uitgeschakeld ("OFF").
 - Conventioneel vloeit er stroom vanaf VSS, via Q3, door de motor en via Q2 naar de massa. De stroom door de motor vloeit dus van rechts naar links waardoor de motor in de andere richting draait.
- **Een hoog signaal op ingang 3** schakelt Q8 uit ("OFF"). Hiermee wordt de brug uitgeschakeld en vloeit er geen stroom door de motor
- **Als beide ingangen 1 en 2 gelijktijdig hoog of laag** zijn, wordt de motor geremd. Immers ofwel zijn Q1 en Q3 aan (waardoor beide aansluitingen van de motor op het zelfde potentiaal staan) ofwel zijn Q2 en Q4 in geleiding (waardoor beide aansluitingen van de motor op massapotentiaal staan).

FETs

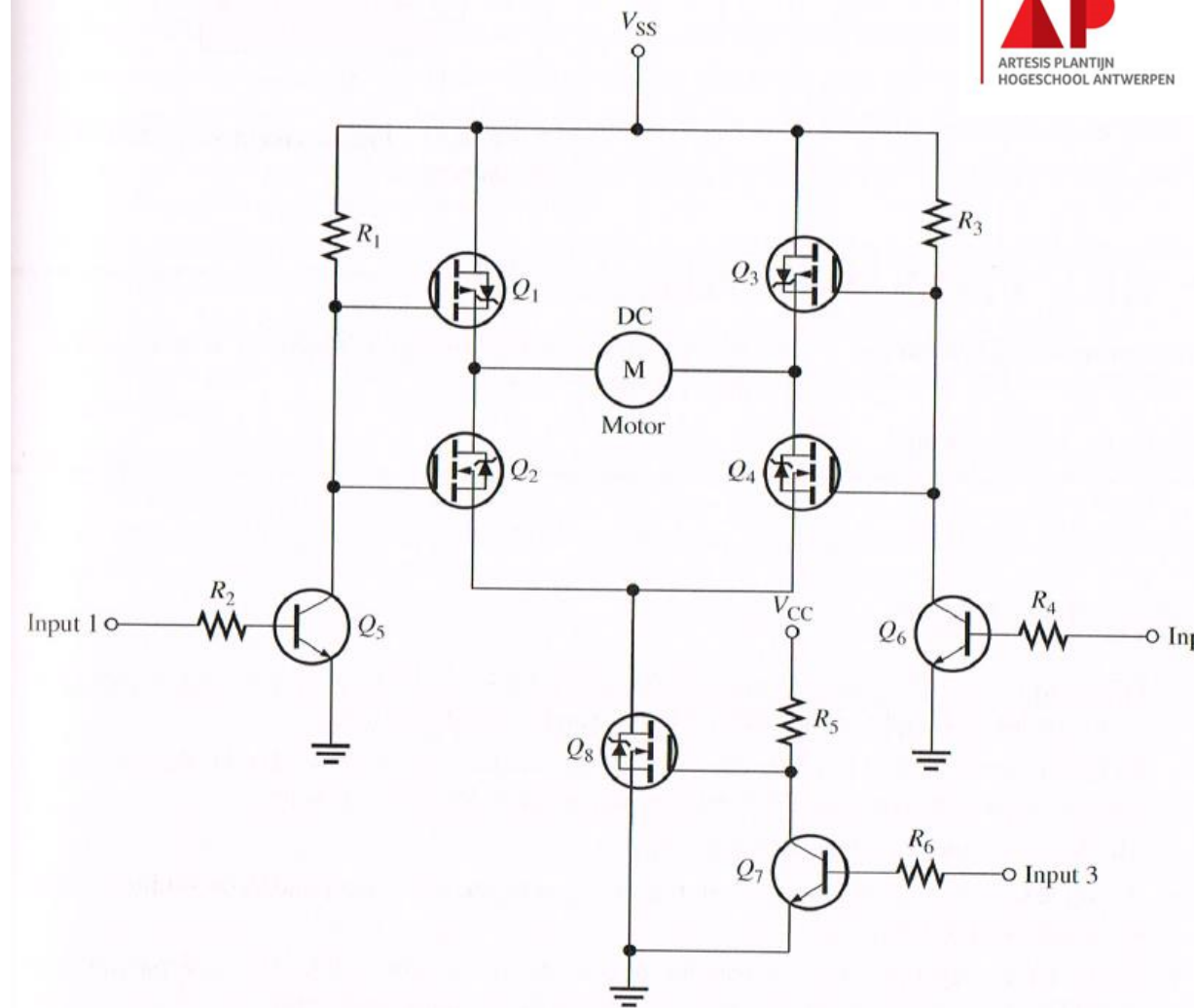


FIGURE 4-72 H-bridge motor control circuit. The motor connection shown is to the armature or field but not both.

4-8 Een systeem (H-brug)(blz. 227)

