
SSIM

Abgabe 2

Autor: Ebner Thomas (0831246), Nöhmer Stefan (0830668)
Datum: Graz, 26. März 2012
Version.: alpha 1.0

1 Abgabe 2

Anmerkung: die verwendete Version war PSpice 8.0.

1.1 Beispiel 1

1.1.1 Schaltung 1

Bei der Simulation der Schaltung 1 mittels DC Analyse tritt folgendes Problem auf. In der Schleife bestehend aus (L1, C1, R2, R3 und I1) befindet sich eine Gleichstromquelle und ein Kondensator. Da sich bei einem idelen Kondensator bei diesem Aufbau kein Arbeitspunkt einstellt, sondern die Spannung bis ins Unendlichen ansteigen würde, ist die Simulation mittels DC-Analyse nicht möglich.

PSPICE gibt dabei folgende Fehlermeldung aus:

```
ERROR PSpiceAD 02:53PM Node $N_0003 is floating
ERROR PSpiceAD 02:53PM Node $N_0005 is floating
```

1.1.2 Schaltung 2

Eine Simulation der Schaltung 2 funktioniert hingegen Problemlos. Die aus der Simulation hervorgegangenen Arbeitspunkte können in Abbildung 1.1 abgelesen werden.

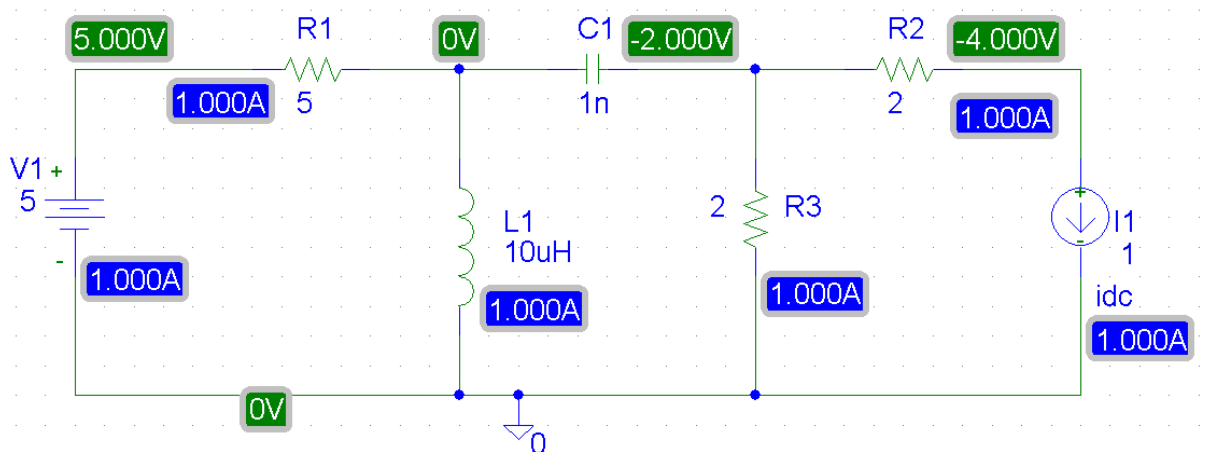


Abbildung 1.1: Schaltung 2: Arbeitspunkte aus Simulation

1.1.3 Berechnung mittels Knotenpotentialverfahrens

Bei der Berechnung mittels modifiziertem Knotenpotentialverfahrens (DC) werden zunächst alle Kapazitäten durch Leerläufe und alle Induktivitäten durch Kurzschlüsse ersetzt.

In der Abbildung 1.2 ist die Schaltung nach dem Ersetzen dargestellt. Es wurden ausserdem die Knoten K1 - K4 beschriftet. Es wird nun ein Gleichungssystem mit 6 Variablen (4 Knoten + 1 Spule + 1 Spannungsquelle) aufgestellt (siehe Vorlesung).

