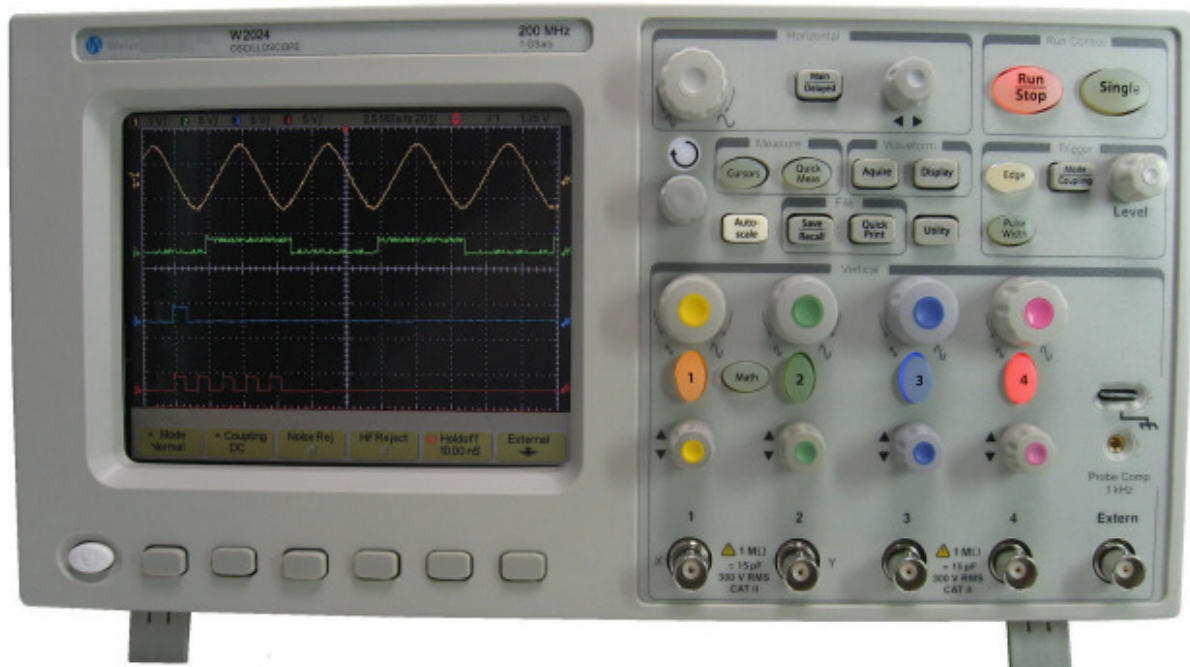


W2000A

Low Budget

Mod



Inhaltsverzeichnis

Vorüberlegung.....	2
Die Idee.....	5
Umsetzung.....	7
Ausbau der Hauptplatine	7
Abschirmungen entfernen	9
Bestückung des Rückkopplungszweiges.....	10
R ₁₄ und die Längswiderstände.....	11
Der Abschlusswiderstand	12
Nacharbeiten.....	13
Das Ergebnis	14
Stückliste	17

Vorüberlegung

Die W2000A Reihe leidet im Wesentlichen an zwei Krankheiten:

- Starkes Rauschen, insbesondere in den 1er und 2er Spannungsbereichen.
- Einem Amplitudengang, der stark nichtlinear ist. Zwischen 50MHz und 200MHz ist die Amplitude viel zu groß, was zu Verzerrungen in der Signaldarstellung führt.

Das starke Rauschen wird größtenteils durch eine ungünstige Verstärkung im DSO-Eingang verursacht, die dazu führt, dass von den 256 Auflösungsstufen des 8 Bit ADC viel weniger genutzt werden als eigentlich möglich wäre. Das hat zur Folge, dass der Skalierungsfaktor bei der Bildschirmausgabe entsprechend hoch gewählt werden muss. Das Rauschen, welches immer bei ADCs und Eingangsstufen vorhanden ist, wird dadurch ebenfalls hoch skaliert und kommt viel mehr zur Geltung. Oder um es technisch auszudrücken, der Signal – Rauschabstand (SNR) ist bei der gewählten Auflösung sehr schlecht.

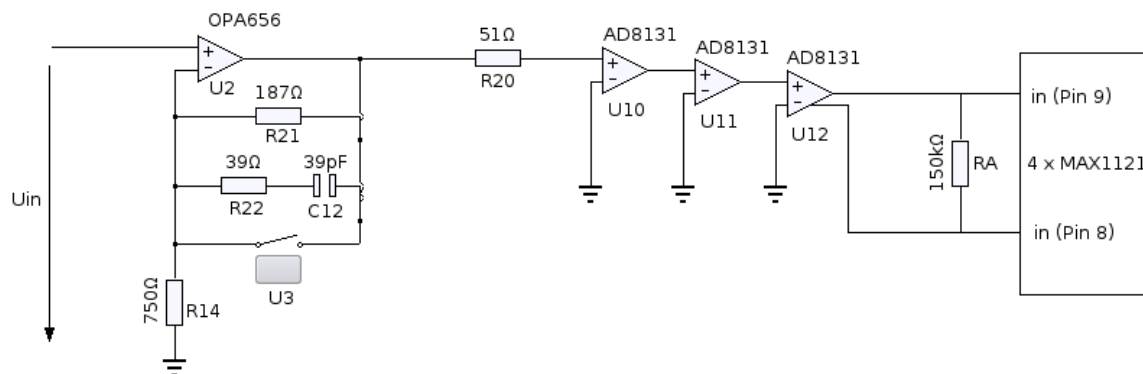


Bild 1: Analoge Eingangsstufe im Originalzustand

Bild 1 zeigt die vereinfachte Schaltung der analogen Eingangsstufe, die im Wesentlichen aus einem OPA656 und drei hintereinandergeschalteten AD8131 Operationsverstärkern besteht. Die Bauteilenummern in dieser Dokumentation beziehen sich alle auf den Schaltplan in Analog-Input-Part_assignment_V3_4.pdf. Die Datei ist zu finden im W2000A Wiki auf SFN:

<http://sourceforge.net/apps/trac/welecw2000a/wiki/WikiStart>

unter dem Link „Hardware overview“.

Der OPA656 arbeitet hier eigentlich nur als Impedanzwandler, da die Verstärkung meistens kaum größer als 1 ist. Die Rückkopplungsbeschaltung aus R21 und R14 sorgt für eine Grundverstärkung von ca. 1.25, die jedoch vom parallel liegenden Hochpass aus R22 und C12 ab einer Frequenz von 5 – 7MHz wieder auf ungefähr 1 reduziert wird. Als Ergebnis haben wir eine zusätzliche Nichtlinearität im Frequenzgang zwischen 5 – 15MHz.

Mit dieser Bestückung ist kaum nachvollziehbar, was WELEC damit erreichen wollte. Wir kommen aber später noch einmal darauf zurück, da wir uns dieses Grundkonstrukt zunutze machen können.

Zusätzlich ist ein Schalter (U3) vorgesehen, der in der originalen WELEC Firmware die Verstärkung in einigen Spannungsbereichen hart auf 1 setzt. Dieser Schalter ist jedoch in der Open Source Firmware immer offen, um möglichst viel Verstärkung zu nutzen.

Die drei AD8131 sind zum Einen für die Spannungsteilung der einzelnen Spannungsbereiche zuständig, indem zwischen Verstärkung 1 und 2 gewählt werden kann und zum Anderen für die differentielle Ansteuerung des ADC-Eingangs.

Der verbogene Frequenzgang unseres DSOs wird durch die Kennlinie des Eingangsverstärkers OPA656, der ersten Verstärkerstufe im Eingang, verursacht.

