



Versuch 4 Integrierende Analog-Digital-Wandler

1 Theorie

Mit der Verbreitung der digitalen Messwert- und Signalverarbeitung nimmt die Bedeutung der Analog-Digital-Wandler, d.h. der Schaltungen und Systemteile, die einen stetigen analogen Spannungswert in einen digitalen Zahlenwert umwandeln, weiter zu.

Zu den häufigsten Verfahren gehören der Doppelflanken-Wandler (engl. Dual-Slope-Converter) und der Ladungsbalance-Wandler (engl. Charge Balance Converter bzw. Sigma-Delta-Converter). Beide wenden integrierende Verfahren an, bei denen die Genauigkeit des Ergebnisses von nur wenigen stabilen Bauteilen abhängt.

Eine Eigenschaft, Vor- und Nachteil zugleich, ist die lange Wandlungszeit der integrierenden A/D-Wandler im Millisekunden- bis Sekundenbereich.

1.1 Eigenschaften von A/D-Wandlern

Mit einem A/D-Wandler soll ein analoger stetiger Wertebereich auf einen diskreten Zahlenbereich abgebildet werden. Dieser Zahlenbereich hat nur eine endliche Auflösung, eine begrenzte Anzahl von Schritten zwischen Anfangs- und Endwert. Damit entsteht eine feinabgestufte Treppenfunktion, die für Eingangswerte zwischen den Stufen keine unterscheidbaren Ausgangswerte mehr hat.

Die lineare Umsetzung kann in der Praxis nicht ideal geschehen, vielmehr muss man mit möglichen weiteren Abweichungen rechnen. Zu den statischen Fehlern gehören der Nullpunktfehler, der Skalenfaktorfehler, die Nichtlinearität und mögliche fehlende Messwerte (engl. missing codes).

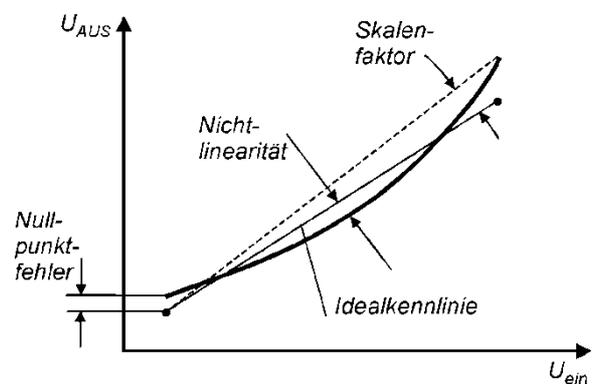


Bild 1.1: Übertragungseigenschaften

Letztere treten vor allem bei Wandlern mit Widerstandsteilern auf, wenn viele Widerstände des Teilers zu einem neuen umgeschaltet werden (01111 -> 10000) und die kombinierte Toleranz der Werte an dieser Stelle real größer als 1 Stufenschritt ist.

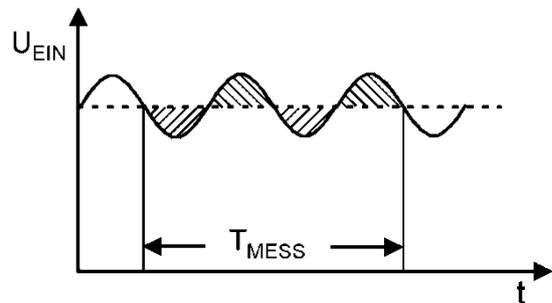
Bei geringer Nichtlinearität wird in der Praxis zuerst der Nullpunkt abgeglichen, anschließend der Skalenfaktor auf Vollausschlag eingestellt und danach überprüft, ob diese Einstellungen sich gegenseitig beeinflussen. Die verbleibende Nichtlinearität kann dann durch eine Messreihe ermittelt werden.

Störungen und Rauschen beeinflussen die Messungen in unregelmäßiger Weise; die daraus entstehende Messunsicherheit kann durch Mehrfachmessung und Mittelung verringert werden.

1.2 Unterdrückung des Netzbrummens

Bei der Messung von Spannungen oder Strömen ist dem Gleichsignal, das man messen will, häufig ein Wechselanteil überlagert, der von zusätzlichen Signalkomponenten oder von Störungen aus der Netzspannung (50 Hz) hervorgerufen wird. Eine Messung des Augenblickswerts der Spannung würde einen stark veränderlichen Anzeigewert ergeben abhängig vom Zeitpunkt der Messung, z. B. bei der gleichgerichteten Spannung eines Netzteils.

