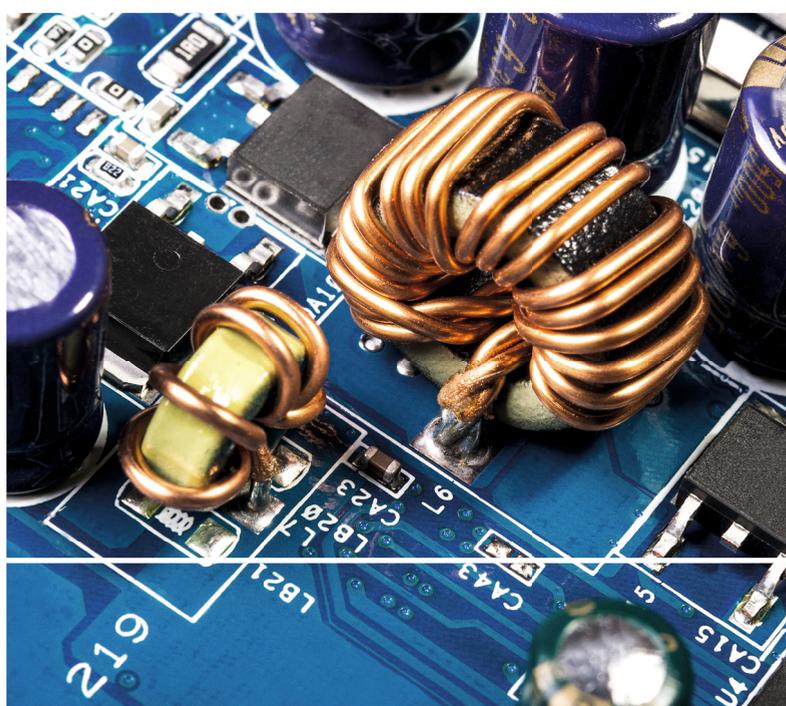


Rainer Ose



# Elektrotechnik für Ingenieur:innen

Bauelemente und Grundschaltungen  
mit MicroCap und LTspice



2., überarbeitete und erweiterte Auflage

HANSER



Ose  
**Elektrotechnik für Ingenieur:innen**



**Ihr Plus - digitale Zusatzinhalte!**

Auf unserem Download-Portal finden Sie zu diesem Titel kostenloses Zusatzmaterial. Geben Sie dazu einfach diesen Code ein:

plus-i47rb-f3c8d

**[plus.hanser-fachbuch.de](https://plus.hanser-fachbuch.de)**



**Bleiben Sie auf dem Laufenden!**

Hanser Newsletter informieren Sie regelmäßig über neue Bücher und Termine aus den verschiedenen Bereichen der Technik. Profitieren Sie auch von Gewinnspielen und exklusiven Leseproben. Gleich anmelden unter

**[www.hanser-fachbuch.de/newsletter](https://www.hanser-fachbuch.de/newsletter)**



Rainer Ose

# **Elektrotechnik für Ingenieur:innen**

Bauelemente und Grundschaltungen mit MicroCap  
und LTspice

2., überarbeitete und erweiterte Auflage

**HANSER**

Über den Autor:

Prof. Dr.-Ing. Rainer Ose, Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften, Wolfenbüttel,  
Fakultät Elektrotechnik



Print-ISBN: 978-3-446-47706-3

E-Book-ISBN: 978-3-446-47926-5

Alle in diesem Werk enthaltenen Informationen, Verfahren und Darstellungen wurden zum Zeitpunkt der Veröffentlichung nach bestem Wissen zusammengestellt. Dennoch sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Aus diesem Grund sind die im vorliegenden Werk enthaltenen Informationen für Autor:innen, Herausgeber:innen und Verlag mit keiner Verpflichtung oder Garantie irgendeiner Art verbunden. Autor:innen, Herausgeber:innen und Verlag übernehmen infolgedessen keine Verantwortung und werden keine daraus folgende oder sonstige Haftung übernehmen, die auf irgendeine Weise aus der Benutzung dieser Informationen – oder Teilen davon – entsteht. Ebenso wenig übernehmen Autor:innen, Herausgeber:innen und Verlag die Gewähr dafür, dass die beschriebenen Verfahren usw. frei von Schutzrechten Dritter sind. Die Wiedergabe von Gebrauchsnamen, Handelsnamen, Warenbezeichnungen usw. in diesem Werk berechtigt also auch ohne besondere Kennzeichnung nicht zu der Annahme, dass solche Namen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und daher von jedermann benützt werden dürften.

Die endgültige Entscheidung über die Eignung der Informationen für die vorgesehene Verwendung in einer bestimmten Anwendung liegt in der alleinigen Verantwortung des Nutzers.

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek:

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet unter <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

Dieses Werk ist urheberrechtlich geschützt.

Alle Rechte, auch die der Übersetzung, des Nachdruckes und der Vervielfältigung des Werkes, oder Teilen daraus, vorbehalten. Kein Teil des Werkes darf ohne schriftliche Einwilligung des Verlages in irgendeiner Form (Fotokopie, Mikrofilm oder einem anderen Verfahren), auch nicht für Zwecke der Unterrichtsgestaltung – mit Ausnahme der in den §§ 53, 54 UrhG genannten Sonderfälle –, reproduziert oder unter Verwendung elektronischer Systeme verarbeitet, vervielfältigt oder verbreitet werden.

Wir behalten uns auch eine Nutzung des Werks für Zwecke des Text- und Data Mining nach § 44b UrhG ausdrücklich vor.

© 2024 Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, München

[www.hanser-fachbuch.de](http://www.hanser-fachbuch.de)

Lektorat: Dipl.-Ing. Natalia Silakova-Herzberg

Herstellung: Der Buchmacher, Arthur Lenner, Windach

Coverkonzept: Marc Müller-Bremer, [www.rebranding.de](http://www.rebranding.de), München

Covergestaltung: Max Kostopoulos

Titelmotiv: © shutterstock.com/KPixMining

Satz: Eberl & Koesel Studio, Kempten

Druck: Elanders Waiblingen GmbH, Waiblingen

Printed in Germany

# Vorwort

Die zweite Auflage des vorliegenden Lehrbuches entstand durch eine vollständige Überarbeitung der ersten Auflage „Bauelemente ...“. In der ersten Auflage wurde für die Simulation der elektrischen Eigenschaften von Bauelementen PSpice eingesetzt. Da PSpice seit 2019 nicht mehr zur Verfügung steht, wurden die Beispiele und Übungen auf MicroCap und LTspice umgestellt.

Im Vordergrund steht die Beschreibung des elektrischen Verhaltens von Bauelementen. Ausgehend von den Grundlagen der Elektrotechnik werden typische Eigenschaften elektronischer Bauelemente behandelt und am Beispiel des Einsatzes in einfachen Grundschaltungen erklärt. Die zur Simulation verwendeten Tools sind dabei lediglich Mittel zum Zweck.

Die Lösungen aller Lehr- und Simulationsbeispiele können mit den DemoverSIONen von MicroCap und LTspice nachvollzogen werden. Alle zur Simulation dieser Beispiele erforderlichen Projekte befinden sich in einem verlinkten Ordner im Internet unter [plus.hanser-fachbuch.de](http://plus.hanser-fachbuch.de) sowie unter [https://www.ostfalia.de/cms/de/pws/ose/BE\\_Microcap](https://www.ostfalia.de/cms/de/pws/ose/BE_Microcap). Der Ordner umfasst über 170 Projekte für Simulationen mit MicroCap und ca. 50 Projekte für Simulationen mit LTspice. Die theoretischen Grundlagen dazu werden im Lehrbuch vermittelt und als Simulationsanleitung bereitgestellt.

Der Autor bedankt sich beim Carl Hanser Verlag für die hervorragende Zusammenarbeit sowie bei Herrn Prof. Dr. Vester [15], bei Herrn Prof. Dr. Viehmann [10] und bei Herrn Dipl.-Ing. Rohrman für die Hinweise zur Optimierung des Manuskriptes.

Wolfenbüttel, im August 2024

*Rainer Ose*

E-Mail: [r.ose@ostfalia.de](mailto:r.ose@ostfalia.de)

### **Hinweise zur Arbeit mit diesem Lehrbuch**

Ausgangspunkt sind die Schwerpunkte der Grundlagen der Elektrotechnik [6] und [7]. Diese Themen dienen zur Einarbeitung in die Simulationssoftware MicroCap. Es werden typische Anwendungsfälle aus der Gleichstromlehre, der Wechselstromtechnik und zu den Schaltvorgängen betrachtet. Mit der Kenntnis einer anderen Simulationstechnik (z. B. LTspice) sind diese Aufgaben selbstverständlich auch lösbar. Die eingesetzte Software dient lediglich der Auswertung und der Visualisierung der für ein Bauelement abgeleiteten Eigenschaften.

Zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens passiver und aktiver Bauelemente dienen Kennlinien, Kenngrößen und Ersatzschaltbilder, die mit den Simulationsprogrammen MicroCap und LTspice anschaulich dargestellt werden. Die dazu verwendeten Grundsaltungen sollen das Verständnis für die Funktion des jeweiligen Bauelementes fördern. Auf schaltungstechnisch elegante Speziallösungen wurde demzufolge bewusst verzichtet.

Durch die Bereitstellung einer Vielzahl von Lehr- und Simulationsbeispielen werden die interessierten Leser:innen befähigt, praxisbezogene Bauelemente-Anwendungen und einfache Grundsaltungen zu konzipieren und ihre Funktionsfähigkeit nachzuweisen. Die dazu eingesetzten Simulationsprogramme sollen den Studierenden das Nachvollziehen des in der Vorlesung vermittelten Lehrstoffs ermöglichen und zugleich den Studienprozess in angrenzenden Lehrgebieten fördern. Nach einem intensiven Studium der Inhalte dieses Lehrbuches werden die Studierenden in die Lage versetzt (Lernziele):

- das elektrische Verhalten elektronischer Bauelemente zu verstehen und zu erklären,
- die elektrischen Eigenschaften von Bauelementen zu beschreiben und zu simulieren,
- die mit MicroCap und LTspice simulierten Ergebnisse zu interpretieren und kritisch zu bewerten,
- Verständnis für das elektrische Verhalten von Grundsaltungen zu entwickeln,
- elektronische Bauelemente zielgerichtet in der schaltungstechnischen Praxis einzusetzen.

Zur Erreichung dieser Ziele sind vielfältige Übungen erforderlich. Dazu werden Lehrbeispiele (LB) eingesetzt, die in der Regel die grundlegenden Eigenschaften eines Bauelementes mit einer Kennlinie beschreiben. Aus der simulierten Kennlinie werden dann typische Kenngrößen abgeleitet, die z. B. für die Dimensionierung einer schaltungstechnischen Realisierung verwendbar sind. Solche Beispiele werden auch im laufenden Text eingesetzt (K\_x.y), um spezielle Sachverhalte bes-

ser erklären zu können. Sie werden insbesondere in den Kapiteln 1 und 2 (zur Einarbeitung) zusätzlich verwendet.

Das elektrische Verhalten eines Bauelementes kann beim Einsatz in einer Grundschaltung dargestellt werden. Dazu dienen die Simulationsbeispiele (SB) am Ende jedes Kapitels. Alle Beispiele werden im Buch mit MicroCap bearbeitet und stehen im Internet als lauffähige Projekte zur Verfügung. Eine Auswahl dieser Beispiele (ca. 25%) ist zusätzlich als LTspice-Projekt im Internet verfügbar. Dabei handelt es sich um Beispiele aus dem Buch mit der gleichen Aufgabenstellung. An den entsprechenden Stellen des Buches wird das LTspice-Logo mit dem Hinweis auf den Dateinamen eingefügt. Eine Anleitung zur Nutzung dieser Projekte findet man für jedes Beispiel in einer separaten Datei online.



LTspice: LB\_1.x

Die Simulationen mit beiden Techniken weisen auf die Vergleichbarkeit der Ergebnisse hin. Spätestens an dieser Stelle erkennt man, dass die zur Simulation verwendeten Tools lediglich Mittel zum Zweck sind. Auf eine wechselseitige Anwendung der beiden Simulationstechniken wurde im Buch bewusst verzichtet. Diese Kombination würde nur Verwirrung stiften.

Das Ergebnis einer Simulation ist wichtig. Es muss fachlich richtig sein und soll zum Verständnis für das elektrische Verhalten der vorgestellten Bauelemente und Grundschaltungen beitragen. Aus den Ergebnissen einer (richtig bewerteten) Simulation kann man dann die erforderlichen Daten für die Dimensionierung weiterführender Beispiele und Anwendungen ableiten. Dabei sollten immer folgende Grundüberlegungen im Vordergrund stehen:

1. Simulationsprogramme arbeiten auf der Grundlage von Modellen. Ein Modell ist aber immer nur ein bedingtes Abbild des Originals. Es ist demzufolge erforderlich, die Ergebnisse einer Simulation richtig zu interpretieren und sehr kritisch zu bewerten.
2. Jedes Simulationsprogramm besitzt Vorteile und auch Nachteile. Nur die Anwender:innen können entscheiden, welches Tool für die Lösung einer aktuellen Aufgabenstellung besser geeignet ist.

In diesem Lehrbuch wird folgende Notation verwendet:

> steil <	Tasten und Schaltflächen
< steil >	Rollmenüs
/ steil /	Registerkarten
,steil‘	Eingaben
<i>kursiv</i>	Analysen/Menüs/Dialoge
<i>kursiv</i> → <i>kursiv</i>	Menüverzweigungen
<i>kursiv</i> -Fenster	Fenster-Bezeichnungen
<i>kursiv</i> -Liste	Listen-Bezeichnungen
<i>Analog Primitives</i>	Komponenten-Liste: Hauptgruppe
{ <i>Waveform Sources</i> }	Komponenten-Liste: Gruppe (Untergruppe)
[ <i>Voltage Source</i> ]	Komponenten-Liste: Komponente

Eine einheitliche Umsetzung dieser Notation ist nicht immer möglich, da in Simulationsprogrammen die vorgegebenen Begriffe leider häufig auch für andere Bezeichnungen verwendet werden.

Der Autor wünscht bei der Bearbeitung dieses Lehrbuches viel Erfolg.

# Inhalt

<b>Vorwort</b> .....	<b>V</b>
<b>1 Grundlagen der Elektrotechnik mit MicroCap</b> .....	<b>1</b>
1.1 Einführung in MC 12 .....	1
1.1.1 Arbeitsoberfläche .....	1
1.1.2 Zeichnen eines Stromkreises .....	3
1.1.3 Anpassung der Schaltungsdarstellung .....	5
1.2 Analyse von Gleichstromkreisen .....	7
1.2.1 Arbeitspunktanalyse .....	7
1.2.2 DC-Analyse .....	11
1.2.3 Änderung der $x$ -Achsen-Variablen .....	16
1.2.4 DC-Analyse mit Parametervariation .....	17
1.3 Analyse von Wechselstromkreisen .....	22
1.3.1 Transienten-Analyse .....	22
1.3.2 Dynamic-AC-Analyse .....	28
1.3.3 Fourier-Analyse (FFT) .....	29
1.3.4 AC-Analyse (AC-Sweep) .....	33
1.3.5 AC-Analyse (Stepping) .....	40
1.4 Analyse von Schaltvorgängen .....	45
1.4.1 Schalten von RC-Kombinationen .....	45
1.4.2 Umschalten vorgeladener Kondensatoren .....	48
1.4.3 Simulation von Ausgleichsvorgängen .....	50
1.4.4 Schalten von RL-Kombinationen .....	55
1.4.5 Schalten von Schwingkreisen .....	58
1.4.6 Schalten einer Wechselquelle .....	61

1.5	Simulationsbeispiele. . . . .	66
1.6	Zusammenfassung zur Einführung in MicroCap. . . . .	95
<b>2</b>	<b>Passive Bauelemente . . . . .</b>	<b>96</b>
2.1	Klassifikationskriterien . . . . .	96
2.2	Grundbauelemente . . . . .	101
2.2.1	Widerstände . . . . .	101
2.2.2	Kondensatoren . . . . .	110
2.2.3	Spulen . . . . .	116
2.3	Homogene Halbleiter . . . . .	129
2.3.1	Halbleiter-Übersicht . . . . .	130
2.3.2	Thermistoren. . . . .	135
2.3.3	Varistor . . . . .	139
2.3.4	Fotowiderstand . . . . .	142
2.3.5	Magnetfeldabhängige Halbleiter. . . . .	145
2.4	Simulationsbeispiele. . . . .	149
<b>3</b>	<b>Halbleiter-Dioden . . . . .</b>	<b>174</b>
3.1	pn-Übergang . . . . .	174
3.2	Universaldiode. . . . .	178
3.3	Simulation von Halbleiter-Dioden . . . . .	182
3.4	Gleichrichterioden . . . . .	191
3.4.1	Einweggleichrichtung. . . . .	192
3.4.2	Zweiweggleichrichtung (Mittelpunktschaltung). . . . .	194
3.4.3	Brückengleichrichtung. . . . .	197
3.5	Schaltdioden . . . . .	199
3.5.1	Eigenschaften von Schaltdioden . . . . .	199
3.5.2	Logikgatter. . . . .	202
3.6	Z-Diode . . . . .	207
3.6.1	Eigenschaften einer Z-Diode . . . . .	207
3.6.2	Spannungsstabilisierung. . . . .	210
3.7	Varaktor-Dioden . . . . .	213
3.7.1	Kapazitätsdiode. . . . .	213
3.7.2	Step-Recovery-Diode. . . . .	216

