

Protokoll

KT Labor A/D- und D/A Wandler

Gruppe 3

Durchführung: 17. 11. 2004, 13:00 E-N 057
Rücksprache: 29. 11. 2004, 18:00 E-N 105/106

Betreuer: Robert Feldbinder

Teilnehmer:

Kristin Peukert
Robert Damrau
Cholakov Vladimir
Dimitre Poydovski
Alexander Lösch
Erik Detzner

Inhaltsverzeichnis

Inhaltsverzeichnis	2
1 Einleitung	3
1.1 Aliasing	3
1.2 Klirrfaktor	4
1.3 Maximale Eingangsspannung.....	4
1.4 Frequenzgang.....	4
1.5 Verwendete Geräte.....	4
1.6 Prinzip eines digitalen Übertragungsweges	5
2 Messung zu Aliasing und Interpolation	6
2.1 Aufgabe 1a (Bestimmung der maximalen Eingangsspannung)	6
2.2 Aufgabe 1b (Bestimmung des Klirrfaktors)	8
2.3 Aufgabe 1c (Bestimmung des Oberwellengehalts im Delayline-Modus für verschiedene Frequenzen)	10
3 Klirrfaktormessung an einer 8Bit A/D- D/A-Wandlerstrecke (Aufgabe 2a) ..	14
4 Messungen an einer 20Bit A/D-Wandlerstrecke (Aufgabe 3a).....	16
4.1 Unterdrückung der Aliasingfrequenzen (AES17-Norm, Punkt 5.1)	16
4.2 Eingangsamplitude für Vollaussteuerung nach AES17-Norm.....	17
4.3 Maximale Eingangsamplitude (AES17-Norm, Punkt 5.5).....	18
4.4 Frequenzgang (AES-17 Norm, Punkt 7.1)	19
4.4.1 Amplitudenfrequenzgang.....	19
4.4.2 Frequenzabhängige Maximalamplitude	20
5 Quantisierungsfehler (Aufgabe 4).....	21
5.1 Aufgabe 4a (Erzeugen der Signale).....	21
5.2 Aufgabe 4b (Quantisierung der Signale).....	22
5.3 Aufgabe 4c (Leistungsdichtespektrum (LDS) und Signal to Noise Ratio (SNR))....	22
5.4 Aufgabe 4d (Vergleich von tatsächlicher Messung und Simulation)	25
5.5 Aufgabe 4e (Herleitung der Berechnung des Pegelabhängigen SNR's).....	25
6 Dither (Aufgabe 5).....	27
6.1 Aufgabe 5a (Erzeugen einer an- und abklingenden Sinusschwingung).....	27
6.2 Aufgabe 5b (Quantisierung).....	28
6.3 Aufgabe 5c (Erzeugen von Dither-Signalen).....	29
6.3 Aufgabe 5d (Dithering).....	30

1 Einleitung

In diesem Laborversuch werden Eigenschaften von Analog/Digital- (AD) und Digital/Analog- (DA) Wandlern messtechnisch untersucht.

Bei der A/D Wandlung werden kontinuierliche elektrische Signale in zeit- und wertediskrete Signale umgewandelt: Das analoge Signal wird in äquidistanten Zeitabständen abgetastet und die Amplitudenwerte werden quantisiert, d.h. jedem Abtastwert wird ein neuer Wert entsprechend der Quantisierungsstufe zugeordnet. Ein solcher Vorgang kann nie ideal (d.h. ohne Verlust von Information) ablaufen, sondern bedingt Fehler, welche in diesem Labor genauer betrachtet werden.

Dazu werden die folgenden Eigenschaften durch Messungen analysiert:

1.1 Aliasing

Als Aliasing wird das Vorhandensein von zusätzlichen (d.h. im Originalsignal nicht enthaltenen) Frequenzkomponenten im nutzbaren Frequenzbereich (Basisband) bezeichnet. Die so genannten Aliasingfrequenzen entstehen durch Unterabtastung des Eingangssignals.

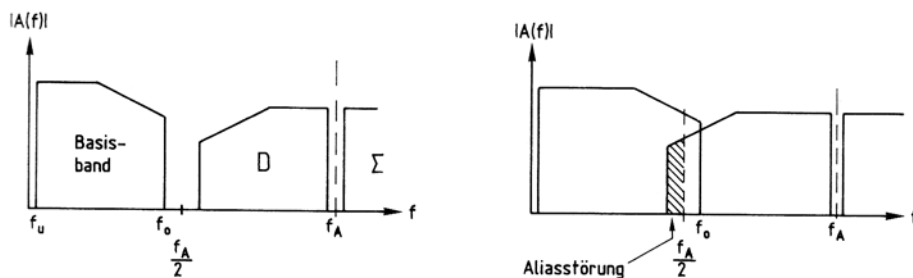


Abb. 10/12. Spektrum bei regelrechter und bei Unterabtastung.

1.2 Klirrfaktor

Der Klirrfaktor (THD – Total Harmonic Distortion) ist ein Maß für die Intensität der nichtlinearen Verzerrungen. Er bezeichnet die Summe aller Oberwellen und berechnet sich aus der Grundwelle und deren Harmonischen. Der Klirrfaktor wird in Prozent angegeben und lässt sich anhand der folgenden Formel berechnen:

$$k = \frac{\sqrt{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{n \cdot f}^2}}{U_{ges}} \cdot 100.$$

1.3 Maximale Eingangsspannung

Die maximale Eingangsspannung eines A/D-Wandlers ist die Spannung, die ohne Clipping (d.h. Kompression bzw. Verzerrung des Eingangssignals) verarbeitet werden kann.

1.4 Frequenzgang

Der Frequenzgang beschreibt das Übertragungsverhalten eines Systems (A/D-, D/A-Wandler) im Frequenzbereich, d. h. das Verhältnis aus Ausgangssignal zu Eingangssignal bezüglich Amplitude und Phase. Mit Hilfe der AES17-Norm können normgerechte Frequenzgangmessungen vorgenommen werden (*Abschnitt 4.4*).

1.5 Verwendete Geräte

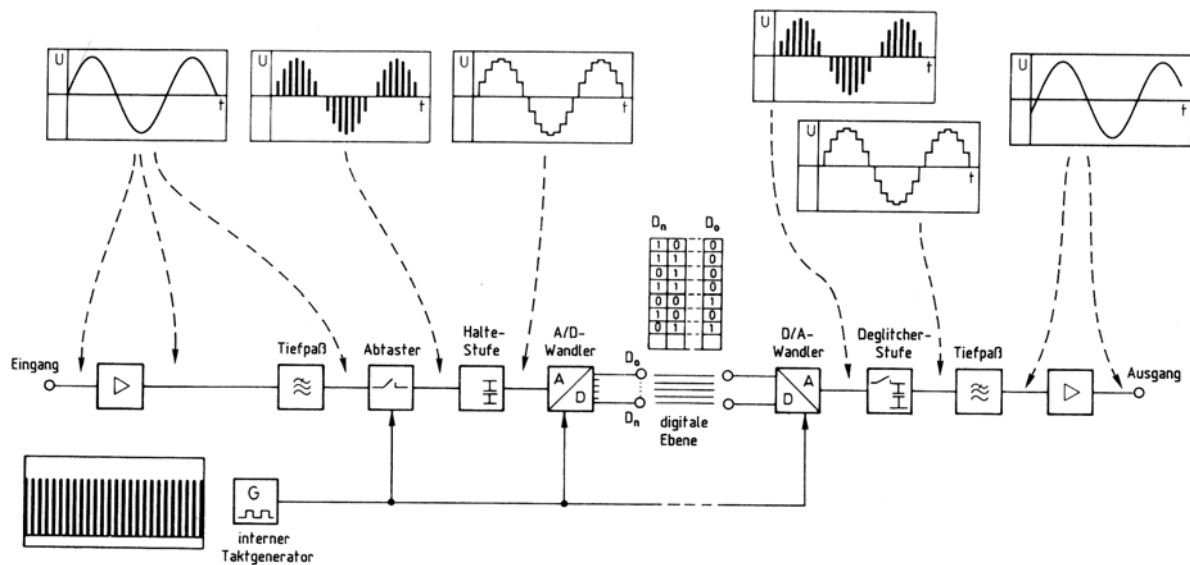
Messgeräte: -PrismSound dScopeIII Messsystem (mit integriertem Signalgenerator) plus
Fostex 6301B Aktivlautsprecher.

Für die Messungen wird eine Sample Rate von 96kHz verwendet.

Prüflinge: -Brühl & Kjaer, Type 7502, Digitaler Signalspeicher (DSS) mit 8 Bit A/D/DA-
Wandler

-Studer, 20 Bit A/D-Wandler

1.6 Prinzip eines digitalen Übertragungsweges

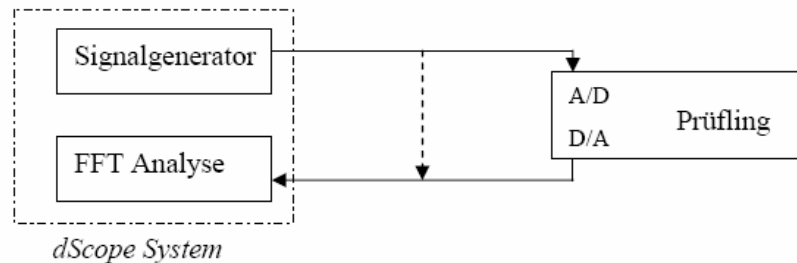


Bei der A/D-Wandlung werden kontinuierliche elektrische Signale in zeit- und wertediskrete Signale umgewandelt: Das analoge Eingangssignal wird tiefpassgefiltert, in äquidistanten Zeitabständen abgetastet und die Amplitudenwerte werden quantisiert, d.h. jedem Abtastwert wird ein neuer Wert entsprechend der Quantisierungsstufe zugeordnet.

Bei der D/A-Wandlung werden Zahlenfolgen in Spannungswerte umgewandelt, anschließend wird die analoge Wellenform mittels eines Tiefpassfilters rekonstruiert.

2 Messung zu Aliasing und Interpolation

Versuchsaufbau



Als Prüfling wird der Digitale Signalspeicher (DSS) von Brühl & Kjaer verwendet. Das dScope-Interface wird mittels Koaxialkabeln mit den Ein- und Ausgängen verbunden: der Ausgang des Signalgenerators wird mit dem Eingang des 8-bit Wandlers verbunden. Das Ausgangssignal des Wandlers wird dem FFT-Analysator des Messsystems zugeführt. Die gestrichelte Linie symbolisiert eine Referenzmessung: das Messobjekt wird überbrückt. Eine Referenzmessung beinhaltet nun die Übertragungsfunktion der gesamten Messkette mit Ausnahme des eigentlichen Messobjektes. Die spezifischen Übertragungseigenschaften des Messsystems sind somit in der Referenzmessung enthalten und können für alle weiteren Messungen kompensiert werden.

Eine Referenzmessung wird vor den weiteren Messungen durchgeführt.

2.1 Aufgabe 1a (Bestimmung der maximalen Eingangsspannung)

Durchführung

Das Anregungssignal ist ein Sinuston mit einer Frequenz von 997Hz.

Um den Bereich der Spannung des Anregungssignals einzuschränken, orientieren wir uns am Datenblatt des DSS, welches einen Spannungsbereich von 0-5V angibt.

