

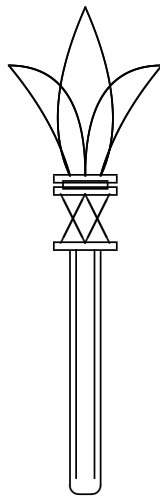
Anwendungsbeispiele (deutsch/englisch)

SCEPTRE

Ein Programm zur Analyse und Simulation nichtlinearer elektrischer Netzwerke und dynamischer Systeme

Wolf-Rainer Novender*

© 2021, alle Rechte vorbehalten



*Wolf-Rainer.Novender@fhnw.de

überarbeitete Version SCEPTRE-beispiele.pdf vom 16. November 2021

Inhaltsverzeichnis

1	Übersicht	1
1.1	Allgemeine Hinweise	2
1.2	Grafische Ausgaben	2
1.3	Tabellen	3
1.4	Vermeidung von Divisionen durch Null	3
1.5	Wahl der Zustandsvariablen	4
1.6	Modelle	4
1.7	Gleitkommaprobleme	4
2	Beispiele A	6
2.1	A01: Inverter-Schaltung mit RC-Last	6
2.2	A02: Emitterfolger mit Übertrager	8
2.3	A03: Darlington-Schaltung (DC-Analyse)	11
2.4	A04: Kleinsignal-Ersatzschaltung	13
2.5	A05: Differentialgleichungssystem	14
2.6	Toleranzanalysen einer Darlington-Schaltung	16
2.6.1	A07: Monte-Carlo-Analyse	16
2.6.2	A08: Empfindlichkeitsanalyse	18
2.6.3	A09: ‘Worst Case’-Analyse	21
2.6.4	A10: Optimierung	23
2.7	A11: Kleinsignal-Ersatzschaltung (AC)	25
2.8	A13: Elektro-hydraulischer Stellantrieb	28
3	Beispiele B	32
3.1	B01: Diodenmodell	32
3.2	B02: Modell eines bipolaren Transistors	33
3.3	B03: Zener diode model	35
3.4	B04: Modell eines Unijunction-Transistors	36
3.5	B05: Sense/digit Circuitry	38
3.6	B06: Anti-logarithmischer Verstärker	41
3.7	B07: Nichtlineare Induktivität	43
3.8	B08: Nichtlinearer Regelkreis 2. Ordnung	44
3.9	B09: Abtastregelung	47
3.10	B10: Zwei-Massen-Schwingungssystem	49
3.11	B11: Diode clamp	51
3.12	B12: Two Level Clipper	53
3.13	B13: Complimentary emitter follower	54
3.14	Dependent Elements	55
3.14.1	B14: Voltage Dependent Resistor	56
3.14.2	B15: Current Dependent Resistor	57
3.15	B16: Zeitabhängige Netzwerkkomponenten	58
3.15.1	Zeitabhängiger Widerstand	59

3.15.2	Zeitabhängige Kapazität	60
3.15.3	Zeitabhängige Induktivität	62
4	Beispiele C	64
4.1	C01: Nicht-lineares Pendel	64
4.2	C02: Hochlauf einer Asynchronmaschine	65
4.3	C03: Hochspannungskabel	67
4.4	C04: Eimerkette	69
4.5	White-Schaltung	70
4.5.1	C05: Einschaltvorgang	70
4.5.2	C06: Frequenzgang	72
4.6	C07: Widerstandsmonitor	74
4.7	C08: Kopplungsfreier Dämpfungsentzerrer	75
4.8	C09: Lorenz Attraktor	78
4.9	C10: Asynchronmaschine am Pulswechselrichter	80
4.10	C11: Solitonen	84
4.11	C12: Solitonen 2-dimensional	88
4.12	C13: Toleranzanalyse mit einfachem RC-Netzwerk	92
4.13	C17: Modeling of chaotic DC-DC converters	95
4.14	Einfaches Thyristor-Ersatzschaltbild	96
4.14.1	C18: Einfache Testschaltung	98
4.14.2	C19: Selbstgeführter 10 kHz Wechselrichter	100
4.14.3	C20: Modifiziertes Thyristor-Ersatzschaltbild	101
4.15	Emitterfolger mit L-C-Last	103
4.15.1	C21: Anregung mit Rechteck	103
4.15.2	C22: Sinusförmige Anregung	104
4.16	Gesteuerte Diode	105
4.16.1	C31: Gesteuerter Einweg-Gleichrichter	105
4.16.2	C32: Gesteuerte Drehstrom-Brückenschaltung	108
4.17	Einfache Gleichrichterschaltungen [36]	110
4.17.1	C41: Einweggleichrichtung	110
4.17.2	C42: Zweiweggleichrichtung, Mittelpunktsschaltung	111
4.18	Einfache Schaltungen aus der Leistungselektronik [39]	113
4.18.1	C51: Einweggleichrichter mit Freilaufdiode	113
4.18.2	C52: Einpulsige Thyristorschaltung mit R-Last	114
4.18.3	C53: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last, 50 Hz, spannungsgesteuert	115
4.18.4	C54: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last, 50 Hz, stromgesteuert	117
4.18.5	C55: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz	120
4.18.6	C56: Gesteuerter Einweggleichrichter mit RC, f=100kHz	120
4.18.7	C57: Modifiziertes Thyristormodell	122
4.18.8	C58: Dreipuls-Mp-Schaltung mit R-Last	124
4.18.9	C59: 3-Mp-Schaltung mit RL-Last	125
4.18.10	C60: Gesteuerte 6-pulsige Brückenschaltung mit RL-Last	127
4.18.11	C61: B6C-Schaltung mit SPICE_SCR-Modell	130
5	Beispiele D	133
5.1	D01: Tiefpassfilter (AC-Analyse)	133
5.2	D02: Tiefpassfilter (TR-Analyse)	134
5.3	D03: Inverter für Logikschaltungen	136

5.4	D04: Toleranzanalyse eines Emitterfolgers	138
6	Beispiele EF	143
6.1	E02: Marx'scher Stoßgenerator	143
6.2	F01: Leitung mit zeitabhängiger Abschlußimpedanz	145
6.3	F02: Leitung mit zeitabhängiger Abschlussimpedanz	148
7	Beispiele G	151
7.1	G01: Synchrongenerator mit 2poligem Kurzschluß (linear)	151
7.2	G02: Synchrongenerator mit einpoligem Kurzschluß (mit Sättigung)	155
7.3	A Computer Model for a High Power SCR (C358E)	158
7.3.1	The SCR model	158
7.3.2	G03: Control circuit	160
7.3.3	G04: Class A commutation	160
7.4	High Power SCR (T527-1284)	161
7.4.1	Model of T527 SCR	161
7.4.2	G05: SCR turn-off time	163
7.4.3	G06: SCR turn-on gate current test	164
7.4.4	G09: SCR latching current test	165
7.4.5	G10: SCR ON test	165
7.4.6	G12: SCR turn-on anode current test	167
7.4.7	G13: 15 A SCR anode current	168
7.4.8	G14: SCR turn-on effect of gate current	169
7.4.9	G15: Turn-on by gate pulse	170
8	Beispiele I	175
8.1	I01: Drehzahlsteuerung mit MOSFET	175
8.2	I02: Belasteter Gleichstrommotor	180
8.3	I11: Widerstand mit Kühlkörper	181
8.4	I12: Erwärmung eines Transistors [9, Kap. 2.1.4]	184
8.4.1	Stationäre Erwärmung	184
8.4.2	Instationäre Erwärmung	184
8.5	I13: Leistungsberechnung einer E-Lok	186
9	Beispiele S	193
9.1	S15: Lineare Gleichstromspule	193
9.2	S20: Nichtlineare Gleichstromspule	194
9.3	S24: Nichtlineare Spule an Wechselspannung	195
9.4	S28: Spule mit Hystereseverlusten	197
9.5	S34: Induktiv gekoppelte Spulen	203
9.6	S37: Transformator mit Eisenverlusten	204
9.7	S44: Gleichstromschütz	206
9.8	S46: Wechselstromschütz	209
9.9	S62: Direkteinschaltung einer fremderregten Gleichstrommaschine	211
9.10	S64: Steuerkennlinien einer fremderregten Gleichstrommaschine	212
9.11	S108: Drehfeld einer Zweiphasenmaschine	214
9.11.1	Koordinatentransformation	215
9.11.2	Dgl.-System des Drehfeldes	215
9.12	S138: Hochlaufvorgang einer Asynchronmaschine	217

9.13	Simulation einer Synchronmaschine	221
9.13.1	Grundlagen	221
9.13.2	Drehstromsynchronmaschine als Motor	223
9.13.3	Lösung der Gleichungssysteme (9.19) und (9.20)	226
9.13.4	S180: Anlauf eines Synchronmotors	228
9.13.5	S183: Synchrongenerator im Inselbetrieb	232
10	Beispiele V	237
10.1	V010: Dynamisches Verhalten einer fremderregten Gleichstrommaschine	237
10.2	V020: Linearer magnetischer Kreis	238
10.3	V030: Nichtlinearer magnetischer Kreis	241
10.4	V032: Nichtlineare Kreisringsspule, TR-Analyse	243
10.4.1	Einfluss der Sättigung	244
10.4.2	Ergebnisse für 3000 A	245
10.5	V040: Nichtlineare Induktivitäten	246
10.6	V050: Differentielle Induktivität	250
10.7	V060: Netztransformator Simulationen	254
10.7.1	T-Ersatzschaltbild	254
10.7.2	ESB mit Gegeninduktivitäten	255
10.7.3	Differentialgleichungssystem	255
10.7.4	Simulation	256
10.7.5	Idealer Übertrager	258
10.8	V251: Unsymmetrisches Vierleitersystem	258
A	Funktion FPULSE	261
B	Funktion FSINSQ	263
C	Verwendete Modelle	265
C.1	Diode 1N4001	265
C.2	Thyristor C149M10	265
C.3	Modifizierter Thyristor C149M10	266
C.4	High Power SCR C358E	266
C.5	Westinghouse T527-1284 SCR	267
C.6	XDIODE	268

Abbildungsverzeichnis

2.1	Inverterschaltung und für SCEPTRE aufbereitetes Ersatzschaltbild	6
2.2	Spannung VCE in Abhängigkeit von JX entsprechend TABLE 1	7
2.3	Spannung VC1 in Abhängigkeit von JX entsprechend TABLE 1	8
2.4	Emitterfolger mit Übertrager, Transistor-Ersatzschaltbild	9
2.5	Spannungen VL1 und VL2 am Übertrager	10
2.6	Darlington Schaltung	11
2.7	Kleinsignal-Schaltung, Ersatzschaltbild mit h-Parametern	14
2.8	Spannungsverläufe VRL1 und VRL2	15
2.9	Verlauf von PX, PY, PZ	16
2.10	Kleinsignalschaltung, Transistor-Ersatzschaltbild	25
2.11	Nyquist-Plot von VCCT1 und VCET1	27
2.12	Schaltung des Regelkreises	28
2.13	Regelgröße PDIS und Magnetstrom ILTORK	31
3.1	Testschaltung und Diodenmodell	32
3.2	Simulationsergebnisse der Diodentestschaltung	33
3.3	Testschaltung und Ersatzschaltbild eines bipolaren Transistors	34
3.4	Zeitlicher Verlauf des Kollektorstromes IRCT1	35
3.5	Model, test circuit, and test function of zener diode	36
3.6	Plot of IRZD1 versus P1=VRZD1+VCTD1	37
3.7	Oszillatorschaltung mit Unijunction-Transistor	38
3.8	Spannungsverläufe VR1 und VC1	39
3.9	Circuit diagram Sense/digit circuitry	40
3.10	Plot of IL8 versus TIME	41
3.11	Schaltung des anti-logarithmischen Verstärkers	42
3.12	Ausgangsspannung V_{R4} und Integrationsschrittweite XSTPSZ	43
3.13	Schaltung mit Kennlinien $\Phi = f(N \cdot I)$ und $\frac{d\Phi}{d(N \cdot I)} = f(N \cdot I)$	43
3.14	Zeitlicher Verlauf von VR1	44
3.15	Blockschaltbild und SCEPTRE-Darstellung des Regelkreises	45
3.16	Sprungantwort VJA1, EOA1, EOA2 und EOG1 als Funktion der Zeit	47
3.17	Phasenraumdiagramm PDE0 als Funktion von EOG1	48
3.18	Abtastregelung, Ersatzschaltbild, Zeitdiagramm	49
3.19	Sprungantwort des Abtastregelkreises	50
3.20	Zwei-Massen-Torsionsschwingungssystem, elektrisches Ersatzschaltbild	50
3.21	Lösungen mittels elektrischem Ersatzschaltbild und Differentialgleichungssystem	52
3.22	Test circuit for diode 1N791	52
3.23	Results of diode clamp test circuit	53
3.24	Two level clipper circuit	53
3.25	Results of the two level clipper	54
3.26	Circuit	55
3.27	Simulation results	55

3.28	Simple circuit with voltage dependent resistor	56
3.29	Absolute error versus time for the four integration routines	57
3.30	Circuit with Current Dependent Resistor	57
3.31	Voltages across E_1, R_1 and R_2	59
3.32	Schaltung mit zeitabhängigen Netzwerkkomponenten	59
3.33	Kondensatorspannungen U_c	61
3.34	Induktivitätsstrom I_L	63
4.1	Phasenraumplots des nicht-linearen Pendels	65
4.2	Drehzahlverlauf $n = f(t)$	67
4.3	Drehmomentverlauf $M = f(n)$	68
4.4	Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Gleichstromkabels	68
4.5	Spannungsverlauf am Kabelanfang (VRG) und -ende (VRE)	69
4.6	Schaltung der Eimerkette	70
4.7	Spannungen VC01 und VC11	71
4.8	White-Schaltung	72
4.9	Stromverläufe IL1,IL3 und IL4 beim Einschalten	72
4.10	Spannungsverläufe E1,VC2 und VC4 beim Einschalten	73
4.11	Spulenströme IL1, IL3 und IL4 in Abhängigkeit von der Frequenz	74
4.12	Gesamtnetzwerk des Widerstandsmonitors	74
4.13	Ersatzschaltbild eines Kettenglieds	75
4.14	Strompuls $i(t)$ und Impulsantworten an den Widerständen R01 bis R04	76
4.15	Kopplungsfreier Dämpfungsentzerrer	77
4.16	Real- und Imaginärteil der Eingangsimpedanz WZE	78
4.17	Amplitude und Phasenlage für VR	79
4.18	Lösung PX,PY,PZ = $f(t)$ der Lorenz-Gleichungen	80
4.19	Wechselrichter mit Asynchron-Käfigläufermotor	81
4.20	WR-Phasenspannung EAB	84
4.21	Elektrisches Luftspaltdrehmoment PTORQ	85
4.22	Zwischenkreisspannung UZK	85
4.23	Mechanisches Wellendrehmoment VCPAR	86
4.24	Schaltung zur Beobachtung von Solitonen	86
4.25	Spannung am 1. (VC001) und 100. Kondensator (VC100)	87
4.26	Spannungsverteilung an den Kondensatoren C001 bis C100 als Funktion der Zeit	89
4.27	2D Schaltung zur Beobachtung von Solitonen	90
4.28	Zweidimensionale Verteilung der Kondensatorspannungen	91
4.29	Einfaches RC-Netzwerk	92
4.30	Circuit diagram and ramp voltage	95
4.31	Voltages PRAMP and PCON	96
4.32	Einfaches Thyristor-Ersatzschaltbild	97
4.33	Einfache Testschaltung für das Thyristor-Ersatzschaltbild	99
4.34	Thyristorsperrspannung, Zündimpuls, Laststrom und Spannungsquelle	100
4.35	10 kHz Wechselrichter	101
4.36	Verlauf von VJAK2, IRSSC2,EG2	102
4.37	Modifiziertes Thyristor-Erstzschaltbild nach [35]	102
4.38	Emitterfolger mit L-C-Last und Transistor-Ersatzschaltbild	103
4.39	Ergebnisse der Transientanalyse für den Emitterfolger	105
4.40	Einschwingvorgang $I_L = f(V_{CP})$	106
4.41	Ergebnisse bei sinusförmiger Anregung	107

4.42	Ersatzschaltbild	107
4.43	Verlauf von IES	108
4.44	Integrale $\frac{1}{T} \int \text{PDC} \, dt$ und $\frac{1}{T} \int \text{PR1} \, dt$	108
4.45	Ersatzschaltbild	109
4.46	Laststrom IRL und Spannung an der Diode D1 VJS1	110
4.47	Testschaltung und Diodenmodell	110
4.48	Einweggleichrichtung	111
4.49	Mittelpunktschaltung	111
4.50	Zweiweggleichrichtung, Mittelpunktschaltung	112
4.51	Einweggleichrichter mit Freilaufdiode, Diodenmodell	113
4.52	Last- und Diodenströme	114
4.53	Einpulsige Thyristorschaltung mit R-Last	114
4.54	Ströme und Spannungen der einpulsige Thyristorschaltung	115
4.55	Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last	116
4.56	Spannungen der einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last	117
4.57	Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last	117
4.58	Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last	118
4.59	Spannungen der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last	119
4.60	Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last	119
4.61	Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz	120
4.62	Spannungen der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz	121
4.63	Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz	121
4.64	Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz	122
4.65	Spannungen und Strom bei RC-Last und 100 kHz	122
4.66	Übergangswiderstand R_s als Funktion von V_{CR}	123
4.67	Kommutierungsvorgang Phase 1 auf Phase 2	124
4.68	Dreiphasige gesteuerte Gleichrichter Mp-Schaltung	125
4.69	R-Last: Ströme für $0 < \alpha < 150^\circ$	126
4.70	R-Last: Spannungen für $0 < \alpha < 150^\circ$	126
4.71	RL-Last: Spannungen für $0 < \alpha < 150^\circ$	127
4.72	Sechspulsige gesteuerte Brückenschaltung mit RL-Last	128
4.73	Verteilung der Zündimpulse	128
4.74	IRL für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$	130
4.75	Kommutierung $T5 \Rightarrow T1 \Rightarrow T6$ für $\alpha = 0^\circ$	130
4.76	Ausgangsspannung VJGL für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$	131
4.77	Ausgangsspannung VJGL für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$ mit SPICE-SCR-Modell nach 4.14.3	132
5.1	Tiefpassfilter	133
5.2	Dämpfungen und Phasenverschiebungen bei verschiedenen Abschlussimpedanzen	135
5.3	Nyquist-Diagramm für verschiedene Abschlussimpedanzen	135
5.4	Sprungantwort bei verschiedenen Abschlussimpedanzen	136
5.5	Inverterschaltung mit Ersatzschaltbild des Transistors	136
5.6	Spannungen an den Kapazitäten C1 und C2	138
5.7	Schaltung des Emitterfolgers	139
5.8	Ersatzschaltbild für die Transistoren T1 – T4	139
5.9	Ausgangsspannungen VRL1 und VRL2 bei maximalen und minimalen Anfangsbedingungen	141
6.1	Prinzipschaltbild des Marx'schen Stoßgenerators	143

6.2	Verlauf der Stirn- und Rückenstoßwelle	144
6.3	Prinzip- und Ersatzschaltung sowie SCEPTRE Modell des Koaxialkabels	146
6.4	Bremsstrahlungsdosis PBD und Spannung VRL an der Abschlußimpedanz	148
6.5	Kabelersatzschaltbild mit diskreten Elementen	148
6.6	Bremsstrahlungsdosisrate PBDR und charakteristische Strahlungsdosisrate PCSDR	150
7.1	Ersatzschaltbild eines Synchrongenerators	151
7.2	Verlauf der Phasenspannungen bei zweipoligem Kurzschluss in den Phasen A und B	154
7.3	Verlauf der Phasenströme bei zweipoligem Kurzschluss in den Phasen A und B	154
7.4	Phasenspannungen und -strom bei einpoligem Kurzschluss	157
7.5	Equivalent circuit of the two dimensional model for the C358E SCR	158
7.6	Simple AC test circuit	160
7.7	Voltages of the simple AC test circuit	161
7.8	Class A commutation test circuit	162
7.9	Voltage VJVA and current IR1 of the class A commutation circuit	163
7.10	Equivalent circuit of the two dimensional model for the T527 SCR	164
7.11	SCR flip-flop circuit to check the turn-off time	165
7.12	Anode voltages waveforms for SCR1 with CAA=35 μ F (PVAK(0)) and 45 μ F (PVAK(1))	166
7.13	Circuit for SCR turn on gate current test	167
7.14	Results of SCR turn on gate current test	167
7.15	Circuit for SCR latching current test	168
7.16	Results of SCR latching current test	169
7.17	Circuit for ON test	169
7.18	Circuit for Turn-On Anode Current Test	170
7.19	Results of Turn-On Anode Current Simulation	171
7.20	Circuit for 15 A Anode Current Test	171
7.21	Results of 15 A Turn-On Anode Current simulation	172
7.22	Results of the Turn-On effect of gate current simulation	172
7.23	Different gate impulses EGG	173
7.24	Anode currents IRASC due to the gate impulses from fig. 7.23	173
7.25	Voltages across the collector junction VCCSC due to the gate impulses from fig. 7.23	174
8.1	Gesamtanordnung	176
8.2	Vollständiges Ersatzschaltbild	177
8.3	Drehzahlen VL1U und VC1W und Drehmoment IL1U	179
8.4	Ersatzschaltbild	180
8.5	Drehzahl VCMW und Drehmoment JMU	182
8.6	Widerstand mit Kühlkörper	182
8.7	SCEPTRE Ersatzschaltbild	183
8.8	Temperaturverlauf am Widerstand VJRes2 und an der Platte VCPlat	184
8.9	Stationäre Erwärmung eines Transistors	185
8.10	Instationäre Erwärmung eines Transistors	186
8.11	Instationäre Erwärmung	187
8.12	Zugkräfte und Geschwindigkeiten für eine vorgegebene Fahrtstrecke	191
8.13	'Schalt'-Möglichkeiten mittels Tabellen und mathematischer Funktionen	192
9.1	Umschaltung an einer linearen Gleichstromspule	193
9.2	Lineare Spule an Gleichspannung	194
9.3	Fluss- und Stromverläufe, mit MKL: PI, ohne MKL: PI2	196
9.4	MKL dargestellt mittels Gleichung (9.2) und linear	197

9.5	Einschaltstrom PI bei verschiedenen Nullphasenwinkeln	198
9.6	Verlauf von $i_m(t)$ und $i(t)$	200
9.7	Verlauf von $i_m(\Phi)$ und $i(\Phi)$	201
9.8	Ersatzschaltbilder für gekoppelte Induktivitäten	203
9.9	Verlauf des Ströme i'_2, i'_{RL}, i'_{RLN} mit dem Integrationsverfahren RUK	205
9.10	T-Ersatzschaltbild des Transformators	205
9.11	Einschaltstrom des Transformators für $\varphi_u = -90^\circ$	206
9.12	Untersuchte Anordnung mit Kennlinien	207
9.13	Verlauf von $i(t), x(t)$ und $10v(t)$	209
9.14	Wechselstromschütz: Verlauf von $i(t), x(t) \cdot 100, \Psi(t)$ und $v(t)$	211
9.15	Hochlaufvorgang der fremderregten Gleichstrommaschine	213
9.16	Steuerkennlinien $n = f(M_i, U_A)$ mit $R_{AV} = 0$ und $I_E = I_{EN}$	214
9.17	Steuerkennlinien $n = f(M_i, R_{AV})$ mit $U_A = U_{AN}$ und $I_E = I_{EN}$	214
9.18	Steuerkennlinien $n = f(M_i, I_E)$ mit $U_A = U_{AN}$ und $R_{AV} = 0$ (Feldschwächbetrieb)	215
9.19	Raumzeiger bei einer zweiphasigen Maschine	216
9.20	Zeitlicher Verlauf Flusskomponenten des ständerfesten Systems; PSABS $\equiv \Psi_s $	218
9.21	Ortskurve des Drehfeldvektors in den verschiedenen Koordinatensystemen	219
9.22	Zeitlicher Verlauf Flusskomponenten des drehfeldfesten Systems; PDABS $\equiv \Psi_d $	219
9.23	Ortskurve des Drehfeldvektors in den verschiedenen Koordinatensystemen	221
9.24	Dynamische Anlaufkennlinie $M(n)$	222
9.25	Spannungen und Ströme	222
9.26	Koordinatensysteme	222
9.27	Koordinatensysteme und Feldkomponenten der Synchronmaschine	225
9.28	Anlauf eines Synchronmotors am Drehstromnetz	228
9.29	Hochlaufvorgang mit anschließender Synchronisation	231
9.30	Synchrongenerator im Inselbetrieb	232
9.31	Erregerstrom und Dämpferkäfigströme bei Belastung	235
9.32	Verlauf der Phasenströme bei symmetrischer und unsymmetrischer Belastung	236
9.33	Nullstrom und Drehmoment bei symmetrischer und unsymmetrischer Belastung	236
10.1	Ersatzschaltbild eines fremderregten Gleichstromantriebs mit Last	237
10.2	Simuliertes Lastspiel einer fremderregten Gleichstrommaschine	239
10.3	Einfacher, linearer Magnetkreis und elektrisches Ersatzschaltbild	241
10.4	C-Magnet mit Eisenkern, elektrisches Ersatzschaltbild und SCEPTRE Ersatzschaltung	241
10.5	Simulation ohne Kondensator	244
10.6	Magn. Spannungsabfall in Luft und Eisen, Simulation mit Kondensator CF	245
10.7	Magnetisierungskennlinie PBFe(PHFe)	246
10.8	Schaltung zur Untersuchung nichtlinearer Induktivitäten	247
10.9	Verlauf der drei Induktivitätsströme	249
10.10	Magnetisierungskennlinien zu MUEH1 und MUEH2	250
10.11	Änderung der Induktivität in Abhängigkeit vom Strom durch die Induktivität	252
10.12	Stromverlauf und Aussteuerung der MKL bei kleinem und großem Strom	253
10.13	Interpolationsfehler	254
10.14	Ersatzschaltbilder eines Transformators	254
10.15	Zur Berechnung des Dgl.-Systems eines Transformators	255
10.16	Primär- und Sekundärströme bei deformierter Sinusspannung	258
10.17	Drehstromsystem mit Nullleiter	259

A.1	Die periodische Funktion FPULSE	261
B.1	Die periodische Funktion FSINSQ	263

Tabellenverzeichnis

1.1	Grobe Einteilung der Beispiele	1
3.1	Mechanische und elektrische Analogien	49
7.1	Results of INITIAL CONDITIONS runs	166
8.1	Konsistentes Maßeinheitensystem zwischen verschiedenen, physikalischen Systemen	175
8.2	Mechanisch/elektrische Analogien	177
8.3	mechanical-electrical analogies	180
10.1	Elektrische und magnetische Analogien	240

1 Übersicht

Den universellen Einsatz von SCEPTRE kann man am besten anhand von Beispielen demonstrieren.

Bei der Auswahl und Reihenfolge der Beispiele werden zuerst die aufgeführt, die aus den Dokumentationen von SCEPTRE und artverwandten Programmen wie ECAP und ASTAP stammen [1, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11]. Da sie aus „professioneller“ Hand bzw. von den Programmentwicklern stammen, sind sie zum Studium von SCEPTRE besonders gut geeignet.

Alle Beispiele sind mit einer Nomenklatur versehen, die leider nicht konsistent durchgeführt wurde und sich vorwiegend an den Quellen orientiert, aus denen sie entnommen wurden. Eine Übersicht der Beispiele enthält das Inhalts- und Abbildungsverzeichnis.

Die Aufstellung in Tabelle 1.1 enthält eine grobe Einteilung anhand des Anfangsbuchstabens.

Tabelle 1.1: Grobe Einteilung der Beispiele

	Referenz
A Originalbeispiele aus	[1, 6]
B Originalbeispiele aus	[5]
C eigene Beispiele aus unterschiedlichen Quellen; die Quellen sind in jedem Beispiel angegeben;	
D Beispiele aus ASTAP und ECAP;	[7, 8, 9]
E, F eigene Beispiele;	[12],...
G Synchrongenerator, <i>High Power SCR</i> ;	[13, 14, 15]
I interdisziplinäre Beispiele;	[16]
S aus SPICE konvertierte Beispiele;	[17]
V eigene Beispiele zu: Transformator, magnetischer Kreis, elektrische Maschinen, Drehstromnetze.	[18],...

Die Reihenfolge der Beispiele richtet sich nach der Klassifizierung in Tabelle 1.1. Es fehlt ein didaktischer Aufbau, d.h. einige Beispielbeschreibungen sind sehr ausführlich und bestens geeignet für „Einsteiger“, bei anderen Beispielen fehlen die Beschreibungen oder sind sehr knapp gehalten. Einige Hinweise zu *einem* Sachverhalt wiederholen sich.

Die Vielfalt und Fülle der Beispiele soll jedoch nicht darüber hinwegtäuschen, dass im Aufstellen der Ersatzschaltungen und Modelle sehr viel Arbeit stecken kann, vor allem, wenn die Simulation genügend wirklichkeitsgetreu sein soll. Dabei ist es nicht ausreichend, möglichst viele Effekte in den Modellen zu berücksichtigen, sondern das Modell sollte dem Simulationsproblem angepasst sein. In diesem Zusammenhang sei besonders auf [9, Kapitel 5: Anwendungen] hingewiesen.

1.1 Allgemeine Hinweise

Auf die theoretischen Hintergründe der einzelnen Schaltungen wird nicht immer eingegangen, soweit vorhanden wird auf weiterführende Literatur verwiesen.

Alle Beispiele sind getestet und können als Muster für eigene Schaltungen dienen. In vielen Beispielen sind Hinweise enthalten auf potentielle Fehlerquellen und wie man sie umgehen kann bzw. muss.

Die verwendeten Maßeinheiten sind von Beispiel zu Beispiel verschieden und müssen den Schaltbildern bzw. der angegebenen Literatur entnommen werden.

Zusätzliche Kommentare in den Eingabedaten werden durch ein Semikolon ';' eingeleitet und gelten bis zum Ende der Zeile.

Aus Platzgründen werden nur Teile der Ergebnisse vorgestellt.

Hinweis zur EQUATION-Anweisung: In den Originalbeispielen wird vielfach die Schreibweise EQUATION ... (A,B,C,...) = (...) verwendet. Der FORTRAN-Compiler generiert daraus einen Funktionsaufruf mit den Dummy-Variablen A,B,C, die jedoch u. U. mit internen Variablen gleichen Namens kollidieren und zu Übersetzungsfehlern führen (siehe auch Hinweis in [3, Kapitel 3: Reservierte Variablennamen]). Dies trifft nicht immer zu, aber wenn, dann vor allem bei den Variablennamen 'A' und 'B'.

Es wird die englische Schreibweise von Zahlen mit *Dezimalpunkt* verwendet.

1.2 Grafische Ausgaben

Fast alle grafischen Ausgaben sind mit dem Programm NGP erstellt worden (siehe [3, Das Grafikprogramm NGP]).

Aus Platzgründen und damit man die Zusammenhänge zwischen den Ausgabegrößen besser erkennen kann werden vielfach mehrere Ergebnissgrößen in ein Diagramme mit zwei Y- und teilweise auch X-Achsen und jeweils eigener Skalierung gezeichnet. Nicht immer stimmen die Nullpunkte der doppelten Achsen überein.

Im allg. verwendet man unterschiedliche Liniendarstellungen zur Unterscheidung der Kurven (für Schwarz-Weiß-Kopien). Da Dokumente heute vorzugsweise am Bildschirm betrachtet werden, sind in diesem Dokument die Kurven *farblich* unterschieden.

Die Ausgabegrößen erscheinen in der Legende jedes Diagramms, und zwar vorwiegend mit den Namen, wie sie unter OUTPUTS angefordert wurden (ohne Umbenennung). Bei Wiederholungs-läufen werden die Variablennamen der Ausgabegrößen zusätzlich mit der Nummer des Wiederholungslaufes in Klammern versehen, z. B. VRL1(0), VRL1(1), VRL1(2), ...

1.3 Tabellen

Werden Tabellen zur Beschreibung von Nichtlinearitäten benutzt, empfiehlt es sich, die Kurven möglichst zu glätten bzw. zusätzliche Stützstellen einzufügen, um Knicke zu vermeiden. Besonders die ersten und letzten Wertepaare sind kritisch, da SCEPTRE außerhalb liegende Werte aus diesen Wertepaaren extrapoliert. Beschreibt man passive Elemente (R,C,L) mit Tabellen, ist darauf zu achten, daß diese für *keinen* unabhängigen Wert Null werden dürfen. Grundsätzliche sollte man geschlossene Funktionen Tabellen vorziehen.

Werden Tabellen innerhalb einer EXPRESSION- oder EQUATION-Anweisung verwendet, muss eine andere Syntax benutzt werden:

```
..... = X4711 ( ..... XTABLE(Tname,variable) ..... )
```

Für *name* wird der Tabellennamen eingesetzt, die unabhängige Variable *muss* als zweiter Parameter angegeben werden.

1.4 Vermeidung von Divisionen durch Null

Die Behandlungen von ungültigen Rechenoperationen sind sehr stark von den Einstellungen des verwendeten Compilers und des Betriebssystems abhängig. Dazu gehört die Division durch Null. Eine typische Situation tritt z. B. auf bei der Integration von Gleichungen mit definierten Parametern (siehe Beispiele 4.15 und 4.16.1). Das folgende Beispiel zeigt eine Möglichkeit, wie man eine ungültige Division durch Null vermeiden kann.

Während der Simulation soll die verbrauchte Leistung mittels des Integrals

$$\frac{1}{t} \int_{t=0}^t P(t) \, dt \quad (1.1)$$

berechnet werden. Eine typische Eingabesequenz für SCEPTRE sähe so aus:

```
DPX = X1 (E1*IE1)
PX = 0
Ptotal = X2 ( PX / TIME)
```

Zum Zeitpunkt $t = 0$ entsteht eine ungültige Division $0/0$. Wenn man dafür sorgt, dass der Nenner nie Null wird, besteht dieses Problem nicht mehr. Man kann deshalb z. B. schreiben

```
Ptotal = X2 (PX / (max(XMNISS,TIME)))
```

mit **XMNISS** als interne SCEPTRE Variable, die die kleinste erlaubte Integrationsschrittweite enthält. Für $t = 0$ ist der Nenner größer 0, danach gilt immer $TIME \geq XMNISS$ und es entsteht kein Fehler. Man erkennt den Vorteil, die Variable **XMNISS** zu verwenden statt einer willkürlich gewählten kleinen Konstanten.

1.5 Wahl der Zustandsvariablen

Die Verwendung von EQUATION- und EXPRESSION-Anweisungen, DEFINED PARAMETERS und Tabellen erlauben dem Benutzer, komplexe Abhängigkeiten zwischen den Netzwerkkomponenten zu beschreiben.

Zur Durchführung einer Zeitanalyse (TR-Analyse) wendet SCEPTRE die Methode der Zustandsvariablen an. Die Wahl der Zustandsvariablen erfolgt so, dass SCEPTRE daraus zusammen mit den externen Spannungs- und Stromquellen das Zeitverhalten des gesamten Netzwerkes bestimmen kann. Es lässt sich zeigen, dass dazu die Kapazitätsspannungen des Netzwerkbaumes V_4 und die Induktivitätsströme in den Verbindungszweigen I_3 ausreichen [3, Die Theorie hinter SCEPTRE]. Sie bilden zusammen mit den linear abhängigen Quellen und der Variable TIME die *unabhängigen Variablen* des Netzwerkes, die für jeden Integrationsschritt berechnet werden. Zu den linear abhängige Quellen gehören die Spannungen und Ströme, die linear von Strömen durch Widerstände und/oder Spannungen an Widerständen sowie von Diodenstromquellen erster und zweiter Ordnung abhängen. Aus den nach jedem Integrationsschritt berechneten unabhängigen Variablen werden die restlichen Netzwerkvariablen ohne Zeitverzug (*computational delay*) bestimmt. Ist das nicht möglich, druckt SCEPTRE eine Warnung aus. Wird die Simulation trotzdem fortgesetzt kann dieser Zeitverzug zu falschen Ergebnissen führen (siehe Beispiel 10.4 und Abb. 10.5). In diesem Fall muss man versuchen, die Abhängigkeit durch *unabhängige* Variablen auszudrücken und/oder die geeignete Beschreibungssyntax zu verwenden (siehe Kapitel *Computational Delay* und *Definition abhängiger Quellen* in [3]).

1.6 Modelle

Schaltungen oder Schaltungsteile lassen sich als Modelle in einer Bibliothek abspeichern und bei Bedarf in anderen Simulationen einfügen. Typischerweise verwendet man Modellbibliothek z. B. für Halbleiterbauelemente wie Dioden, Transistoren, Thyristoren etc. Nicht jedes ausgetestete Modell eignet sich für jede Simulation, d. h. Modelle müssen dem Simulationsproblem angepasst sein. Um die prinzipielle Funktionsweise einer Schaltung zu testen genügt es im allgemeinen, parasitäre Effekte zu vernachlässigen.

Das unüberlegte Einfügen von Modellen in eine Schaltung nach dem Motto *Plug and Play* kann zu rechenintensiven Simulationen führen und evtl. unbrauchbare Ergebnisse liefern.

1.7 Gleitkommaprobleme

Die Programmierung in SCEPTRE stößt bei einigen Berechnungen auf numerische Probleme.

Bei der Berechnung der Eigenwerte (AC-Analyse) kann es u. U. Schwierigkeiten mit der Zahlengenauigkeit geben und die Ergebnisse können ungenau werden. Die Anweisungen PRINT EIGENVECTORS und PRINT EIGENVALUES drucken die Eigenwerte/-vektoren einschließlich einer Genauigkeitsabschätzung aus.

Bei Diodenkennlinien (DIODE EQUATION) kann es bei der TR/DC-Analyse zu Gleitkommaüberläufen kommen, und zwar in den Unterprogrammen XDIODE und DIOQ. Diese Überläufe treten

durch die Exponentialfunktion auf, wenn bei einem neuen Integrationsschritt die Vorwärtsspannung an der Diode zu groß wird. Da der Diodenstrom iterativ berechnet wird (Newton-Raphson-Algorithmus), gelten diese Spannungen als Anfangswerte für die Iteration. Damit die Simulation nicht wegen eines Überlaufes abgebrochen wird kann man entweder den Compiler anweisen, den Überlauf zu ignorieren und als Ergebnis die größte darstellbare Zahl zurückzuliefern oder man fängt den Überlauf im Unterprogramm *vorher* ab.

In der vorliegenden SCEPTRE Version wird der Überlauf im Unterprogramm `XDIODE` vorher abgefangen (siehe Anhang [C.6](#)). Tritt ein Gleitkommaunterlauf auf, wird das Ergebnis auf Null gesetzt.

2 Beispiele A

2.1 A01: Inverter-Schaltung mit RC-Last

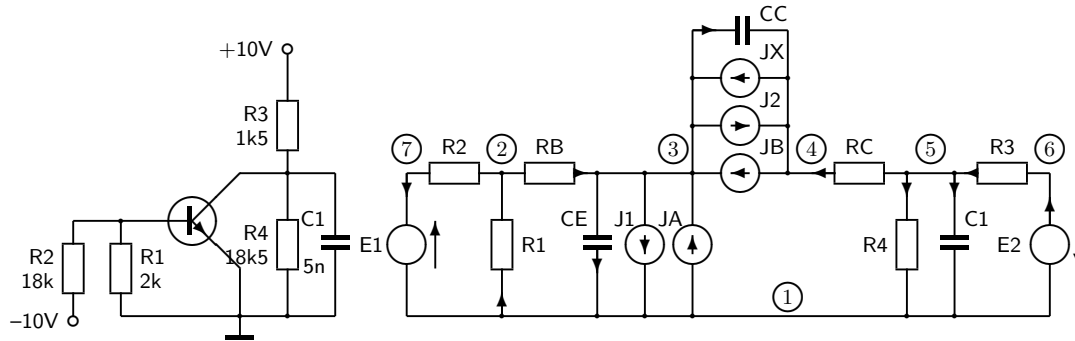


Abbildung 2.1: Inverterschaltung und für SCEPTRE aufbereitetes Ersatzschaltbild

Abb. 2.1 zeigt eine einfache Inverterschaltung, die mit einem RC Netzwerk belastet wird, sowie die für SCEPTRE aufbereitete Ersatzschaltung. Es soll der Einfluss von γ -Strahlung auf die Funktion der Schaltung untersucht werden.

Der durch die Strahlung ausgelöste Ladungstransport im Halbleiter wird durch eine zeitabhängige Stromquelle JX simuliert. Der Stromverlauf in Abhängigkeit von der Zeit wird durch TABLE 1 beschrieben. Die Anfangsbedingungen (Arbeitspunkt) werden explizit vorgegeben. Es handelt sich hier um eine reine Zeitanalyse.

Für den Transistor wird die Ersatzschaltung nach Ebers-Moll benutzt. Die Beschreibung der beiden Dioden J1 und J2 erfolgt durch spannungsgesteuerte Stromquellen mit der in SCEPTRE eingebauten Funktion DIODE EQUATION (x_1 , x_2). Dabei errechnet sich der Diodenstrom J direkt aus der Diodenspannung VJ nach der Beziehung $J = x_1(\exp(x_2 VJ) - 1)$.

Um den Einfluß verschiedener Stromverläufe von JX beurteilen zu können, wird die Schaltung in zwei Wiederholungsläufen mit veränderter Stromverläufen der Stromquelle JX (TABLE 1) untersucht. Abb. 2.2 und 2.3 zeigen einen Teil der Ergebnisse.

CIRCUIT DESCRIPTION

A01: INVERTER CIRCUIT LOADED WITH RC NETWORK

ELEMENTS

- E1, 7-1 = 10
- E2, 1-6 = 10
- CE, 3-1 = EQUATION 1 (5., 70., J1)
- CC, 3-4 = EQUATION 1 (8., 370., J2)
- C1, 5-1 = 500
- R1, 1-2 = 2

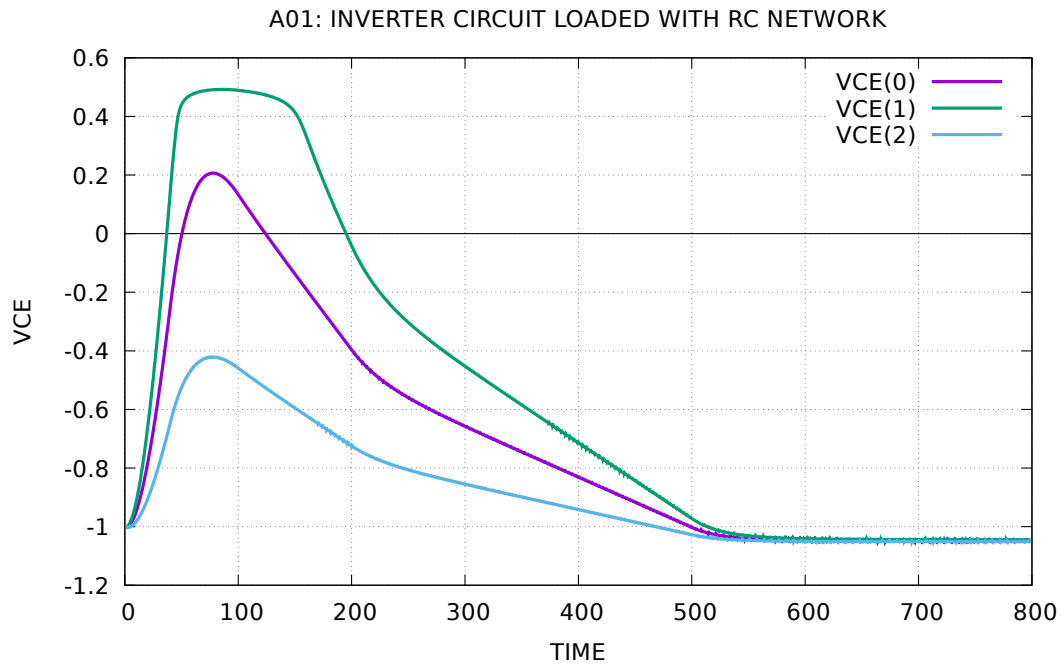


Abbildung 2.2: Spannung VCE in Abhängigkeit von JX entsprechend TABLE 1

```

R2, 2-7 = 17
R3, 6-5 = 1.5
R4, 5-1 = 18.5
RB, 2-3 = .3
RC, 5-4 = .015
J1, 3-1 = DIODE EQUATION (1.E-7, 35.)
J2, 3-4 = DIODE EQUATION (5.E-7, 37.)
JA, 1-3 = .1 * J2
JB, 4-3 = .98 * J1
JX, 4-3 = TABLE 1 (TIME)
OUTPUTS
  VCE, VCC, VC1, IR3, J1
INITIAL CONDITIONS
  VC1 = 9.25
  VCE = -1
  VCC = -10.25
FUNCTIONS
  TABLE 1
    0,      0
    40,     .8
    100,    .5
    200,    .25
    500,    0
    600,    0
  EQUATION 1 (AA,BB,CC) = (AA + BB * CC)
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = TRAP          ; original intgr. routine
  ; INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT    ; much more faster
  STOP TIME = 800
RERUN DESCRIPTION (2)

```

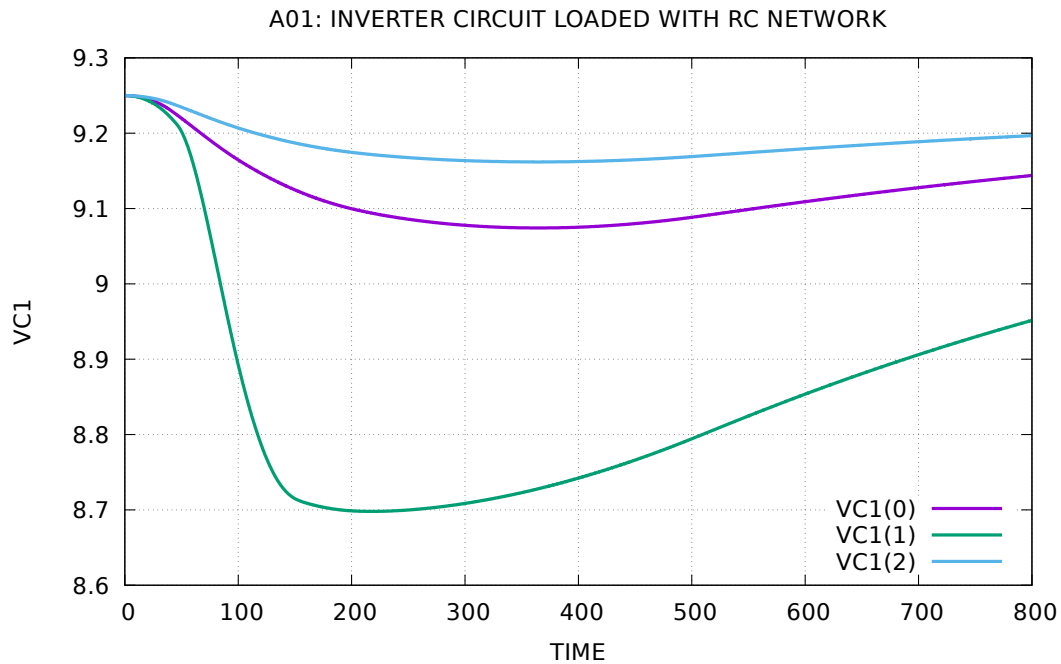


Abbildung 2.3: Spannung VC1 in Abhängigkeit von JX entsprechend TABLE 1

```

FUNCTIONS
TABLE 1 = 0,      0,      0
           40,    1.2,    .4
           100,   .75,    .25
           200,   .375,   .125
           500,   0,      0
           600,   0,      0
END

```

2.2 A02: Emitterfolger mit Übertrager

Eine kombinierte Kollektor- und Emitterschaltung, die einen mit einem Widerstand belasteten Übertrager treibt, zeigt Abb. 2.4. Die Schaltung wird durch eine rampenförmige Spannung E1 angesteuert. Das für die Simulation ausreichende Transistormodell ist ebenfalls wiedergegeben. Es wird für beide Transistoren verwendet und permanent gespeichert. Die Strom-Spannungscharakteristiken der beiden Dioden J1 und J2 werden durch die Diodentabellen 1 und 2 wiedergegeben. Der Transistor T2 arbeitet mit einer geringeren Stromverstärkung als T1 (0.975 statt 0.98). Der Übertrager besteht aus den Spulen L1 und L2, die über die Gegeninduktivität M miteinander gekoppelt sind.

Die Simulation soll an einer betriebsbereiten Schaltung durchgeführt werden, d.h. es interessiert hier nicht der Einschwingvorgang, den das Einschalten der Spannungsversorgung verursacht. Deshalb muss vorher der Arbeitspunkt der Schaltung bestimmt werden mit `RUN INITIAL CONDITIONS`, der dann als Ausgangszustand für die nachfolgende Transient-Analyse dient (`STOP TIME`).

Die Arbeitspunktberechnung (IC) ergibt

2 Beispiele A

I/C transient values at time equals zero:

```
VCET1 = 7.3886840E-01
VCCT1 = -1.2777978E+01
VCET2 = 7.3864447E-01
VCCT2 = -8.9324536E+00
IL1    = 3.1299703E+00
IL2    = -0.0000000E+00
```

die anschließende TR-Analyse liefert die Spannungsverläufe VL1 und VL2 (Abb. 2.5).

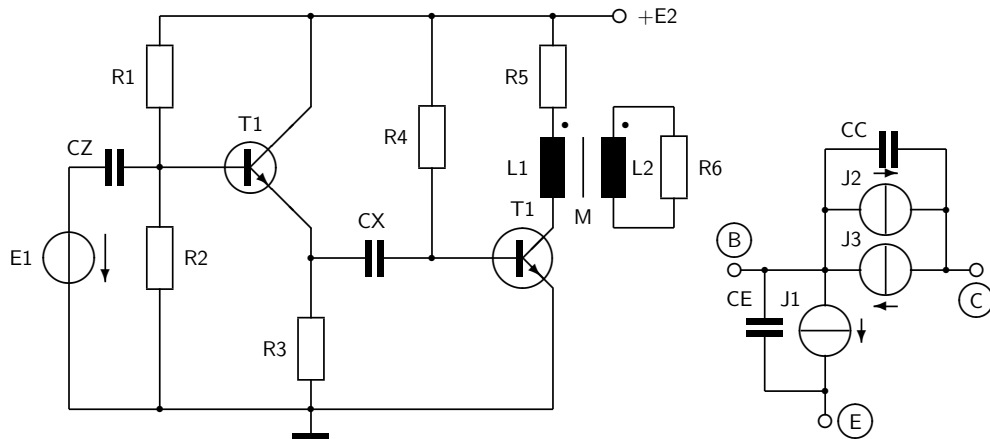


Abbildung 2.4: Emittterfolger mit Übertrager, Transistor-Ersatzschaltbild

```
MODEL DESCRIPTION
MODEL 2N9999AA (TEMP) (B-E-C)
ELEMENTS
  CE,B-E=EQUATION 1(5.,40.,TABLE 1(VCE))
  CC,B-C=EQUATION 1(10.,400.,TABLE 2(VCC))
  J1,B-E=DIODE TABLE 1
  J2,B-C=DIODE TABLE 2
  J3,C-B=P1*J1
DEFINED PARAMETERS
  P1=.98
FUNCTIONS
  EQUATION 1(AA,BB,CC)=(AA+BB*CC)
  DIODE TABLE 1
    0,0,.3,0,.65,.05,.7,.6,.72,1.4,.73,2,.74,3.4,.77,10,.8,22
  DIODE TABLE 2
    0,0,.58,0,.62,.4,.64,1,.66,2,.67,3,.69,7,.7,12
CIRCUIT DESCRIPTION
A02: transformer coupled amplifier
ELEMENTS
  E1,1-2=TABLE 1(TIME)
  DERIVATIVE E1=TABLE DE1
  E2,1-4=20
  CZ,2-3=1E3
  CX,5-6=1E3
  R1,4-3=30
```

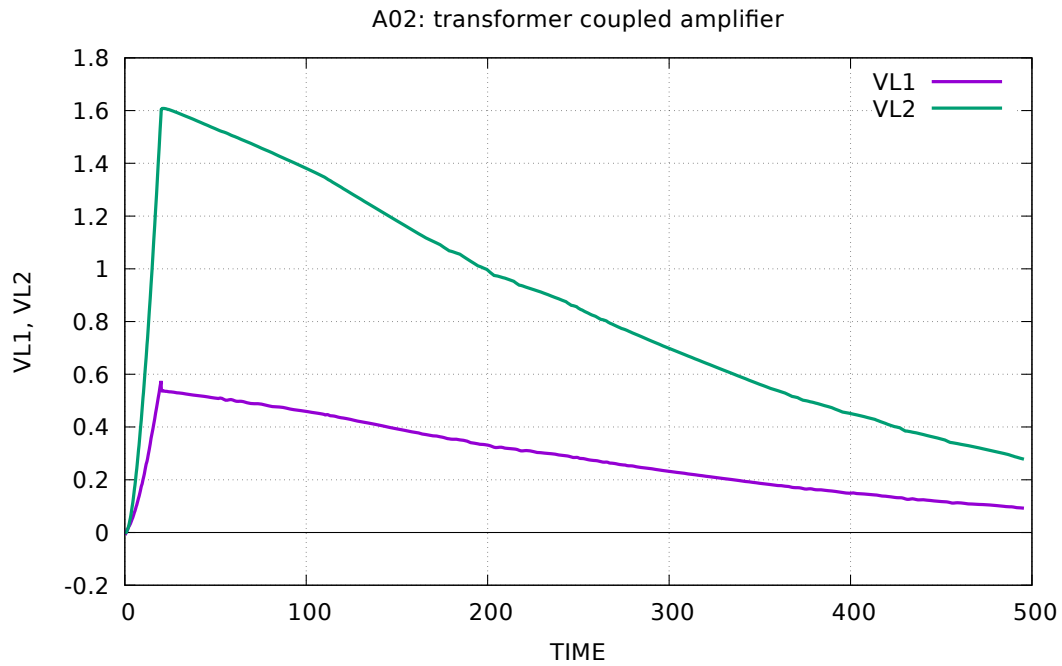


Abbildung 2.5: Spannungen VL1 und VL2 am Übertrager

```

R2,3-1=20
R3,5-1=2
R4,4-6=240
R5,4-7=3.3
R6,9-1=1.8
T1,3-5-4=MODEL 2N9999AA (TEMP)
T2,6-1-8=MODEL 2N9999AA (TEMP,CHANGE P1=.975)
L1,7-8=100
L2,9-1=900
M,L1-L2=299.7
OUTPUTS
  VR6,VL1,VL2
FUNCTIONS
  TABLE 1
    0,0,50,.5,100,.5
  TABLE DE1
    0,.01,50,.01,50,0,100,0
RUN CONTROLS
  STOP TIME=500
  RUN INITIAL CONDITIONS
END

```

Transformer coupled amplifier

This example of an emitter follower-common emitter combination, which drives an output transformer with a resistive load according to figure 2.4 belongs to the “classical” examples for circuit analysis, but is best suited to show the basic modeling techniques available in SCEPTRE [1, 5, 6].

The circuit is driven by a ramp voltage input $E1$ defined by TABLE 1. Fig. 2.4 also shows the simple transistor model used for this application. It is specified as a temporary model under the heading *MODEL DESCRIPTION* and included two times under *CIRCUIT DESCRIPTION* for the transistors T1 and T2. The model consists of two voltage dependent capacitors CC and CE controlled by EQUATION 1¹. The general mathematical expression is defined under the *FUNCTIONS* subheading with the dummy parameters A, B, and C. As third parameters for equation 1 the table outputs of DIODE TABLE 1 and 2 respectively are used. The same tables serve to describe the primary dependent current sources J1 and J2. The current source J3 is defined as a secondary dependent source and is specified as a value P1 times the primary current source J1. Note that for the inclusion of the second transistor the current gain P1 is changed to $P1=.975$. Under *RUN CONTROLS* an initial condition calculation has been requested along with the transient solution, which is carried out with the implicit integration routine. The quantities of interest are the voltages at the primary and secondary windings of the transformer VL1 and VL2=VR6 and are requested under the subheading *OUTPUTS* (figure 2.5).

2.3 A03: Darlington-Schaltung (DC-Analyse)

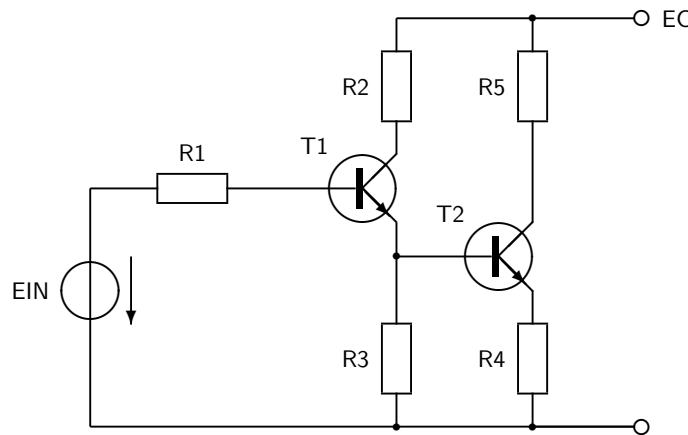


Abbildung 2.6: Darlington Schaltung

Das Prinzip einer Darlington Schaltung geht aus Abb. 2.6 hervor. Gesucht sind die Spannungen, die sich an den Widerständen R4 und R5 einstellen, sowie die Leistungsaufnahme der Schaltung, bei unterschiedlicher Stromverstärkung des Transistors T1. Dazu genügt eine Gleichstromanalyse (RUN INITIAL CONDITIONS ONLY). Die Beschreibung des Modells für den Transistor 2N706A existiert schon in der Modellbibliothek und erscheint deshalb nicht in den SCEPTRE-Eingabedaten. Sie ist jedoch der Übersicht wegen aufgelistet.

```
MODEL 2N706A (PERM) (B-E-C)
ELEMENTS
  CE, 1-E = Q1(5.,70.,J1)
  CC, 1-2 = Q1(8.,370.,J2)
  RB, B-1 = .3
  RC, C-2 = .015
```

¹long form instead of Q 1

2 Beispiele A

```
J1, 1-E = DIODE EQUATION(1.E-7,35.)
J2, 1-2 = DIODE EQUATION(5.E-7,37.)
JA, E-1 = .1*J2
JB, 2-1 = P1*J1
JX, 2-1 = 0
DEFINED PARAMETERS
P1 = 0.98
OUTPUTS
VCE,VCC,J1,PLOT
FUNCTIONS
Q1(A,B,C) = (A+B*C)
```

Die Stromverstärkung wird durch den Parameter P1 im Modell 2N706A dargestellt. Der Bezug zu der Stromverstärkung des Transistors T1 erfolgt durch Anhängen des Bezugsnamens T1 an den internen Modellnamen, also P1T1.

```
CIRCUIT DESCRIPTION
Example 3: Darlington pair
ELEMENTS
EC , 1-6   = 10
EIN , 1-2  = 1
R1 , 2-3   = 20
R2 , 6-5   = 5
R3 , 4-1   = 200
R4 , 8-1   = .4
R5 , 6-7   = 1
T1 , 3-4-5 = MODEL 2N706A (PERM)
T2 , 4-8-7 = MODEL 2N706A (PERM)
DEFINED PARAMETERS
PEC = X1 (EC*IEC)
PEIN= X2 (EIN*IEIN)
OUTPUTS
PEC,PEIN,VR3,VR4
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
RERUN DESCRIPTION (3)
DEFINED PARAMETERS
P1T1= .96, .93, .9
END
```

Die Ausgabe der Ergebnisse setzt sich aus den unter OUTPUTS angegebenen Größen zusammen, und zwar sowohl von der Hauptschaltung als auch von der Modellbeschreibung.

```
I/C TRANSIENT VALUES AT TIME EQUALS ZERO:
VCET1 = 3.3818865E-01
VCCT1 = -8.9376695E+00
VCET2 = 4.4221916E-01
VCCT2 = -8.8226781E+00
```

```
RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS
PEC          5.3007344E+00
PEIN         2.7598821E-04
VR3          6.5620879E-01
```

```

VR4          2.1082735E-01

I/C TRANSIENT VALUES AT TIME EQUALS ZERO:
VCET1 = 3.3769191E-01
VCCT1 =-8.9456210E+00
VCET2 = 4.4163421E-01
VCCT2 =-8.8381601E+00

RERUN      1
RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS
PEC          5.1910074E+00
PEIN         5.4289718E-04
VR3          6.5128728E-01
VR4          2.0655488E-01

I/C TRANSIENT VALUES AT TIME EQUALS ZERO:
VCET1 = 3.3696571E-01
VCCT1 =-8.9570427E+00
VCET2 = 4.4077602E-01
VCCT2 =-8.8603292E+00

RERUN      2
RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS
PEC          5.0340188E+00
PEIN         9.2654405E-04
VR3          6.4422545E-01
VR4          2.0044292E-01

I/C TRANSIENT VALUES AT TIME EQUALS ZERO:
VCET1 = 3.3626101E-01
VCCT1 =-8.9679012E+00
VCET2 = 4.3993970E-01
VCCT2 =-8.8813264E+00

RERUN      3
RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS
PEC          4.8854795E+00
PEIN         1.2915639E-03
VR3          6.3752024E-01
VR4          1.9466077E-01

SIMULATION PROGRAM HAS TERMINATED

```

2.4 A04: Kleinsignal-Ersatzschaltung

Dieses Beispiel soll den Einsatz von SCEPTRE bei der Analyse einer Kleinsignal-Schaltung nach Abbildung 2.7 zeigen. Es handelt sich dabei um einen RC gekoppelten, linearen, zweistufigen Verstärker, dessen Verhalten bei einer sinusförmigen Eingangsspannung E_1 von 1 mV und 100 kHz untersucht werden soll. Für die Transistoren wird als temporäres Modell das Ersatzschaltbild mit h-Parametern benutzt. Da nur das Wechselstromverhalten interessiert, schließt man die Gleichspannungsquelle kurz. Die Simulation wird entweder nach 30000 ns beendet oder wenn die Ausgangsspannung am Lastwiderstand RL_2 größer als 20 V wird.

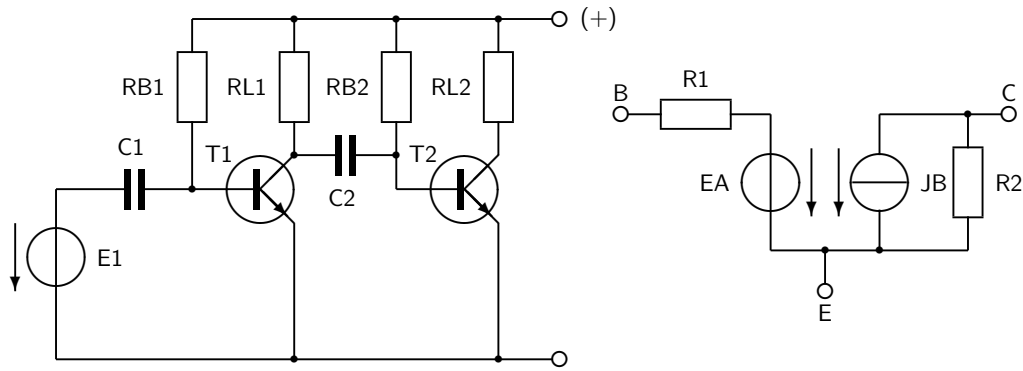


Abbildung 2.7: Kleinsignal-Schaltung, Ersatzschaltbild mit h-Parametern

MODEL DESCRIPTION

MODEL SS1 (TEMP) (B-E-C)

ELEMENTS

EA, E-X = .0005 * VR2

R2, C-E = 2000

R1, B-X = .3

JB, C-E = 50. * IR1

CIRCUIT DESCRIPTION

A04 : small signal equivalent circuit

ELEMENTS

E1, 1-2 = X1(.001*DSIN(.000628*TIME))

C1, 2-3 = 5E6

C2, 4-5 = 5E6

RB1,3-1 = 100

RL1,1-4 = 1

RB2,5-1 = 100

RL2,1-6 = 1

T1, 3-1-4 = MODEL SS1

T2, 5-1-6 = MODEL SS1

OUTPUTS

VRL1, VRL2, VC1, VC2, PLOT

RUN CONTROLS

STOP TIME = 30000

INTEGRATION ROUTINE = TRAP

TERMINATE IF (VRL2 .GE. 20.)

END

Der Verlauf der Spannungen an den Widerständen RL1 und RL2 ist in Abbildung 2.8 zu sehen.

2.5 A05: Differentialgleichungssystem

Dieses Beispiel zeigt die Anwendung der definierten Parameter zur Lösung eines Systems von Differentialgleichungen erster Ordnung. Dieses Gleichungssystem ist vollkommen unabhängig

2 Beispiele A

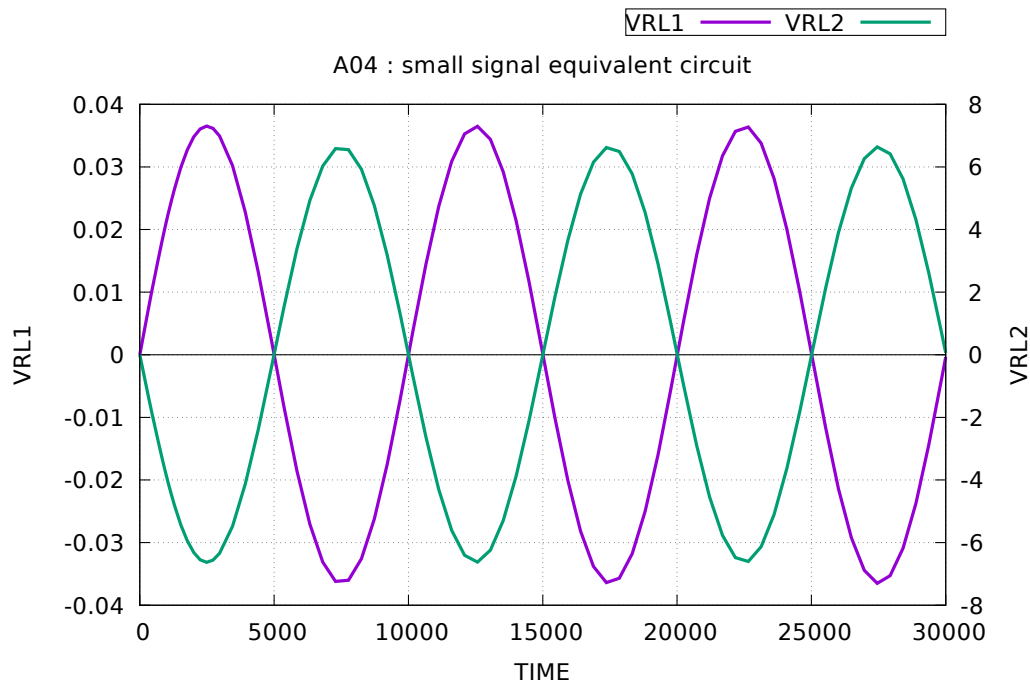


Abbildung 2.8: Spannungsverläufe VRL1 und VRL2

von einem elektrischen Netzwerk.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -6x + 5y && +10 \\ \dot{y} &= 5x - 7y && +2z \\ \dot{z} &= 0.2y - 0.2z && -0.5\end{aligned}$$

Die Anfangsbedingungen lauten $x(0) = 6, y(0) = 5, z(0) = 4$ und werden durch die Parameter PX, PY, PZ gesetzt. Nach jedem Integrationsschritt werden ihnen neue Werte zugewiesen.

```
CIRCUIT DESCRIPTION
A05: Solution of simultaneous differential equations
DEFINED PARAMETERS
  DPX = EQUATION 1 (PX, PY)
  DPY = EQUATION 2 (PX, PY, PZ)
  DPZ = EQUATION 3 (PY, PZ)
  PX  = 6
  PY  = 5
  PZ  = 4
OUTPUTS
  PX(X), PY(Y), PZ(Z), XSTPSZ, PLOT
FUNCTIONS
  EQUATION 1 (AA,BB) = (-6.*AA+5.*BB+10.)
  EQUATION 2 (AA,BB,CC) = (5.*AA-7.*BB+2.*CC)
  EQUATION 3 (AA,BB) = (.2*AA-.2*BB-.5)
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = TRAP
  STOP TIME = 100
END
```

Abbildung 2.9 zeigt die Lösungen $x(t)$, $y(t)$ und $z(t)$. Für die Druckerplots werden diese Ausgabegrößen umbenannt in x , y und z ². Zusätzlich wird auch der Verlauf der Integrationsschrittweite XSTPSZ ausgegeben. Dabei handelt sich um eine SCEPTRE interne Variable (siehe [3, Anhang B.2: Interne Variablen]).

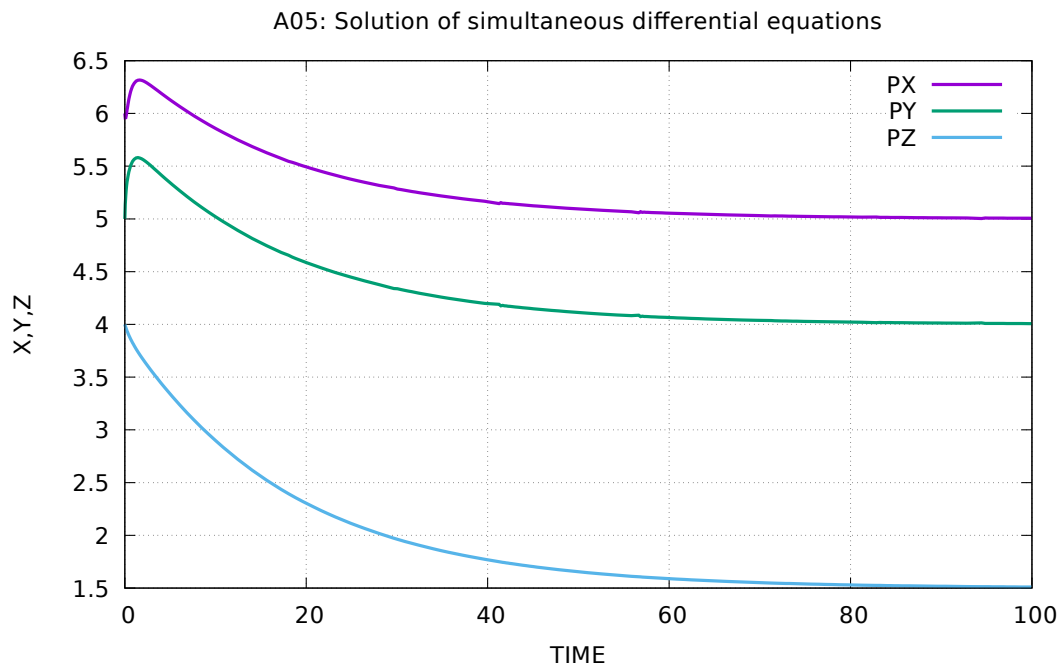


Abbildung 2.9: Verlauf von PX, PY, PZ

2.6 Toleranzanalysen einer Darlington-Schaltung

Die folgenden Beispiele befassen sich mit Toleranzanalysen der Darlington-Schaltung aus dem Beispiel A03 (siehe Abschnitt 2.3). Obwohl alle Toleranzanalysen in einem Simulationslauf durchgeführt werden können, werden sie hier einzeln vorgestellt.

2.6.1 A07: Monte-Carlo-Analyse

Als unabhängige Variable für die Monte-Carlo-Analyse wird der Stromverstärkungsfaktor P1 im Modell 2N706A gewählt, dessen Nominalwert bei 0.96 liegt, aber Schwankungen von 0.9 bis 0.98 aufweisen soll. Unter der Überschrift MONTE CARLO werden alle zu beobachtenden Variablen angegeben (vor dem Schrägstrich), gefolgt von den Parametern, die entsprechend ihrer Toleranzgrenzen variiert werden sollen (P1T1, P1T2). Es wird eine Gauss-Verteilung angenommen (Voreinstellung).

```
MODEL DESCRIPTION
MODEL 2N706A (TEMP) (B-E-C)
ELEMENTS
```

²Die Umbenennung von Ausgabegrößen hat keinen Einfluss auf die grafische Ausgabe mittels NGP.

2 Beispiele A

```

CE, 1-E = Q1(5.,70.,J1)
CC, 1-2 = Q1(8.,370.,J2)
RB, B-1 = .3
RC, C-2 = .015
J1, 1-E = DIODE EQUATION(1.E-7,35.)
J2, 1-2 = DIODE EQUATION(5.E-7,37.)
JA, E-1 = .1*J2
JB, 2-1 = P1*J1
JX, 2-1 = 0
DEFINED PARAMETERS
P1 = 0.96 (0.98, 0.9)
FUNCTIONS
Q1(A,B,C) = (A+B*C)
OUTPUTS
VCE, VCC, J1
CIRCUIT DESCRIPTION
A07: Darlington pair, MONTE CARLO
ELEMENTS
EC , 1-6 = 10
EIN , 1-2 = 1
R1 , 2-3 = 20
R2 , 6-5 = 5
R3 , 4-1 = 200
R4 , 8-1 = .4
R5 , 6-7 = 1
T1 , 3-4-5 = MODEL 2N706A
T2 , 4-8-7 = MODEL 2N706A
MONTE CARLO
(VCET1,VCCT1,J1T1,VCET2,VCCT2,
J1T2,PEC,PEIN,VR3,VR4/P1T1,P1T2)
DEFINED PARAMETERS
PEC = X1 (EC*IEC)
PEIN= X2 (EIN*IEIN)
OUTPUTS
PEC,PEIN,VR3,VR4
RUN CONTROLS
RUN MONTE CARLO = 10
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
END

```

Man beachte, wie man durch Anhängen des Modellbezugsnamens jedes Element und jede Variable in der Gesamtschaltung ansprechen kann. Das Ergebnis der statistischen Analyse liefert

I/C TRANSIENT VALUES AT TIME EQUALS ZERO:

```

VCET1 = 3.5123970E-01
VCCT1 = -8.9126370E+00
VCET2 = 4.3874672E-01
VCCT2 = -8.9197511E+00

```

INPUTS TO MONTE CARLO

NAME	NOMINAL	LBOUND	UBOUND	MEAN	SIGMA
P1T1	9.6000000E-01	9.0000000E-01	9.8000000E-01	9.4000000E-01	1.3333333E-02

2 Beispiele A

```
P1T2    9.6000000E-01    9.0000000E-01    9.8000000E-01    9.4000000E-01    1.3333333E-02
```

```
INITIAL RANDOM NUMBER =    127263527
DISTRIBUTION IS GAUSSIAN
NORMAL MONTE CARLO TERMINATION AFTER    10 ITERATIONS
FINAL RANDOM NUMBER =    1007121511
```

OBSERVED STATISTICS

INDEPENDENT VARIABLE	NOMINAL VALUE	MINIMUM VALUE	MAXIMUM VALUE	SAMPLE MEAN	SAMPLE SIGMA
P1T1	9.6000000E-01	9.3082453E-01	9.7906312E-01	9.5388296E-01	1.6480857E-02
P1T2	9.6000000E-01	9.1926269E-01	9.5900296E-01	9.4255822E-01	1.1320930E-02

DEPENDENT VARIABLE	NOMINAL VALUE	MINIMUM VALUE	MAXIMUM VALUE	SAMPLE MEAN	SAMPLE SIGMA
VCET1	3.5123970E-01	3.5109792E-01	3.6510355E-01	3.5782344E-01	4.0157705E-03
VCCT1	-8.9126370E+00	-8.9210128E+00	-8.8596399E+00	-8.8927857E+00	2.2013686E-02
J1T1	2.1824751E-02	2.1716713E-02	3.5455596E-02	2.7726820E-02	3.9307541E-03
VCET2	4.3874672E-01	4.3440367E-01	4.3795162E-01	4.3649493E-01	1.4850834E-03
VCCT2	-8.9197511E+00	-9.0300613E+00	-8.9392260E+00	-8.9773819E+00	3.5350405E-02
J1T2	4.6675032E-01	4.0093037E-01	4.5394055E-01	4.3189852E-01	2.2252503E-02
PEC	4.6903307E+00	4.0210736E+00	4.5616323E+00	4.3372422E+00	2.2675435E-01
PEIN	8.7254006E-04	6.3257750E-04	1.8368401E-03	1.2575918E-03	4.3076374E-04
VR3	6.3104773E-01	6.0275509E-01	6.2660595E-01	6.1664745E-01	9.7793613E-03
VR4	1.8670015E-01	1.6037217E-01	1.8157624E-01	1.7275943E-01	8.9010012E-03

RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS

VCET1	3.6510355E-01
VCCT1	-8.8596399E+00
J1T1	3.5455596E-02
VCET2	4.3445810E-01
VCCT2	-9.0300613E+00
J1T2	4.0169492E-01
PEC	4.0323994E+00
PEIN	1.4793579E-03
VR3	6.0486548E-01
VR4	1.6067799E-01

2.6.2 A08: Empfindlichkeitsanalyse

Die Empfindlichkeitsanalyse dient dazu, den Einfluss einzelner (unabhängiger) Elemente und Parameter auf andere (abhängige) Netzwerkvariablen — ausgedrückt durch partielle Ableitungen — abschätzen zu können. Für die Darlington-Schaltung werden zwei Sätze von partiellen Ableitungen gesucht, die unter der Überschrift **SENSITIVITY** angegeben werden. Toleranzangaben sind nicht erforderlich. Während SCEPTRE für die abhängigen Netzwerkelemente die partiellen Ableitungen selber berechnen kann, muss der Benutzer für eine definierte, abhängige Funktion **Pname** das vollständige Differential **GPname** vorgeben.

```
MODEL DESCRIPTION
MODEL 2N706A (TEMP) (B-E-C)
ELEMENTS
CE, 1-E = Q1(5.,70.,J1)
```

2 Beispiele A

```

CC, 1-2 = Q1(8.,370.,J2)
RB, B-1 = .3
RC, C-2 = .015
J1, 1-E = DIODE EQUATION(1.E-7,35.)
J2, 1-2 = DIODE EQUATION(5.E-7,37.)
JA, E-1 = .1*J2
JB, 2-1 = P1*J1
JX, 2-1 = 0
DEFINED PARAMETERS
P1 = 0.96
FUNCTIONS
Q1(A,B,C) = (A+B*C)
OUTPUTS
VCE, VCC, J1
CIRCUIT DESCRIPTION
Example A08: Darlington pair, SENSITIVITY
ELEMENTS
EC , 1-6 = 10
EIN , 1-2 = 1
R1 , 2-3 = 20
R2 , 6-5 = 5
R3 , 4-1 = 200
R4 , 8-1 = .4
R5 , 6-7 = 1
T1 , 3-4-5 = MODEL 2N706A
T2 , 4-8-7 = MODEL 2N706A
SENSITIVITY
(VCET1,VCCT1,J1T1,PR3,PRR3/P1T1,P1T2,R3)
(VCET2,VCCT2,PEIN,VR4/P1T1,P1T2,R3,R4)
DEFINED PARAMETERS
PEIN= X2 (EIN*IEIN)
GPEIN=P4*DIEIN
P4 = X4 (EIN)
PR3 = XR3 (R3*IR3*IR3)
GPR3 = PDR3*DR3+PDIR3*DIR3
PDR3 = XDR3 (IR3*IR3)
PDIR3= XDIR3 (2.*IR3*R3)
PRR3 = XRR3 (IR3*VR3)
GPRR3= PDIRR3*DIR3+PDVRR3*DVR3
PDIRR3 = XDIRR3 (VR3)
PDVRR3 = XDVRR3 (IR3)
OUTPUTS
VR3,VR4
RUN CONTROLS
RUN SENSITIVITY
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
END

```

Bei der vorliegenden Schaltung soll der Einfluss auf die Eingangsleistung PEIN und der Verlustleistung PR3 untersucht werden. Dabei wird die Leistung im Widerstand R3 sowohl über den Spannungsabfall VR3 als auch über den Strom IR3 berechnet. Aus

$$P_{\text{EIN}} = I_{\text{EIN}} E_{\text{IN}}$$

folgt für das vollständige Differential

$$d P_{\text{EIN}} = \frac{\partial P_{\text{EIN}}}{\partial I_{\text{EIN}}} d I_{\text{EIN}} + \frac{\partial P_{\text{EIN}}}{\partial E_{\text{IN}}} d E_{\text{IN}}.$$

Da $E_{\text{IN}} = \text{const}$ und nicht zu den unabhängigen Variablen gehört, ergibt sich in der SCEPTRE-Schreibweise:

```
PEIN = X... (EIN * IEIN)
P4 = X... (EIN)
GPEIN = P4 * DIEIN
```

Für die Leistung PR3 erhält man

$$P_{\text{R3}} = I_{\text{R3}}^2 R_3$$

$$d P_{\text{R3}} = \frac{\partial P_{\text{R3}}}{\partial I_{\text{R3}}} d I_{\text{R3}} + \frac{\partial P_{\text{R3}}}{\partial R_3} d R_3$$

und in der SCEPTRE-Schreibweise

```
PR3 = X... (R3 * IR3 * IR3)
PDIR3= X... (2.*IR3*R3)
PDR3 = X... (IR3*IR3)
GPR3 = PDR3 * DR3 + PDIR3 * DIR3
```

Bezieht man die Leistung auf den Spannungsabfall VR3, so ergibt sich

$$P_{\text{RR3}} = I_{\text{R3}} V_{\text{R3}}$$

$$d P_{\text{RR3}} = \frac{\partial P_{\text{RR3}}}{\partial I_{\text{R3}}} d I_{\text{R3}} + \frac{\partial P_{\text{RR3}}}{\partial V_{\text{R3}}} d V_{\text{R3}}$$

und in der SCEPTRE-Schreibweise

```
PRR3 = X... (IR3*VR3)
PDIRR3 = X... (VR3)
PDVRR3 = X... (IR3)
GPRR3 = PDIRR3 * DIR3 + PDVRR3 * DVR3
```

SENSITIVITY CALCULATION(S)

SET NUMBER	DEPENDENT VARIABLE	INDEPENDENT VARIABLE	PARTIAL DERIVATIVE	NORMALIZED SENSITIVITY
1.	VCET1	P1T1	2.23659125E-01	6.11299797E-01
		P1T2	-4.07175175E-02	-1.11288150E-01
		R3	-3.75988248E-06	-2.14092110E-03
	VCCT1	P1T1	1.23628942E+00	-1.33163490E-01
		P1T2	-1.24486175E-01	1.34086834E-02
		R3	-1.14951356E-05	2.57951394E-04

2 Beispiele A

2.	J1T1	P1T1	1.70846451E-01	7.51498104E+00
		P1T2	-3.11028820E-02	-1.36811486E+00
		R3	-2.87206067E-06	-2.63192979E-02
	PR3	P1T1	2.07019909E-01	9.98134165E+01
		P1T2	5.27852161E-01	2.54500777E+02
		R3	5.68080410E-06	5.70617891E-01
	PRR3	P1T1	1.03764443E-01	5.00294086E+01
		P1T2	2.64134241E-01	1.27350752E+02
		R3	-2.11814175E-06	-2.12760299E-01
	VCET2	P1T1	1.04334237E-02	2.28288587E-02
		P1T2	2.66473139E-02	5.83056702E-02
		R3	7.88042611E-07	3.59224392E-04
		R4	-1.11083071E-02	-1.01273074E-02
	VCCT2	P1T1	2.44690518E-01	-2.63351403E-02
		P1T2	1.09869936E+00	-1.18248970E-01
		R3	1.84816183E-05	-4.14397623E-04
		R4	2.06232105E-01	-9.24833451E-03
	PEIN	P1T1	-1.49908934E-02	-1.64935209E+01
		P1T2	-1.24411528E-03	-1.36882044E+00
		R3	-1.14882427E-07	-2.63328717E-02
		R4	-7.18255438E-03	-3.29271044E+00
	VR4	P1T1	6.81772684E-02	3.50563074E-01
		P1T2	1.74127029E-01	8.95349841E-01
		R3	5.14946906E-06	5.51629887E-03
		R4	3.94163071E-01	8.44483683E-01

RESULTS OF INITIAL CONDITION COMPUTATIONS

VCET1	3.5123970E-01
VCCT1	-8.9126370E+00
J1T1	2.1824751E-02
VCET2	4.3874672E-01
VCCT2	-8.9197511E+00
J1T2	4.6675032E-01
VR3	6.3104773E-01
VR4	1.8670015E-01

2.6.3 A09: 'Worst Case'-Analyse

Aufgabe der Worst-Case-Simulation ist es, Extremwerte einer Zielfunktion (=abhängige Netzwerkvariable) zu finden für Werte einer oder mehrerer unabhängiger Netzwerkvariablen, die Toleranzen haben müssen.

MODEL DESCRIPTION

MODEL 2N706A (TEMP) (B-E-C)

ELEMENTS

```

CE, 1-E = Q1(5.,70.,J1)
CC, 1-2 = Q1(8.,370.,J2)
RB, B-1 = .3
RC, C-2 = .015
J1, 1-E = DIODE EQUATION(1.E-7,35.)

```

2 Beispiele A

```

J2, 1-2 = DIODE EQUATION(5.E-7,37.)
JA, E-1 = .1*J2
JB, 2-1 = P1*J1
DEFINED PARAMETERS
P1 = 0.96 (0.98, 0.9)
FUNCTIONS
Q1(A,B,C) = (A+B*C)
OUTPUTS
VCE, VCC, J1
CIRCUIT DESCRIPTION
Example A09: Darlington pair, WORST CASE
ELEMENTS
EC , 1-6 = 10
EIN , 1-2 = 1
R1 , 2-3 = 20
R2 , 6-5 = 5
R3 , 4-1 = 200 (195,205)
R4 , 8-1 = .4 (0.35,0.45)
R5 , 6-7 = 1
T1 , 3-4-5 = MODEL 2N706A
T2 , 4-8-7 = MODEL 2N706A
WORST CASE
(VCET1,VCCT1,J1T1,PEIN/P1T1,P1T2,R3)
(VCET2,VR4/P1T2,R3,R4)
DEFINED PARAMETERS
PEIN= X2 (EIN*IEIN)
GPEIN=P4*DIEIN
P4 = X4 (EIN)
OUTPUTS
VR3,VR4
RUN CONTROLS
RUN WORST CASE
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
END

```

Für die Zielfunktion von PEIN muss das vollständige Differential vorgegeben werden.

Es folgt ein Ausschnitt aus den Ergebnissen für die Extremwerte von VCCT1 mit P1T1, P1T2, R3 als unabhängige Parameter. Für die Nominalwerte von P1T1, P1T2 und R3 beträgt die Spannung VCCT1=-8.9126. Sie nimmt ihren größten Wert von -8.894 an, wenn P1T1=0.98, P1T2=0.9579 und R3=200 betragen. Der kleinste Wert für VCCT1=-8.955 ergibt sich für P1T1=0.9, P1T2=0.966 und R3=200.

WORST_CASE_COMPUTATION - NOMINAL VALUE

OBJECTIVE FUNCTION VCCT1 = -8.91263697E+00

INDEPENDENT VARIABLE	VALUE	GRADIENT COMPONENT	LOWER BOUND	UPPER BOUND
P1T1	9.60000000E-01	1.23628942E+00	9.00000000E-01	9.80000000E-01
P1T2	9.60000000E-01	-1.24486175E-01	9.00000000E-01	9.80000000E-01
R3	2.00000000E+02	-1.14951356E-05	1.95000000E+02	2.05000000E+02

LOW VALUE LOCATED AT DISTANCE -6.030340E-02 ALONG GRADIENT = LOWER BOUND 9.000000E-01
OF INDEPENDENT VARIABLE P1T1

2 Beispiele A

HIGH VALUE LOCATED AT DISTANCE 2.010113E-02 ALONG GRADIENT = UPPER BOUND 9.800000E-01
OF INDEPENDENT VARIABLE P1T1

WORST CASE COMPUTATION - HIGH VALUE

OBJECTIVE FUNCTION VCCT1 = -8.89478115E+00

INDEPENDENT VARIABLE	VALUE	GRADIENT COMPONENT
P1T1	9.80000000E-01	1.60698069E+00
P1T2	9.57986132E-01	-1.76735527E-01
R3	2.00000000E+02	-1.61045665E-05

WORST CASE COMPUTATION - LOW VALUE

OBJECTIVE FUNCTION VCCT1 = -8.95520062E+00

INDEPENDENT VARIABLE	VALUE	GRADIENT COMPONENT
P1T1	9.00000000E-01	6.78924171E-01
P1T2	9.66041604E-01	-4.67066273E-02
R3	2.00000001E+02	-4.44565760E-06

2.6.4 A10: Optimierung

In diesem Beispiel werden die Zielfunktionen von PEC und VR3 bezüglich der unabhängigen Variablen P1 und EC, die mit Toleranzgrenzen versehen sein müssen, minimiert.

MODEL DESCRIPTION

MODEL 2N706A (TEMP) (B-E-C)

ELEMENTS

CE, 1-E = Q1(5.,70.,J1)

CC, 1-2 = Q1(8.,370.,J2)

RB, B-1 = .3

RC, C-2 = .015

J1, 1-E = DIODE EQUATION(1.E-7,35.)

J2, 1-2 = DIODE EQUATION(5.E-7,37.)

JA, E-1 = .1*J2

JB, 2-1 = P1*J1

DEFINED PARAMETERS

P1 = 0.96 (0.98, 0.9)

FUNCTIONS

Q1(A,B,C) = (A+B*C)

OUTPUTS

VCE, VCC, J1

CIRCUIT DESCRIPTION

Example A10: Darlington pair, OPTIMIZATION

ELEMENTS

EC , 1-6 = 10 (9.5, 10.5)

EIN , 1-2 = 1

R1 , 2-3 = 20

R2 , 6-5 = 5

2 Beispiele A

```

R3 , 4-1 = 200
R4 , 8-1 = .4
R5 , 6-7 = 1
T1 , 3-4-5 = MODEL 2N706A
T2 , 4-8-7 = MODEL 2N706A
OPTIMIZATION
  (VR3,PEC/P1T1,P1T2,EC)
DEFINED PARAMETERS
  PEC = XEC (EC*IEC)
  GPEC= P3*DIEC+P5*DEC
  P3 = X3 (EC)
  P5 = X5 (IEC)
OUTPUTS
  VR3,VR4
RUN CONTROLS
  RUN OPTIMIZATION = 40
  RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
END

```

Bei diesem Beispiel treten definierte Parameter sowohl als abhängige (PEC) als auch unabhängige Variablen (P1) auf. Für die abhängige Variable muss das vollständige Differential vorgegeben werden. Als unabhängige Variablen dürfen definierte Parameter nur dann verwendet werden, wenn sie Quellen erster und zweiter Ordnung beschreiben. Es folgt ein Teil der Optimierungsergebnisse. Erklärungen über die Bedeutung der in den Ergebnissen vorkommenden Parametern findet man in den entsprechenden Kapiteln von [1, 2].

INITIAL VALUES OF OPTIMIZATION PARAMETERS:

OBJECTIVE FUNCTION	VR3
NUMBER OF INDEPENDENT VARIABLES	3
NUMBER OF RANDOM STEPS	0
INITIAL H MATRIX FACTOR	1.00000000E+00
CONVERGENCE CRITERION	1.00000000E-07
RANDOM STEP SIZE CONTROL	2.00000000E-01
MINIMUM FUNCTION ESTIMATE	0.00000000E+00
H MATRIX DETERMINANT	1.00000000E+00

INITIAL VALUES OF INDEPENDENT VARIABLES:

VARIABLE	NOMINAL VALUE	LOWER BOUND	UPPER BOUND
P1T1	9.60000000E-01	9.00000000E-01	9.80000000E-01
P1T2	9.60000000E-01	9.00000000E-01	9.80000000E-01
EC	1.00000000E+01	9.50000000E+00	1.05000000E+01

INITIAL APPROXIMATION TO H MATRIX

1.0000000E+00	0.0000000E+00	0.0000000E+00
0.0000000E+00	1.0000000E+00	0.0000000E+00
0.0000000E+00	0.0000000E+00	1.0000000E+00

OPTIMIZATION RESULTS:

TERMINATION CONDITION	OPTIMIZATION RUN COMPLETED
OBJECTIVE FUNCTION	VR3
VALUE OF OBJECTIVE FUNCTION AT TERMINATION	5.65021325E-01
OPTIMIZATION PASS COUNTER	13

MAXIMUM PASSES SPECIFIED

40

INDEPENDENT VARIABLE VALUES AT TERMINATION:

VARIABLE	VALUE	GRADIENT COMPONENT	TRANSFORMED VALUE (RADIANS)	TRANSFORMED GRADIENT
P1T1	9.00000002E-01	4.50846113E-01	-2.86201981E-04	-5.16132196E-06
P1T2	9.00000004E-01	5.48451029E-01	-4.44554674E-04	-9.75265843E-06
EC	1.00000000E+01	1.28031073-147	1.57079633E+00	6.40155365-148

2.7 A11: Kleinsignal-Ersatzschaltung (AC)

Abbildung 2.10 zeigt eine Transistorschaltung, deren Frequenzverhalten in der Umgebung ihres Arbeitspunktes untersucht werden soll.

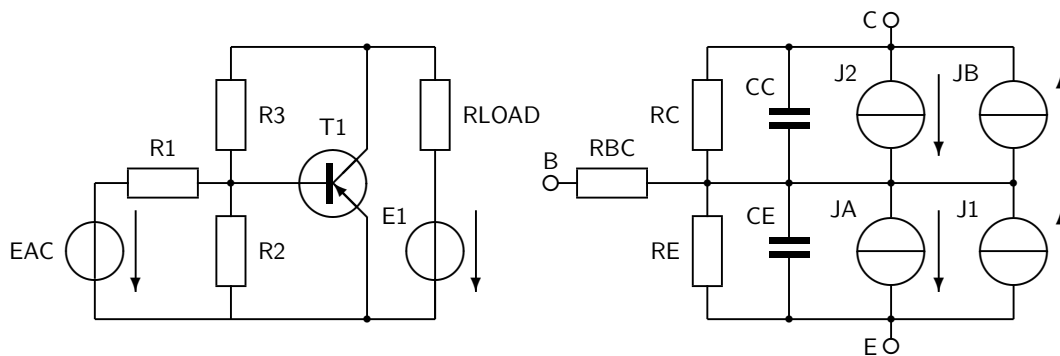


Abbildung 2.10: Kleinsignalschaltung, Transistor-Ersatzschaltbild

MODEL DESCRIPTION

MODEL 101M (B-C-E)

ELEMENTS

```

RBC, BR-B = 50.
RC, C -BR = 2.4E9
RE, E -BR = 5.7E8
CC, C -BR = Q1 (5.5E-12, .8, VCC, .3, 2.88E-7, J2, 3.12E-12)
CE, E -BR = Q2 (3.5E-12, 17E-9, J1)
JA, BR-E = .332 * J2
JB, BR-C = .986 * J1
J1, E -BR = DIODE EQUATION (60E-9, 38.4)
J2, C -BR = DIODE EQUATION (54.3E-8, 38.4)

```

FUNCTIONS

```

Q1 (AA,AB,AC,AD,AE,AF,AG) = (AA/(AB-AC)**AD + AE*(AF+AG))
Q2 (AA,AB,AC)               = (AA+AB*AC)

```

OUTPUTS

```

VCC, VCE, NYQUIST
CC, CE
JA, JB, DEGREES
J1, J2, RADIANS

```

CIRCUIT DESCRIPTION

A11: small signal AC-Analysis

2 Beispiele A

around a circuit's DC operating point

```
ELEMENTS
  EAC,  1 - B = (0.2, 0.)
  R1,   B - 2 = 25E4
  R2,   2 - 1 = 2000
  R3,   2 - 3 = 11500
  RLOAD,3 - 4 = 100
  E1,   1 - 4 = -20
  T1,   2-3-1 = MODEL 101M
OUTPUTS
  VR2, VR3, COMPLEX
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  RUN AC
  PRINT EIGENVALUES
  PRINT EIGENVECTORS
  INITIAL FREQUENCY = 1E5
  FINAL FREQUENCY = 1E6
  NUMBER FREQUENCY STEPS = 20
  TYPE FREQUENCY RUN = LINEAR
END
```

Es wird eine kombinierte DC-/AC-Analyse durchgeführt. Dabei ist folgendes zu beachten: *bei der DC-Analyse werden alle AC-Quellen Null gesetzt. Umgekehrt werden bei der AC-Analyse alle DC-Quellen Null gesetzt.* Aus diesem Grund sollte man AC-Quellen von DC-Quellen mittels einer Kapazität oder eines großen Widerstandes (hier: R1) entkoppeln. Außerdem werden bei der AC-Analyse die Diodenquellen durch entsprechende Widerstände, die dem Arbeitspunkt des Transistors entsprechen, ersetzt.

Teilausdruck der Simulationsergebnisse:

```
I/C transient values at time equals zero:
VCCT1 =-1.3023927E+01
VCET1 = 3.6223429E-01
```

```
IC outputs before AC run
VCCT1      -1.3023927E+01
VCET1      3.6223429E-01
CCT1       2.3449600E-12
CET1       1.1243506E-09
JAT1       -1.8027600E-07
JBT1       6.5009336E-02
J1T1       6.5932389E-02
J2T1       -5.4300000E-07
VR2        -4.0836859E-01
VR3        1.2977793E+01
```

```
J9 source J1T1      is replaced by resistor = 0.3949750
J9 source J2T1      is replaced by resistor = 0.2400000E+13
```

complex EIGENVALUES

i	real	imaginary	magnitude
---	------	-----------	-----------

2 Beispiele A

A11: small signal AC-Analysis

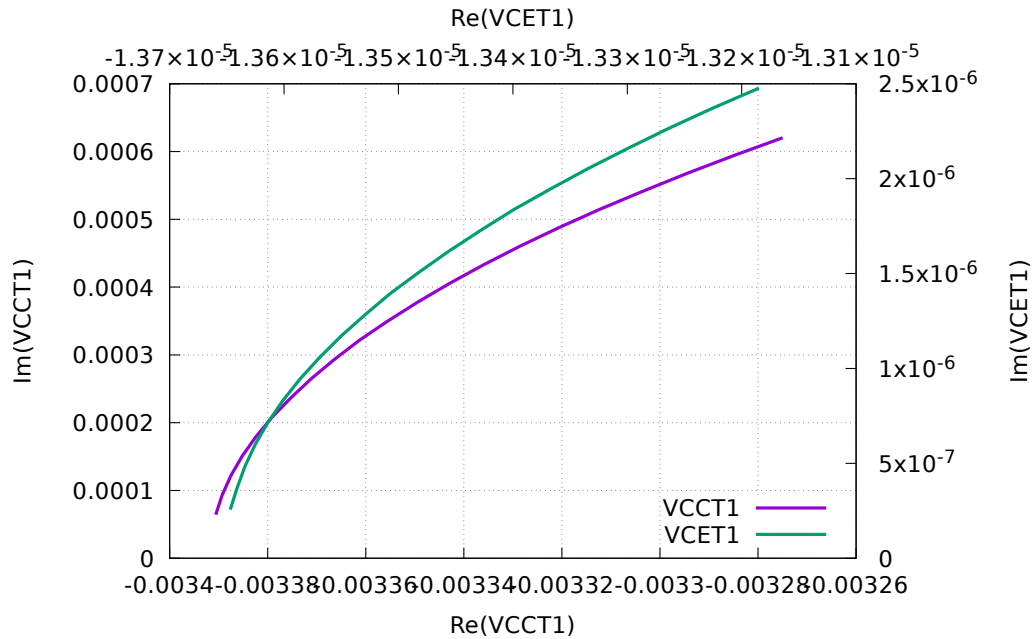


Abbildung 2.11: Nyquist-Plot von VCCT1 und VCET1

1	-0.65292E+10	0.00000E+00	0.65292E+10
2	-0.33353E+08	0.00000E+00	0.33353E+08

atrace = -6.5625163884676018E+09

EIGENVALUE sum = -6.5625163884676008E+09 0.0000000000000000E+00

when comparing A*S with S*LAMBDA,
the worst error obtained was (5.69969E-07, 0.00000E+00)

WHEN MULTIPLYING MODAL MATRIX BY INVERSE MODAL MATRIX
WORST ERROR IN DIAGONAL TERM WAS (0.11102E-15, 0.00000E+00)
WORST ERROR IN OFF-DIAGONAL TERM WAS (0.17639E-13, 0.00000E+00)

MODAL MATRIX ... S

		1		2	
1	-1.0000E+00	0.0000E+00	-9.9999E-01	0.0000E+00	
2	2.0843E-03	0.0000E+00	-3.9932E-03	0.0000E+00	

INVERSE MODAL MATRIX ... SI

		1		2	
1	-6.5705E-01	-0.0000E+00	1.6454E+02	-0.0000E+00	
2	-3.4296E-01	-0.0000E+00	-1.6454E+02	-0.0000E+00	

Abbildung 2.11 zeigt die komplexen Spannungen VCCT1 und VCET1 als Nyquist-Plot. Man beachte die Zuordnungen der jeweiligen Realteil- (X) und Imaginärteil-Achsen (Y) sowie ihre unterschiedlichen Skalierungen.

2.8 A13: Elektro-hydraulischer Stellantrieb

Die Schaltung nach Abb. 2.12 stellt einen elektro-hydraulischen Stellantrieb dar [6, Kapitel 9.7]³.

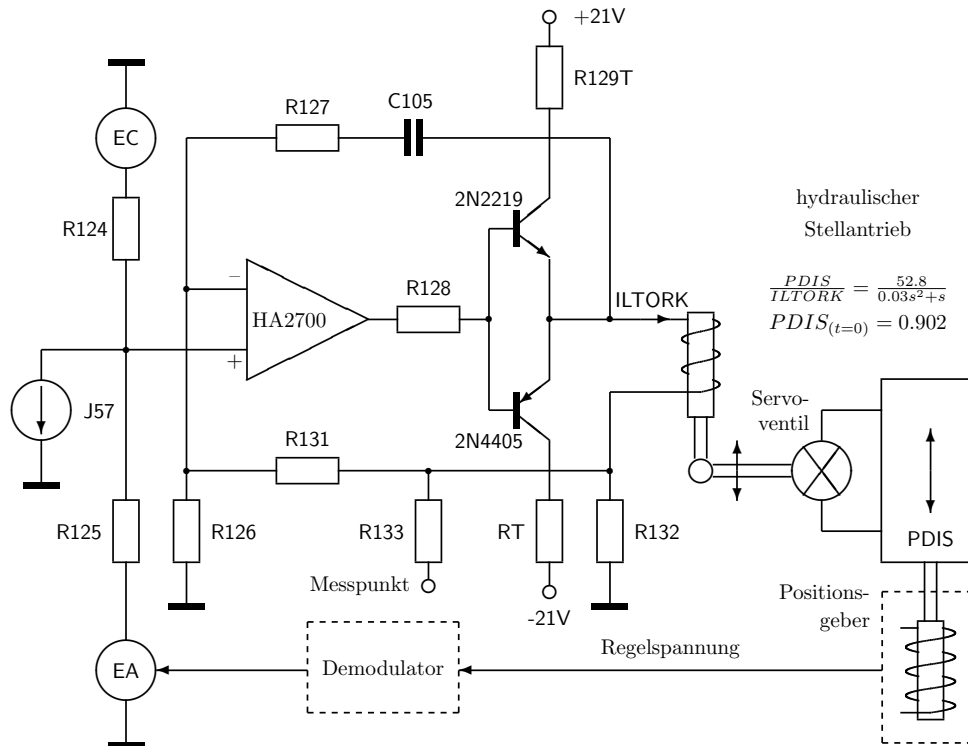


Abbildung 2.12: Schaltung des Regelkreises

Die Führungsgröße wird durch die Spannungsquelle $EC=TABLE\ C\ (TIME)$ vorgegeben. Die Regeldifferenz wird mit Hilfe des Operationsverstärkers und der beiden Transistoren verstärkt und wirkt über einen Magnetanker auf ein Servoventil. Die Regelabweichung wird durch einen induktiven Geber in eine Regelspannung umgewandelt, demoduliert und dem Regler mit umgekehrten Vorzeichen mit Hilfe der gesteuerten Spannungsquelle EA wieder zugeführt.

Die Größe PDIS stellt die Regelgröße dar, deren Verlauf in Abbildung 2.13 zu sehen ist. Der Zusammenhang zwischen dem Spulenstrom ILTORK und PDIS wird durch eine Übertragungsfunktion beschrieben und kann in SCEPTRE direkt mit Hilfe der definierten Parameter und ihrer Ableitungen (PX1, PX2, DPX1, DPX2) berechnet werden.

Durch die Verwendung von Nullstromquellen lassen sich Spannungen zwischen beliebigen Knotenpunkten verlust- und rückwirkungsfrei messen. Mit der Nullstromquelle J57 erhält man z. B. das Differenzsignal VJ57 am Eingang des Operationsverstärkers.

MODEL DESCRIPTION

³Autoren des Kapitels 9 sind A. Brent White und Michael A. Chipman, AFWL Albuquerque, New Mexico

2 Beispiele A

MODEL HA 2700 (N-I-OUT-GND)

ELEMENTS

EA1, GND-3 = PA0*VRIN
EA3, GND-12 = TABLE 1 (VCA2)
CIN, N-I = 1.E-12
RIN, N-I = 1.E6
CA1, 4-6 = 2280.E-6
CA2, 5-GND= 45.E-12
RA1, 3-4 = 100.
RA2, 4-5 = 100.E3
RA6, 12-OUT= 100.
RA7, 6-GND= .028

DEFINED PARAMETERS

PA0 = 2.E5

FUNCTIONS

TABLE 1

-20,-13, -13,-13, 13,13, 20,13

MODEL 2N2219 (B-E-C)

ELEMENTS

CC, B1-C1 = 13.E-12
CE, B1-E = 22.E-12
RB, B-B1 = 50.
RC, C-C1 = 2.8
JE, B1-E = DIODE EQUATION (3.02E-14,40.)
JC, B1-C1 = DIODE EQUATION (1.19E-13,38.)
JN, C1-B1 = PA0*JE
JI, E-B1 = PAI*JC

DEFINED PARAMETERS

PA0 = .9927

PAI = XAI (0.702*PA0)

MODEL 2N4405 (B-E-C)

ELEMENTS

CE, E-B1 = 55E-12
CC, C1-B1 = 43.E-12
RB, B1-B = 20.
RC, C1-C = 1.4
JE, E-B1 = DIODE EQUATION (1.02E-13,39.)
JC, C1-B1 = DIODE EQUATION (1.71E-13,38.)
JN, B1-C1 = PA0*JE
JI, B1-E = PAI*JC

DEFINED PARAMETERS

PA0 = .9914

PAI = XAI (0.6829*PA0)

CIRCUIT DESCRIPTION

A13: torquer closed-loop step response test circuit

parameters for a 2% step increase from 88% point in displacement schedule

Jensen, McNamee: Handbook of Circuit Analysis Languages and Techniques

simplified, without radiation effects, etc.

ELEMENTS

J57, 57-0 = 0
JT, 73-0 = 0
JDR, 72-0 = 0

2 Beispiele A

```
JR1, 73-82 = 0
JR2, 83-0 = 0.
JOT, 71-0 = 0
O3,57-70-71-0 = MODEL HA 2700
EC, 0-56 = TABLE C (TIME)
R124, 56-57 = 23.7E3
R125, 57-11 = 20000
EA, 0-11 = XA (PDIS*1.843)
R126, 70-0 = 10E3
C105, 73-81 = 4700E-12
R127, 81-70 = 800E3
R128, 71-72 = 511
R129T,80-79 = 95.
R131, 70-82 = 66.5E3
R132, 82-0 = 10.
R133, 83-82 = 10E3
RTORK,73-TI = 50
LTORK,82-TI = .2
CTORK,73-82 = .127E-6
T4,72-73-74 = MODEL 2N4405
T3,72-73-79 = MODEL 2N2219
E13, 0-80 = 21
E14, 78-0 = 21.
RT, 74-78 = 60.
DEFINED PARAMETERS
PX1 = .902
PX2 = 0.
DPX1 = PX2
DPX2 = XXX ((-1./ .03)*PX2+1760.*ILTORK)
PDIS = PX1
PSTP = XSTP (LOG10(XSTPSZ))
INITIAL CONDITIONS
ILTORK = 0
VCCT3 = -2.1E1
VCCT4 = -2.09162E1
VCTORK = 0
OUTPUTS
VJ57,EA,EC,VJOT,VJDR,VJT,ILTORK,PDIS,VJR2,VJR1,PSTP
FUNCTIONS
TABLE C
0,-1.97, .01,-1.97, .01,-2.07, 1.,-2.07
RUN CONTROLS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = .45
MINIMUM STEPSIZE = 1E-20
END
```

Dieses interdisziplinäre Beispiel zeigt, wie man mit SCEPTRE elektrische und mechanische Größen sowie Übertragungsfunktionen miteinander verknüpfen kann. In [6, Kapitel 9.7] wird dieses Beispiel ausführlich erläutert.

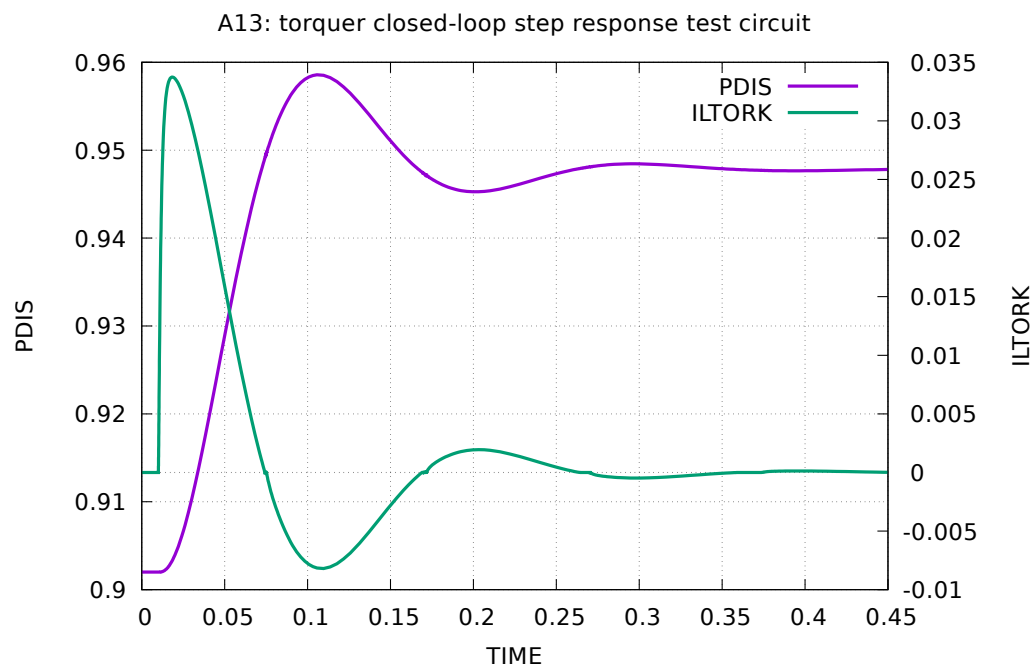


Abbildung 2.13: Regelgröße PDIS und Magnetstrom ILTORK

3 Beispiele B

3.1 B01: Diodenmodell

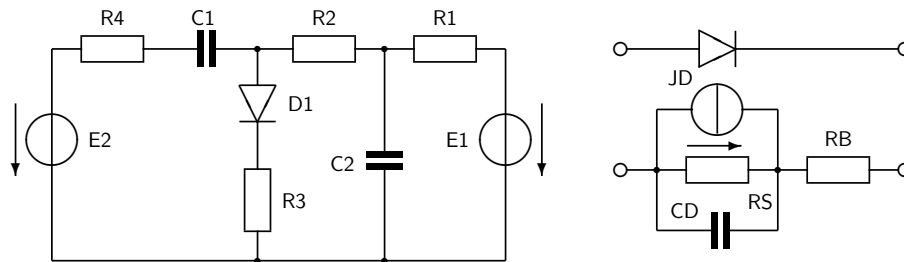


Abbildung 3.1: Testschaltung und Diodenmodell

Abbildung 3.1 zeigt die Ersatzschaltung einer Diode und die Testschaltung, mit der das Diodenmodell überprüft wird. In [5, Kapitel 3: Solid-State Modeling, Seite 94 ff] wird gezeigt, wie man die Parameter für das Diodenmodell aus Messungen bestimmt. Die Gültigkeit des Modells wurde anhand von Messungen an dieser Testschaltung verifiziert.

