

# Kapitel 1

## Aufnahme der Messergebnisse

Für die Messung über den Red Pitaya immer 1:1-Tastköpfe verwenden, nicht 10:1!

Bevor die ersten Messungen am System gemacht werden können, muss diese ausreichend auf ihre Funktionsfähigkeit getestet werden. Aufgrund der langen Lieferzeit der bestellten Bauteile, gab es im Vorfeld genügend Zeit ein Testprotokoll/Inbetriebnahmeprotokoll zu erarbeiten.

### 1.1 Test der Leiterplatte (PCB)

Nach Fertigstellung des pcb wird zunächst der aufkommende Versorgungsstrom auf einen bestimmten Wert begrenzt.(mit oder ohne  $\mu C$ ?) Anschließend wird kontrolliert, ob der Buck-Converter die 3,3 V zuverlässig ausgibt. Sobald das funktioniert, kann die Ansteuerung der Digitalpotentiometer durch die mcu programmiert werden. Dank der vorher geplanten Jumper kann der daraus resultierende Widerstandswert unabhängig von der Restschaltung gemessen und der Code dadurch validiert werden.

Im nächsten Schritt könnten die fehlenden ic gesteckt werden um das Gesamtsystem zu vermessen. Da die genaue Reaktion des Systems jedoch noch nicht genau bekannt ist, werden die Multiplizierer erst einmal überbrückt, um nur den bereits bekannten Biquad zu vermessen. Der Phase-Detektor kann dabei vorerst vernachlässigt werden. Stimmen diese Ergebnisse mit den früheren Resultaten überein, kann anschließend das vollständige System vermessen werden.

**Pico bootet nicht (Platinenversion 1)** Auffällig ist, dass der Pico bei anlegen der Versorgungsspannung nicht immer zuverlässig bootet. Ein möglicher Grund hierfür könnte eine nicht ausreichend stabilisierte Versorgungsspannung sein. Lösungsansätze sind z.B. das Einsetzen eines Stützkondensator am  $V_{sys}$ -Eingang oder das Hinzufügen eines Schalter für den 3,3 V-Jumper. Sobald die  $\pm 15$  V erst einmal anliegen kann der Schalter gesetzt werden womit die mcu zuverlässiger startet. Um auf Anrieb zu erkennen, dass der Pico ordnungsgemäß hochfährt wird das Skript erweitert, sodass die Onboard-LED als Statusindikator fungiert.

### 1.1.1 Nachtunen der Widerstandswerte der Digitalpotentiometer

Bei der ersten Messung des herkömmlichen Biquads ohne Self-Tune-System zeigt sich eine deutliche Abweichung der Mittenfrequenz von der in der ui eingestellten Frequenz. Dabei gibt es sowohl eine Diskrepanz zwischen dem theoretischen Sollwert  $soll\_R$  und dem durch den Wiper eingestellten Istwert  $ist\_R$ , als auch eine Abweichung zwischen dem Istwert und dem real abfallenden Widerstandswert.

Die Abweichung zwischen dem Ist- und Sollwert ist recht einfach zu erklären. Das verwendete Potentiometer wird über ein 8-Bit Steuerregister angesteuert, dass nur  $2^8 = 256$  diskrete Zustände annehmen kann. Diese Zustände sind gleichmäßig über den gesamten Widerstandsbereich verteilt, was zu einer konstanten Schrittweite führt. Diese Schrittweite setzt sich wie folgt zusammen:

$$R_{step} = \frac{R_{max} - R_{min}}{2^n - 1} = \frac{9980\ \Omega - 150\ \Omega}{255} = 38,5\ \Omega \quad (1.1)$$

wobei

- $R_{max}$  den größt möglichen Widerstand darstellt,
- $R_{min}$  den keinst möglichen Widerstand angibt.

Der Abstand zwischen zwei einstellbaren Widerstandswerten beträgt also  $R_{step} = 38\ \Omega$ . Bei der Umrechnung eines gewünschten Widerstandswert in einen 8-Bit Wert, muss dieser in den bereich von 0 bis 255 normiert werden. Da der normierte Wert seltenst einer Ganzzahl entspricht, wird dieser im Skript schließlich noch gerundet. So addieren sich auf die Abweichung durch die Schrittweite auch noch Rundungsfehler auf die Differenz von Ist- und Sollwert auf.