Ein integrierendes Messverfahren, das den mittleren Wert des Eingangssignals während der Messperiode T_{MESS} erfasst, gibt die Möglichkeit, Störungen aus der Netzspannung (50 Hz) systematisch zu unterdrücken.



Wählt man die Messzeit T_{MESS} gerade als ein ganzes Vielfaches der Netzfrequenz-Periode, so gleichen sich während der Zeit die Anteile über der mittleren Spannung und unterhalb aus, so dass am Ende gerade der ungestörte Mittelwert der Eingangsspannung U_{EIN} erfasst und angezeigt wird.

Bild 1.2: Messintervall zur Brummunterdrückung

Bei der Messzeit $T_{\text{MESS}} = 100 \text{ ms}$ und Vielfachen davon ergibt sich eine gute Störunterdrückung für 50 Hz (Europa, $5 \times 20 \text{ ms}$) als auch für 60 Hz (USA, $6 \times 16,6 \text{ ms}$).

1.3 Der Doppelflanken-Wandler

Der Doppelflankenwandler benötigt einen als Integrator geschalteten Verstärker, einen Null-Komparator, einen Eingangsumschalter, eine Referenzspannungsquelle mit einer zur Eingangsspannung umgekehrten Polarität und ein Steuerwerk, das den gewünschten Messablauf steuert.

In einer ersten Phase I wird der Kondensator C von der Eingangsspannung U_{EIN} während einer festen Messzeit T_1 aufgeladen.

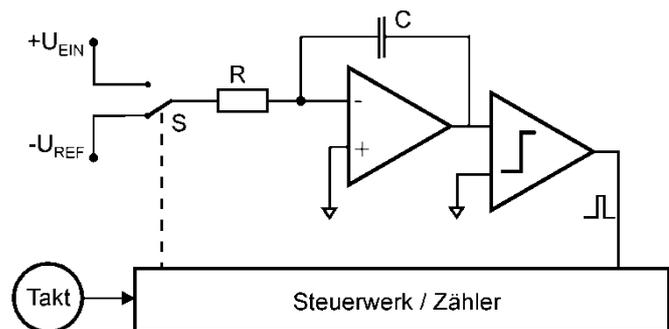


Bild 1.3: Doppelflanken-AD Wandler

$$U_{C1} = \frac{1}{R \cdot C} \cdot U_{\text{EIN}} \cdot T_1$$

In der Phase II wird in der anderen Schalterstellung S der Kondensator C von der konstanten Referenzspannung U_{REF} entladen, bis der Komparator die Ladespannung $U_C = 0$ erkennt. Die dafür erforderliche Zeit T_2 hängt (nur) von der Höhe der in Phase I erreichten Kondensatorspannung U_{C1} ab.

$$U_{C1} = \frac{U_{\text{EIN}} \cdot T_1}{R \cdot C} = U_{C2} = \frac{U_{\text{REF}} \cdot T_2}{R \cdot C}$$

Der Kondensator C und Widerstand R werden in beiden Phasen gleich verwendet; ihre absolute Größe geht nicht in das Messergebnis ein. Werden die Intervalle T_1, T_2 durch das Auszählen eines Taktes als N_1, N_2 ermittelt, erhält man für das Messergebnis

$$U_{\text{EIN}} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_{\text{REF}}$$

Damit wird nur das Verhältnis der Integrationszeiten ausgewertet, an die Genauigkeit bzw. Stabilität von R, C und der Taktfrequenz werden nur geringe Anforderungen gestellt.

Durch eine zusätzliche Messphase bei kurzgeschlossenen Eingangsanschlüssen ($= 0 \text{ V}$) kann der Nullpunktfehler erfasst und für das nächste Messintervall kompensiert werden (Auto-Zero).