Die folgende Grafik zeigt das Ausgangssignal bei einer Eingangsspitzenspannung von **7V**.



Abb. 3.1a Systemantwort bei 7V Eingangsspannung

Es ist eine deutliche Verformung der ursprünglichen Signalform (grün) und mehrere Obertöne (rote Spitzen) zu erkennen (Clipping), die gewählte Spannung ist zu hoch.

Die nächste Messung erfolgt bei einer Eingangsspannung von **5,1V**.



Abb. 3.1b Systemantwort bei 5,1V Eingangsspannung

Die Signalform scheint bei Betrachtung im Zeitbereich nicht verzerrt zu sein, es sind aber zahlreiche Obertöne im Spektrum zu erkennen. Die gewählte Spannung ist immer noch zu hoch.

Die nächste Messung erfolgt bei einer Eingangsspannung von **5V** und liefert ein unverzerrtes Signal.

Somit beträgt die maximale Eingangsspannung $U_{\text{peak, max}}=5\text{V}$. Das entspricht einem Effektivwert von $U_{\text{eff, max}}\approx 3,6\text{V}$.

2.2 Aufgabe 1b (Bestimmung des Klirrfaktors)

Die Messung des Klirrfaktors wird bei -1dB FS Eingangsamplitude vorgenommen mit einem Sinuston von 997Hz.

0dB_{FS} entspricht der maximalen Eingangsamplitude, also dem ermittelten Wert von $5V_{\text{Peak}} = 13,188\text{dB}_U$.

Der DSS arbeitet mit einer aus- und eingangsseitigen Abtastfrequenz von 20kHz.

Die erste Messung des Klirrfaktors ergibt einen relativ hohen Wert um ca. 4%. Vermutlich ist die Auflösung der FFT zu gering, um die Oberschwingungen ausreichend genau zu erfassen.

Die Anzahl der Abtastwerte innerhalb eines Blockes der FFT wird von 4.069 auf 32.768 Werte erhöht. Man erhält dadurch eine schmalbandigere FFT-Auflösung und einen genaueren Wert für den Klirrfaktor. Die folgende Graphik zeigt diese Messung.

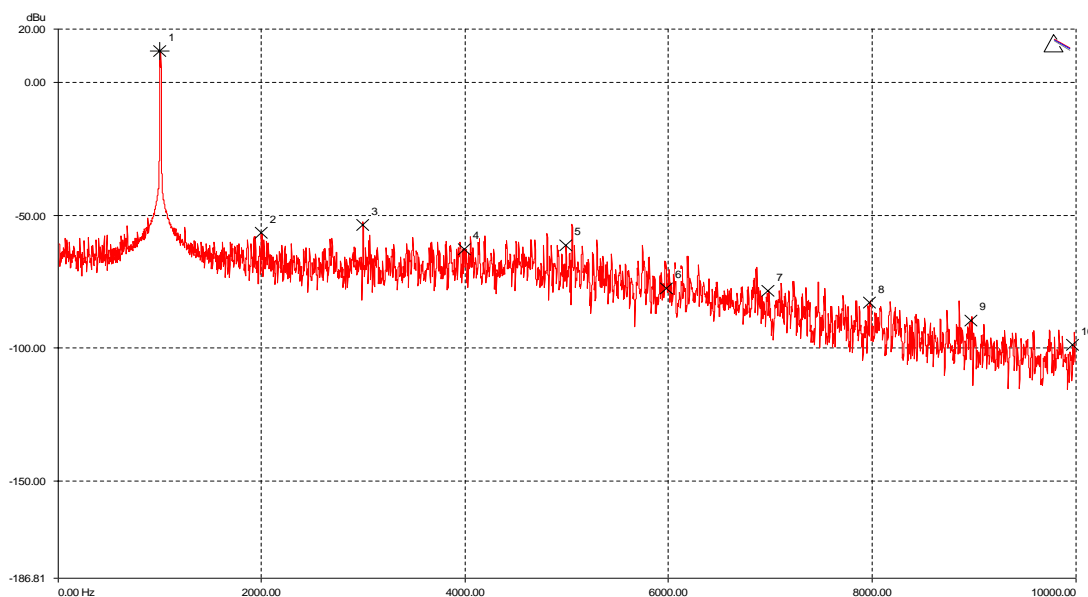


Abb. 3.2.a Frequenzspektrum mit 997Hz Grundfrequenz

Die Graphik zeigt das Frequenzspektrum des Ausgangssignals des DSS.

Die Markierungen kennzeichnen sämtliche Harmonischen. In dem Diagramm ist deutlich die erste Harmonische bei einer Frequenz von etwa 996Hz zu erkennen. Die Obertöne liegen bei den ganzzahligen Vielfachen der Grundfrequenz. Der Pegel der dritten Harmonischen hebt sich leicht vom Rauschen ab, während die Pegel der übrigen Obertöne nicht vom Rauschpegel zu unterscheiden sind. Die folgende Tabelle zeigt die einzelnen Werte der ersten zehn Harmonischen.

Label	Frequency (Hz)	Amplitude (dBu)
Fundamental	996.09	11.94
Second	1992.19	-57.24
Third	2988.28	-54.13
Fourth	3987.30	-63.33
Fifth	4983.40	-61.75
Sixth	5979.49	-78.05
Seventh	6978.52	-78.84
Eighth	7974.61	-83.49
Ninth	8970.70	-90.03
Tenth	9969.73	-99.35
Sum of harmonics		-45.68 dBu

Der Klirrfaktor kann zum einen nach der Formel in *Abschnitt 1.2* berechnet werden. Mit

$U = 0.775 \cdot 10^{\left(\frac{\text{Pegel}[dB_V]}{20}\right)}$ werden die Pegel der Harmonischen in Spannungen umgerechnet.

Harmonische	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.
Pegel [dB]	11.94	-57.24	-54.13	-63.33	-61.75	-78.05	-78.84	-83.49	-90.03	-99.35
Spannung	3.06V	1.06mV	1.52mV	528µV	634µV	97µV	88.6µV	51.9µV	24.4µV	8.4µV

Die Spannungen werden in die Gleichung zur Klirrfaktorberechnung eingesetzt.

$$k = \frac{\sqrt{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{n \cdot f}^2}}{U_{ges}} \cdot 100$$

Eine Berechnung erfolgt in Matlab:

```
U_ges_eff = sqrt((0.775*10^(-57.24/20))^2+(0.775*10^(-54.13/20))^2+(0.775*10^(-63.33/20))^2+(0.775*10^(-61.75/20))^2+(0.775*10^(-78.05/20))^2+(0.775*10^(-78.84/20))^2+(0.775*10^(-83.49/20))^2+(0.775*10^(-90.03/20))^2+(0.775*10^(-99.35/20))^2);
```

```
K = (U_ges_eff/(U_ges_eff+(0.775*10^(11.94/20))))*100;  
k_dB = 20*(log10(k/100));
```

Der so berechnete Klirrfaktor liegt bei etwa 0,066% = -63.5454dB

Zum anderen wird der Klirrfaktor automatisch vom Messsystem ermittelt und liegt bei abgelesenen 0,08% bzw. -62dB. Die Berechnung des Klirrfaktors vom System wird anhand von mehreren FFTs durchgeführt. Diese werden summiert und gemittelt. Das bedeutet, dass auch Schwankungen in der Gesamtheit des Signals über einen längeren Zeitraum (als der Zeitraum einer FFT) mit in die Mittelwertbildung einbezogen werden und somit Abweichungen zur Messung mit nur einer FFT auftreten können.

Die Abweichung in dieser Messung ist die Differenz aus abgelesenem Klirrfaktor des Messsystems und berechnetem Klirrfaktor anhand von Einzelwerten. Sie beträgt

$$\Delta k = 0,08\% - 0,066\% = 0.014\%.$$

2.3 Aufgabe 1c (Bestimmung des Oberwellengehalts im Delayline-Modus für verschiedene Frequenzen)

Der DSS wird in der folgenden Messung mit einer Abtastfrequenz von 10kHz, mit einem Eingangssignal von -1dB FS und im Delayline-Modus betrieben. Im Delayline-Modus werden Rekonstruktionsfilter (Ausgangstiefpass) und Antialiasingfilter (Eingangstiefpass) umgangen (*Abschnitt 1.5*). Die Frequenz des Eingangssignals wird zwischen 0Hz und 40kHz variiert. Mit Hilfe der Aktivbox werden Höreindrücke gewonnen.

Messung mit einer Frequenz des Eingangssignals von 1kHz:

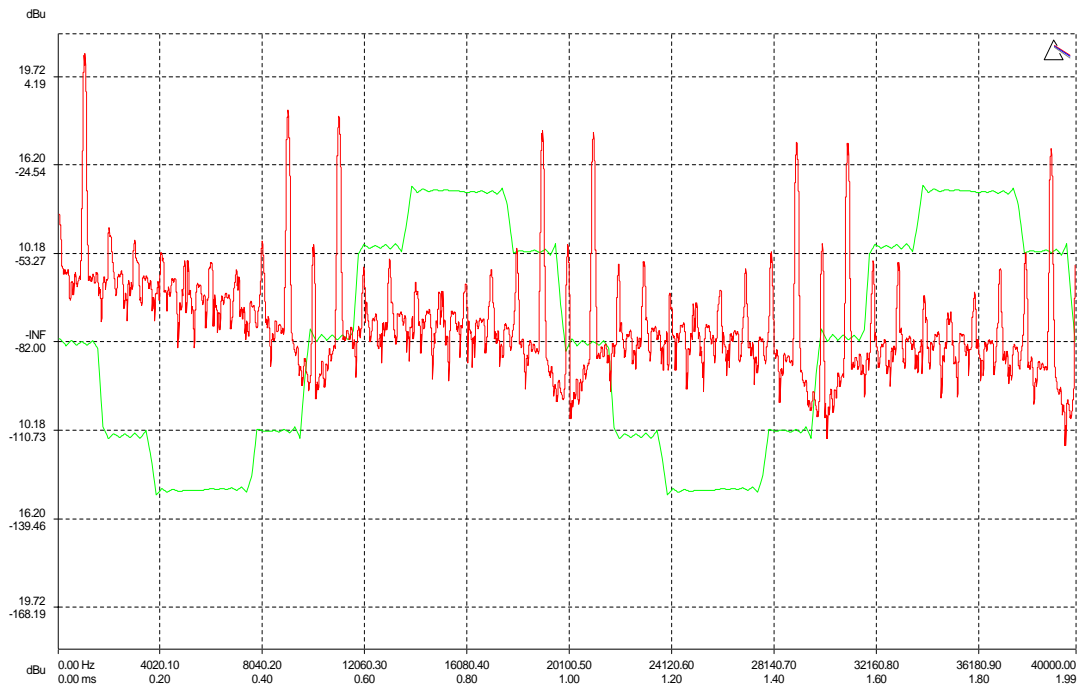


Abb. 3.3a Spektrum für Eingangssignal von 1kHz

Der treppenförmige Verlauf der Wellenform im Zeitbereich (grün) zeigt deutlich, dass kein Ausgangsfilter aktiv ist.