MODEL DESCRIPTION

MODEL FD300 (TEMP) (1-3)

ELEMENTS

CD, 1-2 = Q1(4.618, .9, VCD, .484, 1.529E4, JD, 8.2045E-8)

RB, 2-3 = .000303

RS, 1-2 = 6E8

JD, 1-2 = DIODE Q(8.2045E-8, 25.239)

FUNCTIONS

Q1(A,B,C,D,E,F,G) = (A/(B-C)**D + E*(F+G))

CIRCUIT DESCRIPTION

EXAMPLE B01: DIODE STORAGE TIME TEST CIRCUIT

ELEMENTS

R1, 2-3 = 1

R2, 3-4 = 1

R3, 6-1 = .05

R4, 7-5 = 1

C1, 5-4 = .39E6

C2, 3-1 = .47E6

E1, 1-2 = 20.5

E2, 1-7 = TABLE 1 (TIME)

D1, 4-6 = MODEL FD300 (TEMP)

OUTPUTS

E2, IRBD1, VCDD1, JDD1, CDD1, PLOT

FUNCTIONS

TABLE 1

0, 0, 10, -22, 780, -22, 795, 5, 810, -2, 820, 0, 850, 0

```

RUN CONTROLS
  MAXIMUM PRINT POINTS = 21
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 850
END

```

Die Kapazität CD setzt sich aus einer spannungsabhängigen Sperrschichtkapazität und einer stromabhängigen Diffusionskapazität zusammen und wird durch eine geschlossene Formelfunktion in Abhängigkeit von VJD und JD berechnet. Getestet wird die Schaltung mit einem Impuls-generator, dessen Pulsform durch TABLE 1 beschrieben wird. Ein Teil der Simulationsergebnisse ist in Abbildung 3.2 wiedergegeben. Man erkennt die Schaltverzögerung (Speicherzeit), die etwa 420 ns beträgt und mit der Messung übereinstimmt.

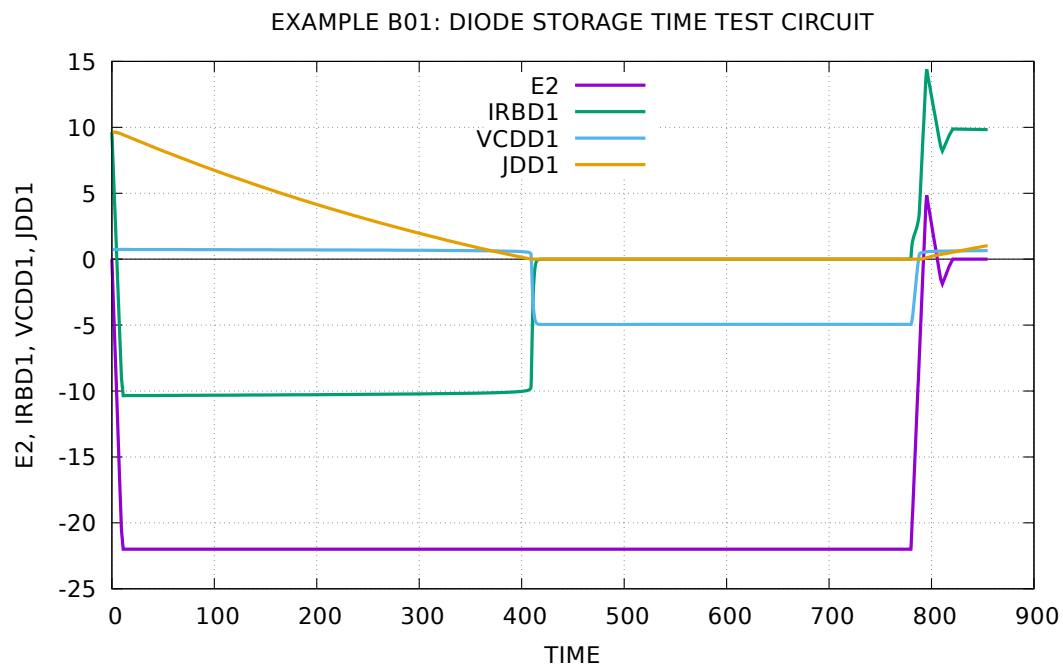


Abbildung 3.2: Simulationsergebnisse der Diodentestschaltung

3.2 B02: Modell eines bipolaren Transistors

Dieses Beispiel zeigt die Überprüfung des Ersatzschaltbildes eines bipolaren Transistors mit der Schaltung nach Abbildung 3.3. Die SCEPTRE-Simulation enthält auch die Streukapazitäten der Versuchsanordnung. Gesucht ist die Anstiegszeit des Kollektorstroms IRCT1 bei einem Eingangrechteckimpuls E1 mit 2 ns Anstiegszeit.

```

MODEL DESCRIPTION
  MODEL 2N2369 (PERM) (B-E-C)
  ELEMENTS
    CE, 1-E = Q1 (4.289, .9, VCE, .3708, 38.376, T3(JE), JE, 2.1596E-12)
    CC, 1-2 = Q1 (1.275, .9, VCC, .2556, 20.559, T4(JC), JC, 2.8367E-6)

```

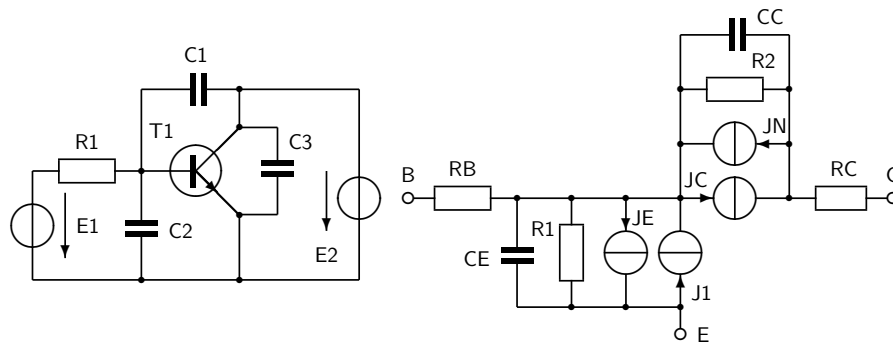


Abbildung 3.3: Testschaltung und Ersatzschaltbild eines bipolaren Transistors

```

RB, B-1 = .0498
RC, C-2 = .00274
R1, 1-E = 8.33E6
R2, 1-2 = 4.16E6
JE, 1-E = DIODE Q (2.1596E-12,38.376)
JC, 1-2 = DIODE Q (2.8367E-6,20.559)
JN, 2-1 = TABLE 1 (JE) * JE
J1, E-1 = TABLE 2 (JC) * JC
FUNCTIONS
Q1 (AA,BB,C,D,E,F,G,H) = (AA/(BB-C)**D + E*F*(G+H))
TABLE 1
.001, .97276, .0514,.97276, .1026,.97466, .2047,.97704,
.5103,.97982, 1.0195,.98087, 2.0353,.98265, 5.0832,.98363,
10.1650,.98376,20.3250,.98400,30.5100,.98328,40.6970,.98287,
50.9200,.98193,61.1110,.98182,71.3960,.98058,81.6500,.97979,
91.9630,.97865,102.280,.97771,500.000,.97771
TABLE 2
.1, .02045, .489, .02045, .727, .02751, 1.25, .04,
1.92, .05208, 2.95, .06779, 3.88, .07731, 5.38, .09293,
9.03, .11074,15.0, .1333, 25.0, .1333
TABLE 3
.1, .4597, 1.02, .4597, 2.54, .3521, 5.108, .2823,
10.16, .2177, 25.41, .1803, 50.92, .1441,100.0, .1441
TABLE 4
.1, 8.556, .7935,8.556, 1.845,6.559, 2.932,6.228,
4.031,6.277, 5.155, 6.036, 10.0, 6.036
CIRCUIT DESCRIPTION
B02: rise time test circuit for bipolar transistor model 2N2369
ELEMENTS
R1, 2-3 = 3.3
C1, 4-3 = .67
C2, 3-1 = .07
C3, 4-1 = .67
E1, 1-2 = TABLE 1 (TIME)
E2, 1-4 = 2
T1, 3-1-4 = MODEL 2N2369 (PERM)
OUTPUTS
IE2,E1,IRBT1,IRCT1,CET1,JET1,PLOT
FUNCTIONS
TABLE 1

```

```

0,0, 2,3.8, 66,3.8, 68,0, 70,0
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 100
END

```

Die Parameter und Tabellen im Modell 2N2369 wurden durch umfangreiche Messungen bestimmt (siehe [5, Kapitel 3, Seite 113 ff]).

Aus dem zeitlichen Verlauf des Kollektorstromes IRCT1 nach Abbildung 3.4 lässt sich eine Anstiegszeit (27/73 %) von etwa 10.2 ns ablesen. Der gemessene Wert betrug 11 ns.

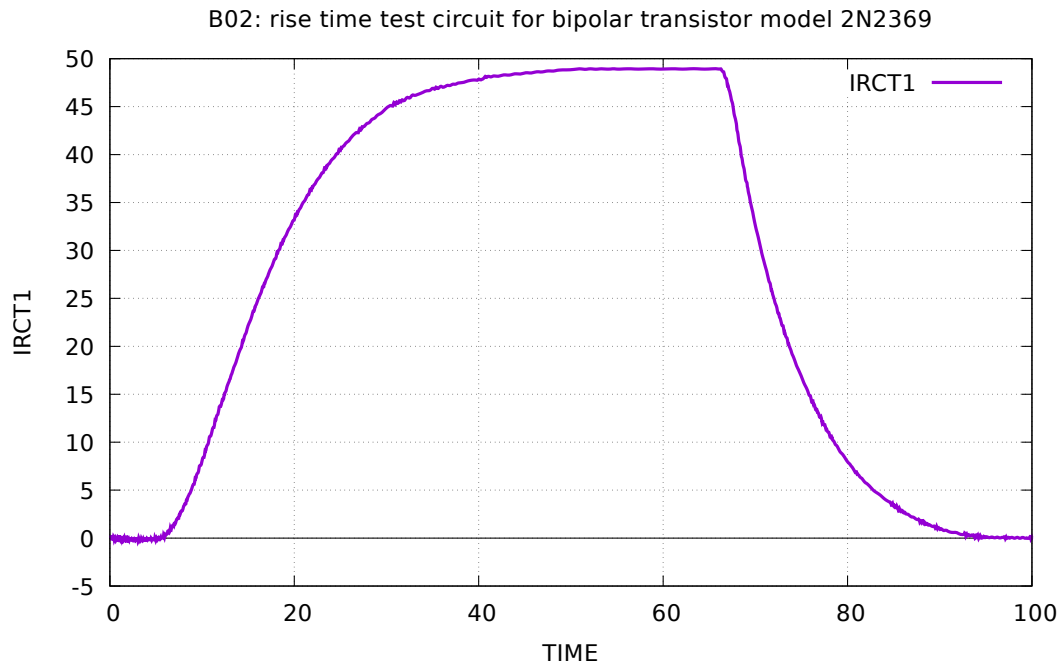


Abbildung 3.4: Zeitlicher Verlauf des Kollektorstromes IRCT1

3.3 B03: Zener diode model

Refer to [5, page 161] for detailed description of the model and test circuit shown in fig. 3.5.

```

MODEL DESCRIPTION
MODEL 1N754 (PERM) (3-1)
ELEMENTS
RZ, 3-2 = .0046
CT, 2-1 = Q1 (418.7,1.25,VCT,.4823)
JZ, 2-1 = DIODE TABLE 1
FUNCTIONS
Q1 (AA,BB,C,D) = (AA/(BB-C)**D)
TABLE 1
-6.631,-40.0,    -6.622,-30.0,    -6.582,-20.0,    -6.551,-10.0,
-6.515, -4.2,    -6.47,  -.25,    -6.45,  -.165,    -6.4,    -.028,

```

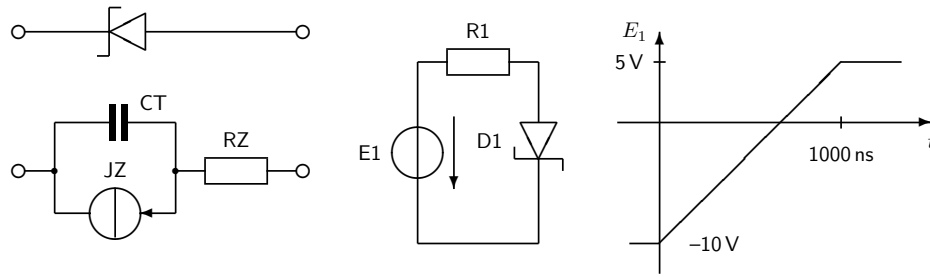


Figure 3.5: Model, test circuit, and test function of zener diode

```

-6.0,   -0.0135, -5.0,   -.0011,-4.0,   -.00041,-3.0,   -.0003,
-2.0,   -.00021,-1.0,   -.00011,0.,    0.,    0.615,   .1,
0.637,   .2,    0.665, 0.5,    0.684, 1.0,    0.711,  2.0,
0.751,  5.0,    0.797,10.0,    0.875,20.0,    1.056, 50.0
CIRCUIT DESCRIPTION
B03: Zener test  circuit
ELEMENTS
  E1, 1-2 = TABLE 1 (TIME)
  R1, 2-3 = .1
  D1, 3-1 = MODEL 1N754 (PERM)
DEFINED PARAMETERS
  P1 = X1 (VRZD1+VCTD1)
OUTPUTS
  IRZD1(IZ),PLOT(P1(VZ))
  CTD1,VCTD1,IRZD1,JZD1,P1
FUNCTIONS
  TABLE 1
    0,-10,  1000,5,   1050,5
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 1000
END

```

The transient voltage sweep is shown in fig 3.6.

3.4 B04: Modell eines Unijunction-Transistors

In Analogie zu den Beispielen B01 und B02 wird das SCEPTRE-Modell eines Unijunction-Transistors anhand einer Oszillatorschaltung untersucht (Abbildung 3.7). Die Messung der Modellparameter sowie das Modell sind beschrieben in [5, Seite 203 ff].

```

MODEL DESCRIPTION
MODEL 2N2646 (PERM) (B1-E-B2)
ELEMENTS
  JB, B2-X = .1054 * JE
  JE, E-X  = DIODE Q (1.281E-7,24.55)
  J2, B2-B1= 0
  C1, E-X  = Q1 (.002E6,2.834E3,JE,1.281E-7)

```

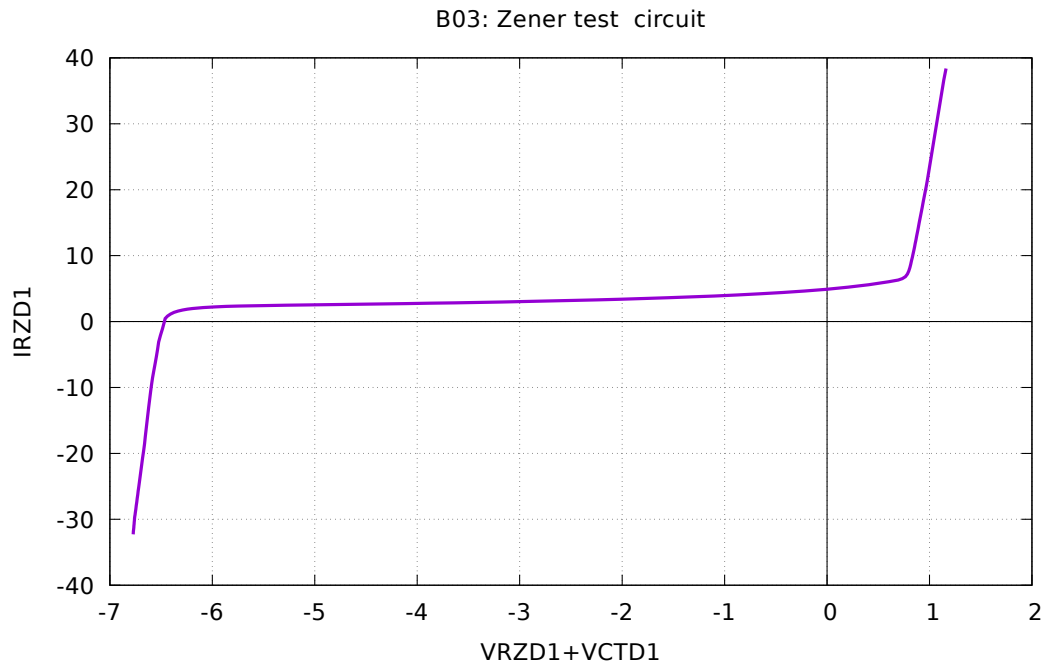


Figure 3.6: Plot of IRZD1 versus $P1=VRZD1+VCTD1$

```

RB1,X-B1 = Q2 (.695,.000866,VJ2,10.,6.75,.051,1.,JE,PIE1,.5076)
RB2,B2-X = Q3 (1.,.695,.000866,VJ2,10.,6.75,.051)
RC, E-X = 1.5E4
DEFINED PARAMETERS
  PIE1 = 1.9788E-3
FUNCTIONS
  Q1 (A,B,C,D) = (A+B*(C+D))
  Q2 (A,B,C,D,E,F,G,O,P,Q) =
    (((A-B*(C-D))*(E+F*(C-D)))/((G+(O/P)**Q))
  Q3 (A,B,C,D,E,F,G) = ((A-B+C*(D-E))*(F+G*(D-E)))
CIRCUIT DESCRIPTION
B04: Unijunction oscillator
ELEMENTS
  C1, 2-1 = .2E6
  R1, 4-1 = .02
  R2, 3-2 = 10
  T1, 4-2-3 = MODEL 2N2646 (PERM)
  EB, 1-3 = 30
OUTPUTS
  VC1, VR1, JET1, PLOT
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 5E6
  MINIMUM STEP SIZE = 1.E-10
END

```

Bei der Überprüfung der Eingabedaten zu dem Modell stellt SCEPTRE einen *computational*

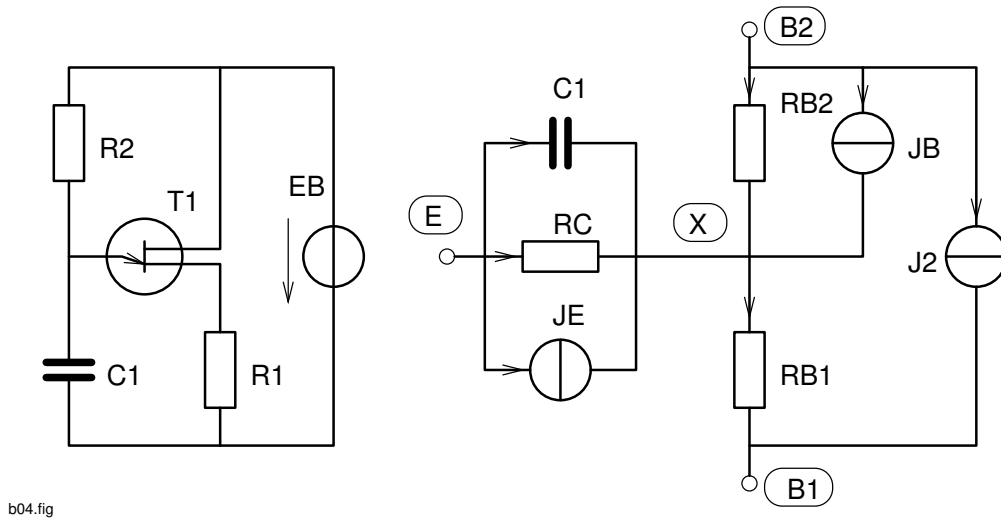


Abbildung 3.7: Oszillatorschaltung mit Unijunction-Transistor

delay fest¹. Die Dokumentation sagt dazu:

IE is actually composed of JE plus the current through C1 and RC. Unfortunately, if IE is represented as the sum of these three currents, a computational delay occurs due to certain program algorithms. To obtain a working model, IE is considered equal to JE. Errors from the simplification occurs at very low current levels or very high frequencies, conditions which the UJT does not normally encounter in operation.

Die Spannungsverläufe am Widerstand R1 und der Kapazität C1 sind in Abbildung 3.8 wiedergegeben.

3.5 B05: Sense/digit Circuitry

Reference: [5, page 230 ff], circuit diagram see figure 3.9

MODEL DESCRIPTION

MODEL SENSE LINE (TEMP) (A-B)

B05: parameters are for line length of 1 kbits

ELEMENTS

R1, C-D = 2.0E-2

L1, A-C = 1

L2, D-B = 1

CIRCUIT DESCRIPTION

B05: sense/digit circuitry

ELEMENTS

E1, 3 - 6 = 12

EP, 3 - D = TABLE 1 (TIME)

EN, 3 - A = TABLE 2 (TIME)

R1, 7 - 8 = 0.1

C1, 7 - 8 = 150

R2, 5 - 4 = 0.1

¹THE TERM 'VRB1T1' WILL CAUSE A COMPUTATIONAL DELAY

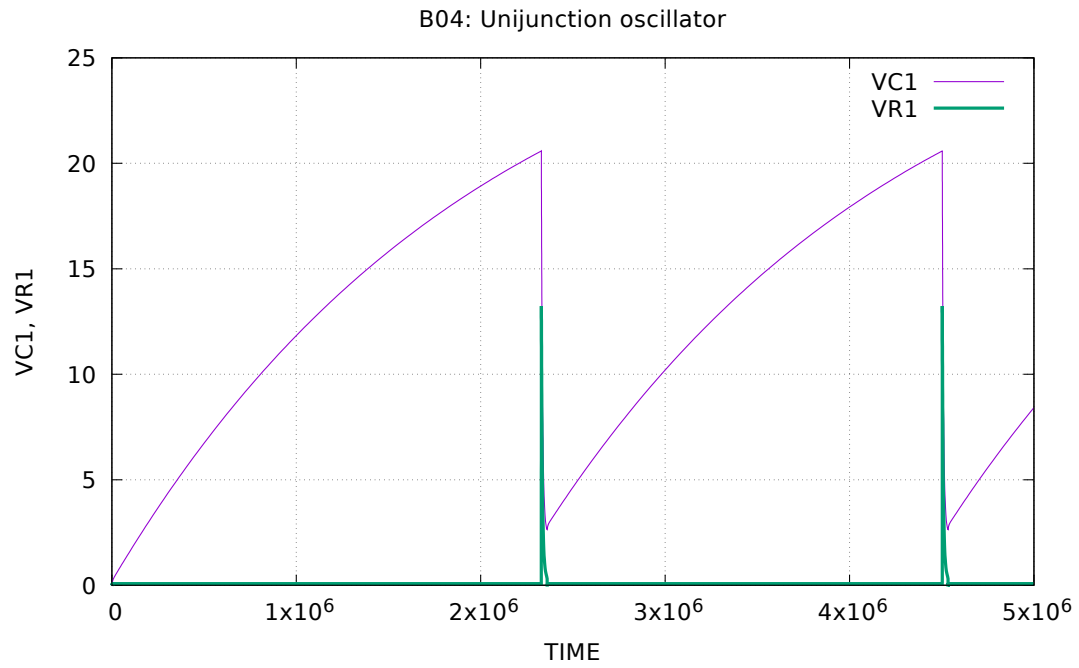


Abbildung 3.8: Spannungsverläufe VR1 und VC1

C2, 5 - 4 = 150
 R3, A - B = 0.51
 R4, B - 3 = 0.33
 R5, D - C = 0.51
 R6, C - 3 = 0.33
 RL, 11- 9 = 0.1
 RS, 1 - 2 = 1.6
 CS, 1 - 2 = 20
 A1, 12-14 = MODEL SENSE LINE (TEMP)
 A2, 13-15 = MODEL SENSE LINE (TEMP)
 L1, 12-11 = 6.2
 L2, 9 -14 = 6.2
 L3, 11-13 = 6.2
 L4, 15- 9 = 6.2
 L5, 1 - 0 = 100
 L6, 0 - 2 = 100
 L7, 11- 9 = 100
 L8, 5 - 6 = 100
 L9, 6 - 7 = 100
 M12,L1-L2 = 6.1
 M13,L1-L3 = 6.1
 M14,L1-L4 = 6.1
 M23,L2-L3 = 6.1
 M24,L2-L4 = 6.1
 M34,L3-L4 = 6.1
 M15,L1-L5 = 24
 M16,L1-L6 = 24
 M25,L2-L5 = 24
 M26,L2-L6 = 24
 M35,L3-L5 = 24

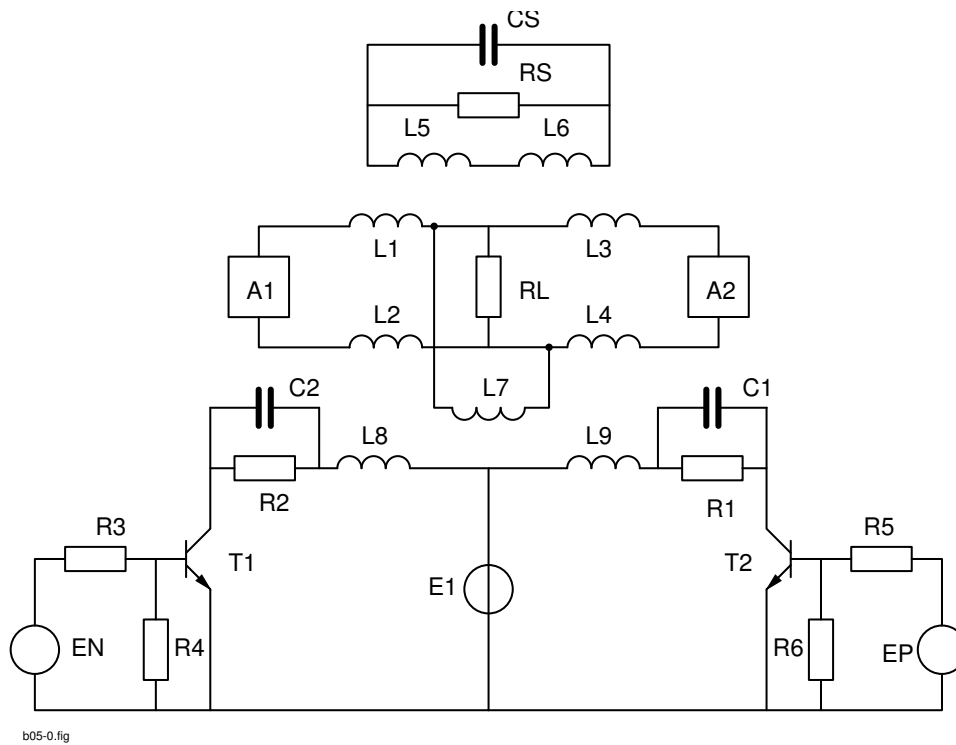


Figure 3.9: Circuit diagram Sense/digit circuitry

```

M36,L3-L6 = 24
M45,L4-L5 = 24
M46,L4-L6 = 24
M56,L5-L6 = 99
M78,L7-L8 = 99
M79,L7-L9 = 99
M89,L8-L9 = 99
T1, B-4-3 = MODEL 2N2369 (PERM)
T2, C-8-3 = MODEL 2N2369 (PERM)
DEFINED PARAMETERS
PIDIF = X1 (IL1+IL3)
PVA1 = X2 (VRL+VL1+VL2)
PVA2 = X3 (VL1A1+VR1A1+VL2A1)
OUTPUTS
VRL,IL1,PIDIF(IDIF),PVA1(VA1),VRS
IL5,IL7,VL9,IR1,IL8,VL8
VL1A1, VR1A1, VL2A1, PVA2,VL1,IL2,VL2
INITIAL CONDITIONS
VCCT1 = -12
VCCT2 = -12
FUNCTIONS
TABLE 1
0,0, 5,5, 55,5, 60,0, 65,0
TABLE 2
0,0, 100,0, 105,5, 155,5, 160,0, 165,0
RUN CONTROLS
STOP TIME = 50
END

```

Plot of $I_{L8}(t)$ see figure 3.10

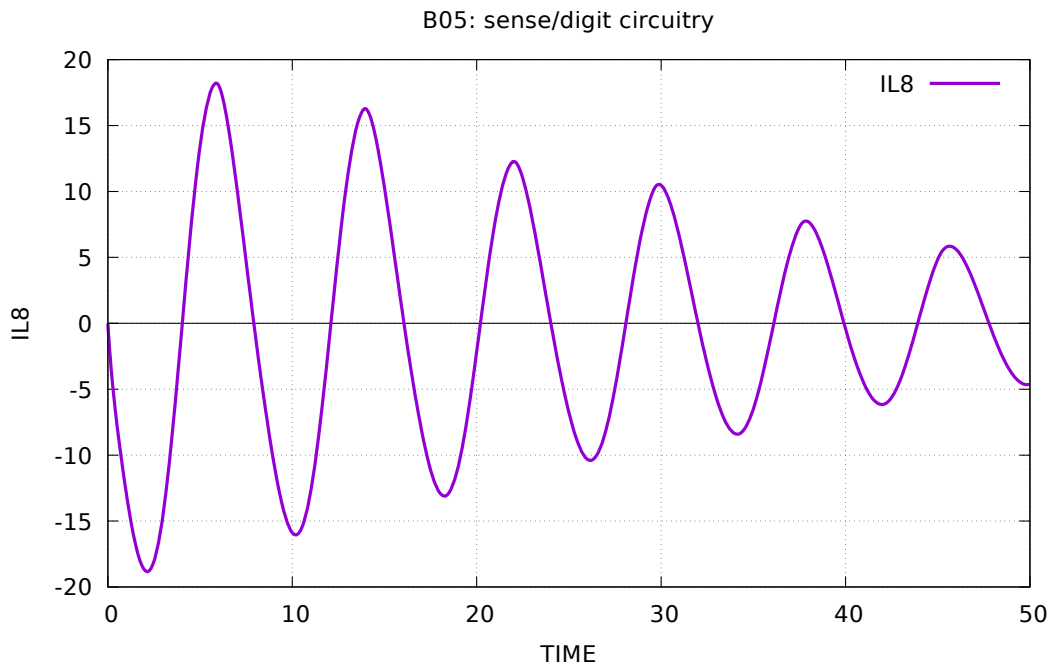


Figure 3.10: Plot of IL8 versus TIME

3.6 B06: Anti-logarithmischer Verstärker

Das Beispiel stammt aus [5, Seite 237 ff]. Die Schaltung zeigt Abb. 3.11. Das Besondere an dieser Simulation ist die lange Simulationszeit von 10^{10} ns bei kleinen Zeitkonstanten. Hintergrund dieser Analyse ist, dass mit dieser Simulation geprüft werden soll, ob die Ausgangsspannung anti-logarithmisch zur Eingangsspannung verläuft.

Damit keine transienten Effekte durch andere Schaltungselemente auftreten, wird die Eingangsspannung E_1 mittels Tabelle 1 „langsam“ geändert: ²

$$E_1(t) = -0.125 \log \frac{1.42 \cdot 10^5}{\text{TABLE } 1(t)} + 0.6 \quad \text{mit} \quad \text{TABLE } 1(t) = \frac{240 - 2.4}{10^{10}} t + 2.4 .$$

Die Simulation wird mit dem Standardintegrationsverfahren XPO durchgeführt und anschließend mit dem Verfahren IMPLICIT wiederholt.

CIRCUIT DESCRIPTION

B06: Antilog amplifier

ELEMENTS

E1, 4-5 = Q1 (TABLE 1 (TIME))

E2, 6-4 = 6.2

E3, 7-4 = 6.2

R1, 8-6 = 38

²Im Prinzip müsste man mit diskreten Werten der Eingangsspannung nur die Anfangsbedingungen berechnen und die Ergebnisse manuell zeichnen.

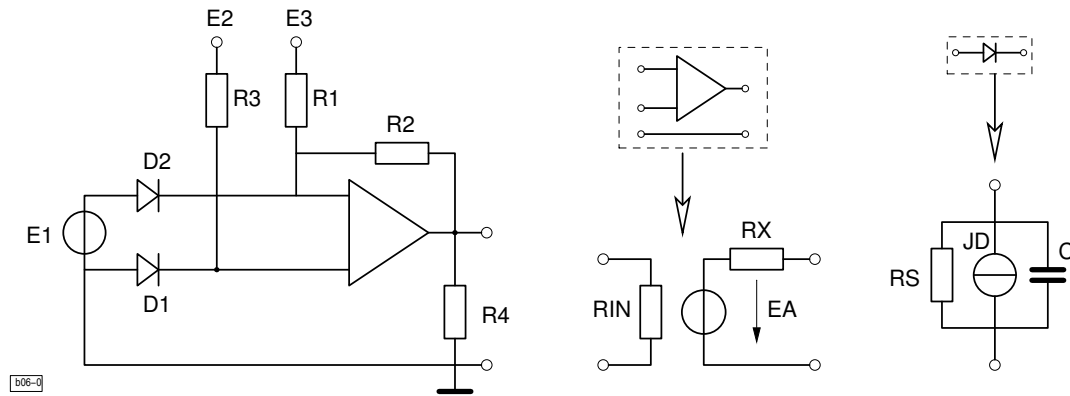


Abbildung 3.11: Schaltung des anti-logarithmischen Verstärkers

```

R2, 8-3 = 2
R3, 2-7 = 236
R4, 4-3 = 10
C1, 4-10= 10
RS1,4-10= 2000
RB1,10-2= 0.01
JD1,4-10= DIODE EQUATION (1.E-9,14.0)
C2, 5-11= 10
RS2,5-11= 2000
RB2,11-1= 0.01
JD2,5-11= DIODE EQUATION (1.E-9, 14.0)
RIN,2-1 = 150
RX, 3-12= 0.150
EA, 4-12= 25E3 * VRIN
OUTPUTS
E1, VRIN, VR4, IRB1, IRB2
FUNCTIONS
TABLE 1
0,2.4, 1E10, 240
Q1 (AA) = (-.125*LOG(1.42E5/AA)+.6)
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
MINIMUM STEP SIZE = 5E2
STOP TIME = 1E10
RERUN DESCRIPTION
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Wie zu erwarten, bricht das XPO-Verfahren nach ca. $1.5 \cdot 10^7$ ns wegen Überschreitung der maximalen Integrationsversuche³ ab. Das implizite Integrationsverfahren löst das Problem dagegen in 82 Integrationsschritten! Abb. 3.12 zeigt die Ausgangsspannung V_{R4} sowie der Verlauf der Integrationsschrittweite XSTPSZ.

³maximum integration passes exceeded

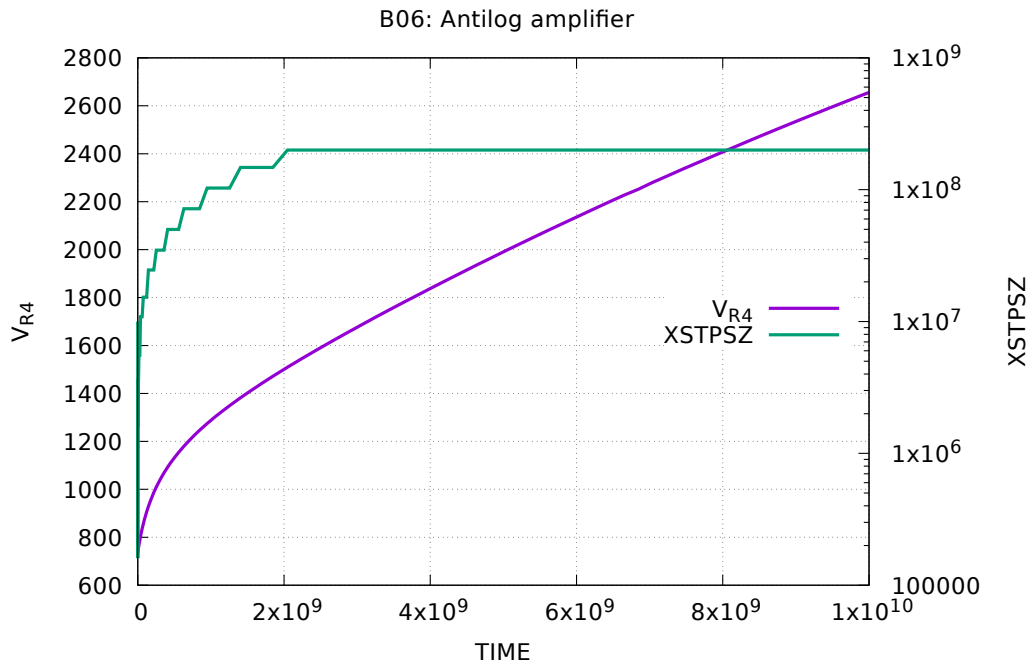


Abbildung 3.12: Ausgangsspannung V_{R4} und Integrationsschrittweite XSTPSZ

3.7 B07: Nichtlineare Induktivität

Oftmals ist es notwendig, die Sättigung einer Induktivität mit Eisenkern zu berücksichtigen. Anhand der recht einfachen Schaltung nach Abbildung 3.13 soll ein möglicher Lösungsweg demonstriert werden. Ausgehend von der Magnetisierungskennlinie $\Phi = f(N \cdot I)$ ergibt sich für $\frac{d\Phi}{d(N \cdot I)} = f(N \cdot I)$ der Verlauf nach Abbildung 3.13.

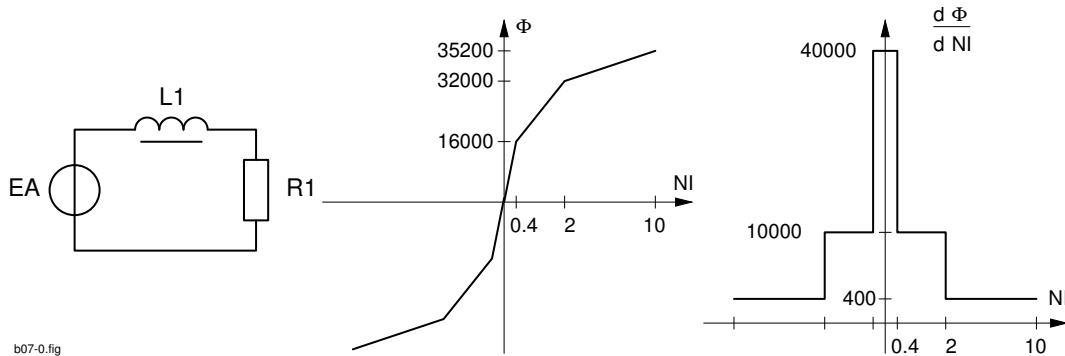


Abbildung 3.13: Schaltung mit Kennlinien $\Phi = f(N \cdot I)$ und $\frac{d\Phi}{d(N \cdot I)} = f(N \cdot I)$

Die Induktivität errechnet sich aus $L = N \frac{d\Phi}{dI}$ oder $L = N^2 \frac{d\Phi}{d(N \cdot I)}$. Mit der Windungszahl $N=10$ ergeben sich folgende SCEPTRE-Anweisungen:

CIRCUIT DESCRIPTION

B07: simplified saturable reactor

ELEMENTS

```

E1, 1 - 2 = X1 (5.*DSIN(2.51E-6*TIME))
R1, 3 - 1 = 1
L1, 2 - 3 = Q1 (100., TABLE 1 (PNI))
DEFINED PARAMETERS
  PNI = X2 (10.*IL1)
OUTPUTS
  VR1,PNI,L1,XSTPSZ,PLOT
FUNCTIONS
  TABLE 1 = -10,400,  -2,400,  -2,1E4,  -.4,1E4,  -.4,4E4,
              .4,4E4,  .4,1E4,   2,1E4,   2,400,   10,400
  Q1 (A,B) = (A*B)
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 5E6
  MINIMUM STEP SIZE = 1
END

```

Die Variable PNI stellt die Amperewindungszahl dar, mit der aus TABLE 1 der entsprechende Wert für $\frac{d\Phi}{d(N \cdot I)}$ ermittelt wird. Den Verlauf von VR1 zeigt das Bild 3.14.

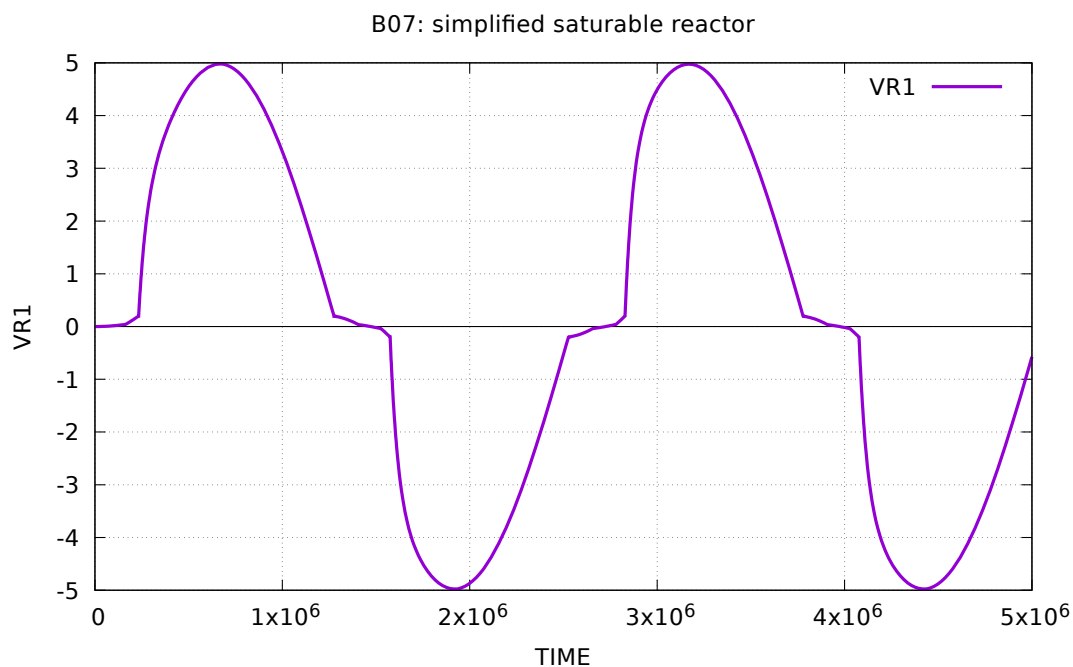


Abbildung 3.14: Zeitlicher Verlauf von VR1

Referenz: [5, Seite 239 ff], siehe auch Beispiel V040: Nichtlineare Induktivitäten

3.8 B08: Nichtlinearer Regelkreis 2. Ordnung

Am Beispiel A05: Differentialgleichungssystem, Seite 14 wurde gezeigt, wie man mit Hilfe der definierten Parameter und ihrer Ableitungen Differentialgleichungen 1. Ordnung lösen kann.

Gleichungen höherer Ordnung — wie sie z. B. bei der Beschreibung von Übertragungsfunktionen auftreten können — lassen sich durch mehrfaches Integrieren auf Gleichungen 1. Ordnung zurückführen.

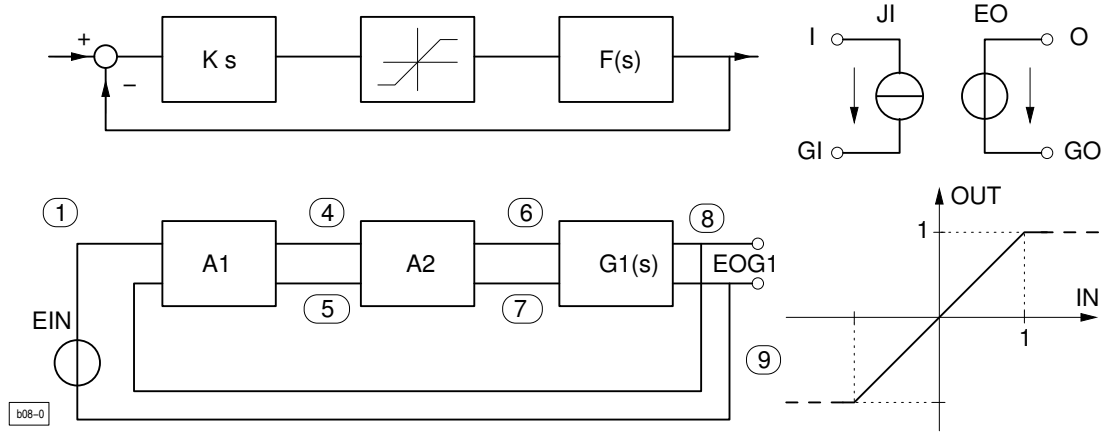


Abbildung 3.15: Blockschaltbild und SCEPTR-Darstellung des Regelkreises

Abbildung 3.15 zeigt einen Regelkreis bestehend aus idealem Verstärker K_s , nichtlinearem Verstärker und einem Verzögerungsglied F_s . Die Regelkreisglieder werden in SCEPTR durch Vierpole dargestellt und unter Beachtung der Vorzeichen entsprechend miteinander verbunden [5, Seite 291 ff].

Der ideale Verstärker (MODEL GAIN) besteht aus einer Nullstromquelle J_I und einer gesteuerten Spannungsquelle $EO = K_s V_{J_I}$. Das Sättigungsverhalten des nichtlinearen Verstärkers (MODEL GSAT) wird mittels einer Tabelle beschrieben (siehe Abbildung 3.15).

Eine allgemeine Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}$$

lässt sich als Vierpol darstellen entsprechend Abbildung 3.15. Für die Ausgangsspannung EO gilt

$$EO = a_m P_{m+1} + a_{m-1} P_m + \dots + a_1 P_2 + a_0 P_1 .$$

Falls $m = n$ ist, ändert sich die o. a. Gleichung in

$$EO = a_m D P_m + a_{m-1} P_m + \dots + a_1 P_2 + a_0 P_1 .$$

Für die n . Ableitung der Übertragungsfunktion erhält man

$$D P_n = \frac{V_{J_I} - b_{n-1} P_n - \dots - b_0 P_1}{b_n} .$$

Die anderen Ableitungen ergeben sich aus

$$\begin{aligned} D P_{n-1} &= P_n \\ D P_{n-2} &= P_{n-1} \\ &\vdots \\ D P_1 &= P_2 \end{aligned}$$

3 Beispiele B

Für das vorliegende Beispiel beträgt der Verstärkungsfaktor $K_s = 1$ und die Übertragungsfunktion des Verzögerungsgliedes lautet

$$G1(s) = \frac{3}{s^2 + s} .$$

```

MODEL DESCRIPTION
  MODEL GAIN (TEMP) (I-O-GI-GO)
    ELEMENTS
      JI, I-GI = 0.0
      EO, GO-O = X1 (VJI)
  MODEL GSAT (TEMP) (I-O-GI-GO)
    ELEMENTS
      JI, I-GI = 0.0
      EO, GO-O = TABLE 1 (VJI)
  FUNCTIONS
    TABLE 1 = -100,-1, -1,-1, 1,1, 100,1
  MODEL 2ORDER (TEMP) (I-O-GI-GO)
    ELEMENTS
      JI, I-GI = 0.0
      EO, GO-O = X0 (3.0*P1)
  DEFINED PARAMETERS
    DP2 = X2 (VJI-P2)
    DP1 = X3 (P2)
    P2 = 0
    P1 = 0
CIRCUIT DESCRIPTION
Example B08: second-order nonlinear control
  ELEMENTS
    EIN, 9-1 = 5
    A1, 1-4-8-5 = MODEL GAIN
    A2, 4-6-5-7 = MODEL GSAT
    G1, 6-8-7-9 = MODEL 2ORDER
  DEFINED PARAMETERS
    PDEO = X4 (3.0*P2G1)
  OUTPUTS
    PDEO(RATE),PLOT (EOG1(ANGLE))
    VJIA1,EOA1,EOA2,PLOT
  RUN CONTROLS
    STOP TIME = 10
END

```

Die Sprungantwort sowie das Phasenraumdiagramm sind in den Abbildungen 3.16 und 3.17 wiedergegeben. Für das Phasenraumdiagramm wird neben der Ausgangsgröße **EOG1** auch deren zeitliche Ableitung **PDEO** benötigt:

$$EOG1 = a_0 P_1$$

$$PDEO = \frac{d}{dt}(EOG1) = a_0 DP_1 = a_0 P_2 = 3P_2 .$$

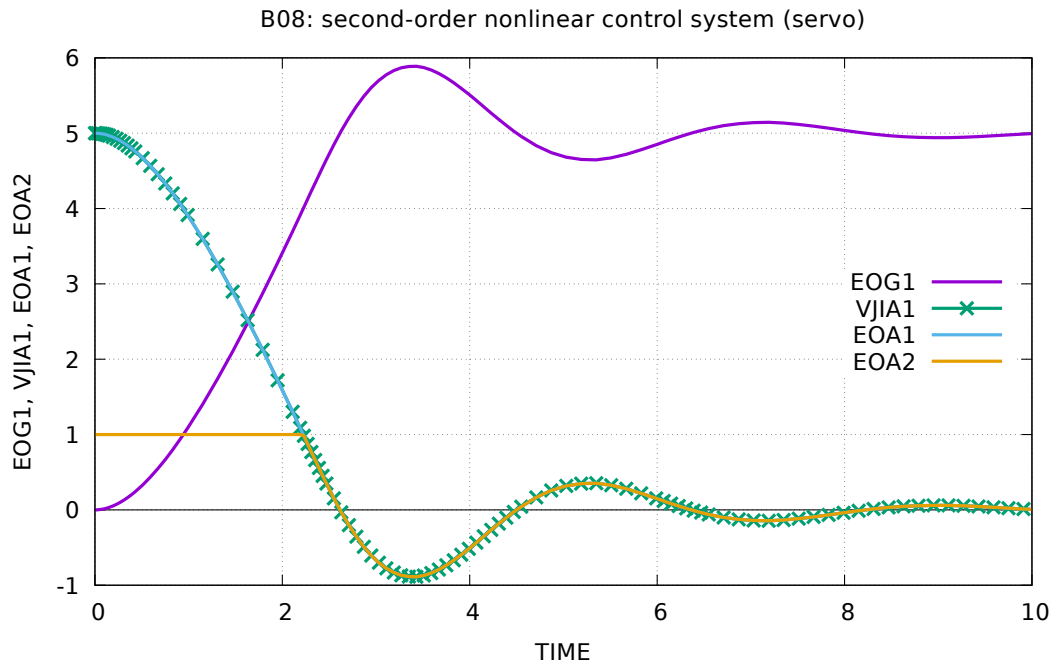


Abbildung 3.16: Sprungantwort VJA1, EOA1, EOA2 und EOG1 als Funktion der Zeit

3.9 B09: Abtastregelung

Gesucht ist die Sprungantwort des Regelkreises mit Abtast-Halte-Glied nach Abbildung 3.18 [5, Seite 299 ff]. Die Übertragungsfunktion von $G1(s)$ lautet

$$G1(s) = \frac{5}{s(s+5)},$$

die Abtastrate beträgt 1 s, die Abtastzeit 0.2 s.

Das Abtast-Halte-Glied wird durch einen Vierpol dargestellt, der Widerstand $R1$ wird zeitlich mittels TABLE 1 variiert. Dabei sind die Zeitkonstanten des $R_1 C_1$ -Gliedes so bemessen, dass die Einstellzeit von 5 ms sehr viel kleiner als die Abtastzeit und die Haltedrift von 100 s sehr viel größer als die Abtastperiode sind. Die Übertragungsfunktion für $G1$ wird analog zum Beispiel B08 berechnet.

MODEL DESCRIPTION

MODEL SAMP (TEMP) (I-O-GI-GO)

sample and hold model

ELEMENTS

JI, I-GI = 0.0

E1, 1-2 = X1 (VJI)

R1, 2-3 = TABLE 1 (TIME)

C1, 3-1 = 100E-6

EO, GO-0 = X2 (VC1)

FUNCTIONS

TABLE 1

0,50,	.2,50,	.2,1E6,	1,1E6,
1,50,	1.2,50,	1.2,1E6,	2,1E6,

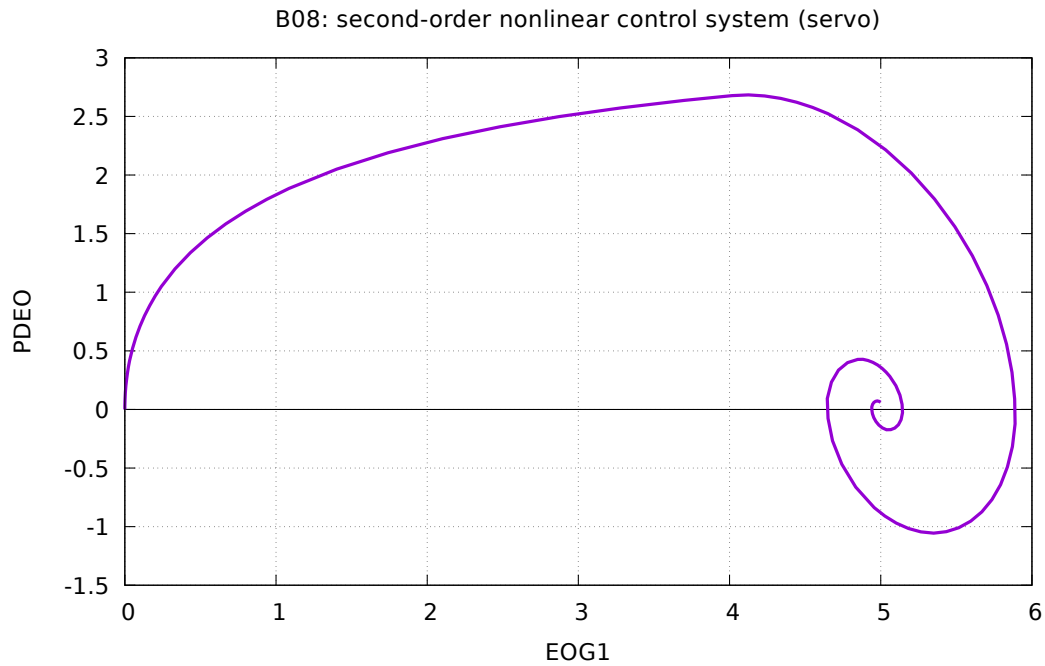


Abbildung 3.17: Phasenraumdiagramm PDEO als Funktion von EOG1

```

2,50,  2.2,50,  2.2,1E6,  3,1E6,
3,50,  3.2,50,  3.2,1E6,  4,1E6,
4,50,  4.2,50,  4.2,1E6,  5,1E6
MODEL 2ORDER (TEMP) (I-O-GI-GO)
ELEMENTS
  JI, I-GI = 0.0
  EO, GO-O = X0 (5.*P1)
DEFINED PARAMETERS
  DP2 = X2 (VJI-5.*P2)
  DP1 = XZ (P2)
  P2 = 0,  P1 = 0
CIRCUIT DESCRIPTION
Example B09: sample data control system
ELEMENTS
  EIN, 7-2 = TABLE 1 (TIME)
  A1, 2-4-6-5 = MODEL SAMP
  G1, 4-6-5-7 = MODEL 2ORDER
OUTPUTS
  EOG1,EIN,VJIA1,VJIG1,VC1A1,E1A1,R1A1,PLOT
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0,0,1,5,1
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 5
  MINIMUM STEP SIZE = 5E-6
END

```

Ein Teil der Ergebnisse ist in [Abbildung 3.19](#) dargestellt.

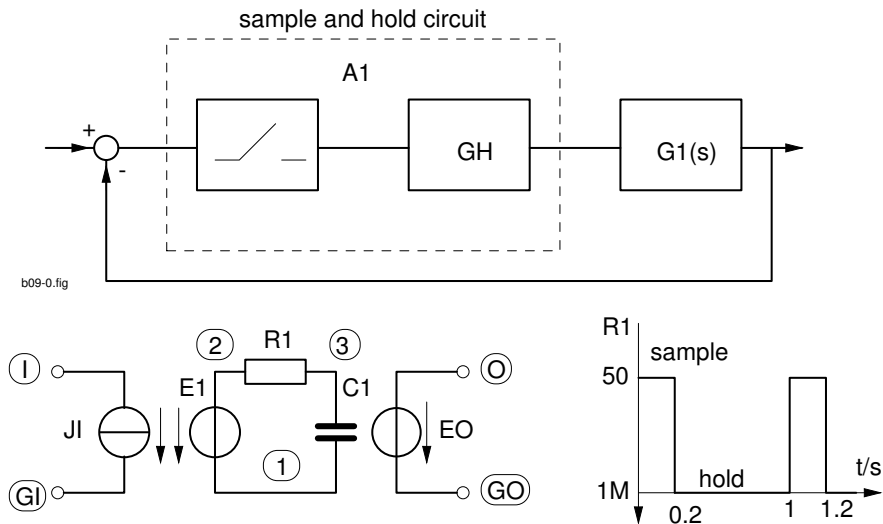


Abbildung 3.18: Abtastregelung, Ersatzschaltbild, Zeitdiagramm

3.10 B10: Zwei-Massen-Schwingungssystem

Obwohl das eigentliche Anwendungsgebiet von SCEPTRE elektrische Netzwerke sind, können auch nichtelektrische Systeme untersucht werden. Beispiele zur Analyse mechanischer, thermischer und hydraulischer Systeme findet man in [5, 7, 9].

Grundsätzlich kann man diese Systeme auf zwei Arten simulieren: entweder man setzt das Problem in ein äquivalentes elektrisches Netzwerk um oder leitet das Differentialgleichungssystem her und löst es direkt in SCEPTRE.

In diesem Beispiel wird ein Zwei-Massen-Torsionsschwingungssystem mit zwei Freiheitsgraden untersucht (Abbildung 3.20). Zwei Gleitlager mit den Trägheitsmomenten J_1 und J_2 und den Reibungskoeffizienten c_1 und c_2 sind über eine elastische Welle mit dem Richtmoment k gekoppelt [5, Seite 320 ff]. Auf das Gleitlager J_1 wirkt ein konstantes Drehmoment M . Gesucht ist das Drehmoment M_w an der Welle.

Abbildung 3.20 zeigt das äquivalente elektrische Ersatzschaltbild. Die Beziehungen zwischen den mechanischen und elektrischen Größen sind in Tabelle 3.1 zusammengestellt.

Tabelle 3.1: Mechanische und elektrische Analogien

mechanische Größe	elektrisches Äquivalent	Wert
Trägheitsmoment J_1, J_2	L_1, L_2	0.001
Winkelgeschwindigkeit ω_1, ω_2	i_1, i_2	gesucht
Reibungskoeffizient c_1, c_2	R_1, R_2	0.1
Richtmoment k	C_1^{-1}	10
Antriebsmoment $M(t)$	$e(t)$	10
Drehmoment an der Welle $M_w(t)$	$VC_1(t)$	gesucht

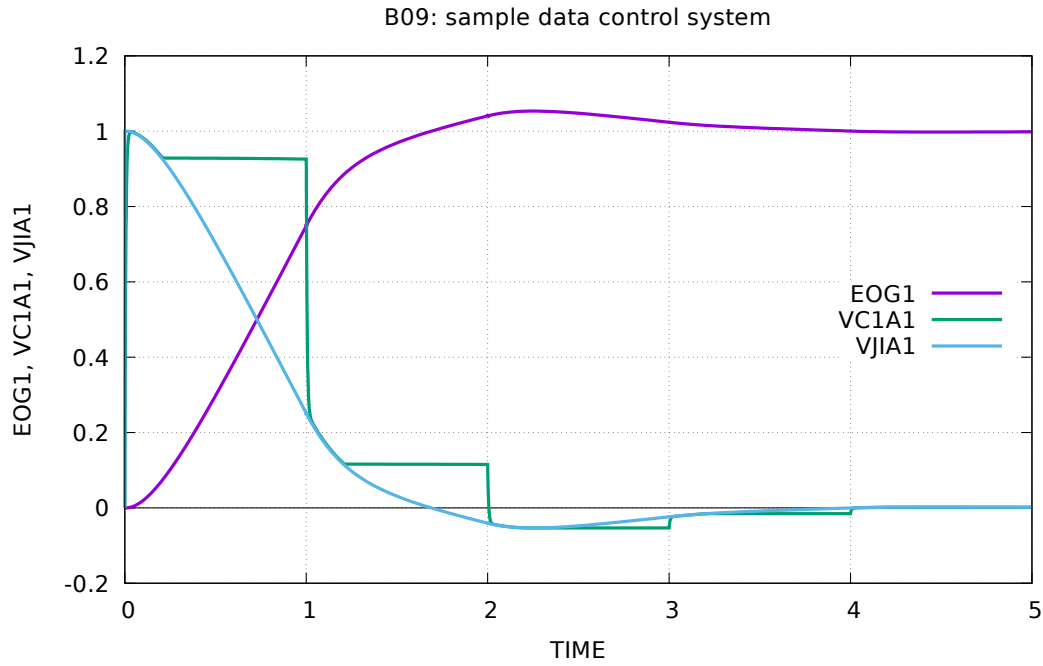


Abbildung 3.19: Sprungantwort des Abtastregelkreises

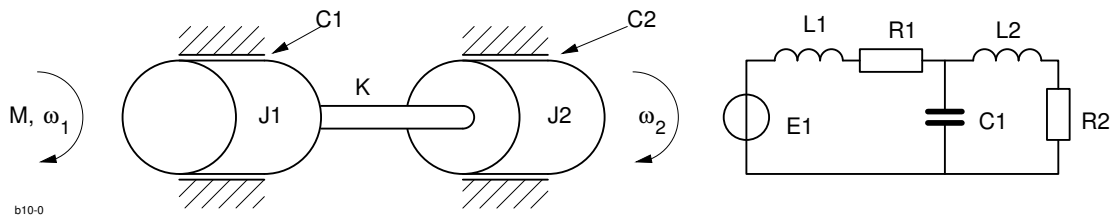


Abbildung 3.20: Zwei-Massen-Torsionsschwingungssystem, elektrisches Ersatzschaltbild

Die Bewegungsgleichungen der Trägheitsmomente J_1 und J_2 nach Abbildung 3.20 lauten:

$$J_1 \dot{\omega}_1 = M - c_1 \omega_1 - k \int \omega_1(t) dt + k \int \omega_2(t) dt$$

$$J_2 \dot{\omega}_2 = -c_2 \omega_2 - k \int \omega_2(t) dt + k \int \omega_1(t) dt .$$

Für das Drehmoment an der Welle gilt:

$$M_w = k \int [\omega_1(t) - \omega_2(t)] dt$$

$$\dot{M}_w = k(\omega_1 - \omega_2) .$$

Eingesetzt in die Bewegungsgleichung ergibt sich:

$$\dot{\omega}_1 = -\frac{c_1}{J_1} \omega_1 - \frac{M_w}{J_1} + \frac{M}{J_1}$$

$$\dot{\omega}_2 = -\frac{c_2}{J_2} \omega_2 + \frac{M_w}{J_2} .$$

Mit der Substitution

$$\omega_1 = x_1$$

$$\omega_2 = x_2$$

$$M_w = x_3$$

erhält man das System

$$\dot{x}_1 = -\frac{c_1}{J_1}x_1 - \frac{1}{J_3}x_3 + \frac{M}{J_1}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{c_2}{J_2}x_2 + \frac{1}{J_2}x_3$$

$$\dot{x}_3 = kx_1 - kx_2 .$$

Die SCEPTRE-Anweisungen zum **gleichzeitigen, unabhängigen** Lösen beider Ansätze lauten:

CIRCUIT DESCRIPTION

B10: Analysis of non-electrical systems;
 rotational system with two degrees of freedom;
 comparison between DEFINED PARAMETER solution and direct
 solution of the analogous electrical system.

DEFINED PARAMETERS

DPX1 = X1 (-100.*PX1-1000.*PX3+1.E4)

DPX2 = X2 (-100.*PX2+1000.*PX3)

DPX3 = X3 (10.*PX1-10.*PX2)

PX1 = 0

PX2 = 0

PX3 = 0

PERAB3 = X13 (PX3-VC1)

ELEMENTS

E1, 5-1 = 10

C1, 3-5 = 0.1

R1, 2-3 = 0.1

R2, 4-5 = 0.1

L1, 1-2 = 1E-3

L2, 3-4 = 1E-3

OUTPUTS

PX3(TS), PLOT

VC1(VC), PLOT

PERAB3, PLOT

RUN CONTROLS

STOP TIME = .1

END

Die Ergebnisse beider Lösungsmethoden sind in Abbildung 3.21 dargestellt. Der absolute Fehler $P_{\text{ERAB3}} = P_{\text{X3}} - V_{\text{C1}}$ bleibt während der ganzen Simulationszeit unter $1.5 \cdot 10^{-15}$.

3.11 B11: Diode clamp

The circuit is depicted in fig. 3.22, the results of the simulation are shown in fig. 3.23, a description is available in [5, Chap. 2, problem 2.13.a, page 88].

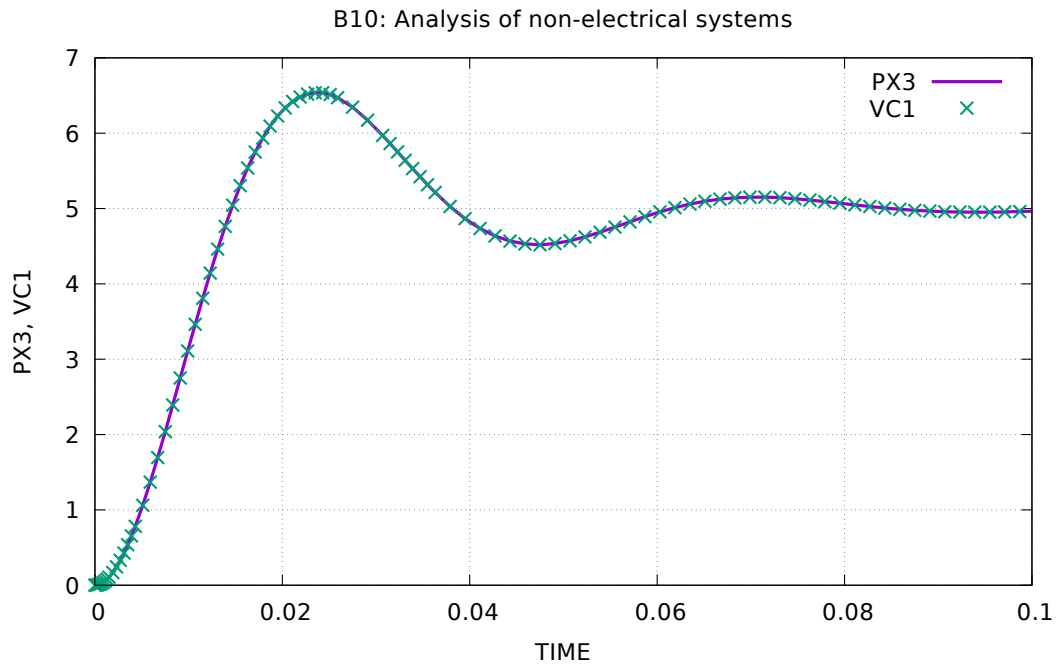


Abbildung 3.21: Lösungen mittels elektrischem Ersatzschaltbild und Differentialgleichungssystem

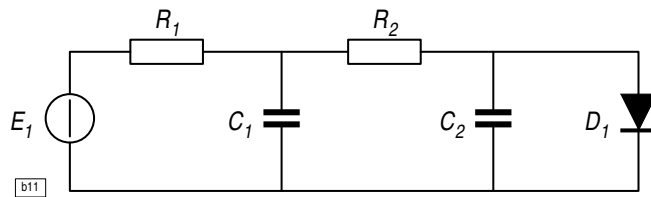


Figure 3.22: Test circuit for diode 1N791

MODEL DESCRIPTION

MODEL DIODE (1-3)

ELEMENTS

C, 1-2 = 10

RB, 2-3 = 0.05

JD, 1-2 = DIODE EQUATION (1E-7,30)

CIRCUIT DESCRIPTION

B11: DIODE CLAMP

ELEMENTS

R1, 4-2 = .6

R2, 2-1 = .6

C1, 2-3 = 1E-4

C2, 1-3 = 10

E1, 3-4 = TABLE 1 (TIME)

D1, 1-3 = MODEL DIODE

OUTPUTS

JDD1, IRBD1, VC1, VR2, VC2

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 0,5, 200,5

RUN CONTROLS

STOP TIME = 10

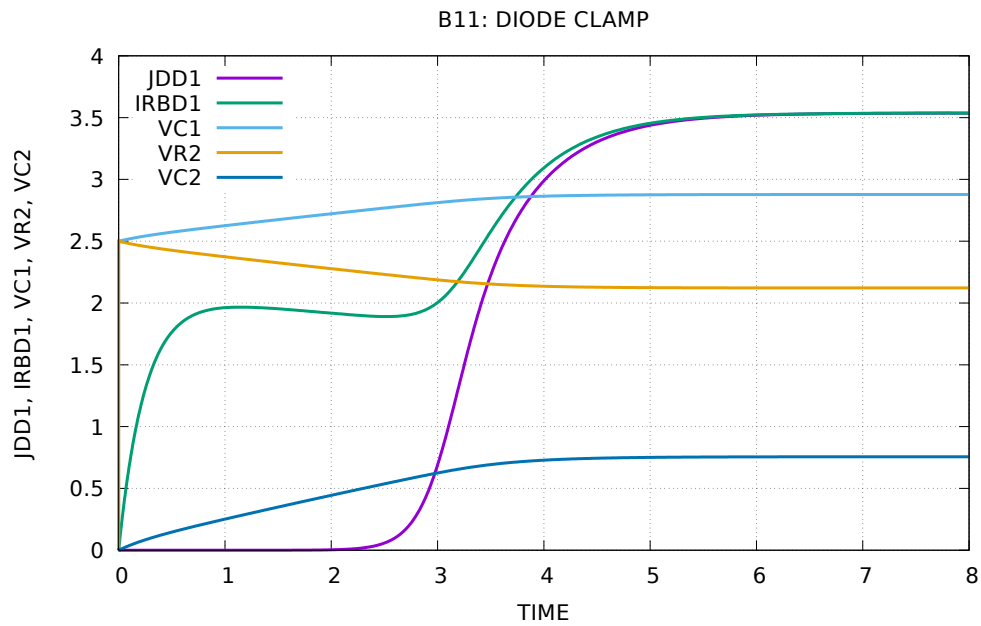


Figure 3.23: Results of diode clamp test circuit

```

MINIMUM STEP SIZE = 1E-8
END

```

3.12 B12: Two Level Clipper

The circuit is shown in fig. 3.24, the results of the simulation are shown in fig. 3.25, a description is available in [5, Chap. 2, problem 2.13.d, page 88].

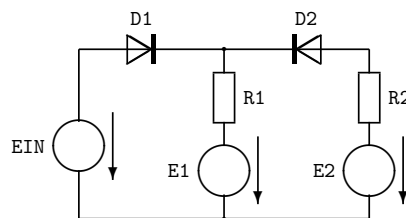


Figure 3.24: Two level clipper circuit

```

CIRCUIT DESCRIPTION
B12: TWO LEVEL CLIPPER
ELEMENTS
  R1, 3-4 = 90
  R2, 6-5 = 180
  E1, 1-4 = 25
  E2, 1-6 = 100
  EIN, 1-2 = TABLE 1 (TIME)

```

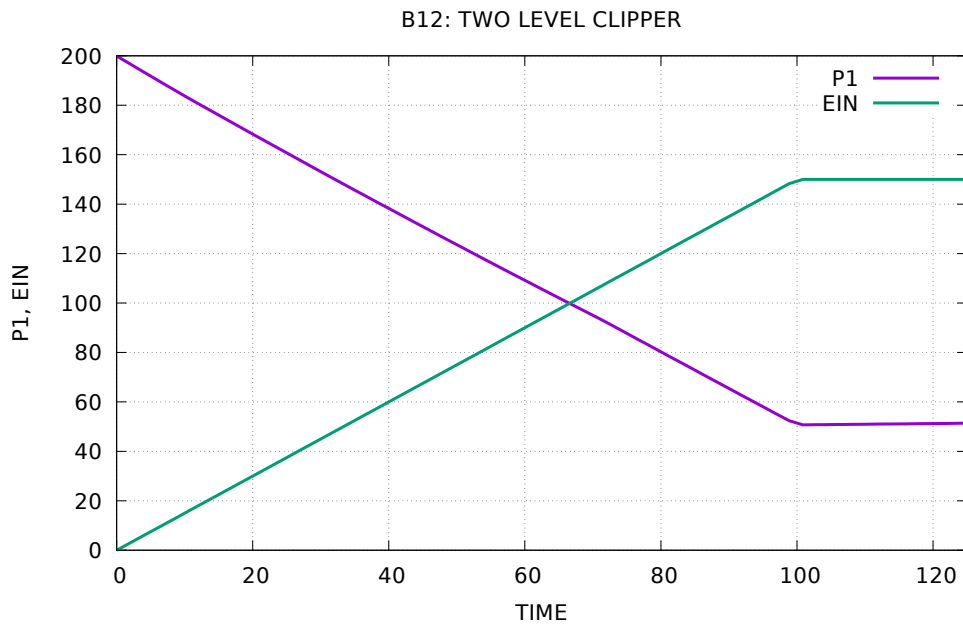


Figure 3.25: Results of the two level clipper

```

D1, 2-3 = MODEL 1N791 (PERM)
D2, 5-3 = MODEL 1N791 (PERM)
DEFINED PARAMETERS
  P1 = X1 (E2+VR2)
OUTPUTS
  P1 (VOUT), EIN
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0, 100,150, 200,150
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 125
  MINIMUM STEP SIZE = 1E-5
END

```

3.13 B13: Complimentary emitter follower

The circuit is shown in fig. 3.26, the results of the simulation are shown in fig. 3.27, a description is available in [5, Chap. 2, problem 2.13.f, page 88].

```

CIRCUIT DESCRIPTION
B13: COMPLEMENTARY EMITTER FOLLOWER
ELEMENTS
  R1, 2-3 = .47
  R2, 4-1 = 1.0
  C1, 4-1 = 100
  EB1,1-5 = 12
  EB2,6-1 = 12
  EIN,1-2 = TABLE 1 (TIME)
  T1,3-4-5= MODEL 2N1613
  T2,3-4-6= MODEL 2N1132

```

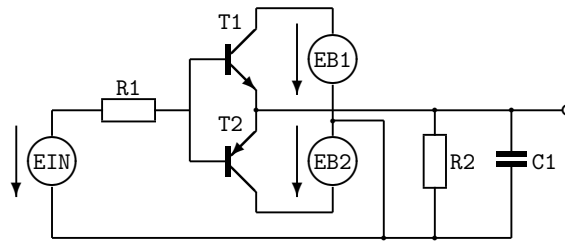


Figure 3.26: Circuit

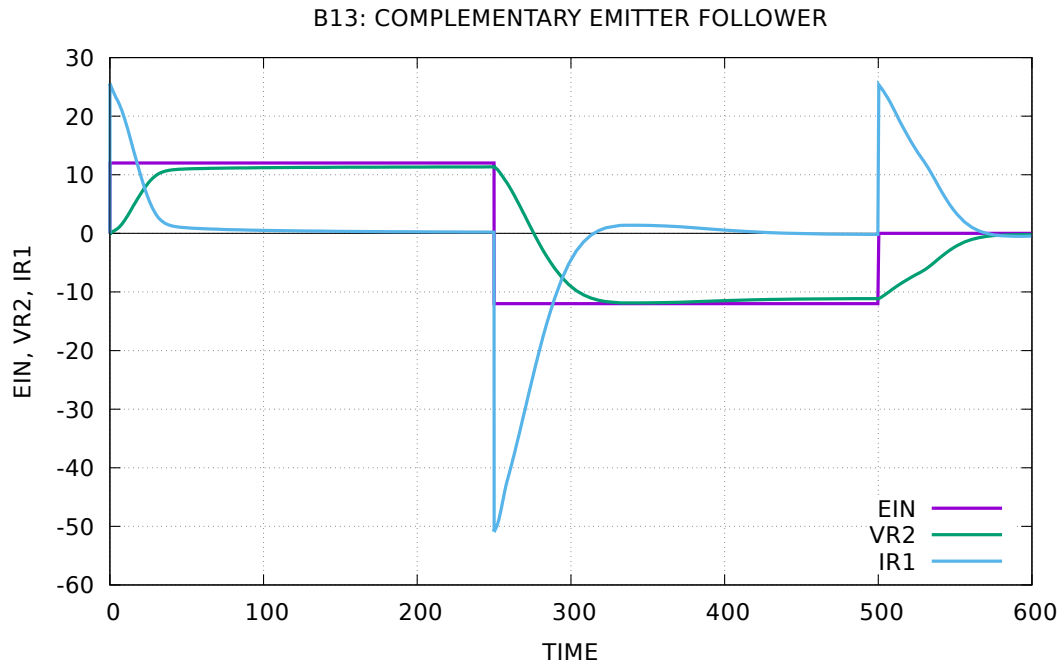


Figure 3.27: Simulation results

OUTPUTS

EIN, VR2, IR1

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 0,12, 250,12, 250,-12, 500,-12, 500,0, 600,0

RUN CONTROLS

STOP TIME = 600

RUN INITIAL CONDITIONS

MINIMUM STEP SIZE = 1E-5

END

3.14 Dependent Elements

Two examples are illustrated in the category of dependent elements [5, section 4.6]. One uses a resistor as a function of the voltage across itself, and the other uses a resistor as a function of

the current through itself. **Observe that the latter requires a special approach to get around a program restriction.**

3.14.1 B14: Voltage Dependent Resistor

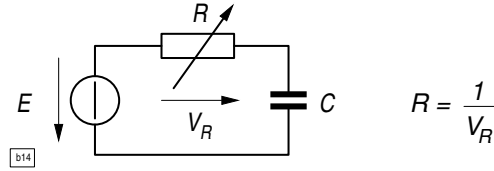


Figure 3.28: Simple circuit with voltage dependent resistor

The simple circuit of fig. 3.28 is used to show that the SCEPTRE program can accurately handle a $R = f(V_R)$ in many applications. An acceptable listing for the circuit is:

```
CIRCUIT DESCRIPTION
B14: voltage dependent resistor
ELEMENTS
  E, 1-2 = 1
  R, 2-3 = Xabc (1./VR)
  C, 3-1 = 1
DEFINED PARAMETERS
  PTRUE  = X1 (1.-1/(TIME+1.))
  PABERR = X2 (VC-PTRUE)
  PRELER = X3 (PABERR/PTRUE)
OUTPUTS
  VC,VR,IR,R,PABERR,PRELER
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = XPO
  START TIME = 1E-6 ; to avoid division by zero
  STOP TIME = 5
RERUN DESCRIPTION (3)
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = RUK,TRAP,IMPLICIT
END
```

To illustrate the versatility of SCEPTRE, the DEFINED PARAMETER mode is used to check the actual results versus the theoretical results. For the circuit, the closed form solution is:

$$V_C(t) = 1 - \frac{1}{t+1}.$$

This is listed above as PTRUE. The absolute error, listed as PABERR, is the difference between the VC and PTRUE; i. e., PABERR is the difference between the computed results and the theoretical results.

The relative error, PRELER, is defined as the absolute error divided by PTRUE. The plot of PABERR in fig. 3.29 indicates that the maximum error is about 2.5×10^{-5} . The fact that the errors are so small (computer round off) proves that the formulation can accurately handle a nonlinear resistor if a computational delay is avoided [...].

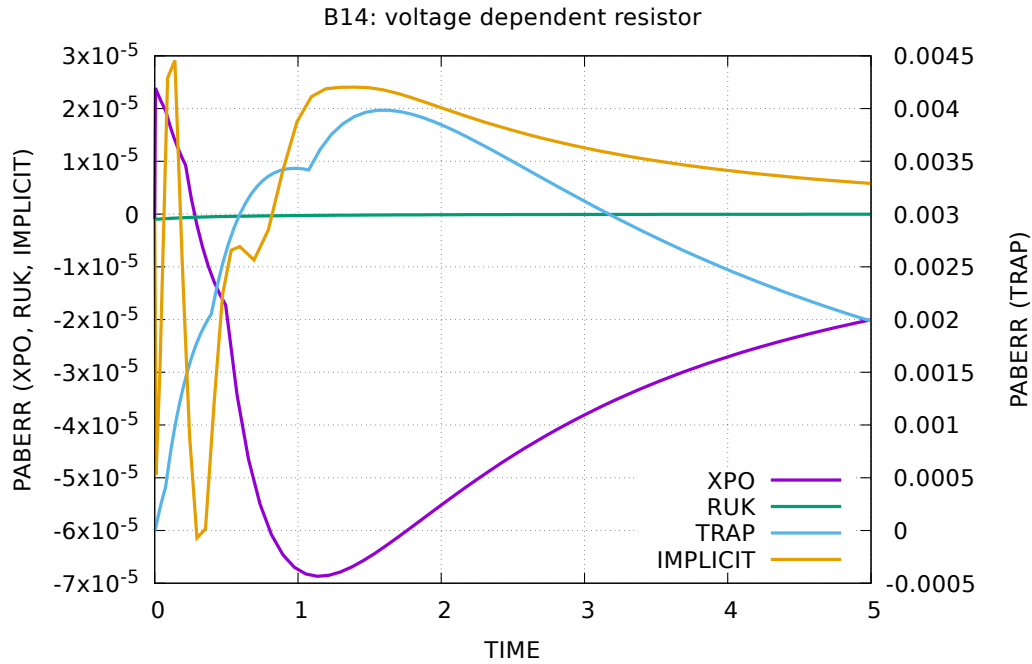


Figure 3.29: Absolute error versus time for the four integration routines

Anmerkung des Autors:

Abb. 3.29 zeigt die absoluten Fehler für die Integrationsverfahren XPO, RUK, TRAP und IMPLICIT. Als bestes Verfahren schneidet RUK ab, die Abweichung vom analytischen Wert ist fast Null. Als schlechtestes Verfahren erweist sich TRAP (Unterschiedliche Skalierungen und Nullpunkte der beiden Y-Achsen beachten). Um eine Division durch Null für die Variable PTRUE für $t = 0$ zu verhindern beginnt die Simulation zum Zeitpunkt $t = 10^{-6}$.

3.14.2 B15: Current Dependent Resistor

In [...] states that no initial conditions can be computed if any resistor current is used as an independent variable or argument. This example is to show that the user should exercise his ingenuity in solving computer analysis problems. Sometimes clever approaches do not succeed, but the following example illustrates a case where the computer is "outsmarted". In Fig. 3.30

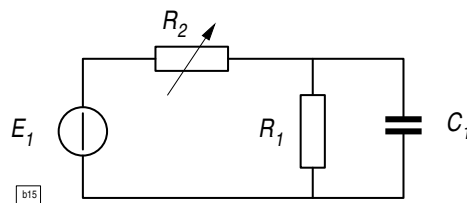


Figure 3.30: Circuit with Current Dependent Resistor

R_2 is a function of the current through itself, as defined by

$$R_2 = 1 + 0.1I_{R_2} .$$

No initial conditions can be computed if this statement is entered directly into the program. However

$$R_2 = 1 + 0.1 \frac{V_{R2}}{R_2} \quad (3.1)$$

is the same equation, but does not violate the program algorithms. A correct listing for this circuit is

```
CIRCUIT DESCRIPTION
B15: Current dependent resistor
ELEMENTS
  E1, 1-2 = TABLE 1
  R1, 3-1 = 1
  R2, 2-3 = X1 (1.+0.1*VR2/max(1.0,R2))
  C1, 3-1 = 1
OUTPUTS
  VC1,VR2,VR1,IR2,E1,IC1,R2
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,1, 10,10, 10,0, 20,0
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 20
END
```

The program works as shown and the initial conditions are computed.

I/C transient values at time equals zero:
VC1 = 4.8809524E-01

Anmerkung des Autors:

Abb. 3.31 zeigt den Verlauf der Spannungen in der Schaltung. Da die Spannung E_1 zum Zeitpunkt $t = 0$ bereits 1 beträgt, müssen die Anfangsbedingungen berechnet werden. Anders als in [5, section 4.6] beschrieben, führt die Gleichung (3.1) zu einer unerlaubten Division 0/0 für den 1. Zeitschritt, da R_2 mit Null vorbesetzt ist. Ohne einen Fehler zu begehen kann man den Bruch „gültig“ machen, indem man z. B. mit der `max`-Funktion dafür sorgt, dass der Nenner nicht Null werden kann.

3.15 B16: Zeitabhängige Netzwerkkomponenten

Verwendet man Netzwerkkomponenten, die von der Zeit abhängen, ist Vorsicht geboten. Die folgenden Beispiele zeigen die Fehlerquellen auf und beschreiben, wie man das Problem lösen kann [5, Kap.1.7].

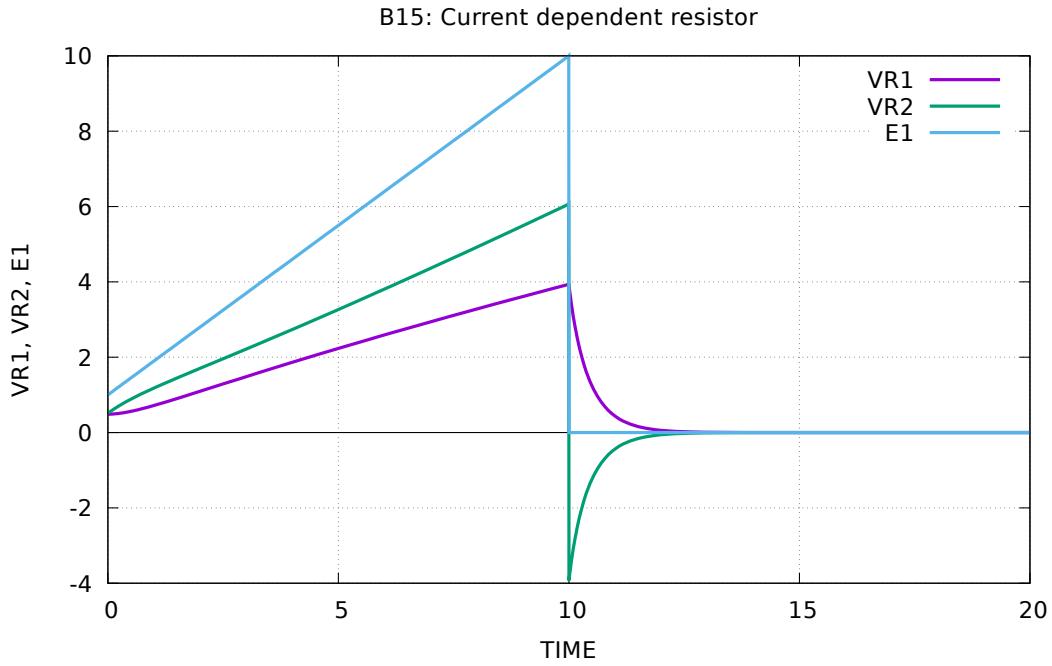


Figure 3.31: Voltages across E_1 , R_1 and R_2

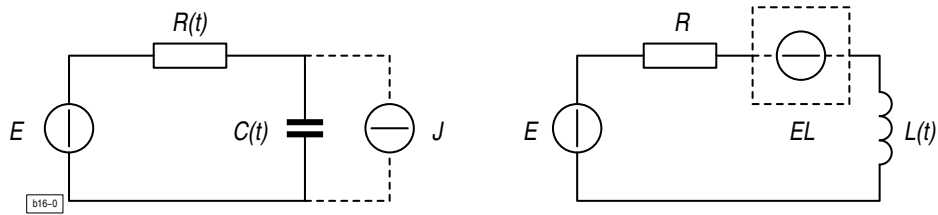


Abbildung 3.32: Schaltung mit zeitabhängigen Netzwerkkomponenten

3.15.1 Zeitabhängiger Widerstand

Gegeben ist eine einfache RC-Schaltung, die aus einer konstanten Spannungsquelle mit einer Sprungfunktion von 10 V gespeist wird (Abb. 3.32 links).

Allgemein gilt

$$U = R(t) i(t) + \underbrace{\frac{1}{C} \int i(t) dt}_{U_c(t)}$$

und

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C \cdot U_c)}{dt} = C \frac{dU_c}{dt} + U_c \frac{dC}{dt} \quad (3.2)$$

Zuerst wird die Schaltung untersucht mit $C = \text{const}$ und $R(t) = t + 1$ mit den SCEPTRE-Elementen E,R,C. Da $C = \text{const}$ braucht der zweite Term in Gleichung (3.2) nicht berücksichtigt zu werden und für U_c ergibt sich

$$U_c = \frac{1}{C} \int i(t) dt \equiv \text{PVC} \quad (3.3)$$

Diese Gleichung lässt sich auch direkt in SCEPTRE integrieren mit Hilfe der DEFINED PARAMETERS

```
DPVC = X02 (IR/PC)
PVC = 0
```

Abb. 3.33 zeigt den identischen Verlauf von VC und PVC, d.h. die Zeitabhängigkeit von R wird von SCEPTRE richtig berechnet. Es bedarf keiner Korrektur.

3.15.2 Zeitabhängige Kapazität

Im zweiten Fall wird $R = \text{const}$ und $C(t) = t + 5$ angenommen (SCEPTRE-Elemente E1,R1,C1). Die Berechnung von $U_c \equiv \text{PVC1}$ erfolgt zunächst in gleicher Weise nach Gleichung (3.3), die Verläufe von VC1 und PVC1 in Abb. 3.33 zeigen ebenfalls Übereinstimmung, *sind aber falsch*, da der zweite Term in Gl. (3.2) nicht beachtet wurde.

Fügt man in die Schaltung E2,R2,C2 eine zusätzliche Stromquelle J2 ein, die den „Korrekturstrom“

$$U_c \frac{dC}{dt} = U_c \frac{d(t+5)}{dt} = U_c \cdot 1$$

liefert, lässt sich dieser Fehler beheben, was die analytische Berechnung beweist:

$$U_c = \frac{1}{C} \int \left(i(t) - U_c \frac{dC}{dt} \right) dt \equiv \text{PVC2}$$

```
DPVC2 = X22 ((IR2-VC2*1)/PC1)
PVC2 = 0
```

Im Falle einer zeitabhängigen Kapazität muss der Benutzer eine Stromquelle

$$J = U_c \frac{dC}{dt}$$

parallel zum Kondensator schalten.

Abb. 3.33 zeigt die korrigierten Spannungsverläufe VC2 bzw. PVC2.

CIRCUIT DESCRIPTION

B16: in time varying nonlinear networks

ELEMENTS

```
E, 0 - 1 = 10
R, 1 - 2 = PR
C, 2 - 0 = PC
```

```
E1, 10 - 11 = 10
R1, 11 - 12 = PR1
C1, 12 - 10 = PC1
```

```
E2, 20 - 21 = 10
R2, 21 - 22 = PR1
C2, 22 - 20 = PC1
J2, 22 - 20 = X21 (VC2*1)
```

3 Beispiele B

```

DEFINED PARAMETERS
  PR = X01 (TIME+1)
  PC = 1
  DPVC = X02 (IR/PC)
  PVC = 0

  PR1 = 1
  PC1 = X11 (TIME+5)
  DPVC1 = X12 (IR1/PC1)
  PVC1 = 0

  DPVC2 = X22 ((IR2-VC2*1)/PC1)
  PVC2 = 0
OUTPUTS
  VC, R, IR, PVC
  VC1, C1, IR1, PVC1
  VC2, IR2, IC2, J2, PVC2
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 50
END

```

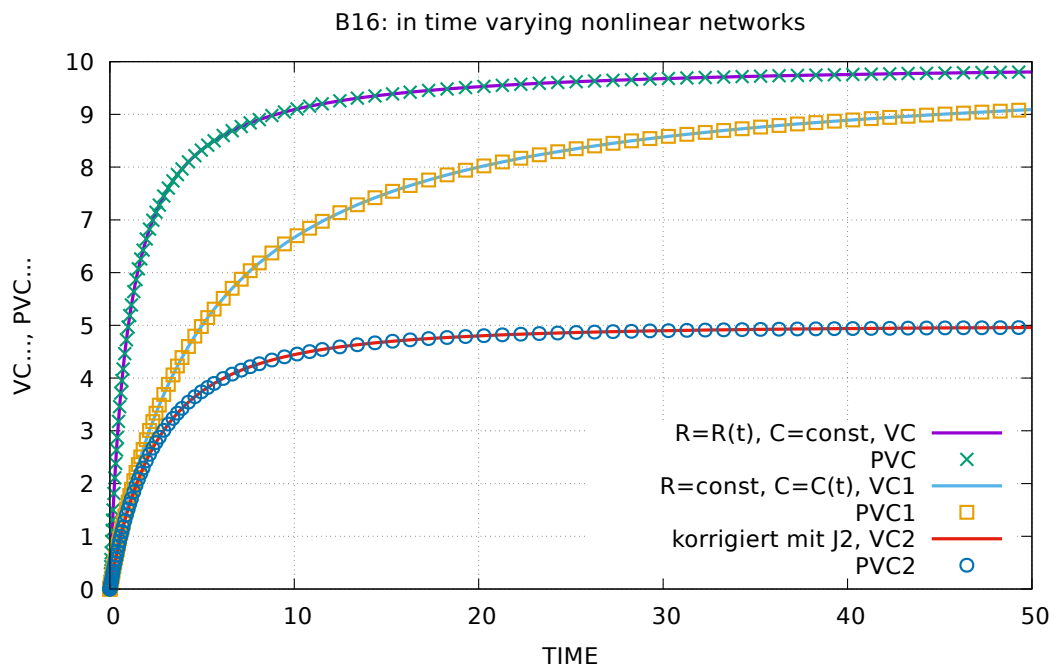


Abbildung 3.33: Kondensatorspannungen U_c

3.15.3 Zeitabhängige Induktivität

Das gleiche Problem tritt bei zeitabhängigen Induktivitäten $L(t)$ auf. Abb. 3.32 rechts zeigt die untersuchte Schaltung mit einer Induktivität $L = t + 5$. Die zu lösende Dgl. hierzu lautet

$$U = i(t) R + \frac{d}{dt} (L \cdot I) = i(t) R + L \frac{di}{dt} + I \frac{dL}{dt}$$

Das Ergebnis der SCEPTRE Simulation ohne Korrektur (Netzwerk E4,R4,L4) zeigt Abb. 3.34 mit den Strömen IR4,PI4, wobei der Strom PI4 analytisch berechnet wurde mit der Anweisung

```
DPI4 = X1 ((PU - PI4*PR)/PL)
PI4 = 0
```

Dieses Ergebnis ist falsch, da es den Term $I \frac{dL}{dt}$ in der o. a. Gleichung nicht berücksichtigt. Dieser Term stellt eine „Zusatz“-Spannung dar, den man durch eine mit der Induktivität in Reihe geschalteten Spannungsquelle berücksichtigt und der wegen $\frac{d}{dt}(t + 5) = 1$ den Wert $IL \cdot 1$ annimmt. Die Ergebnisse der modifizierten Schaltung mit den Elementen E5,R5,L5,EL5 sowie der berichtigten analytischen Lösung PI5 sind in der Abb. 3.34 dargestellt.

```
ELEMENTS
E4, 40 - 41 = PU
R4, 41 - 42 = PR
L4, 42 - 40 = PL

E5, 50 - 51 = PU
R5, 51 - 52 = PR
L5, 52 - 53 = PL
EL5, 50 - 53 = X53 (IL5*1)
DEFINED PARAMETERS
PU = 10
PL = X2 (TIME +5)
PR = 1

DPI4 = X1 ((PU - PI4*PR)/PL), PI4 = 0
DPI5 = X2 ((PU - PI5*PR - PI5*1)/PL), PI5 = 0
```

Bei zeitabhängigen Induktivitäten muss eine Spannungsquelle

$$U_L = I_L \frac{dL}{dt}$$

in Reihe mit der Induktivität geschaltet werden.

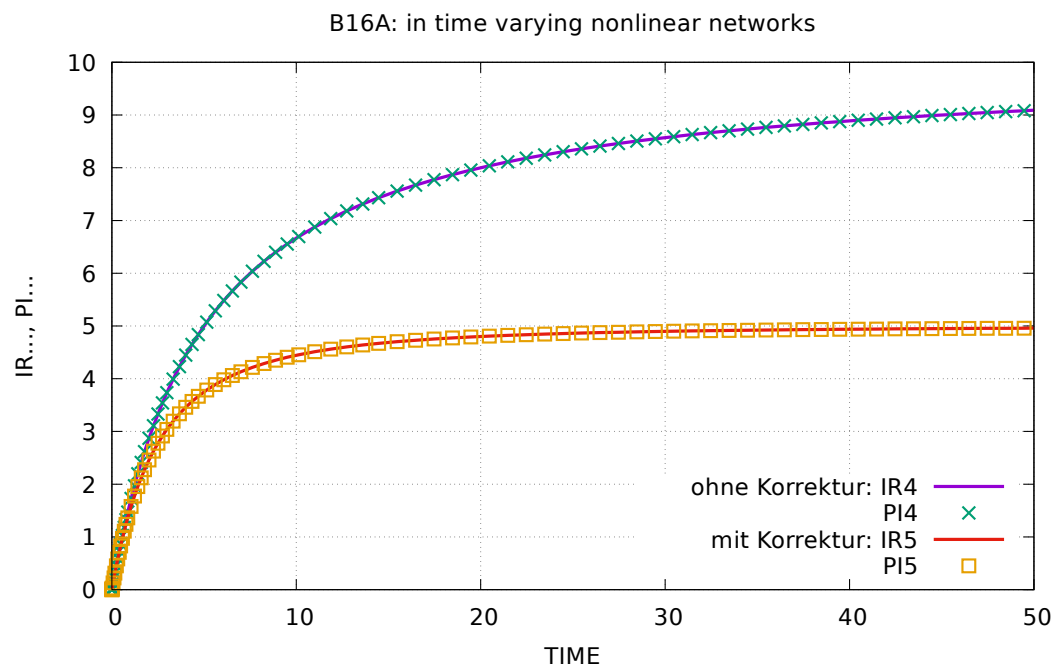


Abbildung 3.34: Induktivitätsstrom I_L

4 Beispiele C

4.1 C01: Nicht-lineares Pendel

Gewöhnlich beschreibt man nicht-elektrische, dynamische Systeme direkt durch Differentialgleichungen. Für den SCEPTRE Benutzer bieten sich hier zwei Möglichkeiten, das Problem zu lösen: er kann unter Verwendung der bekannten Analogien ein elektrisches Ersatzschaltbild herleiten oder das Differentialgleichungssystem direkt in SCEPTRE eingeben. Es ist sogar möglich, beide Methoden gleichzeitig in einem Simulationslauf zu verwenden und die Ergebnisse z. B. miteinander zu vergleichen.

Die Bewegungsgleichung eines nicht-linearen Pendels lautet:

$$\ddot{x} + \sin x = 0.$$

Führt man

$$y = \dot{x}$$

ein, so erhält man zwei gekoppelte Differentialgleichungen 1. Ordnung, nämlich

$$\begin{aligned}\dot{x} &= y \\ \dot{y} &= -\sin x .\end{aligned}$$

In dieser Form kann man das Gleichungssystem direkt mit SCEPTRE lösen.

```
CIRCUIT DESCRIPTION
C01: Nichtlineares Pendel
DEFINED PARAMETER
  DPX = X1 (PY)
  DPY = X2 (-DSIN(PX))
  PX  = 0.5
  PY  = 0
OUTPUTS
  PX,PLOT(PY)
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 20
  MAXIMUM PRINT POINTS = 0
RERUN DESCRIPTION (3)
DEFINED PARAMETERS
  PX=1,2,3
  PY=0,0,0
END
```

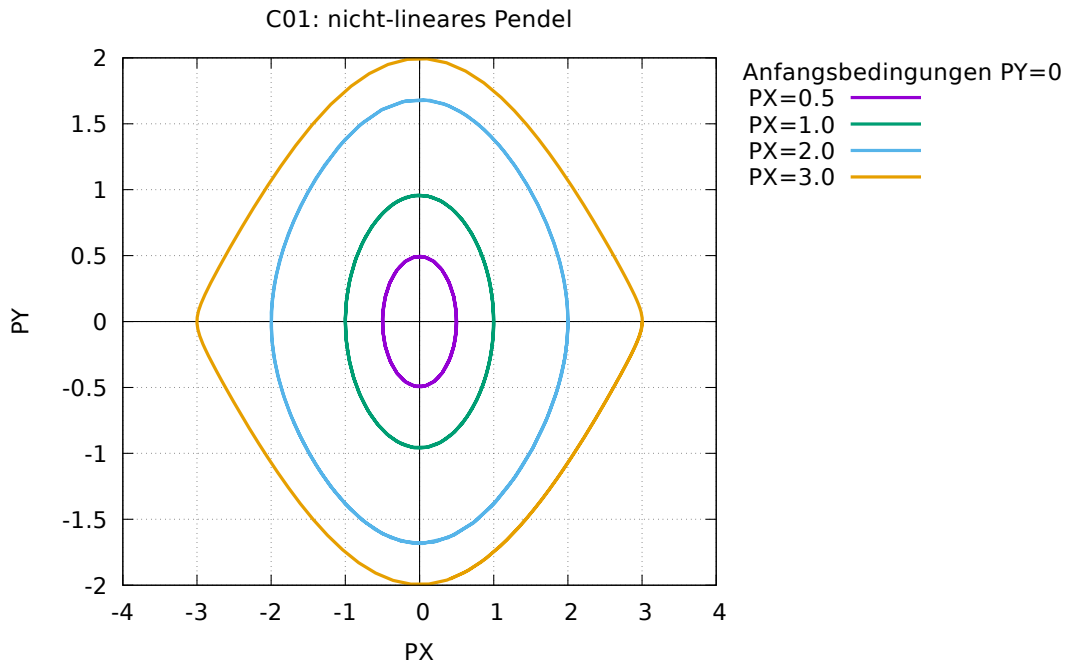


Abbildung 4.1: Phasenraumplots des nicht-linearen Pendels

Die Anfangsbedingungen werden mit den Parametern PX und PY gesetzt.

Dieses einfache, nicht-lineare Differentialgleichungssystem ist gut geeignet, die Qualität der in SCEPTRE vorhandenen Integrationsverfahren zu untersuchen.

```
RERUN DESCRIPTION(3)
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = RUK,TRAP,IMPLICIT
END
```

Da es sich hier um ein konservatives System handelt (keine Energieverluste), müssen die Phasenraumtrajektorien innerhalb der Separatrix in sich geschlossen sein. Beobachtet man das System über einen längeren Zeitraum und ändert keine weiteren Integrationsparameter¹, zeigt sich, dass bei *diesen* Gleichungen IMPLICIT und RUK die stabilsten Ergebnisse liefern, während XPO — und noch stärker TRAP — divergieren.

Referenz: [19]

4.2 C02: Hochlauf einer Asynchronmaschine

Das Betriebsverhalten von Drehstromkäfigläufermotoren für einen beliebigen Verlauf der Speisepannung, der Ströme und der Drehmomente lässt sich durch ein nichtlineares Dgl.-System beschreiben [20].

¹z. B. die Fehlerabschätzungen oder die maximalen Schrittweiten

$$\begin{aligned}
\frac{d\psi_{a1}}{dt} &= -\frac{R_1}{\sigma L_1}\psi_{a1} + \frac{MR_1}{\sigma L_1 L_2}\psi_{a2} + \omega_1\psi_{b1} + u_{a1} \\
\frac{d\psi_{b1}}{dt} &= -\frac{R_1}{\sigma L_1}\psi_{b1} + \frac{MR_1}{\sigma L_1 L_2}\psi_{b2} - \omega_1\psi_{a1} \\
\frac{d\psi_{a2}}{dt} &= -\frac{R_2}{\sigma L_2}\psi_{a2} + \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2}\psi_{a1} + \psi_{b2}(\omega_1 - \Omega) \\
\frac{d\psi_{b2}}{dt} &= -\frac{R_2}{\sigma L_2}\psi_{b2} + \frac{MR_2}{\sigma L_1 L_2}\psi_{b1} - \psi_{a2}(\omega_1 - \Omega) \\
\frac{d\Omega}{dt} &= \frac{p'}{\Theta}(m_{el} + m_A) \\
m_{el} &= \frac{3}{2} \frac{p'M}{\sigma L_1 L_2} (\psi_{a1}\psi_{b2} - \psi_{a2}\psi_{b1}) .
\end{aligned}$$

CIRCUIT DESCRIPTION

Simulation einer Asynchronmaschine, Eingepreagte Spannung,

Raumzeigermethode, 110 kW, Fluss als Systemvariable, Dgls. im A-B-System

DEFINED PARAMETERS

```

DPSIA1 = X1(-PR1/(PSIG*PL1)*PSIA1+PM*PR1/(PSIG*PL1*PL2)*PSIA2
            +POME*PSIB1+PUA1)
DPSIB1 = X2(-POME*PSIA1-PR1/(PSIG*PL1)*PSIB1
            +PM*PR1/(PSIG*PL1*PL2)*PSIB2)
DPSIA2 = X3(PM*PR2/(PSIG*PL1*PL2)*PSIA1-PR2/(PSIG*PL2)*PSIA2
            +(POME-POMER)*PSIB2)
DPSIB2 = X4((POMER-POME)*PSIA2+PM*PR2/(PSIG*PL1*PL2)*PSIB1
            -PR2/(PSIG*PL2)*PSIB2)
DPOMER = X5((PMEL+PMA)*PSTR/PTHET)
PMEL    = X6(1.5*PSTR*PM/(PSIG*PL1*PL2)*(PSIA2*PSIB1-PSIA1*PSIB2))
PDREHZ  = X7(POMER*60./(PSTR*PI2))
PSIG    = X8(1.-(PM*PM)/(PL1*PL2))
POME    = X9(PI2*PFREQ)
PDIFF   = X10(POME-POMER)
PSIA1   = 0,   PR1    = 25E-3,   PUA1    = 310.26
PSIB1   = 0,   PL1    = 9.71E-3,   PR2    = 20E-3
PSIA2   = 0,   PM     = 9.17E-3,   PTHET   = 2.8
PSIB2   = 0,   PL2    = 9.55E-3,   PSTR    = 2
POMER   = 0,   PFREQ  = 50,       PMA     = 0
PI2     = 6.283185307179586

```

OUTPUTS

```

PDREHZ (n), PLOT
PMEL (M), PLOT (PDREHZ(n))

```

RUN CONTROLS

```

STOP TIME = 2
INTEGRATION ROUTINE = RUK

```

END

Die Drehzahl- und Momentenverläufe sind in den Abbildungen 4.2 und 4.3 dargestellt.

Start-up of a squirrel cage motor

The dynamic behaviour of an induction motor may be described by a non-linear differential equation system. Cost effective simulation has been achieved by using the integration routine

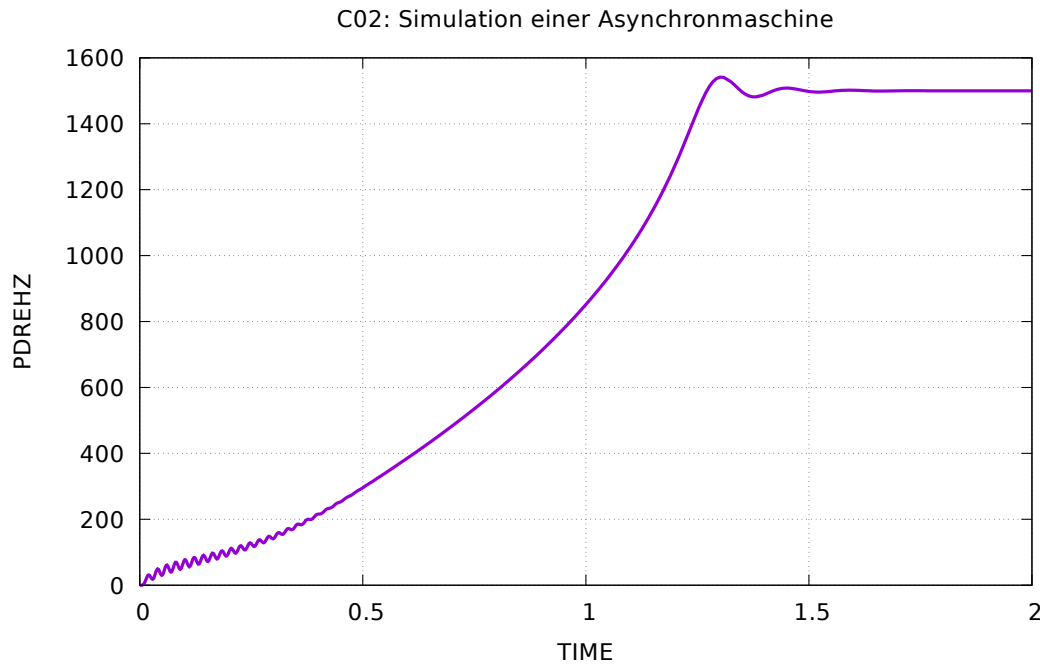


Abbildung 4.2: Drehzahlverlauf $n = f(t)$

RUK, which uses the Runge-Kutta fourth-order-accuracy formulas for the numerical solution of the differential equations [2]. The rotor speed $n = f(t) \equiv \text{PDREHZ}$ and torque $M = f(n) \equiv \text{PMEL}$ are shown in fig. 4.2 and 4.3 respectively.

4.3 C03: Hochspannungskabel

SCEPTRE sieht kein Modell für die Beschreibung von Leitungen vor. Es gibt Ansätze [12, 21], die die partiellen Differentialgleichungen einer Leitung z. B. durch Übertragungsfunktionen beschreiben. Schwierigkeiten bereiten u. a. die Bestimmung der Koeffizienten für die Zähler- und Nennerpolynome. Eine weitaus einfachere Methode besteht darin, die Leitung in eine Kette von T- oder II-Gliedern zu zerlegen. Dabei wird das Leitungsersatzschaltbild umso frequenzunabhängiger, je mehr Glieder man zur Beschreibung der Leitung verwendet.

In [22] werden die transienten Vorgänge an einem 1.2 km langen Gleichstrom-Hochspannungskabel bei einseitigem Kurzschluss untersucht. Ein vereinfachtes Ersatzschaltbild des Kabels zeigt Abbildung 4.4².