Der Integrationskondensator C wird während der Wandlung auf eine Spannung U_C aufgeladen. Diese muss noch im linearen Arbeitsbereich des Integrationsverstärkers liegen. Beim Entladen während des Intervalls T_2 wird mit jedem Takt die Spannung U_C um den Betrag $U_{C(\text{MAX})} / N_1$ verringert, den der Komparator an der 0-Volt-Schwelle noch störungsfrei erkennen muss. Deswegen müssen R, C, T_1 so gewählt werden, dass sie eine möglichst große lineare Kondensatorspannung U_C bewirken. Der Komparator muss präzise und störungsfrei arbeiten. Die Materialien des Kondensators C müssen so gewählt werden, dass die Auf- und Entladung möglichst ideal reproduzierbar ist (keine dielektrischen Verluste).

1.4 Der Ladungsbalance-Wandler

Der Ladungsbalance-Wandler ist zuerst ein Spannungs-Frequenz-Wandler. Die Frequenz der Pulse am Ausgang ist proportional zur Eingangsspannung. Durch Zählen der Ausgangspulse N in einem Zeitintervall T_{MESS} erhält man einen Wert für die Eingangsspannung während der Messzeit.

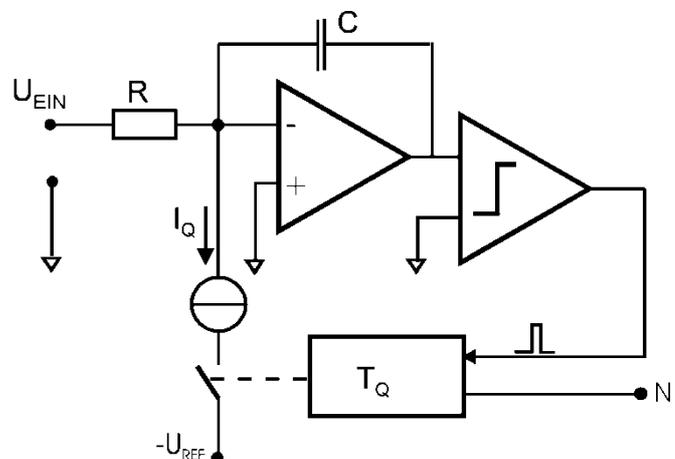


Bild 1.4: Ladungsbalance-Wandler

Die erste Stufe besteht aus einem als Integrator geschalteten Verstärker mit dem Integrationskondensator C . Dieser Kondensator wird geladen mit einem Strom

$$I_{\text{EIN}} = \frac{U_{\text{EIN}}}{R}$$

Er wird entladen durch einen Strom I_Q , der N mal für eine Zeit T_Q eingeschaltet wird. Der Komparator schaltet den Stromschalter so oft ein, dass die Ladung $Q \sim U_C$ auf dem Kondensator etwa null bleibt.

Für ein Messintervall T_{MESS} entsteht das Ladungsgleichgewicht

$$Q_1 = \frac{U_{\text{EIN}}}{R} \cdot T_{\text{MESS}} = Q_2 = N \cdot I_Q \cdot T_Q$$

das dem Verfahren den Namen gegeben hat. Leitet man die Dauer des Strompulses T_Q als Bruchteil n der Messzeit T_{MESS} her, wird daraus ein Verhältnismessverfahren, in dem die absolute Größe von T_Q bzw. T_{MESS} keine Rolle mehr spielt.

$$U_{\text{EIN}} = \frac{N}{n} \cdot I_Q \cdot R; \quad \text{mit: } T_Q = \frac{T_{\text{MESS}}}{n}$$

Das zahlenmäßige Ergebnis N entspricht dem Mittelwert der Eingangsspannung U_{EIN} während der Messzeit T_{MESS} . Dadurch werden Störungen und Rauschspannungen im Eingangssignal teilweise unterdrückt. Wegen der langen Messzeit (Millisekunden ... 1s) können nur langsam veränderliche Größen gemessen werden.

Der Wert des Kondensators C kann klein gewählt werden, um bei jedem Umladungsimpuls einen merklichen Spannungsunterschied U_C für den Komparator zu erhalten. Wird einmal die Schwelle durch eine Störung nicht richtig erkannt, erzeugt es keinen Fehler im Messergebnis, weil nur die tatsächlich geschalteten Ladungsimpulse $I_Q \cdot T_Q$ gezählt werden.

