

Vul op alle formulieren die u inlevert uw naam en studienummer in.

Tentamen Elektronische Schakelingen

Datum: vrijdag 28 juni 2002
Tijd: 09.00-12.00

uitwerkingen

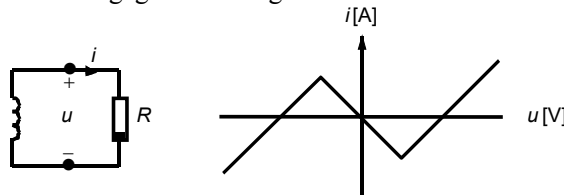
Naam:	Studienummer:	Cijfer
-------	---------------	--------

Lees dit eerst

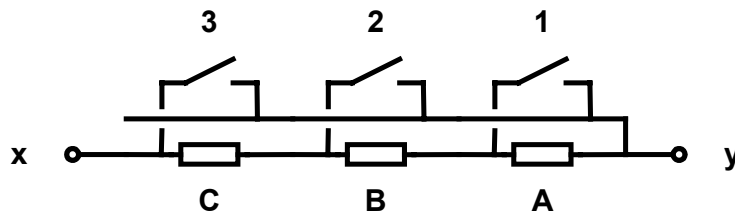
- Vul uw naam en studienummer in in de vakjes hierboven.
- Dit tentamen is een "open boek" tentamen. Het gebruik van een rekenmachine is toegestaan.
- Vul uw antwoorden in de daarvoor gereserveerde ruimten in. Eventueel kunt u extra bladen gebruiken die u dan duidelijk van uw naam en studienummer moet voorzien.
- Geef voor de antwoorden steeds een korte verklaring en geef, waar van toepassing, in grafieken de relevante waarden steeds duidelijk aan! Let steeds op de eenheden (prefixes of 10^{-x})!
- Prefixes: micro (μ) = 10^{-6} , nano = 10^{-9} , pico = 10^{-12} , femto = 10^{-15} , atto = 10^{-18}
- Zie ook de aangehechte designdata tabellen voor geïntegreerde systemen. Niet alle tabellen heb je nodig. Ze staan ook in Rabaey draft 2^e editie.

Inleiding

Er zijn heel veel toepassingen die vragen om een regelbare oscillator, en heel veel realisatiemogelijkheden. In dit tentamen gaan we een geïntegreerde digitaal regelbare regeneratieve oscillator maken, uitgaande van het principe weergegeven in onderstaand schema. Hier is R een niet-lineaire resistentie met een u - i karakteristiek zoals aangegeven in de grafiek.



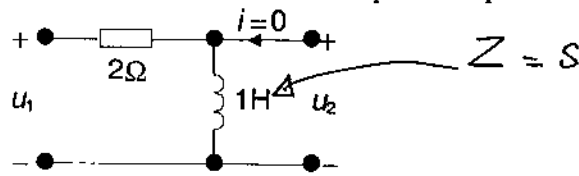
Spoelen zijn weliswaar integreerbaar op een chip, maar niet regelbaar. Als oplossing wordt gekozen voor de realisatie van de regelbare inductantie met behulp van een vaste capaciteit en een regelbare gyrator. De gyrator wordt regelbaar gemaakt met een digitaal instelbare weerstand. Voor deze weerstand zijn ook weer verschillende alternatieven mogelijk, waaronder die van een aftakbare interconnect weerstand. Het prinsipeschema is als volgt.



Het schema toont drie weerstanden A-C, alle drie met waarde R , en drie schakelaars 1-3. Wanneer alle schakelaars open zijn, is de weerstand tussen de klemmen x en y gelijk aan $3R$. Wanneer schakelaar 1 gesloten is (en alle anderen open), wordt weerstand A kort gesloten en is de resulterende weerstand tussen x en y gelijk aan $2R$. Wanneer schakelaar 2 gesloten is (en alle anderen open) is de weerstand $1R$, etc. We zullen bovenstaand prinsipeschema gaan realiseren met actieve componenten. De ontwerpoverwegingen moeten leiden naar een zo gunstig mogelijke realisatie, waarbij de zowel de lineariteit als de parasitaire capaciteit van de weerstand tussen x en y van belang is.

1. Elektrische Circuits (14 punten)

Gegeven: onderstaande spanningsdeler in het fasordomein met complexe frequentie s .