Die Diskrepanz zwischen dem eingestellten Istwert und dem tatsächlich gemessenen Realwert ist nicht so einfach zu ermitteln. Darum wird im Folgenden kurz untersucht, ob die anfallenden Abweichungen durch Anpassungen des Skripts kompensiert werden können. Dafür werden die Widerstände für den Ist- und Sollwert über das ui ausgegeben. Gleichzeitig wird der Widerstand des Poti 1 über ein Multimeter gemessen. Auf eine Messung der anderen Potentiometer wird hierbei verzichtet, da ihre Werte immer innerhalb von  $10\ \Omega$  übereinstimmten. Die gemessenen Werte sind in der Tabelle 1.1 dokumentiert.

UI-Werte / Hz	ist_R / $\Omega$	soll_R / $\Omega$	real_R / $\Omega$	Differenz (real - soll)
50	3178	3183	3244	+61
100	1589	1591	1668	+77
160	983	994	1067	+73
200	794	795	877	+82
300	529	530	611	+81
500	302	318	387	+69
750	227	212	310	+98
1000	151	159	233	+74

Tabelle 1.1: Vergleich der Ist-, Soll- und Realwiderstandswerte (Poti 1)

Auffallend ist, dass die Differenz zwischen Real- und Sollwert immer positiv ist, was auf eine generelle Überschreitung des gewollten Wert hindeutet. Über diese Messreihe beträgt die durchschnittliche Abweichung  $78,2\Omega$ . Bei Aufnahme der Widerstandswerte für  $f_0 > 1\text{ kHz}$  zeigt sich zudem, dass der Realwiderstand nicht unter ca  $150\Omega$  fällt. Dadurch kann die Mittenfrequenz mit diesen Bauteilparametern  $1060\text{ Hz}$  nicht überschreiten.

Durch die zuvor berechnete minimale Schrittweite von  $38,5\Omega$  lässt sich zudem ein weiterer interessanter Aspekt ableiten. Die minimal korregierbare Abweichung beträgt  $\pm 19,25\Omega$ . Abweichungen unterhalb dieses Fehlers können durch diese Potentiometer also nicht weiter kompensiert werden. Die durchschnittliche Differenz von Soll- und Realwert liegt mit  $78,2\Omega$  deutlich höher, sodass diese durch eine Anpassung des Wiperwiderstands in Skript von 2 auf 4 Bit um  $2 \cdot 38,5\Omega = 77\Omega$  verringert werden. Die Ergebnisse dieser Anpassung werden in Tabelle 1.2 dokumentiert.

UI-Werte / Hz	soll_R / $\Omega$	real_R_neu / $\Omega$	Differenz_neu	Differenz_alt
50	3183	3064	-115	+61
100	1591	1566	-25	+77
160	994	971	-23	+73
200	795	784	-11	+82
300	530	532	+2	+81
500	318	298	-20	+69
750	212	221	+9	+98
1000	159	145	-14	+74

Tabelle 1.2: Messwerte des Digitalpotentiometers nach Anpassung

Diese Anpassung führt zu einer deutlichen Annäherung von Soll- und Realwert. Die durchschnittliche Abweichung verbessert sich auf etwa  $27,4\Omega$ . Die neuen Werte für die Differenz weisen dabei sowohl positive als auch negative Vorzeichen auf, wesshalb eine erneute Veränderung des Wiperwiderstand die Abweichung nicht weiter reduziert. Die größte Abweichung tritt bei  $50\text{ Hz}$  mit  $-115\Omega$  Differenz auf, während die Differenzen für höhere Frequenzen deutlich kleiner werden.

**Hinweis:** Zusätzlich ist zu erwähnen, dass die maximale Mittenfrequenz durch die Wahl eines kleineren Kondensators (z.B.  $100\text{ nF}$ ) noch erheblich erhöht werden kann. Beim Self-Tuned Biquad ändert sich zudem die Gleichung für die Mittenfrequenz, wodurch ebenfalls höhere Frequenzen erreicht werden können.

