



**KTH Informations- och
kommunikationsteknik**

Videoförstärkare med bipolära transistorer

Rapport till examination X2

IE1202 Analog elektronik - KTH ICT, Kista

Joel Nilsson
joelni at kth.se

2008-10-17

Innehåll

1	Första försöket	1
1.1	Beräkningar	1
1.1.1	Dimensionering av R_2	1
1.1.2	Dimensionering av R_3 och R_4	1
1.1.3	Dimensionering av R_{C1} och R_{C2}	2
1.1.4	Dimensionering av motkopplingsfaktorn	2
1.2	Simuleringar	2
2	Andra försöket	3
2.1	Beräkningar	3
2.1.1	Modifiering av motkopplingen	3
2.1.2	Modifiering av R_2	3
2.1.3	Modifiering av R_{C1} och R_{C2}	3
2.2	Simulering	4
3	Tredje försöket	4
3.1	Simulering	4
3.1.1	Modifiering av R_2	4
3.1.2	Modifiering av R_3 och R_4	4
4	Mätning	6
4.1	DC-nivåer	6
4.2	Frekvensgång och spänningssving	7
4.3	Stabilitet	8
4.4	Test med videokamera	9

Figurer

1.1	Transientanalys efter första försöket. Signal före R_9 och över last.	3
2.1	Transientanalys efter andra försöket. Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).	4
3.1	Transientanalys efter modifierat R_2 . Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).	5
3.2	Transientanalys efter modifierat R_3 och R_4 . Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).	5
3.3	Simulering av bandbredden över lasten (DB-skala).	5
3.4	Schema på slutgiltig konstruktion inför montering och mätning.	6
4.1	Schema med noder.	6

4.2	Schema med likspänningar.	7
4.3	Frekvensgång (DB-skala).	8
4.4	Utsvinget som en funktion av frekvensen.	8

1 Första försöket

1.1 Beräkningar

Som en allmän approximation bortses det från basströmmarna, det vill säga att $I_C \approx I_E$.

1.1.1 Dimensionering av R_2

Enligt specifikationen skall referensströmmen till strömgeneratorerna ligga i intervallet $0,1 \text{ mA} < I_{C14} < 1,0 \text{ mA}$.

I det första försöket valdes medelvärdet av detta, $0,50 \text{ mA}$.

Referensströmmen bestäms av R_2 . Ohms lag ger:

$$R_2 = \frac{U}{I} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE14}}{I_{REF}} = \frac{5 - (-5) - 0,7 \text{ V}}{0,5 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 18,6 \text{ k}\Omega \quad (1.1)$$

$18,6 \text{ k}\Omega$ finns ej i E12-serien, närmaste värdet är $18,0 \text{ k}\Omega$ vilket, enligt Ohms lag, ger $I_{REF} \approx 0,52 \text{ mA}$.

1.1.2 Dimensionering av R_3 och R_4

Utgår från följande samband för att bestämma spänningen:

$$\frac{I_{C15}}{I_{C14}} = \frac{e^{V_{BE15}/V_T}}{e^{V_{BE14}/V_T}} \quad (1.2)$$

I_{C14} är referensströmmen som är bestämd ovan. I_{C15} är den ström som transistorn Q_{15} måste dra för att spänningen i noden Q_{21} , R_8 , R_9 , Q_{15} skall vara 0 V när ingen signal ligger på. Med en last på $R_L = 75 \Omega$ och R_9 (som ett startvärde) satt till samma blir:

$$I_{C15} = \frac{U}{R_9 + R_L} = \frac{1}{75 + 75} = \frac{1}{150} \approx 6,7 \text{ mA} \quad (1.3)$$

V_{BE15} löses sedan ur 1.2

$$\ln\left(\frac{I_{C15}}{I_{C14}}\right) = \frac{V_{BE15} - V_{BE14}}{V_T} \quad (1.4)$$

$$\Rightarrow V_{BE15} = V_T \ln\left(\frac{I_{C15}}{I_{C14}}\right) + V_{BE14} \quad (1.5)$$

Insättning av värden ger:

$$V_{BE15} = 0,025 \ln\left(\frac{6,7}{0,5}\right) + 0,7 = 765 \text{ mV} \quad (1.6)$$

Eftersom kollektorströmmen genom Q_{13} och Q_{14} är densamma blir:

$$R_4 = R_3 = \frac{V_{BE15} - V_{BE14}}{I_{C14}} = \frac{0,765 - 0,7}{0,52 \cdot 10^{-3}} = 130 \Omega \quad (1.7)$$

130 Ω finns ej i E12-serien, närmaste värde är 120 Ω .