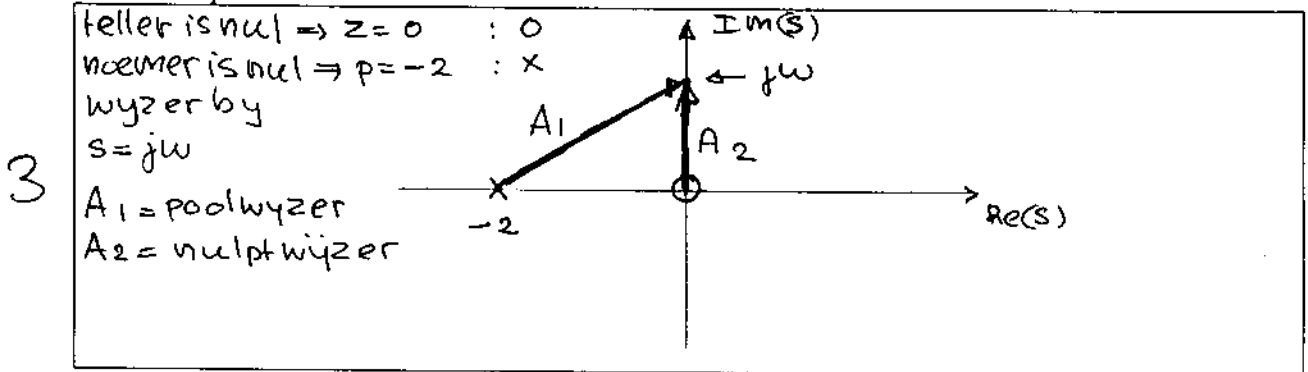


1.1 Gevraagd (7 punten):

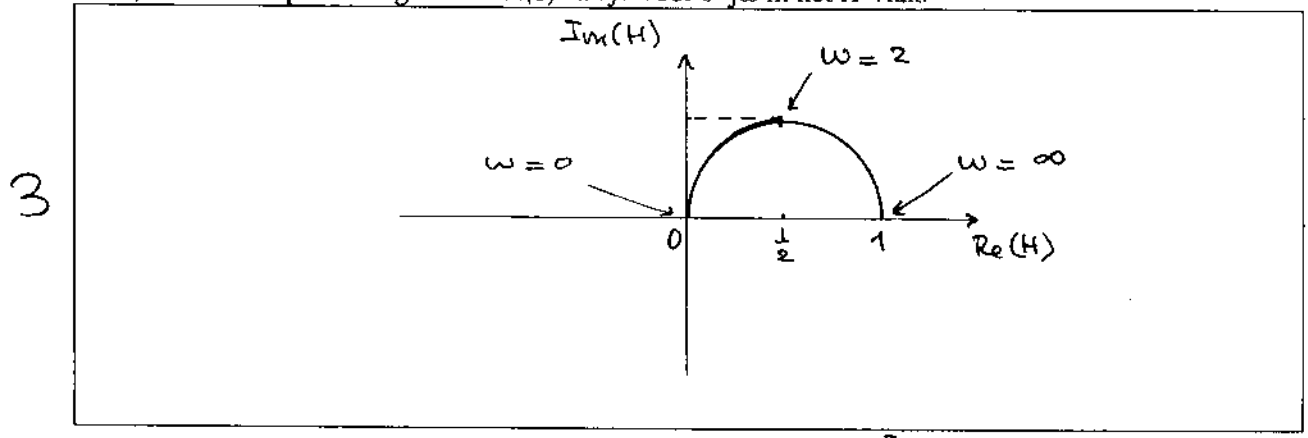
a) Bepaal de overdrachtsverhouding $H(s) = U_2/U_1$.

1 $H(s) = \frac{s}{2+s}$ via sp.deling: $U_2 = \frac{Z}{2+Z} \cdot U_1 = \frac{s}{2+s} U_1$

b) Teken het pool-nulpunt diagram van deze $H(s)$ in het s -vlak en geef de wijzers aan, die bij een frequentie ω horen.



c) Teken de polaire figuur van $H(s) = u + jv$ voor $s = j\omega$ in het H -vlak.



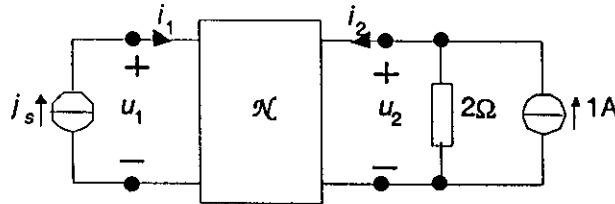
rekenen $H \hat{=} u + jv = \frac{j\omega}{2 + j\omega} \leftrightarrow u = \frac{\omega^2}{4 + \omega^2}$ en $v = \frac{2\omega}{4 + \omega^2}$

zie $\frac{u}{(v/2)} = \omega \rightarrow$ invullen in vergelijking van v geeft

$v = \frac{4u/v}{4 + (2u/v)^2} = \frac{uv}{u^2 + v^2} \rightarrow u^2 + v^2 = u \rightarrow (u - \frac{1}{2})^2 + v^2 = (\frac{1}{2})^2$
 "cirkel"

NB zie EC boek 2 blz 235 t/m 238 en vrg 9.31 en 9.32

Gegeven: onderstaand circuit met de niet-lineaire tweepoort \mathcal{N} (waarvoor geldt $u_1 = \exp(i_1) + i_2$ en $u_2 = i_1 i_2 + 2i_2$). De kleinsignaal stroombron heeft de sterkte $j_s(t) = 0,01 \cos(t)$ A.



1.2 Gevraagd (7 punten):

a) Geef het instelcircuit en bepaal daarmee het instelpunt Q .

