Simulation von Röhrenverstärkern mit SPICE

PC-Simulationen von Elektronenröhren in Audioverstärkern

Bearbeitet von
Alexander Potchinkov

2., bearbeitete und erweiterte Auflage 2015. Buch. XV, 594 S. Kartoniert
ISBN 978 3 8348 1472 2
Format (B x L): 16,7 x 23,8 cm
Gewicht: 1004 g

Weitere Fachgebiete > Technik > Elektronik > Leistungselektronik

Zu Inhaltsverzeichnis

schnell und portofrei erhältlich bei

beck-shop.de
DIE FACHBUCHHANDLUNG

Die Online-Fachbuchhandlung beck-shop.de ist spezialisiert auf Fachbücher, insbesondere Recht, Steuern und Wirtschaft. Im Sortiment finden Sie alle Medien (Bücher, Zeitschriften, CDs, eBooks, etc.) aller Verlage. Ergänzt wird das Programm durch Services wie Neuerscheinungsdienst oder Zusammenstellungen von Büchern zu Sonderpreisen. Der Shop führt mehr als 8 Millionen Produkte.

Simulation elektronischer Schaltungen mit SPICE 2

Simulationen mit SPICE sind in vielerlei Hinsicht nützlich und in vielen Fällen unentbehrlich. In diesem Abschnitt sollen zwei Verwendungsbereiche hervorgehoben werden:

- Eine Simulationssoftware unterstützt ihren Anwender beim Erarbeiten von Schaltungskonzepten, was auch heißt, die bestgeeignete Schaltung aus einer Auswahl mehrerer möglicher Schaltungen zu finden. Sie ergänzt die fundamentalen Überlegungen mit der experimentellen Arbeit. Ihr besonderes Verdienst ist die hohe zeitliche Effizienz gegenüber realen Experimentieraufbauten, den Laboraufbauten.
- Im Zeitraum der Entwicklung einer konkreten Schaltung ersetzt die Simulation mit dem Rechner die Laboraufbauten wenigstens in der frühen Phase. Nach intensiver Anwendung von Simulationssoftware wird nicht nur die frühe Phase ersetzt, sondern man wird in vielen Fällen gar keine realen Aufbauten mehr vornehmen müssen. Dieser Zustand ist bei der Entwicklung komplexer Digitaltechnik schon seit geraumer Zeit üblich, denn hier sind Laboraufbauten oft nicht einmal mehr möglich.

Aus dieser Perspektive soll eine Simulationssoftware wie SPICE als simuliertes Elektroniklabor betrachtet werden. Man kann die SPICE-Analysen dann als Durchführung von Messungen betrachten, für die dem Anwender eine vorzügliche Ausstattung an Labormessinstrumenten zur Verfügung steht, unabhängig von Ort und Zeit.

Nach einem Beginn dieses Abschnitts mit einer Positivdarstellung von Simulationssoftware sollte auch eine übergeordnete Einschränkung nicht unerwähnt bleiben. Ein Simulator kann nur dann erfolgreich genutzt werden, wenn man prinzipiell selbst in der Lage ist, das gewünschte Ergebnis zu berechnen. Der Simulator vermag nichts anderes, als die zeitliche Effizienz zu steigern. Man kann aber mit Hilfe von Simulationen durchaus dazulernen, so wie es auch mit realen Experimenten im Labor möglich ist.

SPICE ist ein universelles Simulationsprogramm zur Analyse elektronischer Schaltungen [Hoe85]. Es dient, soweit es in diesem Buch benutzt wird, der Gleichstromana-

© Springer Fachmedien Wiesbaden 2015

A. Potchinkov, *Simulation von Röhrenverstärkern mit SPICE*,
DOI 10.1007/978-3-8348-2112-6_2

lyse sowie der Analyse des Schaltungsverhaltens im Zeit- und im Frequenzbereich. Die Bauelemente, aus denen die Schaltung „aufgebaut“ ist, können lineare und nichtlineare Bauelemente sein. Darüber hinaus erlaubt SPICE Rauschanalysen, Sensitivitätsanalysen, Anlaysen von Digitalschaltungen, Temperaturverhaltensanalysen und weitere Analysen. Diese Analysen werden in diesem Buch nicht durchgeführt.

SPICE wird als abgeschlossene Simulationssoftware angeboten oder als Bestandteil von integrierter Entwurfssoftware, die den Entwickler vom Schaltplan über Simulation bis hin zum Leiterplattenentwurf begleitet. SPICE ist das bekannteste und wichtigste Simulationsprogramm:

- Die wissenschaftlichen Grundlagen von SPICE stehen außer Zweifel.
- Die Wahl der (modifizierten) Knotenpotentialanalyse ist für die Rechner-Implementierung sicher die günstigste Wahl aus den bekannten Netzwerkanalyseverfahren.
- Die Software, entwickelt an der Universität Berkeley in Kalifornien, USA, wurde intensiv gepflegt und kostenfrei an die Interessenten zur Verfügung gestellt. So konnte die aus heutiger Sicht unkomfortable und auch schon nicht mehr akzeptable Benutzerschnittstelle schon vor einiger Zeit durch benutzerausgerichtete Implementierungen, meist graphisch orientiert, ersetzt werden und dennoch die SPICE-Numerik mit ihren Verfahren integriert werden.
- Die in SPICE verwendete Technik der adaptiven numerischen Integration ist numerisch besonders stabil und günstig. Für ihre Entwicklung wurden ausführliche Tests von mehreren Integrationsverfahren auf ihre Anwendungstauglichkeit durchgeführt und dokumentiert.
- Das Programm verfügt nur über vergleichsweise wenige und leicht erlernbare Kommandos, die die Einarbeitungszeit überraschend kurz halten. Die Einarbeitungszeit ist deswegen überraschend kurz, da man es mit einem Programm auf einem sehr hohen Niveau zu tun hat, das ein außerordentlich leistungsfähiges und schon längst unverzichtbares Entwicklungswerkzeug darstellt.
- Die Syntax der SPICE-Kommandos lehnt sich stark an die Sprech- und Denkweise von Ingenieuren an. Dieser Aspekt sollte nicht unterschätzt werden. Man erhält auch für Numerik-Software zusätzliche Softwarekomponenten für typische Berechnungen in der Elektrotechnik. Solche Softwarekomponenten sind manchmal nicht im ausreichenden Maße auf Ingenieure zugeschnitten und der Ingenieur muss eine ihm fremde und manchmal auch befremdliche Ausdrucksweise erlernen.
- Einige kommerzielle und auch nichtkommerzielle SPICE-Softwarerealisierungen verfügen über graphische Schaltplaneditoren, die die Fehleranfälligkeit der ursprünglich benutzten textbasierten Netzlisteneingabe reduzieren.
- Ein raffiniertes System von Defaultparametern der in SPICE enthaltenen Modelle und der Analysemethoden ermöglicht für viele Simulationen zufriedenstellende Ergebnisse, auch wenn der Anwender nur sehr wenige Bauelementeinformationen zur Verfügung stellen kann. Jeder Ingenieur weiß, dass dieser Zustand der Normalzustand ist. Wenn Ergebnisse nicht zufriedenstellend ausfallen und/oder mehr und mehr Informationen zur Verfügung stehen, muss man sich mit den Details von SPICE auseinan-

