
SSIM

Abgabe 3

Autor: Ebner Thomas (0831246), Nöhmer Stefan (0830668)
Datum: Graz, 21. Mai 2012
Version.: alpha 1.0

1 Abgabe 3

Anmerkung: die verwendete Version war PSpice 8.0.

1.1 Beispiel 1: Spannungsstabilisierung mit Z-Diode

1.1.1 Dimensionierung von R1

Zur Dimensionierung von R1 wurde die Schaltung zweimal parallel aufgebaut“. Einmal war dabei der Ausgang unbelastet, in der zweiten Schaltung wurde eine Stromsenke mit 3mA an den Ausgang geschaltet. Mit einem Parametric Sweep und einem Temperature Sweep wurde R1 variiert und für die beiden Extremfälle der Temperatur betrachtet (0 und 100 Grad). Abbildung 1.1 zeigt den Verlauf der Abweichung der belasteten Ausgangsspannung vom unbelasteten Fall. Man erkennt, dass der 2%-Punkt etwas über $1k\Omega$ liegt. Abbildung 1.2 zeigt diesen Bereich vergrößert. Mit Cursors wurde der exakte Wert auf $1.1152k\Omega$ bestimmt (das ist der maximale Wert für R1).

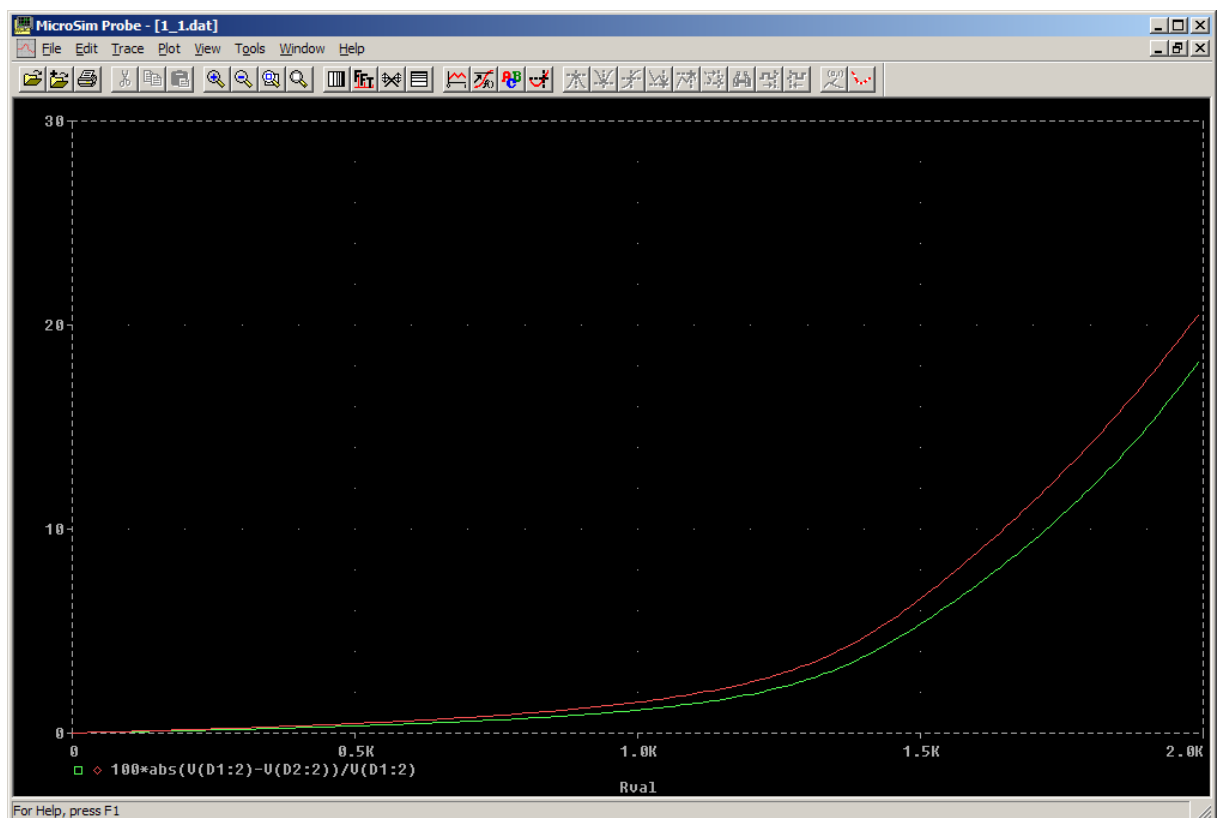


Abbildung 1.1: Abweichung der Ausgangsspannungen für grobe Bestimmung von R1

1.1.2 Ausgangsspannungsschwankungen

Zur Simulation der Schwankungen der Ausgangsspannungen wurde ein Breakout-Modell des Widerstands mit dem angegebenen Temperaturkoeffizienten verwendet. Um die Bauteiltoleranz zu berücksichtigen wurde ein Parametric Sweep von R1 durchgeführt, der den Idealwert des Bauteils