Das Basisband liegt zwischen 0Hz und 5kHz und enthält die Grundfrequenz bei 1kHz. Im Spektrum ist deutlich eine Spiegelung des Basisbandes in Abständen der Abtastfrequenz (10kHz) zu erkennen.

Neben der Grundfrequenz sind zwei weitere (eng beieinander liegende) Töne zu hören (bei ungefähr 9kHz und ca. 11kHz).

Messung mit einer Frequenz des Eingangssignals von 13kHz:



Abb. 3.3b Spektrum für Eingangssignal von 13kHz

Die Wellenform zeigt eine höhere Frequenz des Ausgangssignals. Im Spektralbereich ist im Basisband ein Peak bei etwa 3kHz zu erkennen und zu hören, hierbei handelt es sich also um eine Alias-Störung.

Messung mit einer Frequenz des Eingangssignals von 39,9kHz:

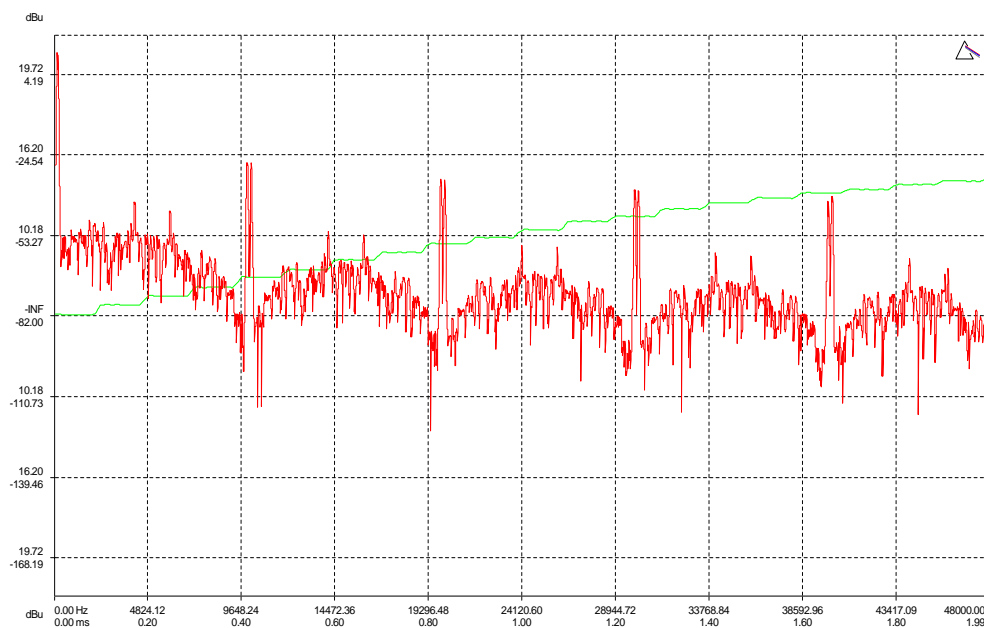


Abb. 3.3a Spektrum für Eingangssignal von 39,9kHz

Die Wellenform zeigt im Zeitbereich eine große Wellenlänge (also tiefe Frequenz) gegenüber dem Eingangssignal von 39,9kHz. Dies bestätigt ein Peak im Spektrum des Basisbands bei etwa 100Hz. Die Spiegelung des Signals an Vielfachen der Abtastfrequenz in höhere und niedrige Frequenzen bewirkt die Ausbildung von Schwingungen, die gerade der Differenz aus dem Vielfachen der Abtastfrequenz und dem Anregungssignal bildet. Im hörbaren Bereich entsteht somit u.a. ein 100Hz-Ton ($n \cdot f_a - f_g = 4 \cdot 10\text{kHz} - 39,9\text{kHz} = 100\text{Hz}$).

Neben diesem deutlich wahrnehmbaren Ton sind noch zwei sehr eng beieinander liegende Frequenzen um etwa 10kHz leicht hörbar.

Die auftretende Signalfrequenz von etwa 100Hz könnte auch durch falsche Rekonstruktion des Eingangssignals im Zeitbereich erklärt werden. Infolge einer signifikanten Unterabtastung wird die Grundperiodendauer vom System falsch rekonstruiert. Am Ausgang vom DSS erscheint ein 100Hz- statt ein 39,9kHz Signal.

Messung mit einer Frequenz des Eingangssignals von 40kHz:

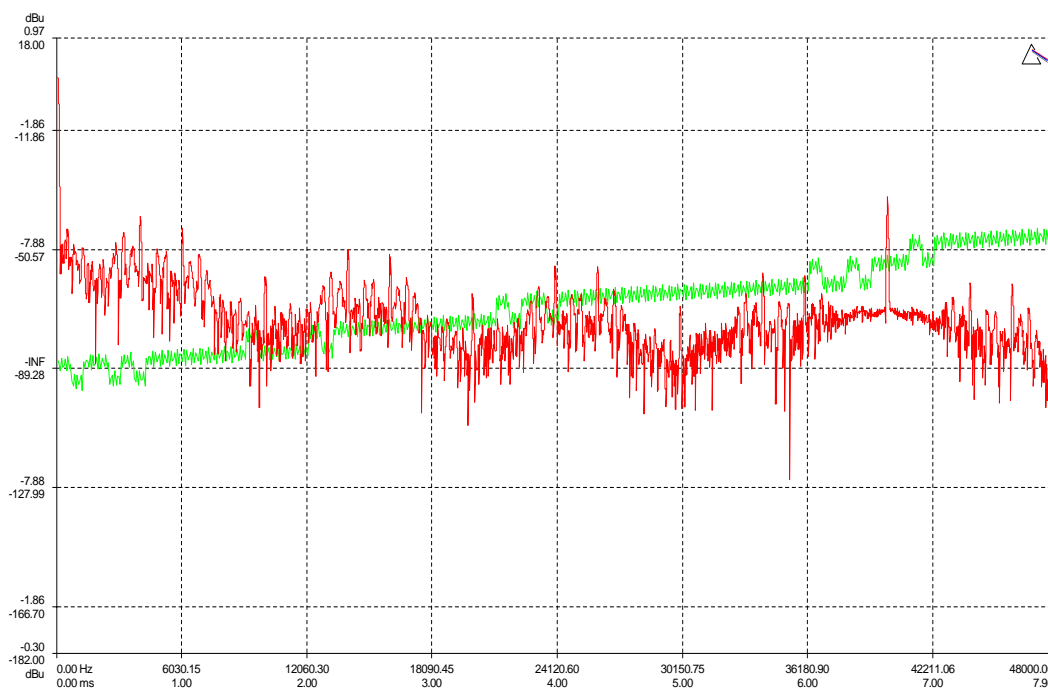


Abb. 3.3a Spektrum für Eingangssignal von 40kHz

Das Messsystem kann das Ausgangssignal des DSS nicht mehr sinnvoll interpretieren.

3 Klirrfaktormessung an einer 8Bit A/D- D/A- Wandlerstrecke (Aufgabe 2a)

Durchführung

Im Folgenden wird der Klirrfaktor des Digitalen Signalspeichers mit einem nachgeschalteten Rekonstruktionstiefpassfilter untersucht. Bei den Frequenzen von 997Hz und 1kHz wird der DSS mit den Eingangspegel von +6dB, -10dB, -40dB bezüglich der maximalen Eingangsspannung angesteuert und die Spektraldarstellung mit dScope analysiert. Dabei ist zu bemerken, dass das Analysesystem bei einem Pegel von +6dBFS eine Übersteuerung meldet und die Angabe der zu untersuchenden Werte nicht erfolgt. Deshalb wird im Dialogfenster der entsprechende Pegel in **dBu** angegeben (6dB+13,188dBu= 19,188dBu). Die Berechnung des Klirrfaktors in dB und Prozent erfolgt automatisch.

Der Versuchsaufbau erfolgt analog *Abschnitt 3*.

Ergebnisse

Der resultierende Klirrfaktor:

	997Hz	1000Hz
+6dBFS = 19,188dBu	k= 21,89 % k= -13,193dB	k= 22,07 % k= -13,122dB
-10dBFS	k= 0,4 % k= -48dB	k= 0,576 % k= -44,77dB
-40dBFS	k= 17,6 % k= -14,5dB	k= 17,41 % k= -15,1dB

Bei einem Pegel von +6dB ist das System übersteuert. Es entstehen hohe nichtlineare Verzerrungen.

Die Signale mit einem Eingangsspegel von -40dB sind hingegen untersteuert.

Sie erscheinen auch mit einem hohen Klirrfaktor. Da der THD eine Relation zwischen auftretenden Oberwellenspannungen und der Gesamtspannung des Signals ist, wird der Klirrfaktor mit sinkender Aussteuerung steigen. Auch ist die Tatsache zu beachten, dass sich der Quantisierungsfehler und sein Spektrum mit der Aussteuerung ändern: Mit abnehmender Aussteuerung erhält das Quantisierungsgeräusch zunehmend tonale Eigenschaften.

Es sind keine prägnanten Unterschiede zwischen den Klirrfaktoren bei 997Hz und 1kHz zu sehen (Tabelle). Da sich bei einem 1kHz -Ton Signal- und Abtastfrequenz in einem ganzzahligen Verhältnis befinden, sollte sich der Quantisierungsfehler in einer Ausprägung der harmonischen Vielfachen (Obertönen) bemerkbar machen. In diesem Fall ist der Quantisierungsfehler periodisch und hat einen tonalen Klangcharakter. Diesen Effekt bezeichnet man auch als „granular noise“ und müsste theoretisch eine größere Auswirkung auf den untersuchten Klirrfaktor haben. Bei der durchgeführten Messung konnte dieser Effekt (deutlich höherer Klirrfaktor bei 1kHz) nicht beobachtet werden, da die verwendeten Geräte in diesem Fall nicht ausreichend genau arbeiten.

4 Messungen an einer 20Bit A/D-Wandlerstrecke (Aufgabe 3a)

An einem 20Bit A/D-Wandler werden Messungen zur Unterdrückung der Aliasingfrequenzen, zur Input full-scale Amplitude, zur maximalen Eingangsspannung bei 1% Klirrfaktor und zum Frequenzgang, normgerecht nach AES17-Norm (Punkt 5.1, 5.4, 5.5, und 7.1) durchgeführt.

Für diese Messung wird ein A/D-Wandler der Firma *Studer* eingesetzt. Es wird ein Stereo-Signal (Kanal A und B) mittels XLR-Kabel übertragen. Eine schematische Darstellung des Versuchsaufbaus zeigt das folgende Bild.

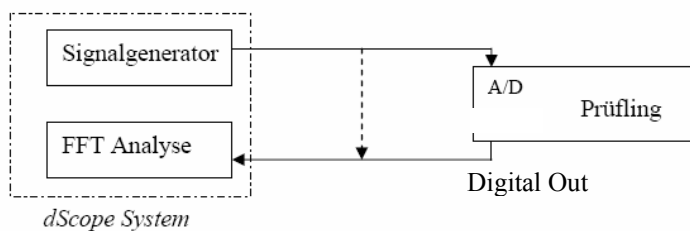


Abb.5 Schematischer Aufbau zur Messung eines AD-Wandlers

Für die Durchführung der folgenden Messungen nach AES-17-Norm wird ein vorprogrammiertes Makro im Messsystem verwendet.