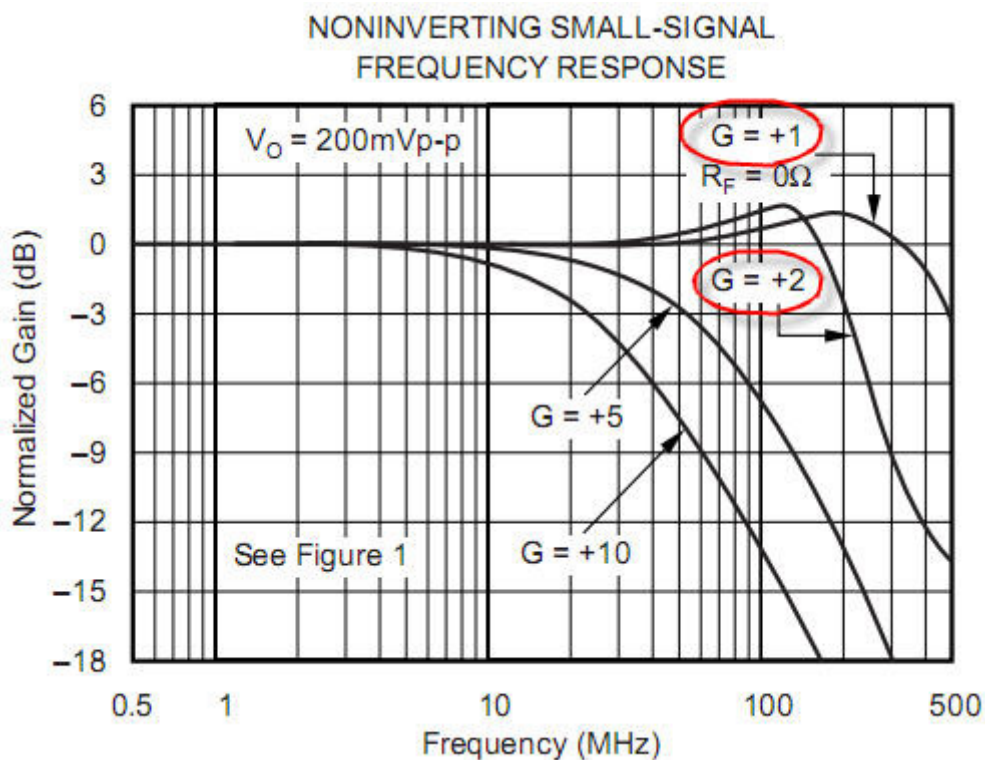
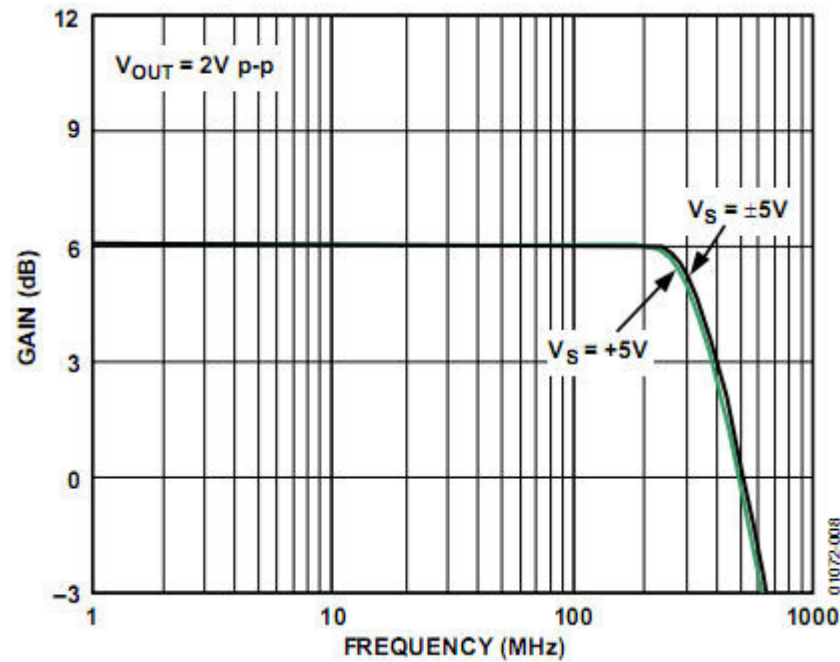


Bild 2: Frequenzgang OPA656

Die Kennlinie im Verstärkungsbereich zwischen 1 und 2 repräsentiert den Amplitudengang unseres W2000A recht genau. Man sieht sehr schön, wie die Amplitude bei 50MHz anfängt anzusteigen und dann zwischen 100MHz und 200MHz gegen 2dB läuft, was einem Faktor von ungefähr 1.25 entspricht oder einer Abweichung von 25%.

Die AD8131 haben dagegen eine sehr lineare Kennlinie, die erst bei mehr als 200MHz anfängt abzufallen, um dann bei etwa 400MHz die -3dB Grenzfrequenz zu erreichen (Bild 3). Wir arbeiten zwar mit Pegeln, die niedriger als 2Vp-p liegen, aber anders als in der hier verwendeten Messschaltung verwendet WELEC keinen 200Ω Lastwiderstand sondern einen resultierenden Lastwiderstand von ~1.1KΩ, was im Endeffekt zum gleichen Resultat führt.

Der verbogene Frequenzgang des OPA656 wird hier also 1:1 zum ADC weitergereicht.

Bild 3: Frequenzgang AD8131 mit Abschluss $> 200\Omega$

Es gab bisher einige Versuche, den verbogenen Frequenzgang zu begradigen. Ein Ansatz ist die Verwendung eines anderen Abschlusswiderstandes (174Ω) am Ausgang des letzten AD8131. Weiterhin wurden Längswiderstände von 24.9Ω als Ersatz für die 0Ω Widerstände, die ab Werk verbaut sind, eingefügt. Ziel war es dabei, einen Gesamtwiderstand von 200Ω zu erreichen, wie er in der Testschaltung der Herstellerdatenblätter verwendet wird. Die Längswiderstände werden vom Hersteller bei kapazitiven Lasten empfohlen, um die Schwingneigung des AD8131 zu reduzieren. Die 4 ADC erzeugen zusammen mit den Leitungskapazitäten eine kapazitive Belastung von ca. 15pF , was die Beschaltung mit Längswiderständen durchaus sinnvoll erscheinen lässt.

Der Abschluss mit 200Ω sorgt für einen Abfall der Kennlinie des AD8131 genau in dem Bereich, in dem beim OPA656 die Kennlinie ansteigt (Bild 4). Wir korrigieren den verbogenen Frequenzgang des OPA656 also dadurch, dass wir den eigentlich idealen Frequenzgang des AD8131 ebenfalls verbiegen – mit mäßigem Erfolg.

Diese Korrektur ist allerdings mit weiteren Nachteilen verbunden. Die zwei 24.9Ω Widerstände und der 174Ω (180Ω) Widerstand parallel zu den ADC-Eingängen bilden einen Spannungsteiler von 1:3 oder anders ausgedrückt, bei 1V Ausgangsspannung des AD8131 liegen am Eingang des ADC nur etwa $0,75\text{V}$ an, da $0,25\text{V}$ an den Längswiderständen abfallen. Dies bedeutet, dass weniger Auflösung des ADC genutzt werden kann, der Skalierungsfaktor größer gewählt werden muss und daher der Rauschabstand (SNR) schlechter wird, was sich in einem stark rauschenden Signal auf dem Bildschirm äußert.

Weiterhin bewirkt der 200Ω Abschluss im oberen Aussteuerungsbereich des AD8131 durch die höhere Belastung des Ausgangs eine Nichtlinearität, so dass dieser Bereich nur noch bedingt nutzbar ist. Für unsere späteren Überlegungen zur Verstärkungsanhebung spielt das eine wesentliche Rolle, da wir genau diesen Bereich nutzen wollen.

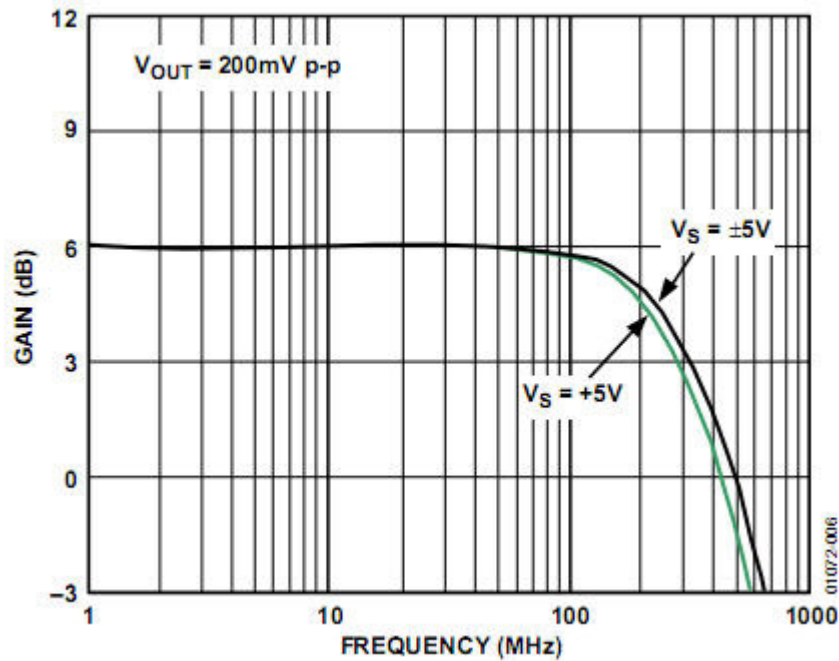


Bild 4: Frequenzgang AD8131 mit 200Ω Abschluss

Die Idee

Um zu einer brauchbaren Signaldarstellung auf dem Bildschirm zu kommen, müssen wir zwei Ansätze verfolgen:

1. Die Verstärkung muss soweit angehoben werden, dass der verfügbare Auflösungsbereich besser genutzt wird und damit der Rauschabstand (SNR) größer wird. Dabei sollten die Bauteile möglichst rauscharm dimensioniert werden.
2. Der Frequenzgang muss so korrigiert werden, dass er im Bereich 1MHz – 150MHz möglichst linear verläuft, damit eine korrekte Wiedergabe der Signalform und Amplitude gewährleistet ist.

