

Laboration 2 - Rapport

1. Introduktion

1.1. Syfte

Den här rapporten har i uppgift att redovisa den teoretiska och praktiska konstruktionen av ett GS (gemensam source), nMOSFET-baserad förstärkarsteg samt mätningar av dess operation. Förstärkarstegets konstruktion utgår ifrån förbestämda kriterier för vilopunkten och småsignalegenskaperna. Under mätningdelen förs även olika experiment för att kunna redovisa särskilda egenskaper för den här typen av transistor och förstärkarsteg.

1.2. Bakgrund

Varje transistor som tillverkas, även de från samma produktionsserie, skiljer sig i sina elektriska egenskaper. Detta kan bero på den inre ledande ytans geometri, hur kraftigt dopad substratet är och andra faktorer. Dessa variationer kan definieras med en konstant, unik *konduktansparameter*, k

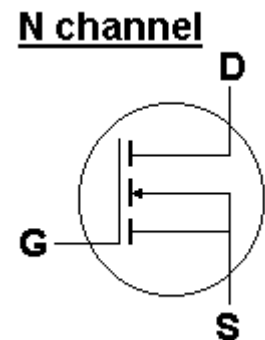
$\left[\frac{A}{V^2}\right]$. k värdet ger relationen mellan spänningen över

gate-source (U_{GS}), spänningen över *drain-source* (U_{DS}) och *drainströmmen* (I_D) igenom transistorn.

En laboration har tidigare utförts för att kunna bestämma k värdet samt *tröskelspänningen* (U_T) för transistorn som används i kretsen i denna rapport.

Vilopunkten (Q) är den lik-ström/-spänning som förstärkarsteget har innan en extern insignal överlagras, och bestäms av passiva kringkomponenter, storleken på likspänningskällan samt värdet på k . Detta är mycket användbart eftersom det då går att bestämma en slags 'nollpunkt' för den eventuella in- och utsignalen att variera kring.

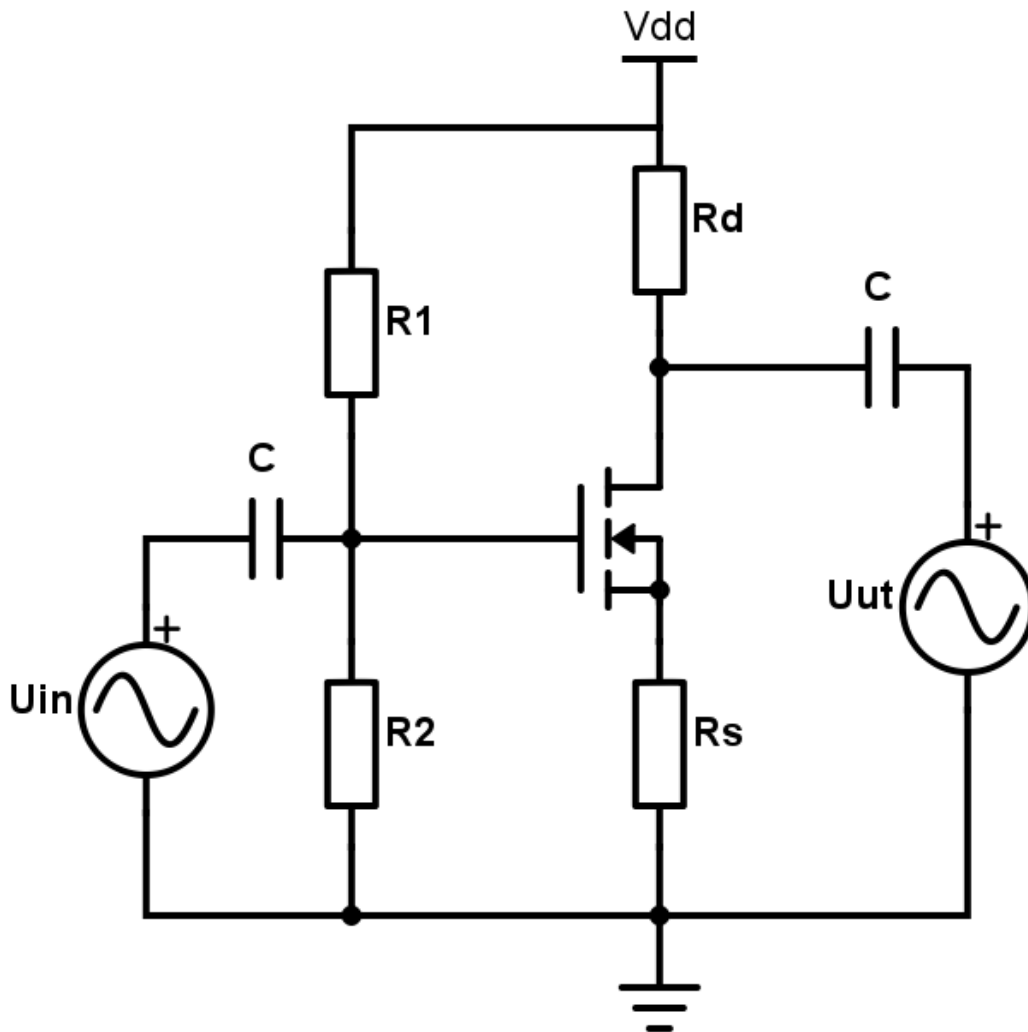
Småsignalegenskaperna beskriver på vilket sätt utsignalen reagerar på en (förhållandevis liten) insignal. Denna rapport tar enbart upp förstärkningen (A_U) och förstärkarens in-/utresistans.