dersetzen. Zumeist ist man dann aber schon soweit eingearbeitet, dass man in diesem Stadium die weitere Auseinandersetzung als Gewinn ansieht und den Wunsch verspürt, das Einsatzspektrum stetig auszuweiten.

- Die meisten Halbleiterhersteller bieten über ihre jeweilige Internetpräsenz die Möglichkeit, die SPICE-Modelle ihrer Produkte kostenfrei herunterzuladen. Vielleicht wird es in Zukunft auch einen solchen Service bei den Herstellern der Verstärkerröhren geben?

Zum Abschluss dieses Abschnitts zitieren wir zwei Äußerungen zu SPICE von Autoren, die sich beide im Bereich Elektronik und Verstärkertechnik Namen haben schaffen können. Von Cordell [Cor10] stammt das Zitat:

> *SPICE simulation can be extremely important to power amplifier design, and its use in this area is described in detail in Part 4. Even those designers with no SPICE experience will be able to employ this valuable tool. The excellent SPICE simulator LTspice, made available free of charge from Linear Technology Corporation, is the central focus. The use of SPICE simulation can save hours in reaching the point where you can build a working amplifier. Intuition is not always right when it comes to circuit design, and SPICE helps here. SPICE simulation of the power amplifier can be very valuable in assessing loop gain and stability because internal nodes can be viewed, impractical component values can be used, and functions of probed voltages and currents can be calculated and plotted, such as the ratio of amplifier output voltage to forward path input error voltage. Time domain performance can also be evaluated with transient simulations to observe square-wave behavior, for example.*

Das zweite Zitat, formuliert wie eine Kampfansage, stammt von Pease [Pea04] und bezieht eine fundamental andere Position:

> *I usually try to avoid using SPICE. I use pen and paper; I call it "back-of-envelope SPICE". I do mostly hand computations, and good approximations, using my slide rule or by doing the math in my head. You might say I am in agreement with Dick Burwen's chapter, "How to Design Analog Circuits Without a Computer". Other people think that SPICE is acceptable over a wide range of applications. That makes me nervous. I find that you can use SPICE to save an hour of computation every day for a month and then discover that SPICE has made a costly mistake that wastes all the time you thought you saved. Some people agree with me on that. And sometimes SPICE just lies. Sometimes it just gives incorrect answers. I've had debates with many "SPICE experts" and they try to tell me I am wrong. But I have seen too many cases where I was right and SPICE was wrong. I say this because people bring me their problems when their circuit does not work. I can see through the errors of SPICE; I use special test techniques (mostly in the time domain or in thought experiments) to show why a circuit is misbehaving. SPICE is not only no help, it leads to "computer-hindered design".*

2.1 Kurzeinführung in SPICE

Ausgangspunkt einer jeden Simulation mit SPICE ist die *Netzliste* oder der Schaltplan, wenn die SPICE-Implementierung über einen graphischen Schaltplaneditor zur vereinfachten und vor allem übersichtlichen Erstellung der Netzliste verfügt. Eine Netzliste

ist, kurz gesagt, ein Schaltplan in Textform. Die Netzliste definiert die Knoten des Netzwerks (der Schaltung) und die Zweigelemente, d. h. konzentrierte lineare und nichtlineare Bauelemente, Leitungen, Spannungs- und Stromquellen. Jedes Netzwerk hat einen Bezugsknoten, den Knoten 0 oder GND, auf deutsch, die (Schaltungs-)Masse. Die Begriffe Knoten, Bezugsknoten, Zweig und Masse sind dem Ingenieur und auch dem Amateurelektroniker vertraut. Wenn die Netzliste erstellt ist und es für jeden Knoten einen Gleichspannungspfad zum Bezugsknoten 0 gibt und keine Masche einen Gleichstromumlaufwiderstand von Null oder unendlich aufweist und keine Syntaxfehler enthalten sind, sich die Netzliste also in ein lösbares Gleichungssystem übersetzen lässt, kann das Netzwerk in der Simulation mit einigen mächtigen Analysemethoden analysiert werden. Die Analyseergebnisse werden entweder als Textdatei oder aber mit Graphiken aufbereitet.

Die nun folgende Kurzeinführung in SPICE stellt die Bezeichnungskonventionen und die SPICE-Anweisungen zusammen. Sie ist nicht vollständig und auch nicht ausführlich, da in diesem Buch auch nicht alle Möglichkeiten von SPICE ausgenutzt werden und neben den Handbüchern zur Software im großem Umfang Literatur zu SPICE erhältlich ist. So sind wir beispielsweise nicht an den Halbleitermodellen interessiert, die ja gerade zusammen mit den professionellen numerischen Methoden das Interessanteste an SPICE bei seiner Entwicklung ausgemacht haben.