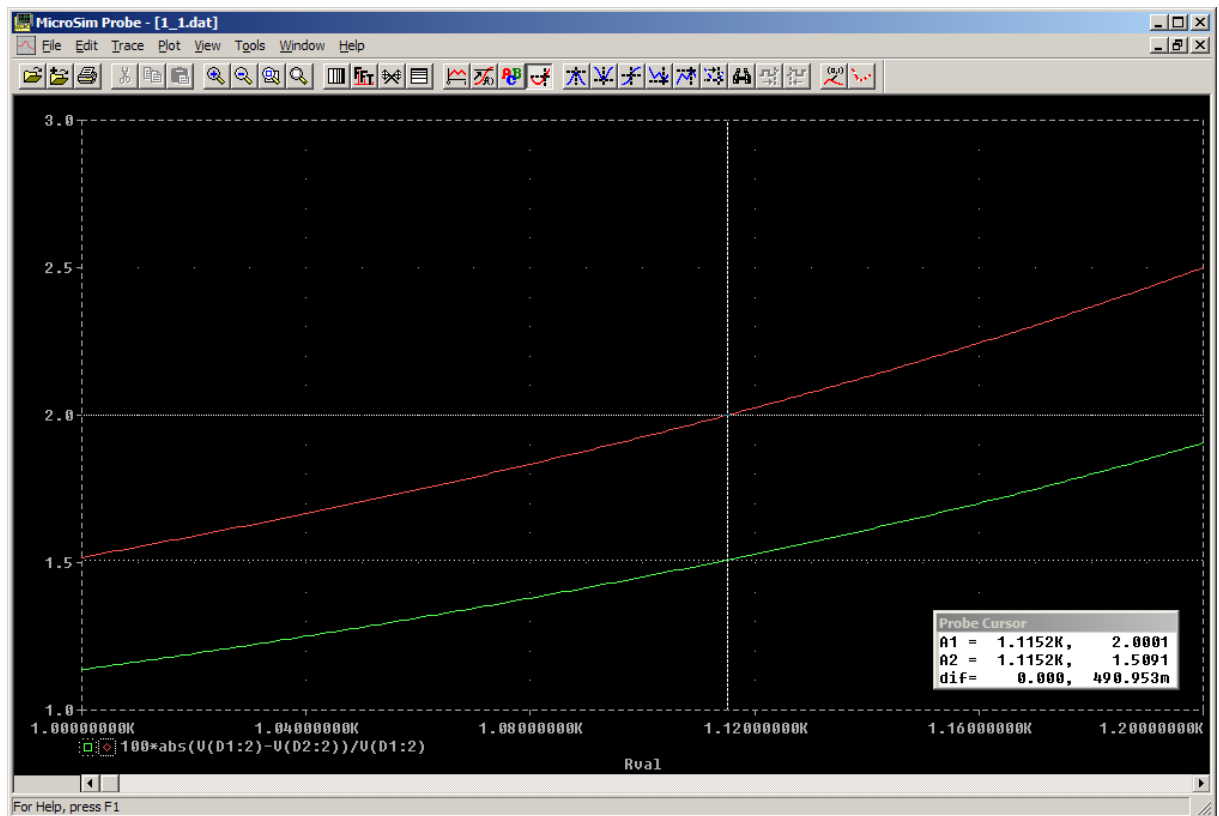


Abbildung 1.2: Abweichung der Ausgangsspannungen für feine Bestimmung von R1

und die maximalen Abweichungen (1% bei E96) abdeckt. Abbildung 1.3 zeigt die entstehenden Bereiche wieder für die Extremwerte der Temperatur.

1.1.3 Ausgangswiderstand

Zur Ermittlung des differentiellen Ausgangswiderstands ($r_a = \frac{du_a}{di_a}$) wurde mit einem DC Sweep der Laststrom variiert und mit einem Parametric Sweep die Versorgungsspannung im angegebenen Bereich variiert (für eine Temperatur von 27 Grad). Abbildung 1.4 zeigt den Ausgangswiderstand über einen großen Bereich der Versorgungsspannung, Abbildung 1.5 zeigt den Ausgangswiderstand in einem Bereich um den Arbeitspunkt von 3mA. Die gelbe Kurve stellt jeweils den Wert für eine Versorgung mit 10V dar (Nominalwert).

1.2 Beispiel 2: RC-Bandpass

1.2.1 Ermittlung von R

Zur Ermittlung von R wurde ein AC Sweep erstellt, der die Ausgangsspannung für eine Frequenz (die Mittenfrequenz von 100kHz) simuliert. Zusätzlich wurde mit einem Parametric Sweep R variiert. Der Spitzenwert entspricht dabei dem Widerstand, bei dem die Amplitude bei der Mittenfrequenz von 100kHz am höchsten ist. Abbildung 1.6 zeigt den Verlauf für unterschiedliche R. Man erkennt, dass die Spitze zwischen 50Ω und 100Ω liegt. Abbildung 1.7 zeigt diesen Ausschnitt im Detail. Mit einem Cursor wurde der Maximalwert bei 72Ω bestimmt. Dieser Wert stimmt mit dem errechneten Wert überein ($f_g = \frac{1}{2\pi RC}$), und auch die Amplitude stimmt mit der Theorie überein ($\frac{V_{in}}{3}$).

Zum Überprüfen wurde der Frequenzgang des Bandpasses für die nominelle Temperatur und die Extremwerte der Temperaturen mittels AC Sweep simuliert (siehe Abbildung 1.8). Bei 27 Grad