1.5 Bipolare Spannungsmessung

Während man bei Zeigerinstrumenten meistens nur eine Polarität des Eingangssignals messen kann, nutzen die meisten digitalen Instrumente die Möglichkeit, beide Polaritäten der Eingangsspannung zu messen und dies durch Umschalten des Vorzeichens \pm anzuzeigen. Auch in der rechnergestützten Signalverarbeitung muss häufig ein bipolarer Wertebereich erfasst werden.

Beim Doppelflanken-Wandler wird die Ladespannung des Kondensators C aus einer Referenzspannungsquelle mit umgekehrter Polarität kompensiert. Um also bipolare Eingangsspannungen damit messen zu können, muss zusätzlich eine zweite Referenzquelle gleicher Größe mit

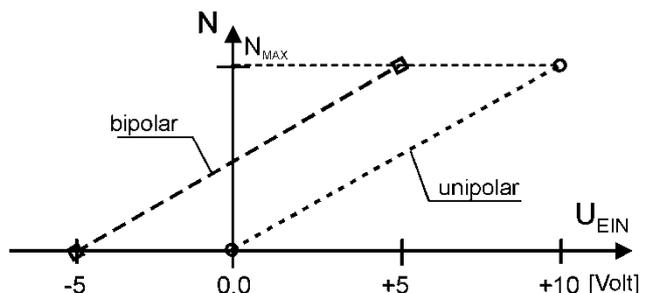


Bild 1.5: Eingangsbereich eines Wandlers

entgegengesetzter Polarität vorhanden sein, auf die dann je nach Polarität des Eingangssignals automatisch umgeschaltet wird.

Bei dem Ladungsbalance-Wandler kann der Wertebereich einfach durch ein Offsetsignal, ein zusätzlicher Strom I_{BIP} eingespeist in den Integrationsknotenpunkt, so verschoben werden, dass der Messbereich damit symmetrisch zum Nullpunkt liegt.

Eine Justierung von Nullpunkt und Vollausschlag eines bipolar messenden Wandlers ist jedoch schwieriger, weil sich die Einstellungen gegenseitig beeinflussen.

1.6 Stellenzahl eines A/D-Wandlers

Ein A/D-Wandler bildet einen Eingangsspannungsbereich auf einen festen Zahlenbereich ab. Im binären Zahlenbereich wird diese *Auflösung* des Wandlers in Bit (binäre Stellen) angegeben. So entspricht 8 Bit einem Zahlenwertbereich von 0...255, 12 Bit einem von 0...4095. Ein Zahlenbereich von 0-9999 entspricht einer Auflösung von etwa 13,2 Bit.

Soll der gemessene Wert digital angezeigt werden, so benötigt man dezimale Stellen. So entspricht ein dreistelliger Wandler einem Zahlenbereich von 0...999.

Bei dem Aufbau von Anzeigen ist eine „1“ als erste Stelle einfach zu konstruieren, sie benötigt keinen Zifferndekoder sondern nur die Entscheidung „1-Ja“ oder „1-Nein“, verdoppelt aber den Anzeigebereich von 999 auf 1999. Europäische Messgeräte benötigen jedoch häufig wegen der höheren Netzspannung (235 V) einen Messbereich bis 3999.

Eine gebrochene („wirksame“) Stellenzahl N_A für Zwischenwerte kann gerundet über den dekadischen Logarithmus errechnet werden:

$$N_A = \log_{10}(N_{\text{MAX}})$$

So ergibt sich für den Bereich bis 1999 ein Wert von $N_A = 3,3$, aufgerundet „3 ½ Stellen“, für den Bereich bis 3999 ein Wert von $N_A = 3,6$, aufgerundet als „3 ¾ Stellen“.

Spezielle moderne Präzisionsvoltmeter haben Mess- bzw. Anzeigebereiche von 5 ½ (6 ½) Stellen, wobei die erreichte absolute Genauigkeit meistens geringer ist.

Die Anzahl der *sicher unterscheidbaren* Messergebnisse kann noch weit geringer als der Anzeigebereich sein. Hat ein Messgerät einen Anzeigebereich von 0-3999, aber eine Messunsicherheit von +/- 0,5% vom Anzeigewert, dann hat der Messbereich eigentlich nur 100 sich nicht überschneidende Abschnitte, damit also nur 100 eindeutig und sicher unterscheidbare Messwerte.