Dabei sollten möglichst wenige, einfach durchzuführende Änderungen vorgenommen werden.

Um die Verstärkung anzuheben, haben wir verschiedene Möglichkeiten. Als ersten Schritt können wir den Abschlussspannungsteiler so ändern, dass mehr Spannung am ADC-Eingang anliegt. Hier hat sich durch Ausprobieren ein Wert von 330Ω zu 2 x 24.9Ω als günstig erwiesen. Die beiden Längswiderstände dämpfen die Schwingneigung des OP's.

Die vier ADC-Eingänge liegen mit ihren je 4.4KΩ parallel zu den 330Ω was insgesamt einen Widerstand von ~250Ω ergibt. Zusammen mit den Längswiderständen ergibt das 300Ω als resultierenden Lastwiderstand für den AD8131. Die Spannung teilt sich 1:5 auf, d.h. bei 1V am Ausgang des OP-Verstärkers fallen 0.166V an den Längswiderständen ab und 0.833V am ADC-Eingang. Das ist ein deutlich günstigeres Verhältnis als mit 200Ω Abschluss. Zusätzlich wird der nutzbare Aussteuerbereich des AD8131 so groß, dass er ohne nennenswerte Verzerrungen die 1.25Vp-p FS des ADC-Eingangs erreicht.

Als weitere Kandidaten für eine Verstärkungsanhebung könnte man die drei AD8131 in Betracht ziehen. Diese sind jedoch durch interne Rückkopplung auf eine feste Verstärkung von 2 eingestellt. Eine Änderung der Verstärkung durch äußere Beschaltung wäre recht aufwändig, und da die OP's auch noch zum Schalten der unterschiedlichen Spannungsbereiche genutzt werden, wäre das unter Umständen mit ungewollten Nebeneffekten verbunden. Die AD8131 scheiden daher für eine einfache Modifikation aus.

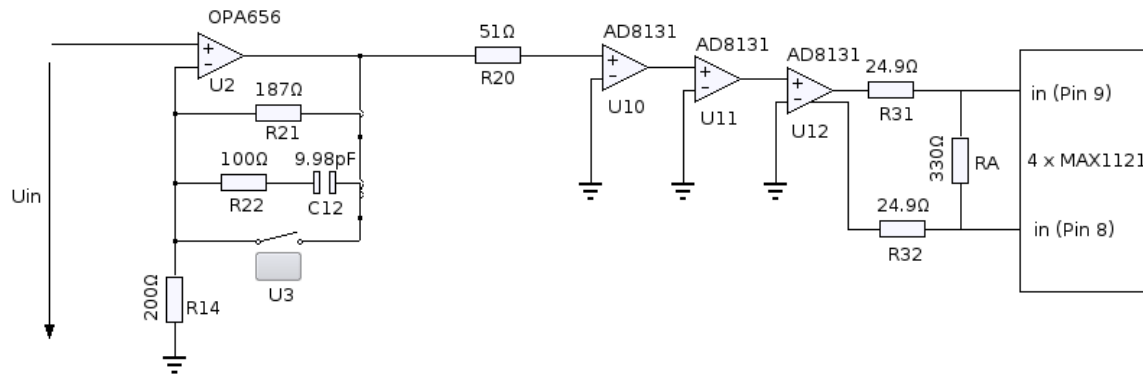


Bild 5: Neu dimensionierte Eingangsschaltung

Bleibt noch die erste Eingangsstufe, der OPA656. Der für uns nutzbare Verstärkungsbereich liegt hier zwischen $V = 1$ und $V = 2$. Um den Aussteuerbereich des ADC gut zu nutzen, sollte eine Verstärkung von etwa $V = 1.9$ angestrebt werden. Ein zu großer Wert würde dafür sorgen, dass die Bildschirmhöhe nicht mehr voll genutzt werden kann; Ein zu kleiner Wert würde nicht den maximal möglichen Rauschabstand (SNR) ergeben.

Um die Verstärkung zu erhöhen, muss der Spannungsteiler aus dem Rückkopplungswiderstand R_{21} und dem Widerstand R_{14} neu dimensioniert werden. Die Verstärkung ergibt sich aus:

$$V = 1 + (R_{21} / R_{14})$$

Eine Möglichkeit wäre es, R_{21} auf ca. 680Ω zu erhöhen. Das reduziert den Strom, der durch den Spannungsteiler fließt, wirkt sich aber ungünstig auf das Rauschen aus. Der Hersteller empfiehlt als Richtwert, dass der Parallelwiderstand von $R_{21} || R_{14}$ kleiner als 200Ω sein sollte. Ich habe daher R_{21} unverändert gelassen und R_{14} auf 200Ω geändert. Die Verstärkung ergibt damit $V = 1.915$ bei wenig Eingangsrauschen ($R_{21} || R_{14} < 100\Omega$).

Nachdem die Verstärkung jetzt optimal eingestellt ist, bleibt noch die Begradigung des Frequenzgangs. Dazu nutzen wir den im Rückkopplungszweig liegenden Hochpass, der von WELEC völlig sinnbefreit dimensioniert wurde.

Ziel ist es, dass die Verstärkung genau dann heruntergefahren wird, wenn der Amplitudengang ansteigt und die Verstärkung genau so weit zurückgeregelt wird, dass der resultierende Amplitudengang möglichst linear verläuft. Vereinfacht gesagt, stellen wir mit R_{22} ein, um wie viel die Verstärkung heruntergehen soll und mit C_{12} , ab wann die Bandbreitenbegrenzung der Verstärkung einsetzen soll. Natürlich spielt hier der Blindwiderstand des Kondensators ebenfalls eine Rolle, aber als Ausgangsbasis ist diese vereinfachte Betrachtung ganz hilfreich.

Da die Amplitude, wie in den Vorbetrachtungen festgestellt, im Maximum etwa um 25% zu groß ist, muss die Verstärkung entsprechend bei 150MHz um etwa 25% reduziert werden.

Bei einem Ausgangswert von $V = 1,9$ für die Verstärkung ergibt eine Absenkung um 25% ungefähr eine Restverstärkung von $V = 1.4$.

Die Verstärkung berechnet sich aus:

$$V = 1 + (R_{21} \parallel Z_F) / R_{14}$$

$$R_{21} \parallel Z_F = (R_{21} * |Z_F|) / (R_{21} + |Z_F|) \quad \text{mit } |Z_F| = \sqrt{X_{C12}^2 + R_{22}^2}$$
$$\text{und } X_{C12} = 1 / (2 * \pi * f * C_{12}) \quad \text{bei } f = 150\text{MHz}$$

Durch Einsetzen verschiedener R- und C-Kombinationen in die Formel hat sich letztendlich bei $C_{12} = 10\text{pF}$ ein Widerstand von $R_{22} = 100\Omega$ ergeben.

Das sorgt dafür, dass der Hochpass ab etwa 25MHz leicht zu wirken beginnt und ab 50MHz dann merklich die Verstärkung reduziert.

An dieser Stelle kann man durch Feinjustierung mit anderen Widerstandswerten und Kapazitäten sicher noch etwas optimieren. Evtl. könnte ein geringfügig anderer Wert für C_{12} den kleinen Durchhänger im Frequenzgang zwischen 20MHz und 80MHz beseitigen. Da mir aber keine entsprechend klein abgestuften Werte zur Verfügung stehen, habe ich es bei 10pF belassen. Für mich ist das Ergebnis aber schon recht ansprechend.

Umsetzung

Ausbau der Hauptplatine

Zunächst muss die Hauptplatine aus dem Gerät ausgebaut werden.

Dazu müssen die Drehknöpfe auf der Frontseite leider abgezogen werden, da wir sonst nicht an die Verschraubungen der BNC-Buchsen gelangen. Die Drehknöpfe sitzen zum Teil sehr fest und lassen sich mit einem sehr kleinen Schraubendreher gegen den Rand auf der Achse, wo der abgeflachte Achsenteil anfängt, abhebeln.

Dann den rückwärtigen Deckel abschrauben (drei Schrauben). Auf der einen Seite sieht man das Netzteil, auf der anderen Seite die Hauptplatine. Zuerst muss man das Netzteil abschrauben (vier Schrauben), dieses dann vorsichtig anheben, um es von der Pfostenleiste abzuziehen. Dann die beiden Steckerchen abziehen, die von der Netzteilplatine ans Display gehen.

Als nächstes den Displaystecker und die Befestigungsschraube der Hauptplatine lösen. Jetzt den vollständigen Metallrahmen aus der Kunststofffrontplatte nehmen und die BNC-Verschraubungen entfernen. Die Hauptplatine ist jetzt eigentlich nicht mehr befestigt, sitzt

aber mit etwas Spannung im Rahmen. Am Besten an der Stelle, wo die einzelne kleine Schraube saß, vorsichtig hebeln. Dann springt die Platine aus der darunterliegenden kleinen Steckverbindung (Bild 6 - Connector 1) und lässt sich dann einfach herausnehmen.

