

Messtechnik-Protokoll WS 13/14

Moritz Nöltner

10. März 2014

Inhaltsverzeichnis

Versuch 9	2
9.1 Digital-Analog-Konverter (DAC)	2
9.2 Digitaler Sinusgenerator	4
9.3 Aufbau eines ADCs nach dem Wägeverfahren	7
9.4 Anzeige des kompletten „Suchbaums“	9
9.5 Geschwindigkeit des Analog-Digital-Wandlers	9
9.6 LED-Anzeige	9
9.7 Quantisierungsrauschen	10

Versuch 9

9.1 Digital-Analog-Konverter (DAC)

Zuerst mussten die Widerstandswerte berechnet werden. Dazu hielt ich mich an die Dimensionierungsvorschrift aus der Vorlesung und erhielt folgende Werte:

Name	Wert
R1	100k
R2	50k
R3	100k
R4	50k
R5	100k
R6	50k
R7	100k
R8	100k
R9	100k

Die direkte Berechnung der Ausgangsspannung wird mit zunehmender Bitzahl des DAC aufwendiger, da man mehrere hintereinander geschaltete Spannungsteiler berechnen muss. Dabei stellt man jedoch fest, dass an der Ausgangsstufe des Spannungsteilers immer „einfache“ Werte anliegen. Somit kann man auf die direkte Berechnung verzichten und stattdessen diese Werte verwenden. Somit ergibt sich die Ausgangsspannung des Spannungsteilers bei Eingangswert EIN und Bitzahl n wie folgt:

$$U_{out} = EIN * k * U_{ref}, \quad k = \frac{1}{2^n}$$

Die tatsächlichen Ausgangswerte ergaben sich wie folgt:

Eingangswert	Ausgangswert
0b0000	0.00V
0b0001	0.52V
0b0010	0.72V
0b0011	1.20V
0b0100	1.32V
0b0101	1.76V
0b0110	2.00V
0b0111	2.48V
0b1000	2.56V
0b1001	3.00V
0b1010	3.24V
0b1011	3.72V
0b1100	3.84V
0b1101	4.32V
0b1110	4.56V
0b1111	5.00V

Leider erkannte ich erst nach der Messung, dass der Widerstand R_8 fehlte, daher stimmen die tatsächlichen Messwerte nicht mit den errechneten Werten überein. Als ich den fehlenden Widerstand eingelötet hatte, ergab sich für 0b1111 auch wie erwartet eine Ausgangsspannung von rund 4.7V.

