

Im "Armeleute-DDS-Funktionsgenerator" (<https://dl6gl.de/armeleute-dds-funktionsgenerator.html>) wurde eine Komplementärendstufe als Booster für einen OpAmp mit einer mehr oder weniger willkürlichen Dimensionierung eingesetzt. Da sie am oberen Frequenzende etwas schwächelte, habe ich sie aber wieder abgehängt. Nun war mal Muße, sich etwas näher mit dieser an sich einfachen Schaltung auseinanderzusetzen. So sah sie damals aus:

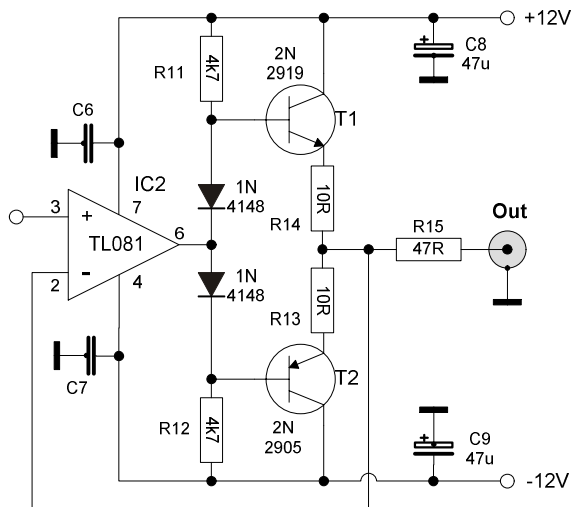


Abb. 1: Originalschaltung aus o.g. Web-Artikel.

Eine später im CA3140-Datenblatt von Intersil gefundene Schaltung war vergleichbar, in Details aber verschieden:

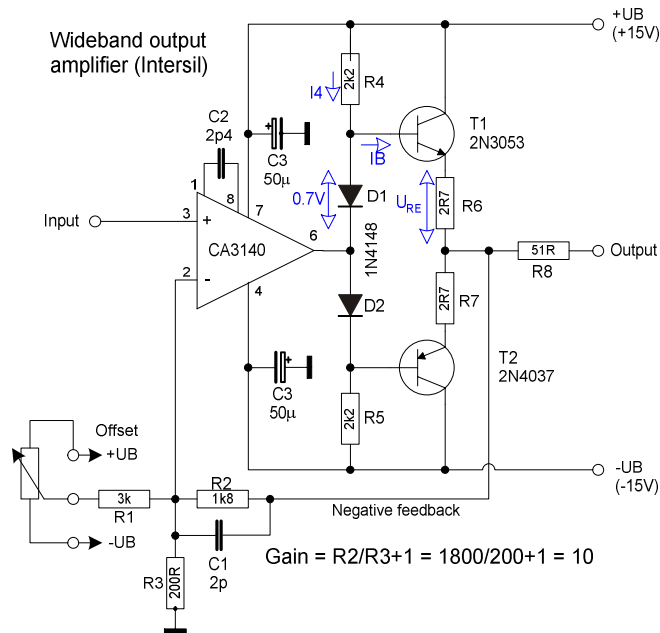


Abb. 2: Wideband Output Amplifier (Intersil, CA3140 Data sheet, Fig. 14)

Versprochen wurde eine Bandbreite von 10MHz, Anstiegszeit 35ns. Das ist schon ein Pfund. Das war wohl auch Anlass für diverse Kopien im Web, allerdings mit jeweils anderen Endtransistoren, jedoch gleichen Widerstandswerten R4 bis R7 an den Basen und Emittoren. Das kann eigentlich mit anderen Kollektorströmen und Stromverstärkungen nur eingeschränkt funktionieren.

