

9

Versterkerconfiguraties met één transistor

9.1. Inleiding

In hoofdstuk 6 zijn de CS- en de CE-schakeling als voorbeelden van een zogenaamde één-traps versterker behandeld. Er is toen opgemerkt dat de andere mogelijke zinvolle elementaire schakelwijzen als daarvan afgeleid kunnen worden beschouwd. We kunnen nu concreet aangeven waarom: Alleen van de CS- respectievelijk CE-schakeling hebben alle overdrachtsparameters een zo groot mogelijke waarde, hetgeen wil zeggen dat de CS- en CE-schakeling elk zijn te beschouwen als een benadering van de nullor door middel van één actieve component. De andere configuraties kunnen als tegengekoppelde schakelingen worden gezien.

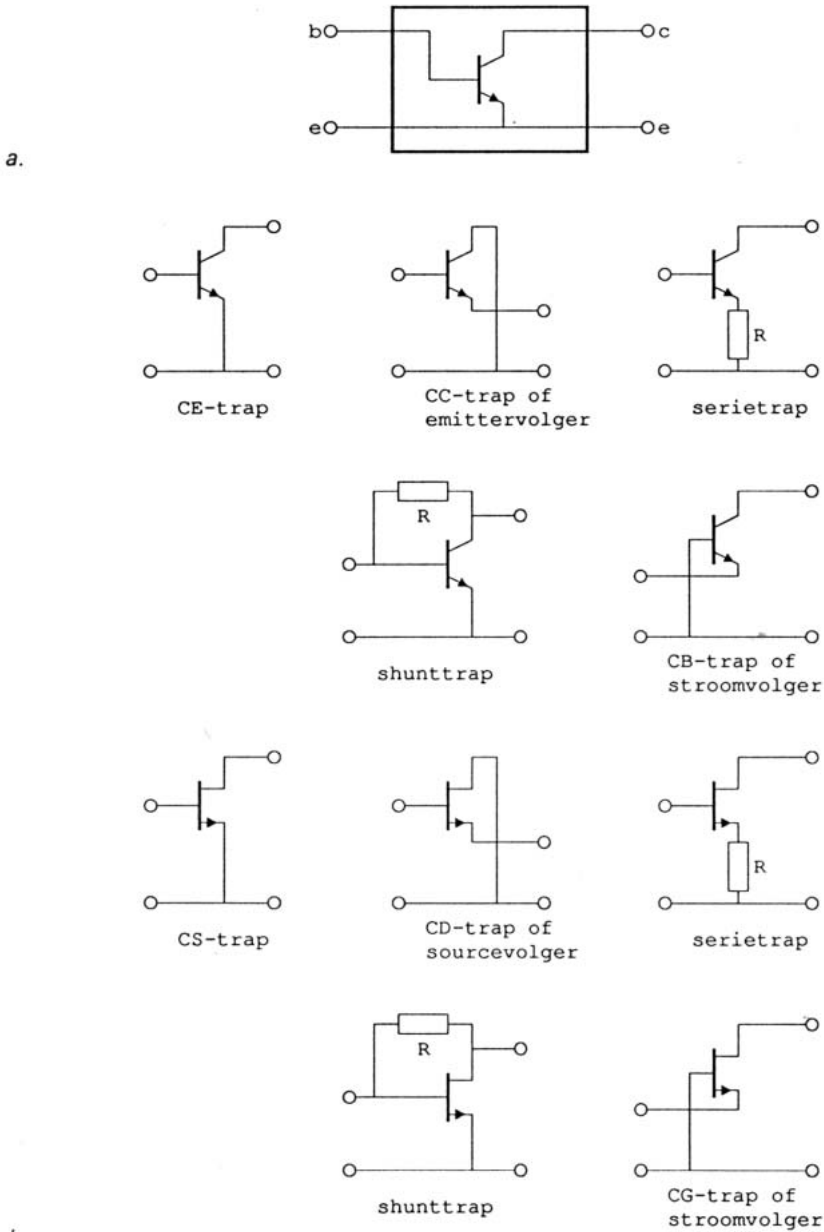
Het feit dat een transistor slechts drie aansluitingen heeft, impliceert dat wanneer men de CE-trap (respectievelijk CS-trap) als tweepoort beschouwt, steeds een ingangsklem en een uitgangsklem met elkaar zijn verbonden. Dit beperkt het aantal mogelijke schakelwijzen.

We zullen in dit hoofdstuk vier versterkerconfiguraties behandelen, waarvan steeds één der overdrachtsparameters met een redelijke mate van nauwkeurigheid is vastgelegd. Deze configuraties staan bekend als *emittervolger* en *gemeenschappelijke basisschakeling* (common base, CB) respectievelijk als *sourcevolger* en *CG-schakeling* en voorts als *serieschakeling* en *shuntschakeling*. In figuur 9.1 zijn de signaalschema's van de onderscheiden configuraties weergegeven.

In elk der versterkerschakelingen zal men — zij het soms met enige moeite — één der in hoofdstuk 7 besproken *versterkerconfiguraties herkennen en daardoor weten welke overdracht in principe nauwkeurig is vastgelegd*.

In hoeverre het gestelde doel wordt bereikt, volgt uit een kwantitatieve beschouwing. Men kan hiertoe verschillende wegen volgen:

- a. Men stelt van de betreffende schakeling het vervangingschema op en berekent aan de hand hiervan de overdrachtsgrootheden. Door hun reciproken (de kettingparameters) vervolgens in te vullen in de met behulp van de kettingparameters afgeleide formules voor de overdrachten (7.9) tot en met (7.12), vindt men de gezochte overdracht. Wenst men de ingangs- en de uitgangsimpedantie expliciet te kennen, dan kan men gebruik maken van (7.13) en (7.14).



Figuur 9.1. a. CE-schakeling als tweepoort; b. versterkingsconfiguraties met één transistor. (signaalschema's)

Om niet te vervallen in zinloos rekenwerk, moet men het gestelde doel goed voor ogen houden, namelijk een analyse van de haalbare nauwkeurigheid in de overdracht. In de formules (7.9) tot en met (7.12) is steeds één der kettingparameters dominerend voor de overdracht, de termen waar de overige drie in voorkomen zijn

als fouttermen te beschouwen. Deze laatste hoeft men in de praktijk echter zelden nauwkeurig te kennen, hetgeen een vereenvoudigde berekening van de betreffende parameters toelaat.

- b. Het is natuurlijk altijd mogelijk en dikwijls eenvoudiger de analyse van de betreffende schakeling als een gegeven netwerkprobleem te beschouwen en dit rechtstreeks op te lossen zonder zich te realiseren dat er sprake is van tegenkoppeling. Het concept van de tegenkoppeling is vooral van belang om bij het ontwerp van een systeem met een bepaalde gewenste overdracht de juiste versterkerconfiguratie te bepalen (synthese).

Bij de behandeling van de versterkers zullen beide wijzen van berekening ter sprake komen. Maar voordat daartoe wordt overgegaan volgt hier eerst eerst nog een opmerking over de wijze waarop men in het algemeen een berekening aan een elektronische schakeling moet aanpakken. Vervangingsschema's, zelfs die van eenvoudige schakelingen, zijn al gauw ingewikkelde netwerken. Het is daarom raadzaam alvorens berekeningen uit te voeren, na te gaan of vereenvoudiging van het betreffende netwerk op grond van beschikbare numerieke gegevens mogelijk en zinvol is. Zo zal men bij een parallelschakeling van twee weerstanden die een factor 10^2 à 10^3 verschillen, de grootste meestal kunnen verwaarlozen zonder de nauwkeurigheid van het eindresultaat der berekening geweld aan te doen. Een ander voorbeeld is het verwaarlozen van de basisstroom ten opzichte van de collectorstroom in sommige gevallen.

Het gaat er bij de analyse van elektronische schakelingen vooral om na te gaan welke circuitgrootheden dominerend de eigenschappen van die schakelingen bepalen. Het rekenwerk is daartoe slechts een middel.

9.2. De CE-schakeling en de CS-schakeling

We bepalen nu eerst de overdrachtsgrootheden van de CE- en de CS-schakeling aan de hand van de in figuur 9.2 weergegeven vervangingsschema's.

