

PROJEKT LABOR

TU Berlin
Fakultät IV
Elektrotechnik und Informatik
Projektlabor

Ich kann Wetter Abschlussbericht

Teilnehmer Projektlabor SoSe 2011

4. Juli 2011

Inhaltsverzeichnis

I	Allgemein	11
1	Gruppenfoto	12
2	Teilnehmerliste	13
3	Liste der Betreuer	13
4	Allgemeine Projektbeschreibung	13
5	Blockschaltbild	14
6	Allgemeine Schnittstellen und Steckerbelegung	15
II	Bereiche	16
7	Energieversorgung, Schwerpunkt Solar	16
7.1	Allgemein	16
7.1.1	Teilnehmerliste	16
7.1.2	Blockschaltbild	16
7.1.3	Aufgabenstellung	16
7.2	Ladeelektronik	17
7.2.1	Schaltungsbeschreibung	17
7.2.2	Schnittstellen	17
7.2.3	Schaltplan	18
7.2.4	Theorie	19
7.2.5	Funktionsweise	19
7.2.6	Dimensionierung	20
7.2.7	Simulation	23
7.2.8	Bauteillisten	28
7.2.9	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	29
7.2.10	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	30
7.3	Tiefenentladungsschutz	31
7.3.1	Schaltungsbeschreibung	31
7.3.2	Schnittstellen	31
7.3.3	Schaltplan	32
7.3.4	Funktionsweise	33
7.3.5	Dimensionierung	33
7.3.6	Simulation	34
7.3.7	Bauteillisten	36
7.3.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	37
7.3.9	Theorie	40
7.3.10	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	41
8	Energieversorgung, Schwerpunkt Wind	42
8.1	Allgemein	42
8.1.1	Teilnehmerliste	42
8.1.2	Blockschaltbild	42
8.1.3	Aufgabenstellung	42
8.2	Windkraft, Gleichrichtung, Spannungsverdopplung	43
8.2.1	Windkraftwerk, Eigenbau	43
8.2.2	Schaltungsbeschreibung	44
8.2.3	Schnittstellen	44

8.2.4	Schaltplan	45
8.2.5	Funktionsweise	46
8.2.6	Dimensionierung	46
8.2.7	Simulation	46
8.2.8	Bauteillisten	48
8.2.9	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	49
8.2.10	Theorie	51
8.2.11	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	51
8.3	Überspannungsschutz	51
8.3.1	Schaltungsbeschreibung	51
8.3.2	Schnittstellen	52
8.3.3	Schaltplan	52
8.3.4	Funktionsweise	53
8.3.5	Dimensionierung	53
8.3.6	Simulation	54
8.3.7	Bauteillisten	55
8.3.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	56
8.4	Spannungsstabilisierung	58
8.4.1	Schaltungsbeschreibung	58
8.4.2	Schnittstellen	58
8.4.3	Schaltplan	58
8.4.4	Funktionsweise	58
8.4.5	Dimensionierung	58
8.4.6	Simulation	59
8.4.7	Bauteillisten	59
8.4.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	60
8.5	Ladeelektronik	62
8.5.1	Schaltungsbeschreibung	62
8.5.2	Schnittstellen	62
8.5.3	Schaltplan	63
8.5.4	Funktionsweise	64
8.5.5	Dimensionierung	64
8.5.6	Bauteillisten	64
8.5.7	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	65
8.5.8	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	65
9	Auswertung, Signalverarbeitung und Uhr	66
9.1	Allgemein	66
9.1.1	Teilnehmerliste	66
9.1.2	Blockschaltbild	66
9.1.3	Aufgabenstellung	66
9.2	Digitalisierung	67
9.2.1	Schaltungsbeschreibung	67
9.2.2	Blockschaltbild und Schaltplan	67
9.2.3	Funktionsweise	69
9.2.4	Schnittstellen	75
9.2.5	Dimensionierung	75
9.2.6	Simulation	75
9.2.7	Bauteilliste	77
9.2.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	78
9.2.9	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	79
9.3	Taktsignal und Sonnenstundenzähler	80
9.3.1	Schaltungsbeschreibung	80
9.3.2	Schnittstellen	81
9.3.3	Blockschaltbild und Schaltplan	81

9.3.4	Funktionsweise	82
9.3.5	Dimensionierung	83
9.3.6	Simulation	84
9.3.7	Bauteillisten	87
9.3.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	88
9.3.9	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	91
9.4	Prognose	92
9.4.1	Schaltungsbeschreibung	92
9.4.2	Schnittstellen	92
9.4.3	Schaltplan	92
9.4.4	Funktionsweise	93
9.4.5	Dimensionierung	93
9.4.6	Simulation	94
9.4.7	Bauteillisten	96
9.4.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	97
9.4.9	Theorie	98
9.4.10	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	99
9.5	Speicher	99
9.5.1	Schaltungsbeschreibung	99
9.5.2	Schnittstellen	99
9.5.3	Schaltplan	100
9.5.4	Funktionsweise	100
9.5.5	Dimensionierung	101
9.5.6	Simulation	101
9.5.7	Bauteillisten	102
9.5.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	103
10	Sensorik I (Temperatur, Wind)	105
10.1	Allgemein	105
10.1.1	Teilnehmerliste	105
10.1.2	Blockschaltbild	105
10.1.3	Aufgabenstellung	105
10.2	Temperaturmessung	106
10.2.1	Schaltungsbeschreibung	106
10.2.2	Schnittstellen	106
10.2.3	Schaltplan	106
10.2.4	Funktionsweise	106
10.2.5	Dimensionierung	107
10.2.6	Verbesserungsvorschläge	110
10.2.7	Simulation	110
10.2.8	Bauteillisten	111
10.2.9	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	112
10.2.10	Theorie	112
10.2.11	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	113
10.3	Windrichtung	113
10.3.1	Schaltungsbeschreibung	113
10.3.2	Schaltplan	114
10.3.3	Schnittstellen	114
10.3.4	Schaltplan	115
10.3.5	Dimensionierung	115
10.3.6	Bauteillisten	116
10.3.7	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	117
10.3.8	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	118
10.4	Windgeschwindigkeit	118
10.4.1	Schaltungsbeschreibung	118

10.4.2	Schnittstellen	118
10.4.3	Schaltplan	118
10.4.4	Funktionsweise	119
10.4.5	Dimensionierung	120
10.4.6	Simulation	120
10.4.7	Bauteillisten	120
10.4.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	121
10.4.9	Theorie	121
10.4.10	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	123
10.5	Helligkeitsmessung	123
10.5.1	Schaltungsbeschreibung	123
10.5.2	Schnittstellen	123
10.5.3	Schaltplan	123
10.5.4	Funktionsweise	123
10.5.5	Dimensionierung	124
10.5.6	Simulation	125
10.5.7	Bauteillisten	125
10.5.8	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	126
10.5.9	Theorie	126
10.5.10	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	126
11	Senorik II (Regen, Luftdruck, Luftfeuchtigkeit)	127
11.1	Allgemein	127
11.1.1	Teilnehmerliste	127
11.1.2	Blockschaltbild	127
11.1.3	Aufgabenstellung der Gruppe	127
11.2	Regensensor	128
11.2.1	Schaltungsbeschreibung	128
11.2.2	Schnittstellen	129
11.2.3	Schaltung	130
11.2.4	Dimensionierung	132
11.2.5	Simulation	136
11.2.6	Bauteillisten	137
11.2.7	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	138
11.2.8	Theorie	141
11.2.9	Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	141
11.2.10	Oberflächenbearbeitung	142
11.3	Regenmengenmessung	143
11.3.1	Schaltungsbeschreibung	143
11.3.2	Schnittstellen	143
11.3.3	Schaltplan	143
11.3.4	Dimensionierung	147
11.3.5	Simulation	151
11.3.6	Bauteillisten	151
11.3.7	Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	151
11.3.8	Theorie	154
11.4	Messung der Luftfeuchtigkeit	156
11.4.1	Beschreibung des elektrischen Verhaltens des Luftfeuchtigkeitssensors	156
11.4.2	Schaltung zur Kapazitätsmessung	156
11.4.3	Funktionsweise des 555-Timers	156
11.4.4	Schaltungsbeschreibung: Rechteckgenerator	157
11.4.5	Schaltungsbeschreibung: Impulsformer	159
11.4.6	Schaltungsbeschreibung: PWM-Generator	159
11.4.7	Schaltungsbeschreibung: Tiefpass und Spannungsfolger	159
11.4.8	Dimensionierung und Messergebnisse	160

11.4.9 Simulation	160
11.4.10 Übertragungsfunktion	164
11.4.11 Schaltplan zur Kennlinienanpassung	165
11.4.12 Schaltplan	167
11.4.13 Schnittstelle nach Außen	169
11.5 Luftdruckmessung	170
11.5.1 Schaltungsbeschreibung Luftdruckmessung	170
11.5.2 Schnittstellen	170
11.5.3 Schaltplan	172
11.5.4 Funktionsweise	173
11.5.5 Dimensionierung	175
11.5.6 Simulation	175
11.5.7 Luftfeuchtigkeit und Luftdruck: Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	179
11.5.8 Bauteilliste	179
11.5.9 Bilder zum Testaufbau und der fertigen Platine	179
12 Anzeige	183
12.1 Allgemein	183
12.1.1 Teilnehmerliste	183
12.1.2 Blockschaltbild	183
12.1.3 Aufgabenstellung	184
12.2 7-Segmentanzeige	184
12.2.1 Schaltungsbeschreibung	184
12.2.2 Schnittstellen	184
12.2.3 Schaltplan	185
12.2.4 Funktionsweise	186
12.2.5 Bauteilliste	187
12.2.6 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	187
12.2.7 Pegelproblematik	189
12.3 Sonnenstunden	190
12.3.1 Schaltungsbeschreibung	190
12.3.2 Schnittstellen	191
12.3.3 Schaltung	191
12.3.4 Funktionsweise	192
12.3.5 Dimensionierung	193
12.3.6 Simulation	194
12.3.7 Bauteilliste	194
12.3.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	196
12.3.9 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	197
12.4 LCD	198
12.4.1 Schaltungsbeschreibung	198
12.4.2 Schnittstellen	198
12.4.3 Schaltung	198
12.4.4 Funktionsweise	200
12.4.5 Dimensionierung	201
12.4.6 Simulation	201
12.4.7 Bauteilliste	202
12.4.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	204
12.4.9 LCD-Herstellung	205
12.5 Bargraph	213
12.5.1 Schaltungsbeschreibung	213
12.5.2 Schnittstellen	213
12.5.3 Schaltplan	214
12.5.4 Funktionsweise und Theorie	215
12.5.5 Dimensionierung	216

12.5.6 Bauteilliste	216
12.5.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)	217
12.5.8 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten	218
12.6 LED-Windrad	219
12.6.1 Schaltungsbeschreibung	219
12.6.2 Logik der Schaltung	220
12.6.3 Schaltplan	221
12.6.4 Funktionsweise, Theorie	222
12.6.5 Dimensionierung	224
12.6.6 Simulation	224
12.6.7 Layout (Kopiervorlage zum Ätzen)	226
III Quellen	227
13 Literatur	227
14 Internet	227
15 Abbildungen	230

Abbildungsverzeichnis

1 Gruppenfoto	12
2 Gesamtschaltbild	14
3 Blockschaltbild: Energieversorgung, Schwerpunkt Solar	16
4 Schaltplan: Ladeelektronik	18
5 Schaltplan: Schmitt-Trigger	19
6 Schaltplan: Schmitt-Trigger mit Referenzspannung und Spannungsteiler	20
7 Schaltplan: MOS	22
8 Schaltplan: Komperator	23
9 Simulation: Überladeschutz	24
10 Simulation: Überladeschutz, Transistoren	25
11 Simulation: Erhaltungsladung	26
12 Simulation: Solarschutz	27
13 Kopiervorlage: Ladeelektronik	29
14 Bestückungsplan: Ladeelektronik	30
15 Schaltplan: Tiefentladeschutz	32
16 Simulation: Tiefentladeschutz, Spannungsquelle	34
17 Simulation: Tiefentladeschutz, Testlauf	35
18 Kopiervorlage: Tiefentladeschutz	37
19 Bestückungsplan: Tiefentladeschutz	38
20 Blockschaltbild: Tiefentladeschutz	40
21 Blockschaltbild: Energieversorgung, Schwerpunkt Wind	42
22 Rotor, Ansicht	43
23 Rotor, Schrittmotor	44
24 Schaltplan: Spannungsverdoppler	45
25 Simulation: Spannungsverdoppler bei 47k Ω Last und 1ms	47
26 Simulation: Spannungsverdoppler bei 47k Ω Last und 5ms	47
27 Simulation: Spannungsverdoppler bei 1 Ω Last und 1ms	47
28 Simulation: Spannungsverdoppler bei 1 Ω Last und 5ms	47
29 Kopiervorlage: Spannungsverdoppler	49
30 Bestückungsplan: Spannungsverdoppler	50
31 Schaltplan: Überspannungsschutz	52
32 Schaltplan: Hysterese des Schmitt-Triggers, Quelle: 2	53

33	Schaltung: Spannung am Gate des MOSFETs	54
34	Schaltung: Strom durch den MOSFET	55
35	Kopiervorlage: Überspannungsschutz	56
36	Bestückungsplan: Überspannungsschutz	57
37	Schaltplan: Spannungsstabilisierung	58
38	Simulation: DCDC-Wandler	59
39	Kopiervorlage: Ladeelektronik und Spannungsstabilisierung	60
40	Bestückungsplan: Ladeelektronik und Spannungsstabilisierung	61
41	Schaltplan: Ladeelektronik	63
42	Blockschaltbild: Auswertung	66
43	Blockschaltbild: Digitalisierung	67
44	Gesamtschaltplan: Auswertung	68
45	Kennlinienanpassung für Windgeschwindigkeit, Luftfeuchte und Regenmenge	69
46	Kennlinienanpassung für Temperatur	70
47	Kennlinie der Temperaturanpassung	70
48	Schaltplan: Drehknopfverbinders	71
49	Schaltplan: Analog-Digital-Umsetzers	71
50	Schaltplan: Linearregler	71
51	Schaltplan: ATmega8	74
52	Simulationsschaltplan: Temperaturanpassung	75
53	Simulation: Temperaturanpassung	76
54	Kopiervorlage: Digitalisierung	78
55	Bestückungsplan: Digitalisierung	79
56	Kennlinie: Einstellen der Sensortrimmer	80
57	Blockschaltbild: Sonnenstundenzähler und Takt	81
58	Schaltplan: Sonnenstundenzähler und Takt	82
59	Testaufbau: Oszillator	85
60	Taktsignal	86
61	Kopiervorlage: Sonnenstunden/Oszillator unten	88
62	Bestückungsplan: Sonnenstunden/Oszillator unten	89
63	Kopiervorlage: Sonnenstunden/Oszillator oben	90
64	Bestückungsplan: Sonnenstunden/Oszillator oben	91
65	Schaltbild: Prognose	92
66	Simulationsschaltbild: Prognose	94
67	Simulation: Prognose, alle Komparatoren ausgeschaltet	95
68	Simulation: Prognose, alle Komparatoren eingeschaltet	95
69	Kopiervorlage: Prognose	97
70	Bestueckungsplan: Prognose	98
71	Schaltplan: Speicher	100
72	Kopiervorlage: Speicher	103
73	Bestückungsplan: Speicher	104
74	Blockschaltbild: Sensorik I	105
75	Schaltplan: Temperatursensor	106
76	Schaltplan: Spannungsversorgung, Temperaturmessung	107
77	Sensorschaltplan: Temperaturmessung	108
78	Schaltplan: Referenzspannungsquelle, Temperaturmessung	108
79	Schaltplan: Messverstärker	109
80	Bauteilliste: Temperaturmessung	111
81	Kopiervorlage: Temperaturmessung	112
82	Kennlinien: Temperaturmessung: ideal (blau) und real (rot) im Vergleich	112
83	Kennlinie: Abweichung zwischen realer und tatsächlicher Temperatur	113
84	Technische Zeichnung Windfahne	114
85	Schaltplan: Windrichtung	115
86	Kopiervorlage: Windrichtungsmessung	117
87	Schaltplan: Windgeschwindigkeitsmessung	119

88	Kopiervorlage: Windgeschwindigkeitsmessung	121
89	Schaltplan: Monostabile Kippstufe	122
90	Schaltplan: Helligkeitssensor	123
91	Schaltplan: Transimpedanzverstärker	124
92	Simulation: Helligkeitsmessung	125
93	Kopiervorlage: Helligkeitsmessung	126
94	Blockschaltbild: Sensoren II	127
95	Strahlverlauf bei trockener Oberfläche	128
96	Strahlverlauf bei nasser Oberfläche	129
97	Blockschaltplan: Regensensor	130
98	Schaltplan: Regensensor	131
99	Ausschnitt der Plexiglasplatte mit möglichen Winkelbereich	132
100	Dimensionierung: Plexiglasplatte	133
101	Simulation: Sensoraufbereitung	136
102	Simulation: Komparators	136
103	Kopiervorlage: Regensensor	138
104	Bestückungsübersicht der Oberseite, Regensensor	138
105	Bestückungsübersicht der Unterseite, Regensensor	139
106	Abmessungen der Plexiglasplatte	140
107	Änderung der Bauteile R_{28} und VR_1	140
108	Änderung des Transistors Q_1	140
109	Oberseite des bestückten Sensors	141
110	Unterseite des bestückten Sensors	141
111	Plexiglas zerkratzt	142
112	Plexiglas schleifen	142
113	Plexiglas geschliffen	142
114	Plexiglas mit Politur	143
115	Plexiglas polieren	143
116	Fertig	143
117	Schaltplan: Regenmengensensorik 1	144
118	Schaltplan: Regenmengensensorik 2	145
119	Innerer Aufbau des NE555	149
120	Simulationsschaltung der Pulsweitenmodulation	150
121	Auswertung der Pulsweitenmodulationssimulation	151
122	Kopiervorlage: Regenmengensensorik	152
123	Vergrößertes Layout mit Bauteilen, Regenmengensensorik	153
124	Kennlinie des verwendeten Drucksensors	155
125	Drucksensor	155
126	Luftfeuchtigkeitsensor SMTHS07 von Smartec (Quelle: Smartec Datenblatt „HS07/08A“)	156
127	Prinzipschaltbild des TS555 Timer-Bausteins (Quelle: ST Datenblatt „TS555C,I,M“)	157
128	Schaltplan: Messung der Kapazität des Luftfeuchtigkeitsensors	158
129	Simulationsschaltplan: Kapazitätsmessung	161
130	Simuliertes Oszillogramm für XSC3 (Rechteckgenerator)	162
131	Simuliertes Oszillogramm für XSC2 (Impulsformer)	163
132	Simuliertes Oszillogramm für XSC1 (PWM)	163
133	Simuliertes Oszillogramm für die Mittelwertbildung eines PWM-Signals	164
134	Übertragungsfunktion der Schaltung zur Kapazitätsmessung (berechnete und gemessene Kennlinie)	165
135	Schaltplan: Anpassung der Ausgangskennlinie	166
136	Schaltplan: Messung der relativen Luftfeuchtigkeit	168
137	Blockschaltbild: Drucksensorschaltung	170
138	Schaltplan: Luftdruckmessung	172
139	Drucksensors mit Ausgangskennlinie	174
140	Simulationsschaltung: Drucksensor-Kennlinienanpassung	176
141	Messpunkt Graphen bei steigender Sensorausgangsspannung	177

142	Kopiervorlage: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck (ohne Bohrhilfe)	178
143	Kopiervorlage: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck (mit Bohrhilfe)	178
144	Bestückungsplan	181
145	Testaufbau der Schaltung zur Luftfeuchtigkeitsmessung auf einem Steckbrett	181
146	Platine für die Messung von Luftfeuchtigkeit und Luftdruck	182
147	Blockschaltbild: Anzeige	183
148	Schaltplan: Dekodierschaltung	185
149	Schaltplan: 7-Segment-Anzeige	186
150	Kopiervorlage:7-Segment-Anzeige	187
151	Bestückungsplan: 7-Segment-Anzeige	188
152	Kopiervorlage: 7-Segment-Anzeige	189
153	High-Low-Pegelmessung	190
154	Schaltplan: Sonnenstunden	191
155	Schaltplan: Sonnenstunden	192
156	Kopiervorlage: Sonnenstunden	196
157	Bestückungsplan: Sonnenstunden	197
158	Schaltplan: LCD I	199
159	Schaltplan: LCD - Fortsetzung (*)	200
160	Schaltplan: LCD - Fortsetzung (**)	200
161	Simulation: LCD	201
162	Kopiervorlage: LCD	204
163	Bestückungsplan: LCD	205
164	Skizze auf Papier	206
165	Qua Ohmmeter wurde die korrekte Seite bestimmt	206
166	Vorlage auf die Platten übertragen	207
167	Endkontrolle	207
168	Ätzprozess	207
169	Ätzprozess abgeschlossen	207
170	Acetonbehandlung	208
171	nach der Acetonbehandlung	208
172	Glasplatte nach der Oxidation	208
173	Tiegelofen I	209
174	Tiegelofen II	209
175	Reinigungsbad	210
176	Hinzugabe der Kristalle	211
177	Kleber	211
178	geklebte Kanten	211
179	Funktionstest (großes LCD)	212
180	Funktionstest (Prognose-LCD)	212
181	Funktionstest (Prognose-LCD)	212
182	Schaltplan: Bargraph	214
183	Schaltplan: LM3914 (Datasheet)	215
184	Kopiervorlage: Bargraph	217
185	Bestückungsplan: Bargraph	218
186	fertige Platine, Bargraph	219
187	Schematischer Aufbau, Windrad	220
188	Schaltplan: Windrad I	221
189	Schaltplan: Windrad II	222
190	Schaltbild: 4073 IC, Quelle 4	223
191	Schaltbild: 4081 IC, Quelle 4	223
192	Schaltbild: 4069A IC, Quelle 5	224
193	Simulation: Windrad	225
194	Kopiervorlage: Windrad	226

Tabellenverzeichnis

1	Teilnehmerliste	13
2	Betreuerliste	13
3	Allgemeine Schnittstellen und Steckerbelegung	15
4	Bauteilliste: Ladeelektronik	28
5	Bauteilliste: Tiefentladeschutz	36
6	Bauteilliste: Spannungsverdoppler	48
7	Bauteilliste: Überspannungsschutz, Schmitt-Trigger, Widerstände	54
8	Bauteilliste: Überspannungsschutz	55
9	Bauteilliste: Spannungsstabilisierer	59
10	Bauteilliste: Ladeelektronik	64
11	Schnittstellen: Digitalisierung	75
12	Bauteilliste: Digitalisierung	77
13	Tabelle zur Einstellung der Messwert-Trimmer	80
14	Schnittstellen: Sonnenstundenzähler und Takt	81
15	Bauteilliste: Oszillator	87
16	Schnittstellen: Prognose	92
17	Bauteilliste: Prognose	96
18	Einstellungen der Prognose-Gruppe	99
19	Schnittstellen: Speicher	99
20	Bauteilliste: Speicher	102
21	Bauteilliste: Windrichtung	116
22	Bauteilliste: Windgeschwindigkeit	121
23	Bauteilliste: Helligkeitsmessung	125
24	Bauteilliste: Regensensor	137
25	Bauteilliste der Regenmengensensorik	154
26	Bauteilliste: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck	179
27	Wertetabelle des BCD to 7-Segment LED Decoders	186
28	Bauteilliste: 7-Segment-Schaltung	187
29	Schnittstellen: Sonnenstunden	191
30	Logiktable	193
31	Bauteilliste: Sonnenstunden	194
32	Schnittstellen: LCD	198
33	Bauteilliste: LCD	202
34	Schnittstellen: Bargraph	213
35	Bauteilliste: Bargraph	216
36	Logiktable der Signale	220

Teil I Allgemein

1 Gruppenfoto



Abbildung 1: Gruppenfoto

2 Teilnehmerliste

Sonnenenergie	Windenergie	Auswertung
Frank Koch Nick Becker Diana Wächtler Valentin Bykov Lukas Bleckwehl Dirk Jahnich	Mario Irmler Özgü Dogan Dirk Babendererde Max Köhrich Thomas Kapa Mohamed Sboui Gustave Tchouaken Boris Henckell	Marcus Franke Garrit Honselmann Hao Li Ruoqi Liu Benz Pawlitzki Florian Roubal Robert Schröder
Sensorik I	Sensorik II	Anzeige
Jan Brandenburg Timo Lausen Mike Urban Jens Grun Daria Tishkina Patrick Sowa Tim Meyer Friedrich Finck	Andreas Benzin Bolormaa Große Adam Bednarski Samuel Schilling Sebastian Wendel Tim Wolf Patrick Rexin Christian Läuschner Michél Garg	Magdalene Busuru Asmaa Yaman Frederik Gräfe Karim Last Matthias Dietsch Mohamed Mansour Tabea Kenawi

Tabelle 1: Teilnehmerliste

3 Liste der Betreuer

Sonnenergie	Michael Schlüter
Windenergie	Sven Backhove
Auswertung	Inna Kübler
Sensorik I	Ulrich Pötter
Sensorik II	Paul Haase
Anzeige	Johannes Twittmann
Weitere	Kerstin Trubel Daniel Triebs Michael Münder

Tabelle 2: Betreuerliste

4 Allgemeine Projektbeschreibung

Es soll eine elektronische Wetterstation realisiert werden. Dazu wurde das komplette Projekt in insgesamt sechs Bereiche unterteilt, welche wiederum in kleinere Teilbereiche unterteilt wurden. Die Wetterstation soll die Windrichtung, die Windstärke, die Helligkeit, die Regenmenge, den Luftdruck, die Luftfeuchtigkeit sowie die Temperatur erfassen und eine Prognose für das bevorstehende Wetter ermitteln. Des Weiteren soll die Wetterstation über Wind- und Sonnenenergie zusätzlich zu einem Akku mit Energie versorgt werden.

von Samuel Schilling

5 Blockschaftbild

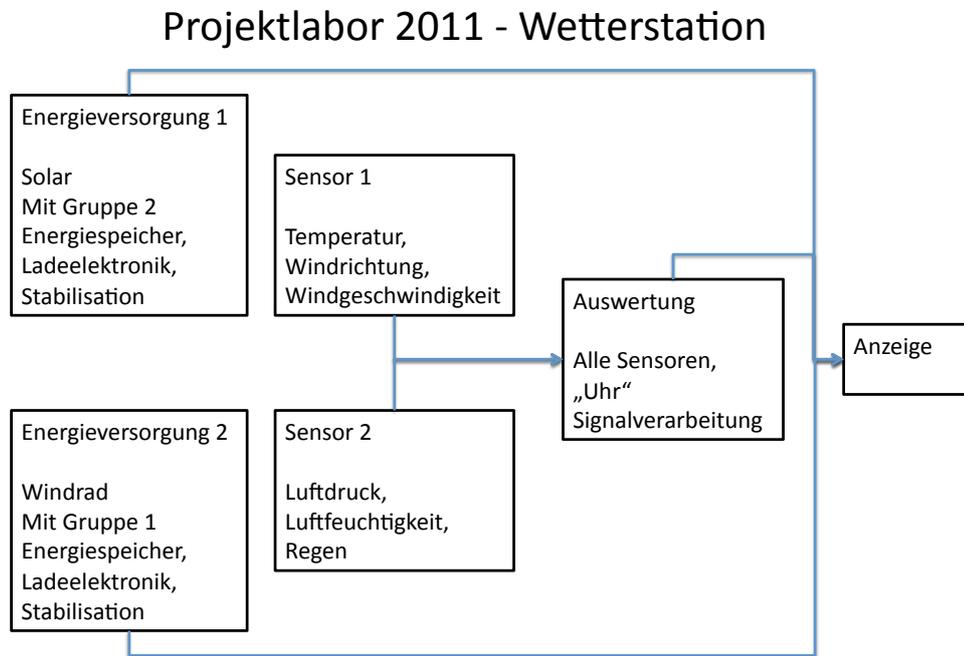


Abbildung 2: Gesamtschaltbild

6 Allgemeine Schnittstellen und Steckerbelegung

Busbelegung	Bezeichnung	Erklärung
1	+12V	
2	+12V	
3	Norden Windrichtung	High wenn der Wind aus dieser Richtung kommt, Kombinationen möglich z.B. Nord/Ost
4	Osten Windrichtung	
5	Süden Windrichtung	
6	Westen Windrichtung	
7	Regensensor	High \Rightarrow kein Regen, Low \Rightarrow Regen
8	Solarenergie lädt Akku	OPV der Helligkeit und Windgeschwindigkeit mit 6V vergleicht
9	Windenergie lädt Akku	
10	Akkuladestand $\geq 25\%$	High wenn Akku entsprechend geladen, z.B. der Akku ist zu 60% geladen \Rightarrow Leitung 10 und 11 sind high
11	Akkuladestand $\geq 50\%$	
12	Akkuladestand $\geq 75\%$	
13	Akkuladestand =100%	
14	Zehnerstelle an/aus	Anzahl Sonnenstunden am Tag, wird in BCD-Code übertragen
15	LSB (Einerstelle)	
16	LSB (Einerstelle)	
17	LSB (Einerstelle)	
18	MSB	
19	Reserve	
20	Regenmenge	0V bis 10V
21	Luftdruck	0V bis 10V
22	Luftfeuchtigkeit	0V bis 10V, 0V \Rightarrow 0% Luftfeuchtigkeit / 10V \Rightarrow 100%, u.s.w.
23	Temperatur	0V bis 10V
24	Helligkeit	0V bis 10V
25	Windgeschwindigkeit	0V bis 10V
26	Prognose	0V bis 10V in 6 Schritten
27	24-Stunden-Reset	High wenn Reset
28	+Akkuanschluss	
29	+Akkuanschluss	
30	Reserve	
31	GND	
32	GND	

Tabelle 3: Allgemeine Schnittstellen und Steckerbelegung

Teil II

Bereiche

7 Energieversorgung, Schwerpunkt Solar

7.1 Allgemein

7.1.1 Teilnehmerliste

Frank Koch, Nick Becker, Diana Wächtler, Valentin Bykov, Lukas Bleckwehl und Dirk Jahnich
Betreuer: Michael Schlüter

7.1.2 Blockschaltbild

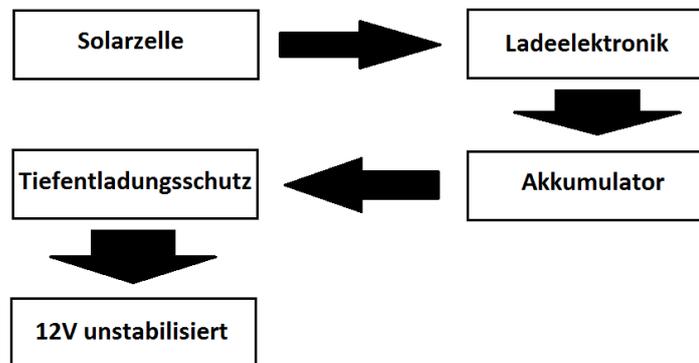


Abbildung 3: Blockschaltbild: Energieversorgung, Schwerpunkt Solar

7.1.3 Aufgabenstellung

Das Ziel der Gruppe ist die Energieversorgung für das gesamte Projekt, wobei auf die regenerative Energie der Sonne gesetzt wird und eine Solarzelle zu Energieerzeugung verwendet wird. Außerdem wird ein Energiespeicher in Form eines 12V Blei Akkus verwendet, der gemeinsam mit der Windenergie aus Gruppe 2 aufgeladen wird. Für das sichere betreiben des Akkumulators wird eine Ladeelektronik mit einem Überladeschutz und ein Tiefentladungsschutz entworfen. Aufgeteilt wird die Solargruppe in 2 Teilgruppen, bei der sich die eine um die Ladeelektronik kümmert und die andere um den Tiefentladungsschutz. Bezüglich des Akkumulators und stabile Energieversorgung, wird eng mit der Gruppe 2 Windenergie kooperiert.

von Valentin Bykov

7.2 Ladeelektronik

7.2.1 Schaltungsbeschreibung

Das Ziel der Gruppe Ladeelektronik ist das Entwerfen und Realisieren einer Ladeelektronik für den Akku. Sie soll die von der Solarzelle ankommende Energie in den Akkumulatur speisen und ihn laden, wobei die wichtigste Funktion der Überladeschutz ist. Dieser Schutz soll das Überladen des Akkumulators verhindern und bei einer bestimmten Akkuspannung das Laden abschalten. Ist diese Spannung erreicht soll die Schaltung möglichst diesen Spannungswert halten. Desweiteren soll die Schaltung die Solarzelle schützen, wenn die Akkuspannung größer ist als die Spannung von der Solarzelle.

von Valentin Bykov

7.2.2 Schnittstellen

- Solarzelle
- 12V Akku
- GND vom Bus

7.2.3 Schaltplan

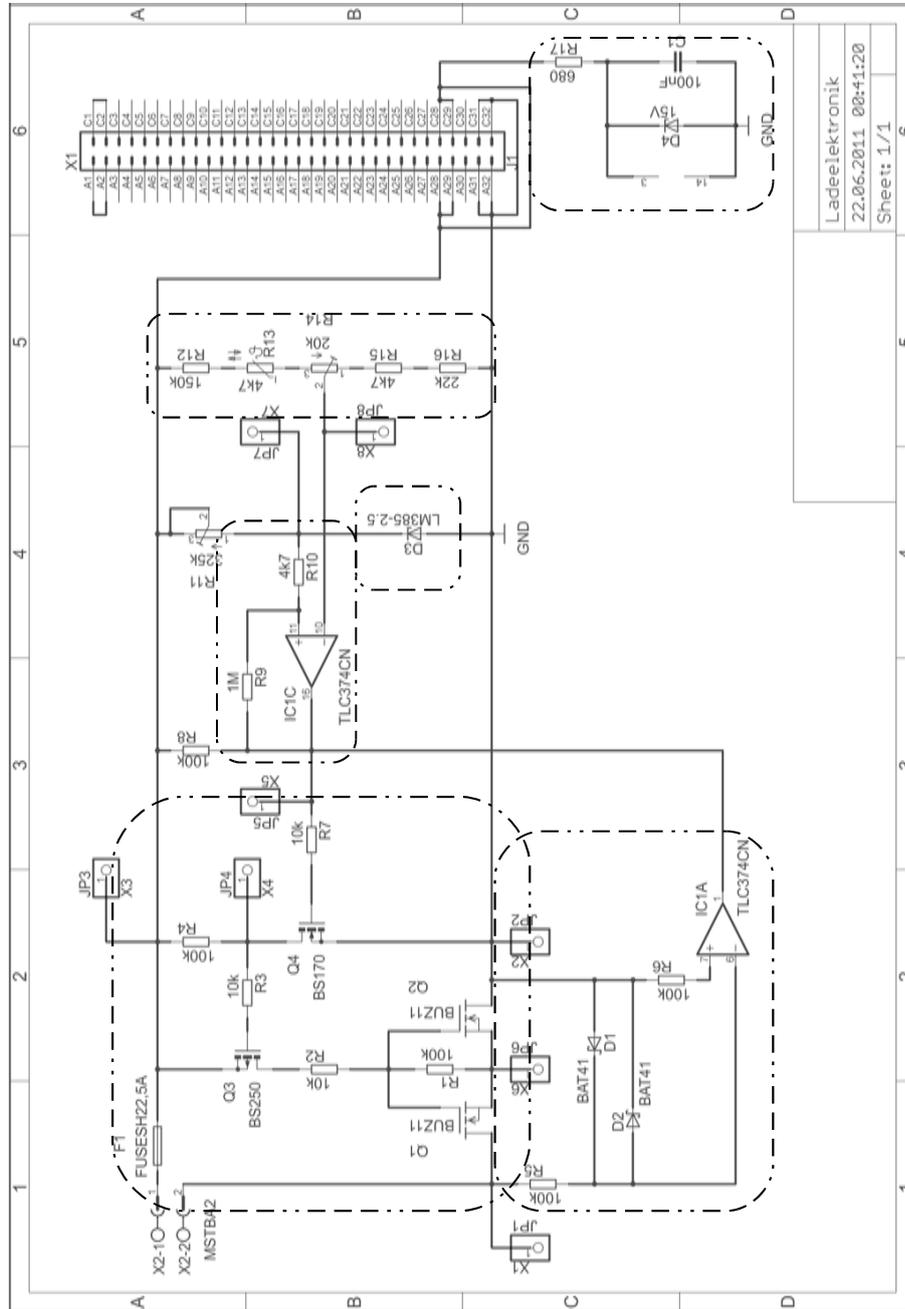


Abbildung 4: Schaltplan: Ladeelektronik

Schaltung¹ der Ladeelektronik

¹ Die Schaltungs-idee ist von <http://www.den-ujl.nl/solar.html>

7.2.4 Theorie

Komperator/Schmitt-Triger:

Für die Schaltvorgänge in der zu betrachtenden Schaltung werden für die Ein- und Ausschaltvorgänge zwei Komparatoren verwendet. Dabei nutzen wir die essenzielle Eigenschaft des Komparators, dass er die Spannung am positiven nicht- invertierenden Eingang mit dem negativen invertierenden Eingang vergleicht. Ist am positiven Eingang die Spannung höher als am negativen, so liegt am Ausgang die positive Betriebsspannung. Ist wiederum die Spannung am negativen Eingang höher, so liegt am Ausgang die negative Betriebsspannung.

Verbindet man nun einer der beiden Eingänge über einen Widerstand mit dem Ausgang und schaltet einen zusätzlichen Vorwiderstand, so schafft man eine Mitkopplung.

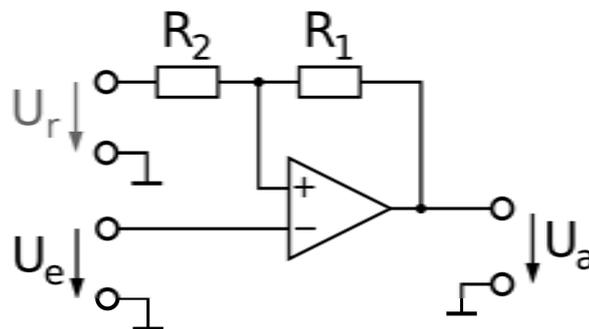


Abbildung 5: Schaltplan: Schmitt-Triger

Somit erzeugt man eine Hysterese, die abgelaufen werden muss, um die Ausgangsspannung zu schalten. Dabei sind die Widerstände R_1 und R_2 und die Referenzspannung U_r für den Verlauf verantwortlich. Mit R_1 und R_2 legt man die Breite der Hysterese fest und mit der Referenzspannung U_r die Verschiebung. Die Schaltschwellen lassen sich nun wie folgt berechnen:

$$U_1 = U_r + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_{B+} - U_r) \quad (1)$$

$$U_2 = U_r + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (U_{B-} - U_r) \quad (2)$$

Wobei U_1 die rechte und U_2 die linke Schwelle ist. Die Differenz der beiden gibt die Hysteresebreite an.

von Valentin Bykov

7.2.5 Funktionsweise

Die hier vorgestellte Schaltung dient zur Ladung des angeschlossenen Akkumulators mittels einer Photovoltaikszelle. Des Weiterem verhindert sie, die Überladung und die Selbstentladung des Akkumulators und bietet einen Schutz der Solarzelle. Der Bereich des Überladeschutzes lässt sich mit Hilfe eines Spannungsteilers, welcher ein Trimmer beinhaltet, variieren. Die Widerstände der Schaltung sind hochohmig gewählt um eine geringe Verlustleistung zu realisieren.

Die Schaltung nutzt dabei 3 verschiedene Ladestadien. Im ersten Fall ist die erzeugte Spannung der Solarzelle größer als die am Akkumulator anliegende Spannung. Außerdem befindet sich die anliegende

Akkumulatordspannung unter dem Wert des Überladeschutzes. In diesem Fall ist die über den Potentiometer (R14) abfallende Spannung, welche am negativen Eingang des Operationsverstärkers anliegt, geringer als die Referenzspannung der Zener-Diode (D3), die am positiven Eingang anliegt. Durch diese Differenz liegen am Ausgang des Operationsverstärkers 12 V an. Diese 12 V liegen somit am Gate des BS 170 (Q4), eines selbstsperrenden n-MOSFET, an. Da die Source auf Masse liegt ist UGS über der Threshold-Spannung des n-MOSFET, wodurch dieser elektrisch leitend ist. Da der leitende BS170 damit einen geringen Widerstand aufweist, fallen über R4 nahezu 12 V ab. Daraus folgt, dass am Gate des BS 250 (Q3), einem p-Kanal MOSFET, 0 V anliegen, wodurch mit Hilfe der an der Source anliegenden Solarzellenspannung für eine negative Gate-Source-Spannung UGS entsteht und der p-MOSFET leitet. Durch das Schalten des BS 250 fallen über R1 und R2 die gesamte Betriebsspannung ab. Der $100\text{ k}\Omega$ Widerstand (R1), welcher parallel zu den Gates der BUZ11 (n-MOSFET) geschaltet ist, sorgt für einen Spannungsabfall an den Sources der Transistoren, wodurch UGS der beiden MOSFETs über der Threshold-Spannung liegt und die MOSFET leitend macht.

Gelangt die Akkumulatordspannung an dem Wert des Überladeschutzes fällt über den erwähnten Spannungsteiler (X8) eine höhere Spannung als über der Zener-Diode ab, wodurch am Ausgang des Operationsverstärkers 0 V anliegen. Dadurch sperrt der BS170 (Q4), und der Akkumulator wird nicht weiter geladen. Durch die Selbstentladung des Akkumulators bzw. durch das Entladen mit einer Last, sinkt die Akkumulatordspannung relativ schnell, womit auch die proportional dazu liegende Spannung am Spannungsteiler fällt. In diesem Fall lädt die Schaltung den Akkumulator mit kurzen Stromimpulsen, welche durch das hochfrequente Schalten des Operationsverstärkers zustande kommen. Durch das Schalten kommt es zum Laden des Akkumulators oder zum Sperren des Ladestroms.

Im Fall eines negativen Spannungsabfalls zwischen der Solarzelle (X1) und den Akkumulator (X2) ist die Differenz der Eingänge des zweiten Operationsverstärkers negativ wodurch am gemeinsamen Ausgang der Operationsverstärker 0 V anliegen und die Schaltung wie oben geschrieben sperrt.

von Lukas Bleckwehl

7.2.6 Dimensionierung

OPV

Da für die Ladeelektronik sowohl ein Schmitt-Trigger als auch ein Komparator benötigt wird, wird der handelsübliche TLC374 Komparator verwendet.

Der TLC374 ist Single Supply fähig, hat eine hohe Eingangsimpedanz von $10^{12}\ \Omega$. Der Komparator arbeitet mit einer Spannung von -0.3 V bis 18 V , weist einem extrem kleinen Leck-Strom und eine ultrastabile kleine Offsetspannung auf. Er verbraucht nicht mehr als 500 mW und ist kompatibel mit TTL-, MOS- und CMOS-Systemen.

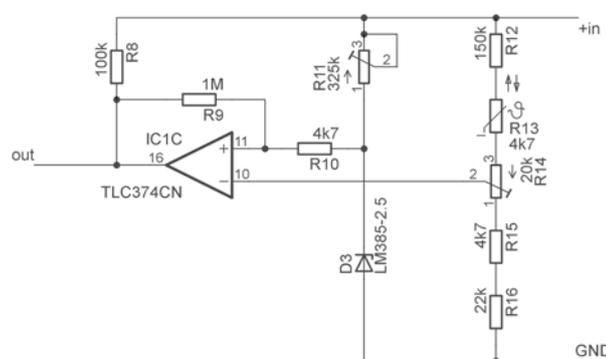


Abbildung 6: Schaltplan: Schmitt-Trigger mit Referenzspannung und Spannungsteiler

Bei dem invertierenden Schmitt-Trigger wird der Ausgang über den Widerstand R9 von $1\text{ M}\Omega$ an den nicht-invertierenden Eingang zurück geführt (Mittkopplung) und ein $4.7\text{ k}\Omega$ Widerstand (R10) wird am

nicht-invertierenden Eingang verschaltet. Mit der Zener-Diode D3 wird eine Referenzspannung am nicht-invertierenden Eingang gegenüber GND angelegt.

An der Zener-Diode D3 liegt im idealen Fall immer eine Spannung von 2.5 V an, diese kann sich im realen Fall um etwa 0.1 V verschieben (siehe Datenblatt).

Bei einer Betriebsspannung von 13.6 V soll der Komparator den Ladevorgang ausschalten und sich wieder einschalten bei etwa 13,261 V. Somit lässt sich die Spannung des Ein- bzw. des Ausschaltvorganges des Komparators wie folgt errechnen:

$$U_{OPV,ein} = U_{ref} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} \cdot (U_{B-} - U_{ref}) \quad (3)$$

$$= 2.5V + \frac{4.7k\Omega}{4.7k\Omega + 1M\Omega} \cdot (0V - 2.5V) = 2.4883V \quad (4)$$

$$U_{OPV,aus} = U_{ref} + \frac{R_{10}}{R_{10} + R_9} \cdot (U_{B+} - U_{ref}) \quad (5)$$

$$= 2.5V + \frac{4.7k\Omega}{4.7k\Omega + 1M\Omega} \cdot (13.6V - 2.5V) = 2.5519V \quad (6)$$

Der unter Teil des Widerstand R14 kann mit Hilfe des Spannungsteiler (R12 – R16) und der Referenzspannung an der Zener-Diode D3 wie folgt errechnet werden:

- für den Ausschaltvorgang:

$$U_{R12,16} = U_{B+,aus} = I_{R12,16} \cdot R_{12,16} \Rightarrow I_{R12,16} = \frac{U_{B+,aus}}{R_{12,16}} \quad (7)$$

$$U_{R14U,16} = U_{OPV,aus} = I_{R12,16} \cdot R_{14U,16} \quad (8)$$

$$\Rightarrow R_{14U,16} = \frac{U_{OPV,aus}}{I_{R12,16}} = \frac{U_{OPV,aus}}{U_{B+,aus}} \cdot R_{12,16} \quad (9)$$

$$\Rightarrow R_{14U,16} = \frac{U_{OPV,aus}}{U_{B+,aus}} \cdot R_{12,16} - R_{15} - R_{16} \quad (10)$$

$$= \frac{2.5519V}{13.6V} \cdot 201.4k\Omega - 4.7\Omega - 22k\Omega = 11.091k\Omega \quad (11)$$

- analog für den Einschaltvorgang:

$$\Rightarrow R_{14U,16} = \frac{U_{OPV,ein}}{U_{B+,ein}} \cdot R_{12,16} - R_{15} - R_{16} \quad (12)$$

$$= \frac{2.4883V}{13.26V} \cdot 201.4k\Omega - 4.7\Omega - 22k\Omega = 11.091k\Omega \quad (13)$$

Da der Akkumulator parallel zu der ganzen Schaltung verschaltet wird, werden die Widerstände $R8$, $R11$, $R12$ und $R13$ sowie der $R4$ in der MOS-Schaltung so hochohmig dimensioniert, dass der Strom vom Akkumulator in den jeweiligen Zweig begrenzt wird. Damit die Zener-Diode $D3$ arbeiten kann, d.h. durch die Z-Diode sollten $12 \mu A$ fließen, darf der Widerstand $R11$ nicht mehr als $1 M\Omega$ bei einer Betriebsspannung von $12 V$ haben. Der Widerstand $R11$ wurde daher auf $325 k\Omega$ eingestellt. Somit fließt durch die Z-Diode $D3$ dieser Strom von $12 \mu A$ bei einer Betriebsspannung von $5.5 V$. Der Widerstand $R13$ (NTC) hat noch die Aufgabe, die Temperatur der Schaltung zu kontrollieren. Steigt die Temperatur, wird der Widerstand kleiner, dadurch steigt die Spannung an den Widerständen $R14U$, $R15$ und $R16$, damit schaltet der Komparator früher ab.

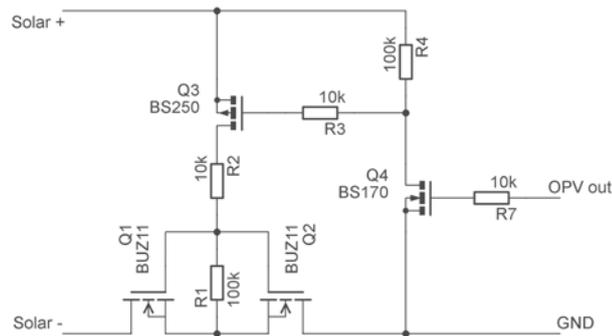


Abbildung 7: Schaltplan: MOS

Da bei der Ladeelektronik nur Kleinsignale geschaltet werden soll, eignen sich dafür MOS-FETs. Hier werden die handelsüblichen MOS-FETs $BUZ11$ ($Q1/Q2$), $BS250$ ($Q3$) und $BS170$ ($Q4$) verschaltet.

Bei N-MOS-FET $BUZ11$ ($Q1/Q2$) darf der Drain-Source-Spannung nicht mehr als $50V$ sein und der Drain-Strom nicht mehr als $33A$ sein. Der N-MOS-FET besitzt einen Drain-Source-On-Widerstand von 0.03Ω und eine Gate-Threshold-Spannung von $3 V$. Es handelt sich bei den $BUZ11$ um Leistungs-MOS-FETs, da über die $BUZ11$ der Ladestrom fließt.

Bei P-MOS-FET $BS250$ ($Q3$) darf der Drain-Source-Spannung nicht mehr als $-60 V$ sein und der Drain-Strom nicht mehr als $-0.27 A$ sein. Der P-MOS-FET besitzt einen Drain-Source-On-Widerstand von 5.5Ω und eine Gate-Threshold-Spannung von $-2.1 V$.

Bei N-MOS-FET $BS170$ ($Q4$) darf der Drain-Source-Spannung nicht mehr als $60 V$ sein und der Drain-Strom nicht mehr als $0.5 A$ sein. Der N-MOS-FET besitzt einen Drain-Source-On-Widerstand von 5Ω und eine Gate-Threshold-Spannung von $3V$.

Da der Gate-Strom nicht durch die MOS-FETs fließen kann, werden die Widerstände von $10 k\Omega$ ($R2$, $R3$ und $R7$) vor den jeweiligen Gate geschaltet, damit wird auch eine Strombegrenzung des jeweiligen Gates hervorgerufen.

Der Widerstand $R1$ mit $100 k\Omega$ stellt bei den N-MOS-FET $BUZ11$ ein Potenzial an die Gate-Source.

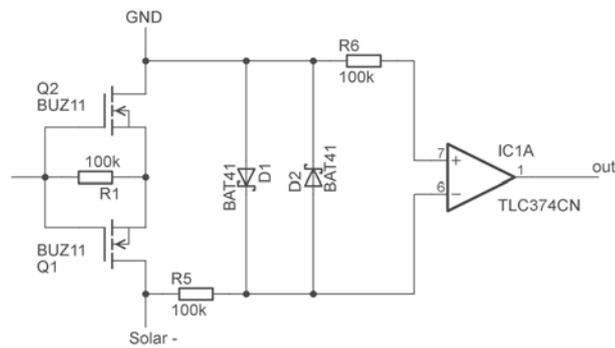


Abbildung 8: Schaltplan: Komperator

Der Widerstand R_5 wurde so hochohmig dimensioniert, damit der Strom von der Solarzelle nicht durch die Schottky-Dioden D_1 und D_2 fließt, wenn die MOS-FETs Q_1 und Q_2 sperren. Der Widerstand R_6 hat den Wert $100k \Omega$, um die Symmetrie der Eingänge des Komparators $TLC374$ aufrecht zuhalten.

Die Schottky-Dioden stellen Spannungsstabilisierung der Eingänge des Komparators ein. Die hier gewählten Schottky-Dioden D_1 und D_2 sind $BAT41$.

Die Schottky-Diode $BAT41$ ist eine Small-Signal-Schottky-Diode und hat ihre Durchbruch-Spannung bei $100 V$. Die Schottky-Diode braucht $0.4 V$ um zu arbeiten und weist eine kleine Kapazität von $2 pF$ auf.

Sicherung

Da es sich um eine Spannungsversorgung handelt, wird eine Sicherung mit $3 A$ nach der Solarzelle geschaltet.

von Diana Wächtler

7.2.7 Simulation

Für die Simulation der bereits erwähnten Schaltung wurde LT-Spice benutzt, wobei nicht alle Bauteile 1 zu 1 übernommen wurden, sondern durch ähnliche Bauteile ersetzt worden sind. Diese weisen nahezu die gleichen Eigenschaften auf. Zur Simulation wurden die Solarzelle und der Akku jeweils durch eine Spannungsquelle ersetzt. Diese reichen aus um idealisiert das Verhalten zu simulieren und darzustellen. Die hier benutzten Spannungsquellen und -senken sind nahezu ideal, was dazu führt, dass die Ladeströme relativ groß sind. Die Skalierung der Ströme sind nicht von große Bedeutung, sondern ihr Verlauf.

Simulation 1 Überladeschutz: Im folgenden wird die Spannung am Akku variiert und beobachtet ob der Ladestrom ab einem bestimmten Wert unterbrochen wird.

von Valentin Bykov

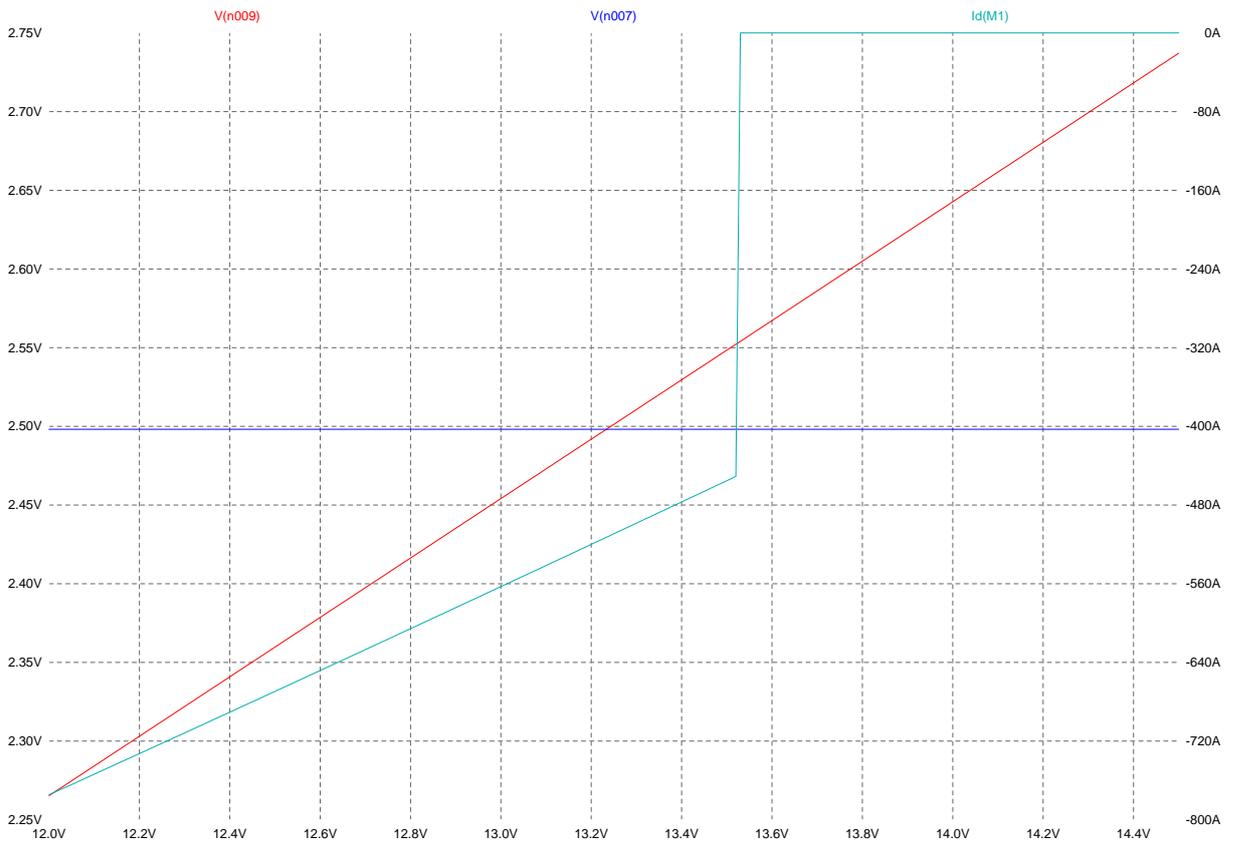


Abbildung 9: Simulation: Überladeschutz

Die geplottete Grafik stellt zunächst den Verlauf der beiden Spannungen am Eingang des Komparators und des Ladestromes dar. Die konstante Spannung über der Referenz Z-Diode (V(n007) blau) liegt am positiven Eingang des OPVs und ist in dem idealen Fall wie hier dargestellt unabhängig von der Akkuspannung konstant. Die konstant ansteigende Spannung über dem Spannungsteiler (V(n009) rot) liegt am negativen Eingang des Komparators und steigt mit steigender Akkuspannung. Die sprungartig steigende Kurve stellt unseren Ladestrom (Id(M1) türkis) dar. Wie zu erwarten erfolgt der Sprung des Stromes auf 0A, wenn die Spannung über dem Spannungsteiler, die Referenzspannung über der Z-Diode übersteigt. Gut zu sehen ist, dass es nicht unmittelbar nach dem Überschreiten einsetzt sondern erst ca. 0.05V/0.06V später, das durch die Hysterese des Schmitt-Triggers bedingt ist. Dieser Punkt ist durch einen Trimmer frei einstellbar und für die Simulation bei ca. 13.55V gewählt.

von Valentin Bykov

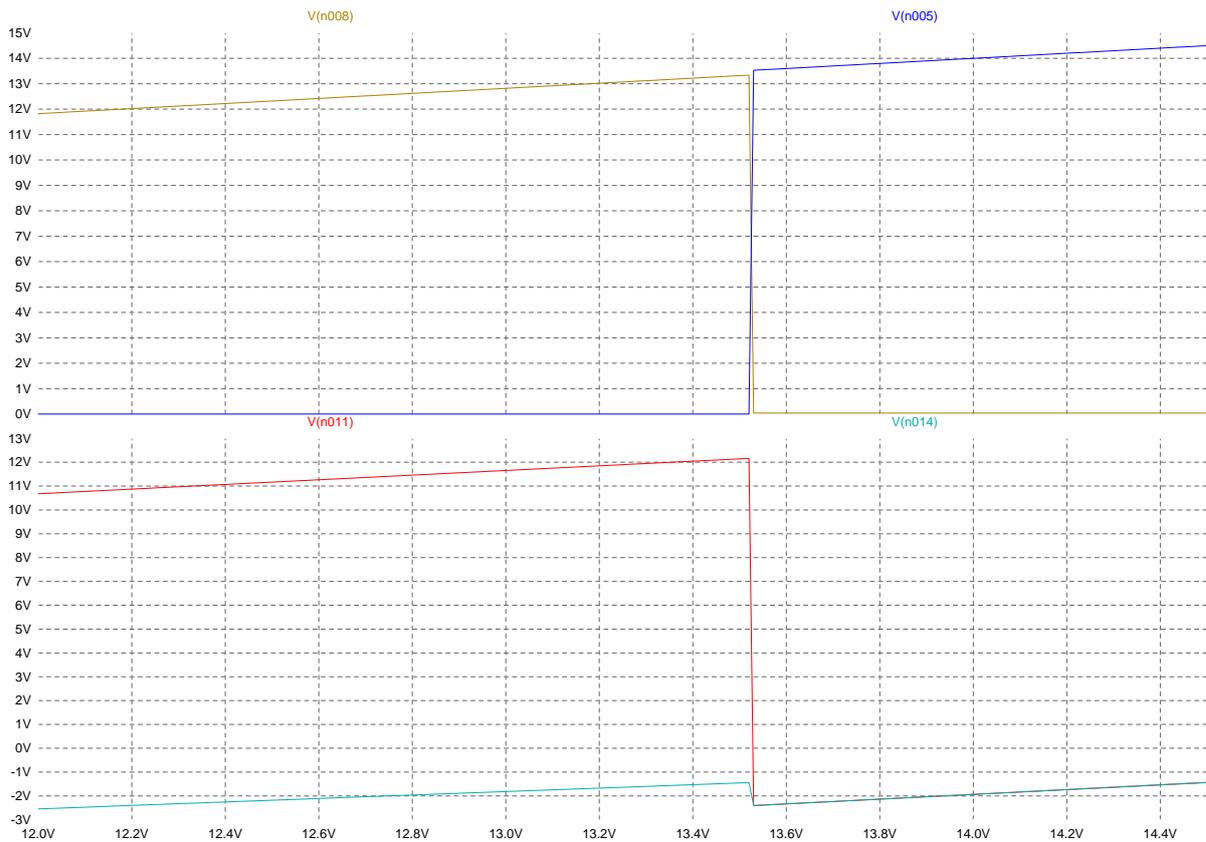


Abbildung 10: Simulation: Überladeschutz, Transistoren

Die beiden dargestellten Grafiken stellen weiterhin den zuvor simulierten Sachverhalt, dass die Akkuspannung steigt, dar. Im oberen Grafikeil wird zunächst die Ausgangsspannung des Komparators (V(n008) braun) dargestellt, die bis zu der „Umschaltspannung“ der Betriebsspannung ca. 12 V des Komparators entspricht und springt auf 0 V runter. Ab diesem Punkt sperrt MOSFET Q4 und die Spannung über Q4 (V(n005) blau) ist nun über 12V. Somit sperrt Q3 wie schon zuvor erwähnt ebenfalls. Anschließend ist die Differenz der Gates (V(n011) rot) und Sources (V(n014) türkis) Spannung an Q1 und Q2 0 V, was wir im unteren Teil der Grafik sehen. Der Ladevorgang ist nun unterbrochen.

Simulation 2 Erhaltungsladung: Im folgenden wird die Erhaltungsladung simuliert, wobei für den Lade- und Entladevorgang ein zusätzlicher Kondensator an der Akkuspannung angebracht wurde. Die Simulation ist über die Zeit aufgetragen worden.

von Valentin Bykov

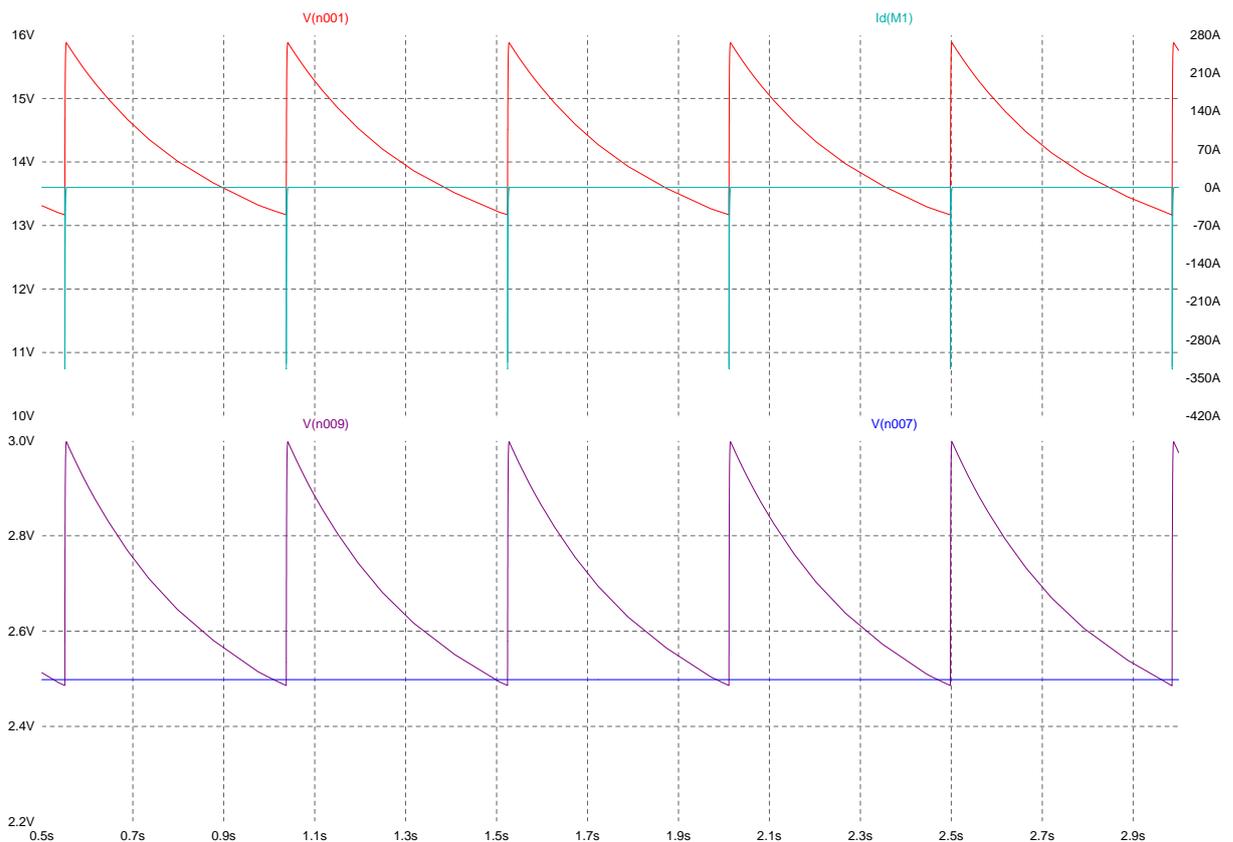


Abbildung 11: Simulation: Erhaltungsladung

Im oberen Teil der Grafik wird zunächst sägezahn förmig die Akkuspannung ($V(n001)$ rot) dargestellt, was selbstverständlich an das Entladevorgang eines Kondensators erinnert. Direkt darunter ist der Ladestrom ($I_d(M1)$ türkis) gepulst dargestellt. Die Ursache dafür ist wieder die Ansteuerung des Schmitt-Triggers mittels der Spannung über der Z-Diode ($V_n(007)$ blau) und die Spannung über den Spannungsteiler ($V_n(009)$ violett), die proportional zu der Akkuspannung ist. Man sieht deutlich, dass der Stromimpuls erst dann kommt, wenn die $V_n(009)$ kleiner ist als die Referenzspannung von $2.5V$. Somit wird die Spannung am Akku über ein konstantes Spannungsniveau gehalten.

Simulation 3 Solarschutz: Analog zu der ersten Simulation wird hier die Ladespannung variiert und die Akkuspannung bei $12.5V$ konstant gehalten.

von Valentin Bykov

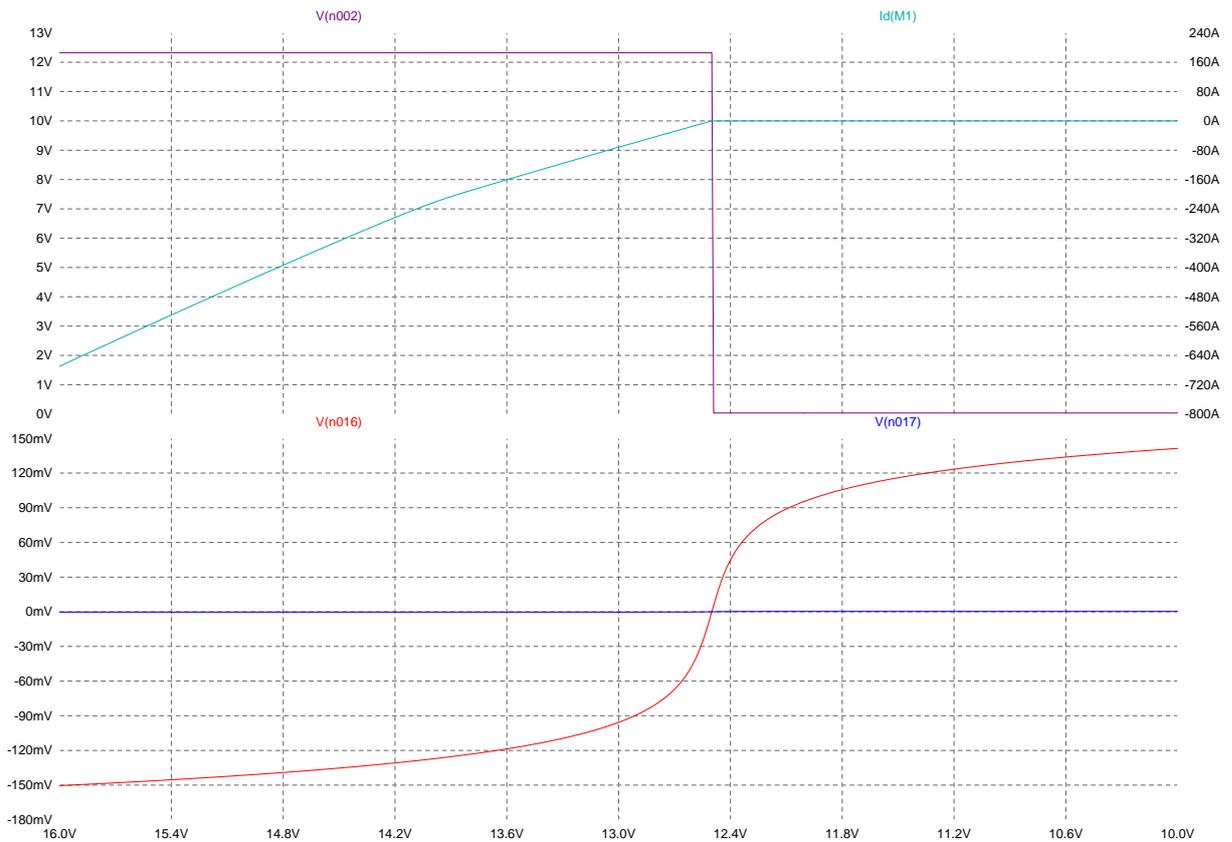


Abbildung 12: Simulation: Solarschutz

Im oberen Teil der Grafik wird einmal der betragsmäßig, sinkende Ladestrom ($I_d(M1)$) türkis dargestellt, der ab 12.5 V wie gewollt nicht in die Solarzelle fließt, sondern bei 0 A bleibt. Desweiteren ist dort der Ausgang des Komparators ($V_n(002)$) violett angezeigt, der bei 12.5 V auf 0 V springt und somit die Transistoren umschaltet und den Stromfluß unterbricht. Die Ursache ist dafür in der unteren Grafik aufgeführt. Es sind die beiden Eingänge des zweiten Komparators. Am positiven Eingang ($V_n(017)$ blau) liegt konstant 0 V an und am negativen Eingang ($V_n(016)$ rot) die variable Spannung über die MOSFETS Q1 und Q2, die bei einem Spannungswechsel, wie hier dargestellt, 0 V an den Ausgang des Komparators legt und somit schaltet.

von Valentin Bykov

7.2.8 Bauteillisten

Nr.	Name	Wert/Bezeichnung	Bauform	Sonstiges	Anzahl
1		Euro-Platine	einseitig	160 x 100mm, 35 μ m	1
2	X1	Messerleiste	C	64-pol, gewinkelt, A-C	1
3	X2	Wannenstecker	RM 5.08mm	2-pol, gewinkelt, 12A	1
4		Stecker	RM 5.08mm	2-pol, gerade, 12A	1
5		Kühlkörper für BUZ11	Aufsteck KK	9.9K/W, Aluminium, eloxiert	2
6	JP1 - JP8	Steckerstifte	1mm x 11mm	vergoldend	8
7	F1	Sicherungshalter	RM 22,5mm	5x20mm, max. 6,3A-250V	1
8		Sicherung		3A	1
9	IC1	TLC374CN / Komparator	DIL-14	linCMOS quadruple differential	1
10	Q1, Q2	BUZ11 / N-FET	TO-220	50V, 26A	2
11	Q3	BS250 / P-FET	TO-92	60V, 0.27A, 0.8W	1
12	Q4	BS170 / N-FET	TO-92	60V, 0.5A, 0.35W	1
13	D1, D2	BAT 41 / Schottky Diode	DO-35	100V, 0.1A	2
14	D3	LM385-2.5 / Z-Diode	TO-92	35VDC, 1A	1
15	D4	ZF 15 / Z-Diode	DO-41	0.5W, 15V	1
16	C1	100nF	RM 2.5mm	20%	1
17	R1, R4, R5, R6, R8	100k Ω	0207	0.25 W, 5%	5
18	R2, R3, R7	10k Ω	0207	0.25 W, 5%	3
19	R9	1M Ω	0207	0.25 W, 5%	1
20	R10, R15	4.7k Ω	0207	0.25 W, 5%	2
21	R11	500k Ω / Spindeltrimmer	stehend	DIVERSE, 25 Gänge	1
22	R12	150k Ω	0207	0.25 W, 5%	1
23	R13	4.7k Ω / NTC	RM 2.5mm	0.2W, 5%	1
24	R14	20k Ω / Spindeltrimmer	stehend	Cermet, 20 Gänge	1
25	R16	22k Ω	0207	0.25 W, 5%	1
26	R17	680 Ω	0207	0.25 W, 5%	1

Tabelle 4: Bauteilliste: Ladeelektronik

von Diana Wächtler

7.2.9 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

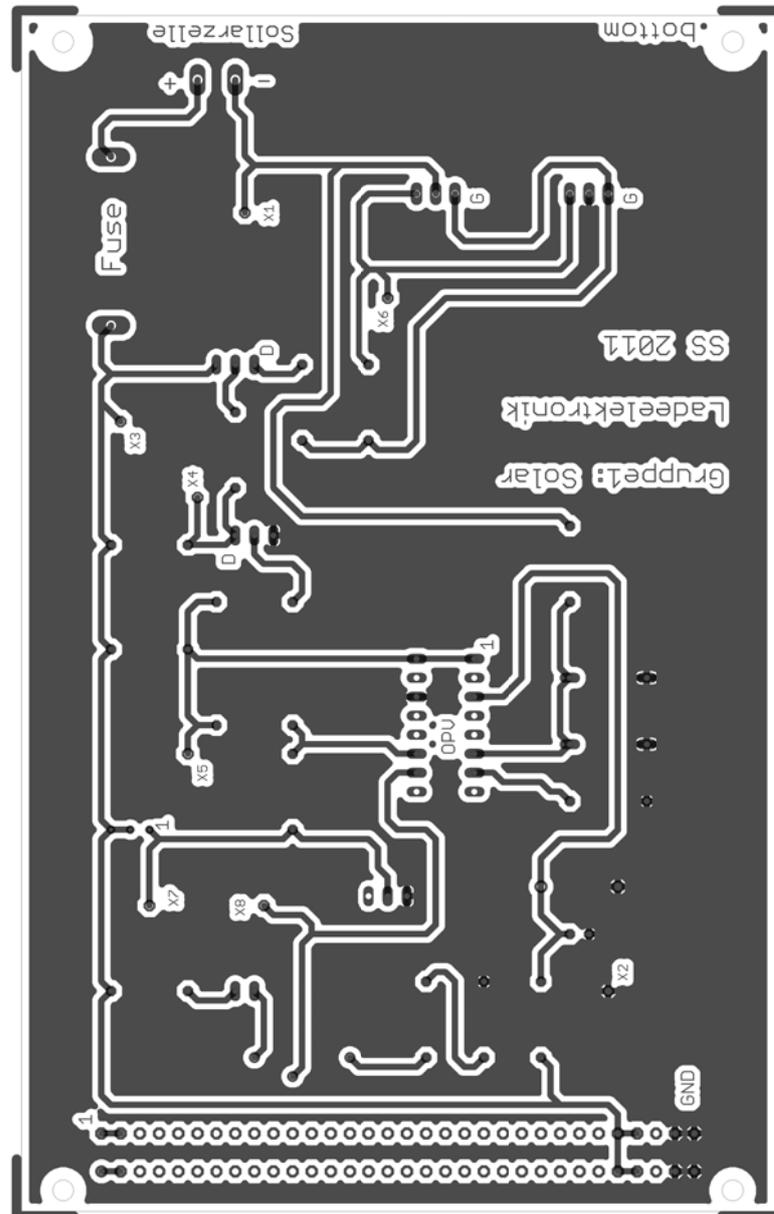


Abbildung 13: Kopiervorlage: Ladeelektronik

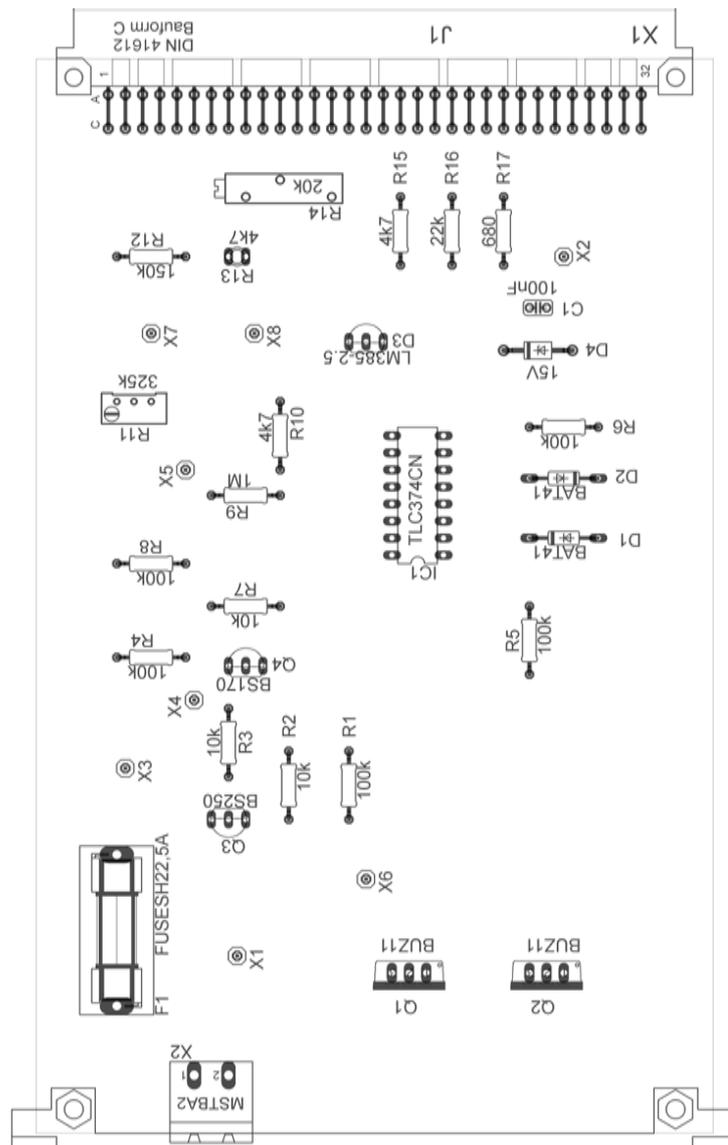


Abbildung 14: Bestückungsplan: Ladeelektronik

Das Layout der Platine wurde auf eine Seite entworfen, da es kaum Verzweigungen gab.

von Diana Wächtler

7.2.10 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Die Einstellmöglichkeit dieser Schaltung bezieht sich auf den variablen Wert des Überladeschutzes des Akkumulators. Sie wird mit einem Spannungsteiler, welcher einen Trimmer beinhaltet, realisiert. Der Wert lässt sich nur experimentell bestimmen, da die Hystersekrive des Operationsverstärkers und reale Verhalten der Zener-Diode(D3) dafür sorgen, dass dieser Wert nicht einwandfrei simuliert werden kann.

von Lukas Bleckwehl

7.3 Tiefentladungsschutz

7.3.1 Schaltungsbeschreibung

Unsere Gruppe konzentriert sich auf den Tiefentladungsschutz für unseren Akku.

Unsere Schaltung verhindert das Tiefentladen des Akkus. Der Akku wird von Verbraucher getrennt wenn eine voreingestellte Spannungsgrenze unterschritten wird sobald der Akku eine gewisse Spannung überschreitet werden die Verbraucher wieder zugeschaltet. Die Spannungsgrenzen für unsere Schaltung sind fürs Ausschalten 10,6 V und für das wieder Einschalten 12,1 V.

von Dirk Jahnich

7.3.2 Schnittstellen

- GND vom Bus
- 12V nicht stabilisiert vom Akku

7.3.3 Schaltplan

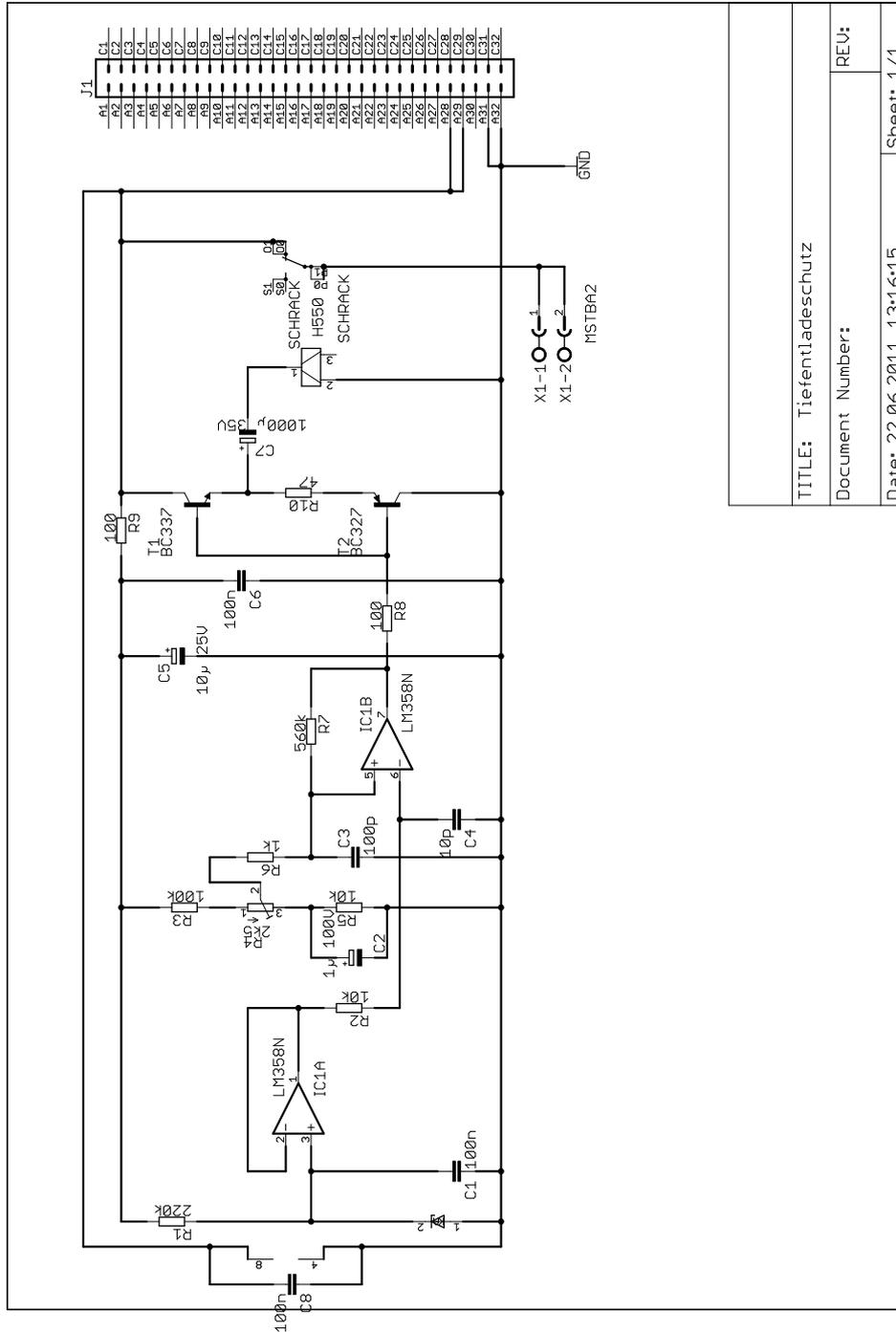


Abbildung 15: Schaltplan: Tiefentladeschutz

TITLE: Tiefentladeschutz

Document Number:

Date: 22.06.2011 13:16:15

REV:

Sheet: 1/1

7.3.4 Funktionsweise

Funktionen der einzelnen Blöcke:

- Tiefpass: Schutz vor hohen Frequenzen
- Referenzspannung: mit einer Z-Diode wird eine Referenzspannung von 1,2V generiert.
- Pufferung Uref niederohmig: Referenzspannung wird niederohmig gepuffert
- Einstellbarer Spannungsteiler: Über einen Trimmer können High und Low Potential eingestellt werden.
- Tiefpass Störstrahlung HF: zusätzlicher Schutz für IC2
- IC2(Schmitt-Trigger): Je nach anliegender Spannung, Ausgabe von High oder Low Signal
- Schaltstufe: Gibt es einen Wechsel von Low nach High schaltet T1 durch und lädt den Kondensator C7 auf. Kommt es zu einem Wechsel von High nach Low schaltet T2 und der C7 entlädt sich.
- Am Bistabilen Relais(Schrack) kommt nun ein negativer oder positiver Impuls an, der es zu Schalten bringt.

von Nick Becker

7.3.5 Dimensionierung

Der Tiefpassfilter (1) ist mit einem zu einem Keramikkondensator mit 100nF parallel geschaltetem Elektrolyt-Kondensator mit 10 μ F dimensioniert, sodass auch sehr hohe Frequenzen gefiltert werden können.