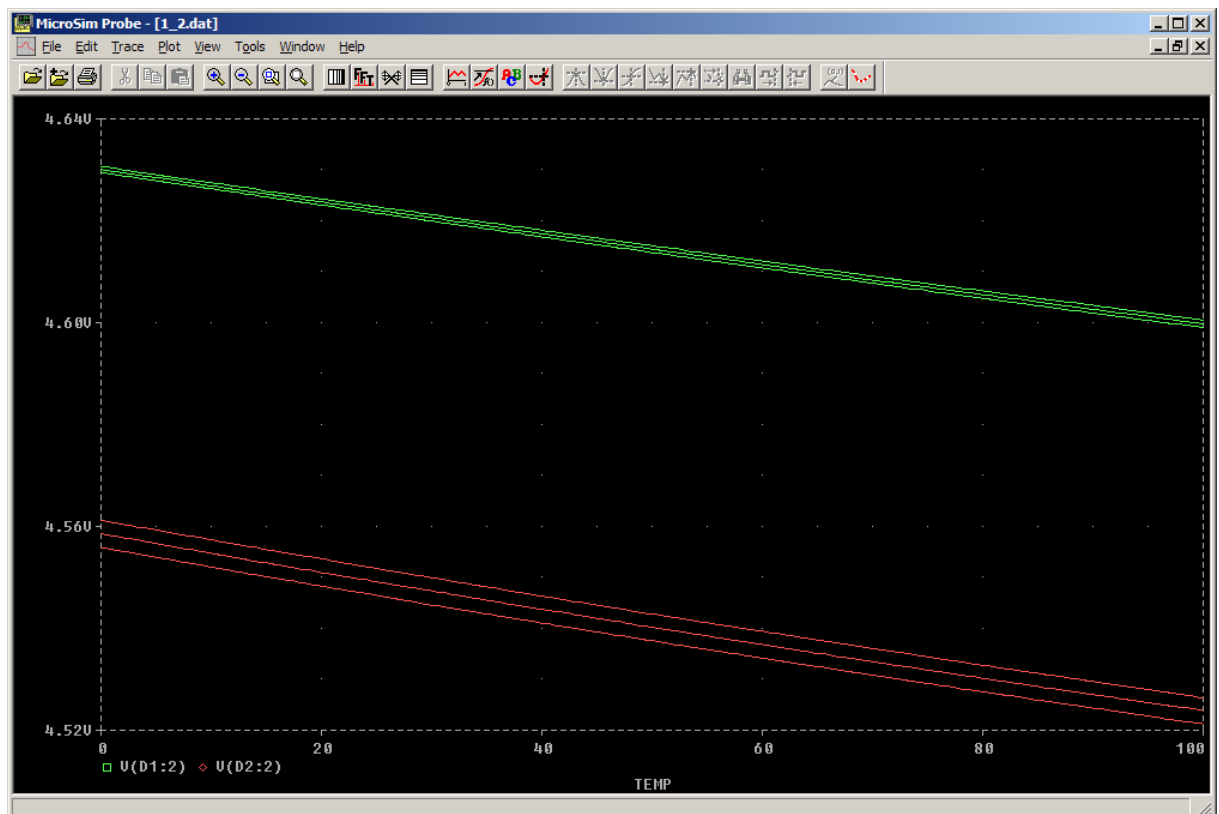


Abbildung 1.3: Simulation der Toleranzen und Temperaturabhängigkeit von R1

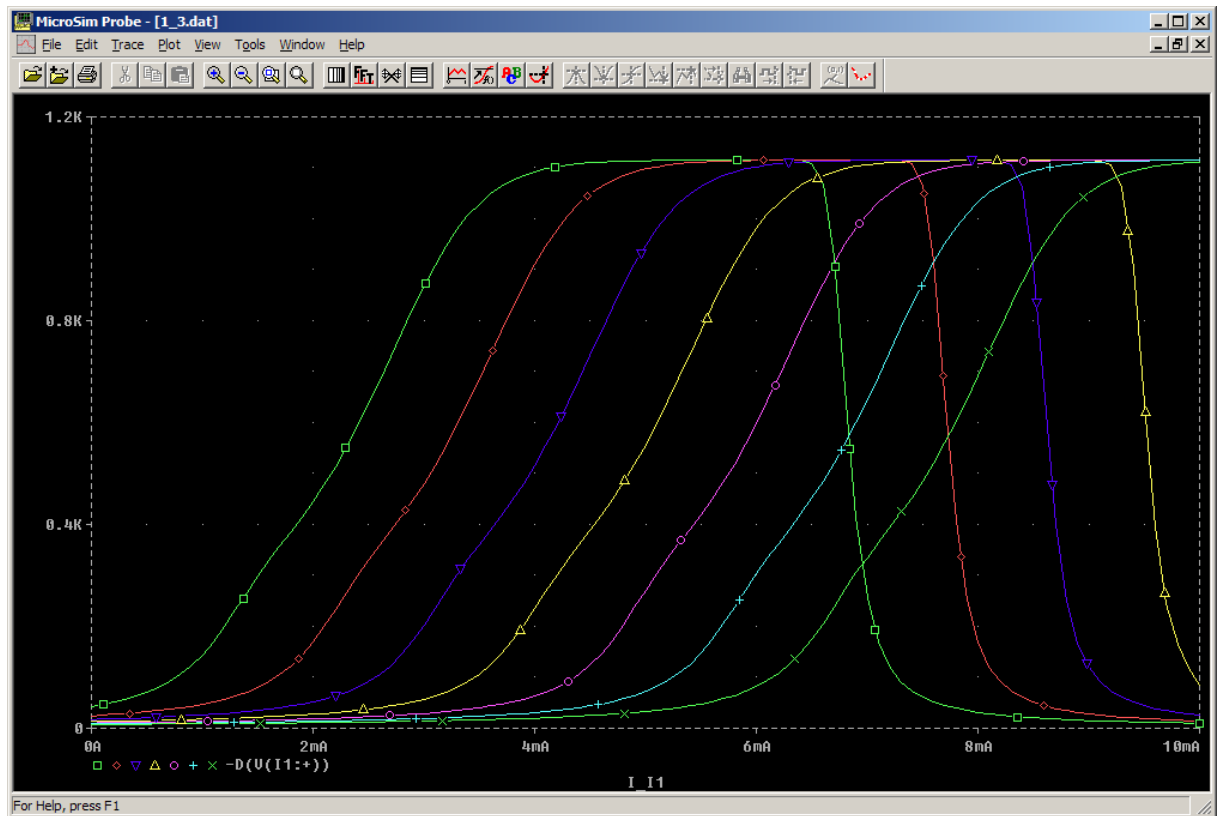


Abbildung 1.4: Verlauf des differentiellen Ausgangswiderstands über großen Lastbereich