## 1.2 Messverfahren

Was soll gemessen werden, wie soll dies gemessen werden?

### 1.2.1 Frequenzsweep/ Bode Analyser/ ac analyse

Nach der Aktualisierung des Red Pitaya Betriebssystems funktioniert die Messwertaufnahme mit der eingesteckten mcu schließlich. Die Charakterisierung des Systems erfolgt über

einen Frequenzsweep (Bode-Analyse), um den Amplituden- und Phasengang mit einem herkömmlichen Biquad-Filter zu vergleichen. Über diese Analyse soll zudem auch festgestellt werden, welche der beiden Gleichungen für die Mittenfrequenz die korrekte ist.

### 1.2.2 Erste Messungen am Gesamtsystem

Bei der ersten Aufnahme des Gesamtsystems treten mehrere unerwartete Phänomene auf. Trotz mehrfacher Überprüfung der Widerstandswerte der Digitalpotentiometer und aller relevanten Spannungen (R2 zeigt leichte Schwankungen) verhält sich das System nicht wie erwartet. Obwohl die Filterparameter konstant gehalten werden zeigen die Ergebnisse der Bode-Analyse starke Inkonsistenzen. So schwankt die Mittenfrequenz  $\omega_0$  am Bandsperrausgang über mehrere Messreihen hinweg stark und zeigt eine steigende Tendenz (von ca. 430 Hz bis hin zu 1519 Hz). (Die Bandsperre wird hier hauptsächlich verwendet um die Mittenfrequenz leicht beobachten zu können)

Bild?

Zusätzlich weichen die Frequenzverläufe von den charakteristischen Verläufen ab. Der Amplitudenverlauf der Bandsperre zeigt im zweiten Durchlassbereich eine Dämpfung von etwa 8 bis 10 dB. Der Phasenverlauf zeigt zudem kurz vor dem Sprung an der Mittenfrequenz eine starke Erhöhung anstatt wie in der Simulation weiter zu fallen. Am Bandpass tritt im höheren Frequenzbereich keine Dämpfung mehr auf und verhält sich entsprechend eines Hochpasses. Die Flankensteilheit am Tiefpass ist deutlich zu gering, sodass dieser eher einem Allpass entspricht.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass dem System die notwendige Dämpfung im höheren Frequenzbereich fehlt, wobei lediglich der Hochpass (HP) einen korrekten Verlauf beibehält.

Um die Ursache für die Inkonsistenzen einzugrenzen, soll der vcf ohne Einfluss durch den Phasendetektor betrachtet werden. Durch das Auslöten von  $R_{10}$  wird der Regelkreis von der Phasendetektion getrennt. Die Steuerspannung  $V_c$  wird auf ein definiertes Potential von 1 V gesetzt. Auf den ersten Blick scheinen die Verläufe der Ausgänge korrekt zu sein, sodass mit der tieferen Analyse der Mittenfrequenz begonnen werden kann.

### Verifizierung der Mittenfrequenzgleichung

Für den herkömmlichen Biquad liegt die Mittenfrequenz für  $R = 1 \text{ k}\Omega$  und  $C = 1 \mu\text{F}$  bei etwa 160 Hz. Bei gleichen Parametern liegt  $f_0$  für den vcf deutlich höher. Das liegt daran, dass mit der Veränderung des Schaltungsaufbaus auch die Zusammensetzung der Mittenfrequenz beeinflusst wird. Die Mittenfrequenz des herkömmlichen Biquads ist als  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$  ?? definiert, während für den vcf-Aufbau die Referenzspannung  $V_r$  und Steuerspannung  $V_c$  berücksichtigt werden müssen.