Es handelt sich hier um eine Gegentaktschaltung mit komplementären Endtransistoren im AB-Betrieb. Über die mit den Widerständen R4 und R5 erzeugten Spannungsabfällen (Forward voltage, Voltage drop) an den Dioden D1 und D2 werden die Basen der Transistoren T1 und T2 mit ca. 0,7V vorgespannt. Das ist gerade die Basis-Emitter-Schwellenspannung, mit der T1 und T2 zu leiten beginnen. Die Arbeitspunkte von T1 und T2 werden somit an den unteren Beginn der linearen Kennlinie verschoben mit dem Ergebnis geringer Übernahmeverzerrungen bei kleinen Amplituden. Diese würden bei Amplituden unterhalb der Basis-Emitter-Schwellenspannung wie im ruhestromlosen Klasse B-Verstärker entstehen. Die Basis-Vorspannungen erzeugen im Klasse AB-Verstärker einen wenn auch geringen Ruhestrom.

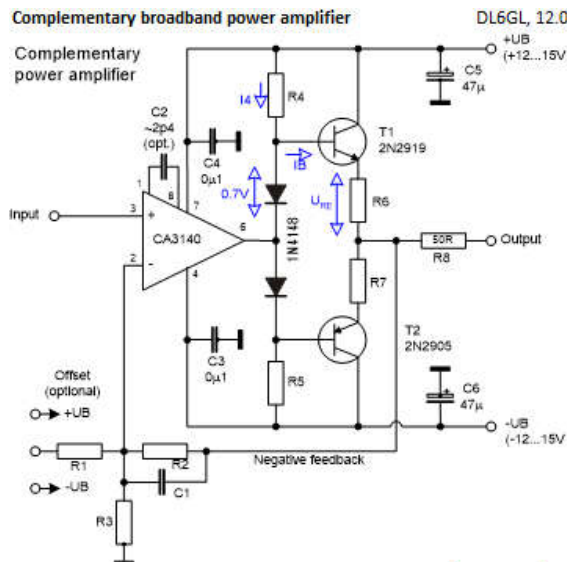
1 Funktionsweise

Ohne Ansteuerung ist der Ausgang des OpAmp auf der Mittenspannung +UB/-UB, also Null Volt. Die Kette R4-D1-D2-R5 ist im Gleichgewicht, die Basen von T1 und T2 sind identisch mit ca. +0,7V/-0,7V vorgespannt. Der Ruhestrom durch T1/T2 ist fast Null (einige Milliampere). Das setzt voraus, dass T1 (NPN) und T2 (PNP) gepaart mit annähernd gleichen Kennlinien sind, hier mit einem Kennlinien-schreiber selektiert. Alternativ mit einem Multimeter, das hFE messen kann.

Wird der OpAmp-Ausgang mit Ansteuerung positiv, verschiebt sich der Gleichgewichtszustand in Abb. 2 nach oben, d.h. die Basis von T1 wird positiver, die Basis von T2 entsprechend negativer (die Spannungsabfälle über D1 und D2 bleiben annähernd gleich). Infolgedessen beginnt T1 zu leiten, die Basis von T1 zieht über R4 den Basisstrom IB ab, der entsprechend der Stromverstärkung von T1 erforderlich ist. Währenddessen sperrt T2. Mit negativer Ansteuerung kehrt sich die Sache um. Offensichtlich muss R4 so bemessen werden, dass der Strom I4 durch R4 mindestens den Basisstrom IB liefern kann, besser deutlich mehr. Gleiches gilt für den identischen R5. Höhere Ströme durch R4/R5 und damit durch D1/D2 erhöhen gleichzeitig geringfügig den Spannungsabfall über den Dioden, so dass mit höheren Basisspannungen auch die Ruhestrome durch T1/T2 etwas ansteigen. Für die 1N4148 bei 25°C etwa 0,6V bei 1mA, linear ansteigend auf etwa 0,7V bei 10mA.

2 Auslegung der Endstufe

Wie immer muss mal wieder MS Excel erhalten, um spielerisch in einem einfachen Modell die bestimmenden Komponenten festzulegen.