<p>Instelcircuit:</p> <p>NB klein-signaal bron = nul hier open tak!</p>	<p>$Q = (E_1, I_1, E_2, I_2) = (\frac{1}{2}, 0, 1, \frac{1}{2})$ ←</p> <p>Berekening:</p> <p>$u_1 = E_1 = \exp(0) + I_2$ (a)</p> <p>$u_2 = E_2 = 0 \cdot I_2 + 2I_2$ (b)</p> <p>$R = 2 \Omega: E_2 = 2(1 - I_2) = 2 - 2I_2$ (c)</p> <p>optellen (b) en (c) geeft: $2E_2 = 2 \rightarrow E_2 = 1$</p> <p>vervolgens: (b) $\rightarrow I_2 = \frac{1}{2}$ en (a) $E_1 = \frac{1}{2}$</p>
---	---

b) Bepaal voor een klein signaal de R-matrix van de tweepoort in het instelpunt Q .

2

$$R|_Q = \begin{pmatrix} \frac{\partial u_1}{\partial i_1} & \frac{\partial u_1}{\partial i_2} \\ \frac{\partial u_2}{\partial i_1} & \frac{\partial u_2}{\partial i_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \exp(i_1) & 1 \\ i_2 & i_1 + 2 \end{pmatrix} \Big|_Q = \begin{pmatrix} \exp(0) & 1 \\ \frac{1}{2} & 0 + 2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{2} & 2 \end{pmatrix}$$

c) Bereken de kleinsignaal bijdrage $u_{s,2}$ van u_2 .

2

<p>$u_{s,2} =$ V</p>	<p>Berekening: zie: sp. deling</p> <p>$u_{s,2} = \frac{2}{2+2} \cdot \frac{1}{2} i_{s,1} = \frac{1}{4} i_{s,1}$</p> <p>$i_{s,1} = j_s \rightarrow u_{s,2} = 2,5 \cdot 10^{-3} \cos(t)$</p>
---------------------------------	--

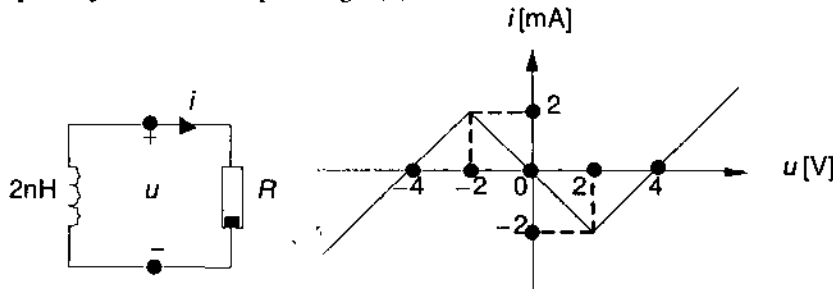
zie EC-deel 3 : blz 87 t/m 89 en org. 11.18

NB

$$\begin{pmatrix} u_{s,1} \\ u_{s,2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \frac{1}{2} & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} j_s \\ 0 \end{pmatrix} \text{ niet goed, want rechts afgesloten met } 2 \Omega$$

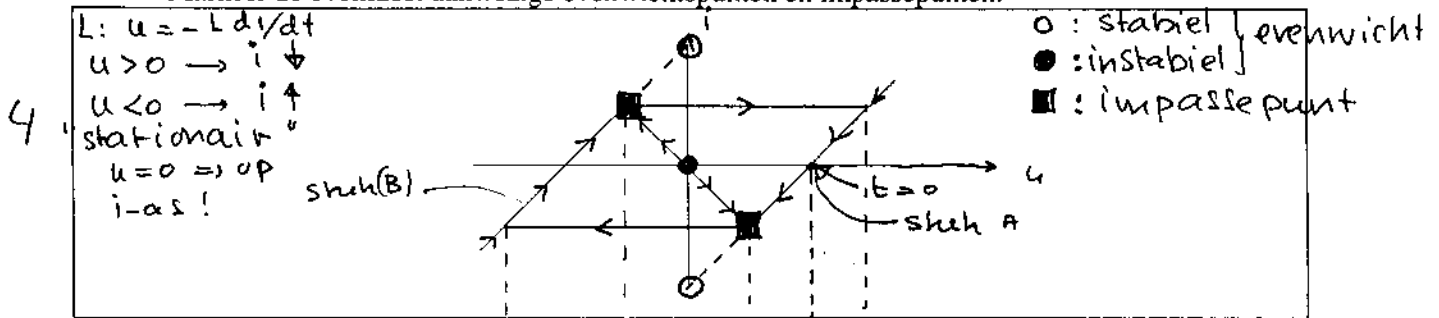
2. Oscillator (15 punten)

Gegeven: het principe uit de inleiding van een regeneratieve (1e-orde) oscillator, bestaande uit een inductantie L van 2 nH en een niet-lineaire resistantie R . De niet-lineaire R heeft de geschetste u - i -karakteristiek. Op de tijd $t = 0$ is de spanning $u(0) = 4$ V.