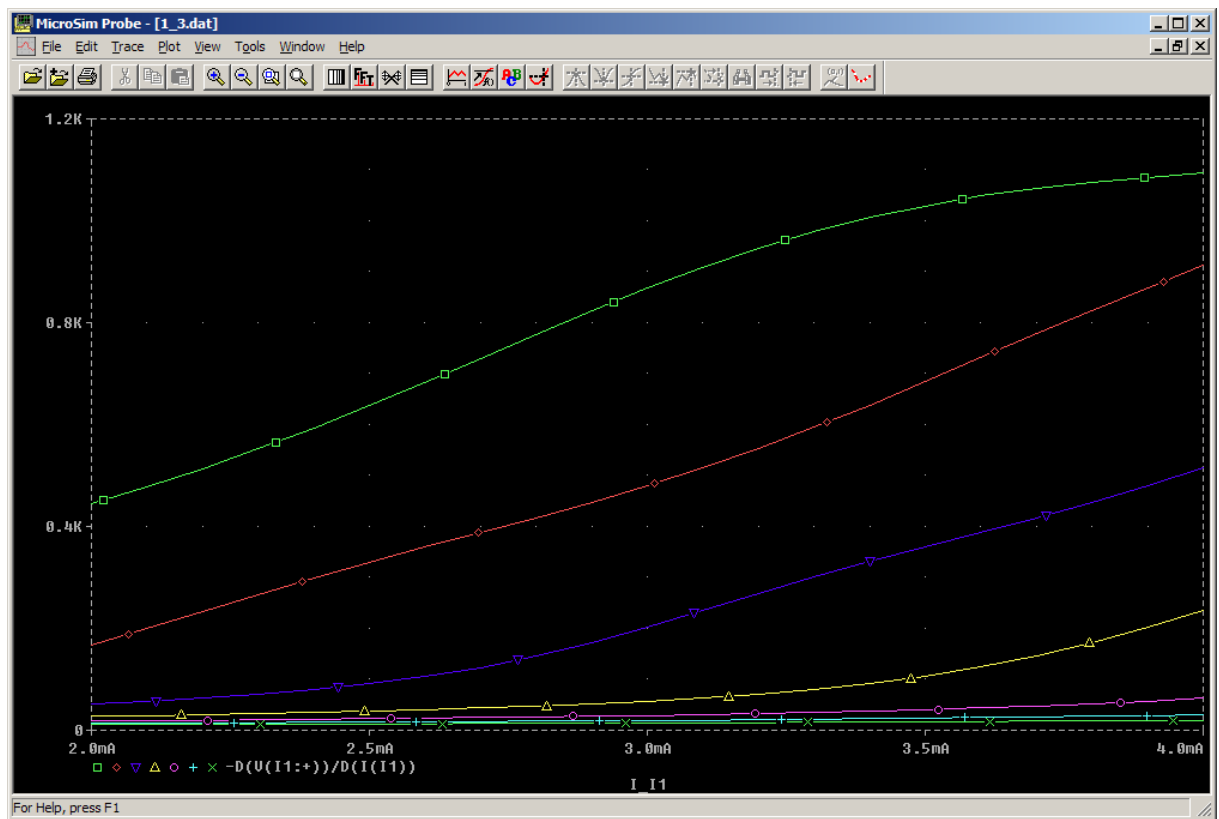
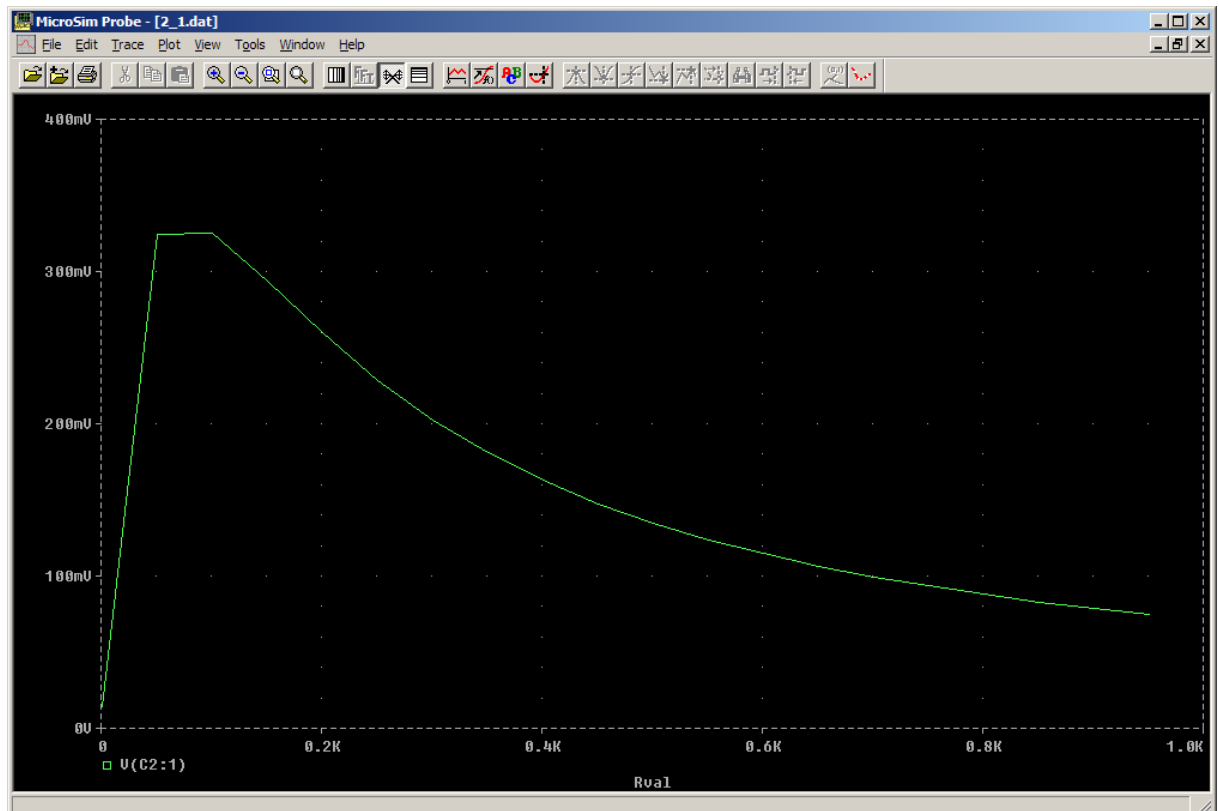
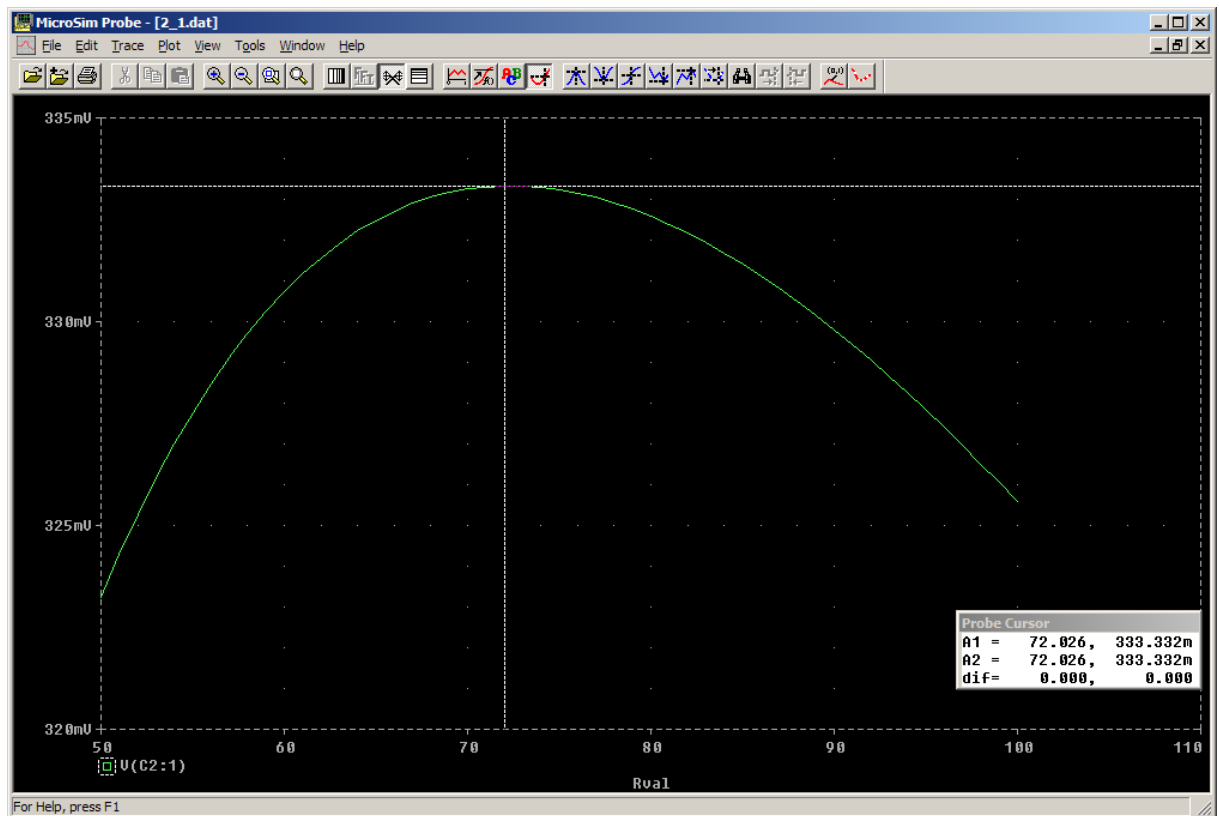
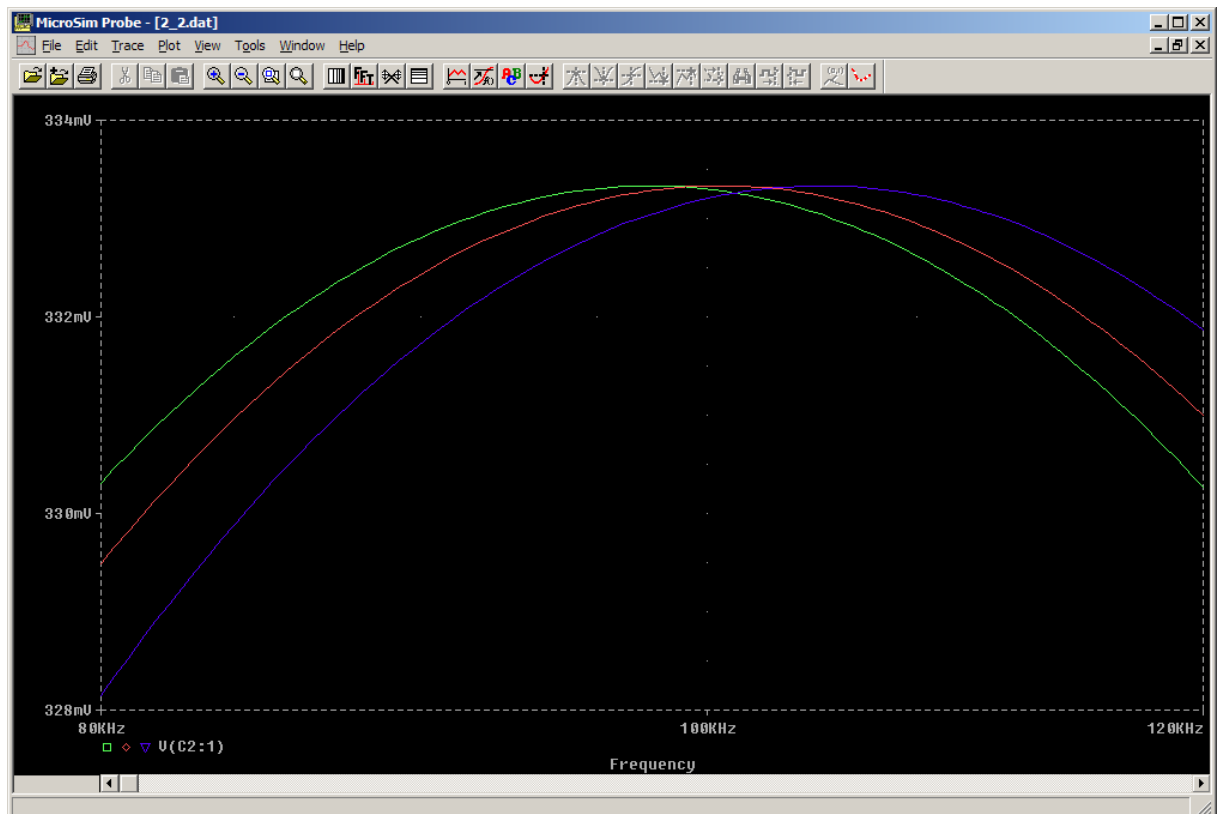