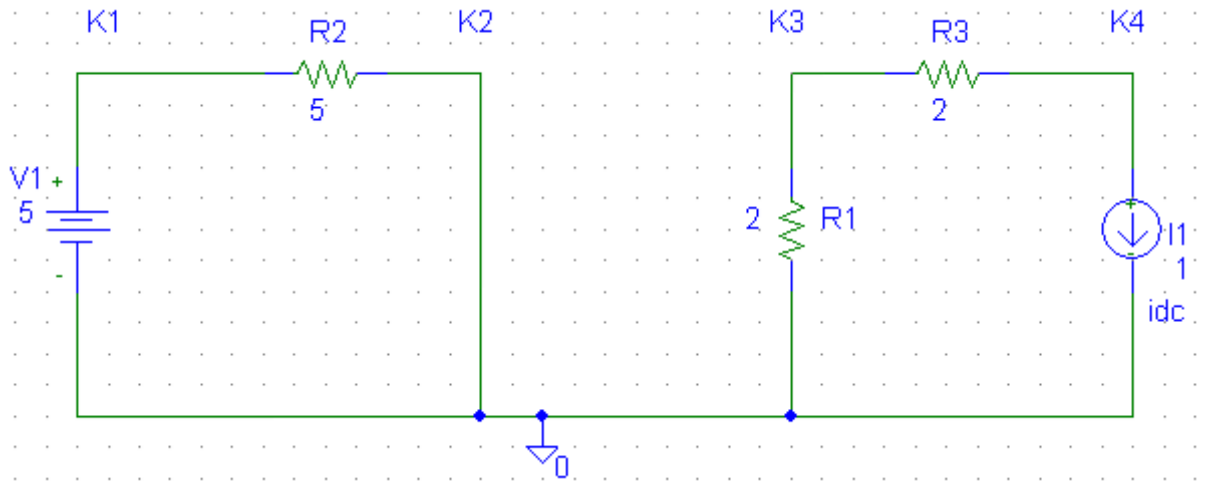


Abbildung 1.2: Schaltung 2: modifiziertes Knotenpotentialverfahren, Induktivitäten ersetzt durch Kurzschluss, Kondensatoren ersetzt durch Leerlauf.

$$\begin{pmatrix} \frac{1}{R_1} & -\frac{1}{R_1} & 0 & 0 & +1 & 0 \\ -\frac{1}{R_1} & \frac{1}{R_1} & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} & -\frac{1}{R_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{K1} \\ U_{K2} \\ U_{K3} \\ U_{K4} \\ I_{V1} \\ I_{V1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -I_1 \\ V_1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

Dieses Gleichungssystem wurde mittels Matlab gelöst und ergibt folgenden Ergebnisvektor:

$$\begin{pmatrix} U_{K1} \\ U_{K2} \\ U_{K3} \\ U_{K4} \\ I_{V1} \\ I_{V1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 5V \\ 0V \\ -2V \\ -4V \\ -1A \\ 1A \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Dieses Ergebnis stimmt genau mit der Simulation überein.

Eine Beschreibung der einzelnen Zeilen der .cir Datei ist in Abbildung 1.3 zu finden.

1.1.4 Simulierbarkeit der angegebenen 3 Schaltungen

Da bei diesem Beispiel nur DC-Analysen angewandt wurden beruhen die folgenden Aussagen darauf, dass eine DC-Analyse angewandt wird.

- a) Diese Schaltung kann nicht simuliert werden, da sich kein DC Arbeitspunkt einstellt. Eine konstante Spannung an einer Spule würde einen linear ansteigenden Strom zufolge haben. Eine DC Analyse würde somit einen ∞ großen Strom ergeben.
- b) Für diese Schaltung gilt ähnliches wie bei a). Eine Simulation ist nicht möglich.
- c) Eine Simulation ist prinzipiell möglich. Die Diode wird allerdings in Sperrrichtung betrieben. Dadurch stellt sich an der Diode die Durchbruchspannung ein.

```

* Schematics Aliases *

** Analysis setup **
.OP                               ;calculate and display Bias point

* From [SCHEMATICS NETLIST] section of msim.ini:
.lib nom.lib

.ALIASES
V_V1      V1(+= $N_0001 -=0 )      ;create V1 and relate
                                         ;pin + to $N_0001 and pin - with 0
R_R1      R1(1=$N_0001 2=$N_0002 ) ;create R1 and
                                         ;pin 1 to $N_0001 and pin 2 with $N_0002
R_R2      R2(1=$N_0004 2=$N_0003 ) ;create R1 and relate
                                         ;pin 1 to $N_0004 and pin 2 with $N_0003
C_C1      C1(1=$N_0002 2=$N_0004 ) ;create R1 and relate
                                         ;pin 1 to $N_0002 and pin 2 with $N_0004
R_R3      R3(1=$N_0004 2=0 )       ;create R1 and relate
                                         ;pin 1 to $N_0004 and pin 2 with $N_0001
L_L1      L1(1=$N_0002 2=0 )       ;create R1 and relate
                                         ;pin 1 to $N_0002 and pin 2 with $N_0001
I_I1      I1(+= $N_0003 -=0 )      ;create R1 and relate
.ENDALIASES                        ;pin + to $N_0003 and pin - with 0

* Schematics Netlist *

V_V1      $N_0001 0 5              ;part V_V1; between net $N_0001 and 0, 5V
R_R1      $N_0001 $N_0002 5        ;part R_R1; between net $N_0001 and $N_0002, 50hm
R_R2      $N_0004 $N_0003 2        ;part R_R2; between net $N_0004 and $N_0003, 20hm
C_C1      $N_0002 $N_0004 1n       ;part C_C1; between net $N_0002 and $N_0004, 1nF
R_R3      $N_0004 0 2              ;part R_R3; between net $N_0004 and 0, 20hm
L_L1      $N_0002 0 10uH           ;part L_L1; between net $N_0002 and 0, 10uH
I_I1      $N_0003 0 DC 1           ;part I_I1; between net $N_0003 and 0, 1A

.probe                                     ;Write results from DC AC
                                         ;and transient analysis to a data file

.END

```

Abbildung 1.3: Beschreibung der Datei .cir

1.2 Beispiel 2

An der Diode D1N4002 stellt sich bei der Simulation eine Spannung von 691mV ein. Die Werte für die Ersatzschaltung der Diode ergeben sich wie folgt. Für die Temperaturspannung wurde dabei 25mV angenommen.