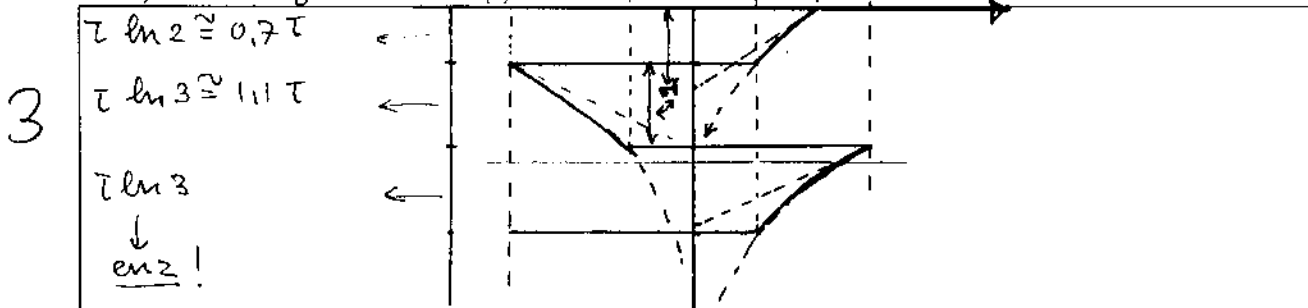


2.1 Gevraagd (9 punten):

- a) Geef met behulp van pijltjes de dynamische route aan, die doorlopen wordt vanaf $t=0$.
 Markeer de eventueel aanwezige evenwichtspunten en impassepunten.



b) Schets de grafiek van $u = u(t)$.



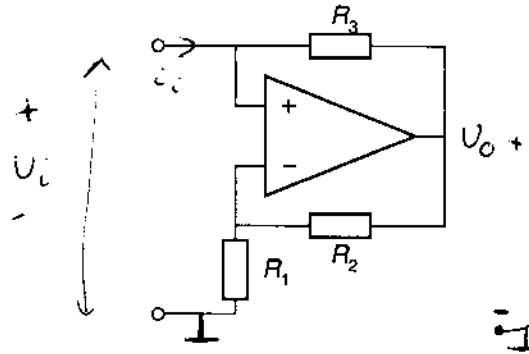
c) Bereken de periode T van de oscillator.

2

$T =$ [s] **Berekening:**
 grafiek shuk(A) en (B) hebben dezelfde helling
 bijbehorende geleiding $G = 10^{-3}$ siemens en de
 bijbehorende tijdconstante $\tau = LG = 2 \cdot 10^{-12} = 2$ p seconde
 $\Delta t_A = \tau \ln \left(\frac{6-0}{2-0} \right) = \tau \ln 3 \Rightarrow T = \Delta t_A + \Delta t_B = 2\tau \ln 3$
 $= 4 \cdot 10^{-12} \cdot \ln 3$

De niet-lineaire R kan geïmplementeerd worden d.m.v. onderstaande elektronische schakeling, $\approx 4,39 \cdot 10^{-12}$
 bestaande uit een operationele versterker (opamp) en drie weerstanden R_1, R_2 en R_3 . De
 overdrachtsparameters van de opamp, te weten μ, γ, ζ en α , mogen oneindig verondersteld worden.

Veronderstel tevens dat de uitgangsspanning van de opamp alle waarden tussen de (symmetrische) negatieve en positieve voedingsspanning V_{CC} (niet getekend) kan aannemen.



2.2 *Gevraagd (6 punten):* Dimensioneer bovenstaande schakeling; d.w.z. kies geschikte waarden voor de weerstanden R_1 , R_2 en R_3 en de symmetrische voedingsspanning V_{CC} .

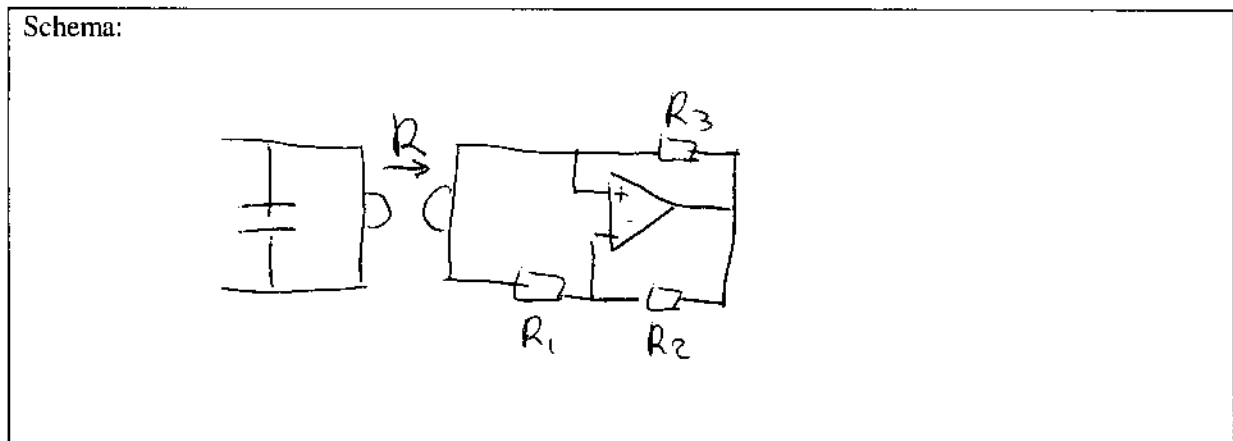
$R_1 = 1000 \Omega$	$R_2 = 1000 \Omega$	$R_3 = 1000 \Omega$	$V_{CC} = 4 \text{ V}$
<p>Berekening: Schakeling moet geaard worden zoals aangegeven. Grafiek bij opg. 2.1 toont 3 takken I, II, III tak I: spanningsbron $\pm 4\text{V}$ in serie met $R = 1\text{k}\Omega \Rightarrow V_{CC} = 4\text{V}, R_3 = 1\text{k}\Omega$ tak II: $R = 1\text{k}\Omega$, ... lineaire gebied van opamp, die moet vastlopen tegen de $\pm 4\text{V}$ bij $U_i = \pm 2\text{V}$. Met $U_o = U_i \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1}$ volgt $R_1 = R_2$, neem bijv. $1\text{k}\Omega$</p>			