1.1.3 Dimensionering av R_{C1} och R_{C2}

Antar att en ström av samma storlek som referensströmmen går igenom transistorerna Q_{11} och Q_{12} samt att de skall ha samma vilopunkt.

Ohms lag ger då:

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE11} - V_{BE14}}{I_{C14}} = \frac{5 - (-5) - 0,7 - 0,7}{0,5 \cdot 10^{-3}} = 17,2 \text{ k}\Omega \quad (1.8)$$

Avrundat till närmaste motstånd i E12-serien ger 18 $\text{k}\Omega$.

1.1.4 Dimensionering av motkopplingsfaktorn

Enligt specifikationen sökes en förstärkning på 22,3 dB (13 ggr) när kretsen är obelastad.

Känt är att förstärkningen ges av:

$$A_v = 1 + \frac{R_8}{R_7} \quad (1.9)$$

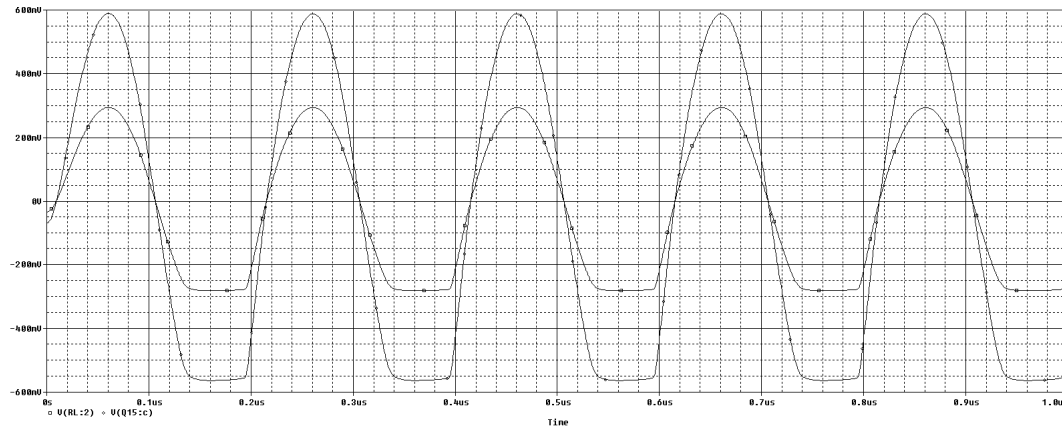
En möjlig lösning är:

$$\begin{cases} R_8 = 1,5 \text{ k}\Omega \\ R_7 = 120 \Omega \end{cases} \quad (1.10)$$

Vilket medför 13,5 gångers förstärkning, det vill säga $\approx 22,6$ dB.

1.2 Simuleringar

En transientanalys av första försöket ger följande resultat: Som synes så ligger 0-nivån fel, förstärkningen och spänningssvinget är för lågt och den orkar inte driva de negativa signalerna fullt ut.



Figur 1.1: Transientanalys efter första försöket. Signal före R_9 och över last.

2 Andra försöket

2.1 Beräkningar

2.1.1 Modifiering av motkopplingen

Förstärkningen (med last) är för låg i första försöket, avsnitt 1.1.4. Ersätter R_8 med ett motstånd på 180 k Ω vilket medför 16 gångers förstärkning. Således blir förstärkningen 24,1 dB vilket är något högre än specifikationen anger.

2.1.2 Modifiering av R_2

Q_{15} drar för lite ström från lasten i vila. Referensströmmen måste ökas. Minskning av värdet på R_2 till 12 k Ω medför att $I_{C14} = 0,775$ mA.