Es gibt viele Bücher zu SPICE und auch über das Internet zahlreiche Universitätsskripten, die das Arbeiten mit SPICE zum Inhalt haben. Die Kurzeinführung hier ist nicht an eine bestimmte SPICE-Implementierung gebunden. Gleichwohl werden wir im nächsten Kapitel eine bestimmte SPICE-Implementierung, das kostenfreie LtSpice des Halbleiterherstellers *Linear Technology* vorstellen, das man sich als graphische Benutzeroberfläche mit eingebettetem SPICE-Standard-Programmkern vorstellen kann.

2.1.1 Die Syntax von SPICE

Die Syntax von SPICE ist einfach. Sie kennt nur zwei Arten von Elementen, nämlich Angaben zu Schalt- oder Bauelementen und Anweisungen. Mit den Angaben zu den Bauelementen werden ihre Art und ihre Verbindungen im Netzwerk oder der Schaltung erklärt. Mit Parametern werden die Bauelementeeigenschaften festgelegt. Anweisungen, kenntlich gemacht mit einem führenden Punkt, legen fest, wie die Schaltung analysiert werden soll und wie die Analyseergebnisse aufbereitet werden sollen.

Für die Bauelemente verwendet SPICE bestimmte Buchstaben, die nicht beliebig verwendet werden dürfen. Auch wenn wir im deutschen Sprachgebrauch eine Spannungsquelle z. B. gerne als U1 bezeichnen würden, müssen wir ihr bei SPICE die Bezeichnung V1, entsprechend *voltage source*, geben. Die Tab. 2.1 listet die Schaltelemente, Kennbuchstaben und speziellen Zeichen auf. Der Wert eines Bauelementeparameters wird als Dezimalzahl mit Exponenten oder als Dezimalzahl mit Maßstabsfaktor angegeben. Die Maßstabsfaktoren werden direkt (ohne Leerzeichen) angehängt und sind in der Tab. 2.2 auf-

Tab. 2.1 Kennbuchstaben und Zeichen in SPICE

Zeichen	Bedeutung
*	Kommentar
A	Spez. Funktionsblöcke
B	Arb. Behavioral Source
C	Kapazität
D	Diode
E	Spannungsabh. Spannungsquelle
F	Stromabh. Stromquelle
G	Spannungsabh. Stromquelle
H	Stromabh. Spannungsquelle
I	Unabh. Stromquelle
J	JFET-Transistor
K	Kopplungsinduktivität
L	Induktivität
M	MOSFET-Transistor
O	Verlustbehaftete Leitung
Q	Bipolartransistor
R	Widerstand
S	Spannungsgest. Schalter
T	Verlustlose Leitung
U	RC-Kettenschaltung
V	Unabh. Spannungsquelle
W	Stromgest. Schalter
X	Subcircuit
Z	MESFET-Transistor
.	Anweisungskennzeichnung
+	Zeilenfortsetzung

gelistet. Gültige Angaben sind beispielsweise -3.45k oder -3.45E3 und 12.9p oder 12.9E-12. Ein einfaches SPICE-Programm, zu erstellen mit einem beliebigen Texteditor, für einen Spannungsteiler mit Gleichspannungsquelle könnte lauten:

```
* Spannungsteiler
V1 in 0 10V
R2 out 0 10k
R1 out in 1k
.op
.tf V(out) V1
.end
```

Tab. 2.2 Maßstabsfaktoren in SPICE

Faktor	Wert	Bezeichnung
T	E12	10^{12}, Tera, T
G	E9	10^{9}, Giga, G
MEG	E6	10^{6}, Mega, M
K	E3	10^{3}, kilo, k
M	E-3	10^{-3}, milli, m
U	E-6	10^{-6}, mikro, μ
N	E-9	10^{-9}, nano, n
P	E-12	10^{-12}, piko, p
F	E-15	10^{-15}, femto, f
MIL	25.4E-6	$25{,}4 \times 10^{-6}$, mil

Die nicht notwendige Zeile * Spannungsteiler erklärt einen Namen für die Schaltung. Die drei Zeilen V1 in 0 10V, R2 out 0 10k und R1 out in 1k stellen die Netzliste dar. Die beiden Zeilen .op und .tf V(out) V1 legen mit zwei Anweisungen die beiden Schaltungsanalysen fest. Die Zeile .end beendet das Programm. Darauf folgende Zeilen werden vom SPICE-Interpreter ignoriert. Die Schaltung enthält drei Knoten, den Bezugsknoten 0, den Knoten in und den Knoten out. Zwischen den Knoten in und 0 liegt eine Gleichspannungsquelle V1, Pluspol am Knoten in, mit einer Spannung von 10 V. Zwei Widerstände, R2 mit 10 kΩ und R1 mit 1 kΩ bilden den Spannungsteiler. Die beiden Anweisungen .op und .tf legen die SPICE-Analysen fest. Das Schlüsselwort .end beendet das SPICE-Programm.

2.1.2 Bauelementebibliotheken

Für die in SPICE vordefinierten Bauelemente, das sind die, deren Kürzel in der Tab. 2.1 aufgeführt werden, enthält SPICE zum Teil sehr aufwändige *Modelle*. Diese Modelle benötigen Parameter, in manchen Fällen eine große Anzahl, mit denen diejenigen Bauelemente mit Werten versehen werden, aus denen das Modell zusammengesetzt ist. Diese Modelle sind übrigens ein wichtiges Qualitätsmerkmal eines Schaltungssimulators. Mit Bauelementebibliotheken werden die Parameter individueller Bauelemente zusammengefasst. Viele Halbleiterhersteller bieten solche Bibliotheken für ihre Produkte an. Für die Parameter, die nicht auf diese Weise festgelegt werden, verwendet SPICE sog. *Defaultwerte*. Das ist auch sehr sinnvoll, da man beispielsweise für spezielle Transistoren, für die der Hersteller kein Modell zur Verfügung stellt, erhebliche Schwierigkeiten hat, die Parameterwerte zu bestimmen. Kommerzielle SPICE-Produkte bieten für diesen Vorgang manchmal Hilfsprogramme an. Leider enthält SPICE keine Röhrenmodelle, so dass wir die später benötigten Modelle in der Form von Teilschaltungen selbst erstellen müssen.