De relatie van de toestanden van de ingangen zijn in tabel 4.1 weergegeven.

Om een goede werking van de H-brug te bekomen moeten de karakteristieken van de gebruikte transistoren met elkaar overeenkomen en de karakteristieken van de gebruikte MOSFET's moeten eveneens overeenkomen.

Dit wordt het best bekomen door gebruik te maken van een IC zoals in figuur 4.73 is weergegeven. De figuur refereert naar een full-bridge configuratie. Er bestaan ook IC's waarin 2 of meerdere half-bridge configuraties in vervat zijn. Een half-bridge configuratie bevat maar 1 paar complementaire MOSFET's inplaats van 2 paar.

TABLE 4-1 • Inputs from Position Control Circuit			
INPUT 1	INPUT 2	INPUT 3	RESULT
0	0	0	N Channel Brake
1	1	0	P Channel Brake
1	0	0	Forward
0	1	0	Reverse
X	X	1	Motor Off

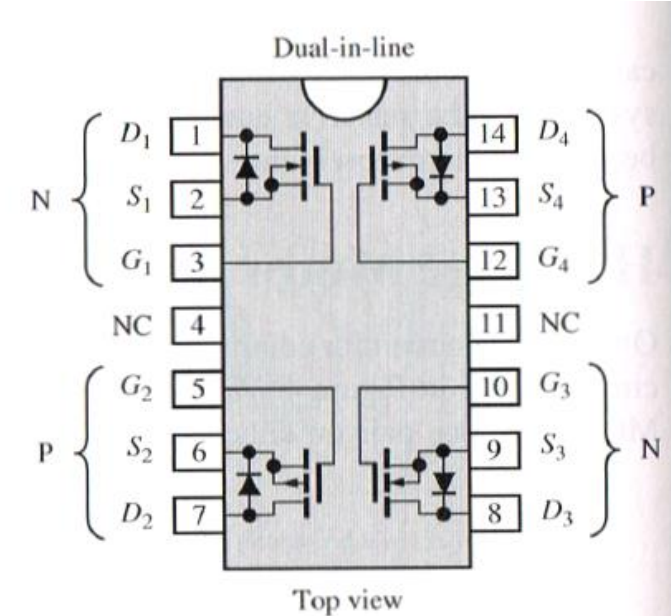


FIGURE 4-73 Enhancement-mode MOSFET transistor array.