An die Spannungsversorgung der Operationsverstärker ist ein wie üblich ein 100nF Kondensator parallel geschaltet. Der Vorwiderstand der Z-Diode, die eine Sperrspannung von 1,2V erzeugt, hat 220k Ω . Die Operationsverstärker sind LM358N und haben die gleichen Eigenschaften.

Der verstellbare Spannungsteiler besteht aus einem 100k Ω Widerstand(R3), einem 2,5k Ω Potentiometer(R4), einem 10k Ω Widerstand(R5) und einem 1k Ω Widerstand. In dem zweiten Tiefpassfilter ist zu R5 ein ein 1 μ F Kondensator(C2) geschaltet. In dem Schmitt-Trigger ist in der zurückführenden Leitung ein 560k Ω Widerstand(R7) eingesetzt. Dieser erzeugt eine Hysterese-Kurve mit einem Abstand von 1,6V und kann mittels Potentiometer(R4) verschoben werden. Die komplementären Transistoren sind BC337(T1) und BC327(T2) an deren Emittern ein 47 Ω Widerstand(R10) angeschlossen ist, der die Funktion des bistabilen Relais "garantiert".

Der Impuls gebende Elektrolyt-Kondensator hat 1000 μ F, um eine hohe Schaltenergie bereitzustellen.

Das Relais ist ein Schrack H550 mit 12V und 16A.

Das Potentiometer ist so eingestellt, dass sich der Einschaltimpuls bei 12,1V und der Ausschaltimpuls bei 10,5V befindet. Somit ist gewährleistet das es zu keiner Tiefentladung kommt.

Jedoch kommt es bei zu schnellen Schaltvorgängen, die die Entladevorgänge des Kondensators(C7) nicht berücksichtigen zu keinem Schalten des Relais. Dies hat jedoch nur mit der Konzipierung des Relais zu tun und sollte nicht für unsere Zwecke von Belang sein.

Wegen des bistabilen Relais ist die Schaltung sehr stromsparend, da nur Impulse zum triggern des Relais benötigt werden.

Bus und Stecker

Die Schaltung ist nur mit der Erdung des Busses und dem nicht stabilisierten Akkusignals verbunden und gibt das nicht stabilisierte Signal über einen zweipoligen Stecker an den DC/DC Wandler der Gruppe 2 weiter.

von Nick Becker

7.3.6 Simulation

Simuliert wurde die Schaltung in Pspice welches sich als schwerer als vermutet herausstellte.

Problematik des Relais

Da sich Relais nur schwer simulieren lassen und uns im Grund nur das Verhalten der restlichen Schaltungen in der Simulation interessiert wurde das Relay in der Simulation weggelassen. Das war möglich da unserer Relay nur auf Stromimpulse reagiert und diese sich in der Simulation auch ohne dem Relay erzeugen ließen.

Problematik Versorgungsspannung

Am Anfang betrieben wir unsere simulierte Schaltung, wie später die richtige Schaltung, mit einer Gleichspannungsquelle. In der Simulation ließen wir diese Spannung von 0 V bis 16 V in 0.1 V schritten ansteigen. Diese Simulation führte nicht zu den erhofften Ergebnissen. Aus diesem Grund wechselten wir die Spannungsquelle in Pspice aus und ersetzten unsere bisherige Spannungsquelle durch eine Wechsellspannungsquelle mit Offset und führten eine Zeitanalyse unsere Schaltung durch. Das Ergebnis dieser Simulation bestätigte die Funktionsweise unserer Schaltung.

von Dirk Jahnich

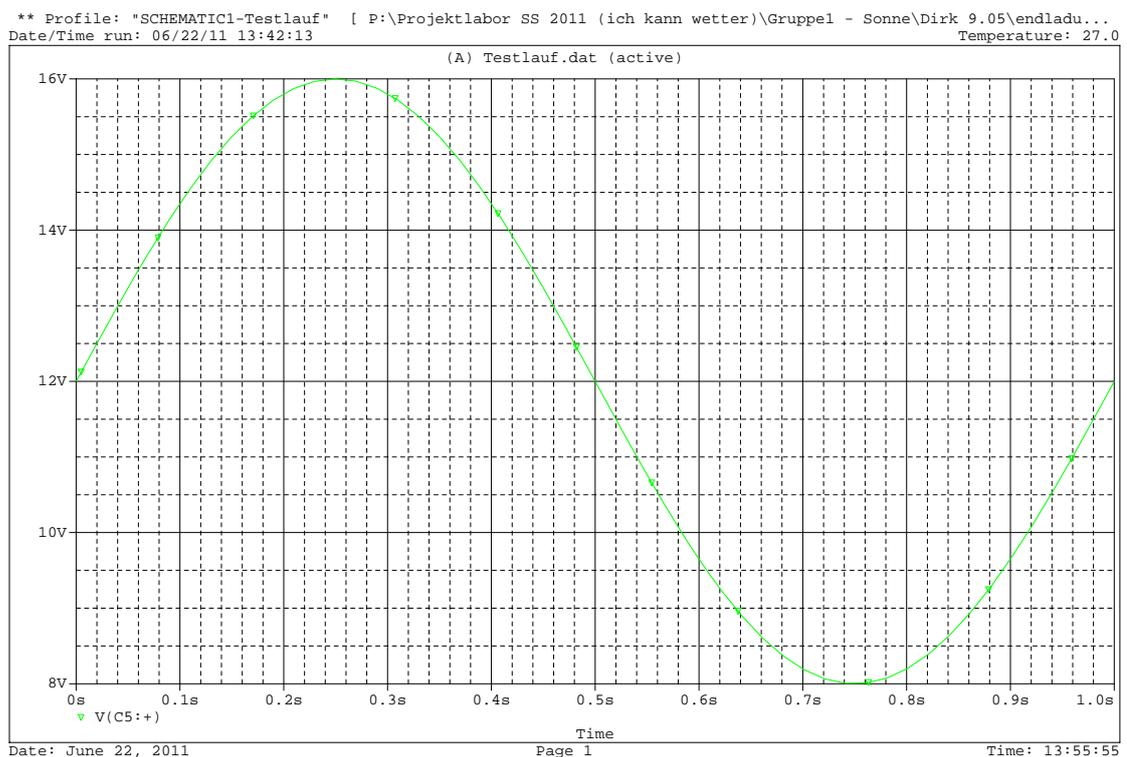


Abbildung 16: Simulation: Tiefentladeschutz, Spannungsquelle

Zu sehen ist die angelegte Wechsellspannung.

7 ENERGIEVERSORGUNG, SCHWERPUNKT SOLAR

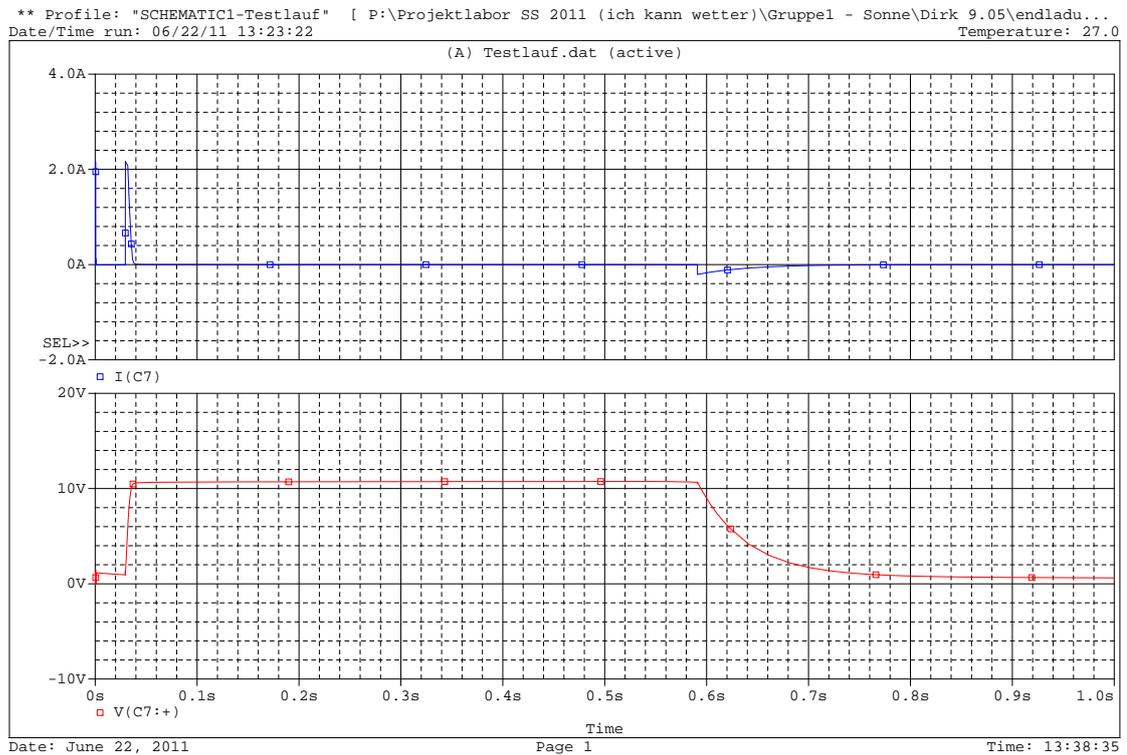


Abbildung 17: Simulation: Tiefentladeschutz, Testlauf

Hier zu sehen ist die Spannung Kondensator C7 sowie den High-Impuls bei 12,5 V der das Relay zum Einschalten bringt sowie den Low-Impulse bei unter 10V der unser Relay ausschalten wird. Diese Werte sind noch durch den verstellbaren Widerstand R4 einstellbar weshalb sich diese Werte in der realen Schaltung leicht verändert sind.

von Dirk Jahnich

7.3.7 Bauteillisten

Bauteil	Bezeichnung	Größe	Form	Sonstiges
Widerstand	R1	220k Ω	0207	
Widerstand	R2,R5	10k Ω	Ω 0207	
Widerstand	R3	100k Ω	0207	
Widerstand	R6	1k Ω	0207	
Widerstand	R7	570k Ω	0207	
Widerstand	R8,R9	100k Ω	0207	
Widerstand	R10	47k Ω	0207	
Poti	R4	2.5k Ω	liegend	
Kondensator	C1,C6	100nF	stehend	keramik
Kondensator	C2	1u 100V	RM 2mm	Elektrolyt-Kondensatoren
Kondensator	C3	100pF	stehend	keramik
Kondensator	C4	10pF	stehend	keramik
Kondensator	C5	10 μ F 63V	RM 2mm	Elektrolyt-Kondensatoren
Kondensator	C7	1000 μ F 35V	RM 5mm	Elektrolyt-Kondensatoren
Diode	LM285		TO-92	Z-Diode
Operationsverstärker	LM358		SO-8	
Transistor	BC337		TO-92	NPN 45V
Transistor	BC327		TO-92	PNP 45V
Sonstiges	Schrack	16 A	stehend	Bipolares Lastrelais
Sonstiges	Wannenstecker			2-pol gewinkelt 12A
Sonstiges	Stecker			2-pol gerade 12A
Sonstiges	Messleiste			64-pol, gewinkelt, A-C
Sonstiges	EURO-Platine			160x100mm 35um

Tabelle 5: Bauteilliste: Tiefentladeschutz

von Dirk Jahnich

7.3.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

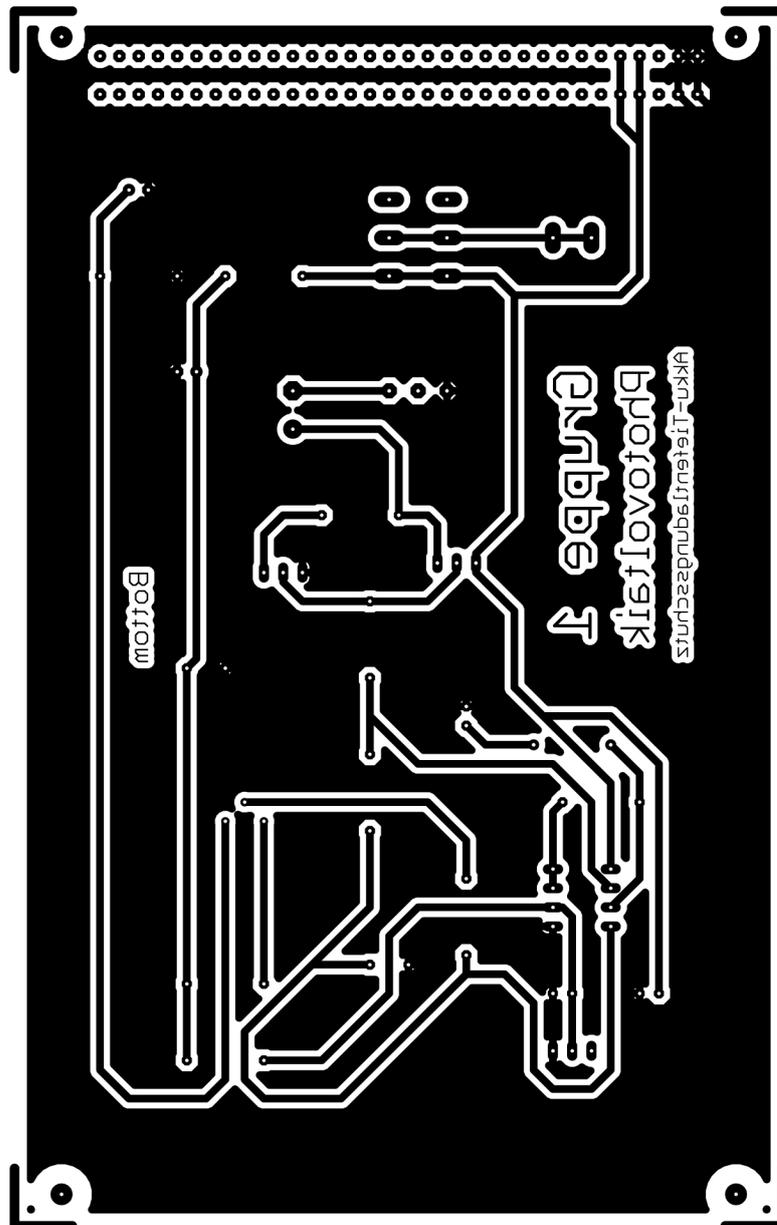


Abbildung 18: Kopiervorlage: Tiefentladeschutz

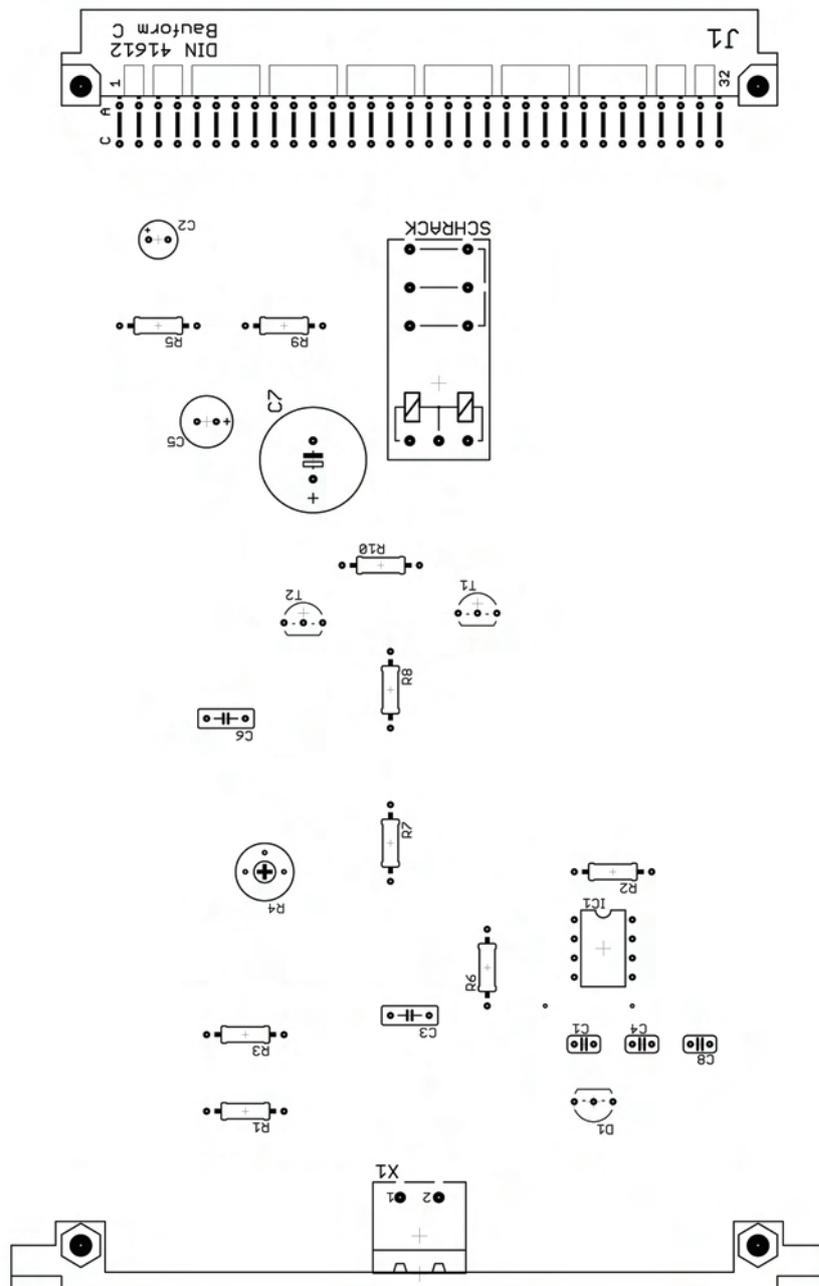


Abbildung 19: Bestückungsplan: Tiefentladeschutz

Bericht zur Fertigstellung der Platine

Nachdem die Testschaltung auf dem Steckbrett tadellos funktioniert, sollte die Schaltung zum Tiefentladungsschutz auf einer Platine umgesetzt werden. Die Fertigung der Platine erfolgte mit dem Programm EAGLE. Dabei wurde zuerst die eigentliche Schaltung mit Schematics umgesetzt. Dabei trat das Problem auf, dass eine LM 385 Diode, die für Bereitstellung der Referenzspannung von 1,2 V benötigt wird, nicht vorhanden war. Hierbei handelt es sich um ein Bauteil, das sich in einem Gehäuse, das eigentlich für einen Transistor vorgesehen ist, befindet. Dieses Bauteil wurde der Bibliothek nun manuell hinzugefügt. Mit dem fertigen Schaltplan wurde dann mithilfe von EAGLE Board das Platinenlayout erstellt. Nach einigen Stunden konnten bis auf eine einzige alle Drahtbrücken sinnvoll entfernt werden, sodass nun ein Fertiges Layout vorlag, das daraufhin geätzt wurde. Dabei mussten auch die Ätzungen für Bohrlöcher

und Lötkontakte noch in EAGLE hinzugefügt werden, da diese das Fertigen der Platine stark vereinfachen.

Als die Platine fertig geätzt und gebohrt war, begann die mit der Bestückung der nächste wesentliche Teil der Platinenherstellung. Dabei gestaltete sich das Einlöten des Relais am schwierigsten, da es viele Beinchen in unregelmäßigen Abständen besitzt, die dazu noch relativ kurz sind.

Um die Funktion der fertigen Platine zu Überprüfen, wurde sie mit einem Testbus verbunden, um die Eingangsspannung und Masse direkt über den Busstecker auf die Platine zu bringen. Der Testbus wurde an die Spannungsversorgung angeschlossen. Als Verbraucher haben wir wieder eine LED und Vorwiderstand auf einen Steckbrett benutzt. Somit werden keine Messpunkte benötigt, weil die Funktion der Platine direkt über die LED angezeigt wird.

Beim Testdurchlauf, der genauso wie der der Testschaltung auf dem Steckbrett ablief, hat sich leider nicht das gewünschte Ergebnis eingestellt. Beim Überschreiten der oberen Schwellspannung und dem Unterschreiten der unteren Schwellspannung trat kein Schalten auf. Beim Messen konnte auch festgestellt werden, dass der Schaltimpuls am Kondensator ausblieb. Auch die Verstärkerschaltung lieferte keinen High- oder Low-Pegel. Als auch am IC kein Umschaltvorgang zu messen war, konnte nur noch die Referenzspannung gemessen werden. Danach hätte die Platine nochmals nach und nach neu Bestückt werden müssen.

Allerdings konnte der Fehler an der Referenzspannung gemessen werden. Hier stellte sich kein fester Wert von 1,2 V ein. Es war naheliegend, dass die Z-Diode beschädigt sein könnte. Beim Prüfen der Pinbelegung ist aufgefallen, dass zwei unterschiedliche Datenblätter zur Diode vorliegen. Diese hatten zwei unterschiedliche Pinbelegungen. Das heißt, das eine Datenblatt, das für die Implementierung verwendet wurde, war fehlerhaft.

Beim Prüfen der Diode stellte sich raus, dass sie falsch eingesetzt war. Die LM 385 Diode wurde leider falsch in Eagle implementiert. Glücklicherweise reichte es aus, die Diode einfach auszulöten und andersrum wieder einzulöten. Nachdem dieser Fehler behoben wurde traten die beiden gewünschten Schaltvorgänge auch auf.

Allerdings fiel auf, dass es manchmal Aussetzer gab, wenn die Schaltung zu schnell hintereinander Schalten sollte und auch allgemein war das Ergebnis nicht so zufriedenstellend, wie in der Testschaltung auf dem Steckbrett. Schließlich dürfen in einer Schaltung, die den Akku vor Tiefentladung schützen soll, keine Aussetzer auftreten.

Also wurde die Schaltung nochmals durchgemessen. In der Elektronik konnten jedoch keine Fehler festgestellt werden. Alle Spannungen waren so wie in der Simulation und auf dem Steckbrett zu messen. Die High- und Low-Pegel hatten den richtigen Wert von 8 V -10 V bzw. 0 V nach der Verstärkung. Auch der IC hat tadellos gearbeitet. Da Trotz Schaltimpuls hinter dem Kondensator manchmal kein Schaltvorgang auftrat, musste entweder das Relais fehlerhaft sein oder es gab eine kalte Lötstelle an Masse z.B.. Der Masseanschluss wurde nochmals nachgelötet, da dieser nicht ganz sauber ausgeführt wurde.

Dies brachte allerdings keine Abhilfe, sodass sich die Gruppe entschlossen hat, das Relais komplett auszulöten und durch das funktionierende der Testschaltung zu ersetzen. Zuvor wurde das vermeintlich fehlerhafte Relais in die Testschaltung eingesetzt und es zeigte auch hier Aussetzer. Demzufolge konnte das Problem mit einem anderen Relais behoben werden.

Mit dem nun eingelöteten Relais funktioniert die Schaltung zuverlässig.

von Frank Koch

7.3.9 Theorie

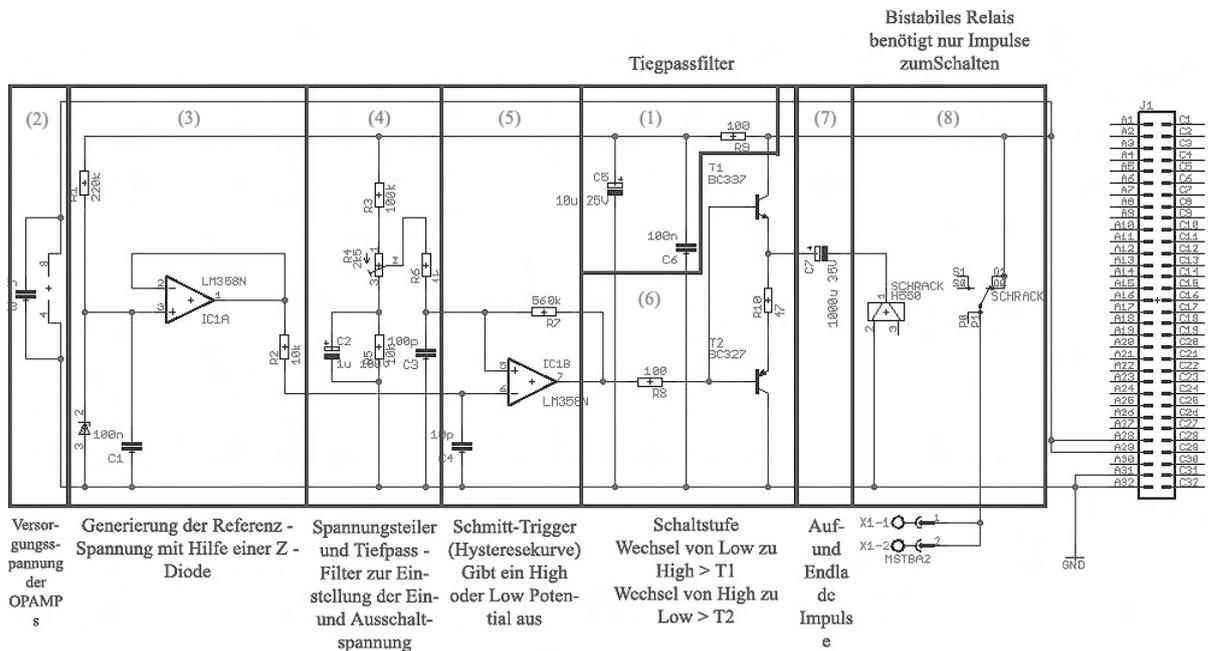


Abbildung 20: Blockschaltbild: Tiefentladeschutz

Der Sinn eines Tiefentladeschutz ist die Verhinderung einer Tiefentladung eines Akkus. Diese findet ab einer zu niedrigen, an dem Akku anliegenden Spannung an, die zu einer Veränderung der chemischen Prozesse innerhalb des Akkus führt. Die Veränderung der chemischen Reaktionen lässt thermische, statt elektrischer Energie entstehen und führt somit zu der Zerstörung des Akkumulators.

Ist der Tiefentladeschutz wie vorgesehen eingestellt, wird der Verbraucher, bevor der genannte Zustand eintritt, von dem Energiespeicher getrennt. Zudem gibt der Tiefentladeschutz den Akku, als Stromquelle, erst ab einer Spannung wieder frei an dem er wieder zu einem gewissen Grad geladen ist, um ein ständiges An- und Ausschalten zu verhindern.

Der gezeigte Schaltplan ist die Realisierung eines solchen Tiefentladeschutzes und ist in Blöcke unterteilt, die die einzelnen Funktionen der Segmente beinhaltet.

Funktionen der Blöcke

In Block (1) wird der Tiefpassfilter des Anschlusses an den Akku dimensioniert. Dieser soll die Schaltung vor zu hohen Frequenzen schützen. Da der Akku jedoch eine Gleichspannung liefert, wird die Funktion eher nicht zur Geltung kommen.

Block (2) ist lediglich die Spannungsversorgung der eingesetzten Operationsverstärker mit parallel geschaltetem Kondensator. Der darauffolgende Block (3) erzeugt mittels einer in Sperrrichtung angeschlossenen Z-Diode eine Referenzspannung die von dem in dem Block enthaltenen Operationsverstärker gepuffert weitergibt. Anliegend befindet sich ein verstellbarer Spannungsteiler mit Tiefpass. Der Spannungsteiler verschiebt die Hysteresekurve des in Block (5) liegenden Schmitt-Triggers. Die Funktionsweise eines Schmitt-Triggers ist in dem Theorie-Teil des Überladeschutzes beschrieben. Wird von dem Schmitt-Trigger ein High-Potential an die in Block (6) enthaltenen komplementären Transistoren weitergeleitet, so schaltet T1 durch. Findet ein Wechsel zu einem Low-Potential statt schaltet T2 durch. Wenn ein Wechsel von Low nach High stattfindet wird der sich in Block (7) befindende Elektrolytkondensator mit einem positivem Ladeimpuls geladen. Bei einem Wechsel von High nach Low findet der selbe Prozess mit negativem Ladeimpuls statt.

In Block (8) befindet sich ein bistabiles Relais, welches zwei statt einer Spule enthält und damit nur Energieimpulse benötigt zum Schalten. Gibt der Kondensator aus Block (7) nun einen positivem Impuls weiter, so wird der Schalter so umgelegt, dass der Verbraucher angeschlossen ist. Bei einem negativem

Impuls wird die Verbindung zu dem Verbraucher abgeschnitten.

von Nick Becker

7.3.10 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Bericht zum Testaufbau der Schaltung Tiefentladungsschutz

Nachdem die Schaltung erfolgreich mit PSpice simuliert wurde und ein zufriedenstellendes Vorlag, konnte damit begonnen werden, eine Testschaltung aufzubauen.

Die Schaltung wurde zuerst eins zu eins nach Schaltplan auf einem Steckbrett mithilfe von Jump Wires aufgebaut. Allerdings war die Funktion des bistabilen Relais in der Praxis noch nicht ausprobiert. Damit war die Belegung der Anschlüsse teilweise noch ein wenig unverständlich. Beim ersten Testlauf musste die Gruppe leider feststellen, dass es dadurch irgendwo in der Schaltung einen Kurzschluss gab, da die Spannungsquelle sofort in die Strombegrenzung ging.

Daraufhin wurde die Schaltung an mehreren Messpunkten durchgemessen, um festzustellen, an welcher Stelle der Fehler liegt. Da der vordere Teil, der für die Bereitstellung der Referenzspannung verantwortlich war, funktionierte, hat sich die Gruppe dazu entschlossen, den hinteren Teil der Schaltung nochmals separat aufzubauen.

Beim erneuten Aufbau wurde vorerst nur der hintere Teil der Schaltung auf dem Steckbrett aufgebaut. Sämtliche Störfilterkondensatoren wurden nicht eingebaut und auch die Referenzspannung von 1,2 V wurde mithilfe der Spannungsquelle separat bereitgestellt. Somit wurde die Schaltung auf den Komparator, den Verstärker und den Impuls gebenden Kondensator reduziert.

Nun wurde erneut gemessen und es konnte für das unterbieten der unteren Schwellspannung von ca. 10,8 V ein negativer Impuls hinter dem Kondensator gemessen werden. Analog dazu auch ein positiver Impuls beim Überschreiten der oberen Schwellspannung, ca. 12,5 V.

Danach sollte das Relais eingesetzt werden. Da es sich um ein bistabiles Relais handelt und es nicht wie ein gewöhnliches Relais nur eine Spule hat, sondern zwei, war es ein wenig schwieriger herauszufinden, wie es für den Zweck der Platine korrekt beschaltet werden müsste.

Nach einigen Versuchen am Relais selbst, konnte dieses dann endlich richtig eingesetzt werden. Um einen Verbraucher für unsere Schaltung zu realisieren, haben wurde eine LED mit Vorwiderstand mithilfe des Relais geschaltet, die von der Eingangsspannung gespießt wird. Das hat den Vorteil, dass man anhand der Leuchtdiode erkennen kann, welchen Zustand die Schaltung gerade einnimmt und nicht immer wieder messen muss.

Jetzt konnte auch die Bereitstellung der Referenzspannung über die Z-Diode LM 385 und den zweiten OPV des ICs LM 358, der auch den OPV für den Komparator beherbergt, eingebaut werden. Dieser Teil konnte aus der ersten Schaltung ohne Änderung übernommen werden, da dieser ja funktioniert hat.

Als letztes wurden dann noch die Störfilterkondensatoren eingesetzt und der Trimmer am Spannungsteiler im Komparator feinjustiert, um die gewünschten Schwellspannungen einzustellen. Die Testschaltung funktionierte und der Testaufbau ist abgeschlossen.

von Frank Koch

8 Energieversorgung, Schwerpunkt Wind

8.1 Allgemein

8.1.1 Teilnehmerliste

Özgü Dogan, Dirk Babendererde, Maximilian Köhrich, Boris Henckell, Thomas Kapa, Mohamed Sboui, Gustave Tchouaken und Mario Irmmler
 Betreuer: Sven Backhove

8.1.2 Blockschaftbild

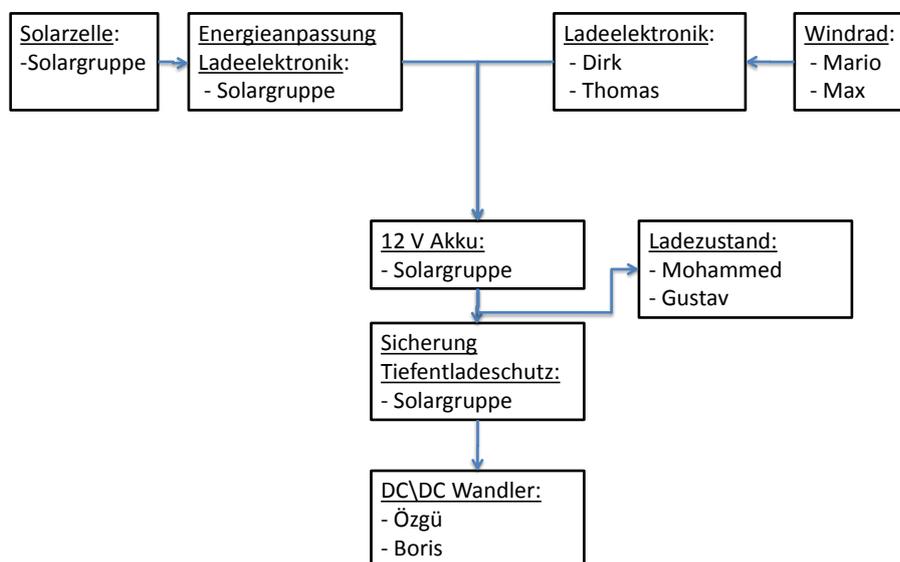


Abbildung 21: Blockschaftbild: Energieversorgung, Schwerpunkt Wind

8.1.3 Aufgabenstellung

Um die Wetterstation autark zu gestalten, wird sie sowohl mit Solar als auch mit Windkraftgeneratoren ausgestattet. Die Energieversorgung, Schwerpunkt Wind, kümmert sich um die möglichst effektive Ausnutzung der Windkraft. Es wird ein Rotor gebaut, und die durch einen Generator erzeugte Leistung wird dabei in einen Pufferakku gespeist. Mit Hilfe der so geladenen Batterie können die Sensoren dann auch nachts und bei Windstille mit Leistung versorgt werden.

Um den Ladestand des Akkus an zu zeigen, wird dieser ermittelt und an die Anzeigegruppe weiter geleitet.

Außerdem übernimmt die Energieversorgung die Spannungsstabilisierung auf 12 V für die Sensorik, Auswertung und Anzeige, da am Akku je nach Ladezustand und Energieeinspeisung eine zu instabile Spannung zwischen 11.5 V und 13.8 V anliegt.

von Dirk Babendererde

8.2 Windkraft, Gleichrichtung, Spannungsverdopplung

8.2.1 Windkraftwerk, Eigenbau

Es ist die Aufgabe, ein Windrad zur Spannungsversorgung zu konstruieren. Zur Energieentwicklung wird ein durch einen Savoniusrotor betriebener zweiphasiger Schrittmotor genommen.

Der Savoniusrotor ist weit als Lüftung (bei Bauwagen oder Waggons) verbreitet. Er besteht aus zwei gegeneinander versetzten Zylinderhälften (Schaufeln). Dadurch wird der Wind zuerst in eine Schaufel gedrückt und dann in die andere umgelenkt. Diese Bauform des Rotors hat ein gutes Anlaufverhalten, da dieser schon bei geringer Windgeschwindigkeit anläuft. Der Wirkungsgrad des Savoniusrotors beträgt etwa 27%. Um diese kommerziell zur Energiegewinnung zu nutzen, zu wenig.

Da das Projekt nicht kommerziell genutzt wird, und dieser Typ von der Mechanik am einfachsten umzusetzen ist, wird diese Rotorform zur Energiegewinnung durch Windkraft konstruiert.

von Mario Irmeler



Abbildung 22: Rotor, Ansicht

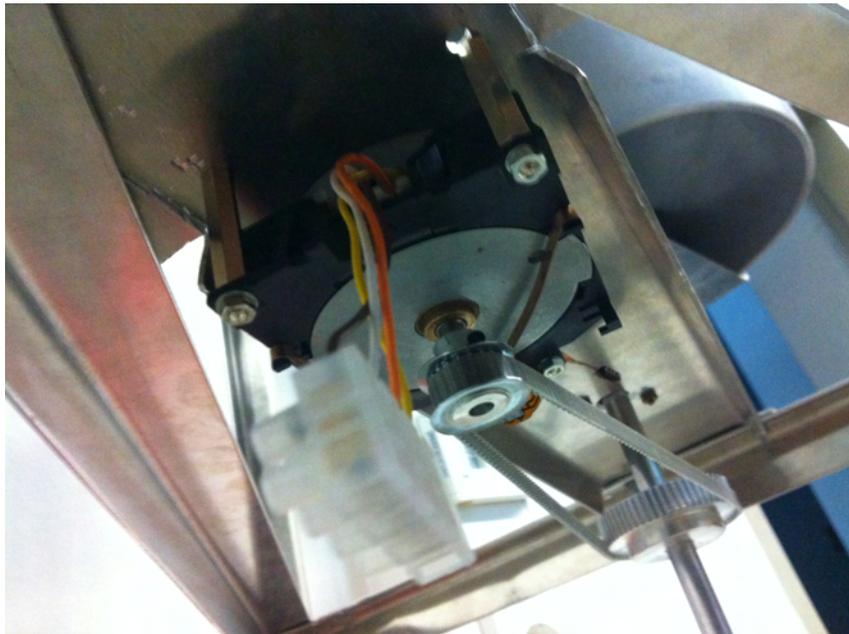


Abbildung 23: Rotor, Schrittmotor

8.2.2 Schaltungsbeschreibung

Zur Spannungsverdopplung wird eine Delonschaltung benutzt. Die Schaltung besteht in der Grundform aus zwei Einweg-Gleichrichterschaltungen (Diode), denen jeweils ein Kondensator als Last nachgeschaltet ist. Diese wandelt aus einer Wechselspannung, welche durch den Windrad betriebenen Schrittmotor erzeugt wird, eine Gleichspannung. Näherungsweise ist dies der doppelte Scheitelwert der Wechselspannung. Da der Schrittmotor zwei Wechselstromphasen liefert, werden zwei parallel geschaltete Delon-Schaltungen zur Spannungsverdopplung benötigt.

von Mario Irmeler

8.2.3 Schnittstellen

Die erste Schnittstelle für die Schaltung zur Spannungsgleichrichtung bzw. Spannungsverdopplung ist der Schrittmotor, der eine Wechselspannung in die Schaltung speist. Die Ausgangsschnittstelle der Schaltung, also die gleichgerichtete Spannung, geht direkt an die Schaltung des Überspannungsschutzes.

von Mario Irmeler

8.2.4 Schaltplan

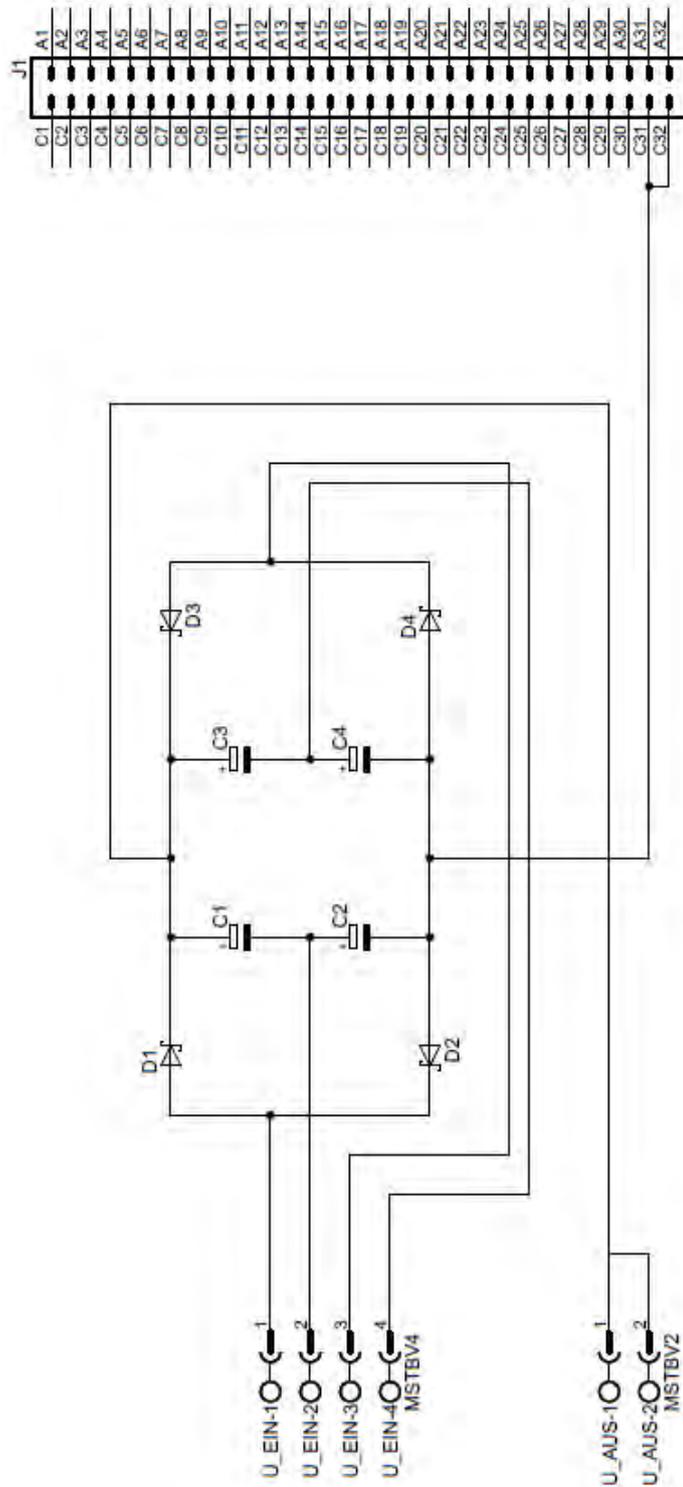


Abbildung 24: Schaltplan: Spannungsverdoppler

8.2.5 Funktionsweise

Der Kondensator C_1 wird während der positiven Halbschwingung über die Diode D_1 auf den Scheitelwert der Wechselfspannung U_e und der Kondensator C_2 wird während der negativen Halbschwingung auf den negativen Scheitelwert der Wechselfspannung geladen.

Da die Kondensatorspannung U_{C_1} in der positiven Halbwelle in Reihe mit der Wechselfspannung liegt, kann C_2 nahezu auf den doppelten Scheitelwert der Wechselfspannung aufgeladen werden, wobei C_1 entladen wird. Damit der Kondensator C_2 sich nicht wieder über den Kondensator C_1 entlädt, wird die Diode D_2 als Entladesperre in Sperrichtung geschaltet. Der Ausgangsstrom wird von der Diode D_2 sowie vom Kondensator C_2 geliefert.

Die Ausgangsspannung ergibt sich aus der Summe der einzelnen Kondensatorspannungen. In etwa entspricht dies dem doppelten Scheitelwert der Wechselfspannung.

Analog dazu entspricht die Funktionsweise der zweiten Delon-Schaltung die der ersten und die beiden Spannungen überlagern sich.

von Mario Irmeler

8.2.6 Dimensionierung

Um eine möglichst geringe Restwelligkeit der gleichgerichteten Spannung zu gewährleisten, werden Kondensatoren mit hoher Kapazität verwendet. Des Weiteren haben die Kondensatoren eine hohe Spannungsfestigkeit, um eventuell auftretende Spannungsspitzen verarbeiten zu können. Die zur Gleichrichtung verwendeten Dioden vom Typ 1N5822 sind Schottkydioden. Diese haben einen geringeren Spannungsabfall in Durchlassrichtung (ca. 0.4 V) als herkömmliche Siliziumdioden, was die Effektivität steigert. Hier ist eine Überdimensionierung erkennbar, jede Diode hat eine Stromfestigkeit von 3 Ampere. Dies ist damit zu begründen, dass jede Diode in dieser Schaltung den maximal benötigten Strom vertragen können muss. Außerdem ist die Preisdifferenz zu weniger stromfesten Dioden sehr gering, sodass sich eine Steigerung der Betriebssicherheit sehr günstig realisieren lässt.

von Max Köhrich

8.2.7 Simulation

Simuliert wird die Schaltung mit dem Simulationsprogramm PSpice. Der Lastwiderstand R_1 , welcher den Akku darstellen soll, wird mit $47\text{ k}\Omega$ angegeben und die Simulationszeit beträgt 1 ms bzw. 5 ms. Es ist davon auszugehen, dass der Akku einen sehr geringen Widerstand darstellt. Daher wird die Schaltung nochmals mit einem Lastwiderstand R_1 in Höhe von 1Ω getestet. Für die Eingangsspannung werden zwei Spannungsquellen $U_1 = U_2 = 10\text{ V}$ bei 10 kHz verwendet, welche die zwei Pulse des Schrittmotor darstellen. Des Weiteren werden in der Simulation vier Dioden vom Typ 1N4138 verwendet, und die Kapazität der vier Kondensatoren beträgt $1000\text{ }\mu\text{F}$.

Es ist festzustellen, dass bei einem geringen Lastwiderstand nur noch ein kleinerer Teil der gleichgerichteten Spannung am Lastwiderstand anliegt und das eigentlich Ziel der Spannungsverdopplung der Delon-Schaltung damit nicht mehr gewährleistet sein kann. Weiter ist zu erkennen, dass die Schaltung eine gewisse Zeit benötigt, bis diese ihr Maximum der Ausgangsspannung erreicht hat und bei konstanter Eingangsspannung stabil bleibt.

von Mario Irmeler

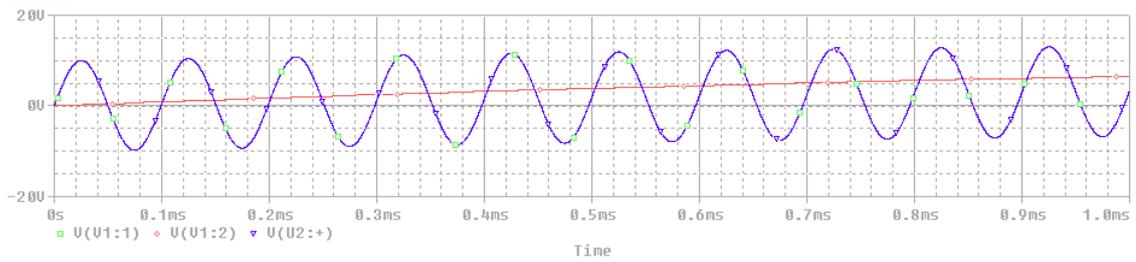


Abbildung 25: Simulation: Spannungsverdoppler bei 47kΩ Last und 1ms

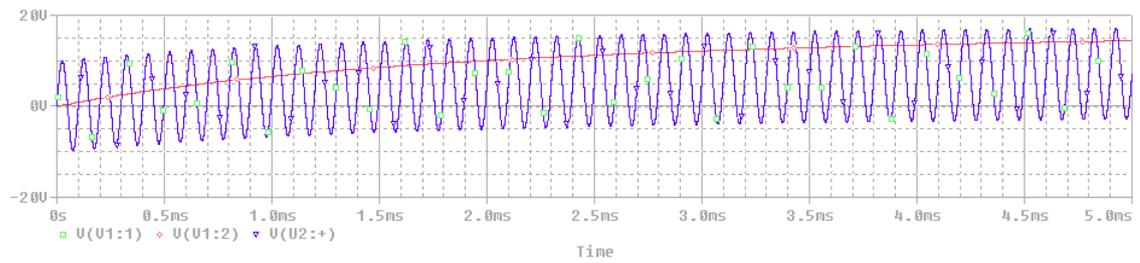


Abbildung 26: Simulation: Spannungsverdoppler bei 47kΩ Last und 5ms

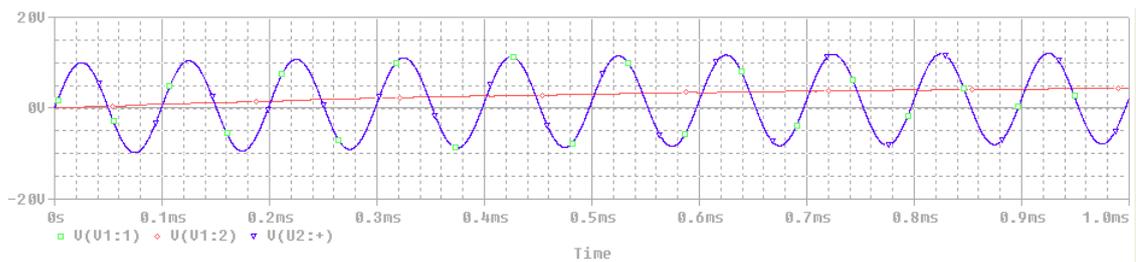


Abbildung 27: Simulation: Spannungsverdoppler bei 1Ω Last und 1ms

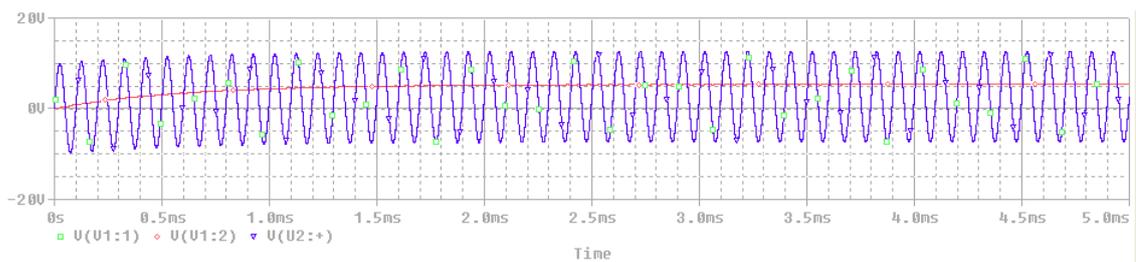


Abbildung 28: Simulation: Spannungsverdoppler bei 1Ω Last und 5ms

8.2.8 Bauteillisten

Nummer	Bezeichnung	Dimensionierung
1	C_{1-4}	1000 μ F
2	D_{1-4}	1N5822
3	Schrittmotor	SONCEBOZ 6161 R 296
4	Wannenstecker	2pol.
5	Wannenstecker	4pol.
6	Messerleiste A-C	64pol.

Tabelle 6: Bauteilliste: Spannungsverdoppler

8.2.9 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

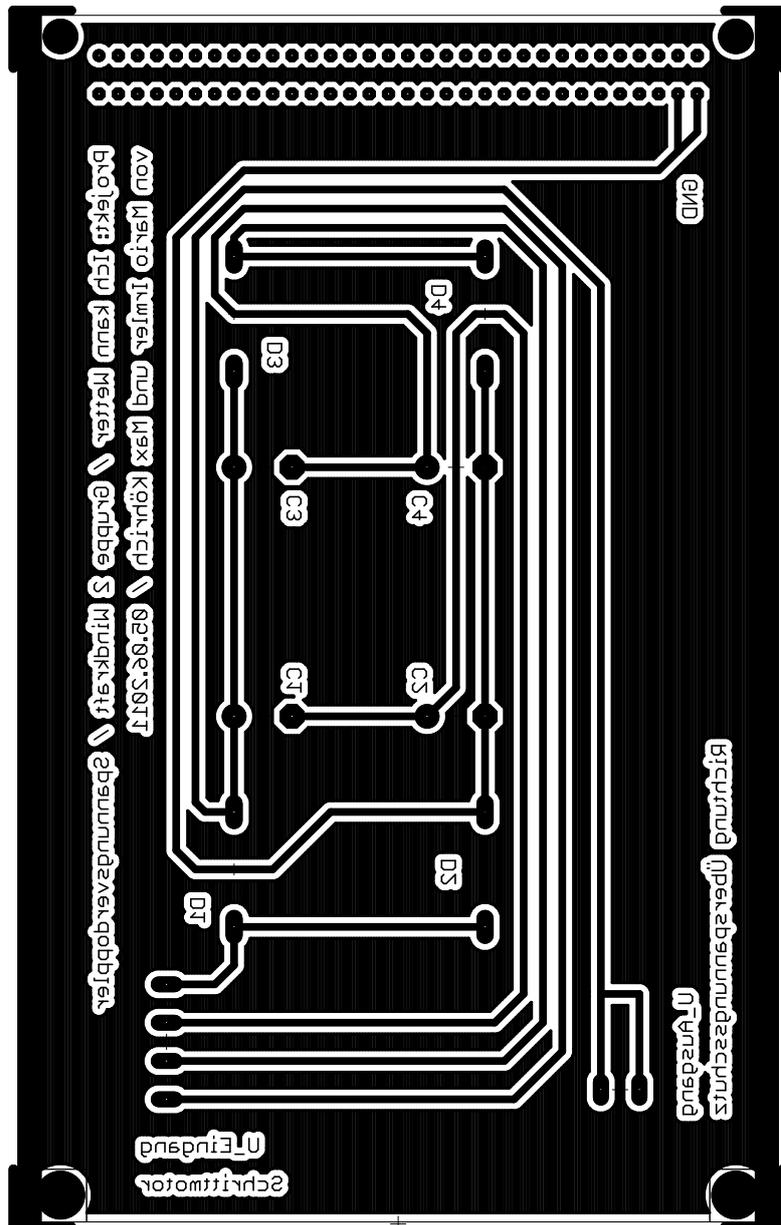


Abbildung 29: Kopiervorlage: Spannungsverdoppler

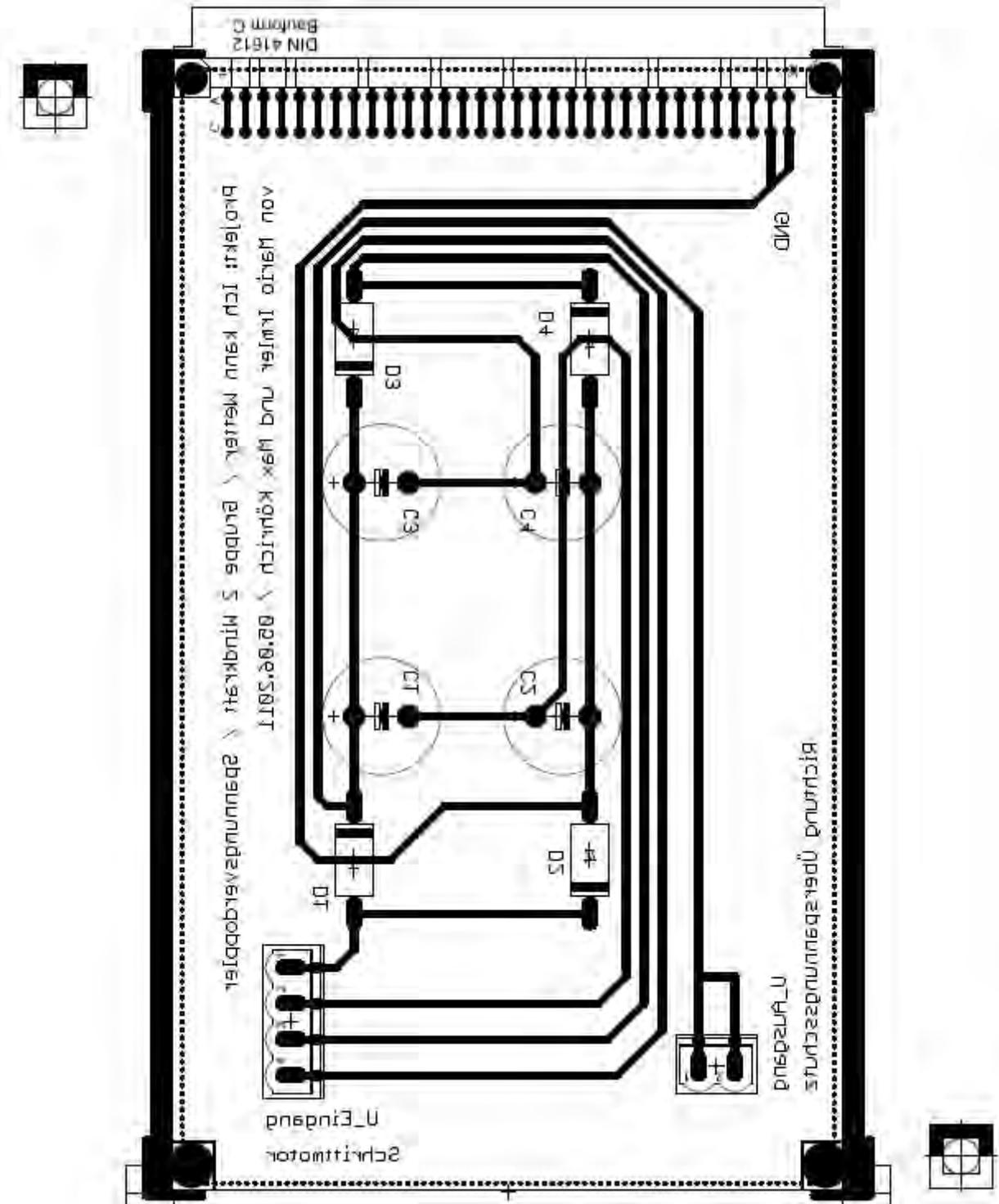


Abbildung 30: Bestückungsplan: Spannungsverdoppler

8.2.10 Theorie

Berechnung der Ausgangsspannung für eine Delonschaltung:

$$U_A = 2 \cdot \hat{U}_E - 2 \cdot U_D \quad (14)$$

wobei

U_A = Ausgangsspannung

\hat{U}_E = Eingangsspannung

U_D = Diodenverlust

von Max Köhrich

8.2.11 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Siehe Unterkapitel [8.2.6](#) und [Abbildung 30](#).

8.3 Überspannungsschutz

Der Überspannungsschutz ist innerhalb der Energieversorgung dafür verantwortlich, die Überspannung des Akkus zu verhindern. Da der Akku bei einer zu hohen Spannung das enthaltene Wasser in Wasserstoff und Sauerstoff trennt und so hoch entzündliches Knallgas entsteht, muss die Versorgung durch das Windrad über einen Lastwiderstand, oder Ähnliches umgeleitet werden. Im Akku wird dabei mit steigendem Ladezustand der Innenwiderstand größer und damit auch die Spannung, die über diesen abfällt. Die Ladeschlussspannung liegt bei dem verwendeten Akku AH4465 von Arktis bei 13.8 V. Ab dieser Spannung muss die Schaltung dafür sorgen, dass der Akku vor Überspannung geschützt wird.

von Thomas Kapa

8.3.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung soll bei einer Spannung von 13.8 V beginnen die Leistung an einen Lastwiderstand und nicht an den Akku abzugeben. Bei 12,5 Volt soll sie wieder beginnen den Akku zu laden. Um dieses Verhalten zu erreichen wird in der Schaltung ein invertierendes Schmitttrigger verwendet. Die gesuchte Eigenschaft erkennt man, wenn man die Eingangs- über der Ausgangsspannung aufträgt. Diese durchlaufen eine Hystereseschleife. (Wie in [Abbildung 32](#) zu sehen). Zunächst wird eine hohe Eingangsspannung angelegt und die Ausgangsspannung steigt mit einer möglichst kleinen Risetime auf einen positiven Wert. Die Eingangsspannung wird nun geringer, da der Akku entladen wird. Erreicht diese einen Wert von 12.5 V so fällt die Ausgangsspannung auf den Wert 0. Der Akku wird wieder geladen und die Eingangsspannung steigt wieder, bis zu den 12.5 V und die Hystereseschleife wird von neuem durchlaufen. Dabei wird eine niedrige Spannung an den Ausgang gelegt, wenn an den Eingang des Komperators die Akkuspannung größer einer Referenzspannung ist. Der Ausgang des Schmitttriggers wird auf einen Subtrahierer gelegt, der das Signal auf eine hohe Spannung legt. Diese wird dann wiederum an das Gate eines n-MOSFETs gelegt, der dann beginnt einen Kanal zu bilden, sodass die Leistung auf den Lastwiderstand umgeleitet wird. Die Kondensatoren sind zur Spannungsglättung gedacht.

Die Dioden sind Zenerdioden. Die Zenerdiode D3 liegt zwischen Akku und Windrad und soll verhindern, dass der Akku über den Lastwiderstand nicht entladen wird, wenn der MOSFET leitet.

Die Diode D1 dient dazu einen konstanten Spannungsabfall für die Betriebsspannung für den Schmitttrigger zu erzeugen.

Die Widerstände dienen der Einstellung des Schmitttriggers, also den Spannungswerten, bei denen am Ausgang des Schmitttriggers eine positive Spannung, bzw. 0 V anliegen.

Der rechte Widerstand soll den Akku simulieren.

von Thomas Kapa

8.3.2 Schnittstellen

Vom Windrad wird die verdoppelte und geglättete Spannung über einen Phönix-Stecker auf die Platine gegeben. Die überprüfte Spannung geht dann über den Bus an die Batterie.

von Dirk Babendererde

8.3.3 Schaltplan

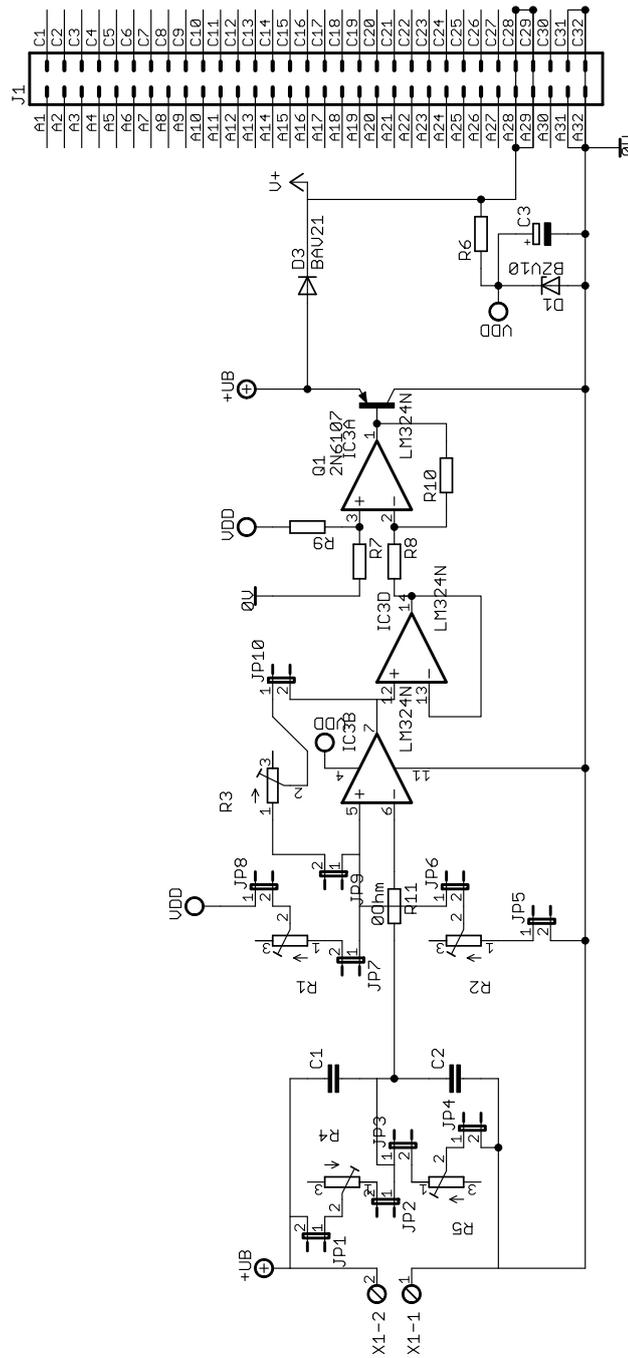


Abbildung 31: Schaltplan: Überspannungsschutz

von Dirk Babendererde

8.3.4 Funktionsweise

invertierender Schmitt-Trigger:

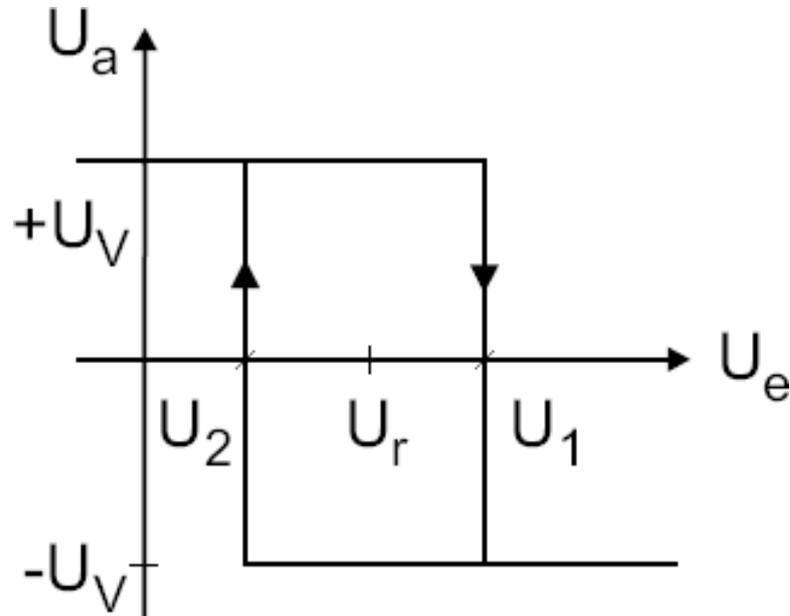


Abbildung 32: Schaltplan: Hysterese des Schmitt-Triggers, Quelle: 2

Wie in der Grafik 32 zu erkennen liegt am Ausgang des Schmitt-Triggers HI ($U_V^+ = U_H = 7\text{ V}$) an bis die Eingangsspannung U_1 unterschreitet. Bis U_2 unterschritten wird liegt LO ($U_V^- = U_L = 0.7\text{ V}$) am Ausgang an.

Der Spannungsteiler $R1 - R2$ definiert den Schwellenpunkt wann das Windrad kurzgeschlossen wird.

$R3$ im Verhältnis zu $\frac{R1}{R2}$ ist für die Rückwirkung und somit für den Zeitpunkt des erneuten Ladens des Akkus verantwortlich.

von Dirk Babendererde

Spannungsfolger/Impedanzwandler:

Der Spannungsfolger hat die Funktion eines Impedanzwandlers. Er hat einen großen Eingangswiderstand und einen kleinen Ausgangswiderstand. Da der Subtrahierer wie mit einer Spannungsquelle (Schmitttrigger) versorgt werden soll, braucht diese einen kleinen Innenwiderstand, weil über diesen eine kleine Spannung abfallen soll, um möglichst die gesamte Spannung an den Subtrahierer zu legen.

von Thomas Kapa

Subtrahierer:

Der eingebaute Subtrahierer wird wie ein Invertierer benutzt, wodurch ein selbstleitender n-MOSFET benutzt werden kann anstatt eines selbstsperrenden p-MOSFET. Wodurch die Schaltung kostengünstiger und ausfallsicherer ist, da ohne Versorgungsspannung der Rotor kurzgeschlossen wird. So wird der Rotor gebremst und geht nicht durch zu hohe Drehzahl kaputt.

von Dirk Babendererde

8.3.5 Dimensionierung

Der Schmitt-Trigger kann über die folgenden Formeln jederzeit neu Dimensioniert werden:
(Zum einstellen der Trimmer die Jumper entfernen.)

$$R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \frac{R_1 \cdot U_L}{V_{CC} - U_H}, R3 = \frac{R_1 \cdot U_L}{U_H - U_L} \quad (15)$$

Aktuell sind die Werte der Widerstände:

Nummer	Bezeichnung	Dimensionierung
1	R_1	10 k Ω
2	R_2	25.3 k Ω
3	R_3	96.1 k Ω

Tabelle 7: Bauteilliste: Überspannungsschutz, Schmitt-Trigger, Widerstände

von Dirk Babendererde

8.3.6 Simulation

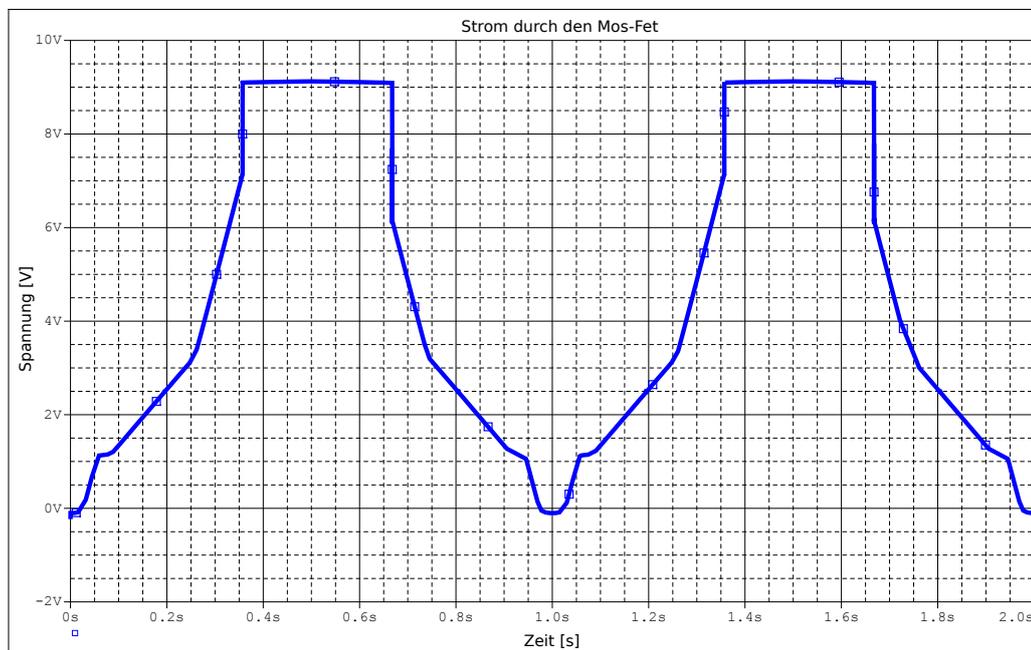


Abbildung 33: Schaltung: Spannung am Gate des MOSFETs

An Abbildung 33 kann man die Funktion der Hysterese des Schmitttriggers gut erkennen. Die Spannung bleibt eine bestimmte Zeit lang auf konstantem Wert, bei dem der n-MOSFET leitet und der gesamte Strom nicht über den Akku, sondern über den Lastwiderstand fließt.

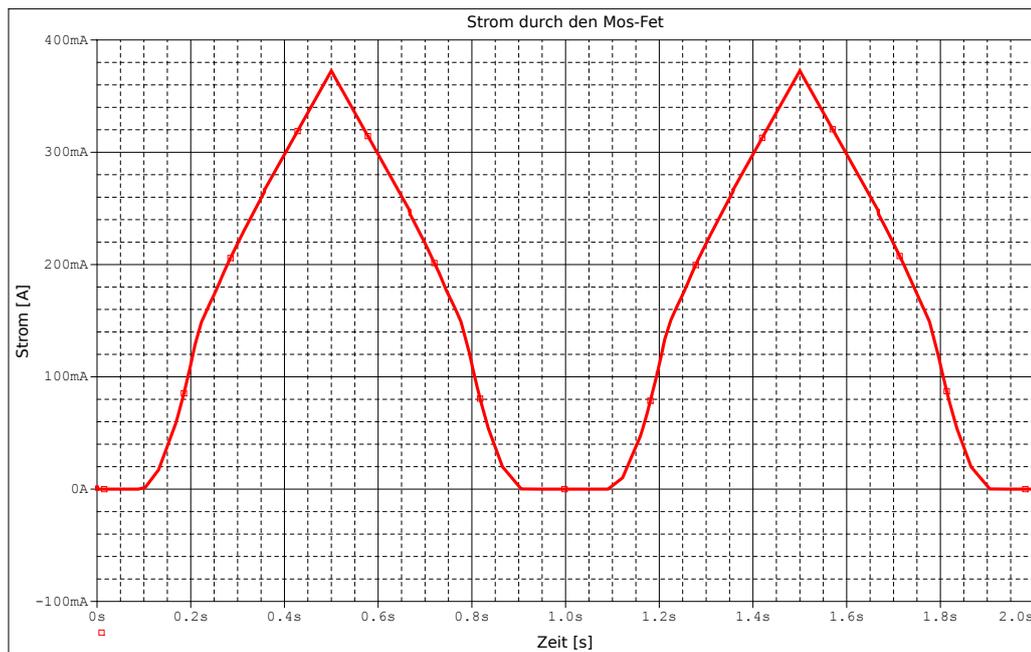


Abbildung 34: Schaltung: Strom durch den MOSFET

Die Abbildung 34 zeigt den Strom durch den MOSFET. Er steigt mit der steigenden Gatespannung des MOSFETs an und erreicht sein Maximum bei maximaler Windradspannung.

von Thomas Kapa

8.3.7 Bauteillisten

Nummer	Bezeichnung	Details
1	R_1	10 k Ω
2	R_2	25.3 k Ω
3	R_3	96.1 k Ω
4	R_4	47 k Ω
5	R_5	47 k Ω
6	R_6	10 k Ω
7	R_7	10 k Ω
8	R_8	10 k Ω
9	R_9	10 k Ω
10	R_D	0.680 k Ω
11	R_L	0.052 k Ω
12	C_1	1 nF
13	C_2	1 nF
14	C_3	100 nF
15	OPV	LM324N

Tabelle 8: Bauteilliste: Überspannungsschutz

von Dirk Babendererde

8.3.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

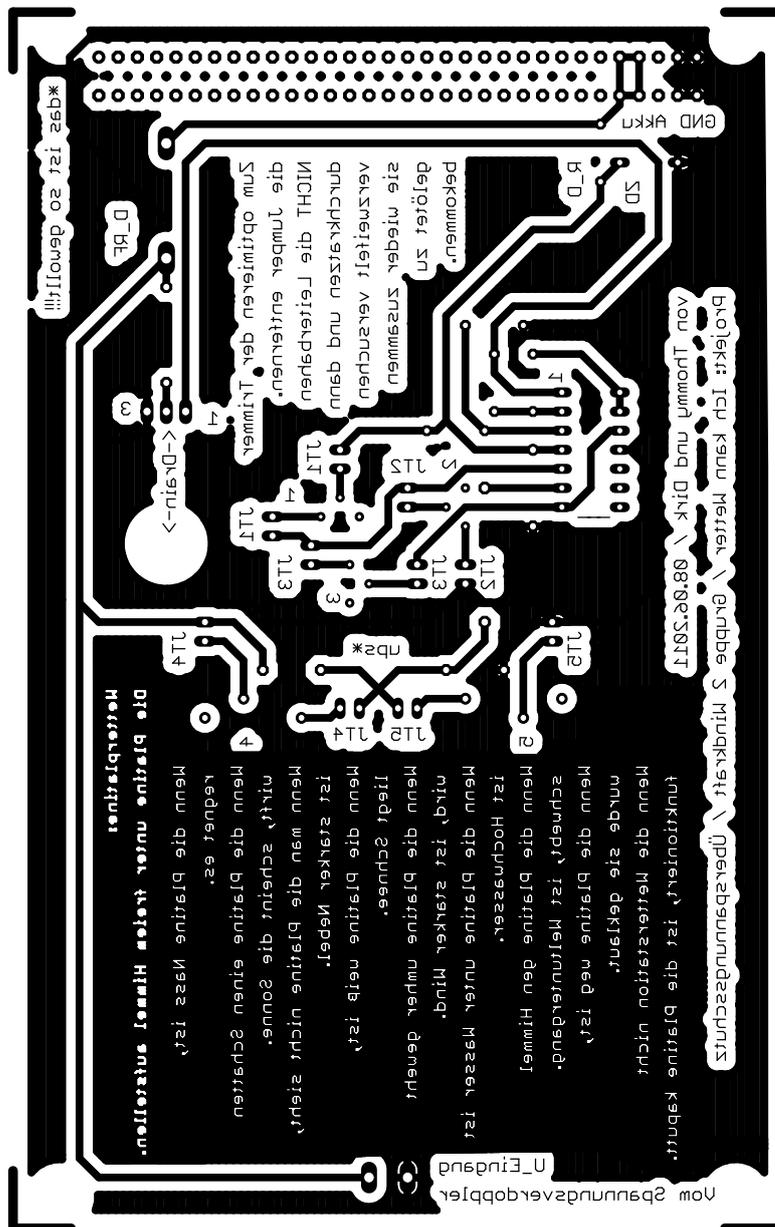


Abbildung 35: Kopiervorlage: Überspannungsschutz

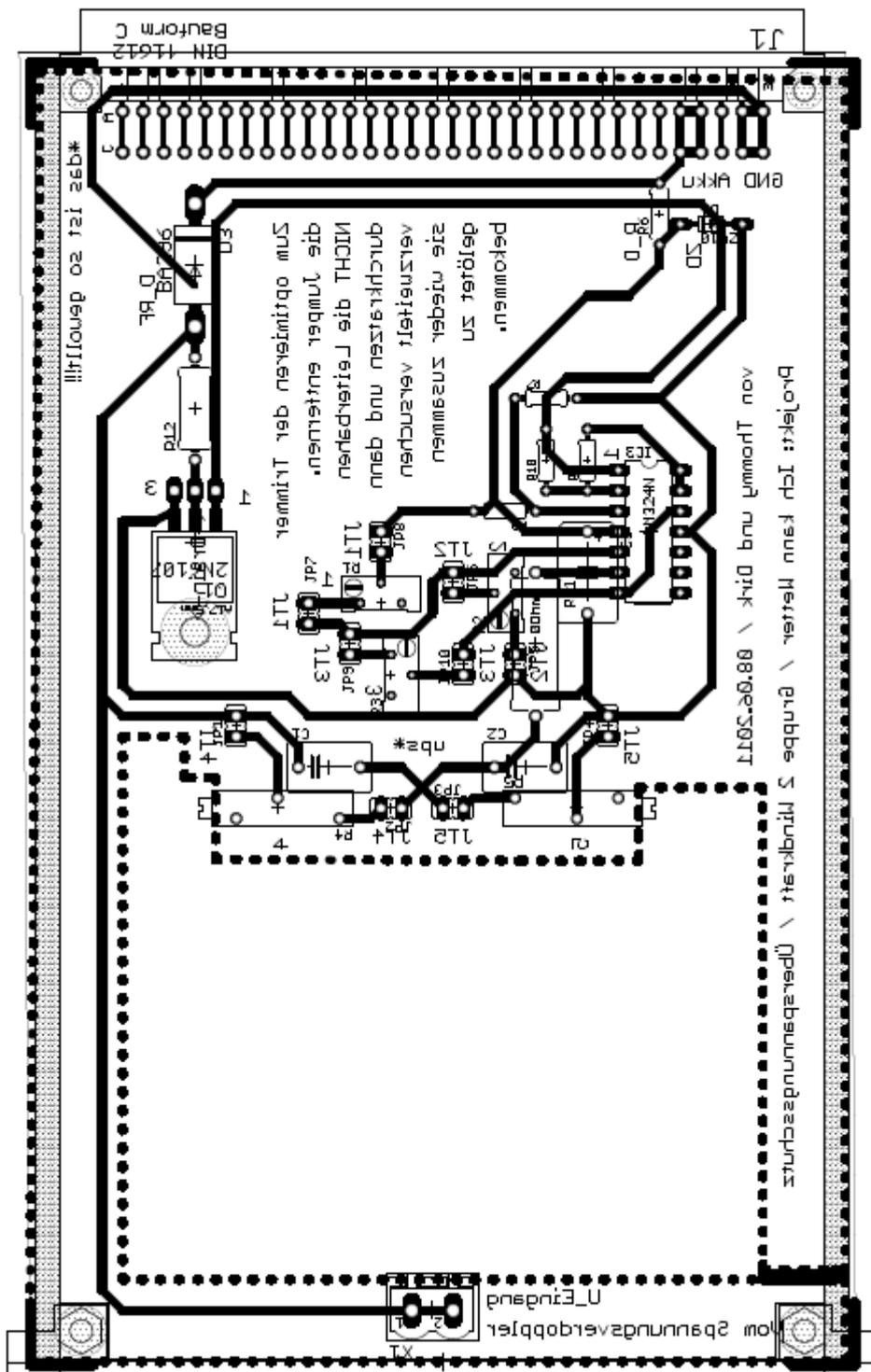


Abbildung 36: Bestückungsplan: Überspannungsschutz

8.4 Spannungsstabilisierung

8.4.1 Schaltungsbeschreibung

Da die Ausgangsspannung des Akkus zwischen 10.5 V und 14.5 V variieren kann, übernimmt unser Teil der Schaltung die Stabilisierung dieser Spannung. Das Ziel sind konstante 12 V. Da die Eingangsspannung an unserer Schaltung um die Ausgangsspannung schwangt, bauen wir einen Linearregler und einen DC/DC-Wandler in Reihe. Der Linearregler schafft es dabei aus der schwankenden Eingangsspannung relativ stabile 10 V zu erzeugen, die dann in dem DC/DC-Wandler auf konstante 12 V geregelt werden.

von Özgü Dogan

8.4.2 Schnittstellen

Unsere zwei Schnittstellen sind einerseits die unstabilisierte Spannung aus dem Akku, die wir von der Tiefentladeplatine weitergeleitet bekommen und auf der anderen Seite die stabilisierte Spannung, die auf den Bus gelegt werden.

von Özgü Dogan

8.4.3 Schaltplan

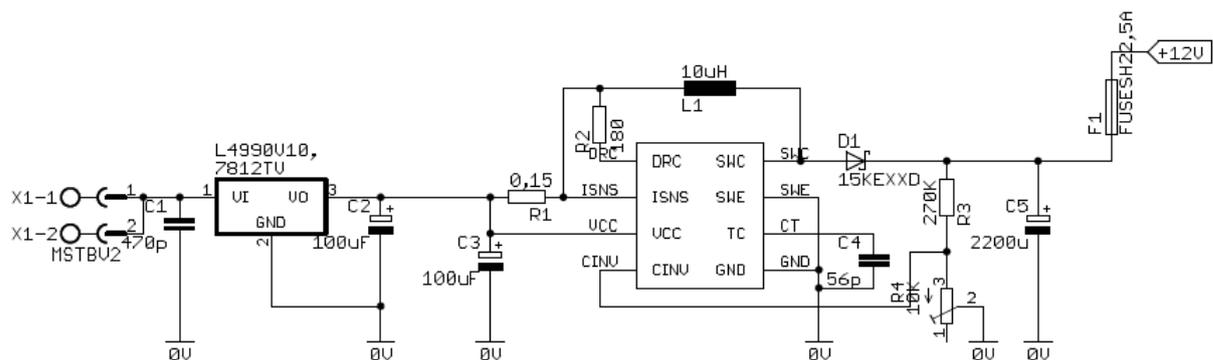


Abbildung 37: Schaltplan: Spannungsstabilisierung

von Boris Henckell

8.4.4 Funktionsweise

Der verwendete Linearregler L4940V10 ist in der Lage alle Spannungen bis 17 V auf 10 V zu regeln, solange sie 0.5 V über der erwünschten Ausgangsspannung liegt. Das bedeutet, dass bei einer Spannung von unter 10.5 V an dem Linearregler nichts passiert und das bei einer Spannung über 10.5 V die Spannung auf 10 V runter geregelt wird. Diese 10 V werden durch den Stepup-Wandler auf konstante 12 V erhöht. Dabei wird der IC M34063 verwendet.

von Özgü Dogan

8.4.5 Dimensionierung

Der Linaerregler muss nicht dimensioniert werden, da er für eine Ausgangsspannung von 10 V konzepiert ist.