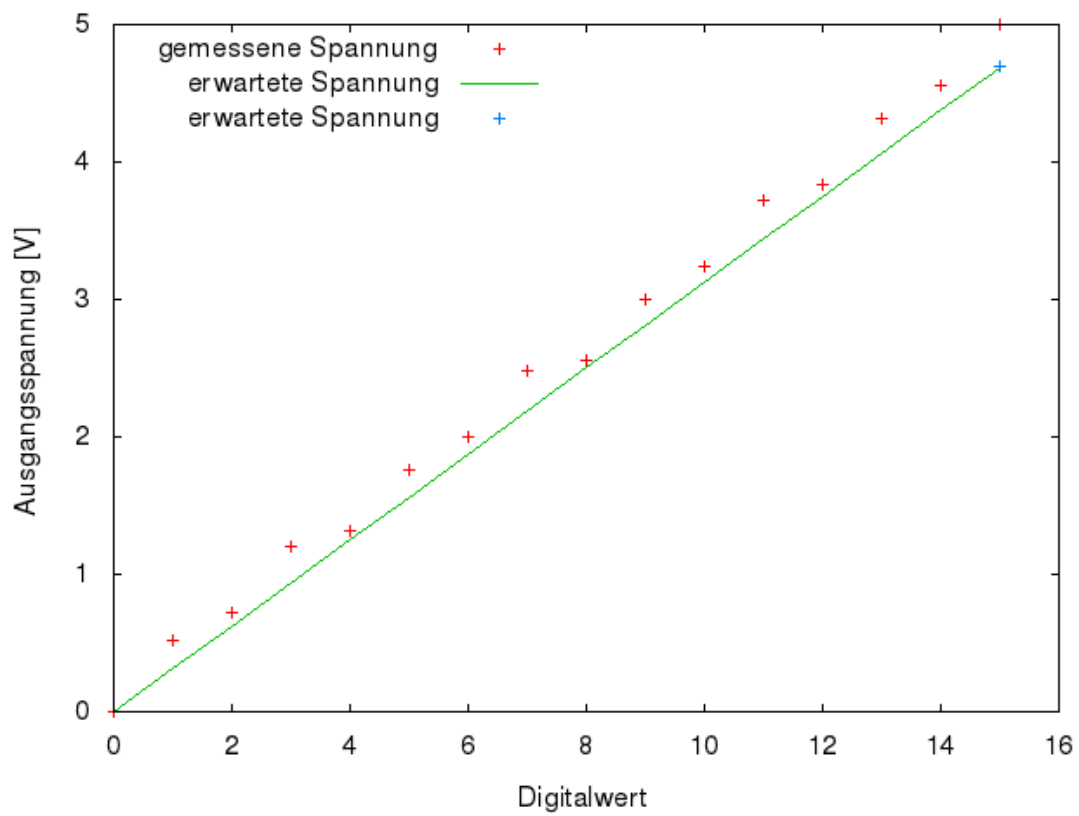


Abbildung 1: Gemessene und erwartete Ausgangsspannung

Der Offsetfehler liegt bei 0V:

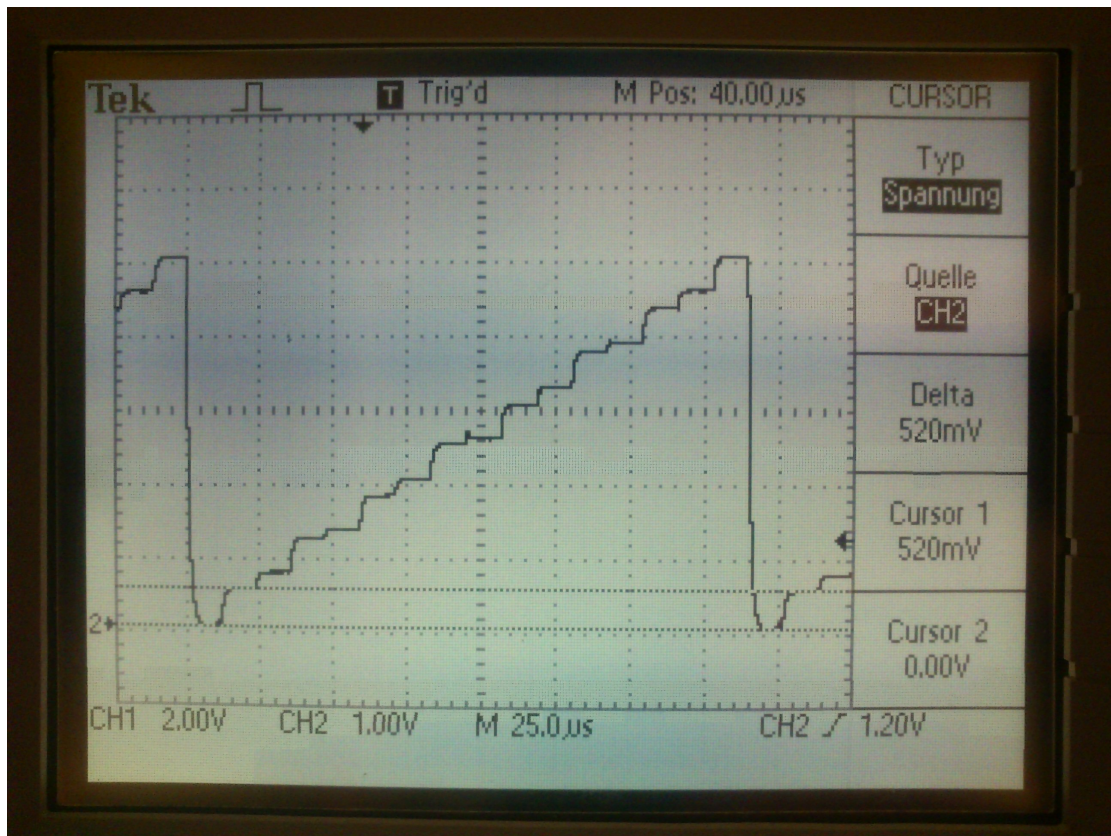


Abbildung 2: Wie man sieht, liegt die Spannung für 0b0000 bei 0V

Der Verstärkungsfehler beträgt $1.0667 = \frac{U_{out}(0b1111)_{real} - U_{offset}}{U_{out}(0b1111)_{erwartet}} = \frac{5V - 0V}{4.6875V}$