2 Anhang / zusätzliche Theorie

2.1 Operationsverstärker-Grundsaltungen

Baut man Verstärker mit aktiven Elementen wie Transistoren auf, sind ihre Verstärkung und Linearität auch abhängig von der Temperatur, der Betriebsspannung, Alterung und anderen Einflüssen. Wünschenswert wäre eine Schaltung, deren Eigenschaften nur von außen angeschalteten stabilen passiven Bauelementen bestimmt werden. Dafür wurde der „Operationsverstärker“ entwickelt, ein Verstärkerelement mit sehr großer Grundverstärkung, der wie ein Regelkreis nur mit Gegenkopplung stabil betrieben werden kann.

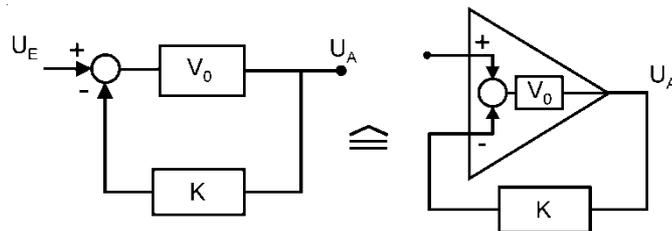


Bild 2.1: Operationsverstärker mit Gegenkopplung

Dabei wird ein um den Faktor K geteilter Anteil der Ausgangsspannung zum Eingang zurückgeführt. Nur die Differenz zur Eingangsspannung wird mit V_0 verstärkt. Es lässt sich errechnen, dass für die Verstärkung V des geschlossenen Regelkreises gilt:

$$V = \frac{V_0}{1+V_0 \cdot K} \approx \frac{1}{K} \quad \text{für sehr großes } V_0$$

Hat ein solcher Operationsverstärker eine Grundverstärkung V_0 von typ. 20.000 ... 5 Mio, so ist die Verstärkung der gegengekoppelten Schaltung V nur vom Teilerfaktor K , nicht mehr von V_0 abhängig.

Eine Anwendung ist die invertierende OP-Verstärker-Schaltung, bei der bei Gegenkopplung ein Stromknoten am invertierenden Eingang (-) gebildet wird, wo die Summe der zufließenden und abfließenden Ströme null ist.

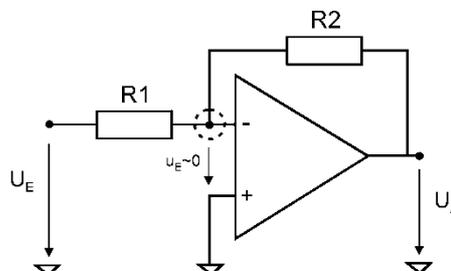


Bild 2.2: invertierender OP-Verstärker

Ist wegen der großen Spannungsverstärkung V_0 die Eingangsspannung des OP-Verstärkers $U_E = \frac{U_A}{V_0} \sim 0$, so gilt für den Stromknoten

$$\sum I = I_1 + I_2 = 0 = \frac{U_E}{R_1} + \frac{U_A}{R_2} = 0, \quad V = \frac{U_A}{U_E} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Damit kann die Verstärkung allein mit dem Verhältnis $\frac{R_2}{R_1}$ eingestellt werden. Werden weitere Widerstände an andere Eingangsspannungen $U_{E2,3}$ angeschlossen, wird die Summe aller Eingangsspannungen ermittelt (Addierverstärker).

Bei einem Kondensator entspricht die Spannung U_C dem Zeitintegral des Ladestromes. Ersetzt man R_2 durch einen Kondensator C , so gilt im Stromknoten, dass der Eingangsstrom $\frac{U_E}{R_1}$ nun dem Ladestrom des Kondensators $i \sim C \cdot \frac{dU_A}{dt}$ entspricht. Die Ausgangsspannung U_A entspricht der Ladespannung des Kondensators U_C , damit wird

$$U_C = U_A = -\frac{1}{C} \cdot \int_T i_E \cdot dt = -\frac{1}{R_1 \cdot C} \cdot \int_T U_E \cdot dt$$

Ein solcher Umkehr-Integrator kann in der Ausgangsspannung U_A das Zeitintegral über die Eingangsspannung U_E oder die Summe des Eingangs-Stromflusses über ein Zeitintervall bilden.