4.1 Unterdrückung der Aliasingfrequenzen (AES17-Norm, Punkt 5.1)

Für die normgerechte Messung beinhaltet das Makro folgende Einstellungen:

- Als Anregungssignal dient ein Sinussweep bei einer Aussteuerung von -20dB FS. (0dB FS entsprechen hier 0dBu (Ausgang dScope), dies wird durch manuelle Einstellung der Eingangsempfindlichkeit am Studer erreicht)
- Das System wird von Sinussignalen durchlaufen, die Frequenzen zwischen 24kHz und 91kHz enthalten.
- Die standardmäßigen Filtereigenschaften des Tiefpasses des Wandlers bleiben unverändert.

Die Auswertung der Ergebnisse wird in dB als Funktion der Frequenz dargestellt. Die folgende Graphik zeigt den Frequenzgang.

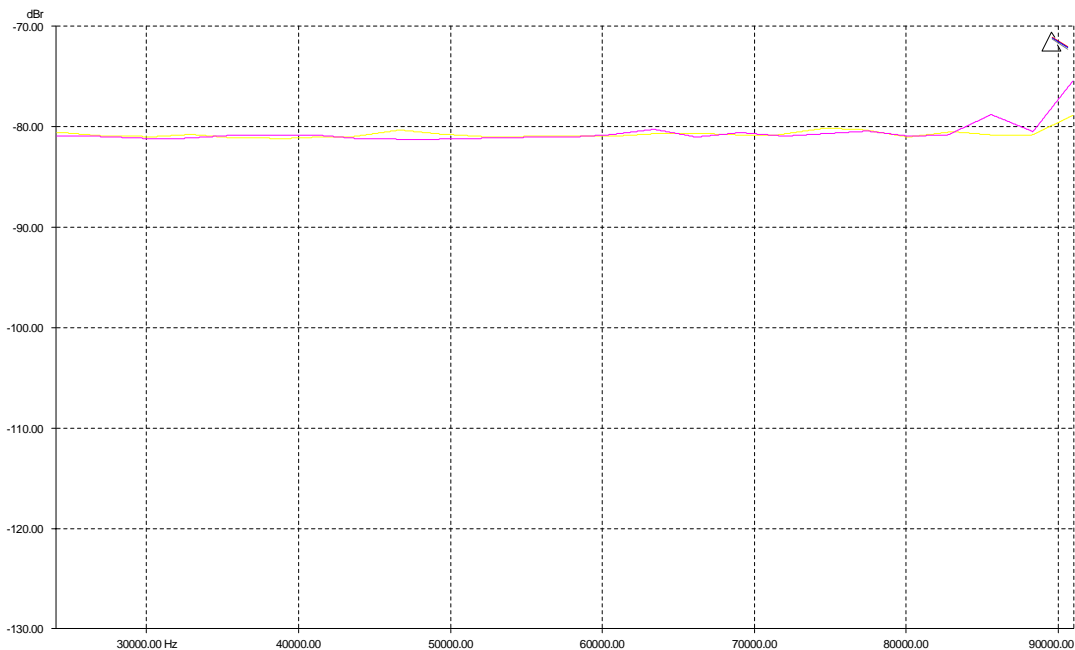


Abb. 5.1 Frequenzgang zur Messung der Unterdrückung der Aliasingfrequenzen

Oberhalb einer Frequenz von 24kHz ist ein weitestgehend glatter Frequenzgang bei ca. -80dB zu erkennen. Die Ausbildung von Aliasingfrequenzen ist nicht zu erkennen.

4.2 Eingangsamplitude für Vollaussteuerung nach AES17-Norm

Es wird die maximale Eingangsspannung für Vollaussteuerung nach AES17-Norm ermittelt. Diese liegt 0,5dB unterhalb der Amplitude bei der der Klirrfaktor 1% beträgt bzw. bei der eine Kompression in Höhe von 0,3dB festzustellen ist, je nach dem, welcher Fall zuerst eintritt.

Für die normgerechte Messung beinhaltet das Makro folgende Einstellungen:

- Als Anregungssignal dient ein Sinussignal mit einer Frequenz von 997Hz.

Die Messung ergibt für Kanal A und B jeweils: **0,109dBu** bzw. 784,42mV(RMS)

Dieser Wert entspricht somit 0dB FS für die weiteren Messungen.

4.3 Maximale Eingangsamplitude (AES17-Norm, Punkt 5.5)

Es wird die maximale Eingangsamplitude ermittelt, bei der der Klirrfaktor 1% beträgt bzw. bei der eine Kompression in Höhe von 0,3dB festzustellen ist, je nach dem, welcher Fall zuerst eintritt.

Für die normgerechte Messung beinhaltet das Makro folgende Einstellungen:

- Als Anregungssignal dient ein Sinussignal mit einer Frequenz von 997Hz.

folgende Graphik zeigt den Zeit- und Frequenzbereich.

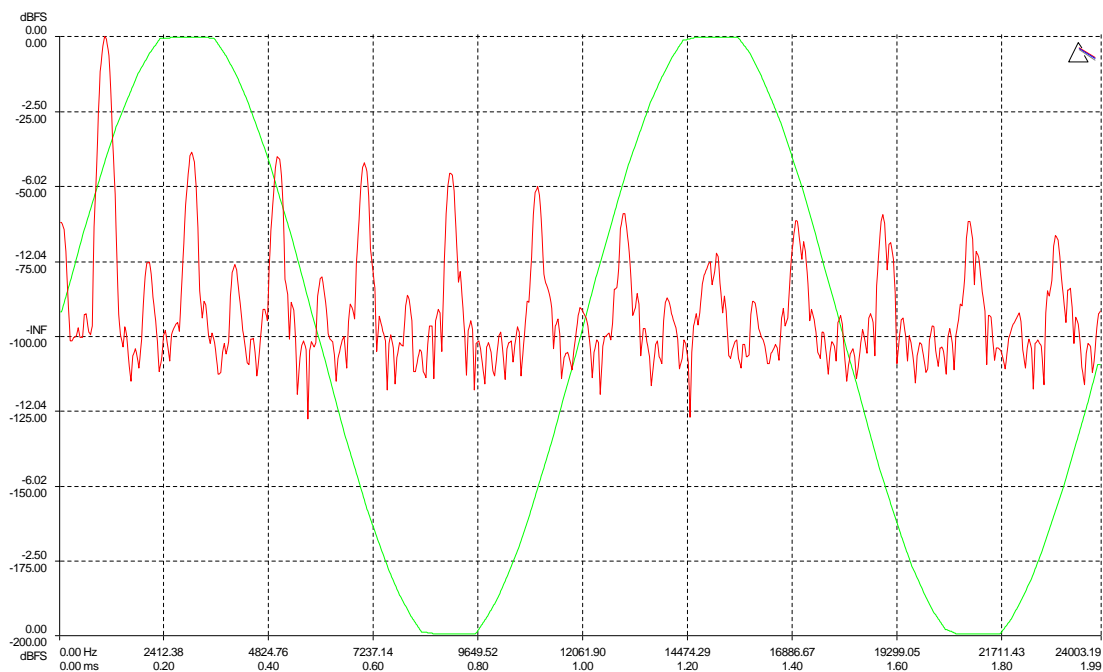


Abb. 5.3 Messung der maximalen Eingangsspannung bis zu einer Kompression von 0,3dB

Die Graphik zeigt den Zeit- und Frequenzbereich des Eingangssignals am Wandler. Es ist eine Kompression des Zeitsignals (grün) von etwa 0,3dB erkennbar. Der Klirrfaktor beträgt bei dieser Messung weniger als 1%. Die Kompression ist vorher eingetreten.

Die maximale Eingangsspannung beträgt **0,609dBu**.

4.4 Frequenzgang (AES-17 Norm, Punkt 7.1)

4.4.1 Amplitudenfrequenzgang

Für die Anforderungen nach der AES17-Norm reicht die Vorprogrammierung des bislang verwendeten Makros nicht aus. Einstellungen am Messsystem für diese Frequenzgangmessung werden ohne Makro vorgenommen:

- Die Messung des Frequenzgangs erfolgt bei einem Eingangspegel von -20dB FS (Anmerkung siehe unten). Den Referenzwert von 0dB FS liefert *Abschnitt 5.2*.
- Als Anregungssignal wird ein Sinussweep von 20Hz bis 24kHz verwendet (insbesondere für die Umsetzung dieser Einstellung kann das Makro nicht verwendet werden).

Die folgende Graphik zeigt den Amplitudenfrequenzgang.

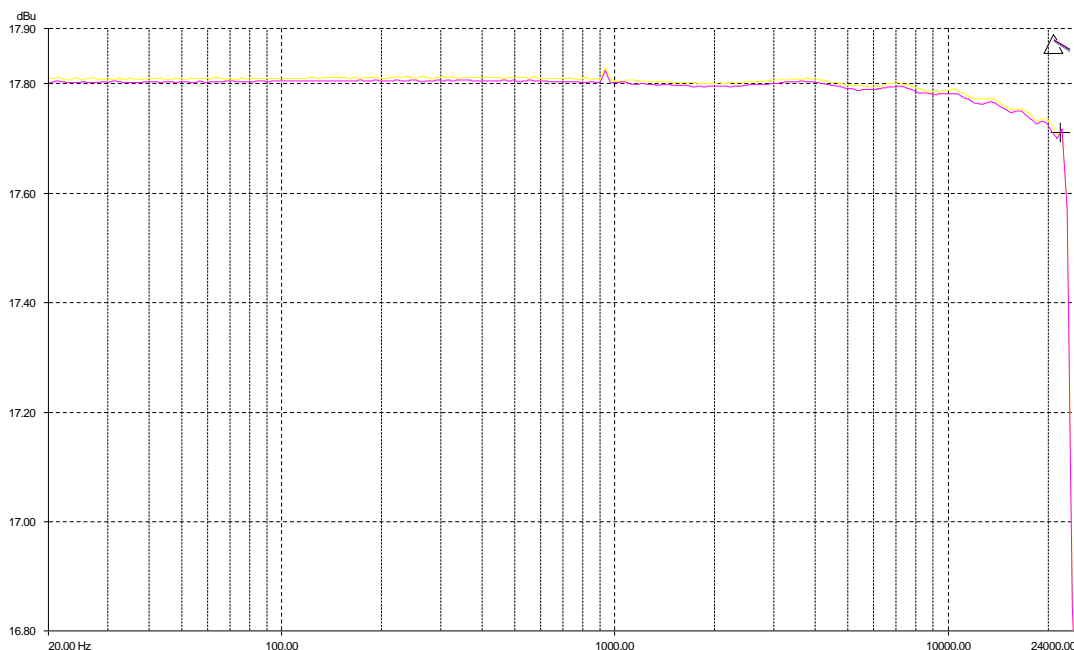


Abb. 5.4.1 Amplitudenfrequenzgang des 20Bit Wandlers

Die Graphik zeigt den Frequenzgang des Wandlers dargestellt über einen Frequenzbereich von 20Hz bis ca. 24kHz. Bis zu einer Frequenz von 10kHz verläuft die Funktion näherungsweise linear. Für hohe Frequenzen zeigt der Verlauf Tiefpasscharakter. Die -3dB-Grenzfrequenz liegt bei 21.578Hz. Für höhere Frequenzen fällt die Funktion stark ab. Durch das eingangsseitige Tiefpassfilter werden Frequenzen über 21kHz gedämpft.