	Ic (A)	Ptot (W)	hFE	VCEsat (V)	
T1 (NPN)	2N2219	0,8	0,8	50	0,4
T2 (PNP)	2N2905	0,6	0,6	50	0,4
+/- UB	12	V			
Diode drop	0,7	V			
R8	50	Ω			

Sheet is protected
No password
Inputs are yellow

Icmax	0,240	A	Worst case: output connected to GND (short cut)
Icmax50	0,120	A	Max collector current with 50Ω load (normal operation)
Ibmax50	2,400	mA	Max Base current with 50Ω load (hFE=50)
Multiplicator	2,000		Increase I4 to reduce voltage drop due to base current IB
I4 (R4, R5)	4,800	mA	Current thru R4, R5 is 2 times base current IB
R4, R5	2,354	kΩ	Take: 2,20 kΩ

Emitter resistors R6, R7: Current feedback for thermal stabilization and short cut protection	
URE (R6, R7)	0,400 V
R6, R7	1,667 Ω
Icmax-avg	0,076 A
P (R6, R7)	0,011 W

Max. output power @ 50Ω load	
Pout	0,720 W RMS

Feedback, Voltage Gain	R2 (kΩ)	R3 (kΩ)	Gain
	1,000	0,200	6,000 (R2=0, no R3: Gain 1)

Abb. 3: Excel-Sheet zur Auslegung der Endstufe.

Es wurde zunächst eine Endstufe mit Spannungsverstärkung 6 in Annäherung an das Intersil-Beispiel versucht. Für den Einsatz im DDS-Funktionsgenerator wäre ein reiner Leistungsverstärker mit Gain 1 ausreichend. Dazu später.

Die Schaltung ist symmetrisch um die Mittellinie (GND-Potenzial). Die Betrachtung der oberen Hälfte gilt also auch gespiegelt für die untere. Es ist jeweils nur der obere T1 oder der untere T2 für eine Halbwelle aktiv.

Der maximale Kollektorstrom ergäbe sich bei Kurzschluss des Ausgangs, mit dem Ausgangswiderstand R5 also 50Ω Last.

$$I_{Cmax} = U_B / R5$$

Bei nominaler Last in einer 50Ω-Umgebung halbiert sich mit R5=50Ω der Strom (I_{Cmax50}).

Mit dem vorgegebenen Stromverstärkungsfaktor h_{FE} , hier 50, wird der dazu notwendige Basisstrom

$$I_{Bmax50} = I_{Cmax50} / h_{FE}$$

Mit dem "Multiplier" kann ein Faktor angegeben werden, um wieviel der Strom I_4 durch R4 größer als der Basisstrom I_{Bmax50} sein soll, damit der Spannungsabfall über R4 infolge des zusätzlichen Abzweigens des Basisstroms bei Vollaussteuerung in Grenzen bleibt. Ein höherer I_4 bzw. ein niedriger R4 sorgt damit für eine "steifere" Basisspannung. Ein höherer I_4 erhöht auch gleichzeitig etwas den Spannungsabfall (Voltage drop) an der Diode D1 (R5 analog an D2) und damit die Ruhestrome von T1 und T2.

Nun sind noch die Emitterwiderstände R6 und R7 zu bestimmen. Die Spannungsabfälle an ihnen bewirken als Stromgegenkopplung eine thermische Stabilisierung von T1 und T2. Zudem sollen sie im Kurzschlussfall die Kollektorströme auf ein verträgliches Maximum begrenzen. Im Signalweg eingefügt reduzieren sie aber immer die verfügbare Ausgangsleistung. Daumenwert: maximal 1/10 des Ausgangswiderstands R8.

Als Vorgabe für einen vertretbaren Spannungsabfall an ihnen kann die Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung V_{CEsat} bei dem zu erwartenden maximalen Kollektorstrom I_{Cmax} bei Kurzschluss, hier 0,4V, angenommen werden.