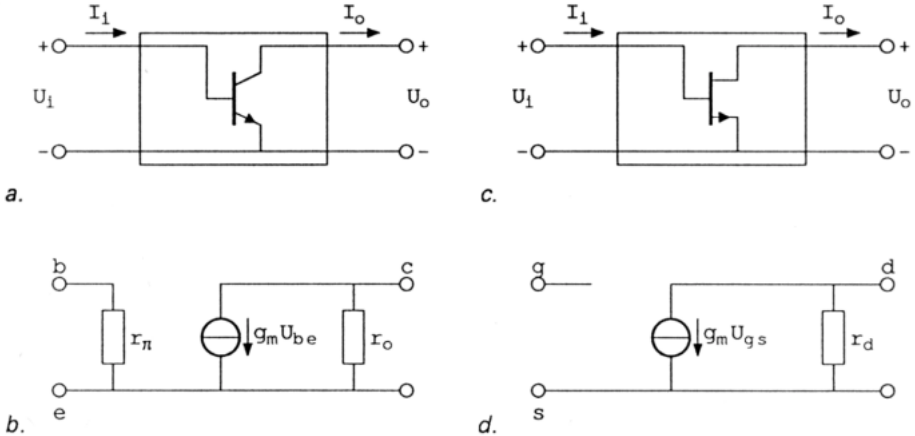
CE-schakeling

$$\mu_e = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{-g_m U_{bc} r_o}{U_{bc}} = -g_m r_o \quad (9.1)$$

$$\gamma_e = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{-g_m U_{bc}}{U_{bc}} = -g_m \quad (9.2)$$

$$\zeta_e = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{-g_m U_{bc} r_o}{U_{bc}/r_\pi} = -g_m r_\pi r_o = -\beta_F r_o \quad (9.3)$$

$$\alpha_e = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{-g_m U_{bc}}{U_{bc}/r_\pi} = -g_m r_\pi = -\beta_F \quad (9.4)$$



Figuur 9.2. a. CE-trap als actieve tweepoort; b. vervangingsschema CE-trap; c. CS-trap als actieve tweepoort; d. vervangingsschema CS-trap.

CS-schakeling

$$\mu_s = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{-g_m U_{gs} r_d}{U_{gs}} = -g_m r_d \quad (9.5)$$

$$\gamma_s = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{-g_m U_{gs}}{U_{gs}} = -g_m \quad (9.6)$$

$$\zeta_s = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} = \infty \text{ (immers } I_i = 0) \quad (9.7)$$

$$\alpha_s = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} = \infty \quad (9.8)$$

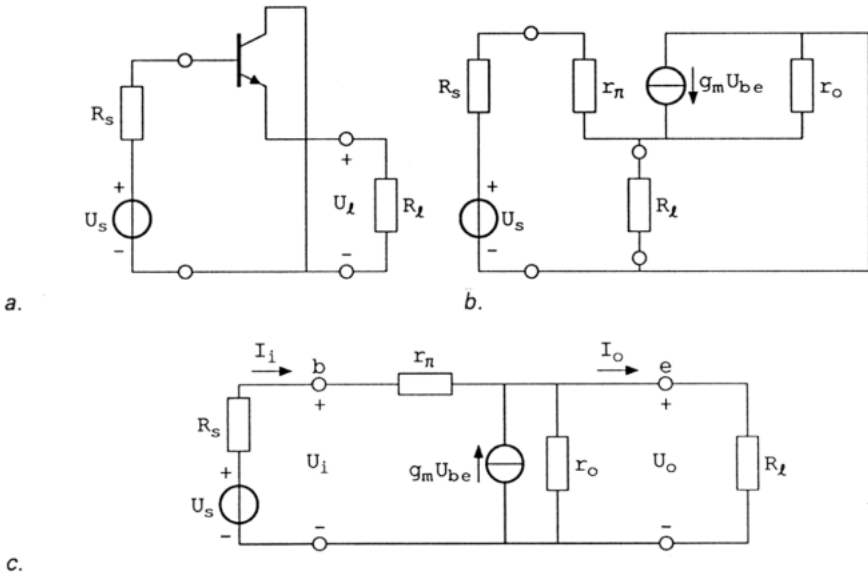
Voor de meeste grootheden geldt blijkbaar, dat ze niet nauwkeurig bepaald zijn, maar wel een hoge waarde kunnen hebben. De CE-trap en de CS-trap lenen zich niet voor een nauwkeurige informatieoverdracht — dat is in hoofdstuk 6 gebleken — maar kunnen wel goed fungeren als actief deel van een tegengekoppelde configuratie. Uit het gegeven overzicht blijkt ook dat zelfs als men de transistoren zou idealiseren (BJT: $I_B \rightarrow 0$, $U_A \rightarrow \infty$ respectievelijk FET: $r_d \rightarrow \infty$), het toch in de eerste plaats de beperkte waarde van g_m is, die aanleiding geeft tot een afwijking van de ideale overdracht die met een tegengekoppelde nullor zou worden verkregen.

In de paragrafen 9.3 tot en met 9.7 wordt de analyse van — volledigheidshalve — alle vier genoemde versterkertypen gepresenteerd; eerst de bipolaire uitvoeringen, daarna die met veldeffecttransistoren.

9.3. Emittervolger (CC-schakeling)

Figuur 9.3a toont de schakeling. Er is hier sprake van spanningsaankoppeling (parallel) aan de uitgang en spanningsaankoppeling (serie) aan de ingang. De tegenkoppeling is maximaal, de uitgangsspanning wordt in haar geheel van de bron-

spanning afgetrokken. De schakeling is in principe een spanningsvolger.



Figuur 9.3. Emittervolger; a. signaalschema; b. en c. vervangingschema.

Figuur 9.3b toont het vervangingschema, waaruit door een andere rangschikking van de netwerkelementen het overzichtelijker schema van figuur 9.3c is ontstaan. De meest relevante overdrachtsgraad is:

$$\mu = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{\left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right)r_o}{1 + \left(\frac{1}{r_\pi} + g_m\right)r_o} \quad (\approx 1 ; g_m r_o \gg 1) \quad (9.9)$$

Deze nadert praktisch tot één en ligt tevens goed vast. Voor de andere overdrachtsgraadten volgt

$$\gamma = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} = g_m + \frac{1}{r_\pi} \approx g_m \quad (9.10)$$

$$\zeta = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} = (g_m r_\pi + 1)r_o = (\beta_F + 1)r_o \approx \beta_F r_o \quad (9.11)$$

$$\alpha = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} = g_m r_\pi + 1 = \beta_F + 1 \approx \beta_F \quad (9.12)$$

Met (7.9) volgt nu voor de spanningsoverdracht als we $\mu = 1$ stellen:

$$\frac{U_l}{U_s} = \left(1 + \frac{1}{g_m R_l} + \frac{R_s}{\beta_F r_o} + \frac{R_s}{\beta_F R_l}\right)^{-1} \quad (9.13)$$

Voor een zo nauwkeurig mogelijke overdracht moet dus gelden

$$\frac{1}{g_m} \ll R_I \quad \beta_F r_o \gg R_s \quad \text{en} \quad \beta_F R_I \gg R_s$$

Aan de eerste eis kan men tegemoet komen door de instelstroom I_C zo groot te kiezen als nodig is (uiteraard binnen het toelaatbare), g_m is immers evenredig met I_C (5.26). Aan de tweede voorwaarde zal in de praktijk meestal vanzelf worden voldaan, terwijl de laatste voorwaarde bij gegeven R_s en R_I soms een transistor met een hoge β_F vergt. De spanningsoverdracht is steeds kleiner dan één, terwijl U_I en U_s in fase zijn. Het is met één transistor of meer algemeen gezegd met een drie-klemmen netwerk niet mogelijk een spanning-spanningomzetter met een overdracht groter dan één te realiseren. In paragraaf 9.8 wordt aangegeven hoe met twee één-transistorversterkers een spanningsversterkingsfactor groter dan één kan worden verkregen.