Figur 1: nMOSFET schematisk symbol med Drain, Gate och Source markerade.

2. Dimensionering av Komponenter

Beräkningar vid dimensioneringen av kringkomponenter görs oftast i två olika steg: först för att beräkna vilopunkten och sedan för att beräkna småsignalegenskaperna. Detta är nödvändigt eftersom de reaktiva komponenterna i kretsen påverkar beteendet på olika sätt vid likspänning respektive växelspänning. Två "beräkningsscheman", modeller av kretsens beteende i just dessa två fall, kan på ett logiskt sätt deriveras från den verkliga kretsuppkopplingen som visas i Figur 2.



Figur 2: Kretschema för förstärkararkretsen.

2.1. Beräkningsvillkor

Målet med beräkningarna är att till slut erhålla en förstärkare som uppfyller nedanstående krav.

Följande konstanter kan antas:

- $V_{DD} = 10V$
- $|U_{in}| = 0,5V$
- $f = 5kHz$
- $C = 0,47\mu F$

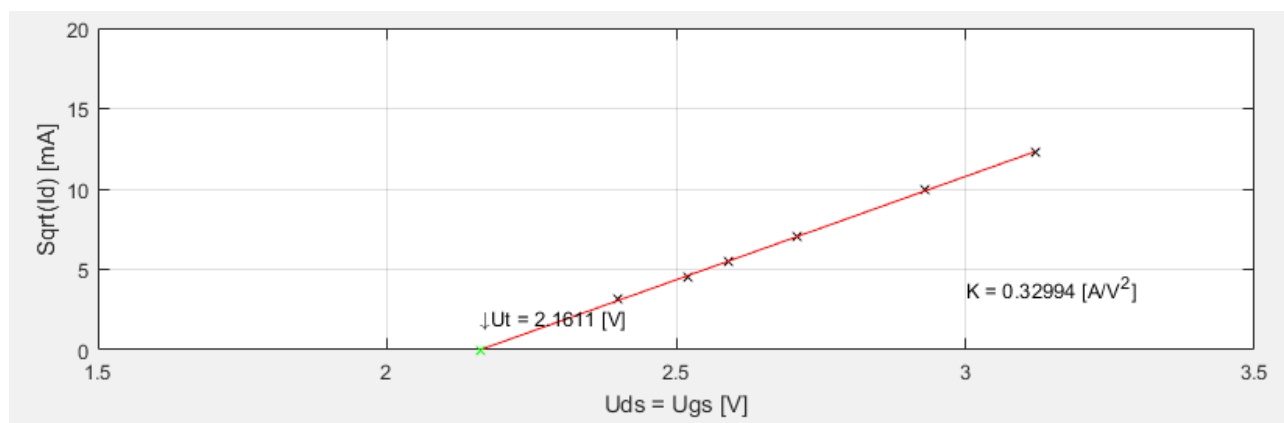
Kriterierna som förstärkaren skall uppfylla:

- $U_{DSQ} = 5V$
- $I_{DQ} = 40mA$
- $3 < |A_U| < 4$
- $60 k\Omega < R_{in} < 80 k\Omega$
- $80\Omega < R_{ut} < 120\Omega$
- Effektutveckling i resistorer: Max 0,25W
- Bara resistorer i storlekarna: 33 Ω , 47 Ω , 56 Ω , 82 Ω , 100 Ω , 10 k Ω , 82 k Ω , 100 k Ω , 180 k Ω , 220 k Ω , 270 k Ω får användas.

2.2. Genomgång av Beräkningar

Första steget är att beräkna k , U_T och *transkonduktansen* g_m utifrån mätdata i laboration 0.

Transkonduktansen är en linjärisering av transistorns kvadratiske överföringskaraktär vid en viss punkt och tillåter oss att lättare beräkna en varierande insignals förstärkning. Mätdata visas i Figur 3.



Figur 3: Strömmätningar genom transistoren när U_{gs} och U_{ds} är sammankopplade. Det röda strecket är den linje som bäst passar mätpunkterna.

Sambandet mellan *drainström* och *gatespänning* beskrivs av Molin[1] som:

$$I_D \approx \frac{k'}{2} \frac{W}{L} (U_{GS} - U_T)^2, \text{ där } k' \frac{W}{L} = k.$$

Eftersom sambandet är kvadratisk, kan det erhållas en rät linje genom att dra roten ur I_D . Detta tillåter en approximering av *tröskelspänningen* (U_T), dvs. spänningen där transistoren slutar leda ström ($I_D = 0$), genom att använda regressionsanalys för att få fram den linje som bäst passar mätpunkterna. Genom att inspektera var denna linje korsar x-axeln erhålls:

$$U_T = 2,1611[V].$$

Om ekvationen ovan skrivs om för k så får man:

$$k = 0,3298 \left[\frac{A}{V^2} \right].$$

Eftersom *transkonduktansen* (g_m) är en linjärisering av det kvadratiske sambandet, i en viss punkt, så innebär det alltså att man söker tangenten i den punkten. g_m kan därmed beräknas genom att derivera den kvadratiske strömkurvan med avseende på U_{GS} och sedan sätta in den önskade vilostrommen ($I_{DQ} = 40 \text{ mA}$):

$$g_m = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = \sqrt{2k \cdot I_{DQ}} = 0,1624 \left[\frac{A}{V} \right].$$

Med detta gjort så kan den sista termen, U_{GSQ} eller vilospänningen mellan *gate* och *source*, lösas ut med följande omskrivning av tidigare samband:

$$U_{GSQ} \approx \frac{2I_{DQ}}{g_m} + U_T = 2,654 \text{ V}.$$

Detta innebär att en spänning på 2,654V mellan *gate* och *source* ger en *drainström* på 40mA när transistorn befinner sig i *mättnadsområdet*. Genom att tillämpa villkoren för *mättnadsområdet* [1]:

$$U_{GS} \geq U_T \text{ och } U_{DS} \geq U_{GS} - U_T$$

är det uppenbart att den gör det.

Nästa steg är att börja dimensionera komponenter med hjälp av ett beräkningsschema för vilopunkten (visas i Figur 4), som bara tar hänsyn till likspänningskällan (V_{DD}) utan någon in- eller utsignal.