Die Dimensionierung des Stepup-Wandlers erfolgt durch den Spannungsteiler am Ausgang der gesamten Schaltung. Mit folgender Formel aus dem Datenblatt kann man je nach eingespeister Eingangsspannung das Ausgangssignal berechnen und einstellen.

$$|V_{out}| = 1.25 \cdot \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (16)$$

Realisiert wird das das am einfachsten mit einem Trimmer an Position 2, um auch feinere Einstellung zu ermöglichen. Die restlichen Größen und Dimensionen kann man den Schaltbildern entnehmen.

von Özgü Dogan

8.4.6 Simulation

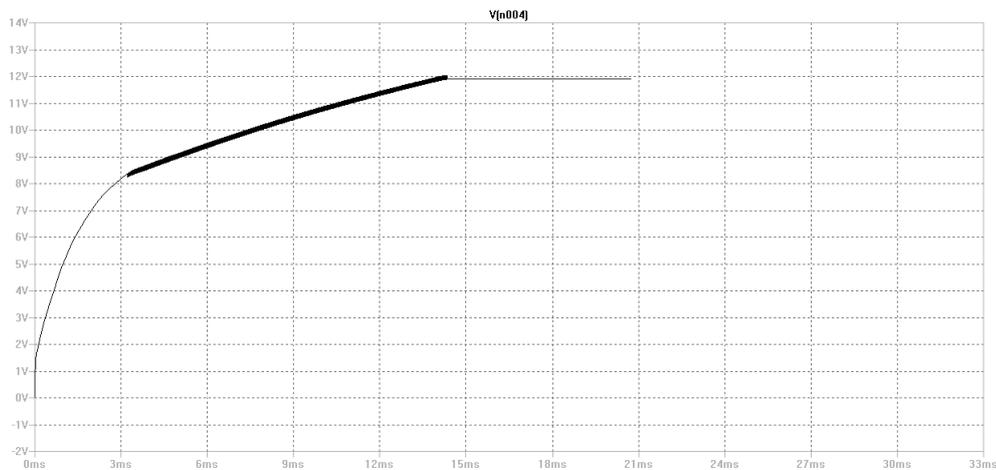


Abbildung 38: Simulation: DCDC-Wandler

von Boris Henckell

8.4.7 Bauteillisten

Nummer	Bezeichnung	Details
1	R_1	0.15 Ω
2	R_2	180 Ω
3	R_3	270 k Ω
4	R_4	100 k Ω
5	C_1	470 pF
6	C_2	100 μ F
7	C_3	100 μ F
8	C_4	56 pF
9	C_5	2200 μ F
10	L_1	10 μ H

Tabelle 9: Bauteilliste: Spannungsstabilisierer

von Boris Henckell

8.4.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

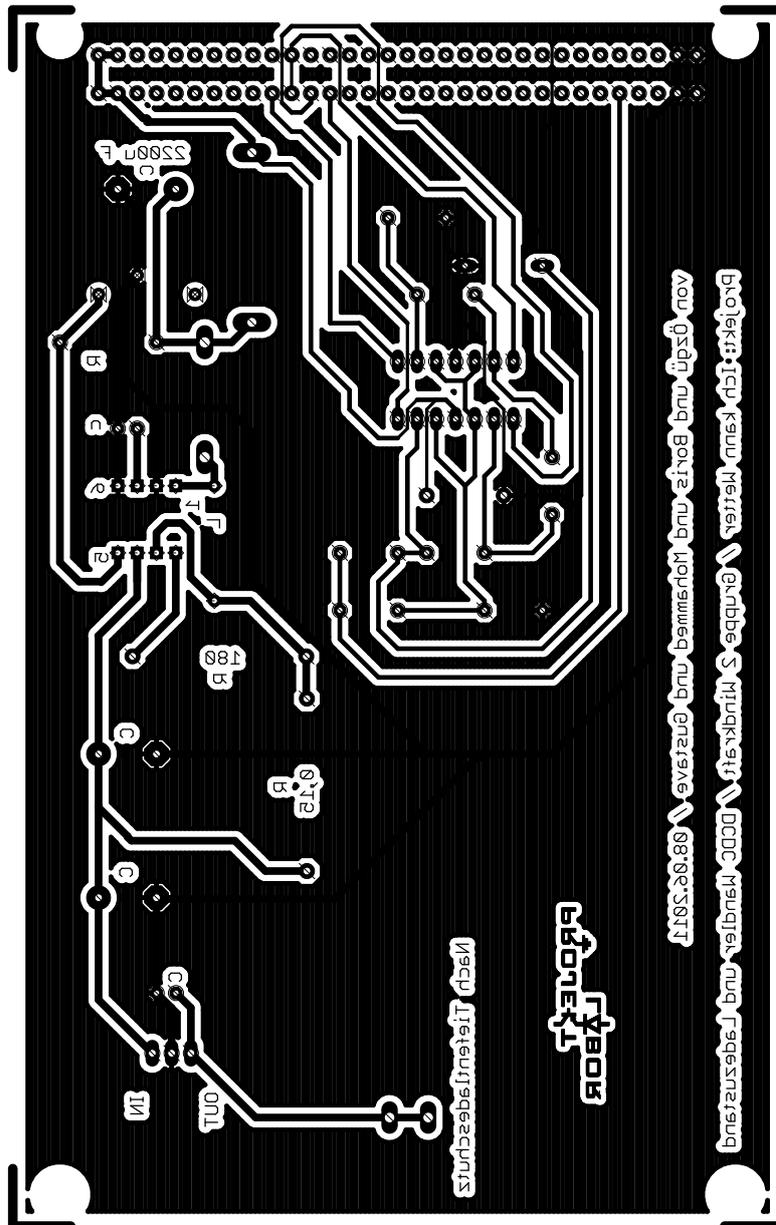


Abbildung 39: Kopiervorlage: Ladeelektronik und Spannungsstabilisierung

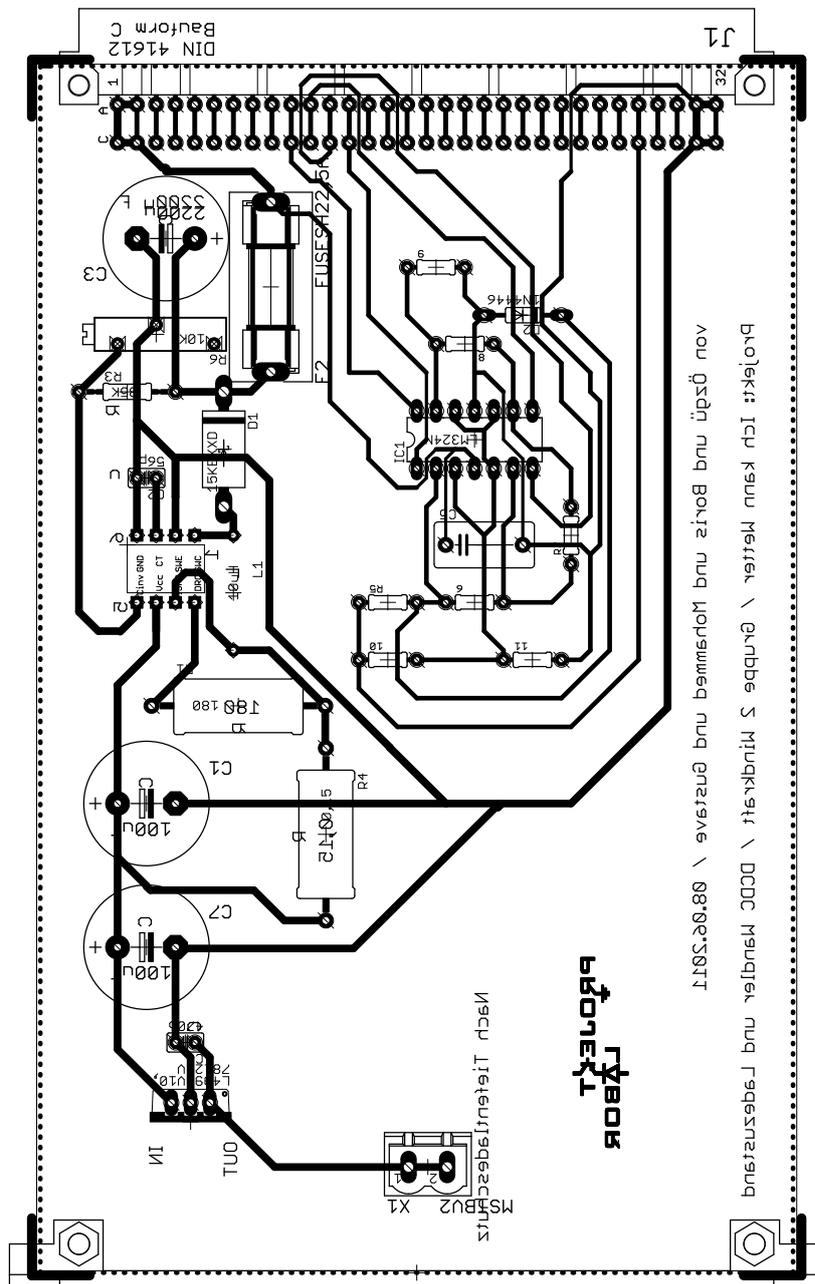


Abbildung 40: Bestückungsplan: Ladeelektronik und Spannungstabilisierung

Da sich neben der Spannungstabilisierung auch noch die Ladezustandsanzeige auf dieser Platine befindet sind beide Schaltungen in diesem Bordlayout vorhanden.

von Boris Henckell

8.5 Ladeelektronik

Die Aufgabe der Ladeelektronik ist, zu bestimmen welcher Zustand der Akku hat, wenn er geladen ist.

von Gustave Tchouaken

8.5.1 Schaltungsbeschreibung

Der Akku wird mit sauberer Gleichspannung geladen, dadurch entsteht eine wesentlich kleine Erwärmung des Akkus, und dadurch resultierend eine längeres Lebensdauer. Die Schaltung ist gegen falsche Polung durch eine Schutzdiode (Zener-Diode) gesichert. (D.h.: Zener- Diode ist in Sperrrichtung gebaut und sorgt dafür, dass die Spannung auf dem Spannungsteiler immer konstant bleibt (ungefähr 5.6 V), auch wenn die Akkuspannung sich ändert. Damit der Akku nicht defekt geht, darf der Akku nicht komplett entladen werden. Aus diesem Grund gibt es verschiedene Ladezustände. Diese sind in Prozente (100%, 75%, 50%, 25%) definiert. Die jeweilige Prozente entsprechen genau vier Ladezustände, nämlich voll-, dreiviertel-, halb- und einviertelgeladener Akku.

Mit Hilfe der LEDs kann man den Zustand des geladenen Akkus erkennen. Dies wird durch die Beleuchtung des LEDs bestimmt.

von Gustave Tchouaken

8.5.2 Schnittstellen

Die Ladeelektronik ist mit dem Bus verbunden.

von Gustave Tchouaken

8.5.3 Schaltplan

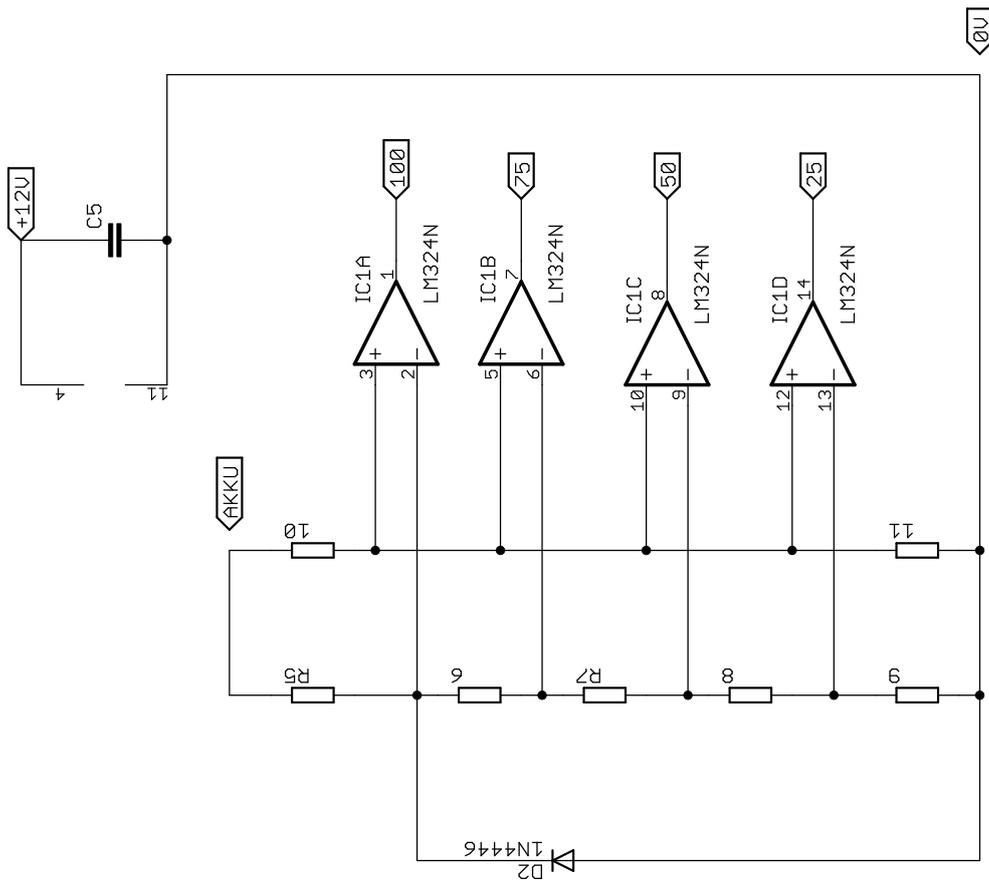


Abbildung 41: Schaltplan: Ladeelektronik

von Gustave Tchouaken

8.5.4 Funktionsweise

Die Schaltung besitzt vier Komparatoren als Operationsverstärker LM224N. Die invertierenden Eingänge des Komparators beruhen auf der oberen Bezugsnahme der aufbewahrten Spannungen 5.6 V; 5.32 V; 5.096 V; 4.872 V bzw. an den Punkte 2, 6, 9 und 13 durch die Widerstände R_6 , R_6 , R_9 und R_{13} . Bei Änderung der Betriebsspannung wird die Referenzspannung auf dem Komparator konstant gehalten. Dies wird durch die Zener-Diode unterstützt. Mit dem Spannungsteiler liegen verschiedene Spannungen auf den invertierenden Eingänge des Komparators.

Am Ausgang des Komparators steht ein Signal zur Verfügung, das anzeigt, welche der Eingangsspannungen höher ist. Wenn die Spannung am positiven, nicht-invertierenden Eingang höher ist als die Spannung am negativen, invertierenden Eingang, so nähert sich die Ausgangsspannung der positiven Versorgungsspannung. Dies liefern die unterschiedliche Werte der Spannung, je nachdem ob man im vollen oder halben Ladezustand ist. Hierbei sind die Ladezustände so definiert: voll, $\frac{3}{4}$, $\frac{1}{2}$ und $\frac{1}{4}$ geladener Akku.

von Gustave Tchouaken

8.5.5 Dimensionierung

Hierbei ist der Spannungsteiler nicht belastet. Um diese zu dimensionieren, gehen wir davon aus, dass die Widerstände R_6 , R_7 , R_8 gleich sind. (d.h.: $R_6 = R_7 = R_8 = R$).

$$\frac{U_{13}}{U_{zener}} = \frac{R_9}{R_9 + 3 \cdot R} \quad (17)$$

wobei: $U_{13} = 4.872 \text{ V}$ und $U_{zener} = 5.6 \text{ V}$

Daraus folgt:

$$R_9 = 20.07 \cdot R$$

Wählt man R_9 etwa gleich $10\,000 \Omega$, dann ist R ungefähr gleich 490Ω . Hier ist eine Abweichung von etwa $\pm 10 \Omega$ zu berücksichtigen. Dies folgt zur Wahl von einem Bauteil (Widerstand), der zwischen 480 und 500Ω liegt.

von Gustave Tchouaken

8.5.6 Bauteillisten

Nummer	Bezeichnung	Details
1	R_5	2 k Ω
2	R_6	480 Ω
3	R_7	480 Ω
4	R_8	480 Ω
5	R_9	10 k Ω
6	R_{10}	14.5 k Ω
7	R_{11}	11.5 k Ω
9	Transistor	1-OPV-LM224N
10	D_2	Zener-Diode
11	C_5	

Tabelle 10: Bauteilliste: Ladeelektronik

von Gustave Tchouaken

8.5.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

Siehe Kopiervorlage Abb.: [39](#).

8.5.8 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Hierbei wird zuerst die Platine mit dem Bus verbunden. Dann wird die Betriebsspannung auf 12 V eingesetzt und der Funktionsgenerator HAMEG wird eingeschaltet. Mit Hilfe einem Multimeter misst man die Spannung auf den jeweiligen Punkte aus dem Bus (Es handelt sich um '10', '11', '12', '13'). Zusätzlich wird mit dem Multimeter geprüft, ob auf der Zener-Diode eine Spannung von 5.6 V anliegt. Werden unterschiedliche Werte der Spannung auf der Bus-Punkte ermittelt, dann werden diese Bus-Punkte jeweils mit den vier LEDs verbunden. Vor jeder LED ist ein Widerstand von 1 k Ω verbaut, um diese nicht durch zu hohe Ströme zu beschädigen.

Anschließend sind die unterschiedlichen Ladezustände durch die Beleuchtung der LEDs zu erkennen.

von Gustave Tchouaken

9 Auswertung, Signalverarbeitung und Uhr

9.1 Allgemein

9.1.1 Teilnehmerliste

Florian Roubal, Benz Pawilitzki, Robert Schröder, Hao Li, Liu Ruoqi, Marcus Franke, Garrit Honselmann
Betreuer: Inna Kübler

9.1.2 Blockschaftbild

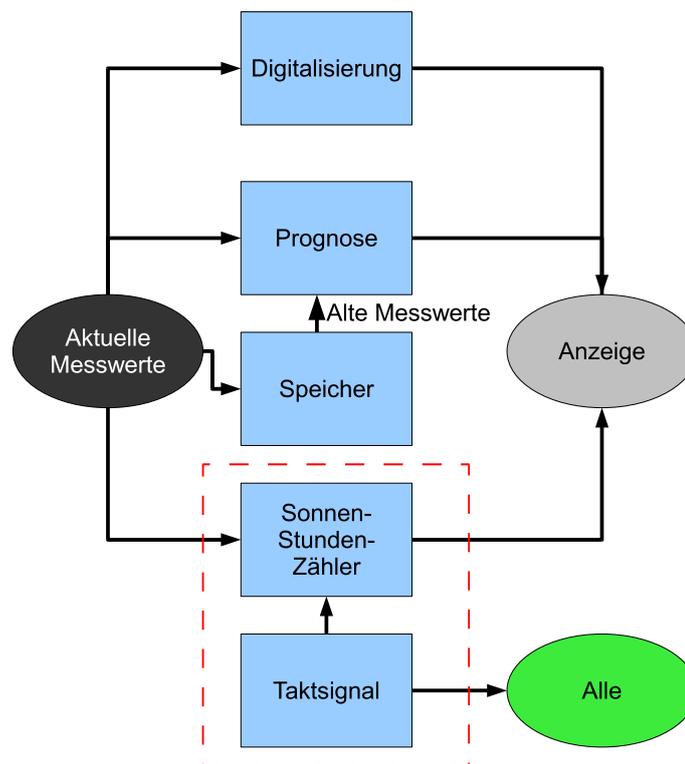


Abbildung 42: Blockschaftbild: Auswertung

9.1.3 Aufgabenstellung

Die Aufgabe der Auswertungsgruppe ist die Ver- und Aufbereitung der gesammelten Daten, Denn was wäre eine Wetterstation ohne Auswertung und Wettervorhersage?

Genau: Nur ein Haufen Sensoren, mit Windrad und Solarzelle. Dabei geht es konkret darum alle Messdaten der Sensoren aufzubereiten und auszuwerten, aus den Daten eine Wetter-Prognose zu erstellen, sie zu digitalisieren, zu speichern und um alles auch zu koordinieren einen Takt zu generieren und einen Zähler zu bauen und am Ende alles an die Anzeige weiterzuleiten.

von Florian Roubal
editiert von Garrit Honselmann

9.2 Digitalisierung

9.2.1 Schaltungsbeschreibung

Mit dieser Schaltung sollen verschiedene Sensordaten digitalisiert werden, um sie später auf einer 7-Segment-Anzeige darzustellen. Konkret heisst das, dass die analogen Messwerte von Windgeschwindigkeit, Luftfeuchtigkeit, Regenmenge und Temperatur mit Hilfe eines Analog-Digital-Umsetzers(ADU) in eine Binärzahl umzuwandeln und diese anschliessend über einen Code-Umsetzer in BCD-Code zu übersetzen. Dabei soll nur ein ADU verwendet werden.

Im Blockschaltbild lässt sich die Funktionsweise übersichtlich durchschauen, siehe Abbildung 43. Der Gesamtschaltplan (siehe Abbildung 44) zeigt die gesamte realisierte Schaltung im Überblick. Zur genauen Funktionsweise siehe 9.2.3

von Florian Roubal

9.2.2 Blockschaltbild und Schaltplan

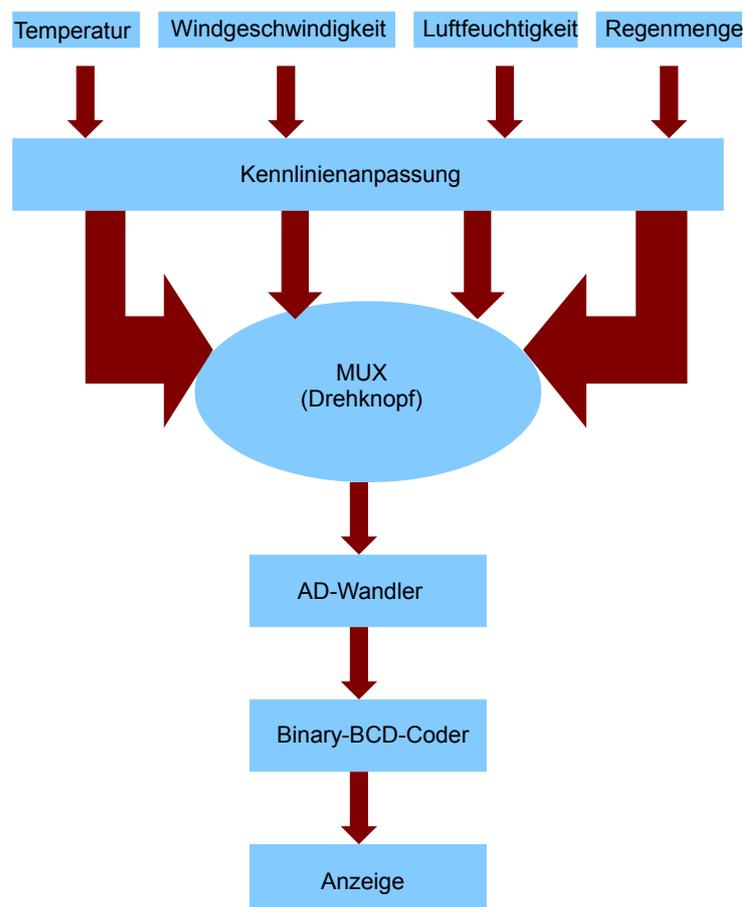


Abbildung 43: Blockschaltbild: Digitalisierung

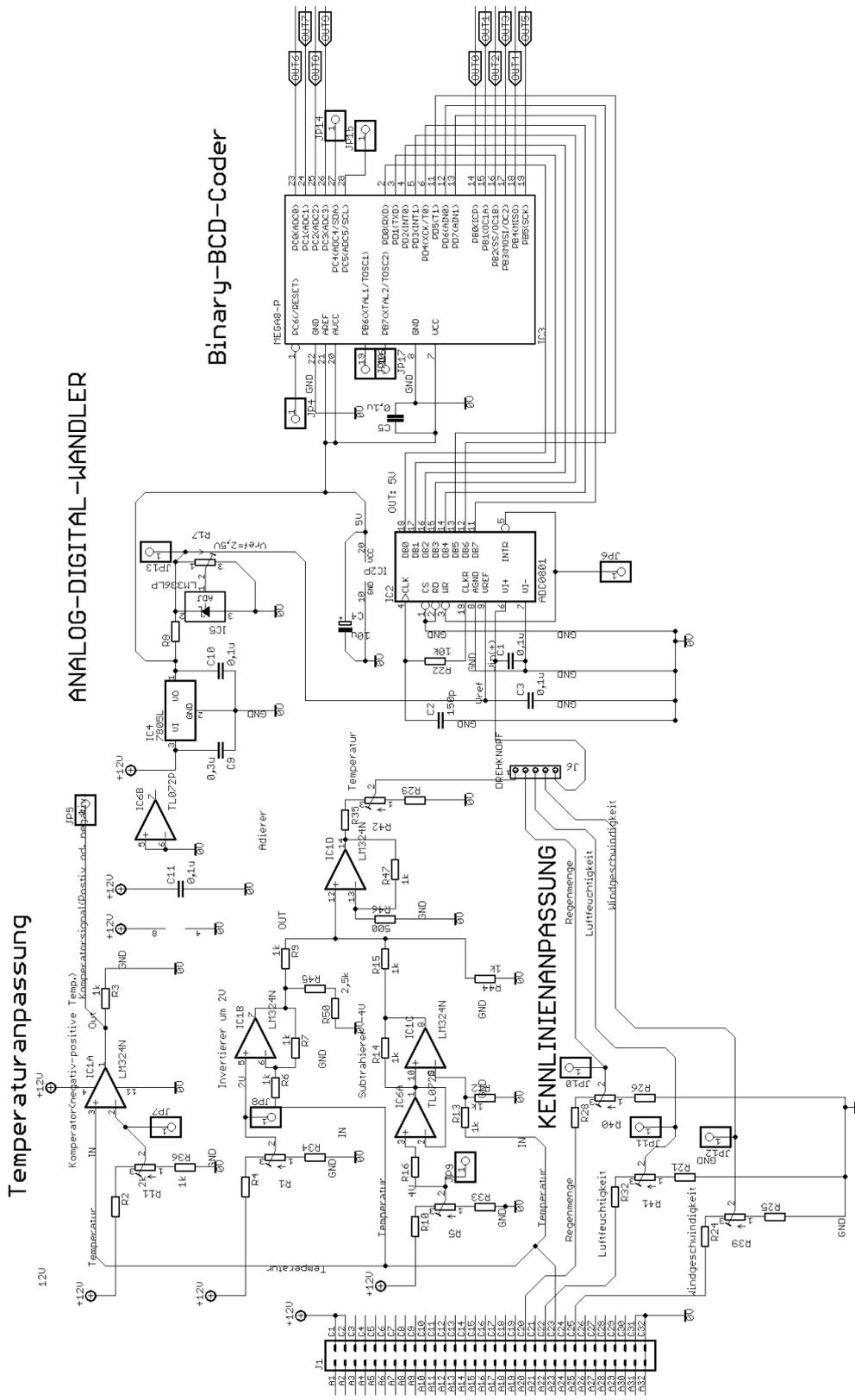


Abbildung 44: Gesamtschaltplan: Auswertung

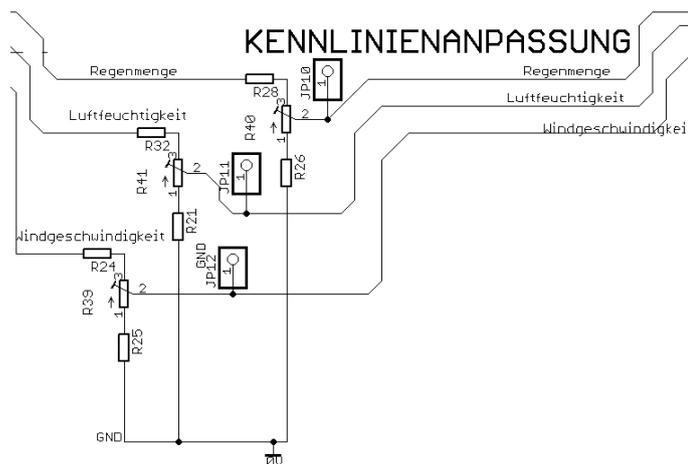


Abbildung 45: Kennlinienanpassung für Windgeschwindigkeit, Luftfeuchte und Regenmenge

9.2.3 Funktionsweise

Über den Busstecker werden die 4 benötigten Sensorsignale von Windgeschwindigkeit, Luftfeuchtigkeit, Regenmenge und Temperatur, sowie +12V Versorgungsspannung und die Masse abgegriffen. Es wurde davon ausgegangen, dass alle Sensorsignale Werte zwischen 0V und 10V annehmen.

Kennlinienanpassung für Windgeschwindigkeit, Luftfeuchte und Regenmenge

Da nur ein ADU verwendet wird müssen die verschiedenen Messwerte der Kennlinie des Umsetzers angepasst werden. Dies wird mit Spannungsteilern realisiert, die den Messbereich der Sensoren, so an den ADU anpassen, dass der entsprechende Wert hinterher nicht mehr digital bearbeitet werden muss, sondern direkt umgerechnet werden kann. Zur genauen Vorgehensweise siehe 9.2.9. Die Spannungsteiler wurden mit Trimmern realisiert um eine spätere Feineinstellung zu gewährleisten (siehe Abbildung 45).

Kennlinienanpassung für die Temperatur

Eine besondere Herausforderung stellte die Behandlung der Temperatur dar, da hier auch negative Messwerte umgesetzt werden müssen (siehe Abbildung 46). Vorerst muss erkannt werden, ob überhaupt eine negative Temperatur anliegt. Aus der Kennlinie des Temperatursensors ist bekannt, dass dieser alle negativen Temperaturen zwischen -40°C und 0°C durch Spannungen zwischen 0V und 4V darstellt. Um die negativen Messwerte zu detektieren wurde ein Komparator eingesetzt. Dieser wird so angesteuert, dass er am Ausgang auf *High* ist, sobald eine Spannung zwischen 0V und 4V anliegt. Dieses Signal wird direkt an die Anzeige weitergeleitet.

Danach wird die Kennlinie des Temperatursensors so bearbeitet, dass der ADU nur noch die Beträge der Temperatur umsetzt. Dazu wird die Kennlinie um 2V invertiert wodurch die Spannung erst von 4V auf 0V absinkt. Gleichzeitig werden 4V abgezogen, sodass der maximal zu erreichende Wert 6V beträgt. Am Ende werden beide so entstandenen Linien addiert (siehe Abbildung 53).

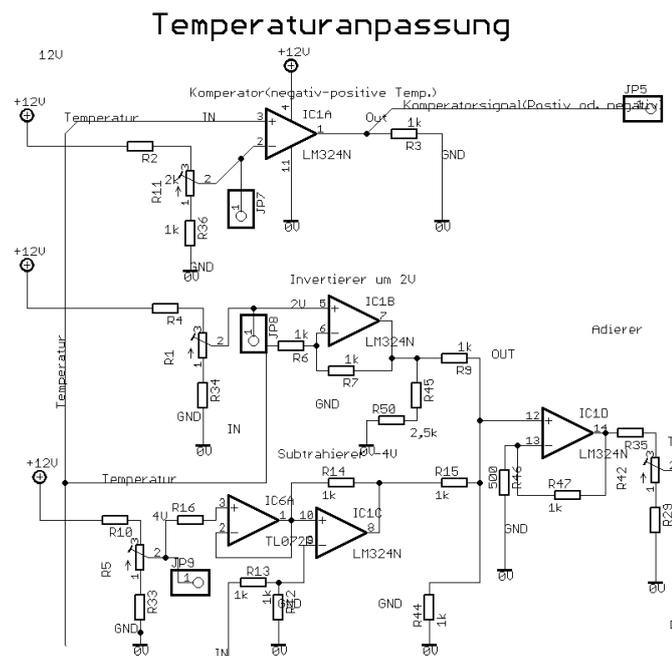


Abbildung 46: Kennlinienanpassung für Temperatur

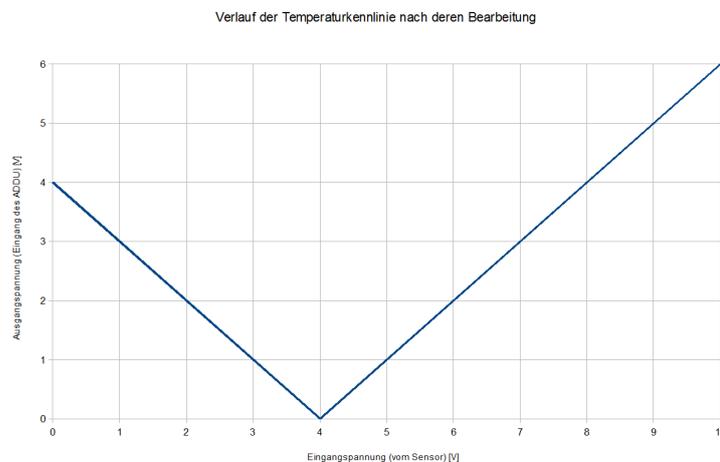


Abbildung 47: Kennlinie der Temperaturanpassung

Multiplexer

Um zwischen den einzelnen Werten umzuschalten, die gerade angezeigt werden sollen, wird ein Multiplexer benötigt. Dieser braucht 4 Eingänge und 1 Ausgang, um die 4 zu digitalisierenden Sensorsignale auf den ADU zu switchen. Dies wurde mit einem mechanischen Drehknopf am Gehäuse realisiert. Um die Kontakte des Drehknopfs zu erreichen wurde ein 5 poliger Platinenstecker angebaut (siehe Abbildung 48).

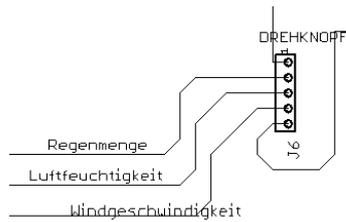


Abbildung 48: Schaltplan: Drehknopfverbinders

Analog-Digital-Wandler

Als ADU wurde der ADC0804 mit 8 Bit Auflösung gewählt. Dieser verwendet zur Umsetzung das Verfahren der sukzessiven Approximation und hat einen parallelen Ausgang (siehe Abbildung 49). Dieser wurde so verschaltet, dass er intern getaktet ist und somit dauerhaft die anliegende Eingangsspannung digitalisiert. Die 5V Versorgungsspannung werden über den Linearregler 7405 bezogen, um eine möglichst stabile Spannung zu erzeugen. Um die 2,5V Referenzspannung zu erzeugen, wird nach dem Linearregler noch ein durch eine Z-Diode stabilisierter Spannungsteiler geschaltet (siehe Abbildung 50). Der ADU erhält immer den Wert als Eingangssignal der vom Benutzer über den Drehknopf ausgewählt wird.

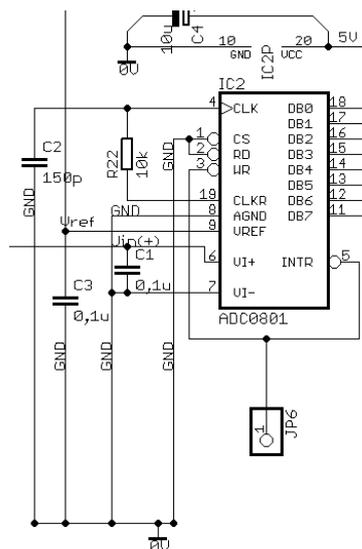


Abbildung 49: Schaltplan: Analog-Digital-Umsetzers

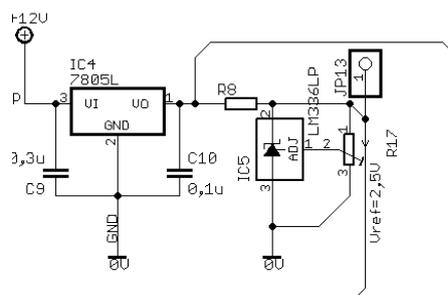


Abbildung 50: Schaltplan: Linearregler

Binär-BCD-Code-Umsetzer

In den ersten Schaltungsentwürfen war ein einfacher integrierter Schaltkreis (IC) als BCD-Encoder vorgesehen. Es zeigte sich aber bald, dass es solche ICs nicht mehr zu kaufen gibt, deshalb musste kurzfristig auf einen Microcontroller umgestiegen werden. Dabei viel die Wahl auf den ATmega8 Microcontroller mit parallelen Schnittstellen (siehe Abbildung 51). Dieser wurde so programmiert, dass er eine 8-Bit Binärzahl in einen dreistelligen BCD-Code umwandelt, wobei die Hunderterstelle nur aus 2 Bit besteht, da nur Zahlen bis maximal 255 angezeigt werden.

Dieser wurde so programmiert, dass er eine 8-Bit Binärzahl in einen dreistelligen BCD-Code umwandelt, wobei die Hunderterstelle nur aus 2 Bit besteht, da nur Zahlen bis maximal 255 angezeigt werden.

Hier das Programm des Microcontrollers in C:

```
/*
 * convert unsigned 8-bit binary input to 3-digit BCD output
 *
 * device: ATmega8 (connected to ADC0804)
 * author: Alexander Nitsch
 */

// clock frequency
#ifndef F_CPU
#define F_CPU 1000000L
#endif

#include <inttypes.h>
#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>
#include <avr/sleep.h>
#include <util/delay.h>

ISR(TIMER0_OVF_vect) {
    static uint8_t input = 0;
    uint8_t outLo = PORTB & 0b11000000;
    uint8_t outHi = PORTC & 0b11110000;

    // update output only if input has changed
    if (input != PIND) {
        input = PIND;

        // calculate digits (represented by 4 bits each)
        uint8_t outHun = input / 100;
        uint8_t outTen = (input % 100) / 10;
        uint8_t outOne = input % 10;

        // distribute results among output ports
        outLo |= ((outTen & 0x03) << 4) | outOne;
        outHi |= ((outHun & 0x03) << 2) | ((outTen & 0x0C) >> 2);

        PORTB = outLo;
        PORTC = outHi;
    }
}
```

```
void initIoPins() {
// unused pins are configured as inputs with activated pull-up

DDRB = 0b00111111; // outputs in lower 6 bits of port B
PORTB = 0b11000000;
DDRC = 0b00001111; // outputs in lower 4 bits of port C
PORTC = 0b11110000;
DDRD = 0b00000000; // inputs (without pull-ups)
PORTD = 0b00000000;
}

void initCounter() {
// set prescaler for counter 0 to 1/1024
TCCR0 |= _BV(CS02) | _BV(CS00);

// let overflow of counter 0 trigger an interrupt
TIMSK |= _BV(TOIE0);

// reset counter 0
TCNT0 = 0;
}

int main(void) {
initIoPins();
initCounter();

_delay_ms(500);

// generate a short falling pulse on PC5 to start ADC0804's conversion
// (the datasheet specifies a minimum pulse width of 100 ns)
DDRC |= _BV(PC5); // configure pin as output
PORTC |= _BV(PC5); // generate falling pulse
_delay_ms(50);
PORTC &= ~_BV(PC5);
_delay_ms(50);
DDRC &= ~_BV(PC5); // configure pin as input with activated pull-up
PORTC |= _BV(PC5);

// activate interrupts
sei();

set_sleep_mode(SLEEP_MODE_IDLE);

while (1) {
// put CPU to sleep
sleep_mode();
}

return 0;
}
```

Im Folgenden der kompilierte Quellcode. So wird dieser in den Flashspeicher des Microcontrollers gespeichert:

```

:1000000012C02CC02BC02AC029C028C027C026C0BF
:1000100025C025C023C022C021C020C01FC01EC0D3
:100020001DC01CC01BC011241FBECFE5D4E0DEBF25
:10003000CDBF10E0A0E6B0E0E2EAF1E002C005903A
:100040000D92A036B107D9F710E0A0E6B0E001C0EC
:100050001D92A136B107E1F765D0A1C0D1CF1F92A3
:100060000F920FB60F9211242F933F934F935F93EC
:100070006F937F938F939F93EF93E8B355B390B3B0
:1000800080916000891769F140B340936000842F2C
:1000900064E679D0892F6AE076D0282F30E0842F6B
:1000A00072D0E07CE92BC9018370907064E0880F06
:1000B000991F6A95E1F7E82B842F64E664D090E0FD
:1000C00083709070880F991F880F991F507F582B4D
:1000D0002C7030703595279535952795522BE8BBB8
:1000E00055BBEF919F918F917F916F915F914F9150
:1000F0003F912F910F900FBE0F901F9018958FE397
:1001000087BB80EC88BB8FE084BB80EF85BB11BAD6
:1001100012BA089583B7856083BF89B7816089BFAC
:1001200012BE08958FE387BB80EC88BB8FE084BB51
:1001300080EF85BB11BA12BA83B7856083BF89B7D8
:10014000816089BF12BE88E893E129E130E0F901BE
:100150003197F1F70197D9F7A59AAD9A84ED90E31D
:10016000FC013197F1F7AD980197F1F7A598AD9A99
:10017000789485B78F7885BF85B7806885BF889567
:1001800085B78F77F8CF991B79E004C0991F961730
:1001900008F0961B881F7A95C9F780950895F89402
:0201A000FFCF8F
:00000001FF
    
```

Binary-BCD-Coder

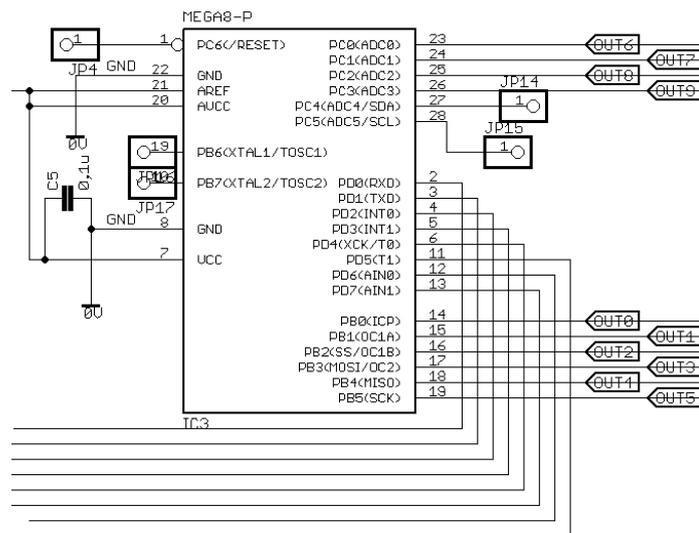


Abbildung 51: Schaltplan: ATmega8

9.2.4 Schnittstellen

Eingang	Ausgang
Betriebsspannung 12 V	3-Stelliger BCD-Code (High: 5V Low: 0V)
GND	
Windgeschwindigkeit 0-10V	
Luftfeuchtigkeit 0-10V	
Regenmenge 0-10V	
Temperatur 0-10V	

Tabelle 11: Schnittstellen: Digitalisierung

9.2.5 Dimensionierung

Bei der Dimensionierung wurde darauf geachtet, dass der ADU nicht weniger als 8 Bit hat, um eine akzeptable Genauigkeit zu gewährleisten. Ausserdem sollte er parallele Ein- und Ausgänge haben um die weitere Verarbeitung zu vereinfachen. Als weiteres gab es noch die Spannungsteiler zu dimensionieren. Dabei wurde darauf geachtet, möglichst hochohmig zu arbeiten, um die Eingangsspannungen nicht unnötig durch einen Leckstrom zu belasten. Der Einfachheit halber wurden alle Trimmer mit den gleichen Vorwiderständen bestückt. Je einen $220k\Omega$ vor dem Trimmer und $47k\Omega$ zur Masse. Alle grauen Trimmer auf der Platine sind $200k\Omega$ -Trimmer der blaue Trimmer ist ein $100k\Omega$ -Trimmer. Diese müssen dann noch so eingestellt werden, dass die jeweils gewünschte Spannung an ihnen abfällt (siehe 9.2.9)

9.2.6 Simulation

Die Kennlinienanpassung für die Temperatur wurde mit PSpice simuliert. Dabei wurde folgendes Ergebnis erzielt:

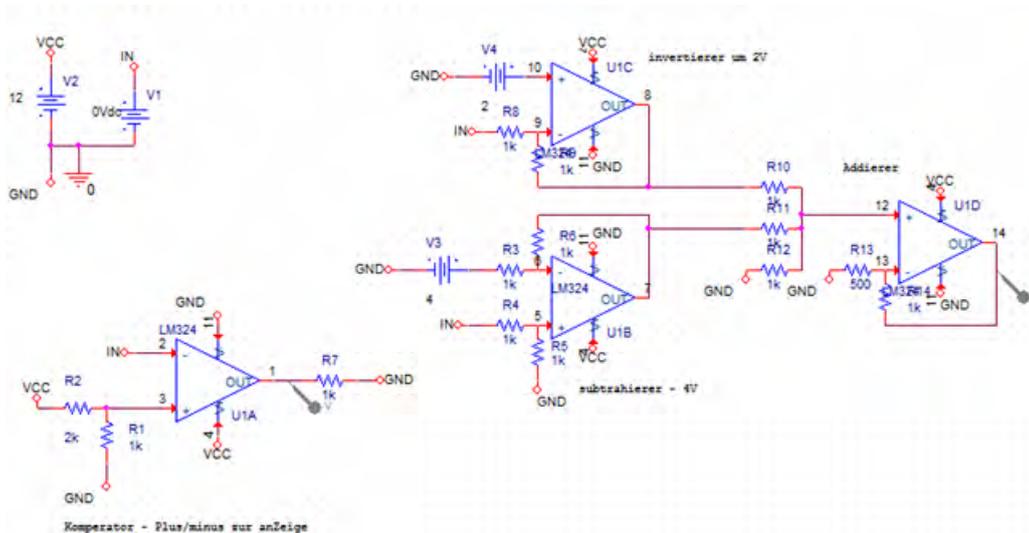


Abbildung 52: Simulationschaltplan: Temperaturanpassung

Verlauf der Temperaturkennlinie nach deren Bearbeitung

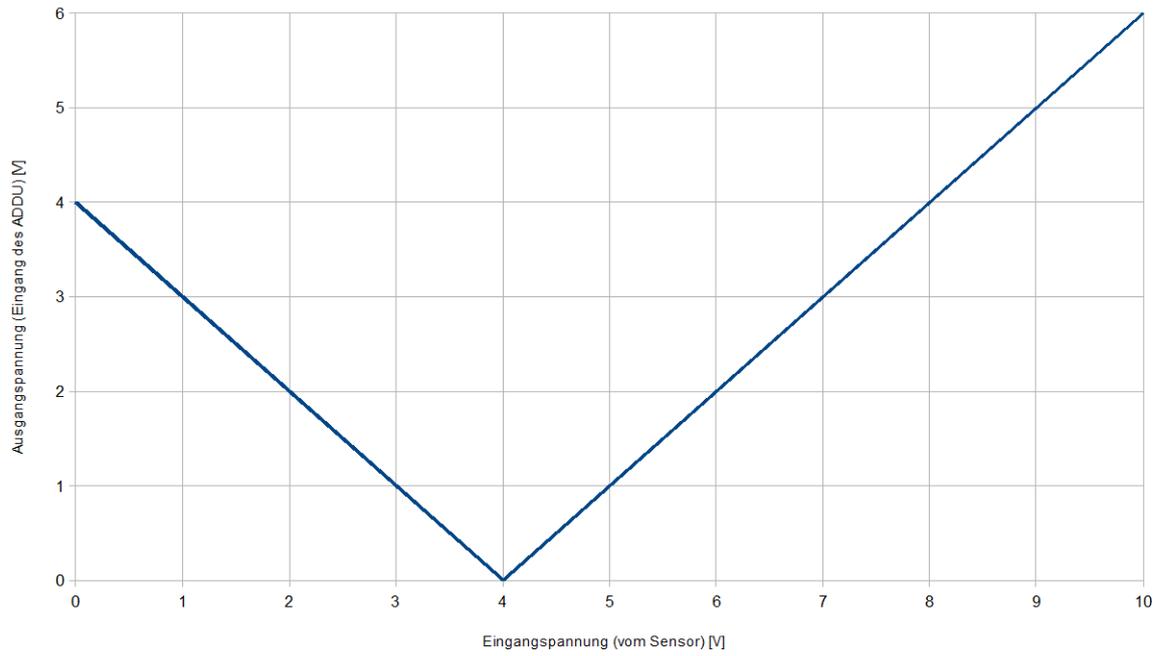


Abbildung 53: Simulation: Temperaturanpassung

9.2.7 Bauteilliste

Bauteil	Anzahl
<i>ICs</i>	
ATmega 8	1
ADC0804	1
LM324	1
TL072	1
7405	1
<i>Halbleiter</i>	
LM336	1
<i>Kondensatoren</i>	
100nF	8
10uF	1
<i>Widerstände</i>	
200kΩ-Trimmer	6
100kΩ-Trimmer	1
220kΩ	7
47kΩ	7
100kΩ	8
10kΩ	1
500Ω	1
<i>Sonstige</i>	
Busstecker vg64	1
Platinenstecker (5polig)	1

Tabelle 12: Bauteilliste: Digitalisierung

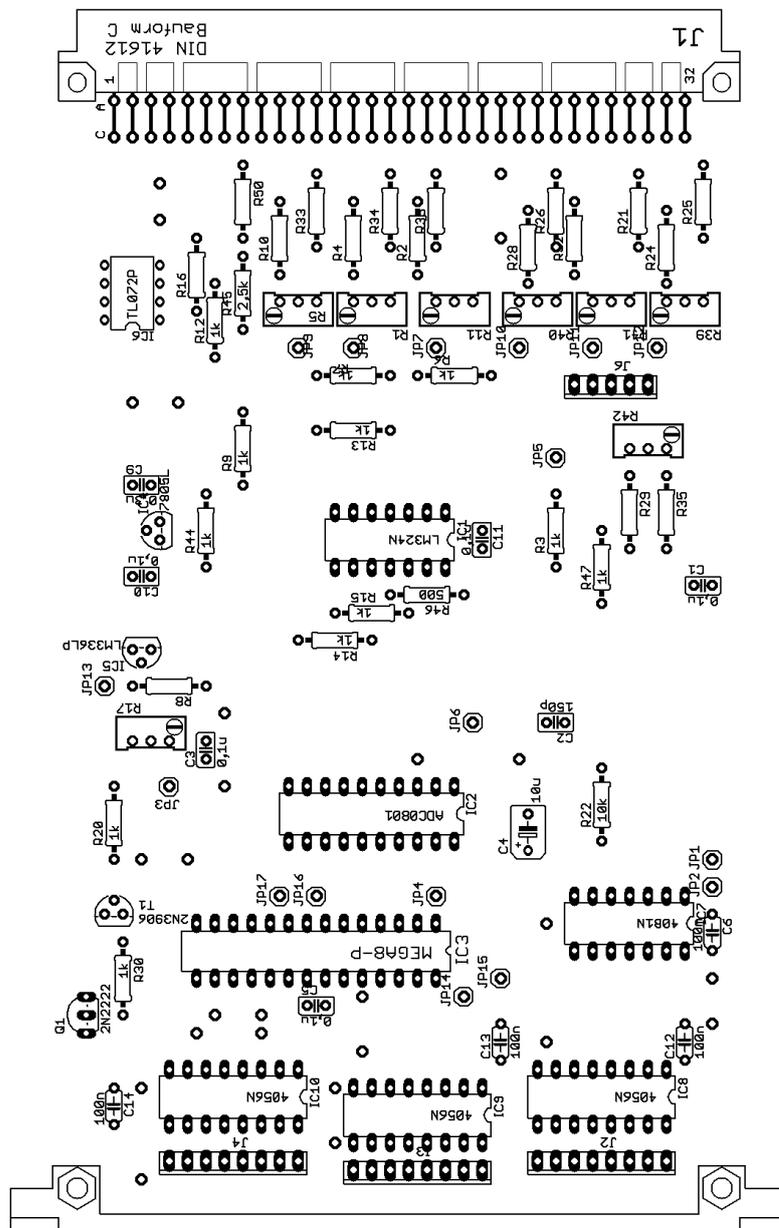


Abbildung 55: Bestückungsplan: Digitalisierung

9.2.9 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Als erstes muss die Platine mit dem Bus verbunden werden. Danach muss an jedem Trimmer die korrekte Spannung überprüft werden. Dies kann man komfortabel mit Hilfe der Messpunkte hinter den Trimmern erledigen. An fast allen Trimmern sind diese Messpunkte vorhanden und an vielen Messpunkten wurde eine Beschriftung angebracht, wieviel Spannung dort anliegen muss.

Beim dritten Trimmer von oben, ohne Beschriftung, der an 12V anliegt muss am Messpunkt ebenfalls 4V anliegen.

Auch die Trimmer für die Kennlinienanpassungen müssen richtig eingestellt werden.

Dazu ist es sinnvoll das Sensorsignal auf 10V Eingangsspannung zu stellen und dann mit Hilfe des Trimmers die gewünschte Spannung am Ausgang einzustellen, indem man gleichzeitig von einem Multimeter den aktuellen Spannungswert abliest.

Bei 10V liegt bei jedem Sensor nach Vereinbarung der maximal zu messende Messwert. z.B. : Bei der Luftfeuchte entsprechen 10V der maximalen Luftfeuchte von 99. Nun muss der jeweilige Trimmer so ein-

gestellt werden, dass der entsprechende Wert vom ADU umgewandelt werden kann (siehe Abbildung 56).

Z.B. müssen die 10V der Luftfeuchte an Spannungsteiler auf 2V runtergebrochen werde, damit der ADU eine 99 binär ausgibt(siehe Abbildung 13)

Sensor	Maximaler Messwert (dimensionslos)	Notwendige Eingangsspannung am ADU (am Trimmer einzustellen)
Regenmenge	255	5V
Luftfeuchte	99	2V
Windgeschwindigkeit	60	1,2V
Temperatur	60	1,2V

Tabelle 13: Tabelle zur Einstellung der Messwert-Trimmer

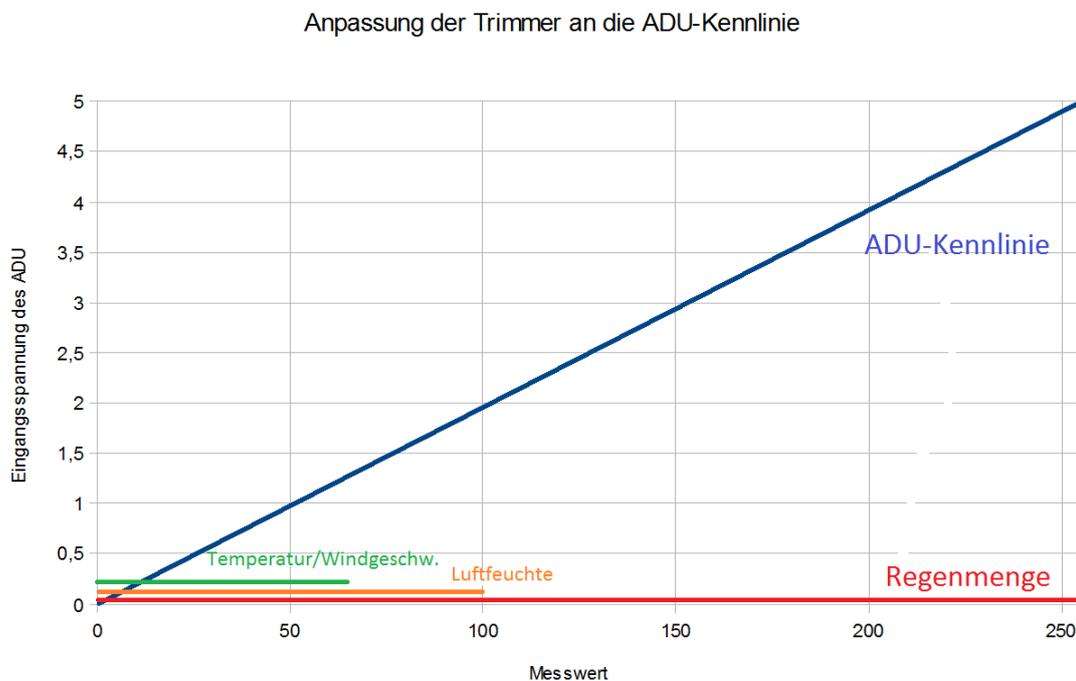


Abbildung 56: Kennlinie: Einstellen der Sensortrimmer

Der gesamte Abschnitt „Digitalisierung“ wurde von Florian Roubal geschrieben.

9.3 Taktsignal und Sonnenstundenzähler

9.3.1 Schaltungsbeschreibung

Mit Hilfe dieser Schaltung soll es der Wetterstation möglich sein die Sonnenstunden eines Tages zu zählen. Dazu wird mit einem Oszillator ein Takt zum zählen geniert. Ein Komparator vergleicht die aktuelle Helligkeit mit einem Referenzwert und gibt somit an, ob die Sonne scheint, oder nicht. Die Zähllogik verarbeitet den Takt und den Komparatorausgang und zählt so die Sonnenstunden.

von Robert Schröder

9.3.2 Schnittstellen

Eingang	Ausgang
Betriebsspannung 12V	Stundensignal (Speicher) 9.5
GND	Sonnenstundenzähler
Helligkeitssensor 0-10V	

Tabelle 14: Schnittstellen: Sonnenstundenzähler und Takt

9.3.3 Blockschaltbild und Schaltplan

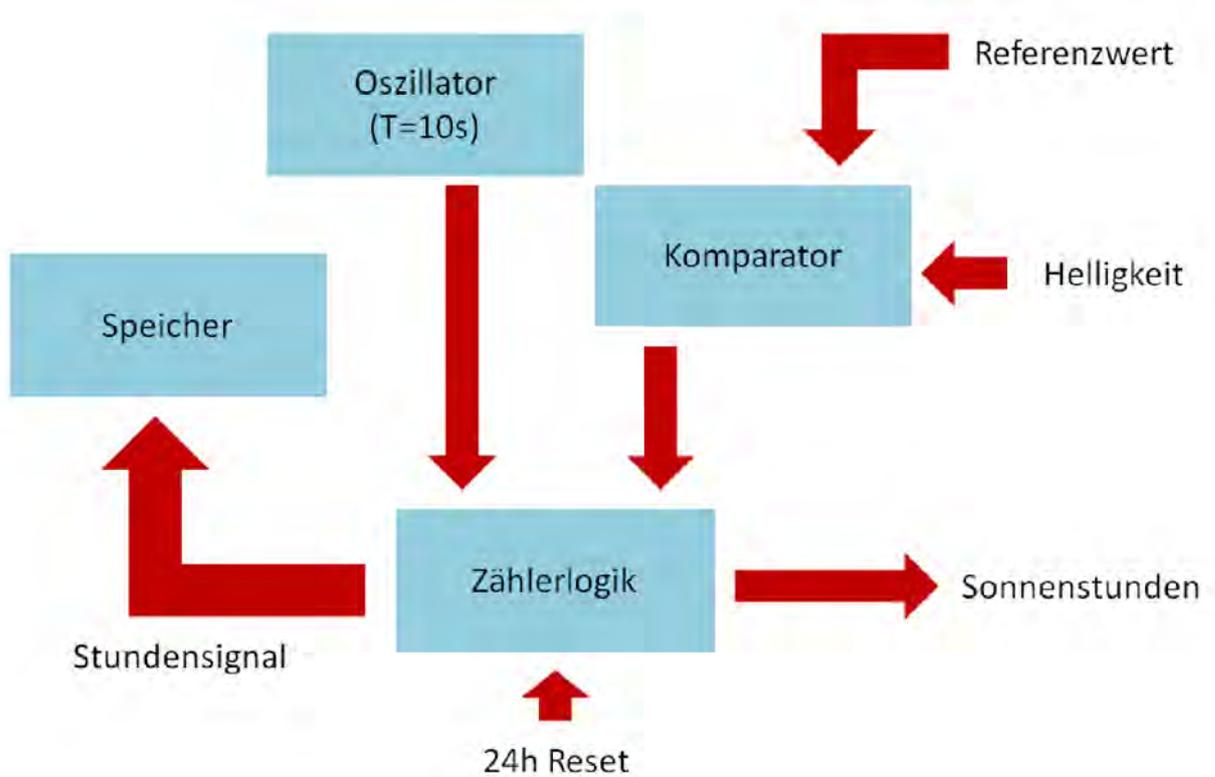


Abbildung 57: Blockschaltbild: Sonnenstundenzähler und Takt

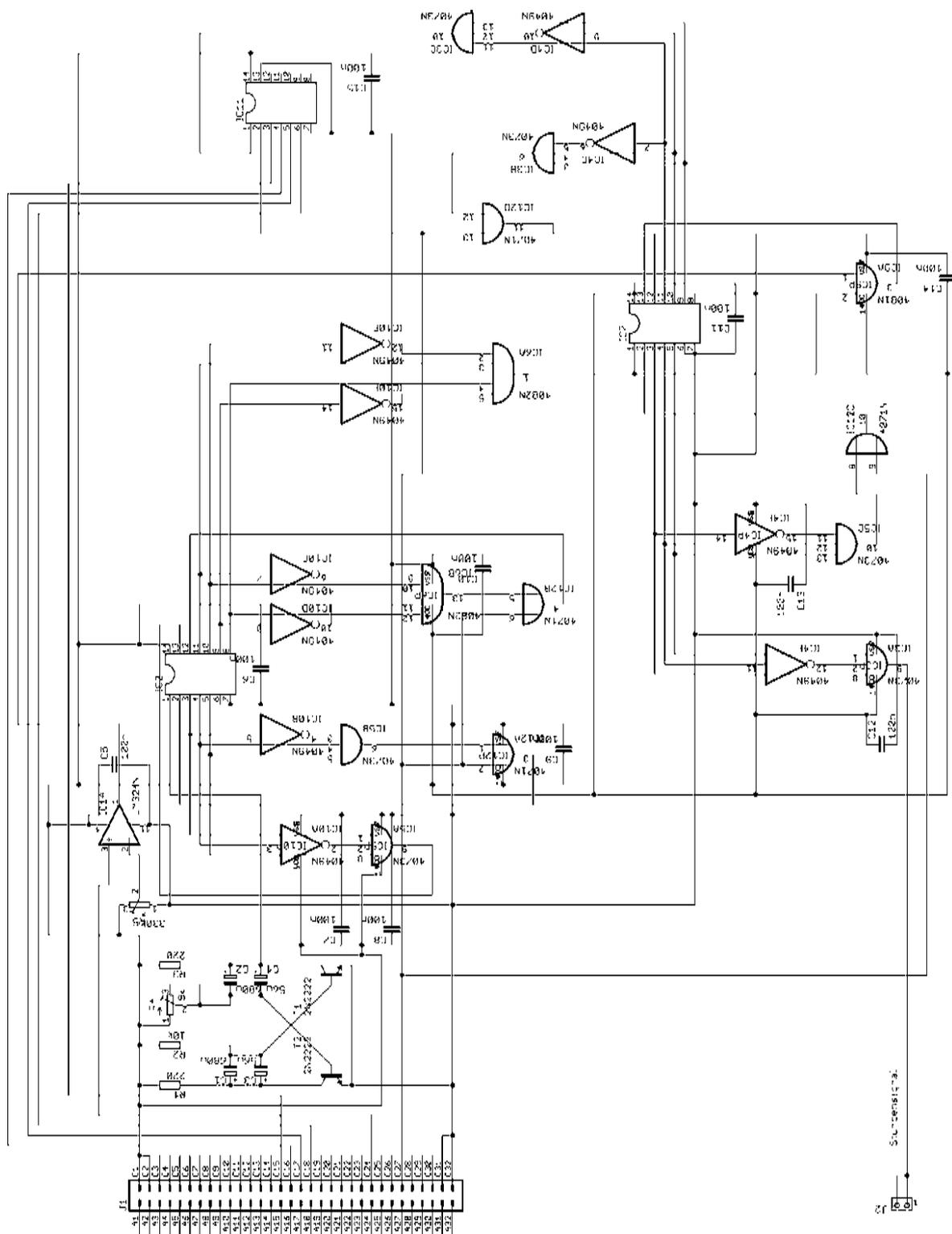


Abbildung 58: Schaltplan: Sonnenstundenzähler und Takt

9.3.4 Funktionsweise

Sonnenstundenzähler:

Der Oszillator stellt eine Frequenz von 0.1Hz bereit. Das entspricht einem Umlauf von 10s. Hierbei gibt

es einen 5s Low-Pegel bei 0V und einen 5s High-Pegel (7V). Über einen Zähl IC (M74HC393) wird bis 6 gezählt, bevor über ein 3-Fach-AND-Gatter (CD4073B), welches einen High-Pegel ausgibt, wenn die Bits des Zähl-ICs eine Binäre 5 ausgeben. Dieses Signal wird an den Clockeingang eines weiteren Zähl-ICs gegeben.

Zudem wird im nächsten Takt, wenn eine Binäre 6 an den Ausgängen des Zähl-ICs anliegt, eine Resetbedingung geschaltet, die den IC wieder auf 0 Zurücksetzt. Auf diese Art und Weise wird aus dem 10s Signal ein 6-mal 10s-Signal, also eine Minute, erzeugt. Das Minutensignal wird, wie schon erwähnt, auf einen weiteren Zähl IC geschaltet, der Binär bis 10 zählt, die Abbruch- und Resetbedingungen sind analog zu dem des 60s Zählers, sodass hier ein 10-Minuten-Signal am Ausgang des 4-Fach-AND-Gatter anliegt, da man nicht wie bei der Sechs 3 Bit braucht sondern 4.

Das gewonnene 10 Minutensignal liegt natürlich für eine ganze Periode des Taktes an. Also 60 Sekunden, da sich solange an dem 4-Fach-And-Gatter nichts ändert. Das 10 Minutensignal wird wiederum auf einen Binären-Zähler geschaltet, der wieder bis 6 zählt und genauso funktioniert, wie der Erste. Das ergibt einen Takt am Ausgang des AND-Gatters von 60 Minuten, also eine Stunde.

Dieses Stunden-Signal wird gebraucht, um den Analog-Speicher eine Steuerspannung zu geben. Das 10-Minuten-Signal wird gebraucht um einen weiteren Zähler zu benutzen. Der jedoch nur weiterzählt, wenn ein Signal durch den Lichtsensor anliegt. Hier werden mit den selben Prinzipien und einer Verbindung des 10-Minuten-Signals und der einer Referenzspannung aus einem Komparator, der den Pegel eines Lichtintensitätssensors mit einer Referenzspannung vergleicht, Sonnenstunden gezählt. Der Binärzähler soll nur 10 Minuten hochzählen, wenn gleichzeitig die Sonne scheint.

von Benz Pawlitzki

Oszillator:

Durch einen Multivibrator (siehe Schaltung) wird aus der 12V Gleichspannung vom Bus ein Rechtecksignal erzeugt. Das Signal wird durch das abwechselnde Schalten und Abschalten der Transistoren hervorgerufen. Der Grund für das Verhalten sind die Kondensatoren, die an die Basisanschlüsse gekoppelt sind. Die Bauteile wurden so dimensioniert, dass die Frequenz des Rechtecksignals 0,1 Hz beträgt, wobei der High- und Low-Pegel jeweils 5 Sekunden anliegt.

Komparator:

Über einen Komparator wird die Spannung des Helligkeitssensors mit einer Referenzspannung von 7V verglichen. Der genaue Wert lässt sich über einen Trimmer einstellen. Steigt der Spannungswert der Helligkeit über die Referenzspannung, so gibt der Komparator einen Spannungswert von ca. 7 V aus. Ist es nicht so hell, werden 0V ausgegeben. Der Ausgang des Komparators wird an die Zählerschaltung weitergeleitet.

von Robert Schröder

9.3.5 Dimensionierung

Multivibrator

Aus den Maschen- und Stromgleichungen erhält man die Gleichungen um die Widerstände zu dimensionieren:

$$R_{1,4} = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C} \quad (18)$$

$$R_{2,3} = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} \quad (19)$$

$$(20)$$

Für die Sperrzeiten der Transistoren gilt (siehe 13):

$$T_{Q1} = R_3 C_2 \ln 2 \quad (21)$$

$$T_{Q2} = R_2 C_1 \ln 2 \quad (22)$$

$$(23)$$

Für die Frequenz des Oszillatorsignals gibt es den Zusammenhang:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_{Q1} + T_{Q2}} \quad (24)$$

von Robert Schröder

Die Dimensionierung gestaltet sich bei einer Logikschaltung wie dieser relativ einfach.

Es ist jedoch darauf zu achten, dass die ICs nicht durch eine zu hohe Betriebsspannung beschädigt werden. Ausserdem ist der High-Pegel der ICs von der Betriebsspannung abhängig.

Als Faustregel scheint jedoch, unter Vorbehalt, zu gelten, dass die Versorgungsspannung ungefähr genau so gross sein sollte wie der High-Pegel. Ein Low-Pegel sollte immer das Nullpotenzial, also Ground, haben.

Da das schwächste Glied der Binär-Zähl-IC M74HC393, mit einer maximalen Betriebsspannung von 7V, ist wurde die 12V mittels eines Spannungsteilers entsprechend angepasst. Obwohl es relativ riskant ist, dass Maximum des ICs auszunutzen, ging es in diesem Fall nicht anders, weil für die Anzeige das Binärsignal noch verändert werden muss, da ein High-Pegel von rund 6V benötigt wird.

von Benz Pawlitzki

9.3.6 Simulation

Sonnenstundenzähler

Der Testaufbau hat gezeigt, dass die Schaltung bei verschiedenen Spannungen sehr stabil läuft, jedoch kommt es zu Spannungseinbrüchen, wenn die Steuerspannung als Steuerstrom missbraucht wird.

Wenn jedoch die Differenz des High-Pegels und der Versorgungsspannung zu groß werden, also vor allem das High-Signal kleiner ist als die Versorgungsspannung, produziert die Schaltung viele Fehler. Auch wenn die Low-Pegel nicht auf Nullpotenzial liegen, sondern darüber, wird das Zählwerk beeinträchtigt.

von Benz Pawlitzki

Oszillator

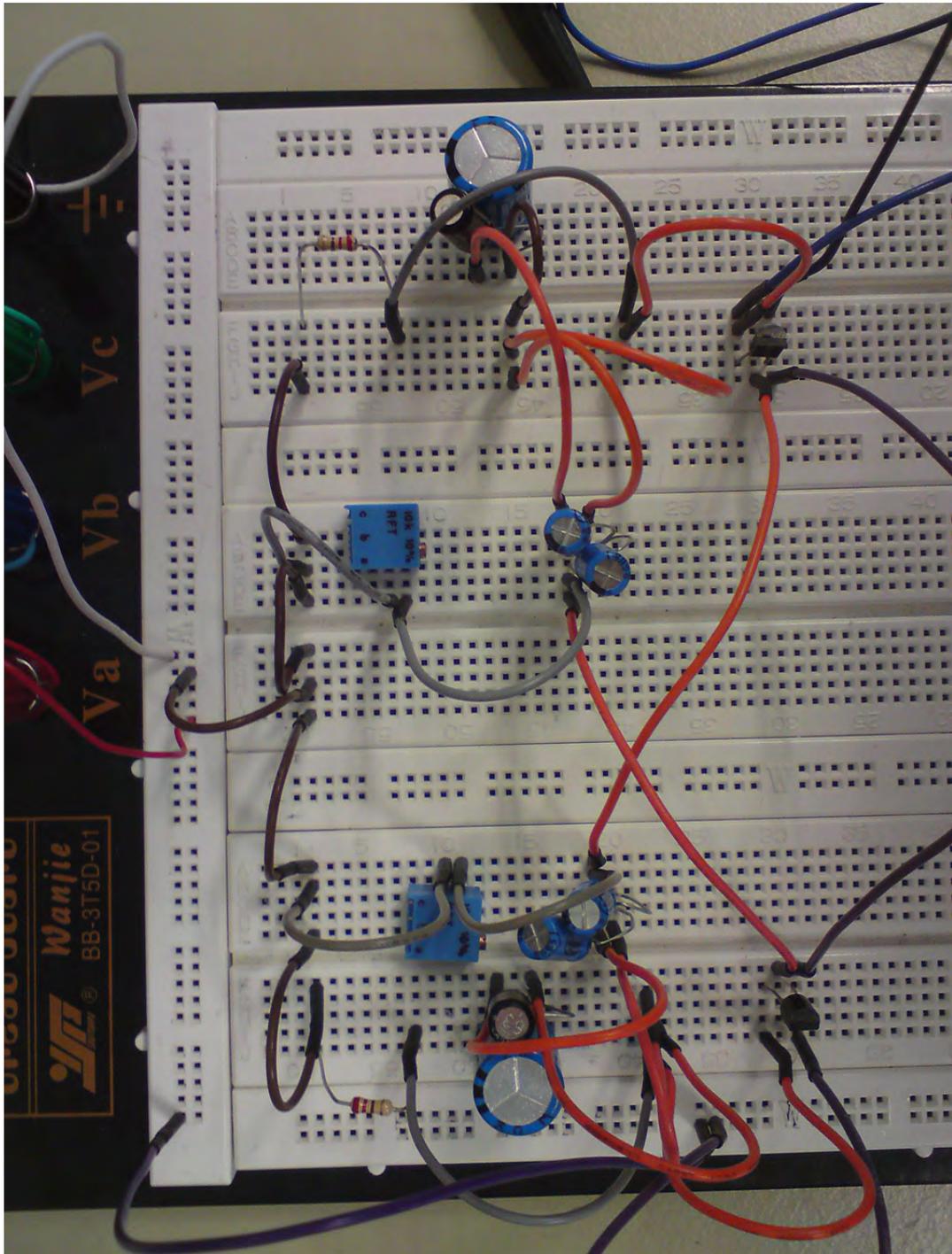


Abbildung 59: Testaufbau: Oszillator

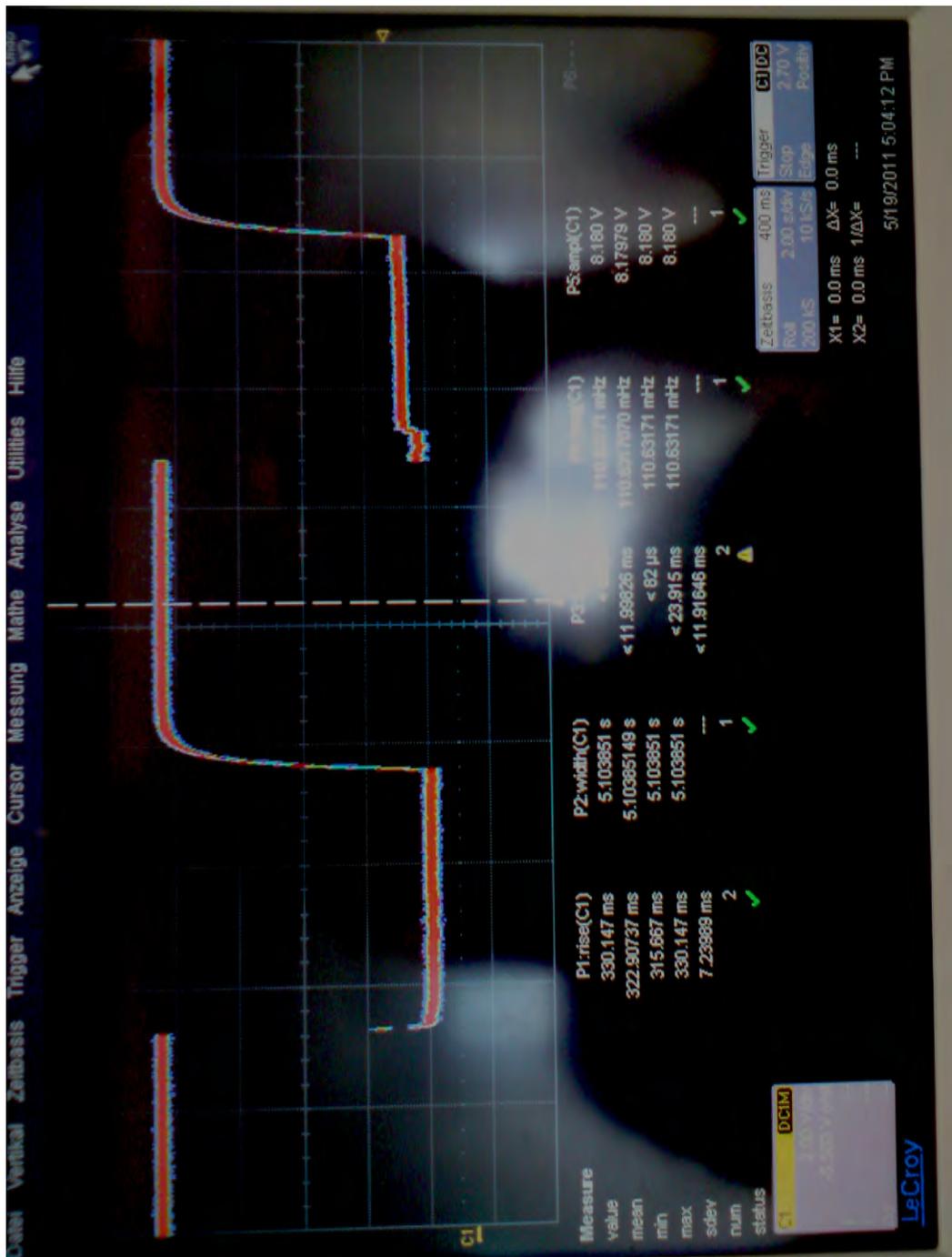


Abbildung 60: Taktsignal

9.3.7 Bauteillisten

Bauteil	Anzahl
<i>ICs</i>	
HCF4081B	1
CD4073B	2
HCF4082B	1
HCF4071B	1
HCF4049UB	2
M74HC393	1
<i>Kondensatoren</i>	
680 μ F EIKo	2
56 μ F EIKo	2
<i>Widerstände</i>	
220 Ω	2
10k Ω	1
<i>Trimmer</i>	
10k Ω	1
200k Ω	1
<i>Transistoren</i>	
2N2222	2
<i>OPV</i>	
LM324	1
<i>sonstige</i>	
VG64 Stecker	1

Tabelle 15: Bauteilliste: Oszillator

von Robert Schröder

9.3.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

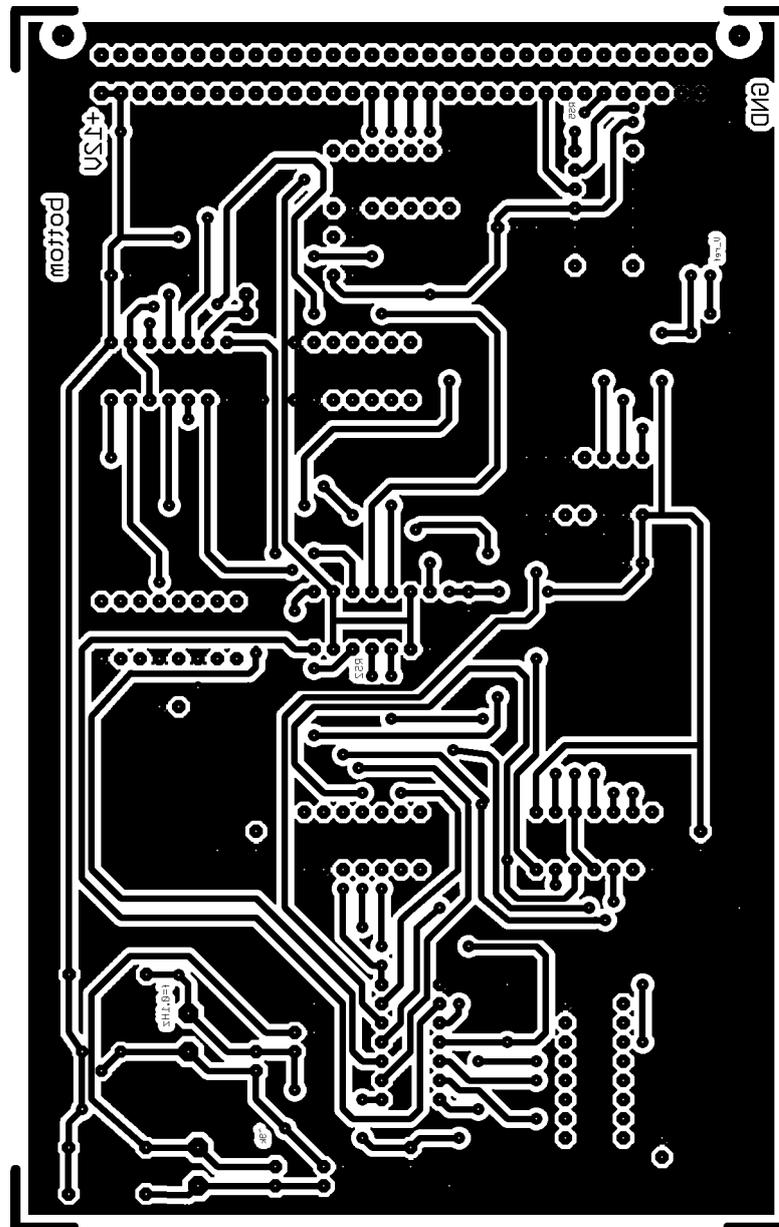


Abbildung 61: Kopiervorlage: Sonnenstunden/Oszillator unten

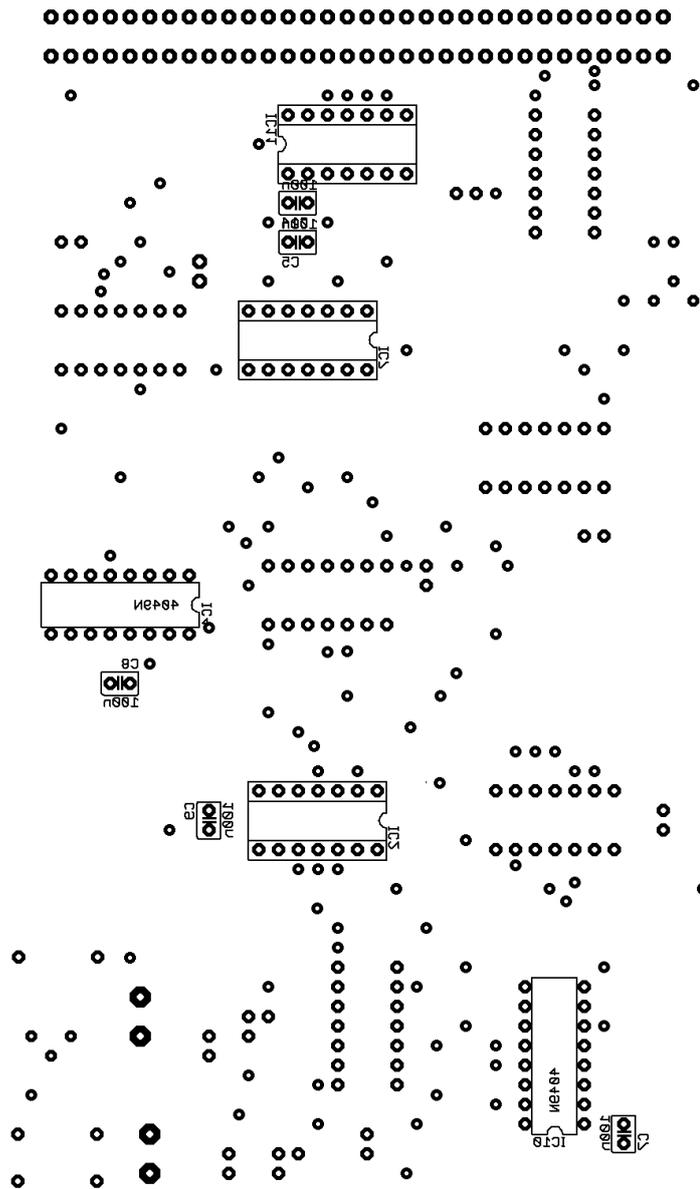


Abbildung 62: Bestückungsplan: Sonnenstunden/Oszillator unten

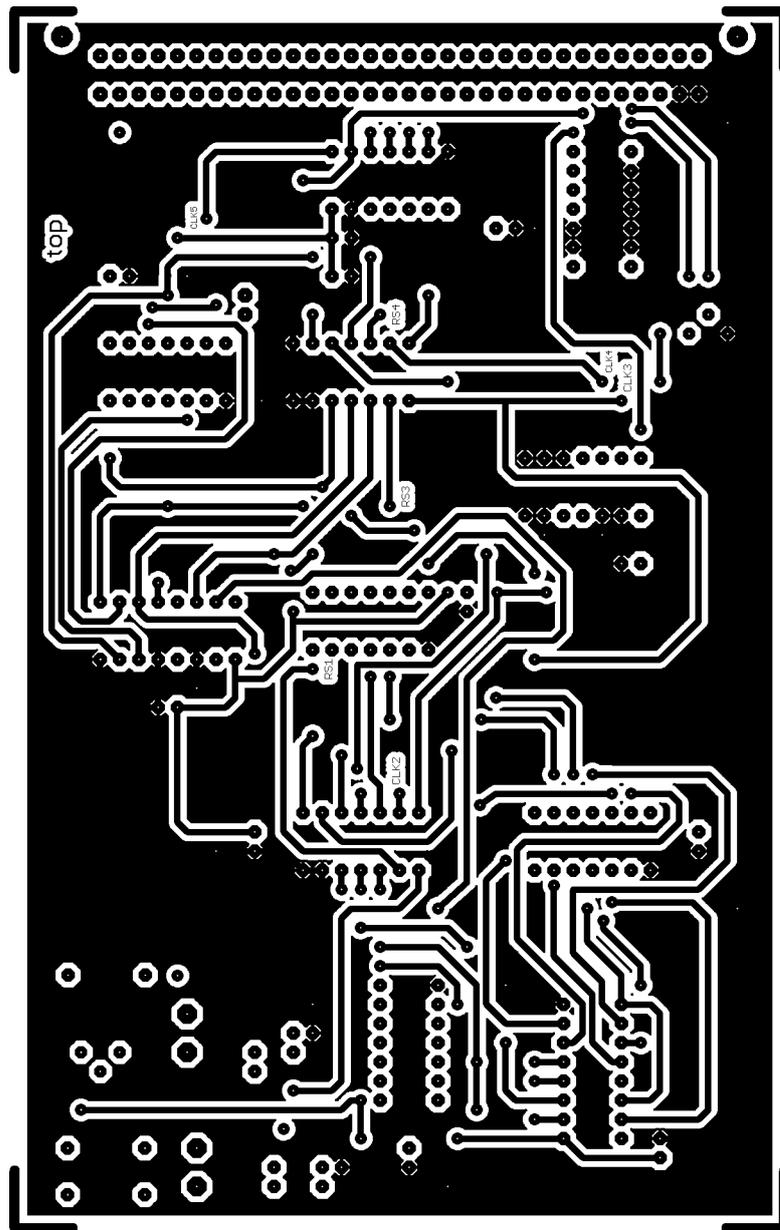


Abbildung 63: Kopiervorlage: Sonnenstunden/Oszillator oben

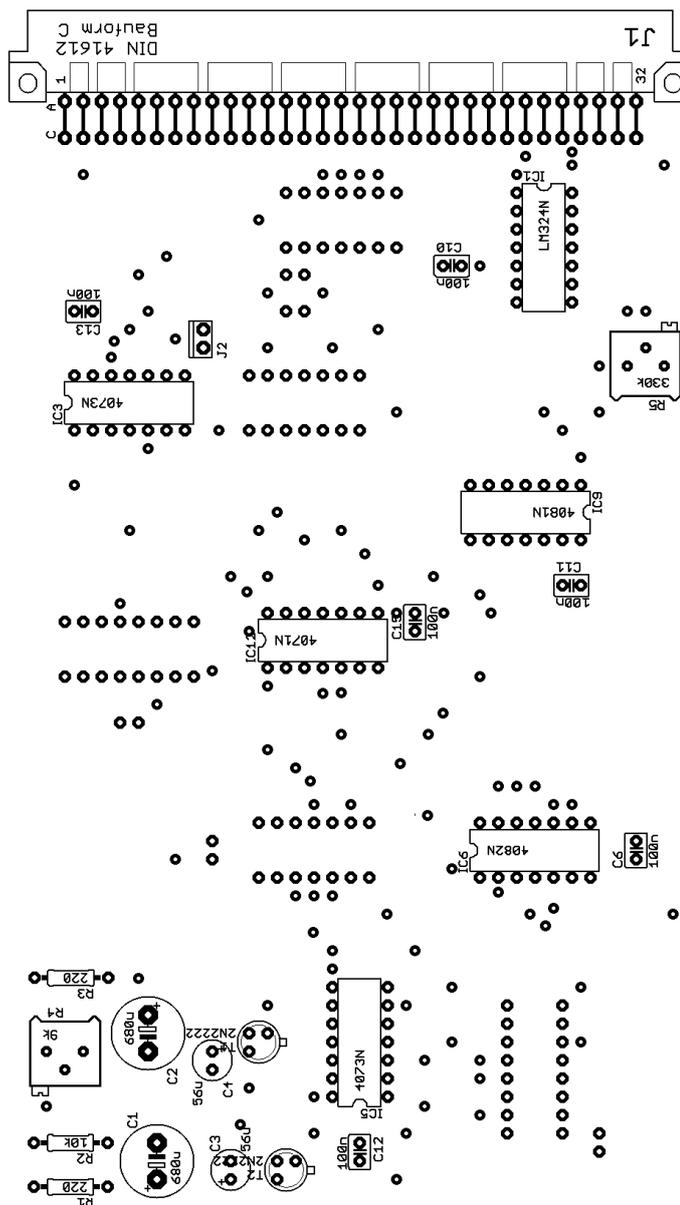


Abbildung 64: Bestückungsplan: Sonnenstunden/Oszillator oben

9.3.9 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Oszillator

Um den Oszillator betreiben zu können ist es wichtig auch im Nachhinein die Widerstände regeln zu können, deshalb gibt es einen Trimmer, um die Frequenz einstellen zu können.

von Robert Schröder

9.4 Prognose

9.4.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung dient der Prognose des Wetters. Da nur eine begrenzte Anzahl an Daten zur Verfügung steht, ist es nicht möglich, das Wetter präzise vorherzusagen. Stattdessen wird eine allgemeine Prognose aufgrund des Luftdrucks erstellt.