2.1.3 Elementangaben

In diesem Teilabschnitt folgt eine kurze Auflistung der von SPICE verwendeten Elementangaben, mit denen Bau- oder Schaltungselemente beschrieben werden. Mit den spitzen Klammern <.> markieren wir die notwendigen Benutzerangaben, mit den vertikalen Strichen |.| die Knotennummern oder Knotennamen und mit den eckigen Klammern [.] optionale Benutzerangaben. Für die optionalen Benutzerangaben sieht SPICE sinnvolle Defaultangaben vor, die optional „überschrieben“ werden können.

Widerstand

R<name> |+node| |-node| <value> [TC= <TC1> [, <TC2>]]

Es bezeichnen TC1 einen linearen und TC2 einen quadratischen Temperaturkoeffizienten. Die Bezeichnungen +node und -node beziehen sich nicht auf die Polarität des Widerstands, sondern auf die Zählpfeilrichung des Stromes durch den Widerstand bei einer SPICE-Analyse.

Beispiel R1 1 0 4.7E3 TC=0.02
Ein 4,7 kΩ-Widerstand zwischen den Knoten 1 und 0 mit einem linearen Temperaturkoeffizienten von 0,02/K oder $R = 4{,}7\,\mathrm{k\Omega} \times (1 + 0{,}02 \times 4{,}7\,\mathrm{k\Omega} \times (T - To))$ (T: Temperatur To: Bezugstemperatur)

Kondensator

C<name> |+node| |-node| <value> [IC=<value>]

Es bezeichnet IC (*initial conditions*) den Wert der Kondensatorspannung zum Zeitpunkt $t = 0$. Die Bezeichnungen +node und -node beziehen sich nicht auf die Polarität des Kondensators, sondern auf die Polarität der Kondensatorspannung zum Zeitpunkt $t = 0$.

Beispiel C1 2 0 56n IC=5V
Ein 56 nF-Kondensator zwischen den Knoten 2 und 0, der zum Zeitpunkt $t = 0$ auf die Spannung 5 V aufgeladen ist

Induktivität

L<name> |+node| |-node| <value> [IC=<value>]

Es bezeichnet IC (*initial conditions*) den Wert des Spulenstroms zum Zeitpunkt $t = 0$. Die Bezeichnungen +node und -node beziehen sich nicht auf die Polarität der Induktivität, sondern auf die Polarität des Spulenstroms zum Zeitpunkt $t = 0$.

Beispiel LS 4 3 20u
Eine 20 µH-Spule zwischen den Knoten 4 und 3, die zum Zeitpunkt $t = 0$ stromlos ist (Defaultwert).

Kopplungsanweisung

K<name> L<name> L<name> [L<name> [L<name>...]] <value>

Die Kopplungsanweisung stellt die „magnetische“ Kopplung zwischen wenigstens zwei Induktivitäten her. Der Kopplungsfaktor definiert das Verhältnis zwischen Haupt- und Streuinduktivität. Eine genaue Definition und Anwendung der Kopplungsanweisung befindet sich im Abschn. 6.7.

Beispiel K12 L1 L2 k
Zwei zuvor definierte Induktivitäten L1 und L2 werden miteinander gekoppelt. Die Induktivitäten setzen sich aus Streu- und Hauptinduktivität zusammen. Es gilt $L_1 = L_{1h} + L_{1\sigma}$, $L_{1h} = L_1 k^2$, $L_{1\sigma} = L_1(1 - k^2)$ und $L_2 = L_{2h} + L_{2\sigma}$, $L_{2h} = L_2 k^2$, $L_{2\sigma} = L_2(1 - k^2)$.

Spannungsquelle (Gleichspannung)

V<name> |+node| |-node| [DC] <value>

Beispiel VB 1 0 380
Eine Gleichspannung zwischen 1 (Pluspol) und 0 (Minuspol) mit einem Wert von 380 V. Die beiden Angaben VB 0 1 380 und VB 1 0 -380 würden eine entsprechende „negative“ Gleichspannung ergeben.

Stromquelle (Gleichstrom)

I<name> |+node| |-node| [DC] <value>

Beispiel I4 0 1 20u
Ein Gleichstrom von 20 µA vom Knoten 0 zum Knoten 1.

Spannungsgesteuerte Spannungsquelle

E<name> |+node| |-node| |+cnode| |-cnode| < voltage gain>

Eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle ist ein aktiver Vierpol. An den Eingangsklemmen, bezeichnet mit |+cnode| und |-cnode|, wird eine Steuerspannung angelegt. An den beiden Ausgangsklemmen |+node| und |-node| lässt sich die mit dem Faktor

<voltage gain> verstärkte Eingangsspannung abgreifen. Die Steuerung erfolgt leistungslos. Mit einem solchen Konstrukt ließe sich z. B. eine Verstärkerröhre darstellen, die dann noch ausgangsseitig um den Quellinnenwiderstand ergänzt werden muss.

Beispiel E1 2 0 1 0 60
Zwischen den Ausgangsklemmen 2 und 1 liegt das 60-fache der Spannung zwischen den Klemmen 1 und 0 an.

Spannungsgesteuerte Stromquelle

G<name> |+node| |-node| |+cnode| |-cnode| <transconductance value>

Eine spannungsgesteuerte Stromquelle ist ein aktiver Vierpol. An den Eingangsklemmen, bezeichnet mit |+cnode| und |-cnode|, wird eine Steuerspannung angelegt. An den beiden Ausgangsklemmen |+node| und |-node| lässt sich die mit dem Faktor <transconductance value> (Steilheit) abgebildete Eingangsspannung als Strom abgreifen. Die Steuerung erfolgt leistungslos. Mit einem solchen Konstrukt ließe sich z. B. ein Bipolartransistor darstellen, der dann noch ausgangsseitig um den Quellinnenleitwert und eingangsseitig um den Eingangswiderstand ergänzt werden muss.