Dieser Wert ist eine zeitabhängige Größe. Das Integral über eine konstante Spannung ist eine Rampenfunktion, bei einer Eingangsspannung von null bleibt der erreichte Spannungswert U_A erhalten. Soll der Kondensator auf null entladen werden (Anfangswert), kann dies durch einen negativen Strom oder durch einen niederohmigen Entladewiderstand geschehen.

Durch Selbstentladung des Kondensators C als Folge von Isolationsmängeln kann sich der Wert der Integralspannung mit der Zeit verfälschen. Je nach Qualität des Kondensators (Technologie) und Größe kann dies in ms oder Sekunden passieren.

[



Labor für elektrische Messtechnik		Laborbericht	
		Versuch 4 Integrierende A/D Wandler	
Semester	Gruppen-Nr.	Name: _____	Matr.Nr: _____
-----	-----	Name: _____	Matr.Nr: _____
Datum	Vortestat	Testat/Note/Bemerkung:	
-----	-----	-----	

3 Versuchsvorbereitung

- (1) Machen Sie sich mit den Methoden zur Analog-Digital-Wandlung mit integrierenden Verfahren vertraut.
- (2) Ermitteln Sie eine mathematische Funktion, mit der im unipolaren und im bipolaren Messbereich der erwartete Zählerstand zu der angelegten Eingangsspannung berechnet werden kann, wenn $N_{\max} = 9999$ und die Eingangsspanne ΔU auf 10 V (9,999) eingestellt ist.
- (3) Planen Sie die Reihenfolge von Abgleichschritten für den Fall, dass Sie einen Wandler/Verstärker mit einem Nullpunkt-Offset-Fehler abgleichen, wo der Gesamtmessbereich ΔU (Messspanne) von Minimum bis Maximum einen vorgegebenen Wert (N_{\max}) haben soll und bei dem der Nullpunkt der Eingangsspannung U_E in der Mitte dieses Bereiches liegen soll.
- (4) Bereiten Sie die Tabellen für die Messreihen für unipolare und bipolare Messungen und für die Messung der Brummunterdrückung vor.

4 Durchführung

Der Wandler des Versuchsaufbaus ist diskret unter Verwendung einzelner Bauelemente aufgebaut. Der Integrator ist mit einem OP-Verstärker aufgebaut, dessen Ausgangsspannung am Testpunkt TP2 gemessen werden kann.

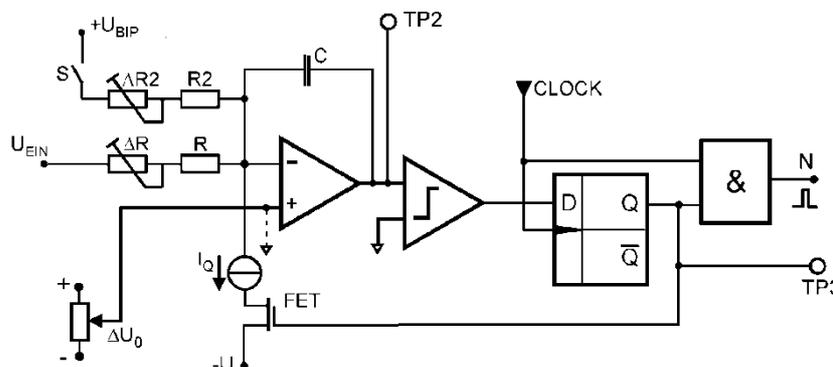


Bild 4.1: Ladungsbalance-Wandler (Versuchsaufbau)

Die Festlegung der Dauer des Stromflussintervalls T_Q erfolgt dadurch, dass der Ausgang des Komparators als Eingang für ein DATA-Flipflop verwendet wird, das nur im Takt des Clock-Signals seinen Zustand ändern kann. Dadurch kann T_Q nur ein Ein- oder Vielfaches der Clock-Periode betragen (TP3). Für diese Zeit wird die Stromquelle I_Q eingeschaltet. Am Ausgang N erscheint für jedes eingeschaltete T_Q -Intervall ein Zählimpuls. Die Dauer des Messintervalls T_{MESS} ist ein festes Vielfaches von T_Q und wird mit dem Dezimalpunkt der Einser-Ziffer der Anzeige des Versuchsgerätes optisch angezeigt.