Een nauwkeurige spanningsoverdracht impliceert dat de versterker een relatief hoge ingangsimpedantie en een relatief lage uitgangsimpedantie heeft. Dit wordt bevestigd als men gebruik maakt van (7.13) respectievelijk (7.14):

$$R_i = \frac{R_I + \frac{1}{g_m}}{\frac{R_I}{\beta_F r_o} + \frac{1}{\beta_F}} \quad (9.14)$$

Meestal zal $R_I \ll r_o$, zodat dan

$$R_i \approx \beta_F R_I + r_\pi \quad (9.15)$$

Naarmate R_I groter is wordt de sturende bron dus minder belast. Het gunstige effect hiervan op de overdracht is reeds verdisconteerd in (9.13).

Voorts vindt men:

$$R_o = \frac{\frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}}{1 + \frac{R_s}{\beta_F r_o}} \quad (9.16)$$

Praktisch zal steeds $\beta_F r_o \gg R_s$, zodat

$$R_o \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F} \quad (9.17)$$

R_o is blijkbaar afhankelijk van R_s . Als R_s niet te groot is, kan R_o een zeer lage waarde hebben, minimaal $1/g_m$.

Zonder gebruik te maken van de kettingparameters kan men door een ruwe analyse ook snel een redelijke indruk krijgen van de eigenschappen van een emittervolger, hetgeen in het navolgende wordt getoond.

Meestal zal $R_l \ll r_o$ en is $I_b \ll I_c$. Dan is

$$U_l \approx g_m U_{be} R_l \quad \text{en} \quad U_{be} = \frac{r_\pi}{r_\pi + R_s} (U_s - U_o)$$

zodat

$$\frac{U_l}{U_s} \approx \frac{g_m r_\pi R_l}{r_\pi + R_s + g_m r_\pi R_l} = \frac{R_l}{\frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F} + R_l}$$

Eenvoudig volgen

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_{be} + U_l}{I_b} \approx r_\pi + \beta_F R_l$$

en

$$R_o \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}$$

Numeriek voorbeeld emittervolger

Stel $R_s = 5 \text{ k}\Omega$, $R_l = 1 \text{ k}\Omega$ en dat van de transistor $\beta_F \approx 200$ voor $0,1 \text{ mA} < I_C < 10 \text{ mA}$ en $U_A = 100 \text{ V}$. Bij een instelstroom $I_C = 1 \text{ mA}$ is dan $g_m = 40 \text{ mA/V}$ en $r_o = 100 \text{ k}\Omega$. Voor de spanningsoverdracht vindt men bijvoorbeeld met (9.13)

$$\frac{U_l}{U_s} = \left(1 + \frac{1}{40} + \frac{5 \cdot 10^3}{20 \cdot 10^6} + \frac{5 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3} \right)^{-1} \approx 0,95$$

Verder is $R_i \approx 200 \text{ k}\Omega$ en $R_o \approx 50 \text{ }\Omega$.

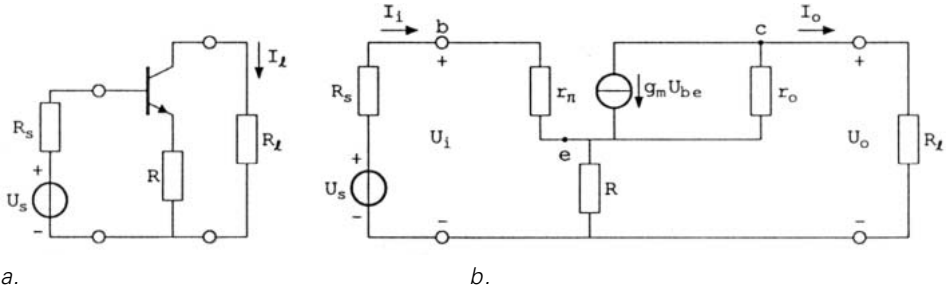
Wenst men een nauwkeuriger overdracht dan zal men I_C moeten vergroten en eventueel een transistor met een grotere β_F moeten nemen.

9.4. Serietrap

Figuur 9.4a toont het signaalschema van de schakeling, figuur 9.4b het vervangingschema. Er vindt ‘current sensing’ plaats en er is sprake van spanningsaankoppeling aan de ingang. De schakeling is in principe een spanning-stroomomzetter (trans-admittantieverstker) met als ideale overdracht

$$\frac{I_l}{U_s} = -\frac{1}{R}$$

(vergelijk figuur 7.11). In hoeverre dit ideaal kan worden benaderd, is bijvoorbeeld weer na te gaan door eerst de overdrachtsgrootheden te berekenen en vergelijking (7.6) toe te passen. Nu is het ter vereenvoudiging van het rekenwerk nuttig zich vooraf te realiseren dat men, omdat men immers wil versterken, de weerstand R niet groter zal kiezen dan voor een acceptabele nauwkeurigheid nodig is.



Figuur 9.4. Serietrap; a. signaalschema; b. vervangingsschema.

Daarom zal vrijwel steeds gelden $R \ll r_o$. De belangrijkste overdrachtsgrootheid wordt dan bij zeer goede benadering:

$$\gamma = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} \approx - \frac{1}{R + \frac{1}{g_m}} \quad (9.18)$$

γ ligt dus goed vast als $1/g_m \ll R \ll r_o$.

Onder de voorwaarde $R \ll r_o$ vindt men voor de overige overdrachtsgrootheden:

$$\mu = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} \approx - \frac{\beta_F r_o}{r_\pi + R} \quad (9.19)$$

$$\zeta = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} \approx -\beta_F r_o \quad (9.20)$$

$$\alpha = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} \approx -\beta_F \quad (9.21)$$

Met (7.10) kan men voor de overdracht I_l/U_s noteren:

$$\frac{I_l}{U_s} = \left(-\frac{(r_\pi + R)R_l}{\beta_F r_o} - R - \frac{1}{g_m} - \frac{R_s R_l}{\beta_F r_o} - \frac{(r_o + R)R_s}{\beta_F r_o} \right)^{-1} \quad (9.22)$$

Een zo groot mogelijke nauwkeurigheid in de overdracht wordt dus bereikt, indien

$$\frac{1}{g_m} \ll R \ll r_o \quad R_l \ll r_o \quad \text{en} \quad \frac{R_s}{\beta_F} \ll R$$

Dan geldt:

$$\frac{I_l}{U_s} \approx - \frac{1}{R} \quad (9.23)$$

In veel gevallen zal

$$\frac{I_l}{U_s} = - \frac{1}{R + \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}}$$

een goede benadering zijn.

Wenst men expliciet de belasting van de sturende bron te weten, dan kan men bijvoorbeeld met (7.13) de ingangsweerstand berekenen. Voor de gedane aannamen vindt men dan:

$$R_i \approx r_\pi + \beta_F R \quad (9.24)$$

dus in het algemeen een hoge ingangsweerstand.

Vergelijk (9.24) met (9.15) voor de R_i van een emittervolger in relatie met de beide vervangingsschema's.

Voor de uitgangsweerstand vindt men met (7.14) onder dezelfde aannamen:

$$R_o \approx \frac{R + \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}}{R + r_\pi + R_s} \beta_F r_o \quad (9.25)$$

De uitgangsweerstand van de schakeling kan dus, zoals trouwens te verwachten was, zeer hoog zijn.

Uiteraard kan men de eigenschappen van de versterker ook weer vinden uit een rechtstreekse analyse van het netwerk van figuur 9.4b. Voor een oriënterende berekening zijn enige aannamen ter vereenvoudiging gewenst. Stelt men $R_l \ll r_o$ en $I_b \ll I_c$ dan gelden

$$I_l \approx -g_m U_{be}$$

en

$$U_{be} \approx \frac{r_\pi}{r_\pi + R_s} (U_s - g_m U_{be} R)$$

waaruit volgt

$$\frac{I_l}{U_s} \approx - \frac{1}{R + \frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}}$$

Voor de ingangsweerstand volgt:

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \approx \frac{U_{be} + g_m U_{be} R}{I_b} = r_\pi + g_m r_\pi R = r_\pi + \beta_F R$$

De berekening van de uitgangsweerstand wordt aan de lezer overgelaten.