3.7.3	pin-Diode als Spezialfall.....	216
3.8	Schottky-Diode.....	217
3.9	Simulationsbeispiele.....	219
<b>4</b>	<b>Unipolare Transistoren.....</b>	<b>241</b>
4.1	Aktive Bauelemente.....	241
4.2	Feldeffekttransistoren.....	242
4.2.1	Sperrschicht-FET.....	244
4.2.2	MOS-FETs.....	248
4.2.3	Leistungs-MOS-FETs.....	250
4.3	Kenngrößen und Modelle von FETs.....	253
4.3.1	Modelle von Sperrschicht-FETs.....	254
4.3.2	Modelle von MOS-FETs.....	258
4.3.3	Ersatzschaltungen für FETs.....	258
4.4	Anwendungen von Feldeffekttransistoren.....	264
4.4.1	Kleinsignalverstärker.....	264
4.4.2	Schaltverstärker/Negator.....	270
4.5	Simulationsbeispiele.....	272
<b>5</b>	<b>Bipolare Transistoren.....</b>	<b>286</b>
5.1	Aufbau und Wirkungsweise.....	286
5.2	Kennlinien und Kenngrößen.....	288
5.2.1	Kennlinienfelder.....	289
5.2.2	Statische Kenngrößen.....	290
5.2.3	Dynamische Kenngrößen.....	293
5.3	Arbeitspunkt eines bipolaren Transistors.....	301
5.3.1	Arbeitspunkteinstellung.....	301
5.3.2	Arbeitspunktstabilisierung.....	302
5.4	Modelle von bipolaren Transistoren.....	307
5.5	Frequenzabhängigkeiten.....	311
5.6	Elementare Anwendungen.....	318
5.6.1	Kleinsignalverstärker.....	318
5.6.2	Basis- und Kollektorschaltung.....	321

5.6.3	Differenzverstärker . . . . .	323
5.6.4	Transistor als Schalter . . . . .	325
5.7	Simulationsbeispiele. . . . .	331
<b>6</b>	<b>Thyristoren . . . . .</b>	<b>348</b>
6.1	Ausführungsformen . . . . .	348
6.1.1	Aufbau und Wirkungsweise . . . . .	348
6.1.2	Diac und Triac . . . . .	350
6.1.3	Rückwärtssperrender Thyristor (SCR) . . . . .	351
6.2	Simulation von Thyristoren . . . . .	354
6.3	Thyristor als Schalter . . . . .	357
6.3.1	Gleichstromschalter . . . . .	358
6.3.2	Wechselstromschalter . . . . .	359
6.4	Simulationsbeispiele. . . . .	362
<b>7</b>	<b>Optoelektronische Halbleiterbauelemente . . . . .</b>	<b>371</b>
7.1	Einteilung optoelektronischer Bauelemente . . . . .	371
7.2	Strahlungskenngrößen . . . . .	372
7.2.1	Radiometrische Größen . . . . .	372
7.2.2	Fotometrische Größen . . . . .	373
7.3	Fotodetektoren. . . . .	374
7.3.1	Fotowiderstand und Fotodiode. . . . .	376
7.3.2	Fotoelement und Solarzelle . . . . .	379
7.3.3	Fototransistor . . . . .	381
7.3.4	Fotothyristor . . . . .	383
7.4	Fotoaktoren . . . . .	385
7.4.1	Lumineszenzdiode . . . . .	385
7.4.2	Optokoppler . . . . .	389
7.5	Simulationsbeispiele. . . . .	392
<b>8</b>	<b>Operationsverstärker . . . . .</b>	<b>400</b>
8.1	Grundprinzip eines Operationsverstärkers . . . . .	400
8.2	Kenngrößen des Operationsverstärkers . . . . .	402

8.3	Reales Verhalten eines Operationsverstärkers.....	415
8.3.1	Kompensationsmaßnahmen .....	415
8.3.2	Frequenzgangkorrektur.....	417
8.4	Grundsaltungen mit OV .....	418
8.4.1	Invertierender Verstärker .....	418
8.4.2	Nichtinvertierender Verstärker.....	420
8.5	Analoge Rechenschaltungen .....	423
8.5.1	Summenverstärker .....	423
8.5.2	Differenzverstärker.....	426
8.5.3	Differenzierer .....	427
8.5.4	Integrierer .....	429
8.6	Komparatoren .....	431
8.7	Konstantstromquellen .....	435
8.8	Spitzenwertgleichrichter .....	436
8.9	Aktive RC-Filter.....	439
8.9.1	Tief- und Hochpässe .....	440
8.9.2	Bandpassschaltungen.....	452
8.10	Simulationsbeispiele.....	463
<b>9</b>	<b>Anhang</b> .....	<b>489</b>
9.1	Waveform Sources (Voltage Source/Current Source) .....	489
9.2	Switch (Switch/V-Switch/I-Switch) .....	495
9.3	Passive Bauelemente (linear).....	499
<b>10</b>	<b>Formelzeichenverzeichnis</b> .....	<b>503</b>
<b>11</b>	<b>Literaturverzeichnis</b> .....	<b>509</b>
<b>Index</b>	.....	<b>510</b>



# 1

## Grundlagen der Elektrotechnik mit MicroCap

In diesem Kapitel stehen die passiven Zweipole  $R$ ,  $L$  und  $C$  im Vordergrund. Ihr elektrisches Verhalten soll mit elementaren Grundsaltungen (bekannt aus den Grundlagen der Elektrotechnik, z.B. [6]) analysiert werden. Dazu dienen die Arbeitspunktanalyse (*Bias Point*), die Gleichstromanalyse (*DC*), die Wechselstromanalyse (*AC*) und die Analyse *Transient*. Zur Variation ausgewählter Parameter werden die aus PSpice oder LTspice bekannten Sweeps (DC- und AC-Sweep) als Main- und als Nested-Sweep eingesetzt.

### ■ 1.1 Einführung in MC 12



Nach der Installation von MicroCap 12 (MC) ist das Icon auf dem Desktop verfügbar. Mit einem Doppelklick wird die Arbeitsoberfläche geöffnet. Wenn die Schaltplanfläche noch grau unterlegt ist, muss mit *File* → *New* eine neue Datei geöffnet werden. Es meldet sich das *New*-Fenster mit einer Auswahl von Dateitypen. Wir wählen Schematic-File (\*.cir für circuit). Damit wird mit dem Abspeichern eine Datei „Name.cir“ erstellt. Dieser Name steht dann mit dem Dateipfad über der Arbeitsoberfläche in der Titelleiste (*title bar*). (siehe auch: Vester [15])

#### 1.1.1 Arbeitsoberfläche

Im oberen Bereich der Arbeitsoberfläche befinden sich mehrere Kopfzeilen, die in der Grundeinstellung der gekürzten Anordnung in Bild 1.1 entsprechen.



**Bild 1.1** Kopfzeilen der Arbeitsoberfläche (Auszug)

In der ersten Zeile sind die verfügbaren Menüs in Textform (*menu bar*) aufgelistet. Es folgen in der zweiten Zeile die grafischen Symbole der zu ① gehörende Untermenüs (hier nur eine Auswahl) und eventuell noch (je nach Einstellung der Arbeitsoberfläche) die Elemente der Editor-Menü-Leiste. Die dritte Zeile zeigt den Rest der Editorleiste in Kombination mit der Komponenten-Spalte. Sie wird links unter ③ als Liste dargestellt.

Diese Komponenten-Liste (unter: Browse – Search – Favorites) ermöglicht den Zugriff auf alle verfügbaren Bauelemente der MicroCap-Evaluationssoftware. Die Einteilung wird in Hauptgruppen, in Untergruppen und in Komponenten vorgenommen.

Für die weitere Kennzeichnung verwenden wir folgende Schreibweise (z. B.  $U_q$ ):

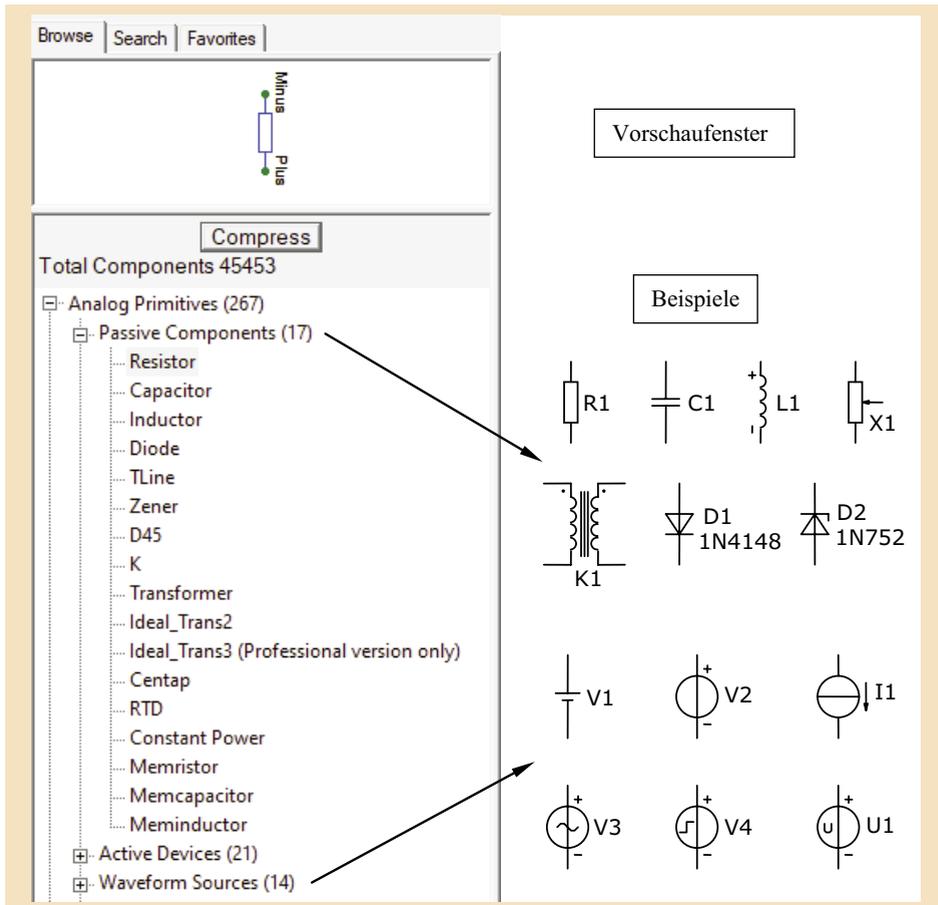
- Hauptgruppe: |*Analog Primitives*|,
- Gruppe (Untergruppe): {*Waveform Sources*},
- Komponente: [*Voltage Source*].

Die gewünschte Komponente wird angeklickt (linke Maustaste – LMT) und auf die Arbeitsoberfläche übertragen. Das Vorschauenfenster ermöglicht eine Kontrolle der Auswahl. Mit der Taste > Esc < oder mit der Leertaste wird dieser Vorgang beendet.

Die Suche einer Komponente ist mit > Search < möglich. Häufig verwendete Komponenten werden unter > Favorites < angezeigt. Weitere Komponenten findet man auch im Menü *Component*. Hier sind dann die Elemente teilweise um jeweils 90° zueinander verdreht oder auch in einer gespiegelten Darstellung verfügbar.

Die Position der Pins einer Komponente kann man über  (Node Numbers) abrufen. Die aktuelle Ausrichtung wird im Bedarfsfall mit  (Flip X) oder  (Flip Y) verändert.

Im Anhang zu diesem Buch werden die wichtigsten Komponenten beschrieben.

**Tabelle 1.1** Elemente der Komponenten-Liste *Components*

### 1.1.2 Zeichnen eines Stromkreises

Zum Erstellen eines Schaltplanes für einen Gleichstromkreis wollen wir als Beispiel eine gemischte Schaltung verwenden, die eine Spannungsteilung und eine Stromteilung bewirkt. Für die Aufbauelemente (Bild 1.3) gilt:

$$U_q = 12 \text{ V mit } R_1 = 1,6 \text{ k}\Omega, R_2 = 6 \text{ k}\Omega, R_3 = 4 \text{ k}\Omega.$$

Als Spannungsquelle wird über die Komponentenliste des Panels (Hauptgruppe: *|Analog Primitives|*) aus der Gruppe *{Waveform Sources}* die Komponente *[Voltage Source]* ausgewählt. Es meldet sich das Fenster *[Voltage Source]*. Diese Universalquelle verfügt über mehrere leistungsfähige Funktionen, die über eine / Registerkarte / festgelegt werden. Für die DC-Quelle / None / werden folgende Einstellungen vorgenommen (vgl. auch Anhang – Abschnitt 9.1):

VALUE: überschreiben mit 12 V und aktivieren der Anzeige mit > Show <

PART: überschreiben von V1 mit  $U_q$  und > OK <.

Nun ist die Quelle auf der Arbeitsoberfläche sichtbar. Da keine weiteren Quellen benötigt werden, schließen wir diesen Vorgang mit > Esc < ab. Falls das dargestellte Quellsymbol zu klein ist, können wir diesen Sachverhalt mit > Strg < und > + < (Zehntertastatur), mit dem Zoom -Button oder mit dem Scrollrad und > Strg < unserer Maus korrigieren.

Wir stellen fest, dass für die Quelle kein Zählpfeil angegeben wird. Diese Tatsache müssen wir so akzeptieren, da eine Änderung in der Evaluationssoftware nicht vorgesehen ist. Als Ersatz wird ja die „Polarität“ der Quelle mit (+) und (-) angegeben (↓).

Die Reihenfolge und die Position von VALUE und PART kann man nach dem Markieren (Anklicken) durch eine Verschiebung mit dem Mauszeiger korrigieren. Das Ändern dieser Angaben gelingt mit einem Doppelklick auf VALUE oder PART und einer neuen Eingabe.

Für einen Widerstand wird über die Komponentenliste des Panels (Hauptgruppe: |*Analog Primitives*|) aus der Gruppe {*Passive Components*} die Komponente [*Resistor*] ausgewählt. Es meldet sich das Fenster [*Resistor*]. Dort sind folgende BE-Attribute zu setzen:

VALUE: R1=1.6k (usw.) und aktivieren der Anzeige mit > Show < .

PART: wird automatisch mit ansteigendem Index gesetzt und > OK <.

Nachdem die drei Widerstände positioniert sind, wird der Vorgang mit > Esc < beendet.

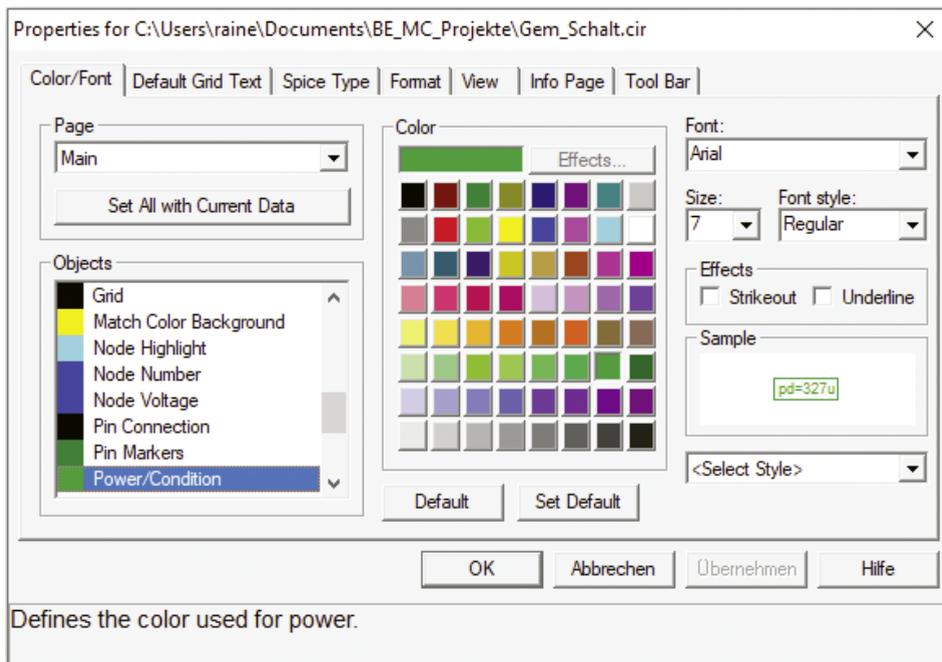
Nun verdrahten wir die Anordnung über den Button  (wire mode). Dazu wird der Mauszeiger an den Ansatz eines Bauelementes gesetzt. Bei gedrückter Maustaste (LMT) kann nun eine Verbindung gezeichnet werden. Die erste Abwinklung wird nach Vorbild des Verlaufes des Mauszeigers übernommen. Für weitere Abwinklungen muss der Mauszeiger neu gesetzt werden.