Diese Schaltung wird mithilfe von Komparatoren ermöglicht.

von Hao Li

9.4.2 Schnittstellen

Eingänge	Ausgänge
Betriebsspannung 12 V	Prognose 0-10V
GND	
Speicher 9.5 0-10V	
Luftdruck 0-10V	

Tabelle 16: Schnittstellen: Prognose

9.4.3 Schaltplan

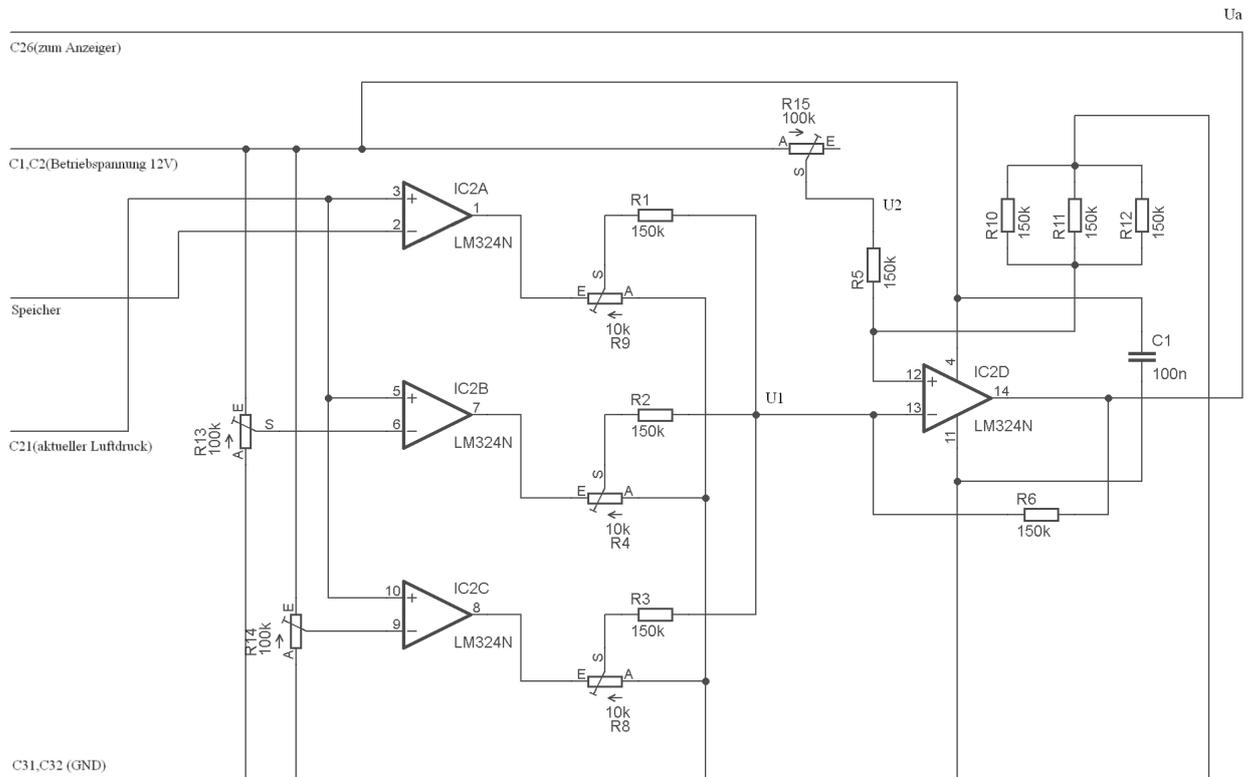


Abbildung 65: Schaltbild: Prognose

9.4.4 Funktionsweise

Die Grundidee ist, dass es bei niedrigen Luftdruck oft regnet, bei höheren Luftdruck wiederum ist das Wetter heiter.

Gleichzeitig wird der aktuelle Luftdruck mit einem früheren Wert verglichen um die Vorhersage präziser zu machen.

z.B. ist der aktuelle Luftdruckwert grösser als 1023 hPa, und er steigt noch weiter, dann wird es mit höchster Wahrscheinlichkeit ein sonnigen Tag; Wenn der Luftdruck geringer als 999 hPa ist und er nimmt weiter ab, ist zu vermuten, dass es regnen wird.

von Hao Li

9.4.5 Dimensionierung

R_1, R_2, R_3 sind Widerstände am Ausgang der 3 Komparatoren. Wenn nur ein Komparator eingeschaltet ist d.h. die anderen beiden ausgeschaltet sind, sind die anderen zwei Widerstände R_4 parallel geschaltet (da die Spannungsquellen bei den ausgeschalteten Komparatoren als Kurzschluss betrachtet werden und damit nicht relevant sind.)

Die Ausgangsspannung ist:

$$U_\alpha = \alpha(U_2 - U_1)$$

wobei jeweils gilt:

$$\alpha_1 = \frac{R_6}{R_1}$$

$$\alpha_2 = \frac{R_6}{R_2}$$

$$\alpha_3 = \frac{R_6}{R_2}$$

für $R_1 = R_2 = R_3 = R_6$ gilt also $\alpha_N = 1, N = 1, 2, 3$.

ein Subtrahierer mit mehreren Zweigen am Nicht-invertierenden Eingang des Komparators gilt:

$$\sum_{i=1}^n \alpha_i = \sum_{j=1}^m \alpha_j$$

wobei α_i für den Nicht-invertierenden Eingang und α_j für den Invertierenden Eingang steht. in unserem Fall ist $n = 1$ und $m = 3$.

somit gilt für $\alpha_N = 1, N = 1, 2, 3, \alpha = 3$.

deshalb ist der Widerstand:

$$R' = \frac{R_5}{\alpha} = \frac{R_5}{3}, (R' = R_{10} \parallel R_{11} \parallel R_{12})$$

wobei der Widerstand R' durch drei gleiche Widerstände ersetzt wird, damit vier gleiche Widerstände genutzt werden können.

Es ergibt sich:

$$R_{10} = R_{11} = R_{12} = R_5$$

Weiterhin folgt daraus:

$$R_{10} = R_{11} = R_{12} = R_5 = R_1 = R_2 = R_3 = R_6$$

und die ganze Schaltung präzise betreiben zu können, wurden die Widerstände zu $150k\Omega$ gewählt.

von Liu Ruoji

9.4.6 Simulation

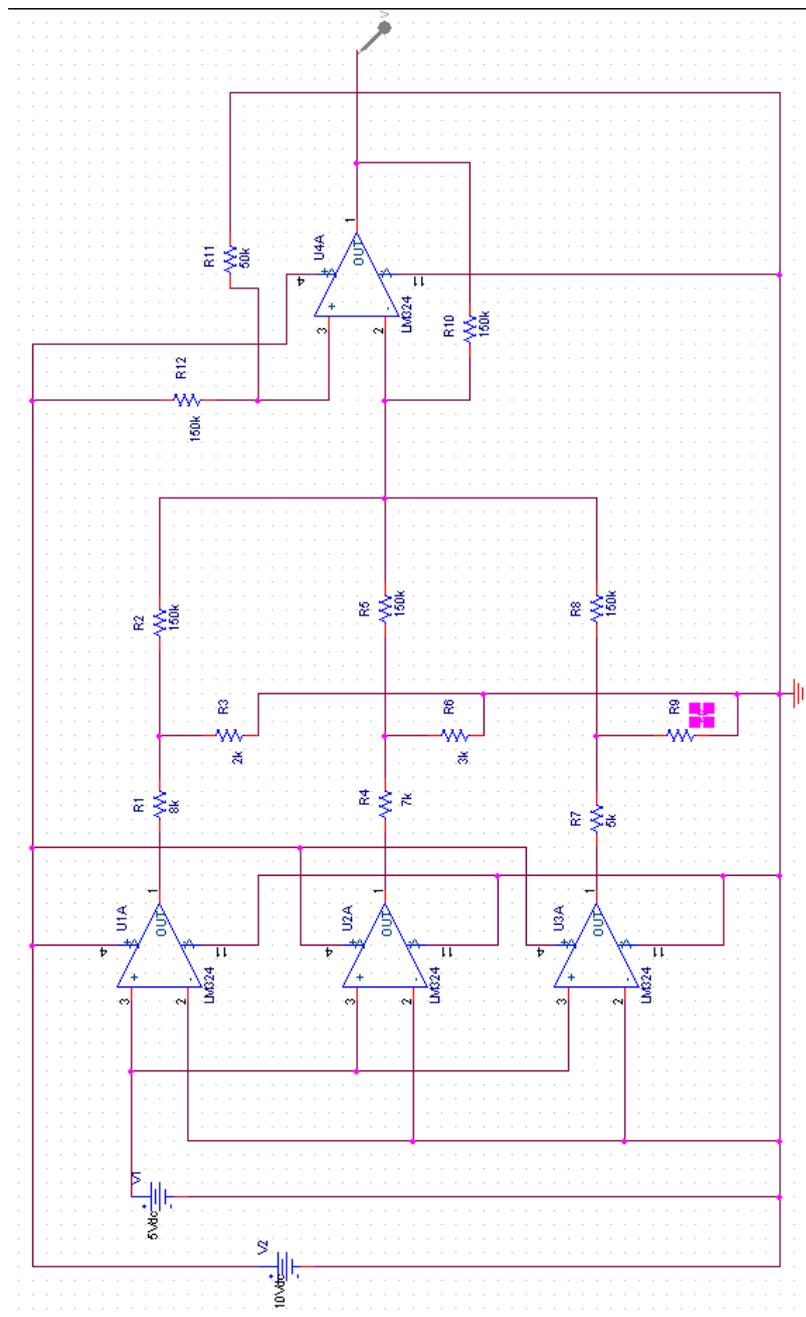


Abbildung 66: Simulationsschaltbild: Prognose

Die Ausgangsspannung, die an die Anzeige ausgegeben wird, wird mit PSpice simuliert. Hier werden die beiden extremen Fälle gezeigt, in denen entweder alle Komparatoren ein- oder ausgeschaltet sind. Der Komparator wird ausgeschaltet, indem man die Anschlüsse des Eingangs umtauscht. In Abbildung 67 sind alle 3 Komparatoren ausgeschaltet, in Abbildung 68 sind alle eingeschaltet.

von Liu Ruoqi

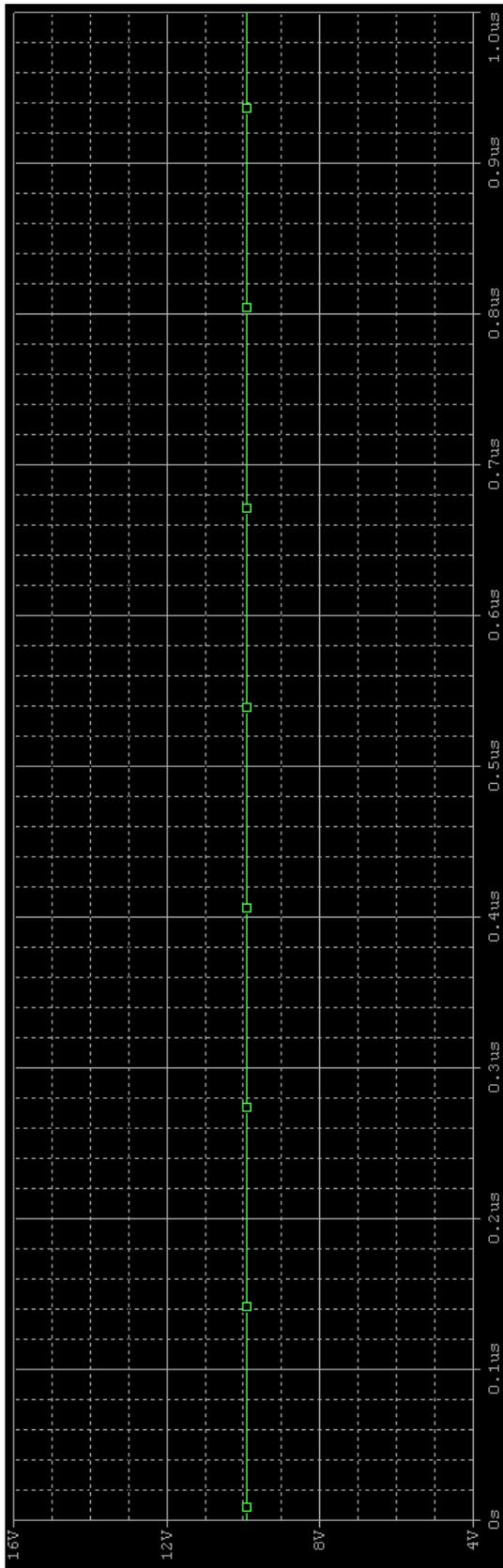


Abbildung 67: Simulation: Prognose, alle Kompara-
toren ausgeschaltet

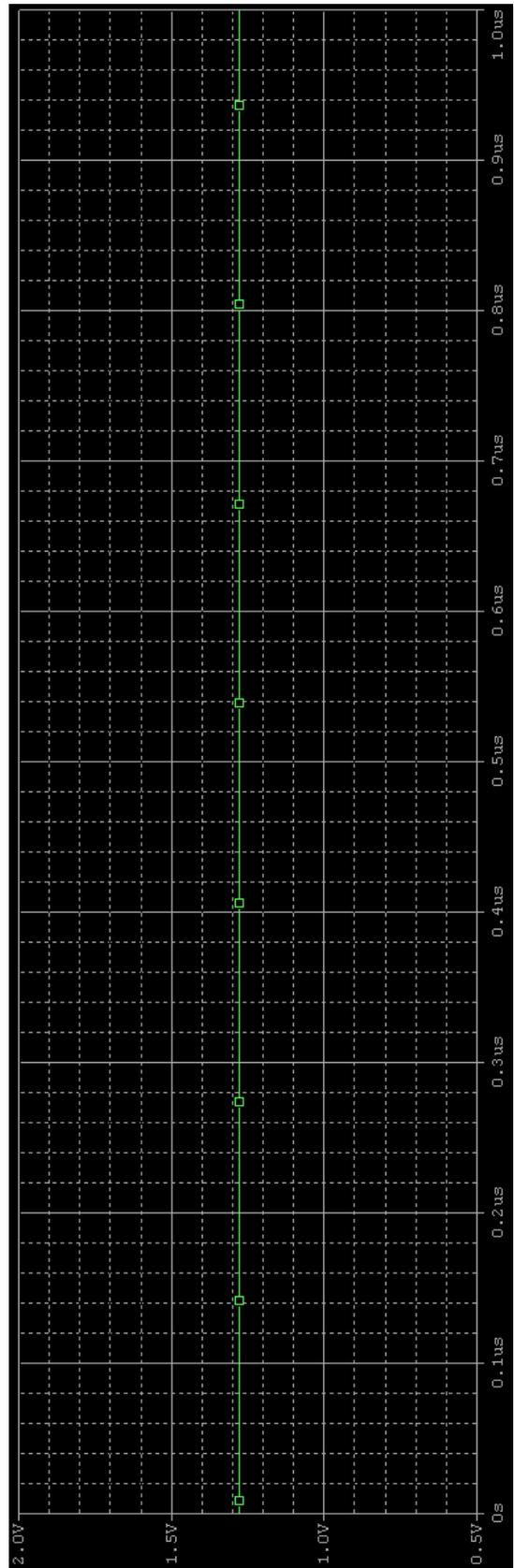


Abbildung 68: Simulation: Prognose, alle Kompara-
toren eingeschaltet

9.4.7 Bauteillisten

Bauteil	Anzahl
<i>ICs</i>	
LM324	1
<i>Widerstände</i>	
150k Ω	8
Potentiometer 100k Ω	3
Potentiometer 10k Ω	3
<i>Kondensator</i>	
100nF	1
<i>Sonstiges</i>	
VG64 Stecker	1

Tabelle 17: Bauteilliste: Prognose

9.4.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

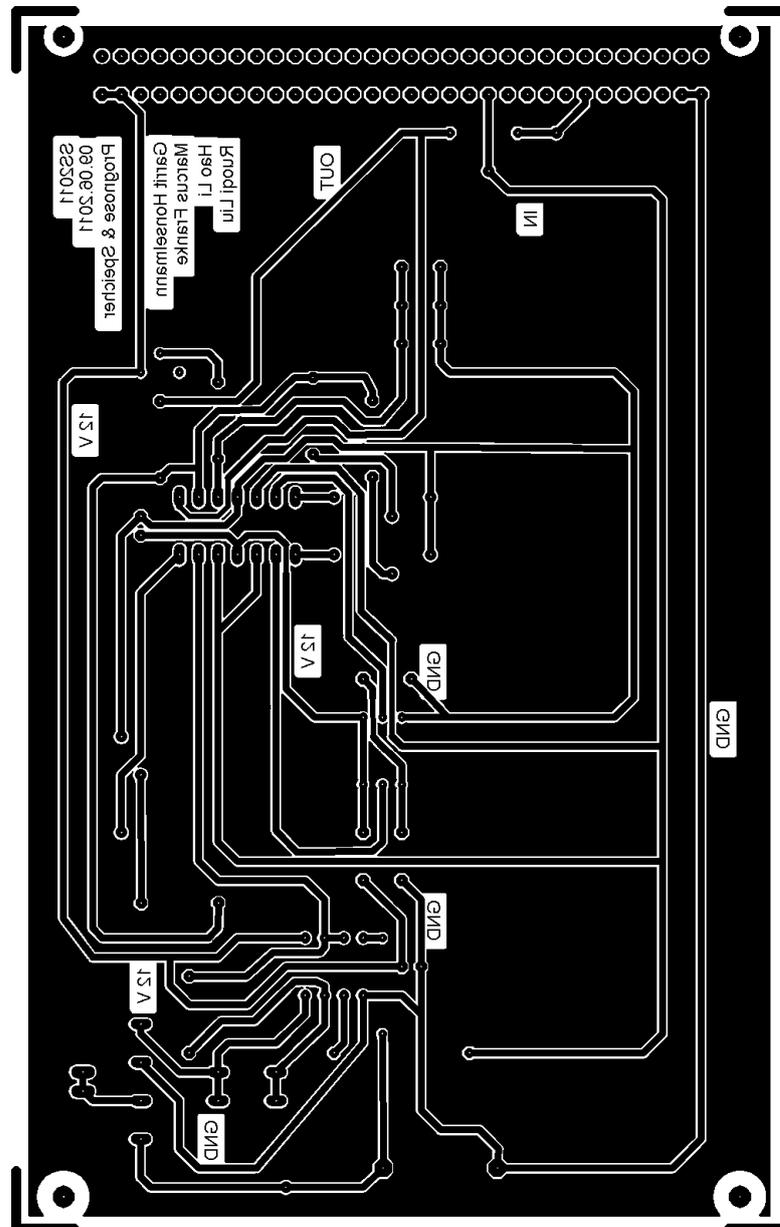


Abbildung 69: Kopiervorlage: Prognose

Mit Speichergruppe

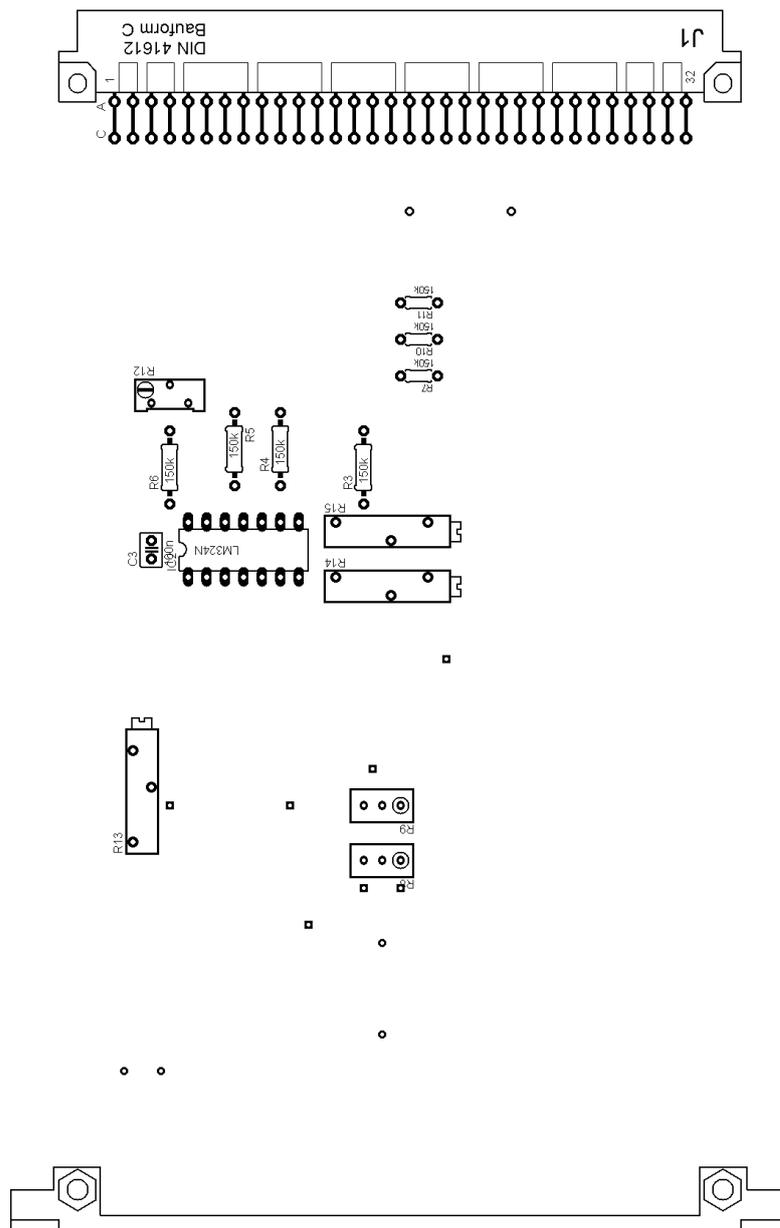


Abbildung 70: Bestueckungsplan: Prognose

9.4.9 Theorie

Mithilfe eines LM324 Komparators lässt sich entscheiden, ob die Spannung beim Nicht-invertierenden Eingang größer ist als die Spannung beim Invertierenden Eingang ist; Dann gibt der Komparator entweder Betriebsspannung oder 0V aus.

Mithilfe von Potentiometern können wir die Spannung des Luftdrucksensors mit verschiedenen Referenzspannungen vergleichen und so die obengenannte Kombination (siehe 9.4.1 für verschiedenen Fälle erhalten.

Die Spannung am Ausgang ist negativ. Mithilfe eines Subtrahierers, eines Widerstandsnetzwerkes und Potentiometern wird er von 10V subtrahiert und ergibt danach den endlichen Wert an die Anzeige aus.

von Liu Ruoqi

9.4.10 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Um mit den Ausgangsspannungen von 3 Komparatoren die gewünschten Werte zu erreichen, müssen die Potentiometer korrekt eingestellt werden.

Die optimalen Werte für die Trimmer der Komparatoren, von oben nach unten nummeriert, in der Tabelle 18

Name	Ausgangsspannung
1. Komparator	8V
2. Komparator	3V
3. Komparator	5V

Tabelle 18: Einstellung der Trimmer

von Liu Ruoqi

9.5 Speicher

9.5.1 Schaltungsbeschreibung

Die Teilgruppe hat die Aufgabe, diskrete Messwerte für einige Zeit zu speichern, um diese mit aktuellen Daten vergleichen zu können. Es wird also der Prognose-Teilgruppe zugearbeitet.

Da die Prognose mithilfe von Operationsverstärkern erstellt wird, ist es sinnvoll, die gemessenen Werte ebenfalls analog abzuspeichern. Hierzu benutzen wir ein Sample&Hold-Glied.

von Garrit Honselmann

9.5.2 Schnittstellen

Bus	Stecker
Betriebsspannung +12 V	Prognose-Platine 0-10V 9.4
Masse GND	Oszillator/Sonnenstundenzähler-Platine 0-6V 9.3

Tabelle 19: Schnittstellen: Speicher

9.5.3 Schaltplan

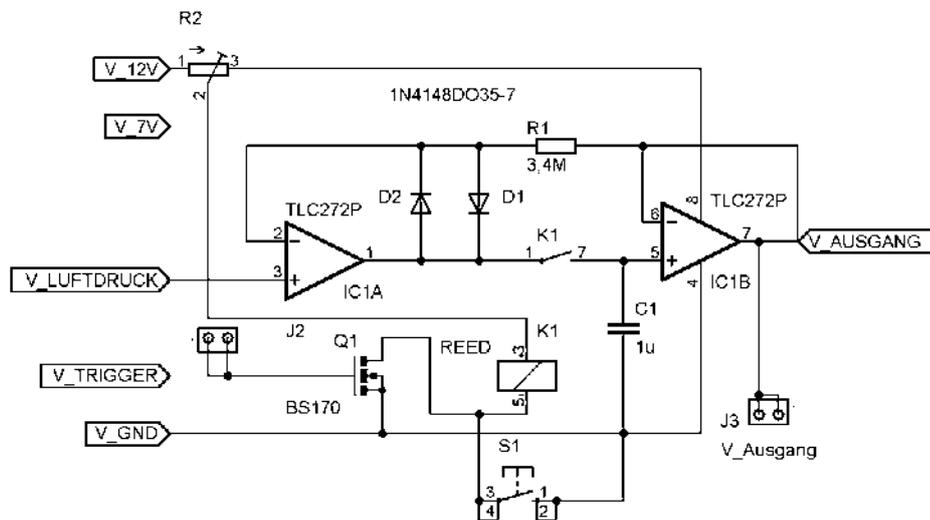


Abbildung 71: Schaltplan: Speicher

Der zugrunde liegende Aufbau stammt aus „Halbleiter-Schaltungstechnik“. 2

9.5.4 Funktionsweise

siehe Abb. 71.

Die Eingangsspannung $V_{Luftdruck}$ liegt am Nicht-invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers an, und wird durch die über die ganze Schaltung laufende Gegenkopplung unverstärkt ausgegeben. Der Operationsverstärker fungiert hier als Impedanzwandler, verhindert also eine Überbeanspruchung der Spannungsquelle (Hier: Sensoren) und damit eine Verfälschung des aufgenommenen Spannungswertes.

Wenn der selbstsperrende MOSFET-Transistor, der hier mit dem Relais als Schalter fungiert, mit einer hinreichend grossen positiven Steuerspannung $V_{Trigger}$ versorgt wird, können Ladungen auf den Kondensator gelangen. Das Steuersignal wird hierbei von der Oszillator/Sonnenstundenzähler Gruppe 9.3 bereitgestellt. Dieser Ausgleichvorgang findet so lange statt, bis die Spannung über dem Kondensator V_C der Eingangsspannung $V_{LUFTDRUCK}$ entspricht. Wird der Transistor nun von der Spannung getrennt ($V_{Trigger} \approx 0$), öffnet sich das Relais und die Ladung verbleibt auf dem Kondensator und kann über den Operationsverstärker, aufgrund des hohen Eingangswiderstandes, nahezu verlustlos abgenommen werden.

Die Dioden haben die Aufgabe, eine Übersteuerung des Operationsverstärkers zu verhindern; Da bei sperrenden Transistor ohne Dioden keine Gegenkopplung bestehen würde, würde der Operationsverstärker versuchen, die Ausgangsspannung $V_{Ausgang}$ durch volles Durchschalten der Versorgungsspannung auszugleichen.

Ein solcher Vorgang könnte den Operationsverstärker langfristig beeinträchtigen, insbesondere bei unseren eher langen Schaltzeiten. Die Dioden sorgen also dafür, dass auch eine direkte Gegenkopplung besteht. Der Widerstand R_1 sorgt für eine Trennung der auftretenden Ströme und wirkt damit einer Be-/Entladung des Kondensators durch den zweiten Operationsverstärker entgegen. Das Potentiometer fungiert als Spannungsteiler, um die maximal zulässige Steuerspannung nicht zu überschreiten (10 V). S_1 ist ein Taster, der das Relais schließt, um die Funktion der Schaltung zu testen.

von Garrit Honselmann

9.5.5 Dimensionierung

Schalter

Für die Schaltung wurde ein Schalter benötigt, der sperrt, wenn die Steuerspannung $V_{ST} = 0$ beträgt und schon bei einer positiven Steuerspannung leitet, für den Moment in dem der Spannungswert aufgenommen wird. Ein Relais war hier ideal, jedoch zeigte sich, dass eine direkte Ansteuerung Desselben zu einem Einbruch der Spannung führte, welche die steuernde Schaltung in ihrer Funktion beeinträchtigte. Deshalb steuert das Signal einen selbstsperrenden n-Kanal MOSFET, der die Betriebsspannung über die Wicklung des Relais leitet, wenn eine Steuerspannung anliegt.

Kondensator

Die Anforderungen an den Kondensator sind eine relativ hohe Kapazität und eine geringe Selbstentladung für einen geringen Spannungsdrift, sowie eine mittlere Spannungsfestigkeit. Verschiedene Tests haben ergeben, dass sich ein Polypropylen-Kondensator für diese Zwecke gut eignet. Die Wahl ist auf den WIMA MKS 4 mit $1\mu F$ Kapazität gefallen, da dieser vorhanden war und seine Aufgabe makellos erfüllte.

Operationsverstärker

Als erstes wurde ein TL072 Operationsverstärker verwendet, da dieser leicht zu bekommen war. Es ergab sich jedoch, dass dieser nicht Single-Supply-fähig ist und keine Spannung ausgeben kann, die geringer als 1,3 V ist. Bei Eingangsspannungen unter 0,7 V gibt dieser Typ Operationsverstärker unter Single-Supply die volle Betriebsspannung aus.

Ein weiterer Operationsverstärker, der LM358, neigte aufgrund einer vermutlichen Rückkopplung mit dem Kondensator dazu, die Ausgangsspannung $V_{AUSGANG}$ über die Zeit zu erhöhen.

Letztlich zeigte sich der Operationsverstärker TLC272 als geeignet für unsere Speicherschaltung.

von Marcus Franke

9.5.6 Simulation

Eine Simulation mit *SiMetrix* zeigte, dass die Spannung auf dem Kondensator, und damit die Ausgangsspannung in erster Linie von der Kapazität des Kondensators und des Widerstandes des Operationsverstärkers abhängt. Um ein realistischeres Urteil bilden zu können, wurde ein Testaufbau erstellt, der sich bei der Findung eines geeigneten Schalters als nützlich erwies und auch die Schwächen des Operationsverstärkers (s. 9.5.5) aufzeigte.

Garrit Honselmann

9.5.7 Bauteillisten

Bauteil	Anzahl
<i>ICs</i>	
TLC272 DIP	1
<i>Relais</i>	
SRR 1A05-500	1
<i>Transistoren</i>	
BS170	1
<i>Dioden</i>	
1N4148	2
<i>Kondensatoren</i>	
WIMA $1\mu F$	1
$100nF$	1
<i>Widerstände</i>	
Widerstand $3,7M\Omega$	1
Trimmer 47Ω	1
<i>Sonstiges</i>	
Steckverbinder 2-Pol	2
VG64 Stecker	1
Taster 3301	1

Tabelle 20: Bauteilliste: Speicher

9.5.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

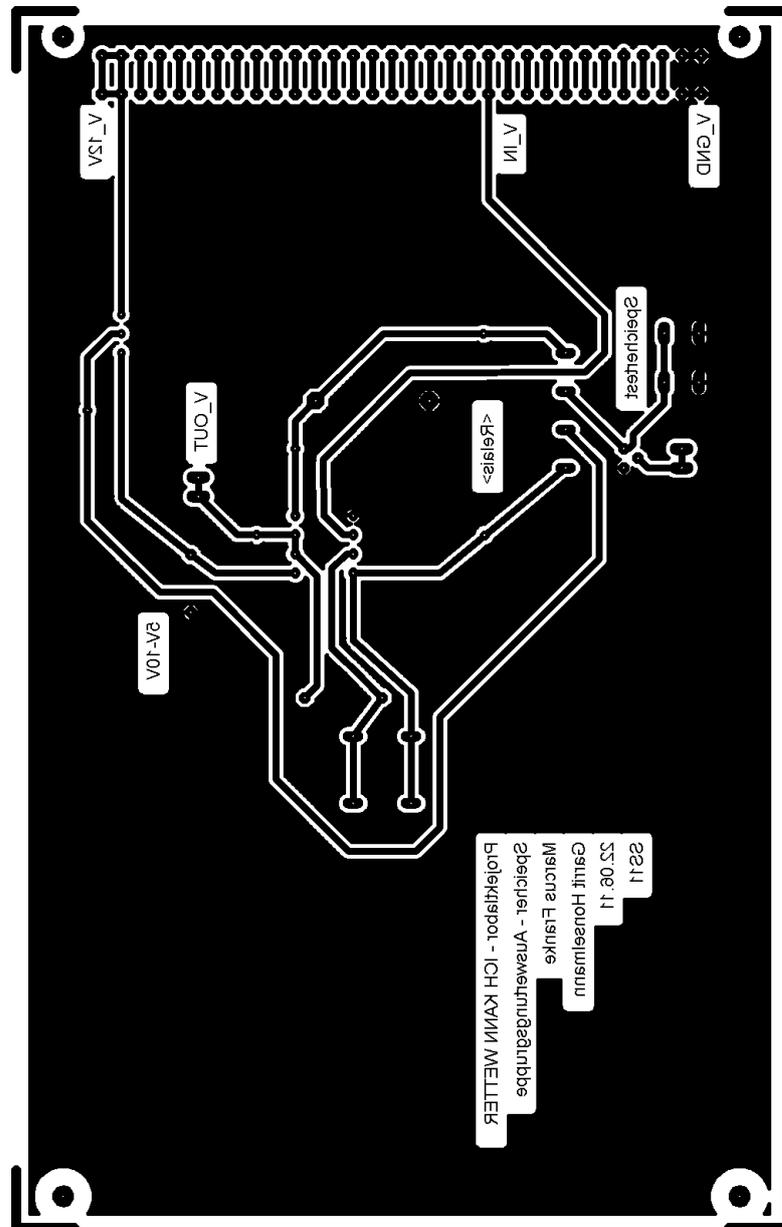


Abbildung 72: Kopiervorlage: Speicher

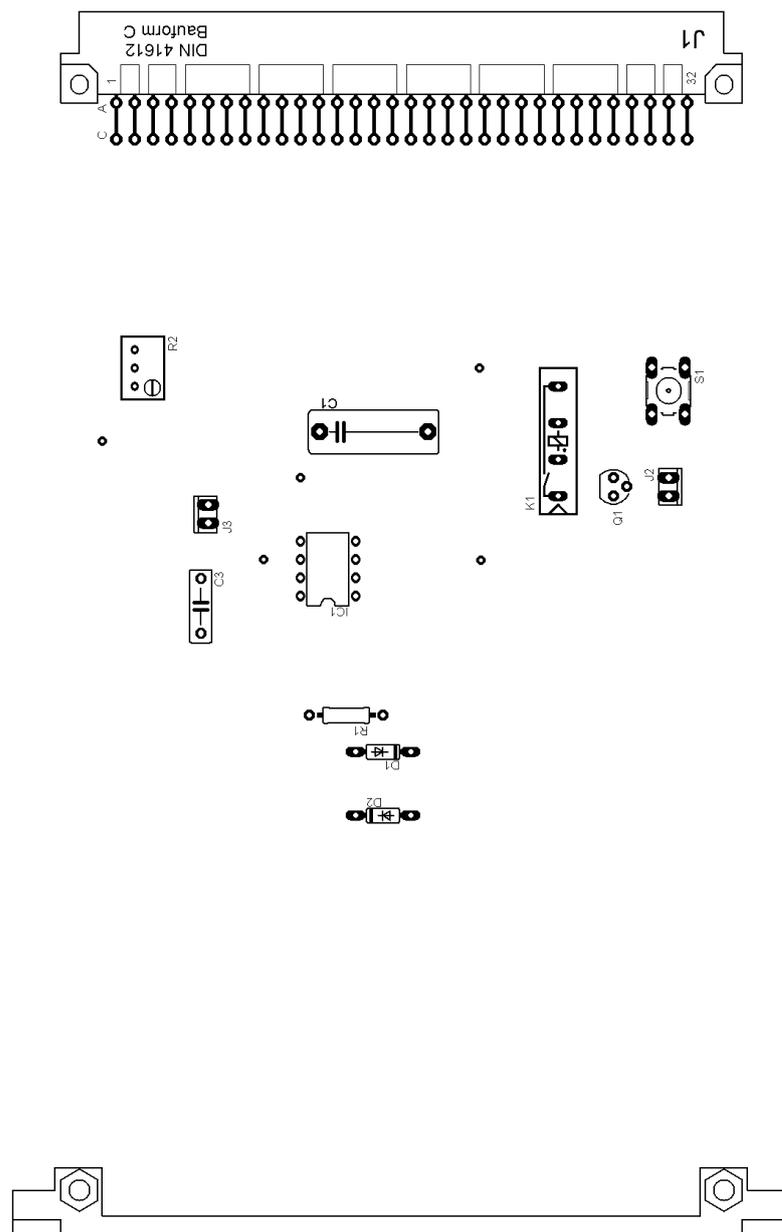


Abbildung 73: Bestückungsplan: Speicher

10 Sensorik I (Temperatur, Wind)

10.1 Allgemein

10.1.1 Teilnehmerliste

Jan Brandenburg, Timo Lausen, Mike Urban, Jens Grun, Daria Tishkina, Patrick Sowa, Tim Meyer und Friedrich Finck
Betreuer: Ulrich Pötter

10.1.2 Blockschaltbild

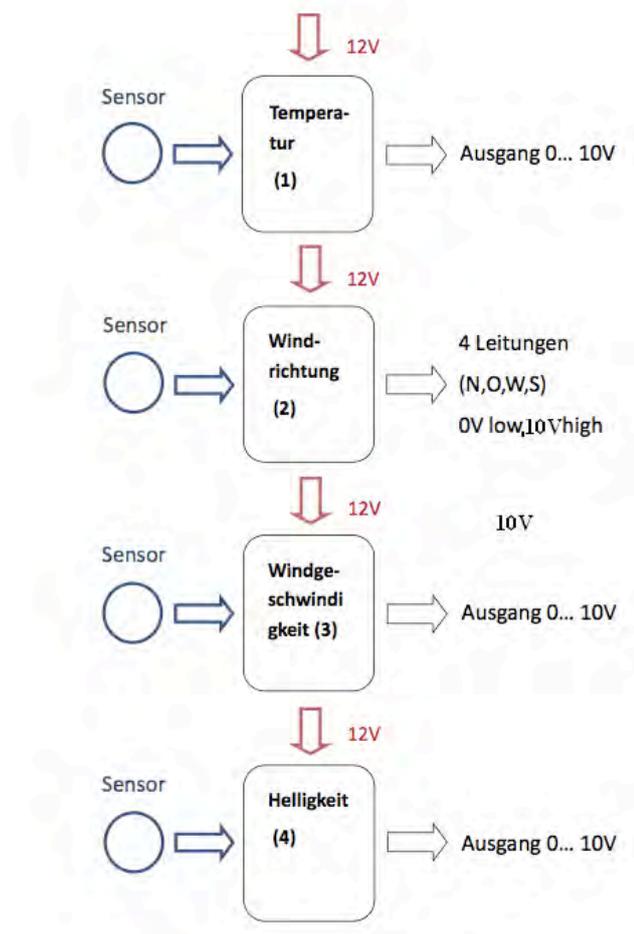


Abbildung 74: Blockschaltbild: Sensorik I

10.1.3 Aufgabenstellung

Unser Aufgabe ist es die die folgende Werte zu erfassen: Windgeschwindigkeit, Windrichtung, Helligkeit und die Temperatur. Anschließend werden die erfassten Werte von den Teilgruppen so aufgearbeitet

das jede Teilgruppe eine Spannung zwischen 0 bis 10V ausgibt und diese wird dann zur Auswertung weitergeleitet.

10.2 Temperaturmessung

10.2.1 Schaltungsbeschreibung

Der Sensor gibt pro Kelvin eine definierte Spannung von 10mV aus. Diese wird mit einem Impedanzwandler vom Rest der Schaltung entkoppelt und anschließend zur Aufbereitung mit einem Differenzverstärker verstärkt. Zusätzlich wird vom Signal ein Offset abgezogen.

10.2.2 Schnittstellen

Eingang: Spannungsversorgung 12V

Ausgang: Analoge Spannung im Bereich von 0 bis 10V

10.2.3 Schaltplan

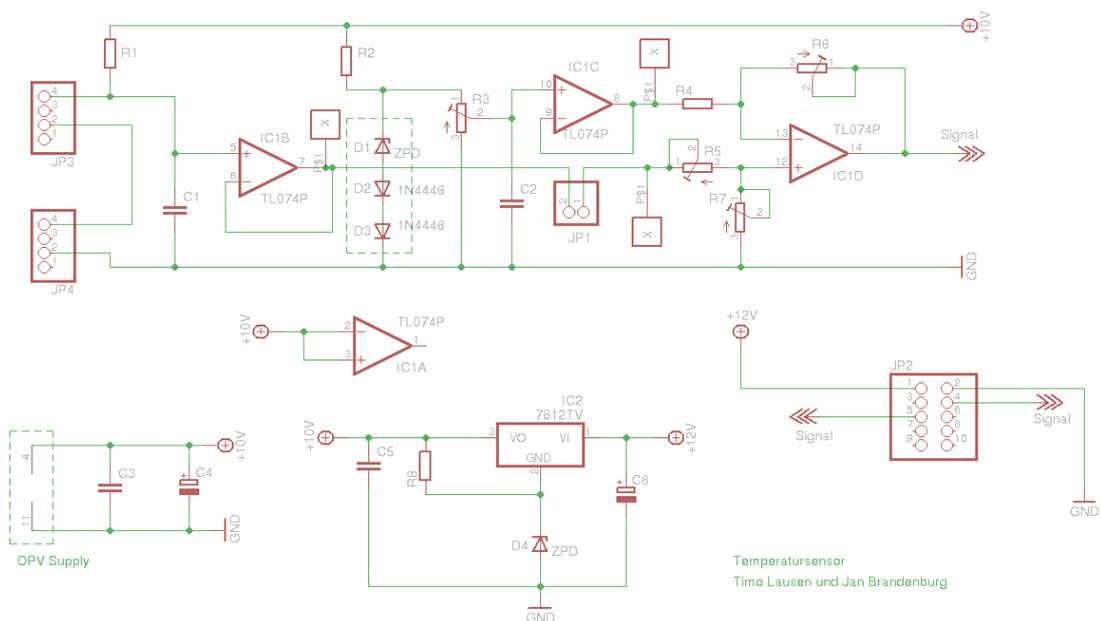


Abbildung 75: Schaltplan: Temperatursensor

10.2.4 Funktionsweise

Die Temperaturmessschaltung ist wie im Schaltplan (Abb. 75) dargestellt aufgebaut. Die 12V Betriebsspannung, die über JP2 Messpunkt1 abgegriffen wird, versorgt die Schaltung. Sie wird mittels eines Low-Drop-Gleichspannungsreglers (IC2) auf näherungsweise 10V konstant gehalten. Mit diesen 10V werden die Operationsverstärker betrieben sowie die in Reihe geschalteten Sensoren, JP3 und JP4. Die Sensoren erfassen die äußere Temperatur und geben eine definierte Spannung von 20mV je Kelvin aus. Die ausgegebene Spannung wird mittels eines Impedanzwandlers (IC1B) an den positiven Anschluss der

Differenzverstärkerschaltung (IC1D) weitergegeben. Des Weiteren wird mit den Dioden D1, D2 und D3 eine konstante und näherungsweise Temperaturunabhängige Referenzspannung erzeugt, die wiederum über einen Impedanzwandler (IC1C) auf den negativen Anschluss der Differenzverstärkerschaltung (IC1D) gegeben wird. Die Referenzspannung wird von der gemessenen Spannung abgezogen, sodass nicht der komplette Bereich der Temperaturmessung verstärkt wird, sondern nur der vorgegebene Temperaturbereich von -40°C bis $+60^{\circ}\text{C}$. Das heißt, es wird eine Spannung von 0 bis 10V ausgegeben welche linear gesehen -40°C bis $+60^{\circ}\text{C}$ repräsentiert, wobei -40°C einer Spannung von 0V entspricht und umgekehrt 60°C einer Spannung von 10V entspricht. Die verstärkte Spannung wird dann an die Auswertung (über JP2) weitergegeben.

von Jan Brandenburg

10.2.5 Dimensionierung

Betriebsspannungsstabilisierung

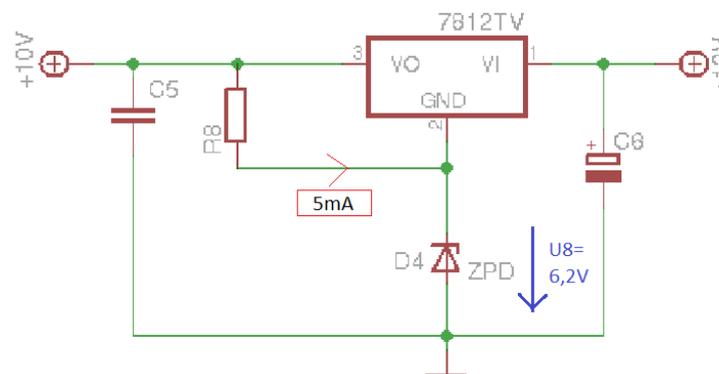


Abbildung 76: Schaltplan: Spannungsversorgung, Temperaturmessung

Für diese Anordnung ist es nötig einen Low-Drop-Regler zu verwenden. D4 ist eine 6,2V Z-Diode. So kann eine Spannung von ca. 11V erreicht werden. Um den Arbeitspunkt von D4 einzustellen, lässt man über R8 einen Strom von 5mA fließen.

$$R8 = \frac{U8}{5mA} \quad (25)$$

mit $U8 = 5\text{V}$ (wird vom Regler stabil gehalten), $R8 = 1\text{k}$

Die Kondensatoren C5 und C6 dienen der Glättung. Da niemand einen geeigneten Wert kannte, sind diese Werte absolut willkürlich gewählt:

$$C5 = 100nF$$

$$C6 = 47\mu F$$

Die Kondensatoren C3 und C4 sind Stützkondensatoren. Die Werte sind Erfahrungswerte.

$$C3 = 100nF$$

$$C4 = 1\mu F$$

Sensorbeschaltung

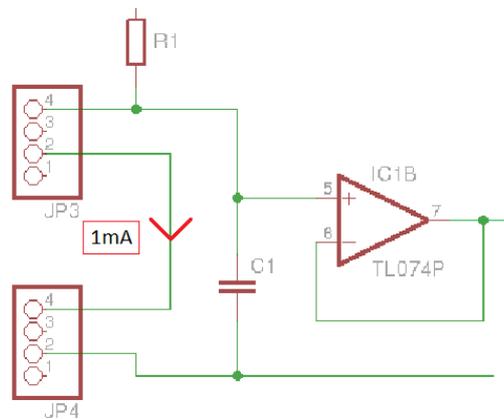


Abbildung 77: Sensorschaltplan: Temperaturmessung

Der Sensor (Abb.77) besteht aus dem Widerstand R1, den beiden Sensordioden vom Typ *LM335* und dem Kondensator C1 sowie einem OPV der als Impedanzwandler beschaltet ist. R1 = 6k wurde grob geschätzt. Es sollte ca. 1mA fließen (kann sich im Betrieb ändern). C1 ist ein Stützkondensator und wird mit 100nF dimensioniert. Es handelt sich dabei um einen Erfahrungswert.

Referenzspannungsquelle

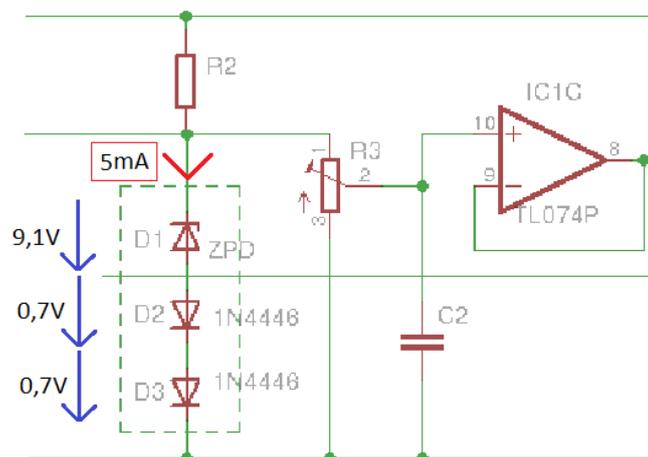


Abbildung 78: Schaltplan: Referenzspannungsquelle, Temperaturmessung

Die Referenzspannungsquelle (Abb. 78) besteht aus den Widerständen R2, R3, den Dioden D1,2 und 3 und dem Kondensator C2. Ein weiterer Impedanzwandler wurde an den Ausgang der Referenzquelle geschaltet.

D1 ist eine 9,1V Z-Diode, da diese einen besonders geringen dynamischen Widerstand haben.

Die Dioden D2 und D3 sind normale Siliziumdioden. Über sie fallen je 0,7V ab. Sie kompensieren den Temperaturgang von D1.

R2 wird wie folgt berechnet:

$$I_2 = 5\text{mA}$$

$$U_b = 11,2\text{V}$$

Der Strom wurde zu 5mA gewählt, da hier die Diode D1 am temperaturstabilsten ist.

$$R_2 = \frac{U_2}{I_2} \quad (26)$$

$$U_2 = U_b - (9,1\text{V} + 0,7\text{V} + 0,7\text{V}) = 0,7\text{V} \quad (27)$$

$$R_2 = 140\text{ Ohm}$$

R3 teilt die temperaturstabile Spannung herunter. Er wird mit 50k hochohmig gewählt, um die Referenzspannung nicht zu verfälschen.

Differenzverstärker

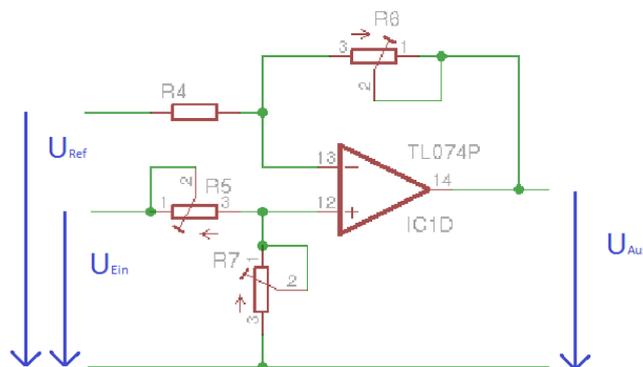


Abbildung 79: Schaltplan: Messverstärker

Die Kennlinie des Sensors soll von -40 bis $+60^\circ\text{C}$ von 0 bis 10V reichen. Daraus folgt:

$$\frac{10\text{V}}{100\text{C}} = 100\text{mV/C} \quad (28)$$

Die Spannungsänderung an den Sensordioden beträgt aber nur 20mV/C . Daraus folgt:

$$V = \frac{100\text{mV}}{20\text{mV}} = 5 \quad (29)$$

Die Übertragungsfunktion für die Schaltung lautet:

$$U_{aus} = (U_{ein} - U_{ref}) \cdot \frac{R_6}{R_4} \quad (30)$$

wenn gilt:

$$R_6 = R_7 \text{ und } R_4 = R_5.$$

R4 und R6 legen die Verstärkung fest:

$$V = 5 = \frac{R6}{R4} \quad (31)$$

$R4 = 1k$ wird frei ausgewählt, daraus folgt:

$$R5 = R4 = 1k$$

$$R6 = 5 \cdot R4 = 5k = R7 \quad (32)$$

Die Erfahrung zeigt, dass die Schaltung mit den hier angegebenen Werten nicht funktioniert. Daher werden die meisten Widerstände als Poties ausgeführt. Die Werte sind allerdings gute Näherungen und die Ausgangspunkte um die richtigen Einstellungen empirisch zu ermitteln.

von Timo Lausen

10.2.6 Verbesserungsvorschläge

Der Temperaturgang der Diode D1 ist zwar halbwegs kompensiert, allerdings immer noch nicht ausreichend. Aus Zeitgründen konnte allerdings keine bessere Lösung ausgearbeitet werden.

Bei einem Nachbau sollte eine Band-Gap-Referenz (z.B. *LT1029*) verwendet werden. Der angegebene Typ besitzt ausreichende Temperaturstabilität, die Verfügbarkeit wurde nicht geprüft.

von Timo Lausen

10.2.7 Simulation

Die Simulation wurde mir *Pspice* durchgeführt und verlief erfolgreich. Die Sensordioden wurden durch Spannungsquellen ersetzt. Vor der Fertigung der Leiterplatte wurde zusätzlich noch ein Prototyp auf einem Steckbrett aufgebaut. Auch der Prototyp funktionierte.

von Timo Lausen

10.2.8 Bauteillisten

Bauteilliste				
Bauteil	Kennzeichen	Wert	Artikelnummer	Anzahl
Widerstand	R1	6K Ohm		1
Widerstand	R2	100 Ohm		1
Potentiometer	R3	50K Ohm		1
Widerstand	R4	1k Ohm		1
Potentiometer	R5	5k Ohm		1
Potentiometer	R6, R7	10k Ohm		2
Widerstand	R8	1k Ohm		1
Kondensator	C1, C2, C3, C5	100nF		4
Kondensator (Elko)	C4	1 μ F		1
Kondensator (Elko)	C6	47 μ F		1
Zener Diode	D1	9,1V	ZPD	1
Zener Diode	D4	6,2V	ZPD	1
Silizium Diode	D2, D3	0,7V	1N4446	2
Operationsverstärker	IC1		TL074P	1
Low-Drop Gleichspannungsregler	IC2		7812TV	1
Jumper	JP1		2er Stiftleiste	1
Wannenstecker 2x5 Pins	JP2			1
Temperatursensor	JP3, JP4		LM335	2
Messstift				4
IC-Sockel			14er IC-Sockel	1
IC-Sockel			4er IC-Sockel	1

Abbildung 80: Bauteilliste: Temperaturmessung

10.2.9 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

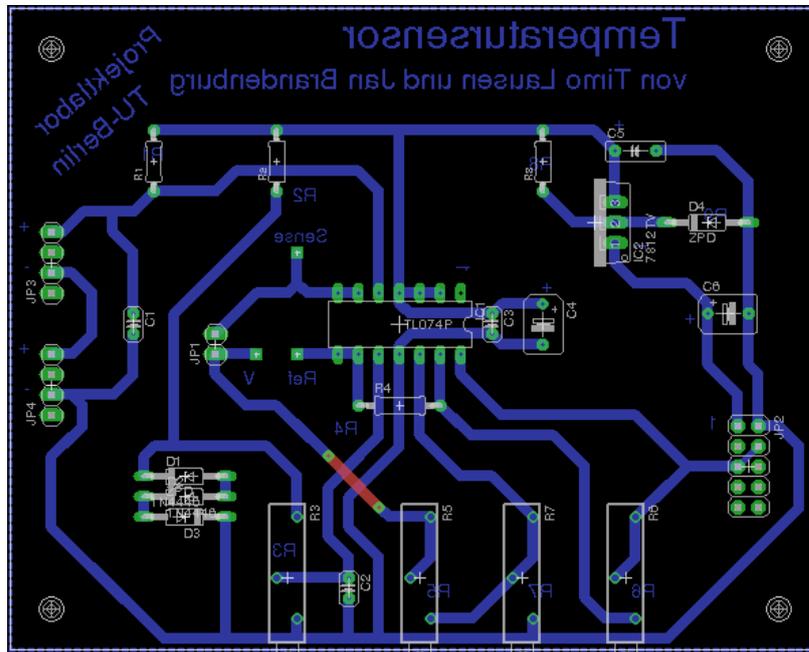


Abbildung 81: Kopiervorlage: Temperaturmessung

10.2.10 Theorie

Die Kennlinie des Sensors wurde in einem Waermeschrank aufgenommen. Die gesamte Baugruppe wurde der entsprechende Temperatur ausgesetzt, so wie es ebenfalls später in der Wetterstation sein wird. Leider konnten keine tiefen negativen Temperaturen erzeugt werden, so dass ein großer Teil der Kennlinie nicht ermittelt werden konnte. Weiterhin war kein Temperaturnormal vorhanden. Als Temperaturreferenz wurde ein Multimeter mit Temperaturmessfunktion benutzt.

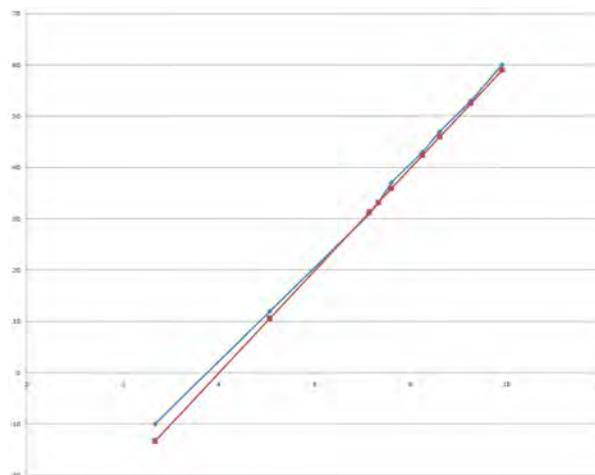


Abbildung 82: Kennlinien: Temperaturmessung: ideal (blau) und real (rot) im Vergleich

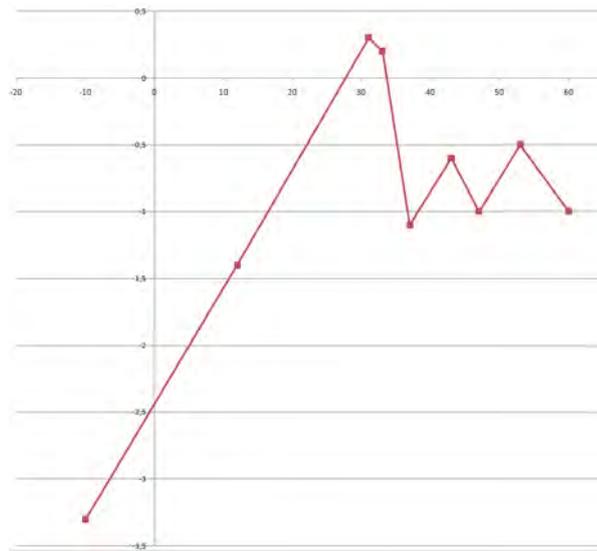


Abbildung 83: Kennlinie: Abweichung zwischen realer und tatsächlicher Temperatur

Anhand dieser Kennlinien (Abb.82 und 83) erkennt man das der Sensor nicht exakt wie gewünscht arbeitet. Die Schaltung muss noch einmal abgeglichen werden. Leider ist das auf Grund von Zeitdruck nicht mehr möglich.

von Timo Lausen

10.2.11 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Mit dem Jumper JP1 und den Potentiometern R5, R7, R8 kann unabhängig von der Schaltung die Verstärkung der Differenzverstärkerschaltung eingestellt werden. Das Potentiometer R3 dient zur Einstellung der Referenzspannung.

von Jan Brandenburg

10.3 Windrichtung

10.3.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung für die Windrichtung beginnt mit der Stromversorgung bei welcher 12V DC abfallen. Dieses Signal geht über die Steckverbindung *SL3* mit den 4 Anschlüssen zum mechanischen Bauteil, der Windfahne (Abb.84). Dort schalten in Abhängigkeit der Position der Windfahne die Reedkontakte durch. Zeigt die Windfahne z.B. Richtung Nordwesten so schalten die Reedkontakte für Norden und Westen durch (12V).

10.3.2 Schaltplan

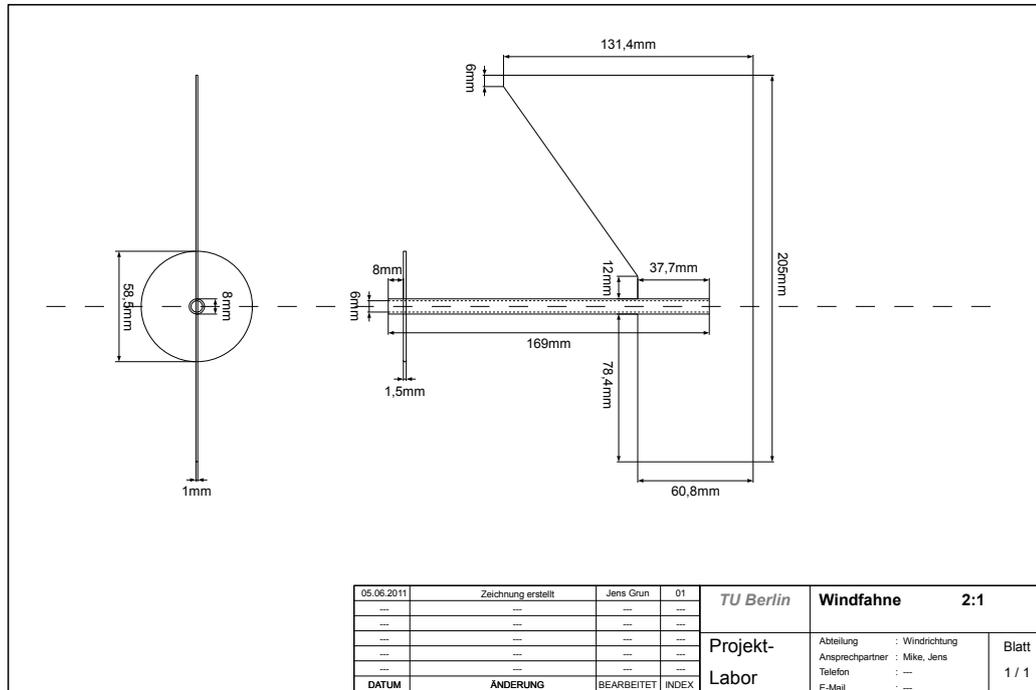


Abbildung 84: Technische Zeichnung Windfahne

Darauf folgend gehen die jeweiligen Signale zur Steckverbindung *SL4* auf der Windrichtungsplatine. Die Pinbelegung an *SL3* und *SL4* ist wie folgt: 1 = Norden; 2 = Osten; 3 = Süden; 4 = Westen. Für die weitere Beschreibung wird beispielhaft der Signalpfad vom Norden genommen, da der Signalpfad für alle vier Himmelsrichtungen gleich ist.

Nach der Steckverbindung *SL4* geht das Signal (12V oder 0V) nach einem Knotenpunkt einmal zu den Vorwiderständen R9-R12 (Norden) mit den darauf folgenden roten LEDs D5 (Norden)-D8. Die Angabe der Windrichtung mit Hilfe der LEDs dient zur Funktionsüberprüfung vor Ort an der Windrichtungsplatine. Der andere Weg des Signals vom Knotenpunkt, nach der Steckverbindung *SL4*, geht zum Vorwiderstand R5-R8 (Norden). Danach kommt eine Parallelschaltung aus Zenerdiode D1, D2, D3 (Norden), D4 und Pull-down Widerständen R1-R4(Norden), welche das Signal mit 10V oder 0V wie von der Anzeige Gruppe gefordert zur ebenfalls parallel geschalteten Steckverbindung *SL2* weiterleitet.

von Jens Grun

10.3.3 Schnittstellen

Eingang: Versorgungsspannung 12 V

Ausgang: Für alle 4 Signale gilt: 0V für Low Signal, 10V für High Signal

10.3.4 Schaltplan

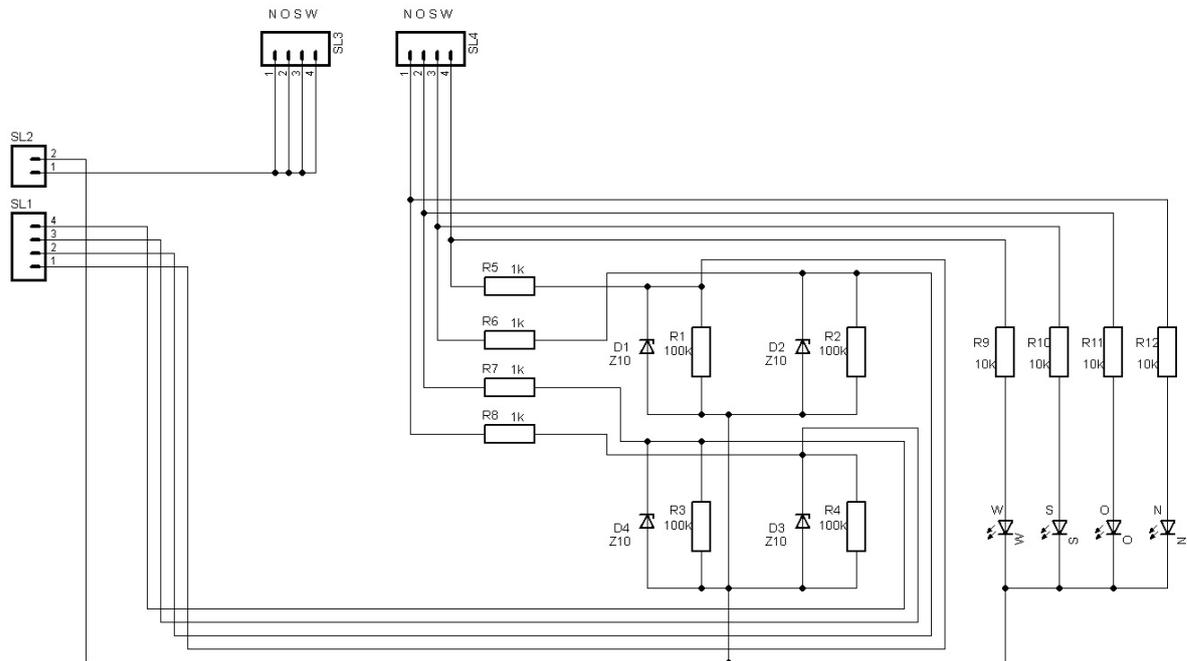


Abbildung 85: Schaltplan: Windrichtung

10.3.5 Dimensionierung

Als Eingangsspannung werden stabile 12V DC eingespeist. Um acht Himmelsrichtungen angeben zu können, haben wir uns für vier Signalleitungen entschieden. Steckverbindungen dienen als Anschlüsse unter den beteiligten Bauteilen wie Bus, Windrichtungsplatine und Windfahne. Nach den Reedkontakten an der Windfahne, welche zur mechanischen Realisierung geeignet sind und als Schalter fungieren, kommt die Spannungsstabilisierung und Funktionsanzeige. Die Spannungsstabilisierung ist für alle vier Haupthimmelsrichtungen (N, O, S, W) gleichermaßen aufgebaut und besteht jeweils aus einem Vorwiderstand welcher mit $1k\Omega$ beziffert ist. Darauf folgend kommt eine Zener-Diode mit 10V, da als Ausgangssignal 10V gefordert sind. Zu dieser Zener-Diode ist ein $100k\Omega$ gewichteter Pull-down Widerstand parallel geschaltet, um ein definiertes Signal zu übertragen.

Von den 12V liegen 10V an der Zener-Diode mit Pull-Down Widerstand an, bleiben also 2 V für den Vorwiderstand übrig. Damit ergeben sich 2mA die durch den Vorwiderstand und Zener-Diode gehen, wegen der angenommen CMOS Logik und dem hochohmigen Pull-down Widerstand. Womit dann die Zener-Diode im geforderten Arbeitspunkt liegt.

Die Funktionsanzeige ist wie die Spannungsstabilisierung für alle vier Haupthimmelsrichtungen (N, O, S, W) gleichermaßen aufgebaut. Diese besteht jeweils aus einem $10k\Omega$ Vorwiderstand, um den Strom und damit die Leistung für die folgende rote 3mm LED gering zu halten.

von Jens Grun

10.3.6 Bauteillisten

Bezeichnung	Wert	Bauteil
D1	Z10	Zener-Diode
D2	Z10	Zener-Diode
D3	Z10	Zener-Diode
D4	Z10	Zener-Diode
D5 (N)	Rot	LED 3mm
D6 (O)	Rot	LED 3mm
D7 (S)	Rot	LED 3mm
D8 (W)	Rot	LED 3mm
R1	100k	Widerstand
R2	100k	Widerstand
R3	100k	Widerstand
R4	100k	Widerstand
R5	1k	Widerstand
R6	1k	Widerstand
R7	1k	Widerstand
R8	1k	Widerstand
R9	10k	Widerstand
R10	10k	Widerstand
R11	10k	Widerstand
R12	10k	Widerstand
SL1	M04	Steckverbindung (4-polig)
SL2	M02	Steckverbindung (2-polig)
SL3	M04	Steckverbindung (4-polig)
SL4	M04	Steckverbindung (4-polig)
		Platine (160x100)

Tabelle 21: Bauteilliste: Windrichtung

10.3.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)



Abbildung 86: Kopiervorlage: Windrichtungsmessung

Der Reedkontakt besteht aus zwei Plättchen, die ferromagnetisch sind. Diese schließen sich, wenn ein Magnet in die Nähe gebracht wird. Im Gegensatz dazu besteht beim Reed-Umschaltkontakten der Ruhekontakt aus nichtmagnetischen Materialien. Diese können nur mit sehr geringen Strömen und Spannungen belastet werden und sind relativ teuer und aufwendig.

Um einen Reedkontakt preisgünstig als Ruhekontakt verwenden zu können, wird häufig eine zusätzliche Transistorschaltung verwendet, diese benötigt jedoch einen Ruhestrom. Wird ein zweiter Magnet verwendet der fest am Reedkontakt angebracht ist, so ist es möglich mit einem externen Magneten das Magnetfeld des internen Magneten zu kompensieren. Der Reedkontakt öffnet dann. Dadurch erhält man einen Ruhekontakt, der große Spannungen und Ströme schalten kann, sowie keine Transistorschaltung und keinen Ruhestrom benötigt. Zudem ist die Anordnung preisgünstig und störungsfrei.

In unserer Schaltung wurde der Reedkontakt als einfacher Schließer verwendet. Es muss sich also nur ein Magnet nähern, damit dieser schließt. Die Plättchen magnetisieren sich und ziehen sich an. Der Reedkontakt ist dann geschlossen bis der Magnet wieder entfernt wird.

von Mike Urban

Zener-Dioden (Z-Dioden):

Zener-Dioden werden in Sperrrichtung betrieben. Sie arbeiten in Durchlassrichtung wie normale Dioden. Verwendet werden sie zur Stabilisierung von schwankenden Gleichspannungen. Der Zener-Effekt, der der Diode den Namen gibt, wird durch ein elektrisches Feld hervorgerufen. Ab einer bestimmten Spannung werden Elektronen aus dem Kristallverbund des Siliziums gelöst und dies führt zu einem Strom.

Elektronen die herausgelöst wurden, werden durch das anliegende elektrische Feld stark beschleunigt und stoßen andere Elektronen aus dem Gitterverband heraus. Es tritt ein Lawineneffekt (Zenerdurchbruch) ein. Die Zenerdiode wird plötzlich leitfähig, was zu einem großen Strom führt. Die Spannung über der Zenerdiode ist dann relativ konstant es steigt lediglich der Strom durch die Diode, wenn die

äußere Beschaltung geändert wird.

Auf den maximalen Strom und die maximale Verlustleistung ist zu achten, da sonst die Zener-Diode zerstört wird. Der Strom durch die Zener-Diode in Sperrrichtung ist Temperaturabhängig und muss in der Regel- und Messtechnik in der Regel kompensiert werden.

von Mike Urban

10.3.8 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Muss ausgerichtet werden entsprechend der Markierung am Sensor.

10.4 Windgeschwindigkeit

10.4.1 Schaltungsbeschreibung

Eine einfache Möglichkeit die Windgeschwindigkeit zu messen ist mit Hilfe eines Schalensternanemometer. Mit Hilfe einer Lichtschranke wird erfasst wie schnell sich die Scheibe (die Scheibe besitzt ein kleines Loch) am Sternanemometer dreht und gibt ein Rechteckimpuls für jede Umdrehung aus, je schneller sich die Scheibe dreht desto mehr Impulse werden erzeugt.

Durch eine monostabile Kippstufe soll dann jeder Impuls der Lichtschranke so aufgearbeitet werden, dass Sie die gleiche Breite und Amplitude haben. Danach soll mittels eines Filters (Tiefpassfilter) das Signal in eine Gleichspannung umgewandelt werden und zum Schluss mit Hilfe eines Operationsverstärkers Verstärkt werden.

von Patrick Sowa

10.4.2 Schnittstellen

Eingang: Spannungsversorgung 12V

Ausgang: Analoge Spannung im Bereich von 0 bis 10V

10.4.3 Schaltplan

Der Schaltplan der Windgeschwindigkeitsmessung ist in der Abbildung [87](#) dargestellt.

Wir müssen einen Verstärker verwenden, da durch den $NE555$ und der Lichtschranke nur ein Signal mit maximal 5-6V erhalten wird, aber im Schnittstellentermin eine Ausgangsspannung von maximal 10V für den Sensor festgelegt wurde.

Als Operationsverstärkerschaltung wählten wir einen nichtinvertierenden Verstärker, denn mit einem invertierenden Verstärker hätten wir noch einen Operationsverstärker zum Invertieren des Signals benötigt. In unserer Schaltung wird ein Rail-to-Rail OP der Baureihe $LMC662$ verwendet.

Rail-to-Rail bedeutet, dass das Ausgangssignal fast genauso groß sein kann wie die Versorgungsspannung des Operationsverstärkers, d.h. der OP kann gut angesteuert werden.

Dies ist bei uns sinnvoll, da die Versorgungsspannung unseres Operationsverstärkers 0 und 12V beträgt und wir Ein- bzw. Ausgangssignal von 0 bis 10V benötigen (je nach Windgeschwindigkeit).

Die Verstärkung des Signals wird mit den Widerständen $R5$ und $R6$ geregelt, wobei wir für $R5$ ein Potentiometer einbauten um die Verstärkung später anzupassen.

von Patrick Sowa

10.4.5 Dimensionierung

Der Festspannungsregler wurde mit 5V gewählt da für die Lichtschranke und den $NE555$ eine Betriebsspannung von 5V angegeben wurde.

Die Kondensatoren $C_1 = 100nF$, $C_2 = 100nF$ und $C_3 = 10\mu F$ wurden nach dem Datenblatt für den Festspannungsregler 7805 dimensioniert.

Der Tiefpassfilter wurde durch Versuch auf dem Steckbrett dimensioniert. Die Schaltung wurde an einem Oszilloskop angeschlossen, durch mehrfaches Ausprobieren haben wir $C6$ mit 220nF gewählt und für $R4$ ein $10k\Omega$ Potentiometer um später noch kleine Anpassungen vornehmen zu können. $C6$ wurde gewählt, sodass ein guter Kompromiss zwischen Glättung und nicht zu großer Trägheit entstand. Die Formel für die Ausgangsspannung lautet:

$$U_a = U_e \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_4 C_6)^2}} \right) \quad (34)$$

mit U_e = Eingangsspannung.

Die Widerstände des Verstärkers wurden mit $R6 = 1k\Omega$ und $R5 = 5k\Omega$ (als Potentiometer) dimensioniert. Es wurde ein $5k\Omega$ Potentiometer genommen, da dieser auf Lager vorhanden war, es hätte auch ein kleineres Potentiometer ausgewählt werden können.

Die Formel für die Verstärkung eines nicht-invertierenden OPV ist:

$$V_U = 1 + \left(\frac{R2}{R1} \right) \quad (35)$$

mit die V_U Spannungsverstärkung.

Patrick Sowa

10.4.6 Simulation

Die Simulation mit PSpice war erfolgreich.

10.4.7 Bauteillisten

(siehe Tabelle 22)

Anzahl	Wert	Bauteil
1		Lichtschranke <i>TCYS5201</i>
1	5V	Festspannungsregler 7805
1		<i>NE555N</i> Timer DIL8
1		<i>LMC662</i> OP DIL8
1	5 k Ω	Potentiometer (R5)
1	10 k Ω	Potentiometer (R4)
2	1 k Ω	Widerstand (R1,R6)
2	10 k Ω	Widerstände (R2,R3)
2	100 nF	Kondensatoren (C1,C2)
2	10 μ F	Kondensatoren (C3,C5)
1	10 nF	Kondensator (C4)
1	220 nF	<i>Elko</i> Kondensator (C6)
2		2-polige Steckverbindungen
1		3-polige Steckverbindung
3		Messspitzen

Tabelle 22: Bauteilliste: Windgeschwindigkeit

10.4.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

Eine Kopiervorlage der Schaltung zum Ätzen ist in der Abbildung 88 dargestellt.

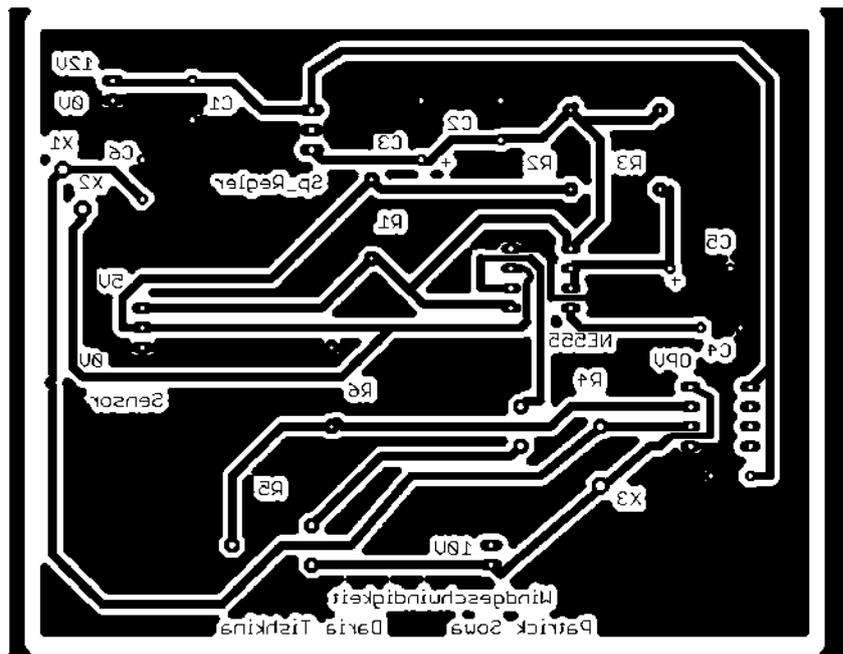


Abbildung 88: Kopiervorlage: Windgeschwindigkeitsmessung

10.4.9 Theorie

Spannungswandler:

Der Festspannungsregler 7805 ist ein integriertes Bauelement, welches aus Verstärkerstufen sowie verschiedenen Stabilisierungsstufen besteht. Der Festspannungsregler 7805 wandelt eine beliebige Ein-

gangsspannung (kleiner 36V) in eine 5V Ausgangsspannung um. Zu beachten ist hier das die Differenz zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung nicht zu groß ist, da sonst zu viel Leistung in Wärme umgesetzt wird und der Spannungswandler dann zusätzlich gekühlt werden muss. Der Festspannungswandler sollte durch mindestens zwei Kondensatoren, je einen am Ein- und Ausgang stabilisiert werden.

von Patrick Sowa

Tiefpassfilter:

Ein Tiefpass 1.Ordnung besteht aus einen Widerstand und einen Kondensator in Reihe zwischen den Eingang des Signals und der Masse, das gefilterte Signal wird zwischen den Widerstand und den Kondensator abgegriffen. Umso größer der Kondensator und der Widerstand gewählt werden, desto besser werden die Rechteckimpulse in eine Gleichspannung umgewandelt. Jedoch wird mit größerem Kondensator die Schaltung immer Träger, dies heißt für uns, dass eine Änderung der Windgeschwindigkeit langsamer erfasst wird.

von Patrick Sowa

monostabile Kippstufe:

Die monostabile Kippstufe (Abb 89) ist eine elektronische Schaltung, die nur einen stabilen Zustand hat. Durch einen äußeren Impuls wird sie gesteuert, die Änderung des Zustandes der Schaltung wird durch die Demensionierung bestimmte Zeit geregelt. Der NE555 wir als Timer eingesetzt.

von Daria Tishkina

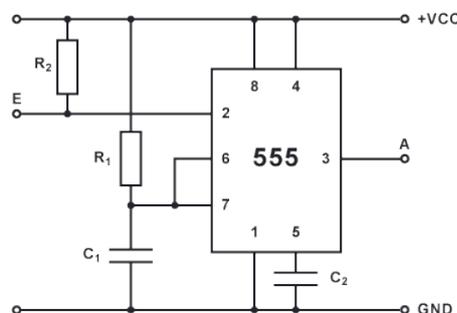


Abbildung 89: Schaltplan: Monostabile Kippstufe

Für die Dauer des Impulses sind die Bauelemente R1 und C1 verantwortlich. Der Widerstand R2 ist ein Pullup-Widerstand, also legt den Eingang der monostabilen Kippstufe auf einen festen Wert (+VCC). Damit die Schaltung nicht zu schwingen anfängt, wird der Kondensator C2 gebraucht. Die meist gebrauchte Anwendung ist die Verlängerung einer Impulsdauer, und die auf eine feste Größe zu legen.