2.1.3 Modifiering av R_{C1} och R_{C2}

Q_{21} skall ha sin vilopunkt på 0,7 V. Det kan åstadkommas genom att koppla Q_{24} emellan Q_{21} och Q_{12} . Spänning på basen till Q_{24} skall då vara ungefär 1,4 V ty $V_{BE24} \approx 0,7$ V kommer då bidra till önskad spänning på dess emitter, det vill säga basen till Q_{21} .

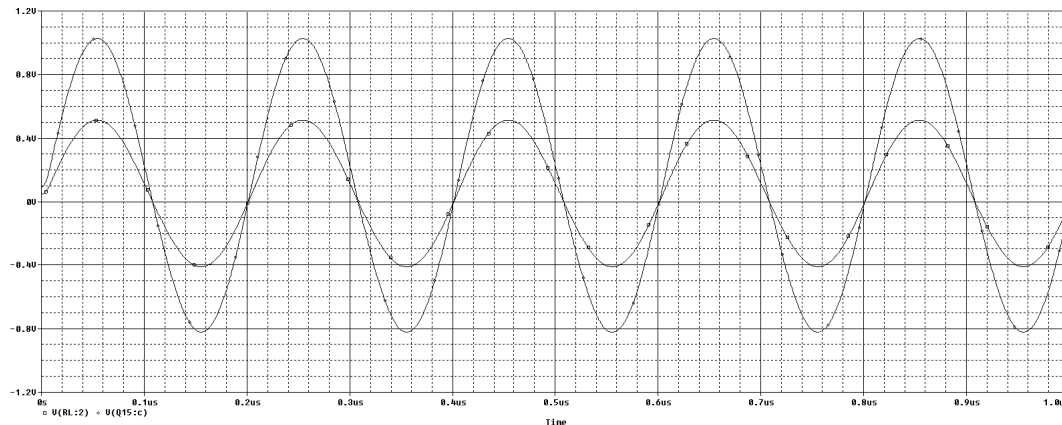
Ny beräkning av R_{C1} och R_{C2} :

$$R_{C2} = R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - V_{BE12} - V_{BE14} - V_{R12}}{I_{C14}} = \frac{7,2}{0,775 \cdot 10^{-3}} = 9,3 \text{ k}\Omega \quad (2.1)$$

Närmaste värdet i E12-serien blir 10 k Ω .

2.2 Simulering

Resultatet är något bättre. Spänningssvinget ligger i närheten av specifikationen och negativa signaler drivs fullt ut. Dock ligger 0-nivån fortfarande fel.



Figur 2.1: Transientanalys efter andra försöket. Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).

3 Tredje försöket

3.1 Simulering

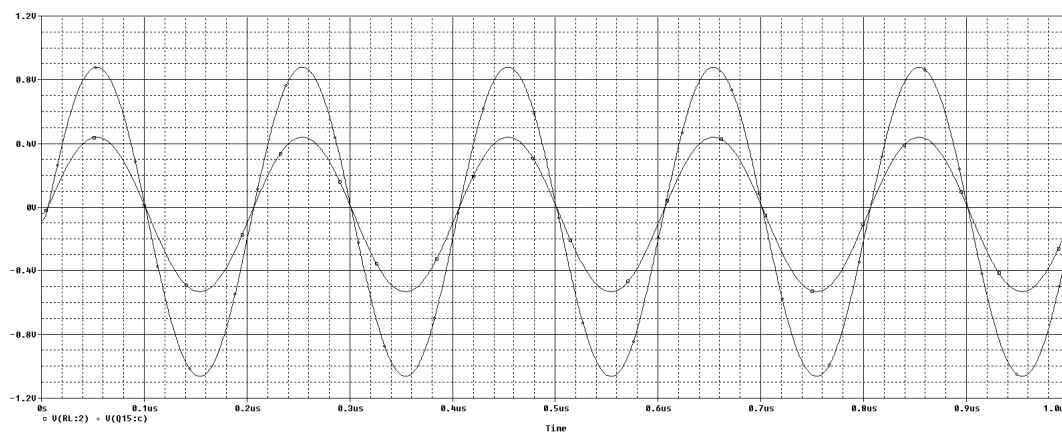
3.1.1 Modifiering av R_2

Med DC-nivåerna satta på signaltransistorerna enligt ovan, avsnitt 2.1.3, så sänker inte Q_{15} strömmen tillräckligt mycket. Ett par upprepande simuleringar ger att ett lämpligt värde på R_2 är 8,2 k Ω . Det ger en referensström på ungefär 1 mA.