```
MODEL DESCRIPTION
MODEL STCK (TEMP) (EIN-AUS-NUL)
4poliges Kabelstueck-Ersatzschaltbild
ELEMENTS
RK,EIN-KN=0.014775
LK,KN-AUS=4.05E-6
CK,AUS-NUL=1.95E-9
```

²Es hat sich gezeigt, dass die Anordnung von Innenleiter, Rückleiter und Abschirmung des Kabels ein komplizierteres Ersatzschaltbild notwendig macht.

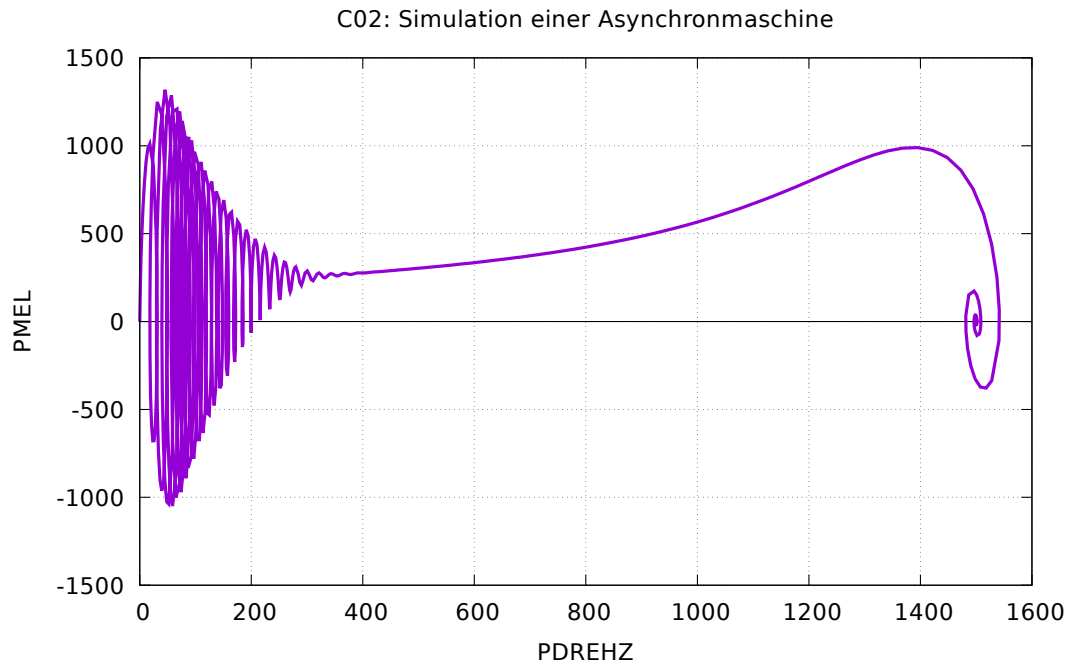


Abbildung 4.3: Drehmomentverlauf $M = f(n)$

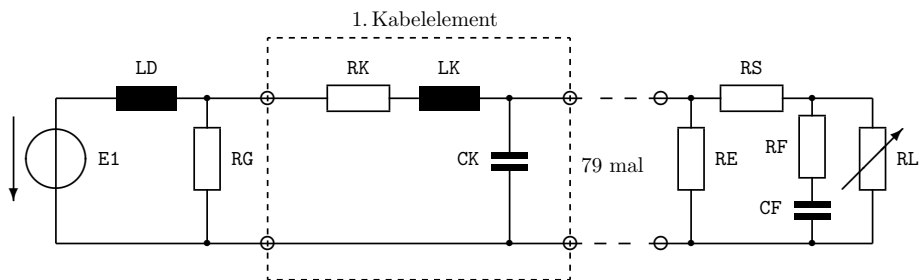


Abbildung 4.4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des Gleichstromkabels

CIRCUIT DESCRIPTION

C03: Gleichstromkabel, 1.2 km, Kurzschluss, 80 Elemente

ELEMENTS

E1,GND-KLD=75000

LD,KLD-KA=2.4

RG,KA-GND=100000

T1,KA-K1-GND=MODEL STCK (TEMP)

T2,K1-K2-GND=MODEL STCK (TEMP)

T3,K2-K3-GND=MODEL STCK (TEMP)

T4,K3-K4-GND=MODEL STCK (TEMP)

.. .. .

T77,K76-K77-GND=MODEL STCK (TEMP)

T78,K77-K78-GND=MODEL STCK (TEMP)

T79,K78-K79-GND=MODEL STCK (TEMP)

T80,K79-KE-GND=MODEL STCK (TEMP)

RE,KE-GND=100000000

```

RS,KE-KL=2
RF,KL-KF=20
CF,KF-GND=.0000075
RL,KL-GND=TABLE 1
FUNCTIONS
TABLE 1
0,300000,10E-6,300000,10E-6,.1,100E-6,.1
OUTPUTS
RL,VRE,VRG
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME=80E-6
MAXIMUM PRINT POINTS=0
MINIMUM STEP SIZE = 1E-30
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Der Kurzschluss, der erst nach $10\mu\text{s}$ auftritt, wird durch einen gesteuerten Widerstand RL simuliert. Beobachtet wird die Spannung am Anfang (VRG) und am Ende (VRE) des Kabels. Abbildung 4.5 zeigt die Spannungsverläufe, aus denen deutlich die Laufzeit des Kabels zu erkennen ist.

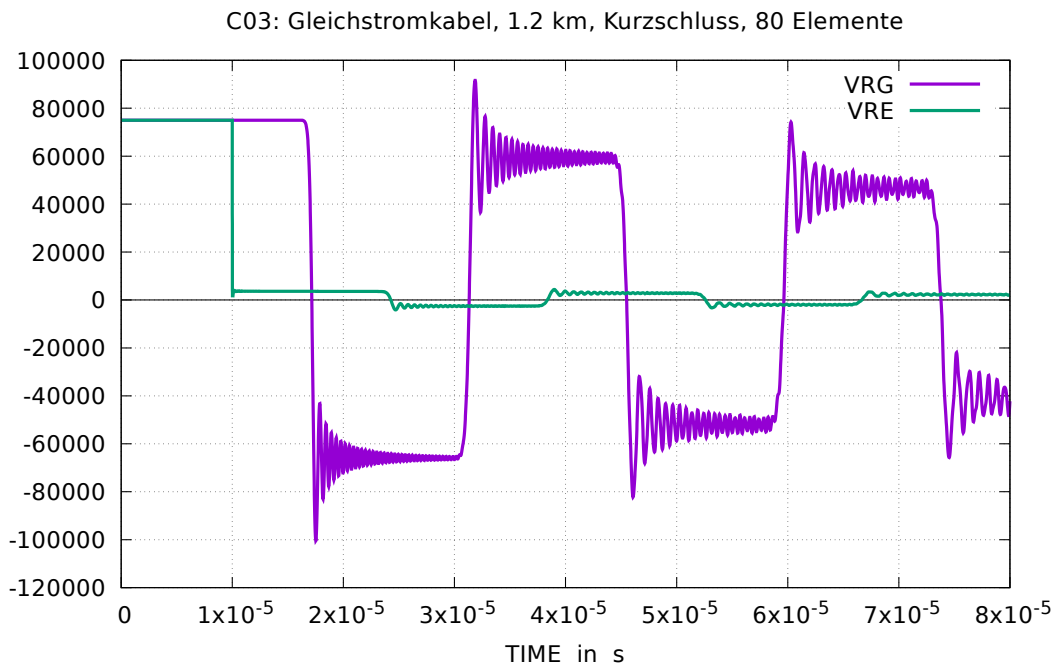


Abbildung 4.5: Spannungsverlauf am Kabelanfang (VRG) und -ende (VRE)

4.4 C04: Eimerkette

Abb. 4.6 zeigt eine Schaltung bestehend aus 11 Kondensatoren, die eine Kette bilden und mit Induktivitäten verbunden sind. Die Kapazitätswerte werden mit jedem Glied der Kette halbiert,

die Induktivitätswerte verdoppelt. Der erste Kondensator ist aufgeladen ($VC01=1$), alle anderen Energiespeicher sind zu Beginn der Simulation energielos.

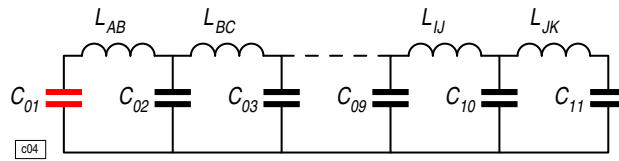


Abbildung 4.6: Schaltung der Eimerkette

CIRCUIT DESCRIPTION

C04: Eimerkette

ELEMENTS

C01, A - 0 = 1024,	C02, B - 0 = 512,	C03, C - 0 = 256
C04, D - 0 = 128,	C05, E - 0 = 64,	C06, F - 0 = 32
C07, G - 0 = 16,	C08, H - 0 = 8,	C09, I - 0 = 4
C10, J - 0 = 2,	C11, K - 0 = 1	
LAB, A - B = 1,	LBC, B - C = 2,	LCD, C - D = 4
LDE, D - E = 8,	LEF, E - F = 16,	LFG, F - G = 32
LGH, G - H = 64,	LHI, H - I = 128,	LIJ, I - J = 256
LJK, J - K = 512		

INITIAL CONDITIONS

VC01 = 1

OUTPUTS

VC01, VC11

RUN CONTROLS

STOP TIME = 1000

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

END

Den Ausgleichsvorgang der Spannungen am ersten und letzten Kondensator zeigt Abb. 4.7.

4.5 White-Schaltung

Die sogenannte White-Schaltung in Abbildung 4.8 wendet man zur Speisung von Beschleunigermagneten an. Die Magnete sind in Reihe geschaltet und werden mit Wechselstrom und einem überlagerten Gleichstrom erregt.

4.5.1 C05: Einschaltvorgang

Die Frequenz wird durch die Rechteckspannungsquelle E1 bestimmt und mit der Funktion FSINSQ³ erzeugt (oberer Pegel 109 V, unterer Pegel -109 V, Anstiegs- und Abfallzeit jeweils 1 ms, Pulsdauer 49 ms, Periode 100 ms, Flanken durch $\sin^2$ -Verläufe). Den Gleichstromanteil für den Magnetstrom liefert die Stromquelle JDC auf der Sekundärseite des Transformators. Die Elemente R4 und L4 fassen die Reihenschaltung der Magnete zusammen. Durch vorheriges Berechnen der Anfangsbedingungen kann der Einschwingvorgang, den die Gleichstromquelle JDC hervorrufen würde, unterdrückt werden.

³Quelltext im Anhang B

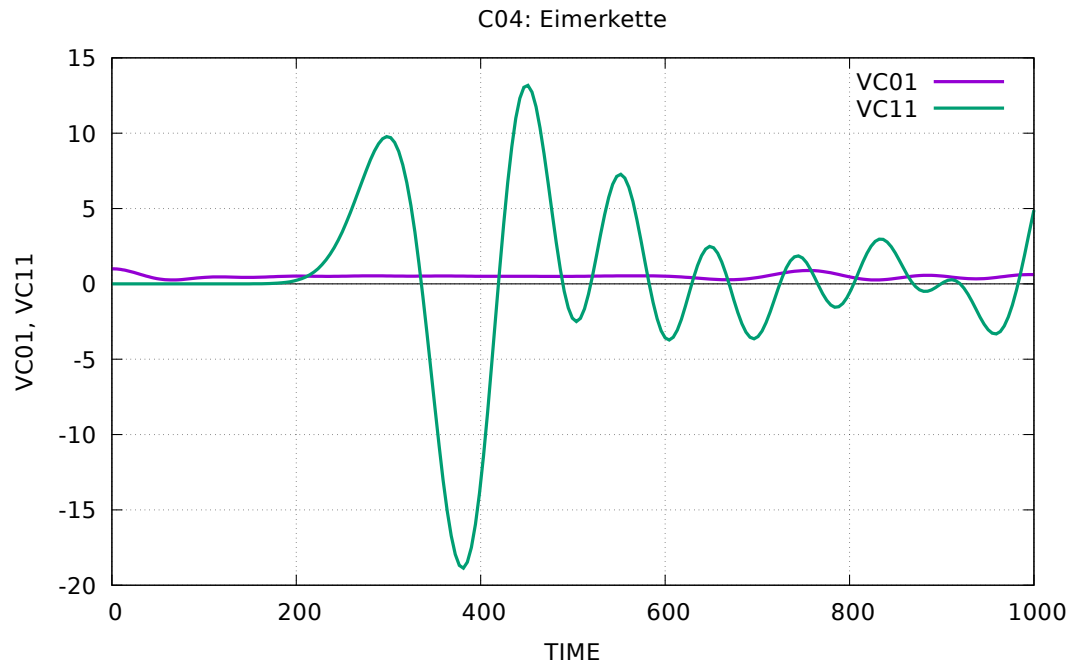


Abbildung 4.7: Spannungen VC01 und VC11

MODEL DESCRIPTION

MODEL TRAFO (TEMP) (UP-VP-US-VS)

ELEMENTS

RP, UP - 1P = 20E-3
 LP, 1P - VP = 11.1E-3
 LS, VS - 1S = 44.4E-3
 RS, 1S - US = 25E-3
 MPS, LP - LS = 21E-3

CIRCUIT DESCRIPTION

C05: BESSY2-Magnetstromversorgung DQ Kreis,
 Einschwingvorgang, Anregung durch Rechteckspannung

ELEMENTS

E1, 0- 1= FSINSQ (-109.D0,109.D0,0D0,1D-3,1D-3,49D-3,100D-3)
 L1, 1- 2= 190.3E-3
 R1, 2- 3= 2600E-3
 C1, 3 -4= 1.1E-3
 TR, 4-0-12-20 = MODEL TRAFO (TEMP)
 C2, 20-12= 5.3E-3
 L3, 12-13= 3.E-3
 R3, 13-14= 50.E-3
 C3, 14-15= 69.78E-3
 R4, 15-16= 322.E-3
 L4, 16-20= 34.89E-3
 C4, 15-20= 6.E-3
 JDC,12-15= PDC

DEFINED PARAMETERS

PDC = 73

OUTPUTS

IL1, IL3, IL4, VC2, VC4, E1

RUN CONTROLS

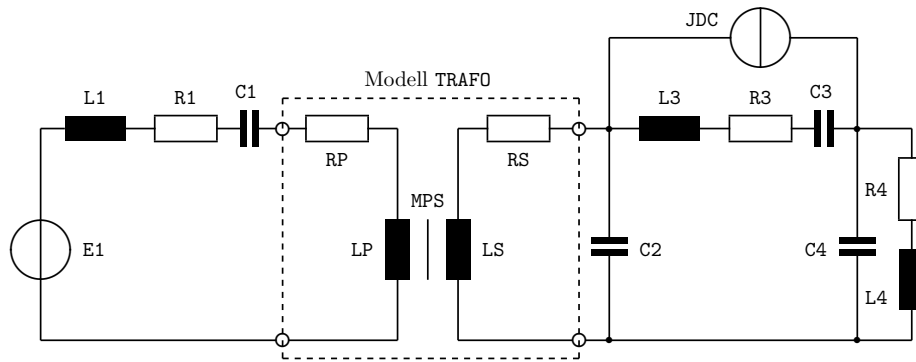


Abbildung 4.8: White-Schaltung

```

RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 0.8
INTEGRATION ROUTINE = RUK
END

```

Die Abbildungen 4.9 und 4.10 zeigen die Verläufe der Spulenströme und Kondensatorsspannungen beim Einschalten der Rechteckspannung E1.

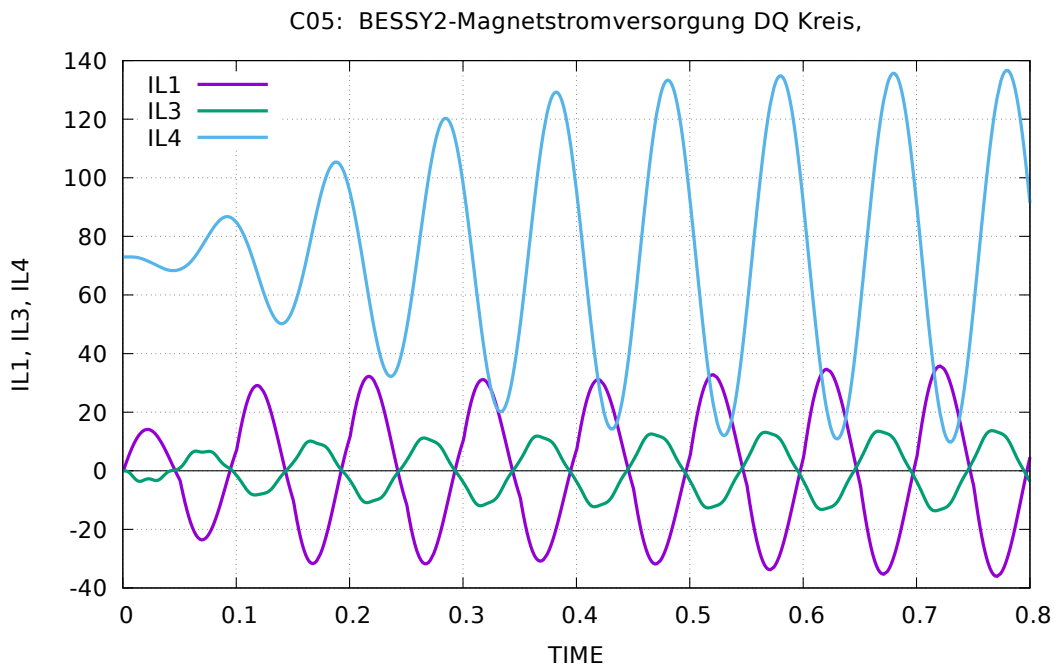


Abbildung 4.9: Stromverläufe IL1, IL3 und IL4 beim Einschalten

4.5.2 C06: Frequenzgang

Zur Untersuchung des Frequenzganges der White-Schaltung wird die Rechteckspannungsquelle E1 durch eine komplexe Sinusspannungsquelle ersetzt. Alle anderen Werte können unverändert

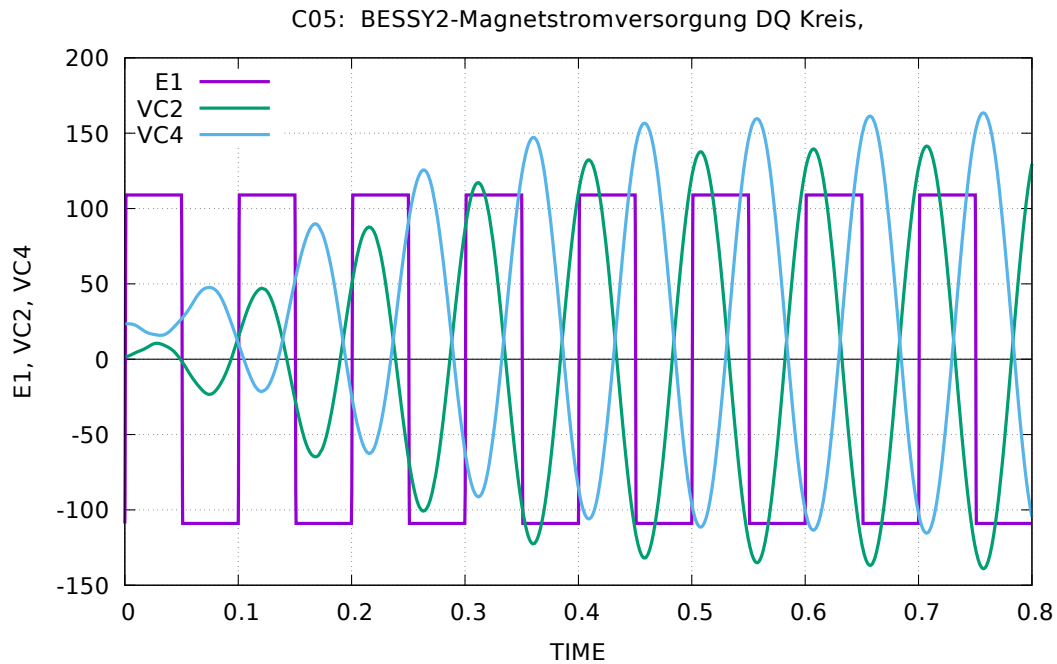


Abbildung 4.10: Spannungsverläufe E1, VC2 und VC4 beim Einschalten

von der TR-Analyse übernommen werden. Die Gleichstromquelle JDC hat keinen Einfluß auf den Frequenzgang. Bei der Wechselstromanalyse werden konstante Strom- und Spannungsquellen auf Null gesetzt.

```

MODEL DESCRIPTION
MODEL TRAFO (TEMP) (UP-VP-US-VS)
.....
CIRCUIT DESCRIPTION
C06: BESSY2-Magnetstromversorgung, Frequenzgang des DQ Kreises
ELEMENTS
  E1, 0- 1= (109.,0)
  .....
RUN CONTROLS
  RUN AC
  INITIAL FREQUENCY = 9
  FINAL FREQUENCY   = 12
  NUMBER FREQUENCY STEPS = 150
  TYPE FREQUENCY RUN = LOG
END

```

Die Amplituden der Spulenströme IL1, IL3 und IL4 in Abhängigkeit von der Frequenz sind in Abbildung 4.11 wiedergegeben.

Referenz: [23]

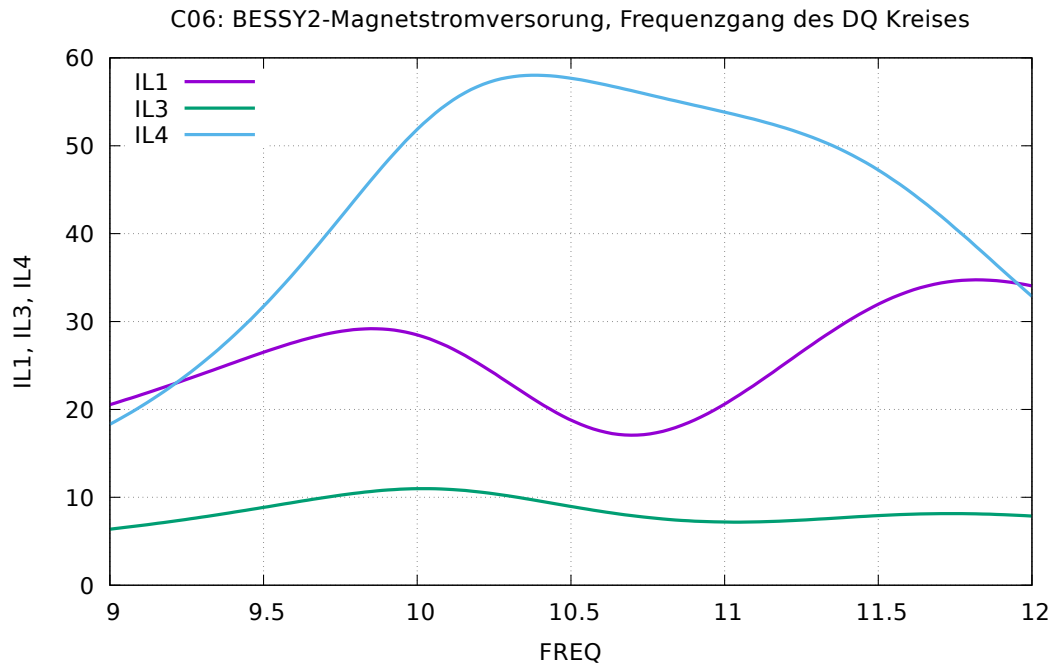


Abbildung 4.11: Spulenströme IL1, IL3 und IL4 in Abhängigkeit von der Frequenz

4.6 C07: Widerstandsmonitor

In [24] wird die Simulation eines Widerstandsmonitors beschrieben. Das Netzwerk wird durch eine geschlossene Kette von 32 Gliedern gebildet (Abbildungen 4.12 und 4.13).

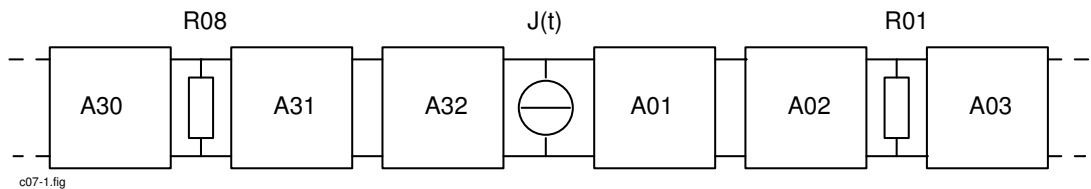


Abbildung 4.12: Gesamtnetzwerk des Widerstandsmonitors

MODEL DESCRIPTION

MODEL TZU (A-C-D)

ELEMENTS

LF, A-C = 3.5E-9

LZ, C-T = 1.8E-9

R , T-D = 5

C , C-D = 1.6E-12

CIRCUIT DESCRIPTION

C07: Widerstandsmonitor

ELEMENTS

J, 1-0 = X1 (PIO*DEXP(-((TIME-4*PSIG)*
(TIME-4*PSIG)/(2.*PSIG*PSIG))))

A01, 1-2-0 = MODEL TZU

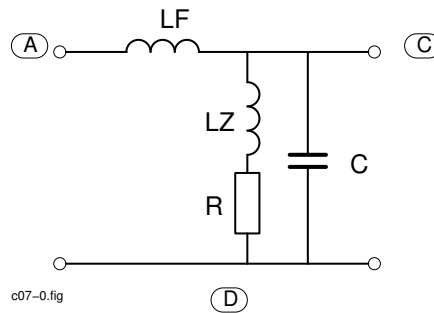


Abbildung 4.13: Ersatzschaltbild eines Kettenglieds

```

A02, 2-3-0 = MODEL TZU
R01, 3-0 = 100
A03, 3-4-0 = MODEL TZU
A04, 4-5-0 = MODEL TZU
... ..
A29, 29-30-0 = MODEL TZU
A30, 30-31-0 = MODEL TZU
R08, 31-0 = 100
A31, 31-32-0 = MODEL TZU
A32, 32-1-0 = MODEL TZU
DEFINED PARAMETERS
  PIO = 1
  PSIG = 3E-9
OUTPUTS
  J,VR01,VR02,VR03,VR04
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 60E-9
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Der gaußförmige Strompuls

$$i(t) = \hat{i} \exp\left(-\frac{(t-4\sigma)^2}{2\sigma^2}\right)$$

wird durch die Stromquelle J beschrieben, sein Verlauf ist aus Abbildung 4.14 ersichtlich.

4.7 C08: Kopplungsfreier Dämpfungsentzerrer

Bei der Übertragung elektrischer Signale treten im allgemeinen Verzerrungen auf, die u. a. dadurch entstehen, dass die einzelnen Spektralanteile der Signale verschieden stark gedämpft werden. Zur Kompensation dieser Dämpfungsverzerrung wird ein sogenannter Dämpfungsentzerrer zwischen das Übertragungssystem und den Abschlusswiderstand geschaltet, dessen Dämpfungsverlauf komplementär zu dem des Übertragungssystems sein soll, damit die Gesamtdämpfung frequenzunabhängig ist. Der Dämpfungsentzerrer muss u. a. folgende Eigenschaften aufweisen:

- konstanter Eingangswiderstand

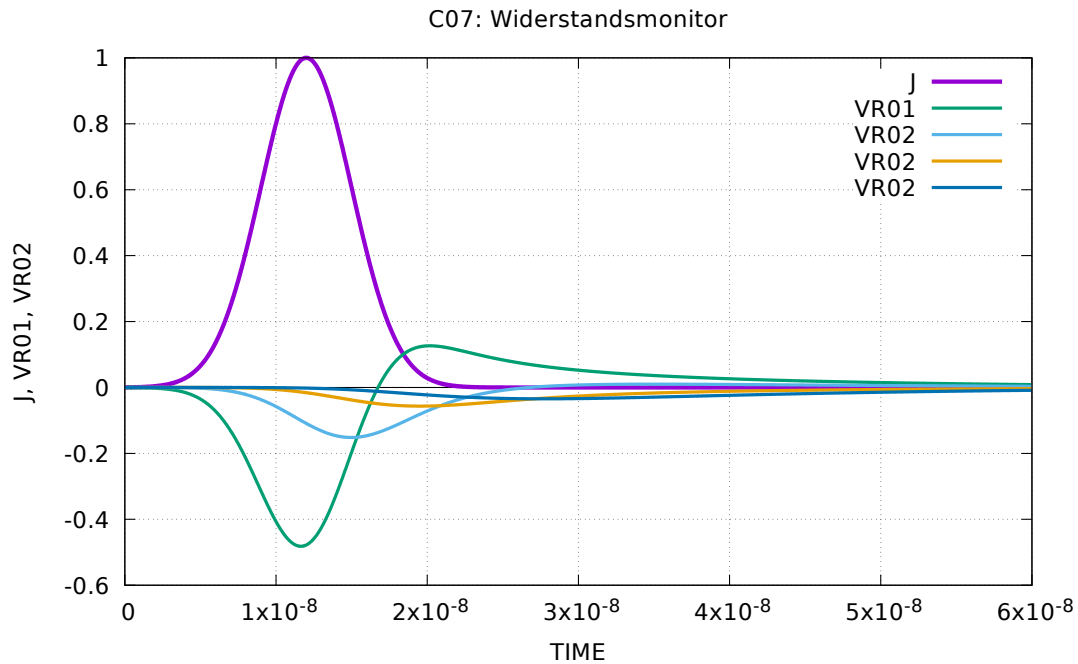


Abbildung 4.14: Strompuls $i(t)$ und Impulsantworten an den Widerständen R01 bis R04

- durchgehende Erdverbindung
- geringe Grunddämpfung
- keine Übertrager
- nur R-,L- und C-Elemente.

Die Schaltung nach Abbildung 4.15 zeigt das Ergebnis einer solchen Synthese [25]. Geprüft wird der Entzerrer im Frequenzbereich von 4 bis 70 MHz. Angeregt wird der Entzerrer durch die komplexe Wechselspannungsquelle E1.

Bei der Frequenzanalyse sind die definierten Parameter komplex und beginnen mit dem Buchstaben W. Die Eingangsimpedanz errechnet sich mittels eines komplexen Parameters aus $WZE = X2 \ (E1/IE1)$. Die Dämpfung ergibt sich aus $WDB = X3 \ (20 \cdot \text{LOG}_{10}(\text{ABS}(VR/E1)))$.

CIRCUIT DESCRIPTION

Analyse einer Filterschaltung

ELEMENTS

E1,	0-1	= (1,0)		
RK1A,	1-4	= 4.27716,	RK2A1,	1-2 = 281.691
LKA1,	2-4	= 10.25247E-8,	LKA2,	1-3 = 10.25247E-8
RK2A2,	3-4	= 281.691,	CKA,	2-3 = 0.1715806E-8
RMA,	4-6	= 9.65727,	CMA,	6-0 = 0.13442E-8
CRA,	4-5	= 1.010059433E-8,	RRA,	4-5 = 5.03399
LRA,	4-5	= 3.086602899E-8,	R1,	5-11 = 1
R2,	11-10	= 1,	R2B1,	5-7 = 0.036107
R2B2,	14-10	= 0.036107,	C1B1,	5-14 = 18.218886E-8
C1B2,	7-10	= 18.218886E-8,	L1B,	7-8 = 0.369132E-8
R1B,	8-14	= 0.084822,	L2B1,	11-12 = 18.218886E-8

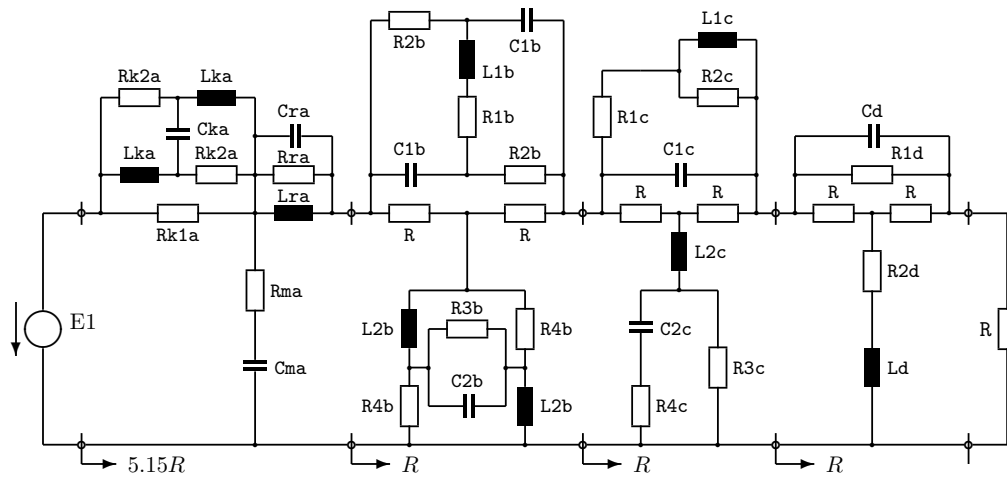


Abbildung 4.15: Kopplungsfreier Dämpfungsentzerrer

L2B2, 13-0	= 18.218886E-8,	R4B1, 12-0	= 27.69533
R4B2, 11-13	= 27.69533,	R3B, 12-13	= 11.78929
C2B, 12-13	= 0.369132E-8,	R3, 10-21	= 1
R4, 21-23	= 1,	R5, 23-24	= 1
R6, 24-25	= 1,	R, 25-0	= 1
C1C, 10-23	= 7.42792E-8,	L1C, 22-23	= 0.82512E-8
R1C, 10-22	= 0.17806,	R2C, 22-23	= 3.3749
L2C, 21-26	= 7.42792E-8,	C2C, 26-27	= 0.82512E-8
R3C, 26-0	= 5.61577,	R4C, 27-0	= 0.2963
R1D, 23-25	= 8.632,	R2D, 24-28	= 0.11584
CD, 23-25	= 41.3338E-8,	LD, 28-0	= 41.3338E-8

OUTPUTS
 VR, DEGREES
 WZE,WDB,COMPLEX
 DEFINED PARAMETERS
 WDB = X3 (20.*LOG10(ABS(VR/E1)))
 WZE = X2 (E1/IE1)
 RUN CONTROLS
 RUN AC
 INITIAL FREQUENCY = 4E6
 FINAL FREQUENCY = 70E6
 NUMBER FREQUENCY STEPS = 200
 TYPE FREQUENCY RUN = LINEAR
 USE FIXED AC MATRIX IN RERUNS
 PRINT EIGENVALUES
 RERUN DESCRIPTION
 RUN CONTROLS
 RUN AC
 TYPE FREQUENCY RUN = LOG
 END

Die Analyse wird mit logarithmischem Frequenzgang wiederholt: (RERUN DESCRIPTION, TYPE FREQUENCY RUN=LOG). Da dabei keine Netzwerkkomponenten geändert werden, braucht die Koeffizientenmatrix für den Wiederholungslauf nicht neu berechnet zu werden (USE FIXED AC MATRIX IN RERUNS).

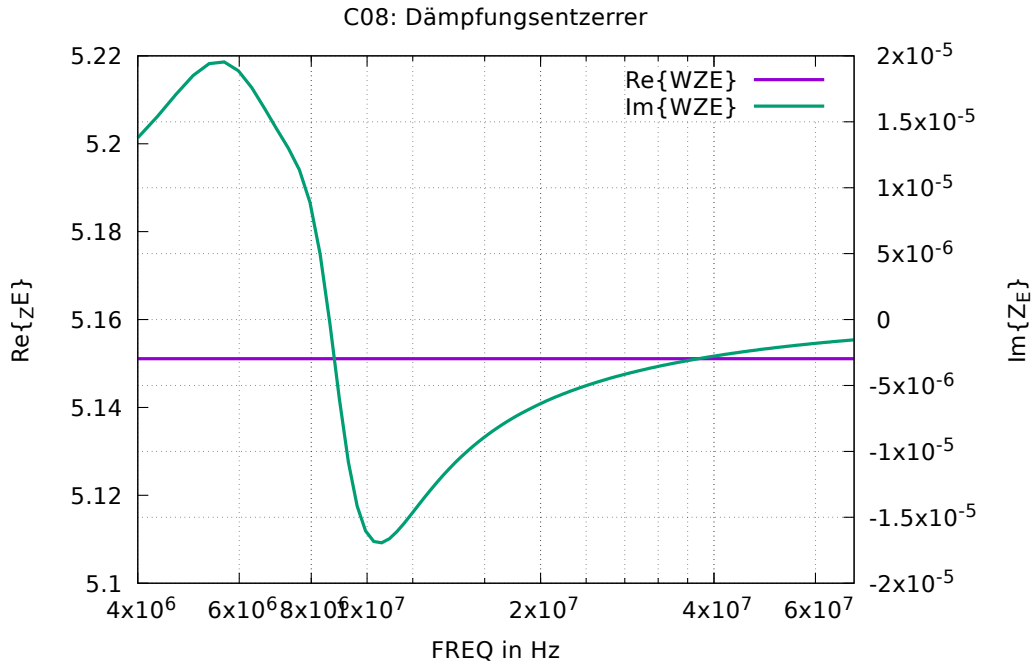


Abbildung 4.16: Real- und Imaginärteil der Eingangsimpedanz WZE

Abb. 4.16 zeigt, dass die Eingangsimpedanz im untersuchten Frequenzbereich mit $\Re(Z_E) = 5.1511$ und $|\Im(Z_E)| < 2 \cdot 10^{-5}$ den Erfordernissen entspricht. Abbildung 4.17 zeigt die Amplitude und Phasenlage der Ausgangsspannung VR in Abhängigkeit von der Frequenz.

Hinweis: bei der AC-Analyse sind die definierten Parameter komplexe Variablen mit Real- und Imaginärteil und sie werden mit dem Anfangsbuchstaben 'W' gekennzeichnet. In diesem Beispiel wird die Dämpfung (eine reelle Variable) berechnet und in der komplexen Variablen WDB abgespeichert, und zwar automatisch als Realteil⁴. Wichtig ist, dass man bei der Ausgabe unter OUTPUTS diese Variable komplex ausgibt. Dadurch erhält man den Realteil unverändert. Wird als Ausgabeformat DEGREES (Voreinstellung) oder RADIANS angegeben, wird in der Ausgabe der Realteil durch die Amplitude $\sqrt{\Re^2 + \Im^2}$ ersetzt.

4.8 C09: Lorenz Attraktor

Das folgende nichtlineare Differentialgleichungssystem stellte Lorenz 1963 im Zusammenhang mit Klimamodellen auf [26]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= -\sigma x + \sigma y \\ \dot{y} &= -xz + rx - y \\ \dot{z} &= xy - \beta z\end{aligned}$$

Mit den Parametern $\sigma = 10$, $\beta = \frac{8}{3}$ und $r = 28$ und den Anfangsbedingungen $x(0) = y(0) = z(0) = 0.01$ lautet die SCEPTRE-Eingabe dazu:

⁴Mit der FORTRAN-Funktion DCMLX kann man auch dem Imaginärteil Werte zuweisen.

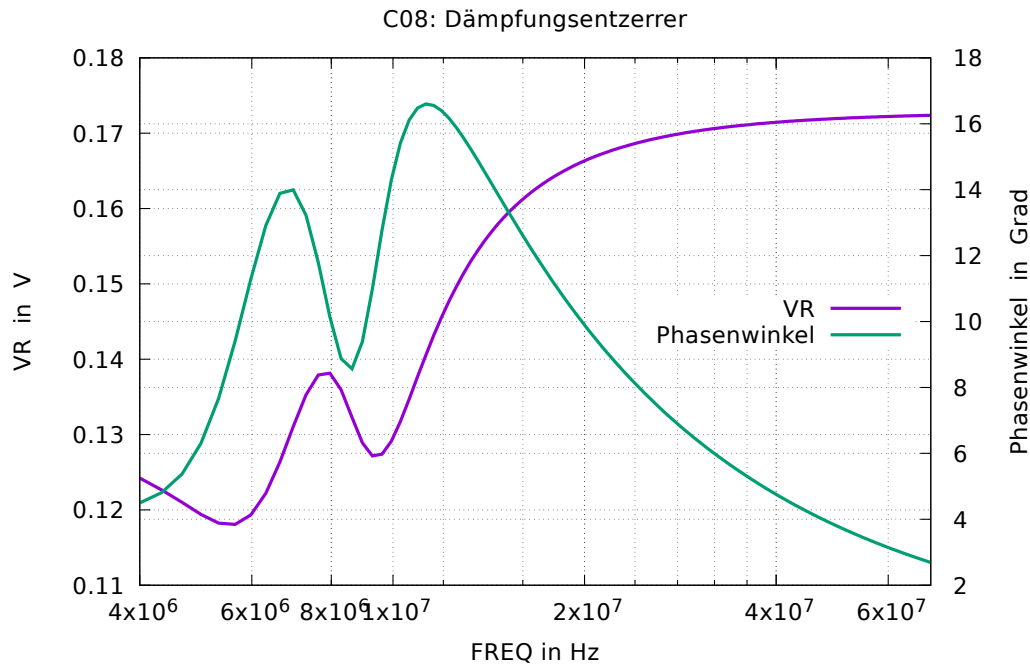


Abbildung 4.17: Amplitude und Phasenlage für VR

```

CIRCUIT DESCRIPTION
Lorenz-Attraktor
DEFINED PARAMETERS
  DPX = X1 (PSIGMA*(PY-PX))
  DPY = X2 (PR*PX-PY-PX*PZ)
  DPZ = X3 (-PBETA*PZ+PX*PY)
  PSIGMA=10, PBETA=2.6667, PR=28, PX=0.01, PY=0.01, PZ=0.01
OUTPUTS
  PX,PLOT(PY)
  PZ,PLOT(PY)
  PX,PLOT(PZ)
RUN CONTROLS
  STOP TIME=20
END

```

Die unter OUTPUTS angeforderten Projektionen $x(y)$, $z(y)$ und $x(z)$ stellen den bekannten Lorenz-Attraktor dar (Abbildungen 4.18).

Hinweis: Zum dreidimensionalen Zeichnen des Attraktors kopiert man z. B. die Lösungen $x(t)$, $y(t)$, $z(t)$ in eine dreispaltige Tabelle und zeichnet sie mit **gnuplot** mit folgendem Befehl:

```
splot '.....' using 1:2:3
```

Lorenz attractor

Usually non-electrical dynamic systems are described by a system of differential equations. For the SCEPTRE user there are two ways to proceed: as SCEPTRE is designed for electronic networks, it is rather obvious to convert the non-electrical system to its electrical analogy and then

3D LORENZ ATTRAKTOR

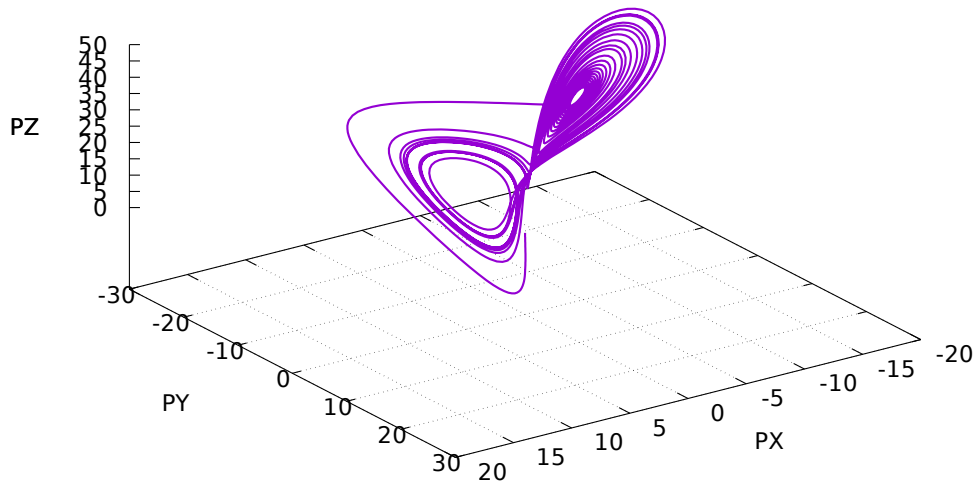


Abbildung 4.18: Lösung $PX, PY, PZ = f(t)$ der Lorenz-Gleichungen

prepare the input data in the normal fashion. The second method involves deriving the differential equations and entering them directly as *SCEPTRE* input using the *DEFINED PARAMETERS* mode. This method is easy to use and keeps the problem description very transparent to the user.

This example demonstrates the powerful features of defined parameters to solve simultaneously the nonlinear differential equations, which have been used by Lorenz to model changes in the climate [26].

After the simulation the famous Lorenz attractor may be viewed when plotting PX versus PY , and so on, as requested under the *OUTPUTS* subheading.

4.9 C10: Asynchronmaschine am Pulswechselrichter

In [27, 28] werden Verfahren zur Simulation des Betriebsverhaltens umrichter gespeister, elektrischer Antriebe mit *SCEPTRE* beschrieben. Das in Abbildung 4.19 gezeigte System stellt einen Asynchronmotor an einem Transistor-Pulswechselrichter dar [27]. Es besteht aus drei elektrisch getrennten Schaltungen, die über Parameter miteinander gekoppelt sind. Als Modelle der Asynchronmaschine werden ein dreiphasiges Ersatzschaltbild für den Ständer (abc-System) und ein zweiphasiges für den Läufer (dq-System) gewählt.

CIRCUIT DESCRIPTION

C10: ASYNCHRON-SCHNELL-LAEUFER , V16.5 UZK

F2=4.68 HZ, FG=400 HZ, FT=10.0-1.25 KHZ, A=0.8

ELEMENTS

EAB ,71 - 72 = X71 (PUA - PUB)

EBC ,72 - 73 = X72 (PUB - PUC)

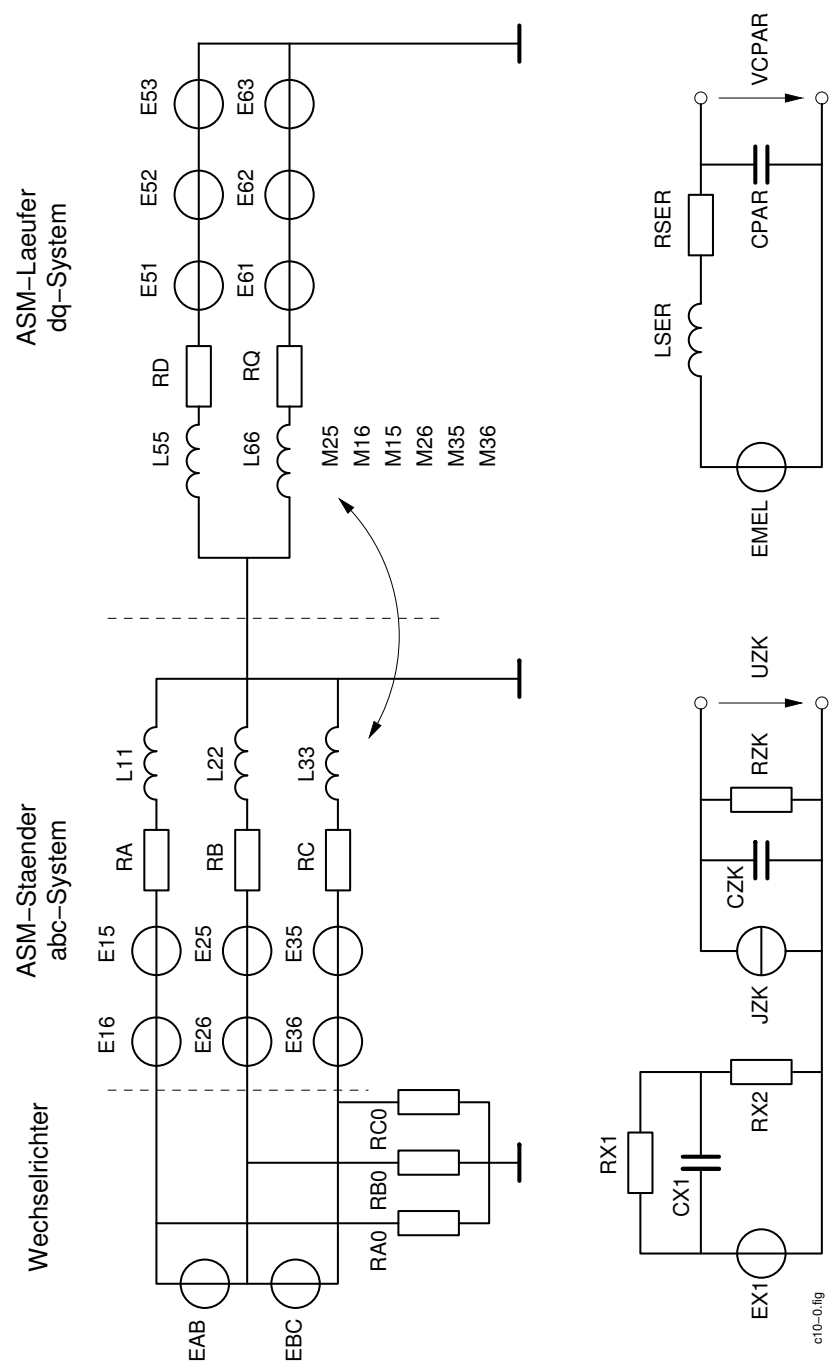


Abbildung 4.19: Wechselrichter mit Asynchron-Käfigläufermotor

4 Beispiele C

```

RA , 1 - 51 = PRS
RB , 2 - 52 = PRS
RC , 3 - 53 = PRS
RD , 5 - 15 = PRL
RQ , 6 - 16 = PRL
RA0 , 71- 0 = 1000.
RB0 , 72- 0 = 1000.
RC0 , 73- 0 = 1000.
E15 ,51-61 = X EG15 (IL55*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+ 0.0 ))
E16 ,61-71 = X EG16 (IL66*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+ 0.0 ))
E25 ,52-62 = X EG25 (IL55*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+PIZDM))
E26 ,62-72 = X EG26 (IL66*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+PIZDM))
E35 ,53-63 = X EG35 (IL55*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+PIZDP))
E36 ,63-73 = X EG36 (IL66*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+PIZDP))
E51 ,15-25 = X EG51 (IL11*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+ 0.0 ))
E52 ,25-35 = X EG52 (IL22*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+PIZDM))
E53 ,35- 0 = X EG53 (IL33*PMLS*POMER*DSIN(POMER*TIME+PIZDP))
E61 ,16-26 = X EG61 (IL11*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+ 0.0 ))
E62 ,26-36 = X EG62 (IL22*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+PIZDM))
E63 ,36- 0 = X EG63 (IL33*PMLS*POMER*DCOS(POMER*TIME+PIZDP))
L11 , 0 - 1 = PLS
L22 , 0 - 2 = PLS
L33 , 0 - 3 = PLS
L55 , 0 - 5 = PLL
L66 , 0 - 6 = PLL
M12 ,L11-L22 = PMSS
M13 ,L11-L33 = PMSS
M23 ,L22-L33 = PMSS
M15 ,L11-L55 = X MG15 (PMLS*DCOS(POMER*TIME+ 0.0 ))
M25 ,L22-L55 = X MG25 (PMLS*DCOS(POMER*TIME+PIZDM))
M35 ,L33-L55 = X MG35 (PMLS*DCOS(POMER*TIME+PIZDP))
M16 ,L11-L66 = X MG16 (-1.0*PMLS*DSIN(POMER*TIME+ 0.0 ))
M26 ,L22-L66 = X MG26 (-1.0*PMLS*DSIN(POMER*TIME+PIZDM))
M36 ,L33-L66 = X MG36 (-1.0*PMLS*DSIN(POMER*TIME+PIZDP))

EX1 , Z0 - Z1 = PIZK
CX1 , Z1 - Z2 = 1.E-6
RX1 , Z1 - Z2 = 1.E6
RX2 , Z2 - Z0 = 1.E3

JZK , Z0 - Z4 = FTABL1 ( 0. , VRX2 , 0.05 , TIME , PSW4 )
CZK , Z4 - Z0 = 1.34E-3
RZK , Z4 - Z0 = 2.E3

EMEL ,Q0 - Q1 = PTORQ
LSER ,Q1 - Q2 = 1.E-3
RSER ,Q2 - Q3 = FTABL1 ( 1. , 3.7E-2 , 0.11 , TIME , PSW1)
CPAR ,Q3 - Q0 = 2.6E-3
DEFINED PARAMETERS
PUN = 200.
PFR = 200.
PFL = 4.68
PTAKT = FTABL1 ( 10000., 1200., PSW5, TIME, PSW2 )
PM1 = FTABL1 ( -0.6 , 0.8 , 0.09, TIME, PSW3 )
PM2 = 0.

```

```

PSW1 = 0.
PSW2 = 1.
PSW3 = 0.
PSW4 = 0.
PSW5 = 0.2
PI2 = 6.283185307179586
PIZDP = 2.094395102393195
PIZDM = -2.094395102393195
PUA = FALL ( PUZK,PFR, 0. ,1.,PTAKT,TIME,PM1,PM2 )
PUB = FALL ( PUZK,PFR,PIZDM,1.,PTAKT,TIME,PM1,PM2 )
PUC = FALL ( PUZK,PFR,PIZDP,1.,PTAKT,TIME,PM1,PM2 )
PIZK = FIZK ( PUA,PUB,PUC,IL11,IL22,IL33 )
PUZK = X UZK ( PUN-VCZK )
POMEE = X P15 (PFR*PI2)
POMER = X P16 ((PFR-PFL)*PI2)
PELEK = X P17 (VRA0*IL11+VRB0*IL22+VRC0*IL33)
PDELT = X P18 ((E15+E16)*IL11+(E25+E26)*IL22+(E35+E36)*IL33)
PMECH = X P19 (2.0*PTORQ*POMER)
PTORQ = FTOR (IL11,IL22,IL33,IL55,IL66,PMLS,POMER,TIME)
PRS = 0.101
PRL = 0.075
PLS = 0.0099
PLL = 0.0144
PMSS = -0.0041
PMLS = -0.0114
OUTPUTS
EAB (U1U),PLOT
IL11 (I1U),PLOT
IL55 (I2A),PLOT
PTORQ (MEL),PLOT
VCPAR (MMECH),PLOT
PUZK (UZK),PLOT
RUN CONTROLS
START TIME = 0.0
STOP TIME = 0.1
MAXIMUM INTEGRATION PASSES = 500000
IC FOR RERUNS = MASTER RESULTS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
RERUN DESCRIPTION
DEFINED PARAMETERS
PSW1 = 1.
PSW2 = 0.
PSW3 = 1.
PSW4 = 0.
PSW5 = 0.115
RUN CONTROLS
START TIME = 0.1
STOP TIME = 0.14
MAXIMUM INTEGRATION PASSES = 500000
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Der Wechselrichter (WR) wird durch die beiden Spannungsquellen EAB und EBC simuliert. Die WR-Phasenspannungen werden dabei in dem Unterprogramm FALL berechnet. Die im Ständer und im Läufer induzierten Rotationsspannungen werden durch die Spannungsquellen E15

– E63 erzeugt. Die Gegeninduktivitäten M15 – M36 beschreiben die transformatorische Kopplung der einzelnen Wicklungsstränge in Abhängigkeit vom Drehwinkel. Das Differenzierglied, bestehend aus EX1, CX1, RX1, RX2 dient lediglich dazu, aus dem im Unterprogramm FIZK berechneten WR-Zwischenkreisstrom PIZK den Gleichanteil zu eliminieren. Die Stromquelle JZK des Zwischenkreises kann mittels des Unterprogrammes FTABL1 geschaltet werden und so z. B. in der Einschwingphase auf Null gesetzt werden. Das Unterprogramm FTOR berechnet aus den Strangströmen IL11 – IL66 das Luftspaltdrehmoment PTORQ. Das Netzwerk, bestehend aus EMEL(=PTORQ), LSER, RSER, CPAR trennt den Gleichanteil des mechanischen Drehmoments vom überlagerten Wechselanteil ab. Die Taktfrequenz PTAKT wird im Unterprogramm FTABL1 zum Zeitpunkt $t = \text{PSW5}$ von 10 kHz auf 1.25 kHz gesetzt, die Wechselrichteraussteuerung PM1 wird ab $t=0.09\text{ s}$ von 0.6 Sinus auf 0.8 Puls umgeschaltet. Einen Ausschnitt der Ergebnisse zeigen die Abbildungen 4.20, 4.21, 4.22 und 4.23.

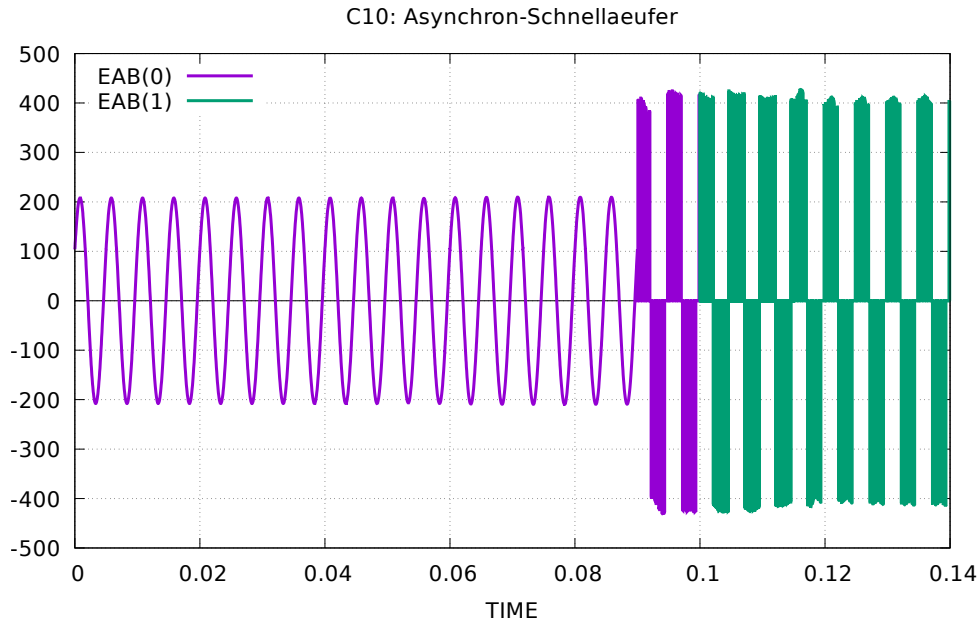


Abbildung 4.20: WR-Phasenspannung EAB

Die Simulation besteht aus 2 Teilen, dem Hauptlauf (*master run*) für $0 \leq t < 0.1\text{ s}$ und einem Wiederholungslauf, wobei der Wiederholungslauf im Prinzip die Simulation zeitlich weiterführt für $0.1\text{ s} \leq t < 0.14\text{ s}$, jedoch mit veränderten Parametern PSW1 – PSW5. Das wird erreicht mit der Anweisung IC FOR RERUNS = MASTER RESULTS.

4.10 C11: Solitonen

In [29] wird ein nichtlineares Netzwerk beschrieben, das Solitonlösungen besitzt. Im Prinzip besteht dieses Netzwerk aus einer Kettenschaltung von LC-Gliedern (Abbildung 4.24). Die Induktivitäten L_i sind konstant, die Kapazitäten C_i sind spannungsabhängig (Kapazitätsdioden). Die Kapazität C ändert in Abhängigkeit von der Kondensatorspannung U_C gemäß

$$C(U_C) = C_0 \left(\frac{U_{C0}}{U_C} \right) \ln \left(1 + \frac{U_C}{U_{C0}} \right)$$

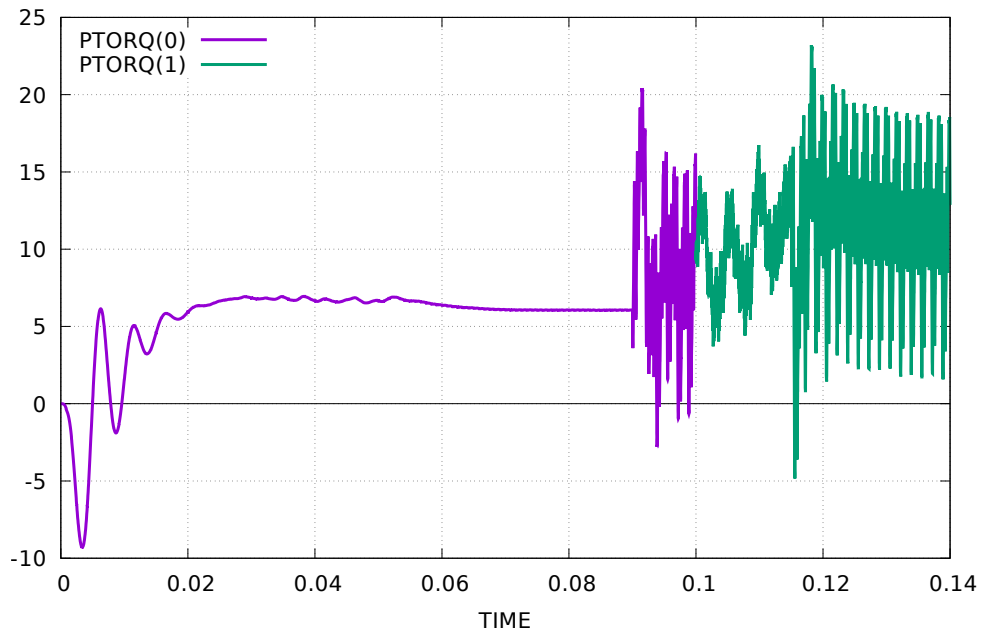


Abbildung 4.21: Elektrisches Luftspaltdrehmoment PTORQ

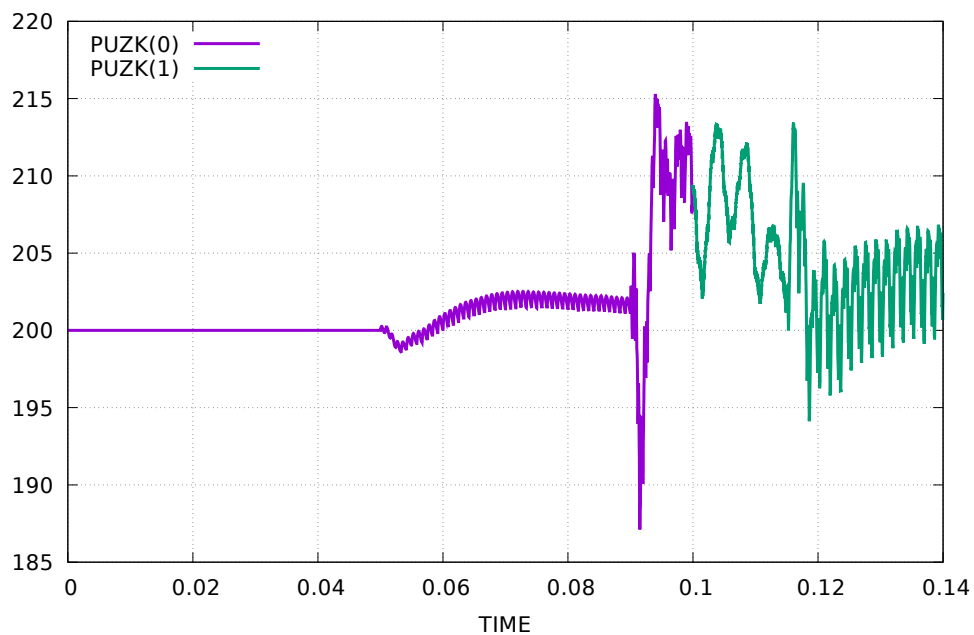


Abbildung 4.22: Zwischenkreisspannung UZK

mit C_0, U_{C0} als Initialwerte der Kapazitätsdiode. Im vorliegenden Fall berechnet sich jede Kapazität CXXX aus der Funktion $QC(PC, VCXXX) = (PC / (1 + VCXXX) * \log(2 + VCXXX))$. Der Anfangsimpuls wird in SCEPTRE über zwei aufgeladene Kondensatoren C001 und C002 simuliert.

CIRCUIT DESCRIPTION

C11: SOLITONEN SIMULATION MIT DISKREten ELEMENTEN, VC001-VC002=6

MASSEINHEITEN: R: C: H: I: U: T: F:

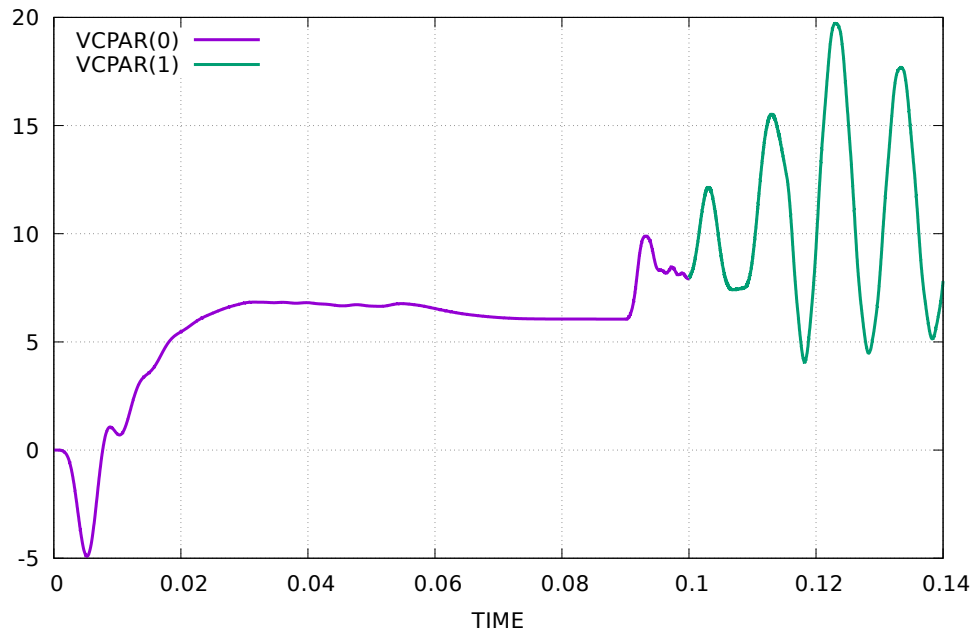


Abbildung 4.23: Mechanisches Wellendrehmoment VCPAR

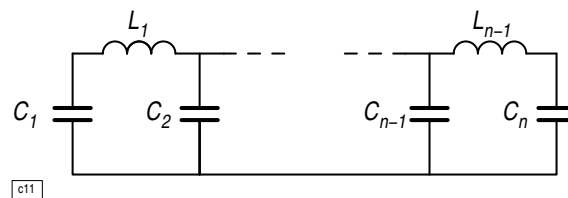


Abbildung 4.24: Schaltung zur Beobachtung von Solitonen

	KOHM	PF	UH	MA	V	NS	GHZ
ELEMENTS							
C001, 001 - 0 = QC(PC,VC001)							
C002, 002 - 0 = QC(PC,VC002)							
C003, 003 - 0 = QC(PC,VC003)							
C004, 004 - 0 = QC(PC,VC004)							
...	...	...	...	...			
C097, 097 - 0 = QC(PC,VC097)							
C098, 098 - 0 = QC(PC,VC098)							
C099, 099 - 0 = QC(PC,VC099)							
C100, 100 - 0 = QC(PC,VC100)							
L001, 001 - 002 = PL							
L002, 002 - 003 = PL							
L003, 003 - 004 = PL							
L004, 004 - 005 = PL							
L005, 005 - 006 = PL							
...	...	...	...	...			
L096, 096 - 097 = PL							
L097, 097 - 098 = PL							
L098, 098 - 099 = PL							

```

L099, 099 - 100 = PL
INITIAL CONDITIONS
  VC001=6, VC002=6
DEFINED PARAMETERS
  PL = 22
  PC = 27
FUNCTIONS
  QC(A,B) = (A/(1.+B)*DLOG(2.+B))
OUTPUTS
  VC001,VC100,PLOT
RUN CONTROLS
  STOP TIME= 4000
END

```

Die Verläufe der Spannungen am ersten und am 100. Kondensator als Funktion der Zeit sind in Abbildung 4.25 dargestellt.

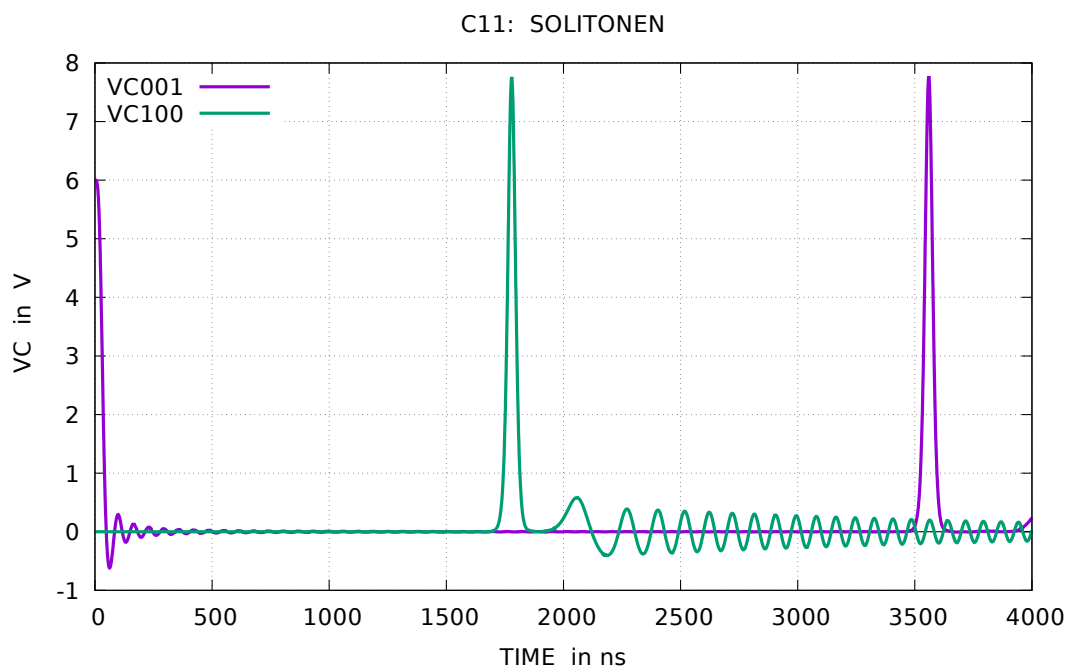


Abbildung 4.25: Spannung am 1. (VC001) und 100. Kondensator (VC100)

Referenz:[29]

Um die Ausbreitung der Spannungsimpulse beobachten zu können müssen alle Spannungswerte V_{C_i} , $i = 1, 100$ zu jedem Zeitschritt gezeichnet werden. Eine direkte Auswertung mittels SCEPTR-RE ist nicht möglich, da u. a. auch die Anzahl der Ausgabevariablen beschränkt ist. Abhilfe schafft z. B. ein selbstgeschriebenes FORTRAN-Unterprogramm, an das man die gewünschten Kondensatorspannungen übergibt:

```

DEFINED PARAMETERS
  PDUMMY = Fxxxx (TIME,VC001,VC002,...)
  ...

```

OUTPUTS

PDUMMY

....

Hinweis: Im Prinzip würde der Aufruf des Unterprogramms unter DEFINED PARAMETERS genügen. Falls SCEPTRE feststellt, dass die Ergebnisvariable (hier PDUMMY) nirgendwo verwendet wird, unterbleibt die Berechnung, d. h. der Aufruf des Unterprogramms Fxxxx findet nicht statt. Damit dies nicht passiert, muss die Ergebnisvariable PDUMMY mindestens ein zweites Mal auftauchen, hier z. B. unter OUTPUTS.

Die Parameter lassen sich dann zu jedem Integrationsschritt mit dem Unterprogramm z. B. auf eine externe Datei schreiben und separat auswerten, wie das folgende verkürzte Listing zeigt.

```

1  double precision function FC11 (TIME,V01,V02,V03,V04, ....)
2
3  implicit none
4  integer,parameter:: imax=97
5  real*8 :: V(imax), TIME,V01,V02,V03,V04,V05,V06,V07,....
6  logical:: lfirst=.true.
7  integer:: i
8
9  if (lfirst) then
10     open (2,status='unknown',form='formatted')
11     lfirst=.false.
12 end if
13 V(01)=V01; V(02)=V02; V(03)=V03; V(04)=V04; V(05)=V05; .....
14 write (2,(' "# TIME=",es12.5')) TIME
15 do i=1,imax
16     write (2,('f12.6, i4, F10.4')) TIME, i, V(i)
17 end do
18 write (2,(' (x) '))
19 end function FC11

```

Die Auswertung wurde mit **gnuplot** und der Anweisung `plot 'fort.2' u 2:1:3 w pm3d` gemacht. Abbildung 4.26 zeigt die Spannung an allen Kondensatoren C_1 bis C_{100} als Funktion der Zeit.⁵

4.11 C12: Solitonen 2-dimensional

Im vorliegenden Fall werden die L_i und C_i zu einem zweidimensionalen Feld zusammengeschaltet (Abb. 4.27). Angeregt wird die Schaltung durch den aufgeladenen Kondensator C00 unter INITIAL CONDITIONS.

CIRCUIT DESCRIPTION

C12: 2D SOLITONEN, NONLINEAR

MASSEINHEITEN: R: C: H: I: U: T: F:

⁵Im Prinzip können nur 97 Spannungen übergeben werden, da in SCEPTRE die Länge der Zeichen in der Argumentenliste beim Aufruf PDUMMY = Fxxxx (TIME,VC001,VC002,...) begrenzt ist.

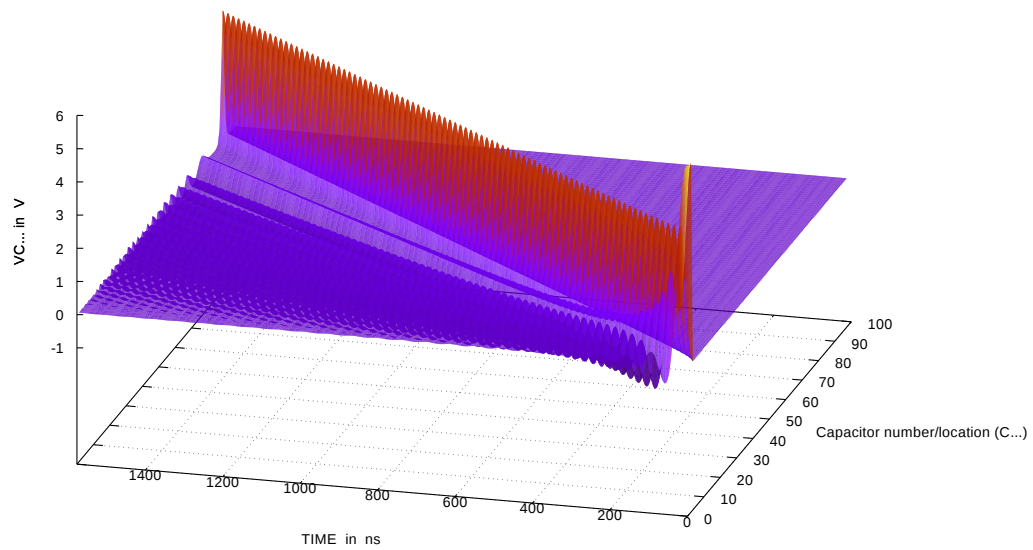


Abbildung 4.26: Spannungsverteilung an den Kondensatoren C001 bis C100 als Funktion der Zeit

```

                                KOHM  PF   UH   MA   V  NS   GHZ
ELEMENTS
    C00, 00 - 0 = QC(PC,VC00)
    C01, 01 - 0 = QC(PC,VC01)
    ...
    C98, 98 - 0 = QC(PC,VC98)
    C99, 99 - 0 = QC(PC,VC99)
    L0010, 00 - 10 = PL
    L1020, 10 - 20 = PL
    ...
    L8090, 80 - 90 = PL
    L0111, 01 - 11 = PL
    L1121, 11 - 21 = PL
    ...
    L9798, 97 - 98 = PL
    L9899, 98 - 99 = PL
INITIAL CONDITIONS
    VC00=5
DEFINED PARAMETERS
    PL = 22
    PC = 27
    PDUM = FC12 (-2,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME,TIME)
    PDUM0= FC12 (0,VC00,VC01,VC02,VC03,VC04,VC05,VC06,VC07,VC08,VC09)
    PDUM1= FC12 (1,VC10,VC11,VC12,VC13,VC14,VC15,VC16,VC17,VC18,VC19)
    PDUM2= FC12 (2,VC20,VC21,VC22,VC23,VC24,VC25,VC26,VC27,VC28,VC29)
    PDUM3= FC12 (3,VC30,VC31,VC32,VC33,VC34,VC35,VC36,VC37,VC38,VC39)
    PDUM4= FC12 (4,VC40,VC41,VC42,VC43,VC44,VC45,VC46,VC47,VC48,VC49)

```

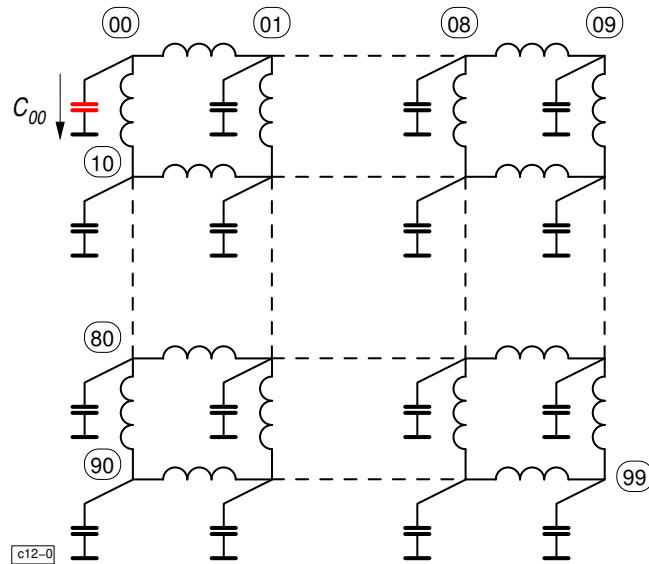


Abbildung 4.27: 2D Schaltung zur Beobachtung von Solitonen

```

PDUM5= FC12 (5,VC50,VC51,VC52,VC53,VC54,VC55,VC56,VC57,VC58,VC59)
PDUM6= FC12 (6,VC60,VC61,VC62,VC63,VC64,VC65,VC66,VC67,VC68,VC69)
PDUM7= FC12 (7,VC70,VC71,VC72,VC73,VC74,VC75,VC76,VC77,VC78,VC79)
PDUM8= FC12 (8,VC80,VC81,VC82,VC83,VC84,VC85,VC86,VC87,VC88,VC89)
PDUM9= FC12 (9,VC90,VC91,VC92,VC93,VC94,VC95,VC96,VC97,VC98,VC99)
PDSUM= X1(PDUM0+PDUM1+PDUM2+PDUM3+PDUM4+PDUM5+PDUM6+PDUM7+
          PDUM8+PDUM9)

```

```

FUNCTIONS
  QC(AA,BB) = (AA/(1.+BB)*DLOG(2.+BB))
OUTPUTS
  VC00,VC09,PDSUM,PDUM
RUN CONTROLS
  STOP TIME= 500
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Referenz:[29]

Mit SCEPTRE ist eine Darstellung der räumlichen Ausbreitung der Kondensatorsspannungen nicht möglich (siehe auch Beispiel C11). Statt dessen bietet sich wieder das Programm **gnu-plot** an. Die Dummy-Variablen PDUM... werden benutzt, um das FORTRAN Unterprogramm FC12 aufzurufen und jeweils 10 Kondensatorspannungen reihenweise an das Unterprogramm zu übergeben. Der erste Parameter in der Parameterliste dient der Zuordnung zu den insgesamt 10 Reihen. Bei der Anweisung zu PDUM mit -2 als ersten Parameter wird nur die Simulationszeit TIME übergeben.⁶

Das folgende Listing zeigt den Aufbau des Fortran-Unterprogramms FC12.

```

1 double precision function FC12 (IDX,V00,V01,V02,V03,...,V08,V09)
2 implicit none

```

⁶Die unter FORTRAN 90/95 mögliche optionale Parameterliste (OPTIONAL-Attribut mit PRESENT-Funktion) funktioniert unter SCEPTRE nicht. Deshalb wird die Parameterliste mit 9 identischen Parametern wiederholt, um die Fehlermeldung des Compilers zu vermeiden.

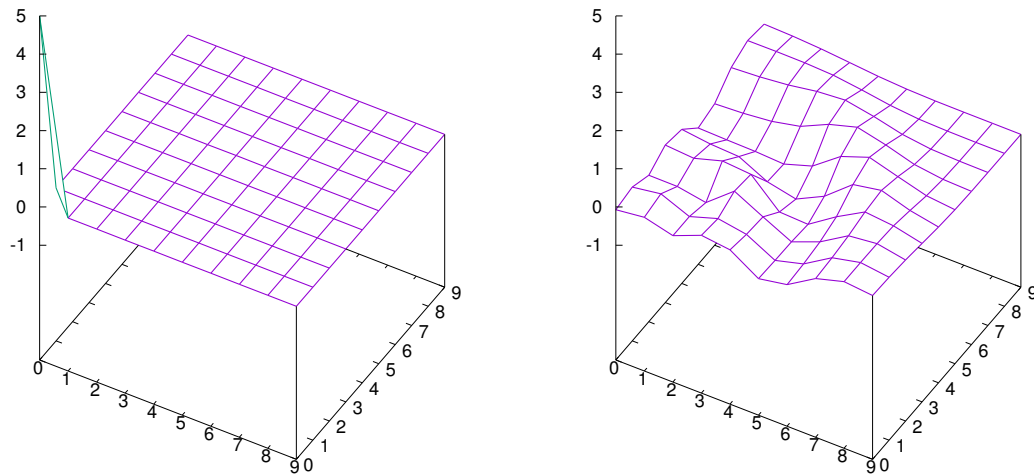


Abbildung 4.28: Zweidimensionale Verteilung der Kondensatorsspannungen zu Beginn der Simulation (links) und nach 167 ns (rechts)

```

3  integer,parameter:: imax=10
4  real*8 :: V(0:imax-1,0:imax-1)
5  real*8 :: IDX,V00, V01,V02,V03,V04,V05,V06,V07,V08,V09
6  logical:: lfirst=.true.
7  integer:: i,j,k
8  if (lfirst) then
9      open (2,status='unknown',form='formatted')
10     lfirst=.false.
11 end if
12 if (nint(IDX) < 0) then
13     write (2,(' # TIME=",es12.5)') V00
14     return
15 end if
16 j=nint(IDX)
17 V(j,0)=V00; V(j,1)=V01; V(j,2)=V02; V(j,3)=V03; V(j,4)=V04
18 V(j,5)=V05; V(j,6)=V06; V(j,7)=V07; V(j,8)=V08; V(j,9)=V09
19 FC12 = sum(v(j,0:9))
20 if (j.eq.9) then
21     do i=0,9
22         do k=0,9
23             write (2,('i4, i4, F10.4)') i,k, V(i,k)
24         end do
25         write (2,('x)')
26     end do
27     write (2,('/')')
28 end if
29 end function FC12

```

Damit die PDUM...-Variablen berechnet werden⁷, werden zusätzlich ihre Werte in die Variable

⁷siehe Hinweis im Beispiel [C11: Solitonen](#)

PDSUM addiert und diese Variable unter OUTPUTS ausgegeben⁸.

Wie bereits im Beispiel C11 gezeigt schreibt man die zu zeichnenden Werte gruppenweise in eine Datei, die mit **gnuplot** ausgewertet werden kann. Abb. 4.28 zeigt einen *Multiplot* der zweidimensionalen Verteilung aller Kondensatorspannungen zu zwei verschiedenen Zeitpunkten. Deutlich erkennt man, wie sich die Spannung am Kondensator VC00 abbaut und sich wellenförmig auf die benachbarten Kondensatoren ausbreitet.

Das folgende **gnuplot**-Skript kann man benutzen, um sich die Ausbreitung z.B. am Bildschirm anzuschauen (siehe auch [30]).

```
1 set style data lines
2 set hidden
3 set xrange [-1.5:1.5]
4 n=1
5 load "c12-2-1.gpi"
6 pause -1
```

Die Datei "c12-2-1.gpi" enthält folgende Anweisungen:

```
1 splot 'fort.2' index n
2 n=n+1
3 if (n < 2808) reread
```

wobei die Zahl 2808 durch die tatsächliche Anzahl der Datensätze (= Integrationsschritte = INTEGRATION STEP COUNTER) ersetzt werden muss.

4.12 C13: Toleranzanalyse mit einfachem RC-Netzwerk

Schaltung siehe Abbildung 4.29.

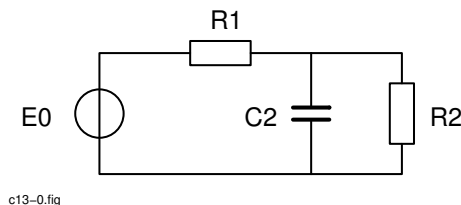


Abbildung 4.29: Einfaches RC-Netzwerk

CIRCUIT DESCRIPTION

C13: Toleranzanalyse mit einfacher R-Kombination

ELEMENTS

E0,0-1=1(5)
 R1,1-2=1(10)
 C2,2-0=7
 R2,2-0=9(20)

⁸Diese Maßnahme hat keinen physikalischen Bezug zum Problem sondern dient nur dazu, die Variablen PDUM... ein zweites Mal anzusprechen.

```

DEFINED PARAMETERS
PT=X3(IE0*IE0*(R1+R2))
GPT=P31*DIE0+P32*DR1+P33*DR2
P31=X31(2*IE0*(R1+R2))
P32=X32(IE0*IE0)
P33=P32
PTS=X4(VR1*VR1/R1+VR2*VR2/R2)
GPTS=P41*DVR1+P42*DR1+P43*DVR2+P44*DR2
P41=X41(2*VR1/R1)
P42=X42(-VR1**2/R1**2)
P43=X43(2*VR2/R2)
P44=X44(-VR2**2/R2**2)
P2=X1(R2*IR2*IR2)
GP2=P11*DR2+P12*DIR2
P11=X11(IR2*IR2)
P12=X12(2*R2*IR2)
P2S=X2(VR2*VR2/R2)
GP2S=P21*DVR2+P22*DR2
P21=X21(2*VR2/R2)
P22=X22(-(VR2*VR2/(R2*R2)))
P5=X5(E0*IE0)
GP5=P51*DE0+P52*DIE0
P51=X51(IE0)
P52=X52(E0)
OUTPUTS
VR1,VR2,IR2,P2,P2S,PT,PTS,P5
OPTIMIZATION
(VR1,VR2,IR1,P2,P2S,PT,PTS,P5/E0,R1,R2)
WORST CASE
(VR1,VR2,IR1,P2,P2S,PT,PTS,P5/E0,R1,R2)
MONTE CARLO
(VR1,VR2,IR2,P2,P2S,PT,PTS,P5/E0,R1,R2)
SENSITIVITY
(VR1,VR2,IR1,P2,P2S,PT,PTS,P5/E0,R1,R2)
RUN CONTROLS
FULIST
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
RUN OPTIMIZATION = 9999
OPTIMIZATION CRITERION = 1D-20
RUN WORST CASE
RUN MONTE CARLO = 9999
RUN SENSITIVITY
END

```

Die Toleranzanalysen funktionieren nur dann, wenn mindestens eine Kapazität (oder Induktivität) in der Schaltung auftaucht. Die Kapazität hat keinen Einfluß auf die Schaltung.

Die Toleranzanalysen werden immer in der Reihenfolge

1. SENSITIVITY
2. MONTE-CARLO
3. WORST-CASE
4. OPTIMIZATION

durchgeführt. Die anschließende Berechnung der Anfangsbedingungen erfolgt mit den Werten der letzten Analyse.

Bei SENSITIVITY brauchen die Elemente keine Toleranzen aufzuweisen. Als Ausgabe wird gewünscht:

OUTPUTS

VR1,VR2,IR2,P2,P2S,PT,PTS,P5

Die Leistungen werden mittels DEFINED PARAMETERS berechnet. P2/P2S sind die im Widerstand R2 umgesetzten Leistungen.

$$P_2 = R_2 I_{R2}^2$$

$$P_{2S} = \frac{V_{R2}^2}{R_2}$$

Die Gesamtleistungen PT, PTS, P5 werden auf verschiedene Arten ermittelt:

$$P_T = (R_1 + R_2) I_{E0}^2$$

$$P_{TS} = \frac{V_{R1}^2}{R_1} + \frac{V_{R2}^2}{R_2}$$

$$P_5 = E_0 I_{E0}$$

Die vollständigen Differentiale der definierten Parameter⁹ lauten:

$$\begin{aligned} d P_2 &= \frac{\partial P_2}{\partial I_{R2}} d I_{R2} + \frac{\partial P_2}{\partial R_2} d R_2 = (2 I_{R2} R_2) d I_{R2} + (I_{R2}^2) d R_2 \\ d P_{2S} &= \frac{\partial P_{2S}}{\partial V_{R2}} d V_{R2} + \frac{\partial P_{2S}}{\partial R_2} d R_2 = 2 \frac{V_{R2}}{R_2} d V_{R2} - \frac{V_{R2}^2}{R_2^2} d R_2 \\ d P_T &= \frac{\partial P_T}{\partial I_{E0}} d I_{E0} + \frac{\partial P_T}{\partial R_1} d R_1 + \frac{\partial P_T}{\partial R_2} d R_2 \\ &= [2 I_{E0} (R_1 + R_2)] d I_{E0} + I_{E0}^2 d R_1 + I_{E0}^2 d R_2 \\ d P_{TS} &= \frac{\partial P_{TS}}{\partial V_{R1}} d V_{R1} + \frac{\partial P_{TS}}{\partial R_1} d R_1 + \frac{\partial P_{TS}}{\partial V_{R2}} d V_{R2} + \frac{\partial P_{TS}}{\partial R_2} d R_2 \\ &= 2 \frac{V_{R1}}{R_1} d V_{R1} - \frac{V_{R1}^2}{R_1^2} d R_1 + 2 \frac{V_{R2}}{R_2} d V_{R2} - \frac{V_{R2}^2}{R_2^2} d R_2 \\ d P_5 &= \frac{\partial P_5}{\partial E_0} d E_0 + \frac{\partial P_5}{\partial I_{E0}} d I_{E0} \end{aligned}$$

Beim Aufstellen des vollständigen Differentials ist folgendes zu beachten:

- für jede Variable, die in der Formel und in der unabhängigen Variablenliste auftritt, muss die partielle Ableitung angegeben werden; dabei sind Ausdrücke, die Elemente mit Toleranzgrenzen enthalten, ebenfalls anzugeben, also alles, was sich ändern kann;
- die Definition des vollständigen Differentials GP...=... erfolgt ohne Klammern und **nicht** in Form einer X/EXPRESSION-Anweisung. Das Format muss eingehalten werden.

⁹wird bei SENSITIVITY, OPTIMIZATION, WORST-CASE benötigt, wenn der definierte Parameter als abhängige Variable auftritt

Bei der Monte Carlo Analyse wird mit der letzten zufälligen Kombination die Anfangsbedingungen berechnet, falls nicht OPTIMIZATION bzw. WORST-CASE folgen.

SCEPTRE überprüft nicht, ob das vollständige Differential „vollständig“ ist.

4.13 C17: Modeling of chaotic DC-DC converters

Reference: [31]

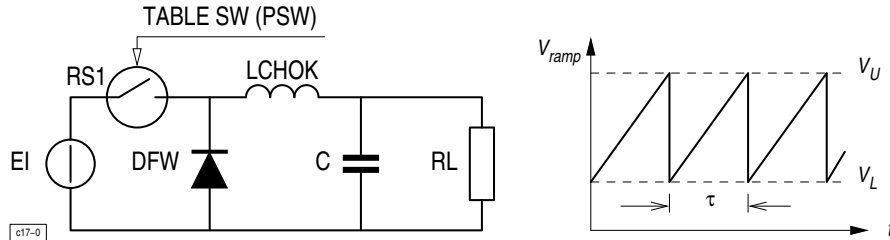


Figure 4.30: Circuit diagram and ramp voltage

CIRCUIT DESCRIPTION

C17: modeling of chaotic DC-DC converters ...

ELEMENTS

EI, 0-2 = 35
 RS1, 2-3 = TABLE SW (PSW)
 DFW, 0-3 = MODEL 1N4001 (PERM)
 LCHOK, 3-8 = 20E-3
 C, 8-0 = 47E-6
 RL, 8-0 = 22

INITIAL CONDITIONS

VC = 11.75
 ILCHOK = 0.52

FUNCTIONS

TABLE SW = -1,100E3, 0.0,100E3, 0.0,0.6, 1,0.6

DEFINED PARAMETERS

PRAMP= X1 (3.8+(8.2-3.8)*MOD((TIME/400.E-6),1D0))
 PSW = X3 (PRAMP-PCON)
 PREF = 11.3
 PCON = X2 (8.4*(VRL-PREF))

OUTPUTS

PRAMP,PCON,VRL,ILCHOK,PSW,RS1

RUN CONTROLS

MAXIMUM STEP SIZE = 2E-6
 INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
 STOP TIME = 2E-3

END

According to [31] the output voltage of the DC-DC converter $v(t) \equiv VRL$ is compared with the reference voltage $v_{\text{ref}} \equiv PREF$:

$$v_{\text{con}}(t) = v(t) - v_{\text{ref}}$$

The difference voltage $v_{\text{con}}(t) \equiv \text{PCON}$ in turn is compared with the ramp voltage $v_{\text{ramp}}(t) \equiv \text{PRAMP}$ giving

$$v_{\text{sw}}(t) = v_{\text{ramp}}(t) - v_{\text{con}}(t)$$

$v_{\text{sw}} \equiv \text{PSW}$ controls a switch, which is realized in SCEPTRE by a table driven resistance RS1

$$R_{\text{S1}} = \begin{cases} 100 \text{ k}\Omega & \text{if } v_{\text{sw}} \leq 0.0 \\ 0.6 \Omega & \text{if } v_{\text{sw}} \geq 0.0 \end{cases}$$

The ramp voltage (see fig. 4.30) is created by

$$v_{\text{ramp}}(t) = v_{\text{L}} + (v_{\text{U}} - v_{\text{L}}) \left[\left(\frac{t}{\tau} \right) \bmod 1 \right].$$

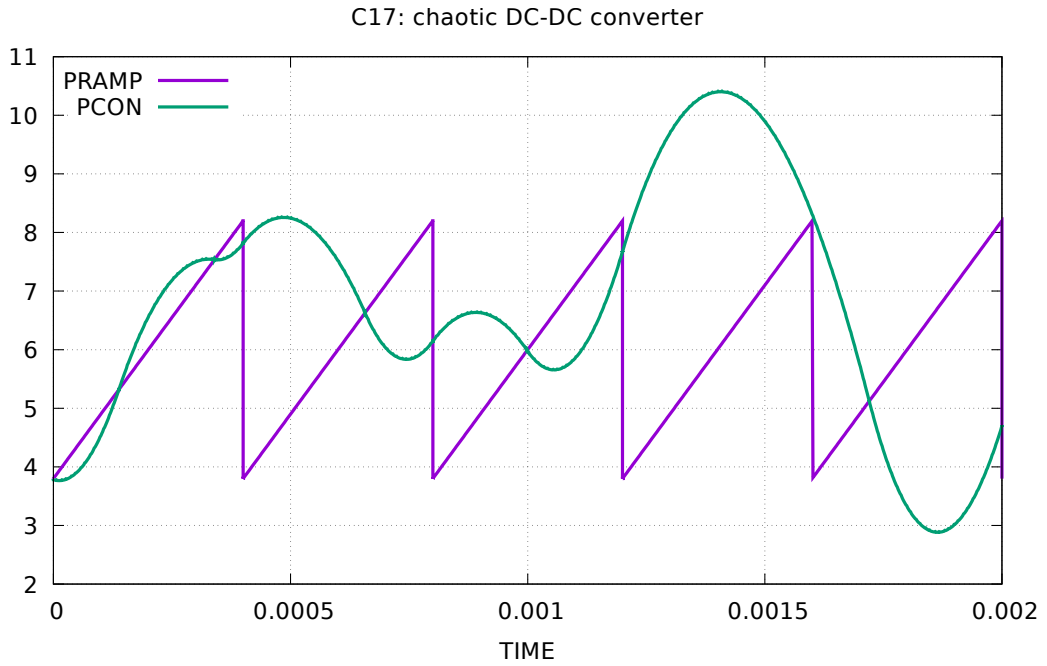


Figure 4.31: Voltages PRAMP and PCON

4.14 Einfaches Thyristor-Ersatzschaltbild

Für die Analyse von Thyristorschaltungen ist es vielfach ausreichend, das Schaltverhalten eines Thyristors ohne parasitäre Effekte zu simulieren. Dazu muss das Modell mindestens folgende Eigenschaften besitzen:

- der Thyristor muss zünden, wenn eine positive Steuerspannung und Anodenspannung anliegen;
- er muss gezündet bleiben, solange der Anodenstrom fließt;

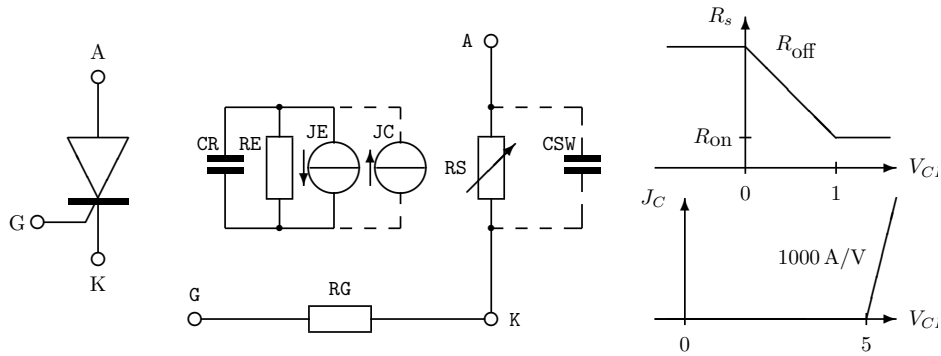


Abbildung 4.32: Einfaches Thyristor-Ersatzschaltbild

- er muss sperren, wenn der Anodenstrom durch Null geht.

In [32, 33, 34] werden mehrere Thyristormodelle für das Programm SPICE vorgestellt. Das hier beschriebene Modell wird eingehend in [33, 35] behandelt. Es zeichnet sich durch seinen geringen Schaltungsaufwand und einfache Funktionsweise aus. Die für SCEPTRE abgewandelte Ersatzschaltung ist in Abbildung 4.32 wiedergegeben.

Das Modell arbeitet ohne FORTRAN-Routinen. Es besteht aus dem gesteuerten Widerstand RS zwischen Anode und Kathode sowie einem konstanten Widerstand RG zwischen Gate und Kathode. Die für SPICE erforderlichen Spannungsquellen zur Strommessung werden in SCEPTRE nicht benötigt. Das Zündverhalten wird durch eine separate Hilfsschaltung, bestehend aus CR, RE und JE, simuliert, die — anders als in SPICE — keine galvanische Verbindung mit dem Hauptstromkreis haben muss. Die Parallelschaltung von CR und RE wird aus der Stromquelle JE mittels der arithmetischen Anweisung

$$JE, \dots = X2 (P1*IRG + P2*IRS)$$

gesteuert, d. h. der Strom JE ist abhängig vom Zündstrom IRG und dem Anodenstrom IRS. Die Konstanten P1 und P2 dienen zur Anpassung an die realen Parameter des zu simulierenden Thyristors. Die Spannung am Kondensator CR wird ihrerseits dazu benutzt, den Widerstand RS zu steuern. Es gilt, dass für $V_{CR} \leq 0$ der Thyristor gesperrt ist und somit $RS = R_{off}$ gesetzt wird. Für $V_{CR} \geq 1$ ist der Thyristor gezündet und wird durch den Innenwiderstand $RS = R_{on}$ ersetzt. Der Übergang zwischen R_{on} und R_{off} im Bereich $0 < V_{CR} < 1$ kann beliebig kompliziert sein. In diesem Beispiel wird ein linearer Zusammenhang angenommen, der durch TABLE RS beschrieben wird.

Gezündet wird der Thyristor wie folgt:

- ein positiver Zündimpuls erzeugt den Zündstrom IRG;
- dieser Zündstrom erzeugt einen Strom JE entsprechend der arithmetischen Anweisung X2;
- der Strom JE erzeugt einen Spannungsanstieg an den Elementen CR und RE;
- die Kondensatorspannung VCR steuert über TABLE RS den Widerstand RS;

- mit kleiner werdendem Thyristorwiderstand RS steigt bei positiver Anodenspannung der Strom IRS ; dieser Strom wirkt, analog wie der Zündstrom, ebenfalls auf die Stromquelle JE und verstärkt die Wirkung auf die Kondensatorspannung VCR und damit wieder auf den Thyristorwiderstand RS ; der Thyristor zündet.

Solange der Anodenstrom positiv ist, sorgt der IRS -Anteil von JE dafür, dass RS den Wert R_{on} behält. Der Übergang in den Sperrzustand geschieht in der folgenden Reihenfolge:

- sobald der Anodenstrom negativ wird, wird auch $JE < 0$, vorausgesetzt, es fließt kein Zündstrom mehr;
- der Kondensator CR entlädt sich über RE ; für die Spannung $VCR < 1$ vergrößert sich der Widerstand RS von R_{on} nach R_{off} ;
- ist die Spannung $VCR < 0$, nimmt der Thyristorwiderstand den R_{off} -Wert an; der Thyristor ist gesperrt.

Die Schaltschwellen 0 V und 1 V für VCR sind willkürlich gewählt, ebenso der Wert 1Ω für RE . Die Werte der anderen Schaltungselemente und Parameter müssen mit Hilfe der Thyristordaten ermittelt werden.

Eine besondere Bedeutung kommt der Stromquelle JC zu. Sie dient zum Begrenzen der Kondensatorspannung VCR und hat den Effekt einer Zenerdiode. Ohne Begrenzung kann die Spannung VCR sehr große Werte annehmen. Durch Begrenzung der Kondensatorspannung auf wenige Volt findet ein schnellerer Übergang in den Sperrzustand statt ($V_{CR} < 0$), die Freiwerdezeit wird dadurch verringert.

Soll das „Über-Kopf“-Zünden berücksichtigt werden, d. h. der Thyristor soll ohne Zündimpuls zünden, wenn eine positive Anodenspannung mit genügend hoher Steilheit $\frac{dU}{dt}$ angelegt wird, kann man eine Kapazität CSW parallel zum Thyristorinnenwiderstand RS vorsehen. Der durch den Spannungsanstieg verursachte Ladestromstoß durch den Kondensator $ICSW$ muss JE so vergrößern, dass der Thyristor auch ohne den Zündstromanteil IRG leitend wird. Dies erreicht man durch einen zusätzlichen Term in der Anweisung $X2$

$$JE, \dots = X2 \text{ (P1*IRG + P2*IRS + P3*ICSW)}.$$

Wie man sieht, kann dieses einfache Modell verhältnismäßig leicht um bestimmte Thyristoreigenschaften erweitert werden. Man sollte jedoch, besonders bei umfangreichen Simulationen, prüfen, welche Eigenschaften des Modells für die Anwendung von Bedeutung sind.

Hinweis: die folgenden Schaltungen wurden mit dem Modell aus [33] simuliert und zeigen Übereinstimmung der Ergebnisse. In [35] wurde eine Korrektur des Modells (siehe Abschnitt 4.14.3) vorgeschlagen, die hier aber nicht berücksichtigt wurde.

4.14.1 C18: Einfache Testschaltung

Die Arbeitsweise des Modells und die richtige Einstellung der Modellparameter $P1$, $P2$ und $P3$ lassen sich am besten an der einfachen Schaltung nach Abbildung 4.33 verfolgen.

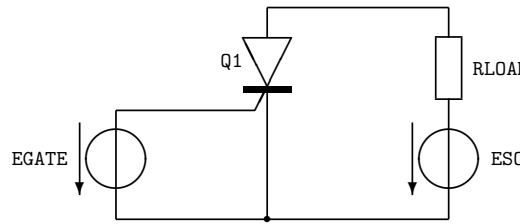


Abbildung 4.33: Einfache Testschaltung für das Thyristor-Ersatzschaltbild

```

MODEL DESCRIPTION
MODEL SPICE_SCR (PERM) (A-G-K)
Modeling of the C149M10 SCR
ELEMENTS
  RG, G- K = 20
  RS, A- K = TABLE RS (VCR)
; sense circuit:
  CR, S - E = 10E-6
  RE, S - E = 1
  JE, E - S = X2 (50*IRG + 11*IRS)
; clamp circuit
  JC, S - E = TABLE CL (VCR)
FUNCTIONS
  TABLE RS = -1,103E3, 0,103E3, 1,0.0125, 2,0.0125
  TABLE CL = -100,0, 5,0, 6,1000
CIRCUIT DESCRIPTION
C18: Simple SCR PSPICE Computer Model
ELEMENTS
  EGATE, 0 - 2 = FPULSE (0E0, 5E0, 25E-6, 0.2E-6, 0.2E-6, 2E-6, 100E-6)
  ESOUR, 0 - 7 = X1 (250*SIN(62.8E3*TIME))
  RLOAD, 7 - 3 = 0.4825
  Q1, 3 - 2 - 0 = MODEL SPICE_SCR (PERM,CHANGE JC = 0)
  JAK, 3 - 0 = 0;    voltmeter
OUTPUTS
  ESOUR,EGATE,IRLOAD,VJAK
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 100E-6
END

```

Das Modell wird unter dem Namen **SPICE SCR** in die permanente Modellbibliothek aufgenommen. Je nach Anwendung kann man die spannungsbegrenzende Wirkung der Stromquelle **JC** beim Einfügen des Modells in die Hauptschaltung mit der **SCEPTRE**-Anweisung **CHANGE** temporär aufheben oder ändern. Die Nullstromquelle **JAK** zwischen Anode und Kathode (in der Abbildung 4.33 nicht eingezeichnet) erlaubt das direkte Messen der Thyristorsperrspannung **VJAK**. Abbildung 4.34 zeigt die Verläufe von Thyristorsperrspannung **VJAK**, Zündimpuls **EGATE**, Laststrom **IRLOAD** und Spannungsquelle **ESOUR**.

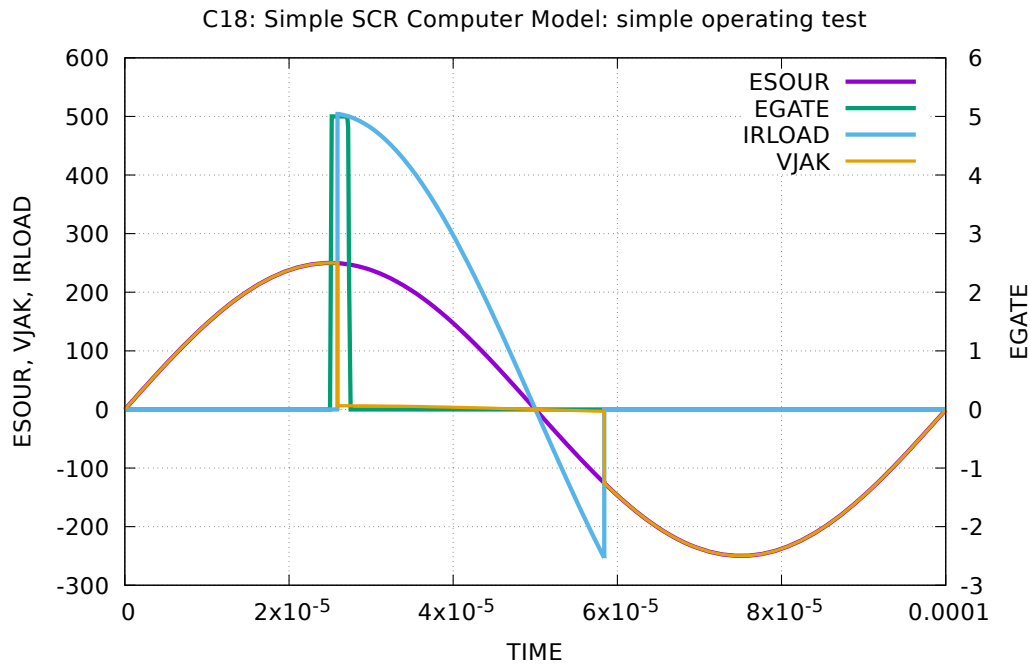


Abbildung 4.34: Thyristorsperrspannung VJAK, Zündimpuls EGATE, Laststrom IRLLOAD und Spannungsquelle ESOUR

4.14.2 C19: Selbstgeführter 10 kHz Wechselrichter

Das gleiche Thyristormodell wird an der Wechselrichterschaltung nach Abbildung 4.35 ausprobiert [33]. Die Thyristoren SC1 und SC3 werden abwechselnd mit den Thyristoren SC2 und SC4 über die Zündimpulse der Spannungsquellen EG1 bis EG4 gezündet und erzeugen aus dem Gleichstrom JS ein Wechselstrom im Belastungswiderstand RLOAD. Die Stromquelle JT erzeugt mit der Anweisung X7 einen gedämpften Sinusstrom zur Anregung des Lastschwingkreises.

CIRCUIT DESCRIPTION

C19: Simple SCR PSPICE Computer Model: simple 10kHz inverter

ELEMENTS

```

JS, 4 - 3 = TABLE JS
RS, 4 - 3 = 100
SC1, 3 - 9 - 7 = MODEL SPICE_SCR (PERM)
SC2, 3 -11 -10 = MODEL SPICE_SCR (PERM)
SC3,10 -12 - 4 = MODEL SPICE_SCR (PERM)
SC4, 7 - 6 - 4 = MODEL SPICE_SCR (PERM)
EG1, 7 - 9 = FPULSE (OE0, 5E0, 50E-6, 0.5E-6, 0.5E-6, 5E-6, 100E-6)
EG2,10 -11 = FPULSE (OE0, 5E0, 0E0 , 0.5E-6, 0.5E-6, 5E-6, 100E-6)
EG3, 4 -12 = FPULSE (OE0, 5E0, 50E-6, 0.5E-6, 0.5E-6, 5E-6, 100E-6)
EG4, 4 - 6 = FPULSE (OE0, 5E0, 0E0 , 0.5E-6, 0.5E-6, 5E-6, 100E-6)
LK, 8 - 7 = 2.5E-6
RLK, 8 - 7 = 10
JT, 10 - 8 = X7 (100*EXP(-10E3*TIME)*SIN(62.8E3*TIME+1.919))
CT, 8 -10 = 5E-6
LT1, 8 - 0 = 35E-6
LT2,10 - 0 = 35E-6
RLOAD,8-10 = 10

```

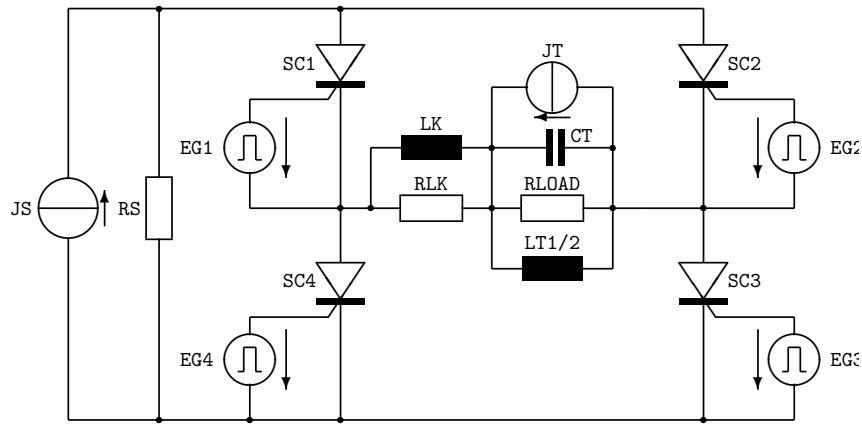


Abbildung 4.35: 10 kHz Wechselrichter

```

JAK2, 3-10 = 0
JAK1, 3- 7 = 0
FUNCTIONS
  TABLE JS = 0,0, 5E-6, 100, 500E-6, 100)
OUTPUTS
  VJAK1, VJAK2, EG2, VRLOAD, IRSSC1, IRSSC2
RUN CONTROLS
RUN IC VIA IMPLICIT
  STOP TIME = 500E-6
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

Das Thyristormodel wird ohne Änderungen aus der permanenten Modellbibliothek verwendet. Die Nullstromquellen JAK1 und JAK2 dienen zur Messung der Sperrspannungen VJAK1 und VJAK2. Die Ströme durch die Thyristoren ergeben sich aus den Strömen IRS durch die Innenwiderstände im Modell der jeweiligen Thyristoren SC1 und SC2. Die Verläufe der Thyristorspannung VJKA2, des Thyristorstromes IRSSC2 und des Zündimpulses EG2 sind in Abbildungen 4.36 wiedergegeben.