Lichtschranke:

Eine Lichtschranke wird zur Erkennung der Unterbrechung der Lichtstrahls verwendet. Sie besteht aus einem Sender und einem Empfänger. Als Sender wird meistens eine Leuchtdiode, die Infrarotstrahlung sendet, verwendet. Der Empfänger ist entweder ein Phototransistor oder eine Photodiode.

Der Empfänger detektiert die Unterbrechungen des gesendeten Lichtes und wandelt diese in elektrische Schaltsignale, die dann gut für weitere Verarbeitung geeignet sind.

10.4.10 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Da bei unserem Tiefpass und nicht-invertierendem OP Potentiometer verwendet wurden, besteht eine Möglichkeit zur genauen Einstellung der Verstärkung, sowie der Grenzfrequenz der Tiefpasses. Durch die Veränderung der Grenzfrequenz kann eine bessere, glattere Ausgangsspannung erreicht werden.

von Daria Tishkina

10.5 Helligkeitsmessung

10.5.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung zur Messung der Helligkeit besteht aus einer Photodiode und einem Transimpedanzverstärker. Die Photodiode ist auf den Wellenlängenbereich von $350nm$ bis $820nm$ empfindlich und deckt somit den sichtbaren Bereich ab. Bei Lichteinfall liefert sie einen Strom im μA Bereich, der über den OP auf eine Spannung zwischen ca. $0V$ bis $10V$ verstärkt wird.

von Tim S. Meyer

10.5.2 Schnittstellen

Eingang: Spannungsversorgung $12V$

Ausgang: Analoge Spannung im Bereich von 0 bis $10V$

10.5.3 Schaltplan

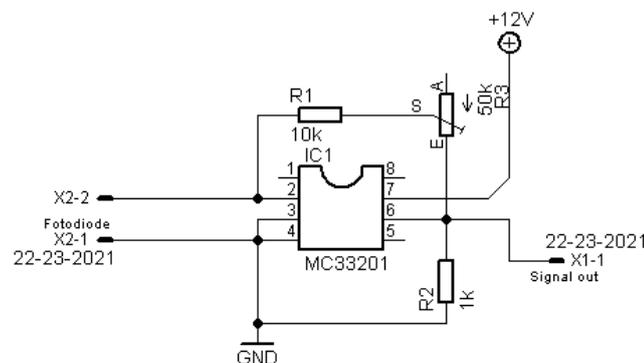


Abbildung 90: Schaltplan: Helligkeitssensor

10.5.4 Funktionsweise

Da für die Auswertung der Helligkeitsmessung eine Spannung als Ausgangssignal benötigt wird, haben wir zur Umwandlung und gleichzeitigen Verstärkung des Photostroms der Diode einen Transimpedanzverstärker ausgewählt. Dieser besteht aus einem spannungsgesteuerten Operationsverstärker, bei welchem der Ausgang über einen Widerstand auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt wird. Zusätzlich wird eine Konstantstromquelle, welche bei uns die Photodiode ist, auf den gleichen Eingang geschaltet. Der nicht-invertierende Eingang wird auf Masse gelegt. (Abb. 91)

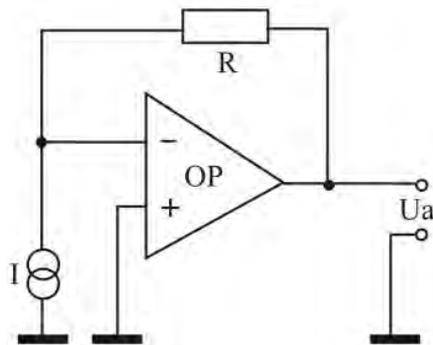


Abbildung 91: Schaltplan: Transimpedanzverstärker

Der Strom der Konstantstromquelle wird von dem OPV verstärkt und fließt über den Widerstand quasi komplett zurück auf den Eingang. Dadurch, dass der OPV versucht die Differenzspannung zwischen den Eingängen auf null zu regeln, entsteht am invertierenden Eingang eine virtuelle Masse. Somit stellt die über dem Widerstand abfallende Spannung auch gleichzeitig die Ausgangsspannung dar. Der Strom ist so in eine Ausgangsspannung umgewandelt.

Die Photodiode, welche die Konstantstromquelle darstellt, ist in Sperrrichtung zwischen Masse und den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers geschaltet und wird im Quasikurzschluss betrieben. Bei Lichteinfall stellt sich auf diese Weise ein Kurzschlussstrom ein, welcher durch den Betrieb im Quasikurzschluss einen nahezu linearen Zusammenhang zum Lichteinfall bietet. Die Photodiode arbeitet also als eine lichtabhängige Stromquelle, dessen Strom proportional zum Lichteinfall ist. Der Transimpedanzverstärker wandelt diesen Sperr- bzw. Photostrom nun in eine positive Ausgangsspannung zwischen 0V und 10V, welche auch gleichzeitig unser Ausgangssignal darstellt.

von Tim S. Meyer

10.5.5 Dimensionierung

Für die Dimensionierung der Schaltung ist wichtig zu wissen, wieviel Strom die Fotodiode liefert. Hierzu berechnen wir aus der Kennlinie im Datenblatt die Stromzunahme pro Lux:

$$\frac{10 \mu\text{A} - 0,1 \mu\text{A}}{1000 \text{ lx} - 10 \text{ lx}} = \frac{1 \mu\text{A}}{100 \text{ lx}} = 10 \frac{\text{nA}}{\text{lx}} \quad (36)$$

Da an einem hellen Sommertag bis zu 100000 lx erreicht werden, können wir den Strom, den die Fotodiode maximal liefert, berechnen:

$$100000 \text{ lx} \cdot 10 \frac{\text{nA}}{\text{lx}} = 1 \text{ mA} \quad (37)$$

Nun kennen wir den maximalen Fotostrom und können den Verstärkungsfaktor (Widerstand) des Transimpedanzverstärkers bestimmen. Für den Transimpedanzverstärker gilt:

$$U_{aus} = -R_V \cdot I_{ein} \quad (38)$$

Da wir maximal etwa 10 V ausgeben wollen, gilt:

$$10 \text{ V} = -R_V \cdot (-1 \text{ mA}) \quad (39)$$

$$R_V = \frac{10 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (40)$$

Den Transimpedanzverstärker haben wir mit einem Rail-to-Rail Operationsverstärker aufgebaut, da dieser über einen größeren Bereich aussteuert und wir somit auch annähernd 0 V erreichen können.

von Friedrich Finck

10.5.6 Simulation

Um die Schaltung zu simulieren, müssen wir zuerst ein geeignetes Modell einer Fotodiode finden, da in PSpice keine Fotodiode zur Verfügung steht. Da eine Fotodiode ein zum einfallenden Licht proportionalen Strom liefert, können wir diese durch eine Stromquelle modellieren.

Im Simulationsdiagramm ist gut erkennbar, dass die Kennlinie sehr linear verläuft. Es kommt lediglich bei sehr kleinen Strömen (unter 10 μ A) zu kleinen Abweichungen, welche aber in unserem Fall vernachlässigbar sind.

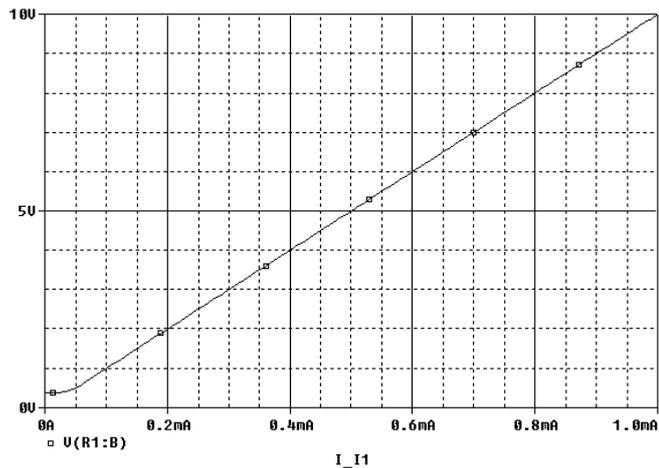


Abbildung 92: Simulation: Helligkeitmessung

von Friedrich Finck

10.5.7 Bauteillisten

Die Bauteilliste ist in der Tabelle 23 zu sehen.

Wert	Bauteil
	Photodiode BPW21
	Rail-to-Rail Operationsverstärker MC33201
10k Ω	Widerstand R1
1k Ω	Widerstand R2
50k Ω	Potentiometer R3

Tabelle 23: Bauteilliste: Helligkeitsmessung

10.5.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

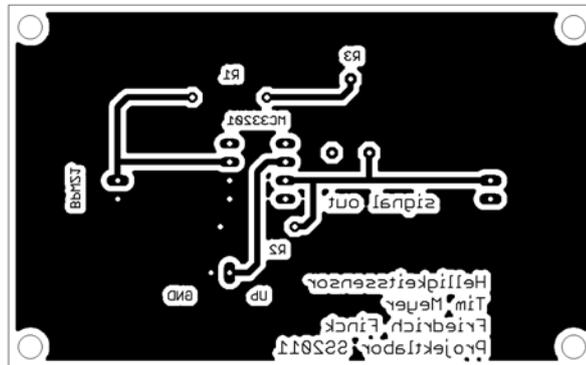


Abbildung 93: Kopiervorlage: Helligkeitsmessung

von Friedrich Finck

10.5.9 Theorie

Bei der Auswahl der Photodiode war für uns vor allem der spektrale Bereich der Fotoempfindlichkeit entscheidend. Dieser sollte den sichtbaren Bereich, ungefähr von 390nm bis 780nm, abdecken. Auf diese Weise wird nur die Helligkeit gemessen, die das menschliche Auge auch wahrnimmt.

Ausgewählt haben wir die Photodiode *BPW21*. Sie deckt den Wellenlängenbereich von 350nm bis 820nm ab und hat die maximale Empfindlichkeit bei einer Wellenlänge von 550nm. Dadurch ist sie sehr gut an die Empfindlichkeit des menschlichen Auges angepasst, welches seine maximale Empfindlichkeit bei der gleichen Wellenlänge hat.

Durch diese Auswahl sollte die subjektive Helligkeitsempfindung des Menschen sehr gut gemessen werden können.

von Tim S. Meyer

10.5.10 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Die Schaltung bietet die Möglichkeit den Verstärkungsfaktor des Transimpedanzverstärkers zu verändern. Dadurch ist ein Abgleich an die jeweiligen Umgebungsbedingungen möglich. Hierzu stellt man mit dem Potentiometer *R3* den Verstärkungsfaktor ein.

Berechnung der maximalen Beleuchtungsstärke je nach Verstärkungsfaktor: (wie zuvor bei der Dimensionierung gilt:)

$$U_{aus} = -R_V \cdot I_{ein}$$

$$I_{ein} = \frac{U_{aus}}{R_V} = \frac{10 \text{ V}}{R_V}$$

$$I_{ein,max} = \frac{10 \text{ V}}{10000\Omega} = \frac{1}{1000} \text{ A} = 1 \text{ mA} \hat{=} 100000 \text{ lx}$$

$$I_{ein,min} = \frac{10 \text{ V}}{60000\Omega} = \frac{1}{6000} \text{ A} = 167 \text{ uA} \hat{=} 16700 \text{ lx}$$

von Friedrich Finck

11 Senorik II (Regen, Luftdruck, Luftfeuchtigkeit)

11.1 Allgemein

11.1.1 Teilnehmerliste

Andreas B., Bolormaa Große, Adam Bednarski, Samuel Schilling, Sebastian Wendel, Tim Wolf, Patrick Rexin, Christian Läuschner und Michél Garg
Betreuer: Paul Haase

11.1.2 Blockschaltbild

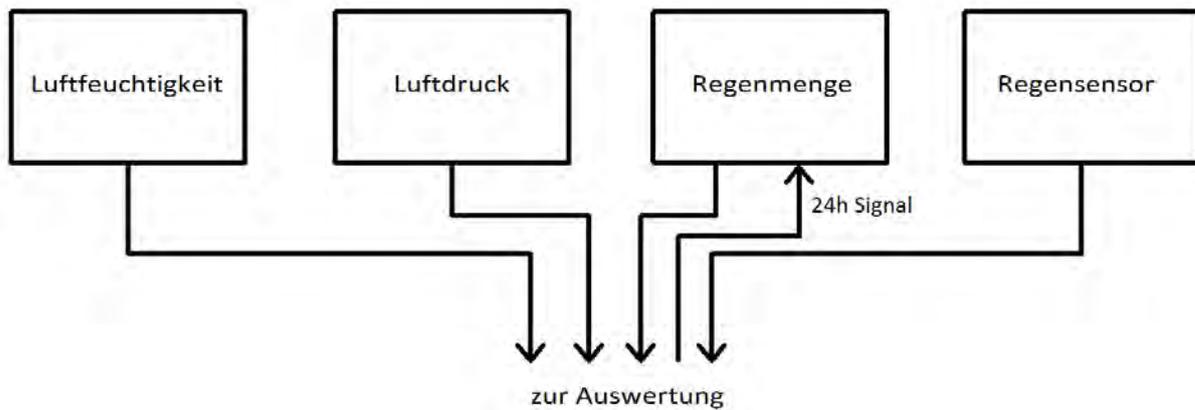


Abbildung 94: Blockschaltbild: Sensoren II

11.1.3 Aufgabenstellung der Gruppe

Die Gruppe Sensorik II hat die Aufgabe vier Sensoren für die Luft und Regenmessung zu entwerfen. Dabei sollen ein Luftfeuchtigkeitssensor, ein Luftdrucksensor, ein Regenmengensensor sowie ein Regensensor entstehen.

11.2 Regensensor



11.2.1 Schaltungsbeschreibung

Der Regensensor basiert auf dem optischen Effekt der Totalreflexion eines Lichtstrahls an einer Grenzfläche zweier Medien mit unterschiedlichen Brechungsindizes. Für das Medium in dem der Lichtstrahl übertragen wird, wurde eine 10mm dicke Plexiglasscheibe (PMMA) gewählt. Plexiglas besitzt einen Brechungsindex von ca. 1,49², Wasser einen Brechungsindex von ca. 1,33 und Luft einen Brechungsindex von rund 1,00. Um den Übergang der Totalreflexion in eine Lichtbrechung eines Lichtstrahls zu erkennen wird mit Hilfe von LEDs ein infraroter Lichtstrahl in die eine Seite der Plexiglasplatte eingekoppelt und die reflektierte Restintensität des Lichtstrahls an der anderen Seite der Platte mit Hilfe von Photodioden erfasst. Das Signal wird aufbereitet und ausgewertet und das Ergebnis der Auswertung bzw. Anzeige übermittelt. Um auf einer möglichst großen Fläche die Benetzung mit Regen zu detektieren wurden fünf IR-LEDs nebeneinander angeordnet und einzeln durch die fünf zugehörigen Photodioden ausgewertet. Der Lichtstrahl selbst wird dabei mit einem Rechtecksignal moduliert, da sonst der Einfluss von Tageslicht die Messung stören würde.

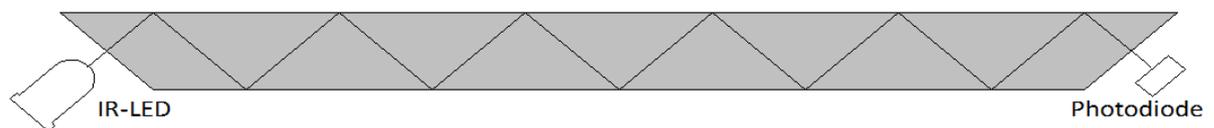


Abbildung 95: Strahlverlauf bei trockener Oberfläche

² http://de.wikipedia.org/wiki/Brechungsindex#Brechungsindex_der_Luft_und_anderer_Stoffe

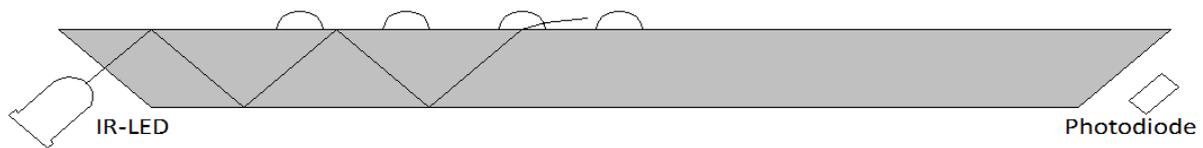


Abbildung 96: Strahlverlauf bei nasser Oberfläche

Die Aufbereitung des modulierten Lichtsignals geschieht durch den Photostrom der Photodiode, da nur dieser Proportional zu Intensität der Beleuchtung ist. Dies ist wichtig, da der Regensensor im Außenbereich angebracht werden soll und damit der Umgebungslicht ausgesetzt ist. Diese Umgebungshelligkeit erzeugt ein Offset zum eigentlichen modulierten Lichtstrahl.

Bei der Photospannung liegt kein linearer Zusammenhang mit der Beleuchtungsstärke vor. Die Photospannung strebt gegen einen Wert im Bereich von ca. $400mV$ bis $450mV$, je nach Beleuchtungsstärke. Der Offset durch das Umgebungslicht erzeugt alleine schon annähernd diesen Wert. Das eigentliche modulierte Signal erzeugt nur noch einen kleinen Wechsellspannungsanteil zu diesem Offset. Bei völliger Dunkelheit kann das modulierte Signal fast den gesamten nutzbaren Bereich allein aussteuern. Das modulierte Spannungssignal der Photodiode ist also Umgebungslichtabhängig und somit ungeeignet zur Auswertung. Zudem muss die modulierte Spannung jedes Mal die Sperrschichtkapazität der Photodiode umladen, was dazu führen würde, dass die Flanken unnötig verschleift werden.

Der Photostrom hingegen verhält sich linear mit der Beleuchtungsstärke - es wird ein Photostrom bestehend aus einem Gleich- und einem modulierten Anteil erzeugt. Der modulierte Anteil ist dabei immer noch proportional zur Lichtintensität des modulierten Signals unabhängig zur Umgebungslichtstärke. Da die Photodiode dafür im Kurzschluss betrieben werden muss entfällt gleichzeitig nahezu komplett das Umladen der Sperrschichtkapazität.

Das Signal zur Rechteckmodulation wird mit Hilfe eines *TLC555* Timers erzeugt. Dieser steuert wiederum einen Transistor an, welcher die fünf IR-LEDs pulst. Das Lichtsignal der IR-LEDs wird direkt in die eine Seite der Plexiglasplatte eingekoppelt. Auf der anderen Seite befinden sich wiederum fünf Photodioden mit IR-Filter. Deren Stromsignal wird mit einem Transimpedanzverstärker in eine proportionale Spannung gewandelt. Diese Spannung, welche aus dem gedämpften bzw. ungedämpften modulierten Signal und einem Offset durch das Tageslicht besteht wird nun auf einen RC-Hochpass geführt. Dieser lässt nur das modulierte Signal durch und führt dieses auf den Spitzenwertgleichrichter. Der Spitzenwertgleichrichter besteht aus einer Mischung aus nichtinvertierenden-Verstärker mit Gleichrichter, welcher nur die positive Halbwelle durchlässt, sowie aus einem RC Tiefpass, welcher die gepulste positive Halbwelle wieder in einer der gedämpften Intensität proportionalen Gleichspannung mittelt. Die fünf gemittelten Signale werden nun der Komparatorschaltung zugeführt. Diese besteht aus einem Widerstandsnetzwerk, welches eine analoge UND-Verknüpfung bildet. Die Spannung am Ausgang des Widerstandsnetzwerks wird nun vom Komparator mit einer durch eine Z-Diode gebildeten Referenzspannung verglichen. Fällt die Spannung am Ausgang des Widerstandsnetzwerks unter die Referenzspannung, so schaltet dieser auf *low* um. Ansonsten bleibt der Ausgang des Komparators *high*.

von Christian Läuschner

11.2.2 Schnittstellen

Das Ausgangssignal des Regensensors besteht aus einem logischen ein Bit Signal. Wenn Regen erkannt wird gibt der Sensor eine Spannung von maximal $500mV$ aus. Wird kein Regen erkannt, so beträgt das Ausgangssignal mindestens $11,5V$. Das Ausgangssignal wird der Anzeigegruppe übergeben.

von Christian Läuschner

11.2.3 Schaltung

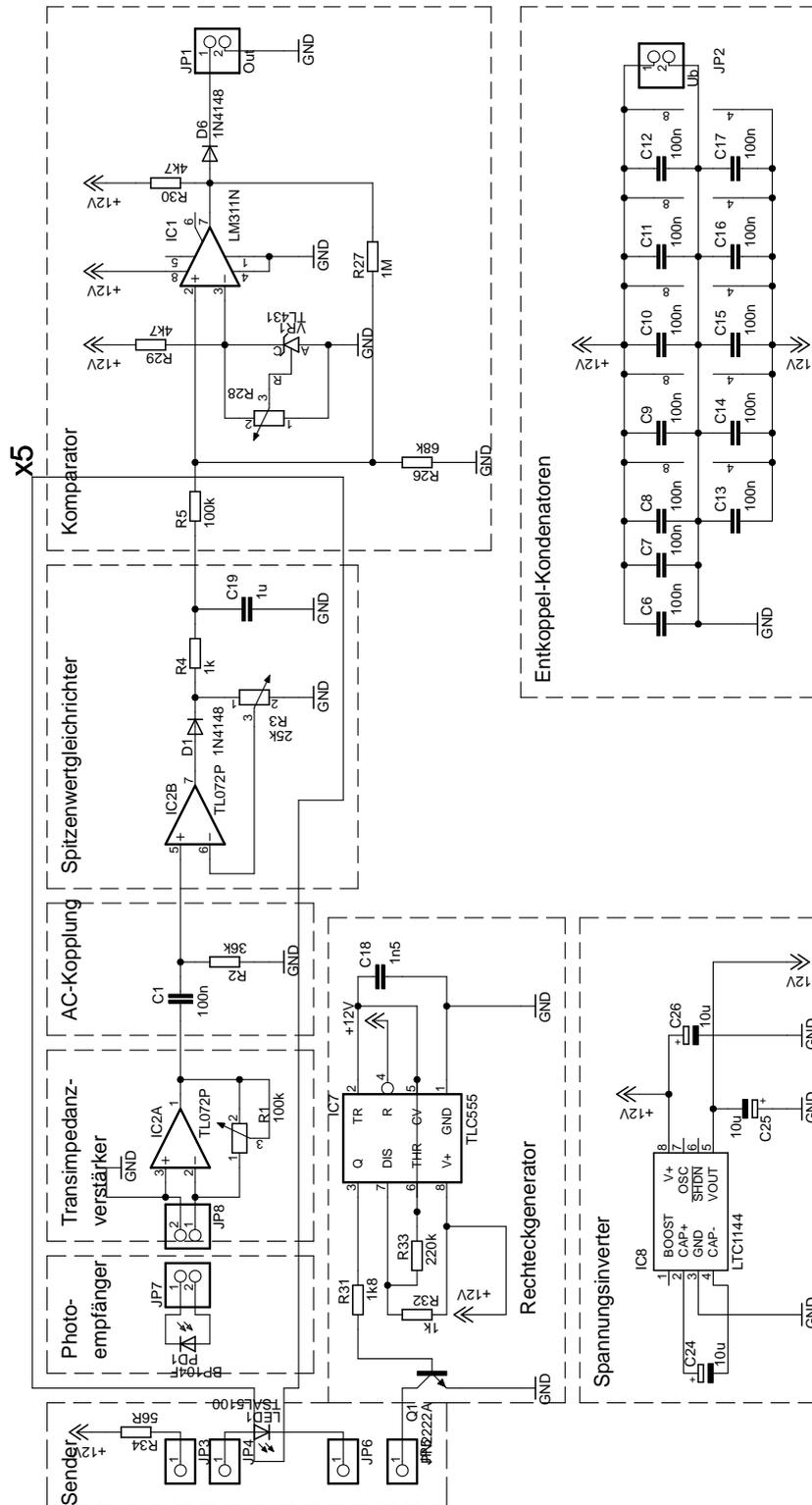


Abbildung 97: Blockschaltplan: Regensensor

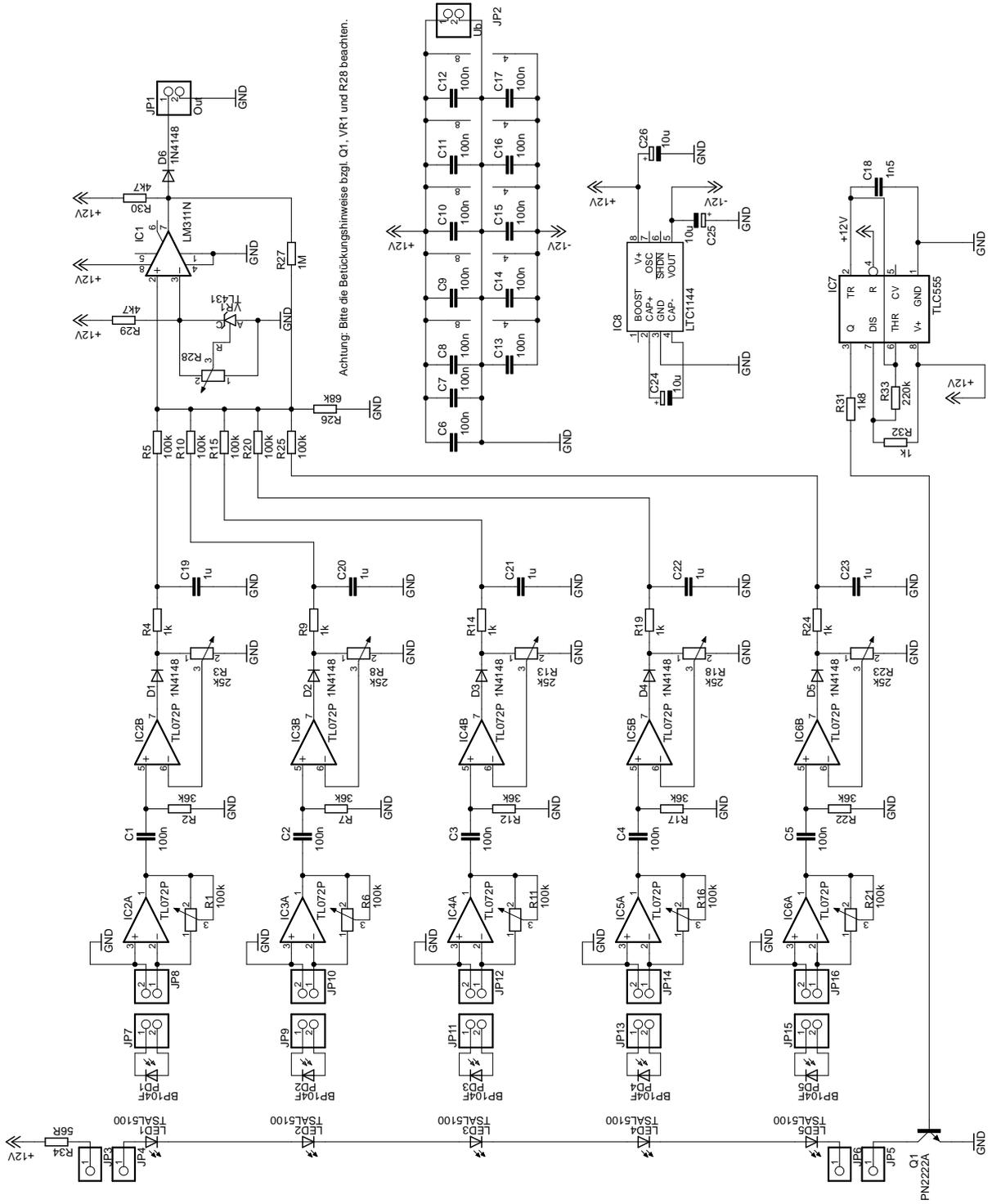


Abbildung 98: Schaltplan: Regensensor

11.2.4 Dimensionierung

Mit Hilfe dieser Brechungsindizes aus 11.2.1 kann die Totalreflexion berechnet werden. Allerdings muss man dieses für beide Umgebungsstoffe machen, denn wenn man den Winkel zu groß wählt, so besteht auch eine Totalreflexion bei Regen.

Wenn man nun die Brechungsindexe in die Formel für Totalreflexion:

$$\varphi_{\text{grenz}} = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (41)$$

einsetzt, so erhält man:

1. für Luft als Umgebung:

$$\varphi_{\text{grenz, Luft}} = \arcsin \frac{1}{1,49} \quad (42)$$

$$= \arcsin(0,67114) \quad (43)$$

$$= 42,15^\circ \quad (44)$$

2. für Regen als Umgebung:

$$\varphi_{\text{grenz, Regen}} = \arcsin \frac{1,33}{1,49} \quad (45)$$

$$= \arcsin(0,89262) \quad (46)$$

$$= 63,20^\circ \quad (47)$$

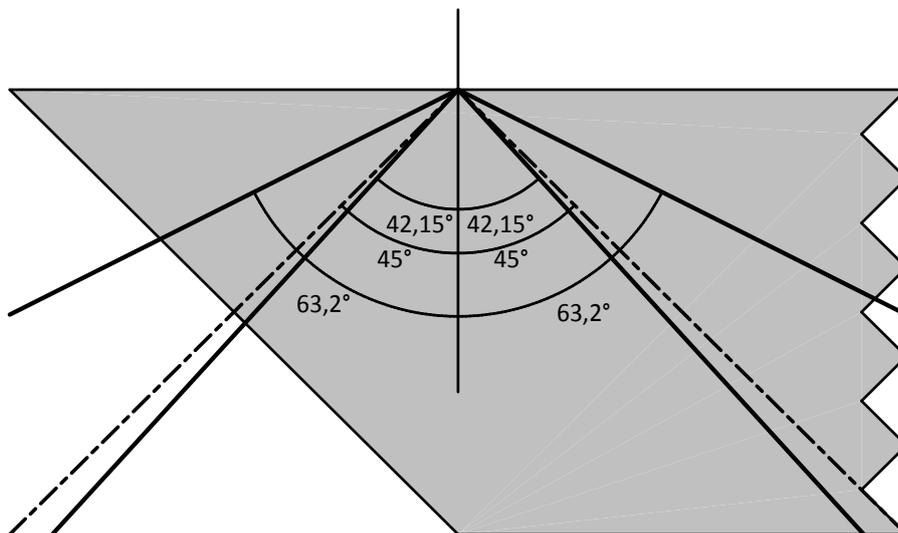


Abbildung 99: Ausschnitt der Plexiglasplatte mit möglichen Winkelbereich

Da man nun einen Winkel zwischen diesen beiden Brechungswinkeln wählen muss, wurde wegen der einfacheren Bearbeitung, einen Winkel von 45° gewählt.

Desweiteren ist natürlich zu beachten, dass die Länge der Platte für das Ergebnis entscheidend ist. Da nun aber der Eintrittswinkel bekannt ist und auch die Dicke des Materials, kann man mit dem Physikalischen Reflexionssatz „Einfallswinkel ist gleich Austrittswinkel“, auch die Länge der Platte dimensionieren.

Wenn also die 10mm dicke Platte genommen und beachtet wird, dass Aufgrund der 45°, der Lichtstrahl am Anfang und am Ende nur halb so lang ist wie alle in der Platte verlaufenden, so kann aus geometrischen Gründen angenommen werden, dass der Lichtstrahl um einmal durch das Material zu kommen, eine Strecke von 10cm zurücklegt.

Um nun einen Lichtpunkt an der Oberfläche zu erzeugen kann man mit 100mm Länge rechnen. Da der Sensor auf der Länge 6 Punkte aufweisen soll, berechnet sich die Länge wie folgt:

$$\text{Länge} = \text{Anzahl Punkte} \cdot 2(\text{Materialdicke}) - \text{Materialdicke} \quad (48)$$

Somit ergibt sich für unseren Sensor:

$$\text{Länge} = 6 \cdot 2(10\text{mm}) - 10\text{mm} \quad (49)$$

$$= 120\text{mm} - 10\text{mm} \quad (50)$$

$$= \underline{110\text{mm}} \quad (51)$$

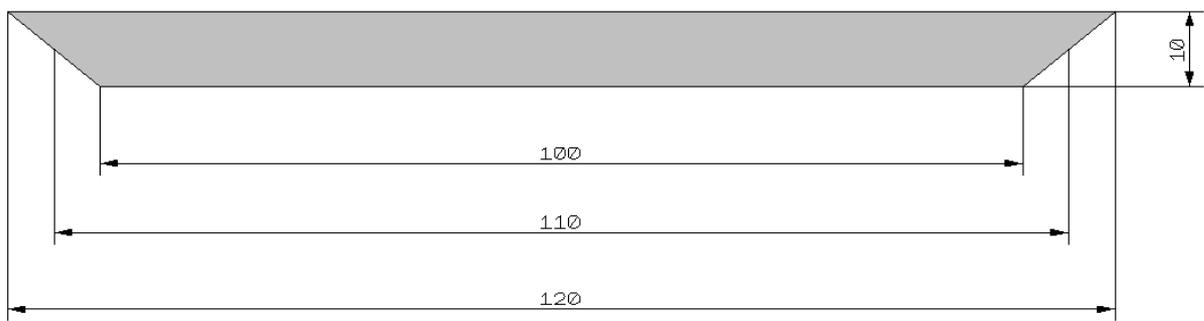


Abbildung 100: Dimensionierung: Plexiglasplatte

von Patrick Regin

Für die Modulation des Lichtstrahls wird der Einfachheit halber ein Rechtecksignal verwendet. Dieses Signal wird mit Hilfe eines $TLC555^3$ als astabiler Multivibrator erzeugt. Die Frequenz des Rechtecksignals ist nicht weiter kritisch. In diesen Fall wurden 2kHz angenommen. Des Weiteren sollte das Rechtecksignal wegen der AC-Kopplung möglichst ein Tastverhältnis (*DutyCycle*) von 50% besitzen. Das Tastverhältnis errechnet sich zu:

$$DC = \frac{R_{33}}{R_{32} + 2R_{33}} \quad (52)$$

Wird der Widerstand $R_{32} \ll R_{33}$ gewählt, so erreicht man annähernd ein Tastverhältnis von 50%. Des Weiteren bestimmt sich die Ausgangsfrequenz des $TLC555$ nach der Formel:

$$f = \frac{1,44}{(R_{32} + 2R_{33})C} \quad (53)$$

Mit der Bedingung, dass $R_{32} \ll R_{33}$ sein muss, kann die Formel vereinfacht werden zu:

$$f = \frac{1,44}{2R_{33}C} \quad (54)$$

Mit den Werten $1,5\text{nF}$ für den Kondensator C_{18} , sowie $220\text{k}\Omega$ für R_{33} und $1\text{k}\Omega$ für R_{32} werden alle Bedingungen gut erfüllt.

³ <http://focus.ti.com/lit/ds/slfs043f/slfs043f.pdf>

Bei den IR-LEDs wurden *TSAL5100*⁴ herausgesucht, da diese einen kleinen Öffnungswinkel, sowie eine hohe Intensität besitzen. Außerdem liegt ihr Maximum der spektralen Verteilung bei 940nm , was in etwa dem Bereich der maximalen Empfindlichkeit der Photodioden *BP104F* entspricht. Diese liegt bei 950nm . Die LEDs sollen für ein möglichst starkes Signal mit annähernd ihrer vollen Helligkeit leuchten. Die *TSAL5100* IR-LEDs erreichen ihre maximale Helligkeit bei etwa 100mA . Da der Takt prinzipiell auch mit anderen 555er Derivaten erzeugt werden kann, diese aber nicht alle den nötigen Ausgangsstrom sicher schalten können wurde mit einem NPN-Kleinsignaltransistor vom Typ *PN2222A*⁵ ein Ausgangstreiber nachgeschaltet. Der *PN2222A* hält einen maximalen Strom von 600mA und eine Spannung von 40V stand. Die Stromverstärkung h_{FE} beträgt nach dem Datenblatt mindestens 100 bei einem Strom von 150mA , welcher nahe den angestrebten Strom von 100mA liegt. Um einen Kollektorstrom von 100mA zu ermöglichen ist somit theoretisch ein Basisstrom von 1mA nötig. Praktisch wird meist ein 3 bis 10 fach höherer Basisstrom gewählt um ein sicheres Schalten zu gewährleisten. Dies liegt daran, dass im Schaltbetrieb die Stromverstärkung meist noch niedriger ist, als die Stromverstärkung im linearen Betrieb. Die Ausgangsspannung des *TLC555* erreicht bei einem high-Pegel eine Ausgangsspannung von ca. $11,2\text{V}$. Der Basiswiderstand R_{31} lässt sich nun aus den gegebenen Werten bestimmen zu:

$$R_{31} = \frac{(U_{\text{high}} - U_{BE}) \cdot h_{fe}}{5I_C} = \frac{U_{\text{high}} - U_{BE}}{I_B} = \frac{(11,2\text{V} - 0,65\text{V}) \cdot 100}{5 \cdot 0,1\text{A}} = 2110\Omega \quad (55)$$

Der nächste geeignete Wert aus der Standard E-Reihe für den Basiswiderstand R_{31} beträgt $1,8\text{k}\Omega$.

Der Transistor weist bei diesem Kollektorstrom eine Sättigungsspannung von ca. 300mV auf. Die fünf LEDs werden in Reihe geschaltet, da sich so ihre Flussspannungen U_f addieren und somit nur ein Vorwiderstand zur Strombegrenzung notwendig ist. Außerdem ist dabei die Verlustleistung geringer als bei einer Parallelschaltung, da nicht in fünf Vorwiderständen jeweils die Spannungsdifferenz zwischen Betriebsspannung U_b und der Flussspannung U_f bei jeweils einem Strom von 100mA vernichtet wird, sondern nur die Spannungsdifferenz zwischen U_b und der Flussspannungen aller fünf LEDs bei einmaligen 100mA . Die Flussspannung einer LED *TSAL5100* beträgt typisch $1,35\text{V}$. Der Vorwiderstand R_{34} für die fünf IR-LEDs in Reihenschaltung lässt sich folglich bestimmen nach:

$$R_{34} = \frac{U_B - 5 \cdot U_F - U_{CE,sat}}{I_F} = \frac{12\text{V} - 5 \cdot 1,35\text{V} - 0,3\text{V}}{100\text{mA}} = 49,5\Omega \quad (56)$$

Der nächste verwendbare Wert beträgt somit 56Ω .

Um den Photostrom der Photodiode *BP104F*⁶ zu verstärken muss die erste Stufe der Signalaufbereitung aus einem Transimpedanzverstärker basierend auf dem Operationsverstärker *TL072*⁷ bestehen. Dessen Rückkopplungswiderstand wird mit Hilfe eines Potentiometers mit $100\text{k}\Omega$ realisiert. Durch den Einfluss des Tageslichts, welcher meist größer ist, als das Nutzsignal, ist der genaue Wert des Rückkoppelwiderstands abhängig von der Einbaulage und der damit resultierenden Beleuchtung der Photodioden. Der Rückkoppelwiderstand wird so dimensioniert, dass der nutzbare Bereich des Operationsverstärkers möglichst weit ausgenutzt wird, um ein starkes Signal zu erhalten. Messungen ergaben bei direkter Sonneneinstrahlung auf die Photodiode Widerstandswerte um die $10\text{k}\Omega$. Wird der Sensor also im Schatten verbaut, so kann man dieser Wert noch genügend erhöht werden.

Der ersten Stufe folgt ein RC-Hochpass erster Ordnung. Für diesen wurde ein 100nF Kondensator als Ausgangsbasis gewählt. Theoretisch könnte man einen sehr großen Widerstand nutzen um eine möglichst kleine Grenzfrequenz f_g zu erhalten. Praktisch allerdings bedingt der Eingangsstrom des Operationsverstärkers der zweiten Stufe dann ein Aufladen des Kondensators, welcher wiederum ein Offset ergibt. Deshalb muss der Widerstand gegen Masse ausreichend klein dimensioniert werden. Wird er jedoch zu klein dimensioniert, dann wird das Nutzsignal jedoch zu stark verzerrt. Auch hier

⁴ <http://www.vishay.com/docs/81007/tsal5100.pdf>

⁵ <http://www.fairchildsemi.com/ds/PN/PN2222A.pdf>

⁶ <http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do;jsessionid=842DE682903460841072C5036B2E9093?act=downloadFile&favOid=020000000000b223000200b6>

⁷ <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl071.pdf>

musste mit Hilfe der Simulation ein Kompromiss gefunden werden. Ein guter Wert ergab sich mit $36k\Omega$. Die Grenzfrequenz des RC-Hochpasses errechnet sich zu:

$$f_{g,HP} = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100nF \cdot 36k\Omega} = 44,2Hz \quad (57)$$

Die zweite Stufe besteht im Wesentlichen aus einem nichtinvertierenden Verstärker, wieder vom Typ TL072, dessen Ausgang durch die Diode vom Typ 1N4148⁸ nur die positive Halbwelle Verstärkt durchlässt. Die Verstärkung A der positiven Halbwelle dieser Stufe kann bestimmt werden zu:

$$A = 1 + \frac{\alpha R_{ges}}{(1 - \alpha)R_{ges}} = 1 + \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (58)$$

Dabei ist α die Position des Schleifers des Potentiometers zwischen 0 für 0° und 1 für den Endwinkel. Wie man sieht ist die Verstärkung nicht vom genauen Wert des Potentiometers abhängig. Für die Schaltung wurde ein $25k\Omega$ Potentiometer genommen, da dieses den Ausgang des Verstärkers nur gering belastet. Dies führt auch zu einem kleineren Stromverbrauch der ganzen Schaltung.

Danach folgt ein RC-Tiefpass erster Ordnung bestehend aus einem $1\mu F$ und einem $1k\Omega$ Widerstand. Dieser Tiefpass besitzt nach:

$$f_{g,TP} = \frac{1}{2\pi \cdot RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 100nF \cdot 1k\Omega} = 159Hz \quad (59)$$

eine Grenzfrequenz von ca. $159Hz$, also deutlich unterhalb der $2kHz$ des gepulsten Signals, weshalb man annehmen kann, dass es das gepulste Ausgangssignal nahezu ideal mittelt und sich nur eine geringe Restwelligkeit auf dem gemittelten Signal befindet. Die gemittelte Spannung \bar{U} bestimmt sich zu:

$$\bar{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (60)$$

Mit der Bedingung, dass das Tastverhältnis der Modulation nahezu 50% beträgt und die Spannung dabei von ihren höheren Pegel U_h auf $0V$ für ihren unteren Pegel U_l fällt, ergibt sich die gemittelte Spannung zu:

$$\bar{U} = 0,5 \cdot (U_h - U_l) = 0,5 \cdot (U_h - 0V) = 0,5 \cdot U_h \quad (61)$$

Am invertierenden Eingang des Komparators LM311⁹ wird eine Referenzspannung mit Hilfe einer $3,3V$ Z-Diode und einem $4,7k\Omega$ Vorwiderstand erzeugt. Im realen Aufbau ergab sich aber eine Spannung von ca. $2,8V$. Das Widerstandsnetzwerk am nichtinvertierenden Eingang des Komparators wirkt wie eine UND-Verknüpfung der einzelnen gefilterten Sensorsignale. Mit dem $1M\Omega$ Rückkoppelwiderstand vom Ausgang des Komparators zum Widerstandsnetzwerk wird eine Hysterese erzeugt, sodass ein definierter Zustand immer gewährleistet wird. Die Beschaltung des Komparators wurde so gewählt, dass im Regenfreen Zustand kein Strom durch den Widerstand R_{30} fließt, um den Stromverbrauch zu minimieren. Der Widerstand R_{30} wurde so dimensioniert, dass ein Strom von ca. $2,5mA$ durch den Ausgangstransistor des Komparators fließt, um einen definierten Zustand des Ausgangs zu gewährleisten. Die Sättigungsspannung U_{sat} des Ausgangstransistors kann dem Datenblatt entnommen werden und beträgt $0,4V$. Somit ergibt sich der Widerstandswert zu:

$$R_{30} = \frac{U_b - U_{sat}}{I} = \frac{12V - 0,4V}{0,0025A} = 4640\Omega \approx 4,7k\Omega \quad (62)$$

Das Widerstandsnetzwerk wurde so dimensioniert, dass der Komparator LM311 bei einer Amplitude der Sensoren von $4V$ der Komparator nicht schaltet. Für den nassen Regensensor wurde für jeden der Sensorstränge eine Spannung von $2,5V$ angenommen. Die Hysterese wurde so gewählt, dass drei der Sensoren Regen erkennen sollen um auszulösen und erst zurückschalten, wenn nur noch zwei

⁸ http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1N4148_1N4448.pdf

⁹ <http://www.national.com/ds/LM/LM311.pdf>

Sensoren Regen erkennen. Eine genaue Dimensionierung ist allerdings schwer, da die Tatsächlichen Spannungen, welche dem Widerstandsnetzwerk zugeführt werden stark von der Bedeckung der Oberfläche mit Regen abhängen. Im praktischen Testaufbau wurden diese Werte als typische ermittelt. Die genaue Dimensionierung des Netzwerkes fand deshalb in der Simulation statt. Es ergaben sich für den Rückkoppelwiderstand R_{27} der Wert $1M\Omega$, für den Widerstand R_{26} der Wert $68k\Omega$ und für die Widerstände $R_5, R_{10}, R_{15}, R_{20}, R_{25}$ der Wert $100k\Omega$.

Die Beschaltung des Spannungsinverter $LTC1144^{10}$ wurde wie auf der ersten Seite des Datenblattes realisiert.

von Christian Läuschner

11.2.5 Simulation

Die Simulation der Schaltung wurde mit dem Programm *TINA TI* Version 7 von *Texas Instruments* durchgeführt. Die Schaltung wurde in einzelnen Teilen simuliert. So wurden die fünf Eingangsstufen nicht komplett, sondern nur mit einer einzelnen simuliert. Auch besaß diese Stufe einen eigenen Komparator für die Simulation. Die Photodioden wurden durch Stromquellen simuliert, dabei dient eine als Tageslichtoffset, eine als moduliertes Signal und die letzte als Störeinfluss durch $50Hz$ Lichtstreuungen.

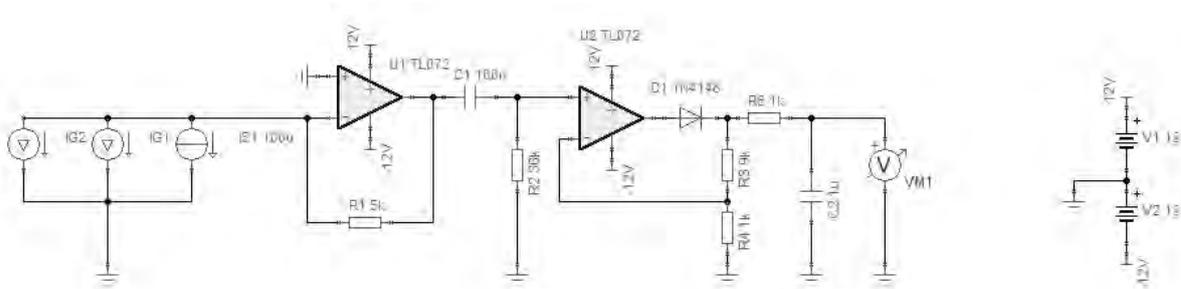


Abbildung 101: Simulation: Sensoraufbereitung

Die Grundidee beim Komparator bestand zuerst darin, jeder einzelnen Stufe einen eigenen Komparator zur Auswertung zu geben und diese dann durch eine eigene Logik-Schaltung zum eigentlichen Ausgangssignal des Regensensor zu Verbinden. Im Datenblatt des $LM339^{11}$ wird auf Seite 7 eine Schaltung zu logischen Auswertung von Signalen mit nur einem Komparator gezeigt. Dieses Konzept wurde auf die analogen Signale unserer Schaltung angepasst.

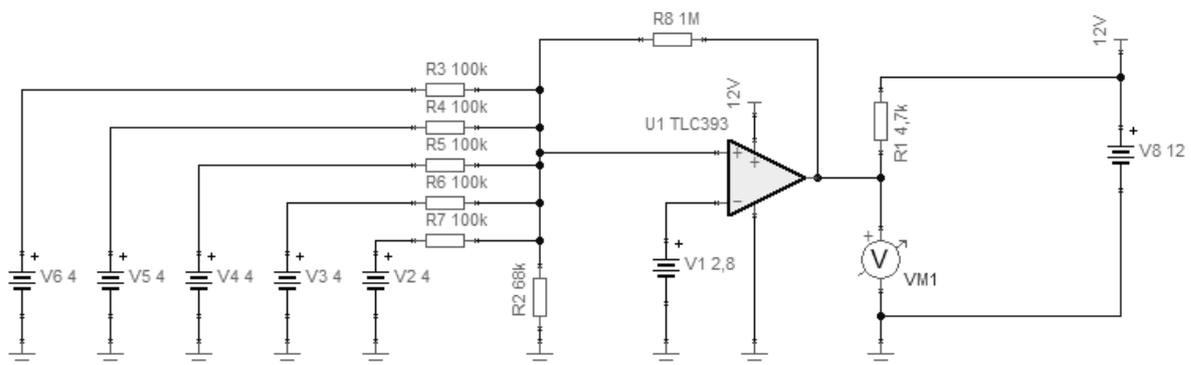


Abbildung 102: Simulation: Komparators

¹⁰ <http://cds.linear.com/docs/Datasheet/lt1144.pdf>

¹¹ <http://www.national.com/ds/LM/LM339.pdf>

Der einzige Teil der Schaltung, der nicht simuliert werden konnte war der Timer *TLC555* zur Modulation, sowie der Treiber mit den LEDs. Hier fand das Programm keinen Arbeitspunkt für die Simulation. Dieser Teil der Schaltung konnte deshalb nur auf dem Steckbrett getestet werden. Auch alle anderen Teile der Schaltung wurden einzeln an einem kleinen Prototyp des Sensors getestet.

von Christian Läuschner

11.2.6 Bauteillisten

Bauteilname	Bauteilbeschreibung	Hinweise	
<i>R</i> ₁ , <i>R</i> ₆ , <i>R</i> ₁₁ , <i>R</i> ₁₆ , <i>R</i> ₂₁	100kΩ Potentiometer 10mm	nicht bestücken	
<i>R</i> ₂ , <i>R</i> ₇ , <i>R</i> ₁₂ , <i>R</i> ₁₇ , <i>R</i> ₂₂	36kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₃ , <i>R</i> ₈ , <i>R</i> ₁₃ , <i>R</i> ₁₈ , <i>R</i> ₂₃	25kΩ Potentiometer 10mm		
<i>R</i> ₄ , <i>R</i> ₉ , <i>R</i> ₁₄ , <i>R</i> ₁₉ , <i>R</i> ₂₄ , <i>R</i> ₃₂	1kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₅ , <i>R</i> ₁₀ , <i>R</i> ₁₅ , <i>R</i> ₂₀ , <i>R</i> ₂₅	100kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₂₆	68kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₂₇	1MΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₂₈	Potentiometer 10mm		
<i>R</i> ₂₉ , <i>R</i> ₃₀	4,7kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₃₁	1,8kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₃₃	220kΩ; 0,6W; 1%; 0207; MS		
<i>R</i> ₃₄	56Ω; 1W; 1%; 0207; MS		
<i>LED</i> ₁ , <i>LED</i> ₂ , <i>LED</i> ₃ , <i>LED</i> ₄ , <i>LED</i> ₅	TSAL5100; 940nm; 20°		
<i>PD</i> ₁ , <i>PD</i> ₂ , <i>PD</i> ₃ , <i>PD</i> ₄ , <i>PD</i> ₅	BP104F		
<i>D</i> ₁ , <i>D</i> ₂ , <i>D</i> ₃ , <i>D</i> ₄ , <i>D</i> ₅ , <i>D</i> ₆	1N4148		
<i>C</i> ₁ , <i>C</i> ₂ , <i>C</i> ₃ , <i>C</i> ₄ , <i>C</i> ₅ , <i>C</i> ₆ , <i>C</i> ₇	100nF/50V; 0603 SMD		
<i>C</i> ₈ , <i>C</i> ₉ , <i>C</i> ₁₀ , <i>C</i> ₁₁ , <i>C</i> ₁₂	100nF/50V; X7R; 2,5mm		
<i>C</i> ₁₃ , <i>C</i> ₁₄ , <i>C</i> ₁₅ , <i>C</i> ₁₆ , <i>C</i> ₁₇			
<i>C</i> ₁₈	1,5nF/100V; X7R; 2,5mm		
<i>C</i> ₁₉ , <i>C</i> ₂₀ , <i>C</i> ₂₁ , <i>C</i> ₂₂ , <i>C</i> ₂₃	1μF/63V; Folie		
<i>C</i> ₂₄ , <i>C</i> ₂₅ , <i>C</i> ₂₆	10μF/63V; Elko		
<i>Q</i> ₁	PN2222A		der Transistor ist gedreht in die Bestückungsbohrungen zu löten (siehe Abb. 108)
<i>IC</i> ₁	LM311N		ersetzen durch 3,3V Z-Diode (siehe Abb. 107)
<i>IC</i> ₂ , <i>IC</i> ₃ , <i>IC</i> ₄ , <i>IC</i> ₅ , <i>IC</i> ₆	TL072P		
<i>IC</i> ₇	TLC555CP		
<i>IC</i> ₈	LTC114CS8; SMD		
<i>VR</i> ₁	TL431		
	MS = Metallschicht		

Tabelle 24: Bauteilliste: Regensensor

von Tim Wolf

11.2.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

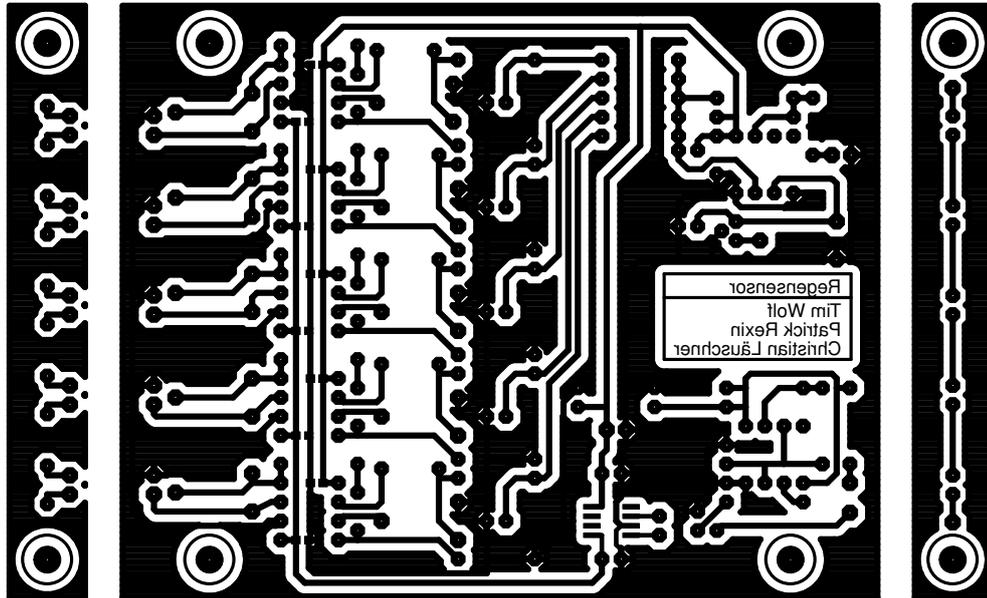


Abbildung 103: Kopiervorlage: Regensensor

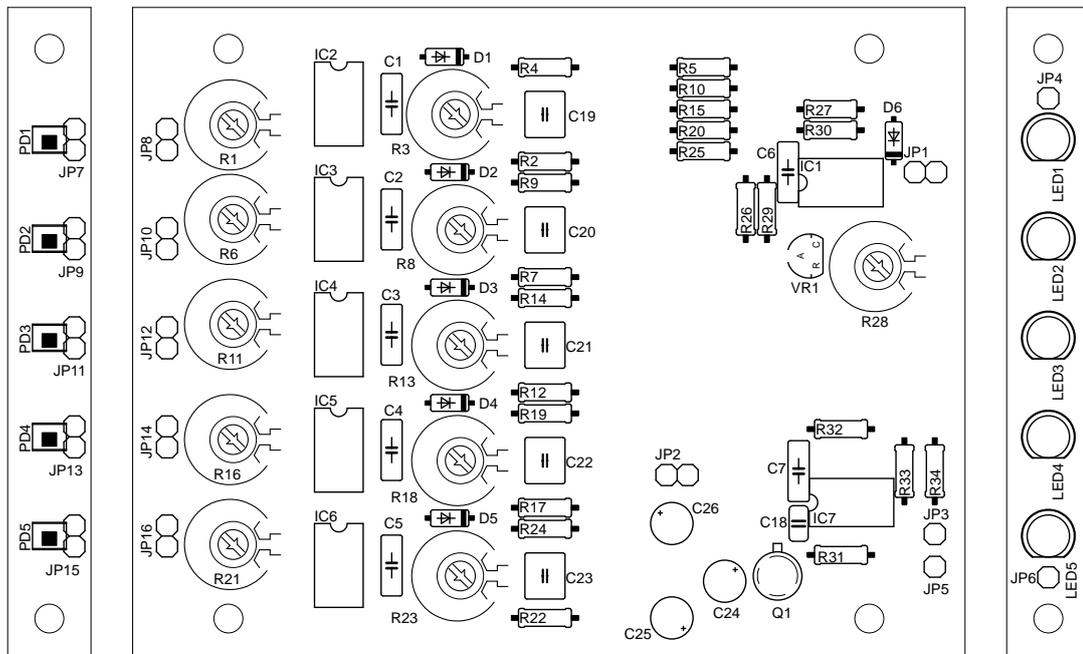


Abbildung 104: Bestückungsübersicht der Oberseite, Regensensor



Abbildung 105: Bestückungsübersicht der Unterseite, Regensensor

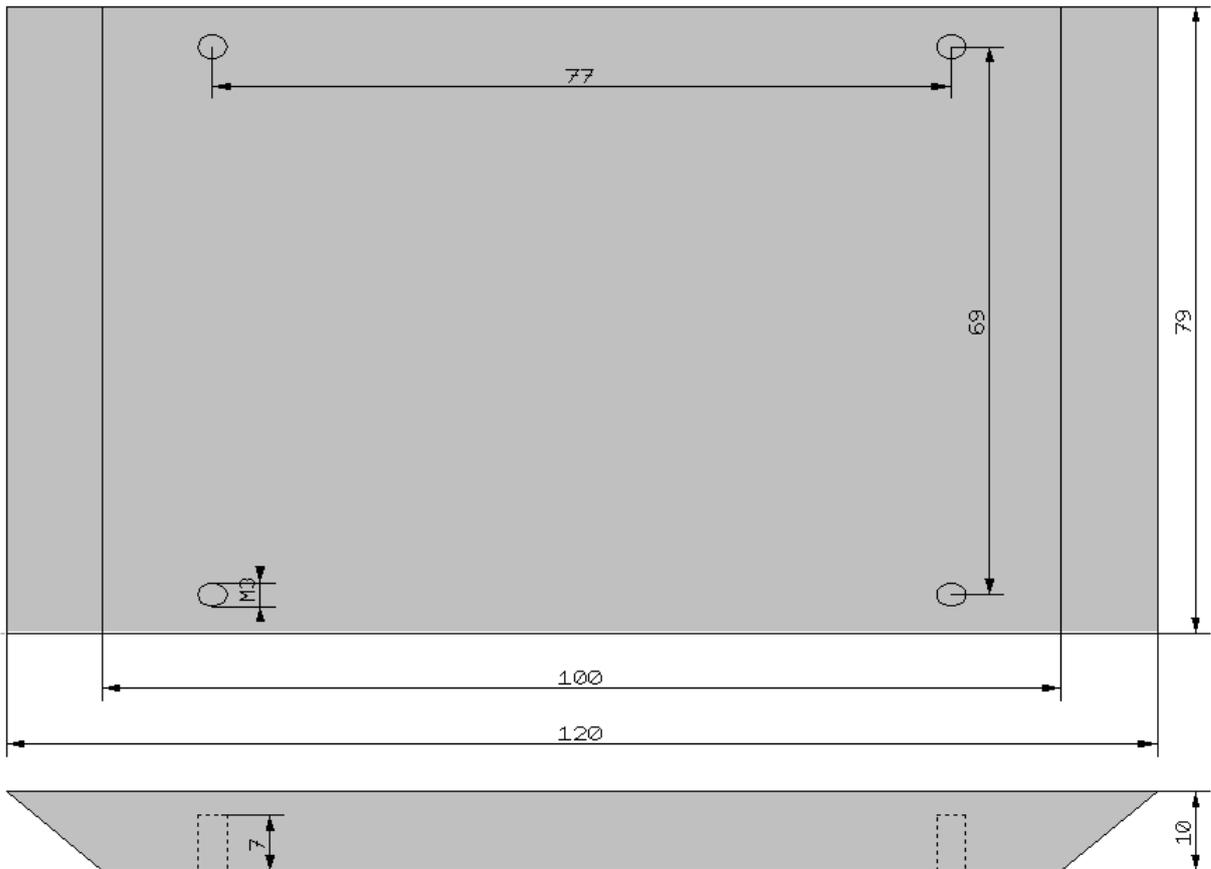


Abbildung 106: Abmessungen der Plexiglasplatte

Achtung! Die Shunt-Referenz $TL431$ passt aufgrund einer fehlerhaften Bibliothek im Layout-Programm **nicht** in das Layout. Stattdessen wird diese, wie nachfolgend abgebildet durch eine $3,3V$ Z-Diode ersetzt. Das Potentiometer R_{28} entfällt folglich. Des Weiteren muss der Transistor Q_1 beim Einbau gedreht eingelötet werden.



Abbildung 107: Änderung der Bauteile R_{28} und VR_1



Abbildung 108: Änderung des Transistors Q_1

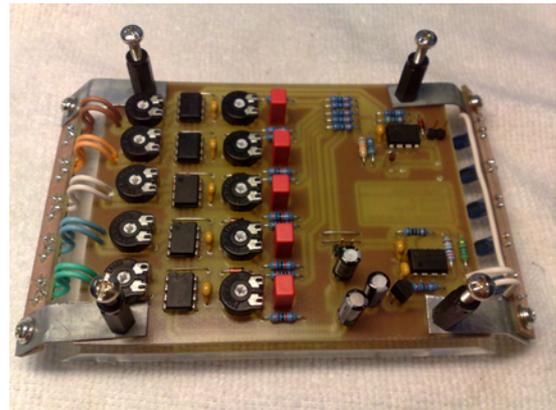
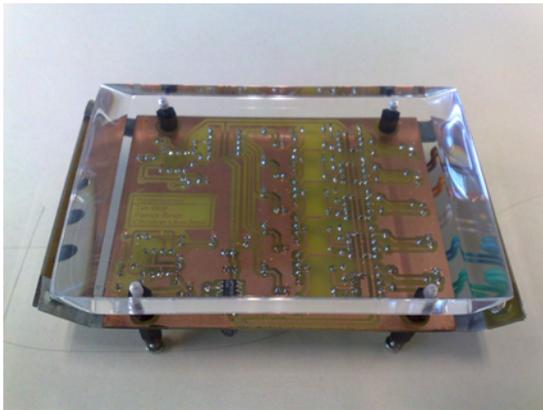


Abbildung 109: Oberseite des bestückten Sensors Abbildung 110: Unterseite des bestückten Sensors

11.2.8 Theorie

Trifft ein Lichtstrahl auf ein **klares** Medium, so kann dieser Lichtstrahl das Medium ohne Verluste passieren. Betrachtet man den selbigen Lichtstrahl beim Übergang von einem optisch schwächeren, in ein optisch dichteres Medium, so kann man feststellen, dass der Lichtstrahl bei dem Eintritt in das „dichtere“ Medium abgelenkt wird. Ändert man den Winkel, mit dem der Lichtstrahl eintritt, so wird sichtbar, dass der Lichtstrahl teilweise reflektiert und teilweise an der Oberfläche austritt, er wird gebrochen. Trifft man einen bestimmten Winkelbereich, so wird der Lichtstrahl nichtmehr gebrochen sondern in seiner Gesamtheit reflektiert, man spricht von Totalreflexion. Die Brechung und die Totalreflexion wird bei dem optischen Regensensor genutzt.

Greift man auf die physikalischen Brechungsindexe zurück, so kann man sich mit diesen, wie in der [11.2.4](#) beschrieben, den Winkel der Totalreflexion ausrechnen.

Der Regensensor nutzt die Totalreflexion, indem ein Lichtstrahl (Infrarot, weniger Sonnenlichtbeeinflussung) unter dem Winkel der Totalreflexion in das optisch dichtere Medium gelenkt wird und an der Oberfläche des Mediums dauerhaft reflektiert wird, bis er auf der anderen Seite des Mediums auf eine Photodiode trifft, die die Intensität des Lichtes misst und einen Strom in Abhängigkeit der Intensität ausgibt. Dieser Strom bleibt konstant, solange wie kein anderes Medium als Luft die Oberfläche des dichteren Mediums benetzt. Hier kommt die Lichtbrechung ins Spiel. Wenn nun Wasser in Form von Regen auf die Oberfläche trifft, so wird der Lichtstrahl an der Grenzfläche gebrochen. Die Lichtintensität an der Photodiode wird geringer und der Strom sinkt. Der Regensensor sollte schräg aufgestellt werden, damit das Wasser ablaufen kann.

Damit die Funktion dieser Schaltung nicht durch Sonnenlicht gestört werden kann sollte man den Lichtstrahl pulsieren lassen und mit einer Logik auslesen. (Mehr dazu in der [11.2.1](#)). Um den Vorgang reversibel ablaufen zu lassen, ist es ratsam die Oberfläche des dichteren Mediums aufzupolieren. (siehe [11.2.10](#))

von Patrick Rexin

11.2.9 Aufbau- und Abgleichanleitung/Einstellmöglichkeiten

Zuerst wird die Platine gemäß Bestückungsübersicht im Abschnitt [11.2.7](#) bestückt. Es ist darauf zu achten, dass beim Einlöten zuerst mit den kleinsten und Temperatur unanfälligsten Bauteilen anzufangen ist. Das heißt man beginnt am sinnvollsten mit Brückendrähten und Widerständen und arbeitet sich dann langsam der Größe nach weiter. Wenn die einzelnen Platinen fertig bestückt und gelötet sind, werden sie mit flexiblen Leitungen untereinander verbunden. (**Achtung! Die Spannungsreferenz V_{R_1} muss wie in Abb. 107 zu sehen durch eine 3,3V Z-Diode ersetzt werden. Das Potentiometer R_{28} ist folglich nicht zu bestücken. Der Transistor Q_1 muss wie in Abb. 108 zu sehen gedreht eingelötet werden.**)

Nachdem die Platinen soweit fertig sind, kann mit dem Abgleich begonnen werden. Der Abgleich sollte

an einem sonnigen Tag am besten in der Mittagszeit geschehen, da dort die Intensität des Umgebungslichtes am größten ist. Weiterhin sollte der Abgleich am endgültigen Befestigungsort vorgenommen werden. Als erstes werden die fünf Potentiometer R_1 , R_6 , R_{11} , R_{16} und R_{21} der Transimpedanzverstärker mit einem Oszilloskop eingestellt. Dabei sollte ein Oszilloskop an den Lötbrücken der jeweiligen Verstärkerstufe angeschlossen werden um das entsprechende Potentiometer so zu justieren bis das Eingangssignal, also das modulierte Signal und der Offset durch das Umgebungslicht zusammen, den Bereich von $+10V$ nicht übersteigt. Wird der Sensor an einem schattigen Platz befestigt, sodass der Offset des Umgebungslichtes kaum auffällt, so sollte darauf geachtet werden, dass die Amplitude des Signals nicht höher als $4V$ liegt um mit der nächsten Stufe genügend Spielraum zur Endjustierung zu gewährleisten.

Als nächstes wird die Spannung an der Referenzdiode gemessen. Da die Schaltung des Komparators auf die gemessene Spannung von $2,8V$ ausgelegt ist, sind die Spannungen an den tatsächlichen Werten in gleichen Verhältnissen anzupassen. Jetzt können die Ausgangsspannungen der fünf Tiefpässe des trockenen Sensors eingestellt werden. Am einfachsten ist es die Widerstände R_5 , R_{10} , R_{15} , R_{20} , R_{25} aus dem Widerstandsnetzwerk für die Kontaktierung zu nehmen. Mit den Potentiometern R_3 , R_8 , R_{13} , R_{18} , R_{23} werden jetzt die Ausgangsspannungen der Spitzenwertgleichrichter auf $4V$ bzw. dem entsprechenden Verhältnis eingestellt. Z.B. wird eine $3,9V$ Z-Diode genutzt und eine Spannung von $3,9V$ gemessen, so ergibt sich der Wert U_s auf den der Spitzenwertgleichrichter eingestellt werden muss zu:

$$U_s = U_{s,ideal} \cdot \frac{U_{ref,real}}{U_{ref,ideal}} = 4V \cdot \frac{3,9V}{2,8V} = 5,57V \quad (63)$$

Beim Abgleich kann es durch die Toleranzen dennoch zu Abweichungen kommen. Dann sind die Potentiometer R_3 , R_8 , R_{13} , R_{18} , R_{23} des Spitzenwertgleichrichters solange geringfügig und in gleiche Richtung zu variieren bis ein paar Tropfen Wasser auf der Oberfläche sicher erkannt werden.

von Tim Wolf

11.2.10 Oberflächenbearbeitung

Um eine gute Reflexion an der Oberfläche der Plexiglasplatte zu gewährleisten, sollte die Oberfläche aufgearbeitet werden. Hierzu sollte man allerdings viel Geduld haben. Als erstes muss die PMMA-Platte zurecht geschnitten werden. Hierzu eignet sich eine Metallsäge, da die kleinen Sägezähne feiner schneiden. Nachdem man nun die Platte in die gewünschte Form gebracht hat, müssen schwerere Kratzer ausgeschliffen und die Oberfläche geglättet werden. Mit einem 1200er Schleifpapier und einem Schleifklotz, ist dieses im Nassschleifverfahren relativ schnell gemacht. Jetzt kommt der Teil zu dem man Geduld braucht, das Polieren: Man benötigt eine Schleifpolitur und einen weichen sauberen Lappen (sauber heißt an dieser Stelle auch Staubfrei, ansonsten gibt es beim polieren Kratzer). Man nimmt etwa eine haselnussgroße Menge der Schleifpolitur und verarbeitet diese mit viel Druck unter dem Lappen, bis es Warm wird und die Politur nicht mehr sichtbar ist (siehe Bilder unten). Wenn man die gesamte Oberfläche aufpoliert hat, sollte man diese mit einem Wax einreiben, um das Ablaufen des Regens zu beschleunigen.



Abbildung 111: Plexiglas zerkratzt

Abbildung 112: Plexiglas schleifen

Abbildung 113: Plexiglas geschliffen



Abbildung 114: Plexiglas mit Politur



Abbildung 115: Plexiglas polieren



Abbildung 116: Fertig

von Patrick Rexin

11.3 Regenmengenmessung

11.3.1 Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung soll die gefallene Regenmenge detektieren. Zur Ermittlung der Regenmenge wird ein Drucksensor, welcher bei steigendem Druck seinen Widerstand verringert, unter der Becheraufhängung angebracht. Wird ein gewisses Grenzwert erreicht, d.h. sobald eine bestimmte Regenmenge gefallen ist, wird ein Motor angesteuert, welcher den Becher leert und wieder in die Ausgangsstellung zurückdreht. Zusätzlich zur Motoransteuerung wird ein Zähler um eins erhöht und der neue Zählerstand gespeichert. Die entsprechenden Zählerstände werden anschließend elektrisch aufbereitet und mit dem Ist-Wert der Regenmenge addiert. Ab einem gewissen Zählerstand wird ein Schalter aktiviert, sodass die Addition nicht mehr durchgeführt und ein konstantes Signal ausgegeben wird. Tritt dieser Fall ein, so soll auf der Anzeige „Mehr als“ erscheinen.

von Samuel Schilling

11.3.2 Schnittstellen

Der Regenmengensensor benötigt eine Gleichspannung von 12V, die von der Spannungsversorgung über den Bus geliefert wird. Zudem wird eine Spannung von 12V direkt von der Spannungsversorgung übergeben, die verwendet wird, um den Motor zu betreiben. Es wird ein Analogsignal, das proportional zur Regenmenge zwischen 0V und 10V variiert, an die Auswertung übergeben. Der 24h-Reset wird verwendet, um den Zähler zurückzusetzen und den Wasserbehälter zu entleeren.

von Michél Grag

11.3.3 Schaltplan

Die Schaltung in Abbildung 117 bzw. 118 der Regenmengensensorik besteht im Wesentlichen aus vier Blöcken. Der erste Block beinhaltet den Sensor und gewährleistet die Kalibrierung des Sensorsignals für die weitere Verarbeitung. Wenn der Sensor eine bestimmte Füllstandsgrenze anzeigt, wird die Pulsweitenmodulation aktiviert, sodass der Motor angesteuert wird. Zur gleichen Zeit wird der Zählerstand hochgesetzt, der die Anzahl der Entleerungen des Behälters aufnimmt. Diesem Zählerstand wird ein Spannungswert zugeordnet, damit dieser am Ende mit Hilfe eines Addierers mit dem aktuellen Füllstand des Behälters zusammengesetzt wird.

Der Drucksensor ist ein Widerstand, der seinen Wert bei Belastung verringert. Er wird von der Platine aus mit einer Eingangsspannung von 12V versorgt. Das Sensorsignal wird zunächst mit einem invertierenden OPV verstärkt. Aufgrund des Taragewichts der Becheraufhängung entsteht ein Offset, welcher mittels eines invertierenden Addierers mit einer positiven Spannung auf null geregelt wird. Diese Spannung wird durch einen Spannungsteiler erzeugt und lässt sich über einen Trimmer einstellen. Für die Stabilität sorgt ein Spannungsfolger. Das Signal wird auf die Werte 0V bei keiner Belastung und 2V bei

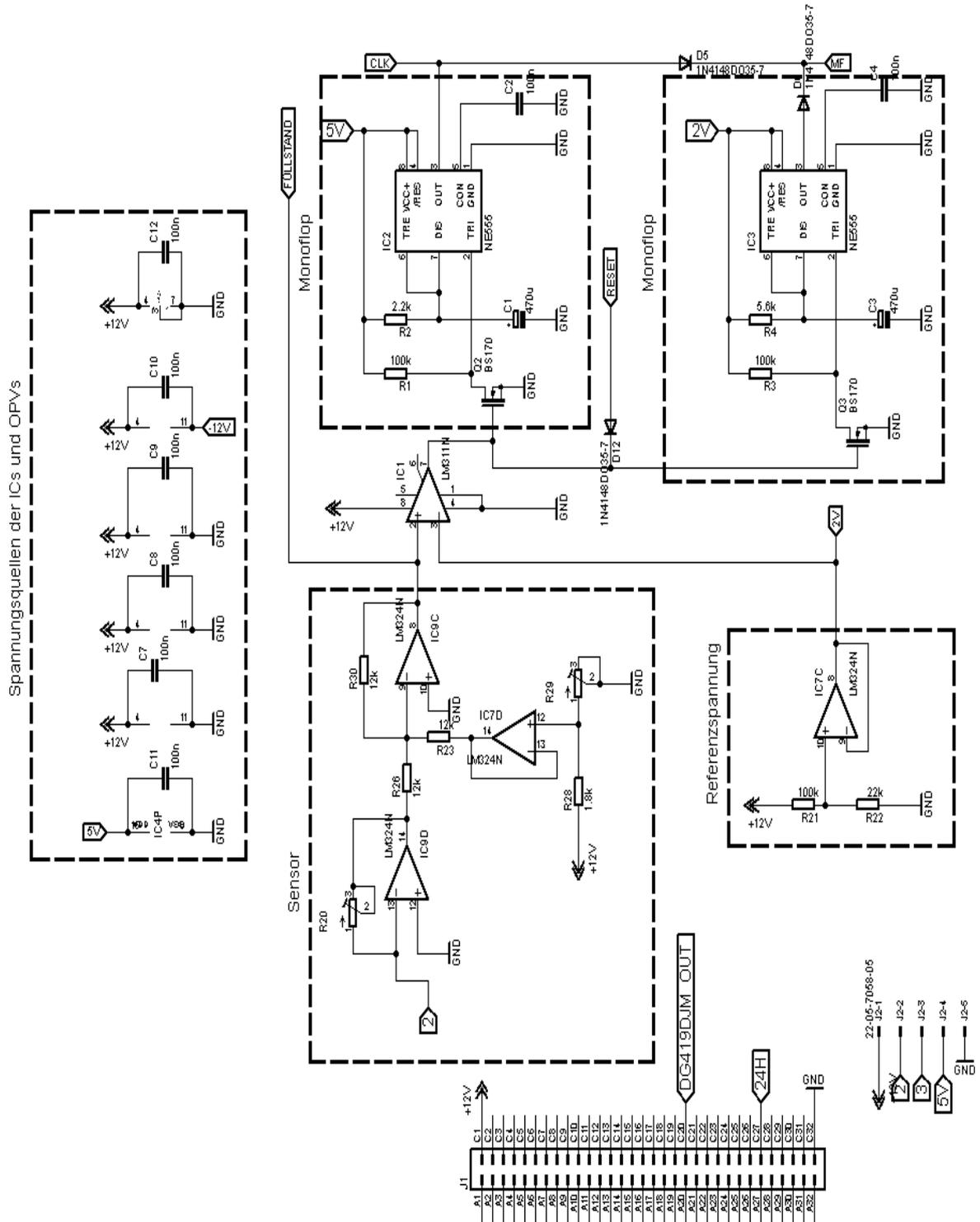


Abbildung 117: Schaltplan: Regenmengensensorik 1

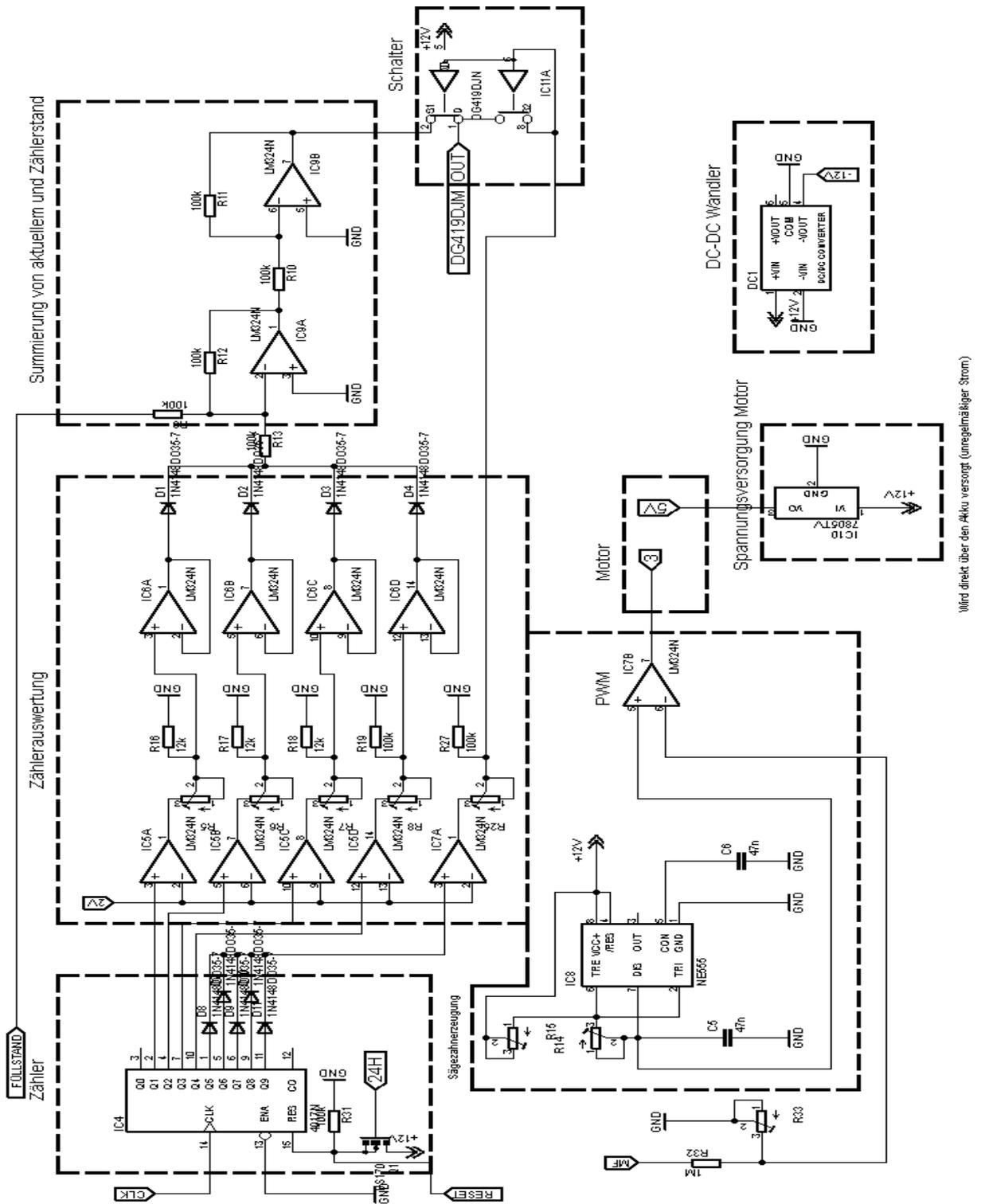


Abbildung 118: Schaltplan: Regenmengensensorik 2

der Belastung von 200ml Regenwasser eingestellt und gibt den aktuellen Füllstand an, wobei die Kennlinie des Füllstands nahezu linear ist. Die maximale Füllmenge des Behälters wird mit einem Komparator detektiert, der das Sensorsignal mit einem Referenzwert von 2V vergleicht und 12V durchschaltet wenn diese erreicht werden. Dieser Spannungspegel wird solange gehalten bis der Behälter entleert ist und der aktuelle Füllstand wieder unter 2V beträgt. Die Referenzspannung von 2V wird von einem Spannungsteiler mit einem Spannungsfolger bereitgestellt.

Zur Entleerung ist ein Motor am Behälter angebracht, der durch ein gepulstes Signal angesteuert wird. Die Pulsweite des Rechtecksignals bestimmt die Stellung des Motors. Es werden für die Entleerung zwei verschiedene Pulsweiten generiert, sodass der Motor bei maximalem Füllstand eine bestimmte Stellung für das Auskippen des Wassers einnimmt und nach einer Sekunde wieder auf seine ursprüngliche Position zurückdreht.

Für die gepulsten Signale wird eine Sägezahnspannung von einem NE555 in der astabilen Kippstufe erzeugt. Für die vom Motor benötigte Frequenz von 50Hz wird ein Kondensator mit einer bestimmten Kapazität gewählt. Mithilfe von Trimmern kann die Feineinstellung der Frequenz und die Beseitigung des Offsets der Sägezahnspannung gewährleistet werden. Diese wird nun an einem Komparator mit zwei verschiedenen aufeinanderfolgenden Spannungen verglichen. Bei jedem Übersteigen der jeweiligen Vergleichswerte wird eine Spannung von 12V durchgeschaltet. So entstehen Rechtecksignale mit unterschiedlichen Pulsweiten.

Während die Sägezahnspannung ständig anliegt werden die Referenzspannungen für die unterschiedlichen Pulsweiten erst dann aktiviert wenn bei maximalem Füllstand eine Spannung durchgeschaltet wird oder das 24-Stunden-Signal anliegt. Diese Impulse steuern zwei Monoflops an, die jeweils ein Gleichspannungssignal über unterschiedlichem Zeitraum erzeugt. Für die erste Stellung des Motors wird eine höhere Spannung über einem kurzen Zeitraum von ca. einer Sekunde und für die zweite bzw. ursprüngliche Stellung eine niedrigere Spannung über einem längerem Zeitraum von ca. drei Sekunden realisiert. Kondensatoren mit unterschiedlichen Kapazitäten und somit unterschiedlichen Entladezeiten sorgen für die jeweiligen Signaldauer. Die Amplituden werden durch die Betriebsspannungen 2V und 5V der NE555 festgelegt. Deren Ausgänge werden sind wiederum über Dioden miteinander verbunden. Die beiden Gleichspannungssignale überlagern sich deshalb und bilden zwei Rechtecksignale die direkt aufeinander folgen. Da sie noch nicht die benötigten Spannungen für die genauere Einstellung der Pulsweiten sind, werden sie zusätzlich nach ihrer Zusammenführung mittels eines Spannungsteiler runtergeregelt.