*Hinweis:* Das Verdrahten wird erleichtert, wenn man vor dem Zeichnen des Stromkreises ein Raster über  (grid) auswählt. Nach Fertigstellung der Schaltung kann das Raster im Bedarfsfall wieder entfernt werden.

Zum Abschluss muss noch ein Bezugsknoten  $\perp$  gesetzt werden. Seine Position ist sinnvoll zu wählen. Diesem Punkt  $\perp$  wird von MC das Bezugspotential  $\varphi_{PB} = 0$  V zugewiesen. Alle Potentialaussagen gelten dann relativ zum Potentialbezugspunkt (Masse, Ground). Das dazu verwendete Symbol  $\perp$  steht als ‚Default‘ und als ‚Euro‘ (etwas kürzer) zur Verfügung.

### 1.1.3 Anpassung der Schaltungsdarstellung

Die fertig gezeichnete Schaltung kann nun noch an die Vorstellungen des Bearbeiters angepasst werden. Dazu wird die gesamte Schaltung markiert (mit dem gedrückten Mauszeiger umfassen) und in eine einheitliche Farbdarstellung gewandelt. Nach Anklicken des markierten Bereiches (RMT) meldet sich ein Kontextmenü. Wir wählen / Color / aus und klicken die gewünschte Farbe (hier: schwarz) an. Nun könnten uns noch die roten Knotenpunkte stören. Zur Änderung wählen wir aus dem gleichen Kontextmenü die Option *Properties*.



**Bild 1.2** Einstellungen unter *Properties*

Hier nehmen wir folgende Einstellungen unter: / Color / und Page: < Main > vor:

- Pin Connection (Knoten) = schwarz
- Node Number (Potentialmarker) = dunkelblau      und:    Size = 7
- Node Voltage (Potentialangabe) = dunkelblau      und:    Size = 7
- Power/Condition (Leistungsmarker) = dunkelgrün    und:    Size = 7
- Current (Strommarker) = rotbraun                    und:    Size = 7

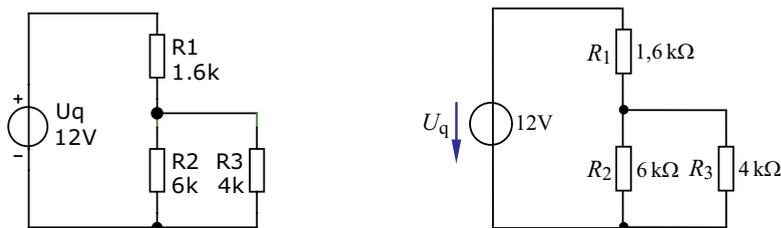
Im Sinne eines Schwarz-Weiß-Druckes sollten dunkle Farben gewählt werden.

Alle anderen Einstellungen bleiben zunächst unverändert. Wenn wir mit unserem Ergebnis zufrieden sind, sollten die Einstellungen mit  $\gt$  Set Default  $\lt$  als vorläufige Standardwerte deklariert werden. Das erspart bei weiteren Projekten den erneuten Einstellungsaufwand.

Bild 1.3 (links) zeigt die fertiggestellte Schaltung. Diese Schaltung kann aus der Arbeitsoberfläche von MC übernommen und zum Zwecke der Archivierung (usw.) in ein Textverarbeitungssystem (z. B. Word) wie folgt eingefügt werden:

MC: *Edit*  $\rightarrow$  *Copy to Clipboard*  $\rightarrow$  *Copy ... in EMF-Format*

Word: *Start*  $\rightarrow$  *Einfügen*  $\rightarrow$  *Inhalte einfügen*  $\rightarrow$  *Grafik* oder:  $\gt$  Strg  $\lt$  &  $\gt$  V  $\lt$



**Bild 1.3** Testschaltung in MC (links) und in einer mit Word überarbeiteten Version (rechts)

Wenn eine Schaltungsdarstellung nach DIN erforderlich ist, muss eine Überarbeitung in Word vorgenommen werden. Dazu klickt man die Schaltung mit der RMT an und wählt aus dem Kontextmenü die Position *Bild bearbeiten*. Jetzt erscheint die Schaltung in dem von Word bekannten Zeichenbereich ohne Gruppierung. Nach Korrektur der Strichstärke können nun auch die überdimensionalen Knoten in der Größe angepasst werden. Durch Markieren der gesamten Schaltung ist eine gleichzeitige Änderung der Schriftart und der Schriftgröße möglich. Der Indizes müssen einzeln tiefgestellt werden. Zum Abschluss kann man der Quelle auch noch den üblichen Zählpfeil spendieren (Polaritätsangaben löschen).

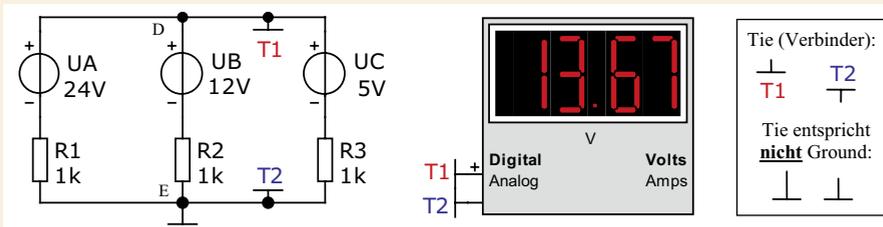
In den folgenden Ausführungen wird auf die Überarbeitung einer Schaltung verzichtet, um die aktuelle schaltungstechnische Grundlage einer Simulation im Original anzugeben. Bei grafischen Darstellungen von Simulationsergebnissen ist diese Überarbeitung erforderlich.



### Lehrbeispiel 1.1

Erstellen Sie eine Schaltung nach Vorbild des Lehrbeispiels 5.1 aus [6]. Dabei handelt es sich um ein einfaches Netzwerk mit drei Zweigen. Es fließen demzufolge drei Zweigströme. In jedem Zweig ist eine Spannungsquelle zu einem Widerstand in Reihe geschaltet. Messen Sie mit einem verfügbaren Instrument (hier: *[Animated Meter]*) die resultierende Spannung  $U_{DE}$  über den drei Zweigen.

Für die Aufbauelemente gilt:  $U_A = 24\text{ V}$ ,  $U_B = 12\text{ V}$  und  $U_C = 5\text{ V}$  sowie  $R_1 = R_2 = R_3 = 1\text{ k}\Omega$ .



**Bild 1.4** Schaltung zum Lehrbeispiel 1.1

## ■ 1.2 Analyse von Gleichstromkreisen

Zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens eines Gleichstromkreises sollte zunächst die Situation in einem fest eingestellten Arbeitspunkt analysiert werden. Diese Situation entsteht z. B. in einer schaltungstechnischen Kombination von Widerständen, die über eine Quelle mit einer konstanten Quellengröße ( $U_q$  oder  $I_q$ ) betrieben wird. Dabei stellt sich für jeden Widerstand  $R_x$  ein Arbeitspunkt ein, der mit  $U_x$ ,  $I_x$  und  $P_x$  beschrieben werden kann. Diese Analyse wird demzufolge als Arbeitspunktanalyse (*bias point*) bezeichnet.

In vielen Fällen soll ein Gleichstromkreis bei Variation eines Parameters untersucht werden. Damit stellen sich je nach Variation eine Vielzahl unterschiedlicher Arbeitspunkte ein, die in einer grafischen Darstellung visualisiert werden müssen. Diese Situation entsteht, wenn eine Quellengröße ( $U_q$  bzw.  $I_q$ ) oder ein Widerstand  $R_x$  einen vorgegebenen Bereich durchläuft. Die Variation wird als DC-Sweep bezeichnet. Solche Sweeps können miteinander kombiniert werden (DC-Main-Sweep und DC-Nested-Sweep). Dann erhält man mehrere Funktionsverläufe in einer gemeinsamen oder in einer getrennten Darstellung.

### 1.2.1 Arbeitspunktanalyse

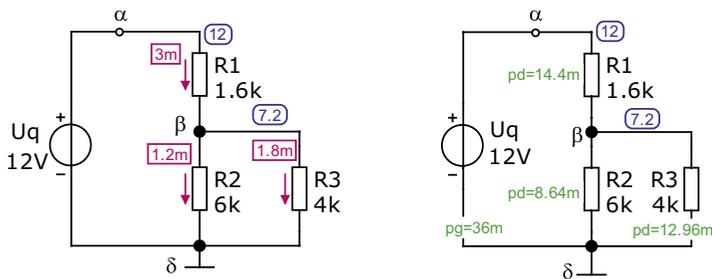
Wir wollen uns in einem ersten Schritt eine Übersicht über diese Analyseart verschaffen. Dazu verwenden wir die Schaltung aus Bild 1.3. Für die Arbeitspunktanalyse kann die Analyse *Dynamic-DC* eingesetzt werden:

*Analysis* → *Dynamic-DC* ... und: > OK <.

Obwohl zur Beschreibung eines Arbeitspunktes (AP) pro Bauelement nur ein Datenpaar ( $U_{AP}$ ;  $I_{AP}$ ) ermittelt werden muss, trägt diese Analyse die Bezeichnung ‚Dynamic‘. Warum ist das so? Mit dieser Analyseart kann der Anwender bei Bedarf experimentieren. Bei der Änderung eines Parameters ( $U_q$  oder  $R_x$ ) wird das Analyseergebnis automatisch korrigiert.

Wir starten diese Analyse für die Testschaltung in Bild 1.3 und erhalten die Angaben für die Potentiale  relativ zum Potentialbezugspunkt  $\perp$ . Die Spannungen über den jeweiligen Elementen ergeben sich dann aus den Potentialdifferenzen.

Die Ströme in allen Zweigen werden über die Schaltfläche  angezeigt. Der angegebene Pfeil ist ein Richtungspfeil für  $I_x \geq 0$ . Zur Anzeige der Leistungen wird  betätigt.



**Bild 1.5** Arbeitspunktanalyse (links: Potentiale und Ströme, rechts: Potentiale und Leistungen)

Bild 1.5 zeigt auf der linken Seite die Ergebnisse für die Knotenpotentiale (Rechtecke) und für die Zweigströme (Pfeile). Die Position der Textfenster muss im Bedarfsfall durch Verschieben mit der Maus korrigiert werden. Den Rahmen kann man bei Platzproblemen entfernen.

Der obere Knoten (hier: virtueller Knoten  $\alpha$ ) besitzt das Potential  $\varphi_\alpha = 12\text{V}$ . Der echte Knoten  $\beta$  weist ein Potential von  $\varphi_\beta = 7.2\text{V}$  auf. Voraussetzung für diese Zahlenwerte ist die Festlegung des Knotens  $\delta$  als Bezugsknoten mit  $\varphi_{P\beta} = \varphi_\delta = 0\text{V}$ .

Wir wollen diese Angaben mit der Spannungsteilerregel überprüfen:

$$U_2 = U_3 = U_q \cdot \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = 12\text{V} \cdot \frac{2,4}{1,6 + 2,4} = 12\text{V} \cdot 0,6 = 7,2\text{V}$$

Über dem Widerstand  $R_1$  liegt dann die Spannung  $U_1 = \varphi_\alpha - \varphi_\beta = 4,8\text{V}$ .

Die Quelle liefert einen Gesamtstrom  $I_{\text{ges}} = I_1 = 3\text{mA}$ . Dieser Strom wird im Knoten  $\beta$  in die Teilströme  $I_2 = 1,2\text{mA}$  und  $I_3 = 1,8\text{mA}$  aufgeteilt. Diese Angaben können wir mit der Stromteilerregel überprüfen. Der Gesamtstrom ergibt sich über das Ohmsche Gesetz:

$$I_{\text{ges}} = I_1 = \frac{U_q}{R_1 + R_2 \parallel R_3} = \frac{12\text{V}}{4\text{k}\Omega} = 3\text{mA}$$

Die Leistungen werden mit  $p_g$  ( $p_g$  = power generated) und mit  $p_d$  ( $p_d$  = power dissipated) angegeben. Wir werden diese Leistungen im Weiteren mit Quellenleistung  $P_q$  und mit Verbraucherleistung  $P_v$  bezeichnen. Im vorliegenden Fall gilt dann:

$$P_q = 36 \text{ mW} \quad \text{und:} \quad P_1 = 14,4 \text{ mW}; P_2 = 8,64 \text{ mW}; P_3 = 12,96 \text{ mW}$$

$$\text{Probe: } \Sigma P_q = \Sigma P_v \quad \text{bzw.:} \quad P_q = (P_1 + P_2 + P_3) = 36 \text{ mW}$$

Dabei werden die Quellenleistungen im Quellen-Zählpeilsystem (Q-ZPS) und die Verbraucherleistungen im Verbraucher-Zählpeilsystem (V-ZPS) dargestellt. Den Strom durch eine Quelle stellt MicroCap im V-ZPS dar ( $I_q$  in Richtung  $U_q$ ).



### Lehrbeispiel 1.2



LTspice: LB\_1.2

Berechnen Sie für das Netzwerk im Lehrbeispiel 1.1 alle Knotenpotentiale und überprüfen Sie diese Ergebnisse mit einer Arbeitspunktanalyse (Analyse *Dynamic-DC*). Es gilt:  $R_1 = R_2 = R_3 = R$ .

Das Netzwerk verfügt über zwei echte Knoten. Wenn wir den unteren Knoten als Potentialbezugspunkt wählen ( $\varphi_{PB} = 0 \text{ V}$ ), können wir das Potential des oberen Knotens (Name:  $\alpha$ ) über das Knotenpotentialverfahren (siehe [6] – Abschnitt 5.4) bestimmen. Es ergibt sich für  $\varphi_\alpha$  nur eine Gleichung:

$$\varphi_\alpha \cdot \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{U_A}{R_1} + \frac{U_B}{R_2} + \frac{U_C}{R_3}$$

$$\varphi_\alpha \cdot \frac{3}{R} = \frac{U_A + U_B + U_C}{R}$$

$$\varphi_\alpha = \frac{U_A + U_B + U_C}{3} = \frac{41}{3} \text{ V} = 13,6\bar{6} \text{ V}$$

Daraus können wir die Potentiale der virtuellen Knoten (das sind hier die Knoten zwischen je einer Quelle und einem Widerstand) bestimmen. Diese Potentiale werden von MicroCap automatisch mit berechnet. Wir bezeichnen diese Knoten mit den Indizes der anliegenden Bauelemente und wenden zur Berechnung den Maschensatz im Uhrzeigersinn an.

Im Bild 1.6 (rechts) wird gezeigt, wie das Potential am Knoten A1 (entspricht:  $U_1$ ) berechnet werden kann.

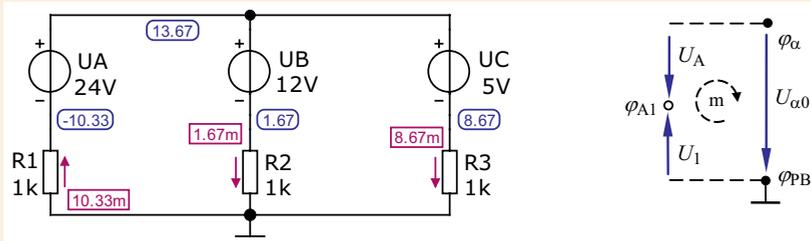
$$\varphi_{A1} = U_{\alpha 0} - U_A = -10,3\bar{3} \text{ V}$$

Vergleichbare Maßnahmen führen zu den Potentialen an den Punkten B2 und C3.

$$\varphi_{B2} = U_{\alpha 0} - U_B = +1,6\bar{6} \text{ V}$$

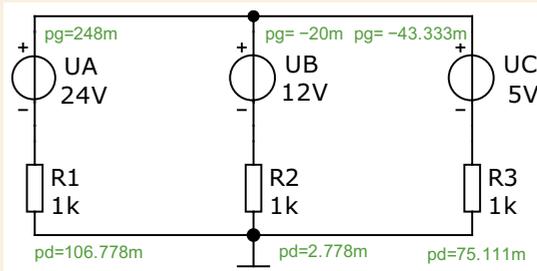
$$\varphi_{C3} = U_{\alpha 0} - U_C = +8,6\bar{6} \text{ V}$$

Nun starten wir die Simulation mit *Analysis* → *Dynamic-DC* ...



**Bild 1.6** Arbeitspunktanalyse zum Lehrbeispiel 1.2 (rechts: Anwendung des Maschensatzes)

Die Analyseergebnisse bestätigen unsere Potentialberechnung. Die Ströme ergeben sich im vorliegenden Fall direkt aus den Potentials, da alle Widerstände mit  $R = 1 \text{ k}\Omega$  den gleichen Wert aufweisen. Der Strom  $I_1$  fließt gegen den Zählpfeil der Quelle A (Quellen-Charakteristik). Die Ströme  $I_2$  und  $I_3$  fließen in Richtung des Zählpfeils der Quellen B bzw. C (Verbraucher-Charakteristik). Das sagt auch die Leistungsanalyse im Bild 1.7 aus.