Das Sheet berechnet anschließend noch die Belastbarkeit aus dem mittleren Strom ($=2 \cdot I_{Cmax} / \pi$) und die effektive Ausgangsleistung an 50Ω externer Last.

Die Bemessung von C1 und C2 zur Frequenzgangkorrektur bleibt dem geeigneten Experimentator überlassen. Beide Kondensatoren wurden hier nicht verwendet.

3 Messungen am 6dB-Verstärker

Die 3dB-Bandbreiten wurden am Verstärker mit 6dB Spannungsverstärkung mit dem VNWA gemessen. Der VNWA TX-Level war um 6dB reduziert. Gemessen wurden die OpAmps CA3140, LF356 und TL081. Der OpAmp-Eingang war mit 49,9Ω abgeschlossen, Last 50Ω Eingangsimpedanz des VNWA. Der VNWA misst Leistungen, nicht Spannungen.

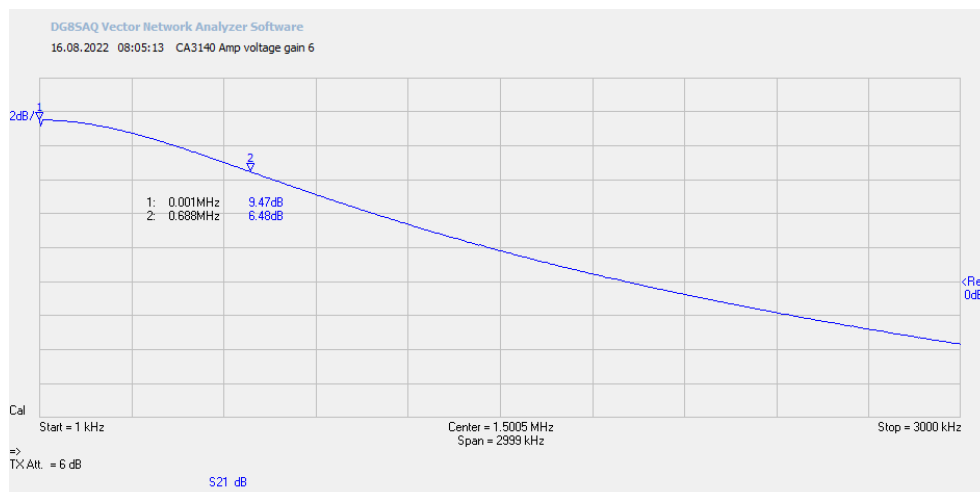


Abb. 4: 3dB-Bandbreite mit CA3140, Spannungsverstärkung 6 (15,56dB).

Bei Messungen wie hier unterhalb 20kHz ist im Setup – Audio Settings die Soundcard ADC sample rate von 48.000Hz auf 300Hz zu ändern und anschließend neu zu kalibrieren. Beschreibung im VNWA Help.pdf (V36.7.9, Seite 464 ff.), siehe auch Abb. 10 weiter unten.



Abb. 5: 3dB-Bandbreite mit LF356, Spannungsverstärkung 6 (15,56dB).