4.14.3 C20: Modifiziertes Thyristor-Ersatzschaltbild

In [35] wird ein modifiziertes Ersatzschaltbild (ESB) für den Thyristor aus [33] (siehe Beispiel 4.14) beschrieben. Das ESB wird um eine Diode, bestehend aus der Stromquelle JD und einer stromgesteuerten Kapazität CD, zwischen dem gesteuerten Widerstand RS und dem Kathodenanschluss erweitert (Abb. 4.37). Weiterhin wurden die Werte von RG, CR und den Parametern zur Berechnung der Stromquelle JE geändert¹⁰. Die Diodenparameter für JD und CD stammen aus [36].

```

MODEL DESCRIPTION
  MODEL SPICE_SCR (TEMP) (A-G-K)
  Modeling of the C149M10 SCR

```

¹⁰bezieht sich auf den Thyristor C149M10 von General Electric

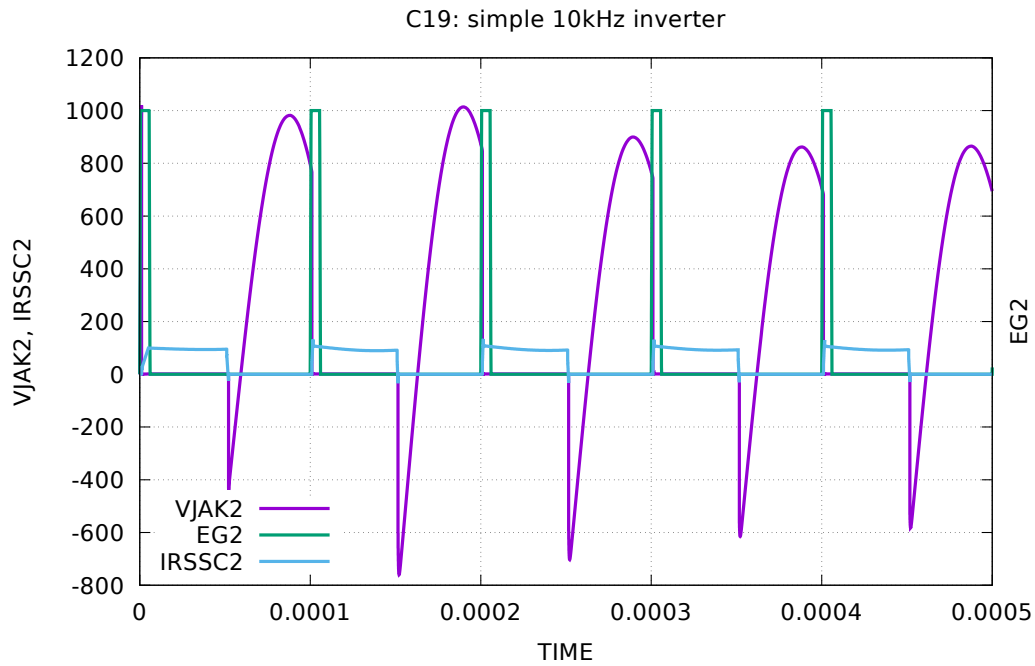


Abbildung 4.36: Verlauf von VJAK2, IRSSC2,EG2

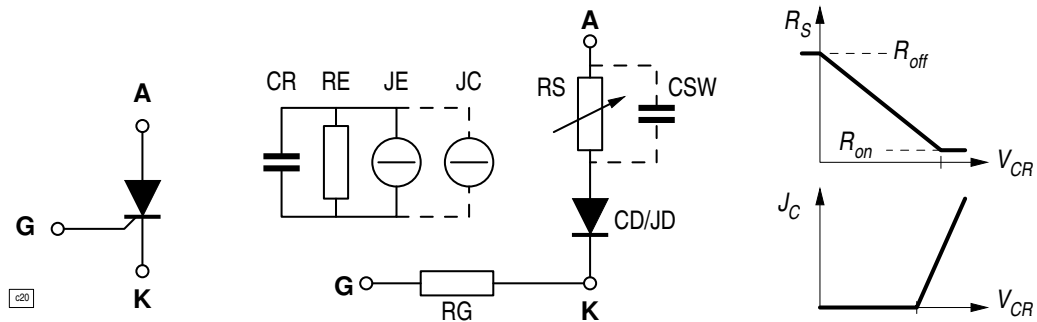


Abbildung 4.37: Modifiziertes Thyristor-Erstzschaltbild nach [35]

(see IEEE Transactions on IE, Vol.36, No.3, August 1989, pp. 451,
modified see IEEE Trans. on IE, vol 39, no. 2, April 1992, pp. 141)

ELEMENTS

RG, G - K = 50
RS, A - Y = TABLE RS (VCR)
JD, Y - K = DIODE EQUATION (1E-9,40.)
CD, K - Y = X11 (300.E-12+12.2E-9*(JD+220.E-12))

; sense circuit:

CR, S - E = 20E-6
RE, S - E = 1
JE, E - S = X2 (60*IRG + 22*IRS)

; clamp circuit

JC, S - E = TABLE CL (VCR)

FUNCTIONS

TABLE RS = -1,103E3, 0,103E3, 1,0.0125, 2,0.0125
TABLE CL = -100,0, 5,0, 6,1000

4.15 Emitterfolger mit L-C-Last

Die Untersuchung des Emitterfolgers nach Abb. 4.38 stellt eine klassische Anwendung von SCEPTRE dar. Dieses Beispiel stammt aus [9, Kap. 2.2] und wird dort ausführlich anhand des Programmes ASTAP [8] erläutert. Wegen der Verwandtschaft zwischen SCEPTRE und ASTAP kann dieses Beispiel mit nur geringen Modifikationen für SCEPTRE direkt übernommen werden.

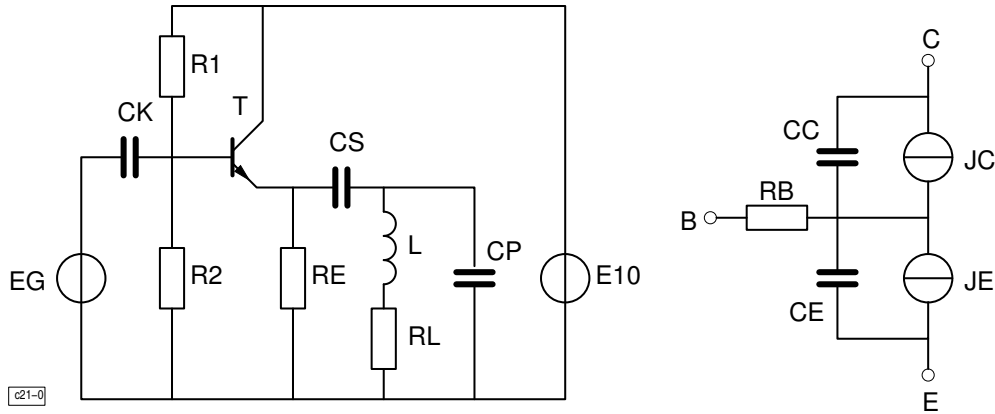


Abbildung 4.38: Emitterfolger mit L-C-Last und Transistor-Ersatzschaltbild

4.15.1 C21: Anregung mit Rechteck

MODEL DESCRIPTION

MODEL TRANSISTOR (B-C-E)

ELEMENTS

```
RB, B - I = .12
JE, I - E = DIODE EQUATION (1.E-10,36.8)
JC, C - I = X1 (JE*PB/(PB+1.)+5.E-4*VJC)
CE, I - E = X2 (1.+140.*JE)
CC, C - I = X3 (2.5/((1.+VCC)**0.35))
```

DEFINED PARAMETERS

```
PB = TABLE B (JE)
DPV = X4 ((VCC+VCE)*(JC+ICC)+(VRB+VCE)*IRB)
PV = 0
```

FUNCTIONS

```
TABLE B
-1,0, 0,0, 0.1,100, 0.3,150, 1,200, 3,280,
10,300, 30,200, 100,40, 300,2, 1000,2
```

CIRCUIT DESCRIPTION

Beispiel C21: Emitterfolger mit L-C-Last, DC+TR Analyse

ELEMENTS

```
E10, 0 - PLUS = 10
EG, 0 - GEN = TABLE E
CK, GEN- B = 680
RE, E - 0 = 2
R1, PLUS- B = 2
R2, B - 0 = 2
T, B-PLUS-E = MODEL TRANSISTOR
CS, E - SKR = 47
```

```

CP , SKR- 0      = 5
L  , SKR- W      = 4.36
RL , W - 0       = 0.08
FUNCTIONS
TABLE E
0,0, 10,0, 20,3, 200,3, 210,0, 500,0
DEFINED PARAMETERS
PA = X 19 (PVT/XSTOPT)
OUTPUTS
VRE,IE10,PA,IL,VCP,EG
VCP, PLOT (IL)
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 400
END

```

Die gesamte, im Transistor T verbrauchte Verlustleistung errechnet sich aus dem Integral

$$P_A = \frac{1}{t - t_0} \int_{t_0}^t P_V dt.$$

Dabei stellen t_0 die Anfangszeit ($= 0$) und t der Endzeitpunkt der Simulation dar. Der Endzeitpunkt wird durch die Anweisung **STOP TIME** gesetzt und steht in der internen SCEPTRE Variable **XSTOPT** zur Verfügung. Das Integral wird durch die Anweisungen

```

DPV = X4 ((VCC+VCE)*(JC+ICC)+(VRB+VCE)*IRB)
PV = 0

```

berechnet. DPV enthält zeitliche Ableitung des Parameters PV , also $DPV = \frac{d}{dt}PV$ oder $PV = \int DPV dt$ mit der Anfangsbedingung $PV = 0$. Die Abbildungen 4.39 und 4.40 zeigen einen Teil der unter **OUTPUTS** angeforderten Ergebnisse.

4.15.2 C22: Sinusförmige Anregung

Die gleiche Schaltung wird mit einer sinusförmigen Eingangsspannung **EG** betrieben.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
C22: Emitterfolger mit L-C-Last, DC+TR Analyse, sinusfoermige Anregung
ELEMENTS
E10, 0 - PLUS = 10
EG , 0 - GEN  = X7 (3*DSIN(6.2831*TIME/PT))
CK , GEN- B   = 680
RE , E - 0    = 2
R1 ,PLUS- B   = 2
R2 , B - 0    = 2
T  , B-PLUS-E = MODEL TRANSISTOR
CS , E - SKR  = 18
CP , SKR- 0   = 34
L  , SKR- W   = 4.36
RL , W - 0    = 0.08
DEFINED PARAMETERS

```

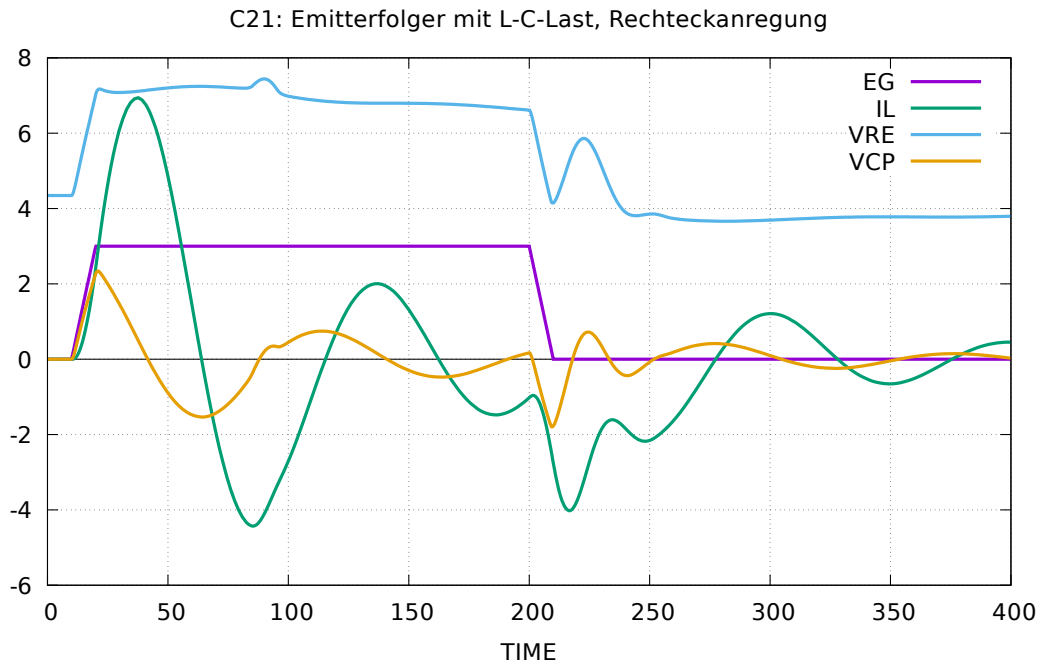


Abbildung 4.39: Ergebnisse der Transientanalyse für den Emitterfolger

```
PT = 80
OUTPUTS
  VRE,IL,EG,VCP
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 400
END
```

Abb. 4.41 zeigt einen Teil der Ergebnisse.

4.16 Gesteuerte Diode

Es wird ein sehr einfaches Thyristormodell beschrieben, welches aus der Reihenschaltung einer fast idealen Diode und einem veränderlichen Widerstand besteht [37, 33, 35, 38].

4.16.1 C31: Gesteuerter Einweg-Gleichrichter

Der Widerstand R_D (Abb. 4.42) wird über die in SCEPTRE eingebaute Impulsfunktion $FPULSE$ (s. Anhang A) gesteuert:

```
RD, 2-3 = FPULSE (1E6,1E-3,Pdelay,1E-6,1E-6,Pw,Period)
```

Die im Widerstand R_1 und in der Spannungsquelle EC umgesetzten Leistungen werden durch direkte Integration mittels der Ableitungen $DPDC$ und $DPR1$ berechnet. Da der Bruch bei der Bestimmung der Gesamtleistungen PDC_{tot} und $PR1_{tot}$ zum Zeitpunkt $t = 0$ eine ungültige

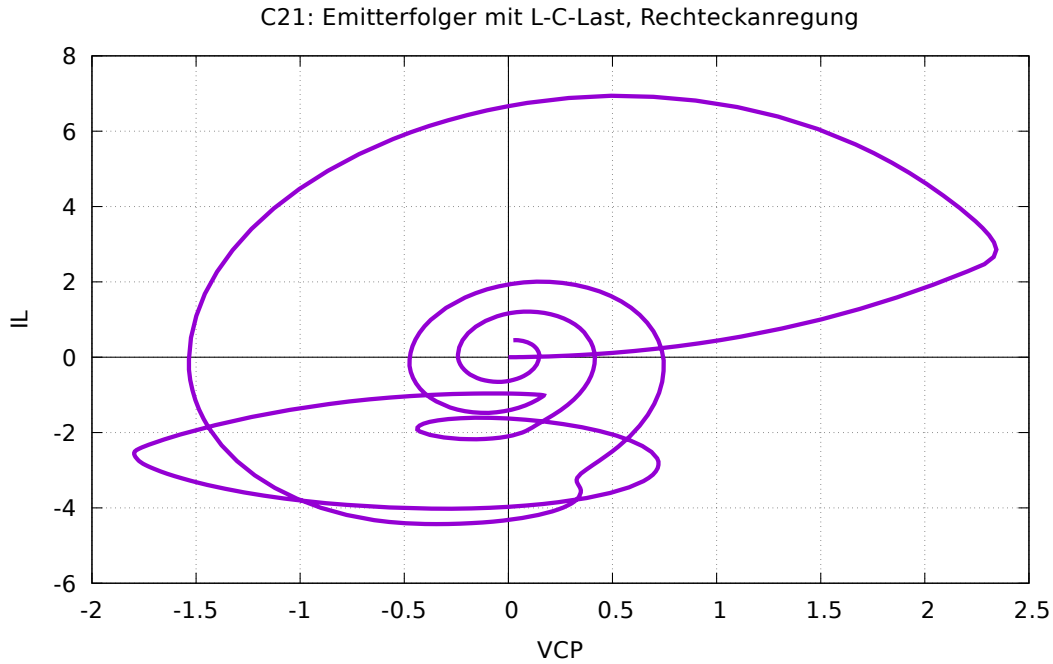


Abbildung 4.40: Einschwingvorgang $I_L = f(V_{CP})$

Division 0/0 ergibt, sorgt man dafür, dass der Nenner für diesen Fall auf einen Mindestwert gesetzt wird, der zu keinem Fehler führen kann, und zwar mit der Anweisung $\text{PDCtot} = \text{Xtwo} (\text{PDC}/\text{MAX}(\text{XMNISS}, \text{TIME}))$. Die SCEPTRE interne Variable XMNISS enthält den Wert der kleinstmöglichen Integrationsschrittweite (MINIMUM STEP SIZE). Zum Zeitpunkt $\text{TIME}=0$ ist der Zähler PDC gleich Null, aber der Nenner ungleich Null, die Division ist gültig und ergibt den Wert Null. Bei den nachfolgenden Integrationsschritten gilt immer $\text{TIME} \geq \text{XMNISS}$. Die Leistung PDCtot ist negativ, da der Strom IEC in die Spannungsquelle EC fließt (Abb. 4.44).

MODEL DESCRIPTION

MODEL 1N276 (TEMP) (A-K)

Cordwell: Transistor and Diode Model Handbook, AFWL-TR-69-44, SI units

ELEMENTS

CD, A-K = Q1 (0.5D-12,0.6,VCD,.29,0.13D-6,JD,5.6D-7)

RS, A-K = 8E5

JD, A-K = DIODE EQUATION (5.6E-7,32.)

FUNCTIONS

Q1(A,B,C,D,E,F,G) = (A/(B-MIN(0.,C)))*D + E*(F+G))

CIRCUIT DESCRIPTION

C31: Controlled Half-Wave Rectifier

ELEMENTS

ES,0-1 = X1(170*SIN(6.28*Pfreq*TIME))

; SPICE SCR model:

D1, 1-2 = MODEL 1N276 (TEMP)

RD, 2-3 = FPULSE (1E6,1E-3,Pdelay,1E-6,1E-6,Pw,Period)

R1,3-4 = 10

L1,4-5 = 0.1

EC,0-5 = 50

FUNCTIONS

TABLE Rd = -100,1E6, 0,1E6, 1E-3,1E-3, 100, 1E-3

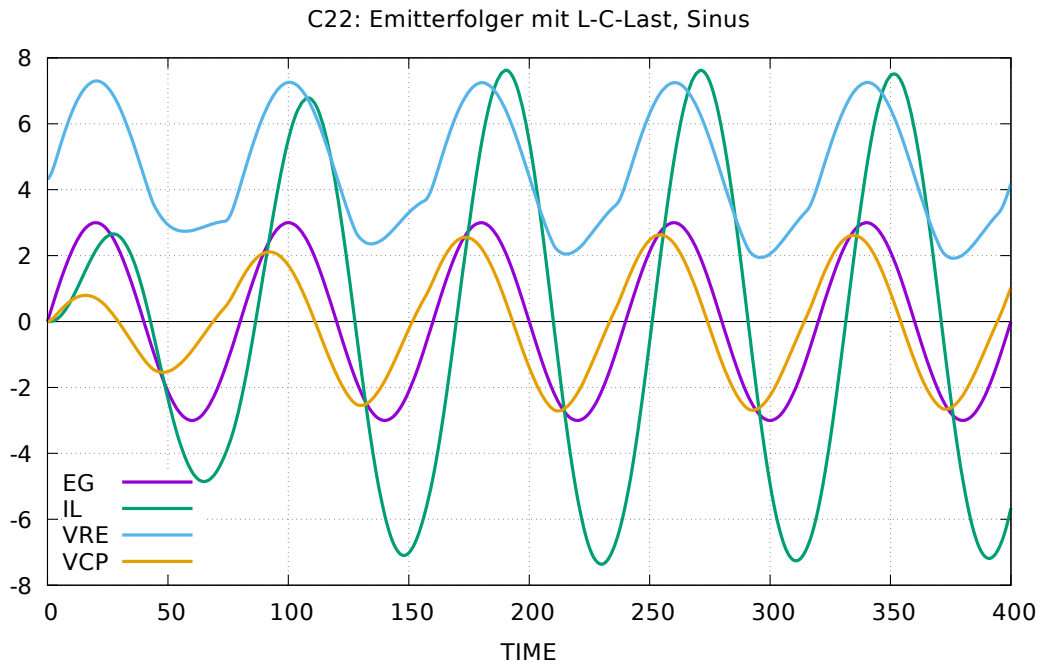


Abbildung 4.41: Ergebnisse bei sinusförmiger Anregung

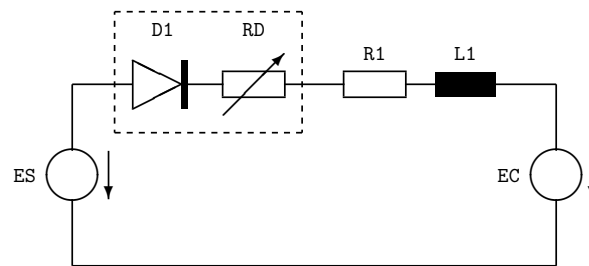


Abbildung 4.42: Ersatzschaltbild

```

DEFINED PARAMETERS
  Pfreq = 60
  Period = Xiod (1/Pfreq)
  Palpha = 60
  Pdelay = Xdel (Palpha/360*Period)
  Pw = Xpw (Period-Pdelay)
; average power of DC source
  PDC = 0
  DPDC = Xone (EC*IEC)
  PDCtot = Xtwo (PDC/MAX(XMNISS,TIME))
; average power consumption of R1
  PR1 = 0
  DPR1 = Xains (VR1*IR1)
  PR1tot = Xzwei (PR1/MAX(XMNISS,TIME))
OUTPUTS
  ES, IES, RD, PDCtot, PR1tot
RUN CONTROLS
  
```

4 Beispiele C

```

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 16.666E-3
END

```

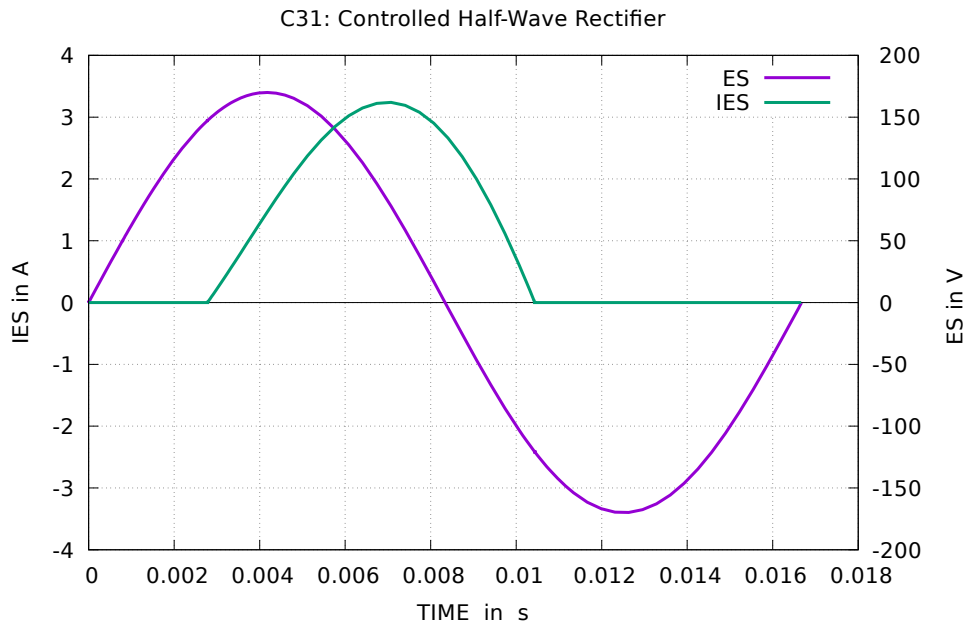


Abbildung 4.43: Verlauf von IES

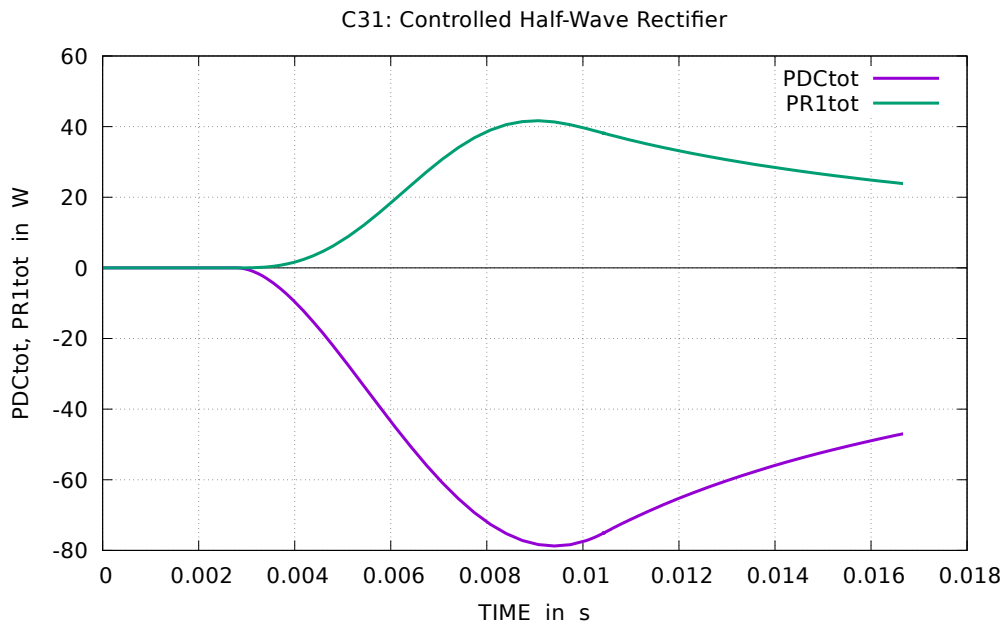


Abbildung 4.44: Integrale $\frac{1}{T} \int PDC \, dt$ und $\frac{1}{T} \int PR1 \, dt$

4.16.2 C32: Gesteuerte Drehstrom-Brückenschaltung

CIRCUIT DESCRIPTION

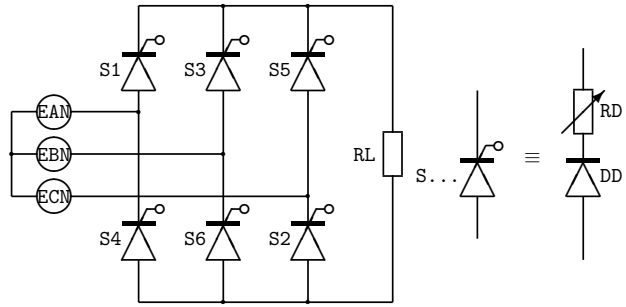


Abbildung 4.45: Ersatzschaltbild

C32: Controlled Three-Phase Bridge Rectifier... 6 pulse

ELEMENTS

```
EAN,0-1 = XA (170*SIN(6.28*Pfreq*(TIME+Period/12)))
EBN,0-2 = XB (170*SIN(6.28*Pfreq*(TIME-Period/4)))
ECN,0-3 = XC (170*SIN(6.28*Pfreq*(TIME-Period*7/12)))
```

```
RD1, 1-8 = FPULSE (1E6,1E-3,P1,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD1, 8-4 = MODEL 1N276
JS1, 1-4 = 0; voltmeter
RD4, 5-9 = FPULSE (1E6,1E-3,P4,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD4, 9-1 = MODEL 1N276
RD3, 2-10 = FPULSE (1E6,1E-3,P3,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD3, 10-4 = MODEL 1N276
RD6, 5-11 = FPULSE (1E6,1E-3,P6,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD6, 11-2 = MODEL 1N276
RD5, 3-12 = FPULSE (1E6,1E-3,P5,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD5, 12-4 = MODEL 1N276
RD2, 5-13 = FPULSE (1E6,1E-3,P2,1E-6,1E-6,PX,Period)
DD2, 13-3 = MODEL 1N276
RL,4-5 = 1
```

DEFINED PARAMETERS

```
Pfreq = 60
Palpha = 30
Period = Xper (1./Pfreq)
Pdelay = Xdlay (Period/6)
PX = XX (Period/2)
P1 = X1 (Palpha*Period/360)
P4 = X4 (P1+3*Pdelay)
P3 = X3 (P1+2*Pdelay)
P6 = X6 (P1+5*Pdelay)
P5 = X5 (P1+4*Pdelay)
P2 = X2 (P1+Pdelay)
```

OUTPUTS

```
EAN,EBN,ECN, IRL, VJS1
```

RUN CONTROLS

```
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
MINIMUM STEP SIZE = 1E-20
STOP TIME = 35E-3
TERMINATE IF (XSTPNO .GE. 49998)
```

END

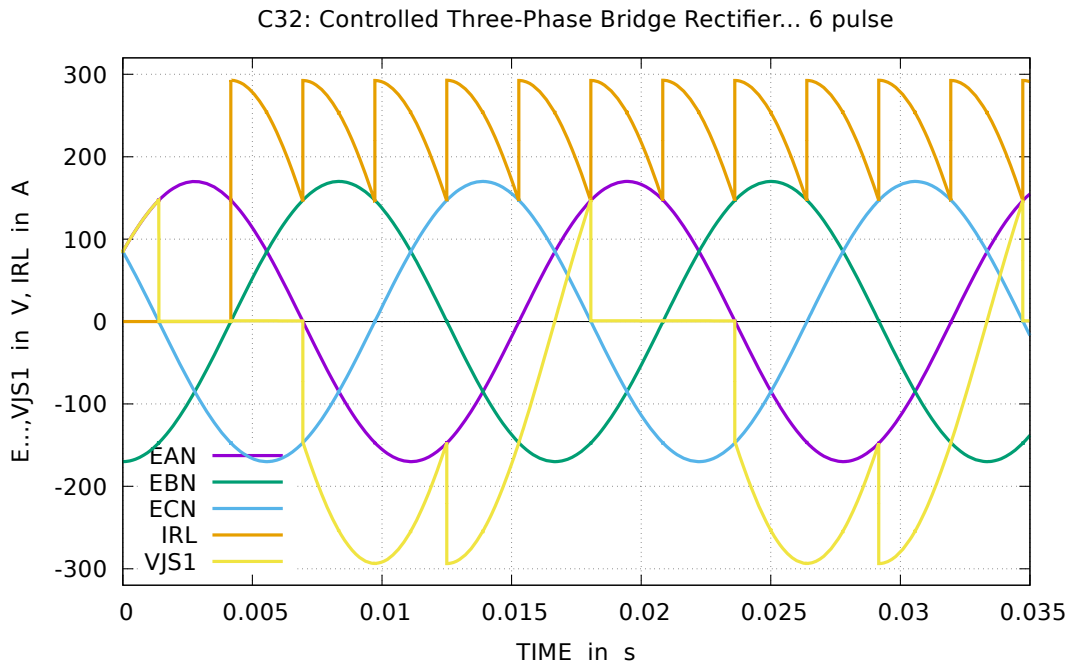


Abbildung 4.46: Laststrom IRL und Spannung an der Diode D1 VJS1

4.17 Einfache Gleichrichterschaltungen [36]

4.17.1 C41: Einweggleichrichtung

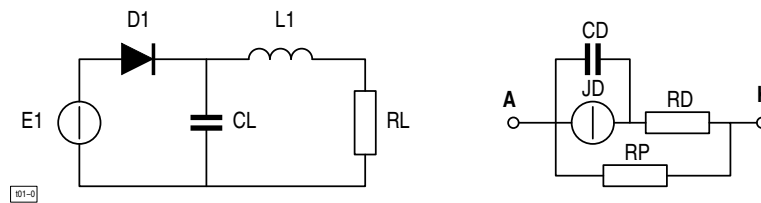


Abbildung 4.47: Testschaltung und Diodenmodell

Schaltung siehe Abb. 4.47, Simulationsergebnisse siehe Abb. 4.48.

MODEL DESCRIPTION

MODEL PDIODE (A-K)

see ESACAP manual, sample 051 and 028, basic units

ELEMENTS

JD, A-X = DIODE EQUATION (1E-9,40.)

CD, X-A = X11 (300.E-12+12.2E-9*(JD+220.E-12))

RD, X-K = 0.01

RP, A-K = 1E6

CIRCUIT DESCRIPTION

C41: half-wave rectifier, basic SI units

ELEMENTS

E1, Mp - 10 = X1 (24.0*sqrt(2.0)*sin(314.15*TIME))

D1, 10 - 11 = MODEL PDIODE

4 Beispiele C

```

CL, 11 - Mp = 500E-6
L1, 11 - 15 = 0.5
RL, 15 - Mp = 4
OUTPUTS
E1, IRL, JDD1
RUN CONTROLS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 0.3
END

```

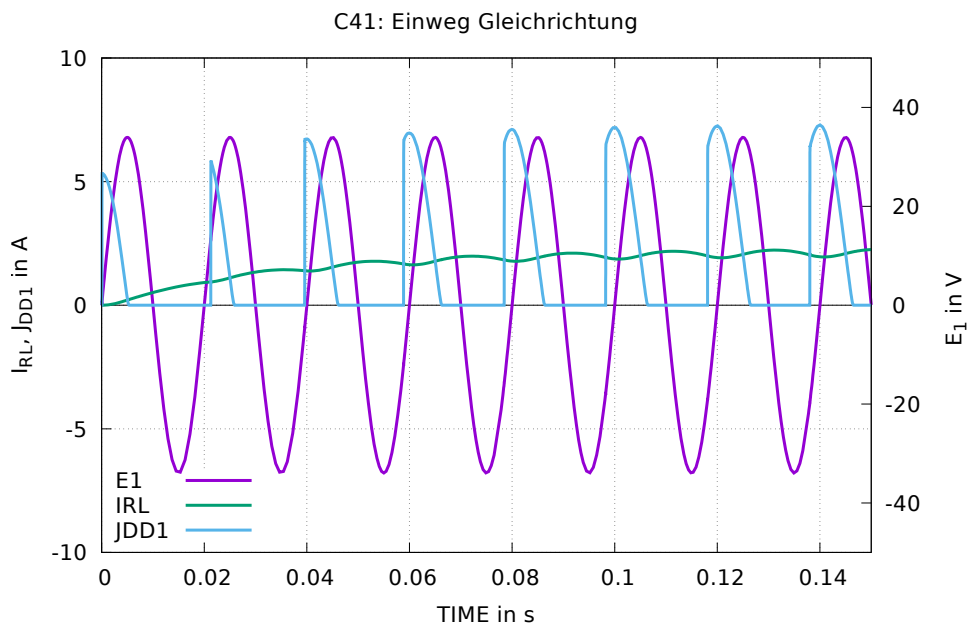


Abbildung 4.48: Einweggleichrichtung

4.17.2 C42: Zweiweggleichrichtung, Mittelpunktschaltung

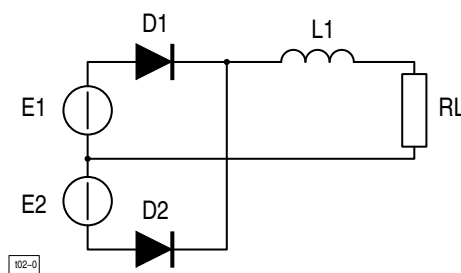


Abbildung 4.49: Mittelpunktschaltung

Schaltung siehe Abb. 4.49, Simulationsergebnisse siehe Abb. 4.50.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
C42: full wave, basic SI units
ELEMENTS

```

4 Beispiele C

```

E1,  Mp - 10 = X1 (24.0*sqrt(2.0)*sin(314.15*TIME))
E2,  20 - Mp = X2 (24.0*sqrt(2.0)*sin(314.15*TIME))
D1,  10 - 11 = MODEL PDIODE
D2,  20 - 11 = MODEL PDIODE
L1,  11 - 15 = 0.1
RL,  15 - Mp = 4
OUTPUTS
  E1, IRL, E2, IRDD1, IRDD2
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 0.039
END

```

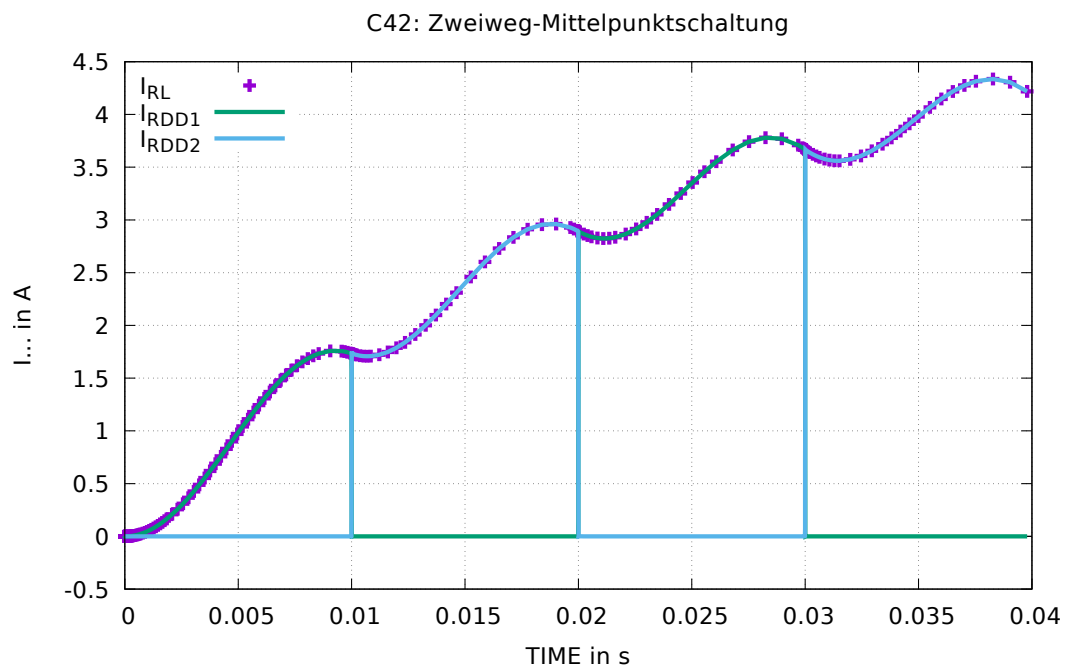


Abbildung 4.50: Zweiweggleichrichtung, Mittelpunktschaltung

4.18 Einfache Schaltungen aus der Leistungselektronik [39]

4.18.1 C51: Einweggleichrichter mit Freilaufdiode

Schaltung siehe Abb. 4.51, Simulationsergebnisse siehe Abb. 4.52.

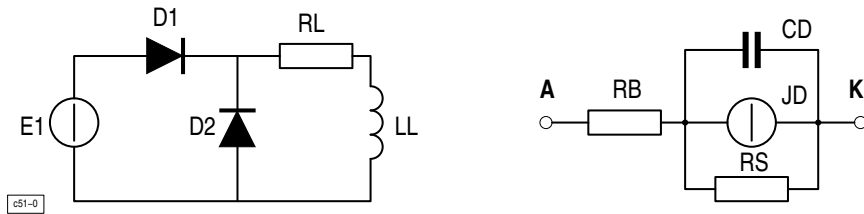


Abbildung 4.51: Einweggleichrichter mit Freilaufdiode, Diodenmodell

MODEL DESCRIPTION

MODEL POWERDIODE (A-K)

50 Hz Leistungsdiode (Bibliothek Uni Karlsruhe)

ELEMENTS

RB, A-1 = 0.5

RS, 1-K = 2E6

CD, 1-K = EQUATION 1 (PCO,1.0,VCD,0.48,150E-6,JD,4.2E-9,PFAK)

JD, 1-K = DIODE EQUATION (4.2E-9,22.0)

DEFINED PARAMETERS

PCO = 5E-9

PFAK = 200.

FUNCTIONS

EQUATION 1 (a,b,c,d,e,f,g,h) = (((a/abs(b-c)**d)+e*(f+g))*h)

CIRCUIT DESCRIPTION

C51: Dioden Modell (Lappe: Leistungselektronik, Beispiel S.73)

ELEMENTS

E1, 0-10 = X1 (PU1*SIN(POMEG*TIME+PHIU))

D1, 10-11 = MODEL POWERDIODE

RL, 11-12 = 20

LL, 12-0 = 1

D2, 0-11 = MODEL POWERDIODE

JRL, 11-0 = 0

DEFINED PARAMETERS

PU1 = 311

POMEG = 314.15

PHIU = 0.

RUN CONTROLS

STOP TIME = 0.05

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

OUTPUTS

E1

VJDD1,JDD1 ; Gleichrichter

VJDD2,JDD2 ; Freilaufdiode

IRL,VJRL ; Strom/Spannung an R/L

END

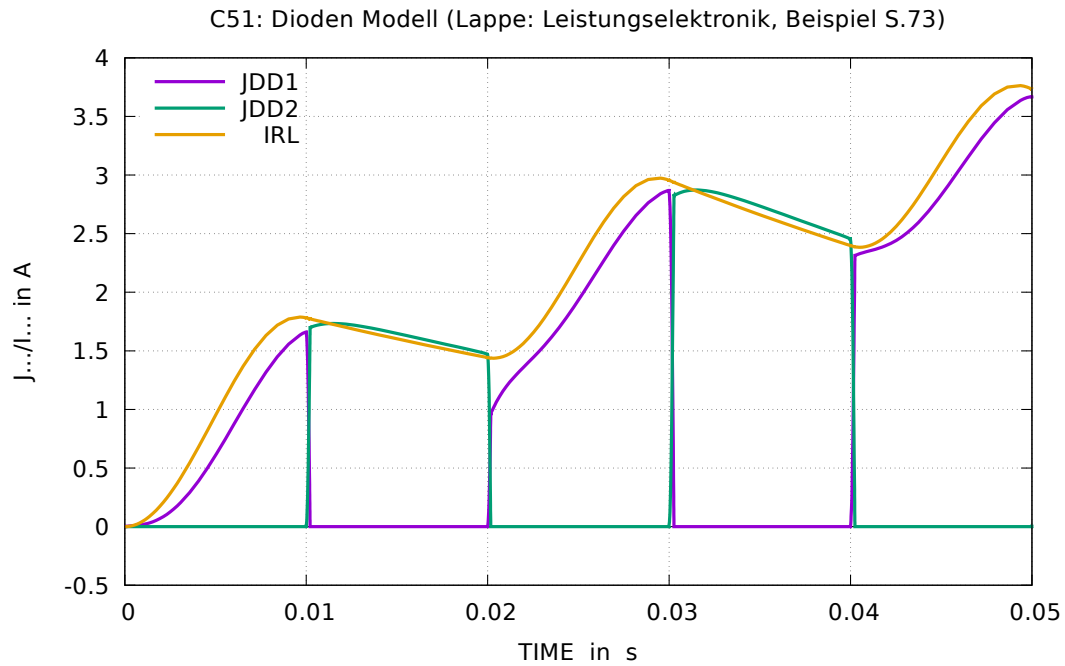


Abbildung 4.52: Last- und Diodenströme

4.18.2 C52: Einpulsige Thyristorschaltung mit R-Last

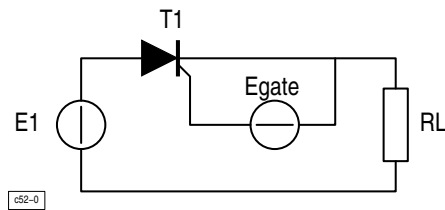


Abbildung 4.53: Einpulsige Thyristorschaltung mit R-Last

Die Schaltung in Abb. 4.53 verwendet das Thyristormodell aus Kapitel 4.14.

MODEL DESCRIPTION

MODEL SCR (A-G-K)

ELEMENTS

; gate:

RG, G - K = 20

; switch:

RS, A - K = TABLE RS (VCR)

; sense circuit:

CR, S - E = 20E-6

RE, S - E = 1

JE, E - S = X792 (60*IRG + 22*IRS)

; clamp circuit

JC, S - E = TABLE CL (VCR)

FUNCTIONS

TABLE RS = -1,103E3, 0,103E3, 1,0.0125, 2,0.0125

```

TABLE CL = -100,0, 5,0, 6,1000
CIRCUIT DESCRIPTION
C52: einfaches Thyristormodell, 1puls, nur R Last
ELEMENTS
  E1, 0-10      = 10
  T1, 10-g1-11 = MODEL SCR
  RL, 11-0      = 20
  Egate, 11-g1 = TABLE FIRE (TIME)
FUNCTIONS
  TABLE FIRE
  -1,0, 0,0, 1E-4,5, 2E-4,5, 3E-4,0, 1,0 ; impuls @ 5V
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 4E-4
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
OUTPUTS
  Egate,IRL
  JET1, VCRT1      ; ESB Elemente Thyristormodell
END

```

Abbildung 4.54 zeigt den Verlauf des Laststroms IRL, der Zündspannung Egate sowie die internen Werte von JET1 und VCRT1. Die Werte der internen Modellelemente CR,RE,JE,JC dienen nur zur Steuerung des Modells, sie treten nicht in der Schaltung auf¹¹.

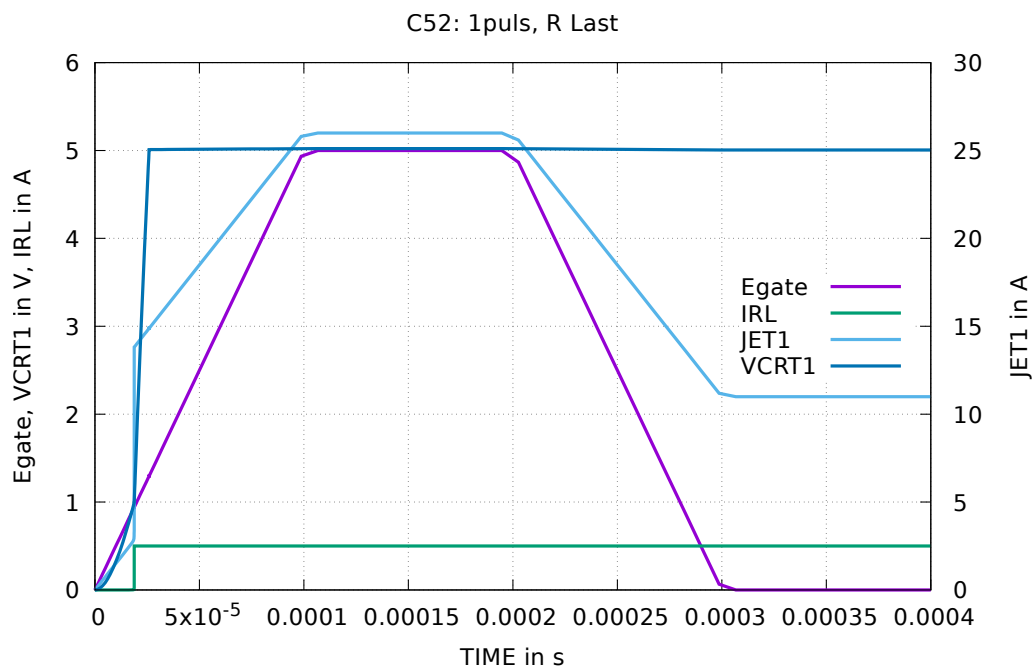


Abbildung 4.54: Ströme und Spannungen der einpulsige Thyristorschaltung

4.18.3 C53: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last, 50 Hz, spannungsgesteuert

Die Schaltung (Abb. 4.55 benutzt die Modelle aus den vorherigen Beispielen.

¹¹Die Elemente sind nur mit den Knotenpunkten S und E verbunden.

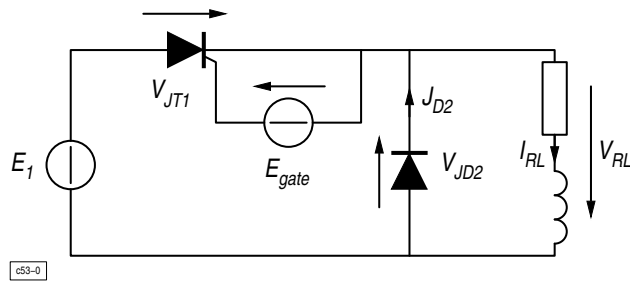


Abbildung 4.55: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last

CIRCUIT DESCRIPTION

C53: einfaches Thyristormodell, 1puls, RL-Last

ELEMENTS

E1, 0-10 = X1(PU1*SIN(POMEG*TIME+PHIU))
 T1, 10-g1-11 = MODEL SCR
 Egate, 11-g1 = FPULSE (0,5,0,1E-4,1E-4,8E-4,22E-3)
 JT1, 10-11 = 0
 D2, 0-11 = MODEL POWERDIODE
 RL, 11-12 = 20
 LL, 12-0 = 1
 JRL, 11-0 = 0

INITIAL CONDITIONS

ILL = 2.5

DEFINED PARAMETERS

PU1 = 311
 POMEG = 314.15
 PHIU = 0. ; Nullphasenwinkel

RUN CONTROLS

STOP TIME = 0.1
 INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
 MAXIMUM STEP SIZE = 1E-4

OUTPUTS

E1,Egate
 VJT1 ; Thyristor AK-Spannung
 VJDD2,JDD2 ; Freilaufdiode
 IRL,VJRL ; Strom/Spannung an R/L

END

Der Zündimpuls wird durch die Spannungsquelle **Egate** erzeugt, und zwar mit Hilfe der Funktion **FPULSE** (siehe Beschreibung im Anhang A). Dabei wird der Zündwinkel von Periode zu Periode jeweils um 2 ms verzögert ($p_{\text{er}} = 22 \text{ ms}$). Die Impulsbreite beträgt $p_w = 8 \text{ ms}$. Wegen der variablen Integrationsschrittweite muss sichergestellt werden, dass die Schrittweite nicht größer als die Impulsbreite werden kann, da sonst der Zündimpuls nicht erkannt wird. Dazu dient die Anweisung **MAXIMUM STEP SIZE = 1E-4**.

Die Nullstromquellen **JT1** und **JRL** dienen zur bequemen Spannungsmessung über den Thyristor **T1** bzw. über die RL-Last.

Mit der Zuweisung **ILL=2.5** wird die Anfangsbedingung für den Strom durch die Induktivität **LL** (= Laststrom) gewählt.

Den Verlauf der Spannungen und Ströme zeigen die Abbildungen 4.56 und 4.57.

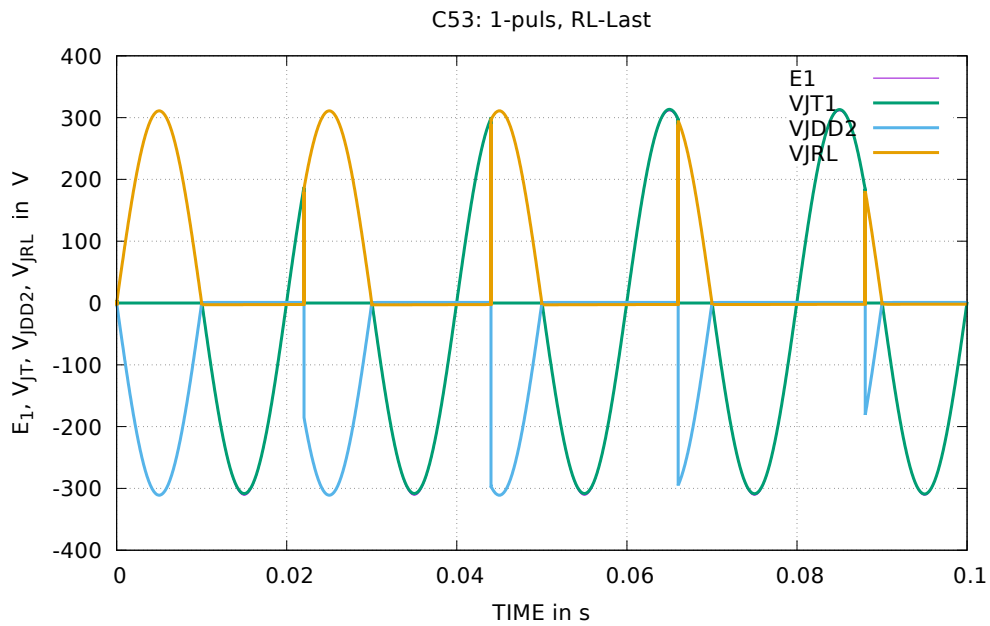


Abbildung 4.56: Spannungen der einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last

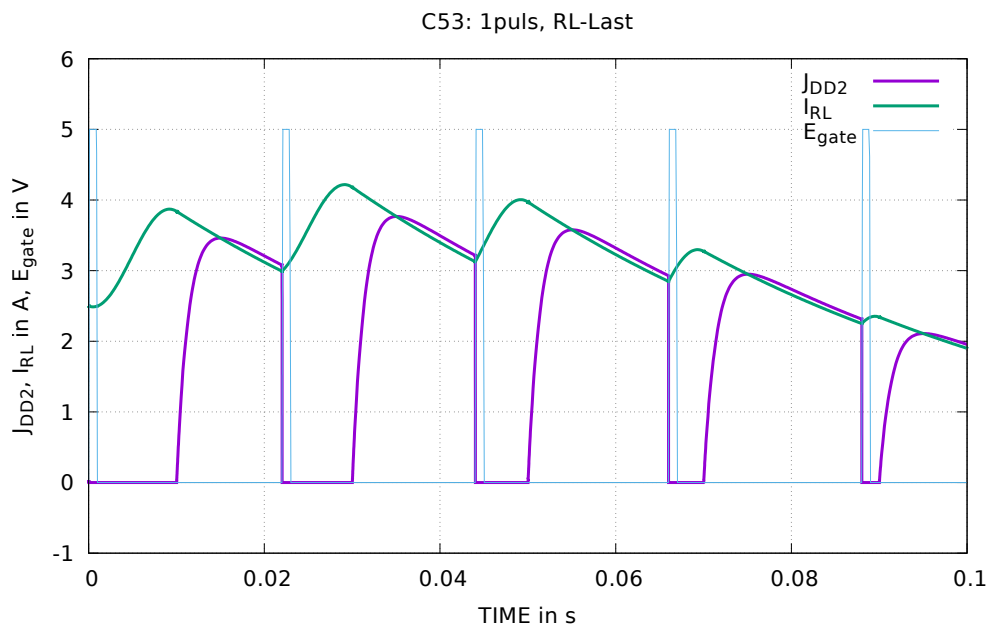


Abbildung 4.57: Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last

4.18.4 C54: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last, 50 Hz, stromgesteuert

Die Schaltung (Abb. 4.58) verwendet das modifizierte Thyristormodell nach 4.14.3 und steuert den Thyristor durch einen Stromimpuls JG mit Sinusflanken mit Hilfe der Funktion FSINSQ (Anhang B). Die Ergebnisse der Simulation sind in Abb. 4.59 und 4.60 dargestellt. Das nachfolgende Listing zeigt die Wirkung der PRINT-Anweisung bei Modellaufrufen.

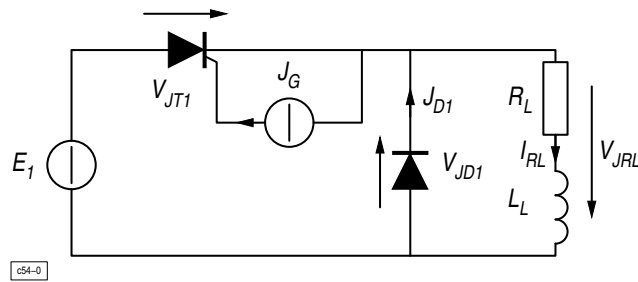


Abbildung 4.58: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last

CIRCUIT DESCRIPTION

C54: Gesteuerter Einweggleichrichter mit R-L, $f=50\text{Hz}$

ELEMENTS

E1, 0-1 = X3 (311.*SIN(6.28*PFREQ*TIME))

T1, 1-g-2 = MODEL THYRISTOR (PRINT)

MODEL THYRISTOR (A-G-K)

ELEMENTS

RG, G-K = 20

RS, A-Y = TABLE RS (VCR)

JD, Y-K = DIODE EQUATION (1E-9,40.)

CD, K-Y = X11 (300.E-12+12.2E-9*(JD+220.E-12))

CR, S-E = 1E-6

RE, S-E = 1

JE, E-S = X2 (75*IRG+25*IRS)

JC, S-E = TABLE CL (VCR)

FUNCTIONS

TABLE RS = -1,103E3, 0,103E3, 1,0.0125, 4,0.0125

TABLE CL = -100,0, 5,0, 6,1000

JT1,1-2 = 0 ; Spannung am Thyristor

RL, 2-3 = 60, LL, 3-0 = 0.5

JRL,2-0 = 0 ; Spannung an der RL-Last

D1, 0-2 = MODEL DIODE (PRINT) ; Freilaufdiode

MODEL DIODE (A-K)

ELEMENTS

JD, A-K = X1 (MAX(0.,VJD**5))

CD, A-K = 1.E-9

JG, 2-g = FSINSQ (0E0, 1E0, PALPHA, 100E-6, 100E-6, 1E-3, PER)

DEFINED PARAMETERS

PFREQ = 50.

PER = X700 (0.5*1./PFREQ), PALPHA = X710 (30./(360.*PFREQ))

RUN CONTROLS

STOP TIME = 20E-3

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

MINIMUM STEP SIZE = 1E-20

OUTPUTS

E1, JG, IRL, VJRL, VJT1, JDD1, VJDD1

END

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

<model

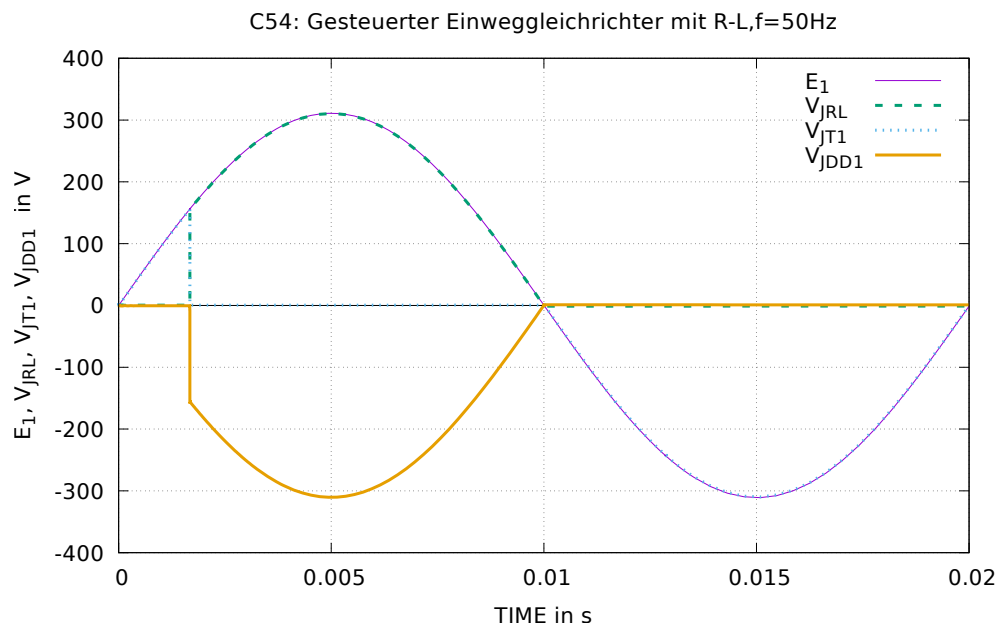


Abbildung 4.59: Spannungen der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last

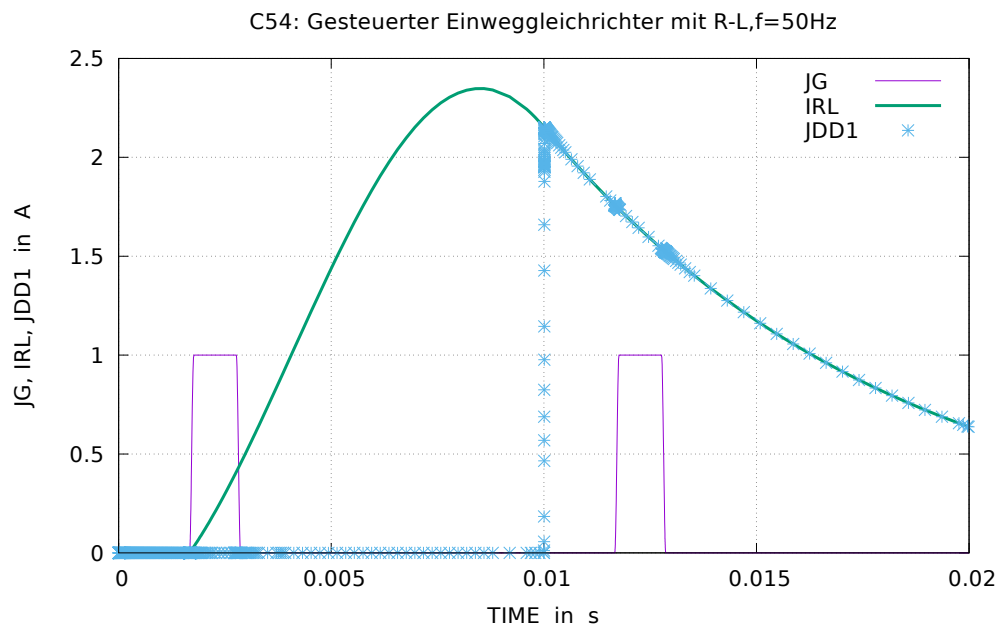


Abbildung 4.60: Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last

4.18.5 C55: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz

Schaltung siehe Abb. 4.61, Simulationsergebnisse siehe Abb. 4.62 und 4.63.

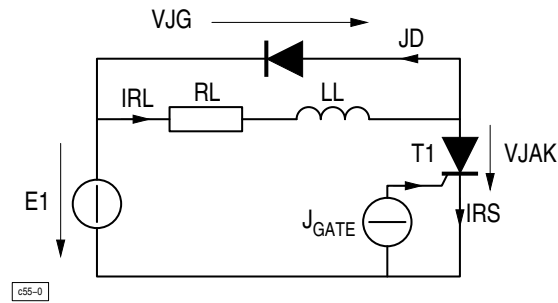


Abbildung 4.61: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz

CIRCUIT DESCRIPTION

C55: Gesteuerter Einweggleichrichter mit R-L, $f=100\text{kHz}$

ELEMENTS

```
E1, 0-2 = X3(311.*SIN(628000.*TIME))
RL, 2-3 = 60
LL, 3-4 = 0.5E-3
T1, 4-5-0 = MODEL THYRISTOR (PERM)
JGATE, 0-5 = FPULSE (OE0, 1E0, 0.2E-6, 0.3E-6, 0.3E-6, 1.5E-6, 5E-6)
JAK, 4-0 = 0
```

; Freilaufdiode:

```
JD, 4-2 = X4(MAX(0.,VJD**5)), CD, 4-2 = 1E-18
JG, 2-4 = 0 ; zur Spannungsmessung VJG
```

RUN CONTROLS

```
STOP TIME = 30E-6
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
```

OUTPUTS

```
E1, IRST1, JGATE, IRL, VJG, JD, VJAK
```

END

4.18.6 C56: Gesteuerter Einweggleichrichter mit RC, $f=100\text{kHz}$

Schaltung siehe Abb. 4.64, Ergebnisse der Simulation Abb. 4.65 .

CIRCUIT DESCRIPTION

C56: Gesteuerter Einweggleichrichter mit RC, $f=100\text{kHz}$

ELEMENTS

```
E1, 0-2 = X3(311.*SIN(628000.*TIME))
RL, 2-3 = 5
CL, 2-3 = 10E-6
JAK, 3-0 = 0
T1, 3-4-0 = MODEL THYRISTOR (PERM)
JGATE, 0-4 = FSINSQ (0, 1, 2E-6, 1E-7, 1E-7, 0.5E-6, 5E-6)
```

RUN CONTROLS

```
STOP TIME = 20E-6
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
```

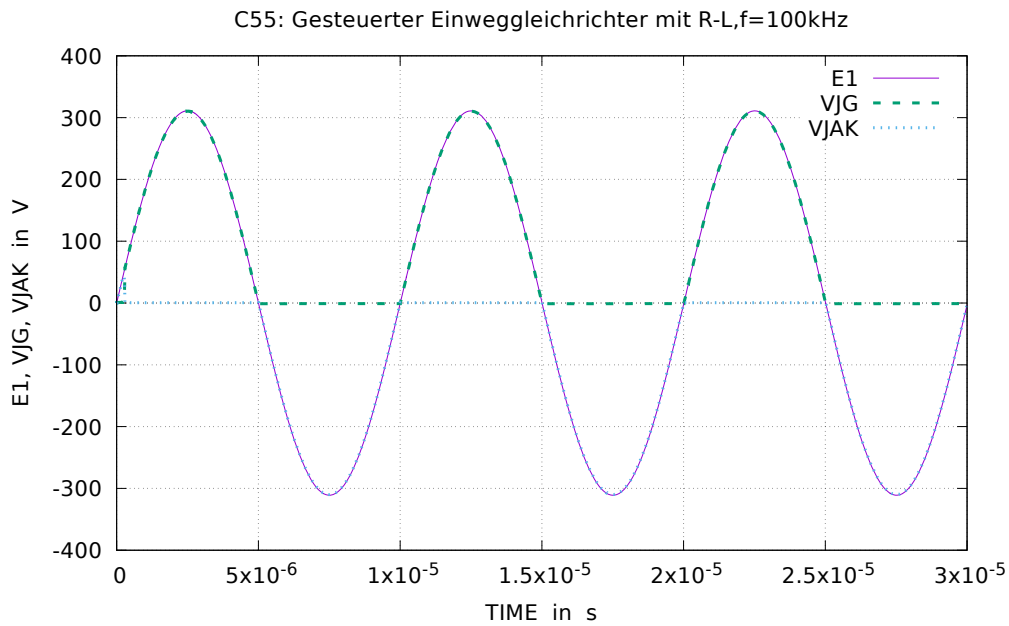


Abbildung 4.62: Spannungen der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz

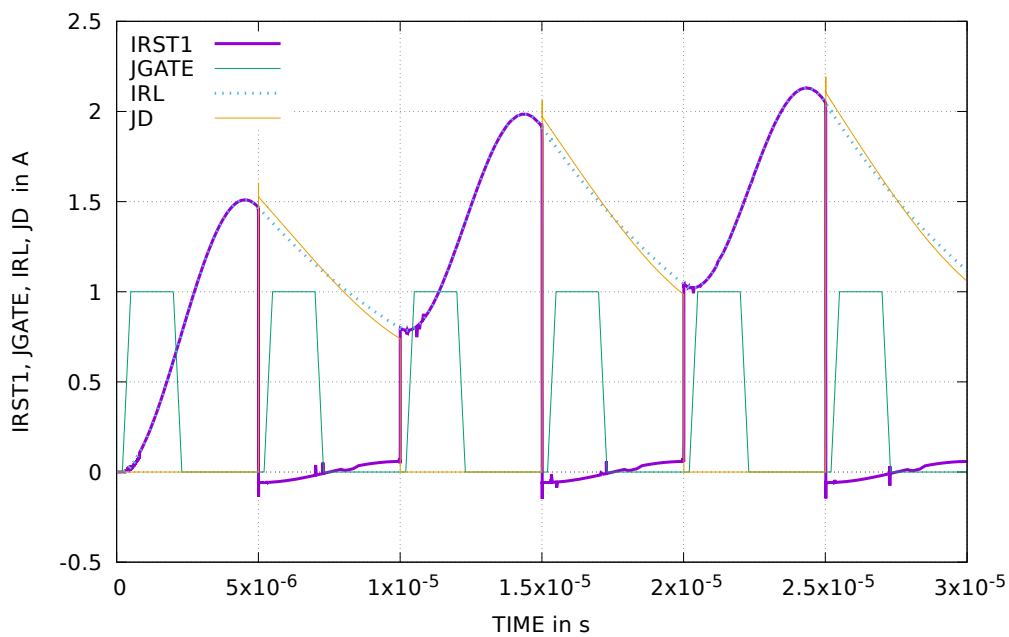


Abbildung 4.63: Ströme der einpulsigen Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz

OUTPUTS

E1, VRL, IRST1, JGATE, VJAK
END

Zur bequemen Auswertung sind die Spannungen und der Strom in *ein* Diagramm gezeichnet. Der Nullpunkt für den Strom IRST1 (rechte Y-Achse) fällt *nicht* mit dem Nullpunkt der Spannungen (linke Y-Achse) zusammen.

4 Beispiele C

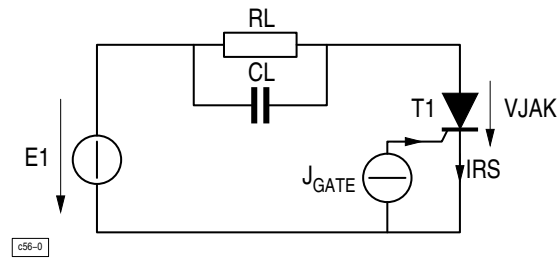


Abbildung 4.64: Einpulsige Thyristorschaltung mit RL-Last bei 100 kHz

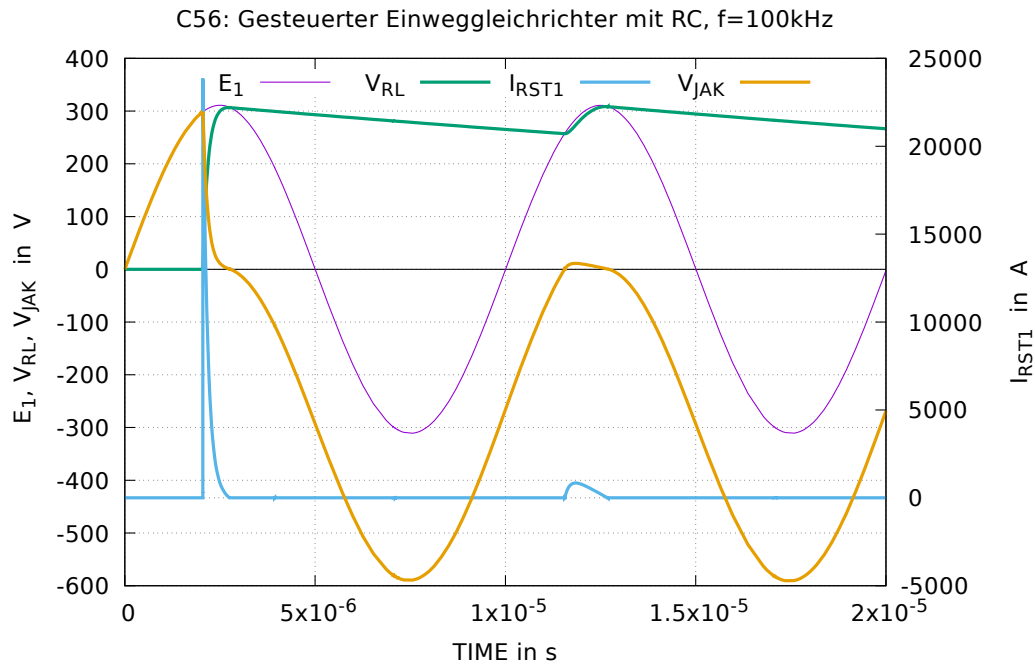


Abbildung 4.65: Spannungen und Strom bei RC-Last und 100 kHz

4.18.7 C57: Modifiziertes Thyristormodell

,

Die folgenden Beispiele untersuchen eine gesteuerte Drehstrom-Mittelpunktschaltung. Als Ersatzschaltbild wird das Thyristormodell nach Abb. 4.37 (Seite 102) des Beispiels [C20: Modifiziertes Thyristor-Ersatzschaltbild](#) mit einer weiteren Modifikation verwendet.

```
MODEL THYRISTOR (A-G-K)
ELEMENTS
RG, G-K = 50
RS, A-Z = X4(-70E3*tanh(10*VCR-5)+70E3)
JD, Z-K = X1(MAX(0.,VJD**5))
CD, Z-K = 1E-12
CR, S-E = 20E-6
RE, S-E = 1
JE, E-S = X2(70*IRG+25*IRS)
JC, S-E = TABLE CL (VCR)
```

FUNCTIONS
TABLE CL = -100,0, 2,0, 3,1000

Der Übergangswiderstand R_s wird durch die differenzierbare tanh-Funktion statt durch eine Tabelle realisiert (Abb. 4.66):

$$R_s = -70 \cdot 10^3 \tanh(10 V_{CR} - 5) + 70 \cdot 10^3, \quad (4.1)$$

der Widerstand ändert sich *stetig* von ca. $140 \text{ k}\Omega$ für $V_{CR} \leq 0 \text{ V}$ nach ca. 0Ω für $V_{CR} > 0.8 \text{ V}$. Mittels der beiden Konstanten 10 und 5 kann die Form und Lage der tanh-Funktion angepasst werden.

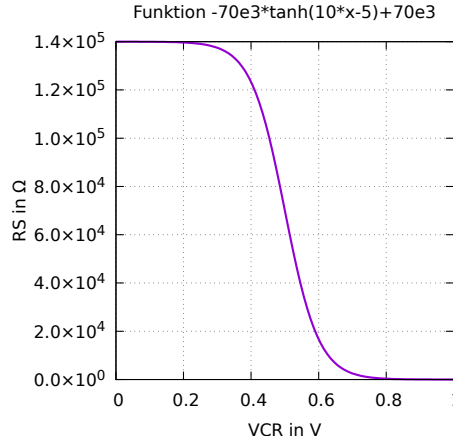


Abbildung 4.66: Übergangswiderstand R_s als Funktion von V_{CR}

Die Vorwärtsdiode nach [35] wurde durch eine Stromquelle JD mit einer einfachen Parabelfunktion $J_D = \max(0, V_{JD}^5)$ und einem parallel geschalteten Kondensator $C_D = 1 \text{ pF}$ ersetzt. Die Stromquelle JE lädt den Kondensator C_R nach der empirisch ermittelten Funktion

$$J_e = 70 I_{RG} + 25 I_{RS} \quad (4.2)$$

auf, wobei die Faktoren 70 und 25 die Stromverstärkungsfaktoren für den Zündstrom I_{RG} und den Durchlassstrom I_{RS} sind. Die Kondensatorspannung V_{CR} steuert den Widerstand R_s nach Gleichung (4.1).

Abb. 4.67 zeigt das Zusammenspiel der einzelnen Größen am Beispiel der Schaltung 4.68 für einen konstanten Zeitverzögerung von $\alpha = 30^\circ$ zum Zeitpunkt $t = 8.33 \text{ ms}$. Die Zeitverzögerung wird vom Nulldurchgang der Spannung gerechnet. **Alle Größen in Abb. 4.67 sind auf 100 % skaliert.**

Zum Zeitpunkt $t(150^\circ) = 8.33 \text{ ms}$ erhält der Thyristor T2 den Zündimpuls $IRGT2$. Mit steigendem Zündstrom steigt der Strom JE gemäß (4.2), wobei die Höhe von J_e zuerst nur von dem Term $70 I_{RG}$ abhängt. Mit J_e steigt auch die Kondensatorspannung V_{CR} , damit sinkt der Widerstand R_s und der Strom I_{RS} steigt und liefert mit dem Term $25 I_{RS}$ (4.2) zusätzlich einen Beitrag zur Stromquelle J_e . Wichtig bei der Dimensionierung von Gleichung (4.2) ist, dass J_e die Spannung V_{CR} am Kondensator über 0.8 V hält, damit der Thyristor wegen Gleichung (4.1) nicht sperrt und stromlos wird, auch wenn kein Zündimpuls anliegt ($I_{RG} = 0$). Die entgegengesetzt

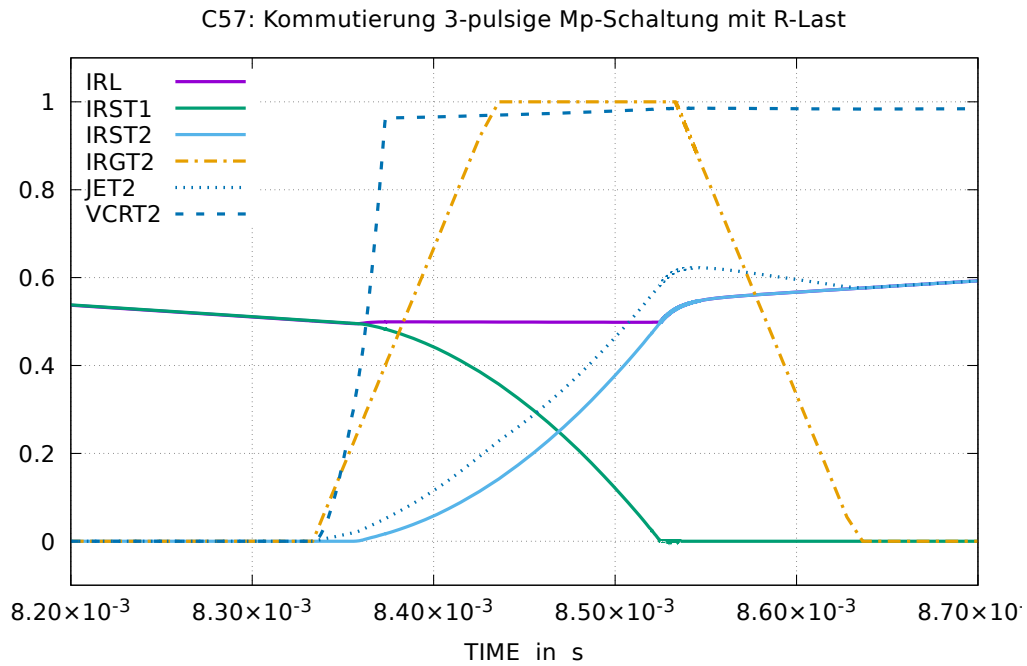


Abbildung 4.67: Kommutierungsvorgang Phase 1 auf Phase 2

geschaltete Stromquelle JC begrenzt die Kondensatorspannung auf ca. 2 V. Der Zeitkonstante der RC-Schaltung aus RE und CR beträgt $\tau = R_E C_R = 1 \Omega \cdot 20 \cdot 10^{-6} \text{ As/V} = 20 \mu\text{s}$.

Man erkennt, dass nach Einleitung der Zündung von Thyristor T2 der Strom durch Thyristor T1 IRST1 stetig abnimmt und der Strom durch den Thyristor T2 IRST2 im gleichen Maß zunimmt. Die Summe der beiden Ströme ergibt den Laststrom IRL. Beide Thyristoren sind jetzt leitend. Sie bilden zusammen mit den beiden Spannungsquellen E1 und E2 während der Kommutierung einen Kurzschluss. Der Kurzschlussstrom wird durch die beiden Streuinduktivitäten LK1, LK2 begrenzt. Nach der Kommutierung übernimmt der Thyristor T2 den ganzen Laststrom.

4.18.8 C58: Dreipuls-Mp-Schaltung mit R-Last

Abb. 4.68 zeigt die untersuchte Schaltung. Zuerst soll nur der Lastwiderstand RL angeschlossen sein. Die Zündimpulse werden mit der Funktion FPULSE erzeugt (Siehe Anhang A). Die Verzögerungszeit bzw. der Verzögerungswinkel α wird aus der Simulationszeit t abgeleitet: $\alpha = 1500 t$ für $0 < t < 100 \text{ ms}$. Der Verzögerungswinkel bezieht sich auf den Nulldurchgang der jeweiligen Spannung.

CIRCUIT DESCRIPTION

C58: Gesteuerte 3-pulsige Mp-Schaltung mit R-Last

ELEMENTS

```

E1, Mp-11 = XE1 (PU*SIN(Pom*TIME))
E2, Mp-21 = XE2 (PU*SIN(Pom*TIME-PHIU))
E3, Mp-31 = XE3 (PU*SIN(Pom*TIME+PHIU))
LK1, 11-12 = 1E-3
LK2, 21-22 = 1E-3
LK3, 31-32 = 1E-3

```

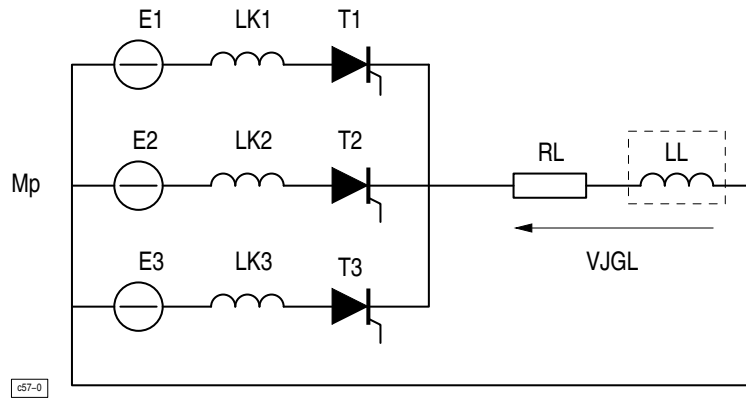


Abbildung 4.68: Dreiphasige gesteuerte Gleichrichter Mp-Schaltung

```

T1, 12-13-41 = MODEL THYRISTOR
T2, 22-23-41 = MODEL THYRISTOR
T3, 32-33-41 = MODEL THYRISTOR
RL, 41-Mp = 100
JGL, 41-Mp = 0
EG1, 41-13 = FPULSE (0, 5, P1, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.1E-3, PT)
EG2, 41-23 = FPULSE (0, 5, P2, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.1E-3, PT)
EG3, 41-33 = FPULSE (0, 5, P3, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.1E-3, PT)
DEFINED PARAMETERS
  Pi = Xpi (4*atan(1))
  Pfr = 50
  PT = Xt (1/Pfr)
  Pom = Xpom (2*Pi*Pfr)
  PHIU = Xphiu (120/360*2*Pi)
  PU = Xpu (230*sqrt(2))
  Palpha = Xalpha (TIME*1500)
; Zündverzögerungswinkel, umgerechnet in 'ms':
  P1 = Xp1 (Palpha/360*PT)
  P2 = Xp2 ((Palpha+120)/360*PT)
  P3 = Xp3 ((Palpha+240)/360*PT)
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 100E-3
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
OUTPUTS
  IRL, VJGL, IRST1, IRST2, IRST3, E1, E2, E3, Palpha
END

```

Den Verlauf der Ströme und Spannungen zeigen die Abb. 4.69 und 4.70. Während der Simulation wird der Zündverzögerungswinkel α stetig von 0 bis 150° verändert. Den Winkel $\alpha = \alpha(t)$ kann man mit Hilfe der eingezeichneten Geraden an der rechten Y-Achse ablesen. Man erkennt in beiden Abbildungen, dass keine Kommutierung stattfindet, wenn $\alpha < 30^\circ$ ist (Lückbetrieb).

4.18.9 C59: 3-Mp-Schaltung mit RL-Last

Die Schaltung von Abb. 4.68 wird um die Induktivität LL erweitert. Die Nullstromquelle JGL dient zur Messung der Spannung VJGL an der Reihenschaltung von RL, LL.

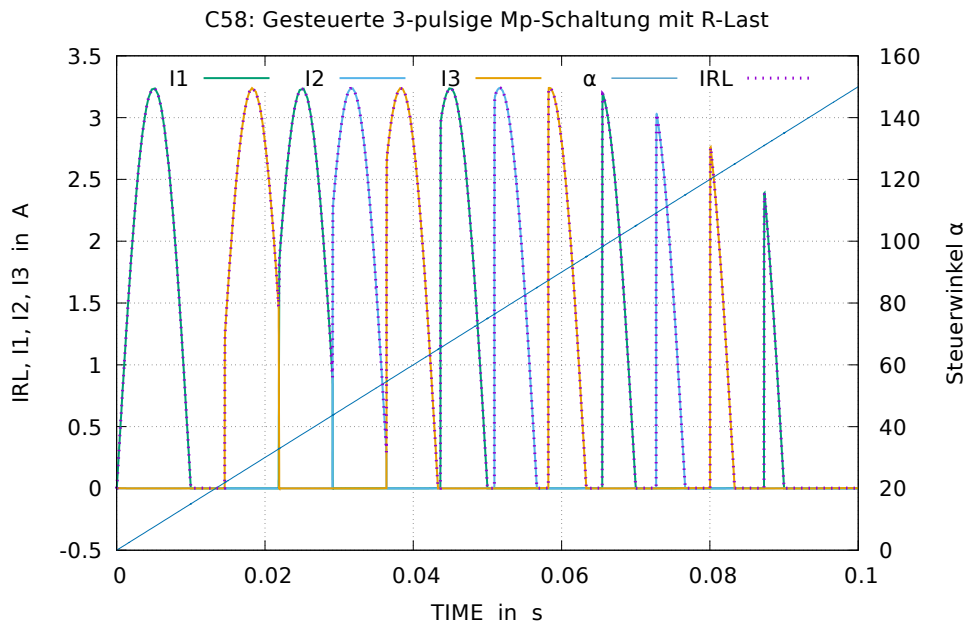


Abbildung 4.69: R-Last: Ströme für $0 < \alpha < 150^\circ$

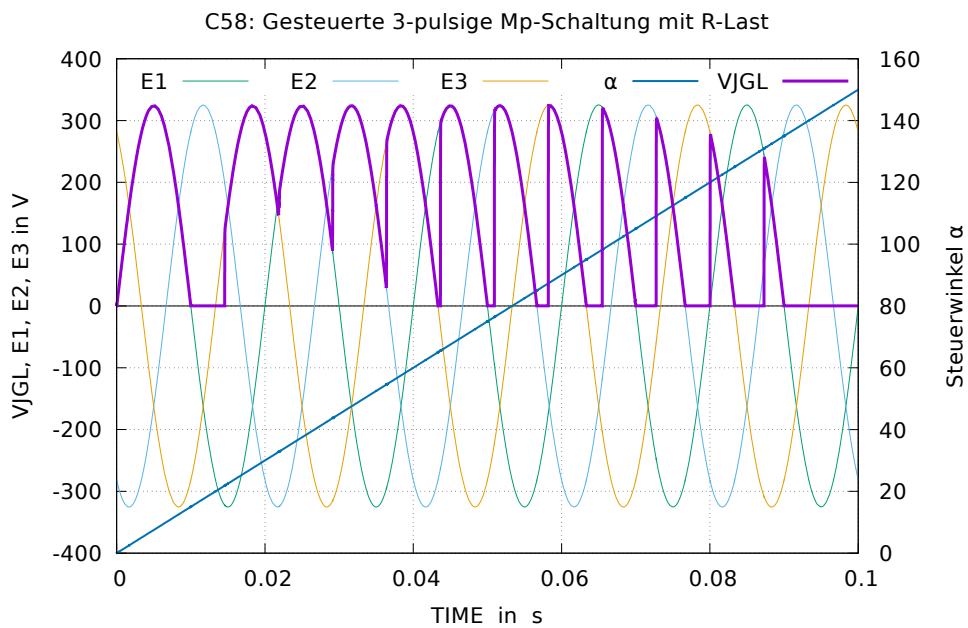


Abbildung 4.70: R-Last: Spannungen für $0 < \alpha < 150^\circ$

RL, 41-42 = 100
 LL, 42-Mp = 0.1
 JGL, 41-Mp = 0

Den Verlauf der Spannung VJGL an der RL-Last zeigt Abb. 4.71.

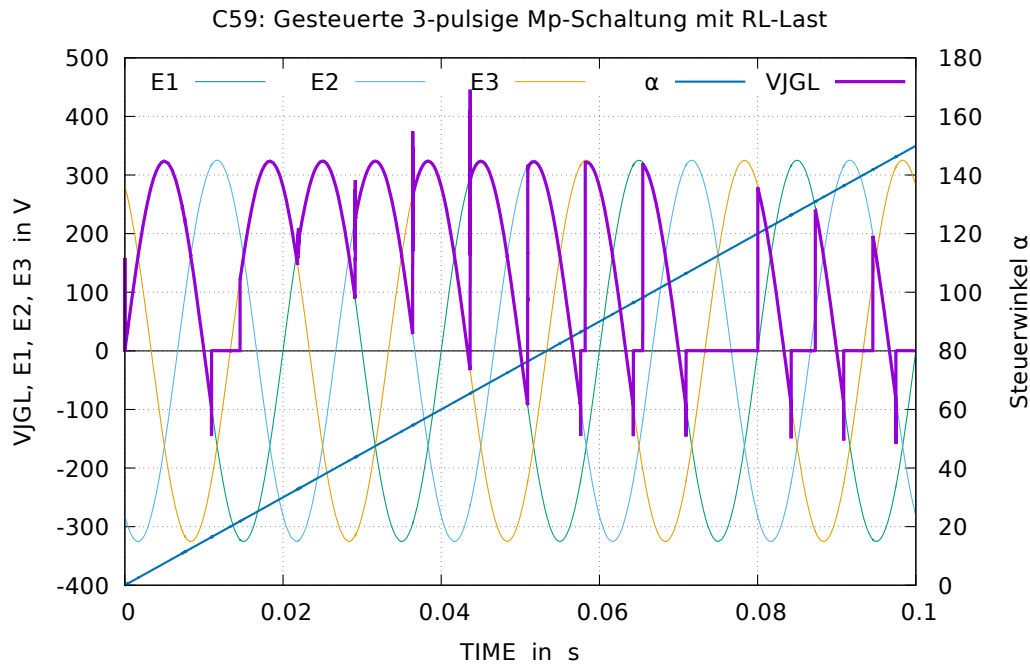


Abbildung 4.71: RL-Last: Spannungen für $0 < \alpha < 150^\circ$

4.18.10 C60: Gesteuerte 6-pulsige Brückenschaltung mit RL-Last

Abb. 4.72 zeigt die untersuchte Schaltung. Es handelt sich um eine 6-pulsige gesteuerte Brückenschaltung (B6C), die auf eine ohmsch-induktive Last arbeitet. Die Gleichrichterbrücke wird aus 6 Thyristoren gebildet, die mittels des Modells aus Abschnitt 4.18.7 nachgebildet werden. Das Drehstromnetz ist mit Kommutierungsdrosseln LK1, LK2, LK3 versehen, die Widerstände RE1, RE2, RE3 bilden die ohmschen Verluste der Phasen ab.

Angesteuert werden die 6 Thyristoren durch 6 unabhängige Spannungsquellen EG1,...,EG6. Die zeitlich versetzten vom Steuerwinkel α abhängigen sechs Zündimpulse liefern die Variablen PMP1,...,PMP6 mit dem Unterprogramm FPULSE. Der zeitliche Verlauf eines Impulses ist für alle 6 Impulse gleich (Impulshöhe, -weite, Anstiegs- und Abfallzeit, Periodendauer), nur die Verzögerungszeiten sind unterschiedlich und werden durch die Variablen P1,...,P6 gesteuert.

Während einer Periodendauer (20 ms) müssen die Thyristoren in der Reihenfolge T1 – T6 – T2 – T4 – T3 – T5 zünden. Die Impulse liegen jeweils 60° auseinander. Zusätzlich werden sie um den Steuerwinkel $\alpha \equiv \text{Palpha}$ verschoben.

Damit ein Strom durch die Brücke fließen kann, müssen mindestens jeweils ein Thyristor der oberen Brücke (T1,T2,T3) und ein Thyristor der unteren Brücke leitend sein, z. B. T1–T5, anschließend T6–T1 usw. Das bedeutet, dass jeweils noch ein zusätzlicher Zündimpuls für den zweiten Thyristor erzeugt werden muss. Jeder Thyristor erhält also während einer Periode 2 Zündimpulse. Diese werden in den Zündspannungsquellen EG durch Addition der jeweiligen Einzelimpulse generiert. Damit alle 2 Zündimpulse ab Beginn der Simulation ($t = 0$) vorhanden sind, berechnet man die Verzögerungszeiten P1,...,P6 bereits für $t < 0$, indem man vom berechneten Verzögerungswinkel 360° abzieht. Die Zündreihenfolge ist in Abb. 4.73 zu erkennen.

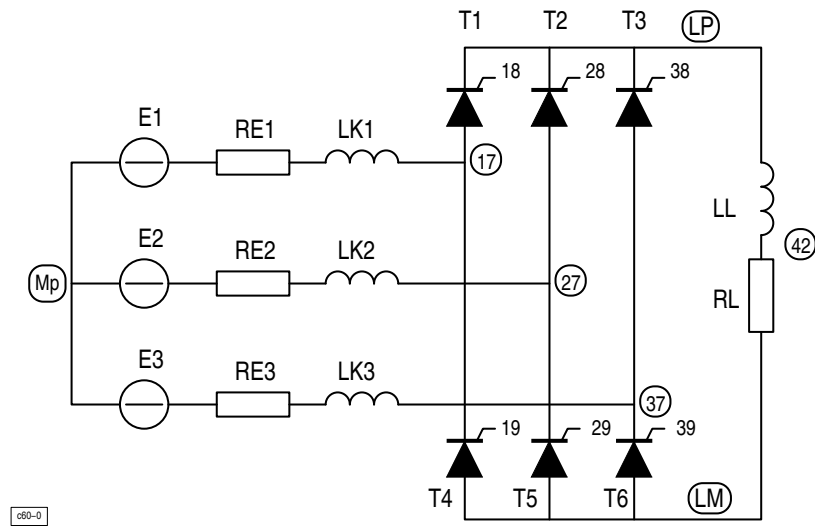


Abbildung 4.72: Sechspulsig gesteuerte Brückenschaltung mit RL-Last

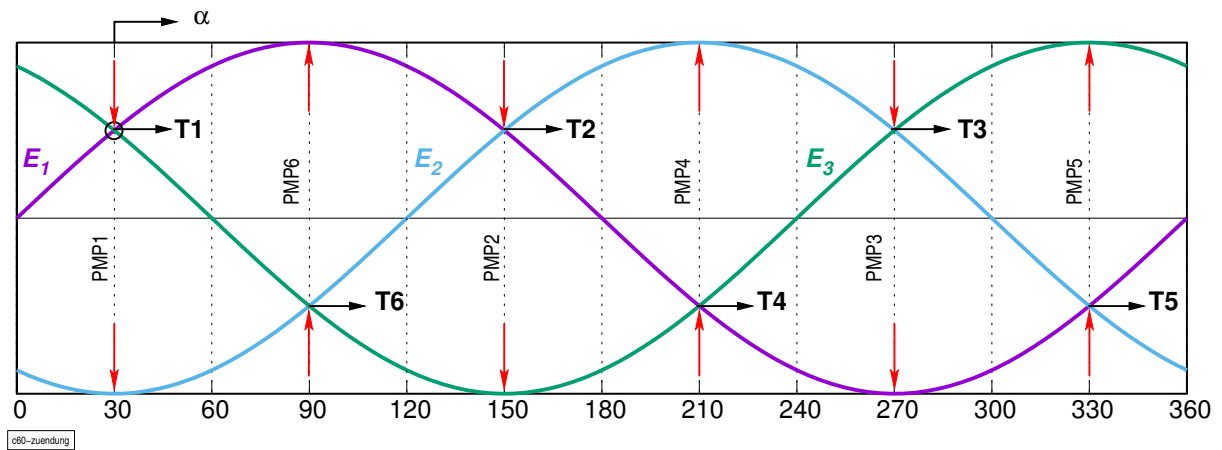


Abbildung 4.73: Verteilung der Zündimpulse; die Impulse verschieben sich mit dem Steuerwinkel α

CIRCUIT DESCRIPTION

C60: Gesteuerte 6pulsig Brueckenschaltung mit RL-Last

ELEMENTS

E1, Mp-11 = XE1 (PU*SIN(Pom*TIME))
 E2, Mp-21 = XE2 (PU*SIN(Pom*TIME-PHIU))
 E3, Mp-31 = XE3 (PU*SIN(Pom*TIME+PHIU))

RE1, 11-15 = 0.5
 RE2, 21-25 = 0.5
 RE3, 31-35 = 0.5

LK1, 15-17 = 5E-3
 LK2, 25-27 = 5E-3
 LK3, 35-37 = 5E-3

T1, 17-18-LP = MODEL THYRISTOR (TEMP)
 T2, 27-28-LP = MODEL THYRISTOR (TEMP)
 T3, 37-38-LP = MODEL THYRISTOR (TEMP)

```

T4, LM-19-17 = MODEL THYRISTOR (TEMP)
T5, LM-29-27 = MODEL THYRISTOR (TEMP)
T6, LM-39-37 = MODEL THYRISTOR (TEMP)

RL, LP-42 = 20
LL, 42-LM = 0.01
JGL,LP-LM = 0
; Doppelimpulse:
EG1, LP-18 = XEG16 (PMP1+PMP6)
EG6, 37-39 = XEG62 (PMP6+PMP2)
EG2, LP-28 = XEG24 (PMP2+PMP4)
EG4, 17-19 = XEG43 (PMP4+PMP3)
EG3, LP-38 = XEG35 (PMP3+PMP5)
EG5, 27-29 = XEG51 (PMP5+PMP1)
DEFINED PARAMETERS
Pi = Xpi (4*atan(1))
Pfr = 50
PT = Xt (1/Pfr)
Pom = Xpom (2*Pi*Pfr)
PHIU = Xphiu (120/360*2*Pi)
PU = Xpu (230*sqrt(2))
Palpha = 0
; einmalige Verzögerungszeit + Steuerwinkel:
P1 = XP1 ((Palpha+ 30-360)*0.02/360)
P2 = XP2 ((Palpha+150-360)*0.02/360)
P3 = XP3 ((Palpha+270-360)*0.02/360)
P6 = XP6 ((Palpha+ 90-360)*0.02/360)
P4 = XP4 ((Palpha+210-360)*0.02/360)
P5 = XP5 ((Palpha+330-360)*0.02/360)
; Erzeugen der Einzelimpulse:
PMP1 = FPULSE (0, 5, P1, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
PMP6 = FPULSE (0, 5, P6, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
PMP2 = FPULSE (0, 5, P2, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
PMP4 = FPULSE (0, 5, P4, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
PMP3 = FPULSE (0, 5, P3, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
PMP5 = FPULSE (0, 5, P5, 0.1E-3, 0.1E-3, 0.4E-3, PT)
RUN CONTROLS
STOP TIME = 30E-3
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
MAXIMUM STEP SIZE = 5E-5
MAXIMUM INTEGRATION PASSES = 1E6
TERMINATE IF (XSTPNO .GE. 49997)
OUTPUTS
IRL, VJGL
IRST1, IRST5, IRST6
E1,E2,E3
RERUN DESCRIPTION (2)
DEFINED PARAMETERS
Palpha = 45, 85
END

```

Abb. 4.74 zeigt den Verlauf des Laststroms, Abb. 4.76 den Verlauf der Spannung an der Last für die drei Steuerwinkel $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$, Abb. 4.75 den Kommutierungsvorgang der Ventilströme von Ventil T5 nach T6 bei $\alpha = 0^\circ$.

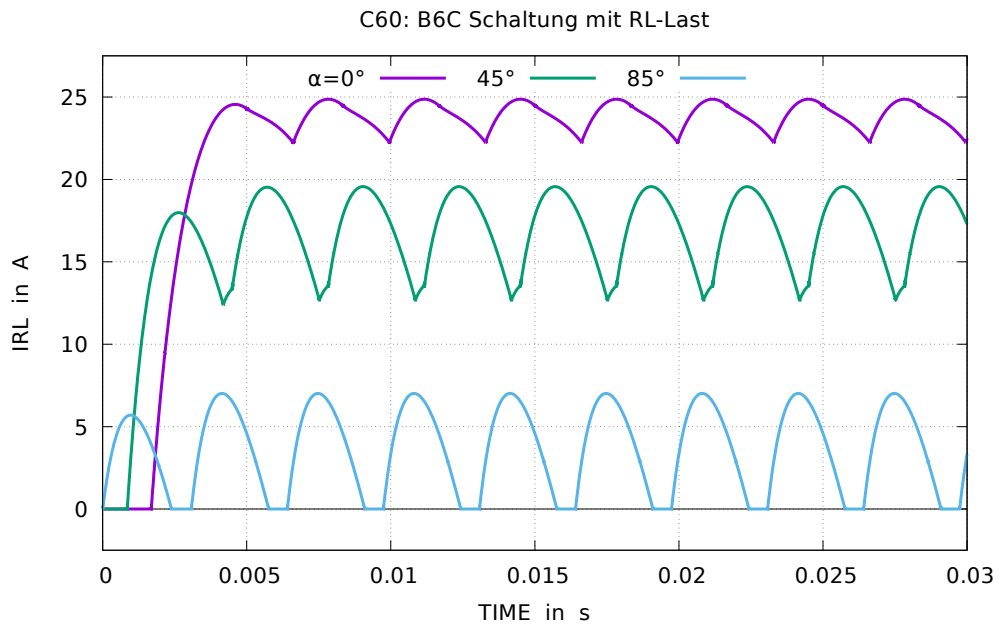


Abbildung 4.74: IRL für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$

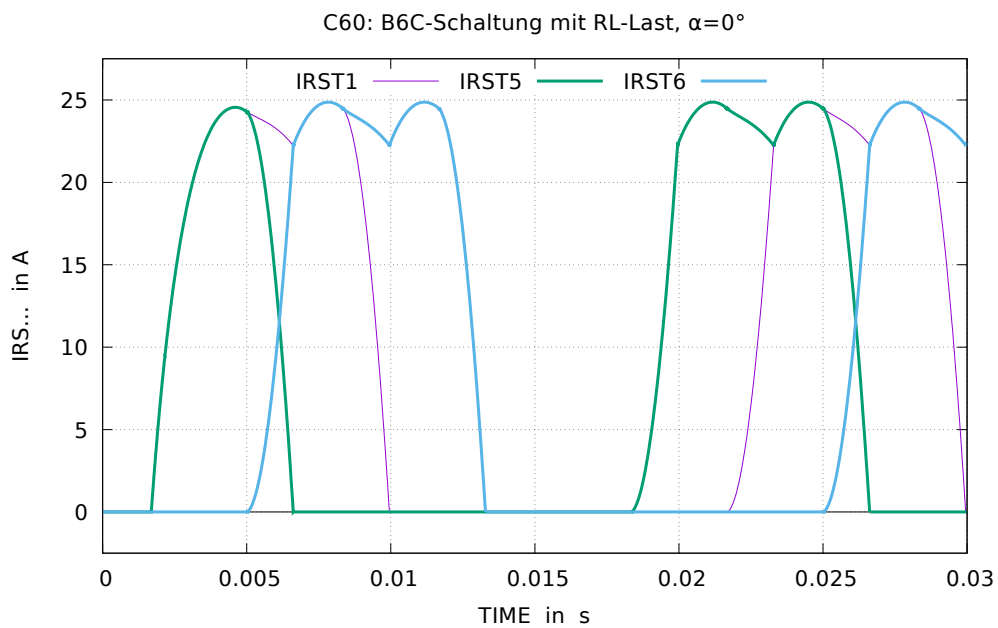


Abbildung 4.75: Kommutierung $T5 \Rightarrow T1 \Rightarrow T6$ für $\alpha = 0^\circ$

4.18.11 C61: B6C-Schaltung mit SPICE_SCR-Modell

Die B6C-Schaltung wird statt mit dem modifiziertem Thyristormodell nach Abschnitt 4.18.7 mit dem erweiterten SPICE-Modell nach Abschnitt 4.14.3 simuliert. Der wesentliche Unterschied ist die Realisierung des Durchgangswiderstandes R_S des Thyristors. Das SPICE-Modell nimmt eine lineare Funktion zwischen R_S und V_{CR} an (Abb. 4.37), realisiert durch einen Polygonzug. Diese Funktion ist an den Polygonpunkten nicht differenzierbar. Das modifizierte Modell von 4.18.7

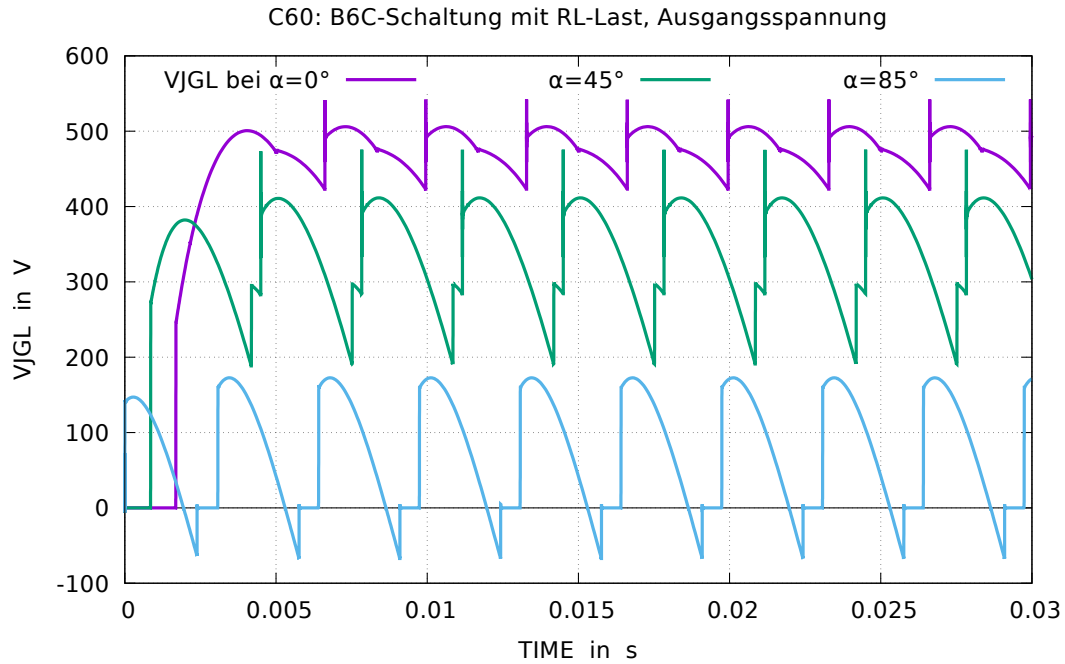


Abbildung 4.76: Ausgangsspannung VJGL für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$

verwendet eine stetig differenzierbare Funktion.

Ein Ergebnis der Simulation, die Ausgangsspannung VJGL an der Lastimpedanz, ist in Abb. 4.77 dargestellt. Auffällig sind die Spannungsspitzen, die wesentlich höher ausfallen als in Abb. 4.76. Die Stromverläufe sind im Prinzip identisch.

Unterschiedlich sind ebenfalls die Anzahl der Integrationsschritte. Das SPICE-Modell benötigt für den Fall $\alpha = 0^\circ$ ca. 35 %, für $\alpha = 45^\circ$ etwa 45 % und für $\alpha = 85^\circ$ ungefähr 10 % *weniger* Integrationsschritte.

Die Vorgabe von Nichtlinearitäten in Form einer stetig differenzierbaren Gleichung im Gegensatz zu tabellarischen Funktionen, die zwangsläufig Knickpunkte enthalten, ist im allg. numerisch stabiler und regt eine Schaltung nicht zu Schwingungen an. Das Inter- und Extrapolieren von Tabellen ist einfach und schnell. Liegt der Integrationszeitpunkt dicht an einem Tabellenpunkt, können sich bei der Berechnung der Integrationschrittweite die vorausberechneten Werte sprunghaft ändern und damit die automatische Schrittweitensteuerung erschweren ([3, Integrationsverfahren]). Andererseits erkennt die Schrittweitensteuerung auch bei stetig differenzierbaren Funktionen starke Änderungen und passt die Schrittweite der Änderung an, was zusätzlicher Rechenaufwand in Abhängigkeit von der Komplexität der Funktion bedeuten kann.

Das vorliegende Beispiel zeigt, dass die Funktion FPULSE günstiger ist als die „weichere“ Funktion FSINSQ.