In der Simulation findet keine Prüfung auf die Einhaltung der Grenzwerte der Diode statt. Die Iterationsschritte funktionieren für die Diode D1N750 gleich wie für die Diode D1N4002. Bei der Diode D1N750 handelt es sich allerdings um eine Zenerdiode, welche Normalerweise in Sperrichtung betrieben wird. Um die Iterationen in Sperrichtung durchzuführen bedarf es

allerdings eines anderen Modells für die Berechnung von G_{eq} bzw. I_{eq} .

Die folgenden Formeln beschreiben die herangehensweise zur Berechnung der Werte G_{eq} bzw. I_{eq} .

$$G_{eq} = \frac{dI_d}{dU_d} = I_s \cdot e^{\frac{U_d}{n \cdot U_T}} \frac{1}{n \cdot U_T} \quad (1.3)$$

$$I_d = G_{eq} \cdot U_d + I_{eq} \quad (1.4)$$

Die aus PSPICE abgelesenen Parameter der Dioden sind in Abbildung 1.1 zu finden.

Die berechneten bzw. die aus der Simulation hervorgegangenen Werte sind in Tabelle 1.2 bzw. 1.3 zu sehen.

| Diode | N | I_s |
|---------|-------|------------------------|
| D1N4002 | 1.984 | 14.11nA |
| D1N750 | 1 | $880.5 \cdot 10^{-18}$ |

Tabelle 1.1: Die aus PSPICE abgelesenen Diodenparameter.

| | berechnete Werte | | Simulierte Werte |
|-----------|------------------|----------|------------------|
| Iteration | G_{eq} | I_{eq} | U_d |
| 1 | 347mΩ | -2.158A | 752mV |
| 2 | 908mΩ | -0.7737A | 711mV |

Tabelle 1.2: Die für die Diode D1N4002 berechneten/simulierten Iterationsschritte.

| | berechnete Werte | | Simulierte Werte |
|-----------|------------------|----------|------------------|
| Iteration | G_{eq} | I_{eq} | U_d |
| 1 | 359mΩ | -2.1553A | 777mV |
| 2 | 890mΩ | -0.8452A | 761mV |

Tabelle 1.3: Die für die Diode D1N750 berechneten/simulierten Iterationsschritte.

1.3 Beispiel 3

Für einen PNP-Transistor und einen p-Kanal MOSFET sollten bei unterschiedlichen Temperaturen die Übertragungs- und Ausgangskennlinienscharen simuliert werden. Abbildungen 1.4 und 1.5 zeigen die Übertragungs- und Ausgangskennlinie für einen PNP-Transistor vom Typ Q2N3906, Abbildungen 1.6 und 1.7 zeigen die Übertragungs- und Ausgangskennlinie für einen p-Kanal MOSFET vom Typ IRF9140. Dabei wurden die Simulationen für mehrere V_{CE} bzw. V_{DS} mit Hilfe eines *Nested Sweep* durchgeführt (es wurden nicht zu viele Werte gewählt, sodass das Diagramm übersichtlich bleibt). Weiters wurden die Simulationen bei unterschiedlichen Temperaturen durchgeführt. Die Kurven sind beschriftet und haben in allen Diagrammen die gleiche Farbgebung (grün...-10°C, rot...27°C, blau...85°C). Man kann die Temperaturabhängigkeit von V_{BE} des PNP-Transistors gut erkennen.

Abbildungen 1.8 und 1.9 zeigen die Steilheit des PNP-Transistors $S = \frac{dI_C}{dV_{BE}}$ und die auf den Strom normierte Steilheit $S_{norm} = \frac{S}{I_C}$. Die maximalen Steilheiten werden im Bereich von V_{BE} erreicht, bei dem der Transistor zu leiten beginnt.