Numeriek voorbeeld serietrap

Stel $R_s = 20 \text{ k}\Omega$ en $R_l = 5 \text{ k}\Omega$. Met $R = 2 \text{ k}\Omega$ en een transistor ingesteld op $I_C = 0,5 \text{ mA}$ met $\beta_F = 300$ en $U_A = 50 \text{ V}$, zodat $g_m = 20 \text{ mA/V}$ en $r_o = 100 \text{ k}\Omega$, is inderdaad $1/g_m \ll R \ll r_o$, $R_l \ll r_o$ en $R_s/\beta_F \ll R$. Derhalve is

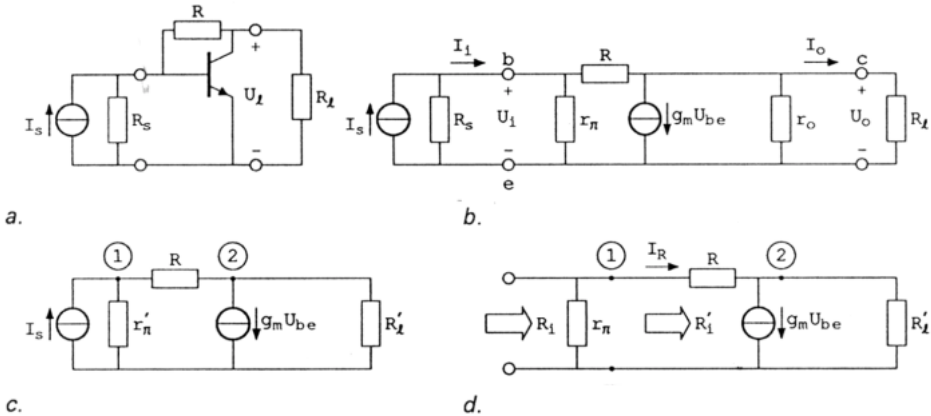
$$\frac{I_l}{U_s} \approx -0,5 \cdot 10^{-3} \text{ A/V}$$

Voor de ingangsweerstand mag men noteren $R_i \approx \beta_F R = 600 \text{ k}\Omega$ en voor de uitgangsweerstand mag men (9.25) toepassen, waarmee men vindt $R_o \approx 1,6 \text{ M}\Omega$. Gerelateerd aan bron- respectievelijk belastingsweerstand zijn ingangs- respectievelijk uitgangsweerstand van deze schakeling dus hoog.

9.5. Shunttrap

In figuur 9.5a is het signaalschema gegeven. Er is sprake van spanningsaankoppeling aan de uitgang en van stroomaankoppeling aan de ingang. We hebben te maken met een transimpedantieversteker (vergelijk figuur 7.12), met als ideale overdracht

$$\frac{U_l}{I_s} = -R$$



Figuur 9.5. Shunttrap; a. signaalschema; b. vervangingscircuit; c. vereenvoudigd vervangingscircuit; d. $R_i = R'_l // r_\pi$.

De overdrachtsgrootheden kan men bepalen aan de hand van het vervangingscircuit (figuur 9.5b). De meest relevante is:

$$\zeta = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{r_\pi r_o - g_m r_\pi r_o R}{r_o + g_m r_\pi r_o + R + r_\pi} \approx -R + \frac{1}{g_m} \tag{9.26}$$

Ook hier blijkt weer dat g_m de meest beperkende factor is en dat slechts de keuze $R \gg 1/g_m$ zinvol is. Voor de andere overdrachtsgrootheden vindt men bij benadering:

$$\mu = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} = \frac{(1 - g_m R) r_o}{R + r_o} \approx -g_m r_o \frac{R}{R + r_o} \tag{9.27}$$

$$\gamma = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{1}{R} - \frac{1}{r_\pi} - g_m \approx -g_m \tag{9.28}$$

$$\alpha = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{r_\pi - g_m r_\pi R}{r_\pi + R} \approx -\beta_F \frac{R}{r_\pi + R} \quad (9.29)$$

Meestal zal men in de praktijk voor R waarden kiezen zodanig dat $1/g_m \ll R < r_o$. In dat geval vereenvoudigen de overdrachtsgrootheden zich tot

$$\mu = -g_m R \quad \gamma = -g_m \quad \zeta = -R \quad \text{en} \quad \alpha = -\beta_F \frac{R}{r_\pi + R}$$

Voor de gezochte overdracht volgt dan met (7.11):

$$\frac{U_l}{I_s} = \left(-\frac{1}{g_m R R_s} - \frac{1}{g_m R_l R_s} - \frac{1}{R} - \frac{r_\pi + R}{\beta_F R R_l} \right)^{-1} \quad (9.30)$$

Uit (9.30) volgt dat een optimaal resultaat mogelijk is als $g_m R_s \gg 1$, $g_m R_l R_s \gg R$ en $\beta_F R_l \gg R + r_\pi$, dus als de bronweerstand relatief hoog is — dit zal in de gevallen waarin deze schakeling wordt toegepast meestal zo zijn — en de belastingsweerstand niet te laag is.

Voor de ingangsweerstand vindt men onder bovengenoemde voorwaarden met (7.13):

$$R_i = \frac{\frac{R_l}{g_m R} + \frac{1}{g_m}}{\frac{R_l}{R} + \frac{r_\pi + R}{\beta_F R}} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m R_l} \quad (9.31)$$

De ingangsweerstand van de shunttrap is dus bij een optimale overdracht inderdaad klein, minimaal $1/g_m$.

Voor de uitgangsweerstand vindt men onder dezelfde voorwaarden met (7.14):

$$R_o = \frac{R}{g_m R_s} + \frac{1}{g_m} + \frac{R}{\beta_F} \quad (9.32)$$

Uit (9.32) blijkt dat R_o inderdaad een lage waarde kan hebben en de uitgang van de versterker het gewenste karakter van een spanningsbron krijgt.

Numeriek voorbeeld shunttrap

Stel $R_s = 50 \text{ k}\Omega$ en $R_l = 5 \text{ k}\Omega$. Met $R = 20 \text{ k}\Omega$ en een transistor ingesteld op $I_C = 0,5 \text{ mA}$ met $\beta_F = 200$ en $U_A = 75 \text{ V}$ (zodat $g_m = 20 \text{ mA/V}$ en $r_o = 150 \text{ k}\Omega$), volgt nu voor de termen van (9.30):

$$g_m R R_s = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^4 = 2 \cdot 10^7 \Omega \quad \text{dus } g_m R R_s \gg R$$

$$g_m R_l R_s = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^4 = 5 \cdot 10^6 \Omega \quad \text{dus } g_m R_l R_s \gg R$$

$$\beta_F R_l = 200 \cdot 5 \cdot 10^3 = 10^6 \Omega \quad \text{dus } \beta_F R_l \gg R + r_\pi$$

Voor de overdracht geldt dus met zeer goede benadering

$$\frac{U_l}{I_s} = -R = -20 \cdot 10^3 \text{ V/A}$$

Voor de ingangsweerstand volgt uit (9.31) met zeer goede benadering

$$R_i = 50 + \frac{20 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-2} \cdot 5 \cdot 10^3} = 250 \Omega$$

Voor de uitgangsweerstand volgt uit (9.32) tenslotte

$$R_o = \frac{20 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^{-2} \cdot 50 \cdot 10^3} + 50 + \frac{20 \cdot 10^3}{200} = 170 \Omega$$

Analyse van de shunttrap als netwerkprobleem

Ter illustratie zullen we de berekeningen aan deze schakeling nu ook eens als uitwerking van een netwerkprobleem uitvoeren. Om het netwerk zo overzichtelijk mogelijk te houden, vereenvoudigen we het schema van figuur 9.5b tot dat van figuur 9.5c door te stellen

$$r'_\pi = r_\pi // R_s \quad \text{en} \quad R'_l = r_o // R_l$$

Voor de knooppunten 1 en 2 kan men nu noteren:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{r'_\pi} + \frac{1}{R} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} + \frac{1}{R'_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s \\ -g_m U_1 \end{bmatrix} \quad (9.33)$$

Uit het stelsel (9.33) volgt

$$\frac{U_2}{I_s} = -\frac{g_m - \frac{1}{R}}{\left(\frac{1}{r'_\pi} + \frac{1}{R}\right)\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R'_l}\right) + \frac{1}{R}\left(g_m - \frac{1}{R}\right)} \quad (9.34)$$

Het is nu mogelijk (9.34) te schrijven als het product van de gewenste transimpedantie en een factor die de afwijking daarvan beschrijft:

$$\frac{U_2}{I_s} = -R \frac{g_m R - 1}{\left(1 + \frac{R}{r'_\pi}\right)\left(1 + \frac{R}{R'_l}\right) + g_m R - 1} \quad (9.35)$$

De foutfactor nadert tot één als

$$g_m \gg \frac{2}{R} + \frac{1}{r'_\pi} + \frac{1}{R'_l} + \frac{R}{r'_\pi R'_l}$$

hetgeen in veel gevallen goed benaderd kan worden.