Beispiel G1 2 0 1 0 2e-3
Zwischen den Ausgangsklemmen 2 und 1 fließt der Strom, der sich als Produkt der Steilheit von $S = 2\,\mathrm{mA/V}$ und der Spannung zwischen den Klemmen 1 und 0 ergibt.

Stromgesteuerte Spannungsquelle

H<name> |+node| |-node| |+cnode| |-cnode| <transresistance value>

Eine stromgesteuerte Spannungsquelle ist ein aktiver Vierpol. Zwischen den Eingangsklemmen, bezeichnet mit |+cnode| und |-cnode|, wird ein Steuerstrom eingespeist. An den beiden Ausgangsklemmen |+node| und |-node| lässt sich der mit dem Faktor <transresistance value> (Transferwiderstand) abgebildete Eingangsstrom als Spannung abgreifen. Die Steuerung erfolgt leistungslos. Mit einem solchen Konstrukt ließe sich z. B. ein rückgekoppelter Operationsverstärker mit einem Steuerstrom am Eingangsknoten darstellen, wobei der Transferwiderstand dem Rückkopplungswiderstand entspricht. Die Spannungsquelle ist dann noch ausgangsseitig um den Quellinnenwiderstand zu ergänzen.

Beispiel H1 2 0 1 0 1k
Zwischen den Ausgangsklemmen 2 und 1 liegt die Spannung an, die dem $1000\,\Omega$-fachen des Stroms zwischen den Klemmen 1 und 0 entspricht.

Stromgesteuerte Stromquelle

F<name> |+node| |-node| |+cnode| |-cnode| <current gain>

Eine stromgesteuerte Stromquelle ist ein aktiver Vierpol. Zwischen den Eingangsklemmen, bezeichnet mit |+cnode| und |-cnode|, wird ein Steuerstrom eingespeist. An den beiden Ausgangsklemmen |+node| und |-node| lässt sich der mit dem Faktor <current gain> verstärkte Eingangsstrom als Strom abgreifen. Die Steuerung erfolgt leistungslos. Mit einem solchen Konstrukt ließe sich z. B. ein Bipolartransistor darstellen, dessen Kollektorstrom dem verstärkten Basisstrom entspricht. Ausgangsseitig ist der Quellinnenleitwert zu ergänzen.

Beispiel F1 2 0 1 0 200
Zwischen den Ausgangsklemmen 2 und 1 fließt der Strom, der sich als Produkt der Stromverstärkungsfaktors 200 und dem Strom zwischen den Klemmen 1 und 0 ergibt.

Analogue behavioural modelling Mit dem Betriebsmodus *analogue behavioural modelling* wird SPICE um mathematisch definierbare Schaltungsteile ergänzt. Mit Hilfe von allgemein steuerbaren Spannungs- und Stromquellen können so vielfältige Funktionalzusammenhänge modelliert werden. Die allgemein steuerbaren Quellen sind eine Erweiterung von SPICE in vielen Implementierungen, so auch bei dem in diesem Buch vorgestellten LtSpice. Man kann mit diesen Quellen

- Funktionsblöcke durch ihre mathematische Beschreibung und nicht durch ihren physikalischen Aufbau aus Bauelementen definieren und
- Bauteile simulieren, für die es keine Modelle bzw. Makromodelle in der Bibliothek gibt und die durch ihre U-I-Kennlinie definiert sind. Das ist der Weg, mit dem die Verstärkerröhren modelliert werden.

Steuernde Größen sind

- Spannungen und Ströme,
- tabellierte Kennlinien, wobei zwischen den Tabellenwerten linear interpoliert wird und
- Laplacetransformierte.

Zwei Beispiele aus den später beschriebenen Simulationen verdeutlichen die Anwendung. In einem Triodenmodell finden wir eine SPICE-Anweisung

E1 2 0 VALUE={V(A,K)+25*V(G,K)}.

Zwischen den Klemmen 2 und 0 liegt eine Spannungsquelle, deren Spannung sich aus der Linearkombination zweier Netzwerkspannungen zwischen A und K (Spannung zwischen

Anode und Kathode) und G und K (Spannung zwischen Gitter und Kathode), die mit dem Verstärkungsfaktor 25 multipliziert wird, ergibt.

In einer Simulation verwenden wir eine spannungsgesteuerte Spannungsquelle, mit der wir ein inverses RIAA-Filter (Schneidekennlinie der Langspielplatten) nachbilden, dessen Systemfunktion als rationale Laplace-Transformierte definiert ist,

```
E1 |+node| |-node| |+cnode| |-cnode|
+ LAPLACE=(1+3180u*S)*(1+75u*S)/((1+318u*S)*(1+3.18u*S)*9.897).
```

Zwischen den Steuerspannungs-Klemmen |+cnode| und |-cnode| wird die Filtereingangsspannung angeschlossen und an den Klemmen |+node| |-node| wird die Filterausgangsspannung abgegriffen.

2.1.4 Spezielle Anweisungen

Die Anweisung .model dient dazu, für die in SPICE enthaltenen Bauelementemodelle Parameter zu spezifizieren. Mit den SPICE-Anweisungen

```
Q1 2 1 0 BC413B
.model BC413B NPN BF=230 RB=210 TF=3N
+ CJE=7P CJC=8P IS=72F VAF=15 KF=13F
```

wird der NPN-Bipolartransistor BC413B spezifiziert, falls er nicht Teil der Bipolartransistor-Bibliothek ist. Genauer gesagt, es wird das SPICE-eigene Transistormodell mit Parametern spezifiziert. Man kann auch auf diese Weise z. B. zwei Transistoren in einem Differenzverstärker unterschiedliche Stromverstärkungen BF zuweisen und so die Auswirkungen dieses Unterschieds auf die Gleichtaktunterdrückung simulieren.