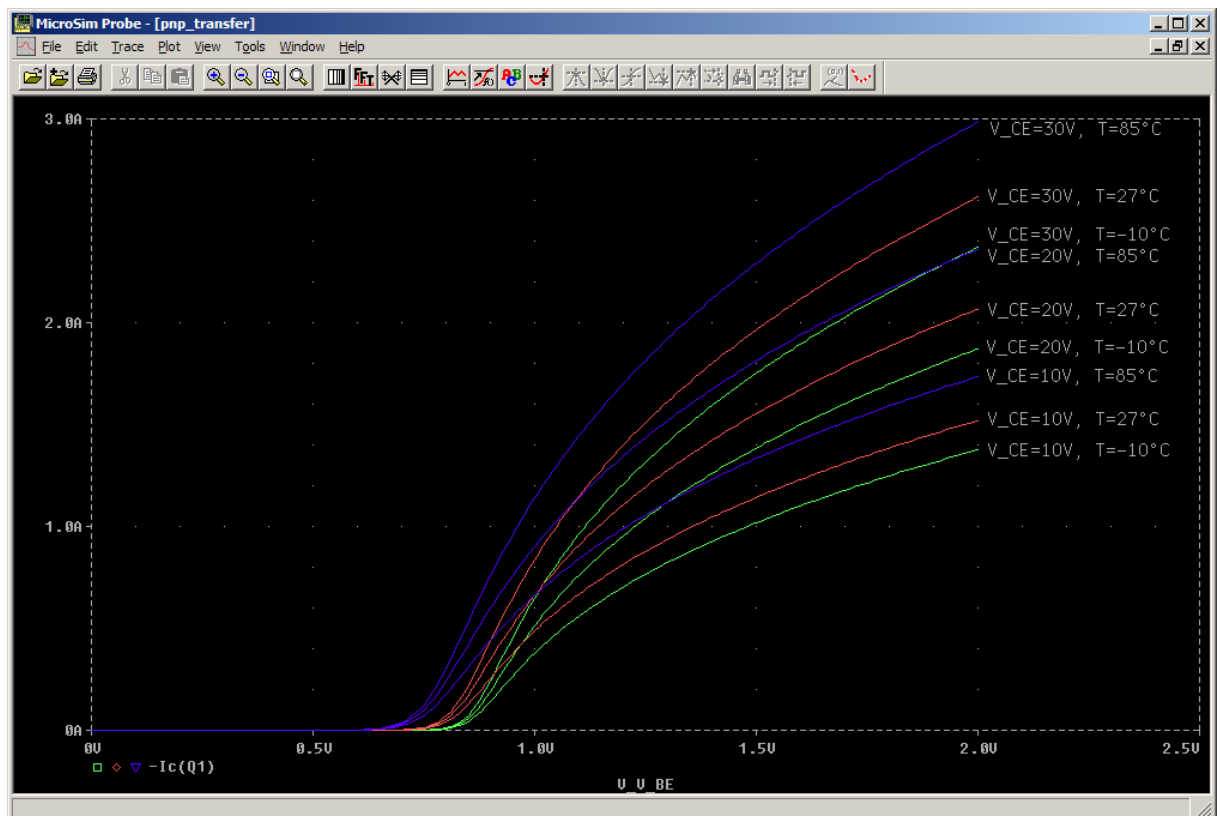


Abbildung 1.4: Übertragungskennlinie des Q2N3906

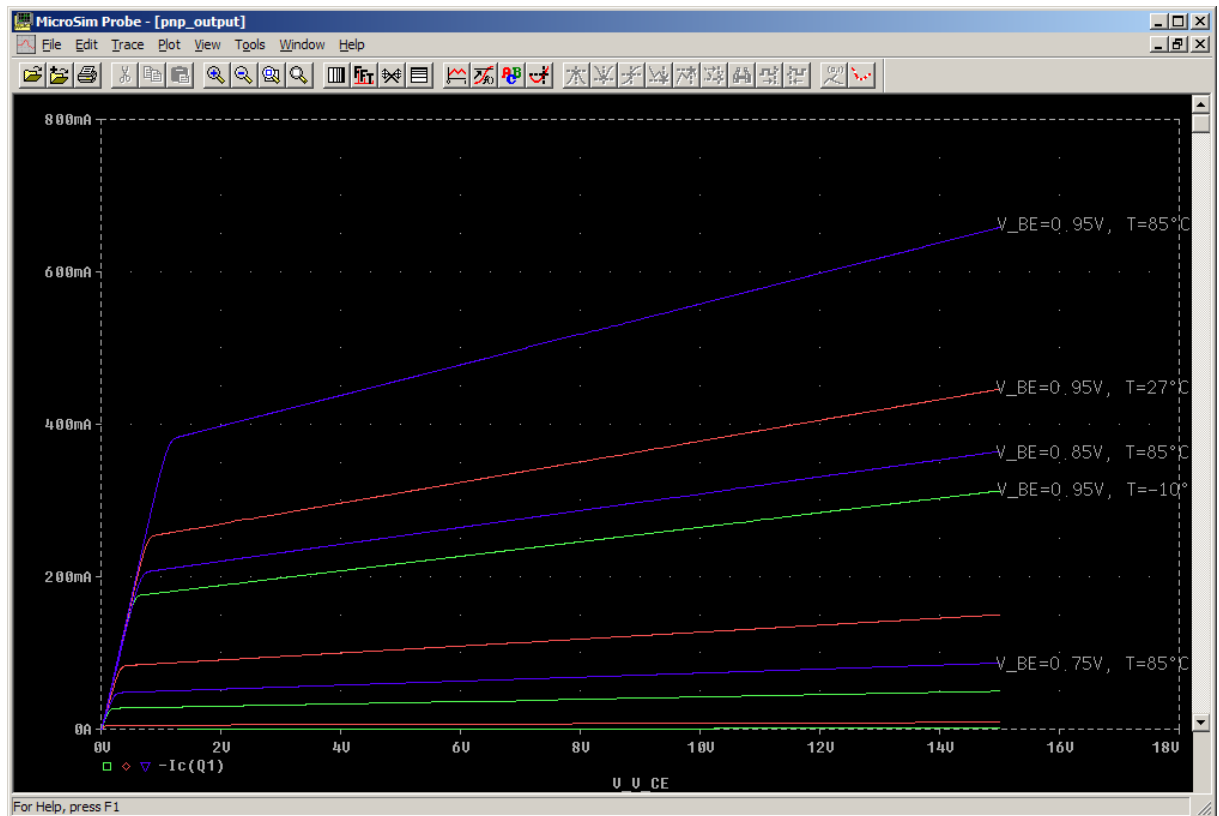


Abbildung 1.5: Ausgangskennlinie des Q2N3906

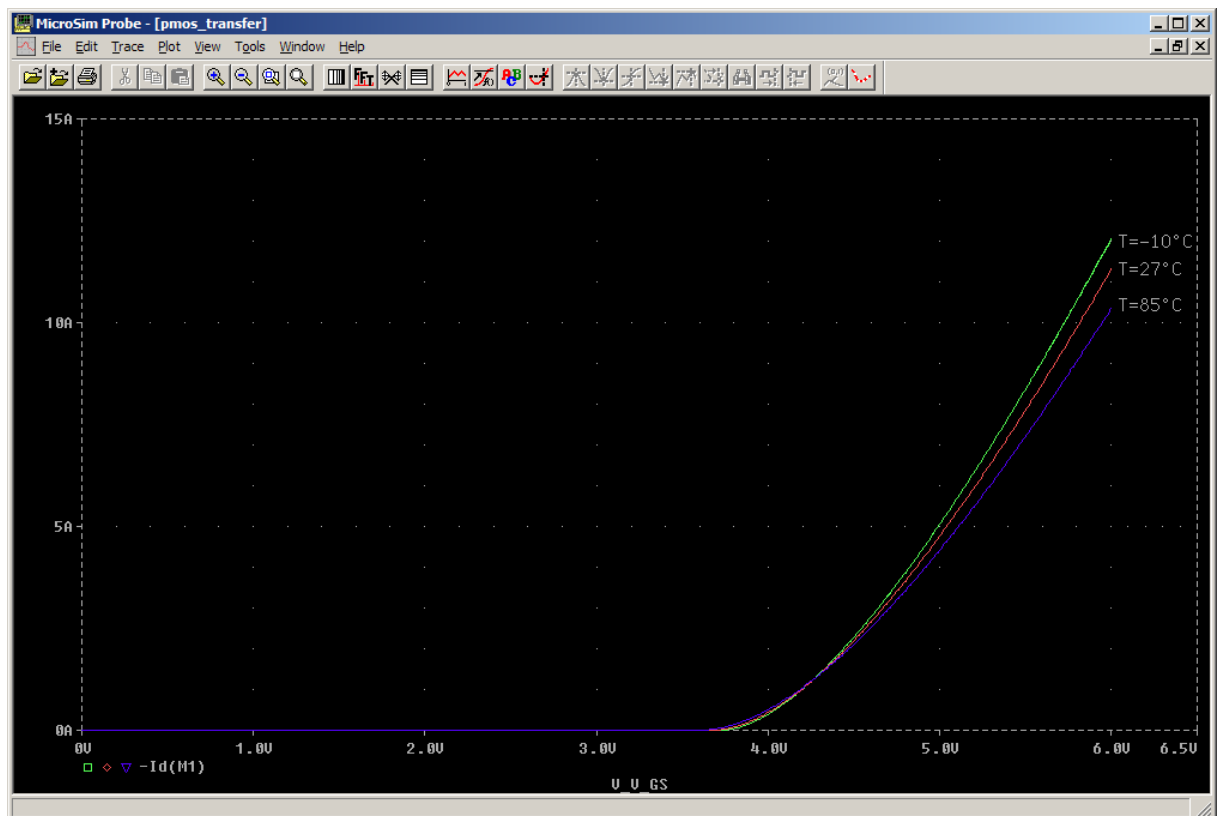