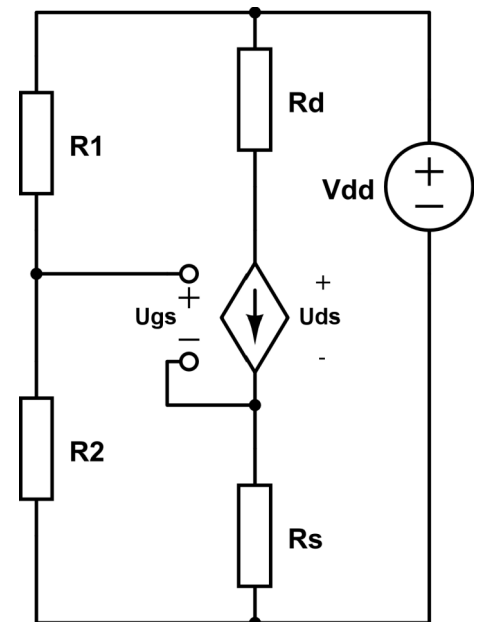
Eftersom U_{DSQ} och I_{DQ} redan är kända så kan ett samband mellan dem och R_D och R_S skapas genom att använda Kirchhoffs spänningslag och Ohms lag i högra 'grenen':

$$R_D + R_S = \frac{V_{DD} - U_{DSQ}}{I_{DQ}}$$

vilket ger: $R_D + R_S = 125 \Omega$ sammanlagt.

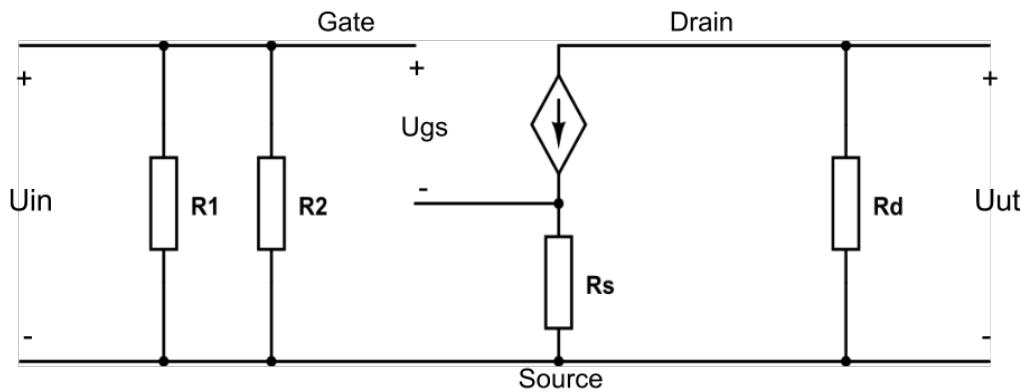
Ytterligare ett samband kan härledas med Kirchhoffs spänningslag och spänningsdelning i den vänstra 'grenen':

$$U_{R_2} = U_{GSQ} + I_{DQ} \cdot R_S, \text{ där } U_{R_2} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$



Figur 4: Beräkningsschema för vilopunkten av ett GS-steg nMOS förstärkare.

Innan några faktiska storlekar kan bestämmas måste nu beräkningsschemat för småsignalegenskaperna (Figur 5) betraktas för att hitta ytterligare samband mellan komponenter.



Figur 5: Beräkningsschema för småsignaler i ett GS-steg nMOS förstärkare.

Eftersom vi nu jobbar med en linjärisering av transistorens överföringskarakteristik kring vilopunkten så kan vi utnyttja *transkonduktansen* (g_m) för att definiera strömmen genom den spänningsberoende strömkällan som:

$$i_d = g_m \cdot u_{gs}$$

,där i_d och u_{gs} är ström- respektive spänningsvariationerna kring vilopunkten.

Här kan också förstärkningen A_u bestämmas:

$$A_u = \frac{U_{ut}}{U_{in}} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S}$$

Med hjälp av beräkningsschemat för småsignaler och genom att ansätta 'test'-strömmar och -spänningar får man också fram följande uttryck för in- och utresistansen till förstärkaren:

$$R_{in} = R_1 // R_2$$

$$R_{ut} = R_D$$

För att uppfylla kravet om $3 < |A_u| < 4$ kan man ansätta $R_D = 100\Omega$ (vilket även uppfyller kravet om $80\Omega < R_{ut} < 120\Omega$, ty $R_D = R_{ut} = 100\Omega$). Eftersom $R_D + R_S = 125\Omega$, måste då $R_S = 25\Omega$. Det finns dock ingen resistor med det värdet, så två 47Ω resistorer kan istället parallellkopplas för att få $23,5\Omega$, vilket är tillräckligt nära. Detta ger då en förstärkning på:

$$|A_u| = \left| -\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_S} \right| = 3,37 \text{ ggr} = 10,55\text{dB}$$

vilket faller inom tillåtna parametrar.