Abbildung 1.5: Verlauf des differentiellen Ausgangswiderstands um den Arbeitspunkt

Abbildung 1.6: Ermittlung von R über großen Widerstandsbereich

Abbildung 1.7: genaue Ermittlung von R

ist die Mittenfrequenz genau 100kHz.

Abbildung 1.8: Überprüfung der Funktion des RC-Bandpasses mit ermitteltem R

1.2.2 Worst Case Analyse

Mit der Worst Case Analyse lassen sich die obere und untere Grenze für die Ausgangswerte ermitteln, indem die schlechteste Kombination der toleranzbehafteten Bauteilwerte eingesetzt wird. Abbildung 1.9 zeigt die Simulation des nominalen Verhaltens (Mitte) und der Worst Cases (Minimum und Maximum) wieder bei den 3 Werten für die Temperatur. Die Cursor markieren jeweils die entstehenden Mittenfrequenzen.

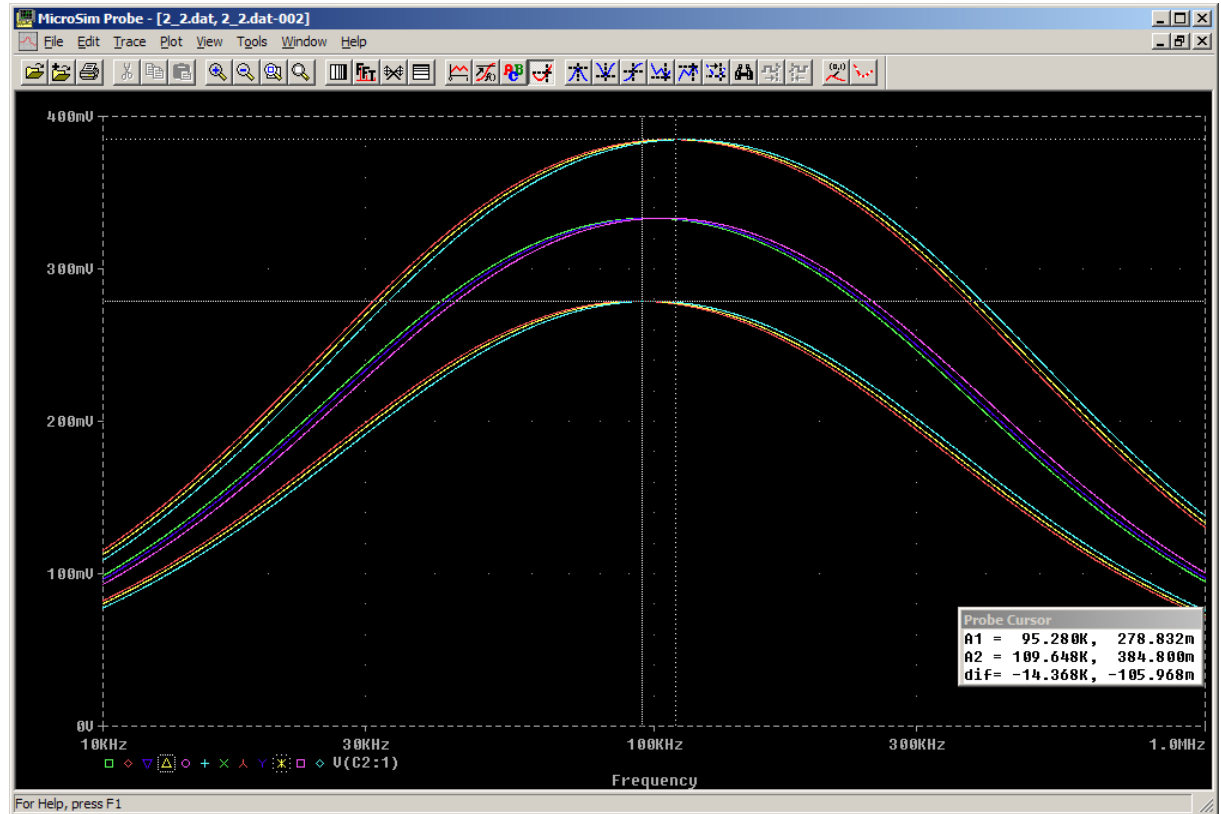


Abbildung 1.9: Worst Case Analyse für toleranzbehaftete Bauteile

Die *dev*-Toleranz entspricht dabei den Toleranzen der individuellen Bauteilen (jedes Bauteil für sich), die *lot*-Toleranzen entsprechen Toleranzen, die jeweils die Bauteile aus einer Charge gemeinsam haben. Dementsprechend ist es sinnvoll, bei einzeln gewählten diskreten Bauteilen die *dev*-Toleranz zu verwenden, und bei abgestimmten Bauteilen (z.B. Transistoren, Widerstandsarrays, etc) bzw. Bauteilen, die innerhalb einer Charge nur eine geringe Streuung aufweisen die *lot*-Toleranz zu verwenden.

1.2.3 Monte Carlo Analyse

Mit der Monte Carlo Analyse lassen sich nicht die Extremwerte (Worst Cases), sondern statistische Schwankungen der Bauteile untersuchen. Für jeden Durchlauf werden Bauteilwerte innerhalb der Toleranzen zufällig gewählt, mit denen dann die Schaltung simuliert wird. Die Darstellung ist als Kurvenschar oder als Histogramm möglich.

Abbildung 1.10 zeigt eine Monte Carlo Analyse mit 3 Durchläufen für die bereits aufgeführten Temperaturen (aufgrund der geringen Anzahl an Durchläufen ist diese zwar nicht besonders aussagekräftig, aber gut ablesbar). Abbildung 1.11 zeigt das Ergebnis einer Monte Carlo Analyse mit 10 Durchläufen, überlagert mit den Worst Case Werten. Man erkennt, dass die Monte Carlo Durchläufe innerhalb der Worst Cases liegen.