Für die nachfolgenden Arbeiten ist es von Vorteil, wenn die Platine auf beiden Seiten stabil liegt und nicht wackelt. Ich habe mir hierzu mit dem Teppichmesser zwei Auflagen aus geschäumtem Verpackungsmaterial geschnitten, die an den entsprechenden Stellen Aussparungen aufweisen.

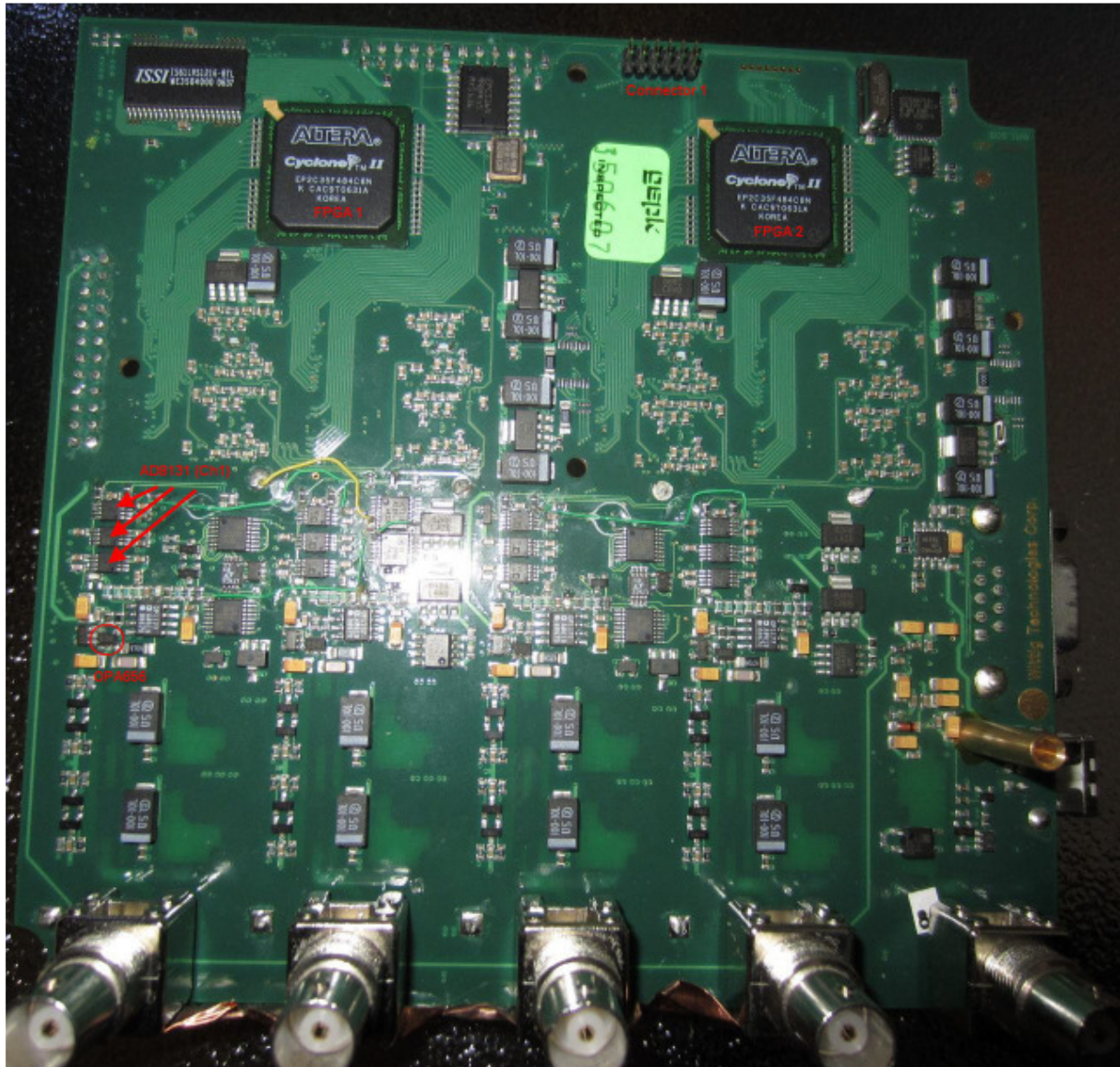


Bild 6: Hauptplatine

Abschirmungen entfernen

Jetzt geht es mit dem LötKolben weiter. Es müssen die Blechabschirmungen über der Eingangsbeschaltung entfernt werden. Jede der Abschirmungen ist diagonal an zwei Punkten mit der Platine verlötet und zusätzlich an der Front mit einem kleinen Draht an die Masse der BNC-Buchse angeschlossen (Bild 7). Diese Arbeit kann ruhig mit einem etwas größeren LötKolben erledigt werden. Bei der einen Verlötung muss man etwas vorsichtig sein, da hier noch ein isolierter Draht durch den Lötunkt führt.

Unter der Abschirmung befindet sich unter anderem der Rückkopplungsweig des OPA656, an welchem wir ja Änderungen vornehmen wollen.

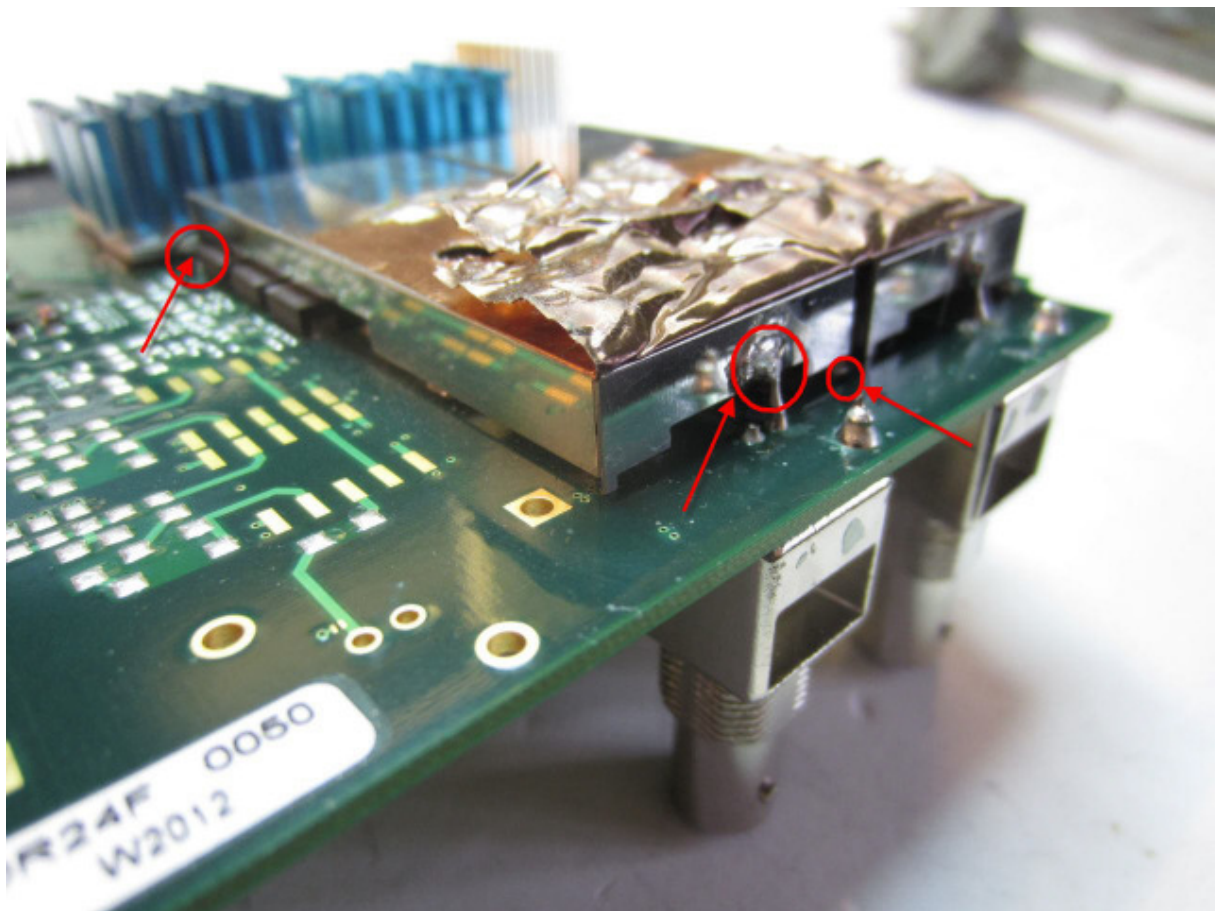


Bild 7: Abschirmung

Bestückung des Rückkopplungszeitiges

Widerstand R22 (Beschriftung 390) und den daneben liegenden Kondensator C12 entfernen (Bild 8 mit Originalbestückung) und durch die neuen Werte R22 = 100Ω (Beschriftung 101 oder 01A) und C12 = 10pF ersetzen. R21 bleibt unverändert.