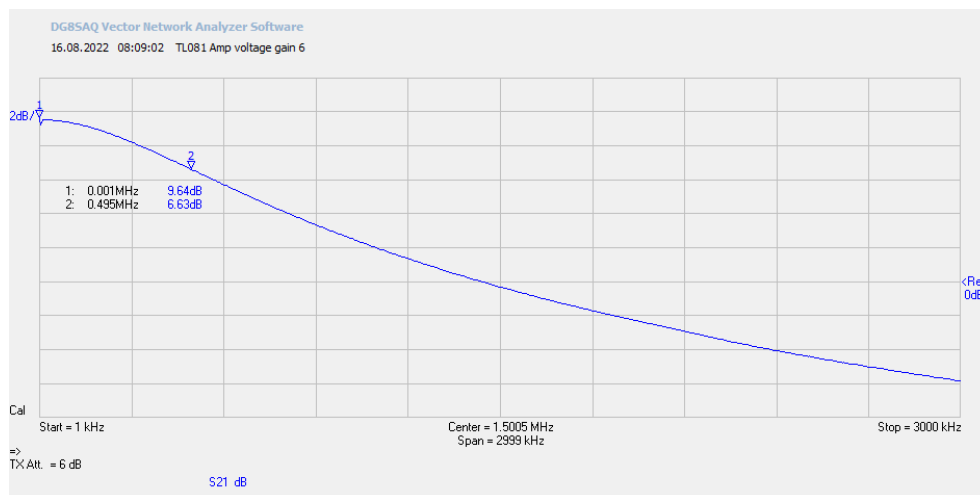


Abb. 6: 3dB-Bandbreite mit TL081, Spannungsverstärkung 6 (15,56dB).

Die Anfangs-Leistungsverstärkung bei 1kHz ist mit Spannungsverstärkung 6

$$v_{power} = 10 \log(6^2) = 15,56 \text{ dB}$$

Die Spannungsteilung Ausgangswiderstand $R_8=50\Omega$ der Endstufe zu Eingangsimpedanz 50Ω des VNWA ergibt zusätzlich den Faktor $\frac{1}{2} = -6\text{dB}$, zusammen also 9,56dB.

OpAmp	GBW	-3dB BW
CA3140	4,5MHz	0,688MHz
LF356	5,0MHz	1,575MHz
TL081	3,0MHz	0,495MHz

Die im Intersil-Datenblatt des CA3140 angegebene Bandbreite 10MHz bei einer Spannungsverstärkung 10 (!) wird weit verfehlt. Erscheint aber auch mit der (Unity Gain) GBW 4,5MHz mehr als fraglich. Möglicherweise könnten die hier nicht eingesetzten Kompensationskondensatoren C1 und C2 das Verhalten noch ein wenig aufpäppeln. Der LF356 schlägt sich besser als erwartet.

4 Messungen am 0dB-Verstärker

Im o.g. DDS-Funktionsgenerator ist die Amplitude am Ausgang von IC1d (siehe dort) ausreichend, so dass die Endstufe mit Spannungsverstärkung 1 nur noch Leistung zu verstärken hat.

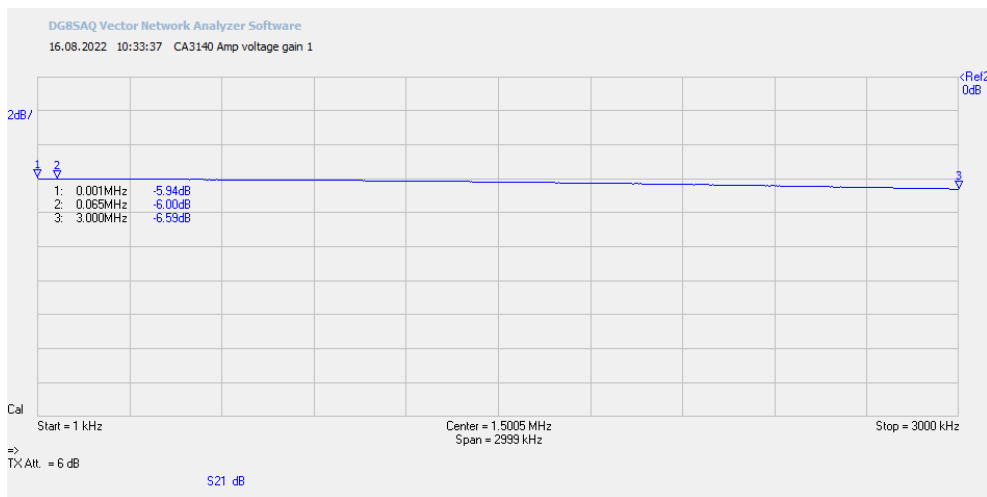


Abb. 7: Bandbreite mit CA3140, Spannungsverstärkung 1 (0dB).