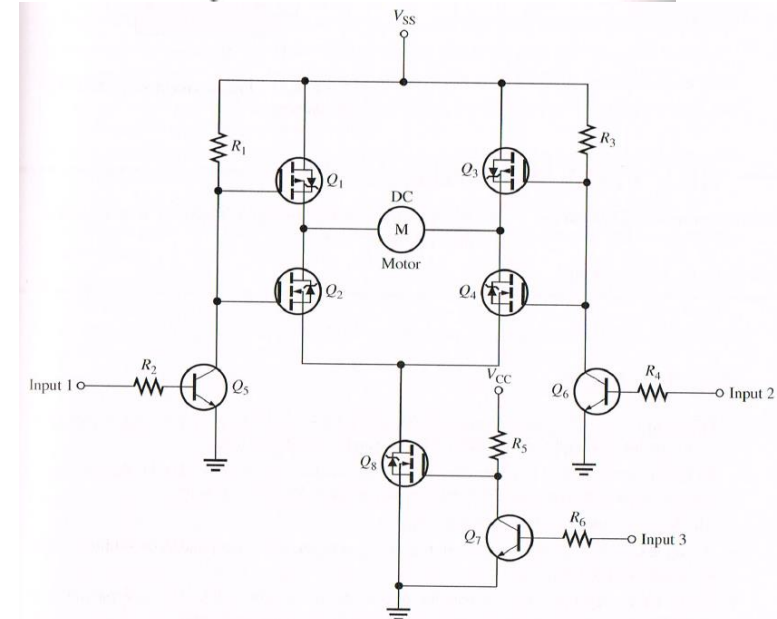


FIGURE 4-72 H-bridge motor control circuit. The motor connection shown is to the armature or field but not both.

4-7 MOSFET als schakelaar

- **Analoge schakelaar**

- MOSFET's meestal gebruikt om analoge signalen te schakelen
- In principe verschijnt een signaal aan de drain van de MOSFET en wordt doorgeschakeld naar de source via het aanleggen van een spanning aan de gate
- **Een belangrijke beperking is dat het (geschakelde) signaalniveau aan de source geen V_{GS} -spanningsval van zodanige grootte mag maken dat deze beneden $V_{GS(th)}$ valt.**
- Fig. 4.54 toont principe N-kanaal MOSFET-schakelaar waarbij het signaal van drain naar source wordt doorgeschakeld. Er vloeit een I_d bij een positieve V_{GS} en afgeschakeld als $V_{GS} = 0\text{ V}$

- Fig. 4.55 : **Als analoge schakelaar aan is :**
 - **Op letten dat $V_G - V_{p(out)} > V_{GS(th)}$**

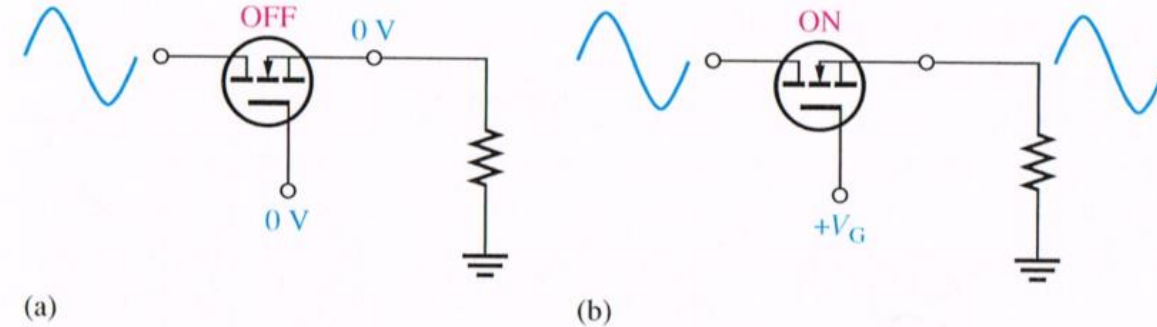


FIGURE 4-54 Operation of an n -channel MOSFET analog switch.