De ingangsweerstand R_i bestaat zoals in figuur 9.5a is aangegeven uit de parallel-schakeling van r_π en een ingangsweerstand $R'_i = U_I/R_I$. Uit het schema leest men af:

$$I_R = \frac{U_1 - U_2}{R} \quad (9.36)$$

en

$$U_2 = (I_R - g_m U_1) R'_i \quad (9.37)$$

Oplossen van (9.36) en (9.37) levert

$$R'_i = \frac{U_1}{I_R} = \frac{R + R'_i}{1 + g_m R'_i} \quad (9.38)$$

zodat voor de ingangsweerstand R_i volgt

$$R_i = r_\pi // \frac{R + R'_i}{1 + g_m R'_i} \quad (9.39)$$

In veel gevallen zal gelden $g_m R'_i \gg 1$ zodat

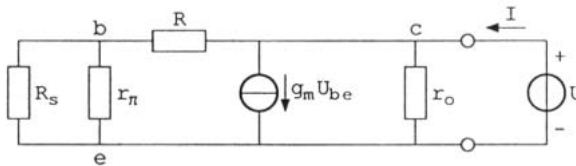
$$R_i \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m R'_i} \quad (9.40)$$

De uitgangsweerstand R_o bepalen we hier het snelst door middel van de in figuur 9.6 aangegeven methode. Op de uitgang van de schakeling wordt een spanningsbron U aangesloten, terwijl de bronsterkte van alle andere onafhankelijke bronnen nul wordt gesteld; hier dus $I_s = 0$. Nu is $R_o = U/I$, stellen we weer $r'_\pi = r_\pi/R_s$, dan is nu

$$U_{be} = \frac{r'_\pi}{r'_\pi + R} U$$

zodat

$$I = \frac{g_m r'_\pi}{r'_\pi + R} U + \frac{U}{r_o} + \frac{U}{r'_\pi + R} \quad (9.41)$$



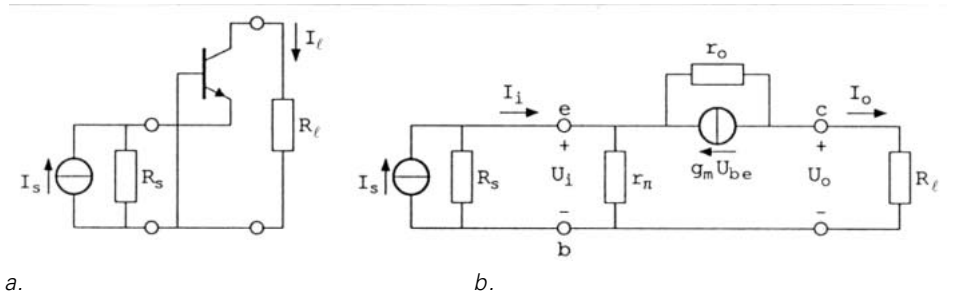
Figuur 9.6. Bepaling van de uitgangsweerstand van de shunttrap. $R_o = U/I$.

Aangezien vrijwel steeds zal gelden $g_m r'_\pi \gg 1$ (dit is het geval als $r_\pi \ll R_s$, zodat $g_m r'_\pi \approx g_m r_\pi = \beta_F$) en $r_o \gg r'_\pi + R$, volgt uit (9.45)

$$R_o = \frac{U}{I} = \frac{r'_\pi + R}{g_m r'_\pi} \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m r'_\pi} \quad (9.42)$$

9.6. CB-schakeling

Het signaalschema van de CB-trap is gegeven in figuur 9.7a. Dit is, zoals vergelijking met figuur 7.13 leert, in principe een stroom-stroomomzetter met $Z_1 = \infty$ en (inherent) $Z_2 = 0$, dus een stroomvolger.



Figuur 9.7. CB-schakeling; a. signaalschema; b. vervangingschema.

De overdrachtsgrootheden kan men weer bepalen aan de hand van het vervangingschema (figuur 9.7b). De meest relevante is:

$$\alpha = \frac{I_o}{I_i} \Big|_{U_o=0} = \frac{(g_m + \frac{1}{r_o}) r_\pi}{1 + (g_m + \frac{1}{r_o}) r_\pi} \approx \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} (\approx 1) \quad (9.43)$$

In de praktijk zal de aangegeven benadering meestal toelaatbaar zijn. Het is voornamelijk de basisstroom die de beperkende factor vormt.

Voor de andere overdrachtsgrootheden vindt men:

$$\mu = \frac{U_o}{U_i} \Big|_{I_o=0} = 1 + g_m r_o \approx g_m r_o \quad (9.44)$$

$$\gamma = \frac{I_o}{U_i} \Big|_{U_o=0} = g_m + \frac{1}{r_o} \approx g_m \quad (9.45)$$

$$\zeta = \frac{U_o}{I_i} \Big|_{I_o=0} = (1 + g_m r_o) r_\pi \approx \beta_F r_o \quad (9.46)$$

Hieruit blijkt dat $\gamma \approx g_m$ de minst gunstige waarde heeft. Met behulp van (7.12) kan men noteren:

$$\frac{I_l}{I_s} = \left(\frac{R_l}{g_m r_o R_s} + \frac{1}{g_m R_s} + \frac{R_l}{\beta_F r_o} + \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \right)^{-1} \quad (9.47)$$

In de meeste gevallen zullen de eerste drie termen van het rechterlid veel kleiner zijn dan één en de stroomoverdracht dus bepaald worden door de overdrachtsgrootheid α :

$$\frac{I_l}{I_s} \approx 1 - \frac{1}{\beta_F} \quad (9.48)$$

De CB-trap kan dus, ondanks zijn eenvoud, als een tamelijk goede stroomvolger fungeren.

Wenst men expliciet na te gaan in hoeverre de versterker een gunstige belasting vormt voor de sturende bron, dan dient men deingangsimpedantie te berekenen.

Voor de ingangsweerstand R_i wordt met (7.13) eenvoudig gevonden:

$$R_i \approx \frac{\frac{R_l}{g_m r_o} + \frac{1}{g_m}}{\frac{R_l}{\beta_F r_o} + 1} \approx \frac{1}{g_m} \quad (9.49)$$

De ingangsweerstand is dus vrijwel steeds erg laag.

Het stroombronkarakter van de uitgang wordt bevestigd door de uitgangsweerstand.

R_o volgt uit (7.14) en bedraagt bij goede benadering

$$R_o \approx \frac{\frac{1}{g_m} + R_s}{\frac{1}{g_m r_o} + \frac{R_s}{\beta_F r_o}} \approx \beta_F r_o \quad (9.50)$$

De uitgangsweerstand kan dus een zeer hoge waarde aannemen.

Numeriek voorbeeld CB-trap

Stel $R_s = 50 \text{ k}\Omega$ en $R_l = 10 \text{ k}\Omega$. Met een transistor ingesteld op $I_C = 0,2 \text{ mA}$, met $\beta_F = 200$ en $U_A = 50 \text{ V}$, zodat $g_m = 8 \text{ mA/V}$ en $r_o = 250 \text{ k}\Omega$, zijn nu inderdaad in uitdrukking (9.47) de eerste drie termen van het rechterlid veel kleiner dan één.

Voor de stroomversterking geldt dus $I_l/I_s \approx 200/201$.

De onnauwkeurigheid in de overdracht I_l/I_s wordt dus grotendeels bepaald door de onnauwkeurigheid van de stroomversterkingsfactor α en wordt in feite veroorzaakt door de basisstroom.