Ohne Verstärkung wirkt nur noch die Spannungsteilung $\frac{1}{2} = -6\text{dB}$ am Ausgang.

Hier wie im folgenden Bild wird selbst bei 3MHz der -3dB-Punkt nicht erreicht. Da nur bis zu 65kHz abzuliefern sind, wurde auf eine erweiterte Messung einschl. neuer Kalibrierung des VNWA verzichtet.

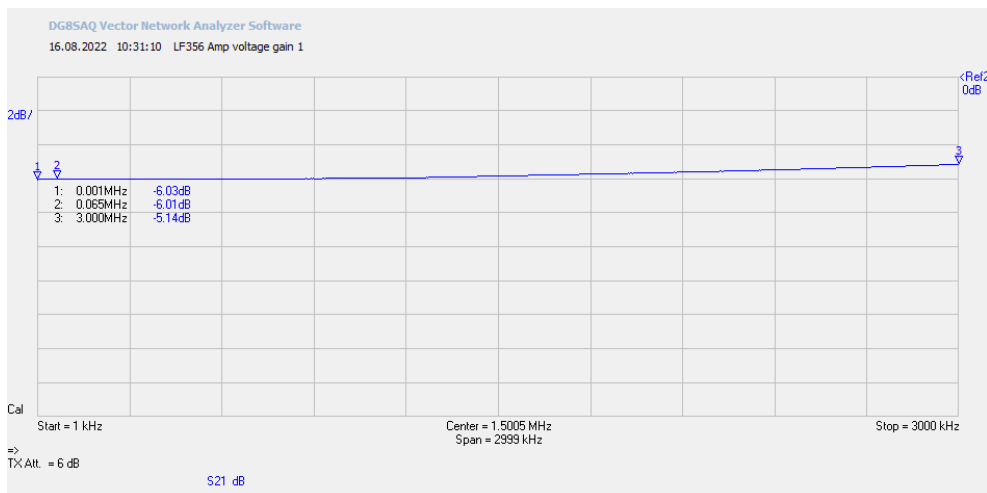


Abb. 8: Bandbreite mit LF356, Spannungsverstärkung 1 (0dB).

Der LF356 verhält sich bei Gain 1 merkwürdig mit einem deutlichen Anstieg zum oberen Frequenzende hin.

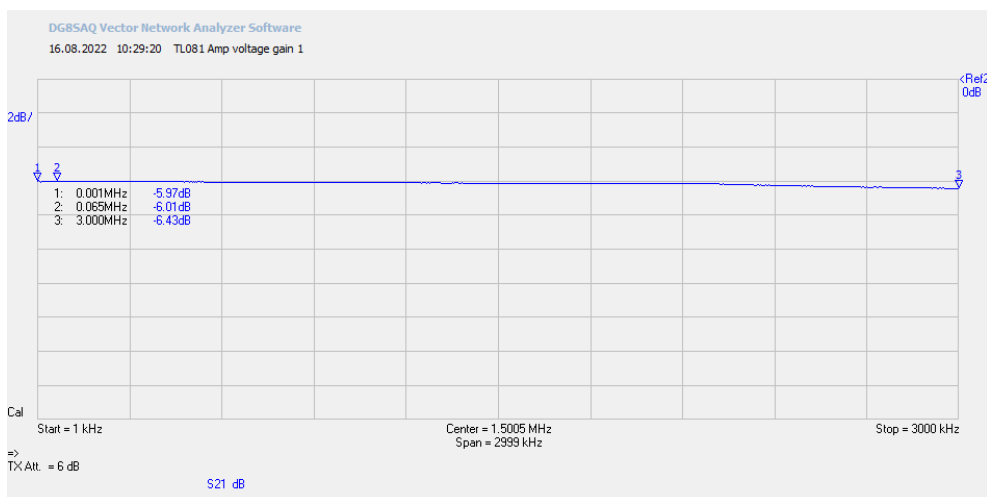


Abb. 9: Bandbreite mit TL081, Spannungsverstärkung 1 (0dB).