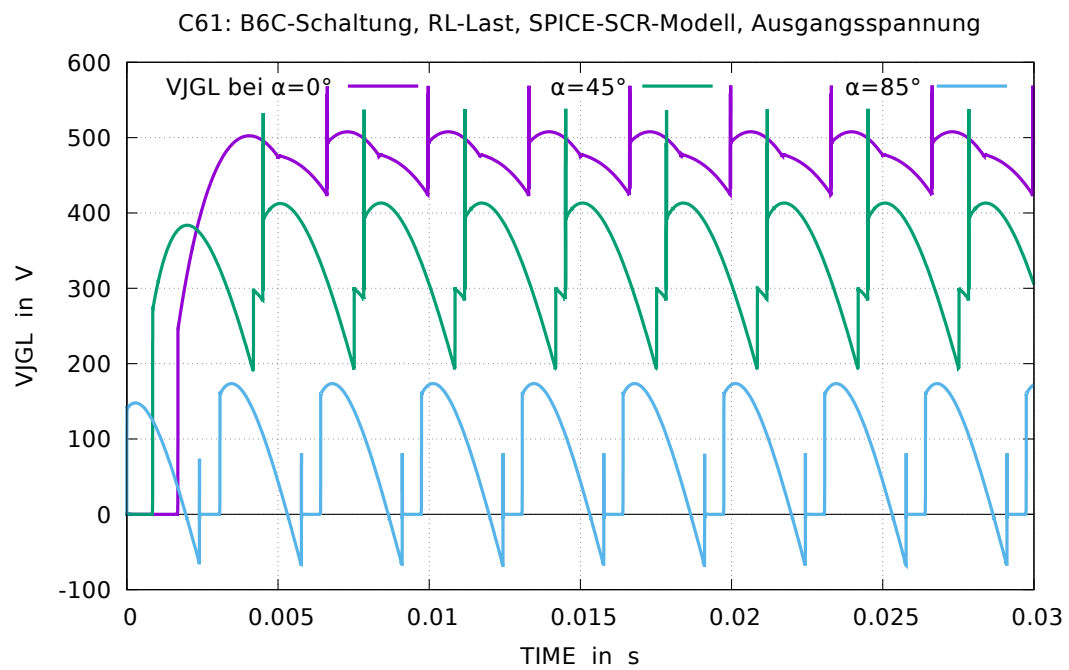


Abbildung 4.77: Ausgangsspannung V_{JGL} für $\alpha = 0^\circ, 45^\circ, 85^\circ$ mit SPICE-SCR-Modell nach [4.14.3](#)

5 Beispiele D

5.1 D01: Tiefpassfilter (AC-Analyse)

Das folgende Beispiel berechnet den Frequenzgang des Tiefpassfilters gemäß Abbildung 5.1 für verschiedene Abschlussimpedanzen [7, Seite 156 ff]. Die Induktivitäten sind nicht verlustlos. Die Eingangsspannung $EAC=(1,0)$ definiert eine Wechselspannungsquelle mit einer Amplitude von 1 V bei einem Phasenwinkel von 0° .

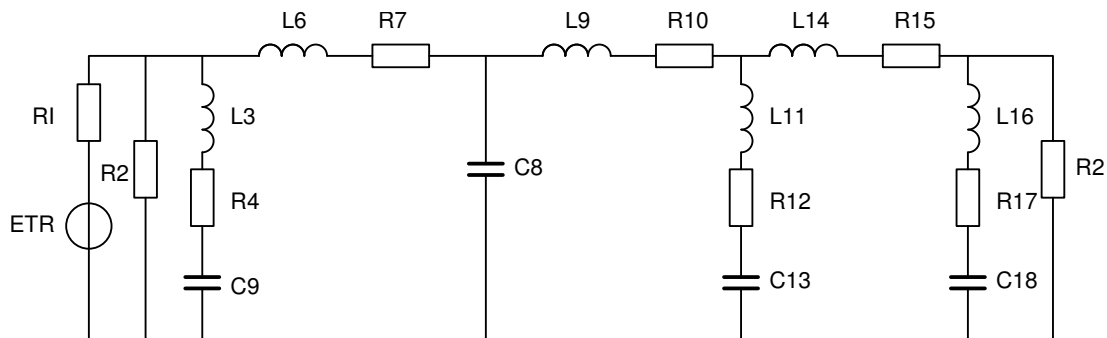


Abbildung 5.1: Tiefpassfilter

CIRCUIT DESCRIPTION

D01: Composite filter (AC analysis) using nonideal elements

ELEMENTS

EAC, A - 0 = (1,0)	
RI, A - 1 = 0.1,	R2, 1 - 0 = 1E6
L3, 1 - 2 = 1.414E-3,	R4, 2 - 3 = 25
C5, 3 - 0 = 0.0795E-6	
L6, 1 - 4 = 2.12E-3,	R7, 4 - 5 = 30
C8, 5 - 0 = 0.265E-6	
L9, 5 - 6 = 2.0075E-3,	R10, 6 - 7 = 25
L11, 7 - 8 = 0.946E-3,	R12, 8 - 9 = 29
C13, 9 - 0 = 0.1365E-3	
L14, 7 - 10 = 1.4775E-3,	R15, 10 - 11 = 29
L16, 11 - 12 = 1.414E-3,	R17, 12 - 13 = 25
C18, 13 - 0 = 0.0795E-6	
RL, 11 - 0 = 50	

DEFINED PARAMETERS

WVRL = X1 (VRL)
WDB = X2 (20.*DLOG10(DZABS(VRL/EAC))))

OUTPUTS

VRL,NYQUIST
WVRL,DEGREES,PLOT
WDB,COMPLEX,PLOT

```

RUN CONTROLS
  RUN AC
  INITIAL FREQUENCY = 1000
  FINAL FREQUENCY = 50E3
  NUMBER FREQUENCY STEPS = 50
  TYPE FREQUENCY RUN = LOG
RERUN DESCRIPTION (2)
ELEMENTS
  RL = 100, 200
END

```

Die Schaltung wird für 3 verschiedene Abschlusswiderstände $RL=50, 100, 200$ im Frequenzbereich von 1 kHz bis 50 kHz untersucht.

Die Umrechnung der Dämpfung in Dezibel geschieht mit der komplex definierten Variablen WDB unter Verwendung *doppeltgenauer* FORTRAN-Funktionen. Der Wert wird im Realteil der Variablen WDB abgespeichert, der Imaginärteil wird nicht benutzt.

Für die Nyquist-Diagramme in Abb. 5.3 werden Real- und Imaginärteil der Ausgangsspannung VRL benötigt (Anweisung $VRL, NYQUIST$ unter $OUTPUTS$). Für die Berechnung der Phasenverschiebungen und Dämpfungen von VRL müssen die Spannungen aber im Format Amplitude und Phasenwinkeln in Grad vorliegen.¹ Aus diesem Grund wird die Ausgangsspannung VRL zusätzlich in eine komplexe Variable $WVRL$ in das gleiche Format umgespeichert ($WVRL, DEGREES$). Die Phasenverschiebung zwischen der Eingangsspannung EAC und der Ausgangsspannung kann dann direkt aus dem Imaginärteil von $WVRL$ abgelesen werden, da die Phasenverschiebung von EAC 0° beträgt.

Abb. 5.2 zeigt die Dämpfungen WDB und die Phasenverschiebungen $WVRL$ für die verschiedenen Abschlussimpedanzen RL .

5.2 D02: Tiefpassfilter (TR-Analyse)

Die Schaltung nach Abb. 5.1 wird einer Zeitanalyse unterzogen [7, Seite 164 ff]. Der Rechteckimpuls der Eingangsspannung wird mittels $TABLE$ 1 erzeugt. Die Sprungantworten bei verschiedenen Abschlussimpedanzen ($RL=50, 100, 200$) zeigt Abbildung 5.4 (unterschiedliche Skalierung für ETR und VRL).

```

CIRCUIT DESCRIPTION
D02: Composite filter (TR analysis) using nonideal elements
ELEMENTS
  ETR, 0 - A = TABLE 1 (TIME)
  ...
  RL, 11- 0 = 50
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0, 0.000002,1, 0.001,1, 0.001002,0, 2,0
OUTPUTS
  VRL,ETR
RUN CONTROLS

```

¹Dazu müsste normalerweise die Eingangsspannung EAC auch in eine komplexe Spannung umgewandelt werden. Da aber der Phasenwinkel mit 0° definiert wurde und dieser Winkel als Imaginärteil der komplexen Variablen EAC abgespeichert wird, wird der Quotient $20 \cdot \text{DLOG10}(\text{DZABS}(VRL/EAC))$ richtig berechnet.

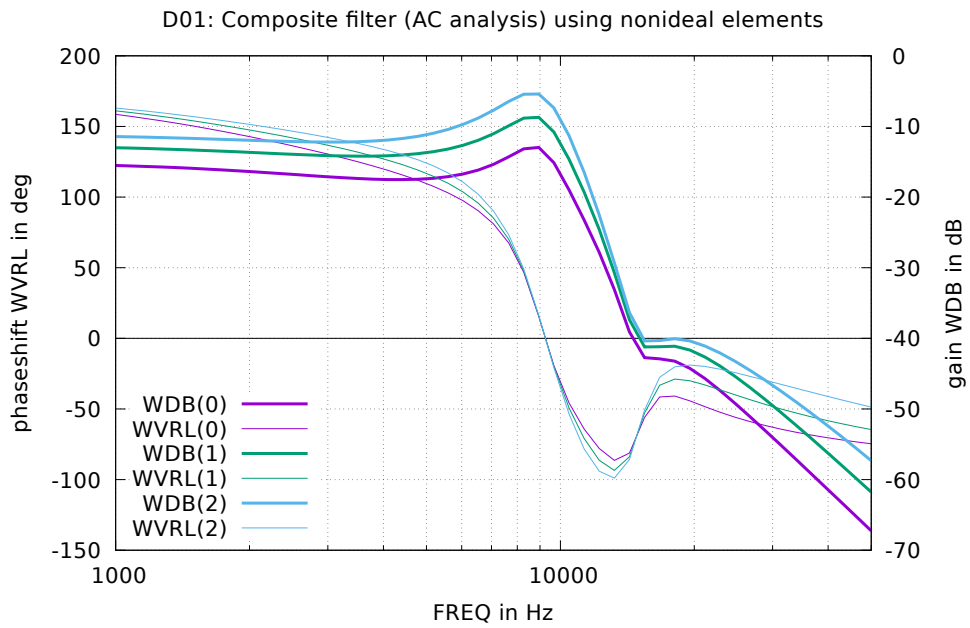


Abbildung 5.2: Dämpfungen und Phasenverschiebungen bei verschiedenen Abschlussimpedanzen

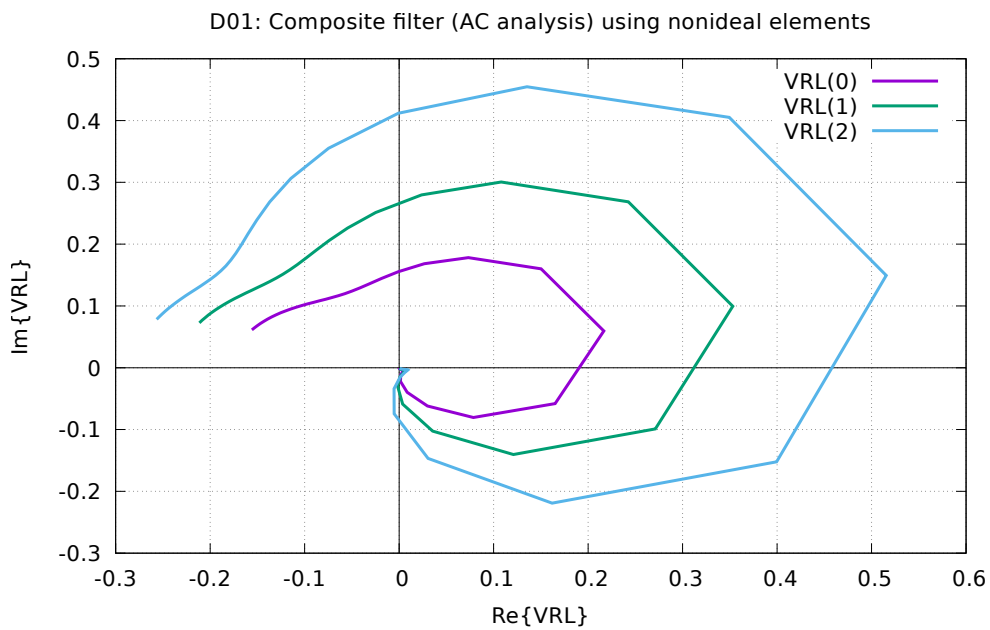


Abbildung 5.3: Nyquist-Diagramm für verschiedene Abschlussimpedanzen

```

STOP TIME = 0.0015
RERUN DESCRIPTION (2)
ELEMENTS
  RL = 100, 200
END

```

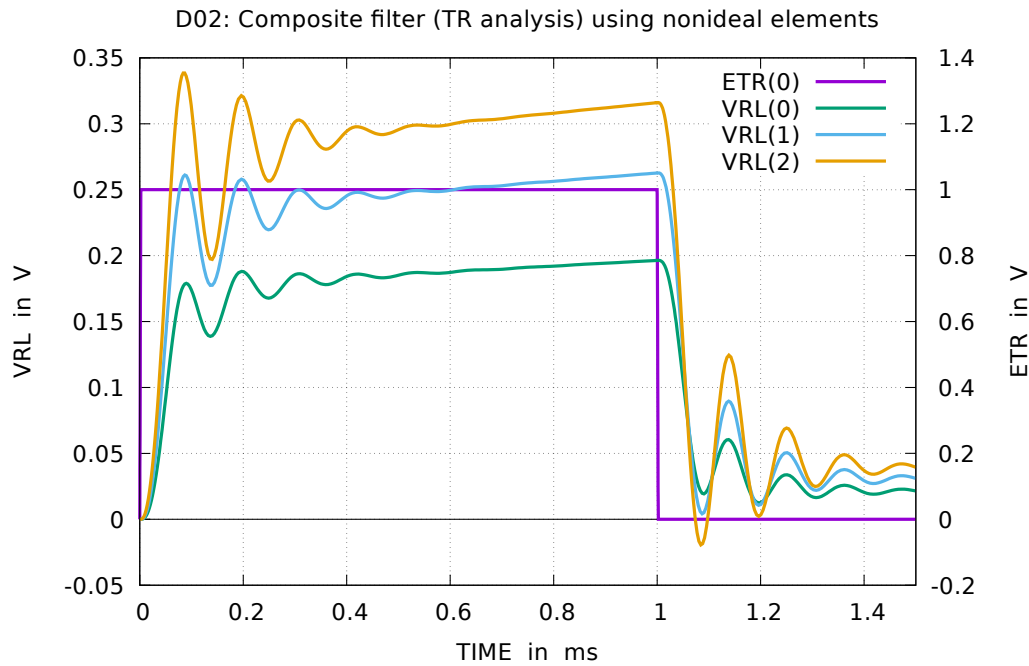


Abbildung 5.4: Sprungantwort bei verschiedenen Abschlussimpedanzen

5.3 D03: Inverter für Logikschaltungen

Abbildung 5.5 zeigt eine typische Inverterschaltung (aus [7, Seite 170 ff],[8, Abschnitt 1.110 'Sample Problem 1']). An diesem Beispiel sollen der Einsatz einer Transientanalyse sowie die

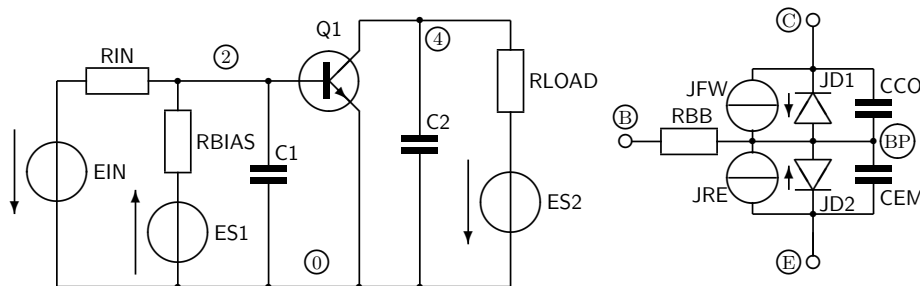


Abbildung 5.5: Inverterschaltung mit Ersatzschaltbild des Transistors

Modellierung des Großsignal-Ersatzschaltbildes eines Transistors gezeigt werden.

Die SCEPTRE Eingabe gliedert sich in zwei Teile: unter **MODEL DESCRIPTION** wird ein Modell, unter **CIRCUIT DESCRIPTION** das vollständige Netzwerk beschrieben. Eine Modellbeschreibung ist immer dann sinnvoll, wenn das Modell mehrmals im Netzwerk eingefügt oder in die Modellbibliothek aufgenommen werden soll. Existiert das Modell bereits in der Bibliothek, kann die Beschreibung natürlich entfallen. Die wichtigsten Knotenpunkte sind eingezeichnet. Als Einheiten werden mA, V, k Ω , pF, μ H, ns verwendet.

Dem Transistorersatzschaltbild liegt das Ladungssteuerungsmodell zugrunde. Die nichtlinearen Dioden-Kapazitäten CEM und CCO setzen sich aus einem konstanten und einem von den Strom-

quellen JD1 und JD2 abhängigen Anteil zusammen und werden direkt mittels der *Expression*-Anweisungen X1 und X2 beschrieben. Die nichtlinearen Stromquellen JD1 und JD2 stellen eine Diode durch die Diodengleichung $J = I_s(\exp(\Theta V_J) - 1)$ dar. V_J ist die Diodenspannung, also die Spannung, die an der Stromquelle J liegt. Die Parameter der Anweisung DIODE EQUATION entsprechen den Konstanten I_s und Θ . Die gesteuerten Stromquellen JFW und JRE sind linear von den Diodenströmen JD2 und entsprechend JD1 abhängig.

Unter CIRCUIT DESCRIPTION wird dieses Modell in die Schaltung eingefügt. Die Modellknotenpunkte E-B-C werden mit den Schaltungsknoten 0-2-4 verbunden. Der Name Q1 ist beliebig und wird nur als Referenz benötigt, wenn auf modellinterne Elemente zugegriffen werden soll. Der Verlauf der Eingangsspannung EIN wird durch die Tabelle 1 definiert und explizit als Wertepaare unter FUNCTIONS eingegeben. Die Transientanalyse (STOP TIME = 200) wird mit der Berechnung des Arbeitspunktes kombiniert (RUN INITIAL CONDITIONS). Als Ausgabe (OUTPUTS) werden die Eingangsspannung EIN und die Kondensatorsspannungen VC1 und VC2 angefordert. Abbildung 5.6 zeigt den Verlauf der Spannungen VC1 und VC2.

```
MODEL DESCRIPTION
  MODEL 2N2369A (TEMP) (E-B-C)
    ELEMENTS
      RBB,      B-BP    = .02
      CEM,      BP-E    = X1 (3+6.72*JD2)
      CC0,      BP-C    = X2 (2+185*JD1)
      JD1,      BP-C    = DIODE EQUATION (7.3801E-9,32.)
      JD2,      BP-E    = DIODE EQUATION (3.5745E-9,28.)
      JFW ,     C-BP    = .97819*JD2
      JRE ,     E-BP    = .47379*JD1
CIRCUIT DESCRIPTION
D03: digital logic inverter circuit
  ELEMENTS
    ES1,       3-0      = 6
    ES2,       0-5      = 6
    EIN,       0-1      = TABLE1 (TIME)
    C1,        2-0      = 3.6
    C2,        4-0      = 3.4
    RIN,       1-2      = 5.6
    RBIAS,     2-3      = 10
    RLOAD,     5-4      = 1
    Q1,        0-2-4    = MODEL 2N2369A (TEMP)
  FUNCTIONS
    TABLE 1
      0,0,    1,9,    2,8,    100,8,    101,-1,    102,0,    110,0
  RUN CONTROLS
    RUN INITIAL CONDITIONS
    STOP TIME=200
  OUTPUTS
    VC1, VC2, EIN
END
```

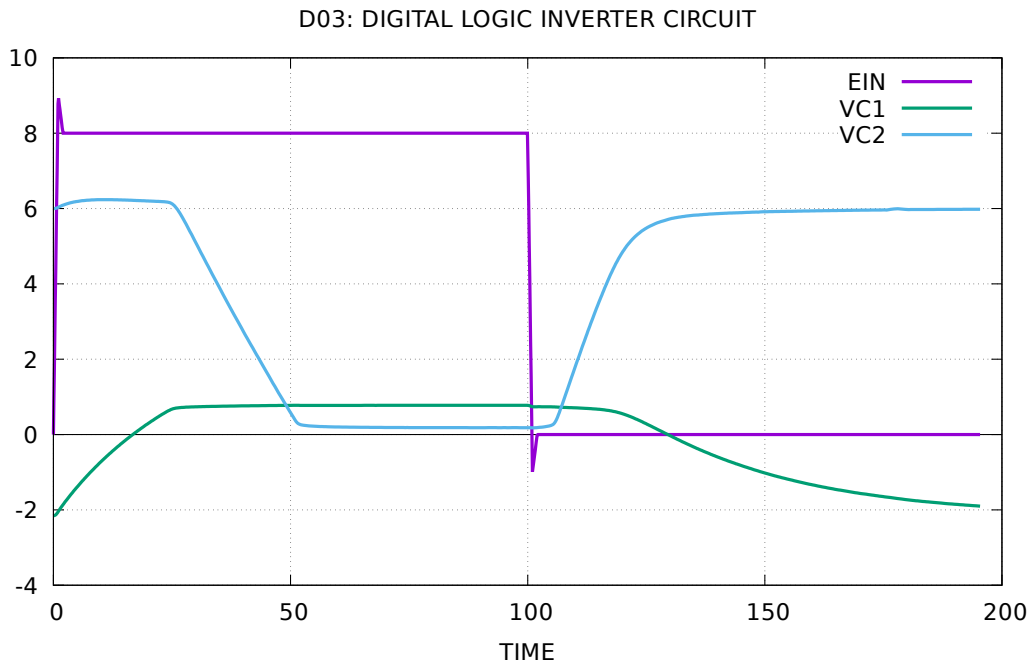


Abbildung 5.6: Spannungen an den Kapazitäten C1 und C2

5.4 D04: Toleranzanalyse eines Emitterfolgers

Bei der Entwicklung logischer Schaltungen für Rechenwerke spielen die Laufzeiten der Signale eine wichtige Rolle. Schaltungsbedingt tritt eine Verzögerung zwischen den Eingangs- und Ausgangssignalen auf. Werden mehrere Schaltkreise zu einer Baugruppe zusammengeschaltet, addieren sich u. U. die Verzögerungen und können die Wirkungsweise der Gesamtschaltung entscheidend beeinflussen. Da die elektrischen Werte der Bauelemente bedingt durch die Fertigung Schwankungen unterliegen, kann ihr Einfluss bei kritischen Anforderungen nicht außer Acht gelassen werden.

Das folgende Beispiel wurde mit einigen Änderungen, die noch erläutert werden, aus [8, Abschnitt 2, 'Sample Problem 2'] entnommen. Es handelt sich um einen Emitterfolger entsprechend Abbildung 5.7, für die Transistoren T1 - T4 wird das Ersatzschaltbild nach Abbildung 5.8 verwendet.

Gesucht ist die Verzögerungszeit zwischen dem Eingangssignal EIN und den Ausgangssignalen VRL1 und VRL2. In der Originalschaltung werden außer den Toleranzen einzelner Elemente die statistischen Abweichungen globaler Einflussgrößen mittels definierter Parameter berücksichtigt, die diese Elemente *zusätzlich* beeinflussen. Diese Möglichkeit ist in SCEPTRE nicht vorhanden². Entsprechend wurde die Simulation vereinfacht.

Der Parameter PST enthält den Logarithmus der aktuellen Schrittweite (interner Parameter XSTPSZ) und kann direkt in einem linearen Koordinatensystem dargestellt werden.

²Die Verwendung definierter Parameter in Toleranzanalysen unterliegt gewissen Beschränkungen: als unabhängige Variable darf der Parameter nur als Faktor in Stromquellen 2. Ordnung auftauchen (hier z. B. PAL), als abhängige Variable muß außerdem das vollständige Differential GP... angegeben werden.

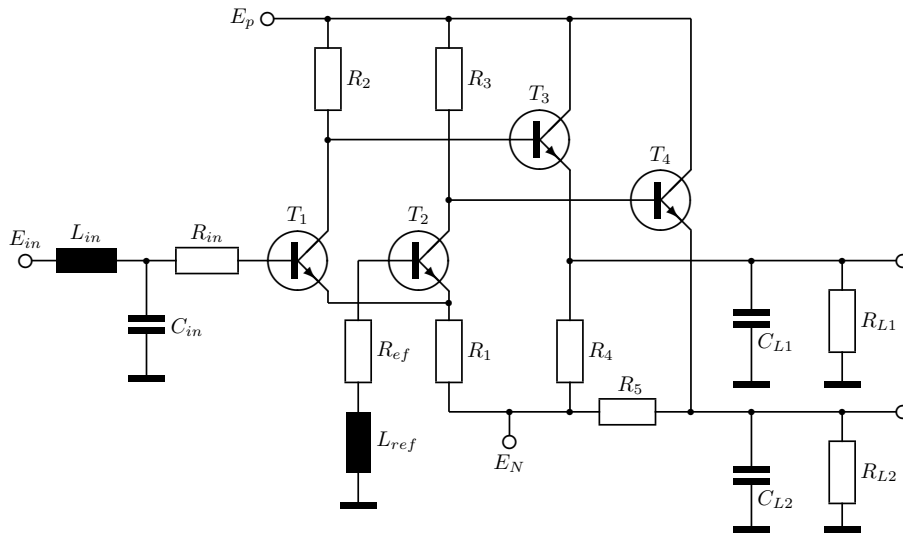
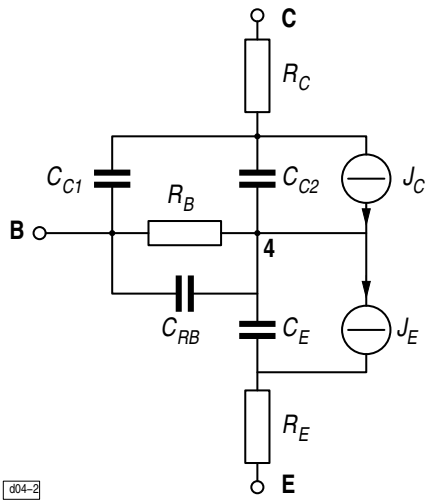


Abbildung 5.7: Schaltung des Emitterfolgers



$$R_B = 0.182 + \frac{1}{20} \log \left[\frac{3}{J_E + 0.1} \right]$$

$$J_E = 2.5 \cdot 10^{-13} [\exp(38.1 \cdot V_{JE}) - 1]$$

$$C_E = 0.4 + 10.4 \cdot J_E + \left(\frac{J_E}{5} \right)^{4.4} \quad \text{mit } J_E > 0$$

$$C_{C1} = \frac{0.6264}{(0.8 - V_{CC1})^{1/3}} \quad \text{mit } V_{CC1} < 0$$

$$C_{C2} = \frac{0.108}{(0.8 - V_{CC1})^{1/3}} \quad \text{mit } V_{CC1} < 0$$

$$J_C = \alpha \cdot J_E$$

Abbildung 5.8: Ersatzschaltbild für die Transistoren T1 - T4

MODEL DESCRIPTION
 MODEL JCNTRAN (B-C-E)
 diffused npn junction transistor model
 ELEMENTS
 RE, 6-E = .0005
 RC, C-5 = .008
 RB, B-4 = X12 (.182+LOG(3.D0/(JE+.1D0))/20)
 CRB, B-4 = 2.5
 CC1, B-5 = X13 (.6264/(.8-MIN(0.D0,VCC1))**.33333)
 CC2, 4-5 = X14 (.108/(.8-MIN(0.D0,VCC1))**.33333)
 CE, 4-6 = X15 (.4+10.4*JE+MAX(.01D0,JE/5D0)**4.4)
 JE, 4-6 = DIODE EQUATION (2.5D-13,38.1)
 JC, 5-4 = PAL*JE
 DEFINED PARAMETERS
 PAL = 0.98275 (0.954,0.996)

CIRCUIT DESCRIPTION

D04: current switch emitter follower, extended tolerances
 from: ASTAP General Information Manual GH20-1271-0

Units: V, mA, kOhm, pF, uH, ns, GHz

ELEMENTS

RIN, 1-2 = .077 (20.75)
 REF, 5-6 = .077 (20.75)
 R1, 7-N = 1.0 (11.88)
 R2, P-3 = .4 (11.88)
 R3, P-4 = .4555 (11.88)
 R4, 8-N = .615 (11.88)
 R5, 9-N = .615 (11.88)
 RL1, 8-GND= .093
 RL2, 9-GND= .093

LIN, EIN-1 = .01
 LREF, 5-GND = .01

CIN, 1-GND = .68
 CL1, 8-GND = 1
 CL2, 9-GND = 1

T1, 2-3-7 = MODEL JCNTRAN
 T2, 6-4-7 = MODEL JCNTRAN
 T3, 3-P-8 = MODEL JCNTRAN
 T4, 4-P-9 = MODEL JCNTRAN

EP, P-GND = -1.25
 EN, N-GND = 3
 EIN, GND-EIN = TABLE EIN (TIME)

FUNCTIONS

TABLE EIN = 0,-.4, 2,-.4, 8.25,.4,
 30,.4, 36.25,-.4, 50,-.4

DEFINED PARAMETERS

PST = XLXL (LOG(XSTPSZ))

OUTPUTS

EIN, VRL2,VRL1, PST

SENSITIVITY

(VRL1,VRL2 / RIN,REF,R1,R2,R3,R4,R5,PALT1,PALT2,PALT3,PALT4)

WORST CASE

(VRL1,VRL2 / RIN,REF,R1,R2,R3,R4,R5,PALT1,PALT2,PALT3,PALT4)

RUN CONTROLS

RUN IC VIA IMPLICIT
 RUN SENSITIVITY
 RUN WORST CASE = NOMINAL
 INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
 STOP TIME = 50
 MAXIMUM STEP SIZE = .1

RERUN DESCRIPTION

RUN CONTROLS

RUN IC VIA IMPLICIT
 RUN WORST CASE = LOW

RERUN DESCRIPTION

RUN CONTROLS

```

RUN IC VIA IMPLICIT
RUN WORST CASE = HIGH
END

```

Die Schaltung wird in einem Simulationslauf einer Empfindlichkeits- und „Worst Case“-Analyse unterzogen, die nominellen, kleinsten und größten Ergebnisse der „Worst Case“-Analyse werden nacheinander als Anfangsbedingungen an die TR-Analyse weitergegeben. Den zeitlichen Verlauf der beiden Ausgangssignale sowie das Eingangssignal sind in Abbildung 5.9 dargestellt. Aus den Nulldurchgängen der Eingangsspannung EIN und den Ausgangsspannungen VRL1 und VRL2 lassen sich daraus die Zeitverzögerungen ablesen.

Wegen der o. a. Vereinfachungen ist die Bandbreite der Ausgangsspannungen geringer als bei der Originalsimulation in [8].

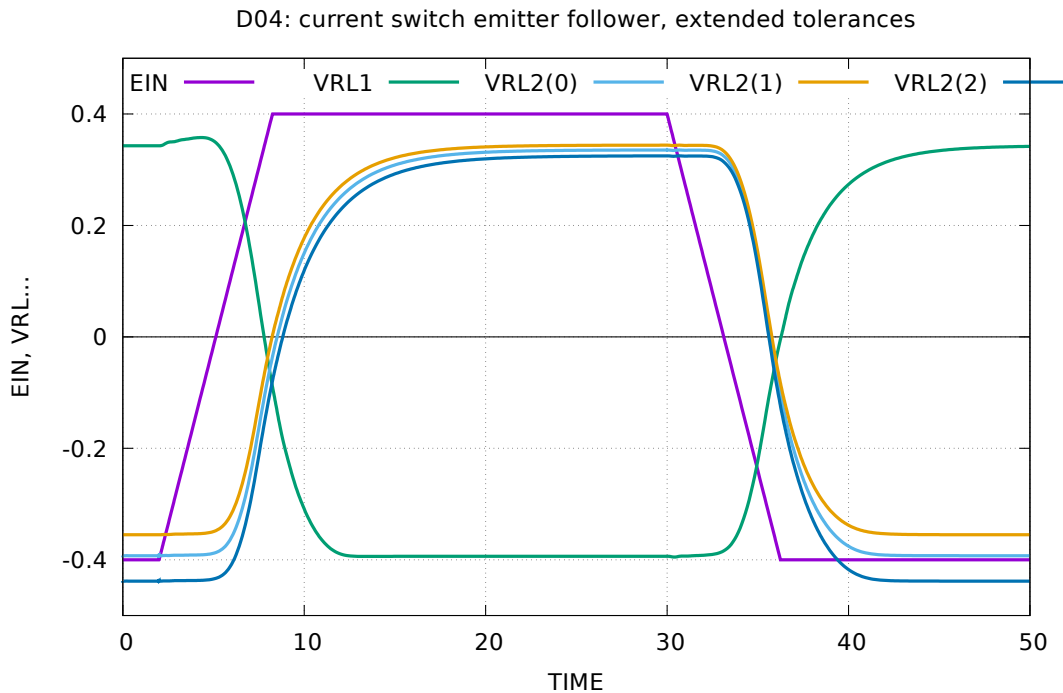


Abbildung 5.9: Ausgangsspannungen VRL1 und VRL2 bei maximalen und minimalen Anfangsbedingungen

CSEF logic circuit

A statistical transient analysis using a current switch emitter follower (CSEF) logic circuit is demonstrated in this example, which has been taken from [8] with a few modifications³. The equivalent circuit is shown in figure 5.7. The transistor model used is a modified Ebers-Moll model. Many of the elements are nonlinear. Furthermore, they are correlated with each other. The equivalent circuit of the transistor model together with the values associated with the transistor elements is shown in figure 5.8.

The purpose of this example is to illustrate the SCEPTRE techniques used to analyse this circuit, for detailed information users should refer to [8].

³The ASTAP input language is almost identical with the SCEPTRE language.

It should be noted, that the description of the model nonlinearities is performed by entering directly the mathematical expressions ($X12$, $X13$, $X14$, $X15$). The **MIN** and **MAX** functions used therein prevent division by zero, zero-valued passive elements, and fractional powers of negative numbers, which might terminate the program abnormally. The current gain of the secondary dependent source **JC** is defined by a parameter **PAL**, which by itself is defined with bounds. The resistors **R1** -- **R5** are dependent upon the sheet resistance of the material used for the resistors and are given nominal values with tolerances (11.88 %). In addition the lead resistors, **RIN** and **REF** are also provided with tolerances (20.75 %).

The subheadings **SENSITIVITY**, **MONTE CARLO**, and **WORST CASE** must be used to identify the variables treated in the respective calculations. First the dependent variables are listed, followed by a list of independent variables separated by a slash:

dependent variable list / independent variable list .

To refer to quantities within a model, the model name under **CIRCUIT DESCRIPTION** is appended to the model element, i. e., the parameter **PAL** of transistor **T3** is named **PALT3**. **SCEPTRE** uses adjoint calculations, which gives the partial derivatives of the dependent variables with respect to the list of independent variables. Additionally the type of analysis has to be specified under **RUN CONTROLS**. For the master run the nominal results of the worst case analysis are used as initial conditions for the transient analysis, the runs are repeated via the **RERUN DESCRIPTION** and the low and high value results replace the initial conditions respectively.

The simulation results are shown in figure 5.9 using **GNUPLOT**. In this plot the results of the master run are identified by the suffix (0), for each rerun this number is incremented by 1. The logarithm of the internal **SCEPTRE** variable **XSTPSZ** is requested as part of the output and permits monitoring of the range of the step size used during the simulation.

6 Beispiele EF

6.1 E02: Marx'scher Stoßgenerator

Zur Erzeugung hoher Impulsspannungen verwendet man u. a. die Schaltung nach Abbildung 6.1 [40, 41, 42, 43, 44]. Dabei wird die Stoßkapazität CS über den Ladewiderstand RL aufgeladen, nach

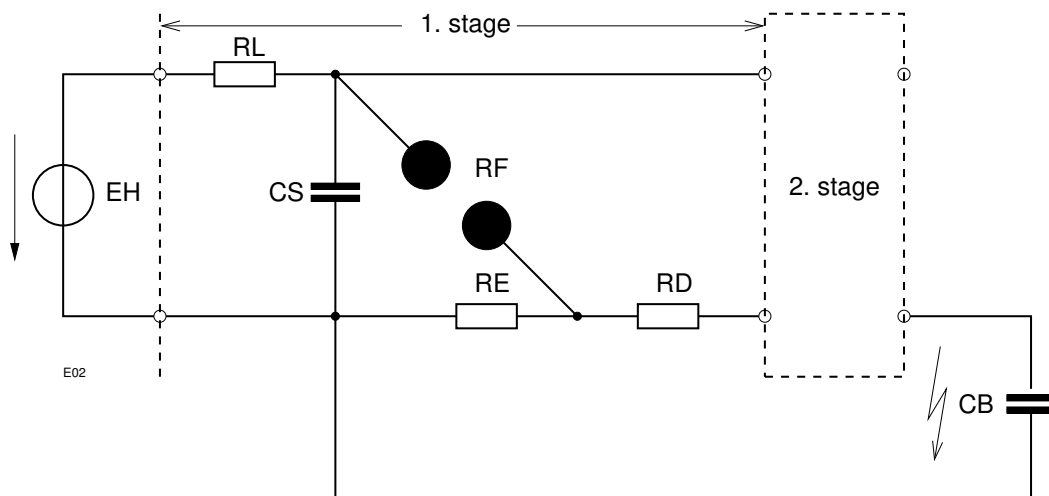


Abbildung 6.1: Prinzipschaltbild des Marx'schen Stoßgenerators

Ansprechen der Funkenstrecke RF entlädt sich die Stoßkapazität über den Entladewiderstand RE , dem Dämpfungswiderstand RD und der Belastungskapazität CB . Mit den Widerständen RE und RD läßt sich die Wellenform des Spannungsimpulses beeinflussen. Die Kapazität CB ist Teil des Stoßgenerators und hat die Aufgabe, den Spannungsanstieg unabhängig von der Kapazität des Prüfobjektes festzulegen. Durch Verwendung mehrerer Stufen kann die Prüfspannung erhöht werden. Mit den in der 2-stufigen Schaltung angegebenen Werten wird eine 1/50-Stoßspannung mit einem Scheitelwert von etwa 105.6 kV erreicht. Die Stoßkapazitäten werden mittels Anfangsbedingungen auf 60 kV aufgeladen¹. Die Simulation beginnt mit dem Ansprechen der Funkenstrecke RF , die dazu durch einen konstanten Widerstand ($1\ \Omega$) ersetzt wird. Die Verläufe der Stirn- und Rückenstoßwellen sind in Abbildung 6.2 wiedergegeben.

MODEL DESCRIPTION

MODEL MARX1 (A1-A2-E1-E2)

1/50-Stoßspannung

ELEMENTS

RL , A2-E2 = 300

CS , E2-A1 = 5

RF , E2-AE = 0.001

¹Die Spannungsquelle EH ist im Prinzip überflüssig.

```

RE, A1-AE = 12.6
RD, AE-E1 = 0.88
CIRCUIT DESCRIPTION
E02: 2stufiger Marx'scher Stossgenerator; Einheiten: kV,A,kOhm,nF,usec,mH
ELEMENTS
  EH, 00-05 = 60
  S1, 00-05-10-15 = MODEL MARX1
  S2, 10-15-20-25 = MODEL MARX1
  CB, 20-00 = .25
INITIAL CONDITIONS
  VCSS1 = 60
  VCSS2 = 60
OUTPUTS
  VCB
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 3
RERUN DESCRIPTION
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 100
END

```

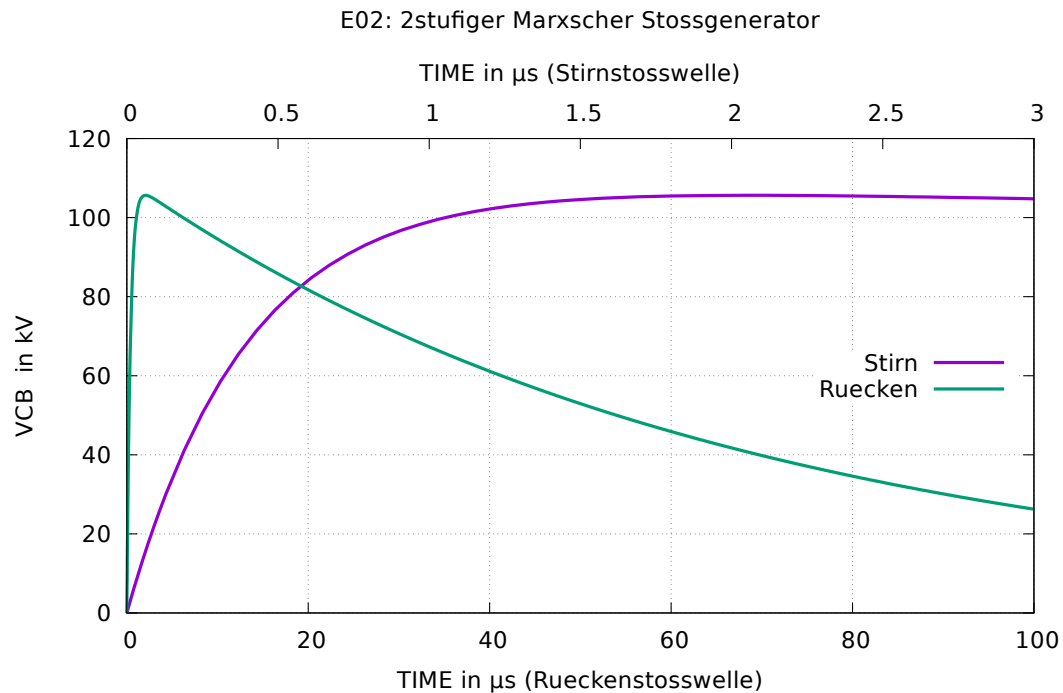


Abbildung 6.2: Verlauf der Stirn- und Rückenstoßwelle

Falls die Funkenstrecke nachgebildet werden soll, eignet(?) sich folgendes Unterprogramm (Quelle [45]):

```

1      double precision function fe02rf
2      *      (time,uhigh,ulow,r0,delta,r9,vrf,plz)
3
4      c time : aktuelle Simulationszeit
5      c uhigh : Ansprechspannung der Funkenstrecke

```

```

6  c ulow  : Mindestspannung der Funkenstrecke (Kathodenfall)
7  c r0    : Anfangswiderstand beim Z"unden
8  c delta : Abklingkonstante
9  c r9    : Widerstand nicht gez"undet
10 C vrf    : Spannung, die an der Funkenstrecke anliegt
11 c plz    : Zeitpunkt, zu dem Funkenstrecke gez"undet hat, sonst 0
12
13      implicit real*8 (a-h,o-z),integer*4 (i-n)
14      if (plz.gt.0.d0) then ! Funkenstrecke bereits gez"undet
15          if (abs(vrf).lt.ulow) then
16              fe02rf = r9      ! Haltespannung unterschritten
17              plz = 0.d0      ! Funkenstrecke gel"oscht
18          else
19              fe02rf = r0*exp((plz-time)/delta)
20          end if
21      else                ! noch nicht gez"undet
22          if (abs(vrf).gt.uhigh) then
23              fe02rf = r0      ! Funkenstrecke spricht an
24              plz = time      ! gez"undet
25          else
26              fe02rf = r9
27          end if
28      end if
29      return
30  end

```

6.2 F01: Leitung mit zeitabhängiger Abschlußimpedanz (Zustandsvariablen)

Zur Erzeugung stromstarker Hochspannungsimpulse können gepulste Leitungen benutzt werden [12]. Verwendet man Koaxialkabel, so ergibt sich eine homogene Verteilung der Induktivitäts-, Kapazitäts-, Widerstands- und Leitwertbeläge. Durch Reihen- und Parallelschaltung der Kabel können der Wellenwiderstand und die Pulslaufzeit variiert werden. Die Leitung wird auf eine hohe Spannung aufgeladen und z.B. über eine Röntgendiode entladen. Dabei wird die elektrische Energie größtenteils in Strahlung umgesetzt und als Röntgenblitz emittiert. Die Impedanz der Diode (RL) ist zeitabhängig. Neben den Strom- und Spannungsverläufen an der Diode interessieren auch die Dosis und Dosisraten der erzeugten Brems- und charakteristischen Strahlungen. Abb. 6.3a zeigt die prinzipielle Schaltung der untersuchten Anordnung mit einem Koaxialkabel.

Leitungen können in SCEPTRE nicht direkt vorgegeben werden. In [21] werden mehrere Verfahren zur Simulation von Übertragungsleitungen vorgestellt. Im vorliegenden Fall wird das Kabel in n Glieder aufgeteilt entsprechend Abb. 6.3b. Die Simulation des Kabels wird nicht durch die Vorgabe der diskreten Elemente des Ersatzschaltbildes durchgeführt (siehe Beispiel in 6.3), sondern durch direkte Lösung des Gleichungssystems der Zustandsvariablen e_j (Kapazitätsspan-

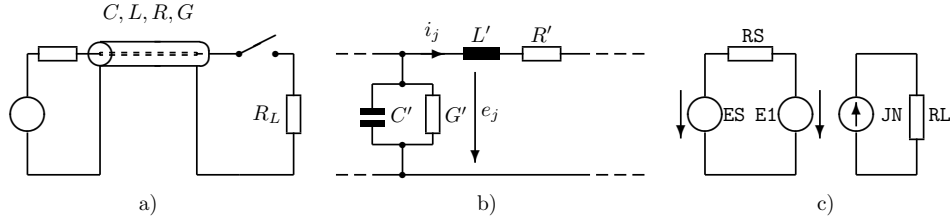


Abbildung 6.3: Prinzip- und Ersatzschaltung sowie SCEPTRE Modell des Koaxialkabels

nungen) und i_j (Induktivitätsströme). Für das j . Glied gilt

$$\frac{de_j}{dt} = \frac{1}{C'} i_{j-1} - \frac{G'}{C'} e_j - \frac{1}{C'} i_j \Rightarrow \text{DPV}.. = \text{Q2} \quad (\text{PC}, \text{PG}, \text{PI}.., \text{PV}.., \text{PI}..)$$

$$\frac{di_j}{dt} = \frac{1}{L'} e_j - \frac{R'}{L'} i_j - \frac{1}{L'} i_{j+1} \Rightarrow \text{DPI}.. = \text{Q3} \quad (\text{PL}, \text{PR}, \text{PV}.., \text{PV}.., \text{PI}..)$$

Der Anfang der verteilten Leitung wird durch die Spannungsquelle E1 gespeist, das Ende durch die Stromquelle JN abgeschlossen (siehe Abb. 6.3c). Aufgeladen wird das Kabel dadurch, daß alle Kapazitätsspannungen auf 100 kV gesetzt werden² (PV...=100). Mit $n \equiv \text{PGL}$ für die Anzahl der Kettenglieder, $l \equiv \text{PCL}$ als Länge des Kabels und $p \equiv \text{PN}$ für die Anzahl der parallelgeschalteten Kabel ergeben sich aus den vorliegenden Kabeldaten für den Kapazitätsbelag C' und Induktivitätsbelag L'

$$C' = 377 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{p \cdot l}{n} = \text{PC}$$

$$L' = 68 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{l}{p \cdot n} = \text{PL}.$$

Da die Zustandsvariablen für jedes Glied nach der gleichen Vorschrift berechnet werden, bietet sich die Verwendung der EQUATION/Q-Anweisung an. Die Formelfunktionen werden unter FUNCTIONS mit Formalparametern definiert, hier als Q3 und Q4, unter DEFINED PARAMETERS werden diese Funktionen mit aktuellen Parametern aufgerufen.

Das Kabel wird als verlustlos angenommen (PR=0, PG=0).

CIRCUIT DESCRIPTION

F01: Paralelschaltung von Koaxialkabeln, aufgeladen auf U0=100kV=
es wird das `state space model` mit 40 Glieder benutzt

ELEMENTS

ES,1-2=100
RS,2-3=100E6
E1,1-3= X4 (PV01)
JN,5-4= X5 (PI40)
RL,4-5= X1 (10*EXP(TIME/0.050632))

DEFINED PARAMETERS

PI01=0,PI02=0,...,PI40=0
PV01=100,PV02=100,...,PV40=100

DPV01=Q2 (PC,PG,IRS ,PV01, PI01)
DPV02=Q2 (PC,PG,PI01,PV02, PI02)

²Im Prinzip sind die Spannungsquelle ES und der Ladewiderstand RS unerheblich für die Simulation.

```

.....
DPV40=Q2 (PC,PG,PI39,PV40, PI40)

DPI01=Q3 (PL,PR,PV01,PV02, PI01)
DPI02=Q3 (PL,PR,PV02,PV03, PI02)
.....
DPI39=Q3 (PL,PR,PV39,PV40, PI39)
DPI40=Q3 (PL,PR,PV40,VRL , PI40)

PCL = 5
PN = 10
PGL = 40
PC = X2 (377.E-6*PN*PCL/PGL)
PL = X3 (68.E-3/PN*PCL/PGL)
PR = 0
PG = 0
PUC = 20
PF = TABLE UC (VRL)

PBDR = X70 (IRL*IRL*IRL*RL*RL)
PBD = 0
DPBD = PBDR

PCSDR = X71 (PF*IRL*abs(VRL-PUC)**1.7)
PCSD = 0
DPCSD = PCSDR
FUNCTIONS
TABLE UC = -100,0, 20,0, 20.001,1, 100,1
Q2 (CC,GG,XI1,VV1,XI2) = ((XI1/CC)-(GG*VV1/CC)-(XI2/CC))
Q3 (XL,RR,VV1,VV2,XI) = ((VV1/XL)-(RR*XI/XL)-(VV2/XL))
RUN CONTROLS
STOP TIME = 0.15
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
USE DIFFERENCED JACOBIAN
OUTPUTS
RL,IRL,VRL,PCSDR,PCSD,PBDR,PBD
END

```

Der Abschlußwiderstand der Diode RL ist zeitabhängig und wird im vorliegenden Beispiel durch eine Exponentialfunktion beschrieben:

$$R_L = A \cdot \exp(t/T), \quad A = 10, T = 0.050632 \Rightarrow RL,4-5 = X1(10*EXP(TIME/0.050632)) .$$

Die erzeugte Bremsstrahlungsdosisrate PBDR berechnet sich aus

$$P_{BDR} = K_B I U^2, \quad K_B = 1 \Rightarrow PBDR = X70(IRL*IRL*IRL*RL*RL) ,$$

die Bremsstrahlungsdosis PBD aus

$$P_{BD} = \int P_{BDR} dt \Rightarrow DPBD=PBDR, \quad PBD=0 ,$$

die charakteristische Strahlungsdosisrate PCSDR aus

$$P_{CSDR} = K_C I (U - U_C)^{1.7}, \quad K_C = 1 \Rightarrow PCSDR = X71(PF*IRL*abs(VRL-PUC)**1.7)$$

und die charakteristische Strahlungsdosis PCSD aus

$$P_{\text{CSD}} = \int P_{\text{CSDR}} dt \Rightarrow \text{DPCSD} = \text{PCSDR}, \text{PCSD} = 0.$$

Der Faktor PF zur Berechnung von PCSDR wird durch TABLE UC(VRL) gesteuert und sorgt dafür, daß PCSDR nur für Spannungen > 20 kV berechnet wird (PF=0 für VRL < 20). Abbildung 6.4 zeigt den Spannungsverlauf VRL an der Abschlussimpedanz sowie die Bremsstrahlungsdosis PBD.

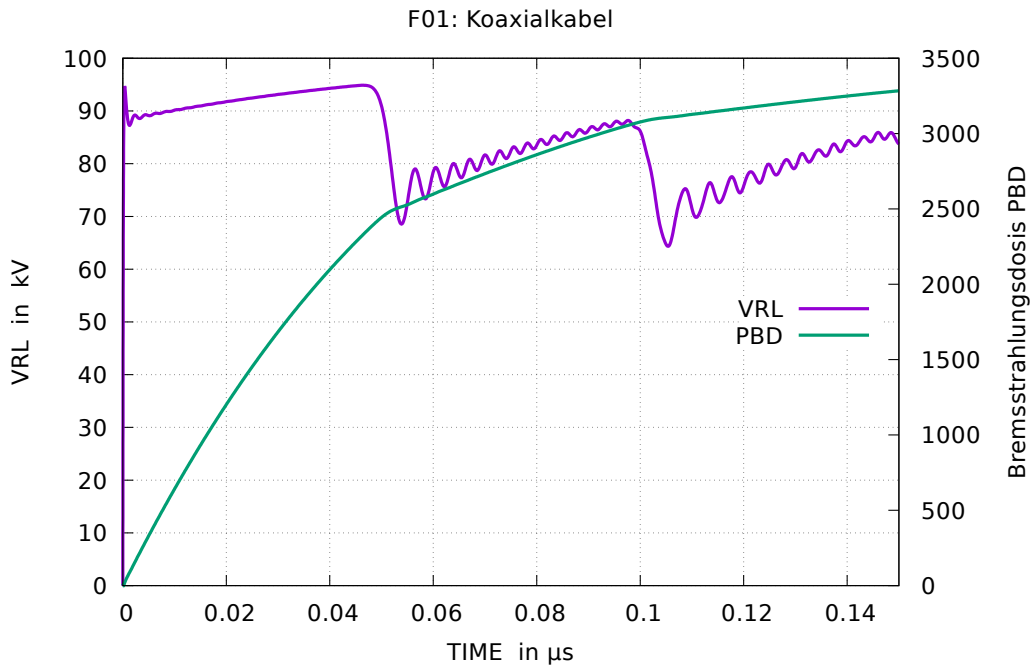


Abbildung 6.4: Bremsstrahlungsdosis PBD und Spannung VRL an der Abschlußimpedanz

6.3 F02: Leitung mit zeitabhängiger Abschlussimpedanz (diskrete Elemente)

In diesem Beispiel wird das Problem des Beispiels in 6.2 mit diskreten Elementen gelöst (Abb. 6.5). Die Verluste des Kabel bleiben unberücksichtigt, d. h. $G'_C, R'_L = 0$.

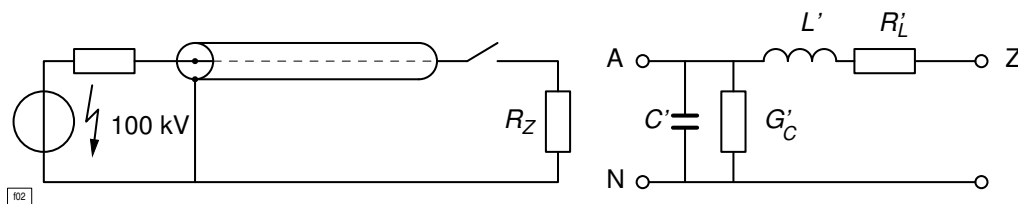


Abbildung 6.5: Kabelaersatzschaltbild mit diskreten Elementen

MODEL DESCRIPTION

```

MODEL TML (TEMP) (A-Z-N)
transmission lump
ELEMENTS
  C,  A-N = 471.25E-6
  L,  A-Z = 0.85E-3
INITIAL CONDITIONS
  VC = 100
CIRCUIT DESCRIPTION
f02: transmission line
units: kV,kA,Ohm,uF,uH,us,Mhz
ELEMENTS
  T01, L00-L01-GND = MODEL TML
  T02, L01-L02-GND = MODEL TML
  .....
  T39, L38-L39-GND = MODEL TML
  T40, L39-L40-GND = MODEL TML
  RZ, L40 - GND = X1 (10*EXP(TIME*19.75))
DEFINED PARAMETERS
  PBDR = X4711 (IRZ*IRZ*IRZ*RZ*RZ)
  PBD  = 0
  DPBD = PBDR
  PCSDR= X4712 (PF*IRZ*abs(VRZ-20)**1.7)
  PCSD = 0
  DPCSD= PCSDR
  PF    = TABLE UC (VRZ)
FUNCTIONS
  TABLE UC = 0,0, 20,0, 20,1, 100,1
OUTPUTS
  IRZ,VRZ,RZ
  PCSDR,PCSD
  PBDR,PBD
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 0.15
  MINIMUM STEP SIZE = 1E-7
END

```

Die Ergebnisse stimmen mit denen des vorherigen Beispiels [F01: Leitung mit zeitabhängiger Abschlußimpedanz](#) überein. Zusätzlich werden auch noch die Verläufe der Dosisraten P_{BDR} und P_{CSDR} gezeichnet (Abb. [6.6](#))

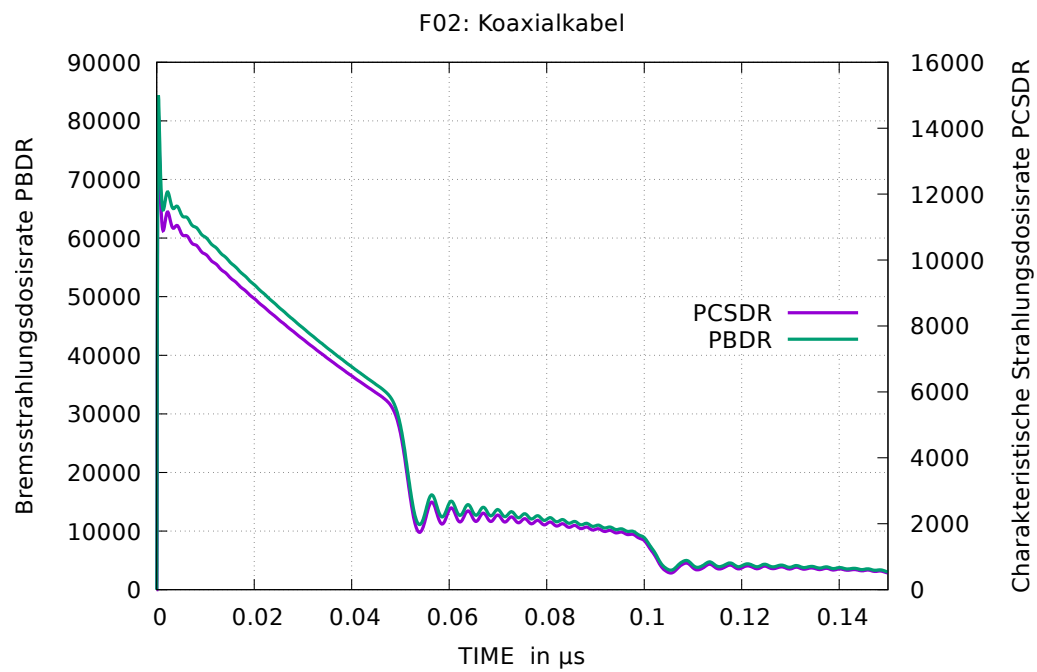


Abbildung 6.6: Bremsstrahlungsdosisrate PBDR und charakteristische Strahlungsdosisrate PCSDR

7 Beispiele G

7.1 G01: Synchrongenerator mit 2poligem Kurzschluß (linear)

Dieses Beispiel zeigt die Simulation eines Synchrongenerators mit 2poligem Kurzschluss [13]. Dabei wird von dem dreiphasigen Ersatzschaltbild gemäß Abb. 7.1 ausgegangen.

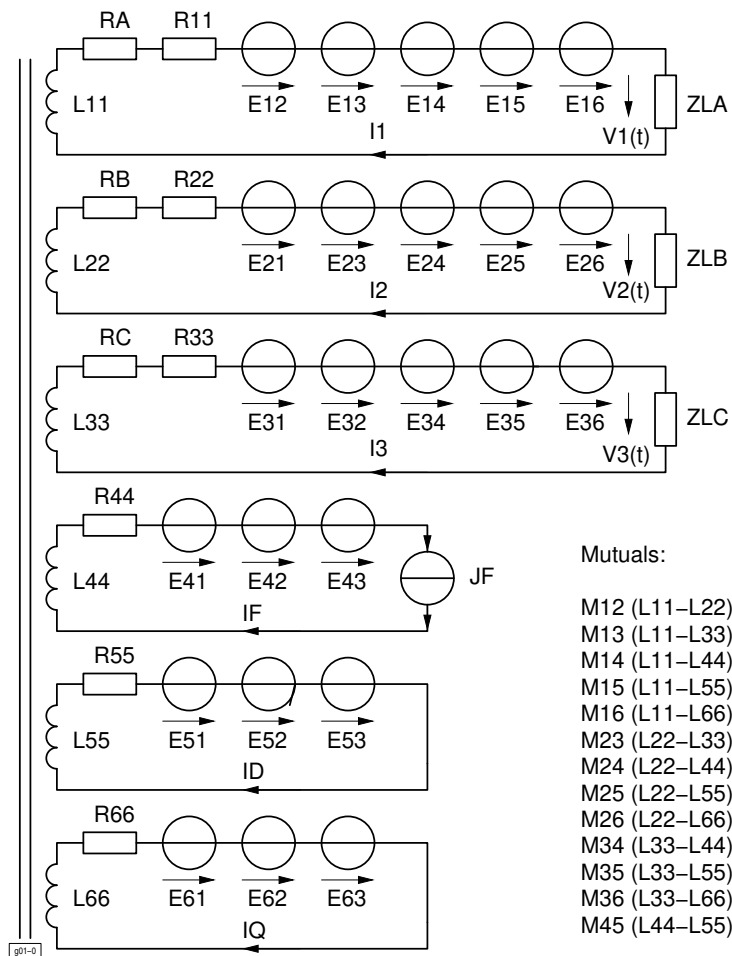


Abbildung 7.1: Ersatzschaltbild eines Synchrongenerators

Die Stromkreise mit den Induktivitäten L11, L12, L33 stellen die 3 Phasen dar, als Belastung dienen die 3 Widerstände RAL, RBL, RCL. Der Kurzschluss nach 9 ms wird mittels der Tabellen TA und TB für die Widerstände RAL und RBL gesteuert. Die Einflüsse des Erregerkreises und der Dämpferwicklung berücksichtigen die Stromkreise mit den Induktivitäten L44, L55, L66. Die 6 Induktivitäten sind gekoppelt (M12 ... M45).

CIRCUIT DESCRIPTION

G01: linear machine simulation

ELEMENTS

```

L11,  0-1  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,0.0)
RA,    1-11 = PRP
R11,  11-21 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,0.0)
E12,  21-31 = EQUATION 3 (IL22,PLA2,-2.0944)
E13,  31-41 = EQUATION 3 (IL33,PLA2,2.0944)
E14,  41-51 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,0.0)
E15,  51-61 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,0.0)
E16,  61-71 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,0.0)
RAL,  71-0  = TABLE A

L22,  0-2  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,2.0944)
RB,    2-12 = PRP
R22,  12-22 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,2.0944)
E21,  22-32 = EQUATION 3 (IL11,PLA2,-2.0944)
E23,  32-42 = EQUATION 3 (IL33,PLA2,0.0)
E24,  42-52 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,-2.0944)
E25,  52-62 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,-2.0944)
E26,  62-72 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,-2.0944)
RBL,  72-0  = TABLE B

L33,  0-3  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,-2.0944)
RC,    3-13 = PRP
R33,  13-23 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,-2.0944)
E31,  23-33 = EQUATION 3 (IL11,PLA2,2.0944)
E32,  33-43 = EQUATION 3 (IL22,PLA2,0.0)
E34,  43-53 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,2.0944)
E35,  53-63 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,2.0944)
E36,  63-73 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,2.0944)
RCL,  73-0  = 1000

L44,  0-4  = PLFF
RF,    4-14 = PRF
E41,  14-24 = EQUATION 4 (IL11,PMAF,0.0)
E42,  24-34 = EQUATION 4 (IL22,PMAF,-2.0944)
E43,  34-44 = EQUATION 4 (IL33,PMAF,2.0944)
J1,    44-0  = 10.0

L55,  0-5  = PLKKD
RD,    5-15 = PRD
E51,  15-25 = EQUATION 4 (IL11,PMAD,0.0)
E52,  25-35 = EQUATION 4 (IL22,PMAD,-2.0944)
E53,  35-0  = EQUATION 4 (IL33,PMAD,2.0944)

L66,  0-6  = PLKKQ
RQ,    6-16 = PRQ
E61,  16-26 = EQUATION 5 (IL11,PMAQ,0.0)
E62,  26-36 = EQUATION 5 (IL22,PMAQ,-2.0944)
E63,  36-0  = EQUATION 5 (IL33,PMAQ,2.0944)

M45, L44-L55 = PMFKD
M12, L11-L22 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,-2.0944)
M13, L11-L33 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,2.0944)

```

```

M15, L11-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,0.0)
M14, L11-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,0.0)
M23, L22-L33 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,0.0)
M24, L22-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,-2.0944)
M25, L22-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,-2.0944)
M34, L33-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,2.0944)
M35, L33-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,2.0944)
M16, L11-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,0.0)
M26, L22-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,-2.0944)
M36, L33-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,2.0944)
DEFINED PARAMETERS
PRQ   = .0778
PRD   = .0778
PRP   = .0457
PRF   = .0905
PLA0  = .000442
PLA2  = .00009
PLFF  = .085
PLKKD = .00078
PLKKQ = .000515
PMS0  = -.000221
PMFKD = .0078
PMAF  = -.00608
PMAQ  = -.0004
PMAD  = -.0006
PW    = 2512.
FUNCTIONS
EQUATION 1 (A,B,C) = (A+B*DCOS(2.*PW*TIME+C))
EQUATION 3 (A,B,C) = (2.*A*B*PW*DSIN(2.*PW*TIME+C))
EQUATION 4 (A,B,C) = (A*B*PW*DSIN(PW*TIME+C))
EQUATION 5 (A,B,C) = (A*B*PW*DCOS(PW*TIME+C))
EQUATION 7 (A,B,C) = (2.*A*B*DSIN(2.*PW*TIME+C))
EQUATION 8 (A,B,C) = (A*B*DSIN(PW*TIME+C))
EQUATION 9 (A,B,C) = (A*B*DCOS(PW*TIME+C))
TABLE A
0.0,    1000
0.009,  1000
0.0091, 0.5
0.02,   0.5
TABLE B
0.0,    1000
0.009,  1000
0.0091, 0.5
0.02,   0.5
OUTPUTS
VRAL,VRBL,VRCL
IL11,IL22,IL33
IL55,IL66
RUN CONTROLS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 0.02
END

```

Die Abbildungen 7.2 und 7.3 zeigen den Verlauf der Phasenspannungen und -ströme, die Phasen A und B werden nach 9 ms (TABLE A, TABLE B) mit einer reellen Impedanz von $0.5\,\Omega$ gegen

Mittelpunkt kurzgeschlossen.

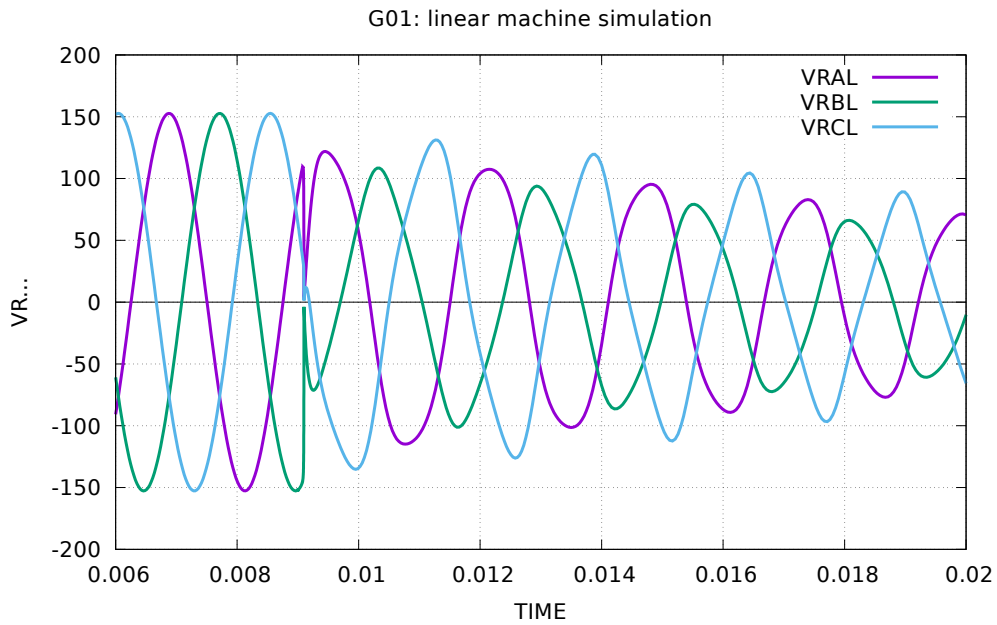


Abbildung 7.2: Verlauf der Phasenspannungen bei zweipoligem Kurzschluss in den Phasen A und B

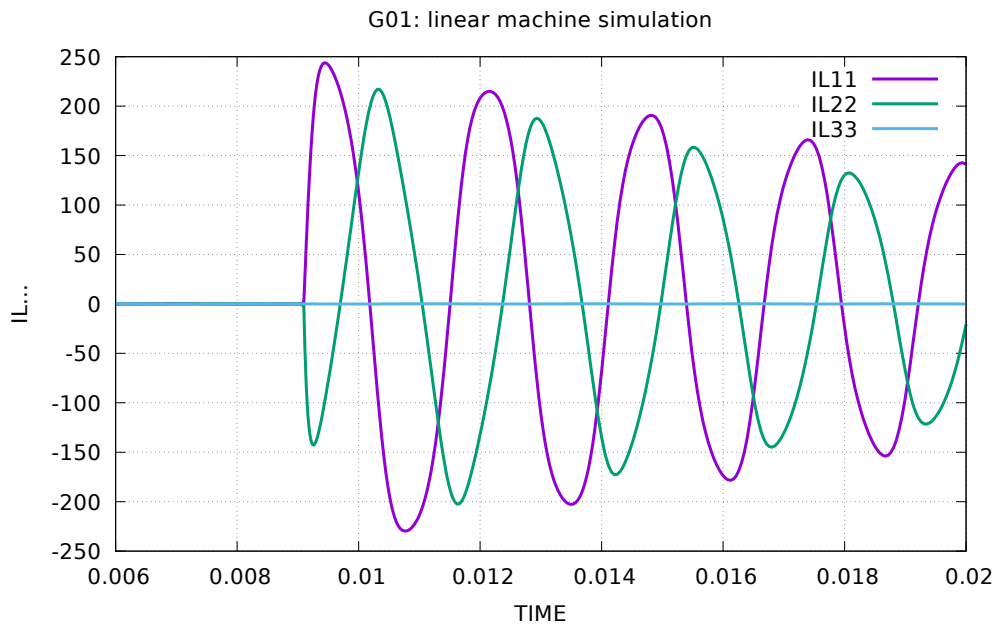


Abbildung 7.3: Verlauf der Phasenströme bei zweipoligem Kurzschluss in den Phasen A und B

Die vorliegende Schaltung geht von einer linearen Maschine aus. Das nächste Beispiel zeigt, wie man mit geringen Erweiterungen des Ersatzschaltbildes auch Sättigungseffekte berücksichtigen kann (7.2).

7.2 G02: Synchrongenerator mit einpoligem Kurzschluß (mit Sättigung)

Das Ersatzschaltbild entspricht dem der Abb. 7.1. Will man die Eisensättigung berücksichtigen, kann man mittels Leerlaufversuch die Leerlaufspannung als Funktion des Erregerstromes bei konstanter Nenndrehzahl auftragen und erhält ein Abbild der Magnetisierungskennlinie (MKL). Die Steigung in jedem Punkt der MKL entspricht der relativen Permeabilität des Eisens und ist ein Maß für die Sättigung (TABLE 1). Mit Hilfe des FORTRAN Unterprogrammes FSAT und TABLE 1 werden alle Induktivitäten entsprechend des Sättigungsgrades modifiziert.

Referenz: [13]

CIRCUIT DESCRIPTION

G2: saturation model

ELEMENTS

```

ES1,  0-A  = FSAT(IL11,IL22,IL33,IL44,IL55,0.0,TIME)
ES2,  B-C  = FSAT(IL11,IL22,IL33,IL44,IL55,-2.0944,TIME)
ES3,  A-B  = FSAT(IL11,IL22,IL33,IL44,IL55,2.0944,TIME)
ES4,  C-D  = FSAT(IL11,IL22,IL33,IL44,IL55,1.0,TIME)
RDEL, D-0  = 1000.

L11,  0-1  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,0.0, TABLE 1 (ES1))
RA,   1-11 = PRP
R11,  11-21 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,0.0, TABLE 1(ES1))
E12,  21-31 = EQUATION 3 (IL22,PLA2,-2.0944, TABLE 1 (ES1))
E13,  31-41 = EQUATION 3 (IL33,PLA2,2.0944, TABLE 1 (ES1))
E14,  41-51 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,0.0, TABLE 1 (ES1))
E15,  51-61 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,0.0, TABLE 1 (ES1))
E16,  61-71 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,0.0, TABLE 1 (ES1))
RAL,  71-0  = T2

L22,  0-2  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,2.0944, TABLE 1 (ES2))
RB,   2-12 = PRP
R22,  12-22 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,2.0944, TABLE 1 (ES2))
E21,  22-32 = EQUATION 3 (IL11,PLA2,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
E23,  32-42 = EQUATION 3 (IL33,PLA2,0.0, TABLE 1 (ES2))
E24,  42-52 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
E25,  52-62 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
E26,  62-72 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
RBL,  72-0  = 10.0

L33,  0-3  = EQUATION 1 (PLA0,PLA2,-2.0944, TABLE 1 (ES3))
RC,   3-13 = PRP
R33,  13-23 = EQUATION 3 (-1.,PLA2,-2.0944, TABLE 1 (ES3))
E31,  23-33 = EQUATION 3 (IL11,PLA2,2.0944, TABLE 1 (ES3))
E32,  33-43 = EQUATION 3 (IL22,PLA2,0.0, TABLE 1 (ES3))
E34,  43-53 = EQUATION 4 (IL44,PMAF,2.0944, TABLE 1 (ES3))
E35,  53-63 = EQUATION 4 (IL55,PMAD,2.0944, TABLE 1 (ES3))
E36,  63-73 = EQUATION 5 (IL66,PMAQ,2.0944, TABLE 1 (ES3))
RCL,  73-0  = 10.0

L44,  0-4  = EQUATION 6 (PLFF, TABLE 1 (ES4))
RF,   4-14 = PRF

```

7 Beispiele G

E41, 14-24 = EQUATION 4 (IL11,PMAF,0.0, TABLE 1 (ES4))
 E42, 24-34 = EQUATION 4 (IL22,PMAF,-2.0944, TABLE 1 (ES4))
 E43, 34-44 = EQUATION 4 (IL33,PMAF,2.0944, TABLE 1 (ES4))
 J1, 44-0 = 10.0

L55, 0-5 = EQUATION 6 (PLKGD, TABLE 1 (ES4))
 RD, 5-15 = PRD
 E51, 15-25 = EQUATION 4 (IL11,PMAD,0.0, TABLE 1 (ES4))
 E52, 25-35 = EQUATION 4 (IL22,PMAD,-2.0944, TABLE 1 (ES4))
 E53, 35-0 = EQUATION 4 (IL33,PMAD,2.0944, TABLE 1 (ES4))

L66, 0-6 = PLKKQ
 RQ, 6-16 = PRQ
 E61, 16-26 = EQUATION 5 (IL11,PMAQ,0.0, TABLE 1 (ES1))
 E62, 26-36 = EQUATION 5 (IL22,PMAQ,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
 E63, 36-0 = EQUATION 5 (IL33,PMAQ,2.0944, TABLE 1 (ES3))

M45, L44-L55 = EQUATION 6 (PMFKD, TABLE 1 (ES4))
 M12, L11-L22 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,-2.0944, TABLE 1 (ES1))
 M13, L11-L33 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,2.0944, TABLE 1 (ES1))
 M15, L11-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,0.0, TABLE 1 (ES4))
 M14, L11-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,0.0, TABLE 1 (ES4))
 M23, L22-L33 = EQUATION 1 (PMS0,PLA2,0.0, TABLE 1 (ES2))
 M24, L22-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,-2.0944, TABLE 1 (ES4))
 M25, L22-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,-2.0944, TABLE 1 (ES4))
 M34, L33-L44 = EQUATION 9 (1.0,PMAF,2.0944, TABLE 1 (ES4))
 M35, L33-L55 = EQUATION 9 (1.0,PMAD,2.0944, TABLE 1 (ES4))
 M16, L11-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,0.0, TABLE 1 (ES1))
 M26, L22-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,-2.0944, TABLE 1 (ES2))
 M36, L33-L66 = EQUATION 8 (-1.0,PMAQ,2.0944, TABLE 1 (ES3))

DEFINED PARAMETERS

PRQ = .0778
 PRD = .0778
 PRP = .0457
 PRF = .0905
 PLA0 = .000442
 PLA2 = .00009
 PLFF = .085
 PLKGD = .00078
 PLKKQ = .000515
 PMS0 = -.000221
 PMFKD = .0078
 PMAF = -.00608
 PMAQ = -.0004
 PMAD = -.0006
 PW = 2512.

FUNCTIONS

EQUATION 1 (A,B,C,D) = ((A+B*DCOS(2.*PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 3 (A,B,C,D) = ((2.*A*B*PW*DSIN(2.*PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 4 (A,B,C,D) = ((A*B*PW*DSIN(PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 5 (A,B,C,D) = ((A*B*PW*DCOS(PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 6 (A,B) = (A*B)
 EQUATION 7 (A,B,C,D) = ((2.*A*B*DSIN(2.*PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 8 (A,B,C,D) = ((A*B*DSIN(PW*TIME+C))*D)
 EQUATION 9 (A,B,C,D) = ((A*B*DCOS(PW*TIME+C))*D)

TABLE 1

0.0,	1.0
1.0,	1.0
1.5,	0.8
2.0,	0.7
2.5,	0.54
3.0,	0.44
4.0,	0.36
5.0,	0.3

TABLE 2

0.0,	10.,
0.009,	10.,
0.0091,	.01,
0.02,	.01

OUTPUTS

VRCL,VRBL,IL11,IL66,IL55

RUN CONTROLS

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

STOP TIME = 0.029

MINIMUM STEP SIZE = 1E-11

END

Getestet wird das Modell indem man die Maschine symmetrisch mit jeweils einem Widerstand R_{AL} , R_{BL} , $R_{CL}=10\ \Omega$ belastet und im eingeschwungenem Zustand nach 9 ms einen einpoligen Kurzschluss in der Phase A erzeugt ($R_{AL}=0.01\ \Omega$). Die Ergebnisse sind im Diagramm 7.4 dargestellt.

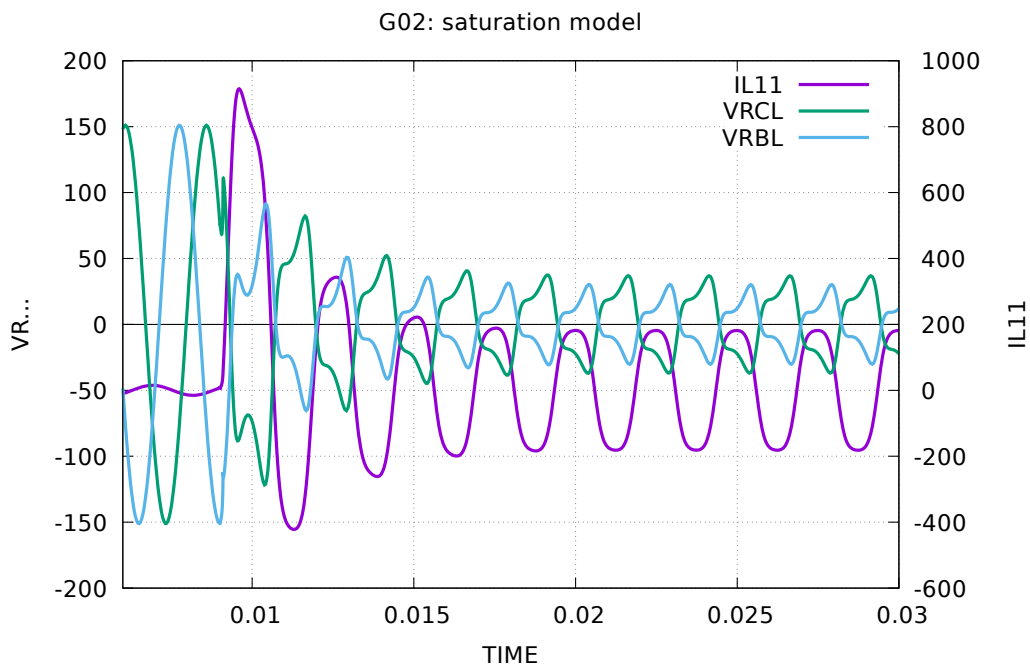


Abbildung 7.4: Verlauf der Phasenspannungen VRBL, VRCL und des Phasenstroms IL11 bei einpoligem Kurzschluss in Phase A

Das FORTRAN Programm FSAT ([13]):

```

1  DOUBLE PRECISION FUNCTION FSAT (AL,BL,CL,DL,EL,FL,TIME)
2  IMPLICIT REAL*8 (A-J,L-M,O-Z),INTEGER*4(K,N)
3  PW=2512.
4  PMAF=-0.00608
5  PLFF= 0.085
6  PMFKD=.0078
7  FLUX=PMAF*AL*DCOS(PW*TIME)+PMAF*BL*DCOS(PW*TIME-2.0944) +
8  *      PMAF*CL*DCOS(PW*TIME+2.0944)+PLFF*DL+PMFKD*EL
9  FSAT=DABS(DCOS(PW*TIME-FL)*FLUX)
10 IF (FL.EQ.1.0) FSAT=DABS(FLUX)
11 RETURN
12 END

```

7.3 A Computer Model for a High Power SCR (C358E)

Reference: [14]

7.3.1 The SCR model

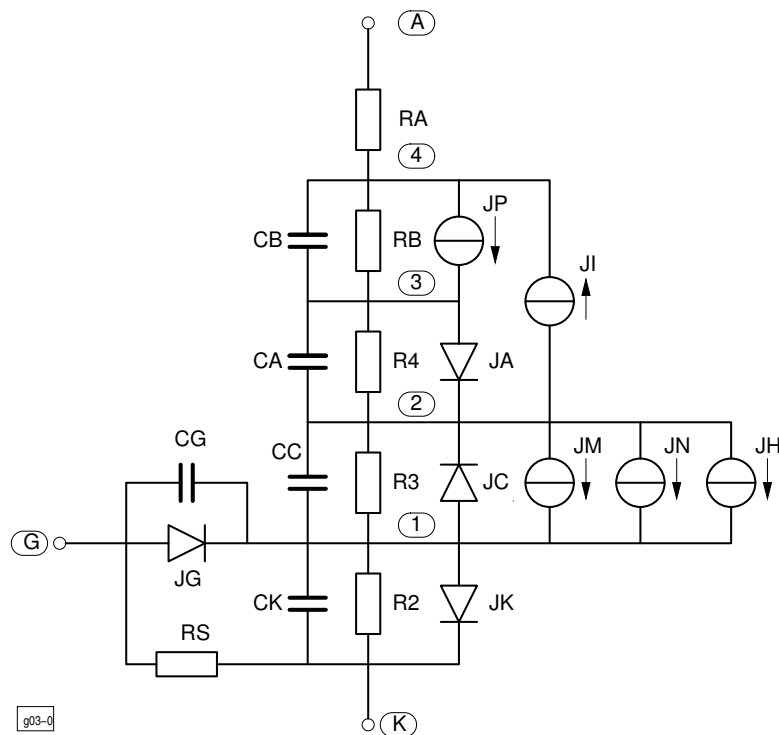


Figure 7.5: Equivalent circuit of the two dimensional model for the C358E SCR

MODEL DESCRIPTION

MODEL C358E (PERM) (G-A-K)

TWO DIMENSIONAL HIGH CURRENT SCR MODEL

ELEMENTS

```

JA,3-2=DIODE Q(1E-7,20)
JC,1-2=DIODE Q(1E-7,20)
JK,1-K=DIODE Q(1E-11,30)
JG,G-1=DIODE TABLE 1
JH,2-1=TABLE 2(JG)*JK
JI,2-4=TABLE 3(JC)*JC
JM,2-1=TABLE 4(JK)*JK
JN,2-1=TABLE 4(JA)*JA
JP,4-3=.98*JA

```

```

RS,G-K=28
R2,1-K=1E3
R3,2-1=1E7
R4,3-2=1E7
RA,A-4=0.0005
RB,4-3=TABLE 6(VCA)

```

```

CA,3-2=Q1(2E-6,JA,1E-7,1E-9)
CB,4-3=TABLE 5(VCA)
CC,1-2=Q1(5E-6,JC,1E-7,2E-9)

```

```

CK,1-K=Q1(1E-7,JK,1E-11,1E-8)
CG,G-1=1E-10

```

FUNCTIONS

```

Q1 (AA,BB,CC,DD)=(AA*(BB+CC)+DD)
DIODE TABLE 1
  -10,-.1,  -0.8,-.001,  0,0,  0.3,.001,  .65,.01,  .9, .04,
   1.3,.125,  1.8,0.4,      2.5,0.9
TABLE 2
  -.1,.052,  0,.052,  .001,0,  1,0
TABLE 3
  0,.06,  1,.06,  10,0,  1000,0
TABLE 4
  1E-6,.2,  1E-5,.2,  .001,.4,  .01,.45,  .04,.48,  .1,.49,  .18,.5,
  .5,.55,  1,.6,  10,.6,  100,.55,  500,.52,  1E3,.52
TABLE 5
  0,1E-9,  .65,1E-9,  .8,1E-8,  .85,8E-8,  .9,6E-7,  .95,4E-6,
  1,3E-5,  1.1,1.2E-4,  1.2,1E-3,  1.3,1E-3
TABLE 6
  0,400,  .65,400,  .7,200,  .75,72,  .8,27,  .85,9,  .9,3,  .95,1,
  1,.4,  1.05,.16,  1.1,.12,  1.2,.06,  2,.06

```

The notation of equation Q1 needs to be changed from simple one character variables A,B,C,D to e.g. AA,BB,CC,DD due to FORTRAN compiler constraints. SCEPTRE converts its notation for EQUATION/Q statements to FORTRAN statement functions. The compiler fails if dummy variables of statement functions have the same name as subroutine variables or vectors.¹ This applies to all SCEPTRE runs.

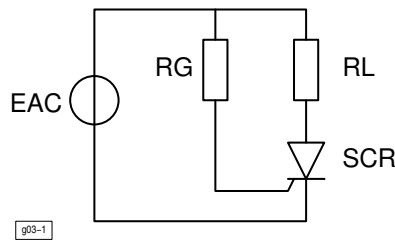


Figure 7.6: Simple AC test circuit

7.3.2 G03: Control circuit

CIRCUIT DESCRIPTION

G03: AC TEST HIGH CURRENT SCR MODEL C358E

ELEMENTS

EAC, 1-2 = X1(40*DSIN(377*TIME))

RG, 2-3 = 500

RL, 2-4 = 5

SCR, 3-4-1 = MODEL C358E (PERM)

OUTPUTS

EAC, PVA, VRL

DEFINED PARAMETERS

PVA=X2(EAC-VRL)

RUN CONTROLS

STOP TIME = 20E-3

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

END

Fig. 7.7 shows the voltage $PVA=EAC-VRL$ across the SCR.

7.3.3 G04: Class A commutation

CIRCUIT DESCRIPTION

G04: AC TEST HIGH CURRENT SCR MODEL C358E: class A commutation circuit

ELEMENTS

SC, 1-7-2 = MODEL C358E

D1, 4-1 = MODEL 1N4001

RC1, 8-3 = 0.1

C1, 8-G = 75E-6

R1, 3-G = 3

RG, 5-4 = 10

EGG, G-5 = TABLE 1

L1, 5-2 = 9E-6

RL1, 3-5 = 0.1

ECC, G-7 = 15

JVA, 7-2 = 0 ; voltage across A-K of SCR

OUTPUTS

VJVA, IR1

INITIAL CONDITIONS

VCCSC=-15, VC1=0, IL1=0

FUNCTIONS

¹E.g. the subroutine SIMIC uses a matrix named A

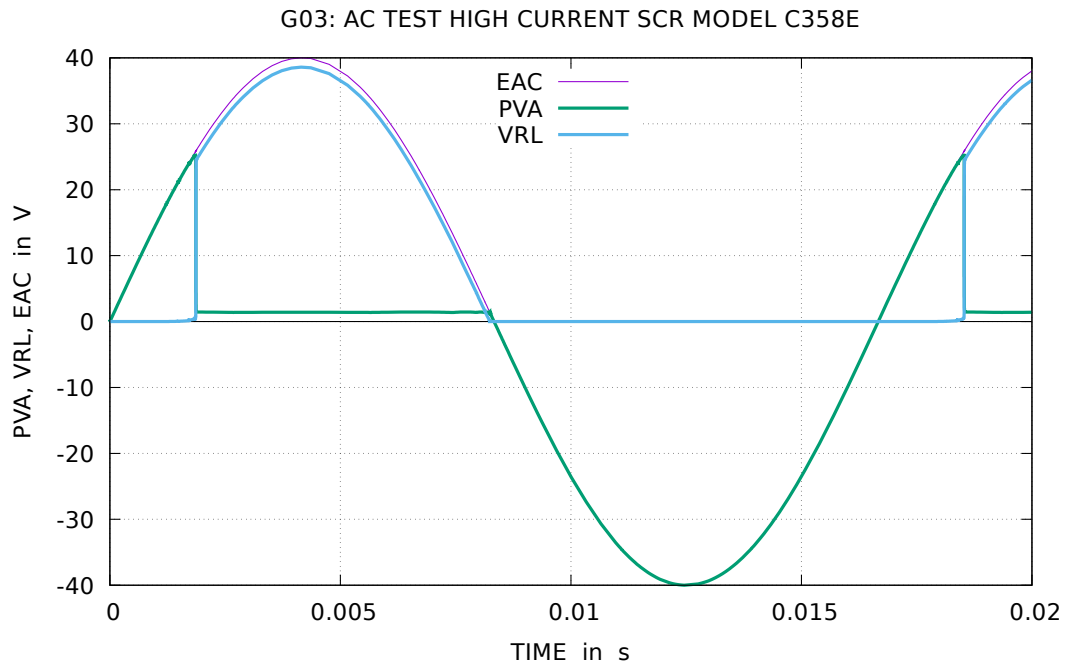


Figure 7.7: Voltages of the simple AC test circuit

```

T1 = 0,0, 0.5E-6,6, 19.5E-6,6, 20E-6,0, 5E-4,0
RUN CONTROLS
STOP TIME = 1E-4
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
MAXIMUM INTEGRATION PASSES = 1E6
RUN INITIAL CONDITIONS
MAXIMUM STEP SIZE = 8E-6
END

```

Fig. 7.9 shows the voltage VJVA across the SCR and the current IR1 through the load resistor.

7.4 High Power SCR (T527-1284)

The following examples describe a computer model for the Westinghouse T527-1284 SCR [15]. If not otherwise stated all examples use the basic SI units: V, A, Ω , H, F, s.

7.4.1 Model of T527 SCR

The developed model is depicted in fig. 7.10.

```

MODEL DESCRIPTION
MODEL T527Z12 (G-A-K)
    two dimensional high current SCR model, SI units
ELEMENTS

```

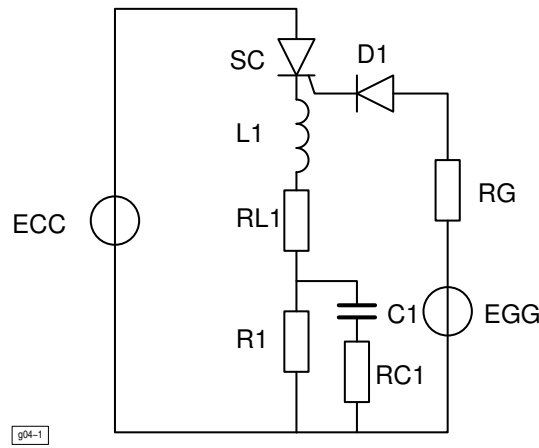


Figure 7.8: Class A commutation test circuit

```

JA,3-2=DIODE Q(1.E-8,20.)
JC,1-2=DIODE Q(1.E-8,20.)
JK,1-K=DIODE Q(1.E-12,39.)
JG,G-1=DIODE TABLE 1
JH,2-1=TABLE 2(JG)*JA
JI,2-4=TABLE 3(JC)*JC
JM,2-1=TABLE 4(JK)*JK
JN,2-1=TABLE 5(JA)*JA
JP,4-3=TABLE 6(JA)*JA

```

```

R1,G-K=18
R2,1-K=1E3
R3,2-1=1E8
R4,3-2=1E8
RA,A-4=0.001
RB,4-3=3.3
RC,5-3=0.1
RG,G-1=1E6
CA,3-2=Q1(1.E-6,JA,1.E-8,1.E-9)
CB,4-5=Q1(1.E-8,JA,1.E-8,1.E-7)
CC,1-2=Q1(6.E-5,JC,1.E-8,1.E-9)
CK,1-K=Q1(1.E-6,JK,1.E-12,4.5E-7)
CG,G-1=1E-11

```

OUTPUTS

VCC,IRA

FUNCTIONS

Q1(Aa,Bb,Cc,Dd)=(Aa*(Bb+Cc)+Dd)

DIODE TABLE 1

-6,-.2, -5,-.1, -2.44,-.01, 0,0, 0.8,.01, 1.2,.05, 2.5,1

TABLE 2

-.1,.132, 0,.132, .001,0, 1,0

TABLE 3

0,.1, 1,.1, 10,0, 1000,0

TABLE 4

1E-7,.1, 1E-4,.1, .08,.5, .25,.6, .5,.8, 1,.,.8, 10,.7, 1E3,.7

TABLE 5

1.E-7,.1, 1E-4,.1, .08,.32, .25,.4, .5,.5, 1,.5, 10,.4, 1E3,.4

TABLE 6

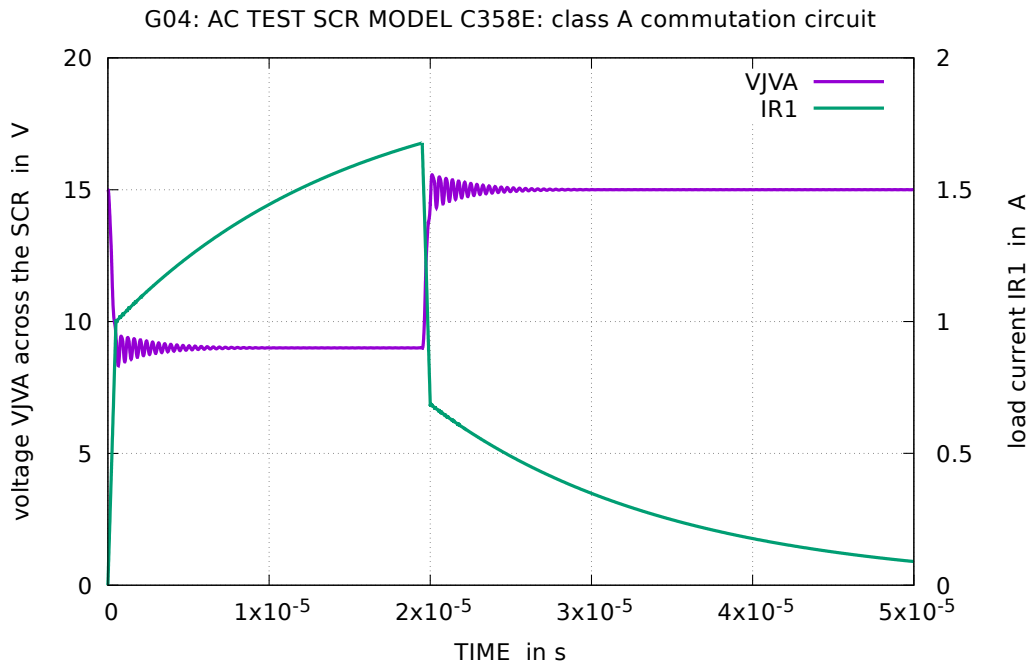


Figure 7.9: Voltage VJVA and current IR1 of the class A commutation circuit

0,0, .5,0, 1,.577, 10,.9755, 50,.9948, 500,.999, 1000,.99955,
2000,0.99955

7.4.2 G05: SCR turn-off time

CIRCUIT DESCRIPTION

G05: SCR Turn-Off Time test

ELEMENTS

RA, 2-4 = 3
EAA, 1-2 = 15
RAA, 2-3 = .5
CAA, 4-3 = 35E-6
SC1, 5-3-1 = MODEL T527Z12 (PERM)
SC2, 6-4-1 = MODEL T527Z12 (PERM)
RG, 6-7 = 10
EG, 1-7 = TABLE1

OUTPUTS

PVAK(VAK)

INITIAL CONDITIONS

VJASC1=.9, VJASC2=.1,VJCSC1=.9,VJCSC2=-15,VJKSC1=.9,VJKSC2=0

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 1E-7,5, 1E-5,5

DEFINED PARAMETERS

PVAK = X1 (EAA-VRAA)

RUN CONTROLS

STOP TIME = 1E-4
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
RUN INITIAL CONDITIONS
MAXIMUM INTEGRATION PASSES =1E6

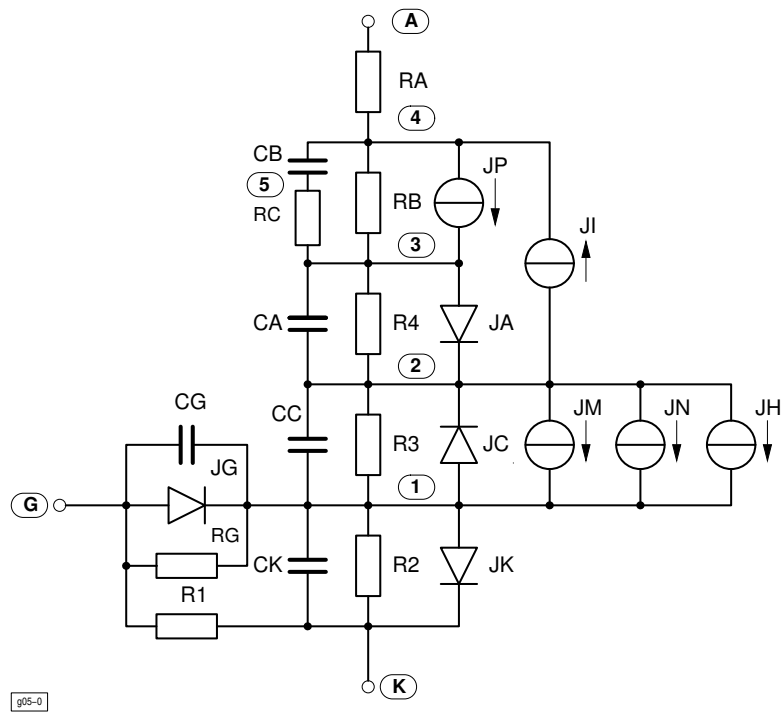


Figure 7.10: Equivalent circuit of the two dimensional model for the T527 SCR

```

MINIMUM STEP SIZE = 1E-30
RERUN DESCRIPTION
ELEMENTS
  CAA=45E-6
END

```

7.4.3 G06: SCR turn-on gate current test

```

CIRCUIT DESCRIPTION
G06: SCR Turn-On Gate Current Test
ELEMENTS
  ECC, 1 - 4 = 10
  RCC, 4 - 3 = 10
  SC, 2-3-1 = MODEL T527Z12 (PERM)
  JG, 1 - 2 = X1( 500.E-3 * TIME )
  JAK, 3 - 2 = 0 ; voltmeter
OUTPUTS
  VJAK, JG
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 1
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

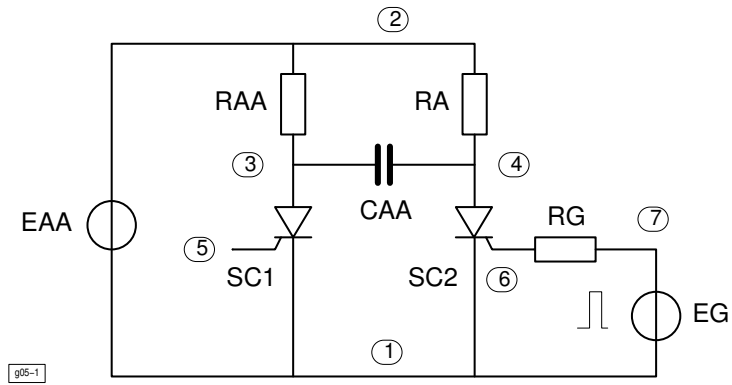


Figure 7.11: SCR flip-flop circuit to check the turn-off time

7.4.4 G09: SCR latching current test

CIRCUIT DESCRIPTION

G09: SCR Latching Current Test

ELEMENTS

EAA, 1-2 = 10

RAA, 2-3 = TABLE 1

EGG, 1-5 = X1 (6+6*SIN(60*TIME))

RG, 5-4 = 50

SC, 4-3-1 = MODEL T527Z12 (PERM)

OUTPUTS

IRGG (IGATE)

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,50, 1,25

RUN CONTROLS

STOP TIME = 1

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

END

7.4.5 G10: SCR ON test

CIRCUIT DESCRIPTION

G10: SCR ON test

ELEMENTS

RG,2-1=30

SC,2-1-3=MODEL T527Z12 (PERM)

JK,3-1=0.2

INITIAL CONDITIONS

VJASC=.7, VJCSC=-2, VJKSC=.7, VJGSC=.5

OUTPUTS

VJK(VKA),VRG(VGA),JK(IK)

RUN CONTROLS

RUN INITIAL CONDITIONS ONLY

RERUN DESCRIPTION (6)

ELEMENTS

JK=0.5,1,10,50,500,1000

INITIAL CONDITIONS

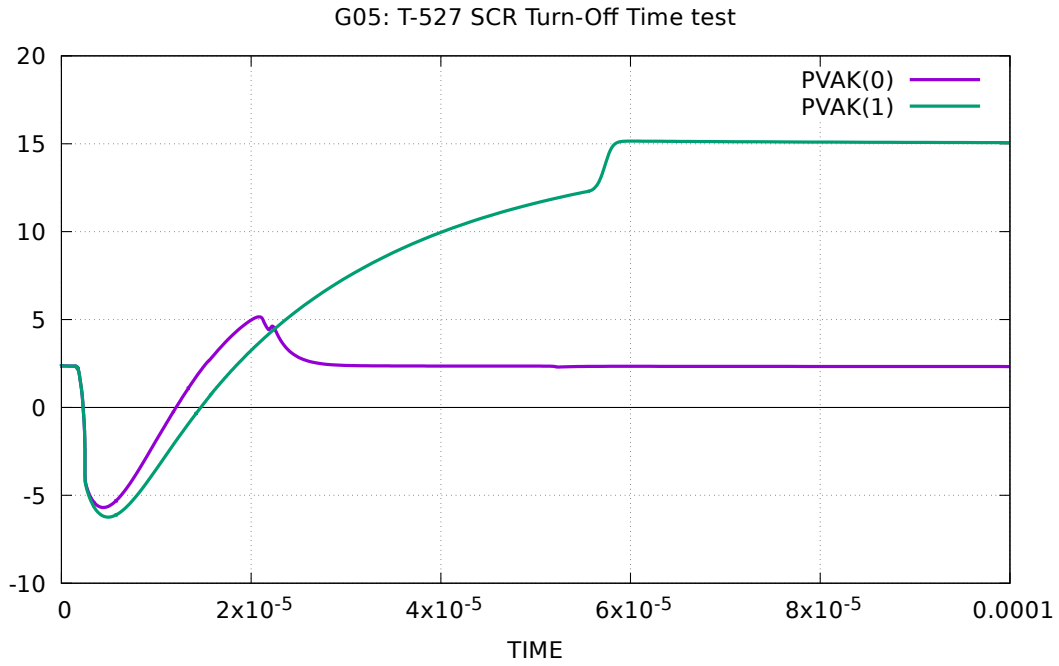


Figure 7.12: Anode voltages waveforms for SCR1 with $CAA=35\text{ }\mu\text{F}$ (PVA(0)) and $45\text{ }\mu\text{F}$ (PVA(1))

```
VJGSC=0,0,0,0,0,0
VJASC=1,1,1,1,1,1
VJCSC=.9,.9,.9,.9,.9,.9
VJKSC=.8,.8,.8,.8,.8,.8
END
```

The simulation calculates the initial conditions only, varying the current source JK and the approximated initial voltages across the junctions in the SCR model (see [15, chapter 1.5]). These voltages are starting values to put the SCR in a stable state. The exact values are summarized in table 7.1. Note that the output variables have been renamed to IK,VKA,VGA respectively, the output of IRASC and VCCSC stem from the OUTPUTS statement in the model description (see section 7.4.1).

Table 7.1: Results of INITIAL CONDITIONS runs

IK	VKA	VGA	IRASC	VCCSC
0.200	-5.114	-3.496	0.083	-3.390
0.500	-2.286	-1.450	0.452	0.814
1.000	-2.201	-1.390	0.954	0.861
10.000	-1.704	-1.060	9.964	0.923
50.000	-1.835	-1.141	49.961	1.003
500.000	-3.134	-1.996	499.930	1.117
1000.000	-3.486	-2.230	999.925	1.151

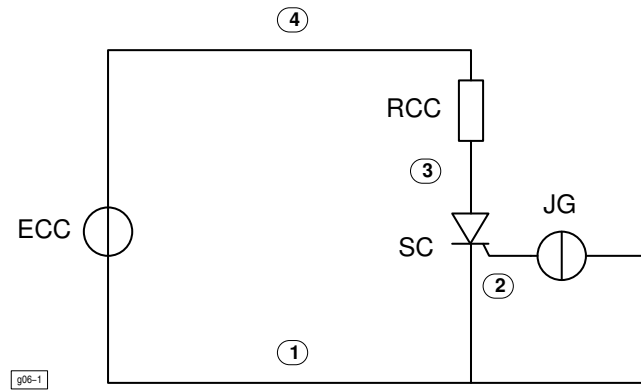


Figure 7.13: Circuit for SCR turn on gate current test

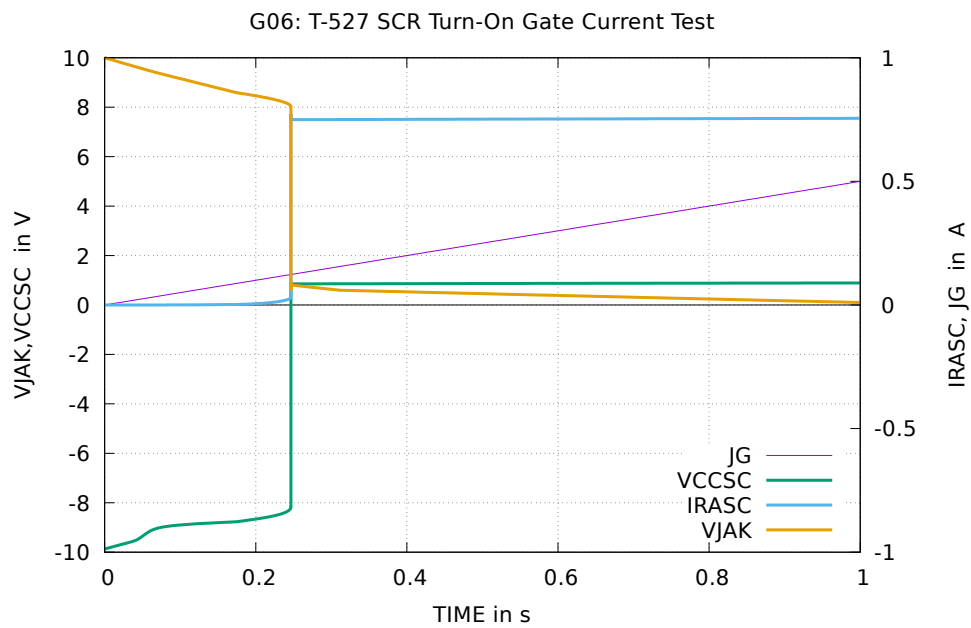


Figure 7.14: Results of SCR turn on gate current test

7.4.6 G12: SCR turn-on anode current test

CIRCUIT DESCRIPTION

G12: SCR Turn-On Anode Current Test

ELEMENTS

EAA,1-2 = 15

EGG,1-3 = TABLE 1

RG,3-4 = 10

RKK,5-1 = 0.01

RS, 2-6 = 0.001

SC,4-6-5 = MODEL T527Z12 (PERM)

DEFINED PARAMETERS

PVS= Xs(EAA-VRS)

OUTPUTS

EGG, PVS(VS), IRKK(IK)

FUNCTIONS

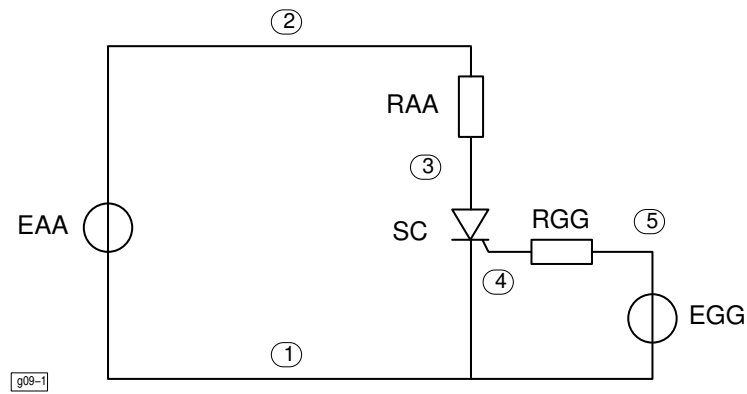


Figure 7.15: Circuit for SCR latching current test

```

TABLE 1
  0,      0
  1E-8,   4
  6E-6,   4
  6.01E-6,0
  20E-6,  0
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 2E-4
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
RERUN DESCRIPTION (3)
ELEMENTS
  RKK= 0.01, 0.1, 1.0
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS
  STOP TIME = 2E-5, 2E-5, 2E-5
END

```

The effects of the anode currents on the turn-on transients were simulated according to the circuit description using different values for the load resistor $RKK=1\ \Omega$, $0.1\ \Omega$, $0.01\ \Omega$. Fig. 7.19 shows the corresponding anode currents IR_{ASC} . For clarity the high current test with $RKK=0.01\ \Omega$ was simulated with different STOP TIME. Therefore the diagram carries different scales with two X- and Y-axes.

7.4.7 G13: 15 A SCR anode current

```

CIRCUIT DESCRIPTION
G13: 15 AMP SCR Anode current
ELEMENTS
  EAA,1-2=15
  RKK,4-1=1
  RGG,5-3=10
  EGG,1-5=TABLE 1
  SC,3-2-4=MODEL T527Z12 (PERM)
FUNCTIONS
  TABLE 1
    0,      0

```

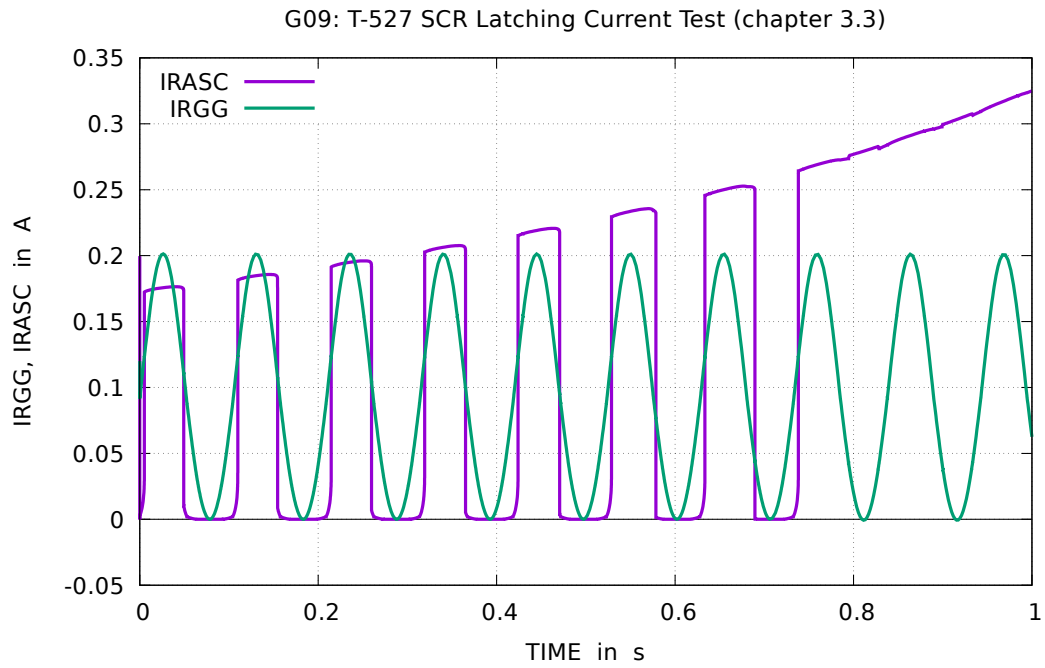


Figure 7.16: Results of SCR latching current test

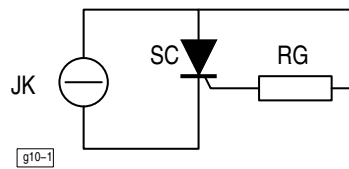


Figure 7.17: Circuit for ON test