**Bild 1.7** Leistungsanalyse zum Lehrbeispiel 1.2

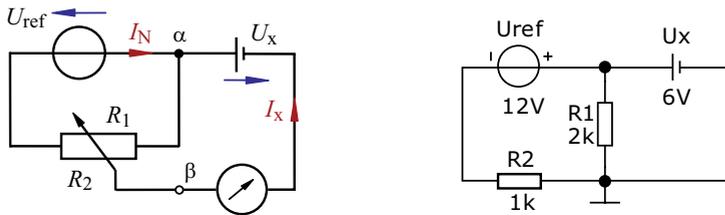
Die Quelle A wirkt als Quelle. Sie gibt eine Leistung  $P_A = 248 \text{ mW}$  an die Schaltung ab (+ pg).

Die Quellen B und C wirken als Verbraucher (-pg = + pd).

Sie nehmen Leistung auf:  $P_B = -20 \text{ mW}$  und  $P_C = -43,3 \text{ mW}$ .

## 1.2.2 DC-Analyse

Bei der Analyse *DC* wird eine Schaltung bei Variation eines Parameters untersucht. Dazu zählt im Gleichstromfall die Variation einer Quellengröße oder eines Widerstandes. Wir entscheiden uns zunächst für die Variation der Quellengröße. Als Beispiel verwenden wir eine Kompensatorschaltung (vgl. [6] – Abschnitt 4.3), mit der ein Vergleich einer unbekanntenen Spannung  $U_x$  mit einer Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  durchgeführt werden kann.



**Bild 1.8** Simulation einer Kompensatorschaltung

In der Praxis wird die Schaltung mit dem Stellwiderstand  $R_S = R_1 + R_2$  abgeglichen. Der Abgleich ist erreicht, wenn der Strom  $I_x$  gleich null ist. Dann ergibt sich der Wert von  $U_x$  über die Spannungsteilerregel ([6] – (4.9)):

$$U_x = U_{\text{ref}} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Dieser Abgleich kann auch bei einem fest eingestellten Teilverhältnis über eine Variation der Referenzspannung (das ist ja unser Ziel) erreicht werden. Dazu geben wir uns einfache Werte vor: Geg.:  $U_x = 6 \text{ V}$ ;  $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ ;  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$  und  $U_{\text{ref}} = (6 \dots 12 \text{ V})$ .

Zur Orientierung wollen wir zunächst die Situation bei  $U_{\text{ref}} = 12 \text{ V}$  berechnen. Wenn dazu (wie in MicroCap) die Knotenpotentialanalyse eingesetzt wird, ergibt sich bei  $\varphi_\beta = 0 \text{ V}$  (Bezugsknoten) nur eine Gleichung für das Potential  $\varphi_\alpha$  mit  $\varphi_\alpha = U_x = 6 \text{ V}$ :

$$\varphi_\alpha \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{U_{\text{ref}}}{R_2} + I_x \quad \text{bzw.} \quad I_x = \varphi_\alpha \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) - \frac{U_{\text{ref}}}{R_2}$$

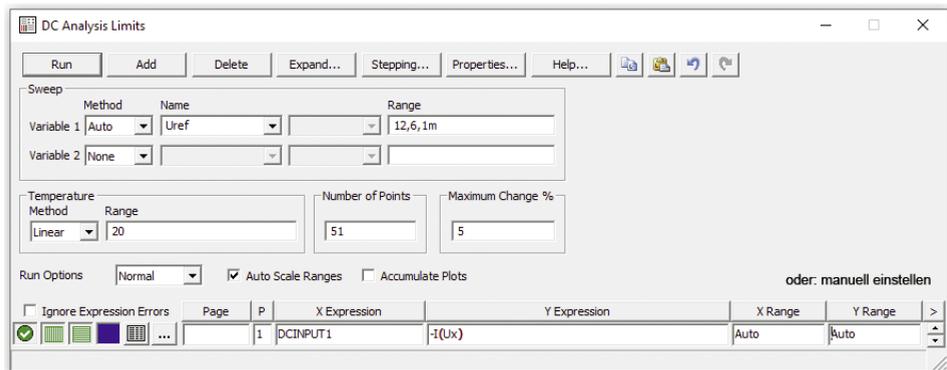
Bei  $U_{\text{ref}} = 12 \text{ V}$  fließt ein Strom von  $I_x = -3 \text{ mA}$ . Dieser Strom fließt in Richtung des Zählpfeils von  $U_x$ . Der Akku  $x$  nimmt in diesem Fall Leistung auf (er wird „geladen“). Das muss bei der folgenden Simulation berücksichtigt werden.

Für die zu bestimmende Referenzspannung (Bedingung:  $I_x = 0$ ) erhalten wir:

$$\varphi_\alpha \cdot \left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = \frac{U_{\text{ref}}}{R_2} \quad \text{bzw.} \quad U_x \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot R_2} = \frac{U_{\text{ref}}}{R_2}$$

$$U_{\text{ref}} \Big|_{I_x=0} = U_x \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 6 \text{ V} \cdot \frac{3}{2} = 9 \text{ V}$$

Nun können wir die Analyse mit *Analysis* → *DC* starten. Es meldet sich das Fenster für die Einstellung des DC-Sweeps: *DC Analysis Limits* (Bild 1.9).



**Bild 1.9** Einstellungen im Fenster *DC Analysis Limits*

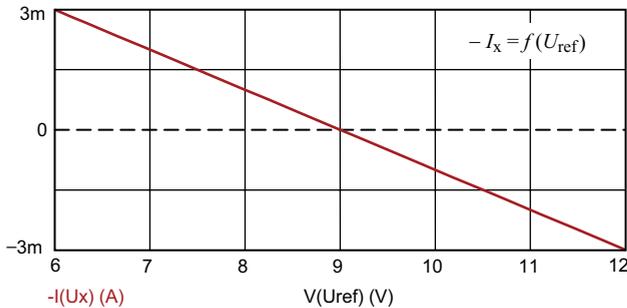
Hier sind folgende Einstellungen erforderlich:

- Variable 1: Method = Auto      Name = Uref      Range = 12,6,1m
- Expressions: X Expr. = DCINPUT1      Y Expr. = -I(Ux)      Range = Auto

Damit wird die Quellenspannung  $U_{\text{ref}}$  im Bereich von 6 V bis 12 V variiert. In MicroCap müssen Bereiche von der Obergrenze zur Untergrenze angegeben werden. Es folgt die Schrittweite. Die Angaben werden mit Komma (ohne Leerzeichen) getrennt.

Die Simulation wird mit > Run < gestartet. Es meldet sich das probe-Fenster mit der grafischen Darstellung des Analyseergebnisses:  $-I_x = f(U_{\text{ref}})$ . Das negative Vorzeichen berücksichtigt der Richtung des in Bild 1.8 festgelegten Stromzählpfeils (↑). Da wir eine Auto-Darstellung gewählt haben, könnte die Skalierung der Achsen noch nicht unseren Vorstellungen entsprechen. Zur Korrektur wird das Fenster *Properties for DC Analysis* mit einem Doppelklick (LMT) geöffnet. In der Registerkarte / Scales and Formats/ können diese Angaben mit neuen Werten überschrieben werden. Das geht auch direkt unter ‚Range‘.

Die Grafik wird in die Zwischenablage kopiert und in Word (oder in ein anderes Textverarbeitungsprogramm) wieder eingefügt. Nach einigen Schönheitsoperationen (Größe, Farbe, Schriftgröße, Linienart, usw.) erhalten wir das Bild 1.10.



**Bild 1.10**

Simulationsergebnis zur Kompensatorschaltung

Das Ergebnis sagt aus, dass die Kompensatorschaltung gemäß Bild 1.8 bei  $U_{\text{ref}} = 9 \text{ V}$  den abgeglichenen Zustand erreicht ( $I_x = 0$ ).

Diese Aussage kann man auch über die Analyse *Dynamic-DC* abrufen. Dazu wird diese Analyse mit *Analysis* → *Dynamic-DC* ... gestartet, die uns zunächst den Zustand für die in der Schaltung gesetzten Parameter anzeigt. Mit *Dynamic-DC* → *Optimize* kann man nun im sich öffnenden Fenster „eine Frage“ stellen.

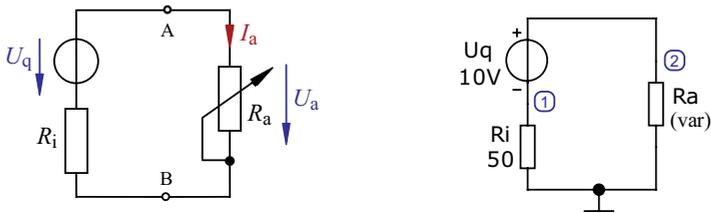
Sie lautet: Bei welcher Referenzspannung  $U_{\text{ref}}$  wird der Strom  $I_x$  gleich null?

- Parameter: Uref (Bereich ...)
- That: Equates Expression = I(Ux) To = 0 > Optimize <

Im Ergebnis der Optimierung wird für  $U_{\text{ref}}$  ein Wert von 9 V angezeigt (oben rechts). Bitte probieren Sie das aus. Diese Analyse ist leistungsfähig und kann sehr hilfreich sein.

Hinweis: *Help* → *Sample Circuits* → *Optimizer* → *Using in ... Dynamic-DC*

Nun wollen wir die Variation eines Widerstandes vorstellen. Dazu verwenden wir als klassisches Beispiel den Grundstromkreis mit variabler Last. Er besteht aus einer linearen Spannungsquelle mit  $U_q = 10 \text{ V}$  und  $R_1 = 50 \Omega$  sowie einem variablen Lastwiderstand  $R_a$ . Der Hinweis (var) wurde mit dem Texteditor > Text Mode < (Grid Text) zusätzlich eingefügt.



**Bild 1.11** Simulation eines Grundstromkreises mit variabler Last

Es besteht die Aufgabe, die Funktionen  $U_a = f(R_a)$ ;  $I_a = f(R_a)$  und  $P_a = f(R_a)$  in einer geeigneten Form grafisch darzustellen.

Zur Einstellung des DC-Sweeps öffnen wir das Fenster *DC Analysis Limits* (Bild 1.9). Hier sind folgende Einstellungen erforderlich:

- Variable 1: Method = Auto Name = Ra Range = 500,0,10m
- Expressions:
 

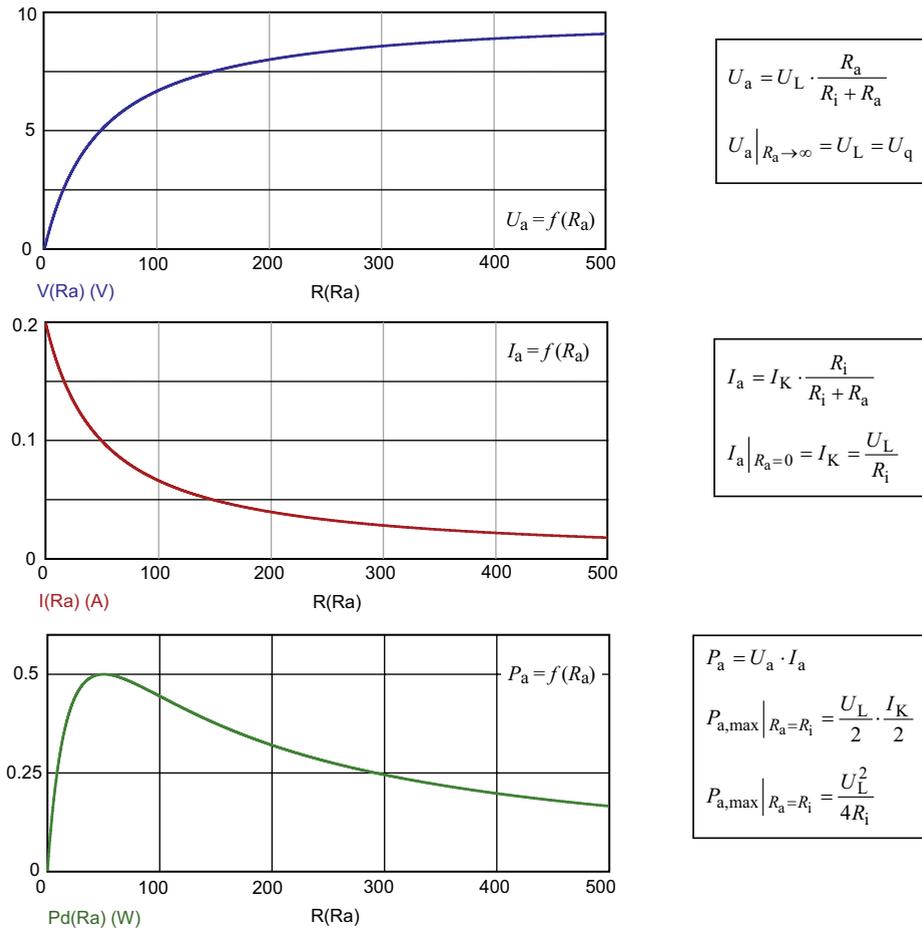
X Expr. = DCINPUT1	Y Expr. = V(Ra)	Range = Auto
X Expr. = DCINPUT1	Y Expr. = I(Ra)	Range = Auto
X Expr. = DCINPUT1	Y Expr. = Pd(Ra)	Range = Auto

Wir geben also gleich alle drei Funktionen ein. Für eine einzelne Darstellung müssen dann die anderen beiden Funktionen deaktiviert werden. Dazu ist der grüne Schaltknopf in Bild 1.9 auszuschalten.

Die Simulation wird zunächst für  $V(R_a)$  mit  $\text{> Run <}$  gestartet. Das probe-Fenster zeigt den Verlauf der Spannung über dem Lastwiderstand für den Bereich:  $0 \leq R_a \leq 500 \Omega$  an.

Nun wechseln wir zur Darstellung für  $I(R_a)$ . Dazu muss das probe-Fenster nicht unbedingt ausgeschaltet werden. Eine Änderung ist auch über *DC → Limits ...* möglich. Jetzt zeigt das probe-Fenster den Verlauf des Stromes durch den Lastwiderstand an.

Den Verlauf der Leistung erhalten wir bei Aktivierung der Expression-Funktion  $P_d(R_a)$ . Die vom Lastwiderstand aufgenommene Leistung durchläuft bei  $R_a = R_i$  (Anpassungsfall) ein Maximum. Dann liegt über  $R_a$  die halbe Leerlaufspannung. Durch die Schaltung fließt der halbe Kurzschlussstrom.



**Bild 1.12** Funktionsverläufe für einen Grundstromkreises bei variabler Last

Diesen Sachverhalt erkennt man deutlicher, wenn alle drei Funktionen in einem gemeinsamen Diagramm dargestellt werden. Infolge der unterschiedlichen Skalierung der Ordinatenachse ist das aber in der bisher festgelegten Form nicht möglich. Wir müssen die  $y$ -Achse so normieren, dass der jeweilige Funktionswert maximal den Wert eins erreichen kann. Das gelingt durch den Bezug jeder der drei Funktionen auf den maximal möglichen Wert.

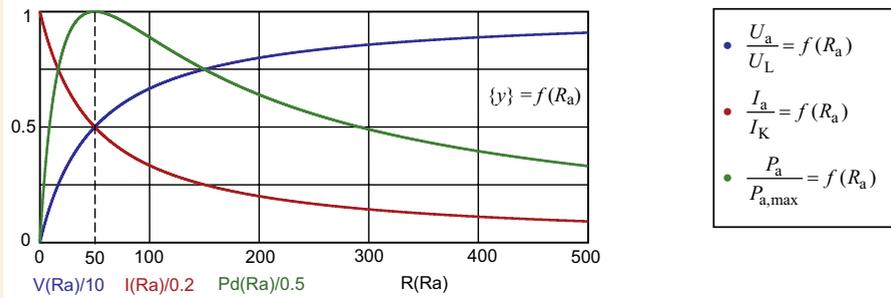


### Lehrbeispiel 1.3



LTspice: LB\_1.3

Stellen Sie die Diagramme aus Bild 1.12 in normierter Form dar. Für die Funktion  $U_a = f(R_a)$  wählen wir die Leerlaufspannung  $U_L$  als Bezugsgröße. Für die Stromfunktion wird der Kurzschlussstrom verwendet. Den Verlauf der Leistung  $P_a = f(R_a)$  beziehen wir auf den Anpassungsfall ( $P_{a,max}$ ).



**Bild 1.13** Normierte Funktionsverläufe für einen Grundstromkreis bei variabler Last

Jetzt können wir die dargestellten Funktionen direkt miteinander vergleichen. Im Falle der Anpassung lautet die entsprechende Aussage:  $P_a = P_{a,max}$  mit  $0,5 \cdot U_L$  und  $0,5 \cdot I_K$  bei  $R_a = R_i$ .

## 1.2.3 Änderung der $x$ -Achsen-Variablen

Die verfügbaren  $y$ -Achsen-Variablen kann man im Fenster *DC-Analysis-Limits* durch einen Klick mit der linken Maustaste auf Y-Expression abfragen bzw. abrufen. Es meldet sich ein Rollmenü, in dem Variablen, Konstanten, Symbole, Funktionen, (usw.) angezeigt werden können. Zu den Variablen gehören die Spannungen, Ströme und Leistungen:

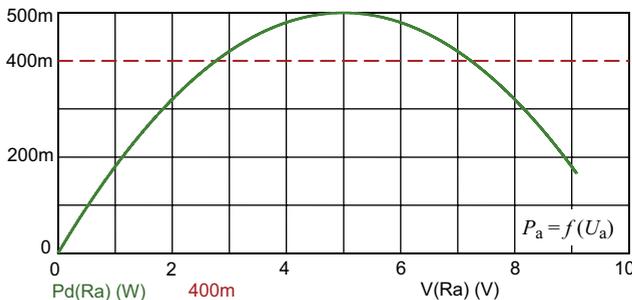
< Variables > → Node/Device Voltage bzw. Device Current oder Device Power.