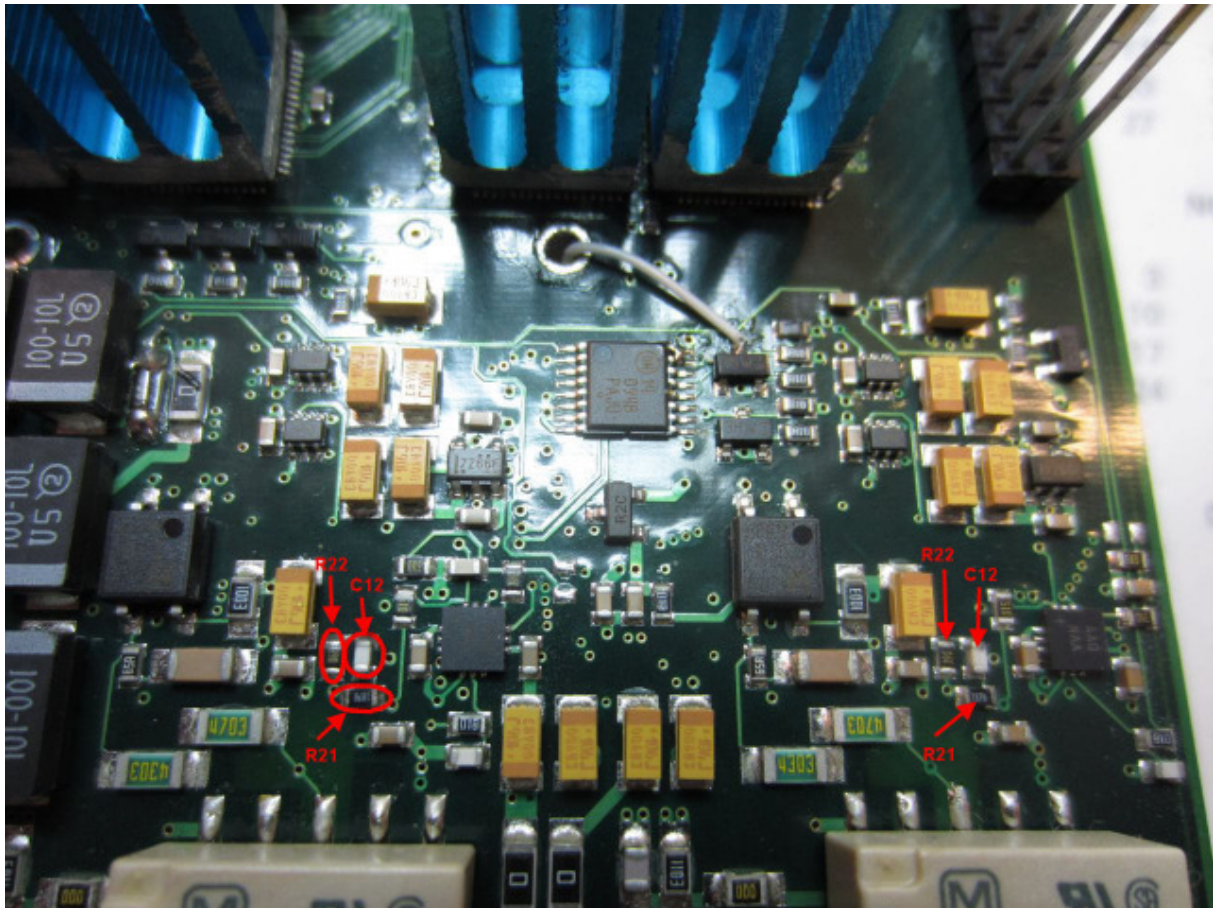


Bild 8: Rückkopplungszeitig R21 / R22 / C12

Wenn man auf dieser Seite arbeitet, sollte man gleich die Lötverbindung der zwei Einstellkondensatoren pro Kanal prüfen. Bei meinem Gerät war bei allen jeweils die eine Seite nicht richtig verlötet.

Damit sind wir auf dieser Platinenseite fertig und können auf der anderen Seite fortfahren.

R14 und die Längswiderstände

Auf der anderen Platinenseite suchen wir uns zunächst den OPA656. Unser R14 liegt zwischen diesem und dem ersten AD8131 (Bild 9), hier mit einer Testbestückung von 270 Ω ; original ist R14 = 750 Ω (Kennzeichnung 751). R14 wird jetzt entfernt und durch einen 200 Ω Widerstand ersetzt (Kennzeichnung 201 oder 30A).

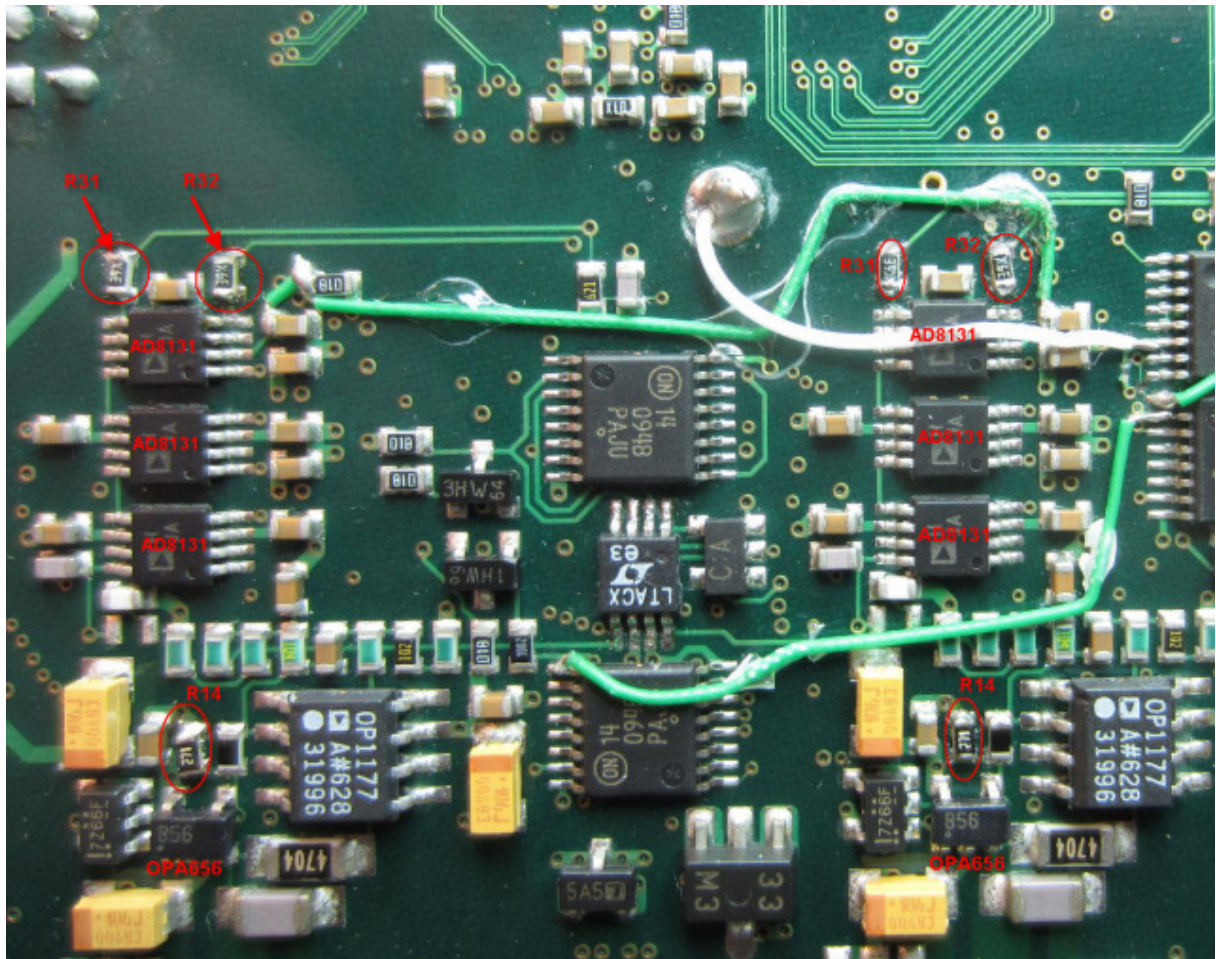


Bild 9: R14 und die Längswiderstände

Im nächsten Schritt ersetzen wir die Längswiderstände R31 und R32. Diese finden wir am letzten AD8131. Original sind hier 0 Ω verbaut, wir setzen hier, wie in Bild 9, einen Wert von 24.9 Ω (Kennzeichnung 39X) ein.