```

1E-8, 4
6E-6, 4
6.01E-6, 0
20E-6, 0
OUTPUTS
EGG
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 20E-6
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

7.4.8 G14: SCR turn-on effect of gate current

The circuit is identical to that in example 7.4.7, some node names are different.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
G14: SCR Turn On Effect of Gate Current
ELEMENTS

```

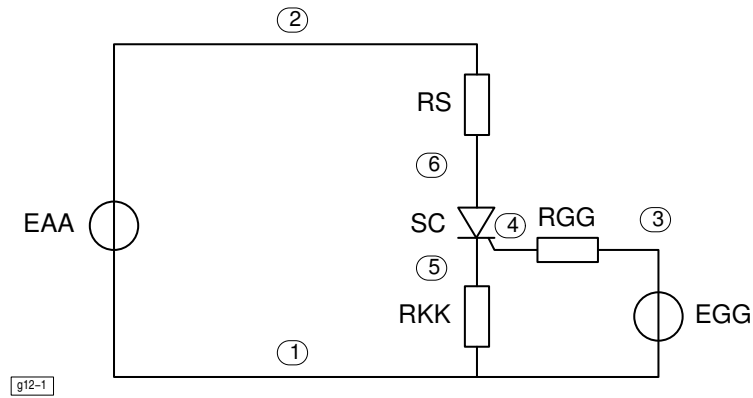


Figure 7.18: Circuit for Turn-On Anode Current Test

```

EAA, 1-2 = 15
EGG, 1-3 = TABLE 1
RGG, 3-4 = 10
RKK, 5-1 = 0.1
SC, 4-2-5 = MODEL T527Z12 (PERM)
DEFINED PARAMETERS
PVAK= XK(EAA-VRKK)
OUTPUTS
EGG, PVAK(VAK), IRKK(IK)
FUNCTIONS
TABLE 1 = 0,0, 1E-8,6, 8E-6,6, 8.01E-6,0, 20E-6,0
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 1E-5
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
END

```

7.4.9 G15: Turn-on by gate pulse

The circuit is identical to that in example 7.4.7, the element names of RK,RG differ only.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
G15: SCR Turn On by Gate Impuls
ELEMENTS
EAA, 1-2 = 15
EGG, 1-5 = TABLE 1
RG, 5-3 = 10
RK, 4-1 = 0.01
SC, 3-2-4 = MODEL T527Z12 (PERM)
OUTPUTS
EGG
FUNCTIONS
TABLE 1 = 0,0, 5E-9,6, .7E-6,6, .705E-6,0, 10E-6,0
RUN CONTROLS
RUN INITIAL CONDITIONS
STOP TIME = 2E-6
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

```

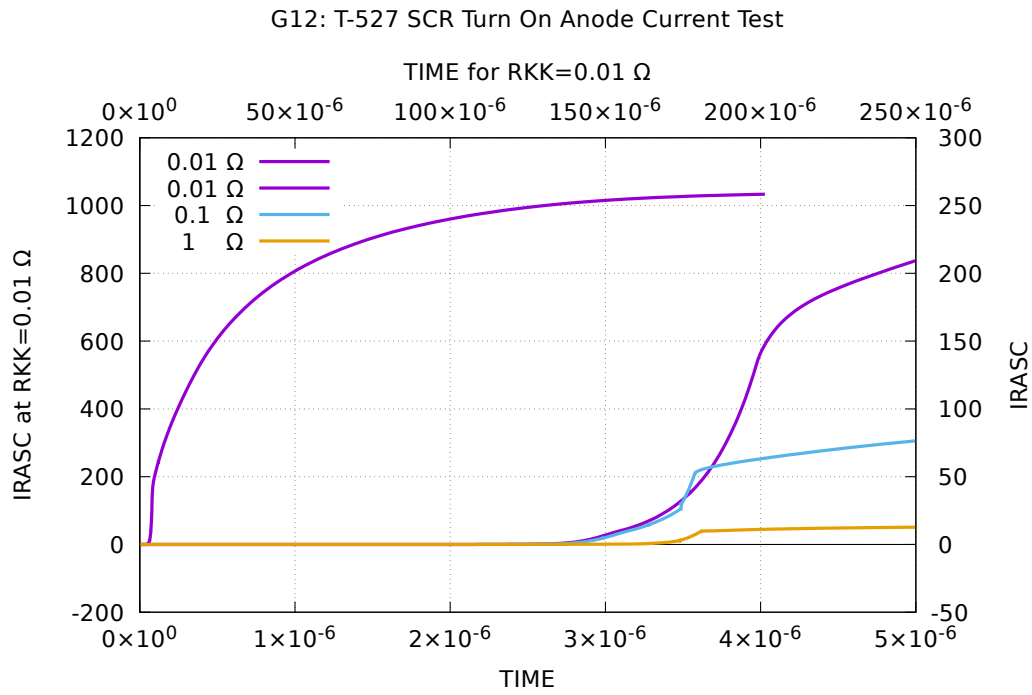


Figure 7.19: Results of Turn-On Anode Current Simulation

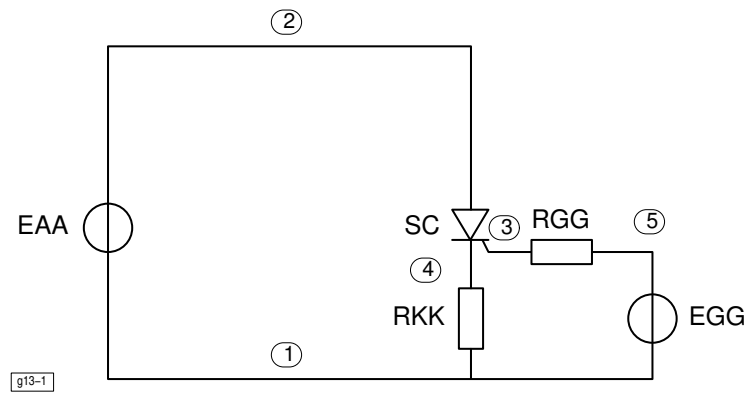


Figure 7.20: Circuit for 15 A Anode Current Test

RERUN DESCRIPTION

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 5E-9,6, .8E-6,6, .8005E-6,0, 10E-6,0

RERUN DESCRIPTION

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 5E-9,6, .9E-6,6, .9005E-6,0, 10E-6,0

END

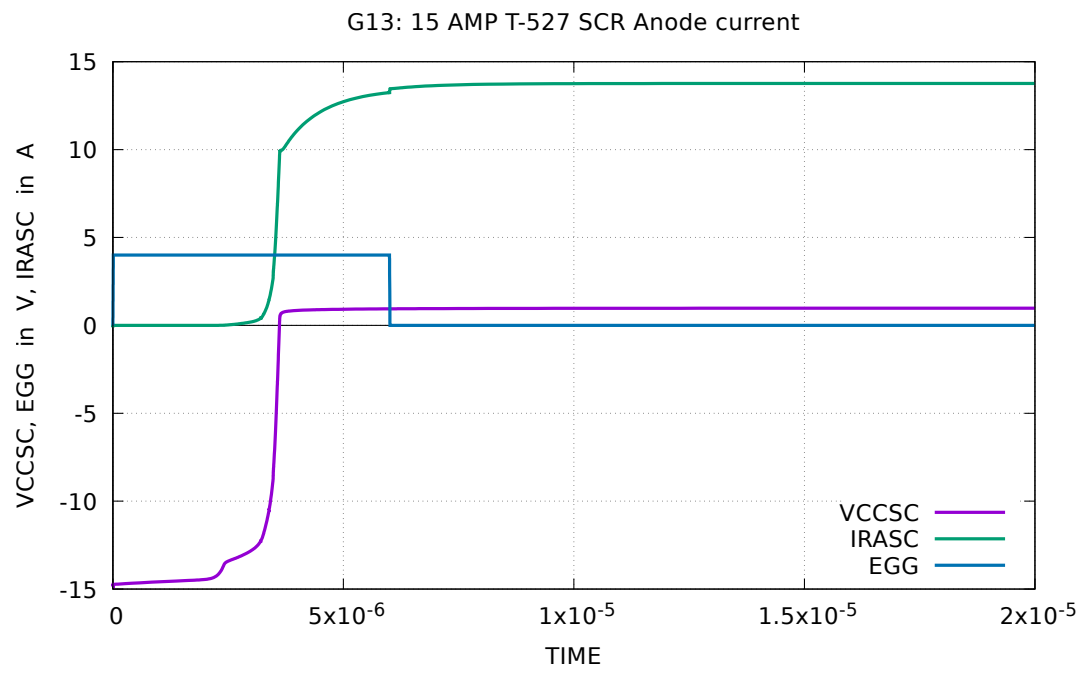


Figure 7.21: Results of 15 A Turn-On Anode Current simulation

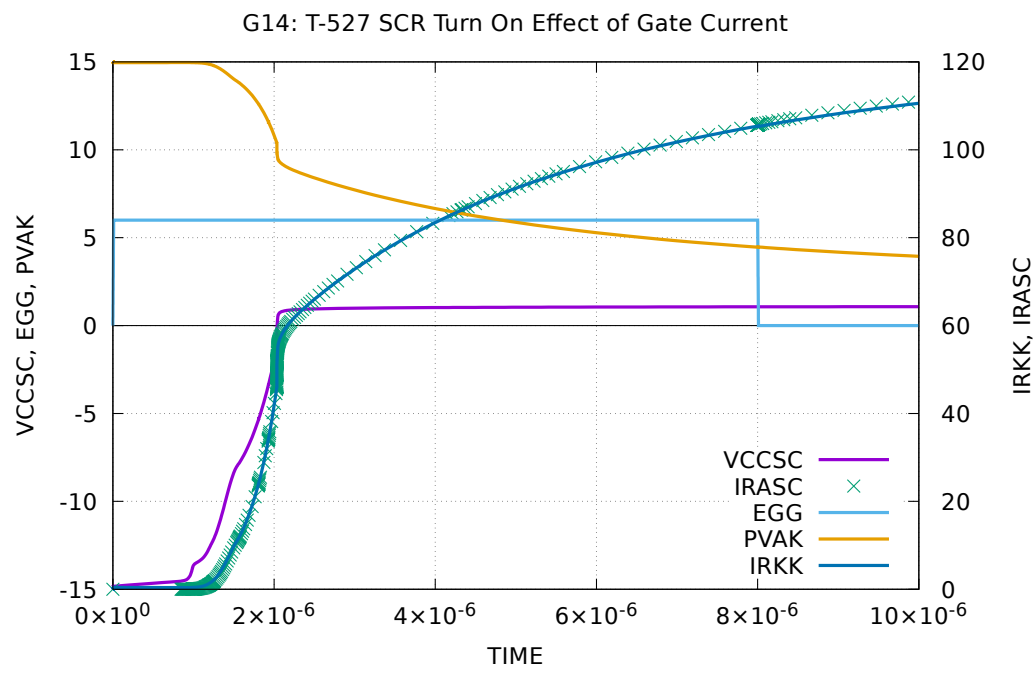


Figure 7.22: Results of the Turn-On effect of gate current simulation

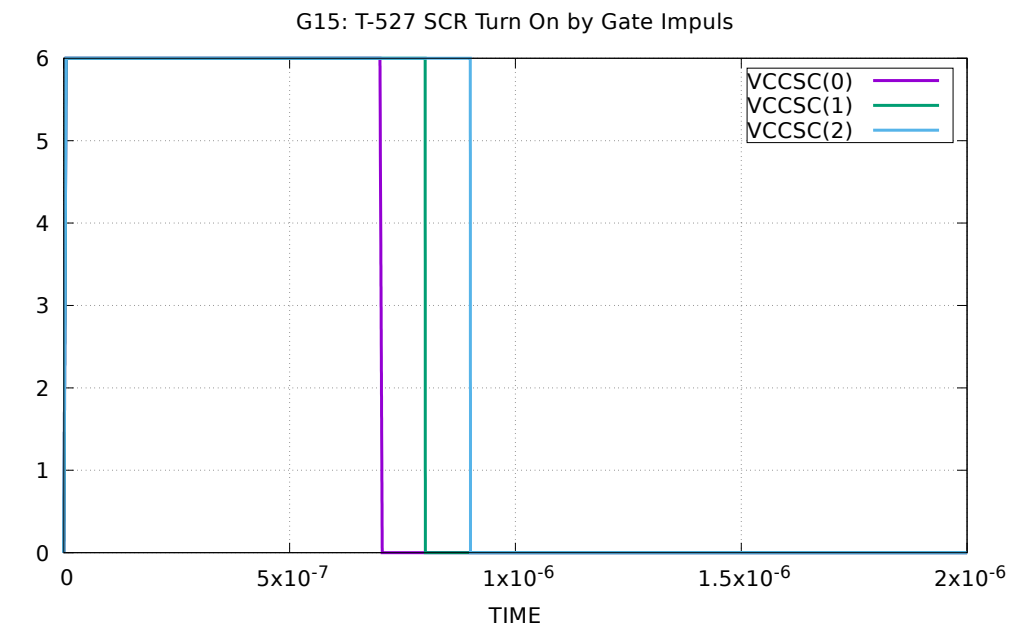


Figure 7.23: Different gate impulses EGG

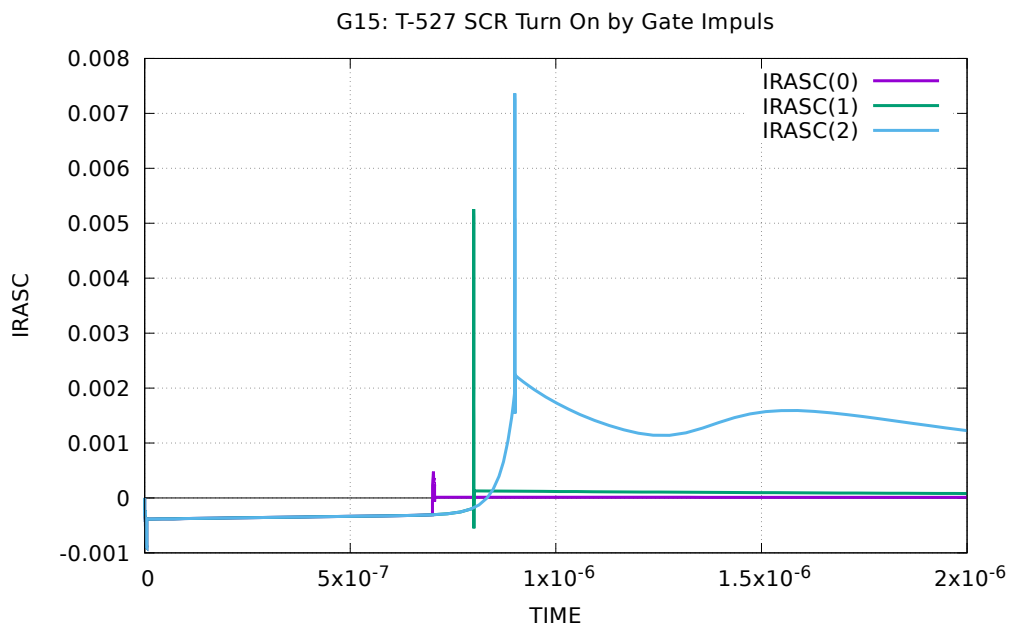


Figure 7.24: Anode currents IRASC due to the gate impulses from fig. 7.23

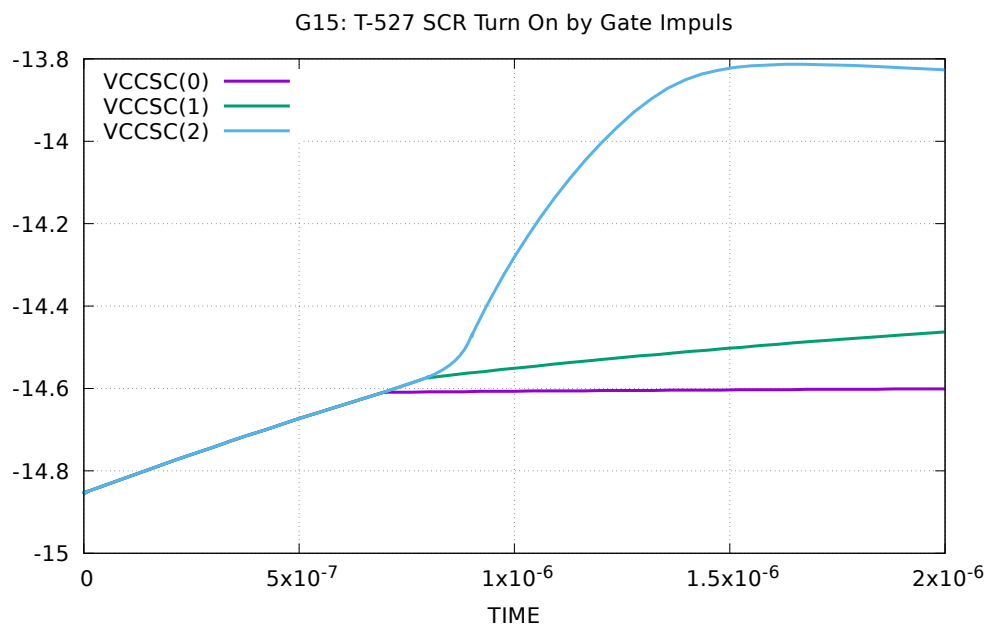


Figure 7.25: Voltages across the collector junction VCCSC due to the gate impulses from fig. 7.23

8 Beispiele I

Wegen der ähnlichen Gesetzmäßigkeiten anderer physikalischer Systeme mit den Gesetzen der Elektrotechnik lassen sich ebenfalls nicht-elektrische Systeme mittels elektrischer Netzwerkanalyse simulieren. Dazu ersetzt man die Elemente und Parameter nicht-elektrischer Systeme durch sich äquivalent verhaltende elektrische Elemente und Parameter. Tabelle 8.1 enthält eine Übersicht einiger physikalischer Systeme und einem dazugehörigen konsistenten Maßeinheitensystem. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die den physikalischen Gesetzen zugrunde liegenden Dif-

Tabelle 8.1: Konsistentes Maßeinheitensystem zwischen verschiedenen, physikalischen Systemen

elektrisch	mechanisch		thermodynamisch
	Translation	Rotation	
Strom $[I] = 1 \text{ A}$	Kraft $[F] = 1 \text{ N}$	Drehmoment $[M] = 1 \text{ N m}$	Wärmestrom $[\Phi] = 1 \text{ J s}^{-1} = 1 \text{ W}$
Spannung $[U] = 1 \text{ V}$	Geschwindigkeit $[v] = 1 \text{ m s}^{-1}$	Winkelgeschwindigkeit $[\omega] = 1 \text{ s}^{-1}$	Temperatur $[T] = \text{K}$
Widerstand $[R] = 1 \Omega$	(Dämpfung) $^{-1}$ $[D^{-1}] = 1 \text{ m (N s)}^{-1}$	(Dämpfung) $^{-1}$ $[D^{-1}] = 1 \text{ (N m s)}^{-1}$	Wärmewiderstand $[R_{\text{th}}] = 1 \text{ K W}^{-1}$
Kapazität $[C] = 1 \text{ F}$	Masse $[m] = 1 \text{ kg}$	Trägheitsmoment $[J] = 1 \text{ kg m}^2$	Wärmekapazität $[C_{\text{w}}] = 1 \text{ W s K}^{-1}$
Induktivität $[L] = 1 \text{ H}$	(Federkonstante) $^{-1}$ $[K^{-1}] = 1 \text{ m N}^{-1}$	(Richtmoment) $^{-1}$ $[K^{-1}] = 1 \text{ (N m)}^{-1}$	

ferentialgleichungen direkt mittels `DEFINED PARAMETERS` zu lösen.

8.1 I01: Drehzahlsteuerung mit MOSFET

In diesem Beispiel werden drei physikalische Systeme gleichzeitig simuliert [16]: ein Motor treibt über eine elastische Welle ein gedämpftes Schwungmoment an. Der Motor wird über einen MOSFET angesteuert (Abb. 8.1).

Das Motorverhalten wird durch die Übertragungsfunktion

$$f(s) = \frac{s + 2}{s^2 + 3s + 9}$$

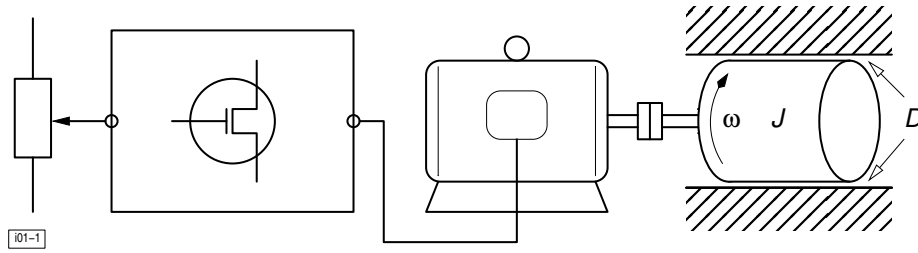


Abbildung 8.1: Gesamtanordnung

dargestellt. Diese kann mit einer idealen Nullstromquelle **JI** und einer gesteuerten Spannungsquelle **E0** sowie definierten Parametern **P...** und ihren Ableitungen **DP...** realisiert werden:

Es sei P_1 die Zustandsvariable. Für die Ausgangsgröße E_o läßt sich schreiben

$$E_o = \frac{d}{dt}P_1 + 2P_1 \quad \Rightarrow \quad \text{E0,4-3} = \text{X00} (\text{DP01} + 2.0*P01)$$

und für die Eingangsgröße V_i gilt

$$V_i = \frac{d^2}{dt^2}P_1 + 3\frac{d}{dt}P_1 + 9P_1.$$

Mit der Substitution

$$P_2 = \frac{d}{dt}P_1 \quad \Rightarrow \quad \text{DP01} = \text{X02} (P02)$$

reduziert man die Gleichung für V_i auf ein Differentialgleichungssystem 1. Ordnung

$$V_i = \frac{d}{dt}P_2 + 3P_2 + 9P_1 \quad \Rightarrow \quad \text{DP02} = \text{X01} (\text{VJI} - 3.0*P02 - 9.0*P01) .$$

Die Anfangsbedingungen müssen auf Null gesetzt werden ($P_1 = 0, P_2 = 0$).

Die Ansteuerung wird durch diskrete Bauelemente simuliert. Dabei genügt es bei dieser Anwendung, den MOSFET durch zwei Kapazitäten **CGS** und **CGD** und eine gesteuerte Stromquelle **JD** zu beschreiben. Die Funktion **FMOS** —ein kurzes FORTRAN Programm— erkennt die verschiedenen Betriebszustände des MOSFETs und steuert dementsprechend die Stromquelle **JD**.

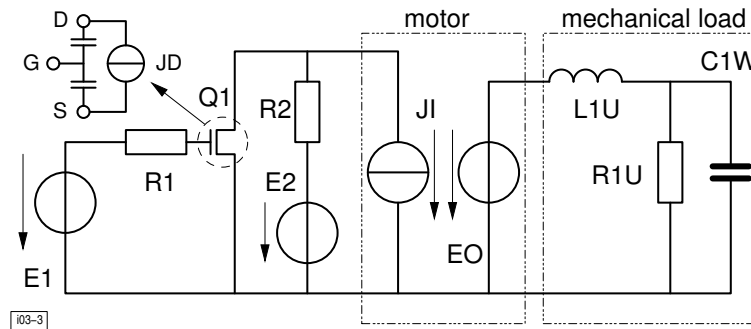
Wird ein konsistentes Einheitensystem (z. B. SI-Einheiten) verwendet, dann können nicht-elektrische Größen entsprechend Tabelle 8.2 durch ihre elektrischen Äquivalente ersetzt und direkt miteinander in Beziehung gebracht werden: das Trägheitsmoment der Schwungmasse entspricht der Kapazität **C1W**, die drehzahlabhängige Reibung wird durch einen parallelgeschalteten Widerstand **R1U** erreicht, die elastische Welle zwischen Motor und Schwungmoment beschreibt die Induktivität **L1U**. Dabei entspricht die Spannung an der Kapazität **C1W** der Drehzahl ω des Schwungmomentes.

Das vollständige für SCEPTRE aufbereitete Ersatzschaltbild zeigt Abb. 8.2.

```
MODEL DESCRIPTION
MODEL 2N3608 (G-S-D)
ELEMENTS
  CGS,S-G = 2.69E-12
  CGD,D-G = 0.65E-12
```

Tabelle 8.2: Mechanisch/elektrische Analogien

mechanisch	elektrisch
Massenträgheitsmoment J	Kapazität C
Dämpfung D	Leitwert $G = R^{-1}$
Winkelrichtgröße c	reziproke Induktivität L^{-1}
Drehmoment M	Strom I, J
Winkelgeschwindigkeit ω	Spannung V, E

**Abbildung 8.2:** Vollständiges Ersatzschaltbild

```

JD, S-D = FMOS(VCGS, VCGD, PVT, PB, PKD)
DEFINED PARAMETERS
PVT = 4.46
PB = 0.383E-3
PKD = 49.7
MODEL MOTOR (1-2-3-4)
ELEMENTS
JI, 1-2 = 0
EO, 4-3 = X00 (DP01 + 2.0*P01)
DEFINED PARAMETERS
DP02 = X01 (VJI - 3.0*P02 - 9.0*P01)
DP01 = X02 (P02)
P01 = 0
P02 = 0
CIRCUIT DESCRIPTION
I01: example 8.1
MOSFET motor speed controller
ELEMENTS
E1, 1-2 = T1
R1, 3-2 = 2E3
R2, 4-5 = 2E3
E2, 5-1 = 10
Q1, 3-1-4 = MODEL 2N3608
A1, 4-1-6-1 = MODEL MOTOR
L1U, 6-7 = 1
R1U, 7-1 = 1
C1W, 7-1 = 1
DEFINED PARAMETERS
DP01 = XX01 (VL1U)

```

```

P01= 0.0
P02= XX02 (IC1W/C1W)
OUTPUTS
  E1,VJIA1,EOA1
  VL1U,VC1W,IL1U
INITIAL CONDITIONS
  VCGSQ1 = 0
  VCGDQ1 = 10
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0, 1,0, 4,0, 4,-13.5, 20,-13.5
RUN CONTROLS
  STOP TIME=14
  INTEGRATION ROUTINE=IMPLICIT
END

```

Die FORTRAN Funktion FMOS:

```

function fmos (vgs,vgd,vt,beta,xkd)
implicit real*8 (a-h,o-z), integer*4 (i-n)
check for cutoff region:
  if (((vgs.lt.vt).and.(vgd.lt.vt)).or.(vgs.eq.vgd)) then
    fmos = 0d0
    go to 9999
  end if
check for triode region:
  if ((vgs.ge.vt) .and. (vgd.ge.vt)) then
    fmos=(beta/2d0)*(vgs*vgs-vgd*vgd-2d0*vt*(vgs-vgd))
    go to 9999
  end if
check for inverted pinchoff region:
  if (vgs.lt.vgd) then
    fmos=(-beta/2d0)*(1d0-(vt-vgs)/xkd)*(vgd-vt)*(vgd-vt)
    go to 9999
  end if
c normal pinchoff region:
  fmos=(beta/2d0)*(1d0-(vt-vgd)/xkd)*(vgs-vt)*(vgs-vt)
9999 return
end

```

Getestet wird die Schaltung, indem an das Gitter des MOSFETs nach 4 Zeiteinheiten eine negative Spannung von 13.5 V angelegt wird. Die Ausgleichsvorgänge sind in Abb. 8.3 wiedergegeben.

Motor speed controller using a MOSFET

This interdisciplinary example stems from [16]. It combines three different physical systems and illustrates some other significant features of SCEPTRE like an employment of a FORTRAN subroutine and an application of a transfer function (see fig. 8.1).

Consider the equivalent circuit in figure 8.2. The MOSFET Q1 is initially turned off and the full voltage of E2 is applied to the motor transfer function, which consists of the sources JI and E0.

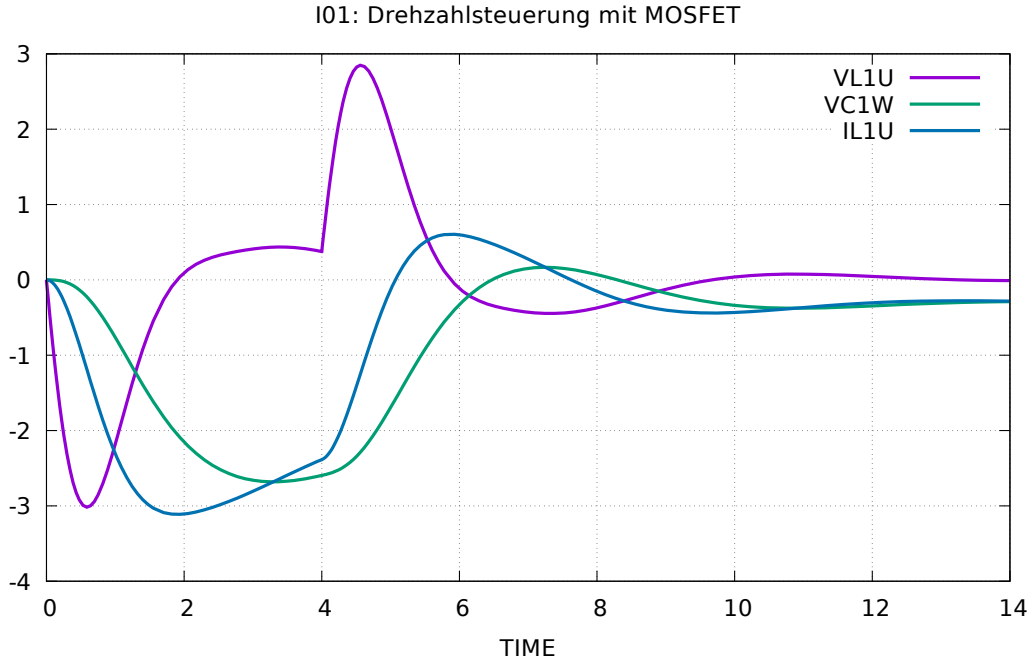


Abbildung 8.3: Drehzahlen VL1U und VC1W und Drehmoment IL1U

The output of the motor is connected by a spring shaft to a load consisting of a rotating mass and viscous damping effects. The mechanical load is replaced by an electrical equivalent circuit. After a settling time of 4 s a step voltage of E_1 is applied to the input of the MOSFET.

For this application a simple model for the MOSFET is sufficient. It consists of two capacitors CGS and CGD , and a controlled current source JD . The value of JD is calculated by a FORTRAN function $FMOS$ which determines the operating region.

The motor is stored as a four port model representing the transfer function

$$f(s) = \frac{s + 2}{s^2 + 3s + 9}$$

between the zero valued input current source J_I and the controlled output voltage source E_O . Assume P_1 as the state variable. For the output E_O , we can write

$$E_O = \frac{d}{dt}P_1 + 2P_1 \quad \Rightarrow \quad EO,4-3 = X00 \ (DP01 + 2.0*P01) \ .$$

The input E_I is given by

$$E_I = \frac{d^2}{dt^2}P_1 + 3\frac{d}{dt}P_1 + 9P_1 \ .$$

Substituting

$$P_2 = \frac{d}{dt}P_1 \quad \Rightarrow \quad DP01 = X02 \ (P02)$$

the equation for E_I is reduced to a first order differential equation

$$E_I = \frac{d}{dt}P_2 + 3P_2 + 9P_1 \quad \Rightarrow \quad DP02 = X01 \ (VJI - 3.0*P02 - 9.0*P01) \ .$$

Table 8.3: mechanical-electrical analogies

mechanical	electrical
moment of inertia J	capacitance C
viscous damping D	conductance $G = R^{-1}$
spring stiffness c	reciprocal inductance L^{-1}
torque M	current I, J
angular speed ω	voltage V, E

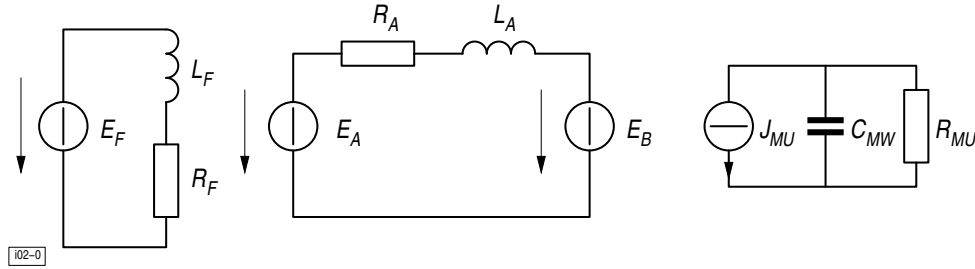
The initial conditions must be set to zero ($P_1 = 0, P_2 = 0$).

If we use a consistent set of parameter units, non-electrical quantities may be replaced by their electrical analogy according to table 8.3 and may be referred to directly. From this the angular speed of the load is equivalent to the voltage $VC1W$ at the capacitor $C1W$.

The SCEPTRE input listing is shown above and the simulation results are shown in figure 8.3.

8.2 I02: Belasteter Gleichstrommotor

Die Ersatzschaltung nach Abb. 8.4 demonstriert die Simulation elektrischer und mechanischer Größen sowie die Verknüpfung beider Systeme mittels arithmetischer Anweisungen am Beispiel eines fremderregten, belasteten Gleichstrommotors [16].

**Abbildung 8.4:** Ersatzschaltbild

Wird ein konsistentes Einheitensystem (z. B. Basiseinheiten im SI-Maßsystem) verwendet, dann können nicht-elektrische Größen entsprechend Tabelle 8.2 durch ihre elektrischen Äquivalente ersetzt und direkt miteinander in Beziehung gebracht werden.

Damit läßt sich die drehzahlabhängige Belastung durch eine Kapazität CMW mit einem parallel geschalteten Widerstand RMU darstellen, auf die eine Stromquelle JMU wirkt, die dem Wellendrehmoment entspricht.

Die Erregerwicklung, bestehend aus RF und LF , wird durch eine konstante Spannungsquelle EF gespeist. Der Ankerstromkreis wird durch die Spannungsquelle EA , dem Ankerwiderstand RA , der Induktivität LA und der Gegenspannung EB beschrieben. Die Luftspaltinduktion Φ ist abhängig vom Erregerstrom IRF und wird aus der Magnetisierungskennlinie TABLE 1 berechnet. Das Drehmoment des Motors JMU ergibt sich vereinfacht aus dem Produkt einer Konstanten, dem Ankerstrom und der Luftspaltinduktion:

$$JMU = 25 * IRA * PHI$$

Die induzierte Gegenspannung soll linear von der Drehzahl, der Luftspaltinduktion und einer Konstanten abhängen:

$$EB = 25 * PHI * VCMW$$

Dabei wird die Drehzahl direkt aus der Spannung am Kondensator CMW entsprechend Tabelle 8.2 gewonnen.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
I02: dc motor
ELEMENTS
  EF, 1-2 = 120
  RF, 2-3 = 80
  LF, 3-1 = 3E-2
  EA, 4-5 = 220
  RA, 5-6 = 2
  LA, 6-7 = 2E-2
  EB, 4-7 = X1 (25*PW*PHI)

  CMW, 9-8 = 0.2
  RMU, 9-8 = 10
  JMU, 8-9 = X2 (25*IRA*PHI)
DEFINED PARAMETERS
  PHI = TABLE 1 (IRF)
  PW = X3 (VCMW)
OUTPUTS
  PHI, PLOT(IRF)
  VCMW(n), JMU(M), PLOT
FUNCTIONS
  TABLE 1 = -5, -4E-2
             -1, -3E-2
             -0.5, -2E-2
             0, 0
             0.5, 2E-2
             1, 3E-2
             5, 4E-2
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 3
END

```

In Abbildung 8.5 sind die Drehzahl VCMW und das Drehmoment an der Welle JMU beim Einschalten des Motors dargestellt.

8.3 I11: Widerstand mit Kühlkörper

Ein Lastwiderstand R ist an einer Kupferplatte befestigt (Abb. 8.6). Nach 100 s wird ein Strom von 2 A durch den Widerstand geschickt. Der Wärmestrom des Widerstandes fließt über den

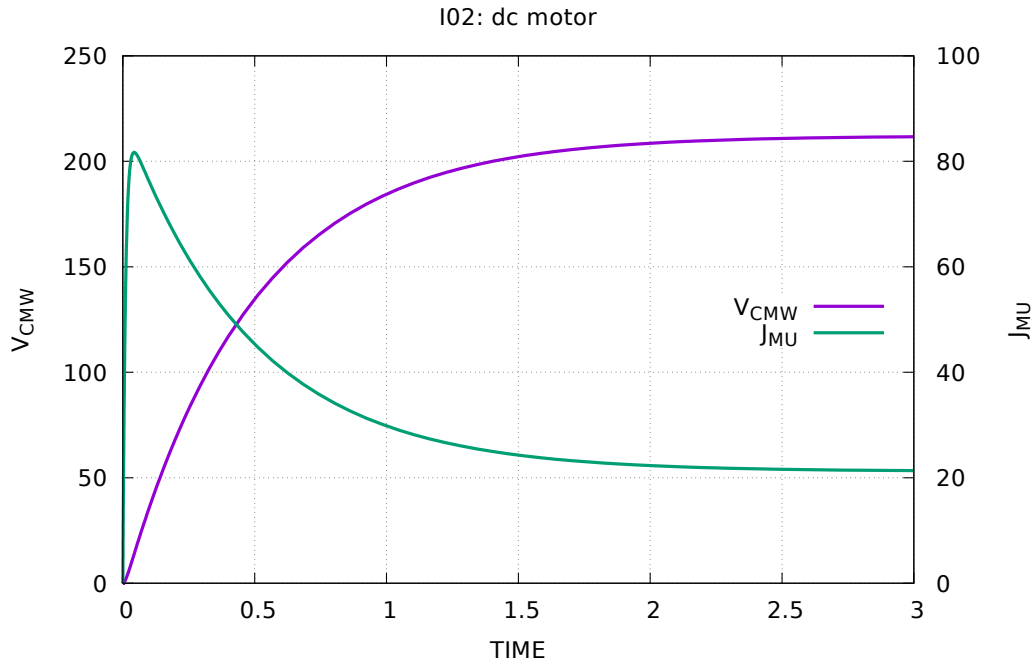


Abbildung 8.5: Drehzahl VCMW und Drehmoment JMU

Wärmewiderstand R_1 in die Kupferplatte mit der Wärmekapazität C_w . Diese strahlt die Wärme durch den Wärmewiderstand R_2 , der die Strahlungs- und Konvektionsverluste berücksichtigt, an die Umgebung mit der Temperatur T_U ab.

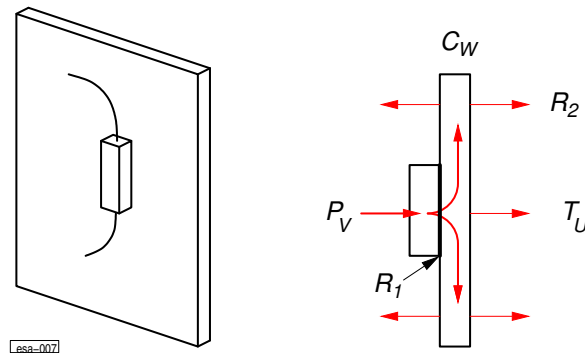


Abbildung 8.6: Widerstand mit Kühlkörper

Daten der Anordnung [36]:

Plattenabmessungen: $70 \times 70 \times 3 \text{ mm}^3$

Lastwiderstand: $R = 3 \Omega$

Wärmewiderstand: $R_1 = 1 \frac{\text{K}}{\text{W}}$

Wärmewiderstand: $R_2 = \frac{1}{\alpha_k \cdot A}$ mit $\alpha_k = 5 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot \text{K}}$ und der *gesamten* Plattenoberfläche A

Wärmekapazität der Kupferplatte: $C_w = c_w \cdot m$ mit $c_w = 0.383 \frac{\text{Ws}}{\text{g} \cdot \text{K}}$ und $\rho_{Cu} = 8.96 \frac{\text{g}}{\text{cm}^3}$

Umgebungstemperatur: $T_U = 18^\circ\text{C}$

Simulationsdauer: 5000 s

Mit den Analogien aus Tabelle 8.1 lässt sich das thermische Problem in eine elektrische Schaltung umwandeln (Abb. 8.7). Die Stromquelle J_{Res} entspricht der zugeführten Heizleistung, die Span-

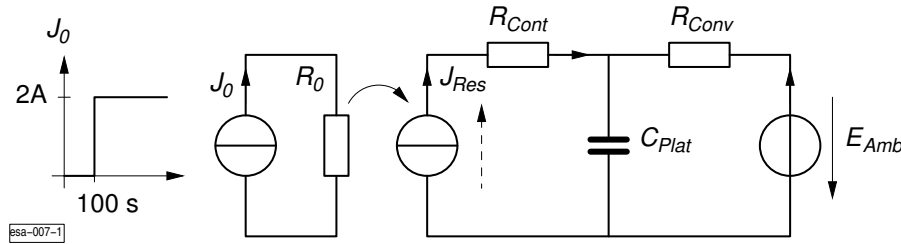


Abbildung 8.7: SCEPTRE Ersatzschaltbild

nungsquelle E_{Amb} berücksichtigt die Umgebungstemperatur. Ohne Anfangsbedingungen läge die Anfangstemperatur bei 0°C . Damit die Platte vor der Simulation die Umgebungstemperatur annimmt kann man entweder unter INITIAL CONDITIONS der Platte die Umgebungstemperatur direkt zuweisen (VCPlat=18) oder den Anfangswert mittels der Anweisung RUN INITIAL CONDITIONS bestimmen lassen.

CIRCUIT DESCRIPTION

I11: Mixed electrical/thermal problem

ELEMENTS

J0, 0 - 1 = TABLE 1 (TIME)

R0, 1 - 0 = 3

JRes, X - CONT = X1 (R0*J0*J0)

JRes2, CONT - X = 0

RCont, CONT - PLATE = 1

RConv, PLATE - AMB = X2 (1./(Palphk*Parea*2))

EAmb, X - AMB = 18

CPlat, PLATE - X = PCW

DEFINED PARAMETERS

Parea = 4.9E-3 ; m**2

Pthick = 0.003 ; m

PrhoCu = 8.96E3 ; kg/m**3

Palphk = 5 ; W/(K*m**2)

PCu = 383 ; Ws/(kg*K)

PCW = X98 (PCu*Pm)

Pm = X90 (Parea*Pthick*PrhoCu) ; Ws/K

FUNCTIONS

TABLE 1 = 0,0, 100,0, 100,2, 10000,2

OUTPUTS

VJRes2,VCPlat

RUN CONTROLS

RUN INITIAL CONDITIONS

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

STOP TIME = 5000

END

Die Temperatur des Widerstandes entspricht der Spannung an der Stromquelle JRes. SCEPTRE verwendet für Stromquellen auch das Verbraucherzählpfeilsystem. Der angenommene Spannungspfeil für VJRes zeigt in Stromrichtung und liefert deshalb negative Temperaturen ($V_{JRes} = -V_{RCont} - V_{CPlat}$). Die Nullstromquelle JRes2 fungiert als Spannungsmesser. Durch Vertauschen der Knotennamen liefert sie die vorzeichenrichtige Temperatur VJRes2 (Abb. 8.8).

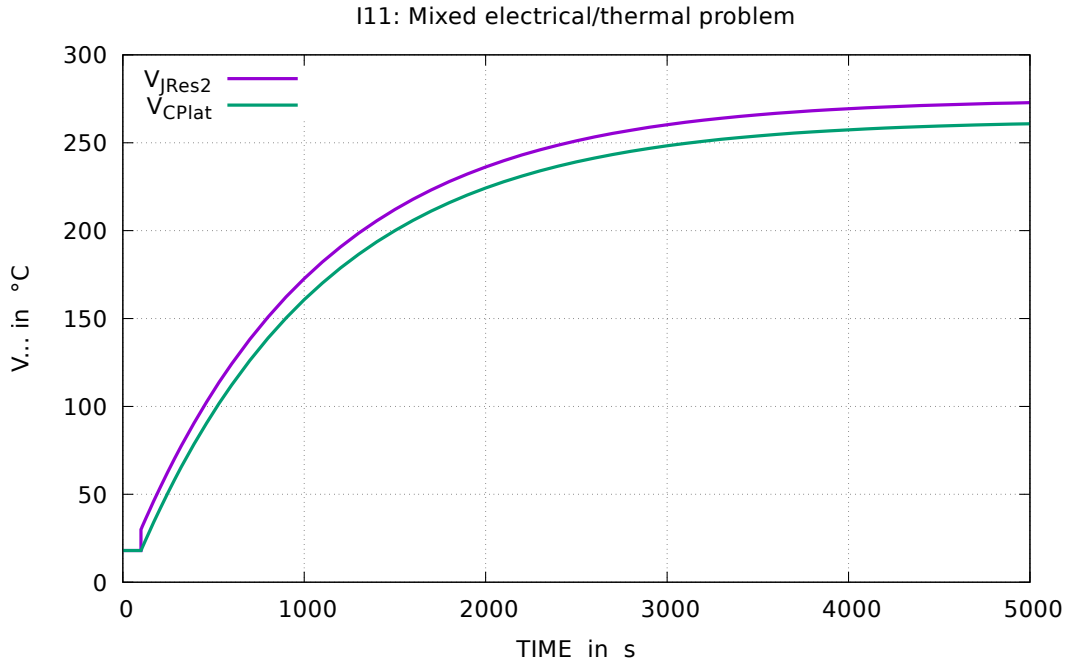


Abbildung 8.8: Temperaturverlauf am Widerstand VJRes2 und an der Platte VCPlat

8.4 I12: Erwärmung eines Transistors [9, Kap. 2.1.4]

8.4.1 Stationäre Erwärmung

Abb. 8.9 zeigt ein thermisches Ersatzschaltbild eines Transistors. Die Wärme (Verlustleistung) entsteht in der Sperrschicht, hier dargestellt als eine ideale Stromquelle und wird an die Umgebung mit der Temperatur T_U abgegeben (ideale Spannungsquelle). Durch die unterschiedlichen Wärmewiderstände stellen sich die Sperrschichttemperatur T_S , Gehäusetemperaturen T_{GI} (innen) und T_{GA} (außen) ein. Datenblätter der Hersteller geben im allg. den inneren Wärmewiderstand R_{thSG} und den äußeren R_{thGU} oder noch einfacher den Gesamtwärmewiderstand R_{thSU} an. Für den Schaltungsentwickler ist die maximale Verlustleistung wichtig, die ein Transistor entwickeln darf, damit er seine Sperrschichttemperatur nicht überschreitet.

8.4.2 Instationäre Erwärmung

Abbildung 8.10 zeigt einen Transistor im TO5-Gehäuse sowie das thermische Ersatzschaltbild. Es handelt sich hier um ein lineares Zwei-Körper-Problem. Die Wärmekapazitäten der Sperrschicht und des Gehäuses werden durch Kapazitäten berücksichtigt. Laut Datenblatt beträgt

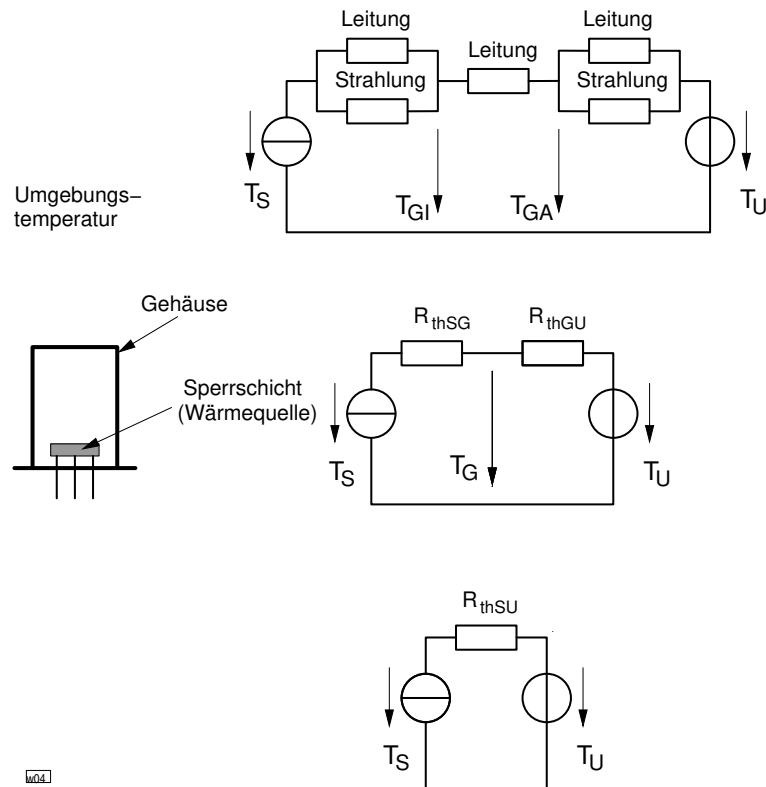


Abbildung 8.9: Stationäre Erwärmung eines Transistors

der innere Wärmewiderstand $R_{TI} = 180 \frac{\text{K}}{\text{W}}$, der Widerstand zwischen dem TO5-Gehäuse und der Umgebungsluft beträgt etwa $R_{TA} = 300 \frac{\text{K}}{\text{W}}$. Durch den Sockel wird ebenfalls Wärme auf die Platine übertragen mit $R_{TP} = 1200 \frac{\text{K}}{\text{W}}$. Die Umgebungsluft wird mit $T_L = 25^\circ\text{C}$, die Temperatur der Platine wegen der Erwärmung durch andere Bauelemente mit $T_P = 35^\circ\text{C}$ angenommen.

Wegen des instationären Vorgangs müssen die Wärmekapazitäten der Sperrschicht und des Gehäuses berücksichtigt werden. Für die Sperrschicht wird ein Wert $C_S = 0.75 \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$ eingesetzt, für das Gehäuse C_G wird der 10-fache Wert angenommen. Gehäuse und Sperrschicht haben vor dem Einschalten Umgebungstemperatur.

Es wird ein kombinierter Ein- und Ausschaltvorgang untersucht. Der Transistor wird für 1000 s eingeschaltet und erzeugt während dieser Zeit in seiner Sperrschicht eine konstante Verlustleistung $P_v = 0,5 \text{ W}$. Die Simulationszeit beträgt 2000 s. Gesucht sind die Temperaturen der Sperrschicht T_S und des Gehäuses T_G als Funktion der Zeit.

CIRCUIT DESCRIPTION

I12: instationäre Erwärmung

ELEMENTS

```
JPV, 0 - 1 = TABLE 1
CX, 1 - 0 = 0.75
RTI, 1 - 2 = 180
CG, 2 - 0 = 7.5
RTP, 2 - 3 = 1200
RTA, 2 - 4 = 300
EPL, 0 - 3 = 35
ELU, 0 - 4 = 25
```

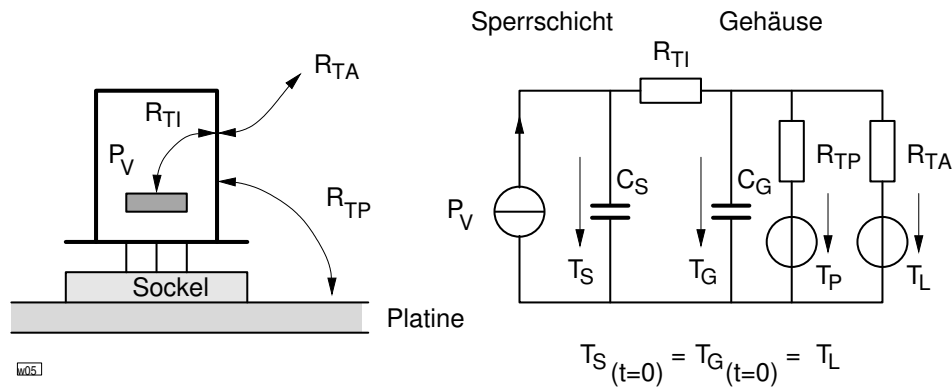


Abbildung 8.10: Stationäre Erwärmung eines Transistors

```

FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0.5, 1000,0.5, 1000,0.0, 2000, 0.0
INITIAL CONDITIONS
  VCX = 25
  VCG = 25
OUTPUTS
  VCX, VCG
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 1950
END

```

Statt die Anfangsbedingungen zu berechnen werden bei diesem Beispiel die Wärmekapazitäten manuell auf Umgebungstemperatur gesetzt ($VCX=VCG=25$). Den Erwärmungsverlauf und die Abkühlphase sind in Abb. 8.11 dargestellt. Deutlich erkennt man, dass das Temperaturmaximum am Gehäuse ca. 150 s nach dem Abschalten des Transistors auftritt.

8.5 I13: Leistungsberechnung einer E-Lok

Die Aufgabenstellung stammt aus [46] und ist nicht unbedingt ein typisches Anwendungsbeispiel für SCEPTRE, weist jedoch einige Besonderheiten bei der Modellierung nichtlinearer Zusammenhänge auf. Auch die Ergebnisse zeigen einige interessante Details aus der Eisenbahntechnik.

Hinweis: die in diesem Beispiel verwendeten Daten und die Technik entsprechen nicht mehr dem heutigen Eisenbahnumfeld. Das trifft vor allem auf die Maßeinheiten für Gewichte, Massen und Kräfte zu. In diesem Beispiel wird die Maßeinheit t (Tonne) sowohl für die Massen und Gewichte verwendet ($1\text{ t} = 10^3\text{ kg}$) als auch für Kräfte ($1\text{ t} = 10^3\text{ kp} = 9806.65\text{ N}$).

In [46] wird die Leistungsfähigkeit einer E-Lok der Baureihe 110 (BR110) mit den leistungstärkeren Fahrmotoren aus der Nachbauserie der BR 103 untersucht. Dazu wird das Zugkraft-Geschwindigkeitsdiagramm des Fahrmotors der BR 103 ¹ auf eine Höchstgeschwindigkeit von 160 km/h umgerechnet. Daraus lässt sich unter Berücksichtigung des geschwindigkeitsabhängigen Reibungskoeffizienten zwischen Rad und Schiene ² und der Geometrie des Drehgestells

¹Z-V-Diagramm Fle 2.087/8, BZA München, 1970, Deutsche Bundesbahn

²Reibungsgrenze nach Curtius und Kniffler

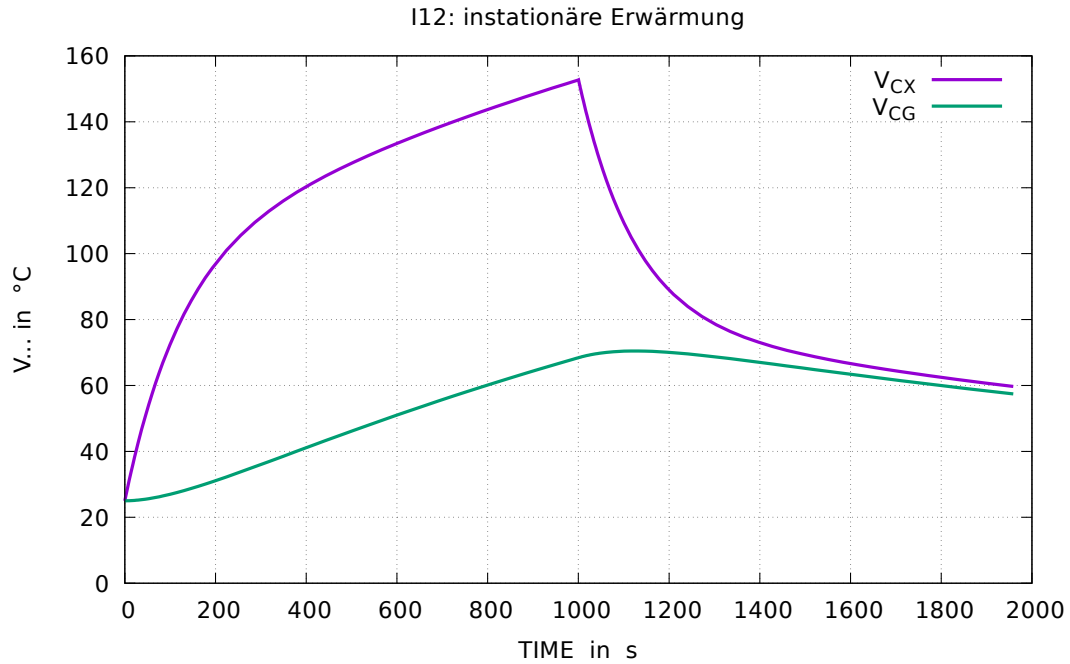


Abbildung 8.11: Instationäre Erwärmung

(Achsentlastung) die maximal ausnutzbare Zugkraft am Radumfang in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit angeben (Tabelle CK1). Es werden normale Adhäsionsverhältnisse zwischen Schiene und Treibrad vorausgesetzt.

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der E-Lok simuliert man eine Fahrt mit unterschiedlichen Anhängelasten und Streckenprofilen und ermittelt daraus die Fahrzeiten.

Die auf einen Zug wirkende Gesamtkraft F setzt sich aus folgenden Einzelkräften zusammen:

$$F = F_{\text{Lok}}(v) - F_{\text{Lws}}(v) - F_{\text{Stg}}(x)$$

mit

F_{Lok} : maximal mögliche Zugkraft der Lokomotive als Funktion der Geschwindigkeit v , vorgegeben durch Tabelle CK1,

F_{Lws} : Laufwiderstand bestehend aus Roll- und Luftwiderstand von Lokomotive und Anhängelast, abhängig von der Geschwindigkeit v ,

F_{Stg} : Streckenneigungskraft in Abhängigkeit von der Fahrstrecke x .

Für den Laufwiderstand wird eine Größengleichung des Bundesbahn-Zentralamtes (BZA) Min-den verwendet (siehe [47]):

$$F_{\text{Lws}} = 1.5 m_Z + 8 (2 + n) A \left(\frac{v}{100} \right)^2 \quad \text{in kg}$$

mit

- m_Z : Gewicht des gesamten Zuges in t,
 A : Querschnittfläche des Zuges senkrecht zur Fahrtrichtung in m^2 ,
 v : Fahrgeschwindigkeit in km/h,
 n : Anzahl der Wagen inklusive Lokomotive.

Die Streckenneigung übt eine Kraft F_{Stg} auf den Zug aus, die sich mit den Kraftgesetzen an der schiefen Ebene berechnen lässt. Es gilt

$$F_{Stg} = m_Z g s$$

mit

- m_Z : Gewicht des gesamten Zuges,
 g : Fallbeschleunigung mit 9.81 m/s^2 ,
 s : Streckenneigungszahl, wird im allg. in ‰ angegeben und gibt an, um wie viele Meter sich eine Fahrstrecke von 1000 m Länge gegenüber dem Anfangspunkt erhebt oder absenkt.

Die benötigte Zusatzkraft zur Überwindung von Streckenkrümmungen kann man ebenfalls mit der Streckenneigungszahl berücksichtigen.

Zur Berechnung der Fahrdynamik muss folgende Differentialgleichung gelöst werden:

$$a = \ddot{x} = \frac{F_{Lok}(\dot{x}) - F_{Lws}(\dot{x}) - F_{Stg}(x)}{m_Z \cdot \rho} \quad \text{mit} \quad x(0) = \dot{x}(0) = 0 \quad (8.1)$$

Es bedeuten

- ρ : Zuschlag für alle rotierenden Massen, beinhaltet die zusätzlichen Schwungmomente aller rotierenden Teile,
 $a, \ddot{x}$: Beschleunigung des Zuges,
 $\dot{x}, x$: Geschwindigkeit und zurückgelegte Fahrstrecke.

Für den Bremsvorgang wird vereinfacht eine konstante Bremsverzögerung b angenommen und die Zugkraft der Lok abgeschaltet, d. h. $F_{Lok} = 0$. Gleichung (8.1) ändert sich in

$$a = \ddot{x} = \frac{-F_{Lws}(\dot{x}) - F_{Stg}(x)}{m_Z \cdot \rho} - b \quad (8.2)$$

Das Fahrprogramm wird mittels zweier Tabellen vorgeschrieben: Tabelle **VSOLL** enthält die Soll-Geschwindigkeiten v_{soll} , Tabelle **STEIG** die Streckenneigungszahlen s , beide in Abhängigkeit der Streckenkilometer. Die Variable **PV** entspricht der Ist-Geschwindigkeit $\dot{x} = v_{ist}$, **PX** enthält die zurückgelegte Wegstrecke x und **PA** die Gesamtbeschleunigung $\ddot{x}$.

Die Differenz zwischen Soll- und Ist-Geschwindigkeit liefert $PDVKM \equiv \Delta v$, das Vorzeichen von $PDVKM$ entscheidet, ob es sich um eine (An)-Fahrt oder einen Bremsvorgang handelt. Bei dieser Simulation wird grundsätzlich immer mit der maximal verfügbaren Zugkraft **PZMAX** beschleunigt. Beim Erreichen der Soll-Geschwindigkeit muss die Zugkraft soweit zurückgenommen werden, dass die Geschwindigkeit mit der Anhängelast gehalten werden kann. Um ein 'Flattern' der

Zugkraftsteuerung zu vermeiden, wird die Zugkraft mittels $\tanh(\Delta v)$ stufenlos geändert³ (siehe unten).

Das Vorzeichen von Δv entscheidet, welche der beiden Bewegungsgleichungen (8.1) für die (An)-Fahrt oder (8.2) für den Bremsvorgang zur Simulation verwendet werden soll. Da die Beschreibungssprache von SCEPTRE keine Abfrageanweisungen kennt (IF-Anweisung), bedient man sich eines kleinen Tricks: man versieht alle Anweisungen, die ausgeführt werden können, mit einem zusätzlichen Faktor, der im einfachsten Fall nur den Wert 0.0 oder 1.0 annehmen kann und damit die Wirksamkeit der Anweisung deaktiviert oder aktiviert. Zur Berechnung der Beschleunigung schreibt man in SCEPTRE

```
PDVKM = X11 (PVSOLL - PVKMH)
PSW    = X2 (0.5+0.5*tanh(9*PDVKM))
PFLok  = X16 (PSW*PZMAX*tanh(PDVKM))
PA      = X1 ((PFLok-PFLws-PFStg)/(PMZ*PRHO)+(1.-PSW)*PB)
```

Der Schalter PSW kann sich nur zwischen den Werten 0.0 und 1.0 bewegen, die $\tanh \Delta v$ -Funktion sorgt für einen stetigen Verlauf. Beim Bremsen ist $\Delta v < 0$, PSW wird Null, damit wird $F_{\text{Lok}} = 0$ und b erhält seinen zugewiesenen Wert entsprechend Gleichung (8.2). Bei der (An)-Fahrt ist $\Delta v \geq 0$, PSW nimmt den Wert Eins an, für die Zugkraft gilt $F_{\text{Lok}} = F_{\text{max}} \cdot \tanh \Delta v$ und die Bremsverzögerung b wird Null entsprechend Gleichung (8.1).

CIRCUIT DESCRIPTION

I13: Fahrzeitberechnung BR110 mit Fahrmotor aus BR103 (Nachbauserie)

Einheiten: N,kg,m,s

DEFINED PARAMETERS

```
PMLOK = 80E3           ; Lokgewicht in (kg)
PMWAG = 420E3          ; Anhängelast in (kg)
PRHO  = 1.15           ; rotierender Massenzuschlag
PHILF = 110E3          ; Leistungsbedarf der Hilfsbetriebe in VA
PUN   = 15E3           ; Nennspannung Oberleitung in V
PIMAX = 400.           ; Oberstromauslösung in A
PMZ   = X13 (PMLOK+PMWAG) ; Gesamtgewicht des Zuges in (kg)
PB    = -0.8           ; Bremsverzögerung in (m/s^2)

; PSW = TABLE SWDV (PDVKM)      ; Schalter Fahren (1) - Bremsen (0)
PSW = X2 (0.5+0.5*tanh(9*PDVKM))
PA  = X1 ((PFLok-PFLws-PFStg)/(PMZ*PRHO)+(1.-PSW)*PB)

DPV = PA
PV   = 0                ; (m/s)
PVKMH = QVkmh(PV)       ; (km/h)
DPX  = PV
PX   = 0                ; [PX]= m
PXKM = Qxkm(PX)         ; [PXKM] = km

; max. mögliche Zugkraft nach Curtius Kniffler:
PZMAXt = TABLE CK1 (PVKMH) ; in (Mp) bzw. (t) vs (km/h)
PZMAX  = QN (PZMAXt)       ; in (N)
; Sollgeschwindigkeit in km/h vs Streckenkilometer:
```

³Das Gleiche hätte man mit einer Tabelle realisieren können, die einen 'sanften' Übergang von -1 nach $+1$ beim Vorzeichenwechsel von Δv beschreibt.

8 Beispiele I

```

PVSOLL    = TABLE VSOLL (PXKM)
; Geschwindigkeitsdifferenz in (km/h)
PDVKM = X11 (PVSOLL - PVKMH)
; Zugkraft der Lok in Abhängigkeit von V und V_soll - V_ist = PDV :
PFLok    = X16 (PSW*PZMAX*tanh(PDVKM))
; Streckenneigungszahl in 1/1000 vs Streckenkilometer
PTStg    = TABLE STEIG (PXKM)
; Streckenneigungskraft in (N):
PFStg    = X14 (PTStg*PMZ*9.81E-3)
; Laufwiderstand in (N):
PFLws    = X15 ((1.5E-3*PMZ+936*(0.01*PVKMH)**2)*9.81)
;
PMECH = X7 (PFLok*PV)                ; mech. Leistung in (N*m/s)=(W)
PEL    = X8 (PMECH+PHILF)             ; Gesamtleistung (elektr.+mech.)
PI     = X9 (PEL/PUN)                 ; geschätzter Oberstrom in (A)

PFLwst   = QT (PFLws)                ; Laufwiderstand in (t)
PFStgt   = QT (PFStg)                ; Streckenneigungswiderstand in (t)
PFLokt   = QT (PFLok)                ; Zugkraft Lok in (t)
OUTPUTS
PV, PA, PX, PZMAX, PFLws, PFStg, PFLok
PVKMH, PDVKM, PXKM, PZMAXt, PFLwst, PFStgt, PFLokt
PMECH, PEL, PI, PVSOLL, PSW
FUNCTIONS
QVms (Vkmh) = (Vkmh/3.6)             ; km/h ---> m/s
QVkmh (Vms) = (Vms*3.6)              ; m/s ---> km/h
QN (Tonne)  = (Tonne*9810)           ; t ---> N
QT (ZN)     = (ZN/9810)              ; N ---> t
Qxkm (xm)   = (0.001*xm)             ; m ---> km
TABLE VSOLL ; v=f(x), [v]=km/h, [x]=km
0.0 , 60
1.4 , 60
1.5 , 120
4.9 , 120
5.0 , 140
8.5 , 140
9.0 , 0
15.0 , 0
TABLE STEIG ; s=f(x), [s]= Streckenneigungszahl in 1/1000, [x]=km
0.0 , 0
2.0 , 0
2.5 , 15
6.5 , 15
7.5 , -10
15.0 , -10
; Zugkraft in Mp vs. GESchwindigkeit in km/h (Curtius-Kniffler)
TABLE CK1
0, 22.968
10, 21.12,
20, 19.571
30, 18.654
40, 17.9
60, 16.869
80, 16.089
100, 15.506

```

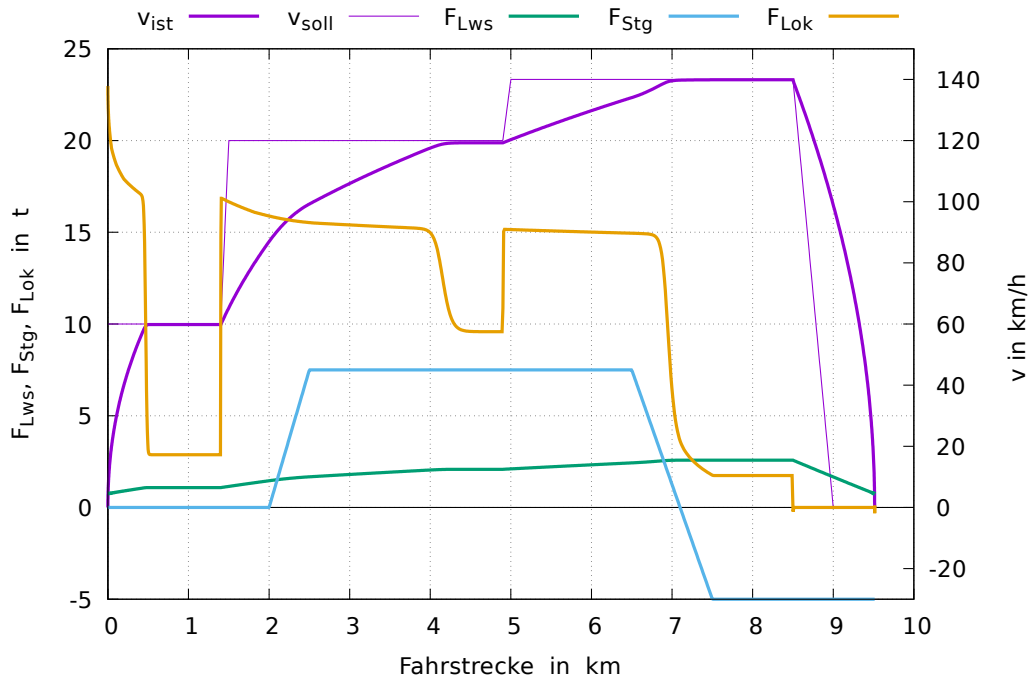


Abbildung 8.12: Zugkräfte und Geschwindigkeiten für eine vorgegebene Fahrstrecke

```

120, 15.152
160, 14.573
; Schalter Fahren (PDVKM > 0) = 1, Bremsen (PDVKM < 0) = 0:
TABLE SWDV
-1, 0, -0.01,0, 0.01,1, 1,1
RUN CONTROLS
MAXIMUM STEP SIZE = 0.5
STOP TIME = 600
TERMINATE IF (PV .LT. 0. .OR. PXKM .GE. 15.0)
END

```

Das Simulationsmodell wird mit einem 500 t-Zug auf einer Strecke von ca. 10 km mit positiver und negativer Steigung (Tabelle STEIG) getestet. Die Geschwindigkeitsvorgaben (Tabelle VSOLL) entsprechen einem realen Fahrprogramm. Abbildung 8.12 zeigt die Zugkräfte und Geschwindigkeiten als Funktion der Fahrstrecke. Dem damaligen Sprachgebrauch folgend sind alle Zugkräfte in Tonnen ($1 \text{ t} = 9806.65 \text{ N}$).

Die Geschwindigkeitsvorgaben sind als v_{soll} markiert. Die Geschwindigkeit v_{ist} folgt der Vorgabe unter Aufbietung der maximal verfügbaren Zugkraft F_{Lok} , bei der Anfahrt mit etwa 23 t. Beim Erreichen der Soll-Geschwindigkeit reduziert sich die Zugkraft der Lok auf die Summe der Zugkräfte zur Überwindung der Steigung F_{Stg} und des Laufwiderstandes F_{Lws} . Die Kraft F_{Stg} entspricht im Prinzip den Vorgaben der Streckenneigungszahlen in Tabelle STEIG.

Ab Streckenkilometer 8.5 wird eine Betriebsbremsung mit einer moderaten Verzögerung von $b = -0.8 \text{ m/s}^2$ eingeleitet. Der Bremsweg bis zum Stillstand beträgt etwa 1015 m. Die gesamte Bewegungsenergie wird in Wärme umgewandelt⁴.

⁴Die BR 110 war standardmäßig nicht mit einer Rekuperationsbremse ausgerüstet.

Trotz der Zugkraftreserve — die Fünf-Minuten-Zugkraft beträgt 26.5 t bei einer maximal zulässigen Zugkraft von etwa 30 t — lässt sich mit dieser E-Lok (Gewicht ca. 80 t) kein 'Kavaliersstart' machen, da die Achsen bei zu hohen Zugkräften und normalen Adhäsionsverhältnissen 'schleudern' würden. Die Simulation und ein praktischer Versuch⁵ ohne Anhängelast auf ebener Strecke ergeben eine Beschleunigung von 0 auf 100 km/h in ca. 15 s, die 140 km/h werden nach etwa 23 s erreicht. Der Oberstrom erreicht dabei einen Spitzenwert von fast 400 A.

Modellierung von Schaltfunktionen

Gegeben sind mehrere Einzelfunktionen $f_i(t)$, die zu einer allgemeinen Funktion $F(t)$ zusammengefasst werden sollen. Welche der Einzelfunktionen ausgeführt wird, soll von äußeren Ereignissen $g_i(y_i)$ abhängen. Diese Ereignisse betätigen den 'Schalter' $s_i(t)$, der vorerst nur den Wert Null oder Eins annehmen soll. Mathematisch lässt sich das durch *eine* Gleichung beschreiben:

$$F(t) = s_1(t) \cdot f_1(t) + s_2(t) \cdot f_2(t) + \dots \quad \text{mit} \quad s_i(t) = g_i(y_i)$$

Abbildung 8.13 zeigt einige Möglichkeiten, wie man ein äußeres Ereignis zu einem Schalter umwandeln kann. Die einfachste Möglichkeit besteht in einer einfachen Tabelle nach Abb. 8.13 a).

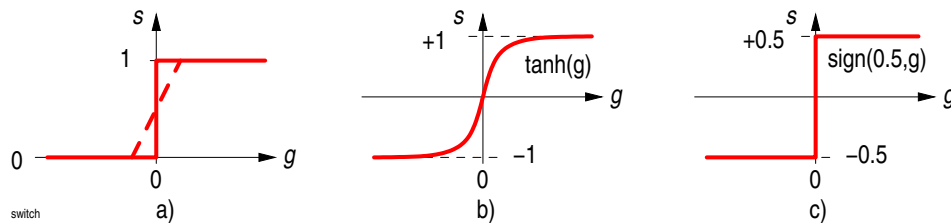


Abbildung 8.13: 'Schalt'-Möglichkeiten mittels Tabellen und mathematischer Funktionen

Soll der Übergang zwischen Null und Eins 'weicher' bzw. stetig sein, müssen Zwischenwerte verwendet werden. Einen stetigen und differenzierbaren Übergang erhält man automatisch mit der $\tanh$ -Funktion nach Abb. 8.13 b), deren 'Schaltschwelle' man durch einen Faktor f verändern kann:

$$s(t) = 0.5 + 0.5 \tanh(f \cdot g)$$

Den gleichen Zweck erfüllt auch die Vorzeichenfunktion **sign** nach Abb. 8.13 c). Das Ergebnis der Funktion setzt sich aus dem absoluten Wert des 1. Parameters und dem Vorzeichen des 2. Parameters zusammen. Mit der Anweisung z. B.

$$f(t) = 0.5 + 0.5 \operatorname{sign}(0.5, \sin t)$$

erhält man ein Rechtecksignal mit den Amplituden 0 und 1.

Durch die Möglichkeit eines stetigen Übergangs zwischen Null und Eins lassen sich mit den Methoden a) und b) die Einzelfunktionen 'sanft' ein- und ausschalten.

⁵Die Anfahr-Zugkraft steht bedingt durch das mechanische Schrittschaltwerk (Nachlaufsteuerung) nicht sofort in voller Höhe zur Verfügung.

9 Beispiele S

In [17] werden Beispiele für eine Einführung in die numerische Modellierung mit dem Simulationsprogramm PSPICE® vorgestellt. Diese Beispiele lassen sich im allg. relativ einfach für SCEPTRE umschreiben, wobei die Verwendung von DEFINED PARAMETERS in SCEPTRE in vielen Fällen wesentliche Vereinfachungen zulässt. Zum besseren Verständnis wird auf die den Beispielen zugrunde liegende Theorie eingegangen.

9.1 S15: Lineare Gleichstromspule

Das Beispiel simuliert einen Umschaltvorgang an einer linearen Gleichstromspule [17, Abschnitt 2.1.1]. Der Schalter S wird zum Zeitpunkt $t = 0$ geschlossen (Abb. 9.1). Gesucht sind der zeitliche

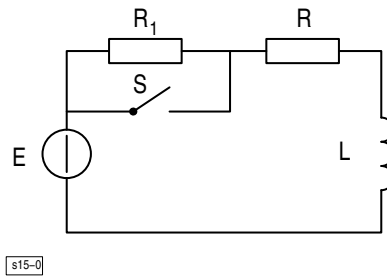


Abbildung 9.1: Umschaltung an einer linearen Gleichstromspule

Verlauf von Strom, Leistung und Energie der Schaltung.

Daten der Schaltung: $U = 10 \text{ V}$, $R_1 = 4 \Omega$, $R = 1 \Omega$, $L = 1 \text{ H}$.

Die gesuchten Größen lassen sich durch folgende Gleichungen ermitteln:

$$i_L(0) = \frac{U}{R + R_1} = 2 \text{ A}$$

$$p_Q(t) \equiv \text{PQL} = u \cdot i_E$$

$$p_R(t) \equiv \text{PRL} = u_R \cdot i_R$$

$$p_M(t) \equiv \text{PML} = u_L \cdot i_L$$

$$w_M(t) \equiv \text{PME} = \int_0^t u_L \cdot i_L \, dt \quad \text{mit } w_M(0) = \frac{1}{2} L \cdot i_L^2(0) = 2$$

Das Integral zur Berechnung der magnetischen Energie $w_M(t)$ kann man mittels des DEFINED PARAMETERS PME und seiner zeitlichen Ableitung DPME direkt lösen. Die SCEPTRE Eingabe lautet:

```

CIRCUIT DESCRIPTION
S15: Umschaltung einer linearen Gleichstromspule
ELEMENTS
  E, 0-1 = 10
  R, 1-2 = 1
  L, 2-0 = 1
INITIAL CONDITIONS
  IL=2
DEFINED PARAMETERS
  PQL=X1(E*IE) ; Leistung der Quelle
  PRL=X2(VR*IR) ; ohmsche Verlustleistung
  PML=X3(VL*IL) ; Magnetisierungsleistung
  PME=2
  DPME=X4(VL*IL) ; magnetische Energie
OUTPUTS
  VL,VR,IR,PQL,PRL,PML,PME
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 3
END

```

Abb. 9.2 zeigt den zeitlichen Verlauf der gesuchten Größen.

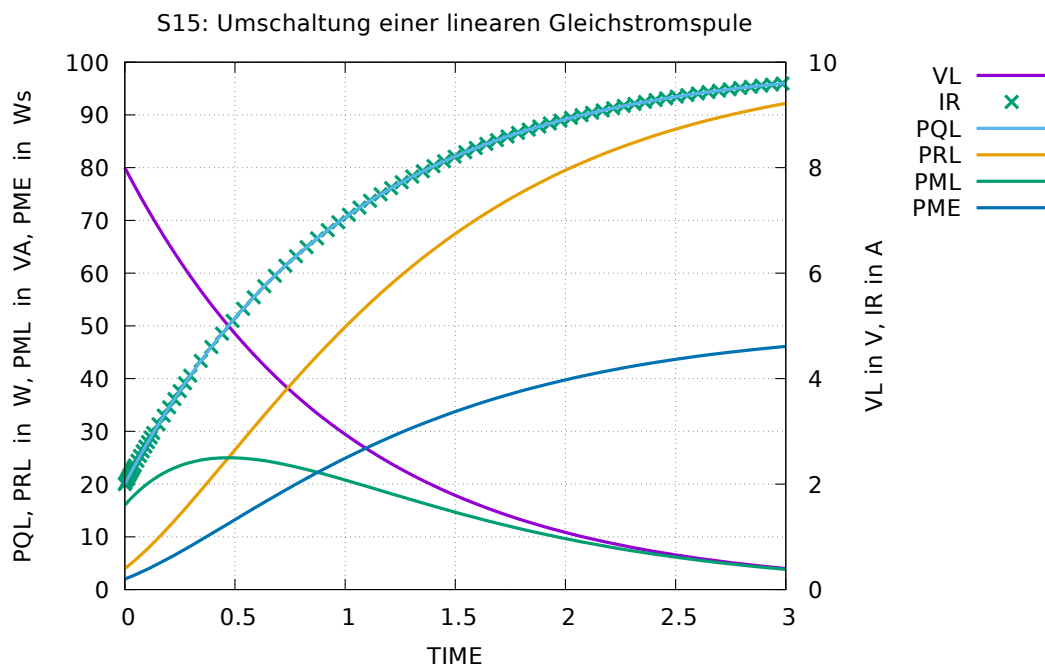


Abbildung 9.2: Lineare Spule an Gleichspannung

9.2 S20: Nichtlineare Gleichstromspule

Untersucht wird der Einschaltstrom einer Gleichstromspule mit Eisenkern unter Berücksichtigung einer Magnetisierungskennlinie (MKL) [17, Abschnitt 2.1.4].

Für die Reihenschaltung einer Spannungsquelle U mit einer verlustbehafteten Induktivität mit dem Innenwiderstand R gilt

$$U = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} . \quad (9.1)$$

Eine brauchbare, analytische Funktion für eine MKL in der Form $i = f(\Psi) \equiv H = f(B)$ liefert die Gleichung

$$i = i_N \left[a \frac{\Psi}{\Psi_N} + b \left(\frac{\Psi}{\Psi_N} \right)^n \right] . \quad (9.2)$$

Zur Lösung einer Differentialgleichung mit SCEPTRE muss die Gleichung in der Form $\dot{\Psi} = f(\Psi, \dots)$ vorliegen. Mit $i_N = U/R$ ergibt sich aus Gl. (9.1) die Lösung für den Fluss $\Psi(t)$

$$\Psi(t) = \int (U - R \cdot i(t)) dt .$$

Daten der Schaltung: $U = 240 \text{ V}$, $R = 280 \Omega$, $\Psi_N = 240 \text{ Vs}$, $a = 0.6$, $b = 0.4$, $n = 5$.

CIRCUIT DESCRIPTION

S20: Einschalten einer nichtlinearen Gleichstromspule

DEFINED PARAMETERS

```

PU = 240
PR = 280
PIN = X11 (PU/PR)           ; Nennstrom
PHIN = 240                   ; dim[PHIN]=Vs: Nennfluss
PA = 0.6
PB = 0.4
PN = 5                       ; Parameter f"ur MKL
PHI = 0
DPHI = X12 (PU-PR*PI)
PI = X13(PIN*(PA*PHI/PHIN + PB*(PHI/PHIN)**PN)) ; mit MKL: I=A*PHI+B*PHI**N
PI2 = X14 (PIN*PHI/PHIN)    ; ohne    : I2=PIN*PHI/PHIN

```

OUTPUTS

```

PI, PHI, PI2

```

RUN CONTROLS

```

STOP TIME = 3

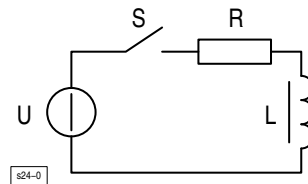
```

END

Die Größe $PI2 \equiv i_2$ berechnet den Stromverlauf ohne Berücksichtigung der MKL (Abb. 9.3). Abb. 9.4 stellt die inverse Magnetisierungskennlinie $i = f(\Psi)$ dar.

9.3 S24: Nichtlineare Spule an Wechselspannung

Es wird der Einschaltstrom („Rush“) bei einer Eisen-spule mit Wechselspannung für unterschiedliche Nullphasenwinkel untersucht [17, Abschnitt 2.1.6].



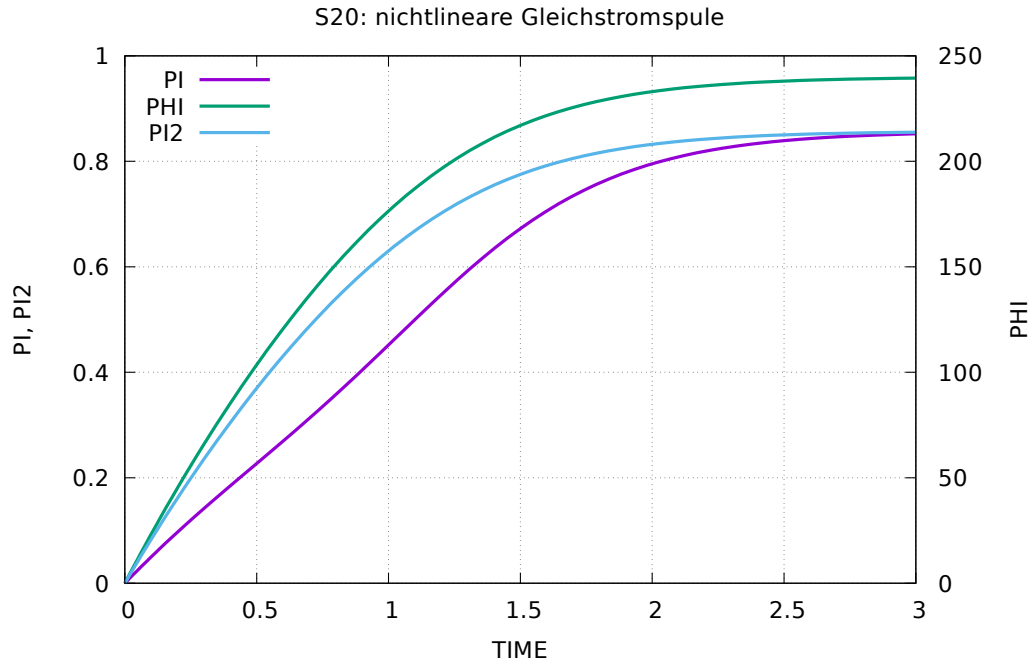


Abbildung 9.3: Fluss- und Stromverläufe, mit MKL: PI, ohne MKL: PI2

Für den Spannungskreis gilt

$$u(t) = \sqrt{2}U \cos(\omega t - \varphi_u) = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt},$$

der nichtlineare Zusammenhang zwischen Strom $i(t)$ und Fluss $\Psi(t)$ soll durch die Gleichung

$$i = i_N \left[a \frac{\Psi}{\Psi_N} + b \left(\frac{\Psi}{\Psi_N} \right)^n \right]$$

beschrieben werden (siehe auch Beispiel [S20: Nichtlineare Gleichstromspule](#)).

Daten der Schaltung: $U = 230 \text{ V}$, $R = 5 \Omega$, $f = 50 \text{ Hz}$, $a = 0.6$, $b = 0.4$, $n = 9$, $\Psi_N = 1 \text{ Vs}$, $i_N = 1 \text{ A}$, $\varphi_u = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ$.

CIRCUIT DESCRIPTION

S24: Nichtlineare Spule an Wechselspannung

DEFINED PARAMETERS

```

PU = Xabc (325*COS(314.15*TIME-PhiB))
PR = 5
PHIN = 1 ; [PHIN] = 1 Vs: Nennfluss
; Parameter für MKL:
PA = 0.6, PB = 0.4 , PN = 9
PIN = 1 ; Nennstrom
; Nullphasenwinkel, Bogenmaß --> Grad
PhiB = X4711 (PhiG*0.01745)
PhiG = 0

PHI = 0
DPHI = X12 (PU-PR*PI)
```

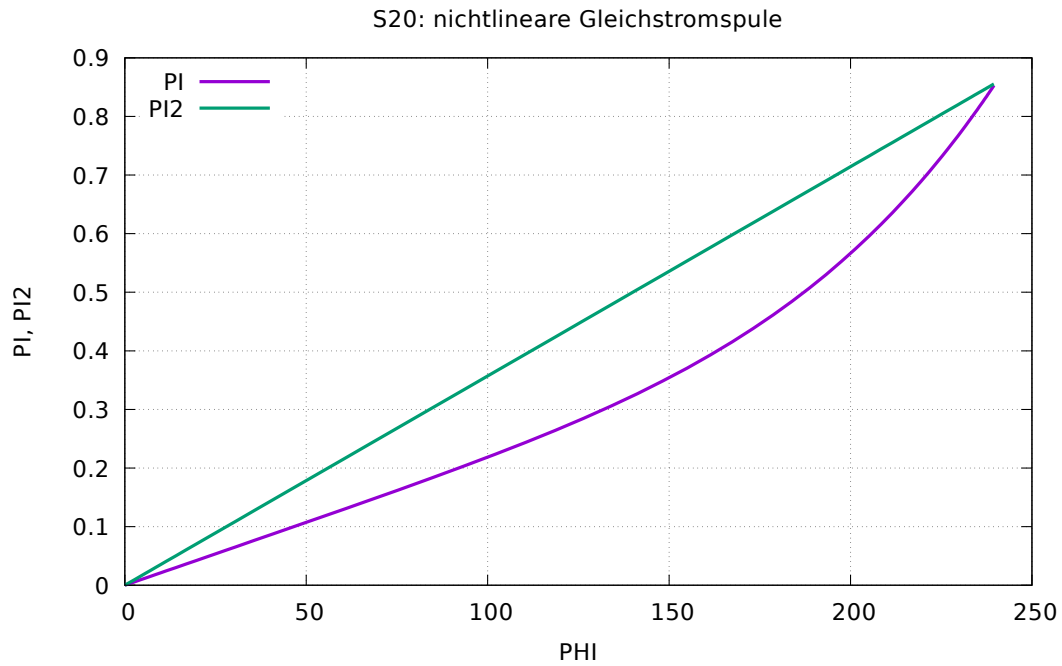


Abbildung 9.4: MKL dargestellt mittels Gleichung (9.2) und linear

```

PI    = X13(PIN*(PA*PHI/PHIN + PB*(PHI/PHIN)**PN))
OUTPUTS
  PI, PHI
RUN CONTROLS
  START TIME = 0
  STOP TIME = 0.050
RERUN DESCRIPTION (3)
DEFINED PARAMETERS
  PhiG = 30, 60, 90
END

```

Der Nullphasenwinkel $\varphi_u \equiv \text{PhiB}$ bzw. PhiG wird in 3 Wiederholungsläufen geändert. Die Ergebnisse stellt Abb. 9.5 dar.

Statt den Winkel φ_u zu ändern kann man auch bei konstantem Nullphasenwinkel den Beginn der Simulation mit der Anweisung `START TIME` entsprechend verändern, also

```

RERUN DESCRIPTION (3)
RUN CONTROLS
  START TIME = 1.6666E-3, 3.3333E-3, 5E-3
END

```

9.4 S28: Spule mit Hystereseverlusten

Untersucht wird der Magnetisierungsstrom durch eine nicht-lineare Induktivität [17, Abschnitt 2.1.7]. Der Verlauf des Stromes hängt von der Krümmung der Magnetisierungskennlinie (MKL)

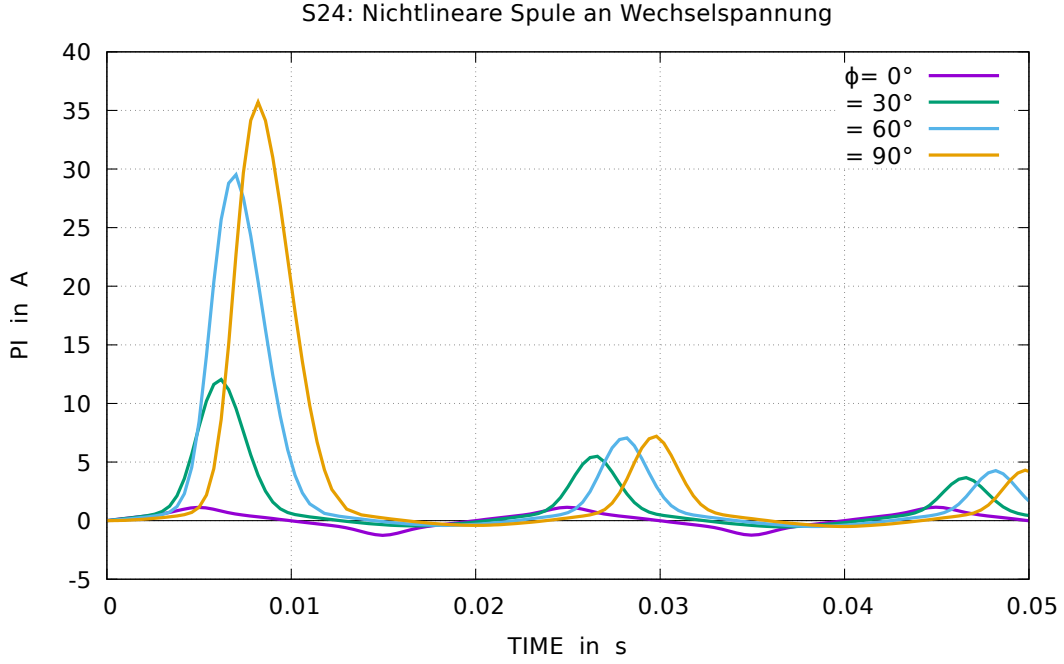


Abbildung 9.5: Einschaltstrom PI bei verschiedenen Nullphasenwinkeln

ab und ist bei Vernachlässigung der Hystereseverluste (eindeutige MKL) symmetrisch zu seinem Scheitelpunkt.

Will man die Hystereseverluste mit einbeziehen, müssen jeweils eine MKL für das Auf- und Abmagnetisieren berücksichtigt werden (zweideutige MKL).

Bei dieser Simulation wird $\Phi = f(i)$ mittels zweier Tabellen TABLE A, TABLE B vorgegeben. Den Fluss durch die Spule erhält man aus

$$\hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) = \frac{d\Phi}{dt}$$

$$\Phi(t) = \int \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) dt \quad \equiv \text{PHI} .$$

Dabei werden die ohmschen Verluste und Wirbelstromverluste außer acht gelassen. Der mittlere Magnetisierungsstrom i_m ergibt sich aus dem arithmetischen Mittel beider Kennlinien (entspricht der eindeutigen MKL)

$$i_m(\Phi') = i_N \frac{i_a + i_b}{2} \quad \equiv \text{PHIM}$$

wobei i_a und i_b die aus TABLE A und TABLE B¹ zum Fluß $\Phi' = \frac{\Phi}{\Phi_N} \equiv \text{Phin}$ ermittelten Stromwerte sind. Je nach Magnetisierungsrichtung muß zu i_m noch der Hysteresanteil i_h vorzeichenrichtig addiert werden:

$$i(t) = i_m + i_h \quad \equiv \text{PI} .$$

Dabei ergibt sich die Richtung und damit das Vorzeichen von i_h aus dem Vorzeichen von $u(t) = \frac{d\Phi}{dt} \equiv \text{DPHI}$:

$$i_h(t) = \text{sign}(u) \frac{i_a - i_b}{2} \quad \equiv \text{PIHYS} .$$

¹Als Abkürzungen sind auch TA und TB erlaubt.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
S28: Spule mit Hystereseverlusten
FUNCTIONS
TABLE A
-2.00, -6.00, -1.00, -1.00, -0.95, -0.80, -0.85, -0.60,
-0.75, -0.45, -0.55, -0.25, -0.45, -0.15, -0.25, 0.00,
-0.10, 0.09, 0.00, 0.13, 0.30, 0.27, 0.50, 0.40,
0.70, 0.58, 0.90, 0.82, 1.00, 1.00, 2.00, 6.00
TABLE B
-2.00, -6.00, -1.00, -1.00, -0.90, -0.82, -0.70, -0.58,
-0.50, -0.40, -0.30, -0.27, 0.00, -0.13, 0.10, -0.09,
0.25, 0.00, 0.45, 0.15, 0.55, 0.25, 0.75, 0.45,
0.85, 0.60, 0.95, 0.80, 1.00, 1.00, 2.00, 6.00
DEFINED PARAMETERS
Phi_U = 0 ; Nullphasenwinkel zum Einschaltpunkt
PI_N = 5
PHI_N = 0.99

; treibende Spannung:
PU = X11 (311.1*COS(314.15*TIME+Phi_U))
; \int PU = PHI (Fluss):
PHI = 0
DPHI = PU
; normierter Fluss:
Phin = X34 (PHI/PHI_N)
; mittlerer Strom:
PIM = X19 (PI_N*0.5*(XTABLE(TA,Phin)+XTABLE(TB,Phin)))
; Differenzstrom bedingt durch Hysterese:
PIHYS= X21 (SIGN(1.,DPHI)*PI_N*0.5*(XTABLE(TA,Phin)-XTABLE(TB,Phin)))
; Gesamtstrom:
PI = X13 (PIM+PIHYS)

; Fourieranalyse f"ur Grundwelle
; (XSTOPT entspricht der Periodendauer=STOP TIME):

PA0 = 0
DPA0 = XF01 (2.*PI/XSTOPT)
PA1 = 0
DPA1 = XF02 (2.*PI*COS(314.15*TIME)/XSTOPT)
PB1 = 0
DPB1 = XF03 (2.*PI*SIN(314.15*TIME)/XSTOPT)
PEFF = XF07 (SQRT(0.25*PA0*PA0+0.5*PA1*PA1+0.5*PB1*PB1))
OUTPUTS
PI,PHI,DPHI,PIM,PIHYS,PA0,PA1,PB1,PEFF
RUN CONTROLS
STOP TIME = 0.02
END

```

Hinweis: bezieht man sich innerhalb einer EXPRESSION/X-Anweisung auf eine Tabelle (hier bei X19 und X21) muss eine geänderte Syntax benutzt werden (siehe 1.3).

Die Phasenlage φ_u der anregenden Spannung wurde so gewählt, dass sich sofort der stationäre Betriebszustand einstellt. Die Abbildungen 9.6 und 9.7 zeigen den unsymmetrischen Verlauf des Magnetisierungsstromes $i(t) \equiv PI$ im Vergleich zu $i_m(t) \equiv PIM$ und die MKL zu $i_m(t)$ und $i(t)$.

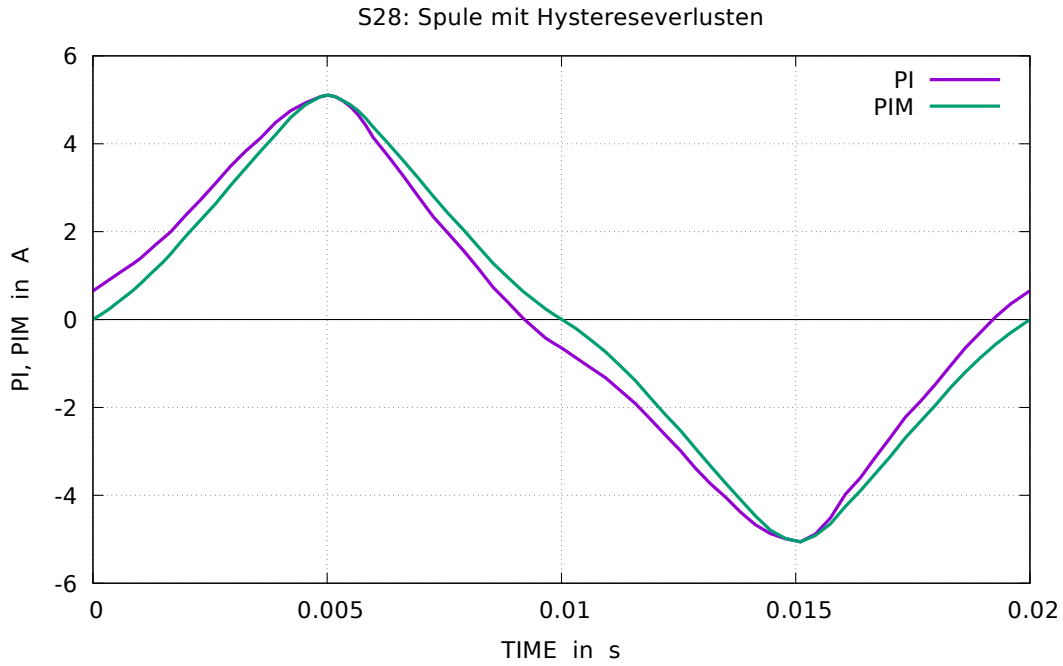


Abbildung 9.6: Verlauf von $i_m(t)$ und $i(t)$

Zur Analyse des Grundschwingungsgehaltes wird eine Fourieranalyse für $i(t)$ durchgeführt. Allgemein gilt:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int f(t) dt \quad \equiv \text{PA0}$$

$$a_1 = \frac{2}{T} \int f(t) \cos \omega t dt \quad \equiv \text{PA1}$$

$$b_1 = \frac{2}{T} \int f(t) \sin \omega t dt \quad \equiv \text{PB1}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{a_0^2}{4} + \frac{a_1^2}{2} + \frac{b_1^2}{2}} \quad \equiv \text{PEFF.}$$

Als Periodendauer T wird die durch die Anweisung `STOP TIME` angegebene Zeit eingesetzt (interne SCEPTRE Variable `XSTOPT`). Aus dem Druckprotokoll erhält man die gesuchten Werte.

INITIAL AND FINAL VALUES OF OUTPUT VARIABLES:

TIME	0.00000E+00	2.02200E-02
PI	6.50000E-01	8.07548E-01
PHI	0.00000E+00	6.68455E-02
DPHI	3.11100E+02	3.10361E+02
PIM	0.00000E+00	1.46295E-01
PIHYS	6.50000E-01	6.61253E-01
PA0	0.00000E+00	2.70255E-02
PA1	0.00000E+00	6.44850E-01
PB1	0.00000E+00	4.24263E+00
PEFF	0.00000E+00	3.03448E+00

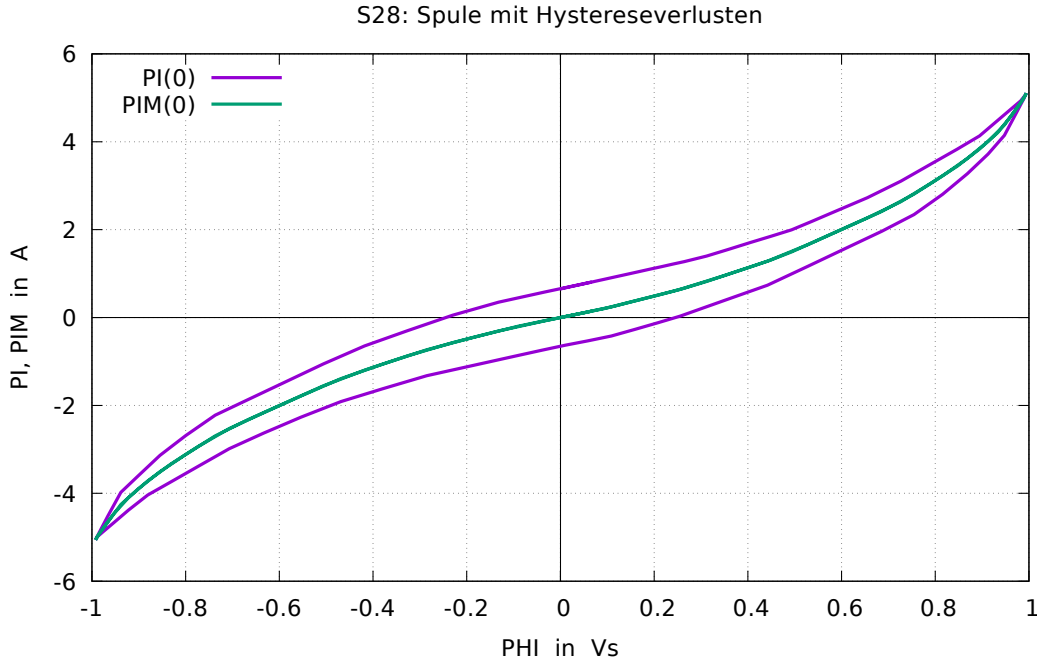


Abbildung 9.7: Verlauf von $i_m(\Phi)$ und $i(\Phi)$

Für die Grundschiwingung lassen sich daraus folgende Werte ableiten:

$$\begin{aligned}
 i_1(t) &= (4.24 \sin \omega t + 0.644 \cos \omega t) \text{ A} \\
 I_1 &= 3.03 \text{ A} \\
 P_1 &= \frac{311.1}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \frac{0.644}{\sqrt{2}} \text{ A} = 99.5 \text{ W} \\
 Q_1 &= \frac{311.1}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \frac{4.24}{\sqrt{2}} \text{ A} = 659.5 \text{ var.}
 \end{aligned}$$

Saturable inductor with hysteresis

Nonlinearities may be easily entered via tables with the restriction, that the relationship between the independent and dependent variables must be unique (except for step functions). To analyze the effects of an ambiguous magnetic hysteresis loop, the direction of the magnetization has to be taken into account. In [5] a FORTRAN subroutine is used to solve this ambiguity.

The following example analyzes the current through a saturable inductor, where the magnetization characteristic of the iron core is described by a double valued B-H curve [17]. Additionally the shape of the inductor current is investigated by a Fourier analysis. The task can be managed solely by SCEPTRE statements using defined parameters.

The input data to SCEPTRE are shown above.

The double valued magnetization curve — here the flux Φ versus the current I — is entered as two tables **TABLE A** and **TABLE B**, which represent the upper and lower part of the loop respectively. The current through the inductor $i(t)$ is driven by a sinusoidal voltage $u(t)$. The

flux $\Phi \equiv PHI$ may be derived from

$$\begin{aligned}\hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) &= \frac{d\Phi}{dt} \\ \Phi(t) &= \int \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) dt \quad \equiv PHI.\end{aligned}$$

omitting ohmic and eddy current losses. The average magnetization current $i_m \equiv PHIM$ is the mean value of the upper and lower curve, or

$$i_m(\Phi') = i_N \frac{i_a + i_b}{2} \quad \equiv PHIM$$

where i_a and i_b denote the currents from TABLE A and TABLE B², according to the normalized flux $\Phi' = \frac{\Phi}{\Phi_N} \equiv Phin$. Due to the magnetization direction the hysteresis part of the current $i_h \equiv PIHYS$ has to be added with the correct mathematical sign to the mean current $i_m \equiv PHIM$ for obtaining the real current $i \equiv PI$, or

$$i(t) = i_m + i_h \quad \equiv PI.$$

The direction and thus the sign of $PIHYS$ can be derived from the sign of $u(t) = \frac{d\Phi}{dt} \equiv DPHI$:

$$i_h(t) = \text{sign}(u) \frac{i_a - i_b}{2} \quad \equiv PIHYS.$$

The used definition of the driving voltage $u(t)$ with $\varphi_u = 0$ results in a steady state current $i(t)$. Figure 9.6 shows the two currents $i_m(t)$ and $i(t)$, figure 9.7 outlines the same currents versus the flux Φ .

To obtain the rms value of i , a Fourier analysis for the fundamental frequency is performed. For this the following equations must be solved:

$$\begin{aligned}a_0 &= \frac{2}{T} \int f(t) dt \quad \equiv PA0 \\ a_1 &= \frac{2}{T} \int f(t) \cos \omega t dt \quad \equiv PA1 \\ b_1 &= \frac{2}{T} \int f(t) \sin \omega t dt \quad \equiv PB1 \\ I_1 &= \sqrt{\frac{a_0^2}{4} + \frac{a_1^2}{2} + \frac{b_1^2}{2}} \quad \equiv PEFF.\end{aligned}$$

The period T is identical with the *STOP TIME* of the simulation and may be entered manually or taken from the internal *SCEPTRE* variable *XSTOPT*. The printer output after simulation shows the requested values (see above). For the first harmonic the following values can be found directly:

$$\begin{aligned}i_1(t) &= (4.24 \sin \omega t + 0.644 \cos \omega t) \text{ A} \\ I_1 &= 3.03 \text{ A} \\ P_1 &= \frac{311.1}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \frac{0.644}{\sqrt{2}} \text{ A} = 99.5 \text{ W} \\ Q_1 &= \frac{311.1}{\sqrt{2}} \text{ V} \cdot \frac{4.24}{\sqrt{2}} \text{ A} = 659.5 \text{ var}.\end{aligned}$$

²The *SCEPTRE* input uses the short form T... instead of TABLE

Note that due to the variable step size the actual stop time is slightly greater than the requested time. This explains why the coefficient $a_0 \equiv PA0 \neq 0$.

To simplify the Fourier analysis for future use, the necessary equations may be stored as a model together with a zero valued current or voltage source. The two-port model may then be inserted into any circuit serving as a voltmeter or ammeter without affecting the circuit conditions, using the “measured” voltage or current as the driving function $f(t)$ for the Fourier analysis.

9.5 S34: Induktiv gekoppelte Spulen

Es wird der Einschaltvorgang an zwei magnetisch gekoppelten Spulen untersucht [17, Abschnitt 2.2], und zwar mit drei unterschiedlichen Methoden (Abb. 9.8):

1. T-Ersatzschaltbild
2. Gegeninduktivität
3. analytisch.

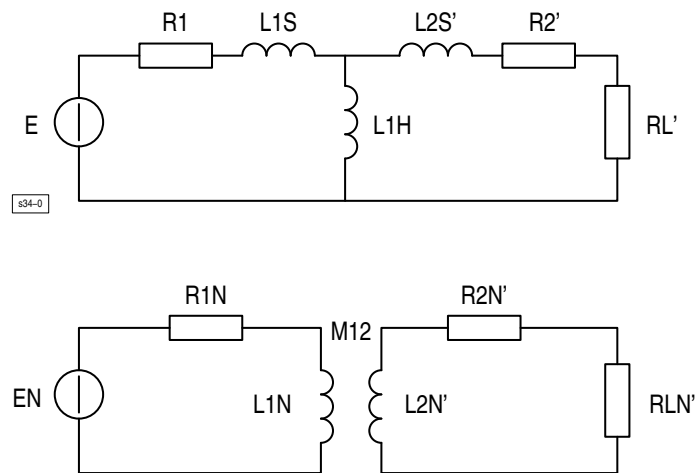


Abbildung 9.8: Ersatzschaltbilder für gekoppelte Induktivitäten

Gesucht ist der Stromverlauf auf der Sekundärseite durch den Lastwiderstand R_L .