Die verfügbaren  $x$ -Achsen-Variablen bekommt man im gleichen Fenster unter X-Expression angezeigt: DCINPUT1 oder Curve oder Buffers.

Die Variablen von DCINPUT1 werden unter der Variablen 1 (Name) mit ▼ zur Anzeige gebracht. Hier finden wir aber nur die Temperatur sowie die Aufbauelemente der Schaltung und eventuell noch Modellparameter. Es fehlen weitere Größen, die bei einer Simulation als  $x$ -Achsen-Variable benötigt werden. So könnte z. B. die Aufgabe zu Bild 1.11 auch auf folgende Funktionsdarstellungen ausgerichtet sein: Ges.:  $P_a = f(U_a)$  oder  $P_a = f(I_a)$ .

Die  $x$ -Achsen-Variable kann man ändern, wenn die betreffende Größe bereits in einer vorhergehenden Simulation erfasst wurde. Bei der in Bild 1.12 dargestellten Simulation haben wir die Funktionsverläufe  $U_a = f(R_a)$  und  $I_a = f(R_a)$  bereits ermittelt. Jetzt können wir unter X-Expression als Ersatz für DCINPUT1 eine neue Variable [z.B.:  $V(U_a)$  oder auch  $I(R_a)$ ] eintragen und damit die gesuchte Funktionsdarstellung simulieren.

Als Beispiel verwenden wir dazu die Schaltung in Bild 1.11. Das Ziel besteht jetzt darin, die Funktion  $P_a = f(U_a)$  grafisch darzustellen. Wir wollen also z. B. wissen, bei welchen Ausgangsspannungen  $U_{a,1/2}$  die gleiche Leistung  $P_a = 400$  mW umgesetzt wird. Dazu geben wir folgende Funktionen ein: X-Expression= $V(R_a)$  und Y-Expression= $Pd(R_a)$ . In Bild 1.14 ist das Simulationsergebnis für die neue  $x$ -Achsenvariable  $U_a$  dargestellt.



**Bild 1.14**  
Funktionsverlauf  $P_a = f(U_a)$

Es waren zwei Lösungen für  $U_a$  zu erwarten, da eine Leistung unterhalb von  $P_{a,max}$  zu zwei Schnittpunkten längs des Spannungsverlaufes führen muss. Gleiches gilt für die Ströme. Hier ist eine rechnerische Überprüfung wünschenswert. Dazu dient die Cursor-Funktion:

$$P_a = 400 \text{ mW}: U_{a1} = 2,77 \text{ V} \quad \text{und} \quad U_{a2} = 7,25 \text{ V} \quad (\text{aus Bild 1.14})$$

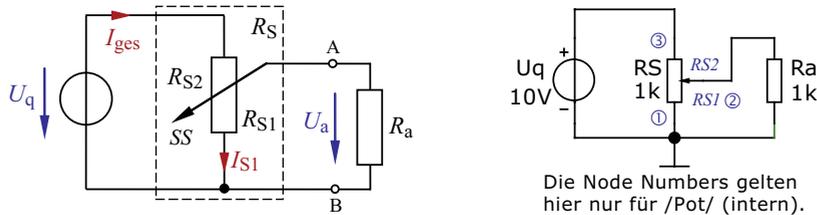
$$P_a = 400 \text{ mW}: R_{a1} = 19,2 \Omega \quad \text{und} \quad R_{a2} = 131 \Omega \quad (\text{aus Bild 1.12 - unten})$$

$$\text{Probe: } P_a = \frac{U_{a1}^2}{R_{a1}} = \frac{2,77^2}{19,2} \text{ mW} \approx 400 \text{ mW} \quad \text{und} \quad P_a = \frac{U_{a2}^2}{R_{a2}} = \frac{7,25^2}{131} \text{ mW} \approx 400 \text{ mW}.$$

### 1.2.4 DC-Analyse mit Parametervariation

Viele Simulationsaufgaben sind dadurch gekennzeichnet, dass man zwei Parameter (oder mehr) gleichzeitig variieren muss. Dazu zählen (z. B.) Untersuchungen zur Einstellung eines belasteten Spannungsteilers oder zum Abgleich einer Brückenschaltung.

Wir wollen uns zunächst den belasteten Spannungsteiler ansehen. Das Ziel der Simulationsaufgabe besteht darin, den Verlauf der Ausgangsspannung bei Variation des Verhältnisses der Teilerwiderstände  $R_{S1}$  und  $R_{S2}$  zu beschreiben. Der Anwender möchte nun wissen, ob und unter welchen Bedingungen (z. B. bei Veränderung des Lastwiderstandes) der Teiler bei Variation der Schleiferstellung  $SS$  noch hinreichend linear arbeitet.



**Bild 1.15** Belasteter Spannungsteiler

Zur Simulation benötigen wir einen Stellwiderstand  $R_S$  (Potentiometer X).

Dieses Bauelement mit dem Namen / Pot / findet man in der Liste *Components* unter |*Analog Primitives*| → {*Macros*} → [*Potentiometers*]. Da jedes Element in MicroCap mit  (Rotate),  (Flip X),  (Flip Y) und  (Mirror) beliebig in seiner Position verändert werden kann, ist beim Potentiometer eine Festlegung zur Lage der Pins sinnvoll.

Zwischen Pin 1 und Pin 2 liegt der Teilwiderstand  $R_{S1}$ . Der Teilwiderstand  $R_{S2} = R_S - R_{S1}$  liegt dann zwischen Pin 2 und Pin 3. Auf der rechten Seite von Bild 1.15 wurden diese Bezeichnungen mit dem Texteditor eingefügt. Die originale Schaltung (links) ist an die Indizierung der Simulationsschaltung angepasst.

Man sollte sich demzufolge nach dem Einfügen des Potentiometers (vor dem Verdrahten) die Nummern der Pins mit > Node Numbers <  anzeigen lassen.

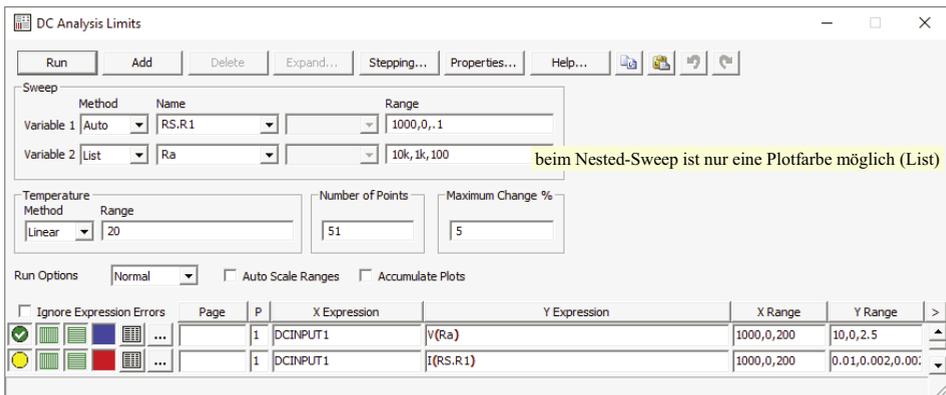
Wenn wir jetzt das Bauelement nach Vorbild unseres Schaltungsentwurfes ausrichten und am Anschluss 1 den Potentialbezugspunkt (Ground  $\perp$ ) positionieren, können wir die Anzeige > Node Numbers < wieder ausschalten. Die Lage von Pin 1 (und der beiden anderen Pins) ist jetzt bekannt.

Nach dem Öffnen des Fensters *DC Analysis Limits* nehmen wir die in Bild 1.16 gezeigten Einstellungen vor. Mit der Variablen 1 (RS.R1) wird der DC-Main-Sweep durchgeführt. Damit durchläuft der Teilwiderstand  $R_{S1}$  den Bereich:  $0 \leq R_{S1} \leq R_S$ .

Die Variable 2 (Ra) ist für den DC-Nested-Sweep zuständig. Diesen Parameter gibt man in Form einer Liste an. Damit wird die Simulation für drei Lastwiderstände durchgeführt:  $R_{a1} = 100 \Omega$ ;  $R_{a2} = 1 \text{ k}\Omega$  und  $R_{a3} = 10 \text{ k}\Omega$  (List = 10k,1k,100).

Bei einer dekadischen Stufung wäre auch eine logarithmische Angabe (Method = Log) unter Range möglich (siehe Bild 1.16 – Variable 2).

- Variable 1: Method = Auto Name = RS.R1 Range = 1000,0,0.1
- Variable 2: Method = List Name = Ra Range = 10k,1k,100
- Expressions:
  - X Expr. = DCINPUT1 Y Expr. = V(Ra) Range = 10,0,2.5
  - X Expr. = DCINPUT1 Y Expr. = I(RS.R1) Range = 10m,0,2m



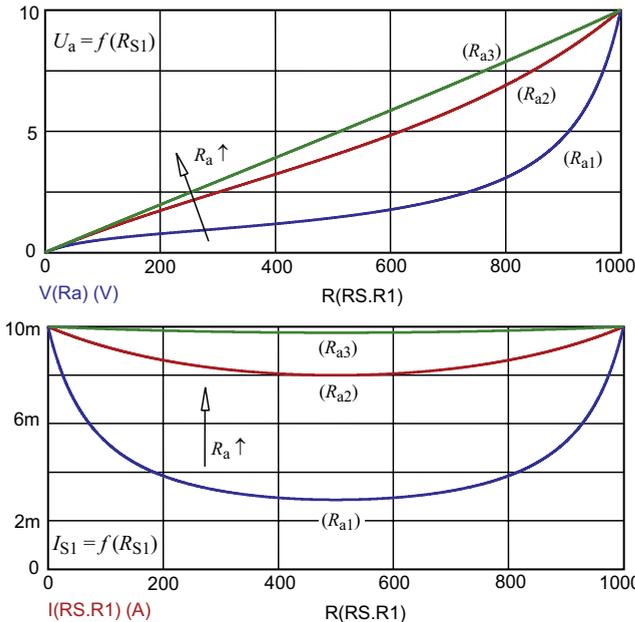
**Bild 1.16** Parameter-Einstellungen im Fenster *DC Analysis Limits*

Falls auch noch eine Simulation des Verlaufes des Querstromes gewünscht wird, kann diese Funktion im inaktiven Fenster unter Y-Expression zusätzlich mit angegeben werden. Die jeweilige Funktionsdarstellung wird dann mit dem grünen Schaltknopf  gewählt.

Nun starten wir die Simulation mit > Run <. Bild 1.17 zeigt den Funktionsverlauf der Ausgangsspannung bei Variation der Schleiferstellung  $SS = R_{S1} / R_S$  mit  $R_a$  als Parameter. Nach den Festlegungen in Bild 1.15 wird der Schleifer von Ground nach oben geschoben. Für die Ausgangsspannung gilt dann:

$$U_a = U_q \cdot \frac{R_{S1} \parallel R_a}{R_{S2} + R_{S1} \parallel R_a}$$

Wir erkennen, dass der Lastwiderstand  $R_a$  ein nichtlineares Verhalten verursacht. Bei einem kleinen Lastwiderstand ( $R_a \ll R_S$ ) wirkt im Spannungsteiler der Widerstand  $R_{S1} \parallel R_a$ . Mit Zunahme des Wertes von  $R_a$  gilt:  $R_{S1} \parallel R_a \rightarrow R_{S1}$ . Der Spannungsverlauf nähert sich dann an eine Gerade an ( $R_{a3} \approx$  lineares Verhalten). Zur Unterscheidung der Funktionen wurden die Farben der Plots manuell geändert, da im Nested-Sweep nur eine Farbe verwendet wird.



Lineares Verhalten:

$$U_a = U_q \cdot \frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}}$$

Verlauf Querstrom:

$$I_{S1} = I_{ges} \cdot \frac{R_a}{R_{S1} + R_a}$$

Bild 1.17 Simulationsergebnisse zum belasteten Spannungsteiler



In der Praxis kann man sich (in der Regel) einen Lastwiderstand nicht aussuchen. Er ist vorhanden und soll mit einer Spannung versorgt werden. Wie könnte man dann den Stellwiderstand dimensionieren, um ein möglichst lineares Verhalten des Spannungsteilers zu erreichen? Das Bild 1.17 liefert eine praktikable Lösung. Der Lastwiderstand sollte mindestens den zehnfachen Wert des Stellwiderstandes besitzen. Bei  $R_a \approx 10 \cdot R_s$  verläuft die Ausgangsspannung nahezu linear. Der Querstrom ändert sich dann bei Variation der Schleiferstellung nur noch geringfügig ( $I_{S1} \approx I_{ges}$ ).



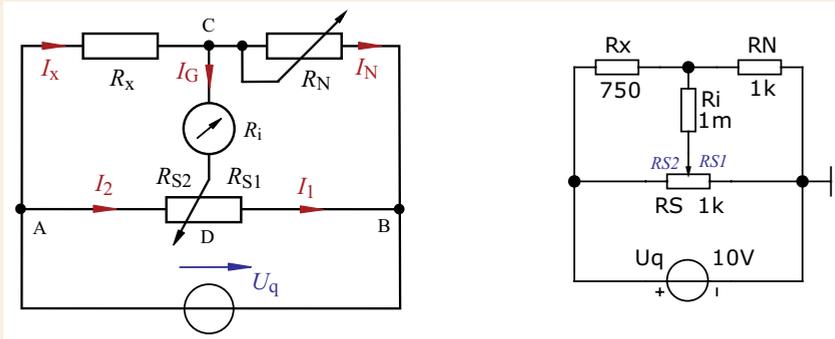
#### Lehrbeispiel 1.4

Berechnen Sie für die Brückenschaltung in Bild 1.18 die erforderlichen Werte von  $R_{S1}$  so, dass sich die Brücke für  $R_x = 750 \Omega$  im abgeglichenen Zustand befindet. Es werden zum Vergleich folgende Normalwiderstände eingesetzt:  $R_{N1} = 500 \Omega$ ;  $R_{N2} = 1 \text{ k}\Omega$  und  $R_{N3} = 2 \text{ k}\Omega$ .

Überprüfen Sie die Ergebnisse Ihrer Berechnung mit einer Analyse DC.

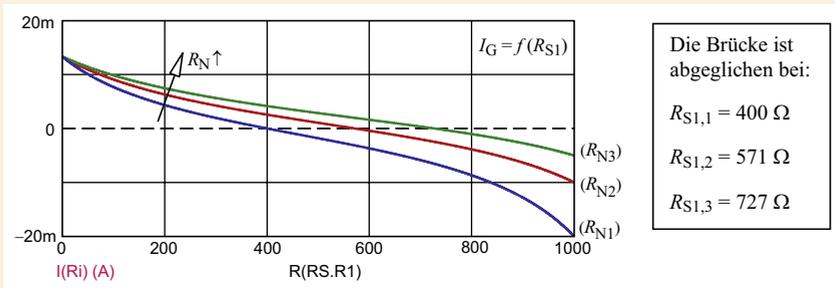
Mit dem Normalwiderstand  $R_N$  wird ein Grobabgleich (Einstellung des Messbereiches) und mit dem Widerstandsverhältnis  $R_{S2}/R_{S1}$  wird ein Feinabgleich (Zahlenwert) durchgeführt. Im abgeglichenen Zustand gilt dann die bekannte Brückengleichung mit den Indizes aus Bild 1.18:

$$R_x = R_N \cdot \frac{R_{S2}}{R_{S1}} = R_N \cdot \frac{R_s - R_{S1}}{R_{S1}} = R_N \cdot \left( \frac{R_s}{R_{S1}} - 1 \right)$$



**Bild 1.18** Simulation einer Brückenschaltung

Zur Simulation dieses Abgleiches sind demzufolge zwei Variationen erforderlich. Für die Einstellung des Verhältnisses  $R_{S2}/R_{S1}$  kann der in Abschnitt 1.2.2 vorgestellte Main-Sweep verwendet werden. Der Vergleich mit den unterschiedlichen Normalwiderständen ist mit dem DC-Nested-Sweep möglich.



**Bild 1.19** Simulationsergebnisse zum Brückenabgleich (Farbgebung manuell geändert)

Wir wollen die ersten beiden Abgleiche überprüfen. In diesen Fällen liegt die Schleiferstellung SS zwischen 0,4 und 0,6. Die Brücke lässt sich in diesem Bereich in der Praxis einfach abgleichen.

$$R_x = R_{N1} \cdot \frac{R_{S2,1}}{R_{S1,1}} = 500 \Omega \cdot \frac{600}{400} = 750 \Omega$$

$$R_x = R_{N2} \cdot \frac{R_{S2,2}}{R_{S1,2}} = 1000 \Omega \cdot \frac{429}{571} \approx 750 \Omega$$

Die Rechnungen bestätigen das Simulationsergebnis.