Abbildung 1.6: Übertragungskennlinie des IRF9140

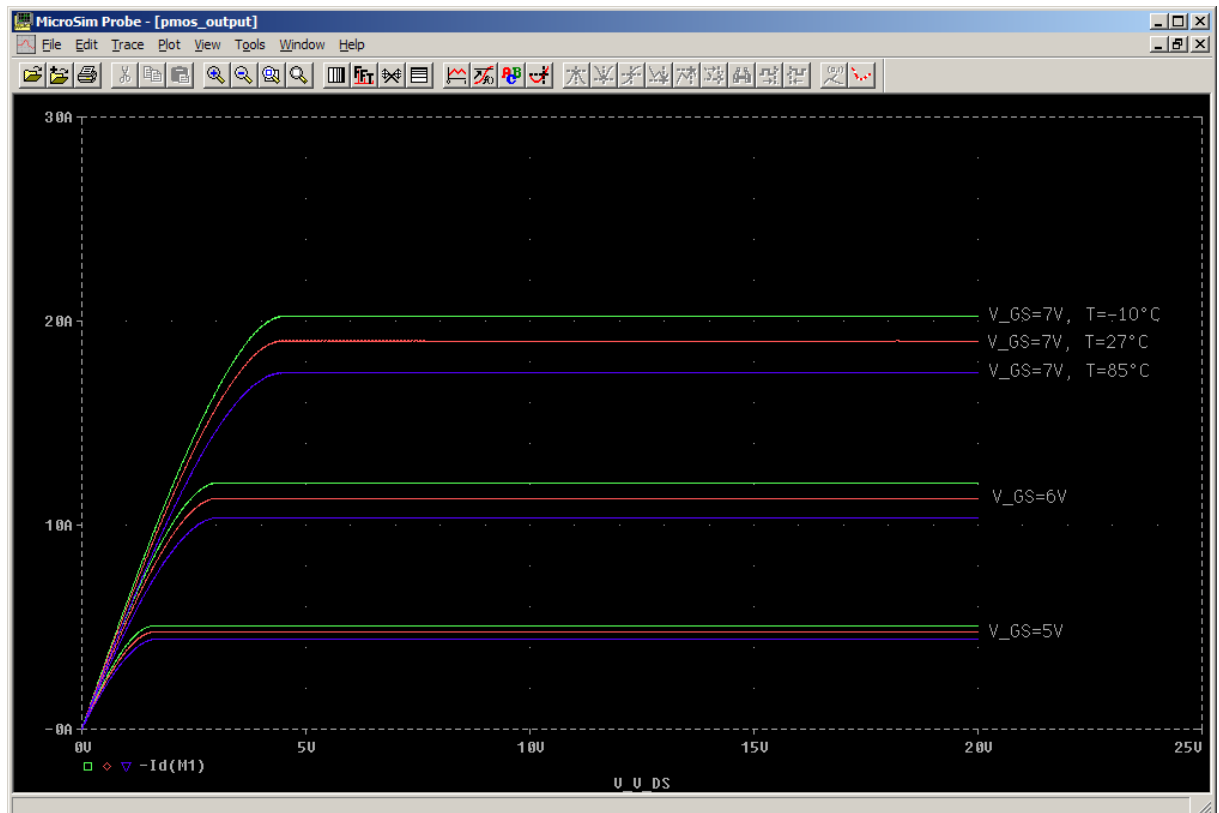


Abbildung 1.7: Ausgangskennlinie des IRF9140

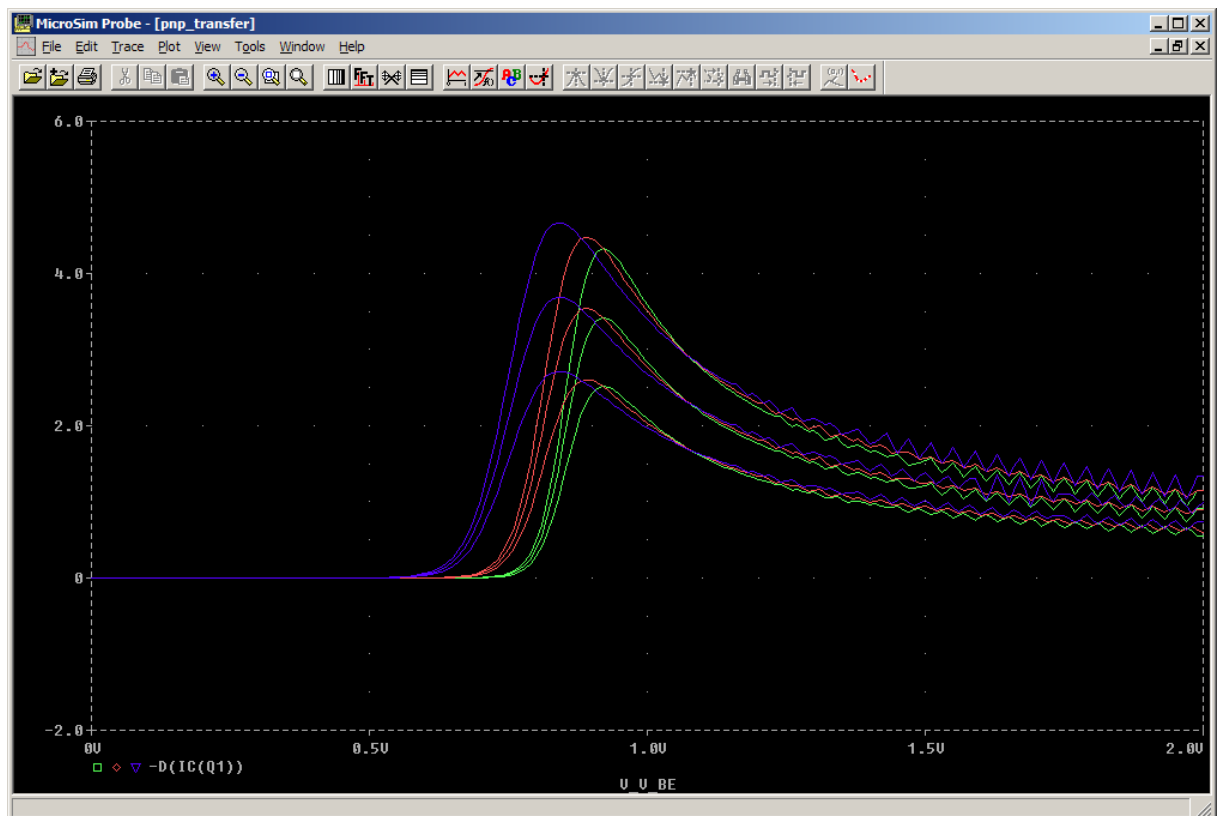