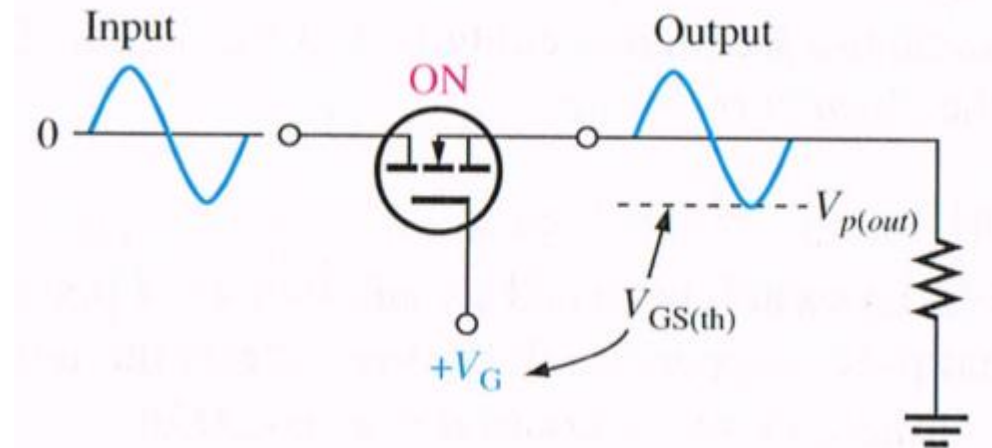


FIGURE 4-55 Signal amplitude is limited by $V_{GS(th)}$.

EXAMPLE 4-14

A certain analog switch similar to the one shown in Figure 4-55 uses an n -channel MOSFET with $V_{GS(th)} = 2\text{ V}$. A voltage of $+5\text{ V}$ is applied at the gate to turn the switch *on*. Determine the maximum peak-to-peak input signal that can be applied, assuming no voltage drop across the switch.

SOLUTION

The difference between the gate voltage and the negative peak of the signal voltage must equal or exceed the threshold voltage. For maximum $V_{p(out)}$,

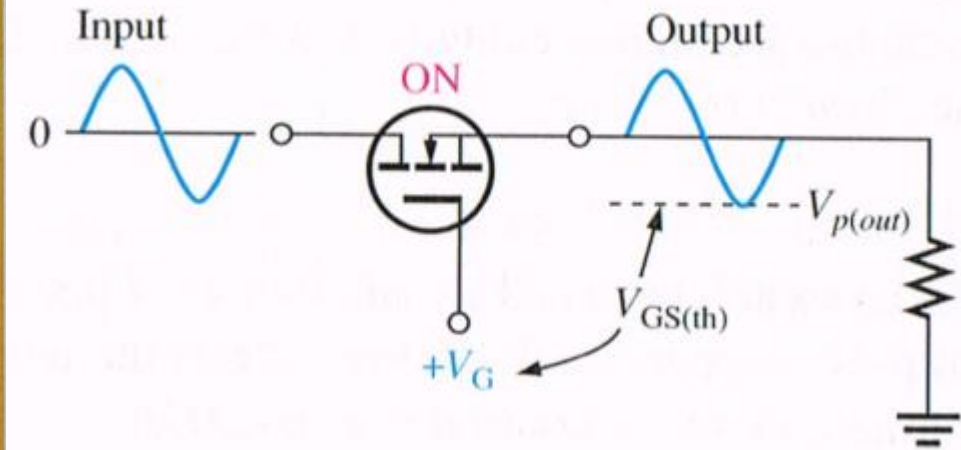
$$V_G - V_{p(out)} = V_{GS(th)}$$

$$V_{p(out)} = V_G - V_{GS(th)} = 5\text{ V} - 2\text{ V} = 3\text{ V}$$

$$V_{pp(in)} = 2V_{p(out)} = 2(3\text{ V}) = 6\text{ V}$$

PRACTICE EXERCISE

What would happen if $V_{p(in)}$ exceeded the maximum value?