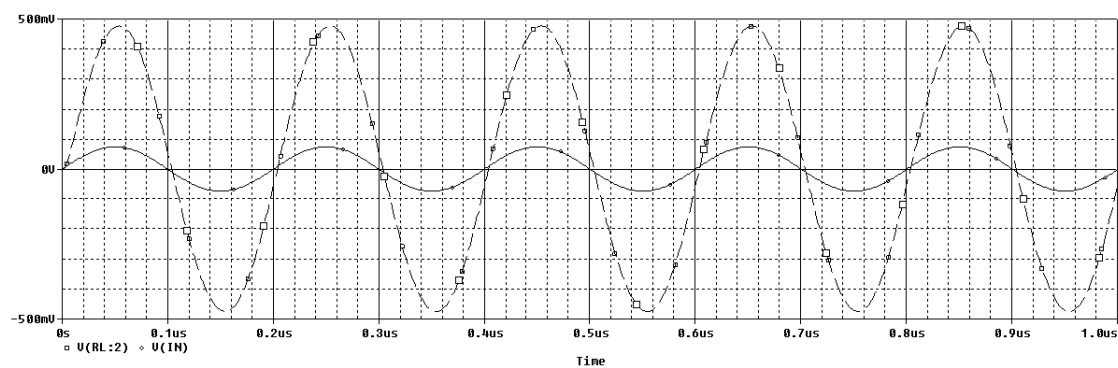
3.1.2 Modifiering av R_3 och R_4

Som en följd av att referensströmmen ökades ytterligare så måste också dessa motstånd ökas.

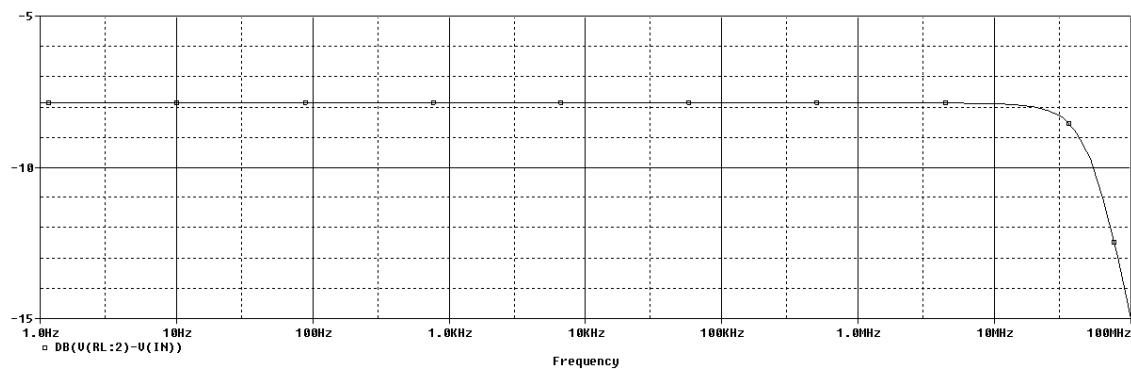
Fortsatt simulerande ger att lämpligt värde på R_3 och R_4 är 150 Ω . Då orkar transistorerna driva både positiva och negativa signaler.