Abbildung 1.8: Steilheit des Q2N3906

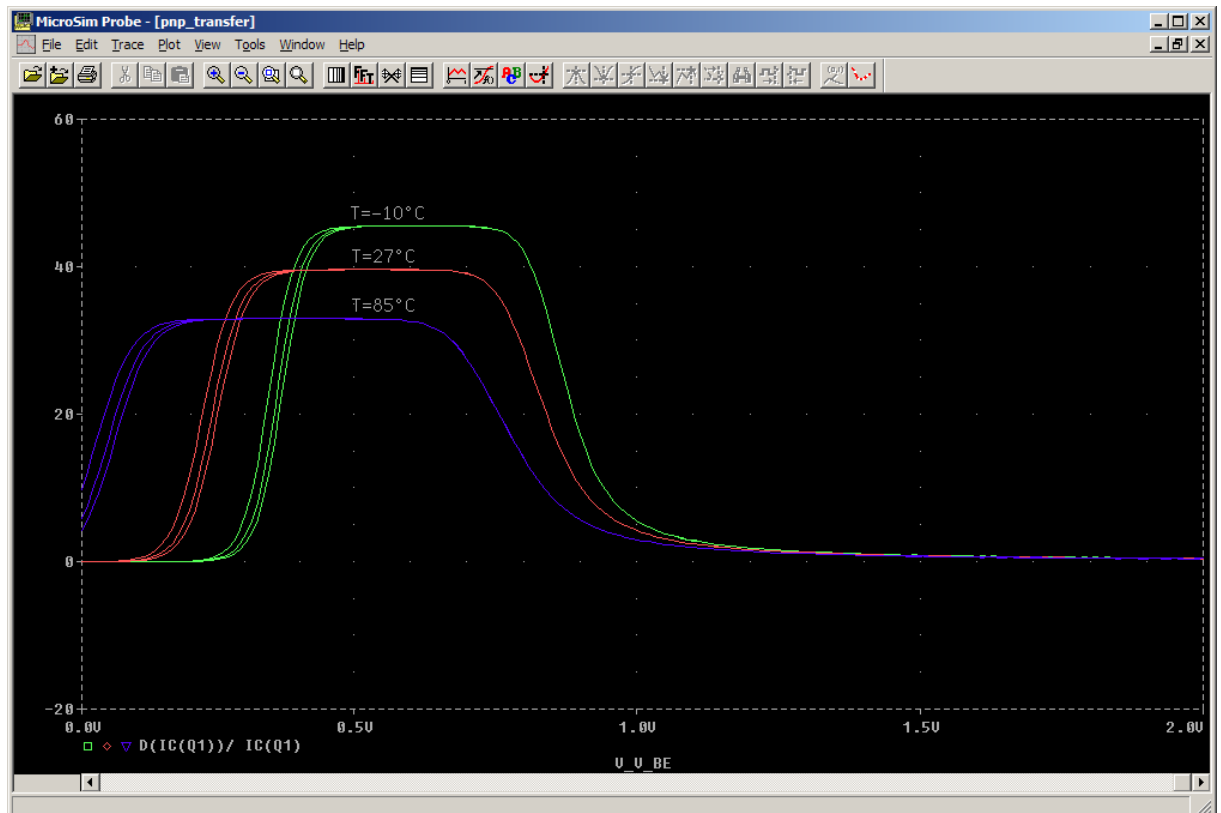


Abbildung 1.9: Normierte Steilheit des Q2N3906

Abbildungen 1.10 und 1.11 zeigen die Steilheit des p-Kanal MOSFET $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$ und die auf den Strom normierte Steilheit $g_{m_{norm}} = \frac{g_m}{I_D}$. Man erkennt, dass die maximale (normierte) Steilheit nur in einem sehr schmalen Bereich verfügbar ist.