Mit der .param-Anweisung lassen sich Variablen definieren, die nicht nur Konstanten sein müssen, sondern auch durch Berechnung gewonnen werden können. Beispiele sind die Anweisungen

```
R1 1 2 {rval}
.param rval=6.8Meg
```

oder

```
R1 1 2 {rval}
.param rval={3*10k/5},
```

mit der einem Widerstand R1 ein fester oder ein berechneter Wert zugewiesen wird. Auch können so Abhängigkeiten zwischen Bauelementen erklärt werden, wie es das Beispiel

```
.param R1=1k
.param R2={10*R1}
```

zeigt.

Mit der .step-Anweisung können die Parameter einer Schaltung für alle Analysen variiert werden. Beispiele sind die beiden Anweisungen

```
.step LIN I1 5mA -2mA 100uA
.step PARAM rval LIST 100k 500k 1Meg
```

Mit der ersten Anweisung wird der Strom I1 linear zwischen 5 mA und -2 mA mit einem Dekrement von 100 µA schrittweise geändert. Mit der zweiten Anweisung wird eine als Parameter definierte Variable rval mit den drei gelisteten Werten 100 k, 500 k und 1 Mega listenwertweise geändert und kann z. B. als Widerstandswert dienen.

Die Anweisung .subckt dient dazu, Teilschaltungen in der Form von Unterprogrammen zu definieren. Mit dieser Anweisung werden wir später unsere Röhrenmodelle definieren. Der obligate Rahmen der .subckt-Anweisung ist

```
.subckt Name A-Knoten
Bauelemente der Teilschaltung
.ends<Name>
```

Mit den Knoten A-Knoten werden die von außen zugänglichen Knoten festgelegt. Knoten innerhalb der Teilschaltung werden, sofern es nicht der globale Knoten 0 ist, wie lokale Knoten behandelt. Teilschaltungen können auch verschachtelt werden. Das Einbinden einer Teilschaltung in eine Netzliste erfolgt in der Form

```
Xname S-Knoten Name
```

Mit den Knoten S-Knoten werden die Netzwerkknoten festgelegt, an die die Teilschaltung angeschlossen ist.

2.2 Gleichstromanalysen

SPICE enthält drei Anweisungen für Gleichstromanalysen:

- .OP
- .DC <srcnam> <Vstart> <Vstop> <Vincr> [<srcnam2> <Vstart2> <Vstop2> <Vincr2>]
- .TF V(<node>[, <ref>]) <source> oder .TF I(<voltage source>) <source>

Die Anweisung .OP, die ohne Parameter erfolgt, berechnet die Gleichstromarbeitspunkte. Hierzu werden alle Kondensatoren aus der Schaltung „entfernt“ und alle Induktivitäten durch „Kurzschlüsse“ ersetzt. SPICE berechnet die Knotengleichspannungen, die Zweiggleichströme und bei manchen SPICE-Softwareprodukten auch die Verlustleistungen der Bauelemente, in denen ein fließender Gleichstrom einen Gleichspannungsabfall zur Folge hat. SPICE stellt uns ein komfortables DC-Multimeter zur Verfügung, das Spannungen anzeigt, Ströme anzeigt, ohne hierfür Zweige auftrennen zu müssen, und Leistungen. Das Instrument weist automatische Bereichswahl auf und einen unendlich hohen Innenwiderstand für Spannungsmessungen, was vor allem bei Röhrenschaltungen ein klarer Vorteil ist.

Die Anweisung .DC ergänzt die Gleichstromanalysen um einstellbare Labornetzgeräte. Eine Anweisung

```
.DC Ua 200V 300V 1V
```

erhöht die Gleichspannung Ua von 200 V bis 300 V in 1 V-Schritten und löst eine Folge von 101 .OP-Analysen aus. Die .DC-Anweisung lässt sich auch vermaschen. So würde die Anweisung

```
.DC Ua 200V 300V 1V Ug -15V 0V 0.5V
```

die beiden Spannungen Ua und Ug zwischen

```
Ua:= 200 V:1 V:300 V in 101 Schritten und
Ug:= -15 V:0,5 V:0 V in 31 Schritten
```

einstellen und so $101 \times 31 = 3131$ .OP-Analysen auslösen. Die .DC-Analyse ist u. a. für die Aufnahme von Kennlinien der nichtlinearen Bauelemente geeignet. So könnte bei einer Verstärkerröhre die Spannung Ua für die Anodenspannung und die Spannung Ug für die Gitterspannung stehen.

Die Anweisung .TF schließlich berechnet den Gleichgrößenübertragungsfaktor und Ein- sowie Ausgangswiderstand. Mit

```
.TF V(out) V1
```

berechnet die .TF-Anweisung, ausgehend von einer unabhängigen Gleichspannungsquelle V1, den Faktor, der V(out) in Beziehung zu V1 setzt sowie zwei Widerstandswerte, den einen, den V1 „sieht“ und den anderen, den man zwischen dem Knoten out und dem Bezugsknoten GND „sieht“. Die Analyse ist also nützlich, wenn man zu einem Netzwerk Ersatzspannungsquelle oder Ersatzstromquelle sucht.

2.3 Zeitbereichs- oder Transientenanalyse

Für die Zeitbereichsanalyse enthält SPICE fünf Arten zeitabhängiger Spannungs- bzw. Stromquellen, die mit der Angabe

V<name> |+node||-node| <**Quellenbezeichner**> <Zeitparameter>

aufgerufen werden. Entsprechende Stromquellen sind mit dem Buchstaben I statt V festzulegen. Die Quellenbezeichner sind EXP, PULSE, SIN, SFFM und PWL und sind wie folgt definiert:

- EXP **(Exponentialquelle)**

  EXP V1 V2 tauD1 tauC1 tauD2 tauC2

  V1: Anfangsspannung, V2: Maximalspannung, tauD1: Anstiegsverzögerungszeit, tauC1: Anstiegszeitkonstante, tauD2: Abklingverzögerungszeit, tauC2: Abklingzeitkonstante

$$v(t) = \begin{cases} V_1,\ 0 \le t < \tau_{D1}, \\ V_1 + (V_2 - V_1)\left(1 - e^{-\frac{t-\tau_{D1}}{\tau_{C1}}}\right),\ \tau_{D1} \le t < \tau_{D2}, \\ V_1 + (V_2 - V_1)\left(\left(1 - e^{-\frac{t-\tau_{D1}}{\tau_{C1}}}\right) - \left(1 - e^{-\frac{t-\tau_{D2}}{\tau_{C2}}}\right)\right), \\ \qquad\qquad \tau_{D2} \le t < t_{\mathrm{STOP}}. \end{cases}$$