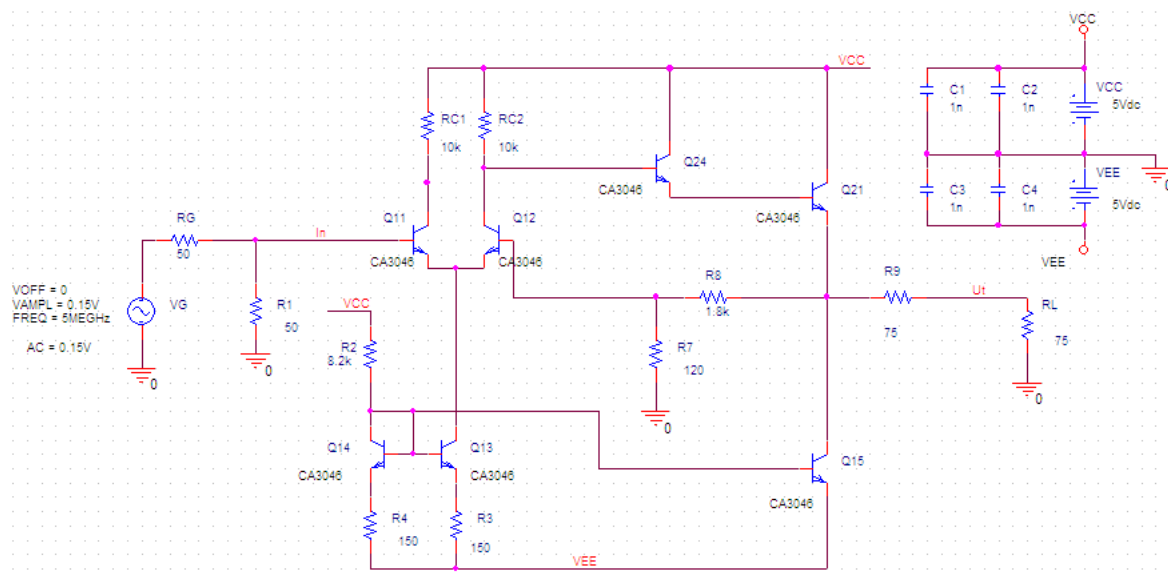
Figur 3.1: Transientanalys efter modifierat R_2 . Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).



Figur 3.2: Transientanalys efter modifierat R_3 och R_4 . Signal före R_9 (högre nivå) och över last (lägre nivå).



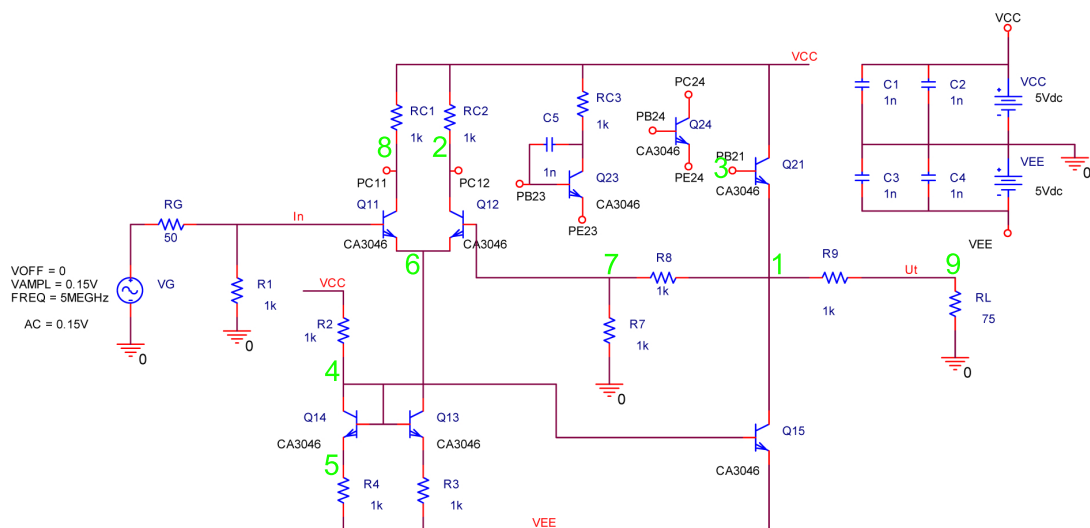
Figur 3.3: Simulering av bandbredden över lasten (DB-skala).



Figur 3.4: Schema på slutgiltig konstruktion inför montering och mätning.