Vermutlich bleibt die Einstellung dieses Tiefpasses unabhängig von der eingestellten Samplerate. Für eine Samplerate von 48kHz könnte eine Dimensionierung des Tiefpassfilters

bei 24kHz-Grenzfrequenz angesetzt werden. Die obere Grenze ist vermutlich auf die geringste Abtastrate (44kHz) abgestimmt.

Anmerkung:

Für eine normgerechte Messung hätte der Eingangspegel einen Wert von -20dB FS betragen sollen. Die hier durchgeführte Messung erfolgte mit einem Eingangspegel von 0dB FS. Zusätzlich sei angemerkt, dass die Skalierung der Y-Achse aus einer zuvor durchgeführten Messung nicht entsprechend geändert wurde und somit kein Aufschluss über den tatsächlich gemessenen Pegel gibt.

4.4.2 Frequenzabhängige Maximalamplitude

Für die folgende Messung des Frequenzgangs wird sowohl die Amplitude als auch die Frequenz des Eingangssignal variiert. Die Amplitude wird dabei für die jeweilige Frequenz maximal angesteuert.

Für diese Messung wird mit Hilfe eines Makros Einstellungen und Abfolgen automatisiert. Die folgende Graphik zeigt den Frequenzgang.

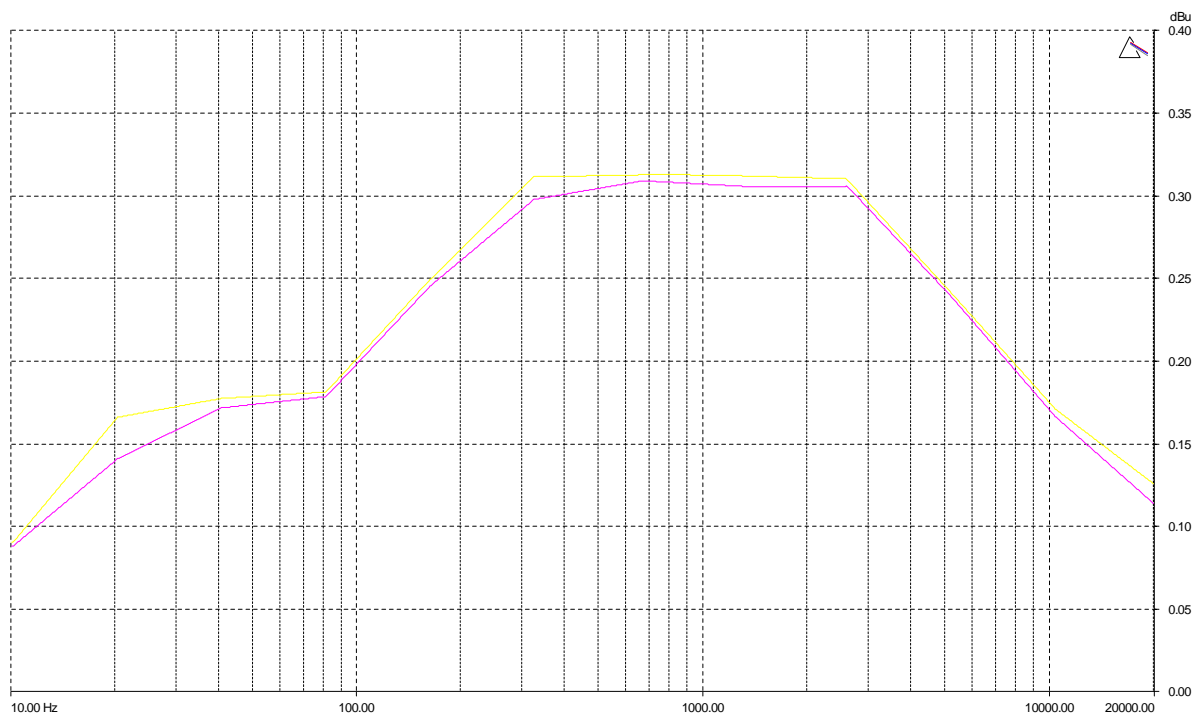


Abb.5.4.2 Frequenzgang für maximale Amplitude

Die Darstellung des Frequenzganges weist Bandpasscharakter auf. Es lässt sich eine Abhängigkeit der maximalen Aussteuerung von der Frequenz erkennen. Für unterschiedliche Frequenzen können unterschiedliche Aussteuerungen eingestellt werden. Im Bereich zwischen ca. 300Hz und 3kHz ist der Verlauf näherungsweise linear. Dieser Bereich entspricht in etwa der Bandbreite der menschlichen Sprache.

Angemerkt sein die hohe Auflösung der Y-Achse (Pegel). Die maximal Veränderung beträgt ungefähr 0,075dB/Oktave und ist im Verhält zum Dynamikbereich sehr gering.

5 Quantisierungsfehler (Aufgabe 4)

Die Folgenden Messungen werden mit Hilfe des Programms MATLAB® simuliert.

5.1 Aufgabe 4a (Erzeugen der Signale)

Es werden zwei abgetastete Sinusschwingungen der Frequenzen 1kHz und 777Hz erzeugt. Die Abtastrate beträgt 10kHz, die Amplitude 40 (entspricht etwa -10dB bezogen auf $2^7=128$ Werte, $128 \cdot 10^{(-10/20)} = 40.477$). Es werden 100.000 Abtastwerte berechnet.

```
ampl = 40;
fs = 10000;
len = 100000;

%Signale erzeugen
sin1k = gensin(ampl,1000,fs,len);
sin777 = gensin(ampl,777,fs,len);
```

Die so erzeugten Signale dienen in der folgenden Simulation als Eingangssignale für die A/D-Wandlung.

5.2 Aufgabe 4b (Quantisierung der Signale)

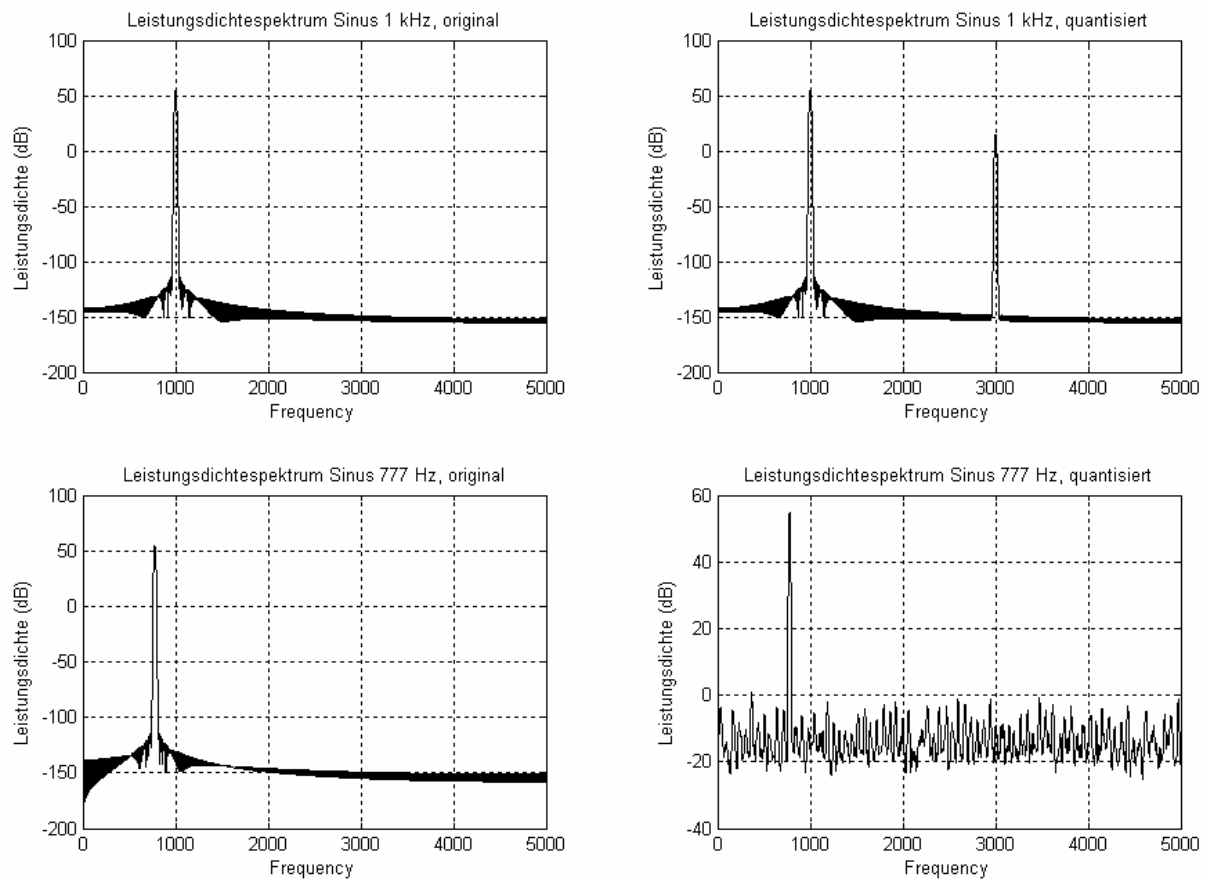
Beide Signale werden mit einer Quantisierungsstufenbreite von 1 (entsprechend 8-Bit-Quantisierung eines Wertebereichs von -128 bis 127) quantisiert.

```
sin1k_quant = quant(sin1k,1);  
sin777_quant = quant(sin777,1);
```

5.3 Aufgabe 4c (Leistungsdichtespektrum (LDS) und Signal to Noise Ratio (SNR))

Die Leistungsdichtespektren der originalen und der quantisierten Signale werden berechnet.

```
figure(1)  
subplot(221)  
[P_sin1k, f1] = lds(sin1k,fs,'dB',4096,'k');  
title('Leistungsdichtespektrum Sinus 1 kHz, original')  
subplot(222)  
[P_sin1k_quant, f2] = lds(sin1k_quant,fs,'dB',4096,'k');  
title('Leistungsdichtespektrum Sinus 1 kHz, quantisiert');  
subplot(223)  
[P_sin777, f3] = lds(sin777,fs,'dB',4096,'k');  
title('Leistungsdichtespektrum Sinus 777 Hz, original');  
subplot(224)  
[P_sin777_quant, f4] = lds(sin777_quant,fs,'dB',4096,'k');  
title('Leistungsdichtespektrum Sinus 777 Hz, quantisiert');
```



Das Spektrum des quantisierten 1kHz-Signals zeigt eine deutliche Oberschwingung bei 3kHz, also einem ungeradzahligen Vielfachen des Eingangssignals. Das Spektrum des 777Hz-Signals zeigt keine Obertöne, aber ein deutlich höheres Rauschen. Im Folgenden wird der SNR aus den einzelnen Spektren ermittelt:

```
snr(P_sin1k,f1,2500,2000);      SNR = 155.463 dB (ss=800.000 se=-0.000)
snr(P_sin1k_quant,f2,2500,2000); SNR = 152.496 dB (ss=808.000 se=-0.000)
snr(P_sin777,f3,2500,2000);    SNR = 158.474 dB (ss=800.000 se=0.000)
snr(P_sin777_quant,f4,2500,2000); SNR = 50.397 dB (ss=800.739 se=0.007)
```

Die unterschiedlichen Spektren der Signale sind auf den Umstand zurückzuführen, dass im ersten Fall mit einem ganzzahligen Vielfachen der Frequenz des Eingangssignals abgetastet wird (1kHz Sinuston wird mit 10kHz). Der bei der Quantisierung entstehende Quantisierungsfehler ist nicht zufällig verteilt.