Bis zu den vom DDS-Generator abgelieferten 65kHz und noch darüber hinaus sind keine Verluste zu befürchten. Die Unterschiede zwischen dem CA3140 und dem TL081 sind minimal. Der preiswertere TL081 hätte bei Gain 1 die Nase vorne.

Nach Abschluss dieser Messungen bis in den Audiobereich nicht vergessen, den VNWA im Audio Settings-Setup die Soundcard ADC sample rate mit 48.000Hz wieder HF-tauglich zu machen.

Einfacher geht es, zunächst die alten HF-Einstellungen einschl. Kalibrierung zu sichern:

File – Save – Instrument State, Datei mit einem sprechenden Namen abspeichern.

Wieder zurück sichern:

File – Retrieve – Instrument State, gespeicherte Datei zurück laden.

Gegebenenfalls auch die für Audio-Messungen geänderten Einstellungen.

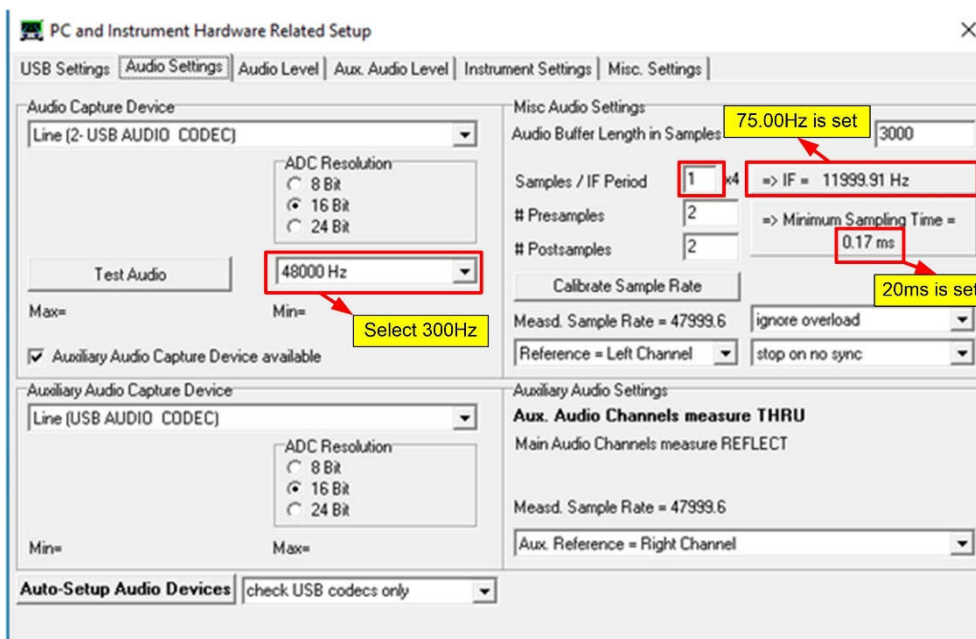


Abb. 10: Spezielle Audio settings für die Messungen ab 1kHz.

5 THD-Messungen am 0dB-Verstärker

Bleibt noch die Frage, ob und wie weit die Endstufe eine verzerrungsarme Leistungsverstärkung des DDS-Signals hinbekommt. Für die THD-Messungen (Total harmonic Distortion) wurde Visual Analyser [3] mit der PC-Soundkarte verwendet. Da in normalen Audio-Messungen eher nicht mit 50Ω-Leistungsanpassung, sondern mit Spannungsanpassung gearbeitet wird, bildete die Ausgangslast der Endstufe ein 1kΩ-Trimmer. Trimmer deshalb, um am Schleifer des Trimmers bei jeder Ausgangsspannung eine für den PC-Audio-Eingang verträgliche Spannung von ca. 100mVpp einstellen zu können.