Die in Kapitel ?? hergeleiteten Mittenfrequenzen werden hier im Folgenden noch einmal betrachtet, um zu verifizieren welche korrekt ist. Die Funktion ?? wurde dabei eigenständig hergeleitet, während die während die Funktion ?? aus dem ASLK-PRO Manual stammt.

$$\omega_0 = \frac{V_r}{V_c RC} \quad (??)$$

$$\omega_0 = \frac{V_c}{V_r \cdot RC} \quad (??)$$

Wie schon zuvor erwähnt unterscheiden sich diese beiden Gleichungen nur in dem hinzugefügten Faktor aus Referenzspannung  $V_r$  und Steuerspannung  $V_c$ . Bei Messung dieser Signale fällt auf, dass das Potential für  $V_r$  bei einer Versorgungsspannung von  $\pm 15\text{ V}$  auf  $-13,73\text{ V}$  liegt und nicht wie im Datenblatt angegeben auf  $-10\text{ V}$  lasergetrimmt ist. Bei Änderung der negativen Versorgungsspannung ist zudem zu erkennen, dass  $V_r$  immer etwa  $1,27\text{ V}$  unter dieser zu sein scheint. Aus diesem Grund wird die Versorgungsspannung von  $\pm 15\text{ V}$  zeitweise auf  $\pm 11\text{ V}$  reduziert, um mit  $-9,73\text{ V}$  möglichst Nahe an den angegebenen  $-10\text{ V}$  zu liegen. (dies kann auch über den SF pin korrigiert werden, jedoch wurde dieser in der ersten iteration falsch Verschaltet.)

Für die Vermessung des vcf werden die Filterparameter wie gewohnt gewählt. Die Widerstände liegen bei etwa  $1\text{ k}\Omega$ , die Steuerspannung  $V_c$  wird auf  $1\text{ V}$  und die Referenzspannung  $V_r$  auf  $9,73\text{ V}$  eingestellt. Die visuelle Begutachtung der Filterverläufe zeigt zunächst einen korrekten Verlauf, weshalb die frequenzbestimmenden Widerstände im nächsten Schritt über den gesamten Filterbereich variiert werden. Die Mittenfrequenz wird dabei über den Nulldurchgang der Phase im Bandsperrenausgang ermittelt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 1.3 zusammengefasst.

$(soll_R)/\Omega$	Messung: $\omega_0/\text{Hz}$	Theorie: $\omega_0/\text{Hz}$	Abweichung /%
1591	1116.22	973.34	12.8
994	1776.34	1557.93	12.3
796	2140.18	1945.45	9.1
531	3253.12	2916.34	10.35
318	5789.74	4869.74	15.89
212	7653.34	7304.61	4.56
159	11570.81	9739.48	15.83

Tabelle 1.3: Mittenfrequenzen und Abweichungen der verschiedenen Widerstände.

Die theoretischen Werte basieren auf der eigenständig hergeleiteten Gleichung ???. Es zeigt sich, dass das System zwar grob der theoretischen Gleichung folgt. Die Abweichungen sind mit bis zu  $15,89\%$  jedoch noch sehr hoch. Um diese Abweichungen zu kompensieren, wird die Berechnungsfunktion für die theoretische Mittenfrequenz in Python an die gemessenen Werte angepasst. Durch die Multiplikation der Widerstandswerte mit einem Faktor von  $0,9$  lässt sich die Abweichung für die gemessenen Werte auf  $\pm 7,5\%$  reduzieren, statt der ursprünglichen  $\pm 15,89\%$ .

Um die Ursache für diese starken Abweichungen zu verstehen, wird die Schaltung nochmals detailliert betrachtet. Dabei fällt auf, dass die verbauten Elektrolytkondensatoren eine Toleranz von bis zu  $20\%$  aufweisen. Diese Toleranz zeigt sich auch bei der Messung unverbaute Kondensatoren desselben Typs. Obwohl die Toleranz von Bauteilen für einen Self-Tuned-Filter als Gesamtsystem theoretisch keine Rolle spielen sollte, ist es für präzise Messungen an Teilsystemen wie dem vcf vorteilhaft, geringere Toleranzen zu haben. Aus

diesem Grund werden die Elektrolytkondensatoren gegen Folienkondensatoren ausgetauscht, die eine Toleranz von nur 5 % aufweisen.