Sambandet $U_{R_2} = U_{GSQ} + I_{DQ} \cdot R_S$ kan nu också lösas:

$$U_{R_2} = 3,59V$$

Eftersom R_1 och R_2 utgör en enkel spänningsdelare så kan man sedan beräkna en kvot mellan dem så att rätt värde på U_{R_2} erhålls, samtidigt som $60\text{ k}\Omega < (R_{in} = R_1 // R_2) < 80\text{ k}\Omega$ uppfylls. Här finns ingen bestämd lösning, men i praktiken så utgör möjliga resistorvärden en begränsande faktor. Genom att kombinera olika resistorvärden i serie- och parallellkopplingar kan de, till exempel, väljas till $R_2 = 110\text{ k}\Omega$ och $R_1 = 195\text{ k}\Omega$, vilket används i denna rapport. U_{R_2} och R_{in} blir då 3,60V respektive 70,3 k Ω vilket hamnar inom de tillåtna parametrarna.

2.3. Sammanfattade Beräkningar

- Resistansvärden

R_1	R_2	R_D	R_S
195 k Ω	110 k Ω	100 Ω	23,5 Ω

- Vilopunkt

U_{GSQ}	I_{DQ}	U_{DSQ}
2,654 V	40 mA	5,0 V

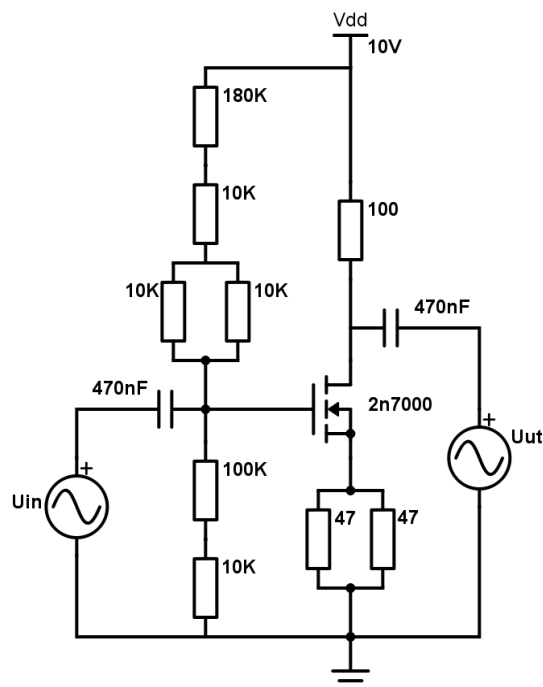
- Småsignalegenskaper

R_{in}	R_{ut}	$ A_U $
70,3 k Ω	100 Ω	3,37ggr / 10,55dB

- Utsignalens amplitud: $|A_U| \cdot 500 \text{ mV} = 1,69 \text{ V}$

2.4. Realiserad Krets

I Figur 6 visas hur den beräknade kretsen kan kopplas upp i praktiken.



Figur 6: Utökad kretsschema med alla beräknade komponenter insatta.