Wird der Motor nun betrieben, fließt ein relativ großer Strom. Um andere Schaltungen im Netzwerk nicht zu beeinflussen wird der Motor nicht über den Bus, sondern über einen Linearregler, welcher 12V auf 5V herunterregelt, direkt von dem Akku versorgt. Diese 5V Spannung wird weiterhin als Betriebsspannung für einen Monoflop sowie für den Zähler benötigt.

von Bolormaa Große

Der Zähler gibt bei allen Ausgängen, bis auf den momentanen Zählerstand, ein Low-Signal aus. Der Ausgang des entsprechenden Zählerstands liegt auf der Betriebsspannung des Zählers, d.h. auf 5V. Der Enable-Eingang des Zählers ist invertiert und muss deshalb auf Masse gelegt werden. Der Reset-Eingang wird über einen Widerstand mit Masse verbunden und parallel an den Source-Anschluss des n-MOSFETS. Der Drain-Anschluss wird mit Betriebsspannung verbunden, während der Gate-Anschluss von dem 24-Stunden-Resetsignal angesteuert wird. Desweiteren wird der Reset-Eingang über eine Diode mit den Eingängen der Monoflops verbunden, sodass bei zu jedem Reset auch der Regenmessbecher geleert wird. Der Zähler reagiert auf die steigende Flanke des ersten Monoflops, d.h. sobald der Regenmessbecher voll genug ist und geleert wird. Abbildung 118 zeigt im Block „Zählerauswertung“, dass der Ausgang des Zählerstands null unbelegt bleibt, während die Ausgänge eins bis vier jeweils auf den nicht-invertierenden Eingang von vier Komparatoren gelegt werden. Die Ausgänge fünf bis neun werden nach jeweils einer Diode auf den nicht-invertierenden Eingang eines Komparators gelegt, während der invertierende Eingang aller fünf Komparatoren auf 2V gelegt wird. Die Dioden schützen die zusammengelegten Ausgänge, da der Ausgang sonst durchgehend auf Masse gelegt wäre. Schaltet ein

Komparator durch, so würde ein Strom in die Ausgänge der anderen Komparatoren fließen würde. Die Ausgänge der ersten vier Komparatoren werden über Spannungsteiler auf mit jeweils einem Spannungsfolger verbunden, um die Spannung zu stabilisieren. Die Spannungsteiler werden so eingestellt, dass ein Zählerstand 2V entspricht, d.h. es werden zunächst 2V - 8V ausgegeben. Die Ausgänge der vier Impedanzwandler werden wieder mit Dioden geschützt und zusammengelegt. Anschließend wird der Ist-Wert des gefüllten Bechers mit dem Zählerstand addiert. Da der Addierer die Spannungen zwar addiert, jedoch auch invertiert muss zum einen ein invertierender Verstärker mit dem Verstärkungsfaktor 1 folgen, zum anderen muss sowohl der Addierer als auch der invertierende Verstärker mit positiver und negativer Betriebsspannung versorgt werden. Die negative Betriebsspannung wird mit einem DC-DC-Wandler generiert, welcher sowohl den eben beschriebenen invertierenden Verstärker bzw. Addierer als auch den invertierenden Verstärker bzw. Addierer am Sensor versorgt. Der Ausgang des invertierenden Verstärkers nach der Summation wird auf den ersten Eingang eines Analogschalters gelegt. Der zweite Eingang des Analogschalters wird von den Zählerständen fünf bis neun festgelegt. Wie zuvor beschrieben werden die Ausgänge des Zählers, geschützt von Dioden, auf den nicht-invertierenden Eingang eines Komparators gelegt, während der invertierende Eingang auf 2V gelegt wird. Die Ausgangsspannung wird über einen Spannungsteiler auf 10V geregelt und auf mit dem zweiten Eingang des Analogschalters verbunden. Gleichzeitig wird diese Ausgangsspannung auf die Schaltersteuerung gelegt. Es folgt, dass nie mehrere Komparatoren zur gleichen Zeit durchschalten, die Zählerstände bis zum Zählerstand vier auf 2V-Schritte geregelt, mit dem Ist-Wert des Regenmengenbeckers addiert und ausgegeben werden. Sobald der Zählerstand fünf oder höher erreicht ist, wird die Summation nicht mehr durchgeführt und durchgehend 10V ausgegeben.

von Samuel Schilling

11.3.4 Dimensionierung

Der folgende Abschnitt befasst sich mit der Dimensionierung der Widerstände, Potentiometer und Kondensatoren.

Begonnen wird mit dem Potentiometer R20. Es dient dazu, den Verstärkungsfaktor des Sensors einzustellen und muss so geregelt werden, dass bei einer Veränderung des Füllstands um 100ml, eine Spannungsänderung am nicht-invertierenden Eingang des LM311 von 1V zu messen ist. Der Spannungsteiler bestehend aus R28 und R29 liefert die Spannung, die benötigt wird, um den Offsetfehler des Sensorsignals zu beseitigen. Dabei ist R29 wiederum ein Potentiometer, während R28 auf 1,8kΩ gesetzt wurde. Offset- und Verstärkungsfehler sind voneinander abhängig, und müssen vor Inbetriebnahme unbedingt kalibriert werden. R23, R26 und R30 gehören zum Addierer und müssen gleich groß sein, damit der Verstärkungsfaktor 1 ist. Sie begrenzen den Strom, der in den Komparator fließt und wurden hier mit 12kΩ gewählt.

An einigen Stellen wird eine Spannung von 2V benötigt. Diese wird erneut mit einem Spannungsteiler erzeugt. Es gilt:

$$\frac{R22}{R21} = \frac{12V}{2V} \quad (64)$$

Daher wurden die Widerstand mit $R22 = 100k\Omega$ und $R21 = 22k\Omega$ gewählt.

R1, R2, sowie C1 und C2 gehören zum ersten Monoflop. Bei R1 handelt es sich um einen Pullup-Widerstand, der den Eingang des Monoflops auf ein festes Potential legt. Er wurde mit 100kΩ dimensioniert. C2 ist ein 100nF-Kondensator und sorgt dafür, dass die Schaltung nicht schwingt. R2 und C1 legen fest, wie lange der Rechteckimpuls am Ausgang gehalten wird. Es muss gelten¹²:

$$t1 = 1,1 * R2 * C1 \quad (65)$$

¹² Quelle: <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310121.htm> Abruf: 1.07.11 11:53

t_1 soll etwa eine Sekunde betragen. C_1 wurde auf $470\mu F$ festgelegt, sodass sich R_2 mit $2,2k\Omega$ ergibt. Der zweite Monoflop besitzt auch wieder einen Pullup-Widerstand R_3 mit $100k\Omega$. C_4 verhindert, wie beim ersten Monoflop, dass die Schaltung schwingt und trägt auch hier $100nF$. R_4 und C_3 bestimmen wieder die Dauer des Rechteckimpulses. Äquivalent zum ersten Monoflop gilt:

$$t_2 = 1,1 * R_4 * C_3 \quad (66)$$

Allerdings soll der zweite Monoflop einen etwas längeren Rechteckimpuls liefern, sodass t_2 etwa 3s beträgt. C_3 wird wieder auf $470\mu F$ gesetzt, sodass sich $R_4 = 5,6k\Omega$ ergibt¹³.

Da die durch die Monoflops gelieferten Rechteckimpulse zu kleine Pulsweiten erzeugen würden, muss die Amplitude der Rechteckimpulse mittels eines Spannungsteilers runtergeregt werden. Dies übernehmen R_{32} und R_{33} . R_{32} wurde mit $1M\Omega$ bemessen. Bei R_{33} handelt es sich um ein Potentiometer, mit dem die gewünschte Pulsweite eingestellt werden kann.

Einen ähnlichen Aufbau wie bei den Monoflops sieht man bei der Sägezahnzeugung. C_6 schützt die Schaltung wieder vor Schwingung. C_5 , R_{14} und R_{15} bestimmen die Frequenz des Sägezahns. Dabei gilt¹⁴:

$$t_3 = 0,69 * (R_{14} + R_{15}) * C_5 \quad (67)$$

Da aufgrund der für die Pulsweitenmodulation gewünschten Sägezahnfrequenz von 50Hz t_3 mit 20ms sehr gering ist, wird C_5 diesmal kleiner gewählt und beträgt 47nF. Daraus folgt, dass die Summe von R_{14} und R_{15} $61,7k\Omega$ betragen muss. Allerdings ist zu beachten, dass R_{15} etwas mehr als doppelt so groß wie R_{14} sein muss. Um das Verhältnis der Widerstände R_{14} und R_{15} nachvollziehen zu können, muss an dieser Stelle der innere Aufbau des NE555 in Abbildung 119 betrachtet werden¹⁵.

Am invertierenden Eingang des ersten Komparators (Pin 5) liegen $\frac{2}{3}$ und am nicht invertierenden Eingang des zweiten Komparators $\frac{1}{3}$ der Betriebsspannung (V_{CC}). Pin 2 und 6 sind zwischen R_{14} und R_{15} angeschlossen. Wenn am invertierenden Ausgang des Flipflops ein Hi-Potential liegt, dann schaltet der Transistor und Pin 7 wird auf Masse gelegt. Dadurch wird C_5 kurzgeschlossen. Zwischen R_{15} und R_{14} liegt jetzt eine Spannung die etwas unter $\frac{1}{3}V_{CC}$ ist, wenn das Verhältnis der Widerstände etwas größer als 2 zu 1 ist. R_{15} darf im Verhältnis zu R_{14} aber nicht zu groß gewählt werden, da der Sägezahn ansonsten mit einem Offsetfehler belegt ist. Der Komparator 2 schaltet daraufhin durch und der Flipflop wird gesetzt. Nun liegt am invertierenden Ausgang des Flipflops ein Low-Potential an, sodass der Transistor sperrt und Pin 7 nicht mehr auf Masse liegt. Der Kondensator ist jetzt nicht mehr kurzgeschlossen und beginnt sich zu laden. Sobald die Spannung über C_5 und R_{14} größer als $\frac{2}{3}$ der Betriebsspannung ist, reagiert Komparator 1 und der Flipflop wird zurückgesetzt. An seinem invertierenden Ausgang liegt wieder ein Hi-Potential, sodass der Vorgang von vorne beginnt.

Die Potentiometer R_5 bis R_8 , sowie R_{25} und die Widerstände R_{16} bis R_{19} , sowie R_{27} gehören Zur Zählerauswertung. Es handelt sich hierbei um Spannungsteiler, mit denen einem Zählerwert der dazugehörige Spannungswert zugeordnet werden kann. R_{16} bis R_{18} betragen dabei $12k\Omega$, R_{19} und R_{27} $100k\Omega$. Dabei gilt:

¹³ Quellen: [\http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310121.htm](http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310121.htm) Abruf: 24.06.11 16:18
[\http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310131.htm](http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310131.htm) Abruf: 24.06.11 16:18

¹⁴ <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310131.htm>

¹⁵ <http://www.ne555.at/images/stories/ne555/blockschaltbild1.jpg> Abruf: 24.06.11 13:21

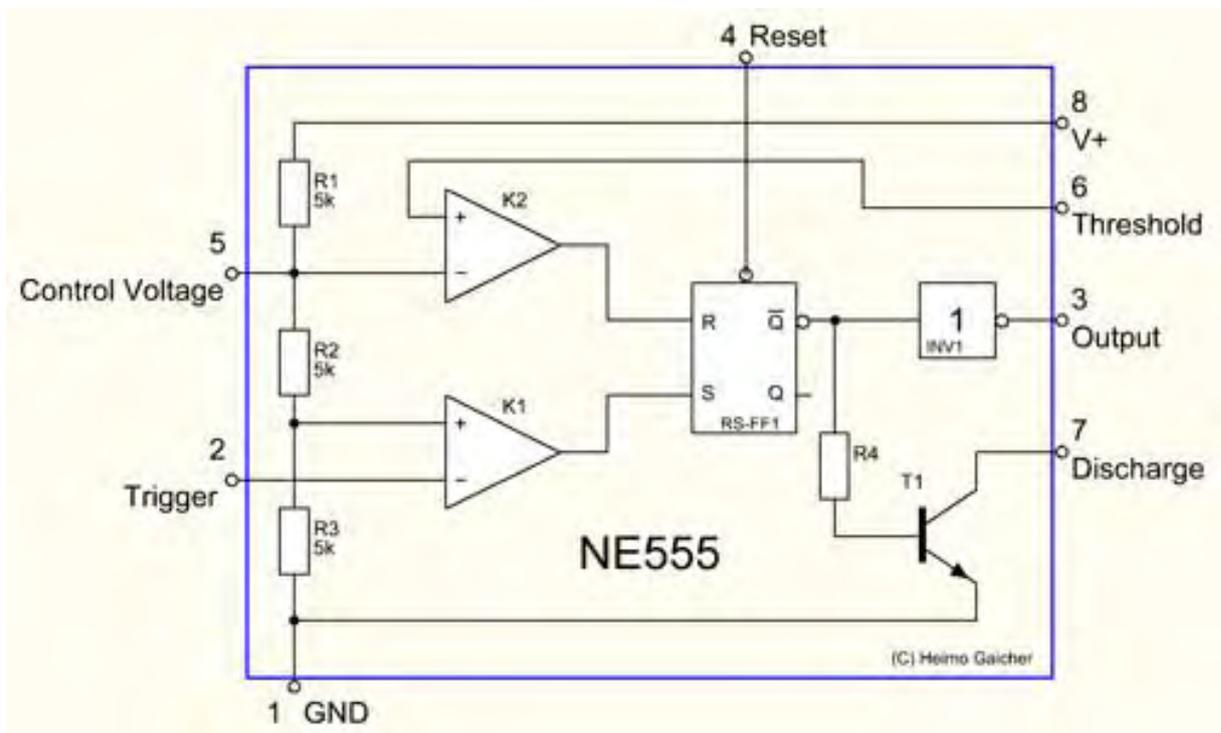


Abbildung 119: Innerer Aufbau des NE555

$$\frac{R_{16}}{R_5} \cdot 12V - U_D = 2V \quad (68)$$

$$\frac{R_{17}}{R_6} \cdot 12V - U_D = 4V \quad (69)$$

$$\frac{R_{18}}{R_7} \cdot 12V - U_D = 6V \quad (70)$$

$$\frac{R_{19}}{R_8} \cdot 12V - U_D = 8V \quad (71)$$

$$\frac{R_{27}}{R_{25}} \cdot 12V = 10V \quad (72)$$

U_D ist dabei die Diodespannung.

R9, R12 und R13 gehören zu einem Addierer und muss gleich groß gewählt werden, da auch hier die Verstärkung 1 betragen soll. R10 und R11 müssen ebenfalls gleich groß sein, da der Invertierer nicht verstärken soll. Es wurden jeweils $100k\Omega$ -Widerstände verwendet.

Über R31 wird das Potential am Reseteingang des Zählers fest gelegt. R31 muss relativ groß gewählt werden, um den Stromfluss zur Masse, wenn der Mosfet Q1 leitet, gering zu halten. Es wurden $100k\Omega$ verwendet.

C7 bis C12 schützen die ICs vor Spannungsschwankungen und wurden mit $100nF$ dimensioniert.

von Michél

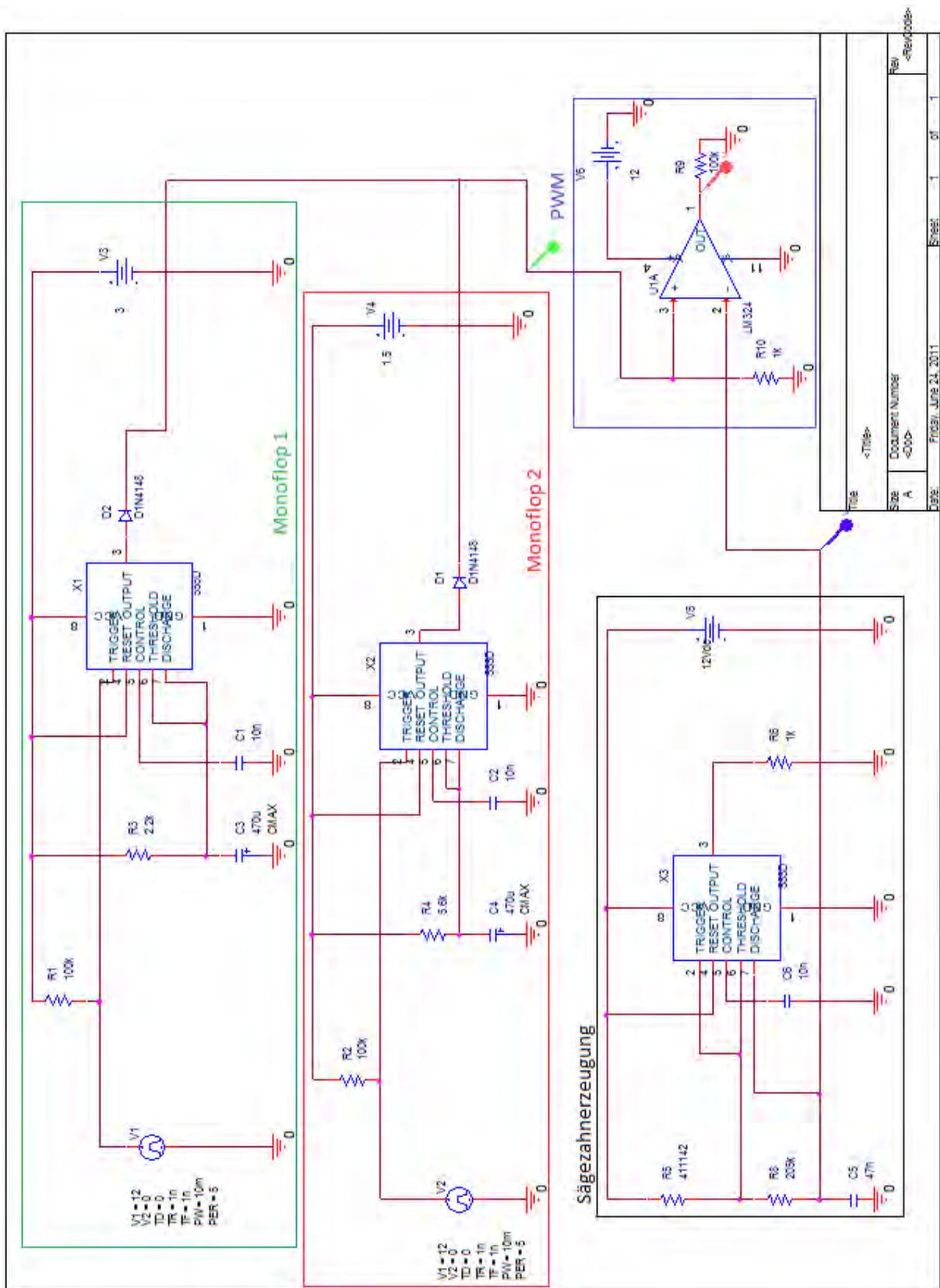


Abbildung 120: Simulationsschaltung der Pulsweitenmodulation

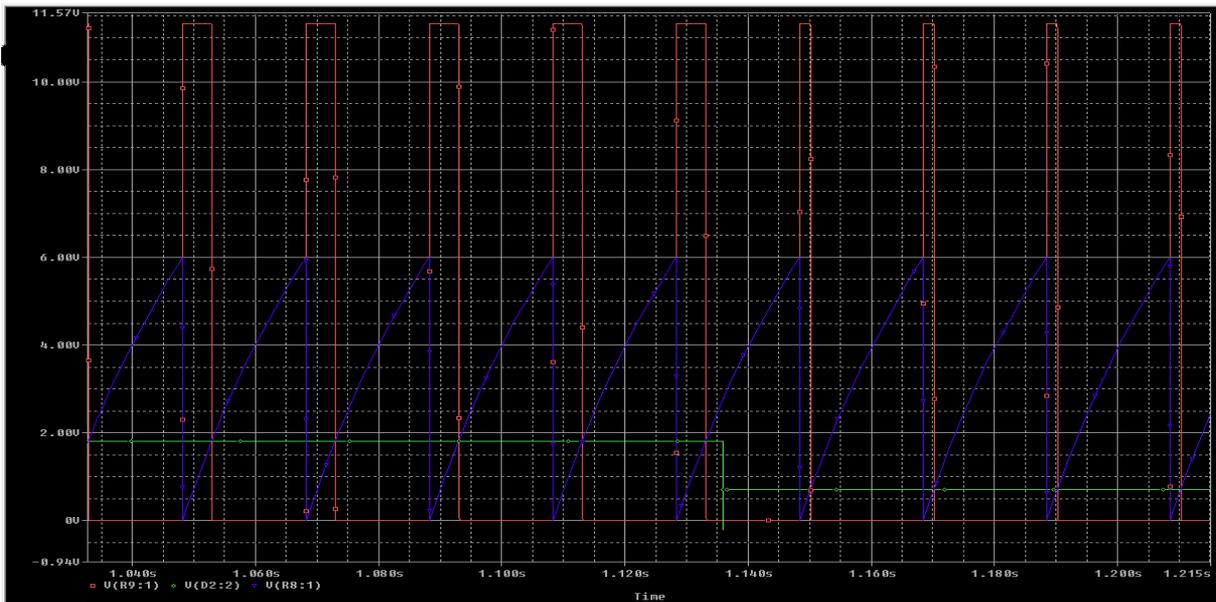


Abbildung 121: Auswertung der Pulsweitenmodulationssimulation

11.3.5 Simulation

Die Pulsweitenmodulation (PWM) wurde mit PSpice simuliert. Abbildung 120 zeigt den Schaltungsaufbau der PWM in PSpice. Die PWM besteht aus zwei Monoflops, einer Sägezahnerzeugung, sowie einem Komparator LM324. Monoflop 1 erzeugt eine Rechteckspannung von 1,82V, die 1,136s lang gehalten wird. Durch den zweiten Monoflop wird eine Rechteckspannung von 700mV erzeugt, welche allerdings 2,892s lang gehalten wird. Die beiden Ausgänge der Monoflops werden über zwei Dioden kurzgeschlossen und gehen an den nicht-invertierenden Eingang des Komparators. Parallel dazu wird mit Hilfe eines weiteren NE555 eine Sägezahnspannung mit der Amplitude von 6V und einer Frequenz von 50Hz generiert. Diese kann am Discharge (Pin 7) abgegriffen werden und wird auf den invertierenden Eingang des Komparators gelegt. Der Komparator vergleicht die beiden Eingänge und schaltet, wie in ABBILDUNG 2 dargestellt, entweder Betriebsspannung von 12V oder Masse durch. Immer, wenn die durch die Monoflops erzeugte Spannung größer als der Sägezahn ist, wird die Betriebsspannung durchgeschaltet. Fällt hingegen die Spannung am nicht-invertierenden Eingang unter die Sägezahnspannung, so wird der Ausgang des Komparators auf Masse gelegt. So entstehen die in Abbildung 121 rot dargestellten Rechteckimpulse. Die Pulsbreite der Rechtecksignale ist abhängig von der Spannung am nicht-invertierenden Eingang, die von den Monoflops erzeugt wird. Die größere Spannung des ersten Monoflops verursacht eine größere Pulsbreite als die kleinere Spannung des zweiten Monoflops. Nach 2,892s erzeugen die Monoflops keine Spannung mehr, sodass der Ausgang des Komparators auf Masse gelegt wird. Die PWM wird in der Schaltung des Regenmengensensors verwendet und dient hier zur Ansteuerung eines Servomotors. Die unterschiedlichen Pulsbreiten steuern die Stellung des Motors.

von Michél Grag

11.3.6 Bauteillisten

von Samuel Schilling

11.3.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

Abbildung 122 zeigt die 1:1 Kopiervorlage zum Ätzen einer identischen Platine. Es ist zu beachten, dass die gestrichelten Brücken als fliegende Verdrahtung zu verstehen sind.

von Samuel Schilling

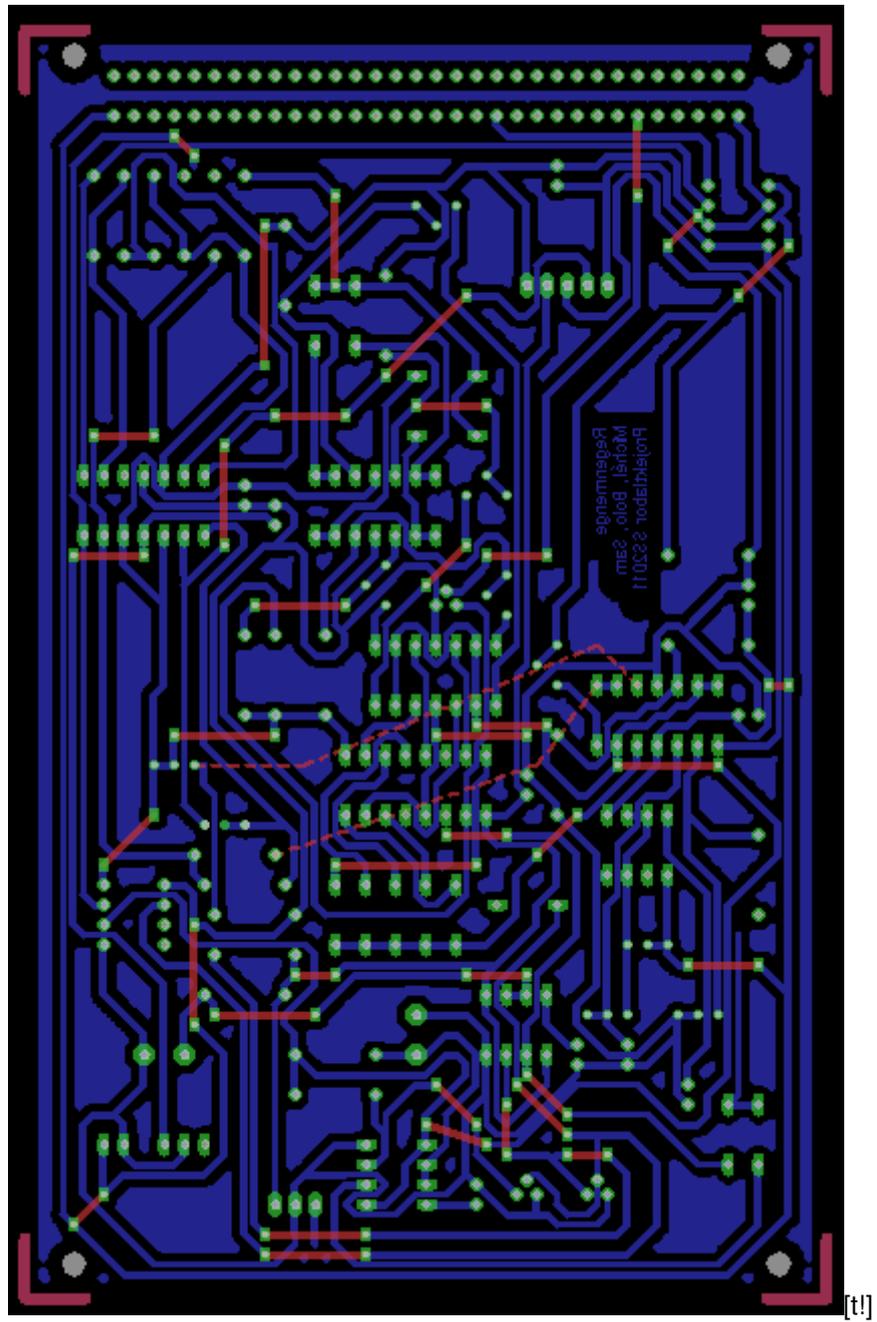


Abbildung 122: Kopiervorlage: Regenmengensorik

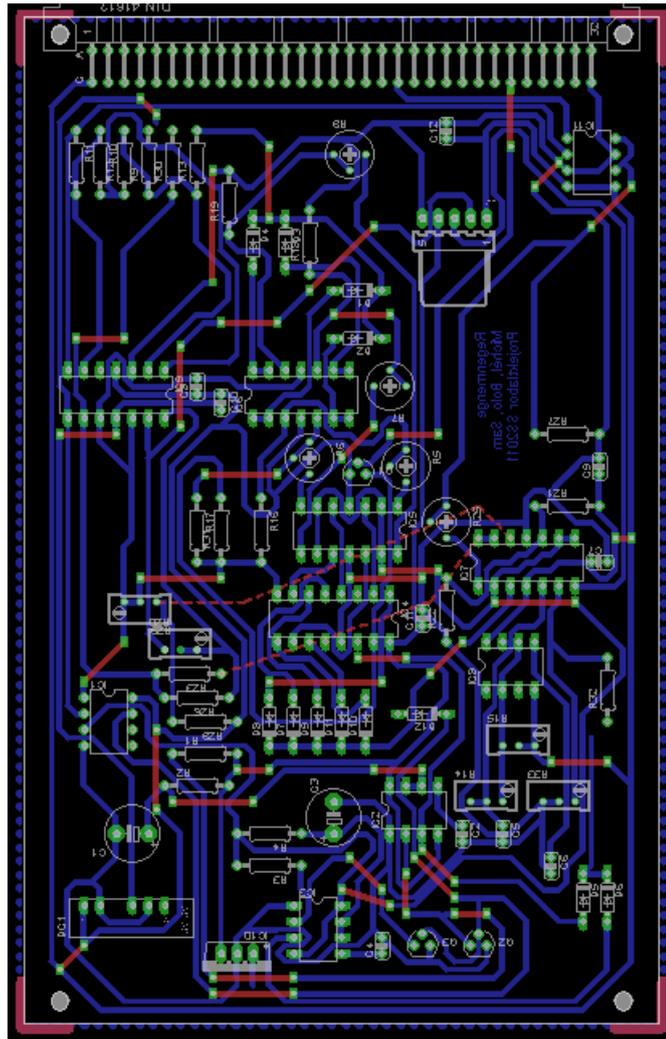


Abbildung 123: Vergrößertes Layout mit Bauteilen, Regenmengensensoren

Tabelle 25: Bauteilliste der Regenmengensensorik

D1 .. D12	1N4148DO35-7	Diode
C1, C3	470 μ F	Elko-Kondensator
C5, C6	47nF	Kondensator
C2, C4, C7 .. C12	100nF	Kondensator
IC1, IC5 .. IC7, IC9	LM324N	Operationsverstärker
IC4	4017N	Zähler
IC2, IC2, IC8	NE555	Timerbaustein
IC10, IC1	7805CV	Linearregler
IC11	DG419DJN	Analogschalter
DC1	SIM2-1212D	DC-DC-Wandler
Q1 .. Q3	BS170	MOSFET
R1, R3, R9, R10, R12, R13, R19, R21, R27, R31, R24	100k Ω	Widerstand
R2	2,2k Ω	
R4	5,6k Ω	
R11, R32	1M Ω	
R16 .. R18, R23, R30	12k Ω	
R22	22k Ω	
R28	1,8k Ω	
R5 .. R8, R25	100k Ω	Trimmer
R14, R15	500k Ω	
R20	5k Ω	
R29	5k Ω	
R33	4,7M Ω	

11.3.8 Theorie

Der verwendete Sensor ist ein piezoresistiver Drucksensor, der seinen Widerstand bei Verformung verringert. Die Widerstandskennlinie ist in Abbildung 124 doppeltlogarithmisch dargestellt. Ohne eine Belastung ist der Widerstand unendlich groß. Erst bei einer Belastung von 10g fängt die Leitfähigkeit an und steigt mit zunehmendem Druck. Dabei verhält sich die Kennlinie der Leitfähigkeit bei niedriger Belastung noch nicht linear, wird aber ab einer Vorbelastung von ca. 500g nahezu linear. Für einen Nutzbereich von 200g ist diese Linearität jedoch ausreichend und kann deshalb für die Regenmengensensorik gut eingesetzt werden.

Da die Änderung der Leitfähigkeit aufgenommen werden soll, wird der Strom durch den Drucksensor weiterverarbeitet. Dabei ist diese Änderung bei solch einem kleinen Messbereich so gering, dass das Signal stark verstärkt werden muss. Dies lässt sich durch einen Operationsverstärker realisieren.

von Bolormaa Große

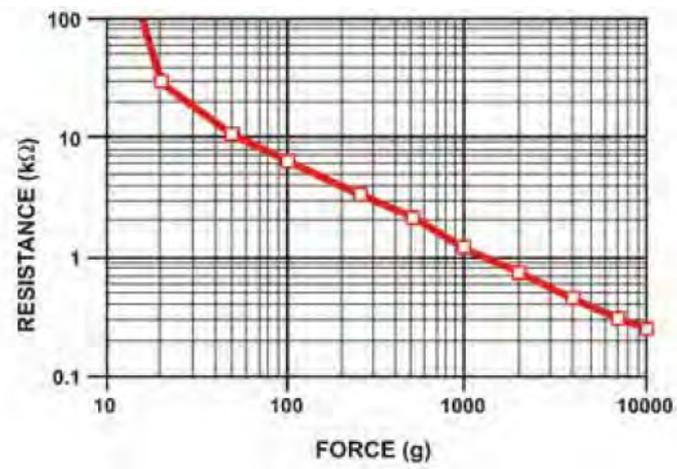


Abbildung 124: Kennlinie des verwendeten Drucksensors



Abbildung 125: Drucksensor

11.4 Messung der Luftfeuchtigkeit

11.4.1 Beschreibung des elektrischen Verhaltens des Luftfeuchtigkeitssensors

Um die relative Luftfeuchtigkeit (Formelzeichen: RH , Einheit: $\%_{RH}$) zu messen wird ein kapazitiver Sensor verwendet, dessen Permittivität linear abhängig von der relativen Luftfeuchte ist. Es gilt also folgender Zusammenhang:

$$RH \sim \epsilon_{Sensor} \sim C_{Sensor} \quad (73)$$

Es wurde der Sensor SMTHS07 von der Firma Smartec ausgewählt (siehe Abb. 126), der bei $55\%_{RH}$ eine typische Kapazität von $330pF$ besitzt.

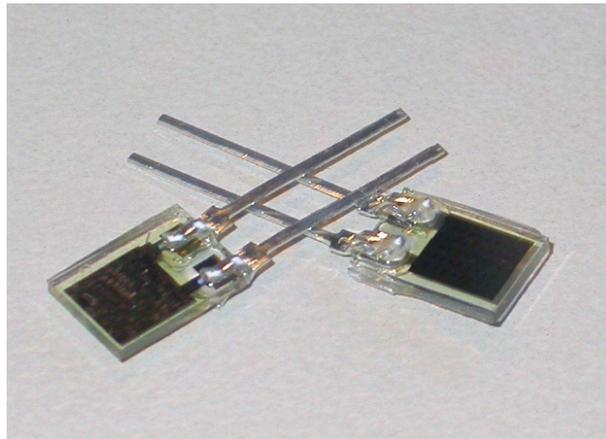


Abbildung 126: Luftfeuchtigekeitssensor SMTHS07 von Smartec (Quelle: Smartec Datenblatt „HS07/08A“)

In einem Bereich von 20 bis $95\%_{RH}$ ist die Kapazität direkt linear Abhängig von der relativen Luftfeuchte und wird durch die Proportionalitätskonstante

$$0,6 \frac{pF}{\%_{RH}} \quad (74)$$

beschrieben. Die Hauptaufgabe der Auswertungsschaltung ist es deshalb, diese minimale Kapazitätsveränderung ($600fF!$) zu messen und eine zur Kapazität des Sensors proportionale Gleichspannung auszugeben.

11.4.2 Schaltung zur Kapazitätsmessung

Um die minimalen Kapazitätsveränderungen des Luftfeuchtigkeitssensors zu messen, wurde die empfohlene Schaltung aus der passenden Application Note¹⁷ zum SMTHS07 als Grundlage verwendet. Der Grundgedanke besteht darin, mit zwei 555 Timer-Bausteinen eine Pulsweitenmodulation zu erzeugen, wobei der Duty-Cycle abhängig von der Sensorkapazität ist. Am Ausgang wird dann durch einen Tiefpass der Mittelwert des PWM-Signals gebildet, wodurch man eine Gleichspannung erhält, die proportional zum Duty-Cycle ist.

Im folgenden wird zuerst die Funktionsweise des 555 Timer-Bausteins erläutert und dann die in Abb. 128 (siehe S. 158) dargestellten Schaltungsteile zur Erzeugung der PWM und deren Glättung näher erläutert.

11.4.3 Funktionsweise des 555-Timers

Abb. 127 ist zu entnehmen, dass der Baustein im Grunde aus einem SR-Flipflop besteht, wobei der Set- und Reset-Eingang jeweils über Komparatoren nach außen geführt ist. Ist der asynchrone invertierte

¹⁷ http://www.smartec-sensors.com/assets/files/pdf/application_notes/APPHS0702.PDF (19.05.2011)

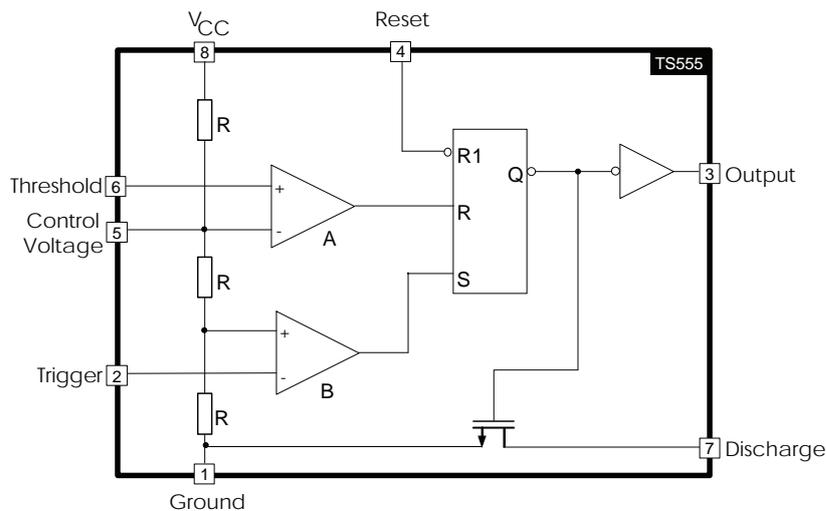


Abbildung 127: Prinzipschaltbild des TS555 Timer-Bausteins (Quelle: ST Datenblatt „TS555C,1,M“)

Reset-Eingang (4) des SR-FFs konstant auf HIGH (asynchroner Reset wird niemals ausgeführt) gelegt, so hat der Baustein nach dem Einschalten der Betriebsspannung am Ausgang (3) ein HIGH anliegen, ist also im Ausgangszustand gesetzt. **Überschreitet** nun die Spannung am Threshold-Eingang (6) eine Schwellspannung von ca. $\frac{2}{3}V_{CC}$, so gibt der entsprechende Komparator ein HIGH aus, das FF wird zurückgesetzt und der Ausgang (3) wird auf LOW gezogen. Immer wenn am Ausgang (3) des Bausteins ein LOW-Pegel anliegt, so wird auch gleichzeitig der Discharge-Ausgang (7) auf LOW-gezogen bzw. der in Abb. 127 dargestellte MOSFET wird aufgesteuert. Ist der Ausgang entsprechend auf HIGH, so wird auch der MOSFET hochohmig. **Unterschreitet** nun bei dem rückgesetztem FF die Spannung am Trigger-Eingang (2) ca. $\frac{1}{3}V_{CC}$, so wird das FF wieder gesetzt und der Ausgang wird wieder auf HIGH gezogen.

Dieses Verhalten kann nun im folgenden mit Hilfe von Auf- und Entladevorgängen von Kondensatoren und entsprechenden Rückkopplungen dazu ausgenutzt werden Oszillatorschaltungen mit bestimmter Frequenz aufzubauen.

11.4.4 Schaltungsbeschreibung: Rechteckgenerator

Pulsweitenmodulation bedeutet, dass bei einem Rechtecksignal die Länge der HIGH-Zeit (t_H) und LOW-Zeit (t_L) innerhalb einer Periode verändert wird. Bei einem reinen Rechtecksignal, welches nicht pulsweitenmoduliert ist, beträgt dieses Verhältnis immer 50 zu 50. Man sagt dann, dass das Signal einen High-Duty-Cycle von 50% hat (die HIGH-Zeit des Signals im Verhältnis zur Periodenlänge). Um nun eine PWM zu erzeugen wird zuerst ein Referenzoszillator (Rechteckgenerator mit bestimmter Frequenz) benötigt, der mit einer konstanten Frequenz vorgibt, wann das FF vom zweiten Timer-Baustein (IC2 in Abb. 128) gesetzt wird, der Ausgang (3) von IC2 also auf HIGH gezogen wird.

Diese Rechteckschwingung mit konstanter Frequenz wird mit Hilfe von IC1 erzeugt: Der Kondensator C1 ist über R6 und R3 an den Ausgang von IC1 angeschlossen. Die Spannung über dem Kondensator liegt sowohl am Trigger- (2), als auch am Threshold-Eingang (6). Der Ausgang von IC1 liegt zu Beginn auf HIGH und es wird entsprechend der Kondensator C1 über R3+R6 geladen. Hat die Thresholdspannung ca. $\frac{2}{3}V_{CC}$ überschritten, so wird das FF resettet, der Ausgang auf LOW gezogen und der Kondensator C1 entsprechend wieder über R3+R6 mit der gleichen Zeitkonstante τ entladen, wie beim Ladevorgang. Wird nun die Triggerspannung um ca. $\frac{1}{3}V_{CC}$ unterschritten, so wird das FF wieder gesetzt und der Vorgang beginnt von neuem.

Dadurch, dass die Lade und Entladonstanten identisch sind, entsteht ein echtes Rechtecksignal mit einem Duty-Cycle von exakt 50%. Die Periodendauer des Rechtecksignals kann mit Hilfe der bekannten Lade- und Entladeformeln für den Kondensator hergeleitet werden. Es ergibt sich, dass mit Hilfe der

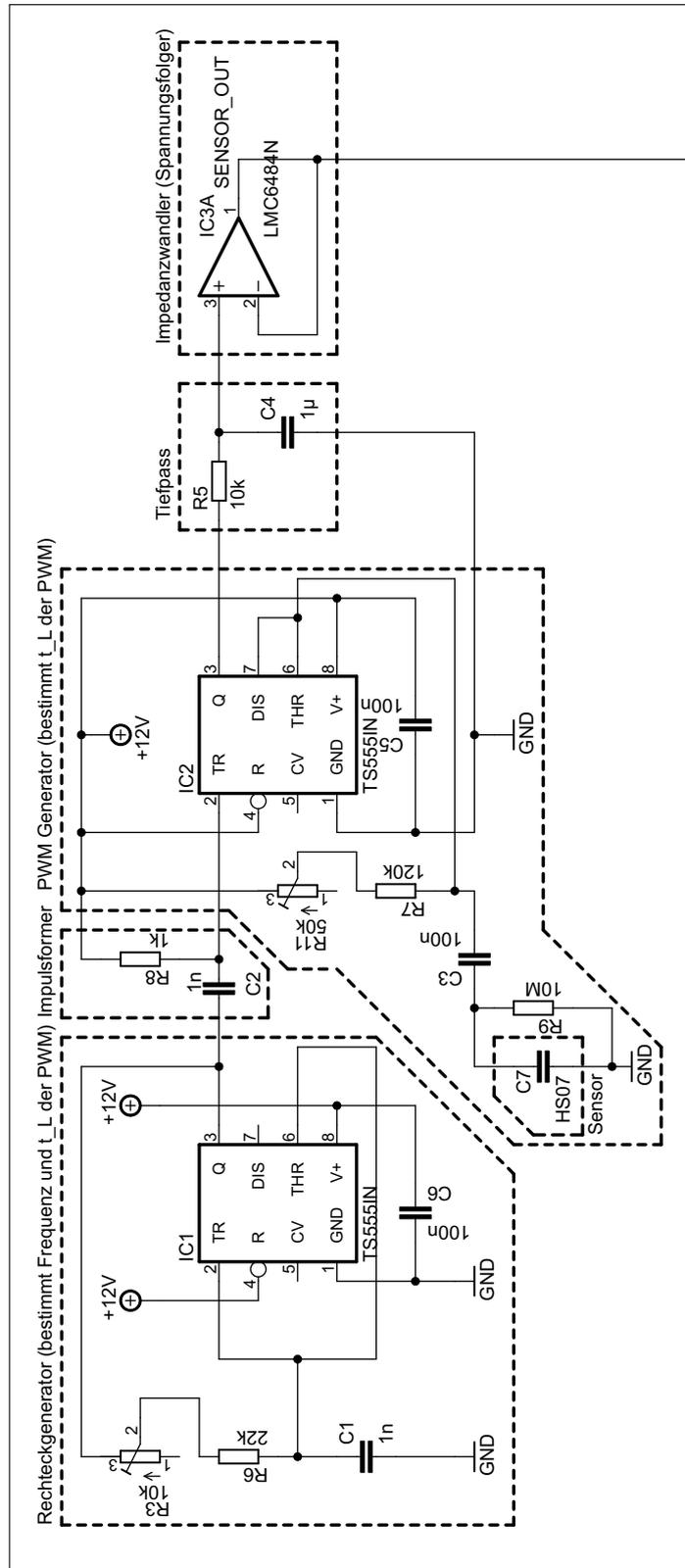


Abbildung 128: Schaltplan: Messung der Kapazität des Luftfeuchtigkeitssensors

Formel

$$T_{\text{Rechteckgenerator}} = 2 \cdot (C_1 \cdot (R_6 + R_3) \cdot \ln 2) \quad (75)$$

die Periodendauer des erzeugten Rechtecksignals angenähert (Ausgangs- und Eingangsimpedanzen des Timers und Verzögerungszeiten des FF nicht einbezogen) berechnet werden kann.

11.4.5 Schaltungsbeschreibung: Impulsformer

Um den Trigger-Eingang von IC2 mit einem Impuls kurz auf LOW zu ziehen und somit periodisch den Zeitpunkt zu bestimmen, wann das FF gesetzt werden soll, wird aus dem Rechtecksignal, das durch IC1 erzeugt wird, ein kurzer LOW-Puls geformt. Dieser wird mit einem einfachen Hochpass, der mit C2 und R8 realisiert wurde, erzeugt. Sobald am Ausgang von IC1 eine HIGH→LOW Flanke auftritt, wird die Spannung am Triggereingang von IC2 kurz auf LOW gezogen und innerhalb kürzester Zeit (Ladekonstante von $C_2 \cdot R_8$ sehr klein) wieder auf HIGH aufgeladen. Die Zeit zwischen zwei LOW-Pulsen ist genau die Periodendauer des Rechtecksignals, welches von IC1 erzeugt wird. Es gilt entsprechend Formel (75).

11.4.6 Schaltungsbeschreibung: PWM-Generator

Hier ist die zu messende Kapazität des Sensors C7 über R7+R11 konstant an die Betriebsspannung gelegt. Die Spannung über dem Kondensator ist am Threshold-Eingang und Discharge-Ausgang von IC2 angeschlossen. C3 und R9 können für die Funktionsbeschreibung ignoriert werden, sie verhindern eine Gleichspannung über der Sensorkapazität im Fehlerfall. Die Schaltung funktioniert unverändert auch ohne diese beiden Schutzelemente.

Liegt der Ausgang von IC2 auf HIGH, so ist der Discharge-Ausgang auch hochohmig und der Kondensator C7 kann über R7+R11 geladen werden. Überschreitet er dabei eine Spannung von $\frac{2}{3}V_{CC}$ am Threshold-Eingang, so wird das FF zurückgesetzt. Entsprechend wird Discharge auf LOW gezogen und der Kondensator schlagartig (R7+R11 befinden sich nicht in diesem Entladepfad) entladen.

Damit die Schaltung nicht lahmgelegt ist, wird nun mit einer konstanten Frequenz das FF immer wieder gesetzt, indem am Trigger-Eingang LOW-Pulse mit einer konstanten Frequenz anliegen. Somit wird die LOW→HIGH Flanke am Ausgang von IC2 stets konstant durch den Rechteckgenerator ausgelöst. Er bestimmt die Grundfrequenz der PWM. Die HIGH-Zeit innerhalb einer solchen PWM Periode wird jedoch durch die Aufladekonstante von $C_7 \cdot (R_7 + R_{11})$ bestimmt. Hier wird also durch Veränderung der Sensorkapazität C7 die HIGH-Zeit innerhalb einer Rechteckperiode festgelegt (bzw. die Pulsweite des Ausgangssignals „moduliert“). Diese HIGH-Zeit innerhalb einer Periode lässt sich über die bekannte Kondensatorladeformel herleiten. Es ergibt sich:

$$t_H = -((R_7 + R_{11}) \cdot C_7) \cdot \ln \frac{1}{3} \quad (76)$$

Unter der Berücksichtigung der veränderbaren Bauelemente in der Schaltung (Potis und Sensorkapazität), ergeben sich entsprechend für die HIGH- und LOW-Zeit und die Frequenz des pulsweitenmodulierten Rechtecksignals am Ausgang von IC2 folgende direkte Proportionalitäten:

$$t_H \sim C_7, R_{11} \quad (77)$$

$$t_L \sim R_3 \quad (78)$$

$$f_{PWM} \sim R_3 \quad (79)$$

11.4.7 Schaltungsbeschreibung: Tiefpass und Spannungsfolger

Um aus dem pulsweitenmodulierten Rechtecksignal am Ausgang von IC2 eine zum Duty-Cycle proportionale Gleichspannung zu erhalten, wird mit Hilfe eines Tiefpasses (R5 und C4) der Mittelwert

des Signals gebildet. Im eingeschwungenen Zustand und der gewählten Dimensionierung des PWM-Generators entsprechend Abb. 128 verhält sich die Spannung über C_4 entsprechend folgendem Zusammenhang (wobei $T_{Rechteckgenerator} = T_{Rg}$):

$$U_{C4} = \frac{1}{2 \cdot T_{Rg}} \int_{t=0}^{t=2 \cdot T_{Rg}} U_{IC2,Q} dt \quad (80)$$

Um den Tiefpassausgang nicht zu belasten und die nachfolgende Subtrahierschaltung nicht zu beeinflussen, wird mit IC3A das Gleichspannungssignal mit einer Verstärkung von $V_{IC3A} = 1$ (Spannungsfollower) ausgekoppelt.

11.4.8 Dimensionierung und Messergebnisse

Die Schaltung zur Rechteckerzeugung um IC1 wurde so eingestellt, dass sie ein Rechteck mit einer Frequenz von ca. $f_{Rg} \approx 25kHz$ erzeugt (liegt innerhalb der Spezifikationen zur Betriebsfrequenz des Luftfeuchtigkeitssensors). Dabei wurde messtechnisch für den Trimmer R_3 ein Wert von

$$R_3 \approx 6,48k\Omega \quad (81)$$

ermittelt. Auch rechnerisch (unter Anwendung von Formel (75) auf S. 159) erhält man unter Berücksichtigung der Bauteiltoleranzen einen plausiblen Frequenzwert für diesen Widerstandswert:

$$f_{Rg} = \frac{1}{2 \cdot (1nF \cdot (22k\Omega + 6,48k\Omega) \cdot \ln 2)} = 25,328kHz \quad (82)$$

In der Schaltung zur PWM-Erzeugung sind die Widerstände R_7 und R_{11} so ausgelegt, dass bei einer Sensorkapazität über $250pF$ das Erreichen der Threshold-Schwelle immer länger als eine Impulsperiode des Rechteckgenerators dauert. Daraus ergibt sich, dass die Frequenz der PWM um die Hälfte reduziert wird ($f_{PWM} @ (C_7 \geq 250pF) = f_{Rg}/2$), da immer nur jeder zweite Trigger-Impuls vom Rechteckgenerator das FF setzen kann (bzw. hat jeder zweite Impuls keine Wirkung, da das FF noch gesetzt ist). Dabei wurde messtechnisch für den Trimmer R_{11} ein Wert von

$$R_{11} \approx 25,12k\Omega \quad (83)$$

ermittelt. Aber auch hier stimmt das Modell zur Bestimmung der HIGH-Zeit der PWM nach Formel (76) weitgehend mit den Messwerten überein:

$$t_H(C_7 \geq 250pF) = -((R_7 + R_{11}) \cdot C_7) \cdot \ln \frac{1}{3} \quad (84)$$

$$= -((120k\Omega + 25,16k\Omega) \cdot C_7) \cdot \ln \frac{1}{3} \geq 40\mu s \geq T_{Re} \approx 40\mu s \quad (85)$$

Da die Sensorkapazität C_7 nach Datenblatt niemals kleiner als $250pF$ werden kann, ist mit dieser Maßnahme sichergestellt, dass kein Frequenzsprung bei der Messung der Sensorkapazität stattfinden kann.

11.4.9 Simulation

Um die Funktionsweise der Schaltung zur Kapazitätsmessung zu verifizieren, wurde sie simuliert. In Abb. 129 ist der Schaltplan zur Simulation dargestellt.

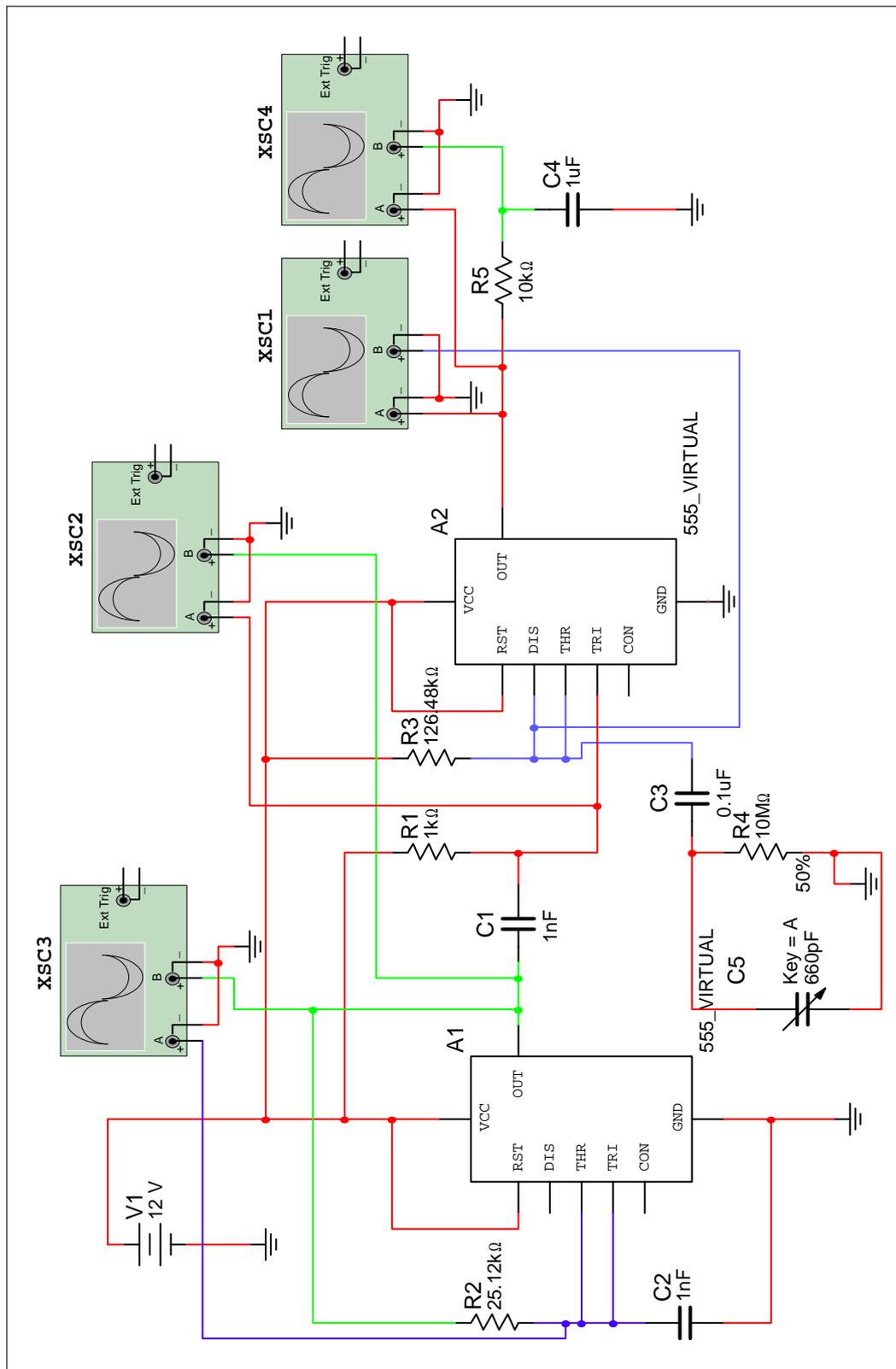


Abbildung 129: Simulationschaltplan: Kapazitätsmessung

Es wurden an allen relevanten Knotenpunkte Oszillogramme aufgenommen (siehe Abb. 130 - 132).

Rechteckgenerator Abbildung 130 zeigt die Generierung der Rechteckspannung mit konstanter Frequenz, die in Kap. 11.4.4 beschrieben wurde. Channel B (blau) zeigt die Spannung über dem Kondensator, der kontinuierlich aufgeladen und entladen wird. Channel A (rot) zeigt das erzeugte Rechtecksignal am Ausgang des ersten Timer-Bausteins.

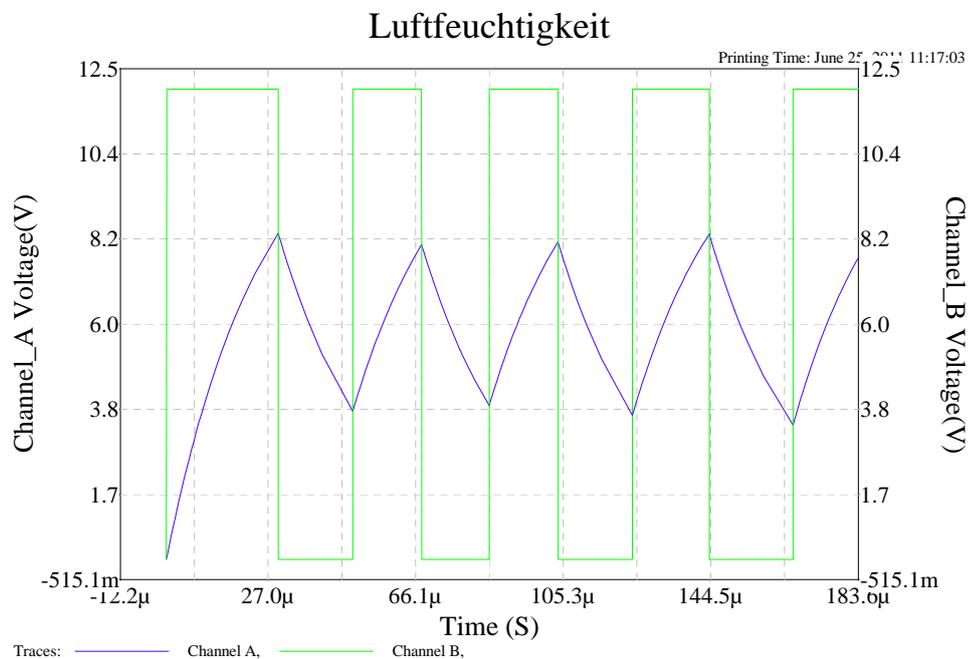


Abbildung 130: Simuliertes Oszillogramm für XSC3 (Rechteckgenerator)

Impulsformer Abbildung 131 zeigt die Erzeugung der in Kapitel 11.4.5 beschriebenen LOW-Pulses. Channel B (grün) zeigt den Ausgang des Rechteckgenerators. Channel A (rot) zeigt die entstehenden Impulse am Ausgang des folgenden Hochpasses.

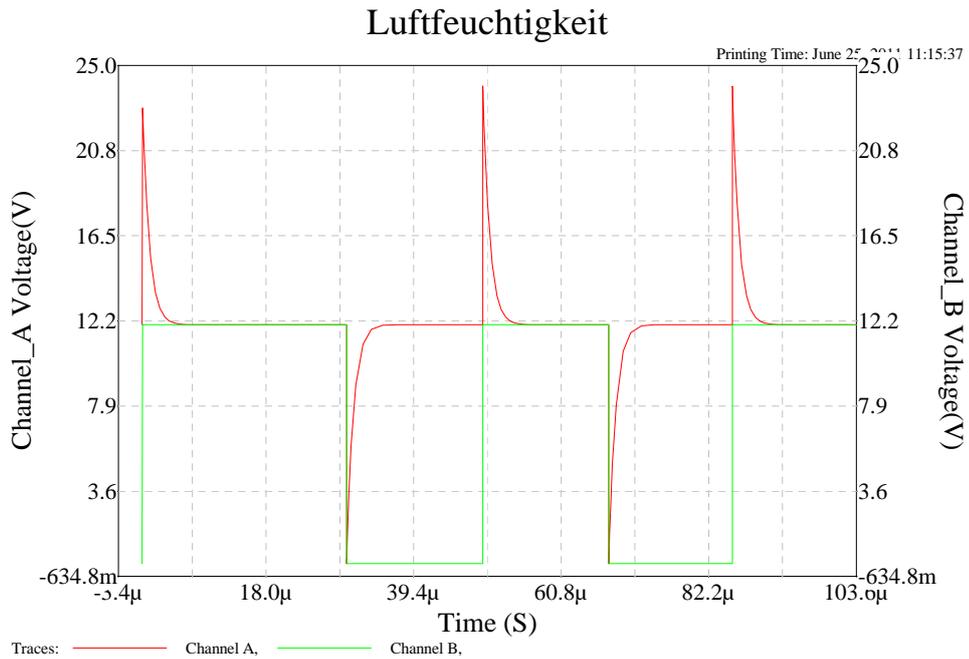


Abbildung 131: Simuliertes Oszillogramm für XSC2 (Impulsformer)

Pulsweitenmodulation Abbildung 132 zeigt die Erzeugung der in Kapitel 11.4.6 beschriebenen Pulsweitenmodulation. Channel A (blau) zeigt das kontinuierliche Auf- und Entladen der zu messenden Sensorkapazität. Channel B (rot) zeigt die am Ausgang des zweiten Timer-Bausteins entstehende Pulsweitenmodulation.

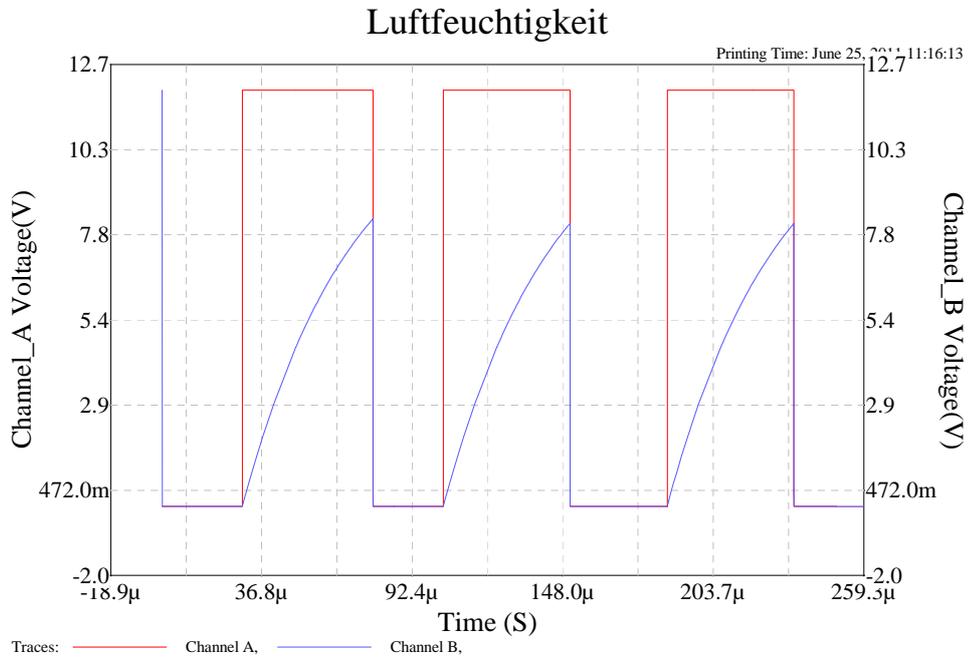


Abbildung 132: Simuliertes Oszillogramm für XSC1 (PWM)

Mittelwertbildung Abbildung 133 zeigt die Mittelwertbildung eines pulswidenmodulierten Signals (siehe Kapitel 11.4.7) mit Hilfe eines Tiefpasses. Channel A (rot) zeigt ein Rechtecksignal mit einem Duty-Cycle von 50%. Channel B (blau) zeigt das am Ausgang des Tiefpasses entstehende Signal.

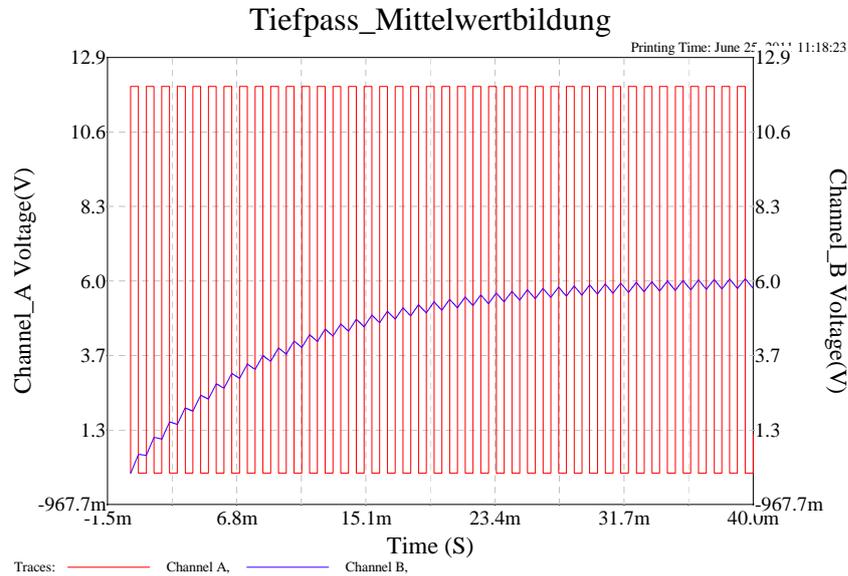


Abbildung 133: Simuliertes Oszillogramm für die Mittelwertbildung eines PWM-Signals

11.4.10 Übertragungsfunktion

Die ideale Übertragungsfunktion der Schaltung zur Kapazitätsmessung (ohne Kennlinienanpassung) lässt sich unter Zuhilfenahme aller bis hierher eingeführten Modelle (siehe Beschreibung zur Kapazitätsmessung, Kapitel 11.4.2) folgendermaßen bestimmen (U_B ist die Betriebsspannung der Schaltung):

$$U_{SENSOR.OUT} = U_{C4} = \frac{1}{2 \cdot T_{Rg}} \int_{t=0}^{t=2 \cdot T_{Rg}} U_{IC2,Q} dt \quad (86)$$

$$= \frac{f_{Rg}}{2} \cdot U_B \cdot t_H \quad (87)$$

$$= -\frac{f_{Rg}}{2} \cdot U_B \cdot ((R_7 + R_{11}) \cdot C_7) \cdot \ln \frac{1}{3} \quad (88)$$

$$= -12,5 kHz \cdot 12V \cdot (145,16 k\Omega \cdot C_7) \cdot \ln \frac{1}{3} \quad (89)$$

$$U_{SENSOR.OUT, berechnet}(C_7) = C_7 \cdot 23,9212 \cdot 10^9 \frac{V}{F} = C_7 \cdot 23,9212 \frac{mV}{pF} \quad (90)$$

Die Übertragungsfunktion ist in dem für die Sensorkapazität relevanten Kapazitätsbereich in Abb. 134 dargestellt. Zusätzlich wurde die reale Kennlinie gemessen (siehe ebenfalls Abb. 134). Aus der Abbildung ist ersichtlich, dass die Steigung der berechneten und gemessenen Kennlinie zwar fast identisch sind, jedoch die gemessene Kennlinie im Vergleich zur berechneten mit einem konstanten Offset behaftet ist. Dies resultiert höchst wahrscheinlich aus dem nur angenäherten Modell (Verzögerungszeiten der FFs und Eingangs- und Ausgangsimpedanzen der Timer-Bausteine nicht berücksichtigt, Toleranzen der passiven, sowie der aktiven Bauteile nicht berücksichtigt), auf dem die Berechnung basiert. Da mit der im folgenden beschriebenen Schaltung zur Kennlinienanpassung, der konstante Offset (der bei der Messung von der Sensorkapazität zwangsläufig auftritt) sowieso entfernt wird, ist dieser Modell-Realitäts-Fehler nicht weiter von Belang.

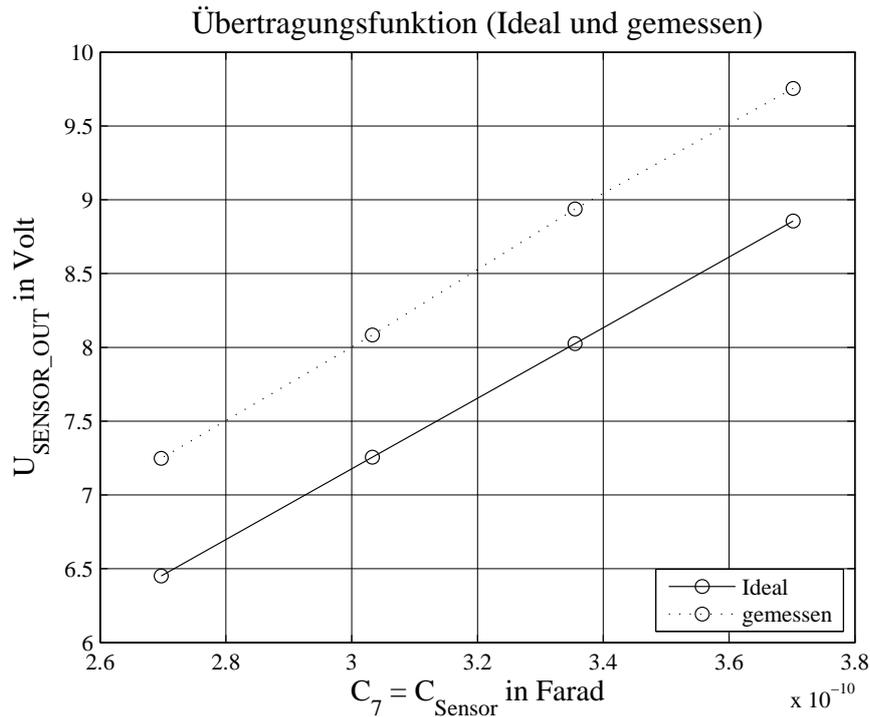


Abbildung 134: Übertragungsfunktion der Schaltung zur Kapazitätsmessung (berechnete und gemessene Kennlinie)

Führt man eine lineare Regression für die gemessene Kennlinie durch und ermittelt die Steigung, so ergibt sich die folgende Übertragungsfunktion:

$$U_{\text{SENSOR_OUT,gemessen}}(C_7) \approx C_7 \cdot 25,3 \frac{\text{mV}}{\text{pF}} \quad (91)$$

11.4.11 Schaltplan zur Kennlinienanpassung

Entsprechend der Schnittstellenspezifikation muss die Schaltung zur Messung der Luftfeuchtigkeit eine analoge Ausgangsspannung von 0..10V liefern. Dabei sollte idealerweise folgendes gelten:

$$U_{\text{OUT}} = 0\text{V} @ 0\%_{\text{RH}} \quad (92)$$

$$U_{\text{OUT}} = 10\text{V} @ 100\%_{\text{RH}} \quad (93)$$

Um diese Vorgabe einzuhalten wurde die in Abb. 135 dargestellte Schaltung zur Kennlinienanpassung entworfen. Hierbei kann mit dem Subtrahierer und der angeschlossenen konstanten Subtrahierspannung ein konstanter Offset von der Sensorausgangsspannung $U_{\text{SENSOR_OUT}}$ (liegt am positiven Eingang der Subtrahier-OPV-Schaltung an) abgezogen werden. Dabei wird die konstante Subtrahierspannung so eingestellt, dass sie den Wert annimmt, den $U_{\text{SENSOR_OUT}}$ bei $0\%_{\text{RH}}$ annimmt. Dadurch wird sichergestellt, dass die Vorschrift von Formel (92) erfüllt ist.

Um die Vorschrift von Formel (93) zu erfüllen, muss die Spannung, die bei $100\%_{\text{RH}}$ am Sensorausgang $U_{\text{SENSOR_OUT}}$ anliegt so verstärkt werden, dass an U_{OUT} 10V anliegt. Dazu muss zuerst die Kennlinie ermittelt werden, die die Sensorausgangsspannung $U_{\text{SENSOR_OUT}}$ in Abhängigkeit von der relativen Luftfeuchte angibt. Aus Formel (91) ist die Abhängigkeit der Sensorausgangsspannung von der Sensorkapazität bekannt. Außerdem ist aus dem Datenblatt zum SMTHS07 der Zusammenhang nach Formel (74) bekannt. Entsprechend ergibt sich folgende Übertragungsfunktion:

$$U_{\text{SENSOR_OUT}}(\text{RH}) = \left(C_{\text{Sensor},0\%_{\text{RH}}} + \left(0,6 \frac{\text{pF}}{\%_{\text{RH}}} \cdot \text{RH} \right) \right) \cdot 25,3 \frac{\text{mV}}{\text{pF}} \quad (94)$$

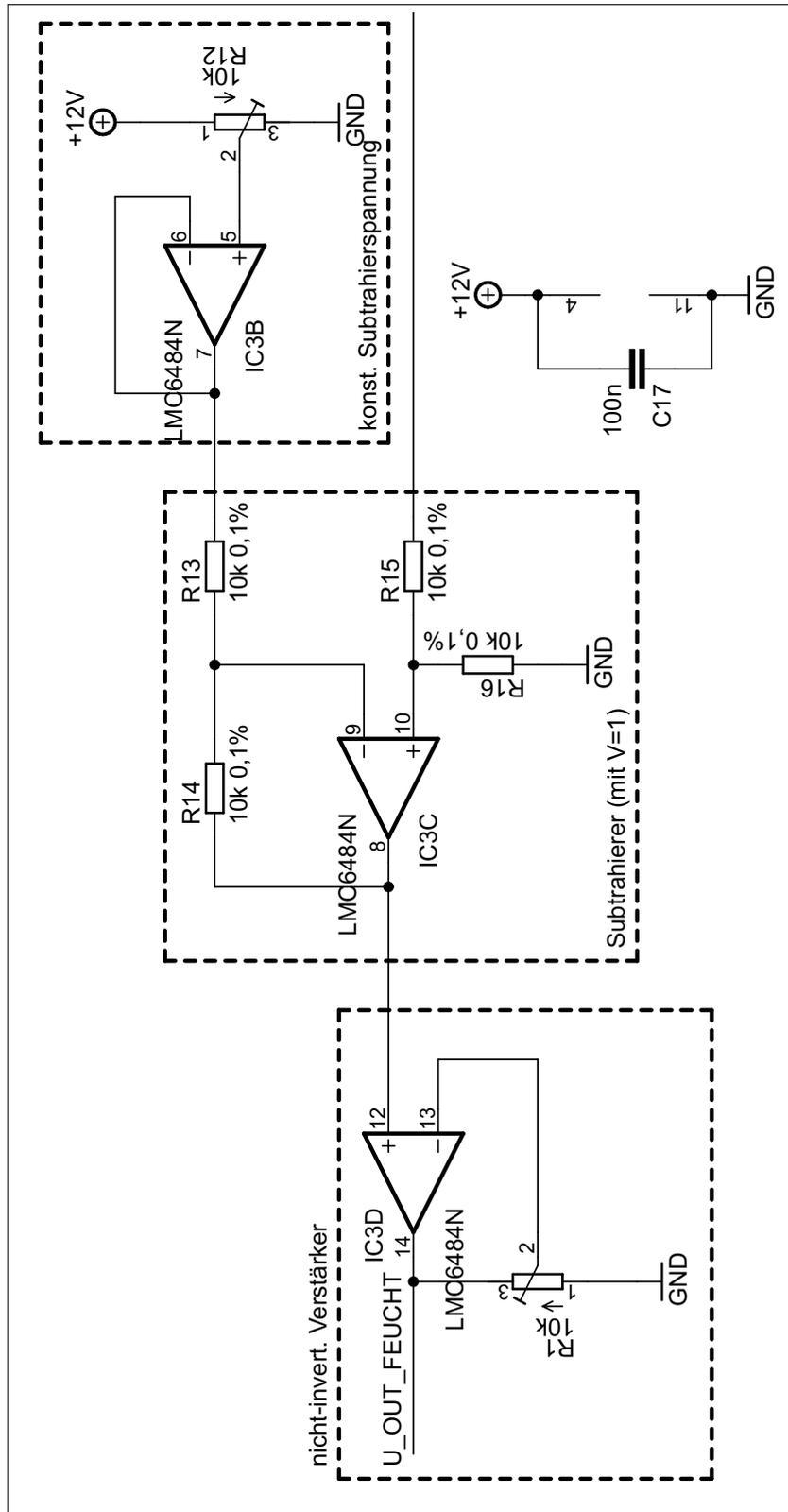


Abbildung 135: Schaltplan: Anpassung der Ausgangskennlinie

Wobei $C_{Sensor,0\%RH}$ die Kapazität des Luftfeuchtigkeitssensors bei $0\%RH$ ist (kann über Kalibrierung des Sensors ermittelt werden). Da jedoch der konstante Offset, der durch diese Grundkapazität verursacht wird, durch den Subtrahierer entfernt wird, muss für die Berechnung der Verstärkung des nicht-invertierenden Verstärkers um IC3D dieser Offset ignoriert werden. Es ergibt sich somit folgende Steigung der Geraden für die Funktion $U_{SENSOR.OUT}(RH)$:

$$m_{U_{SENSOR.OUT}(RH)} = 25,3 \frac{mV}{pF} \cdot 0,6 \frac{pF}{\%RH} = 15,18 \frac{mV}{\%RH} \quad (95)$$

Daraus lässt sich nun die nötige Verstärkung ermitteln:

$$V = \frac{10V}{15,18 \frac{mV}{\%RH} \cdot 100\%RH} \approx 6,587 \quad (96)$$

Somit liegt nun an U_{OUT} eine analoge Ausgangsspannung von 0..10V an, die die relative Luftfeuchtigkeit von 0..100% $_{RH}$ linear abbildet.

11.4.12 Schaltplan

In Abb. 136 ist der komplette Schaltplan für die Schaltung zur Messung der relativen Luftfeuchtigkeit dargestellt.

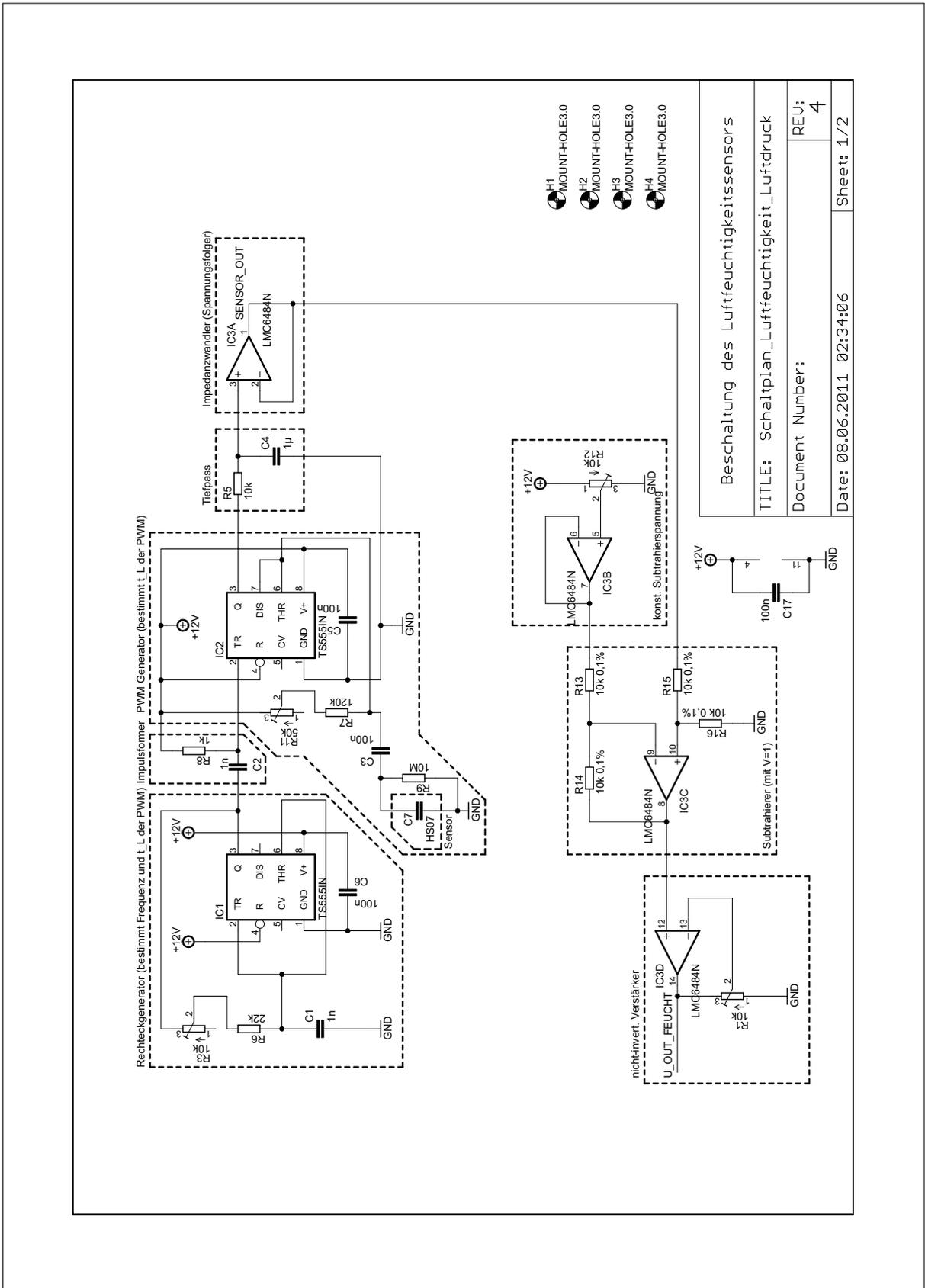


Abbildung 136: Schaltplan: Messung der relativen Luftfeuchtigkeit

11.4.13 Schnittstelle nach Außen

Die Ausgangsspannung U_{OUT} der Schaltung zur Messung der relativen Luftfeuchtigkeit verhält sich entsprechend folgender Übertragungsfunktion (relative Luftfeuchte Formelzeichen: RH, Einheit: $\%_{RH}$):

$$U_{OUT}(RH) = 0,1 \frac{V}{\%_{RH}} \cdot RH \quad (97)$$

Die analoge Spannung, die die momentan vorherrschende Luftfeuchtigkeit beschreibt, wird an die Verarbeitungsgruppe weitergegeben. Diese wandelt die analoge Spannung zu einer digitalen, BCD codierten Zahl. Mit dieser dreistelligen BCD-Zahl wird dann die dreistellige Siebensegmentanzeige der Anzeigegruppe angesteuert.

Kapitel 11.4 und aller Unterkapitel (11.4.1 bis 11.4.13) von Andreas B.

11.5 Luftdruckmessung

11.5.1 Schaltungsbeschreibung Luftdruckmessung

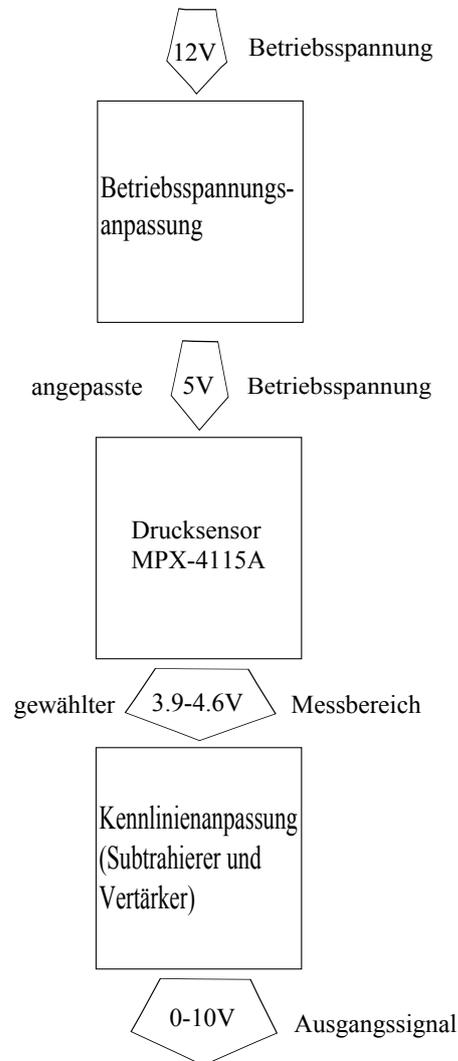


Abbildung 137: Blockschaltbild: Drucksensorschaltung

Die Schaltung besteht aus drei zu unterscheidenen Bereichen, wie es auch in dem Blockschaltbild [137](#) gut zu erkennen ist. Der erste Teil beinhaltet die Erzeugung oder Versorgung des Luftdrucksensors mit der nötigen Betriebsspannung. Der zweite Teil der Schaltung ist der Luftdrucksensor selber, und der dritte Teil ist für die Nachbearbeitung des Senosrisganls verantwortlich.

von Sebastian Wendel

11.5.2 Schnittstellen

Eingangssignal: 12V Gleichspannung

Ausgangssignal: Die Kennlinie ist annähernd linear.