9.2 Digitaler Sinusgenerator

Ohne Kondensator ergab sich folgendes Bild:

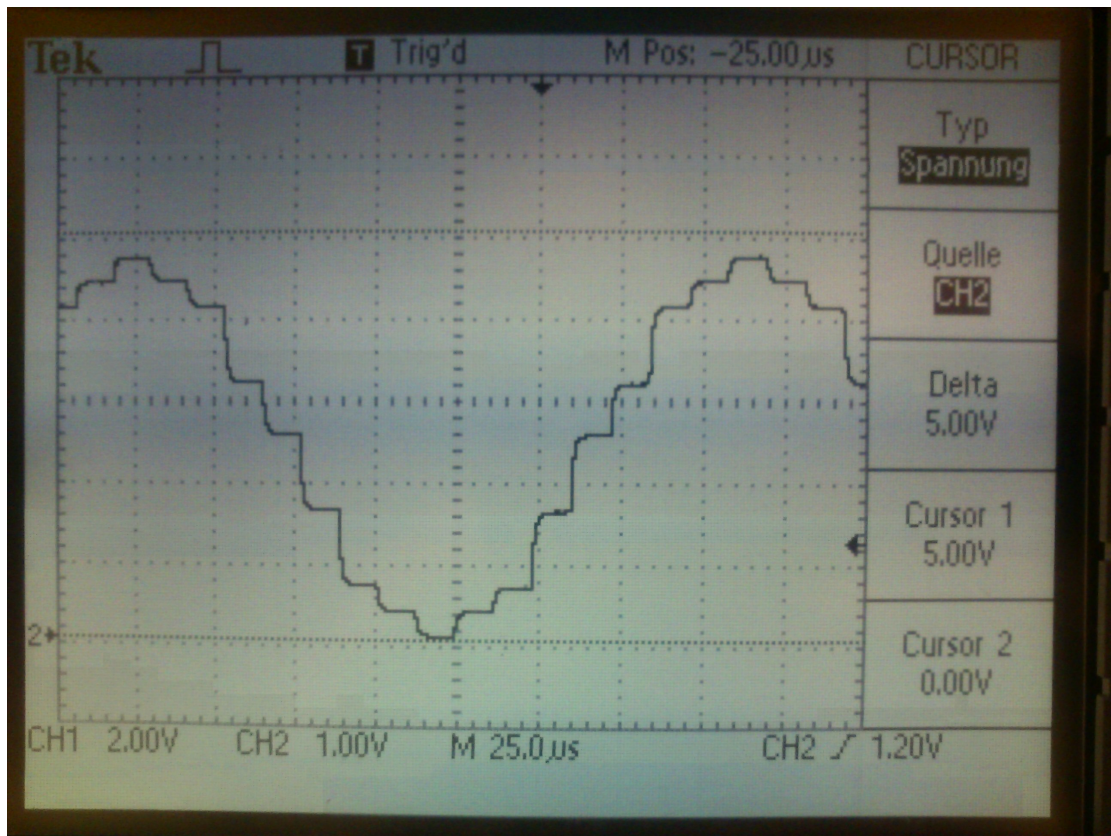


Abbildung 3: Sinusspannung ohne Tiefpass

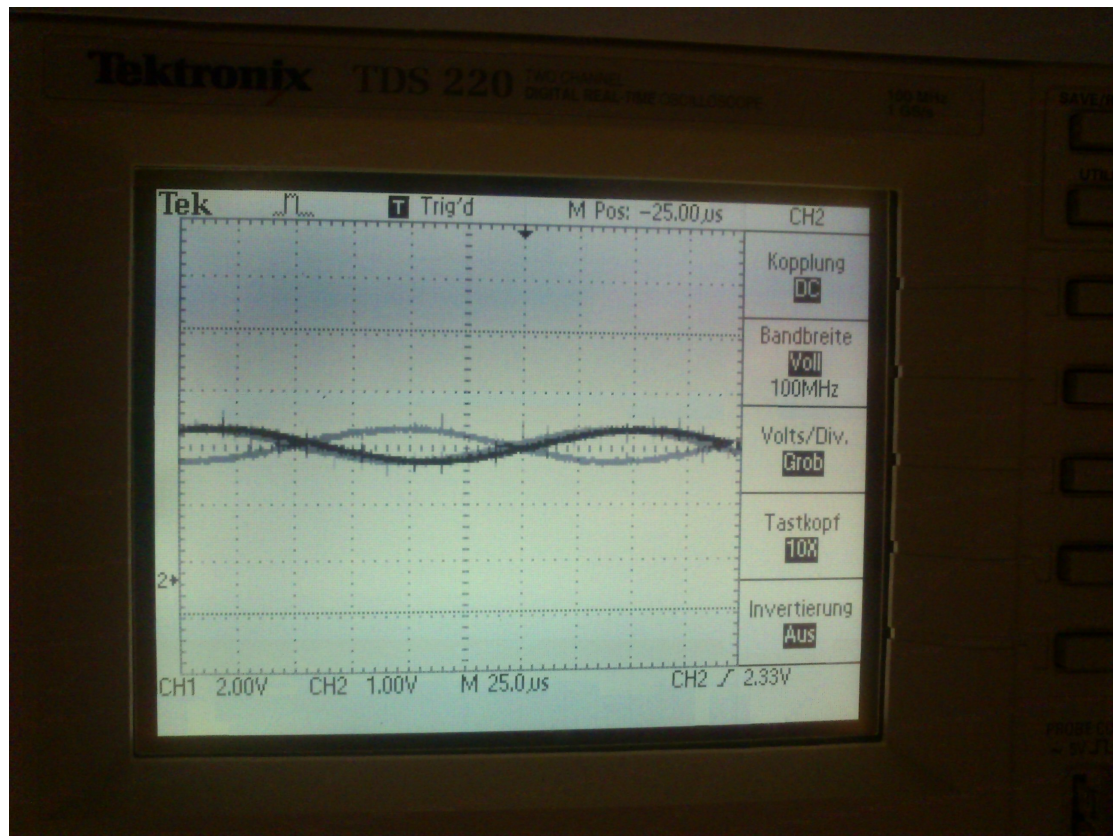


Abbildung 4: Der Kondensator ist eindeutig zu groß (4.7nF)