3. Metod

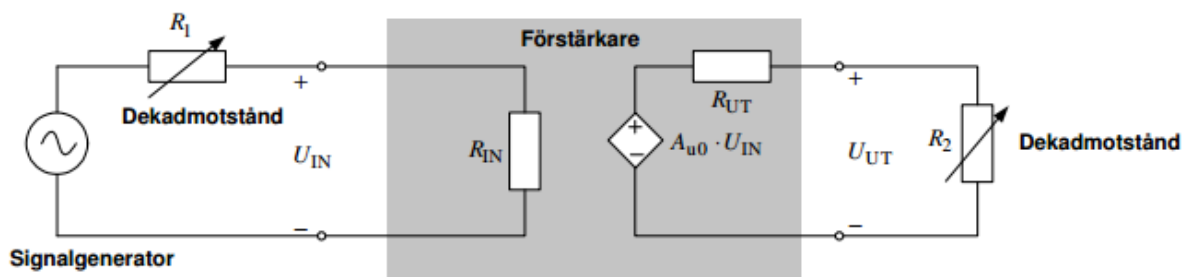
Innan kretsen konstruerades med fysiska komponenter så simulerades den först i *CircuitLab* med en *tidsdomänanalys* för att ge en indikation om hur exakta beräkningarna kan komma att stämma i praktiken.

Uppbyggnaden av kretsen gjordes med diskreta komponenter på en kopplingsplatta. Spänningar mättes över alla komponenterna med en handhållen multimeter och strömmar bestämdes sedan indirekt genom *Ohms lag*. En dedikerad amperemätare för strömmen användes inte på grund av att kretsens beteende kan vara känslig för extra impedanser som sådan utrustning kan orsaka.

För att mäta småsignalegenskaperna användes ett oscilloskop för att kunna mäta och jämföra in- och ut-signalen visuellt. För att bestämma förstärkningen ($|A_u|$) av insignalen utnyttjades sambandet: $A_U = \frac{U_{UT}}{U_{IN}}$.

Man kunde därmed helt enkelt mäta utsignalens amplitud ($\hat{U}_{UT}$) och dela den med insignalens uppmätta amplitud ($\hat{U}_{IN}$).

Vid mätningen av R_{in} och R_{ut} kunde man inte ta en direkt mätning *in situ* som vid andra storheter, utan en separat uppkoppling, som visas i Figur 7, fick användas för att hitta samband mellan de interna resistanserna och yttre, mätbara storheterna.



Figur 7: Utökning av kretsen utanför själva förstärkarsteget. Utåt sett kan förstärkaren beskrivas som en resistans på ingången, och en resistans i serie med en spänningsberoende spänningskälla på utgången.

R_{in} kunde mätas genom att ställa in R_2 på något mycket högt (praktiskt taget avbrott) och R_1 på något godtyckligt värde. Sedan går det att göra en spänningsdelning för att lösa ut värdet på R_{in} :

$$\frac{U_{in_e} \cdot R_1}{U_{signal_e} - U_{in_e}} = R_{in}$$

där U_{in_e} och U_{signal_e} är effektivvärden på växelspanningarna över U_{IN} respektive signalgeneratoren.

R_{ut} kunde mätas genom utnyttjandet av sambandet:

$$A_U = -\frac{g_m \cdot R_D // R_2}{1 + g_m \cdot R_S}$$

,vilket kan härledas i 'beräkningsschemat' för småsignaler (se Figur 5) om R_2 läggs till över U_{ut} . Eftersom en parallellkoppling av två lika stora resistorer ger exakt halva resistansen, kan man därmed resonera att

A_U halveras när $R_2 (= R_D) = R_{ut}$ jämfört med en obelastad förstärkare. R_2 's resistans varierades då från ett högt värde (praktiskt taget avbrott) nedåt tills utsignalens amplitud halverades, varvid värdet på R_{ut} var funnen.

4. Resultat

Här presenteras den faktiskt uppmätta datan. Först mättes kretsen som den beräknades från början, och sedan varierades vissa delar för att kunna observera andra egenskaper hos förstärkaren.