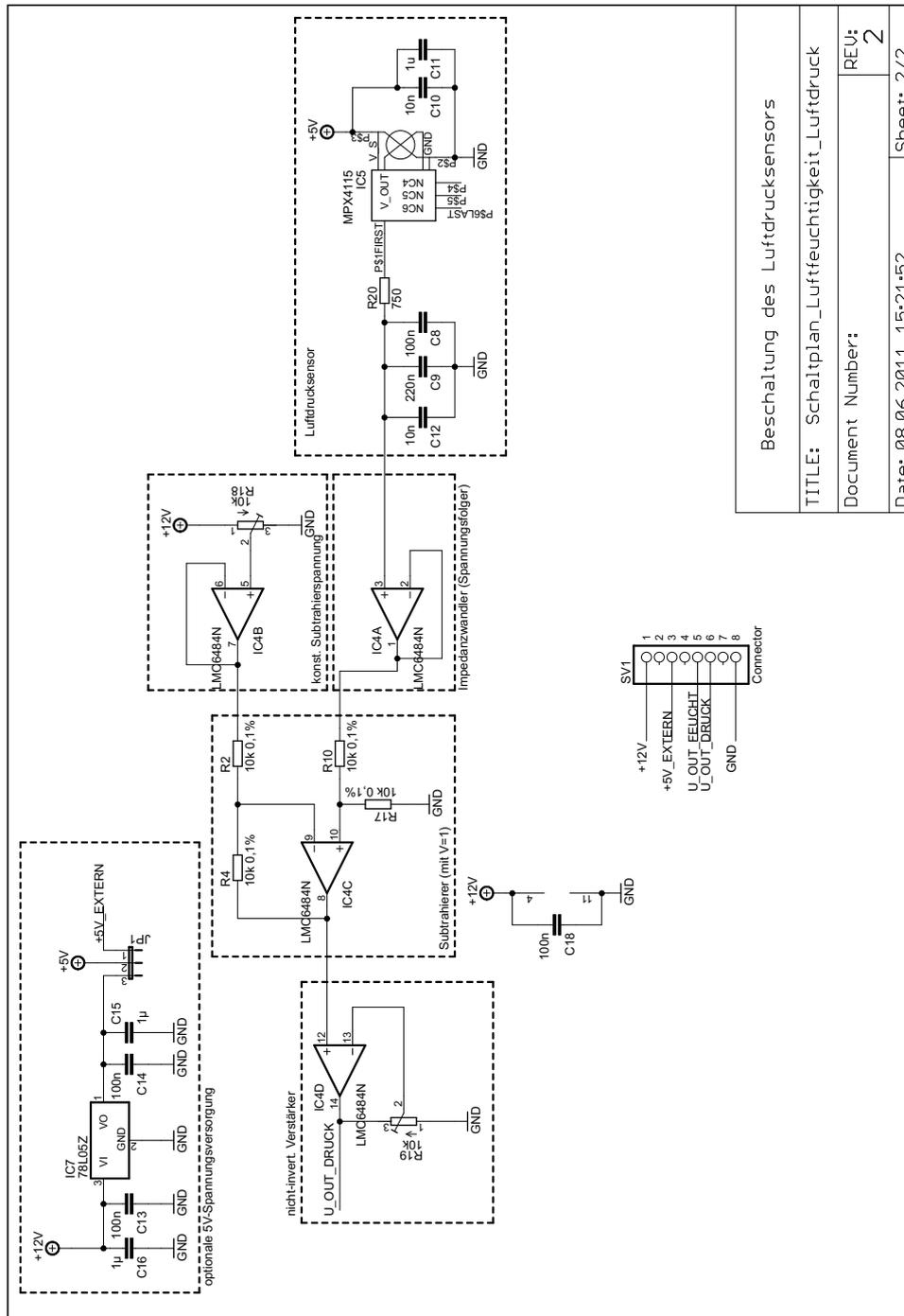
- 0V Gleichspannung entsprechen einem Druck von ca. 950 hPA
- 10V Gleichspannung entsprechen einem Druck von ca. 1100 hPA

Es ergibt sich für die Steigung der linearen Kennlinie $66.66667 \frac{mV}{hPa}$ oder $0,1V \hat{=} 1,5hPA$

Das Ausgangssignal der Drucksensorschaltung wird an Teile der Auswertung (Speicher, Prognose), sowie an Teile der Anzeige (Bargraph) weitergegeben.

von Sebastian Wendel

11.5.3 Schaltplan



Beschaltung des Luftdrucksensors	
TITLE:	Schaltplan_Luftfeuchtigkeit_Luftdruck
Document Number:	
REV:	2
Date:	08.06.2011 15:21:52
Sheet:	2 / 2

Abbildung 138: Schaltplan: Luftdruckmessung

11.5.4 Funktionsweise

Am Eingang der Schaltung liegt die Betriebsspannung $12V_{dc}$ an, die so von der Energie-Gruppe bereit gestellt wird. Der in der Schaltung verwendete Drucksensor MPX-4115A Case 867 von Motorola kann jedoch nur bei einer Betriebsspannung von $U_{DC} = 5.1V \pm 0.25V$ eingesetzt werden. Die Schaltung wurde so geplant, das zusätzlich für den Drucksensor die benötigten +5V angelegt werden können. Für den Fall das keine 5V Betriebsspannung zur Verfügung stehen, ist in der Schaltung die Erzeugung der 5V aus den 12V Betriebsspannung mit vorgesehen. Um die Möglichkeit zu haben die 5V Quelle zu ändern ist ein Jumper eingebaut. Um die 12V Spannung zu einer 5V Spannung zu ändern wird der Linearregler 78L05 von ST im TO-92 Gehäuse eingesetzt. In erster Linie dient der Linearregler zur Stabilisierung der Spannung und zur Rauschverminderung. Die Spannung am Ausgangspin des Linearreglers ist festgelegt, die Bezeichnung 05 am Ende gibt die Spannung an. Um die 5V zu erzeugen fallen also 7V Spannung an dem Linearregler ab, bei einem maximalen Ausgangsstrom von $I_O = 100mA$. Dabei muss man auf die Wärmeentwicklung am Bauteil selber aufpassen. Der Sensor der über den Linearregler versorgt wird, hat selber nur einen Eingangstrom von 7mA. Es fließen also nur 7mA, bei 7V die über dem Linearregler abfallen, entspricht das 49mW Leitung die verbraucht werden. Laut Datenblatt liegt die maximale Wärme Entwicklung in der Gehäuseumgebung bei 200 °C/W bei 49mW macht das 9,8 °C, damit liegt die Temperaturentwicklung im Bereich der Operations Temperatur und wird dem Bauteil nicht schaden.

Die eigentliche Luftdruckmessung vollbringt der MPX-4115A. Der Sensor selber ist ein "Integrated Silicon Pressure Sensor". Im wesentlichen besteht der Sensor laut Datenblatt aus drei Bereichen. Diese sind das Sensorelement selber, die Temperaturkompensation und "Gain Stage1(Verstärkerstufe1)", sowie die "Gain Stage2(Verstärkerstufe2)" und "Ground Reference Shift Circuitry". Das Grundprinzip des Sensorelements ist die Änderung des Widerstandes durch ausüben von Druck, in diesem Fall durch Luft hervorgerufen. In dem Bauteil selber wird der Luftdruck also so verarbeitet, das am Ausgang eine Gleichspannung anliegt. Die Kennlinie für 5.1V ist im Datenblatt gegeben kann aber auch über die ebenso angegebene Formel:

$$V_{out} = V_S \cdot (0.009 \cdot P - 0.95) \pm (PressureError \cdot Temp.Factor \cdot 0.009 \cdot V_S) \quad (98)$$

alle hierfür wichtigen Werte sind im Datenblatt zu finden. Der wichtige und mit dieser Schaltung betrachtete Bereich der Kennlinie ist zwischen 3.9V und 4.6V. Das entspricht 950hPa bis 1100hPa. Der Normaldruck liegt bei ca. 1023hPa, der bisher in Deutschland niedrigste gemessene Wert liegt bei rund 954,9 hPa und der größte bisher gemessene bei 1060,6 hPa. Somit sollte der Messbereich genügend groß gewählt sein. Etwas mehr erscheint hier besser, damit bei auftretenden Problemen während der Anpassung z.B, das der Offset nicht ganz entfernt werden kann, oder die Kennlinie nach oben hin nicht voll angesteuert wird, Die "beschädigten Bereiche" für die Messung keine Rolle spielen.

Um ein möglichst rauscharmes Signal an die Operationsverstärker weiter zu geben wird hinter den Sensorausgang noch ein Tiefpass gesetzt. Der sozusagen dritte und letzte Teil der Druckmessungsschaltung befasst sich mit der Anpassung der Ausgangsspannung des Drucksensors an die im Schnittstellen Termin besprochen Kennlinie(0V-10V linear DC). Das Grundprinzip lässt sich zu folgendem zusammenfassen, es wird ein Offset abgezogen und die übriggebliebene Spannung so verstärkt, das sie die Kennlinie erfüllt. Der zu diesem Zweck verwendete OPV ist der LMC6484IN von National Semiconductor in der 14Pin Version, also vier Operationsverstärker in einem IC. Es folgt direkt hinter dem Sensorausgang ein Impedanzwandler um eine Belastung des Sensors zu vermeiden. Ein zweiter Impedanzwandler folgt dem Spannungsteiler bestehend aus einem $10k\Omega$ Potenziometer an dem die Betriebsspannung anliegt. Mittels diesem Spannungsteiler wird die abzuziehende Offsetspannung erzeugt, Sie liegt bei 3.9V. Dieser Offset wird abgezogen um ihn nicht mit zu Verstärken und den Messbereich besser auflösen zu können. Das Sensorsignal wird nun auf den Nicht-Invertierenden Eingang des OPV, der als Subtrahierer geschaltet ist gelegt, und die Offsetspannung auf den invertierenden Eingang. Damit genau diese Spannung abgezogen wird, muss die Subtrahiererschaltung so dimensioniert sein das der Verstärkungsfaktor für beide Spannungen Eins ist. Die Formel für die lautet:

$$U_A = \frac{(R_3 + R_4) \cdot R_2}{R_3 \cdot (R_1 + R_2)} \cdot U_{E1} - \frac{R_4}{R_3} \cdot U_{E2} \quad (99)$$

Hierzu werden $10k\Omega$ Präzisionswiderstände mit 0.1% Abweichung verwendet. Das letzte Ziel dieser Anpassungsschaltung ist es nun, die Spannungswerte die sich nach dem abziehen des Offsets ergeben,

das sind 0-700mv auf die endgültige Kennlinie von 0V-10V zu verstärken. Es wird ein OPV als nicht invertierender Verstärker beschaltet und mit einem $10k\Omega$ Potenziometer dimensioniert. Dies herhält die Möglichkeit den den Verstärkungsfaktor anpassen zu können. Es muss eine Verstärkungsfaktor von 14.286 eingestellt werden um die gewünschte Kennlinie zu erhalten. Die Formel für die Verstärkung lautet:

$$V = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (100)$$

Um den störungsfreien Betrieb möglichst gut aufrecht zu erhalten befinden sich zu dem an allen drei IC-Bauteilen die notwendigen Abblockkondensatoren. Die dazu gehörige Schaltung ist in Abbildung 138 zu sehen. ^{18 19 20 21 22 23 24}

von Sebastian Wendel

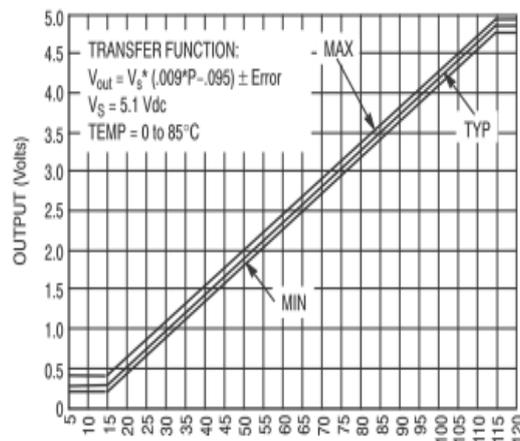


Abbildung 139: Drucksensors mit Ausgangskennlinie

- 18 <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MPX4115A.pdf>
 19 <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/22687/STMICROELECTRONICS/78L05.html>
 20 <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS011714.PDF>
 21 http://www.projektlabor.tu-berlin.de/uploads/media/nuetzliche_informationen_2011_04_14.pdf
 22 <http://www.prolab.tu-berlin.de/onlinekurs/schaltungshilfe/nichtinvertierender-verstaerker.htm>
 23 <http://www.prolab.tu-berlin.de/onlinekurs/schaltungshilfe/subtrahierer.htm>
 24 <http://www.projektlabor.tu-berlin.de/menue/onlinekurs/>

11.5.5 Dimensionierung

Nach längerer Internetrecherche ist die Wahl auf den Drucksensor MPX-4115A gefallen. Dieser eignet sich für die Messung des Luftdrucks gut, wegen seiner linearen Kennlinie und seinem Messbereich. Der Messbereich enthält die Werte für den minimalsten und maximalsten bisher gemessenen Luftdruck in Deutschland, sodass der jeder realistische Wert aufgenommen werden kann. Der Sensor benötigt $5.1V_{dc} \pm 0.25V_{dc}$ Betriebsspannung. Es stehen $12V_{dc}$ zur Verfügung. Um daraus die gewünschten rund $5V_{dc}$ zu erzeugen wurde der Linearregler 78L05 verbaut. Das Bauteil liefert bei $12V_{dc}$ Eingangsspannung $5V_{dc}$ stabile Ausgangsspannung. Die passende Beschaltung steht im Datenblatt. Der Tiefpass der eingesetzt wird um das Rauschen auf dem Ausgangssignal des Sensors zu minimieren, besteht aus einem 750Ω Widerstand und einem 330nF Kondensator. Da so ein Kondensator im Bauteillager nicht vorhanden war, wurde er durch drei parallel geschaltete Kondensatoren erzeugt ($220\text{nF}, 100\text{nF}, 10\text{nF}$). Um die Ausgangsspannung des Drucksensors auf die zu übertragende Kennlinie (0V-10V linear DC) anzupassen wurde noch der nicht invertierende Subtrahierer und der nicht invertierende Verstärker dimensioniert. Es werden $10\text{k}\Omega$ Präzisionswiderstände benutzt um den Subtrahierer auf den Verstärkungsfaktor Eins einzustellen. Für den Spannungsteiler der zur Einstellung die abzuziehende Spannung benutzt wird verwendet man ein Potenziometer mit $10\text{k}\Omega$. Um den Verstärkungsfaktor noch im nach hinein anpassen zu können verbaut man im nicht invertierenden Verstärker ein Potenziometer mit $10\text{k}\Omega$. Als OPV für den Verstärker und Subtrahierer ist die Wahl auf den LMC6484IN gefallen. Es ist ein Rail-to Rail OPV, so dass fast der gesamte Spannungsbereich angesteuert wird, ebenso ist Single Supply möglich. Das ist für die Schaltung wichtig da nur $+12V_{dc}$ als Betriebsspannung zur Verfügung stehen.

von Sebastian Wendel

11.5.6 Simulation

Die folgende Simulation veranschaulicht das Verhalten der Teilschaltung zum anpassen der Kennlinie des Drucksensors. Die simulation selber wurde mit PSpice erstellt. Es treten keine Fehler auf. Die Schaltung erfüllt also genau die vorhergehenden Überlegungen. In Abb. 140 ist die in PSpice aufgebaut Anpassungsschaltung zu sehen und in 141 die dazugehörigen drei Kennlinien. Die unterste Kennlinie in Abbildung 141 beschreibt die Sorsorausgangsspannung in 0.05V Schritten gesteigert. Die mittlere Kennlinie zeigt den Verlauf des selben Spannungsanstieges nach dem Subtrahierer. Es wurde also der Offset von 3.9V abgezogen, um nun nur den interessanten Bereich der Kennlinie ($3.9\text{V}-4.6\text{V}$) zu verstärken. Die obere der drei Kennlinien spiegelt nun die Ausgangskennlinie der gesamten Drucksensorschaltung wieder. Der nach dem Subtrahierer anliegende Spannungsbereich von einigen 100mV wird so auf eine Kennlinie von $0\text{V}-10\text{V}$ angepasst.

von Sebastian Wendel

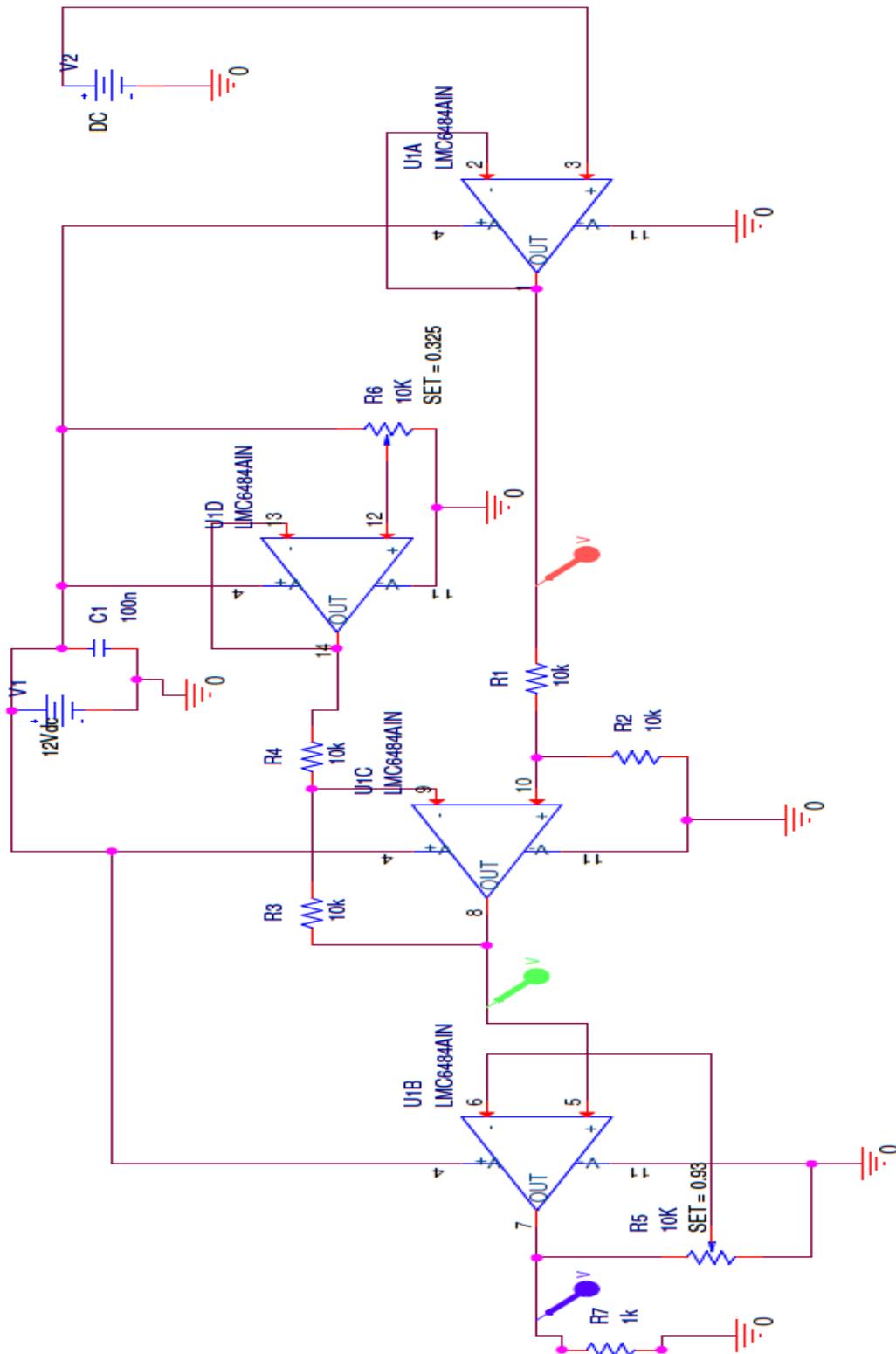


Abbildung 140: Simulationsschaltung: Drucksensor-Kennlinienanpassung

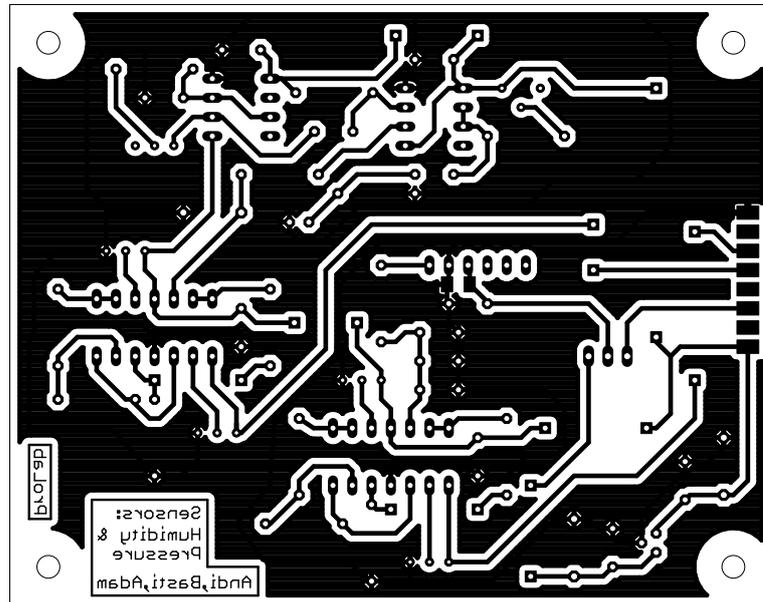


Abbildung 142: Kopiervorlage: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck (ohne Bohrhilfe)

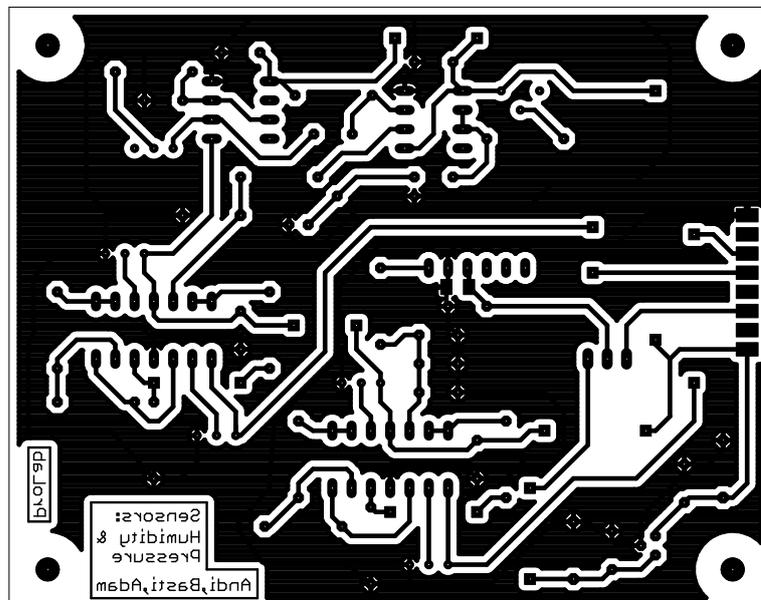


Abbildung 143: Kopiervorlage: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck (mit Bohrhilfe)

11.5.7 Luftfeuchtigkeit und Luftdruck: Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

Die Abbildung 142 stellt Platinen Layout vor. Die Platine ist einseitig belegt, solche Lösung hat den ganzen Herstellungsprozess vereinfacht. Links am Rande befindet sich ein Stecker, indem 5 pins belegt sind. Pin 1 ist mit der 12V Versorgungsspannung verbunden. Die Platine kann man auch mit einer externen 5V Spannung betreiben. Wenn man diese Möglichkeit nicht nutzt, dann wird der Zweig mit einem 5V- Spannungsregler kurzgeschlossen. Die externe Spannungsquelle schließt man an pin 3. Weiterhin ist pin 8 mit der Masse verbunden. Die Sensorausgänge sind an pins 5 und 6 angeschlossen. Luftfeuchtigkeitssensor ist mit pin Nummer 5 verbunden, Luftdruck mit pin Nummer 6. Beim Layout sind die beiden Sensoren räumlich abgetrennt. Der Luftdrucksensor kann ganz schnell relativ viel Strom abnehmen. Folglich wird dann auch automatisch die Spannung rasant aufsteigen. Ein SMD- Kondensator entkoppelt den Luftdrucksensor und verhindert den unerwünschten Effekt. Auf der Platine gibt es nur 12 Brücken und 158 Löcher. Die Schaltung verbraucht 250mW.

von Adam Bednarski

11.5.8 Bauteilliste

Bauteil	Wert
C_1, C_2	1nF
C_3, C_5, C_6	100nF
$C_4, C_{11}, C_{15}, C_{16}$	1 μ F
C_7	HS07
$C_8, C_{13}, C_{14}, C_{17}, C_{18}$	100nF
C_9	220 nF
C_{10}, C_{12}	10nF
$R_1, R_3, R_5, R_{12}, R_{18}, R_{19}$	10k Ω
R_2	10k Ω 0.1%
$R_4, R_{10}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}$	10k Ω 0.1%
R_6	22k Ω
R_7	120k Ω
R_8	1k Ω
R_9	10M Ω
R_{11}	50k Ω
R_{20}	750 Ω
IC_1	TS555IN
IC_2	TS555IN
IC_3	LMC6484N
IC_4	LMC6484N
IC_5	MPX4115A

Tabelle 26: Bauteilliste: Luftfeuchtigkeit/Luftdruck

von Adam Bednarski

11.5.9 Bilder zum Testaufbau und der fertigen Platine

In Abb. 145 ist der Testaufbau der Schaltung zur Luftfeuchtigkeitsmessung auf einem Steckbrett dargestellt. Um das Verhalten der Schaltung über den gesamten Messbereich zu testen, wurde die Sensorkapazität mit einem Drehkondensator simuliert. Die Schaltung zur Kennlinienanpassung wurde nach dem Test der Luftfeuchtigkeitsmessung auch für den Testaufbau des Luftdrucksensors verwendet (Schaltungen sind identisch).

In Abb. 146 ist ein Foto der fertigen Platine für die Messung von Luftfeuchtigkeit und Luftdruck dargestellt. Die beiden Sensoren sind auf Sockel aufgesteckt. Die Platine wird über den Pfostenstecker mit

den anderen Komponenten der Wetterstation verbunden. Sie benötigt eine Betriebsspannung von +12V und gibt die Werte für den Luftdruck und die Luftfeuchtigkeit als analoge Spannungswerte (0..10V) aus.

von Andreas B.

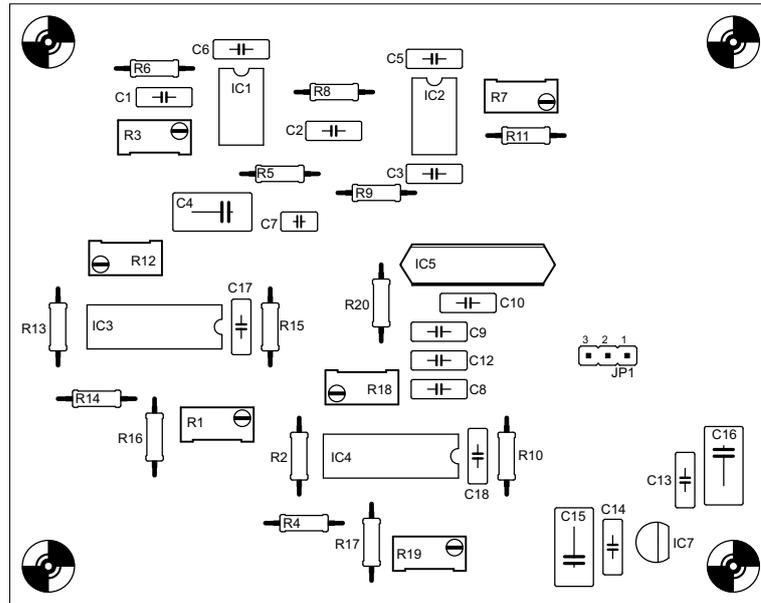


Abbildung 144: Bestückungsplan

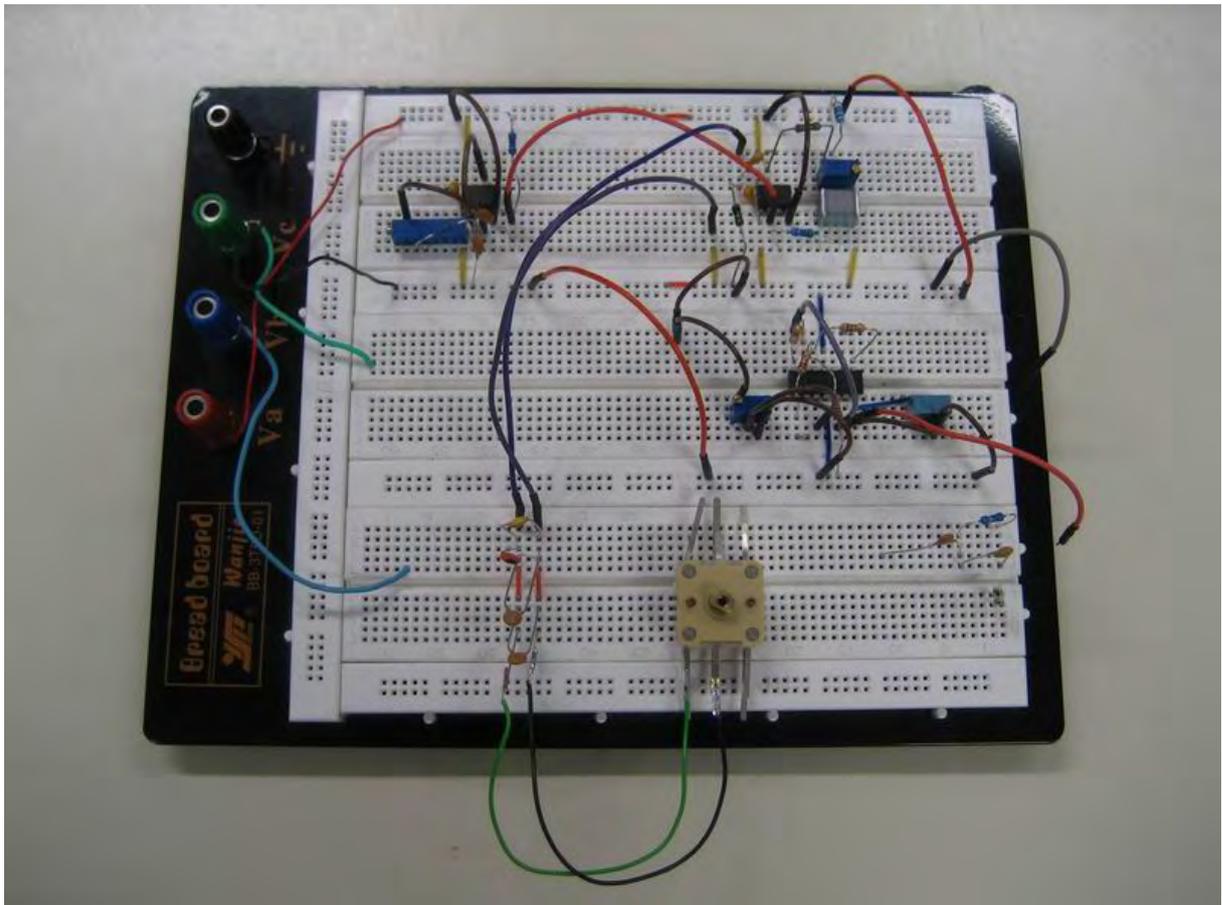


Abbildung 145: Testaufbau der Schaltung zur Luftfeuchtheitsmessung auf einem Steckbrett

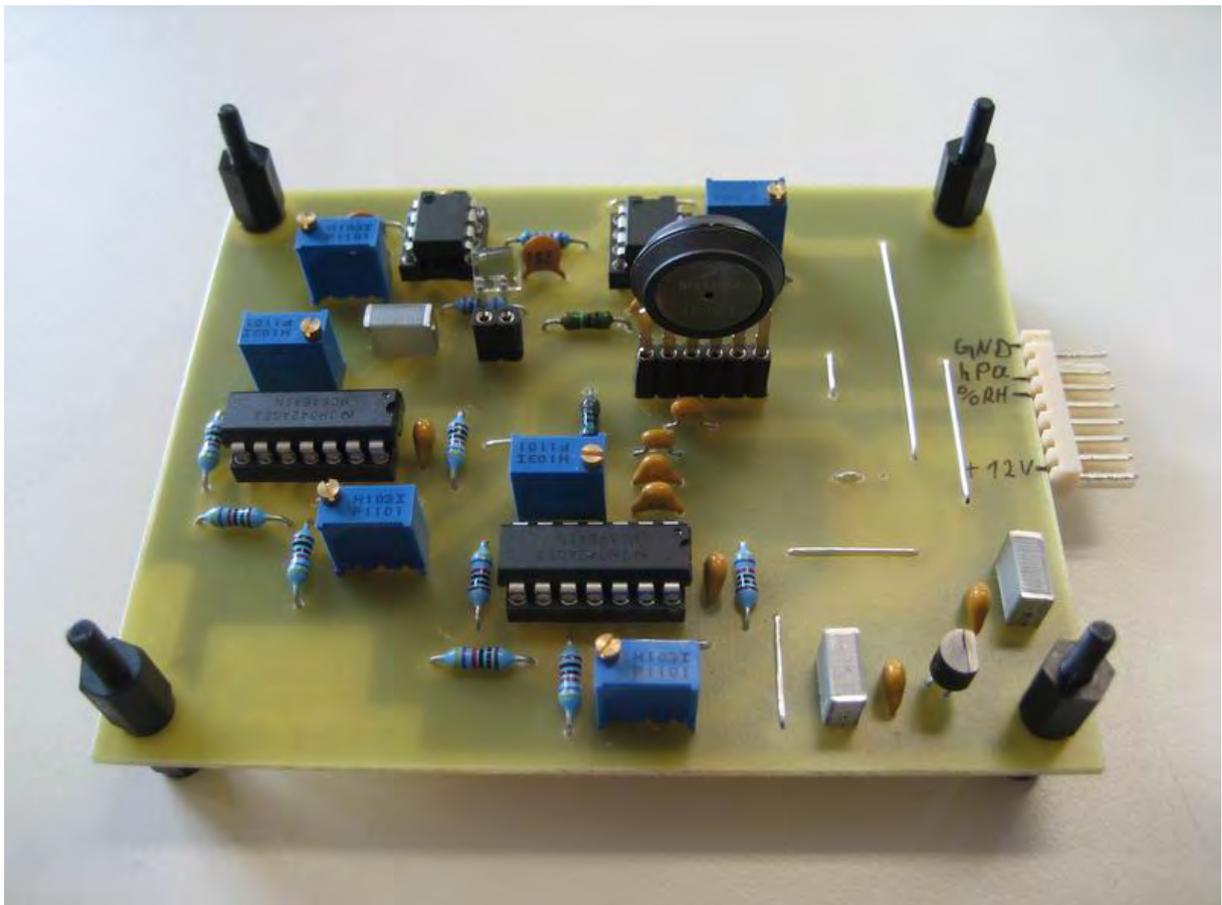


Abbildung 146: Platine für die Messung von Luftfeuchtigkeit und Luftdruck

12 Anzeige

12.1 Allgemein

12.1.1 Teilnehmerliste

Magdalene Busuru, Asmaa Yaman, Frederik Gräfe, Karim Last, Mohamed Mansour, Matthias Dietsch und Tabea Kenawi

Betreuer: Johannes Twittmann, Stephan Fähse (während LCD Herstellung)

12.1.2 Blockschaltbild

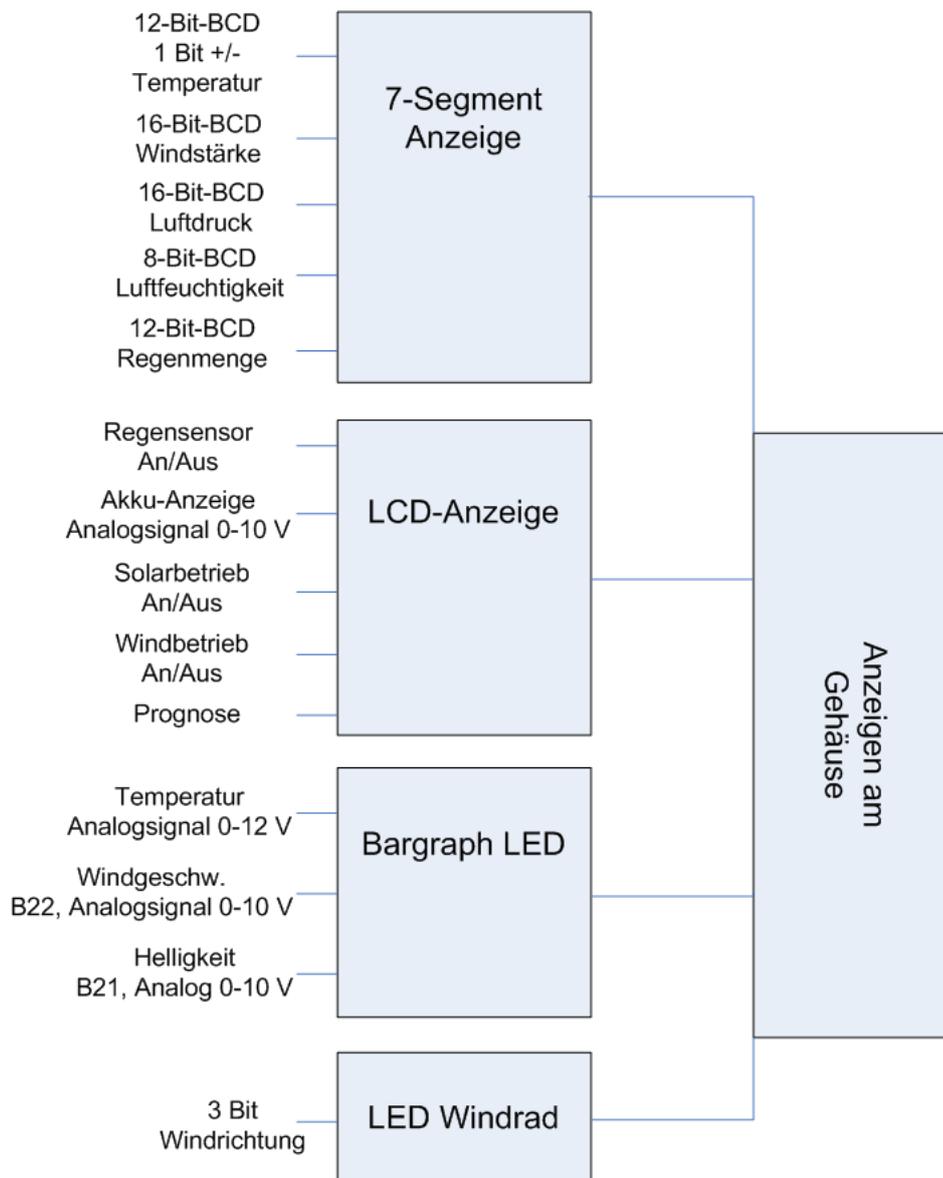


Abbildung 147: Blockschaltbild: Anzeige

12.1.3 Aufgabenstellung

Die Aufgabe dieser Gruppe ist es, die aufbereiteten Signale (Spannungen und Binärcodes) so zu schalten, dass der Benutzer auf einen Blick sieht, wie zurzeit das Wetter ist.

Bei dem ersten Termin wurde zunächst die Gruppe in drei Kleingruppen unterteilt, die an Bargraph- und LED-Anzeigen, LC-Displays und 7-Segmentanzeigen arbeiten (s. Abb. 147). Ferner wurde beschlossen, eigene LC-Displays herzustellen, die verwendet werden, um den Akkuladestand, den Regensensor, die aktuelle Versorgungsquelle und die Prognose zu visualisieren (Herstellungsverfahren siehe Kap. 12.4.9 ab S. 205).

von Matthias Dietsch

12.2 7-Segmentanzeige

12.2.1 Schaltungsbeschreibung

Damit die ausgewerteten Messergebnisse auch für den Menschen lesbar sind, müssen die zumeist analogen Signale von der Auswertungsgruppe in digitale umgewandelt werden. Im selben Zuge wird jede Ziffer in ein 4-Bit BCD-Word übersetzt und dann an die Anzeige übergeben. Mittels eines Stereo-7-Fach-Drehschalter wird die zu anzeigende Einstellung vorgenommen. Eine direkte Schnittstelle zu der Analog-Digital-Wandlungs-Schaltung der Auswertungsgruppe verbindet den Ausgang des MEGA8 mit mehreren BCD-7-Segment-Decoder-ICs. Diese schalten gemäß ihrer Logiktablelle die entsprechenden Leitungen auf High und versorgt somit die nachgeschaltete 7-Segment-Anzeigen, welche sich auf der Frontplatine befinden und mittels eines acht Adrigen Kabel verbunden und versorgt.

von Karim Last

12.2.2 Schnittstellen

Da die Dekodierschaltung recht klein ist, ist diese mit auf einer Platine der Auswertungsgruppe. Um dies zu Realisieren haben wir uns auf folgende Belegung geeignet. Als High-Signal werden alle Werte über 4.95 V gewertet und alle Signale unter 0.7 V werden als Low interpretiert. Dies ist unüblich und wird im Abschnitt Pegelproblematik genauer erörtert.

- Die Pins 1-4 sind für die erste Ziffer, also von rechts gelesen. Für den Fall, dass Nachkommastellen gezeigt werden, wäre dies die richtige Ziffer.
- Die Pins 5-8 für die zweite Ziffer, 9-12 dritte Ziffer
- Die Steckverbindung J1 und J2 sind für den Drehschalter, damit hier ein zu Verarbeitendes Signal an die Schaltung übergeben wird und ob es sich um einen negativen Wert handelt.

12.2.3 Schaltplan

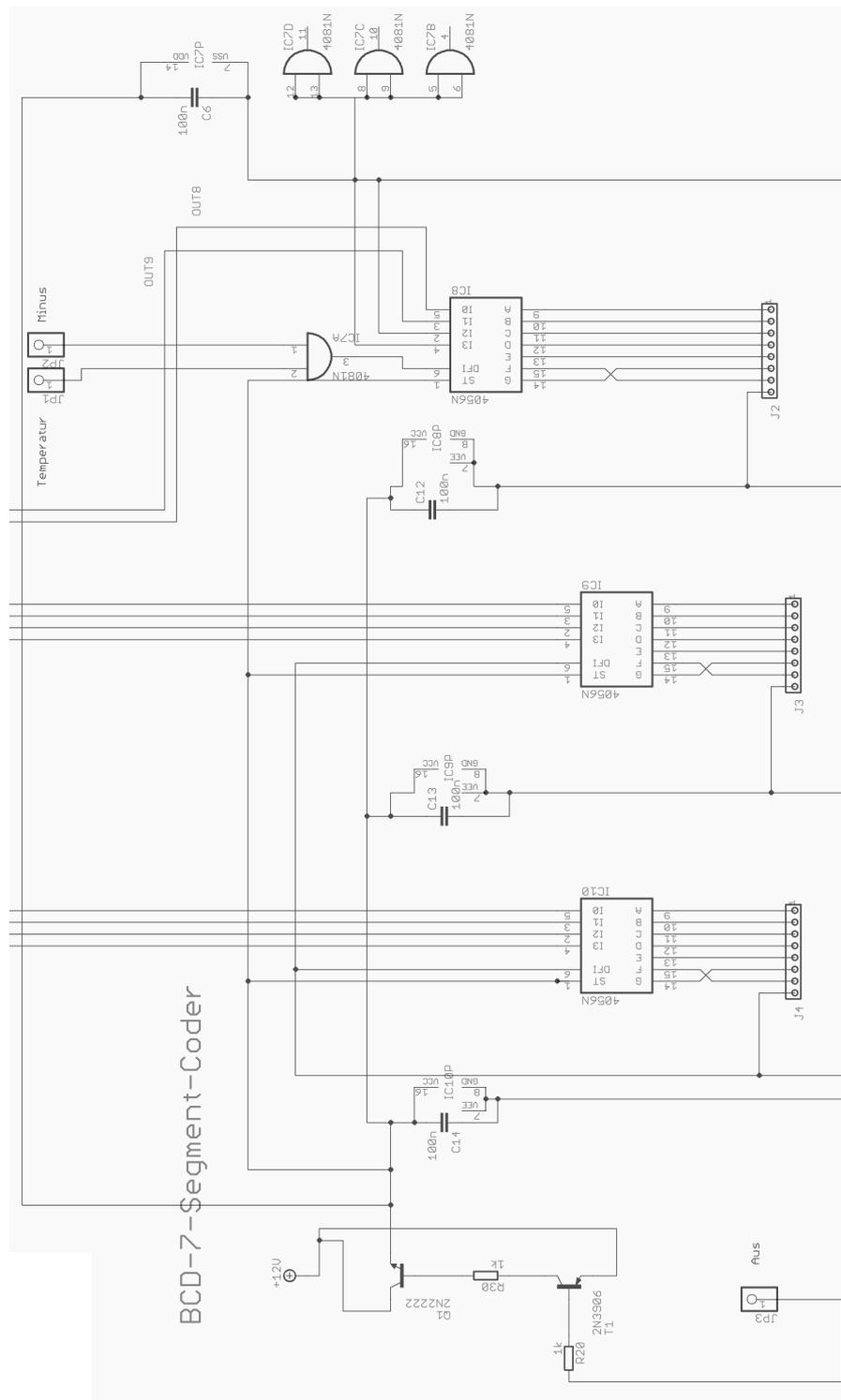


Abbildung 148: Schaltplan: Dekodierschaltung

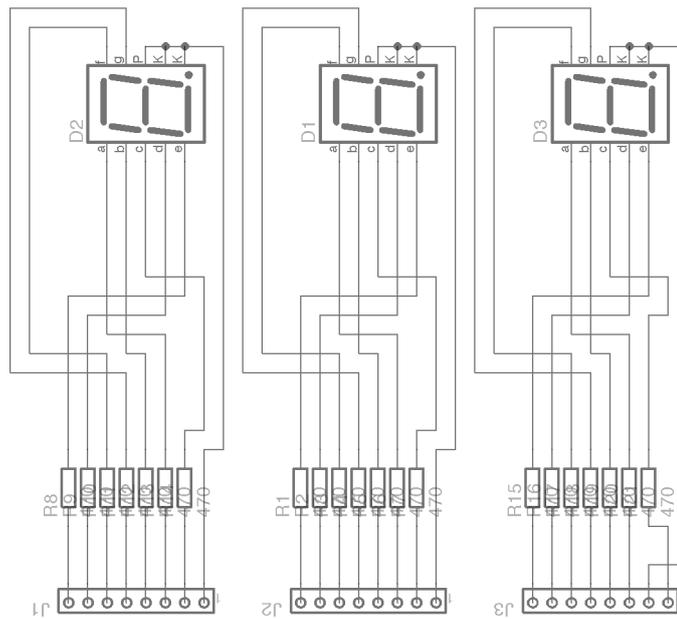


Abbildung 149: Schaltplan: 7-Segment-Anzeige

12.2.4 Funktionsweise

Die Auswertungsgruppe generiert ein BCD-Signal und übergibt dies an die Anzeigegruppe. Das BCD-Signal baut sich nach dem 8-4-2-1 Prinzip auf. Je vier Bit stellen eine Dezimalziffer dar. Der BCD-Decoder-to-7-Segment übersetzt je eine Ziffer in ein Format, welches direkt benutzt wird um die 7-Segment-LED-Anzeige zu betreiben. Es sind also vier Leitungen für eine Ziffer nötig. Wie in der Wertetabelle zu erkennen ist können so mindestens die Ziffern 0 bis 9 dargestellt werden. Z_1 bis Z_4 sind die Eingänge, d.h. liegt hier eine Spannung über 4.95 V wird ein High-Signal (H) interpretiert, bei unter 0.7 V wird ein Low-Signal (L) interpretiert (s. Tab. 27 auf S. 186). Y_1 bis Y_7 sind die Ausgänge, die mit 11.95 V bei einem H-Signal und mit 0.7 V ein L-Signal ausgeben.

Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Y_1	Y_2	Y_3	Y_4	Y_5	Y_6	Y_7	Ziffer
L	L	L	L	H	H	H	H	H	H	L	0
L	L	L	H	L	H	H	L	L	L	L	1
L	L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	2
L	L	H	H	H	H	H	H	L	L	H	3
L	H	L	L	L	H	H	L	L	H	H	4
L	H	L	H	H	L	H	H	L	H	H	5
L	H	H	L	L	L	H	H	H	H	H	6
L	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	7
H	L	L	L	H	H	H	H	H	H	H	8
H	L	L	H	H	H	H	L	L	H	H	9

Tabelle 27: Wertetabelle des BCD to 7-Segment LED Decoders

Des Weiteren gibt es eine Standby-Funktion, liegt kein Signal an JP3 wird die Anzeige stark gedimmt. Die Anzeige selbst wird auf einem weiteren Board, welches an die Frontplatte befestigt wird, bestückt. Diese besteht nur aus den Zuleitungen und Vorwiderständen für die 7-Segment-LED-Anzeigen. Jede Ziffer wird hier mit einen vier Adrigen Kabel mit Strom versorgt.

von Frederik Gräfe

12.2.5 Bauteilliste

Anzahl	Typenbezeichnung	Details
3	CD4056BN	BCD Decoder
1	CD4081BN	AND-Gatter für PlusMinusAnzeige
4	100 nF Kondensator	Um die ICs vor Stromschwankungen zu schützen
2	1 kΩ Widerstand	Vorwiderstände für die Steuerung des Standbys
21	470 Ω Widerstand	Vorwiderstände für die LEDs
6	8 Pin Stecker	Verbindung von der Dekodierungsschaltung zu den LED-Board
3	2 Pin Stecker	Schnittstellensteckpunkte für PlusMinusSignale
1	2n2222	Transistor Standbysteuern
1	2n3906	Transistor Standbysteuern
3	MAN70A	7 Segment LED Anzeige

Tabelle 28: Bauteilliste: 7-Segment-Schaltung

12.2.6 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

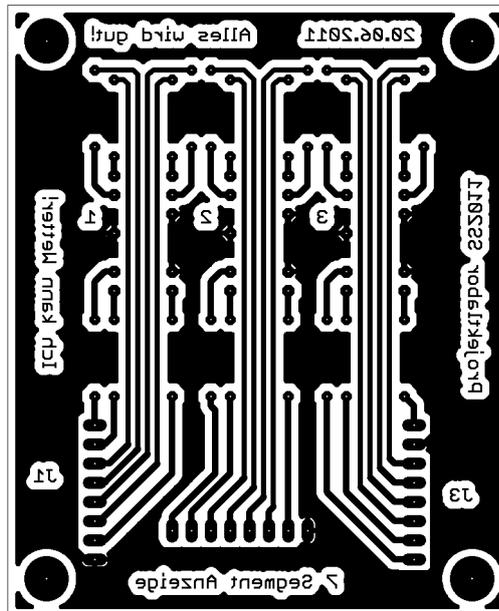


Abbildung 150: Kopiervorlage:7-Segment-Anzeige

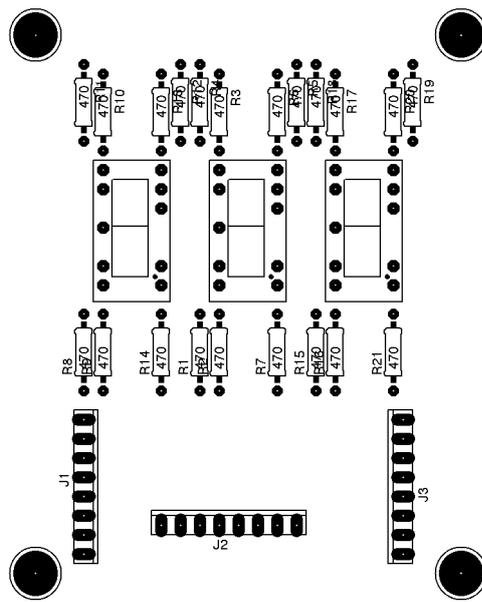


Abbildung 151: Bestückungsplan: 7-Segment-Anzeige

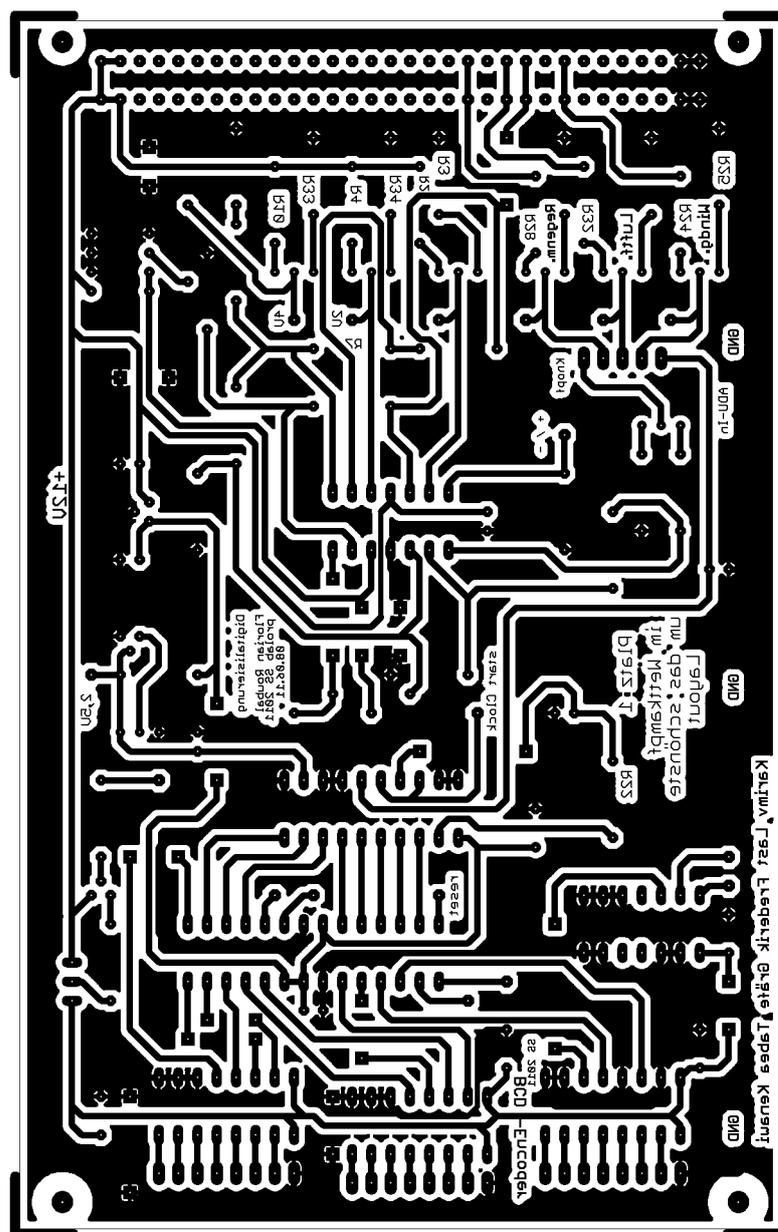


Abbildung 152: Kopiervorlage: 7-Segment-Anzeige

12.2.7 Pegelproblematik

Ursprünglich wurde vereinbart, dass ein High-Signal ab 10 V weiter gegeben wird. Leider ist im Laufe des Projekts aufgefallen, dass es keine kostengünstige Möglichkeit gibt die binären Signale in den benötigten BCD-Code umzuwandeln und dies bei 10 V zu belassen. Leichter und wesentlich kostengünstiger bewerkstelligt dies nun ein TTL-IC, welcher nur bis 4.95 V für ein High-Signal ausgibt. In dem folgenden Diagramm sind die gemessenen Werte, ab wann der benutzte IC (CD4056BN) ein High-Signal interpretiert und bis zu welchem Wert ein Low-Signal akzeptiert wird. Laut Hersteller sei dies bei unserer Betriebsspannung von 12 V erst bei 7 V. Die Messungen wurden im Labor bei etwa 20 °C bis 25 °C durchgeführt. Bei einer Betriebsspannung von 12 V wird bereits ab 4.7 V ein High-Signal akzeptiert und verarbeitet.

von Karim Last

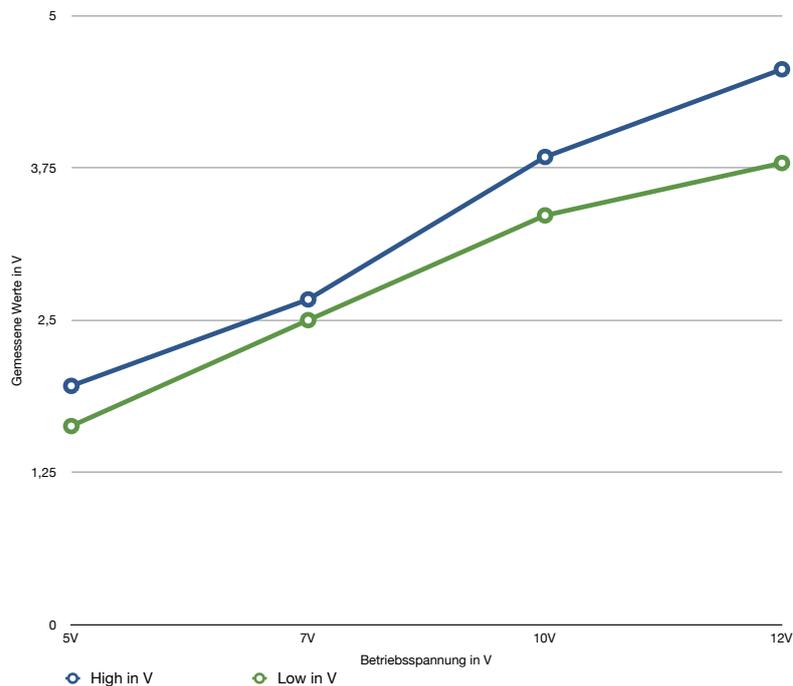


Abbildung 153: High-Low-Pegelmessung

12.3 Sonnenstunden

12.3.1 Schaltungsbeschreibung

Die Platine dient hauptsächlich der Ausbesserung von Schnittstellenfehlern, so dass sich auf der Platine viele einzelne Gruppen befinden. Es sind die Transferstecker zu den Frontplatinen enthalten, welche lediglich eine Übertragung der Bussignale realisieren. Desweiteren werden Signale für die LCD-Anzeige erzeugt. Zum einen wird das Regensignal invertiert, damit dieses anschließend auf *High* gesetzt ist, wenn es regnet und auf *Low* wenn es nicht regnet. Außerdem wird aus den Sensorsignalen Helligkeit und Windgeschwindigkeit jeweils ein Signal erzeugt welches angibt, ob die Wetterstation aktuell über Solarkraft, beziehungsweise Windkraft betrieben wird. Der größte Teil der Platine besteht aus einer Schaltung, die aus dem vierstelligem Binärsignal, welches die Sonnenstunden angibt, ein BCD-Signal erzeugt, welches die zusätzlichen 7-Segment-Anzeigen ansteuert. Hierfür ist eine Logik implementiert, die die vierstellige Binärzahl so zerteilt, dass anschließend zwei BCD-Signale für die jeweiligen Potenzen der Dezimalzahl weitergegeben werden können.

12.3.2 Schnittstellen

Bus	Signal
01	Versorgungsspannung
03-06	Nord, Ost, Süd, West (zur Windradplatine)
07-09	Regensignal, Solarkraftbetrieb, Windkraftbetrieb (zur LCD-Platine)
21	Luftdruck
23	Temperatur
24	Helligkeit
25	Windgeschwindigkeit
32	GND

Tabelle 29: Schnittstellen: Sonnenstunden

12.3.3 Schaltung

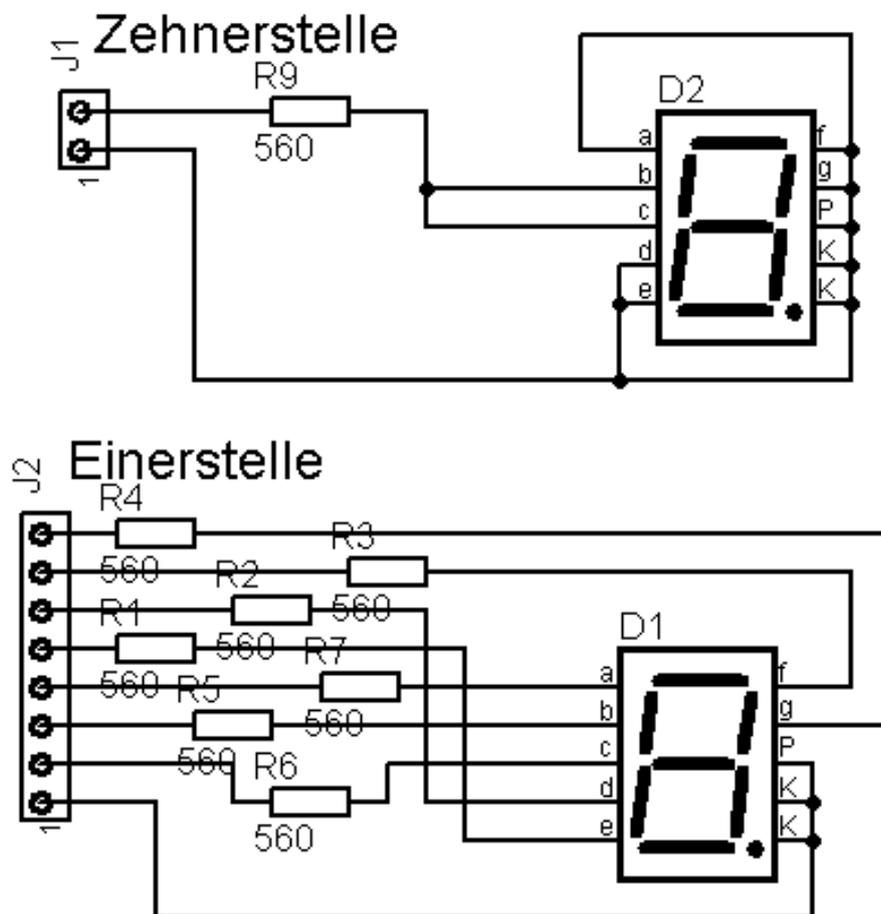


Abbildung 154: Schaltplan: Sonnenstunden

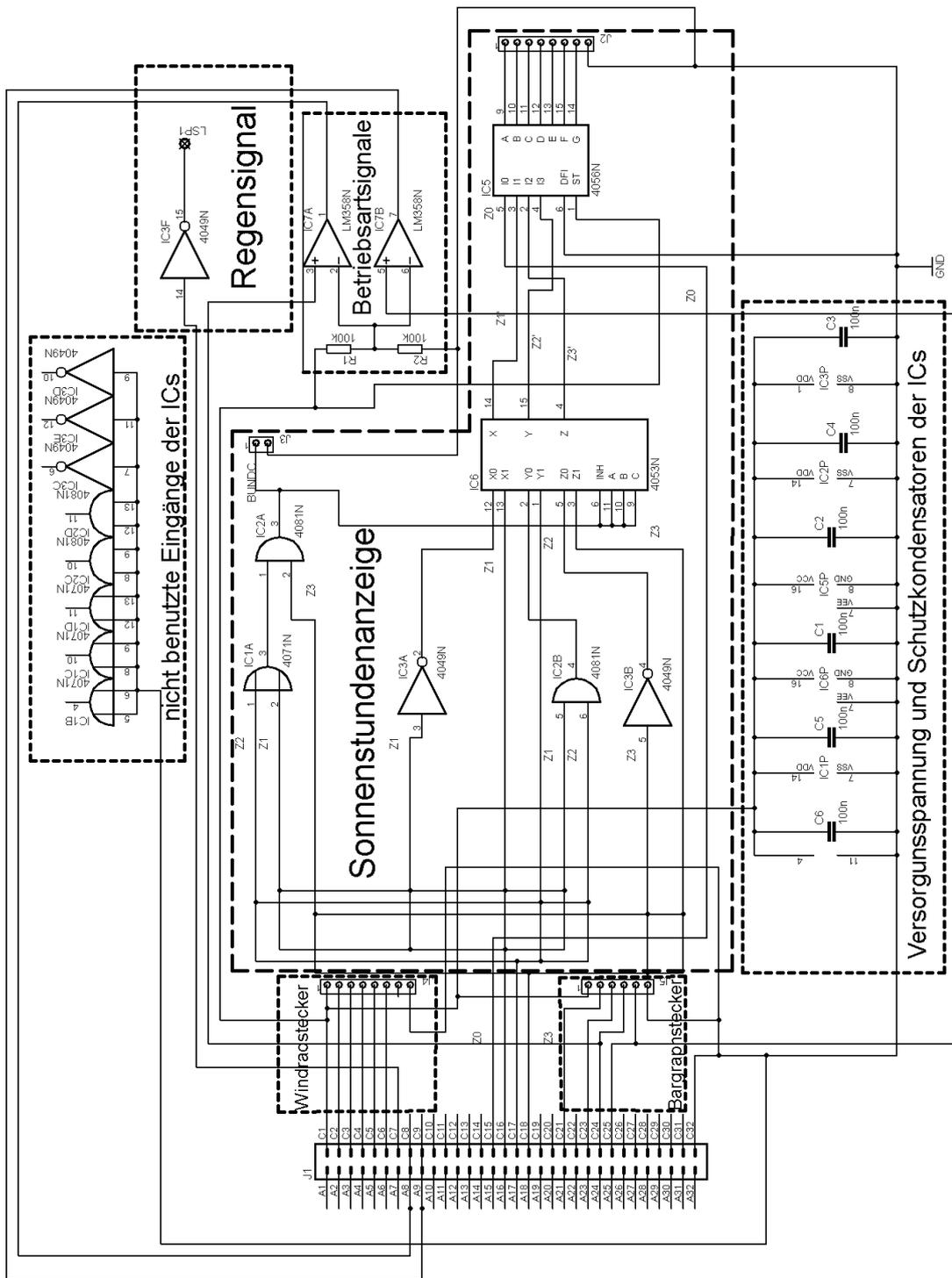


Abbildung 155: Schaltplan: Sonnenstunden

12.3.4 Funktionsweise

Für die Transferstecker zu den Frontplatten werden lediglich Leiterbahnen von den Busleitungen zu den jeweiligen Steckereingängen gezogen. Für das invertierte Regensignal wird das Regensignal vom Bus über einen Inverter invertiert und dann mit einem Pin abgegriffen. Für die Betriebsartsignale wird zunächst über einen Spannungsteiler eine Referenzspannung von 6 V abgegriffen. Für das Solarkraftsignal wird das Helligkeitssignal über einen OPV mit der Referenzspannung verglichen und der Ausgang

des OPVs auf Busleitung 8 gelegt. Für das Windkraftsignal wird analog das Windgeschwindigkeitssignal mit 6 V verglichen und der OPV-Ausgang auf Busleitung 9 gelegt.

Für die Logikschaltung wird zunächst ermittelt, ob das Binärsignal einer Dezimalzahl größer neun entspricht. Dafür werden zunächst die Signale z_1 und z_2 auf die Eingänge eines OR-Gatters gelegt und dessen Ausgang zusammen mit z_3 auf ein AND-Gatter. Der Ausgang des AND-Gatters ist immer dann *High*, wenn die Zehnerstelle des Dezimalsignals eins ist und *Low* wenn die Zehnerstelle null ist. Es wird zum einen auf einen Stecker gelegt, um damit auf der Frontplatte die Segmente B und C der linken Sieben-Segment-Anzeige anzusteuern, und zum anderen als Steuersignal für die nachfolgend beschriebenen Multiplexer verwendet.

Für die Einerstelle werden drei Multiplexer benötigt, das Signal z_0 bleibt unverändert. Für die Signale z'_1 und z'_3 werden die Signale z_1 und z_3 jeweils invertiert, wobei die dazugehörigen Multiplexer jeweils das nichtinvertierte Signal weiterleiten, wenn das Steuersignal *Low* ist, und das invertierte, wenn das Steuersignal *High* ist. Für das Signal z'_2 wird der Eingang des Multiplexers, welcher für den Fall, dass das Steuersignal *High* ist, weitergeleitet wird, mit dem Ausgang eines AND-Gatters beschaltet, an dessen Eingängen die Signale z_1 und z_2 liegen. Für den Fall, dass das Steuersignal *Low* ist, wird wiederum z_2 weitergegeben. Die Signale $z'_0 - z'_3$ werden mit einem BCD zu Sieben-Segment-Decoder verarbeitet und anschließend ebenfalls auf einen Stecker gelegt.

Auf einer zweiten Platine werden die so erzeugten Signale über Vorwiderstände auf die jeweiligen Eingänge der Siebensegmentanzeigen gelegt. Die gemeinsamen Kathoden sowie alle nicht benötigten Segmente der Zehnerstelle werden auf Masse gelegt.

Bei allen verwendeten ICs wurde jeweils ein Kondensator zur Versorgungsspannung parallel geschaltet um den IC vor Störeinflüssen zu schützen.

Binärsignal				Dezimal	BCD (Zehner)	BCD (Einer)			
z_3	z_2	z_1	z_0			z'_3	z'_2	z'_1	z'_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	
0	0	0	1	1	0	0	0	1	
0	0	1	0	2	0	0	1	0	
0	0	1	1	3	0	0	1	1	
0	1	0	0	4	0	1	0	0	
0	1	0	1	5	0	1	0	1	
0	1	1	0	6	0	1	1	0	
0	1	1	1	7	0	1	1	1	
1	0	0	0	8	0	1	0	0	
1	0	0	1	9	0	1	0	1	
1	0	1	0	10	1	0	0	0	
1	0	1	1	11	1	0	0	1	
1	1	0	0	12	1	0	1	0	
1	1	0	1	13	1	0	1	1	
1	1	1	0	14	1	0	1	0	
1	1	1	1	15	1	0	1	1	
				Logik:	$z_3 \cdot (z_2 + z_1)$				
				wenn 0 \Rightarrow		z_3	z_2	z_1	z_0
				wenn 1 \Rightarrow		$\overline{z_3}$	$z_1 \cdot z_2$	$\overline{z_1}$	z_0

Tabelle 30: Logiktablelle

12.3.5 Dimensionierung

Die Widerstände für den Spannungsteiler sind beide gleich groß, damit die Hälfte der Betriebsspannung abgegriffen werden kann. Es werden möglichst große Widerstände (100 k Ω) gewählt, um den Stromfluss zu minimieren. Die Vorwiderstände auf der Zweitplatine vor den Eingängen der Sieben-Segment-Anzeigen werden so gewählt, dass sie mindestens 500 Ω groß sind, da im Datenblatt angegeben ist, dass über die jeweiligen Segmente 2 V abfallen und maximal 20 mA fließen dürfen. Wenn über die Segmente jeweils 2 V abfallen folgt daraus, dass über die Vorwiderstände jeweils 10 V abfallen. Bei einem Strom

von 20 mA ergibt sich über das ohmsche Gesetz jeweils ein Vorwiderstand von $500\ \Omega$. Die nächst größeren, verfügbaren Widerstände haben $560\ \Omega$. Diese werden gewählt, weil man so keine Reihenschaltung benötigt, also Platz spart und der Strom noch ausreichend groß ist, so dass die Anzeige möglichst hell leuchtet.

12.3.6 Simulation

Unter Berücksichtigung des Zeitmanagements entfiel die Simulation, stattdessen gibt es einen Testaufbau, der sich wie erwartet verhält.

12.3.7 Bauteilliste

Tabelle 31: Bauteilliste: Sonnenstunden

Part	Wert	Device	Paket	Bibliothek
Hauptplatine:				
C1	100n	C050-025X075	rcl	
C2	100n	C050-025X075	rcl	
C3	100n	C050-025X075	rcl	
C4	100n	C050-025X075	rcl	
C5	100n	C050-025X075	rcl	
C6	100n	C050-025X075	rcl	
IC1		4071N	DIL14	40xx
IC2		4081N	DIL14	40xx
IC3		4049N	DIL16	40xx
IC4		TL074P	DIL14	linear
IC5		4056N	DIL16	40xx
IC6		4053N	DIL16	40xx
J1		VG64	19inch	
J2		10X08MTA	con-amp	
J3		10X02MTA	con-amp	
J4		10X08MTA	con-amp	
J5		10X06MTA	con-amp	
LSP1		LSP13	LSP13	solpad
R1	100k	0207/10	resistor	
R2	100k	0207/10	resistor	
Zweite Platine:				
D1		7SEG-MCKA	7SEGMENT	siebensegmentanzeige3
D2		7SEG-MCKA	7SEGMENT	siebensegmentanzeige3

auf der nächsten Seite geht es weiter ...

<i>Fortsetzung</i>				
Part	Wert	Device	Paket	Bibliothek
J1		MTA02-100	10X02MTA	con-amp
J2		MTA08-100	10X08MTA	con-amp
R1	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R2	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R3	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R4	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R5	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R6	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R7	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor
R9	560	R-EU_0207/10	0207/10	resistor

12.3.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

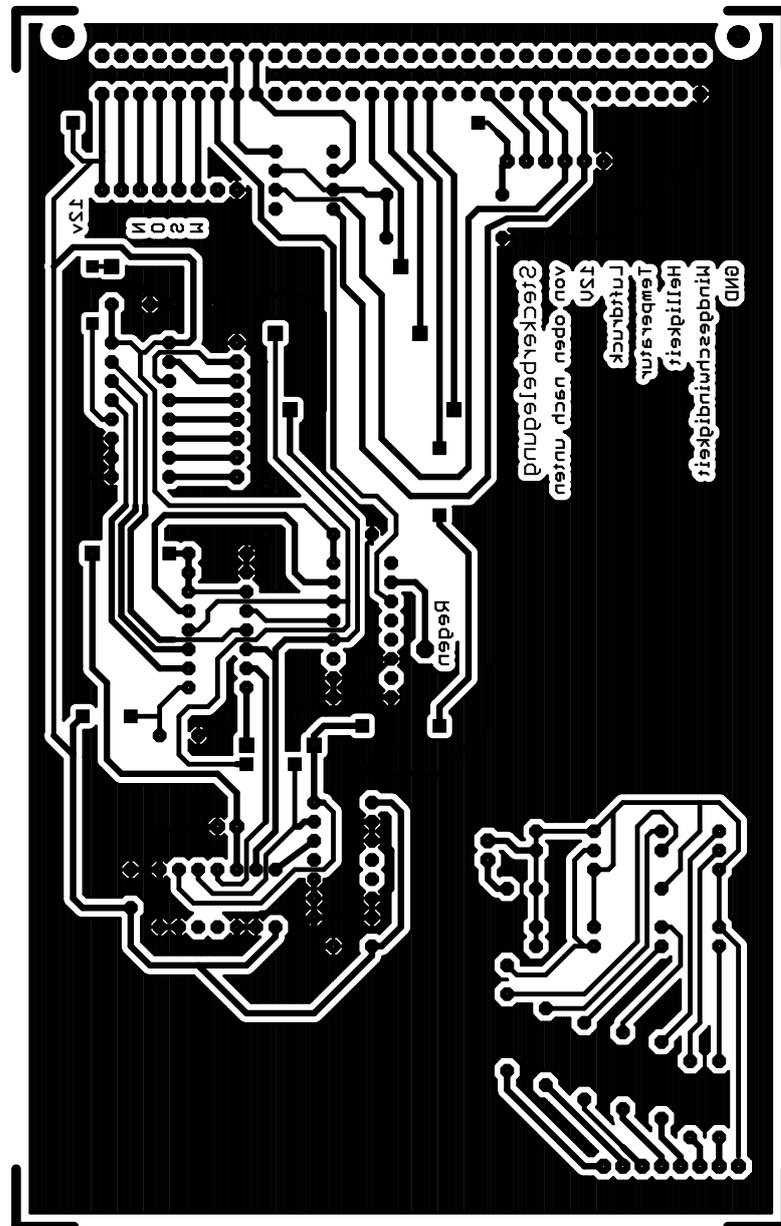


Abbildung 156: Kopiervorlage: Sonnenstunden

12.4 LCD

12.4.1 Schaltungsbeschreibung

Die LCD-Gruppe besteht aus Magdalene und Matthias, deren Hauptaufgabe in der Herstellung und der Ansteuerung zweier LC-Displays liegt.

Warum eigene Displays? Während des ersten Gruppentermins wurde sich dafür entschieden, eigene LCDs zu fertigen, da spezielle Symbole dargestellt werden sollen, die ohne Grafikcontroller sehr schwierig in der Ansteuerung gewesen wären. LCD haben auf Grund ihrer geringen Leistungsaufnahme einen sehr geringen Verbrauch und eignen sich ergo gut für das immer wichtiger werdende Ziel, stromsparende Geräte zu entwickeln.

Die erste Aufgabe bestand in der Realisierung einer geeigneten Schaltung für die Ansteuerung des LCD. Um zu verhindern, dass sich die Flüssigkristalle langsam zersetzen, müssen diese mit einer mittelwertfreien Wechselspannung von etwa 40 Hz betrieben werden; verfügbar ist jedoch nur 12 V-Gleichspannung.

von Matthias Dietsch

Die Schaltung zum Betrieb der selbstgemachten Flüssigkristallanzeige besteht aus 3 Hauptteilen:

Dreieck-Rechteckgenerator: Dieser Teil besteht aus 2 Operationsverstärkern (OPV), 3 Widerständen und einem Kondensator. Je nachdem, wo man den Ausgang anschließt, bekommt man entweder einen rechteckförmigen oder dreieckförmigen Spannungsverlauf. Diese Schaltung wird mit der Dreiecksspannung betrieben. Der Kondensator, der parallel zum zweiten OPV geschaltet ist (C_1), reguliert die Frequenz des Signals. Vor dem Eingang des ersten OPV ist ein Spannungsteiler als virtuelle Masse angeschlossen, damit die Spannung zwischen 0 V und 6 V schwingt. Das LCD soll nicht mit weniger als 4.5 V Wechselspannung betrieben werden. Der Kondensator am Ausgang des 2. OPVs (C_2) macht die Ausgangsspannung mittelwertfrei: Sie schwingt dann potentialfrei.

Prognose-Spannungsteiler, Komparator und Logik: Die Anzeige der Wetterprognose hängt vom Spannungspegel auf der Busleitung 26 ab. Zur Auswertung dieses Signals ist eine Komparator-Kette an dieser Leitung und ein Spannungsteiler angeschlossen. Ab dieser Stufe gehen die Signale durch exklusive-oder (XOR) Gatter, die bestimmen welches Zeichen angezeigt wird.

npn-Schalter mit Vorwiderstände: Die Leitungen der Signale, die angezeigt werden sollen, werden mit Vorwiderstände an die Basisanschlüsse von npn-Transistoren geführt. Sobald ein Signal anliegt, wird die Betriebsspannung vom LCD durchgeschaltet und das dazugehörige Zeichen wird angezeigt.

Dazu sind noch 100 nF Schutzkondensatoren parallel zum Versorgungseingang jedes ICs angeschlossen. Diese dienen zur Stabilisierung der Spannung.

von Magdalene Busuru

12.4.2 Schnittstellen

Bus	Signal	
01	Versorgungsspannung	12 V
07-13	Akkustand, Wind, Solar, Regen	jeweils 0 V \vee 12 V
26	Prognose	0 V..10 V in 6 Schritten
31	GND	GND

Tabelle 32: Schnittstellen: LCD

12.4.3 Schaltung

Der Schaltungsaufbau befindet sich auf den folgenden Seiten.

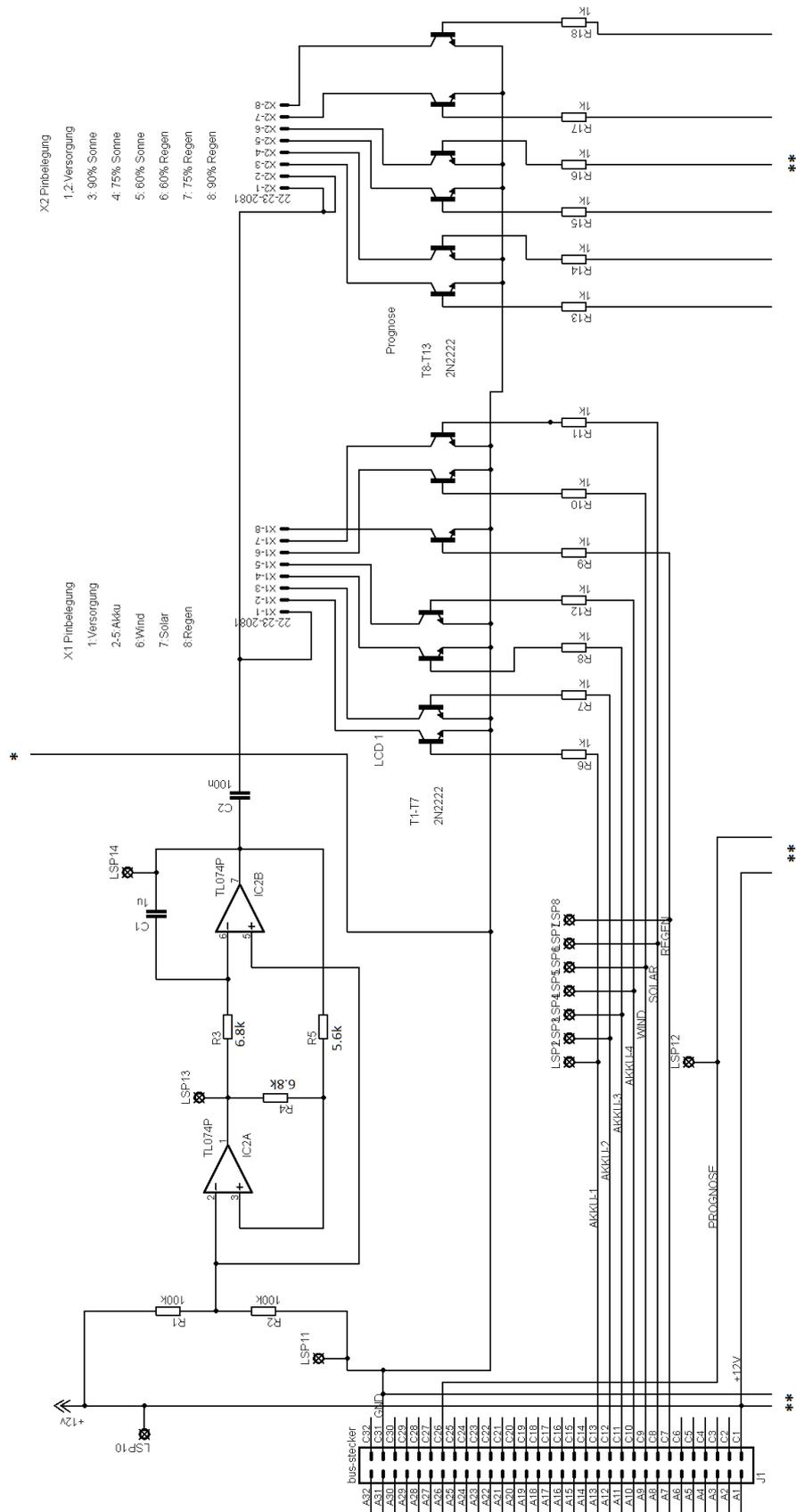


Abbildung 158: Schaltplan: LCD I

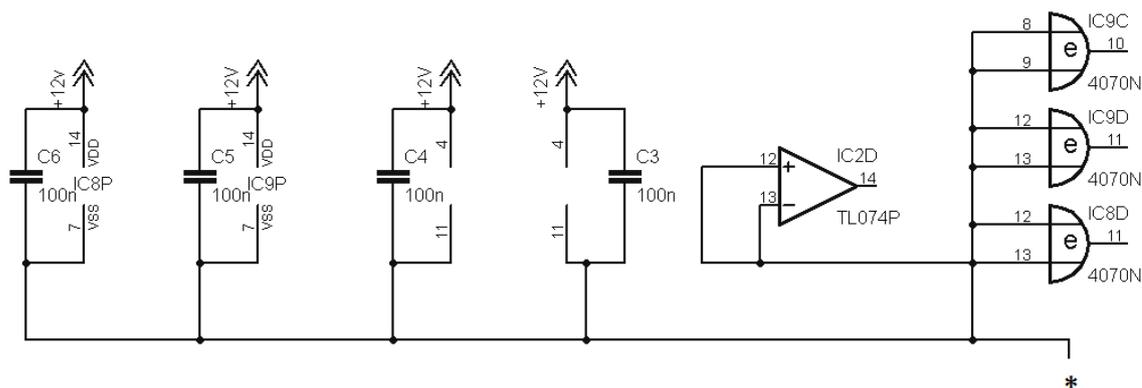


Abbildung 159: Schaltplan: LCD - Fortsetzung (*)

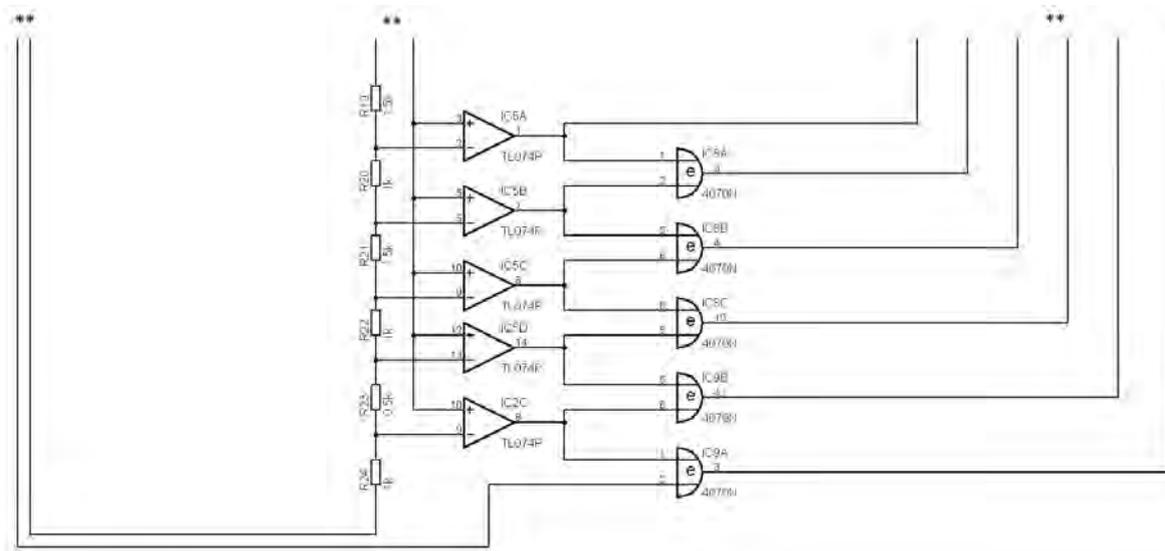


Abbildung 160: Schaltplan: LCD - Fortsetzung (**)

12.4.4 Funktionsweise

Mit Hilfe der in Abb. 158 auf Seite 199 gezeigten Schaltung lässt sich qua Gleichspannung eine Dreieck- und Rechteckspannung erzeugen. Der zweite (rechte) OPV vom Typ TL074P dient als Integrator und sorgt somit für linear steigende oder fallende Spannungen, der linke OPV (auch vom Typ TL074P) als Schmitt-Trigger, das Rechtecksignal wird ergo hinter diesem OPV abgegriffen. Somit ist ein Teil der Steuerung bearbeitet. Da die Symbole für den Solar-/ Windbetrieb, Regen (ja/nein) und Akkustand nicht alle permanent angezeigt werden, wird je ein Transistor vom Typ 2N2222 diese Segmente steuern. Dazu wurde auf Transistoren vom Typ 2N2222 zurückgegriffen, die nur dann in Flussrichtung betrieben werden, wenn das entsprechende Signal auf *high* liegt. Nur dann fließt Strom und die Flüssigkristalle richten sich entlang des E-Feldes aus und die Polarisierung verdunkelt diese Segmente.

von Matthias Dietsch

12.4.5 Dimensionierung

Spannungsteiler im Verhältnis 1:1:

$$R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = R_4 = 6.8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_5 = 5.6 \text{ k}\Omega,$$

Regulierung der Wechselspannungsfrequenz:

$$C_1 = 1 \mu\text{F},$$

$$C_i = 100 \text{ nF}, \quad i \in [2..7]$$

Vorwiderstände:

$$R_6..R_{11} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{13}..R_{18} = 1 \text{ k}\Omega$$

Spannungsteiler der Prognoseschaltung:

benötigte Spannungswerte: 0 V, 2 V, 3 V, 5 V, 8 V, 10 V

Strom durch Widerstände identisch, $R \propto U$

12.4.6 Simulation

Die auf Seite 199f gezeigte Schaltung wurde qua PSPICE A/D simuliert: Time Domain (Transient).