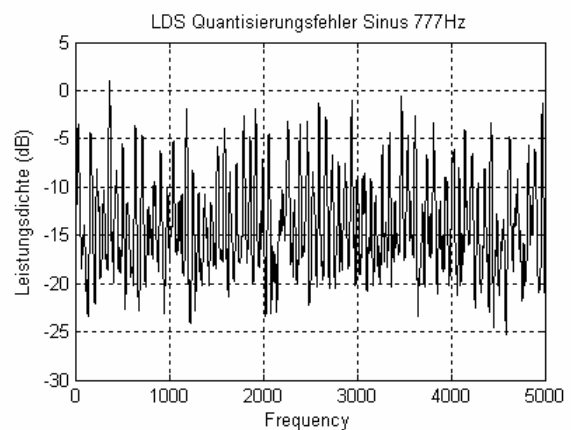
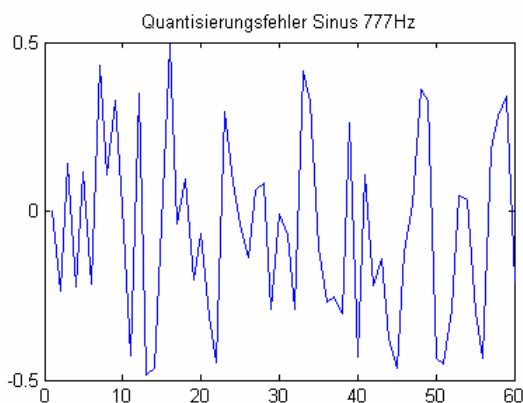
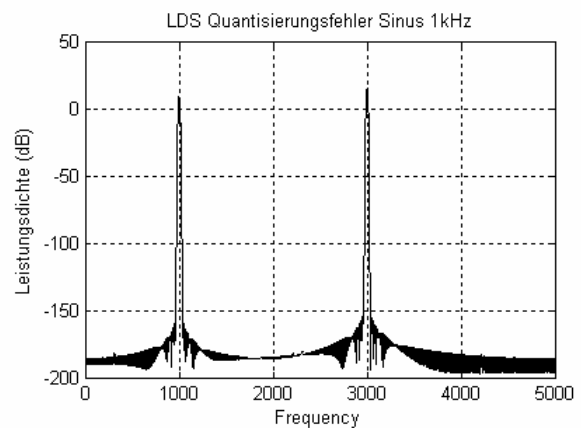
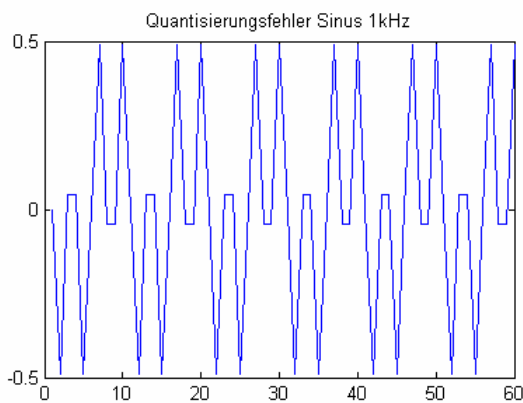
Um dies zu verdeutlichen werden die Quantisierungsfehler und ihre Spektren berechnet und grafisch dargestellt:

```

error_1k = sin1k - sin1k_quant;
error_777 = sin777 - sin777_quant;

figure(1)
subplot(221)
plot(error_1k)
title('Quantisierungsfehler Sinus 1kHz')
axis([0 60 -0.5 0.5])
subplot(222)
lds(error_1k,fs,'dB',4096,'k');
title('LDS Quantisierungsfehler Sinus 1kHz');
subplot(223)
plot(error_777)
axis([0 60 -0.5 0.5])
title('Quantisierungsfehler Sinus 777Hz');
subplot(224)
lds(error_777,fs,'dB',4096,'k');
title('LDS Quantisierungsfehler Sinus 777Hz');

```



Die Berechnungen des Klirrfaktors für die quantisierten Signale werden anhand der Formel in Abschnitt 1.2 durchgeführt. Der Klirrfaktor für das Signal mit einer Frequenz von 1kHz beträgt 0,6%, der Klirrfaktor für das Signal mit 777kHz beträgt 0,56%.

5.4 Aufgabe 4d (Vergleich von tatsächlicher Messung und Simulation)

Bei einem geradzahligem Verhältnis von Signal- und Abtastfrequenz sollten die Abtastpulse theoretisch über die gesamte Signallänge immer gleichphasig zum Signal verlaufen.

Anschaulich bedeutet das, dass die Abtastpulse immer genau an den gleichen Stellen der Sinuskurve abgreifen. Am realen Wandler ist eine solche perfekte Synchronität nicht gegeben, so dass sich die Abtastpulse gegenüber der Sinuskurve von Periode zu Periode immer ein wenig verschieben. Aus diesem Grund sind die in der Simulation deutlich ausgeprägten, harmonischen Verzerrungen beim 1kHz - Signal in der realen Messung nicht in dieser Form aufgetreten.

In MATLAB sind Signal und Abtastpuls wegen der Art der Erzeugung exakt synchron.

Weiterhin fällt in der Simulation der durch die Hold-Stufe des realen Wandlers verursachte Apertur-Effekt weg, der das Spektrum des quantisierten Signals mit einer aus der endlichen Pulsbreite resultierenden Spaltfunktion gewichtet. Ebenso treten Effekte wie Jitter, Amplituden- und Phasengänge der verschiedenen analogen Bauteile sowie Störspannungen und -einflüsse (Einstreuung, Netzbrummen) im Modell nicht auf.

Die gemessenen Klirrfaktoren stimmen bei realer Messung und Simulation hingegen recht gut überein. Der Klirrfaktor bei 1kHz am realen Wandler (0,577%) ist sogar niedriger als der Klirrfaktor in der Simulation (0,6%).

5.5 Aufgabe 4e (Herleitung der Berechnung des Pegelabhängigen SNR's)

Das Signalrauschverhältnis (SNR) ergibt sich aus dem Verhältnis der Leistung des Nutzsinal zur Leistung des Störsignals:

$$SNR = 10 \cdot \log \frac{P_{Nutz}}{P_{Stör}}$$

Die Leistung des Nutzsignals (hier: Sinussignal) wird mit

$$P_{Nutz} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left(\frac{1}{2} A \sin x \right)^2 dx = \frac{1}{8} A^2$$

Die Leistung des Störsignals berechnet sich bei Gleichverteilung, d.h. dass der Quantisierungsfehler zwischen $-1/2Q$ und $+1/2Q$ schwankt und dabei alle Spannungswerte gleich häufig vorkommen, wie folgt:

$$P_{Stör} = \frac{2}{Q} \int_{-Q/2}^{+Q/2} x^2 dx = \frac{1}{12} Q^2 \quad \text{mit} \quad Q = \frac{A_{Max}}{N-1}.$$

Mit der Näherung $N \gg 1$, also $(N+1)^2 \approx N^2 = 2^{2n}$ ergibt sich das Verhältnis der beiden Leistungen zu:

$$\frac{P_{Nutz}}{P_{Stör}} = \frac{3}{2} \cdot 2^{2n} \cdot \frac{A^2}{A_{Max}^2}$$

Der SNR lässt sich folglich berechnen

$$SNR = 10 \cdot \log \frac{P_{Nutz}}{P_{Stör}} = 10 \cdot \log \left(\frac{3}{2} 2^{2n} \right) + 10 \cdot \log \frac{A^2}{A_{Max}^2}$$

$$SNR = 10 \cdot \log (2^{2n}) + 10 \cdot \log \left(\frac{3}{2} \right) + 10 \cdot \log \frac{A^2}{A_{Max}^2}$$

$$SNR = 10 \cdot 2 \cdot \log(2) \cdot n + 1,76 + 10 \cdot \log \frac{A^2}{A_{Max}^2}$$

$$SNR = 6,02 \cdot n + 1,76 + 20 \cdot \log \frac{A}{A_{Max}}$$

$$A_{Max} = 13,188 \text{dB}_U = 3,588 \text{ V}_{RMS}$$

A	SNR berechnet	SNR gemessen
+6dBFS $\hat{=}$ +7,06V _{RMS}	55,8dB	nicht erfolgt
-1dBFS $\hat{=}$ 3,15V _{RMS}	48,8dB	
-10dBFS $\hat{=}$ 1,12V _{RMS}	39,8dB	
-40dBFS $\hat{=}$ 0,035V _{RMS}	9,7dB	

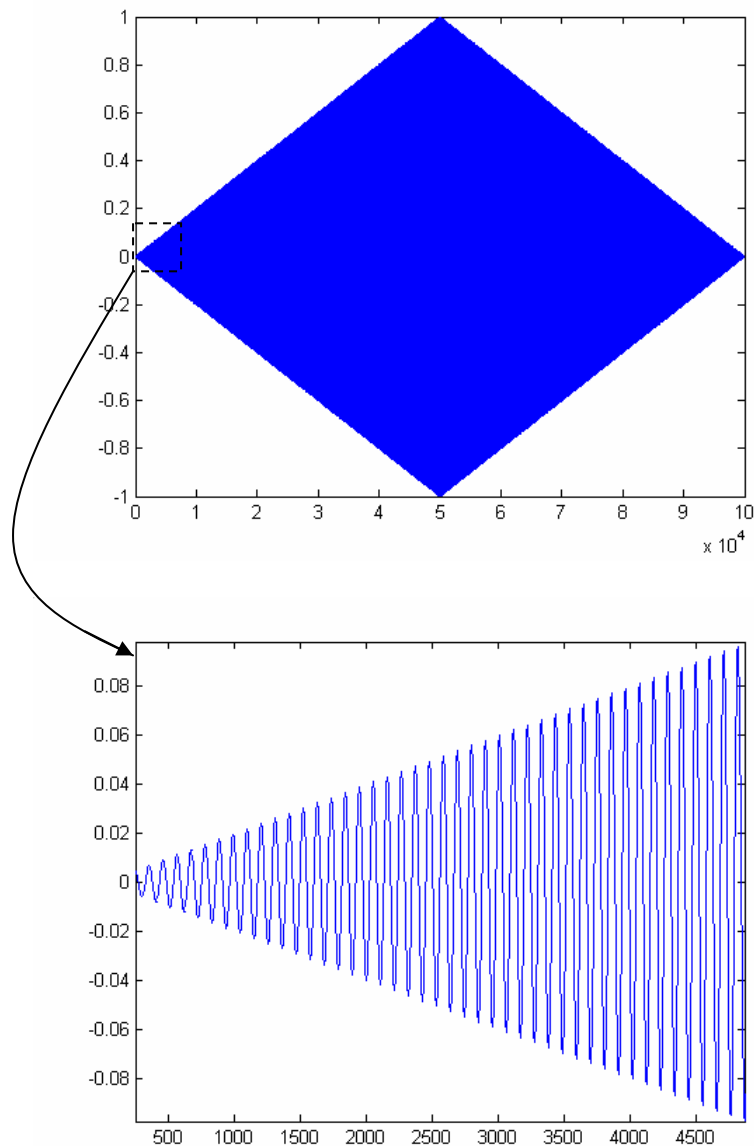
Eine Berechnung des SNR ist nur sinnvoll für nicht übersteuerte Signale, da der Einfluss von Verzerrungen in der Formel nicht berücksichtigt wird.