4 Mätning

4.1 DC-nivåer



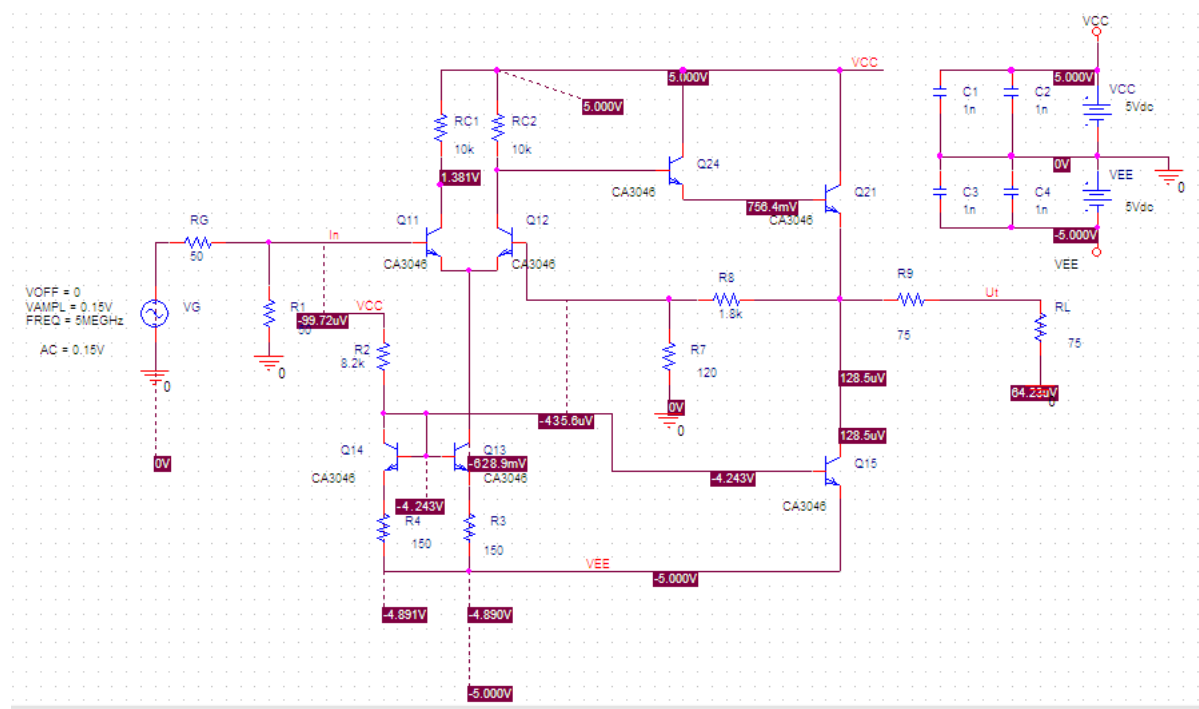
Figur 4.1: Schema med noder.

Följande likspänningsnivåer uppmättes (noder enligt figur 4.1):

- 1 151 mV relativt GND

- 2 1,34 V relativt GND
- 3 672 mV relativt GND
- 4 827 mV relativt V_{EE}
- 5 125 mV relativt V_{EE}
- 6 685 mV relativt GND
- 7 9,8 mV relativt GND
- 8 36 mV relativt GND
- 9 75 mV relativt GND med 75 Ω last