Dat de ingangsweerstand R_i inderdaad veel kleiner is dan de bronweerstand blijkt uit:

$$R_i \approx \frac{1}{g_m} \approx 125 \text{ }\Omega$$

Voor de uitgangsweerstand R_o volgt in dit voorbeeld, dat deze zeer veel groter is dan de belasting, namelijk:

$$R_o \approx \beta_F r_o = 50 \text{ M}\Omega$$

9.7. Versterkerschakelingen met veldeffecttransistoren

De betrekkingen die de kenmerkende eigenschappen van de vier behandelde versterkers beschrijven, wanneer deze worden gerealiseerd met veldeffecttransistoren, kunnen op dezelfde wijzen worden afgeleid als die van de bipolaire schakelingen. Om niet in herhalingen te vervallen, zullen we echter waar dit kan, gebruik maken van de ons reeds ter beschikking staande resultaten. Vergelijken we namelijk de netwerkmodellen van beide typen transistoren (figuur 9.2) dan zien we dat we de betrekkingen voor de schakelingen met veldeffecttransistoren kunnen vinden door in die voor de bipolaire schakelingen te substitueren:

$$U_{be} \rightarrow U_{gs}, \quad r_\pi \rightarrow \infty, \quad r_o \rightarrow r_d, \quad \beta_F \rightarrow \infty.$$

Bij de behandeling van de bipolaire schakelingen is terwille van de eenvoud en de duidelijkheid zo mogelijk gebruik gemaakt van over het algemeen voor de bipolaire transistoren toegestane verwaarlozingen. Deze gelden veelal niet voor de veldeffecttransistoren. Men zij gewaarschuwd.

We zullen nu de vier versterkertypen kort de revue laten passeren, in dezelfde volgorde als voorheen. In de voorbeelden zijn JFET's toegepast, maar in het geval van MOS-transistoren vindt men dezelfde resultaten; de klein-signaalvervangingschema's zijn immers identiek.

9.7.1. Sourcevolger

Figuur 9.8 toont het signaalschema en de vervangingsschema's.

De overdrachtsgrootheden kan men bijvoorbeeld afleiden uit die van de emittervolger door gebruikmaking van de formules (9.9) tot en met (9.12):

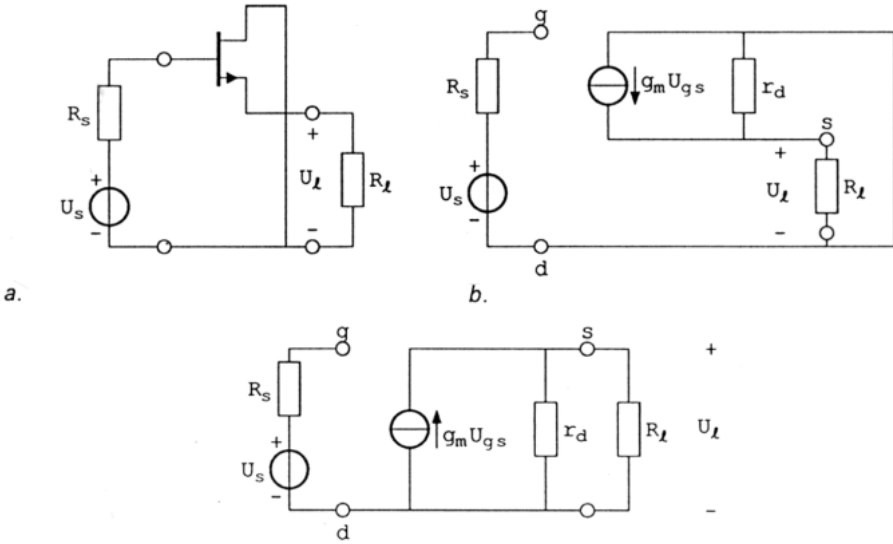
$$\mu = \frac{g_m r_d}{1 + g_m r_d} (\approx 1) \quad (9.51)$$

$$\gamma = g_m \quad (9.52)$$

$$\zeta = \infty \quad (9.53)$$

$$\alpha = \infty \quad (9.54)$$

Uit (9.13) respectievelijk (9.17) volgen



Figuur 9.8. Sourcevolger; a. signaalschema; b. en c. vervangingschema.

$$\frac{U_l}{U_s} \approx \frac{g_m R_l}{1 + g_m R_l} \quad \text{als } R_l \ll r_d \quad (9.55)$$

$$R_i = \infty \quad (\text{volgt direct uit het schema}) \quad (9.56)$$

$$R_o \approx \frac{1}{g_m}$$

9.7.2. Serietrap

Figuur 9.9 toont het signaalschema en het vervangingschema. De overdrachtsgrootheden kunnen snel uit (9.18) tot en met (9.21) worden bepaald:

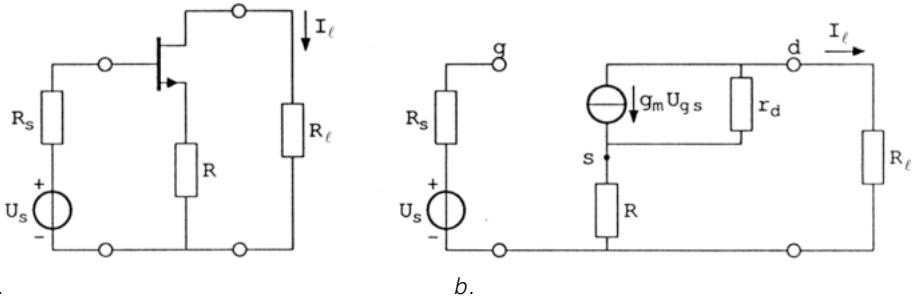
$$\gamma = - \frac{1}{R + \frac{1}{g_m}} \quad (9.58)$$

Gewenst is dus dat $R \gg 1/g_m$.

$$\mu = -g_m r_d \quad (9.59)$$

$$\zeta = \infty \quad (9.60)$$

$$\alpha = \infty \quad (9.61)$$



Figuur 9.9. Seriëtrap met JFET; a. signaalschema; b. vervangingsschema.

Uit (9.22) volgt, mits $1/g_m \ll R \ll r_d$

$$\frac{I_L}{U_S} = - \frac{1}{R + \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{g_m r_d} + \frac{R}{g_m r_d}} \quad (9.62)$$

Voorts is:

$$R_i = \infty \quad (\text{volgt direct uit het schema}) \quad (9.63)$$

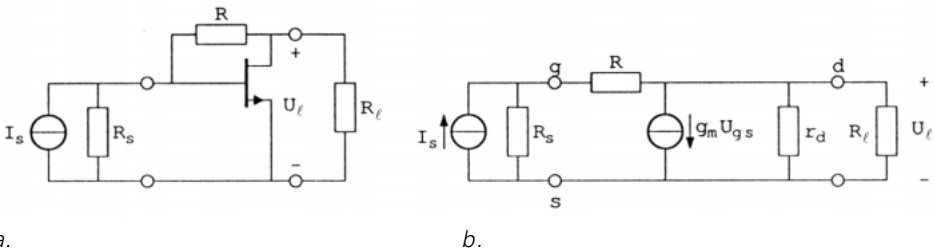
$$R_o = r_d + g_m R r_d + R \quad (9.64)$$

9.7.3. Shunttrap

Figuur 9.10 toont het signaalschema en het vervangingsschema. De overdrachtsgrootheden volgen eenvoudig uit (9.26) tot en met (9.29):

$$\zeta = -R + \frac{1}{g_m} \quad (\approx -R) \quad (9.65)$$

Gewenst is dus dat $R \gg 1/g_m$.