## ■ 1.3 Analyse von Wechselstromkreisen

Wechselstromkreise können im Zeitbereich und im Frequenzbereich betrachtet werden. Zur Simulation im Zeitbereich steht die Analyse *Transient* zur Verfügung. Untersuchungen im Frequenzbereich werden mit der Analyse *AC* (AC-Sweep und *Stepping*) durchgeführt.

Die Analyse *Dynamic-AC* stellt ein weiteres leistungsfähiges Hilfsmittel dar.

### 1.3.1 Transienten-Analyse

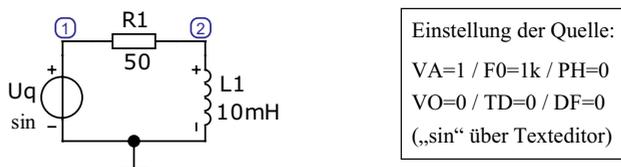
Zur Durchführung von Analysen im Zeitbereich wird eine elektrische Quelle benötigt, die an die Aufgabenstellung angepasst werden muss. Wir entscheiden uns für die Spannungsquelle [*Voltage Source*] aus der Gruppe *{Waveform Sources}*. Dabei handelt es sich um eine Universalquelle, die wir bereits bei der Analyse von Gleichstromkreisen verwendet haben. Beispiele zur Einstellung dieser Quelle finden Sie im Anhang - Abschnitt 9.1.

#### Analyse im Einphasensystem (Wechselstrom)

Für den Wechselstromkreis ist eine sinusförmige Wechselquelle erforderlich, die bezüglich der Amplitude, der Frequenz, der Offsetspannung und des Nullphasenwinkels einstellbar ist.

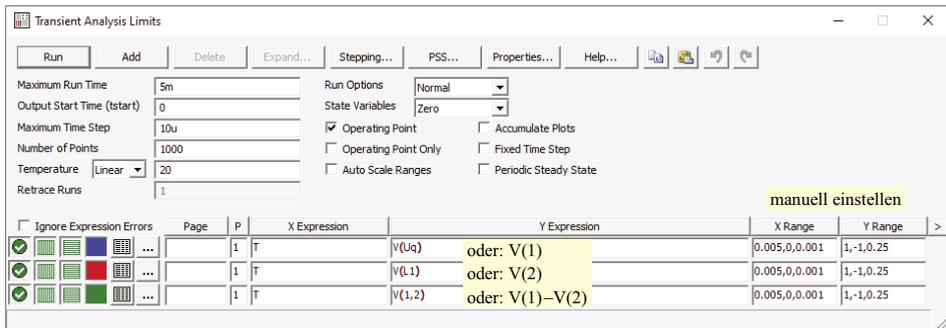
Wir wählen als Beispiel eine RL-Reihenschaltung, die an eine sinusförmige Quelle / Sin / angeschlossen wird:

Geg.:  $\hat{U}_q = 1\text{V} \cdot e^{j0^\circ}$  ( $f = 1\text{kHz}$ ) mit:  $R = 50\ \Omega$  und  $L = 10\text{mH}$ .



**Bild 1.20** Simulation eines RL-Wechselstromkreises

Wir wollen die Zeitfunktion der drei Spannungen grafisch darstellen. Dazu öffnen wir das Fenster *Analysis* → *Transient* und nehmen die in Bild 1.21 gezeigten Einstellungen vor.



**Bild 1.21** Einstellung der Transienten-Analyse (hier: ohne Auto Scale Ranges)

Mit (Maximum Run Time) = 5m wird der Analysezeitraum festgelegt. Bei einer gegebenen Frequenz von  $f = 1$  kHz (Periodendauer:  $T_0 = 1$  ms) stellen wir damit fünf Perioden dar.

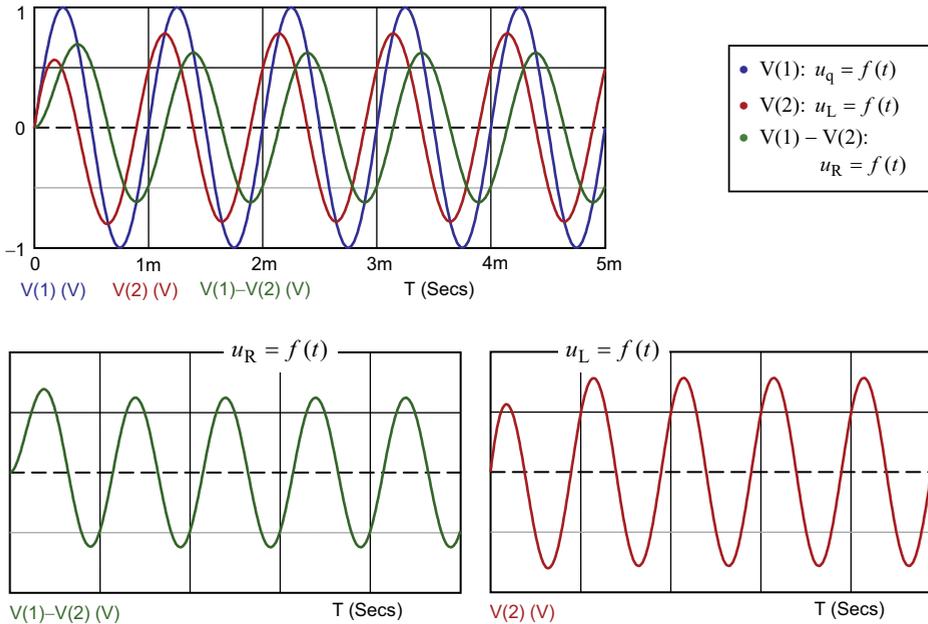
Bild 1.22 zeigt im oberen Bereich die drei Zeitfunktionen  $u_q = f(t)$ ;  $u_R = f(t)$  und  $u_L = f(t)$ . Es ist zu erkennen, dass bei beiden Spannungsabfällen irgendwelche Unregelmäßigkeiten in den ersten beiden Perioden auftreten. Hierbei handelt es sich um Einschwingvorgänge von  $u_R$  und  $u_L$ , die nach einer bestimmten Zeit ( $t > 5 \cdot \tau$ ) abgeklungen sind.

Bild 1.22 zeigt im unteren Bereich den Verlauf der einzelnen Zeitfunktionen bei gleichem Maßstab der Zeitachse (nur zum Vergleich der Kurvenformen). Jetzt kann man deutlicher erkennen, dass während der ersten Periode(n) ein Einschwingvorgang abläuft.

Wann ist dieser Vorgang beendet? Aus Schaltvorgängen an RC- und RL-Kombinationen ist bekannt ([6] - Abschnitt 16.2 und Abschnitt 19.2), dass sich nach einer Zeit von  $t \gg 5 \cdot \tau$  ein statischer Zustand einstellt. Wenn man einen Richtwert mit  $t_{\text{Ende}} = 5 \cdot \tau$  annimmt, erhält man für die RL-Kombination in Bild 1.20:

$$t_{\text{Ende}} = 5 \cdot \tau = 5 \cdot \frac{L}{R} = 5 \cdot 0,2 \text{ ms} = 1 \text{ ms}$$

Beim dritten Maximalwert sollte der eingeschwungene Zustand erreicht sein. Die Maximalwerte können im probe-Fenster mit verschiedenen Cursorfunktionen ausgemessen werden. Im vorliegenden Fall bietet sich die Peak-Funktion  an. Dazu muss die zu untersuchende Funktion markiert werden. Mit Betätigung des Buttons > Peak < springt dann der Cursor zum ersten Maximalwert. Eine wiederholte Betätigung führt zum nächsten Maximalwert.



**Bild 1.22** Ergebnisse der Analyse *Transient*

Für den dritten Maximalwert werden folgende Ergebnisse  $[t_x, \hat{U}_x]$  angezeigt:

$$V(2): \quad u_L = f(t) \quad [2.142\text{m}, 782.555\text{m}]$$

$$V(1) - V(2): \quad u_R = f(t) \quad [2.392\text{m}, 622.544\text{m}]$$

Die mit dem Cursor gemessenen Maximalwerte wollen wir rechnerisch überprüfen. Dazu benötigen wir den komplexen Widerstandszeiger.

$$\underline{Z} = R + j \cdot \omega L = (50 + j \cdot 62,8) \Omega = 80,3 \Omega \cdot e^{j51,5^\circ}$$

$$\underline{\hat{U}}_L = \underline{\hat{U}}_q \cdot \frac{j\omega L}{\underline{Z}} = 1\text{V} \cdot \frac{62,83 \Omega \cdot e^{j90^\circ}}{80,3 \Omega \cdot e^{j51,5^\circ}} = 782,4 \text{ mV} \cdot e^{j38,5^\circ}$$

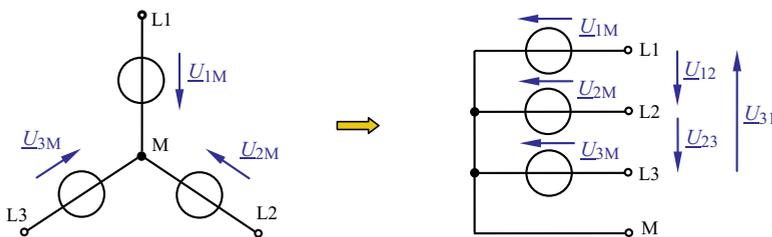
$$\underline{\hat{U}}_R = \underline{\hat{U}}_q \cdot \frac{R}{\underline{Z}} = 1\text{V} \cdot \frac{50 \Omega \cdot e^{j0^\circ}}{80,3 \Omega \cdot e^{j51,5^\circ}} = 622,7 \text{ mV} \cdot e^{-j51,5^\circ}$$

Die gemessenen Werte stimmen hinreichend genau mit der gerundeten Rechnung überein. Die Nullphasenwinkel könnte man über die Zeitangabe  $t_x$  berechnen. Dazu müsste ein sinnvoller Bezugszeitpunkt bestimmt werden (z.B. der letzte Nulldurchgang der Funktion  $u_q$ ). Für den Nullphasenwinkel gibt es aber eine einfachere Lösung (siehe Abschnitt 1.3.2).

### Analyse im Dreiphasensystem (Drehstrom)

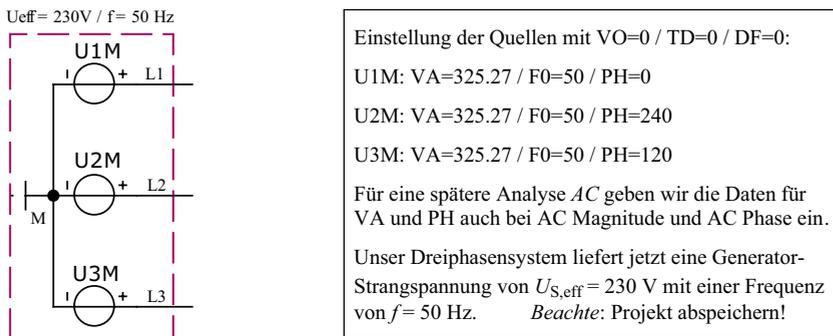
Im Stator eines Drehstromgenerators befinden sich drei voneinander unabhängige Wicklungen, die räumlich mit einem Winkel von  $120^\circ$  zueinander versetzt sind. Bei der Einwirkung eines magnetischen Feldes (Rotor) induziert dieser Generator drei voneinander unabhängige Wechselspannungen mit gleicher Frequenz und einer Phasenverschiebung von jeweils  $120^\circ$  zueinander. Infolge der Symmetrie des Generators haben alle drei Spannungen die gleiche Amplitude und die Quellen besitzen nahezu den gleichen Generator-Innenwiderstand.

Diese drei Wicklungen werden zu einem Generator-Stern M (Mittelpunktleiter) verkettet. Damit stellt der Generator drei Generator-Strangspannungen  $\underline{U}_S$  und drei Leiterspannungen  $\underline{U}_L$  zur Verfügung. Für die Beträge gilt:  $U_L = \sqrt{3} \cdot U_S$ .



**Bild 1.23** Zählpfeile der Spannungen in einem Dreiphasensystem

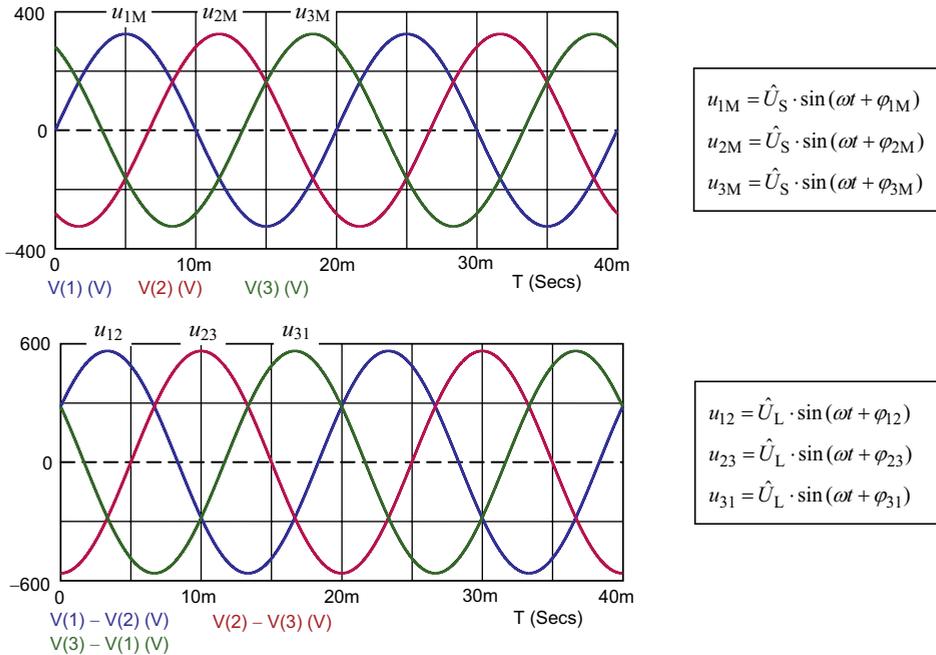
Zur Simulation eines Dreiphasensystems kombinieren wir drei Quellen / Sin / nach Vorbild des Bildes 1.23 (rechts) miteinander. Zusätzliche Beschriftungen werden mit dem Texteditor vorgenommen. Auf diese zusätzlichen Angaben wird jetzt nicht mehr verwiesen, da sie an der in MicroCap sonst nicht verwendeten Schriftart „Times“ zu erkennen sind.



**Bild 1.24** Simulationsschaltung eines Dreiphasengenerators

Zur Simulation der Zeitfunktionen ändern wir im Fenster *Analysis* → *Transient* (Bild 1.21) folgende Angaben: (Max. Run Time) = 40m sowie: Y-Expression: V(1) und V(2) und V(3).

Damit stellen wir die Spannungen über zwei Perioden ( $T_0 = 20$  ms) dar. Bild 1.25 zeigt im oberen Teil die Zeitfunktionen der Generator-Strangspannungen und im unteren Teil die Zeitfunktionen der Leiterspannungen.



**Bild 1.25** Simulation der Zeitfunktionen der Spannungen eines Dreiphasengenerators (oben: Generator-Strangspannungen, unten: Leiterspannungen)

Die Leiterspannungen erhält man durch eine Änderung der Einstellungen im Analysefenster *Analysis* → *Transient*. Durch Anwendung des Maschensatzes gilt:

Expressions: V(1)-V(2) sowie V(2)-V(3) und V(3)-V(1).

Der Zusammenhang zwischen der Generator-Strangspannung  $U_S$  und der Leiterspannung  $U_L$  (Effektivwert oder Maximalwert) wird über den Verkettungsfaktor beschrieben:

$$U_L = \sqrt{3} \cdot U_S \quad \text{oder:} \quad \hat{U}_L = \sqrt{3} \cdot \hat{U}_S \quad \text{bzw.:} \quad \frac{\hat{U}_L}{\sqrt{2}} = \sqrt{3} \cdot \frac{\hat{U}_S}{\sqrt{2}}$$



### Lehrbeispiel 1.5



LTspice: LB\_1.5

Gegeben ist ein Dreiphasensystem, das durch eine Verbraucher-Sternschaltung unsymmetrisch belastet wird. Stellen Sie die Zeitfunktionen der Ströme grafisch dar. Es wird der Generator aus Bild 1.24 verwendet. Für die Lastwiderstände gilt:  $R_1 = 100 \Omega$  und  $R_2 = 200 \Omega$  sowie  $R_3 = 150 \Omega$ .

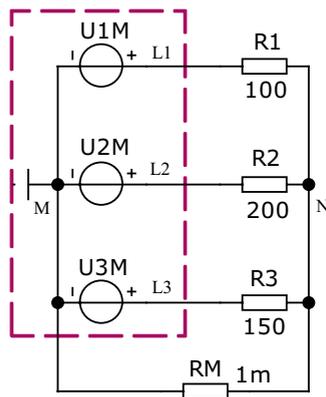
Den Generator aus Bild 1.24 haben wir als eigenes Projekt abgespeichert. Bei einer Änderung der Spannungsebene müsste man die Generator-Strangspannungen neu setzen (hier nicht erforderlich).