Der Abschlusswiderstand

Jetzt fehlt nur noch der Abschlusswiderstand am ADC-Eingang. Diesen finden wir etwas oberhalb der Längswiderstände in Richtung FPGA. Original findet sich hier ein 150K Ω Widerstand (Kennzeichnung 154). Zwischenzeitlich haben einige hier auch 150 Ω , 174 Ω oder 180 Ω eingesetzt.

Hier, in Bild 10, sind es die hellblauen Widerstände ohne Kennzeichnung, die noch von meiner 180 Ω Bestückung stammen.

Wir löten den alten Widerstand aus und ersetzen ihn durch einen 330 Ω Widerstand (Kennzeichnung 331 oder 51A).

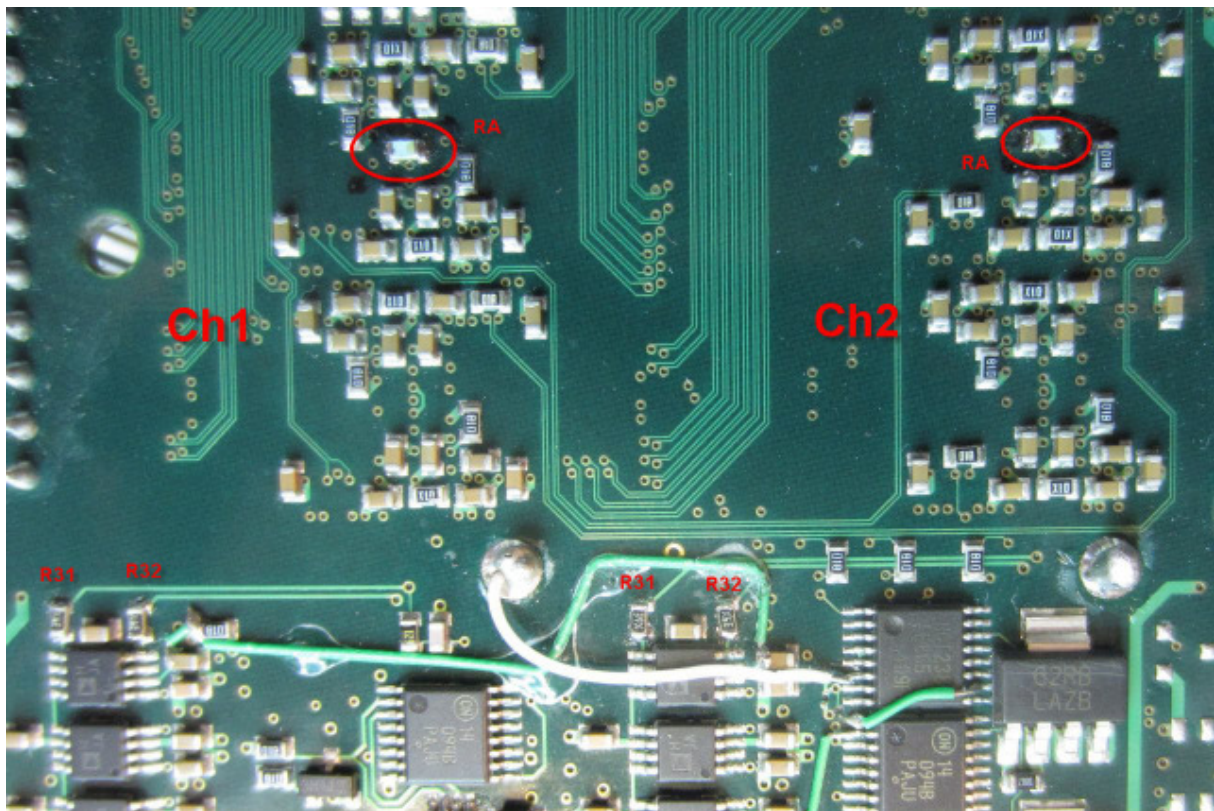


Bild 10: Abschlusswiderstand

Nacharbeiten

Nach dem Zusammenbau empfiehlt es sich, die Signaldarstellung zu überprüfen. Der gesamte Aufwand, die Signaldarstellung zu verbessern, bringt natürlich nichts, wenn das Signal schon vor der ersten aktiven Eingangsstufe verzerrt wird. Dazu benötigen wir ein Rechtecksignal mit einer Frequenz zwischen 1KHz und 1MHz. Die Flanken sollten einigermaßen steil sein, d.h. eine Anstiegszeit kleiner als 40ns aufweisen. Die Signalquelle muss über eine mit 50Ω abgeschlossene Messleitung angeschlossen sein. Ein Tastkopf ist hier ungünstig, da dieser das Signal zusätzlich beeinflusst.

Den Pretrigger stellt man am Besten nach links auf die zweite Gridteilung, damit man die Flanke und auch noch genügend vom restlichen positiven Signalteil sehen kann.

Wenn man jetzt die Zeitbasen durchschaltet, kann man sehen, wie sich die vordere obere Ecke der Flanke ausbildet. Sie sollte keine runde Form haben, aber auch keine allzu große Spitze nach oben. Idealerweise wäre es eine richtige Ecke. In der Realität wird sich hier aber immer ein kleiner Überschwinger bilden (siehe Bild 13 - 15).

Das entspricht im Prinzip dem Abgleichen eines Tastkopfes. Die Einstellung wird über die kleinen Drehkondensatoren unter der Abschirmung vorgenommen.

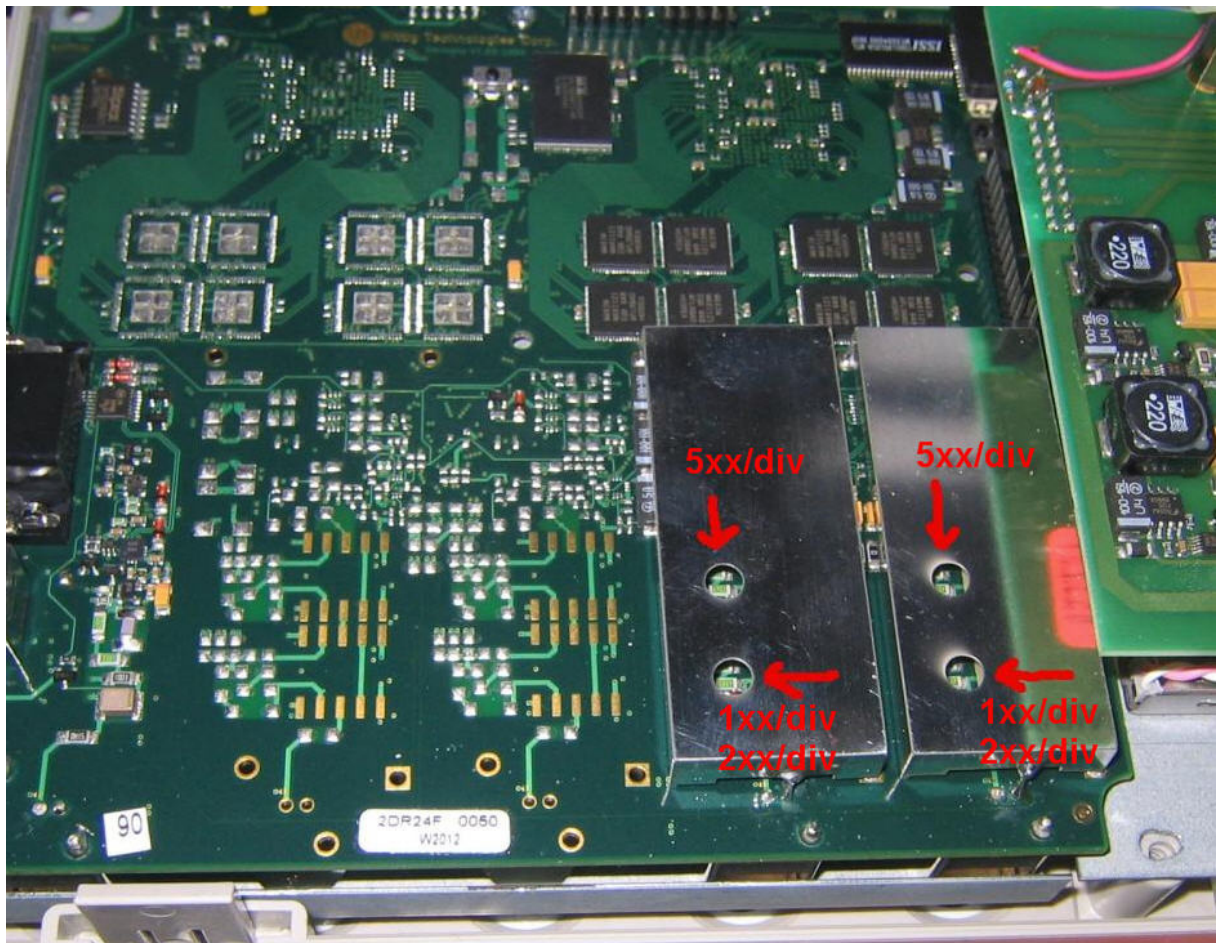


Bild 11: Abgleich des Eingangs

Das Ergebnis

Messungen zur Überprüfung bestätigen die Wirksamkeit der durchgeführten Maßnahmen. Der Frequenzgang des modifizierten W2022A ist fast noch besser als beim aktuellen SDS8102 von OWON, welches ich zum Vergleich ebenfalls vermessen habe. Während das W2000A als 200MHz Gerät ausgewiesen ist, wird das SDS8102 allerdings offiziell als 100MHz Gerät verkauft, was ich deutlich seriöser finde.