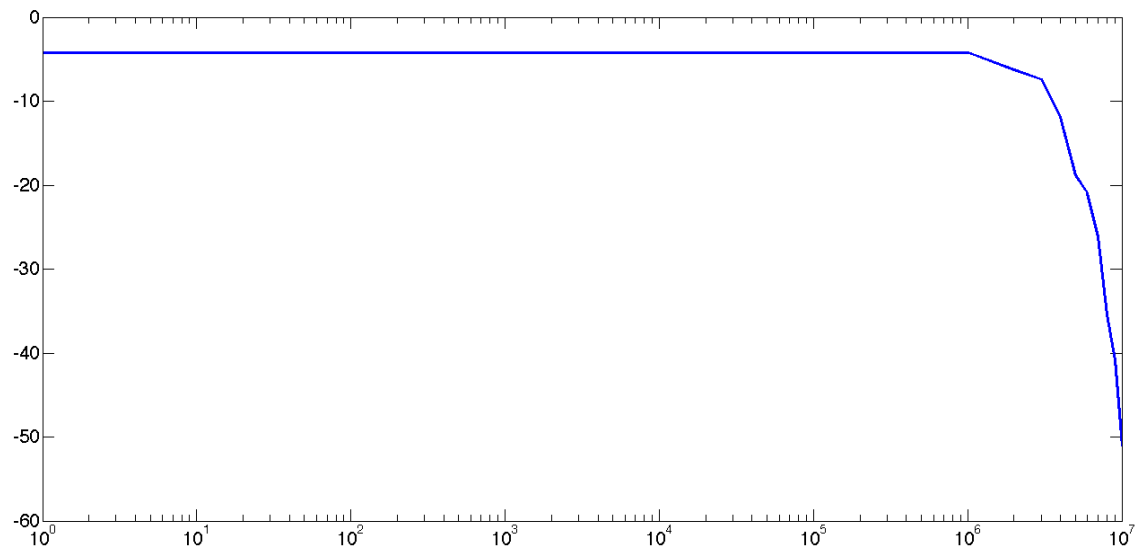
Att jämföras med DC-nivåer enligt simulering i figur 4.2.



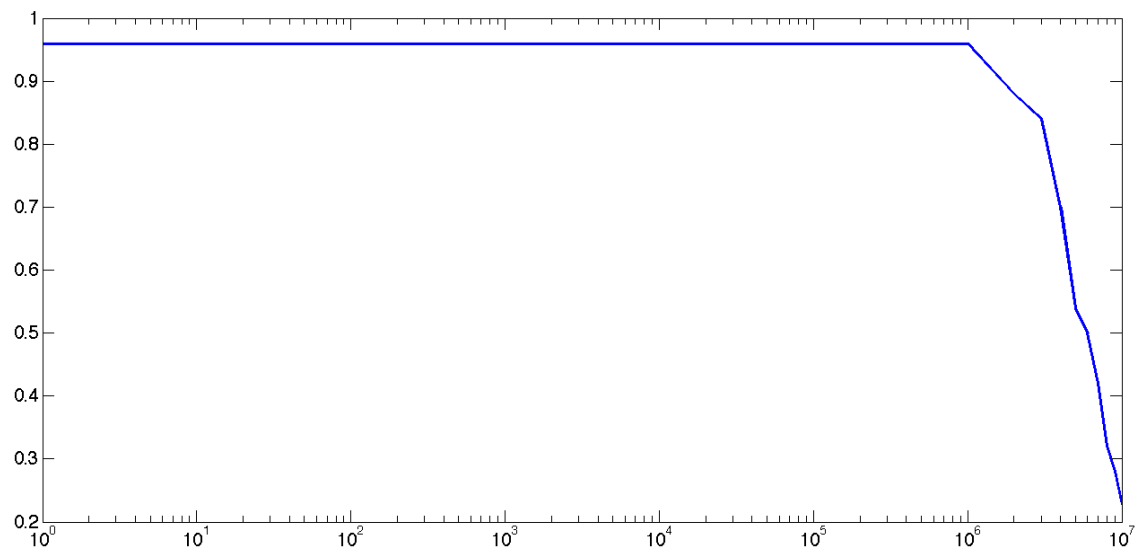
Figur 4.2: Schema med likspänningar.

4.2 Frekvensgång och spänningssving

Kurvan för frekvensgången (figur 4.3) ser ut som i simuleringen, figur 3.3. Dock är gränsfrekvensen förskjutet nedåt.



Figur 4.3: Frekvensgång (DB-skala).



Figur 4.4: Utsvinget som en funktion av frekvensen.

4.3 Stabilitet

Förstärkarens stabilitet testades med en fyrkantsvåg som insignal. Från 1 Hz upp till 10 MHz var den stabil. Högre frekvenser kunde inte testas på grund av begränsning hos funktionsgeneratoren.

4.4 Test med videokamera

Det praktiska testet med en dämpad signal från en videokamera föll ut väl. Bilden blev betydligt skarpare och, den låga gränsfrekvensen till trots, innehöll inga märkbara artefakter.