4.1. Mätningar

- Resistansvärden

R1	R2	Rd	Rs
194 KΩ	109,6 KΩ	99,8 Ω	23,8 Ω

- Spänningar över resistanser

U_{R_1}	U_{R_2}	U_{R_D}	U_{R_S}
6,345 V	3,59 V	4,133 V	0,984 V

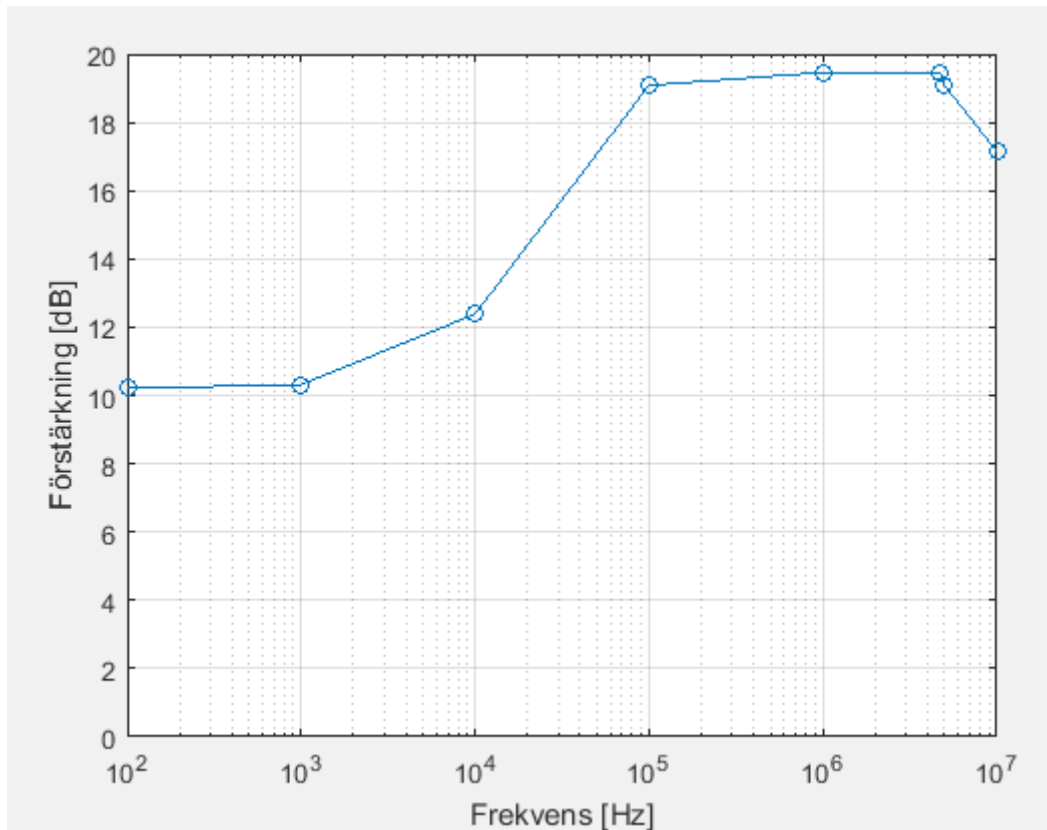
- Vilopunktsvärden

U_{GSQ}	I_{DQ}	U_{DSQ}
2,627 V	41,3 mA	4,93 V

- Småsignalegenskaper

R_{in}	R_{ut}	A_U	$\hat{U}_{ut}$
68KΩ	100Ω	3,24 (10,21dB)	1,68 V

En kondensator (470nF) parallellkopplades med R_s , och förstärkningen observerades vid några frekvensdekader för att få förstärkningskurvan som visas i Figur 8:



Figur 8: Analys av förstärkningen i frekvensdomänen när R_s parallellkopplas med en kondensator. Vid några kHz börjar kondensatorn ge ytterligare förstärkning.

4.2. Övriga Experiment & Observationer

- Utsignalen är inverterad.
- Max amplitud på $\hat{U}_{in}$ vid 5kHz innan synbar distortion på utsignalen är 3,68V
- Förstärkning är som högst när förstärkarens lastresistans (R_L) är mycket hög (eller ersätts av ett avbrott) och sjunker ständigt med minskande R_L .
- Om en frekvensanalys görs, skådar man ett tydligt band-pass filter beteende där förstärkningen sjunker kraftigt vid extremt låga och höga frekvenser.
- Om man parallellkopplar R_s med en kondensator så får man återigen samma band-passbeteende plus ytterligare förstärkning vid högre frekvenser.
- Om R_s och R_D varieras i storlek, men så att deras sammanlagda värde inte ändras får man att:
 - Om R_s ökar, minskas U_{GS} och A_U .
 - Om R_s minskas, ökas U_{GS} och A_U .