Wir zeichnen die Lastwiderstände ein und speichern das neue Projekt. Bei einer Verbraucher-Dreieckschaltung muss der vierte Leiter (Mittelpunktleiter: N – M) berücksichtigt werden. Er wird im vorliegenden Fall als nahezu widerstandslos angenommen und mit  $R_M = 1 \text{ m}\Omega$  nachgebildet.

Im Fenster *Analysis* → *Transient* werden die darzustellenden Zeitfunktionen eingegeben: Y-Expression: I(R1) und I(R2) und I(R3) sowie I(RM).

Den Analysezeitraum ändern wir nicht, um einen Vergleich mit den drei Generator-Strangspannungen zu ermöglichen. Nun kann die Simulation mit > Run < gestartet werden.

$U_{\text{eff}} = 230 \text{ V} / f = 50 \text{ Hz}$



Berechnung der Maximalwertzeiger:

$$\hat{I}_1 = \frac{\hat{U}_{1M}}{R_1} = \frac{325,27 \text{ V} \cdot e^{j0^\circ}}{100 \Omega} = 3,253 \text{ A} \cdot e^{j0^\circ}$$

$$\hat{I}_2 = \frac{\hat{U}_{2M}}{R_2} = \frac{325,27 \text{ V} \cdot e^{-j120^\circ}}{200 \Omega} = 1,626 \text{ A} \cdot e^{-j120^\circ}$$

$$\hat{I}_3 = \frac{\hat{U}_{3M}}{R_3} = \frac{325,27 \text{ V} \cdot e^{j120^\circ}}{150 \Omega} = 2,168 \text{ A} \cdot e^{j120^\circ}$$

Aus diesen drei Strömen wird  $\hat{I}_M$  über den Knotenpunktsatz berechnet.

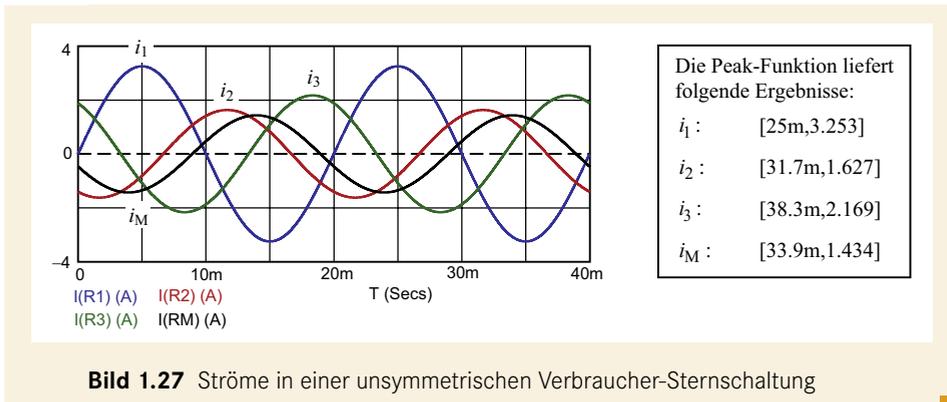
$$\hat{I}_M = \hat{I}_1 + \hat{I}_2 + \hat{I}_3$$

$$\hat{I}_M = (3,253 - 0,813 - j1,408 - 1,084 + j1,878) \text{ A}$$

$$\hat{I}_M = (1,356 + j0,47) \text{ A} = 1,435 \text{ A} \cdot e^{j19,1^\circ}$$

**Bild 1.26** Simulation der Ströme in einer unsymmetrischen Verbraucher-Sternschaltung

Bild 1.27 zeigt das Analyseergebnis. Die Ströme  $i_1$ ,  $i_2$  und  $i_3$  haben die Phasenlagen der jeweiligen Generator-Strangspannungen. Der Strom  $i_M$  ergibt sich zu jedem Zeitpunkt aus der Summe der drei Leiterströme:  $i_M = i_1 + i_2 + i_3$ .



Bei einer symmetrischen Sternschaltung wären die Amplituden der drei Leiterströme gleich. Der Strom durch den Mittelpunktleiter ist dann null. Das sollten Sie ausprobieren.

### 1.3.2 Dynamic-AC-Analyse

Eine Ermittlung der Daten (Amplitude/Phase) aus der Zeitfunktion ist relativ aufwendig. Dazu ist die Analyse *Transient* auch nicht vorgesehen. Sie dient vielmehr der Darstellung der Kurvenform einer Zeitfunktion. Die Analyse *Dynamic-AC* stellt diese Daten direkt in der Schaltung in numerischer Form dar. Sie liefert den Betrag (Amplitude) und den Nullphasenwinkel eines komplexen Maximalwertzeigers bei einer einstellbaren festen Frequenz. In der Anzeige werden beide Angaben (Amplitude und Phase) durch ein Komma getrennt.

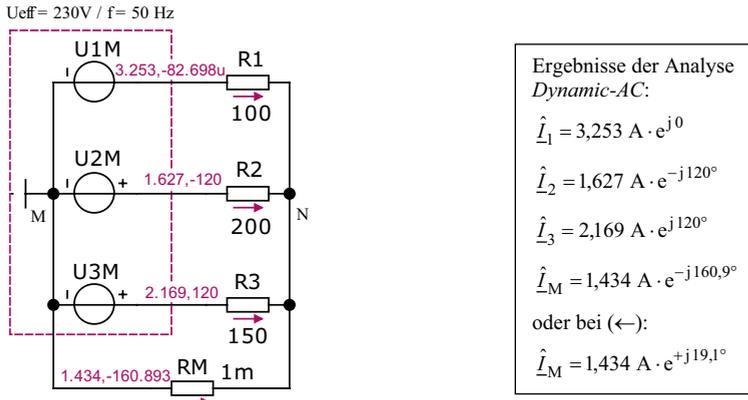
Für die Schaltung in Bild 1.20 erhält man im Ergebnis dieser Analyse *Dynamic-AC* die in Bild 1.28 dargestellten Angaben. Die Nachkommastellen wurden unter *Properties* in der Registerkarte / Format / auf 1 Digit reduziert. Diese Einstellung muss für die Anzeige von Voltage und Current getrennt vorgenommen werden.



Die Ergebnisse des Lehrbeispiels 1.5 können im Ergebnis der Analyse *Dynamic-AC* aus den Angaben von Bild 1.29 entnommen werden. Die Nachkommastellen wurden hier nicht reduziert, um die Genauigkeit der Anzeige nicht zu beeinflussen.

Der Nullphasenwinkel  $\varphi_{1M}$  (Angabe im Gradmaß) ist als null zu interpretieren.

Die Ergebnisse der Analyse *Dynamic-AC* stimmen gut mit den aus den Zeitfunktionen von Bild 1.27 ermittelten Daten überein. Die Umrechnung von Zeitangaben in Winkel entfällt.



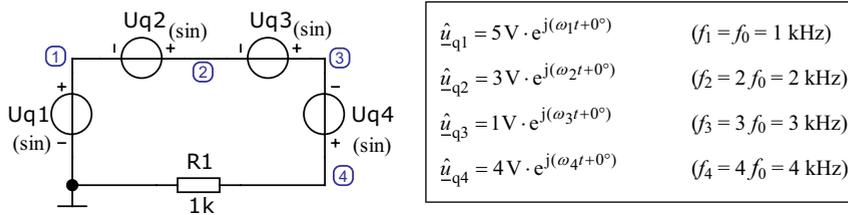
**Bild 1.29** Ergebnisse der Analyse *Dynamic-AC* zum Lehrbeispiel 1.5

### 1.3.3 Fourier-Analyse (FFT)

Viele Anwendungsfälle sind dadurch gekennzeichnet, dass die Zeitfunktionen der Spannung und des Stromes nicht mehr sinusförmig verlaufen (z. B. infolge der Übersteuerung eines Verstärkers). Sie setzen sich vielmehr aus der Überlagerung von mehreren harmonischen Schwingungen ungleicher Frequenz zusammen. Das Signal hat dann einen Klirrfaktor  $k > 0$ .

Der Anwender will nun natürlich wissen, welche Komponenten an der Bildung des resultierenden Signals beteiligt sind. Das gelingt bei einer periodischen Funktion mit der harmonischen Analyse, die in MicroCap in Form der Fourier-Analyse (z. B. auf der Basis einer FFT – Fast Fourier Transform) zur Verfügung steht.

Um diese Analysevariante untersuchen zu können, erzeugen wir uns mit vier sinusförmigen Spannungsquellen eine harmonische Zeitfunktion. Die Grundfrequenz beträgt  $f_0 = 1\text{ kHz}$ .

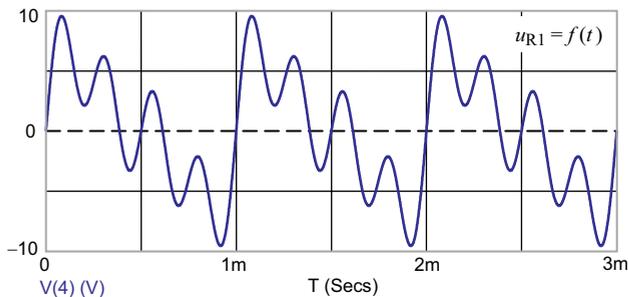


**Bild 1.30** Erzeugung einer harmonischen Zeitfunktion

Da die Quellen gleichsinnig in Reihe geschaltet werden, gilt für das Potential am Knoten 4:

$$u_{R1}(t) = \sum u_q(t) = u_{q1}(t) + u_{q2}(t) + u_{q3}(t) + u_{q4}(t)$$

Nun können wir uns die Zeitfunktion der Spannung über dem Widerstand  $R_1$  (Potential am Pin 4) über die Analyse *Transient* ansehen. Als Analysezeitraum wählen wir  $t_{\max} = 3 \text{ ms}$ .

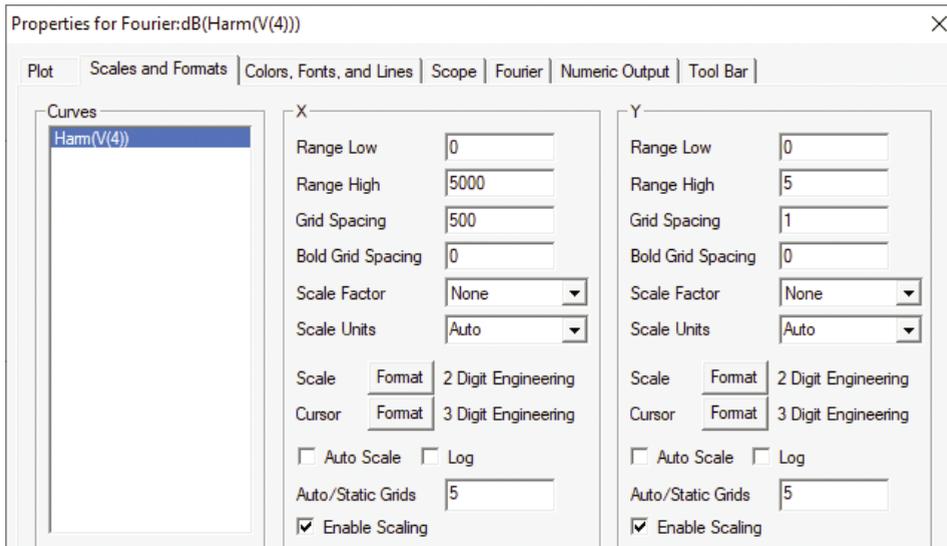


**Bild 1.31** Überlagerung sinusförmiger Zeitfunktionen

Zur Durchführung der FFT-Analyse erstellen wir ein Fourier-Fenster über die Menüfolge *Transient* → *Fourier Windows* → *Add Fourier Window*. Es öffnet sich das *Properties*-Fenster (for Fourier). Hier wird die Plot-Funktion aktiviert: ☉ Harm

Unter ‚Curves‘ meldet sich die Funktion  Harm(V(4)). Durch Bestätigung über den Button > Übernehmen < wird das derzeit eingestellte Amplitudenspektrum angezeigt. Das müssen wir nun an unsere Vorstellungen anpassen. Dazu wechseln wir von der Registerkarte / Plot / zur Registerkarte / Scales and Formats /. Hier sind zunächst die Aktivierungen  Log und  Auto Scale zu löschen. Die Bereiche (Range X und Y) müssen gemäß der Zielstellung der Analyse eingestellt werden. Im Ergebnis erhält man (z. B.) die Situation aus Bild 1.32.

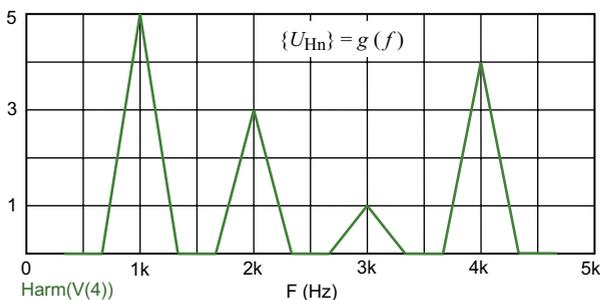
Durch Betätigung des Buttons > Übernehmen < erhalten wir das Amplitudenspektrum der in Bild 1.31 dargestellten Zeitfunktion. Die Amplituden sind auf 1 V normiert.



**Bild 1.32** Einstellung des Fensters *Properties for Fourier*

Die FFT-Analyse wurde für die ersten zehn Harmonischen ( $1 \leq n \leq 10$ ) durchgeführt. Diese Einstellung kann in der Registerkarte / Fourier / geändert werden.

Das Spektrum in Bild 1.33 zeigt die an der Bildung der Zeitfunktion beteiligten vier Harmonischen. Ihre Amplituden (in V) und ihre spektralen Frequenzen stimmen mit den Werten der Quellen aus Bild 1.30 überein.

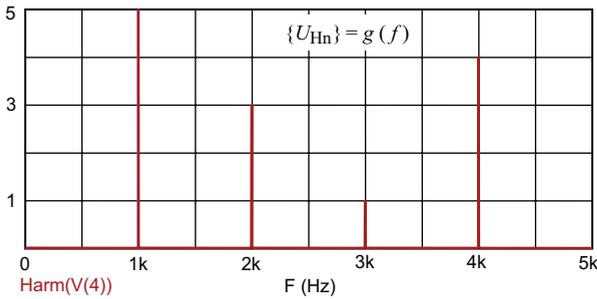


Analyse *Transient*:  
Analysezeitraum:  
 $t_{\max} = 3 \text{ ms}$

**Bild 1.33** Amplitudenspektrum

Warum werden nun aber die Spektrallinien nicht als Linienspektrum abgebildet?

Die FFT wird für den Zeitraum der Analyse *Transient* durchgeführt. Dieser Zeitraum ist viel zu kurz (3 Perioden = 3 ms). Damit wird die sog. Fußverbreiterung einer Spektrallinie als Dreieck nachgebildet. Eine Verlängerung des Analysezeitraums auf  $\approx 300$  Perioden sorgt für eine saubere Abbildung. Das sollte Sie ausprobieren. Bild 1.34 zeigt das Ergebnis.



Analyse *Transient*:  
 Analysezeitraum:  
 $t_{\max} = 300 \text{ ms}$

**Bild 1.34** Linienspektrum

Für den Klirrfaktor im Bild 1.34 gilt:

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}} \quad \text{mit:} \quad U_{\text{eff}}^2 = \frac{\hat{U}^2}{2}$$

$$k = \sqrt{\frac{(\hat{U}_2^2 + \hat{U}_3^2 + \hat{U}_4^2) / 2}{(\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + \hat{U}_3^2 + \hat{U}_4^2) / 2}} = \sqrt{\frac{9 + 1 + 16}{25 + 9 + 1 + 16}} = \sqrt{\frac{26}{51}} = 0,714$$

Nun wird häufig behauptet, dass der von PSpice oder MicroCap (usw.) angegebene Wert THD (Total Harmonic Distortion) mit dem Klirrfaktor  $k$  übereinstimmt. Diese Aussage ist nicht richtig. Beim Klirrfaktor wird der Effektivwert der Oberwellen auf den Effektivwert des gesamten Signals bezogen. Beim *THD*-Wert ist diese Bezugsgröße der Effektivwert der Grundwelle (erste Harmonische mit:  $f = f_0$ ).

$$THD = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{(\hat{U}_2^2 + \hat{U}_3^2 + \hat{U}_4^2) / 2}{\hat{U}_1^2 / 2}} = \sqrt{\frac{26}{25}} = 1,0198$$

Genau dieser Wert (in %) wird im probe-Fenster ab  $f = 4 \text{ kHz}$  in grafischer Form angezeigt, wenn man im Menü *Properties* → / Plot / statt der Funktion Harm die Funktion THD anwählt. Dort muss bei ‚Reference Frequency‘ die Grundfrequenz (1k) eingegeben werden.