Widerstand ( $soll_R$ )	Mittenfrequenz /Hz	Theoriewert /Hz	Abweichung /%
1591	1038.04	973.34	6.23
994	1656.58	1557.93	5.95
796	1993.77	1945.45	2.42
531	2960.54	2916.34	1.49
318	5327.21	4869.74	8.59
212	6863.27	7304.61	-6.43
159	9930.13	9739.48	1.92

Tabelle 1.4: Mittenfrequenzen und Abweichungen der verschiedenen Widerstände.

Wie in Tabelle 1.4 dargestellt verbessert sich die Abweichung zwischen den Theorie- und Praxiswerten nach Austausch der Kondensatoren deutlich. Für die betrachteten Datenpunkte reduziert sich die maximale Abweichung auf unter 8,6 %, was fast einer Halbierung der vorherigen maximalen Abweichung entspricht. Die verbleibende Abweichung kann nicht einfach durch Skalierung eines Filterparameters verringert werden, da die größte negative Abweichung bei  $-6,43\%$  liegt. So wird diese auf die Bauteiltoleranzen, besonders die Digitalpotentiometer zurückzuführen sein.

Zuletzt sollen nun noch die gegensätzlichen Mittenfrequenzgleichung überprüft werden. Für die Steuerspannung wird dabei ein Wert von  $V_c = 1\text{ V}$  eingesetzt, die Referenzspannung beträgt  $V_r = 9,73\text{ V}$ . Werden diese Werte nun in die beiden Gleichungen eingesetzt ergibt sich folgendes Bild.

$$f_0 = \frac{V_r}{V_c \cdot 2\pi RC} = \frac{9,73\text{ V}}{1\text{ V} \cdot 2\pi \cdot 994\ \Omega \cdot 1\ \mu\text{F}} = 1557,93\text{ Hz} \quad (1.2)$$

$$f_{0\_ASLK} = \frac{V_c}{V_r \cdot 2\pi RC} = \frac{1\text{ V}}{9,73\text{ V} \cdot 2\pi \cdot 994\ \Omega \cdot 1\ \mu\text{F}} = 16,46\text{ Hz} \quad (1.3)$$

Während die Gleichung aus dem ASLK-PRO Manual eine Mittenfrequenz von nur 16,46 Hz vorhersagt, liefert die eigenständig hergeleitete Gleichung einen Wert von 1557,93 Hz, der besser mit dem gemessenen Wert von 1657 Hz übereinstimmt.

Um die Abhängigkeit der Mittenfrequenz von der Steuerspannung endgültig zu bestätigen, wird  $V_c$  im Experiment von 1 V auf 2 V erhöht. Nach der Rechenvorschrift ?? sollte sich die Mittenfrequenz dadurch halbieren. Die Ergebnisse sind in Tabelle 1.5 zusammengefasst:

$V_c/\text{V}$	Theorie: $\omega_0/\text{Hz}$	Messung: $\omega_0/\text{Hz}$	Abweichung /%
1	1557.93	1656.58	5.95
2	778.96	824.39	5.51

Tabelle 1.5: Vergleich der Mittenfrequenz bei Variation von  $V_c$

Dadurch kann bestätigt werden, dass die eigenständig hergeleitete Gleichung ?? die Mittenfrequenz für diesen vcf korrekt beschreibt. Die Abweichungen zwischen Theorie und Messung liegen im akzeptablen Bereich und sind vermutlich auf die Toleranzen der verwendeten Bauteile zurückzuführen.

Auch die Simulation des Filters in LTspice kommt auf eine andere Mittenfrequenz. diese liegt bei etwa 1,76 kHz. dabei sind alle schaltungsteile gleich, nur die Versorgungs und hilfsspannungen müssen nochmals überprüft werden.

### 1.2.3 Transient analyse

Zeitaufnahme, um zu sehen ob beim Einschwingen eine Fallhöhe oder so existiert. (wahrscheinlich mit Oscilloskop)

### 1.2.4 Spektrum Analysator

Aufnahme über spektrum analysator? Herausfinden wie groß der Filter/ Einstellungsbereich des Filters ist. Also bis zu welcher abweichung von eingehender Freq und bauteilbedingter Mittenfreq. der filter noch die  $\omega_{in} = \omega_0$  schafft.