Die Kennlinie lässt sich durch die Gain-Justierung im Hardwaremenü auch noch um den Nullpunkt herum verschieben, je nachdem, ob man bei niedrigen Frequenzen weniger Abweichung oder lieber ein geringes Abweichungsmittel über den gesamten Frequenzbereich haben möchte.

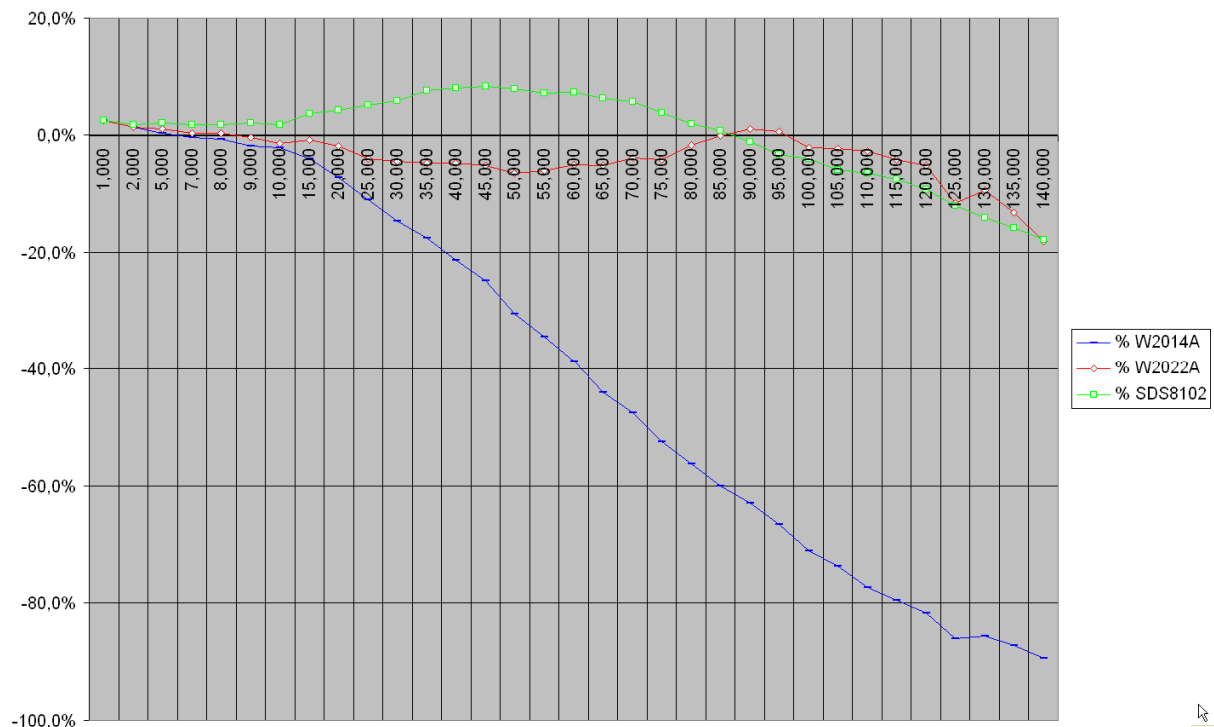


Bild 12: Frequenzgang

Die Messung wurde mit einem Sinusgenerator Leader 3216 als Signalquelle durchgeführt. Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich von 1MHz bis 140MHz deckt den für uns interessantesten Bereich ab. Als Referenz wurden alle Pegel mit einem Tektronix 2465A vermessen.

Man sieht, dass die Bandbreite des W2014A deutlich geringer ist als die des W2022A. Hier hat WELEC eine künstliche Bremse eingebaut, die es noch zu finden gilt. Das ist auch schon in Arbeit und die Umrüstung von 100MHz auf 200MHz wird dann Thema einer weiteren Modifikation.

Das Rauschen hat deutlich abgenommen und ist ebenfalls konkurrenzfähig zu aktuellen Geräten dieser Preisklasse. Zum Vergleich das identische Signal auf einem W2014A mit Standardmodifikation ($2 \times 24.9\Omega / 180\Omega$) in Bild 13, dann auf einem W2022A mit Low Budget Mod (Bild 14) und schließlich als Vergleich zur China-Konkurrenz auf einem SDS8102 (Bild 15).

Das Rauschen in den 1er und 2er Bereichen ist immer noch stärker als in den 5er Bereichen, da die von WELEC vorgegebene Abstufung leider keinen so günstigen Skalierungsfaktor wie in den 5er Bereichen zulässt. Gegenüber der alten Bestückung hat sich das Gesamtbild aber auch hier deutlich verbessert.

Die LB-Mod wird ab Firmwareversion BF.6.6 unterstützt.

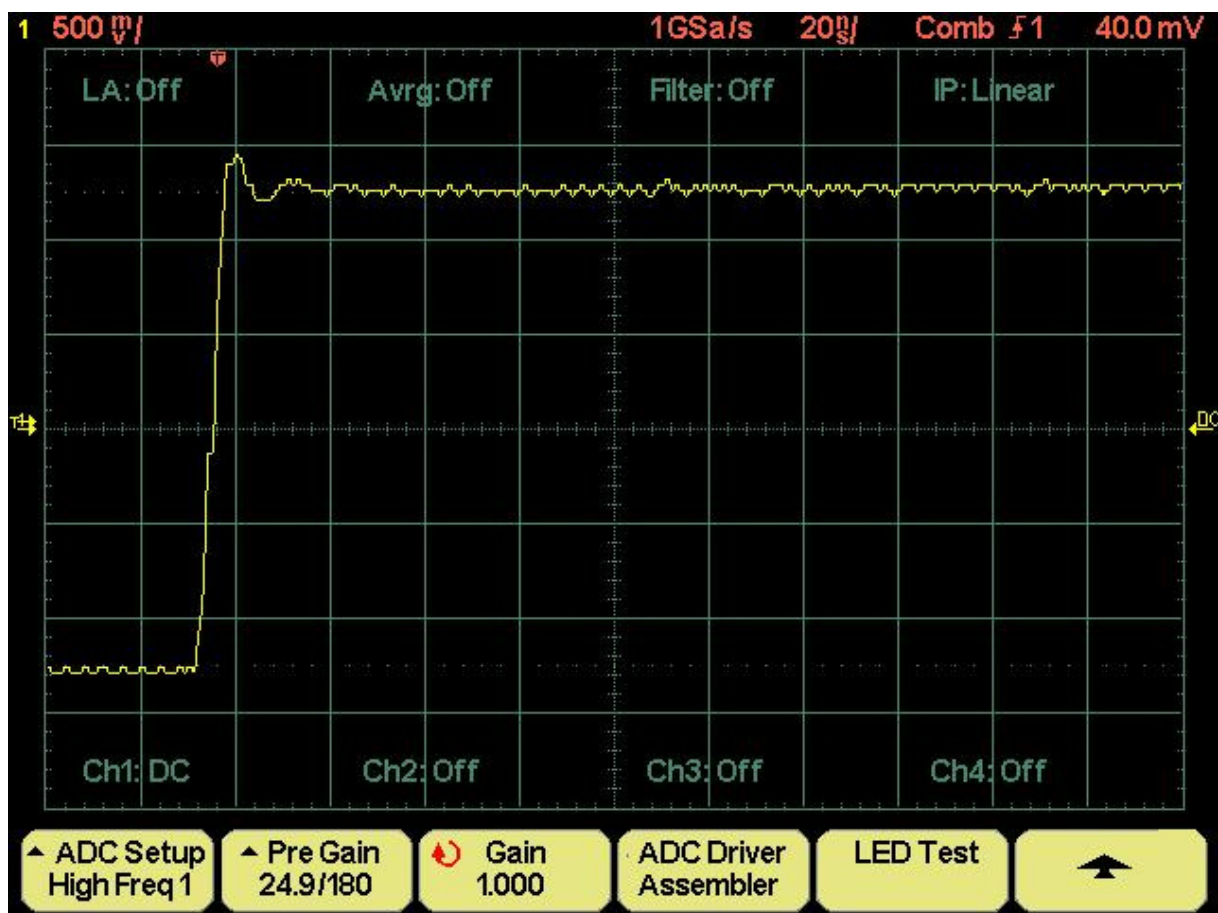


Bild 13: Rauschen mit Standard Mod

Der Skalierungsfaktor hat sich für die 5er Spannungsbereiche von 2.75 auf 1.6 verbessert und für die 1er / 2er Bereiche von 3.45 auf 1.975. Anhand der Bildschirmauflösung lässt sich hieraus direkt die genutzte Auflösung (Anzahl Quantisierungsschritte) der ADCs berechnen. Bei einer Gridhöhe von 400 Pixeln ergibt sich die Auflösung aus $400 / \text{Skalierung}$. Für die einzelnen Spannungsbereiche ergibt das:

5er Spannungsbereich → vorher 145 nachher 250.