Controle: $i_i = \frac{U_i - U_o}{R_3} = \frac{U_i \cdot (1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1})}{R_3} = -\frac{U_i}{R_3} \Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = -R_3 \cdot \frac{1}{R_1}$

3. Regelbare Inductantie (25 punten)

Omdat spoelen met een inductantie (zelf-inductie) van 2 nH weliswaar integreerbaar, maar niet regelbaar zijn en men voor een bepaalde toepassing behoefte heeft aan een oscillator met een regelbare oscillatie-frequentie, wordt de regelbare inductantie gerealiseerd middels een condensator en een regelbare gyrator.

3.1 *Gevraagd:* Geef het schema van de aldus gerealiseerde oscillator, bestaande uit een niet-lineaire resistantie (bestaande uit een opamp en drie weerstanden; zie boven), een regelbare gyrator en een condensator.



Gegeven: Van de gyrator is de volgende kettingmatrix gegeven:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & R \\ 1/R & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/G \\ G & 0 \end{bmatrix}$$

met de gyratie-weerstand $R = 1/G$.

- 3.2 *Gevraagd:* Indien de capaciteit van de condensator gelijk is aan 2 pF, hoe groot dient dan de gyratie-weerstand R te zijn opdat de combinatie van een gyrator en de condensator een inductantie van 2 nH realiseert?

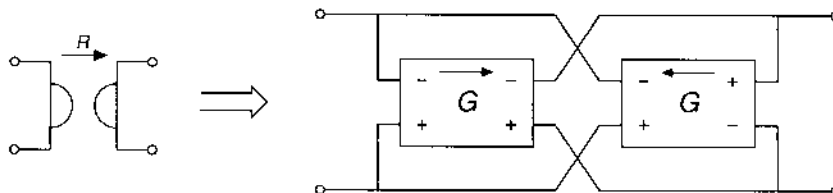
$R = 31.6 \Omega$ Berekening:

$$L = R^2 C \Rightarrow R = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 10^{-12}}} = 31.6 \Omega$$

$$L = 2 \text{ nH}$$

$$C = 2 \text{ pF}$$

Een gyrator komt als component niet voor. Echter, zoals de rechter matrix al suggereert, de overdracht van een gyrator kan worden gerealiseerd middels twee identieke transconductantie-versterkers met overdracht G in "haasje-over" (Eng: "leap-frog") configuratie. Zie onderstaande schakeling.



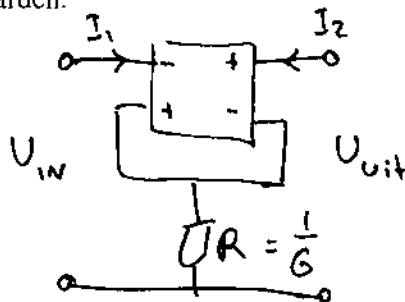
Voor de transconductantie-versterker G geldt op zijn beurt dat zijn kettingmatrix gelijk is aan:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/G \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Omdat van deze matrix drie van vier ketting-parameters gelijk zijn aan 0, kan de transconductantie-versterker het beste gerealiseerd worden met behulp van een nullor en een passief tegenkoppelnetwerk.

- 3.3 *Gevraagd:* Ontwerp een transconductantie- (spanning-stroom-) versterker met overdracht G met behulp van een nullor en een passief tegenkoppelnetwerk, bestaande uit één of twee passieve componenten. Druk de waarde(n) van de passieve component(en) uit in G . Geef ook de in- en uitgangsgrootheden aan.

Schema met waarden:

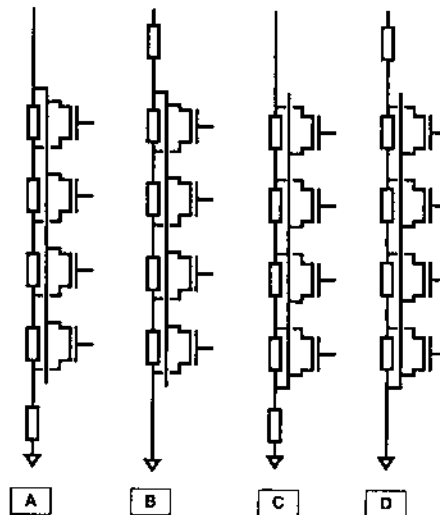


4. Digitaal regelbare weerstand (31 punten)

Technologie gegevens voor deze vraag komen uit Rabaey draft 2^e editie, en zijn gedeeltelijk ook te vinden op het aangehechte designdata blad.