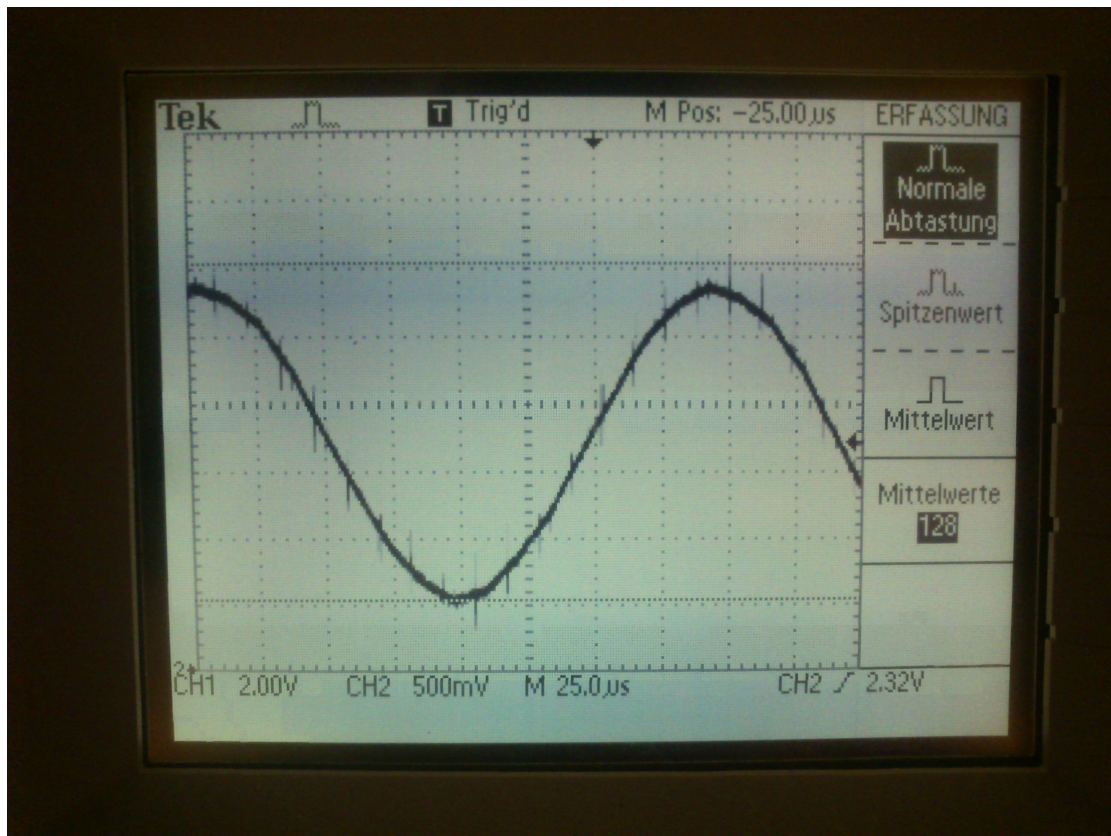


Abbildung 5: Sinusspannung mit einem passenden Kondensator (1.0nF)

9.3 Aufbau eines ADCs nach dem Wägeverfahren

Als erstes war der Widerstand R_9 zu dimensionieren. Der Eingangsspannungsbereich sollte 0..1.5V betragen, somit müsste die Ausgangsspannung $U_{out}(0b1111)$ bei $0b1111 * \frac{1}{16} * 1.5 = 1.4062V$ betragen. Der Innenwiderstand des DAC von $R_i = 50k\Omega$ bildet mit R_9 einen Spannungsteiler. Somit ergibt sich:

$$U_{comp} = U_{out}(0b1111) * (R_9 / (R_1 + R_9)) = 1.4062V$$

$$\Rightarrow R_9 = \frac{U_{comp} * R_i}{U_{out}(0b1111) * U_{comp}} = \frac{1.4062V * 50k\Omega}{4.6875 - 1.4062V} = 21.427k\Omega$$

Da in Serie zu R_9 noch ein Poti von $4.7k\Omega$ verbaut wird, wählte ich den nächstkleineren verfügbaren Wert für R_9 , $18k\Omega$.

R12 implementiert eine Hysterese und macht aus dem Komperator somit einen Schmitt-Trigger.

	Spannung	Wert
	0.00V	0b0000
	0.10V	0b0001
	0.18V	0b0010
	0.21V	0b0011
	0.35V	0b0100
	0.43V	0b0101
	0.46V	0b0110
Als nächstes wurde die Kennlinie aufgenommen:	0.54V	0b0111
	0.63V	0b1000
	0.75V	0b1001
	0.83V	0b1010
	0.88V	0b1011
	0.97V	0b1100
	1.09V	0b1101
	1.14V	0b1110
	1.22V	0b1111

Damit ergab sich folgendes Schaubild:

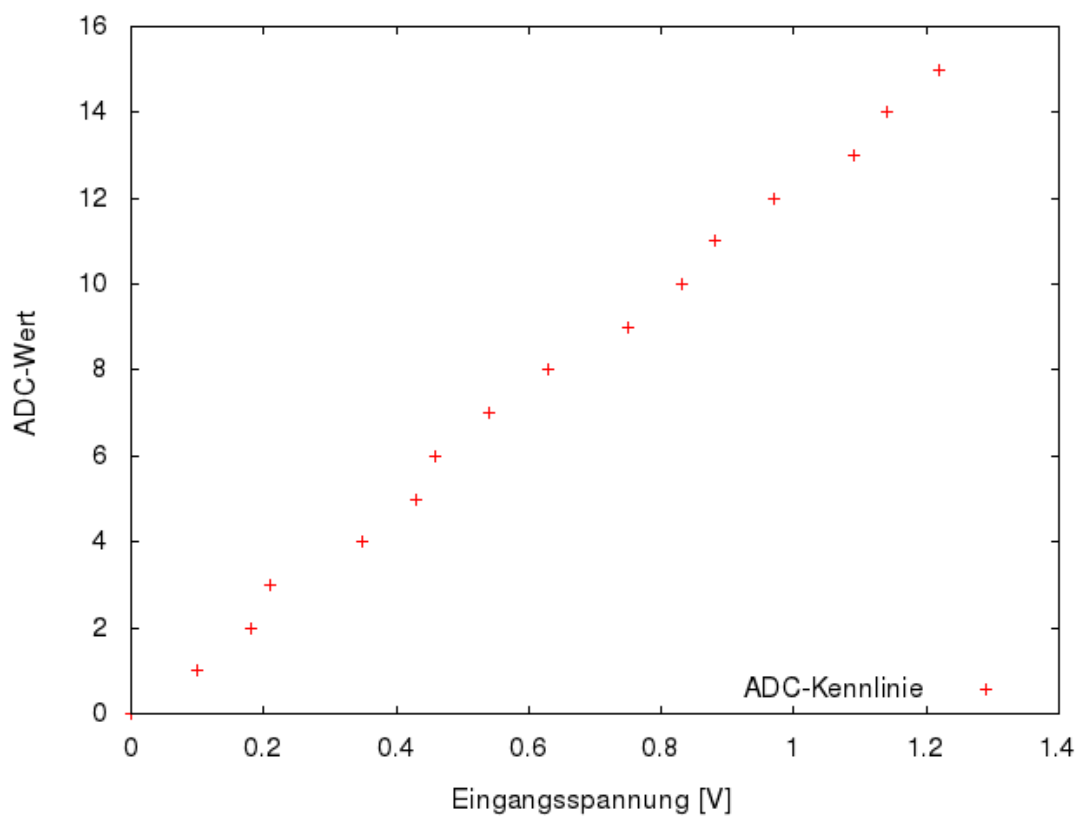


Abbildung 6: Das ADC-Ergebnis als Plot

Leider habe ich im Eifer des Gefechts (und durch den im letzten Versuch vorhandenen Zeitdruck) vergessen, das Potentiometer einzustellen, daher rühren die schlechten Werte her. Die Nichtlinearität kann ich jedoch leider nicht erklären.