2er Spannungsbereich → vorher 115 nachher 202.

1er Spannungsbereich → vorher 115 nachher 202.

Im 5er Spannungsbereich wird die zur Verfügung stehende Auflösung fast vollständig genutzt. Wem das zuviel ist und wer lieber etwas Reserve haben möchte kann die Verstärkung geringfügig herabsetzen. Dazu kann der Abschlusswiderstand etwas kleiner gewählt werden (300Ω oder 270Ω) oder R_{14} am OPA656 etwas größer (205Ω oder 210Ω). Grundsätzlich wirken sich Änderungen an R_{14} stärker auf die Verstärkung aus, als Änderungen am Abschlußwiderstand. Die notwendige Anpassung der Skalierung kann dann über den Gain-Regler im Hardwaremenü vorgenommen werden.

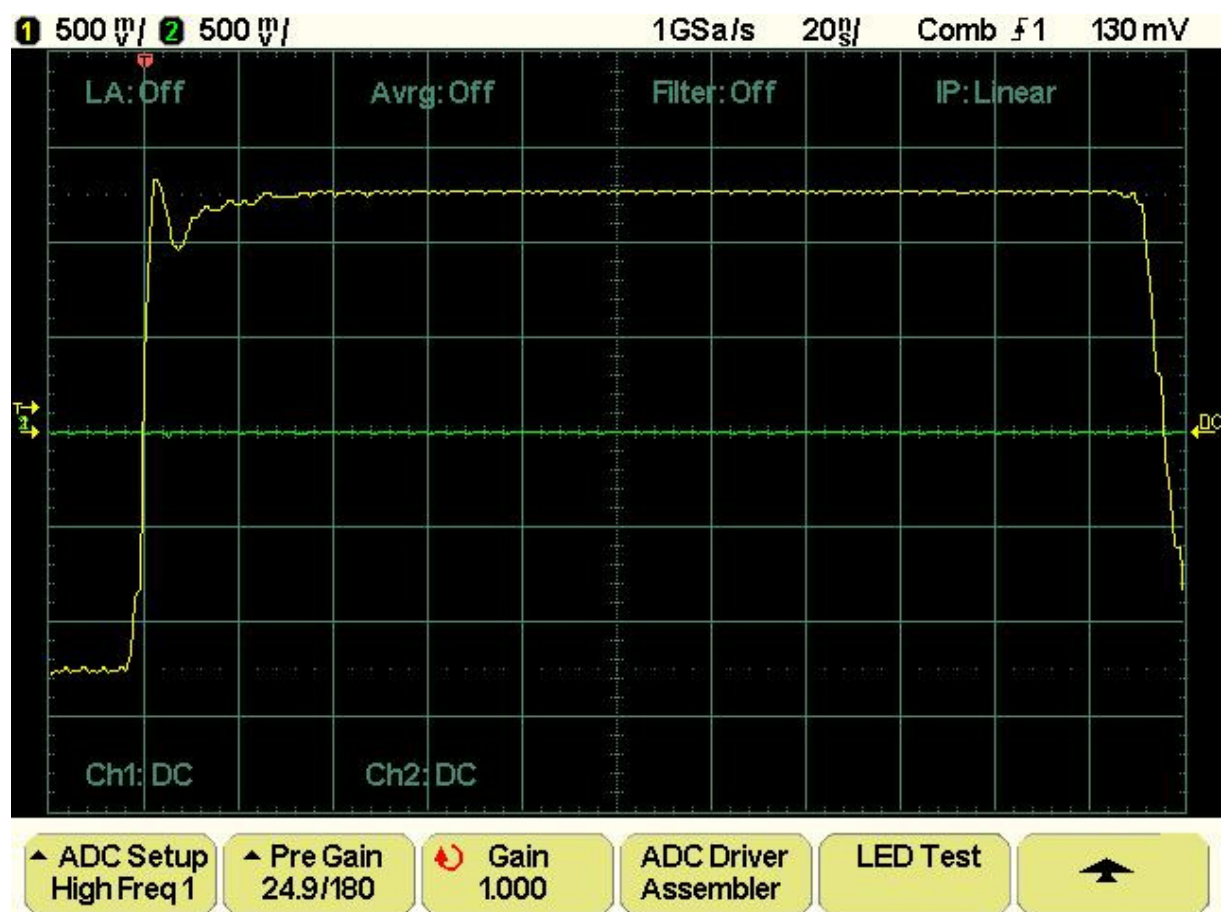


Bild 14: Rauschen mit LB-Mod

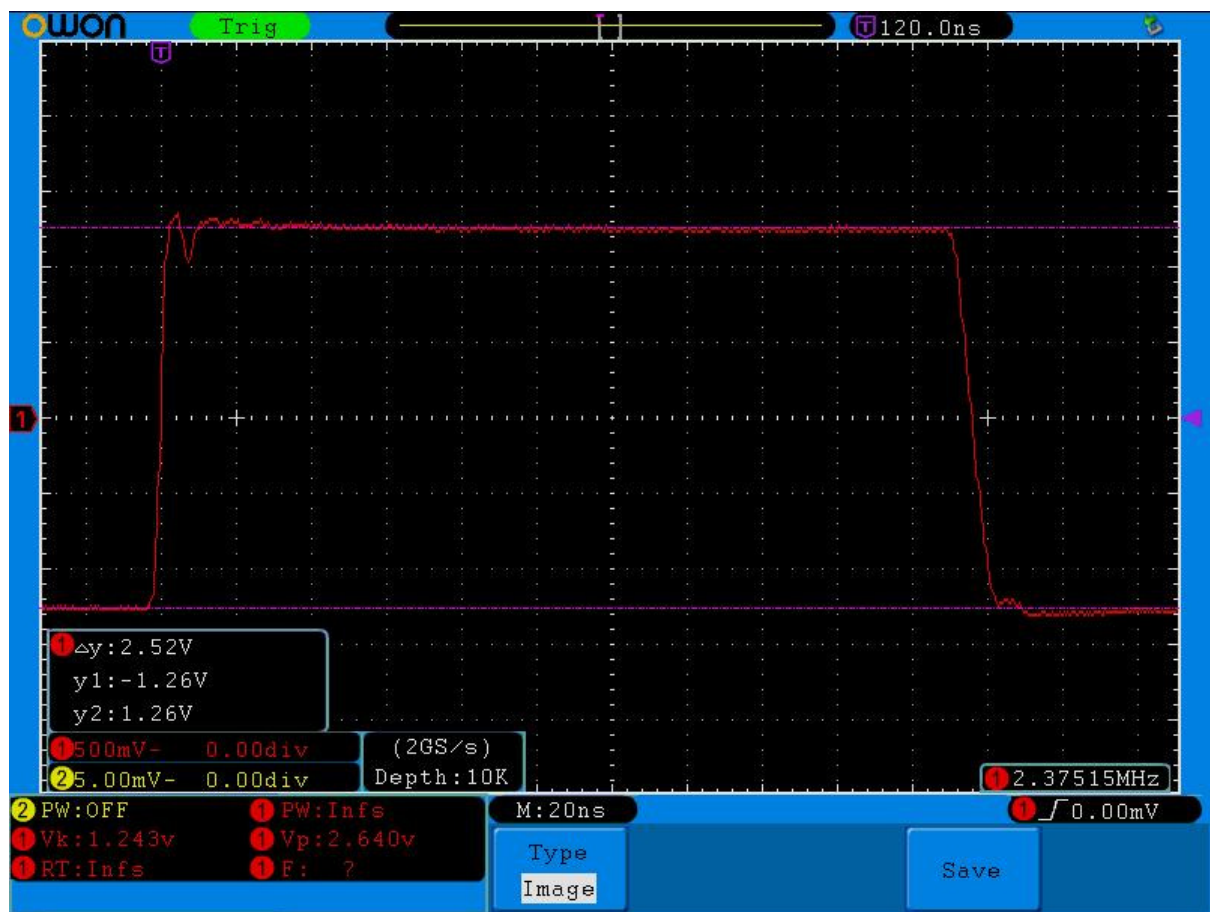


Bild 15: SDS8102

Stückliste

Teilenummer	Wert	Bauform	Anzahl pro Kanal
R14	200Ω (1%)	SMD 0603	1
R22	100Ω (1%)	SMD 0603	1
R31/R32	24.9Ω (1%)	SMD 0603	2
RA	330Ω (1%)	SMD 0603	1
C12	10pF (10%)	SMD 0603	1