5. Slutsats & Diskussion

De uppmätta värden både vad gäller vilopunkten och småsignalegenskaperna var mycket nära beräkningarna och simuleringar av kretsen, och uppfyllde specifikationerna på ett bra vis. Möjliga felkällor som kan ha bidragit till den lilla avvikelsen som uppstod kan ha varit, bland annat, det komplexa resistornätverket, läckströmmar genom kondensatorer och/eller ett icke-exakt k -värde för transistorerna.

Förstärkaren började visa 'distortion' eller 'clipping' (där utsignalens 'toppar' blir tillplattade) på utsignalen vid en amplitud på insignalen på 3,68V. Detta kan möjligtvis betyda att förstärkaren är begränsad av V_{DD} eftersom utsignalen skulle, vid den uppmätta förstärkningen, överstiga V_{DD} med stor marginal. Storleken på insignalen gör dessutom att beräkningar med *transkonduktansen* inte håller lika väl, vilket kan ge upphov till andra oförutsedda ändringar i utsignalen.

Ett annat slags distortion observerades också vid den nominala amplituden på insignalen, men vid väldigt höga frekvenser. Istället för att utsignalen upplevde 'clipping' blev den istället 'förvrängd' och mer triangelformad på ett liknande vis som en OP-förstärkare som överstigit sin 'slew-rate'. Detta kan tyda på att transistorerna nått sin fysiska gräns på hur fort den kan variera sin arbetspunkt. En annan förklaring är att funktionsgeneratorn inte kan upprätthålla en stabil sinuskurva vid mycket höga frekvenser. En kontrollmätning skulle behövas för att bekräfta detta.

Utifrån mätdata från frekvensanalysen kan man konstatera ett band-pass-filter beteende. Om R_s är parallellkopplad med en kondensator så observeras ytterligare en ökning i förstärkning vid höga frekvenser (Figur 8). Resultatet kan liknas med två bandpass förstärkningskurvor överlagrade varandra. Detta kan förklaras genom ekvationen $A_U = -\frac{g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_s}$ och antagandet att kondensatorn släpper igenom större delar av insignalen vid höga frekvensen och därmed 'förminskar' R_s genom att delvis kortsluta den. Vid förstärkningens maxpunkt så ska R_s kunna vara i princip helt kortsluten av kondensatorn för att erhålla ett nytt samband: $A_U = -g_m \cdot R_D$. Vid mätningarna så observerades dock inte en riktigt så hög förstärkning, vilket kan betyda att kondensatorns kapacitans var för låg eller att det saknades tillräckligt med mätpunkter för att få en exakt förstärkningskurva.

Oavsett om R_s var parallellkopplad med en kondensator eller inte, så sjönk förstärkningen vid höga frekvenser (omkring 5MHz). Detta kan bero på de induktiva elementen samt de icke-ideala egenskaperna hos komponenterna i kretsen. Vid mycket höga frekvenser så kan kondensatorer börja att bete sig mer induktivt än kapacitivt, vilket gör att impedansen istället börjar att öka med frekvensen.

Förstärkningen i kretsen kunde också varieras genom att ändra kvoten mellan R_s och R_D , så länge den totala resistansen inte förändrades. Om R_s ökar medan R_D minskar så får man en större spänning över R_s än innan. På grund av sambandet $U_{R_2} = U_{GSQ} + U_{R_s}$, där $U_{R_2} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ och är konstant, så kan man konstatera att om U_{R_s} ökar så måste U_{GSQ} minska. Det innebär att transistorn 'stängs' lite och att den leder mindre ström överlag vilket i sin tur sänker förstärkningen. Om motsatsen görs, och R_s minskas, så ökar förstärkningen.

6. Källförteckning

[1] B. Molin, "Analog elektronik", 2nd ed. Lund, Sweden: Studentlitteratur AB, 2009. ch 8, p. 210.