Figuur 9.10. Shunttrap met JFET; a. signaalschema; b. vervangingsschema.

$$\mu = -g_m \frac{r_d R}{r_d + R} \quad (9.66)$$

$$\gamma = -g_m + \frac{1}{R} \quad (\approx -g_m) \quad (9.67)$$

$$\alpha = 1 - g_m R \approx -g_m R \quad (9.68)$$

De relevante eigenschappen van de shuntrap kunnen we nu niet direct uit (9.30) tot en met (9.32) afleiden, omdat hierin verwaarlozingen zijn toegepast die voor de veldefecttransistor niet gelden. We kunnen natuurlijk wel de afgeleide algemene betrekkingen met kettingparameters hanteren of omdat het betreffende netwerk eenvoudig is het netwerkprobleem oplossen. We volgen de eerste methode. Uitgaande van (7.11) kan men noteren

$$\frac{U_l}{U_s} \approx \left(-\frac{1}{g_m \frac{r_d R}{r_d + R} R_s} - \frac{1}{g_m R_s R_l} - \frac{1}{R} - \frac{1}{g_m R R_l} \right)^{-1} \quad (9.69)$$

De eerste, tweede en vierde term in het rechterlid van (9.69) zijn te verwaarlozen indien

$$R \ll (-1 + g_m R_s) r_d \quad R \ll g_m R_s R_l \quad \text{en} \quad g_m R_l \gg 1$$

In dat geval geldt

$$\frac{U_l}{I_s} = -R$$

Voor de ingangsweerstand R_i vindt men met (7.13):

$$R_i = \frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m r_d} + \frac{R}{g_m R_l} \quad (9.70)$$

R_i kan dus erg laag zijn.

De uitgangsweerstand R_o volgt uit (7.14). Indien $R \gg 1/g_m$ kan men noteren:

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_o} &\approx \frac{1}{r_d} + \frac{1}{R} + \frac{g_m R_s}{R} \\ R_o &\approx r_d // R // \frac{R}{g_m R_s} \end{aligned} \quad (9.71)$$

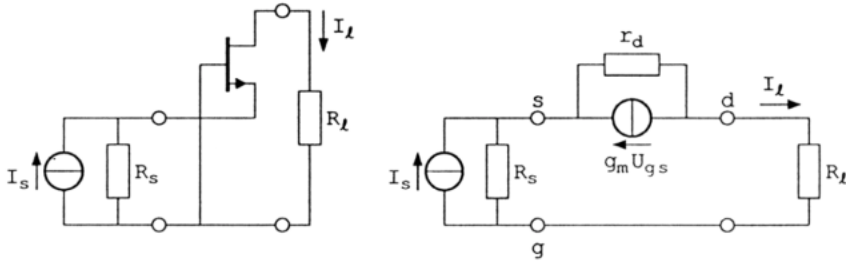
De uitgangsweerstand kan dus zeer laag zijn; orde van grootte $1/g_m$.

9.7.4. CG-trap

Figuur 9.11 toont het signaalschema en het vervangingsschema. De overdrachtsgrootheden volgen eenvoudig uit de voor de CB-trap afgeleide formules (9.43) tot en met (9.46):

$$\alpha = 1 \quad (9.72)$$

Door het ontbreken van een gatestroom is α exact gelijk aan één.



a.

b.

Figuur 9.11. CG-trap; a. signaalschema; b. vervangingsschema.

$$\mu \approx g_m r_d \tag{9.73}$$

$$\gamma \approx g_m \tag{9.74}$$

$$\zeta = \infty \tag{9.75}$$

Voor de overdracht volgt uit (9.47)

$$\frac{I_l}{I_s} = \left(\frac{R_l}{g_m r_d R_s} + \frac{1}{g_m R_s} + 1 \right)^{-1} \tag{9.76}$$

Meestal zullen de eerste en tweede term van het rechterlid van (9.76) zijn te verwaarlozen, zodat

$$\frac{I_l}{I_s} \approx 1$$

Voor de ingangsweerstand vindt men bij goede benadering

$$R_i \approx \frac{1}{g_m} \tag{9.77}$$

Deze is dus laag.

De uitgangsweerstand R_o is hoog en bedraagt ongeveer

$$R_o \approx (1 + g_m r_d) R_s \tag{9.78}$$

9.8. Cascaderen van versterkertrappen

In de voorgaande paragrafen zijn vier versterkerconfiguraties met één transistor als actief element behandeld. Daarbij is gebleken dat bij met name de spanningsversterker en de stroomversterker de versterkingsfactor niet groter dan één kan worden gemaakt. Deze beperking is gevolg van het reeds in paragraaf 9.1 genoemde feit dat een transistor een drie-klemmen netwerk is. Beschouwt men de transistor als een tweepoort dan zijn blijkbaar steeds een ingangsklem en een uitgangsklem met elkaar verbonden en heeft men niet de mogelijkheid tussen die klemmen een deel van het tegenkoppel-

netwerk aan te brengen. Wenst men een versterkingsfactor groter dan één, dan kan men dus niet volstaan met één transistor. Er zijn verschillende manieren om dit probleem op te lossen, waarbij sommige tevens kwaliteitsverbetering kunnen geven. We noemen hier:

a. Men kan het actieve deel (de ‘nullor’) opbouwen uit een combinatie van transistoren, zodanig dat een vier-klemmen netwerk ontstaat. Van zo’n combinatie zullen tevens een of meer kettingparameters kleiner zijn dan van een enkele CE(CS)-trap en daardoor de nulleigenschappen beter benaderd worden. Door vervolgens weer tegenkoppeling toe te passen kan men in principe een versterker van zeer goede kwaliteit realiseren.

De behandeling van deze aanpak zou voor dit boek te ver voeren.

b. Een andere mogelijkheid die met de tot nu behandelde stof uit te voeren is en ook goede resultaten geeft, is het in cascade schakelen van versterkertrappen met één transistor, die elk op zich zijn voorzien van tegenkoppeling. Men spreekt van het cascaderen van lokaal-tegengekoppelde versterkers.

We zullen hier iets nader op ingaan.

Worden om een gewenste overdracht te realiseren lokaal-tegengekoppelde versterkers in cascade geschakeld, dan is het haast vanzelfsprekend dat men zorgt dat de overdracht tussen de opeenvolgende versterkers optimaal is. Met betrekking tot de configuratiekeuze dient men daartoe dezelfde regels in acht te nemen als die in paragraaf 7.1 zijn geformuleerd voor een optimale informatieoverdracht tussen bron en belasting.

Heeft bijvoorbeeld een versterker aan de uitgang het karakter van een stroombron, dan moet deze dus gevolgd worden door een versterkertype dat een optimale overdracht heeft voor sturing vanuit een stroombron. De totale overdracht kan men dan in eerste benadering eenvoudig bepalen als het produkt van de (ideale) overdrachten per trap.

Opmerking

Wenst men een gedetailleerder beschouwing, dan zal men bij de berekening van de overdracht van een versterkertrap de werkelijke waarde van de ingangsimpedantie van de volgende trap in rekening moeten brengen; in de overdracht van de eerste trap fungeert die ingangsimpedantie immers als belasting.

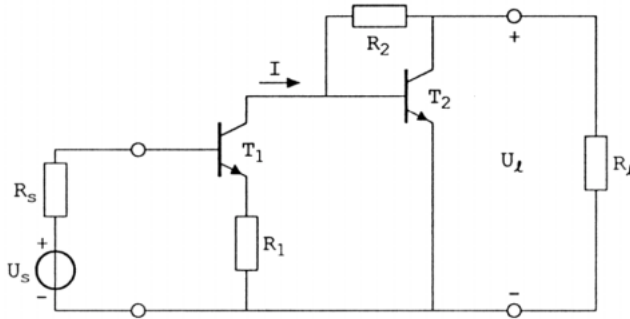
We volstaan hier met het geven van twee voorbeelden, waarbij de overdracht tussen de trappen als zijnde ideaal wordt beschouwd.

Spanningsversterker

In concreto kan men een spanningsversterker met een versterkingsfactor groter dan één maken door het in cascade schakelen van een spanning-stroomomzetter en een stroom-spanningomzetter (een zogenaamde serie-shuntcombinatie). De overdracht tussen beide trappen is dan optimaal.

In figuur 9.12 is het signaalschema van een bipolaire serie-shuntcombinatie weergegeven. De uitgangsstroom I van de eerste trap is bij goede benadering gerelateerd aan de bronspanning U_s volgens:

$$I = -\frac{U_s}{R_1 + \frac{1}{g_{m1}}} \quad (\approx -\frac{U_s}{R_1} \text{ als } R \gg 1/g_{m1}) \quad (9.79)$$



Figuur 9.12. Spanningsversterker door middel van cascade serie- en shunttrap.