4-7 MOSFET als schakelaar

- **Analoge schakeltoepassingen**

- Sample circuit**

- Toepassing in ADC : analoge schakelaar wordt gebruikt in een sample-and-hold schakeling om hetingangssignaal te samplen aan een bepaalde snelheid.
 - Ieder gesampled signaal wordt tijdelijk gestockeerd in een condensator totdat deze is omgezet naar een digitale code (ADC) . Om dit te bereiken wordt de MOSFET gedurende korte tijdsintervallen aangeschakeld (on) tijdens een periode van hetingangssignaal
 - Basisprincipe is weergegeven in fig. 4-56
- Minimum frequentie waarmee een signaal kan worden gesampled en gereconstrueerd van de samples moet minstens 2 keer zo hoog liggen als de maximale frequentie die voorkomt in het signaal. Deze minimale snelheid wordt de Nyquist frequentie genoemd.
- $f_{\text{sample}(\text{min})} > 2 f_{\text{signal}(\text{max})}$
- $V_{\text{GS}} > V_{\text{GS}(\text{th})} \Rightarrow$ klein gedeelte van hetingangssignaal wordt doorgelaten naar de output
- $V_{\text{GS}} = 0 \text{ V} \Rightarrow$ MOSFET-schakelaar staat uit

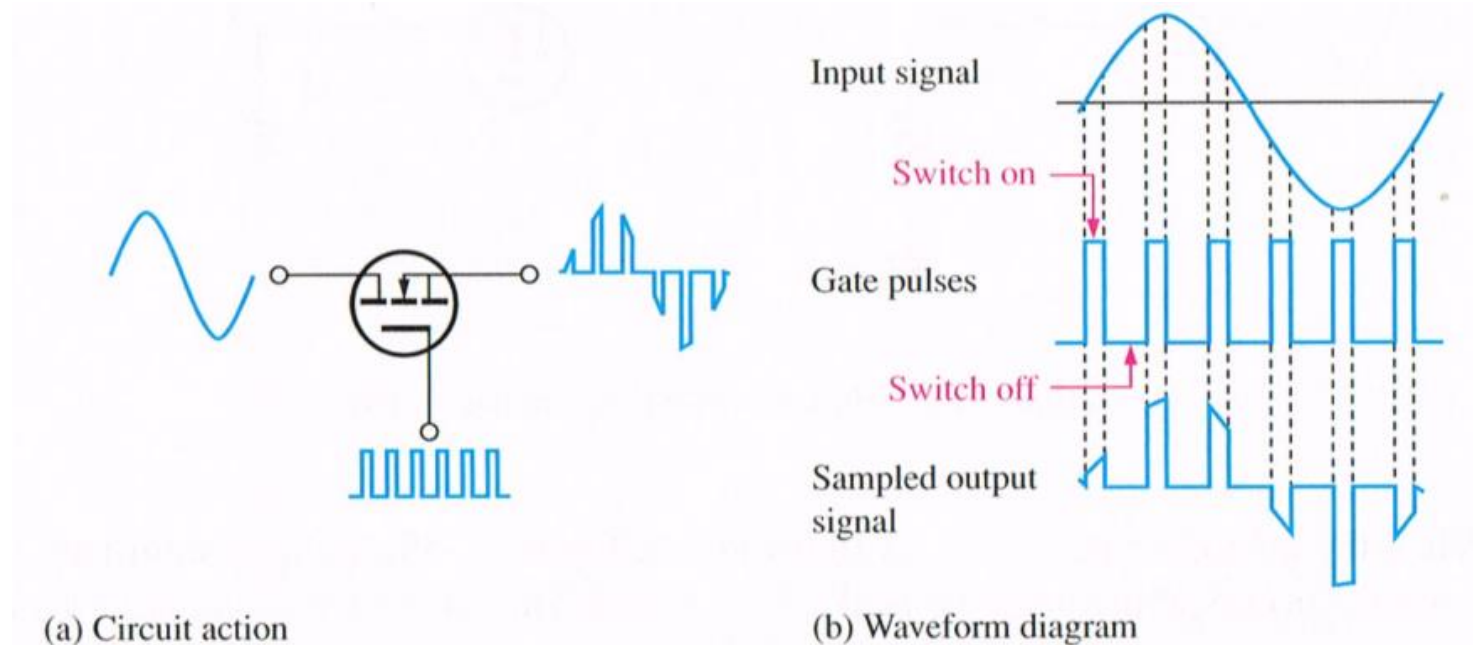


FIGURE 4-56 The analog switch operating as a sampling circuit.