Die analytische Lösung erhält man, indem man folgendes Dgl.-System löst:

$$\dot{\Psi}_1(t) = U - R_1 \cdot i_1, \quad \dot{\Psi}_2'(t) = -(R_2' + R_L')i_2'$$

mit

$$i_1 = \frac{\Psi_1 - L_{1h}i_2'}{L_{1h}(1 + \sigma_1)}, \quad i_2' = \frac{\Psi_2' - L_{1h}i_1}{L_{1h}(1 + \sigma_2)}.$$

Das Interessante an diesem Beispiel ist, dass alle drei Methoden gleichzeitig in einem Simulationslauf gelöst werden können.

Daten der Schaltung:

$$U = 20 \text{ V}, R_1 = 10 \Omega, R_2' = 8 \Omega, R_L' = 17 \Omega, L_{1h} = 0.1 \text{ H}, \sigma_1 = 0.1, \sigma_2 = 0.15$$

```

CIRCUIT DESCRIPTION
S34: gekoppelte Spulen
ELEMENTS
; T-Ersatzschaltbild:
E,    0-1 = PU
R1,   1-2 = PR1
L1S,  2-3 = X20 (PL1H*PSIG1)
L1H,  3-0 = PL1H
L2Ss, 3-4 = X30 (PL1H*PSIG2)
R2s,  4-5 = PR2S
RLs,  5-0 = PRLS
; Ersatzschaltung mit Gegeninduktivit"at:
EN,   10-11 = PU
R1N,  11-12 = PR1
L1N,  12-10 = Xn1 (PL1H*(1.+PSIG1))
L2sN, 20-21 = Xn2 (PL1H*(1.+PSIG2))
M12,  L1N-L2sN = PL1H
R2sN, 21-22 = PR2S
RLsN, 20-22 = PRLS

DEFINED PARAMETERS
PU = 20,    PR1 = 10, PR2S = 8,    PRLS = 17
PL1H = 0.1, PSIG1 = 0.1, PSIG2 = 0.15

; analytische L"osung:
PSI1 = 0
DPSI1 = X101 (-PU-PR1*PI1)
PSI2S = 0
DPSI2S = X102 (-(PR2S+PRLS)*PI2S)
PI1 = X103 ((PSI1-PL1H*PI2S)/(PL1H*(1.+PSIG1)))
PI2S = X104 ((PSI2S-PL1H*PI1)/(PL1H*(1.+PSIG2)))

OUTPUTS
PSI1, PSI2S, PI1, PI2S
IR1, IRLs
IR1N, IRLsN
RUN CONTROLS
INTEGRATION ROUTINE = RUK
STOP TIME = 0.04
END

```

Abb. 9.9 zeigt den Verlauf der Sekundärströme $PI2S$, $IRLs$, $IRLsN$ der drei Methoden mit dem RUK Integrationsverfahren. Die Berechnungen mittels Ersatzschaltbilder (Methode 1 und 2) gestalten sich problemlos mit allen vier Integrationsverfahren XPO, IMPLICIT, RUK, TRAP und laufen auf einen identischen Stromverlauf hinaus. Mit der analytischen Methode liefert nur die RUK Integration ein fast identisches Ergebnis, die drei anderen weichen ab, die implizite Integration liefert die größte Abweichung.

9.6 S37: Transformator mit Eisenverlusten

Für die Simulation des Transformators wird das T-Ersatzschaltbild gewählt (Abb. 9.10) [17, Abschnitt 2.3]. Die Wechselspannung $E1$ wird zum ungünstigsten Zeitpunkt eingeschaltet, nämlich

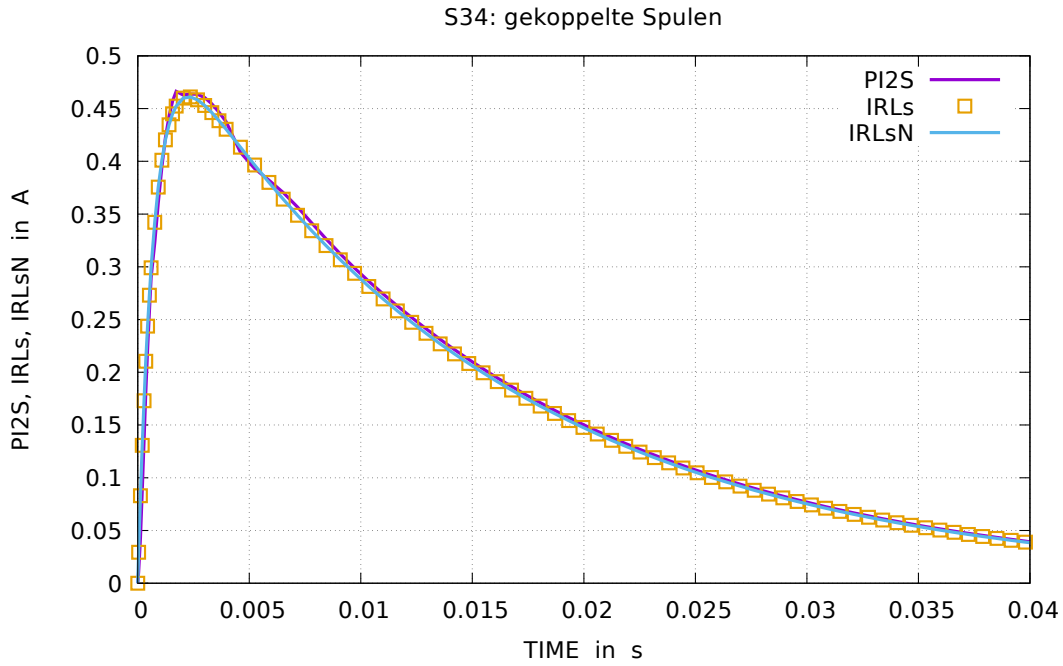


Abbildung 9.9: Verlauf des Ströme i'_2, i'_{RL}, i'_{RLN} mit dem Integrationsverfahren RUK

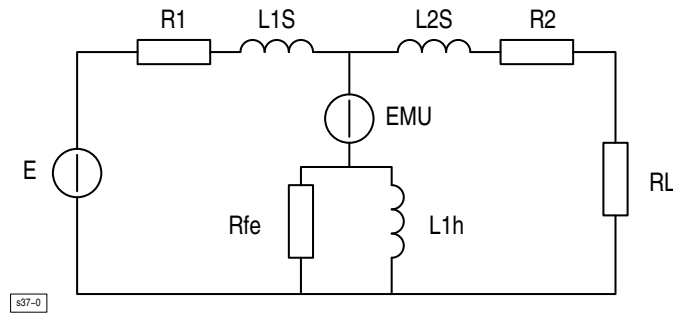


Abbildung 9.10: T-Ersatzschaltbild des Transformators

beim Nulldurchgang ($\text{PHI_U} = -1.5708$). Die Hauptinduktivität L_{1h} ist nichtlinear und wird mittels Ausdruck X4 in Abhängigkeit vom Hauptfluss PSI berechnet. Die Nullspannungsquelle EMU dient als Amperemeter (IEMU). Abb. 9.11 zeigt den Abklingvorgang des Primärstroms. Daten der Schaltung:

$U_{1N} = 500 \text{ V}, f = 50 \text{ Hz}, R_1 = R_2 = 0.3 \Omega, R_L = 50 \Omega, R_{fe} = 200 \Omega, X_h = 75 \Omega, L_{1\sigma} = L_{2\sigma} = 0.01 X_h$.

CIRCUIT DESCRIPTION

S37: Transformers mit Eisenverlusten

ELEMENTS

```
E1, GND - 1 = X10 (707.1*COS(314.15*TIME+PHI_U))
L1h, 6 - GND = X4 (0.238/(0.64+0.36*(MAX((PSI/2.25),1.0E-20))**9))
R1, 1 - 2 = 0.3
L1S, 2 - 3 = 2.38E-3
L2S, 3 - 4 = 2.38E-3
R2, 4 - 5 = 0.3
```

```

RL, 5 - GND = 50.
EMU, 3 - 6 = 0 ; I_{Rfe}+I_{\mu}
RFe, 6 - GND = 200.
DEFINED PARAMETERS
  PHI_U=-1.5708
; Hauptfluss:
  PSI=0
  DPSI= X5 (VL1h)
OUTPUTS
  IR1,IR2,IRFe,IL1h,IEMU,L1h,PSI
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
  STOP TIME = 0.15
END

```

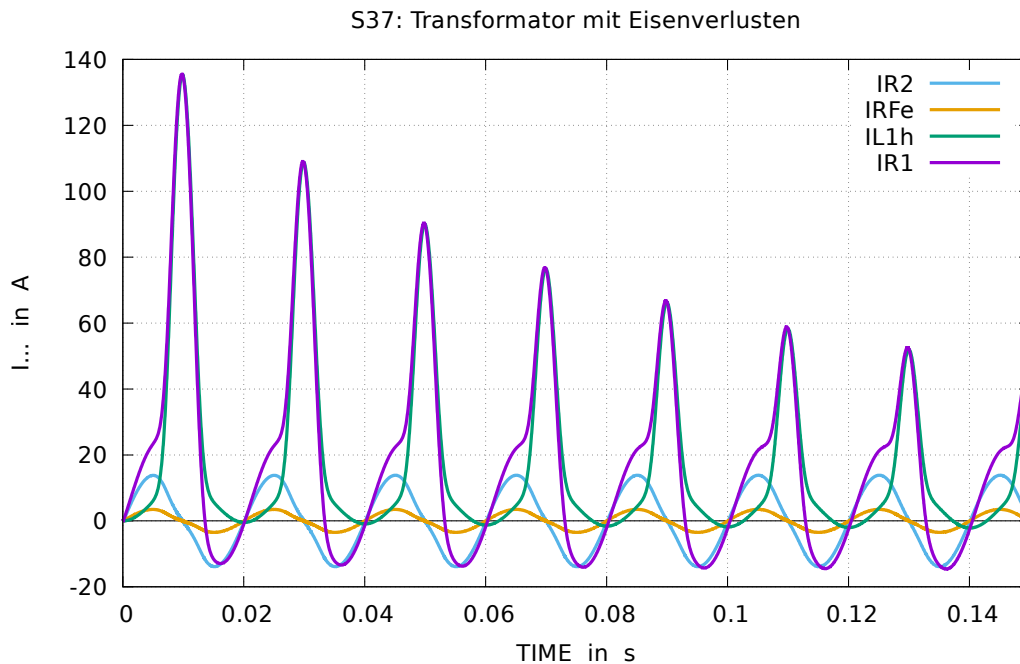


Abbildung 9.11: Einschaltstrom des Transformators für $\varphi_u = -90^\circ$

9.7 S44: Gleichstromschütz

Das Beispiel untersucht das dynamische Verhalten des beweglichen Teils (Anker) eines elektromagnetischen Schalters (Relais, Schütz) beim Ein- und Ausschalten [17, Abschnitt 3.3]. Für die Simulation werden die nichtlinearen Feder- und Dämpfungskräfte, die Magnetisierungskennlinie und die Rückwirkung der Induktivitätsänderung auf die elektrische Schaltung berücksichtigt (Abbildung 9.12).

Auf den Anker des Relais wirken folgende Kräfte:

- Beim Anlegen der Spannung u an die Relaisspule mit dem Kupferwiderstand R gilt

$$u = Ri(x, \psi) + \frac{d\psi}{dt}.$$

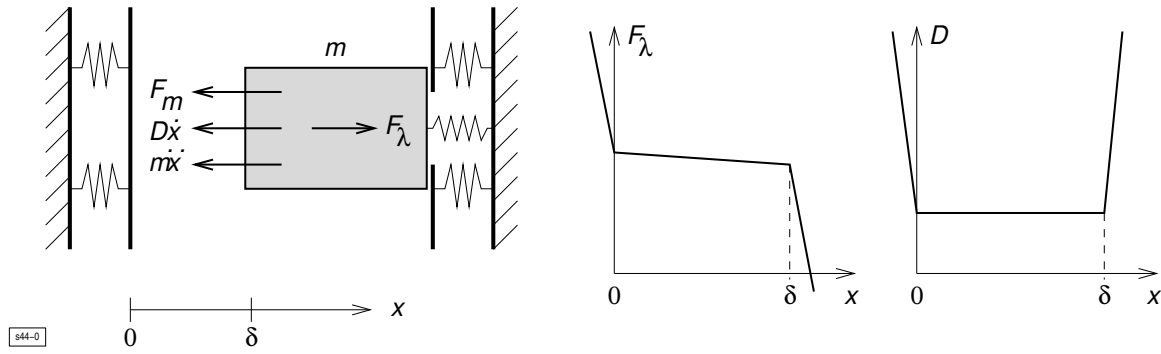


Abbildung 9.12: Untersuchte Anordnung mit Kennlinien

Die *magnetische Kraft* F_m ist abhängig vom Spulenfluß ψ , der wiederum vom Spulenstrom i und der Magnetisierungskennlinie abhängt. Die Kennlinie $i = f(\psi)$ kann als Tabelle oder durch folgende Approximationsgleichung angegeben werden:

$$\frac{i(\psi)}{i_N} = a \frac{\psi}{\psi_N} + b \left(\frac{\psi}{\psi_N} \right)^n,$$

die durch geeignete Wahl der Parameter a, b, n angepaßt werden kann (für dieses Beispiel wurden $a = 0.64, b = 0.36$ und $n = 11$ gewählt). Zur Überwindung des Luftspaltes x wird eine zusätzliche Erregung benötigt:

$$i_x(x, \psi) = \frac{\psi}{\psi_N} \frac{x}{\delta_{max}} i_{dN}$$

mit i_{dN} als Nennererregung bei maximalem Luftspalt δ_{max} und Nennfluß ψ_N . Aus der magnetischen Energie im Luftspalt läßt sich die Kraft ableiten:

$$F_m(\psi) = F_{mN} \left(\frac{\psi}{\psi_N} \right)^2$$

mit F_{mN} als Kraft bei Nennfluß ψ_N .

- *Trägheitskraft* $m\ddot{x}$.
- Im unerregten Zustand wird der Anker durch die *Federkraft* F_λ in seine Ausgangslage $x = \delta$ gebracht (rechter Anschlag). Beim Einschalten beschleunigt der Anker in Richtung $x = 0$ und prallt auf den linken Anschlag. Die linken und rechten Anschläge sind nicht starr sondern wirken zusätzlich wie eine sehr harte Feder entsprechend der Federkennlinie $F_\lambda(x)$.
- Auf den bewegten Anker wirkt außerdem eine geschwindigkeitsabhängige *Dämpfungskraft* $D\dot{x}$ mit dem lageabhängigen Dämpfungsfaktor $D(x)$, der im Luftspalt sehr gering ist, für $x < 0$ und $x > \delta$ wegen der elastischen Anschläge große Werte annimmt.

Die mechanische Bewegungsgleichung lautet:

$$m\ddot{x} = F_\lambda(x) - D(x)\dot{x} - F_m(\psi).$$

Im vorliegenden Fall wurde der Einfachheit wegen $i_N, i_{dN}, \psi_N = 1$ gewählt und, mit den Substitutionen $\dot{x} = v$ und $\ddot{x} = \dot{v}$ erhält man das Dgl.-System:

$$\begin{aligned}\psi(t) &= \int (u - Ri) \, dt \quad \text{mit } \psi(0) = 0 \\ i(x, \psi) &= i_m(\psi) + i_x(x) \\ i_m(\psi) &= 0.64\psi + 0.36\psi^{11} \\ i_x(x, \psi) &= \psi \frac{x}{\delta} \\ F_m(\psi) &= F_{mN} \psi^2 \\ v(t) &= \frac{1}{m} \int (F_\lambda - Dv - F_m) \, dt \quad \text{mit } v(0) = 0 \\ x(t) &= \int v \, dt \quad \text{mit } x(0) = \delta.\end{aligned}$$

CIRCUIT DESCRIPTION

S44: Gleichstromsch"utz

DEFINED PARAMETERS

```
PR = 50 ; Widerstand der Spule
Pm = 10 ; Masse
Pd = 0.01 ; Luftspalt
PFmN= 10 ; Kraft bei Nennflu"s
```

```
; Systemgr"o"sen: PX/PV, Psi
```

```
; treibende Rechteck-Spannung (350ms EIN, 450ms AUS):
```

```
PU = FPULSE (0D0,50D0,0D0,1D-6,1D-6,0.35D0,0.8D0)
```

```
; Fluss:
```

```
Psi = 0 ; Anfangsbedingung
```

```
DPsi = X12( PU-PR*PI ) ; Integral
```

```
; Magnetisierungstrom (explizite, nichtlineare Kennlinie):
```

```
PIM = X31( 0.64*Psi+0.36*Psi**11 )
```

```
; zus"atzlicher Strom f"ur Luftspalt:
```

```
PIx = X41( Psi*PX/Pd )
```

```
; Spulenstrom:
```

```
PI = X51( PIM+PIx )
```

```
; Magnetische Kraft:
```

```
PFm = X100( PFmN*Psi*Psi )
```

```
; Geschwindigkeit \dot{x}:
```

```
PV = 0 ; Anfangsbedingung: v(0)=0
```

```
DPV = X200( (PF1-PFd*PV-PFm)/Pm ) ; Integral
```

```
; zur"uckgelegte Wegstrecke:
```

```
PX = X8 (Pss+Pd)
```

```
Pss = 0. ; Anfangsbedingung: PX(0)=Luftspaltbreite=Pd
```

```
DPss = X7( PV ) ; integriert die Geschwindigkeit
```

```
; Federkraft (nichtlineare Tabelle):
```

```
PF1 = TABLE Feder (PX)
```

```
; D"ampfungsfaktor (nichtlineare Tabelle):
```

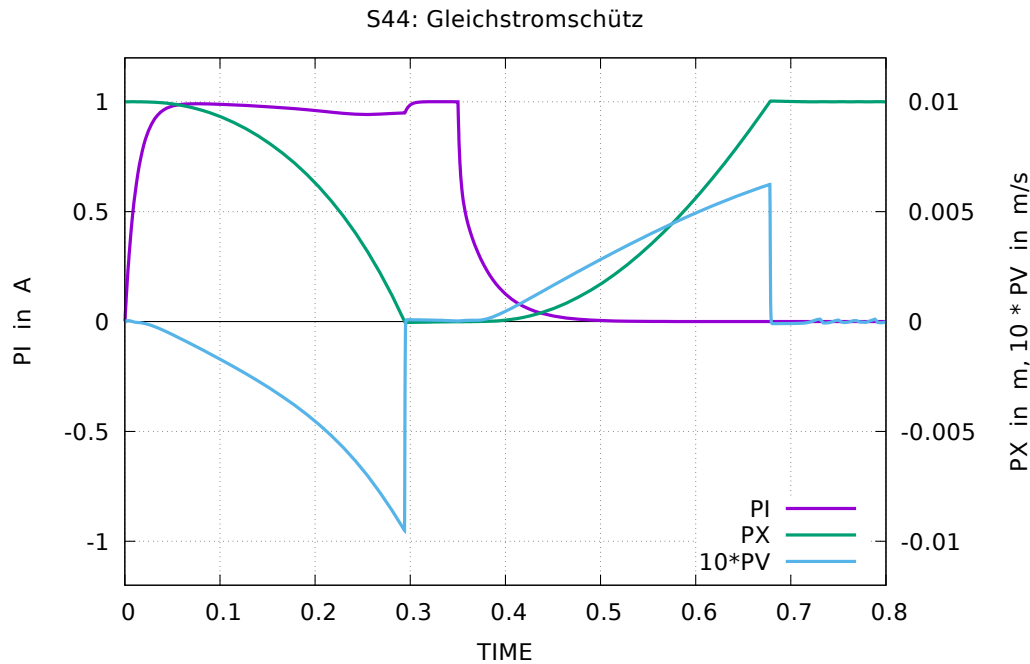
```
PFd = TABLE Dampf (PX)
```

FUNCTIONS

```
TABLE Feder = -1,1E6, 0,2.5, 0.01,1.5, 1.01,-1E6
```

```
TABLE Dampf = -1,1E9, 0,1, 0.01,1, 1.01,1E9
```

OUTPUTS

Abbildung 9.13: Verlauf von $i(t)$, $x(t)$ und $10v(t)$

```

PI,PX,PV
Psi,PIM,PIx,PFm,PF1,PFd
RUN CONTROLS
STOP TIME = 0.8
END

```

Abb. 9.13 zeigt den Spulenstrom $i(t) \equiv PI$, die Auslenkung $x(t) \equiv PX$ sowie die Geschwindigkeit des Ankers $v(t) \equiv PV$ (aus Darstellungsgründen mit dem Faktor 10 multipliziert) der Simulationsergebnisse. Deutlich erkennt man das Pellen des Kontaktes nach dem Auftreffen auf den linken Kontakt im Bereich $0.7 < t < 0.8$. Die Funktion `FPULSE` besteht aus einem FORTRAN-Unterprogramm, das eine periodische Funktion mit linearem Anstieg/Abfall der Flanken liefert (siehe Anhang A).

9.8 S46: Wechselstromschütz

Das im Beispiel [S44: Gleichstromschütz](#) hergeleitete Gleichungssystem gilt auch für ein Wechselstromschütz [17, Abschnitt 3.3]. Statt einer Rechteckspannung wird eine Sinusspannung mit einem Nullphasenwinkel von 90° gewählt, der den Einschwingvorgang unterdrückt. Um das *Klappen* des Schützes zu veranschaulichen, wurden eine kleine Masse P_m und eine härtere Federkennlinie (TABLE Feder) gewählt.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
S46: Wechselstromschütz
DEFINED PARAMETERS
PR = 5      ; Widerstand der Spule
Pm = 0.05   ; Masse

```

```

Pd = 0.01 ; Luftspalt
PFmN= 10 ; Kraft bei Nennflu"s
PhiU= 1.57 ; Nullspannungswinkel (=90 Grad)
PsiN=0.99034 ; Nennflu"s

; Systemgr"o"sen: PX/PV, Psi

; treibende Sinus-Spannung:
PU = X213( 311.1*SIN(314.15*TIME+PhiU) )
; Fluss:
Psi = 0 ; Anfangsbedingung
DPsi = X12( PU-PR*PI ) ; Integral
; Magnetisierungstrom (explizite, nichtlineare Kennlinie):
PIM = X31( 0.64*Psi/PsiN+0.36*(Psi/PsiN)**11 )
; zus"atzlicher Strom f"ur Luftspalt:
PIx = X41( Psi/PsiN*PX/Pd )
; Spulenstrom:
PI = X51( PIM+PIx )
; Geschwindigkeit \dot{x}:
PV = 0 ; Anfangsbedingung: v(0)=0
DPV = X200( (PF1-PFd*PV-PFm)/Pm ) ; Integral
; zur"uckgelegte Wegstrecke:
PX = 0.01 ; Anfangsbedingung: PX(0)=Luftspaltbreite=Pd
DPX = X7( PV ) ; integriert die Geschwindigkeit
; Magnetische Kraft:
PFm = X100( PFmN*Psi/PsiN*Psi/PsiN )
; Federkraft (nichtlineare Tabelle):
PF1 = TABLE Feder (PX)
; D"ampfungskraft (nichtlineare Tabelle):
PFd = TABLE Dampf (PX)
FUNCTIONS
TABLE Feder = -1,1E6, 0,4.5, 0.01,1.5, 1.01,-1E6
TABLE Dampf = -1,1E9, 0,1, 0.01,1, 1.01,1E9
OUTPUTS
PI,PX,PV
Psi,PIM,PIx,PFm,PF1,PFd
RUN CONTROLS
STOP TIME = 0.07
END

```

Abbildung 9.14 gibt einen Teil der Simulationsergebnisse wieder. Man beachte die Skalierung der Größe PX um den Faktor 100. Der Spulenstrom $i(t) \equiv PI$ zeigt seinen typischen Verlauf, der von der Magnetisierungskennlinie herrührt. Aus dem Bewegungsablauf $x(t) \equiv PX$ erkennt man, dass bei jedem Nulldurchgang des Magnetflusses $\psi(t)$ die Federkraft der Magnetkraft überwiegt und den Anker vom Anschlag abhebt, das Schütz *klappert* mit doppelter Netzfrequenz.

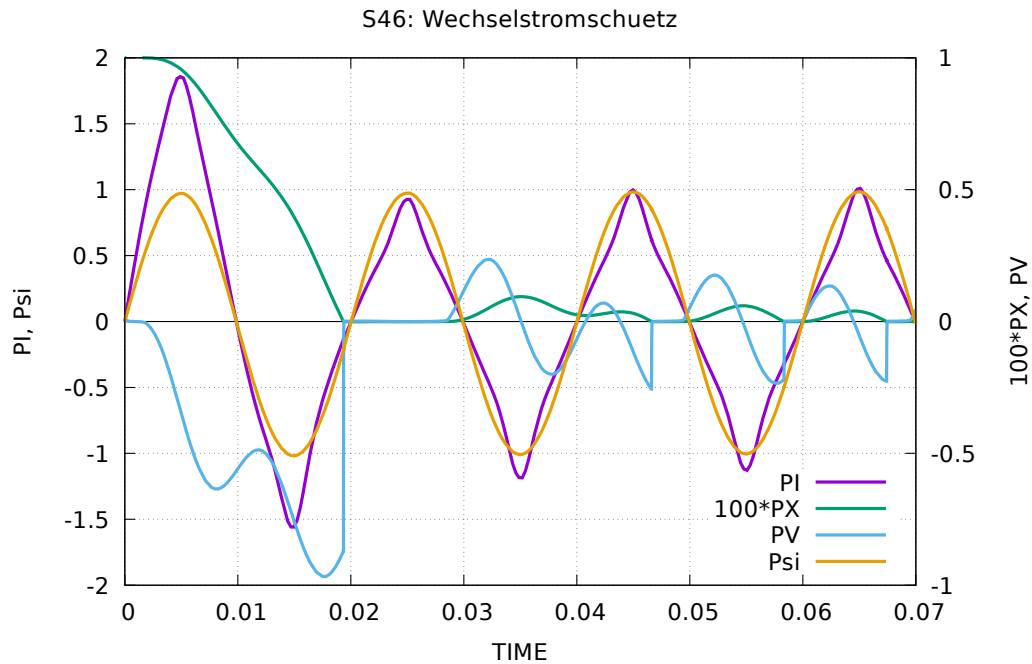
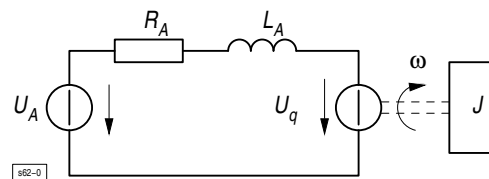


Abbildung 9.14: Wechselstromschütz: Verlauf von $i(t)$, $x(t) \cdot 100$, $\Psi(t)$ und $v(t)$

9.9 S62: Direkteinschaltung einer fremderregten Gleichstrommaschine

Das Beispiel simuliert den Anlauf einer fremderregten Gleichstrommaschine mit angekoppeltem Schwungmoment [17, Abschnitt 5.3].



CIRCUIT DESCRIPTION

S62: Direkteinschaltung einer Gleichstrommaschine

ELEMENTS

EUA, 10-1A=PUA

RA, 1A-1B=PRA

LA, 1B-1C=PLA

EUQ, 10-1C=X21(PKU*P20M)

DEFINED PARAMETERS

PRA=0.8

PLA=0.016

PML=0.02

PJ=0.625

PKU=1.0103

PKI=PKU

PUA=28.75

PIA =0

DPIA=X11((PUA-PRA*PIA-PKU*POM)/PLA)

PMA =X13(PKI*PIA)

```

POM =0
DPOM=X12( (PMA-PML)/PJ )

P2MA =X23( PKI*IRA )
P2OM =0
DP2OM=X22( (P2MA-PML)/PJ )
OUTPUTS
PIA,POM
IRA,P2OM
RUN CONTROLS
STOP TIME = 1.5
RERUN DESCRIPTION (2)
DEFINED PARAMETERS
PLA= 0.016, 0.16
END

```

Der mechanische Teil wird durch ein Dgl.-System beschrieben, der elektrische Teil zusätzlich auch mittels diskreter Elemente (siehe Ersatzschaltbild). Es gilt

$$\begin{aligned}
 M(t) &= M_L + J \frac{d\Omega}{dt} \\
 U_A(t) &= R_a i_A(t) + L_A \frac{di_A}{dt} + U_Q(t) \\
 U_Q(t) &= k_u \cdot \Omega(t) \\
 M(t) &= k_i \cdot i_A(t)
 \end{aligned}$$

Die Simulation untersucht den Einfluss drei verschiedener Ankerinduktivitäten $L_A \equiv PLA$ auf den Hochlaufvorgang. Abb. 9.15 zeigt die Winkelgeschwindigkeiten $\Omega(t)$ und Ankerströme I_{RA} in Abhängigkeit der Ankerinduktivität. Die Ergebnisse für PIA und IRA sind identisch, ebenso für POM und P2OM.

9.10 S64: Steuerkennlinien einer fremderregten Gleichstrommaschine

Das Beispiel berechnet mit Hilfe algebraischer Gleichungen das Drehzahlfeld der GM, und zwar für verschiedene Ankerspannungen PUA, Ankervorwiderstände PRAV und Erregerspannungen bzw. Erregerströme PUE [17, Abschnitt 5.3]. Das Lastmoment wird bei jedem Lauf von $-10 \text{ Nm} < P_{Mi} < +30 \text{ Nm}$ variiert. Den nichtlinearen Zusammenhang zwischen Erregerstrom I_E und dem magnetischen Fluss Ψ beschreibt die Tabelle PSIE.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
S64: Steuerkennlinie GM
DEFINED PARAMETERS
PUE = 110 ; Erregerspannung
PREV = 0 ; Erregungs-Vorwiderstand
PRE = 110 ; Wicklungswiderstand - Erregung
PIEN = 1 ; Nennerergerstrom
PSIEN= 66 ; Nennfluss
PMi = X100( 40.*TIME-10 ) ; variiert Lastmoment von -10 bis +30
PKAE = 0.0153 ; Maschinenkonstante
PRA = 0.8 ; Ankerwiderstand

```

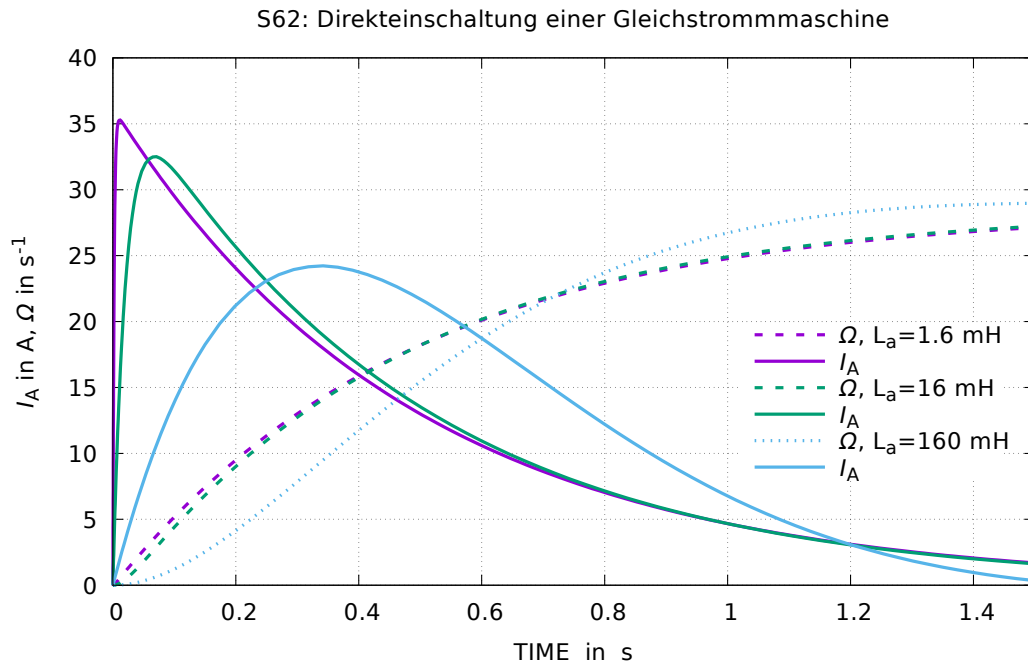


Abbildung 9.15: Hochlaufvorgang der fremderregten Gleichstrommaschine

```

PRAV = 0 ; Anker Vorwiderstand
PUA = 230 ; Ankerspannung

PIE = X101( PUE/(PREV+PRE) )
PSIE = TABLE PSIE (PIE)
; PIEs = X202( (0.6*PSIE/PSIEN+0.4*(PSIE/PSIEN)**7.)*PIEN ); zur Kontrolle
PIA = X104( PMi/PKAE/PSIE )
PN = X107( (PUA-(PRA+PRAV)*PIA)/(PKAE*PSIE*6.2831)*60. )
RUN CONTROLS
STOP TIME = 1
OUTPUTS
PIA,PN,PMi
FUNCTIONS
TABLE PSIE
0.000000, 0
0.0363636, 4
0.0727274, 8
....
1.76477, 76
2.26501, 80
RERUN DESCRIPTION (5)
DEFINED PARAMETERS
; PUA = 172.5, 115, 0, -115, -230
; PRAV = 1,2,4,8,16
PUE = 99,88,77,66,55
END

```

Die Simulation erzeugt aus den Daten der Maschine die Drehzahl-Drehmomentenkennlinien (*Steuerkennlinien*) in Abhängigkeit der Ankerspannung U_A (Abb. 9.16), des Vorwiderstandes

R_{AV} (Abb. 9.17) sowie des Erregerstromes I_E (Abb. 9.18).

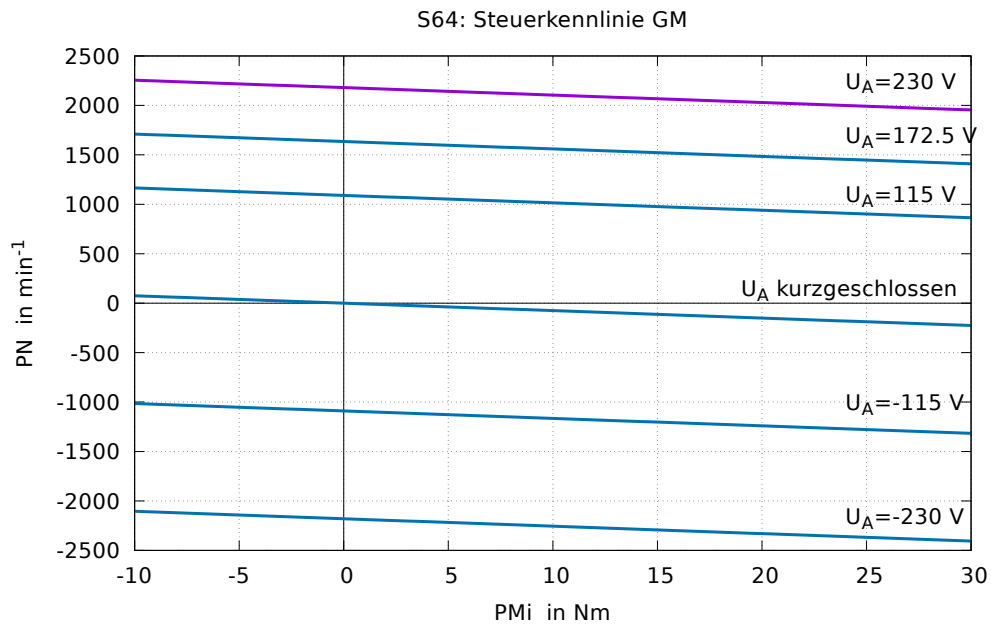


Abbildung 9.16: Steuerkennlinien $n = f(M_i, U_A)$ mit $R_{AV} = 0$ und $I_E = I_{EN}$

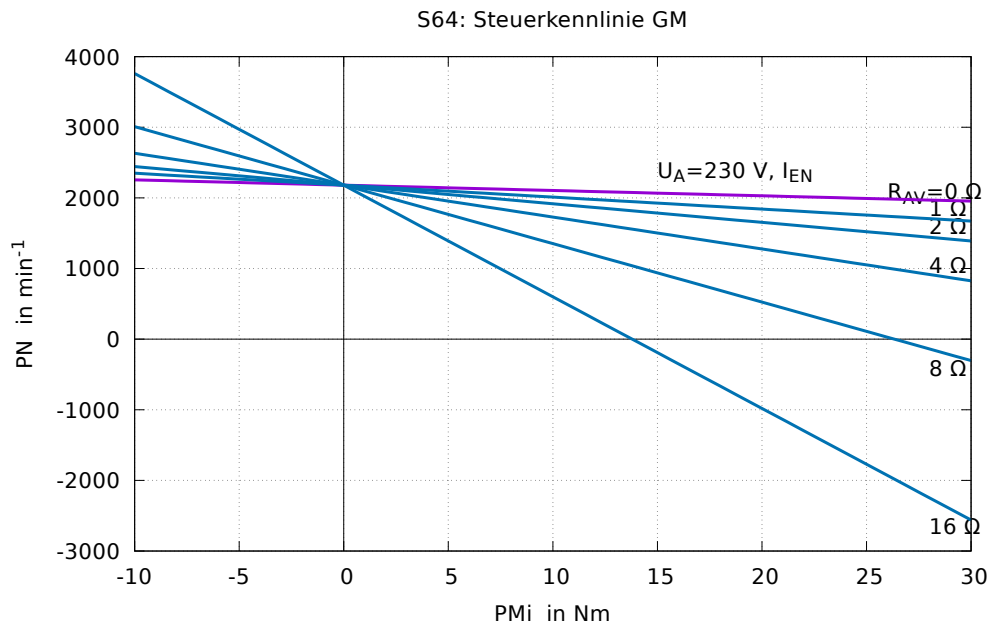


Abbildung 9.17: Steuerkennlinien $n = f(M_i, R_{AV})$ mit $U_A = U_{AN}$ und $I_E = I_{EN}$

9.11 S108: Drehfeld einer Zweiphasenmaschine

Referenz: [17, Abschnitt 7.5]

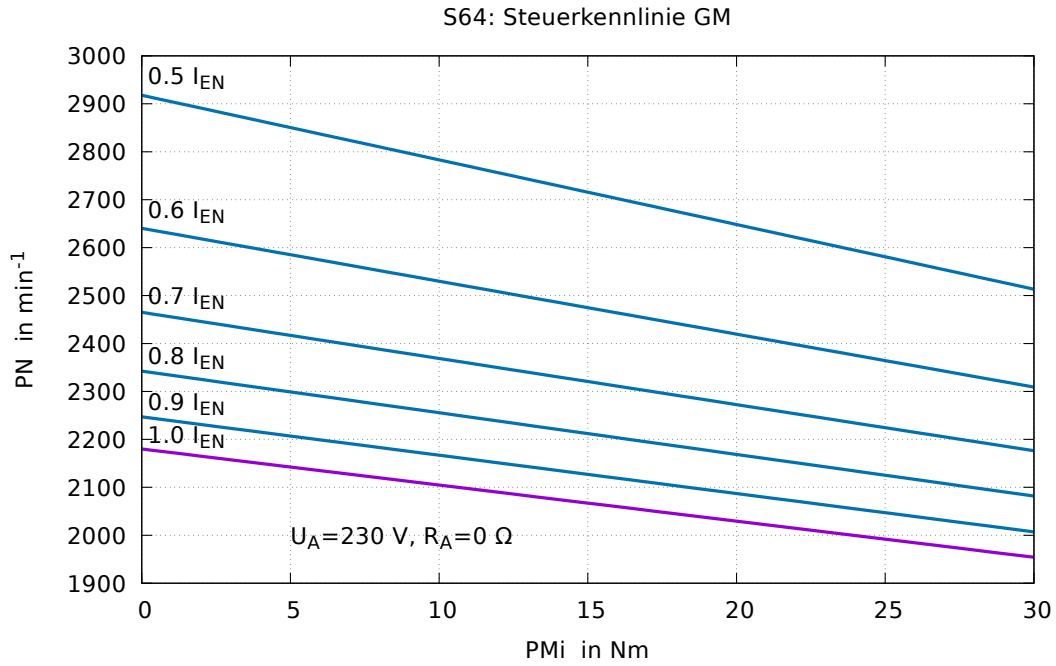
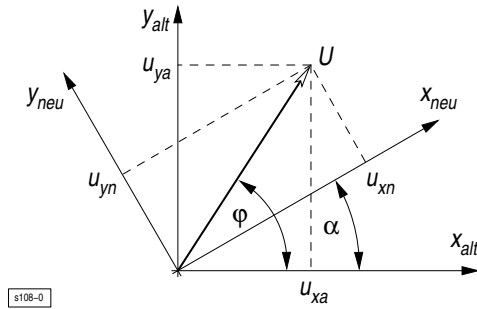


Abbildung 9.18: Steuerkennlinien $n = f(M_i, I_E)$ mit $U_A = U_{AN}$ und $R_{AV} = 0$ (Feldschwächbetrieb)

9.11.1 Koordinatentransformation

$$\begin{aligned}\vec{u} &= u_{xa} + j u_{ya} = u_{xn} + j u_{yn} \\ u_{xa} &= \hat{u} \cos \varphi \\ u_{ya} &= \hat{u} \sin \varphi \\ u_{xn} &= \hat{u} \cos(\varphi - \alpha) \\ u_{yn} &= \hat{u} \sin(\varphi - \alpha)\end{aligned}$$



$$\begin{aligned}\cos(\varphi - \alpha) &= \cos \varphi \cos \alpha + \sin \varphi \sin \alpha \\ \sin(\varphi - \alpha) &= \sin \varphi \cos \alpha - \cos \varphi \sin \alpha \\ u_{xn} &= u_{xa} \cos \alpha + u_{ya} \sin \alpha \\ u_{yn} &= u_{ya} \cos \alpha - u_{xa} \sin \alpha \\ \vec{u} &= u_{xa} \cos \alpha + u_{ya} \sin \alpha + j (u_{ya} \cos \alpha - u_{xa} \sin \alpha)\end{aligned}$$

9.11.2 Dgl.-System des Drehfeldes

Vereinbarung: Index $_s$ für ständerfeste, $_d$ für drehfeldfeste Größen

Für eine Ständerspule gilt nach Abb. 9.19 wegen $\Psi(t) = L i(t)$ in ständerfesten Koordinaten:

$$u_s(t) = R i_s(t) + L \frac{di_s(t)}{dt} = R i_s(t) + \frac{d\Psi(t)}{dt} = R \frac{\Psi(t)}{L} + \frac{d\Psi(t)}{dt}$$

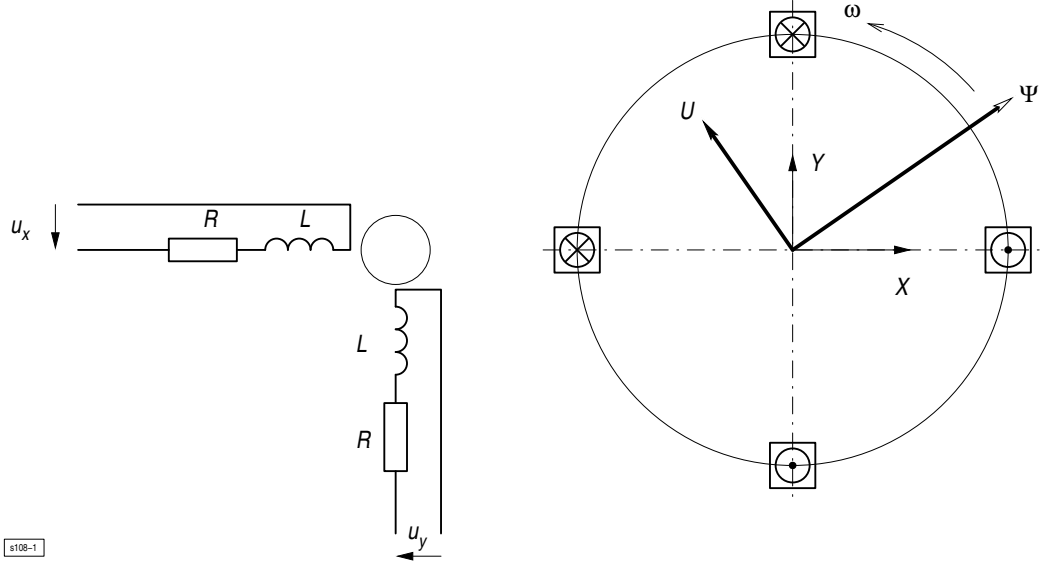


Abbildung 9.19: Raumzeiger bei einer zweiphasigen Maschine

und zerlegt in Komponenten

$$\begin{aligned}\hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) &= u_{sx} = R i_{sx}(t) + \dot{\Psi}_{sx} = \frac{R}{L} \Psi_{sx} + \dot{\Psi}_{sx} \\ \hat{u} \sin(\omega t + \varphi_u) &= u_{sy} = R i_{sy}(t) + \dot{\Psi}_{sy} = \frac{R}{L} \Psi_{sy} + \dot{\Psi}_{sy}\end{aligned}$$

Für das drehfeldfeste Koordinatensystem, welches mit der Winkelgeschwindigkeit ω rotiert, erhält man aus der Transformationsvorschrift

$$u_d = R i_d + j\omega \Psi_d + \dot{\Psi}_d$$

und in Komponentenschreibweise

$$\begin{aligned}u_{dx} &= R i_{dx} + j\omega \Psi_{dx} + \dot{\Psi}_{dx} = \hat{u} \cos \varphi_u \\ u_{dy} &= R i_{dy} + j\omega \Psi_{dy} + \dot{\Psi}_{dy} = \hat{u} \sin \varphi_u\end{aligned}$$

oder

$$\begin{aligned}u_{dx} &= \frac{R}{L} \Psi_{dx} + j\omega \Psi_{dx} + \dot{\Psi}_{dx} = \hat{u} \cos \varphi_u \\ u_{dy} &= \frac{R}{L} \Psi_{dy} + j\omega \Psi_{dy} + \dot{\Psi}_{dy} = \hat{u} \sin \varphi_u.\end{aligned}$$

Das Dgl.-System im ständerfesten System lautet

$$\dot{\Psi}_{sx} = \hat{u} \cos(\omega t + \varphi_u) - \frac{R}{L} \Psi_{sx} \quad (9.3)$$

$$\dot{\Psi}_{sy} = \hat{u} \sin(\omega t + \varphi_u) - \frac{R}{L} \Psi_{sy}, \quad (9.4)$$

für das drehfeldfeste System gilt

$$\begin{aligned}\dot{\Psi}_{dx} &= \hat{u} \cos \varphi_u - \frac{R}{L} \Psi_{dx} - j\omega \Psi_{dx} \\ \dot{\Psi}_{dy} &= \hat{u} \sin \varphi_u - \frac{R}{L} \Psi_{dy} - j\omega \Psi_{dy},\end{aligned}$$

wegen $j\Psi_x = -\Psi_y$ und $j\Psi_y = \Psi_x$ ergibt sich schließlich

$$\dot{\Psi}_{dx} = \hat{u} \cos \varphi_u - \frac{R}{L} \Psi_{dx} + \omega \Psi_{dy} \quad (9.5)$$

$$\dot{\Psi}_{dy} = \hat{u} \sin \varphi_u - \frac{R}{L} \Psi_{dy} - \omega \Psi_{dx} . \quad (9.6)$$

CIRCUIT DESCRIPTION

S108: Drehfeld einer Zweiphasenmaschine

DEFINED PARAMETERS

PUS = 311

POM = 314.15

PL = 0.06366

PHIU = 0

PR = 4

DPSX = X11 (PUS*COS(POM*TIME)-PR/PL*PSX)

PSX = 0

DPSY = X22 (PUS*SIN(POM*TIME)-PR/PL*PSY)

PSY = 0

DPDX = X33 (PUS*COS(PHIU)-PR/PL*PDX+POM*PDY)

PDX = 0

DPDY = X44 (PUS*SIN(PHIU)-PR/PL*PDY-POM*PDX)

PDY = 0

PSABS = X1 (SQRT(PSX*PSX+PSY*PSY))

PDABS = X2 (SQRT(PDX*PDX+PDY*PDY))

OUTPUTS

PSX,PSY

PDX,PDY

PSABS,PDABS

RUN CONTROLS

STOP TIME =0.08

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT

END

9.12 S138: Hochlaufvorgang einer Asynchronmaschine

Für diese Simulation wird die dreiphasige Maschine in eine zweiphasige Maschine umgerechnet [17, Kapitel 9.2], siehe auch Beispiel C02: [Hochlauf einer Asynchronmaschine](#). Unterschieden wird zwischen Stator- und Rotorgrößen (Indizes $_s$ und $_r$). Die Ersatzhauptinduktivität $L_{h3} = \frac{3}{2}L_h$ trägt eine fiktive Wicklung zur Berücksichtigung der Eisenverluste (Index $_{fe}$). Die Verknüpfungsgleichungen lauten entsprechend [17, Kap. 7 und 8]

$$L_{h3} \cdot \begin{pmatrix} 1 + \sigma_s & 1 & 1 \\ 1 & 1 + \sigma_r & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sx} \\ i_{rx} \\ i_{fex} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_{sx} \\ \Psi_{rx} \\ \Psi_{hx} \end{pmatrix}$$

und

$$L_{h3} \cdot \begin{pmatrix} 1 + \sigma_s & 1 & 1 \\ 1 & 1 + \sigma_r & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{sy} \\ i_{ry} \\ i_{fey} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Psi_{sy} \\ \Psi_{ry} \\ \Psi_{hy} \end{pmatrix} .$$

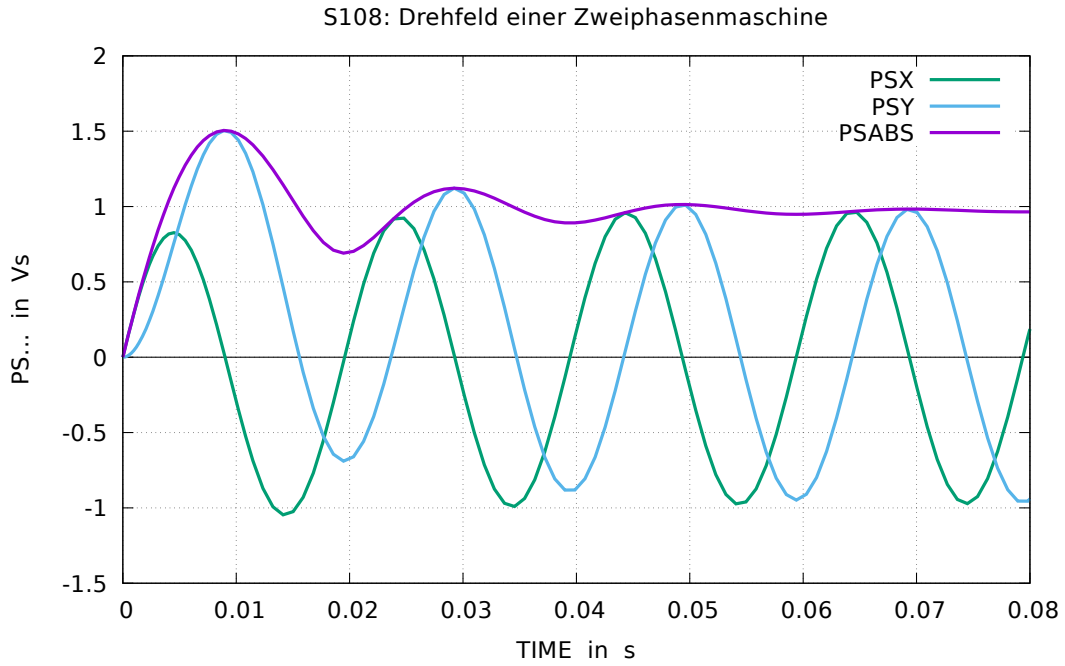


Abbildung 9.20: Zeitlicher Verlauf Flusskomponenten des ständerfesten Systems; $PSABS \equiv |\Psi_s|$

Für die zu lösenden Differentialgleichungen erhält man

$$\dot{\Psi}_{sx} = \hat{u} \cos \varphi_u - R_s i_{sx} + \omega \Psi_{sy} \Rightarrow PSX$$

$$\dot{\Psi}_{sy} = \hat{u} \sin \varphi_u - R_s i_{sy} - \omega \Psi_{sx} \Rightarrow PSY$$

$$\dot{\Psi}_{rx} = -R_r i_{rx} + \Psi_{ry} (\omega - p\Omega) \Rightarrow PRX$$

$$\dot{\Psi}_{ry} = -R_r i_{ry} + \Psi_{rx} (\omega - p\Omega) \Rightarrow PRY$$

$$\dot{\Psi}_{hx} = -R_{fe} i_{fex} + \omega \Psi_{hy} \Rightarrow PHX$$

$$\dot{\Psi}_{hy} = -R_{fe} i_{fey} - \omega \Psi_{hx} \Rightarrow PHY$$

$$\dot{\Omega} = \frac{M_i}{J} - M_{Rbg} - M_{Last} \Rightarrow POMM$$

$$\dot{\alpha} = \Omega \Rightarrow PALPH .$$

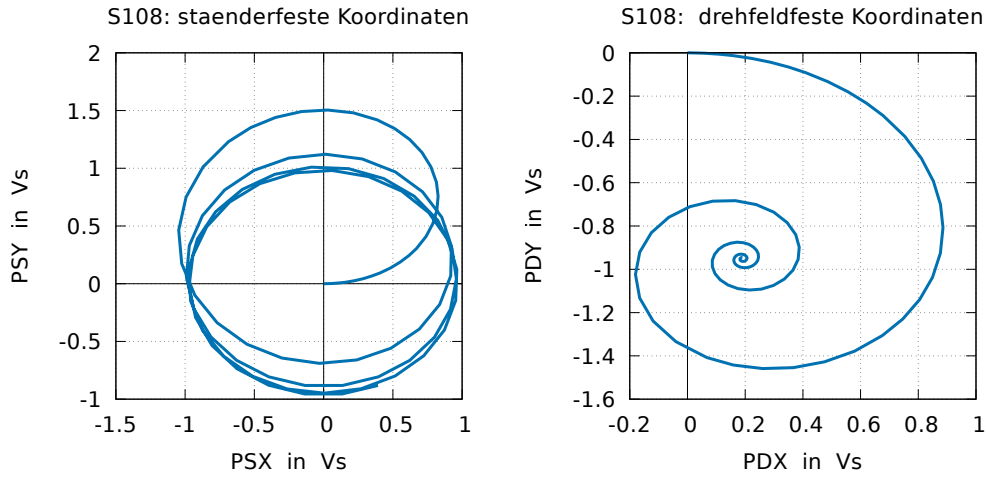


Abbildung 9.21: Ortskurve des Drehfeldvektors in den verschiedenen Koordinatensystemen

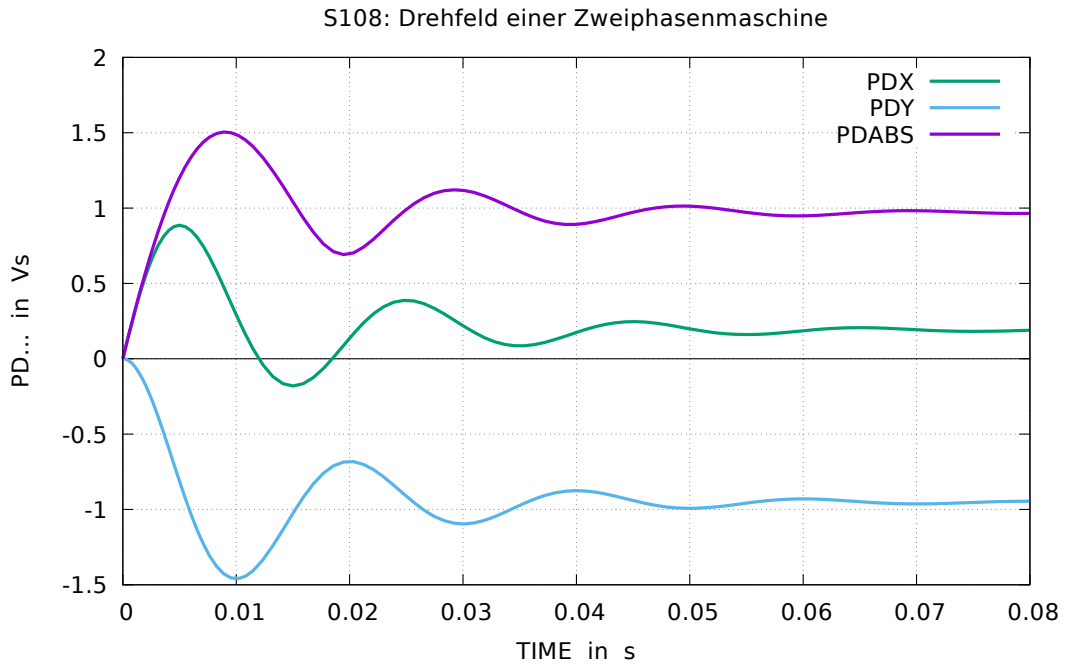


Abbildung 9.22: Zeitlicher Verlauf Flusskomponenten des drehfeldfesten Systems; PDABS $\equiv |\Psi_d|$

Hinzu kommen folgende Beziehungen:

$$\begin{aligned}
 n \equiv \text{PN} &= \frac{\Omega \cdot 60}{2\pi} \\
 i_{sx} \equiv \text{PISX} &= \left(\frac{\Psi_{sx}}{L_{h3}} - i_{rx} - i_{fex} \right) / (1 + \sigma_s) \\
 i_{rx} \equiv \text{PIRX} &= \left(\frac{\Psi_{rx}}{L_{h3}} - i_{sx} - i_{fex} \right) / (1 + \sigma_r) \\
 i_{sy} \equiv \text{PISY} &= \left(\frac{\Psi_{sy}}{L_{h3}} - i_{ry} - i_{fey} \right) / (1 + \sigma_s) \\
 i_{ry} \equiv \text{PIRY} &= \left(\frac{\Psi_{ry}}{L_{h3}} - i_{sy} - i_{fey} \right) / (1 + \sigma_r) \\
 i_{fex} \equiv \text{PIFEX} &= \frac{\Psi_{hx}}{L_{h3}} - i_{sx} - i_{rx} \\
 i_{fey} \equiv \text{PIFEY} &= \frac{\Psi_{hy}}{L_{h3}} - i_{sy} - i_{ry} \\
 M_i \equiv \text{PM} &= \frac{3}{2} p (\Psi_{hy} i_{rx} - \Psi_{hx} i_{ry}) \\
 i_s &= \text{PIS} = i_s \cos \omega t - i_s \sin \omega t
 \end{aligned}$$

Für den statorfesten Drehfeldvektor Ψ_{sh} und den rotorfesten Vektor Ψ_{rh} gelten

$$\begin{aligned}\Psi_{shy} &\equiv \text{PSHY} = \Psi_{hx} \sin \omega t + \Psi_{hy} \cos \omega t \\ \Psi_{shx} &\equiv \text{PSHX} = \Psi_{hx} \cos \omega t - \Psi_{hy} \sin \omega t \\ \Psi_{rhy} &\equiv \text{PRHY} = \Psi_{hx} \sin(\omega t - 2\alpha) + \Psi_{hy} \cos(\omega t - 2\alpha) \\ \Psi_{rhx} &\equiv \text{PRHX} = \Psi_{hx} \cos(\omega t - 2\alpha) - \Psi_{hy} \sin(\omega t - 2\alpha) .\end{aligned}$$

CIRCUIT DESCRIPTION

S138: ASM Hochlaufvorgang, DGL System

DEFINED PARAMETERS

```

PSX  = 0, DPSX = X101( PU*COS(PHI_U)-PRS*PISX+POMEG*PSY )
PSY  = 0, DPSY = X102( PU*SIN(PHI_U)-PRS*PISY-POMEG*PSX )
PRX  = 0, DPRX = X103( -PRR*PIRX+PRY*(POMEG-PP*POMM) )
PRY  = 0, DPRY = X104( -PRR*PIRY-PRX*(POMEG-PP*POMM) )
PHX  = 0, DPHX = X105( -PRFE*PIFEX+POMEG*PHY )
PHY  = 0, DPHY = X106( -PRFE*PIFEY-POMEG*PHX )
POMM = 0, DPOMM= X107( PM/PJ - PMRBG - PMLST ) ; Winkelgeschwindigkeit \omega
PALPH= 0, DPALPH=POMM ; mechanischer Drehwinkel

PN    = X110( POMM/3.1415*30. ) ; Drehzahl 1/min
PISX  = X111( (PSX/PLH3-PIRX-PIFEX)/(1.+PSIGS) )
PIRX  = X112( (PRX/PLH3-PISX-PIFEX)/(1.+PSIGR) )
PIFEX= X113( (PHX/PLH3-PISX-PIRX) )
PISY  = X114( (PSY/PLH3-PIRY-PIFEY)/(1.+PSIGS) )
PIRY  = X115( (PRY/PLH3-PISY-PIFEY)/(1.+PSIGR) )
PIFEY= X116( (PHY/PLH3-PISY-PIRY) )
PM    = X117( 1.5*PP*(PHY*PIRX-PHX*PIRY) ) ; inneres Drehmoment
PSIN  = X001( SIN(POMEG*TIME) )
PCOS  = X002( COS(POMEG*TIME) )
PIS   = X221( PISX*PCOS - PISY*PSIN ) ; Leiterstrom Stator
PIR   = X222( PIRX*COS(POMEG*TIME-2.*PALPH) -
              PIRY*SIN(POMEG*TIME-2.*PALPH) ) ; dto., Rotor
PSHY  = X234( PHX*PSIN + PHY*PCOS ) ; statorfeste y-Komponente &
PSHX  = X235( PHX*PCOS - PHY*PSIN ) ; x-Komponente (Drehfeldvektor)
PRHY  = X321( PHX*SIN(POMEG*TIME-2.*PALPH)+
              PHY*COS(POMEG*TIME-2.*PALPH) ) ; Drehfeldvektor
PRHX  = X322( PHX*COS(POMEG*TIME-2.*PALPH)-
              PHY*SIN(POMEG*TIME-2.*PALPH) ) ; rotorfest

; Konstanten:
PU    = 311.1
PHI_U = 0. ; Nullphasenwinkel
PRS   = 0.5, PRR   = 0.6 ; Stator-/Rotorwiderstand
POMEG = 314.15 ; 2 \pi f
PP    = 2. ; Polpaarzahl
PRFE  = 500.
PJ    = 0.1 ; Tra"ghheitsmoment
PLH3  = 80E-3
PSIGS = 0.04 ; Lss/Lh3
PSIGR = 0.04 ; Lrs/Lh3
PMN   = 65.

; mechanische Belastung:
PMRBG = X37( SIGN(0.03,POMM) ) ; Reibungsmoment
PMLST = X38( PP*PMN/3*POMM/POMEG ) ; "au"seres Lastmoment
OUTPUTS

```

```
PIS,PIR,PSHY,PSHX,PMLST,PRHX,PRHY,PN,PM,PALPH,POMM,PHX,PHY
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = XPO
  STOP TIME = 0.25
END
```

Der Drehfeldvektor Ψ wird in drei verschiedenen Koordinatensystemen berechnet: in einem *ständerfesten* (Ψ_s), in einem *rotorfesten* (Ψ_r) und einem *drehfeldfesten* Koordinatensystem (Ψ_h).

Das Reibungsmoment PMRBG ist drehrichtungsabhängig und konstant (3 % des Nennmomentes), das Lastmoment PMLST steigt linear mit der Drehzahl auf $2/3 M_N$ bei Synchrondrehzahl. Die Variable PP=2 stellt die Polpaarzahl dar, es handelt sich hier um eine vierpolige Maschine.

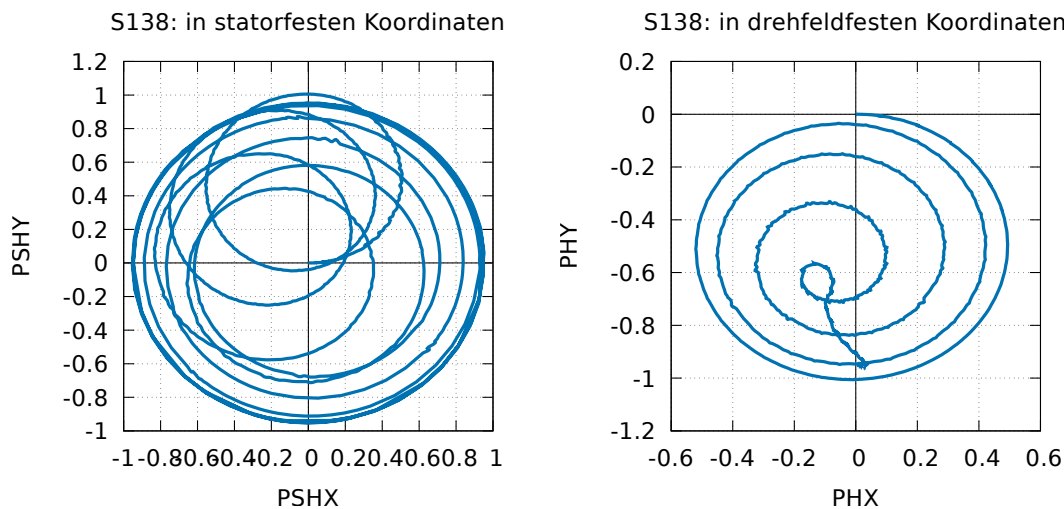


Abbildung 9.23: Ortskurve des Drehfeldvektors in den verschiedenen Koordinatensystemen

9.13 Simulation einer Synchronmaschine

9.13.1 Grundlagen

Die Simulation 3-phasiger Maschinen lässt sich vereinfachen, wenn man die Raumvektoren $\vec{u}$, $\vec{i}$ und $\vec{\psi}$ in einem zweiphasigen System beschreibt. Auf dieses System kann man die komplexe Rechnung anwenden (siehe Beispiel [S108: Drehfeld einer Zweiphasenmaschine](#)).

Transformation 3-phasig $\Rightarrow$ 2-phasig

$$\vec{u} = \left[\frac{2}{3} u_u - \frac{1}{3} u_v - \frac{1}{3} u_w \right] + j \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{3}} u_v - \frac{1}{\sqrt{3}} u_w \right] = u_x + j \cdot u_y \quad (9.7)$$

mit u_u, u_v und u_w als Phasenspannungen (Abb. 9.25). Die Transformation gilt sinngemäß auch für $\vec{i}$ und $\vec{\psi}$.

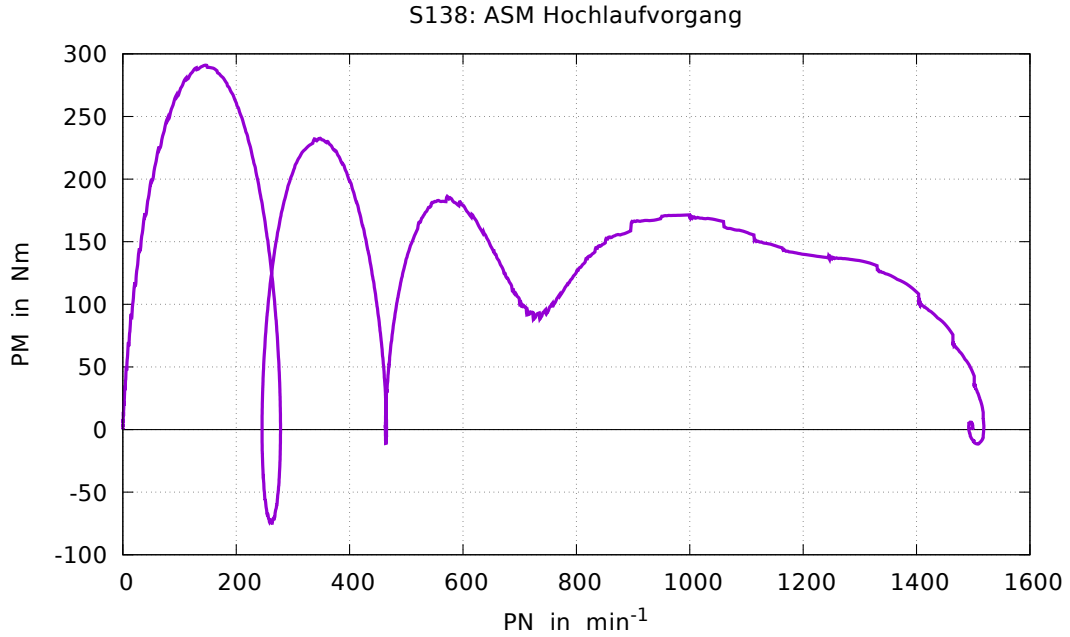


Abbildung 9.24: Dynamische Anlaufkennlinie $M(n)$

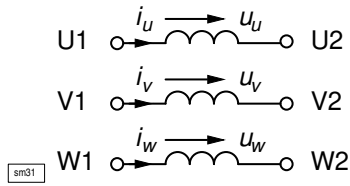


Abbildung 9.25: Spannungen und Ströme

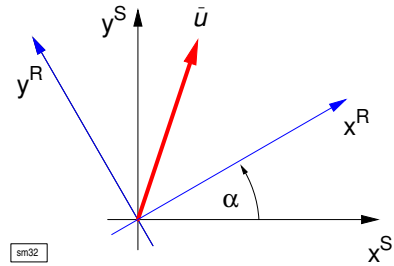


Abbildung 9.26: Koordinatensysteme

Nullsystem

Ein Nullsystem kann sich ausbilden, wenn die Wicklungen der Maschine in Stern geschaltet sind und der N-Leiter herausgeführt wird.

$$u_0 = \frac{u_u + u_v + u_w}{3}, \quad i_0 = \frac{i_u + i_v + i_w}{3}, \quad \psi_0 = \frac{\psi_u + \psi_v + \psi_w}{3} \quad (9.8)$$

Transformation 2-phasig $\Rightarrow$ 3-phasig

$$u_1 = u_x + u_0, \quad u_2 = -\frac{1}{2} u_x + \frac{\sqrt{3}}{2} u_y + u_0, \quad u_3 = -\frac{1}{2} u_x - \frac{\sqrt{3}}{2} u_y + u_0 \quad (9.9)$$

Diese Transformation gilt sinngemäß auch für die Komponenten von $\vec{i}$ und $\vec{\psi}$.

Koordinatentransformation

Für die Synchronmaschine kommen praktisch zwei Koordinatensysteme in Frage: *rotorfest* bzw. *statorfest*. Im folgenden beschreiben die Hochindizes ^{R} und ^{S} das Koordinatensystem, in dem die Größe gilt. Ist das rotorfeste Koordinatensystem um den Winkel α gegenüber dem statorfesten Koordinatensystem verdreht, gelten für die Komponenten des Vektors $\vec{u}$ im rotorfesten Koordinatensystem (Abb. 9.26):

$$\begin{aligned} u_x^R &= u_x^S \cdot \cos \alpha + u_y^S \cdot \sin \alpha \\ u_y^R &= -u_x^S \cdot \sin \alpha + u_y^S \cdot \cos \alpha . \end{aligned} \quad (9.10)$$

Im statorfesten Koordinatensystem lauten die Komponenten von $\vec{u}$:

$$\begin{aligned} u_x^S &= u_x^R \cdot \cos \alpha - u_y^R \cdot \sin \alpha \\ u_y^S &= u_x^R \cdot \sin \alpha + u_y^R \cdot \cos \alpha . \end{aligned} \quad (9.11)$$

Für die Spannung an einer Spule gilt die Differentialgleichung

$$\vec{u} = R \cdot \vec{i} + \frac{d\vec{\psi}}{dt} \quad (9.12)$$

mit den Raumvektoren $\vec{u}$, $\vec{i}$ und $\vec{\psi}$.

Beschreibt man Gleichung (9.12) in einem um den Winkel α gedrehten Koordinatensystem, müssen die Raumvektoren $\vec{u}$, $\vec{i}$ und $\vec{\psi}$ entsprechend der Vorschrift (9.10) transformiert werden. Man erhält mit den Hochindizes ^{R} für die Vektoren im gedrehten Koordinatensystem eine neue Differentialgleichung

$$\vec{u}^R = R \cdot \vec{i}^R + j \cdot \frac{d\alpha}{dt} \vec{\psi}^R + \frac{d\vec{\psi}^R}{dt} \quad (9.13)$$

die zusätzlich noch einen Term enthält, der proportional zur Winkelgeschwindigkeit $\dot{\alpha} = \omega$ ist und als *Rotationsspannung* bezeichnet wird.

9.13.2 Drehstromsynchronmaschine als Motor

Die Klemmen der Synchronmaschine (Abb. 9.25) werden mit einem symmetrischen Drehstromnetz verbunden:

$$\begin{aligned} u_u(t) &= \hat{u} \sin(\omega t + 90^\circ) \equiv \text{EU} \\ u_v(t) &= \hat{u} \sin(\omega t - 30^\circ) \equiv \text{EV} \\ u_w(t) &= \hat{u} \sin(\omega t - 150^\circ) \equiv \text{EW} . \end{aligned}$$

Die drei Phasenspannungen bilden ein Drehfeld, welches sich durch eine zweiphasige Statorspannung (Index $_s$) entsprechend Gleichung (9.7) ersetzen lässt mit den *statorfesten* Koordinaten

$$\begin{aligned} u_{Sx}^S &= \frac{2}{3} u_u - \frac{1}{3} u_v - \frac{1}{3} u_w \equiv \text{PUSSX} \\ u_{Sy}^S &= \frac{1}{\sqrt{3}} (u_v - u_w) \equiv \text{PUSSY} . \end{aligned}$$

Die Magnetflüsse der Statorwicklung sind von der Rotorstellung abhängig. Diesen Umstand vermeidet man, wenn man die Flusskomponenten im rotorfesten Koordinatensystem berechnet und die Ergebnisse anschließend in das statorfeste Koordinatensystem zurücktransformiert.

Nach Gleichung 9.10 ergibt sich für die Statorspannung in *rotorfesten* Koordinaten

$$\begin{aligned} u_{Sx}^R &= u_{Sx}^S \cdot \cos \alpha + u_{Sy}^S \cdot \sin \alpha \equiv \text{PUSRX} \\ u_{Sy}^R &= -u_{Sx}^S \cdot \sin \alpha + u_{Sy}^S \cdot \cos \alpha \equiv \text{PUSRY} . \end{aligned}$$

Für die Statorwicklung im *statorfesten* Koordinatensystem gilt mit Gleichung (9.12)

$$\vec{u}_S^S = R_S \cdot \vec{i}_S^S + \frac{d\vec{\psi}_S^S}{dt} . \quad (9.14)$$

Daraus wird im mit $\omega = \dot{\alpha}$ rotierenden Koordinatensystem nach Gleichung (9.13)

$$\vec{u}_S^R = R_S \cdot \vec{i}_S^R + j \cdot \omega \cdot \vec{\psi}_S^R + \frac{d\vec{\psi}_S^R}{dt} \quad (9.15)$$

oder in der Komponentenschreibweise unter Berücksichtigung der Polpaarzahl p

$$\begin{aligned} u_{Sx}^R &= R_S \cdot i_{Sx}^R - p \cdot \omega \cdot \psi_{Sy}^R + \frac{d\psi_{Sx}^R}{dt} \Rightarrow \text{PSISX} \\ u_{Sy}^R &= R_S \cdot i_{Sy}^R + p \cdot \omega \cdot \psi_{Sx}^R + \frac{d\psi_{Sy}^R}{dt} \Rightarrow \text{PSISY} . \end{aligned} \quad (9.16)$$

Dabei entspricht der x-Achse die *d-Achse*, der y-Achse die *q-Achse*.

Die Spannungsgleichung des rotorfesten Erregerfeldes lautet

$$u_E = R_E \cdot i_E + \frac{d\psi_E}{dt} \Rightarrow \text{PSIE} \quad (9.17)$$

und hat nur eine Komponente in Richtung der d-Achse. Die im rotorfesten Koordinatensystem induzierten Magnetfelder des Dämpferkäfigs lassen sich in zwei Anteile zerlegen

$$\begin{aligned} 0 &= R_{Dx} \cdot i_{Dx} + \frac{d\psi_{Dx}}{dt} \Rightarrow \text{PSIDX} \\ 0 &= R_{Dy} \cdot i_{Dy} + \frac{d\psi_{Dy}}{dt} \Rightarrow \text{PSIDY} . \end{aligned} \quad (9.18)$$

Die in den Gleichungen (9.16), (9.17) und (9.18) hergeleiteten Feldkomponenten lassen sich den d- und q-Achsen des Rotors zuordnen (Abb. 9.27).

Jeder Flußkomponente kann eine Induktivität zugeordnet werden, die man in einen Haupt- und einen Streuteil aufspalten kann:

$$L = L_h + L_\sigma = L_h (1 + \sigma)$$

Die Hauptinduktivität jeder Achse ist für die zugehörigen Feldanteile gleich, die Streuung ist unterschiedlich. Da die Achsen senkrecht aufeinander stehen, sind die jeweiligen Felder entkoppelt. Man kann deshalb zwei voneinander unabhängige Gleichungssysteme aufstellen, die die Ströme über die Induktivitäten mit den Flüssen verknüpfen:

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sx}^R \\ \psi_E \\ \psi_{Dx} \end{pmatrix} = L_{hd} \begin{pmatrix} 1 + \sigma_{Sd} & 1 & 1 \\ 1 & 1 + \sigma_E & 1 \\ 1 & 1 & 1 + \sigma_{Dx} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sx}^R \\ i_E \\ i_{Dx} \end{pmatrix} \quad (9.19)$$

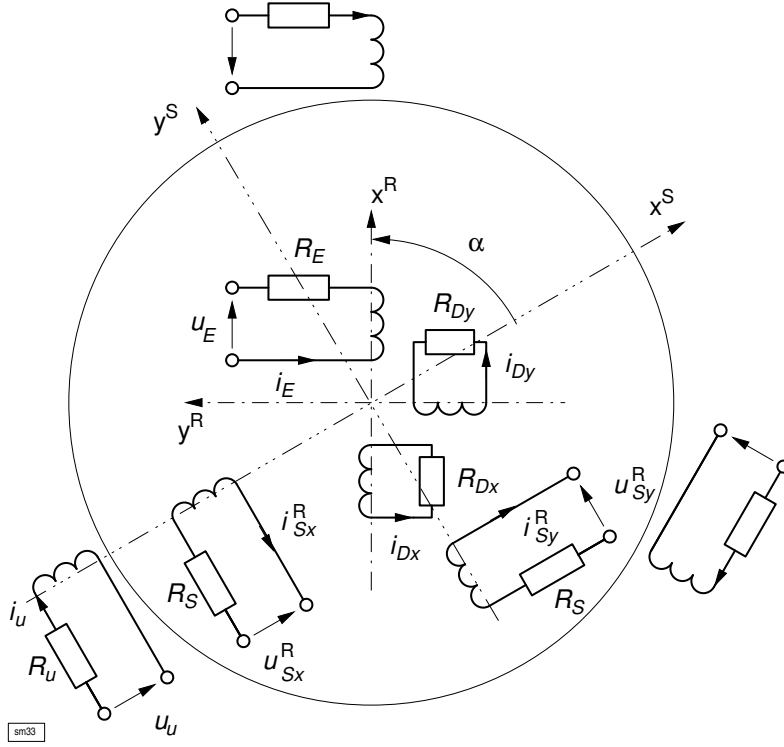


Abbildung 9.27: Koordinatensysteme und Feldkomponenten der Synchronmaschine

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sy}^R \\ \psi_{Dy}^R \end{pmatrix} = L_{hq} \begin{pmatrix} 1 + \sigma_{Sq} & 1 \\ 1 & 1 + \sigma_{Dy} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sy}^R \\ i_{Dy}^R \end{pmatrix} \quad (9.20)$$

Löst man diese Gleichungssysteme nach den Strömen auf, kann man die Gleichungen (9.16), (9.17) und (9.18) als ein gekoppeltes Dgl.-System der Form $\vec{\dot{\psi}} = (\vec{u}, \vec{i}, \vec{\psi})$ schreiben:

$$\begin{aligned} \dot{\psi}_{Sx}^R &= u_{Sx}^R - R_S \cdot i_{Sx}^R + p \cdot \omega \cdot \psi_{Sy}^R \\ \dot{\psi}_{Sy}^R &= u_{Sy}^R - R_S \cdot i_{Sy}^R - p \cdot \omega \cdot \psi_{Sx}^R \\ \dot{\psi}_E &= u_E - R_E \cdot i_E \\ \dot{\psi}_{Dx} &= -R_{Dx} \cdot i_{Dx} \\ \dot{\psi}_{Dy} &= -R_{Dy} \cdot i_{Dy} . \end{aligned}$$

Aus den Strömen kann man das Drehmoment berechnen:

$$M = \frac{3}{2} p \left[L_{hd} (i_{Sx}^R + i_E + i_{Dx}) i_{Sy}^R - L_{hq} (i_{Sy}^R + i_{Dy}) i_{Sx}^R \right] \equiv \text{PM}$$

und daraus die Winkelbeschleunigung

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (M - M_{Last}) \Rightarrow \text{POMEG}$$

mit dem Trägheitsmoment J und einem Lastmoment M_{Last} . Den Verdrehungswinkel α erhält man durch Integration der Winkelgeschwindigkeit ω unter Berücksichtigung der Polpaarzahl p :

$$\dot{\alpha} = \omega \cdot p \Rightarrow \text{PALFA} .$$

Die realen Statorströme i_u, i_v und i_w ergeben sich dadurch, dass man den im rotorfesten Koordinatensystem beschriebenen Statorstrom $\vec{i}_S^R$ mittels Transformation entsprechend Gleichung (9.11) in das statorfeste Koordinatensystem überführt und anschließend, wie es Gleichung (9.9) vorschreibt, in das Dreiphasensystem umwandelt. Dabei muß man nach Gleichung (9.8) den Einfluß des Nullsystems berücksichtigen, für das ebenfalls Gleichung (9.12) gilt:

$$u_0 = R_0 \cdot i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt} \equiv \text{PU0} ,$$

wozu man eine weitere Differentialgleichung lösen muss:

$$\frac{d i_0}{d t} = \frac{1}{L_0} (u_0 - R_0 \cdot i_0) \Rightarrow \text{PIO}$$

mit L_0 und R_0 als Nullimpedanz.

Insgesamt erhält man für die zweiphasigen Komponenten des Statorstromes:

$$\begin{aligned} i_{Sx}^S &= i_{Sx}^R \cdot \cos \alpha - i_{Sy}^R \cdot \sin \alpha \equiv \text{PISSX} \\ i_{Sy}^S &= i_{Sx}^R \cdot \sin \alpha + i_{Sy}^R \cdot \cos \alpha \equiv \text{PISSY} \end{aligned}$$

und schließlich für die Phasenströme in den Statorwicklungen

$$\begin{aligned} i_u &= i_{Sx}^S + i_0 \equiv \text{JU} \\ i_v &= -\frac{1}{2} i_{Sx}^S + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{Sy}^S + i_0 \equiv \text{JV} \\ i_w &= -\frac{1}{2} i_{Sx}^S - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{Sy}^S + i_0 \equiv \text{JW} . \end{aligned} \tag{9.21}$$

Referenzen: [17, Abschnitt 12] und [48]

9.13.3 Lösung der Gleichungssysteme (9.19) und (9.20)

Das Gleichungssystem (9.19) lässt sich ohne Streufaktoren folgendermaßen schreiben:

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sx} \\ \psi_E \\ \psi_{Dx} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{hd} + L_{sd} & L_{hd} & L_{hd} \\ L_{hd} & L_{hd} + L_{sE} & L_{hd} \\ L_{hd} & L_{hd} & L_{hd} + L_{Dx} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sx} \\ i_E \\ i_{Dx} \end{pmatrix}$$

Daraus lassen sich drei voneinander abhängige Bestimmungsgleichungen ableiten:

$$\begin{aligned} i_{Sx} &= \frac{\psi_{Sx} - L_{hd}(i_E + i_{Dx})}{L_{hd} + L_{sd}} \equiv \text{PISRX} \\ i_E &= \frac{\psi_E - L_{hd}(i_{Sx} + i_{Dx})}{L_{hd} + L_{sE}} \equiv \text{PIE} \\ i_{Dx} &= \frac{\psi_{Dx} - L_{hd}(i_{Sx} + i_E)}{L_{hd} + L_{Dx}} \equiv \text{PIDX} . \end{aligned}$$

Entsprechend gilt für (9.20):

$$\begin{pmatrix} \psi_{Sy} \\ \psi_{Dy} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{hq} + L_{sq} & L_{hq} \\ L_{hq} & L_{hq} + L_{Dy} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{Sy}^R \\ i_{Dy} \end{pmatrix}$$

mit

$$i_{Sy} = \frac{\psi_{Sy} - L_{hq}i_{Dy}}{L_{hq} + L_{sq}} \equiv \text{PISRY}$$

$$i_{Dy} = \frac{\psi_{Dy} - L_{hq}i_{Sy}}{L_{hq} + L_{Dy}} \equiv \text{PIDY} .$$

Bei jedem Integrationsschritt werden diese Bestimmungsgleichungen aktualisiert.

Die obigen Gleichungssysteme können auch direkt gelöst werden nach der CRAMERSchen Regel mit Hilfe der Determinanten

$$\begin{vmatrix} L_{hd} + L_{sd} & L_{hd} & L_{hd} \\ L_{hd} & L_{hd} + L_{sE} & L_{hd} \\ L_{hd} & L_{hd} & L_{hd} + L_{Dx} \end{vmatrix} = D_3 \equiv \text{PD3}$$

$$\begin{vmatrix} \psi_{Sx} & L_{hd} & L_{hd} \\ \psi_E & L_{hd} + L_{sE} & L_{hd} \\ \psi_{Dx} & L_{hd} & L_{hd} + L_{Dx} \end{vmatrix} = D_{iSx} \equiv \text{PDISX}$$

$$\begin{vmatrix} L_{hd} + L_{sd} & \psi_{Sx} & L_{hd} \\ L_{hd} & \psi_E & L_{hd} \\ L_{hd} & \psi_{Dx} & L_{hd} + L_{Dx} \end{vmatrix} = D_{iE} \equiv \text{PDIE}$$

$$\begin{vmatrix} L_{hd} + L_{sd} & L_{hd} & \psi_{Sx} \\ L_{hd} & L_{hd} + L_{sE} & \psi_E \\ L_{hd} & L_{hd} & \psi_{Dx} \end{vmatrix} = D_{iDx} \equiv \text{PDIDX} .$$

Daraus ergeben sich nach der Regel von SARRAU die gesuchten Ströme

$$i_{Sx} = \frac{D_{iSx}}{D_3} , \quad i_E = \frac{D_{iE}}{D_3} , \quad i_{Dx} = \frac{D_{iDx}}{D_3} .$$

Entsprechendes gilt für das Gleichungssystem (9.20):

$$\begin{vmatrix} L_{hq} + L_{sq} & L_{hq} \\ L_{hq} & L_{hq} + L_{Dy} \end{vmatrix} = D_2 \equiv \text{PD2}$$

$$\begin{vmatrix} \psi_{Sy} & L_{hq} \\ \psi_{Dy} & L_{hq} + L_{Dy} \end{vmatrix} = D_{iSy} \equiv \text{PDISY}$$

$$\begin{vmatrix} L_{hq} + L_{sq} & \psi_{Sy} \\ L_{hq} & \psi_{Dy} \end{vmatrix} = D_{iDy} \equiv \text{PIDY}$$

$$i_{Sy} = \frac{D_{iSy}}{D_2} , \quad i_{Dy} = \frac{D_{iDy}}{D_2} .$$

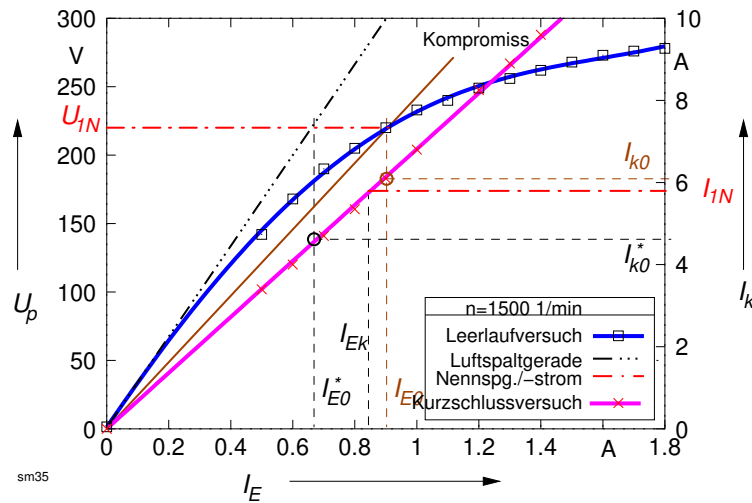


Abbildung 9.28: Anlauf eines Synchronmotors am Drehstromnetz

9.13.4 S180: Anlauf eines Synchronmotors

Mit dem allgemeinen Model der Synchronmaschine aus dem vorangegangenen Abschnitt wird der asynchrone Anlauf eines Synchronmotors simuliert (vergleiche [17, Abschnitt 12.3]).

Dazu wird das Model durch drei gesteuerte Stromquellen JU, JV, JW ersetzt (Abb. 9.28), die die Ströme nach Gleichung (9.21) repräsentieren. Die Sternpunkte der Maschine und des Drehstromnetzes werden mit einer Nullspannungsquelle verbunden, die es erlaubt, den Nullstrom I_{E0} zu messen.

Im Prinzip läuft die Maschine ohne Erregerstrom alleine mit Hilfe des Dämpferkäfigs an³. Die stationäre Drehzahl liegt dicht unter der Synchrondrehzahl. Durch Einschalten des Erregerstromes „zieht“ sich der Rotor in die Synchronisation, der Motor läuft jetzt synchron.⁴

In der Simulation und auch in der Praxis erreicht man durch Kurzschließen der Erregerwicklung, dass die Erregerwicklung ebenfalls zum Anlauf beiträgt. Zum Schutz der Erregerwicklung wird in den Erregerkreis ein externer Widerstand eingeschaltet, der Spannungsspitzen und den Erregerstrom begrenzt.

Bei der Simulation werden Erregerspannung PUE und Gesamtwiderstand des Erregerkreise RE durch zwei Tabellen gesteuert.

Das lineare Gleichungssystem wird nach der CRAMERSchen Regel gelöst, die Determinanten mit Hilfe der Regel von SARRUS mit den Formelfunktionen EQUATION/Q 2 und 3 berechnet.

CIRCUIT DESCRIPTION

S180: Synchronmotor

ELEMENTS

```

EU, GND - U1 = X1U (311.*sin(POMEGO*TIME+1.57))      ; +90
EV, GND - V1 = X1V (311.*sin(POMEGO*TIME-0.5236))    ; -30
EW, GND - W1 = X1W (311.*sin(POMEGO*TIME-2.618))    ; -150
JU, U1 - GND2 = X2U (PISSX+PI0)

```

³Bei Synchronmaschinen mit ausgeprägten Polen erzeugen die unterschiedlichen Reluktanzen der d- und q-Achsen ebenfalls ein Drehmoment

⁴Schenkelpolmaschinen können sich auf Grund der unterschiedlichen Reluktanzen selber synchronisieren.

```

JV, V1 - GND2 = X2V (0.5*(-PISSX+sqrt(3)*PISSY)+PI0)
JW, W1 - GND2 = X2W (0.5*(-PISSX-sqrt(3)*PISSY)+PI0)
EO, GND- GND2 = 0 ; zur MEssung des Nullstroms IE0

DEFINED PARAMETERS

; statorfeste Statorspannungen:

PUSSX = X091 ((2*VJU-VJV-VJW)/3)
PUSSY = X092 ((VJV-VJW)/sqrt(3))

; rotorfeste Statorspannungen (dq):

PUSRX = X100 ( PUSSX*cos(PALFA)+PUSSY*sin(PALFA))
PUSRY = X101 (-PUSSX*sin(PALFA)+PUSSY*cos(PALFA))

; rotorfeste Flüsse:

PSISX = 0, DPSISX = X201 (PUSRX-PRS*P2ISRX+PP*POMEG*PSISY)
PSISY = 0, DPSISY = X202 (PUSRY-PRS*P2ISRY-PP*POMEG*PSISX)

; rotorfestes Erregerfeld:

PSIE = 0, DPSIE = X203 (PUE-PRE*P2IE)

; dto. des Dämpferkäfigs:

PSIDX = 0, DPSIDX = X204 (-PRDX*P2IDX)
PSIDY = 0, DPSIDY = X205 (-PRDY*P2IDY)

; Winkel, -geschwindigkeit:

PALFA = 0, DPALFA = X206 (PP*POMEG)
POMEG = 0, DPOMEG = X207 ((PM-PML)/PJ)

; Nullsystem:

PU0 = X208 ((VJU+VJV+VJW)/3)
PIO = 0, DPI0 = X209 ((PU0-PRO*PIO)/PL0)

; rotorfeste Ströme:

PD3 = Q 3 ( PLSD, PLHD3 , PLHD3,
            PLHD3 , PLE , PLHD3,
            PLHD3 , PLHD3 , PLDX)
PDISX = Q 3 ( PSISX , PLHD3 , PLHD3,
              PSIE , PLE , PLHD3,
              PSIDX , PLHD3 , PLDX)
PDIE = Q 3 ( PLSD , PSISX , PLHD3,
            PLHD3 , PSIE , PLHD3,
            PLHD3 , PSIDX , PLDX)
PDIDX = Q 3 ( PLSD , PLHD3 , PSISX,
            PLHD3 , PLE , PSIE,
            PLHD3 , PLHD3 , PSIDX)
P2ISRX = X331 (PDISX/PD3)

```

```

P2IE   = X332 (PDIE/PD3)
P2IDX  = X333 (PDIDX/PD3)

PD2    = Q 2 ( PLSQ      , PLHQ3,
               PLHQ3     , PLDY)
PDISY  = Q 2 ( PSISY     , PLHQ3,
               PSIDY     , PLDY)
PDIDY  = Q 2 ( PLSQ      , PSISY,
               PLHQ3     , PSIDY)
P2ISRY = X334 (PDISY/PD2)
P2IDY  = X335 (PDIDY/PD2)

; Statorströme:

PISSX = X321 (P2ISRX*cos(PALFA)-P2ISRY*sin(PALFA))
PISSY = X322 (P2ISRX*sin(PALFA)+P2ISRY*cos(PALFA))

; Moment:

PM = X306 (1.5*PP*(PLHD3*P2ISRY*(P2ISRX+P2IE+P2IDX)-
               PLHQ3*P2ISRX*(P2ISRY+P2IDY)))

; Konstanten:

PI      = X11 (4*atan(1))
PFREQ   = 50                      ; Netzfrequenz
POMEGO  = X12 (2*PI*PFREQ)        ; Kreisfrequenz der Netzspannung
PP      = 2                      ; Polpaarzahl
PML     = X400 (PMN*PN/1500*0.1) ; Lastmoment=Reibungsmoment
PRS     = 0.5                    ; Staenderwiderstand
PRE     = TABLE RE              ; Widerstand Erregerwicklung
PRDX    = 0.6                    ; Widerstand Dämpferwicklung
PRDY    = 0.6
PLHD3   = 80.0E-3                ; Hauptinduktivität d-Achse
PLHQ3   = 80.0E-3                ; q-Achse
PLSD    = 83.2E-3                ; Haupt- + Streuinduktivitäten: d-Achse
PLSQ    = 83.2E-3                ; q-Achse
PLDX    = 84.0E-3                ; Dämpferkäfig (d-Achse)
PLDY    = 84.0E-3                ; (q-Achse)
PLE     = 83.2E-3                ; Erregerfeld (d-Achse)
PRO     = 0.5                    ; Nullsystem
PLO     = 3.2E-3
PJ      = 0.3                    ; Trägheitsmoment
PMN     = 65                     ; Nennmoment
PUE     = TABLE UE              ; Erregerspannung
PODI    = X13 (POMEGO-PP*POMEG) ; Drehzahldifferenz
PWU     = X14 (atan2(PUSRY,PUSRX)*180/PI) ; Lage der Statorspannung
PWI     = X15 (atan2(P2ISRY,P2ISRX)*180/PI) ; Lage des Stromzeigers

; Umrechnungen:

PN = X310 (POMEG*30/PI)

FUNCTIONS

```

```
TABLE UE = 0,0,    0.5,0,    0.51,1,    1,1
TABLE RE = 0,0.5,  0.5,0.5,  0.51,0.05, 1,0.05
```

; Berechnung der Determinanten nach SARRUS:

```
EQUATION 2 (A11,A12,A21,A22) = (A11*A22 - A12*A21)
EQUATION 3 (A11,A12,A13,A21,A22,A23,A31,A32,A33) =
(A11*A22*A33 + A12*A23*A31 + A13*A21*A32 -
A31*A22*A13 - A32*A23*A11 - A33*A21*A12)
```

OUTPUTS

```
JU, JV, JW
PN, PM, PML
P2IE, PUE, PSIE, PRE
```

RUN CONTROLS

```
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 1.0
TERMINATE IF (XSTPNO .GE. 49997)
```

END

Abb. 9.29 zeigt den Verlauf der Drehzahl $n \equiv \text{PN}$, der Erregerspannung $U_E \equiv \text{PUE}$, des Gesamtwiderstandes des Erregerkreises $R_E \equiv \text{PRE}$ sowie des Erregerstromes $I_E \equiv \text{P2IE}$ während des Hochlaufvorganges und der Synchronisation.

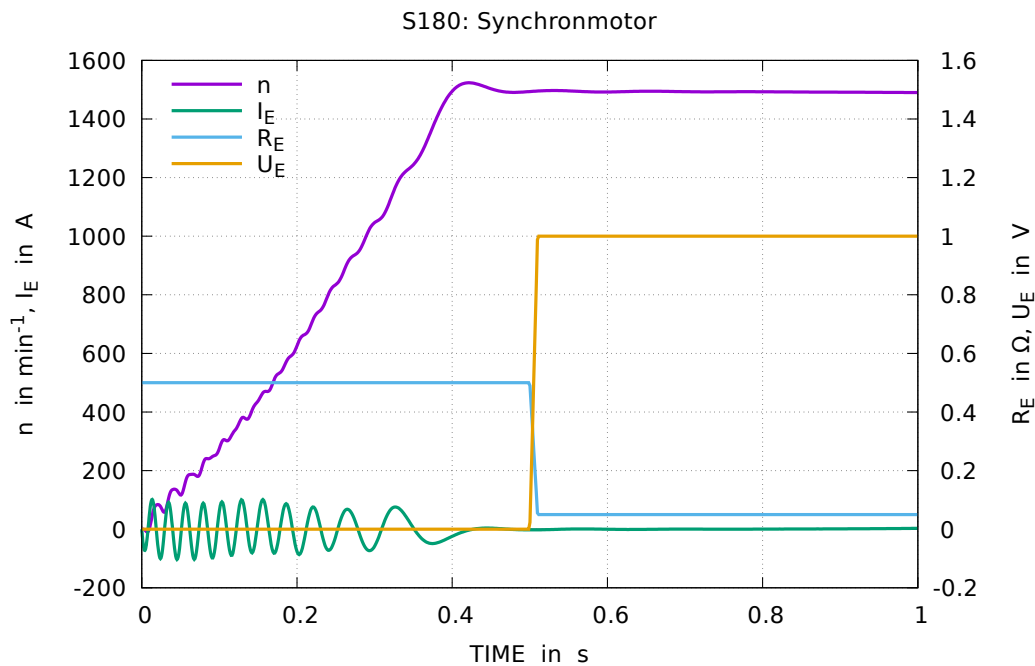


Abbildung 9.29: Hochlaufvorgang mit anschließender Synchronisation

Der Motor erreicht nach ca. 450 ms eine Drehzahl von ca. 1490 min^{-1} , in der Zeit von 500 bis 510 ms wird der Erregerkreiswiderstand linear von 0.5Ω auf 0.05Ω verringert, gleichzeitig die Erregerspannung von 0 auf 1 V erhöht. Die geringen Schwankungen der Drehzahl und des Erregerstrom nach der Synchronisation deuten auf ein schwaches Pendeln des Rotors hin.

9.13.5 S183: Synchrongenerator im Inselbetrieb

Mit dem Modell der Synchronmaschine aus dem vorherigen Beispiel wird der Betrieb eines Synchrongenerators im Inselbetrieb untersucht, und zwar mit symmetrischer, induktiver Last und anschließender unsymmetrischer Zusatzlast. Die untersuchte Schaltung zeigt Abb. 9.30. Für den Generator im Inselbetrieb müssen einige Änderungen in dem Modell vorgenommen

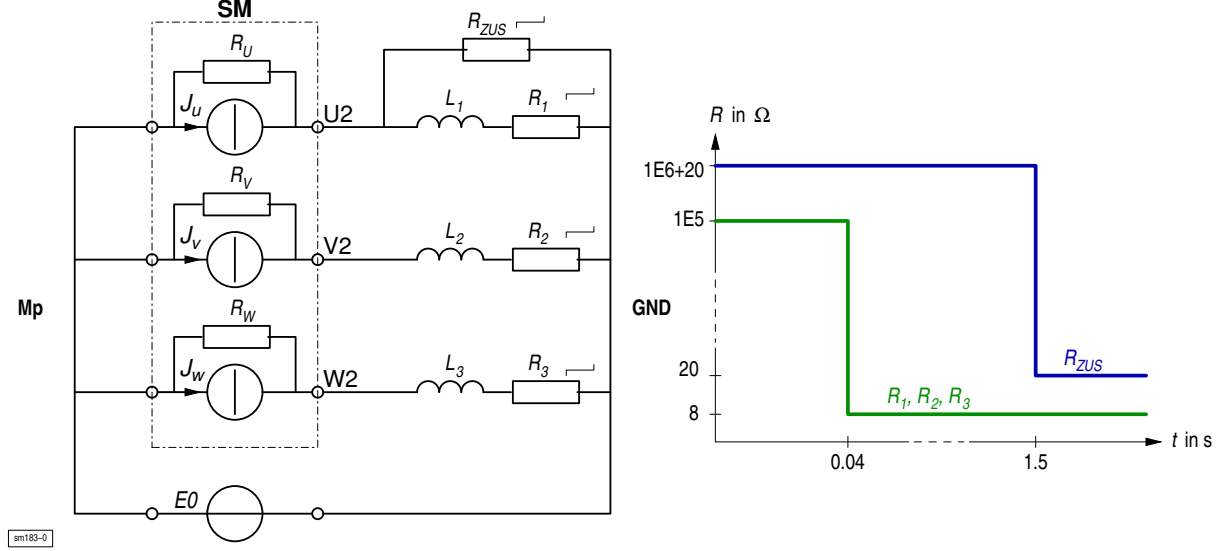


Abbildung 9.30: Synchrongenerator im Inselbetrieb

werden:

- die Drehzahl wird vorgegeben: PN, POME, PALFA;
- die Maschine wird mit der konstanten Spannung PUE erregt;
- das Trägheitsmoment wird nicht berücksichtigt, da die Maschine mit konstanter Drehzahl betrieben wird.

Um den stationären Zustand der Maschine zu Beginn der Simulation zu erhalten, werden die Flüsse für den stationären Zustand manuell als Anfangsbedingung der Differentialgleichungen vorgegeben. Mit den Daten der vorliegenden Maschine [17, Abschnitt 12.4] ergeben sich folgende Anfangsflüsse:

$$\Psi_E(0) = (L_{hd3} + L_E) \frac{U_E}{R_E} = 83.2 \cdot 10^{-3} \frac{0.926}{0.05} \text{ Vs} = 1.5409 \text{ Vs} \quad (9.22)$$

$$\Psi_{Dx}(0) = L_{hd3} \frac{U_E}{R_E} = 80 \cdot 10^{-3} \frac{0.926}{0.05} \text{ Vs} = 1.4816 \text{ Vs} \quad (9.23)$$

$$\Psi_{Sx}(0) = \Psi_{Dx} \quad (9.24)$$

Die dreiphasige Wicklung der Maschine wird aus drei gesteuerten Stromquellen J_U, J_V, J_W gebildet, die im Stern geschaltet sind. Die drei hochohmigen Widerstände R_U, R_V, R_W verhindern, dass der Knotenpunkt Mp nur über Stromquellen erreichbar ist (*all-current source cut set*)⁵. Sie haben keinen Einfluss auf die Ergebnisse. Die symmetrische Belastung besteht aus drei in Stern geschalteten Impedanzen $\underline{Z} = (8 + j6) \Omega$, deren Widerstände R_1, R_2, R_3 mittels Tabelle

⁵unzulässige Netzwerk-Topologie

TABLE RL zeitlich gesteuert werden. Die Tabelle RL bewirkt, dass der Generator für 2 Perioden mit $R_1, R_2, R_3 = 100 \text{ k}\Omega$ unbelastet läuft und danach erst mit den Impedanzen belastet wird. In Phase U ist ein zusätzlicher Widerstand RZUS parallel zur Impedanz geschaltet, der zeitlich versetzt mittels der Anweisung

$$R_{\text{zus}} = 20 + 10^6 (0.5 + \text{sign}(0.5, (1.5 - \text{TIME})))$$

den Widerstand nach 1.5 s von $(20 + 10^6) \Omega$ auf 20Ω umschaltet und somit eine unsymmetrische Belastung erzeugt.

CIRCUIT DESCRIPTION

S183: Synchron Generator (Inselbetrieb)

ELEMENTS

```
; Model SM: Generator
JU, Mp - U2 = X1U (PISSX+PI0)
RU, Mp - U2 = 1E5
JV, Mp - V2 = X1V (-0.5*PISSX+0.866*PISSY+PI0)
RV, Mp - V2 = 1E5
JW, Mp - W2 = X1W (-0.5*PISSX-0.866*PISSY+PI0)
RW, Mp - W2 = 1E5

; Belastung:
L1, U2 - 1 = 0.0191
R1, 1 - GND = TABLE RL
RZUS, U2-GND = X71 (20+1E6*(0.5+sign(0.5,(1.5-TIME))))
L2, V2 - 2 = 0.0191
R2, 2 - GND = TABLE RL
L3, W2 - 3 = 0.0191
R3, 3 - GND = TABLE RL
EO, Mp - GND = 0 ; zur MEssung des Nullstroms IE0
```

DEFINED PARAMETERS

```
; statorfeste Statorspannungen:
PUSSX = X091 ((2*VJU-VJV-VJW)/3)
PUSSY = X092 ((VJV-VJW)/sqrt(3))
PUSS = X093 (sqrt(PUSSX*PUSSX+PUSSY*PUSSY))

; rotorfeste Statorspannungen (dq):
PUSRX = X100 ( PUSSX*cos(PALFA)+PUSSY*sin(PALFA))
PUSRY = X101 (-PUSSX*sin(PALFA)+PUSSY*cos(PALFA))

; Fluesse im Rotor: G1 (12-5, 12-6)
PSISX = 1.4816, DPSISX = X201 (PUSRX-PRS*PISRX+PP*POMEG*PSISY)
PSISY = 0, DPSISY = X202 (PUSRY-PRS*PISRY-PP*POMEG*PSISX)

; Erregerkreis: G1 (12-12)
PSIE = 1.540864, DPSIE = X203 (PUE-PRE*PIE)

; Dämpferkäfig: G1. (12-12)
PSIDX = 1.4816, DPSIDX = X204 (-PRDX*PIDX)
PSIDY = 0, DPSIDY = X205 (-PRDY*PIDY)

; Winkel, -geschwindigkeit, Drehzahl: G1. (12-16, 12-17)
```

9 Beispiele S

```

PN      = 1500                                ; <----- Vorgabe
POMEG   = X310 (PN*PI/30)
PALFA   = 0,   DPALFA = X206 (PP*POMEG)

; Nullsystem: Gl. (12-7)
PU0     =          X208 ((VJU+VJV+VJW)/3)
PIO     = 0,   DPI0 = X209 ((PU0-PRO*PIO)/PLO)

; Statorströme statofest:
PISSX   = X321 (PISRX*cos(PALFA)-PISRY*sin(PALFA))
PISSY   = X322 (PISRX*sin(PALFA)+PISRY*cos(PALFA))

; Moment: Gl. (12-15)
PM      = X306 (1.5*PP*(PLHD3*PISRY*(PISRX+PIDX+PIE)-
                PLHQ3*PISRX*(PISRY+PIDY)))

; Berechnung der Rotorströme: Gl. (12-13, 12-14)
PD3     = Q 3 ( PLSD,      PLHD3      , PLHD3,
                PLHD3      , PLE       , PLHD3,
                PLHD3      , PLHD3     , PLDX)
PDISX   = Q 3 ( PSISX     , PLHD3     , PLHD3,
                PSIE       , PLE       , PLHD3,
                PSIDX      , PLHD3     , PLDX)
PDIE    = Q 3 ( PLSD      , PSISX     , PLHD3,
                PLHD3     , PSIE      , PLHD3,
                PLHD3     , PSIDX     , PLDX)
PDIDX   = Q 3 ( PLSD      , PLHD3     , PSISX,
                PLHD3     , PLE       , PSIE,
                PLHD3     , PLHD3     , PSIDX)
PISRX   = X331 (PDISX/PD3)
PIE     = X332 (PDIE/PD3)
PIDX    = X333 (PDIDX/PD3)

PD2     = Q 2 ( PLSQ      , PLHQ3,
                PLHQ3     , PLDY)
PDISY   = Q 2 ( PSISY     , PLHQ3,
                PSIDY     , PLDY)
PDIDY   = Q 2 ( PLSQ      , PSISY,
                PLHQ3     , PSIDY)
PISRY   = X334 (PDISY/PD2)
PIDY    = X335 (PDIDY/PD2)

; Konstanten:
PI      = X11 (4*atan(1))
PP      = 2                                ; Polpaarzahl
PRS     = 0.5                             ; Staenderwiderstand
PRE     = 0.05                             ; Widerstand Erregerwicklung
PRDX    = 0.6                             ; Widerstand Dämpferwicklung
PRDY    = 0.6
PLHD3   = 80.0E-3                         ; Hauptinduktivität d-Achse
PLHQ3   = 80.0E-3                         ; q-Achse

; Haupt- + Streuinduktivitäten:
PLSD    = 83.2E-3                         ; d-Achse
PLSQ    = 83.2E-3                         ; q-Achse (y-Achse)

```

9 Beispiele S

```

PLDX = 84.0E-3          ; Dämpferkäfig x-Achse (d-Achse)
PLDY = 84.0E-3          ; y-Achse (q-Achse)
PLE = 83.2E-3           ; Erregerfeld (d-Achse)
PRO = 0.5                ; Nullsystem
PLO = 3.2E-3            ; 
PUE = 0.926              ; Erregerspannung (Vorgabe)

```

FUNCTIONS

```

; für Belastungswiderstände R1, R2, R3:
TABLE RL = 0,1E5, 0.04,1E5, 0.04,8, 1,8

; Berechnung der Determinanten nach SARRUS:
EQUATION 2 (A11,A12,A21,A22) = (A11*A22 - A12*A21)
EQUATION 3 (A11,A12,A13,A21,A22,A23,A31,A32,A33) =
  (A11*A22*A33 + A12*A23*A31 + A13*A21*A32 -
   A31*A22*A13 - A32*A23*A11 - A33*A21*A12)

```

OUTPUTS

```
JU, JV, JW, PIE, PIDX, PIDY, PIO, PUSS
```

RUN CONTROLS

```

INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 2.0
TERMINATE IF (XSTPNO .GE. 49997)
MAXIMUM INTEGRATION PASSES = 1E6

```

END

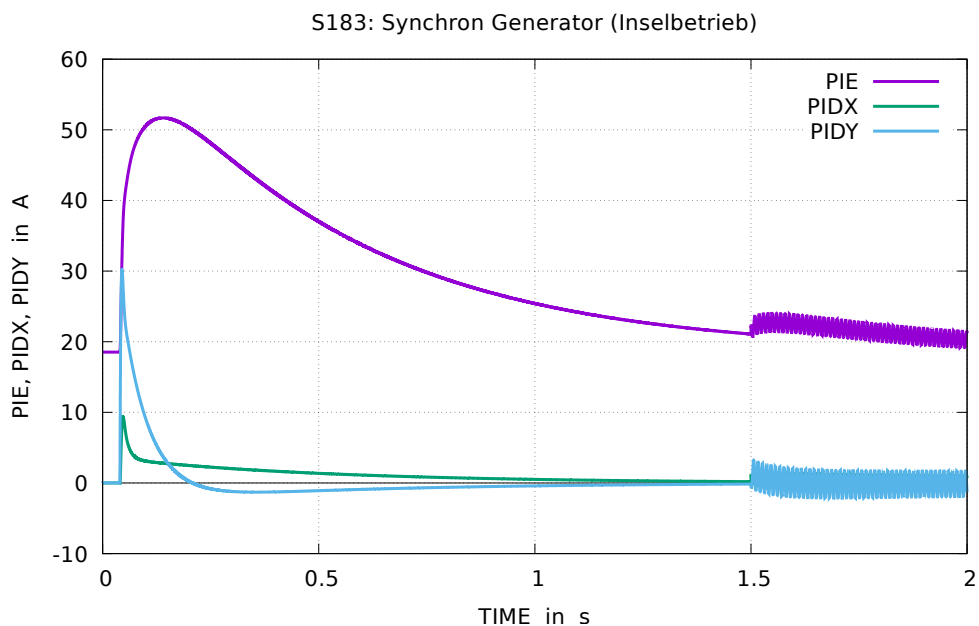


Abbildung 9.31: Verlauf des Erregerstromes und der Ströme im Dämpferkäfig nach Zuschaltung einer zunächst symmetrischen und anschließend unsymmetrischen Belastung

Die Ausgleichsvorgänge für die Ströme im Erregerkreis und im Dämpferkäfig sind in Abb. 9.31 dargestellt. Man erkennt den stationären Zustand für die ersten zwei Perioden $0 < t < 0.04$ s, danach das Zuschalten der symmetrischen Belastung und die Auswirkung der unsymmetrischen

Belastung nach $t = 1.5\text{ s}$. Die Abb. 9.32 und 9.33 zeigen den Verlauf der Phasenströme bzw. Wicklungsströme JU, JV, JW, des Nullstromes PI0 und des Drehmomentes PM.