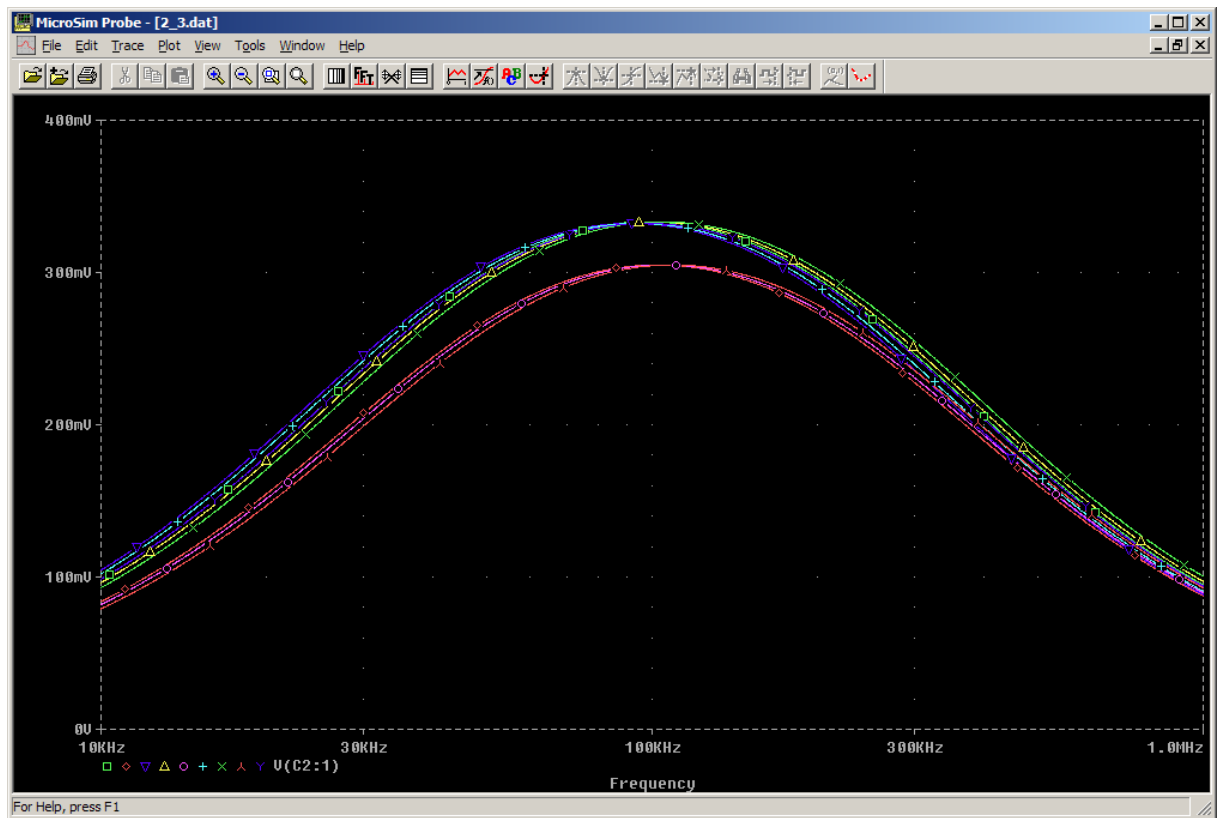


Abbildung 1.10: Monte Carlo Analyse für toleranzbehaftete Bauteile (3 Durchläufe)

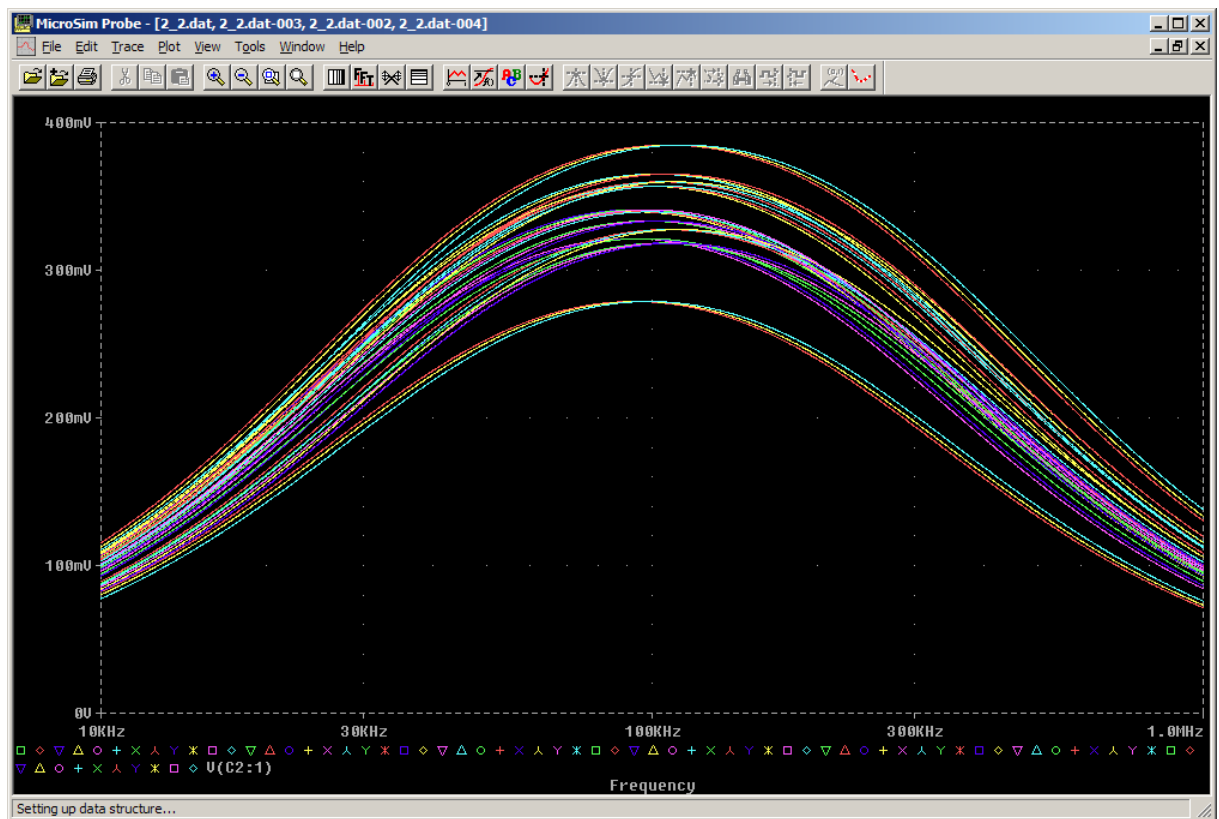


Abbildung 1.11: Monte Carlo Analyse für toleranzbehaftete Bauteile (10 Durchläufe) überlagert mit Worst Cases

1.3 Beispiel 3

1.3.1 Ermittlung der 3dB Grenzfrequenz

Für die Ermittlung der 3dB Grenzfrequenz wurde eine AC-Analyse verwendet. Anschließend wurde aus den Bodediagrammen mittels Cursors die 3dB Grenzfrequenz ermittelt. Das Bodediagramm ist in Abbildung 1.12 zu sehen. Dabei ergaben sich in der Simulation für die beiden Modelle der Operationsverstärker folgende Grenzfrequenzen.