- PULSE **(Impulsquelle)**

  PULSE V1 V2 tauD tauR tauF tauP T

  V1: Anfangsspannung, V2: Maximalspannung, tauD: Verzögerungszeit, tauR: Anstiegszeit, tauF: Abfallzeit, tauP: Pulsbreite, T: Periode

$$v(t) = \begin{cases} V_1,\ 0 \le t < \tau_D, \\ V_1 + \frac{V_2 - V_1}{\tau_R}(t - \tau_D),\ \tau_D \le t < \tau_D + \tau_R, \\ V_2,\ \tau_D + \tau_R \le t < \tau_D + \tau_R + \tau_P, \\ V_2 - \frac{V_2 - V_1}{\tau_F}(t - \tau_D - \tau_R - \tau_P), \\ \qquad\qquad \tau_D + \tau_R + \tau_P \le t < \tau_D + \tau_R + \tau_P + \tau_F, \\ V_1,\ \tau_D + \tau_R + \tau_P + \tau_F \le t < \tau_D + T, \\ V_1 + \frac{V_2 - V_1}{\tau_R}(t - \tau_D - T),\ \tau_D + T \le t < \tau_D + \tau_R + T, \\ \text{usw.} \end{cases}$$

- SIN (**Sinusquelle**)

  SIN V0 VA f tauD df phi

  V0: Gleichspannungsoffset, VA: Wechselspannungsamplitude, f: Frequenz in Hz, tauD: Verzögerungszeit in s, df: Dämpfungsfaktor, phi: Phase in Grad

$$v(t) = \begin{cases} V_0 + V_A \sin\left(2\pi \frac{\varphi}{360^\circ}\right), \ 0 \le t < \tau_D, \\ V_0 + V_A \sin\left(2\pi \left(f(t-\tau_D) + \frac{\varphi}{360^\circ}\right)\right) e^{-df\,(t-\tau_D)}, \\ \qquad\qquad \tau_D \le t < t_{\text{Stop}}. \end{cases}$$

- SFFM (**Frequenzmodulationsquelle**)

  SFFM V0 VA fC m fM

  V0: Gleichspannungsoffset, V2: Wechselspannungsamplitude, fC: Trägerfrequenz, m: Modulationsindex, fM: Modulationsfrequenz

$$v(t) = V_0 + V_A \sin(2\pi f_C t + m \sin(2\pi f_M t)), \ t \ge 0.$$

- PWL (**Quelle mit stückweise linearem Zeitverlauf**)

  PWK T1 V1 T2 V2 ... TN VN

  Tn: Zeitstützpunkt, n=1,...,N, Vn: Amplitudenwert zum Zeitpunkt t=Tn, n=1,...,N

$$v(t) = \begin{cases} V_1, \ 0 \le t < T_1, \\ V_1 + \frac{V_2 - V_1}{T_2 - T_1}(t - T_1), \ T_1 \le t < T_2, \\ \text{usw.} \end{cases}$$

Für die Zeitbereichsanalyse steht die .TRAN-Anweisung (Transientenanalyse) zur Verfügung. Die .TRAN-Anweisung legt den Zeitabschnitt fest, in dem das Signal, also der Zeitverlauf einer Spannung oder eines Stroms berechnet werden. Der Zeitabschnitt beginnt mit der Zeit $t = 0$. Die Anweisung hat die Form

.TRAN <tp> <tE> [tD] [tmax] [UIC]

Mit dem Parameter tp wurde ursprünglich dem Plotter oder dem Drucker angegeben, wieviele Abtastwerte im Zeitabschnitt [tD,tE] geplottet oder gedruckt werden sollten. Bei den heute üblichen Graphik-Darstellungen ist dieser Parameter ohne Bedeutung und kann zu Null gesetzt werden. Der Parameter tE gibt das Ende des Zeitintervalls und der optionale

Parameter tD den Beginn der Datenaufzeichnung an. Mit der Wahl tD>0 können Einschwingvorgänge übergangen werden, was z. B. bei einer nachfolgenden Fourieranalyse notwendig ist. Der Parameter tmax gibt an, wie groß der Maximalzeitschritt zweier aufeinander folgender Abtastungen sein darf. Wenn dieser Parameter nicht spezifiziert ist, wählt SPICE seinen Wert zu tmax = tE/50. Man muss hier bedenken, dass SPICE Abtastzeitpunkte dynamisch bzw. adaptiv wählt, was bedeutet, dass Zeitteilintervalle sehr viel kleiner als tmax sein können. Die Wahl von tmax beeinflusst die Genauigkeit einer optionalen nachfolgenden Fourieranalyse, was wir im Abschn. 6.5 genauer diskutieren werden. Mit dem Schlüsselwort UIC (use initial conditions) können die Energiespeicher, Kondensatoren und Induktivitäten, mit Angaben für den Zeitpunkt $t = 0$ „geladen“ werden.

2.4 Frequenzbereichsanalyse

Das Netzwerk (oder die Schaltung) enthält eine oder mehrere Spannungs- oder Stromquellen der Form

V |+node| |-node| [DC <V0>] AC <V> [<phi>].