4.1 Unipolare Spannungsmessung:

Am Anfang wird der Schalter der Offset-Spannungsquelle U_{BIP} geöffnet. Mit einem Trimmerpotentiometer kann eine erforderliche geringe Korrekturspannung ΔU_0 eingestellt werden, so dass der Wandler bei der Eingangsspannung $U_{\text{EIN}} = 0$ auch das Ausgangssignal 1 bis 3 Pulse pro Messintervall T_{MESS} abgibt. Durch Verändern des Widerstands R um einen Betrag ΔR kann der Wandler so justiert werden, dass er bei $U_{\text{EIN}(\text{MAX})} = 10 \text{ V}$ (9,999 V) die maximale Anzeige 9999 anzeigt. Der Schalter S der Offset-Spannungsquelle ist dabei offen.

- (1) Die Wandlerbaugruppe und der Kalibrator werden ohne angeschlossene Geräte eingeschaltet und können sich für einige Minuten aufwärmen.
- (2) Ein digitales Speicheroszilloskop wird an die Testpunkte TP2 und TP3 angeschlossen und so eingestellt, dass die Signale des Wandlers auf dem Schirm abgebildet werden.
- (3) Der Eingang des Wandlers U_{EIN} wird kurzgeschlossen und die Wandlung auf minimale Pulszahl justiert (langsam / selten blinkende Puls-LED), das Anzeigergebnis für ein Messintervall liegt dann zwischen 1 bis 3 Zählsschritte.
- (4) Der Kalibrator wird auf eine Ausgangsspannung von 10 V (9,999) eingestellt. Mit dem Verstärkungsregler wird der Wandler auf Vollausschlag in der Anzeige (9999) eingestellt.
- (5) Durch Einstellung des Nullpunkts wird überprüft, ob eine gegenseitige Abhängigkeit der Kalibrierungen vorhanden ist.
- (6) Unter Verwendung der einstellbaren Kalibrator-Spannungsquelle wird die Genauigkeit und Linearität des Wandlers für die Werte:
0,03/ 0,06/ 0,2/ 0,3/ 1,0/ 1,5/ 3,0/ 4,5/ 5,0/ 5,5/ 7,0/ 7,5/ 8,0/ 8,5/ 9,0/ 9,5/ 9,990 V
überprüft, indem die Werte einmal aufwärts und anschließend nochmals abwärts am Kalibrator eingestellt werden, der Anzeigewert jeweils abgelesen wird und die Differenz zum Erwartungswert notiert wird.
- (7) Zu den Werten 1,0/ 5,0/ 9,5 V wird jeweils ein geeignetes Oszilloskop-Bild des TP2, TP3 und CLOCK-Signals auf einem USB-Stick gesichert.
- (8) Mit dem Oszilloskop wird die Dauer von T_Q (Clock-Interval) gemessen. Ein Bild wäre schick.

4.2 Bipolare Spannungsmessung:

Der Schalter der Offset-Spannungsquelle U_{BIP} wird geschlossen. Damit wird über den Widerstand $R_2 + \Delta R_2$ ein zusätzlicher Strom in den Integratorknoten eingespeist, so dass bei der Eingangsspannung 0 bereits das halbe maximale Zählergebnis erreicht wird. Damit ist es möglich, sowohl negative als auch positive Eingangsspannungen zu messen.

- (1) Justieren Sie den Eingangsbereich des Wandlers für einen Messbereich von -5,0...+4,999 V durch entsprechendes Verändern der Abgleichwiderstände. Wählen Sie eine geeignete Reihenfolge der Abgleichschritte.
- (2) Unter Verwendung der einstellbaren Kalibrator-Spannungsquelle wird die Genauigkeit und Linearität des Wandlers für die Werte:
-4,990/ -4,50/ -4,00/ -3,0/ -2,0/ -1,50/ -0,50/ 0,0/ +0,50/ +1,50/ +2,0/ +3,0/ +4,00/ +4,50/
+4,990 V
überprüft, indem die Spannungswerte einmal aufwärts und anschließend nochmals abwärts am Kalibrator eingestellt werden, der Anzeigewert jeweils abgelesen wird und die Differenz zum Erwartungswert notiert wird.

4.3 Messung der Brummunterdrückung

Messen Sie mit dem Oszilloskop die Dauer der Messzeit T_{MESS} des A/D-Wandlers aus. Sie entspricht 14.336 Takten des Clock-Signals.