Om de oscillatie-frequentie regelbaar te maken dient, in de gekozen opzet, de inductantie L regelbaar te zijn. Dit impliceert weer dat de gyratiweerstand R en dus de transconductantie-factor G en dus de resistentie in het tegenkoppelnetswerk regelbaar moeten zijn. Stel voor het vervolg dat deze resistentie regelbaar moet zijn tussen (ongeveer) 140 en 300 Ω , in 8 stappen van 20 Ω .

Het prinsipeschema van de afgetakte weerstand uit de inleiding gaan we nu realiseren met actieve (geïntegreerde) componenten, en we houden ook rekening met het vaste deel van de weerstand. Zie onderstaand schema. Het toont vier mogelijke varianten van het afgetakte weerstandsnetwerk. Voor de overzichtelijkheid zijn steeds 4 aftaksecties getekend. Dat illustreert het principe net zo goed, maar de eigenlijke vragen gaan over situaties met 8 aftaksecties. De varianten verschillen in de plaats van de vaste weerstand (dat stuk wat niet afgetakt moet worden) en de plaats van de gemeenschappelijke aansluiting van de transistoren aan het weerstandsnetwerk. De bovenste aansluitingen zijn signaalpunten, en de driehoekjes onderaan vertegenwoordigen 'aarde'. (Een zijde van de weerstand is dus geaard.) Belangrijke ontwerpoverwegingen zijn de lineariteit en de relevante parasitaire capaciteit van de schakeling.

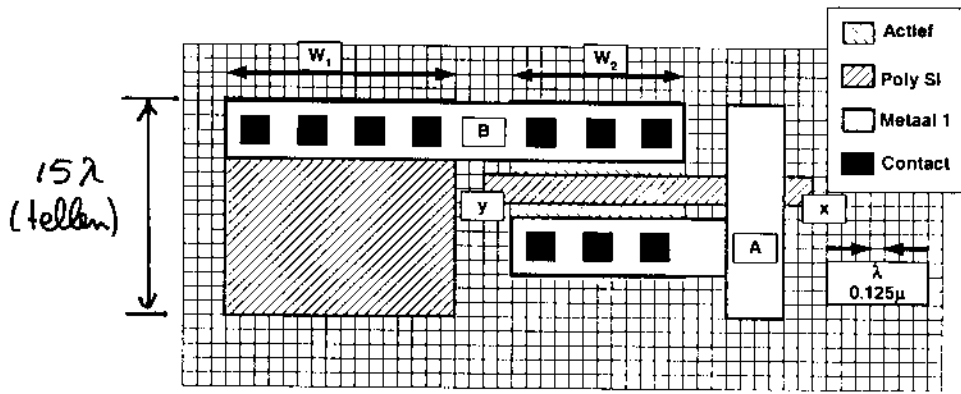


4.1 *Gevraagd:* Uitgaande van de bovenstaande ontwerpoverwegingen en realisatiemogelijkheden voor de afgetakte weerstand, welke variant heeft de voorkeur? Verklaar uw antwoord.

Variante D heeft de voorkeur. Verklaring:

D is de enige configuratie met alle source aansluitingen aan aarde. Dat is gunstig voor de lineariteit omdat er geen body-effect is, en gunstig voor de capaciteit omdat de drain capaciteit kortgesloten wordt naar aarde en dus geen rol speelt.

Voor een aftaksectie is onderstaande layout ontworpen. Deze secties kunnen verticaal op elkaar gestapeld worden om zo tot 8 secties te komen. Het polysilicium is zogenaamd ongesilicideerd met een weerstand van $150\Omega/\square$. De breedtes W_1 en W_2 zijn slechts schematisch weergegeven. Dat betekent dat ze nog aangepast moeten worden zodanig dat de schakeling de gewenste elektrische eigenschappen krijgt. Bij aanpassen van W_1 en W_2 moet natuurlijk ook het aantal contactgaten aangepast worden.



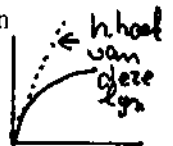
4.2 *Gevraagd:* Bepaal W_1 zodanig dat de weerstand van een sectie zo goed mogelijk gelijk is aan 20Ω , en rond af op de dichtstbijzijnde gehele waarde van λ .

$W_1 \geq 113\lambda$
 Berekening: De lengte L van de weerstand is 15λ (zie tekening)

Dan: $\frac{L \times R_a}{W_1} = \frac{15 \times 150}{W_1} = 20 \Rightarrow W_1 = 112.5\lambda \Rightarrow W_1 = 113\lambda$

Je zou willen dat als een shunt transistor aanstaat, dat de bijbehorende sectie-weerstanden compleet en ideaal overbrugd worden. Helaas is er in de praktijk een beperking m.b.t. de aan-weerstand van de transistoren, en kunnen we deze transistoren alleen maar heel breed maken om de aan-weerstand voldoende laag te maken.