Die Quellen sind zwischen den Knoten +node und -node angeordnet und mit einem optionalen Gleichspannungsoffset V0, einer überlagerten sinusförmigen Wechselspannung mit der Amplitude V sowie der optionalen Phase phi festgelegt. Erst mit der Durchführung der .AC-Analyse wird die Frequenz f des Wechselanteils festgelegt. Auf diese Weise stellt SPICE sicher, dass alle Quellen des Netzwerks Wechselanteile mit derselben Frequenz erzeugen. Dies hat z. B. zur Folge, dass in linearen Netzwerken sämtliche Zweigwechselspannungen und Zweigwechselströme ebenfalls die Frequenz f aufweisen. Die Quellspannung gehorcht dann der Zeitfunktion

$$u(t) = V_0 + V \cos\left(2\pi f t + \varphi \frac{2\pi}{360^\circ}\right).$$

Zum Wechselanteil gehört die komplexe Amplitude (Spitzenwertzeiger)

$$U = Ve^{j\varphi}.$$

Mit der .AC-Analyse wird für ausgewählte Zweiggrößen, d. h. Zweigspannungen, Zweigströme oder auch Zweigleistungen, die komplexe Amplitude über der Frequenzvariablen berechnet und zur Verfügung gestellt. Alle Quellen haben dieselbe Frequenz, die mit der Analyse aus einem benutzerdefinierten Intervall gewählt und in benutzerdefinierter Weise variiert wird. Wenn nur eine Quelle verwendet wird und diese mit $V = 1$ und $\varphi = 0$ parametrisiert wird, erhält man frequenzdiskrete Übertragungsfunktionen als Analyseergebnisse. Bei anderer Wahl der Parameter muss man auf die komplexe Amplitude $Ve^{j\varphi}$ normieren. Im Laborbetrieb ersetzt SPICE mit der .AC-Analyse den Spektrumanalysator mit Mitlaufgenerator, ein Messgerät, das teuer ist und zumeist mit erheblichem Bedienungsaufwand zu benutzen ist.

Die .AC-Analyse hat drei mögliche Aufrufe, die sich in der Art der *Frequenzfortschaltung* unterscheiden:

```
.AC DEC   <n>   <fS>   <fE>
.AC OCT   <n>   <fS>   <fE>
.AC LIN   <n>   <fS>   <fE>
```

Es bedeuten n die Anzahl der Frequenzen in einem Frequenzteilintervall, fS die Start- und fE die Endfrequenz. Die Schlüsselwörter DEC, OCT und LIN legen die Art der Frequenzfortschaltung fest, was in Beispielen am besten zu sehen ist.

Der Aufruf

```
.AC DEC 100 10Hz 100kHz
```

lässt die Frequenz zwischen $f_S = 10\,\text{Hz}$ und $f_E = 100\,\text{kHz}$ laufen, wobei pro Dekade, d. h. Frequenzverzehnfachung, $n = 100$ Frequenzen verwendet werden. Der relative Frequenzunterschied ist konstant und es gilt

$$f_{k+1} = 10^{1/n} f_k.$$

Im Beispiel werden über $\log_{10}(f_E/f_S) = 4$ Dekaden je 100 Frequenzen eingestellt, also erstreckt sich die Analyse über 401 Frequenzen. Der Aufruf

```
.AC OCT 100 200Hz 800Hz
```

lässt die Frequenz zwischen $f_S = 20\,\text{Hz}$ und $f_E = 800\,\text{Hz}$ laufen, wobei pro Oktave, d. h. Frequenzverdopplung, $n = 100$ Frequenzen verwendet werden. Der relative Frequenzunterschied ist ebenso konstant und es gilt

$$f_{k+1} = 2^{1/n} f_k.$$

Im Beispiel werden über $\log_2(f_E/f_S) = 2$ Oktaven je 100 Frequenzen eingestellt, also erstreckt sich die Analyse über 201 Frequenzen. Der Aufruf

```
.AC LIN 100 10Hz 1kHz
```

lässt die Frequenz zwischen $f_S = 10\,\text{Hz}$ und $f_E = 1\,\text{kHz}$ laufen, wobei das Frequenz-Intervall gleichmäßig mit $n = 100$ Frequenzen aufgeteilt wird. Der absolute Frequenzunterschied ist konstant und es gilt

$$f_{k+1} - f_k = \frac{f_E - f_S}{n-1},$$

was im Beispiel einem Abstand von 10 Hz entspricht.

2.5 Ergebnisvariablen der Analysen

Die Analysen .DC, .AC und .TRAN erlauben mehrere Möglichkeiten, die Zweiggrößen und Potentialunterschiede als Ergebnisse der Analyse zu nutzen. So sind beispielsweise die folgenden Darstellungen zulässig:

- V(|node|), Spannung eines Knotens gegenüber Knoten Null,
  Beispiel V(2), Spannung zwischen Knoten 2 und 0,
- V(|node1|,|node2|), Spannungsdifferenz zwischen zwei Knoten,
  Beispiel V(2,3), Spannungsdifferenz zwischen den Knoten 2 und 3,
- I(<ame>), Strom durch ein Zweipolelement,
  Beispiel I(R1), Strom durch Widerstand R1,
- Ix(<name:pin>), Strom in den Anschluss-Pin einer Teilschaltung X,
  Beispiel Ix(V1:Cathode), Kathodenstrom der Röhre V1.

Die Ergebnisdaten der .AC-Analyse sind komplexwertig. SPICE enthält einige Berechnungsmöglichkeiten für komplexe Daten. So kennt LtSpice für eine komplexwertige Zahl z die Berechnungen Re(z) für den Realteil, Im(z) für den Imaginärteil, Mag(z) für den Betrag, Ph(z) für den Winkel und Conj(z) für die konjugiert komplexe Zahl.

Die graphische Ergebnisausgabe kann auf vielfältige Weise die darzustellenden Größen errechnen. Es stehen bei LtSpice ca. 50 mathematische Funktionen zur Verfügung, die hier aus Platzgründen nicht aufgezählt werden. Um ein Beispiel zu geben, könnte man im Graphen die Triodengleichung 5.9 mit der Anweisung K*pwr(Ug+D*Ua,1.5) darstellen, einen Röhrenstrom in Abhängigkeit von Gitter- und Anodenspannung Ug und Ua mit den beiden Parametern K und D.

http://www.springer.com/978-3-8348-1472-2

Simulation von Röhrenverstärkern mit SPICE
PC-Simulationen von Elektronenröhren in Audioverstärkern
Potchinkov, A.
2015, XV, 594 S. 283 Abb., Softcover
ISBN: 978-3-8348-1472-2