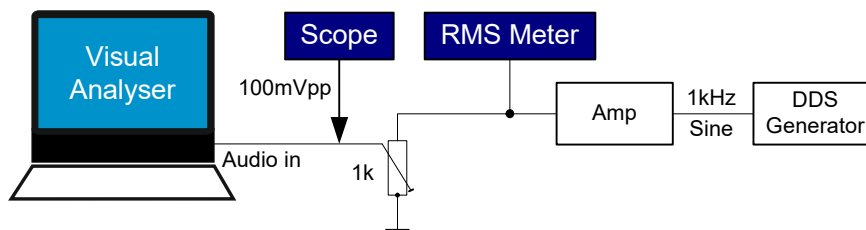


Abb. 11: Messanordnung zur THD-Bestimmung.

Als Treiber-IC in der Endstufe war der TL081 eingesetzt.

Das 1kHz-Sinussignal des DDS-Generators wurde vorab mit Visual Analyser vermessen: THD=0,18%.

Das Ergebnis zeigt nachfolgende Abb. 12. Die angezeigten THD-Werte waren nicht ganz stabil. Im Mittel erzeugt die Endstufe aus dem Eingangssignal keine erkennbaren zusätzlichen Verzerrungen. Der erste Anstieg des TDH (0,29%) war bei 4,8VRMS = 6,8Vp = 13,6Vpp zu sehen. Erster sichtbarer Begrenzungseinsatz (TDH=1,27%) bei 4,9VRMS = 6,9Vp = 13,9Vpp. UB=+/-12V.

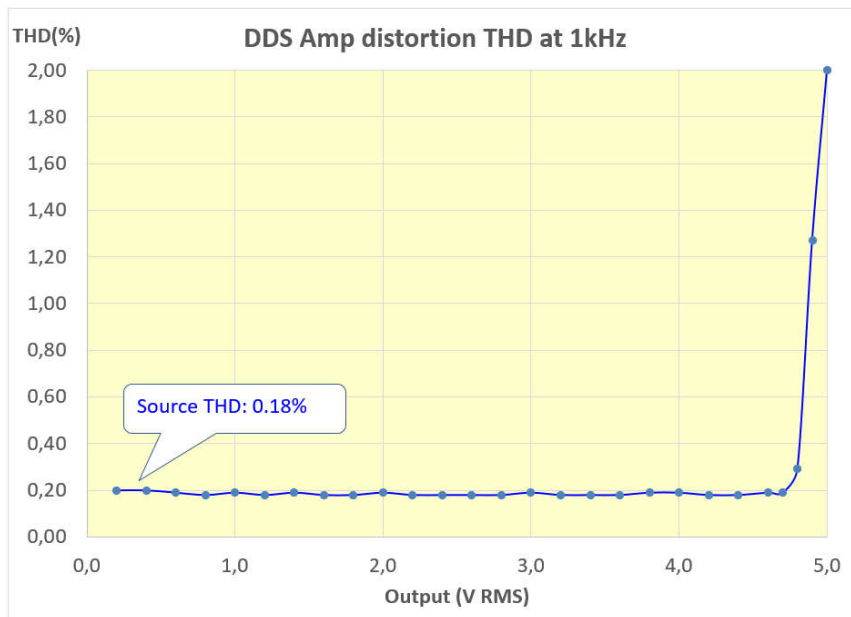


Abb. 12: Amplitudengang des gemessenen THD bei 1kHz.

Referenzen

- [1] <https://www.eeeguide.com/bjt-power-amplifier-with-op-amp-driver/>
- [2] <https://www.elektronik-kompodium.de/public/schaerer/endstufe.htm>
- [3] <https://www.sillanumsoft.org/>