6 Dither (Aufgabe 5)

6.1 Aufgabe 5a (Erzeugen einer an- und abklingenden Sinusschwingung)

Es wird eine Sinusschwingung der Frequenz 413Hz erzeugt, deren Amplitude innerhalb von 100.000 Samples kontinuierlich zunimmt, 1 erreicht und dann kontinuierlich abnimmt. Die Amplitude von 1 entspricht etwa -42dB, bezogen auf eine 8-bit Quantisierung ($20 \cdot \log(1/128)$).

```
len = 100000;      a = 1;      fs = 44000;  
sin_ramp = rampsin(a,413,fs,len);  plot(sin_ramp);
```

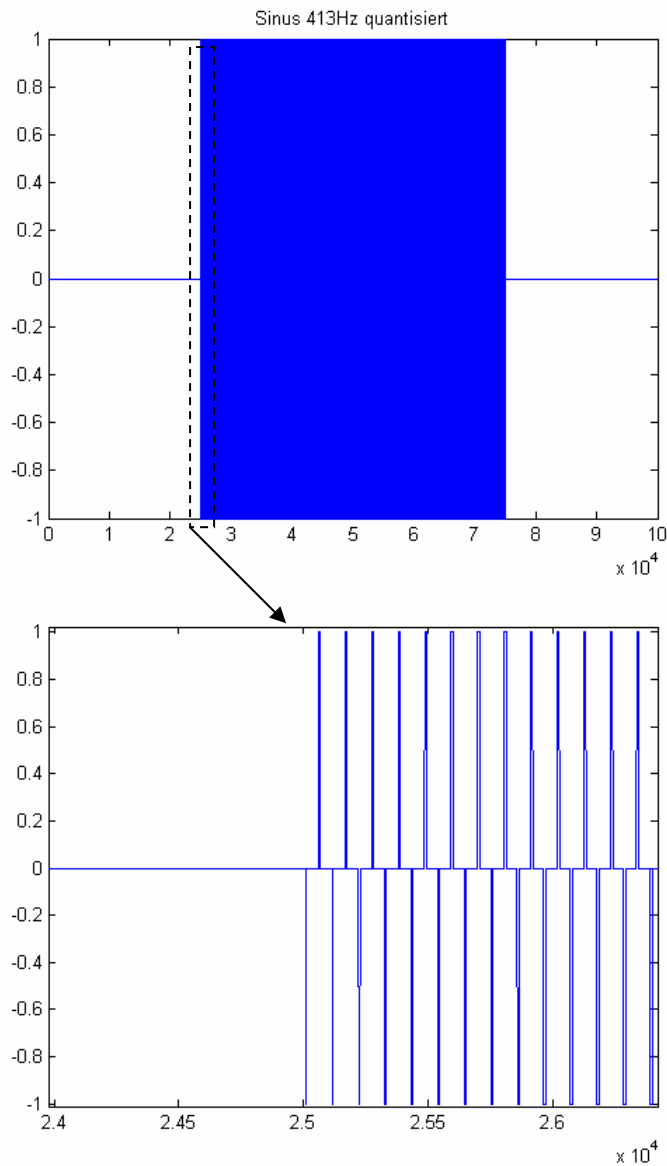


Diese Sinusschwingung dient in den folgenden Versuchen als Eingangssignal.

6.2 Aufgabe 5b (Quantisierung)

Das soeben erzeugte Signal wird mit einer Quantisierungsstufenbreite von 1 quantisiert.

```
sin_ramp_quant = quant(sin_ramp,1);  
plot(sin_ramp_quant)
```

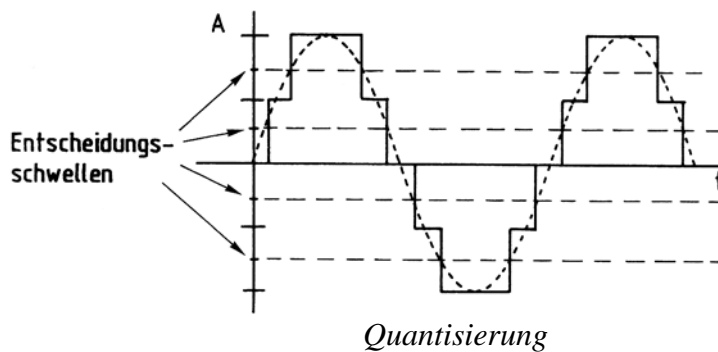


Das Ausgangssignal unterscheidet sich erwartungsgemäß stark vom Eingangssignal, da die Entscheidungsschwelle des Quantisierers bei $\frac{1}{2}$ liegt und somit alle Werte kleiner $\frac{1}{2}$ auf 0, und alle Werte größer $\frac{1}{2}$ auf 1 quantisiert werden.

Man erkennt die Auswirkungen der minimalen Auflösung: Da das Signal, welches eine maximale Amplitude von 1 hat, mit einer Stufenbreite von ebenfalls 1 quantisiert wird, herrscht Ruhe bis zum Überschreiten des Schwellwerts von 0,5. Danach entsteht eine

Rechteckschwingung mit konstanter Amplitude. Nach Unterschreiten des Schwellwerts bis zum Ende des Signals wird wiederum eine 0 übertragen.

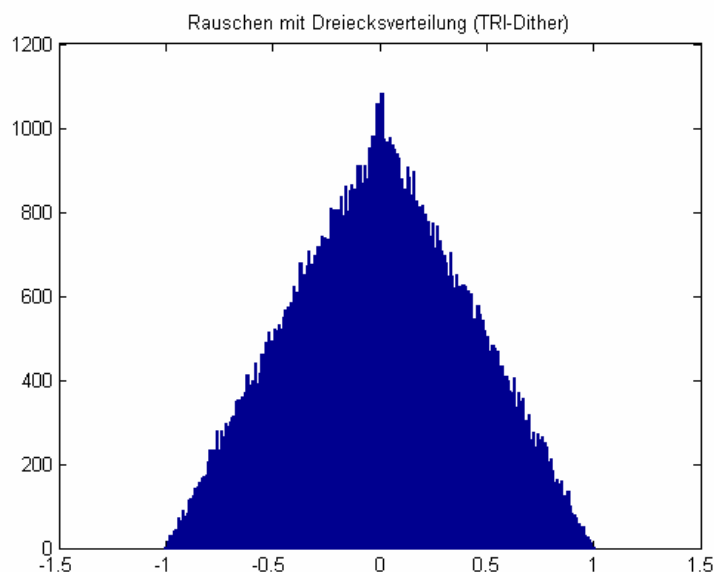
Das bestätigt sich im Hörvergleich der beiden Signale: Während das unquantisierte Signal sauber auf- und abklingt, herrscht beim quantisierten Signal zunächst Ruhe, dann setzt abrupt das verzerrte Signal mit konstanter Amplitude und deutlich hörbaren Obertönen ein.



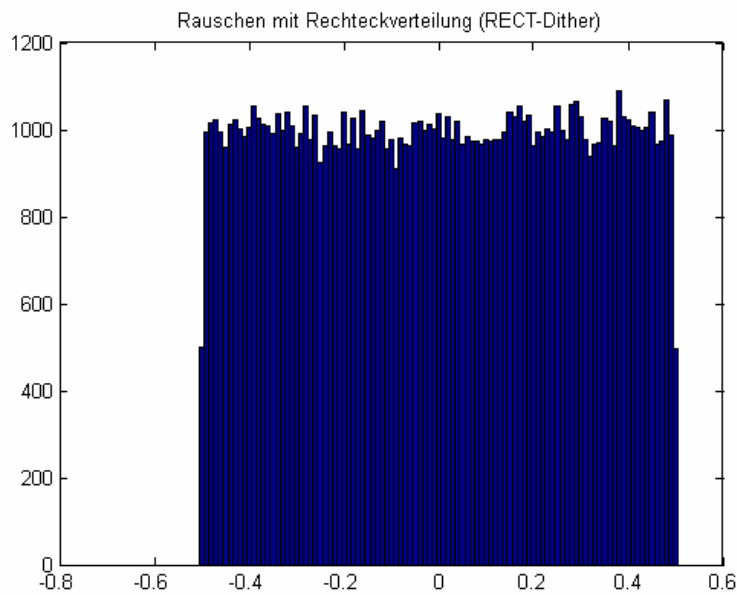
6.3 Aufgabe 5c (Erzeugen von Dither-Signalen)

Mit Hilfe der Zufallsfunktion `rand` werden 2 Rauschfolgen, d.h. zufällige Zahlenfolgen, erzeugt. Diese unterscheiden sich in der statistischen Verteilung ihrer Werte, einmal sind sie gleichverteilt (Rechteckform) und einmal dreiecksverteilt. Außerdem haben beide Signale unterschiedliche Amplituden.

```
noise_rect = rand(1,len)-0.5;  
noise_tri = rand(1,len)+rand(1,len)-1;  
x = -1:0.01:1;  
hist(noise_tri,x)
```



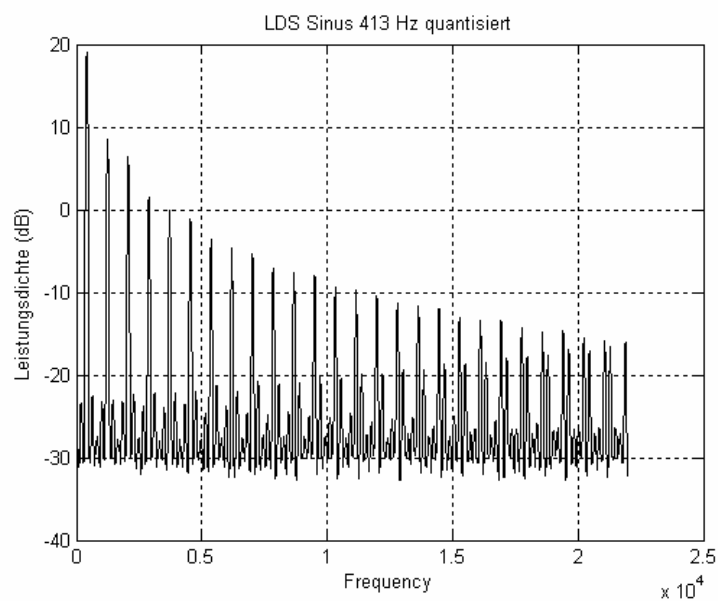
```
x = -0.5:0.01:0.5;  
hist(noise_rect,x)
```



Diese Rauschsignale werden als Dither bezeichnet, das gleichverteilte als RECT-Dither (rectangular), das dreiecksverteilte als TRI-Dither (triangular).