- (1) Schließen Sie die Eingangsbuchsen des A/D-Spannungswandlers an einen Frequenzgenerator „HAMEG 8030-3“ an. Wählen Sie für die Ausgangsspannung eine Sinuskurvenform.
- (2) Errechnen Sie aus dem Interval T_{MESS} eine Generatorfrequenz, für die 2 ganze Perioden in das Messinterval T_{MESS} passen und stellen Sie sie am Frequenzgenerator ein.
- (3) Stellen Sie bei einer Sinusamplitude null mit dem Offset-Regler des Generators eine Gleichspannungsanzeige von ca. ‚5000‘ am A/D-Wandler ein.
- (4) Führen Sie jeweils 6 Messungen des A/D-Wandlers bei den überlagerten Sinusamplituden (U_S) 0 V, 1 V, 2 V, 3 V durch. Stellen Sie am Frequenzgenerator die entsprechenden Frequenzen ein.
- (5) Verändern Sie die Frequenz so, dass gerade 2 ½ Perioden der Sinuskurve in die Messperiode passen. Wiederholen Sie die Messungen bei der überlagerten Sinusspannung.

5 Auswertung

Stellen Sie für

- den unipolaren Messbereich,
- den bipolaren Messbereich

die Abweichungen der realen Werte von der Ideal-Kurve in jeweils 2 Diagrammen dar, indem Sie die Differenz zwischen erwartetem und gemessenem Wert einmal als absolute Spannungsdifferenz (Volt, Millivolt) und im 2. Diagramm als % vom Wert der Kalibrierspannung darstellen.

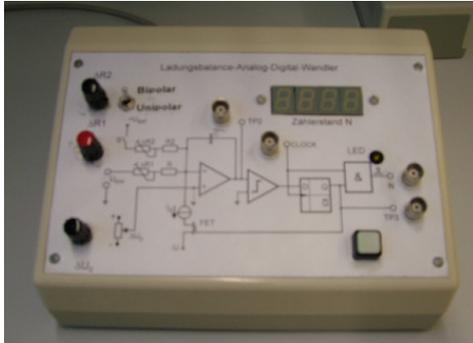
Zeigen Sie in zwei Diagrammen N_{ADC} über U_{SINUS} die Ergebnisse der Messungen bei überlagerter Brummspannung. Wie groß kann die Abweichung maximal werden?

Kommentieren Sie kurz die Ergebnisse bezüglich der Verwendbarkeit des untersuchten Verfahrens. Wie viele Stellen „echte“ Genauigkeit werden erreicht?

6 Prüfling und Geräte:

Bei dem Versuch eingesetzter Prüfling

Ladungsbalance Analog-Digital-Wandler



Anmerkung: Der ehemalige Leiter des Labors, Prof. Dr. Hamann hat in seinem heimischen Labor den Prototypen des AD-Wandlers repariert und verbessert, so dass wir jetzt über ein Ersatzgerät verfügen. Dafür danken wir ihm sehr herzlich.

Bei dem Versuch eingesetzte Geräte:

Kalibrator

„YOKOGAMA COMPACT CAL CA100“



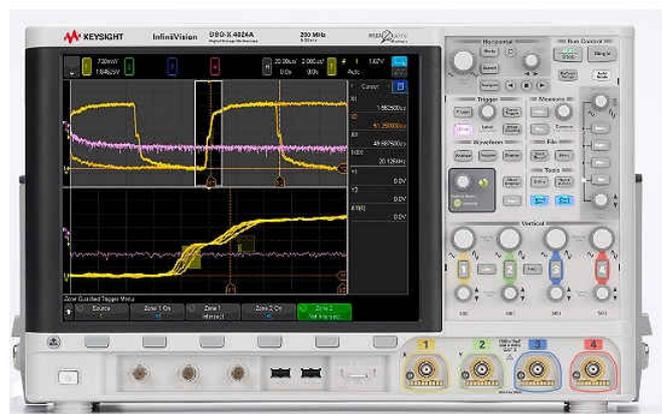
Funktionsgenerator „HM 8030-3“



Oszilloskop „HM 1507“



DSO-X 4024A



Datenblätter und Anleitungen zu den Geräten finden Sie auf dem Messplatz.