Im Simulationsprofil wurde modifiziert:

- ① Run To Time = 100 ms ② Skip bias point calc

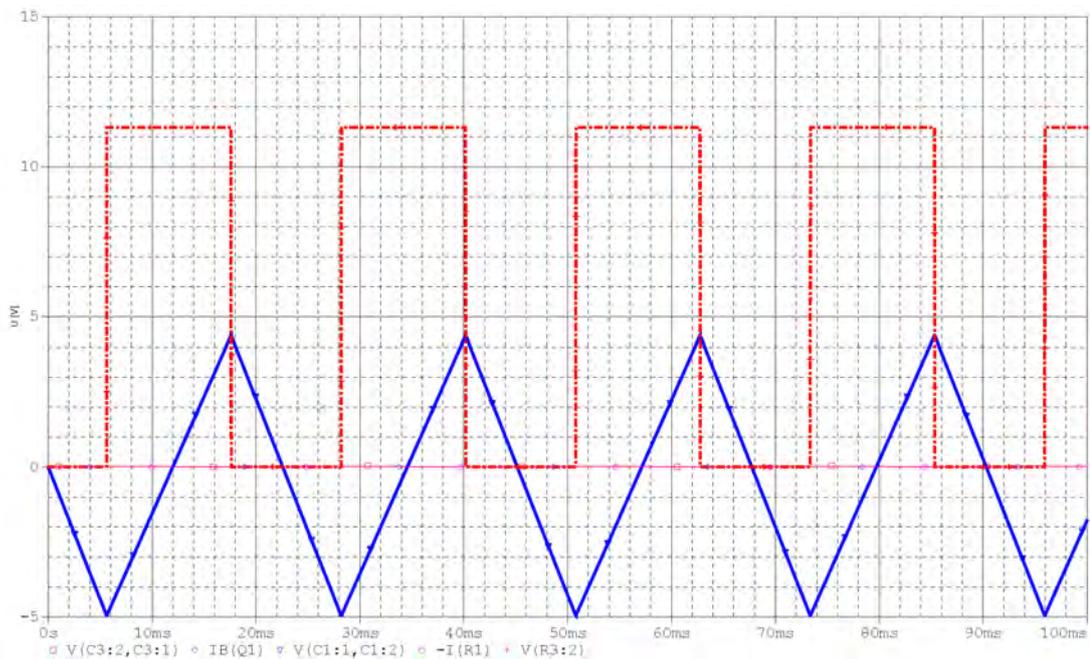


Abbildung 161: Simulation: Spannung Output(OPV1) – strichpunkt (rot), Spannung Output(OPV2) – strich (blau)

12.4.7 Bauteilliste

Tabelle 33: Bauteilliste: LCD

Part	Wert	Device	Paket	Bibliothek
C1	1u	C-EU050-030X075	C050-030X075	rcl
C2	100n	C-EU050-030X075	C050-030X075	rcl
C3	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C4	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C5	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C6	100n	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
IC2	TL074P	TL074P	DIL14	linear
IC5	TL074P	TL074P	DIL14	linear
IC8	4070N	4070N	DIL14	40xx
IC9	4070N	4070N	DIL14	40xx
J1	bus-stecker	VG64	VG64	19inch
LSP2	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP3	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP4	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP5	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP6	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP7	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP8	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP10	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP11	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP12	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP13	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
LSP14	LSP13	LSP13	LSP13	solpad
R1	100k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R2	100k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R3	6.8k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R4	6.8k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R5	5.6k	R-EU_0207/12	0207/12	rcl
R6	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R7	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R8	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R9	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R10	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R11	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R12	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R13	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R14	1k	R-EU_0207/12	0207/12	rcl
R15	1k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R16	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R17	1k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R18	1k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R19	1.5k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R20	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R21	1.5k	R-EU_0207/15	0207/15	rcl
R22	1k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R23	0.5k	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R24	1k	R-EU_0207/12	0207/12	rcl

auf der nächsten Seite geht es weiter ...

Part	Wert	<i>Fortsetzung</i>		
		Device	Paket	Bibliothek
T1	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T2	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T3	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T4	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T5	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T6	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T7	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T8	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T9	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T10	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T11	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T12	2N2222	2N2222	TO18	transistor
T13	2N2222	2N2222	TO18	transistor
X1	22-23-2081	22-23-2081	22-23-2081	con-molex
X2	22-23-2081	22-23-2081	22-23-2081	con-molex

12.4.8 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

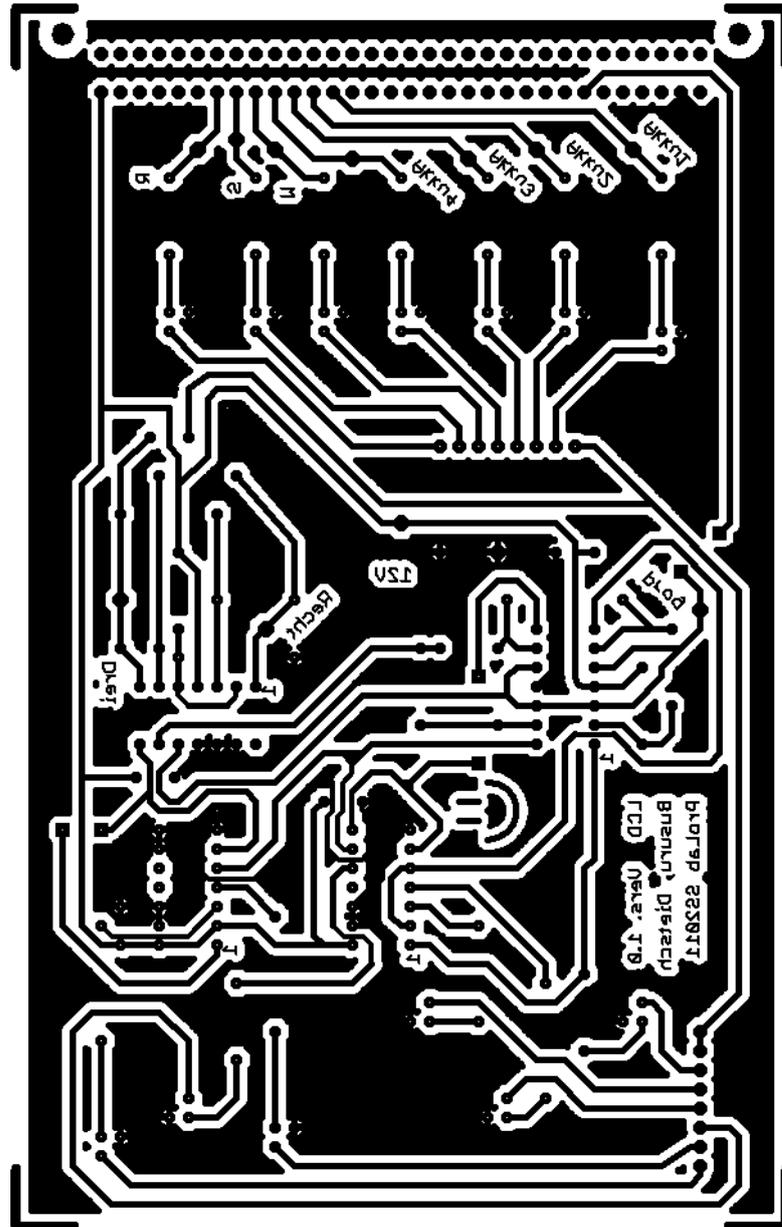


Abbildung 162: Kopiervorlage: LCD

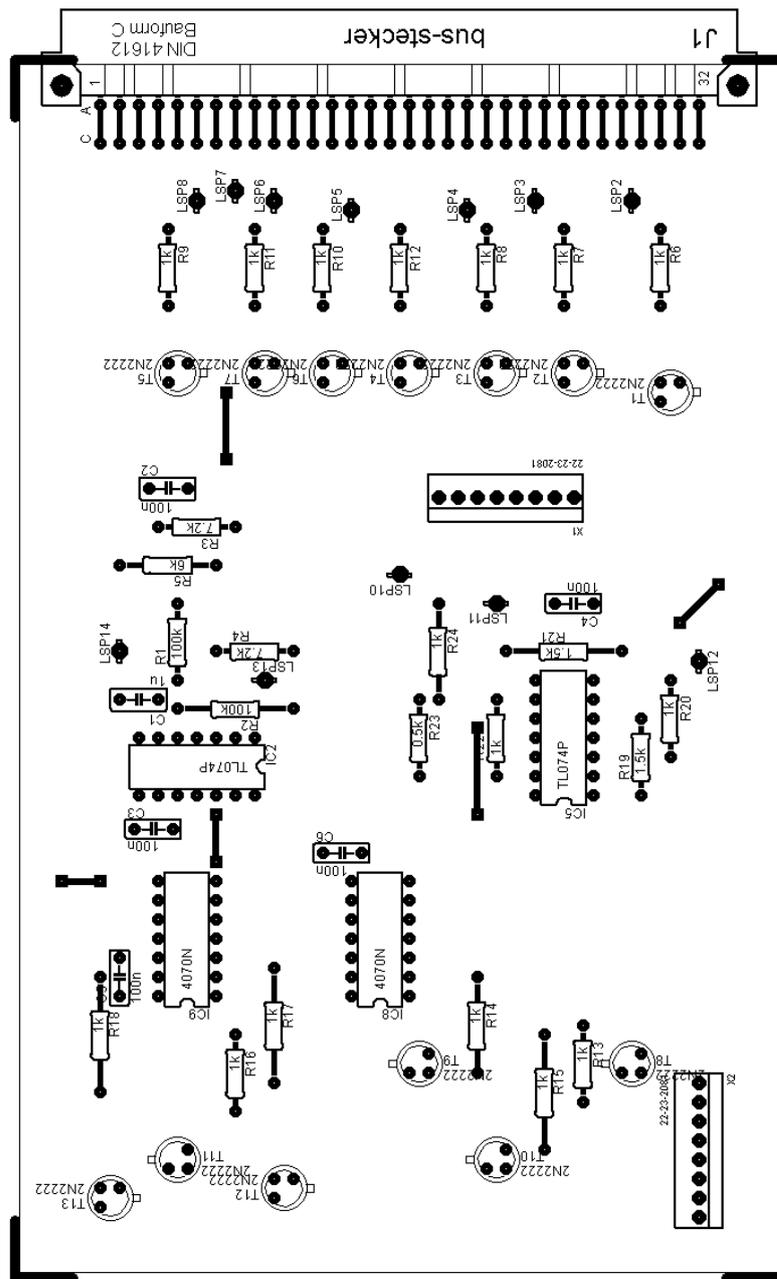


Abbildung 163: Bestückungsplan: LCD

12.4.9 LCD-Herstellung

Nachdem zu Beginn die Schaltung vom Betreuer verifiziert und die einzelnen Herstellungsschritte eines LCD wiederholt wurden, konnte begonnen werden, die erste mit Indium-Zinn beschichtete Glasplatte vorzubereiten: Auf Papier wurde qua Filzstiften eine originalgetreue 1:1 Vorlage der Symbole inkl. aller Steuerleitungen erstellt.

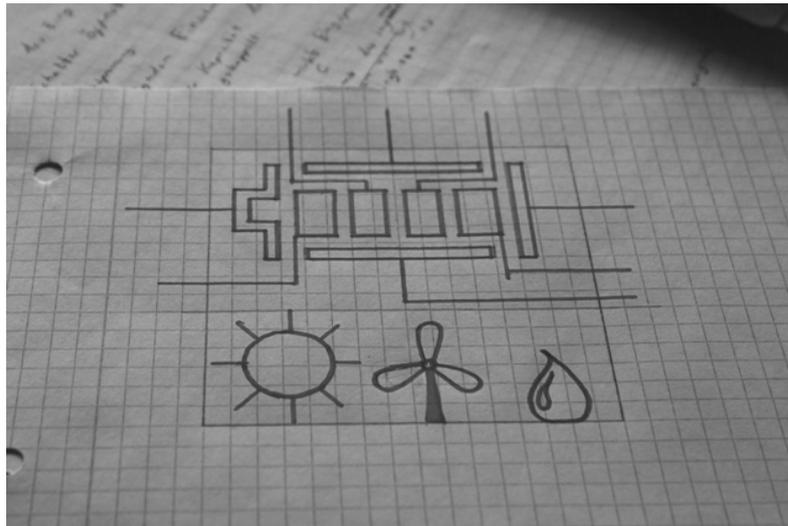


Abbildung 164: Skizze auf Papier

Nun folgte die Vorlagenerstellung der zweiten Glasplatte. Es muss stets darauf geachtet werden, dass das LCD später einmal nur an jenen Stellen auf Grund der Polarisierung dunkel werden kann, an denen sich die Elektroden beider Platten gegenüber stehen. Ergo durften Zuleitungen sich nicht auf beiden Platten kreuzen! Nach einigen Anpassungen und der anschließenden Kontrolle durch den Betreuer, konnten die Vorlagen auf die Glasplatten übernommen werden. Damit auch tatsächlich auf der richtigen Plattenseite gearbeitet wird, wird die Leitfähigkeit der Oberseiten überprüft:

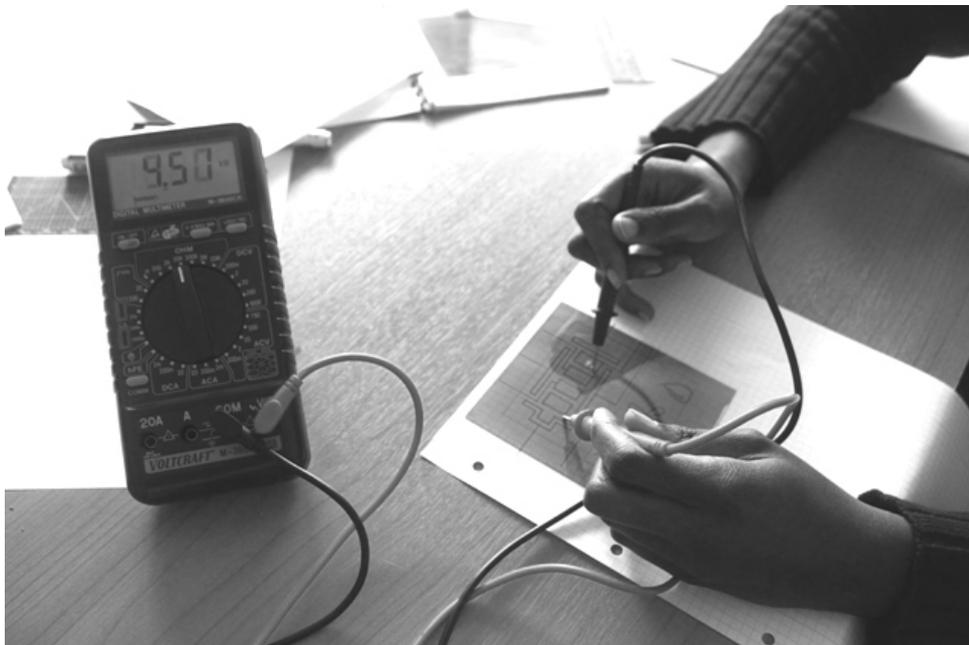


Abbildung 165: Qua Ohmmeter wurde die korrekte Seite bestimmt

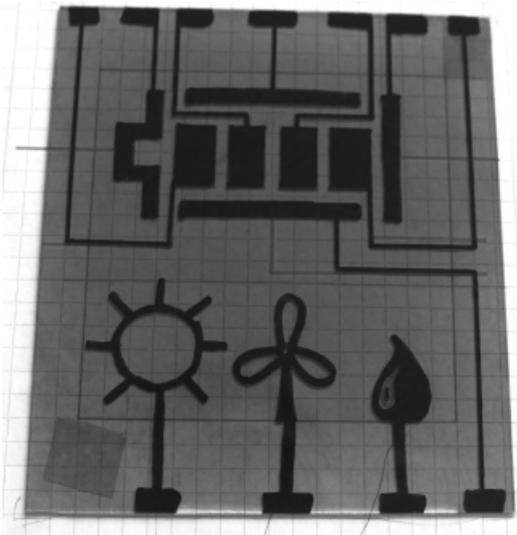


Abbildung 166: Vorlage auf die Platten übertragen

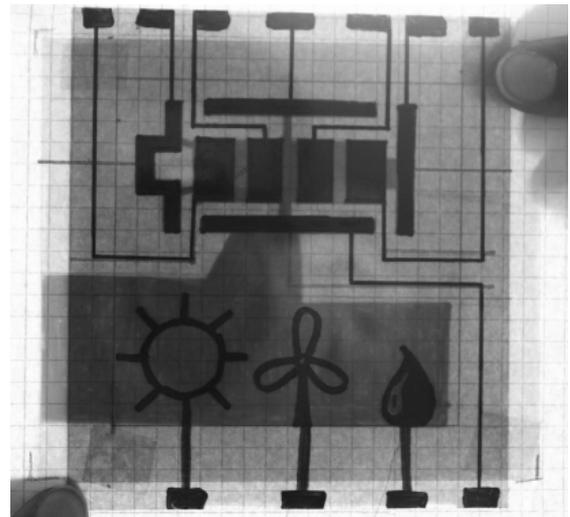


Abbildung 167: Endkontrolle

Als nächstes wird im Ätzlabor eine stark verdünnte Salzsäure für den anschließenden Ätzprozess hergestellt, Summenformel: HCl . Die Glasplatten werden nacheinander in die Lösung gelegt und unter leichtem Schwenken des Behälters erst dann wieder entnommen, nachdem sich der braune Farbton des Indium-Zinn aufgelöst hat:

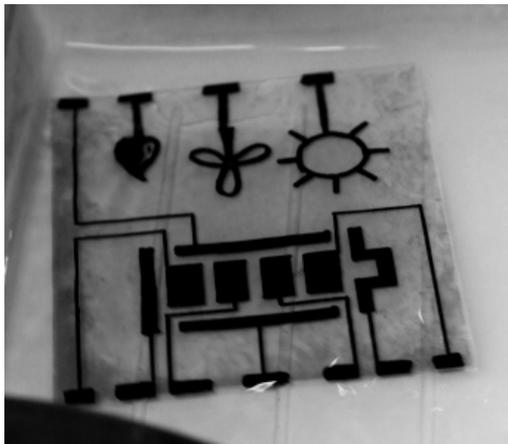


Abbildung 168: Ätzprozess

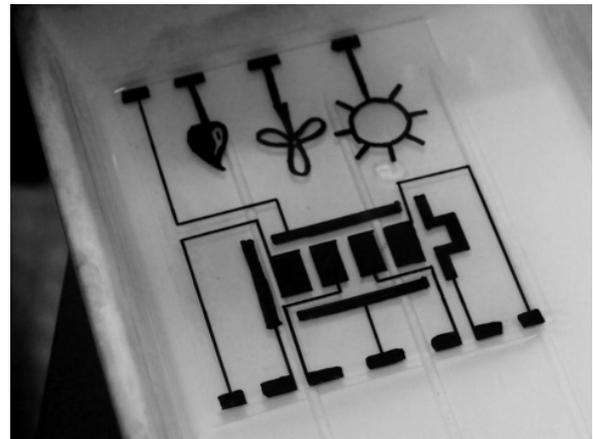


Abbildung 169: Ätzprozess abgeschlossen

Die Platten werden nun gründlich mit Wasser abgespült. Anschließend wird qua Aceton, Summenformel: $(\text{CH}_3)_2\text{CO}$, die Abdeckschicht entfernt (dabei darf leicht mit einem in Aceton getränktem Papiertuch gerieben werden).

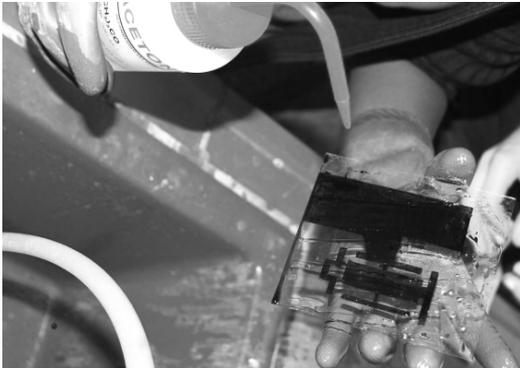


Abbildung 170: Acetonbehandlung

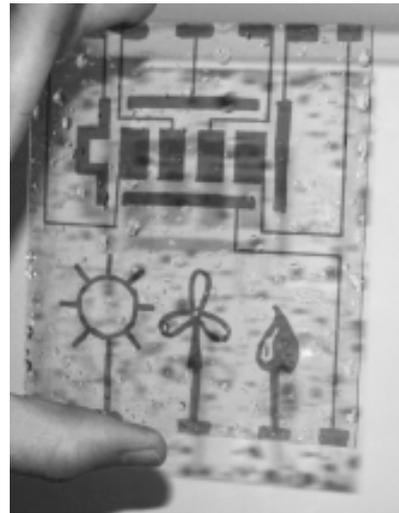


Abbildung 171: nach der Acetonbehandlung

Die Platten sind nun für die Oxidation im Ofen bei etwa 300 °C vorbereitet. Wichtiges bei diesem Abschnitt: Der Ofen soll zusammen mit den Platten geheizt werden, um mögliches Brechen der Platten aufgrund der starken Temperaturdifferenz zu vermeiden. Der Ofen muss regelmäßig und vorsichtig geöffnet werden, damit die Oxidation nicht gestoppt wird. Die Platten sollten ergo auch im Ofen abkühlen.

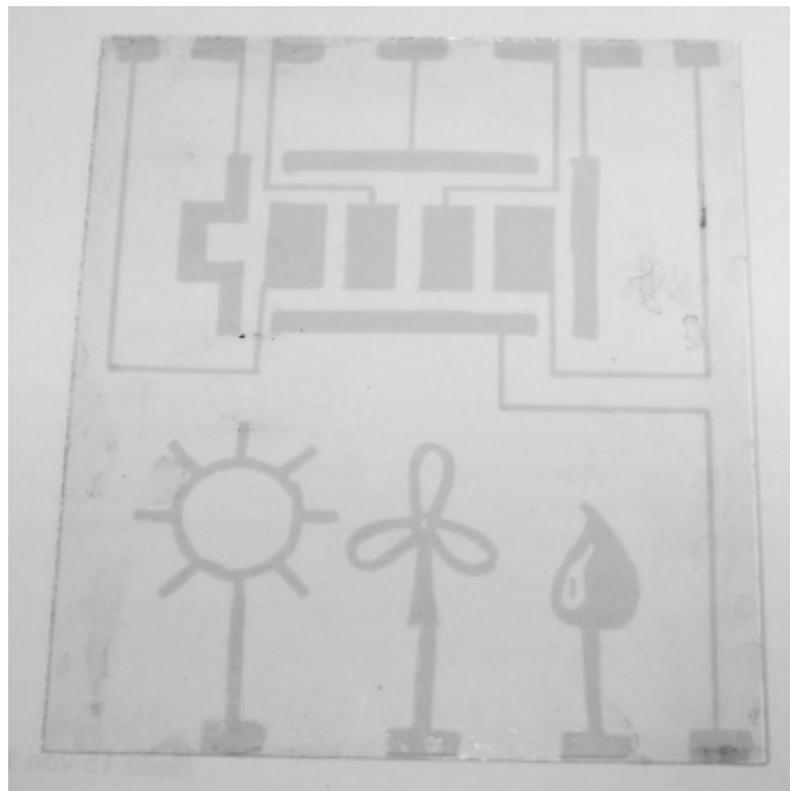


Abbildung 172: Glasplatte nach der Oxidation

Da das zweite LCD, dessen Symbole später einmal die Prognose visualisieren sollen, um ein Vielfaches kleiner als das erste ist, kann bei dessen Herstellung auf einen großen Ofen verzichtet werden.

Zum Oxidieren wird diesmal ein Tiegelofen (s. Abb. 173) verwendet. Vorteil hierbei: Schnellere Heizgeschwindigkeit!

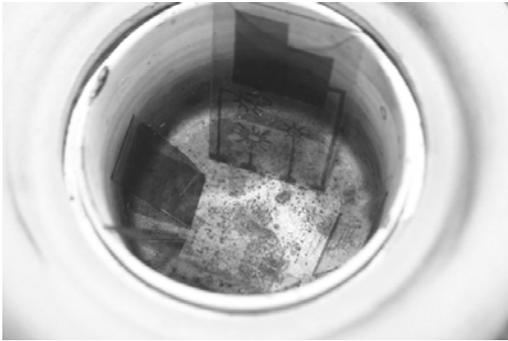


Abbildung 173: Tiegelofen I

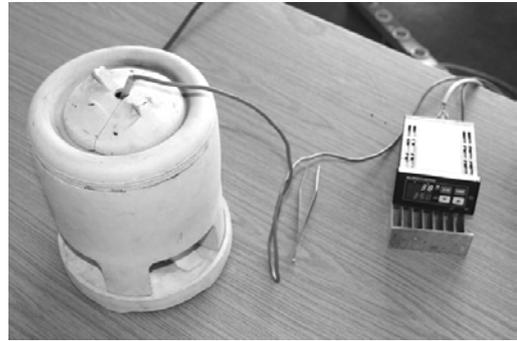


Abbildung 174: Tiegelofen II

Beide LCDs sind nun auf dem selben Produktionsstand und können ergo gemeinsam weiterentwickelt werden. Als nächstes steht das Reinigungsbad an: Eine 1:5 in Wasser verdünnte Reinigungslösung wird in einen Behälter mit Siedesteinchen gegeben und zum Sieden gebracht. Die nun vorsichtig hinzugegebenen Glasplatten werden für etwa 5 min gereinigt. Von diesem Zeitpunkt an dürfen die Gläser nur noch an den äußeren Kanten und mit fettfreien Händen berührt werden!



Abbildung 175: Reinigungsbad

Nach dem Reinigungsbad werden die Glasplatten mit destilliertem Wasser abgespült und qua Druckluft getrocknet. Nachdem die Abstandshalter auf die Längsseiten zugeschnitten und auf die Platten gelegt worden sind, können nun die Längsseiten geklebt werden. Nachdem der 2-Komponenten-Kleber getrocknet ist (etwa nach 3 min), kann die Befüllung mit Flüssigkristallen erfolgen. Diese werden mit Hilfe einer Pipette vorsichtig von einer der noch nicht verklebten Seiten befüllt (s. Abb. 176). Dabei ist zu beobachten, dass sich die Kristalle eigenständig durch die Platten 'arbeiten'. Dieser Vorgang dauert bei dem großen Display mehrere Stunden.

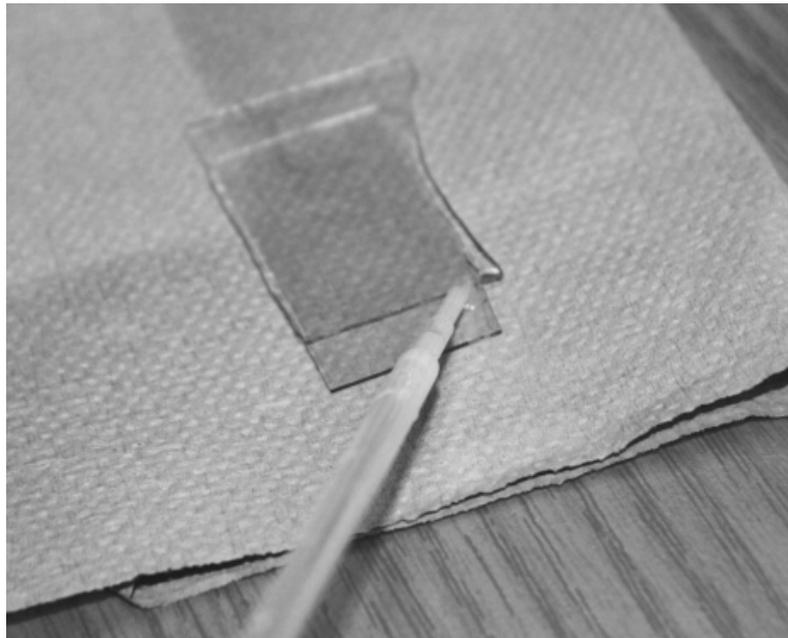


Abbildung 176: Hinzugabe der Kristalle

Beim zweiten Display, das die Prognose visualisiert, dauert dieser Vorgang nicht einmal 1 h. Nachdem die Kristalle sich komplett zwischen den Gläsern verteilt haben, können die beiden bis dahin noch offenen Seiten verklebt werden. Hierzu wird erneut der 2-Komponentenkleber verwendet:



Abbildung 177: Kleber



Abbildung 178: geklebte Kanten

Nun kann das erste Mal die Funktion überprüft und getestet werden: An einem Funktionsgenerator wird eine Dreiecksspannung von 5 V bei 42 Hz angelegt. Mit zwei Klemmen wird der Kontakt zu den auf dem Glas befindlichen Elektroden hergestellt.

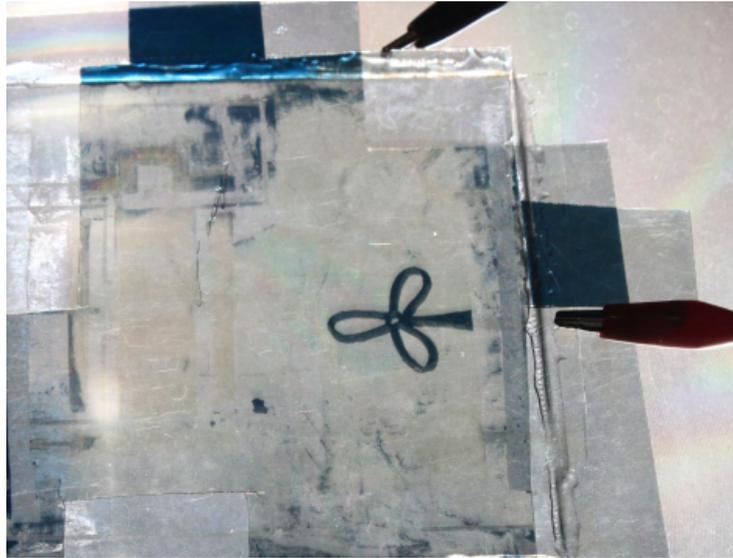


Abbildung 179: Funktionstest (großes LCD)



Abbildung 180: Funktionstest (Prognose-LCD)



Abbildung 181: Funktionstest (Prognose-LCD)

Nach diesem Test kann nun der finale Schritt durchgeführt werden: Reflektor und Polarisator aufkleben.

Text und alle Fotos von Matthias Dietsch

12.5 Bargraph

12.5.1 Schaltungsbeschreibung

Es werden im Projekt Bargraph LEDs verwendet, um folgende Werte anzuzeigen:

- Temperatur
- Windgeschwindigkeit
- Helligkeit
- Luftdruck

Dabei leuchtet immer nur die obere LED (Dotanzeige). Damit werden die Werte dem Benutzer nur grob übermittelt (im Abstand zw. zwei Stufen). Dadurch, dass nur vier LEDs gleichzeitig leuchten, ist die Schaltung relativ sparsam an Energie. Aus diesem Grund werden die Bargraphen im Dauerbetrieb eingesetzt.

12.5.2 Schnittstellen

Bus	Signal	
01	Versorgungsspannung	12 V
21	Luftdruck	0 V..10 V
23	Temperatur	0 V..10 V
24	Helligkeit	0 V..10 V
25	Windgeschwindigkeit	0 V..10 V
31	GND	GND

Tabelle 34: Schnittstellen: Bargraph

12.5.3 Schaltplan

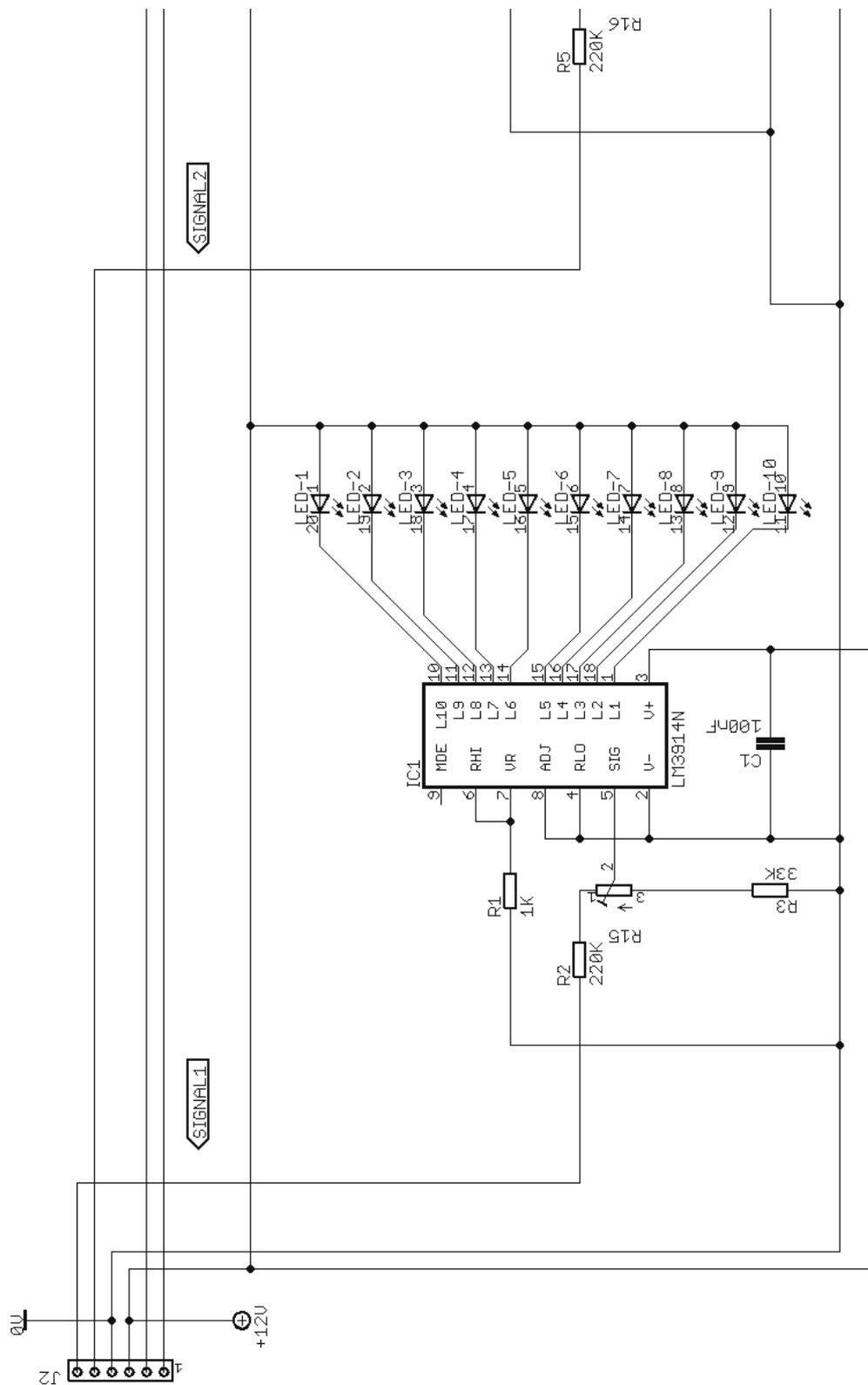


Abbildung 182: Schaltplan: Bargraph

Anmerkung: Für eine bessere Übersicht wird hier nur ein Teil des Eagle-Schematic-Bildes behandelt, das für die Anzeige eines einzigen Wertes dient.

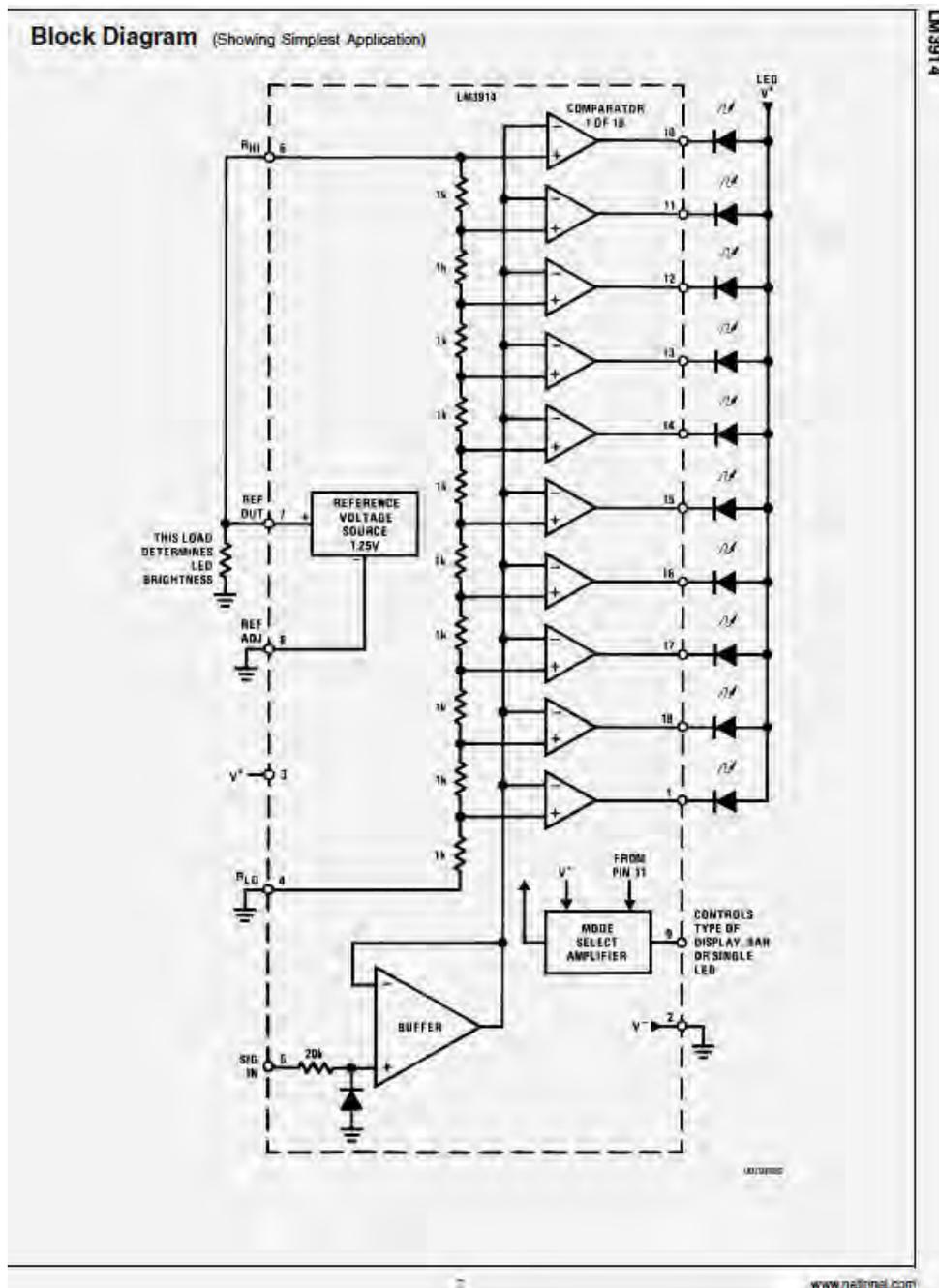


Abbildung 183: Schaltplan: LM3914 (Datasheet)

12.5.4 Funktionsweise und Theorie

Der Kern der Schaltung ist ein IC vom Typ LM3914. Er steuert die 10 LEDs und lässt sie – je nach Signalstärke – leuchten. Im Inneren des ICs sind 10 Komparatoren und ein zehnstufiger Spannungsteiler, der die Referenzspannung in zehn gleichmäßige Stufen teilt. Erreicht die Signalstärke eine bestimmte Stufe, lässt der entsprechende Komparator die mit ihm verbundene LED leuchten. Der IC hat eine interne Referenzspannung von 1.25 V; es ist deshalb notwendig die verwendete Spannung mit dieser

Referenzspannung anzupassen, indem man einen Spannungsteiler an Pin 6 und 7 verwendet (laut Datenblatt). Alternativ kann man die Signalstärke anpassen, indem man für die maximale Signalstärke nur 1.25 V durch Pin 5 (dort liegt das Signal an) zum IC leitet: Dies wird in der Schaltung mit R_2 , R_3 und dem Potentiometer R_{15} gemacht. Zudem muss der Strom, der durch die LEDs fließt, bestimmt werden. Dies wird durch den Widerstand R_1 am Pin 8 erreicht. Der IC ermöglicht auch das Wechseln zwischen Bar- und Dotgraph-Modus, indem man eine Spannung an Pin 9 anlegt (Balken-Anzeige) oder den Pin frei lässt (Dot-Anzeige). Wichtig für den zweiten Fall ist, dass dieser Pin frei bleibt und explizit nicht an die Masse angeschlossen wird, da sonst die Funktion des IC gestört wird. Es wird ein Kondensator zwischen Pin 3 (Betriebsspannung) und Masse eingesetzt, der den IC vor hohen Frequenzen schützt. Pin 4 ist mit der Masse verbunden. Pin 1 und 10-18 sind mit den LEDs verbunden.

12.5.5 Dimensionierung

Der IC kann mit einer Betriebsspannung von bis zu 25 V betrieben werden. Die Schnittstellen haben eine Signalstärke von max. 10 V. Diese muss angepasst werden, sodass der IC bei 10 V nur mit 1.25 V versorgt wird. Ergo berechnen sich folgende Werte:

- $U = 10 \text{ V} \cdot \frac{R_3}{R_2+R_3} = 10 \text{ V} \cdot \frac{33}{33+220} = 1.304 \text{ V}$,
- $R_3 = 33 \text{ k}\Omega$
- $R_2 = 220 \text{ k}\Omega$

Man kommt zwar auf einen Wert, der 1.25 V annähert, aber nicht genau trifft. Deshalb wurde dazu auch ein einstellbares Potentiometer eingesetzt wodurch man spätestens beim Platinentest die Genauigkeit verbessern kann.

Der Strom durch die LEDs ergibt sich wie folgt:

$$I = \frac{12.5}{R_1}$$

Bei $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ fließt ein Strom von etwa 13 mA durch die LEDs. Der Kondensator C_1 hat einen Wert von 100 nF.

12.5.6 Bauteilliste

Tabelle 35: Bauteilliste: Bargraph

Part	Wert	Device	Paket	Bibliothek
C1	100nF	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C2	100nF	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C3	100nF	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
C4	100nF	C-EU050-025X075	C050-025X075	rcl
IC1	LM3914N	LM3914N	DIL18	linear
IC2	LM3914N	LM3914N	DIL18	linear
IC3	LM3914N	LM3914N	DIL18	linear
IC4	LM3914N	LM3914N	DIL18	linear
J2		MTA06-100	10X06MTA	con-amp
LED		LB10	LB10	led
LED1		LB10	LB10	led
LED2		LB10	LB10	led
LED3		LB10	LB10	led
R1	1K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R2	220K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R3	33K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R4	1K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R5	220K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R6	33K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl

auf der nächsten Seite geht es weiter ...

Part	Wert	<i>Fortsetzung</i>		
		Device	Paket	Bibliothek
R7	1K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R8	220K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R9	33K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R10	1K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R11	220K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R12	33K	R-EU_0207/10	0207/10	rcl
R15		R-TRIMM3006P	RTRIM3006P	rcl
R16		R-TRIMM3006P	RTRIM3006P	rcl
R19		R-TRIMM3006P	RTRIM3006P	rcl
R20		R-TRIMM3006P	RTRIM3006P	rcl

12.5.7 Layout (1:1 Kopiervorlage zum Ätzen)

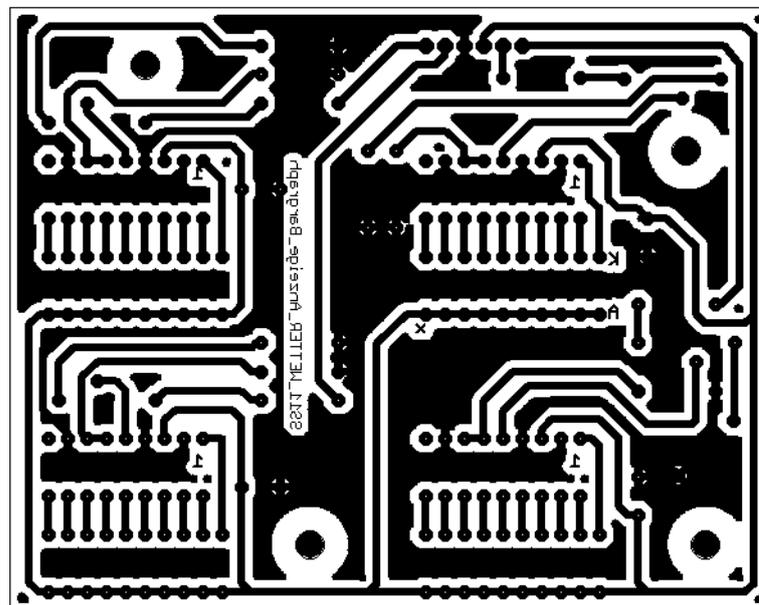


Abbildung 184: Kopiervorlage: Bargraph

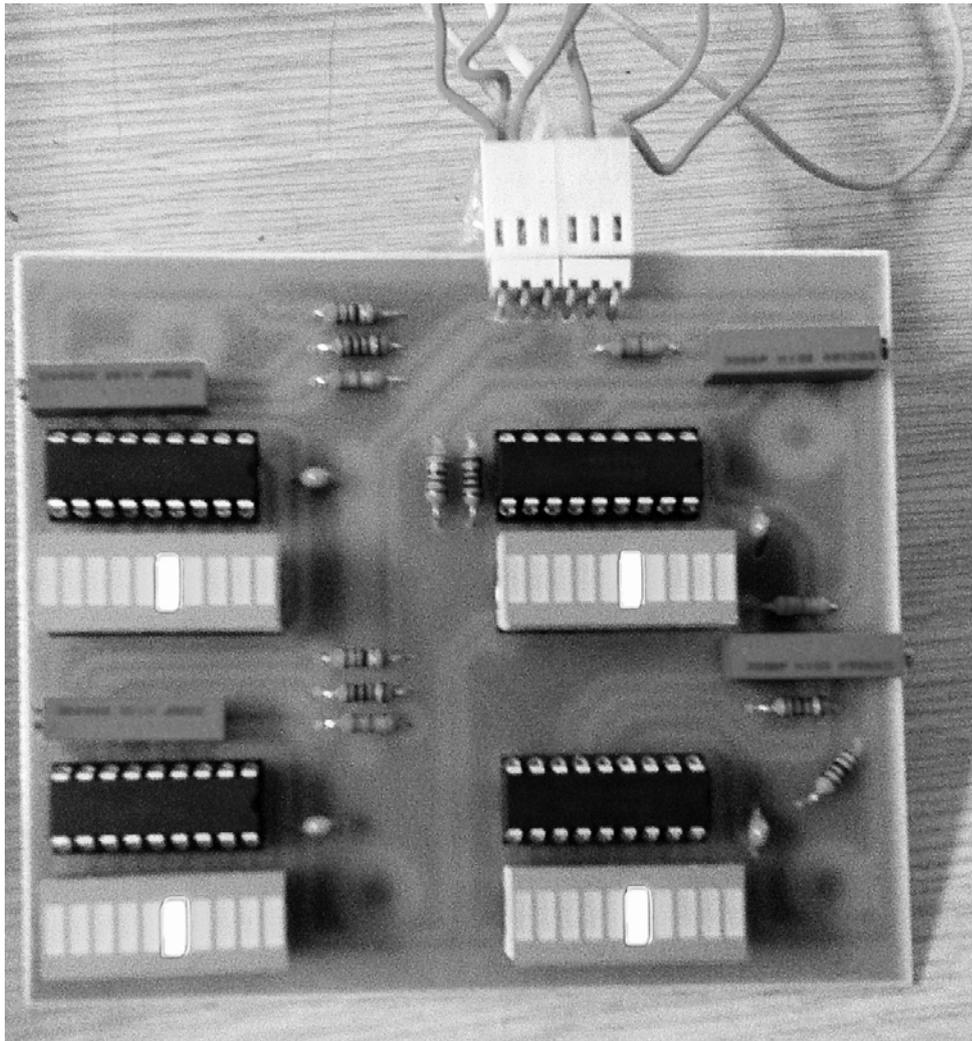


Abbildung 186: fertige Platine, Bargraph

von Mohamed Mansour

12.6 LED-Windrad

12.6.1 Schaltungsbeschreibung

Die Wetterstation kann die Himmelsrichtung, in die der Wind weht, bestimmen. Nord, Nordwest, Nordost, Ost, West, Süd, Südost, Südwest sind die möglichen Himmelsrichtungen, die angezeigt werden. Dafür verfügt die Wetterstation über eine LED-Anzeige die für jede Himmelsrichtung jeweils eine LED zuordnet. Die LEDs sind auf einem Kreis verteilt, sodass die Richtung des Windes ohne zusätzliche Beschriftungen abgelesen werden kann. Die Anzeige wird daher *Windrad* genannt.

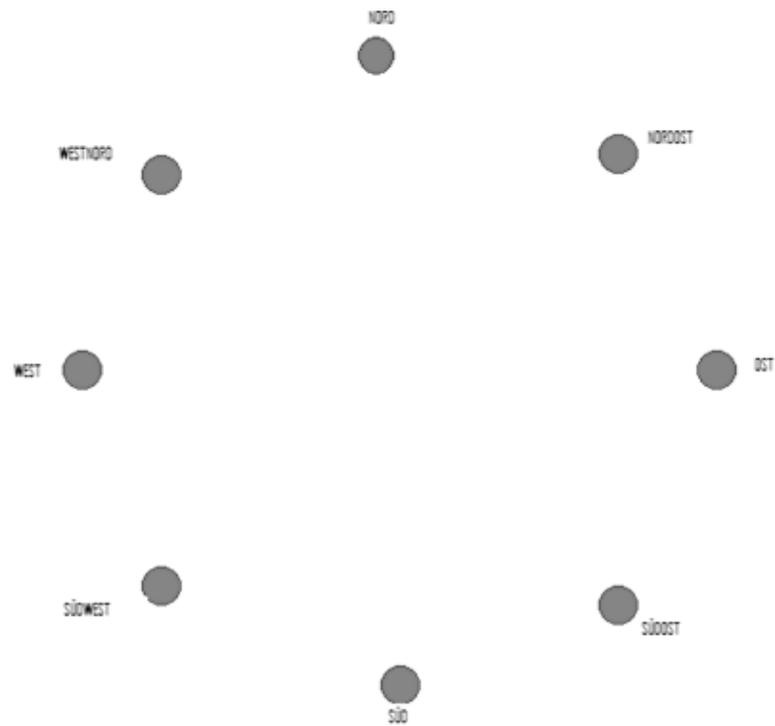


Abbildung 187: Schematischer Aufbau, Windrad

12.6.2 Logik der Schaltung

Der Entwurf von der Windradschaltung hängt von den Eingangssignalen ab: Zur Verfügung steht ein 4-Bit Signal, das über einen Stecker zur Schaltung weitergeleitet ist. Die möglichen Signale sind 1000, 0100, 0010 und 0001 für jeweils Nord, West, Süd und Ost. Für die restlichen Himmelsrichtungen sind folgende Signale zugeordnet: 1100 für Nordwest, 1001 für Nordost, 0110 für Südwest und 0011 für Südost. Für den Entwurf der Schaltung und der entsprechenden Bauelemente, ist die Logik der Signale zu interpretieren und zu übersetzen:

Himmelsrichtung	Signal	Logik
N	1000	$\bar{N} \wedge \bar{W} \wedge \bar{O}$
NW	1100	$N \wedge W$
W	0100	$W \wedge \bar{N} \wedge \bar{S}$
SW	0110	$S \wedge W$
S	0001	$S \wedge \bar{W} \wedge \bar{O}$
SO	0011	$S \wedge O$
O	0001	$O \wedge \bar{N} \wedge \bar{S}$
NO	1001	$N \wedge O$

Tabelle 36: Logiktablelle der Signale

Die Tabelle zeigt: Für die Signale Nord und Süd müssen die Signale Ost und West negiert sein, gleiches gilt für die Signale West und Ost (Nord und Süd negiert). Für die restlichen Richtungen ist die Kombination mit einem logischen Und (\wedge) zu übersetzen, für die Simulation und den Entwurf der Schaltung sind UND-Gatter und NICHT-Gatter notwendig.

12.6.3 Schaltplan

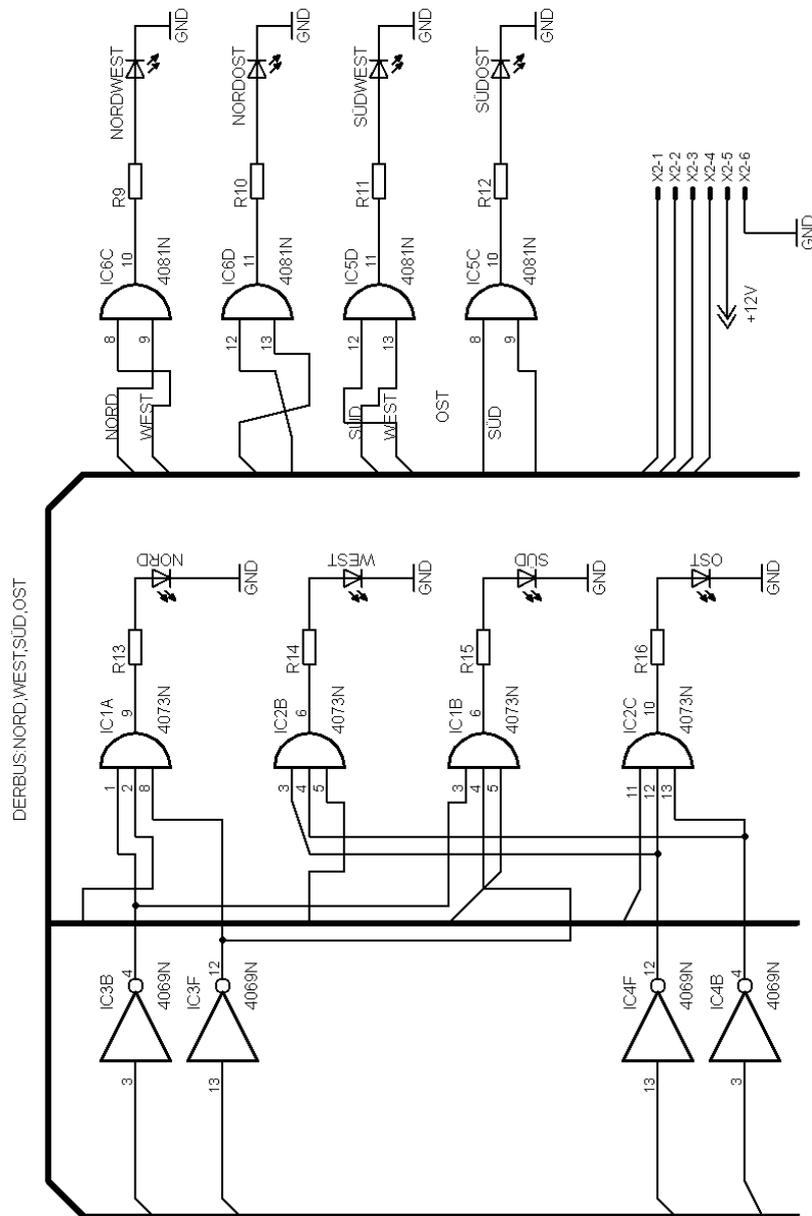


Abbildung 188: Schaltplan: Windrad I

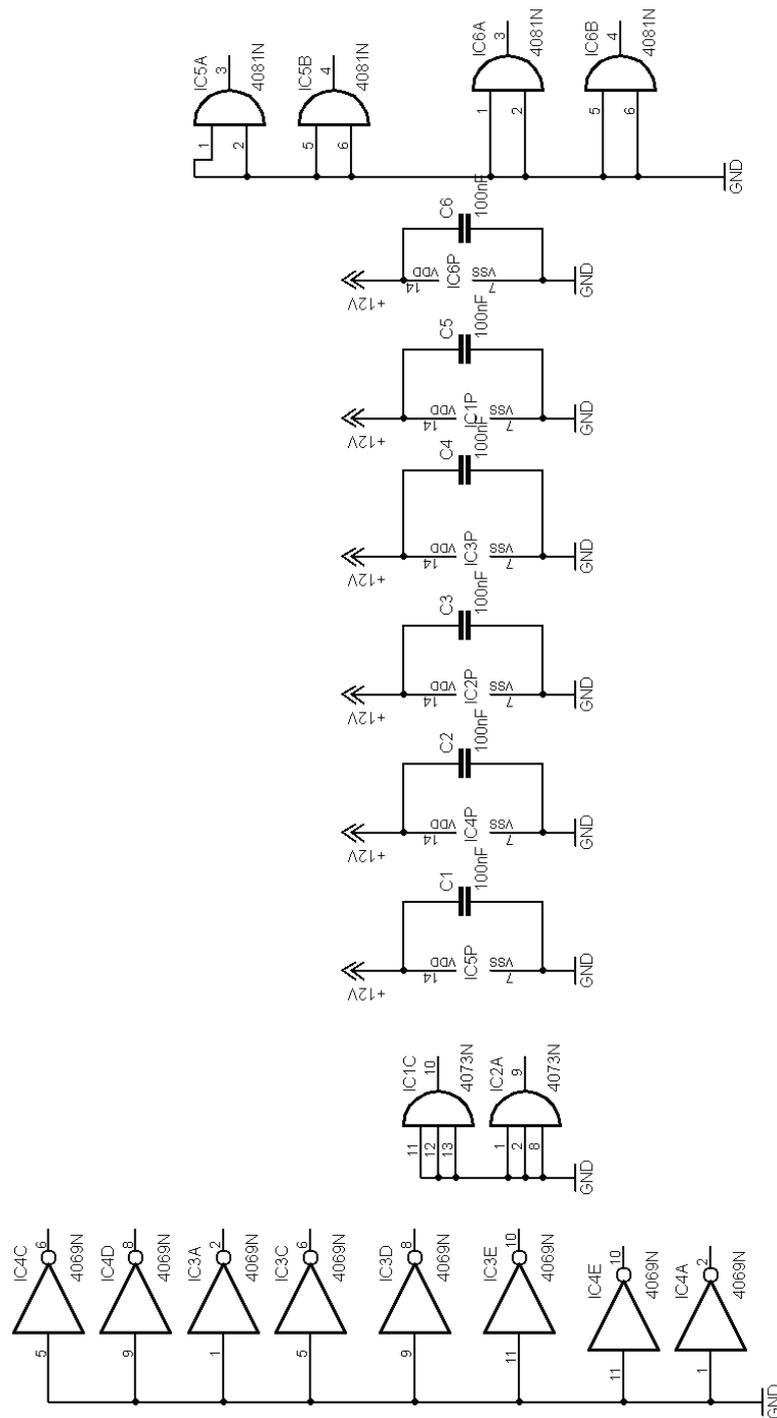


Abbildung 189: Schaltplan: Windrad II

12.6.4 Funktionsweise, Theorie

- 3-Input UND-Gatter

Der ausgewählte IC ist vom Typ 4073 (Package DIL14). Dieses Package bietet einen akzeptablen Abstand zwischen den Beinen, um später für den Entwurf der Platine mögliche Leiter dazwischen laufen zu lassen. Dieser IC verfügt über 14 Pins, 12 davon gehören zu den Eingängen und Ausgängen der

UND-Gattern, Pin 7 ist GND, Pin 14 ist VDD (12V). Je ein Schutzkondensator (100 nF) befindet sich parallel zu den Versorgungsspannungseingängen der ICs. Für die Bearbeitung der vier Signale werden zwei dieser ICs benötigt.

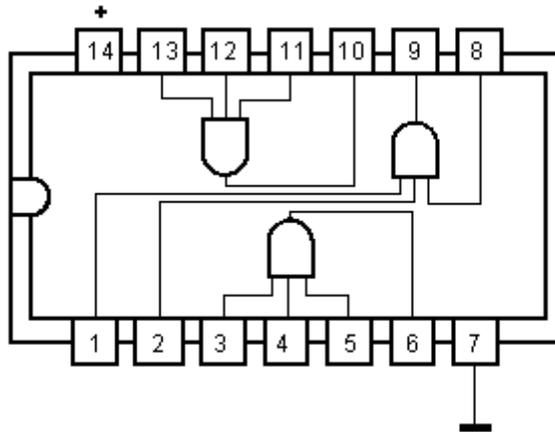


Abbildung 190: Schaltbild: 4073 IC, Quelle 4

- 2-Input UND-Gatter

Der geeignete IC ist vom Typ 4018 (Package Dil 14) und verfügt über vier UND-Gatter. Es werden für die Bearbeitung der Signale zwei dieser ICs verwendet, um eine bessere Verteilung der Leitungen und eine Reduzierung von Brücken auf dem Board zu gewährleisten.

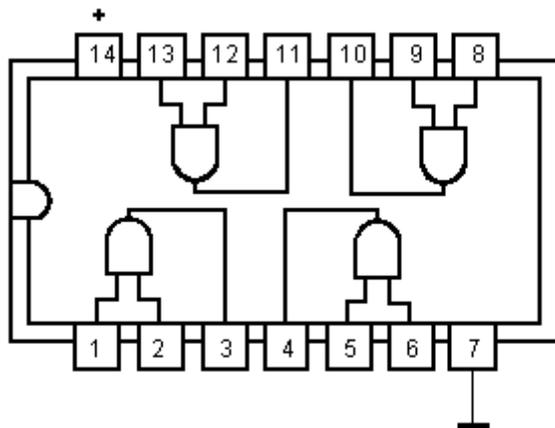


Abbildung 191: Schaltbild: 4081 IC, Quelle 4

- NICHT-Gatter

Aus der Bibliothek von Eagle wird das IC 4069 (Package Dil14) gewählt. 8 NICHT-Gatter werden benötigt, folglich werden 2 ICs benötigt.

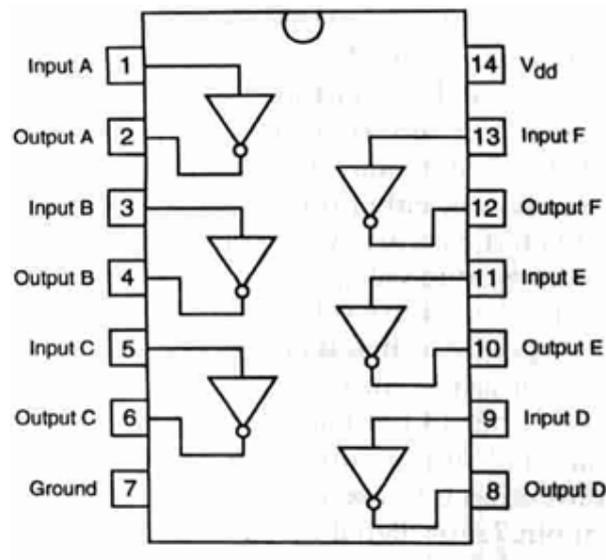


Abbildung 192: Schaltbild: 4069A IC, Quelle 5

12.6.5 Dimensionierung

Eine Leuchtdiode (LED) hat eine Durchlassspannung $U_F \approx 0.7\text{ V}$, bei normalen 5 mm Typen LEDs beträgt der Flussstrom $I_F = 20\text{ mA}$ (ausgelegt bei roten LEDs). Wichtig ist, einen Widerstand vor die LED anzuschließen, um zu vermeiden, dass die LED kaputt geht. Die Spannung, die auf dem Widerstand abfällt ist $V_{DD} - U_F \approx 11.3\text{ V}$. Der Widerstand hat daher (um nicht den Flussstrom zu überschreiten) einen Mindestwert von $R = \frac{11.3}{20 \cdot 10^{-3}} \Omega \approx 560 \Omega$. Für die Schaltung wird zur Sicherheit $1\text{ k}\Omega$ gewählt.

12.6.6 Simulation

Das Programm PSpice-Student bietet die Möglichkeit der Simulation von digitalen Schaltungen durchzuführen. Aus der Bibliothek Sourcstm wird der digitale Simulator DSTM gewählt und verwendet, die Gatter für die Simulation sind vier 3-Input UND-Gatter und zusätzlich 8 NICHT-Gatter für die Signale Nord, Ost, West und Süd. Für die Signale Nordwest, Nordost, Südost und Südwest reichen vier 2-Input UND-Gatter aus. Das Package der ausgewählten Gatter, spielt bei der Simulation keine Rolle (nur die Logik der Schaltung wird geprüft). Um eine vollständige Simulation durchzuführen, ist es wichtig, die Parameter von den Simulatoren einzustellen, sodass alle mögliche Eingangssignale simuliert werden.

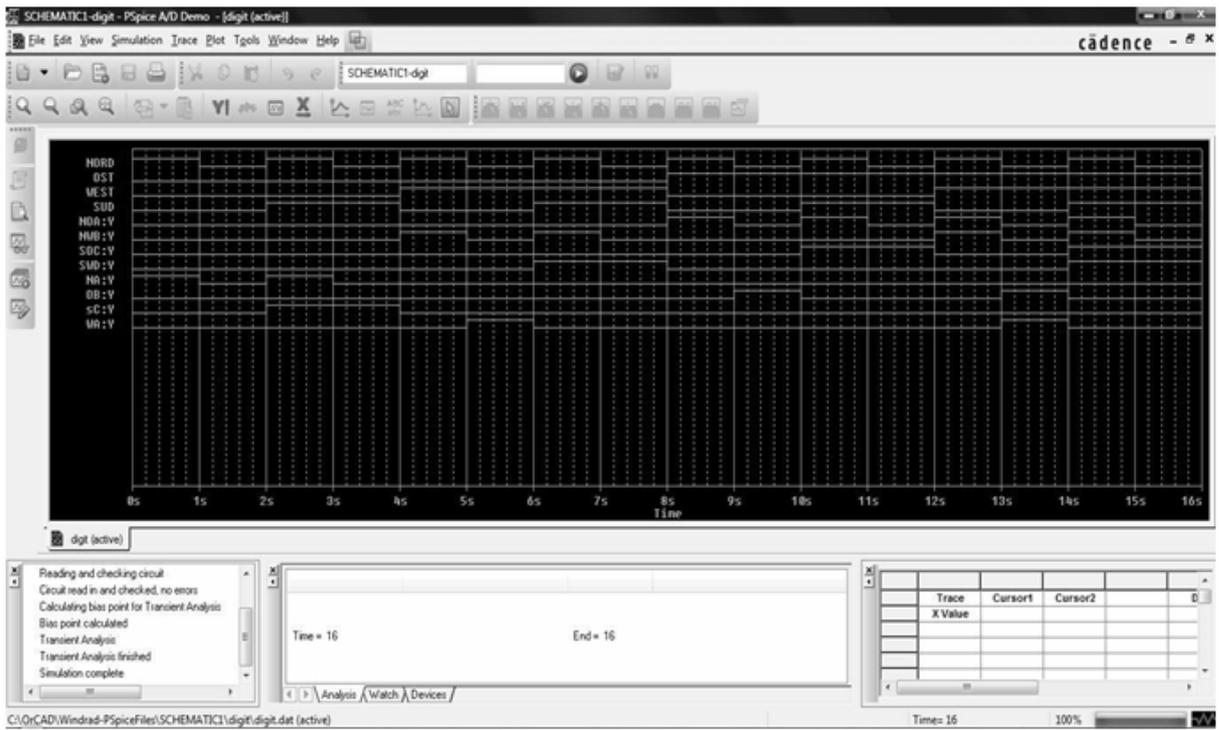


Abbildung 193: Simulation: Windrad

12.6.7 Layout (Kopiervorlage zum Ätzen)

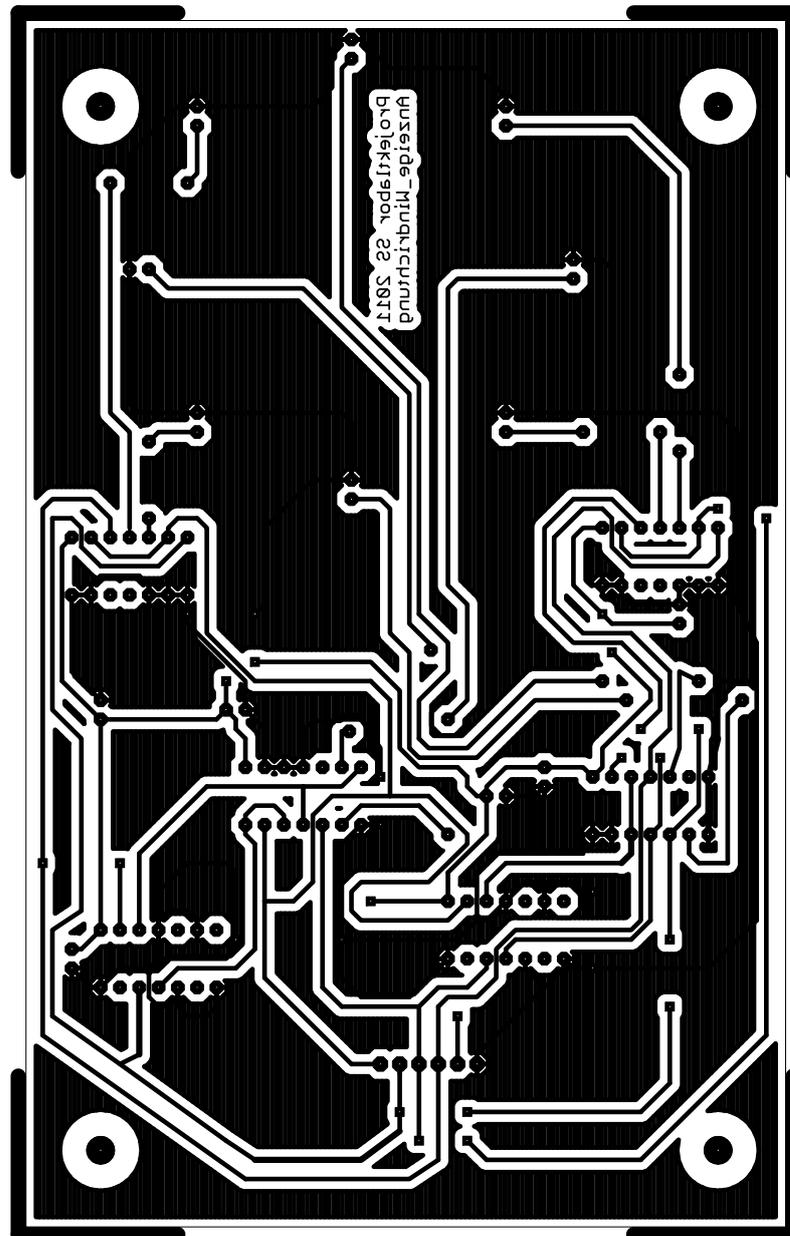


Abbildung 194: Kopiervorlage: Windrad

von Asmaa Yaman

Teil III

Quellen

13 Literatur

1. Kories, Schmidt-Walter: Taschenbuch der Elektrotechnik, Verlag Harri Deutsch, 8. erweiterte Auflage 2008, Seite 568
2. U.Tietze, Ch. Schenk, Halbleiterschaltungstechnik, Springer Verlag, 12. Auflage
3. Weichert, Lothar: Temperaturmessung in der Technik, Expert Verlag von 1981

14 Internet

1. A solar battery charger: Solar,
<http://www.den-uijl.nl/solar.html>
Abruf: 23.06.2011
2. Wikipedia: Schmitt- Trigger,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Schmitt-Trigger>
Abruf: 23.06.2011
3. ELV Elektronik: Tiefentladeschutz,
http://www.elv.de/Tiefentladeschutz-fuuml;r-12-V-Akkus,-Komplettbausatz/x.aspx/cid_74/detail_10/detail2_1457/flv_/bereich_/marke
Abruf: 04.05.2011
4. GRIN, Kaczmarek, Reka: Windkraftwerke,
<http://www.grin.com/de/e-book/99251/windkraftwerke>
Abruf: 03.06.2011
5. Heinemann, Robert: Die Delon-Schaltung,
<http://www.spicelab.de/delon.htm>
Abruf: 03.06.2011
6. Elektronik Kompendium: Spannungsverdoppler / Spannungsverdopplerschaltungen,
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0604161.htm>
Abruf: 03.06.2011
7. Wikipedia: Spannungsverdoppler,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Spannungsverdoppler>
Abruf: 03.06.2011
8. Die Bastelbude: Spannungsverdoppler-Schaltungen (Kaskade),
<http://www.jogis-roehrenbude.de/Bastelschule/Kaskade.htm>
Abruf: 03.06.2011
9. Circuitsfinder: Car battery Volt meter circuit using LED,
<http://www.circuitsfinder.com/lighting/Car-battery-Volt-meter-circuit-using-LED-319.html>
Abruf: 25.06.2011
10. Alldatasheet: LM224N - QUADRUPLE OPERATIONAL AMPLIFIERS,
<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/97379/TI/LM224N.html>
Abruf: 25.06.2011

11. Wikipedia: Leuchtdiode,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Leuchtdiode>
Abruf: 26.06.2011
12. Wikipedia: Komparator (Analogtechnik),
http://de.wikipedia.org/wiki/Komparator_%28Analogtechnik%29
Abruf: 02.07.2011
13. TU Berlin: Oszillator,
http://www.emsp.tu-berlin.de/fileadmin/fg232/Lehre/ADEle/UEbung_9_Loesung_-_Oszillator.pdf
Abruf: 21.06.2011
14. Texas Instruments: TLCC555,
<http://focus.ti.com/lit/ds/slfs043f/slfs043f.pdf>
Abruf: 01.07.2011
15. Fairchild: PN2222A,
<http://www.fairchildsemi.com/ds/PN/PN2222A.pdf>
16. Vishay: TSAL5100,
<http://www.vishay.com/docs/81007/tsal5100.pdf>
Abruf: 01.07.2011
17. Osram: Silizium-Pin-Fotodiode mit Tageslichtsperrfilter,
<http://catalog.osram-os.com/catalogue/catalogue.do;jsessionid=842DE682903460841072C5036B2E9093?act=downloadFile&favOid=020000000000b223000200b6>
Abruf: 01.07.2011
18. Texas Instruments: TL071,
<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl071.pdf>
Abruf: 01.07.2011
19. NXP: 1N4148, 1N4448,
http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1N4148_1N4448.pdf
Abruf: 01.07.2011
20. National Semiconductor: LM311,
<http://www.national.com/ds/LM/LM311.pdf>
Abruf: 01.07.2011
21. Linear Technology: LTC1144,
<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/lt1144.pdf>
Abruf: 01.07.2011
22. National Semiconductor: LM339,
<http://www.national.com/ds/LM/LM339.pdf>
Abruf: 01.07.2011
23. Wikipedia: Operationsverstärker,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverst%C3%A4rker>
Abruf: 21.06.2011
24. Brunogruher: Ruhekontakt,
<http://www.brunogruher.de/pmwiki/pmwiki.php?n=Main.Reedschalter-Ruhekontakt>
Abruf: 18.06.2011

25. Elektronik Kompendium: Z-Dioden,
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0201211.htm>
Abruf: 18.06.2011
26. Elektronik Kompendium: Integrierte Festspannungsregler (78xx/79xx),
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/bau/0204301.htm>
Abruf: 21.06.2011
27. Wikipedia: Tiefpass,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Tiefpass>
Abruf: 22.06.2011
28. Elektronik Kompendium: Nichtinvertierender Verstärker,
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0210151.htm>
Abruf: 22.06.2011
29. Wikipedia: Monostabile Kippstufe,
http://de.wikipedia.org/wiki/Monostabile_Kippstufe
Abruf: 22.06.2011
30. Elektronik Kompendium: NE555 als monostabile Kippstufe / Monoflop,
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310121.htm>
Abruf: 22.06.2011
31. Wikipedia: Lichtschranke,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Lichtschranke>
Abruf: 22.06.2011
32. Datasheetcatalog: BPM21
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/siemens/BPW21.pdf>
Abruf: 15.06.2011
33. Wikipedia: Photoelektrischer Effekt,
http://de.wikipedia.org/wiki/Photoelektrischer_Effekt#Innerer_photoelektrischer_Effekt
Abruf: 20.06.2011
34. Mikrocontroller: Helligkeitssensor,
http://www.mikrocontroller.net/articles/Lichtsensor/_Helligkeitssensor
Abruf: 18.06.2011
35. Wikipedia: Photodiode,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Photodiode>
Abruf: 18.06.2011
36. Wikipedia: Transimpedanzverstärker,
<http://de.wikipedia.org/wiki/Transimpedanzverst%C3%A4rker>
Abruf: 18.06.2011
37. Google Books: Fotodiode,
http://books.google.com/books?id=m7dmL1Um30cC&pg=PA53&lpg=PA53&dq=fotodiode+pspice&source=bl&ots=Dk8pNydoWm&sig=pqmpvgjIH7FMjldkSVKID1TO9Bk&hl=de&ei=8WS5Ta-5JYbKtAbEg-XqAw&sa=X&oi=book_result&ct=result&resnum=5&ved=0CD4Q6AEwBA#v=onepage&q=fotodiode%20pspice&f=false
Abruf: 05.05.2011
38. Physik-Forum: Si Photodiode Kennlinie, Leistung,
<http://forum.physik-lab.de/ftopic5562.html>
Abruf: 05.05.2011

39. Uni Oldenburg: Messtechnik
<http://www.physik.uni-oldenburg.de/Docs/epkos/Messtechnik.pdf>
Abruf: 18.06.2011
40. Mikrocontroller: Transimpedanzverstärker/Fotodiode,
<http://www.mikrocontroller.net/topic/161970>
Abruf: 18.06.2011
41. Wikipedia: LUX (Einheit)
http://de.wikipedia.org/wiki/Lux_%28Einheit%29
Abruf: 18.06.2011
42. Datasheetcatalog: Datenblatt MPX-4115A von Motorola,
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/motorola/MPX4115A.pdf>
Abruf: 26.06.2011
43. Alldatasheet: Datenblatt 78L05 von ST,
<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/22687/STMICROELECTRONICS/78L05.html>
Abruf: 26.06.2011
44. Datasheetcatalog: Datenblatt LMC6484IN von National Semiconductors,
<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS011714.PDF>
Abruf: 26.06.2011
45. Projektlabor TU-Berlin: Nützliche Informationen,
http://www.projektlabor.tu-berlin.de/uploads/media/nuetzliche_informationen_2011_04_14.pdf
Abruf: 26.06.2011
46. Projektlabor TU-Berlin: Nichtinvertierender Verstärker,
<http://www.prolab.tu-berlin.de/onlinekurs/schaltungshilfe/nichtinvertierender-verstaerker.htm>
Abruf: 26.06.2011
47. Projektlabor TU-Berlin: Subtrahierer,
<http://www.prolab.tu-berlin.de/onlinekurs/schaltungshilfe/subtrahierer.htm> Abruf:26.06.2011
48. Projektlabor TU-Berlin: Onlinekurs,
<http://www.projektlabor.tu-berlin.de/menue/onlinekurs/>
Abruf: 26.06.2011
49. Elektronik Kompendium: NE555 als astabile Kippstufe / astabiler Multivibrator,
<http://www.elektronik-kompendium.de/sites/slt/0310131.htm>
Abruf: 24.06.2011
50. Smartec-Sensors: SMTHS07,
http://www.smartec-sensors.com/assets/files/pdf/application_notes/APPHS0702.PDF
Abruf: 19.05.2011

15 Abbildungen

1. Wikipedia: Schmitt-Trigger:
[http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/33/Schmitttrigger_nichtinvertierend.svg/2000px-](http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/thumb/3/33/Schmitttrigger_nichtinvertierend.svg/2000px-Schmitttrigger_nichtinvertierend.svg)

- [Schmitttrigger_nichtinvertierend.svg.png](#)
Abruf: 23.06.2011
2. Wikipedia: Schmitt-Trigger,
http://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/5/59/Schmitt_kennlinie.png
Abruf: 25.06.2011
3. NE555: Blockschaltbild,
<http://www.ne555.at/images/stories/ne555/blockschaltbild1.jpg>
Abruf: 24.06.2011
4. INVENTORY OF THE CIRCUITS OF LOGIC: FAMILY C.MOS,
http://www.premiumorange.com/daniel.robert9/anglais/Digit/Data_book_CMOS.html
Abruf: 26.06.2011
5. Network Engineering: CMOS,
<http://srstansfield.com/Electrical-Engineering/Images/Cmos/4069%20A.jpg>
Abruf: 26.06.2011