4.3 *Gevraagd:* Bepaal de minimaal benodigde breedte W_2 zodanig dat de aan-weerstand $< 4\Omega$. Reken voor de aan-weerstand van een transistor met de hellingshoek van de $I_{DS}-V_{DS}$ curve bij $V_{GS}=2.5V$ rondom $V_{DS} = 0$. Ga uit van de transistorgegevens uit Rabacy 2^e editie, zoals (gedeeltelijk) $I_0 \uparrow$



$W_2 > 2100\lambda$
 Berekening: effectieve (differentiaal) weerstand is 1 gedeelt door hellingshoek

$I_{DS} = k' \frac{W}{L} ((V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2)$

hellingshoek: $\frac{dI_{DS}}{dV_{DS}} \Big|_{V_{DS}=0} = k' \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T) = \frac{115 \cdot 10^{-6} W (2.5 - 0.43)}{2} = 1.2 \cdot 10^{-4} W$

$< 4 \Rightarrow W > 2100\lambda$

Als we willen kijken naar het dynamische gedrag van de schakeling, moeten we ons realiseren dat de afgetakte weerstand een relatief grote parasitaire capaciteit heeft. Deze ontstaat gedeeltelijk door de weerstand zelf (d.w.z. de oppervlakte en omtrek van het polysilicium gebied), maar voor een nog groter gedeelte door de parasitaire capaciteiten van de shunt (overbrugging) transistoren. Beschouw nu één sectie, zoals in de layout. De transistor in deze sectie is aan één zijde aangesloten aan het gemeenschappelijke knooppunt, en aan één zijde aan de afgetakte weerstand. De zijde van het gemeenschappelijke knooppunt wordt in de layout aangegeven met A en de zijde van de afgetakte weerstand met B.

4.4 *Gevraagd:* Geef een formule voor de totale capaciteit van één weerstandssectie aan de B-zijde van de transistor. Deze capaciteit is de som van de capaciteit van de sectieweerstand en de junctie- en overlap capaciteit van de transistor. De junctiecapaciteit is in principe niet-lineair,

Linearisatie hangt af van instelspanning, hangt weer af van configuratie (4.1). Neem voor gemak en gebrek aan verdere gegevens de waarde bij $V=0 \Rightarrow C_0, C_j, C_{jsw}$ geef nauwkeurig aan hoe je deze lineariseert. Druk je antwoord uit in W_1 en W_2 , die gemeten moeten worden in μm . L van sectieweerstand: $15\lambda = 1.875\mu$

$$C = 0.165 \times W_1 + 1.84 \times W_2 \quad \text{Berekening: (verwaarloos kleine termen die niet van } W_1 \text{ of } W_2 \text{ afhangen (maar bijv. alleen van } L \text{ of constant))}$$

$$C \text{ van sectieweerstand: } 1.875 \times W_1 \times 889 \text{ f} = 0.165 W_1 \text{ [fF]}$$

$$C \text{ van source: } 5 \times 0.125 \times W_2 \times C_j + W_2 \times C_0 + W_2 \times C_{jsw} = 1.25 W_2 + 0.31 \times W_2 + 0.28 \times W_2 = 1.84 W_2 \text{ [fF]}$$

Wanneer W_2 heel groot wordt, kunnen we een niet te verwaarlozen RC-looptijd krijgen van het signaal op de polysilicium gate. Dit signaal wordt rechts bij x aangeboden en loopt over de gate naar links (naar y).

4.5 *Gevraagd:* Bereken de $t_{50\%}$ van het signaal bij y als dat bij x aangeboden wordt. zie tabel 3.5
voor C_{ox} en C_0

$$t_{50\%} = 120 \cdot 10^{-9} \text{ [s]} \quad \text{Berekening: } (W_2 \text{ in } \mu)$$

$$R = 150 \cdot 10 \times \frac{W_2}{0.25\mu} = 600 \times W_2 \text{ [\Omega]} \quad \begin{matrix} 2 \times 0.31 \\ \downarrow \end{matrix}$$

$$C = C_{ox} \times L_{gate} \times W_2 + 2 \times W_2 \times C_0 = 6 \times 0.25 \times W_2 + 0.62 \times W_2 = 2.12 W_2 \text{ [fF]}$$

$$t_{50\%} = 0.69 \times 0.5 \times RC = 438 W_2^2 \text{ [fs]}, \text{ met } W_2 = 2100\lambda \Rightarrow 12075$$

4.6 *Gevraagd:* Leg uit hoe je de layout zou kunnen aanpassen zodat de looptijd over de gate meer dan een factor 1000 kleiner wordt. Beschrijf duidelijk eventuele toevoegingen (weglatingen?) en hoe de afmetingen daardoor kunnen/moeten veranderen.

Je kunt een metaalbaan over de gate leggen, en op voldoende plaatsen een contactgat naar het poly maken. Omdat R_0 van metaal $< \frac{1}{1000} R_{poly}$ zal RC delay voldoende afnemen. Jets meer ruimte nodig. Evt (alternatief) signaal op voldoende plaatsen aansluiten (is eigenlijk hetzelfde) of veel smalle transistoren.