4-7 MOSFET als schakelaar

Analoge multiplexer

- Wordt toegepast daar waar 2 of meer signalen naar een bepaalde bestemming moeten worden geleid.
- Fig. 4-57 is vb van 2-kanaals analoog sampling multiplexer
 - MOSFET's afwisselend aan- en uitgeschakeld; hierdoor wordt eerst het eerste signaalsample naar de uitgang gebracht en vervolgens het tweede, dan terug het eerste enz...
 - De pulsen voor het schakelen worden aan de gate van schakelaar A gebracht en de geïnverteerde pulsen aan de gate van schakelaar B (dus als A "on" is, is B "of" en omgekeerd)
 - Dit principe wordt **Time-Division Multiplexing** genoemd omdat signaal A aan de uitgang verschijnt gedurende bepaalde tijdsintervallen waarbij de schakelpulsen hoog zijn en signaal B aan de uitgang verschijnt tijdens de tijdsintervallen dat de schakelpulsen laag zijn

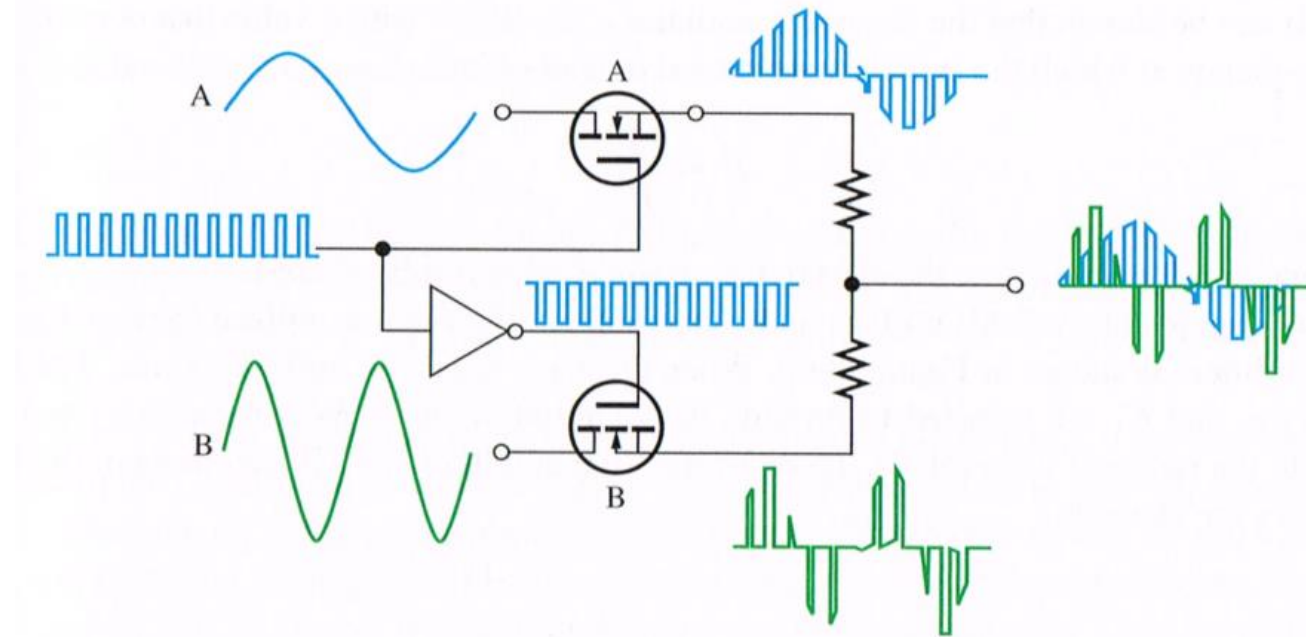


FIGURE 4-57 The analog multiplexer is alternately sampling two signals and interleaving them on a single output line.