Voor de tweede trap gedraagt de eerste zich in principe als een stroombron met bronstroom I . De stroom I wordt door de tweede trap omgezet in de uitgangsspanning U_L :

$$U_L = -I\left(R_2 - \frac{1}{g_{m2}}\right) \quad (\approx -IR_2 \text{ als } R_2 \gg 1/g_{m2}) \quad (9.80)$$

Per saldo volgt voor de spanningsoverdracht van bron naar belasting:

$$\frac{U_L}{U_s} = \frac{R_2 - \frac{1}{g_{m2}}}{R_1 + \frac{1}{g_{m1}}} \quad (\approx \frac{R_2}{R_1} \text{ als de } g_m \text{ voldoende groot zijn}) \quad (9.81)$$

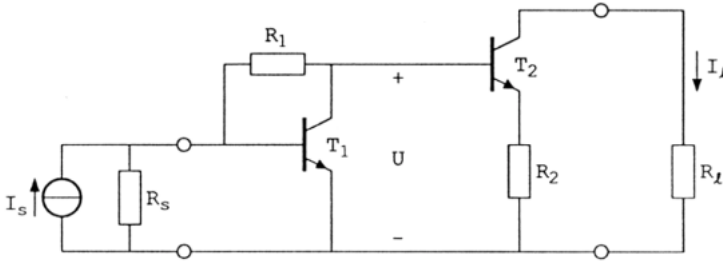
Door de keuze $R_2 > R_1$ wordt nu een spanningsoverdracht groter dan één verkregen. Doordat bij een goed ontwerp de ingangsimpedantie van de tweede trap zeer veel kleiner is dan de uitgangsimpedantie van de eerste, wordt bij de koppeling de ideale situatie goed benaderd.

Stroomversterker

Een stroomversterker met een versterkingsfactor groter dan één kan men op overeenkomstige wijze realiseren door het cascaderen van een stroom-spanning-omzetter (in dit geval een shunttrap) en een spanning-stroomomzetter (in dit geval een serietrap).

In het in figuur 9.13 weergegeven signaalschema gedraagt de uitgang van de eerste trap zich in principe als een spanningsbron met spanning U die bij goede benadering afhangt van I_s volgens:

$$U = - \left(R_1 - \frac{1}{g_{m1}} \right) I_s \quad (\approx -R_1 I_s \text{ als } R_1 \gg 1/g_{m1}) \quad (9.82)$$



Figuur 9.13. Stroomversterker door middel van cascade shunt- en serietrap.

Deze spanning U wordt door de tweede trap omgezet in de stroom I_I :

$$I_I = - \frac{U}{R_2 + \frac{1}{g_{m2}}} \quad (\approx -\frac{U}{R_2} \text{ als } R_2 \gg 1/g_{m2}) \quad (9.83)$$

De totale stroomoverdracht wordt dus in eerste benadering:

$$\frac{I_I}{I_s} = \frac{R_1 - \frac{1}{g_{m1}}}{R_2 + \frac{1}{g_{m2}}} \quad (\approx \frac{R_1}{R_2} \text{ als de } g_m \text{ voldoende groot zijn}) \quad (9.84)$$

Zorgt men dat $R_1 > R_2$, dan is de stroomversterkingsfactor groter dan één. Doordat nu — althans bij een goed ontwerp — de ingangsimpedantie van de tweede trap veel groter is dan de uitgangsimpedantie van de eerste, wordt ook hier bij de koppeling de ideale situatie goed benaderd.

9.9. Samenvatting

In dit hoofdstuk is van de onderscheiden versterkerconfiguraties nagegaan in hoeverre met slechts één transistor als actief element de gewenste ideale overdracht kan worden benaderd. Daarbij is gebleken dat steeds de relaties tussen de transistorparameters en respectievelijk de bron- en de belastingsimpedantie bepalend zijn voor het resultaat. Dit betekent dat men een versterker altijd moet beschouwen in relatie tot zijn omgeving en dat men een versterker slechts kan beoordelen dan wel optimaal kan ontwerpen als bron en belasting goed zijn gekarakteriseerd.

Ter afsluiting van dit hoofdstuk wordt in de tabellen 9.1 tot en met 9.4 een overzicht gegeven van de overdrachtsgrootheden en de voornaamste eigenschappen van de behandelde versterkerschakelingen met bipolaire respectievelijk veldeffecttransistoren.

Tabel 9.1. Laagfrequent overdrachtsgrootheden, versterkerconfiguraties met één bipolaire transistor.

	μ	γ	ζ	α
CE-trap	$-g_m r_o$	$-g_m$	$-\beta_F r_o$	$-\beta_F$
Emittervolger	≈ 1	g_m	$\beta_F r_o$	β_F
Serietrap	$-g_m r_o \frac{r_\pi}{r_\pi + R}$	$\approx -\frac{1}{R + \frac{1}{g_m}}$	$-\beta_F r_o$	$-\beta_F \frac{r_o}{r_o + R}$
Shunttrap	$-g_m r_o \frac{R}{R + r_o}$	$-g_m$	$\approx -R + \frac{1}{g_m}$	$-\beta_F \frac{R}{r_\pi + R}$
CB-trap	$g_m r_o$	g_m	$\beta_F r_o$	≈ 1

Tabel 9.2. Laagfrequent overdrachtsgrootheden, versterkerconfiguraties met één veldeffecttransistor.

	μ	γ	ζ	α
CS-trap	$-g_m r_d$	$-g_m$	∞	∞
Sourcevolger	≈ 1	g_m	∞	∞
Serietrap	$-g_m r_d$	$\approx -\frac{1}{R + \frac{1}{g_m}}$	∞	∞
Shunttrap	$-g_m r_d \frac{R}{R + r_d}$	$-g_m$	$\approx -R + \frac{1}{g_m}$	$-g_m R + 1$
CG-trap	$g_m r_d$	g_m	∞	1

Tabel 9.3. Laagfrequent eigenschappen versterkerconfiguraties met één bipolaire transistor.

	overdracht	R_i	R_o	condities
Emittervolger	$\frac{U_l}{U_s} = \frac{R_l}{R_l + \frac{1}{g_m}}$	$r_\pi + \beta_F R_l$	$\frac{1}{g_m} + \frac{R_s}{\beta_F}$	$R_s \ll \beta_F r_o$ $R_s \ll \beta_F R_l$
Serietrap	$\frac{I_l}{U_s} = -\frac{1}{R + \frac{1}{g_m}}$	$r_\pi + \beta_F R$	$\frac{R}{R + r_\pi + R_s} \beta_F r_o$	$R, R_l \ll r_o$ $R_s \ll \beta_F R$
Shunttrap	$\frac{U_l}{I_s} = -R + \frac{1}{g_m}$	$\frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m R_l}$	$\frac{1}{g_m} + \frac{R}{\beta_F} + \frac{R}{g_m R_s}$	$R \ll r_o$
CB-trap	$\frac{I_l}{I_s} = 1 - \frac{1}{\beta_F}$	$\frac{1}{g_m}$	$\beta_F r_o$	$R_l \ll \beta_F r_o$ $R_s \gg \frac{1}{g_m}$

Tabel 9.4. Laagfrequent eigenschappen versterkerconfiguraties met één veldeffect-transistor.

	overdracht	R_i	R_o	condities
Sourcevolger	$\frac{U_l}{U_s} = \frac{R_l}{R_l + \frac{1}{g_m}}$	∞	$\frac{1}{g_m}$	$R_l \ll r_d$
Serietrap	$\frac{I_l}{U_s} = -\frac{1}{R + \frac{1}{g_m}}$	∞	$r_d + g_m r_d R$	$g_m r_d \gg 1$
Shunttrap	$\frac{U_l}{I_s} = -R + \frac{1}{g_m}$	$\frac{1}{g_m} + \frac{R}{g_m R_l}$	$\frac{R}{g_m R_s} // R // r_d$	$R_l = r_d // R_l$ $g_m R \gg 1$
CG-trap	$\frac{I_l}{I_s} = \frac{R_s}{R_s + \frac{1}{g_m}}$	$\frac{1}{g_m}$	$g_m r_d R_s$	$g_m r_d \gg 1$