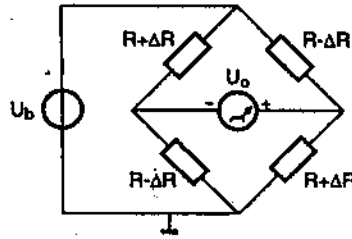
4.7 *Gevraagd:* Zou de schakeling belangrijk kunnen verbeteren door zogenaamde 'transmission gates' te gebruiken in plaats van de NMOS transistoren? Verklaar je antwoord.

~~Ja~~ / niet verbeteren **Verklaring:**

Het gaat hier om het klein signaalgedrag, en in deze schakeling is altijd $V_{gs} - V_t \gg V_s$ en $V_{gs} - V_t \gg V_0$ (De transistor staat in het resistieve gebied) Dan heeft de complementaire transistor geen nut.

5. Brug van Wheatstone (15 punten)

Een toepassing van de genoemde oscillator is in de wisselspanningsuitleiding van een symmetrische brug van Wheatstone, zoals afgebeeld in onderstaande figuur, met $R = 1 \text{ k}\Omega$.



Let op: Uitdrukking 1-4 op blz. 28 van het dictaat is incorrect, voor de overdracht geldt: $U_o/U_b = \Delta R/R$. De factor 1/2 is onjuist!

De brug wordt uitgelezen door middel van een spanningsverschilversterker met de volgende specificaties:

$$U_{os} = 1 \text{ mV}$$

$$I_{bias} = 10 \text{ nA}$$

$$u_n = 5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$i_n = 2 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$$

$$\text{CMRR} = 86 \text{ dB}$$

In eerste instantie wordt de brug aangestuurd met een gelijkspanning $E_b = 6 \text{ V}$.

5.1 *Gevraagd:*

a) Bepaal ΔR equivalent aan het effect van U_{os} .

$$\Delta R = 0,167 \Omega \quad \text{Berekening: } \left. \begin{array}{l} U_o(\Delta R) = \Delta R E / R \\ U_o(U_{os}) = U_{os} \end{array} \right\} \Delta R_{eq} = \frac{U_{os} R}{E} = \frac{10^{-3} \cdot 10^3}{6} = 0,167 \Omega$$

b) Bepaal ΔR equivalent aan het effect van I_{bias} .

$$\Delta R = 1,67 \text{ m}\Omega \quad \text{Berekening: } \left. \begin{array}{l} U_o(\Delta R) = \Delta R E / R \\ U_o(I_{bias}) = I_{bias} \left(\frac{(R + \Delta R)(R - \Delta R)}{(R + \Delta R) + (R - \Delta R)} + \frac{(R - \Delta R)(R + \Delta R)}{(R - \Delta R) + (R + \Delta R)} \right) \end{array} \right\} \\ = I_{bias} R \rightarrow \Delta R_{eq} = (R^2/E) I_{bias}$$

c) Bepaal ΔR equivalent aan het effect van de eindige common-mode rejectie.

$$\Delta R = 25 \text{ m}\Omega \quad \text{Berekening: } \left. \begin{array}{l} U_{od} = \frac{\Delta R E}{R} \quad \text{na } U_{ovd} = A_d (\Delta R / R) E \\ U_{oc} = E/2 \quad \text{verv. } U_{ovc} = A_d E / 2H \end{array} \right\} \\ \Delta R_{eq} = R / 2H = 10^3 / (2 \cdot 2 \cdot 10^4) = 25 \text{ m}\Omega$$

- d) Bepaal ΔR equivalent aan de gecombineerde effect van U_{os} , I_{bias} en eindige common-mode rejectie

$\Delta R = 194 \mu\Omega$ Berekening: Deterministische fouten \rightarrow lineair optellen.

In een verbeterde configuratie wordt de brug aangestuurd door een wisselspanning met effectieve waarde $U_b = 5V$. Bij de uitlezing wordt een ruisbandbreedte $B = 400$ Hz gebruikt.

5.2 Gevraagd:

- a) Bepaal ΔR equivalent aan het effect van u_n .

$\Delta R = 20 \mu\Omega$ Berekening: $U_{os}^2 = (\Delta R/R)^2 U_b^2$
 $U_{on}^2 = (u_n^2 + i_n^2 R^2) B$ $\Delta R_{eq}^2 = \frac{R^2 (u_n^2 + i_n^2 R^2) B}{U_b^2}$
 $= \frac{10^6 (25 \cdot 10^{-10} + 4 \cdot 10^{-10}) 400}{25}$
 Indien $i_n = 0 \rightarrow \Delta R_{eq}^2 = 4 \cdot 10^{-10} \Omega^2$

- b) Bepaal ΔR equivalent aan het effect van i_n .

$\Delta R = 8 \mu\Omega$ Berekening: Zie 5.2.a bij $u_n = 0$
 $\Delta R_{eq}^2 = \frac{10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-10} \cdot 400}{25} = 64 \cdot 10^{-12} \Omega^2$

- c) Welke bron van ruis is bij deze berekening over het hoofd gezien?

-De ruis in de brugweerstand ($4k_B T R B$)
 -Ruis in de excitatiespanning