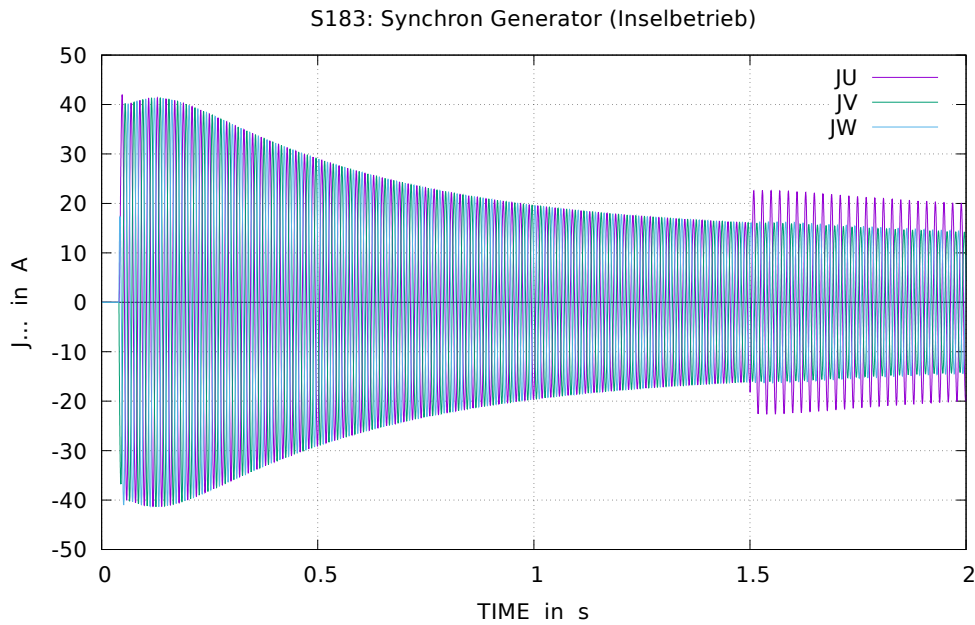


Abbildung 9.32: Verlauf der Phasenströme bei symmetrischer und unsymmetrischer Belastung

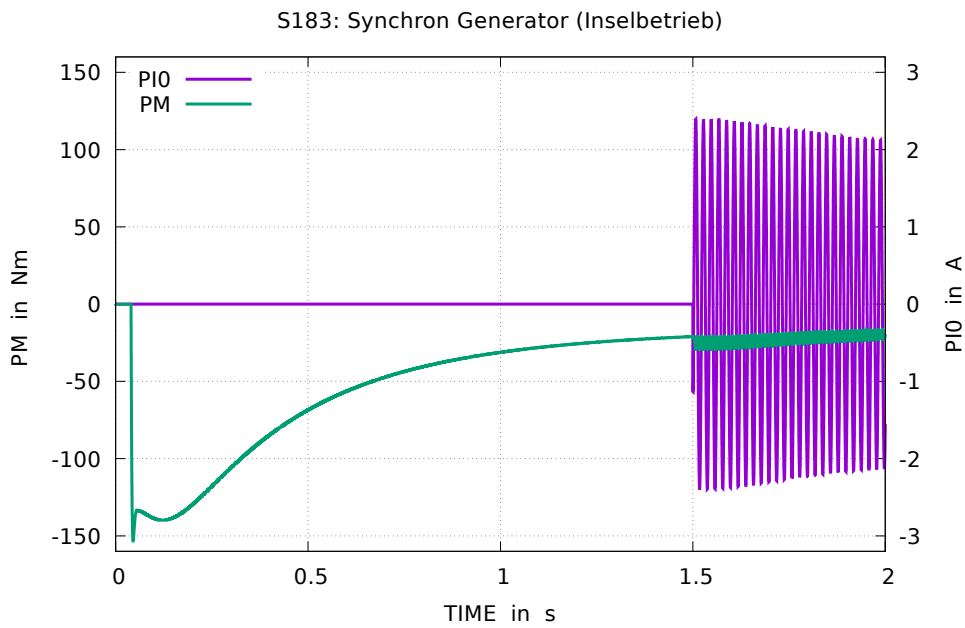


Abbildung 9.33: Verlauf des Nullstromes und des Drehmomentes bei symmetrischer und unsymmetrischer Belastung

10 Beispiele V

10.1 V010: Dynamisches Verhalten einer fremderregten Gleichstrommaschine

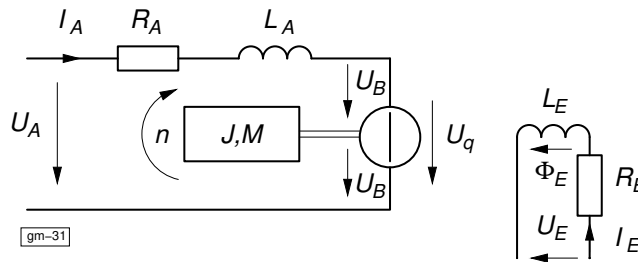


Abbildung 10.1: Ersatzschaltbild eines fremderregten Gleichstromantriebs mit Last

Abb. 10.1 zeigt ein sehr einfaches Modell einer fremderregten Gleichstrom-Nebenschlussmaschine mit Lastmoment [18, EM2, Kap. 4.2.5]. Die Ankerrückwirkung wird nicht berücksichtigt. Da die Maschine nur mit konstanter Erregung und durch Steuerung der Ankerspannung $u_A(t)$ betrieben werden soll, spielt der nichtlineare Zusammenhang zwischen Φ_E und I_E keine Rolle. Eine Besonderheit hat das Modell: der nichtlineare Spannungsfall $2u_B$ an den Kohlebürsten der Maschine (*Bürstenübergangsspannung*). Die Spannung baut sich mit steigendem Ankerstrom i_A auf bis zu maximal 1.5–2.5 V, je nach Kohlesorte. Der Effekt ist relativ klein, kann jedoch bei Niedervoltmaschinen, z. B. 12 V-Anlasser in Kraftfahrzeugen, eine Rolle spielen. Realisiert wird die Bürstenübergangsspannung durch die Funktion $2u_B = 2 \tanh(0.2 i_A)$.

Die Anordnung lässt sich mit folgenden Differentialgleichungen beschreiben:

$$u_a = u_q + R_A \cdot i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + 2u_B$$

$$u_e = R_E \cdot i_E + L_E \frac{di_E}{dt}$$

$$M = M_L + J \frac{d\Omega}{dt}$$

$$u_q = c_1 \cdot \Phi_E \cdot \Omega$$

$$M = c_2 \cdot \Phi_E \cdot i_A$$

$$u_B = f(i_A)$$

$$\Phi_E = f(i_E, i_A)$$

Erreger- und Ankerkreis stehen magnetisch senkrecht aufeinander und sind deshalb nicht induktiv miteinander gekoppelt.

```

CIRCUIT DESCRIPTION
V010: Dynamisches Verhalten einer GM
ELEMENTS
  EUA, 0 - 1 = TABLE 1 (TIME)
  RA, 1 - 2 = 0.75
  LA, 2 - 3 = 9.8E-3
  E2UB, 3 - 4 = X12 (2.0*tanh(0.2*IRA))
  EUQ, 0 - 4 = X23 (PC1*PHI*POM)
FUNCTIONS
  TABLE 1 = 0,0, 0.1,200, 0.2,200, 0.2,220, 0.3,220, 0.5,-220,
             0.6,-220, 0.7,0, 5,0
DEFINED PARAMETERS
  PC1 = 1.365 ; Maschinenkonstante für Uq
  PC2 = 1.16 ; Maschinenkonstante für M
  PIAN = 17 ; Ankernennstrom in A
  PMN = 20 ; Nenndrehmoment in Nm
  POMN = 152 ; Nenndrehzahl in rad/s (1450 Upm)
  PJOT = 5E-2 ; Trägheitsmoment kg m^2
  PHI = 1 ; Fluss ohne Ankerrückwirkung
  PLast = X67 (PMN*(0.1+0.9*(POM/POMN)**2))
  PML = X56 (sign(PLast,POM))
  POM = 0 ; Drehzahl
  DPOM = X34 ((PMOT-PML)/PJOT)
  PMOT = X45 (PC2*IRA*PHI)
OUTPUTS
  IRA,EUQ,POM,PML,EUA,E2UB
RUN CONTROLS
  INTEGRATION ROUTINE = TRAP
  STOP TIME = 0.8
END

```

Der Antrieb wird aus Gleichspannungsquelle $u_A(t)$ gespeist, die das Lastspiel vorgibt. Das Lastmoment soll sich quadratisch mit der Drehzahl ändern, wobei 10 % des Nennmomentes als konstantes Reibungsmoment angenommen werden. Das führt zu kleinen Lastsprüngen bei Drehrichtungswechseln. Die Ergebnisse der Simulation zeigt Abb. 10.2.

10.2 V020: Linearer magnetischer Kreis

Die Verwandtschaft zwischen elektrischem und magnetischem Kreis erkennt man schon an den beiden Begriffen „Fluss“ und „Strom“, die in der Elektrotechnik zwei unterschiedliche physikalische Größen beschreiben, im Sprachgebrauch aber sinnverwandte Wörter darstellen. Tabelle 10.1 zeigt eine Gegenüberstellung physikalischer Größen zur Beschreibung elektrischer und magnetischer Kreise.

Das folgende Beispiel demonstriert die Berechnung eines magnetischen Kreises mittels elektrischer Elemente. Abb. 10.3 zeigt einen einfachen Elektromagneten mit zwei Luftspalten. Gesucht ist der Erregerbedarf $\Theta = N \cdot I$, um im Luftspalt die Flussdichte $B_0 = 1 \text{ T}$ zu erzeugen. Die Eisenpermeabilität soll dabei als konstant angenommen werden. Daten des magnetischen Kreises:

$$A_{Fe1} = A_{Fe2} = A_0 = 80 \text{ cm}^2; \quad l_{Fe1} = 60 \text{ cm}; \quad l_{Fe2} = 50 \text{ cm}; \quad d = 3 \text{ mm}; \quad \mu_r = 2500 .$$

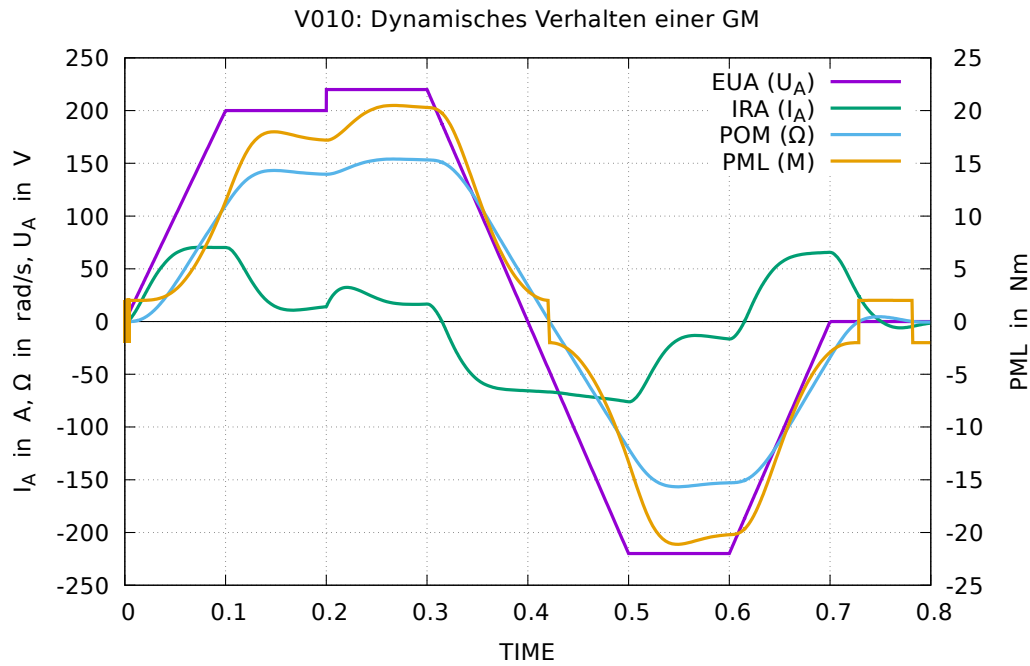


Abbildung 10.2: Simuliertes Lastspiel einer fremderregten Gleichstrommaschine

Die geforderte Flussdichte lässt sich durch eine Stromquelle erzeugen, die magnetischen Widerstände der Eisenteile und des Luftspaltes stellen elektrische Widerstände dar entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abb. 10.3. Die Spannung, die sich an den Klemmen der Stromquelle einstellt, entspricht der magnetischen Durchflutung $N \cdot I$. Die SCEPTRE Eingabe zu diesem Problem lautet:

CIRCUIT DESCRIPTION

V020: Einfacher magnetischer Kreis

ELEMENTS

```
J,    A-B = X1 (PBO*PA0)
Rm1,  B-C = QRM (Plfe1,Pmu0,Pmur,PAFe1)
Rm2,  C-D = QRM (Plfe2,Pmu0,Pmur,PAFe2)
Rm0,  D-A = QRM (Pdd,Pmu0,1.,PA0)
```

DEFINED PARAMETERS

```
Pmu0 = 1.25663E-6
Pmur = 2500
Plfe1 = 0.6      ; m
Plfe2 = 0.5      ; m
Pdd   = 6.E-3    ; m
PAFe1 = 80.E-4   ; m^2
PAFe2 = 80.E-4   ; m^2
PA0   = 80.E-4   ; m^2
PBO   = 1        ; Tesla
```

FUNCTIONS

```
QRM (AL,AMO,AMR,AMA) = (AL/(AMO*AMR*AMA))
```

OUTPUTS

```
VJ
```

RUN CONTROLS

```
RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
```

Tabelle 10.1: Elektrische und magnetische Analogien

elektrisch		magnetisch	
Spannung	$[U] = 1 \text{ V}$	Durchflutung	$[\Theta] = 1 \text{ A}$
Strom	$[I] = 1 \text{ A}$	Fluss	$[\Phi] = 1 \text{ Vs}$
Widerstand	$[R] = 1$	Widerstand	$[R_m] = 1 \text{ A/Vs}$
Leitwert	$G = R^{-1}$	Leitwert	$\Lambda = R_m^{-1}$
Stromdichte	$[J] = 1 \text{ A/m}^2$	Flussdichte	$[B] = 1 \text{ Vs/m}^2$
$I = \frac{U}{R} = U \cdot G$		$\Phi = \frac{\Theta}{R_m} = \Theta \cdot \Lambda$	
$R = \frac{l}{\kappa \cdot A}$		$R_m = \frac{l}{\mu \cdot A}$	
$J = \frac{I}{A}$		$B = \frac{\Phi}{A}$	

END

Es handelt sich um eine Gleichstromanalyse. Die Simulation liefert für die Spannung V_J an den Klemmen der Stromquelle J die Ausgabe

```
results of initial condition computations:   VJ           -5.1248180E+03
```

Analytisch lässt sich dieser Magnetkreis leicht berechnen. Da keine Streuung berücksichtigt werden soll, muss der Fluss durch alle Querschnitte gleich sein:

$$\Phi = B_{Fe1} \cdot A_{Fe1} = B_{Fe2} \cdot A_{Fe2} = B_0 \cdot A_0 .$$

Für die Flussdichten ergibt sich daraus:

$$B_{Fe1} = B_0 \frac{A_0}{A_{Fe1}} \quad \text{und} \quad B_{Fe2} = B_0 \frac{A_0}{A_{Fe2}} .$$

Die magnetische Feldstärke erhält man über die Permeabilitätskonstante μ_0 und μ_r :

$$H_0 = \frac{B_0}{\mu_0} \quad H_{Fe} = \frac{B_{Fe}}{\mu_0 \mu_r} \quad (\text{da linear}) .$$

Der Durchflutungssatz liefert

$$\begin{aligned}
 N \cdot I &= H_{Fe1} \cdot l_{Fe1} + H_{Fe2} \cdot l_{Fe2} + 2 \cdot H_0 \cdot d \\
 &= \frac{B_{Fe1}}{\mu_0 \mu_r} \cdot l_{Fe1} + \frac{B_{Fe2}}{\mu_0 \mu_r} \cdot l_{Fe2} + 2 \frac{B_0}{\mu_0} \cdot d \\
 &= \frac{B_0}{\mu_0} \left(\frac{l_{Fe1} + l_{Fe2}}{\mu_r} + 2d \right) \quad \text{wegen } A_0 = A_{Fe1} = A_{Fe2} \\
 &= \frac{1 \text{ Vs A m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs m}^2} \left(\frac{0.6 + 0.5}{2500} + 2 \cdot 0.003 \right) \text{ m} = \underline{\underline{5124.79 \text{ A}}}
 \end{aligned}$$

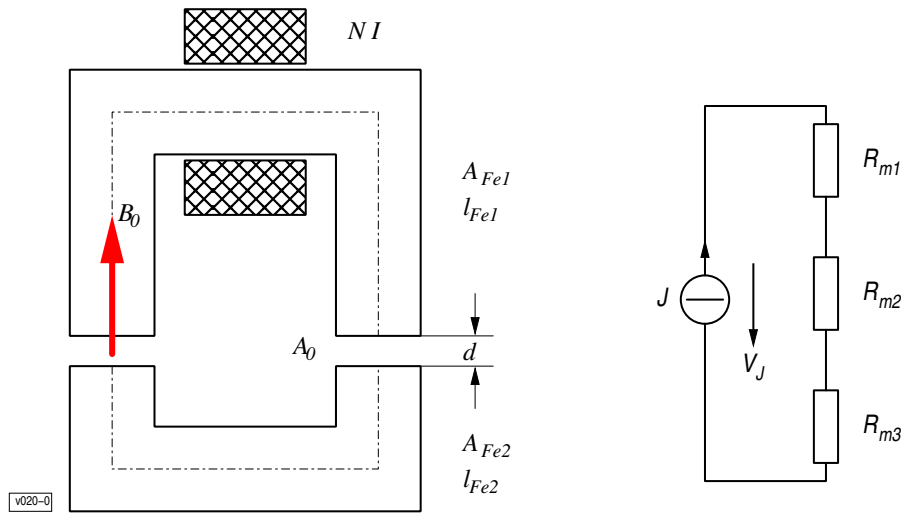


Abbildung 10.3: Einfacher, linearer Magnetkreis und elektrisches Ersatzschaltbild

10.3 V030: Nichtlinearer magnetischer Kreis

Nicht ganz so einfach ist die Berechnung eines Magnetkreises mit Eisenkern, bei dem die Magnetisierungskennlinie (MKL) des Eisens berücksichtigt werden soll. Abbildung 10.4 zeigt den Magneten [49, Beispiel 12.14]. Gegeben ist die MKL des Eisens als Tabelle TABLE BH, die Luftspalt-

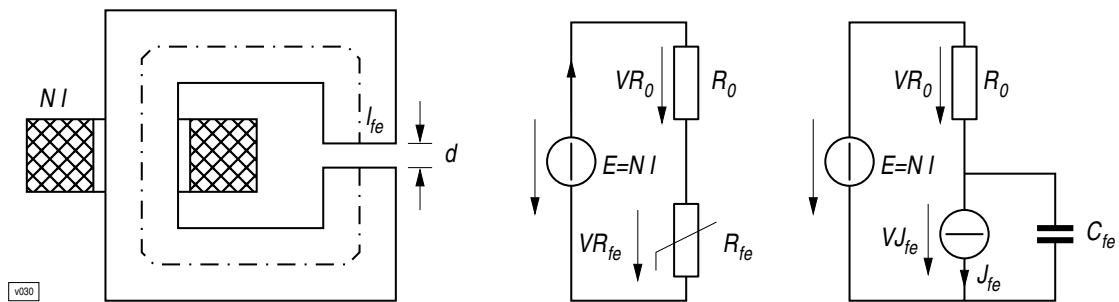


Abbildung 10.4: C-Magnet mit Eisenkern, elektrisches Ersatzschaltbild und SCEPTRE Ersatzschaltung

und Eisenweglängen d, l_{fe} sowie der Querschnitt im Eisenkern A_{fe} . Die etwas größer angenommene Querschnittsfläche im Luftspalt A_0 soll die Luftspaltaufweitung des Feldes berücksichtigen. Vorgegeben ist die magnetische Erregung der Spule $\Theta = N \cdot I$.

Analog zum linearen Fall lässt sich dieser Magnetkreis durch die Reihenschaltung einer Spannungsquelle, die der magnetischen Erregung Θ entspricht, mit einem linearen Widerstand R_0 (Luftspalt) und einem nichtlinearen Widerstand R_{fe} (Eisen) beschreiben.

Es gilt

$$\Theta = I \cdot N = H_{fe} l_{fe} + H_0 d$$

mit den Unbekannten H_{fe} und H_0 . Für den magn. Luftwiderstand ergibt sich nach Tabelle 10.1

$$R_0 = \frac{d}{\mu_0 A_0}.$$

Man könnte versucht sein, den Eisenwiderstand nach der selben Methode zu bestimmen:

$$R_{\text{fe}} = \frac{l_{\text{fe}}}{\mu_o \mu_r A_{\text{fe}}} = \frac{H_{\text{fe}}}{H_{\text{fe}}} \frac{l_{\text{fe}}}{\mu_o \mu_r A_{\text{fe}}} = \frac{H_{\text{fe}} l_{\text{fe}}}{B_{\text{fe}} A_{\text{fe}}} \equiv \text{RFE}$$

wobei der Term $H_{\text{fe}} l_{\text{fe}}$ dem Spannungsabfall VRFE entsprechen würde. Mit VRFE/Plfe erhält man PHfe, aus TABLE BH (PHfe) ergibt sich PBfe. Das würde aber zu einem „*computational delay*“ führen, da bei der Berechnung von RFE die Spannung VRFE noch nicht vorliegt sondern erst im folgenden Integrationsschritt berechnet wird.

Ersetzt man aber den Widerstand RFE durch eine unabhängige Stromquelle JFE lässt sich das Problem direkt lösen. Der Strom Jfe entspricht dem magnetischen Fluss $B_{\text{fe}} A_{\text{fe}}$. Mit VJfe/Plfe erhält man PHfe und daraus mittels TABLE BH die Flussdichte PBfe verzögerungsfrei. Das folgende Listing zeigt die SCEPTRE Eingabe, es werden nur die Anfangsbedingungen berechnet (Gleichstromanalyse).

```
CIRCUIT DESCRIPTION
V030: einfacher C-Magnet mit Luftspalt
Einheiten: V, A, s, Ohm, m
ELEMENTS
  E,    0-1 = Ptheta
  Jfe,  1-2 = X11(PAfe*PBfe)
  R0,   2-0 = X12 (Pdelta/(Pmu0*PA0))
DEFINED PARAMETERS
  PHfe   = X13 (VJfe/Plfe)
  PBfe   = TABLE BH (PHfe)
  Ptheta = 1000
  PAfe   = 4.E-4
  PA0    = 4.84E-4
  Plfe   = 0.438
  Pdelta = 0.002
  Pmu0   = 1.256637061E-6
FUNCTIONS
  TABLE BH
    0.,    0.,    400.,    0.18,    700.,    0.3,
   1050.,    0.4,   1150.,    0.42,   1250.,    0.44,
   1350.,    0.46,   1475.,    0.48,   1600.,    0.5,
   2450.,    0.6
OUTPUTS
  IE,VJfe,VR0
  PHfe,PBfe,E
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
END
```

Die Lösung lautet

```
IE          1.6154303E-04
VJfe        4.6834809E+02
VR0         5.3120601E+02
PHfe        1.0692879E+03
PBfe        4.0385758E-01
E           1.0000000E+03
```

mit $\mathbf{IE} \equiv \Phi$, $\mathbf{VJfe} \equiv H_{\text{fe}} l_{\text{fe}}$, $\mathbf{VR0} \equiv H_0 d$, $\mathbf{E} \equiv \Theta$, $\mathbf{PHfe} \equiv H_{\text{fe}}$, $\mathbf{PBfe} \equiv H_{\text{fe}}$.

Das Problem entspricht der Berechnung des Arbeitspunktes einer Reihenschaltung aus Gleichspannungsquelle, Vorwiderstand und Diode. Eine analytische Lösung solcher Probleme ist im allg. nur iterativ oder grafisch möglich.

10.4 V032: Nichtlineare Kreisringspule, TR-Analyse

Statt einer DC-Analyse (Arbeitspunktberechnung) wie in den vorangegangenen Beispielen [V020: Linearer magnetischer Kreis](#) und [V030: Nichtlinearer magnetischer Kreis](#) soll die Erregung Θ in weitem Bereich variiert und der Einfluss der Sättigung durch die Magnetisierungskennlinie (MKL) an einer Kreisringspule demonstriert werden [[50](#), Seite 272]. Das Ersatzschaltbild entspricht im Prinzip dem in [Abb. 10.4](#), die Bezeichnungen der Elemente sind unterschiedlich. Außerdem ist der Stromquelle $\mathbf{JFe}$ ein Kondensator $\mathbf{CF}$ parallel geschaltet, dessen Bedeutung im Folgenden erklärt wird.

```
CIRCUIT DESCRIPTION
V032: Kreisringspule
ELEMENTS
  EIN,    0-1  = X1 (2000.*TIME)
  RLuft,  1-2  = X2 (PLuft/(PMu0*PALuft))
  JFe,    2-0  = X3 (PAFe*PBFe)
  CF,     2-0  = 1E-6
DEFINED PARAMETERS
  PAFe    = 100.E-4
  PALuft  = 100.E-4
  PLuft   = 3.0E-3
  PLFe    = 3.0
  PHFe    = X6 (VJFe/PLFe)
  PBFe    = TABLE BH (PHFe)
  PMu0    = 1.257E-6
OUTPUTS
  IRLuft,VRLuft,VJFe,EIN
  PHFe, PBFe
FUNCTIONS
TABLE BH
0, 0
80, 0.66
100, 0.812
120, 0.918
140, 0.99348
....
44000, 1.99519
46000, 1.99781
49000, 2.00159
RUN CONTROLS
  STOP TIME = 9.5
  INTEGRATION ROUTINE = XPO
  TERMINATE IF (VJFe .GT. 49000.)
END
```

10.4.1 Einfluss der Sättigung

Die unabhängige Variable `TIME` wird benutzt, um die Erregung (Spannungsquelle `EIN`) von Null bis zu einem Maximalwert zu variieren. Die `TERMINATE` Anweisung verhindert die Simulation außerhalb des Definitionsbereiches der MKL.

Der Kondensator `CF` hat eine maßgebliche Bedeutung:

Lässt man ihn weg, erhält man bei dem Integrationsverfahren `XPO` die Warnung `THE TERM 'VRLuft' WILL CAUSE A COMPUTATIONAL DELAY`. Der Warnhinweis besagt, dass `SCEPTRE` den Spannungsabfall am Widerstand `RLuft` nicht verzögerungsfrei berechnen kann (siehe auch Beispiel `V030`). Ursache ist die Stromquelle `JFe`, die wegen der verwendeten Syntax nicht als abhängige Stromquelle erkannt wird. Das Ergebnis der Simulation zeigt Abb. 10.5. Durch Paral-

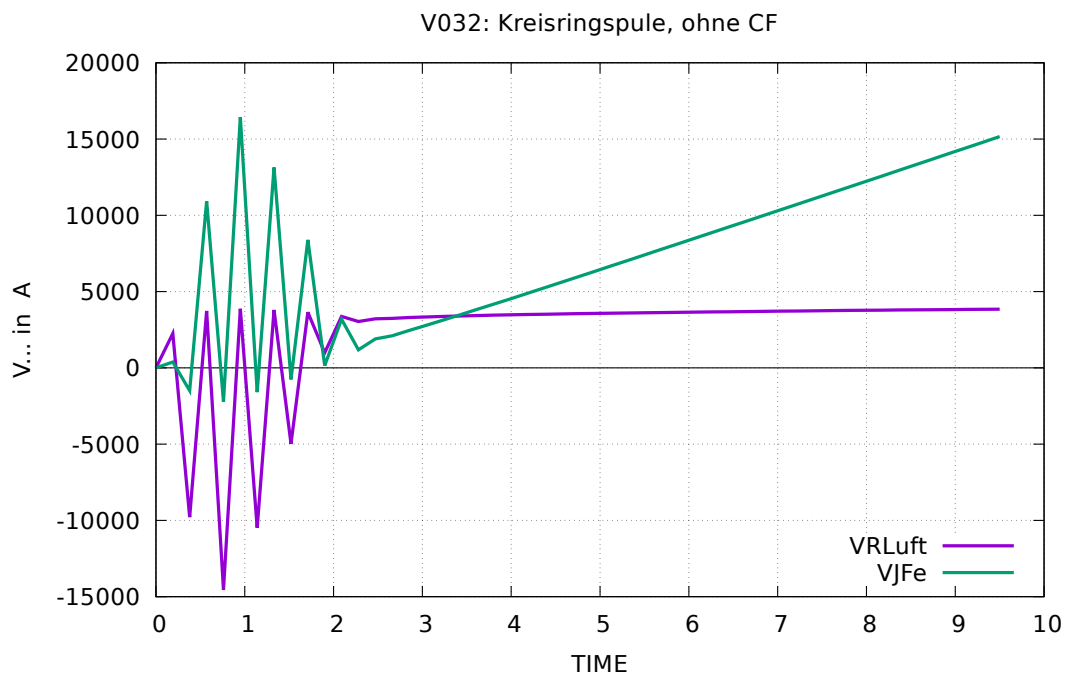


Abbildung 10.5: Simulation ohne Kondensator

lerschaltung eines Kondensators zu dieser Stromquelle kann `SCEPTRE` die Spannung über den Kondensator `VJFe` verzögerungsfrei berechnen¹ und damit auch den Spannungsabfall `VRLuft`. Die Größe des Kondensators darf natürlich nicht die Schaltung beeinflussen. Das Ergebnis mit dem Kondensator `CF` zeigt Abb. 10.6. Mit steigender Erregung `EIN` nimmt die Sättigung des Eisens zu. Damit steigt der magnetische Spannungsabfall im Eisenkreis und zwangsläufig nimmt der Spannungsabfall am Luftspalt ab, da die Summe der beiden Spannungsabfälle gleich der Gesamterregung des Kreises ist.

Trägt man die Werte von `PBFe` über `PHFe` auf, erhält man den Teil der MKL, der zur Simulation verwendet wurde (Abb. 10.7).

Benutzt man das Integrationsverfahren `IMPLICIT` ohne Kondensator, erscheint der gleiche Warnhinweis wie bei `XPO`, die Simulation wird mit der Fehlermeldung `'subroutine lacks class 3 and 4 elements and DP derivatives, IMPLICIT integration cancelled'` beendet.

¹Kondensatorspannungen und Induktivitätsströme sind immer Zustandsvariablen

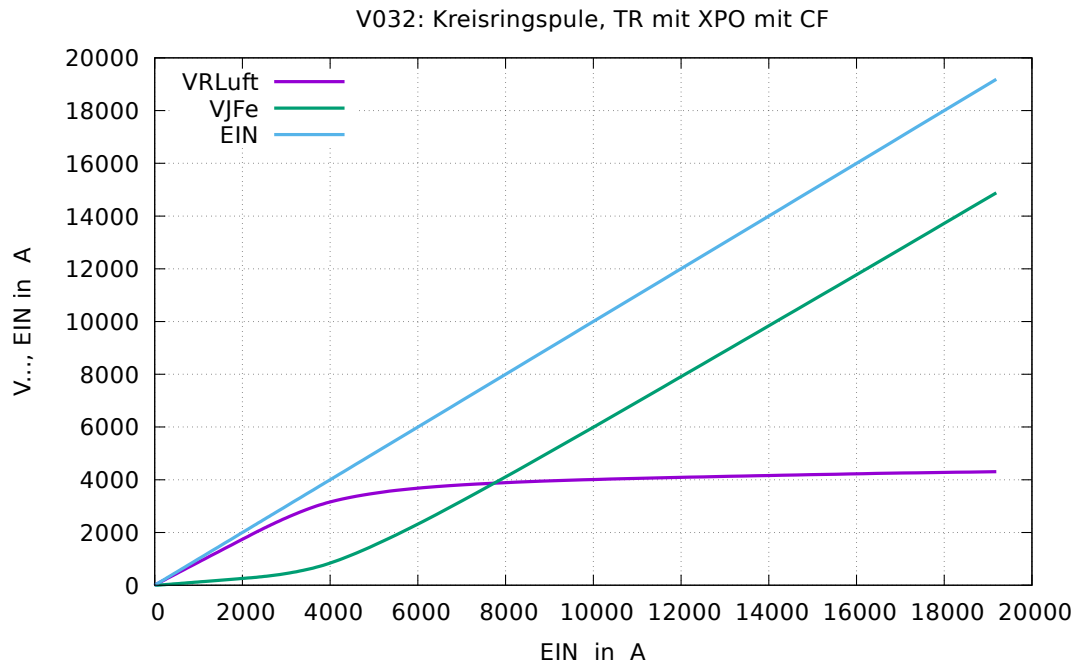


Abbildung 10.6: Magn. Spannungsabfall in Luft und Eisen, Simulation mit Kondensator CF

10.4.2 Ergebnisse für 3000 A

In [50] werden die magnetischen Größen der Kreisringspule für eine Gesamterregung $\Theta = 3000$ A gesucht. Die magnetischen Spannungsabfälle lassen sich direkt aus dem Diagramm 10.6 ablesen.² Die Zahlenwerte erhält man aus einem SCEPTRE-Lauf, wenn man sich nur die Anfangsbedingungen berechnen lässt für $EIN = 3000$ A = PNI. Mit

```

ELEMENTS
  EIN,    0-1  = PNI
  ....
DEFINED PARAMETERS
  PNI = 3000
  ....
RUN CONTROLS
  RUN INITIAL CONDITIONS ONLY
  RUN IC VIA IMPLICIT
END

```

erhält man die Ergebnisse direkt:

IEIN	1.0538166E-02	; Gesamtfluss
VRLuft	2.5150754E+03	
VJFe	4.8492462E+02	
EIN	3.0000000E+03	
PHFe	1.6164154E+02	
PBFe	1.0538166E+00	

²Hier bewährt sich der interaktive Modus von **gnuplot**, mit dem man das Diagramm vergrößern und mit Hilfe des Cursors Zwischenwerte ablesen kann.

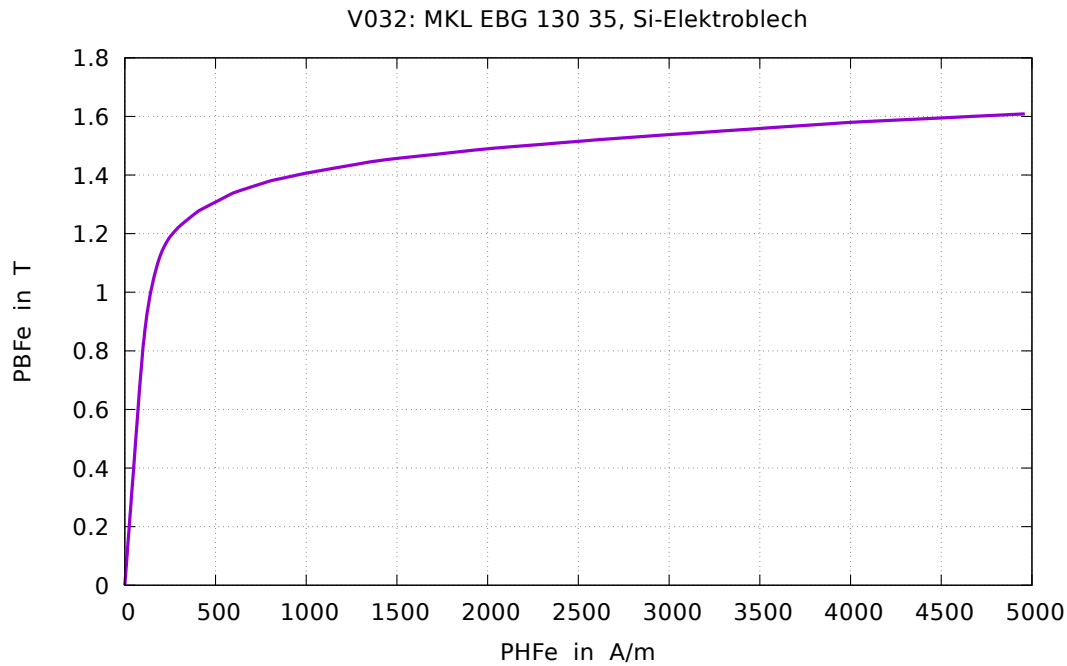


Abbildung 10.7: Magnetisierungskennlinie $PB_{Fe}(PH_{Fe})$

Die Lösungen in [50] differieren von den SCEPTRE Ergebnissen, da mit unterschiedlichen MKL gerechnet wird.

Hinweis: Im vorliegenden Fall konvergiert das Berechnungsverfahren Newton-Raphson für die DC Analyse nicht³. Die Ursache liegt vermutlich in der Kennlinie. Versagt das Newton-Raphson-Verfahren benutzt man das implizite Verfahren mit der zusätzlichen Anweisung `RUN IC VIA IMPLICIT` und erhält die obigen Ergebnisse. Hintergründe zu diesem Problem findet man in [1, Special options in initial conditions computation].

10.5 V040: Nichtlineare Induktivitäten

Induktivitäten ohne Eisenkern (z. B. Luftspulen) sind im allg. konstant, d. h. ihre Induktivität ist stromunabhängig. Wird die Induktivität durch eine Wicklung mit Eisenkreis gebildet, beeinflusst die Magnetisierungskennlinie (MKL) des Eisens die Induktivität, d. h. die Induktivität ist stromabhängig und verhält sich damit nichtlinear (siehe auch Beispiel [B07: Nichtlineare Induktivität](#), Seite 43).

Es wird der Einschaltstrom an drei verschiedenen Induktivitäten untersucht [18, EM2, Kap. 4.1.5], die sich wie folgt voneinander unterscheiden:

1. die MKL steigt linear mit H an und geht dann in die Sättigung über (L1);
2. die MKL beginnt mit einer geringen, zunehmenden Steigung, die in einen linearen Teil und anschließend in die Sättigung übergeht (L2). Man bezeichnet das Verhalten dieser MKL auch als Anfangspermeabilität [51, Kap. 2, Magn. Begriffe und Definitionen]. Sie

³THE NEWTON-RAPHSON PASS LIMIT OF 100 HAS BEEN EXCEEDED WITHOUT ATTAINING CONVERGENCE

gilt bei verschwindend kleiner Feldstärke und man bezeichnet sie mit μ_i .⁴ Bei sehr kleinen Erregungen H verhält sich eine solche Induktivität oder ein Magnet wie eine gesättigte Induktivität, d. h. der Induktivitätswert ist relativ klein;

3. die Induktivität ist für alle Ströme konstant (L3).

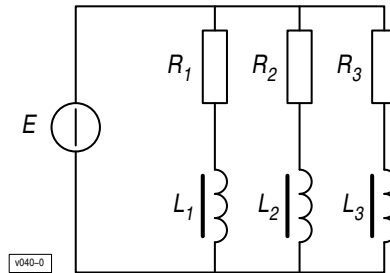


Abbildung 10.8: Schaltung zur Untersuchung nichtlinearer Induktivitäten

Die SCEPTRE Eingabe zu der Schaltung in Ab. 10.8 lautet:

CIRCUIT DESCRIPTION

V040: Anfangspermeabilitaet, variable Induktivitaet

ELEMENTS

```
E , 0-1 = 1
; ohne Anfangspermeabilitaet:
R1, 1-2 = 1
L1, 2-0 = PL1
; mit Anfangspermeabilitaet:
R2, 1-3 = 1
L2, 3-0 = PL2
; mit konstanter Permeabilitaet:
R3, 1-4 = 1
L3, 4-0 = 1
```

DEFINED PARAMETERS

```
PL1 = X1 (PMU1*PS)
PMU1 = TABLE MUEH1 (PHfe1)
PHfe1 = X2 (IL1*PN)
PBfe1 = X3 (PMU1*PHfe1)
```

```
PL2 = X21 (PMU2*PS)
PMU2 = TABLE MUEH2 (PHfe2)
PHfe2 = X22 (IL2*PN)
PBfe2 = X23 (PMU2*PHfe2)
```

```
PS = 75 ; Konstante, Feldlinienlaenge, etc.
PN = 250 ; Windungszahl
```

OUTPUTS

```
L1 , IL1, PHfe1, PMU1, PBfe1
L2, IL2, PHfe2, PMU2, PBfe2
IL3
```

RUN CONTROLS

```
STOP TIME = 1.9
```

⁴Aus praktischen Gründen verwendet man nicht den Grenzwert μ_i sondern gibt den Wert bei sehr kleinen Feldstärken ($\hat{H} = 4 \text{ mA/cm}$) als μ_4 an.

```

MINIMUM STEP SIZE = 1E-6
FUNCTIONS
  TABLE MUEH1
; Material: EBG 110 35; Si-Elektroblech
; ohne Anfangspermeabilität
; H in A/m      MUE in Vs/mA
  1.0000E-08,   9.4117E-03,    ; <-----
  8.5000E+01,   9.4118E-03,
  1.2000E+02,   8.5000E-03,
  1.4800E+02,   7.4324E-03,
  1.9200E+02,   6.1458E-03,
  2.7200E+02,   4.6096E-03,
  4.4000E+02,   3.0138E-03,
  8.0000E+02,   1.7565E-03,

  TABLE MUEH2
; mit Anfangspermeabilität, mur=5 angenommen
; H in A/m      MUE in Vs/mA
  1.0000E-08,   6.2832E-06,    ; <-----
  2.1348E+00,   1.3469E-05,
  4.3495E+00,   2.2610E-05,
  6.7157E+00,   4.6968E-05,
  9.2913E+00,   9.5543E-05,
  ....
  ....
  1.4800E+02,   6.0811E-03,
  1.6200E+02,   6.1728E-03,
  1.7900E+02,   6.1453E-03,
  2.0300E+02,   5.9113E-03,
  2.4300E+02,   5.3498E-03,
  3.3100E+02,   4.2296E-03,
  5.6900E+02,   2.6362E-03
END

```

Die Induktivität ist definiert als Quotient aus dem magnetischen Fluss Φ und dem verursachenden Strom I . Es gilt

$$L = \frac{\Phi}{I} = \frac{BA}{I} = \frac{\mu_0 \mu_r H A}{I} = \mu_0 \mu_r A \frac{IN}{sI} = \mu_0 \mu_r A \frac{N}{s} \quad \text{mit} \quad H = \frac{IN}{s},$$

der Eisenquerschnittsfläche A , der Erregung $IN = \Theta$ in Ampere-Windungen und der Eisenweglänge s .

Im allgemeinen liegen MKL in der Form $B = f(H)$ vor und beginnen bei $H = B = 0$. Eine mögliche Lösung sähe so aus:

```

L, ..., X1 (PB*PA/IL)
PB = TABLE (IL*PNS)

```

Dabei enthalten die Variablen PA, PNS willkürliche Werte für die Fläche A , die Windungszahl N und die Eisenweglänge s . Der Term IL*PNS stellt die magnetische Feldstärke H dar. Beim ersten Integrationsschritt zur Zeit $t = 0$ entsteht eine Division 0/0 weil der Strom IL = 0 und der Wert PB für $H = 0$ auch gleich Null ist. Eine Möglichkeit wäre, die MKL nicht bei Null beginnen zu lassen sondern bei einen sehr kleinen Wertepaar etwas größer als Null. Da der Strom IL aber zu

Beginn Null ist, würde SCEPTRE die Kennlinie Richtung 0 extrapolieren und wiederum $B = 0$ liefern.

Eine andere Möglichkeit besteht darin, die Induktivität nicht durch $B = f(H)$ zu beschreiben sondern durch die Permeabilität $\mu = \mu_0 \mu_r = f(H)$. Beim Erstellen der Tabelle $\mu = f(H)$ stellt sich das gleiche Problem der Division $0/0$, da $\mu_0 \mu_r = B/H$ ist. Bildet man an dieser Stelle die Ableitung $\frac{dB}{dH}$ erhält man die Steigung der MKL im Nullpunkt. Im Fall 1 entspricht sie der Steigung des linearen Teils der Kennlinie, im Fall 2 beginnt die Steigung mit einem kleinen Wert μ_i bzw. μ_4 , der aber nie kleiner als μ_0 sein kann.

Beim Berechnen der Kennlinie $\mu(H)$ muss man also das erste Wertepaar für $H = 0$ händig korrigieren (siehe Tabellen MUEH1, MUEH2).

Abb. 10.9 zeigt den Verlauf der drei Induktivitätsströme. Zusätzlich wurden die Flussdichten $B = \mu H$ aus den Kennlinien berechnet, um die MKL $B(H)$ zeichnen zu können (Abb. 10.10). Die MKL zu B_{fe2} zeigt deutlich die Anfangspermeabilität im Bereich $0 < H_{fe} < 100 \text{ A/m}$.

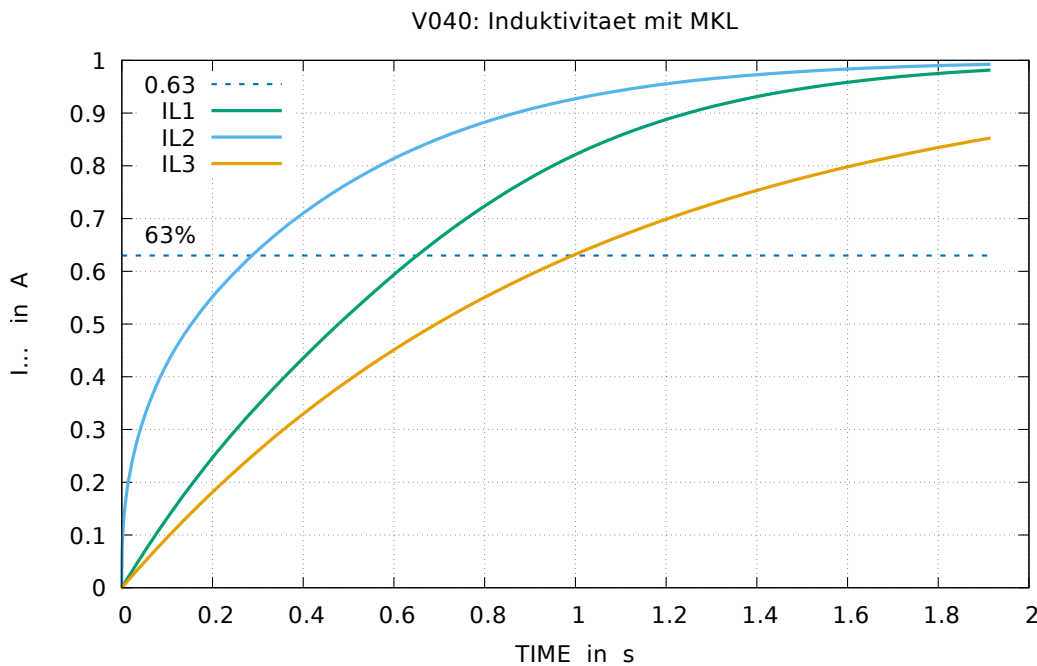


Abbildung 10.9: Verlauf der drei Induktivitätsströme

Der Stromverlauf IL3 der konstanten Induktivität entspricht dem einer e-Funktion, die Zeitkonstante ließe sich mit einer Tangente zum Zeitpunkt $t = 0$ bestimmen oder an der 63 % Ordinate ablesen. Die Ströme durch die beiden anderen Induktivitäten weisen größere Abweichungen auf, sowohl im Verlauf als auch bei ihren Zeitkonstanten, was man bei zeitkritischen Schaltungen beachten muss.

Das vorliegende Beispiel berücksichtigt weder den Einfluss von Wirbelströmen noch von Streufüssen, die je nach Materialbeschaffenheit und Geometrie des Magnetkreises einen erheblichen Einfluss auf das Zeitverhalten der Ströme haben können.

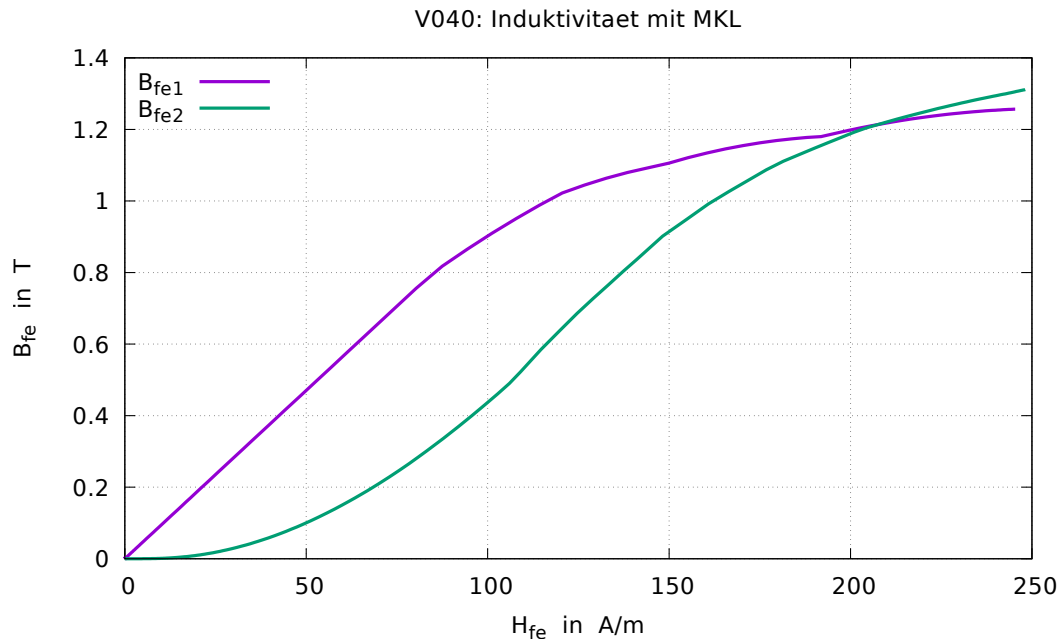


Abbildung 10.10: Magnetisierungskennlinien zu MUEH1 und MUEH2

10.6 V050: Differentielle Induktivität

Magnetische Anordnungen mit Eisenkern verlieren mit zunehmender Magnetisierung auf Grund der Sättigung ihre Induktivität, der Quotient aus Gesamtfluss Φ durch Strom I wird kleiner. Diese Tatsache spielt eine wesentliche Rolle z. B. bei der Auslegung von Glättungs-drosseln. Für eine gute Glättung eines pulsierenden Gleichstroms wird man im allg. eine hohe Induktivität der Drossel anstreben. Dazu würde sich eine Spule auf einem *geschlossenen* Eisenkreis anbieten, da dann der magnetische Widerstand am geringsten und der Magnetfluss Φ am größten wären. Die folgende Simulation zeigt, dass das ein Trugschluss ist.

Die Schaltung besteht aus einer Spannungsquelle E , die eine pulsierende Gleichspannung erzeugt

$$E = |100 \sin(\omega t + \varphi_u)|$$

und eine verlustbehaftete Induktivität L mit dem Innenwiderstand R_L speist. Die Induktivität ist nichtlinear, es liegt eine Magnetisierungskennlinie (MKL) vor in der Form $\mu = \mu_0 \mu_r = f(H)$ (siehe Beispiel [V040: Nichtlineare Induktivitäten](#)). Gesucht ist der Stromverlauf bei kleinem und großem Spulenstrom IL .

CIRCUIT DESCRIPTION

V050: differentielle Induktivitaet

ELEMENTS

E , 0-2 = X1(100*abs(sin(314.15*TIME+Pi/6.))) ; IC bei halber Spannung

RL, 2-4 = 78.5

L, 4-0 = PL

OUTPUTS

IRL,VL,E,L,PHI, PHfe, PBfe

```

DEFINED PARAMETERS
  Pi   = X00 (4*atan(1))
  PL   = X21 (PMU*PS)
  PMU  = TABLE MUEH (PHfe)
  PHfe = X22 (IL*PN)
  PBfe = X23 (PMU*PHfe)
  PS = 7.5 ; Konstante, Feldlinienlaenge, etc.
  PN = 125 ; Windungszahl
  PHI  = 0
  DPHI = X3(VL)
FUNCTIONS
  TABLE MUEH
; Material: EBG 110 35; Si-Elektroblech
; H in A/m      MUE in Vs/mA
  1.0000E-08,   9.4117E-03,
  8.5000E+01,   9.4118E-03,
  1.2000E+02,   8.5000E-03,
  1.4800E+02,   7.4324E-03,
  1.9200E+02,   6.1458E-03,
  2.7200E+02,   4.6096E-03,
  4.4000E+02,   3.0138E-03,
  8.0000E+02,   1.7565E-03,
  1.2400E+03,   1.1774E-03,
  2.0000E+03,   7.6000E-04,
RUN CONTROLS
  RUN IC VIA IMPLICIT
  STOP TIME = 0.19
RERUN DESCRIPTION
ELEMENTS
  RL = 7.85
RUN CONTROLS
  RUN IC VIA IMPLICIT
END

```

Die Ergebnisse der Simulationen sind in den Abb. 10.11 und 10.12 wiedergegeben. Die Größen mit der Bezeichnung (0) gehören zu den Ergebnissen der ersten Simulation mit kleinem Strom ($RL=78.5$), die Bezeichnungen (1) stammen aus dem Wiederholungslauf mit $RL=7.85$.

Um den Einschaltstromverlauf im Ergebnis zu vermeiden werden die Anfangsströme durch Berechnung der Anfangsbedingungen zum Zeitpunkt $t = 0$ vorgegeben. Der Nullphasenwinkel $\varphi_u = 30^\circ$ sorgt dafür, dass $E(t = 0) \approx \hat{E}/2$ ist. Damit ergibt sich ein fast stationärer Verlauf der Ströme.

Abb. 10.11 zeigt die Änderung der Induktivität L in Abhängigkeit vom Spulenstrom IL . Der Verlauf der Änderung entspricht im Prinzip der Kennlinie $\mu = f(H) = \text{TABLE MUEH}$. Man erkennt, dass bei kleinen Strömen eine größere Induktivität wirksam ist als bei großen Strömen.

Abb. 10.12 liefert die Erklärung zu diesem Sachverhalt. Das Diagramm zeigt den Teil der MKL, der durch den Strom angesteuert wird (H_{fe} auf der rechten Y-Achse, B_{fe} auf der oberen X-Achse) und die dazugehörigen Ströme $IRL(t)$ auf der linken Y- und unteren X-Achse. Die Skalierung der beiden Diagramme wurde so gewählt, dass die Amplituden der Ströme direkt auf die H_{fe} -Achse projiziert werden können.⁵

⁵Normalerweise zeichnet man $B = f(H)$ und $I(t)$ in zwei Diagrammen, die senkrecht zueinander stehen mit

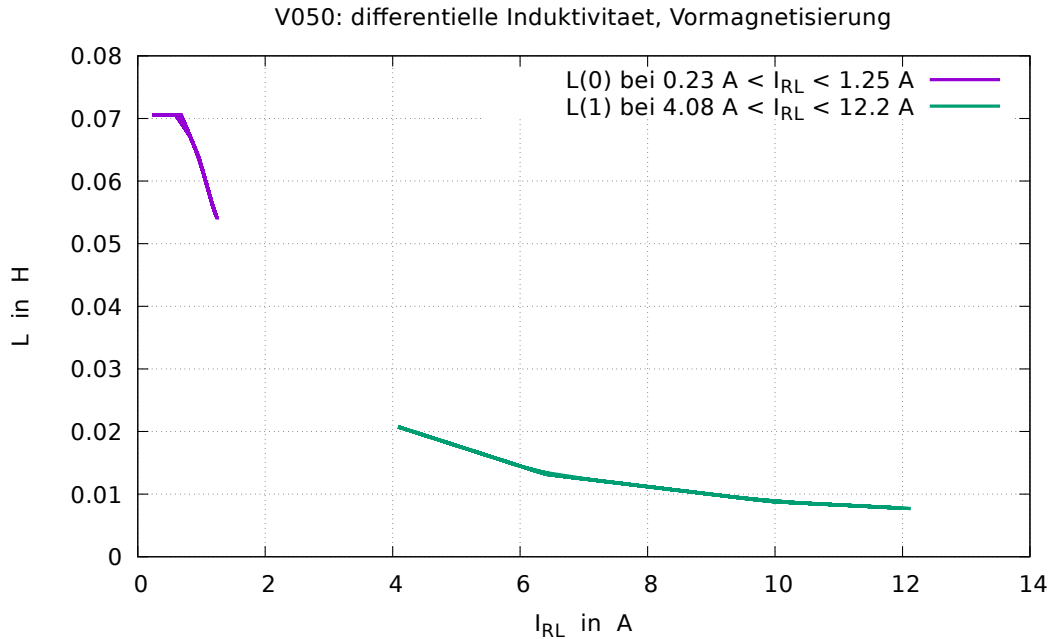


Abbildung 10.11: Änderung der Induktivität in Abhängigkeit vom Strom durch die Induktivität

Die Amplituden des Stroms $I_{RL}(0)$ pulsieren in dem Bereich etwa von 0.24 A bis 1.24 A, entsprechend bewegt sich H_{fe} im Bereich von 30 bis 155 A/m und folglich B_{fe} zwischen ca. 0.28 T und 1.12 T, d. h. kleine Stromschwankungen bewirken große Flussdichteschwankungen. Die MKL wird im steilsten, fast linearen Teil angesteuert.

Bei großen Strömen wandert der Arbeitspunkt auf der MKL in den Sättigungsbereich. Demzufolge verursachen Stromschwankungen von $\Delta i = \Delta I_{RL}(1)(12 - 4.1) \text{ A}$ nur eine Änderung der Flussdichte von $\Delta(1.55 - 1.4) \text{ T}$, da die Steigung der MKL im Arbeitspunkt sehr viel flacher ist.

Für die wirksame Induktivität ermittelt man die *differentielle Induktivität* L_d aus $\frac{\Delta \Phi}{\Delta i}$. Sie ist proportional der Steigung einer Tangente an der MKL im Arbeitspunkt.

Die Ursache für die schlechte Glättung bei hohen Strömen ist die geringe, wirksame Induktivität. Man kann dem Problem dadurch begegnen, dass man den Arbeitspunkt in den steilsten, linearen Teil der MKL verlagert. Dazu benutzt man Luftspalte im Eisenkreis, die eine *Scherung* der MKL bewirken, d. h. durch einen Luftspalt neigt sich die gesamte Kennlinie und wird für einen größeren Bereich von H linear.

Durch den geschlossenen Eisenkreis wandert der Arbeitspunkt schon bei geringen Strömen in die Sättigung. Ähnliche Probleme treten z. B. auch bei Ausgangsübertragern in NF-Verstärkern auf, wenn in ihnen ein schaltungsbedingter Gleichstrom fließt (Eintaktbetrieb), der moduliert wird. Diese *Vormagnetisierung* bewirkt eine Verschiebung des Arbeitspunkts in den nichtlinearen Teil der MKL, das zu übertragene Signal wird verzerrt. Durch Einfügen eines Luftspalts erreicht man, dass der Arbeitspunkt ohne Signal etwa in der Mitte des linearen Teils der MKL liegt, so

gemeinsamer H - und I -Achse und projiziert den Strom I bzw. die Flussdichte B an der MKL, um die Abhängigkeit zwischen I und B zu erhalten.

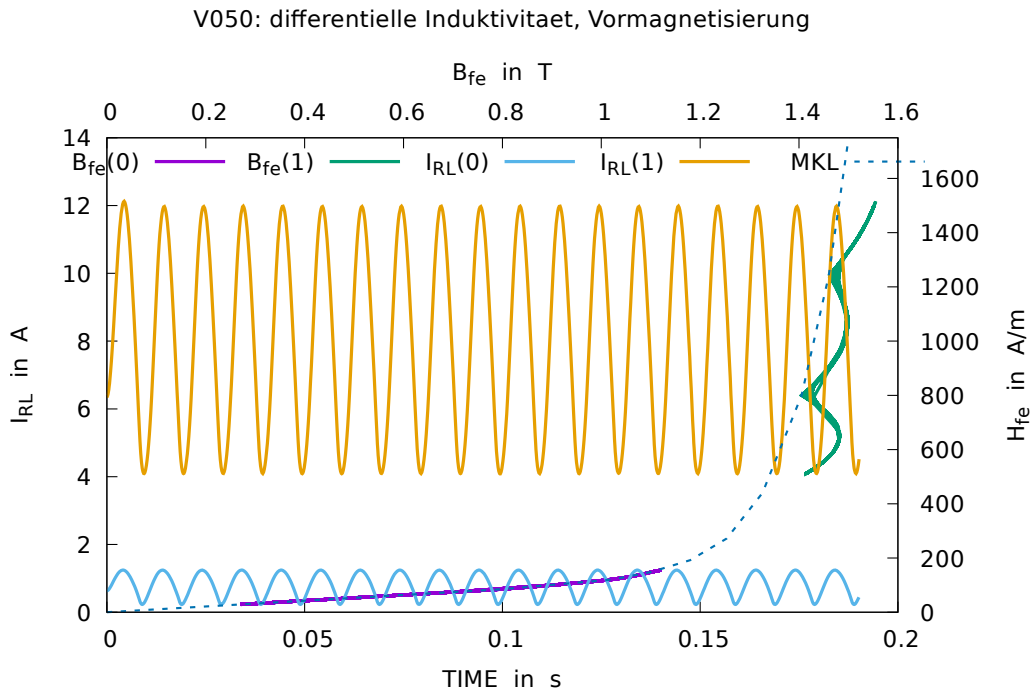


Abbildung 10.12: Stromverlauf und Aussteuerung der MKL bei kleinem und großem Strom

dass bei Aussteuerungen in positiver und negativer Richtung der Arbeitspunkt sich immer im linearen Teil befindet.

Abb. 10.12 zeigt die Arbeitspunkte auf der Kennlinie $B_{fe} = f(H_{fe})$ so wie sie von SCEPTRE aus den Anweisungen

```
PHfe = X22 (IL*PN)
PMU  = TABLE MUEH (PHfe)
PBfe = X23 (PMU*PHfe)
```

berechnet werden, und zwar für jeden Wert, den IL während der Transientanalyse annimmt. Dabei fällt auf, dass die berechneten Werte von PBfe nur an den vorgegeben Tabellenwerten identisch sind, dazwischen abweichen.

Abb. 10.13 zeigt den Sachverhalt. Die Kennlinie $\mu_r \equiv PMU$ als Funktion von PHfe ist stückweise vorgegeben. Ebenso ist die dazugehörige MKL $B = f(H)$ eingezeichnet. Die Werte zur Kennlinie PBfe werden gemäß SCEPTRE Anweisung X23 aus der Multiplikation von PMU mit HFe gebildet, wobei die gesuchten Werte zu μ_r aus der Tabelle MUEH *linear* interpoliert werden.

Die Gleichung der Geraden zwischen zwei Tabellenpunkten lautet

$$g(x) = mx + c$$

Multipliziert man diese Gleichung mit den Abszissenwert von x, z. B. $a \cdot x$, ergibt sich für die Kennlinienwerte zwischen den beiden Tabellenpunkten

$$a \cdot x \cdot g(x) = a \cdot m \cdot x^2 + a \cdot c \cdot x$$

d. h. die Tabellenpunkte werden durch Parabelstücke verbunden. An den Tabellenpunkten stimmen die berechneten Werte für PBfe mit den Werten der Originalkennlinie überein.

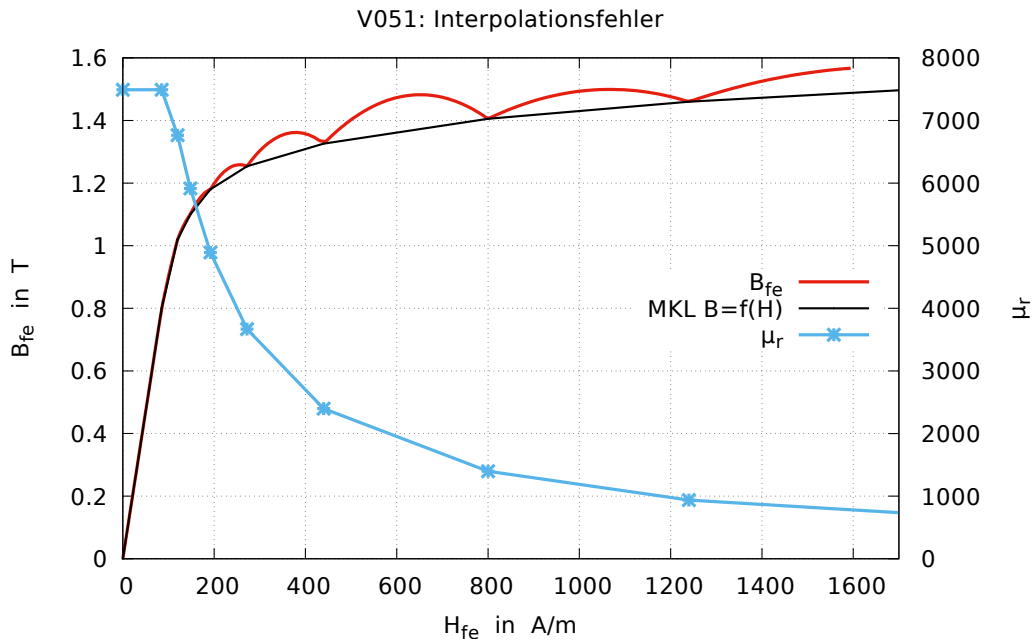


Abbildung 10.13: Interpolationsfehler

10.7 V060: Netztransformator Simulationen

Das Betriebsverhalten des Transformators lässt sich auf verschiedene Weise berechnen: z. B. mittels Ersatzschaltbild (ESB) oder durch ein System von Differentialgleichungen [18, EM2, ET4].

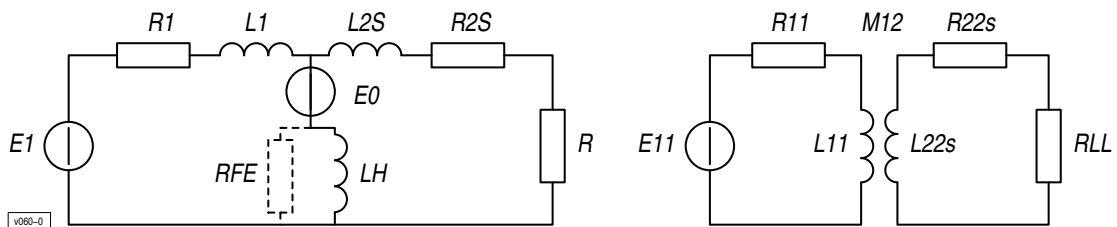


Abbildung 10.14: Ersatzschaltbilder eines Transformators

10.7.1 T-Ersatzschaltbild

Abb. 10.14 links zeigt das einfache T-Ersatzschaltbild eines Transformators, dessen reduzierte Ausgangsgrößen für ein Übersetzungsverhältnis von 1:1 gelten.

Gegeben ist ein Netztransformator mit folgenden Nenndaten: 167 kVA; 5.77/0.23 kV, 50 Hz. Die Werte für das ESB erhält man aus einem Leerlauf- und einem Kurzschlussversuch:

$$X_h = 5088 \, \Omega, \quad R_{fe} = 49.8 \, \text{k}\Omega, \quad R_1 = R'_2 = 2.4 \, \Omega, \quad X_{1\sigma} = X'_{2\sigma} = 3.2 \, \Omega.$$

Das Übersetzungsverhältnis beträgt $\dot{u} = 25.087$.

Die Eingabe für SCEPTRE weist keine Besonderheiten auf. Für den Vergleich der Berechnungsmethoden wird der Ersatzwiderstand für die Eisenverluste R_{fe} nicht berücksichtigt.

Die realen Ausgangsgrößen erhält man, indem man den Ausgangsklemmen einen idealen Übertrager (siehe Seite 258) nachschaltet.

10.7.2 ESB mit Gegeninduktivitäten

Es lässt sich zeigen, dass man das T-ESB in ein gleichwertiges ESB mit Gegeninduktivitäten umwandeln kann (Abb. 10.14 rechts). Es gilt

$$M = \ddot{u} L_h, \quad L_1 = L_{1\sigma} + \frac{M}{\ddot{u}}, \quad L_2 = L_{2\sigma} + \ddot{u} M.$$

Der Belastungswiderstand und die Wicklungswiderstände bleiben gleich. Wegen des Vergleichs wird mit $\ddot{u} = 1$ gerechnet. Der ideale Übertrager (S. 258) rechnet die reduzierten Größen auf reale Werte zurück.

10.7.3 Differentialgleichungssystem

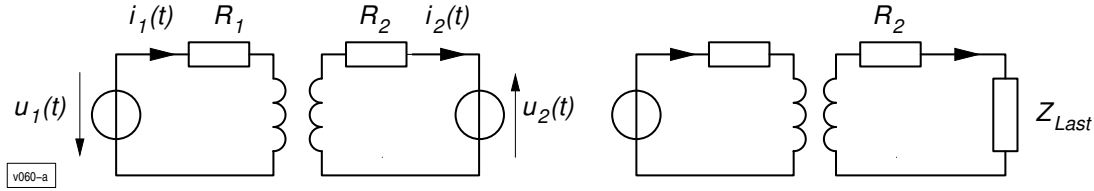


Abbildung 10.15: Zur Berechnung des Dgl.-Systems eines Transformators

Das Betriebsverhalten des Transformators lässt sich auch in Form eines Differentialgleichungssystems (Dgl-System) entwickeln. Ausgehend von der Schaltung in Abb. 10.15 links liefern Maschenumläufe für Primär- und Sekundärseite die Gleichungen

$$u_1 = i_1 R_1 + \frac{d\Phi_1}{dt} \quad (10.1)$$

$$u_2 = i_2 R_2 + \frac{d\Phi_2}{dt}. \quad (10.2)$$

Im allgemeinen sind die einspeisenden Spannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$ vorgegeben und es werden die zeitlichen Verläufe der Ströme $i_1(t)$ und $i_2(t)$ gesucht. Zur Lösung der Gleichungen (10.1) und (10.2) führt man die Flüsse $\Phi_1(t)$ und $\Phi_2(t)$ als Systemvariablen ein und eliminiert die Ströme i_1 und i_2 .

$$\Phi_1 = \Phi_{1h} + \Phi_{1\sigma} - \Phi_{2h} = (L_{1h} + L_{1\sigma}) i_1 - L_{2h} i_2$$

$$L_{2h} i_2 = i_1 (L_{1h} + L_{1\sigma}) - \Phi_1$$

$$i_2 = \frac{i_1 (L_{1h} + L_{1\sigma}) - \Phi_1}{L_{2h}}$$

$$\begin{aligned} \Phi_2 &= \Phi_{2h} + \Phi_{2\sigma} - \Phi_{1h} = (L_{2h} + L_{2\sigma}) i_2 - L_{1h} i_1 \\ &= \frac{(L_{2h} + L_{2\sigma}) [i_1 (L_{1h} + L_{1\sigma}) - \Phi_1]}{L_{2h}} - L_{1h} i_1 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Phi_2 L_{2h} &= i_1 (L_{1h} + L_{1\sigma})(L_{2h} + L_{2\sigma}) - \Phi_1 (L_{2h} + L_{2\sigma}) - L_{1h} L_{2h} i_1 \\ \Phi_2 L_{2h} + \Phi_1 (L_{2h} + L_{2\sigma}) &= i_1 (L_{1h} L_{2\sigma} + L_{2h} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma})\end{aligned}$$

$$i_1 = \frac{\Phi_2 L_{2h} + \Phi_1 (L_{2h} + L_{2\sigma})}{L_{1h} L_{2\sigma} + L_{2h} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma}} \quad (10.3)$$

$$i_2 = \frac{\Phi_1 L_{1h} + \Phi_2 (L_{1h} + L_{1\sigma})}{L_{1h} L_{2\sigma} + L_{2h} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma}} \quad (10.4)$$

Eingesetzt in die Gleichungen (10.1) und (10.2) erhält man schließlich das Dgl-System

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_1}{dt} &= u_1 - R_1 \frac{\Phi_2 L_{2h} + \Phi_1 (L_{2h} + L_{2\sigma})}{L_{1h} L_{2\sigma} + L_{2h} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma}} \\ \frac{d\Phi_2}{dt} &= u_2 - R_2 \frac{\Phi_1 L_{1h} + \Phi_2 (L_{1h} + L_{1\sigma})}{L_{1h} L_{2\sigma} + L_{2h} L_{1\sigma} + L_{2\sigma} L_{1\sigma}}.\end{aligned} \quad (10.5)$$

Dieses System hat die Form

$$\dot{\Phi} = f(\Phi, u_1, u_2)$$

und beschreibt die Flüsse in Abhängigkeit der einspeisenden Spannungen $u_1(t)$ und $u_2(t)$. Mit den Lösungen Φ_1 und Φ_2 lassen sich dann mit Hilfe der Gleichungen (10.3) und (10.4) die Ströme berechnen.

Das Dgl-System gilt für jeden zeitlichen Verlauf von u_1 bzw. u_2 . Ist die Sekundärseite des Transformators mit einer passiven Last (Abb. 10.15 rechts) belastet — das ist der Normalfall — vereinfacht sich Gleichung (10.2) zu

$$0 = i_2 (R_2 + Z_{Last}) + \frac{d\Phi_2}{dt}$$

In Gleichung (10.5) fällt der Term u_2 weg und der Widerstand R_2 muss durch den Gesamtwiderstand der Sekundärseite $R_2 + Z_{Last}$ ersetzt werden.

10.7.4 Simulation

Die drei Methoden können gleichzeitig berechnet werden ohne sich gegenseitig zu beeinflussen.

CIRCUIT DESCRIPTION

V060: Trafo ESB-Vergleich: T-Ersatz, Gegeninduktivitaet, Dgl.-System

ELEMENTS

; T-Ersatz:

```
E1, GND - 11 = PU1
R1, 11 - 12 = PR
L1, 12 - 13 = PLsig
L2s, 13 - 14 = PLsig
R2s, 14 - 15 = PR
R, 15 -GND = PRL
```

```

EO, 13 - 23 = 0 ; Amperemeter IE0
LH, 23 - GND = PLH

; Gegeninduktivitäten:
E11, 1.1-1.2 = PU1
R11, 1.2-1.3 = PR
L11, 1.3-1.1 = X301 (PLH+PLsig)
L22s, 2.1-2.3 = X302 (PLH+PLsig)
R22s, 2.3-2.2 = PR
RLL, 2.2-2.1 = PRL
M12, L11-L22s = X303 (-PLH)

DEFINED PARAMETERS

; ESB Parameter des 167kVA Trafos:
PR = 2.4 ; Wicklungswiderstand/Seite
PLsig = 0.01 ; Streureaktanz /Seite
PRL = 199 ; Lastwiderstand für 1:1
PLH = 16.2 ; Lh

; Rechteckspannung mit sin^2-Flanken:
; PU1 = FSINSQ (-100.,100.,0.,1E-3,1E-3,9E-3,20E-3)
; Sägezahnspannung:
; PU1 = X123 (5000. * mod( (TIME/20.E-3),1.E0 ) )
; sinusförmige Spannung:
; PU1 = X234 (5700 * sqrt(2) * sin(314.15*TIME))
; abgeflachte Sinusform:
PU1= X345 (5770 * tanh (1.77 * sin(314.15*TIME)))

; Dgl.-System:
PL1H = PLH, PLsig1 = PLsig, PR1 = PR
PL2H = PLH, PLsig2 = PLsig, PR2 = PR, PRLast = PRL
PHI1 = 0.
PHI2 = 0.
DPHI1 = X201 (PU1-PR1*(PHI2*PL2H+PHI1*(PL2H+PLsig2))/
              (PL1H*PLsig2+PL2H*PLsig1+PLsig2*PLsig1))
DPHI2 = X203 ((-PR2-PRLast)*(PHI1*PL1H+PHI2*(PL1H+PLsig1))/
              (PL1H*PLsig2+PL2H*PLsig1+PLsig2*PLsig1))
PI1 = X205 ((PHI2*PL2H+PHI1*(PL2H+PLsig2))/
            (PL1H*PLsig2+PL2H*PLsig1+PLsig2*PLsig1))
PI2 = X206 ((PHI1*PL1H+PHI2*(PL1H+PLsig1))/
            (PL1H*PLsig2+PL2H*PLsig1+PLsig2*PLsig1))

OUTPUTS
E1
IR1,IR2s
IR11,IR22s
PI1,PI2
RUN CONTROLS
INTEGRATION ROUTINE = IMPLICIT
STOP TIME = 0.039
END

```

Die Methoden kann man für verschiedene Spannungsformen der Eingangsspannung testen. Im

vorliegenden Fall wird eine abgeflachte Sinusform erzeugt mit der Anweisung

$$u_1(t) = \tanh[1.77 \sin(\omega t)] \cdot 5770 \text{ V} \equiv \text{PU1=X345}(5770*\tanh(1.77*\sin(314.15*\text{TIME}))) .$$

Die dazugehörigen Ströme sind in Abb. 10.16 dargestellt. Alle Primärströme sind deckungsgleich, ebenso die Sekundärströme. Zur Unterscheidung zwischen Primär- bzw. Sekundärströme sind die Ströme PI1 und PI2 zusätzlich noch markiert.

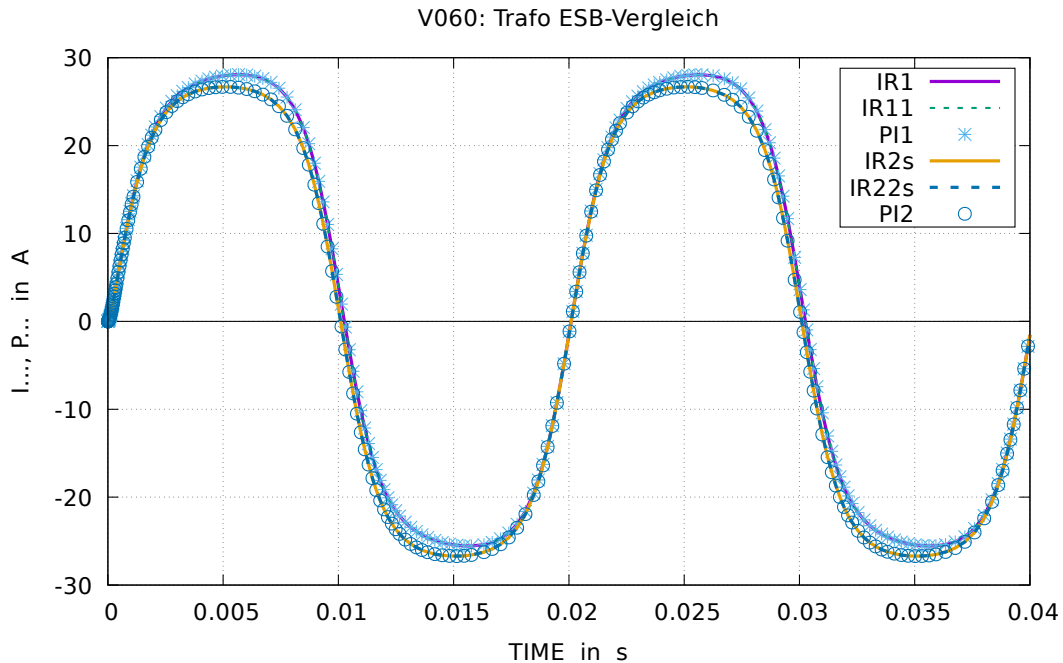


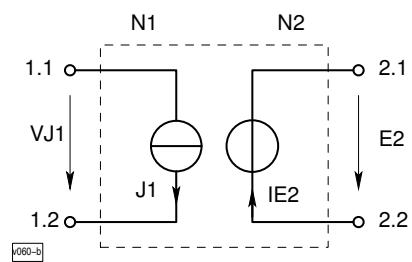
Abbildung 10.16: Primär- und Sekundärströme bei deformierter Sinusspannung

10.7.5 Idealer Übertrager

Für den idealen Übertrager gilt

$$J_1 = \frac{N_1}{N_2} I_{E2} \quad E_2 = \frac{N_1}{N_2} V_{J1} \quad \text{mit} \quad \frac{N_1}{N_2} = \ddot{u} .$$

Dieses ESB ist frequenzunabhängig und kann von beiden Seiten betrieben werden. Der ideale Übertrager rechnet die reduzierten Werte von I'_2 und U'_2 in die reellen Werte I_2 und U_2 zurück.



10.8 V251: Unsymmetrisches Vierleitersystem

Gegeben ist ein Dreileitersystem mit Nullleiter nach Abb. 10.17 mit folgenden Daten:

$$U_1 = U_2 = U_3 = 200 \text{ V} ; \quad R = \omega L = \frac{1}{\omega C} = 100 \Omega ; \quad 50 \text{ Hz} .$$

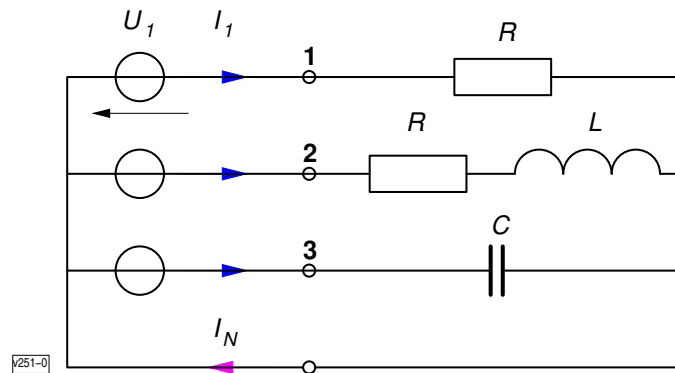


Abbildung 10.17: Drehstromsystem mit Nullleiter

Gesucht sind die Leiterströme (siehe [52, Aufgabe 2.51])

Die Berechnungen erfolgen sowohl mit SCEPTRE als auch mit **gnuplot** mit unterschiedlichen Lösungsansätzen.

CIRCUIT DESCRIPTION

V251: Beispiel Lunze 2.51

ELEMENTS

E1, N-1 = (200,0)
 E2, N-2 = (200,-120)
 E3, N-3 = (200,+120)
 R1, 1-K = 100
 L2, 2-2a = X3 (100/POM)
 R2, 2a-K = 100
 C3, 3-K = X4 (0.01/POM)
 RKN, K-N = 1.0E-4

DEFINED PARAMETERS

PI = X1 (4*atan(1))
 POM = X2 (100*PI) ; bei 50 Hz

OUTPUTS

E1, E2, E3, IR1, IL2, IC3, COMPLEX

RUN CONTROLS

RUN AC
 FREQUENCY = 50

END

Normalerweise bietet sich eine Nullspannungsquelle zur Strommessung im Nullleiter an. In diesem Beispiel würde sich aber eine Masche mit unerlaubter Netzwerkkonfiguration ergeben, und zwar die Masche (Nullleiter, Leiter 3), die dann zwei Spannungsquellen und eine Kapazität enthielte. Abhilfe bietet ein verschwindend kleiner Shuntwiderstand RKN im Nullleiter.

SCEPTRE liefert als Lösung

FREQ		5.00000E+01	
E1	(COMPLEX)	2.00000E+02	0.00000E+00
E2	(COMPLEX)	-1.00000E+02	-1.73205E+02
E3	(COMPLEX)	-1.00000E+02	1.73205E+02
IR1	(COMPLEX)	2.00000E+00	1.36602E-06
IL2	(COMPLEX)	-1.36602E+00	-3.66025E-01

```
IC3    (COMPLEX)   -1.73205E+00  -9.99999E-01
IRKN   (COMPLEX)   -1.09808E+00  -1.36602E+00
```

Die Anweisungen für **gnuplot** lauten:

```
1 j={0,1}
2 a=-0.5+j*0.5*sqrt(3)
3
4 U1=200;          U2=U1*a*a;          U3=U1*a
5 ZR=100;          ZL=j*100;          ZC=-j*100
6 I1=U1/ZR;        I2=U2/(ZR+ZL);      I3=U3/ZC
7 IN=I1+I2+I3
```

wobei j als reine Imaginärgröße mit dem Wert 1 und a für den Drehoperator $-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$ stehen.

Mit der Anweisung **show var** liefert **gnuplot** die folgenden Ergebnisse:

```
ZR = 100
ZL = {0.0, 100.0}
ZC = {-0.0, -100.0}
I1 = 2
I2 = {-1.36602540378444, -0.366025403784439}
I3 = {-1.73205080756888, -1.0}
IN = {-1.09807621135332, -1.36602540378444}
```

A Funktion FPULSE

Häufig werden Rechteckimpulse zum Testen oder Ansteuern von Schaltungen benutzt. Sprungstellen in den Funktionsverläufen verschlechtern im allgemeinen drastisch die Konvergenz des Integrationsverfahrens. Aus diesem Grund verwendet man statt der idealen Funktion vorteilhafter eine Trapezfunktion mit endlichen Anstiegs- und Abfallzeiten.

Die Funktion FPULSE erzeugt einen periodischen Impuls entsprechend Abbildung A.1. Aufgerufen

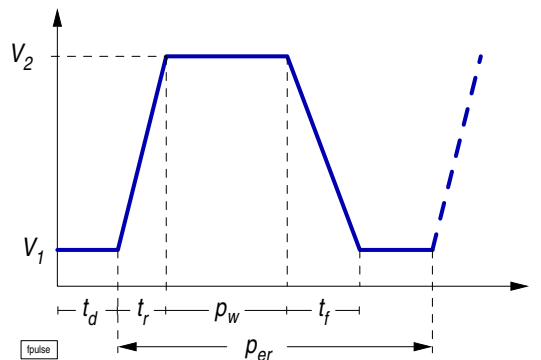


Abbildung A.1: Die periodische Funktion FPULSE

wird diese Funktion wie eine eigene FORTRAN Funktion:

```
.... = FPULSE (v1, v2, td, tr, tf, pw, per) .
```

Die Bedeutung der einzelnen Parameter geht aus der Abbildung A.1 hervor. Der Parameter t_d stellt eine einmalige Verzögerungszeit dar.

```

1      DOUBLE PRECISION FUNCTION FPULSE (V1,V2,TD,TR,TF,PW,PER)
2
3      C generates pulses with linear rise and fall:
4      C v1 : initial value
5      C v2 : pulse value
6      C TD : delay time
7      C TR : rise time
8      C TF : fall time
9      C PW : pulse width
10     C PER: period
11
12     IMPLICIT double precision (A-H,O-Z), INTEGER (I-N)
13     COMMON /CNTRLS/ TIME,SKIP(159)
14
15     IF (TIME .LE. TD) then
16         FPULSE = V1

```

```

17      go to 999
18  end if
19
20  T=MOD((TIME-TD),PER)
21
22  IF (T .LT. TR) THEN
23      VS=T/TR
24      FPULSE=V1+(V2-V1)*VS
25      go to 999
26  END IF
27
28  IF (T .LT. (TR+PW)) THEN
29      FPULSE=V2
30      go to 999
31  END IF
32
33  IF (T .LT. (TR+PW+TF)) THEN
34      VC=(T-TR-PW)/TF
35      FPULSE=V2+(V1-V2)*VC
36      go to 999
37  END IF
38
39  FPULSE=V1
40  999 RETURN
41  END

```

B Funktion FSINSQ

Ersetzt man die Flanken eines idealen Rechteckimpulses durch $\sin^2$ -Verläufe, erhält man die Funktion FSINSQ entsprechend der Abbildung B.1.

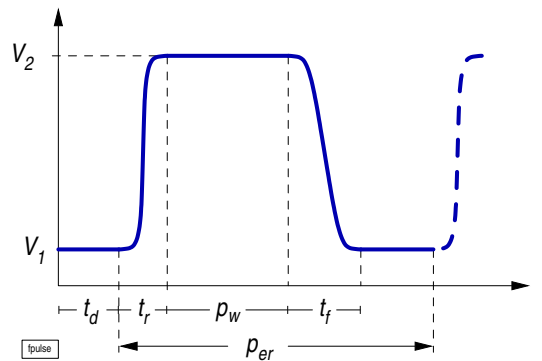


Abbildung B.1: Die periodische Funktion FSINSQ

Aufgerufen wird diese Funktion wie eine eigene FORTRAN Funktion:

```
.... = FSINSQ (v1, v2, td, tr, tf, pw, per)
```

Die Bedeutung der einzelnen Parameter geht aus der Abbildung B.1 hervor. Der Parameter t_d stellt eine einmalige Verzögerungszeit dar.

```

1      DOUBLE PRECISION FUNCTION FSINSQ (V1,V2,TD,TR,TF,PW,PER)
2
3      C generates pulses with sine-squared rise and fall:
4      C v1 : initial value
5      C v2 : pulse value
6      C TD : delay time
7      C TR : rise time
8      C TF : fall time
9      C PW : pulse width
10     C PER: period
11
12     IMPLICIT double precision  (A-H,O-Z),INTEGER (I-N)
13     COMMON /CNTRLs/ TIME,SKIP(159)
14     DATA PI /3.1415926D0/
15
16     IF (TIME .LE. TD) then
17         FSINSQ = V1
18         go to 999
19     end if

```

```
20
21     T=MOD((TIME-TD),PER)
22
23     IF (T .LT. TR) THEN
24         VS=SIN(PI*T/(2.DO*TR))
25         FSINSQ=V1+(V2-V1)*VS*VS
26         go to 999
27     END IF
28
29     IF (T .LT. (TR+PW)) THEN
30         FSINSQ=V2
31         go to 999
32     END IF
33
34     IF (T .LT. (TR+PW+TF)) THEN
35         VC=COS(PI*(T-TR-PW)/(2.DO*TF))
36         FSINSQ=V1+(V2-V1)*VC*VC
37         go to 999
38     END IF
39
40     FSINSQ=V1
41 999 RETURN
42
43     END
```

C Verwendete Modelle

C.1 Diode 1N4001

```
1  MODEL 1N4001 (PERM) (A-K)
2  Cordwell: Transistor and Diode Model Handbook, AFWL-TR-69-44
3  units : SI
4  ELEMENTS
5      CD, A-K = Q1 (13D-12,1.,VCD,.41,2.5D-5,JD,8D-9)
6      RS, A-K = 6.4E8
7      JD, A-K = DIODE EQUATION (8D-9,21.)
8  FUNCTIONS
9      Q1(AA,BB,CC,DD,EE,FF,GG) = (AA/(BB-MIN(0.,CC))**DD + EE*(FF+GG))
```

C.2 Thyristor C149M10

Siehe Kapitel 4.14.3. Der nichtlineare Innenwiderstand RS wird durch die Tabelle RS beschrieben. In einigen Beispielen wird der Thyristor mit dem Modellnamen SPICE_SCR aufgerufen.

```
1  MODEL C149M10 (A-G-K)
2  Modeling of the C149M10 SCR
3  (see IEEE Transactions on IE, Vol.36, No.3, August 1989, pp. 451,
4  modified see IEEE Trans. on IE, vol 39, no. 2, April 1992, pp. 141)
5  ELEMENTS
6      RG, G - K = 50
7      RS, A - Y = TABLE RS (VCR)
8      JD, Y - K = DIODE EQUATION (1E-9,40.)
9      CD, K - Y = X11 (300.E-12+12.2E-9*(JD+220.E-12))
10 ; sense circuit:
11 CR, S - E = 10E-6
12 RE, S - E = 1
13 JE, E - S = X2 (60*IRG + 22*IRS)
14 ; clamp circuit
15 JC, S - E = TABLE CL (VCR)
16 FUNCTIONS
17 TABLE RS = -1,103E3, 0,103E3, 1,0.0125, 2,0.0125
18 TABLE CL = -100,0, 5,0, 6,1000
```

C.3 Modifizierter Thyristor C149M10

Beschreibung siehe Kapitel 4.18.7. Der Innenwiderstand RS wird durch eine tanh-Funktion, die Diode JD durch eine Parabel V_{JD}^5 beschrieben.

```

1  MODEL THYRISTOR (A-G-K)
2      ELEMENTS
3          RG, G-K = 50
4          RS, A-Z = X4(-70E3*tanh(10*VCR-5)+70E3)
5          JD, Z-K = X1(MAX(0.,VJD**5))
6          CD, Z-K = 1E-12
7
8          CR, S-E = 20E-6
9          RE, S-E = 1
10         JE, E-S = X2(70*IRG+25*IRS)
11
12         JC, S-E = TABLE CL (VCR)
13     FUNCTIONS
14         TABLE CL = -100,0, 2,0, 3,1000

```

C.4 High Power SCR C358E

Beschreibung siehe [14], Beispiel siehe 7.3

```

1  MODEL DESCRIPTION
2  MODEL C358E (PERM) (G-A-K)
3      TWO DIMENSIONAL HIGH CURRENT SCR MODEL
4  ELEMENTS
5      JA,3-2=DIODE Q(1E-7,20)
6      JC,1-2=DIODE Q(1E-7,20)
7      JK,1-K=DIODE Q(1E-11,30)
8      JG,G-1=DIODE TABLE 1
9      JH,2-1=TABLE 2(JG)*JK
10     JI,2-4=TABLE 3(JC)*JC
11     JM,2-1=TABLE 4(JK)*JK
12     JN,2-1=TABLE 4(JA)*JA
13     JP,4-3=.98*JA
14
15     RS,G-K=28
16     R2,1-K=1E3
17     R3,2-1=1E7
18     R4,3-2=1E7
19     RA,A-4=0.0005
20     RB,4-3=TABLE 6(VCA)
21
22     CA,3-2=Q1(2E-6,JA,1E-7,1E-9)
23     CB,4-3=TABLE 5(VCA)
24     CC,1-2=Q1(5E-6,JC,1E-7,2E-9)

```

```

25
26 CK,1-K=Q1(1E-7,JK,1E-11,1E-8)
27 CG,G-1=1E-10
28
29 FUNCTIONS
30 Q1 (AA,BB,CC,DD)=(AA*(BB+CC)+DD)
31 DIODE TABLE 1
32   -10,-.1,  -0.8,-.001,  0,0,  0.3,.001,  .65,.01,  .9, .04,
33   1.3,.125,  1.8,0.4,      2.5,0.9
34 TABLE 2
35   -.1,.052,  0,.052,  .001,0,  1,0
36 TABLE 3
37   0,.06,  1,.06,  10,0,  1000,0
38 TABLE 4
39   1E-6,.2,  1E-5,.2,  .001,.4,  .01,.45,  .04,.48,  .1,.49,  .18,.5,
40   .5,.55,  1,.6,  10,.6,  100,.55,  500,.52,  1E3,.52
41 TABLE 5
42   0,1E-9,  .65,1E-9,  .8,1E-8,  .85,8E-8,  .9,6E-7,  .95,4E-6,
43   1,3E-5,  1.1,1.2E-4,  1.2,1E-3,  1.3,1E-3
44 TABLE 6
45   0,400,  .65,400,  .7,200,  .75,72,  .8,27,  .85,9,  .9,3,  .95,1,
46   1,.4,  1.05,.16,  1.1,.12,  1.2,.06,  2,.06

```

C.5 Westinghouse T527-1284 SCR

```

1 MODEL T527Z12 (PERM) (G-A-K)
2   two dimensional high current SCR model, SI units
3 ELEMENTS
4   JA,3-2=DIODE Q(1.E-8,20.)
5   JC,1-2=DIODE Q(1.E-8,20.)
6   JK,1-K=DIODE Q(1.E-12,39.)
7   JG,G-1=DIODE TABLE 1
8   JH,2-1=TABLE 2(JG)*JA
9   JI,2-4=TABLE 3(JC)*JC
10  JM,2-1=TABLE 4(JK)*JK
11  JN,2-1=TABLE 5(JA)*JA
12  JP,4-3=TABLE 6(JA)*JA
13
14  R1,G-K=18
15  R2,1-K=1E3
16  R3,2-1=1E8
17  R4,3-2=1E8
18  RA,A-4=0.001
19  RB,4-3=3.3
20  RC,5-3=0.1
21  RG,G-1=1E6
22  CA,3-2=Q1(1.E-6,JA,1.E-8,1.E-9)

```

```

23 CB,4-5=Q1(1.E-8,JA,1.E-8,1.E-7)
24 CC,1-2=Q1(6.E-5,JC,1.E-8,1.E-9)
25 CK,1-K=Q1(1.E-6,JK,1.E-12,4.5E-7)
26 CG,G-1=1E-11
27 OUTPUTS
28 VCC,IRA
29 FUNCTIONS
30 Q1(Aa,Bb,Cc,Dd)=(Aa*(Bb+Cc)+Dd)
31 DIODE TABLE 1
32 -6,-.2, -5,-.1, -2.44,-.01, 0,0, 0.8,.01, 1.2,.05, 2.5,1
33 TABLE 2
34 -.1,.132, 0,.132, .001,0, 1,0
35 TABLE 3
36 0,.1, 1,.1, 10,0, 1000,0
37 TABLE 4
38 1E-7,.1, 1E-4,.1, .08,.5, .25,.6, .5,.8, 1,.8, 10,.7, 1E3,.7
39 TABLE 5
40 1.E-7,.1, 1E-4,.1, .08,.32, .25,.4, .5,.5, 1,.5, 10,.4, 1E3,.4
41 TABLE 6
42 0,0, .5,0, 1,.577, 10,.9755, 50,.9948, 500,.999, 1000,.99955,
43 2000,0.99955

```

C.6 XDIODE

```

1 function XDIODE (xio,xk,v,slope)
2
3 implicit real*8 (a-h,o-z), integer*4 (i-n)
4 real*8, parameter :: rmax=87.0d0 ! exp(rmax) ~ 6E+37
5 ...
6 temp = xk*v
7 if (temp > rmax) temp=rmax
8 expt = xio * exp(temp)
9 slope = xk * expt
10 diodq = expt - xio
11 XDIODE = diodq
12
13 end function XDIODE

```

Literatur

- [1] D. Becker. *Extended SCEPTRE*. User's Manual. AFWL: TR-73-75, NTIS: ADA 009594. <https://www.thm.de/iem/images/user/novender-978/SCEPTRE-Vol1-en.pdf>.
- [2] D. Becker. *Extended SCEPTRE*. Mathematical Formulation. AFWL: TR-73-75, NTIS: ADA 009595. <https://www.thm.de/iem/images/user/novender-978/SCEPTRE-Vol2-en.pdf>.
- [3] W.-R. Novender. *SCEPTRE — Ein Programm zur Analyse und Simulation nichtlinearer elektrischer Netzwerke und dynamischer Systeme*. Benutzerhandbuch. <https://www.thm.de/iem/images/user/novender-978/SCEPTRE-Vol12-de.pdf>, 2018.
- [4] W.-R. Novender. *SCEPTRE — Ein Programm zur Analyse und Simulation nichtlinearer elektrischer Netzwerke und dynamischer Systeme*. Anwendungsbeispiele (deutsch/englisch). <https://www.thm.de/iem/images/user/novender-978/SCEPTRE-beispiele.pdf>, 2018.
- [5] J.C. Bowers und S.R. Sedore. *SCEPTRE: A Computer Program for Circuit and System Analysis*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1971.
- [6] R. W. Jensen und L. P. McNamee. *Handbook of Circuit Analysis Languages and Techniques*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1976.
- [7] R. W. Jensen und M. D. Lieberman. *IBM Electronic Circuit Analysis Program (ECAP). Techniques and Applications*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1968.
- [8] *Advanced Statistical Analysis Program (ASTAP)*. General Information Manual. IBM GH20-1271-0.
- [9] H. Spiro. *Simulation integrierter Schaltungen durch universelle Rechnerprogramme. Verfahren und Praxis der rechnergestützten Simulation nichtlinearer Schaltungen*. München: Verlag Oldenbourg, 1985.
- [10] James C. Bowers u. a. *A survey of Computer-Aided-Design & Analysis Programs*. AFAPL: TR-76-33, NTIS: AD-A 026567.
- [11] Soo Young Shin. *A Survey of Computer-Aided Electronic Circuit Analysis Programs*. NTIS: AD-A 009185.
- [12] P. Krehl und W.-R. Novender. "A Graphical and Analytical Method to Determine the Transient Response for an Ideal Transmission Line, Loaded by a Time-Varying Impedance". In: *IEEE Transactions on Plasma Science* PS-13.No. 2 (1985).
- [13] R. J. Kuhler. *Application of Generator Analysis Methods*. AFAPL: TR-77-31, NTIS: AD A042071.
- [14] J. C. Bowers und H. E. Nienhaus. "Model for high-power SCRs extends range of computer-aided design". In: *Electronics* (Apr. 1977), p. 100.
- [15] H. A. Nienhaus, J. C. Bowers und M. S. Ziemacki. *A Computer Model for a High Power SCR*. AFAPL: TR-75-106, NTIS: ADA 022375.

- [16] J. C. Bowers, J. E. O'Reilly und G. A. Shaw. *SUPER-SCEPTRE – A Program for the Analysis of Electrical, Mechanical, Digital and Control Systems*. NTIS: AD A011348. University of South Florida. Tampa, Florida 33620, Mai 1975.
- [17] O. Justus. *Dynamisches Verhalten elektrischer Maschinen. Eine Einführung in die Modellierung mit PSPICE*. 2. Auflage. Braunschweig/Wiesbaden: Vieweg Verlag, 1993. ISBN: 3-528-14917-5.
- [18] W.-R. Novender. *Vorlesungsskripte*. TH Mittelhessen, <https://www.thm.de/iem/novender/skripte-novender>, 2021.
- [19] H. Mais. Private Mitteilungen. DESY, Hamburg.
- [20] W. Kruckow und T. Vetter. *Digitale Nachbildung des dynamischen Verhaltens einer Asynchronmaschine mit Kurzschlußläufer*. EW-Bericht Nr. 74/84. D-64283 Darmstadt, Germany: Institut für Elektrische Energiewandlung, FB 17, Technische Hochschule Darmstadt, 1984.
- [21] J. I. Lubell. *Transmission Line Modeling for Use with Circuit/System Analysis Programs*. AFWL-TR-73-128 (NTIS: AD 913-800).
- [22] W. Merz. *Untersuchung transients Beanspruchung der Hochspannungskabel für die Versorgung der HERA HF-Sender*. M-88-16. 2000 Hamburg 52, Germany: Deutsches Elektronen Synchrotron (DESY), 1988.
- [23] M. v. Hartrott. Private Mitteilungen. BESSY, Berlin.
- [24] F.-J. Decker. *Zur experimentellen Bestimmung der Dichteverteilung von Elektronenringen am Wake Field Transformator Experiment bei DESY*. M-87-11. 2000 Hamburg 52, Germany: Deutsches Elektronen Synchrotron (DESY), 1987.
- [25] W. Popp. “Verfahren für den Entwurf kopplungsfreier Dämpfungsentzerrer”. Dissertation. TH Darmstadt, Fachbereich 19, 1978.
- [26] E. N. Lorenz. “Deterministic Nonperiodic Flow”. In: *J. Atmos. Sci.* Vol. 20 (1963), p. 130.
- [27] A. Schindler. “Betriebsverhalten und Verluste von Asynchron-Käfigläufermotoren beim Betrieb am Transistor-Pulswechselrichter”. Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt, Germany, Juni 1985.
- [28] U. Tenne. “Auswirkungen einer welligen Zwischenkreisspannung auf das Betriebsverhalten umrichter gespeister Asynchronmaschinen”. Dissertation. Technische Hochschule Darmstadt, Germany: Fachbereich Elektrische Energietechnik, Apr. 1986.
- [29] R. Hirota und K. Suzuki. “Theoretical and Experimental Studies of Lattice Solitons in Nonlinear Lumped Networks”. In: *Proceedings of the IEEE* 61.No. 10 (Okt. 1973).
- [30] H. Mais, Ch. Dehne und W.-R. Novender. *Solitons in Nonlinear Networks — Simulations using SCEPTRE*. 8-mm Film. DESY, Hamburg, 1987.
- [31] David. C. Hamill, Jonathan H.B. Deane und David J. Jefferies. “Modeling of Chaotic DC-DC Converters by Iterated Nonlinear Mappings”. In: *IEEE Trans. on Power Electronics* Vol. 7.No. 1 (Jan. 1992).
- [32] Y. C. Liang und V. J. Gosbell. “A Versatile Switch Model for Power Electronics SPICE2 Simulations”. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* Vol. 36.No. 1 (Feb. 1989), S. 86.
- [33] Lawrence J. Giacoletto. “Simple SCR and TRIAC PSPICE Computer Models”. In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* Vol. 36.No. 3 (Aug. 1989), S. 451.

- [34] F. Javier Gracia, Fernando Arizti und F. Javier Aranceta. "A Nonideal Macromodel of Thyristor for Transient Analysis in Power Electronic Systems". In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* Vol. 37.No. 6 (Dez. 1990), S. 514.
- [35] Vineeta Agrawal, Anant K. Agarwal und Krishna Kant. "A Study of Single-Phase to Three-Phase Cycloconverter using PSPICE". In: *IEEE Trans. on Industrial Electronics* Vol. 39.No. 2 (Apr. 1992), S. 141.
- [36] *ESACAP User's Manual*. Quelle unbekannt.
- [37] Daniel W. Hart. "Circuit Simulation as an Aid in Teaching the Principles of Power Electronics". In: *IEEE Trans. on Education* Vol. 36.No. 1 (Feb. 1993), S. 10.
- [38] W. A. Cordwell. *Transistor and Diode Model Handbook*. NTIS: AD 862556, AFWL: TR-69-44. IBM Federal Systems Division. Owego, New York, Okt. 1969.
- [39] R. Lappe u. a. *Handbuch Leistungselektronik*. Verlag Technik, 1994.
- [40] Eugen Philippow. *Taschenbuch Elektrotechnik*. Starkstromtechnik. Bd. 2. Berlin: VEB Verlag Technik, 1965, S. 855 ff.
- [41] *Hochspannungspraktikum*. Institut für Hochspannungs- und Meßtechnik. TH Darmstadt, Germany, 1970.
- [42] J. P. Freytag und J. Buchet. "Générateurs à rayons X éclairés. Deuxième partie". Aliments. In: *Revue Technique Thomson-CSF* Vol. 1.No. 4 (1969), S. 575.
- [43] Francis Jamet und Gustav Thomer. *Flash Radiography*. Amsterdam-Oxford-New York: Elsevier Scientific Publishing Company, 1976.
- [44] Peter Krehl. Private Mitteilungen.
- [45] Quelle nicht bekannt.
- [46] Wolf-Rainer Novender. *Entwurf einer vierachsigen Schnellzuglokomotive BR 110 mit den Fahrmotoren der Baureihe 103*. Diplomarbeit. TH Darmstadt, FB 17, 1972.
- [47] Gustav Remmele. "Leistungsermittlung elektrischer Triebfahrzeugantriebe für beliebige Fahrprogramme". In: *Elektrische Bahnen* 8 (1969).
- [48] H. Nickel, G. Kettwig, H. Beinhoff, W. Pauli, H. Kreul und W. Leupold. *Algebra und Geometrie für Ingenieure*. 7. Auflage. Frankfurt/M., Zürich: Verlag Harri Deutsch, 1972.
- [49] Joseph A. Edminster. *Elektromagnetismus*. Hamburg: McGraw-Hill Book Company, 1984.
- [50] Wilfried Weißgerber. *Elektrotechnik für Ingenieure 1*. Braunschweig, Wiesbaden: Vieweg, 1992.
- [51] R. Boll und Hanau Vacuumschmelze GmbH. *Weichmagnetische Werkstoffe: Einführung in den Magnetismus. VAC-Werkstoffe und ihre Anwendungen*. John Wiley & Sons Canada, Limited, 1990. ISBN: 978-3-8009-1546-0.
- [52] Klaus Lunze. *Berechnung elektrischer Stromkreise*. 5. Aufl. Berlin: VEB Verlag Technik, 1960.

AFWL: Air Force Weapons Laboratory, Kirtland, AFB, NM 87117, USA

NTIS: National Technical Information Service, Springfield, VA 22151, USA

AFAPL: Air Force Aero Propulsion Laboratory, Wright-Patterson AFB, Ohio 45433, USA