1. **LM324:** $f_g = 1.215MHz$
2. **LM324/NS:** $f_g = 1.379MHz$

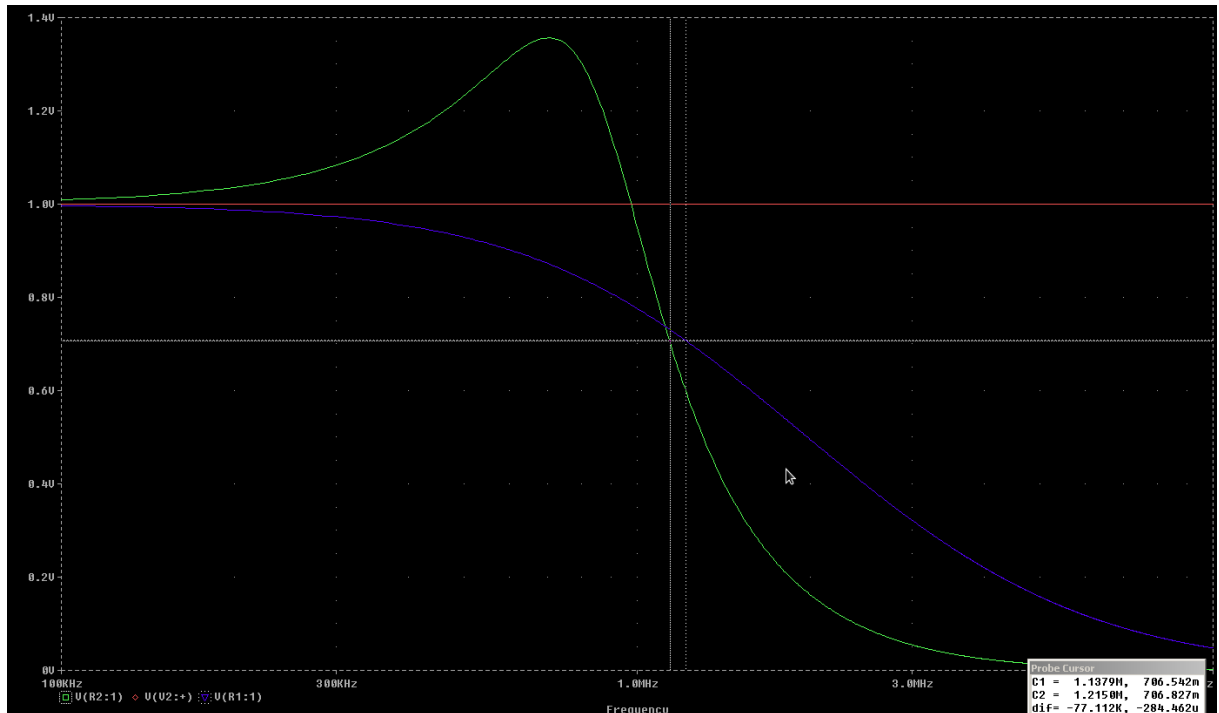


Abbildung 1.12: Bode Diagramm der als Spannungsfolger beschalteten OPVs. Der blaue Verlauf wurde mit dem PSPICE Modell LM324 ermittelt. Der grüne Verlauf mithilfe des Modells LM324/NS aus der Library nat_semi.lib

1.3.2 Ermittlung der maximalen Frequenz mit THD ; 1%

Die THD (Total Harmonic Distortion) kann mittels PSPICE ermittelt werden, indem man bei der Transienten Analyse "Enable Fourier" aktiviert. Der von PSPICE ermittelte Wert für THD kann in der .out Datei abgelesen werden. Für die Center Frequency wurde dabei die gleiche Frequenz wie für die Eingangssinusschwingung verwendet. Die Anzahl der Harmonischen wurde auf 50 eingestellt.

Nun wurde schrittweise die Frequenz verkleinert bzw. vergrößert eine Frequenz ermittelt bei der die THD kleiner 1% beträgt.

Dabei wurden folgende Frequenzen ermittelt:

1. **LM324:** bei $f = 135kHz$ beträgt die THD 0,97%.
2. **LM324/NS:** bei $f = 133kHz$ beträgt die THD 0,97%.

1.3.3 Zeitbereichsdarstellung bei den Grenzfrequenzen

Die Zeitbereichsdarstellungen der Ausgangsspannungen der beiden Modelle bei den jeweiligen Grenzfrequenzen sind in 1.13 bzw. 1.14 abgebildet.

Beim LM324 erkennt man, dass die Slew-Rate die Steigung der Ausgangsspannung begrenzt was zu Verzerrungen führt.

Beim LM324/NS ist zusätzlich eine niederfrequentere Schwinung überlagert, dies ist vermutlich auf den Einschwingvorgang zurückzuführen.

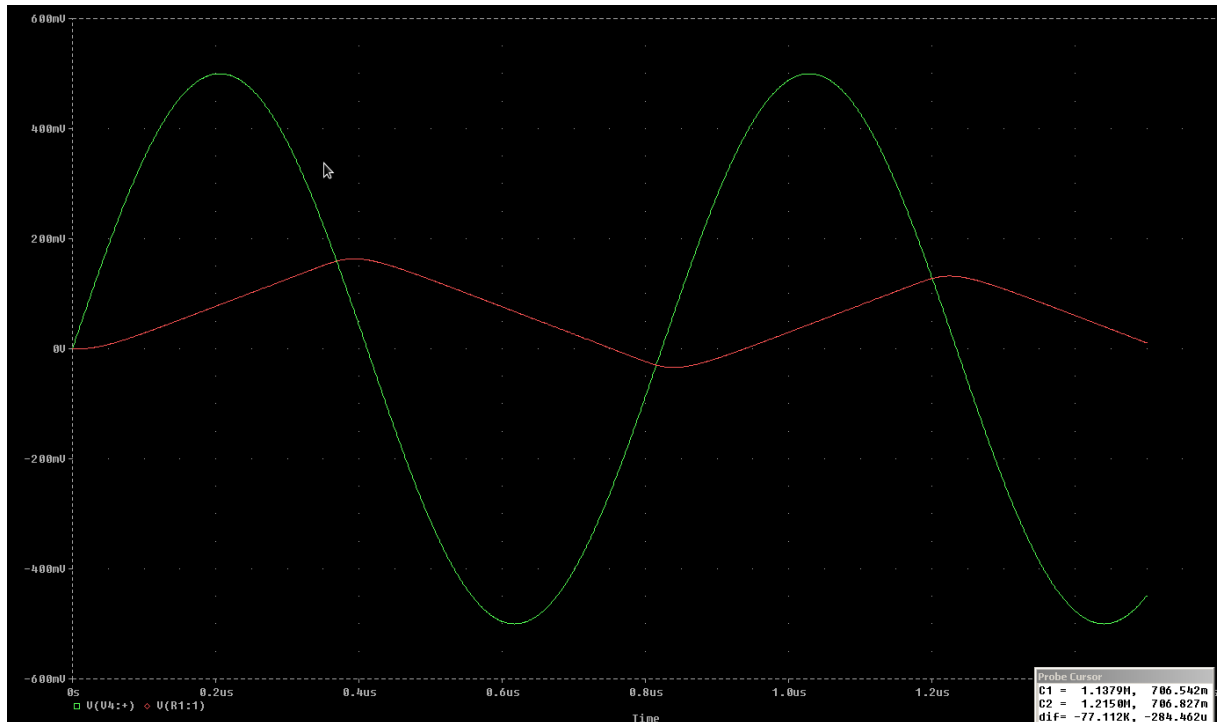


Abbildung 1.13: Zeitbereichsdarstellung der Ausgangsspannung(rot) und Eingangsspannung(grün) bei der Grenzfrequenz des LM324.