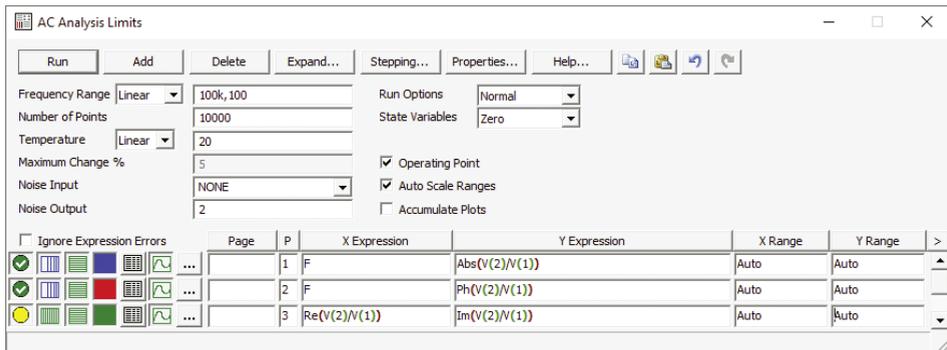
Der Klirrfaktor kann aus dem *THD*-Wert berechnet werden:

$$k (\%) = THD (\%) \cdot \frac{U_{1,\text{eff}}}{U_{\text{ges,eff}}} = THD (\%) \cdot \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_{\text{ges}}} = THD (\%) \cdot \frac{\hat{U}_1}{\sqrt{\hat{U}_1^2 + \hat{U}_2^2 + \hat{U}_3^2 + \hat{U}_4^2}}$$

$$k (\%) = 101,98\% \cdot \frac{5}{\sqrt{25 + 9 + 1 + 16}} = 101,98\% \cdot \frac{5}{\sqrt{51}} = 71,4\%$$

### 1.3.4 AC-Analyse (AC-Sweep)

Zur Darstellung der Frequenzabhängigkeit von Spannungen, Strömen und Leistungen sowie von Widerständen und Leitwerten (usw.) muss die Frequenz in einem vorgegebenen Bereich variiert werden. Dazu wird eine Quelle benötigt, die mit einer variablen Frequenz arbeitet. Im Ergebnis einer solchen Analyse erhält der Anwender den Amplitudenfrequenzgang, den Phasenfrequenzgang und die Ortskurve (usw.) des komplexen Frequenzganges.



**Bild 1.35** Einstellung des Fensters *AC Analysis Limits*

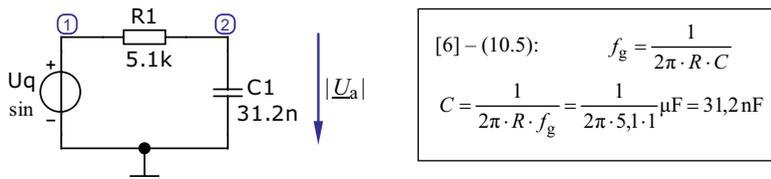
Der AC-Sweep wird nach Vorbild von Bild 1.35 eingestellt. Im vorliegenden Fall durchläuft dann die Frequenz den Bereich:  $100 \text{ Hz} \leq f \leq 100 \text{ kHz}$ . Die erste Funktion ruft den Amplitudenfrequenzgang  $\text{Abs}(V(2)/V(1))$  auf. Mit der zweiten Funktion  $\text{Ph}(V(2)/V(1))$  wird der Phasenfrequenzgang zur Anzeige gebracht. Diese Funktionen werden auf das Verhältnis von der Ausgangsspannung  $V(2)$  zur Eingangsspannung  $V(1)$  angewendet. Das entspricht der Definition des komplexen Frequenzganges mit  $\omega = 2\pi f$ :

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{\underline{U}_a}{\underline{U}_e} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$$

Da es üblich (und sinnvoll) ist, Frequenzgänge in logarithmischer Form darzustellen, wählen wir für die Frequenzachse die logarithmische Skalierung. Das gelingt trotz der linearen Einstellung unter Frequency Range durch einen Wechsel unter Expressions:

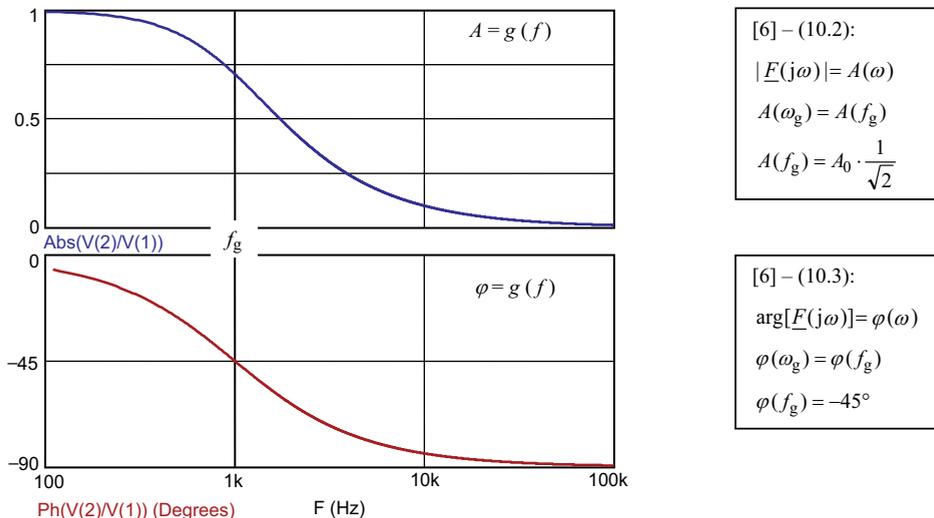
  umschalten auf: 

Wir sehen uns dazu einen RC-Tiefpass an, der mit einer Grenzfrequenz  $f_g = 1 \text{ kHz}$  arbeiten soll. Der erforderliche Widerstandswert wird mit  $R = 5,1 \text{ k}\Omega$  gewählt. Der Kapazitätswert kann dann über die Berechnungsvorschrift der Grenzfrequenz bestimmt werden.



**Bild 1.36** RC-Tiefpass für  $f_g = 1 \text{ kHz}$

Da beide Abszissenachsen gleich sind, ist eine gemeinsame Darstellung möglich. Um beide Diagramme in einem gemeinsamen Bild darzustellen, muss unter P (Present) eine laufende Nummer angegeben werden (hier: P = 1 und P = 2). Bild 1.37 zeigt die Simulationsergebnisse für den Amplitudenfrequenzgang (oben) und für den Phasenfrequenzgang (unten).



**Bild 1.37** Frequenzgänge für den RC-Tiefpass aus Bild 1.36

Der Amplitudenfrequenzgang zeigt, dass tiefe Frequenzen übertragen und hohe Frequenzen gesperrt werden.

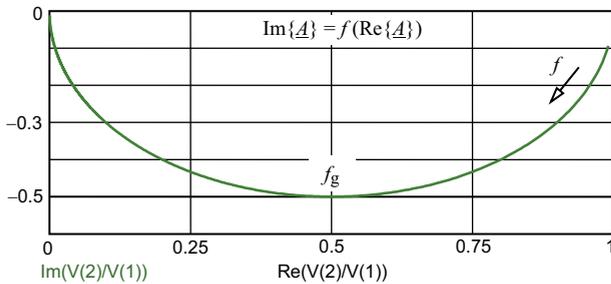
Die Grenzfrequenz liegt bei  $f_g = 1 \text{ kHz}$  mit  $A(f_g) = 0,707$ .

Der Phasenfrequenzgang durchläuft infolge der kapazitiven Wirkung am Ausgang negative Werte. An der Grenzfrequenz ( $f_g = 1 \text{ kHz}$ ) gilt:  $\varphi(f_g) = -45^\circ$ .

Zur Darstellung der Ortskurve sind im Fenster *Analysis Limits* folgende Änderungen vorzunehmen:

- Deaktivieren der ersten beiden Funktionsdarstellungen
- Aktivieren der dritten Funktion [ $X = \text{Re}(V(1)/V(2))$  und:  $Y = \text{Im}(V(1)/V(2))$ ]
- Beide Achsen auf „linear“ einstellen.

Nun wird der Imaginärteil des komplexen Frequenzganges als Funktion des Realteils angezeigt:  $\text{Im}\{F(j\omega)\} = f[\text{Re}\{F(j\omega)\}]$ . Die Frequenz ist in dieser Darstellung der Parameter.



[6] – (10.4):

$$\text{Re}(f = 100\text{Hz}) \approx 0,99$$

$$\text{Re}(f = 10\text{kHz}) \approx 0$$

$$\text{Im}(f = 100\text{Hz}) \approx -99\text{mV}$$

$$\text{Im}(f = 10\text{kHz}) \approx -10\text{mV}$$

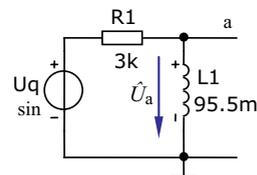
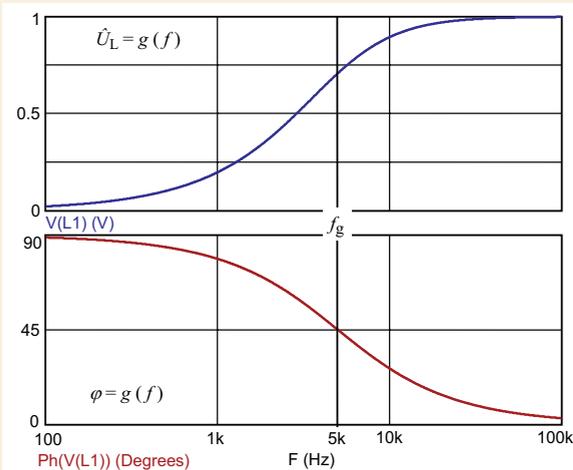
$$\text{Re}(f_g) = |\text{Im}(f_g)| = 0,5$$

**Bild 1.38** Ortskurve des RC-Tiefpasses in Bild 1.36



### Lehrbeispiel 1.6

Simulieren Sie den Amplitudenfrequenzgang, den Phasenfrequenzgang und die Ortskurve eines RL-Hochpasses. Er soll mit einer Grenzfrequenz  $f_g = 5\text{ kHz}$  arbeiten. Der erforderliche Widerstandswert wird mit  $R = 3\text{ k}\Omega$  gewählt. Der Induktivitätswert kann dann über die Berechnungsvorschrift der Grenzfrequenz (siehe Übungsbuch [7] – Berechnungsbeispiel 10.2) bestimmt werden. Bild 1.39 zeigt links die beiden Frequenzgänge und rechts die verwendete Simulationsschaltung.



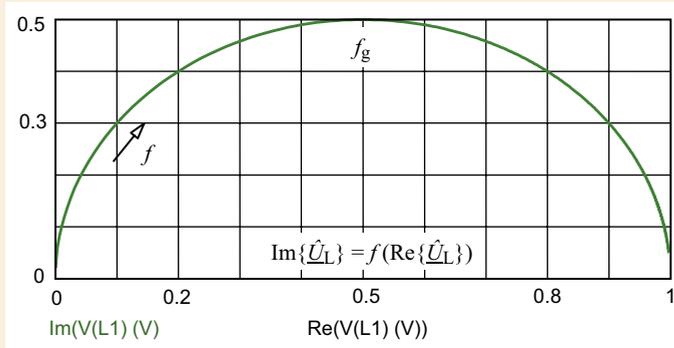
[7] – BB 10.2:

$$f_g = \frac{R}{2\pi \cdot L}$$

$$L = \frac{R}{2\pi \cdot f_g} = 95,5\text{mH}$$

**Bild 1.39** Frequenzgänge eines RL-Hochpasses für  $f_g = 5\text{ kHz}$  und  $\hat{U}_q = 1\text{ V}$ .

Der Amplitudenfrequenzgang der Ausgangsspannung  $\hat{U}_L$  zeigt, dass hohe Frequenzen übertragen und tiefe Frequenzen gesperrt werden. Die Grenzfrequenz liegt bei  $f_g = 5$  kHz mit  $\hat{U}_L(f_g) = 0,707$  V. Der Phasenfrequenzgang durchläuft infolge der induktiven Wirkung am Ausgang positive Werte. An der Grenzfrequenz ( $f_g = 5$  kHz) gilt:  $\varphi(f_g) = +45^\circ$ .



**Bild 1.40** Ortskurve des RL-Hochpasses

Die Ortskurve bildet sich (wie beim RC-Tiefpass in Bild 1.38) als Halbkreis aus. Diese Kurve durchläuft jetzt aber infolge des positiven Nullphasenwinkels den ersten Quadranten.

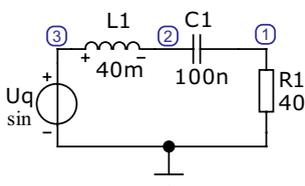
In vielen Anwendungsfällen kommt ein Schwingkreis zum Einsatz. Er soll so dimensioniert werden, dass er mit einer definierten Resonanzfrequenz  $f_0$  arbeitet. Dabei ist der Einfluss des Verlustwiderstandes zu diskutieren.

Bei einem Reihenschwingkreis sind folgende Frequenzgänge von Interesse:

- Frequenzgang des Stromes  $\hat{I} = g(f)$  bei Spannungseinspeisung
- Frequenzgang des Phasenwinkels  $\varphi = g(f)$  mit:  $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$
- Frequenzgänge der Spannungen  $\hat{U}_R = g(f)$  und  $\hat{U}_L = g(f)$  sowie  $\hat{U}_C = g(f)$

Zur Simulation einer Testschaltung legen wir folgende Werte der Bauelemente fest:

$$R = 40 \Omega; L = 40 \text{ mH} \text{ und } C = 100 \text{ nF} \text{ sowie } \hat{U}_q = \text{const.}$$



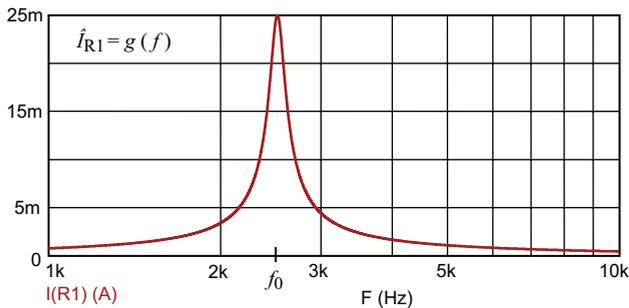
$$[6] - (8.11): \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{4000}} \cdot 10^3 \text{ Hz} = 2516 \text{ Hz}$$

**Bild 1.41** Reihenschwingkreis für  $f_0 \approx 2,5$  kHz

Wenn der darzustellende Frequenzbereich nach Vorbild von Bild 1.37 gewählt wird, bildet sich die simulierte Funktion lediglich in einem schmalen Bereich auf der Frequenzachse aus. In diesem Fall ist es sinnvoll, den zu analysierenden Frequenzbereich einzugrenzen.

Wir bleiben bei der logarithmischen Skalierung und wählen lediglich einen Ausschnitt aus der Frequenzachse mit (Frequency Range) = 10k,1k. Bild 1.42 zeigt den Amplitudenfrequenzgang des Stromes im Bereich:  $1 \text{ kHz} \leq f \leq 10 \text{ kHz}$ . Das Maximum bildet sich mit  $\hat{I}_0 = \hat{U}_q / R$  an der Resonanzfrequenz  $f_0$  aus.



*Auswertung:*

$$f_0 \approx 2,5 \text{ kHz}$$

$$\hat{I}_0 = 25 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_{(1\text{kHz})} \approx 1 \text{ mA}$$

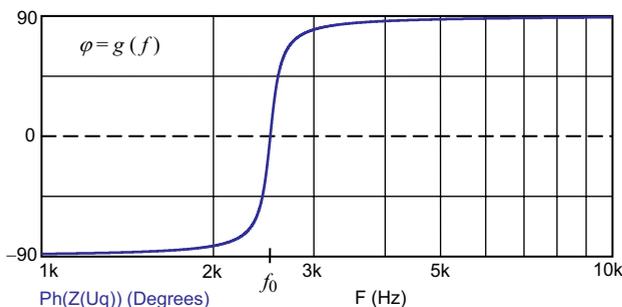
$$\hat{I}_{(10\text{kHz})} < 1 \text{ mA}$$

**Bild 1.42** Amplitudenfrequenzgang des Stromes



Der Phasenfrequenzgang wird über den Y-Expression-Ausdruck  $\text{Ph}(Z(U_q))$  ermittelt. Mit  $\varphi = \varphi_u - \varphi_i$  gilt:

$$\underline{Z} = \frac{\hat{U}_q}{\hat{I}} = \frac{|U_q| \cdot e^{j\varphi_u}}{|I| \cdot e^{j\varphi_i}} = |\underline{Z}| \cdot e^{j(\varphi_u - \varphi_i)} = |\underline{Z}| \cdot e^{j\varphi}$$



*Auswertung:*

$$\varphi(f_0) = 0$$

$$\varphi(1\text{kHz}) \approx -90^\circ$$

(kapazitiv)

$$\varphi(10\text{kHz}) \rightarrow +90^\circ$$

(induktiv)

**Bild 1.43** Phasenfrequenzgang des Stromes im Reihenschwingkreis von Bild 1.41

Bild 1.44 zeigt die Amplitudenfrequenzgänge der drei Teilspannungen. Wir erkennen, dass die Spannungen über  $L$  und  $C$  in der näheren Umgebung der Resonanzfrequenz relativ große Werte im Vergleich zu  $\hat{U}_q = 1 \text{ V}$  annehmen.