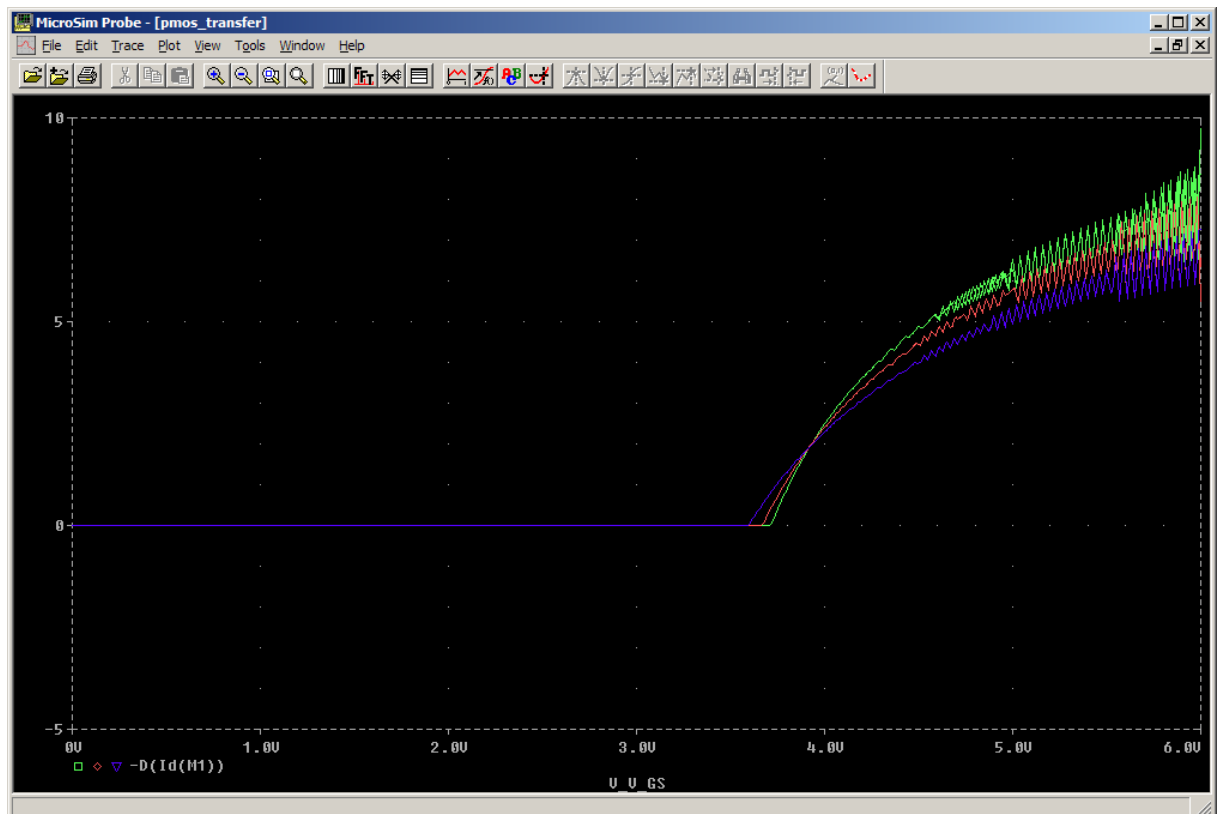


Abbildung 1.10: Steilheit des IRF9140

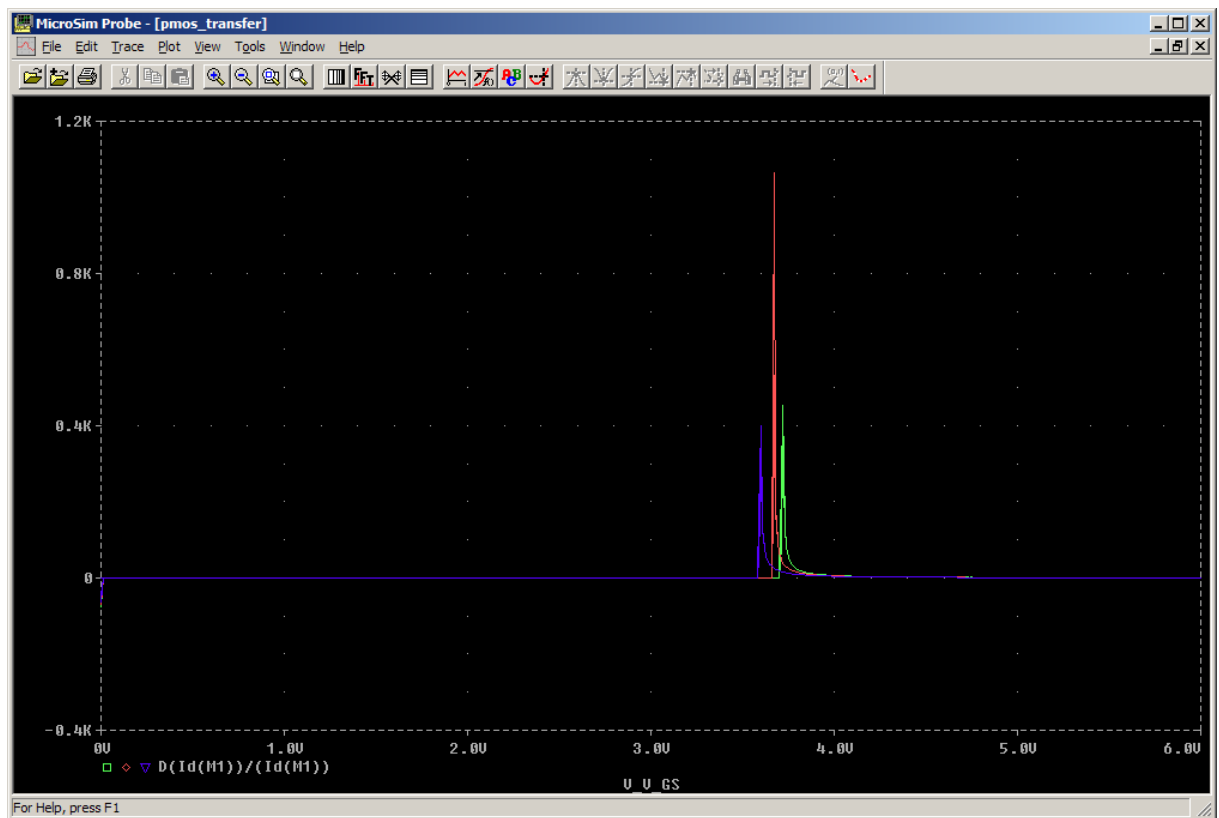


Abbildung 1.11: Normierte Steilheit des IRF9140