6.3 Aufgabe 5d (Dithering)

Das Spektrum des quantisierten, ungeditherten Signals (413Hz Sinus) weist zahlreiche Obertöne auf, welche deutlich hörbar sind.

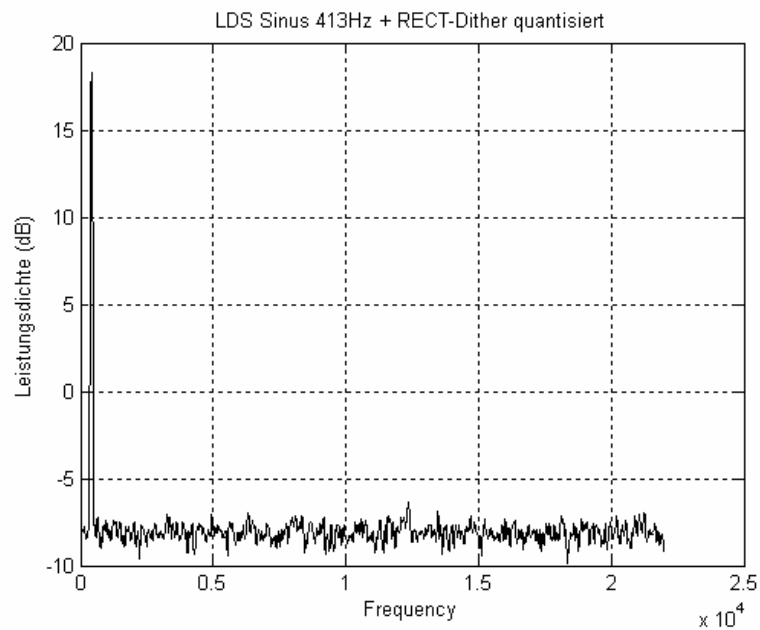


Für das Dithering wird dem Originalsignal Rauschen zugefügt:

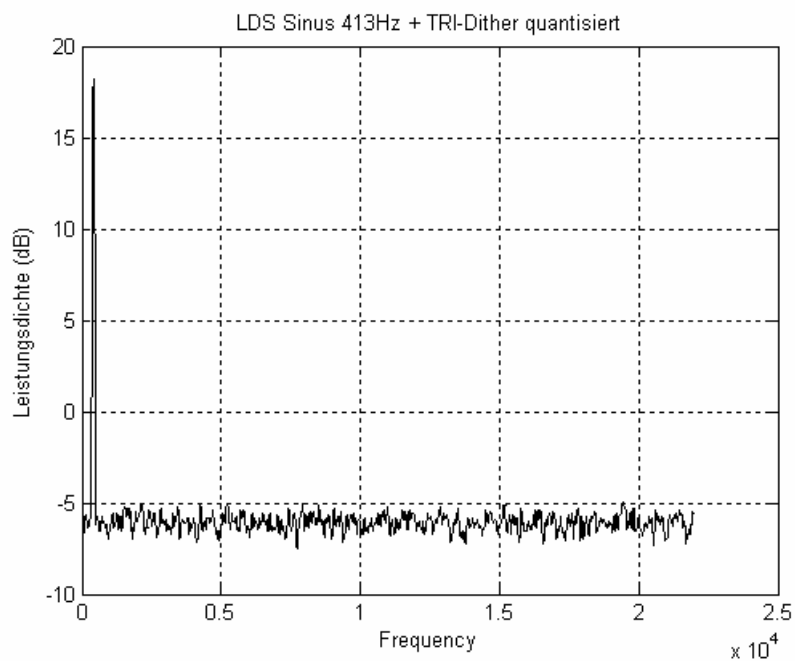
```
sin_ramp_noise_rect = sin_ramp + noise_rect;  
sin_ramp_noise_tri = sin_ramp + noise_tri;
```

Anschließend werden diese Signale quantisiert und ihre Leistungsdichtespektren berechnet:

```
sin_ramp_noise_rect_quant = quant(sin_ramp_noise_rect,1);  
sin_ramp_noise_tri_quant = quant(sin_ramp_noise_tri,1);  
lds(sin_ramp_noise_rect_quant,44000,'dB',4096,'k');
```



```
lds(sin_ramp_noise_tri_quant,44000,'dB',4096,'k');
```



Nach dem Dithering sind keine Oberschwingungen mehr zu erkennen, gleichzeitig verringert sich der SNR stark. Der unterschiedliche SNR bei RECT- und TRI-Dither ist auf die unterschiedlichen Amplituden der Rauschfolgen zurückzuführen.

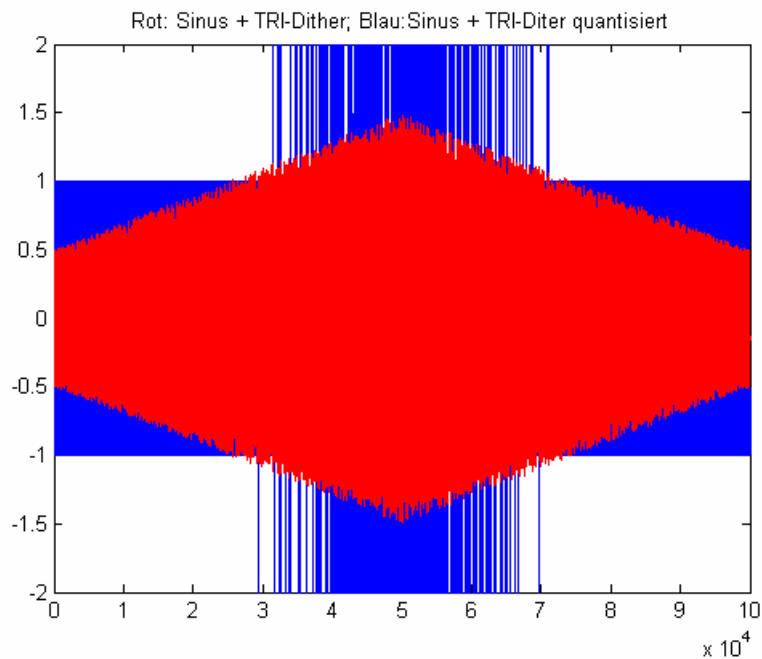
Auditiv ist jetzt der originale Sinuston wieder zu hören, allerdings ist das Rauschen sehr laut. Im Vergleich zum ungeditherten, quantisierten Signal ist der subjektive Höreindruck trotz des Rauschens angenehmer.

Vergleich der SNR's (berechnet mit Funktion snr):

SNR Sinus 413 Hz	143.880 dB
SNR Sinus 413 Hz quantisiert	62.375 dB
SNR Sinus 413 Hz + RECT-Dither quantisiert	39.199 dB
SNR Sinus 413 Hz + TRI-Dither quantisiert	38.610 dB

Bei der Quantisierung des geditherten Signals werden ständig die Entscheidungsschwellen der Quantisierungsstufen über- bzw. unterschritten, so dass ständig Informationen übertragen werden.

Dithering hat also 2 Vorteile: Zum einen werden so auch Signale mit sehr geringer Amplitude übertragen, zu anderen wird der Quantisierungsfehler zufällig und somit zu einem Rauschen.



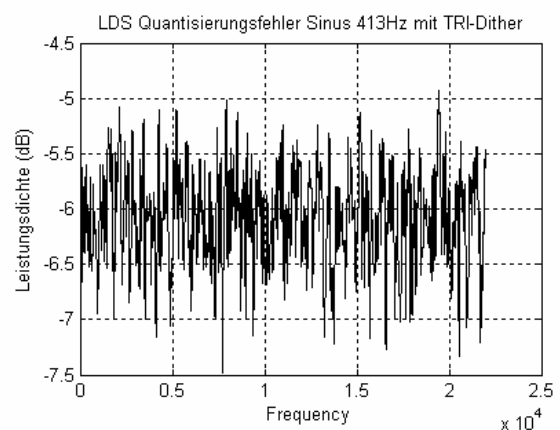
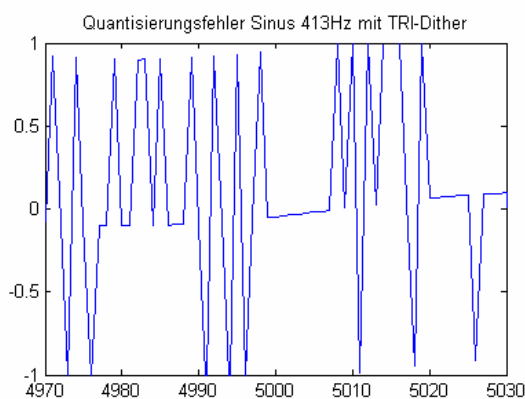
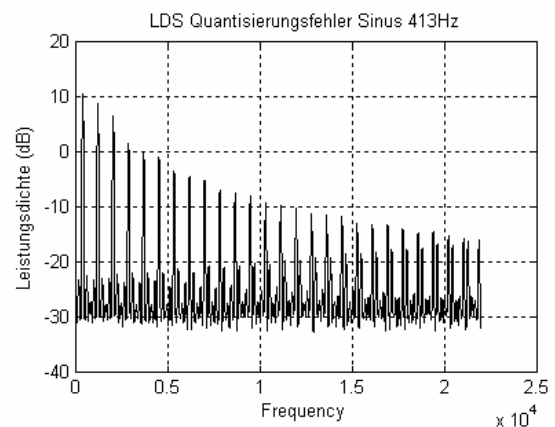
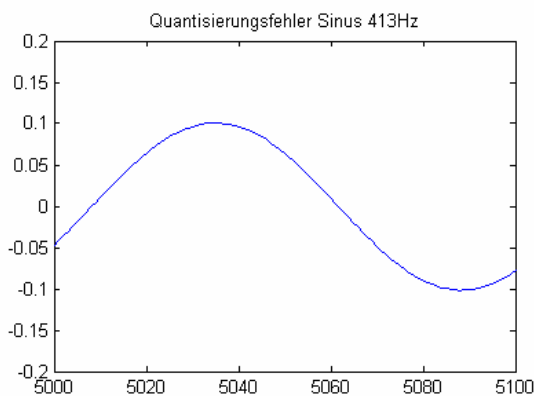
Zur Veranschaulichung wird der Quantisierungsfehler noch einmal genauer betrachtet:

```

error = sin_ramp - sin_ramp_quant;
error_tri = sin_ramp - sin_ramp_noise_tri_quant;

figure(1)
subplot(221)
plot(error)
title('Quantisierungsfehler Sinus 413Hz')
axis([5000 5100 -0.2 0.2])
subplot(222)
lds(error,fs,'dB',4096,'k');
title('LDS Quantisierungsfehler Sinus 413Hz');
subplot(223)
plot(error_tri)
axis([4970 5030 -1 1])
title('Quantisierungsfehler Sinus 413Hz mit TRI-Dither');
subplot(224)
lds(error_tri,fs,'dB',4096,'k');
title('LDS Quantisierungsfehler Sinus 413Hz mit TRI-Dither');

```



Deutlich zu erkennen ist der periodische, sinusförmige (mit dem Anregungssignal korrelierte) Verlauf des Quantisierungsfehlers des ungeditherten Signals, was die zahlreichen Obertöne erklärt. Der Quantisierungsfehler des geditherten Signals ist zufällig, d.h. mit dem Eingangssignal unkorreliert und wird als Rauschen wahrgenommen.