9.4 Anzeige des kompletten „Suchbaums“

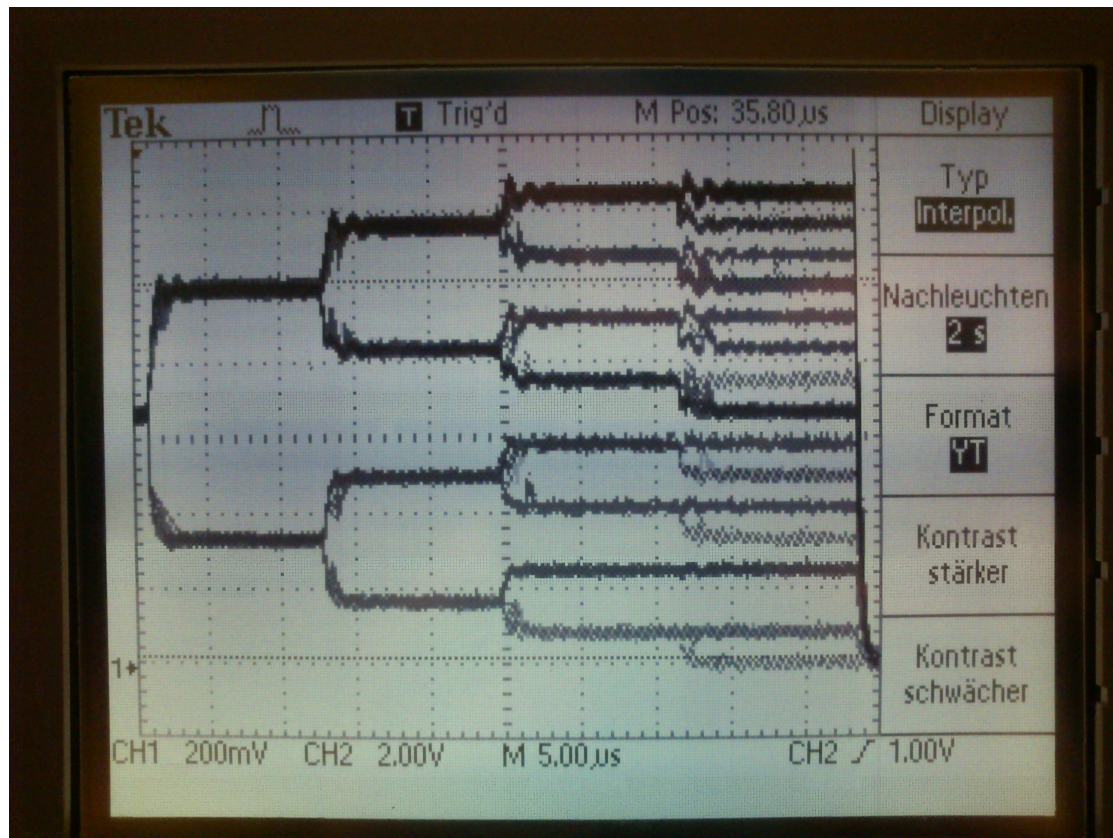


Abbildung 7: Der Suchbaum am Oszilloskop angezeigt

9.5 Geschwindigkeit des Analog-Digital-Wandlers

Es gilt:

$$t_{reg} = 25ns, t_{buf} = 16ns, t_{comp} = 1,3s, t_{setup} = 15ns, t_{RC} = 150ns$$

$$T_{Takt} = t_{reg} + t_{buf} + t_{comp} + t_{RC} = 1491ns = 1,491\mu s$$

$$T_{Wandlung} = t_{setup} + 4 * T_{Takt} = 5979ns = 5,979\mu s$$

$$\Rightarrow f_{Wandlung} = \frac{1}{T_{Wandlung}} = 167.25Hz$$

$$\Rightarrow f_{Eingang,max} = \frac{f_{Wandlung}}{2} = 83.625Hz$$

9.6 LED-Anzeige

Die Wahrheitstabelle des BCD-zu-7-Segment-Dekoders lässt sich einfach ablesen und sieht wie folgt aus:

Einganszahl [BCD]	a	b	c	d	e	f	g
0000	1	1	1	1	1	1	0
0001	0	1	1	0	0	0	0
0010	1	1	0	1	1	0	1
0011	1	1	1	1	0	0	1
0100	0	1	1	0	0	1	1
0101	1	0	1	1	0	1	1
0110	0	0	1	1	1	1	1
0111	1	1	1	0	0	0	0
1000	1	1	1	1	1	1	1
1001	1	1	1	0	0	1	1

bleme.

Die LED-Anzeige funktionierte ohne Pro-

9.7 Quantisierungsrauschen

Unser Wandler hat eine Auflösung von 4 bit, also ist $U_{LSB} = 0.093750V$. Somit ergibt sich U_r^2 zu $7.3242e-04V^2$

Für U_{1eff}^2 ergibt sich $0.5 * (16 * 0.093750V)^2 / 4 = 0.28125V^2$

Das Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich somit zu: $SNR[dB] = 10 * \log\left(\frac{U_{1eff}^2}{U_r^2}\right) =$

$10 * \log\left(\frac{0.28125V^2}{7.3242e-04V^2}\right) db = 25.843dB$.

ENDE

Literatur

- [1] Datenblatt zum Agilent HP34401
http://www.home.agilent.com/agilent/redirector.jsp?action=obs&nid=536880933.3.00&lc=ger&cc=DE&ckey=1000070110%3Aepsg%3Adow&pubno=5968-0162DEE<ype=LitStation&ctype=AGILENT_EDITORIAL&ml=ger
- [2] Programm zur Schaltungssimulation
<http://www.electronics-lab.com/downloads/schematic/013>
- [3] Webseite zum Wellenwiderstand
<http://www.mikrocontroller.net/articles/Wellenwiderstand>