1.4 Beispiel 4

Der Verlauf des ON-Widerstands des Transmissiongates ist in Abbildung 1.15 abgebildet. Man erkennt einen Unterschied des Widerstands von ca. 250 Ohm zwischen den beiden Modellen.

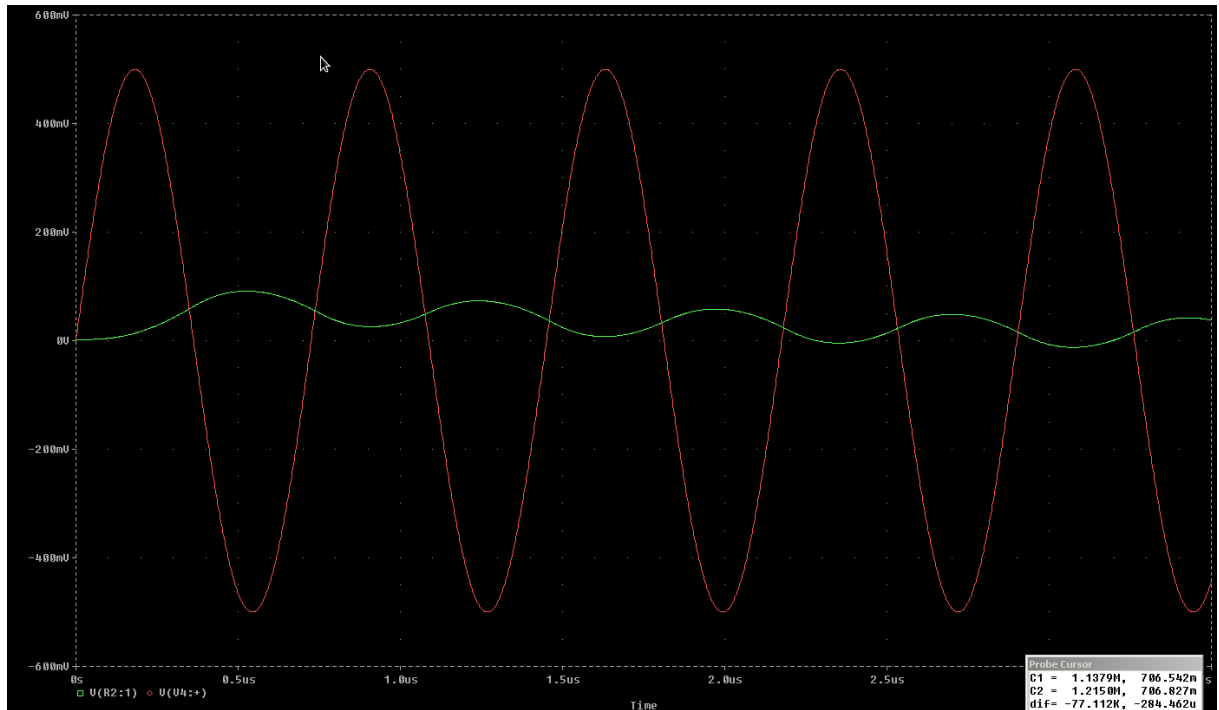


Abbildung 1.14: Zeitbereichsdarstellung der Ausgangsspannung(rot) und Eingangsspannung(grün) bei der Grenzfrequenz des LM324/NS.

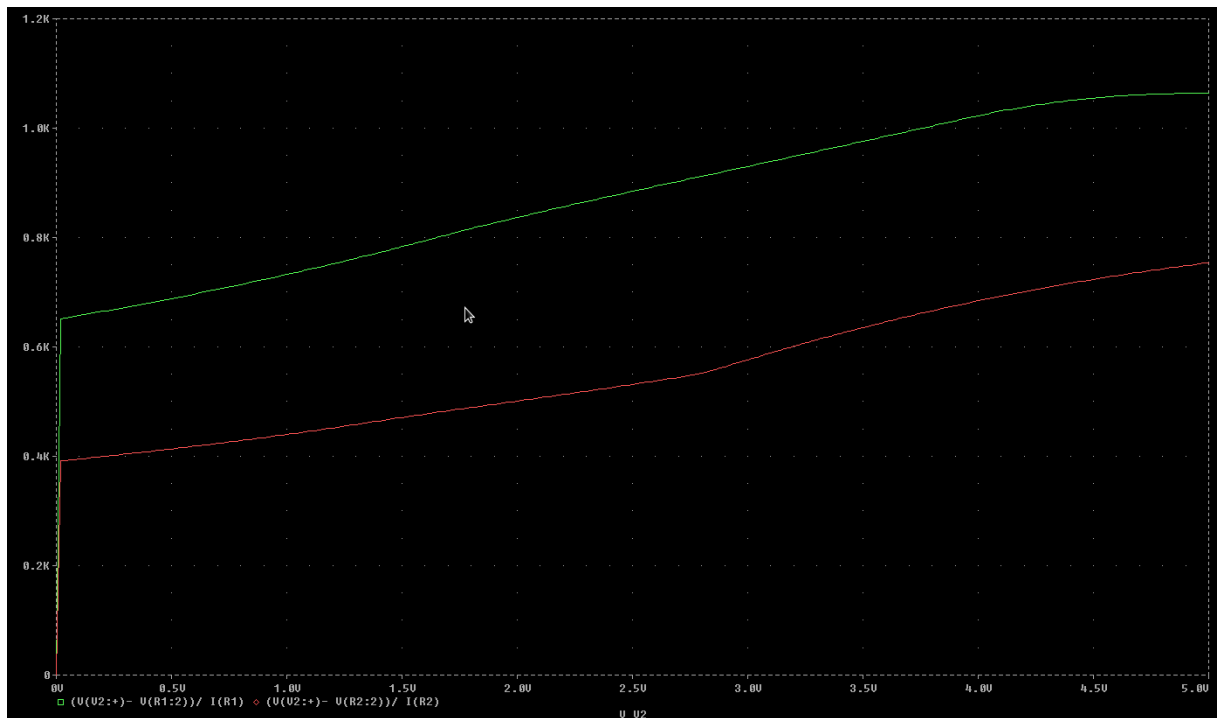


Abbildung 1.15: r_{on} (y-Achse) in Abhängigkeit der geschalteten Spannung V_{in} (x-Achse) der Modelle $nmos,pmos$ (grün) bzw. $nmos2,pmos2$ (rot)